

北斗接收机在干扰下的性能研究

刘春玲 张自豪

(大连大学信息工程学院 大连 116622)

摘要 通过分析北斗接收机在复杂干扰环境下的性能问题,为抗干扰研究提供了更为专业的理论依据,在卫星导航直接序列扩频通信系统模型的基础上对导航系统在干扰下的误码率、等效载噪比及捕获能力等性能方面进行对比分析,并采用 Matlab 进行数字仿真。仿真结果表明,窄带干扰比均匀频带干扰对接收机的影响更大,导航信号的性能降低程度与干扰信号带宽及干扰实施的频率等因素有关,导航信号性能改善需要考虑以上多种因素的影响。

关键词 北斗卫星,导航系统,干扰信号,误码率,信噪比

中图分类号 TN914 **文献标识码** A **DOI** 10.11896/j.issn.1002-137X.2017.02.025

Performance Analysis of Beidou Receiver under Interference

LIU Chun-ling ZHANG Zi-hao

(College of Information Engineering, Dalian University, Dalian 116622, China)

Abstract After analyzing the performance of the Beidou receiver in complex jamming environment, it provides a specialized theoretical basis for anti-jamming. Though the analysis of satellite navigation direct sequence spread spectrum communication system model, this paper analysed and compared the BER performance and the equivalent load ratio of Beidou satellite navigation system under two common interference, and it also carried out the digital simulation with Matlab. The simulation results show that narrowband interference has greater impacts on the receiver than the band interference. And the navigation signal is reduced on performance level, interference signal bandwidth and position disturbance implementation. So the performance improvement of navigation signal needs to consider a variety of factors mentioned above.

Keywords Beidou satellite, Navigation system, Interference signal, Bit error rate, Signal to noise ratio

1 引言

由于受到卫星导航系统^[1-2]中体系设计的限制,北斗接收机易受到各类电磁干扰的影响^[3-4],同时由于频谱资源日益紧张,许多服务都占据同一频带资源,卫星导航系统面临的电磁干扰环境十分严峻,其中部分频带和均匀连续谱干扰是最为常见的干扰。卫星导航系统运用了直接序列扩频(Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS)通信体制。针对连续波和部分频带干扰对 DSSS 通信系统影响的研究,相关文献在这两种干扰对系统影响之间的对比和干扰对准载波频率时对系统的性能影响的研究方面,或基于标准高斯近似(Standard Gaussian Approximation, SGA)或改进的高斯近似(Improved Gaussian Approximation, IGA)假设对 DSSS 抗干扰性能进行分析^[5-6],但基于高斯假设的分析存在一定的不足。

等效载噪比、信号检测概率、误码率等是衡量导航系统接收信号质量的重要指标,同样也是衡量导航信号理论定位精度

的计算、捕获阈值的确定以及跟踪环路的设计等的重要参数。

本文介绍了北斗导航接收机在复杂通信系统中容易受到的各种干扰源,在北斗卫星导航系统空间信号接口控制文件中 B1 频点 QPSK 调制信号的基础上,分析了两种干扰在干扰信号带宽、频率以及干扰位置等因素下对北斗直扩接收机的影响,并推导出了其误码率、载噪比以及信号检测概率表达式,最后对其进行了数字仿真。

2 北斗接收机干扰信号简介

北斗接收机受到的潜在干扰包括环境干扰、带内射频干扰和带外射频干扰。带外射频干扰是靠近北斗额定频段的强信号干扰,它可以通过接收机的射频滤波器对接收机造成影响。谐波、寄生振荡和交叉调制分量等为带内射频干扰。多径、遮蔽、地形遮拦、其他由自然环境造成的干扰以及针对干扰为环境干扰。表 1 列出了北斗接收机受到的各式潜在干扰源。

