

# LTE 中一种新的干扰与噪声功率估计方法

陈永岭<sup>1,2</sup>, 胡宏林<sup>1,2,3,4</sup>, 杨秀梅<sup>1,2,3,4</sup>

(1. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所, 上海 200050; 2. 上海无线通信研究中心, 上海 200335;

3. 中国科学院无线传感网与通信重点实验室, 上海 200335; 4. 上海物联网公司, 上海 201800)

**摘 要:** 在分析长期演进计划及其增强系统的基础上, 提出一种利用主同步信号估计干扰与噪声功率的方法。利用该方法估计当前同步子载波的信道系数, 根据相邻子载波信道近似相等的特性, 计算相邻同步子载波接收数据的估计值, 将该估计值与实际接收数据的差值进行自相关, 并通过统计平均得到干扰与噪声功率的估计值。仿真结果表明, 在多径丰富的衰落信道场景下, 与目前常用的循环前缀估计算法相比, 该方法能较好地估计干扰和噪声功率。

**关键词:** 长期演进计划; 长期演进计划增强系统; 同步信号; 噪声估计; 干扰与噪声估计; 多径效应

## A New Method of Interference and Noise Power Estimation in LTE

CHEN Yong-ling<sup>1,2</sup>, HU Hong-lin<sup>1,2,3,4</sup>, YANG Xiu-mei<sup>1,2,3,4</sup>

(1. Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200050, China;

2. Shanghai Research Center for Wireless Communications, Shanghai 200335, China;

3. Key Laboratory of Wireless Sensor Network & Communications, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200335, China;

4. Shanghai Internet of Things Company, Shanghai 201800, China)

**【Abstract】** A method is proposed to estimate the interference and noise power using synchronization signal for Long Term Evolution (LTE)/Long Term Evolution-Advanced(LTE-A) systems. In this method, the channel coefficient of current subcarrier is estimated, and the estimated received signal of adjacent carrier is calculated based on the hypothesis that the channel coefficients of two adjacent carriers are nearly equal. Correlation of the difference value of the real received and the estimated value is performed with further expectation operations for estimation of interference and noise power. Simulation results show that proposed method performs better than conventional Cyclic Prefix(CP) algorithm in rich multipath fading scenarios, and the method can estimate interference and noise power well.

**【Key words】** Long Term Evolution(LTE); Long Term Evolution-Advance(LTE-A) systems; synchronization signal; noise estimation; interference and noise estimation; multipath effect

DOI: 10.3969/j.issn.1000-3428.2013.12.017

## 1 概述

长期演进计划(Long Term Evolution, LTE)及其增强(LTE-Advance, LTE-A)版本是国际上新一代的移动通信标准, 其标准化工作吸引全球运营商与设备商的广泛参与<sup>[1]</sup>。物理层下行链路的关键技术是正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)与多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)、干扰和噪声功率值被广泛应用于上述 2 种技术中的信道估计、MIMO 均衡、数据译码、链路自适应等处理中, 准确的估计值可以带来系统性能的显著提升<sup>[2]</sup>。因此, 对干扰和噪声功率的估计是接收机处理的重要部分。

已有文献对噪声功率估计进行了大量研究。目前常用的方法是利用循环前缀(Cyclic Prefix, CP)进行噪声估计, 但多径信道下前一个符号的残留会降低估计性能。文献[3]对 CP 方法进行了改进, 利用接收数据的相关来进行估计, 但是同样没有解决符号残留问题。文献[4]将经典的 M2M4 算法<sup>[5]</sup>引入 LTE 系统, 利用参考信号为 QPSK 调制的特性来估计信噪比, 但该算法需要参考信号的 4 阶和 2 阶统计特性, 复杂度较高。文献[6]对存在干扰的场景进行分析, 提出分割子载波组的方法来估计有色噪声功率, 然后用时域平均代替频域平均, 但是终端没有办法预先知道是否存在干扰, 因此, 实际应用有限。

本文利用 LTE/LTE-A 系统中的主同步信号, 提出一种

**基金项目:** 上海市科委科技创新行动计划基金资助项目(11DZ1500201); 上海市启明星计划基金资助项目(11QA1406300); 上海市科委国际合作计划基金资助项目(11220705400); 工信部科技重大专项计划基金资助项目(2012ZX03003009-003)

