

面向6G低功耗系统的统一波形设计

黄伟¹, 谭俊杰¹, 姜大洁¹, 王巍²

(1. 维沃移动通信有限公司通信研究院, 广东 深圳 518049; 2. 华中科技大学电子信息与通信学院, 湖北 武汉 430074)

摘要: 无源物联网 (AIoT, ambient internet of things)、低功耗广域覆盖 (LPWA, low power wide area)、低功耗唤醒信号和接收机 (LP-WUS/WUR, low power wake up signal and radio) 等技术, 是低功耗系统设计的关键使能技术。面向第六代移动通信 (6G, 6th generation mobile networks) 低功耗系统, 需要设计一种低功耗、广覆盖的波形技术。幅度键控 (ASK, amplitude shift keying)、相位键控 (PSK, phase shift keying) 等波形虽然实现简单, 但因其抗干扰能力差而无法满足 6G 广覆盖需求; 正交频分复用 (OFDM, orthogonal frequency division multiplexing) 的波形技术存在实现复杂且功耗较高的缺点。基于此, 主要论述基于啁啾 (Chirp) 波形的 6G 低功耗系统统一波形设计, 包括原理介绍、性能分析、硬件架构、6G 标准化分析等; 最后, 讨论基于 Chirp 波形的未来研究方向和技术挑战。

关键词: 6G; 蜂窝网络; 啁啾波形; 啁啾扩频通信; 标准化研究

中图分类号: TN915.01

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.2096-3750.XXXX.

Unified waveform design for 6G low-power system

HUANG Wei¹, TAN Junjie¹, JIANG Dajie¹, WANG Wei²

1. Communication Research Institute, vivo Mobile Communication Co., Ltd, Shenzhen 518049, China

2. School of Electronic Information and Communication, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China

Abstract: Technologies such as AIoT (ambient internet of things), LPWA (low power wide area), and LP-WUS/WUR (low power wake up signal and radio) are key enablers for low-power system design. For 6G (6th generation mobile networks) low power systems, it is necessary to design a waveform technology that supports low power consumption and wide coverage. While waveform technologies based on ASK (amplitude shift keying), PSK (phase shift keying) are easy to implement, they cannot meet the wide coverage demands of 6G due to their susceptibility to interference. Conversely, OFDM (orthogonal frequency Division Multiplexing) waveform technology suffers from high implementation complexity and power consumption. Therefore, it focuses on the unified waveform design for 6G low-power systems based on Chirp waveforms, including the principles, performance analysis, hardware architecture design, and 6G standardization analysis. Finally, the future research directions and technical challenges associated with Chirp waveform technology are discussed.

Key words: 6G, cellular network, chirp waveform, chirp spread spectrum, standardization research

0 引言

面向 2030+, 国际电信联盟 (ITU, international telecommunication union) 发布了《IMT 面向 2030 及未来发展的框架和总体目标建议书》^[1], 描

述了 6G 的 6 种典型应用场景和 15 种网络能力。人工智能与通信的融合、感知与通信的融合 (ISAC, integrated sensing and communication)、泛在连接是面向融合创新提出的 3 种 6G 新场景, 具备较大的应用潜能与市场价值。另外在定义的 15 种网络能力中, 传输覆盖、感知相关能力 (sensing-related capabilities)、AI (artificial intelligence) 相关能力、

可持续性、互操作性、定位是新定义的6G能力需求。其中,低功耗绿色节能技术与高效传输技术是实现可持续性能力指标的关键使能技术,也是6G系统未来商业成功的关键因素。

为了在2060年前实现碳中和目标,社会对6G等移动通信系统提出更高的能效需求^[2]。根据ITU性能指标需求,6G相比于第五代移动通信(5G, 5th generation mobile networks)的能量效率提高约10倍^[3-4]。由于6G在工作频段、载波带宽、收发通道数、算力指标等方面会继续提升,因此6G功耗相比5G功耗会进一步提高。从商业成功的角度,需要从器件材料、芯片工艺、传输技术、节能技术等多个方面来降低6G功耗^[5]。根据自然杂志的调查结果,到2030年信息与通信技术(ICT, information and communication technology)的能耗在整个能耗中预计占比约21%,其中物联网设备能耗增长约17.5倍^[6]。相比5G物联网需求,6G耗物联网在设备功耗、连接密度、覆盖范围等方面也提出更高的要求,其中6G物联网设备功耗有望从5G物联网设备功耗的几十毫瓦降低至几十微瓦。

AIoT、LPWA、LP-WUS/WUR等技术是面向6G低功耗系统设计的关键使能技术。如何保证6G低功耗系统的传输覆盖性能,将是系统设计的关键。因此,需要设计一种低功耗、广覆盖并且能够与蜂窝网络融合的统一波形技术。目前广泛采用的波形技术如开关键控(OOK, on-off keying)、ASK、PSK、频移键控(FSK, frequency shift keying)等波形技术虽然实现简单,但其抗干扰能力差,无法满足广覆盖需求;而基于OFDM的波形技术则存在实现复杂且功耗较高的缺点。

基于Chirp波形的线性调频调制(LFM, linear frequency modulation)技术,或称啁啾调制技术或啁啾扩频(CSS, chirp spread spectrum)调制技术,因其具有良好的恒包络、扩频特性和抗干扰性能,接收端可以用极高接收灵敏度在极低信噪比(SNR, signal to noise ratio)下完成信号解调,从而可实现低功耗、广覆盖的信号传输。目前,CSS调制技术已经被远距离无线电(LoRa, long range)系统采纳为核心物理层标准,并凭借其独特的低功耗和超远传输距离特性,在智慧城市、农业检测、工业领域获得广泛的应用。除了LoRa系统外,雷达系统、蜂窝感知系统、物联网系统等,可利用

Chirp波形信号来有效的提升探测或感知距离。比如,雷达系统利用Chirp波形信号作为探测信号^[7-8],可以有效的提升探测距离、探测准确率以及抗干扰能力。ISAC系统以Chirp波形信号作为感知信号^[9-11],可以有效提升感知距离。以Chirp波形信号为调制信号的LPWA系统,可实现数公里的通信传输^[12-15]。以Chirp波形信号为唤醒信号,可以有效提升LP-WUR的接收灵敏度和抗干扰能力,从而提升LP-WUS信号的传输距离^[16-18]。在反向散射(BSC, backscatter)通信系统中,PLoRa^[19]、P²LoRa^[20]、ALoba^[21]、Saiyan^[22]等系统以Chirp波形信号作为射频载波信号,可以有效的提升BSC设备的反向链路通信距离;LoRa Backscatter系统^[23-24]、NetScatter系统^[25]、通过阻抗切换等方式来合成Chirp波形信号,可有效提升BSC系统的反向链路通信距离。

第四代移动通信(4G, 4th generation mobile networks)长期演进(LTE, long term evolution)系统和5G新空口(NR, new radio)系统都是基于OFDM波形的空口设计,并将在6G系统中继续演进。由于OFDM波形的实现复杂度和硬件功耗较高,并且存在覆盖不足等问题,因此有必要在6G低功耗系统中采用新的波形技术,而Chirp波形就是一种综合性能良好的波形技术。现有关于Chirp波形的研究大多是从理论的角度进行的^[26-29],但如何将Chirp波形技术与6G低功耗系统融合设计的工作比较少。其对应的波形参数设计、帧结构设计、协议栈设计、同步设计等,将是6G低功耗标准工作的重点。本文通过理论性能分析、设备功耗分析、硬件架构分析、与5G标准兼容性分析等方面,来论述基于Chirp波形的6G标准化可能性,从而为6G低功耗系统探索可行的标准化研究路线。

本文的组织架构如下,第0节为引言部分,第1节介绍6G低功耗系统架构,第2节讨论CSS调制原理和系统性能,第3节讨论反向散射CSS调制原理和系统性能,第4节设计CSS系统与反向散射CSS系统的硬件架构,基于前述讨论结果第5节论述基于Chirp波形的6G标准化可能性,第6节分析Chirp波形技术的潜在研究方向与技术挑战,为Chirp波形技术的未来技术演进提供研究参考。

1 6G低功耗系统架构

5G NR系统在第三代合作伙伴计划(3GPP, 3rd generation partnership project)第15版标准中并没有原生支持网络节能和终端节能特性,而是在5G NR增强标准中陆续引入终端节能技术和网络节能技术来实现功耗降低。例如3GPP第16版标准和第17版标准中引入的唤醒信号技术和寻呼提前指示技术,3GPP第18版标准和第19版(R19, Release 19)标准中引入的LP-WUS/WUR终端节能技术和网络节能技术等。6G系统在设计之初就需要将绿色节能设计理念贯穿整个6G生命周期,在保障网络性能和用户体验的同时降低系统功耗,同时满足AIoT、LPWA等新型物联网业务以及感知等新业务的低功耗需求,从而实现6G系统能量效率目标。基于此,本文提出基于Chirp波形的6G低功耗系统统一波形架构,包括6G LP-WUS/WUR系统、6G AIoT系统、6G LPWA系统、6G ISAC系统等。

