

## 基于卷积码的 DFT-S-GMC 系统迭代检测算法

芮贇<sup>1,3</sup>, 唐斯亮<sup>4</sup>, 李明齐<sup>1,2</sup>, 罗银辉<sup>5</sup>

- (1. 中国科学院 上海微系统与信息技术研究所, 上海 200050; 2. 西南交通大学 信息编码与传输四川省重点实验室, 四川 成都 610000;  
3. 西安电子科技大学 综合业务网理论及关键技术国家重点实验室, 陕西 西安 710071;  
4. 总参通信部驻上海地区军事代表室, 上海 200082; 5. 上海交通大学 电子信息与工程学院, 上海 200240)

**摘 要:** 针对基于离散傅立叶变换扩频的广义多载波系统 (DFT-S-GMC), 提出一种新的迭代检测方法。该方法基于 DFT-S-GMC 系统的频域收发结构, 并根据线性最小均方误差 (LMMSE) 检测所得发送符号的后验均值和方差来表征其统计概率分布, 从而完成检测器和译码器的信息传递。仿真结果表明, 所提出迭代检测接收算法的性能明显优于传统的非迭代检测接收算法, 并且在卷积码下的迭代检测性能超过了 Turbo 码下的非迭代检测性能, 而其实现复杂度则有较大降低。

**关键词:** DFT-S-GMC; 迭代检测; 高斯分布; MMSE

中图分类号: TN911.3; TN911.6

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2011)03-0033-07

## Convolutional coding based iterative detection algorithm for DFT-S-GMC systems

RUI Yun<sup>1,3</sup>, TANG Si-liang<sup>4</sup>, LI Ming-qi<sup>1,2</sup>, LUO Yin-hui<sup>5</sup>

- (1. Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200050, China;  
2. Key Laboratory of Information Coding and Transmission, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610000, China;  
3. The State Key Laboratory of Integrated Services Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China;  
4. Shanghai Military Deputy Office Communication Department General Staff, Shanghai 200082, China;  
5. School of Electronic, Information and Electrical Engineering Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, China)

**Abstract:** A new iterative detection method for discrete Fourier transform spread generalized multi-carrier (DFT-S-GMC) system was proposed. Based on the frequency-domain transceiver structure of DFT-S-GMC system, the linear minimum mean-square error (LMMSE) estimation was performed, which was characterized by the posterior mean and variance. Then, the log likelihood ratio (LLR) information is transferred between detector and decoder according to the probability density function (PDF) of the transmitted symbols. Simulation results show that based on the convolutional decoder, the performance of proposed iterative receiver is much better than the traditional, no-iterative receiver. Moreover, it outperforms the no-iterative receiver based on the Turbo decoder, while its complexity is greatly reduced.

**Key words:** DFT-S-GMC; iterative detection; Gaussian distribution; MMSE

收稿日期: 2010-06-07; 修回日期: 2010-11-18

基金项目: 国家科技重大专项基金资助项目 (2009ZX03003-006-03); 西南交通大学信息编码与传输重点实验室开放课题基金资助项目; 综合业务网理论及关键技术国家重点实验室开放课题基金资助项目; 上海市自然科学基金资助项目 (10ZR1436000)

**Foundation Items:** The National Science and Technology Major Project of the Ministry of Science and Technology of China (2009ZX03003-006-03); The Open Project of Key Laboratory in Southwest University; The Open Research Fund of the State Key Laboratory of Integrated Services Networks, Xidian University; The Natural Science Foundation of Shanghai (10ZR1436000)

### 1 引言

近年来，随着宽带无线多媒体应用的日益发展，未来无线通信网络对接入系统的传输速率和频谱效率的要求越来越高。为了适应新的需求，在 3GPP 长期演进 (LTE)<sup>[1]</sup>和 3GPP2 空中接口演进 (AIE)<sup>[2]</sup>的标准化过程中，各种多址传输方案纷纷被提出，如 OFDMA、基于 DFT 扩频的 OFDM 系统 (DFT-S-OFDM) 等。而对于上行链路，终端的功放效率、多址干扰顽健性和链路性能等因素成为多址方案选择的重要参考依据。如 3GPP-LTE 标准化过程中，以 DFT-S-OFDM 实现的单载波频分多址 (SC-FDMA) 方案以其较低的峰均比 (PAPR)，最终被采纳为多址方案。基于滤波器组技术的 SC-FDMA 方案，亦即离散傅立叶变换扩频的广义多载波 (DFT-S-GMC) 多址方案，因其具有与 DFT-S-OFDM 相近的峰均比性能和更顽健的抗多址干扰能力而受到国内外的广泛关注<sup>[3,4]</sup>。

