

## 5G 通信系统 massive MIMO-FBMC 技术综述

### 摘要

为了应对第五代移动通信（5G）中更高数据率和更低时延的需求，大规模MIMO（massive multiple-input multiple-output）技术已经被提出并被广泛研究。大规模MIMO技术能大幅度地提升多用户网络的容量。而在5G中的带宽研究方面，特别是针对碎片频谱和频谱灵活性问题，现有的正交频分多址（Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM）技术不可能应对未来的挑战，新的波形方案需要被设计出来。基于此，FBMC（filter bank multicarrier）技术由于具有比OFDM低得多的带外频谱泄露而被受到重视，并已被标准推进组IMT-2020列为5G物理层的主要备选方案之一。

本文首先回顾了5G中波形设计方案（主要是FBMC调制）和大规模多天线系统（即massive MIMO）的现有工作和主要挑战。然后，简要介绍了基于Massive MIMO的FBMC系统中的自均衡性质，该性质可以用于减少系统所需的子载波数目。同时，FBMC中的盲信道跟踪性质可以用于消除massive MIMO系统中的导频污染问题。尽管如此，如何将FBMC技术应用于massive MIMO系统中的误码率、计算复杂度、线性需求等方面仍然不明确，未来更多的研究工作需要在massive MIMO-FBMC方面展开来。

**关键词：**大规模MIMO；FBMC；自均衡；导频污染；盲均衡

## Abstract

In order to address the requirements of higher data rates and lower latency in the fifth generation mobile communication systems (5G), massive multiple-input multiple-output (MIMO) has been proposed and is currently an active area of research. This is due to the fact that they can greatly increase the capacity of multiuser networks. In the quest for bandwidth, particular challenges that need to be addressed in the context of 5G are fragmented spectrum and spectrum agility. It is unlikely that these challenges can be satisfied using Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), and new waveforms are required. The filter bank multicarrier (FBMC) technique has been listed by IMT-2020 as one of the key physical layer candidates in 5G, since the FBMC has much lower out-of-band radiation than the OFDM.

This article reviews existing related work and identifies the main challenges in the key 5G area at the intersection of waveform design (especially for FBMC) and large-scale multiple antenna systems, also known as Massive MIMO. The property of self-equalization is then introduced for FBMC-based Massive MIMO, which can reduce the number of subcarriers required by the system. It is also shown that the blind channel tracking property of FBMC can be used to address pilot contamination - one of the main limiting factors of Massive MIMO systems. Nevertheless, the implications of FBMC on error-rate performance, computational complexity, and linearity requirements in large-scale MIMO systems with potentially hundreds of antennas at the base station are still unclear. More research works correspond to the massive MIMO-FBMC system are needed in the future.

**Key Words:** massive MIMO; FBMC; self-equalization; pilot contamination; blind equalization

# 目 录

摘 要.....	I
Abstract.....	II
1 引言.....	1
2 技术背景简介.....	3
2.1 massive MIMO 技术.....	3
2.1.1 Massive MIMO 的引入.....	3
2.1.2 点对点 MIMO.....	4
2.1.3 多用户 MIMO(MU-MIMO).....	6
2.2 FBMC 技术.....	7
3 massive MIMO-FBMC 的结合问题.....	10
3.1 信道均衡问题.....	10
3.2 导频污染问题.....	11
4 结语.....	13
参考文献.....	14

## 1 引言

Massive MIMO（又称 large scale MIMO）技术，是指基站端采用大规模天线阵列，天线数超过十根甚至上百根，并且在同一时频资源内服务多个用户的多天线技术，该技术由贝尔实验室的 Marzetta 于 2010 年首次提出，目前已成为 5G 无线通信领域最具潜力的研究方向之一<sup>[1,2]</sup>。与传统的 MIMO 相比，Massive MIMO 不同之处主要在于，天线趋于很多（无穷）时信道之间趋于正交，这使得系统的很多性能都只与大尺度相关，与小尺度无关。特别是在 TDD 大规模 MIMO 系统中，基站可以通过反向链路的导频序列来估计出下行链路的信道状态信息（CSI），无需基站间协作，仅采用简单的预处理即可降低小区间和用户间干扰，并且非相关的加性噪声和快衰落随着天线数的无限增加而消失<sup>[3]</sup>。