到稿日期:2016-01-08 返修日期:2016-04-19 本文受自然科学基金项目(91338104),辽宁省教育厅科学研究项目(L2013461)资助。

刘春玲(1971—),女,副教授,硕士生导师,主要研究领域为信号处理和卫星通信,E-mail: liuchunlin@dlu.edu.cn;张自豪(1990—),男,硕士生,主要研究领域为卫星通信技术,E-mail: zihao1990@126.com。

表1 对北斗接收机造成影响的各种潜在干扰源

干扰源	类型
移动卫星服务(MSS)	带内、带外
甚高频通信谐波和无源交叉调制分量	带内
卫星通信(SATCOM)(AMSS)	带内、带外
ACARS 谐波	带内
飞行电话服务	带内
DME(测距系统)	带内
高频谐波	带内
S模式	带内、带外
业余无线电	带内
调频谐波和无源 IM	带内
电视谐波	带内
甚高频/超高频陆地移动谐波	带内
VOR 谐波	带内
航电系统设备	带内、带外

3 系统模型

B1 导航信号^[7]由 I、Q 两个支路的“测距码+导航电文”正交调制在载波上所构成。对于来自一颗卫星的 B1 导航信号,其信号表达如下:

$$S(t) = A_I C_I(t) D(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi) + A_Q C_Q(t) D(t) \sin(2\pi f_0 t + \varphi) \quad (1)$$

其中, I、Q 分别表示 I 支路、Q 支路; A 表示信号的振幅大小; C 表示测距码; D 表示调制在测距码上的数据码; f_0 表示载波频率; φ 表示载波初始相位; 信号载波频率为 1561.098 MHz, 采用 QPSK(正交相移键控调制)。

根据中国北斗导航办公室公布的 B1 段接口文件^[8], 北斗系统 B1 信号测距码速率为 2.046 Mcps, 码长为 2046, M_2 移位寄存器选择该移位寄存器中两个存储单元的输出进行模二相加后输出一个与 M_2 平移等价的 m 序列, 并与 M_1 序列进行模二相加, 产生平衡 Gold 码后截短 1 码片生成。

北斗导航系统在 B1 频点的信号采用 QPSK 的方式进行调制, 系统的模型图如图 1 所示, 假设其导航数据码信息符号的时间间隔为 T_B , 它对应的信息码元速率为 $R_b = 1/T_B$, 一个信息码元间隔含有 L 个测距码, 测距码的码片长度为 T_C , 扩频倍数为 N , 则有 $T_B = NT_C$ 。

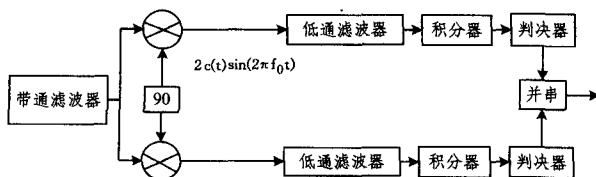


图1 系统模型

当带宽为 B 的直扩系统受到干扰时, 接收端接收的信号 $r(t)$ 包括发射机的发射信号 $n(t)$ 和干扰信号 $j(t)$, 该信号解扩时与伪随机序列相关产生一个干扰分量 $n_k(t)$, 如式(2)所示:

$$n_k(t) = j(t)c(t) \quad (2)$$

由于 $j(t)$ 和 $c(t)$ 相互独立, 功率谱可表示为式(3):

$$N_k(f) = J(f) * C(f) = \int_{-\infty}^{\infty} J(f)C(f-f_0)df \quad (3)$$

其中, f_0 为输入信号的中心频率。

伪随机序列功率谱和干扰信号功率谱分别为: $C(f)$ 和 $J(f)$, 其表达式如式(4)所示:

$$C(f) = T_c \text{sinc}^2(fT_c)$$

$$J(f) = \int_{-\infty}^{\infty} E[j(t+\tau)j(\tau)] \exp(-2j\pi f\tau) d\tau \quad (4)$$

