

低轨移动卫星异步多用户检测算法*

张传胜,王跃科,杨俊,邢克飞

(国防科技大学 机电工程与自动化学院,湖南 长沙 410073)

摘要 :介绍了一种适合在低轨(LEO)星载接收机上运行、低复杂度的异步 CDMA 多用户检测算法,能够有效对抗强多用户干扰和大多普勒频移。基带信号通过码片滤波后以码速率采样信号作为观测信号,然后利用 Kalman 滤波算法对各个用户信号进行分离。状态方程综合考虑了多普勒频移、定时误差。该算法能够抵抗高达 35dB 的远近效应,并且对频率和定时误差不敏感。

关键词 :多用户检测;码片滤波;移动卫星通讯;Kalman 滤波;多普勒频移

中图分类号 :TN911.71 文献标识码 :A

Asynchronous Multiuser Detection Algorithm for LEO Mobile Satellite Receiver

ZHANG Chuan-sheng, WANG Yue-ke, YANG Jun, XING Ke-fei

(College of Mechatronics Engineering and Automation, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract :A low complexity asynchronous multiuser detection algorithm for on board LEO satellite receiver, which can resist strong multiuser interference and large doppler frequency drift is introduced. After chip match filter, base band signal was sampled at chip rate and used as observe signal. Then Kalman filter was used to separate multi-user signal. Doppler frequency drift and timing error were considered in state transform equations. The proposed algorithm can resist as high as 35dB near-far effect, and are senseless to frequency and timing error.

Key words :multiuser detection; chip filter; mobile satellite communication; Kalman filter; Doppler frequency drift

在低轨(LEO)移动 CDMA 小卫星通讯系统中,地面用户到 LEO 卫星存在多达 20ms 以上的信号延迟,很难有比较完善的功率控制,甚至无法实施功率控制,此时远近效应明显^[1-2],传统的 CDMA 单用户接收机检测性能将大幅度下降^[7-8],必须采用多用户联合检测算法,提高抗多用户干扰能力。地面移动用户到达卫星的时间不但是异步的,而且多普勒频移远远超过符号速度,目前还没有同时适应异步延迟和大多普勒频移的成熟多用户检测算法^[3]。星载接收机有限的运算能力决定了其只能运行复杂度适中的检测算法,目前迫切希望发展实用的专门针对星载接收机的异步多用户检测算法。

在异步条件下,多数多用户检测算法性能变差^[3]。1998 年 Lim 等人首次将 Kalman 滤波算法运用于异步条件下多用户检测^[4,6],该算法在已知各个用户的扩频码波形和延迟情况下,在每个基带采样时刻进行一次多用户联合估计,利用了所有用户的码片信息,当某个用户的符号定时周期到时,输出该用户比特估计值,因此很适合在用户延迟不同步的情况进行多用户检测^[4-5]。接收信号可以认为是线性的,而 Kalman 滤波算法本身是最佳线性估计,该算法将获得对各个用户符号的最佳估计,实现多个用户信号的幅度分离,能够有效地对付非常强的异步远近效应。

上述算法虽然取消了对符号同步的要求,但要求各个用户码片同步,通常很难满足,算法必然对异步延迟误差敏感。算法没有考虑多普勒频移的影响,不适合解决在大多普勒频率偏差、异步、低信噪比条件下的星载多用户检测,其应用受到了限制。另外,该算法直接把基带信号作为观测数据,需要以高于码速度 M 倍的速度进行码片过采样,后续计算量非常大,不适合星载接收机处理。

* 收稿日期 2005 - 11 - 28

基金项目 国家部委资助项目(C1320063102)

作者简介 张传胜(1976—),男,博士生。

但上述缺点并非不可克服。问题的根源是 Lim 建立接收信号模型没有考虑采样偏差引起的码间干扰和多普勒频移,这和实际情况相差比较大,算法必然对定时和频率误差非常敏感。

