

新型直接序列扩频通信方法

辜方林¹, 彭进霖², 黄育侦², 曹圣群³, 赵海涛¹, 魏急波¹

(1. 国防科技大学电子科学学院, 湖南 长沙 410073; 2. 军事科学院, 北京 100097;
3. 智能感知与处理实验室, 北京 100094)

摘要: 针对传统直接序列扩频通信复杂多径环境下性能受限且频谱利用效率低的问题, 提出了一种时频混合直接序列扩频接收机结构的循环前缀 (CP) 块传输结构扩频系统, 采用频域最大比合并 (MRC) 同时实现均衡和解扩过程, 在获得最佳接收性能的同时, 省略了 IFFT 过程, 显著降低了计算复杂度。在此基础上, 提出了利用恒包络零自相关 (CAZAC) 序列取代 m 序列作为扩频序列, 在不增加计算复杂度的同时显著提升系统的性能。最后, 提出了一种基于循环码移位键控 (CCSK) 的高速扩频通信方法, 解决了传统直接序列扩频频谱利用效率低、传输速率受限的问题, 并利用傅里叶变换时域循环移位的性质, 设计了一种低实现复杂度的 CCSK 解扩方法, 将 CCSK 解扩所需的乘法次数由 $o(N^2)$ 降为 $o(N \log N)$, 极大减少了资源消耗。仿真结果表明, 相较于已有直接序列扩频方法, 所提方法无论是在高斯还是复杂多径信道环境下均获得了 3 dB 左右的性能增益。

关键词: 直接序列扩频; 最大比合并; 循环码移位键控; 实现复杂度

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2023233

Novel direct sequence spread spectrum communication method

GU Fanglin¹, PENG Jinlin², HUANG Yuzhen², CAO Shengqun³, ZHAO Haitao¹, WEI Jibo¹

1. School of Electronic Science, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China

2. Chinese Academy of Military Science, Beijing 100097, China

3. Intelligent Perception and Processing Laboratory, Beijing 100094, China

Abstract: In response to the problem of limited performance and low spectral efficiency in complex multipath environments of traditional direct sequence spread spectrum communication, a cyclic prefix (CP) block transmission structure spread spectrum system with a time-frequency hybrid direct sequence spread spectrum receiver structure was proposed. The system adopted maximum ratio combination (MRC) in the frequency domain to achieve equalization and de-spreading processes simultaneously, while achieving optimal reception performance and omitting the IFFT process to reduce computational complexity significantly. On this basis, it was proposed to replace the m-sequence with the constant amplitude zero auto correlation (CAZAC) sequence as the spread spectrum sequence, which significantly improved the system performance without increasing computational complexity. Finally, a high-speed spread spectrum communication method based on cyclic code shift keying (CCSK) was proposed to solve the problems of low spectrum utilization efficiency and limited transmission rate in traditional direct sequence spread spectrum. By utilizing the property of Fourier transform time-domain cyclic shift, a low implementation complexity CCSK decoding method was designed, which reduced the multiplication number required for CCSK de-spreading by $o(N^2)$ reduced to $o(N \log N)$, greatly reducing resource consume. The simulation results show that compared to existing direct sequence spread spectrum methods, the proposed method achieves approximately 3 dB gain in both Gaussian and complex multipath channel environments.

Keywords: direct sequence spread spectrum, maximum ratio combination, cyclic code shift keying, implementation complexity

收稿日期: 2023-06-09; 修回日期: 2023-11-13

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61931020)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.61931020)

0 引言

近年来，无人机以及无人机集群已经广泛应用于各个领域，发挥了日益显著的效果。无人机以及无人机集群充分发挥其灵活性和低成本优势，已广泛应用于执行情报侦察、远程打击和中继通信等任务，极大提升了战术行动的作战边界和效能。但是，无人机要发挥其优势，首先要保证有稳健的测控链路支持其控制指令和位置信息等进行可靠传输^[1]，特别是在具有复杂电磁干扰的领域，构建稳健、可靠的测控链路尤其重要。

直接序列扩频（DSSS, direct sequence spread spectrum）是一种重要的抗干扰手段，它通过利用高码率的扩频序列在发送机去扩展信号的频谱，在接收机时频同步的基础上，用相同的扩频序列恢复原始信号的同时抑制干扰，提升链路在复杂电磁环境下的传输性能^[2-3]。另一方面，信号在传输过程中受折射、反射等造成的码间串扰（ISI, inter-symbol interference）也是制约系统性能的关键，均衡技术是一种消除 ISI 的有效手段^[4]。均衡技术可以分为时域均衡和频域均衡，随着快速傅里叶变换（FFT, fast Fourier transform）的成熟，频域均衡技术的复杂度远优于时域均衡，得到了显著发展，以正交频分复用（OFDM, orthogonal frequency division multiplexing）和单载波频域均衡（SCFDE, single carrier frequency domain equalization）技术最为典型，且在许多标准规范中进行了推广应用，例如，IEEE802.16a、IEEE 802.11n 等^[5]。相较于 OFDM，SCFDE 具有峰均比低、对频偏更鲁棒等优势，更适合于测控链路。目前，已有不少学者将 SCFDE 与 DSSS 结合，采用循环前缀（CP, cyclic prefix）块传输结构，设计兼具两者优势的测控链路。但是，现有接收机通常在频域进行均衡，而后通过逆傅里叶变换（IFFT, inverse fast Fourier transform）到时域，再完成解扩^[6]。在均衡过程中，不论采用迫零（ZF, zero force）均衡还是最小均方误差（MMSE, minimum mean square error）均衡^[7]，都会在一定程度上放大噪声，且难以获得满多径分集增益，系统性能受限^[8]。