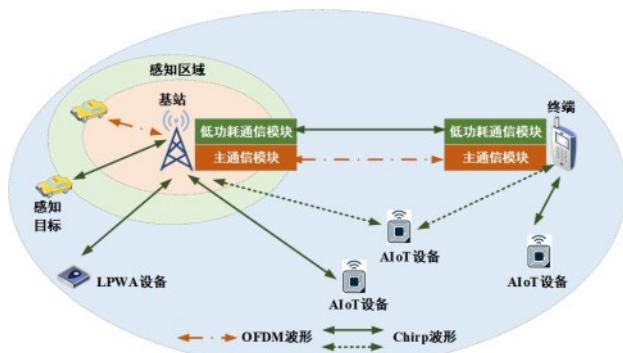


图1 基于Chirp波形的6G低功耗系统统一波形架构

面向6G基站和终端设备的原生节能,可以在5G节能标准的基础上进一步增强。比如,基站和终端设备都可以集成低功耗通信模块,用于进行上下行同步信号、寻呼信号、控制命令、小数据包的收发,并通过低功耗通信模块与主通信模块的协同传输来使能终端和基站的联合节能。基站和终端设备中的低功耗模块可以是集成的物理硬件模块,也可以通过灵活配置工作带宽、天线数、工作主频的逻辑功能模块,低功耗模块还可以是LPWA等物联网设备。其中,低功耗模块支持无线资源控制(RRC, radio resource control)连接态的控制面功能、小数据传输等用户面功能,也支持RRC空闲态和RRC非激活态的基本功能。终端设备的低功耗

模块基于Chirp波形技术与基站进行信令或数据传输,基站的低功耗模块基于Chirp波形技术与终端设备进行信令或数据传输,从而在保证传输覆盖性能的同时降低系统功耗。

AIoT是一种新型低功耗物联网系统,其中AIoT设备可通过能量采集或反向散射方式来实现信息传输,其设备的功耗只有几微瓦到几百微瓦。目前3GPP R19标准正在开展AIoT的标准研究^[30-32]。然而,受限于AIoT设备的硬件能力和储能容量,其前向链路或读写器到设备(R2D, reader to device)链路和反向链路或称设备到读写器(device to reader, D2R)链路的通信距离只有十几米,无法满足室外百米距离的覆盖需求。面向6G AIoT系统,通过引入Chirp波形信号等物理层增强技术,可以有效提升前向链路和反向链路的通信距离,从而满足室外百米距离的覆盖需求。

6G系统将原生支持低功耗广域物联网部署而不是独立系统,即6G LPWA系统^[33]。作为6G首个版本支持的特性,6G LPWA将实现比5G物联网支持更低功耗、更广覆盖、更大连接等。借鉴Chirp波形的CSS技术在LoRa中的成功应用案例,Chirp波形有望成为6G LPWA系统的物理层波形技术,以同时满足广覆盖和低功耗的需求。

针对6G ISAC系统^[34],业界提出OFDM连续波和Chirp波形的组合方案来满足近距离和远距离下的通信和感知需求。即在近距离下使用OFDM连续波来保证ISAC业务的综合性能,而在远距离下通过Chirp波形来提升感知距离。基于Chirp波形的感知信号可实现远距离感知,降低了感知设备的发送功耗;同时感知设备可在模拟域进行干扰消除,降低感知设备的信号处理复杂度,并实现“低功耗”感知,因此广义上可以认为基于Chirp波形的6G ISAC系统是一种低功耗系统。

值得一提的是,基于Chirp波形技术的频带利用率和数据速率通常较低,其所支持的数据速率通常为几Kbps-几Mbps。然而对于数据速率要求不高的6G低功耗系统来说,该数据速率仍能满足大部分场景下的物联网业务需求和通信感知业务需求。

2 CSS调制原理与系统性能分析

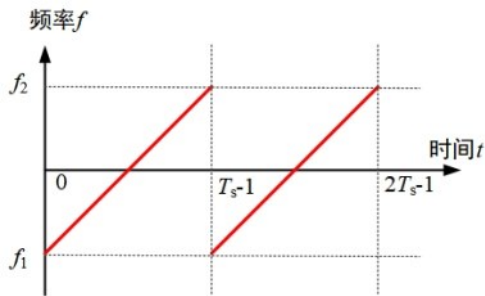
2.1 调制和解调制原理

基于Chirp波形的CSS调制,利用线性调频信

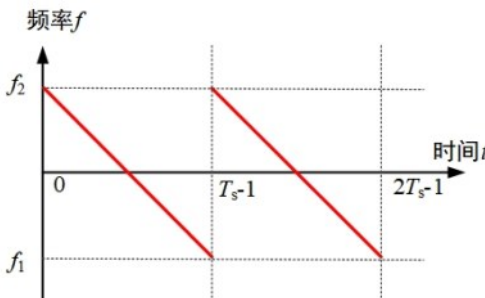
号的起始扫频频率来携带信息比特。具体来说，CSS 调制信号分为频率上行（up-chirp）和频率下行（down-chirp）两种扫频模式。使用频率上行模式调制时，CSS 调制信号的频率会随时间的增加而升高，使用频率下行模式调制时，CSS 调制信号的频率会随时间的增加而降低。CSS 调制信号的频率总是在起始扫频频率 f_1 和截止扫频频率 f_2 之间沿着某种规律周期性变化。CSS 调制信号的扫频带宽为 $B = f_2 - f_1$ ，CSS 符号长度或扫频时间为 T_s ，扫频斜率为 $k = \frac{B}{T_s}$ 。基准频率上行模式 Chirp 信号和基准频率下行 Chirp 信号分别表示为：

$$S_{\text{up}}(t) = e^{j2\pi\left(\frac{B}{2} + \frac{B}{2T_s}t\right)t} \quad (1)$$

$$S_{\text{down}}(t) = S_{\text{up}}^*(t) = e^{j2\pi\left(\frac{B}{2} - \frac{B}{2T_s}t\right)t} \quad (2)$$



(a) 频率上行(up-chirp)扫频模式



(b) 频率下行(down-chirp)扫频模式

图2 基准 Chirp 信号的两扫频模式

假设 CSS 调制信号采用频率上行模式的 Chirp 信号进行调制，其基带信号表示为：

$$p(t; f_0) = e^{j2\pi\left(f_0 t + \frac{k}{2}t^2\right)}, \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (3)$$

其中， f_0 是起始扫频频率，对于基准频率上行模式 Chirp 信号有 $f_0 = -\frac{B}{2}$ 。为了简便，可将基准频率上行模式 Chirp 信号记为：

$$p(t) = p\left(t; -\frac{B}{2}\right) \quad (4)$$

CSS 调制信号则是基准频率上行模式 Chirp 信号的频率循环移位，表述为：

$$x(t; f_n) = p(t; f_n)w(t; 0, t_n) + p(t; f_n - B)w(t; t_n, T_s) \quad (5)$$

其中， $f_n = -\frac{B}{2} + n \cdot \frac{B}{2^{\text{SF}}}$ ($n = 0, 1, \dots, 2^{\text{SF}} - 1$)为可选的起始扫频频率， $t_n = T_s - n \cdot \frac{B}{2^{\text{SF}}}$ ($n = 0, 1, \dots, 2^{\text{SF}} - 1$)为 CSS 调制符号的循环移位时间， $w(t; t_a, t_b)$ 为矩形窗函数，表示为：

$$w(t; t_a, t_b) = \begin{cases} 1, & t_a \leq t < t_b \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (6)$$

对于一个携带 SF 个比特的 CSS 调制符号，该符号有 2^{SF} 个可选的起始扫频频率点，其中 SF 为 CSS 系统的扩频因子 (SF, spreading factor)。

CSS 系统接收端利用与基准频率上行模式 Chirp 信号共轭的基准频率下行模式 Chirp 信号 $p^*(t)$ 来进行解扩频或混频处理，即：

$$x'(t; f_n) = x(t; f_n)p^*(t) = e^{j2\pi\left(f_n + \frac{B}{2}\right)t}w(t; 0, t_n) + e^{j2\pi\left(f_n - \frac{B}{2}\right)t}w(t; t_n, T_s) \quad (7)$$

混频得到 $x'(t; f_n)$ 后，接收端再进行基于最大似然估计 (ML, maximum likelihood) 等相干检测或离散傅里叶变换 (DFT, discrete fourier transform) 等非相干检测来实现 CSS 调制信号的解调制。

2.2 系统性能分析

本小节对 CSS 系统的信号检测和解调性能、采样准则、正交性条件、频谱性能、同步性能、误比特率 (BER, bit error ratio) 性能等进行分析，从而为 6G 低功耗系统设计提供理论参考。

在信号检测方面，文献^[29]证明了在 CSS 系统基于 ML 信号检测与基于 DFT 信号检测性能是相同的。其中，ML 信号检测通过计算接收信号 $\mathbf{r}[k]$ 投射到 M 个 CSS 信号 $\mathbf{x}_s^* = (x_s^*[0], \dots, x_s^*[M-1])$ 的投射值，即向量 $\mathbf{r}[k]$ 和 $\mathbf{x}_s^* = (x_s^*[0], \dots, x_s^*[M-1])$ 的内积，其中投射值最大的符号即为 CSS 符号的估计值。ML 虽然是一种最优检测方法但计算复杂度较高。基于 DFT 的信号检测中，则先计算采样后的解扩频信号并通过 DFT 计算信号的频谱，待估计的符号即为 DFT 频谱值最大的关联符号。由于 ML 信号检测中的内积计算与 DFT 信号检测中的解扩频处理是等效的，因而两种信号检测方法具有等

效性。

不同解调方式将会导致CSS系统的解调性能不一样。假设解扩频后的信号为 $\mathbf{r}^{(dech)}[k]$ ，之后对 $\mathbf{r}^{(dech)}[k]$ 进行DTF处理并得到其频域信号 $\mathbf{V}_s[u]$ 。假设收发端同步且接收端知道相位 ψ ，则基于相干检测来对CSS符号进行解调，有：

$$\hat{s}^{(\text{coh})} = \arg \max_{k=0,1,\dots,M} \mathbf{V}_s[u] \times e^{-j\psi} \quad (8)$$

通过非相干检测来对CSS符号进行解调，则有：

$$\hat{s}^{(\text{non-coh})} = \arg \max_{k=0,1,\dots,M} |\mathbf{V}_s[u]| \quad (9)$$

