

基于正交变换的广义多载波系统自适应传输方案

田攀¹, 李明齐², 芮贇², 郑敏¹, 卜智勇¹

(1.中国科学院 上海微系统与信息技术研究所, 上海 200050; 2.中国科学院 上海高等研究院, 上海 201210)

摘要: 针对基于正交变换的广义多载波系统(OT-GMC), 提出一种正交变换模式和调制编码方式联合自适应的单载波混合传输方案。该方案以最大化频谱效率为优化准则, 依据接收信号的信干噪比(SINR)自适应切换正交变换模式和调制编码方式。当正交变换采用恒等变换时, 对子带数据进行独立的链路自适应, 提高了频谱效率。当正交变换采用离散傅里叶变换时, 发射信号具有较低的峰均比, 提高了发射端的功放效率。该传输方案实质上获得了单载波混合传输系统内频谱效率和峰均比的最优化折中性能。仿真表明, 多径信道下该混合传输方案的吞吐量性能优于单一传输方案。

关键词: 正交变换; 广义多载波; 自适应调制编码; 信干噪比

中图分类号: TN911.3; TN911.6

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2012)10-0091-10

Adaptive transmission scheme of generalized multi-carrier system based on orthogonal transformation

TIAN Pan¹, LI Ming-qi², RUI Yun², ZHENG Min¹, BU Zhi-yong¹

(1. Shanghai Institute of Micro-system and Information Technology, Shanghai 200050, China;

2. Shanghai Higher Institute of the Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201210, China)

Abstract: A joint adaptive hybrid single-carrier transmission scheme of orthogonal transformation mode and modulation and coding scheme (MCS) was proposed for orthogonal transformation generalized multi-carrier system (OT-GMC). The scheme achieved the maximal spectrum efficiency by adaptive switching the orthogonal transformation mode and MCS according to effective SINR. When identical transformation was used, the data of each sub-band could be transmitted adaptively and independently. As a result, the spectrum efficiency could be improved. When DFT was used, the signal had lower PAPR and it improved the efficiency of power amplifier. Essentially, this transmission scheme obtains the most optimum compromise performance of spectrum efficiency and PAPR in single-carrier hybrid transmission system. The simulation results show that the presented scheme is better than the single transmission scheme in the aspect of throughput performance.

Key words: orthogonal transformation; GMC; AMC; SINR

1 引言

近年来, 无线通信系统向着宽带方向迅速发

展, 伴随着这种发展趋势, 无线通信系统占有的带宽、传输速率和频谱效率也越来越高。在宽带无线移动通信系统和宽带无线接入网中要求多个用户

收稿日期: 2011-11-10; 修回日期: 2012-05-30

基金项目: 国家十一五重大专项基金资助项目(2009ZX03003-006-03); 上海市自然科学基金资助项目(10ZR1436000); 国家广电总局基金资助项目(2011-28)

Foundation Items: The National Key Project of China during the 11th Five-Year Plan Period (2009ZX03003-006-03); Project of Shanghai Natural Funds (10ZR1436000); Project of the State Administration of Radio Film and Television (2011-28)

同时接入，需要采用多址技术。通常采用的多址技术主要有时分多址(TDMA)、频分多址(FDMA)、码分多址(CDMA)和空分多址(SDMA)等^[1,2]。对于宽带无线移动通信系统，通常采用频分多址技术，系统可根据信道特性为各用户灵活分配频率资源，提高系统总体吞吐量。

目前，频分多址主要有 2 种实现方式：一种是基于 OFDM 技术的频分多址方式，如 3GPP 长期演进(LTE)系统下行所采用的正交频分多址(OFDMA)^[3]和上行的离散傅立叶变换扩频的正交频分多址^[4](DFT-S-OFDMA)。在 LTE-A 上行中，分簇的 DFT-S-OFDM 方案和 $N \times \text{SC-FDMA}$ 方案得到了支持^[5]，分簇的 DFT-S-OFDM 技术具有灵活的资源分配方式，与集中式的 DFT-S-OFDM 相比可获得更高的平均吞吐量^[6]，但其只能对单个用户占用的子带进行统一的自适应调制编码(AMC)，而 $N \times \text{SC-FDMA}$ 技术虽然可以对单个用户占用的多个子带进行独立的 AMC，但其峰均比也相对更高。另一种是基于滤波器组技术实现的频分多址系统，该系统每个子带的带宽相对于载波频偏和多普勒频移较大，且子带带外衰减较强，因此该系统对载波频偏引起的多用户间干扰具有较强的顽健性。

事实上，OFDM 比 SC-FDM 具有较高的频谱效率，但同时也具有较高的 PAPR，文献[7]已经对 OFDM 与 SC-FDM 进行了全面的比较。为了综合两者的优势，文献[8]设计了结合 OFDM 与 SC-FDM 的多载波与单载波混合传输方案以适应不同场景的需求。但是，在移动通信上行链路中，由于用户终端功率放大器发射功率和电源寿命的限制，发射信号峰均比高将降低链路预算，减小系统上行链路覆盖范围，因此上述混合传输方案在上行链路中的应用由于 OFDM 机制的存在将受到了极大的限制。针对以上方案的不足，本文基于正交变换的广义多载波

系统(OT-GMC)^[9]，提出一种正交变换模式和调制编码方式联合自适应的单载波混合传输方案。该方案根据信道有效 SINR 自适应切换正交变换模式和调制编码方式。当正交变换采用离散傅里叶变换时，拥有分簇的 DFT-S-OFDM 系统灵活资源分配的优势，同时具有较低的峰均比，有利于提高功放效率；当正交变换采用恒等变换时，又拥有 $N \times \text{SC-FDMA}$ 系统对各子带进行独立链路自适应的优势，提高了系统整体频谱效率。该方案实质上获得了单载波混合传输系统内频谱效率和峰均比的最优化折中性能。仿真结果表明，该方案在多径信道下的归一化吞吐量性能优于单一传输方案。

2 OT-GMC 系统自适应传输模型

图 1 为 M 个子带的 OT-GMC 系统自适应传输模型^[7]。系统根据输入的信道状态信息改变正交变换模式和调制编码方式。当正交变换选择离散傅里叶变换时，OT-GMC 系统退化为 F-GMC 系统，此时各子带所承载的比特流进行统一的信道编码，并且采用相同的星座调制；当正交变换采用恒等变换时，OT-GMC 系统退化为 I-GMC 系统，此时各子带所承载的比特流分别进行独立的信道编码，并且根据控制信息采用独立的星座调制。

假设系统子载波总数为 N ，单个子带的子载波数为 K ，并且频域加单位矩形窗，则对于占据 M 个子带的传输数据矢量 \mathbf{D} ，发送信号矢量可以表示为

$$\mathbf{S} = \mathbf{F}_N^H \mathbf{T}_{N,MK} \tilde{\mathbf{F}}_K \mathbf{E}_{MK} \tilde{\mathbf{O}}_M \mathbf{D} \tag{1}$$

