

文章编号: 2095-4980(2021)03-0412-07

一种双站后向散射系统结构及其 FSK 调制和接收

董宜焕¹, 隋 栋²

(1.郑州澍青医学高等专科学校 卫生管理系, 河南 郑州 450064; 2.北京建筑大学 电气与信息工程学院, 北京 100044)

摘要: 为了实现需要大量无线传感器覆盖和大的通信范围的应用, 本文提出了一种双站后向散射系统结构及其基于移频键控(FSK)的非相干调制方案。首先对双站后向散射系统结构的后向散射信号和信道模型进行了详细分析; 然后在此基础上针对功率受限情形提出了基于 FSK 的非相干调制和克服采用双站结构带来的载波频率偏移技术; 最后给出基于 FSK 的接收机链路和误码率(BER)计算。实验结果表明, 本文提出的双站后向散射结构及其基于 FSK 的调制解调技术不仅具有较好性能, 而且具有较大通信范围潜力, 适用于大规模、功率受限的传感器网络。

关键词: 无线传感器网络; 射频识别; 双站结构; 后向散射; 移频键控; 误码率; 通信范围
中图分类号: TN014 **文献标志码:** A **doi:** 10.11805/TKYDA2020207

A bistatic backscattering system and its FSK modulation and receiving

DONG Yihuan¹, SUI Dong²

(1.Department of Health Management, Zhengzhou Shuqing Medical College, Zhengzhou Henan 450064, China; 2.School of Electrical and Information Engineering, Beijing University of Civil Engineering and Architecture, Beijing 100044, China)

Abstract: A bistatic backscattering system architecture and its noncoherent modulation scheme based on Frequency Shift Keying(FSK) are proposed in order to realize the applications requiring large amount of wireless sensor coverage and large communication range. Firstly, the backscattering signal and the channel model for the bistatic backscatter system architecture are analyzed in detail. Then, on this basis, an FSK based noncoherent modulation and techniques to overcome carrier frequency offset introduced by the utilization of bistatic architectures are proposed for power-constrained cases. Finally, the receiver chains based on FSK and the Bit Error Rate(BER) calculation are provided. The experimental results show that the proposed bistatic backscattering architecture and its FSK based modulation and demodulation technologies not only have good BER performance, but also have the potential of large communication range, which is applicable for large-scale and power-constrained sensor networks.

Keywords: Wireless Sensor Network; Radio Frequency IDentification(RFID); bistatic architecture; backscattering; Frequency Shift Keying; Bit Error Rate; communication range

对于一个区域中需要部署大量无线传感器覆盖的应用^[1-3], 这些大量部署的传感器不仅需要超低的成本, 而且需要每个传感器的能量消耗最小化。这可以利用后向散射无线电来实现, 即通过反射来代替有源辐射通信, 方法是传感器的射频前端简化为单个晶体管开关, 从而使得每个传感器的制造成本和能量需求降至最低; 然而, 典型的后向散射无线电技术如商用射频识别(RFID)系统仅能提供有限的通信范围, 这种有限的通信范围源于采用的无源 RF 标签, 因为它依赖于阅读器到标签的链接, 通过校正阅读器的辐射波来为自身提供能量^[4]; 同时, 大多数商用阅读器采用单站结构, 这就导致往返路径损耗。理论和实际结果表明, 这种损耗与距离的 8 次方成正比^[5]; RFID 系统通常采用幅移键控(Amplitude Shift Keying, ASK)或相移键控(Phase Shift Keying, PSK)调制方案^[6], 这两种调制方案是针对带宽受限情形而设计的, 并且还需要某种形式的介质访问控制协议, 如实现多传感器接入的 Gen2 RFID 标准中的帧 ALOHA 协议^[7]。

收稿日期: 2020-05-13; 修回日期: 2020-06-16

基金项目: 国家自然科学基金青年项目资助(61702026)

作者简介: 董宜焕(1981-), 女, 硕士, 讲师, 主要研究方向为计算机应用和信息管理。email:limo3666@163.com

对于传感器网络应用来说，超低比特率是必须的。同时，低比特率表示比特能量最大化和信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)的提高，从而增大通信范围；为此，可以采用双站后向散射无线电结构，如图 1 所示。图中多个载波发射器放置在区域中以覆盖标签以及一个集中式接收器(阅读器)，以实现更大的场覆盖，并且可以大大减小载波发射器的发射功率；文献[8]研究了适用于低比特率应用的带宽受限情形的调制方案；文献[9]对于在类似情形下的传感器碰撞概率的量化进行了研究；文献[10]针对后向散射多传感系统中的中断问题进行了研究，得到了对数正态阴影信道下中断率的闭式解，为后向散射多传感系统的可靠性分析和设计提供了参考；文献[11]针对 RFID 系统设计并实现了一种原始反向标记，以保证反射在入射方向上有最大增益；文献[12]提出了一种将后向散射技术应用于无线传感器网络，设计了一种面向多传感应用、简单、低功耗、可配置的后向散射无线传感网络架构；文献[13]提出了一种基于单站结构的完全后向散射传感器网络系统，给出了后向散射无线电链路的模型、系统结构和对每个传感器信息的数据提取技术，并测试了在室内约 15 m 范围内通过后向散射进行通信的传感器。

