

# IMT-2020(5G)推进组 新型多载波专题组技术报告

---

技术报告  
Technical Report

---

版权声明 Copyright Notification

---

本文档由IMT-2020（5G）推进组新型多载波专题组成员单位起草

---

未经书面许可 禁止打印、复制及通过任何媒体传播

© 2015 IMT-2020推进组版权所有

# 目录

1	简介 .....	3
2	场景和需求.....	3
3	新波形关键技术 .....	5
3.1	f-OFDM .....	5
3.1.1	技术原理.....	5
3.1.2	优点.....	6
3.1.3	关键技术.....	8
3.2	UFMC.....	11
3.2.1	技术原理.....	11
3.2.2	关键技术.....	14
3.3	FBMC .....	17
3.3.1	技术原理.....	17
3.3.2	优点.....	18
3.3.3	关键技术.....	19
3.4	FMT技术.....	41
3.4.1	FMT系统原理 .....	41
3.4.2	O-FMT系统原理 .....	42
3.4.3	实现方案.....	43
3.4.4	FMT系统的关键性能 .....	45
3.5	单载波技术(SC-FDE).....	46
3.5.1	技术原理.....	47
3.5.2	优点与关键技术.....	47
	参考材料 .....	50

# 1 简介

波形是无线通信系统的基础技术。无线通信标准的主要特征，如帧结构、MIMO技术等，均需构建在特定的波形技术之上。并且，波形对无线通信系统的性能，如吞吐量、时延等指标也起着重要的影响。目前，3GPP NR标准已确定了小于53GHz的频段上的eMBB和URLLC业务的波形技术，其中下行采用OFDM技术，上行同时支持OFDM和DFT-s-OFDM波形。相比LTE的上下行波形技术，NR支持更高的频谱利用率（例如：基站侧支持最高96%频谱利用率），并且支持不同numerology的子带以频分复用的形式共存，这对波形的带外抑制性能提出了更高要求。

本文档的研究范畴一方面为符合当前NR R15协议的频域紧凑的波形技术，另一方面为未来NR波形的演进方案，例如mMTC波形和大于53GHz波形技术。

## 2 场景和需求

OFDM可以有效的对抗信道的多径衰落，具有比较简单的均衡解调算法，成熟的多天线技术，支持频率选择性调度，这些都是OFDM技术被确定为现有4G LTE网络的基础波形技术的重要原因。但是，OFDM本身的一些特性也需要进一步地增强或改变，以适应未来5G的新业务和新场景。如图1所示，较高的带外泄露不利于未来碎片化频谱的利用；时频同步的要求制约了CoMP技术的性能增益，增大了系统开销与接入时延；固定的TTI长度、CP长度、子载波间隔等信道参数配置不能与用户个性化的信道环境和业务类型相匹配。

