

数据链抗干扰性能分析

杨光 周经伦 罗鹏程 曾向荣

(国防科学技术大学信息系统与管理学院 长沙 410073)

摘要 美军联合战术信息分发系统(JTIDS)采用扩频、MSK调制和跳频的组合调制体制以及RS编码、交织多层纠错编码体系,使系统具有很强的抗干扰性能。以JTIDS为背景,研究数据链通信系统的结构以及采用的抗干扰体制,分析该系统在不同信道环境和人为干扰方式下的符号误码率,并运用SIMULINK通信仿真平台对该系统在高斯白噪声及部分频带干扰情况下的抗干扰性能进行了仿真,对仿真结果进行了分析。

关键词 数据链,联合战术信息分发系统,符号误码率,抗干扰,SIMULINK

Performance Analysis of Anti-jamming in JTIDS

YANG Guang ZHOU Jing-lun LUO Peng-cheng ZENG Xiang-rong

(School of Information System&Management, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract JTIDS adopted combined modulation methods such as spread spectrum, MSK modulation and frequency hopping, as well as various encoding methods such as RS encoding and interleaver encoding. In this paper, the structure and the anti-jamming method of the data link communication system were analyzed, the symbol error rate of the system on different channels and jamming methods were studied. In conclusion, the anti-jamming performance of JTIDS in the Gaussian noise and partial band jamming was simulated with SIMULINK, and the result of simulation was analyzed.

Keywords Data link, JTIDS, Symbol error rate, Anti-jamming, SIMULINK

1 引言

联合战术信息分发系统(Joint Tactical Information Distribution System, 简称JTIDS),作为Link-16数据链的终端设备,是美军为适应三军联合作战,由美海、陆、空三军统一研制的综合通信、导航和识别系统(ICNI)。该系统是一种大容量、保密、抗干扰、时分多址的信息分发系统,是C⁴ISR系统的重要组成部分^[1]。

JTIDS系统采用了许多通信新技术,在信道传输时它采用了直序扩频、MSK调制和跳频的组合调制体制,而且采用了RS编码、交织等多层纠错编码体系,使系统具有很强的抗干扰性能。JTIDS系统的多层纠错编码体系与组合调制体制相结合,不但使系统具有很强的纠错能力,而且给系统带来了抗干扰增益,从而保证系统在复杂环境下的通信可靠性。

本文的主要创新点包括:(1)研究了JTIDS系统采用的组合调制体制(DS/FFH MSK调制)结合多层纠错编码体系的抗干扰体制;(2)分析了JTIDS系统在不同信道环境和人为干扰方式下的符号误码率;(3)利用SIMULINK对JTIDS系统在高斯白噪声和部分频带干扰情况下的符号误码率进行了仿真,对仿真结果进行了分析。

2 JTIDS系统性能分析

JTIDS系统采用标准的数字化信息实现大容量、高精度的信息发布。以JTIDS“1”类报文为例,报文在发送端需要经过RS编码、分组交织、直序扩频、MSK调制和跳频等过程以保证报文的可靠传输,在接收端需要经过解跳、MSK解调、直序解扩、解交织和RS解码等过程,其系统结构如图1所示。

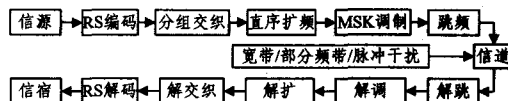


图1 JTIDS系统结构

2.1 RS编码性能分析

数据链采用了RS纠错编码,RS码是一种多进制BCH循环分组码。对于RS(n,k)编码来说,n为已编码分组(又称块)中总的符号(symbol)数,k为编码前分组的符号数。如果每个符号由m(m是大于2的任意正整数)个比特组成,则对于所有的n,k,满足0 < k < n < 2^m + 2。RS解码具有很强的纠错能力,对于大多数的RS(n,k)码存在(n,k) = (2^m - 1, 2^m - 1 - 2t),其中t = [(n-k)/2]是RS码能够纠正的错误符号个数,n-k = 2t是监督符号个数,⌊x⌋表示小于或等于x的最

