[文章编号] 1007－7405(2016)04－0275－07

EMD算法应用于OFDM系统频偏估计的新方法

苏 亮[1]，陈朝阳[2]

（1. 集美大学航海学院，福建 厦门 361021；2. 集美大学信息工程学院，福建 厦门 361021）

[摘要] 提出了一种利用经验模态分解（empirical mode decomposition，EMD）技术估计正交频分复用系统（orthogonal frequency division multiplexing，OFDM）频偏的新方法。传统的OFDM系统频偏估计算法通常需要获得多路混合信号，而新方法仅需要利用相关检测处理单路的OFDM信号，再通过EMD模态分解算法分离出各路子载波信息，即可估计出OFDM系统频偏。与传统的OFDM系统频偏估计方法相比，新方法不依赖源信号的统计特性和信道状态信息，不需要额外带宽，降低了系统的实现复杂度。仿真结果表明，该方法具有较高的频偏估计精度。

[关键词] EMD算法；相关检测；OFDM系统；频偏

[中图分类号] TN 911.7

New Method of Applying EMD Algorithm to OFDM Carrier Frequency Offset Estimation

SU Liang[1]，CHEN Chao-yang[2]

（1. Navigation College，Jimei University，Xiamen 361021，China；
2. School of Information Engineering，Jimei University，Xiamen 361021，China）

Abstract：The paper proposes an original approach to estimate carrier frequency offset（CFO）of an orthogonal frequency division multiplexing（OFDM）system by employing empirical mode decomposition（EMD）. Traditional frequency offset estimation algorithms of OFDM system often require multiple mixed signals to realize signal separation. Whereas this method processes single channel OFDM data only exploiting the correlation detection technology，then the EMD algorithm is capable of separating different carrier offset information and estimating the CFO of OFDM signals. Comparing with the classical frequency offset estimation methods，this EMD algorithm does not rely on the statistical features of the source signal and channel state information，the new method doesn't expend additional bandwidth and greatly reduces the implementation complexity of the system，and the simulation results show that the proposed method has a higher accuracy of frequency estimation.

Keywords：EMD algorithm；coherent detection；OFDM system；frequency offset

0 引言

正交频分复用（orthogonal frequency division multiplexing，OFDM）技术具有抗频率选择性衰落能

[收稿日期] 2015－12－24 [修回日期] 2016－01－13
[基金项目] 福建省科技计划重点项目（2013H0035）；厦门市科技计划局项目（2014S0884）
[作者简介] 苏亮（1989—），男，硕士生，从事EMD算法在通信系统中的应用研究. 通信作者：陈朝阳（1964—），男，教授，从事通信的盲信号处理、移动通信信道估计、无线局域网、传感器网络及应用方向研究，E-mail：xx002@jmu.edu.cn.

力强、频谱利用率高、高数据率传输性能等诸多优点，已被广泛应用于无线局域网、数字音频广播和数字电视广播系统中[1-2]. 但是由于其对收发双方载波不稳定和信道性能导致的载波频率（carrier frequency offset，CFO）偏移极为敏感[3]。引起频偏的原因主要有两种，一种是由于发射机和接收机的本振不稳定引起的频率误差，另一种是信道的频率选择性衰落及多普勒频移。CFO 会使子载波间失去正交性并产生载波间的干扰（inter carrier interference，ICI），而 ICI 的存在将大大增加 OFDM 通信系统的误码率，使系统性能大大降低[4]。

为了能准确估计 OFDM 系统频偏信息并在接收端进行 CFO 补偿，以降低通信系统误码率，国内外学者提出了诸多不同方法。文献[5]利用权系数将数据符号调制至一组子载波上实现 ICI 的自消除，但是会降低带宽效率；文献[6]充分利用相同数据的相位信息，通过旋转相位后加到共轭对称的子载波上实现 ICI 的消除，但降低了数据传输速率；文献[7]采用连续传输的相同训练序列来估计频偏；文献[8]给出了利用虚拟载波（virtual carrier，VC）的频偏估计法，不需要使用同步训练符号，可使数据的传输效率得以提高，但这类算法复杂度较高而且会受到虚载波数目影响。以上频偏估计法无论是数据辅助类还是非数据辅助类的，均是采取传统的信道估计方法进行研究，这样相当于增加额外的带宽，不利于提高系统频带利用率[9-10]。

