

# 基于保护间隔的 OFDM 信号信噪比估计算法

张欣冉<sup>1,2</sup> 代月花<sup>1</sup> 张孟伯<sup>3</sup> 杨晓静<sup>3</sup>

(1. 安徽大学电子科学与技术学院, 合肥, 230039; 2. 中国人民解放军 61539 部队, 北京, 100091; 3. 电子工程学院 402 教研室, 合肥, 230037)

**摘要:** 针对信噪比在 OFDM 信号处理中的重要作用, 提出一种基于保护间隔的 OFDM 信号信噪比估计算法。通过对信道模型和保护间隔的分析, 首先利用相关性函数完成两种不同保护间隔的 OFDM 信号的判别, 然后根据两种不同保护间隔的结构特点, 分别提出两种不同的信噪比估计方法, 最后将判别结果与相应的信噪比估计算法相结合, 完成 OFDM 信号的信噪比估计。仿真结果表明, 该算法不需要辅助数据, 在不同的信噪比条件下均具有较好的识别效果。

**关键词:** 正交频分复用; 信噪比; 保护间隔; 相关函数

**中图分类号:** TN911      **文献标志码:** A

## SNR Estimation for OFDM Signal Based on Guard Interval

Zhang Xinran<sup>1,2</sup>, Dai Yuehua<sup>1</sup>, Zhang Mengbo<sup>3</sup>, Yang Xiaojing<sup>3</sup>

(1. School of Electronic Science and Technology, Anhui University, Hefei, 230039, China; 2. Unit 61539, PLA, Beijing, 100091, China; 3. 402 Research Office, Electronic Engineering Institute of PLA, Hefei, 230037, China)

**Abstract:** Since SNR is playing an important role in signal processing for OFDM, a kind of SNR estimation is proposed based on the guard interval. The channel model and the guard interval are analyzed. Firstly, two OFDM signals with different guard intervals are discriminated by using correlation function. Then, according to the structure characteristics of two different guard intervals, two kinds of SNR estimations are put forward. Finally, the SNR estimation is completed by combining the discriminant results with estimation algorithm. The simulation results show that the algorithm does not need auxiliary data and has good performance in different SNR conditions.

**Key words:** orthogonal frequency division multiplexing; signal to noise ratio; guard interval; correlation function

## 引 言

正交频分复用(Orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)作为一种高频谱利用率的多载波调制技术, 具有很强的抗多径干扰和抗衰落能力, 是第 4 代移动通信的核心技术, 越来越广泛地应用于军事和民用领域。信噪比(Signal to noise ratio, SNR)是反映信道质量的一个重要指标, 在频谱监测、

通信侦察、蜂窝和卫星通信中都需要将信噪比作为必不可少的先验知识<sup>[1,2]</sup>,对于 OFDM 系统还需根据子载波上的信噪比值选择相应的调制方式,因此在 OFDM 系统中进行信噪比估计有着更为重要的意义。

目前对 OFDM 信噪比的估计已经取得了一定的研究成果,基于辅助数据的估计方法<sup>[3-5]</sup>研究较多,主要包括:文献[3]提出一种基于双同步头的信噪比估计方法,通过利用两个训练序列中相邻的子载波进行噪声功率估计,计算复杂度高,在较低信噪比和较高信噪比条件下估计精度均不是很高。文献[4]中则运用了导频数据自相关和互相关来计算,该算法只适用于梳状导频,且性能受导频数量的影响。文献[5]通过研究探测参考信号(Sounding reference signal, SRS),提出一种改进的基于离散傅里叶变换(Discrete Fourier transform, DFT)的估计方法,必须依靠特定的参考信号才能获得相对准确的信噪比估计,对于无辅助数据的盲估计方法的研究则相对较少。文献[6]通过循环前缀自相关函数值的特性对信道阶数进行粗估计,再利用循环前缀数据为部分有用数据的复制这一特性估计噪声功率,信道阶数的估计增加了计算的复杂程度,并且在信噪比较高时步长的选择会对估计性能造成较大影响。

针对以上问题,本文提出一种基于保护间隔的 OFDM 信号信噪比估计算法,通过分析保护间隔的构成,分别对循环前缀 OFDM(Cyclic prefix OFDM, CP-OFDM)信号和零符号填充 OFDM(Zero padding OFDM, ZP-OFDM)信号进行盲识别,在此基础上,对两种不同保护间隔采用相应的方法完成信噪比估计,利用窗函数和衰落因子有效地消除了多径时延扩展所造成的符号间干扰。仿真表明,本文提出的算法简单,所需先验条件少,在不同的信噪比条件下均能取得较好的估计效果,在 OFDM 信号的处理中具有一定的应用价值。