4 理论分析

4.1 均匀连续频谱干扰

假设连续频谱干扰信号的中心频率为 f_j , 带宽为 B_j 。总功率和双边功率谱密度 $J_0/2$ 的关系为 $J_0 = P_j/B_j$ 。则干扰信号的单边功率谱密度为:

$$N_j = N_k(f_0) = \frac{P_j T_c}{B_j} \int_{f_j-B_j/2}^{f_j+B_j/2} \text{sinc}^2[(f_0-f)T_c] df \quad (5)$$

$$\text{令 } b = \frac{1}{B_j} \int_{f_j-B_j/2}^{f_j+B_j/2} \text{sinc}^2[(f_0-f)T_c] df, \text{ 即:}$$

$$N_j = P_j T_c b \quad (6)$$

其中, P_j 为干扰功率; T_c 为伪码元周期; J_0 为功率谱密度。

4.2 部分频带干扰

部分频带干扰亦可理解为窄带干扰, 假设其中心频率为 f_j , 带宽为 B_j 。功率谱密度为 $J_0 = P_j/B_j$, 其在信号带宽上的功率谱密度可以表示为 $S_j = P_j/B$ (B 为接收机带宽)。则接收机带宽内中频频率上的干扰功率谱密度为:

$$S(f_{IF}) \approx J_0 T_c \int_{f_j-B_j/2}^{f_j+B_j/2} \text{sinc}^2[(f_0-f)\frac{2}{B}] df \quad (7)$$

$$\text{令 } d = \frac{1}{B_j} \int_{f_j-B_j/2}^{f_j+B_j/2} \text{sinc}^2[(f_0-f)\frac{2}{B}] df, \text{ 即:}$$

$$S(f_{IF}) = P_j T_c d \quad (8)$$

对于 $B_j \ll B$ 的情况, sinc^2 函数在积分区间内是常数, 则:

$$S(f_{IF}) = J_0 T_c B_j \sin^2[(f_0-f)\frac{2}{B}] \quad (9)$$

4.3 误码率分析

由文献[9-10]可知, 信息传输误码率公式为:

$$P_e = Q(\sqrt{4 \frac{W_L/R}{P_j/P_{av}}}) = Q(\sqrt{4 \frac{W_L}{R \times \text{SNR}}}) \quad (10)$$

其中, $W_L = W/2 = 1/T_c = R_p$, W 为信号传输带宽; T_c 为伪码元周期; R_p 为伪码速率; P_j 为所受干扰的平均功率; P_{av} 为信号功率; R 为信息传输速率; SNR 为干信比。其中 $Q(\cdot)$ 为 Q 的函数, 即:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt, x \geq 0 \quad (11)$$

其中, $W_L/R = R_p/R$, 为扩频带宽扩展因子, 其物理意义是因扩频扩展了发送信号频带而得到的抗干扰增益。 $P_j = P_{av}$ 为干扰容限, 其物理意义是满足误码的干扰与信号功率之比。

在均匀连续波的干扰下, 只有当干扰中心频率与导航卫星信号频率对准(即 $f_0 = f_j$)时, 误码率最大, 结合上述式(10)以及连续波干扰的功率谱密度公式(6)可得:

$$P_e = Q(\sqrt{\frac{2E_0}{N_0 + N_j}}) = Q(\sqrt{\frac{2}{\frac{N_0}{E_b} + \frac{P_j b}{P_s N}}}) \quad (12)$$

又有 $b = \frac{1}{B_j} \int_{f_j-B_j/2}^{f_j+B_j/2} \text{sinc}^2[(f_0-f)T_c] df$, 所以其误码率如下:

$$P_e = Q \left[\sqrt{\frac{2}{\frac{N_0}{E_b} + \frac{P_j \int_{f_j-B_j/2}^{f_j+B_j/2} \sin^2[(f_0-f)T_c] df}{P_i N B_j}}} \right] \quad (13)$$

其中, $E_b = P_i T_b$ 为单比特能量, P_i 为信号功率, T_b 为一个符号位的驻留时间; $N = T_b / T_c$, N_0 为高斯白噪声的单边功率谱密度, N_j 为干扰信号的功率谱密度。

