

# 遗传算法抑制BOC(1,1)信号多径研究

王江安, 庄奕琪, 周清军

(西安电子科技大学宽禁带半导体材料与器件教育部重点实验室 西安 710071)

**【摘要】**针对传统方法无法有效抑制伽利略(Galileo)BOC(1,1)信号短时延多径的现状,将多径抑制问题转换为最优拟合问题,提出了一种有效估计短时延多径的方法。利用遗传算法不需要函数可导,且不易陷入局部最小值的特点,将其应用于最优拟合BOC(1,1)短时延多径信号的计算上,有效地减小了每个通道的伪距测量误差,提高接收机定位精度。给出应用该算法的具体步骤,仿真结果表明该方法可以更加有效地抑制短时延多径。

**关键词** 二进制偏置载波; 伽利略; 遗传算法; 多径传播

中图分类号 TN918; O332

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2010.01.011

## Optimum Fitting Genetic Algorithm for Multipath Mitigation in Galileo BOC(1,1) Receivers

WANG Jiang-an, ZHUANG Yi-qi, and ZHOU Qing-jun

(Key Lab of Wide Band-gap Semiconductor Materials and Devices of Ministry of Education, Xidian University Xi'an 710071)

**Abstract** Short delay multipath of Galileo BOC (1,1) signal can not be effectively mitigated by traditional methods. A method transforming multipath mitigation to optimum fitting is proposed. The Genetic algorithm is used in the mitigation of multipath to reduce the Galileo pseudo-range measurement error of each channel and improve positioning accuracy. The steps of the method are described, and the simulation result proves that the estimation of multipath by the method is affective.

**Key words** binary offset carrier; Galileo; genetic algorithms; multipath propagation

近年来出现了许多新型定位技术<sup>[1]</sup>,但是卫星定位技术有精度高、不受地域限制等不可替代的优点,其中Galileo全球卫星导航定位系统已经成为研究热点。为了尽量减少对GPS(global positioning system)信号的干扰, Galileo系统采用了裂谱类型调制,即二进制偏置载波(binary offset carrier, BOC)调制<sup>[2]</sup>。其中E2-L1-E1频段上的BOC(1,1)信号属于公开服务数据,其多径研究对于民用导航设备的研制具有重要意义<sup>[3-4]</sup>。传统GPS多径抑制方法,如early-late power discriminator<sup>[5]</sup>技术,在多径时延大于0.1个码片时可以明显地消除多径误差;随后出现的High Resolution Correlator技术<sup>[6]</sup>利用最大似然估计方法,对所有多径信号的时延、相位和功率进行估计,然后用接收的混合信号减去估计的所有多径信号,便可得到直达信号,但是该方法的计算量非常大。以上方法都是针对时延大于0.1个码片的GPS信号有效,而对于BOC(1,1)短时延(小于0.1个码片)

多径干扰无法进行有效的抑制。而0.1个E1-B码片代表了大约30 m的伪距,因此BOC(1,1)信号短时延多径抑制对于定位精度的提高是非常重要的。本文建立了含有直达信号和多径信号的混合参数模型,通过遗传算法对模型进行最优拟合,最终减轻多径干扰。

## 1 BOC(1,1)多径信号接收模型

### 1.1 相关器对基带信号的处理

BOC(1,1)信号可以表示为:

$$r(t) = A_0 X(t - \tau_0(t)) \cos[\omega_0(t - \tau_0(t)) + \theta_0] + \alpha A_0 X(t - \tau_1(t)) \cos[\omega_0(t - \tau_1(t)) + \theta_1] + n_i(t) \cos \omega_0 t - n_q(t) \sin \omega_0 t \quad (1)$$

式中  $\tau_0(t)$  和  $\tau_1(t)$  分别为卫星到接收机的直达路径时延和反射路径时延;  $\omega_0$  为载波角频率;  $\theta_0$  和  $\theta_1$  分别为直达信号和多径信号的载波相位;  $\alpha$  为反射路径信号的衰减系数;  $n_i(t)$  和  $n_q(t)$  为高斯噪声;  $N_0$