其中，传输数据矢量 $\mathbf{D} = \begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ \vdots \\ d_{K-1} \end{bmatrix}, d_i (i = 0, 1, \dots, K - 1)$

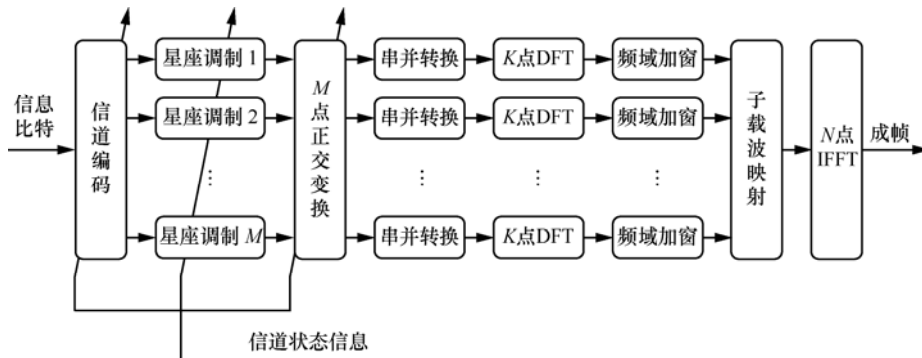


图 1 OT-GMC 系统自适应传输模型

为 $M \times 1$ 维子矢量； $\tilde{\mathbf{O}}_M$ 为正交变换矩阵，当正交变换

$$\text{采用 DFT 模式时, } \tilde{\mathbf{O}}_M = \tilde{\mathbf{F}}_M = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_M & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \mathbf{F}_M \end{bmatrix}_{MK \times MK},$$

\mathbf{F}_M 是 M 点 FFT 矩阵，当采用恒等变换模式时，

$$\tilde{\mathbf{O}}_M = \tilde{\mathbf{I}}_M = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_M & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \mathbf{I}_M \end{bmatrix}_{MK \times MK},$$

子阵 \mathbf{I}_M 是 M 维单位阵； \mathbf{E}_{MK} 用于实现正交变换后数据矢量的串并转

$$\text{换, } \mathbf{E}_{MK} = \begin{bmatrix} [\mathbf{e}_{1,1}] & [\mathbf{e}_{2,1}] & \cdots & [\mathbf{e}_{K,1}] \\ [\mathbf{e}_{1,2}] & [\mathbf{e}_{2,2}] & \cdots & [\mathbf{e}_{K,2}] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ [\mathbf{e}_{1,M}] & [\mathbf{e}_{2,M}] & \cdots & [\mathbf{e}_{K,M}] \end{bmatrix}_{MK \times MK},$$

$K \times M$ 维子阵 $\mathbf{e}_{i,j} (i=1,2,\dots,K; j=1,2,\dots,M)$ 的第 i 行 j 列元

$$\text{素为 1, 其余元素为 0; } \tilde{\mathbf{F}}_K = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_K & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \mathbf{F}_K \end{bmatrix}_{MK \times MK},$$

子阵 \mathbf{F}_K 是 K 点 FFT 矩阵； $\mathbf{T}_{N,MK}$ 是 $N \times MK$ 维子载波映射矩阵； \mathbf{F}_N^H 是 N 点 IFFT 矩阵。

3 OT-GMC 系统自适应传输方案

3.1 不考虑 PAPR 影响的传输方案

在小区中心环境下，由于无线通信系统功率控制机制的存在使得上行链路发射机无需过度关注信号峰值功率超过射频功放线性工作区域的问题，此时 OT-GMC 系统自适应传输流程如图 2 所示，具体方案描述如下。

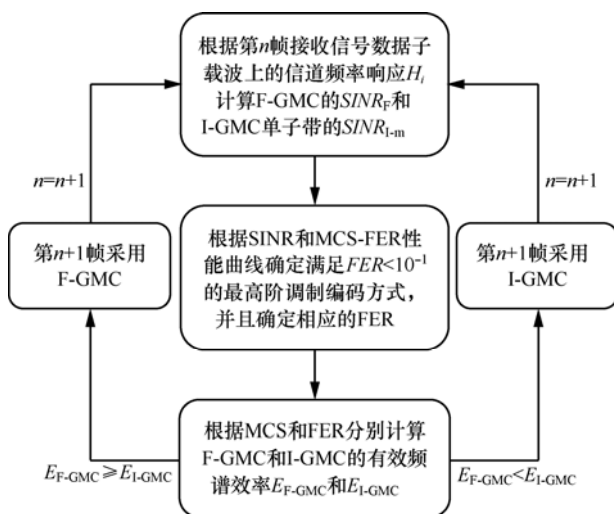


图 2 OT-GMC 系统自适应传输流程

步骤 1 根据接收端第 n 帧数据所在子载波的信道频率响应，计算第 $n+1$ 帧数据在 F 正交变换模式下的整体有效 $SINR_F$ 和 I 正交变换模式下各子带的有效 $SINR_{I-m} (m=0,1,\dots,M-1, M$ 为子带的数目)。

假定噪声功率为 σ^2 ，占用的第 i 个子载波的信道频率响应为 H_i ，并且在频域加单位矩形窗。

对于 F-GMC 系统，根据附录 A 的推导计算有效 SINR 为

$$SINR_F = \left(\frac{1}{\frac{1}{N_{C-F}} \sum_{i=0}^{N_{C-F}-1} \frac{SNR_i}{SNR_i + 1}} - 1 \right)^{-1} \quad (2)$$

对于 I-GMC 系统，单个子带形式退化为 DFT-S-OFDM 系统，此时 I-GMC 系统第 m 个子带的有效 SINR 计算公式^[10]如式(3)所示。式(2)与式(3)具有相同的形式。事实上，从链路性能角度上看，在相同条件下 F-GMC 系统等效于 DFT-S-OFDM 系统，而 I-GMC 系统等效于 $N \times$ SC-FDMA 系统。

$$SINR_{I-m} = \left(\frac{1}{\frac{1}{N_{C-I-m}} \sum_{i=0}^{N_{C-I-m}-1} \frac{SNR_i}{SNR_i + 1}} - 1 \right)^{-1} \quad (3)$$

另一方面，根据附录 B 的推导， $SINR_F$ 与 $SINR_{I-m}$ 之间存在以下关系：

$$SINR_F = \left(\frac{1}{\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \left(\frac{1}{SINR_{I-m}} + 1 \right)^{-1}} - 1 \right)^{-1} \quad (4)$$

在式(2)和式(3)中

$$SNR_i = \frac{|H_i|^2}{\sigma^2} \quad (5)$$

为第 i 个子载波上的信噪比， N_{C-F} 为 F-GMC 系统占用数据子载波数， N_{C-I-m} 为 I-GMC 系统第 m 个子带占用的数据子载波数。

