

基于直接数字频率合成的远距离散射通信方法

唐晓庆^① 谢桂辉*^② 余亚军^① 张帅^①

^①(武汉第二船舶设计研究所 武汉 430205)

^②(中国地质大学(武汉)自动化学院 武汉 430074)

摘要: 远距离(LoRa)散射通信(BC)不仅成本低、功耗低,而且通信距离远。但现存散射方案的系统组成复杂,且无法应用于实际工程。为此该文提出一种新的LoRa散射通信方法,采用直接数字频率合成(DDS)技术产生频率线性变化的方波作为LoRa散射调制信号,并据此首次展示了基于MCU的LoRa散射通信系统原型样机。实验结果表明,该方法能够在相距208 m的基站和接收端之间的任意位置实现低功耗LoRa散射通信,且兼容现有的商用LoRa射频芯片组。此外,该方法还适用于专用集成电路(ASIC)设计,可使LoRa散射IC有更高的鲁棒性、更低的成本和功耗。
关键词: 物联网; 远距离散射通信; 线性调频调制; 低功耗

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2019)12-2802-08

DOI: 10.11999/JEIT190001

Long Range Backscatter Communication Method Based on Direct Digital Frequency Synthesis

TANG Xiaoqing^① XIE Guihui^② SHE Yajun^① ZHANG Shuai^①

^①(Wuhan Second Ship Design and Research Institute, Wuhan 430205, China)

^②(School of Automation, China University of Geosciences, Wuhan 430074, China)

Abstract: Long Range(LoRa) Backscattering Communication (BC) not only has the advantages of low cost and low power consumption, but also has a long communication distance. However, the existing LoRa BC scheme is complex and can not be applied to actual engineering. For this purpose, a new LoRa BC method is proposed. A Direct Digital frequency Synthesis (DDS) technique is used to generate a square wave with a linear frequency variation as a LoRa scattering modulation signal. For the first time, the prototype of LoRa BC system based on MCU is demonstrated. Experimental results show that design can successfully realize backscatter communication at any position between the station and the receiver which are 208 meters apart, while being compatible with commodity LoRa chipset. In addition, the method is also applicable to an Application Specific Integrated Circuit (ASIC) design, which enables the LoRa backscattering IC to have higher robustness, lower cost, and lower power consumption.

Key words: Internet of Things(IoT); Long Range (LoRa) Backscatter Communication (BC); Chirp Spread Spectrum (CSS) modulation; Low power consumption

1 引言

如果说互联网是把全世界几十亿人连接起来的网络,那么物联网(Internet of Things, IoT)则是把这几十亿人周边相关的数百亿计的物品连接起来的

超级网络^[1,2]。物品的种类和属性千差万别,使用需求和场景也各不相同,因此物联网应用需要考虑许多因素,包括节点成本、网络成本、电池寿命、数据传输速率、延迟、移动性、网络覆盖范围和部署类型等。而且,目前没有一种技术可以端到端、全方位满足物联网不同应用场景之间的差异化需求,也没有一种技术能够透明无缝地整合大量异构终端,所以衍生了各种各样的物联网无线通信技术^[3]。

这些技术可以分为两大类。一是短距离通信技术,例如WiFi, Zigbee, Bluetooth等,速率高、实时性高,主要应用在智能穿戴、智能家居、工业数据采集等局域网通信场景。二是低功耗广域网

收稿日期: 2019-01-03; 改回日期: 2019-06-08; 网络出版: 2019-07-04

*通信作者: 谢桂辉 xieguihui@cug.edu.cn

基金项目: 2018年度湖北省创新专项重大项目(2018AAA064), 2018年中国地质大学(武汉)实验技术研究项目(SJ-201831)

Foundation Items: The 2018 Major Innovation Project of Hubei Province (2018AAA064), The 2018 Experimental Technology Research Project of CUG (SJ-201831)

(Low Power Wide Area Networks, LPWAN)通信技术^[4,5], 具有功耗低、覆盖范围广、穿透性强、大量连接的特点。窄带物联网(Narrow Band IoT, NB-IoT)和LoRa(Long Range)是当前最主流的LPWAN技术^[6]。与NB-IoT相比, LoRa具有快速部署、自主建网、成本低廉等诸多优势^[7]。近两年, 阿里巴巴、中国联通相继与Semtech建立合作, Google、腾讯等巨头加入LoRa联盟, 产业发展前景广阔。

由于LoRa使用线性调频扩频调制技术, 在保持了FSK调制的低功耗特性的同时, 接收灵敏度改善了20 dB, 达到了-148 dBm。受此启发, 如果通过后向散射的方式实现LoRa数据发送, 通信距离定会有所突破。经查阅文献发现, 最近基于后向散射的IoT通信技术大多数还局限在RFID, Wi-Fi和Bluetooth等短距离无线通信领域^[8-12]。2017年美国华盛顿大学提出LoRa backscatter方案^[13], 该方案由数字基带处理器、数字模拟转换器(Digital to Analog Converter, DAC)、压控振荡器(Voltage-Controlled Oscillator, VCO)、开关映射、SP8T射频开关和8通道天线匹配电路组成, 整个系统不仅设计复杂、成本较高、功耗较大, 而且环境温度、系统供电的变化都会对其中模拟电路的线性度、精度造成影响, 从而降低LoRa散射通信的可靠性、稳定性。

针对以上这些问题, 本文基于直接数字频率合成技术, 提出了一种新的LoRa散射通信方法, 并具有以下特点:

(1) 提高系统鲁棒性

因为本文提出的方法能够在纯数字域实现LoRa散射调制, 不含对温度、电压敏感的模拟电路, 所以生成的线性频率调制的数字方波信号不会产生频率漂移, 能够有效提高LoRa散射系统的鲁棒性;

(2) 显著降低功耗

本文采用直接数字频率合成(Direct Digital Frequency Synthesis, DDS)方案代替由DAC和VCO组成的模拟频率合成方案, 并且DDS能够很容易集成到数字基带处理器。根据功耗仿真结果可知, 数字基带处理器的功耗1.25 μ W, 仅占到整个系统功耗9.25 μ W的13%^[13]。因此, DDS方案能够显著降低LoRa散射系统功耗, 有利于后续无源LoRa的实现;

(3) 进一步降低成本

模拟电路不仅占据了大部分的功耗, 而且具有一定的复杂度, 占用了大量的硅晶面积, 从而增加了集成电路(Integrated Circuit, IC)制造费用。

DDS方案无需模拟电路, 可由少量的数字逻辑单元实现, 也很容易集成在数字基带处理器中, 或者直接在处理器内部通过软件编程实现, 所以能够进一步降低IC成本, 甚至能和RFID成本比拟;

(4) 可在现成的通用MCU上实现

因为DDS方案能够以软件编程的方式直接在微控制器(Micro Controller Unit, MCU)上实现, 所以本文首次展示了在单个MCU芯片上完成LoRa基带和散射调制过程, 仅需要“MCU+射频开关+天线”的极简配置即可实现LoRa散射通信。而且数据发送期间的持续电流仅为140 μ A, 比有源LoRa芯片低了3个数量级, 能够兼容多种类型的小电流输出电源, 例如弱光太阳能电池片、廉价纽扣电池、新型印刷薄膜电池等。因此, 该方法有助于LoRa散射终端产品的快速研发, 有望形成LoRa散射的实际应用和大规模量产。

2 LoRa散射机理

为了更好地理解LoRa散射通信原理, 首先简要分析了LoRa线性调频扩频(Chirp Spread Spectrum, CSS)调制/解调过程。

2.1 LoRa的CSS调制

CSS调制信号也称啁啾(chirp)信号, 是一段频率随时间线性变化的正弦波, 其上限频率 f_H , 下限频率 f_L , 中心频率 $f_C=(f_H + f_L)/2$, 带宽 $BW=f_H-f_L$, 符号周期 T_{sy} 为频率从 f_L 变化到 f_H 所需的时间, 频率变化率 $df/dt=BW/T_{sy}$ 。因此, 上啁啾(up chirp)信号的频率函数可表示为

$$f_{up}(t) = f_L + \frac{BW}{T_{sy}} \cdot t, 0 \leq t < T_{sy} \quad (1)$$

最简单的CSS调制就是用up chirp代表符号值1, 用down chirp代表符号值0, 或者正好相反。LoRa采用的CSS调制方式则较为复杂, 每个符号可以传输SF比特信息, 因此符号取值可以有 2^{SF} 种(0, 1, ..., $2^{SF}-1$), 其中SF称为扩频因子, SF取值范围6, 8~12, 且满足 $2^{SF}=T_{sy} \cdot BW$ 。符号取值为 N 的调制波形, 可以通过对up chirp在时间轴上向左循环移动 $N/2^{SF} \cdot T_{sy}$ 得到, 其频率函数为

$$f_{sy}(t) = \begin{cases} f_H + \left(\frac{N}{2^{SF}} - 1 + \frac{t}{T_{sy}} \right) BW, & 0 \leq t < \left(1 - \frac{N}{2^{SF}} \right) T_{sy} \\ f_L + \left(\frac{N}{2^{SF}} - 1 + \frac{t}{T_{sy}} \right) BW, & \left(1 - \frac{N}{2^{SF}} \right) T_{sy} \leq t < T_{sy} \end{cases} \quad (2)$$

因此, 一个LoRa符号的时域波形表示为

$$e_{\text{LoRa}}(t) = A \times \cos \left(2\pi \int_0^t f_{\text{sy}}(t) dt + \varphi_0 \right), \quad 0 \leq t < T_{\text{sy}} \quad (3)$$

其中, φ_0 为上一个符号结束时的相位, 也即当前符号的初始相位。通常把符号取值 $N=0$ 的啁啾称为基

线(baseline)啁啾, 即 $f_{\text{ba}}(t) = f_{\text{up}}(t)$ 。LoRa的前导码由6~65536个基线啁啾组成, 接收端则根据该前导码实现符号同步和后续의CSS载荷数据解调。这里结合LoRa射频芯片SX1278的应用实例, 展示了一个完整LoRa数据包的CSS调制信号频谱, 如图1所示。各参数设置如下: 载波433 MHz, 带宽250 kHz, SF=8, CR=4/8, 载荷数据3 Byte。