近年，文献[11]创造性地提出了经验模态分解法（empirical mode decomposition，EMD）。EMD 算法无需预先设定任何基函数，仅依据数据自身的时间尺度特征来进行信号的分解[12]。由于其具自适应性特点，该方法特别适用于非线性、非平稳信号的分析与处理，且已广泛应用于脑电信号提取、故障信号检测及海洋物理信号分析等领域的研究，并取得了很多突破性进展。如：文献[13]以较新的视角分析 EMD 算法的机理，得出 EMD 有类似于小波分解的二元滤波器特性；文献[14]认为 OFDM 信号是由各个相互独立的正交子载波并行传输产生的，符合 EMD 算法的处理条件；文献[15]采用经验模态分解与独立分量分析相结合的方法提取噪声和干扰较强的低压电力线路环境下的通信信号；文献[16]通过挖掘单载波线性数字调制信号与 OFDM 信号的特点，对 EMD 分解量进行相关系数计算，提出了基于 EMD 算法的 OFDM 信号调制类型识别法。

当前，很多 CFO 估计方法均需要通过多个通道来采集数据信息，若能以较少的记录数据获得频偏信息，不仅可以减少天线和接收端传感器数目、降低系统的实现难度，而且在一定程度上提高资源利用率。因此，本文提出了通过相关检测方法应用 EMD 算法提取出单路 OFDM 信号 CFO 的新方法，将估计出的频偏值在接收端对 OFDM 通信系统进行频偏的补偿，以降低系统误码率，提高系统的性能。

1 OFDM 的 CFO 检测系统模型

选取符号速率 $R_s = 1/T_s$ 作为子载波间的频率间隔，T_s 为 OFDM 符号周期，频偏与子载波频率间隔相对值为 $\varepsilon = \Delta f_i T_s$，$\Delta f_i$ 为收发两端的载波频率偏移。设发送端信号 $s(t)$ 为：

$$s(t) = \sum_{i=1}^{N} A_i \cos(2\pi f_i t),$$

其中：N 为子载波数目，A_i 和 f_i 分别为第 i 个子载波幅值与频率，各路子载波的频率为 $f_i = f_0 + (i-1)R_s$。

发送信号通过加性高斯白噪声信道传输，接收端信号 $r(t)$ 为：

$$r(t) = \sum_{i=1}^{N} A_i h_i(t) \cos[2\pi(f_i + \Delta f_i)t] + n(t),$$

其中：$h_i(t)$ 为第 i 个子载波的信道衰落系数；Δf_i 为第 i 个子载波频偏；$n(t)$ 是均值为 0，方差为 σ^2 的高斯白噪声。

对接收端信号 $r(t)$ 进行相关检测后，得到 N 个含频偏信息的混合信号，然后用 EMD 算法将频偏信息提取出来。具体过程：设接收端第 j 路子载波的本地频率为 $f_j = f_0 + (j-1)R_s$，在接收端同乘相干本地载波 $2\cos(2\pi f_j t)$，$j = 1, \cdots, n$，得 $x_j(t) = 2r(t)\cos(2\pi f_j t) = 2\sum_{i=1}^{N} A_i h_i(t) \cos[2\pi(f_i +$

