

DOI: 10.13382/j.jemi.2017.11.011

梯度映射耦合频域变换的 OFDM 信号精确接收算法*

范 晖¹ 夏清国² 黄 健¹

(1. 西京学院 信息工程学院 西安 710123; 2. 西北工业大学 计算机学院 西安 710072)

摘 要:针对现有的正交频分复用(OFDM)网络信号接收过程中存在带外杂波扩散严重、信号投影难以匹配以及误码率较高等难题,提出了基于梯度映射机制的子载波 OFDM 网络信号精确接收算法。首先,通过快速傅里叶变换及其逆变换,并联合插值技术,构建最小均方差预估抑制机制,并采用带通滤波技术对带外杂波进行全频域消除;随后,基于实部及虚部信号的数字特征,构建梯度映射机制,对信号投影点与投影象限进行匹配,降低 OFDM 网络误码率。仿真实验表明,与当前幅度滤波限制算法(amplitude filter algorithm, AF)、中波带频率抑制算法(wave band frequency suppression algorithm, WBFS)相比,所提算法具有更低的误码率,分别降低了 2 个、3 个量级,以及更高的信号增益强度,在莱斯信道条件下,分别提高了 20.5%、41.63%,且功率谱性能与理想状态下的 OFDM 信号最为接近。所提算法具有理想的信号接收精度与抗衰落性能,具有一定的实际部署价值。

关键词: OFDM 网络;信号接收;最小均方差预估抑制;带通滤波;梯度映射;信号增益

中图分类号: TP393.04; TN911.25 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.50

OFDM signal precise receiving algorithm based on gradient mapping and frequency domain transform

Fan Hui¹ Xia Qingguo² Huang Jian¹

(1. College of Information and Engineering, Xijing University, Xi'an 710123, China;

2. College of Computer, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: In order to solve these defects as serious dispersion of band clutter, signal projection difficult to match and the high bit error rate during the network signal reception process, a precise receiving algorithm for sub-carrier OFDM networks based on gradient mapping mechanism was proposed. Firstly, minimum mean square predictive inhibitory mechanism was constructed by fast Fourier transform and its inverse transform, as well as interpolation technique, and band pass filtering was used to eliminate the out of band clutter in full frequency domain. Then the gradient mapping mechanism was constructed based on real and imaginary part signals of digital features to match the projection points of the signal with the projected quadrants for reducing the network error rate. The simulation results show that this proposed algorithm has lower error rate reducing by 2, 3 orders, as well as higher signal gain intensity, increasing 20.5% and 41.63% respectively under the Rician channel condition, and the power spectrum performance is closest to the ideal state comparison compared with the current amplitude filter algorithm and the wave band frequency suppression algorithm. This algorithm has ideal signal reception precision and anti-fading performance with certain practical deployment value.

Keywords: OFDM network; signal reception; minimum mean square error estimation suppression; band pass filter; gradient map; signal gain

0 引 言

随着正交频分复用(orthogonal frequency division

multiplexing, OFDM)技术的广泛运用于当前 LTE、5G 等新兴通信领域,使得当前通信工程技术具有良好的抗信号自干扰及信道衰落特性;然而由于当前 OFDM 信号接收技术严重受制于射频发射技术,即 OFDM 信号发射接

收技术需要在较高的峰均比 (peak-to-average power ratio, PAPR) 条件下才具有较好的抗信号码间干扰及抗信道衰落特性^[1]。由于当前射频发射技术的限制,获取良好的 PAPR 指标需要采取迭代算法,通过逐级提高发射功率强度的线性系数的方可达到;一旦信号功率变化并非按线性方式进行变动,将由于各路子信号之间存在互相关特性而导致 OFDM 信号接收的正交性受到严重影响,致使误码率上升^[2];另外,因当前信号放大器均采用线性压扩算法进行频率扩展,由此带来的带外频率干扰将严重影响 OFDM 信号在信道中的传输,导致发生严重的误码现象^[3]。