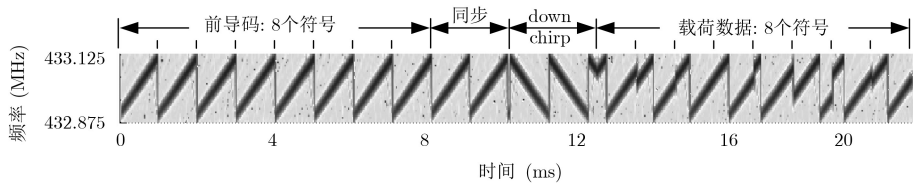


图1 一个完整LoRa数据包的信号频谱图

2.2 LoRa的CSS解调

如果把接收到的CSS调制信号和同步基线啁啾的I路、Q路分别相乘, 再经过低通滤波器:

$$\begin{aligned} & [\cos(2\pi f_{\text{ba}}t) + j \sin(2\pi f_{\text{ba}}t)] \cdot \cos(2\pi f_{\text{sy}}t) \\ \Rightarrow & \begin{cases} \frac{1}{2} e^{j2\pi(-N/2^{\text{SF}})BWt}, & 0 \leq t < \left(1 - \frac{N}{2^{\text{SF}}}\right) T_{\text{sy}} \\ \frac{1}{2} e^{j2\pi(1-N/2^{\text{SF}})BWt}, & \left(1 - \frac{N}{2^{\text{SF}}}\right) T_{\text{sy}} \leq t < T_{\text{sy}} \end{cases} \end{aligned} \quad (4)$$

其中, $(-N/2^{\text{SF}}) BW$ 是负频率, $(1-N/2^{\text{SF}}) BW$ 是正频率。此时以 BW 的速率对该信号的I路和Q路同时采样, 每个符号周期将采集到 $T_{\text{sy}} \cdot BW$ 个点, 也即 2^{SF} 个点。再经过FFT变换就能得到频率峰值的序号 $1-N/2^{\text{SF}}$, 最后解算出符号的取值 N 。

2.3 LoRa散射通信

为了实现上述调制/解调功能, 传统有源LoRa芯片集成了射频PLL、乘法器、DAC/ADC; 为了将LoRa信号按照一定功率发射出去, 还需要集成VGA、功率放大器等射频模拟电路。所以传统有源LoRa芯片制造成本高(¥28@1K)、功耗大(约125 mA)。

在有源LoRa芯片中, $e_{\text{LoRa}}(t)$ 可由小数 N 分频的射频PLL直接合成。但是LoRa散射通信并不直接合成 $e_{\text{LoRa}}(t)$, 而是借助基站发射的单频电磁波, 通过后向散射调制生成 $e_{\text{LoRa}}(t)$ 信号。

后向散射本质上是一种天线阻抗调制技术, 由第三方设备发出射频载波, 散射端通过控制回波功率的开关进行信息加载, 实现数据通信。因为载波发生和信息调制单元在物理上完全隔离, 所以大大降低了散射端功耗。图2是LoRa散射通信的系统模型, 包括基站、散射端、接收端。

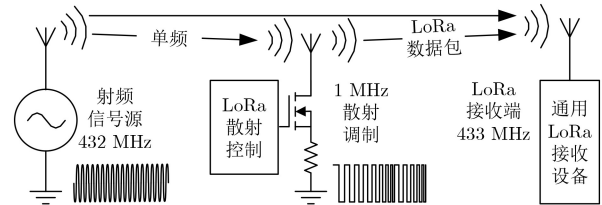


图2 LoRa散射通信系统组成

(1) 基站

由射频信号源和天线组成, 用于向空间中发射频率为 f_{st} 的电磁波, 如图2左侧波形所示。

(2) 散射端

由散射控制单元、RF开关和天线组成。散射控制单元输出符合LoRa协议的CSS方波, 用于切换天线的吸收/反射状态, 从而改变接收端的信号幅度。可理解为, 后向散射通过幅度调制产生了含有LoRa数据包的新的频率分量。

(3) 接收端

接收到的信号包含基站单频信号和散射调制生成的信号。接收端采用现成的商用LoRa射频芯片组, 其信道滤波器能够滤除各种带外干扰, 保留LoRa数据包信号。

后向散射的幅度调制产生了新的频率成分, 该过程可以用基站信号与散射信号相乘来表达。所以基站、散射端、接收端3者的中心频率需满足 $f_{\text{LoRa}} = f_{\text{st}} \pm f_{\text{bs}}$ 。例如当 $f_{\text{st}} = 432 \text{ MHz}$, $f_{\text{bs}} = 1 \text{ MHz}$ 时, 接收端接收到的信号频谱如图3所示。其中不仅包含了中心频率 $f_{\text{LoRa}} = 433 \text{ MHz}$ 的LoRa信号, 也有431 MHz的镜像干扰, 还包含了散射端方波调制导致的各项奇次谐波干扰及其镜像干扰。此外, 还有直接来自基站的433 MHz强干扰。幸运的是, 这些干扰都能够被LoRa接收端有效滤除。这是因为LoRa结合了CSS扩频调制、循环纠错编码技

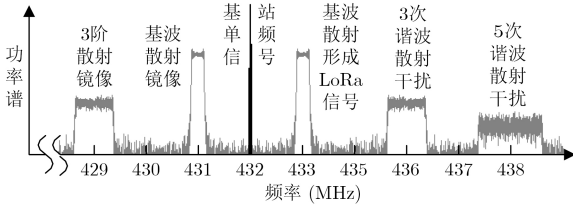


图3 LoRa散射调制形成的频谱图(接收端)

术，再加上16阶FIR信道滤波器，不仅增加了LoRa的链路预算，而且使其具有强大的带内、带外抗干扰能力。例如SX1278芯片，在1 MHz频偏的情况下，即使带外干扰比信号大89 dB，也能够可靠接收LoRa数据包。

