

遗传算法最优拟合抑制 GPS 多径研究

王江安, 庄奕琪, 李迪, 靳钊

(西安电子科技大学微电子学院, 陕西 西安 710071)

摘要: 在多径时延较短的情况下, 传统全球定位系统抑制多径算法无法对短时延多径信号进行有效的抑制, 从而导致无法提高全球定位系统的定位精度. 提出了一种基于遗传算法的多径逼近方法, 将多径信号估计转换为最优拟合问题, 采用遗传算法进行优化逼近, 避免了逼近模型陷入局部最小值. 得出了实际信号中直达信号和多径信号各自的表达式, 相当于消除多径干扰, 在短时延多径情况下提高了伪距测量精度. 给出了遗传算法估计多径的具体步骤. 仿真结果表明, 这种方法可以将全球定位系统接收机的伪距测量精度提高一倍左右.

关键词: 全球定位系统; 多径传播; 最优拟合; 遗传算法

中图分类号: TN914.53; TN911.72 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-2400(2009)06-1044-05

Study of optimum fitting using the genetic algorithm for multipath mitigation in GPS receivers

WANG Jiang-an, ZHUANG Yi-qi, LI Di, JIN Zhao

(School of Microelectronic, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

Abstract: Traditional GPS receivers can not mitigate the close-in multipath effectively, which reduces the positioning accuracy. A method based on the Genetic Algorithm to approximate the GPS close-in multipath is proposed, which transforms multipath estimation to a best fitting problem. The Genetic Algorithm is used in order to avoid the model's falling into the local least value. By accurate estimation of multipath parameters, the multipath is mitigated effectively. The step of the algorithm is described, and the simulation proves that the precision of the measured pseudorange is improved by 2 times in the close-in multipath condition.

Key Words: global positioning system; multipath propagation; optimum fitting; genetic algorithms

近年来虽然出现了一些新型定位技术^[1-2], 但是全球定位系统(GPS)卫星定位具有范围广、精度高的特点, 并且随着美国 E911 条例的颁布, GPS 定位技术有其不可替代的作用. 然而 GPS 定位技术面临着多径信号干扰, 导致定位精度降低. 近 20 年来产生了许多用于消除多径的方法, 其中有 ELpower(early-late power discriminator)方法^[3], 即跟踪时接收机 early chip 和 late chip 的间隔小于 C/A 码片时间, 在多径时延较大时可以明显地消除多径误差. 随后出现的 HRC(High Resolution Correlator)方法^[4]利用最大似然估计方法, 对多径信号的时延、相位和功率进行估计, 但是这种方法的缺点是计算量非常大. 以上方法对于时延小于 0.1 个 C/A(代表大约 30 m 的伪距)码片的多径信号抑制效果都不明显, 无法进一步提高定位精度. 针对短时延多径情况(多径时延小于 0.1 个码片), 笔者建立了含有参数的直达信号和多径信号的拟合模型, 通过遗传算法对实际采样信号进行参数估计, 最终确定多径参数.

1 GPS 多径信号接收模型

1.1 相关器对基带信号的处理

GPS 中频信号可以表示为

收稿日期: 2009-01-07

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

作者简介: 王江安(1981-), 男, 西安电子科技大学博士研究生, E-mail: jawang@mail.xidian.edu.cn.

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

其中 $X(t) = c(t)d(t)$ 为 C/A 码和导航比特乘积, $\tau_0(t)$ 和 $\tau_1(t)$ 分别为直达信号时延和多径路径时延, α 为多径的衰减系数, A_0 为信号幅值, ω_0 为信号中频角频率, θ_0 和 θ_1 是直达信号和多径信号的相位. $n_i(t)$ 和 $n_q(t)$ 为高斯噪声, N_0 为功率谱密度. 因此, 信号 $r(t)$ 的同向分量和正交分量分别是

$$r_i(t) = A_0 X(t - \tau_0(t)) \cos(\omega_0 \tau_0(t) - \theta_0) + \alpha A_0 X(t - \tau_1(t)) \cos(\omega_0 \tau_1(t) - \theta_1) + n_i(t) \quad (2)$$

$$r_q(t) = A_0 X(t - \tau_0(t)) \sin(\omega_0 \tau_0(t) - \theta_0) + \alpha A_0 X(t - \tau_1(t)) \sin(\omega_0 \tau_1(t) - \theta_1) + n_q(t) \quad (3)$$

