

# 基于 SC-IFDMA 的电离层短波宽带通信系统设计与实现

王一卓, 张阳, 张笑, 王冠林, 杨云冲, 任鹏

(西安电子科技大学通信工程学院, 西安, 710071)

**摘要** 为了满足航空器在远海远域的超视距可靠通信需求, 针对短波电离层反射信道的时频双选衰落严重的问题, 设计了基于单载波频分多址技术(SC-IFDMA)的短波宽带通信系统, 该系统使用联合分段相关和选择式RAKE接收的前导检测算法, 保证系统在 $-15$  dB的极低信噪比下的漏检和虚警概率都达到 $10^{-4}$ 及以下。利用SC-IFDMA符号在时域的重复结构进行频偏估计和信噪比估计, 节省了系统开销, 提升了系统传输性能。最后结合USRP搭建了半实物试验样机, 在信道仿真仪环境下完成单链路回环测试。测试结果表明: 系统样机能够在 $-15\sim 5$  dB信噪比区间内, 实现误码率在 $10^{-5}$ 以下的 $200\sim 20\ 000$  bps自适应速率可靠通信。

**关键词** 短波宽带通信; SC-IFDMA系统; USRP

**DOI** 10.3969/j.issn.2097-1915.2025.02.009

**中图分类号** TN92 **文献标志码** A **文章编号** 2097-1915(2025)02-0071-10

## A Design and Implementation in Ionospheric HF Wideband Communication System Based on SC-IFDMA

WANG Yizhuo, ZHANG Yang, ZHANG Xiao, WANG Guanlin, YANG Yunchong, REN Peng  
(School of Telecommunications Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

**Abstract** Aimed at the problems that in order to meet the needs of the over-the-horizon long range communication being reliable for aircraft in super-sight-distance on far oceans and far territories, and the time-frequency double-selective fade is severe in shortwave ionospheric reflection channels, a HF wideband communication system is proposed based on single-carrier frequency division multiple access (SC-IFDMA). The proposed method is to utilize a preamble detection algorithm in combination with segmented correlation and selective RAKE reception, ensuring both the missed detection and false alarm probabilities to reach  $10^{-4}$  or lower under low signal-to-noise ratio (SNR) of  $-15$  dB. The frequency offset estimation and SNR estimation are achieved by utilizing the repetitive structure of SC-IFDMA symbols in time domain, saving the system overhead and enhancing the transmission performance. Finally, the system prototype of the semi-physical test system is built based on USRP, and the loopback test of single link is completed in the channel simulator environment. The test results indicate that the system prototype can achieve reliable

**收稿日期:** 2024-05-30

**基金项目:** 陕西省自然科学基金基础研究计划重点项目(2024JC-ZDXM-36)

**作者简介:** 王一卓(2001-), 男, 河南许昌人, 硕士生, 研究方向为散射通信系统的工程实现。E-mail: 867679006@qq.com

**通信作者:** 张阳(1984-), 男, 陕西西安人, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线通信系统的工程实现。E-mail: yangzhang1984@gmail.com

**引用格式:** 王一卓, 张阳, 张笑, 等. 基于 SC-IFDMA 的电离层短波宽带通信系统设计与实现[J]. 空军工程大学学报, 2025, 26(2): 71-80.  
WANG Yizhuo, ZHANG Yang, ZHANG Xiao, et al. A Design and Implementation in Ionospheric HF Wideband Communication System Based on SC-IFDMA[J]. Journal of Air Force Engineering University, 2025, 26(2): 71-80.

communication with an adaptive rate ranging from 200 to 20 000 bps and a bit error rate below  $10^{-5}$  within the SNR range of  $-15$  to  $5$  dB.

**Key words** HF wideband communications; SC-IFDMA system; USRP

短波通信是一种传统的远程无线通信模式,其基于电离层对  $3\sim 30$  MHz 的电磁波的反射机制,使用功率有限的电台即可实现超视距通信<sup>[1]</sup>。在航空平台中,短波通信因其设备部署灵活、机动性高、生存能力强<sup>[2]</sup>等优势成为非常重要的超视距远距离无线通信手段<sup>[3]</sup>。但长久以来,传输不稳定、可通率低等问题<sup>[4]</sup>严重影响了短波通信质量。如何引入新型无线技术来改善这一现象,尤其是提升航空平台远海远域的通信支持能力,具有非常重要的理论研究和工程实用价值。

2011 年美国国防部颁布了新一代的短波波形标准《MIL-STD-188-110C》,定义了最大带宽 24 kHz 的宽带调制波形,从此短波通信进入宽带时代<sup>[5]</sup>。但随着带宽的增大,多径时延分辨率也逐渐提高,为了克服电离层信道多径衰落,同时减少频率选择性衰落的影响,短波宽带通信开始引入多载波调制技术。文献[6]采用 OFDM 技术在可编程的片上系统开发平台上实现了业务速率可达 5 600 bps 的短波宽带通信系统,但通信速率难以满足航空短波通信日益增多的业务需求。为了提高系统传输速率,文献[7]设计的短波宽带扩频 OFDM 通信系统,最大传输速率可达 16 000 bps,但扩频技术并没有减小噪声的影响,无法保障极低信噪比下的可靠通信。此外,电离层信道传输距离远,路径损耗大,需要发射机具备较高的输出功率,故具有高峰均比特特性的 OFDM 技术并不适合于电离层信道。因此文献[8]使用单载波频域均衡(single carrier frequency domain equalization, SC-FDE)技术作为通信体制,并基于 FPGA 平台搭建通信系统,业务速率可达 20 000 bps。

SC-FDE 技术结合了单载波时域均衡和 OFDM 技术的优点,克服了时域均衡复杂度较高和 OFDM 系统峰均比过大的问题。但在低信噪比下,SC-FDE 的误码性能略差于 OFDM 系统<sup>[9]</sup>,并且该技术无法支持多用户接入,具有一定的局限性。

本文旨在开发性能更优、适用于航空应用的短波通信体制。OFDM 和 SC-FDE 2 种通信体制应用于短波信道时,各有优势和不足。因此,本文结合二者的技术优势,提出使用 SC-IFDMA 通信体制,并基于实际电离层数据,设计出一种实用的电离层短波宽带通信系统。同时,本文针对低信噪比条件下时域同步实现困难的问题,使用联合分段相关和选择性 RAKE 接收(joint segment correlation and selective RAKE, JSC-SRAKE)的前导检测算法,降低了算法实现复杂度并有效提升同步性能。针对基于训练序列的频偏估计算法和信噪比估计算法增大系统开销的问题,结合 SC-IFDMA 通信体制的时域重复特性,给出相应的解决方案,避免了使用训练序列造成额外开销。最后,基于 USRP 平台进行了工程实现,并搭建了半实物试验系统样机。本文研究工作为提升航空平台的短波宽带通信能力提供了可靠的技术路径。

