

用Laguerre滤波器实现自适应跳频同址干扰抵消

袁小刚 黄国策 刘剑 郭兴阳

(空军工程大学电讯工程学院 西安 710077)

摘要 跳频同址干扰具有频率选择性,是典型的长脉冲响应干扰。Laguerre滤波器同时具有FIR和IIR滤波器的优点,对长脉冲响应干扰具有更优的匹配性能和稳定性。在研究跳频同址干扰多径信道特性的基础上,提出采用自适应Laguerre滤波器实现跳频同址干扰抵消,给出自适应干扰抵消器实现算法和自适应Laguerre滤波器最优极点估计方法。仿真结果表明基于Laguerre滤波器的自适应跳频同址干扰抵消器在恒参信道和时变信道中均能获得良好的抵消性能和稳定性,具有很好的实际应用价值。

关键词 自适应干扰抵消, Laguerre滤波器, 同址干扰, 频率选择性, 时变信道, 跳频通信

中图分类号 TN911.4, TN914.42 **文献标识码** A

Adaptive FH Cosite Interference Cancellation Using Laguerre Filter

YUAN Xiao-gang HUANG Guo-ce LIU Jian GUO Xing-yang

(Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

Abstract Frequency-selective frequency hopping (FH) cosite interference is a typical long impulse response interference. The Laguerre structure is a compromise between Finite Impulse Response (FIR) and Infinite Impulse Response (IIR) structure, so the Laguerre filter can match this long impulse response interference effectively and have better stability. Based on the research of the characteristic of the cosite multi-path channel, the new adaptive Laguerre FH cosite interference canceller was proposed, and the algorithm of the canceller and the estimation of the optimum pole of the Laguerre filter were presented. The simulation results show the new canceller can achieve much better performance of cancellation and stability in both non-time-varying channel and time-varying channel.

Keywords Adaptive interference cancellation, Laguerre filter, Cosite interference, Frequency-selective, Time-varying channel, FH communications

1 引言

通信自适应跳频同址干扰抵消系统主要用于多部跳频电台同址工作的条件下,解决收发信机间的隔离问题。由于跳频同址干扰信号频率的快速跳变特性,使得跳频电台同址干扰的处理相比于定频电台变得更为复杂。同时由于同址干扰传输信道为一个长脉冲响应的多径信道,到达受干扰接收机输入端的同址干扰信号是由一个直射干扰信号和许多个多径信号组成的。因此同址干扰信号在传输过程中存在频率选择性衰落,很多情况下信道还存在时变特性,这给自适应跳频同址干扰抵消又增加了难度^[1,2]。

采用FIR滤波器需要做到很长的阶数才能使长脉冲响应系统具有较好的滤波效果,因而直接采用FIR滤波器进行宽带多径同址干扰的自适应抵消时计算量太大,不适合应用于实时射频信号处理。文献[3]提出基于抽头删选的自适应干扰抵消方法和文献[4]采用的频域批处理自适应干扰抵消算法均存在滤波器阶数多和计算量大的问题;同时由于其假定信道为恒参信道,在时变信道中的性能更不理想。IIR滤波器由于其自身的零-极点结构,能以较少的阶数即可对系统

精确建模,因此使用IIR结构可以得到较好的性能,但收敛性和稳定性问题变得复杂^[5]。文献[6]提出基于方程误差结构自适应IIR滤波器的自适应FELMS算法,使算法具有全局收敛特性,但其稳定性问题仍得不到保证。

Laguerre滤波器结合了FIR和IIR结构的优点:采用全通基函数进行自适应滤波,具有很好的数值调节能,只需要很少的参数就可以有效地描述长脉冲响应系统的动态特性;同时由于可以保证滤波器的极点 $|\lambda| < 1$,还避免了一般自适应IIR滤波器会出现的稳定性问题^[7,8]。因此Laguerre滤波器在计算复杂度和收敛性能、稳定性之间实现了很好的平衡,采用Laguerre滤波器实现频率选择性跳频同址干扰的自适应抵消是一种非常有效的方法。

2 频率选择性跳频同址干扰理论模型

在同址干扰中,如果忽略信道传输函数,那么受干扰接收机接收到的同址干扰信号也应是纯的同频调制信号;将信道传输函数看作一个网络时,它会使得同址干扰信号的强度和相位均产生变化。实际无线信道通常具有多径的特点,同址干扰的无线传输信道也不例外。实验表明两天线间的传输信号