收稿日期: 2008-11-25; 修回日期: 2009-05-16

基金项目: 国家自然科学基金(60276028); 国家863计划(2003AA1Z1410)

作者简介: 王江安(1981-),男,博士生,主要从事无线通信芯片设计方面的研究。

为功率谱密度;  $X(t)$ 为E1-B码, 是导航比特和子载波的乘积<sup>[7]</sup>。因此, 信号  $r(t)$  的同向分量和正交分量分别为:

$$\begin{aligned} r_i(t) &= A_0 X(t - \tau_0(t)) \cos(\omega_0 \tau_0(t) - \theta_0) + \\ &\quad \alpha A_0 X(t - \tau_1(t)) \cos(\omega_0 \tau_1(t) - \theta_1) + n_i(t) \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} r_q(t) &= A_0 X(t - \tau_0(t)) \sin(\omega_0 \tau_0(t) - \theta_0) + \\ &\quad \alpha A_0 X(t - \tau_1(t)) \sin(\omega_0 \tau_1(t) - \theta_1) + n_q(t) \end{aligned} \quad (3)$$

多普勒频率对于信号的影响  $\omega_d(t)$  可以表示为:

$$\omega_d(t) = \omega_0 \frac{d\tau_0(t)}{dt} \approx -\omega_0 \frac{d\tau_1(t)}{dt} \quad (4)$$

接收机首先对信号进行下变频, 变为基带信号, 然后通过鉴频环对多普勒频率进行补偿, 假设接收机对多普勒频率的估计为  $\hat{\omega}_d$ , 那么有:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} z_i(t) \\ z_q(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \hat{\omega}_d t & \sin \hat{\omega}_d t \\ -\sin \hat{\omega}_d t & \cos \hat{\omega}_d t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_i(t) \\ r_q(t) \end{bmatrix} = \\ &A_0 \begin{bmatrix} X(t - \tau_0(t)) \cos(\omega_e t + \phi_0) \\ X(t - \tau_0(t)) \sin(\omega_e t + \phi_0) \end{bmatrix} + \\ &\alpha A_0 \begin{bmatrix} X(t - \tau_1(t)) \cos(\omega_e t + \phi_1) \\ X(t - \tau_1(t)) \sin(\omega_e t + \phi_1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{n}_i(t) \\ \tilde{n}_q(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

式中  $\omega_e = 2\pi f_e = \omega_d - \hat{\omega}_d$  为多普勒频率估计偏差;  $\tilde{n}_i(t)$ 、 $\tilde{n}_q(t)$  与  $n_i(t)$ 、 $n_q(t)$  具有相同的统计特性。

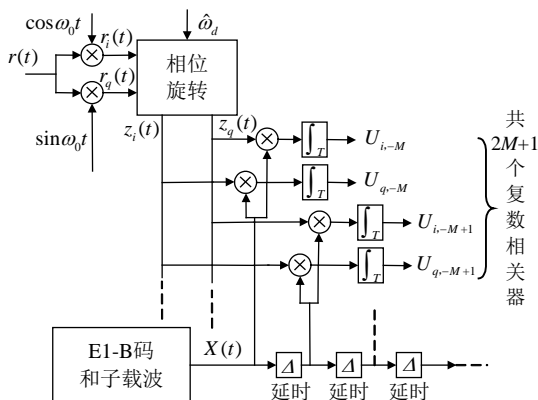


图1 相关器框图

把经过多普勒频率补偿的信号  $[z_i(t) \ z_q(t)]^T$  和本地码序列  $X(t - \delta_k)$  进行相关运算, 如图1所示。设  $T=2T_c$  为相关积分时长,  $T_c$  为一个码片所代表的时间。其中  $\Delta = \delta_{k+1} - \delta_k > 0$  为相邻相关器所用码相位间隔,  $M$  是每个码片的采样点数, 这时共有  $(2M + 1)$  个相关结果, 则输出为:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} U_{i,k} \\ U_{q,k} \end{bmatrix} &= \frac{1}{T} \int_0^T \begin{bmatrix} z_i(t) \\ z_q(t) \end{bmatrix} X(t - \delta_k) dt \\ k &= -M, -M + 1, \dots, 0, \dots, M - 1, M \end{aligned} \quad (6)$$