## 1 SC-IFDMA 基本原理

SC-IFDMA 通信体制结合了 OFDMA 和 SC-FDE 的优势,其原理框图如图 1 所示,相较于 OFDMA,SC-IFDMA 在发送端增加了 DFT 预处理和交织式子载波映射,保留了单载波优势。

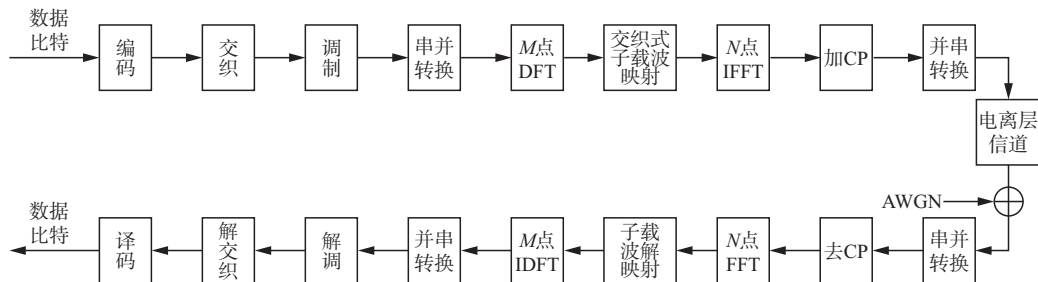


图 1 SC-IFDMA 原理

Fig. 1 Basic principle of SC-IFDMA

在发送端,用户数据经过信道编码、星座映射等步骤,进行点数为  $M$  的快速傅里叶变换(fast Fourier transformation, FFT),将信号转换到频域,设分集后的数据表示为  $x_l(m)$ ,其中  $l$  为符号索引,

$m$  为子载波索引,FFT 变换之后的  $X_l(k)$  可表示为:

$$X_l(k) = \sum_{m=0}^{M-1} x_l(m) e^{-j2\pi km/M} \quad (1)$$

在频域添加导频后进行交织式子载波映射,将不同用户的数据均匀地映射在系统子载波上,设数据子载波索引为  $i, i=0, 1, \dots, N-1$ 。最大支持用户数为  $Q$ , 映射起始位置为  $q$ , 交织映射后数据  $X_l(i)$  为:

$$X_l(i) = \begin{cases} X_l(k), & i = kQ + q \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

交织式子载波映射后通过  $N$  点的快速傅里叶逆变换(inverse fast Fourier transformation, IFFT)把信号转换到时域,则输出信号  $x_l(n)$  表示为:

$$x_l(n) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X_l(i) e^{\frac{j2\pi ni}{N}} = \underbrace{(\tilde{x}_l(o); \tilde{x}_l(o); \dots; \tilde{x}_l(o))}_{\text{重复 } Q \text{ 次}} \quad (3)$$

式中:  $o$  为发送数据的子载波索引,  $o=0, 1, \dots, N/Q-1$ , 因交织映射, 经过 IFFT 变换后的时域数据具有  $Q$  次重复结构, 具有单载波特性, 降低了峰均功率比。

最后添加循环前缀(cyclic prefix, CP), 完成基带调制。发出的信号经过电离层信道, 到达接收端。单用户占用的子载波数为  $M$ , 系统的总子载波数为  $N$ , 可容纳的终端用户数目为  $Q$ , 其中  $Q=N/M$ 。

接收端为发送端的逆操作, 首先去除 CP, 经 FFT 变换使数据转换到频域, 在频域进行子载波解映射, 然后经  $M$  点 IDFT 转换到时域, 在时域经解调、解信道交织、信道解码后得到原始数据比特。

## 2 基于 SC-IFDMA 的短波宽带通信系统设计

### 2.1 短波宽带通信系统需求

短波电离层信道同时受到地理位置、天气、太阳运动等多方面因素的影响, 随时间的变化产生不同程度的大尺度与小尺度衰落, 具有明显的多径效应, 并且在远距离地空通信的场景下, 存在较大的多普勒频移, 这些影响都对通信的有效性、可靠性带来挑战。本文以航空通信为背景, 结合特定场合低信噪比的要求, 设计新型的短波宽带通信系统, 使航空平台以  $1 Ma$  速度飞行时, 能够在  $-15 \sim 5$  dB 的信噪比区间内, 实现误码率在  $10^{-5}$  以下的  $200 \sim 20\,000$  bps 自适应速率可靠通信。

### 2.2 短波宽带通信系统设计

#### 2.2.1 帧结构设计

本系统根据 SC-IFDMA 的基本原理, 基于短波信道特性确定循环前缀长度、子载波数量、子载波间隔等重要参数。

在短波电离层信道中, 时延在  $0.5$  ms 以上的多径占  $99.5\%$ , 超过  $5$  ms 的仅占  $0.5\%$ <sup>[10-11]</sup>, 因此设置最大时延扩展为  $5$  ms, 由最大时延扩展得到电离层信道的相干带宽约为  $200$  Hz。

考虑航空器以  $1 Ma$  的速度移动, 产生最大多普勒频移为  $34$  Hz, 得到电离层信道的相干时间约为  $29$  ms。

基于上述信道特性, 设置大于信道的最大时延扩展的循环前缀, 以避免多径效应带来的符号间干扰和子载波间干扰, 本文中 CP 长度设为  $5.12$  ms。设置 SC-IFDMA 符号长度为 CP 的  $5$  倍, 即  $25.6$  ms, 则有效数据符号长度为  $20.48$  ms, 小于相干时间, 并得出系统子载波间隔约为  $48.83$  Hz。结合  $200$  kHz 的系统带宽, 得到子载波总个数为  $4\,096$ 。

为了及时追踪信道的时变特性, 采用梳状导频, 结合子载波间隔与相干带宽, 将导频间隔设置为  $3$  个子载波。

为了保证准确的时域同步, 采用具有良好的自相关和互相关特性等特点<sup>[12]</sup> 的 Zadoff-Chu(ZC)序列作为前导序列, 长度为  $6\,617$  点, 时间为  $33.085$  ms。完整系统参数如表 1 所示。

表 1 基于 SC-IFDMA 的短波宽带通信系统参数

Tab. 1 Parameters of HF broadband communication system based on SC-IFDMA

参数名	参数值
系统带宽/kHz	200
子载波个数	4 096
符号个数	12
循环前缀长度/ms	5.12
有效数据符号长度/Hz	20.48
子载波间隔/Hz	48.83
同步序列长度/ms	33.085