3 LoRa散射实现

通常的散射通信能够产生DBPSK/DQPSK(例如WiFi-802.11b^[12]/Zigbee^[8])和2FSK(例如Bluetooth^[9])这类调制信号，其相位或频率都是离散参数。但是CSS调制不同于这些简单的调制，它需要产生频率随时间线性增加/减小的调制信号，而不再是几个离散的频率参数。此外，LoRaWAN协议规范仅公开了数据帧结构、加扰多项式等一小部分内容，还需要进行反向工程，去破解Hamming纠错编/解码、Gray编/解码、抗干扰矩阵交织(Interleaving)编/解码这一系列过程。因此，LoRa后向散射通信的设计与实现充满了挑战。

3.1 基于DDS的CSS散射调制

LoRa散射通信方案原理框图如图4所示。首先，在数字基带处理器中，LoRa数据帧经过“Whitening加扰→Hamming纠错编码→矩阵交织编码→De-Gray编码”这一LoRa协议过程得到一组符号值。然后根据符号值*N*的不同，在数字域利用DDS直接数字频率合成技术，把每一个符号映射为一段CSS调制方波。

假设要生成的LoRa散射调制波形下限频率 f_L ，上限频率 f_H ，带宽*BW*，符号周期 T_{sy} ，符号速率 $f_{sy}=1/T_{sy}$ ，扩展因子*SF*，且满足 $2^{SF}=T_{sy} \cdot BW$ ，符号值*N*。同时，假设数字基带处理器的主时钟频率 f_{MCLK} ，DDS的相位累加器 φ_{ac} 和相关频率控制字的位宽均为32 bit。

那么每个符号周期需要生成的波形点数 $P=$

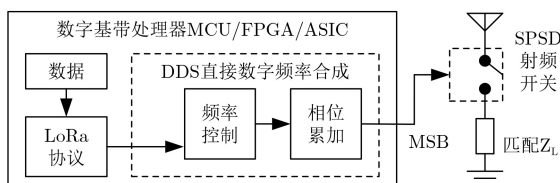


图4 基于DDS的LoRa散射方案原理框图

f_{MCLK}/f_{sy} ， f_L 对应的频率控制字 $f_{C_L}=2^{32} \cdot f_L/f_{MCLK}$ ， f_H 对应的频率控制字 $f_{C_H}=2^{32} \cdot f_H/f_{MCLK}$ ，*BW*对应的频率控制字 $f_{C_BW}=2^{32} \cdot BW/f_{MCLK}$ ，因此可得每个时钟周期更新的频率控制字为

$$f_c[i] = \begin{cases} f_{C_H} + \left(\frac{N}{2^{SF}} - 1 + \frac{i}{P}\right) f_{C_BW}, & 0 \leq i < \left(1 - \frac{N}{2^{SF}}\right) P \\ f_{C_L} + \left(\frac{N}{2^{SF}} - 1 + \frac{i}{P}\right) f_{C_BW}, & \left(1 - \frac{N}{2^{SF}}\right) P \leq i < P \end{cases} \quad (5)$$

每个时钟周期的频率增量控制字为

$$\Delta f_c = \frac{f_{C_H} - f_{C_L}}{f_{MCLK}/f_{sy}} = \frac{2^{32}}{2^{SF}} \times \left(\frac{BW}{f_{MCLK}}\right)^2 \quad (6)$$

以及每个时钟周期更新的相位累加器的值为

$$\varphi_{ac}[i] = \sum_{p=0}^i f_c[p], \quad 0 \leq i < P \quad (7)$$

因为不用DDS输出正弦波，所以这里无需把 $\varphi_{ac}[i]$ 从 $0 \sim 2^{32}-1$ 映射到正弦波在不同相位的幅度值；而是在每个时钟周期，直接把 $\varphi_{ac}[i]$ 的MSB最高位输出即可得到频率线性变化的LoRa散射调制方波，图5展示了调制波形生成的整个流程。

值得注意的是，该流程中 $\varphi_{ac}[i]$ 最高位的输出

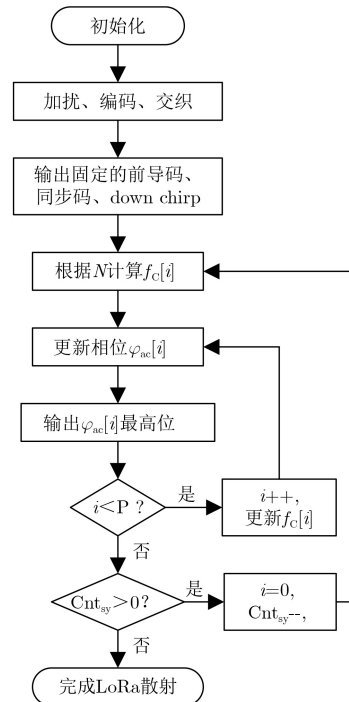


图5 基于DDS生成LoRa散射调制方波的流程图

必须严格遵循时序要求, 其输出更新频率定为 f_{MCLK} 。但是在MCU程序中, 代码执行需要不同的机器周期, 还有各类判断、跳转、循环语句都会使得相位MSB输出时刻不确定。为此, 本文提出了“DMA + USCI”方法, 如图6所示。