1 信号模型

同时有 K 个地面移动用户和卫星进行异步通讯,每个用户最大存在 N_p 条多径,设第 l 条路径的衰减和延迟分别为 $\alpha_l^{(k)}$ 、 $\tau_l^{(k)}$, $l=1, \dots, N_p$ 。第 k 个用户使用 PN 码为 $c^{(k)}(n)$, n 为码片序列指标, $c^{(k)}(n) = \pm 1$ 。 $c^{(k)}(n)$ 可以是长码,也可以是短码,扩频增益为 N ,用户的发送功率为 $P^{(k)}$,载波频率为 $\omega_c^{(k)}$ 。移动用户第 l 条路径的延迟参数 $\tau_l^{(k)}$ 分解成码周期 T_c 的整数部分和小数部分: $\tau_l^{(k)} = (p_l^{(k)} + \delta_l^{(k)})T_c$ 其中整数部分为 $p_l^{(k)}T_c$, $p_l^{(k)} \in [0, 1, \dots, N-1]$; 小数部分为 $\delta_l^{(k)}T_c$, $\delta_l^{(k)} \in [0, 1)$ 。第 m 个符号的调制数据序列为 $b_m^{(k)}$, $m \in (-\infty, \infty)$ 。对于 BPSK 其 $b_m^{(k)} = \pm 1$ 。接收机的本地载波频率为 $\bar{\omega}_c$,信号经过星载接收机天线、射频模块、基带码片滤波 $h_b(t)$ 后,输出的连续信号为

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=-\infty}^{\infty} b_m^{(k)} \sum_{l=1}^{N_p} \sum_{n=0}^{\infty} \alpha_l^{(k)} c^{(k)}(n) h_l^{(k)}(t - nT_c - \tau_l^{(k)}) e^{j(\omega_c^{(k)} - \bar{\omega}_c)t + j\phi_0} + u(t) \quad (1)$$

式中

$$h_l^{(k)}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_b(\tau) \Psi(t - \tau_l^{(k)}) d\tau \quad (2)$$

为码片的冲击响应,反映了发射机、信道、接收机的综合特性,其滚降因子为 0.6 波形如图 1 所示。 $h_l^{(k)}$ 在 $-2T_c < t < -T_c$ 和 $T_c < t < 2T_c$ 区间内,相对 $h_l^{(k)}(0)$ 已经非常小,因此可以忽略相距 2 个码周期的码间干扰。 $\Psi(t)$ 为 PN 码基带成形函数。

现对 $r(t)$ 以码速度进行采样,得到经过码片后的接收机基带信号模型:

$$r(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{l=1}^{N_p} \sum_{i=0}^1 x_{i,l}^{(k),m}(n, \delta_l^{(k)}) c^{(k)}(n - p_l^{(k)} - i) + u(n) \quad (3)$$

其中

$$x_{i,l}^{(k),m}(n, \delta_l^{(k)}) = \alpha_l^{(k)} b_m^{(k)} h_l^{(k)}(t) |_{t=(n-i-\delta_l^{(k)})T_c} e^{j(\omega_c^{(k)} - \bar{\omega}_c)(n-i)T_c - j\phi_0}, \quad i \in [0, 1] \quad (4)$$

$x_{i,l}^{(k),m}(n, \delta_l^{(k)})$ 包含了信道衰减 $\alpha_l^{(k)}$ 、符号信息 $b_m^{(k)}$ 、接收机的冲击响应 $h_l^{(k)}(t)$ 、延迟信息 $\delta_l^{(k)}$ 和多普勒频移偏差 $(\omega_c^{(k)} - \bar{\omega}_c)$ 信息。 $u(n)$ 为均值为 0、 $\sigma^2 = N_0/T_c$ 的复数高斯白噪声,反映了接收机的热噪声、环境噪声的总和。