## 1 OFDM 信号模型

### 1.1 信道模型

接收端接收到的信号经过采样,得到其离散时域表示为<sup>[7]</sup>

$$y_l[n] = x_l[n] * h_l[n] + z[n] = \sum_{m=0}^{\infty} h_l[m]x_l[n-m] + z[n] \quad (1)$$

式中: $h_l[n]$ 为信道的脉冲响应; $z[n]$ 为离散化的加性高斯白噪声;对于子载波数为  $N$ ,第  $l$  个 OFDM 的调制数据为  $X_l(k)$ , $k=0,1,\dots,N-1$ , $X_l(k)$ 数据序列为相互独立同分布的随机变量,则第  $l$  个发送数据的符号可表示为

$$x_l[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_l(k) \exp(j \frac{2\pi kn}{N}) \quad n=0,1,\dots,N-1 \quad (2)$$

理想信道条件下,不考虑时延或者用保护间隔消除最大时延的影响,并且 OFDM 符号的 FFT 起始点确定在其保护间隔内,则 OFDM 接收机对接收到的采样信号进行 FFT 变换,得到

$$Y_l[k] = \sum_{n=0}^{N-1} y_l[n] \exp(-\frac{j2\pi kn}{N}) = \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} h_l[m]x_l[n-m] + z_l[n] \right\} \exp(-\frac{j2\pi kn}{N}) = \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} h_l[m] \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X_l(i) \exp(j \frac{2\pi i(n-m)}{N}) \right\} \right\} \exp(-\frac{j2\pi kn}{N}) + Z[k] = H_l[k]X_l[k] + Z[k] \quad (3)$$

式中: $X_l[k]$ , $Y_l[k]$ , $Z[k]$ 和  $H_l[k]$ 分别表示第  $l$  个符号的第  $k$  个子载波上的发射符号、接收符号、频域噪声符号和信道的频域响应。从式(3)可看出,在频域上 OFDM 系统可以看作是输入符号与信道频域响应之乘积加上频域的噪声干扰,如图 1 所示。不考虑噪声的情况下,在发射信号中插入保护间隔,使得发射采样和信道采样满足循环卷积,因此可以在接收机输出端得到  $Y_l[k] = X_l[k]H_l[k]$ 。

### 1.2 保护间隔

根据上述信道模型,在多径时延扩展的无线通信环境中,OFDM 信号的时延扩展可能对相邻的

OFDM 信号造成干扰,称为符号间干扰(Inter-symbol interference, ISI)。为了避免 ISI,一个简单的思路就是在相邻的 OFDM 符号之间插入一个保护间隔(Guard interval ,GI),最常采用的保护间隔包括 ZP 和 CP 填充两种,具体结构如图 2 所示。

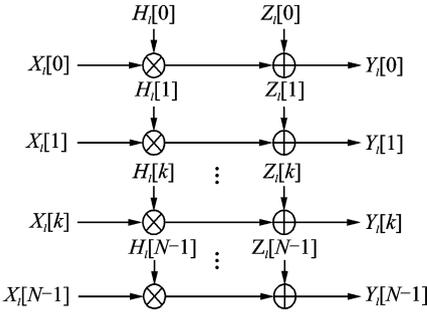


图 1 OFDM 系统的频域模型

Fig. 1 Frequency domain model of OFDM

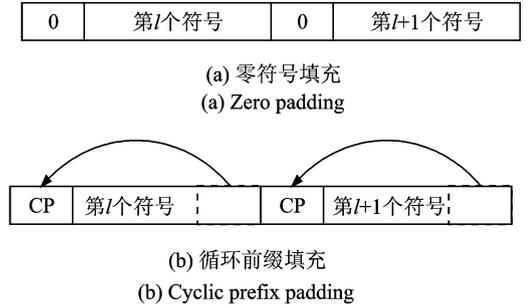


图 2 OFDM 信号的结构图

Fig. 2 Structure of OFDM signal

图 2(a)是一种最简单的保护间隔,直接在数据块之间插入若干个零符号,从而构成的 ZP-OFDM 在功率谱密度方面具有较小的带内波纹和较大的带外功率,允许将更多的功率用于发射,固定的峰值发射功率使得 ZP-OFDM 调制技术在数字通信领域有着不可替代的作用;图 2(b)将 OFDM 符号的最后一部分数据复制到前端作为填充的保护间隔,构成了 CP-OFDM 信号,其最大好处就是保护间隔里 CP 的时延扩展直接叠加在数据块上,自动构成 OFDM 符号和信道响应的循环卷积,无需循环前缀的过程,此外,循环结构还可用于粗定时同步的数据处理<sup>[8]</sup>。