对于一发多收天线配置情况，式(2)和式(3)中第 i 个子载波上的信噪比^[8]为

$$SNR_i^{comb} = \sum_{j=0}^{N_{ant}-1} SNR_{i,j} = \sum_{j=0}^{N_{ant}-1} \frac{|H_{i,j}|^2}{\sigma^2} \quad (6)$$

$H_{i,j}$ 为第 i 个子载波第 j 根接收天线上的信道频率响应。

步骤 2 分别基于 AWGN 信道下 F/I-GMC 系统的数据子载波 (F-GMC 系统为所有占用的数据子载波, I-GMC 系统为单个子带占用的数据子载波) 所承载的比特流在采用不同 MCS 时的 FER 性能, 依据式(2)和式(3)获得的 SINR 选取满足 $FER < 10^{-1}$ 的最优调制编码方式, 即:

$$\begin{cases} MCS_{F-OPT} = \arg \max_{MCS_{F-k}} M_{F-k} \\ MCS_{I-m-OPT} = \arg \max_{MCS_{I-m-k}} M_{I-m-k} \quad (m = 0, 1, \dots, M-1) \end{cases} \quad (7)$$

MCS_{F-k} 取自 F-GMC 系统满足 $FER < 10^{-1}$ 的 MCS 集, MCS_{I-m-k} 取自 I-GMC 系统第 m 个子带满足 $FER < 10^{-1}$ 的 MCS 集, M_{F-k} 和 M_{I-m-k} ($m = 0, 1, \dots, M-1$) 为相应调制编码方式所承载的信息比特数目。

同时, 根据 AWGN 信道下各种 MCS 的 FER 性能确定式(7)获得的调制编码方式 MCS_{F-OPT} 和 $MCS_{I-m-OPT}$ ($m = 0, 1, \dots, M-1$) 所对应的误帧率 FER_F 和 FER_{I-m} ($m = 0, 1, \dots, M-1$)。

步骤 3 分别计算 F/I 2 种正交变换模式下的有效频谱效率, 选择效率高的正交变换模式和相应的最优调制编码方式在第 $n+1$ 帧使用。判决规则如下

$$Mod_o = \begin{cases} F-GMC & , E_{F-GMC} \geq E_{I-GMC} \\ I-GMC & , E_{F-GMC} < E_{I-GMC} \end{cases} \quad (8)$$

其中,

$$E_{F-GMC} = M_{F-OPT} \times (1 - FER_F) \quad (9)$$

$$E_{I-GMC} = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} [M_{I-m-OPT} \times (1 - FER_{I-m})]}{M} \quad (10)$$

M_{F-OPT} 和 $M_{I-m-OPT}$ ($m = 0, 1, \dots, M-1$) 为所选最优调制编码方式 MCS_{F-OPT} 和 $MCS_{I-m-OPT}$ 所承载的信息比特数目。

3.2 考虑 PAPR 影响的传输方案

对于小区边缘用户, 上行发射机既需要提高发送功率以满足链路预算, 同时, 为了减小 PAPR 的影响, 又需要对发送功率做一定的限制, 事实上发

射机需要保证发射信号的峰值功率在射频功放的线性工作区内。因此, 考虑 PAPR 影响的 OT-GMC 系统自适应传输方案在求取接收信号信干噪比时, 需要考虑系统的最大峰值功率限制, 其具体方案描述如下。

步骤 1 根据接收端第 n 帧数据所在子载波的信道频率响应, 计算考虑峰均比因素的有效信噪比。

假设 F-GMC 系统第 p 种可选调制编码方式为 MCS_{F-p} ($p = 0, 1, \dots, N_{MCS} - 1, N_{MCS}$ 为可选 MCS 的级数), 对应于 MCS_{F-p} 的发射功率回退因子为 α_{F-p} ; I-GMC 系统所有子带的第 q 种可选调制编码方式组合为 MCS_{I-q} ($q = 0, 1, \dots, (N_{MCS})^M - 1, (N_{MCS})^M$ 为所有子带的 MCS 组合的种数), 对应于 MCS_{I-q} 的发射功率回退因子为 α_{I-q} , 定义回退因子为

$$\begin{cases} \alpha_{F-p} = 10^{(cm_R - cm_{F-p})/10} \\ \alpha_{I-q} = 10^{(cm_R - cm_{I-q})/10} \end{cases} \quad (11)$$

其中, cm_R 为 F-GMC 系统采用最低阶星座调制时发射信号 3 次方度量参考值, cm_{F-p} 和 cm_{I-q} 分别为 F-GMC 系统和 I-GMC 系统在所选调制编码方式及其组合时的发射信号 3 次方度量。3 次方度量式^[11]为

$$CM = \frac{20 \lg \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{|x_i|}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |x_i|^2}} \right)^6 - 1.5237 \right)}{1.85} \quad (12)$$

其中, x_i 为发射信号第 i 个样点值, N 为样值的总数。 cm_{F-p} 和 cm_{I-q} 的具体值由既定系统参数环境下仿真结果给出, 如表 1 和表 2 所示。

表 1 2 子带 F-GMC 系统发射信号 3 次方度量

调制方式	QPSK	16QAM	64QAM
CubicMetric/dB	1.66	2.21	2.33

表 2 2 子带 I-GMC 系统发射信号 3 次方度量

调制方式组合	CubicMetric/dB
QPSK,QPSK	2.15
QPSK,16QAM	2.36
QPSK,64QAM	2.41
16QAM,16QAM	2.58
16QAM,64QAM	2.60
64QAM,64QAM	2.65

采用枚举法计算上述 F-GMC 系统和 I-GMC 系统在各种可选调制编码方式 MCS_{F-p} 及其组合 MCS_{I-q} 下第 i 个子载波的信噪比 SNR_{F-p-i} 和 SNR_{I-q-i} ，单天线和多天线情况的计算式分别为

$$\begin{cases} SNR_{F-p-i} = \frac{\alpha_{F-p} |H_i|^2}{\sigma^2} \\ SNR_{I-q-i} = \frac{\alpha_{I-q} |H_i|^2}{\sigma^2} \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} SNR_{F-p-i}^{\text{comb}} = \sum_{j=0}^{N_{ant}-1} \frac{\alpha_{F-p} |H_{i,j}|^2}{\sigma^2} \\ SNR_{I-q-i}^{\text{comb}} = \sum_{j=0}^{N_{ant}-1} \frac{\alpha_{I-q} |H_{i,j}|^2}{\sigma^2} \end{cases} \quad (14)$$

基于式(13)和式(14)的结果，利用式(2)和式(3)分别计算 F-GMC 系统在采用 MCS_{F-p} 情况下的有效信干噪比 $SINR_{F-p}$ 和 I-GMC 系统在采用 MCS_{I-q} 情况下各子带的有效信干噪比 $SINR_{I-q-m}$ ($m=0, 1, \dots, M-1$)。