为此,研究者提出了若干具有实践价值的 PFDM 网络信号精确接收算法,对当前实际问题的解决具有一定的借鉴意义。Navaratnarajah 等人^[4]提出了一种基于信号幅度-功率峰值联合限制机制的 OFDM 网络信号精确接收算法,通过快速傅里叶变换 (FFT) 中预估时域信号的幅度及功率积分峰值的方式,精确估计出带外杂波的数字特性,并采取带通滤波的方式降低了算法的信号误码率;然而该算法对信道的衰落特性考虑不够,导致信号强度难以随着带通滤波的方式加以提高,限制了算法信号误码率指标的提升。Zhao 等人^[5]提出了一种基于低烈度星座预压扩机制的 OFDM 网络信号精确接收算法,通过设计时域信号强度及功率受限的星座发射结构,并采取基于预扩压的方式,有效的提高了算法对信道衰落的抗干扰性能,实践表明该算法能够有效的实现多径抗衰落的抗噪性能;但是,该算法在实现 PAPR 预发射过程中采用一次性成型机制,致使信号功率谱密度呈现非线性压扩特性,使得该算法难以通过常见的带通滤波方式实现对杂波频率的过滤,导致算法的误码性能较差。RaHmatallan 等人^[6]提出了一种基于有限功率谱密度过滤选择机制的 OFDM 网络信号精确接收算法,利用杂波频率与功率谱密度呈现的一一映射的特性,对功率谱主瓣进行有限带通过滤,实现了对杂波频率的高效过滤。但是,由于 OFDM 的各路子信号均可能造成杂波频率干扰,且功率谱密度呈现无限扩展的数字特征,故该算法在进行有限带通滤波过程中难以对各路子信号实现一一过滤,导致算法难以适应高路数的 OFDM 信号并发传输接收,降低了算法的适应性能。

对此,本文提出了一种基于梯度映射机制的子载波 OFDM 网络信号精确接收算法。采取最小均方差预估抑制的方式,针对杂波频率具有的全频域分布特性,使用 FFT/快速傅里叶逆变换 (IFFT) 及插值方式进行波段消除,有效提高本文算法对带外杂波及信道噪声的抗衰落性能;此外针对传统算法在信号投影过程中存在的象限匹配不足,通过构造梯度映射机制的方式获取最佳系数,进一步提高了本文算法的信号增益强度。最后通过仿真

实验证明了本文算法的有效性。

1 OFDM 信号预发射过程分析

由于 OFDM 信号在进入信道之前需要经过预发射阶段,每路 OFDM 子信号均可由有效子载波和预留子载波两部分组成,如图 1 所示;子载波在调制前已处于正交状态,为一复数形式的射频信号矢量,不妨设该射频信号矢量为 $\mathbf{Y} = [Y_0, Y_1, \dots, Y_{N-1}]^T$,该射频信号中 N 表示处于正交状态的有效子载波和预留子载波总数,由于各路子载波均处于正交状态,因此可以进行基于 N 点的 IFFT 变换的方式获取 OFDM 调制信号如下:

$$y_n = \sum_{m=0}^{N-1} Y_m e^{\frac{2\pi}{N} jmn} \quad (1)$$

模型(1)所对应的射频信号矢量为 $\mathbf{Y} = [Y_0, Y_1, \dots, Y_{N-1}]^T$,其 PAPR 可由下列方式获取:

$$PAPR = \text{eln} \frac{\max \{ |y_n|^2 \}}{E \{ |y_n|^2 \}} \quad (2)$$

式中: $E[\ast]$ 表示信号的统计平均计算;考虑到射频信号矢量的时域均满足大数据分布特性^[7],当的 N 数值远大于有效子载波数量时,复数状态的射频信号矢量的实部和虚部均满足标准高斯分布,均值为 0,标准差为 σ ^[8];射频信号矢量的功率强度满足瑞利分布,其相应的强度分布函数 (intensity distribution function, IDF) $f(y)$ 可由如下模型获取:

$$f(y) = \frac{2y}{\sigma^2} E(y) e^{-y^2/\sigma^2} \quad (3)$$

式中: $E(y)$ 表示正映射,即当仅当射频信号矢量处于实部状态时方取值。

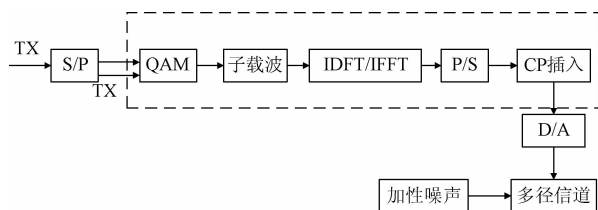


图 1 OFDM 预发射过程

Fig. 1 Schematic diagram of OFDM pre-emission process

由于 OFDM 的各路子信号均满足正交特性,因此处于时域状态的 OFDM 信号在不同时刻的抽样值均不满足互相关特性,因此 OFDM 信号在抽样时刻的 PAPR 低于裁决值 $PAPR_0$ 的事件发生概率为:

$$P(PAPR_0 \geq PAPR) = (P(PAPR_0 \geq |y_n|))^N \quad (4)$$

由模型(4)可知,当 OFDM 信号因发射强度难以达到裁决值时,其必定产生误码现象,误码率发生的概率即为 OFDM 信号在抽样时刻的 PAPR 低于裁决值 $PAPR_0$ 的