在多径衰落信道下，Turbo 均衡技术能有效消除符号间干扰，从而提高系统性能。对于 OFDM 系统，由于很容易实现最大似然检测，当配合纠错码使用时，可获得较好的系统性能。然而，对于 DFT-S-GMC 系统，由于采用了频域扩频处理，不易于实现最大似然检测，而通常采用频域的最小均方差 (MMSE) 单点均衡来消除多径衰落。因此，为了进一步提高 DFT-S-GMC 系统的性能，有必要研究 DFT-S-GMC 系统的迭代检测方法。

同时，由于 DFT-S-GMC 系统是时、频二维复用和时域循环成块结构，仅从时域滤波器组实现结构来分析其传输信号模型较为复杂，而文献[5,6]提出了频域等效实现的简化收发结构，使得其信号模型类似于分块传输系统<sup>[7,8]</sup>，但由于其子带间首先进行了 DFT 扩频操作，因此文献[7,8]中的迭代检测方法无法直接适用。

于是，根据 DFT-S-GMC 系统等效的频域收发

结构，本文提出了一种基于卷积码的迭代检测算法。该方法主要由 MMSE 检测器、信息转换器与卷积码译码器 3 部分组成。其中，检测器与信息转换器之间通过 DFT 扩频和 IDFT 解扩联系，在进行每次迭代时，译码器的输出外信息转化为发送符号的均值和方差，并通过 DFT 扩频，作为 MMSE 检测器输入的先验信息。同时，信息转换器根据 MMSE 检测所得信号的后验均值和方差，经过 IDFT 解扩，得到发送符号的概率分布，转化为外信息作为译码器的输入信息，从而组成一个迭代检测译码结构。仿真结果表明，该方法使系统性能有了较大提高，经过 3 次迭代检测，卷积码下的系统性能已经超过了 Turbo 码下的 DFT-S-GMC 未迭代系统的性能，并且具有更低的复杂度。

文章结构如下：首先，第 2 节详细介绍了 DFT-S-GMC 系统频域收发结构；第 3 节依据该频域发送模型给出了迭代接收机结构；第 4 节给出了计算机仿真结果，并进行了分析；第 5 节是结束语。

说明： $F_N$  表示  $N \times N$  快速傅立叶变换矩阵， $I_N$  代表了  $N \times N$  的单位矩阵， $X_{A,B}$  表示维数是  $A$  行  $B$  列的矩阵  $X$ ， $X(i, j)$  表示该矩阵  $X$  的第  $i$  行  $j$  列的元素， $\text{diag}(X)$  则表示取矩阵  $X$  的对角元素为矢量，上标  $(\cdot)^T$  和  $(\cdot)^H$  分别表示了转置和共轭转置操作。

### 2 系统模型

基于滤波器组时域实现的 DFT-S-GMC 收发机结构在文献[3, 4]中已详细介绍。由于该方法实现复杂度较高，文献[5, 6]中提出一种简化的频域等效收发实现方案。为保证本文的自包容性，图 1 给出了 DFT-S-GMC 系统发射机频域的简化实现结构。假设第  $d$  个逆滤波器组变换 (IFBT, inverse filter-bank transform) 时刻输入的第  $k$  个星座调制符号为  $a_d(k)$ ， $0 \leq k \leq K-1$ ， $0 \leq d \leq D-1$ ，用矩阵形式可表示为  $a_{k,d}$ ， $K$  为当前用户占用的子带数

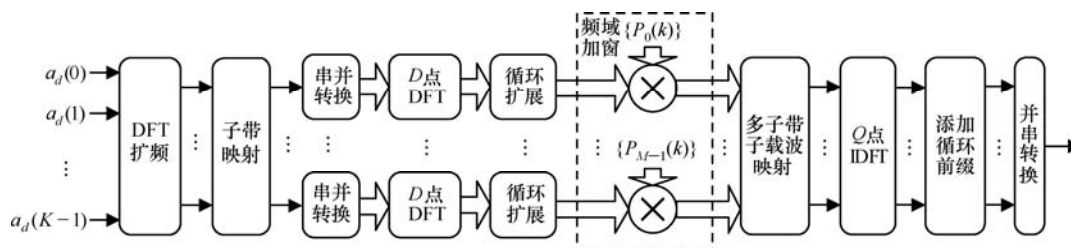


图 1 DFT-S-GMC 系统发射机频域简化实现结构

目,  $D$  表示在每个传输的数据块(亦即 DFT-S-GMC 符号)中复用的 IFBT 符号数目。首先经  $K$  点 DFT 扩频后, 输出信号可表示为