每个相关器的输出为:

$$\begin{aligned} U_{i,k} &= \frac{A_0}{T} \int_0^T X(t - \tau_0(t)) X(t - \delta_k) \cos(\omega_e + \phi_0) dt + \\ &\quad \frac{\alpha A_0}{T} \int_0^T X(t - \tau_1(t)) X(t - \delta_k) \cos(\omega_e + \phi_1) dt + N_{i,k} \end{aligned} \quad (7)$$

采用插值FFT算法<sup>[8]</sup>, 使鉴频误差在3 Hz以内, Galileo接收机相关时间为毫秒级, 因此经NCO补偿后,  $\omega_e$  在积分时间内可以看成是常数; 在一般民用领域, 接收机在几毫秒时间的位移很小, 可以忽略, 因此  $\tau_0(t)$  和  $\tau_1(t)$  可以看成常数。式(7)可写为:

$$\begin{aligned} U_{i,k} &\approx \frac{A_0}{L} \sum_{i=0}^{L-1} \cos[\omega_e(i+1/2)\rho + \phi_0] \times \\ &\quad \frac{1}{\rho} \int_{i\rho}^{(i+1)\rho} X(t - \tau_0) X(t - \delta_k) dt + \\ &\quad \frac{\alpha A_0}{L} \sum_{i=0}^{L-1} \cos[\omega_e(i+1/2)\rho + \phi_1] \times \\ &\quad \frac{1}{\rho} \int_{i\rho}^{(i+1)\rho} X(t - \tau_1) X(t - \delta_k) dt + N_{i,k} \end{aligned} \quad (8)$$

式中  $L=T/\rho$ ;  $\rho$  为信号的采样间隔;  $L$  为每个相关运算的点数。根据自相关函数定义:

$$R_X(\tau) = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} X(t) X(t - \tau) dt \quad (9)$$

式中  $T_0 = 4 \text{ ms}$  为E1-B码周期。将式(9)代入式(8)可得:

$$\begin{aligned} U_{i,k} &\approx \frac{A_0}{L} \sum_{i=0}^{L-1} \cos[\omega_e(i+1/2)\rho + \phi_0] R_X(\delta_k - \tau_0) + \\ &\quad \frac{\alpha A_0}{L} \sum_{i=0}^{L-1} \cos[\omega_e(i+1/2)\rho + \phi_1] R_X(\delta_k - \tau_1) + N_{i,k} \end{aligned} \quad (10)$$

又因为:

$$\sum_{i=0}^{L-1} \cos(x + iy) = \cos\left(x + \frac{L-1}{2}y\right) \frac{\sin(Ly/2)}{Ly/2} \quad (11)$$

将式(11)代入式(10)得:

$$\begin{aligned} U_{i,k} &\approx A_0 R_X(\delta_k - \tau_0) \text{sinc}(f_e T) \cos\left(\frac{\omega_e T}{2} + \phi_0\right) + \\ &\quad \alpha A_0 R_X(\delta_k - \tau_1) \text{sinc}(f_e T) \cos\left(\frac{\omega_e T}{2} + \phi_1\right) + N_{i,k} \end{aligned} \quad (12)$$

由式(6), 类似可得相关器的正交分量输出为:

$$\begin{aligned} U_{q,k} &\approx A_0 R_X(\delta_k - \tau_0) \text{sinc}(f_e T) \sin\left(\frac{\omega_e T}{2} + \phi_0\right) + \\ &\quad \alpha A_0 R_X(\delta_k - \tau_1) \text{sinc}(f_e T) \sin\left(\frac{\omega_e T}{2} + \phi_1\right) + N_{q,k} \end{aligned} \quad (13)$$

