

特高频反向电流对结构参数分析与设计

张海勇^{1,2}, 黄 承³, 葛晋群^{1,2}, 唐万春^{1,2,4}, 王 毅⁵

(1.南京师范大学物理科学与技术学院,江苏 南京 210023)

(2.南京师范大学江苏省光电技术重点实验室,江苏 南京 210023)

(3.南京理工大学电光学院,江苏 南京 210094)

(4.江苏省地理信息资源开发与利用协同创新中心,江苏 南京 210023)

(5.南京航空航天大学雷达成像与微波光子学教育部重点实验室,江苏 南京 211106)

[摘要] 对基于反向电流对(oppositely directed currents, ODCs)技术的特高频(ultra-high frequency, UHF)近场(near field)射频识别(radio frequency identification, RFID)阅读器天线的结构参数对两单元上电流分布的影响进行了深入的研究. 天线的激励单元长度与工作频率给定时,寄生单元长度和两单元间距决定了天线两单元上电流相位差. 当寄生单元的长度与两单元间距之间达到某一对应关系时,两单元上形成反向电流. 在进行反向电流对设计时,天线的结构参数影响天线周围磁场分布,可根据实际所需要的磁场及识别区域的大小,灵活选择寄生单元的长度及其对应的单元间距. 当两单元间距较小时,寄生单元长度取 $\lambda/2$ 为宜;当两单元间距较大时,寄生单元长度的取值范围也较大. 最终给出两组设计实例验证了该设计方法的合理性.

[关键词] 射频识别,特高频,反向电流对,阅读器天线,近场

[中图分类号] TN911 **[文献标志码]** A **[文章编号]** 1672-1292(2018)01-0024-06

Analysis and Design on Structure Parameters of UHF Oppositely Directed Currents

Zhang Haiyong^{1,2}, Huang Cheng³, Ge Jinqun^{1,2}, Tang Wanchun^{1,2,4}, Wang Yi⁵

(1.School of Physics Science and Technology, Nanjing Normal University, Nanjing 210023, China)

(2.Jiangsu Key Laboratory on Opto-electronics Technology, Nanjing Normal University, Nanjing 210023, China)

(3.School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

(4.Jiangsu Center for Collaborative Innovation in Geographical Information Resource Development and Application, Nanjing 210023, China)

(5.Key Laboratory of Radar Imaging and Microwave Photonics of Ministry of Education, Nanjing University of Aeronautics and Astronauts, Nanjing 211106, China)

Abstract: In this paper, based on the oppositely directed currents (ODCs), a near field Radio Frequency Identification (RFID) reader antenna at ultra-high frequency (UHF) band is introduced. How structure parameters of antenna affects current distribution along the two elements are studied further. Once the length of the excited element and the operating frequency is given, the phase difference of currents along the two elements is determined by the length of parasitic element and the pitch between the two elements. To realize the ODCs, the length of the parasitic element and the distance between two elements should satisfy a corresponding relationship. With different requirements of the magnetic field distribution and the recognition areas, the length of the parasitic element with corresponding distance between two elements can be chosen flexibly. When the distance between the two elements is small, the length of parasitic element close to $\lambda/2$ is suitable. While when the distance is large, the length of parasitic element can be chosen among a large range. Finally, two examples are given to prove that the method introduced in this paper is reasonable.

Key words: RFID, UHF, ODCs, reader antenna, near-field

RFID 系统是一种非接触式识别与追踪系统. UHF 频段的近场 RFID 天线在物品识别方面具有较强的抗干扰能力,可广泛应用于餐厨管理、档案管理、医疗健康、药品管理以及智能家居等方面. 前期一些学者

收稿日期:2018-02-28.

基金项目:国家自然科学基金(61571232)、中央高校基本科研业务费专项资助项目(NJ20150019).

通讯联系人:唐万春,教授,博士生导师,研究方向:射频电路与系统、电磁场数值计算等. E-mail: eewctang@njnu.edu.cn

的研究工作已经证明,近场 RFID 系统在标签贴放在水瓶表面^[1],甚至是将标签放在水中^[2]都可以有效工作. UHF 频段的近场 RFID 系统由于其本身的优点正受到越来越广泛的关注,近年来获得了长足的发展^[1-4].