Marzetta 等人在研究 massive MIMO 时，均使用 OFDM 技术将移动用户和基站多天线之间的频率选择性信道变成一系列的平坦衰落信道。传统的 OFDM 虽然能达到很小的复杂度和非常高的带宽效率，但在应用到更复杂的动态或多用户网络中时，却存在难以实现严格同步（移动环境下的多普勒效应）和非连续频带的传输（谱泄漏严重）两大主要问题，而滤波器组多载波（Filter Bank Multicarrier, FBMC）技术通过使用时频聚焦性良好的滤波器解决了上述问题<sup>[4]</sup>。与 OFDM 技术不同，FBMC 中：

- 1) 原型滤波器的冲击响应和频率响应可以根据需要进行设计，各载波之间不再必须是正交的，不需要插入循环前缀，从而获得了更高的带宽效率；
- 2) 能实现各子载波带宽设置、各子载波之间的交叠程度的灵活控制，从而可灵活控制相邻子载波之间的干扰，并且便于使用一些零散的频谱资源；
- 3) 各子载波之间不需要同步，同步、信道估计、检测等可在各子载波上单独进行处理，因此尤其适合于难以实现各用户之间严格同步的上行链路。

FBMC 作为 OFDM 的备选技术之一，已被证明能很好的适用于认知无线电通信、双色散信道通信、数字用户线（DSLs）和电力线通信（PLC）<sup>[5]</sup>，具有较强的发展潜力，但关于将 FBMC 作为 Massive MIMO 系统调制方案的研究才刚

刚开始<sup>[6]</sup>。本文主要对 massive MIMO-FBMC 现有技术进行调研，旨在为未来 massive MIMO-FBMC 的研究提供思路。

## 2 技术背景简介

### 2.1 massive MIMO 技术

大规模 MIMO 技术是指基站端采用大规模天线阵列，天线数超过十根甚至上百根，并且在同一时频资源内服务多个用户的多天线技术。与传统的 MIMO 相比，大规模 MIMO 不同之处主要在于，天线趋于很多（无穷）时信道之间趋于正交，这使得系统的很多性能都只与大尺度相关，与小尺度无关。并且，在 TDD 大规模 MIMO 系统中，基站可以通过反向链路的导频序列来估计出下行链路的信道状态信息（CSI），无需基站间协作，仅采用简单的预处理即可降低小区间和用户间干扰。同时，非相关的加性噪声和快衰落随着天线数的无限增加而消失。

#### 2.1.1 Massive MIMO 的引入

假设在一个传统 MIMO 系统下，基站天线数和用户天线数分别为  $M$ 、 $K$ ，则基站处的接收信号向量  $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  可以表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2-1)$$

其中  $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ ， $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M \times K}$ ， $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  表示均值为 0、方差为 1 的独立同分布加性高斯白噪声（AWGN）。当接收端采用匹配滤波器时有

$$\mathbf{y} \Rightarrow \frac{1}{M} \mathbf{H}^H \mathbf{y} = \frac{1}{M} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{x} + \frac{1}{M} \mathbf{H}^H \mathbf{n} \quad (2-2)$$

上式中  $\mathbf{x}$  的系数可以被表示为

$$\frac{1}{M} \mathbf{H}^H \mathbf{H} = \begin{bmatrix} \frac{\|\mathbf{h}_1\|^2}{M} & \frac{\mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_2}{M} & \dots & \frac{\mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_K}{M} \\ \frac{\mathbf{h}_2^H \mathbf{h}_1}{M} & \frac{\|\mathbf{h}_2\|^2}{M} & & \frac{\mathbf{h}_2^H \mathbf{h}_K}{M} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \frac{\mathbf{h}_K^H \mathbf{h}_1}{M} & \frac{\mathbf{h}_K^H \mathbf{h}_2}{M} & \dots & \frac{\|\mathbf{h}_K\|^2}{M} \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

根据大数定律可知，当发送天线  $M$  趋近于无穷大时， $\|\mathbf{h}_i\|^2 / M$  趋近于 1，而  $\mathbf{h}_i^H \mathbf{h}_j / M$  趋近于 0，于是

$$\frac{1}{M} \mathbf{H}^H \mathbf{y} \xrightarrow{M \rightarrow \infty} \mathbf{x} \quad (2-4)$$

即可以直接在接收端恢复出发送数据。因此，在基站天线数趋近于无穷时，可以忽略通常严重影响通信系统性能的热噪声和不相干的小区间干扰，并且最简单的波束成型，比如最大比合并接收机(MRC receiver)可以达到最优。

### 2.1.2 点对点 MIMO

假设各信道的衰落是独立同分布的，且服从单位方差的循环对称复高斯分布，则点对点 MIMO 中可以将接收信号表示为

$$\mathbf{y}_{[K \times 1]} = \sqrt{p_d} \mathbf{H}_{[K \times M]} \mathbf{x}_{[M \times 1]} + \mathbf{n}_{[K \times 1]} \quad (2-5)$$

