

## SCM-OFDM 系统中一种新型的盲频偏估计方法

彭涛\* 肖悦 叶敏 李少谦

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731)

**摘要:** 该文提出了一种用于重叠码调制-正交频分复用(SCM-OFDM)系统中基于信号检测的频偏估计方法。这种估计方法首先利用 SCM 迭代检测器输出的判决符号重构接收信号,再利用最小均方误差准则对频偏进行估计。该方法不需要额外的训练序列或导频符号,是一种高效的盲频偏估计方法。此外,该文还提出了一种改进的频偏估计方法。在改进的方法中,接收机将频偏估计与信号检测进行联合迭代;这样在每一次迭代过程中,信号检测和频偏估计都需要执行一次,并且接收机在信号检测时可以利用上一次得到的频偏估计值进行频偏补偿。仿真结果表明,该文提出的基于信号检测的频偏估计方法能够高效并准确地估计出 SCM-OFDM 系统的频偏。

**关键词:** 通信系统; 正交频分复用; 重叠码调制; 载波频偏估计

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2013)01-0172-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00762

## A Novel Blind Carrier Frequency Offset Estimation Method in SCM-OFDM Systems

Peng Tao Xiao Yue Ye Min Li Shao-qian

(National Key Laboratory of Communication, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

**Abstract:** A Carrier Frequency Offset (CFO) estimation method is proposed based on signal detection in Superposition Coded Modulation (SCM)-OFDM systems. This method reconstructs first the received signal by decision symbols from the SCM iterative detector, and then estimates the CFO by employing the Minimum Mean Squared Error (MMSE) criterion. It is an efficient blind CFO estimation method without the aid of extra training sequences or pilot symbols. Furthermore, an improved method is proposed to estimate CFO in this paper. In the improved method, a joint CFO estimation and signal detection receiver is realized by an iterative process. Thus data detection and CFO estimation need to be implemented in each iteration process. And the receiver can compensate the CFO by the last estimated value during signal detection. Simulation results show that the proposed CFO estimation methods can significantly and accurately estimate the CFO for SCM-OFDM systems.

**Key words:** Communication system; OFDM; Superposition Coded Modulation (SCM); Carrier Frequency Offset (CFO) estimation

### 1 引言

交织多址(IDMA)作为一种特殊的码分多址(CDMA)在2002年被首次提出,它采用交织器来区分不同的用户,以解决多址干扰(MAI)和符号间干扰(ISI)的问题。此外, IDMA 还继承了 CDMA 的抗干扰能力强、抗衰落能力强、系统容量大等优点<sup>[1]</sup>。

基于 IDMA 的思想,重叠码调制(SCM)作为一种高效带宽的编码调制方式被提出<sup>[2,3]</sup>,它通过将多

层的编码序列进行叠加组合以提高传输效率。在 SCM 调制中,比特数据首先经过串并转换变成多个并行的传输层,每层的数据再分别进行编码交织和调制,最后将所有层的调制符号进行线性叠加组合。其中,每层的编码器是相同的,但每层的交织器互不相同。相对于传统的编码调制方式,如网格编码调制(TCM)和迭代译码的比特交织编码调制(BICM-ID),SCM 具有许多的优势。首先,由于 SCM 的发射信号是多层信号的线性叠加,由中心极限定理可知,其发射信号可近似为高斯分布;其次,SCM 中的码率自适应调制可通过调节发射端的层数而简单地实现;此外,SCM 的接收端可采用低复杂度的迭代检测器去检测每层的数据,其复杂度与分层的层数无关。

2012-06-15 收到, 2012-10-09 改回

国家自然科学基金(61101101), 国家 863 计划项目(2011AA01A105), 中央高校基本科研业务费(A03006023901037)和中央高校基本科研项目(ZYGX2010J008)资助课题

