

# UFMC-MIMO 波束成形传输方案设计

魏明君<sup>1</sup> 何世文<sup>1,2</sup> 薛春林<sup>1</sup> 路娟<sup>1</sup> 杨绿溪<sup>1</sup>

(1. 东南大学信息科学与工程学院, 南京, 210096; 2. 东南大学毫米波国家重点实验室, 南京, 210096)

**摘要:** 为了适应未来无线通信系统中的设备多样性、高速率、低时延和低功率消耗的需要, 新型波形研究成为第5代无线通信系统的关键技术之一。通用滤波多载波(Universal-filtered multicarrier, UFMC)是一种广泛研究的5G候选波形。然而现有的UFMC研究只涉及UFMC-SISO的场景, UFMC-MIMO的可行性和性能分析仍然空缺, 而MIMO波束成形必然是5G通信系统的重要场景, 因此对UFMC-MIMO进行评估和研究具有重要价值。本文提出了一个UFMC-MIMO系统可行方案, 包括发射机、接收机和波束成形实现算法。通过数学推导证明该方案能正确恢复发送端数据并通过仿真验证其性能。仿真结果表明, 不论在加性高斯白噪声(Additive white Gaussian noise, AWGN)信道还是在多径信道下, UFMC-MIMO都具有比OFDM-MIMO更优越的性能, 尤其在抗频偏鲁棒性上表现出很大的优越性, 进而验证了UFMC-MIMO传输方案具备应用5G通信的能力。

**关键词:** 新波形; 通用滤波多载波; 归一化载波频率偏差; UFMC-MIMO; 波束成形

**中图分类号:** TP391 **文献标志码:** A

## Beamforming Transmission Scheme Design for UFMC-MIMO

Wei Mingjun<sup>1</sup>, He Shiwen<sup>1,2</sup>, Xue Chunlin<sup>1</sup>, Lu Juan<sup>1</sup>, Yang Lüxi<sup>1</sup>

(1. School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing, 210096, China; 2. The State Key Laboratory of Millimeter Waves, Southeast University, Nanjing, 210096, China)

**Abstract:** In order to adapt to demands in future wireless communication system including equipment diversity, high data rate, low latency and low power consumption, new waveform has become one of the key technologies studied in 5G wireless communication system. Universal filtered multicarrier (UFMC) is a widely researched 5G candidate waveform. However, the existing research only involves with UFMC-SISO scenario, and feasibility and performance of UFMC-MIMO remain vacant. Considering MIMO is a necessary scenario in 5G, it has great significance to study UFMC-MIMO. A feasible UFMC-MIMO system scheme including the transmitter, the receiver and the precoding realizing algorithm is proposed. It is proved that this UFMC-MIMO scheme can recover transmitted data correctly by mathematical derivation and its performance is verified by simulation. Simulation results show that UFMC-MIMO outperforms OFDM-MIMO no matter in AWGN channel or multipath channel, and it has great advantage over robustness to relative carrier frequency offset, which validates that UFMC-MIMO

**基金项目:** 国家自然科学基金(61471120, 61372101)资助项目; 国家高技术研究发展计划(“八六三”计划)(2015AA01A703)资助项目。

**收稿日期:** 2017-02-18; **修订日期:** 2018-10-19

transmission scheme has the capacity to be utilized in 5G wireless communication system.

**Key words:** new waveform; universal filtered multicarrier (UFMC); relative carrier frequency offset (rCFO); UFMC-MIMO; beamforming

## 引 言

移动通信已经深刻地改变了人们的生活,但人们对更高性能移动通信的追求从未停止。为了应对未来爆炸性的移动数据流量增长、海量的设备连接、不断涌现的各类新业务和应用场景,第5代移动通信(5G)系统将应运而生。当探讨5G通信时,首先应该研究5G中可能出现的新型通信业务和未来5G的服务架构。目前可以预见的是物联网(Internet of things, IoT)和机器通信(Machine type communication, MTC)会在5G通信业务中占有重要地位<sup>[1]</sup>。物联网扩展了移动通信的服务范围,从人与人通信延伸到物与物、人与物智能互联,使移动通信技术渗透至更加广阔的行业和领域。

5G通信的新需求对物理层架构尤其是空口技术提出了新的要求。首先是对放松对时间同步的要求<sup>[2]</sup>。考虑到MTC通信是大量的零星的短数据包通信,所有的MTC通信业务执行长期演进(Long term evolution, LTE),标准中规定的严格同步流程会带来巨大的信息开销。同时,MTC通信的终端大部分是传感器这种简单廉价的设备,而严格同步流程会带来巨大的能量消耗,并且增加设备的复杂度和成本,对MTC并不适用。因此在MTC通信中将更多地采用开环的时间同步机制,可能会产生符号定时偏差(Symbol timing offset, STO)。因此5G空口技术应该放松对时间同步的要求,不宜采用对同步要求高的传输方案。其次,5G空口技术应该放松对频率同步的要求。因为MTC通信的终端大多是造价低廉的低端设备,由于振荡器的原因不能实现精准的频率同步,可能导致载波频率偏差(Carrier frequency offset, CFO)<sup>[3]</sup>。并且考虑到设备复杂度,最好的情况下也只能进行简单的频偏估计和补偿,仍然会残余CFO。此外考虑到MTC通信是大量的零星的短数据包通信,为所有传输数据执行频偏估计和补偿代价太大难以接受。考虑实现可行性,5G通信系统中可能有大量的CFO存在,5G空口技术必须采用对频率偏移鲁棒性强的传输方案。

5G中放松的时间和频率同步机制不能和循环前缀(Cyclic prefix, CP)-OFDM很好的结合。因为OFDM符号的时域波形是方波,在频域是sinc函数,旁瓣较高,只有在严格的时间同步和频率同步的情况下,其他子载波的零点落在当前子载波的峰值上,从而实现多载波的正交无干扰复用。一旦系统中的时间同步或者频率同步有很小偏差,正交性被破坏,就会产生很高的载波间干扰(Inter carrier interference, ICI)。