到稿日期:2008-07-10 返修日期:2009-02-03 本文受国防项目(编号513040205)资助。

杨光(1981-),男,博士研究生,研究方向为数据链系统建模与仿真、电子信息系统及装备仿真,E-mail:gavin21st@163.com;周经伦(1956-),男,博士生导师,教授,主要研究方向为数据链系统建模与仿真、装备系统工程和系统可靠性;罗鹏程(1975-),男,硕士生导师,副教授,主要研究方向为数据链系统建模与仿真、电子信息系统及装备仿真;曾向荣(1986-),男,硕士研究生,研究方向为数据链系统抗干扰性能分析与仿真。

大正整数。RS 编码系统的符号误码率为^[2-4]

$$P_{S,RS} \approx \frac{1}{n} \sum_{j=i+1}^n j \binom{n}{j} p_s^j (1-p_s)^{n-j} \quad (1)$$

其中, p_s 表示调制信道的符号误码率。

2.2 交织性能分析

JTIDS 系统采用分组交织, 分组交织是行读出或列读出的交织器。信息经过交织矩阵与解交织矩阵的变换后, 原来信道中产生的突发错误变成了无记忆的随机性的独立差错。

分组交织器的分组长度可表示为 $L = p \times q$, 故又称之为 (p, q) 分组交织器。它将分组长度 L 分成 p 列 q 行并构成一个交织矩阵, 交织深度为 q , 从发送端发来的信息经过交织解交织后, 将在传输过程中产生的突发差错变为无记忆的独立差错。对于 $RS(n, k)$ 编码, 能够纠正的错误符号个数为 $t = \lfloor (n-k)/2 \rfloor$, 当使用交织深度为 q 的 (p, q) 分组交织器时, 则结果变为 $RS(qn, qk)$ 码, 可以纠正多达 qt 个符号的突发差错, 则经过 RS 编码和字符交织之后的符号误码率为

$$P_{S,RS+IW} \approx \frac{1}{qn} \sum_{j=q+1}^{qn} j \binom{qn}{j} p_s^j (1-p_s)^{qn-j} \quad (2)$$

JTIDS 系统采用的是 $RS(31, 15)$ 编码和 $(31, 3)$ 分组交织, 则有 $n=31, k=15, m=5, p=31, q=3, t=8$, 根据式(2), 可得符号误码率为

$$P_{S,RS+IW} \approx \frac{1}{93} \sum_{j=25}^{93} j \binom{93}{j} p_s^j (1-p_s)^{93-j} \quad (3)$$

2.3 DS/FFH MSK 调制性能分析

JTIDS 系统的调制过程包括直序扩频、MSK 调制和快跳频过程(简称 DS/FFH MSK 调制), 其发送端调制过程如图 2 所示^[5-7]。根据图 2 可知, 发送端的发送信号可表示为

$$s_{MSK}(t) = \sqrt{2P} \left\{ c_1(t) d_1(t) \cos \left[2\pi(f_c + f_h(t)) + \frac{\pi t}{T_c} + \theta \right] + c_2(t) d_2(t) \sin \left[2\pi(f_c + f_h(t)) + \frac{\pi t}{T_c} + \theta \right] \right\} \quad (4)$$

其中, P 为信号功率, f_c 为载波频率, 由于 DS/FFH MSK 调制是用 I 和 Q 两个信道分别独立判决奇偶两路数据, $d_1(t)$ 和 $d_2(t)$ 分别表示 I 信道和 Q 信道的符号序列, 其符号周期为 $T_s, T_s = 5T_b$, 其中 T_b 为信号的比特周期。 $c_1(t)$ 和 $c_2(t)$ 分别表示 I 信道和 Q 信道的循环移位键控(CCSK)编码序列, 其切普周期为 T_c , 假设 $N = \frac{T_b}{T_c}$, N 表示直序扩频的扩频率。 $f_h(t)$ 表示跳频周期变化的跳频点。

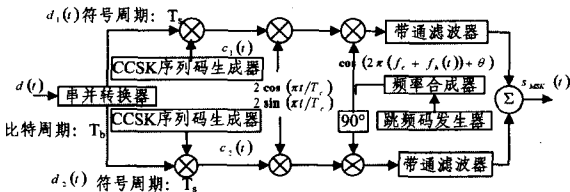


图 2 DS/FFH MSK 调制过程

其解调过程包括直序解扩、MSK 解调以及解跳过程, 如图 3 所示, 接收端采用 MSK 最佳接收方式, 这种接收方式的误码率和 BPSK, QPSK 及 OQPSK 相同, 在高斯白噪声环境下, JTIDS 调制系统的符号误码率为

$$p_{s,MSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{n_0}} \right) = Q \left(\sqrt{\frac{2E_s}{n_0}} \right) \quad (5)$$

