

无源 RFID 系统中能量有效的物理层设计

王宏刚 裴昌幸 易运晖

(西安电子科技大学综合业务网理论及关键技术国家重点实验室 西安 710071)

摘 要 在前向链路,为使标签获得更多能量,结合 ASK 调制提出了一种新的用于无源 RFID 系统的能量有效的数据编码方法.通过在一个码元周期内采用可调的非对等的高低电平持续时间,使高电平持续时间更长.分析结果表明,在 40kbps 的典型速率下,该编码使前向链路的基带信号所携带的能量最多可高于 Manchester 编码的 84%.同时该编码可以提高系统性能.测试结果与理论分析相符合.在反向链路,提出了编码的 OOK 和编码的 BPSK 调制.采用截止速率研究编码对系统性能的影响.分析结果表明,编码调制更为能量有效.在几乎不增加芯片复杂度的前提下,提升了系统性能.分析并估算了不同截止速率时编码对系统信息速率和通信距离所带来的增益.

关键词 射频识别;数据编码;截止速率

中图法分类号 TN911

DOI 号: 10.3724/SP.J.1016.2009.01356

Energy Efficient Physical Layer Design for Passive RFID System

WANG Hong-Gang PEI Chang-Xing YI Yun-Hui

(State Key Laboratory of Integrated Services Networks, Xidian University, Xi'an 710071)

Abstract In forward link, to cooperate with ASK modulation, a new data coding method for carrying out more energy to passive tag is presented for passive RFID system in this paper. The basic idea of the coding is to set adjustable and asymmetric high and low level duration within a symbol cycle, and a longer duration for high level. The performance analysis results show the energy of baseband data transmitted from reader to tags increased by 84% at most, compared with that of Manchester coding at typical 40kbps. The system performance can be increased by using this coding. The same results are showed by the testbed and theoretical analysis. In return link, the scheme of coded OOK and coded BPSK is proposed. The cutoff rate is used to study the influence of encoding on system performances. Analysis results show that coded modulation is more energy efficient than uncoded modulation in Passive RFID return link and the system performance is improved with almost no increase in chip complexity. The gains of encoding in system information rates and communication range for different cutoff rate is analyzed and evaluated.

Keywords RFID(Radio Frequency Identify); data coding; cutoff rate

1 引 言

在无源射频识别(Radio Frequency Identify,

RFID)技术中,标签以反向散射方式工作,工作所需的能量是从来自阅读器的信号中提取的^[1].因此,标签能量问题成为无源 RFID 技术性能提升的一个重要约束,而通信距离成了重要的性能指标^[6].这就需

收稿日期:2007-11-12;最终修改稿收到日期:2009-01-12. 本课题得到国家自然科学基金(60572147)、西安市科技计划项目(YF07015)、高等学校学科创新引智计划项目(B080308)、国家重点实验室专项资金(ISN02080002)资助. 王宏刚,男,1977年生,博士研究生,研究方向为射频识别与无线传感器网络,重点研究能量有效的物理层和通信协议设计. E-mail: whg_cn@163.com. 裴昌幸,男,1945年生,教授,博士生导师,研究领域为无线通信及网络测量、量子通信及通信抗干扰. 易运晖,男,1975年生,博士研究生,副教授,研究方向为无线通信、通信抗干扰.

要标签的功能尽可能简单,尽可能地采用简单且能量有效的调制编码方式,以减少能量的消耗和降低标签成本.

在 ISO/IEC 18000-6 中规定了 TYPE A、B、C 3 种工作方式,分别采用了不同的调制编码方式.在前向链路(由阅读器到标签)中,TYPE A、C 采用 PIE(Pulse Interval Encoding)编码,TYPE B 采用 Manchester 编码(Manchester Coding, MC);3 种方式都采用了 ASK 调制,包络解调.在反向链路(由标签到阅读器)中,TYPE A、B 采用 FM0 编码,ASK 调制,TYPE C 采用 FM0 和 Miller 编码,ASK 或 PSK 调制.为提高无源 RFID 系统性能,提出了新的能量有效的前向链路及反向链路设计方案.

2 前向链路设计

在前向链路中,阅读器向标签发送连续波及指令,标签从信号中提取能量并解读指令信息.因此,前向链路设计的重点在于提高阅读器到标签传递的能量.为此,提出了一种新的能量有效的数据编码方法,即改进的 Manchester 编码(Modify Manchester Coding, MMC),调制方式采用 ASK.

2.1 能量有效的编码方法(MMC)

为了在标签端获得更多的能量,通常会增加阅读器到标签的信号作用时间;另一种有效的方法是对阅读器到标签的链路数据进行编码时,尽量多地使用高电平^[2].在标签端采用包络检波解调来自阅读器的信号,因此数据编码中高电平的持续时间直接影响到标签从阅读器获得能量的多少^[1].

提出的编码方法原理如图 1 所示. T_s 为码元周期, t_h 为波形中高电平持续时间,对应于编码中新码的“1”; t_l 为低电平持续时间,对应于编码中新码的“0”;数据“1”,对应编码“10”、波形为 t_h 长度的高电平;数据“0”,对应编码“01”、波形为 t_l 长度的低电平;波形持续时间满足式(1)

