

嵌入豁口磁芯的 13.56MHz RFID 读写器天线^①

余自锋¹, 廖晓东^{1,2}, 王良鸿¹

¹(福建师范大学 光电与信息工程学院, 福州 350007)

²(福建师范大学 智能光电系统工程研究中心, 福州 350007)

摘要: 本文针对天线线圈产生的磁场强度分布不均匀的现象, 提出一种增强天线局部磁场强度的方案. 首先, 本文从理论出发解释了高频磁场的趋肤效应; 其次, 基于高频磁场的趋肤效应, 提出往线圈中央添加开了豁口的金属磁芯, 用以增强磁芯边缘和豁口位置的磁场强度; 最后, 通过三维电磁仿真软件 Ansoft HFSS 和 MATLAB 软件研究不同张角的豁口磁芯对环形天线的磁场强度的影响, 旨在找出最优豁口的设计方案, 对实际设计的 13.56MHz RFID 读写器天线具有一定的参考价值.

关键词: RFID; 豁口磁芯; HFSS; 磁场强度; 趋肤效应

13.56MHz RFID Reader Antenna Embedded in the Gap Magnetic Core

YU Zi-Feng¹, LIAO Xiao-Dong^{1,2}, WANG Liang-Hong¹

¹(School of Electronic College of Photonic and Electronic Engineering, Fujian Normal University, Fuzhou 350007, China)

²(Intelligent Optoelectronic Systems Research Centre, Fujian Normal University, Fuzhou 350007, China)

Abstract: For the phenomenon that the distribution of magnetic field intensity caused by antenna coil is non-uniform, this article puts forward a solution to enhance the local antenna's magnetic field intensity. First of all, this article explains the skin effect of high frequency magnetic field from the theory. Then, based on the skin effect of high frequency magnetic field, we add a gap magnetic metal core in the central coil in order to enhance the magnetic field strength. Finally, the influence of the different opening Angle of the gaps magnetic core on the magnetic field strength of loop antenna is studied by using 3D electromagnetic simulation software Ansoft HFSS and the MATLAB software, to find out the optimal design scheme of gaps. This has a certain reference value for the actual design of the antenna in 13.56 MHz RFID reader systems.

Key words: RFID; gap magnetic core; HFSS; magnetic field strength; skin effect

1 引言

RFID(Radio Frequency Identification)为一种射频识别系统, 是 21 世纪很有发展前景的重要信息技术之一, 是一种能够实现自动识别的非接触式的无线电信息技术, 利用射频信号对目标对象进行识别和读取其相关数据. 一个完善的 RFID 系统必须要包含有电子标签(Tag)、读写器(Reader)和应用系统(Application System)这三个部分^[1]. 其中, 天线是实现 RFID 信号传递不可或缺的部分.

RFID 天线系统包括读写器天线和标签天线. 基于

13.56MHz 的被动式 RFID 系统, 电子标签与读写器采用电感耦合方式来进行能量传递与数据传输. 读写器的天线线圈产生高频电磁场, 磁场穿过线圈的横截面和线圈周围空间, 使得靠近读写器天线线圈的标签天线在交变磁场中产生感应电压从而获得能量. 工作于 13.56MHz 的 RFID 天线系统采用变压器原理, 遵循法拉第电磁感应定律, 天线线圈在功能上等效于电感, 其实际电感值取决于天线的结构、导线之间的距离、导线的厚度、天线的尺寸以及天线绕制的圈数等^[2].

随着 RFID 技术的飞速发展, RFID 在市场上的应

① 基金项目:福建省教育厅项目(JB12039)

收稿时间:2015-08-27;收到修改稿时间:2015-10-19

用场合越来越广,并且在不同的应用场合,对 RFID 的要求也是不一样的.当天线的形状和大小固定时,在某些场合下,要求在 RFID 读写器上的读写盲区尽可能小,使得 RFID 对电子标签读写覆盖的范围能足够大;不仅如此,在有些特定的应用场合下,需要提升读写器的局部场强,使得读写器能够识别到电子标签.例如,将 RFID 应用于网络游戏实物棋盘时,由于网络游戏实物棋盘并非只是一个平面,在棋盘上还可能存在着凸起的山峰、丘陵等等高度不一的物体,这时就要求 RFID 读写器能够在任意时刻识别出处在棋盘上任意位置的棋子(电子标签),局部的场强足够强,不能存在着读写盲区.

