

基于改进 NC-OFDM 算法的仿真设计与分析



周惠婷¹ 周 杰^{1,2}

1 南京信息工程大学电子与信息工程学院 南京 210044

2 日本国立新泻大学工学部 日本 新泻 950-2181

摘 要 正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)是目前为止最有前景的调制技术,已经被大多数无线和有线通信标准采用。N-continuous 正交频分复用是 OFDM 与认知无线电技术相结合转换而来的,但它的旁瓣抑制一直是一个需要解决的问题。为在不影响旁瓣抑制性能的基础上降低算法和接收机的复杂性,文中提出了一种符号填充正交频分复用的时域算法,将 n -连续 OFDM 校正符号只插入到保护间隔中,并将每个 OFDM 符号无缝连接起来,从而抑制了旁瓣。仿真结果表明,所提算法不影响旁瓣抑制性能,且易于实现,复杂度相比传统 N-continuous 正交频分复用系统有了明显降低。在 $K=72$ 的不同信道,信号的误码率降低 5 dB。文中还用 matlab 的 simulink 来模拟现场可编程门阵列(Field-Programmable Gate Array, FPGA)的 N-continuous 正交频分复用系统的仿真。FPGA 具有很大的灵活性,在数字信号处理上具有更快的计算速度和较小的面积,其成本低,风险小,时间上亦具有优势。

关键词: OFDM; NC-OFDM; 系统仿真; FPGA; 旁瓣抑制

中图法分类号 TN91

Simulation and Analysis on Improved NC-OFDM Algorithm

ZHOU Hui-ting¹ and ZHOU Jie^{1,2}

1 College of Electronic & Information Engineering, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China

2 Department of Engineering, National Niigata University, Niigata 950-2181, Japan

Abstract Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) is the most promising modulation technology so far. It has been adopted by most wireless and wired communication standards. N-continuous Orthogonal Frequency Division Multiplexing is a combination of OFDM and cognitive radio technology, but its sidelobe suppression has always been a problem to be solved. In order to reduce the complexity of the algorithm and receiver without affecting the sidelobe suppression performance, a symbol-filled OFDM time-domain algorithm is proposed, it inserts n -continuous OFDM correction symbols only into the protection interval and seamlessly connects each OFDM symbol, thus suppressing side lobes. The simulation shows that the proposed algorithm does not affect the sidelobe suppression performance, and is easy to implement. The complexity is significantly lower than the traditional N-continuous OFDM system. In different channels of $K=72$, Signal BER reduction by 5 dB. The simulink of MATLAB is used to simulate the simulation of N-continuous OFDM systems in FPGA. FPGA has great flexibility, and has higher computing speed and smaller area in digital signal processing. Low cost, low risk, time advantage.

Keywords OFDM, NC-OFDM, System simulation, FPGA, Side lobe suppression

OFDM 具有频谱利用率高、抗频率选择性衰落性能强、消除符号间干扰和抗干扰性强的特点,并且还具有一定的纠错能力,便于信道均衡,计算效率较高。但 OFDM 也有不足之处,例如对时间同步精度要求较高,必须避免多径传播以免影响正交性,峰值功率比较大。对于 OFDM 传输存在较高旁瓣的问题,相关文献已经提出了解决的方法^[1-3]。插入带宽或抵消子载波^[4],是避免干扰相邻频带但会降低频谱效率的有效方法。时域加窗技术^[5]和自适应符号转换^[6]降低了数据传输速度。文献[7-8]用选择性映射(Selected Mapping, SLM)

和部分传输序列(Partial Transmit Sequence, PTS)来降低峰值出现的概率,虽然它在选择使干扰最小化的数据序列时增加了计算复杂度。但是,这些方法都需要额外占用资源,并且抑制效果并不明显。N-continuous OFDM^[9]是一种用于旁瓣抑制的预编码方法,它既不需要延长保护间隔,也不需要插入宽带或抵消载波,但其发射端传输信号的复杂度较高。文献[10-11]提出时域 N-continuous OFDM,该算法将传统 N-continuous OFDM 频域处理转移到时域实现,降低了发射端传输复杂度,但接收端与传统 N-continuous OFDM 一样,复杂度较高。

到稿日期:2019-08-09 返修日期:2019-11-01 本文已加入开放科学计划(OSID),请扫描上方二维码获取补充信息。

基金项目:国家自然科学基金项目(61471153,61771248);江苏省高校自然科学基金重大项目(14KJA510001)

This work was supported by the National Natural Science Foundation of China (61471153,61771248) and Jiangsu Provincial Research Scheme of Natural Science for Higher Education Institute(14KJA510001).