在部分频带干扰下, 同样地, 当干扰中心频率和信号中心对准(即 $f_0 = f_j$)时误码率最大, 结合上述误码率以及部分频带干扰功率谱密度公式可得其误码率:

$$P_e = Q \left(\sqrt{\frac{E_b}{\frac{N_0}{2} + S(f_F)}} \right) = Q \left(\sqrt{\frac{2}{\frac{N_0}{E_b} + \frac{2P_j d}{P_i N}}} \right) \quad (14)$$

又有 $d = \frac{1}{B_j} \int_{f_j-B_j/2}^{f_j+B_j/2} \sin^2[(f_0-f)\frac{2}{B}] df$, 所以其误码率可化简如下:

$$P_e = Q \left[\sqrt{\frac{2}{\frac{N_0}{E_b} + \frac{2P_j \int_{f_j-B_j/2}^{f_j+B_j/2} \sin^2[(f_0-f)\frac{2}{B}] df}{P_i N B_j}}} \right] \quad (15)$$

其中, $E_b = P_i T_b$ 为单比特能量, P_i 为信号功率, T_b 为一个符号位的驻留时间; $N = T_b / T_c$, B_j 为干扰信号带宽, B 为接收机带宽, N_0 为高斯白噪声的单边功率谱密度。

4.4 等效载噪比分析

$\frac{C}{N_0}$ 表示为 1Hz 单位带宽中没有受到干扰时的载噪比, 受到干扰的 C/N_0 叫做等效载噪比。在卫星导航系统中所涉及的等效载噪比 $(C/N_0)_{eq}$ 的定义^[11]如下:

$$\left(\frac{C}{N_0} \right)_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{\left(\frac{C}{N_0} \right)} + \frac{\left(\frac{J}{S} \right)}{Q R_C}} \quad (16)$$

其中, $\frac{C}{N_0}$ 是接收机内部接收信号在无干扰情况下的载噪比;

$\frac{J}{S}$ 是接收机内部干扰和接收信号功率的比值; R_C 为扩频码速率; Q 是为各种类型干扰源与信号调制器而确定的抗干扰品质因数, 其定义如下:

$$Q = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |H_R(f)|^2 G_S(f) df}{R_c \int_{-\infty}^{\infty} |H_R(f)|^2 G_i(f) G_S(f) df} \quad (17)$$

其中, $H_R(f)$ 为接收机的滤波器传递函数; $G_S(f)$ 代表归一化为无限带宽上的单位面积内的信号功率谱密度; $G_i(f)$ 表示归一化为无限带宽上的单位面积内干扰的功率谱密度。

假设接收机滤波器的传递函数 $H_R(f) = 1$, 并且将其与抗干扰品质因数 Q 一起代入等效载噪比 $(\frac{C}{N_0})_{eq}$ 表达式中, 可得等效载噪比如下:

$$\left(\frac{C}{N_0} \right)_{eq} = \frac{\left(\frac{C}{N_0} \right) \int_{-\infty}^{\infty} G_S(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} G_S(f) df + \left(\frac{J}{S} \right) \int_{-\infty}^{\infty} G_i(f) G_S(f) df} \quad (18)$$

导航信号的功率谱密度可以表示为:

$$\begin{aligned} G_s(f) &= \frac{1}{N^2} T_d \sum_{k=-\infty}^{\infty} |C_{pm}(k)|^2 \sin^2[(f-k\Delta f) \cdot T_d] \cdot S(k) \\ &= T_d \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sin^2[(f-k\Delta f) \cdot T_d] \cdot |C(k)|^2 \cdot S(k) \end{aligned} \quad (19)$$

其中, C_{pm} 是周期为 N 的有限长序列的 N 点离散傅里叶变换; $C(k) = X_{code}/N$ 为扩频码序列的归一化 DFT; T_d 是导航数据信息码片时间周期; $S(k) = \sin^2(k\pi/N)$ 为信号调制类型频谱部分。