其中, $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2} dt = 2Q(\sqrt{2}x)$, $-\infty < x < \infty$; E_s

为信号在每符号内的能量, E_b 为信号在每比特内的能量,

$E_s = 5E_b, E_b = ST_b = \frac{S}{R}$, S 表示信号功率, R 为信息序列的速率;

$\frac{n_0}{2}$ 为高斯白噪声的双边功率谱密度。

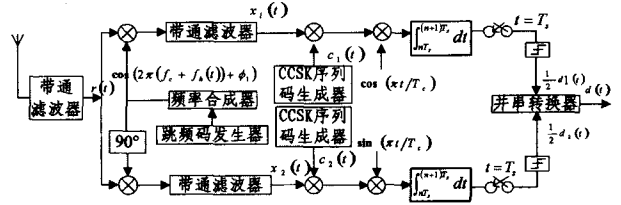


图 3 DS/FFH MSK 解调过程

另外考虑到 RS 编码的冗余度, RS 编码前后的符号能量不同:

$$E_s = E_s' / R_c \quad (6)$$

其中, E_s' 为信号经 RS 编码后码字中每个符号的能量, $R_c = k/n$ 表示 RS 编码速率。因此, 对于有 RS 编码的系统来说, 有

$$p_{s,MSK} = Q \left(\sqrt{\frac{2E_s'k}{n_0n}} \right) \quad (7)$$

JTIDS 系统采用的直序扩频系统即采用了 $(32, 5)$ 的 CCSK 编码, 扩频系数为 6.4, 它是由一条长为 32 位的 CCSK 码去对应 5 位信息码。一条长为 32 位的 CCSK 码的 32 条位移序列, 正好对应 5 位信息码的 32 个状态, 即 CCSK 码的 32 条位移序列与 5 位信息码的 32 个状态一一对应。由此可见, 软扩频就是实现 (x, y) 的 CCSK 编码, 用 y 位信息码的状态, 去确定这 y 位信息码的状态对应的长为 x 的 CCSK 码字, 不同的状态对应于不同的伪随机码, 从而完成扩频。

在高斯白噪声信道中, 直扩 MSK 调制方式的误码率和传统的未扩频 MSK 调制方式的误码率相同, 根据式(6)得调制信道的符号误码率为

$$p_{s,CCSK+MSK} = p_{s,MSK} = Q \left(\sqrt{\frac{2E_s'k}{n_0n}} \right) \quad (8)$$

如果干扰是宽带阻塞式干扰或频谱平坦落在整个跳频带宽的脉冲干扰, 则有跳频系统的误码率与未跳频系统的误码率基本相同, 对于部分频带干扰, 则误码率根据干扰带宽覆盖跳频点的个数而不同。具体性能分析见以下部分。

3 不同信道环境下的抗干扰分析

JTIDS 数据链通信的信道模型主要包括加性高斯白噪声信道模型和莱斯衰落信道模型等。其中, 加性高斯白噪声是最常见的一种噪声, 它存在于各种传输介质中, 莱斯衰落描述视线传播距离的影响, 以及无线信道中存在多普勒频移和多径衰落的影响。

3.1 加性高斯白噪声信道

加性高斯白噪声是最简单的一种噪声, 它表现为信号围绕平均值的一种随机波动过程。加性高斯白噪声的均值为 0, 方差表现为噪声功率的大小。一般情况下, 噪声功率越大, 信号的波动幅度就越大, 接收端接收到的信号的误码率就越高。在研究通信系统的误码率与信道质量的关系时, 一般先

研究它在加性高斯白噪声信道下的性能,然后再把它推广到具有快衰落的复杂情况。当采用差分 MSK 调制时,在高斯白噪声环境下,调制信道的符号误码率同式(7),为

$$p_{s,CCSK+MSK} = p_{s,MSK} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_s k}{n_0 n}}\right) \quad (9)$$

3.2 莱斯衰落信道

在无线移动通信中,如果发送端和接收端之间存在一条占优势的视距传播路径,这种信号就可以模拟成莱斯衰落信道。当发送端和接收端之间既存在视距传播路径,又有多条反射路径时,它们之间的信道可以同时用莱斯衰落信道模型来仿真。

