

基于分布式检测的 OFDM 导频干扰改进方案

解思瑞*, 黄开枝, 吉 江

(国家数字交换系统工程技术研究中心, 郑州 450002)

(*通信作者电子邮箱 xiesirui@gmail.com)

摘要:由于信道及接收机噪声的影响,传统的导频干扰方案会存在相位偏差,导致干扰效果下降。为此,提出了一种基于分布式检测的导频干扰改进方案。首先,在干扰范围内分布多个检测终端,实时检测并反馈干扰信号的相位偏差;然后,干扰信号发射机实时调整干扰符号的相位,使之与目标信号导频的相位相反。仿真结果表明,该方案可以较好地减少干扰信号相位偏差对导频干扰性能的影响,提高干扰效果。

关键词:正交频分复用;干扰;导频消除;相位偏差;分布式检测;反馈

中图分类号: TN978 **文献标志码:** A

Distributed detection pilot jamming scheme against OFDM systems

XIE Si-rui*, HUANG Kai-zhi, JI Jiang

(National Digital Switching System Engineering and Technological Research Center, Zhengzhou Henan 450002, China)

Abstract: Because of the effect of channel and noise, the effect of the traditional pilot jamming scheme would decline because of the phase deviation. In order to avoid the problem, this paper brought forward a new scheme based on distribution detection. Firstly, this paper detected the phase deviation of the jamming signal by the terminal distributed in the jamming area; and then, the result of the detection would be sent to the jamming signal transmitter, and it would drive the jamming signal phase equal to the π -radian offset of the transmitted pilot tone value. Simulations prove that the scheme is effective on decreasing the phase deviation of the jamming signal.

Key words: Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM); jamming; pilot nulling; phase deviation; distributed detection; feedback

0 引言

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)调制技术已经成为宽带无线通信系统的首选技术方案。数字广播(Digital Audio Broadcasting, DAB)和数字电视(Digital Video Broadcasting, DVB)都使用了 OFDM 技术,迅速发展的宽带无线接入系统,如 IEEE 802.11a/g/n、IEEE 802.16d/e/m、3GPP 长期演进(Long Term Evolution, LTE)也以 OFDM 技术为基础。在 OFDM 系统中,导频起着至关重要的作用^[1-2]。IEEE 802.11a/g/n 和 IEEE 802.16d/e/m 利用导频进行 OFDM 信号的检测、同步和信道均衡^[3],3GPP LTE 标准中还利用导频作为检测基站信号质量的参考信号^[4]。

若导频信号受到干扰,OFDM 系统的接收性能将会受到很大影响。因此,针对 OFDM 系统的灵巧式干扰方案大部分都是针对导频进行干扰^[5]。文献[5-6]中通过理论和仿真分析证明:在干扰功率相同的条件下,导频干扰要比宽带干扰有效得多。文献[7]利用博弈论和信息论的观点证明了在没有目标信号先验信息的情况下,利用加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)对信号进行干扰是最有效的干扰方案。通常导频符号在接收端是已知的,因此对导频的干扰是有先验信息的干扰,文献[8]根据这一假设提出了导频消除方案。导频消除是利用 OFDM 导频符号的 180°相位偏移作为干扰信号,迫使导频信号的幅度接近于 0,

从而达到对数据符号的干扰。但是由于信道及接收机噪声的影响,以及干扰信号与目标信号之间符号偏差的存在,干扰信号必然存在一定的相位偏差,导致干扰性能下降。

为此,本文提出了一种基于分布式检测的导频干扰改进方案。利用分布在干扰区域内的多个终端,实时检测干扰信号的相位偏差,并将检测结果反馈给干扰信号发射机,使之可以根据信道及噪声等环境的变化实时调整干扰符号的相位,从而保证干扰符号的相位与目标导频符号的相位相反,提高干扰效果。仿真结果表明,检测终端对干扰信号相位偏差的检测误差随着信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)的提高而减小,SNR 大于 10 dB 时,检测误差的方差小于 0.05。