\*通信作者: 彭涛 tpeng.cn@gmail.com

为了克服多径环境中衰落的影响, SCM可以与具有抗频率选择性衰落的正交频分复用(OFDM)技术进行结合, 以提高系统的容量和可靠性。这样, 两者结合的 SCM-OFDM 系统可以通过 OFDM 减轻符号间干扰(ISI), 通过 SCM 的迭代检测消除层间干扰。但在多载波系统中, 由于收发端晶振精度的不同以及多普勒频移的影响, 接收机和发射机之间的载波频率将发生偏差。频偏不仅会对接收信号产生幅度衰减和相位旋转, 而且会产生载波间干扰(ICI), 破坏子载波之间的正交性, 从而在很大程度上影响系统的性能。目前, OFDM 系统中的频偏估计方法可以分为两类<sup>[4,5]</sup>。一类是基于数据辅助的频偏估计方法, 如利用训练序列或导频符号等附加信息, 但此类方法将导致系统带宽的损失和传输效率的下降。另外一类是基于非数据辅助的盲频偏估计方法, 如基于循环前缀的最大似然估计方法<sup>[6,7]</sup>, 该方法不需利用附加信息, 可以有效地提高频带利用率。文献[8]提出了一种用于 OFDM-IDMA 中抑制频偏的检测方法, 但文中并未考虑频偏估计的问题。在 SCM-OFDM 系统中, 收发端频偏这个缺点不可避免地存在着。为此, 接收端必须能够准确地估计出频偏, 并消除频偏对接收信号的影响, 以提高系统的性能。

为了解决这一问题, 本文提出了一种用于 SCM-OFDM 系统中基于信号检测的频偏估计方法。它的基本思想是首先利用 SCM 迭代检测器输出的判决符号重构接收信号, 再利用最小均方误差估计准则对频偏进行估计。此外, 文中还在此基础上提出了一种改进的频偏估计方法。改进方法将频偏估计加入到 SCM 的迭代检测过程中, 每一次检测之后均进行一次频偏估计, 然后再将得到的频偏估计值用于下一次检测的频偏补偿中, 以消除频偏对接收信号的影响, 提高接收机检测的性能。本文提出的基于信号检测的频偏估计方法, 不需要额外的训练序列或导频符号, 它是一种盲频偏估计方法, 可有效地提高系统的频带利用率和功率效率。

本文后续内容安排如下: 第2节介绍了 SCM-OFDM 系统模型, 第3节提出了两种基于信号检测的频偏估计方法, 第4节进行仿真验证, 第5节为结束语。

## 2 SCM-OFDM 系统模型

SCM-OFDM 系统的发射机结构如图1所示, 其中包括重叠码调制和 OFDM 两个部分。重叠码调制的过程可分为以下几步: 首先, 比特数据序列  $d$  被串并转换成  $K$  个子序列; 然后, 每个子序列再分别进行编码交织和调制; 最后, 所有的  $K$  个子序

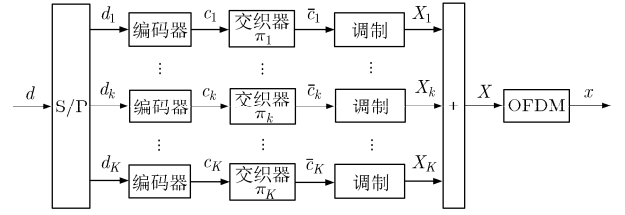


图1 SCM-OFDM发射机结构

列再被线性叠加在一起。具体对于第  $k$  层, 数据序列  $d_k$  首先通过低码率的编码器, 产生编码序列  $c_k$ 。然后  $c_k$  再被一个随机交织器  $\pi_k$  打乱顺序产生交织后的序列  $\bar{c}_k$ 。之后  $\bar{c}_k$  再通过调制器生成调制后的符号序列  $X_k$ 。需要注意的是, 所有  $K$  个编码器是完全相同的, 而  $K$  个交织器是互不相同的。经过重叠码调制之后的符号序列可表示为

$$X(n) = \sum_{k=1}^K X_k(n), \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (1)$$

其中  $N$  表示经过叠码调制得到的符号序列的长度。

然后再进行 OFDM 调制, 包括快速傅里叶逆变换(IFFT)和插入循环前缀(CP), 利用 IFFT 变换把这些数据调制到各个子载波上。经过 OFDM 调制之后的时域发射信号可表示为

$$x(u) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X(n) e^{j2\pi un/N}, \quad -N_g \leq u \leq N-1 \quad (2)$$