步骤 2 保留步骤 1 中考虑最大功率限制后仍然满足 $FER < 10^{-1}$ 要求的调制编码方式(组合)。

对于 F-GMC 系统，保留的 MCS 集合为

$$MCS_F = \left\{ MCS_{F-p} \mid SNR_{FER_{F-p}=0.1} < SINR_{F-p}, \right. \\ \left. p \in \{0, 1, \dots, N_{MCS} - 1\} \right\} \quad (15)$$

其中， $SNR_{FER_{F-p}=0.1}$ 为 AWGN 信道下 MCS_{F-p} 对应误帧率为 10^{-1} 的信噪比。事实上， $SNR_{FER_{F-p}=0.1} < SINR_{F-p}$ 能够保证系统考虑最大功率限制后采用 MCS_{F-p} 的误帧率在 10^{-1} 以下。

对于 I-GMC 系统，保留的 MCS 组合的集合为 $MCS_I = \left\{ MCS_{I-q} \mid SNR_{FER_{I-q-m}=0.1} < SINR_{I-q-m} \text{ 对任意} \right. \\ \left. m \in \{0, 1, \dots, M-1\} \text{ 成立, } q \in \{0, 1, \dots, (N_{MCS})^M - 1\} \right\}$ (16)

其中， $SNR_{FER_{I-q-m}=0.1}$ 为 AWGN 信道下 MCS_{I-q-m} 对应误帧率为 10^{-1} 的信噪比， MCS_{I-q-m} 为第 q 组 MCS 组合中对应于第 m 个子带的调制编码方式。

根据 AWGN 信道下各种 MCS 的 FER 性能确定集合 MCS_F 中各 MCS 对应的 FER 和集合 MCS_I 中各 MCS 组合对应的 FER 组合。

步骤 3 计算 F/1 2 种正交变换模式下各保留

MCS 和 MCS 组合的有效频谱效率，利用式(8)选择效率高的正交变换模式和相应的 MCS(组合)在第 $n+1$ 帧使用。

$$E_{F-GMC} = \arg \max_{MCS_{F-k}} [M_{F-k} \times (1 - FER_{F-k})] \quad (17)$$

$$E_{I-GMC} = \frac{1}{M} \times \arg \max_{MCS_{I-k}} \sum_{m=0}^{M-1} [M_{I-k-m} \times (1 - FER_{I-k-m})] \quad (18)$$

MCS_{F-k} 取自 F-GMC 系统保留的调制编码方式集合 MCS_F ， M_{F-k} 、 FER_{F-k} 分别为 MCS_{F-k} 所承载信息比特数和误帧率； MCS_{I-k} 取自 I-GMC 系统保留的调制编码方式组合的集合 MCS_I ， M_{I-k-m} 、 FER_{I-k-m} 分别为 MCS_{I-k} 组合下对应于第 m 个子带的调制编码方式所承载的信息比特数和误帧率。

4 性能仿真

基于以上仿真参数，F-GMC 和 I-GMC 系统在不同调制方式下发射信号 3 次方度量值如表 1 和表 2 所示。由表 1 和表 2 可知 F-GMC 系统采用最低星座 QPSK 时的发射信号 3 次方度量参考值 $cm_R = 1.66\text{dB}$ 。

表 3 所示为仿真的具体参数。

系统参数	仿真参数
信道模型	TU 3km/h
信道均衡	MMSE
信道估计	理想
编码	Turbo 码
调制编码方式	QPSK-1/2 16QAM-1/2 64QAM-1/2 64QAM-3/4
发射接收天线配置	1Tx, 1Rx/2Rx
OFDM 符号数/帧	6
OFDM 符号长(sample)	2 048
传输子带数目	2
子载波数/子带	12
子载波位置	1~12, 513~524

图 3~图 6 为采用不同天线配置下各传输方案的单位吞吐量性能。仿真结果表明，本方案的吞吐量性能优于单一正交变换模式或调制编码方式的性

能。其中，与 F-GMC-AMC 方案相比最大单位吞吐量能提高 7%~12%，与 I-GMC-AMC 方案相比能提高 6%~10%左右。当 F 方案与 I 方案的性能比较接近时，F/I 方案能取得 1dB 的增益；当 F 方案与 I 方案其中一个占明显优势时，F/I 方案性能仍然会优于其中性能较好的一个。

1) 天线影响

1×1 时, I-GMC-AMC 总体上优于 F-GMC-AMC; 1×2 时, 这种优势会减弱, 并且在高信噪比情况下, F-GMC-AMC 会优于 I-GMC-AMC。本方案在 1×2 天线配置下, 特别是在 F-GMC-AMC 与 I-GMC-AMC 性能相当时, 会取得 0.2bit/s/Hz 左右的优势。

2) PAPR 影响

比较图 3 和图 5、图 4 和图 6, 当考虑 PAPR 影响时 I-GMC-AMC 性能降低程度明显大于 F-GMC-AMC 性能降低的程度, 它们在性能上会更加接近。本方案与其中性能较好的 I-GMC-AMC 相比, 单位吞吐量性能优势会有一些的提升。

