

DOI: 10.13382/j.jemi.B1902408

基于后向散射和软件定义的无线传感器网络通信*

刘 强

(广东财经大学 广州 510320)

摘要:针对需要低比特率和超低成本传感器的无线传感器网络(WSN),提出了一种基于后向散射无线电和软件定义的通信体系结构,它由实现射频载波生成、零差检测和复杂信息处理的中心 Hub 和具有载波调制功能的传感器构成。前者构建了一种软件定义的收发器来发送载波和接收来自于各个传感器的反射,并提取和处理它们发送的信息;后者每个传感器的发射机被简化为一个连接到天线上的晶体管,且每个传感器的设计都围绕着一个驱动低功率射频(RF)开关的低功率微控制器进行,实现传感器的信息被调制到其唯一的子载波上;从而建立起一个完整的后向散射无线电链路通信系统,实现每个传感器和中心 Hub 之间的通信;基于理论的仿真结果和原型机的实验结果表明,提出的 WSN 通信系统不仅能够实现较大范围的可靠通信和数据传输及处理,而且具有低复杂度和超低成本。

关键词:通信;无线传感器网络;后向散射无线电;最小频移键控;子载波;误码率

中图分类号: TN014; TP393 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.5030

Wireless sensor network communication based on backscattering and software definition

Liu Qiang

(Guangdong University of Finance and Economics, Guangzhou 510320, China)

Abstract: A communication architecture based on backscattering radio and software definition is proposed for WSNs which require low bit-rate and ultra-low cost sensors. It consists of a central Hub for RF carrier generation, homodyne detection and complex information processing, and sensors with carrier modulation function. In the former, a software-defined transceiver is constructed to transmit the carrier and receive the reflection from various sensors, and extract and process their transmitted messages. In the latter, the transmitter for each sensor is simplified as a transistor connected to an antenna and each sensor is designed around a low-power micro-controller driving a low-power RF switch, and the information from each sensor is modulated onto its unique subcarrier. Thus, a complete backscattering radio link communication system is established to achieve communication between each sensor and the center Hub. The simulation results based on the theory and the experimental results from the prototype show that the proposed WSN communication system not only achieves a wide range of reliable communication and data transmission and processing, but also has low complexity and ultra-low cost.

Keywords: communication; wireless sensor network; backscattering radio; minimum shift keying; subcarrier; bit error rate

0 引言

无线电后向散射技术通常用于射频识别(radio frequency identification, RFID)系统。在典型的 RFID 应用中,标签与阅读器(也称为询问器)的标识号通信,而

且在某些情况下,将附加信息存储在阅读器的存储器中;在这种系统中,无线电后向散射通信是一种很有吸引力的解决方案,因为标签不需要主动发送任何无线电信号,仅反射由阅读器发送的无线电信号,并通过控制其自身的反射系数来调制反射^[1-3],这使得标签有非常低的实现成本和非常低的功率需求;事实上,在标签和阅读器之间

收稿日期:2019-07-23 Received Date: 2019-07-23

* 基金项目:教育部高等教育司 2018 年第一批产学合作协同育人项目(201801194058)资助

的距离较小(小于 2~5 m)的系统中,RFID 标签可以从阅读器接收到的信号中获得其功率。这种无需电池的标签称为“无源的”,而且通过这种系统获得的最大距离取决于标签从接收信号中提取足够电压的能力;尽管无源 RFID 技术已经很成熟,但一般的无源 RFID 系统的通信范围极其有限,如一个房间内典型的供应链监控和库存控制^[4]以及非传统应用如音乐接口^[5]等。

相比之下,要求更大工作距离的 RFID 系统采用的标签称为“半无源”或“电池辅助”^[6]。这种标签尽管包括电池,但与“无源”标签一样,也采用后向散射作为通信机制。电池仅用于操作标签状态机和后向散射调制器,因此,这种标签可以在更大的范围内进行通信。半无源标签的最大通信范围依赖于阅读器接收机端可用的信噪比(signal-to-noise Ratio, SNR),这反过来又依赖于系统参数,如由阅读器发射的功率电平、标签的反射效率、调制方案的信噪比效率、阅读器接收机的噪声系数、无线电传播环境以及比特率等。

