

文章编号:1000-582X(2010)12-133-05

# 无源感应装定系统的改进型传号反转码

刘晓明<sup>1</sup>,熊 东<sup>1</sup>,朱周贤<sup>1,2</sup>,杨学敏<sup>1</sup>,王 峰<sup>1</sup>

(1. 重庆大学 通信工程学院, 重庆 400044; 2. 重庆电子工程职业学院, 重庆 401331)

**摘 要:**针对现有编码在无源感应装定系统中能量传输效率不高的问题,在使用 2ASK 调制的条件下,通过改变 1 个码元周期内高电平的等效平均持续时间的方法,设计了一种改进型传号反转码(coded mark inversion, CMI)作为基带码,并分析了该码的能量传输效率、功率谱及 AWGN 信道非相干解调的误码性能,并成功地运用于无源感应装定系统中,最后给出了解码方法和实测电压波形。该编码相对于 CMI 码的能量传输效率提高了 60%,而且具备 CMI 位定时信息易于提取的优点,可以在非相干解调中充分利用其位定时信息解决接收端内部震荡器不稳定造成的采样时刻误差累积问题。

**关键词:**无源感应装定;改进型 CMI 码;能量传输;功率谱**中图法分类号:**TN911**文献标志码:**A

## Improved CMI code in passive induction setting system

LIU Xiao-min<sup>1</sup>, XIONG Dong<sup>1</sup>, ZHU Zhou-xian<sup>1,2</sup>, YANG Xue-min<sup>1</sup>, WANG Feng<sup>1</sup>(1. College of Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, P. R. China;  
2. Chongqing College of Electronic Engineering, Chongqing 401331, P. R. China)

**Abstract:** Aiming at the low energy transmission efficiency of the passive induction setting system with the existing codes, an improved CMI code is proposed as baseband code by changing the equivalent average time of high level during a code cycle under 2ASK modulation. The properties are analyzed, such as energy transmission efficiency, power spectrum and the error probability in incoherent demodulation in AWGN channel. The code is successfully applied to passive induction setting system, and the decoding method and measured voltage waveform are given. With the code, the energy transfer efficiency is improved by 60% than that of CMI code. It is not only beneficial to energy transmission, but also has the merit of CMI code that the bit timing information is extracted easily, which is fully utilized in incoherent demodulation to solve the sampling moment error accumulation problem resulted from the instability of internal oscillator.

**Key words:** passive induction setting; improved CMI code; energy transmission; power spectrum

通过无源感应装定系统,采集高温、润滑油、油气、安装空间狭小、箱体封闭等特殊环境下机械设备的振动、压力、温度等关键信息,能够实现大型机械系统关键传动设备的故障预示和诊断。

无源感应装定系统,就是接收端不单独提供电

源,数据和能量传输通过发射端和接收端的 2 个谐振电路的电磁耦合实现的系统<sup>[1-2]</sup>。该系统的能量传输方式为无功近场中的电磁场转化,其传输效率较低,在传输距离增加时,其场强的衰减大约为 60dB/10 倍距离,能量传输效率会急剧下降,所以接

**收稿日期:**2010-07-12**基金项目:**国家自然科学基金重点资助项目(51035008);重庆市教委科技计划项目(KJ080724)**作者简介:**刘晓明(1963-),男,重庆大学教授,主要从事测控系统软件,数字化、集成化方向研究;

(Tel)13983099959;(Email)lxm\_cqu@126.com。

收端的能量获取就成了系统设计的瓶颈问题<sup>[3-4]</sup>。改善的方法要么增加发射端的功率或是提高发射端的功放效率,要么就是设计一种高效的编码,当前的研究主要针对后者。北京邮电大学的郑峰等人提出了一种改进型的 Manchester 编码,能够在不明显降低误码率的情况下提高能量传输效率,并给出了仿真结果,但该编码的解码较为复杂<sup>[5]</sup>。西安电子科技大学的王宏刚等人提出了一种在 1 个码元周期内可调的非对等高低电平持续时间的编码,传输效率有进一步的提高,在编码参数  $u$  为 0.75 时比 Manchester 编码高 50%,但是其时钟提取电路需要 IIR 滤波器和锁相环的配合,解码电路仍然复杂<sup>[6]</sup>。因此,以传统的传号反转码(coded mark inversion, CMI)为基础,保留位定时信息的同时提高 1 个码元周期内高电平的等效平均持续时间,将 CMI 码位定时信息便于提取和改进型 Miller 码能量传输效率高且连续的优点结合起来,提出了一种新的编码方法。