本文设计的短波宽带通信系统聚焦地空通信, 以地面发射台为主站, 机载为从站, 在二者之间实现点对点的自适应速率通信。为此设计基于时分双工模式的帧结构, 如图 2 所示。每个无线帧包含  $1$  个发送时隙、 $1$  个接收时隙和  $2$  个保护时隙, 考虑到短波电离层反射的超视距通信场景下传输时延约为  $7$  ms, 因此设置保护时隙为  $10$  ms, 以避免传播时延引起的数据丢失。

对于主站, 第  $1$  个时隙为发送时隙, 第  $2$  个时隙为接收时隙(从站相反), 每个时隙均由前导序列和  $12$  个 SC-IFDMA 符号组成, 第  $1$  个控制符号使用固定的调制编码方案, 用于承载控制信令, 后续  $11$  个数据符号使用自适应调制编码方案, 用于承载用户的业务数据比特。

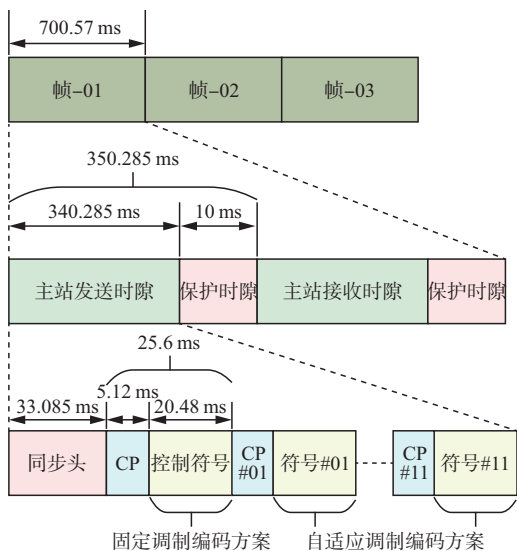


图 2 系统主站帧结构设计

Fig. 2 Frame structure design of master station

2.2.2 发送端设计

根据 SC-IFDMA 基本原理,设计发送端如图 3 所示。在发送端,用户业务信息依次经过变换域、频域、时域完成基带处理。首先,用户比特在变换域进行信道编码、星座映射与分集。其次,保存业务比特使用的调制与分集方案,将控制比特单独作为一个符号,经信道编码、BPSK 调制和四重分集后与用户数据符号组帧。组帧后进行点数为  $M$  的 FFT 变换将信号转换到频域。

在频域添加梳状导频,并进行交织式子载波映射,将数据均匀地映射在系统子载波上,最后通过  $N$  点 IFFT 把信号转换到时域。在时域添加循环前缀和同步序列后,经过升采样、成型滤波送往射频模块,由射频模块变频后发送。

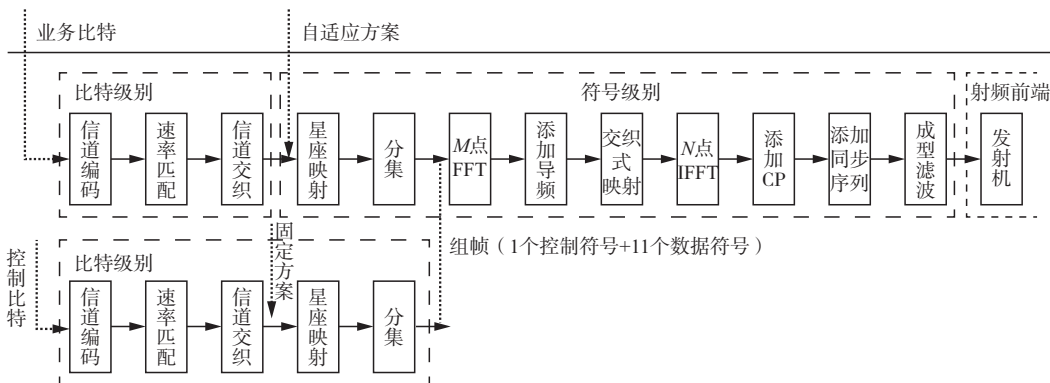


图 3 发送端流程

Fig. 3 Flow chart of system transmitter

2.2.3 接收端设计

根据 SC-IFDMA 基本原理,设计接收端如图 4 所示。首先,接收端对数据进行匹配滤波操作,滤除

带外噪声。其次,进行定时同步操作,从中提取出接收数据。获取数据后,通过频偏估计与补偿模块消除多普勒频移带来的影响,并进行信噪比估计。

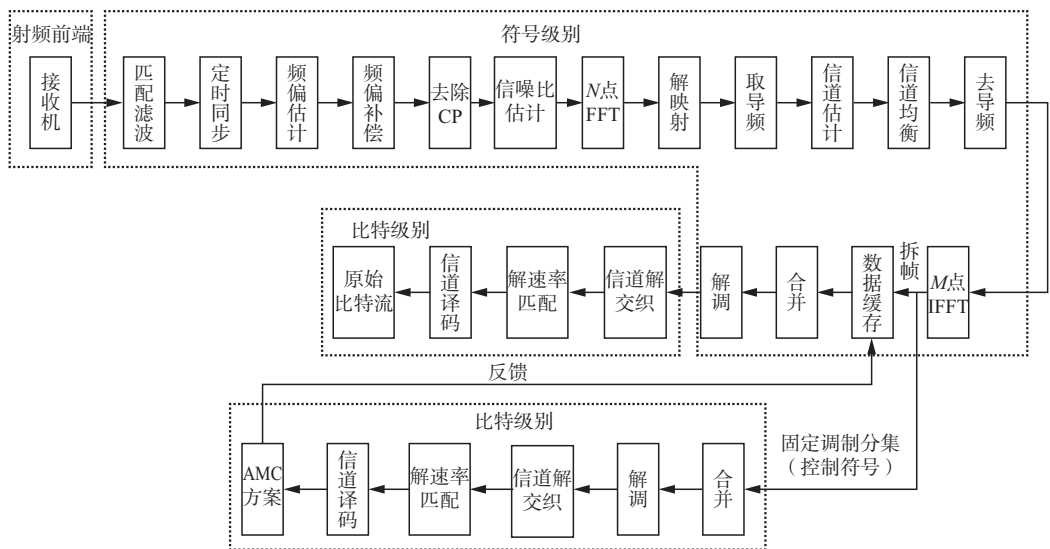


图 4 接收端流程

Fig. 4 Flow chart of system receiver

信噪比估计在 2 个方面起作用:一方面,利用估计的信噪比辅助信道均衡;另一方面,将估计出的信噪比与先验的传输方案对比,确定下一时隙的传输方案,并将其写入控制信令,回传至发送端。其次,进行  $N$  点 FFT 和解映射操作,利用导频进行信道估计,并对数据进行频域均衡和  $M$  点 IFFT。