1 系统模型

图 1 描述了存在干扰信号的 OFDM 系统模型。 d_k 为数据符号, p_k 为导频符号, $s(t)$ 为目标 OFDM 信号,目标信号经过信道衰减和延时,与干扰信号 $J(t)$ 叠加后到达 OFDM 接收机。OFDM 的子载波个数为 N ,其中导频符号所占的载波个数为 N/β , β 为目标信号总的载波数目与导频所占载波数目的比值;循环前缀(Cyclic Prefix, CP)的长度为 L 。干扰系统估计目标信号的符号时间和导频,并产生与目标信号时频域对齐的导频消除信号,干扰信号与目标信号叠加导致接收端的 OFDM 导频符号发生畸变。

目标信号 $s(t)$ 的第 n 个采样点为:

收稿日期:2011-12-08;修回日期:2012-02-06。 基金项目:国家 863 计划项目(2011AA010604)。

作者简介:解思瑞(1985-),男,山东泰安人,硕士研究生,主要研究方向:无线移动通信; 黄开枝(1973-),女,安徽来安人,副教授,主要研究方向:无线移动通信; 吉江(1983-),男,山西忻州人,博士研究生,主要研究方向:无线通信安全。

$$s(n) = \frac{1}{N} \sum_{k \in I_p} p_k \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right) + \frac{1}{N} \sum_{k \in I_u} d_k \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right) \quad (1)$$

其中: I_p 是导频符号所在载波的索引; I_u 是数据符号所在载波的索引。

干扰信号 $J(t)$ 是将目标信号的导频符号进行 180° 相位偏移,其离散表达式为:

$$J(n) = \frac{1}{N} \sum_{k \in I_p} p_k \exp(j\pi) \exp(j\psi_k) \exp(j2\pi kn/N) \quad (2)$$

其中: ψ_k 为干扰系统对目标信号的估计误差导致的相位偏差,假设 $|\psi_k| \ll \pi$ 。

因此,接收信号 $Y(t)$ 的离散表达式为:

$$Y(n) = h(n) * s(n - \theta_1) + h'(n) * J(n - \theta_2) + \eta \quad (3)$$

其中: θ_1 和 θ_2 分别为目标信号和干扰信号的 OFDM 符号起点,干扰系统通过对目标信号的检测可以保证 $\theta_1 - \theta_2 \ll N$; h 为收发信机之间的信道冲击响应; h' 为干扰机到收信机之间的信道冲击响应; η 为 AWGN。

当 $|h| = |h'|$,且干扰信号与目标信号之间的频偏为零时,受到干扰的接收导频符号 \tilde{p}_k 的幅度可以表示为:

$$|\tilde{p}_k| = |h| |p_k| |2 \sin(\psi_k'/2)| \quad (4)$$

其中: $\psi_k' = \psi_k + \lambda_k - \gamma_k - [2\pi k(\theta_1 - \theta_2)]/N$ 为干扰信号的等效相位偏差; λ_k 为 h 导致的目标符号相位偏移; γ_k 为 h' 导致的干扰符号相位偏移; $[2\pi k(\theta_1 - \theta_2)]/N$ 为目标符号和干扰符号之间的时差导致的相位偏差。

由式(4)可知,实际应用中降低干扰信号的相位偏差,可以有效增加干扰信号对目标信号导频的抵消程度,从而提高干扰性能。

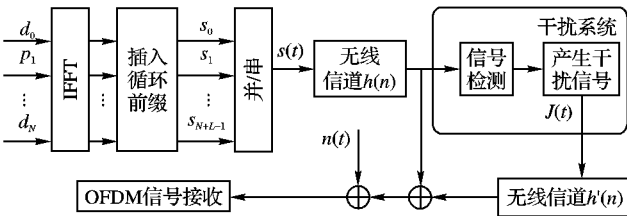


图1 OFDM系统干扰模型

2 基于分布式检测的干扰方案

因此,本文提出一种基于分布式检测的导频干扰方案,如图2所示。利用分布在干扰区域内的多个终端,实时检测干扰信号的相位偏差,并将检测结果反馈给干扰信号发射机,使其可以实时调整干扰符号的相位,从而提高导频消除方案的干扰性能。