在目前已公开的文献和专利中,文献[2]针对小型化的天线,研究其在面积限定时场强的变化情况;文献[3]提出在天线的末端添加开路补偿线圈,用以减小天线的寄生电容对天线磁场强度的影响;文献[4]为了提升天线内部的磁场强度,提出在天线线圈内部串联多个线圈;文献[5]中提出采用多个覆盖较小区域的线圈的连接方式来构成一个覆盖较大区域的天线线圈,这个方案是针对药箱药品这种大件物体的识别提出的,而且天线线圈都是单匝数的小线圈,不适合应用于小天线或者天线形状大小固定的场合;文献[6]提到在读写器天线和标签天线之间分别添加谐振线圈,提高天线的识别距离,这种方法理论上可以实现,但在在实际中并不实用.

本文基于 13.56MHz 这一特定频率,在天线形状大小确定的情况下,利用金属的趋肤效应,提出往天线线圈中嵌入开了豁口的金属磁芯,探究豁口的大小对天线磁场强度分布的影响.

2 趋肤效应

在直流电路里,均匀导线截面上的电流是均匀分布的,各处的电流密度都相同.但是在交流电路里,随着频率的增加,导线截面上的电流分布越来越向导体表面集中,这种现象叫集肤效应,也就是趋肤效应.

目前,大量的文献都是对高频电流的趋肤效应进行研究,实际上,当高频的电磁场穿过金属导体时,通过导体的磁场也是集中在导体表面的,即磁场的趋肤效应.

为了要分析磁场的趋肤效应是怎么产生的问题,首先将问题简单化,讨论交变磁场均匀的穿过一个厚

度不计电阻很小且开了豁口的金属导体的情况(这里不考虑磁滞和涡流带来的损耗),考虑涡流产生的磁场与磁场的位相关系,设交变磁场的强度为:

$$B = B_0 \sin(\omega t) \quad (1)$$

如图 1 所示,导体的半径为 d ,将金属导体分为扇形 OAC 和扇环 ABDC 两个部分,扇形的半径, $b \in [0, d]$ 电流 I 的方向以顺时针为正. 则,扇形 AOC 区域通过的磁通量为:

$$\begin{aligned} \phi_1 &= \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \\ &= \int_0^{2\pi} \int_0^b B_0 \sin(\omega t) \cdot r dr d\theta \\ &\quad - \int_0^\alpha \int_0^b B_0 \sin(\omega t) \cdot r dr d\theta \\ &= \frac{b^2(2\pi - \alpha)}{2} \cdot B \end{aligned} \quad (2)$$

同理,扇环 ABDC 区域通过的磁通量为:

$$\phi_2 = \frac{2\pi d^2 - 2\pi b^2 - \alpha d^2 + \alpha b^2}{2} \cdot B \quad (3)$$

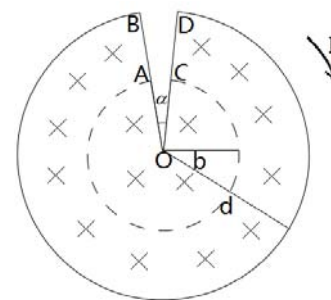


图 1 通过交变磁场的薄金属导体

由于通过导体的磁通量是变化的,所以会在导体内产生感应电动势.图 1 中的两个回路的磁通量变化率为:

$$\frac{d\phi_1}{dt} = \frac{b^2(2\pi - \alpha)}{2} \cdot \frac{dB}{dt} = -\varepsilon_1 \quad (4)$$

$$\frac{d\phi_2}{dt} = \frac{2\pi(d^2 - b^2) - \alpha(d^2 - b^2)}{2} \cdot \frac{dB}{dt} = -\varepsilon_2 \quad (5)$$

以半径为 b 的弧 OAC 闭合回路上的电动势为:

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_{OAC} &= \varepsilon_2 - \varepsilon_1 = -\frac{(2\pi - \alpha)(d^2 - 2b^2)}{2} \cdot \frac{dB}{dt} \\ &= -\frac{\omega(2\pi - \alpha)(d^2 - 2b^2)}{2} \cdot B_0 \cos(\omega t) \\ &= \frac{\omega(2\pi - \alpha)(d^2 - 2b^2)}{2} \cdot B_0 \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \\ &= \varepsilon_0 \cdot \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \end{aligned} \quad (6)$$

感应电动势 \mathcal{E}_{OAC} 在闭合回路上产生的感应电流为 I_{OAC} ,由于是在变化的磁场中,闭合回路中不仅存在着电阻 R ,还存在着电感 L ,电路为非纯电阻电路,根据交流电的基本原理^[7],感应电流 I_{OAC} 不可能跟感应电动

势 ε_{OAC} 同相位, I_{OAC} 要滞后于 ε_{OAC} 一个相位角 β , 即:

$$I_{OAC} = I_0 \sin(\omega t - \frac{\pi}{2} - \beta) \tag{7}$$

这里的 I_0 为:

$$I_0 = \frac{\varepsilon_0}{\sqrt{(\omega L)^2 + R^2}} \tag{8}$$

由阻抗三角形可知:

$$\beta = \cos^{-1} \frac{R}{\sqrt{(\omega L)^2 + R^2}} \tag{9}$$

一般情况下 $0 < \beta < \frac{\pi}{2}$, 当磁场的交变频率逐渐增高时, 感抗 ωL 也随之增大, β 也越来越接近 $\frac{\pi}{2}$, 由于金属导体电阻的很小, 在高频的情况下, 忽略金属导体的电阻 R , 此时 $\beta \approx \frac{\pi}{2}$, $I_{OAC} = I_0 \sin(\omega t - \pi)$, 电流滞后于磁场 B 一个 π 相位, I_{OAC} 所产生的磁场与原磁场是相互抵消的; 由于式(6)中 ε_0 的值是与 b 的大小是有关的, 当 $b > \frac{\sqrt{2}}{2}d$ 时, 此时的 ε_0 为一个负值, 即 $I_{OAC} = -I_0 \sin(\omega t - \pi) = I_0 \sin(\omega t)$, I_{OAC} 所产生的磁场与原磁场的相位相同, 磁场增强. 由此可以得出高频的交变磁场通过金属导体时, 在导体的内部磁场几乎为零, 在导体的表面磁场有相应的增强, 磁场主要集中在导体表面, 这与^[8]描述的趋肤效应是一致的.

3 环形天线的场强分布

现今, 对于工作在 13.56MHz 频段的 RFID 读写器天线设计, 天线的形状大多数是采用环形形状, 下面就针对环形天线添加豁口磁芯前后的场强分布进行研究.

假设天线线圈为单匝的圆线圈, 线圈中的电流为 $I = I_0 \sin(\omega t)$, 如图 2 所示, 由毕奥-萨伐尔定律可得, 载流圆线圈在其所在的平面上的磁感应强度为^[9]:

$$B_z = \frac{\mu_0 a I}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{a - r \cos \varphi}{(r^2 + a^2 - 2ar \cos \varphi)^{3/2}} d\varphi \tag{10}$$

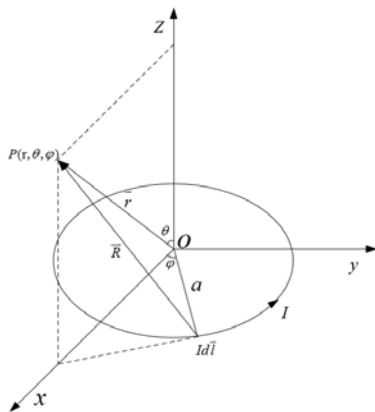


图 2 载流圆线圈

通过数值计算软件 Mathcad 对理论的式子进行仿真, 取 $a=3\text{cm}$, $I=1\text{A}$, 得到磁场强度 B 与 r 之间的关系, 如图 3 所示, 由图中可以得知, 在线圈边缘场强很强, 越往线圈中心靠拢, 场强越微弱, 几乎为零.

