

Filtered-OFDM 系统的次优接收机设计与验证

Design and Verification of Sub-Optimum Receiver for Filtered-OFDM System

梁潇/LIANG Xiao
武刚/WU Gang

(电子科技大学, 四川 成都 610054)
(University of Electronic Science and
Technology of China, Chengdu 610054,
China)

由于正交频分复用(OFDM)存在带外辐射过高、峰均比(PAPR)过大等缺点,面向第5代移动通信(5G)的第3代合作伙伴计划(3GPP)的新无线空口(NR)标准,各大通信厂商都提出了包括滤波正交频分复用(Filtered-OFDM)、加窗OFDM、滤波器组OFDM(FB-OFDM)等新波形技术。考虑到5G更高的通信速率及带宽需求,并需适用于6 GHz以上的高频通信(尤其是毫米波频段),5G候选波形需要更高的时频效率和更优的带外辐射特性,以满足5G通信的要求^[1]。

在3GPP RAN1第86次会议中,确定了5G中下行波形采用基于OFDM的新型多载波技术,而上行波形和40 GHz以上的高频通信则采用基于离散傅立叶变换(DFT)扩展的多载波技术。其中,Filtered-OFDM又可分为基于子带滤波的OFDM(f-OFDM)和统一滤波的OFDM(UF-OFDM)^[2]。FB-OFDM的带外衰减性能最好,但其复杂度高,与多输入多输出

收稿日期: 2017-04-13
网络出版日期: 2017-05-04

中图分类号: TN929.5 文献标志码: A 文章编号: 1009-6868 (2017) 03-0029-006

摘要: 提出了一种针对基于子带滤波的正交频分复用(f-OFDM)系统的次优接收机算法。针对限幅滤波的滤波多载波信号,提出充分利用失真信号部分的方法,通过减少欧氏距离的方式最小化失真的影响,在保证系统复杂度的同时提升了系统的性能。同时,通过软件无线电搭建了原型验证平台,对滤波多载波的非线性接收机处理算法进行了验证。计算机仿真及验证结果表明:新的算法使得误码率(BER)性能得到了提升。

关键词: 滤波器; OFDM; 接收机; 软件无线电

Abstract: In this paper, a sub-optimum receiver for filtered-orthogonal frequency division multiplexing (f-OFDM) system is proposed. The new receiver will make full use of the nonlinear distortion of filtered-OFDM signals, improving system performance by reducing the Euclidean distance between received signals and decoded signals, while the system complexity won't increase a lot. A experimental platform by software defined radio to verify the validity of new algorithm is also set up. The results show that the new algorithm improve bit error rate (BER) performance greatly.

Keywords: filter; OFDM; receiver; software defined radio

(MIMO)不易结合等缺点限制了5G的适应性^[3]。UF-OFDM带外辐射较小,更能支持短突发业务,但UF-OFDM会放大噪声功率,同时对定时偏差格外敏感^[4]。文中,我们着重研究了f-OFDM,并对其进行了仿真及验证。

f-OFDM是文献[5]中提出的一种新波形技术。f-OFDM对OFDM信号进行滤波处理,能有效抑制带外辐射,从而抵抗不同子带间干扰,并减少频带保护间隔,提升了频谱利用率。f-OFDM能继承OFDM的各项优点并兼容OFDM。同时,f-OFDM的帧结构比较灵活,载波间隔、循环前缀(CP)、滤波器系数等各种参数可以

根据信道条件、业务需求进行不同配置,满足了5G的多样性需求。基于以上优点,f-OFDM已经成为5G新波形技术的备选方案之一,并在3GPP上得到了广泛的研究与讨论。

f-OFDM继承了OFDM中低复杂度、高频谱效率等优点,也克服了OFDM中带外辐射高、帧结构固定等缺点。但是,f-OFDM中依然存在PAPR过高的缺点。过高PAPR会使得发送信号进入功率放大器(PA)的非线性区域,从而产生信号失真。在3GPP 86次会议上讨论并仿真了在新的PA模型下f-OFDM和OFDM的系统性能,结果显示在3个用户功率平均分配、保护间隔为12个子载波时,

f-OFDM 会获得 1 dB 的性能提升^[6]。OFDM 中可以采用迭代限幅滤波的方式进行 PAPR 抑制^[7],并通过次优接收机的设计来消除此方法带来的非线性失真^[8]。文中,我们分析了迭代限幅滤波方法对 f-OFDM 系统的影响,同时也仿真了次优接收机对 f-OFDM 系统的性能影响,并且在硬件实验平台上进行了测试。结果显示:次优接收机提升了 f-OFDM 的系统性能。