其中  $N_g$  表示 CP 的长度, 它必须大于信道的最大时延长度。

SCM-OFDM 接收机结构如图2所示。接收信号首先通过 OFDM 解调出各个子载波上的数据, 然后再进行 SCM 的迭代检测分离出每一层的符号序列, 最后将所有层的检测符号进行并串转换(P/S)得到最终的判决数据符号。

在接收端, 时域接收信号可表示为

$$r(u) = h(u) * x(u) + w(u) \quad (3)$$

其中  $*$  表示卷积操作,  $h(u)$  为信道的单位冲击响应,  $w(u)$  代表均值为 0, 方差为  $\sigma^2$  的高斯白噪声。

通过去 CP 和 FFT 变换, 频域接收信号为

$$R(n) = H(n)X(n) + W(n) \quad (4)$$

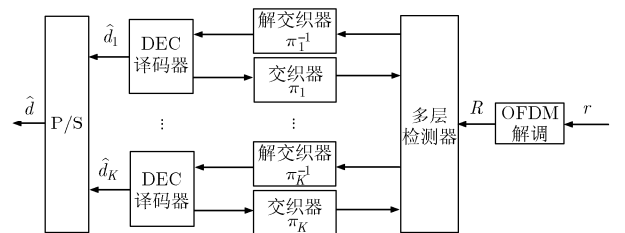


图2 SCM-OFDM接收机结构

其中  $H(n)$  和  $W(n)$  分别为频域上的信道系数和高斯噪声。

之后, 频域接收信号  $R$  被送入 SCM 迭代检测器, 进行迭代检测。

SCM 系统采用低复杂度的迭代检测器去检测每一层的数据。如图 2 所示, 迭代检测器由一个多层检测器和  $K$  个译码器组成, 两者之间又由解交织器和交织器进行级联。在多层检测器中, 通过计算干扰信号的均值和方差, 估计出每层数据的外信息; 然后外信息再经过解交织器送入译码器进行软译码。在译码之后, 如果迭代接收机已经达到预先设定的迭代次数, 则将软译码后的数据进行判决输出; 否则利用软译码后的数据再次计算外信息, 并将更新后的外信息经过交织之后送入多层检测器进行下一次迭代检测。当通过迭代检测得到每一层的判决数据之后, 再将所有层的判决数据进行并串转换得到最终的数据符号。关于 SCM 系统的低复杂度迭代检测器的具体算法描述, 可参考文献[3]。

### 3 SCM-OFDM 系统中的频偏估计

#### 3.1 频偏对 SCM-OFDM 系统的影响

在 SCM-OFDM 系统的接收端, 由于收发端晶振精度的不同以及多普勒频移的影响, 接收机将受到载波频率偏差的影响。时域接收信号在受到频偏影响之后变为

$$r'(u) = (h(u) * x(u))e^{j2\pi u\epsilon/N} + w(u) \quad (5)$$

其中  $\epsilon$  表示收发端的归一化频偏。

频偏不仅会对接收信号产生幅度衰减和相位旋转, 而且会产生载波间干扰(ICI), 破坏了子载波之间的正交性, 从而导致系统性能的下降。所以, 接收机必须能够准确地估计出该频偏  $\epsilon$ , 并消除该频偏对接收信号的影响, 以提高系统的性能。

当接收机得到足够精确的频偏估计值  $\hat{\epsilon}$  之后, 通过对时域接收信号乘以一个相位旋转因子  $e^{-j2\pi u\hat{\epsilon}/N}$ , 可以达到对接收信号的频偏补偿, 从而实现发射端和接收端的载波频率同步, 如式(6)所示

$$\tilde{r}(u) = r'(u)e^{-j2\pi u\hat{\epsilon}/N} = h(u) * x(u) + w'(u) \quad (6)$$