通过对采用两种不同保护间隔的 OFDM 信号调制方式的分析,对于采用插入数据零为保护间隔的 ZP-OFDM 信号,式(2)可进一步表示为

$$x_i[n] = \begin{cases} 0 & n = 0, 1, \dots, N_{GI} - 1 \\ \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_l(k) \exp\left(j \frac{2\pi k(n - N_{GI})}{N}\right) & n = N_{GI}, N_{GI} + 1, \dots, N + N_{GI} - 1 \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $N_{GI}$  为保护间隔的长度,同理对于采用循环前缀作保护间隔的 CP-OFDM 信号,式(2)可进一步表示为

$$x_i[n] = \begin{cases} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_l(k) \exp\left(j \frac{2\pi k(n + N - N_{GI})}{N}\right) & n = 0, 1, \dots, N_{GI} - 1 \\ \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_l(k) \exp\left(j \frac{2\pi k(n - N_{GI})}{N}\right) & n = N_{GI}, N_{GI} + 1, \dots, N + N_{GI} - 1 \end{cases} \quad (5)$$

## 2 OFDM 信噪比估计方法

### 2.1 ZP-OFDM 和 CP-OFDM 的判别

根据以上两种保护间隔的结构不同,要实现有效的信噪比估计,必须首先完成对 ZP-OFDM 信号和 CP-OFDM 信号的盲检测。在高信噪比条件下,通过对采用两种保护间隔的 OFDM 信号的归一化幅度谱观察如图 3 所示,图 3(a)在信噪比为 20 dB 时,采用 ZP 段作为保护间隔,幅度谱比较小,利用此特点,可以对二者进行有效区分;但在信噪比较低时,特别是在受多径效应影响较大的条件下,通过幅度谱已很难发现二者的规律,图 3(b)在信噪比为 0 dB 时,通过观察幅度谱已经无法有效完成二者的区分。

目前已有的信号检测识别方法均未对两种保护间隔的不同展开研究,本文根据 CP-OFDM 信号的

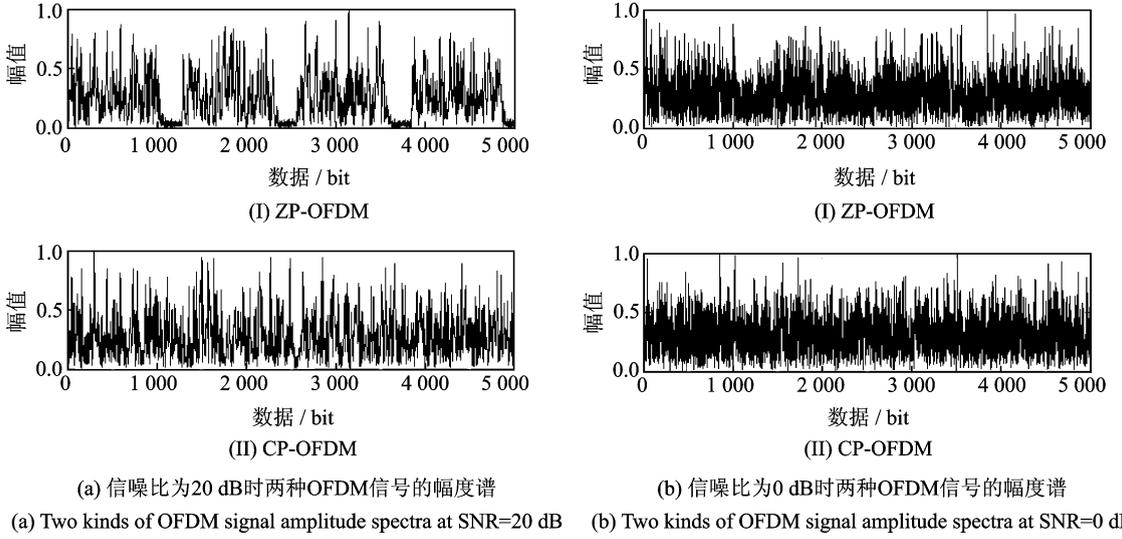


图3 两种 OFDM 信号的幅度谱

Fig. 3 Amplitude spectra of two kinds of OFDM signals

保护间隔是其末尾有效数据的复制,具有相关性,利用其自相关公式完成二者的有效区分。定义一个自相关函数为

$$R(k) = \sum_{n=0}^{N-K} [y(n)y^*(n+k)] \quad k=1,2,\dots,K \quad (6)$$

式(6)表示数据  $y(n)$  与数据  $y^*(n+k)$  相关值的和,由于存在偏移的最大值为  $K$ ,所以  $M$  个数据只有  $N-K$  个数据参与运算,把式(1,4)代入式(6)得