针对上述问题，结合基于 CP 块传输结构的时域扩频系统，本文提出一种时频混合直接序列扩频接收机结构，采用频域最大比合并（MRC, maximum ratio combination）同时实现均衡和解扩过程^[9]，在获得最佳接收性能的同时，省略了 IFFT 过程，显著降低了计算复杂度。已有直接序列扩频通常采用 m 序列及其

改进型作为扩频序列，它们不能完全正交，且不具备理想的相关特性，最终制约扩频系统的性能。结合本文提出的时频混合直接序列扩频接收机结构，进一步提出利用具有理想相关特性的恒包络零自相关（CAZAC, constant amplitude zero auto correlation）序列^[10]取代 m 序列作为扩频序列，在不增加计算复杂度的同时显著提升系统的性能。最后，针对传统直接序列扩频频谱利用效率低、传输速率受限的问题，本文提出一种基于循环码移位键控（CCSK, cyclic code shift keying）^[11]的高速扩频通信方法，并利用傅里叶变换时域循环移位的性质，设计了一种低实现复杂度的 CCSK 解扩方法，将 CCSK 解扩所需的乘法次数由 $o(N^2)$ 降为 $o(N \log N)$ ，极大减少了 CCSK 扩频接收机实现所需消耗的资源。

1 系统模型

基于循环前缀的直接序列扩频发送机如图 1 所示，统一采用码片间隔的离散时间表示。二进制数据序列经过调制后进行直接序列扩频，第 i 个调制符号用 d_i 表示，经过扩频序列 $\mathbf{c} = [c_1, c_2, \dots, c_N]$ 扩频后，符号向量可以表示为 $\mathbf{x}_i = d_i \mathbf{c} = [x_1, x_2, \dots, x_N]$ ，其中 N 表示扩频倍数。扩频后的符号向量 \mathbf{x}_i 组成块，保护间隔 CP 被插到每个块的前面，这样第 i 个发送块表示为 $\mathbf{x}^i = [x_{CP}, x_1, x_2, \dots, x_N]$ ，其中 $x_{CP} = [x_{N-L+1}, x_{N-L+2}, \dots, x_N]$ ， L 表示 CP 的符号长度。

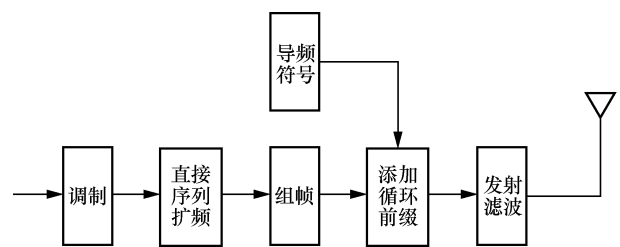


图 1 基于循环前缀的直接序列扩频发送机

CP 的插入可以消除信道弥散带来的块间干扰（IBI, inter-block interference），当 CP 的长度小于信道冲激响应的长度时，IBI 可以完全消除。由于 CP 的添加，消除 IBI 的同时使接收符号块和信道的线性卷积变为循环卷积。在接收机，去除 CP 后，经过匹配滤波和码片间隔采样的接收符号块可以表示为

$$\mathbf{y}^i = \mathbf{h} \otimes \mathbf{x}^i + \mathbf{w} = (\mathbf{h} \otimes \mathbf{c})d_i + \mathbf{w} \quad (1)$$

其中， $\mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_p]$ 表示信道冲激响应， P 表示

多径分量的数目， \otimes 表示循环卷积， \mathbf{w} 表示加性白高斯噪声矢量，噪声分量均值为 0、方差为 N_0 。

2 新型高可靠直接序列扩频通信方法

2.1 时频混合直接序列扩频接收机结构

针对图 1 所示的基于循环前缀的直接序列扩频发送机，本文提出图 2 所示的时频混合直接序列扩频接收机。它的核心思想是在频域同时实现解扩和均衡，充分发挥扩频系统的扩频增益和均衡效能。

如图 2 所示，接收信号经过时频同步、去除循环前缀等模块处理之后，利用串并变换获得长度等于扩频序列长度 N 的数据块，根据图 1 所示的发送机结构，每个数据块传输一个调制符号 d_i 经过扩频形成的序列。对每一个数据块进行 N 点的 FFT，根据 FFT 的线性性质 $\text{FFT}(cd_i) = Cd_i$ ，可得第 i 个接收块经过 FFT 到频域为

$$\mathbf{Y}^i = \mathbf{H} \cdot \mathbf{X}^i + \mathbf{W} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{C}d_i + \mathbf{W} \quad (2)$$

其中， $\mathbf{Y}^i = \text{FFT}(y^i)$ ， $\mathbf{X}^i = \text{FFT}(x^i)$ ， $\mathbf{H} = \text{FFT}(\mathbf{h})$ ， $\mathbf{C} = \text{FFT}(\mathbf{c})$ ， $\mathbf{W} = \text{FFT}(\mathbf{w})$ 。符号“ \cdot ”表示 2 个矢量的点乘。式(2)所示的基于循环前缀直接序列扩频系统接收信号的时频域关系如图 3 所示。