通信作者:周惠婷(2630337769@qq.com)

路数字载波信号合成进行调制,子模块如图 4 所示。

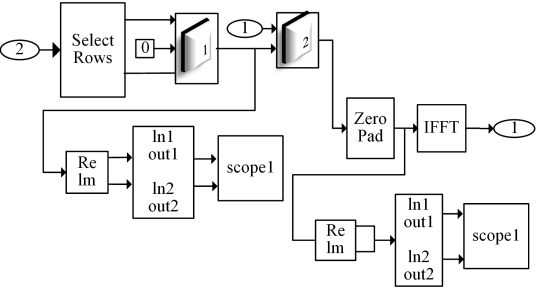


图 4 OFDM 调制子模块

Fig. 4 OFDM modulation sub-module

为了防止数据产生 ICI,OFDM 调制在进行 IFFT 前必须对数据进行补零,将数据全部集中到一个帧的中间。调制之后由于数据是复数,因此我们根据实部和虚部对数据进行分离。OFDM 解调模块通过对 IFFT 数据进行傅里叶变换来恢复数据,由于数据帧与数据帧之间存在很长一段零数据,因此可以直接在不去掉零的情况下进行 FFT 变换,这也是 FFT 的优势。调制结果如图 5 所示。

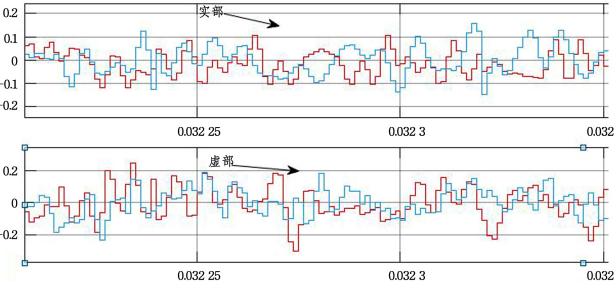


图 5 OFDM 调制结果

Fig. 5 OFDM modulation results

1.3 傅里叶变换

快速傅里叶变换/IFFT 处理器的硬件实现通常使用只读存储器来查找想要的旋转因子,这种只读存储器会消耗更多的功率和面积。为了解决只读存储器带来的上述问题,引入一个包含位并行乘法器的新复数乘法器电路。然而,快速傅里叶变换计算需要将输入信号中的不同旋转因子相乘。这些旋转因子将被存储在大尺寸只读存储器中。考虑到面积效率,且为了替换这种只读存储器,本文提出了一种高效的快速傅里叶逆变换/IFFT 处理器。将复数乘法器用加法和移位操作取代,以便更换只读存储器,减少功耗和面积。在这种情况下,FFT 快速傅里叶变换处理器被实现在 OFDM 收发器中。该 OFDM 收发器包含并行到串行、串行到并行转换器单元的映射单元,这种设计减少了面积和延迟^[6]。OFDM 系统使用 IFFT 模块来实现多载波映射叠加过程,经过 IFFT 模块,大量子载波频域信号变为时域信号^[15]。

1.4 保护期和保护频带

保护期由零振幅传输和传输的符号的循环扩展两部分组成。接收机的工作流程基本与发射机相反。在接收机中,保护期被取消,执行每个符号的快速傅里叶变换,找到原始发射频谱,再通过解调接收相位转换回原始数据。OFDM 信号具有较大的带外功率,会导致邻道干扰(Adjacent channel Interference,ACI),这时就需要添加保护频带。OFDM 符号中每

个子载波可以看作一个单频信号与长度为 T_{sub} 的矩形框相乘。为了减少带外功率,可以用 BPF,还可以使用时域函数,如升余弦(Raised Cosine,RC)窗。对于被滚降系数 β 的 RC 窗 $\phi_{l,k}(t)$ 成型的第 l 个 OFDM 符号,通频带和基带信号表示如下:

$$x_l(t) = \text{Re}\{h_{\text{RC}}(t-lT_{\text{sym}}) \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} \phi_{l,k}(t)\}$$
 (2)

$$x_l^{\text{rc}}(t) = h_{\text{RC}}(t-lT_{\text{sym}}) \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} e^{j2\pi k \Delta f (t-lT_{\text{sym}})}$$
 (3)