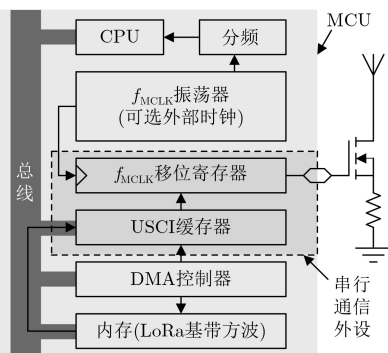


图6 采用MCU输出LoRa散射调制方波

该方法提前就把 f_{MCLK} 每一时钟周期的 $\varphi_{ac}[i]$ 计算好, 同时把最高比特依次放入MCU内存, 然后再利用MCU的通用串行通信接口(Universal Serial Communication Interface, USCI)输出符合时序要求的调制方波信号, 并结合直接存储器访问(Direct Memory Access, DMA)技术让MCU在低功耗的待机状态下实现内存数据到USCI缓存器的自动搬移。这样做不仅可以大大降低CPU的运算主频, 而且显著降低了LoRa散射基带输出期间功耗。

3.2 加速CSS调制波形序列生成

根据上一节的散射调制过程可知, 每一个符号期间需要输出的波形点数为

$$P = \frac{f_{MCLK}}{f_{sy}} = \frac{f_{MCLK}}{BW} \cdot 2^{SF} \quad (8)$$

根据奈奎斯特采样定律, $f_{MCLK} > 2f_H$, 且通常 $f_H > BW$ 。例如 $f_{MCLK}/BW = 4$, $SF = 12$ 时, $P = 16384$ 。即每个符号周期内, 需要分别计算16384次 $f_C[i]$ 和 $\varphi_{ac}[i]$ 。在载荷数据较长、生成符号数量较多的情况下, 这类重复计算不仅耗时、而且耗电。需要注意的是, 在许多依赖纽扣电池供电、甚至无源的应用场景中, 这一问题所带来的后果尤其严重。为此, 本文提出了一种利用查找表加速CSS调制波形序列生成的方法。该方法首先计算出一个符号值为0的上啁啾调制方波序列, 并用up_chirp数组保存起来。当需要输出符号值为 N 的方波序列时, 只需要把当前指针在基地址的基础上增加 $P \cdot N / 2^{SF}$ bit的偏移量即可。该方法不仅省去了大量耗时、耗电的重复运算, 而且占用的内存更少。

3.3 LoRa散射通信原型样机

根据上述提出的方法, 本文首次在MCU平台

上、基于DDS设计并实现了LoRa散射通信, 原型样机如图7所示。可以看到, 整个样机除去天线以外, 电路系统十分精简, 且无需专用LoRa芯片组, 通过散射的方式就能发送兼容现有商用LoRa硬件的数据包, 具有成本低、功耗低、通用性强的优势。

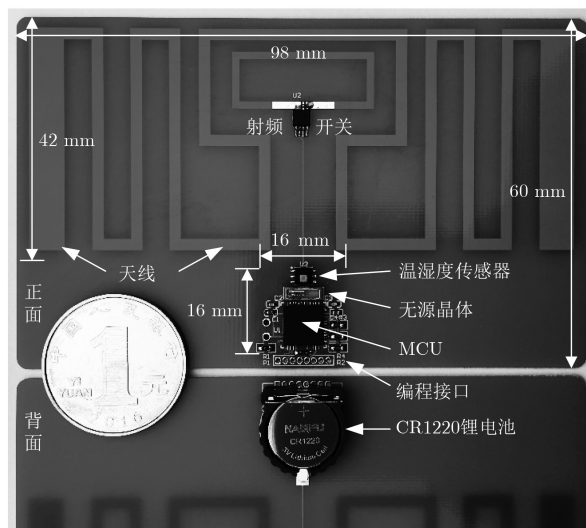


图7 实现LoRa散射通信的原型样机

为了使LoRa散射通信的数据更有意义, 原型样机中还包含了板载的低功耗湿度/温度数字传感器HDC2080, 简单模拟了一个基于LoRa散射通信的温度/湿度数据采集传输应用场景。

原型样机MCU选用MSP430FR5969IRGZ, 最低供电可达1.8 V, 内部集成了DMA通道和SPI外设, 而且具有多种低功耗模式。射频开关器件位于天线中间的馈电端口, 采用了HMC190BMS, 能够实现0~3 GHz信号的单刀双掷选择, 且无需供电, 控制端为高电平信号时的电流消耗仅为0.1 μ A。

样机正面上方是板载的偶极子标签天线, 面积98 mm \times 42 mm, 板厚0.8 mm, 基板介质FR-4, 天线覆铜厚度0.035 mm。通过Ansoft HFSS电磁仿真软件对该天线进行建模、仿真、调谐, 最终得到的标签天线形状如图7所示。在微波暗室测得中心频率434 MHz, 带宽18 MHz, 增益 ≥ 0.5 dB。

4 测试及结果分析

首先进行功能性测试, 包括散射调制波形测试、LoRa接收功能验证。然后开展性能测试, 包括通信功耗测试、通信距离测试。最后, 对当前国内外具有代表性的各种散射通信技术进行了综合对比。

4.1 功能性测试

对于LoRa散射通信, 最核心的一步就是产生散射调制的基带波形, 本文在数字域采用DDS生成

了频率线性变化的CSS方波，以此代替CSS调制的正弦波。为了观察和测试LoRa散射基带波形是否符合设计预期，这里使用Agilent示波器DSO-X 3012A探测了MCU的USCI端口输出信号。散射通信设备的参数设置为： $f_L=250$ kHz, $f_H=500$ kHz, $BW=250$ kHz, $SF=8$, $CR=4/8$, $f_{MCLK}=1$ MHz, $T_{sv}=1024$ μ s。测试结果如图8所示，截屏刚好捕获了基带方波频率从 f_H 跳变到 f_L 瞬间的波形，同时也可以看到该方波频率线性变化的趋势。