1 基于限幅滤波的 f-OFDM 系统原理

1.1 基于迭代限幅滤波的 f-OFDM 系统整体链路

用于验证接收机处理算法的迭代限幅滤波 f-OFDM 链路如图 1 所示。其中第 k 个时间段上的频域发送数据矢量为 $S_k = [S_0, S_1, \dots, S_{N-1}]^T \in C^N$, S_k 为调制后的信号,占据了 N 个子载波。经过多载波调制后的发送信号矢量为 x_T 。经过多径信道后,接收端接收到的信号矢量为 $x_R = Hx_T + Z_k$ 。其中 $(N_{sc} + L_{cp}) \times (N_{sc} + L_{cp})$ 维矩阵 H 为信道矩阵。经过多载波解调和接收机的处理后,最终恢复出来的子带数据矢量为 X 。

1.2 发送端链路

(1) OFDM 调制模块。f-OFDM 信

号是对基带 OFDM 信号进行数字滤波而产生。一个 $(N_{sc} + L_{cp}) \times 1$ 维基带 OFDM 信号可表示为 $x_{OFDM} = C_{CP} V_k S_k$, 其中, S_k 可表示正交振幅调制(QAM)数据和用于信道估计的导频序列,共占据 N 个子载波; $N_{sc} \times N$ 维矩阵 V_k 表示快速傅立叶逆变换(IFFT),将 N 个数据映射到 N_{sc} 个子载波上; $(N_{sc} + L_{cp}) \times N_{sc}$ 维矩阵 C_{CP} 表示添加 CP 操作。

(2) 发送滤波模块。f-OFDM 的滤波操作可采用时域滤波,将信号与滤波器进行卷积运算完成。滤波操作可用一个 $(N_{sc} + L_{cp}) \times (N_{sc} + L_{cp})$ 维托普利兹矩阵 F_k 为与基带 OFDM 信号的乘法表示^[9]。滤波后的信号可表示为 $x_F = F_k x_{OFDM} = F_k C_{CP} V_k S_k$ 。

为了保证波形的连续性,滤波前需要连接前后两帧数据,并截取与之前数据相同长度的序列进行滤波^[10]。

(3) 限幅滤波模块。限幅是为了降低 f-OFDM 信号的 PAPR,但限幅会使得带外频谱产生较大回升,因此需要进行再次滤波以抑制这种回升。为减小复杂度,根据 f-OFDM 的系统特性,此阶段采用了和原 f-OFDM 系统相同的滤波器。限幅滤波过程是可以迭代重复进行,进一步降低 PAPR 的同时降低带外辐射。为了方便运算,在文中设定迭代次数为 1。因此,基于迭代限幅滤波的发送

信号为^[10]:

$$x_T = Clip(F_k^2 C_{CP} V_k S_k) \quad (1)$$

式(1)中 $Clip$ 表示限幅运算。

(4) 同步导频添加模块。为了完成接收端的信号同步,发送端添加了基于 Chu 序列的导频序列。Chu 序列的定义为^[11]:

$$x(i) = \begin{cases} e^{j\frac{\pi i^2}{N}}, N \text{ 为偶数} \\ e^{j\frac{\pi i(i+1)}{N}}, N \text{ 为奇数} \end{cases}, i=0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

为了获得更好的同步性能,同步采用了 Park 同步算法^[12]。根据此算法,导频的格式可以被设计为如式(3)所示:

$$s_{Park} = [A \ B \ A^* \ B^*] \quad (3)$$

其中 A 为 Chu 序列, B 为 A 的倒序排列。 A 采用的是 64 位 Chu 序列,故整个导频序列的长度为 256。将这 256 个导频序列连接在一帧 f-OFDM 符号前,作为发送序列送入软件无线电的发射天线。

1.3 接收端链路

(1) 帧检测定时同步模块。为完成发送信号的帧同步,可利用 Park 算法^[12],对不断滑动截取的数据进行如下的运算:

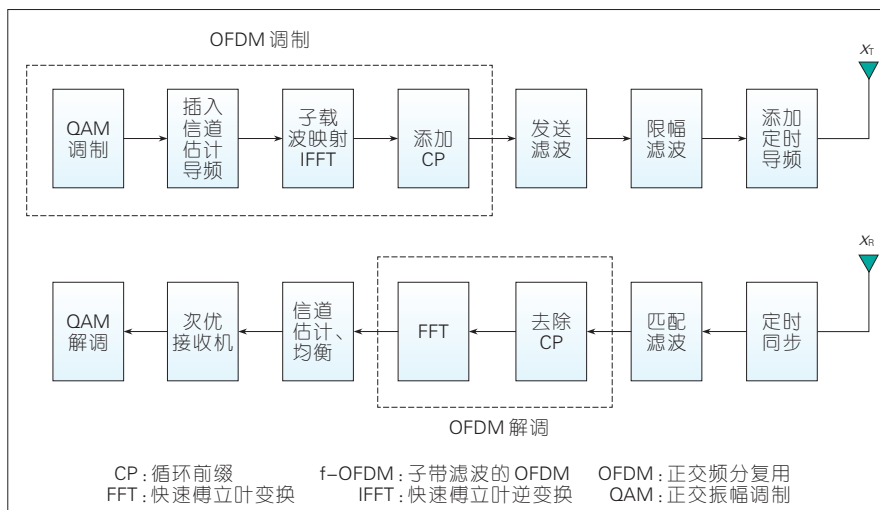
$$M(d) = \frac{P(d)^2}{R(d)^2} \quad (4)$$