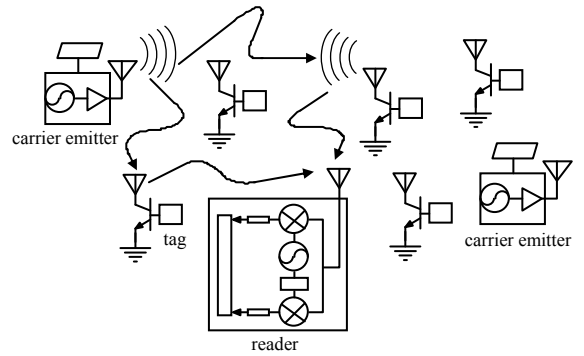


Fig.1 Bistatic backscattering structure using sensor/RF tags
图 1 采用传感器/RF 标签的双站后向散射结构

本文提出了一种双站后向散射系统结构及其基于移频键控(FSK)的非相干调制方案，研究功率受限的最优化调制方案，在载波发射器和阅读器之间引入未知载波频率偏移(Carrier Frequency Offset, CFO)的补偿方法。

1 系统结构

1.1 后向散射信号

一个在 M 个负载之间交替其天线端接的标签的后向散射电场值由下式给出^[11]：

$$E_i = E_0(A_s - \Gamma_i), i = 1, 2, \dots, M \quad (1)$$

式中： E_0 是与负载无关的后向散射场； A_s 为天线结构模式项； Γ_i 是对应于 M 个天线负载的反射系数。

后向散射电场值表示为时间的函数如下：

$$E(t) = E_0(A_s - \Gamma(t)) \quad (2)$$

式中 $\Gamma(t) \in \{\Gamma_i\}_{i=1}^M$ 。通过定义一个用于将场量(V/m)转换为信号量(V)的项 p 和与标签效率相关联的项 $s(t)$ ，可以将后向散射信号复包络写为：

$$s(t)x_c(t) = s(t)pE(t) = s(t)g[A_s - \Gamma(t)]\exp(j2pF_c t + f_c) = s(t)a_x(t)\exp[j(2pF_c t + f_c) + j\phi_x(t)] = s(t)x(t)\exp(j2pF_c t + f_c) \quad (3)$$

标签效率 $s(t)$ 通常被视为是时变的，但是对于少数比特的数据块(例如一个数据包)，可以视为是不变的。 g 是由场量转换成信号量所引入的标度因子， F_c 和 ϕ_c 分别为入射载波频率和相位， $x(t) = a_x(t)\exp[j\phi_x(t)]$ 为标签复基带信号， $a_x(t) = g|A_s - \Gamma(t)|$ 为后向散射信号的振幅， $\phi_x(t) = \angle[A_s - \Gamma(t)]$ 为后向散射信号的相位，则实际带通后向散射信号为：

$$s(t)x_m(t) = s(t)a_x(t)\cos[2\pi F_c t + \phi_c + \phi_x(t)] \quad (4)$$

式中 $x_m(t)$ 表示实际的、已调制的通带信号。

1.2 信道模型

本文定义的双站信道模型如图 2 所示，载波发射器与接收阅读器相分离，RF 标签充当信号调制器。信道模型为：

$$h_{CR}(t) = h_1\delta(t - t_1) \quad (5)$$

$$h_{CT}(t) = h_2\delta(t - t_2) \quad (6)$$

$$h_{TR}(t) = h_3\delta(t - t_3) \quad (7)$$

以及它们引入到传播信号中的相应相位为：

$$\phi_1 = 2\pi F_c t_1 \quad (8)$$

$$\phi_2 = 2\pi F_c t_2 \quad (9)$$

$$\phi_3 = 2\pi F_c t_3 \quad (10)$$

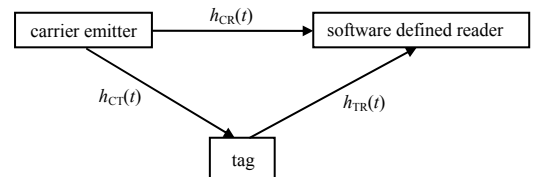


Fig.2 Channel model of bistatic backscattering structure
图 2 双站后向散射结构信道模型

载波发射器发射一个功率 $P = A^2 / 2$ 的恒定波(Constant Wave, CW)为:

$$c_m(t) = A \cos(2\pi F_c t) \quad (11)$$

RF 标签从载波发射器接收到的信号为:

$$c_m(t) * h_{CT}(t) = Ah_2 \cos[2\pi F_c(t-t_2)] = Ah_2 \cos(2\pi F_c t - \phi_2) \quad (12)$$