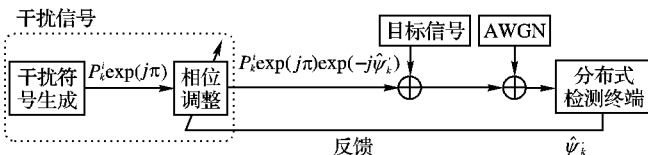


图2 基于分布式检测的导频消除方案

检测终端实时接收干扰信号和目标信号的混合信号,估计出目标信号的延时 θ_1 和频偏;然后对接收信号进行解调,得到存在相位偏差 ψ_k' 的干扰符号、目标信号导频符号和噪声的叠加符号,从中估计出 ψ_k' ;之后,将 ψ_k' 反馈给干扰信号发射机,使其调整干扰符号的相位,从而减小干扰信号的相位偏差。可见,该方案需要解决噪声和干扰条件下,如何检测目标信号的符号起点、频率偏差和干扰信号相位偏差三个问题。

下面分别给出相应的解决方案。

2.1 OFDM 符号同步和频偏估计

由于导频载波数目较 OFDM 信号的载波数目小得多,导频干扰信号的能量远小于目标信号的能量,所以可以采用基于 CP 相关的最大似然估计方法进行符号同步和频偏估计^[9-12]。

因为噪声对最大似然方法的影响很小,所以暂不考虑噪声的影响。假设已去除信道影响,则检测终端收到的 OFDM 信号可以表示为:

$$r(n) = s(n - \theta_1) \exp(j2\pi\gamma n/N) + J(n - \theta_2) \exp(j2\pi\lambda n/N) \quad (5)$$

其中: γ 为目标信号频偏, λ 为干扰信号频偏。

检测终端利用最大似然方法从 $r(n)$ 估计出 θ_1 的估计值为:

$$\hat{\theta}_{ML} = \arg \max_{\theta} \left[\sum_{n=\theta}^{\theta+L-1} r(n) r^*(n+N) \right] - \rho \Phi(n) \quad (6)$$

其中: $\Phi(n) = \frac{1}{2} \sum_{n=\theta}^{\theta+L-1} |r(n)|^2 + |r(n+N)|^2$,

$\rho = SINR/(SINR + 1)$, $SINR$ 为检测终端的接收信干噪比。当 $\theta_1 \neq \theta_2$ 时, $s(n)$ 与 $J(n)$ 相互独立,即 $\sum s(n) J^*(n) = 0$,因此将式(5)代入式(6)可得:

$$\hat{\theta}_{ML} = \arg \max_{\theta} \left\{ \sum_{n=\theta}^{\theta+L-1} \left[s(n - \theta_1) s^*(n - \theta_1 + N) + J(n - \theta_2) J^*(n - \theta_2 + N) \right] \right\} - \rho \Phi(n) \quad (7)$$

令 I 表示 OFDM 信号的 CP 部分, $\hat{\theta}_{ML}$ 可能的局部峰值为:

$$\sigma_s^2 = \sum |s(n)|^2 - \rho \Phi(n); n \in I \quad (8)$$

$$\sigma_J^2 = \sum |J(n)|^2 - \rho \Phi(n); n \in I \quad (9)$$

当 $\theta = \theta_1$ 时, $J(n - \theta_2)$ 与 $J^*(n - \theta_2 + N)$ 相互独立, $\sum J(n - \theta_2) J^*(n - \theta_2 + N) = 0$,式(7)大括号内可以得到局部峰值 σ_s^2 ;同理,当 $\theta = \theta_2$ 时,式(7)大括号内可以得到局部峰值 σ_J^2 。因为 σ_s^2 和 σ_J^2 分别与目标信号和干扰信号 CP 部分的能量成正比,故 $\sigma_s^2 = \beta \sigma_J^2$,又因为 $\beta \gg 1$,所以 $\sigma_s^2 \gg \sigma_J^2$,因此,当 $\theta = \theta_1$ 时,式(6)等号右边取得最大值,即最大似然估计的结果 $\hat{\theta}_{ML} = \theta_1$ 。进而可以利用 $\hat{\theta}_{ML}$ 得到目标信号频偏 γ 的估计值:

$$\hat{\gamma}_{ML} = -\frac{1}{2\pi} \arg \left\{ \left[\sum_{n=\hat{\theta}_{ML}}^{\hat{\theta}_{ML}+L-1} r(n) r^*(n+N) \right] \right\} \quad (10)$$