多普勒对于信号的影响 $\omega_d(t)$ 可以表示为

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

接收机会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

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

其中 $\omega_e = 2\pi f_e = \omega_d - \hat{\omega}_d$ 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.

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. 因为多径消除在跟踪模式下进行, 默认已经由捕获状态转入跟踪状态^[5], 如图 1 所示.

图 1 中 $\Delta = \delta_{k+1} - \delta_k > 0$ 为相邻相关器所用码相位的相对延时. 以下为了方便分析, 把初始延时取为 $\delta_0 = 0$, 设 T 为相关积分时长, 这时共有 $(2M+1)$ 个相关器, 则输出为

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

$$k = -M, \dots, 0, \dots, M \quad ,$$

每个相关器的输出为

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

采用插值 FFT 算法^[6], 使鉴频误差在 3 Hz 以内, GPS 接收机相关时间为毫秒级, 因此经 NCO 补偿后, ω_e 在 1 ms 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)可以写为

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

其中 $L = T/\rho$, ρ 为接收机对 GPS 基带信号的采样间隔, 从而 L 表示每个相关运算的点数. GPS 信号的自相关函数是

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

其中 $T_0 = 1 \text{ ms}$ 为 C/A 码周期. 将式(9)代入式(8)得

$$U_{i,k} \approx \frac{A_0}{L} \sum_{i=0}^{L-1} \cos[\omega_e(i+1/2)\rho + \phi_0] R_X(\delta_k - \tau_0) +$$

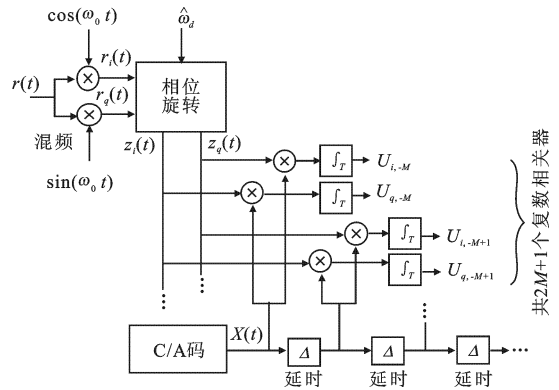


图 1 相关器框图

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

因为

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

将式(11)代入式(10)得

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

由式(6),类似可得相关器的正交分量输出为

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

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

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

其中 $Z_k = A_0 \operatorname{sinc}(f_e T) \exp(j\omega_e T/2) [R_X(\delta_k - \tau_0) \exp(j\phi_0) + \alpha R_X(\delta_k - \tau_1) \exp(j\phi_1)]$, (15)

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

Z_k 表示非噪声项, N_k 表示噪声项. GPS 信号 C/A 码的自相关函数^[5]可以写为

$$R_X(\tau) = \begin{cases} 1 - |\tau|/T_c & , \quad |\tau| < T_c \\ 0 & , \quad \text{其他.} \end{cases} \quad (17)$$

1.2 建立适用于遗传算法的优化模型

设 $Y_k = |U_k|^2$, 则其功率谱密度为

$$P_{Y_k}(y) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{S_k^2 + y}{2\sigma^2}\right) I_0\left(y^{1/2} \frac{S_k}{\sigma^2}\right) \quad , \quad y \geq 0 \quad (18)$$