其中  $p_d$  表示下行的传输功率， $\mathbf{n}$  表示均值为 0、方差为 1 的独立同分布 AWGN。

假设独立同分布的高斯传输信号及接收端已知完美的信道状态信息 CSI，则有接收端信噪比为

$$\text{SNR} = \frac{p_d \|\mathbf{H}\|^2}{N_0} = p_d \|\mathbf{H}\|^2 \quad (2-6)$$

$M > K$  时的系统容量为

$$C = \log_2 \det(\mathbf{I}_K + \frac{p_d}{M} \mathbf{H} \mathbf{H}^H)_{M > K} \quad (2-7)$$

$M \gg K$  时的系统容量为

$$\begin{aligned}
 C_{M \gg K} &= \log_2 \det(\mathbf{I}_K + \frac{p_d}{M} \mathbf{H} \mathbf{H}^H) \approx \log_2 \det(\mathbf{I}_K + p_d \mathbf{I}_K) \\
 &= \log_2 \det \left( \begin{bmatrix} 1+p_d & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 1+p_d \end{bmatrix}_{K \times K} \right) = K \log_2(1+p_d)
 \end{aligned} \quad (2-8)$$

具体推导过程如下：

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{M} \mathbf{H} \mathbf{H}^H &= \frac{1}{M} \begin{bmatrix} -\mathbf{h}_1 - \\ \vdots \\ -\mathbf{h}_K - \end{bmatrix} \begin{bmatrix} | & & | \\ \mathbf{h}_1^H & \cdots & \mathbf{h}_K^H \\ | & & | \end{bmatrix} \\
 &= \frac{1}{M} \begin{bmatrix} \|\mathbf{h}_1\|^2 & \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2^H & \cdots & \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_K^H \\ \mathbf{h}_2 \mathbf{h}_1^H & \|\mathbf{h}_2\|^2 & & \\ \vdots & & \ddots & \\ \mathbf{h}_K \mathbf{h}_1^H & \mathbf{h}_K \mathbf{h}_2^H & \cdots & \|\mathbf{h}_K\|^2 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (2-9)$$

其中  $\mathbf{h}_i = [h_1^i \ h_2^i \ \cdots \ h_M^i]_{[1 \times M]}$  分别表示基站天线与不同接收用户之间的信道矢量。对于一个均值为 0 方差为 1 的独立同分布复高斯信道，将上述矩阵中的每一个元素进行分解得到

$$\frac{\|\mathbf{h}_i\|^2}{M} = \frac{|h_1^i|^2 + \cdots + |h_M^i|^2}{M} \approx \underbrace{\text{Var}[h]}_1 + \underbrace{(E[h])^2}_0 = 1 \quad (2-10)$$

$$\begin{aligned}
 \frac{\mathbf{h}_i \mathbf{h}_j^H}{M} \quad (i \neq j) &= \frac{1}{M} \left( \underbrace{h_1^i h_1^{j*}}_{\text{Gaussian}} + \underbrace{h_2^i h_2^{j*}}_{\text{Gaussian}} + \cdots + \underbrace{h_M^i h_M^{j*}}_{\text{Gaussian}} \right) \\
 &= \frac{g_1 + g_2 + \cdots + g_M}{M} \\
 &\approx E[g] = E[h] = 0
 \end{aligned} \quad (2-11)$$

将  $\|\mathbf{h}_i\|^2 / M$  和  $\mathbf{h}_i \mathbf{h}_j^H / M_{(i \neq j)}$  的值代入  $\frac{1}{M} \mathbf{H} \mathbf{H}^H$  的表达式，很容易得到

$$\frac{1}{M} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \approx \mathbf{I}_K \quad (2-12)$$



$$\begin{aligned}
C_{K \gg M} &= \log_2 \det \left( \mathbf{I}_M + \frac{P_d}{M} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \right) \\
&\approx \log_2 \det \left( \mathbf{I}_M + \frac{K p_d}{M} \mathbf{I}_M \right) \\
&= \log_2 \det \left( \begin{bmatrix} 1 + \frac{N p_d}{M} & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 1 + \frac{N p_d}{M} \end{bmatrix}_{M \times M} \right) \\
&= M \log_2 \left( 1 + \frac{K p_d}{M} \right)
\end{aligned} \tag{2-13}$$