莱斯衰落信道的一个重要参数是 K 因子,又称莱斯因子,它表示视距传播路径的能量 E_0^2 与反射多径的能量 E_1^2 的比值,即 $K = E_0^2/E_1^2$, K 因子越大,表示发送端和接收端之间的视距传播路径的能量越强;当 $K=0$ 时,发送端和接收端之间不存在视距传播路径,这时莱斯衰落信道转化为瑞利衰落信道。实际上, K 取值一般为 10dB~20dB。

在莱斯信道环境下,调制信道的符号误码率为^[6]

$$p_{s,MSK} = \int_0^{\infty} Q(\sqrt{z}) p(z) dz \quad (11)$$

其中, $p(z) = \frac{1+K}{z} \exp(-K - \frac{z}{1+K}) I_0(2\sqrt{(K^2+K)\frac{z}{1+K}})$, 表示莱斯信道中瞬时信噪比概率密度函数, z 为瞬时信噪比, \bar{z} 为平均信噪比, $I_0(x)$ 是第一类零阶修正贝塞尔函数, $I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{x \cos(t)} dt$ 。

4 不同干扰方式下的抗干扰分析

按频带覆盖范围划分, JTIDS 系统受到的人为干扰主要有宽带阻塞式干扰、部分频带干扰和脉冲干扰。

4.1 宽带阻塞式干扰

宽带阻塞式干扰是通信干扰的常用方式,它是将干扰信号频谱覆盖在 JTIDS 的大部分跳频信道上,使它在频率高速跳变时,仍然受到较长时间的噪声干扰,以压制信息的传输^[8]。由于 JTIDS 发射功率较大(1000W 左右)、跳频信道数较多(51 个),且信号具有较大的处理增益,故采用宽带阻塞式干扰压制 JTIDS 至少需要几百千瓦的干扰功率。宽带阻塞式干扰的优点是,它既可以对抗直序扩频系统,又可以对抗跳时、跳频及直扩/跳频系统。但其对抗效益(CMR, 干扰效果/干扰功率)较低,对干扰机的发射功率要求较高。

设干扰噪声带宽为 B_i , 则噪声功率为

$$J_0 = j_0 B_i \quad (12)$$

其中, J_0 为干扰噪声功率, j_0 为干扰噪声功率谱密度,为简单起见,设 $B_0 = B_s$, B_s 为信号的有效带宽,则符号误码率为

$$p_{s,CCSK+MSK} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_s k}{j_0 n}}\right) \quad (13)$$

式(13)没有体现高斯白噪声的影响,如果加入高斯白噪声的影响,则符号误码率表达式将为

$$p_{s,CCSK+MSK} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_s k}{(n_0 + j_0) n}}\right) \quad (14)$$

其中, $n_0/2$ 为高斯白噪声的双边功率谱密度, j_0 为干扰噪声功率谱密度。

4.2 部分频带干扰

如果干扰机可用功率小于跳频信道数和信号功率的乘积,则干扰机把功率集中在总跳频频带的某一部分上,通常较为有利。

部分频带干扰同宽带阻塞式干扰的不同之处仅在于干扰频带只占扩展频谱传输带宽的一部分。正因为如此,部分频带干扰易于产生,功率密度可以做得较高,对某种类型扩频系统相当有效。

设信号受到高斯白噪声干扰、宽带阻塞式干扰和部分频带干扰。其中高斯白噪声的双边功率谱密度为 $n_0/2$, 宽带阻塞式干扰的功率谱密度为 $j_0 = J_0/B_i$, 部分频带干扰信号的带宽为 B_{i1} , 信号的平均功率为 J_1 , 则干扰信号的功率谱密度为 $j_1 = J_1/B_{i1}$ 。假设 μ 表示干扰信号带宽与信号带宽的比值(如果部分频带干扰的干扰带宽覆盖 F 个跳频点,则 $\mu = \frac{F}{51}$),

即 $\mu = B_{i1}/B_s$, 则 $j_1 = \frac{J_1}{\mu B_s}$, 令 $j_1' = \frac{J_1}{B_s}$, 则 $j_1 = \frac{j_1'}{\mu}$, 其中 j_1' 的值不变。因此作用在带宽 B_{i1} 上的总的噪声谱密度是 $n_0 + j_0 + \frac{j_1'}{\mu}$, 符号误码率为

$$p_{s,CCSK+MSK} = (1-\mu)Q\left(\sqrt{\frac{E_s k}{(n_0 + j_0) n}}\right) + \mu Q\left(\sqrt{\frac{E_s k}{(n_0 + j_0 + \frac{j_1'}{\mu}) n}}\right) \quad (15)$$

