

一种单载波频域均衡输出符号的软信息计算方法

张磊 蒋伟 项海格

(北京大学信息科学技术学院 北京 100871)

摘要: 在单载波传输中, 对多径接收信号进行单载波频域均衡(SC-FDE)可令系统以较低的复杂度获得较强的抗多径能力, 但传统 SC-FDE 不能直接为后续的软输入软输出(SISO)迭代译码模块提供译码所需的软信息。而 SISO 迭代译码器恰是 Turbo 码、LDPC 码等 Shannon 极限码发挥良好纠错能力的重要手段。为了使 SC-FDE 与 SISO 迭代译码相结合, 该文在导频数据时分复接块传输(TD-PABT)系统中给出了一种 SC-FDE 输出符号软信息的计算方法, 并进行了仿真验证。仿真结果表明, 采用该文所述的输出符号软信息计算方法的软输出 SC-FDE 能够与 LDPC 码很好地结合, 且该系统误码性能明显好于采用传统 SC-FDE 和卷积码的 TD-PABT 系统。

关键词: 单载波频域均衡; 导频辅助的块传输; 软输出; Shannon 极限码

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)08-1806-04

A Soft Output Information Calculation Method for SC-FDE

Zhang Lei Jiang Wei Xiang Hai-ge

(EECS, Peking University, Beijing 100871, China)

Abstract: Frequency Domain Equalization for Single Carrier transmission (SC-FDE) attracted much attention due to its low complexity and performance in suppressing ISI. But SC-FDE usually can not provide soft information for Soft-In Soft-Out (SISO) decoders which Shannon limit codes relies on to achieve outstanding BER performance. In order to combine SISO decoders with SC-FDE, a method to calculate the soft information of SC-FDE output symbols is proposed in this paper, and its validity is confirmed by simulations.

Key words: SC-FDE (Frequency Domain Equalization for Single Carrier); PABT (Pilot-Assisted Block Transmission); Soft output; Shannon limit codes

1 引言

随着多媒体业务对数据传输速率要求的不断提高, 无线通信系统正由窄带系统向宽带系统迅速发展。宽带系统的带宽通常大于信道相干带宽, 此时符号间串扰将严重影响系统误码性能。导频辅助块传输^[1,2](Pilot-Assisted Block Transmission, PABT)是一种适合时变多径信道的传输方式, 它以信号块为传输单位, 每信号块包含一个导频块和一个数据块。这种传输形式有利于进行实时信道估计和均衡处理。现有的工作于多径信道的传输系统很多可归于 PABT 范畴, 如 DVB-T^[3], WLAN, HIPERLAN 等。本文以导频数据时分复接的 PABT(TD-PABT)为研究背景。

PABT 系统中常见的多径干扰消除技术之一是块均衡, 一般可分为时域均衡和频域均衡。受时域均衡复杂度过高的限制, 多径信道下的宽带系统多采用 OFDM^[4,5]技术结合频域均衡。近年新兴的单载波频域均衡^[6](Frequency Domain Equalization for Single Carrier, 简称 SC-FDE)复杂度与 OFDM 相当, 同时又克服了 OFDM 峰均比较高和对相位噪声较敏感等缺点^[6], 因而受到了广泛关注。Shannon 极限码

是一类可逼近信道容量的信道编码, 如 Turbo 码^[7], LDPC 码^[8]等。Shannon 极限码一般采用软入软出(Soft-In Soft-Out, SISO)迭代译码器^[9], 即输入输出均为软信息。传统 SC-FDE 不能直接为后续的 SISO 译码器提供软信息。

本文在 TD-PABT 系统中, 在传统 SC-FDE 和 SISO 译码器之间增加了均衡后等效噪声方差和输出符号软信息计算模块, 使得二者能够很好地结合。针对 TD-PABT 系统传输信号常用的 CP^[4](循环前缀), ZP^[5](补零后缀)和 NG(无保护间隔)等 3 种保护间隔形式, 给出了均衡后等效噪声方差以及软输出的计算公式。并通过仿真研究了软输出 SC-FDE 与 LDPC 码结合后系统的误码性能。