因为多径环境和特定天线的可变性,同址干扰的多径时延存在 0~23ns 的变化范围^[9];如果通信平台安装在飞机、舰船或者机动车辆等平台上,由于天线摇摆、电台附近反射面移动等因素造成信道中多径信号的数量、幅度和时延也不断变化,导致信道传输函数的参数随时间发生变化而具有时变特性。信道的变化具有未知性,从而对算法的跟踪性能提出更高的要求。

文献[3]对超短波 30~88MHz 频段同址干扰信道传输函数进行了分析,对跳频电台同址干扰传输信道作如下合理考虑:(1)对多径信道模型进行时间离散化;(2)假设反射为镜面反射,多径信号幅度的衰减仅与传播路径的长度、反射系数等因素有关;(3)各多径分量相位的变化仅随传播时间变化。得到简化的频率选择性衰落信道脉冲响应的表达式为:

$$h(n,t) = \delta(n) + \sum_{i=0}^{N-1} a_i \delta(n-n_i) \exp[-j\beta_i(t)] \quad (1)$$

式中, N 为 t 时刻多径的数量, n_i 为第 i 条多径的时延, a_i 为第 i 条多径的幅度, $\beta_i(t)$ 为第 i 条多径的相移。

$$\beta_i(t) = 2\pi \frac{f_0 v_t}{f_s c_0} [\cos(\varphi_i - \theta_n) - \cos \varphi_i] t \quad (2)$$

式中, f_0 为载波频率, f_s 为码源速率, v_t 为通信平台运动速度, θ_n 为直达波和多径分量夹角, φ_i 为发射机相对于接收机运动方向与直达波之间夹角, $c_0 = 3 \times 10^8$ m/s 为光速。

设定多径数量为 24^[9],得到超短波 30~88MHz 频段同址干扰传输信道的脉冲响应如图 1 所示。

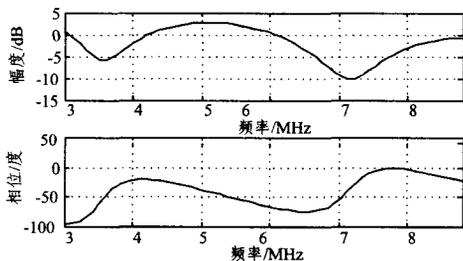


图 1 同址干扰多径信道的脉冲响应

由图 1 可以明显看出同址多径信道对同址干扰信号的频率选择性。因此在自适应同址干扰抵消中如果将同址干扰传输信道当作线性信道,实际抵消效果将受很大影响^[3]。

3 自适应 Laguerre 滤波器

3.1 自适应 Laguerre 滤波器原理

自适应 Laguerre 滤波器由图 2 中的 Laguerre 抽头延迟线存储器构成。

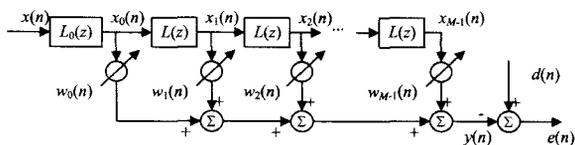


图 2 自适应 Laguerre 滤波器结构

图 2 中, $x(n)$, $y(n)$, $d(n)$ 和 $e(n)$ 分别是 n 时刻滤波器的输入、输出、期望响应和估计误差,滤波器权系数用 $\{w_m(n)\}$ 表示, $m=0, 1, \dots, M-1$ 。

Laguerre 存储器结构在它的前端包括一个一阶低通滤波器,其转移函数如式(3);其后紧接着若干相同的一阶全通滤波器,其转移函数如式(4)。

$$L_0(z) = \frac{\sqrt{1-\lambda^2}}{1-\lambda z^{-1}} \quad |\lambda| < 1 \quad (3)$$

$$L(z) = \frac{z^{-1}-\lambda}{1-\lambda z^{-1}} \quad |\lambda| < 1 \quad (4)$$

Laguerre 存储器的抽头输出信号为递归形式:

$$x_0(n) = \lambda x_0(n-1) + \sqrt{1-\lambda^2} x(n) \quad (5)$$

$$x_m(n) = \lambda x_{m-1}(n-1) + \lambda [x_m(n-1) - x_{m-1}(n)] \quad (1 \leq m \leq M-1) \quad (6)$$

