

# 基于部分 FFT—WFRFT 的高效 MMSE 波束成形算法

杨博<sup>1</sup>, 宋志群<sup>1,2</sup>, 李勇<sup>1,2</sup>

(1. 中国电子科技集团公司第五十四研究所, 石家庄 050081;

2. 通信网信息传输与分发技术重点实验室, 石家庄 050081)

**摘要:** 现代无线通信环境中多种干扰同时存在造成通信过程受到多种干扰的影响; 高速运动环境中, 收发两端相对运动产生较大的多普勒频移进而产生时间选择性衰落, 同时, 由于多径的影响, 会造成多条路径之间到达接收端的延迟不同进而产生频率选择性衰落; 时频双选信道中, 多径干扰产生的 ISI 和多普勒效应产生的 ICI 往往同时存在, 传统的通信系统设计中, 往往只针对一个方面进行考虑, 不能满足现代复杂通信环境中通信的需求; 针对现代无线通信系统的这种时频抗干扰的需求, 研究了基于四项加权分数傅里叶变换的混合载波系统, 同时, 考虑系统的抗干扰能力有限, 提出了混合载波系统中的部分 FFT—WFRFT 的高效 MMSE 波束成形算法, 通过特殊的导频结构设计, 在多径时延长度小于信号长度一半时, 即使多径时延的长度小于循环前缀的长度仍能够满足通信需求, 提高了系统的传输效率; 通过仿真本算法信号的传输效率提高了 2.7%, 在多径时延更严重的情况下传输效率甚至可以提高 5% 左右。

**关键词:** 混合载波系统; 多普勒频移; 多径时延; 波束成形算法; 部分 FFT 解调

## High Efficiency MMSE Beamforming Algorithm Based on Partial FFT Demodulation in Hybrid Carrier Communication

Yang Bo<sup>1</sup>, Song Zhiqun<sup>1,2</sup>, Li Yong<sup>1,2</sup>

(1. The 54th Research Institute of CETC, Shijiazhuang 050081, China;

2. Science and Technology on Communication Networks Laboratory, Shijiazhuang 050081, China)

**Abstract:** In modern complex communication environment, both the time interference and frequency interference cannot be ignored in the wireless communication channels. In the condition of high speed environment, large Doppler offset appears because of the relative motion between the transmitter and the receiver. Besides, as a result of being reverberation diffraction and scattering, signals may arrive at the receiver from some different paths. In this paper hybrid carrier (HC) system based on 4-WFRFT is designed which is proved to be having a better performance in time-frequency channels. In addition, partial FFT modulation beamforming algorithm is used to improve transmission efficiency, with a special pilot, the communication system can get a better performance even the length of the cyclic prefix is shorter than the time-delay. In this paper 2.7% are promoted with the algorithm proposed. When the time spreading is worse, the promotion can even reach 5%.

**Keywords:** hybrid carrier (HC) system Doppler carrier frequency offset Multipath delay beamforming algorithm partial FFT demodulation

## 0 引言

随着现代无线通信技术的发展, 人们对复杂信道环境下的通信需求越来越高。但是, 诸如低轨卫星、地空通信、水声通信、高速铁路通信等信道环境下, 密集多径和大多普勒频移同时存在, 而现有的单载波与多载波通信在时频干扰同时存在的条件下通信效果并不理想, 需要复杂的信道均衡技术以及大量编码设计, 大大增加了系统的复杂度<sup>[1]</sup>。近年来, 基于分数傅里叶变换的混合多载波技术引起了大量科研人员的关注, 该技术从时频平面考虑信道干扰, 降低了多径时延和大多普勒在单一维度上的影响。

本文基于 4-WFRFT 的混合载波系统自身的时频抗干扰特性对信道中的多径时延干扰和大多普勒进行抑制, 提高信号

在时频双选信道的通信性能。另一方面为提升信号传输效率, 运用特殊的导频设计, 提出相应的波束成形算法, 使通信信号循环前缀长度小于多径时延长度的条件下, 通信系统的性能能进一步提高。

## 1 基于部分 FFT—WFRFT 的高效 MMSE 波束成形算法

本文提出了基于部分 FFT—WFRFT 的高效 MMSE 波束成形算法, 主要运用了混合载波系统, 部分 FFT 解调算法和基于 MMSE 的波束成形算法。

### 1.1 基于 4-WFRFT 的混合载波系统

加权分数傅里叶变换在经典分数傅里叶变换之后由 C. C. Shih 提出, 由于 WFRFT 信号及其傅里叶变换加权值的可计算性以及快速傅里叶算法的可实现性, 同时物理意义上与通信系统的时频域具有相似性, 加权分数傅里叶变换在通信领域的研究逐渐成为热点。