2 Kalman 滤波的多用户检测算法

在式(3)中, $c^{(k)}(n)$ 为第 k 个用户的扩频码序列, $p_l^{(k)}$ 为已知信息, $x_{i,l}^{(k),m}(n, \delta_l^{(k)})$ 为未知数据。如果能够估计出 $x_{i,l}^{(k),m}(n, \delta_l^{(k)})$, 就能够恢复 $b_m^{(k)}$ 。将 $x_{i,l}^{(k),m}(n, \delta_l^{(k)})$ 写成向量形式为

$$\mathbf{x}_l^{(k),m}(n, \delta_l^{(k)}) = \{x_{0,l}^{(k),m}(n, \delta_l^{(k)}), x_{1,l}^{(k),m}(n, \delta_l^{(k)})\} \quad (5)$$

假设信道是缓变的,在码片周期内其幅度将保持近似不变。 $b_m^{(k)}$ 仅在时间 $t = mT_b + \tau_l^{(k)}$ 才发生变化。如果已知多普勒 $\omega_d^{(k)}$ 在 $n \in [mN + p_l^{(k)}, mN + N + p_l^{(k)}]$ 时间内, $\mathbf{x}_l^{(k),m}(n, \delta_l^{(k)})$ 满足递推关系:

$$\mathbf{x}_l^{(k),m}(n, \delta_l^{(k)}) = \mathbf{x}_l^{(k),m}(n-1, \delta_l^{(k)}) e^{j\omega_d^{(k)} T_c}, \quad n \in [mN + p_l^{(k)}, mN + N + p_l^{(k)}] \quad (6)$$

则在 $n = mN + N + p_l^{(k)}$ 边界处, $\mathbf{x}_l^{(k),m}(n, \delta_l^{(k)})$ 会发生变化:

$$\mathbf{x}_l^{(k),m}(n, \delta_l^{(k)}) = u(n), \quad n = mN + N + p_l^{(k)} \quad (7)$$

如果将 $\mathbf{x}_l^{(k),m}(n, \delta_l^{(k)})$ 定义为状态向量, $r(n)$ 为观测值,可以构建考虑多径、多用户条件下的矢量

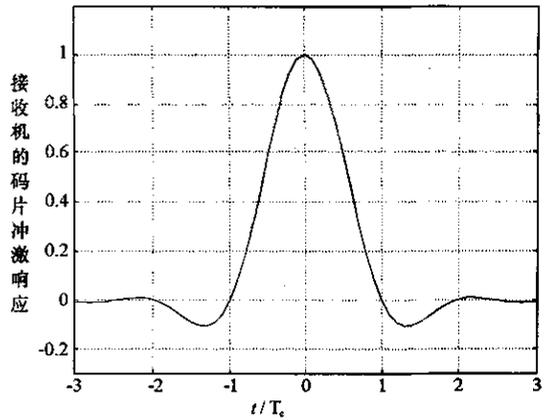


图1 接收机的码片冲击响应 $h_l^{(k)}(t)$

Fig.1 Chip' impulse response $h_l^{(k)}(t)$ of the receiver

形式的动态方程和观测方程。令状态向量 $\mathbf{x}(n)$ 为 $2KN_p \times 1$ 的列状态向量。它反映了各个用户的多径信道的幅度、相位信息：

$$\mathbf{x}(n) = [\underbrace{\mathbf{x}_1^{(1),m}(n) \dots \mathbf{x}_{N_p}^{(1),m}(n)}_{2N_p}, \underbrace{\mathbf{x}_1^{(2),m}(n) \dots \mathbf{x}_{N_p}^{(2),m}(n)}_{2N_p}, \dots, \underbrace{\mathbf{x}_1^{(K),m}(n) \dots \mathbf{x}_{N_p}^{(K),m}(n)}_{2N_p}]^T \quad (8)$$

状态转移矩阵 $\Phi(n)_{\{2KN_p\} \times \{2KN_p\}}$ 定义为对角矩阵：

$$\Phi(n) = \text{diag} \left[\underbrace{e^{j\omega_d^{(1)}} \dots e^{j\omega_d^{(1)}}}_{2N_p}, \dots, \underbrace{e^{j\omega_d^{(k)}} \dots e^{j\omega_d^{(k)}}}_{2N_p}, \dots, \underbrace{e^{j\omega_d^{(K)}} \dots e^{j\omega_d^{(K)}}}_{2N_p} \right] \quad (9)$$