$\Delta f_i)t]\cos(2\pi f_j t) + 2\cos(2\pi f_j t)[n_c(t)\cos(2\pi f_j t) - n_s(t)\sin(2\pi f_j t)] = \sum_{i=1}^{N} A_i h_i(t)\{\cos[2\pi(f_i - f_j + \Delta f_i)t] + \cos[2\pi(f_i + f_j + \Delta f_i)t]\} + n_c(t)\cos(4\pi f_j t) - n_s(t)\sin(4\pi f_j t) + n_c(t)$，其中：$A_i h_i(t)\cos[2\pi(f_i - f_j + \Delta f_i)t]$ 项是差频分量，含有频偏信息 Δf_i；$n_c(t)$ 和 $n_s(t)$ 分别为噪声的同相分量与正交分量。因此，只需让 $x_j(t)$ 通过带通滤波器，便可以得到一路含频偏信息的混合信号：

$$x_j(t) = \sum_{i=1}^{N} A_i h_i(t)\cos[2\pi(f_i - f_j + \Delta f_i)t] + n_c(t) = \sum_{i=1}^{N} A_i h_i(t)\cos[2\pi(mR_s + \Delta f_i)t] + n_c(t),$$

其中 $m = i - j$，是正交频率的频差，当用不同本地载波 $2\cos(2\pi f_j t)$ 相干检测时，可以获得检测信号向量：

$$\boldsymbol{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \cdots, x_N(t)]^{\mathrm{T}}。\tag{1}$$

将 $\boldsymbol{x}(t)$ 数字化得到观测数据 $\boldsymbol{x}(n)$，提取单路检测信号利用 EMD 分离算法进行分离，相关检测的单通道信号原理如图 1 所示。

也可以利用 FFT 来实现 OFDM 调制与解调，设发送端采样信号 $s(k)$ 为：

$$s(k) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n H_n \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi nk/N} / \sqrt{N}, k = 0, 1, \cdots, N-1,$$

其中：N 是傅里叶逆变换（IFFT）点数，X_n 是 QAM 调制映射而成的复数数据，H_n 为第 n 个子载波处的信道响应。经噪声信道传输后，接收端信号 $r(k)$ 为：

$$r(k) = s(k)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi k\varepsilon/N} + v(k),\tag{2}$$

其中：Δf_i 为收发两端的频偏，T_s 为 OFDM 信号符号周期，$R_s = 1/T_s$ 为子载波频率间隔，$\varepsilon = \Delta f_i / R_s$ 是归一化频偏，$v(k)$ 是均值为 0 且方差为 σ^2 的高斯噪声。

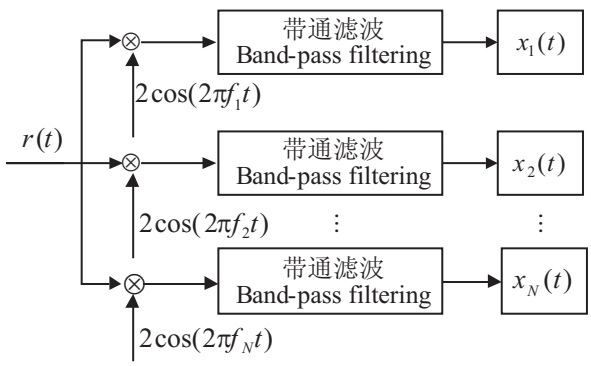


图 1　相关检测单通道信号系统模型

Fig.1　Single channel signal system model by coherent detection

2　基于 EMD 算法的 OFDM 频偏估计

2.1　EMD 算法实现步骤及流程

对数据进行 EMD 分解，即是为了获得本征模态函数（intrinsic mode function，IMF），图 1 所示的通信系统模型中单通道信号通过相关检测后，输出信号中含有多个带频偏量的频率信息，结合 EMD 算法的筛选过程，混合的频率信息会按照从高频到低频被识别出来，进而获得源信号的频率信息。EMD 算法实现步骤：

1）初始化 $r_0 = x(t), i = 1$。

2）得到第 i 个 IMF。

①初始化 $h_{j-1}(t) = r_{i-1}(t), j = 1$；

②找出 $h_{j-1}(t)$ 的局部极值点（极大值点和极小值点）；

③对 $h_{j-1}(t)$ 的极大值和极小值点分别进行 3 次样条函数插值，形成上下包络线；

④计算上下包络线的平均值 $m_{j-1}(t)$；

⑤求 $h_j(t) = h_{j-1}(t) - m_{j-1}(t)$ 的数值；

⑥以连续两次筛选结果的分量标准差（standard deviation）D_S 作为停止准则，$D_S = \sum_{t=0}^{T}[|h_{j-1}(t) - h_j(t)|/h_{j-1}^2(t)^2]$，若其大小为 0.2 ~ 0.3 时，此时 $h_j(t)$ 是 IMF 函数，则 $\mathrm{imf}_i(t) = h_j(t)$；否则，$j = j + 1$，转到步骤②。