## 1 传统的编码

图 1(a)所示为需要传输数据的 NRZ 二进制信号。Manchester 码和改进型 Miller 码在无源射频识别(RFID)中得到了广泛的使用,但 Manchester 编码存在相位不确定问题,CMI 很好地解决了这个问题,并且可用负跳变直接提取位定时信息<sup>[6-7]</sup>。图 1(b)为相应的传号反转码(CMI),可以看出 CMI 码可能会出现 1 或 1.5 周期的连续低电平,容易造成能量急剧下降甚至中断。图 1(c)所示的改进型 Miller 编码很好地解决了能量中断问题。但是,在接收端对抗过载能力有较高的要求时,例如几万个重力加速度,此时就只能使用稳定性和精度较差的片内 RC 振荡电路来进行解码,这样提取改进型 Miller 编码位定时信息对接收端来说就有一定的难度。因此,需要一种能量传输效率高且位定时信息便于提取的编码。

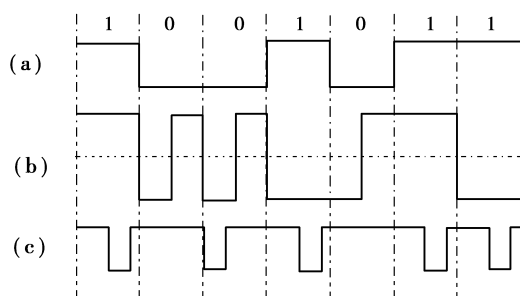


图 1 NRZ 码、CMI 和改进型 Miller 编码基带波形

## 2 改进型 CMI 码

编码方法:数据 Bit“1”用占空比固定的一周期方波表示,而数据 Bit“0”则分 2 种情况考虑:当前一

Bit 为“1”时,则直接用高电平表示;当前一 Bit 为“0”时,则用也占空比可调的一周期方波表示,如图 2 所示。Bit“0”占空比与数据 Bit“1”相比要小,即如图 2 中所示的

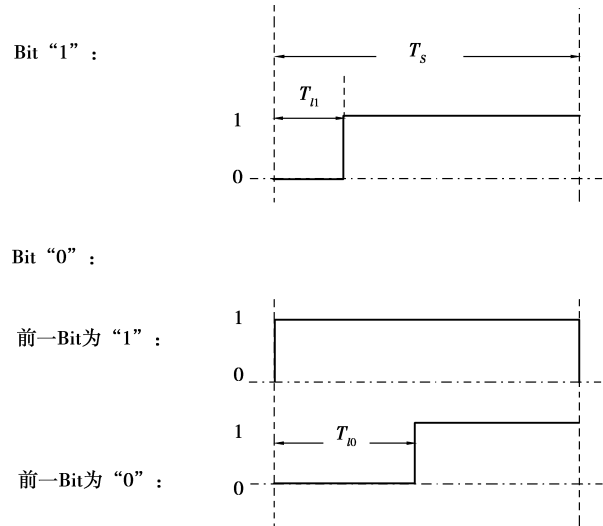


图 2 改进型 CMI 码

$$T_b = T_s \geq T_{l0} > T_{l1} \geq T_{dmin}, \quad (1)$$

其中:  $T_b$  为信源数据速率;  $T_s$  为编码输出符号元持续时间;  $T_{l0}$  为数据 Bit“0”对应的低电平持续时间;  $T_{l1}$  为数据 Bit“1”对应的低电平持续时间;  $T_{dmin}$  为接收端硬件所能辨别的电平信号的最小时间长度。鉴于该编码和 CMI 的特性很相似,在此称其为改进型 CMI 码。在此后性能分析中,为了将 CMI 和改进型 CMI 码在相同的条件下做比较,以后统一将 CMI 码做单极性码考虑。