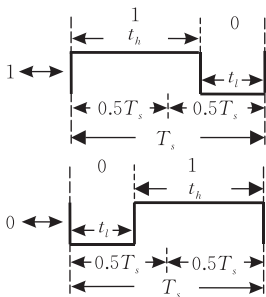


图 1 MMC 编码波形

$$\begin{cases} t_h + t_l = T_s \\ t_h > t_l \end{cases} \quad (1)$$

2.2 编码后信号能量分析

标签的能量来自载波和基带信号,这里仅考虑基带信号对标签能量的贡献.设每个比特提供给标签的能量为 E_b ,由于该编码采用二进制码元符号发送,所以每个符号代表 1 比特信息,故 E_b 为每个码元符号所带的能量.若不考虑传输和电路损耗,则

$$E_b = pE_1 + (1 - p)E_0 \quad (2)$$

E_1 、 E_0 分别是发送数据“1”和“0”时码元携带的能量, p 为数据“1”发送概率.假设使用电压信号,高电平值为 v_h ,低电平值为 v_l ,则数据“1”或“0”的能量为

$$E_{1,0} = (v_h)^2 t_h + (v_l)^2 t_l \quad (3)$$

为了分析不同高电平持续时间编码数据的能量,设 $u = t_h / T_s$, $0.5 \leq u < 1$,假设发送序列“1”、“0”等概,即 $p = 0.5$,则数据采用 MC 编码和改进的 MMC 编码后,单位比特携带的能量分别为

$$E_{b1} = 0.5 T_s ((v_l)^2 + (v_h)^2) \quad (4)$$

$$E_{b2} = T_s ((v_l)^2 (1 - u) + (v_h)^2 u) \quad (5)$$

显然, $E_{b2} > E_{b1}$,设 $v_h = 1$, $v_l = 0$,相对于 MC 编码,MMC 编码数据的单位比特能量(被 T_s 归一化)增量如图 2 所示, $u = 0.5$ 为 MC 编码; $0.5 < u < u_{\max}$ 为 MMC 编码. u_{\max} 取值在后面讨论.

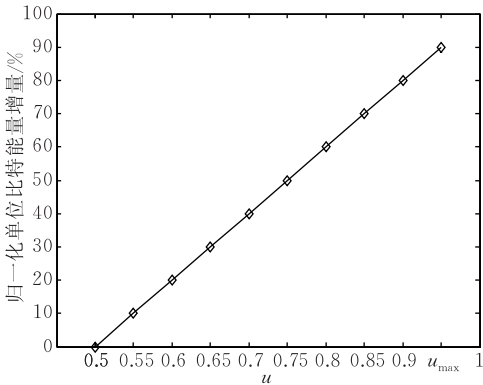


图 2 不同 u 值 MMC 编码数据单位比特能量增量

2.3 编码后信号功率谱及带宽分析

假设新码符号波形为单极性 NRZ,且新码“1”为高电平 1,新码“0”为低电平 0.设符号表达式分别为 $g_1(t)$ 和 $g_0(t)$,则 MMC 编码组成的随机序列的功率谱为^[3]

$$P(\omega) = f_s p(1 - p) |G_1(f) - G_0(f)|^2 + \sum_{m=-\infty}^{\infty} |f_s [pG_1(mf_s) + (1 - p)G_0(mf_s)]|^2 \delta(f - mf_s) \quad (6)$$

式(6)中, p 为 $g_1(t)$ 的发送概率, $1 - p$ 为 $g_0(t)$ 的发送概率.

送概率; f_s 为发送符号的速率, $G_1(f)$ 和 $G_0(f)$ 分别为 $g_1(t)$ 和 $g_0(t)$ 的频谱函数.

$$G_1(f) = t_h \left[\frac{\sin(\pi f t_h)}{\pi f t_h} \right] e^{j2\pi f \left(\frac{T_s - t_h}{2} \right)} \quad (7)$$

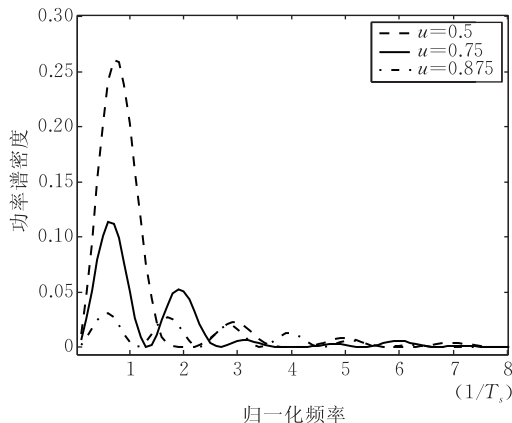
$$G_0(f) = t_h \left[\frac{\sin(\pi f t_h)}{\pi f t_h} \right] e^{-j2\pi f \left(\frac{T_s - t_h}{2} \right)} \quad (8)$$

将式(7)、(8)代入式(6), 假设 $p=1/2$, 则双边功率谱为

$$P(\omega) = \frac{1}{4} f_s \left| t_h \left[\frac{\sin(\pi f t_h)}{\pi f t_h} \right] \left\{ e^{j2\pi f \left(\frac{T_s - t_h}{2} \right)} - e^{-j2\pi f \left(\frac{T_s - t_h}{2} \right)} \right\} \right|^2 + \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left| \frac{1}{2} f_s t_h \left[\frac{\sin(\pi m f_s t_h)}{\pi m f_s t_h} \right] \left\{ e^{-j2\pi m f_s \left(\frac{T_s - t_h}{2} \right)} + e^{j2\pi m f_s \left(\frac{T_s - t_h}{2} \right)} \right\} \right|^2 \delta(f - m f_s) \quad (9)$$