$\Phi(n)_{\{2KN_p\} \times \{2KN_p\}}$ 反映了信道的多普勒频移。据此，可以建立状态转移方程

$$\mathbf{x}(n) = \Phi(n)\mathbf{x}(n-1) + \mathbf{w}_f(n) \quad (10)$$

$\mathbf{w}_f(n) = [0 \dots 0, u(n), 0 \dots 0]$, $\mathbf{Q}(m) = E\{\mathbf{w}_f(m)\mathbf{w}_f^T(m)\}$, 为状态噪声。 \mathbf{Q} 仅仅在某个位发生翻转的时刻有效。

接收机已知各个用户的扩频波形和延迟，如果定义

$$\mathbf{c}^{(k)}(n) \stackrel{\text{def}}{=} [\underbrace{c^{(k)}(n - p_1^{(k)}) \dots c^{(k)}(n - p_1^{(k)} - 1)}_{2N_p}, \dots, \dots, \underbrace{c^{(k)}(n - p_p^{(k)}) \dots c^{(k)}(n - p_p^{(k)} - 1)}_{2N_p}]^T$$

$$\mathbf{F}(n) \stackrel{\text{def}}{=} [c^{(1)}(n)]^T \dots [c^{(K)}(n)]^T \quad (11)$$

则接收机的观测方程为

$$\mathbf{r}(n) = \mathbf{F}(n)\mathbf{x}(n) + \mathbf{u}(n) \quad (12)$$

这样就建立了进行 Kalman 滤波的动力学方程组：

$$\begin{cases} \mathbf{x}(n) = \Phi(n)\mathbf{x}(n-1) + \mathbf{w}_f(n) \\ \mathbf{r}(n) = \mathbf{F}(n)\mathbf{x}(n) + \mathbf{u}(n) \end{cases} \quad (13)$$

如果上述动态方程可观，在已知 $\mathbf{r}(n)$ 的条件下，可以得到 $\mathbf{x}(n)$ 的估计，从而能够有效地分离出各个用户的幅度相位信息，具有自动地对抗远近效应能力。以上要求等价于能观性矩阵满秩，即满足

$$\text{rank}\{O\} = \text{rank} \left\{ \sum_{i=n_1}^{n_2} \left[\left(\prod_{n=0}^{i-1} \Phi(n) \right) \mathbf{F}(i) \mathbf{F}(i) \left(\prod_{n=0}^{i-1} \Phi(n) \right)^T \right] \right\} = 2KN_p \quad (14)$$

可以证明，上式条件在各个扩频码自相关峰值大于互相关峰值 \sqrt{N} 倍时，均能成立。扩频码的设计不难满足以上条件。据此，根据 Kalman 滤波算法实现对 $x_{i,l}^{(k),m}(n, \delta_l^{(k)})$ 的估计：

$$\hat{x}_{i,l}^{(k),m}(n, \delta_l^{(k)}) = \alpha_l^{(k)} b_m^{(k)} h_l^{(k)}(t) \Big|_{t=(i-\delta_l^{(k)})T_c} e^{j(\omega_c^{(k)} - \bar{\omega}_c) \tilde{x}(n-i)T_c - j\phi_0} \quad (15)$$

当估计出 $\hat{x}(n)$ ，可以进一步估计出码间干扰分量 $h_l^{(k)}(i - \delta_l^{(k)})$ 和延迟 $\delta_l^{(k)}$ 。当每个用户符号定时时刻到，计算

$$\tilde{h}_l^{(k),m}(n - \delta_l^{(k)}) = \frac{\hat{x}_{n,l}^{(k),m}(mN + p_l^{(k)}, \delta_l^{(k)})}{\sum_{n=0}^1 \hat{x}_{i,l}^{(k),m}(mN + p_l^{(k)}, \delta_l^{(k)}) e^{j\pi(\omega_c^{(k)} - \bar{\omega}_c)T_c}} \quad (16)$$