其中 $\sigma^2 = N_0/T$, I_0 是零阶修正贝塞尔函数^[7], $S_k = |Z_k|^2$, 因此 Y_k 的均值和方差为

$$E(Y_k) = 2\sigma^2 + S_k^2 \quad (19)$$

$$V(Y_k) = 4\sigma^2(\sigma^2 + S_k^2) \quad (20)$$

由式(14) ~ (16) 和 S_k 可得 $|U_k|^2 = S_k^2 + \eta_k$, (21)

$$\eta_k = 2 \operatorname{Re}\{Z_k\} N_{i,k} + 2 \operatorname{Im}\{Z_k\} N_{q,k} + N_{i,k}^2 + N_{q,k}^2 \quad (22)$$

由于噪声项 η_k 的均值为零, 方差为 $4\sigma^2 S_k^2$, 由式(21)可知, 抑制多径干扰的问题可以转化为理想多径信号的描述 S_k^2 对接收信号 $|U_k|^2$ 的逼近问题.

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

$$\chi^2(t; \mathbf{b}) = \frac{1}{2} \sum_{k=-M}^M [|U_k|^2 - S_k^2(\mathbf{b})] \quad (23)$$

利用遗传算法找到使 $\chi^2(t; \mathbf{b})$ 最小的向量 \mathbf{b} , 求出接收信号的直达信号和多径信号的混合表达式中各个参数, 其中包括直达信号的传播时延, 据此可以求出卫星伪距, 这相当于抑制了多径干扰.

2 利用遗传算法消除多径

遗传算法具有搜索空间大、避免陷入局部最优点、计算精度高和不要求目标函数可导等优点^[8-11]. 利用遗传算法进行多径参数的估计具有避免陷入局部极值、步骤简单的特点.

将函数 $\chi^2(t; \mathbf{b})$ 作为目标函数, 建立优化模型并采用遗传算法求得最优向量 \mathbf{b} . 为了以下叙述方便, 不妨设 $\mathbf{b} = (b_1, b_2, b_3, b_4, b_5)$, 因此

$$S^2(t; \mathbf{b}) = b_1 [R_X^2(t - b_3) + b_2^2 R_X^2(t - b_3 - b_4) + 2b_2 R_X(t - b_3) R_X(t - b_3 - b_4) b_5] \quad (24)$$

文中向量适合采用实数编码^[9], 向量 \mathbf{b} 编码为染色体 v . 根据系统特性可以确定染色体 v 的实参变量范围

V , 随机选择 n 个染色体 $v_i \in V, i = 1, 2, \dots, n$, 通过这 n 个染色体的进化得出最优解. 适应度函数需要进行比较排序, 并在此基础上计算选择概率, 因此适应度函数必须为正值. 如果群体的适应度变化不大或过大, 会引起选择压力不足或波动, 导致迭代过程过早收敛或发生振荡. 据此, 选取目标函数的倒数为适应度函数.

$$g(\mathbf{b}) = 1/\chi^2(t, \mathbf{b}) \quad (25)$$

采用适应度比例方法进行染色体选择, 第 i 个染色体被选中的概率 $p_s(i) = g_i(\mathbf{b}) / \sum_{k=1}^{n_g} g_k(\mathbf{b})$, 再对选中的样本进行交叉和变异^[10].

因为采取的是实数编码, 故采用算术交叉的方法, 交叉概率 $p_c \in (0, 1)$. 算术交叉法在初始阶段, 由于种群的多样性较好, 因此可以不进行变异操作, 这样可以减少算法的计算量; 在进化的后期阶段, 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]中的定理 2.6, 这种算法最终能够收敛到全局最优解.