3）计算 $r_i(t) = r_{i-1}(t) - \mathrm{imf}_i(t)$ 的数值。

4）如果 $r_i(t)$ 极值点数仍多于 2 个，则 $i = i + 1$，转到步骤 2）；否则，分解结束，$r_i(t)$ 是残余分量，算法最后可得 $x(t) = \sum_{i=1}^{n} \mathrm{imf}_i(t) + r_n(t)$。

2.2 EMD 算法实现 OFDM 系统频偏估计流程

EMD 算法的分解模型可以写成固有模态分量和残差形式：$x(t) = \sum_{i=1}^{n} \mathrm{imf}_i(t) + r_n(t)$，提取 $\boldsymbol{x}(n)$ 中单通道观测数据进行 EMD 分解，可以得频率为 $mR_s + \Delta f_i (i = 1, \cdots, N)$ 的 N 个含频偏信息的信号，减去载波间频率间隔 mR_s，即可得到各信道子载波的频偏，系统实现框图如图 2 所示。

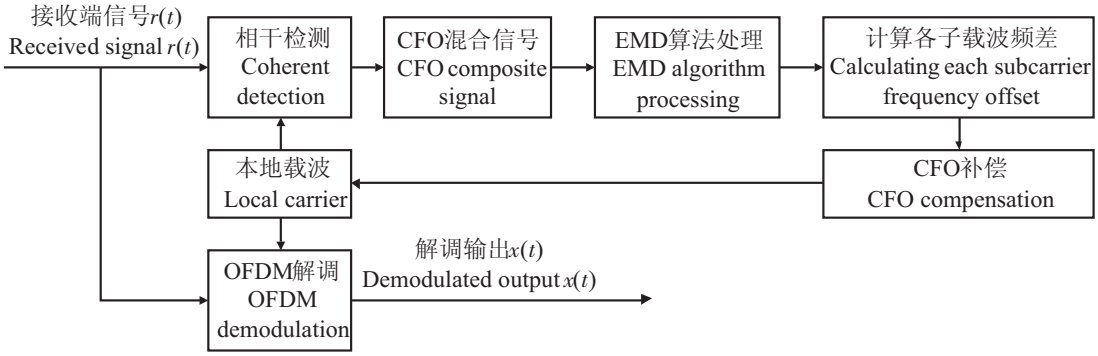


图 2 EMD 算法实现 OFDM 系统频偏估计原理图

Fig.2 Schematic diagram of EMD algorithm realizes OFDM system frequency offset estimation

3 数据仿真结果

根据本文提出的频偏估计算法及方法，建立系统的仿真模型，设置仿真参数最小子载波频率为 90 MHz，信道为加性高斯白噪声信道，信噪比设置为 −5 ~ 30 dB，仿真的符号数大于 100 000。图 3 为信道 1 中混合信号的观测波形，图 4 和图 5 为 4 路子载波混合信号在信噪比为 10 dB，频偏为 0.4 时经 EMD 算法处理后得到的分离模态分量信号的时域和频域图。从图 5 的分离模态分量频谱可以看出由于受噪声影响，频谱存在很小的毛刺现象，通过频率的峰值搜索可以提取出频偏信息。

