

采用 BICM-ID 的 PP-OFDM 系统及后缀幅度优化

焦现军 项海格

(北京大学信息科学技术学院卫星与无线通信实验室 北京 100871)

摘要: 该文设计了一种用于正交频分复用(OFDM)系统的新型保护间隔信号-导频后缀(Pilot Postfix, PP), 并构建了采用比特交织编码调制-迭代解码(BICM-ID)技术的 PP-OFDM 系统。PP 由 OFDM 符号中的频域导频符号进行逆傅氏变换(IFFT)生成, 在接收端可与 OFDM 符号中的导频相干合并, 从而提高信道估计性能。该文给出了相应的信道估计、均衡和 BICM-ID 算法, 并通过研究信道估值误差带来的接收信号有效信噪比变化, 给出了 PP 幅度优化设计方法。仿真表明: 选取适当的 PP 大小后, PP-OFDM 比循环前缀/补零后缀-OFDM(CP/ZP-OFDM)的信道估计性能更好, 误包率更低。

关键词: 无线通信; 正交频分复用; 比特交织编码调制-迭代解码

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)09-2177-05

PP-OFDM with BICM-ID and Postfix Amplitude Optimization

Jiao Xian-jun Xiang Hai-ge

(Satellite and Wireless Communication Lab, EECS, Peking University, Beijing 100871, China)

Abstract: A new postfixing scheme for OFDM is proposed, where PP (Pilot Postfix) is inserted in the guard interval after OFDM symbol, and PP-OFDM system is constructed with BICM-ID(Bit-Interleaved Coded Modulation with Iterative Decoding). PP is generated by IFFT to frequency domain pilot symbols in OFDM symbol, and can be combined with those pilots in OFDM symbol at receiver. Channel estimation, equalization and BICM-ID algorithm for PP-OFDM are also proposed. Effective SNR degradation caused by imperfect channel estimation is studied, and a method is proposed to optimize the amplitude of PP. With the optimal PP amplitude, simulations show that PP-OFDM has better channel estimation performance and lower PER (Packet Error Rate) than CP/ZP-OFDM (Cyclic Prefix/Zero Postfix -OFDM).

Key words: Wireless communication; Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM); Bit-Interleaved Coded Modulation with Iterative Decoding (BICM-ID)

1 引言

正交频分复用(OFDM)作为一种适合于频率选择性信道的通信方式近年来获得了广泛而深入的研究, 许多无线通信系统都已经或准备采纳OFDM技术作为标准的一部分, 例如数字电视地面广播标准DVB-T、无线网络标准 802.11/15/16/20、HiperLAN/2^[1]以及4G移动通信系统。这些系统均采用传统循环前缀OFDM(CP-OFDM)方式, CP-OFDM可利用逆快速傅氏变换/快速傅氏变换(IFFT/FFT)来完成主要运算, 硬件实现十分方便。

在CP-OFDM中, 信道频响中可能出现“零点”, 因而未编码CP-OFDM系统性能较差, 因此有人提出补零后缀OFDM方案(ZP-OFDM), 引入时域均衡来避免出现频响零点^[2]。未编码或编码速率较高时ZP-OFDM比CP-OFDM性能更好^[2], 随着编码速率的降低(例如1/2码率)性能增益会变小。文献[3]研究的就是低编码速率时CP-OFDM与

ZP-OFDM的性能对比, 纠错方案采用BICM-ID(比特交织编码调制-迭代解码)^[4]。文献[3]认为: 采用深交织BICM-ID后ZP-OFDM相比CP-OFDM的性能增益仅来源于它节约了保护间隔内的发射能量, 而对抗信道零点的特性带来的性能增益已不明显。

不同于CP和ZP这两种OFDM系统中常用的保护间隔信号, 本文提出了一种新型保护间隔信号——导频后缀(Pilot Postfix, PP)^[5, 6], 基于PP设计了采用BICM-ID技术的PP-OFDM系统。PP由OFDM符号中的频域导频符号做IFFT生成, 在接收端可与OFDM符号中的导频相干合并, 从而提高信道估值精度。PP-OFDM可看作是对CP/ZP-OFDM缺点的改进: CP-OFDM中, 虽然保护间隔中的CP也包含导频能量, 但信道估计无法利用这部分导频能量, 造成能量浪费; ZP-OFDM中, 本可用来发送有用能量的保护间隔时间却被要求不发送任何信号, 造成发射机硬件资源和发射时间的浪费。