相对于单用户 MIMO，多用户 MIMO 可以通过多用户复用策略来得到多址接入增益。并且，众多限制单用户 MIMO 性能的因素对多用户 MIMO 并没有多大影响，比如天线相关性较高或视线距离(LOS)传播造成的信道矩阵秩的缺失，从而导致单用户复用增益的降低。对于多用户 MIMO 而言，如果多用户分集增益可以被提取出来，信道矩阵秩的减少并不能造成太大危害。

$$\mathbf{G}_{UL} = \mathbf{H} \mathbf{D}^{1/2} \quad (2-14)$$
$$\left(\frac{\mathbf{G}^H \mathbf{G}}{M}\right)_{M \gg K} = \mathbf{D}^{1/2} \left(\frac{\begin{matrix} \mathbf{H}^H & \mathbf{H} \\ [K \times M] & [M \times K] \end{matrix}}{M}\right) \mathbf{D}^{1/2} \approx \mathbf{D} \quad (2-15)$$
$$\mathbf{y} = \sqrt{p_u} \underset{[M \times K]}{\mathbf{G}} \underset{[K \times 1]}{\mathbf{x}} + \underset{[K \times 1]}{\mathbf{n}} \quad (2-16)$$

MU-MIMO 上行信道的容量为

$$C_{\text{sum\_UL}} = \log_2 \det(\mathbf{I}_K + p_u \mathbf{G}^H \mathbf{G}) \quad (2-17)$$

当基站天线数趋近于无穷大时有

$$C_{\text{sum\_UL } M \gg K} \approx \log_2 \det(\mathbf{I}_K + M p_u \mathbf{D}) \quad (2-18)$$

此时使用 MRC 进行信号检测便可达到系统的最大容量。下行链路的推导过程类似。

在 TDD 大规模 MIMO 多小区中的各用户（通常假设配置单个天线）向基站发送相互正交的导频信号，基站利用接收到的导频信号，获得上行链路信道参数的估计值，再利用 TDD 系统上下行信道的互易性，获得下行链路信道参数的估计值，由此实施上行检测和下行预编码传输。

注意到，随着用户数目的增加，用于信道参数估计的导频开销随之线性增加，特别是在中高速移动通信场景，导频开销将会消耗掉大部分的时频资源，成为系统的“瓶颈”。因此，开展导频受限条件下的 TDD 大规模 MIMO 信道信息获取技术研究具有重要的实际应用价值。同时，在多小区大规模 MIMO-TDD 系统中，当基站通过上行链路用户发送的导频序列估计信道时，系统会存在导频污染问题，这在很大程度上限制了 Massive MIMO 技术的性能优势。如何将导频污染的影响降低到最小，或者采用何种检测方式可以降低系统的导频污染，需要进一步深入研究。

## 2.2 FBMC 技术

得益于其低带外泄露的特性，FBMC 技术已展现出取代 OFDM 技术的巨大潜力。通常来讲，FBMC 技术包括以下三种实现方式：

- (1) 滤波多音调制（Filtered Multitone, FMT）<sup>[7]</sup>：FMT 是传统频分复用概念的简单扩展。在 FMT 中，输入符号通常采用 QAM 调制，并且子载波之间没有交叠。为了保证子载波不交叠，通常需要进行过采样为相邻子载波增加保护间隔。因此，FMT 会导致频率利用率下降。
- (2) 余弦多音调制（Cosine Modulated Multitone, CMT）<sup>[8]</sup>：在 CMT 中，输入符

号采用脉冲幅度调制（Pulse Amplitude Modulation, PAM），并且子载波之间允许交叠。为实现最大频谱利用率，需要在 CMT 中使用残留边带调制。

- (3) 偏移正交振幅调制-OFDM（Offset Quadrature Amplitude Modulation-OFDM, OQAM-OFDM）<sup>[9]</sup>：在 OQAM-OFDM 中，输入的是 OQAM 调制符号，即 QAM 符号的实部与虚部在时间上错开半个符号周期。OQAM-OFDM 允许子载波之间存在交叠，并且能够达到最大频谱利用率。

由于 OQAM-OFDM 能够提供与 OFDM 相同的频谱利用率，其 OQAM 调制符号与 OFDM 中的 QAM 调制符号具有相似性，并且相对于其他两种实现方式更受到国内外研究团队的关注，因此本小节余下部分将主要简述 OQAM-OFDM 技术的基本原理。