4.3 脉冲干扰

设干扰机在信号带宽为 B_s 内的平均功率为 J_2 , 干扰信号的功率谱密度 $j_2 = J_2/B_s$, 干扰机不是连续发射的,假设 ρ 表示脉冲持续时间与信号传输时间的比值,则脉冲功率为 J_2/ρ 。为简单起见,假设脉冲持续时间等于信号传输间隔的整数倍,因此干扰对某整数个符号造成影响。当干扰机不发射时,假定传输符号没有错;当干扰机发射时,调制信道的符号误码率为

$$p_{s,CCSK+MSK} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_s k}{\left(\frac{j_2}{\rho}\right) n}}\right) \quad (16)$$

所以脉冲干扰条件下调制信道的平均符号误码率为

$$p_{s,CCSK+MSK} = \rho Q\left(\sqrt{\frac{2E_s k}{\left(\frac{j_2}{\rho}\right) n}}\right) \quad (17)$$

如果考虑宽带阻塞式干扰噪声和高斯白噪声,则平均符号误码率表示为

$$p_{s,CCSK+MSK} = (1-\rho)Q\left(\sqrt{\frac{2E_s k}{(n_0 + j_0) n}}\right) + \rho Q\left(\sqrt{\frac{2E_s k}{(n_0 + j_0 + \frac{j_2}{\rho}) n}}\right) \quad (18)$$

5 仿真及结果分析

假设信道为高斯白噪声信道且信号不受其它人为干扰的影响,根据图 1 所示的系统结构,运用 SIMULINK 建立如图 4 所示的 JTIDS 通信仿真系统结构^[8]。该仿真系统主要由 12 个主要模型组成,分别是信源、信宿、RS 编码、RS 解码、交织、解交织、扩频、解扩、跳频图案生成、调制、解调、高斯白噪声信道以及部分频带干扰。

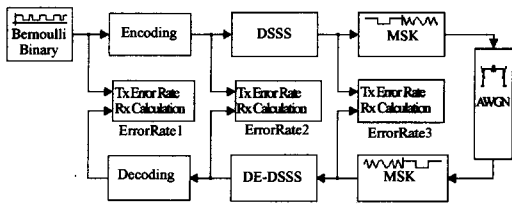


图4 基于SIMULINK的JTIDS通信仿真系统结构

图5中的a,b,c分别表示未编码的调制系统、带有RS编码的调制系统以及带有RS编码与交织的调制系统3种抗干扰体制下,符号误码率与信噪比的关系,可见RS编码与交织能够极大的改善数据链系统的抗干扰性能,根据图c可知,当信噪比 $\frac{E_s}{n_0} \geq 3$ 时,符号误码率低于 10^{-5} ,满足数据链通信的要求。

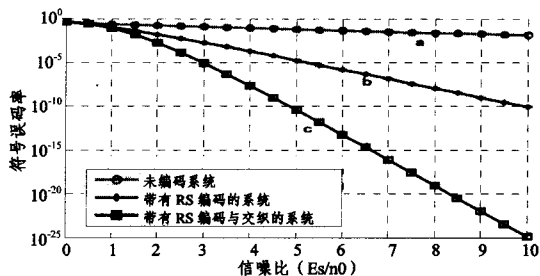


图5 符号误码率与信噪比的关系

假设信道为高斯白噪声信道且信号只受到部分频带干扰的影响,通常情况下 $j_1' \gg n_0$,所以对信道进行抗干扰性能分析时,忽略高斯白噪声对系统性能的影响,只存留部分频带干扰,此时 $p_s = \mu Q\left(\sqrt{\frac{\mu E_s k}{j_1 n}}\right)$ 。如图6所示,图a,b,c分别表示信干比 $\frac{E_s}{j_1}$ 等于10dB,15dB,20dB时,符号误码率与 μ 的关系,随着 μ 的变化系统符号误码率出现最大值,此时为最大部分频带干扰(干扰效果最佳),也就是说,这时的 μ 值造成系统性能大大降低,继而符号误码率不断下降。