UHF 频段近场 RFID 系统中天线与标签之间主要采用磁耦合方式^[5]进行能量交换. 在磁耦合 RFID 系统中,为了更好地进行标签的识别,阅读器天线需要能够产生均匀且足够强的磁场. 目前有多种方法能够产生所需磁场,较为常用的有两种:一种是通过将电大尺寸的环形天线进行分段,在段与段之间增加移相器,使整个环路上的电流方向相同^[6-8],从而在环形天线内部产生所需磁场;另一种是采用反向电流对技术^[9-11],在该反向电流对区域内产生均匀且足够强的磁场.

反向电流对技术最早是由学者 Cho C^[9]在 2010 年提出的. 该技术的优点是易于扩大识别区域,且在识别区域内产生均匀且足够强的磁场. 文献[10]和[11]利用反向电流对技术,设计了一类具有周期性、识别区域可沿某一方向拓展的 UHF 频段近场 RFID 天线,在该天线结构中,形成反向电流结构的长度均为半波长. 文献[12]设计了一款类似于八木结构、具有多个寄生单元的 UHF 频段近场 RFID 天线,该天线在靠近激励单元的一组寄生单元与激励单元的电流流向一致,距离激励单元较远的一组寄生单元与激励单元电流流向相反,这种电流相位分布称之为反向组电流. 虽然文献[12]给出了一款基于反向组电流结构的的天线,但只有最终的优化结果,并未深入分析结构参数中寄生单元长度以及相邻单元之间的间距对天线中每个寄生单元上电流与激励单元上电流的相位差的影响.

基于此,本文对 UHF 频段(920 MHz)的反向电流对结构进行了深入研究. 当激励单元的长度与工作频率给定时,分别研究了两单元上电流相位差与寄生单元长度的关系,以及两单元上电流相位差与两单元间距之间的关系,并发现:要满足两单元上电流相位差为 180°,寄生单元长度与两单元间距存在对应关系;当两单元间距较小时,寄生单元长度取为 $\lambda/2$ 为宜;当两单元间距较大时,寄生单元长度的取值范围也较大,这意味着增加了寄生单元设计的灵活性. 因此,在进行反向电流对设计时,可根据实际所需的磁场及识别区域的大小,灵活选择寄生单元的长度及其对应的单元间距.

1 基于感应电动势法的结构分析

感应电动势法可以方便地计算出各单元上的电流分布,有利于分析总结各单元间电流相位差的变化规律,也是文献[9]所采用的研究方法.

如图 1 所示,沿 Y 轴放置了一个长度为 L_1 的长直细导线作为激励单元,另一根长直细导线作为寄生单元平行放置在激励单元的右侧,两个单元均放置在 XOY 平面内. 寄生单元的长度为 L_2 ,两个单元之间的间距为 d ,两个单元的半径同为 ρ . 每个单元上的电流分布可通过感应电动势的方法进行计算. 当每个单元的半径都足够小时,每个单元的自阻抗与两个单元之间的互阻抗可由文献[13-14]计算得到:

$$Z_{mn} = \frac{j\eta_0}{4\pi} \frac{1}{\sin(\beta L_m/2) \sin(\beta L_n/2)} \int_{-L_m/2}^{L_m/2} \left[\left(\frac{e^{-j\beta R_1}}{R_1} + \frac{e^{-j\beta R_2}}{R_2} - 2\cos\left(\frac{\beta L_n}{2}\right) \frac{e^{-j\beta R_0}}{R_0} \right) \sin\beta(L_m/2 - |y|) \right] dy, \quad (1)$$

式中, $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$; $R_0 = \sqrt{\rho^2 + y^2}$; $R_1 = \sqrt{\rho^2 + (y - L_n/2)^2}$; $R_2 = \sqrt{\rho^2 + (y + L_n/2)^2}$; $m, n = 1, 2$ 表示单元的编号; λ 为工作频率下的波长; L_n, L_m 分别为第 n, m 个单元的长度; β 为传播常数.

当 $m = n$ 时,由式(1)可计算得出该单元的自阻抗,此时 ρ 代表该单元的半径;

当 $m \neq n$ 时,由式(1)可计算得出任意两单元之间的互阻抗,此时 ρ 代表该两单元之间的间距 d .