设  $U_k = U_{i,k} + U_{q,k}$ , 从而把  $U_k$  进一步表示成:

$$U_k = Z_k + N_k \quad (14)$$

$$Z_k = A_0 \text{sinc}(f_e T) e^{j(\omega_c T/2)} [R_X(\delta_k - \tau_0) e^{j\phi} + \alpha R_X(\delta_k - \tau_0) e^{j\phi}] \quad (15)$$

$$N_k = N_{i,k} + jN_{q,k} \quad (16)$$

式中  $Z_k$  表示非噪声项;  $N_k$  表示噪声项。BOC(1,1) 信号的自相关函数根据文献[7], 可以推导为:

$$R_X(\tau) = (-1)^{k+1} [(-k^2 + 2k + k - 1) - (4 - 2k + 1) \frac{|\tau|}{T_c}] \quad |\tau| < T_c \quad (17)$$

式中  $k = \text{ceil}(2|\tau|/T_c)$ 。

### 1.2 建立适用于遗传算法(GA)的优化模型

设  $Y_k = |U_k|^2$ , 则其功率谱密度为:

$$PY_k(y) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp(-\frac{S_k^2 + y}{2\sigma^2}) I_0(\sqrt{y} \frac{S_k}{\sigma^2}) \quad y \geq 0 \quad (18)$$

式中  $\sigma^2 = \frac{N_0}{T}$ ;  $I_0$  为零阶修正贝塞尔函数<sup>[10]</sup>。

$$S_k = |Z_k|^2 = A[R_X^2(\delta_k - \tau_0) + \alpha^2 R_X^2(\delta_k - \tau_1) + 2\alpha R_X(\delta_k - \tau_0) R_X(\delta_k - \tau_1) \cos(\phi_1 - \phi_0)] \quad (19)$$

因此  $Y_k$  的均值和方差为:

$$E(Y_k) = 2\sigma^2 + S_k^2 \quad (20)$$

$$\text{var}\{Y_k\} = 4\sigma^2(\sigma^2 + S_k^2) \quad (21)$$

由式(14)~(16)和  $S_k$  可得:

$$|U_k|^2 = S_k^2 + \eta_k \quad (22)$$

$$\eta_k = 2\text{real}\{Z_k\}N_{i,k} + 2\text{imag}\{Z_k\}N_{q,k} + N_{i,k}^2 + N_{q,k}^2 \quad (23)$$

由于噪声项  $\eta_k$  的均值为零, 方差为  $4\sigma^2 S_k^2$ , 由式(22)可知, 抑制多径干扰的问题可以转化为理想多径信号  $S_k^2$  对接收信号  $|U_k|^2$  的逼近问题。

设  $\mathbf{b} = (A, a, \tau_0, \tau_{10}, \cos(\phi_1 - \phi_0))$ ,  $\tau_{10} = \tau_1 - \tau_0$ , 有:

$$\chi^2(\mathbf{b}) = \frac{1}{2} \sum_{k=-M}^M [|U_k|^2 - S_k^2(\mathbf{b})] \quad (24)$$

利用遗传算法找到使  $\chi^2(\mathbf{b})$  最小的向量  $\mathbf{b}$ , 其中包括直达信号的传播时延, 据此可以求出卫星伪距, 这就相当于抑制了多径对信号的影响。

## 2 利用遗传算法消除多径

遗传算法具有避免陷入局部极值、计算精度高和不要求目标函数可导等优点<sup>[10-11]</sup>。将函数  $\chi^2(\mathbf{b})$  作为目标函数, 建立模型求最优向量  $\mathbf{b}$ 。为了以下叙述方便, 不妨设  $\mathbf{b} = (b_1, b_2, b_3, b_4, b_5)$ , 有:

$$S^2(\mathbf{b}) = b_1[R_X^2(t - b_3) + b_2^2 R_X^2(t - b_3 - b_4) + 2b_2 R_X(t - b_3) R_X(t - b_3 - b_4) b_5] \quad (25)$$