$$\text{记: } X(n) = [x_0(n) \quad x_1(n) \quad \dots \quad x_{M-1}(n)] \quad (7)$$

$$W(n) = [w_0(n) \quad w_1(n) \quad \dots \quad w_{M-1}(n)] \quad (8)$$

$$y(n) = X(n)W^T(n) \quad (9)$$

得到自适应 Laguerre 滤波器输出 $e(n)$ 为:

$$e(n) = d(n) - y(n) = d(n) - X(n)W^T(n) \quad (10)$$

与自适应 IIR 滤波器不同,自适应 Laguerre 滤波器只有等于 λ 的固定极点,只要满足 $|\lambda| < 1$ 就可以保证滤波器的稳定性。

3.2 自适应算法

应用于自适应横向滤波的算法可以相应地应用到 Laguerre 滤波器中,这里采用同时兼有 LMS 和 LMF 算法优点的 LMS/F 组合算法:在权值更新向量距最优值较远时, LMS/F 组合算法具有很快的收敛速度和稳定性;在权值更新向量接近最优值时, LMS/F 组合算法具有很高的收敛精度。权值更新公式为^[10]:

$$W(n+1) = W(n) + 2\mu \frac{e^3(n)}{e^2(n) + V_n} X(n) \quad (11)$$

正数 V_n 为保证算法快速收敛和较高收敛精度而设置的参数,当信号受加性高斯白噪声影响时,预设 $V_n = 5E[e^2(n)]$ 可以使算法取得比较理想的收敛效果。

3.3 自适应 Laguerre 滤波器最优极点的估计方法

用 Laguerre 滤波器描述一个系统,在极点 λ 选择得当的条件下,只需要较少的估计参数, Laguerre 滤波器就可以有效地描述系统的性能。可以根据不同的准则确定最优的极点,极点估计的处理顺序通常如下:

$$W(n) \rightarrow g(n) \rightarrow \{m_0, m_1, \mu\} \rightarrow \hat{\beta} \rightarrow \hat{\lambda}(n+1)$$

这种极点估计方法较为复杂,基于给定的系统脉冲响应确定极点的方法和最小二乘估计方法均采用以上的处理顺序^[11]。文献[12]提出由权系数 $W(n)$ 和极点 $\lambda(n)$ 估计极点 $\lambda(n+1)$ 的方法直观且易于实现,避免了对系统脉冲响应 $g(n)$ 的处理。极点估计的顺序为:

$$W(n) \rightarrow \{a_0, a_1, a_2\} \rightarrow \{m_0, m_1, \mu\} \rightarrow \hat{\beta} \rightarrow \hat{\lambda}(n+1)$$

极点估计时首先作如下定义:

$$a_0(n) = \sum_{m=0}^{M-1} |w_m(n)|^2 \quad (12)$$

$$a_1(n) = \sum_{m=0}^{M-1} m |w_m(n)|^2 \quad (13)$$

$$a_2(n) = \sum_{m=0}^{M-2} (m+1) w_m(n) w_{m+1}(n) \quad (14)$$

由文献[12]的定义可以得到:

$$m_0(n) = a_0(n) \quad (15)$$

$$m_1(n) = \frac{|\lambda(n)|^2 a_0 + (1 + |\lambda(n)|^2) a_1 + 2\lambda(n) a_2}{1 - |\lambda(n)|^2} \quad (16)$$

$$\mu(n) = \frac{\lambda(n) a_0 + 2\lambda(n) a_1 + a_2 + \lambda^2(n) a_2}{1 - |\lambda(n)|^2} \quad (17)$$

$$\beta(n) = \frac{m_0(n) + 2m_1(n)}{2\mu(n)} \quad (18)$$

则给定系统的最优 Laguerre 极点估计为:

$$\hat{\lambda}(n+1) = \beta(n) \left(1 - \sqrt{1 - \frac{1}{\beta^2(n)}} \right) \quad (19)$$