在许多 RFID 实现中,比特率必须相对较高,因为 RFID 标签需要在 1 s 内将其信息传递给阅读器,而在无线传感器网络(wireless sensor network, WSN)中,这一限制通常不适用,因为这时更需要大的通信范围。远距离在一定程度上可以通过在“标签”(WSN 中就是传感器)和“阅读器”(WSN 中称为 Hub)之间采用较低比特率来实现。即使比特率低至 10 bps 或更低,都是可以接受的,因为传感器位于固定位置,能够连续地向后散射来自于 Hub 的信号;在许多应用中,要求传感器在 s~min 的时间间隔传输观测到的数据(如环境污染物浓度、湿度或温度),因此,在监控相对“缓慢”的环境变化应用中,只需几赫兹的连续比特率就足够了。

传感器网络采用后向散射为每个传感器发射机提供了一个低复杂度和超低成本的解决方案。每个传感器发射机可以简化为一个单一的射频(radio frequency, RF)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。原因如下:1)RF 标签和阅读器之间一般只有几米的量级,这种有限的通信范围仅依赖于阅读器到标签的链接,所以只需要较小的能量;2)大多数商用阅读器采用单站结构,即载波发射器和接收链路驻留在同一个盒子中,所以减小了传感器的体积;除了传感器发射机非常简单外,后向散射无线电还简化了整个网络体系结构,因为全部传感器(标签)都单向地向 Hub(阅读器)传输,而不依赖于多跳、自组织(Ad-hoc)路由的复杂网络架构。

文献[7]对有源 RFID(单跳)和典型 WSN(多跳)的能量消耗进行了比较,表明了通信范围和传感器拓扑对总能量需求的相互依赖关系;文献[8]对有源 RFID 系统的 ALOHA 接入方案性能进行了建模和分析,其中标签仅发送其唯一识别号的短脉冲串;文献[9]针对后向散

射多传感系统中的中断问题,基于经典的后向散射多传感通信模型,给出了对数正态阴影信道下中断率的闭式解,并应用蒙特卡罗仿真和数值积分的方法,分析了影响后向散射多传感通信系统中中断率的相关因子,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[10]基于 LabVIEW 和 USRP 平台,提出了一种将后向散射技术应用于无线传感网络并通过 LabVIEW 和 USRP 平台实现了一种面向多传感应用、简单、低功耗、可配置后向散射无线传感网络架构原型,通过无线射频能量获取和传感节点的射频唤醒,有效地降低了系统功耗;文献[11]提出了一种基于软件定义网络思想的新型传感器网络系统及架构,通过将传统的紧耦合网络架构分解为应用、控制、设备的 3 层分离式架构来实现数据转发和控制逻辑的分离,提供了集中式信息收集、资源整合、网络管理和行为控制系统,以解决传统无线传感器网络存在的固有局限性。

尽管上述针对 WSN 中的通信提出了一些解决方案,但 WSN 中的后向散射通信还必须考虑一些独特的因素,如下:1)超低复杂度的传感器(标签),以满足低成本、低功耗和小体积等要求,每个传感器的发射机可由一个单一的晶体管构成,晶体管在 2 种状态之间切换天线阻抗,同时编码和信号调节也非常简单,但 Hub 接收机包括更复杂的信号处理;2)单向通信,在典型的 RFID 应用中,标签包括一个接收机,这允许标签检测它与其他标签相干扰(或碰撞),并通过允许阅读器控制标签传输来简化多重访问,这是基于 ALOHA 或基于树形的防撞算法的主要思想^[12],而 WSN 中的传感器没有接收机,因而它们之间不存在协调或同步机制^[13];3)连续的传感器工作,WSN 中的全部传感器连续地向后散射它们的信息;4)超快变多径,多径在典型的 RFID 系统中不被看作是主要问题,因为这种情况下的无线电传播通常是“视距”(line of sight, LOS)且比特率足够高,如果发生多径,它会在信息的持续时间内,以近似恒定的方式影响接收到的信号强度,相反,WSN 中非常低的比特率意味着接收信号的相位和振幅可能会因多径而发生本质上的变化,其中时间间隔短于几个比特,即使对于静态(而不是移动的)传感器,也要有一种能够容忍这种损伤的检测方案。因此,本文针对后向散射无线电传感器网络的通信进行了以下研究。

1)提出了后向散射通信的完整无线信道模型,分析了其独特的特点,研究了后向散射无线电传感器网络的信号调制、信道接入、信号处理和检测技术等相关内容。

2)设计了可实现其通信机制的原型机,即具有多功能的中心 Hub 和超低成本的传感器,并通过理论仿真结果和实验实测结果验证了设计的有效性。

1 系统体系结构

本文研究的系统由大约 $N=100\sim 200$ 个超低成本传感器构成,这些传感器位于距中心 Hub 约 $d_{\max}=100$ m 远,如图 1 所示。多个超低成本传感器调制和反射由 Hub 发射的载波,传感器监测并持续向 Hub 报告随时间缓慢变化的环境量。因此,每个传感器所需的比特率是有限的,大约为 10 bps/传感器。