然后将 $\tilde{h}_l^{(k),m}(n - \delta_l^{(k)})$ 通过一个低通滤波器以获得更精确的估计为 $\hat{h}_l^{(k)}(n - \delta_l^{(k)})$ 。由于已经拥有关于 $h_l^{(k)}(t)$ 的波形信息，如图 1 则根据 $\hat{h}_l^{(k)}(n - \delta_l^{(k)})$, $\hat{h}_l^{(k)}(n - 1 - \delta_l^{(k)})$ ，可以进一步估计出 $\delta_l^{(k)}$ ：

$$\hat{\delta}_l^{(k)} = \arg \min_{\delta_l^{(k)}} \sum_{n=0}^1 | \hat{h}_l^{(k)}(n) - \hat{h}_l^{(k)}(n - \delta_l^{(k)}) |^2 \quad (17)$$

将 2 个估计分量 $\hat{x}_{i,l}^{(k),m}$ 按照最大信噪比准则进行叠加，然后再将多径的能量进行加权叠加，得到符号的判决：

$$\begin{cases} \hat{\xi}^{(k)}(m) \stackrel{\text{def}}{=} \sum_{l=1}^{N_p} g_l \sum_{n=0}^1 \hat{x}_{i,l}^{(k),m}(mN + p_l^{(k)}, \hat{\delta}_l^{(k)}) \hat{h}_l^{(k)}(n - \hat{\delta}_l^{(k)}) e^{j\pi(\omega_c^{(k)} - \bar{\omega}_c)T_c + j\phi_l^{(k)}} \\ \hat{b}^{(k)}(m) = \text{sgn}\{\hat{\xi}^{(k)}(m)\} \end{cases} \quad (18)$$

$\hat{\phi}_l^{(k)}$ 的最初值是根据训练信号获得，最初的频率 $\omega_c^{(k)}$ 估计来自捕获模块，然后转由后续的锁相、锁

频环路提供。 g_l 为按照最大信噪比准则进行多径合并的系数。

在本算法中,尽管输入序列为以码速度进行采样的基带信号,一个码片仅仅采样一个点,但输入序列在 2 个码向量 $c^{(k)}(n - p_1^{(k)})$, $c^{(k)}(n - p_1^{(k)} - 1)$ 上的投影 $x_{0,l}^{(k)m}$, $x_{1,l}^{(k)m}$ 包含延迟 $\delta_l^{(k)}$ 的信息和符号的全部能量。按照最大信噪比原则将其进行叠加,能够避免传统方法由采样误差引起的信噪比损失。

3 算法的复杂度分析

完成 K 个用户的共 K 个符号的检测,需要的计算量为 $\mathcal{O}[(2KN_p)^2 N]$ 。实际测量结果,在卫星直射分量占主导地位时,其它多径分量要比直射分量弱 10dB 以上,如果忽略其它多径分量,则计算量为 $\mathcal{O}(2K^2 N)$ 。计算量主要为一步估计均方差矩阵和状态估计均方差矩阵的计算。对于低轨移动 CDMA 系统,扩频增益 N 通常很大,一般达 1023 以上,实际仿真分析发现,均为对角占绝对优势矩阵,如果忽略非对角线上的分量,计算量将迅速下降到 $\mathcal{O}(2KN)$ 。这相当吸引人,意味着计算代价降低了 $1/(2K)$,非常适合处理能力有限的星载处理器。仿真分析发现,这种简化处理方式几乎没有引起抗远近效应性能上明显的损失。

4 仿真分析

算例 1 验证对抗远近效应的能力

现考虑 5 个地面异步用户同时上行的情况,扩频增益 $N = 1023$,符号速度 800bps。功率最弱的用户 1 的信噪比为 -23dB,用户 2、3、4、5 的功率相对用户 1 功率分别是 0、35、15、15dB。用户 2、3、4、5 相对第 1 个用户的延迟 $\tau^{(k)}$ 分别是 400、6、800、7、100、8、500、7 个码周期 T_c 。用户 3 相对于用户 1、用户 2 的功率比超过了扩频增益 N ,按照通常的匹配滤波算法,用户 1、2 将完全被用户 3 干扰掉,已经不能正常工作。但按照本文的 Kalman 滤波方法,用户 1、2 仍能正常工作,其性能接近单用户接收机。

