OFDM/OFDMA 系统的导频干扰方案

解思瑞¹,黄开枝¹,吉 江¹,李志刚²

(1. 国家数字交换系统工程技术研究中心,郑州 450002; 2. 解放军信息工程大学,郑州 450002)

摘 要:导频消除是干扰 OFDM/OFDMA 系统的有效方案,它以导频符号的 180 度相位偏移作为干扰信号,使 目标信号的导频功率为 0。但是,因为信道以及噪声等的影响,干扰信号的相位很难与目标信号的导频相位完 全相反,导致干扰效果下降。首先将信道和发送延时的影响等效为干扰信号的相位偏差,然后分析了目标导频 的抵消性能,给出了干扰后目标导频的幅度和相位分布,以及系统误符号率(SER)。理论分析和仿真结果表明: 当干扰信号存在相位偏差时,该方案的抵消性能平均下降 30%,SER 性能平均下降 10%。最后提出了一种基于 分布式检测的导频干扰改进方案,利用检测反馈方式减小干扰信号相位偏差,从而提高干扰性能。

关键词: OFDM 干扰; 导频消除; 相位偏差; 分布式检测; 误符号率

中图分类号: TN978 文献标志码: A 文章编号: 1001-3695(2012)08-3131-03 doi:10.3969/j.issn.1001-3695.2012.08.086

Pilot jamming scheme against OFDM/OFDMA

XIE Si-rui¹, HUANG Kai-zhi¹, JI Jiang¹, LI Zhi-gang²

(1. National Digital Switching System Engineering & Technological Research Center, Zhengzhou 450002, China; 2. PLA Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China)

Abstract: The pilot nulling is an effective jamming scheme against OFDM/OFDMA. It drived the pilot energy to zero by using a jamming signal that was the π -radian offset of the transmitted pilot tone value. But, because of the effect of the channel and the noise, the phase of the signal could hardly to set exactly, this would worsen the jamming effect. This paper analyzed the jamming effect when the jamming signal had phase deviation, deduced the distribution of the amplitude and the phase of the jammed signal, then there was the symbol error rate (SER) under the jamming. After simulation and analysis, there was a conclusion: when the jamming signal had phase deviation, the capability of the scheme to counteract the power decreased about 30%, the capability on SER decreased about 10%. Finally, this paper brought forward a novel scheme based on distribution detection. The schema reduced the phase deviation of interference signal using the detection feedback, thereby enhancing the performance of interference.

Key words: OFDM jamming; pilot nulling; phase deviation; distribution detection; SER

在 OFDM/OFDMA(正交频分复用/正交频分多址接入)系 统中,导频起着至关重要的作用^[1,2]。IEEE 802.11/16 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 AWGN(加性白高斯噪声)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。利用 OFDM 导频符号的 180 度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。文献[8]在信干噪比(SINR)的 基础上分析了干扰方案的误码率(BER),但并没有给出干扰 信号模型,并且其假设导频干扰信号等于导频符号的180 度相 位偏移,而由于信道因素以及发送时刻的偏差,干扰信号与目标导频信号之间会存在一定的相位偏差,导致干扰性能下降。

本文重点分析了当干扰信号存在相位偏差时,导频干扰方 案的干扰效果。首先,将信道和发送延时对干扰的影响等效为 干扰信号的相位偏差;然后,推导了目标信号受干扰后的归一 化幅度和相位分布,给出了 QPSK 调制时系统在干扰条件下的 误符号率(SER)表达式。理论分析与仿真结果表明:当干扰信 号与目标信号存在相位偏差时,干扰信号对目标信号导频功率 的抵消性能平均下降约 30%;当系统采用 QPSK 调制时,SER 性能平均下降约 10%。针对该问题,本文提出了一种基于分 布式检测的导频干扰改进方案,该方案利用分布式检测终端实 时检测干扰信号与目标导频信号之间的相位偏差,并将结果反 馈给干扰信号发射机,对干扰信号的相位进行实时调整,从而 提高对目标导频信号的抵消性能。