由式(2)可以看出，对符号 d_i 进行 MRC 均衡与解扩的系数为 $\mathbf{G} = (\mathbf{H} \cdot \mathbf{C})^H$ ，其中 $(\cdot)^H$ 表示共轭

转置运算。均衡与解扩后，恢复的发送符号可以表示为

$$\hat{d}_i = (\mathbf{H} \cdot \mathbf{C})^H \mathbf{Y}^i = (\mathbf{H} \cdot \mathbf{C})^H (\mathbf{H} \cdot \mathbf{C}d_i + \mathbf{W}) = \|\mathbf{H} \cdot \mathbf{C}\|^2 d_i + \mathbf{W} ((\mathbf{H} \cdot \mathbf{C})^H) \quad (3)$$

其中， $\|\cdot\|$ 表示范数。

由此可以看出，采用包括解扩在内的频域 MRC 均衡后，接收机在获得最佳性能的同时，不需要进行 IFFT。与之相对地，传统接收机需要先进行频域均衡，克服信道的频率选择性衰落，无论是采用 ZF 均衡还是 MMSE 均衡，相较于 MRC 均衡均存在一定程度性能损失，在此基础上，再利用 IFFT 到时域进行解扩^[4,6]。注意到，本文方法接收机不需要 IFFT，因此显著降低了计算复杂度。

2.2 基于 CAZAC 序列的新型扩频通信方法

众所周知，扩频序列对直接序列扩频通信系统的性能有着至关重要的影响，理想情况下，期望扩频序列具有以下性质

$$R_{ab} = \begin{cases} N, a = b \\ 0, a \neq b \end{cases} \quad (4)$$

其中， \mathbf{a} 和 \mathbf{b} 分别为长度 N 的扩频序列。进一步，有

$$R_{a a_k} = \begin{cases} N, k = 0 \\ 0, k \neq 0 \end{cases} \quad (5)$$

其中，序列 \mathbf{a}_k 表示序列 \mathbf{a} 的循环移位， k 表示移位

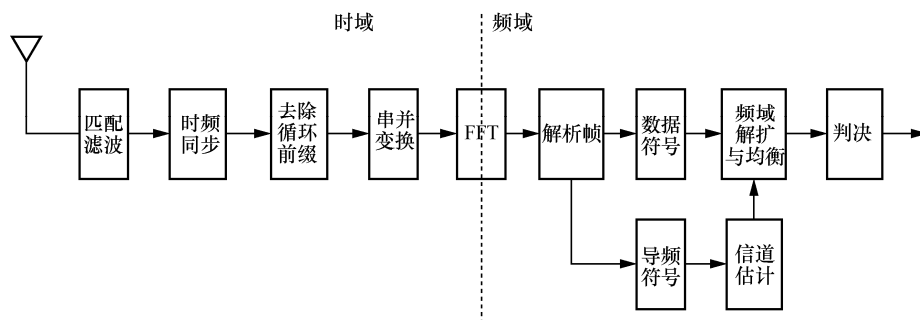


图 2 时频混合直接序列扩频接收机

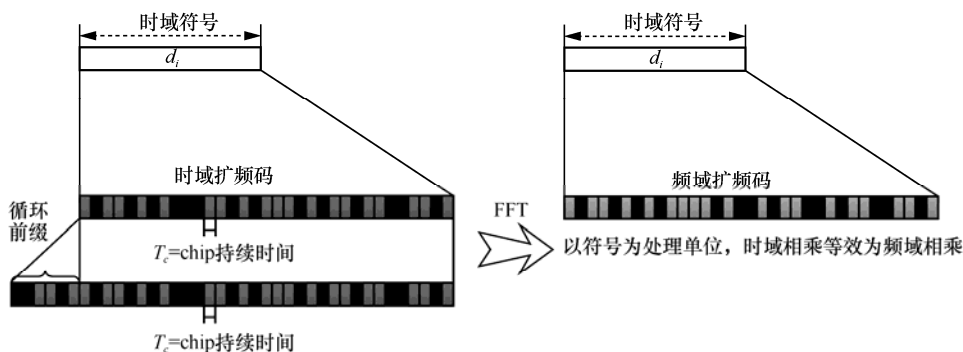


图 3 基于循环前缀直接序列扩频系统接收信号的时频域关系

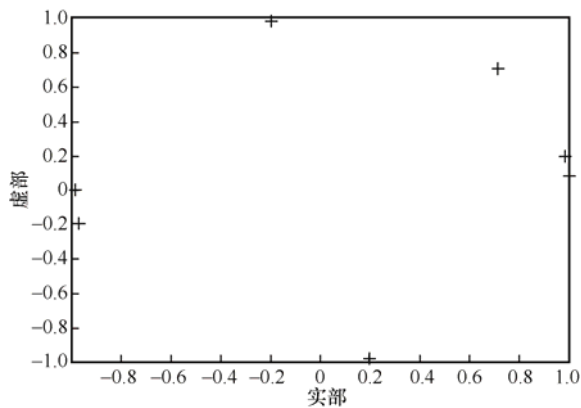
数目。式(4)表示扩频序列具有良好的互相关特性，式(5)表示扩频序列具有良好的自相关特性。由于兼顾实现复杂度和相关特性，现有扩频通信系统大都采用 m 序列及其改进型序列，包括沃什码等，但这些序列的元素都是由 0 或者 1 组成的，不可能达到式(4)和式(5)所示的理想相关特性，因此，难以充分发挥扩频系统的全部性能优势。