本文和文献[1-3]的研究背景均是面向数据包传输的OFDM系统, 此类系统中载波总数较少, 例如无线局域网标

准HiperLAN/2^[1]仅包含 64 个子载波。本文与文献[3]的不同之处是：(1)文献[3]的BICM-ID方案中交织深度达 128000bit，交织时延较大，而本文为 3840bit，单交织块仅覆盖 20 个 OFDM符号，更接近实际系统对交织时延的要求。(2)文献[3]假设接收端已知信道，本文中接收机未知信道，需先估计信道再解调。

PP-OFDM 中，后缀信号 PP 的幅度大小是系统设计需要考虑的重要问题，本文将信道估值误差折算为噪声，进而定义了接收数据的有效信噪比 SNR^(EF)，以 SNR^(EF) 最大为准则来对 PP 幅度进行优化设计。仿真表明：选取合适大小的 PP 后，PP-OFDM 比 CP/ZP-OFDM 的信道估计性能更好，误包率(PER)更低。本文主要分 4 部分进行论述：第 2 节，系统模型；第 3 节，PP-OFDM 接收算法，包括信道估计、均衡和 BICM-ID 解调算法；第 4 节，PP 幅度优化；第 5 节，仿真结果。

2 系统模型

2.1 发射信号

PP-OFDM发射信号生成方式见图 1。系统共包含M个子载波，其中有N个导频子载波，导频子载波间隔为G。以生成第k发射信号块为例：长为N的频域导频符号序列P和长为M-N的频域数据符号序列D^k复接为长为M的频域符号序列S^k，而后经M点IFFT生成时域OFDM符号s^k，频域导频符号序列P还经N点IFFT生成时域PP信号p，插入到OFDM符号后的保护间隔中，PP幅度γ待定。频域导频符号是模为1的BPSK信号。频域数据符号由16QAM调制得到，调制采用BICM-ID中常用的集分割映射^[4]，如图2(星座图平均能量归为1)。调制前信息比特先进行卷积编码和交织。PP-OFDM对导频有如下约束：(1)总载波数M，导频子载波数N，导频子载波间隔数G满足整数倍关系：G=M/N；(2)导频符号从S^k的第一个频点位置开始插入；(3)导频图样为梳状(comb-type)^[7]，频域导频符号位置和内容不随k变化(因此P和p无上标k)。

以G=4为例，频域数据符号序列D^k，频域导频符号序列P，及复接后的频域符号序列S^k如式(1)。

$$\left. \begin{aligned} D^k &: [D_0^k, D_1^k, \dots, D_{M-N-1}^k]^T \\ P &: [P_0, P_1, \dots, P_{N-1}]^T \\ S^k &: [P_0, D_0^k, D_1^k, D_2^k, P_1, D_3^k, D_4^k, D_5^k, P_2, \dots, D_{M-N-4}^k, \\ & P_{N-1}, D_{M-N-3}^k, D_{M-N-2}^k, D_{M-N-1}^k]^T \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

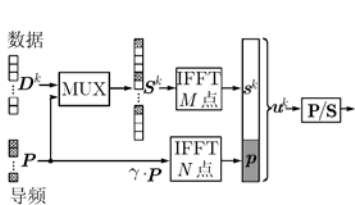


图1 PP-OFDM发送信号

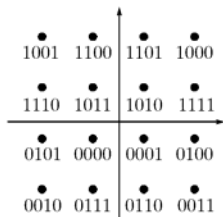


图2 集分割星座映射

其中上标 T 表示矩阵转置。P 也可看作抽取 S^k 中的导频符号构成：P = JS^k，其中 N × M 维抽取矩阵 J 由 M × M 单位阵的第 0, G, …, (N - 1)G 行组成。时域 OFDM 符号 s^k 和后缀信号 p 的生成可表示成式(2)的矩阵形式：

$$\left. \begin{aligned} s^k &= F_M^H S^k \\ p &= F_N^H (\gamma \cdot P) = \gamma \cdot F_N^H J S^k \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