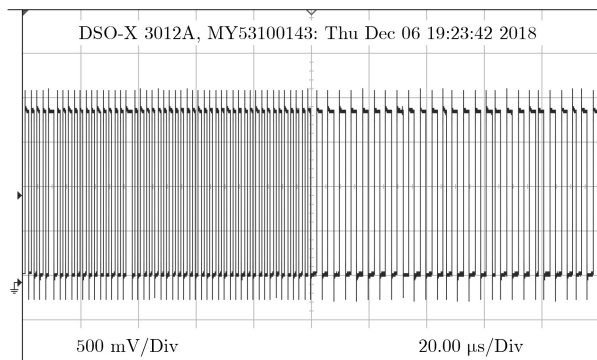


图8 LoRa散射调制方波信号的示波器截图

另外，为了验证本文提出的散射方法生成了正确的LoRa数据包，且兼容现有的商用LoRa芯片组，这里采用了主流的SX1278模块测试。基站频率432.625 MHz，散射中心频率375 kHz，因此设置SX1278模块的中心频率 $f_{LoRa}=433$ MHz，其他设置同散射端保持一致。测试结果表明，本文设计生成的LoRa散射数据包，能够被SX1278模块正常接收，整个实验室80 m²范围内无丢包、无误码。

4.2 通信功耗

相比于传统有源射频芯片组，散射通信的最大优势是低功耗。为了节省电量，原型样机默认处于待机状态，仅当需要发送数据时才进入正常通信工作状态。因此，散射通信的功耗包含了两个部分：待机期间功耗和散射通信期间功耗。

经过测试，原型样机的系统待机电流为0.39 μ A，以2 V系统供电电压计算，待机功耗仅为0.78 μ W。当需要发送LoRa数据时，系统从待机状态唤醒，进入散射通信状态。首先是启动高速振荡器，产生 f_{MCLK} ，并等待该时钟稳定。之后再启动DMA并进入低功耗模式，此时内存数据将按照预先的设置，在DMA的控制下开始有序搬运到USCI的发送缓存器，通过USCI端口输出CSS调制方波，用以驱动RF开关。DMA传输完成之后，系统再次待机。图9展示了散射通信期间各个阶段的电流消耗，其中示波器通道2连接了具有中断唤醒状态指示的GPIO端口，通道1连接了100 Ω 的电流取样电阻。

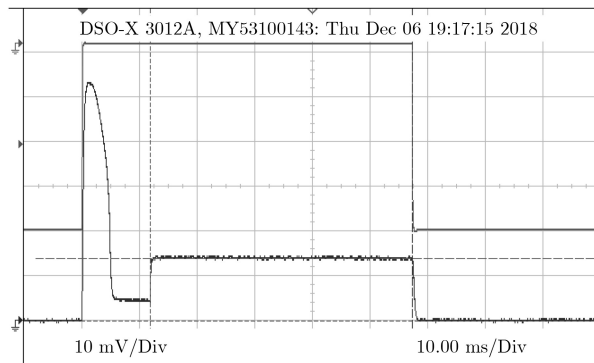


图9 LoRa散射通信期间各个阶段的电流消耗

可以看到， f_{MCLK} 振荡器启动瞬间会有520 μ A的电流尖峰，并在5 ms以内迅速降低到45 μ A。等待时钟稳定的时间约为7 ms，电流消耗45 μ A。散射通信的大部分时间都用在“DMA + USCI”过程中，在此期间的持续电流140 μ A，时间约为45.6 ms，刚好覆盖了LoRa数据包的发送时间。

在SX1278通信模块的应用实例中，测得LoRa数据包发送期间的持续电流125 mA。与散射通信的140 μ A持续电流相比，后者功耗降低了3个数量级。基于这个优势，很多小电流供电的电源也能够用于LoRa散射通信了。通过对图9的电流波形在时间上积分，得到完成这样一次散射通信所消耗的电量9200 μ A \cdot ms，保守估算取10 mA \cdot ms。以样机背面配备的CR1220纽扣电池为例，标称容量40 mAh，理论上能够完成1440万次LoRa数据包的发送。再假设最坏情况下待机电流0.5 μ A，那么在每20 s发送一次数据的情况下，如果不考虑电池自放电，仅一颗纽扣电池就能使原型样机不间断运行4.56年！

另外值得一提的是，本文提出的LoRa散射通信方法不仅适用于MCU系统，而且DDS也容易集成到数字ASIC基带处理器中，并具有以下3个方面的优势。一是避免了模拟电路对环境温度、供电电压等因素敏感的问题，提高了系统的鲁棒性。二是数字电路比模拟电路占用更少的硅晶面积，降低了IC制造成本，甚至能和RFID成本比拟。三是数字电路支持更低的系统供电电压，且功耗更低。

4.3 通信距离

本节基于不同的参数设置进行户外通信距离测试。首先把LoRa散射端放置在试验场地中间，然后在其左右两边分别放置基站和SX1278接收端，距离分别为 d_1 和 d_2 。根据散射通信的衰减特性，并考虑到不同的LoRa参数对通信距离的影响，本文结合实际应用场景，设计了两种通信距离测试方案。