最后,对控制符号进行合并、解调、译码等处理,提取出数据符号的调制与分集方案。根据指示信息对后续数据符号进行合并,解调、解交织、解速率匹配、信道译码等一系列逆操作,得到原始业务比特。

### 3 关键技术算法分析

#### 3.1 时域同步算法

电离层信道存在严重的大尺度衰落,导致远距离通信时,系统常工作在低信噪比下。因此,为确保短波系统的同步性能,需要使用适合的同步序列和相应算法。本系统采用具有良好的自相关和互相关特性的 ZC 序列作为同步序列,长度为  $L$  的 ZC 序列可表示为:

$$ZC(n) = \begin{cases} e^{j\frac{\pi K(nm)}{L}}, & L \text{ 为偶数} \\ e^{j\frac{\pi K(n(n+1))}{L}}, & L \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (4)$$

式中: $K$  为与长度  $L$  互质且不大于  $L$  的整数。根据 ZC 序列的特性,相关峰值等于序列长度,因此序列长度越长,同步算法的检测性能越好。为了保障系统在低信噪比环境下的检测性能,常增加前导序列的长度<sup>[13]</sup>,进行直接相关检测。但过长的相关窗会使计算量增大,导致硬件实现困难。

为了减少计算量,将同步序列时域分段<sup>[14]</sup>,降低相关窗长度。假定同步序列长度为  $L_{ZC}$ ,由  $a$  段组成,每段长为  $A$ ,接收信号为  $r(n)$ , $n$  为定时起点位置,则本地序列与接收信号的共轭相关  $P(n)$  为:

$$P(n) = \sum_{k=1}^a \sum_{a=0}^{A-1} r\{n + (k-1)A + a\} ZC^*(a) \quad (5)$$

接收到的相关窗口内的能量  $R(n)$  为:

$$R(n) = \sum_{k=1}^a \sum_{a=0}^{L_{ZC}-1} |r\{n + (k-1)A + a\}|^2 \quad (6)$$

结合式(5)和式(6),定义定时度量函数  $M(n)$  作为选择判决门限:

$$M(n) = \frac{|P(n)|^2}{(R(n))^2} \quad (7)$$

虽然时域分段减少了相关窗长度,但由于 ZC 序列的重复特性,在相关窗滑动过程中,相关窗内的每段 ZC 序列都会形成一个相关峰,并且相邻的 2 个峰值幅度相近,增加了低信噪比下同步检测门限的选择难度。

为了解决分段相关带来的多相关峰的问题,在

发送端构造同步序列时,采用  $a$  位巴克码对  $a$  段 ZC 序列加权。当序列完全进入累加窗后,同步峰值保持不变仍为  $Aa$ ,设此时窗口起始位置为  $n_{\text{peak}}$ ,则在  $(n_{\text{peak}} - A)$  时刻,由于巴克码的互相关性,接收信号  $r(n)$  可表示为:

$$r(n) = \begin{cases} N(n), & n = n_{\text{peak}} - A, \dots, n_{\text{peak}} - 1 \\ ZC(n)e(p), & n = n_{\text{peak}} + A(p-1), \dots, \\ & n_{\text{peak}} + Ap - 1 \\ p = 1, 2, \dots, a - 1 \end{cases} \quad (8)$$

式中: $N(n)$  为噪声; $e(p)$  为加权使用的第  $p$  个巴克码。此时同步峰值  $P(n_{\text{peak}} - A)$  可表示为:

$$P(n_{\text{peak}} - A) = \sum_{p=1}^a \sum_{n=n_{\text{peak}}-A}^{n_{\text{peak}}+Ap-1} r(n) ZC^*(n) e(p) = \sum_{n=n_{\text{peak}}-A}^{n_{\text{peak}}-1} N(n) ZC^*(n) e(1) + \sum_{p=2}^a \sum_{n=n_{\text{peak}}}^{n_{\text{peak}}+Ap-1} ZC(n) \cdot e(p-1) ZC^*(n) e(p) = A \sum_{p=2}^a e(p-1) e(p) \quad (9)$$

由式(9)可以看出,当同步序列未完全进入相关窗时,每段 ZC 序列的同步峰值为  $\pm A$  或 0,增大了与同步峰值  $Aa$  的区分度。

为了提升检测窗中的信号能量,增强系统的检测性能,接收端采用选择式 RAKE 接收算法,通过多径搜索、相位补偿和时延对齐等方式实现多径信号的同相叠加。假定  $n(t)$  为噪声,信道中多径数目为  $L$ ,发送端添加的同步序列为  $p(t)$ ,最大时延扩展为  $\tau_m$ ,则接收信号  $r(t)$  为:

$$r(t) = \sum_{d=0}^{L-1} a_d \delta(t - \tau_d) e^{j\varphi_d} p(t) + n(t) \quad (10)$$

式中: $\tau_d$  为第  $d$  条路径上的传输时延; $a_d$  为第  $d$  条路径上的信号衰减或增益因子; $\varphi_d$  为第  $d$  条路径上的传输相偏。以第 1 径的  $\varphi_d$  和  $\tau_d$  为基准,则接收端共轭相关  $S(t)$  可表示为:

$$S(t) = \int_0^T r(t) p^*(t) dt = \int_0^T a_0 p(t) p^*(t) dt + \int_0^T \left( \sum_{d=1}^{L-1} a_d \delta(t - \tau_d) e^{j\varphi_d} p(t) + n(t) \right) p^*(t) dt = a_0 T + \int_0^T n(t) p^*(t) dt \quad (11)$$

在式(11)中,由于 ZC 序列的互相关值很小,相对于自相关值可以忽略。忽略噪声和其他路径的干扰,则第  $d$  条路径的共轭相关  $S_d(t)$  可表示为:

$$S_d(t) = a_d T e^{j\varphi_d} \delta(t - \tau_d) \quad (12)$$

考虑在电离层信道中,能量最强的路径常在中间时刻到达,因此以能量最强的路径为中心,对左右各  $\tau_m/2$  时刻内的信号进行多径搜索,假设一共得到  $D$  条路径的信号,以这  $D$  条路径的最小延  $\tau$  作为基准,对信号进行相偏补偿和时延对齐,得到的第