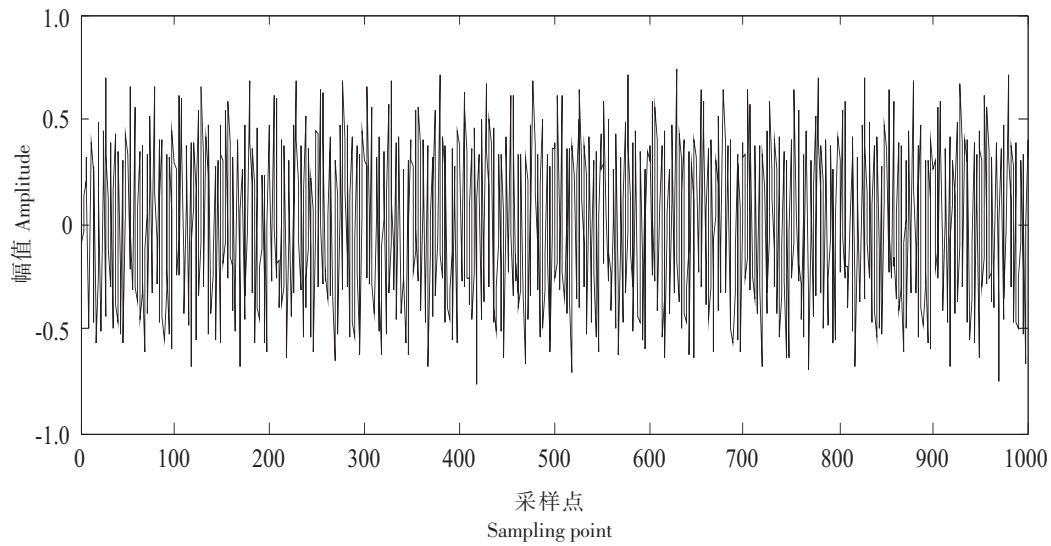
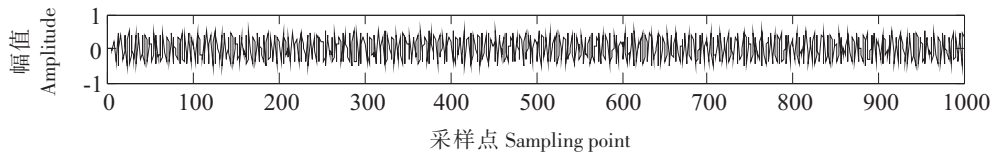
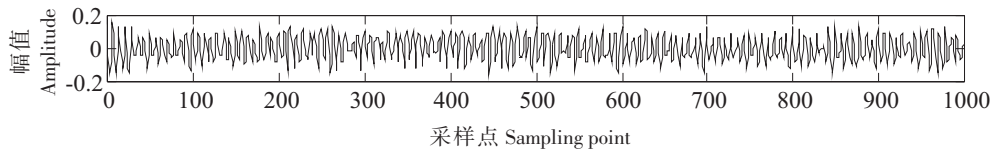


图 3 信道 1 中混合信号的波形

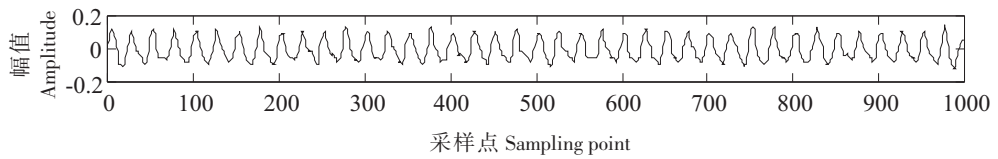
Fig.3 Mixed signals in channel 1



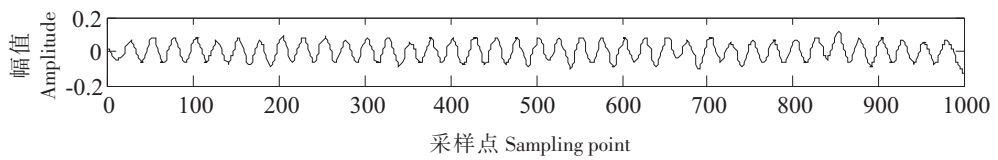
a）模态函数 1 的时域图 Intrinsic Mode Function 1 in time domain