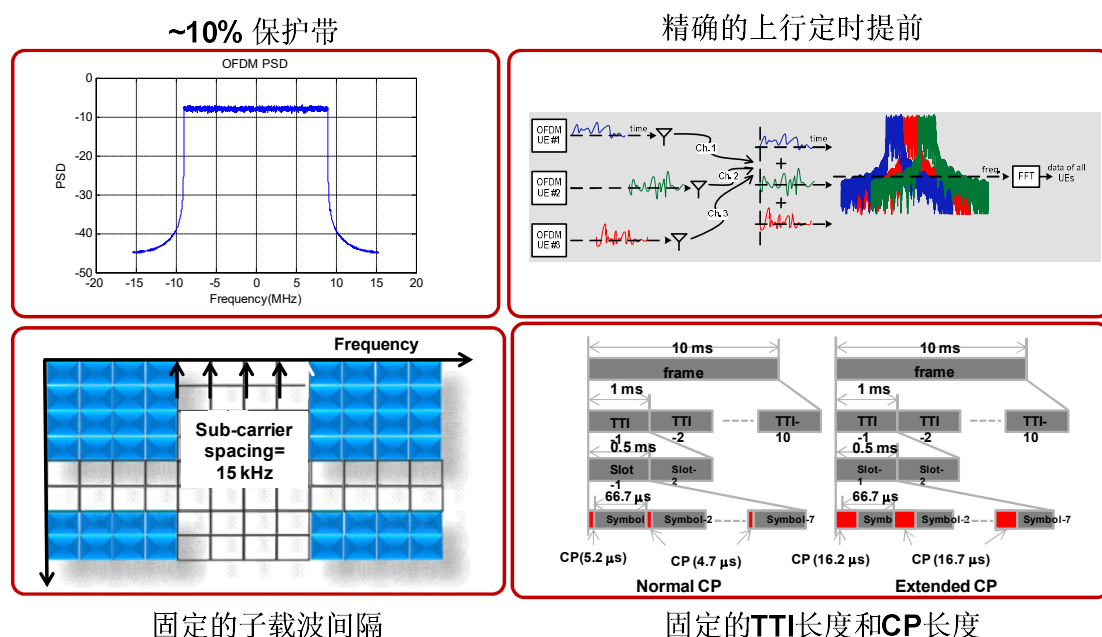


图 1 OFDM 的缺点

为了更好地支撑5G的各种应用场景，新波形的研究重点关注以下需求：

- **更高频谱效率需求：**LTE 系统各种为了满足带外泄漏需求，频谱效率有约 10%的损失。因此，为了满足 5G 上下行极高数据速率的需求，设计高性能滤波器以提升频谱效率是系统设计的关键。该方法也支持一个载波中不同业务的多 numerology 设计，并降低不同业务间共存导致的频谱效率的损失。
- **对新业务的支持：**5G 的业务类型将更加丰富，尤其是各种形态的物联网业务的出现，对基础波形提出了更高要求。新的多载波技术不仅要能很好支撑传统业务，也需要对新业务，尤其是物联网业务具有良好的支持能力。因此，5G 波形要考虑更低的 PAPR 设计，以降低终端功耗。
- **高速移动场景需求：**5G 需要支持更高的移动速度（500km/h），其是中国特有的且需要重点关注的场景。因此，需要考虑波形对抗高多普勒的影响。一方面是考虑采用更高的 numerology 设计，另一方面是考虑把时频域转换到时延多普勒域，理论上可以把快速变化的信道变换到慢速变化的信道，从而可以高效地进行数据传输。
- **灵活性：**在 5G 网络中，以人为中心的传统业务和以机器为中心的物联网业务同时存在，它们之间的巨大差异性对基础波形的灵活性提出了较高要求。能否灵活的为各种业务提供最佳性能是检验新型多载波的另一个重要指标。
- **可扩展性：**新技术和新业务的涌现在不断加速，为了避免“一出现就落后”的局面，新的多载波技术需要具有良好的可扩展性，在不进行大的修改的前提下就可以支撑未来可能出现的新业务。考虑统一的波形实现架构，以支持波形的可扩展性。
- **低复杂度：**除了系统性能本身，合理的基带实现复杂度也是波形设计的关键。尤其是要重点考虑接收端波形检测的复杂度问题。另外，新波形带来的信道估计、非理想因素补偿等问题也需要重点考虑。
- **和其他技术的良好兼容：**5G 的各种需求需要通过融合新型调制编码、新型多址、Massive MIMO 和新型多载波等在内的新技术共同达成，作为基础波形，新型多载波技术需要和其他技术能够很好的结合。

## 3 新波形关键技术

### 3.1 f-OFDM

#### 3.1.1 技术原理

f-OFDM是一种符合NR R15协议的基于OFDM的频域紧凑波形技术。

OFDM是一种严格正交的波形技术，为了维持它的正交性，整个系统带宽内的子载波间隔、CP长度等参数必须是不变的。因此在LTE系统中，它的子载波间隔、CP长度的选取均是按照所有场景和业务类型中的最差条件下进行设计。如果新的业务类型出现(例如：IoT)，OFDM的参数可能不再适合这种新业务。此外，由于大多用户并不处于最差场景，按照最差场景设计的参数也会损失系统性能。

filtered-OFDM(f-OFDM)可以改善OFDM的上述问题，同时又能和LTE很好的后向兼容，是未来5G的很有竞争力的候选波形技术。本节对f-OFDM的基本实现方案进行了描述。由于f-OFDM的绝大部分模块和OFDM是一致的，这里所关注的仅是f-OFDM和OFDM不同的部分。

f-OFDM的发射机结构如图 2所示，这个结构可以看做是下行eNB的发射机结构，但对上行UE的发射机同样适用，区别只是上行通常只会会有一个子带。其基本过程描述如下：