由于只有激励单元上有激励源,因此可得电压向量 $[V_1 \ V_2]^T = [1 \ 0]^T$,结合式(1)所得到的阻抗矩阵 \mathbf{Z} ,由感应电动势法可得:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}, \quad \text{即} \quad \mathbf{V} = \mathbf{Z}\mathbf{I}. \quad (2)$$

式中,向量 \mathbf{I} 为各单元上的电流. 再进一步,

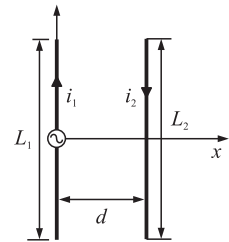


图 1 反向电流对结构示意图

Fig. 1 Structure illustration of ODCs

$$\mathbf{I} = \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{V}. \quad (3)$$

对于图 1 所示的反向电流对,由式(2)和(3)得到每个单元上的电流:

$$i_1 = \frac{Z_{22}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{21}^2}, \quad (4)$$

$$i_2 = \frac{-Z_{21}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{21}^2}. \quad (5)$$

两个单元上电流的相位差为:

$$\Delta\varphi = \angle i_1 - \angle i_2 = \angle \frac{Z_{22}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{21}^2} - \angle \frac{-Z_{21}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{21}^2}, \quad (6)$$

式中, $\angle i_1, \angle i_2$ 分别代表激励单元与寄生单元上电流的相位,根据欧拉幅角公式以及指数运算法则可知,复数分式的相位为分子与分母的相位之差. 因此两单元上电流相位差为:

$$\Delta\varphi = \angle Z_{22} - \angle Z_{21} + 180^\circ. \quad (7)$$

式中, $\angle Z_{21}$ 和 $\angle Z_{22}$ 分别代表两单元间互阻抗的相位以及寄生单元上自阻抗的相位. 由式(7)可以看出,两单元上电流相位差只与 $\angle Z_{21}$ 和 $\angle Z_{22}$ 有关,因此对两单元上电流相位差的研究只需研究 Z_{21} 和 Z_{22} 的相位即可.

2 天线单元上电流相位差研究

对于图 1 所示的反向电流对,为方便研究,将两个电流单元的半径均取为 $\rho = 0.5 \text{ mm}$,并设定天线的工作频率为 0.92 GHz ,此时激励单元的长度可取为 $L_1 = 150 \text{ mm}$ (约 0.46λ). 另一方面,寄生单元的长度 L_2 和两单元之间的间距 d 均设为变量,以研究其对自阻抗 Z_{22} 和互阻抗 Z_{21} 相位及其间相位差的影响.

2.1 自阻抗、互阻抗相位研究

由式(1)可知,寄生单元自阻抗 Z_{22} 的相位与两单元之间间距 d 无关,只与寄生单元长度 L_2 有关. 不同 L_2 所得 Z_{22} 的相位如图 2(a) 所示. 由图 2(a) 可知,当寄生单元长度 L_2 接近于 $\lambda/2$ 时,寄生单元自阻抗的相位随着 L_2 的增加而迅速增大,这是因为此时寄生单元自阻抗有一个从容性到感性的变化过程^[13];而当寄生单元长度 L_2 小于 $\lambda/4$ 或在 $3\lambda/4$ 与 λ 之间时,寄生单元自阻抗的相位变化很小.

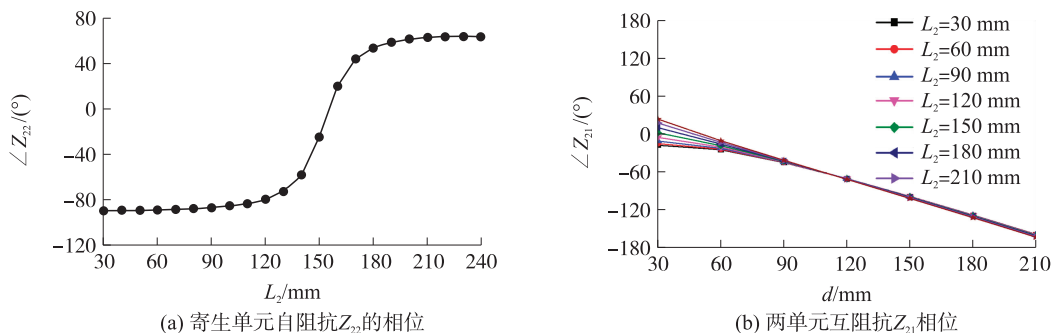


图 2 在 920 MHz 下寄生单元自阻抗 Z_{22} 的相位和两单元间互阻抗 Z_{21} 相位

Fig. 2 The phase of Z_{22} and Z_{21} at 920 MHz

如图 2(b) 所示,当两单元之间的间距 $d > 75 \text{ mm}$ (约为 $\lambda/4$) 时,两单元间互阻抗的相位与寄生单元长度几乎无关,且与 d 的关系接近于线性. 这是因为随着 d 的增大,寄生单元与激励单元之间的耦合变弱,使得寄生单元上感应电流主要由激励单元电流所产生的电磁场沿 x 方向传播所致. 而当 $d < 75 \text{ mm}$ ($\lambda/4$) 时,寄生单元与激励单元之间的耦合逐渐变强,使得互阻抗的相位不仅与 d 有关,还与寄生单元长度 L_2 有关. 从实际情况来考虑,两单元间距过小会导致反向电流对的识别区域减小,同时也增加了设计难度,因此本文不考虑 $d < 75 \text{ mm}$ ($\lambda/4$) 的情况.