$d$  条路径的信号  $S_d(t)$  为:

$$S_d(t) = a_d T \delta(t - \tau), d = 0, 1, \dots, D-1 \quad (13)$$

最后对采集到的  $D$  路信号进行合并叠加, 得到的接收信号  $\tilde{r}(t)$  为:

$$\tilde{r}(t) = \sum_{d=0}^{D-1} a_d T \delta(t - \tau) \quad (14)$$

综上所述, 相较于直接滑动相关算法, 本系统使用联合分段相关和选择式的 RAKE 接收前导检测算法<sup>[15]</sup>。利用分段相关将相关窗长度缩短分段数  $a$  倍, 降低计算量, 同时, 采用巴克码加权的方法, 消除前导分段产生的多个峰值相近的旁相关峰, 从而解决了低信噪比下判决门限选择困难的问题。此外, 接收端采用 SRAKE 接收提升了检测信号能量, 保障了系统在低信噪比下的检测性能。

### 3.2 频偏估计算法

在航空通信中, 飞行器的高速运动引起的多普勒频移常导致子载波间的干扰, 影响系统的通信性能。通常情况下, 发送端采用时域最大似然频偏估计算法<sup>[16]</sup>, 连续发送相同的训练序列<sup>[17]</sup>, 而接收端计算训练序列的相位差<sup>[18]</sup>, 确定系统频率偏移量。但是, 训练序列会增加系统开销, 降低系统传输速率。因此, 本系统使用基于 SC-IFDMA 符号重复特性的频偏估计算法, 以节省训练序列造成的额外开销。

假设发送数据为  $x_l(n)$ , 在时域同步精准的基础上, 受多普勒频移影响的接收数据  $y_l(n)$  为:

$$y_l(n) = x_l(n) e^{j\frac{2\pi\epsilon n^2}{N}} \quad (15)$$

式中:  $N$  为系统子载波总数;  $\epsilon$  为归一化频偏。由式 (3) 可知, 本系统的发送信号具有重复结构, 利用符号的重复特性即可完成频偏估计, 则第  $l$  个符号的频偏估计值  $\hat{\epsilon}_l$  为:

$$\hat{\epsilon}_l = \frac{Q}{2\pi(Q-1)} \sum_{r=0}^{Q-2} \arg \left\{ \sum_{n=0}^{N/Q-1} y_l^* \left( n + \frac{rN}{Q} \right) \cdot y_l \left( n + \frac{(r+1)N}{Q} \right) \right\} \quad (16)$$

式中:  $Q$  为数据重复段数;  $r$  为重复段数索引, 将所有数据符号的频偏估计值算数平均, 得到最终的频偏估计值  $\hat{\epsilon}_l$  为:

$$\hat{\epsilon}_l = \frac{1}{n} \sum_{l=1}^n \hat{\epsilon}_l \quad (17)$$

本系统的时域信号重复次数  $Q=2$ , 归一化频偏估计的范围为  $(-1, 1)$ , 具有纠正一个子载波间隔内频偏的能力。此外, 本文所用频偏估计算法无需添加训练序列, 利用 SC-IFDMA 符号的重复特性即可完成频偏估计, 降低了系统开销。

### 3.3 信噪比估计算法

电离层信道信噪比变化剧烈<sup>[19]</sup>, 因此利用该信道通信时, 需要使用信噪比估计为信道均衡及传输方案的切换提供依据<sup>[20]</sup>。在通信系统中, 通常在发送数据中插入重复的训练序列实现信噪比估计<sup>[21]</sup>, 而本系统使用基于 SC-IFDMA 符号重复特性的信噪比估计算法, 以省去训练序列造成的额外开销。

根据前文提出的电离层信道的相干时间特性以及表 1 所示的系统帧结构设计, 假设信道特性在一个符号时间内保持不变, 第  $r$  段信道冲激响应为  $h_{l,r}(n)$ 。由式 (3) 可知, 发射信号  $x_l(n)$  由  $Q$  段重复的数据组成, 将第  $l$  个符号的接收信号也分为  $Q$  段, 则第  $r$  段接收数据  $y_{l,r}(n)$  可以表示为:

$$y_{l,r}(n) = x_{l,r}(n) h_{l,r}(n) + n_{l,r}(n) \quad (18)$$

当信道冲激响应长度远远小于第  $r$  段数据长度  $N/Q$  时,  $h_{l,1} = h_{l,2} = \dots = h_{l,r}$ 。接收信号平均功率  $P_{l,y}$  为:

$$P_{l,y} = \frac{1}{N} \sum_{r=0}^{Q-1} \sum_{n=0}^{N/Q-1} |y_{l,r}(n)|^2 \quad (19)$$

由于加性高斯噪声的均值为零, 则噪声功率可表示为:

$$P_{l,n} = \frac{1}{2(Q-1)} \frac{1}{N/Q} \sum_{m=0}^{Q-2} \sum_{n=0}^{N/Q-1} |y_{l,r}(n) - y_{l,r+1}(n)|^2 = \frac{Q}{2N(Q-1)} \sum_{r=0}^{Q-2} \sum_{n=0}^{N/Q-1} |n_{l,r}(n) - n_{l,r+1}(n)|^2 \quad (20)$$

结合式 (19) 和式 (20), 可以得出信噪比估计值  $\text{SNR}_l$  为:

$$\text{SNR}_l = \frac{P_{l,y} - P_{l,n}}{P_{l,n}} \quad (21)$$

综上所述, 本文算法利用符号的重复特性即可完成信噪比估计, 降低了系统开销。

## 4 仿真结果与分析

本文基于 ITS<sup>[22-23]</sup> (institute for telecommunication sciences) 模型进行仿真与实验验证。考虑航空远距离通信场景, 选用低纬度地区的 2 158 km 链路数据, 其包含 3 条传播模式, 具体如表 2 所示。

表 2 2 158 km 电离层链路数据

Tab. 2 Ionospheric 2 158 km channel parameters

参数名称	模式 1	模式 2	模式 3
归一化阈值 $S_v$	0.1	0.1	0.1
多普勒频移 $f_d/\text{Hz}$	0.2	0.1	0.3
峰值处时延 $\tau_c/\mu\text{s}$	7 690	7 600	7 750
最小时延 $\tau_l/\mu\text{s}$	7 550	7 450	7 600
最大时延 $\tau_u/\mu\text{s}$	8 550	8 450	8 700