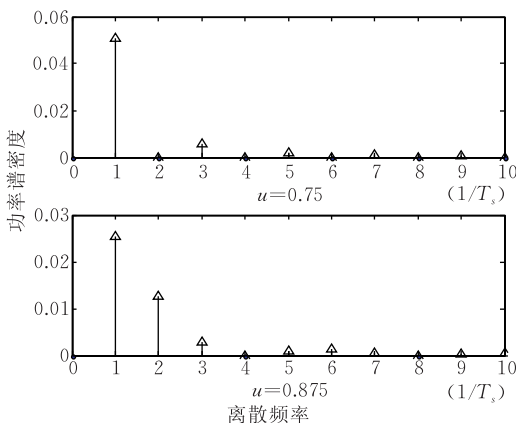
式(9)中, 第一部分为连续谱, 第二部分为离散谱; 为了分析不同高电平持续时间对编码序列功率谱的影响, 将 $u = t_h / T_s$ 代入式(9)中, 则单边谱密度为

$$P(\omega) = 2T_s u^2 \left| \text{sinc}(\pi f T_s u) \right|^2 (\sin(\pi f T_s (1-u)))^2 + 2 \left| u \sum_{m=0}^{\infty} \text{sinc}(\pi m u) \cos(\pi m (1-u)) \right|^2 \delta(f - m f_s) \quad (10)$$



(a) 编码序列的连续功率谱密度

考虑到便于电路实现, 这里分析 $1/t_h$ 为 f_s 整数倍时编码序列的单边功率谱密度. 图 3 中给出了 u 分别取值为 0.5、0.75、0.875 时的编码序列的谱特征 (该密度值为被 T_s 归一化值); 当 u 的取值为 0.5 时, 该编码为 MC 编码, 从图 3(a) 中可以看出, 随着 u 值的增加谱呈扩散趋势. 式(9)、(10)的后半部分表示编码序列的离散谱, 如图 3(b) 所示. 图 4 中给出了不同 u 值时编码序列的能量百分比, 可以看出谱的扩散使得在一定能量通过率要求下, u 值的增加带来对系统带宽需求的增加; 然而, 在无源 RFID 系统中, 标签是以反向散射方式工作的, 它是一个全频段系统. 为防止干扰, 对于多信道系统, 通常不同信道是分时工作的, 而且跳变速度较慢, 因此可以不考虑邻信道干扰的问题, 所以对信号谱宽度的约束仅来自于信道本身的频谱划分和系统要求的能量通过百分比^[4]. 对于单信道系统, 系统对谱的展宽并不敏感. 从包络检波的角度, 由于检波前并无严格的带通滤波, 因而不存在信噪比的损失; 所以 u 值的增加并不影响误码率 (容易分析, MMC 编码的 ASK 信号与 MC 编码的 ASK 信号在高斯信道下具有相同的理论误码率性能, 限于篇幅不作讨论).



(b) 编码序列的离散功率谱密度

图 3

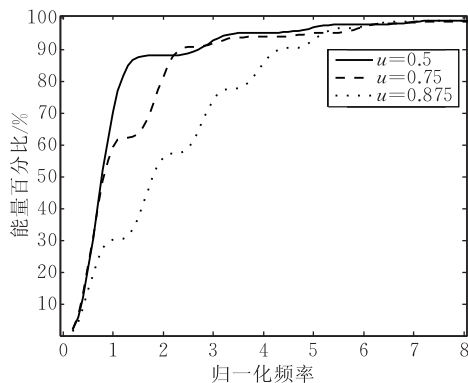


图 4 编码序列功率百分比

2.4 u 值的选取及优化

考虑到标签端采用包络检波, 存在惰性失真. u_{\max} 确定原则是, 在给定时间常数 RC 时, 低电平的持续时间至少满足在抽样时刻电容电压下降到判决门限. 设 T_f 为射频信号包络下降时间, 则当电容放电速度小于包络下降速度, 即 $(dU_c/dt) < (v_h/T_f)$ 时, $t_{l\min} \geq 2RC \log_e 2$; 反之, $t_{l\min} \geq 2T_f$. 那么, u_{\max} 可由式(11)确定. 相反, 若给定 $t_{l\min}$, 则要求 $RC \leq (t_{l\min}/2\log_e 2)$. 可以根据系统设计对能量的要求及电路设计特点选择 u 值; 考虑到便于电路实现, 建议

u 值为 0.75 或 0.875. 以文献[1]中的相关参数为参考,当取包络下降时间的最小值 $T_f=1\mu\text{s}$ 时,则 $t_{l\min}=2\mu\text{s}$;在典型速率 40kbs 下,由式(11)可确定 $u_{\max}=0.92$. 因此,编码后数据携带能量比采用 MC 编码最多可增加 84%. 这里值得一提的是在前向链路的信号中包含有连续载波和已调的指令信号,所以,标签所获得的能量并不完全由已调信号携带.

$$u_{\max}\leq(1-t_{l\min}/T_s)$$

(11)

2.5 测试结果

图 5 给出编码序列的功率谱,由图可知实测结

果与理论分析相同,且可以看到实测谱与理论分析的连续和离散部分相对应;随着 u 值的增加,谱的主瓣峰值降低,谱呈扩展趋势. 图 6 给出编码波形基带信号的眼图,从中可以明显看出, u 值的增加没有影响眼图张开的程度,即噪声容限(在实测中因器件引入相位噪声,略有变小),但提高了对定时误差的灵敏度. 这个问题可以通过提高时钟精度解决. 所以在定时准确的情况下,其理论误码性能在不同 u 值时相同,这一点正如上面曾分析到的采用 MMC 的 ASK 与采用 MC 的 ASK 有相同误码性能.