(1) 不同参数配置下的最远通信距离测试

挑选几组典型的参数配置，重点选取了对通信距离影响最大的两个参数：带宽BW和扩展因子

SF。将散射端置于测试场地中心，基站和接收端逐渐远离散射端，且保持 $d_1=d_2$ ，直到接收端收不到正确数据为止。此时记录基站和接收端的距离 d ，作为该参数配置时的最远通信距离。

(2) 散射端在不同位置时接收端信号强度测试

在大多数应用场景中，基站和接收端位置都是固定的。为了展示该场景中散射端在不同位置对接收端信号强度的影响，本文设计了该测试方案。首先选择一组参数设置，保持基站和接收端位置不变。然后移动散射端，并记录散射端在不同位置时接收端的信号强度。

沿用4.1节的参数设置，当SF=8, BW=250 kHz时，按照测试方案一测得LoRa散射通信的最大距离为82 m，如图10所示。随着SF的增加，以及BW的减小，通信距离都会相应的增加。当SF=12, BW=62.5 kHz时，最远通信距离可达到208 m，也即散射端能够在相距208 m的基站和接收端之间的任意位置实现散射通信。

本文详细测试了基站和接收端相距200 m情况下，散射端在二者之间不同位置时接收端的信号强度指示(Received Signal Strength Indication, RSSI)。每10 m测试记录一次，结果如图11所示。其中RSSI最小值-146 dBm，发生在基站和接收端的中间位置附近。而散射端无论靠近哪一端，接收信号都越来越强，总体趋势和理论预期相符。

注意到，虽然SF的增加，以及BW的减小，都能增加LoRa散射通信距离，但同时也会降低通

信速率，从而增加了数据包的发送时长、增加了散射通信功耗的时长。其中BW与速率成正比，且SF每增加1，速率大约降低一半。因此在应用场景中需要根据实际情况折中考虑通信距离和功耗。

4.4 综合对比分析

根据以上测试结果，表1综合对比了近几年国内外较为先进的物联网散射通信相关研究成果。

在样机功耗方面，LoRa Backscatter^[13]和Passive Wi-Fi^[12]都基于FPGA，功耗较大。而Wi-Fi Backscatter^[11]和本文都是基于MCU实现了散射通信，但本文的样机功耗更低。

在IC功耗方面，由于在数字域采用DDS方案代替由DAC和VCO组成的模拟频率合成方案^[13]，功耗仿真结果仅为4.75 μ W，具有明显优势。

在通信速率方面，LoRa Backscatter^[13]与本文均能够支持LoRa标准协议规定的各种速率，但是与Passive Wi-Fi^[12]的1~11 Mbps速率相差甚远。

在通信距离方面，LoRa本身具有非常大的优势。本文测得的最远通信距离208 m，与LoRa Backscatter的475 m^[13]相差了1倍多。一是因为样机标签天线用了弯折臂结构，天线增益较低；二是因为DDS合成的CSS基带波形相位噪声较大。

综上，尽管没有达到最远的通信距离，但200 m已经能够满足绝大多数散射通信应用场景的需求，同时也应该看到，本文提出的数字域解决方案在鲁棒性、低成本、低功耗、MCU兼容性、工程实用性等方面的综合优势。

表1 国内外较为先进的散射通信相关研究成果对比

	2015 Wi-Fi Backscatter ^[11]	2016 Passive Wi-Fi ^[12]	2017 LoRa Backscatter ^[13]	2018 本文方法
样机处理器	MCU	FPGA	FPGA	MCU
样机功耗	<1 mW	-	-	280 μ W
IC功耗	-	14.5~59.2 μ W	9.25 μ W	4.75 μ W
通信速率	1 kbps	1~11 Mbps	18~38 kbps	18~38 kbps
通信距离	2.1 m	9~30 m	475 m	208 m
IC成本	-	较低	较低	很低
实用性	较低	一般	一般	较高

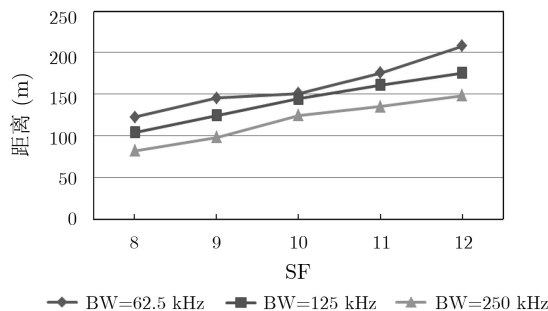


图10 不同参数配置时LoRa散射通信距离测试结果

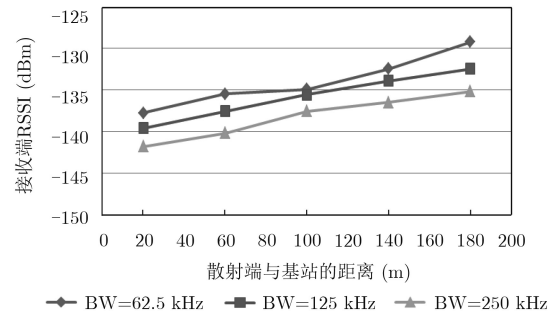


图11 散射端在不同位置时接收端信号强度测试结果

5 结论

本文提出了一种新的LoRa散射通信方法，在纯数字域，通过实时更新DDS频率控制字、相位累加字，产生频率线性变化的CSS调制方波，以更低功耗、更低成本实现了数百米的远距离散射通信。并首次展示了基于MCU的LoRa散射通信原型样机。测试结果表明，本方法能够在相距208 m的基站和接收端之间的任意位置实现散射通信，兼容现有的商用LoRa芯片组。且散射端待机电流 $0.39\ \mu\text{A}$ ，数据包发送期间持续电流 $140\ \mu\text{A}$ ，比有源LoRa芯片低了3个数量级。此外，该方法还适用于ASIC设计，能够使LoRa散射IC具有更高的鲁棒性、更低的成本、更低的功耗。同时本文还提供了一种代替传统“MCU+LoRa芯片组”物联网终端的解决方案，具有一定的商业价值和广阔的应用场景。