CAZAC 序列作为一种具有优良相关特性的序列引起了广泛关注，已作为导频序列应用于 OFDM、SCFDE 等宽带无线系统的时频同步和信道估计等模块。CAZAC 序列可以表示为

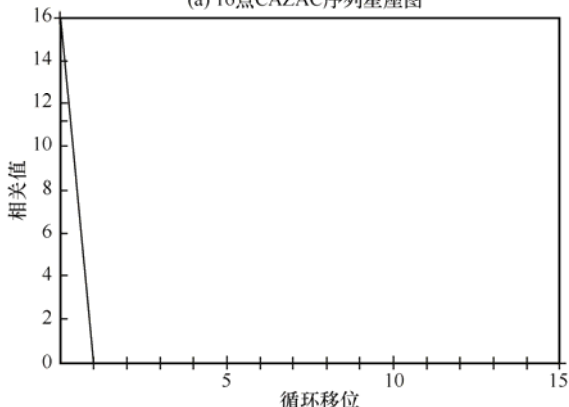
$$a_v(n) = \exp\left(j \frac{\pi v n^2}{M}\right) \quad (6)$$

其中， $n \in [0, M - 1]$ ， v 是与 M 互质的正整数， M 一般取值为 FFT/IFFT 点数。可以证明，CAZAC 序列通过傅里叶变换后仍然为 CAZAC 序列，且 CAZAC 序列具有恒模特性。

更进一步，CAZAC 序列可以证明具有如式(4)和式(5)所示的相关性质，如图 4 所示。因此，利用 CAZAC 序列替换 m 序列作为扩频序列，可以充分发挥扩频的优势，显著提升系统的性能。



(a) 16点CAZAC序列星座图



(b) CAZAC序列循环移位自相关特性

图 4 CAZAC 序列的良好相关性性质

特别地，根据图 2 所示的时频混合直接序列扩频接收机结构，接收机在频域进行均衡和解扩的过程中，需要利用式(3)将频域接收信号与频域信道响应以及频域扩频序列进行共轭相乘实现，由于 CAZAC 序列和 m 序列对应的频域序列均为复数，因此，无论利用 CAZAC 序列还是 m 序列作为扩频序列，均需要 N 次复数乘法来实现，CAZAC 序列相较于 m 序列不会提高计算复杂度。

2.3 基于循环移位编码调制的高速扩频通信方法

CCSK 扩频是一种多进制非正交的编码扩频信号，具有高频谱效率、低概率截获 (LPI, low probability of interception)、低概率检测 (LPI-LPD, low probability of deception) 特征和优良的误码性能。基于图 1 所示的循环前缀直接序列扩频系统，本文提出了一种新型 CCSK 高速扩频通信方法，其发送机如图 5 所示。它的基本思想是利用扩频序列获得扩频增益的同时利用扩频序列及其循环移位序列表征数据信息 (即从数据信息序列向扩频序列及其循环移位序列构建映射关系)，从而提升频谱利用效率。

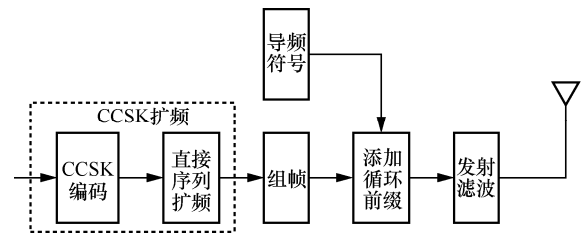


图 5 基于 CCSK 的高速扩频通信方法的发送机

以 16 倍扩频为例，传统直接序列扩频系统通常采用单比特扩频，即 16 bit 的扩频序列只能表示 1 bit 的数据信息，信息速率为码速率的 $\frac{1}{16}$ ，而 CCSK 扩频则可以用 16 bit 的扩频序列表示 4 bit 的数据信息，从而实现直接序列扩频调制的 4 倍信息速率，实现较高的信息量传递。具体地，发送序列与循环移位码字之间的映射关系如表 1 所示^[11]。

表 1 发送序列与循环移位码字之间的映射关系

数据符号	4 bit 数据	16 bit 扩频序列
0	0000	$c_0c_1_c_2c_3_c_4c_5_c_6c_7_c_8c_9_c_{10}c_{11_}c_{12}c_{13_}c_{14}c_{15}$
1	0001	$c_{15}c_0_c_1c_2_c_3c_4_c_5c_6_c_7c_8_c_9c_{10_}c_{11}c_{12_}c_{13}c_{14}$
⋮	⋮	⋮
8	1000	$c_8c_9_c_{10}c_{11_}c_{12}c_{13_}c_{14}c_{15_}c_0c_1_c_2c_3_c_4c_5_c_6c_7$
9	1001	$c_7c_8_c_9c_{10_}c_{11}c_{12_}c_{13}c_{14_}c_{15}c_0_c_1c_2_c_3c_4_c_5c_6$
⋮	⋮	⋮
15	1111	$c_1c_2_c_3c_4_c_5c_6_c_7c_8_c_9c_{10_}c_{11}c_{12_}c_{13}c_{14_}c_{15}c_0$