典型的 OQAM/OFDM 系统的基带传输模型如图 2-1 中所示：

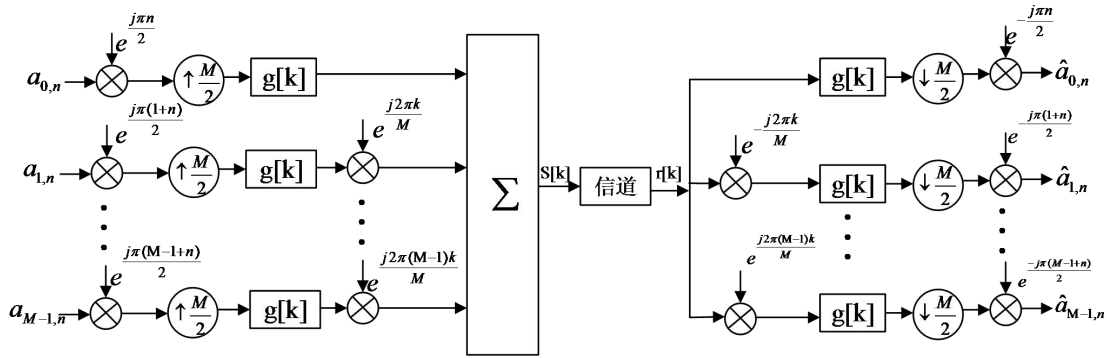


图 2-1 OQAM/OFDM 系统的基带传输模型

在该系统中，子载波数是  $M$ ，子载波间隔是  $1/T$ ，其中  $T$  表示符号映射后的符号间隔。 $a_{m,n}$  表示在时频点  $(m,n)$  位置处的实值传输符号，其中  $m$ 、 $n$  分别指时间和子载波频率，并且相邻的传输符号  $a_{m,2k}$  和  $a_{m,2k+1}$  分别来自于正交幅度调制（QAM）映射后符号的实部和虚部。 $g[k]$  表示实对称原型滤波器。

OQAM/OFDM 系统的基带等效发送信号可以表示为

$$s[k] = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n \in \mathbb{Z}} a_{m,n} g[k - n \frac{M}{2}] e^{\frac{j2\pi mk}{M}} e^{\frac{j\pi(m+n)}{2}}. \quad (2-19)$$

发送信号在接收之前会受到信道和噪声的影响，令  $h[k]$  表示 OQAM/OFDM 信号

所经过的多径衰落信道， $\eta[k]$ 表示均值为0、方差为 $\sigma^2$ 的复值加性高斯白噪声（Additive White Gaussian Noise, AWGN），则接收信号 $r[k]$ 可以表示为

$$r[k] = s[k] * h[k] + \eta[k]. \quad (2-20)$$

对接收信号进行解调后，可获得时频点 $(m_0, n_0)$ 处的解调符号为

$$\hat{y}_{m_0, n_0} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} r[k] g[k - n_0] \frac{M}{2} e^{\frac{-j2\pi m_0 k}{M}} e^{\frac{-j\pi(m_0 + n_0)}{2}} + \eta_{m_0, n_0}, \quad (2-21)$$

其中 $\eta_{m_0, n_0}$ 表示加性高斯白噪声的解调符号，可以表示为

$$\eta_{m_0, n_0} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \eta[k] g[k - n_0] \frac{M}{2} e^{\frac{-j2\pi m_0 k}{M}} e^{\frac{-j\pi(m_0 + n_0)}{2}}. \quad (2-22)$$

和OFDM系统不同的是，OQAM/OFDM系统的正交条件仅在实数域内成立，即

$$\Re\left\{\sum_{k=-\infty}^{\infty} g_{m,n}[k] g_{m_0, n_0}^*[k]\right\} = \delta_{m, m_0} \delta_{n, n_0}, \quad (2-23)$$

其中 $\delta$ 是狄拉克函数，满足当 $m = m_0$ 时 $\delta_{m, m_0} = 1$ ，当 $m \neq m_0$ 时 $\delta_{m, m_0} = 0$ 。我们定义

$$\varsigma_{m_0, n_0}^{m, n} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} g_{m,n}[k] g_{m_0, n_0}^*[k]. \quad (2-24)$$

显然，当 $m = m_0$ 且 $n = n_0$ 时， $\varsigma_{m_0, n_0}^{m, n} = 1$ ，其他任何情况下 $\varsigma_{m_0, n_0}^{m, n}$ 都是一个纯虚数。