$$P(d) = \sum_{k=0}^{N/2} r(d-k) \cdot r(d+k) \quad (5)$$

$$R(d) = \sum_{k=0}^{N/2} |r(d+k)|^2 \quad (6)$$

式(4)中 d 为数据的索引。对所有数据索引计算此公式,其中最大值对应的索引即为数据的起始位置。

(2) 匹配滤波模块。发送信号是通过连续两帧数据进行拼接、截取,然后滤波得到,因此,接收端需进行相应的逆过程以得到恢复数据。并且,接收端采用了对应于发送端的匹配滤波器。



▲ 图 1 基于迭代限幅滤波的 f-OFDM 基本链路

经过 $(N_{SC} + L_{CP}) \times (N_{SC} + L_{CP})$ 阶托普利兹矩阵 $\mathbf{F}_k^{(2)}$ 匹配滤波后,得到的信号为:

$$\mathbf{X}_{\text{OFDM}}^{(2)} = \mathbf{F}_k^{(2)} \mathbf{x}_R \quad (7)$$

(3) OFDM 解调模块。经过快速傅立叶变换 (FFT) 后的频域信号可以表示为:

$$\mathbf{X} = \mathbf{D}_k \mathbf{M}_{\text{CP}} \mathbf{X}_{\text{OFDM}}^{(2)} = \mathbf{D}_k \mathbf{M}_{\text{CP}} \mathbf{F}_k^{(2)} \mathbf{x}_R \quad (8)$$

其中, $N \times (N + L_{CP})$ 维矩阵 \mathbf{M}_{CP} 用于去除 CP。 \mathbf{D}_k 用于对信号做 FFT,并提取出其中的 N 个有用信号。

(4) 信道估计及均衡模块。多径信道在时域上表现为卷积,在频域上表示为乘。因此,多径信道对信号的影响可以表示为:

$$\mathbf{X} = \mathbf{D}_k \mathbf{M}_{\text{CP}} \mathbf{F}_k^{(2)} \mathbf{x}_R = \mathbf{H} \mathbf{D}_k \mathbf{M}_{\text{CP}} \mathbf{F}_k^{(2)} \mathbf{x}_R + \mathbf{Z}_k \quad (9)$$

其中, \mathbf{H} 为 N 阶对角矩阵,且每一个对角元素对应应该频域信道的系数。 \mathbf{Z}_k 为 $N \times 1$ 的高斯白噪声,其中每个元素相互独立,且均服从均值为 0、方差为 σ^2 的高斯分布。

文中,我们采用了和传统 OFDM 相同的迫零均衡。先通过发送端定义的导频序列估计了指定子载波上的信道系数,然后通过线性插值的方法得到了信道估计矩阵 $\hat{\mathbf{H}}$,最后采用迫零均衡方式消除了信道影响。

2 次优接收机的设计

2.1 非线性失真对 f-OFDM 的影响分析

发送端的限幅是非线性操作,会使得发射信号产生非线性失真。本节将对这种非线性失真进行分析。

经限幅后的 OFDM 失真信号可以表示为^[9]:

$$\mathbf{y}_{\text{OFDM}} = \text{Clip}(\mathbf{x}) = \alpha \mathbf{x}_{\text{OFDM}} + \mathbf{d} \quad (10)$$

其中 \mathbf{x} 表示原信号, \mathbf{d} 表示限幅产生的非线性失真, α 表示限幅后有用信号与原信号的比值,

假设 $R = |[\mathbf{x}]_n|$ 。 $p(R)$ 为 R 的概率密度函数。考虑 OFDM 信号的高斯特性^[13], R 服从瑞利分布,故:

$$p(R) = \frac{R}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) u(R) \quad (11)$$