然后, 经过频偏补偿的时域接收信号再进行去 CP 和 FFT 变换, 进入 SCM 迭代检测器进行数据检测。

#### 3.2 基于信号检测的盲频偏估计方法

由于 SCM-OFDM 系统中接收机采用多层迭代检测, 当接收信号受到频偏的干扰时, 接收机也能在一定程度上检测出部分数据符号。于是, 下面提出了一种基于信号检测的频偏估计方法, 它利用检测器输出的判决符号首先对接收信号进行重构, 然后利用最小均方准则对频偏进行估计。

基于信号检测的频偏估计方法的结构如图 3 所示。时域接收信号  $r'$  首先进行 FFT 变成频域信号, 再进入 SCM 迭代检测器, 其中包括  $S$  次迭代检测; 然后, 将检测器输出的判决符号  $\hat{d}$  送入频偏估计器, 进行信号重构和频偏估计; 在得到频偏估计值  $\hat{\epsilon}$  之后, 再对时域接收信号进行频偏补偿, 消除频偏对接收信号的干扰, 最后再进行一次 SCM 检测得到更准确的判决符号。

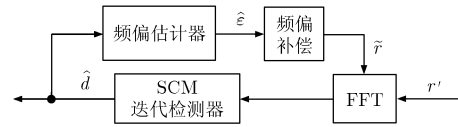


图3 基于信号检测的频偏估计方法

图 3 中的频偏估计器包括以下 4 个步骤:

(1) 对多层检测器的输出  $\hat{d}$  进行编码交织调制得到符号序列  $X(n)$  的估计值  $\hat{X}(n)$ 。

(2) 重构未受频偏影响的时域接收信号

$$r_{\text{rec}}(u) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H(n) \hat{X}(n) e^{j2\pi un/N} \quad (7)$$

(3) 重构受频偏影响的时域接收信号

$$r_{\text{rec}}(u, \hat{\epsilon}) = r_{\text{rec}}(u) e^{j2\pi u\hat{\epsilon}/N} \quad (8)$$

其中  $\hat{\epsilon}$  为频偏估计值。

(4) 采用最小均方误差估计方法对频偏进行估计, 具体如下:

首先考虑最小化问题:  $\min_{\hat{\epsilon}} \phi(u, \hat{\epsilon})$ , 其中  $\phi(u, \hat{\epsilon})$

$= |r'(u) - r_{\text{rec}}(u, \hat{\epsilon})|^2$ ,  $r'(u)$  为受频偏影响的实际接收信号,  $r_{\text{rec}}(u, \hat{\epsilon})$  为重构的受频偏影响的接收信号。

令  $r'(u) = a(u) + jb(u)$ ,  $r_{\text{rec}}(u) = \tilde{a}(u) + j\tilde{b}(u)$ , 则

$$\begin{aligned} \phi(u, \hat{\epsilon}) &= |r'(u) - r_{\text{rec}}(u, \hat{\epsilon})|^2 \\ &= |a(u) + jb(u) - [\tilde{a}(u) + j\tilde{b}(u)]e^{j2\pi u\hat{\epsilon}/N}|^2 \quad (9) \end{aligned}$$

对式(9)进行泰勒展开, 得到

$$\begin{aligned} \phi(u, \hat{\epsilon}) &\approx |a(u) + jb(u) - [\tilde{a}(u) + j\tilde{b}(u)][1 + j2\pi u\hat{\epsilon}/N]|^2 \\ &= [a(u) - \tilde{a}(u) + 2\pi\tilde{b}(u)u\hat{\epsilon}/N]^2 \\ &\quad + [b(u) - \tilde{b}(u) - 2\pi\tilde{a}(u)u\hat{\epsilon}/N]^2 \quad (10) \end{aligned}$$

为求  $\phi(u, \hat{\epsilon})$  的最小值, 令  $\frac{d\phi(u, \hat{\epsilon})}{d\hat{\epsilon}} = 0$ , 则得到

$$\hat{\epsilon}(u) = \frac{\tilde{a}(u)b(u) - a(u)\tilde{b}(u)}{[\tilde{a}^2(u) + \tilde{b}^2(u)]2\pi u/N} \quad (11)$$