仿真结果表明，在高斯信道下相干检测相比于非相干检测大约有0.7dB左右的性能增益^[35]。

对于信号带宽为 B 的CSS系统，接收端最小采样频率 f_s 满足 $f_s \geq B$ 就可以完成信号解调，而不用遵循奈奎斯特采样准则 $f_s \geq 2B$ 。其原因在于，如果对解扩频后的CSS信号以 $f_s = B$ 进行采样，则频谱上出现 $f_0^{(1)}$ 和 $f_0^{(2)}$ 两个谱峰，且由于 $f_0^{(1)}$ 和 $f_0^{(2)}$ 的频率差值正好为带宽 B ，从而构建出一个具备结构建设混叠的频谱。该特性不会在信号带宽 B 内引入多个谱峰，而是会在目标频点上产生一个高谱峰值，因而不影响信号检测和解调性能。

CSS系统抗干扰的核心就在于不同CSS信号之间具有良好的正交性或者准正交性。文献^[29]分析了不同扩频因子、信号带宽、起始扫频频点的CSS信号满足正交性的条件。CSS系统的正交性特性可以总结为：(1) 具有相同扩频因子的CSS信号相比于不相同扩频因子的CSS信号的互相关要大，其互相关在解扩频后差异性更大。(2) 两个CSS信号的扩频因子差异越大，二者之间的最大互相关越小。(3) 相同的扩频因子下，解扩频后信号的互相关比解扩频前的信号互相关大。通过利用CSS信号正交性特性，可以为不同用户配置不同的扩频因子、信号带宽、起始扫频频点、扫频模式的CSS信号，并可以有效降低系统的干扰。

在频谱特性方面，文献^[29]证明了CSS信号的功率谱是离散谱和连续谱的叠加，其中离散谱的存在使得CSS信号中存在直流分量，从而造成传输功率的浪费。不过由于连续谱的功率比离散谱的功率高几十分贝，因而直流分量导致的功率浪费可忽略不计。另外不管是离散谱还是连续谱，其功率谱的旁瓣将随扩频因子的增加而快速衰减，这意味着大扩

频因子的CSS调制系统具有良好的抗干扰性能。

在BER性能方面，不少研究工作分析了CSS系统的BER性能。文献^[26]给出了CSS系统在高斯信道下基于非相干检测下的BER的闭式表达：

$$\begin{aligned} P_{b,\text{noncoh}}^{(\text{AWGN})} &\approx \frac{1}{2} \times Q\left(\sqrt{\gamma \cdot 2^{\text{SF}+1}} - \sqrt{1.386 \cdot \text{SF} + 1.154}\right) \\ &\approx \frac{1}{2} \times Q\left(1.28 \sqrt{\gamma \cdot 2^{\text{SF}+1}} - 1.28 \sqrt{\text{SF} + 0.4}\right) \end{aligned} \quad (10)$$

其中， $Q(\cdot)$ 为正态分布的右尾函数， $\gamma = \frac{E_s}{N_0 \cdot 2^{\text{SF}}}$ 为SNR。文献^[7]给出了高斯信道下CSS系统基于相干检测下的BER的闭式表达：

$$\begin{aligned} P_{b,\text{coh}}^{(\text{AWGN})} = & \frac{2^{\text{SF}}}{2(2^{\text{SF}} - 1)} \left[\left(1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^y \exp\left(\frac{-x^2}{2}\right) dx \right)^{2^{\text{SF}}-1} \right. \right. \\ & \left. \left. \times \exp\left\{-\frac{1}{2} \left(y - \sqrt{\frac{2 \times \text{SF} \times E_b}{N_0}} \right)^2\right\} dy \right) \right] \end{aligned} \quad (11)$$

其中， $\frac{E_b}{N_0} = \text{SNR} \cdot \frac{2^{\text{SF}}}{\text{SF}}$ 。在瑞利衰落信道下，文献^[36]给出了基于非相干信号检测下的BER的闭式表达：

$$P_{b,\text{noncoh}}^{(\text{Ray})} = \frac{2^{\text{SF}}}{2(2^{\text{SF}} - 1)} \left[\left(1 - \int_0^{\infty} \frac{1}{1 + \bar{\gamma}_c} \exp\left(-\frac{y}{1 + \bar{\gamma}_c}\right) \right) \right. \\ \left. \times (1 - \exp(-y))^{2^{\text{SF}}-1} dy \right] \quad (12)$$

其中， $\bar{\gamma}_c = \text{SNR} \cdot 2^{\text{SF}}$ 。

在抗干扰方面，由于不同扩频因子的CSS信号之间存在正交性，接收端可以通过解扩频的方式来消除非目标扩频因子下的CSS干扰信号。然而，对于具有相同扩频因子的CSS干扰信号，则需要考虑其对BER性能的影响。文献^[37]推导了高斯信道下存在相同扩频因子信号干扰下的BER性能，仿真结果表明信干比(SIR, signal to interference ratio)为6dB的干扰信号会带来1dB-2dB左右的BER性能下降，证明了CSS系统具有良好的抗干扰性能。

同步是CSS系统工作的前提条件，包括载波频率偏移(CFO, carrier frequency offset)、采样时间偏移(STO, sampling time offset)、采样频率偏移(SFT, sampling frequency offset)、多普勒频移等非理想同步因素都会影响CSS系统的BER性能。其中CFO和STO的整数部分分量，它们会使得位

于目标频点处的频谱发生频移；而 CFO 和 STO 的分数部分，则会使得 CSS 调制符号的能量弥散，并分散到其它频点处，从而导致 CSS 接收灵敏度下降。文献^[27]详细分析了 CFO 和 STO 对 CSS 系统性能的影响，并设计了相应的估计方法和同步机制。收发端采样偏差导致的 SFO 会对 CSS 接收端产生频率偏移和能量弥散，并使得系统的 BER 性能下降。文献^[38]详细分析了 SFO 对 CSS 系统性能的影响，并证明了 SFO 和多普勒频移具有等效性。从仿真结果可知扩频因子越大的 CSS 系统对 SFO 越敏感。

图3仿真了高斯信道下基于非相干解调的 CSS 系统的 BER 性能。根据仿真结果可知，当 BER = 1×10^{-3} 时，SF = 8 的 CSS 调制相比于 OOK 调制和 PSK 调制约有 17.8dB 左右的 SNR 增益，相比于 FSK 调制则有 20.6dB 左右的 SNR 增益，且性能增益随 SF 的增大而继续增大。从而验证了 CSS 系统在传输覆盖方面相比于 OOK、PSK、FSK 系统更具优势。不过值得一提，CSS 系统获得 SNR 增益或者功率效率是以牺牲频谱效率为代价的。比如，SF = 8 的 CSS 系统的频带利用率只有 0.03125bits/s/Hz，而 OOK、PSK、FSK 系统的频带利用率为 1bits/s/Hz。

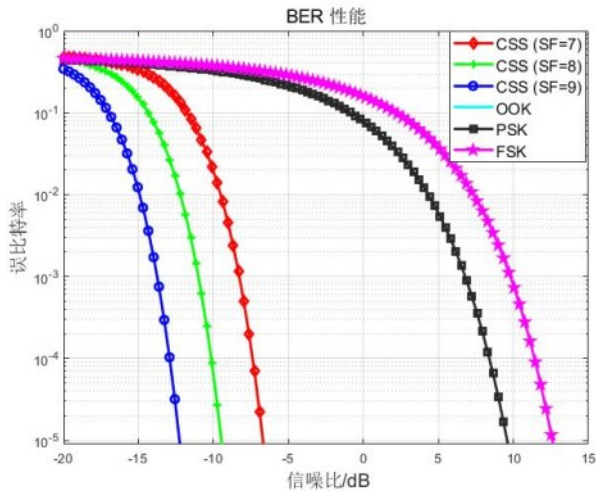


图3 高斯信道下基于非相干解调 CSS 系统的 BER 性能

3 CSS-BSC 原理及系统性能分析

由于 AIoT 设备无法主动生成 Chirp 波形信号，而是通过反向散射的方式来生成该信号的。根据啁啾扩频反向散射（CSS-BSC, chirp spread spectrum with backscatter）调制原理的不同，又可分成无源

啁啾扩频反向散射（PCSS-BSC, passive chirp spread spectrum with backscatter）调制和合成啁啾扩频反向散射（SCSS-BSC, synthesize chirp spread spectrum with backscatter）调制两种方式，下面分别对这两种系统的调制原理、系统性能进行分析。

3.1 PCSS-BSC 原理及系统性能分析

在 PCSS-BSC 系统中，激励源设备生成 Chirp 波形信号并为 AIoT 设备提供载波信号，AIoT 设备通过改变 Chirp 波形信号的幅度、相位或者频率来生成 CSS-BSC 信号。以双基地 PCSS-BSC 系统为例，读写器设备不仅接收到来自于 AIoT 设备发送的 CSS-BSC 信号，同时也接收到来自于激励源设备发送的 Chirp 波形信号。由于读写器接收到的 CSS-BSC 信号与激励源设备发送的 Chirp 波形信号频率接近，且激励源设备发送的 Chirp 波形信号的信号功率远大于 CSS-BSC 信号的信号功率，这种干扰也称为直接链路信号干扰或跨链路信号干扰。由于在该系统中的 AIoT 设备不需要主动生成 Chirp 波形信号，因而其调制复杂度较低。与此同时，AIoT 设备需要检测 Chirp 波形信号的符号边界并进行时频同步，对 AIoT 设备的同步要求较高；另外由于 AIoT 设备是通过调制 Chirp 波形信号的幅度、相位、频率等维度来实现信息调制，因而 PCSS-BSC 系统的通信速率较低。但即使如此，对于只有数 Kbps-几十 Kbps 数据速率的物联网业务来说，PCSS-BSC 系统的数据速率也能满足业务需求。