下文主要分为 4 个部分: 第 2 节为系统模型; 第 3 节为软输出 SC-FDE 描述; 第 4 节为仿真结果及分析; 第 5 节为结论。

2 系统模型

2.1 传输信号模型

图 1 是采用软输出 SC-FDE 的 TD-PABT 系统框图。首先, 长度为 K 的独立等概二进制信息比特向量 \mathbf{b} 经过信道编码后, 得到长为 J 的编码比特向量 \mathbf{x} 。 \mathbf{x} 经比特交织得到 \mathbf{y} , 记为 $\mathbf{y} = \Pi(\mathbf{x})$ 。 \mathbf{y} 分割成 M 个长为 U 的子向量 $\mathbf{q}_m =$

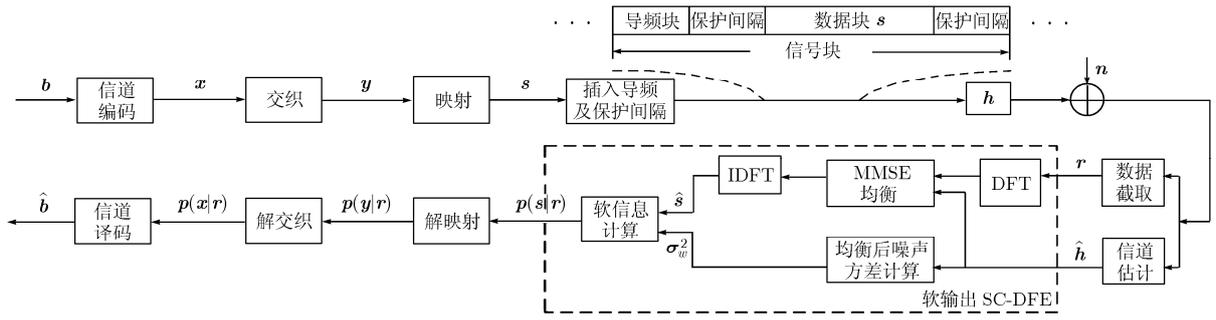


图 1 系统框图

$[q_{m,0} \ q_{m,1} \ \dots \ q_{m,U-1}]^T, 0 \leq m \leq M-1$ 。一个 q_m 映射为一个基带调制符号 $s_m, s_m \in \Phi$, 调制符号集 $\Phi = \{\phi_0 \ \phi_1 \ \dots \ \phi_{2^U-1}\}$ 。相应地, y 映射为长为 M 的发送数据块 $s = [s_0 \ s_1 \ \dots \ s_{M-1}]^T$ 。数据块 s 与导频块间隔放置组成信号块, 如图 1, 二者之间若插入保护间隔则可避免由多径信道造成的接收导频数据混叠, 若不插入保护间隔则可提高数据传输效率。本文假设导频以及保护间隔长度均大于信道长度, 且发送调制符号集 Φ 能量归一化。

2.2 信道模型

定义 \mathcal{A} 为信道传输矩阵, 接收数据块 r 为

$$r = \mathcal{A}s + n \tag{1}$$

其中 n 为加性高斯白噪声, 方差为 σ_n^2 。本文采用抽头延迟线 ISI 信道模型, 定义信道冲激响应为 h , 长 $L+1$ 。图 2 给出的是本文采用的二种信道传输矩阵形式: 线性卷积形式和循环卷积形式, 分别定义为 \mathcal{A}_L 和 \mathcal{A}_C 。图中方框表示矩阵, 灰色矩形条表示列向量 h , 空白处为零。无保护间隔且应用干扰消除技术时以及采用 ZP 保护间隔时, $\mathcal{A} = \mathcal{A}_L$, 此时 $r_L = h * s + n_L$; 采用 CP 保护间隔时, $\mathcal{A} = \mathcal{A}_C$, 此时 $r_C = h \otimes s + n_C$ 。这里, $*$ 表示线性卷积运算, \otimes 表示循环卷积运算。