事件发生概率。因而需要尽可能降低其发生概率,才能提高 OFDM 网络信号的接收精度。

2 OFDM 网络信号接收算法

本文算法主要由 2 个部分构成:1) 最小均方差预估抑制;2) 预留子载波梯度映射扩展,如图 2 所示。首先对 OFDM 信号的功率谱幅度进行抑制,然后将抑制后的 OFDM 信号进行快速傅氏变换。然后对有效子载波和预留子载波分别使用最小均方差预估抑制和预留子载波梯度映射扩展方式进行信号预处理;随后针对信号的 PAPR 特性进行迭代裁决,直到整个算法流程结束,OFDM 信号发射完毕。

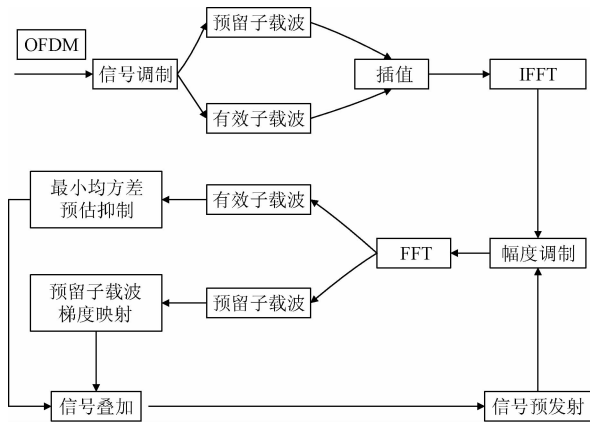


图 2 本文 OFDM 网络信号接收过程

Fig. 2 The OFDM network signal reception process

信号的 PAPR 特性可以通过模型(2)获取,然而由于实际过程中的 OFDM 信号均为离散状态的时域信号,采用模型(2)难以获取信号在各个离散点状态下的功率幅度,因而本文算法定义 PAPR 特性如下:

$$PAPR(c, y) = \frac{N \int \|y + c\|_{\infty}^2}{\int \|y + c\|_N^2} \quad (5)$$

式中: y 为经过抽样后的 OFDM 子信号,可由模型(1)的方式获取; C 为信号的统计偏差; N 表示快速傅氏变换的点数; $\|\cdot\|$ 表示射频信号矢量 $\mathbf{Y} = [Y_0, Y_1, \dots, Y_{N-1}]^T$ 的范数;由于 OFDM 信号发射前需要进行信号迭代过程,结合模型(5)可知最佳迭代效果可由如下的优化问题唯一的决定:

$$\min \|y + c\|_{\infty} \leq \min \|y + G\mathbf{Y}\|_{\infty} \quad (6)$$

式中: c 表示原始 OFDM 经过 FFT 方式处理后的信号。 $\mathbf{Q}$ 表示在第 N 个抽样点上的 IFFT 变换矢量矩阵,其第 n 行第 k 列元素可由如下的方式获取:

$$Q(n, k) = \frac{1}{2\pi\sqrt{N}} e^{-j2\pi nk/N} \quad (7)$$

相关参数定义同模型(1)。

2.1 最小均方差预估抑制

在一般情况下,考虑到有效子载波为基带信号^[9],因此可在迭代开始前将有效子载波的频率置于 0,然后通过 IFFT 获取其放大系数 p 后,采用乘法器的方式进行信号输出,其中输出倍数为 C ,则最终结果为 cp ,详细过程如下。

1) 首先对原始 OFDM 信号进行 IFFT 及插值预估,获取原始抽样信号 y_n, y_n 的表现形式见模型(1);

2) 获取 OFDM 的有效子载波及预留子载波的总路数,作为最小均方差预估抑制过程的最大信号处理次数,其中有效子载波和预留子载波的数量分别为 N 和 m ,带通滤波器的最大功率抑制为 A ;

3) 启动图 2 中幅度调制过程,开始第一路子载波的预处理过程,在完成幅度调制过后,对信号进行叠加,并再次启动幅度调制后,开始进行信号迭代过程,如图 3 所示;

4) 将图 3 中的原始抽样信号 y_n 进行带通滤波处理,获取预处理信号 C_n ;

$$C_n = \begin{cases} y_n, & |y_n| \geq A \\ Ae - \frac{jy_n}{2\pi}, & |y_n| \leq A \end{cases} \quad (8)$$

5) 最小均方差预估抑制过程结束。

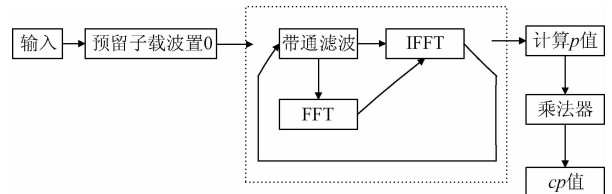


图 3 最小均方差预估抑制

Fig. 3 Minimum mean square error estimation suppression

2.2 预留子载波梯度映射扩展

与有效子载波不同,预留子载波与 OFDM 主信号呈现一定的相关特性;从频域上看,预留子载波往往呈现带通特性^[10],而 OFDM 主信号在调制前的频率点一般难以预测,因而难以采用滤波的方式将预留子载波进行预处理。因此,本文设计预留子载波梯度扩展机制,详细过程如图 4 所示。