如图7所示,图a,b,c分别表示 μ 等于1,0.8,0.6时,符号误码率与信干比 $\frac{E_s}{j_1}$ 的关系,随着信干比的增大,符号误码率与信干比近乎成反比例关系。另外,当信干比不是很大时, μ 越大,符号误码率越大;当信干比达到一定程度时, μ 越大,符号误码率越小,这是因为干扰噪声的功率不够大时,增加干

扰的覆盖范围,只会降低部分频带干扰的效果。

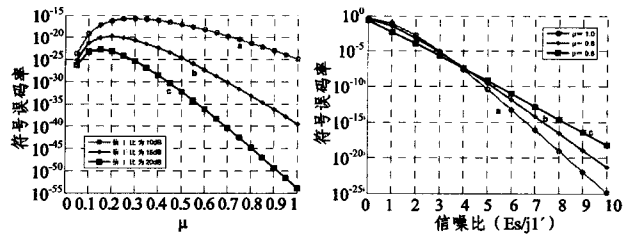


图6 符号误码率与 μ 的关系 图7 符号误码率与信干比的关系

结束语 本文以JTIDS为背景,研究了数据链通信系统的结构以及采用的抗干扰体制,分析了该系统在不同信道环境和人为干扰方式下的符号误码率,并运用SIMULINK通信仿真平台对该系统在高斯白噪声及部分频带干扰情况下的抗干扰性能进行了仿真,对仿真结果进行了分析。分析结果显示,由于JTIDS系统采用了RS编码、交织等多层纠错编码体系以及直扩、MSK调制和跳频的组合调制体制等一系列抗干扰技术,使其在有高斯白噪声以及部分频带干扰情况下,误码率也较低,其抗干扰的性能较好,满足战术数据传输要求。

参考文献

- [1] 刘徐德. 战术通信、导航定位和识别综合系统文集(第一集)[M]. 北京:电子工业出版社,1991
- [2] Sklar B. 数字通信基础与应用(第二版)[M]. 徐平平,宋铁成,等译. 北京:电子工业出版社,2002;335-337
- [3] Proakis J G. Digital Communications[M]. 3rd ed. McGraw-Hill, 1995
- [4] 曲伟华. JTIDS系统的RS码性能分析[J]. 电讯技术,2007,47(2)
- [5] Zheng H, Zhang N. Performance Analysis of Hybrid DS-SFH/MSK Spread-Spectrum System under Multitone Jamming[C]// IEEE MILCOM'99. 1999;567-570
- [6] Ryu Heung - Gyoon. Effects of Partial - Band Interference on the Hybrid DS/SFH MSK System in Rayleigh Fading Channel. IEEE MILCOM
- [7] Tan Z, Blake I F. Performance analysis of noncoherent DS-SFH spread spectrum multiple access for indoor wireless communications[C]// IEEE MILCOM '92. 1992,3;851-855
- [8] 杨光,周经伦,罗鹏程. 基于SIMULINK的数据链通信系统仿真研究[J]. 系统仿真学报,2008
- [9] 侯印鸣. 综合电子战[M]. 北京:国防工业出版社,2000
- [14] Newman M E J. Fast algorithm for detecting community structure in networks[J]. Physical Review E,69(6);066133
- [15] Stutzbach D,Rejaie R. Characterizing today's Gnutella topology [R]. CIS-TR-04-02. University of Oregon,2004
- [16] Newman M E J. Modularity and community structure in networks[J]. Proceedings of the National Academy of Sciences, 2006,103(23);8577-8582
- [17] Bagrow J P,Bolt E M. Local method for detecting communities [J]. Physical Review E,2005,72;046108
- [18] Zachary W W. An information flow model for conflict and fission in small groups[J]. Journal of Anthropological Research,1977, 33(4);452-473

(上接第104页)

- [9] 罗家德. 社会网络分析讲义[M]. 北京:社会科学文献出版社, 2005;150-156
- [10] 温粉莲,唐常杰,乔少杰,等. 基于社会网络最短路径挖掘犯罪集团核心[J]. 计算机科学,2006,33(11);266-268
- [11] Wu F, Huberman B A. Finding communities in linear time; a physics approach[J]. European Physical Journal B, 2004, 38(2);331-338
- [12] Newman M E J, Girvan M. Finding and evaluating community structure in networks[J]. Physical Review E,2004,69;026113
- [13] Newman M E J. Detecting community structure in networks[J]. European Physical Journal B,2004,38(2);321-330