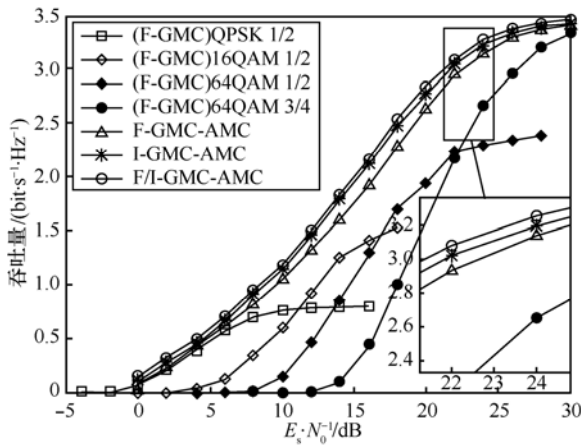


图 3 1×1 不考虑 PAPR Throughput 性能比较

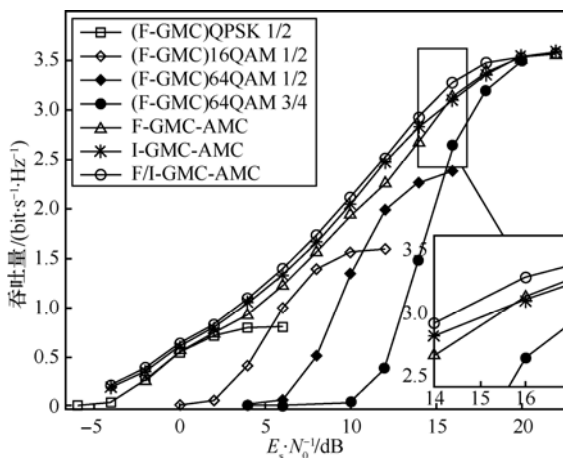


图 4 1×2 不考虑 PAPR Throughput 性能比较

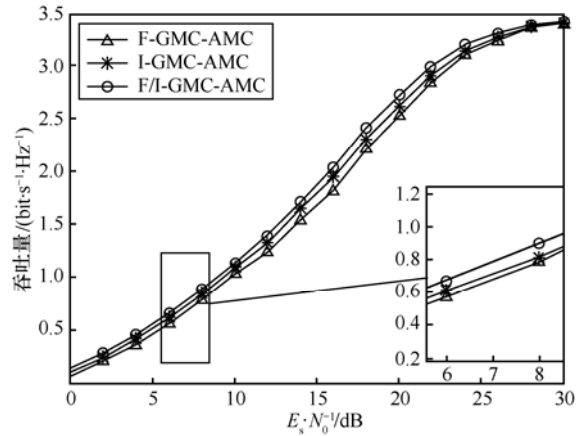


图 5 1×1 考虑 PAPR Throughput 性能比较

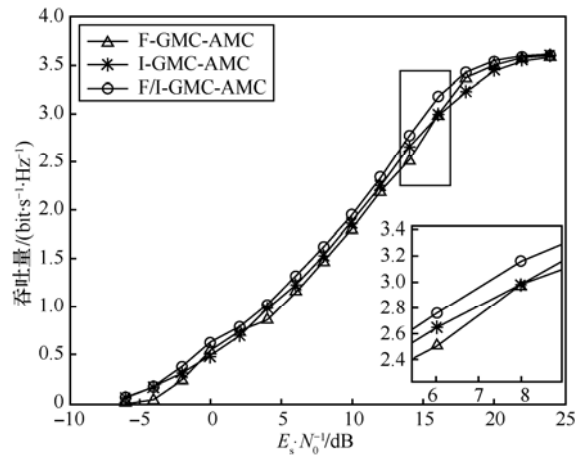


图 6 1×2 考虑 PAPR Throughput 性能比较

5 结束语

本文针对基于正交变换的广义多载波系统, 提出一种正交变换模式和调制编码方式联合自适应的单载波混合传输方案。该方案能够结合不同正交变换的优势以达到单载波混合传输系统内频谱效率和峰均比的最优化折中性能。同时, 由于 F-GMC 在系统结构和接收端 SINR 性能方面与分簇的 DFT-S-OFDM 相似, 而 I-GMC 等效于 N×SC-FDMA, 因此本文所提方案可以拓展到目前受到广泛关注的 LTE-A 上行中。

附录 A F-GMC 有效 SINR 表达式推导

根据式(1)对发送信号模型的阐释, F-GMC 系统的频域接收信号为

$$R = HT_{N,MK} \tilde{F}_K E_{MK} \tilde{F}_M D + Z \quad (19)$$

N×N 对角阵 H 和 N×1 矩阵 Z 分别是信道响应和接收噪声的傅里叶变换。传输数据矢量的检测矩阵为

$$\begin{aligned} \hat{D} &= \tilde{F}_M^H E_{MK}^H \tilde{F}_K^H T_{N,MK}^H H^H W (HT_{N,MK} \tilde{F}_K E_{MK} \tilde{F}_M D + Z) \\ &= \tilde{F}_M^H E_{MK}^H \tilde{F}_K^H \hat{H}_{MK} \tilde{F}_K E_{MK} \tilde{F}_M D + \tilde{F}_M^H E_{MK}^H \tilde{F}_K^H \tilde{H}_{MK} Z_{MK} \end{aligned} \quad (20)$$

$$\hat{H}_{MK} = T_{N,MK}^H H^H W H T_{N,MK} = \text{diag} \left\{ \frac{|H_0|^2}{w_0}, \frac{|H_1|^2}{w_1}, \dots, \frac{|H_{MK-1}|^2}{w_{MK-1}} \right\} \quad (21)$$

其中, $W = \text{diag} \left\{ \frac{1}{w_0}, \frac{1}{w_1}, \dots, \frac{1}{w_{MK-1}} \right\}$ 为频域均衡系数矩阵,

$$\tilde{H}_{MK} = \text{diag} \left\{ \frac{H_0^*}{w_0}, \frac{H_1^*}{w_1}, \dots, \frac{H_{MK-1}^*}{w_{MK-1}} \right\} \quad (22)$$

$MK \times 1$ 维矩阵 Z_{MK} 为噪声的傅里叶变换在数据子载波位置上的值所组成的矢量, \hat{H}_{MK} 和 \tilde{H}_{MK} 分别为

$$\begin{aligned} \text{令 } A &= \tilde{F}_K^H \hat{H}_{MK} \tilde{F}_K, \quad B = E_{MK}^H \tilde{F}_K^H \hat{H}_{MK} \tilde{F}_K E_{MK} = E_{MK}^H A E_{MK}, \\ C &= \tilde{F}_M^H E_{MK}^H \tilde{F}_K^H \tilde{H}_{MK} \tilde{F}_K E_{MK} \tilde{F}_M = \tilde{F}_M^H B \tilde{F}_M. \end{aligned} \quad \text{其中,}$$

$$A = \tilde{F}_K^H \hat{H}_{MK} \tilde{F}_K = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 & h_{K-1} & \dots & h_1 \\ h_1 & h_0 & \dots & h_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{K-1} & h_{K-2} & \dots & h_0 \end{bmatrix}_{K \times K} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{K \times K} & \dots & \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{K \times K} \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{K \times K} & \begin{bmatrix} h_K & h_{2K-1} & \dots & h_{K+1} \\ h_{K+1} & h_K & \dots & h_{K+2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{2K-1} & h_{2K-2} & \dots & h_K \end{bmatrix}_{K \times K} & \dots & \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{K \times K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{K \times K} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{K \times K} & \dots & \begin{bmatrix} h_{(M-1)K} & h_{MK-1} & \dots & h_{(M-1)K+1} \\ h_{(M-1)K+1} & h_{(M-1)K} & \dots & h_{(M-1)K+2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{MK-1} & h_{MK-2} & \dots & h_{(M-1)K} \end{bmatrix}_{K \times K} \end{bmatrix}_{MK \times MK} \quad (23)$$

矩阵 A 的每个非零子阵都是一个 $K \times K$ 维的循环阵, 且每个循环阵第一列 $\begin{bmatrix} h_{mK} \\ h_{mK+1} \\ \vdots \\ h_{(m+1)K-1} \end{bmatrix} (m=0,1,\dots,M-1)$ 都是

$$\begin{bmatrix} \frac{|H_{mK}|^2}{w_{mK}} \\ \frac{|H_{mK+1}|^2}{w_{mK+1}} \\ \vdots \\ \frac{|H_{(m+1)K-1}|^2}{w_{(m+1)K-1}} \end{bmatrix} (m=0,1,\dots,M-1) \text{ 的等效信道冲击响应。另外,}$$

$$E_{MK} = \begin{bmatrix} [e_{1,1}] & [e_{2,1}] & \dots & [e_{K,1}] \\ [e_{1,2}] & [e_{2,2}] & \dots & [e_{K,2}] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ [e_{1,M}] & [e_{2,M}] & \dots & [e_{K,M}] \end{bmatrix}_{MK \times MK} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{K \times M} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{K \times M} & \dots & \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{K \times M} \\ \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{K \times M} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{K \times M} & \dots & \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 1 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{K \times M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{K \times M} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{K \times M} & \dots & \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}_{K \times M} \end{bmatrix}_{MK \times MK}$$