其中 F_M 和 F_N 为归一化的 M 点和 N 点 FFT 矩阵，以 F_M 为例，其 m 行 i 列元素为：M^{-1/2}exp(-j·mi·2π/M)；上标 H 表示共轭转置，F_M^H 和 F_N^H 是 IFFT 矩阵。为叙述方便，将 s^k 和 p 合写为 (M + N) × 1 维矢量 u^k，则 u^k 可写为 S^k 的线性变换：

$$u^k = \begin{bmatrix} s^k \\ p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_M^H \\ \gamma \cdot F_N^H J \end{bmatrix} S^k \quad (3)$$

u^k 经串/并变换送往信道，前 M 个样点为 OFDM 符号，后 N 个样点为 PP。由 PP-OFDM 发射信号形式可知，ZP-OFDM 是 PP-OFDM 在 γ = 0 时的特例，本文讨论的 PP-OFDM 算法可直接用于 ZP-OFDM。

2.2 接收信号

由于存在多径，发送信号到达接收端时产生“拖尾”(图 3 中的三角部分，阴影三角表示 PP 拖尾，白色三角表示 OFDM 符号拖尾)，造成各信号块 u^k 相互重叠，如图 3。

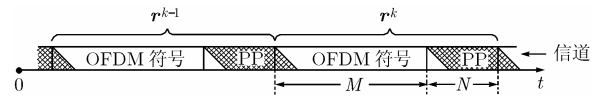


图3 PP-OFDM接收信号

设多径信道冲激响应为 N × 1 向量 h = [h₀, h₁, …, h_L, 0, …, 0]^T，之所以将 h 写成长为 N 的向量是由于接收机未知冲激响应真实长度 L + 1。由于所有 PP 均相同，u^{k-1} 末尾的 PP 可看作 u^k 的等效循环前缀，因此接收信号 r^k 可表示成 u^k 与信道冲激响应 h 的循环卷积(设 N > L)：

$$r^k = u^k \otimes h + w = C_{M+N} u^k + w \quad (4)$$

其中 w 是方差为 σ_w² 的加性白色高斯噪声(AWGN)；C_{M+N} 是信道冲激响应 h 构成的 (M + N) × (M + N) 维循环卷积矩阵：

$$C = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & h_L \\ \vdots & h_0 & \vdots & \vdots & \vdots & h_L & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & h_L \\ h_L & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & h_L & \vdots & \vdots & \ddots & 0 & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & h_0 & 0 \\ 0 & 0 & \vdots & \ddots & \vdots & h_1 & h_0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

3 信道估计、均衡及 BICM-ID 解码

3.1 信道估计

首先对长 $M+N$ 的接收信号 \mathbf{r}^k 进行相干导频合并,如图4。将接收的后缀信号 PP 剪切相加到接收 OFDM 符号起始处,构成 OFDM 符号、PP 信号分别和信道冲激响应循环卷积的形式,即长为 M 的时域混合信号 \mathbf{y}^k 。对 \mathbf{r}^k 的剪切相加可表示为左乘矩阵 Φ , \mathbf{y}^k 可写为

$$\mathbf{y}^k = \Phi \mathbf{r}^k = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_M & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \mathbf{r}^k = \mathbf{C}_M \mathbf{s}^k + \begin{bmatrix} \mathbf{C}_N \mathbf{p} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} + \Phi \mathbf{w} \quad (6)$$

其中 \mathbf{I}_M (\mathbf{I}_N) 表示 $M \times M$ ($N \times N$) 单位矩阵; $\mathbf{0}$ 表示全零矩阵; \mathbf{C}_M (\mathbf{C}_N) 是 $M \times M$ ($N \times N$) 维循环卷积矩阵。

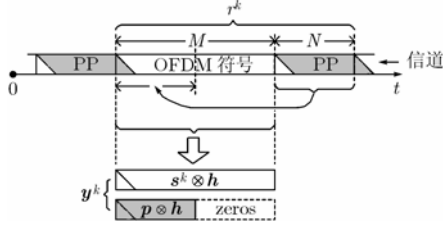


图4 相干导频合并

对 \mathbf{y}^k 做 FFT 得到频域信号 \mathbf{Y}^k :

$$\mathbf{Y}^k = \mathbf{F}_M \mathbf{y}^k = \mathbf{F}_M \mathbf{C}_M \mathbf{s}^k + \mathbf{F}_M \begin{bmatrix} \mathbf{C}_N \mathbf{p} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} + \mathbf{F}_M \Phi \mathbf{w} \quad (7)$$