$$\begin{aligned} R(k) = & \sum_{n=0}^{M-K} \left\{ \left[ \sum_{l=0}^{L-1} h_l(n) * x_l(n) + z(n) \right] \left[ \sum_{l=0}^{L-1} h_l(n+k) * x_l^*(n+k) + z^*(n+k) \right] \right\} = \\ & \sum_{n=0}^{M-K} \left\{ \left[ \sum_{l=0}^{L-1} h_l(n) * x_l(n) \sum_{l=0}^{L-1} h_l(n+k) * x_l^*(n+k) \right] + z(n)z^*(n+k) + \right. \\ & \left. \left[ \sum_{l=0}^{L-1} h_l(n) * x_l(n) \right] z^*(n+k) + \left[ \sum_{l=0}^{L-1} h_l(n+k) * x_l^*(n+k) \right] z(n) \right\} \quad (7) \end{aligned}$$

由于噪声和数据信号相互统计独立,它们之间不具相关性,所以式(7)后两项为0。实际应用中,为了有效降低多径时延扩展所产生的频率选择性衰落对系统造成的影响,CP-OFDM信号的循环前缀一般大于路径时延,因此在本文以下的自相关函数推导中假设各路径的  $h_l$  近似不变,又因为子载波间具有正交性,与其他子载波之间互不干扰,即  $x_l(n)x_m(n+k)=0, l \neq m$ ,所以式(7)可为

$$\begin{aligned} R(k) = & \sum_{n=0}^{M-K} \left\{ \left[ \sum_{l=0}^{L-1} h_l(n) * x_l(n) \sum_{l=0}^{L-1} h_l(n+k) * x_l^*(n+k) \right] + z(n)z^*(n+k) \right\} \approx \\ & \sum_{n=0}^{M-K} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} h_l^2(n) x_l(n) x_l^*(n+k) + z(n)z^*(n+k) \right\} \quad (8) \end{aligned}$$

分别用  $\sigma_x^2 = E\{|x_l(n)|^2\}$  和  $\sigma_z^2 = E\{|z(n)|^2\}$  表示单个子载波有用信号的能量和高斯白噪声的能量<sup>[9]</sup>,当循环前缀和它的复制源进行相关运算时,将得到

$$E\{x_l(n)x_l^*(n+k)\} = \begin{cases} \sigma_x^2 & k=0 \\ \frac{N_{\text{GI}}}{N+N_{\text{GI}}}\sigma_x^2 & k=N \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (9)$$

把式(9)代入式(8)得

$$R(k) = \begin{cases} (M-K+1) \left[ \left( \sum_{x=1}^L |h_l|^2 \right) \sigma_s^2 + \sigma_z^2 \right] & k=0 \\ (M-K+1) \left[ \left( \sum_{x=1}^L |h_l|^2 \right) \frac{N_{GI}}{N+N_{GI}} \sigma_s^2 + \sigma_z^2 \right] & k=N \\ (M-K+1) \sigma_z^2 & \text{其他} \end{cases} \quad (10)$$

通过式(10)可知,在  $k \neq 0$  时会出现一个次峰值  $R(k)_{\max}$ ,如图4所示。图4(a)中由于 CP-OFDM 信号采用循环前缀作为保护间隔,具有相关性,而图4(b)中采用零符号作为填充方式的保护间隔结构则没有此性质,定义特征值  $J$  为峰值与平均值的比值

$$J = \max(R(k)) / \text{mean}(R(k)) \quad (11)$$

通过大量的仿真实验,本文选择判决门限值  $th=5$ ,当特征值大于判决门限时判定为 CP-OFDM 信号,否则为 ZP-OFDM 信号,从而完成对两种不同保护间隔 OFDM 信号的识别。在此基础上才能分别采用两种不同的方法完成 OFDM 信号的信噪比估计。