限幅信号在频域可表示为:

$$\mathbf{Y}_{\text{OFDM}} = \alpha \mathbf{X}_{\text{OFDM}} + \mathbf{D} \quad (12)$$

f-OFDM 系统中,调制产生的 OFDM 信号会通过有限长单位冲激响应 (FIR) 滤波器进行滤波处理。假设频域滤波器系数向量为 \mathbf{F} ,则 f-OFDM 的限幅信号可以表示为:

$$\mathbf{Y} = \alpha \mathbf{F} \mathbf{X} + \mathbf{F} \mathbf{D} \quad (13)$$

接收机的性能与两信号的最小欧氏距离有关^[14],故通过分析发送信号的欧氏距离则可近似分析接收机的性能。现假设两个 f-OFDM 信号只 $\mathbf{X}^{(2)}$ 和 $\mathbf{X}^{(1)}$ 只在第 k_0 个子载波上有一个比特不相同,其对应的时域信号分别为 $\mathbf{x}^{(2)}$ 、 $\mathbf{x}^{(1)}$ 。则:

$$\mathbf{X}^{(2)} = \mathbf{X}^{(1)} + \mathbf{F} \mathbf{E}_{\text{OFDM}} \quad (14)$$

其中 $\mathbf{E}_{\text{OFDM}} = [E_0^{\text{OFDM}}, E_1^{\text{OFDM}}, \dots, E_{N-1}^{\text{OFDM}}]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 为 OFDM 信号的频域误差向量,对应时在域上的 OFDM 误差向量为 $\mathbf{e}_{\text{OFDM}} = [e_0^{\text{OFDM}}, e_1^{\text{OFDM}}, \dots, e_{N-1}^{\text{OFDM}}]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 。假设发射信号为正交相移键控 (QPSK) 信号 (即 $[\mathbf{X}]_k = \pm A \pm jA$), 则此时频域误差向量的第 k 个元素可以表示为:

$$[\mathbf{E}_{\text{OFDM}}]_k = \begin{cases} \pm 2A \text{ 或 } \pm j2A, & k = k_0 \\ 0, & k \neq k_0 \end{cases} \quad (15)$$

因为信号通过的是滤波器通带,所以 $|\mathbf{F}_k| = 1$ 。又因为 FIR 滤波器的线性相位特性^[15],故 $\arg(\mathbf{F}_k) = \frac{2\pi\lambda k}{N}$,其中 λ 为相位的线性系数。所以 f-OFDM 信号时域的误差向量元素可以表示为:

$$\begin{aligned} [e]_k &= \frac{2A}{\sqrt{N}} \exp\left(\frac{j2\pi n k_0}{N} + j \arg([\mathbf{F} \mathbf{E}_{\text{OFDM}}]_k)\right) \\ &= \frac{2A}{\sqrt{N}} \exp\left(\frac{j2\pi (n + \lambda) k_0}{N} + j \arg([\mathbf{E}_{\text{OFDM}}]_k)\right) \\ &= \Delta \exp(j\phi_n), n = 0, 1, \dots, N-1, \Delta = 2A/\sqrt{N} \end{aligned} \quad (16)$$

为表示方便,简记 \mathbf{e} 的相位为 ϕ ,而针对 OFDM 信号,误差向量元素为:

$$[\mathbf{e}_{\text{OFDM}}]_n = \frac{2A}{\sqrt{N}} \exp\left(\frac{j2\pi n k_0}{N} + j \arg([\mathbf{E}]_k)\right) \quad (17)$$

对比 (19) 和 (20) 可以发现: OFDM 信号通过滤波后,任意两个信号之间的误差项幅度没有改变,只是相位改变了一个常数。因此, f-OFDM 系统中, ϕ 可以被假设在 $[0, 2\pi]$ 内服从均匀分布。根据文献[9]的分析,此时限幅后的 $\mathbf{y}^{(2)}$ 和 $\mathbf{y}^{(1)}$ 的欧氏距离可以表示为:

$$\begin{aligned} D^2 &= \left\| \mathbf{y}^{(2)} - \mathbf{y}^{(1)} \right\|^2 \\ &\approx N E \left[\left| y^{(2)} - y^{(1)} \right|^2 \right] \\ &= N \Delta^2 \left(\left(1 - e^{-\frac{s_M^2}{2\sigma^2}} \right) + \int_{s_M}^{+\infty} \frac{s_M^2}{2r\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} dr \right) \end{aligned} \quad (18)$$

式 (18) 的第 1 项表示未失真部分间的欧氏距离,第 2 项即为非线性失真带来的欧氏距离增加量。从式中可以看出,随着限幅比 s_M/σ 的增大,两个信号之间的欧氏距离也会增加,从而使得 f-OFDM 的系统性能得到恶化。

2.2 f-OFDM 的次优接收机设计

针对限幅产生的非线性失真,文献[9]提出了最优接收机和次优接收机。最优接收机即搜索所有可能的比特序列,并将其与接收信号的欧氏距离进行比较,以欧氏距最小的序列作为解调数据。最优接收机虽能获得最好的性能,但复杂度太大,在实际中几乎不可能实现。因此,文中,我们提出了利用相同原理并减小了系统复杂度的次优接收机。