其中,
$$\phi_{l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k(t-lT_{\text{sym}})}, & -(T_G + T_W/2) \leq t \leq (T_{\text{sub}} + T_W/2). \\ 0, & \text{else} \end{cases}$$

RC 窗可以减少 OFDM 带外功率,当 β 增大时,RC 窗更加平滑。更长的有效间隔可以减少 ACI。

$$h_{\text{RC}}(t) = \begin{cases} 0.5 + 0.5 \cos(\pi(t + \beta T_{\text{sym}} + T_G)/\beta T_{\text{sym}}), & -(T_G + \beta T_{\text{sym}}/2) \leq t \leq -(T_G - \beta T_{\text{sym}}/2) \\ 1.0, & -(T_G + \beta T_{\text{sym}}/2) \leq t < (T_{\text{sub}} - \beta T_{\text{sym}}/2) \\ 0.5 + 0.5 \cos(\pi(t + \beta T_{\text{sym}} - T_{\text{sub}})/\beta T_{\text{sym}}), & (T_{\text{sub}} - \beta T_{\text{sym}}/2) \leq t \leq (T_{\text{sub}} + \beta T_{\text{sym}}/2) \end{cases}$$
 (4)

1.5 循环前缀

OFDM 的保护间隔有两种不同的插入方法:一种是补零(Zero Padding,ZP),即在保护间隔中填充零;另一种方法利用循环前缀或循环后缀(Cyclic Suffix,CS)实现 OFDM 的循环扩展。在 OFDM 系统中,CP 主要起着两个比较重要的作用:1)CP 作为保护间隔,大大减少了符号间干扰(Intel Symbol Interference,ISI);2)CP 可以保证信道间的正交性,大大减少了多载波干扰(Inter-Carrier Interference,ICI)。将 OFDM 符号后部的采样复制到其前面,实现 CP 对 OFDM 符号的扩展^[14],如图 6 所示。

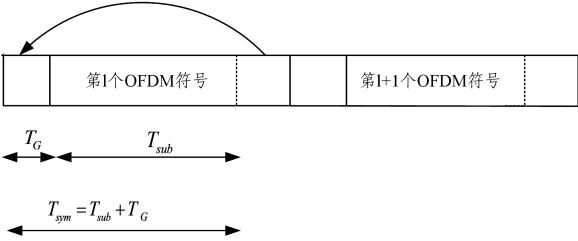


图 6 采用 CP 的 OFDM 符号

Fig. 6 OFDM symbol of CP is adopted

本文令 T_G 为 CP 的长度,那么扩展后的符号周期为 $T_{\text{sym}} = T_{\text{sub}} + T_G$ 。只要保护间隔长度大于多径信道的最大时延,就可以维持子载波的正交性。也就是说,时延为 t_0 的第 1 个 OFDM 符号满足: $\frac{1}{T_{\text{sub}}} \int_0^{T_{\text{sub}}} e^{j2\pi f_K(t-t_0)} e^{-j2\pi f_K(t-t_0)} dt = 0, k \neq i$ 。第 2 个时延 $t_0 + T_s$ 满足: $\frac{1}{T_{\text{sub}}} \int_0^{T_{\text{sub}}} e^{j2\pi f_K(t-t_0)} e^{-j2\pi f_K(t-t_0-T_s)} dt = 0, k \neq i$ 。假设 CP 的长度大于信道的最大时延,并且 OFDM 符号的 FFT 窗起始点确定在保护间隔内,则 OFDM 接收机对收到的采样信号 $\{y_l[n]\}_{n=0}^{N-1}$ 进行 FFT 转换得到:

$$Y_l[K] = \sum_{n=0}^{N-1} y_l[n] e^{-j2\pi kn/N}$$
$$= \sum_{n=0}^{N-1} \{ \sum_{m=0}^{\infty} h_l[m] x_l[n-m] + z_l[n] \} e^{-j2\pi kn/N}$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} h_l[m] \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X_i[i] e^{j2\pi(n-m)/N} \right\} \right\} e^{-j2\pi n/N} + Z_i[k] \\ = H_l[k] X_i[k] + Z_i[k] \quad (5)$$

其中, $X_i[k]$, $Y_i[K]$, $H_l[k]$ 和 $Z_i[k]$ 分别表示第 l 个符号的第 K 个载波上的发射符号、接收符号、信道的频率响应和频域噪声。从式(2)可以看出, 频域可以将 OFDM 系统看作输入信道和频域信号的响应。在没有噪声时, $Y_i[K] = H_l[k] X_i[k]$, 我们只要用接收信号除以信道, 就可以通过单抽头均衡检测发射符号, 即在发射信号中插入 CP, 使得发射采样与信道采样满足循环卷积。