b）模态函数 2 的时域图 Intrinsic Mode Function 2 in time domain



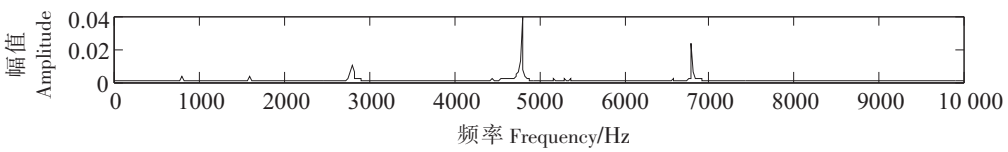
c）模态函数 3 的时域图 Intrinsic Mode Function 3 in time domain



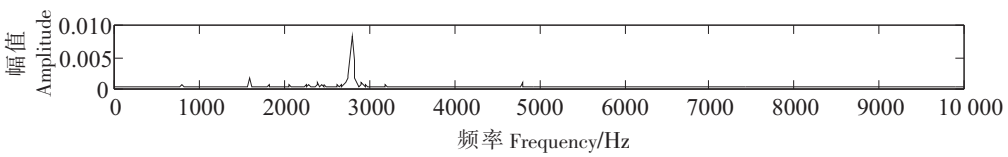
d）模态函数 4 的时域图 Intrinsic Mode Function 4 in time domain

图 4　各分离模态分量的时域图

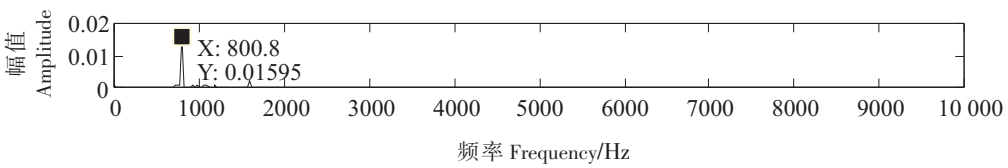
Fig.4　Separated mode components in time domain



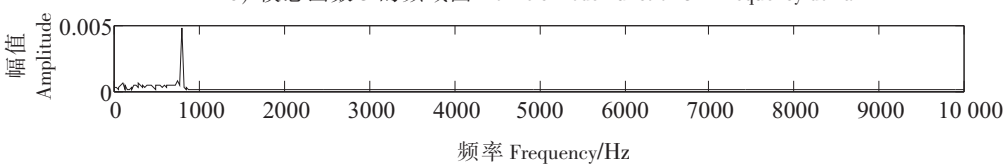
a）模态函数 1 的频域图 Intrinsic Mode Function 1 in frequency domain



b）模态函数 2 的频域图 Intrinsic Mode Function 2 in frequency domain



c）模态函数 3 的频域图 Intrinsic Mode Function 3 in frequency domain



d）模态函数 4 的频域图 Intrinsic Mode Function 4 in frequency domain

图 5　各分离模态分量的频谱图

Fig.5　Separated mode components in frequency domain

表 1 给出 4 路子载波混合信号在信噪比为 10dB，频偏分别都取 0.05，0.1，0.2，0.3，0.4，0.5 时，各个载波频率偏移的估计值，并且与实际值对比以便分析估计的精度。

从表 1 来看，该方法对 OFDM 频偏有较高的估计精度，并且估计范围可达到 ±0.5 倍子载波间隔。

表 1 CFO 实际值与估计值对照表

Tab.1 Comparison between actual and estimated CFO values

组号 Group number	实际值 Actual value	估计值 Estimate value
1	0.05	0.0503325
2	0.10	0.1015375
3	0.20	0.2016501
4	0.30	0.2994375
5	0.40	0.3929002
6	0.50	0.4999513

图 5 是经过 Hilbert 变换后得到的分离模态分量的频谱图，其中幅值最大的频率分量即含有频偏信息 $mR_s + \Delta f_i$，$i = 1, \cdots, N$，减去 mR_s 便可得到各信道的 CFO，可通过多路数据计算，对频偏估计的结果多次取平均值。