$$\mathbf{A}_{K,D} = \mathbf{F}_K \mathbf{a}_{K,D} \quad (1)$$

子带映射将 DFT 扩频输出信号序列中的每个元素映射到相应的子带上传输。映射输出为

$$\mathbf{B}_{M,D} = \boldsymbol{\lambda}_{M,K} \mathbf{A}_{K,D} \quad (2)$$

其中,  $\boldsymbol{\lambda}_{M,K}$  为子带映射矩阵, 其中各元素为

$$\lambda(m,k) = \begin{cases} 1, & m = C + k \times R \\ 0, & \text{其他} \end{cases}, \quad (3)$$

$$0 \leq m \leq M-1; 0 \leq k \leq K-1$$

其中,  $C$  是特定用户的子带偏移量,  $M$  是系统的子带总数,  $M \geq K$ ,  $R$  为子带映射间隔。DFT-S-GMC 系统支持集中式和分散式 2 种映射方式。当  $R=1$  时, 为集中式映射方式; 当  $R>1$  时, 为分散式映射方式。

经串并转换后, 第  $m$  个子带数据要经过  $D$  点 DFT 变换, 循环扩展至  $Q$  点和频域加窗, 输出向量可表示为

$$\mathbf{G}_Q^{(m)} = \mathbf{P}_Q^{(m)} \mathbf{C}_{Q,D} \mathbf{F}_D \mathbf{B}_D^{(m)} \quad (4)$$

其中,  $\mathbf{B}_D^{(m)} = \mathbf{B}_{M,D}(m,d), d=0,1,\dots,D-1$ , 即取第  $m$  个子带上的  $D$  个符号数据。  $\mathbf{C}_{Q,D}$  为循环扩展矩阵  $\mathbf{C}_{Q,D} = [\mathbf{I}_D, \mathbf{I}_D, \dots, \mathbf{I}_D]^T$ , 而  $\mathbf{P}_Q^{(m)}$  为  $Q \times Q$  的对角阵, 其对角元素为第  $m$  个子带的原型滤波器的频域系数, 可表示为

$$\mathbf{P}_Q^{(m)}(k,k) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{t=0}^{Q-1} f_p(t) \exp(j2\pi mt/M) \exp(-j2\pi kt/Q), \\ 0, & \text{其他} \end{cases}, \quad (5)$$

$$k = k_m, \dots, k_m + W_m - 1$$

其中,  $f_p(t)$  为滤波器组原型滤波器的离散冲击响应, 其长度为  $Q$ , 并且  $Q = N \times D$ ,  $N$  为原型滤波器的上采样率,  $k_m$  是第  $m$  个子带的起始频域均衡 (FDE) 子载波位置,  $W_m$  则是第  $m$  子带所占 FDE 子载波数。

然后, 经过多子带子载波映射以及  $Q$  点的 IDFT 变换至时域得:

$$\mathbf{X} = \mathbf{F}_Q^H \sum_{m=0}^{M-1} \mathbf{T}_Q^{(m)} \mathbf{G}_Q^{(m)} \quad (6)$$

其中,  $\mathbf{T}_Q^{(m)}$  为第  $m$  个子带的  $Q \times Q$  的子载波映射对角矩阵, 其对角元素为

$$\mathbf{T}_Q^{(m)}(k,k) = \begin{cases} 1, & k = k_m, \dots, k_m + W_m - 1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (7)$$

最后, 将生成的  $Q$  点数据块添加循环前缀, 构成完整的 DFT-S-GMC 符号, 经并串转换后, 形成发送的离散基带信号。

而接收方案是发送方案的逆过程, 具体实现可参考文献[5,6]。

### 3 基于卷积码的 DFT-S-GMC 系统的 Turbo 检测算法

Turbo 检测译码的主要思想是: 将检测器设计为能够利用先验信息同时又能够提供外信息的 SISO (soft input soft output) 检测器, 而译码器也采用 SISO 译码, 并且两者之间辅之以交织器, 用类似“Turbo”译码的思想来完成迭代检测。通常, 纠错编码可以采用递归系统卷积码、Turbo 码或者 LDPC 码。而本文中 SISO 译码器采用的是卷积码译码算法, 并且对于 DFT-S-GMC 系统也没有特殊之处, 具体算法可参考文献[9], 此处不再赘述。SISO 检测器有基于最大后验概率 (MAP) 和基于序列的软输入软输出 Viterbi 算法(SOVA)的非线性检测器, 以及基于 MMSE 的线性检测器。前面 2 种检测器复杂度较大, 而基于 MMSE 的线性检测器复杂度较低, 因此, 考虑采用基于 MMSE 的 SISO 检测器。在 DFT-S-GMC 系统中, 根据图 1 所示的频域发送模型, 当采用多子带传输时, 发送端首先进行子带间扩频, 再映射到相应的子带上传输。而后, 对于各个单子带而言, 类似分块传输模型, 可在每个子带内作检测。对于整个发送结构, 无法用表达式得到其等效信道矩阵, 因而传统的分块传输 Turbo 检测方法将不再适用, 于是提出如图 2 所示的迭代接收机结构。