离散四项加权分数傅里叶变换由原始时域信号, 原始信号的傅里叶变换即原始信号的频域形式<sup>[2-4]</sup>, 以及它们的反转,

收稿日期: 2017-12-26; 修回日期: 2018-01-05。

基金项目: 国家自然科学基金(61671179; 61504124)。

作者简介: 杨博(1989-), 男, 硕士研究生, 主要从事无线通信中干扰抑制研究方向的研究。

4 种离散信号的加权值得求，具有分数傅里叶变换的四周期性，简化的表示形式为式 (1)：

$$F^\alpha[x(n)] = \omega_0(\alpha)x(n) + \omega_1(\alpha)X(n) + \omega_2(\alpha)x(-n) + \omega_3(\alpha)X(-n) \quad (1)$$

其中： $X(n)$  为  $x(n)$  的离散傅里叶变换， $x(-n)$  为  $X(n)$  的离散傅里叶变换， $X(-n)$  为  $x(-n)$  的离散傅里叶变换， $\omega_l(\alpha)$  为加权系数，可以由式 (2) 给出：

$$\omega_l(\alpha) = \cos\left[\frac{(\alpha - l)\pi}{4}\right]\cos\left[\frac{2(\alpha - l)\pi}{4}\right] \cdot \exp\left[\frac{3(\alpha - l)\pi j}{4}\right] \quad (l = 0, 1, 2, 3) \quad (2)$$

图 1 为基于四项加权混合载波系统结构图。

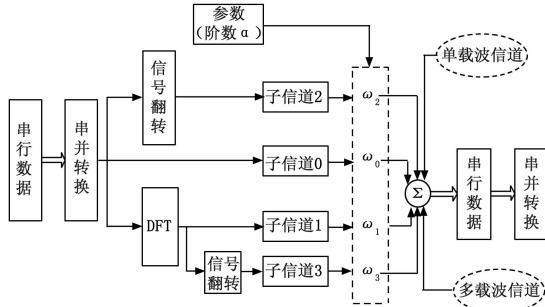


图 1 基于四项加权混合载波系统结构框图<sup>[5]</sup>

设信道的脉冲响应为  $h_T(t)$ ，则传递函数为  $H_T(\omega)$ ，则经过处理后的信号表示为式 (3)：

$$y(n) = \sum_{-\infty}^{\infty} x_n h_T(t - nT) \quad (3)$$

功率谱为式 (4) 所示：

$$S(\omega) = \frac{\sigma_x^2}{T} |H_T(\omega)|^2 + \frac{\mu_x^2}{T^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} |H_T\left(\frac{n}{2\pi T}\right)|^2 \cdot \delta\left(\omega - \frac{n}{2\pi T}\right) \quad (4)$$

$\mu_x$  和  $\sigma_x^2$  分别为信号的均值和方差，若随机信号的均值为零，可使功率谱的第二项为 0，与现有通信系统中的基带信号的功率谱相似。

本文应用的混合载波系统均以四项加权分数傅里叶变换为基本手段，系统结构如图 2 所示。

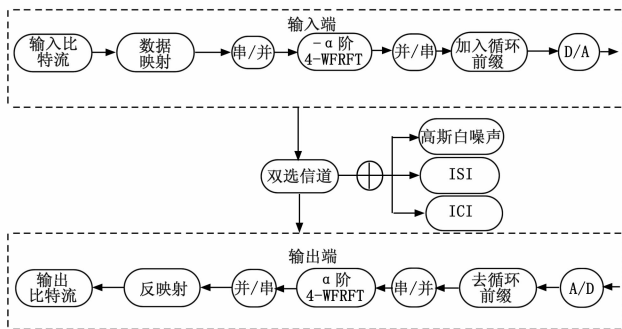


图 2 混合载波系统

通过系统结构可以发现原始信号与 OFDM 系统的结构相似，只是在收发两端对信号进行了不同的变换，也即将信号看作  $\alpha$  域上的信号，在信号的传输过程中同时考虑了时频空间的传输，将时频空间的混合干扰同时进行抑制。另外计算方面