其中: $\arg(\cdot)$ 表示计算复信号的相位。

因此采用基于 CP 相关的最大似然估计方法,可以对叠加了上述干扰和噪声的目标信号进行 OFDM 符号同步和频偏估计。

2.2 干扰符号相位偏差的检测

假设检测终端已经去除了信道对信号的影响,则受干扰导频符号的表达式为:

$$\tilde{p}_k = p_k + p_k \exp(j\pi) \exp(j\psi_k') + \eta' \quad (11)$$

其中 η' 为环境噪声和检测终端处理中引入的噪声的叠加。

因为 ψ_k' 是连续随机变量,从 \tilde{p}_k 中估计出精确的 ψ_k' 是不可能的。但是 p_k 是已知的,通过对式(11)进行变换,可以得到估计 ψ_k' 近似值的方法。噪声和干扰条件下相位偏差 ψ_k' 的检测方法如图3所示。

首先对接收信号 \tilde{p}_k 进行归一化处理,其后在减去该直流分量后计算信号的相位,则相位偏差的估计值 $\hat{\psi}_k'$ 可以表示为:

$$\hat{\psi}_k' = \arg(1 - \tilde{p}_k/p_k) = \arg(\exp(j\psi_k') - A \exp(j\omega)) \quad (12)$$

其中: $A \exp(j\omega) = \eta'/p_k$, 幅度 A 为噪声和信号之比, 可以由检测终端的接收信噪比 SNR 表示, 即 $A = 1/SNR$; ω 为 AWGN 的相位, 服从均匀分布, 且 $0 \leq \omega < 2\pi$ 。

$\hat{\psi}_k'$ 的误差是由噪声 $A e^{j\omega}$ 导致的, 假设误差为 ε :

$$\varepsilon = \hat{\psi}_k' - \psi_k' \quad (13)$$

又因为 $A \ll 1$, 所以式(13)可以近似表示为:

$$\varepsilon \approx \arg(1 - A \exp(j\omega)) \approx \arctan\left(\frac{A \sin \omega}{A \cos \omega - 1}\right) \approx -A \sin \omega \quad (14)$$

根据(14)可以得到 ε 的分布区间为 $-A \leq \varepsilon \leq A$, 因为 ω 服从均匀分布, 根据 ω 的分布函数可以得到 ε 的概率密度分布函数为:

$$f(\varepsilon) = 1/[2A\pi(1 - \varepsilon^2)^{1/2}] \quad (15)$$

因为 $A \ll 1$, 所以 ε 近似服从均匀分布, 可以得到 ε 的均值为 0, 方差近似为 $A/3$ 。

可以看出 ε 的方差与 SNR 成反比, 所以 SNR 较好时, 估计结果会更准确, 干扰的性能也会越好。所以采用导频消除方案, 将使干扰对象通过提高发射功率抵抗干扰的措施变得不再适用。

该检测方法的不足在于, 检测结果还会受到目标信号发射机与检测终端之间的信道状态的影响, 当目标信号的导频符号幅度和相位发生畸变, 会导致检测性能急剧恶化。因此实际应用中可以采用部分导频消除的方法, 即只干扰目标信号的部分导频, 检测终端利用未干扰的目标信号导频估计信道状态, 从而在检测干扰信号相位偏差前可以去除信道的影响。