1.6 信道

AWGN 信道为:

$$P_e = \frac{2(M-1)}{M \log_2 M} Q \left(\sqrt{\frac{6E_b}{N_0} \cdot \frac{\log_2 M}{M^2 - 1}} \right) \quad (6)$$

瑞利信道为:

$$P_e = \frac{M-1}{M \log_2 M} \left(1 - \sqrt{\frac{3\gamma \log_2 M / (M^2 - 1)}{3\gamma \log_2 M / (M^2 - 1) + 1}} \right) \quad (7)$$

其中, $\gamma = E_b / N_0$, M 是调制阶数^[19]。时域信噪比 SNR_t 和频域信噪比 SNR_f 的关系如下:

$$SNR_t = SNR_f + 10 \log \frac{N_{used}}{N} [dB] \quad (8)$$

其中, N 为子载波总数, N_{used} 个子载波用于发射 ($N_{vc} = N - N_{used}$ 个子载波)。

2 改进 NC-OFDM 算法

改进的 NC-OFDM 算法是一种 n -符号填充的方法, 是将 n -连续 OFDM 校正符号只插入到保护间隔中, 并将每个 OFDM 符号无缝连接起来, 从而抑制了旁瓣。所提算法的发射信号数据部分包含与原始 OFDM 用 IFFT 创建的符号的相同方式, 保护间隔包含无缝连接前符号和后符号的符号。采样后的发射信号可以用以下公式表示:

$$s(t) = \sum_{i=0}^{\infty} s_i(t - i(T_s + T_g)) \quad (9)$$

$$s_i(t) = \begin{cases} \bar{u}_i(t), & -T_s \leq t < 0 \\ u_i(t), & 0 \leq t < T_s \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (10)$$

$$\bar{u}_i(t) = \sum_{k \in \kappa} \bar{d}_{i,k} e^{j2\pi \frac{k}{T_s} t} \quad (11)$$

$$u_i(t) = \sum_{k \in \kappa} d_{i,k} e^{j2\pi \frac{k}{T_s} t} \quad (12)$$

其中, $\bar{d}_i = [\bar{d}_{i,k_0}, \dots, \bar{d}_{i,k_{K-1}}]^T$ 是预编码的传输数据符号, $d_i = [d_{i,k_0}, \dots, d_{i,k_{K-1}}]^T$, $d_{i,k} \in C$ (C 是星座复数符号); $\kappa = \{k_0, \dots, k_{K-1}\}$ 表示一组数据子载波, K 是数据子载波的数量; T_s 是正交频分复用符号持续时间; T_g 是保护间隔长度。 $\bar{u}_i(t)$ 在以下约束条件下计算, 以便保护间隔中的符号以及连接边界处的前符号和后符号持续到 N_c 阶导数。

$$\frac{d^n}{dt^n} \bar{u}_i(t) \Big|_{t=-T_g} = \frac{d^n}{dt^n} \bar{u}_{i-1}(t) \Big|_{t=T_s} \quad (13)$$

$$\frac{d^n}{dt^n} \bar{u}_i(t) \Big|_{t=0} = \frac{d^n}{dt^n} u_i(t) \Big|_{t=0} \quad (14)$$

其中, $n \in \{0, \dots, N_c\}$ 。约束可以用下列矩阵表示:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}\Phi \\ \mathbf{A} \end{bmatrix} \bar{\mathbf{d}}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{O}_{(N_c+1) \times K} \\ \mathbf{A} \end{bmatrix} \mathbf{d}_i + \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{O}_{(N_c+1) \times K} \end{bmatrix} \mathbf{d}_{i-1} \quad (15)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ k_0 & k_1 & \dots & k_{K-1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ k_0^{N_c} & k_1^{N_c} & \dots & k_{K-1}^{N_c} \end{bmatrix} \quad (16)$$

其中, $\Phi = \text{diag}(e^{j\phi_0}, \dots, e^{j\phi_{K-1}})$, $\phi = -2\pi T_g / T_s$ 。预编码如下:

$$\bar{\mathbf{d}}_i = \mathbf{d}_i + \mathbf{w}_i \quad (17)$$

$$\mathbf{w}_i = -\mathbf{P} \mathbf{d}_i + \mathbf{P} \Phi^H \mathbf{d}_{i-1} \quad (18)$$