**作者简介:** 陈永岭(1987—), 男, 硕士研究生, 主研方向: 信号处理, LTE 物理层关键技术; 胡宏林, 研究员、博士; 杨秀梅, 助理研究员、博士

**收稿日期:** 2012-10-17 **修回日期:** 2012-12-28 **E-mail:** yongling.chen@shrcwc.org

新的干扰和噪声功率的估计方法,利用相邻同步子载波信道近似相等的特性,通过估计相邻同步子载波的接收值,并将该估计值与实际接收数据的差值进行自相关,进一步统计平均可求得干扰与噪声功率的估计值。

## 2 同步信道干扰和噪声功率的估计

本节描述 LTE/LTE-A 系统中主同步信号的特征。为更清晰地描述算法原理,先不考虑干扰场景,给出基于主同步信号的噪声功率估计方法;基于 1 个干扰源的传输模型,给出存在干扰情况下的干扰和噪声功率估计方法,由理论推导结果可知,无干扰场景是存在干扰时的特例。

### 2.1 LTE/LTE-A 系统中的主同步信号

LTE/LTE-A 中的同步信号包括 2 种信号:主同步信号(Primary Synchronization Signal, PSS)和辅同步信号(Secondary Synchronization Signal, SSS)<sup>[1,7]</sup>。PSS 为 ZC(Zadoff-Chu)序列,其生成方式如下<sup>[7]</sup>:

$$d_u(n) = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi un(n+1)}{63}} & n = 0, 1, \dots, 30 \\ e^{-j\frac{\pi u(n+1)(n+2)}{63}} & n = 31, 32, \dots, 61 \end{cases} \quad (1)$$

LTE/LTE-A 支持 3 种不同的 PSS 序列,对应的  $u$  取值依次为 25、29 和 34。主同步序列具有长度为 62,且具有模值为 1 的特性。其经过傅立叶变换后仍为 ZC 序列,也具备上述恒模特性<sup>[8-9]</sup>,此特点将应用于下面的算法推导过程。

### 2.2 无干扰情况下的噪声功率推导

在不考虑干扰情况下,相邻 2 个同步子载波上的接收信号可分别表示成<sup>[8]</sup>:

$$Y(k) = H(k)X(k) + N(k) \quad (2)$$

$$Y(k+1) = H(k+1)X(k+1) + N(k+1) \quad (3)$$

其中,  $H(k)$  表示序号为  $k$  的同步子载波的信道系数;  $N(k)$  为高斯白噪声;  $X(k)$  和  $Y(k)$  分别为当前同步子载波上的发送和接收主同步信号;  $X(k+1)$  和  $Y(k+1)$  分别为相邻子载波对应的数据。

在 OFDM 系统中,频域子载波信道是连续的,相邻的 2 个子载波信道可认为近似相等<sup>[10]</sup>,即:

$$H(k) \approx H(k+1) = H \quad (4)$$

根据式(2)可得到  $H$  (方便起见,省略下标  $k$ ) 的估计值:

$$\hat{H} = Y(k) / X(k) = H + N(k) / X(k) \quad (5)$$

将式(5)中的估计值代入式(3),可重新计算得到第 2 个子载波上的接收信号,将计算得到的接收数据与实际接收数据求差值,有:

$$\begin{aligned} \Delta Y(k) &= Y(k+1) - \hat{H}X(k+1) = \\ &N(k+1) - N(k)X(k+1) / X(k) \end{aligned} \quad (6)$$

式(6)的自相关为:

$$\begin{aligned} R(k) &= |N(k+1)|^2 + |N(k)|^2 |X_2 / X_1|^2 - \\ &N(k+1)(N(k)X_2 / X_1)^* - (N(k)X_2 / X_1)N(k+1)^* \end{aligned} \quad (7)$$

其中,上标  $(\cdot)^*$  表示复数共轭运算。

在主同步信道的 62 个子载波中,相邻子载波对的个数为 61,对这 61 个计算出的相关值统计平均,也就是对式(7)求统计平均,可得<sup>[11]</sup>:

$$E\{\Delta Y \Delta Y^*\} = \frac{\sum_{k=0}^{60} \Delta Y(k) \Delta Y(k)^*}{61} = 2\sigma^2 \quad (8)$$