为了克服这些问题,第五代移动通信系统的研究人员正致力于研究适应于第五代移动通信环境的新型传输方案<sup>[4-5]</sup>,主要包括滤波器组多载波(Filter bank multicarrier, FBMC)<sup>[6-7]</sup>,广义频分复用(General frequency division multiplexing, GFDM)<sup>[8-9]</sup>和通用滤波多载波(Universal-filtered multicarrier, UFMC)<sup>[10-11]</sup>。FBMC对每一个子载波滤波抑制旁瓣从而实现显著的ICI降低,然而FBMC对每一个子载波滤波导致通信延时过大,此外需要和OQAM结合,导致了和现有技术的不兼容性。GFDM利用圆周卷积滤波器来减少延时,实现了很好的性能,但是收发机的复杂度较高。文献[10]首次提出UFMC,把整个频带分成若干个子带然后分子带进行滤波。UFMC和FBMC相比时延低与现有技术兼容性好,和GFDM相比收发机复杂度低,使得UFMC成为5G新波形中有力的候选者之一。文献[10]证明了在上行多点协作系统中,不论在基站和用户精确同步还是有频率偏差时,UFMC都比CP-OFDM性能优越。除此之外,UFMC对抗STO有很强的鲁棒性,文献[11]通过仿真证明了在STO存在的情况下,UFMC和自动时间提前技术(Autonomous timing advance, ATA)结合的性能优于传统CP-OFDM。

然而,现有的UFMC研究只涉及UFMC-SISO的场景,UFMC-MIMO的可行性和性能分析仍然空缺。而MIMO波束成形是5G通信系统的重要场景,因此对UFMC-MIMO进行评估和研究具有重要价值。首先,考虑到UFMC-MIMO和OFDM-MIMO相比发射端引入了子带滤波器,接收端采用 $2N$ 点FFT处理,是否波束成形仍然可行,UFMC-MIMO收发机的具体结构该如何设计以及发送端/接收端的预编码/解预编码矩阵该如何选择。其次,现有文献对UFMC的研究大多停留在AWGN信道假设下,考虑到AWGN信道下的波束成形没有实际意义,研究MIMO场景应该是更接近实际应用的频率选择性信道,任意发射天线到任意接收天线的信道冲激响应(Channel impulse response, CIR)是多径信道。考虑到UFMC波形没有CP,在多径信道下,UFMC-MIMO是否仍然比OFDM-MIMO有优越性。本文提出了一个具体可行的UFMC-MIMO系统架构,包括发射机结构、接收机结构和波束成形实现算法,并通过数学推导证明其正确性以及通过仿真证明其相对OFDM-MIMO的优越性。通过数值仿真的方法证明多径信道对UFMC系统造成的符号间干扰(Inter symbol interference, ISI)和信号能量相比非常小,并且通过仿真证明无论在AWGN信道还是多径信道下,UFMC-MIMO都比OFDM-MIMO性能优越,尤其是对抗CFO的鲁棒性方面性能非常优越。

### 1 系统模型

考虑多输入多输出点到点UFMC通信系统,其中发送端有一个基带预编码模块以及 $N_t$ 个独立的发射链路,每个发射链路包括一个UFMC发射模块、一个数模转换模块以及一根射频发射天线;接收端有 $N_r$ 个独立的接收链路、一个基带解预编码模块以及一个均衡模块,每个接收链路包括一根射频接收天线、一个模数转换模块以及一个UFMC接收模块。图1给出了UFMC-MIMO通信系统架构,系统传输的数据流数为 $N_{ss}$ 。

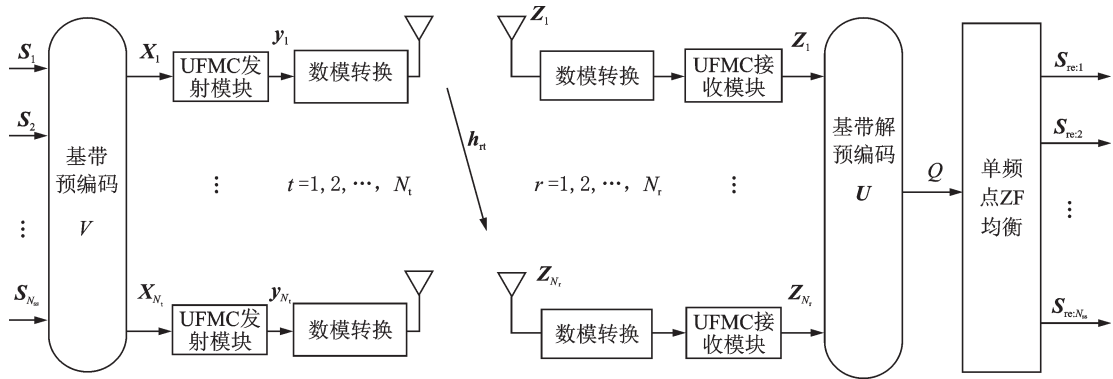


图1 UFMC-MIMO系统架构

Fig.1 Architecture of UFMC-MIMO system

发射端将 $N_{ss}$ 路数据流 $S_s = [S_s(0), S_s(1), \dots, S_s(N-1)] (s = 1, 2, \dots, N_{ss})$ 并行输入基带预编码模块,经过预编码输出 $N_t$ 路信号流 $X_t = [X_t(0), X_t(1), \dots, X_t(N-1)] (t = 1, 2, \dots, N_t)$ ,其中 $N$ 为系统FFT点数。考虑信道的频率选择性,每个子载波上的信道矩阵不同,预编码在每一个子载波上独立进行。令基带预编码矩阵为 $V = [V(0), \dots, V(N-1)]$ , $V(k) \in \mathbb{C}^{N_t \times N_{ss}}$ 表示第 $k$ 个子载波上的基带预编码矩阵,定义基带发送数据矩阵为

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}(0) & (0) & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{S}(1) & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \vdots & \mathbf{S}(N-2) & 0 \\ 0 & 0 & \vdots & 0 & \mathbf{S}(N-1) \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{S}(k)=[S_1(k), S_2(k), \dots, S_s(k), \dots, S_{N_{ss}}(k)]^T$ 表示子载波 $k$ 上要发送的数据向量。则基带预编码后的信号可以表示为

$$\mathbf{X} = \mathbf{V}\mathbf{S} \quad (2)$$

$\mathbf{X}$ 的每一行 $X_i(t=1, 2, \dots, N_i)$ 分别经过所在发射链路的UFMC发射模块处理得到时域信号 $y_i \in \mathbb{C}^{1 \times (N+L-1)}$ ,最后经过 $N_i$ 根射频天线发送,其中 $L$ 是UFMC子带滤波器的长度。系统信道是一个MIMO频率选择性信道,发射天线 $t$ 到接收天线 $r$ 的CIR记作 $\mathbf{h}_{rt}=[h_{rt}(0), h_{rt}(1), \dots, h_{rt}(p-1)]$ ,其中 $p$ 为所有CIR的最大长度。

接收链路 $r(r=1, 2, \dots, N_r)$ 收到时域信号 $\mathbf{Z}_r \in \mathbb{C}^{1 \times (N+L-1)}$ ,分别经过所在接收链路的UFMC接收模块处理输出频域信号 $\mathbf{Z}_r=[Z_r(0), Z_r(1), \dots, Z_r(N-1)]$ ,并行输入基带解预编码模块。定义接收信号矩阵为