- 1、数据首先根据调度的结果被分别映射到各个子带上，并进行相应的子载波映射。需要注意的是，不同子带之间需要预留保护子载波来隔离子带间的干扰。如果滤波器设计合理，保护子载波的数量可以控制到1个子载波甚至不需要保护子载波。
- 2、对各个子带分别进行IFFT变换。由于子载波间隔可能不同，各个子带的IFFT size需选取合适的值使得变换后各子带的采样率相同。例如：如果15KHz子载波间隔的子带选取的是2048的IFFT size，那么30KHz子载波间隔的子带可以选用1024的IFFT size。
- 3、加循环前缀操作。各个子带可以根据本子带的配置加相应长度的循环前缀。
- 4、滤波操作。各个子带用本子带的滤波器进行滤波，限制本子带外的频域上的功率泄露。该步骤是f-OFDM的核心模块，后续章节会进行更加详细的介绍。

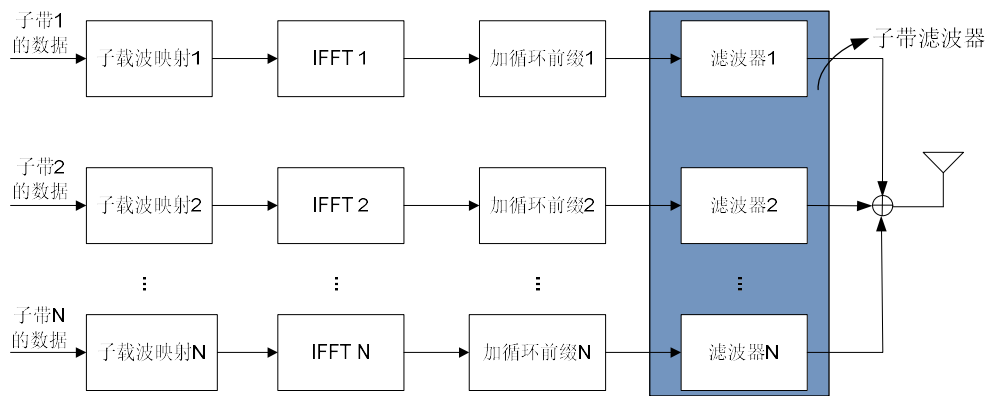


图 2 f-OFDM 发射机示意图

接收机如图 3所示，基本上是发射机的逆过程，此处不再赘述。

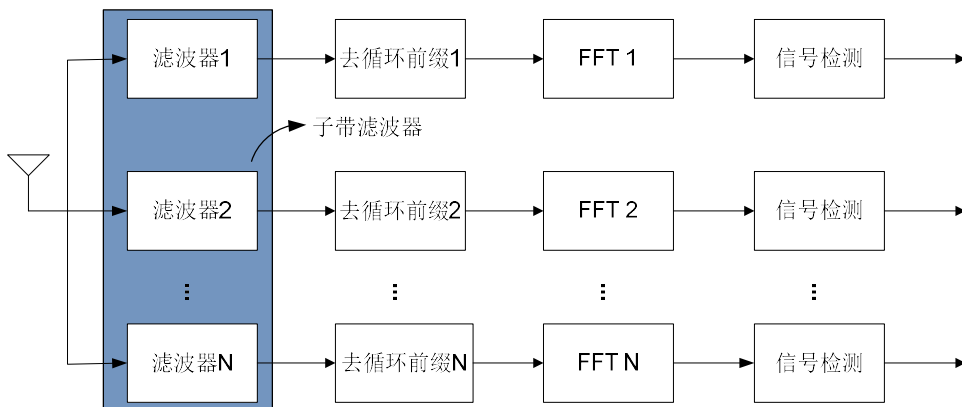


图 3 f-OFDM 接收机示意图

### 3.1.2 技术优势

#### 3.1.2.1 自适应OFDM参数

在未来5G中，业务类型将更加的丰富和多样化，同时，由于物联网等应用的兴起，UE的形态、成本、性能也将出现巨大的差异化，由此导致同一个网络甚至同一个小区中不同UE的信道场景、时延要求、吞吐量要求上出现较大的差异。显然，传统OFDMA的one-size-fits-all的设计理念无法为所有UE选择最优的系统参数，将会严重制约网络的性能。相反，Filtered-OFDMA可以按照信道场景或业务类型区分UE，为UE选择最合适的系统参数，优化网络的整体性能，容纳更加丰富的业务类型和信道场景。

图 4给出了这种场景下的f-OFDM参数自适应和资源映射的示意图，使用滤波器对资源在时频域上进行划分，将对应的UE的数据映射在对应的资源上，从而实现在同一个系统内