采用效率较高的实数编码<sup>[10]</sup>, 向量  $\mathbf{b}$  编码为染

色体  $v$ , 取值范围为  $V$ , 随机选择  $n_g$  个染色体  $v_i \in V (i=1, 2, \dots, n_g)$  作为初始种群  $W_0$ 。如果种群适应度变化太小, 会导致迭代过程收敛过早, 而适应度变化太大, 又会导致收敛过程振荡。因此选取目标函数倒数作为适应度函数:

$$g(\mathbf{b}) = \frac{1}{\chi^2(t, \mathbf{b})} \quad (26)$$

采用适应度比例方法(fitness proportional model),

第  $i$  个染色体被选中的概率为  $\text{sp}_i = \frac{\text{Fitness}(i)}{\sum_i \text{Fitness}(i)}$ 。

因为本文采取的是实数编码, 故采用算数交叉的方法, 交叉概率  $p_c \in (0, 1)$ 。在进化初始阶段, 由于种群的多样性较好, 因此可以不进行变异操作, 可以减少算法的计算量; 在后期阶段, 种群的多样性较差, 需要进行变异操作, 变异概率  $p_m \in (0, 1)$ 。根据文献[11]定理2.6, 本文算法可以收敛到全局最优解。具体步骤如下:

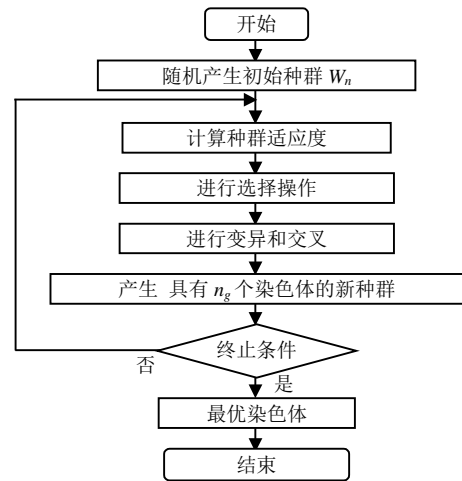


图2 算法流程图

首先随机产生含有  $n_g$  个染色体的初始种群  $W_0$ , 将其代入式(26)进行适应度计算, 根据适应度进行选择操作, 然后进行交叉和变异操作, 产生具有  $n_g$  个染色体的新一代种群; 再进行终止条件判断, 满足条件则得出最优染色体, 也就是需要的最优解, 否则将此种群继续进行遗传操作, 直到满足终止条件为止。终止条件为通过计算种群中基因多样性测度, 即所有基因位相似程度来进行控制。第  $k$  代种群  $W_k$  的染色体代表的向量为  $\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2, \dots, \mathbf{b}_{n_g}$ , 其中适应度最大的为  $\mathbf{b}_{\max}$ , 那么  $\mathbf{b}_1$  的相似程度可以表示为:

$$\varepsilon_1 = \left| \frac{b_{1,1} - b_{\max,1}}{b_{1,1} + b_{\max,1}} + \frac{b_{1,2} - b_{\max,2}}{b_{1,2} + b_{\max,2}} + \dots + \frac{b_{1,5} - b_{\max,5}}{b_{1,5} + b_{\max,5}} \right| \quad (27)$$

如果  $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_{n_g}$  均小于  $10^{-2}$ , 表示染色体相似

度很高, 计算终止,  $\mathbf{b}_{\max}$  为近似最优解。遗传算法求最优解的计算量主要集中于适应度函数的计算, 可以用个体适应度计算的时间复杂度作为量度。因此, 遗传算法的复杂度为  $O(n_g \times n_p)$ , 其中  $n_p$  为遗传的代数。

### 3 试验分析

利用遗传算法解出5维向量  $\mathbf{b}$  的最优解, 计算量

随着基带信号采样率提高而增加。设  $M$  为每个码片的平均采样点数, 则在跟踪时需要  $2M+1$  个相关器<sup>[7]</sup>, 如图1所示。其中  $T_c$  表示单位码片时长。随着  $M$  的增大, 对于多径多延较小的3种情况, 利用遗传算法消除多径干扰的伪距测量误差有下降的趋势, 但并不规律, 如图3所示。然而  $M$  越大, 计算量越大, 因此要对  $M$  进行合理取值, 本文取  $M=16$ 。