参 考 文 献

- [1] AL-FUQAHA A, GUIZANI M, MOHAMMADI M, *et al.* Internet of things: A survey on enabling technologies, protocols, and applications[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2015, 17(4): 2347–2376. doi: [10.1109/COMST.2015.2444095](https://doi.org/10.1109/COMST.2015.2444095).
- [2] GUBBI J, BUYYA R, MARUSIC S, *et al.* Internet of Things (IoT): A vision, architectural elements, and future directions[J]. *Future Generation Computer Systems*, 2013, 29(7): 1645–1660. doi: [10.1016/j.future.2013.01.010](https://doi.org/10.1016/j.future.2013.01.010).
- [3] ZANELLA A, BUI N, CASTELLANI A, *et al.* Internet of things for smart cities[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2014, 1(1): 22–32. doi: [10.1109/JIOT.2014.2306328](https://doi.org/10.1109/JIOT.2014.2306328).
- [4] SONG Yonghua, LIN Jin, TANG Ming, *et al.* An internet of energy things based on wireless LPWAN[J]. *Engineering*, 2017, 3(4): 460–466. doi: [10.1016/j.eng.2017.04.011](https://doi.org/10.1016/j.eng.2017.04.011).
- [5] BARDYN J P, MELLY T, SELLER O, *et al.* IoT: The era of LPWAN is starting now[C]. The 42nd European Solid-State Circuits Conference, Lausanne, Switzerland, 2016: 25–30. doi: [10.1109/ESSCIRC.2016.7598235](https://doi.org/10.1109/ESSCIRC.2016.7598235).
- [6] SINHA R S, WEI Yiqiao, and HWANG S H. A survey on LPWA technology: LoRa and NB-IoT[J]. *ICT Express*, 2017, 3(1): 14–21. doi: [10.1016/j.ict.2017.03.004](https://doi.org/10.1016/j.ict.2017.03.004).
- [7] MEKKI K, BAJIC E, CHAXEL F, *et al.* A comparative study of LPWAN technologies for large-scale IoT deployment[J]. *ICT Express*, 2018, 5(1): 1–7. doi: [10.1016/j.ict.2017.12.005](https://doi.org/10.1016/j.ict.2017.12.005).
- [8] IYER V, TALLA V, KELLOGG B, *et al.* Inter-technology backscatter: Towards internet connectivity for implanted devices[C]. 2016 ACM SIGCOMM Conference, Florianopolis, Brazil, 2016: 356–369. doi: [10.1145/2934872.2934894](https://doi.org/10.1145/2934872.2934894).
- [9] ENSWORTH J F and REYNOLDS M S. Every smart phone is a backscatter reader: Modulated backscatter compatibility with Bluetooth 4.0 Low Energy (BLE) devices[C]. 2015 IEEE International Conference on RFID, San Diego, USA, 2015: 78–85. doi: [10.1109/RFID.2015.7113076](https://doi.org/10.1109/RFID.2015.7113076).
- [10] BHARADIA D, JOSHI K R, KOTARU M, *et al.* BackFi: High throughput WiFi backscatter[J]. *ACM SIGCOMM Computer Communication Review*, 2015, 45(5): 283–296. doi: [10.1145/2829988.2787490](https://doi.org/10.1145/2829988.2787490).
- [11] KELLOGG B, PARKS A, GOLLAKOTA S, *et al.* Wi-Fi backscatter: Internet connectivity for RF-powered devices[C]. 2014 ACM Conference on SIGCOMM, Chicago, USA, 2014: 607–618. doi: [10.1145/2740070.2626319](https://doi.org/10.1145/2740070.2626319).
- [12] KELLOGG B, TALLA V, SMITH J R, *et al.* Passive Wi-Fi: Bringing low power to Wi-Fi transmissions[J]. *GetMobile: Mobile Computing and Communications*, 2016, 20(3): 38–41. doi: [10.1145/3036699.3036711](https://doi.org/10.1145/3036699.3036711).
- [13] TALLA V, HESSAR M, KELLOGG B, *et al.* LoRa backscatter: Enabling the vision of ubiquitous connectivity[J]. *ACM on Interactive, Mobile, Wearable and Ubiquitous Technologies*, 2017, 1(3): 105. doi: [10.1145/3130970](https://doi.org/10.1145/3130970).

唐晓庆：男，1987年生，高级工程师，博士，研究方向为无源物联网通信、高速数字设计、舰船无线通信。

谢桂辉：男，1988年生，讲师，博士，研究方向为射频隐身通信、物联网、保密通信。

余亚军：男，1959年生，研究员，硕士，研究方向为舰船通信及导航、智慧船舶。

张 帅：男，1987年生，高级工程师，博士，研究方向为电路与系统、舰船通信。