调节极点 λ 可以改变 Laguerre 滤波器的记忆深度,使滤波器的记忆深度不受滤波器的阶数限制,对极点的有效估计可很好地增强滤波效果^[7]。

4 基于 Laguerre 滤波器的自适应跳频同址干扰抵消器

基于 Laguerre 滤波器的自适应跳频同址干扰抵消系统的工作原理是自适滤波器准则的一种具体应用,其原理如图 3 所示。

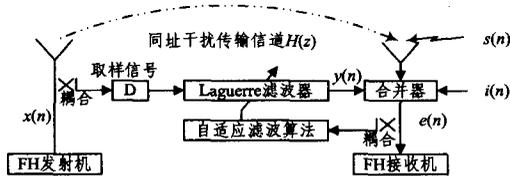


图 3 基于 Laguerre 滤波器的自适应同址干扰抵消系统

图 3 中, $x(n)$ 为同址跳频发射机产生的跳频同址干扰信号, $s(n)$ 为有用接收信号, $H(z)$ 为同址干扰信道传输函数, $y(n)$ 为加权后的参考信号, $i(n)$ 为信道噪声, D 为延时器, $e(n)$ 为误差信号,也是干扰抵消的输出。

$$e(n) = s(n) + i(n) + x(n) * h(n) - y(n) \quad (20)$$

式中, $h(n)$ 为同址干扰传输信道的脉冲响应,其形式为式(1), * 为卷积, $y(n)$ 由式(9)进行计算。

同址干扰抵消器首先在发射天线上对发射机产生的近场干扰 $x(n)$ 取样,取样信号作为参考信号经自适应 Laguerre 滤波器的加权调整,使加权后的参考信号 $y(n)$ 与接收天线接收的同址干扰信号等幅、反相,然后经合并器使两个信道的信号相加,从而使干扰信号被对消,保证接收机正常工作。自适应 Laguerre 滤波器的权值调整由自适应 LMS/F 组合算法控制,滤波器极点由上文介绍的方法进行估计。

设同址干扰多径分量的最大时延为 τ_{\max} 、直射波的时延为 τ_{\min} 。为保证自适应干扰抵消器能够正常工作,其时延因子 D 应满足不大于时延 τ_{\min} ; 设采样间隔为 T_s , Laguerre 滤波器阶数 M_F 应满足^[5]:

$$M_F \geq \frac{(\tau_{\max} - \tau_{\min})}{T_s} \quad (21)$$

基于 Laguerre 滤波器的频自适应率选择性跳频同址干扰抵消器不存在稳定性问题,采用较少的阶数就可以有效地描述频率选择性跳频同址干扰的动态特性,因而该干扰抵消器同时具备计算复杂度低、效率高和稳定性好的优点。

5 仿真结果

通过仿真验证频率选择性跳频同址干扰的自适应 Laguerre 抵消方法的性能,并与 FIR 结构(LMS 算法)和 IIR 结构(FELMS 算法)的自适应干扰抵消方法的性能进行比较。仿真参数如下:跳频频率范围为 30~88MHz;跳频速率为 1000 跳/秒,换频时间为跳周期的 10%;BPSK 调制,数码率为 32kbps,采样速率为 250MHz;发射机射频功率为

47dBm(50W),系统噪声功率为-98dBm,干扰信号与有用信号频率间隔 200kHz;同址干扰传输信道为多径信道,信道传输函数采用式(1),最大多径时延差 23ns;信道具有时变特性时,每隔 0.1ms 信道中多径的数量、时延和幅度随机发生小幅变化^[3,13];由式(19)计算可知干扰抵消器阶数为 6。仿真结果取 20 次仿真的平均值。

图 4 和图 5 分别显示了恒参信道和时变信道中 3 种不同结构的自适应跳频同址干扰抵消方法的性能比较。仿真中收发天线隔离度为 33dB,有用接收信号功率为-70dBm。