WFRFT 变换通过 FFT 实现，实现手段简单。因此，双选信道下研究混合载波的干扰抑制问题具有重大意义。

### 1.2 基于 MMSE 一部分 FFT 解调算法

传统通信系统在接收端通过傅里叶变换将接收信号从时域变换到频域，表示为式 (5)：

$$Y(k) = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_0^{T_d} s(t) e^{-j2\pi f_k t} dt \quad (5)$$

对接收端信号进行分块处理，接收信号的长度为  $N$ ，平均分成  $Q$  等份，每一部分包含  $1/Q$  的有用信号，并且将每一块信号进行补零，使每一部分的长度与原信号一致为  $N$ ，这样每一部分中包含的有用信号为  $N/Q$ ，经过信道后每一部分的有用信号，即  $N/Q$  的干扰被平均分配到长度为  $N$  的补零信号上，最后将部分 FFT 的结果整合，与整体信号进行一次傅里叶变换相比，提高了系统性能<sup>[6-7]</sup>。通过对整个采样区间进行分块处理，可以实现对传输信号的局部处理和分析分块形式表示为式 (6)。

$$Y(k) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{k=1}^Q \int_0^{kr} s(t) e^{-j2\pi f_k t} dt \quad Q\tau = T_d \quad (6)$$

传统的部分 FFT 解调算法将传输信号先进行分块处理，再进行补零操作<sup>[8]</sup>。最后得到的为  $Q$  块长度与原信号相同，且每一块具有传输序列一部分信息信号，将信道对有用信息的影响分散到零符号上，通过这种处理，达到干扰抑制的效果。

本文提出一种基于最小均方误差的部分 FFT 解调算法。在发送端经过傅里叶反变换，信号变换到时域加入循环前缀后得到原始基带信号。其中循环前缀是由原始信号反变换的最后几位确定的，不考虑噪声和干扰的情况下即接收信号应满足式 (7) 信号与信道冲激响应的循环卷积形式。

$$y(n) = x(n) \otimes h(n) \xrightarrow{DFT} Y(k) = H(k)X(k) \quad (7)$$

其中： $\otimes$  为循环卷积的数学表达。

分块解调处理的方法，对于信道的多普勒频移有一定的抑制效果，并且在一定范围内，随着分块数目的增加，对系统的提升作用越明显<sup>[9]</sup>。但是随着分块数目继续增加，系统性能的提升相对于系统复杂度增加不再明显。通过传统的部分 FFT 的研究，对于传统信号的研究可以从局部进行分析和处理。对传输信号分两块  $x_1(n)$  和  $x_2(n)$  进行处理，分别表示为式 (8) 和式 (9)：

$$x_1(n) = x(n), n = 0, \dots, N/2 - 1 \quad (8)$$

$$x_2(n) = x(n + N/2), n = 0, \dots, N/2 - 1 \quad (9)$$

其中： $x_1(n)$  和  $x_2(n)$  分别对应信号的前  $N/2$  和后  $N/2$  符号。经过傅里叶反变换和加循环前缀以及后续处理后通过天线发送。

在接收端经过与接收端相反的处理后得到基带信号去循环前缀和傅里叶反变换后分别表示为式 (10) 和式 (11)：

$$y_1(n) = y(n), n = 0, \dots, N/2 - 1 \quad (10)$$

$$y_2(n) = y(n + N/2), n = 0, \dots, N/2 - 1 \quad (11)$$

分块后  $x_1(n)$  的循环前缀是  $x_2(n)$  的最后几位，而的  $x_2(n)$  循环前缀是  $x_1(n)$  的最后几位。为满足循环卷积的性质需要使用特殊的导频设计，使分段后的接收信号可以由 (12) ~ (14) 表示：

$$y(n) = x(n) \otimes h(n) \xrightarrow{DFT} Y(k) = X(k)H_N(k) \quad (12)$$

$$y_1(n) = x_1(n) \otimes h(n) \xrightarrow{DFT} Y_1(k) = X_1(k)H_{\frac{N}{2}}(k) \quad (13)$$

$$y_2(n) = x_2(n) \otimes h(n) \xrightarrow{DFT} Y_2(k) = X_2(k)H_{\frac{N}{2}}(k) \quad (14)$$