## 3 性能分析

### 3.1 能量传输有效性分析

假设高电平幅度为  $A$ ,低电平幅度为 0,且信源输出的“1”和“0”概率相等且相互独立,因而改进型 CMI 编码输出的 3 种符号元的概率分别为 0.5, 0.25, 0.25。可将改进型 CMI 码的 3 种符号元分别表示为

$$\begin{cases} s_1(t) = A[u(t - T_{l1}) - u(t - T_s)], & P_1 = 0.5; \\ s_2(t) = A[u(t) - u(t - T_s)], & P_2 = 0.25; \\ s_3(t) = A[u(t - T_{l0}) - u(t - T_s)], & P_3 = 0.25; \end{cases} \quad (2)$$

其中  $u(t)$  是单位阶跃函数。

由能量计算公式  $E = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt$ , 可求得  $s_i(t)$  平均能量  $E_{avg}$  为

$$E_{avg} = P_1 E_1 + P_2 E_2 + P_3 E_3 = A^2(T_s - \frac{1}{2}T_{l1} - \frac{1}{4}T_{l0}).$$

同理可以求得 Manchester 和 CMI 编码的平均能量

$E_{\text{manch}} = E_{\text{CMI}} = A^2 T_s / 2$ 。改进 CMI 码从能量传输有效性的角度得到改善,则要求:  $E_{\text{avg}} \geq E_{\text{CMI}}$ , 即  $2T_s \geq 2T_{l1} + T_{l0} \geq 4T_{d\text{min}}$ ,

也即

$$T_s \geq 2T_{d\text{min}} \quad (3)$$

一般情况下,当接收端硬件一定的条件下,其所能辨别的电平信号的最小时间长度  $T_{d\text{min}}$  也是一定的,因而由  $T_{d\text{min}}$  可以估算出接收端所能达到的最大接收符号速率。

为了简化计算,在以后分析中均采用此条件,即  $T_{l0} = 2T_d, T_{l1} = T_d, T_d \geq T_{d\text{min}}$  且  $T_d = \alpha T_s$  其中  $\alpha$  为比例因子,一般取  $0 < \alpha \leq 0.5$ 。因而  $\eta$  可以计算出相对于 CMI 码提高了的能量传输效率  $\eta$  为

$$\eta = 1 - 2\alpha \quad (4)$$

### 3.2 功率谱分析

改进型 CMI 编码在任何时刻信源编码输出仅与前一个符号有关,经其编码输出的信源为一阶时齐性马尔可夫信源<sup>[8]</sup>。根据随机序列功率谱密度计算公式<sup>[9]</sup>,可以求得功率谱函数。在此将其离散

谱和连续谱分开计算

$$P(f) = P_{\text{discrete}}(f) + P_{\text{continuous}}(f), \quad (5)$$

其中

$$P_{\text{discrete}}(f) = \frac{1}{4T_s^2} \sum_n \left| 2S_1\left(\frac{n}{T_s}\right) + S_2\left(\frac{n}{T_s}\right) + S_3\left(\frac{n}{T_s}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{n}{T_s}\right),$$

$$P_{\text{continuous}}(f) = \frac{1}{4T_s} [2|S_1(f)|^2 + |S_2(f)|^2 + |S_3(f)|^2] + \frac{2}{T_s} \{\text{mathop{\rm Re}\,} \lim_{T_s \rightarrow \infty} \left[ \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 P_i S_i^*(f) S_j \text{prime}(f) \sum_{m=1}^{\infty} P_{ij}^{(n)} e^{-2m\pi f T_s} \right]\},$$