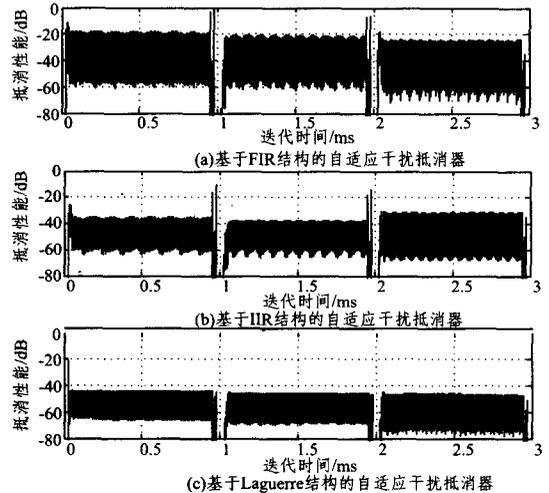


图 4 恒参信道中自适应同址干扰抵消性能比较

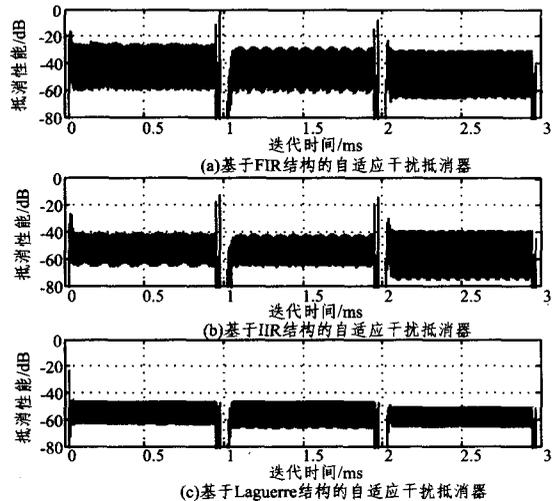


图 5 时变信道中自适应同址干扰抵消性能比较

比较图 4 和图 5 仿真结果可以看出,无论在恒参信道还是时变信道中,基于 Laguerre 滤波器的自适应干扰抵消器在抵消性能和稳定性方面要优于其它两种干扰抵消器。两种信道情况下,基于 Laguerre 滤波器的自适应干扰抵消器均可以获得接近 50dB 的抵消性能,比 LMS 结构的性能约好 20dB、比 IIR 结构的性能约好 10dB。对比图 4 和图 5 可以看出,信道的时变特性对基于 Laguerre 滤波器的自适应干扰抵消器的性能影响较小,而对其它两种干扰抵消器的性能影响较大,验证了基于 Laguerre 滤波器的自适应干扰抵消器对时变长脉冲系统的动态特性具有更好的调节性能。需要说明的是, IIR 结构的干扰抵消器在仿真中出现了不收敛的情况,说明其稳定性得不到保证;为方便比较,在图中未显示不收敛的情况。

图6显示了采用 Matlab-Simulink 对不同算法进行自适应跳频同址干扰抵消误码率仿真的结果。

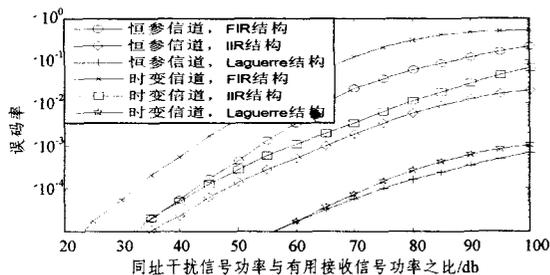


图6 自适应跳频干扰抵消的误码率性能比较

图6的误码率仿真结果表明在两种信道情况下,基于Laguerre滤波器的自适应跳频同址干扰抵消器均能获得更好的误码率性能,即便在同址干扰信号比有用信号强100dB时,仍能获得约 10^{-3} 的误码率性能,远优于其它两种方法的抵消效果,可以满足跳频数据通信的要求。FIR结构的自适应干扰抵消器在同址干扰强的时候,误码率大于 10^{-1} ,已经基本无法满足通信的正常进行。

总之,采用Laguerre滤波器实现的自适应频率选择性跳频同址干扰抵消器,无论在恒参信道还是时变信道,均能获得更好的干扰抵消性能和稳定性,满足跳频电台多同址通信的需求,是一种非常有效的方案。

结束语 针对FIR结构和IIR结构的自适应干扰抵消器在时变长脉冲响应干扰应用中的不足,提出一种采用Laguerre滤波器实现的自适应跳频同址干扰抵消器,在讨论抵消器结构和最优极点估计方法的基础上给出了实现该干扰抵消器的算法。研究结果表明,该干扰抵消器能够有效抑制频率选择性跳频同址干扰;相同的滤波器长度时,在两种信道条件下均能取得比FIR和IIR结构干扰抵消器更好的抵消性能和稳定性。该方法实现简单,有着广泛的应用前景,一种基于该方法的自适应跳频同址干扰抵消器正在研制之中。

(上接第39页)

加,包丢失率也随着增加。

(2) 差异:在传统的RR轮询机制下,[1.4s,10s]间隔之内,丢包率是0。这个很容易理解,因为在这个时间段里,只有一个节点开始使用网络。但是随着更多的节点开始分享网络资源,丢包率也开始增加。ADPCF机制下,在[0s,30s]之间,对于已经开始传输数据的节点0,2,4都没有包的丢失率,这个性能比传统RR轮询机制延迟了10s的时间,并且在各节点出现丢包的情况下,ADPCF机制下的包丢失率也比传统MAC轮询机制性能好。