其中:  $H_{\frac{N}{2}}(k)$  为符号长度为  $\frac{N}{2}$  的信道冲激响应  $h(n)$  的傅里叶变换, 满足  $H_{\frac{N}{2}}(k) = H_N(2k), k = 0, 1, \dots, N/2 - 1$ , 在多径时延的符号长度小于信号长度的一半且小于循环前缀的长度时, 接收端满足上述公式。多径时延的长度小于信号长度的一半且大于循环前缀长度时, 由于超出循环前缀部分的符号间干扰的影响,  $y_1(n)$  不再满足上述的循环卷积公式, 而  $y_2(n)$  的循环前缀为传输信号的中间几位, 不受符号间干扰的影响, 仍然能够满足循环卷积公式。 $y_1(n)$  可以表示为式 (15):

$$y_1(n) = x_1(n) * h(n) + v_m \quad (15)$$

导频的设计如下<sup>[5]</sup>: 保证导频信号的 DFT 变换即  $X(k) = DFT[x(n)]$  在  $k$  为奇数时  $X(k) = 0$ 。经过傅里叶变换后  $x_1(n) = x_2(n)$ 。按照前文分析, 对导频设计进行仿真实验, 如导频的时域形式所示: 随机生成的导频序列设计奇数位为 0, 偶数位随机, 经过 DFT 变换后结果前半部分与后半部分的频域仿真结果相同, 最后全 0 结果为两部分的差值, 即满足了发送端信号前后两部分相同的要求, 实现了最初的导频设计, 对于分块数不同的情况, 需要进行其他的导频设计形式。

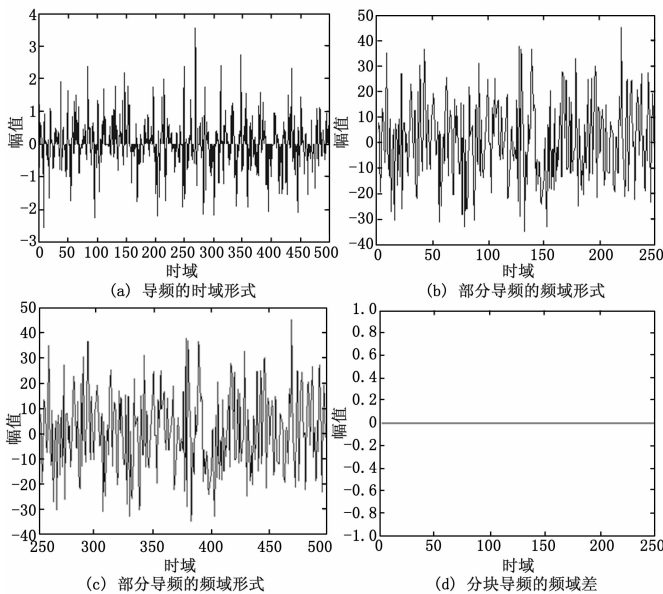


图3 导频设计

### 1.3 波束成形算法

接收端天线系统由按一定规则(如线阵、圆阵)排列的天线阵元组成的空间阵列天线。根据一定的波束成形准则, 选择合适的自适应波束成形算法自适应的调节各阵元权值, 根据相应准则加权得到最优的输出信号。阵列天线波束成形即是阵列天线的权值决定的, 求得权值向量, 让波束主瓣方向对准有用信号, 零陷或低旁瓣对准干扰方向<sup>[10]</sup>。若信道环境不改变, 波束成形求得的最优权不需调整, 现代无线通信系统中信道具有快速时变多径传输的特性, 需要不断自适应调整最优权, 跟踪并抑制信道变化产生的干扰。

自适应波束成形算法中, 阵列的权值系数一般根据一定的准则选取合适的代价函数实现, 不同的自适应波束成形算法选用不同的代价函数。常用的波束成形算法有, 最小均方误差准则(MMSE)、最大信号干扰噪声准则(SINR)、最大似然比准则(ML)、最小噪声方差准则(MNV)、线性约束最小方差准则(LCMV)等<sup>[11-12]</sup>。

本文利用基于 MMSE 的波束成形算法, 与传统的部分 FFT 算法不同, 本文通过导频设计在发送端使得信号的前后两部分完全相同, 在多径时延长度小于信号长度一半时, 在接收端, 由于只有前一部分受到多径时延的影响, 前后两部分的信号将有一定的差异, 通过最小化均方误差算法求解天线阵元的自适应权值使信道中的多径时延干扰对信号传输的影响最小, 并与传统的 OFDM 系统<sup>[13-14]</sup>进行了性能对比。