结合导航信号功率谱密度函数以及窄带干扰的功率谱密度函数, 在窄带干扰条件下卫星导航信号等效载噪比可表示为:

$$\begin{aligned} \left(\frac{C}{N_0} \right)_{eq} &= \frac{\frac{C}{N_0} \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} G_S(f) df}{\int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} G_S(f) df + \left(\frac{J}{S} \right) T_B \sin^2((f-k\Delta f) T_B) |C(k)|^2 S(k)} \end{aligned} \quad (20)$$

其中, B 为导航接收机相关带宽; k 为扩频伪码谱线索引; $\Delta f = 1/NT$ 为码重复频率; $C(k) = X_{code}/N$, $S(k) = \sin^2(k\pi/N)$ 表示导航信号所涉及的频谱部分。

4.5 捕获能力分析

捕获能力是指捕获到强弱可见卫星的能力, 用检测概率 P 和虚警概率 P_{fa} 表示。 P 愈大, P_{fa} 愈小, 此时的信号捕获能力愈强; 反之, 捕获能力就弱。捕获能力与门限阈值、卫星信号的信噪比有关。当门限阈值相等时, 卫星信号的信噪比愈大, 接收机的捕获能力就愈强, 反之, 捕获能力就愈弱。

假设 H_0 表示只有噪声存在的情况下捕获到信号的概率; H_1 表示包括干扰信号同时存在时捕获到信号的概率。信号经过系统算法后输出的检测量^[12]为:

$$Z_{NCH} = \sum_{k=1}^K (I_k^2 + Q_k^2) \quad (21)$$

H_0 条件下, Z_{NCH} 满足自由度为 $2K$ 的中心 χ^2 分布, 相应的概率密度函数和虚警概率分别为:

$$p(z_{NCH} | H_0) = \frac{e^{-\frac{z_{NCH}}{2}} z^{\frac{r}{2}-1}}{2^{\frac{r}{2}} \Gamma(\frac{r}{2})} = \frac{e^{-\frac{z_{NCH}}{2}} z_{NCH}^{K-1}}{2^K (K-1)!} \quad (22)$$

$$P_{fa}(z_{NCH} | H_0) = \int_{V_t}^{\infty} p(z_{NCH} | H_0) dz_{NCH} = \int_{V_t}^{\infty} \frac{e^{-\frac{z_{NCH}}{2}} z_{NCH}^{K-1}}{2^K (K-1)!} dz_{NCH} \quad (23)$$

在 H_1 条件下, Z_{NCH} 满足自由度为 $2K$ 的非中心 χ^2 分布, 非中心参数 $\lambda = KA^2 = 2K\beta = 2KCT/N_i$, 其概率密度函数和检测概率分别为:

$$\begin{aligned} P(z_{NCH} | H_1) &= \frac{e^{-\frac{z_{NCH}}{2} + \lambda} z^{\frac{r}{2}-1} \sqrt{\lambda} I_{\frac{r}{2}-1}(\sqrt{\lambda z_{NCH}})}{2(\lambda z_{NCH})^{\frac{r}{4}}} \\ &= \frac{1}{2} \left(\frac{z_{NCH}}{2K\beta} \right)^{\frac{K-1}{2}} e^{\frac{z_{NCH}}{2} + 2K\beta} I_{K-1}(\sqrt{2K\beta z_{NCH}}) \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned}
 P_d(z_{NCH} | H_1) &= \int_{V_t} p(z_{NCH} | H_1) dz_{NCH} \\
 &= \frac{1}{2} \int_{V_t} (\sqrt{2K\beta z_{NCH}}) e^{-\frac{z_{NCH} + 2K\beta}{2}} \left(\frac{z_{NCH}}{2K\beta}\right) dz_{NCH} \quad (25)
 \end{aligned}$$