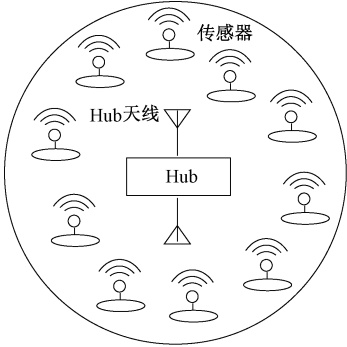


图 1 基于后向散射的传感器网络布局

Fig. 1 Layout of a Backscatter-based sensor network

1.1 无线链路路

本文提出的 Hub 和单个传感器之间的后向散射通信体系结构如图 2 所示。

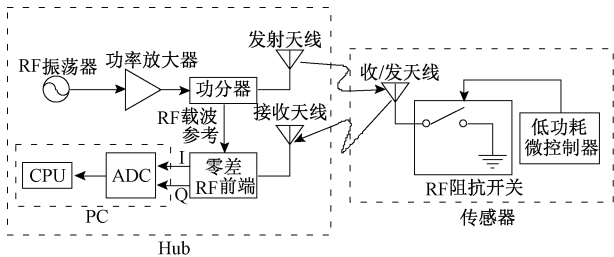


图 2 Hub 和单个传感器之间的后向散射通信体系结构

Fig. 2 Backscatter communication architecture between the hub and a single sensor

由 Hub 发射的未调制 RF 载波可以写为:

$$s_{\text{Hub}}(t) = \sqrt{2P_T} \exp[j(\omega_c t + \phi_c)] \quad (1)$$

式中: P_T 、 ω_c 、 ϕ_c 分别为从 Hub 发射的 RF 载波的功率、角频率和相位。

在 Hub 和传感器 i 之间的距离 d_i ,信号功率经历单向传播链路的损耗为 L_i 。假设 Hub 天线的安装高度为 h_T ,传感器天线的安装高度为 h_R ,考虑 Hub 和传感器天线之间为视距路径,以及来自于地面的反射,则单向损耗 L_i 近似为^[14]:

$$L_i = \frac{\text{接收功率}}{\text{发射功率}} = \begin{cases} G_T G_R (\lambda/4\pi d_i)^2, & d_i < d_0 \\ G_T G_R (h_T h_R/d_i^2)^2, & d_i \geq d_0 \end{cases} \quad (2)$$

式中: G_T 和 G_R 分别为发射 (Hub) 天线和接收 (传感器) 天线的增益, λ 为 RF 载波波长, d_0 由式(3)给出。

$$d_0 = \frac{4\pi h_T h_R}{\lambda} \quad (3)$$

在传感器处,接收到的信号 $r_i(t)$ 简单地从接收到它的同一天线反射回来,通过改变传感器的反射系数 $\eta_i(t)$,将传感器信息调制到反射信号上,传感器 i 是通过控制连接在天线上的一个半导体器件 (如场效应管 FET 或二极管) 来实现这一过程的,如图 2 所示。传感器上的发射元件仅是由晶体管构成的一个开关,因此,反射信号可以写为:

$$s_i(t) = \eta_i(t) r_i(t) \quad (4)$$

在后向散射的实际实现中,反射系数仅有 2 种不同的可能状态,后向散射调制是通过这 2 种状态之间的交替来实现的。因此,反射系数可以用时间的二态函数 $b_i(t)$ (取值 ± 1) 来表示:

$$\eta_i(t) = \eta_0 + \eta_m b_i(t) \quad (5)$$

式中: η_0 表示固定 (未调制) 的复反射; η_m 为反射的调制分量的振幅。可得到 2 个可能的复反射系数为 $\eta_0 + \eta_m$ 和 $\eta_0 - \eta_m$ 。固定反射分量增加了来自环境中全部静态散射的大量固定反射,它对传感器后向散射通信没有贡献,因此忽略 η_0 ,式(5)可以写为:

$$\eta_i(t) = \eta_m b_i(t) \quad (6)$$

最后,后向散射信号从传感器 i 返回到 Hub,这样,再次经历功率损耗 L_i 。假设 Hub 接收天线具有与 Hub 发射天线相同的增益和极化,这样,由于传感器 i 上的后向散射作用,Hub 上的接收信号功率为:

$$P_i^{\text{Hub}} = P_T L_i^2 \eta \quad (7)$$

式中: η 为传感器的反射效率,其值依赖于 η_m ^[15]。

为方便起见,假设全部传感器都由相同的材料和天线设计而成,这样,反射效率 η 和 η_m 对于全部传感器都是相同的,因此,由于传感器 i 而在 Hub 上接收到的后向散射信号可以写成一个时间复函数为:

$$r_{\text{Hub}}^i(t) = A_i(t) b_i(t) \exp(j\omega_c t + \phi_0(t)) \quad (8)$$

式中: $A_i(t)$ 为由于传感器 i 的后向散射作用而接收到的信号的时变振幅; $\phi_0(t)$ 为接收信号的时变载波相位。考虑到 Hub 和传感器 i 之间的无线信道的时变特性,故振幅和载波相位都是时间的函数。

1.2 传感器上的信号调制

在每个传感器 i 中,由控制器生成的函数 $b_i(t)$ 是一个预先确定频率的方波,这个频率称为该传感器的子载波频率 f_{s_i} (或角子载波频率 ω_{s_i})。来自每个传感器的信息被调制到其唯一的子载波上,即不同的传感器有不同

的载波频率。可用的传感器子载波频率频带表示为 (f_{sMIN}, f_{sMAX}) , 则可用带宽 $B = f_{sMAX} - f_{sMIN}$, 如图 3 所示。

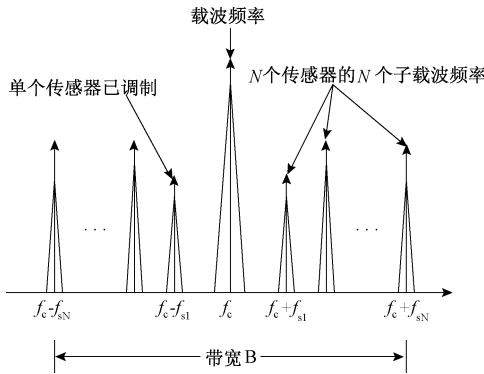


图 3 Hub 接收天线上的接收信号频谱

Fig. 3 Spectrum of received signal at the hub receive antenna

考虑到对于传感器 i , 传感器中的子载波波形 $b_i(t)$ 仅取 2 个值 (± 1), 故二进制调制是唯一的选择。选择最小频移键控 (minimum shift keying, MSK), 即频移键控 (frequency shift keying, FSK) 的一种特殊情形, 因为它比其它数字调制技术 (如幅移键控或相移键控) 具有更好的功率谱特性。具体而言, MSK 的功率谱 $S_{MSK}(f)$ 与频率的 4 次方成反比下降^[16]:

$$S_{MSK}(f) \approx \frac{1}{(5Tf)^4} \quad (9)$$

而 BPSK 的功率谱与频率的 2 次方成反比下降^[16]:

$$S_{BPSK}(f) \approx \frac{1}{(2\pi T f)^2} \quad (10)$$

式中: T 为符号 (位) 持续时间。当两个不同的传感器工作在紧邻的子载波频率时, MSK 的利用率比 BPSK (或 ASK) 更好, 因为从一个传感器到另一个传感器的干扰被最小化了。

因此, 把 $b_i(t)$ 写成角频率 ω_{si} 的方波, 用 $\phi_{si}(t)$ 表示角调制, 其傅里叶分量形式为:

$$b_i(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \cos[(2k+1)(\omega_{si}(t) + \phi_{si}(t))] \quad (11)$$

采用 FSK 调制且没有基带滤波 (由于每个传感器的简单后向散射操作), $\phi_{si}(t)$ 可以写为:

$$\phi_{si}(t) = 2\pi \Delta f_s \int_0^t \sum_k B_i[k] p(\tau - kT) d\tau \quad (12)$$

式中: $B_i[k] = \pm 1$ 为传感器 i 的信息比特模式; $p(t)$ 为宽度为 T 的矩形脉冲, 其振幅为 1; Δf_s 为频率偏差。对于 MSK, $\Delta f_s = 0.25/T$ ^[15]。

采用矩形脉冲简化了每个传感器上 MSK 调制的实际实现。然而, 矩形脉冲也意味着奇次谐波的出现。为了避免一个传感器子载波的 3 次 (或更高) 次谐波对其

他传感器信号的干扰, 采用的最小传感器子载波频率应适当按下式选择:

$$3f_{sMIN} > f_{sMAX} \Rightarrow f_{sMIN} > \frac{f_{sMAX}}{3} \quad (13)$$

传感器和接收机设计均遵循上述规则, 可以取 $f_{sMAX} = 200$ kHz, $f_{sMIN} = 67$ kHz。

1.3 Hub 接收机 RF 前端

本文实现的 Hub 接收机 RF 前端仅考虑方波 $b_i(t)$ 的基波分量, 这样做是为了简化 Hub 接收机的设计, 因为捕获更高次的谐波将需要比 $B = f_{sMAX} - f_{sMIN}$ 更宽的带宽。从式 (11) 可以看出, 基波分量约占方波总功率的 80%。