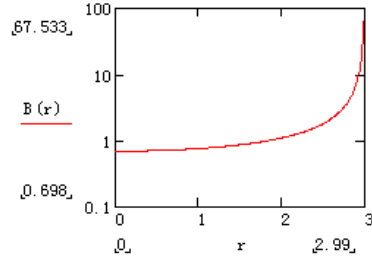


图 3 $a=3\text{cm}$ 时, $B(r)-r$ 曲线

图 3 中天线的场强分布对于识别线圈中央位置的标签是不利的, 会造成感应的盲区. 因此, 在其他条件不变的情况下, 添加开了豁口的金属磁芯用以提升线圈中央位置的场强. 假设金属磁芯的半径为 d , 磁导率近似等于 μ_0 , 如图 4 所示,

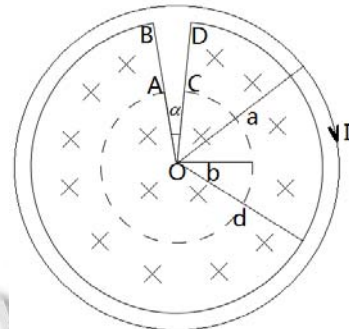


图 4 添加豁口磁芯的载流圆线圈

将式子(10)中 B_z 带入式子(2)中得:

$$\begin{aligned} \phi_1 &= \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \\ &= \int_0^b \int_0^{2\pi} B_z \cdot r d\theta dr - \int_0^b \int_0^\alpha B_z \cdot r d\theta dr \\ &= \frac{(2\pi - \alpha)\mu_0 a I}{4\pi} \int_0^b \int_0^{2\pi} \frac{a - r \cos \varphi}{(r^2 + a^2 - 2ar \cos \varphi)^{3/2}} r d\varphi dr \end{aligned} \tag{11}$$

对式(11)进行坐标变化, 在直角坐标系中, $x^2 + y^2 = b^2$, $x = b \cos \varphi$, $y = b \sin \varphi$, 所以式(11)可变为:

$$\phi_1 = \frac{(2\pi - \alpha)\mu_0 a I}{4\pi} \int_{-b}^b \int_{-\sqrt{b^2 - y^2}}^{\sqrt{b^2 - y^2}} d[(x - a)^2 + y^2]^{-1/2} dy \tag{12}$$

设 $x - a = z$, 则 $(z + a)^2 + y^2 = b^2$, 函数左移 a , 得:

$$\phi_1 = \frac{(2\pi - \alpha)\mu_0 a I}{4\pi} \int_{-b}^b \int_{-\sqrt{b^2 - y^2 - a^2}}^{\sqrt{b^2 - y^2 - a^2}} d[z^2 + y^2]^{-1/2} dy \tag{13}$$

对式(13)进行坐标变化, 在极坐标中, $z = b \cos \theta$,

$y = b \sin \theta$, 所以式(13)可变为:

$$\begin{aligned} \phi_1 &= \frac{(2\pi-\alpha)\mu_0 a l}{4\pi} \int_{\pi/2}^{3\pi/2} \int_{-b \sin \theta - a}^{b \cos \theta - a} d \frac{1}{R} d\theta \\ &= \frac{(2\pi-\alpha)\mu_0 a l}{4\pi} \int_{\pi/2}^{3\pi/2} \left(\frac{1}{b \cos \theta - a} + \frac{1}{b \cos \theta + a} \right) d\theta \end{aligned} \quad (14)$$