2.2 天线单元上电流相位差为 180° 时,寄生单元长度与单元间距对应关系

反向电流对结构要求两单元上电流相位差应为 180° . 根据上节研究可知,要满足这样的条件,给定寄生单元长度即可确定两单元的间距.

表 1 给出了在保证两单元上电流相位差为 180° 的情况下,不同的寄生单元长度 L_2 的取值及其所对应的两单元之间间距 d 的取值. 此时,天线工作频率为 0.92 GHz,激励单元长度 L_1 为 150 mm (0.5λ). 从表 1 中可知,在保证两个单元上电流相位差为 180° 的情况下,当 $L_2 < 75$ mm ($\lambda/4$) 时,随着寄生单元长度的增大,两单元间距 d 变化不大;当 75 mm $< L_2 < 150$ mm (即 $\lambda/4 < L_2 < \lambda/2$) 时, d 迅速减小,直至小于 75 mm ($\lambda/4$),这和图 2 所给出的自阻抗及互阻抗的相位曲线的变化一致. 若继续增大 L_2 , d 将继续减小,由图 2(b) 可以看到,此时两单元上电流的相位差将无法达到 180° . 因此,两单元间距应在 $\lambda/4$ 以上才能保证较好地实现反向电流对. 此外,由表 1 还可知,若要构造反向电流对,可根据实际所需要的磁场及识别区域的大小,灵活选择寄生单元的长度 L_2 及其相对应的间距 d .

表 1 两单元电流相位差为 180° 时寄生单元长度与单元间距的对应关系

Table 1 Corresponding relationship between the length of parasitic element and the space between the two elements when phase difference of currents on two elements is 180°

| 参数 | 对应数值 | | | | | |
|------------|------|-----|-----|-----|-----|-----|
| L_2 (mm) | 50 | 60 | 70 | 80 | 90 | 100 |
| d (mm) | 140 | 140 | 138 | 138 | 136 | 136 |
| L_2 (mm) | 110 | 120 | 130 | 140 | 150 | |
| d (mm) | 135 | 130 | 122 | 102 | 60 | |

3 设计实例

对于近场 UHF 频段 RFID 阅读器天线,应用于不同的领域需要产生不同的目标磁场分布. 例如,当标签分布于一定的识别区域范围内时(如超市货架、档案柜或磁感应式刷卡门禁系统等),阅读器天线需要在识别区域中产生一片分布均匀、场强足够的近场磁场,以保证识别区域内的任意位置的标签都能被成功识别. 根据前文对反向电流对两单元上电流的相位差与寄生单元长度、单元间距之间关系的研究,本文共给出了两组设计实例,在识别范围内能够产生均匀且强度足够的磁场.

本文在设计实例时,实例中标签均水平放置于与 XOY 面平行的平面内. 如图 3 所示,反向电流对为水平放置(即放置在 XOY 平面内),则只有该反向电流对所产生磁场的 z 分量对标签上的感应电动势有贡献^[9],表示为 H_z ,其幅值为 $|H_z|$. 对于使用 Gen2 芯片的标签,天线阅读区域的磁场至少要达到 -20 dBm/m^[9],才可保证能使芯片获得足够的驱动能量,系统才可有效工作. 本文以该标准为设计准则进行实例设计.

设计实例中,反向电流对的工作频率为 0.92 GHz,激励单元的长度 L_1 为 150 mm. 文中的实例分别对应了单元间距较小与单元间距较大的情况,能够用以具体说明在不同的识别范围要求下,可根据识别范围的不同,灵活选择寄生单元长度及单元间距,验证了本文设计方法的合理性.

3.1 设计实例 1

当两单元之间间距 $d = 60$ mm 时,由表 1 可知,寄生单元长度 L_2 应取为 150 mm 才能保证两单元上电流相位差达到 180° .