因此,

$$\begin{aligned}
 \mathbf{B} &= \mathbf{E}_{MK}^H \tilde{\mathbf{F}}_K^H \hat{\mathbf{H}}_{MK} \tilde{\mathbf{F}}_K \mathbf{E}_{MK} = \mathbf{E}_{MK}^H \mathbf{A} \mathbf{E}_{MK} = \\
 & \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_K & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & h_{(M-1)K} \end{bmatrix}_{M \times M} & \begin{bmatrix} h_{K-1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_{2K-1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & h_{MK-1} \end{bmatrix}_{M \times M} & \cdots & \begin{bmatrix} h_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_{K+1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & h_{(M-1)K+1} \end{bmatrix}_{M \times M} \\
 \begin{bmatrix} h_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_{K+1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & h_{(M-1)K+1} \end{bmatrix}_{M \times M} & \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_K & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & h_{(M-1)K} \end{bmatrix}_{M \times M} & \cdots & \begin{bmatrix} h_2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_{K+2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & h_{(M-1)K+2} \end{bmatrix}_{M \times M} \\
 \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\
 \begin{bmatrix} h_{K-1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_{2K-1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & h_{MK-1} \end{bmatrix}_{M \times M} & \begin{bmatrix} h_{K-2} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_{2K-2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & h_{MK-2} \end{bmatrix}_{M \times M} & \cdots & \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_K & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & h_{(M-1)K} \end{bmatrix}_{M \times M}
 \end{bmatrix}_{MK \times MK} \quad (24)
 \end{aligned}$$

矩阵 \mathbf{B} 的每个子阵都是一个 $M \times M$ 维的对角阵，且矩阵 \mathbf{B} 的每行子阵都是前一行子阵的循环移位，每列子阵都是前一列子阵的循环移位。

$$\begin{aligned}
 \mathbf{C} &= \tilde{\mathbf{F}}_M^H \mathbf{E}_{MK}^H \tilde{\mathbf{F}}_K^H \hat{\mathbf{H}}_{MK} \tilde{\mathbf{F}}_K \mathbf{E}_{MK} \tilde{\mathbf{F}}_M = \tilde{\mathbf{F}}_M^H \mathbf{B} \tilde{\mathbf{F}}_M = \\
 & \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{h}_0 & \bar{h}_{(M-1)K} & \cdots & \bar{h}_K \\ \bar{h}_K & \bar{h}_0 & \cdots & \bar{h}_{2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{h}_{(M-1)K} & \bar{h}_{(M-2)K} & \cdots & \bar{h}_0 \end{bmatrix}_{M \times M} & \begin{bmatrix} \bar{h}_{K-1} & \bar{h}_{MK-1} & \cdots & \bar{h}_{2K-1} \\ \bar{h}_{2K-1} & \bar{h}_{K-1} & \cdots & \bar{h}_{3K-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{h}_{MK-1} & \bar{h}_{(M-1)K-1} & \cdots & \bar{h}_{K-1} \end{bmatrix}_{M \times M} & \cdots & \begin{bmatrix} \bar{h}_1 & \bar{h}_{(M-1)K+1} & \cdots & \bar{h}_{K+1} \\ \bar{h}_{K+1} & \bar{h}_1 & \cdots & \bar{h}_{2K+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{h}_{(M-1)K+1} & \bar{h}_{(M-2)K+1} & \cdots & \bar{h}_1 \end{bmatrix}_{M \times M} \\
 \begin{bmatrix} \bar{h}_1 & \bar{h}_{(M-1)K+1} & \cdots & \bar{h}_{K+1} \\ \bar{h}_{K+1} & \bar{h}_1 & \cdots & \bar{h}_{2K+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{h}_{(M-1)K+1} & \bar{h}_{(M-2)K+1} & \cdots & \bar{h}_1 \end{bmatrix}_{M \times M} & \begin{bmatrix} \bar{h}_0 & \bar{h}_{(M-1)K} & \cdots & \bar{h}_K \\ \bar{h}_K & \bar{h}_0 & \cdots & \bar{h}_{2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{h}_{(M-1)K} & \bar{h}_{(M-2)K} & \cdots & \bar{h}_0 \end{bmatrix}_{M \times M} & \cdots & \begin{bmatrix} \bar{h}_2 & \bar{h}_{(M-1)K+2} & \cdots & \bar{h}_{K+2} \\ \bar{h}_{K+2} & \bar{h}_2 & \cdots & \bar{h}_{2K+2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{h}_{(M-1)K+2} & \bar{h}_{(M-2)K+2} & \cdots & \bar{h}_2 \end{bmatrix}_{M \times M} \\
 \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\
 \begin{bmatrix} \bar{h}_{K-1} & \bar{h}_{MK-1} & \cdots & \bar{h}_{2K-1} \\ \bar{h}_{2K-1} & \bar{h}_{K-1} & \cdots & \bar{h}_{3K-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{h}_{MK-1} & \bar{h}_{(M-1)K-1} & \cdots & \bar{h}_{K-1} \end{bmatrix}_{M \times M} & \begin{bmatrix} \bar{h}_{K-2} & \bar{h}_{MK-2} & \cdots & \bar{h}_{2K-2} \\ \bar{h}_{2K-2} & \bar{h}_{K-2} & \cdots & \bar{h}_{3K-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{h}_{MK-2} & \bar{h}_{(M-1)K-2} & \cdots & \bar{h}_{K-2} \end{bmatrix}_{M \times M} & \cdots & \begin{bmatrix} \bar{h}_0 & \bar{h}_{(M-1)K} & \cdots & \bar{h}_K \\ \bar{h}_K & \bar{h}_0 & \cdots & \bar{h}_{2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{h}_{(M-1)K} & \bar{h}_{(M-2)K} & \cdots & \bar{h}_0 \end{bmatrix}_{M \times M}
 \end{bmatrix}_{MK \times MK} \quad (25)
 \end{aligned}$$