令 $m - m_0 = p$ ， $n - n_0 = q$ ，从文献[10]中可知 $\varsigma_{m_0, n_0}^{m, n}$ 的值仅和 $p$ ， $q$ 的大小相关，并且当使用的原型函数有良好的时频聚焦特性时， $\varsigma_{m_0, n_0}^{m, n}$ 的值随着 $|p|$ ， $|q|$ 的增大而逐渐趋近于0。比如，当使用各向同性正交变换（Isotropic Orthogonal Transform Algorithm, IOTA）函数作为原型函数时，可以得到当 $|p| > 1$ 或 $|q| > 1$ 时， $\varsigma_{m_0, n_0}^{m, n}$ 近似等于0。理论上讲，如果能在信号传输中保证实域正交条件的成立，就可以在接收端完美的恢复出发送数据。

## 3 massive MIMO-FBMC 的结合问题

### 3.1 信道均衡问题

信道均衡指在获得信道估计结果的情况下,通过均衡处理消除多径信道造成的影响,它对系统的整体性能具有很大影响。在多天线技术与多载波调制的结合系统中,固有的 ISI/ICI 干扰问题严重限制了 FBMC 在传统 MIMO 系统中的应用<sup>[11,12]</sup>。需要注意的是, FMT 作为 FBMC 技术的实现形式之一,由于其发送端没有使用实/PAM 符号,因此和 OFDM 一样能和 MIMO 系统很好的匹配,但 FMT 和 OFDM 均存在相同的带宽损失问题<sup>[13]</sup>。

目前已有文献利用 massive MIMO 的特有性质来减轻 massive MIMO-FBMC 系统的干扰问题。基于大数定律, massive MIMO 系统中每个子载波上的信道增益大体相同,该现象被称为信道硬化效应<sup>[1]</sup>。在瑞利信道模型下<sup>[14]</sup>, massive MIMO 系统的信道硬化效应可以表示为:

$$\frac{1}{N} \|\mathbf{g}_k\| \approx \beta_k, \quad k=1,2,\dots,K \quad (3-1)$$

其中  $K$  表示上行用户数,  $\mathbf{g}_k, \beta_k$  分别表示用户信道和大尺度衰落因子,该式表明每个用户信道的欧式范数近似等于其大尺度衰落因子,据此便可消除快衰落的影响,从而简化了调度策略的复杂度。基于 massive MIMO 系统的信道硬化效应,文献[15]的作者将 FBMC 引入 massive MIMO 系统中并提出了该系统的自均衡性质 (self-equalization),也即在 massive MIMO-FBMC 系统中从不同信道处获得的信号分量的线性合并可以平滑信道失真,从而松弛了对子载波信道近似平坦增益的需求(一般而言,只有当子载波数目足够多,子载波带宽足够窄,子载波信道才能被近似为平坦增益)。据此,便可显著地减少 FBMC 系统的子载波数,这样减少了系统复杂度和综合滤波器组、分析滤波器组所带来的时延。并且,由于信号分量的线性合并补偿了子载波间的信道增益,因而可以使用更大的星座尺寸并进一步提升系统带宽效率。自均衡性质可被认为是大规模天线所带来的好处,同

时有效缓解了 FBMC 调制被应用于 massive MIMO 系统中时存在的干扰问题。

同时, FBMC 系统一些技术也有助于提升 massive MIMO-FBMC 系统的性能表现。作为传统 FBMC 系统多相实现结构的一种可替代结构, FS-FBMC (frequency spreading FBMC) 由于其良好的均衡效果而被受到重视<sup>[16]</sup>。FS-FBMC 系统利用频率传播均衡(FSE)技术来提升均衡的准确性, 其中 FSE 的基本思想是一个长度为  $N=KL$  的离散时间平方根 Nyquist 滤波器  $p[n]$ , 可以由频域上的  $2K-1$  个不同频率点组合而成, 即

$$p(n) = \sum_{k=-K+1}^{K-1} c_k e^{j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (3-2)$$

其中,  $c_k$  表示  $p(n)$  在频率  $\omega_k = 2\pi k / N$  上的频率响应,  $K$  表示重叠因子(即在实域上重叠的符号个数),  $L$  表示 Nyquist 滤波器  $q(n) = p(n) * p^*(-n)$  零点之间的采样间隔。基于此, 文献[17]中作者将 FSE 技术应用到 massive MIMO-FBMC 中, 从而有效提升了系统的均衡效果, 这也使得该系统允许更高的比特率和更宽的子载波带宽。子载波带宽加宽意味着子载波数目变小, 这带来了系统复杂度变低、对 CFO 不敏感、PAPR 和时延变小等优点; 同时每个子载波带宽变宽等价于原型滤波器长度变短, 从而提升了 FBMC 系统的带宽效率 (FBMC 信号的上升和下降变短)。