次优接收机迭代变化解调信号比特,并比较接收信号与变化后信号的欧氏距离,选取距离最小的信号作

为新的解调信号。为了减化系统的复杂度,我们将从序列的第一个比特开始,每次变化一个比特,将其进行多载波调制并与接收信号比较欧氏距离,并选取欧氏距离最小的比特序列作为解调信号。搜索完整个比特序列即表示接收处理完成。该算法在 OFDM 中已经体现出了优势。文中,我们将该算法应用到了 f-OFDM 系统中并进行了仿真测试。

次优接收机的算法如下。

步骤 1: 将解调得到的数字比特序列 x 进行与发端完全相同的 OFDM 调制,并进行相同的限幅处理,得到恢复信号 X_0 ;

步骤 2: 计算 X_0 与接收信号 X_n 的欧氏距离,初始化为 R ;

步骤: $k=1$, 将数字比特序列 x 的第 k 位比特取非,得到变化序列 x_k ,并将 x_k 进行同样的 OFDM 和限幅,得到 X_k ;

步骤 4: 计算 X_k 与 X_n 的欧氏距离 R_k 。如果 $R_k < R$, 则令 $R=R_k$, $x=x_k$; 反之,则 R 与 x 保持不变;

步骤 5: $k=k+1$, 则重复第跳回步骤;

步骤 6: 当 $k=N$ 时停止搜索。

3 f-OFDM 次优接收机的仿真及测试

3.1 f-OFDM 次优接收机 MATLAB 仿真

本节中,我们对 f-OFDM 中次优接收机的性能进行了 MATLAB 仿真。仿真采用了蒙特卡洛法,仿真次数为 1 000 次。信道定义为扩展步行者信道模型(EPA),信道估计采用了理想信道估计。同时,图 1 中的添加同步导频和定时同步模块在本仿真中为被涉及。仿真参数表如表 1 所示,仿真结果如图 2 所示。图中横坐标 E_b/N_0 为信噪比,纵坐标误码率(BER)为系统的误码率性能。结果显示:经过了次优接收机纠正的系统性能和传统的接收方法相比可以提

▼表 1 仿真及测试参数

仿真参数	参数值
调制方式	QPSK
子载波数	1 024
CP 长度	64
滤波器阶数	512
滤波器窗	汉宁窗
限幅系数	1.2
发送比特数/子帧	500
信道估计导频长度/子帧	50
映射数据子载波编号	300 ~ 599
定时同步导频长度	256
子载波数	1 024

CP: 循环前缀 QPSK: 正交相移键控

升 0.5 dB。

3.2 f-OFDM 的次优接收机的硬件验证平台

文中,我们采用了通用无线电外设(USRP)^[16],基于 LabVIEW^[17]编程,完成对波形设计及接收端处理,搭建并完成了 f-OFDM 系统原型的测试。

首先根据章节 1 中的链路产生了限幅滤波后的 f-OFDM 信号。1 个 f-OFDM 信号帧由 14 个子帧组成,每个子帧为一个 OFDM 符号。同时,对 14 个 OFDM 符号组成的帧滤波得到了一个完整的 f-OFDM 发送帧。具体的参数设置如表 1 所示,得到的 f-OFDM 信号的频谱特性如图 3 所示。图 3 中深色为滤波前的信号频谱,浅色为滤波后的信号频谱。从图 3 中

可以看出,经过滤波处理后,信号的旁瓣得到了 30 dB 的抑制。

PAPR 通过信号的互补累积分布函数(CCDF)来体现,CCDF 的定义为多载波传输系统中峰均值超过某一门限值 z 的概率。限幅滤波抑制了 f-OFDM 信号的 PAPR。图 4 为原信号和限幅滤波信号的 CCDF 对比。图中横坐标为超过信号均值的大小 z ,单位为 dB;纵坐标为超过对应门限值信号所占总信号的百分比。结果显示:限幅滤波后系统性能提升了近 2 dB。

接收端中,首先通过定时同步频率来对信号进行精确同步,以准确提取出隐藏在噪声中的信号部分。定时同步的算法如 1.3 中所示。相关运算后的相关峰值如图 5 所示,图中最大值对应的索引即为截取的所有信号中数据的起始位置。

信号部分被提取后,经过匹配滤波、OFDM 解调得到了包含信道影响的数据信号。信道估计及均衡算法在 1.3 中已给出。图 6 显示了均衡前和均衡后的信号星座图。从图中可以看出:通过均衡后信道影响已经得到了很好的消除。

最后,解调得到的比特序列经过次优接收机来提升性能。测试过程中,整个链路的采样及写入速率设置为 1 MHz,通过改变发送信号的幅值来改变信噪比(SNR)。通过 100 次测试,并将测试结果放在 MATLAB 中作图。最后得到的误码率结果如图 7