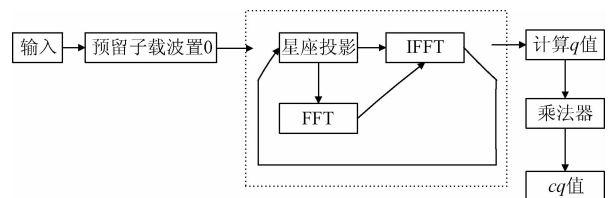


图 4 预留子载波梯度映射扩展

Fig. 4 Reserved subcarrier gradient mapping expansion

1) 在最小均方差预估抑制的开关 1 关闭, 开关 2 启动的时刻开始后, 按模型 (1) 获取预留子载波的频域形式 G_n , 将 G_n 可映射的区域 (即模型 (1) 对应的复数域上的实部或虚部方向) 进行梯度映射, 并将映射后的数据写入 OFDM 系统, 不能映射的区域采用带通滤波方式进行置 0 处理。

2) 完成步骤 1) 后, 即得到了进行完梯度映射后的衰落信号 H_n , 随后对 G_n 及 H_n 进行 IFFT^[11] 可得其分别对应的时域形式 g_n 和 h_n , 同时获取最优系数 q , 如图 4 所示。

其中, 最优系数 q 的获取规则如下:

(1) 针对每一个采样时刻, 获取信号的最大功率强度 E 及相应的角度位置 D 。

(2) 获取信号 H_n 在其梯度映射方向上的矢量投影 $\overline{h_n}$, 获取方式如下:

$$\overline{h_n} = \frac{\text{Re}(h_n)}{|h_n|} \quad (9)$$

式中: Re 表示信号 H_n 的实部方向。

(3) 对全部的采样点上的信号 H_n 按规划 (1) 和 (2) 所示逐个计算矢量投影 $\overline{h_n}$, 并获取单个采样点的最优系数 q_n 。其中获取方式如下:

$$q_n = \frac{E - |H_n|}{h_n - h_{n-1}} \quad (10)$$

(4) q_n 中的最大值即为最优系数 q 。

3) 结合最小均方差预估过程中获取的放大系数 p , 将 p 和 q 分别进行乘法器处理, 获取最新的 OFDM 采样, 如图 1 所示。

4) 当全部子信号输入完毕时, 整个迭代过程结束, 将图 1 中的开关 2 关闭, 输出 OFDM 信号直到全部的子载波 (有效子载波及抑制子载波) 预处理完毕。

图 5 所示为预留子载波梯度映射映射过程。图中的投影区域为 OFDM 星座图中的信号峰值区域; 当信号进行预处理过程时, 若射频信号矢量的功率投影能够映射到该投影区域, 则说明进行预处理的预留子载波处于有效状态, 未受到莱斯噪声干扰, 否则按如下的规则进行信号修正 (不妨设信号按 6QPSK 方式进行调制)。

1) 若射频信号矢量 $\mathbf{Y}$ 落入到第 1 象限中的 2 区域, 则射频信号矢量 $\mathbf{Y}$ 的虚部部分不进行映射, 仅将其实部映射为第 1 象限中的 2 区域;

2) 若射频信号矢量 $\mathbf{Y}$ 落入到第 1 象限中的 3 区域, 则射频信号矢量 $\mathbf{Y}$ 的实部部分不进行映射, 仅将其虚部映射为第 2 象限中的 3 区域;

3) 若射频信号矢量 $\mathbf{Y}$ 落入到第 1 象限中的 4 区域, 则射频信号矢量 $\mathbf{Y}$ 的虚部部分不进行映射, 仅将其实部映射为第 2 象限中的 4 区域;