从图 5 可以看出，频谱可以很好地识别出 4 个载波频率值，并且与实际值对比，具有很高的估计精度。用同样的仿真方法，可得到一定信噪比条件下，不同频偏时相应的频偏估计数值。为了仿真数据的完整性，验证 EMD 算法在多路子载波信号混合时频偏估计的效果时，可以设置不同的信噪比来观测多路子载波信号的分离情况，并利用图 2 的 EMD 算法实现 OFDM 系统频偏估计原理。将该算法估计出的频偏值对 OFDM 通信系统进行频偏补偿，仿真结果显示，补偿后的通信系统误码率比未进行 EMD 算法分离估计频偏（存在 ICI）时大大降低。

图 6 是当 CFO = 0.2 且子载波数目不同时，通过 EMD 算法处理提取频偏信息，并对频偏加以补偿之后的系统误码率。仿真的符号数设置为大于 100 000。图 6 中存在 ICI 表示未进行 EMD 分离估计频偏，即此时没有采取任何措施对频偏进行补偿时的系统误码率曲线。将频偏补偿之后的误码率与理想无频偏系统的虚线比较，可以看到即使很小的载波频偏也会大大降低系统性能。

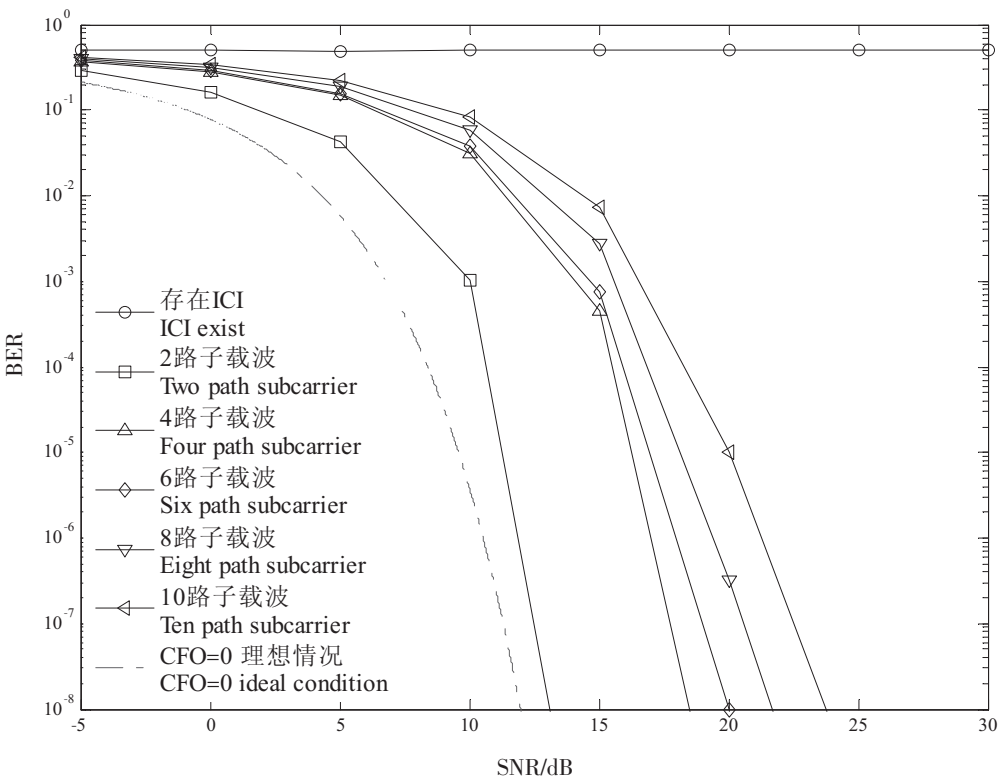


图 6 不同载波数 *N* 的系统误码率

Fig.6 Bit error rate based on *N* subcarriers

4　结论

本文提出了利用 EMD 算法估计单通道 OFDM 系统频偏的新方法。该方法不需要通过多个接收通道来获得混合数据，而仅利用相关检测法即可获得含 CFO 信息的混合信号，并且不需要额外的带宽，从而提高了频率利用率，在高速 MIMO – OFDM 通信系统中有一定的应用前景。当子载波数增大时，由于 EMD 算法模态混叠的效应会导致信号分离误差增大，从而使频偏估计准确度有所下降。因此，如何采取合适的方法进一步消除 EMD 算法模态混叠现象以提高多载波频偏的估计精度，进而改善校正频偏后的系统性能，是今后需要进一步研究的课题。