代入式 (11) 的基波项到式 (8), 得到来自传感器 i 的后向散射信号的表达式为:

$$r_{Hub}^i(t) = \frac{4}{\pi} A_i(t) \exp(j\omega_c t + \phi_0(t)) \cos(\omega_{si} t + \phi_{si}(t)) \quad (14)$$

在后向散射通信中, 在接收机端通常采用零差检测, 因为通过采用发射信号本身作为零差检测的参考, 接收机与 RF 载波源同时定位, 相位噪声得以抵消。而对于本文来说, 零差接收机移除 RF 载波 (即信号的频率移至 0 Hz 中心频率), 并提取接收信号的实部和虚部 (也称为“同相”分量和“正交”分量)。因此, 对于传感器 i 来说, RF 零差前端的输出一对实信号:

$$\begin{cases} y_{Ii}(t) = (4/\pi) A_i(t) \cos(\phi_0(t)) \cos(\omega_{si} t + \phi_{si}(t)) \\ y_{Qi}(t) = (4/\pi) A_i(t) \sin(\phi_0(t)) \cos(\omega_{si} t + \phi_{si}(t)) \end{cases} \quad (15)$$

式中: $y_{Ii}(t)$ 是式 (14) 的实部 (即同相分量); $y_{Qi}(t)$ 是式 (14) 的虚部 (即正交分量)。

最后, 考虑来自 N 个传感器的后向散射信号以及接收机噪声, 在零差 RF 前端之后 (图 2), 模/数变换器 (analog-to-digital converter, ADC) 的总信号变为:

$$\begin{cases} r_I(t) = \sum_{i=1}^N y_{Ii}(t) + n_I(t) \\ r_Q(t) = \sum_{i=1}^N y_{Qi}(t) + n_Q(t) \end{cases} \quad (16)$$

式中: $n_I(t)$ 和 $n_Q(t)$ 表示加性接收机噪声。接收机噪声源包括热噪声和量化噪声, 假设这两个噪声分量为低通、独立同分布的高斯随机过程, 噪声的功率谱密度直至截止频率 W 假设是平坦的, W 表示零差 RF 前端带宽。 $n_I(t)$ 和 $n_Q(t)$ 的方差 σ^2 与其功率谱密度 N_0 相关, 即:

$$\sigma^2 = E\{n_I^2\} = E\{n_Q^2\} = WN_0 \quad (17)$$

本文实现的零差 RF 前端的带宽 $W \approx 220$ kHz, 能够容纳选定的最大子载波频率 $f_{sMAX} = 200$ kHz, 即整个传感器子载波频率范围。

1.4 传感器接入

每个传感器比特率 $R = 1/T = 10$ bps 要小于每个传感

器子载波频率 $f_{s,i} \in B = [67 \text{ kHz}, 200 \text{ kHz}]$ 的数量级,因此,式(15)意味着每个传感器的信号是一个窄带信号,其中心在自身周围且有唯一的子载波频率,这样可以允许多个传感器同时工作在这个子载波频率范围。图3所示为在载波频率 f_c 附近,接收到的后向散射信号频谱示意图。注意,由于 Hub 附近的散射,载波频率附近的 RF 杂波是存在的,这就是 $f_{s,\text{MIN}} \gg 0 \text{ Hz}$ 的原因。

本文全部传感器连续工作,有别于传统的 RFID 系统。在传统的 RFID 系统中,通常是阅读器在一定时间内(非连续)访问标签的一个子集,这种情形发生在如下两种情形:1) 单个标签在阅读器的工作范围内通过,如通行收费情形;2) 标签上安装有接收机,可以独立处理,或借助于基于树的防碰撞算法分组进行处理。本文传感器接入方案原则上是基于每个传感器所需的有限带宽和不同的传感器工作在不同的子载波频率,并结合灵活的数据处理器。