此外, 在下文中将看到, $\mathcal{A} = \mathcal{A}_C$ 时利用 \mathcal{A}_C 的 Toeplitz 方阵性质可大大降低均衡的计算复杂度, 而 \mathcal{A}_L 则不具备这个特点。参考文献[2], 可通过“剪切-相加”将 \mathcal{A}_L 改造成 \mathcal{A}_C , 如图 2(b), 即将 \mathcal{A}_L 虚线部分剪切下来添加到矩阵右上角得到 \mathcal{A}_C 。相应地, 等效为将 r_L 的后 L 个符号剪切下来与前 L 个符号叠加, 得到 $r'_L = \mathcal{A}_C s + n'_L$ 。

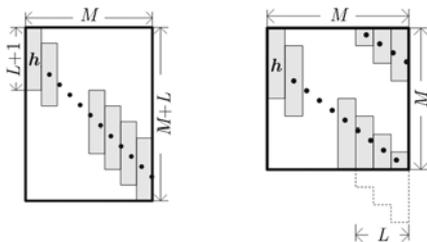


图 2 信道传输矩阵

2.3 解映射

解映射的目的是根据 SC-FDE 输出的符号概率 $p(s_m = \phi_v | r)$ 计算比特概率 $p(y_j = a | r)$, 其中任取 $\phi_v \in \Phi, 0 \leq j \leq J-1, a \in \{0,1\}$ 。设 $j = mU + u, 0 \leq u \leq U-1, 0 \leq m \leq M-1$, 则有 $q_{m,u} = y_j$, 即比特 y_j 处在第 m 个子向量 q_m 的第 u 个位置上, y_j 仅与 s_m 相关。

$p(y_j = a | r)$ 可表示为

$$p(y_j = a | r) = \sum_{\phi_v: p_{v,u}=a} p(s_m = \phi_v | r) \tag{2}$$

其中 p_v 为与 ϕ_v 一一对应的长为 U 的二进制比特向量。

随后, 通过解交织器得到 $p(x | r)$, 再将 $p(x | r)$ 送入译码器, 经迭代译码后得到信息比特估值 \hat{b} 。

3 软输出 SC-FDE

软输出 SC-FDE 需要根据接收数据块 r 和信道冲激响应 \hat{h} 得到符号概率 $p(s_m = \phi_v | r)$ 。定义频域均衡矩阵 G , 根据 MMSE 准则有:

$$G = H^H (H H^H + \sigma_n^2 I_N)^{-1} \tag{3}$$

其中设 N 为接收数据块 r 长度, $N = M$ 或 $N = M + L$; $H = F_N \mathcal{A} F_M^H$; F_N 为 N 点归一化 DFT 变换矩阵, F_N^H 为 N 点归一化 IDFT 变换矩阵, $F_N F_N^H = I_N$ 。时域发送数据块估值 \hat{s} 为

$$\begin{aligned} \hat{s} &= F_M^H G F_N r = F_M^H G H F_M s + F_M^H G F_N n \\ &= \Delta s + F_M^H G F_N n = Ds + \tilde{\Delta}s + F_M^H G F_N n \end{aligned} \tag{4}$$

其中定义 $\Delta = F_M^H G H F_M, D = \text{diag}(\Delta), \tilde{\Delta} = \Delta - D, \text{diag}(\cdot)$ 为取方阵对角向量构成新对角矩阵的操作。由于均衡后 \hat{s} 中仍残存一些符号间串扰, 因此通常 $D \neq I_M$ 。受文献[10]启发, 在式(4)两侧左乘 D^{-1} 修正:

$$\tilde{s} = D^{-1} \hat{s} = D^{-1} F_M^H G F_N r = s + D^{-1} \tilde{\Delta}s + D^{-1} F_M^H G F_N n \tag{5}$$

以 \tilde{s} 代替 \hat{s} 作为 SC-DFE 的均衡输出符号。定义均衡后等效噪声为 $w = \tilde{s} - s = D^{-1} \tilde{\Delta}s + D^{-1} F_M^H G F_N n$, 其方差为 $\sigma_w^2 = [\sigma_{w_1}^2 \ \sigma_{w_2}^2 \ \dots \ \sigma_{w_{M-1}}^2]^T$ 。本文认为 w_m 近似服从方差为 $\sigma_{w_m}^2$ 的复高斯分布, $0 \leq m \leq M-1$ 。因此 SC-FDE 的软输出——符号后验概率 $p(s_m = \phi_v | r)$ 为

$$p(s_m = \phi_v | \mathbf{r}) = \frac{p(\mathbf{r} | s_m = \phi_v)p(s_m = \phi_v)}{p(\mathbf{r})} \propto \exp\left(-\frac{(\tilde{s}_m - \phi_v)(\tilde{s}_m - \phi_v)^H}{\sigma_w^2}\right) \quad (6)$$