[参 考 文 献]

[1] KANG E S, HWANG H, HAN D S. A fine carrier recovery algorithm robust to doppler shift for OFDM systems. IEEE Transaction on Consumer Electronics, 2010, 56(3): 1218-1222. DOI:10.1109/ICCE.2010.54.

[2] YANG H G. A road to future broadband wireless access: MIMO-OFDM based air interface. IEEE Communications Magazine, 2005, 43(1): 53-60. DOI:10.1109/MCOM.2005.1381875.

[3] 艾渤，王劲涛，钟章队. 宽带无线通信 OFDM 系统同步技术. 北京：人民邮电出版社，2011：1.

[4] ARMSTRONG J. Analysis of new and existing methods for reducing inter carrier interference due to carrier frequency offset in OFDM. IEEE Trans on Communications, 1999, 47(3): 365-369. DOI:10.1109/ 26.752816.

[5] ZHAOY P, HAGGMAN S G. Intercarrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication system. IEEE Trans on Communication, 2001, 49(7): 1185-1191. DOI:10.1109/26.935159.

[6] GOEL A. Phase rotated ICI self-cancellation scheme with frequency diversity for OFDM systems//Signal Processing and Communication (ICSC), 2013 International Conference. Noida, India: IEEE, 2013: 36-41. DOI:10.1109/ICSPCom.2013.6719752.

[7] MOOSE P. A technology for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. IEEE Transactions on Communications, 1994, 42(10): 2908-2914. DOI:10.1109/26.328961.

[8] LIU H, TURELI U. A high-efficiency carrier estimator for OFDM communication. IEEE Commun Lett, 1998, 2(4): 104 – 106. DOI:10.1109/ACSSC.1997.680429.

[9] BEEK J, SANDELL M, BORJESSON P O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems. IEEE Trans Signal Processing, 1997, 45(7): 1800-1805. DOI:10.1109/78.599949.

[10] 陈朝阳，程贵宾，陈彭，等. 基于单通道 NLR 算法的 OFDM 系统频偏估计. 仪器仪表学报，2014，35(12)：2852-2857.

[11] HUANG N E, SHEN Z, LONG S R, et al. The empirical mode decomposition and the hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis. Proceeding R Soc A, 1998, 454(1971): 903-995. DOI:10.1098/rspa.1998.0193.

[12] HUANG N E, WU M C, LONG S R, et al. A confidence limit for the empirical mode decomposition and hilbert spectrum analysis. Proc R Soc A, 2003, 459(2037): 2317-2345. DOI:10.1098/rspa.2003.1123.

[13] FLANDRIN P, RILLING G, GONCALVES P. Empirical mode decomposition as a filter bank. IEEE Signal Processing Letters, 2004, 11(2): 112-114. DOI: 10. 1109/LSP. 2003. 821662.

[14] RILLING G, FLANDRIN P. One or two frequency? The empirical mode decomposition answers. IEEE Transaction on Signal Processing, 2008, 56(1): 85-95. DOI:10.1109/TSP.2007.906771.

[15] 孙云莲，罗卫华，李洪. 基于 EMD 的 ICA 方法在电力载波通信信号提取中的应用. 中国电机工程学报，2007，27(16)：109-113.

[16] GONG A M, WANG B H, QU Y, et al. Modulation type recognition of OFDM signals based on EMD. Applied Mechanics and Materials, 2014, 721: 670-673. DOI:10.4028/www.scientific.net/AMM.721.670.

(责任编辑　朱雪莲　英文审校　黄振坤)