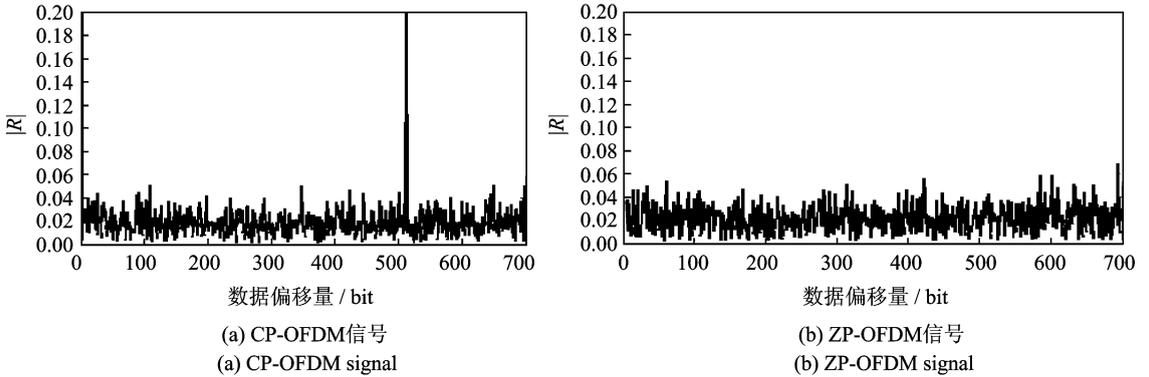


图4 相关函数随数据偏移量的变化

Fig. 4 Correlation function with the change of data offset

## 2.2 ZP-OFDM 噪比估计

由图2可发现,在 ZP-OFDM 信号的保护间隔采用零符号作填充,因此在保护间隔中即可以估计出噪声的功率,在数据块中可以估计噪声和信号的总功率。定义幅度平方函数为

$$A(n) = |y[n]|^2 = \left| \sum_{l=0}^{L-1} x_l[n] * h_l[n] + z[n] \right|^2 \quad n=0,1,\dots,N+N_{GI}-1 \quad (12)$$

将式(3)代入式(12)得

$$A(n) = \begin{cases} |z(n)|^2 & n=0,1,\dots,N_{GI}-1 \\ \left| \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{N-1} H_l(k) X_l(k) \exp\left(j \frac{2\pi k(n-N_{GI})}{N}\right) + z(n) \right|^2 & n=N_{GI}, N_{GI}+1, \dots, N+N_{GI}-1 \end{cases} \quad (13)$$

在接收到 ZP-OFDM 信号进行信噪比估计前,首先要对其符号的总长度和 ZP 段的长度进行盲估计,文献[10]较好地解决了此问题,该方法通过信号功率自相关函数的计算,利用检测峰值距离的方法完成符号总长度的估计,然后通过单位符号总长度数据的幅度平方值进行计算,设定门限提取一个零前缀的估计值,最后通过三段数联合估计确定最终的零前缀估计长度。在此基础上,本文假设信道脉冲

不变,为了能够有效地分离噪声和有效数据,引入矩形窗函数,以 ZP 段的长度为矩形窗函数  $w_{ZP}(n)$  的宽度,矩形窗的时域式为

$$w_{ZP}(n) = \begin{cases} 1 & 0 < n < N_{GI} - 1 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (14)$$

用式(14)对  $A(n)$  进行加窗,可得到零循环前缀数据,即为高斯白噪声,其功率表示为

$$\hat{\sigma}_z^2 = E\{A(n)w(n)\} = \frac{1}{N_{GI}} \sum_{n=0}^{N_{GI}-1} |z(n)|^2 \quad (15)$$

同理,以数据段的长度为矩形窗函数  $w_{DA}(n)$  的宽度,矩形窗的时域表示为

$$w_{DA}(n) = \begin{cases} 1 & N_{GI} - 1 < n < N + N_{GI} - 1 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (16)$$

则用式(16)对  $A(n)$  进行加窗,可得到有效数据段中有效数据和高斯噪声的总功率,其表示为

$$\hat{\sigma}_{x+z}^2 = E\{A(n)w_{DA}(n)\} \approx \frac{1}{N} \sum_{n=N_{GI}-1}^{N+N_{GI}-1} \left| \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{N-1} X_l(k) \exp\left(j \frac{2\pi k(n-N_{GI})}{N}\right) + z(n) \right|^2 = \sigma_x^2 + \sigma_z^2 \quad (17)$$

由式(15,17)可以估计出 ZP-OFDM 信号的信噪比为

$$\hat{G}_{SNR} = \frac{\hat{\sigma}_{x+z}^2 - \hat{\sigma}_z^2}{\hat{\sigma}_z^2} \quad (18)$$

### 2.3 CP-OFDM 噪比估计

由图 2 可发现,CP-OFDM 信号的保护间隔采用对有效数据末尾数据的复制,因此通过对循环前缀的分析,可以利用循环前缀与其复制源的差值估计出噪声的功率,利用函数的自相关可估计噪声和信号的总功率。

对于循环前缀与有效数据的末尾部分存在以下关系

$$x_l[n] = x_l[n + N_D] \quad d \leq n \leq d + N_{GI} \quad (19)$$

CP-OFDM 符号起点位置为  $d$ ,其中  $N_D$  为 OFDM 中有效符号的长度,同样对于  $N_D$  和  $N_{GI}$  的估计,文献[11]已经较好地解决了此问题,首先构造多参数融合的代价函数,然后根据循环前缀的大小选取循环频率的数目,最后利用循环前缀产生的自相关和循环自相关的特性完成了 OFDM 时域参数的估计。在接收端,由于噪声和多径效应的存在,为了求出噪声的功率,定义其相差有效符号长度  $N_D$  的变量  $v(n)$

$$v(n) = y_l[n] - y_l[n + N_D] = \sum_{m=0}^{\infty} x_l[m]h_l[n-m] + z_l[n] - \sum_{m=0}^{\infty} x_l[m + N_D]h_l[m + N_D - n] - z_l[n + N_D] \quad (20)$$