这里 $p(s_m = \phi_v | \mathbf{r})$ 需要对所有调制符号 $\phi_v \in \Phi$ 归一化。

下面给出 σ_w^2 的计算公式。定义 \mathbf{w} 的协方差矩阵 $\mathbf{R}_{\mathbf{w}\mathbf{w}} = E\{\mathbf{w}\mathbf{w}^H\}$, 取矩阵 $\mathbf{R}_{\mathbf{w}\mathbf{w}}$ 的对角向量为方差向量 σ_w^2 。考虑矩阵 $\tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{w}\mathbf{w}} = \text{diag}(\mathbf{R}_{\mathbf{w}\mathbf{w}})$:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{w}\mathbf{w}} &= \text{diag}(E\{\mathbf{w}\mathbf{w}^H\}) \\ &= \text{diag}(D^{-1}[\tilde{\Delta}\tilde{\Delta}^H + \sigma_n^2 F_M^H G G^H F_M]D^{-H}) \end{aligned} \quad (7)$$

下面分别对 $\mathbf{A} = \mathbf{A}_C$ 和 $\mathbf{A} = \mathbf{A}_L$ 两种情况给出式(3)和式(7)的具体算式:

(1) 当 $\mathbf{A} = \mathbf{A}_C$ 时, 有

$$\mathbf{G}_C = \mathbf{H}_C^H [\mathbf{H}_C \mathbf{H}_C^H + \mu \sigma_n^2 \mathbf{I}_M]^{-1} \quad (8)$$

$$\tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{w}_C \mathbf{w}_C} = (\alpha^{-2} \beta - 1) \mathbf{I}_M \quad (9)$$

其中 $\mathbf{H}_C = \mathbf{F}_M \mathbf{A}_C \mathbf{F}_M^H$, $\alpha = M^{-1} \text{trace}(\mathbf{G}_C \mathbf{H}_C)$, $\beta = M^{-1} \cdot \text{trace}(\mathbf{G}_C \mathbf{H}_C \mathbf{H}_C^H \mathbf{G}_C^H + \mu \sigma_n^2 \mathbf{G}_C \mathbf{G}_C^H)$, $\text{trace}(\cdot)$ 为求矩阵的迹。当采用 CP 保护间隔时, $\mu = 1$; 当 \mathbf{A}_C 是由 \mathbf{A}_L 经过剪切相加得到的时候, $\mu = (M + L) / M$ 。式(8)易得, 式(9)的推导过程见附录。

(2) 当 $\mathbf{A} = \mathbf{A}_L$ 时, 易得

$$\mathbf{G}_L = \mathbf{H}_L^H [\mathbf{H}_L \mathbf{H}_L^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{M+L}]^{-1} \quad (10)$$

$$\tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{w}_L \mathbf{w}_L} = \text{diag}(D_L^{-1}[\tilde{\Delta}_L \tilde{\Delta}_L^H + \sigma_n^2 F_M^H G_L G_L^H F_M]D_L^{-H}) \quad (11)$$

其中 $\mathbf{H}_L = \mathbf{F}_{M+L} \mathbf{A}_L \mathbf{F}_M^H$, $\Delta_L = \mathbf{F}_M^H \mathbf{G}_L \mathbf{H}_L \mathbf{F}_M$, $D_L = \text{diag}(\Delta_L)$, $\tilde{\Delta}_L = \Delta_L - D_L$ 。

软输出 SC-FDE 均衡的具体步骤是: (1)根据式(8)或式(10)计算均衡矩阵 \mathbf{G} ; (2)根据定义计算 Δ 、 \mathbf{D} 和 $\tilde{\Delta}$; (3)根据式(5)计算 $\tilde{\mathbf{s}}$; (4)根据式(9)或(11)计算 $\tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{w}\mathbf{w}}$, 取其对角向量作为 σ_w^2 ; (5)根据式(6)计算符号概率 $p(s_m = \phi_v | \mathbf{r})$ 。