其中, $i > 0$, $\bar{\mathbf{d}}_0 = \mathbf{d}_0$; $\mathbf{P}$ 代表如下公式:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}\Phi \\ \mathbf{A} \end{bmatrix}^\dagger \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{O}_{(N_c+1) \times K} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$\mathbf{X}^\dagger = \mathbf{X}^H (\mathbf{X} \mathbf{X}^H)^{-1}$ 是 $\mathbf{X}$ 穆尔彭罗斯伪逆矩阵。该预编码满足式(15), 并且校正符号 $\mathbf{w}_i = [w_{k_0, i}, \dots, w_{k_{K-1}, i}]^T$ 是欧几里得意义上的最小幂。本文所提方法仅向保护间隔添加校正符号, 因此与传统的连续正交频分复用的功率增加相比, 发射信号相关的功率增加接近 $T_g / (T_s + T_g)$ 。时域中, 在保护间隔的开头, 校正符号的影响很大, 但是校正符号越接近数据部分, 校正符号的影响将迅速减小。实际上, 所提方法的保护间隔几乎保持其作为循环前缀的作用。在接收信号中, 发射信号具有不同于一般循环前缀的保护间隔。如果保护间隔中的校正符号在多条信道环境下进入数据, 接收信号的正交性将被破坏。因此, 接收机使用预先估计的信道特性来消除输入到数据中的校正符号的影响。假设信道是时不变的, 并且可以被完美地估计, 则通过信道的第 1 个正交频分复用符号是:

$$\mathbf{r}_i = \mathbf{H} \mathbf{s}_i + \mathbf{n}_i \quad (20)$$

其中, $\mathbf{n}_i$ 是复值零均值高斯噪声向量, 并且

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_L & \dots & h_1 & h_0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & h_L & \dots & h_1 & h_0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & & & & & & & & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & h_L & \dots & h_1 & h_0 \end{bmatrix} \quad (21)$$

是一个表示信道特征 $\{h_0, h_1, \dots, h_L\}$ 的 $N \times (N+L)$ Toeplitz 矩阵, N 是一个正交频分复用符号(快速傅立叶变换点)的采样数, L 是最大延迟扩展 ($L = T_g N / T_s$)。 $\mathbf{s}_i$ 是第 i 个发送符号:

$$\mathbf{s}_i = \mathbf{T}_1 \mathbf{u}_i + \mathbf{T}_2 \bar{\mathbf{u}}_i \quad (22)$$

其中, $\bar{\mathbf{u}}_i = \mathbf{D}^{-1} \bar{\mathbf{d}}_i$, $\mathbf{u}_i = \mathbf{D}^{-1} \mathbf{d}_i$, $\mathbf{D}^{-1}$ 是 $N \times L$ 的离散傅里叶逆变换矩阵:

$$[\mathbf{D}^{-1}]_{nm} = \frac{1}{N} e^{j2\pi \frac{nk_m}{N}}, k_m \in \kappa \quad (23)$$

且 $\mathbf{T}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{O}_{L \times N} \\ \mathbf{I}_N \end{bmatrix}$, $\mathbf{T}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{O}_{L \times (N-L)} & \mathbf{I}_L \\ \mathbf{O}_{N \times N} \end{bmatrix}$ 。

从式(20)和式(22)可以得到:

$$\mathbf{r}_i = \mathbf{H}_1 \mathbf{u}_i + \mathbf{H}_2 \bar{\mathbf{u}}_i + \mathbf{n}_i \quad (24)$$

其中, $\mathbf{H}_1 = \mathbf{H} \mathbf{T}_1$ 是一个 $N \times N$ 的下三角 Toeplitz 矩阵:

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ h_1 & h_0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & & & & & & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_L & \dots & h_1 & h_0 \end{bmatrix} \quad (25)$$

且 $\mathbf{H}_2 = \mathbf{H} \mathbf{T}_2$ 是一个 $N \times N$ 的上三角 Toeplitz 矩阵:

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & h_L & \cdots & h_2 & h_1 \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & h_L & \cdots & h_2 \\ \vdots & & & & & & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (26)$$

接收机快速傅里叶变换解调后的第 $i(i>0)$ 个接收符号为:

$$\tilde{\mathbf{r}}_i = \mathbf{D}\mathbf{r}_i = \mathbf{A}_1\mathbf{d}_i + \mathbf{A}_2\tilde{\mathbf{d}}_i + \tilde{\mathbf{n}}_i \quad (27)$$