把式(19)代入式(20),并且假设同一个子信道中的信道脉冲不变,针对存在的延迟所带来的影响,传统算法通过循环前缀自相关函数值的特性对信道阶数进行粗估计<sup>[6]</sup>,增加了计算的复杂程度,并且在信噪比较高时步长的选择会对估计性能造成比较大的影响,对此本文定义一个衰落因子  $\alpha=0.2$ ,一般根据信道传输的环境的复杂程度取值为 $[0, 1]$ ,理想条件下取值为 0,传输环境较差时,为了克服多径效应带来的延迟和增益,取值相对较大。衰落因子的引入,有效避免了复杂的粗估计算法,并且同样取得较好的估计效果。

$$v(n) = \sum_{m=0}^{\infty} \{x_l[m]h_l[n-m] - x_l[m + N_D]h_l[n - m - N_D]\} + z_l[n] - z_l[n + N_D] \approx z_l[n] - z_l[n + N_D] \quad \alpha N_{cp} \leq n \leq N_{cp} \quad (21)$$

由于  $z_l[n]$  是均值为 0、方差为  $\sigma_z^2$  的复高斯白噪声,根据下面的定理:高斯过程经过线性变换后生成

的过程仍是高斯过程。通过式(22,23)易证  $v(n)$ 也是均值为0,方差为  $2\sigma_z^2$ 的复高斯白噪声。

$$E[v(n)] = E\{z_i[n] - z_i[n + N_D]\} = E[z_i[n]] - E[z_i[n + N_D]] = 0 \quad \alpha N_{cp} \leq n \leq N_{cp} \quad (22)$$

$$E[|v(n)|^2] = E\{|z_i[n] - z_i[n + N_D]|^2\} = E[z_i[n]^2] + E[z_i[n + N_D]^2] = 2\sigma_z^2 \quad \alpha N_{cp} \leq n \leq N_{cp} \quad (23)$$

由式(20,23)得可估计的高斯白噪声功率表示为

$$\hat{\sigma}_z^2 = \frac{1}{2} E\{|y_l[n] - y_l[n + N_D]|^2\} \quad \alpha N_{cp} \leq n \leq N_{cp} \quad (24)$$

由功率函数的定义,可估计接收信号总功率表示为

$$\hat{\sigma}_{x+z}^2 = E\{|y_l[n]|^2\} \quad (25)$$

由式(24,25)可以估计出信噪比为

$$\hat{G}_{SNR} = \frac{\hat{\sigma}_{x+z}^2 - \hat{\sigma}_z^2}{\hat{\sigma}_z^2} \quad (26)$$

## 2.4 算法步骤

通过以上分析得知,要完成有效的信噪比估计,首先要根据保护间隔的特点对 CP-OFDM 信号和 ZP-OFDM 信号加以区分,然后根据得到的具体保护间隔填充方式,结合已有研究方法估计出相应时域参数,选择相应的信噪比估计算法,具体步骤归纳如下:

(1)根据式(5),对接收到的数据进行自相关运算,求出随数据偏移量的改变而产生的数据序列  $R(k)$ ;

(2)通过对  $R(k)$ 进行遍历搜索,在  $k \neq 0$  时找到  $R(k)$ 的次峰值,确定特征值  $J$ ,并与判决门限  $th=5$  作比较,大于判决门限定为 CP-OFDM 信号,进入步骤(4),否则为 ZP-OFDM 信号,进入步骤(3);

(3)根据式(14,16)分别求出噪声功率和总功率,由式(18)计算得出信噪比估计;

(4)根据式(23,24)分别求出噪声功率和总功率,由式(25)计算得出信噪比估计。

## 3 实验仿真结果

为了验证本文算法的有效性,利用 Matlab 软件进行仿真实验,以完成对算法性能的评估。OFDM 系统的仿真参数:子载波调制样式选择为 16QAM,单个 OFDM 符号有 512 个子载波构成,其中保护间隔的占符号有效长度的  $1/4$ ,随机选择循环前缀和零符号作为保护间隔的填充,4 倍的过采样率,升余弦脉冲成型,采用与文献[6]相同的 9 径信道模型,每条信道的增益系数满足  $E(|h_l|^2) = e^{-l/3} / (\sum_{l=0}^8 e^{-l/3})$ ,  $l=0,1,\dots,8$ ,蒙特卡洛仿真次数为 1 000 次。