$E\{\cdot\}$  表示求取平均值。式(8)的求解过程中利用了噪声  $N(k)$  和  $N(k+1)$  的非相关性,以及 PSS 信号恒模为 1 的特性,因此对于式(7)中  $|N(k)|^2 |X_2 / X_1|^2$  项的结果为  $|N(k)|^2$ ,于是得到计算结果为 2 倍的噪声方差。

### 2.3 存在干扰情况下的干扰与噪声功率推导

若有干扰,则式(2)、式(3)的接收信号中应存在干扰项。对于干扰信号,接收端不具有先验信息。若用户与本小区和相邻小区位置接近,则有干扰信号和本小区信号的时序会有一致或者近似一致的情况。以两小区传输的小区边缘用户为例,此时,存在一个强干扰项,为简单起见,假设信号干扰比为 0 dB,则在该场景下,子载波  $k$  的接收信号修改为:

$$Y(k) = H_1(k)X_1(k) + H_2(k)X_2(k) + N(k) \quad (9)$$

相邻子载波上的接收信号表示为:

$$\begin{aligned} Y(k+1) &= H_1(k+1)X_1(k+1) + \\ &H_2(k+1)X_2(k+1) + N(k+1) \end{aligned} \quad (10)$$

其中,  $H_1(k)$ 、 $H_2(k)$  分别表示本小区信号和干扰信号的信道;  $X_1(k)$ 、 $X_2(k)$  分别表示当前子载波上的发送信号和干扰信号。

采用与前面小节相同的计算过程,首先由式(9)得到本小区信道估计值为:

$$\begin{aligned} \hat{H}_1 &= Y_1(k) / X_1(k) = H_1 + \\ &H_2X_2(k) / X_1(k) + N(k) / X_1(k) \end{aligned} \quad (11)$$

然后估计相邻子载波的接收值,并与已知接收数据求差值并进行自相关:

$$\Delta Y(k) = Y(k+1) - \hat{H}_1X_1(k+1) \quad (12)$$

对式(12)求取统计平均,有:

$$\begin{aligned} E\{\Delta Y \Delta Y^*\} &= \\ |H_2|^2 E\{|(X_2(k+1) - X_2(k)X_1(k+1) / X_1(k))|^2\} &+ 2\sigma^2 \end{aligned} \quad (13)$$

其中,第 2 项是噪声方差项;第 1 项的  $|H_2|^2$  为干扰信号信道的功率,第 1 项均值运算与发送序列有关。下面对第 1 项的均值求解部分,即:

$$E\{|(X_2(k+1) - X_2(k)X_1(k+1) / X_1(k))|^2\} \quad (14)$$

根据协议,可对 3 种 PSS 序列的组合进行遍历,从而计算得到结果。相邻小区使用不同的 PSS 序列(相同情况下,式(14)求解结果为 0),此时可能的情况共有 6 种。表 1 列举出了 6 种情况下式(14)的计算结果,  $u_1$  表示本小区序列  $u$  的

取值,  $u_2$  表示相邻小区序列  $u$  的取值。

表1 PSS信号下式(14)计算结果

$u_2$	$u_1$		
	25	29	34
25	-	2.064 3	1.940 9
29	2.064 3	-	1.936 5
34	1.940 9	1.936 5	-

从表1中可以看出, 不管本小区和相邻小区分别采用哪组同步序列, 式(14)的近似解均为2, 因此, 式(13)的值可近似为:

$$E\{\Delta Y \Delta Y^*\} \approx 2|H_2|^2 + 2\delta^2 \quad (15)$$

从而得到了干扰和噪声功率的估计值。在无干扰情况下, 式(15)的第1项不存在, 因此, 无干扰场景下的噪声估计结果可看作是干扰和噪声功率估计的特例。

### 3 仿真结果与分析

本节给出上述算法的仿真结果。仿真中 LTE/LTE-A 系统的配置如表2所示。

表2 LTE/LTE-A 系统仿真配置

参数	配置
带宽	20 MHz
CP 模式	Normal CP
CP 长度	160/144
噪声类型	AWGN
信道类型	EPA/EVA/ETU
仿真子帧数	10 000