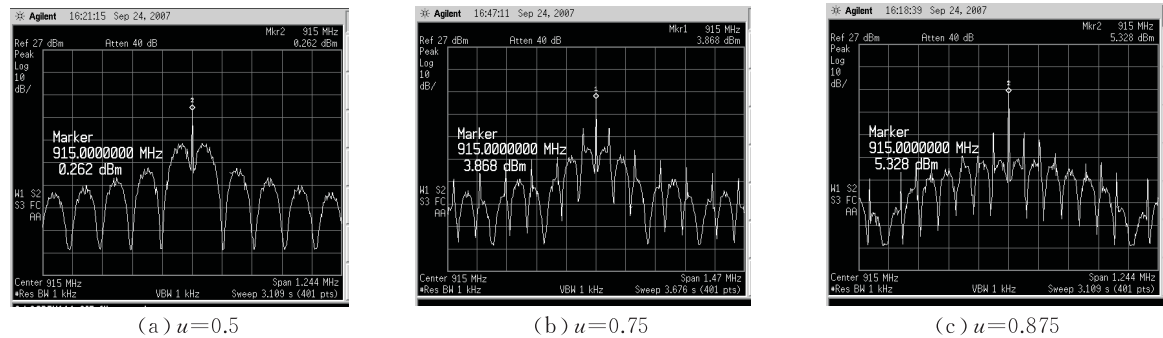


图 5 不同 u 值的编码序列实测功率谱

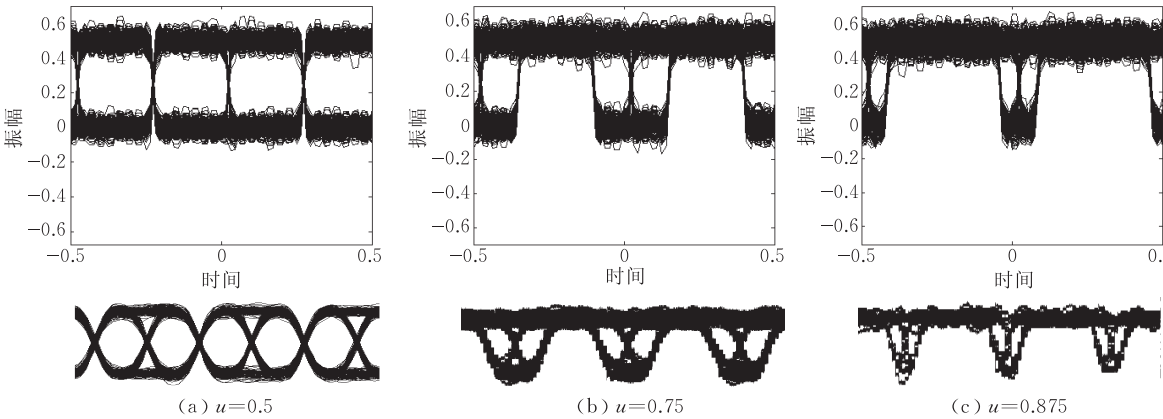


图 6 眼图(上面为理论图,下面为实测图)

3 反向链路设计

无源标签通常采用反向散射模式发送数据. 调制数据通过改变数字核的阻抗完成信息的加载,因而高阶调制虽有好的效率却不适合用在此处. 在一定误比特率要求下,为降低发端的信号功率,采用合适的信道编码是有效的措施. 随着芯片制造工艺和设计水平的提高,标签数字核的功耗已经很低,如文献[7]中仅为 $0.318\mu\text{W}$. 而编码通常为一种二进制线性运算,其功耗远低于解码,因而可以忽略^[5]. 然而,在接收端编码的增益却是非常可观的^[9].

本文提出在反向链路中采用编码的 OOK 和编码的 BPSK. 采用 OOK 的原因是 OOK 信号之间的距离大于 ASK 信号(非 100%调制),因而有更好的误比特性能;同时,OOK 便于结合适当的低能量编码,能有效降低发送功率. 比如,文献[8]提出的 OOK 与最小能量编码的结合,其性能优于非编码 BPSK 4dB. 而 BPSK 是众所周知的二进制最有效的调制方式. 本文以截止速率为设计准则,研究了在标签反向散射模式下编码的 OOK 和编码的 BPSK 对系统性能的影响.

3.1 截止速率及其对信息比特信噪比的影响

为分析编码对 OOK 和 BPSK 性能的影响,首

先定义信道模型. 假设信道有 q 种可取的输入符号 $\{0, 1, \dots, q-1\}$ 和 Q 种可能的输出符号 $\{0, 1, \dots, Q-1\}$, 用转移概率 $P\langle i|j \rangle$ 表示输入/出关系特性, 这里 $j=0, 1, \dots, q-1, i=0, 1, \dots, Q-1$, 且 $Q>q$. 各输入符号的发生概率是 $\{p_j\}$, 假设它们是统计独立的, 对于离散无记忆信道, 平均差错概率有一般性的结论^[9]

$$\bar{P}_e < 2^{-n(R_Q - R/D)} \quad (12)$$

这里 n 是码块长度 (也代表空间的维数), R 是以 bit/s 单位的信息速率, D 是每秒的维数. R_Q 是采用 Q 电平量化器时的截止速率, 定义为

$$R_Q = \max_{\{p_j\}} \left\{ -\log_2 \sum_{i=0}^{Q-1} \left[\sum_{j=0}^{q-1} p_j \sqrt{P\langle i|j \rangle} \right]^2 \right\} \quad (13)$$

在二进制信号 ($q=2$)、硬判决译码 ($Q=2$) 的情况下, 式(13)化简为

$$R_2 = \max_{\{p_j\}} \left\{ -\log_2 [1 - 2p_0 p_1 (1 - \sqrt{p\langle 0|0 \rangle p\langle 0|1 \rangle} - \sqrt{p\langle 1|0 \rangle p\langle 1|1 \rangle})] \right\} \quad (14)$$

当输入符号 $p_0 = p_1 = 1/2$, 式(14)取得最大值

$$R_2 = 1 - \log_2 (1 + 2\sqrt{p(1-p)}) \quad (15)$$

这里对于 OOK 和 BPSK 调制, 差错概率分别为 p_{OOK} 、 p_{BPSK} , 其表达式为

$$p_{\text{OOK}} = Q(\sqrt{E_c/2N_0}) = Q(\sqrt{R_c E_b/2N_0}) \quad (16)$$

$$p_{\text{BPSK}} = Q(\sqrt{2E_c/N_0}) = Q(\sqrt{2R_c E_b/N_0}) \quad (17)$$

这里 E_b 为信息比特能量, E_c 为每个码字比特的能量, N_0 为高斯白噪声信号单边功率谱密度, R_c 为编码速率, $R_c = R/D$, 且

$$Q(x) = (2\pi)^{-1/2} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt \quad (18)$$