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}(0) & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{Z}(1) & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \vdots & \mathbf{Z}(N-2) & 0 \\ 0 & 0 & \vdots & 0 & \mathbf{Z}(N-1) \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: $\mathbf{Z}(k)=[Z_1(k), Z_2(k), \dots, Z_r(k), \dots, Z_{N_r}(k)]^T$ 表示子载波 $k$ 上的接收数据向量。

考虑信道的频率选择性,每个频点的信道矩阵不同,解预编码在每一个子载波上独立进行。令基带解预编码矩阵 $\mathbf{U}=[\mathbf{U}(0), \dots, \mathbf{U}(N-1)]$ , $\mathbf{U}(k) \in \mathbb{C}^{N_{ss} \times N_r}$ 表示第 $k$ 个子载波上的基带解预编码矩阵,则基带解预编码后的信号可表示为

$$\mathbf{Q} = \mathbf{U}\mathbf{Z} \quad (4)$$

在上述波束成形算法的基础上,接收端可以实现单频点均衡,恢复发送数据。将 $\mathbf{Q}$ 按列划分得到 $\mathbf{Q}=[\mathbf{Q}(0), \mathbf{Q}(1), \dots, \mathbf{Q}(N-1)]$ ,其中 $\mathbf{Q}(k) \in \mathbb{C}^{N_{ss} \times 1}$ 表示第 $k$ 个子载波上基带解预编码后信号向量。本文采用ZF均衡,子载波 $k$ 上的ZF均衡矩阵可表示为

$$\mathbf{W}_{ZF}(k) = (\mathbf{H}_{\text{equal}}^H(k) \mathbf{H}_{\text{equal}}(k))^{-1} \mathbf{H}_{\text{equal}}^H(k) \quad (5)$$

则第 $k$ 个子载波上ZF均衡后的数据向量可以表示为

$$\mathbf{S}_{re}(k) = \mathbf{W}_{ZF}(k) \mathbf{Q}(k) \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (6)$$

式中: $\mathbf{H}_{\text{equal}}(k)$ 表示子载波 $k$ 上将波束成形和UFMC滤波系数包含在内的等效信道, $\mathbf{S}_{re}(k)$ 表示对发送数据 $\mathbf{S}(k)$ 的恢复。定义接收端恢复数据矩阵 $\mathbf{S}_{re}=[\mathbf{S}_{re}(0), \mathbf{S}_{re}(1), \dots, \mathbf{S}_{re}(k), \dots, \mathbf{S}_{re}(N-1)]$ ,将其按行划分得到 $\mathbf{S}_{re}=[\mathbf{S}_{re,1}^T, \mathbf{S}_{re,2}^T, \dots, \mathbf{S}_{re,s}^T, \dots, \mathbf{S}_{re,N_{ss}}^T]^T$ ,均衡模块分别输出 $\mathbf{S}_{re,s} \in \mathbb{C}^{1 \times N}(s=1, 2, \dots, N_{ss})$ 作为 $\mathbf{S}_s \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ 的恢复,系统通过波束成型实现 $N_{ss}$ 路数据流的有效传输。

## 2 UFMC发射模块

在发射端,所有发射链路上的UFMC发射模块相同,以第 $t$ 个发射链路上的UFMC发射模块为例,其结构如图2所示。

UFMC发射模块将 $X_i$ 分为 $B$ 个子带, 记作 $X_i = [a_i^1, a_i^2, \dots, a_i^i, \dots, a_i^B]$ , 其中 $a_i^i \in \mathbb{C}^{1 \times n_i}$ 表示子带 $i$ 上的数据,  $n_i$ 是子带 $i$ 包含的子载波个数。分子带进行IFFT和子带滤波操作, 第 $i$ 个子带操作如下<sup>[9]</sup>: 将 $a_i^i$ 保留在原来的位置, 其余位置补零至 $N$ 点, 得到 $X_i^i = [0, 0, \dots, a_i^i, \dots, 0]$ , 然后对 $X_i^i$ 进行 $N$ 点IFFT得到 $x_i^i$ , 并经过子带滤波器 $f_i = [f_i(0), f_i(1), \dots, f_i(L-1)]$ 。将所有子带滤波的信号相加得到该UFMC发射模块的输出信号 $y_i$ , 可表示为<sup>[12]</sup>

$$y_i(n) = \sum_{i=1}^B x_i^i(n) * f_i(n) \quad n = 0, 1, 2, \dots, N + L - 2 \quad (7)$$

式中 $*$ 表示线性卷积,  $L$ 为子带滤波器的长度, 由于线性卷积 $y_i$ 长度为 $N + L - 1$ 。假设所有发射链路的UFMC发射模块子带的个数 $B$ 相同且子带滤波器组 $f_1, f_2, \dots, f_i, \dots, f_B$ 相同, 在后面的数学证明中将看到这是UFMC-MIMO波束成形实现的必要条件。

### 3 MIMO 频率选择性信道

系统信道是MIMO频率选择性信道, 每根发射天线到每根接收天线之间对应一条多径传输路径, 将发射天线 $t$ 到接收天线 $r$ 的CIR记作 $h_{rt} = [h_{rt}(0), h_{rt}(1), \dots, h_{rt}(p-1)]$  ( $r = 0, 1, \dots, N_r, t = 0, 1, \dots, N_t$ ), 其中 $p$ 是所有CIR的最大长度。以其中任意一条路径为例, UFMC符号经过多径信道的过程如图3所示, 可以看作UFMC符号和CIR的卷积, 原来长度为 $N + L - 1$ 的UFMC符号经过多径信道后产生长度为 $p - 1$ 的拖尾。由于UFMC系统没有CP, 信道拖尾将对当前信号造成干扰, 具体可以归纳为以下两项: 当前UFMC符号拖尾的截断, 这相当于部分信号能量的损失, 会破坏子载波间的严格正交性, 带来ICI; 上一个UFMC符号的拖尾叠加到当前符号的头部, 带来符号间干扰ISI。

将发射天线 $t$ 发送的时序上第 $m$ 个UFMC符号记为 $y_{t,m}$ , 则接收天线 $r$ 收到的第 $m$ 个UFMC符号可以表示为所有发射天线发送符号经过对应CIR传输到天线 $r$ 的信号和<sup>[13]</sup>, 即