根据协议, PSS 信号放置在中间 62 个子载波上, 噪声为加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)。

算法的估计效果与信道类型密切相关, 因此, 在仿真中分别评估单径、两径和 LTE 中的 3 种典型信道场景: EPA (Extended Pedestrian A model), EVA(Extended Vehicular A model)和 ETU(Extended Typical Urban model)。

CP 算法估计噪声功率是目前实际系统中常用的方法<sup>[12]</sup>, 仿真中给出本文提出算法与 CP 算法的性能比较。其中, CP 方法的处理过程如式(16)所示:

$$\delta_{CP}^2 = \frac{\sum_{i=0}^{L-1} (y(i) - y(i+N))^2}{2L} \quad (16)$$

其中,  $L$  表示 CP 的长度;  $N$  表示 OFDM 符号不包括 CP 时的长度。

#### 3.1 性能评价准则

若实际的噪声功率为  $\delta^2$ , 估计的噪声功率为  $\hat{\delta}^2$ , 使用平均的绝对误差比值  $ME$  来评估算法性能, 定义如下:

$$ME = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{|\hat{\delta}(k)^2 - \delta^2|}{\delta^2} \quad (17)$$

其中,  $\hat{\delta}(k)^2$  表示  $N$  次仿真中的第  $k$  次仿真结果。

#### 3.2 噪声功率估计的仿真结果与分析

图1针对简单的单径信道和两径信道进行了仿真。可以看出, 单径信道下 CP 估计的效果要好于 PSS。这是由于单径信道下, 2 种方法都相当于是统计噪声样本值来估计均值, 因为 CP 的样本数要高于 PSS 的样本数, 所以效果较好。在两径信道场景下, 第2条径的延迟为 10 个采样点。由于经历了多径, 因此 CP 中残留了前一个符号的能量, 该能量在路径确定下为固定值, 故在高信噪比噪声功率变小的情况下, 会使得估计的误差变大。PSS 假定相邻子载波信道系数相等, 在多径弥散不严重时成立, 因此, 高信噪比情况下估计性能仍然较好; 但是在多径丰富时, 相邻子载波的频选效果明显, 算法中的假设条件不理想, 会引起高信噪比下误差的增大<sup>[3]</sup>。

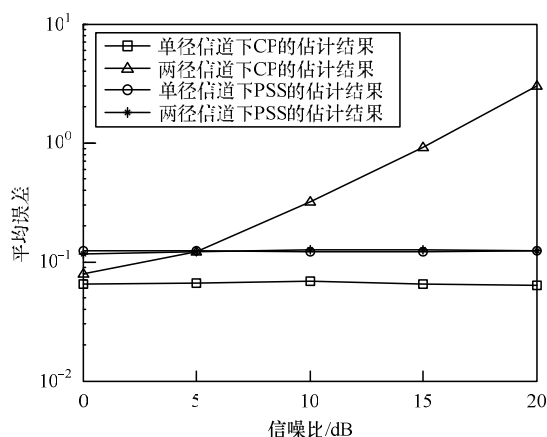


图1 简单信道下的仿真结果

使用 LTE/LTE-A 中 3 种信道得到的仿真结果如图2所示。EPA、EVA、ETU 信道的时延和频选特性依次增大。在 EPA 下, 由于近似于单径信道, 因此在低信噪比下 CP 效果比 PSS 要好。在 ETU 下, 频选特性较大, 导致 CP 和 PSS 都有误差变大的趋势。这与图1中两径的分析结果是一致的。