4) 射频信号矢量 $\mathbf{Y}$ 落入到其他象限中的 2、3、4 区

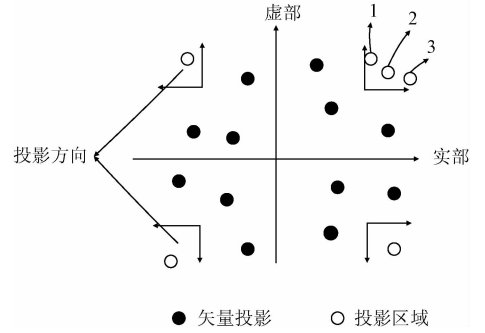


图 5 梯度映射规则

Fig. 5 Gradient mapping rule

域, 均仿照第 1 象限中的映射规则进行映射。

3 算法性能分析

3.1 算法复杂度分析

由最小均方差预估抑制及预留子载波梯度映射扩展可知, 本文算法的运算复杂度主要由快速傅里叶变换及其逆变换、最优系数 q 、放大系数 p 三个部分所构成, 由于最优系数 q 及放大系数 p 的求取过程均为逐点计算过程, 其运算量远远小于 FFT/IFFT, 因此, 本文算法的总体运算复杂度为 $o(ML/KN)$, 其中 M 表示调制的星座点个数, L 表示采样频率, N 表示 FFT 的点数, K 表示子载波的总个数。而传统的 AF 算法^[12]、WBFS 算法^[13]均需要采用两次傅里叶变化机制, 其算法复杂度均为 $o_1(ML/KN) + o_2(ML/KN)$, 且本文算法仅需要对有效子载波及抑制子载波进行一次开关通断, 因而本文算法的 FFT 的点数 N 亦要小于幅度滤波限制法 (amplitude filter, AF)^[12] 及中波带频率抑制算法 (wave band frequency suppression algorithm, WBFS)^[13]。

3.2 最佳 PAPR 性能

由于本文算法的 PAPR 性能需要依靠星座图, 如图 6 所示, 该性能的数值越大, 则表示系统误码率也将处于较低水平。设采取 G-QAM 方式进行调制, 全部的投影矢量点的坐标为 $(\pm kl, \pm kl)$, $k = 1, 3, \dots, \sqrt{G} - 1$, 且投影点满足随机分布。并设第 m 个射频信号矢量在星座图中的投影坐标为 (l_{mr}, l_{mi}) , 则射频信号矢量的功率 p_s 满足:

$$p_s = \frac{\sum_{m=1}^M (l_{mr}^2 + l_{mi}^2)}{2\pi G} = \frac{l^2}{\pi G} \sqrt{\frac{G}{4}} \sum_{m=1}^{\sqrt{G}} (lm - 1)^2 \quad (11)$$

由于 $\sum_{m=1}^G (lm - 1)^2$ 满足如下的展开形式:

$$\sum_{m=1}^G (lm - 1)^2 = \frac{G(lN - 1)(2lN - 1)}{3} \quad (12)$$

因此模型 (11) 可以简化为:

$$p_s = \frac{l^2(l\sqrt{G}-1)(2l\sqrt{G}-1)}{3\pi} \quad (13)$$

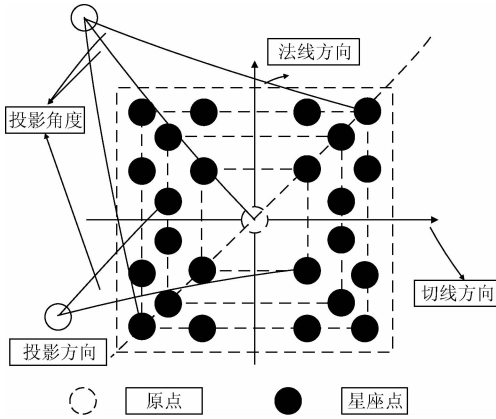


图6 信号调制星座图

Fig. 6 Signal modulation constellation

考虑到射频信号矢量满足随机分布^[14],因此整体信号平均功率 $E\{|Y|\}$ 满足:

$$E\{|Y|\} = \frac{l^2(l\sqrt{G}-1)(2l\sqrt{G}-1)}{3\pi} \quad (14)$$

结合模型(1)和(6)、(7)可得最佳 PAPR 下的信号功率 $p_{\max}$ 满足:

$$p_{\max} = \max_{0 \leq n \leq N} \left| \frac{1}{2\pi} \sum_{k=0}^{N-1} Y_k e^{2\pi knj/N} \right| \quad (15)$$

由于采用不同进制 G 时,模型(14)的取值均有不同;根据模型(14), $E\{|Y|\}$ 的最大取值 $\max E\{|Y|\}$ 和最小取值 $\min E\{|Y|\}$ 分别为:

$$\max E\{|Y|\} = \frac{l^2(l\sqrt{G}-1)^2}{3\pi} \quad (16)$$

$$\min E\{|Y|\} = \frac{l^2}{3\pi} \quad (17)$$

结合模型(16)、(17)可知,本文算法的最佳 PAPR 边界 $PAPR(\text{Good})$ 满足:

$$PAPR(\text{Good}) \subset \left[\frac{l^2}{3\pi}, \frac{l^2(l\sqrt{G}-1)^2}{3\pi} \right] \quad (18)$$

式中: G 为信号调制的进制数。

3.3 信道误码性能

设信号调制的进制数为 $G = 2^k$,采用 G -QAM 方式进行调制;由图6可知,整个信号调制星座图上的信号投影数量为 $\sqrt{G}$ 个,不妨设信噪比为 w ,则在莱斯信道条件下^[15],其信道误码率 $p(G, w)$ 为:

$$p(G, w) = 2\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q\left(\sqrt{\frac{2\pi w}{M-1}}\right) \quad (19)$$