以及标签的后向散射信号为:

$$s(t)Ah_2x_m(t) = s(t)Ah_2a_x(t) \cos[2\pi F_c t - \phi_2 + \phi_x(t)] \quad (13)$$

软件定义接收机(阅读器)分别通过信道 $h_{CR}(t)$ 和 $h_{TR}(t)$ 接收载波发射器 CW 和后向散射标签信号的叠加(合成)信号:

$$y_m(t) = Ah_1 \cos(2\pi F_c t - \phi_1) + s(t)Ah_2h_3a_x(t-t_3) - \cos[2\pi F_c t - \phi_2 - \phi_3 + \phi_x(t-t_3)] + w(t) \quad (14)$$

式中 $w(t)$ 为带限加性高斯噪声, 具有功率谱密度(Power Spectral Density, PSD):

$$S_w(F) = \begin{cases} N_0 / 2, & |F \pm F_c| \leq W \\ 0, & \text{others} \end{cases} \quad (15)$$

阅读器采用本地振荡器(Local Oscillator, LO)载波 $F_c + \Delta F$ 和相位 ϕ_R 解调输入信号, 然后滤除高频分量, 得到低通同相和正交分量为:

$$I(t) = LPF\{y_m(t) \cos[2\pi(F_c + \Delta F)t + \phi_R]\} \quad (16)$$

$$Q(t) = LPF\{-y_m(t) \sin[2\pi(F_c + \Delta F)t + \phi_R]\} \quad (17)$$

在 $[-W, W]$ 周围经过(理想)滤波后得到:

$$I(t) = \frac{Ah_1}{2} \cos(2\pi \Delta F t + \hat{\phi}_0) + \frac{s(t)Ah_2h_3}{2} a_x(t-t_3) \cdot \cos[2\pi \Delta F t + \hat{\phi}_1 - \phi_x(t-t_3)] + n_1(t) \quad (18)$$

$$Q(t) = -\frac{Ah_1}{2} \sin(2\pi \Delta F t + \hat{\phi}_0) - \frac{s(t)Ah_2h_3}{2} a_x(t-t_3) \cdot \sin[2\pi \Delta F t + \hat{\phi}_1 - \phi_x(t-t_3)] + n_Q(t) \quad (19)$$

式中 $\hat{\phi}_0 = \phi_R + \phi_1$, $\hat{\phi}_1 = \phi_R + \phi_2 + \phi_3$, 且 $n_1(t)$ 和 $n_Q(t)$ 为低通高斯噪声分量, 具有 PSD 和方差:

$$S_{n_1}(F) = S_{n_Q}(F) = \begin{cases} N_0 / 4, & |F| \leq W \\ 0, & \text{others} \end{cases} \quad (20)$$

$$\sigma_n^2 = E[n_1^2(t)] = E[n_Q^2(t)] = \frac{N_0}{4} 2W = \frac{N_0}{2} W \quad (21)$$

则复基带信号为:

$$y(t) = I(t) + jQ(t) = \frac{A}{2} [h_1 e^{-j\hat{\phi}_0} + s(t)h_2h_3x(t-t_3)e^{-j\hat{\phi}_1}] e^{-j2\pi \Delta F t} + n(t) \quad (22)$$

式中 $n(t) = n_1(t) + jn_Q(t)$ 为复高斯噪声, 具有 PSD:

$$S_n(F) = \begin{cases} N_0 / 2, & |F| \leq W \\ 0, & \text{others} \end{cases} \quad (23)$$

2 功率受限情形下的调制和接收

2.1 基于 FSK 的标签调制

大量部署的传感器不仅需要超低的成本, 而且需要使得每个传感器的能量消耗最小化, 这种功率受限情形下的通信至关重要。如 1.2 所述, RF 标签充当信号调制器。在 FSK 中, 标签在具有不同速率 F_i (对应于比特 $i=0,1$, 也称为子载波频率)的两个不同反射系数值 Γ_1, Γ_2 之间切换。为了确保非相干 FSK 中的正交性, 两个子载波频率之间的间隔为 $|F_{i+1} - F_i| = k/T$, $k \in \mathbb{N}$, T 为比特持续时间。对于每个比特, 得到一个基带后向散射波形为:

$$x(t) = g(A_s - \frac{\Gamma_1 + \Gamma_2}{2}) + g \frac{\Gamma_1 - \Gamma_2}{2} b_i(t) \quad i=0,1 \quad (24)$$

式中 $b_i(t)$ 表示频率为 F_i 的 50% 占空比的方波, 有随机初始相位 $\Phi \sim [0, 2\pi]$ 且振幅为 1(即电平在 -1 和 1 切换), 即:

$$b_i(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \cos[(2k+1)(2\pi F_i t + \Phi)] \quad (25)$$