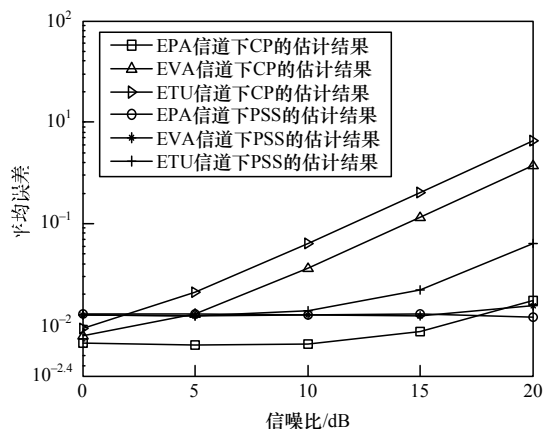


图2 LTE 3种信道下的仿真结果

综合图1、图2的结果可以看出, 多径信道场景下, 提出算法较传统的 CP 算法有较大优势, 尤其是随着信噪比的提高, 提出算法比传统 CP 算法优势明显。

### 3.3 干扰与噪声功率估计的仿真结果与分析

当存在干扰时, CP 算法难以分辨出干扰信号。因为在时序一致的场景下, 干扰信号同样有 CP, 相减会去除 CP 中的干扰信号, 从而导致估计结果存在偏差。图 3、图 4 分别给出了不同信道场景下的仿真结果。

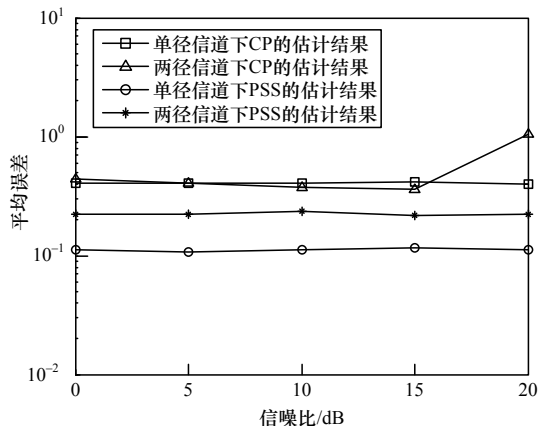


图3 存在干扰时简单信道下的仿真结果

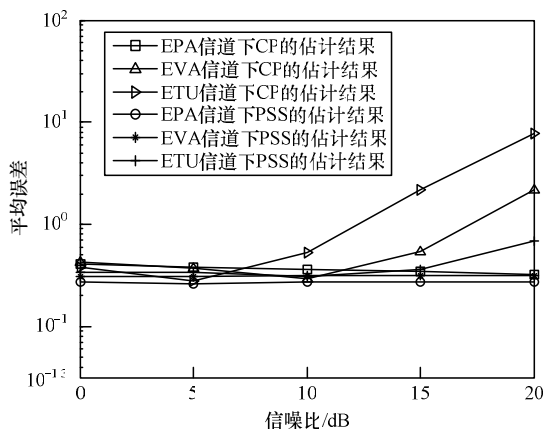


图4 存在干扰时LTE3种信道下的仿真结果

如图3所示, 单径信道下 PSS 估计效果明显优于 CP 估计效果。这是因为 CP 方法无法准确估计出干扰信号的功率。图3、图4的结果表明, 在多径下, 两者效果都有所降低, 这是由于多径会降低估计算法中相邻子载波信道近似性, 本小区 PSS 和干扰小区 PSS 都会受到这种影响, 从而导致整体的估计精度受到较大的影响。但是此时在整个信噪比区间内, 本文算法都较传统 CP 方法都有性能优势。

图4是本小区信号和干扰小区信号经历相同信道类型的结果。本小区信号和干扰小区信号经历信道不同时, 本文算法同样具有适用性, 在图5中, 本小区信号信道类型为EVA, 干扰信号信道类型为ETU, 从结果可以看出, 本文提出的 PSS 算法效果依然优于 CP 算法。由上述仿真结果可以发现, CP 算法适用于信道弥散不严重、不存在干扰的场景。在该场景下, CP 受到的多径干扰小, 统计特性好, 故能更准确地估计出噪声功率。而本文提出的利用同步信道估计干扰噪声功率的方法则在多径丰富, 存在干扰的场景下更有优势。