其中  $\hat{\epsilon}(u)$  表示第  $u$  个子载波上的频偏估计值,  $u=1, 2, \dots, N-1$ 。

然后,再对所有  $N-1$  个子载波上的频偏估计值求平均,则可以得到最后的频偏估计值。但是在等式(11)中,当  $u$  较小时分母的值将非常靠近 0,此时的频偏估计值将产生一定的误差。为避免这一情况,采用以下的方法得到最后的频偏估计值:

$$\hat{\varepsilon} = \frac{\sum_{u=1}^{N-1} \tilde{a}(u)b(u) - a(u)\tilde{b}(u)}{\sum_{u=1}^{N-1} [\tilde{a}^2(u) + \tilde{b}^2(u)] 2\pi u/N} \quad (12)$$

这样,经过上述的 4 个步骤,频偏估计器输出频偏的估计值  $\hat{\varepsilon}$ 。

上述的基于信号检测的频偏估计方法,不需要额外的训练序列或导频符号,它是一种盲频偏估计方法。为叙述方便,将本节所述频偏估计方法,记为算法 1。

### 3.3 改进的基于信号检测的盲频偏估计方法

在前面的频偏估计算法 1 中,SCM 检测器所得到的判决符号的准确性将直接影响着频偏估计的性能;虽然通过增加迭代检测的次数,可以在一定程度上提高检测的性能,但这并不能抑制频偏所产生的载波间干扰;也就是说,当迭代检测的次数增加到一定数量时,系统的性能将不再提升。此外,从后面的仿真结果可知,算法 1 具有明显的信噪比门限效应,中低信噪比区域的频偏估计性能较差。为了降低门限效应,改善中低信噪比条件下的频偏估计性能,下面在此基础上提出了一种改进的频偏估计方法,记为算法 2,如图 4 所示。

改进的频偏估计算法 2,将频偏估计与信号检测进行联合迭代,频偏估计器出现在 SCM 的迭代检测过程中;也就是说,在每一次检测之后,接收机都需要进行一次频偏的估计,然后再将得到的频偏估计值用于下一次检测的频偏补偿。这样,随着迭代检测次数的增加,频偏的估计值会越来越准确,频偏对接收信号的干扰越来越小,SCM 检测输出的判决符号也就越来越准确。

## 4 仿真结果

下面通过计算机仿真来验证本文提出的基于信

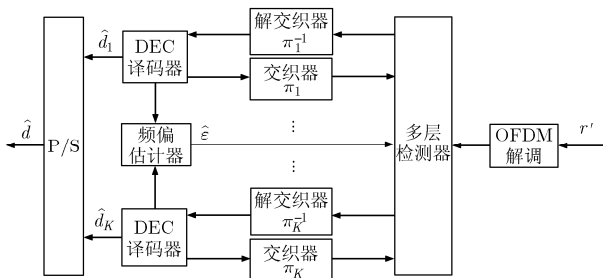


图4 改进的频偏估计方法

号检测的频偏估计算法的性能。相应的系统参数设置如表 1 所示。

表 1 仿真参数

SCM 层数	4
编码	重复码编码(码率 1/8)
调制方式	BPSK
子载波数	128
CP 长度	16
迭代检测次数	S
仿真帧数	10000
信道	高斯信道/瑞利衰落信道

为了便于衡量频偏估计的性能,下面采用均方误差(MSE)作为性能的评价指标。MSE 的定义如下:

$$MSE = \frac{1}{KT} \sum_{t=1}^T \sum_{k=1}^K [\hat{\varepsilon}_k(t) - \varepsilon_k]^2 \quad (13)$$