### 3.2 导频污染问题

在贝尔实验室提出的 TDD 大规模 MIMO 传输方案中<sup>[3]</sup>, 小区中的各用户(通常假设配置单个天线)向基站发送相互正交的导频信号, 基站利用接收到的导频信号, 获得上行链路信道参数的估计值, 再利用 TDD 系统上下行信道的互易性, 获得下行链路信道参数的估计值, 由此实施上行检测和下行预编码传输。但是, 受信道相干时间的影响, 在 TDD 多蜂窝 massive MIMO 网络中, 所有基站使用相同的导频序列集和频率。相邻小区对相同导频序列集的使用导致了基站端的信道估计误差, 即导频污染<sup>[18]</sup>。

导频污染会严重影响多小区系统的性能表现及容量, 为了消除导频污染问题,

文献[19]-[21]已经提出了多种解决方案。文献[19]的作者对接收数据信号的协方差矩阵进行特征值分解，从而获得了优于其他线性估计方案的信道估计效果；文献[20]中作者提出了一种协作式贝叶斯信道估计方案，并且发现当信道协方差矩阵满足一定条件时导频污染效应可以被完全消除；文献[21]中作者对通过对接收信号矩阵进行奇异值分解，从而提出了一种基于子空间投影的盲方案以消除导频污染问题。

massive MIMO-FBMC 系统中同样存在导频污染问题，为此文献[22]的作者考虑利用 CMT 的盲均衡性质来消除导频污染。CMT 是 FBMC 的一种实现结构，其不相干盲均衡性质可以直接用于 massive MIMO-FBMC 系统的信道均衡。基于 CMT 调制的 massive MIMO 系统中的盲均衡器可通过最小化代价函数获得，即：

$$\xi = \min E \left[ \left( |y_k(n)|^p - R \right)^2 \right] \quad (3-3)$$

其中， $y_k(n)$  是第  $k$  个子载波信道上均衡器的输出， $p$  是一个整数（通常被设置为 2），

$$R = \frac{E \left[ |s|^{2p} \right]}{E \left[ |s|^p \right]}, \quad (3-4)$$

$s$  从 PAM 符号字母表中随机选取。然后，应用 LMS 等盲跟踪算法来调整该单抽头均衡器系数<sup>[23]</sup>。该盲均衡算法在很少数目的迭代后便可获得相同或优于匹配滤波器的性能，同时该算法的输出 SINR 收敛于 MMSE 方案，且不需要任何的小区协作或者额外训练信息的传输。同时，文献[24]中作者指出，CMT 和 OQAM-OFDM（SMT）只需要通过一个调制步骤和一个一对一的数据符号映射即可相互转化。具体来讲，可以直接用复值的正弦波  $e^{j(\pi/T)t}$  调制 SMT 信号  $v_{SMT}(t)$ ，便可获得复值的基带信号  $v_{CMT}(t)$ ，即

$$v_{CMT}(t) = v_{SMT}(t) e^{j(\pi/T)t} \quad (3-5)$$

因此，上述基于不相干盲均衡性质的导频污染消除方案同样适用于 massive MIMO-SMT 系统。



## 4 结语

近期的研究工作已经证明 FBMC 可以很好的应用于 massive MIMO 系统,并且相对于 OFDM 获得了低旁瓣功率、低载波频率偏移 (CFO) 敏感度、更为灵活的载波聚合和高带宽效率等优点。对于 massive MIMO 与 FBMC 结合时存在的虚部干扰问题,未来的研究工作可以从以下几个方面着手:将 FBMC 系统的实域正交条件扩展到复域正交;如何将 FMT 调制方案应用到 massive MIMO 系统中来;如何利用大规模多天线提升系统的性能表现。未来 massive MIMO 与 FBMC 的结合可以很好的解决日益紧张的频谱资源问题,是未来移动通信中极具竞争力的技术。