图 5 是本文利用循环前缀的自相关算法针对 ZP-OFDM 和 CP-OFDM 在不同信噪比条件下的识别概率。选择本文的判决门限  $th=5$ ,在信噪比为 2 dB 时,两种信号的识别准确率均在 95% 以上,并且 CP-OFDM 近似 100% 的识别率,可见由于的循环前缀是其末尾有效数据的复制,具有强相关性,并且所形成的次峰值,是多个 OFDM 符号相关性的累加,所以即使在信噪比非常低的条件下,仍然可以获得较高的累加峰值,仍能对其进行有效地识别。

图 6 是在不同的信噪比输入条件下,通过本文的两种保护间隔的信噪比估计算法所得到的结果。由图 6 可见,对于两种不同保护间隔的 OFDM 信号,均能够获得较好的估计效果,其中 ZP-OFDM 由于以零符号作为保护间隔的填充,估计的噪声功率相对更为准确,所以得到的信噪比估计好于 CP-OFDM 信号。

图 7,8 是本文的信噪比估计方法与文献[6]中传统估计方法之间的对比,为了便于比较估计方法的性能,采用文献[6]所定义的性能评价指标,分别为估计偏差量  $G_{\text{bias}} = E[\hat{G}_{SNR} - G_{SNR}]$ 和估计均方误差  $G_{\text{var}} = E[(\hat{G}_{SNR} - G_{SNR})^2]$ ,其中  $\hat{G}_{SNR}$ 为估计出的信噪比值,  $G_{SNR}$ 为信噪比的实际值。

由图 7,8 可知,本文的信噪比估计方法无论是在估计偏差量还是在估计均方差均优于传统估计方法,在性能上具有更好的估计效果。此外,文献[6]中的传统估计方法首先要对多径信道阶数进行粗估计,增加了运算复杂度,并且在不同的信道环境中,步长的选择对估计性能的影响很大。而本文采用的衰落因子不仅有效地解决了多径时延带来的影响,并且减少了不必要的运算步骤,提高了运算效率,对于实时性要求比较高的战场通信网络的信噪比估计具有更大的优势。

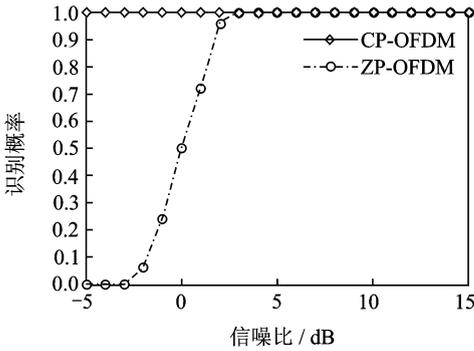


图 5 两种保护间隔的 OFDM 信号识别概率  
Fig. 5 Recognition probability of two kinds of OFDM signals with guard interval

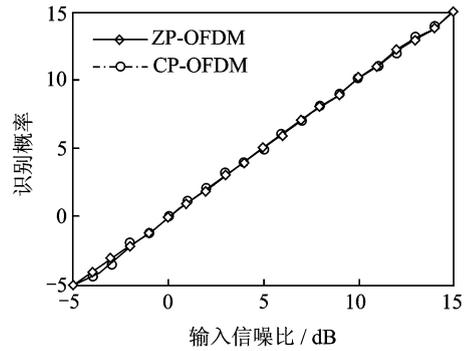


图 6 两种 OFDM 信号的信噪比估计效果  
Fig. 6 SNR estimation of two kinds of OFDM signals

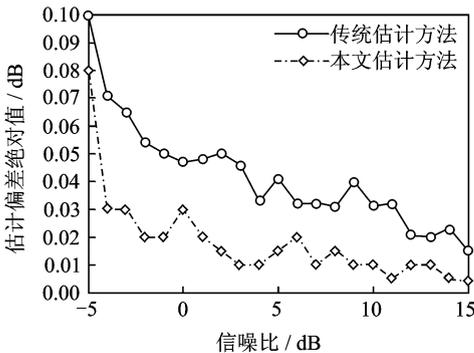


图 7 两种方法的估计偏差量的对比  
Fig. 7 Estimation deviation value contrast of two methods

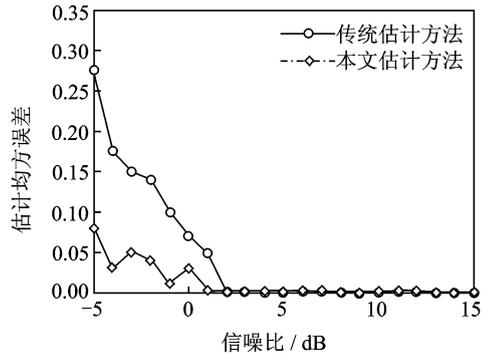


图 8 两种方法的估计均方误差的对比  
Fig. 8 Comparison of estimating mean square error of two methods

