$\delta))^{\mathrm{T}}\boldsymbol{r}(i)$, 由于 $p(\boldsymbol{w}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{r}(i)/\delta)$ 与 $\ln\Lambda(\delta)$ 成正比, 所以有

$$E\left\{\left[\frac{\partial}{\partial\delta}\ln p(\boldsymbol{w}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{r}(i)/\delta)\right]^2\right\}=E\left\{\left[\frac{\partial}{\partial\delta}\ln\Lambda(\delta)\right]^2\right\}$$

即

$$E\left\{\left[\frac{\partial}{\partial\delta}\left(\frac{1}{N_0}2d^{(k)}(i)(\boldsymbol{w}^{(k)}(i;\delta))^{\mathrm{T}}\boldsymbol{r}(i)\right)\right]^2\right\}$$
$$=E\left\{\left[\frac{1}{N_0}2d^{(k)}(i)\frac{\partial(\boldsymbol{w}^{(k)}(i;\delta))^{\mathrm{T}}}{\partial\delta}\boldsymbol{r}(i)\right]^2\right\}\qquad(16)$$

$$\sigma_\delta^2\geqslant\left(\frac{N_0}{2}\right)^2/(d^{(k)}(i))^2E\left[\frac{\partial}{\partial\delta}(\boldsymbol{w}^{(k)}(i;\delta))\right]^{\mathrm{T}}\cdot$$
$$E[\boldsymbol{r}(i)\boldsymbol{r}^{\mathrm{T}}(i)]E\left[\frac{\partial}{\partial\delta}(\boldsymbol{w}^{(k)}(i;\delta))\right],$$
$$i=1,2,\cdots,M\qquad(17)$$

其中 $E[\boldsymbol{r}(i)\boldsymbol{r}^{\mathrm{T}}(i)]$ 是接收信号的自相关矩阵, 分析式 (17) 可见, 减少方差, 提高同步性能的途径可以是: 通过合适地选择信号波形和扩频序列, 增加接收信号的自相关性和用户间的正交性; 采用合适的训练波形, 增大 $d^{(k)}(i)$ 的能量; 增加训练数据序列长度 M; 优化算法加速权值的收敛速度 $\frac{\partial}{\partial\delta}(\boldsymbol{w}^{(k)}(i;\delta))$.

相比之下, 如果在接收端使用滑动模板的模拟信号同步方法, 则同步估计方差

$$\sigma_\tau^2\geqslant 1/E\left\{\left[\frac{\partial}{\partial\tau}\left(\frac{2}{N_0}\int_{T_o}\boldsymbol{r}(t)w_{re}(t-\tau)\mathrm{d}t\right)\right]^2\right\}\qquad(18)$$

由于模板信号 $w_{re}(t)=w_{tr}(t)$ 是极窄脉冲, $T_0\geqslant T_m$ 很小, 且 $r(t)$ 功率有很大限制, 减小 σ_τ^2 是十分困难的.

其次分析同步时间. 在采样率一定时, 本算法的同步时间是固定的. 粗同步的时间与信道时延扩展有关, 若扩展 10 倍码元宽度, 由于搜索区间为 $\left[0,\frac{1}{2}\lfloor T_{\mathrm{ext}}^{(k)}\rfloor\right]$, 故至多搜索 $m=5$ 次, 由于不同步时学习曲线不会下降, 所以粗同步每次训练只需几十个比特, 例如 50 比特. 细同步时, 可由 $f(m)=\lfloor T_b/2^m\rfloor-1=0$ 解得 $m=6$, 此时训练比特需要长一些, 取 300 比特, 由此可以计算得采样率为 0.1ns 时同步时间为 1.8×10^{-5} 秒, 且与信噪比无关. 这个同步时间与文献[5] (假设单用户, 无扩频码间干扰) 提出的方法在同一个数量级.

5　仿真结果与讨论

首先确定以接收机的误码率作为同步方法性能比较的参考标准. 即在噪声为零和单用户, 多径条件下找到各用户比特同步点, 将此作为各用户已同步, 然后在多用户、白噪声情形下接收数据, 结果如图 3 "已同步对比" $T_s=0.1, 0.2, 0.3$ns 三条曲线, 作为同步方法性能比较的参考. 然后根据第四节讨论的可变步长算法和误差均值最小判决, 进行仿真. 取 $T_m=0.6$ns, $B=3$, $L_s=15$, $T_b=9$ns, T_s 分别为 0.1, 0.2, 0.3ns, 在多用户 ($K=8$)、多径信道、不同信噪比下自适应地搜索同步因子, 基于此同步点得到接收机误码率如图 3 "自适应同步" 三条曲线所示. 可以发现, 采样率较高时同步性能较好, 随着采样率降低, 曲线随信噪比增加趋于平缓, 说明精细的同步时间已经不起作用. 故可以考虑对训练比特先使用较高的采样率获得较为精确的同步, 然后降低采样率进行信号检测. 另外还可以发现, 由于采用了误差均值判决, 该同步搜索方法对均值为零的高斯噪声有抵御作用, 在低信噪比情形下具有良好的同步性能.