## 2 系统模型

按照上述条件考虑多径时延长度小于信号长度一半且大于循环前缀长度的情况, 在接收端设计线性排列的阵列天线, 根据阵列信号处理的相关内容, 设计接收阵元间隔为  $\lambda/2, \lambda$  为电磁波的波长。按照上述导频信号的设计, 在接收端将接收信号进行分块处理。如下图所示, 接收到的信号可以表示为式 (16):

$$Y_i(k) = [Y_1^i(k), \dots, Y_r^i(k), \dots, Y_r^M(k)]^T, i = 1, 2 \quad (16)$$

其中:  $M$  为接收阵元的数目,  $k$  为长度为  $n$  的信号的序号。在多径时延的长度不同时, 可以根据多径时延与信号长度的比值, 设计相应的导频, 改变分块数目, 本文考虑多径时延小于信号长度一半的情况, 即考虑分块数  $Q = 2$  的情况。接收端信号分成两部分后, 只有  $Y_1(k)$  在去掉循环前缀后由于剩余部分仍有多径时延的影响产生 ISI, 而  $Y_2(k)$  在去掉循环前缀后不受多径时延的影响, 在不考虑干扰的情况下, 经过变换后的两部分接收信号相同。

在混合载波系统中, 发送端将分数域信号通过  $\alpha$  阶的分数傅里叶变换变换至时域, 在接收端利用混合载波系统的时频抗干扰特性, 将信号经过  $\alpha - 1$  阶的分数傅里叶变换, 将干扰平均分配到时频域平面上进行分数域处理。将  $Y_2(k)$  在接收方向上的信号看作参考信号, 求出使  $Y_1(k)$  与  $Y_2(k)$  的均方误差最小情况下的最优权值, 通过加权处理使得信号受到的 ISI 影响最小, 达到抑制符号间干扰的目的接收端系统模型如图 4 所示。

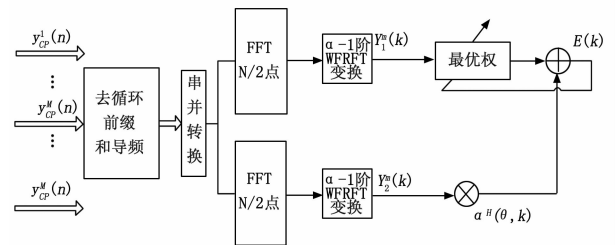


图4 接收端系统模型

假设信号的波达方向已知为  $a(\theta)$ , 则参考信号在接收方向上的信号为  $a^H(\theta, k)Y_2(k)$ , 误差信号表示为式 (17), 天线阵列上的自适应权值为  $w$ , 接收端根据 MMSE 准则, 可以由式 (18) 表示:

$$E(k) = a^H(\theta, k)Y_2(k) - w^H Y_1(k) \quad (17)$$

$$w_{opt}(k) = \min_w \{ |E(k)|^2 \} \quad (18)$$

其中:  $E(k)$  表示由于多径时延大于循环前缀长度而产生

的 ISI 影响。

对上式进行求解可得最有权表示为式 (19) 所示:

$$\omega_{opt} = \mathbf{R}_{Y_1}^{-1} \mathbf{R}_{Y_1 Y_2}(k) \cdot a(\theta, k) \quad (19)$$

其中:  $\mathbf{R}_{Y_1}$  为  $\mathbf{Y}_1(k)$  的自相关矩阵,  $\mathbf{R}_{Y_1 Y_2}(k)$  为  $\mathbf{Y}_1(k)$  和  $\mathbf{Y}_2(k)$  的互相关矩阵, 通过数据积累可以求出。分别由式 (20) 和式 (21) 表示:

$$\mathbf{R}_{Y_1} = \frac{1}{N_T} \sum_{n=1}^{N_T} \mathbf{Y}_1^{(n)}(k) \mathbf{Y}_1^{(n)}(k)^H \quad (20)$$

$$\mathbf{R}_{Y_1 Y_2}(k) = \frac{1}{N_T} \sum_{n=1}^{N_T} \mathbf{Y}_1^{(n)}(k) \mathbf{Y}_2^{(n)}(k)^H \quad (21)$$