5 性能测试仿真

5.1 干信比-误码率仿真

取两种干扰的 $N=2046$, $B=8\text{MHz}$, $f_0=f_j=53.0366\text{MHz}$, 信噪比取值为 6dB , 干信比取值范围设定为 $0\sim 40\text{dB}$ 。均匀连续谱的干扰带宽 B_j 分别取 11MHz 和 37MHz ; 部分频带的干扰带宽 B_j 分别取 1.3MHz 和 7.1MHz , 其仿真结果如图 2 所示。

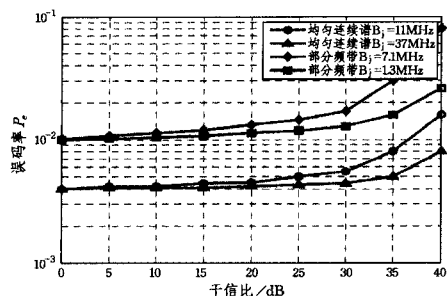


图2 干信比-误码率仿真结果

基于上述仿真参数,接收机在均匀频带干扰的条件下可以在误码率为 10^{-3} 下工作,接收机在窄带干扰的条件下只可以在误码率为 10^{-2} 下工作。所以,窄带干扰对接收机的影响比均匀频带干扰对接收机的影响更大一些。同时,从干扰带宽来看,部分频带干扰随着干扰带宽的增大,误码率呈现增大趋势;均匀连续谱干扰随着干扰带宽增大,误码率呈现减小的趋势。

5.2 等效载噪比仿真

对部分频带干扰下的接收导航信号等效载噪比进行仿真。部分频带干扰下仿真条件: $C/N_0=45\text{dB}$, $J/S=50\text{dB}$, 接收机带宽 $B=24\text{MHz}$, 扩频频速率 $R_c=2.046\text{Mcps}$, 信息速率 $R_b=50\text{bps}$ 。窄带干扰下,其等效载噪比仿真结果如图 3 所示。

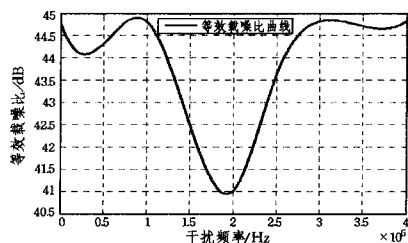


图3 等效载噪比仿真结果

由上述仿真结果可以看出,在部分频带干扰环境下,当对其载频中心施加窄带干扰时,等效载噪比所受影响比较明显,等效载噪比在偏离频带中心越远且受影响程度越小的同时,呈现出一定的波动性。所以,干扰频率的不同对接收机所接收信号的性能影响程度也是不同的,当信号频率和干扰频率重合时对信号的干扰程度最大。

5.3 信号检测概率仿真

对均匀连续谱干扰和部分频带干扰的信号检测概率进行仿真,在虚警概率为 $P_{fa}=10^{-7}$ 的情况下,导航信号在干扰下

的检测概率的性能分析比较仿真图如图 4 所示。

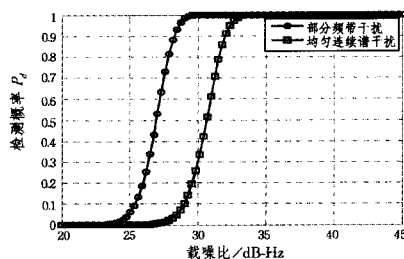


图4 信号检测概率仿真结果

由图 4 可以看出,均匀连续波下的信号检测概率略高于部分频带干扰信号下的检测概率,当检测概率都取 0.8 时,均匀连续波比部分频带大约提升 4dB-Hz 。所以,系统对均匀连续谱干扰的捕获能力要高于在部分频带干扰下的捕获能力。