1 系统模型

OFDM 调制技术将多路窄带信号调制到多个相互正交的

收稿日期: 2011-11-14; 修回日期: 2012-01-01

作者简介: 解思瑞(1985-),男,山东泰安人,硕士研究生,主要研究方向为无线移动通信(xiesirui@gmail.com);黄开枝(1973-),女,安徽来安 人,副教授,硕导,主要研究方向为无线移动通信;吉江(1983-),男,山西忻州人,博士研究生,主要研究方向为无线通信安全;李志刚(1963-),男, 河南郑州人,工程师,主要研究方向为现代教育技术. 子载波上并行传输,在提高信号传输速率的同时,还具有较强的抗多径衰落能力。OFDM 传输系统如图 1 所示,OFDM 子载 波数为 N, p_k 为导频符号, d_k 为数据符号。



目标信号 s(t) 的离散表达式为

$$s(n) = \frac{1}{N} \sum_{k \in I_p} p_k e^{j2\pi kn/N} + \frac{1}{N} \sum_{k \in I_u} d_k e^{j2\pi kn/N}$$
(1)

其中: I_p 是导频符号所在的子载波索引; I_u 是数据符号所在的 子载波索引;n 为 OFDM 符号离散样值, $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 。

干扰信号是对目标信号的导频符号进行 180 度相位偏移, 再经过 OFDM 调制后发射出去。因此,干扰信号 *J*(*t*)的离散 表达式为

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

其中: ψ_k 为干扰信号发射机处理误差所导致的相位偏差,假设 $|\psi_k| << \pi_o$

因此,接收信号 y(t)的离散表达式为

$$y(n) = h(n) \times s(n) + h'(n) \times J(n - n_d) + \eta$$
(3)

其中: n_d 为接收机收到的干扰信号与目标信号之间的传输符 号时间偏差,通过调整干扰信号发射机离接收机的距离,可以 使得 $|n_d| << N$; h 为收发信机之间的信道冲击响应,其频域形 式为 $H = [H_1, H_2, \dots, H_N], H_k$ 为第 k 个子载波的频域响应;h'为干扰机到收信机之间的信道冲击响应,其频域形式为 $H' = [H'_1, H'_2, \dots, H'_N], H'_k$ 为第 k 个子载波的频域响应; η 为 AWGN。

$$\begin{split} y(n) &= \frac{1}{N} \Big[\sum_{k \in I_p} (H_k p_k - H'_k p_k e^{j\psi_k} e^{-j2\pi k n_d / N}) + \\ &\sum_{k \in I_u} H_k d_k \Big] e^{j2\pi k n / N} + \eta \end{split}$$
(4)

其中: $2\pi kn_d/N$ 为传输时间偏差导致的相位偏差,因 $|n_d| << N$,所以 $|2\pi kn_d/N| << 2\pi$ 。因此,接收机收到的导频符号 \tilde{p}_k 为

$$\tilde{p}_k = H_k p_k - H'_k p_k e^{i\psi_k} e^{-j2\pi k n_d/N} + \eta'_k$$
(5)

令 $H_k = \alpha_k e^{i\gamma_k}$,其中 α_k 为幅度响应, γ_k 为相位响应; $H'_k = \beta_k e^{i\lambda_k}$,其中 β_k 为幅度响应, λ_k 为相位响应; η'_k 为 η 经过 DFT 之后相应载波上的噪声。 $\gamma_k \beta_k$ 和 τ 同样会导致干扰信号和目标信号的相位发生偏移,可以将其等效为干扰信号的相位偏差,因此式(5)可以等效为

$$\tilde{p}_k = \alpha_k p_k - \beta_k p_k e^{i\psi'_k} + \eta'_k \tag{6}$$

其中, ψ'_k 为干扰信号的等效相位偏差, $\psi'_k = \psi_k - 2\pi k n_d / N + \lambda_k - \gamma_k$ 。

当 $\alpha_k = \beta_k$,且 $\eta'_k = \psi'_k = 0$ 时,干扰信号与目标导频信号 可以完全抵消。但是,由于信道及噪声的影响,实际系统中 ψ'_k 难免会有波动,因此有必要分析非理想情况下的干扰方案 性能。因为导致 ψ'_k 的因素都服从均值为0的正态分布,所以 不妨假设 $\psi'_k \sim N(0,\delta^2)$ 。本文为了分析干扰信号对目标信号 的影响,假设忽略噪声 η 的影响。