#### 3.1 系统接收模型

首先, 经过衰落信道在接收端去除循环前缀后, 作  $Q$  点的 DFT 变换至频域, 则根据式(6)和图 2 接收信号可表示如下:

$$\mathbf{Y}_Q = \mathbf{F}_Q \mathbf{h} \mathbf{F}_Q^H \sum_{m=0}^{M-1} \mathbf{T}_Q^{(m)} \mathbf{P}_Q^{(m)} \mathbf{C}_{Q,D} \mathbf{F}_D \mathbf{B}_D^{(m)} + \mathbf{F}_Q \mathbf{z} \quad (8)$$

其中,  $\mathbf{h}$  为信道时域响应循环矩阵,  $\mathbf{z}$  为方差为  $\sigma^2$  的高斯白噪声。则接收端第  $m$  个子带的频域接收信号可表示如下:

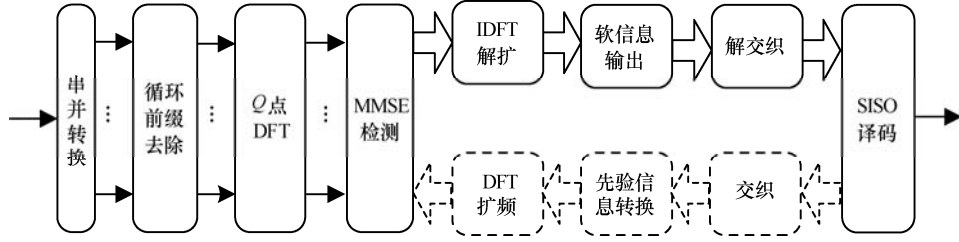


图 2 DFT-S-GMC 的迭代接收机结构

$$Y_Q^{(m)} = T_Q^{(m)} Y_Q = T_Q^{(m)} H_Q T_Q^{(m)} P_Q^{(m)} C_{Q,D} F_D B_D^{(m)} + T_Q^{(m)} F_Q z \quad (9)$$

其中,  $H_Q$  为信道频域响应对角矩阵。

由于每个子带信号仅集中在相对应的  $W_m$  个 FDE 子载波上, 则上式可合并简化为

$$Y_{W_m} = A_{W_m,Q} Y_Q^{(m)} = P_{W_m,D} F_D B_D^{(m)} + A_{W_m,Q} T_Q^{(m)} F_Q z \quad (10)$$

其中,  $P_{W_m,D} = A_{W_m,Q} H_Q P_Q^{(m)} C_{Q,D}$ , 而  $A_{W_m,Q}$  为  $W_m \times Q$  的子载波提取矩阵, 其中各元素为  $A_{W_m,Q}(w,k) = \begin{cases} 1, & k = k_m + w \\ 0, & \text{其他} \end{cases}, w = 0, 1, \dots, W_m - 1$ 。

### 3.2 迭代检测算法

#### 1) 先验信息转换。

首先, 假设用户只占用了  $K$  个子带, 根据 SISO 译码器得到的发送符号  $\hat{a}_i (i = 0, 1, \dots, KD - 1)$  对应各比特的对数似然比 (LLR) 先验信息  $L(\hat{q}_{i,j}), j = 1, 2, \dots, J$ , 其中  $J$  为每个调制符号中的比特数, 而文献[7]给出了发送符号  $\hat{a}_i$  取到调制符号集  $C$  中的概率为

$$\begin{aligned} P(\hat{a}_i = c_i = f(q_{i,1}, q_{i,2}, \dots, q_{i,J})) \\ = \prod_{j=1}^J P(\hat{q}_{i,j} = q_{i,j}) \\ = \prod_{j=1}^J \frac{\exp[(2q_{i,j} - 1)L(\hat{q}_{i,j})]}{1 + \exp[(2q_{i,j} - 1)L(\hat{q}_{i,j})]} \\ = \prod_{j=1}^J \frac{1}{2} \left[ 1 + (2q_{i,j} - 1) \tanh\left(\frac{1}{2} L(\hat{q}_{i,j})\right) \right] \end{aligned} \quad (11)$$