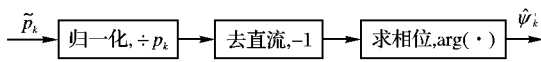


图3 相位偏差的检测流程

3 仿真分析

仿真条件为: 采样频率 4.2667 MHz, OFDM 子载波数为 1024, 其中导频个数为 128, 符号时间为 240 μs (1024 个采样点), CP 长度为 30 μs (128 个采样点)。实验一将干扰信号延时 500 个采样点, 然后与目标信号叠加, 进行 600 次定时估计和频偏估计, 然后统计不同 SNR 条件下的估计结果的均方误差, 并与目标信号未添加干扰时的估计结果进行比较。实验二假设定时和频偏估计完全准确, 干扰信号添加随机的相位偏差, 然后利用本文方法对其进行估计, 之后将估计值与真实值进行比较得到估计误差, 计算误差的方差, 不同 SNR 进行 1024 次实验, 最终结果取平均值, 最后将仿真结果和理论结果进行比较。

图4为干扰条件下目标信号的 CP 相关结果。仿真表明在干扰条件下, 利用 CP 相关的方法对受干扰的信号进行处理, 在 OFDM 符号的起始位置可以得到明显的峰值, 利用最大似然方法可以对目标信号的 OFDM 符号进行定时估计。干扰信号的 CP 相关也会存在峰值, 但是峰值明显小于目标信号的相关峰值。

图5为干扰和非干扰条件下, OFDM 符号定时估计和频偏估计均方误差比较。仿真结果表明干扰条件下定时估计和频偏估计的误差要高于非干扰条件下的估计误差。随着 SNR 的增大, 干扰条件下的误差和非干扰条件下的误差之间的差距逐渐变小。

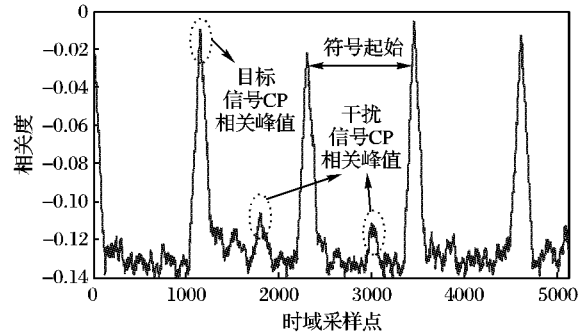
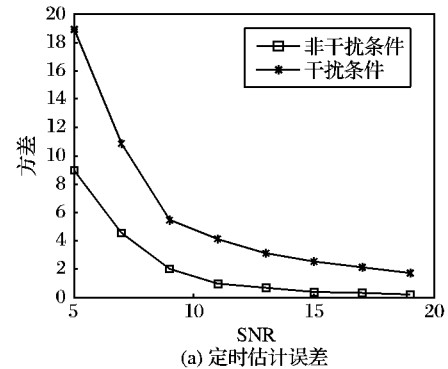
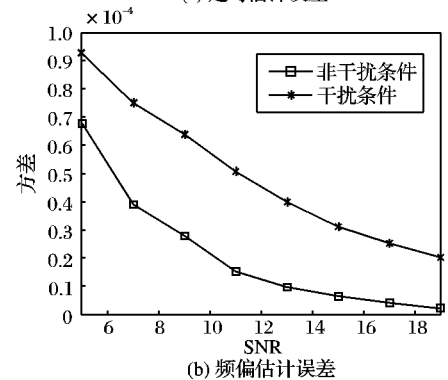


图4 OFDM 符号定时估计



(a) 定时估计误差



(b) 频偏估计误差

图5 干扰对定时和频偏估计的影响

图6为干扰情况下, 检测终端对干扰信号相位偏差的估计值的均方误差。随着 SNR 的增大, 相位偏差的估计结果会更加准确。并且随着 SNR 的增大, 理论值和实际仿真结果之间差距逐渐减小, 这是因为当 SNR 较高时, 更满足式(13)成立条件。当 SNR 为 10 dB 时, 检测误差的方差约为 0.05。