2 干扰信号相位偏差的影响

2.1 相位偏差对导频符号的影响

为了分析干扰对导频符号幅度和相位的影响,假设 $\alpha_k = \beta_k = 1$ 。根据式(6)得到接收导频符号的幅度衰减系数 A 为

$$A = \left| 2\sin\frac{\psi'_k}{2} \right| \tag{7}$$

当 $|\psi'_{k}| = \pi/3$ 时,A = 1,即导频符号干扰前后的幅度不变;当 $|\psi'_{k}| < \pi/3$ 时,A < 1,即干扰导致导频符号幅度减小;当 $|\psi'_{k}| > \pi/3$ 时,A > 1,即干扰导致导频符号的幅度增大。

根据式(7)可以得到 A 的 PDF(概率密度函数)为

$$f(A) = \sqrt{\frac{2}{\pi\delta^2 (1 - \frac{A^2}{4})}} e^{-\frac{2 \arcsin^2(\frac{A}{2})}{\delta^2}} \qquad 0 << A << 2$$
(8)

当干扰符号和信号符号幅度相同时,干扰后导频符号的幅 度分布完全由相位偏差 ψ'_k 的方差 δ^2 决定。

接收导频符号的相位θ为

$$\theta = \frac{\pi}{2} - \frac{\psi'_k}{2} \qquad 0 \leqslant \psi'_k < \pi \tag{9}$$

$$\theta = -\frac{\pi}{2} - \frac{\psi'_{k}}{2} \qquad -\pi < \psi'_{k} < 0 \tag{10}$$

因为 ψ_{k} 服从正态分布,所以 θ 的 PDF 为

$$f_1(\theta) = \sqrt{\frac{1}{2\pi\delta^2}} e^{-\frac{2(\theta - \frac{\pi}{2})^2}{\delta^2}} \qquad 0 < \theta \le \frac{\pi}{2}$$
(11)

$$f_2(\theta) = \sqrt{\frac{1}{2\pi\delta^2}} e^{-\frac{2(\theta + \frac{\pi}{2})^2}{\delta^2}} - \frac{\pi}{2} < \theta < 0$$
(12)

由此可见,相位分布也同样由相位偏差 ψ'_{k} 的方差 δ^{2} 决定; δ^{2} 越小,数据符号的相位差分布越接近 $\pm \frac{\pi}{2}$ 。

2.2 相位偏差对 SER 的影响

解调时,接收机利用导频进行信道估计,并根据估计结果 对数据符号进行频域均衡。但是,由于信道估计结果已经不能 反映目标信号数据符号实际经过的信道,因此数据符号在均衡 后必然会产生畸变,导致符号解调错误。

当 $\alpha_k \neq \beta_k$ 时,信道估计值 $\hat{\alpha}_k$ 可表示为

$$\hat{\alpha}_k = \frac{p_k}{p_k} = \alpha_k - \beta_k e^{i\psi'_k}$$
(13)

接收机利用 $\hat{\alpha}_k$ 对数据符号进行均衡,得到 \hat{d}_k 的表达式为

$$\hat{d}_{k} = \frac{\alpha_{k} e^{j\gamma_{k}} d_{k}}{\hat{\alpha}_{k}} = \frac{d_{k}}{1 - \frac{\beta_{k}}{\alpha_{k}}} e^{j\psi'_{k}}$$
(14)

$$\widehat{\sigma} \ \sigma = \frac{\beta_k}{\alpha_k}, \ \text{M}:$$

$$\widehat{d}_k = \frac{d_k}{\sqrt{(1 - \sigma \cos\psi'_k)^2 + (\sigma \sin\psi'_k)^2}} e^{j(\gamma_k + \arctan(\frac{\sigma \sin\psi'_k}{1 - \sigma \cos\psi'_k}))}$$
(15)

其中:
$$\frac{1}{\sqrt{(1 - \sigma \cos \psi'_{k})^{2} + (\sigma \sin \psi'_{k})^{2}}}$$
为干扰对数据符号幅度

的影响, γ_k + arctan ($\frac{\sigma \sin \psi'_k}{1 - \sigma \cos \psi'_k}$)为干扰对数据符号相位的影响。