结束语 本文在北斗卫星导航系统 B1 频点信号特征的基础上,分析了连续波干扰与部分频带干扰对北斗扩频接收机的影响,通过卫星导航直接序列扩频通信系统模型的分析,对两种常见干扰下的北斗卫星导航系统的误码性能以及对等效载噪比的影响进行了分析、对比和仿真。从而得出在一定条件下,窄带干扰比均匀频带干扰对接收机的影响更大些,导航信号的性能降低程度与干扰信号的带宽、干扰实施的频率等因素有关。可以预见,随着空间电磁环境复杂度的增加,未来的北斗应用也将面临更加严峻的挑战,本文为今后北斗接收机抗干扰的研究提供重要依据。

参考文献

- [1] KWON K C, SHIM D S. Acquisition Method and GPS L1/L2 Software Receivers [C]//2011 11th International Conference on Control, Automation and Systems, Gyeonggi-do, 2011; 1612-1615.
- [2] LV W, ZHU J J. A survey of the development of the BD satellite navigation system [J]. Mineral Mapping, 2007, 23(3): 15-17. (in Chinese)
吕伟,朱建军. 北斗卫星导航系统发展综述[J]. 地矿测绘, 2007, 23(3): 15-17.
- [3] BORIO D. GNSS acquisition in the presence of continuous wave interference[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2010, 46(1): 1499-1511.
- [4] BETZ J W. Effect of narrowband interference on GPS code tracking accuracy[C]//Proc of ION National Technical Meeting of the Institute of Navigation. 2006: 16-27.
- [5] HU X L, LIU Y X, RAN Y H. Tracking performance evaluation of satellite navigation signal under single frequency interference [J]. Huazhong University of Science and Technology, 2010, 8: 1671-4512. (in Chinese)
胡修林,刘禹圻,冉一航. 单频干扰下卫星导航信号的码跟踪性能评估[J]. 华中科技大学, 2010, 8: 1671-4512.
- [6] WEI A Q, SHEN L F. Performance analysis of anti CW interference in periodic sequence DSSS system [J]. Journal of communication, 2007, 28(5): 1-6. (in Chinese)
魏安全,沈连丰. 周期序列 DSSS 系统抗 CW 干扰性能分析[J]. 通信学报, 2007, 28(5): 1-6.

论上说,这一条件下可求得最大极值,但实际应用场景往往难以满足这一条件,因而本文算法虽然从理论分析的结果而言性能有所降低,但更接近于实际场景,因此可望取得更好的实际应用效果。其次,本文算法为降低计算复杂度,采用二分法进行搜索,所得到的只是近似最优结果,这也是能效性能有所降低的原因之一。在实际过程中,可通过调节搜索精度因子在能效指标和计算量之间求得平衡。

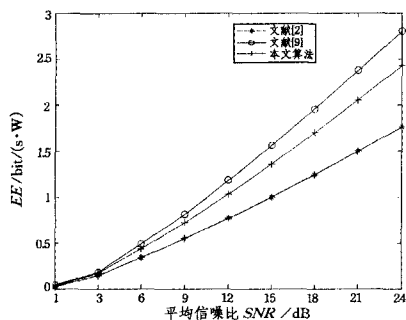


图2 能量效率随平均信噪比的变化

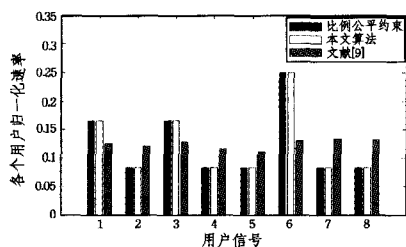


图3 各个用户归一化速率

结束语 本文针对实际通信中用户业务公平性的需要,提出了一种满足用户速率比例公平条件下的基于能量效率的资源分配算法。为降低复杂度,本文将子载波和功率分开分配,将复杂度从 $O(K^N)$ 降到 $O(KN) + O(KL)$,在保证用户速率比例公平性和传输速率要求的同时又能保证较高的能量效率。仿真结果表明,本文算法在保证用户速率比例公平和传输速率要求条件下,能有效地提高系统的能量效率,有一定的实际应用价值。