其中, $Q(\cdot)$ 为标准误差互补函数,满足:

$$Q(x) = \frac{2}{\pi} \int_x^{\infty} e^{-z^2} dz \quad (20)$$

由模型(19)可知,随着调制进制数的不断增加,本文信道误码性能呈现不断提高的态势,如图7所示。

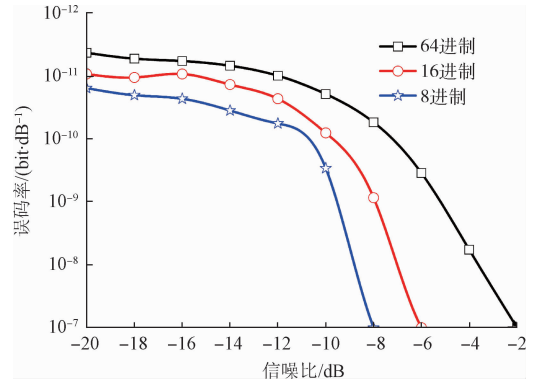


图7 不同调制进制数下的信道误码性能曲线

Fig. 7 Performance curves of channel bit error under different modulation number

4 仿真实验

为验证本文算法的有效性,采用标准 OFDM 信号模式,子载波的个数不超过 2 048 个;其中预留子载波个数均为随机值;信号接收星座采取 64QAM 方式;信号采样频率为 512;信号符号的总个数为 1 024 个;为便于比较本文算法的有效性,与 OFDM 算法中常用的 AF 算法、WBFS 算法^[13]进行对比。

图8所示为本文算法与 AF 算法、WBFS 算法在不同的 PAPR 情况下的误码率对比实验结果,由图可知本文算法在相同的 PAPR 性能下,误码率均较 AF 算法及 WBFS 算法有较大的优势;这是由于本文算法采用最小均方差预估抑制方式,能够有效的对带外杂波的频率进行预判,并通过带通滤波方式进行频率消除;此外,本文算法还通过预留子载波梯度映射扩展机制,能够将信号投影矢量映射到功率最佳的象限中进行接收,提高了

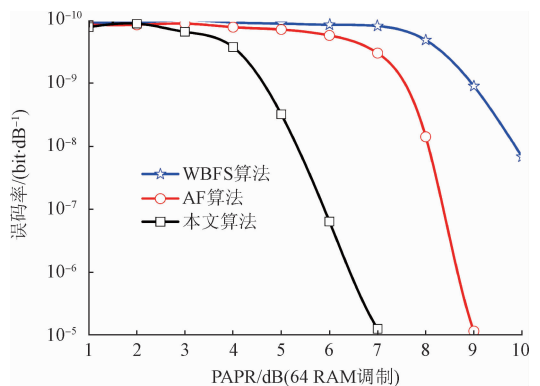


图8 3种算法的误码率测试

Fig. 8 Bit error rate test of three algorithms

PAPR 的性能,误码率曲线下降曲率比较缓和;AF 算法虽然能够采用简单的带通滤波方式进行频率消除,然而该算法仅仅针对采样点附近的带外杂波进行过滤,因而可过滤的带外杂波的频谱宽度要低于本文算法,导致误码性能较差;WBFS 算法虽然能够采用预估机制对带外杂波进行频率预判,然而该算法进行矢量投影时,其投影矢量采取简单比对机制,致使信号矢量的强度难以投射到最佳象限中,信号衰减程度要远远高于本文算法,从而导致误码性能要差于本文算法。

图 9(a)、(b)所示为本文算法与 AF 算法、WBFS 算法在两种信道条件下(高斯信道、莱斯信道),信号增益强度的测试情况;有图可知,本文算法在相同误码率指标下,信号增益强度均要高于 AF 算法及 WBFS 算法,在高斯信道中,当误码率为 10^{-9} , 本文算法的信号增益要显著高于 AF 算法、WBFS 算法,分别为 17.89、15.07 与 12.74 dB;在莱斯信道中,本文算法的信号增益同样要高于 AF 算法、WBFS 算法;这是由于本文能够通过最小均方差预估抑制及预留子载波梯度扩展机制,同时进行带外杂波频率消除及信号投影矢量映射;且能够通过迭代的方式进一步提高信号的 PAPR 性能,因而信号在预处

理完毕之后的增益强度良好;AF 算法仅采用简单带通滤波方式,该方式仅对高斯信道有一定的适应性能,难以针对莱斯信道的复杂波段进行定点频率消除,因而其 PAPR 性能较差,导致信号增益强度始终处于较低水平;WBFS 算法由于进行矢量投影时的象限难以实现最优化,因此导致信号衰减幅度要高于本文算法,最终致使信号增益强度较本文算法而言要差。