同理, 式(3)中的 ϕ_2 可变为:

$$\begin{aligned} \phi_2 &= \frac{(2\pi-\alpha)\mu_0 a l}{4\pi} \int_{\pi/2}^{3\pi/2} \left(\frac{1}{d \cos \theta - a} + \frac{1}{d \cos \theta + a} \right) d\theta \\ &- \frac{(2\pi-\alpha)\mu_0 a l}{4\pi} \int_{\pi/2}^{3\pi/2} \left(\frac{1}{b \cos \theta - a} + \frac{1}{b \cos \theta + a} \right) d\theta \\ \varepsilon_{OAC} &= \varepsilon_2 - \varepsilon_1 = -\left(\frac{d\phi_2}{dt} - \frac{d\phi_1}{dt} \right) \\ &= -\left[\int_{\pi/2}^{3\pi/2} \left(\frac{1}{d \cos \theta - a} + \frac{1}{d \cos \theta + a} \right) d\theta - \right. \\ &\quad \left. 2 \int_{\pi/2}^{3\pi/2} \left(\frac{1}{b \cos \theta - a} + \frac{1}{b \cos \theta + a} \right) d\theta \right] \frac{(2\pi-\alpha)\mu_0 a}{4\pi} \frac{dl}{dt} \\ &= E(b) \cdot \frac{(2\pi-\alpha)\mu_0 a}{4\pi} \frac{dl}{dt} \end{aligned} \quad (16)$$

由图 3 的曲线图可知, 当天线圈的半径为 3cm 时, 磁场强度在半径为 2.8cm 的时候就已经减弱很多了, 所以 $d=2.8\text{cm}$, 运用 Mathcad 对 $E(b)$ 与 b 之间的关系进行描述, 如图 5 所示.

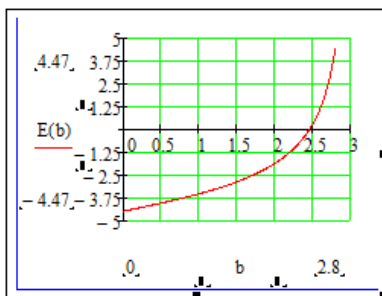


图 5 $d=2.8\text{cm}$ 时, 豁口磁芯的 $E(b)$ — b 曲线

由图 5 的曲线可知, 当 $b > 2.5\text{cm}$ 时, $E(b)$ 的方向开始改变, 这和上文推导的趋肤效应是一致的, 即开了豁口的金属磁芯在高频的载流天线线圈中满足趋肤效应, 且在金属磁芯边缘位置的磁场与原磁场的相位相同, 场强增强, 进而增强在豁口位置的场强, 实现增强天线在局部位置的磁场强度.

4 天线的设计

4.1 天线电感值与 Q 值计算

环形天线电感值可由如下公式估算^[10]:

$$L(\text{nH}) = 2 * l_1[\text{cm}] * [\ln(\frac{l_1}{D_1}) - 1.07] * N^{1.8} \quad (17)$$

式(17)中, l_1 为一圈(匝)导线环的长度(cm); D_1 为线圈导线的宽度(mm); \ln 为自然对数函数.

品质因子 Q 值表示电感线圈的损耗性能, 天线的

品质因子 Q 由下面的公式定义^[11]:

$$Q = \frac{\omega L}{R} \quad (18)$$

式(18)中, $\omega = 2\pi f$, f 为谐振频率; R 为天线等效电阻; L 为天线的等效电感.

4.2 天线匹配电路的设计

如图 6, 采用^[12]串联分压式的匹配电路.

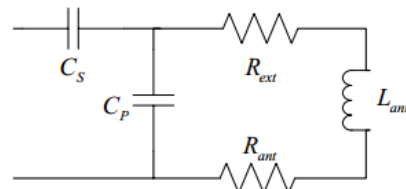


图 6 串联分压式的匹配电路

其中 R_{ant} 为天线等效电阻, R_{ext} 为外加的串联电阻, L_{ant} 为天线的等效电感, 串联分压式匹配电路中电容计算如下:

$$C_S = \frac{1}{\omega^2 L_{ant}} \cdot \sqrt{\frac{R_{ext} + R_{ant}}{Z_{IN}}} \quad (19)$$

$$C_P = \frac{1}{\omega^2 L_{ant}} \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{R_{ext} + R_{ant}}{Z_{IN}}} \right) \quad (20)$$

4.3 建模与结果分析

鉴于在实际的设计制作中, 采用的制作方法是在 PCB 平面上制作 13.56MHz RFID 读写器天线, 本文运用三维电磁仿真软件 Ansoft HFSS 进行建模仿真验证在天线圈中添加豁口磁芯用以提升局部场强的方法的可行性.