仅保留 $b_i(t)$ 的基频分量, 并代入式(24), 则滤波后的标签复基带后向散射波形可以写成:

$$\tilde{x}(t) = g(A_s - \frac{\Gamma_1 + \Gamma_2}{2}) + g \frac{\Gamma_1 - \Gamma_2}{2} \frac{4}{\pi} \cos(2\pi F_i t + \Phi) = m_0 e^{j\theta_0} + m_1 \cos(2\pi F_i t + \Phi) e^{j\theta_1} \quad (26)$$

$$m_0 = g|A_s - (\Gamma_1 + \Gamma_2) / 2|, \theta_0 = \angle[A_s - (\Gamma_1 + \Gamma_2) / 2] \quad (27)$$

$$m_1 = 2g|\Gamma_1 - \Gamma_2| / \pi, \theta_1 = \angle(\Gamma_1 - \Gamma_2) \quad (28)$$

阅读器接收到的信号为：

$$y(t) = [m_2 e^{j\hat{\phi}_2} + m_3 \cos(2\pi F_i t + \Phi') \cdot e^{j\hat{\phi}_3}] e^{-j2\pi\Delta F t} + n(t) \quad (29)$$

$$m_2 e^{j\hat{\phi}_2} = \frac{A}{2} [h_1 e^{-j\hat{\phi}_0} + s(t) h_2 h_3 m_0 e^{j(\theta_0 - \hat{\phi}_1)}] \quad (30)$$

$$m_3 e^{j\hat{\phi}_3} = \frac{A}{2} s(t) h_2 h_3 m_1 e^{j(\theta_1 - \hat{\phi}_1)} \quad (31)$$

$$\Phi' = \Phi - 2\pi F_i t_s \quad (32)$$

基带接收信号信噪比为：

$$R_{SN} = \frac{m_3^2 T / 2}{N_0 / 2} = \frac{m_3^2 T}{N_0} \quad (33)$$

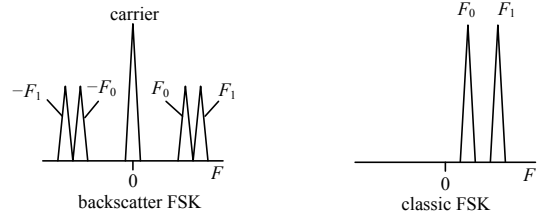


Fig.3 Complex baseband spectrum for backscatter and classic FSK
图 3 后向散射(左)和传统 FSK(右)的复基带谱

图 3 给出了后向散射 FSK(左)和传统 FSK(右)的复基带频谱，与传统 FSK 相比，后向散射 FSK 中存在 2 个子载波。由于在通带处的后向散射标签调制，所以每个频率 F_i 出现 2 个子载波。相反，对于传统有源 FSK 发射机来说，每个频率仅出现 1 个子载波，这表明传统的 FSK 接收机不适用于后向散射无线电，必须设计不同的处理链路来成功地进行信号解调接收。

2.2 信号处理和检测

如果不存在 CFO(即 $\Delta F=0$)，则接收到的信号为：

$$y(t) = m_2 e^{j\hat{\phi}_2} + m_3 \cos(2\pi F_i t + \Phi') e^{j\hat{\phi}_3} + n(t) \quad (34)$$

经过采样周期 T_s 的采样后，信号变为：

$$y[k] = y[kT_s] = m_2 e^{j\hat{\phi}_2} + m_3 \cos(2\pi F_i k T_s + \Phi') e^{j\hat{\phi}_3} + n[k] \quad (35)$$

式中： $n[k] \sim CN(0, 2\sigma_n^2)$ ； $m_2 e^{j\hat{\phi}_2}$ 为直流项(Direct Current, DC)，对发射数据不贡献任何信息，因此可以采用 DC 阻隔滤波器过滤掉。在 DC 阻隔后，信号变为：

$$\tilde{y}[k] = m_3 \cos(2\pi F_i k T_s + \Phi') e^{j\hat{\phi}_3} + n[k] \quad (36)$$

从式(36)可以发现，由于未知项 $e^{j\hat{\phi}_3}$ 的存在，传统的非相干 FSK 解调器不能直接用于解调接收到的信号。可以把式(36)改写为：

$$\tilde{y}[k] = \frac{m_3}{2} e^{j(2\pi F_i k T_s + \Phi' + \hat{\phi}_3)} + \frac{m_3}{2} e^{-j(2\pi F_i k T_s + \Phi' - \hat{\phi}_3)} + n[k] \quad (37)$$

可见，接收到的信号是两个复指数的和，频率分别为 F_i 和 $-F_i$ ，未知相位分别为 $\Phi' + \hat{\phi}_3$ 和 $-\Phi' + \hat{\phi}_3$ 。在 1 位持续时间 T 中，一组相关解调器处理 $L=T/T_s$ 个样本，从而得到统计值：

$$r_0^+ = \sum_{k=0}^{L-1} \tilde{y}[k] e^{-j2\pi F_0 k T_s} = \frac{m_3}{2} \sum_{k=0}^{L-1} e^{j(2\pi(F_i - F_0)k T_s + \Phi' + \hat{\phi}_3)} + \frac{m_3}{2} \underbrace{\sum_{k=0}^{L-1} e^{-j(2\pi(F_i + F_0)k T_s + \Phi' - \hat{\phi}_3)}}_{\approx 0} + \sum_{k=0}^{L-1} \tilde{n}[k] = \frac{m_3}{2} \sum_{k=0}^{L-1} e^{j(2\pi(F_i - F_0)k T_s + \Phi' + \hat{\phi}_3)} + n_0^+ \quad (38)$$