在实际应用中,考虑到传感器连续调制而没有任何基带滤波机制,相邻的子载波频率传感器可能相互干扰。这种情况的出现取决于子载波频率传感器有多近以及它们的信号功率有多大差别。根据式(7)和(9),可以计算出信号-干扰和噪声(signal-to-interference and-noise ratio, SINR)比,以及 SINR 小于目标 $\text{SNR} = E_b/N_0$ (即不存在干扰)的概率,这个概率称为中断概率:

$$\text{Pr} \left\{ \frac{P_i^{\text{Hub}}/R}{N_0 + \sum_{j \neq i, j=1}^N S_{\text{MSK}}(|f_{s,j} - f_{s,i}|) P_j^{\text{Hub}}/R} < \text{SNR} \right\} \quad (18)$$

式中: E_b 表示每比特能量。从一个传感器到另一个传感器的干扰并不依赖于它们之间的无线环境,而是依赖于每个传感器和 Hub 之间的无线环境(和距离),这是后向散射无线电的另一个独特的特点,是由于它的双向(从 Hub 到传感器,再返回 Hub)往返特性。

对于不发生碰撞(干扰)的传感器,根据式(15),可以得到每比特平均能量为:

$$E_b = (16/\pi^2) A_i^2 T/2 \quad (19)$$

对于传感器 i 的 SNR 为:

$$\text{SNR} = \frac{E_b}{N_0} = \frac{8}{\pi^2} \frac{A_i^2 T}{\sigma^2/W} \quad (20)$$

上述公式假设式(15)中的同相分量和正交分量的相干(最佳)组合,以及稳定的信号振幅 $A_i(t)$,即 $A_i(t) = A_i = \text{常数}$,否则 SNR 成为时间的函数。

1.5 系统原型实现

1) Hub

设计发射的 RF 载波频率在 900~930 MHz 范围内可调,发射功率为 5 mW。由天线发射的部分信号也被用作本机振荡器(local oscillator, LO),用于零差接收和下变频。如前所述,实现的 RF 前端带宽为 $W \approx 220 \text{ kHz}$ 。

下变频得到的结果是一一对同相(I)和正交(Q)基带波形,由一个双通道 16 位 ADC 数字化。每个波形的采样率为 1 MHz,在这个采样率下,Nyquist 频率为 500 kHz,这允许以足够的裕量准确地记录高达 $f_{s,\text{MAX}} = 200 \text{ kHz}$ 的子载波频率,以便对相邻信号进行数字滤波;16 位分辨率提供了足够的动态范围,以容纳离 Hub 不同距离的传感器;ADC 模块安装在 PC 中,数据处理完全采用软件完成,所以系统是软件定义的。图4(a)所示为用于实验所设计的 Hub 发射和接收天线的实物图,它们之间的白色金属方盒是在发射和接收 RF 信号之间提供简单有效的分离。

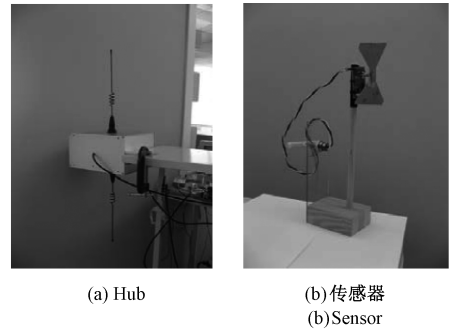


图4 构成系统原型的 Hub 和传感器

Fig. 4 The hub and sensor forming the prototype of the system

2) 传感器

每个传感器的设计都围绕着一个驱动低功率 RF 开关的低功耗微控制器(德州仪器 MSP430)来进行。该微控制器时钟由一个低成本手表型晶体产生,精度为 100×10^{-6} 。在上述 $B = [67 \text{ kHz}, 200 \text{ kHz}]$ 范围内,每个传感器的特定子载波频率由一个基于软件的锁相环(phase-locked-loop, PLL)产生,这使得 MSK 调制易于实现。

每个传感器由电池辅助且半主动工作,电池仅用于开/关单个晶体管,实现子载波调制,没有任何进一步的信号调节、放大或处理。将每个传感器的功率需求与成功通信所需的功率分开,使得后向散射无线电操作可以在更大范围内进行;此外,传感器中的电池还可以用来为监测特定参数的电子设备供电;图4(b)所示为用于实验所设计的一个传感器实物图,包括一个连接到晶体管的蝴蝶结天线,它由一个低成本的微控制器和一个手动开关控制。蝴蝶结天线很容易在 $f_c = 900 \text{ MHz}$ 附近的宽频谱范围内调谐。

最后,从传感器采集信号并提取数据,数据处理包括接收机的软件定义部分,由一个双通道 ADC 和桌面 PC 构成。在零差 RF 处理后的接收到信号被采样并采用软件进行处理,接收机执行软件信号滤波、下采样、同步和检测。