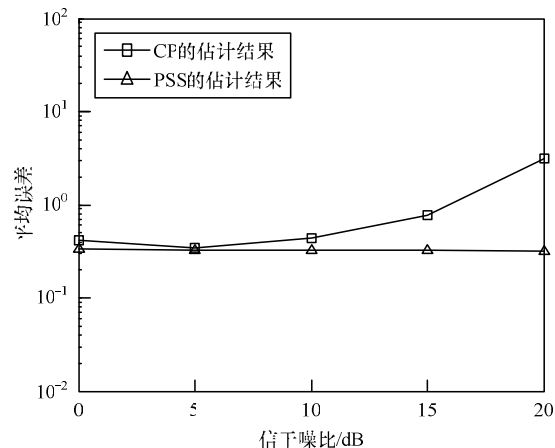


图5 本小区信道EVA、干扰小区信道为ETU下的仿真结果

## 4 结束语

本文针对 LTE/LTE-A 系统, 提出一种利用主同步信号估计干扰和噪声功率的算法。利用相邻子载波信道近似相等特性, 得出干扰和噪声功率的估计方法。理论与仿真结果表明, 该算法能够较好地估计干扰和噪声功率, 特别是在多径较为丰富的信道场景下, 可以取得比传统 CP 方法更好的性能。但在多径严重的场景下, 本文算法的估计效果有逐渐变坏趋势。下一步的工作将研究在多径下依然具有优良性能的估计算法。

### 参考文献

- [1] 王映民, 孙韶辉. TD-LTE 技术原理与系统设计[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2010.
- [2] Pauluzzi D R, Beaulieu N C. A Comparison of SNR Estimation Techniques for the AWGN Channel[J]. IEEE Transactions on Communications, 2000, 48(10): 1680-1691.
- [3] Ljaz A, Awoseyila A B, Evans B G. Low Complexity Time Domain SNR Estimation for OFDM Systems[J]. Electronics Letters, 2011, 47(20): 1154-1155.
- [4] 陈发堂, 姬莹莹, 梁涛涛. 基于 TD-LTE 系统的新型信噪比估计算法[J]. 计算机应用研究, 2012, 29(7): 2607-2609.
- [5] Matzner R, Engleberger F. An SNR Estimation Algorithm Using Fourth-order Moments[C]//Proc. of International System Information Theory. Trondheim, Norway: IEEE Press.
- [6] Xu Xiaodong, Jing Ya, Yu Xiaohu. Subspace-based Noise Variance and SNR Estimation for OFDM Systems[C]//Proc. of IEEE Wireless Communication and Networking Conference. New Orleans, USA: [s. n.], 2005.
- [7] 3GPP. 3GPP TS: 36.211v10.2.0-2011 Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRA): Physical Channels and Modulation(Release 10)[S]. 2011.
- [8] Sesia S, Toufik I, Baker M. LTE—The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice[M]. [S. l.]: Antony Rowe Ltd., 2009.

(下转第 86 页)

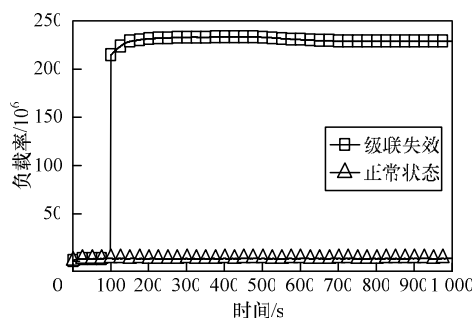


图3 负载率随时间变化曲线

图4显示了服务时延在级联失效前后的变化过程。正常状态时网络服务时延维持在4.5 s左右，级联失效发生后最终服务时延比正常状态的值略小。节点负载的增大会导致节点转发时延增加，引起网络中相互可达节点之间的时延增大，使得服务时延逐渐变大，数据包就会寻找新的最短时延路径并沿新路径转发，使得一些节点负载超过容量而失效，相互可达节点会变少，它们之间的服务时延就变小，这就造成了服务时延随着节点失效产生了震荡；当没有节点继续失效后，网络中相互可达节点会形成一个个独立的小网络，这些小网络之间由失效节点相连，小网络之间无法传输数据包，小网络内部的节点相互可达，而且时延很小，由于小网络最短路径上的节点数比正常状态下要少，因此，最终服务时延比正常状态时的值略小。