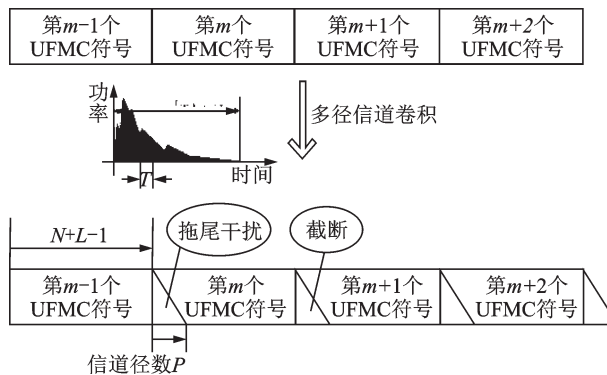


图3 UFMC符号经过多径信道

Fig.3 UFMC symbol passing multipath channel

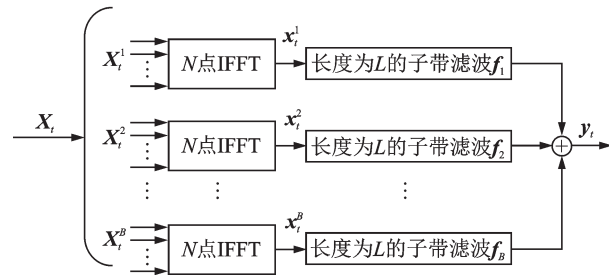


图2 UFMC发射模块结构

Fig.2 Architecture of UFMC transmitter module

$$z_{r,m}(n) = \sum_{t=1}^{N_t} [\omega_c(n)(h_{rt}(n)*y_{t,m}(n)) + \text{circshift}(\omega_{ch}(n)(h_{rt}(n)*y_{t,m-1}(n)), -(N+L-1))] + n(n) \quad n=0,1,2,\dots,N+L-2 \quad (8)$$

式中:circshift( $a, b$ )表示将信号  $a$  循环左移  $b$  位; $n(n)$  为白高斯噪声; $\omega_c(n)$  为信道截断窗,用来表示对当前符号信道拖尾的截断; $\omega_{ch}(n)$  是信道拖尾窗,用来表示上一个符号信道拖尾在当前符号的叠加。两个窗函数具体可表示为

$$\omega_c(n) = \begin{cases} 1 & 0 \leq n \leq N+L-2 \\ 0 & N+L-1 \leq n \leq N+L+p-2 \end{cases} \quad (9)$$

$$\omega_{ch}(n) = \begin{cases} 0 & 0 \leq n \leq N+L-2 \\ 1 & N+L-1 \leq n \leq N+L+p-2 \end{cases} \quad (10)$$

将式(7)代入式(8),可得到

$$z_{r,m}(n) = \sum_{t=1}^{N_t} \omega_c(n)(h_{rt}(n)*\sum_{i=1}^B x_{t,m}^i(n)*f_i(n)) + \sum_{t=1}^{N_t} \text{circshift}(\omega_{ch}(n)(h_{rt}(n)*\sum_{i=1}^B x_{t,m-1}^i(n)*f_i(n)), -(N+L-1)) + n(n) \quad n=0,1,2,\dots,N+L-2 \quad (11)$$

#### 4 UFMC 接收模块

在接收端,所有接收链路上的 UFMC 接收模块相同,以第  $r$  个接收链路上的 UFMC 接收模块为例详细介绍其结构。如图 4 所示, $z_r$  是一个长度为  $N+L-1$  的时域信号,因此不能对其进行  $N$  点 FFT 处理。现采用现有文献中比较经典的 UFMC 接收方法,即对  $z_r$  尾部补零至  $2N$  点,进行  $2N$  点 FFT 得到  $\tilde{z}_r$ ,然后对  $\tilde{z}_r$  取偶数子载波数据组成  $Z_r$  作为该 UFMC 接收模块的输出。

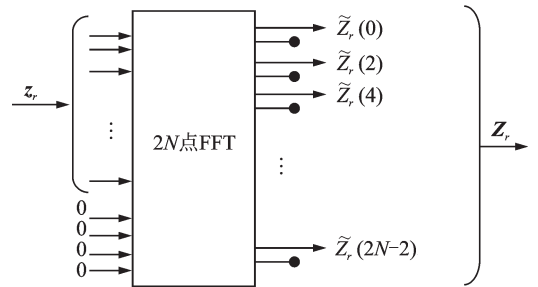


图4 UFMC接收模块结构

Fig.4 Architecture of UFMC receiver module

接收端对  $z_r$  补零进行  $2N$  点 FFT 得到  $\tilde{z}_r$ ,对式(11)左右同时进行  $2N$  点 FFT,可得

$$\tilde{z}_r(k) = \sum_{t=1}^{N_t} \tilde{H}_{rt}(k) \tilde{X}_t^{I(k)}(k) \tilde{F}_{I(k)}(k) + \sum_{t=1}^{N_t} (I_{\text{ISI},rt}(k) - I_{\text{ICI},rt}(k)) + \tilde{N}(k) = \sum_{t=1}^{N_t} \tilde{H}_{rt}(k) \tilde{X}_t^{I(k)}(k) \tilde{F}_{I(k)}(k) + \sum_{t=1}^{N_t} I_{rt}(k) + \tilde{N}(k) \quad k=0,1,2,\dots,2N-1 \quad (12)$$

式中: $\tilde{H}_{rt}$  是  $h_{rt}$  的  $2N$  点 FFT; $\tilde{X}_t^{I(k)}$  是  $x_t^{I(k)}$  的  $2N$  点 FFT; $\tilde{F}_{I(k)}$  是  $f_{I(k)}$  的  $2N$  点 FFT; $\tilde{N}$  是  $n$  的  $2N$  点 FFT; $I(k)$  是子载波  $k$  所在的子带序号; $I_{\text{ISI},rt}(k)$  是上一个 UFMC 符号的拖尾带给当前符号的符号间干扰; $I_{\text{ICI},rt}(k)$  是当前 UFMC 符号拖尾的截断破坏子载波间的严格正交性带来的载波间干扰和信号能量损失,具体可表示为

$$I_{\text{ISI},rt}(k) = e^{j\pi(N+L-1)k/N} \frac{1}{2N} \sum_{l=0}^{2N-1} \omega_{ch}(k-l) H_{rt}(l) \sum_{i=1}^B \tilde{X}_{t,m-1}^i(l) F_i(l) \quad (13)$$

$$I_{\text{ICI},rt}(k) = \frac{1}{2N} \sum_{l=0}^{2N-1} \omega_{ch}(k-l) H_{rt}(l) \sum_{i=1}^B \tilde{X}_{t,m}^i(l) F_i(l) \quad (14)$$