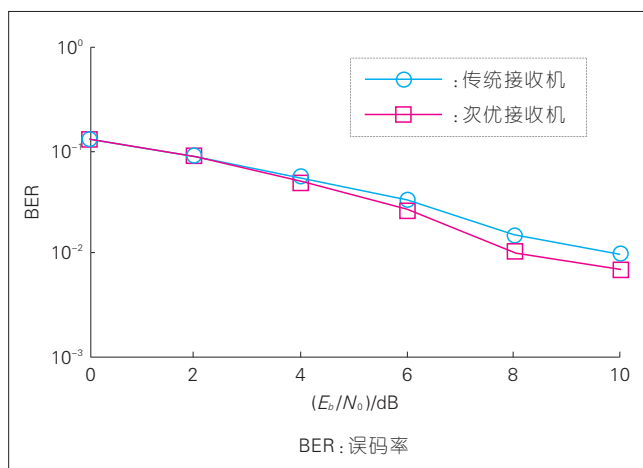


图 2 次优接收机与传统接收机性能对比

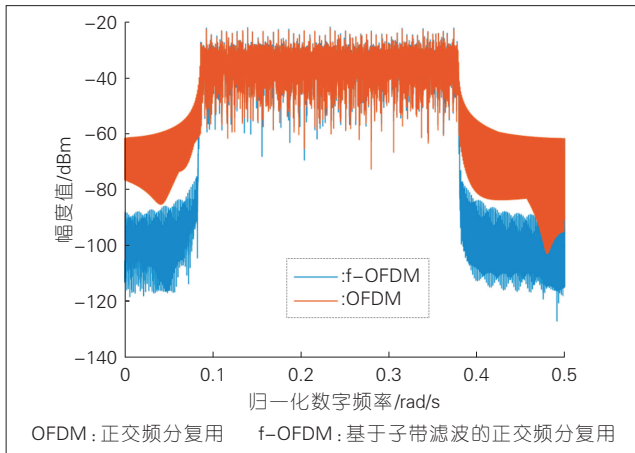
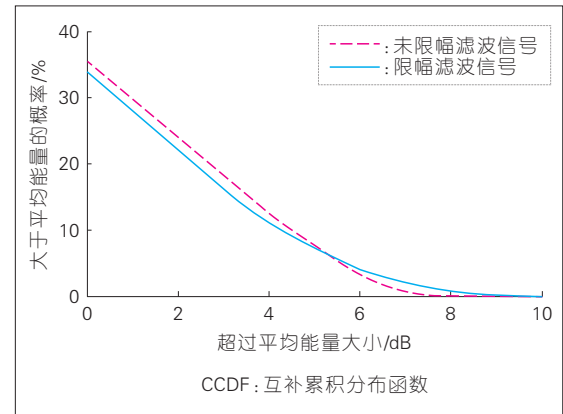
图3
发送信号频谱

图4 CCDF对比

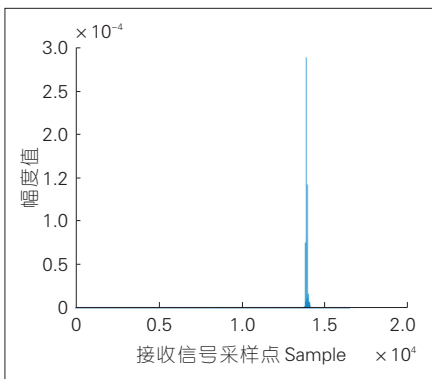


图5 相关同步峰

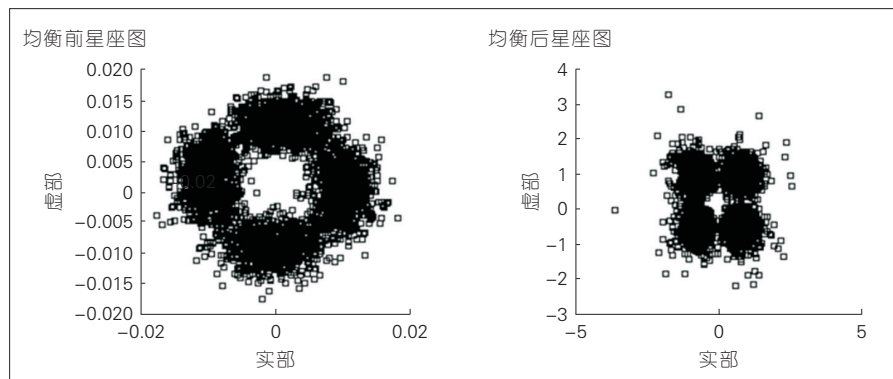
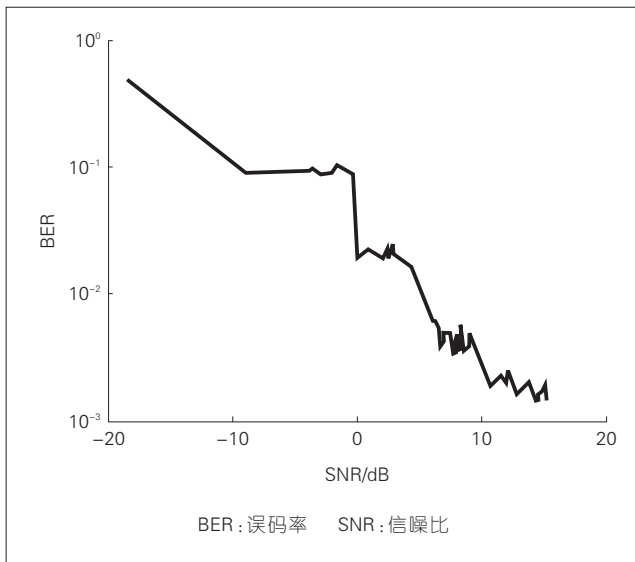