图 2 为仿真结果,横轴为时间轴,单位为码片周期 T_c ,纵轴为对各个用户的幅度估计 $\xi^{(k)}(m)$ 。方波为真实值,在波形跳变处出现新的数据调制。曲线为 $\xi^{(k)}(m)$ 的估计值。从仿真结果看,仍然将用户 1、用户 2 正确检测出来。功率强的用户 3、4、5,估计值 $\xi^{(k)}(m)$ 很快收敛到真实值附近,显示了算法具有较快的收敛性。仿真显示,该方法能够有效地抑制异步多用户干扰。

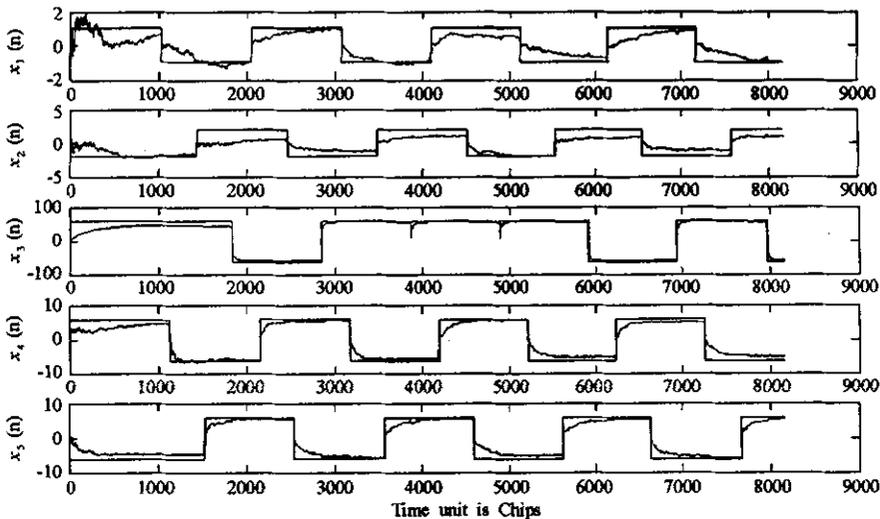


图 2 5 个用户在强远近效应的情况下 Kalman 滤波多用户检测效果

Fig.2 Effect of the Kalman filter for five user's detection under larger near-far effect

算例 2 验证对抗较大多普勒频移能力

以算例 1 的条件下考虑引入大的多普勒频移。用户 2、3、4、5 多普勒频移分别为 2kHz、8kHz、1kHz、20kHz,符号速度只有 0.8kbps。其他条件一样,最弱的用户的信噪比仍然在 23dB,等效的 $E_b/N_0 = 6$ dB。

从图 3 的仿真结果看,各个用户在位定时时刻到来时均正确收敛,显示其能够在强的多用户干扰、

异步情况下,仍能对付大的多普勒频移,这是目前其它多用户检测算法所不能具备的能力。

由于最初使用的是多普勒的估计值,意味着 Kalman 滤波的动态方程的模型存在偏差。仿真分析了多普勒估计偏差小于 $0.1(\hat{\omega}^{(k)} - \bar{\omega}_c)$ 后续的 PLL/FLL 环路误差一般远小于该值), Kalman 滤波器仍然能够收敛于正确的状态,没有发散,显示算法对频率最初偏差不敏感。