由式(15)~(18)联合可以得到 E_b/N_0 与 R_2 的函数关系, 定义为式(19), 如图 7 所示.

$$E_b/N_0 = f(R_2) \quad (19)$$

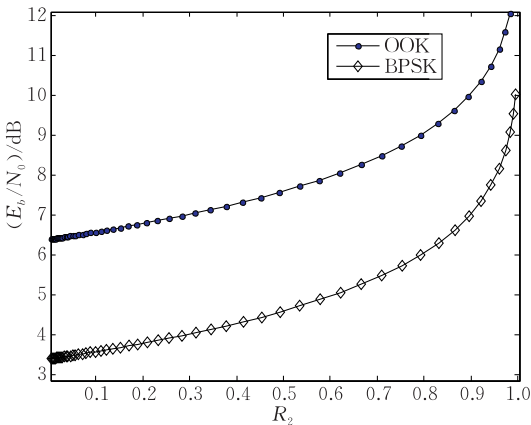


图 7 不同截止速率对信息信噪比需求

由图 7 可知, 编码的 BPSK 优于编码 OOK 3dB, 当截止速率趋于 0 时, 编码的 BPSK 性能极限约为 3.4dB. 而编码的 OOK 在比特 1 的发送概率合适小的情况下, 其性能也可以逼近 3.4dB^[10]; 在可知信道状态信息时, 甚至超过 BPSK^[11], 这也是为什么虽然 OOK 与 BPSK 有 3dB 的差异, 仍然在本文提出讨论的原因. 从图 7 容易看出, 编码有效降低了信噪比需求, 因而消耗更少的发射功率.

3.2 无源 RFID 链路模型

在物理层, 系统的性能主要指阅读器对标签的读写距离和信息速率. 距离约束是无源 RFID 系统所有约束中最关键和最重要的^[6]. 这里以 2W 的阅读器 P_{EIRP} 为例, 频带范围为 860MHz~960MHz. 考虑标签天线为最小散射天线, 标签芯片输入功率和标签天线反向散射的功率分别为 $P_{\text{chip-in}}$ 和 P_{BS}

$$P_{\text{chip-in}} = S A_e \tau \quad (20)$$

$$P_{\text{BS}} = S A_e K G_{\text{tag}} \quad (21)$$

式(20)、(21)中, S 为自由空间标签天线处电磁波功率谱密度, A_e 为天线有效面积, τ 为功率传输系数, $\tau = 4R_c R_a / (|Z_c + Z_a|^2)$, $0 \leq \tau \leq 1$, K 为天线负载阻抗匹配系数^[12], $K = 4R_a / (|Z_a + Z_c|^2)$, 其中 $Z_a = R_a + jX_a$ 为天线复阻抗, $Z_c = R_c + jX_c$ 芯片等效复阻抗, G_{tag} 为标签天线增益

$$S = \frac{P_{\text{EIRP}}}{4\pi r^2} = \frac{P_t G_t}{4\pi r^2} \quad (22)$$

$$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{\text{tag}} \quad (23)$$

式(22)中, P_t 为阅读器发射功率, G_t 为阅读器天线增益, r 为阅读器到标签的距离; 式(23)中, λ 为无线电信号波长. 标签天线直接与芯片相连, 反向散射调制依靠改变天线阻抗状态 (匹配或短接) 来调制信息; 为获得最大距离, 天线阻抗与芯片阻抗匹配非常重要. 在阅读器端收到的标签反向散射信号功率为 P_r , 且定义接收功率 P_r 为距离 r 的函数 $P_r(r)$, 其表达式如式(24)所示.

$$P_r = \frac{P_{\text{BS}} G_t \lambda^2}{4\pi r^2} \frac{1}{4\pi} = \frac{P_t G_t^2 G_{\text{tag}}^2 \lambda^4 K}{(4\pi r)^4} = P_r(r) \quad (24)$$

设阅读器收到信号的信噪比为 E_b/N_0 , 则

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{T_b P_r(r)}{N_0} \quad (25)$$

由式(19)、(24)、(25)可得:

$$P_r(r) = R f(R_2) N_0 \quad (26)$$

式(26)给出了距离、信息速率与截止速率的函数关系. 距离 r 的限制来自于标签灵敏度 P_{th} (指可以使标签芯片启动的最小功率), P_{th} 与 $P_{\text{chip-in}}$ 的关系为

$$P_{\text{chip-in}} \geq \frac{P_{\text{th}}}{\eta} \quad (27)$$

η 为标签将天线收到的功率转换为芯片可用功率的功率转换因子,由式(20)和(27)可得

$$r \leq \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_t G_t G_{\text{tag}} \tau}{P_{\text{th}}}} \quad (28)$$

3.3 性能分析

理想情况下 $\eta=1$,在最佳匹配($Z_a=Z_c^*$)的情况下 $K=\tau=1, f_c=915\text{MHz}$ (在该频率标签有最佳距离^[6]),则 $\lambda=c/f_c$; 设 $G_t=G_{\text{tag}}=2\text{dBi}$; 当芯片灵敏度为 $P_{\text{th}}=-10\text{dBm}$,阅读器发送功率、阅读器收到功率及标签写入最大距离的关系如图 8 所示. 由图 8 可知,在上述条件下阅读器的最大写入距离约 4.7m. 当前向链路采用 MMC 编码时,若增加的能量转化为给标签供电的功率,最大写入距离可增加至 6.4m. 非编码的 OOK 和非编码的 BPSK 在 $P_e=10^{-5}$ 时,由式(25)可得距离 r 与可实现最大速率 R_{max} 的关系如图 10 所示,若采用 MMC 编码,将其携带的能量的增量部分用于反向链路,可实现的最大速率可增加约 2Mbps(OOK)和 4Mbps(BPSK).