其中,  $c_i = f(q_{i,1}, q_{i,2}, \dots, q_{i,J})$  是根据映射关系  $f$  从符号集  $C = \{c_1, c_2, \dots, c_{2^J}\}$  中各比特生成的星座符号,  $\tanh(\cdot)$  表示双曲正切函数。

由先验信息可得到发送符号的均值和方差为

$$\begin{aligned} \bar{a}_i = \sum_{c_i \in C} c_i P(\hat{a}_i = c_i) \\ v_i = \sum_{c_i \in C} |c_i|^2 P(\hat{a}_i = c_i) - \bar{a}_i^2, \quad i = 0, 1, \dots, KD - 1 \end{aligned} \quad (12)$$

#### 2) 先验信息统计量 $K$ 点 DFT 扩频。

$D$  次  $K$  点 FFT 变换后的均值为

$$\bar{B}_{K,D} = F_K \bar{a}_{K,D} \quad (13)$$

其中, 矩阵  $\bar{a}_{K,D}$  中第  $k$  行  $d$  列的元素即为式(12)  $\bar{a}_i$  中表示第  $k$  个子带上第  $d$  个符号的均值。

为了简化运算, FFT 变换后的方差, 此处认为所有符号均相同即方差矩阵中各元素  $V(k,d) = V, \forall k$  和  $d$ , 而  $V = E(v_i), i = 0, 1, \dots, KD - 1$ , 其中  $E$  表示求期望操作。

#### 3) 基于 MMSE 的 SISO 检测。

根据式(10)在每个子带内对发送端 DFT 扩频后的信号  $B_D^{(k)}$  进行 MMSE 检测, 并用检测信号的均值和方差来表征, 且  $B_D^{(k)}$  的先验均值和方差已经由步骤 2) 中得到。则根据 MMSE 检测原理, 可得第  $k$  个子带中  $D$  个符号的均值为

$$\begin{aligned} \bar{S}_D^{(k)} = \bar{B}_D^{(k)} + V F_D^H P_{W_k,D}^H (P_{W_k,D} F_D V F_D^H P_{W_k,D}^H + \\ \sigma^2 I_{W_k})^{-1} (Y_{W_k} - P_{W_k,D} F_D \bar{B}_D^{(k)}) \end{aligned} \quad (14)$$

其中,  $\bar{B}_D^{(k)} = [\bar{B}_{K,D}(k,0), \bar{B}_{K,D}(k,1), \dots, \bar{B}_{K,D}(k,D-1)]^T$ 。

而检测信号的方差为<sup>[10]</sup>

$$\begin{aligned} V_D^{(k)} = \text{diag}(V I_D - V^2 (F_D^H P_{W_k,D}^H V P_{W_k,D} F_D + \\ \sigma^2 I_{W_k})^{-1} F_D^H P_{W_k,D}^H P_{W_k,D} F_D) \end{aligned} \quad (15)$$

于是, 所有占用的  $K$  个子带的信号后验均值和方差可分别表示为

$$\begin{aligned} \bar{S}_{K,D} = [\bar{S}_D^{(0)}, \dots, \bar{S}_D^{(k)}, \dots, \bar{S}_D^{(K-1)}]^T \\ V_{K,D} = [V_D^{(0)}, \dots, V_D^{(k)}, \dots, V_D^{(K-1)}]^T \end{aligned}$$

#### 4) 后验信息 IDFT 解扩。

根据步骤 3) 得到的所有  $K$  个子带信号的后验均值和方差  $\bar{S}_{K,D}$  及  $V_{K,D}$ , 进行  $K$  点的 IDFT 解扩, 即

$$\bar{s}_{K,D} = F_K^H \bar{S}_{K,D} \quad (16)$$

从而将矩阵  $\bar{s}_{K,D}$  重排成一列即得到所有发送符号  $\hat{s}_i$  的后验均值  $\bar{s}_i, i = 0, 1, \dots, KD - 1$ 。

而  $\hat{s}_i$  的后验方差同样近似认为相同，即  $V_{\text{post}} = \mathbf{E}(\mathbf{E}(\mathbf{V}_{K,D}))$ ，表示分别对矩阵  $\mathbf{V}_{K,D}$  进行行与列的平均。

5) 外信息输出。

由于检测出的后验信息  $\hat{s}_i$  是由许多来自其他符号的干扰和噪声组成，又由于其余符号可认为独立同分布，所以  $\hat{s}_i$  可近似认为服从高斯分布，且由于步骤 4) 中得到的信号  $\hat{s}_i$  的均值和方差，可得其概

$$p(\hat{s}_i) \propto \exp\left(-\frac{|\hat{s}_i - \bar{s}_i|^2}{V_{\text{post}}}\right)$$