矩阵 \mathbf{C} 的每个子矩阵都是一个 $M \times M$ 维的循环阵，子循环阵的第一列 $\begin{bmatrix} \bar{h}_k \\ \bar{h}_{K+k} \\ \vdots \\ \bar{h}_{(M-1)K+k} \end{bmatrix}$ ($k=0,1,\dots,K-1$) 都是 $\begin{bmatrix} h_k \\ h_{K+k} \\ \vdots \\ h_{(M-1)K+k} \end{bmatrix}$ ($k=0,1,\dots,K-1$) 的等效信道冲击响应。并且，矩阵 \mathbf{C} 中每行子阵都是前一行子阵的循环移位，每列子阵都是前一列子阵的循环移位。此外， $\bar{h}_0, \bar{h}_1, \dots, \bar{h}_{MK-1}$ 在 \mathbf{C} 的每行和每列都出现且仅出现一次， \mathbf{C} 的对角元素全部都为 \bar{h}_0 。所以，

$$\tilde{\mathbf{F}}_M^H \mathbf{E}_{MK}^H \tilde{\mathbf{F}}_K^H \hat{\mathbf{H}}_{MK} \tilde{\mathbf{F}}_K \mathbf{E}_{MK} \tilde{\mathbf{F}}_M \mathbf{D} = \mathbf{C} \mathbf{D} = \begin{bmatrix} \bar{h}_0 d_0 + ISI_0 \\ \bar{h}_0 d_1 + ISI_1 \\ \vdots \\ \bar{h}_0 d_{MK-1} + ISI_{MK-1} \end{bmatrix} \quad (26)$$

其中， $ISI_i (i=0,1,\dots,MK-1)$ 是所有非 d_i 的信号元素与非 \bar{h}_i 增益的乘积之和。由于发送信号矢量 \mathbf{D} 的每个元素都是归一化的星座点，因此 $E_s = 1$ ，有用信号平均功率为

$$\begin{aligned}
 s &= |\bar{h}_0|^2 E_s = |\bar{h}_0|^2 = \left| \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} h_{mK} \right|^2 \\
 &= \left| \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \left(\frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} |H_{mK+k}| \right) \right|^2 = \left| \frac{1}{MK} \sum_{i=0}^{MK-1} |H_i| \right|^2 \quad (27)
 \end{aligned}$$

其中，数据符号间干扰的平均功率为

$$\begin{aligned}
 \sigma_{ISI}^2 &= \sum_{k=0}^{K-1} \left(\sum_{m=0}^{M-1} |\bar{h}_{mK+k}| \right)^2 E_s - s \\
 &= \sum_{k=0}^{K-1} \left(\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} |h_{mK+k}| \right)^2 E_s - s
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \left(\sum_{k=0}^{K-1} |h_{mK+k}|^2 \right) E_s - s \\
&= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \left(\frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \left| \frac{H_{mK+k}}{w_{mK+k}} \right|^2 \right)^2 E_s - s \\
&= \frac{1}{MK} \sum_{i=0}^{MK-1} \frac{|H_i|^4}{|w_i|^2} - \left| \frac{1}{MK} \sum_{i=0}^{MK-1} \frac{|H_i|^2}{w_i} \right|^2 \quad (28)
\end{aligned}$$

对于噪声项 $\tilde{\mathbf{F}}_M^H \mathbf{E}_{MK}^H \tilde{\mathbf{F}}_K^H \tilde{\mathbf{H}}_{MK} \mathbf{Z}_{MK}$, 设 $\mathbf{D} = \tilde{\mathbf{F}}_M^H \mathbf{E}_{MK}^H \tilde{\mathbf{F}}_K^H \tilde{\mathbf{H}}_{MK} \mathbf{Z}_{MK}$, 其协方差矩阵为

$$\begin{aligned}
E(\mathbf{D}\mathbf{D}^H) &= \tilde{\mathbf{F}}_M^H \mathbf{E}_{MK}^H \tilde{\mathbf{F}}_K^H \tilde{\mathbf{H}}_{MK} E(\mathbf{Z}_{MK} \mathbf{Z}_{MK}^H) \tilde{\mathbf{H}}_{MK}^H \tilde{\mathbf{F}}_K \mathbf{E}_{MK} \tilde{\mathbf{F}}_M \\
&= \tilde{\mathbf{F}}_M^H \mathbf{E}_{MK}^H \tilde{\mathbf{F}}_K^H \tilde{\mathbf{H}}_{MK} (\sigma^2 \mathbf{I}) \tilde{\mathbf{H}}_{MK}^H \tilde{\mathbf{F}}_K \mathbf{E}_{MK} \tilde{\mathbf{F}}_M \\
&= \sigma^2 \tilde{\mathbf{F}}_M^H \mathbf{E}_{MK}^H \tilde{\mathbf{F}}_K^H \tilde{\mathbf{H}}_{MK} \tilde{\mathbf{F}}_K \mathbf{E}_{MK} \tilde{\mathbf{F}}_M \quad (29)
\end{aligned}$$

其中,

$$\hat{\mathbf{H}}_{MK} = \tilde{\mathbf{H}}_{MK} \tilde{\mathbf{H}}_{MK}^H = \text{diag} \left\{ \frac{|H_0|^2}{|w_0|^2}, \frac{|H_1|^2}{|w_1|^2}, \dots, \frac{|H_{MK-1}|^2}{|w_{MK-1}|^2} \right\} \quad (30)$$

设 $\hat{\mathbf{C}} = \tilde{\mathbf{F}}_M^H \mathbf{E}_{MK}^H \tilde{\mathbf{F}}_K^H \hat{\mathbf{H}}_{MK} \tilde{\mathbf{F}}_K \mathbf{E}_{MK} \tilde{\mathbf{F}}_M$, 可以发现 $\hat{\mathbf{C}}$ 与 \mathbf{C} 拥有相同的形式, 因此 $\hat{\mathbf{C}}$ 的对角元素 $\hat{h}_0 = \frac{1}{MK} \sum_{i=0}^{MK-1} \frac{|H_i|^2}{|w_i|^2}$ 。于是, 噪声功率即为

$$\sigma_n^2 = \sigma^2 \hat{h}_0 = \frac{1}{MK} \sum_{i=0}^{MK-1} \frac{|H_i|^2}{|w_i|^2} \sigma^2 \quad (31)$$

接收信号有效信干噪比为

$$\begin{aligned}
SINR &= \frac{s}{\sigma_n^2 + \sigma_{ISI}^2} \\
&= \frac{\left| \frac{1}{MK} \sum_{i=0}^{MK-1} \frac{|H_i|^2}{w_i} \right|^2}{\frac{1}{MK} \sum_{i=0}^{MK-1} \frac{|H_i|^2}{|w_i|^2} \sigma^2 + \frac{1}{MK} \sum_{i=0}^{MK-1} \frac{|H_i|^4}{|w_i|^2} - \left| \frac{1}{MK} \sum_{i=0}^{MK-1} \frac{|H_i|^2}{w_i} \right|^2} \quad (32)
\end{aligned}$$

当频域采用 MMSE 均衡时,

$$w_i = |H_i|^2 + \sigma^2 \quad (33)$$

将 w_i 代入 $SINR$ 表达式中, 整理得

$$SINR = \left(\frac{1}{\frac{1}{MK} \sum_{i=0}^{MK-1} \frac{SNR_i}{SNR_i + 1}} - 1 \right)^{-1} = \left(\frac{1}{\frac{1}{N_c} \sum_{i=0}^{N_c-1} \frac{SNR_i}{SNR_i + 1}} - 1 \right)^{-1} \quad (34)$$