从表 1 可以看出, 16 倍扩频的 CCSK 扩频系统包含一个长度为 16 bit 的码片, 所以扩频后的信号存在 16 种状态。传输信号在信道编码后将每 4 bit 的信息映射成一个十进制整数 n , n 的值为 $0 \sim 15$, 刚好与扩频后信号状态数目相匹配。整数 n 对基码 c_0 进行循环移位控制。比如, 当 $n=10$ 时, 基码 c_0 循环向左移位 10 bit 即可得到 c_{10} , 每个 n 分别对应一个长度为 16 bit 的扩频序列, 且每个扩频序列各不相同。不失一般性, CCSK 扩频系统的扩频处理增益为

$$G_p = \frac{R_c}{R_b} = \frac{\frac{1}{T_c}}{\frac{k}{NT_c}} = \frac{N}{k} = \frac{N}{\text{lb}N} \quad (7)$$

其中, R_c 为扩频信号带宽, R_b 为信息比特率, T_c 为码片间隔, k 为数据比特符号数, N 为扩频序列长度。

由于扩频序列具有自相关强、互相关趋于 0 的特性, 可以有效利用该特性进行时域解扩, 如图 6 所示。在 CCSK 解扩模块中, 每次输入一串长度为 16 bit 的数据流作为固定序列 x_n , 本地序列 c_0 每循环移位 1 bit 就与固定序列 x_n 相乘累加

$$A_k = \sum_{i=0}^{N-1} c_k(i)x_n(i) \quad (8)$$

其中, c_k 由 c_0 循环移位 k 次得到。每次相乘累加后得到的 A_k 都会与下一次相乘累加后得到的 A_{k+1} 进行比较, 若 $A_k \geq A_{k+1}$, 保持 A_k 的值不变; 若 $A_k < A_{k+1}$, 则更新 A_k 的值, 将 A_{k+1} 的值赋给 A_k , 同时记录当前移位的次数 k 。当 c_0 循环移位 16 次后,

将会获得一个最大值 $\max A$, 则 $\max A$ 所对应的 c_0 循环移位 k 次就是解扩输出结果, 其中 k 为 0 到 15 的正整数, 包含了 4 bit 的信息。

可以看出, 扩频序列的相关特性对其性能有至关重要的影响, 特别是其不同循环移位构成的扩频序列集之间的相关特性, 而 CAZAC 序列由于具有式(5)所示特征, 因此, 利用 CAZAC 序列来实现 CCSK 扩频具有显著优势。

根据式(8), CCSK 扩频在解码过程中需要与扩频序列及其不同循环移位序列相乘, 寻找最大值进而实现 CCSK 解码。可以看出, 整个 CCSK 解码过程的所需的乘法次数为 $O(N^2)$, 实现复杂度高, 给工程实现带来了挑战。

针对上述问题, 结合图 2 所示的时频混合直接序列扩频接收机, 依据傅里叶变换的时域循环移位性质, 本文提出了一种新型 CCSK 高速扩频接收机结构实现接收机频域 MRC 均衡与解扩以及 CCSK 解码的低复杂度实现, 如图 7 所示。

时域循环移位性质。假设一个 N 点序列 $x(n), n=0, 1, \dots, N-1$, 则其循环移位可以表示为

$$x((n-m))_N R_N(n) \quad (9)$$

其中, $x((n-m))_N$ 表示以 N 为周期的延拓序列, $R_N(n)$ 表示长度为 N 的矩形序列。该循环移位后序列的离散傅里叶变换 (DFT, discrete Fourier transform) 可以表示为