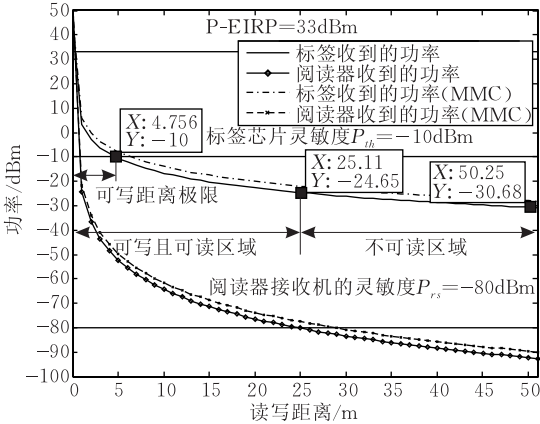


图 8 读写距离与功率

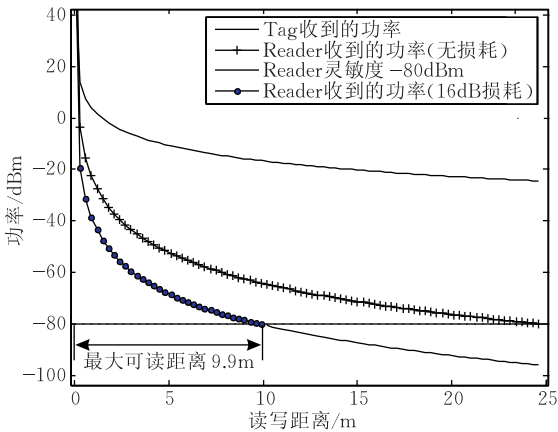


图 9 最大可读距离与功率

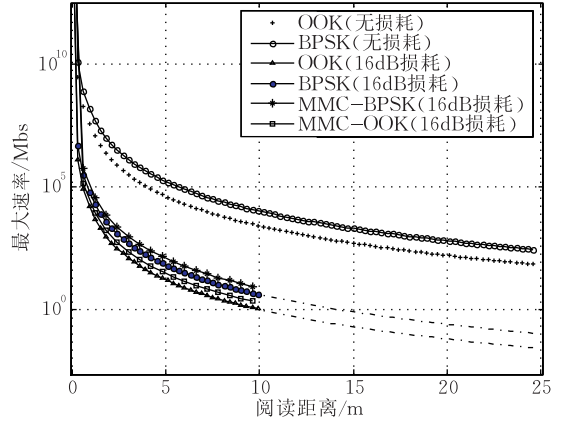


图 10 非编码时可支持的最大速率

3.4 不同截止速率对无源 RFID 系统性能的影响

为说明不同截止速率时的增益,做以下定义: $P_{\text{th}}^* = f(P_{\text{EIRP}}, P_e, R_0, P_{rs})$ 为芯片灵敏度写读临界值. 即在给定阅读器辐射功率 P_{EIRP} 、反向链路误比特率 P_e 、信息速率 R_0 和阅读器接收机灵敏度 P_{rs} 的情况下,由 P_{th}^* 确定距离 r^* ; 当 $r > r^*$,若保持信息速率 R_0 ,阅读器只能写入(设 P_{th} 可降低)不能读取. 由式(28)可得式(29),由式(16)、(17)、(24)、(25)可得式(30),由式(29)、(30)可求得 P_{th}^* . 式(30)中,对于 OOK, $\alpha=2$,对于 BPSK, $\alpha=1/2$.

$$P_{\text{th}}^* = \frac{P_t G_t G_{\text{tag}} \tau \lambda^2}{(4\pi r^*)^2} \eta \quad (29)$$

$$\frac{P_t G_t^2 G_{\text{tag}}^2 \lambda^4 K}{(4\pi r^*)^4} = R_0 N_0 \alpha (Q^{-1}(P_e))^2 \geq P_{rs} \quad (30)$$

当保持信息速率在 R_0 需要的最小功率大于接收机的灵敏度时,即 $(E_b/N_0) R_0 N_0 \geq P_{rs}$, R_0 影响 P_{th}^* 的确定; 也就是当距离大于某一临界值时,收到的功率虽然大于 P_{rs} ,但未能大于 $(E_b/N_0) R_0 N_0$,因此,信息速率无法保证在 R_0 ,也就限制了阅读器以信息速率 R_0 读取标签信息. 反之,当 $(E_b/N_0) R_0 N_0 < P_{rs}$,则收到功率的约束首先来自 P_{rs} , R_0 实际上不影响 P_{th}^* 的确定. 由式(24)容易得出图 9 的结果,图中比较了有或无损耗时阅读器收到的功率以及此时的可读距离. 由图 9 容易看出,当阅读器收到功率 $R_0 N_0 \alpha (Q^{-1}(P_e))^2 = P_{rs}$,系统因阅读器灵敏度对收到功率的限制,最大实际距离约 9.9m; 如图 10 所示,此时可支持的理论速率和有 16dB(该值为一个实际系统的测试结果,在此以示意)链路损耗时的速率都大于目前行业标准中的速率(若以 ISO 18000-6 中的 5k~640k 为参考^[1])超出 R_0 的讨论范围(5k~640k),所以,在本文中信息速率没有影响到芯片灵敏度临界值确定,随着距离的增加,是 P_{rs} 首先限制