2 实验结果及分析

为了对本文提出的通信系统的实际性能进行评价,采用 2 个指标,单个传感器在最坏情形下的中断概率和整个系统的误码率(bit error rate, BER)。表 1 为仿真中所使用的参数。

表 1 系统性能评价的仿真参数

Table 1 Simulation parameters of system performance evaluation

参数名	值
比特率 R	10 bps
最大通信距离 d_{\max}	100 m
最小通信距离 d_{\min}	10 m
RF 载波功率 P_T	30 dBm
载波频率 f_c	900 MHz
发射天线增益 G_T	9 dB
接收天线增益 G_R	3 dB
发射天线安装高度 h_T	3 m
接收天线安装高度 h_R	0.25 m
反射效率 η	-10 dB
噪声功率谱 N_0	-165 dBm/Hz

图 5 所示为位于覆盖边缘(最大通信距离即最坏情况时) $d_i = d_{\max} = 100$ m 的传感器 i 得到的中断概率,而其余传感器均匀分布在 10~100 m 范围内且子载波频率随机分配。从图 5 可以看到,对于 6 dB 的中等 $SNR = E_b/N_0$,当随机分配传感器子载波频率时,对于 100 个传感器来说,最坏情况下的通信中断概率为 2.5%,300 个传感器为 8.5%。这是最坏情况下的值,显然,一个更靠近 Hub(而不是在覆盖边缘)的传感器有更强的后向散射信号,则通信中断概率会更小。说明本文提出的通信系统对于大规模、低成本的无线传感器网络来说,不但具有可靠的通信连接,而且能够实现较大范围的有效覆盖。

从图 5 还可看到,当子载波频率在可用范围 B 中间隔相等时,即使是 300 个传感器,中断概率也会降至零。因此,在随机分配和等间隔子载波频率之间,还有一种可选方案,即精细分配靠近 Hub 的传感器的子载波频率,而对其余传感器随机分配子载波频率。因此,传感器干扰对本系统中的大多数传感器来说不是一个问题,因为每个传感器所需的带宽有限,比可用的子载波频带 B 小 3~4 个数量级,从而可以实现多个传感器同时工作。

图 6 所示为传感器连续发送 128 位的特定字、接着再发送另一个 128 位的消息时所得到的接收机的总体 BER 的仿真结果和设计的无线电原型机的总体 BER 的实测结果。比较基准是基于相干(最佳)检测的理论 BER。从图 6 可见,与相干理论最佳 BER 相比,本文系

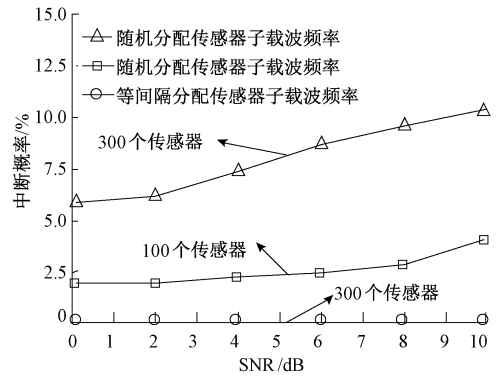


图 5 位于覆盖边缘(100 m)的传感器的中断概率

Fig. 5 Outage probability for a sensor located at the edge of coverage (100 m)

统的总体性能大约有 5 dB 的性能差异。可见,如果信号功率增加 5 dB,不但通信范围会增大,同时还可补偿与相干(最佳)检测相比的 5 dB 的性能差异。

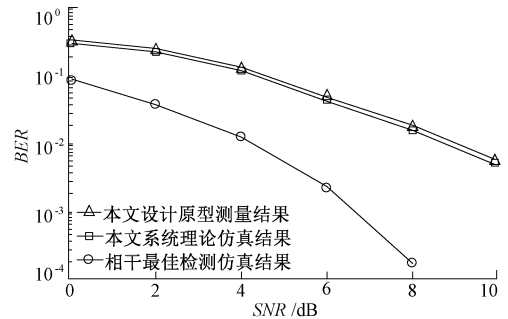


图 6 BER 与 SNR 的关系

Fig. 6 BER as a function of SNR

无线电原型机 SNR 值的实验结果是在室内实验室环境中对应于距离 Hub 约 15 m 的位置进行的,由于建筑物立柱、隔断玻璃和墙壁形成许多散射器和衰减器而造成多径效应,所以获得的测量结果与理论仿真值有一定的误差,从图 6 可以看出,这个误差在 0.5 dB 以内,在通带内这个误差是完全可以接受的。如果在室外进行测量,由于不存在建筑物立柱和墙壁等造成的射频杂乱环境,则这个误差还会进一步减小,从而通信范围还会进一步增大和提高数据传输的可靠性。