其中:  $N_T$  为接收信号的快拍数, 可以表示  $N_T \cdot N \cdot T_s$  时间段内的数据累积。

假设  $\mathbf{Y}_1(k)$  和  $\mathbf{Y}_2(k)$  相互独立, 导频信号  $X_1(k) = X_2(k)$  且与噪声不相关, 误差为  $Q_k$ , 则 MMSE 波束成形由公式 (22) 给出:

$$\omega_{MMSE} = (\mathbf{R}_H + \mathbf{R}_{v_1} + \mathbf{R}_Q)^{-1} \mathbf{R}_H \cdot a(\theta) \quad (22)$$

$\mathbf{R}_H = E[\mathbf{H}(k) \mathbf{H}^H(k)]$  是信道空间向量的自适应矩阵,  $\mathbf{R}_{v_1}$  为自适应矩阵的噪声矩阵,  $\mathbf{R}_Q$  是自适应矩阵与符号间干扰相关的误差矩阵。

### 3 数值仿真分析

本节中, 通过蒙特卡洛仿真实验验证了本章所提算法, 仿真中, 选择的阵列元数目为  $M$ , 导频符号长度为  $N = 512$ , 信号映射方式为 QPSK 映射, 信道模型选取 4 径 RA 模型多径数据, 最大时延为  $0.6 \mu s$ , 假设采样周期为  $0.02 \mu s$ , 则多径时延的最大符号数为 30, 循环前缀数为 16, 假设最大多普勒频移为 100 Hz。接收端  $M$  个接收天线阵元线性排列, 相邻阵元间隔  $\lambda/2$ , 混合载波系统选择调制阶数为  $\alpha = 0.5$ , 干扰噪声为加性高斯白噪声, 波达方向假设为直射方向即为 0 度, 其它三径方向分别为 45 度、90 度、135 度。

图表示了在 4 径 RA 信道下经过部分 FFT 解调后单天线接收情况下的误码率比较, 通过仿真结果可以发现, 双选信道条件下, 信噪比相同时, 基于加权分数傅里叶变换的混合载波系统中信号的误码率较低, 图表示了天线数为 8 的情况下的两种系统的误码率比较, 通过仿真结果可以看出, 相同误码率条件下, 混合载波系统的信噪比与 OFDM 系统相比低 2~3 dB。混合载波系统中, 信号的传输效率较高, 加入基于 MMSE 的波束成形算法后, 信号的传输误码率明显降低, 传输性能有明显提高。图表示了不同天线数目的情况下, 两系统的误码率比较, 可以看出随着天线数目的增加, 混合载波系统和 OFDM 系统的传输效率均改善显著, 但是考虑实际系统的复杂程度, 以及相应硬件的计算能力, 天线个数达到一定数目后, 需要通过其它信道均衡技术对信道的抗干扰特性进一步改善。

另一方面, 本文中使用的循环前缀的数目小于多径时延的数目, 循环前缀符号所占传输信号的比例由 5.8% 降到 3.1%。

### 4 结论

本文提出了一种高效的抗 ISI 波束成形算法, 通过对导频信号的设计, 使传输信号在时域可以表示为前后相同的两部分, 在多径时延较大的情况下, 传统的通信系统通过增加循环前缀的长度抑制 ISI 干扰。随多径时延的增加, 信号的传输效率降低。而本文在循环前缀长度小于多径时延时, 通过对部分接收信号的分析, 将接收信号后半部分没有 ISI 干扰的部分作