了阅读器不能读取。

设 $P_e = 10^{-5}$, $P_{rs} = -80\text{dBm}$, 则对于非编码 OOK 和非编码 BPSK 调制, 取 $R_0 N_0 \alpha(Q^{-1}(P_e))^2 = P_{rs}$, 则 P_{th}^* 约为 -24.5dBm , r^* 约为 25m , 讨论如下:

(1) 若 $P_{th} \geq P_{th}^*$, 不同截止速率在不同距离上带来的理论最大信息速率的增益 ΔR_{\max} . 由式 (25)、(26) 可知, 在一定 $P_r(r)$ 时, 降低信噪比可以提高速率. 分析结果表明, 在不同距离下, 编码对速率带来的增益是相同的, 其增益如图 11 所示; 可以看到, 随着截止速率趋于 1, 编码带来了速率的增益趋于 0dB (其增益是相对于图 10 给出的无损耗时的信息速率, 单位 dB 是对于 1bs). 若如图 9、图 10 中虚线所示, 当接收机灵敏度降至约 -96dBm 时, 实际可读距离可增加至约 25m , 而速率降至约 27kbps (OOK) 和 108kbps (BPSK). 此时, 编码的增益可以用来提高速率.

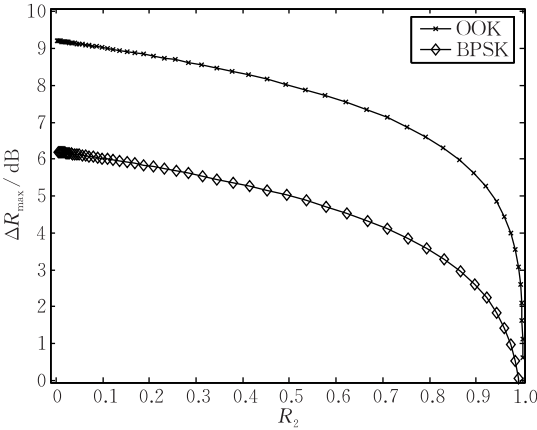


图 11 不同截止速率时编码对信息速率的增益

(2) 若 $P_{th} < P_{th}^*$, 不同截止速率带来理论可读写距离的增益 Δr 如图 12 所示, 此时需要更低的 P_{th} ; 编码带来的距离的增益来自于对接收机灵敏度的降低. 通过式 (31) 求得的 r , 则 $\Delta r = r - r^*$; 其中带宽 B 以 2MHz 为例, NF 为噪声指数. P_{th} 相对于 P_{th}^* 的灵敏度的增量 ΔP_{th} 如图 13 所示. 将式 (31) 求得的 r 代入式 (28) 或式 (29) 求得 P_{th} , 即为需要的标签灵敏度, 则 $\Delta P_{th} = P_{th} - P_{th}^*$ (注意: 接收机的灵敏度因调制方式而不同, 比如, BPSK 灵敏度值低于 OOK; 但通常要求一个阅读器中可以同时解调两种信号, 因此, 这里以较大的一个灵敏度值 (OOK) 为接收机灵敏度进行计算).

$$P_r(r) = P_{rs} = f(R_2) N_0 B N F \tag{31}$$

再看图 8, 当标签芯片灵敏度为 -10dBm , 理论最大可写距离限于约 4.7m ; 假设芯片灵敏度可降低, 理论最大可读距离因受限于给定的接收机灵敏

度 (比如 -80dBm) 而限于 25m , 若采用 MMC 带来的能量转化成标签发射功率, 理论最大距离增加至约 29m . 根据文中定义, 该距离为临界距离, 该距离处的芯片灵敏度值为临界值. 当标签所处距离小于临界值距离时, 标签位于可写且可读区域, 编码用来提高速率; 当大于该距离时, 设芯片灵敏度可继续降低, 进入可写不可读区域, 此时编码增益降低了接收机灵敏度, 增大了可读距离, 如图所示, 增加到 50m , 但此时需要芯片灵敏度降至约 -30.64dBm . 文中讨论的情况属于 $(E_b/N_0) R_0 N_0 < P_{rs}$, 若反之, 当 $P_{th} \geq P_{th}^*$, 编码的增益可以提高信息速率; 当 $P_{th} \leq P_{th}^*$, 编码的增益可以提高速率, 或增加距离.

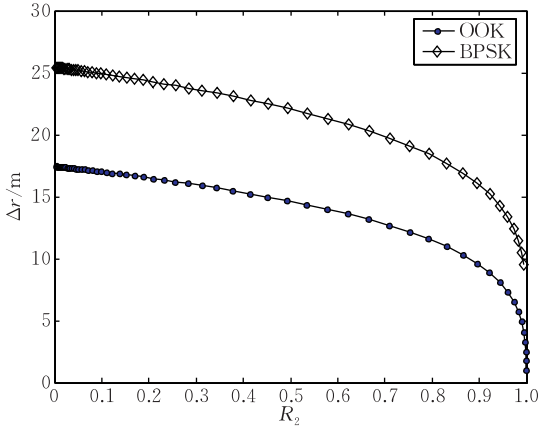


图 12 不同截止速率时编码对读取距离的增益

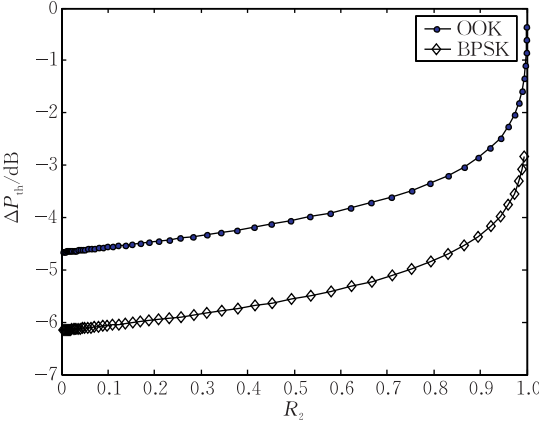


图 13 不同截止速率时的距离增益所需的标签灵敏度增量

4 结 论

在前向链路中, 为使标签来自阅读器的信号中获得更多的能量, 提出了一种新的数据编码方法 (MMC 编码), 并与 ASK 调制相结合, 使得信号在基带和载波上都携带更多的能量; 一个码元周期上的高低电平转换易于同步和时钟提取. 给出了高电