从吞吐量、包延迟和端到端延迟这几个QoS性能的分析上可以得出,我们设计的ADPCF机制比传统的RR轮询调度算法有比较大的优势,从而从实验上验证了ADPCF机制的可行性及其与传统RR轮询算法在性能比较上的优越性。

结束语 针对传统的Round Robin调度机制不能有效地提高无线传输系统QoS的情况,本文提出的自适应差额轮询IEEE 802.11 PCF调度算法机制在NS-2平台上进行了模拟,得出本算法在系统吞吐量、端到端延迟以及包丢失率等QoS性能方面比传统Round Robin算法有较大的提高。

参考文献

[1] IEEE Standards Board. 802 part 11: Wireless LAN Medium Ac-

参考文献

[1] Allsebrook K Dr, Rhble C Mr. VHF cosite interference challenges and solutions for the United States Marine Corps' expeditionary fighting vehicle program[C]//2004 IEEE Military Communications Conference, 2004:548-554

[2] Jagasse L M, Lexington MA. Cosite Interference Rejection System Using an Optical Approach[P]. U. S. 7231151B2. 2007

[3] Maxson B D. Optimal Cancellation of Frequency- Selective Cosite Interference[D]. University of Cincinnati, 2002

[4] 丛卫华,刘孟庵,惠俊英. 自适应宽带多途干扰抵消的实时处理算法[J]. 声学及电子工程, 1999(3): 1-10

[5] Simon, Haykin. Adaptive Filter Theory[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2003:728-734

[6] Xu Sun, Guang Meng. Steiglitz-Mcbride type adaptive IIR algorithm for active noise control[J]. Journal of Sound and Vibration, 2004:441-450

[7] 黄高勇,张家树. 一种抑制直扩通信窄带干扰的新型非线性自适应预测滤波器[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(6): 1328-1331

[8] Jing Yuan. Adaptive Laguerre Filters For Active Noise Control [J]. Applied Acoustics, 2007, 68(1): 86-96

[9] Kowalski A M. Wideband co-site interference reduction apparatus[P]. U. S. 6693971. 2004

[10] Lin S, Harris J G. Combined LMS/F algorithm[J]. Electronics Letters, 1997, 33(6): 467-468

[11] Masnadi-Shirazi M A, Zollanvari A. Complex Digital Laguerre Filter Design With Weighted Least Square Error Subject to Magnitude and Phase Constraints[J]. Signal Processing, 2008, 88(1): 796-810

[12] den Brinker A C, Sarroukh B E. Pole Optimisation in Adaptive Laguerre Filtering[C]// IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2004: 649-652

[13] 王东昱,张欣,杨大成. 多径信道的自适应估计[J]. 北京邮电大学学报, 2006, 29(4): 36-40

cess Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications [S]. IEEE Standard 802. 11. 1999

[2] Kopsel A, Ebert J, Wolisz A. A performance comparison of point and distributed coordination function of an IEEE 802. 11 WLAN in the presence of real-time requirements[C]// Proceedings of Seventh Int'l Workshop on Mobile Multimedia Communications, Oct. 2000

[3] Visser M A, El Zarki M. Voice and Data Transmission over an 802. 11 Wireless Network[C]// Proceedings of the 6th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'95). Sept. 1995: 648-652

[4] Lindgren A, Almqvist A, Schelén O. Quality of Service Schemes for IEEE 802. 11, A Simulation Study[M]// Wolf L, et al., eds. IWQoS2001. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2001: 281-287

[5] Lindgren A. Contributions to the network simulator: Support for the PCF mode of IEEE802. 11 for ns-2. 1b8[EB/OL]. http://www.sm.luth.se/~dugdale/index/software.shtml

[6] NS-2 Network Simulator[EB/OL]. http://www.isi.edu/nsnam/ns

[7] http://linux.chinaunix.net/doc/program/2005-02-03/1085.shtml

[8] http://gnuplot.sourceforge.net/docs_4.1/node1.html

[9] 孙力娟,吴斌,张登银. D-DRR: 一种可动态改变带宽的分组调度算法[J]. 江苏通信技术, 2004, 20(1)