于是，基于 MMSE 检测的估计值  $\hat{s}_i$  得到其第  $i$  个符号第  $k$  个比特的对数似然比表示为

$$L_O(\hat{b}_{i,k}) = \ln \frac{P[b_{i,k} = 1 | \hat{s}_i]}{P[b_{i,k} = 0 | \hat{s}_i]}$$

知：  $P(y|x) = \frac{P(x,y)}{P(x)}$

则由上式可得：

$$L_O(\hat{b}_{i,k}) = \ln \frac{P[b_{i,k} = 1 | \hat{s}_i]}{P[b_{i,k} = 0 | \hat{s}_i]} = \ln \frac{P[b_{i,k} = 1, \hat{s}_i]}{P[b_{i,k} = 0, \hat{s}_i]} = \ln \frac{\sum_{\forall c_i \in C: b_{i,k}=1} p(\hat{s}_i = c_i) P(c_i)}{\sum_{\forall c_i \in C: b_{i,k}=0} p(\hat{s}_i = c_i) P(c_i)} \quad (17)$$

为了避免正反馈，除去输入的先验信息而得到输出的外信息为

$$L_E(\hat{b}_{i,k}) = \ln \frac{\sum_{\forall c_i \in C: b_{i,k}=1} p(\hat{s}_i = c_i) P(c_i)}{\sum_{\forall c_i \in C: b_{i,k}=0} p(\hat{s}_i = c_i) P(c_i)} - \ln \frac{P(\hat{b}_{i,k} = 1)}{P(\hat{b}_{i,k} = 0)} = \ln \frac{\sum_{\forall c_i \in C: b_{i,k}=1} p(\hat{s}_i = c_i) \prod_{\forall l:l \neq k} P(b_{i,l})}{\sum_{\forall c_i \in C: b_{i,k}=0} p(\hat{s}_i = c_i) \prod_{\forall l:l \neq k} P(b_{i,l})}$$

$$= \ln \frac{\sum_{\forall c_i \in C: b_{i,k}=1} \exp\left(-\frac{|c_i - \bar{s}_i|^2}{V_{\text{post}}}\right) \prod_{\forall l:l \neq k} P(b_{i,l})}{\sum_{\forall c_i \in C: b_{i,k}=0} \exp\left(-\frac{|c_i - \bar{s}_i|^2}{V_{\text{post}}}\right) \prod_{\forall l:l \neq k} P(b_{i,l})} \quad (18)$$

而式(18)的结果则给译码器使用，从而完成下一次的迭代。

### 4 仿真结果

基于以上的分析和描述，本文设计了基于卷积码的 Turbo 检测，并与基于 Turbo 码下的非迭代检测系统进行了性能与复杂度的全面比较。其中仿真系统参数载波频率为 2GHz，系统带宽和采样频率分别为 5MHz 和 5.6MHz。DFT-S-GMC 符号有效部分长度(Q)为 512，每个 DFT-S-GMC 符号中复用的 IFBT 符号数目(D)为 16，滤波器组原型滤波器采用根升余弦滤波器，其上采样率 N 为 32。滤波器组总子带数目(M)为 28。且基本帧结构根据 3GPP LTE 中的上行帧结构如图 3 所示<sup>[1]</sup>，其中包括了 2 个短数据块(SB)和 6 个长数据块(LB)。长数据块用来进行数据的传输，而短数据块则为导频传输，以便实时跟踪信道状况，正确解调数据符号。

1) 比特误码率性能比较。

仿真采用 ITU-PB 信道模型<sup>[11]</sup>，移动速度为每小时 3km。卷积码与 Turbo 码均使用 1/2 码率编码，其中卷积码生成多项式为[37,25]，即反馈多项式和前馈多项式分别是  $1 + D^2 + D^4$  和  $1 + D + D^2 + D^3 + D^4$ 。而 Turbo 码则按 3GPP LTE 中的方法生成<sup>[1]</sup>，其中译码迭代 8 次。信道交织器都使用相同的随机交织器。调制方式有 QPSK 与 16QAM。收发机采用 1 发 1 收，接收端为理想信道估计和 MMSE 频域均衡。

图 4 是用户占用 4 个子带时 QPSK-1/2 (如图 4 (a)) 与 16QAM-1/2 (如图 4 (b)) 调制编码方式下误比特率性能比较。图中卷积码经过一次迭代检测后的误比特率性能就已达到了 Turbo 码未迭代检