式中:  $\mathbf{W}_{\text{ch}}$  是信道拖尾窗  $\mathbf{w}_{\text{ch}}$  的  $2N$  点 FFT;  $\tilde{\mathbf{X}}_{t,m}^i$  是  $x_{t,m}^i$  的  $2N$  点 FFT;  $F_i$  是  $f_i$  的  $2N$  点 FFT。

至此得到信道多径给 UFMC-MIMO 系统带来的干扰的闭式表达,  $\sum_{i=1}^{N_i} I_{r_i}(k)$  就是信道多径带给信号的全部干扰。然而这一项从数学上很难分析其统计特征, 在后面将通过数值仿真来评估其大小。仿真证明,  $\sum_{i=1}^{N_i} I_{r_i}(k)$  和信号能量相比非常小, 一般差 30 dB 以上, 大多数情况下可以忽略。

$\tilde{X}_1^{I(k)}(k), \tilde{X}_2^{I(k)}(k), \dots, \tilde{X}_{N_i}^{I(k)}(k)$  为  $2N$  点频域信号, 而要恢复的发送端信号  $X_1(k), X_2(k), \dots, X_{N_i}(k)$  为  $N$  点频域信号, 根据文献[14], 两者的关系为

$$\tilde{X}_t^{I(k)}(k) = \begin{cases} X_t^{I(k)}\left(\frac{k}{2}\right) & k \text{ 为偶数} \\ \sum_{m \in S_t} X_t^{I(k)}(m) \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2}(2m-k)\right)}{N \sin\left(\frac{\pi}{2N}(2m-k)\right)} \cdot e^{j\frac{\pi}{2}(2m-k)\left(1-\frac{1}{N}\right)} & k \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (15)$$

$$X_t^i(k) = \begin{cases} 0 & k \notin S_i \\ X_t(k) & k \in S_i \end{cases} \quad t = 1, 2, \dots, N_i \quad (16)$$

因此 UFMC 接收模块对  $\tilde{Z}_r$  取偶数频点数据作为输出, 即分别输出  $\tilde{Z}_r(0), \tilde{Z}_r(2), \dots, \tilde{Z}_r(2N-2)$ , 将式(15, 16)代入式(12), 可得

$$\tilde{Z}_r(k) = \sum_{i=1}^{N_i} \tilde{H}_{r_i}(k) X_t\left(\frac{k}{2}\right) \tilde{F}_{I(k)}(k) + \sum_{i=1}^{N_i} I_{r_i}(k) + \tilde{N}_r(k) \quad k = 0, 2, \dots, 2N-2 \quad (17)$$

如果定义  $Z_r = [\tilde{Z}_r(0), \tilde{Z}_r(2), \dots, \tilde{Z}_r(2N-2)]$  是  $\tilde{Z}_r$  的抽取向量, 则

$$Z_r(k) = \sum_{i=1}^{N_i} \tilde{H}_{r_i}(2k) X_t(k) \tilde{F}_{I(k)}(2k) + \sum_{i=1}^{N_i} I_{r_i}(2k) + \tilde{N}_r(2k) \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (18)$$

## 5 MIMO 波束成形实现

对于所有接收链路上的 UFMC 接收模块输出, 有

$$\begin{aligned} Z_1(k) &= \sum_{i=1}^{N_i} \tilde{H}_{1r_i}(2k) X_t(k) \tilde{F}_{I(k)}(2k) + \sum_{i=1}^{N_i} I_{1r_i}(2k) + \tilde{N}_{1r_i}(2k) \\ Z_2(k) &= \sum_{i=1}^{N_i} \tilde{H}_{2r_i}(2k) X_t(k) \tilde{F}_{I(k)}(2k) + \sum_{i=1}^{N_i} I_{2r_i}(2k) + \tilde{N}_{2r_i}(2k) \\ &\vdots \\ Z_{N_r}(k) &= \sum_{i=1}^{N_i} \tilde{H}_{N_r r_i}(2k) X_t(k) \tilde{F}_{I(k)}(2k) + \sum_{i=1}^{N_i} I_{N_r r_i}(2k) + \tilde{N}_{N_r r_i}(2k) \end{aligned} \quad (19)$$

$$k = 0, 1, \dots, N-1$$

如果把所有 UFMC 接收模块输出的数据向量记为  $\mathbf{Z}(k) = [Z_1(k), Z_2(k), \dots, Z_{N_r}(k)]^T$ , 所有发射链路经过预编码后的频域数据向量记为  $\mathbf{X}(k) = [X_1(k), X_2(k), \dots, X_{N_i}(k)]^T$ , 所有接收天线上的多径

干扰向量记为  $\mathbf{I}(k) = \left[ \sum_{i=1}^{N_i} I_{1r_i}(2k), \sum_{i=1}^{N_i} I_{2r_i}(2k), \dots, \sum_{i=1}^{N_i} I_{N_r r_i}(2k) \right]^T$ , 所有接收天线上的噪声向量记为

$N(k)=[N_1(2k), N_2(2k), \dots, N_{N_r}(2k)]^T$ , 用  $H(k)$  表示频点  $k$  上的 MIMO 信道频率响应, 是一个  $N_R \times N_T$  的矩阵,  $H(k)$  的  $(i, j)$  元素是  $\tilde{H}_{ij}(2k)$ , 式(19)可以改写为

$$Z(k) = \tilde{F}_{I(k)}(2k)H(k)X(k) + I(k) + N(k) \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (20)$$

OFDM-MIMO 波束成形<sup>[15]</sup>研究表明, 波束成形的目的是将实际物理信道  $H(k)$  等效成几个互不干扰的子信道, 从而实现分集增益或复用增益。常用的线性预编码方案通过在发射端乘预编码矩阵  $V(k)$ , 接收端乘解预编码矩阵  $U(k)$  实现信道矩阵对角化, 从而实现几个并行数据流的传输。

从式(20)中可以看出 UFMC-MIMO 和 OFDM-MIMO 频域表达式类似, 但有两点不同: (1) 因为 UFMC 系统存在子带滤波, UFMC-MIMO 频域模型多一个滤波器系数  $F_{I(k)}(2k)$ , 然而  $F_{I(k)}(2k)$  是一标量, 不影响预编码方案的选择, UFMC-MIMO 选取发射端预编码矩阵和接收端预编码矩阵的原则相同, 都是选取合理的  $V(k)$  和  $U(k)$  使得  $H(k)$  等效成几个并行子信道, 在物理信道  $H(k)$  相同的情况下, UFMC-MIMO 可以直接采用和 OFDM-MIMO 一样的波束成形算法, 如奇异值分解(Singular value decomposition, SVD)、块对角化(Block diagonalization, BD)、信泄噪比(Signal to leakage noise ratio, SLNR)和最小化均方误差(Minimum mean squared error, MMSE)等; (2) 除了信号项和噪声项以外, UFMC-MIMO 比 OFDM-MIMO 多了一个信道多径干扰项, 关于这一点在后面将通过数值仿真来证明多径干扰和信号相比一般差 30 dB 左右, 对系统性能损失很小。至此从理论上证明了尽管 UFMC-MIMO 中有子带滤波环节, 接收端采用  $2N$  点 FFT 处理, 波束成形可以实现, 并且在物理信道  $H(k)$  相同的情况下, UFMC-MIMO 可以直接采用和 OFDM-MIMO 一样的波束成形算法。