实现不同的OFDM参数的目的。

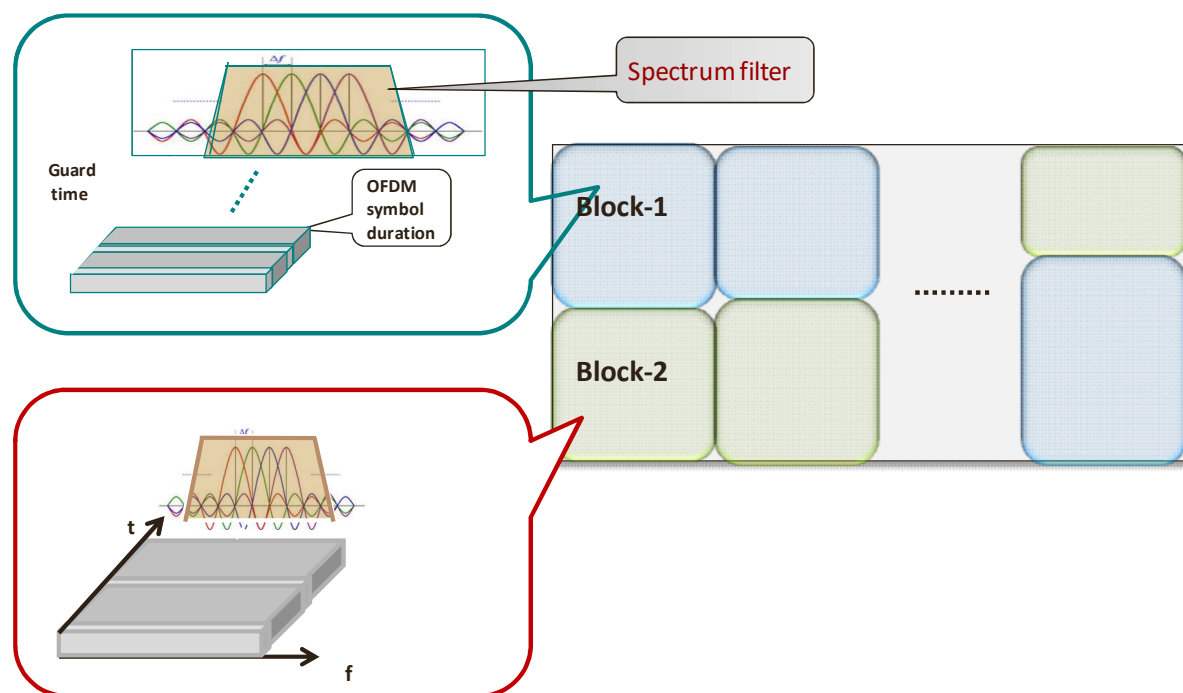


图 4 自适应OFDM参数示意图

### 3.1.2.2 上行异步信号传输

OFDM和DFT-s-OFDM的一个缺点是，当用作上行时，不同UE的信号必须基本上同时到达eNB，才能保证用户之间的正交性，因此在LTE中使用了TA调整的功能来保证这一要求。但在5G中，小区中终端数量会大量增加，并且很多业务只是传输很小的包，如果仍然沿用TA调整的思路去保证正交性，那么TA调整的信令开销将会大量增加，并且有可能出现信令本身比数据还大的情况。因此，取消严格的TA调整的信令，采用上行异步信号传输成了5G波形设计的一个重要需求。f-OFDM可以支持这一场景。

如图 5所示，各UE进行数据正常的OFDM变换后进行滤波，限制对其他子带产生干扰。在eNB，则分别滤出各UE所占用的子带，并在各个子带上进行同步以及正常的OFDM接收机过程。

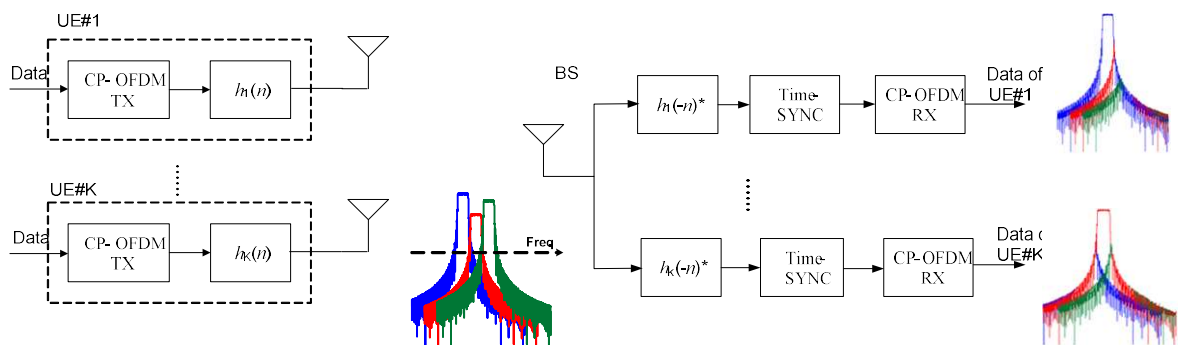


图 5 上行异步信号传输示意图

### 3.1.3 关键技术

#### 3.1.3.1 滤波器设计

滤波器设计是f-OFDM的关键问题，但f-OFDM本身并不对滤波器的设计方法做出限制。从需求角度看，f-OFDM的滤波器应当具有以下特点：