$$\text{DFT}[x((n-m))_N R_N(n)] = W_N^{km} X(k) \quad (10)$$

其中, $X(k)$ 表示序列 $x(n)$ 的傅里叶变换, $W_N = e^{\frac{j2\pi}{N}}$ 。

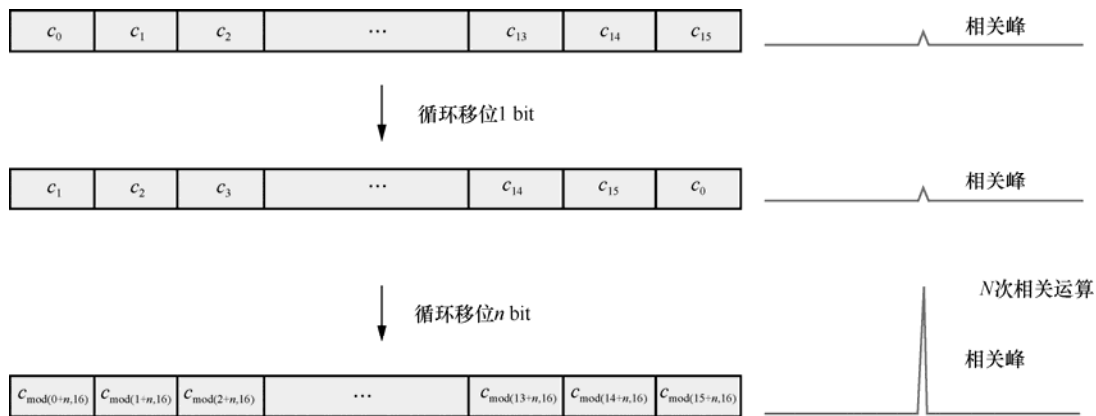


图 6 CCSK 时域解扩原理

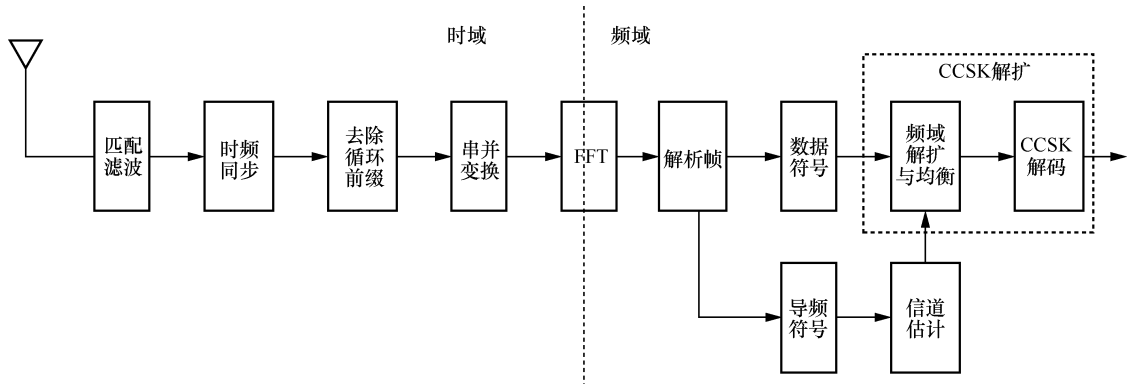


图 7 基于时频混合直接序列扩频的 CCSK 高速扩频接收机结构

假设扩频序列 c 的傅里叶变换为 C ，根据时域循环移位的性质和式(8)所示的 CCSK 时域解扩方法，结合式(3)所示的单比特频域解扩方法，CCSK 频域解扩可以转化为

$$\hat{d}_i = \text{mod} \left(\max \left\{ \text{abs} \left(\text{IFFT} \left[(\mathbf{H} \cdot \mathbf{C})^H \cdot \mathbf{Y}^i \right] \right) \right\} \mapsto \{0, 1, \dots, N-1\}, N \right) \quad (11)$$

其中，IFFT 运算的点数与扩频倍数相等，为 N ； $\max(\cdot)$ 表示寻找最大值运算； $(\cdot)^H$ 表示共轭转置运算； $\text{abs}(\cdot)$ 表示取模运算； \mapsto 表示对应值的索引查找； $\text{mod}(\cdot)$ 表示取余运算，除数为 N 。可以看出，整个 CCSK 解码过程的所需的乘法次数降为 $O(N \log N)$ ，实现复杂度显著下降，便于工程化实现。

假设发送的符号为[15, 7, 12, 6, 10, 4, 4, 1, 10, 14]，图 8 给出了利用式(11)恢复的发送符号，具体为相关峰值所在位置为[15, 23, 44, 54, 74, 84, 100, 113, 138, 158]，相关峰值所在位置的索引对 16 取余，得到恢复的符号位[15, 7, 12, 6, 10, 4, 4, 1, 10, 14]。可以看出，其与发送符号一致，证明了所提方法的有效性。

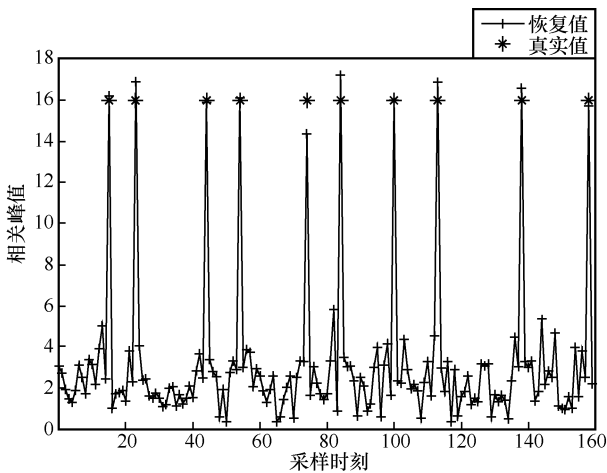


图 8 本文所提 CCSK 高速扩频接收机有效性

3 仿真分析

3.1 时频混合直接序列扩频接收机性能仿真

为了充分验证所提方案的有效性，基于 MATLAB 仿真平台对所提扩频方法在高斯和复杂多径信道环境下进行仿真分析。具体的仿真参数如表 2 所示，其中 m 序列利用本源多项式为 $x^4 + x^3 + 1$ 。

表 2 仿真参数

参数	取值
信道带宽/MHz	12.8
FFT/IFFT 点数	16
扩频倍数	16
调制方式	BPSK
导频样式	块状导频
信道估计	最小二乘法
扩频序列	m 序列
信道类型	高斯白噪声信道
IEEE802.11g 多径信道	最大多普勒频移/Hz 50
	平均时延/ns 20

图 9 和图 10 分别给出了高斯和复杂多径信道环境下采用频域 ZF 均衡+时域解扩^[6]、频域 MMSE 均衡+时域解扩^[6]以及本文所提频域 MRC 均衡与解扩方法基于循环前缀块传输扩频系统误比特率随接收信号信噪比的变化曲线。从图 9 和图 10 可以看出，无论是高斯还是复杂多径信道环境，本文所提频域 MRC 均衡与解扩方法的接收性能最好，其次为频域 MMSE 均衡+时域解扩方法，频域 ZF 均衡+时域解扩方法的性能最差，这是因为 MRC 均衡能够获得满多径分集增益。