类似地有：

$$r_0^- = \sum_{k=0}^{L-1} \tilde{y}[k] e^{+j2\pi F_0 k T_s} = \frac{m_3}{2} \sum_{k=0}^{L-1} e^{-j(2\pi(F_i - F_0)k T_s + \Phi' - \hat{\phi}_3)} + n_0^- \quad (39)$$

$$r_1^+ = \sum_{k=0}^{L-1} \tilde{y}[k] e^{-j2\pi F_1 k T_s} = \frac{m_3}{2} \sum_{k=0}^{L-1} e^{+j(2\pi(F_i - F_1)k T_s + \Phi' + \hat{\phi}_3)} + n_1^+ \quad (40)$$

$$r_1^- = \sum_{k=0}^{L-1} \tilde{y}[k] e^{+j2\pi F_1 k T_s} = \frac{m_3}{2} \sum_{k=0}^{L-1} e^{-j(2\pi(F_i - F_1)k T_s + \Phi' - \hat{\phi}_3)} + n_1^- \quad (41)$$

当发送比特“1”时，接收到的信号频率为 F_1 ，因此统计值为：

$$r_0^+ = n_0^+, r_1^+ = \frac{m_3 L}{2} e^{+j(\Phi' + \hat{\phi}_3)} + n_1^+ \quad (42)$$

$$r_0^- = n_0^-, r_1^- = \frac{m_3 L}{2} e^{-j(\Phi' - \hat{\phi}_3)} + n_1^- \quad (43)$$

相反，当发送比特“0”时，接收到的信号频率为 F_0 ，因此统计值为：

$$r_1^+ = n_1^+, r_0^+ = \frac{m_3 L}{2} e^{+j(\phi' + \phi_3)} + n_0^+ \quad (44)$$

$$r_1^- = n_1^-, r_0^- = \frac{m_3 L}{2} e^{-j(\phi' - \phi_3)} + n_0^- \quad (45)$$

利用解调器输出端的统计值, 就可以设计出检波器如下:

$$z_1 = |r_1^+|^2 + |r_1^-|^2 \geq |r_0^+|^2 + |r_0^-|^2 = z_0 \quad (46)$$

2.3 CFO 的补偿

考虑具有非零 CFO ΔF (即 $\Delta F \neq 0$) 的式 (29), 则 $y(t)$ 将是频率为 $\pm F_0 + \Delta F$ 或 $\pm F_1 + \Delta F$ 的信号, 而不是频率 $\pm F_0$ 和 $\pm F_1$, 这时必须对 CFO 进行补偿才能成功地解调和检测接收信号, 应采用频率跟踪回路来不断跟踪载波的变化, 并补偿不需要的 CFO 项。图 4 所示为本文提出的后向散射 FSK 信号的解调接收处理链路即接收机。首先, 经过 CFO 补偿和直流阻隔后, 把 L 个样本的复基带信号与 $\pm F_0, \pm F_1$ 相关联, 对应于 1 位持续时间 T , 然后进行采样, 相关器输出被采样, 最后对样本进行检测, 从而实现解调接收。

2.4 BER 的计算

在 H_1 (发送比特 “1”) 条件下, 相关器输出的统计值分布如下:

$$r_0^+ \sim CN(0, 2\sigma_n^2 L) \quad (47)$$

$$r_0^- \sim CN(0, 2\sigma_n^2 L) \quad (48)$$

$$r_1^+ \sim CN\left(\frac{m_3 L}{2} e^{-j(\phi' - \phi_3)}, 2\sigma_n^2 L\right) \quad (49)$$

$$r_1^- \sim CN\left(\frac{m_3 L}{2} e^{-j(\phi' - \phi_3)}, 2\sigma_n^2 L\right) \quad (50)$$

则随机变量 $z_0 = |r_0^+|^2 + |r_0^-|^2$ 为 4 平方零均值高斯随机变量的和, 每个变量的方差为 $\sigma^2 = \sigma_n^2 L$, 则 z_0 服从 4 自由度的卡方分布^[14]:

$$f_{z_0}(z_0 | \sigma^2, H_1) = \frac{z_0}{4\sigma^4} \exp\left\{-\frac{z_0}{2\sigma^2}\right\}, z_0 \geq 0 \quad (51)$$

$$F_{z_0}(z_0 | \sigma^2, H_1) = 1 - \exp\left\{-\frac{z_0}{2\sigma^2}\right\} \left(1 + \frac{z_0}{2\sigma^2}\right) \quad (52)$$