以下分别简称信道矩阵为 \mathbf{A}_C , \mathbf{A}_L 和由 \mathbf{A}_L 剪切相加得到的 \mathbf{A}_C 的软输出 SC-FDE 为: EQ-C, EQ-L 和 EQ-F。与 EQ-C 相比, EQ-L 接收数据块前后两端数据符号只可能受到已知导频符号的串扰或根本不受串扰, EQ-C 的则会受到未知数据符号串扰, 因此 EQ-L 的性能应优于 EQ-C。EQ-F 的等效接收数据 \mathbf{r}' 在“剪切-相加”后, 其前 L 个符号的白噪声方差加倍, 因此 EQ-F 的性能应劣于 EQ-C。此外, 由于 \mathbf{A}_C 为 Toeplitz 方阵, EQ-C 和 EQ-F 的计算过程仅用到对角矩阵的乘法和求逆, 故 \mathbf{G} 和 $\tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{w}\mathbf{w}}$ 计算复杂度为 $O(M)$ 。而 EQ-L 需要进行非对角矩阵的乘法和求逆运算, 因此 \mathbf{G} 和 $\tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{w}\mathbf{w}}$ 的计算复杂度为 $O(M^3)$ 。

4 仿真结果

首先在 SUI3 信道下^[11]仿真对比分别采用 EQ-C、EQ-L 和 EQ-F 的 TD-PABT 系统误码性能。而后在数字电视广播

系统的 COST207 典型城市信道^[12] (SFN 信道)和 DVB-T 便携信道^[3] (便携信道)下比较采用软输出 SC-FDE 和 LDPC 码的系统误码性能以及采用传统 SC-FDE 和卷积码的系统误码性能。以下所有仿真均假设信道为静态信道且接收端已知信道冲激响应, 基带采样率和符号率均为 7.56MHz, 并假设使用 EQ-C 的系统其传输信号均采用 CP 保护间隔, 使用 EQ-L 和 EQ-F 的系统其传输信号均采用 ZP 保护间隔(由于信道冲激响应已知, 无保护间隔系统性能与 ZP 保护间隔系统相同)。

构造 TD-PABT 系统 1 每数据块含 84 个数据符号; 保护间隔长 16 个采样周期; 采用码率 1/2, 码长 1008 非规则 LDPC 码; 16QAM 调制^[3]; 因采用 LDPC 码, 无需比特交织器。图 3 给出了 SUI3 信道下系统 1 的二组误码性能曲线。其中实线一组是分别采用 EQ-C, EQ-L 以及 EQ-F 时系统 1 的误码性能曲线。可以看出, 采用 EQ-L 的系统误码性能最好, EQ-C 次之, EQ-F 最差, 这与前文分析相吻合。为了验证均衡后等效噪声估计模块的作用, 图 3 中虚线一组是系统不对 σ_w^2 进行估计而直接以 σ_n^2 代替时的误码性能曲线。与实线一组相比可以看出, 对 σ_w^2 进行估计可以有效改善系统误码性能。

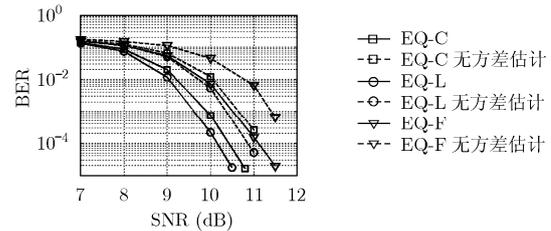
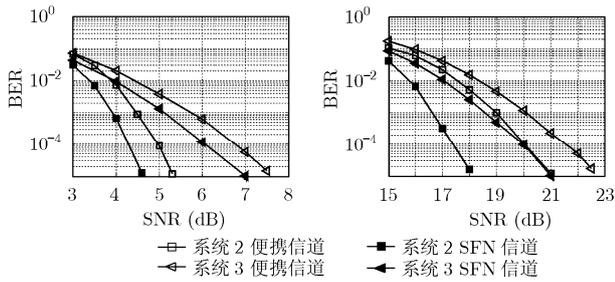
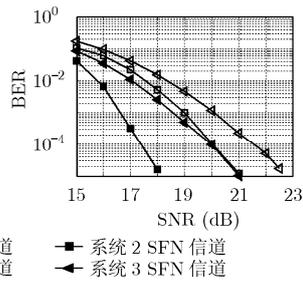