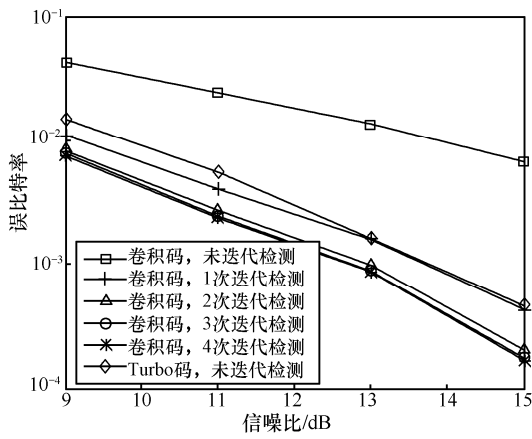


图 3 DFT-S-GMC 系统上行帧结构

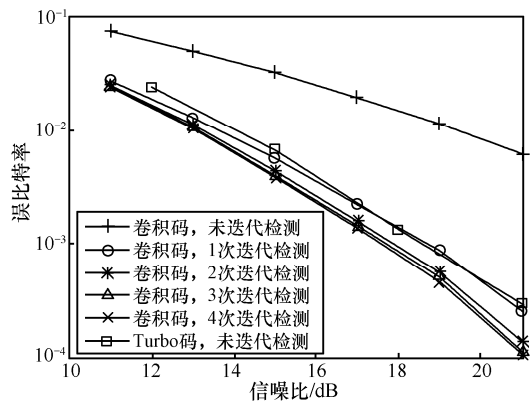
测的性能，而经过 4 次迭代后，性能则大大提高，相对 Turbo 码至少有 1.2dB 增益，并且通过仿真结果不难发现，3 次迭代后性能基本达到收敛。

2) 实现复杂度比较。

按 16QAM-1/2 调制编码方式，占用 4 个子带情况考虑，每帧有 768bit 信息。本文比较的 Turbo 码译码<sup>[1]</sup>中有共 8 个 Trellis stage，且迭代 8 次。由表 1 知每个 Trellis stage 需 273 次加法，所以共需要 26 836 992 次实加操作，并且译码器中共有 3 个交织器进行迭代，需 884 736 次实数加法，所以 Turbo 码译码则共需 27 721 728 次实加操作。



(a) QPSK-1/2 调制编码方式



(b) 16QAM-1/2 调制编码方式

图 4 用户占有 4 个子带不同调制编码方式下误比特率性能比较

而对于本文提出的基于卷积码的迭代检测方法，由表 2 知每次检测时需 493 824 次实乘和 131 328 次实加，由表 3 知卷积码译码每个 Trellis stage 则需 72 次加法。仿真中使用的卷积码有 16 个 Trellis stage，则译码一次需 930 816 次实数加法。由于经过 3 次迭代后性能基本达到收敛，所以此处假定完

成 3 次迭代，并且实数乘法用 6bit 进行量化，另外考虑到迭代时信道交织复杂度，则共需 13 019 904 次实数加法，复杂度相对 Turbo 码译码降低了 53%。

表 1 Turbo 码译码 MAX-Log-MAP 算法每个 Trellis stage 的复杂度估算

步骤	实数域运算量
计算分支度量	32 次加法
计算前向度量并归一化	71 次加法
计算后向度量并归一化	71 次加法
计算后验信息	95 次加法
计算外信息	4 次加法

表 2 每次检测时复杂度估算

步骤	实数乘法运算量	实数加法运算量
计算均值和方差	26880	14592
重构扩频后均值	1536	1536
MMSE 检测	451584	27648
IDFT 解扩	1536	1536
计算输出似然比	12288	86016

表 3 卷积码译码每个 Trellis stage 复杂度估算

步骤	实数域运算量
计算分支度量	4 次加法
计算前向度量并归一化	32 次加法
计算后向度量并归一化	32 次加法
计算后验信息	4 次加法

5 结束语

针对 DFT 扩频的广义多载波系统的频域收发结构，本文提出了一种基于卷积码的迭代检测算法。该方法主要包括 MMSE 检测器、信息转换器以及卷积码译码器。由于存在子带间 DFT 扩频，无法用表达式直接得到等效信道响应，所以利用检测信息的后验均值和方差来表征概率分布，从而完成检测器与译码器之间外信息的交换。仿真结果表明其性能相对传统接收机有显著提高。在完成 3 次迭代检测后，基于卷积码 Turbo 检测的系统性能超过未进行迭代检测的 Turbo 码的性能。并且，相比于后者，前者复杂度有较大的降低。

参考文献:

[1] 3GPP TS 36.211 V0.3.1 Physical Channels and Modulation (Release

- 8)[R]. 3GPP, 2007.
- [2] Physical layer for ultra mobile broadband (UMB) air interface specification[EB/OL]. <http://www.3gpp2.org>, 2006.
- [3] ZHANG X D, LI M Q, HU H L, *et al.* DFT spread generalized multi-carrier scheme for broadband mobile communications[A]. Proceedings of IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2006[C]. Helsinki, Finland, 2006. 1-5.
- [4] 李明齐, 张小东, 李元杰等. 基于 DFT 扩频的广义多载波频分多址上行链路传输方案—DFT-S-GMC[J]. 电信科学, 2006,22(6):5-9.  
LI M Q, ZHANG X D, LI Y J, *et al.* A DFT spread generalized multi-carrier based FDMA scheme for uplink transmission[J]. Telecommunications Science, 2006, 22(6):5-9.
- [5] 李明齐, 芮贇, 张小东等. 基于 DFT 扩频的广义多载波系统频域简化收发机实现方法[J]. 高技术通讯, 2009, 19(1):13-17.  
LI M Q, RUI Y, ZHANG X D, *et al.* A simplified frequency-domain implementation method for the transceiver of discrete Fourier transform spread generalized multi-carrier systems[J]. Chinese High Technology Letters, 2009,19(1):13-17.
- [6] LI M Q, ZHANG X D, HU H L. The Simplified Implementation Method of DFT-S-GMC Transceiver[R]. WG4, FuTURE Forum, Beijing, 2007.
- [7] TUHLER M, KOETTER R, SINGER A C. Minimum mean square error equalization using a priori information[J]. IEEE Trans Signal Processing, 2002, 50(3): 673-683.
- [8] 王东明, 高西奇, 赵春明等. 空时分组码分块传输系统中的 Turbo 检测译码[J]. 通信学报, 2004, 25(6): 1-11.  
WANG D M, GAO X Q, ZHAO C M, *et al.* Turbo detection and decoding for space-time block-coded block transmission system[J]. Journal on Communications, 2004,25(6): 1-11.
- [9] ROBERTSON P, VILLEBRUM E, HOEHER P. A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in log

domain[A]. Proceedings of IEEE International Conference on Communications[C]. Seattle, WA, USA, 1995. 18-22.

- [10] GUO Q H, LI P, LORLIGER H. Turbo equalization based on factor graphs[A]. Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)[C]. Australia, 2005. 4-9.

- [11] ETSI TR 101 112 v3.2.0 Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Selection Procedures for the Choice of Radio Transmission Technologies of the UMTS[R]. 1998.

#### 作者简介:



芮贇 (1983-), 男, 江苏溧阳人, 中国科学院上海微系统与信息技术研究所助理研究员, 主要研究方向为通信中的信号处理、宽带无线接入系统等。

唐斯亮 (1980-), 男, 湖南长沙人, 总参通信部驻上海地区军事代表室工程师, 主要研究方向为无线通信、宽带无线接入系统等。

李明齐 (1971-), 男, 江西南昌人, 中国科学院上海微系统与信息技术研究所研究员, 主要研究方向宽带无线接入系统。

罗银辉 (1975-), 男, 四川南充人, 中国民用航空飞行学院讲师, 上海交通大学博士生, 主要研究方向为宽带无线通信系统、多天线技术。

(上接第 32 页)

- [12] ZHANG Z Y, CHEN W, ZENG F X, *et al.* Z-complementary sets based on sequences with periodic and aperiodic zero correlation zone[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2009.1-9
- [13] ZHANG Z Y, ZENG F X, CHEN W, *et al.* Grouped complementary codes for multicarrier CDMA systems[A]. IEEE International Symposium on Information Theory[C]. Seoul, Korea, 2009. 443-447.

#### 作者简介:



张振宇 (1977-), 男, 吉林长春人, 博士, 中国人民解放军重庆通信学院讲师, 主要研究方向为无线通信、序列设计和信号处理等。



曾凡鑫 (1964-), 男, 四川内江人, 硕士, 中国人民解放军重庆通信学院教授、硕士生导师, 主要研究方向为扩频通信、超宽带无线电、序列设计和信道编码等。

宣贵新 (1980-), 女, 河南驻马店人, 硕士, 中国人民解放军重庆通信学院讲师, 主要研究方向为多载波通信。

吴华 (1974-), 男, 重庆人, 博士, 重庆大学讲师, 主要研究方向为多用户协作通信。

仲元红 (1981-), 男, 重庆人, 重庆大学博士生, 主要研究方向为无线移动通信系统。