这里,  $S_i(f)$  是信号元  $s_i(t)$  的傅式变换,  $S_i^*(f)$  是  $S_i(f)$  的复共轭,  $s'(t)$  是  $s(t)$  与其均值的差值<sup>[4]</sup>。  $P_{ij}(m)$  表示在  $s_i(t)$  发送之后,信号  $s_j(t)$  发送  $m$  个信号元的概率,由仿真结果可以得知,对功率谱影响很小,此处计算时取  $m=20$ 。用 Matlab 分别计算不同  $\alpha$  ( $\alpha$  分别为 0.1, 0.25, 0.5) 时的离散谱和连续谱,并绘出它们的归一化功率谱密度,如图 3 所示 ( $A=1, T_s=0.000\ 01$ )。

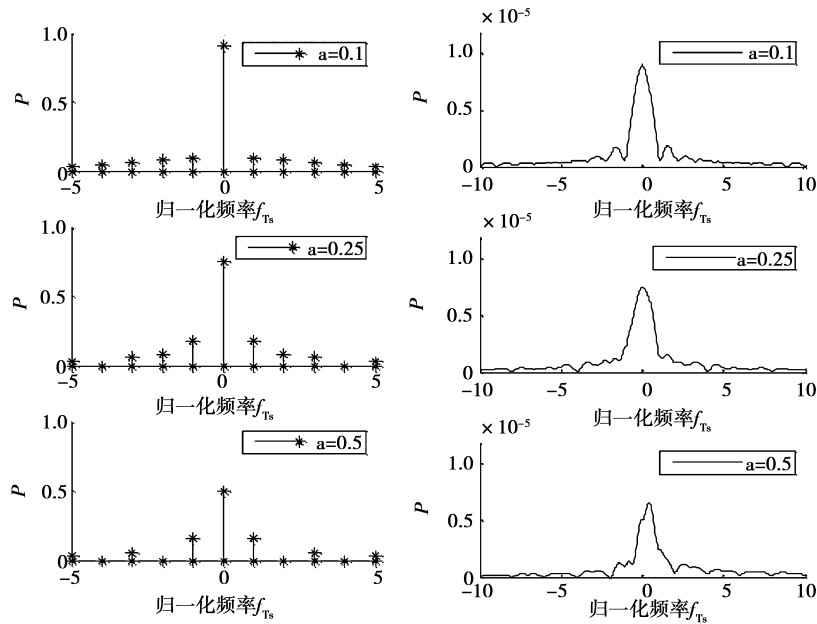


图 3 改进型 CMI 码的归一化离散功率谱和连续功率谱

从图 3 改进型 CMI 码的功率谱可以看出,当  $\alpha=0.5$  时即为 CMI 码的功率谱。由此可见,改进型 CMI 码直流分量较 CMI 码丰富,从能量传输的角度来看这正是所期望的。但是与 CMI 码相比码频  $\frac{1}{T_s}$  处的用于提取位同步信号的线谱分量较小。比例因子  $\alpha$  的选取也是系统设计时需要重点考虑的,  $\alpha$  值增大,频谱的第一个零点会向归一化频率的零点靠近,信号的带宽会减小,同时码频  $\frac{1}{T_s}$  处的线谱分量也会增加,有助于为定时分量提取,但无益于能量传

输;反之  $\alpha$  值减小,信号带宽增加,码频  $\frac{1}{T_s}$  处的线谱分量会减少,会提高对后续电路如功放等的要求,但从能量传输角度来看是有益的。