图6 均衡前后星座图对比

图7
硬件测试结果

所示。

4 结束语

OFDM 作为多载波系统的典型已经在 4G 长期演进 LTE 中得到了广泛

应用。f-OFDM 作为 5G 备选方案之一也是得到了广泛的研究与关注。文中,我们将 OFDM 中消除非线性失真的次优接收机技术应用到了 f-OFDM 系统中,并在软件无线电平台

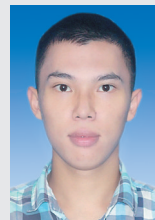
上进行了实际的硬件测试。结果显示:次优接收机在 f-OFDM 中仍然具有比传统接收机更好的性能。

参考文献

- [1] AT&T. Summary of Link Level Analysis of Candidate Waveforms for NR: R1-1609383 TSG-RAN WG1 #86bis[S]. 3GPP, 2016
- [2] NTT DOCOMO, INC. Initial Link Level Evaluation of Waveforms: R1-163110 TSG-RAN WG1 #84bis[S]. 3GPP, 2016
- [3] Huawei, HiSilicon. OFDM Based Flexible Waveform for 5G: R1-162152 TSG-RAN WG1 #84bis[S]. 3GPP, 2016
- [4] LIU Y, CHEN X, ZHONG Z, et al. Waveform Candidates for 5G Networks: Analysis and Comparison[EB/OL].[2016-08]. <https://arxiv.org/abs/1609.02427>
- [5] ZHANG X, JIA M, CHEN L, et al. Filtered-OFDM-Enabler for Flexible Waveform in the 5th Generation Cellular Networks[C]//Global Communications Conference (GLOBECOM). USA: IEEE, 2015: 1-6
- [6] Huawei, HiSilicon. Waveform Evaluation Results for Case 3:R1-166090 TSG RAN WG1 Meeting #86[S]. 3GPP, 2016
- [7] WANG L, TELLAMBURA. A Simplified

- Clipping and Filtering Technique for PAR Reduction in OFDM Systems[J]. Signal Processing Letters, IEEE, 2005, 12(6): 453-456. DOI: 10.1109/LSP.2005.847886
- [8] GUERREIRO J, DINIS R, MONTEZUMA P. Optimum and Sub-Optimum Receivers for OFDM Signals with Strong Nonlinear Distortion Effects[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(9): 3830-3840
- [9] GUERREIRO J L, DINIS R, MONTEZUMA P. On the Optimum Multicarrier Performance with Memoryless Nonlinearities[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 63(2): 498-509. DOI:10.1109/TCOMM.2015.2388484
- [10] 张玉松. 新一代滤波器多载波调制技术研究: Filtered-OFDM 信号设计与接收处理[D]. 成都:电子科技大学, 2016
- [11] LUKE H D, SCHOTTEN H D, MAHRAM H H. Binary and Quadrature Sequences with Optimal Autocorrelation Properties[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2003, 49(12): 3271-3282. DOI:10.1109/TIT.2003.820035
- [12] PARK B, CHEON H, KANG C, et al. A Novel Timing Estimation Method for OFDM Systems[J]. IEEE Communications Letters, 2003, 7(5): 239-241. DOI:10.1109/LCOMM.2003.812181
- [13] DARDARI D, TRALLI V, VACCARI A. A Theoretical Characterization of Nonlinear Distortion Effects in OFDM Systems[J]. IEEE transactions on Communications, 2000, 48(10): 1755-1764. DOI:10.1109/26.871400
- [14] GUERREIRO J, DINIS R, MONTEZUMA P. Approaching the Maximum Likelihood Performance with Nonlinearly Distorted OFDM Signals[C]//2012 IEEE 75th Vehicular Technology Conference (VTC Spring). USA: IEEE, 2012: 1-5
- [15] VINAY K. In e, John G Proakis. 数字信号处理及其 MATLAB 实现[J], 1998: 208-214
- [16] National Instruments. Why Choose USRP [EB/OL]. [2011-09]. <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/zhs/nid/212990>
- [17] 陈树学, 刘莹. LabVIEW 宝典[J], 2011: 99-106