如图 2 所示, 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(25)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 个染色体的新一代的种群. 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: 根据个体的差异来判断, 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 $\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2, \dots, \mathbf{b}_n$, 其中适应度最大的染色体为 \mathbf{b}_{\max} , 那么 \mathbf{b}_1 的相似程度可以表示为

$$\epsilon_1 = \left| \frac{b_{1,1} - b_{\max,1}}{b_{1,1} + b_{\max,1}} \right| + \left| \frac{b_{1,2} - b_{\max,2}}{b_{1,2} + b_{\max,2}} \right| + \dots + \left| \frac{b_{1,5} - b_{\max,5}}{b_{1,5} + b_{\max,5}} \right| \quad (26)$$

如果种群中 $\epsilon_1, \epsilon_2, \dots, \epsilon_n$ 均小于 10^{-2} , 表示染色体相似程度很高, 计算终止, \mathbf{b}_{\max} 为近似最优解.

因为信号进行 2 bit 量化, 以白噪声协方差为门限, 00, 01, 10 和 11 分别代表 -1, -3, +1 和 +3, C/A 码长为 1023, 因此基因位 b_1 的范围是 0 ~ 3069 的整数; 多径信号经过反射和衰减, 其信号强度必然小于直达信号的强度, b_2 的范围是 0.01 ~ 0.70; GPS 卫星距地面接收机的理论距离的范围为 $2.0192 \times 10^7 \sim 2.5785 \times 10^7$ m, 因此换算成时间, b_3 的范围是 0.0673 ~ 0.0859 s; 多径时延不会大于 1/2 个码片的时间 T_c , b_4 的范围是 0 ~ 4.89×10^{-7} s; b_5 为多径信号和直达信号相位差的余弦函数值, 范围 0 ~ 1.00. 随机选取初始种群染色体数目为 200 个, 选取的基因位数值在以上所述范围之内.

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的提高而增加. 设 M 为每个码片的平均采样点数, 则在 GPS 接收机跟踪时需要 $2M+1$ 个相关器^[5], 如图 1 所示. 随着 M 的增大, 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, 但并不十分明显. 如图 3 所示, 在多径延时为 0.01, 0.05 和 0.1 个码片时, 当 M 小于 15, 多径误差还有随 M 增加而减小的趋势; 当 M 大于 15 时, 多径误差和 M 的关系并不明显. 然而 M 增大, 计算量也相应地增加了, 因此要合理对 M 进行取值. 这里取 $M=16$, 因此每个通道需要 33 个相关器, 即用含有参数的组合信号曲线去拟合这 33 个相关值, 最佳拟合曲线的参数就是多径信号的最佳估计参数.

用遗传算法得到最优染色体中的基因位 b_3 代表的就是卫星直达信号到达接收机的时间, 乘以电磁波速度 $c=3 \times 10^8$ m/s, 便可以得到伪距与实际距离的差值, 便是本方法的伪距测量误差. 同样可以得到 ELpower 方法和 HRC 方法的伪距测量误差, 与遗传算法得到的误差进行比较, 如图 4 所示. 图 4 中横轴为多径信号对于直达信号的相对延时, 以 C/A 码片为单位, 在相关后信噪比 $(C/N_0)T$ 为 30 dB 的情况下测得. 可以看出遗传算法的伪距误差要明显小于其他两种方法, 可以达到 3 m 以内. 而且随着相关后信噪比的增加, 其精度还

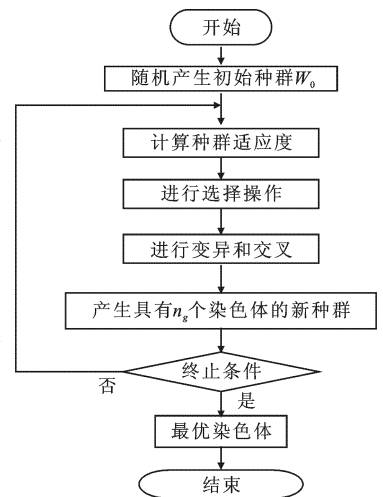


图 2 算法流程图

可以进一步提高,在信噪比 $(C/N_0)T$ 为 40 dB 时,其伪距测量误差可以达到 1 m 以内. 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,得到更为精确的伪距. 随着载噪比的增加,遗传算法的伪距测量误差将进一步减小,直接带来定位精度的提高^[9]. 笔者提出的方法仿真得到最终结果,属于后处理过程,但随着移动设备计算能力的增强以及对算法的进一步优化,适合于移动 GPS 接收设备实时处理多径干扰.