式中  $K$  为 SCM 系统的层数,  $T$  为仿真的帧数。它度量了估计值偏离真实值的平方偏差的统计平均值。

图 5 和图 6 分别给出了在 AWGN 信道和瑞利衰落信道中,不同归一化频偏值下,本文提出的频偏估计算法 1 的估计均方误差(MSE)随信噪比(SNR)变化的曲线。其中,瑞利衰落信道的路径增益和相对时延分别为  $\{0.0, -0.5, -1\}$  dB 和  $\{0, 20e-9, 80e-9\}$  s。此外,由于本文提出的频偏估计算法是基于接收端信号检测输出的判决符号,而接收端迭代检测的次数将影响判决符号的准确性,所以图 5 和图 6 也给出了本文提出的估计算法的 MSE 性能随迭代检测次数  $S$  变化的曲线。从图 5 和图 6 中可以看出,随着 SNR 的增加,本文提出的估计算法 1 的估计性能会越来越好;并且,随着 SCM 迭代检测次数的增加,CFO 估计的性能越来越好。当 CFO 较小时,比如 CFO=0.05,迭代 2 次就能达到较好的性能;而随着 CFO 的增加,迭代次数也需要逐渐增加。图 7 为在瑞利信道中本文提出的算法 1 与最大似然(ML)频偏估计算法的均方误差 MSE 性能比较。其中,归一化频偏值分别为 0.05, 0.10, 0.15, 迭代检测的次数  $S$  为 3。由图中可以看出,在不同的归一化频偏值时,ML 估计算法的 MSE 曲线非常接近,而本文提出的估计算法 1 的 MSE 曲线则将在一定程度上受频偏值的影响。随着信噪比 SNR 的增加,算法 1 的均方误差逐渐减小。当频偏值为 0.15 且信噪比较高时,算法 1 与 ML 算法的 MSE 差距较小,但

性能仍优于 ML 算法;同时,当频偏值为 0.05 和 0.10 时,不论 SNR 的变化,本文提出的算法 1 的 MSE 将一直明显地低于 ML 算法。因此,本文提出的算法 1 的频偏估计性能明显优于 ML 算法,特别是在归一化频偏值较小的情况下。

图 5 和图 6 表明,在低 SNR 区域,频偏估计算法 1 的估计性能会很差,而文中之后提出的改进算法 2 弥补了这一缺陷。图 8 给出了在瑞利多径衰落信道中,不同归一化频偏值的情况下,改进的频偏

估计算法 2 的频偏估计值随 SNR 变化的曲线图;为了比较性能,频偏算法 1 的性能曲线也添加在图 8 中。其中,算法 2 的迭代次数为 2,算法 1 的迭代次数为 3。仿真结果表明,相对于频偏估计算法 1,改进的估计算法 2 在低 SNR(5 dB 以下)区域能较准确地估计出频偏值;此外,在高 SNR(5 dB 以上)区域,改进的算法 2 仅需迭代 2 次就能达到算法 1 迭代 3 次的性能,从而在一定程度上降低了接收机的复杂度。