$Z_1, Z_2, \dots, Z_r, \dots, Z_{N_r}$  并行输入基带解预编码模块, 将式(20)代入式(4), 解预编码后的数据可以表示为

$$Q(k) = U(k)Z(k) = \tilde{F}_{I(k)}(2k)U(k)H(k)X(k) + U(k)I(k) + U(k)N(k) \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (21)$$

考虑到发送端预编码, 将式(1)代入式(21), 可得

$$Q(k) = \tilde{F}_{I(k)}(2k)U(k)H(k)V(k)S(k) + U(k)I(k) + U(k)N(k) = H_{\text{equal}}(k)S(k) + U(k)I(k) + U(k)N(k) \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (22)$$

式中:  $H_{\text{equal}}(k) = \tilde{F}_{I(k)}(2k)U(k)H(k)V(k)$  是包含物理信道、预编码矩阵和 UFMC 子带滤波系数的等效信道, 通常是一个可逆对角阵, 从而将物理信道等效为几个并行的子信道实现多流传输。

由式(22)可以看出, 在上述波束成形算法的基础上, 接收端可以实现单频点均衡, 恢复发送数据。将均衡后的数据记为  $S_{\text{re}}(k)$ , 使用 ZF 均衡, 将式(22)代入式(6)可得

$$S_{\text{re}}(k) = (H_{\text{equal}}^H(k)H_{\text{equal}}(k))^{-1}H_{\text{equal}}^H(k)Q(k) = S(k) + (H_{\text{equal}}^H(k)H_{\text{equal}}(k))^{-1}H_{\text{equal}}^H(k)U(k)I(k) + (H_{\text{equal}}^H(k)H_{\text{equal}}(k))^{-1}H_{\text{equal}}^H(k)U(k)N(k) \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (23)$$

可以看出, 除去噪声和信道多径干扰的影响, UFMC-MIMO 系统可以通过单频点均衡正确恢复发送端数据, 而噪声和多径干扰一般和信号能量相差几十 dB 可以忽略, 这一点将在下一节通过仿真验证, 确保 UFMC-MIMO 具备实际应用于 5G 通信的能力。

## 6 仿真结果与分析

本节将通过仿真来验证 UFMC-MIMO 系统的有效性, 通过对比仿真呈现 UFMC-MIMO 比 OFDM-MIMO 更优越的性能, 尤其是在 CFO 的鲁棒性性能方面。仿真参数如表 1 所示。仿真中频偏



用归一化载波频率偏差(Relative carrier frequency offset, rCFO)描述,定义为将CFO关于通信系统子载波间隔归一化,即

$$\epsilon = \frac{f_{\text{offset}}}{\Delta f} \quad (24)$$

式中: $\epsilon$ 表示归一化载波频差; $f_{\text{offset}}$ 表示实际载波频差(以Hz为单位); $\Delta f$ 表示子载波间隔(以Hz为单位)。

归一化的载波频偏 $\epsilon$ 可以分解为两部分:整数载波频率偏差(Integer carrier frequency offset, IFO) $\epsilon_i$ 和小数载波频率偏差(Fractional carrier frequency offset, FFO) $\epsilon_f$ ,即 $\epsilon = \epsilon_i + \epsilon_f$ 。整数部分说明频率偏移量是子载波间隔的整数倍,采样点相对正确的子载波位置已经偏移了 $n$ 个,会带来严重的性能损失;小数部分说明频率偏移量与子载波间隔不满足整数倍的关系,此时子载波间正交性被破坏,子载波间将产生频谱泄漏即ICI。在实际通信系统中,通过适当的频偏估计补偿算法,整数倍频偏往往可以消除,残余的小数倍频偏将对系统性能造成损失,为不失一般性,假设 $0 \leq \epsilon < 1$ 。

表1 仿真参数说明

Tab. 1 Explanation of simulation parameters

仿真参数	参数的取值	仿真参数	参数的取值
FFT点数	128	发送天线数	8
子带个数	6	接收天线数	8
每个子带的子载波数	12	系统数据流数	4
OFDM的CP长度 $L_{\text{CP}}$	16	波束成形算法	SVD
UFMC滤波器长度 $L$	17	仿真帧数	10 000
UFMC滤波器类型	Dolph-Chebyshev滤波器,旁瓣衰减120 dB	每帧OFDM/UFMC符号数	14
信道类型	AWGN信道/SCM信道		

图5为OFDM和UFMC的旁瓣性能对比,作为例子本文展示UFMC系统第2个子带频谱的旁瓣以及OFDM系统中相对应的资源块的频谱。可以明显看出UFMC和OFDM相比旁瓣很低,从而可以极大地降低子带间干扰。OFDM是一种严格正交波形,旁瓣高是其较大缺点,只要系统中出现很微小的CFO或STO破坏了波形的严格正交就会带来严重的载波间干扰,导致性能的急剧下降。而5G通信中CFO和STO将不可避免,很低的旁瓣使得UFMC对抗CFO和STO的鲁棒性很强,比OFDM更适用于5G通信场景。

图6展示了UFMC-MIMO和OFDM-MIMO的误符号率(Symbol error rate, SER)性能对比, $x$ 轴表示SNR, $y$ 轴表示SER。仿真环境是一个8发射天线8接收天线传送4个数据流的MIMO系统,

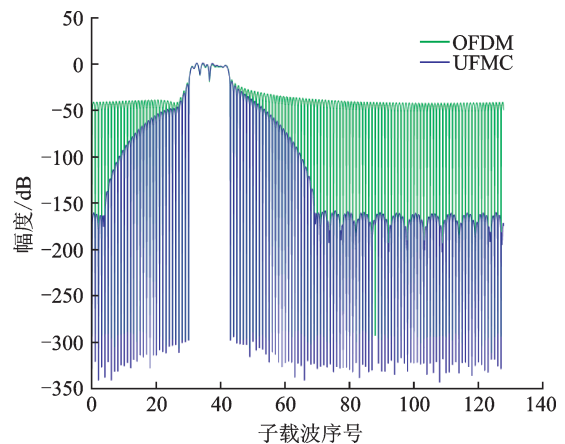


图5 UFMC和OFDM旁瓣性能

Fig.5 Sidelobe behavior of UFMC and OFDM

系统采用SVD预编码。可以看出无论是在AWGN信道还是多径SCM信道下,UFMC-MIMO性能都优于OFDM-MIMO。根据现有研究,UFMC-SISO在系统中有rCFO和STO时性能优于OFDM-SISO,在任何情况下性能都不差于OFDM-SISO。仿真结果进一步证明了无论是在AWGN还是多径信道下,本文的波束成形方案可以保留UFMC的优势,UFMC-MIMO系统性能仍然优于OFDM-MIMO。