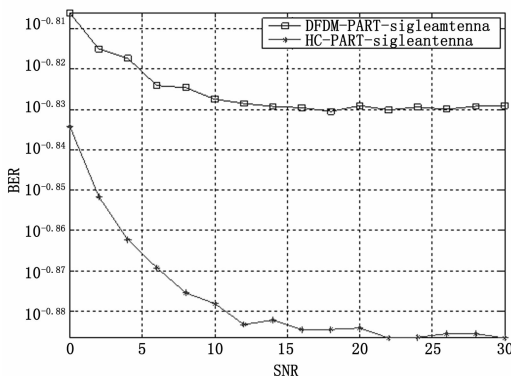


图 5 单天线不同载波系统下的性能比较

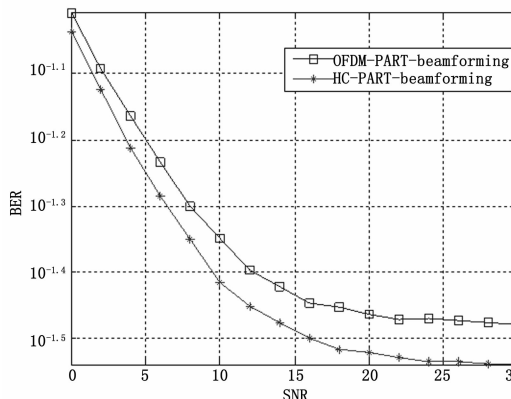


图 6 天线数  $M=8$  不同载波系统的性能比较

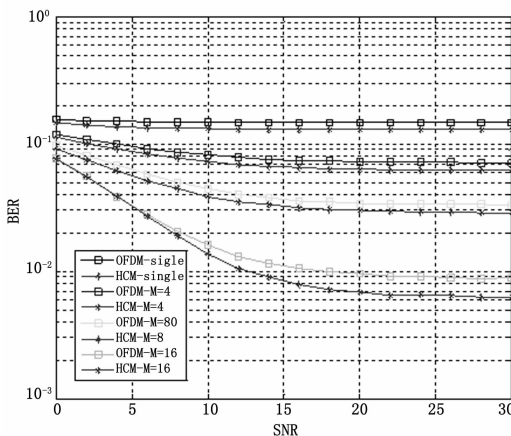


图 7 天线数  $M=4, 8, 16$  时, 不同载波系统的性能比较

为参考信号, 与叠加有 ISI 干扰的信号通过最小均方算法, 在接收端得到使 ISI 干扰最小化的最有权值, 根据波束成形算法的理论抑制了 ISI 的影响, 同时利用混合载波系统中时频抗干扰特性, 对多普勒产生的 CFO 也有一定的抑制作用, 提升了系统的时频抗干扰特性。

#### 参考文献:

[1] 梅林. 加权类分数傅里叶变换及其在通信中的应用 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2010.

[2] Mei L, Sha X, N, et al. The Research on the Application of 4-WFRFT in Communication System [J]. Science in China, 2010, 53.

- [3] 韩阳子, 韩 军, 高岭军. 高速飞行器环境下频偏估计算法的研究 [J]. 无线电工程, 2017, 47 (3): 27-30.
- [4] 李 勇. 快速时变信道下基于 WFEFT 和部分 FFT 的传输方法 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2014.
- [5] Mei L, Sha X, Zhang N. The Approach to Carrier Scheme Convergence Based on 4-Weighted Fractional Fourier Transform [J]. IEEE communication letters, 2010: 14 (6).
- [6] 李 勇, 刘爱侠. 基于混合载波系统的载波间干扰抑制算法 [J]. 无线电通信技术, 2016, 42 (3): 42-45.
- [7] Gema Pinero. MMSE Beamformer Based On Partial FFT Demodulation For OFDM Underwater Acoustic Communication [C]. Eurasp - ISSN 2076-1465, August 2012.
- [8] Y Li X Sha K. Wang. Low Complexity Equalization of HCM Systems with DPFFT Demodulation over Doubly-Selective Channels [C]. IEEE Signal Processing, 2014: 21 (7).
- [9] Yerramalli S, Stojanovic M, Mitra U. Partial fft demodulation; A

(上接第 202 页)

行对比, 分析各系统的准确和精密度。以确定系统测量的误差和随机产生的误差, 更好分析精度。经过测试反映出了测量结果的精准程度和可靠程度。准确度是用系统解算的位置信息和位置真值做比较得出<sup>[15]</sup>, 精密度的计算是每个解算位置信息与位置均值的均方误差开根号之后得出的。

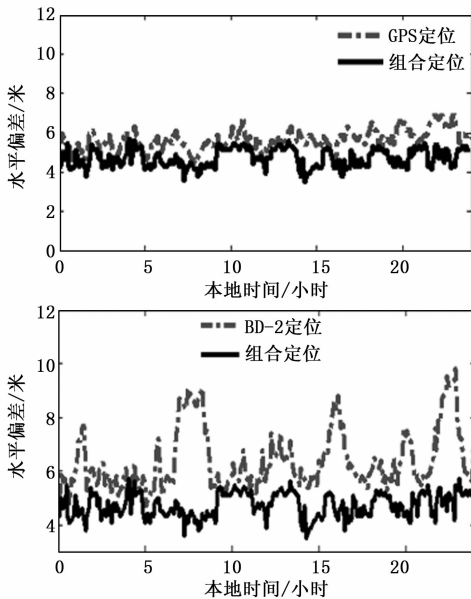


图 6 定位结果在水平方向上的准确性

从图 6 可以看出 GPS 系统与 BD-2 系统相对于双模导航系统在经纬度的解算上都有一定的误差。双模组合定位系统在水平定位上的误差大约在 5 米左右, GPS 系统的定位误差要稍高于组合定位系统但好于 BD-2 定位系统。GPS/BD-2 双模组合定位系统在水平定位上的误差能一直小于 7 米, 但偏差变化较大, 观察同时间空间位置精度因子及可视卫星数目能够发现, 在可视卫星数较少或空间位置精度因子较大时定位误差较大。