可见,当导频符号受到干扰后,数据符号的幅度和相位会 受 α_k 、 γ_k 、 β_k 和 ψ'_k 的影响。当数据符号的相位偏移超过一定

范围后,就会导致符号发生错误。

对于 QPSK 调制, 当 $\sigma = 1$, 忽略 γ_k 时, γ_k + arctan ($\frac{\sigma \sin \psi'_k}{1 - \sigma \cos \psi'_k}$) = θ , 当 $|\theta| > \frac{\pi}{4}$ 时, 相应的数据符号将发生错误, 所以 SER 表达式为

$$p_{\text{ser}} = \int_{\frac{\pi}{4}}^{\frac{\pi}{2}} f_1(\theta) \, \mathrm{d}\theta + \int_{\frac{\pi}{4}}^{-\frac{\pi}{4}} f_2(\theta) \, \mathrm{d}\theta \tag{16}$$

将式(11)(12)代入式(16),可得 QPSK 调制对应的 p_{ser} 接近 1,且随着方差 δ^2 的增大而减小。

3 仿真分析

采用 IFFT 实现 OFDM 调制,其导频和数据符号均采用 QPSK 调制;目标信号经过高斯信道传输,加入导频干扰信号 后进行 FFT 解调;干扰信号和目标信号各子载波调制符号采 用归一化的功率;采样频率 4.2667 MHz,OFDM 子载波数为 1024,其中导频子载波个数为128,符号时间为240 μs(1024 个 采样点),循环前缀长度为30 μs(128 个采样点)。

图 2 和 3 分别验证了存在相位偏差时,干扰信号对导频功 率和相位的影响。将存在相位偏差 ψ'_{k} 的干扰信号与目标信 号混合,然后计算混合信号导频的幅度和相位。 ψ'_{k} 的均值为 0,方差 δ^{2} 的取值在 0.3 ~ 1 之间,对每种情况进行 500 次蒙特 卡洛实验,统计干扰前后导频的功率差值和相位差值的分布, 对最终的分布结果取平均值。



由图2可以看出,目标信号导频功率因为抵消而降低,平 均降低约50%,且随着δ²的增大而减小,这是因为干扰信号相 位偏差的增大降低了抵消性能,性能平均下降约30%。

图 3 中,导频符号干扰前后的相位差 θ 小于 0 表示干扰后 相位在星座图上顺时针偏移, θ 大于 0 表示逆时针偏移。从图 中可以看出, θ 分布在 $-\frac{\pi}{2} \sim \frac{\pi}{2}$ 之间,这是因为干扰符号和目 标符号幅度相同,所以 θ 的绝对值不会大于 $\frac{\pi}{2}$ 。随着 δ^2 不断 增加, θ 的分布偏离 $\pm \frac{\pi}{2}$,表明干扰性能下降。

图 4 验证了干扰信号存在相位偏差时,对 SER 的影响。 图 4(a)中 $\alpha_k < \beta_k$,令 $\beta_k = 1$, α_k 的取值在 $\frac{1}{8}$ 和 $\frac{7}{8}$ 之间。仿真结 果表明,随着目标信号功率的降低,干扰导致的系统 SER 逐渐 上升;同时,SER 随着 δ^2 的增大而下降,平均下降约 10%。这 是因为干扰信号的相位偏差越大,接收数据符号的相位变化就 越小,因此系统 SER 也就越小。图 4(b)中令 $\alpha_k = \beta_k = 1$,即干 扰信号功率等于目标信号功率,SER 变化趋势与图 4(a)中的 情况相似,但 SER 的数值要低于(a)中的结果。



4 方案的改进及性能分析

4.1 方案的改进

综上所述,在实际应用中降低干扰信号的相位偏差可以提 高导频消除的干扰性能。因此,本文提出了一种基于分布式检 测的导频消除改进方案。利用多个分布在干扰区域内的终端, 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。该方案示意图如 图5所示。



该方案需要解决相位偏差 ψ'_k 的检测问题。因为 ψ'_k 是 连续随机变量,从 \hat{p}_k 中估计出精确的 ψ'_k 是不可能的。但是 p_k 是已知的,对接收符号 \hat{p}_k 进行相应的处理,可以得到估计 ψ'_k 近似值的方法。