作者简介



梁潇, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室在读硕士研究生; 主要研究方向为新型多载波技术。



武刚, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室教授; 从事无线通信教学和科研工作, 研究方向为无线通信中的信号处理和资源管理技术; 获 2012 年 IEEE Globecom 最佳论文奖; 已发表 50 余篇期刊论文和 80 余篇国际会议论文。

← 上接第 5 页

(节点)距离 AP 距离各不相同, 因此无线信号到达接收端的时延差各不相同。如何设计恰当的信号格式或找到合适的解调算法以适应不同到达时延差的信号叠加后的解调接收, 目前尚没有针对性的研究工作公开, 这将是未来该领域研究的重要问题之一。

应当指出: 上述方法仅仅是基于简单建模下的初步理论分析。模型中并未考虑临近小区的干扰问题以及网络同步问题, 从实现上也没有考虑到算法复杂度的问题。距离真正使用还需要做更深入的分析 and 优化。我们相信通过进一步的深入工作, 类有线的无线接入和资源使用方式可以走向实用。

5 结束语

随着非正交多址相关研究的逐步深入, 特别是支撑海量连接的虚拟化专有链路的技术的出现, 使用类有线的无线接入和资源利用方式成为可能。我们相信这种尝试必然将简化无线接入和资源使用协议上的改变, 极大地提高资源使用效率, 降低传输时延。这将是未来值得关注的一个研究方向。

参考文献

- [1] 徐应跃, 吴爱国. 现场总线 MAC 层分析[J]. 化工自动化及仪表, 2001, 28(2):4-7
- [2] ABRAMSON N. THE ALOHA SYSTEM: Another Alternative for Computer Communications[C]// AFIPS '70 (Fall) Proceedings of the November 17-19, 1970, fall joint computer conference. USA: ACM, 1970: 281-285. DOI: 10.1145/1478462.1478502
- [3] KLEINROCK L, TOBAGI F. Packet Switching in Radio Channels: Part I - Carrier Sense Multiple-Access Modes and Their Throughput-Delay Characteristics[J]. IEEE Transactions on Communications, 1975, 23(12):1400-1416. DOI: 10.1109/TCOM.1975.1092768
- [4] TOBAGI F, KLEINROCK L. Packet Switching in Radio Channels: Part III - Polling and (Dynamic) Split-Channel Reservation Multiple Access[J]. IEEE Transactions on Communications, 1976, 24(8):832-84. DOI: 10.1109/TCOM.1976.1093393
- [5] 王达. 深入理解计算机网络[M]. 北京: 机械工业出版社, 2013
- [6] TANENBAUM A S, WETHERALL D J. Computer Networks[M]: 5th Edition. USA: Prentice Hall, 2011
- [7] SAITO Y, KISHIYAMA Y, BENJEBBOUR A, et al. Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) for Cellular Future Radio Access[C]// Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2013 IEEE 77th. USA: IEEE, 2013:2-5
- [8] NIKOPOUR H, BALIG H. Sparse Code Multiple Access[C]//Personal Indoor and Mobile Radio Conference 2013. USA: IEEE, 2013: 332-336
- [9] 袁志锋, 郁光辉, 李卫敏. 面向 5G 的 MUSA 多用户共享接入[J]. 电信网技术, 2015, (5): 28-30
- [10] XIE R, YIN H, CHEN X H, et al. Many Access for Small Packets Based on Precoding and Sparsity-Aware Recovery[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(11):4680-4694. DOI: 10.1109/TCOMM.2016.2605094

TCOMM.2016.2605094

作者简介



尹华锐, 中国科学技术大学副教授; 主要从事无线通信理论研究和系统实现工作; 作为项目负责人承担多项国家自然科学基金项目; 发表论文 30 余篇, 拥有 10 项发明专利。



陈晓辉, 中国科学技术大学副教授, 电子工程与信息科学系副主任; 主要从事无线通信协议、网络优化、多媒体通信系统等方面的科研与教学工作; 参与研制中国首个超宽带无线网络系统, 完成 MAC 协议的设计与实现、多媒体业务示范、资源调度优化等关键设计, 承担、参与了多项国家科技重大专项课题、国家“973”、“863”课题; 发表 SCI/EI 检索论文 30 余篇。



卫国, 中国科学技术大学教授, 曾任国家“863”计划通信技术主题专家组成员、中国第三代移动通信系统研究开发项目总体组成员、国家“863”计划 B3G 移动通信重大项目总体组成员、“新一代宽带无线移动通信网”国家科技重大专项总体专家组成员; 主要从事无线通信技术、移动通信网络、信号处理等方面的研究; 获国家科技进步二等奖 1 项; 发表论文 100 余篇, 拥有 10 余项国家发明专利。