在 HFSS 中, 天线的基板选用玻璃布基板 FR-4, 基板厚度为 1mm, 为了设计的天线能够运用到实际中, 天线线圈的厚度为 0.05mm(PCB 铜箔的厚度), 线圈材质选用铜箔. 天线的 Q 值设为 35, 天线的电感取值范围在 1~2μH(电感值太大或者太小都很难找到合适的匹配电容)^[13], 由于电感值处在 1~2μH 的天线圈有很多, 这里取其中的一种线圈进行分析. 取天线线圈为 4 匝的环形线圈, 线圈宽为 0.5mm, 相邻线圈之间的距离为 1mm, 最外一圈线圈的半径 r_2 为 25mm, 最内一圈线圈的半径 r_1 为 18.5mm, 将 r_1 代入式子(10)中, 则图 3 可变为如图 7 所示. 设置输入功率为 1W, 采用快速扫描方式对该天线进行仿真, 得到该天线在频率为 13.56MHz 时的电感值 L_{ant} 为 1.2593μH, $R_{ant} = 0.02\Omega$, $Z_{IN} = 0.02 + 107.29i$, 利用 smith 圆图进行匹配调试, 得到 $R_{ext} = 3\Omega$, $C_P = 27.5\text{PF}$, $C_S = 77.5\text{PF}$, 仿真的结果如图 8 所示的磁场强度标量图. 图 8 中, 线圈平面的颜色

越偏冷色调,则表示磁场能量越低,反之,其颜色越偏暖色调,则表示磁场能量越强.

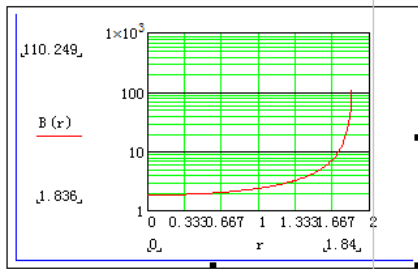


图 7 a=18.5mm 时, B(r)—r 曲线

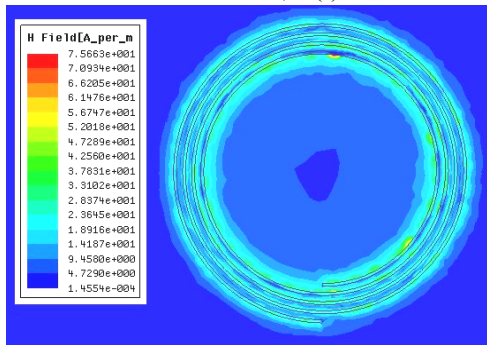


图 8 未添加磁芯时的磁场场强标量图

由图 7 和图 8 可知, 磁场场强在半径小于 16.5mm 的地方就变得很微弱, 因此, 在天线线圈环绕的平面内添加豁口磁芯的半径就为 16.5mm, 设置磁芯的材质为铜箔材质, 磁芯的厚度为 0.05mm(PCB 铜箔的厚度), 从磁芯边缘到中央位置开一个豁口, 用以增强豁口磁芯边缘附近及其豁口区域的磁场强度. 豁口磁芯形状如图 9 所示, 固定豁口在磁芯中央位置的形状不变, 改变豁口的张角 α 的大小, 研究不同大小的豁口对天线线圈磁场强度的影响. 设置输入功率为 1W, 采用快速扫描方式对该天线进行仿真, 运用相同的方式对添加豁口磁芯的天线进行匹配调试, 得到 $R_{ext} = 3\Omega$, $C_p = 27.5PF$, C_s 的取值范围在 89.5~94.5PF 之间. 为了更直观的衡量天线线圈总的磁场强度的强弱, 采用 MATLAB 软件对仿真所得的磁场强度标量图进行处理, 采用 MATLAB 将各个颜色的面积求出来, 再与之对应的权值相乘, 最后相加得到结果^[2]. 结果如表 1 所示.