其中, $\mathbf{D}$ 是 $K \times N$ 的离散傅里叶变换矩阵:

$$[\mathbf{D}]_{nm} = e^{-j2\pi k_m n/N}, k_m \in \kappa \quad (28)$$

且 $\mathbf{A}_1 = \mathbf{D}\mathbf{H}_1\mathbf{D}^{-1}$, $\mathbf{A}_2 = \mathbf{D}\mathbf{H}_2\mathbf{D}^{-1}$, $\tilde{\mathbf{n}}_i = \mathbf{D}\mathbf{n}_i$ 。根据预编码式(17)和式(18),第 i 个解调符号式(27)被重写为:

$$\tilde{\mathbf{r}}_i = (\mathbf{A}_0 - \mathbf{A}_2\mathbf{P})\mathbf{d}_i + \mathbf{A}_2\mathbf{P}\Phi^H\mathbf{d}_{i-1} + \tilde{\mathbf{n}}_i \quad (29)$$

其中, $\mathbf{A}_0 = \mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2$ 是一个对角矩阵,可以通过强迫为零平滑

处理方法来估计。由式(29)可以得到接收到的符号 $\hat{\mathbf{d}}_i =$

$[\hat{\mathbf{d}}_{i,k_0}, \cdots, \hat{\mathbf{d}}_{i,k_{K-1}}]^T$ 为:

$$\hat{\mathbf{d}}_{i,k} = \arg \min_{d \in C} \{ |\hat{\mathbf{d}}_{i,k} - d|^2 \} \quad (30)$$

$$\tilde{\mathbf{d}}_i = (\mathbf{A}_0 - \mathbf{A}_2\mathbf{P})^{-1} (\tilde{\mathbf{r}}_i - \mathbf{A}_2\mathbf{P}\Phi^H\hat{\mathbf{d}}_{i-1}) \quad (31)$$

为了评价本文方法的性能,进行了数值实验。图 10 显示了功率谱密度,其中 $N_c = 0, 1, 2, 3, 4$, 另外 $T_s = 1/15$ ms, $K = 300$ ($\kappa = \{-150, \cdots, -1, 1, \cdots, 150\}$), $N = 512$ 。在传统的连续正交频分复用中,接收机的迭代次数是 8。对于所有评估的 N_c ,传统方法和建议方法的结果重叠。

本文算法流程如下:

1) 产生发射信号 $s(t)$;

2) 构建约束矩阵 $\begin{bmatrix} \mathbf{A}\Phi \\ \mathbf{A} \end{bmatrix} \hat{\mathbf{d}}_i$, 以便保护间隔中的符号以及

连接边界处的前符号和后符号持续到 N_c 阶导数;

3) 向保护间隔添加校正符号 $\mathbf{W}_i$;

4) 接收机使用预先估计的信道特性来消除输入对数据中的校正符号的影响。通过信道的第一个正交频分复用符号用 $\mathbf{r}_i$ 表示,信道特性为 $\mathbf{H}$;

5) 接收机解调后的第 i 个接收符号 $\tilde{\mathbf{r}}_i$;

6) 接收到的符号为 $\hat{\mathbf{d}}_i$ 。

3 仿真结果及分析

图 7 给出了各个子信道形成的函数频谱,假设周期 $T_u = \pi$, 频率变化步长为 $s_p = 0.01$ 。每个子载波频率的最大处,所有其他子信道的频谱值正好为零,这个特点可以避免载波间干扰的出现,且在解调的过程中可以在不受其他子信道干扰的情况下从互相重叠的信道符号中抽取一个信道符号。

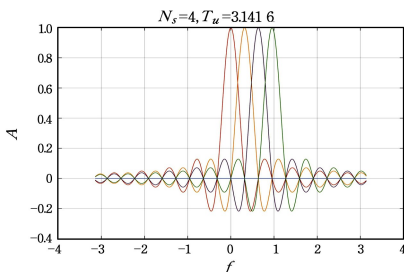


图 7 OFDM 子载波频域图

Fig. 7 OFDM subcarrier frequency domain diagram

图 8 给出了不同 ISI 的影响,具体考虑 $N=64$ 点 FFT 的 OFDM 的 BRE 性能,VC 数为 16,调制方式为 16-QAM,信道为 AWGN 或多径瑞利衰落信道(最大时延采样点为 15)。从图 8 可以看到,只要保护间隔的长度足够大,OFDM 系统就会经历平坦衰落信道。AWGN 信道下的 BER 性能与解析结果基本一致。