图 10 所示为本文算法与对照组算法预处理后的功率谱密度曲线(power spectral density curve, PSD)的对比情况,由图可知,本文算法的 PSD 曲线与标准 OFDM 信号的 PSD 曲线最为接近,PSD 曲线与标准 OFDM 的 PSD 曲线几乎重合;而 AF 算法的 PSD 曲线呈现严重的波动现象,且不平滑,频率偏移随着功率谱密度的不断降低呈现严重的抖动现象;WBFS 算法的 PSD 曲线虽然波动较少,然而在功率谱密度较低时,即呈现严重的衰减现象,平均偏移甚至比 AF 算法还要高出 0.15 MHz/dB 以上;这是由于本文算法采取最小均方差预估抑制方式对带外杂波进行过滤处理,能够消除几乎全部的带外杂波,而 AF 算法由于仅简单带通滤波方式,导致因带外杂波过滤不彻底而产生严重的 PSD 曲线波动现象;WBFS 算法虽然能够消除掉一部分带外杂波,然而其采用的简单投影方式难以实现信号最佳投影象限匹配,导致衰减现象要高于本文算法,因而出现严重的 PSD 曲线衰减现象。

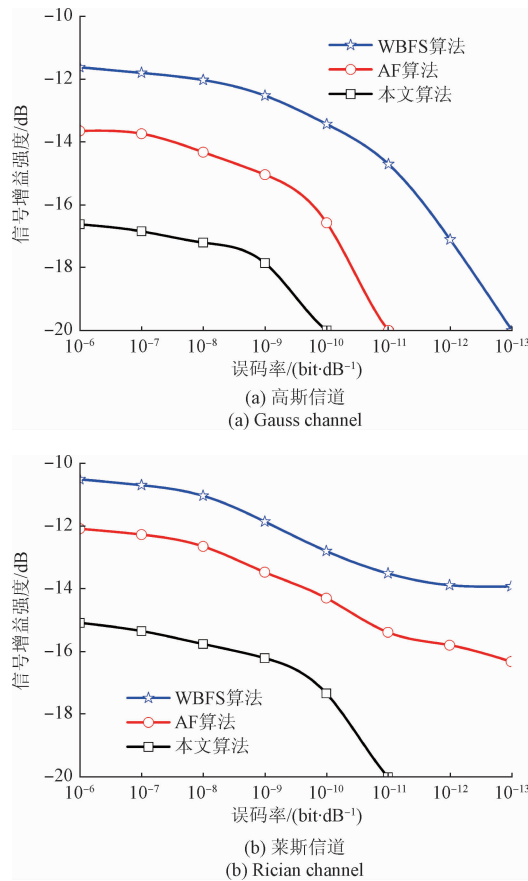


图 9 3 种算法的信号增益强度测试

Fig. 9 Signal gain strength test of three algorithms

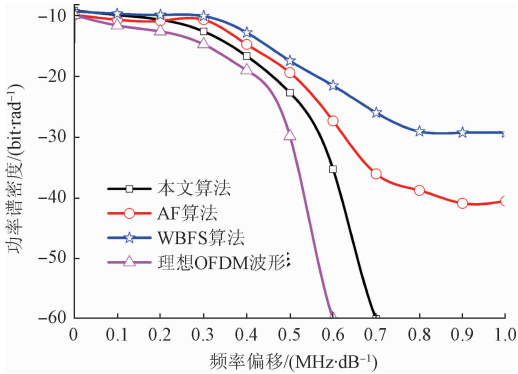


图 10 3 种算法的 PSD 曲线测试

Fig. 10 PSD curve test of three algorithms

5 结 论

为改善传统 OFDM 网络信号接收算法中过滤带外杂波能力较差,且信号投影过程中易出现严重信号衰减的不足,提出了一种基于梯度映射机制的子载波 OFDM 网络信号精确接收算法。采取最小均方差预估抑制的方式,并采取迭代机制,对调制过程中引入的带外杂波进行全频域消除;使用预留子载波梯度扩展机制,能够进行投影矢量的象限精确匹配,有效降低了本文算法的信号衰

减现象,提高了信号增益强度。仿真实验表明,与传统 OFDM 网络信号接收技术相比,本文算法的误码率低,信号增益强度具有明显的优势,且功率谱密度曲线与理想状态下的 OFDM 曲线最为接近,具有明显的优势。下一步,将引入频率映射机制,通过频率-信号增益联动预估的方式对带外杂波频率进行进一步消除,进一步提升本文算法的实际应用性能。