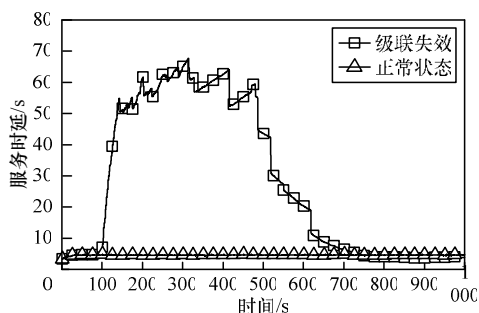


图4 服务时延随时间变化曲线

从以上实验结果可以看出：

- (1)级联失效会造成网络吞吐量大幅减少，负载增加，造成网络性能下降；
- (2)节点不可达的丢包策略会减轻网络负载，进而降低级联失效对网络性能的影响；
- (3)可达节点间的时延会因级联失效在经历震荡后变小。

## 5 结束语

本文在建立数据包传输模型的基础上，提出一种可以反映计算机网络性能变化的级联失效模型。将该模型应用到BA无标度网络，对网络正常状态和级联失效进行模拟仿真，提出的性能评价参数能客观地反映网络性能的变化，验证了模型的可行性和有效性。此外该模型还可用于网络拥塞的相关分析研究。在此模型的基础上研究计算机网络级联失效的预防与控制策略是下一步的研究方向。

## 参考文献

- [1] 薛 芊. “暴风门”的蝴蝶效应[J]. 信息安全与通信保密, 2009, (7): 27-30.
- [2] Motter A E, Lai Yingcheng. Cascade-based Attacks on Complex Networks[J]. Physical Review E, 2002, 66(6).
- [3] Sun Huijun, Zhao Hui, Wu Jianjun. A Robust Matching Model of Capacity to Defense Cascading Failure on Complex Networks[J]. Physica A: Statistical Mechanics and Its Applications, 2008, 387(25): 6431-6435.
- [4] Xia Yongxiang, Fan Jin, Hill D. Cascading Failure in Watts-Strogatz Small-world Networks[J]. Physica A: Statistical Mechanics and Its Applications, 2010, 389(6): 1281-1285.
- [5] Kim D H, Motter A E. Fluctuation-driven Capacity Distribution in Complex Networks[J]. New Journal of Physics, 2008, 10(5).
- [6] 周秋花, 邹艳丽. 加权网络的交通动力学研究[J]. 计算机工程, 2010, 36(19): 126-127.
- [7] 赵 娟, 郭 平, 邓宏钟, 等. 基于信息流动学的通信网络性能可靠性建模与分析[J]. 通信学报, 2011, 32(8): 159-164.
- [8] Zhao Liang, Lai Yingcheng, Park K, et al. Onset of Traffic Congestion in Complex Networks[J]. Physical Review E, 2005, 71(2).
- [9] Liu Zhonghua, Ma Weichuan, Zhang Huan, et al. An Efficient Approach of Controlling Traffic Congestion in Scale-free Networks[J]. Physica A: Statistical Mechanics and Its Applications, 2006, 370(2): 843-853.
- [10] 谢希仁. 计算机网络[M]. 5版. 北京: 电子工业出版社, 2008.
- [11] Brandes U. A Faster Algorithm for Between Ness Centrality[J]. Journal of Mathematical Sociology, 2001, 25(2): 163-177.
- [12] Barabási A L, Albert R. Emergence of Scaling in Random Networks[J]. Science, 1999, 286(5439): 509-512.

编辑 金胡考

(上接第82页)

- [9] Beyme S, Leung C. Efficient Computation of DFT of Zadoff-Chu Sequences[J]. Electronics Letters, 2009, 45(9): 461-463.
- [10] Ketonen J, Juntti M, Cavallaro J R. Performance Complexity Comparison of Receivers for a LTE MIMO-OFDM System[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(6): 3360-3372.
- [11] 胡广书. 数字信号处理: 理论、算法与实现[M]. 北京: 清华大

学出版社, 2003.

- [12] Boumard S, Novel G. Noise Variance and SNR Estimation Algorithm for Wireless MIMO-OFDM Systems[C]//Proc. of Global Tele Communications Conference. San Francisco, USA: IEEE Press, 2003.

编辑 索书志