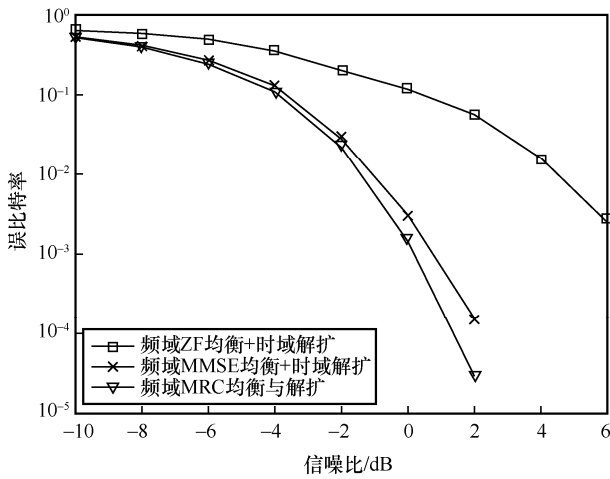


图 9 高斯信道环境下不同均衡与解扩方法的性能对比曲线

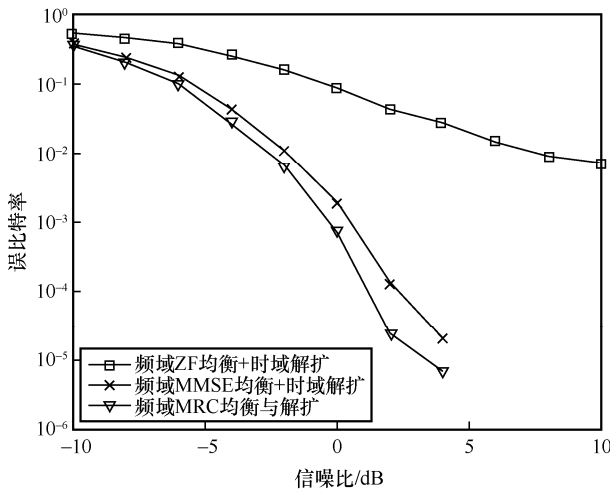


图 10 复杂多径信道环境下不同均衡与解扩方法的性能对比曲线

3.2 基于 CAZAC 序列直接序列扩频接收性能仿真

仿真分析采取 CAZAC 序列取代 m 序列作为扩频序列，m 序列利用本源多项式 $x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$ ，CAZAC 序列根据式(6)产生，参数 $M = 256$ ， $v = 3$ 。扩频倍数也均变为 256，在其他仿真参数不变的条件下，检测本文所提扩频通信方法的接收性能。

图 11 给出了 CAZAC 序列扩频与 m 序列扩频性能对比曲线。从图 11 可以看出，CCSK 扩频相较于单比特扩频会存在性能上的损失，这是由 CCSK 的多进制非正交特性导致的，但是，无论是单比特扩频系统还是 CCSK 高速扩频系统，采用 CAZAC 序列均能够获得 3 dB 左右增益的改善，这对于提升系统性能至关重要。

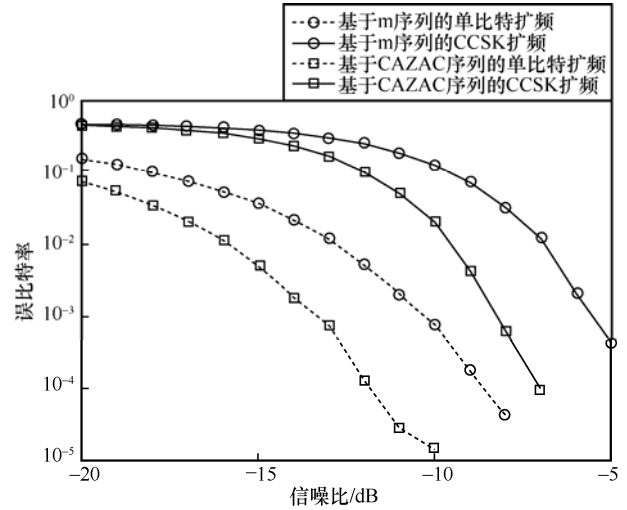


图 11 CAZAC 序列扩频与 m 序列扩频性能对比曲线

3.3 计算复杂度分析

本节分析了式(11)所示的本文所提 CCSK 频域解扩方法和式(8)所示的传统 CCSK 时域解扩方法的计算复杂度。图 12 给出了不同扩频倍数 (16, 32, 64, 128, 256, 512, 1024) 条件下 CCSK 解码所需乘法次数对比曲线。从图 12 可以看出，随着扩频倍数的增加，本文所提 CCSK 频域解扩方法和传统 CCSK 时域解扩方法所需乘法次数差距越大。