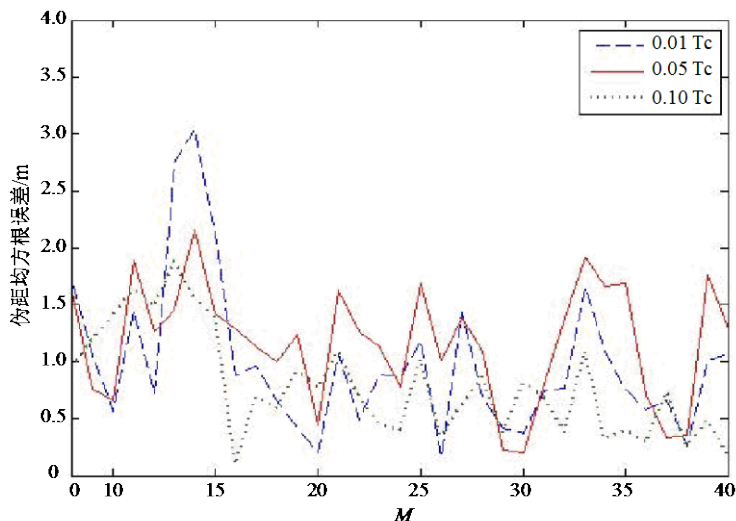


图3 遗传算法伪距测量误差( $C/N=30$  dB)

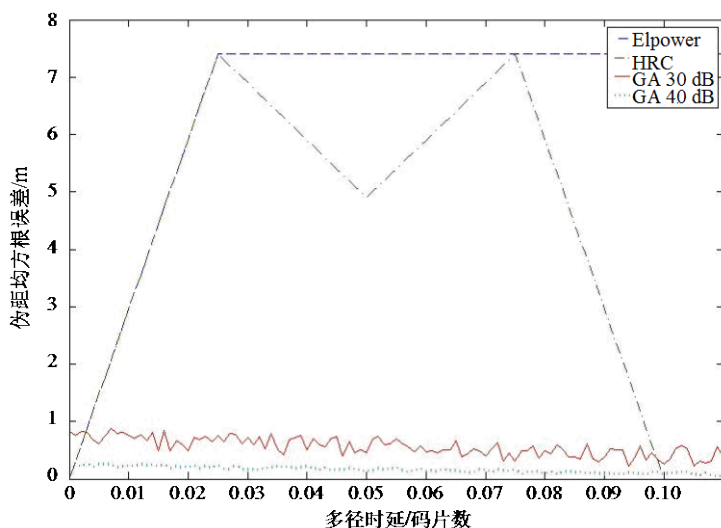


图4 三种算法去多径的伪距测量误差

将遗传算法得到的伪距测量误差和 early-late power discriminator 方法<sup>[5]</sup> 以及 High Resolution Correlator 方法<sup>[6]</sup> 的伪距测量误差进行比较, 如图4所示。横轴为多径信号对于直达信号的相对延时, 以 E1-B 码片为单位, 相关后的信噪比为 30 dB。由此可以看出, 在同样条件下, 在多径延时小于 0.1 个 CA 码片时, 遗传算法(GA)和其他两种算法相比, 可以更加有效地减少伪距测量误差, 得到每个通道更为

精确的伪距。并且随着信噪比的增加, 伪距测量误差将进一步减小。

## 5 结论

本文将遗传算法应用于 Galileo BOC(1,1) 信号多径估计, 有效地估计出信号的多径参数模型, 解决了无法对相对于直达路径的短延时(小于 0.1 个 C/A 码片)多径干扰进行有效抑制的困难, 降低了 Galileo