结合 2.1 节中 PP-OFDM 对导频的约束和式(2), 可计算频域信号 \mathbf{Y}^k 的导频分量 Y_{nG}^k :

$$Y_{nG}^k = (1 + \gamma G^{-1/2}) H_{nG} P_n + W_{nG}, \quad n=0,1,\dots,N-1 \quad (8)$$

其中 P_n , H_{nG} 和 W_{nG} 分别是发送频域导频符号、导频频点处信道频响和方差为 $(1 + G^{-1})\sigma_w^2$ 的频域噪声; 导频合并因子 $(1 + \gamma G^{-1/2})$ 中的 1 来源于 OFDM 符号, $\gamma G^{-1/2}$ 来源于 PP。导频频点处的信道初步估值可计算如下:

$$\hat{H}_{nG} = Y_{nG}^k / \left((1 + \gamma G^{-1/2}) P_n \right), \quad n=0,1,\dots,N-1 \quad (9)$$

根据导频频点处信道初步估值计算冲激响应估值的方法有两种: (a) 直接进行 IFFT; (b) 频域最小均方误差(MMSE)滤波后再进行 IFFT。下面分别介绍。

(a) 对导频频点处信道初步估值进行 IFFT 得到时域冲激响应估值:

$$\hat{\mathbf{h}} = N^{-1/2} \cdot \mathbf{F}_N^H \hat{\mathbf{H}}^{(P)} = N^{-1/2} \cdot \hat{\mathbf{F}}_N^H [\hat{H}_0, \hat{H}_G, \dots, \hat{H}_{(N-1)G}]^T \quad (10)$$

其中 $\hat{\mathbf{H}}^{(P)} = [\hat{H}_0, \hat{H}_G, \dots, \hat{H}_{(N-1)G}]^T$ 表示由式(9)分量形式组成的导频频点处信道初步估值向量。 $\hat{\mathbf{h}}$ 的误差自相关矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{ee} &= E \left((\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}})(\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}})^H \right) \\ &= \left[N^{-1} (1 + G^{-1}) \sigma_w^2 / (1 + \gamma G^{-1/2})^2 \right] \cdot \mathbf{I}_N \end{aligned} \quad (11)$$

冲激响应估值均方误差(MSE)为

$$\sigma_e^2 = \text{trace}(\mathbf{R}_{ee}) / N = N^{-1} (1 + G^{-1}) \sigma_w^2 / (1 + \gamma G^{-1/2})^2 \quad (12)$$

(b) 对导频频点处信道初步估值 $\hat{\mathbf{H}}^{(P)}$ 进行 MMSE 滤波^[8], 得到更精确的导频频点处信道估值 $\hat{\mathbf{H}}^{(P)}$:

$$\hat{\mathbf{H}}^{(P)} = \mathbf{R}_{PP} \mathbf{R}_{PP}^{-1} \hat{\mathbf{H}}^{(P)} \quad (13)$$

其中 $\mathbf{R}_{PP} = E(\mathbf{H}^{(P)}(\mathbf{H}^{(P)})^H)$ 是导频频点处信道频响自相关矩阵($\mathbf{H}^{(P)} = [H_0, H_G, \dots, H_{(N-1)G}]^T$ 表示导频频点处信道频响, 在广义平稳非相关散射(WSSUS)假设下, 仅需较少的信道参数即可确定 \mathbf{R}_{PP} ^[8], 这里假设接收机已知 \mathbf{R}_{PP});

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\hat{P}\hat{P}} &= E \left(\hat{\mathbf{H}}^{(P)} (\hat{\mathbf{H}}^{(P)})^H \right) \\ &= \mathbf{R}_{PP} + \left((1 + G^{-1}) \sigma_w^2 / (1 + \gamma G^{-1/2})^2 \right) \cdot \mathbf{I}_N \end{aligned}$$

对 $\hat{\mathbf{H}}^{(P)}$ 进行 IFFT 可得信道冲激响应估值。

3.2 均衡

考虑到信道估值误差, 式(4)的接收信号 \mathbf{r}^k 可写成:

$$\begin{aligned} \mathbf{r}^k &= \hat{\mathbf{C}}_{M+N} \mathbf{u}^k + (\mathbf{C}_{M+N} - \hat{\mathbf{C}}_{M+N}) \mathbf{u}^k + \mathbf{w} \\ &= \hat{\mathbf{C}}_{M+N} \mathbf{u}^k + \mathbf{w}^{(\text{EF})} \end{aligned} \quad (14)$$