### 4.1 同步算法仿真分析

为了保证系统在  $-15$  dB 的极低信噪比下的同

步性能,在表 2 所示的电离层信道环境下,设置直接相关的 ZC 长度为 6 617。由于巴克码最大位数为 13,本文同步算法使用 13 段 ZC 序列,每段长度为 509,两者的 ZC 根植均为 1,在 -15 dB 的极低信噪比下对不同判决门限对应的虚警漏检概率进行仿真。

仿真结果如图 5 所示,因为本算法通过 SRAKE 接收,能够有效提升相关窗中的信号能量,加强了系统的检测性能,因此判决门限选择范围更大,在虚警漏检概率都在  $10^{-4}$  以下时,可取 0.004~0.019,而直接相关算法的门限选择范围非常小,在低信噪比时影响定时同步的检测性能。

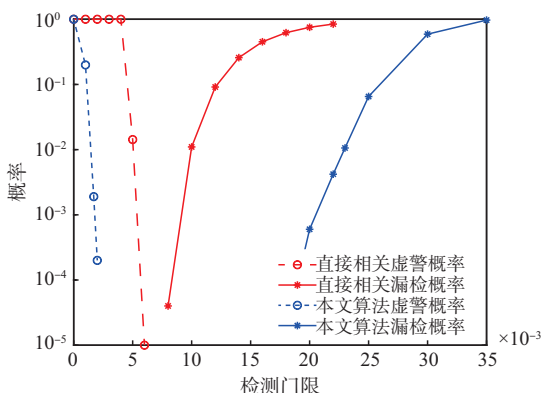


图 5 -15 dB 下 2 种同步算法的虚警漏检曲线

Fig. 5 False alarm and missed detection curves of two synchronization algorithms at -15 dB

为了测试不同信噪比下的虚警漏检概率,依据图 5 的仿真结果,设定直接相关算法门限为 0.006, SRAKE 相关算法门限为 0.005,其余参数不变。仿真结果如图 6 所示,可以看出,本文所用算法的虚警漏检概率较直接相关有较大提升,在信噪比为 -17.5 dB 时,虚警漏检概率已经达到  $10^{-4}$ ,能够保障系统在极低信噪比下的检测性能。

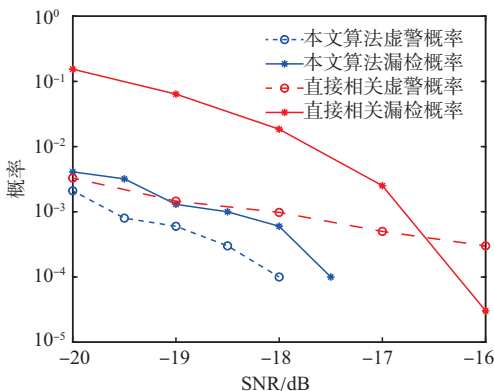


图 6 不同 SNR 下 2 种同步算法的虚警漏检曲线

Fig. 6 False alarm and missed detection curves of two synchronization algorithms under different SNR

4.2 频偏估计算法仿真分析

为了使结果更具一般性,依据表 1 中的数据构造系统帧结构,考虑航空器以 1 Ma 的速度运动引起的最大多普勒频移 34 Hz,仿真时加入 34 Hz 的

频率偏移,选择 QPSK 调制方式,在表 2 所示的电离层信道环境下,对不同重复段数的归一化频偏均方误差在不同信噪比下进行仿真。

仿真结果如图 7 所示,由于系统的总子载波数固定,重复段数越多,每段中用于相关性计算的采样点数就越少,故基于 2 段重复特性的频偏估计算法用于相关性计算的采样点数最多,均方误差最低。因此,本系统使用基于 2 段重复特性设定帧结构的频偏估计算法。频偏补偿前后的星座图如图 8 和图 9 所示,可以看出,本算法具有良好的频偏纠正能力。

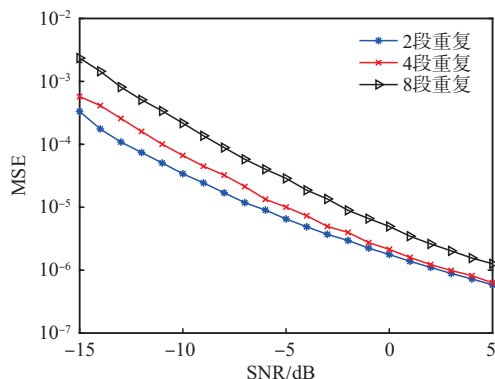


图 7 不同重复段数的信噪比与均方误差曲线

Fig. 7 SNR and mean square error curves with different repetition segments

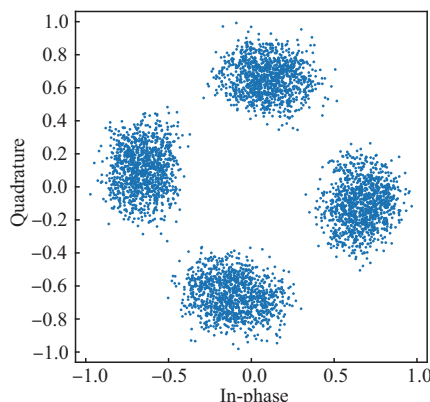


图 8 频偏补偿前的星座图

Fig. 8 Constellation diagram before frequency offset compensation

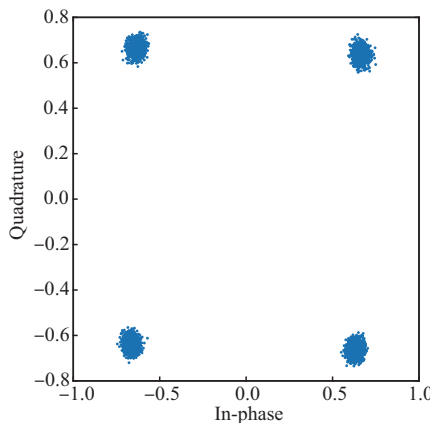


图 9 频偏补偿后的星座图

Fig. 9 Constellation diagram after frequency offset compensation

综上所述,本系统所用频偏估计算法无需添加训练序列,利用 SC-IFDMA 符号的重复特性完成频偏估计,具有良好的纠正频偏能力的同时,降低了系统开销,提升了系统传输速率。

### 4.3 信噪比估计算法仿真分析

为验证本系统信噪比估计算法的性能,将表 1 设计的帧结构的第 4、8、12 个符号设置为 ZC 训练序列,以 BPSK 为调制方式,在表 2 所示的电离层信道环境下,将本系统所用算法的信噪比估计均方误差与文献[21]对比,结果如图 10 所示,其中黑实线表示克拉美罗界<sup>[24]</sup>。因为本文基于每个符号的时域重复数据进行信噪比估计,用于计算的采样点数更多,因此信噪比估计性能更好,在 -15 dB 的极低信噪比时,信噪比估计均方误差小于 1。