随机变量 $z_1 = |r_1^+|^2 + |r_1^-|^2$ 为 4 平方非零均值高斯随机变量的和, 每个变量的方差为 $\sigma^2 = \sigma_n^2 L$, 则 z_1 服从 4 自由度的非中心卡方分布, 确定非中心性参数 s^2 如下:

$$s^2 = \left| \frac{m_3 L}{2} e^{+j(\phi' + \phi_3)} \right|^2 + \left| \frac{m_3 L}{2} e^{-j(\phi' - \phi_3)} \right|^2 = \frac{m_3^2 L^2}{2} \quad (53)$$

z_1 的概率密度函数 (Probability Density Function, PDF) 和累积分布函数 (Cumulative Distribution Function, CDF) 分别为:

$$f_{z_1}(z_1 | s^2, \sigma^2, H_1) = \frac{\sqrt{z_1}}{2\sigma^2 s} \exp\left\{-\frac{z_1 + s^2}{2\sigma^2}\right\} I_1\left(\sqrt{z_1} \frac{s}{\sigma^2}\right) \quad (54)$$

$$F_{z_1}(z_1 | s^2, \sigma^2, H_1) = 1 - Q_2\left(\frac{s}{\sigma}, \sqrt{z_1}\right), z_1 \geq 0 \quad (55)$$

在 H_1 条件下的正确判决概率为:

$$Pr(c|H_1) = Pr(z_0 \leq z_1 | H_1) = E_{z_1|H_1} [Pr(z_0 \leq z_1 | z_1, H_1)] = E_{z_1|H_1} [F_{z_0|H_1}(z_1 | H_1)] = \int_0^\infty F_{z_0|H_1}(z_1 | H_1) f_{z_1|H_1}(z_1 | s^2, \sigma^2, H_1) dz_1 \quad (56)$$

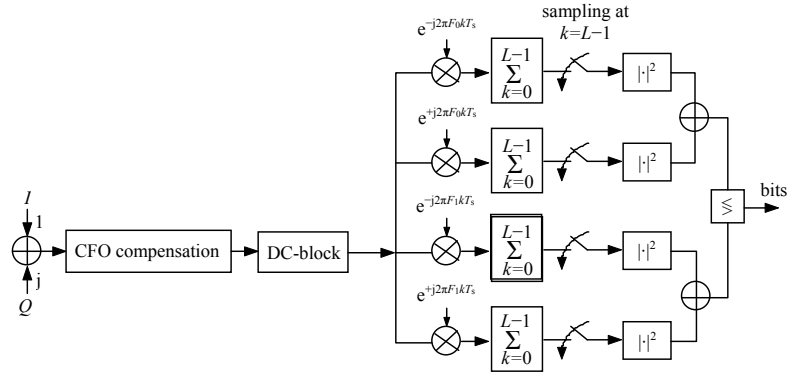


Fig.4 Demodulation and reception link of FSK signal in bistatic backscattering system
图 4 双站后向散射系统的 FSK 信号的解调接收链路

则 BER 为：

$$Pr(e) = Pr(e|H_0) = Pr(e|H_1) = 1 - Pr(c|H_1) \quad (57)$$

3 实验结果及分析

3.1 实验原理及装置

为了对本文方案的性能进行评价，采用的实验原理如图 5 所示。

图 5 中，载波生成和发射采用一种低成本的 8051 单片机嵌入式无线单片芯片，可以通过软件对载波频率、输出功率等无线参数进行调节，它工作在 UHF ISM 频段(865 MHz 或 868 MHz)，具有高达 13 dBm 的可调输出功率(约 20 mW)；RF 标签由低功耗 8051 微控制器单元电路板和自定义电路板构成，自定义电路板支持散射无线通信，微控制器单元电路板具有简单的指令集和 C 语言编程能力，传感器连接器和软件控制的 LED 也驻留在微控制器单元电路板上；所有后向散射信号的接收和处理都在阅读器上进行。阅读器由一个在 UHF 频段调谐以捕获后向散射信号的接收器和用于标签解码的处理模块构成，采用的是软件定义无线电(Software Defined Radio, SDR)，包括一个 UHF 射频前端(RFX 900 子卡)和快速 I/Q 模拟数字转换器。全部信号处理都是采用运行在一个 PC 上带有自定义脚本的 Matlab 环境完成，这为控制调制方案、数据传输、数据编码等提供了方便。阅读器的总带宽可高达 8 MHz，这对于低比特率散射无线电应用来说是足够的。整个实验装置的实物连接如图 6 所示。