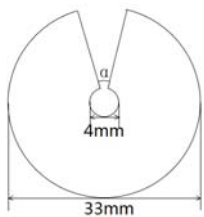


图 9 豁口磁芯的形状

表 1 α 值不同的天线的总磁场强度

α	0°	2°	4°	6°	8°
B	66.2793	1.5296	66.2376	66.7663	67.0921
	10°	12°	14°	16°	18°
B	66.3602	65.3396	65.0439	66.6437	66.0906
	20°	22°	24°	26°	28°
B	65.6326	65.6046	66.0371	65.9444	66.8128
	30°	32°	34°	36°	38°
B	68.4830	66.1428	66.6856	66.3074	66.6243
	40°	42°	44°	46°	48°
B	66.3820	67.1915	67.6061	66.2871	66.9964
	50°				
B	66.9948				

由于当 $\alpha \geq 50^\circ$ 时, 磁场强度在豁口位置的场强存在的盲区太大, 如图 10 所示, 所以不予考虑. 天线在未加磁芯时总磁场强度为 68.9022, 用 MATLAB 对它和表 1 中的数据进行绘制, 如图 11 所示.

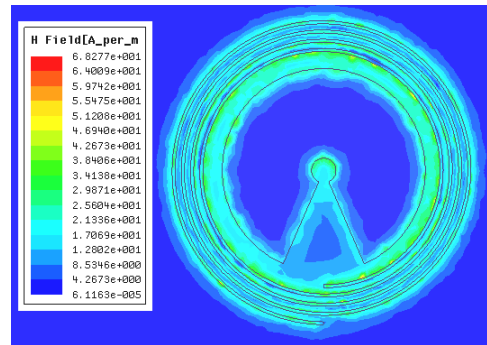


图 10 $\alpha=50^\circ$ 时, 磁场场强标量图

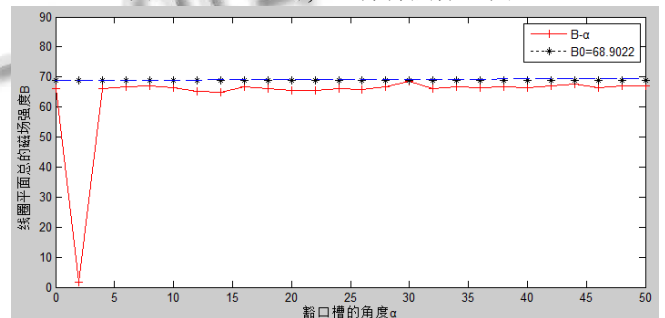


图 11 总磁场强度 B 与张角 α 的关系

由图 11 可知, 天线在添加豁口磁芯之后总的磁场强度相对未添加之前有相应的减弱, 在 $\alpha=30^\circ$ 达到最强, 最接近未添加金属磁芯时的磁场强度, 此时的磁场强度标量图如图 12 所示. 对图 11 的仿真结果进行原因分析: 1、由于本次天线的设计利用的是金属导体趋肤效应, 而金属导体在高频情况下产生的涡流损耗

是不可避免的,在添加金属磁芯后天线总的磁场强度会有相应的减弱,所以添加磁芯后的磁场强度曲线处在未添加前的下方;2、由于 α 值不同,磁芯与天线线圈之间的气隙也不同,在高频情况下,磁场的强度和聚集程度与气隙的大小成非线性相关^[4],所以曲线并非是一条平滑的直线;3、当 $0 < \alpha < 4$ 时,由于角度太小,豁口中的一部分粘合在一起,只有一道裂缝,在仿真中被这个当成是破损无效的设计,所以这时天线的磁场强度几乎为零。