图7展示了UFMC-MIMO和OFDM-MIMO对抗rCFO的鲁棒性。 $x$ 轴表示rCFO, $y$ 轴表示SER,信道是SCM信道。考察了在3种不同的信噪比(Signal noise rate, SNR)下对抗rCFO的鲁棒性能,可得到如下结论:(1)在任何SNR下,UFMC-MIMO性能优于OFDM-MIMO;(2)当rCFO增加,OFDM-MIMO性能急剧下降,而UFMC-MIMO性能几乎不随着rCFO改变,表现出很好的鲁棒性;(3)UFMC-MIMO在rCFO存在的情况下对系统性能的改善作用要远远大于信噪比的作用,是一种有效的改善系统性能的方法。从图7中可以看出当rCFO大于0.015之后,SNR=20 dB的UFMC-MIMO性能优于SNR=30 dB的OFDM-MIMO,显现出UFMC-MIMO的极大优越性。

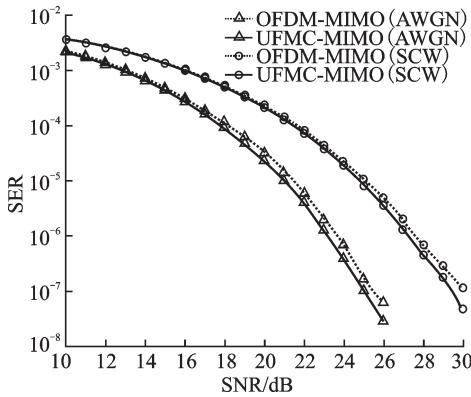


图6 传输4路数据流 $8 \times 8$  MIMO通信系统的SER性能(rCFO=0.06)

Fig.6 SER of  $8 \times 8$  MIMO system transmitting 4 data streams (rCFO=0.06)

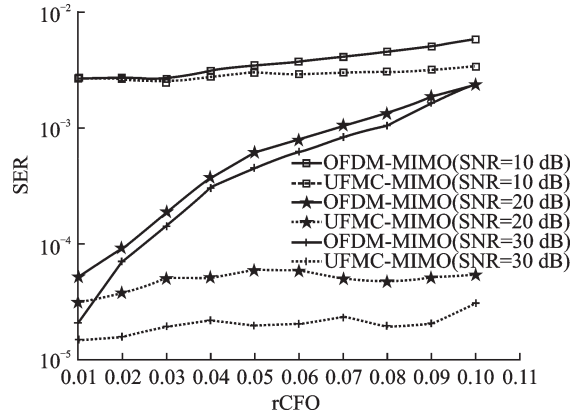


图7 UFMC-MIMO和OFDM-MIMO系统抗rCFO鲁棒性性能比较

Fig.7 Robustness against rCFO of UFMC-MIMO and OFDM-MIMO system

图8展示了UFMC和OFDM的时域波形来说明两者在对抗多径信道方面的能力。在仿真中,FFT点数为128,OFDM的CP长度为16,UFMC的滤波器长度为17,这样UFMC和OFDM有相同的开销来抵抗信道多径。以一个子载波的时域波形为例。横坐标是时域序号 $m$ ,纵坐标是第 $m$ 时刻的信号值 $x_m$ 的实部。对于OFDM来说,CP是数据尾部的重复,使得信号和信道响应呈圆周卷积,因此只要信道径数小于CP长度,OFDM可以在均衡中完全消除信道多径带来的干扰。UFMC没有CP,但是在数据的前部和尾部分别有滤波器升起和拖尾,作为对抗信道多径ISI的软保护<sup>[5]</sup>,因此UFMC可以接受和滤波器长度比拟的信道径数。这一点在图5中也呈现出来,信道径数为12的时候,UFMC-MIMO性能仍然优于OFDM-MIMO,尽管此时信道径数已经很接近于滤波器长度了,多径信道干扰给UFMC-MIMO带来的损失很小。

图9通过数值仿真来分析多径信道干扰项式(20)中 $\sum_{l=1}^{N_l} I_{rr}(k)$ 的平均幅度。使用均方误差(Mean square error, MSE)作为指标来衡量在不同径数的SCM信道下的干扰大小,在仿真中假设收发端已知

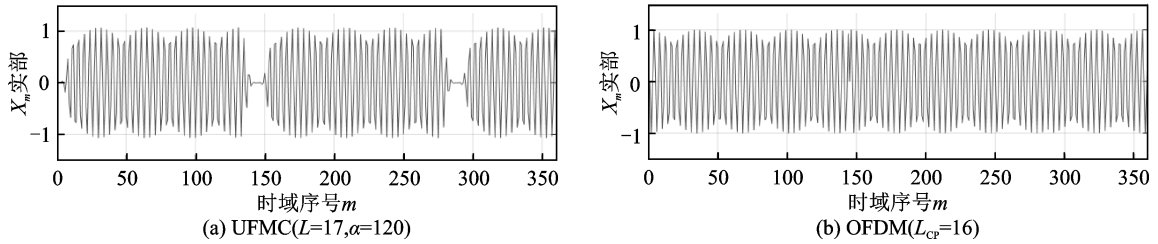


图8 UPMC和OFDM时域波形

Fig.8 Time domain signal of UPMC and OFDM

理想信道并且将噪声忽略,这样收发符号之间的MSE就完全是由信道多径带来的干扰。在仿真中,FFT点数为128,OFDM的CP长度为16,UPMC的滤波器长度为17,这样UPMC和OFDM有相同的开销来抵抗信道多径。 $x$ 轴表示信道径数 $L_{ch}$ 对UPMC滤波器长度的归一化, $y$ 轴是MSE。从图9中可以看出,对于OFDM-MIMO来说,当信道径数小于CP长度时,信道多径带来的干扰可以完全消除。对于UPMC-MIMO来说,由于CP的缺失,当信道径数增加时MSE会增加,但是信道多径带来的干扰和信号能量相比很小可以忽略。在仿真中,将信号能量归为1。由图可知,当信道径数和滤波器长度相等时,干扰是 $-20$  dB,和信号能量相比几乎可以忽略。通常在一个实际通信系统中,滤波器长度应该设计的比信道径数大,所以可根据需要的MSE来决定滤波器长度。比如,如果需要达到 $-40$  dB的MSE指标,由图可知,应该选择滤波器的长度为 $L_{ch}/40\%$ 。