其中 $\hat{\mathbf{C}}_{M+N}$ 由 \mathbf{C}_{M+N} 中的 \mathbf{h} 以其估值 $\hat{\mathbf{h}}$ 替代得到。包含了信道估值误差的等效噪声 $\mathbf{w}^{(\text{EF})}$ 的自相关矩阵为(考虑到式(3)):

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{ww}^{(\text{EF})} &= E(\mathbf{w}^{(\text{EF})}(\mathbf{w}^{(\text{EF})})^H) \\ &= E \left((\mathbf{C}_{M+N} - \hat{\mathbf{C}}_{M+N}) \mathbf{u}^k (\mathbf{u}^k)^H (\mathbf{C}_{M+N} - \hat{\mathbf{C}}_{M+N})^H \right) \\ &\quad + E(\mathbf{w} \mathbf{w}^H) \\ &\approx N \sigma_e^2 \cdot \mathbf{I}_{M+N} + (\gamma^2 - 1) \sigma_e^2 \cdot \text{diag}([N-1, N-2, \dots, \\ &\quad 1, 0, \dots, 0, 1, 2, \dots, N])|_{M+N} + \sigma_w^2 \cdot \mathbf{I}_{M+N} \end{aligned} \quad (15)$$

其中 $\text{diag}(\cdot)$ 表示以括号中向量作对角的对角阵, σ_e^2 是冲激响应估值 MSE。

基于式(14)可对 \mathbf{r}^k 做 MMSE 均衡^[2] 得到发送信号估值 $\hat{\mathbf{u}}^k$:

$$\hat{\mathbf{u}}^k = \hat{\mathbf{C}}_{M+N}^H \left(\hat{\mathbf{C}}_{M+N} \hat{\mathbf{C}}_{M+N}^H + \mathbf{R}_{ww}^{(\text{EF})} \right)^{-1} \mathbf{r}^k \quad (16)$$

利用循环卷积矩阵的特点, 式(16)可由 FFT 和对角阵求逆完成^[2]。对 $\hat{\mathbf{u}}^k$ 的前 M 点做 FFT 可得频域符号估值 $\hat{\mathbf{S}}^k$:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{S}}^k &= [\mathbf{F}_M \mid \mathbf{0}] \hat{\mathbf{u}}^k = [\mathbf{F}_M \mid \mathbf{0}] \hat{\mathbf{C}}_{M+N}^H \left(\hat{\mathbf{C}}_{M+N} \hat{\mathbf{C}}_{M+N}^H + \mathbf{R}_{ww}^{(\text{EF})} \right)^{-1} \mathbf{r}^k \\ &= \mathbf{G} \mathbf{r}^k \end{aligned} \quad (17)$$

其中 $M \times (M+N)$ 维矩阵 \mathbf{G} 表示从接收信号 \mathbf{r}^k 得到频域符号估值 $\hat{\mathbf{S}}^k$ 所需的一系列矩阵变换的总和。

3.3 迭代解码

定义等效信道矩阵 $\mathbf{A} = \hat{\mathbf{C}}_{M+N} \begin{bmatrix} \mathbf{F}_M^H \\ \gamma \cdot \mathbf{F}_N^H \mathbf{J} \end{bmatrix}$, 则由式(3), 式

(14)和式(17)可得:

$$\hat{\mathbf{S}}^k = \mathbf{G} \mathbf{A} \mathbf{S}^k + \mathbf{G} \mathbf{w}^{(\text{EF})} \quad (18)$$

令 $\mathbf{A} = \mathbf{G} \mathbf{A}$, \mathbf{V} 为仅包含 \mathbf{A} 的对角元的对角阵, $\Delta_d = \Delta - \mathbf{V}$, 则上式可写为

$$\hat{\mathbf{S}}^k = \mathbf{V} \mathbf{S}^k + \Delta_d \mathbf{S}^k + \mathbf{G} \mathbf{w}^{(\text{EF})} \quad (19)$$