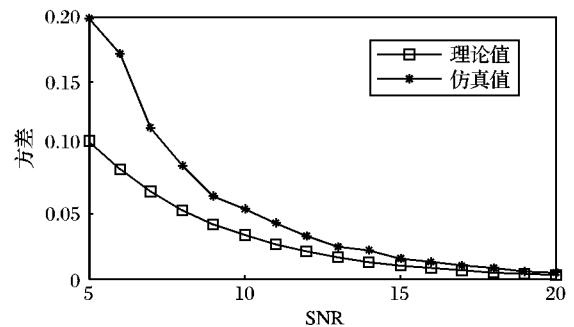


图6 估计误差的方差趋势

4 结语

针对相位偏差导致的导频消除性能下降的问题, 本文提出了一种基于分布式检测的导频消除改进方案。通过实时将相位偏差信息反馈给干扰发射机, 可以有效减小干扰信号的

(下转第 1525 页)

度量方法对数据具有良好的区分度。对前3个簇的数据取值分布范围情况进行分析得知,簇一数据的时延和时延抖动指标明显偏高,有的数据时延指标甚至达到500 ms以上,丢包率也超过10%;簇二数据的分布范围大致为: $0 \leq \text{时延} \leq 150 \text{ ms}$, $0 \leq \text{时延抖动} \leq 50 \text{ ms}$, 丢包率 $\leq 3\%$,而簇三数据的分布大致介于簇一和簇二之间。由此可以判断出簇一数据的性能较差,簇三数据的性能基本正常,而簇二数据的性能最优。对于簇一数据应进一步确定数据所在位置,以便有针对性地对其所在位置的网路结构进行调整,优化网络配置,排除病毒干扰,疏导网络流量,以提高网络服务质量和用户的满意度。

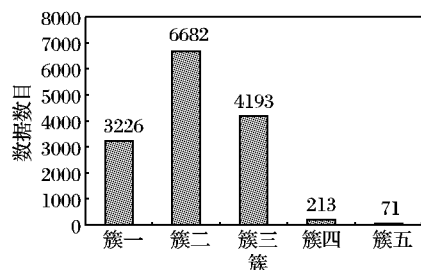


图2 校园网性能数据聚类结果

6 结语

由于从多源复杂网络获取的性能数据往往存在语义、模式等异构现象,本文引入本体的概念,采用基于语义的方式来描述网络性能,将传统的数值相似性度量方法与基于语义的相似性度量结合起来综合度量网络性能监测数据的相似性,并用改进的 NJW 多路谱聚类算法对某高校校园网网络性能监测数据进行聚类实验和分析。实验结果表明本文所提相似性度量方法和聚类算法相对于传统方法具有较高的准确率和较好的区分度。下一步的研究方向是如何实时地描述动态的网络性能监测数据,并将本文方法推广应用于广域网的性能管理。

参考文献:

[1] GRBER T R. Toward principles for the design of ontologies used for

knowledge sharing[J]. *International Journal Human-Computer Studies*, 1995, 43(5): 907-928.

[2] 何克清, 何扬帆, 王翀, 等. 本体元建模理论与方法及其应用[M]. 北京: 科学出版社, 2008.

[3] 邓志鸿, 唐世渭, 张铭, 等. Ontology 研究综述[J]. *北京大学学报: 自然科学版*, 2002, 38(5): 730-738.

[4] CUI ZHAN, O'BRIEN P. Ontology management environment[C]// *Proceedings of the 33rd Hawaii International Conference on System*. Washington, DC: IEEE Computer Society, 2000: 8015.

[5] MENG FANRONG, ZHOU YONG, XIA SHIXIONG. Clustering analysis algorithm for security supervising data based on semantic description in coal mines[J]. *Journal of Southeast University: English Edition*, 2008, 24(3): 354-357.

[6] GUARINO N. Formal ontology and information systems[M]. Amsterdam: IOS Press, 1998: 3-15.

[7] 陈沈焰, 吴军华. 基于本体的概念语义相似度计算及其应用[J]. *微电子学与计算机*, 2008, 25(12): 96-99.