平持续时间的界定方法. 对于能量受约束的 RFID 系统,该编码是有益的. 在反向链路中,分析了物理层链路模型及性能,提出了编码的 OOK 和编码的 BPSK 为调制方式,并以截止速率为设计准则,证明了编码调制的能量有效性,在几乎不增加芯片复杂度的前提下,提升了系统性能. 分析和估算了不同截止速率时编码对 RFID 系统信息速率和通信距离带来的增益及对标签灵敏度提高的需求. 然而编码速率的选取及其带来增益的多少取决于实际系统的各项设计参数,如标签灵敏度、接收机灵敏度、天线增益、带宽、速率等. 提出的编码带来的能量增加,转化成标签端接收到的平均功率约有 2.5dB 的提高,可以用来提高系统的性能,例如增大距离、提高通信速率. 这部分能量增量更适合于供标签提高运算能力.

参 考 文 献

[1] ISO/IEC. 18000-6 Radio frequency for item management, Part 6; Parameters for air interface communications at 860MHz to 960MHz. Switzerland: ISO/IEC, 2006

[2] Kenzeller K F. RFID Handbook. 2nd Edition. Chichester: Wiley Press, 2003

[3] Fan Chang-Xin, Zhan Dao-Yong, Xu Bing-Xiang. Communications Principles. 4nd Edition. Beijing: National Defence Industry Press, 2001(in Chinese)
(樊昌信,张道等编著. 通信原理. 北京:国防工业出版社, 2001)

[4] Korn Israel. Error probability and bandwidth of digital mod-

ulation. IEEE Transactions on Communications, 1980, 28 (2): 287-290

[5] Shih Eugene, Cho Seong Hwan et al. Physical layer driven protocol and algorithm design for energy-efficient wireless sensor networks//Proceedings of the 7th Annual ACM/IEEE Conference on Mobile Computing and Networking. Rome, Italy, 2001: 272-286

[6] Nikitin Pavel V et al. Performance limitations of passive UHF RFID systems//Proceedings of the 2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. New Mexico, 2006: 1011-1014

[7] Ricci Andrea et al. Design of a low-power digital core for passive UHF RFID transponder//Proceedings of the 9th Euromicro Conference on Digital System Design. Croatia, IEEE Press, 2006: 561-568

[8] Prakash Y, Gupta S K S. Energy efficient source coding and modulation for wireless applications//Proceedings of the IEEE Wireless Communications and Networking Conference. New Orleans, USA, 2003: 212-217

[9] Proakis John G. Digital Communication. 4th Edition. McGraw-Hill Companies, Inc., 2001

[10] Geist John M. The cutoff rate for on-off keying. IEEE Transactions on Communications, 1991, 39(8): 1179-1181

[11] Misra Saswat, Swami Ananthram. The energy efficiency of on-off keying with partial CSI and peak power constraints//Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Pennsylvania, USA, 2005, 3: 797-800

[12] Nikitin Pavel V, Rao K V S. Theory and measurement of backscattering from RFID tags. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2006, 48(6): 212-218



WANG Hong-Gang, born in 1977, Ph.D. candidate. He is currently working on the energy efficiency physical layer and communication protocol designs of RFID and WSN.

PEI Chang-Xing, born in 1945, professor, Ph. D. supervisor. His research interests include wireless communication and network measurement, quantum communication and anti-jamming communication.

YI Yun-Hui, born in 1975, Ph. D. candidate, associate professor. His research interests include wireless communication and anti-jamming communication.

Background

In passive RFID system, tags have no internal power and obtain energy from the RF wave transmitted by the reader. Thus the power received by the passive tags is an important limitation of passive RFID system performances (for example, communication range and information rate).

There are three types, type A, B and C, in the UHF RFID standard ISO/IEC 18000-6. In forward link (reader-to-

tag), the data encoding in type A and C is PIE (Pulse interval encoding), and the data encoding in type B is Manchester coding. For carrying out more energy to passive tag, a new data coding method in forward link is presented in this paper. In real RFID environments, the power received by tag and reader decrease greatly for multipath fading. Although the reader is not sensitive to it now, there must be a critical value

of chip sensitivity that reader can write information into tag but not read out information from tag when the chip sensitivity is lower than this critical value for the backscattering power is not enough for reader receiver to work normally. For this case, the reader receiver sensitivity is also a limitation on RFID readability, and coded modulation in tag side will be a good choice to degrade the receiver sensitivity besides the optimal RF design. In return link (tag-to-reader), the data encoding in type A and B is FM0. In type C, tags encode the data as either FM0 baseband or Miller modulation of a sub-carrier at the data rate. The backscatter shall use ASK and/or PSK modulation, and the coded modulation schemes are not taken into account. So, the scheme of coded OOK and

coded BPSK is proposed in this paper. The gains of encoding in system information rates and communication range for different cutoff rate is analyzed and evaluated. Simulation and test results show that the system performance can be improved efficiently by the proposed physical scheme.

This work was supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 60572147), Xi'an Industrial Science and Technology Project (No. YF07015), the 111 Project (No. B08038), and State Key Laboratory of Integrated Services Networks (No. ISN02080002). The group has published highly research papers in the fields of RFID, WSN and wireless networks.