## 7 结束语

5G通信的新需求对物理层架构尤其是空口技术提出了新的要求。考虑到5G通信中将存在大量的机器通信,只适合采取粗略的频偏补偿算法,残余的载波频偏难以避免。而传统的CP-OFDM波形旁瓣较高,在存在很小频偏的情况下将产生很高的载波间干扰。因此5G空口技术必须采用对频偏鲁棒性强的新型传输方案。UPMC是广受认可的5G候选传输方案之一。现有研究表明在基站和用户有频偏时,UPMC比CP-OFDM性能优越,表现出对频偏的鲁棒性,在任何情况下UPMC性能至少不差于CP-OFDM性能,是合适的5G候选波形。然而如何将UPMC与MIMO技术相结合则是目前学术界研究较少的内容,考虑到MIMO波束成形技术是5G的关键技术之一,本文提出了一个UPMC-MIMO系统可行方案,包括发射机、接收机和波束成形实现算法。通过数学推导证明该方案能正确恢复发送端数据并通过仿真验证其性能。仿真表明,UPMC-MIMO系统保留了UPMC的性能优势,不论在AWGN信道还是在多径信道下,UPMC-MIMO都比OFDM-MIMO性能优越,尤其在抗频偏鲁棒性上表现出很大的优越性,进而验证了UPMC-MIMO传输方案具备应用5G通信的能力。

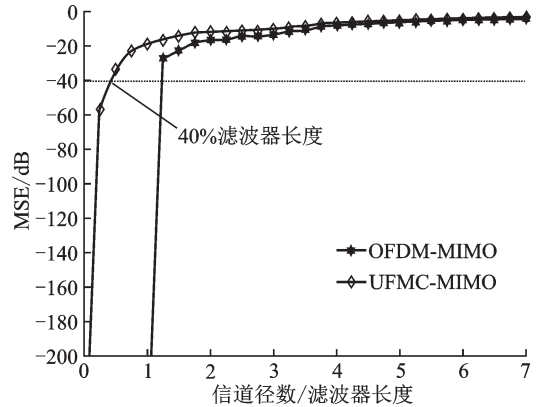


图9 多径信道带来的干扰

Fig. 9 Channel-assisted interference for multipath channel

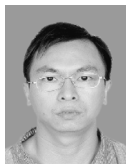
## 参考文献:

- [1] Wunder G, Jung P, Kasparick M, et al. 5GNOW: Non-orthogonal, asynchronous waveforms for future mobile applications[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2): 97-105.
- [2] Wunder G, Kasparick M, Brink S T, et al. 5GNOW: Challenging the LTE design paradigms of orthogonality and synchronicity [C]// 2013 IEEE 77th, Vehicular Technology Conference (VTC Spring). Dresden, Germany: IEEE, 2013: 1-5.
- [3] Wild T, Schaich F, Chen Y. 5G air interface design based on universal filtered (UF-) OFDM[C]//2014 19th International Conference on Digital Signal Processing. Hong Kong, China: IEEE, 2014: 699-704.
- [4] Schaich F, Wild T. Waveform contenders for 5G-OFDM vs. FBMC vs. UFMC[C]//International Symposium on Communications, Control and Signal Processing. Athens, Greece: International Symposium on Communications, 2014: 457-460.
- [5] Schaich F, Wild T, Chen Y. Waveform contenders for 5G-suitability for short packet and low latency transmissions[C]//2014 IEEE 79th Vehicular Technology Conference (VTC Spring). Seoul, South Korea: IEEE, 2014: 1-5.
- [6] Farhang-Boroujeny B. OFDM versus filter bank multicarrier[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2011, 28(3): 92-112.
- [7] Chen D, Xia X G, Jiang T, et al. Properties and power spectral densities of CP based OQAM-OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63(14): 3561-3575.
- [8] Fettweis G, Krondorf M, Bittner S. GFDM-generalized frequency division multiplexing[C]//2009 IEEE 69th Vehicular Technology Conference. Barcelona, Spain: IEEE, 2009: 1-4.
- [9] Michailow N, Matthe M, Gaspar I S, et al. Generalized frequency division multiplexing for 5th generation cellular networks[J]. IEEE Transaction Communications, 2014, 62: 3045-3061.
- [10] Vakilian V, Wild T, Schaich F, et al. Universal-filtered multi-carrier technique for wireless systems beyond LTE[C]//2013 IEEE Globecom Workshops. Atlanta, GA, USA: IEEE, 2013: 223-228.
- [11] Schaich F, Wild T. Relaxed synchronization support of universal filtered multi-carrier including autonomous timing advance [C]//2014 11th International Symposium on Wireless Communications Systems (ISWCS). Barcelona, Spain: IEEE, 2014: 203-208.
- [12] Wang X, Wild T, Schaich F. Filter optimization for carrier-frequency-and timing-offset in universal filtered multi-carrier systems[C]//2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference. Glasgow, Scotland: IEEE, 2015: 1-6.
- [13] Wang X, Schaich F, Brink S T. Channel estimation and equalization for 5G wireless communication systems[D]. Stuttgart, Germany: University of Stuttgart, 2014.
- [14] Wang X, Wild T, Schaich F, et al. Universal filtered multi-carrier with leakage-based filter optimization[C]//European Wireless 2014 VDE. Barcelona, Spain: [s.n.], 2014: 1-5.
- [15] Kim J S, Moon S H, Lee I. Linear beamforming for multiuser MIMO downlink systems with channel orthogonalization[C]// 2009 IEEE Global Telecommunications Conference. Honolulu, Hawaii, USA: IEEE, 2009: 2600-2605.

## 作者简介:



魏明君(1992-),女,硕士研究生,研究方向:5G中的新波形及新型多址传输方案研究,E-mail: 220140-696@seu.edu.cn。



何世文(1978-),男,博士,研究方向:大规模多天线通信、协作通信、绿色通信、毫米波通信无线局域网通信技术和优化理论。



薛春林(1992-),女,硕士研究生,研究方向:高频段信道特性分析及优化传输方案研究。



路娟(1995-),女,硕士研究生,研究方向:未来通信中的多载波传输技术研究。



杨绿溪(1964-),男,教授,博士生导师,研究方向:移动通信中的MIMO空时信号处理、中继协作通信与网络编码、盲信号处理与阵列信号处理。