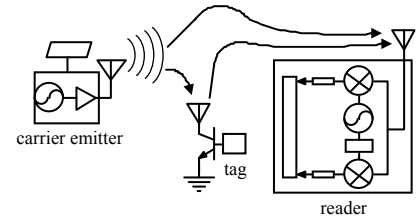


Fig.5 Schematic diagram of experiment
图 5 实验原理图

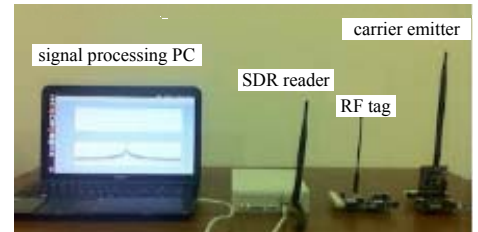


Fig.6 Physical connection of the experimental device
图 6 实验装置的实物连接

3.2 实验结果

图 7(a)所示为假设在载波发射器和阅读器之间不存在 CFO，生成随机信道和载波相位，采用本文提出的双站后向散射 FSK 得到的 BER 与 SNR 的关系曲线。图中比较了由式(57)经理论计算得到的 BER 与实验得到的 BER 与 SNR 的关系曲线。从图 7 可见，随着 SNR 的增大，接收端的 BER 是减小的，而且理论计算值和实验结果吻合得相当好，说明本文提出的双站后向散射系统模型及 FSK 调制解调是可靠和适用的；图 7(b)所示为采用本文提出的双站后向散射 FSK 和文献[13]的单站后向散射 FSK 得到的 BER 与 SNR 的关系曲线。从图可见，本文的双站后向散射 FSK 的 BER 性能明显要优于文献[13]的单站后向散射 FSK 的 BER 性能，因为前者一方面有多个载波(子载波)发射器放置在区域中以覆盖标签以及集中式接收器(阅读器)，从而实现更大的场覆盖，另一方面可以大大减小载波发射器的发射功率。

在大多数情况下，接收机将从发射器到阅读器路径获得强载波，即使存在 CFO，也可通过周期图峰值检测成功地恢复载波。但是，如果发射器到阅读器路径发生阻塞(即 $h_1=0$)，则阅读器上将没有来自发射器的 DC 分量，那么贡献给阅读器 DC 的唯一因素将通过标签反射的未调制载波，这是由天线的结构模式所决定；从式(27)可以看出，后向散射的 DC 振幅为 $g|A_s-(\Gamma_0+\Gamma_1)/2|$ 。不失一般性，选取 $\Gamma_0=1$ 和 $\Gamma_1=-1$ 进行实验。对于这样的反射系数值对，DC 仅与 $|A_s|$ 相关。实验中测试了几个 A_s 值，如 $A_s=0.6046+j0.5043$ (即 $|A_s|\approx 0.78$)， $A_s=0.2955-j0.5041$ (即 $|A_s|\approx 0.3$)和 $A_s=0.1592-j0.1210$ (即 $|A_s|\approx 0.2$)，得到的结果如图 8 所示。从图 8 可见，随着 $|A_s|$ 的增大，BER 下降得更快，并接近于理论值曲线，这是由于 $|A_s|$ 越大，CFO 估计的精确度越高；上述结果还表明，天线结构模式是标签设计过程中需要注意的一个重要参数，以及 Γ_0 和 Γ_1 值。

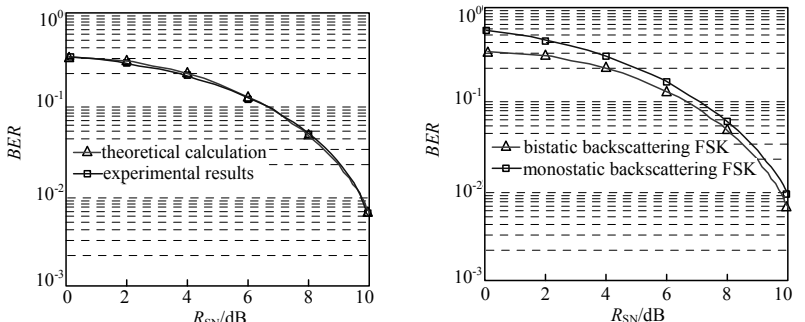


Fig.7 Performance of the backscattering FSK
图 7 后向散射 FSK 的性能

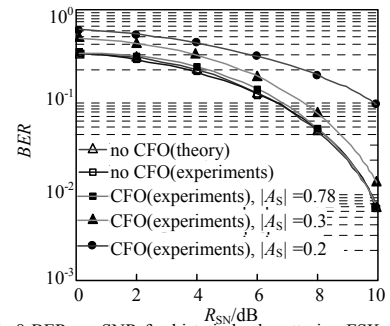


Fig.8 BER vs. SNR for bistatic backscattering FSK without CFO and with compensated CFO when $h_1=0$
图 8 $h_1=0$ 时无 CFO 和有 CFO 补偿后的双站后向散射 FSK 的 BER 与 SNR 的关系

最后还对本文所提出的 FSK 调制方案的接收机距离范围和 BER 性能之间的关系进行了实验。载波功率为 20 mW, 标签比特率为 1 kbps, 数据包长度为 20 bit。实验结果如表 1 所示。