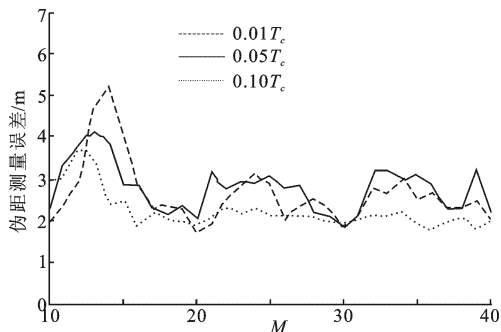


图 3 遗传算法去多径的伪距测量误差 $((C/N_0)T=30$ dB)

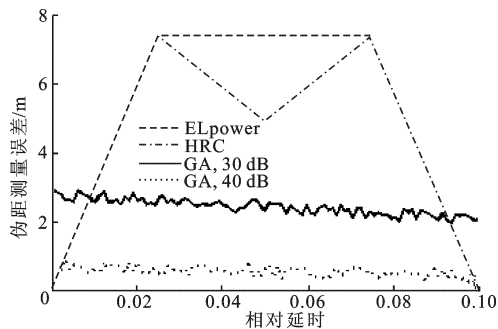


图 4 3 种算法去多径的伪距测量误差

4 总 结

将遗传算法应用于 GPS 多径估计中,有效地估计出 GPS 的多径参数模型,解决了无法对短时延(小于 0.1 个 C/A 码片)多径干扰进行有效抑制的问题,降低了 GPS 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. 因此上述方法可以有效地抑制短时延多径干扰,提高 GPS 接收机的定位精度.

参考文献:

- [1] 倪浩, 任光亮, 常义林. 一种 OFDM 无线网络 TOA 估计新算法[J]. 西安电子科技大学学报, 2009, 36(1): 17-21.
Ni Hao, Ren Guangliang, Chang Yilin. Novel TOA Estimation Algorithm for OFDM Wireless Networks[J]. Journal of Xidian University, 2009, 36(1): 17-21.
- [2] 肖竹, 田红心, 易克初, 等. UWB 室内信道下一种低复杂度的 TOA 估计新算法[J]. 西安电子科技大学学报, 2009, 36(2): 207-210.
Xiao Zhu, Tian Hongxin, Yi Kechu, et al. Low Complexity TOA Estimation Algorithm in the UWB Indoor Channel[J]. Journal of Xidian University, 2009, 36(2): 207-210.
- [3] 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.
- [4] McGraw G, Braasch M. GNSS Multipath Mitigation Using Gated and High Resolution Correlator Concepts[C]//ION NTM-99. San Diego: Institute of Navigation, Inc, 1999: 333-342.
- [5] James Bao-yen T. Fundamentals of Global Positioning System Receivers A Software Approach [M]. Hoboken: John Wiley & Sons, 2005.
- [6] Wu Jing, Zhao Wei. A Simple Interpolation Algorithm for Measuring Multi-frequency Signal Based on DFT [J]. Measurement, 2009, 42(2): 322-327.
- [7] Madhow U. Fundamentals of Digital Communication [M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2008.
- [8] Gen M, Cheng Runwei, Lin Lin. Network Models and Optimization; Multiobjective Genetic Algorithm Approach[M]. Boston: Springer, 2008.
- [9] Michalewicz Z. Genetic Algorithms + Data Structures = Evolution Programs[M]. Second Extended Edition. Boston: Springer, 1994.
- [10] Winter G. Genetic Algorithms in Engineering and Computer Science[M]. Hoboken: John Wiley & Sons, 1995.
- [11] Chen G L, Wang X F, Zhuang Z Q. Genetic Algorithm and Its Application [M]. Beijing: People's Post and Telecommunications Press, 1996.