微信扫描以下二维码,免费加入【5G 俱乐部】,还赠送整套:5G 前沿、NB-IoT、4G+ (VoLTE) 资料。





## 参考文献

- [1] E. G. Larsson, F. Tufvesson, O. Edfors, and T. L. Marzetta, "Massive MIMO for Next Generation Wireless Systems", IEEE Commun. Mag., vol. 52, no. 2, pp. 186-195, Feb. 2014.
- [2] L. Lu, G. Y. Li, a. L. Swindlehurst, A. Ashikhmin, and R. Zhang, "An Overview of Massive MIMO: Benefits and Challenges," IEEE J. Sel. Top. Signal Process., vol. 8, no. 5, pp. 742–758, Oct. 2014.
- [3] T. L. Marzetta, "Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 9, no. 11, pp. 3590–3600, Nov. 2010.
- [4] B. Farhang-Boroujeny, "Filter bank multicarrier modulation: A waveform candidate for 5G and beyond", Advances in Electrical Engineering, vol. 2014, 2014.
- [5] B. Farhang-Boroujeny, "OFDM versus filter bank multicarrier," IEEE Signal Process. Mag., vol. 28, no. 3, pp. 92–112, May 2011.
- [6] A. Farhan, N. Marchetti, F. Figueiredo and J. P. Miranada , "Massive MIMO and Waveform Design for 5th Generation Wireless Communication Systems" , 1st International Conference on 5G.
- [7] G. Cherubini, E. Eleftheriou, S. Olcer. Filtered multitone modulation for very high-speed digital subscriber lines. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2002, 20(5):1016~1028.
- [8] B. Farhang-Boroujeny, L. Lin. Cosine modulated multitone for very high-speed digital subscriber lines. in: Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics,

Speech, and Signal Processing, Mar., 2005.

[9] P. Siohan, C. Siclet, N. Lacailleu. Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(5):1170~1183.

[10] C. Lel'e, J-P. Javaudin, R. Legouable, A. Skrzypczak and P. Siohan, "Channel estimation methods for preamble-based OQAM/OFDM modulations," European Wireless Conference, pp.59-64, Mar.2007.

[11] I. Estella, A. Pascual-Iserte, and M. Payaro, "OFDM and FBMC performance comparison for multistream MIMO systems," in Future Network and Mobile Summit, 2010, june 2010, pp. 1-8.

[12] M. Payaró, A. Pascual-Iserte, and M. Nájar, "Performance comparison between fbmc and ofdm in mimo systems under channel uncertainty," Proc. IEEE European Wireless (EW 2010), 12-15 April 2010. Lucca (Italy).

[13] P. Amini , R. Kempter and B. Farhang-Boroujeny , "A comparison of alternative filterbank multicarrier methods in cognitive radios" , Software Defined Radio Technical Conf. (SDR) , 2006

[14] K. Zheng, S. Ou, and X. Yin, "Massive MIMO channel models: A survey," Hindawi Int. J. Antennas Propag., vol. 2014, pp. 848071-1–848071-10, Jun. 2014.

[15] A. Farhang, N. Marchetti, L. E. Doyle, and B. Farhang-Boroujeny, "Filter bank multicarrier for massive MIMO," in Proc. IEEE VTC Fall, 2014

[16] M.G. Bellanger et al, "FBMC physical layer : a primer", 06/2010

[17] A. Aminjavaheri, A. Farhang, N. Marchetti, L.E. Doyle, B. Farhang-Boroujeny, "Frequency Spreading Equalization in Multicarrier Massive MIMO", in IEEE International Conference on Communication Workshop (ICCW), 2015

[18] J. Jose, A. Ashikhmin, T. L. Marzetta, and S. Vishwanath, "Pilot contamination

and precoding in multi-cell TDD systems,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 10, no. 8, pp. 2640–2651, Aug. 2011.

[19] H. Q. Ngo and E. Larsson, “EVD-based channel estimation in multicell multiuser MIMO systems with very large antenna arrays,” in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, March 2012, pp. 3249–3252.

[20] H. Yin, D. Gesbert, M. Filippou, and Y. Liu, “A coordinated approach to channel estimation in large-scale multiple-antenna systems,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 31, no. 2, pp. 264–273, February 2013.

[21] R. Müller, L. Cottatellucci, and M. Vehkaperä, “Blind pilot decontamination,” *arXiv: 1309.6806*, 2014.

[22] A. Farhang, A. Aminjavaheri, N. Marchetti, L. E. Doyle, and B. Farhang-Boroujeny, “Pilot decontamination in cmt-based massive mimo networks,” in *Wireless Communications Systems (ISWCS)*, 2014 11th International Symposium on. IEEE, 2014, pp. 589–593.

[23] B. Farhang-Boroujeny, “Multicarrier modulation with blind detection capability using cosine modulated filter banks,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, no. 12, pp. 2057–2070, 2003.

[24] B. Farhang-Boroujeny and C. (George) Yuen, “Cosine modulated and offset QAM filter bank multicarrier techniques: A continuous-time prospect,” *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, 2010, special issue on Filter Banks for Next Generation Multicarrier Wireless Communications, vol. 2010, p. 16 pages, 2010.