参考文献

- [1] 陈宜文,许斌,郝建华. 电力线噪声信道下基于小波包变换的 OFDM 信号检测[J]. 电子测量技术, 2016, 38(12): 111-115.
CHEN Y W, XU B, HAO J H. Detection of OFDM signals based on wavelet packet transform in power line noise channels[J]. Electronic Measurement Technology, 2016, 38(12): 111-115.
- [2] 黄敏,李兵兵. 基于整体最小二乘的联合信道估计及 OFDM 信号检测算法[J]. 电子与信息学报, 2014, 6(12): 1448-1453.
HUANG M, LI B B. Joint channel estimation and OFDM signal detection algorithm based on total least squares [J]. Journal of Electronics and Information, 2014, 6 (12): 1448-1453.
- [3] NIKMAN T. New self-adaptive inspired algorithm for unit commitment problem [J]. IET Science Measurement & Technology, 2014, 8(6): 505-517.
- [4] NAVARATNARAJAH S, SAEED A, DIANATI M, et al. Energy efficiency in heterogeneous wireless access networks [J]. IEEE Wire Communications, 2013, 20(2): 37-43.
- [5] ZHAO Y, LI Y, CHEN X, et al. Joint optimization of resource allocation and relay selection for network coding aided device-to-device communications [J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(5): 807-810.
- [6] RAHMATALLAN Y, MOHAN S. Peak-to-average power ratio reduction in OFDM systems: A survey taxonomy [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2013, 15(4): 1567-1592.
- [7] 秦楚,殷新社. 分歧波导多工器综合方法研究[J]. 国外电子测量技术, 2016, 35(8): 76-81.
QIN CH, YIN X SH. Research on integrated method of divergent waveguide multiplexer [J]. Foreign electronic measurement technology, 2016, 35(8): 76-81.
- [8] ADALI T, LI H. A class of complex ICA algorithms based on the kurtosis cost function [J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 2008, 19 (3): 408-420.
- [9] WANG D, ZHANG Q, LIU J C. Partial network coding: Theory and application for continuous sensor data collection [C]. 14th IEEE International Workshop on Quality of Service, 2012, 35(10): 93-101.
- [10] JENG S S, CHEN J M. Efficient PAPR reduction in OFDM systems based on a compounding technique with trapezium distribution [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2013, 57(2): 291-298.
- [11] 李勇,丁亚军,钱盛友. 基于灰度概率分布-交叉熵法的无损测温方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29(2): 247-251.
LI Y, DING Y J, QIAN SH Y. Nondestructive temperature measuring method based on gray probability distribution cross entropy method [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2015, 29(2): 247-251.
- [12] YANG Z Y. A convex geometry-based blind source separation method for separating nonnegative sources [J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2015, 26(8): 1635-1644.
- [13] LI X W, LUO J. LTE system DCI format detection and implementation of PDSCH transmission scheme [J]. TV Technology, 2014, 17 (12): 204-208.
- [14] JIANG T, LI C. Simple alternative multisequences for PARA reduction without side information in SFBC MIMO-OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61(7): 3311-3315.
- [15] 何雪云,宋荣方. 认知无线电 NC-OFDM 系统中基于压缩感知的信道估计新方法[J]. 通信学报, 2011, 11(21): 85-94.
HE X Y, SONG R F. New method of channel estimation based on compressed sensing in cognitive radio NC-OFDM system [J]. Journal of communication, 2011, 11(21): 85-94.

作者简介



范晖,1996 年于西安电子科技大学获得学士学位,2007 年于西北工业大学获得硕士学位。现为西京学院信息工程学院副教授,主要研究方向为计算机网络安全、无线通信网络优化、图像处理。

E-mail: FanHui1974XjInfo@126.com

Fan Hui received B. Sc. from Xi'an Electronic Science and Technology University in 1996, and M. Sc. from Northwestern Polytechnic University in 2007, respectively. Now he is an associate professor in College of Information Engineering, Xijing University. His main research interests include computer network security, wireless communication network optimization, and image processing.



夏清国, 分别在 1983、1987、1991 年于西北工业大学获得学士学位、硕士学位、博士学位。现为西北工业大学计算机教授, 主要研究方向为网络通信、计算机应用、嵌入式开发。

Xia Qingguo received B. Sc. , M. Sc. , and Ph. D. all from Northwestern Polytechnic University in 1983, 1987, and 1991, respectively. Now he is a professor in College of Computer, Xijing University. His main research interests include network communication, computer application and embedded development.



黄健, 分别在 1996、2004、2010 年于西安电子科技大学获得学士学位、硕士学位、博士学位。现为西京学院信息工程学院副教授, 主要研究方向为无线网络、嵌入式开发, 智能仪器设计。

Huang Jian received B. Sc. , M. Sc. , and Ph. D. all from Xi'an Electronic Science and Technology University in 1996, 2004, and 2010, respectively. Now he is an associate professor in College of Information Engineering, Xijing University. His main research interests include wireless network, embedded development, and intelligent instrument design.