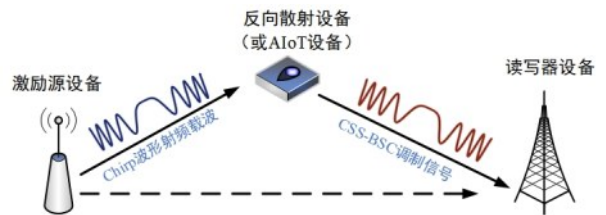


图4 PCSS-BSC 系统原理

从调制原理看，PCSS-BSC 保持了 CSS 信号线性调频的特性，并在 CSS 信号上叠加了其它维度的调制信息，因此 PCSS-BSC 系统本质上也是一种混合 CSS 调制系统。对应的解调中，接收端可以联合解调 CSS 调制信息和 BSC 调制信息；也可以先解调 CSS 调制信息再解调 CSS 调制信息。在系统性能方面，由于 PCSS-BSC 系统与混合 CSS 系统具有等效性，因此可基于混合 CSS 系统的性能结果^[39]来分析 PCSS-BSC 系统性能。考虑到 BSC 系统的特殊

性，在系统性能分析中还需要考虑双程链路衰减以及信号干扰的影响。

考虑如图4所示的系统模型，其中 h_1 为激励源设备到AIoT设备的链路信道响应， h_2 为AIoT设备到读写器设备的链路信道响应， g 为激励源设备到读写器的链路信道响应。如果是单基地架构BSC系统，则有 $g = h_1 \cdot h_2$ 。假设激励源设备发送Chirp波形的载波信号表征为：

$$s(t) = \sqrt{P_{st}} \cdot e^{j2\pi(f_c + f_{chirp})t} \quad (13)$$

其中， $f_{chirp} = -\frac{B}{2} + \frac{B}{2T_s}t$ 为瞬时频率。该信号经过信道 h_1 之后达到AIoT设备，AIoT设备对该载波信号进行基带调制并进行信号频移：

$$c(t) = b(t) \cdot e^{j\pi(\Delta f)t} \quad (14)$$

其中， $b(t)$ 为OOK、PSK、FSK等基带信号， Δf 表示载波信号的频移。PCSS-BSC信号可表示为：

$$x(t) = \sqrt{P_{st}} \rho h_1 b(t) \cdot e^{j2\pi(\Delta f + f_c + f_{chirp})t} \quad (15)$$

在接收端，接收到的PCSS-BSC信号为：

$$y(t) = \sqrt{P_{st}} (\rho h_2 h_1 b(t) e^{j2\pi(\Delta f + f_c + f_{chirp})t} + g e^{j2\pi(f_c + f_{chirp})t}) + z_r(t) \quad (16)$$

其中， ρ 表示反射因子， $\sqrt{P_{st}} g e^{j2\pi(f_c + f_{chirp})t}$ 为直接链路信号干扰或信号自干扰。实际系统可以通过滤波或干扰消除方式来消除信号干扰，但依然需要考虑残留干扰信号的影响。接收端的SNR为：

$$\gamma_{p_CSS_BSC} = \frac{P_s}{P_i + \sigma_z^2} \quad (17)$$

其中， P_s 表示PCSS-BSC信号的信号功率， P_i 表示残留的干扰信号的功率， σ_z^2 表示噪声信号功率。

假设CSS系统的误符号率（SER, symbol error ratio）为 P_{CSS} ，BSC系统在不同调制方式下的SER为 $P_{BSC}^{(i)}$ ， $i \in \{\text{OOK}, \text{ASK}, \text{PSK}, \text{FSK}\}$ 。则PCSS-BSC系统的BER表达为：

$$P_{p_CSS_BSC,1}^{(i)} \approx \frac{1}{2} P_{CSS} + \frac{1 - P_{CSS}}{SF + N} P_{BSC}^{(i)}, i \in \{\text{OOK}, \text{ASK}, \text{PSK}, \text{FSK}\} \quad (18)$$

其中， N 为BSC系统调制的调制阶数。对于PCSS-BSC系统，当采用较大扩频因子时有 $P_{CSS} \ll P_{BSC}^{(i)}$ ，此时BER可以近似为：

$$P_{p_CSS_BSC,2}^{(i)} \approx \frac{1}{SF + N} P_{BSC}^{(i)}, i \in \{\text{OOK}, \text{ASK}, \text{PSK}, \text{FSK}\} \quad (19)$$

3.2 SCSS-BSC原理及系统性能分析

在SCSS-BSC系统中，激励源设备为AIoT设备提供正弦或余弦的单音信号作为载波信号，AIoT设备基于该单音载波信号并基于阻抗切换的方式生成具有Chirp波形特性的CSS-BSC信号。以双基地SCSS-BSC系统为例，此时读写器设备不仅接收到来自于AIoT设备发送的CSS-BSC信号，同时也接收到来自于激励源设备发送的单音载波信号。由于SCSS-BSC中的AIoT设备调制端通过控制阻抗切换的方式来生成CSS-BSC信号，因而其调制复杂度较高。另外，由于AIoT设备中阻抗数量是有限的，导致合成的CSS-BSC信号的相位是有限且离散的。但好处在于，AIoT设备可以通过频移的方式将CSS-BSC信号与单音载波信号在频域分开，而读写器设备通过滤波器就可以将单音载波信号从CSS-BSC信号中滤除，因而接收端进行干扰消除的难度较小。另外，由于SCSS-BSC信号保持了CSS调制信号的基本特性，因而与传统CSS系统性能相近。同时，由于AIoT设备与单音载波信号进行同步的难度较小，因而可以复用5G标准中定义的同步信号和流程，对5G AIoT标准影响较小。

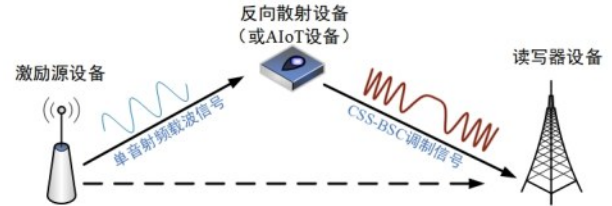


图5 SCSS-BSC系统原理

考虑如图5所示的系统模型，该模型与图4所示的系统模型相同。为了简化分析，假设AIoT设备对CSS-BSC信号进行了频移，则接收端的信号经过采样后的离散信号表征为^[40]：

$$r_a[k] = g \sqrt{E_s} x_a[k] + w[k], \forall k \in \{0, 1, \dots, K-1\} \quad (20)$$

其中， E_s 表示基带信号的符号能量， $r_a[k]$ 表示第 a 个CSS符号的第 k 个采样值。假设AIoT设备的阻抗的数量为 $2^L, L \in \{1, 2, \dots\}$ ，则SCSS-BSC离散相位和离散信号形式表示为：

$$\phi_a(kT_c) = \tilde{Q}_L \left[\frac{k\pi}{M} (2a - M + k) \right] \quad (21)$$

$$x_a[k] = \sqrt{\frac{1}{M}} \exp \left\{ j \tilde{Q}_L \left[\frac{k\pi}{M} (2a - M + k) \right] \right\}, k \in \{0, 1, \dots, M-1\} \quad (22)$$

其中, $M = 2^{SF}$, $\tilde{Q}_L(\cdot)$ 为中等上升量化函数表征为:

$$\tilde{Q}_L(x) = \frac{\left\lfloor \frac{2^{L-1}x}{\pi} \right\rfloor + \frac{1}{2}}{2^{L-1}/\pi} \quad (23)$$

同时该函数的周期函数为 $\tilde{Q}_L(x) \triangleq \tilde{Q}_L(x + 2\pi)$ 。

基于该信号模型, 文献^[40]分析了 SCSS-BSC 系统在高斯信道和衰落信道下基于 ML 解调和 DFT 解调的 SER 性能。与传统 CSS 系统不同, 离散相位的导致 SCSS-BSC 符号的互相关不为 0, 从而导致基于 ML 解调和 DFT 解调的 BER 性能不完全相同。仿真结果表明, 在高斯信道下离散有限相位对 FFT 解调性能有影响。当阻抗数量 L 较大时, 比如 $L \geq 4$, 此时基于 FFT 的解调性能与基于 ML 解调的性能接近; 而当 L 较小时, 基于 DFT 的解调性能明显比基于 ML 的解调性能要差, 在 $SER = 1 \times 10^{-3}$ 时二者存在约 1dB 左右的性能差异; 在衰落信道下 L 越大, 则 SCSS-BSC 系统的 SER 性能越好。

SCSS-BSC 系统的频谱同样受有限离散相位的影响, 且具有如下特性: (1) SCSS-BSC 系统中的频谱中包含连续谱和离散谱, 离散谱不携带任何信息且功率比连续谱小很多; (2) 在连续谱中, 当阻抗种类数较小时, 其功率谱旁瓣呈现阶梯形状下降趋势, 当阻抗种类数较大时, 频谱旁瓣下降更快, 即旁瓣抑制能力或抗干扰能力更大; (3) 频谱旁瓣下降随着扩频因子的增大而增加; (4) 当阻抗种类数较大时, SCSS-BSC 系统与 CSS 系统的频谱在频率区间 $f \in [0, B/2]$ 的变化趋势相同; 然而在频率区间 $f > B/2$, SCSS-BSC 系统的频谱旁瓣会出现平台效应, 而 CSS 系统的频谱旁瓣则会继续下降。