对估值 $\hat{\mathbf{S}}^k$ 左乘 \mathbf{V}^{-1} 可得无偏估值 $\hat{\mathbf{S}}^{k(\text{ub})}$ ^[3]:

$$\hat{\mathbf{S}}^{k(\text{ub})} = \mathbf{V}^{-1} \hat{\mathbf{S}}^k = \mathbf{S}^k + \mathbf{V}^{-1} (\Delta_d \mathbf{S}^k + \mathbf{G} \mathbf{w}^{(\text{EF})}) = \mathbf{S}^k + \mathbf{w}^{(G)} \quad (20)$$

其中噪声 $\mathbf{w}^{(G)}$ 的自相关矩阵为

$$\mathbf{R}_{ww}^{(G)} = \mathbb{E}(\mathbf{w}^{(G)}(\mathbf{w}^{(G)})^H) \approx \mathbf{V}^{-1}(\Delta_d \Delta_d^H + \mathbf{G} \mathbf{R}_{ww}^{(\text{EF})} \mathbf{G}^H) \mathbf{V}^{-H} \quad (21)$$

将 $\hat{\mathbf{S}}^{(k, \text{nb})}$ 中数据符号估值 \hat{D}_m^k 上的噪声方差记作 $\sigma_{k,m}^2$ (对噪声 $\mathbf{w}^{(G)}$ 作近似, 则 $\sigma_{k,m}^2$ 为 $\mathbf{R}_{ww}^{(G)}$ 中的相应对角元, k 为块下标, m 为数据频点下标), 迭代解码^[3]过程如图 5。

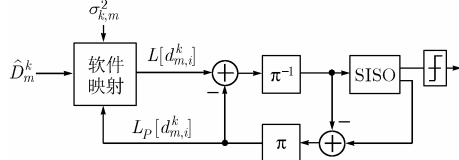


图 5 迭代解码

由软解映射(soft-demap)得到 \hat{D}_m^k 中承载的 4 个编码比特 $d_{m,0}^k, \dots, d_{m,3}^k$ 似然比(16QAM 调制), 而后进入和软入软出(SISO)卷积解码模块互传外信息的迭代过程, 迭代一定次数后对 SISO 输出进行判决得到信息比特。soft-demap 模块算法如下:

$$L[d_{m,i}^k] = L_P[d_{m,i}^k] + \ln \frac{\sum_{x_q: b_{q,i}=+1} \left(P(\hat{D}_m^k | x_q) \prod_{j \neq i} P(d_{m,j}^k = b_{q,j}) \right)}{\sum_{x_q: b_{q,i}=-1} \left(P(\hat{D}_m^k | x_q) \prod_{j \neq i} P(d_{m,j}^k = b_{q,j}) \right)}$$

$$= L_P[d_{m,i}^k] + \ln \frac{\sum_{x_q: b_{q,i}=+1} \left(P(\hat{D}_m^k | x_q) \exp\left(\frac{1}{2} \sum_{j \neq i} b_{q,j} L_P[d_{m,j}^k]\right) \right)}{\sum_{x_q: b_{q,i}=-1} \left(P(\hat{D}_m^k | x_q) \exp\left(\frac{1}{2} \sum_{j \neq i} b_{q,j} L_P[d_{m,j}^k]\right) \right)}$$

其中 $\{x_q | q = 0, 1, \dots, 15\}$ 是调制星座点集合, 星座点 x_q 对应的比特图样为 $(b_{q,0}, \dots, b_{q,3})$, $b_{q,\dots} \in \{+1, -1\}$; $L_P[\cdot]$ 是 SISO 反馈的先验信息, 初次迭代时为零; $P(\hat{D}_m^k | x_q) \propto \exp\left(-\left|\hat{D}_m^k - x_q\right|^2 / \sigma_{k,m}^2\right)$ 。

4 PP 幅度优化

在设计 PP-OFDM 系统时, PP 幅度 γ 的选取需要仔细考虑, 这一点不同于 CP/ZP-OFDM: CP-OFDM 中循环前

缀幅度和 OFDM 符号幅度相同, ZP-OFDM 保护间隔信号幅度为零。这里提出如下 PP-OFDM 导频后缀幅度 γ 的优化准则: 在一定接收信噪比 SNR 下, 选择 γ 使考虑信道估值误差后的接收数据有效信噪比 $\text{SNR}^{(\text{EF})}$ 最大。