3 结论

本文针对无线传感器网络中可扩展、能量高效的通信问题提出了一种新的解决方案,特别是对于低成本传感器网络时,本文提出的后向散射通信是一种可行的通信方案。

在未来的研究中,我们打算进一步优化系统的几个

模块,从天线反射效率到每个传感器的数据检测及提取技术。

参考文献

- [1] 刘佳. RFID 数据传输与空间感知技术的研究[D]. 南京:南京大学, 2016.
LIU J. Efficient data transmission and accurate spatial perception in RFID systems [D]. Nanjing: Nanjing University, 2016.
- [2] FESCIOGLU-UNVER N, CHOI S H, SHEEN D, et al. RFID in production and service systems: Technology, applications and issues [J]. Information Systems Frontiers, 2015, 17(6): 1369-1380.
- [3] 郑津杨. 分布式 RFID 系统的数据处理技术研究[D]. 北京:北京邮电大学, 2016.
ZHENG J Y. Study on data processing techniques for distributed RFID systems [D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2016.
- [4] 邹承俊. 物联网 RFID 技术下的供应链系统[J]. 实验室研究与探索, 2015, 34(9): 265-268.
ZOU CH J. Supply chain system research of RFID in the internet of things technology [J]. Research and exploration in laboratory, 2015, 34(9): 265-268.
- [5] SANDOUK U, CHEN K. Learning contextualized music semantics from tags via a siamese neural network[J]. ACM Transactions on Intelligent Systems and Technology, 2015, 8(2): 1-21.
- [6] MBACKE A A, MITTON N, RIVANO H. A survey of RFID readers anticollision protocols[J]. IEEE Journal of Radio Frequency Identification, 2018, 2(1): 38-48.
- [7] CHE Z Z, NOOR N M, ALI A Z M, et al. Utilizing active RFID on wireless sensor network platform for production monitoring[J]. Journal of Urology, 2016, 78(2): 18-21.
- [8] YUE K, SUN L, CHENG Y, et al. A hybrid CDMA-IDMA anti-collision protocol for dense RFID system[J]. Advanced Powder Technology, 2014, 25(4): 1394-1397.
- [9] 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 T T, HU SH B, SHI Y F, et al. Outage probability analysis for multi-sensor backscatter communication[J]. Journal of Applied Sciences, 2016, 34(3): 293-301.
- [10] 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 J R. A configurable architecture for backscatter wireless sensor networks[D]. Guiyang: Guizhou Normal University, 2016.
- [11] 秦凯伦. 基于软件定义网络的无线传感器网络的研究与设计[D]. 南京:南京理工大学, 2017.
QIN K L. Research and design of wireless sensor network based on software definition network [D]. Nanjing: Nanjing University of Science and Technology, 2017.
- [12] YAN B B, REN W B, YIN B L, et al. An indoor positioning algorithm and its experiment research based on RFID[J]. International Journal on Smart Sensing & Intelligent Systems, 2014, 7(2): 879-897.
- [13] JAISWAL R K, JAIDHAR C D. Location prediction Algorithm for a nonlinear vehicular movement in VANET using extended Kalman filter[J]. Wireless Networks, 2016, 23(7): 1-16.
- [14] HUANG K, ZHOU X. Cutting the last wires for mobile communications by microwave power transfer[J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53(6): 86-93.
- [15] BASHRI M S R, IBRAHIMY M I, MOTAKABBER S M A. Design of a planar wideband patch antenna for UHF RFID tag[J]. Microwave & Optical Technology Letters, 2014, 56(7): 1579-1584.
- [16] KOZLOV D S, SHITVOV A P, SCHUCHINSKY A G, et al. Passive intermodulation of analog and digital signals on transmission lines with distributed nonlinearities: modelling and characterization[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2016, 64(5): 1383-1395.

作者简介



刘强, 1998 年于重庆大学获得学士学位, 2009 年于华南理工大学获得硕士学位, 现为广东财经大学高级实验师, 主要研究方向为计算机应用技术、教育技术、实验教学理论。

E-mail: lqwhh7223121@163.com

Liu Qiang received his B. Sc. degree from Chongqing University in 1998, M. Sc. degree from South China University of Technology in 2009. Now he is a senior experimentalist at Guangdong University of Finance and Economics. His main research interests include computer application technology, educational technology, experimental teaching theory.