接收机伪距测量误差, 并且随着信噪比的增加, 伪距测量误差将进一步降低。因此本方法可以有效地抑制短延时多径干扰, 提高了定位精度。

### 参 考 文 献

- [1] CAO Yi-chao. Target localization based on angle of arrivals[J]. Journal of Electronic Science and Technology of China, 2007, 5(2): 172-174.
- [2] BETZ J W. Binary offset carrier modulations for radionavigation[J]. Journal of the Institute of Navigation, 2002, Winter: 227-246.
- [3] HEIN G W, IRSIGLER M, RODRIGUEZ J A A, et al. Performance of Galileo L1 signal candidates[C]//Proceedings of Europe Navigation Conference GNSS. Rotterdam, Netherlands: [s.n.], 2004
- [4] DIERENDONCK A. GNSS user assessment of the plans and benefits of GNSS modernized signals and services[C]//ION AM-2005. Cambridge, MA: [s.n.], 2005.
- [5] HAMIL A R, LOHAN S, RENFORS M. Nonlinear operator for multipath channel estimation in GPS receivers[C]//The 7th IEEE International Conference on Electronic, Circuits & Systems. Jounie Lebanon: IEEE Press, 2000: 352-356.
- [6] TOWNSEND B, WIEBE J, JAKAB A. Results and analysis of using the MEDLL receiver as a multipath meter[C]//ION National Technical Meeting. Anaheim, CA: [s.n.], 2000.
- [7] European Space Agency/Galileo Joint Undertaking. Signal in space interface control document Draft 0 (OS SIS ICD/D.0)[s]. 2006.
- [8] GRANDKE T. Interpolation algorithms for discrete fourier transform of weighed signals[J]. IEEE Trans on Instrum Meas, 1983, 32: 350-355.
- [9] PROAKIS J. Digital communications[M]. 4th ed. Boston: McGraw Hill, 2001.
- [10] BOEHM B, ABTS C, CHULANI S. Software development cost estimation approaches — A survey[J]. Annals of Software Engineering, 2000, 10: 177-205.
- [11] CHEN G L, WANG X F, ZHUANG Z Q. Genetic algorithm and its application[M]. Beijing: People's Post and Telecommunications Press, 1996.

编辑 税 红

(上接第44页)

### 参 考 文 献

- [1] 3GPP. 3GPP TS 36.300 V8.3.0 Overall description[J/OL]. [2007-12-31]. <http://www.3gpp.org/ftp/>.
- [2] 堵久辉, 陈书平, 王文博. TDD-HSDPA系统AMC与HARQ融合机制[J]. 北京邮电大学学报, 2006, 29(6): 120-124.  
DU Jiu-hui, CHEN Shu-ping, WANG Wen-bo. A novel integration mechanism of AMC and HARQ in TDD-HSDPA Systems[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2006, 29(6): 120-124.
- [3] CHENG Jung-fu. Coding performance of hybrid ARQ schemes[J]. IEEE Transactions on Communications, 2006, 54(6): 1017-1029.
- [4] FRENGER P, PARKVALL S, DAHLMAN E. Performance comparison of HARQ with Chase combining and incremental redundancy for HSDPA[C]//IEEE VTC 2001 Fall. Atlantic, USA: IEEE Press, 2001: 1829-1833.
- [5] IEEE 802. 16m Evaluation Methodology Drafting Group. Draft IEEE 802. 16m Evaluation Methodology Document [J/OL]. [2007-08-28]. <http://ieee802.org/16>.
- [6] Motorola. R1-050718 EESM link error prediction for EUTRA system evaluation. [J/OL]. [2008-08-29]. <http://www.3gpp.org/ftp/>.
- [7] LANEMAN J N, TSE D N C, WORNELL G W. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2004, 50(12): 3062-3080.
- [8] TARASAK P, MINN H, LEE Y H. Analysis of incremental relaying protocol with RCPC in cooperative diversity systems[C]//IEEE VTC-2005-Fall. Dallas, Texas, USA: IEEE Press, 2005: 2537-2541.
- [9] GU Jian, ZHANG Yi, Yang Da-cheng. Modeling conditional FER for hybrid ARQ[J]. IEEE Communications Letters, 2006, 10(5): 384-386.
- [10] PROAKIS J G. Digital communications[M]. 4th ed. New York: McGraw-Hill, Inc, 2001.

编辑 张 俊