从表 1 可见, 在发射器到阅读器的极限距离 $d_{CR}=134$ m 和发射器到标签的距离 $d_{CT}=2$ m 的情况下, 完全实现了可靠的通信, 在 $d_{CR}=134$ m 和 $d_{CT}=4$ m 时的 BER 为 5%(即 1 个错误比特/数据包), 对于 $d_{CR}=48$ m 和 $d_{CT}=16$ m 时有 1% 的 BER。这说明本文提出的双站后向散射结构具有较大通信范围的潜力。

4 结论

本文基于 FSK 提出了一种功率受限情形下的非相干调制方案, 适合于后向散射信号模型的接收机; 通过非相干解调和载波频率偏移补偿, 讨论了接收端的随机信道相位抗扰等实际问题, 得出了该系统模型下接收端的 BER 理论计算; 最后通过仿真实验对所提出的系统结构和通信方案从 BER 性能和通信范围进行了评价; 实验结果表明, 本文提出的双站后向散射结构对于大规模、功率受限的传感器网络是适用的。

参考文献:

- [1] 胡瑾,樊宏攀,张海辉,等. 基于无线传感器网络的温室光环境调控系统设计[J]. 农业工程学报, 2014,30(4):160-167. (HU Jin,FAN Hongpan,ZHANG Haihui,et al. Design of regulation system of light environment in greenhouse based on wireless sensor network[J]. Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering, 2014,30(4):160-167.)
- [2] 姜元. 基于物联网的智能农田远程监控系统的设计[D]. 哈尔滨:哈尔滨理工大学, 2016. (JIANG Yuan. Design of remote monitoring system for intelligent farmland based on internet of things[D]. Harbin,China:Harbin University of Science and Technology, 2016.)
- [3] 吴熙曦,贺赞贻,刘佳. 一种新的异构无线传感网覆盖优化算法[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2017,15(6):958-964. (WU Xixi,HE Zanyi,LIU Jia. A new coverage optimization algorithm for heterogeneous WSNs[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2017,15(6):958-964.)
- [4] MO S H,BAE J H,PARK C W,et al. Modeling and simulation of new encoding schemes for high-speed UHF RFID communication[J]. Etri Journal, 2015,37(2):241-250.
- [5] HE C,WANG Z J,LEUNG V C M. Unitary query for the $M \times L \times N$ MIMO backscatter RFID channel[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015,14(5):2613-2625.
- [6] 李东波,欧阳喜. 一种高效的 APSK 调制信号载波频偏估计算法[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2017,15(5):849-854. (LI Dongbo,OUYANG Xi. An efficient algorithm for estimating carrier frequency offset of APSK modulated signal[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2017,15(5):849-854.)
- [7] JOMEHEI M G,SHEIKHAEI S. An ultra low-voltage low power PSK backscatter modulator for passive UHF RFID tags compatible with C1 G2 EPC standard protocol[J]. Analog Integrated Circuits & Signal Processing, 2014,78(2):489-499.
- [8] FASARAKIS-HILLIARD N,ALEVIZOS P N,BLETSAS A. Coherent detection and channel coding for bistatic scatter radio sensor networking[J]. IEEE Transactions on Communications,2015,63(5):1798-1810.
- [9] PSOMAS C,KRIKIDIS I. Backscatter communications for wireless powered sensor networks with collision resolution[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2017,6(5):650-653.
- [10] 鄢婷婷,胡圣波,施燕峰,等. 后向散射多传感通信中断率[J]. 应用科学学报, 2016,34(3):293-301. (YAN Tingting,HU Shengbo,SHI Yanfeng,et al. Outage probability analysis for multi-sensor backscatter communication[J]. Journal of Applied Sciences, 2016,34(3):293-301.)
- [11] ALHASSOUN M,VARNER M A,DURGIN G D. Theory and design of a retrodirective rat-race-based RFID tag[J]. IEEE Journal of Radio Frequency Identification, 2019,3(1):25-34.
- [12] 莫金容.一种可配置的后向散射无线传感网络架构[D]. 贵阳:贵州师范大学, 2016. (MO Jinrong. A configurable architecture for backscatter wireless sensor networks[D]. Guiyang,China:Guizhou Normal University, 2016.)
- [13] DASKALAKIS S N,KIMIONIS J,COLLADO A,et al. Ambient backscatterers using FM broadcasting for low cost and low power wireless applications[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2017,65(12):5251-5262.
- [14] ANSARI I S,ALOUINI M S. On the performance analysis of digital communications over Weibull-gamma channels[C]// Proceedings of 2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference. Glasgow,UK:IEEE, 2015:1-7.

表 1 FSK 调制方案接收机距离与 BER 的关系
Table 1 Receiver range of FSK modulation scheme vs. BER

d_{CR}/m	d_{CT}/m	BER/%
>134	2	0
-	4	5.0
118	4	0
-	6	5.0
-	9	3.5
-	10	5.0
48	15	0
-	16	1.0