参考文献

- [1] ICL, ROWELL C, HAN S, et al. Toward green and soft: a 5G perspective [J]. IEEE Communication Magazine, 2014, 52(2): 66-73.
- [2] JANG J, LE K B. Transmit power adaptation for multiuser OFDM systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas Communications, 2003, 21(2): 171-178.
- [3] XU Z, LI G, YANG C, et al. energy-efficient power allocation for pilots in training-based down-link OFDMA system [J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(10): 3047-3058.
- [4] XIONG C, LI G, ZHANG S, et al. Energy-efficient resource allocation in OFDMA networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(12): 3767-3778.
- [5] MIAO G, HIMAYAT N, LI G, et al. Low-complexity energy efficient scheduling for up-link OFDMA [J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(1): 112-120.
- [6] AIJAZ A, TSHANGINI M, NAKHAI M, et al. Energy Efficient up-link resource allocation in LTE networks with M2M/H2H co-existence under Statistical QoS guarantees[J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(7): 2353-2365.
- [7] XIONG C, LI G, ZHANG S, et al. Energy and spectral efficiency trade-off in down-link OFDMA networks [J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 10(11): 3874-3886.
- [8] TANG J, SO D, ALSUSA E, et al. Resource efficiency: a new Paradigm on energy efficiency and spectral efficiency trade off [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(8): 4656-4669.
- [9] XIONG C, LI G Y, ZHANG S, et al. Energy and Spectral-Efficiency Trade-off in Down-link OFDMA Networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10: 3874-3886.
- [10] ZHU H L. Radio resource allocation for OFDMA system in high speed environments[J]. IEEE Journal on Selected Areas Communications, 2012, 30(4): 748-759.
- [11] SHEN Z K, ANDREWS J G, EVANS B L. Adaptive resource allocation in multiuser OFDM systems with proportional rate constraints[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(6): 2726-2737.
- [12] GRACE D, C J X, TAO J, et al. Using cognitive radio to deliver "Green" communication[C]//Proceedings of International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communication, 2009: 1-6.
- [13] MATHEWS J H, FINK K D. 数值方法 (MATLAB 版) [M]. 周璐, 陈渝, 等译. 北京: 电子工业出版社, 2008.
- [14] Boyd S, Vandenberghe L. Convex Optimization[D]. Cambridge: University of Cambridge, 2004.
- [7] FANTINO M, MARUCCO G, MULASSANO P, et al. Performance analysis of MBOC, AltBOC and BOC modulations in terms of multipath effects on the carrier tracking loop within GNSS receive [C]//Proceedings of 2008 IEEE/ION Position, Location, and Navigation Symposium, Washington: Institute of Navigation, 2008: 369-376.
- [8] Compass satellite navigation system spatial signal interface file [S]. Beijing: China Satellite Navigation System Management Office, 2013. (in Chinese)
北斗卫星导航系统空间信号接口文件 (公开服务信号, 2.0 版) [S]. 北京: 中国卫星导航系统管理办公室, 2013.
- [9] DONG J J. The BD-2 B1 frequency point software receiver based on Matlab [D]. Xi'an: Chang'an University, 2014. (in Chinese)
董俊杰. 基于 Matlab 的北斗二代 B1 频点软件接收机 [D]. 西安: 长安大学, 2014.
- [10] BA X H, LIU H Y, ZHENG R, et al. A novel efficient tracking algorithm based on FFT for extremely weak GPS signal [C]//Proc of ION GNSS, 2009: 385-387.
- [11] BETZ J W. Effect of partial-band interference on receiver estimation of C/N0: theory [C]//Proc of National technical Meeting of Institute of Navigation, 2007: 22-24.
- [12] KWONK C, SHIM D S. Fast Acquisition Method and GPS L1/L2 Software Receivers. International Conference on Control [C]//2014 International Joint Conference on Networks (IJCNN). Beijing, 2014: 1245-1249.

(上接第 166 页)