其中, $N_c = MK$ 为数据子载波的总数, SNR_i 为单个子载波上的信噪比, 并且

$$SNR_i = \frac{|H_i|^2}{\sigma^2} \quad (i = 0, 1, \dots, N_c - 1) \quad (35)$$

附录 B $SINR_F$ 与 $SINR_{F-m}$ 关系式推导

根据附录 A 可知

$$SINR_F = \left(\frac{1}{\frac{1}{MK} \sum_{i=0}^{MK-1} \frac{SNR_i}{SNR_i + 1}} - 1 \right)^{-1} \quad (36)$$

M 为子带数, K 为单个子带的子载波数, SNR_i 为第 i 个子载波上的信噪比。令 $S_i = \frac{SNR_i}{SNR_i + 1}$, 则

$$SINR_F = \left(\frac{1}{\frac{1}{MK} \sum_{i=0}^{MK-1} S_i} - 1 \right)^{-1} = \left(\frac{1}{\frac{1}{M} \left(\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} \frac{1}{K} S_k^m \right)} - 1 \right)^{-1} \quad (37)$$

其中,

$$S_k^m = S_{mK+k} = \frac{SNR_{mK+k}}{SNR_{mK+k} + 1} = \frac{SNR_k^m}{SNR_k^m + 1} \quad (38)$$

SNR_k^m 为第 m 个子带第 k 个子载波上的信噪比。另一方面, 因为

$$\begin{aligned}
\left(\frac{1}{SINR_{F-m}} + 1 \right)^{-1} &= \left(\frac{1}{\frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \frac{SNR_k^m}{SNR_k^m + 1}} - 1 + 1 \right)^{-1} \\
&= \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \frac{SNR_k^m}{SNR_k^m + 1} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} S_k^m
\end{aligned} \quad (39)$$

将式(39)代入式(37)中, 得

$$SINR_F = \left(\frac{1}{\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \left(\frac{1}{SINR_{F-m}} + 1 \right)^{-1}} - 1 \right)^{-1} \quad (40)$$

参考文献:

- [1] GERANIOTIS E, SOROUGHNEJAD M, YANG W. A multi-access scheme for voice/data integration in hybrid satellite/terrestrial packet radio networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 1995, 43(234):1756-1767.
- [2] JOON H. Equivalence of CDMA, FDMA and TDMA over Gaussian overloaded channels[A]. IEEE Wireless Communications and Networking Conference[C]. 2004.519-524.
- [3] Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems[S]. IEEE Standard 802.16-2005, 2005.
- [4] 3GPP TS 36.211 V0.3.1. Physical Channels and Modulation (Release 8)[R]. 2007.

- [5] 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #56R1-090551. Final Report of 3GPP TSG RANWG1 #55bis v1.0.0[S]. Ljubljana, Slovenia, 2009.
- [6] 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #55bis R1-090298. Effectiveness of Discontinuous Resource Allocation for LTE-A Uplink within 20MHz[S]. Ljubljana, Slovenia, 2009.
- [7] BERARDINELLI G, RUIZ De TEMINO L A, FRATTASI S, *et al.* OFDMA vs. SC-FDMA: performance comparison in local area IMT-A scenarios[J]. IEEE Wireless Communications, 2008,15(5):64-72.
- [8] FILHO D Z, LFÉTY, TERRÉ M. A hybrid single-carrier/multicarrier transmission scheme with power allocation[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2008,1(1):1-11.
- [9] 李明齐, 芮贇等. 宽带无线通信多址传输技术演进[M]. 北京: 电子工业出版社, 2010.
LI M Q, RUI Y, *et al.* Evolution of Multi-access Transmission Technology based on Broadband Wireless Communication[M]. Beijing: Electronic industry press, 2010.
- [10] 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #42R1-050718. Simulation Methodology for EUTRA UL: IFDMA and DFT-Spread-OFDMA[S]. Motorola, 2005.
- [11] 3GPP TSG RAN WG1 #37, R1-040642. Comparison of PAR and Cubic Metric for Power De-rating[S]. Montreal, Canada, 2004.

.....
(上接第 90 页)

- [4] WANG X W, TAO M X, MO J H, *et al.* Power and subcarrier allocation for physical-layer security in OFDMA-based broadband wireless networks[J]. IEEE Trans Information Forensics and Security, 2011, 6(3): 693-702.
- [5] QIN H H, SUN Y, CHEN X, *et al.* Optimal power allocation for OFDM-based wire-tap channels with arbitrarily distributed inputs[A]. Proc International ICST Conference on Wireless Internet[C]. Xi'an, China, 2011.
- [6] LI X, HWU J, RATAZZI E P. Using antenna array redundancy and channel diversity for secure wireless transmissions[J]. Journal of communications, 2007, 2(3):224-232.
- [7] ZHAO S W, ORLIK P, MOLISCH A F, *et al.* Hybrid ultrawideband modulations compatible for both coherent and transmit-reference receivers[J]. IEEE Trans Wireless Communications, 2007, 6(7): 2551-2559.
- [8] INOUE Y. Criteria for blind deconvolution of multichannel linear time-invariant systems[J]. IEEE Trans Signal Processing, 1998, 46(12): 3432-3436.
- [9] LI X. Blind channel estimation and equalization in wireless sensor

作者简介:



田攀 (1987-), 男, 湖北黄冈人, 中国科学院上海微系统与信息技术研究所硕士生, 主要研究方向为虚拟无线电、宽带无线接入系统。

李明齐 (1971-), 男, 江西南昌人, 中国科学院上海高等研究院研究员, 主要研究方向为宽带无线通信、三网融合无线技术、软件无线电。

芮贇 (1983-), 男, 江苏溧阳人, 中国科学院上海高等研究院副研究员, 主要研究方向为通信中的信号处理、宽带无线接入系统等。

郑敏 (1974-), 男, 河南新乡人, 中国科学院上海微系统与信息技术研究所副研究员, 主要研究方向为宽带无线通信系统移动性管理、自组织网络的自动配置技术。

卜智勇 (1970-), 男, 安徽滁州人, 中国科学院上海微系统与信息技术研究所研究员, 主要研究方向为宽带无线应急通信、宽带无线多媒体。

networks based on correlations among sensors[J]. IEEE Trans Signal Processing, 2005, 53(4): 1511-1519.

作者简介:



钟州 (1982-), 男, 吉林省吉林市人, 国家数字交换系统工程技术研究中心博士生, 主要研究方向为移动通信、通信信号处理与信息安全。

金梁 (1969-), 男, 北京人, 博士, 国家数字交换系统工程技术研究中心教授、博士生导师, 主要研究方向为超宽带无线通信、通信信号处理与智能天线。

黄开枝 (1973-), 女, 安徽来安人, 博士, 国家数字交换系统工程技术研究中心副教授, 主要研究方向为第三代移动通信与异构无线网络安全。