[8] RESNIK P. Using information content to evaluate semantic similarity in taxonomy[C]// *Proceedings of 14th the International Joint Conference on Artificial Intelligence*. San Francisco: Morgan Kaufmann Publishers Inc, 1995: 445-453.

[9] LIN DEKANG. An information-theoretic definition of similarity[C]// *15th International Conference on Machine Learning*. San Francisco: Morgan Kaufmann Publishers Inc, 1998: 296-304.

[10] VERMA D, MEILA M. A comparison of spectral clustering algorithms[EB/OL]. [2011-10-05]. <ftp://ftp.cs.washington.edu/tr/2003/05/UW-CSE-03-05-01>. PS. Z.

[11] NG A Y, JORDAN M L, WEISS Y. On spectral clustering: analysis and an algorithm[EB/OL]. [2011-10-10]. <http://ai.stanford.edu/~ang/papers/nips01-spectral.pdf>.

[12] SOMAN K P, DIWAKAR S, AJAY V. 数据挖掘基础教程[M]. 范明, 牛常勇, 译. 北京: 机械工业出版社, 2009.

[13] SANGUINETTI G, LAIDLER J, LAWRENCE N D. Automatic determination of the number of clusters using spectral algorithms[C]// *Proceedings of IEEE Machine Learning for Signal Processing*. Piscataway: IEEE Press, 2005: 28-30.

[14] ITU-T. G.1010 End-user multimedia QoS categories[S]. Switzerland: ITU-T, 2001.

(上接第1521页)

相位偏差,从而提高实际应用中的干扰效果。

在背景噪声一定的情况下,目标信号功率越大,检测终端的检测结果就越准确,因此该方案的干扰性能随着目标信号功率的增大而提升。但是由于采用分布式的系统结构,导致该方案在实际部署时容易受到地理环境的影响。对于多径衰落信道,由于目标信号导频符号的幅度和相位发生畸变,检测终端的检测性能会受到较大影响,导致方案的干扰效果恶化。

参考文献:

[1] COULSON A J. Maximum likelihood synchronization for OFDM using a pilot symbol: algorithms[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2001, 19(12): 2486-2494.

[2] COULSON A J. Maximum likelihood synchronization for OFDM using a pilot symbol: analysis[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2001, 19(12): 2495-2503.

[3] IEEE Standards 802.16e-2005, IEEE standards for local and metropolitan area networks - Part 16: Air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems[EB/OL]. [2011-10-20]. http://www.arib.or.jp/english/html/overview/doc/802_16-2009.pdf.

[4] 3GPP TS 36.214 V9.1.0: Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA): physical layer measurements[EB/OL]. [2011-10-22]. http://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136200_136299/136214/09_01.00_60/ts_136214v090100p.pdf

[5] 郭富强, 王呈贵, 于雨. 基于 OFDM 导频信道估计的灵巧干扰方案[J]. *电子信息对抗技术*, 2008, 23(3): 35-38.

[6] PATEL C, STUBER G, PRATT T. Analysis of OFDM/MC-CDMA under imperfect channel estimation and jamming[C]// *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*. Piscataway: IEEE Press, 2004: 954-958.

[7] DIFFAVI S N, COVER T M. The worst additive noise under a covariance constraint[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2001, 47(7): 3072-3081.

[8] CLANCY C T. Efficient OFDM denial: pilot jamming and pilot nulling[C]// *IEEE International Communication Conference*. Piscataway: IEEE Press, 2011: 1-5.

[9] van de BEEK J J, SANDELL M. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1997, 45(7): 1800-1805.

[10] 蒋阳, 罗艳, 罗杨. OFDM 系统中基于训练符号的定时同步算法[J]. *计算机应用*, 2010, 30(7): 1754-1756.

[11] MINN H, ZENG M, BHARGAVA V K. On timing offset estimation for OFDM system[J]. *IEEE Communication Letters*, 2000, 4(7): 242-244.

[12] KIM H W, LEE S M, KANG K, et al. Blind time and frequency synchronization in OFDM based communication[C]// *IEEE Vehicular Technology Conference*. Piscataway: IEEE Press, 2006: 1-5.