3.3 BER 性能仿真与链路预算仿真

基于上述理论分析, 本文仿真了 PCSS-BSC 系统和 SCSS-BSC 系统的 BER 性能, 其中 SCSS-BSC 的阻抗数量参数设置为 $L = 4$ 。如图 6 所示, 仿真结果表明 PCSS-BSC 系统的 BER 性能比 SCSS-BSC 系统的 BER 性能稍差, 但 PCSS-BSC 系统和 SCSS-BSC 系统的 BER 性能都优于基于 OOK 调制和 PSK 调制的 BSC 系统。比如, 当 $BER = 1 \times 10^{-3}$ 时,

BSC 系统所需的 SNR 为 6.8dB, 而对于 $SF = 6$ 的 PCSS-BSC 系统与 SCSS-BSC 系统所需的 SNR 约为 0.4dB; 而对于 $SF = 9$ 的 PCSS-BSC 系统所需的 SNR 为 -15.5dB, SCSS-BSC 系统所需的 SNR 为 -16.4dB。

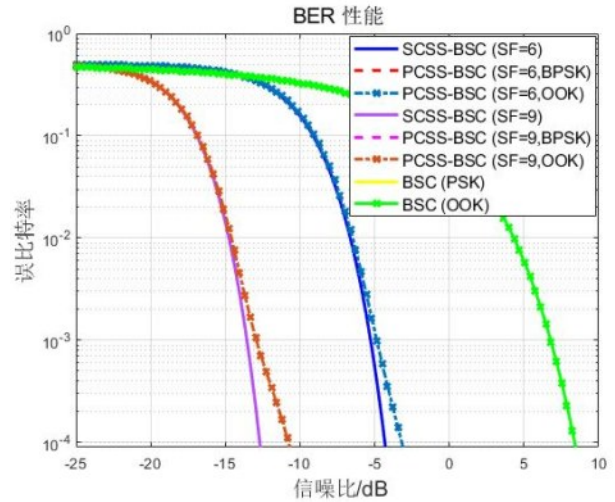
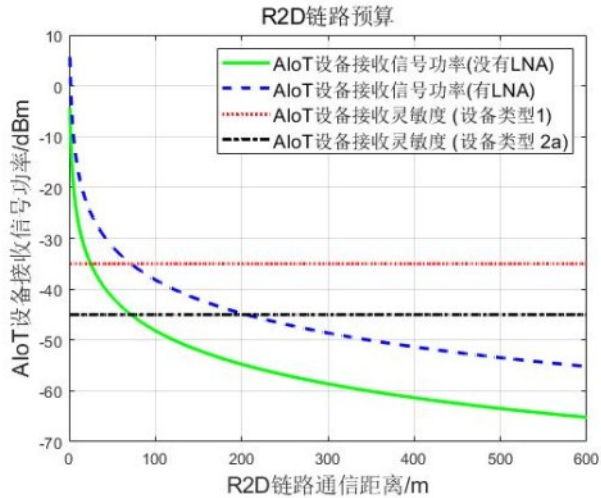


图6 CSS-BSC系统BER性能

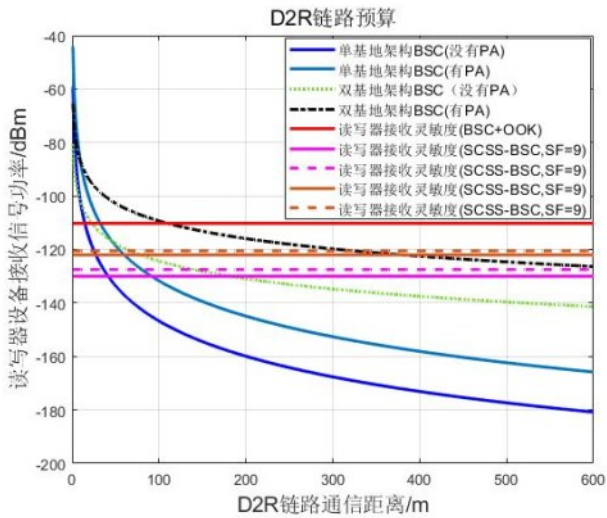
在通信距离方面, 6G AIoT 系统需要满足百米覆盖。下面以 AIoT 设备类型 2a 为例, 并基于 3GPP 定义的仿真参数来对 R2D 链路和 D2R 链路进行链路预算仿真。根据图 7 (a) 的仿真结果可知, 对于具有低噪声放大器 (LNA, low noise amplifier) 的 AIoT 设备类型 2a, 其最大 R2D 链路通信距离可以达到 206m; 即使没有 LNA, 其最大 R2D 链路通信距离也可以达到 75m。图 7 (b-d) 对 D2R 链路的通信距离进行了仿真, 当 $B=250\text{kHz}$ 且 $SF = 9$ 时, 双基地架构的 PCSS-BSC 系统和 SCSS-BSC 系统的 D2R 链路通信距离可以达到 105m 和 130m; 在集成功率放大器 (PA, power amplifier) 后其 D2R 链路的通信距离可以达到 600m。参数影响方面, PCSS-BSC 系统和 SCSS-BSC 系统的接收灵敏度随扩频因子的增大而增大且随带宽的增加而降低, 信号带宽每增加 2 倍则接收灵敏度降低 3dB。

表1 3GPP Rel-19 AIoT 仿真参数^[32]

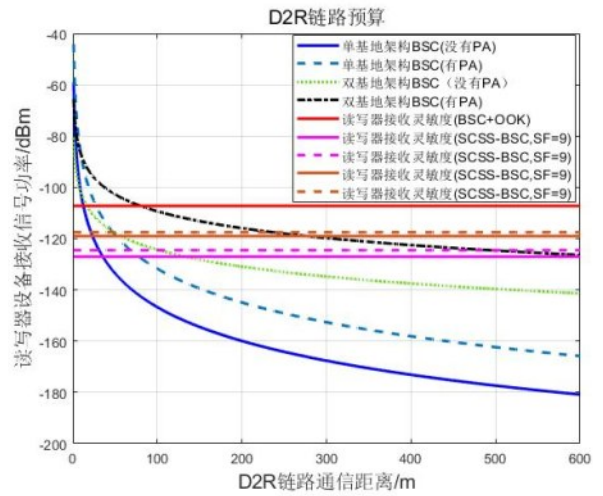
仿真参数	参数大小
频率(MHz)	915
射频源到AIoT设备距离(m)	10
射频源发送功率(dBm)	33
射频源发送天线增益(dBm)	2
Reader天线增益(dBm)	2
AIoT设备天线增益(dBm)	0
路径损耗模型	InF-DH-NLoS信道模型
调制因子	0.25 (-6dB)
信道衰减余量(dB)	16
R2D/D2R链路极化损耗(dB)	-3
噪声系数(dB)	6
AIoT设备接收灵敏度(dBm)	设备类型1: -35 设备类型2a: -45



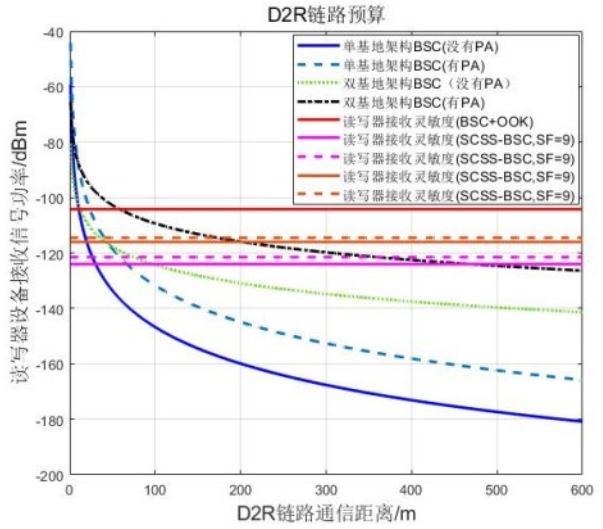
(a) R2D链路



(b) D2R链路, B=125 kHz



(c) D2R链路, B=250 kHz



(d) D2R链路, B=500 kHz

图7 CSS-BSC系统链路预算仿真

4 硬件架构设计

对于6G低功耗系统，硬件功耗是影响系统整体功耗的关键，其中射频功耗又占据硬件功耗的主要部分。下面，我们分别对CSS系统与CSS-BSC系统的硬件架构设计进行分析。

4.1 CSS系统硬件架构设计

图8为典型的CSS系统硬件架构。在发送端中，输入比特映射到Chirp信号的起始扫频频率或者瞬时相位，后经过正交调制后生成CSS调制信号，并经过功率放大器后发送出去。接收端中，接收信号经过匹配网络、低噪声放大器后以及正交解调后，输入到信号检测与解调模块，并解调想要的

信息比特。其中，包括功率放大器模块、匹配网络模块、低噪声放大器模块以及滤波器模块都是可选的。比如，SEMTECH公司发布的商用SX1261/62系列LoRa芯片就是基于该硬件架构来实现CSS调制^[41]，芯片在14dBm配置下的平均发送功耗约为84mW，平均接收功耗约为17.5mW左右。另外，正交调制结构还可以基于查找表的方式实现^[42]，从而可以进一步降低实现复杂度。