## 5 结论

经过本文的误差分析可以得出 GPS/BD-2 组合模式的定位效果比任一单独定位模式的定位导航效果要好。主要组合模式下可视卫星数量上更多, 可以有效保证在不同条件下的定位

- detection method for doppler distorted ofdm systems [C]. in Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), 2010 IEEE Eleventh International Workshop on, June 2010, 1-5.
- [10] 贾洁民. 基于 MUSIC 算法的相干信号 DOA 估计研究 [M]. 西安: 西安电子科技大学, 2015.
- [11] 李 钰. OFDM 系统波束成形研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2007.
- [12] Yu Li, Yujie Gu, Kangsheng Chen. A beamforming algorithm based on virtual sub-carriers and pilots sub-carriers for OFDM system with adaptive antenna array [J]. Journal of circuits and systems, 2008, 13 (5).
- [13] 李煜国. 多径瑞利信道下 OFDM 信号的识别方法 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2009.
- [14] Lee Y, Sollenberger N R. Adaptive antenna arrays for OFDM systems with cochannel interference [C], IEEE Tran. Communication, 1999, 47 (3): 217-229.

数据。同时空间位置的精度因子更好, 定位的位置精度更高, 更加精确且稳定。BD-2 系统水平定位目前可以达到 10 米级的精度。试验表明 BD-2 和 GPS 的双模组合系统, 在 BD-2 系统的可视卫星受客观观测条件限制时能够借助 GPS 卫星信号提高用户的导航定位精度。试验表明 BD-2 和 GPS 的双模组合导航系统的定位方案是可行的, 同时也可以利用到未来的双模、多模组合导航系统中去。

## 参考文献:

- [1] 李国勇. 计算机仿真技术与 CAD [M]. 北京: 电子工业出版社, 2012.
- [2] 陈 军. GPS 软件接收机基础 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2007.
- [3] 夏林元. 北斗在高精度定位领域中的应用 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2016.
- [4] 鲁 郁. 北斗/GPS 双模软件接收机原理与实现技术 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2016.
- [5] 朱丽云. 卡设备驱动技术研究 [D]. 武汉: 华中科技大学图书馆, 2006.
- [6] 王文博, 郑 侃. 宽带无线通信 OFDM 技术 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 2007.
- [7] 庄晓燕, 王厚军. 基于卡尔曼滤波器的 IEEE1588 时钟同步算法 [J]. 电子测量与仪器学报, 2012, 26 (9): 5-9.
- [8] 刘 武, 曾 丹. 地球同步卫星图像轮廓配准 [J]. 电子测量技术, 2016, 39 (7): 87-88.
- [9] 黄 欣, 赵锦成, 解 璞. 基于 BP 神经网络的电站负荷预测仿真研究 [J]. 国外电子测量技术, 2012, 31 (11): 41-43.
- [10] 宋晓琳, 张三林. 应用匹配滤波器的车道线恒虚警率识别方法 [J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29 (3): 328-330.
- [11] 谈恩民, 何正岭. 模拟电路故障重叠诊断方法研究 [J]. 国外电子测量技术, 2015, 34 (6): 33-36.
- [12] 阳吉斌, 胡访宇, 朱 高. 基于改进 SURF 算法的遥图像配准 [J]. 电子测量技术, 2012, 35 (3): 69-72.
- [13] 刘洛辛, 孙建利. 基于能效的 WLAN 室内定位系统模型设计与实现 [J]. 仪器仪表学报, 2014, 35 (5): 1169-1174.
- [14] 曾 光. 室内精确定位算法研究 [D]. 上海: 华东理工大学, 2014.
- [15] 龙 易, 黄际彦. 基于最小均方误差估计的 RFID 室内定位算法 [J]. 南京邮电大学学报: 自然科学版, 2013, 33 (6): 69-74.