在确定了两单元的长度及其间距后,由全波仿真软件 HFSS 仿真得到距离反向电流对所在平面识别距离为 h_0 处的 $|H_z|$,两电流单元之间即为识别区域. 仿真时,激励单元输入功率取 1 W. 为简单起见,图 4 只给出了识别区域内 x 轴线正上方 $h_0 = 30$ mm 和 $h_0 = 100$ mm 高度处的 $|H_z|$,识别区域范围为 $0 \sim 60$ mm. 此外,图 4 还增加了 $L_2 = 120$ mm 和 180 mm 两种情况用以比较. 由图 4 可见,当识别距离为 $h_0 = 100$ mm 时, L_2 取 150 mm 效果最好,此时 $|H_z| > -20$ dBm/m 区域覆盖了 $0 \sim 60$ mm 范围;当识别距离为 $h_0 = 30$ mm 时, L_2 的 3 个不同取值均可实现在 $0 \sim 60$ mm 范围内 $|H_z| > -20$ dBm/m. 这说明,当识别距离较小时,寄生单元的长度不一定是 150 mm (约 $\lambda/2$);而当识别距离较大时,寄生单元长度取 150 mm (约 $\lambda/2$) 为宜.

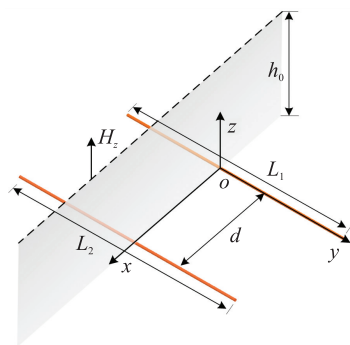
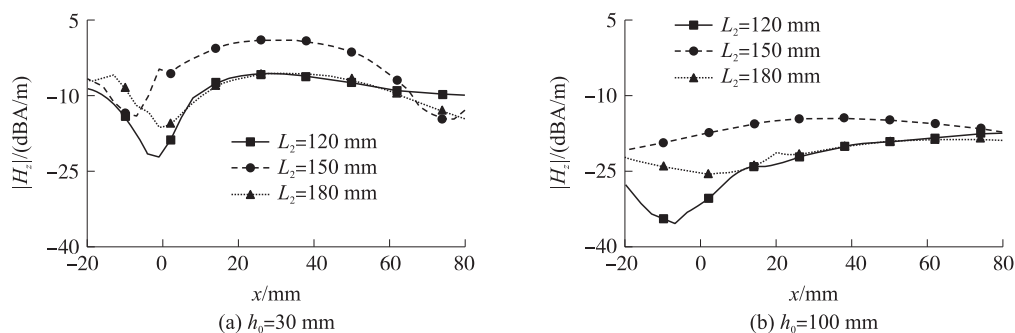


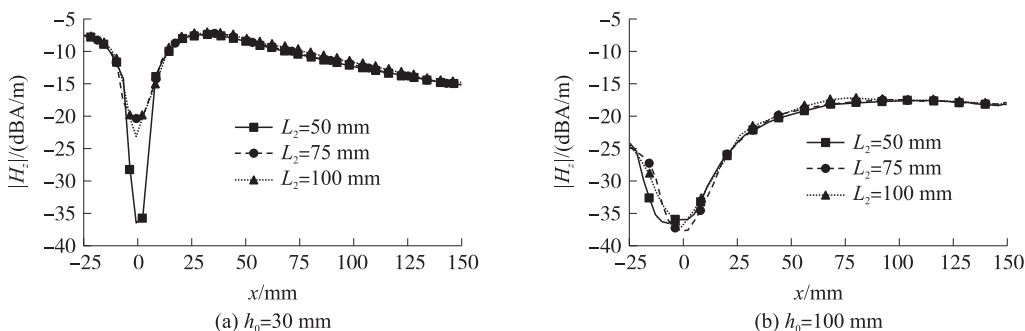
图 3 天线产生的磁场分布示意图

Fig. 3 Sketch of the surrounding magnetic field distribution generated by the antenna

图 4 $d=60$ mm 时 x 轴正上方不同识别距离处 $|H_z|$ 分布图Fig. 4 $|H_z|$ distribution along axis x at different heights when $d=60$ mm

3.2 设计实例 2

若取两单元之间间距 $d=135$ mm,由表 1 可知,寄生单元长度 L_2 的取值范围为 50~110 mm,均能使两单元上电流相位差达到 180° . 仍采用全波仿真软件 HFSS 进行仿真,仿真时的设置同图 4,但识别区域范围变为 0~135 mm. 仿真所得到的识别区域内 x 轴线正上方 $h_0=30$ mm 和 100 mm 高度处的 $|H_z|$ (L_2 分别取 50 mm、75 mm 和 100 mm) 示于图 5. 由图 5 可见,这 3 种 L_2 不同取值情况下得到的曲线几乎重合,说明该间距 d 对寄生单元长度 L_2 的要求降低了,增加了反向电流对的设计灵活性.