图3 16QAM SUI3 信道

综合考虑系统误码性能以及均衡计算复杂度, 若 $\mathbf{A} = \mathbf{A}_C$, 应采用 EQ-C; 若 $\mathbf{A} = \mathbf{A}_L$, 数据块较短时宜采用 EQ-L, 数据块较长时宜采用 EQ-F。

构造 TD-PABT 系统 2 和系统 3 系统 2 和系统 3 共同之处: 每数据块含 2016 个数据符号; CP 保护间隔, 长 256 个采样周期; QPSK 和 64QAM 调制^[3]。系统 2 和系统 3 不同之处: 系统 2 采用码率 1/2, 码长 1008 非规则 LDPC 码, EQ-C, 无比特交织器; 系统 3 采用码率 1/2, 约束长度 7 的 (171,133)卷积码^[3], 传统 SC-FDE(均衡矩阵 \mathbf{G} 依据式(8), 输出 $\hat{\mathbf{s}}$ 依据式(5)), 随机比特交织器。图 4 是采用 QPSK 调制时二系统误码性能曲线, 在便携信道和 SFN 信道下, 误码率为 10^{-5} 处系统 2 分别比系统 3 好大约 2.5dB 和 2dB。图 5 是采用 64QAM 调制时二系统误码性能曲线, 在便携信道和 SFN 信道下, 误码率为 10^{-5} 处系统 2 分别比系统 3 好大约 1.5dB 和 3dB。

综上所述, 在 TD-PABT 系统中本文所述的软输出 SC-FDE 能够很好的与 LDPC 码一起工作, 且该系统误码性

图 4 QPSK 便携信道
SFN 信道图 5 64QAM 便携信道
SFN 信道

能明显好于采用传统 SC-FDE 和卷积码的 TD-PABT 系统。

5 结束语

为了令 SC-FDE 与采用 SISO 迭代译码器的 Shannon 极限码很好的结合在一起, 本文在传统 SC-FDE 结构基础上增加了软信息计算模块和均衡后等效噪声方差计算模块给出了一种以数据符号后验概率作为输出的 SC-FDE, 并给出 3 种具体表达式: EQ-C(式(8),式(9))和 EQ-L(式(10),式(11))、EQ-F(式(8),式(9))。EQ-C 适用于传输信号采用 CP 保护间隔的系统。EQ-L 和 EQ-F 适用于传输信号采用 ZP 保护间隔的系统和带有干扰消除技术的无保护间隔系统。考虑到系统误码性能和均衡复杂度, 在后一种情况下, 数据块较短时宜采用 EQ-L, 数据块较长时宜采用 EQ-F。此外仿真结果表明, 采用本文所述的软输出 SC-FDE 和 Shannon 极限码的 TD-PABT 系统的误码性能明显好于采用传统 SC-FDE 和非 Shannon 极限码的 TD-PABT 系统。

附录 式(9)的推导过程

当 $\mathbf{A} = \mathbf{A}_C$ 时, 重写式(7)

$$\tilde{\mathbf{R}}_{ww} = \text{diag}\left(\mathbf{D}^{-1}\left[\tilde{\Delta}\tilde{\Delta}^H + \sigma_n^2\mathbf{F}_M^H\mathbf{G}\mathbf{G}^H\mathbf{F}_M\right]\mathbf{D}^{-H}\right)$$