综上所述,相比于基于训练序列的信噪比估计算法,本系统利用 SC-IFDMA 符号的重复特性即可完成信噪比估计,具有良好的信噪比估计能力的同时,降低了系统开销,提升了系统传输速率。

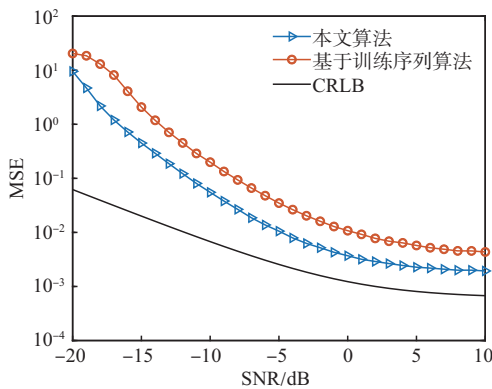


图 10 估计信噪比均方误差对比曲线

Fig. 10 Comparison curves of estimated SNR mean square error

### 4.4 传输切换方案分析

电离层信道变化剧烈,为了充分利用系统资源,保证实时可靠通信,本系统在 -15~5 dB 的信噪比区间中设置 7 种传输方案,最大化系统吞吐量,其误码率随信噪比的变化曲线如图 11 所示。

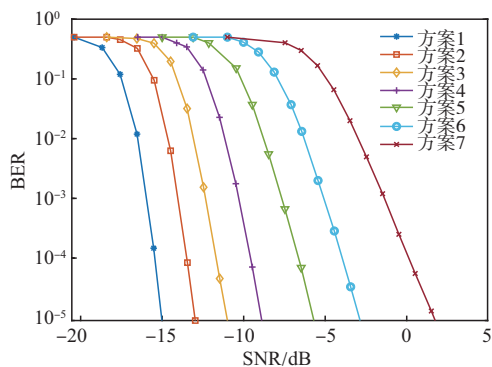


图 11 不同传输方案误码率随信噪比变化曲线

Fig. 11 Variation curves of BER with SNR for different transmission schemes

在误码率达到  $10^{-5}$  以下时切换方案,得到传输切换方案如表 3 所示。可以看出,本系统能够在 -15~5 dB 的信噪比区间内,实现误码率在  $10^{-5}$  以下的 200~20 000 bps 自适应速率可靠通信。

表 3 自适应调制码传输切换方案

Tab. 3 Adaptive modulation code transmission switching scheme

方案编号	调制方案	分集阶数	编码码率	业务速率/bps
1	BPSK	4	0.022 0	200
2	BPSK	4	0.054 3	601
3	BPSK	4	0.094 0	1 202
4	QPSK	4	0.102 7	2 457
5	QPSK	2	0.102 1	4 988
6	QPSK	1	0.102 1	10 050
7	QPSK	1	0.204 2	20 170

## 5 短波宽带通信样机实现

### 5.1 半实物试验样机组

半实物试验样机由 1 台 PXIe-8881 嵌入式控制器和 2 台 NI USRP-X410 等设备组成,其中 PXIe-8881 为上位机,用于数据的实时处理,USRP-X410 为无线电硬件平台,用于射频信号的发送和接收。具体样机组组成如图 12 所示。



图 12 半实物试验样机

Fig. 12 Semi-physical test prototype

### 5.2 半实物试验样机传输性能验证分析

为了验证本文所设计半实物试验样机的传输性能,采用联合上位机、USRP、信道仿真仪的单链路回环测试方案。具体测试方案如图 13 所示,其中信道仿真仪模拟表 2 所示的实际电离层信道,考虑航空器以 1 Ma 的速度运动时引起的最大多普勒频移为 34 Hz,所以在测试时加入 34 Hz 的频率偏移以及高斯噪声。



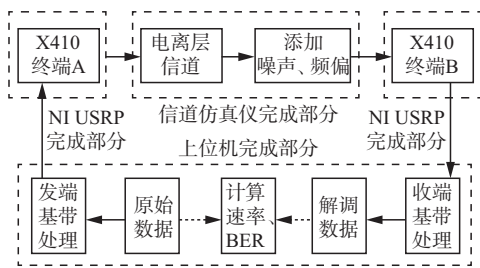


图 13 系统单链路回环测试方案

Fig. 13 System single-link loopback test scheme

在上位机中,完成图 3 所示的系统发送端流程,生成基带信号并将其通过千兆以太网传输至 X410 终端 A 中,经上变频将信号传输至信道仿真仪。X410 终端 B 将经过信道仿真仪的信号下变频,通过千兆以太网送入上位机中,再由上位机完成图 4 所示的系统接收端流程,得到原始比特数据,计算出传输速率与误码率。

将仿真速率切换方案与样机设置的切换方案以及实际运行的速率切换进行对比,结果如图 14 所示,可以看出,由于硬件造成的功率损失,样机性能稍劣于仿真结果,误差在 0.5 dB 以内。由于本系统基于查表法实现传输方案的切换,因此实际运行时,方案切换稍滞后于设定的速率方案切换区间。

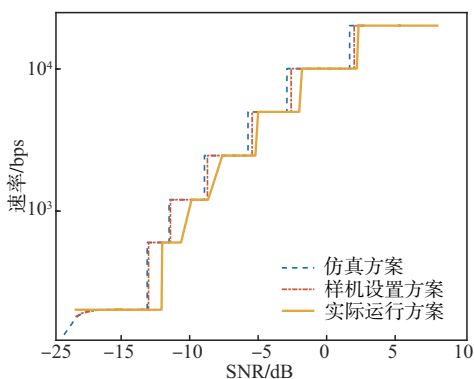


图 14 速率切换方案对比曲线

Fig. 14 Comparison curves of rate switching schemes

综上所述,系统样机在  $-15 \sim 5$  dB 的信噪比区间内,满足误码率在  $10^{-5}$  以下的  $200 \sim 20\,000$  bps 的自适应速率可靠通信。

## 6 结语

本文面向航空器在远海远域的超视距可靠通信需求,针对电离层信道的时频选择性衰落严重、链路衰减大等问题,提出使用 SC-IFDMA 通信体制,并基于实际电离层数据,设计出实用的系统帧结构。同时,针对低信噪比条件下时域同步实现困难的问题,提出使用 JSC-SRAKE 同步算法,减小了计算量并保障系统在  $-15$  dB 的极低信噪比下漏检概率和