图 5 $d=135$ mm 时 x 轴正上方不同识别距离处 $|H_z|$ 分布图Fig. 5 $|H_z|$ distribution along axis x at different heights when $d=135$ mm

4 结语

本文研究了反向电流对的寄生单元长度和两单元间距对天线两单元上电流相位差的影响. 要实现电流相位差为 180° ,寄生单元长度和两单元间距存在对应关系. 当两单元间距较小时,寄生单元长度取为 $\lambda/2$ 为宜;当两单元间距较大时,寄生单元长度的取值范围也较大,增加了寄生单元设计的灵活性. 为扩大识别区域,可考虑增加寄生单元数目. 后续将重点研究多个寄生单元上电流的分布规律及其产生的磁场.

[参考文献] (References)

- [1] LI X, YANG Z. Dual-printed-dipoles reader antenna for UHF near-field RFID applications[J]. IEEE antennas & wireless propagation letters, 2011, 10(1): 239-242.
- [2] NIKITIN P V, RAO K V S, LAZAR S. An overview of near field UHF RFID[C]//IEEE International Conference on Rfid. Grapevine, TX, USA: IEEE, 2007: 167-174.
- [3] PARTRIDGE A R. Accuracy in action; item-level RFID takes off[J]. Apparel magazine, 2013, 54(11): 30.
- [4] FINKENZELLER K. RFID handbook; fundamentals and applications in contactless smart cards and identification[M]. 2nd ed. West Sussex: John Wiley & Sons Ltd, 2003.
- [5] 童廷洋, 马振洲. 超高频 RFID 标签一致性的近场检测技术[J]. 电子技术应用, 2013, 39(4): 62-64.
- TONG T Y, MA Z Z. Near field detection core technology for UHF RFID tag conformity[J]. Application of electronic

- technology, 2013, 39(4): 62–64. (in Chinese)
- [6] ZENG Y, CHEN Z N, QING X, et al. Modeling and characterization of zero-phase-shift lines and optimization of electrically large ZPSL loop antennas for near-field systems[J]. IEEE transactions on antennas & propagation, 2016, 64(11): 4 587–4 594.
- [7] ZENG Y, CHEN Z N, QING X, et al. Design of a near-field nonperiodic zero-phase-shift-line(ZPSL) loop antenna with a full dispersion characterization[J]. IEEE transactions on antennas & propagation, 2017, 65(5): 2 666–2 670.
- [8] ZENG Y, CHEN Z N, QING X, et al. An artificial magnetic conductor backed electrically large zero-phase-shift line grid-loop near-field antenna[J]. IEEE transactions on antennas & propagation, 2017, 65(4): 1 599–1 606.
- [9] CHO C, RYOO J, PARK I, et al. Design of a novel ultra-high frequency radio-frequency identification reader antenna for near-field communications using oppositely directed currents[J]. IET microwaves antennas & propagation, 2010, 4(10): 1 543–1 548.
- [10] DING X, WU Q, ZHANG K, et al. A magnetic coupling dipole for UHF near-field RFID reader[J]. IEEE transactions on magnetics, 2012, 48(11): 4 305–4 308.
- [11] SHEN L W, ZHUANG W, TANG W C, et al. Achieving uniform perpendicular magnetic field distribution for near-field ultra-high frequency radio-frequency identification[J]. IET microwaves antennas & propagation, 2016, 10(2): 215–222.
- [12] SHEN L W, HUANG C, WANG C, et al. A Yagi-Uda antenna with load and additional reflector for near-field UHF RFID[J]. IEEE antennas & wireless propagation letters, 2016, 16(1): 728–731.
- [13] BALANIS C A. Antenna theory: analysis and design[M]. New Jersey: Wiley-Interscience, 2005.
- [14] COX C R. Mutual impedance between vertical antennas of unequal heights[J]. Proceedings of the IRE, 1947, 35(11): 1 367–1 370.

[责任编辑:严海琳]