由于 \mathbf{H}_C 和 \mathbf{G}_C 均为对角矩阵, 且 $\mathbf{A}_C = \mathbf{F}_M^H\mathbf{G}_C\mathbf{H}_C\mathbf{F}_M$, 易知 \mathbf{A}_C 的所有对角元素相等, 因此 $\mathbf{D}_C = \text{diag}(\mathbf{A}_C) = M^{-1} \cdot \text{trace}(\mathbf{A}_C)\mathbf{I}_M$ 。利用矩阵求迹的性质, $\text{trace}(\mathbf{A}_C) = \text{trace}(\mathbf{F}_M^H\mathbf{G}_C\mathbf{H}_C\mathbf{F}_M) = \text{trace}(\mathbf{F}_M\mathbf{F}_M^H\mathbf{G}_C\mathbf{H}_C) = \text{trace}(\mathbf{G}_C\mathbf{H}_C)$ 。令 $\alpha = M^{-1}\text{trace}(\mathbf{G}_C\mathbf{H}_C)$, 将 $\mathbf{D}_C = \alpha\mathbf{I}_M$ 以及 $\tilde{\Delta}_C = \mathbf{A}_C - \mathbf{D}_C$ 代入式(7), 整理得到

$$\tilde{\mathbf{R}}_{w_c w_c} = \alpha^{-2}\text{diag}\left(\mathbf{F}_M^H\left[\mathbf{G}_C\mathbf{H}_C\mathbf{H}_C^H\mathbf{G}_C^H + \sigma_n^2\mathbf{G}_C\mathbf{G}_C^H\right]\mathbf{F}_M\right) - \mathbf{I}_M$$

同理, 由于 $\mathbf{G}_C\mathbf{H}_C\mathbf{H}_C^H\mathbf{G}_C^H + \sigma_n^2\mathbf{G}_C\mathbf{G}_C^H$ 为对角矩阵, 可令 $\beta = M^{-1}\text{trace}(\mathbf{G}_C\mathbf{H}_C\mathbf{H}_C^H\mathbf{G}_C^H + \sigma_n^2\mathbf{G}_C\mathbf{G}_C^H)$, 则有 $\text{diag}(\mathbf{F}_M^H \cdot [(\mathbf{G}_C\mathbf{H}_C\mathbf{H}_C^H\mathbf{G}_C^H + \sigma_n^2\mathbf{G}_C\mathbf{G}_C^H)]\mathbf{F}_M) = \beta\mathbf{I}_M$, 将其代入上式得到式(9)。

参考文献

[1] Tong L, Sadler B M, and Dong M. Pilot-assisted wireless transmissions: general model, design criteria, and signal

sprocessing. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2004, 21(11): 12–25.

- [2] 焦现军. 导频辅助的块传输技术. [博士学位论文], 北京大学, 2006. Jiao Xianjun. Pilot assisted block transmission. [Dissertation], PKU, 2006.
- [3] ETSI. Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television. European Telecommunication Standard EN300744, 2004.
- [4] Wang Z and Giannakis G B. Wireless multicarrier communications: where fourier meets Shannon. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2000, 17(3): 29–48.
- [5] Muquet B, Wang Z D, and Giannakis G B, *et al.* Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions. *IEEE Trans. on Communications*, 2002, 50(12): 2136–2148.
- [6] Falconer D, Ariyavisitakul S, and Benyamin-Seeyar A, *et al.* Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems. *IEEE Communications Magazine*, 2002, 40(4): 58–66.
- [7] Berrou C, Glavieux A, and Thitimajshima P. Near shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. IEEE International Conference on Communications, Geneva, 1993, 1: 1064–1070.
- [8] Gallager R G. Low-Density Parity-Check Codes. [Thesis], MIT, 1963.
- [9] Kschischang F R, Frey B J, and Loeliger H A. Factor graphs and the sum-product algorithm. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2001, 47(2): 498–519.
- [10] Muquet B, Courville M, and Duhamel P, *et al.* Turbo demodulation of zero-padded OFDM transmissions. *IEEE Trans. on Communications*, 2002, 50(11): 1725–1728.
- [11] Erceg V, Hari K V S, and Smith M S. Channel models for fixed wireless applications. IEEE 802.16.3c-01/29r1 Feb. 23, 2001.
- [12] Song Bowei, Gui Lin, and Guan Yunfeng, *et al.* On channel estimation and equalization in TDS-OFDM based terrestrial HDTV broadcasting system. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 2005, 51(3): 790–797.

张 磊: 女, 1979 年生, 博士生, 研究方向为无线通信中 Turbo 接收机技术、信道编码等。

蒋 伟: 男, 1974 年生, 副教授, 研究方向为通信中的信号处理。

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)。