虚警概率都达到  $10^{-4}$  以下。针对基于训练序列的频偏估计算法和信噪比估计算法增大系统开销的问题,提出利用 SC-IFDMA 符号的重复结构进行实现,具有优越性能的同时,避免了使用训练序列而造成额外开销。

本文基于软件无线电平台 USRP 搭建了半实物试验样机,并结合实际电离层数据,在信道仿真仪环境下对样机传输性能进行试验验证。试验结果表明:系统样机能够在  $-15 \sim 5$  dB 的信噪比区间内,实现误码率在  $10^{-5}$  以下的  $200 \sim 20\,000$  bps 的自适应速率可靠通信。本文研究工作对提升航空平台的短波宽带通信能力提供了很好的技术路径。

下一步将在真实电离层信道环境下,进一步验证系统样机的有效性和可靠性,为电离层短波宽带通信系统的工程实现打下基础。

## 参考文献

- [1] WANG J, YANG C, AN W X. Regional Refined Long-Term Predictions Method of Usable Frequency for HF Communication Based on Machine Learning over Asia [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2022, 70(6): 4040-4055.
- [2] WANG J, SHI Y F, YANG C, et al. A Short-Term Forecast Method of Maximum Usable Frequency for HF Communication [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2023, 71(6): 5189-5198.
- [3] LIN F D, CHEN J, DING G R, et al. Short-Term Fine-Grained Regional MUF Prediction for HF Communication Based on Time-Series Decomposition [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2023, 71(12): 9890-9904.
- [4] HE X J, LI H M, XU Z Z, et al. Research on Countermeasures to Improve the Efficiency of Shortwave Communication in the Atlantic [C]//2023 3rd International Symposium on Computer Technology and Information Science (ISCTIS). Chengdu: IEEE, 2023: 1138-1142.
- [5] KONG H T, LU K, ZHENG Y Y, et al. Research on Radar Detection Performance of Short-Wave Communication Signal [C]//2023 IEEE 3rd International Conference on Information Technology, Big Data and Artificial Intelligence (ICIBA). Chongqing: IEEE, 2023: 1256-1260.
- [6] 李茂岗. 基于 SOPC 的短波宽带 OFDM 系统设计与实现 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2012.  
LI M G. Design and Implementation of OFDM System in Wideband HF Communication Based on SOPC [D]. Xi'an: Xidian University, 2012. (in Chinese)
- [7] 方秋晓. LDPC 码在短波宽带扩频 OFDM 通信系统中

- 的应用研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2012.
- FANG Q X. The Application Research of LDPC Code in HF Wideband Spread Spectrum OFDM Communication System[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2012. (in Chinese)
- [8] 陆瑶. 基于 FPGA 的单载波频域均衡系统设计与实现[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2016.
- LU Y. Design and Implementation of Single Carrier Frequency Domain Equalization Based on FPGA[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2016. (in Chinese)
- [9] 陈超群. SC-FDE 和 OFDM 双模式通信系统的设计与实现[D]. 成都: 电子科技大学, 2014.
- CHEN C Q. Design and Implementation of SC-FDE and OFDM Dual-Mode Communication System[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2014. (in Chinese)
- [10] WATTERSON C, JURUSHEK J, BENSEMA W. Experimental Confirmation of an HF Channel Model[J]. IEEE Transactions on Communication Technology, 1970, 18(6): 792-803.
- [11] 沈琪琪, 朱德生. 短波通信[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1989.
- SHEN Q Q, ZHU D S. Short-Wave Communication [M]. Xi'an: Xidian University Press, 1989. (in Chinese)
- [12] 林丹丹. 5G 中上下行同步技术的研究与仿真[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2018.
- LIN D D. Research and Simulation on Uplink and Downlink Synchronization Technology in 5G [D]. Xi'an: Xidian University, 2018. (in Chinese)
- [13] 查雨希. 基于 OFDM 的空地宽带传输波形技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2023.
- ZHA Y X. Research on OFDM-Based Air-Ground Broadband Transmission Waveform Technology[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2023. (in Chinese)
- [14] 王宗伟. 5G 小区搜索和下行同步技术的优化与实现[D]. 重庆: 重庆邮电大学, 2020.
- WANG Z W. Optimization and Implementation of 5G Cell Search and Downlink Synchronization Technology [D]. Chongqing: Chongqing University of Posts and Telecommunications, 2020. (in Chinese)
- [15] 张阳, 郑聃天, 张建, 等. 一种低复杂度的低信噪比前导检测算法[J]. 西安电子科技大学学报, 2022, 49(2): 1-10, 20.
- ZHANG Y, ZHENG G T, ZHANG J, et al. Low Complexity Preamble Detection Algorithm in the Low SNR Region[J]. Journal of Xidian University, 2022, 49(2): 1-10, 20. (in Chinese)
- [16] VAN DE BEEK J J, SANDELL M, BORJESSON P O. ML Estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1997, 45(7): 1800-1805.
- [17] 郑聃天. 对流层散射通信 SC-FDMA 系统的时频同步算法研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2021.
- ZHENG G T. Research on Time-Frequency Synchronization Algorithm of Tropospheric Scattering Communications in SC-FDMA[D]. Xi'an: Xidian University, 2021. (in Chinese)
- [18] MOOSE P H. A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction [J]. IEEE Transactions on Communications, 1994, 42(10): 2908-2914.
- [19] 贾煜. 短波宽带 SC-IFDMA 系统高效传输技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2020.
- JIA Y. Research on Key Technologies in HF Wideband SC-IFDMA Systems for High Efficiency Transmission[D]. Xi'an: Xidian University, 2020. (in Chinese)
- [20] 牛晓明. 散射通信链路自适应传输技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2019.
- NIU X M. Research on Link Adaptive Transmission Technologies for Troposcatter Communication [D]. Xi'an: Xidian University, 2019. (in Chinese)
- [21] 张建. SC-FDMA 基带系统的设计与 FPGA 实现[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2020.
- ZHANG J. Design and FPGA Implementation of SC-FDMA Baseband System[D]. Xi'an: Xidian University, 2020. (in Chinese)
- [22] MASTRANGELO J F, LEMMON J J, VOGLER L E, et al. A New Wideband High Frequency Channel Simulation System[J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(1): 26-34.
- [23] YAN Z W, ZHANG L L, RAHMAN T, et al. Prediction of the HF Ionospheric Channel Stability Based on the Modified ITS Model[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, 61(6): 3321-3333.
- [24] ALAGHA N S. Cramer-Rao Bounds of SNR Estimates for BPSK and QPSK Modulated Signals[J]. IEEE Communications Letters, 2001, 5(1): 10-12.

(编辑: 徐楠楠)