根据式(6),假设 $\alpha_k = \beta_k = 1$,首先利用 p_k 对 p_k 进行归一 化,将不同的导频符号归一化为直流分量 1,去除该直流分量 后计算信号的相位,则相位偏差的估计值 ψ'_k 可以表示为

$$\hat{\psi}'_{k} = \arg(e^{i\psi'_{k}} - \frac{\eta'}{p_{k}}) \tag{17}$$

令 $\frac{\eta'}{p_k} = A'e^{i\omega}$,其中, $A' = \frac{1}{\text{SNR}}$,SNR 为检测终端对目标信号的接收信噪比; ω 服从均匀分布,且 $0 \leq \omega < 2\pi$ 。

4.2 改进方案的性能分析

改进方案的性能与 $\hat{\psi}'_{k}$ 的估计误差有关,误差越小干扰性能越好,令估计误差为 ε ,则:

$$\varepsilon = \hat{\psi}'_k - \psi'_k = \arg(e^{i\psi'_k} - A'e^{i\omega}) - \arg(e^{i\psi'_k})$$
(18)

当 A' <<1 时, $\varepsilon \approx \arg(1 - A'e^{i\omega})$,且 $0 \le \varepsilon < 2\pi$,其概率密 度分布函数为

$$f(\varepsilon) = \frac{1}{2A'\pi \sqrt{1 - \varepsilon^2}}$$
(19)

由式(14)可知, ε 的均值为0、方差近似为 $\frac{A'}{3}$,当 SNR 为

10 dB时,其方差约为0.03,因此检测终端可以有效减小干扰 信号的相位偏差。另外 *e*的方差与 SNR 成反比,因此随着 SNR 的增大,检测终端的估计误差减小,干扰性能提高。

5 结束语

本文建立了导频干扰信号存在相位偏差条件下的 OFDM 系统模型,分析了相位偏差对目标信号导频的影响,随后给出 了 QPSK 调制时干扰导致的系统 SER 表示。理论分析和仿真 结果表明:a)抵消性能随着 δ² 的增大而迅速 (下转第3136页) $x_t = \varepsilon_t + 2.44\varepsilon_{t-1} - 0.157\varepsilon_{t-2} - 1.31\varepsilon_{t-3}$ (5) 其中: ε_t 表示均值为0的白噪声序列; x_t 表示网络流量时间序 列的高频部分。

根据时间序列预测模型的组合公式 *S* = *A*₁ + *D*₁ 将低频分量的网络流量值和高频分量的网络流量值进行组合,得到网络流量时间序列的预测模型。

2.5 结果与分析

用上述模型对网络流量训练样本进行拟合,并对测试样本 进行预测检验,得到的结果如图 10 和图 11 所示。从图 10 的 拟合结果可以看出,该模型对训练样本的拟合程度相当高,说 明该模型具有较好的拟合效果,可以对测试样本进行检测;从 图 11 的预测结果可知,预测的准确率相当高,预测效果比较令 人满意。同时与没有进行小波分解的 ARMA 模型进行对比, 对比结果表明,基于小波分解的网络流量模型预测准确率高于 对比模型。



小波分解是一种非线性分析方法,十分适合对非平稳数据 进行处理。从对网络流量的预测结果可以看出,对于非平稳的 网络流量时间序列,通过小波分解,将非平稳的网络流量时间 序列分解成单一、平稳时间序列分量,然后采用平稳时间分析 方法对平稳时间序列进行建模,有利于网络流量时间序列建 模,进一步提高了网络流量的预测准确率。

在网络流量实际应用中,导致其非平稳的因素相当多,如 周期、趋势因素等,采用一层小波进行分解,很难得到比较平稳 的时间序列分量,需要进行多层分解,但是非平稳时间序列的 最大分解层次受时间序列长度的影响相当大。当长度比较短 时,最大分解层次满足不了分离各分量的影响要求,这就需要 采用二进小波变换进行处理,这是在进行网络流量预测实践中