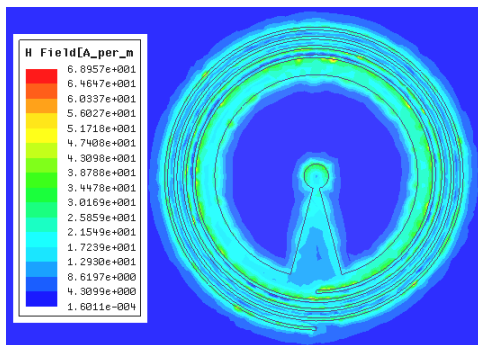


图12 $\alpha=30^\circ$ 时,磁场场强标量图

4.4 豁口磁芯设计的优越性和局限性

4.4.1 优越性

本文所提出的设计与文献[4]提出的设计相比:1、文献[4]中加在天线线圈两端的电压从0.84V变为7.01V,变化了的近9倍,而本文提出的设计不需要改变其电压,即节约了能量;2、文献[4]在天线线圈内部串联了多个线圈,这会使得天线的电感变化很大,对天线的阻抗匹配影响很大,而本文提出的设计对天线的电感影响很小,天线的阻抗匹配只需微调;3、文献[4]的天线分为内外两部分,由于内外两个天线在内外的间隔处产生的磁场方向是相反的,在间隔处的磁场会有相应的抵消,而本文提出的设计在天线和磁芯的间隔处的磁场正好相反,其磁场强度是增强的。

4.4.2 局限性

本文的仿真设计虽然验证了添加豁口磁芯来增强天线局部场强的方案的可行性,但还未找出一套配套的豁口磁芯尺寸与天线半径改变之间的数据,这也是接下来要完成的工作。

5 结语

本文从理论出发解释了高频磁场的趋肤效应,并

且利用趋肤效应提出了一种增强天线局部磁场强度的方案,即往天线线圈环绕的平面内添加开了豁口的金属磁芯,用以增强在金属导体边缘和豁口位置的磁场强度,采用业界公认的三维电磁仿真软件 Ansoft HFSS 对天线进行仿真分析,研究不同张角的豁口磁芯对环形天线的磁场强度的影响,并且采用了 MATLAB 图像分析处理功能,把天线的磁场强度进行了量化对比,找出了最优豁口的设计方案,这对实际设计 13.56MHz RFID 读写器天线具有一定的参考价值。

参考文献

- 1 陈进,邓景康,景祥祜.图书馆 RFID 技术及应用.上海:上海交通大学出版社,2013.
- 2 刘华锐,郑华,廖晓东,陈桂慧.面积限定下 13.56MHz RFID 天线的仿真和设计.计算机系统应用,2015,24(5):241-244.
- 3 戴彩艳,蔡坚勇,陈银燕,朱雨,林李金,黄永亮,晏嫚.13.56MHz RFID 读写器天线的设计与仿真.无线电工程,2013,43(1):42-45.
- 4 Yang CY, Lee SH, Yang WG. New multiple loop antenna design for 13.56MHz RFID reader. Progress in Electromagnetics Research Symposium, PIERS 2012 Moscow, 2012: 586-588.
- 5 朱轶,王刚,王洪金.13.56MHz RFID 阅读器天线的设计.微波学报,2008,24(5):22-26.
- 6 Kwon W, Gim YG, Park H, Kim S. A magnetic resonant loop antenna to enhance the operating distance of 13.56MHz RFID systems. Proc. of Asiapacific Microwave Conference. Bangkok. APMC. 2007. 1-4.
- 7 黄宗镇.趋肤效应的一种解释.物理,1978,7(2):113-114.
- 8 邹继斌,刘宝廷,崔淑梅,郑萍.磁路与磁场.哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,1998.
- 9 雷皓强,张群飞,黄朝军.载流圆线圈平面内任意一点磁场的测试与理论分析.中国新技术与新产品,2008,(17):6-7
- 10 黄冕,罗志祥.基于 13.56MHz RFID 阅读器的天线设计与实现.计算机与数字工程,2007,35(7):151-153.
- 11 Cheng D, Wang Z, Zhou Q. Analysis of distance of RFID system working under 13.56MHz. IEEE Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2008: 219-230
- 12 樊文,常青,张其善.IC 卡读写器天线电路设计.无线电工程,2003,33(8):59-62.
- 13 李明洋.HFSS 天线设计.北京:电子工业出版社,2011.
- 14 邓亚峰.无线供电技术.北京:冶金工业出版社,2013.