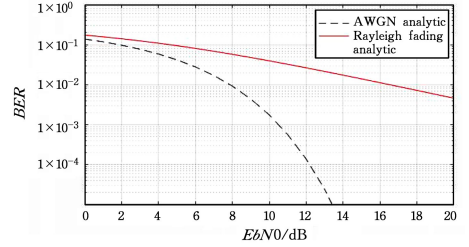


图 8 采用 AWGN 信道和瑞利信道的 BER

Fig. 8 BER of AWGN channel and Rayleigh channel

图 9 比较了使用 16-QAM 映射和 QPSK 调制结果的误码率,可以看出在相同低信噪比情况下,QPSK 的抗噪能力优于 16-QAM,因此我们用 QPSK 映射方式来传输数据。此种方式虽然占用带宽比较大,但是保证了数据传输的有效性。在对数据有效性要求不高的情况下,可以采用 QAM 以节约带宽。

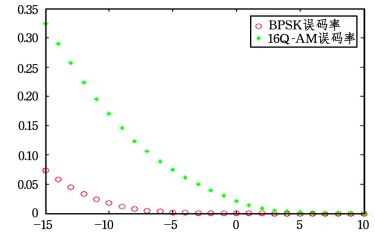


图 9 OFDM 调制方式误码率的比较

Fig. 9 Comparison of bit error rate of OFDM modulation

图 10 是算法仿真出的频率谱密度比较图。该算法通过插入连续符号来抑制旁瓣,并把连续符号填充正交频分复用,将校正符号添加到保护间隔中。参数 $T_s = 1/15$ ms, $T_g = 9T_s/128$ ms, $K = 300$, $N = 512$ 。数值实验表明,在不使用迭代算法的情况下, N -continuous OFDM 信号获得了等于或大于传统方法的功率谱密度。文献[17]中的方法与本文提出的 N -continuous 符号填充 OFDM 时域算法相似,实验表明算法的误码率随着子载波数的增加而降低。

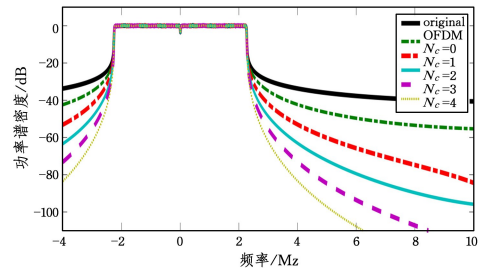


图 10 传统 OFDM 与 N-continuous OFDM 信号的功率谱密度

Fig. 10 Traditional OFDM and N-continuous OFDM signal power spectral density

图 11 和图 12 分别显示了 $K=72$ 时加性白高斯噪声信道中的 SER 和多径衰落信道中的 SER。多径衰落信道参数

如表 1 所列。在 AWGN 信道中,本文所提方法的 SER 理论上与原始 OFDM 相同,并且对于所有 K 都优于传统方法,在 $K=72$ 时,所提方法的优势尤其大。这些结果证明了本文提出的 N-continuous OFDM 信号方法在加性白高斯噪声信道和多径衰落信道的有效性,算法性能优于传统的 OFDM 算法性能。