(上接第3133页)降低;b)干扰造成目标信号导频的相位接近

 $\frac{\pi}{2}$, δ^2 越大导频相位越小;c)干扰导致的系统 SER 随着 δ^2 增

大平均下降约10%。本文给出了非理想条件下的干扰方案性能,结论对于 OFDM 干扰方案的应用和实施具有指导意义。

最后,针对干扰性能下降的问题,提出了一种基于分布式 检测的导频干扰方案,利用检测终端将干扰信号的相位偏差信 息反馈给干扰发射机,从而减小干扰信号的相位偏移,提高方 案在实际应用中的干扰性能。

参考文献:

- COULSON A J. Maximum likelihood synchronization for OFDM using a pilot symbol: algorithms [J]. IEEE Journal Selected Areas Communication, 2001, 19(12): 2486-2494.
- [2] COULSON A J. Maximum likelihood synchronization for OFDM using a pilot symbol: analysis [J]. IEEE Journal Selected Areas Communication, 2001, 19(12):2495-2503.
- [3] IEEE Standards 802. 16e-2005, Part 16: air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems [S]. 2005.

应该注意的问题。

3 结束语

网络流量预测是网络管理的基础,由于受经济、网络用户、 节假日和周末等多种因素的影响,具有非平稳性,传统时间序 列分析方法难以获得高准确率的预测结果。为此,本文提出一 种基于小波分解的网络流量时间序列建模方法。采用具体网 络流量数据进行仿真实验的结果表明,与传统时间序列预测方 法相比,基于小波分解的时间序列预测方法提高了网络流量预 测准确率,预测效果令人满意,是一种稳健、有效的网络流量预 测方法。

参考文献:

- [1] JUVA I, VATON S, VIRTAMO J. Quick traffic matrix estimation based on link count covariances [C]//Proc of IEEE International Conference on Communications. 2006;603-608.
- [2] 高波,张钦宇,梁永生. 基于 EMD 及 ARMA 的自相似网络流量预测[J].通信学报, 2011,32(4):47-56.
- [3] NICOL D M, YAN Guan-hua. High-performance simulation of lowresolution network flows[J]. Simulation, 2006,82(1):21-42.
- [4] 程光,龚俭. 大规模网络流量宏观行为周期性分析研究[J]. 小型 微型计算机系统,2003,24(6):992-994.
- [5] CHEN Z, DELLS A, WEI P. A pragmatic methodology for testing intrusion prevention systems [J]. Computer Journal, 2009,52(4): 429-460.
- [6] 姜明,吴春明,胡大民. 网络流量预测中的时间序列模型比较研究[J]. 电子学报,2009,37(11):2353-2359.
- [7] 饶云华,曹阳,杨艳. 自相似网络通信量的多尺度预测研究[J].
 计算机工程与应用,2005,41(28):26-28.
- [8] PHILIPPE A. Bayesian analysis of autogressive moving average processes with unknown orders[J]. Computational Statistics & Data Analysis,2006,51(3):1904-1923.
- [9] 李捷,候秀红,韩志杰.基于卡尔曼滤波和小波的网络流量预测算 法研究[J].电子与信息学报,2007,29(3):725-725.
- [10] 孙知信,张玉峰.基于多维支持向量机的 P2P 网络流量识别模型
 [J].吉林大学学报:工学版,2010,40(5):1298-1303.
- [4] 3GPP TS 36. 214 V9. 1. 0, evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA): physical layer measurements [S]. 2010.
- [5] GUO Fu-qiang. WANG Cheng-gui, YU Yu. A jamming scheme based on pilot assisted channel estimation of OFDM [J]. Electronic Information Warfare Technology, 2008, 23(3): 35-38.
- [6] PATEL C, STUBER G, PRATT T. Analysis of OFDM/MC-CDMA under imperfect channel estimation and jamming [C]//Proc of IEEE Wireless Communications and Networking Conference. 2004: 954-958.
- [7] DIFFAVI S N, COVER T M. The worst additive noise under a covariance constraint [J]. IEEE Trans on Information Theory, 2001, 47(7):3072-3081.
- [8] CLANCY T C. Efficient OFDM denial: pilot jamming and pilot nulling [C]//Proc of IEEE International Communication Conference. 2011:1-5.
- [9] ADIREDDY S, TONG L, VISWANATHAN H. Optimal placement of training for frequency-selective block-fading channels [J]. IEEE Trans on Information Theory,2002,48(8): 2338-2353.