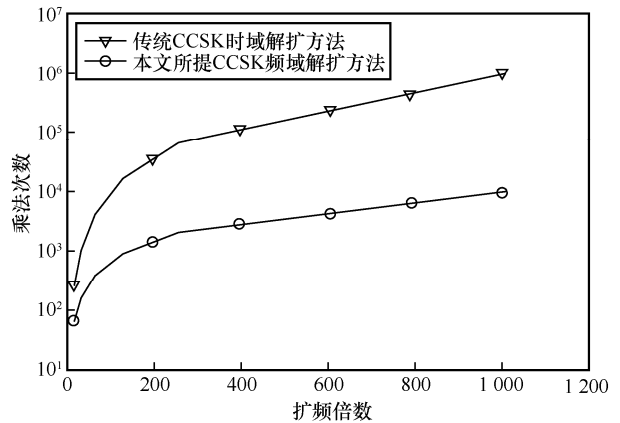


图 12 不同扩频倍数条件下 CCSK 解码所需乘法次数对比曲线

4 结束语

本文提出了一种时频混合直接序列扩频接收机，采用频域 MRC 同时实现均衡和解扩过程，在获得最佳接收性能的同时，省略了 IFFT 过程，显著降低计算复杂度。在此基础上，进一步提出利用具有理想相关特性的 CAZAC 序列取代 m 序列作为扩频序列，在不增加计算复杂度的同时，获得了

3 dB 左右的额外扩频增益, 显著改善接收性能。最后, 针对传统直接序列扩频频谱利用效率低、传输速率受限的问题, 提出一种基于 CCSK 的高速扩频通信方法, 并利用傅里叶变换时域循环移位的性质, 设计了一种低实现复杂度的 CCSK 解扩方法, 将 CCSK 解扩所需的乘法次数由 $O(N^2)$ 降为 $O(N \log N)$, 极大减少了资源消耗。

参考文献:

- [1] BAEK H, LIM J. Design of future UAV-relay tactical data link for reliable UAV control and situational awareness[J]. IEEE Communications Magazine, 2018, 56(10): 144-150.
- [2] WU X F, YANG Z. Coding versus spreading for narrowband interference suppression[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(4): 2129-2141.
- [3] 裴军, 杜晓辉, 胡正群. QPSK 扩频调制信号载波跟踪环路设计[J]. 电信科学, 2010, 26(5): 83-87.
PEI J, DU X H, HU Z Q. Design of carrier tracking loop for QPSK spread-spectrum balanced modulation signal[J]. Telecommunications Science, 2010, 26(5): 83-87.
- [4] BAUM K L, THOMAS T A, VOOK F W, et al. Cyclic-prefix CDMA: an improved transmission method for broadband DS-SS cellular systems[C]//Proceedings of 2002 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Record. Piscataway: IEEE Press, 2002: 183-188.
- [5] FARHANG-BOROUJENY B, MAJID A, MORADIZ H. CP-DSSS: an OFDM compatible variable rate modulation for 5G and beyond[C]//Proceedings of 2020 IEEE 3rd 5G World Forum (5GWF). Piscataway: IEEE Press, 2020: 578-583.
- [6] 辜方林, 黄育侦, 赵莺, 等. 基于单载波频域均衡的直接序列扩频自适应抗干扰技术[J]. 通信学报, 2022, 43(11): 26-34.
GU F L, HUANG Y Z, ZHAO Y, et al. Adaptive anti-jamming technologies based on direct sequence spread spectrum and single carrier frequency domain equalization[J]. Journal on Communications, 2022, 43(11): 26-34.
- [7] HULWAN R, DHOTRE S. SCFDE systems/using linear equalizers for MIMO system with BPSK, QPSK and QAM[J]. International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET), 2015, 2(3): 257-262.
- [8] TAJER A, NOSRATINIA A. Diversity order in ISI channels with single-carrier frequency-domain equalizers[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(3): 1022-1032.
- [9] 左晓亚, 王顶, 姚如贵. 基于直接序列扩频和频域均衡的多径分集块传输系统[J]. 西北工业大学学报, 2013, 31(6): 940-946.
ZUO X Y, WANG D, YAO R G. Exploring full multipath diversity block transmission system based on direct sequence spreading and frequency domain equalization[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2013, 31(6): 940-946.
- [10] 宫丰奎, 文妮, 李果, 等. 基于 CAZAC 序列的低复杂度抗频偏同步算法[J]. 通信学报, 2021, 42(2): 64-71.
GONG F K, WEN N, LI G, et al. Low-complexity and frequency-offset-robust synchronization algorithm based on CAZAC sequence[J]. Journal on Communications, 2021, 42(2): 64-71.
- [11] CHAUVAT R, GARCIA-PENA A, PAONNI M. Efficient LDPC-coded CCSK links for robust high data rates GNSS[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2023, 59(1): 404-417.

[作者简介]



辜方林 (1986-), 男, 湖南娄底人, 博士, 国防科技大学副教授, 主要研究方向为可靠无线通信。

彭进霖 (1986-), 男, 山东济南人, 博士, 军事科学院研究员, 主要研究方向为无人集群通信。

黄育侦 (1986-), 男, 福建莆田人, 博士, 军事科学院研究员, 主要研究方向为无人集群通信。

曹圣群 (1966-), 男, 北京人, 博士, 智能感知与处理实验室正高级工程师, 主要研究方向为智能感知、高可靠通信。

赵海涛 (1981-), 男, 山东昌乐人, 博士, 国防科技大学教授, 主要研究方向为多信道认知组网、无人集群通信。

魏急波 (1967-), 男, 湖北汉川人, 博士, 国防科技大学教授, 主要研究方向为智能无线通信、软件无线电。