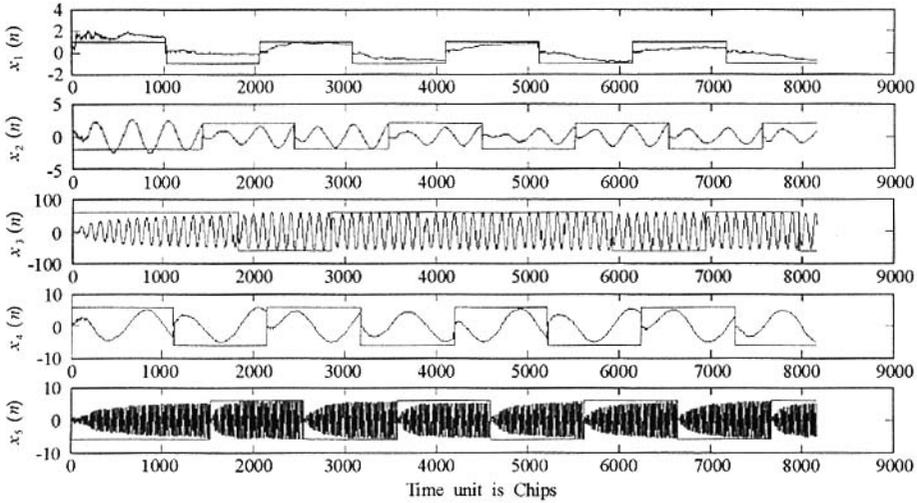


图3 Kalman 滤波多用户检测方法对付较大多普勒频移的能力

Fig.3 The effect of the Kalman filter on the five user's detection under larger Doppler effect

5 结论

提出的适合在低轨移动卫星接收机上使用的异步多用户检测算法,将基带信号 $r_i(n)$ 经过码片滤波后的数据作为新的观测向量 $r(n)$,将延迟的估计转换为估计状态的幅度变化,从根本上克服了传统的 Kalman 滤波方法对各个用户码片同步的隐含要求^[4-5],完全取消了对用户码片定时同步的要求,与实际工作情况一致,能够解决在低信噪比、大多普勒频移、异步条件下的多用户检测问题,将对抗远近效应、异步信道估计、多普勒频率跟踪、定时跟踪、解码融为一体。相对于传统的 Kalman 多用户检测算法,本文算法能够对付较大的多普勒频率偏差和对延迟估计的不敏感,各用户频率偏差可以远远超过符号速度。该方法能够从根本解决异步条件下的多用户干扰,能够对抗 35dB 以上的远近效应和达 50kHz 以上的多普勒频移,而此时传统的单用户接收机期望用户已经不能工作。其计算复杂度适中,最低的计算量为 $O(2KN)$ 利用现有器件技术可以在星上实现,完成 10 路以上扩频比为 1023 的多用户检测。需要进一步研究的问题是该算法的最大用户容量。

参考文献:

- [1] Goldhirsh J, Vogel W J. Handbook of Propagation Effects for Vehicular and Personal Mobile Satellite Systems[R]. A2A-98-U-0-021 (APL) EERL-98-12A (EERL), December 1998.
- [2] Lupas R, Verdú S. Near-far Resistance of Multiuser Detectors in Asynchronous Channels[J]. IEEE Trans. Commun., 1990, 38(4): 509-519.
- [3] Kuan E L, Hanzo L. Burst-by-burst Adaptive Multiuser Detection CDMA: A Framework for Existing and Future Wireless Standards[J]. Proceedings of the IEEE, 91(2), Feb 2003.
- [4] Lim T J, Rasmussen L K, Sugimoto H. An Asynchronous Multiuser CDMA Detector Based on the Kalman Filter[J]. IEEE J. on Selected Areas Communications, 1998, 16(9): 1711-1722.
- [5] Lim T J, Ma Y. The Kalman Filter as the Optimal Linear Minimum Mean-squared Error Multiuser CDMA Detector on Information Theory[J]. IEEE J. on Selected Areas in Communication, 2000, 18(7): 2561-2566.
- [6] Bar-Ness Y. Asynchronous Multiuser CDMA Detector Made Simpler: Novel Decorrelator, Combiner, Canceller, Combiner (dc) Structure[J]. IEEE Trans. Commun., 1999, 47(1): 115-122.
- [7] 曾兴雯, 刘乃安. 扩展频谱通讯及其多址技术[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2004.
- [8] Verdú S. Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple-access Channels[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1986, 32: 85-96.