### 3.3 误码性能分析

这里采用 2ASK 最佳非相干解调的方法,即二极管包络检波法,对加性白高斯噪声信道中改进型 CMI 的误码性能进行分析,这是次最佳的接收方法<sup>[10-11]</sup>。可以得到编码输出后高低电平的概率分布

$$P_H = P_1(1 - \alpha) + P_2 + P_3(1 - 2\alpha) = 1 - \alpha;$$

$$P_L = P_1\alpha + P_3 \cdot 2\alpha = \alpha.$$

则可以得到总的差错概率为

$$P_e = (1 - \alpha)P_{eH} + \alpha P_{eL},$$

其中,  $P_{eH}$  和  $P_{eL}$  分别为发送信号为高、低电平时的差错概率, 取最佳判决电平为  $V_T = \frac{A}{2}$  时。此时的采样时间应等效为  $T_s' = \alpha T_s$ , 也就是说将原来的 1 个符号元等效为  $\frac{1}{\alpha}$  个高低电平的组合, 称该组合中的每个单元电平为 1 个 chip 的电平, 故而可得误 chip 概率为<sup>[5]</sup>

$$P_e = \frac{1}{2}(1 - \alpha) \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma_n}\right) + \alpha e^{-\left(\frac{A^2}{8\sigma_n^2}\right)} = \frac{1}{2}(1 - \alpha) \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{4(1 - \alpha)n_0}}\right) + \alpha e^{-\left(\frac{E_b}{4(1 - \alpha)n_0}\right)}, \quad (6)$$

其中  $\operatorname{erfc}$  为互补误差函数。可见, 误 chip 率是信噪比  $\frac{E_b}{n_0}$  和  $\alpha$  的函数, 且  $\alpha = 0.5$  时即为 CMI 的误 chip 率。它们的误 chip 率曲线如图 4 所示。

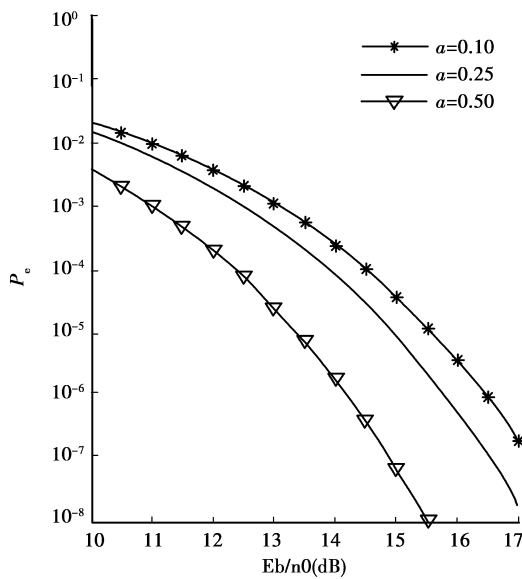


图 4 改进型 CMI 码非相干解调的误比特率

从图 4 可以看出, 在同一信噪比条件下误 chip 率  $P_e$  和  $\alpha$  值成反比, 这是由于  $\alpha$  值与信号传输带宽成反比,  $\alpha$  减小虽然使信号功率有了小幅增长(前提是高电平幅度  $A$  保持不变), 但却导致信号带宽的快速增加, 致使信噪比下降, 误 chip 率上升。可见,  $\alpha$  的取值对误 chip 率的影响较大。只要给定系统设计所允许的误码性能, 就可以根据式(5)推算出满足误码性能要求的  $\alpha$  的极限值。在本系统设计中, 系统要求在 15 dB 信噪比条件下, 传送单字节数据的正确率在 99% 以上, 即推得要求的误 chip 率为  $2.8 \times 10^{-4}$ , 由图 4 可知只要  $\alpha$  大于 0.1 就可以满足设计指标。本系统中考虑到带宽的限制, 这里取  $\alpha$  取 0.2。

## 4 改进型 CMI 码的解码

由于系统设计要求, 接收端尺寸受限, 且有较高的抗过载要求(抗 30 000 g 加速度), 决定了不能采用复杂解调解码电路和稳定性较好的晶体振荡器, 这就为解调解码带来了较大难度。

从图 5 波形上可以看出, 该编码信号位定时信号提取时与 CMI 编码具有相同的特性, 可以直接从下跳沿提取, 而且每次下跳沿肯定是 1 个码元的起始时刻, 这也为接收端的准同步解码带来了很大好处, 可以在一定程度上克服由于内部振荡器不稳定造成的解码错误问题<sup>[12-15]</sup>。