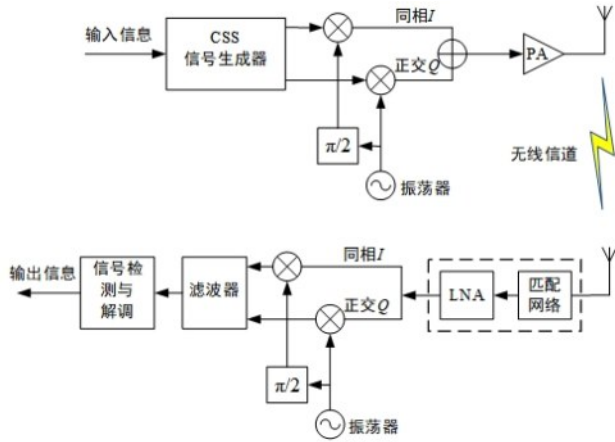


图8 CSS系统硬件架构框图

图8所述的硬件架构是针对CSS系统的专用硬件架构，如果基站和终端设备基于该硬件架构来生成Chirp波形信号，其带来的额外硬件成本可能会阻碍该技术在6G系统中的应用。但如果能够在不改动现有OFDM硬件架构的基础上，同时支持OFDM波形信号与Chirp波形信号的收发，则不会增加额外的硬件成本。图9是基于DFT-s-OFDM系统架构来生成Chirp波形信号的一种实现方式^[33]，相比于5G标准中定义的离散傅里叶变换扩频正交频分复用（DFT-s-OFDM, discrete fourier transform spread orthogonal frequency multiplexing）架构，只需要在发送端中增加频域频谱整形（FDSS, frequency domain spectral shaping）滤波器模块且接收端无需任何改动的情况下，就可以实现Chirp波形信号的生成和解调。理论证明，通过设计FDSS滤波器系数就可以实现任何扫频模式的Chirp信号。在性能方面，基于DFT-s-OFDM架构生成的线性扫频模式的CSS系统相比于基于专用架构生成的线性扫频模式的CSS系统，其在高斯信道下仅有1dB左右的SNR性能差异^[43]。值得一提，在3GPP LTE和NR标准研究中，业界也提出过引入FDSS模块来降低峰均比（PAPR, peak to average power ratio）

的提案，且类似方案会在6G标准中持续演进。FDSS模块的复用也为后续基于DFT-s-OFDM架构生成Chirp波形信号的标准化奠定基础。

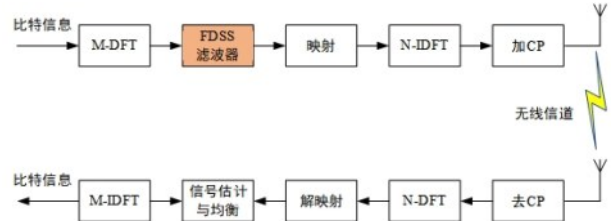


图9 基于DFT-s-OFDM架构生成Chirp波形信号的原理框图

4.2 CSS-BSC系统硬件架构设计

不同的CSS-BSC系统对应的AIoT设备的硬件架构不同。在PCSS-BSC系统中，AIoT设备通过改变Chirp波形的幅度、相位、频率等维度来实现信息调制，因此其发送端硬件架构与3GPP R19 AIoT系统中的AIoT设备类型1和设备类型2a的相近。然而，由于AIoT设备需要接收与解调Chirp波形信号，因此其接收端硬件架构需要适配性设计^[23]。AIoT设备中的同步电路或者解码电路可以基于无源器件或者低功耗器件实现，因此不会给AIoT设备增加太多额外功耗。另外，如果6G AIoT系统复用3GPP R19 AIoT系统中定义的帧结构和同步信号，则其接收端硬件架构也无需过多改动。在SCSS-BSC系统中，由于AIoT设备需要基于单音载波信号并通过阻抗切换的方式来生成CSS-BSC信号，因此需要重新设计AIoT设备的发送端硬件架构。华盛顿大学提出了一种低功耗、低复杂度的硬件架构设计方案^[24]，如图10所示。其中，数字基带处理模块用于生成一系列对应频率的控制字，用于生成Chirp符号循环递归的频率；由数模转换（DAC, digital analog converter）模块和压控振荡器（VCO, voltage controlled oscillator）构成的频率合成器则用于将控制字转换成循环递归变化的频率；微控制单元（MCU, microcontroller unit）以预设的频率控制阻抗根据切换映射表进行循环切换，从而通过生成阶梯状信号来模拟CSS信号。其中，该调制结构芯片化后的功耗约为9.25uW，且可实现475m的前向链路和反向链路通信传输。

5 Chirp波形6G标准化分析

本节从技术需求、系统性能、设备功耗、通信距离、硬件架构、对5G标准协议的影响等方面来

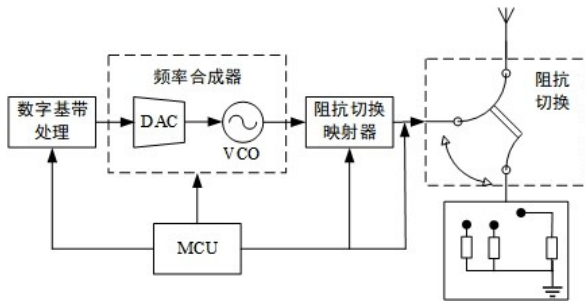


图10 SCSS-BSC系统发送端硬件架构

分析基于Chirp波形的6G标准化的可能性。

5.1 6G AIoT系统

根据3GPP AIoT标准讨论进展，AIoT系统将在第20标准版本及演进版本重点研究室外等远距离通信场景，因此需要进一步提升AIoT系统的前向链路和反向链路的通信距离。

从性能上来看，基于Chirp波形的CSS-BSC信号在传输覆盖、抗干扰性能、同步性能以及多址接入方面优势明显，可以进一步提高AIoT系统的系统性能。从功耗上来看，AIoT设备的设备功耗也只有几十uW到几百uW，与5G AIoT设备类型2a的功耗相近。从硬件架构上看，SCSS-BSC系统中的AIoT设备需要通过阻抗切换来生成CSS-BSC信号，对硬件架构有新的需求；而PCSS-BSC系统中的AIoT设备可复用现有的硬件架构来生成CSS-BSC信号，因而没有额外的硬件开销。

与5G标准兼容性方面，与现有的单音载波跳频（STCW-FH，single tone carrier wave with frequency hopping）和多音载波（MSTCW，multi single tone carrier wave）方案相比，PCSS-BSC方案属于上述两种方案的增强技术。具体来说，与STCW-FH方案相比，PCSS-BSC方案中的载波信号需要在单个符号内按规定的扫频模式进行调频；另外STCW-FH需要进行传输块级重复传输才可以获得频率分集增益，而PCSS-BSC则不需要进行传输块级重复传输。与MSTCW方案相比，PCSS-BSC方案则要求多个载波频点之间满足扫频函数，且多个载波频点在同一个符号内发送就可以；而MSTCW方案只有在载波频率间隔很大才能获得频率分集，并且多个载波频点同时传输时的PAPR很高，并且存在三阶或多阶互调干扰，因此对干扰消除的要求较高。虽然三种方案都可以获得扩频增益，但存在性能差异，表2详细比较了这三种方案

的系统性能。

5.2 6G LP-WUS/WUR系统

现有的5G LP-WUS/WUR标准中采用的基于OOK波形信号的唤醒信号。其好处是在于发送端可以复用OFDM硬件架构来生成OOK信号，WUR接收端只需要基于包络检波就可以完成LP-WUS的信号解调。由于目前的LP-WUS信号只用于基站唤醒终端设备且传输速率较低，因此不存在WUS信号干扰以及传输覆盖的问题。然而在6G LP-WUS系统中，终端设备可以发送上行LP-WUS信号来唤醒基站以降低基站的功耗或者调度开销；或者基站可以在LP-WUS信号中携带更多的指示信息来进行更灵活的节能指示，因而传输速率较高。对于6G LP-WUS系统，一方面需要考虑终端发送上行LP-WUS信号的覆盖问题；另一方面，需要考虑不同的终端设备在相近的时频资源上发送上行LP-WUS信号导致的信号干扰。因此，有必要设计一种低功耗、广覆盖、抗干扰的上行LP-WUS信号。

从传输覆盖的角度，在相同发送功率下CSS-BSC信号相比于OOK波形信号和PSK波形信号能够实现更远的传输覆盖。从功耗的角度，基于CSS-BSC波形的6G LP-WUS系统比5G LP-WUS系统的功耗要高，但远低于6G主通信模块的功耗。从抗干扰的角度，CSS-BSC信号具有良好的抗干扰特性，因此适用于多终端设备发送LP-WUS信号场景。从硬件实现来看，同样可以基于现有的OFDM硬件架构来生成Chirp波形的CSS-BSC信号，因此对现有基站和终端设备的硬件架构改动不大。

5.3 6G LPWA系统

由于增强型机器类通信（LTE-M，long term evolution for machines）物联网系统和窄带物联网（NB-IoT，narrow band internet of things）系统与5G主系统是独立设计的，并在6G阶段因无法满足传输覆盖、设备功耗等需求而逐步退网。因此6G系统将原生支持新型物联网部署而不是独立系统，即6G LPWA系统。作为6G首个版本支持的特性，6G LPWA将实现比5G物联网更低功耗、更广覆盖、更大连接的传输。因此需要针对6G LPWA设计一种低功耗、广覆盖、抗干扰的波形技术。