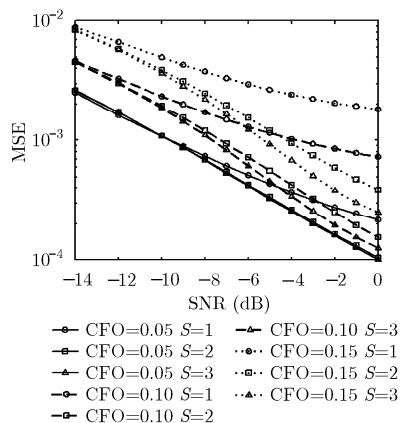


图 5 频偏估计算法 1 在 AWGN 信道中的性能曲线

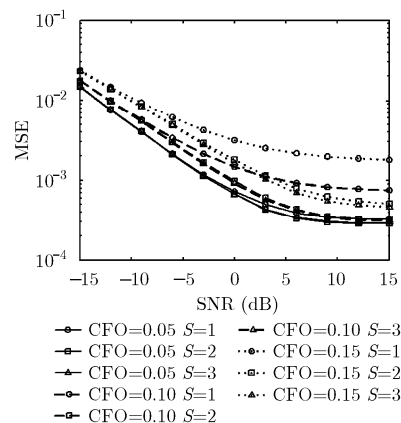


图 6 频偏估计算法 1 在瑞利信道中的性能曲线

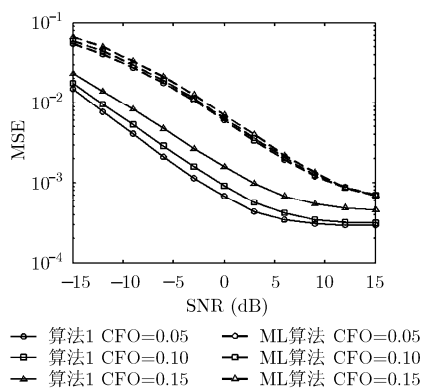


图 7 算法 1 与 ML 估计算法在瑞利信道中的频偏估计性能

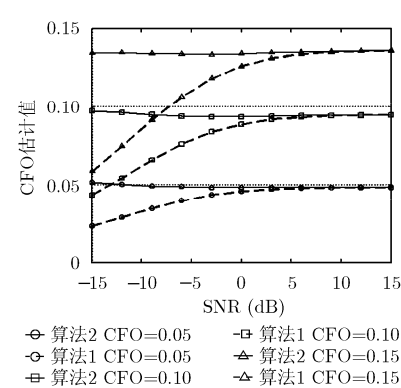


图 8 改进的频偏估计算法 2 在瑞利信道中的性能

## 5 结束语

本文首先提出了一种用于 SCM-OFDM 系统中的基于信号检测的频偏估计算法 1。仿真结果表明,该频偏估计算法 1 能够有效地估计出 SCM-OFDM 系统的频偏;并且随着 SCM 迭代检测次数和 SNR 的增加,频偏估计的性能会越来越好;但在低 SNR 区域,频偏估计算法 1 的估计性能会很差。为弥补这一缺陷,之后文中又提出了一种改进的频偏估计算法 2;算法 2 不但在低 SNR(5 dB 以下)区域能较准确地估计出频偏值;而且在高 SNR(5 dB 以上)区域,仅需迭代 2 次就能达到算法 1 迭代 3 次的性

能,从而降低了接收机的复杂度。此外,从本文的仿真结果可知,本文提出的频偏估计算法在归一化频偏值较小时的性能较好,而随着频偏值的增大,估计性能将变差。这是因为本文提出的估计算法是基于接收端信号检测输出的判决符号,频偏值的增大将降低判决符号的准确性,从而影响频偏估计的有效性。所以,本文提出的算法特别适用于频偏估计的跟踪阶段,对于小频偏的估计。

## 参考文献

- [1] Li P, Liu L H, Wu K Y, *et al.* Interleave division multiple-access[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*,

- 2006, 5(4): 938-947.
- [2] Tong J, Li P, and Ma X. Superposition coded modulation with peak-power limitation[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2009, 55(6): 2562-2576.
- [3] Tong J, Li P, Zhang Z H, *et al.* Iterative soft compensation for OFDM systems with clipping and superposition coded modulation[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2010, 58(10): 2861-2870.
- [4] Morelli M, Kuo C, and Pun M. Synchronization techniques for orthogonal frequency division multiple access (OFDMA): a tutorial review[J]. *Proceedings of IEEE*, 2007, 95(7): 1394-1427.
- [5] Simon E P, Ros L, Hijazi H, *et al.* Joint carrier frequency offset and channel estimation for OFDM systems via the EM algorithm in the presence of very high mobility[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, 60(2): 754-765.
- [6] van de Beek J J, Sandell M, and Borjesson P O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1997, 45(7): 1800-1805.
- [7] Hsieh H T and Wu W R. Blind maximum-likelihood carrier-frequency-offset estimation for interleaved OFDMA uplink systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2011, 60(1): 160-173.
- [8] Peng T, Xiao Y, He X, *et al.* Improved detection of uplink OFDM-IDMA signals with carrier frequency offsets[J]. *IEEE Communications Letter*, 2012, 16(5): 646-649.
- 彭涛: 男, 1985年生, 博士生, 研究方向为 IDMA、OFDM.  
肖悦: 男, 1979年生, 副教授, 研究方向为 MIMO、OFDM.  
李少谦: 男, 1957年生, 教授, 博士生导师, 长期从事扩频通信、移动通信方面的教学和研究.