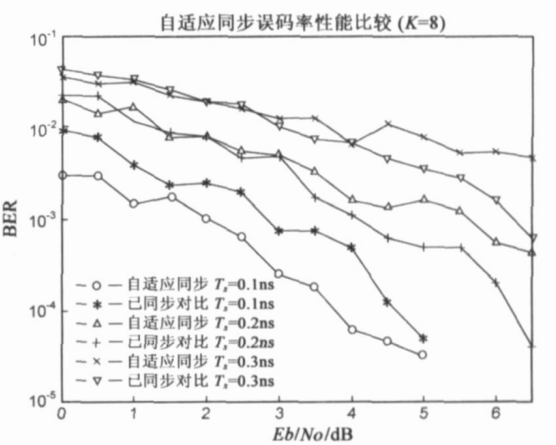
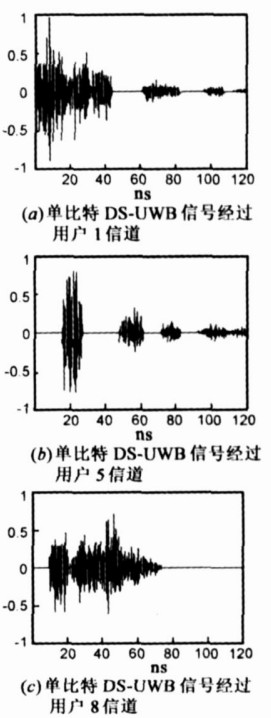


图 3　不同采样率下自适应同步误码率性能比较

其次讨论同步值本身的可信度. 表 1 给出了已知的同步因子和不同采样率下搜索得到的同步因子. 单独看表 1, 会发现结果并非完全吻合, 但结合图 4 和表 1,



(a) 单比特 DS-UWB 信号经过用户 1 信道

(b) 单比特 DS-UWB 信号经过用户 5 信道

(c) 单比特 DS-UWB 信号经过用户 8 信道

图 4　经过不同信道的 DS-UWB 信号

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

就可以找到原因所在. 事实上, 误差均值最小判决就是能量最大匹配判决. 从图 4(a) 看到, 信道 1 输出最大能量出现在开始部分, 比较集中, 因此同步因子搜索结果差别不大; 用户 5 的同步因子搜索结果似乎差别很大, 但研究图 4(b), 发现其信道输出最大能量占据时间较窄, 前后能量为零, 对 $B=3$ 而言, 无论是从 0.1ns 开始同步还是从 11.9ns 开始同步, 捕获能量都是一样的, 从能量而言, 搜索得到的不同同步因子并无影响; 信道 8 的输出有两个较大的能量峰, 后一个峰略大, 所以同步参考点为后一个峰, 即 23.6ns, 在搜索过程中受到噪声和多用户干扰的影响, $T_s=0.3$ns 时判决结果移到了第一个能量峰, 即 9.1ns. 由图 4(c) 可见, 同样达到了同步的要求. 由此发现, 同步搜索结果与信道特性有关, 虽然得到的数值不同, 但仍然可以认为是同步的, 是否同步的检验标准应该是误码率性能(见图 3).

表 1 不同采样率下的同步因子搜索结果($E_b/N_0=3$dB, $K=8$, $B=3$)

用户 k		1	2	3	4	5	6	7	8
已知同步参考点(ns)		1.9	0.1	21.5	0.1	0.1	11.8	0.1	23.6
搜索结果 δ	$T_s=0.1$(ns)	0.1	0.1	27.9	1.0	11.9	13.0	0.4	25.0
	$T_s=0.2$(ns)	2.5	0.5	8.9	2.2	11.5	15.7	2.2	25.0
	$T_s=0.3$(ns)	4.6	4.5	19.2	4.5	4.6	11.4	2.3	9.1

6 结论

本文研究了多用户条件下 DS-UWB 系统接收机的信号同步问题, 提出了一种基于自适应均衡的与接收电路一体化的同步方法, 以粗、细二级同步大大缩短了同步时间并提高了同步精度. 并从理论上分析了影响同步性能的各种因素, 提出了同步性能改善的方向. 最后对仿真结果中同步因子参数与采样率、误码率及信道特性的关系进行了分析.

参考文献:

[1] M Z Win, R A Scholtz. Impulse radio: how it works[J]. IEEE Communications Letter, Feb 1998, 2(2): 36-38.

[2] http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Ju102/02279r0P802-15_SG3a Channel Model Cont Intel.Doc

[3] K M Chugg, M Zhu. A new approach to rapid PN code acquisition using iterative message passing techniques[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, May 2005, 23(5): 884-897.

[4] C Carbonelli, S Franz, U Mengali, U Mitra. Semi-blind ML synchronization for UWB transmitted reference systems[A]. Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers[C]. Monterey, USA: The Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, 7-10. 2004, 2: 1491-1495.

[5] I Ramachandran, S Roy. Acquisition of direct sequence ultra-wideband signals[A], IEEE Wireless Communications and Networking Conference[C]. New Orleans, USA: IEEE, 13-17. 2005, 2: 752-757.

[6] Q Li, L A Rusch. Multiuser detection for DS-CDMA UWB in the home environment[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Dec 2002, 20(9): 1701-1711.

[7] John G Proakis. Digital Communications(4edition)[M]. New York, USA: The McGraw-Hill Companies, Inc, 2001. 333-372.

作者简介:

汪一鸣 女, 1956 年生于江苏苏州, 南京邮电学院博士生, 苏州大学教授. 主要研究方向为多媒体通信和无线通信, 目前从事并且感兴趣的学术研究方向为: 信道编码与超宽带无线技术等. E-mail: ymwang@suda.edu.cn

朱洪波 男, 1956 年生于江苏扬州, 南京邮电大学通信与信息工程学院院长, 教授, 博士生导师; 信息产业部"无线通信与电磁兼容"重点实验室主任; 中国电子学会理事兼学术工作委员会副主任委员; 国际电信联盟无线电通信局(ITU-R)中国专家组成员; 国际信息处理联合会(IFIP)通信系统技术委员会(TC6)中国代表. 目前从事并且感兴趣的学术研究方向为: 无线通信与电磁兼容、移动通信与超宽带无线技术等. E-mail: zhuhb@njupt.edu.cn

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net