6G LPWA系统将与6G主系统进行统一的空口设计，但不排除引入新的波形以提高传输覆盖和降低设备功耗。由于LoRa系统的物理层采用了基于

表2 PCSS-BSC 方案与3GPP AIoT 已有方案^[32]对比

性能比较	STCW	MSTCW	STCW-FH	PCSS-BSC
同步性能	10 ³ ~10 ⁵ ppm	同步精度要求更高	同步精度要求较高,但同步难度比MSTCW低	与STCW-FH方案相近
干扰消除能力需求	118 dBm	需要考虑多个频点之间的互调干扰,其中奇数阶互调干扰严重	需单独对多个跳频频点的干扰进行消除,复杂度较高	可在射频域进行干扰消除,复杂度较低
AIoT设备接收灵敏度	设备类型1: -30dBm~-35dBm 设备类型2a: -35dBm~-46dBm	与STCW相近	与STCW相近	与STCW相近
Reader接收灵敏度	-110dBm	-110dBm—120dBm	-110dBm--120dBm	-110dBm—136dBm
AIoT设备功耗	设备类型1: uW 设备类型2a:几 十-百uW	与STCW相近	与STCW相近	与STCW相近
硬件复杂度	与RFID标签相当	比5G AIoT设备复杂	与5G AIoT设备相当	与5G AIoT设备相当
性能增益	1	[1-8]dB@两个频点及[120kHz,5MHz]频率间隔	[0.5,8]dB@两个频点跳频及[1,10]MHz频率间隔	[6,25]dB@125kHz,SF=[4,10]
频谱效率	0.125-1 bit/s/Hz	低于STCW系统	低于STCW系统	低于STCW系统
R2D通信距离	几米—几十米	与STCW相近	与STCW相近	大于MSTCW和STCW-FH通信距离
D2R通信距离	几米—几十米	几十米,大于STCW方案下的通信距离	几十米,大于STCW方案的通信距离	大于百米,大于MSTCW和STCW-FH方案的通信距离

Chirp波形的CSS调制,具有良好的低功耗、广覆盖特性,并在实际系统中得到广泛应用。延续3GPP AIoT系统基于射频识别(RFID, radio frequency identification)标准协议进行增强的标准化思路,6G LPWA系统可以基于LoRa系统的物理层技术进行增强,以减少6G标准化工作并尽快实现商用。

5.4 6G ISAC系统

针对于6G ISAC系统,业界提出在近距离下使用OFDM波形来保证ISAC系统的综合性能,而在远距离下通过Chirp波形来提升感知距离,但不具备通信传输能力。

从波形特性来看,OFDM波形可以作为基础感知波形,具有标准兼容性好、无需改动硬件、频谱效率高、带宽分配灵活的优点,同时具有无距离-多普勒耦合的优点。而Chirp波形则具有恒包络、PAPR低、收发结构简单的优点;可以在射频域进行干扰消除,干扰消除的复杂度低;另外,接收端只需要用于带宽相同的采样率就可以完成信号恢复,降低了对接收端采样率的要求。从硬件实现来看,可以基于OFDM硬件架构来生成Chirp波形信

号,因此基站或终端设备可以采用统一的硬件架构来实现OFDM和Chirp两种波形。从通感性能的角度,OFDM波形可以兼顾通信性能和感知性能;Chirp波形可以有效提升感知距离的场景下,并且通过调制Chirp波形信号的起始扫频频率、幅度、相位等维度来实现低数据速率的通信性能。

总体来说,Chirp波形信号具有良好的扩频特性和抗干扰性能,因此接收端可以在极低SNR下完成信号接收、信号解调或者感知信号处理,从而实现低功耗、远距离的信号传输。从低功耗、广覆盖、抗干扰、大连接数等性能需求来看,6G AIoT系统、6G LPWA系统、6G LP-WUS/WUR可以基于统一的Chirp波形来进一步提升通信距离;而在6G ISAC系统中,可以基于Chirp波形信号用于提升感知距离甚至实现通信传输。

6 未来研究方向与技术挑战

展望6G及未来研究,Chirp波形技术还将进一步发展,力求在满足成本和功耗的约束下进一步提升性能。接下来,本节探索Chirp波形技术未来研究方向及技术挑战。

表3 基于Chirp波形的6G标准化分析

对比项	6G AIoT(Passive)	6G AIoT (Active)	6G LP-WUS	6G LPWA	6G ISAC
系统性能	传输覆盖性能、抗干扰性能、多址接入能力优势明显；自干扰消除简单	传输覆盖、抗干扰性能、多址接入能力优势明显	传输覆盖、抗干扰性能、多址接入能力优势明显	传输覆盖、抗干扰性能、多址接入能力优势明显	具有恒包络以及PAPR低的优点；自干扰消除简单
设备功耗	与5G AIoT设备相近，几百uW	与5G AIoT设备相近，小于1mW	5G LP-WUS < 6G LP-WUS < NB IoT	与NB IoT设备功耗相近	不高于OFDM波形下的设备功耗
通信距离	百米距离，大于5G AIoT的通信距离	百米距离，大于5G AIoT的通信距离	大于5G LP-WUS通信距离	大于OFDM波形的NB-IoT通信距离	优于OFDM波形的ISAC感知距离
硬件架构	PCSS-BSC系统对5G AIoT设备硬件改动不大；SCSS-BSC系统需改动5G AIoT设备硬件	对5G AIoT设备硬件架构有少许改动	可利用现有OFDM架构或专用架构	可利用现有OFDM架构或专用架构	可利用现有OFDM架构或专用架构
对5G标准协议的影响	PCSS-BSC方案与5G AIoT标准前向兼容。SCSS-BSC方案需要在物理层引入新的波形和调制方式；	物理层需要引入新的波形和调制方式	物理层需要引入新的波形和调制技术	6G新标准，但业界已经有基于CSS调制的成熟LoRa标准	6G新标准，但业界已经有基于Chirp波形来实现远距离感知的实现方案和系统
6G标准化可能性	PCSS-BSC(高)；SCSS-BSC(较高)	高	高	较高	较高

6.1 标准研究及协议设计

Chirp 波形技术将会影响无线接入网 (RAN, radio access network) 物理层相关标准和协议，比如波形技术、调制方式、码率选择等；同时对应的帧结构设计、同步设计、信令流程都需要适配性设计。在RAN高层设计方面，Chirp 波形技术对重传、分段、移动性管理、资源管理、干扰管理等方面带来影响；RAN性能和射频中也需要评估基于Chirp波形的低功耗系统与5G/6G主系统的干扰和共存问题。在网络架构和核心网方面，基于Chirp波形的6G低功耗系统可能会在能效服务、设备类型和能力交互、拓扑架构等方面带来新的协议影响。另外如何为6G低功耗系统进行轻量化的协议栈设计，将是6G标准中设计的关键。

6.2 硬件架构设计

用于生成Chirp波形信号的专用架构大多适用于工作频段较低且通信速率较低的系统，如何设计更高通信速率下的硬件架构将是未来设计的重点。另外基于DFT-s-OFDM架构来生成Chirp波形信号的系统性能上会有一些的损失，因此需要进一步优化其硬件架构。此外如何利用CP-OFDM架构来生成Chirp波形的信号，仍然是一个开放的问题。对于6G AIoT设备如何设计更低功耗、更低复杂度的硬件架构，也是6G AIoT系统设计的关键。

6.3 波形技术增强

传统CSS调制是通过固定扫频模式下的起始扫

频频点来调制信息比特，因而导致CSS系统的频谱效率很低。如何利用扫频模式、扫频斜率、幅度、相位、同相正交等维度来提高系统的频谱效率，将是未来研究的重点。通过将多个Chirp载波叠加传输，可以实现OCDM^[44] (orthogonal chirp division multiplexing)、AFDM^[45] (affine frequency division multiplexing)等多载波系统，从而进一步提升系统的频谱效率。如何在6G低功耗系统中实现低复杂度的多载波调制，将是后续研究的关键。基于线性扫频模式的CSS信号不一定满足正交性，导致系统的抗干扰能力较差，后续可以设计具有不同扫频模式、扩频因子、扫频带宽的CSS信号，从而进一步提升系统的抗干扰性能。

6.4 同步技术

CSS系统受多种等非理想因素影响，导致系统的同步性能下降。LoRa系统通过帧结构中的前导码和同步字段，可以实现时间和频率同步^[17]。然而，基于Chirp波形的6G低功耗系统的同步技术挑战更大。一方面，6G低功耗系统是同步系统，目前基于前导码帧结构的异步同步方案不一定适用；另一方面，6G低功耗系统的通信速率更高，因此对时频同步精度的要求更高；再一方面，6G低功耗系统需要支持移动性，由此带来的多普勒频移可能会更严重；再一方面，对于基于6G低功耗定位和感知系统，其对同步精度的要求比通信系统更高。

6.5 多址接入

6G系统需要支持海量低功耗设备的多址接入,传统正交多址接入存在接入效率和性能平衡问题,因而难以满足海量低功耗设备的多址接入需求。基于Chirp波形信号良好的波形正交性和抗干扰特性,业界已经提出了基于非线性函数扫频方式下Chirp波形多址技术^[46-47],通过为不同的低功耗设备分配不同扫频模式的Chirp波形,可以支持数百个设备的同时接入。后续研究中,可以设计适用于多址接入的最优扫频方式,并利用其它维度实现连接数更大且接入效率更高多址接入方案。

6.6 定位与感知

面向工业制造、智能家居等场景,6G低功耗系统需具备多维感知和定位能力。目前业界提出了基于Chirp信号的AIoT感知技术。以Chirp信号作为感知信号,可实现了百米距离下的高精度距离估计和轨迹跟踪,其中AIoT设备的功耗仅为 $300\mu\text{W}$ ^[48]。基于Chirp波形的感知系统具有感知距离远的优势,已经在雷达系统和基站感知中得到很好的应用,然而如何基于Chirp波形信号同时实现感知和通信,仍然是需要研究的内容。此外,相关工作也提出基于AFDM多载波的ISAC技术^[49],并且在大多普勒频移下具有良好的感知性能。后续的研究中,可以进一步优化AFDM等波形在ISAC系统中的通信和感知综合性能。