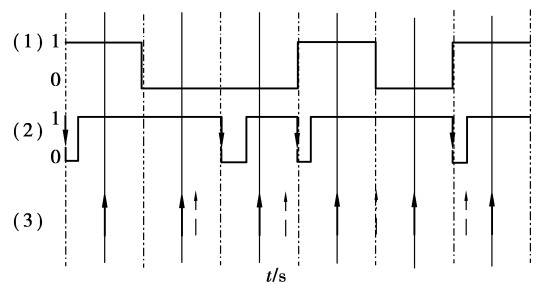


图 5 信号采样时刻图

采用此方法解码除了具备一定的检错功能外, 最大好处就是可以利用下降沿时刻来实时修正内部振荡器不稳定造成的采样时刻偏差, 如图 5(3) 所示。采用包络检波法解调出的信号, 上升沿和下降沿都有一定时间, 如图 6 所示。用位定时采样的方法解调时, 理想的采样时刻是比特位的中间时刻, 但由于内部振荡器稳定性较差的原因, 可能造成采样时刻偏差(如图 5(3) 中的第 3 个虚线箭头所示, 在此边沿时刻采样很容易造成判决错误), 在发送数据比特位较长的时候, 累积采样误差很容易造成解码错误。而采用改进型 CMI 编码可以利用下降沿重新定位采样时刻的相对起点, 如图 5(3) 所示, 可以利用第 2 个和第 3 个实箭头之间的下降沿来作为下次采样时刻的相对零点, 这样就可以修正第 2 个实箭头采样时刻误差, 不会造成采样误差累积到第 3 个采样时刻, 因而可以实时修正采样时刻误差, 可靠性要高, 尤其是在数据位较长的时候, 效果更为明显。

图 6 为项目中采用 LeCroy WaveSurfer 454 示波器测试发射端和接收端编解码时的输出波形: 其中, 图 6(1) 从上至下依次为发射端源数据、改进型 CMI 编码后的数据及发射天线上的波形; 图 6(2) 从上至下为发射天线波形, 二极管包络检波后的波形、经比较器反相输出的波形以及解码后的输出波形。从图 6 中可以看到(时间刻度均为  $100 \mu\text{s}$ ), 当比较器门限取高电平的  $1/2$  时, 经比较器反相输出的脉冲宽度相对发射端源数据编码后的脉冲宽度有所减小, 但是上升沿时刻, 即码元开始时刻却并未产生偏差, 这就为解码提供了精确的时间基准, 提高解码的

正确性,同时也验证了上述可以实时修正采样偏差的正确性。

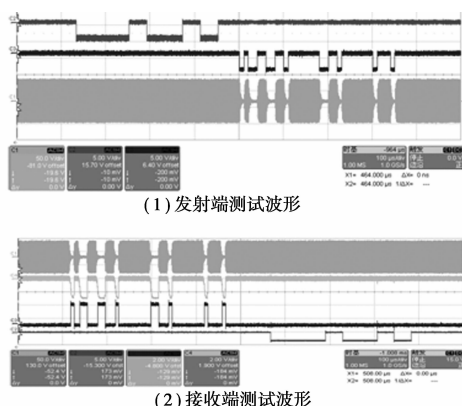


图 6 发射端和接收端测试波形

## 5 结 论

经上述分析可以看出,改进型 CMI 码的比例因子  $\alpha$  是决定编码性能的关键因素,不仅影响着能量传输效率、信号带宽、功率谱,还影响着系统误码性能。本设计采用的数据速率为 25kbit/s,  $\alpha$  取 0.2,虽然功率谱带宽与 CMI 码相比变为原来的 2.5 倍,误码性能也有所下降,但在满足系统数据传输可靠性、带宽要求的前提下,能量传输有效性比 Manchester 和 CMI 码提高了 60%,满足了系统对传输距离的要求。而且改进型 CMI 码具有可以利用下降沿实时修正采样时刻误差的特性,这一特性决定了该码非常适合在中低速串行传输长数据的场合使用,其极限传输速率受接收端硬件限制,并且解码相对 CMI 码复杂度有所上升,还有待进一步改进。