## 4 结束语

本文对 OFDM 信号的信道模型和保护间隔进行分析,通过比较两种保护间隔的填充样式不同,采用一个自相关函数对其加以区分,并且根据两种保护间隔的特点分别采用两种不同的信噪比估计方法,仿真实验表明,在不同的信噪比条件下两种算法均具有较好的估计效果。与已有的 OFDM 信号信噪比估计方法相比,本文提出的方法不需要采用辅助序列,采用的窗函数和衰落因子能够有效地避免多径时延带来的影响,具有计算复杂度低、估计精度高的特点,在战场通信网络中具有一定的应用价值。

## 参考文献:

- [1] 韩博,吴杰,许华.一种基于高阶统计信息的信噪比估计改进算法[J].数据采集与处理,2012,27(5):576-580.  
Han Bo, Wu Jie, Xu Hua. Improved SNR estimation algorithm of higher-order statistics [J]. Journal of Data Acquisition

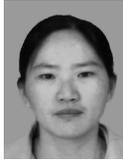
and Processing, 2012, 27(5): 576-580.

- [2] 许华, 王爱粉, 杨晓宇. 常规数字通信信号信噪比估计综述[J]. 信号处理, 2013, 29(6): 723-732.  
Xu Hua, Wang Aifen, Yang Xiaoyu. Survey of the SNR estimation of conventional digital communication signals[J]. Journal of Signal Processing, 2013, 29(6): 723-732.
- [3] 周兴建, 吴迪, 邵怀宗. 一种基于双同步头的 OFDM 系统信噪比估计新方法[J]. 电讯技术, 2013, 53(8): 1018-1022.  
Zhou Xingjiang, Wu Di, Shao Huaizhong. A new SNR estimation method for OFDM system based on double preambles[J]. Telecommunication Engineering, 2013, 53(8): 1018-1022.
- [4] Kim Seonae, An Donggeon, Ryu Heunggyoon, et al. Efficient SNR estimation in OFDM system[C]//Proceedings of IEEE Radio and Wireless Symposium, Phoenix, USA: IEEE, 2011: 182-185.
- [5] 岳光荣, 田浩, 杨霖, 等. LTE 中一种基于探测参考信号的信噪比估计算法[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(1): 241-245.  
Yue Guangrong, Tian Hao, Yang Lin, et al. SNR estimation algorithm based on sounding reference signal in LTE[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2014, 36(1): 241-245.
- [6] 刘明骞, 李兵兵, 唐宁洁. 认知无线电中 OFDM 信号信噪比盲估计[J]. 通信学报, 2011, 32(17): 78-83.  
Liu Mingqian, Li Bingbing, Tang Ningjie. Blind SNR estimation for OFDM signals in cognitive radio[J]. Journal on Communications, 2011, 32(17): 78-83.
- [7] Yong Soo Cho, Jaekwon Kim. MIMO-OFDM 无线通信技术及 MATLAB 实现[M]. 孙锴, 黄威, 译. 北京: 电子工业出版社, 2013.
- [8] 杨昉, 何丽峰, 潘长勇. OFDM 原理与标准-通信技术的演进[M]. 北京: 电子工业出版社, 2013.  
Yang Fang, He Lifeng, Pan Changyong. OFDM principles and standards: Evolution of communication techniques[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2013.
- [9] 王雪. OFDM 信号检测与调制识别[D]. 合肥: 中国科学技术大学, 2009.  
Wang Xue. OFDM signal detection and modulation identification[D]. Hefei: University of Science and Technology of China, 2009.
- [10] 刘明骞, 李兵兵, 唐宁洁. 多径信道下 ZP-OFDM 信号的时域参数盲估计[J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33(17): 2531-2535.  
Liu Mingqian, Li Bingbing, Tang Ningjie. Blind ZP-OFDM time-parameters estimation in multipath channel[J]. Systems Engineering and Electronics, 2011, 33(17): 2531-2535.
- [11] 蒋清平, 杨士中, 张天骐. 时变衰落信道下 OFDM 信号参数融合估计[J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33(7): 1627-1632.  
Jiang Qingping, Yang Shizhong, Zhang Tianqi. Merging parameters estimation for OFDM signals in time-varying fading channels[J]. Systems Engineering and Electronics, 2011, 33(7): 1627-1632.

#### 作者简介:



张欣冉(1988-), 男, 硕士研究生, 研究方向: 电路设计与通信信号处理。



代月花(1975-), 女, 教授, 博士生导师, 研究方向: 电路设计与信号处理。



张孟伯(1990-), 男, 博士研究生, 研究方向: 通信信号识别, E-mail: zhangmengbo26@126.com。



杨晓静(1963-), 女, 副教授, 硕士生导师, 研究方向: 通信信息对抗。