7 结束语

以6G AIoT、6G LP-WUS/WUR、6G LPWA为代表的低功耗系统是6G系统的重要组成部分。6G系统将原生支持低功耗设计,并实现系统能量效率的数倍提高。本文从6G低功耗系统波形设计的角度,分析Chirp波形技术的系统性能和6G标准化可能性。具体来说,本文提出了6G低功耗系统总体架构,并分析Chirp波形技术的系统性能,设计适用于Chirp波形的硬件架构,讨论Chirp波形的6G标准化可能性,从而为6G标准化工作提供理论和设计指导。面向6G系统设计和未来研究,通过标准研究及协议栈设计,使得6G网络原生支持基于Chirp波形的低功耗系统;通过研究新型硬件架构、Chirp波形增强技术、同步技术,可以进一步增强低功耗系统的通信性能;通过研究基于Chirp波形的定位和感知技术,可以扩展低功耗系统的多维感

知能力;通过研究Chirp波形多址技术,可以更好的支持低功耗设备的海量接入6G网络。

参考文献:

- [1] RECOMMENDATION I. Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2030 and beyond[R]. International Telecommunication Union (ITU) Recommendation (ITU-R), 2023.
- [2] IMT-2030(6G)推进组. 6G总体愿景与潜在关键技术白皮书[R]. 2021.
- [3] ITU Radiocommunication Study Group. Minimum technical performance requirements (TPRs) for IMT-2030 ("6G") radio interface(s) [R]. 2025.
- [4] vivo通信研究院. 6G服务、能力与使能技术[R]. 2022.
- [5] 未来移动通信论坛. 网络节能技术白皮书[R]. 2024.
- [6] HITTINGER E, JARAMILLO P. Internet of Things: Energy boon or bane?[J]. Science, 2019, 364(6438): 326-328.
- [7] PARK J H, PARK S C. Complex range resolution model of point scatterers in LFM chirp pulse radar[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2022, 71: 1-12.
- [8] SWIERCZ E, JANCZAK D, KONOPKO K. Detection of LFM radar signals and chirp rate estimation based on time-frequency rate distribution[J]. Sensors, 2021, 21(16): 5415.
- [9] LYU Z, ZHANG L, ZHANG H, et al. Radar-centric photonic terahertz integrated sensing and communication system based on LFM-PSK waveform[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2023, 71(11): 5019-5027.
- [10] WEI Z, QU H, WANG Y, et al. Integrated sensing and communication signals toward 5G-A and 6G: A survey[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2023, 10(13): 11068-11092.
- [11] 赵玉振,陈龙永,张福博,等. 一种基于OFDM-chirp的雷达通信一体化波形设计与处理方法[J]. 雷达学报, 2021.
- [12] SINHA R S, WEI Y, HWANG SH. A survey on LPWA technology: LoRa and NB-IoT[J]. Ict Express, 2017, 3(1): 14-21.
- [13] ZAIM A W, SHUBAIR R, CHAFII M. Chirp spread spectrum-based waveform design and detection mechanisms for LPWAN-based IoT: A survey[J]. IEEE Access, 2024, 12: 24949-25017.
- [14] MUTEBA F, DJOUANI K, OLWAL T. A comparative survey study on LPWA IoT technologies: Design, considerations, challenges and solutions[J]. Procedia Computer Science, 2019, 155: 636-641.
- [15] 尤肖虎,尹浩,郭贺铨. 6G与广域物联网[J]. 物联网学报, 2020, 4(1): 3-11.
- [16] MANZANEQUE T, LU R, YANG Y, et al. Lithium niobate MEMS chirp compressors for near zero power wake-up radios[J]. Journal of Microelectromechanical Systems, 2017, 26(6): 1204-1215.
- [17] MAISTRIAUX P, GONZALEZ M, LOUVEAUX J, et al. Leveraging a digital chirp spread spectrum detector for LPWAN wake-

- up receivers[C]//2024 14th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP). Piscataway: IEEE Press, 2024: 638-643.
- [18] 冯陆崑, 朱丰源, 田晓华. 基于模拟扩频信号处理的超低功耗 LoRa 唤醒机制[J]. 信号处理, 2023, 39(6): 1079-1088.
- [19] PENG Y, SHANGGUAN L, HU Y, et al. PLoRa: A passive long-range data network from ambient LoRa transmissions[C]//Proceedings of the 2018 conference of the ACM special interest group on data communication. New York: Association for Computing Machinery, 2018: 147-160.
- [20] JIANG J, XU Z, DANG F, et al. Long-range ambient LoRa backscatter with parallel decoding[C]//Proceedings of the 27th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking. New York: Association for Computing Machinery, 2021: 684-696.
- [21] GUO X, SHANGGUAN L, HE Y, et al. Aloha: rethinking ON-OFF keying modulation for ambient LoRa backscatter[C]//Proceedings of the 18th Conference on Embedded Networked Sensor Systems. New York: Association for Computing Machinery, 2020: 192-204.
- [22] GUO X, SHANGGUAN L, HE Y, et al. Saiyan: Design and implementation of a low-power demodulator for LoRa backscatter systems[C]//19th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation (NSDI 22). New York: Association for Computing Machinery, 2022: 437-451.
- [23] HESSAR M, NAJAFI A, GOLLAKOTA S. NetScatter: Enabling large-scale backscatter networks[C]//16th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation (NSDI 19). USENIX Association, 2019: 271-284.
- [24] 唐晓庆, 谢桂辉, 余亚军, 等. 基于直接数字频率合成的远距离散射通信方法[J]. 电子与信息学报, 2019, 41(12): 2802-2809.
- [25] GUO X, SHANGGUAN L, HE Y, et al. Efficient ambient LoRa backscatter with on-off keying modulation[J]. IEEE/ACM Transactions on Networking, 2021, 30(2): 641-654.
- [26] ELSHABRAWY T, ROBERT J. Closed-form approximation of LoRa modulation BER performance[J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(9): 1778-1781.
- [27] XHONNUXU M, AFISIADIS O, DOL D, et al. A low-complexity LoRa synchronization algorithm robust to sampling time offsets[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2021, 9(5): 3756-3769.
- [28] FRAILE L P, TSAMPAS S, MYLONAS G, et al. A comparative study of LoRa and IEEE 802.15. 4-based IoT deployments inside school buildings[J]. IEEE Access, 2020, 8: 160957-160981.
- [29] MALEKI A, NGUYEN H H, BEDEER E, et al. A tutorial on chirp spread spectrum modulation for LoRaWAN: Basics and key advances[J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2024.
- [30] 3GPP TR22.840. Study on ambient power-enabled Internet of Things, Technical Specification Group Services and System Aspects. 2022.11.
- [31] 3GPP TR 38.848. Study on ambient IoT (Internet of Things) in RAN[R]. Technical Specification Group Radio Access Networks. 2023.9.
- [32] 3GPP TR38.769. Study on solution for ambient IoT (Internet of Things in NR) [R]. Technical Specification Group Radio Access Networks. 2024.12.
- [33] 3GPP TR22.870. Study on 6G use cases and service requirements [R]. Technical Specification Group TSG SA. 2025.2.
- [34] 3GPP TR22.837. Feasibility study on integrated sensing and communication[R]. Technical Specification Group TSG SA. 2024.6.
- [35] T. T. NGUYEN, H. H. GUEYEN, R. BARTON, P. GROSSETETE. Efficient design of chirp spread spectrum modulation for low-power wide-area networks[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2019, 6(6): 9503-9515.
- [36] T. T. NGUYEN, H. H. GUEYEN, E. BEDEER. Performance improvement of LoRa modulation with signal combining and semi-coherent detection[J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(9): 2889-2893.
- [37] T. ELSHABRWY, J. ROBERT. Analysis of BER and coverage performance of LoRa modulation under same spreading factor interference[C]// 2018 IEEE 29th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC). IEEE, 2018: 1-6.
- [38] STEINMETZ F, BENNER B C. Doppler shift and SFO robust synchronization for LoRa-like acoustic underwater communication [J]. IEEE access, 2023, 11: 130527-130547.
- [39] BOMFIN R, CHAFII M, FETTWEIS G. A novel modulation for IoT: PSK-LoRa[C]//2019 IEEE 89th Vehicular Technology Conference (VTC2019-Spring). Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-5.
- [40] LIN G, ELZANATY A, ALOUINI M S. Lora backscatter communications: Temporal, spectral, and error performance analysis[J]. IEEE internet of things journal, 2023, 10(18): 16412-16426.
- [41] SEMTECH, SX 1261/62 Long Range, Low Power, sub-GHz RF Transceiver[R]. 2021,11.
- [42] G. PASOLINI. On the LoRa chirp spread spectrum modulation: Signal properties and their impact on transmitter and receiver architectures[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 21(1): 357-369.
- [43] SAHIN A, HOSSEINI N, JAMAL H, et al. DFT-spread-OFDM-based chirp transmission[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 25(3): 902-906.
- [44] OUYANG X, ZHAO J. Orthogonal chirp division multiplexing[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(9): 3946-3957.
- [45] BEMANI A, KSAIRI N, KOUNTOURIS M. Affine frequency division multiplexing for next generation wireless communications [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(11): 8214-8229.
- [46] REN Y, CAI P, JIANG J, et al. Prism: High-throughput LoRa backscatter with non-linear chirps[C]//IEEE INFOCOM 2023-IEEE Conference on Computer Communications. Piscataway:

- IEEE Press, 2023: 1-10.
- [47] LI C, GUO X, SHANGGUAN L, et al. CurvingLoRa to boost LoRa network throughput via concurrent transmission[C]//19th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation (NSDI 22). USENIX Association, 2022: 879-895.
- [48] JIANG H, ZHANG J, GUO X, et al. Sense me on the ride: Accurate mobile sensing over a LoRa backscatter channel[C]//Proceedings of the 19th ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems. New York: Association for Computing Machinery, 2021: 125-137.
- [49] NI Y, WANG Z, YUAN P, et al. An AFDM-based integrated sensing and communications[C]//2022 International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS). Piscataway: IEEE Press, 2022: 1-6.