### 参考文献:

- [1] JIANG B, SMITH J R, PHILIPPOSE M, et al. Energy scavenging for inductively coupled passive RFID systems[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2005, 56(1): 118-125.
- [2] KLAPF C, MISSONI A, HOFER G, et al. Improvements in operational distance in passive HF RFID transponder systems[C/OL]//2008 IEEE International Conference on RFID, Las Vegas, NV, April 16-17, 2008, 350-357 [2008-05-14]. [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=4519347](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4519347).
- [3] FINKENZELLER K. RFID handbook [M]. West Sussex, England: John Wiley & Sons Ltd, 2003.
- [4] MOHAMMED N A, SIVAKUMAR M, DEAVOURS D D. An RFID tag capable of free-space and on-metal operation [C/OL]// IEEE Radio and Wireless Symposium, San Diego, CA, January 18-22, 2009, 63-66 [2009-05-19]. [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=4957285](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4957285).
- [5] ZHENG F, WANG H G. Data coding method for RFID system[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2007, 30(1): 141-144.
- [6] 王宏刚,裴昌幸,陈南.一种用于 RFID 能量有效的数据编码及其时钟提取[J].西安电子科技大学学报,2007,34(6):881-886.  
WANG HONG-GANG, PEI CHANG-XING, CHEN NAN. An energy efficient data coding method and timing extraction for the RFID system[J]. Journal of Xidian University, 2007, 34(6): 881-886.
- [7] LOH Q S, TJHUNG T T, KO C C. Power spectra and band occupancy of coded mark inversion in direct and frequency modulation transmission[J]. International Journal of Electronics, 1989, 67(3): 355-364.
- [8] CHEW Y H, TJHUNG T T. New edge detectors for coded mark inversion transmission with enhanced performance[C/OL]//TENCON 90, 1990 IEEE Region 10 Conference on Computer and Communication Systems, September 24-27, 1990, 677-681 [2000-08-06]. [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=152696](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=152696).
- [9] TUNG S, JONES A K. Physical layer design automation for RFID systems [C/OL]// IEEE International Symposium on Parallel and Distributed Processing, Miami, FL, April 14-18, 2008, 1-8 [2008-06-03]. [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=4536530](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4536530).
- [10] JOHN G. Digital communications [M]. Beijing: Publishing House of Electronic Industry, 2003.
- [11] SZCZECINSKI L, AISSA S, GONZALEZ C, et al. Exact evaluation of bit and symbol error rates for arbitrary 2-D modulation and nonuniform signaling in AWGN channel [J]. IEEE Transactions on Communications, 2006, 54(6): 1049-1056.
- [12] PILLAI V, MARTINEZ R, HEINRICH H. System and method for setting an oscillator in an RFID transponder: US, 11/453714[P]. 2009-07-29.
- [13] BAE J H, KIM J C, JEON B W. Analysis of phase noise requirements on local oscillator for RFID system considering range correlation[C/OL]// European Radar Conference, Munich, October 10-12, 2007, 385-388 [2007-12-17]. [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=4405018](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4405018).
- [14] CILEK F, SEEMANN K, HOLWEG G, et al. Impact of the local oscillator on baseband processing in RFID transponder[C/OL]// International Symposium on Signals, Systems and Electronics, Montreal, Que., July 30-August 2, 2007, 231-234 [2007-08-27]. [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=4294455](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4294455).
- [15] KLAPF C, MISSONI A, PRIBYL W, et al. Analyses and design of low power clock generators for RFID TAGs [C/OL]// Research in Microelectronics and Electronics, Istanbul, June 22-April 25, 2008, 181-184 [2008-08-12]. [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=4595755](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4595755).

(编辑 侯湘)