信道平均功率增益归 1 时, 接收信噪比为: $\text{SNR} = (M + \gamma^2 N) / ((M + N) \sigma_w^2)$ 。根据接收信号表达式(14)定义接收数据有效信噪比如式(22)(考虑到发送信号 \mathbf{u}^k 中仅含 $M - N$ 个频域数据符号):

$$\text{SNR}^{(\text{EF})} = (M - N) / \text{trace}(\mathbf{R}_{ww}^{(\text{EF})}) \quad (22)$$

(1)信道估计采用直接 IFFT 方法时, 根据 $\mathbf{R}_{ww}^{(\text{EF})}$ 表达式(15)和信道估值 MSE 式(12)可得

$$\text{SNR}^{(\text{EF})} = \frac{(G - 1)}{2} \cdot \frac{(\gamma + G^{1/2})^2}{(\gamma^2 + G)(\gamma^2 + G + \gamma G^{1/2})} \cdot \text{SNR} \quad (23)$$

根据上式, 使 $\text{SNR}^{(\text{EF})}$ 最大的 γ 在不同保护间隔比例下的取值如表 1。

此时最优 γ 值只与保护间隔比例有关, 保护间隔比例越小, 最优 γ 值越大, 信道估值误差导致的信噪比损失越小。

(2)信道估计采用 MMSE 方法时, 由于冲激响应估值 MSE 的解析表达难以得到, 这里仅给出不同 SNR 时最优 γ 的数值计算结果, 如表 2, 表 3(信道为 HiperLAN/2 Channel Model B^[9], 1/4 或 1/2 保护间隔)。

此时最优 γ 值除了随保护间隔比例变小而变大外, 还与 SNR 有关, 这是由于 MMSE 信道估计算法考虑了信道噪声。

将两种信道估计方法所需的最优 γ 值对比后发现, 其他条件相同时 MMSE 算法所需的最优 γ 值小于直接 IFFT 算法所需的最优 γ 值, 这是由于 MMSE 算法能利用信道频域相关特性提高信道估值精度, 因此需要的导频功率较小。本文采用 1/4 保护间隔和 MMSE 信道估计方法, 并设定系统工作在 9~15dB 信噪比范围, 根据表 2 将最优 γ 值固定为:

$$\gamma = (\gamma|_{\text{SNR}=9\text{dB}} + \gamma|_{\text{SNR}=15\text{dB}}) / 2 = 0.3766。$$

表 1 直接 IFFT 信道估计, 不同保护间隔比例时的最优 γ 及 $\text{SNR}^{(\text{EF})}$

G	2	4	8	16
最优 γ	0.3476	0.4915	0.6951	0.9830
$\text{SNR}^{(\text{EF})}$ (dB)	$\text{SNR} - 5.5266$	$\text{SNR} - 3.7656$	$\text{SNR} - 3.0962$	$\text{SNR} - 2.7965$

表 2 MMSE 信道估计, 1/4 保护间隔($G=4$), 不同接收信噪比时的最优 γ 及 $\text{SNR}^{(\text{EF})}$

SNR(dB)	9	10	11	12	13	14	15
最优 γ	0.3490	0.3601	0.3706	0.3804	0.3896	0.3982	0.4062
$\text{SNR}^{(\text{EF})}$ (dB)	9-2.9711	10-3.0281	11-3.0819	12-3.1324	13-3.1795	14-3.2232	15-3.2634

表 3 MMSE 信道估计, 1/2 保护间隔($G=2$), 不同接收信噪比时的最优 γ 及 $\text{SNR}^{(\text{EF})}$

SNR(dB)	9	10	11	12	13	14	15
最优 γ	0.1896	0.1953	0.2007	0.2057	0.2103	0.2147	0.2187
$\text{SNR}^{(\text{EF})}$ (dB)	9-4.0965	10-4.1272	11-4.1558	12-4.1823	13-4.2066	14-4.2288	15-4.2489

5 仿真结果与分析

为了研究PP-OFDM系统性能,本文构建了与HiperLAN/2^[1]标准相似的PP/ZP/CP-OFDM系统进行仿真。信道模型采用HiperLAN/2 Channel Model B^[9]。仿真参数:总载波数64,其中16个为导频子载波;1/4保护间隔;基带采样率20MHz;数据符号采用能量归一的16QAM调制,集分割映射;导频符号是单位能量的BPSK符号;BICM中的编码采用1/2速率、约束长度2,[07 05]系统卷积码,解码时迭代10次;随机交织的单交织块覆盖20个OFDM符号,交织深度3840bit。