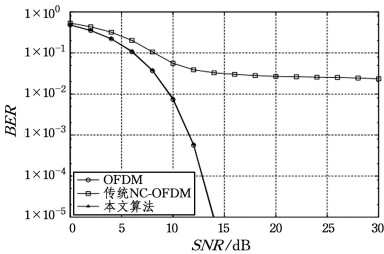


图 11 加性白高斯噪声信道 $k=72$

Fig. 11 Additive white gaussian noise channel $k=72$

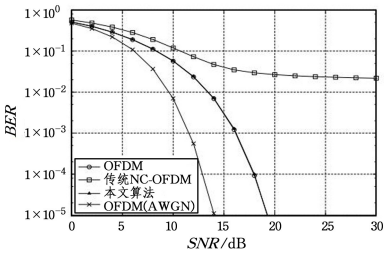


图 12 多径衰落信道 $k=72$

Fig. 12 Multipath fading channel $k=72$

表 1 多径衰落信道参数

Table 1 Multipath fading channel parameters

过量抽头延迟	相对功率
0	0
$L \times 1/3$	-3.0103

结束语 本文介绍了 OFDM 的发展以及原理,详细介绍了 N-continuous OFDM 的系统 Simulink 仿真模型的原理以及作用,并通过一系列的仿真进行描述。仿真实验证明,在相同的低信噪比情况下,QPSK 映射传输优于 16-QAM 映射传输的误码率。在牺牲带宽的前提下,如果对数据有效性要求不高,建议使用 16-QAM 映射传输以节省带宽。为了对 OFDM 系统的性能进行改善,本文提出了 N-continuous 符号填充 OFDM 新算法来降低计算的复杂性。仿真实验证明,本文所出提的 N-continuous OFDM 方法在加性白高斯噪声信道和多径衰落信道同样有效,算法性能优于传统的 NC-OFDM 算法性能。在不使用迭代算法的情况下,本文方法可以获得与传统方法相同或更大的功率谱密度和 SER ,复杂度低且易于实现,是一种较好的、可供使用的算法。

参 考 文 献

[1] SINGH D, SARIN R K. Computationally efficient variational Bayesian method for PAPR reduction in multiuser MIMO OFDM systems[J]. Etri Journal, 2019, 41(11): 178-186.

[2] JASIM A G. papr reduction in OFDM system using adaptive hybrid technique[J]. IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, 2019, 518: 052021.

[3] NIU X K, LIU G. OFDM system reduce peak than method re-

search [J]. Journal of Information and Communication, 2019 (1): 59-60.

[4] JAWHAR Y A, AUDAH L, TAHER M A, et al. A Review of Partial Transmit Sequence for PAPR Reduction in the OFDM Systems[J]. IEEE Access, 2019, 7: 18021-18041.

[5] LULU A, ABU A M. Investigation of Non-Overlapping Time-Domain Windowing for OOB Radiation Reduction of OFDM System[C]// 2019 IEEE 7th Palestinian International Conference on Electrical and Computer Engineering (PICECE). Gaza, Palestine, 2019: 1-6.

[6] MAHMOUND H A, ARSLAN H. Sidelobe Suppression in OFDM-Based Spectrum Sharing Systems Using Adoptive Symbol Transition[J]. IEEE Commun. Lett., 2008, 12(2): 133-135.

[7] WU Y T, HE C C, ZHANG Q W, et al. Low-complexity recombined SLM scheme for PAPR reduction in IM/DD optical OFDM systems[J]. Opt-Ics Express, 2018, 26(24): 54-59.

[8] AGHDAM M H, SHARIFI A A. Papr reduction in OFDM systems: An efficient PTS approach based on particle swarm optimization[J]. ICT Express, 2019, 5(3): 178-181.

[9] VANDEBEEK J, BERGGREN F. N-continuous OFDM [J]. IEEE Commun. Lett., 2009, 13(1): 1-3.

[10] WEI P, DAN L, XIAO Y, et al. A Low-Interference Time-Domain N-Continuous OFDM Scheme[J]. China Communications, 2016, 13(S2): 150-158.

[11] EIP, DAN L, XIAO Y, et al. A low-complexity time-domain signal processing algorithm for N-continuous OFDM[C]// Communications (ICC). 2013 IEEE International Conference. Budapest, Hungary, 2013: 5754-5758.

[12] KAMBOJ A, KAUSHIK G. Study & Simulation of OFDM System[J]. International Journal of Modern Engineering Research (IJMER), 2012, 2(1): 2249-6645.

[13] KAUR S, MEHRA R. FPGA Implementation of OFDM Transceiver using FFT Algorithm[J]. International Journal of Engineering Science & Technology, 2012, 4(4): 91-108.

[14] GARCIA J, CUMPLIDO R. On the design of and FPGA-Based OFDM modulator for IEEE 802. 11a[C]// 2nd IEEE International Conference on Electrical and Electronics Engineering, 2005: 114-117.

[15] NEHRU G, DHAR P. A Detailed Look of Audio Steganography Techniques Using LSB and Genetic Algorithm Approach[J]. International Journal of Computer Ence Issues, 2012, 9(1): 402-406.

[16] PROAKIS J G. Digital Communications 5/E[M]. McGraw Hill, New York, 2008.

[17] CAO L M, ZHOU J, LUO H. N-continuous orthogonal frequency division multiplexing time domain algorithm simulation [J]. Computer Simulation, 2008, 35(9): 183-188, 257.



ZHOU Hui-ting, born in 1995, master. Her main research interests include wireless communication theory and OFDM communication.



ZHOU Jie, born in 1964, professor, doctoral supervisor. His main research interests include mobile communication theory, wireless sensor network and radio access network.