图6给出了PP/ZP/CP-OFDM误包率性能曲线(一个交织块为一包),横轴为信噪比,纵轴为误包率,虚线表示信道已知时的性能,实线表示信道未知采用信道估计时的性能。从图6可看出:信道已知时,ZP-OFDM比PP-OFDM的性能略好,两者的性能优于CP-OFDM约1dB;信道未知时,PP-OFDM相比CP-OFDM获得2dB的性能提高,而ZP-OFDM仍只有1dB的性能提高。图7给出了PP/ZP/CP-OFDM的信道估计性能,横轴为导频信噪比PNR(发射导频功率/噪声功率),纵轴为信道估值MSE,由于导频功率只占总功率的一小部分,因此PNR小于SNR。由图7可知,发送相同导频功率时PP-OFDM的信道估计性能最好,即PP信号使得PP-OFDM对导频功率的利用效率高于ZP/CP-OFDM,这正是图6中信道未知时PP-OFDM的性能最好的原因。

由于ZP-OFDM是PP-OFDM在 $\gamma = 0$ 的特例,它们的解调算法完全相同,因此复杂度也相同。两者的均衡复杂度均高于CP-OFDM,这是提高性能所付出的代价。虽然PP/ZP-OFDM付出的复杂度代价相同,但PP-OFDM获得的性能提高更大。

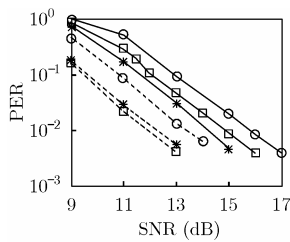


图6 误包率性能曲线

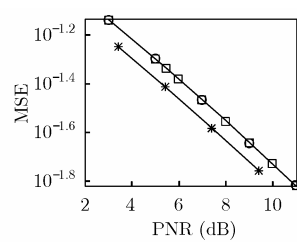


图7 信道估计 MSE 性能

6 结束语

本文研究了采用BICM-ID的PP-OFDM系统,给出了相应的信道估计、均衡和BICM-ID算法,并且根据信道估值误差引起的有效信噪比下降对PP幅度进行了优化设计。计算机仿真表明:以适当大小的PP功率为代价可获得信道估计性能的明显提高,从而提高系统的整体性能。

参考文献

- [1] ETSI. Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN type 2 technical specification; Physical (PHY) layer [S]. Technical Specification ETSI TS 101475, 2001.
- [2] Muquet B and Zhengdao W, *et al.* Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2002, 50(12): 2136-2148.
- [3] Pfletschinger S and Sanzi F. Iterative demapping for OFDM with zero-padding or cyclic prefix [C]. IEEE International Conference on Communications, Paris France, Jun. 2004: 842-846.
- [4] Caire G, Taricco G, and Biglieri E. Bit-interleaved coded modulation [J]. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1998, 44(3): 927-946.
- [5] 焦现军, 陈江, 蒋伟, 项海格. 增强导频的新型OFDM同步信号[C]. 第十三届中国电子学会信息论学术年会, 长沙: 国防科技大学, 2005年10月: 227-231.
- [6] 焦现军, 陈江, 蒋伟, 项海格. 一种新的OFDM后缀信号—PP[J]. *电子学报*, 2006, 34(7): 1216-1221.
- [7] Hsieh Meng-Han and Wei Che-Ho. Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels [J]. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 1998, 44(1): 217-225.
- [8] Sanzi F, Sven J, and Speidel J. A comparative study of iterative channel estimators for mobile OFDM systems [J]. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2003, 2(5): 849-859.
- [9] ETSI Normalization Committee. Channel models for HIPERLAN/2 in different indoor scenarios [C]. Norme ETSI, Sophia-Antipolis. France, 1998, document 3ERI085B.

焦现军: 男, 1979年生, 博士生, 研究方向为无线通信中的信号设计、信道估计、均衡等。

项海格: 男, 1941年生, 教授, 研究方向为数字通信、信号处理、无线和卫星通信网、软件无线电以及基于芯片的通信系统(SOC)。