- 1、具有极窄的过渡带。滤波器的频域幅度响应需要具有极窄的过渡带，以使子带的频谱快速降到可以接受的水平。过渡带的大小将保护子载波的数量，可以追求的设计目标是只预留一个保护子载波。
- 2、具有相对较低的阻带衰减。阻带衰减水平决定了对其他子带的干扰水平，由于目前无线系统的工作SNR一般不会太高（如：低于30dB），因此阻带衰减也不需要设计的过高。除了满足不对本系统内的其它子带产生干扰，还应满足不对邻带的其他系统产生干扰。
- 3、冲击响应能量尽量集中。f-OFDM本身允许较长的滤波器长度，为了达到上述两个目的，滤波器通常会有较长的冲击响应，很可能会超过CP的长度，这将会产生ISI。为了减小这种ISI，滤波器的能量应当尽量集中在冲击响应的中心部分，使ISI的大部分能量包含在CP中，便于处理这种ISI。

滤波器设计是一个研究成熟的领域，有众多方法可以实现较好的滤波器设计，下面给出一个具体的窗函数软截断的滤波器设计步骤作为示例：

1. 首先按照子带宽度生成对应的时域SINC脉冲。
2. 然后选择一个合适的滚降因子的一定长度的窗函数，例如升余弦窗。
3. 用上述升余弦窗乘以上述SINC脉冲，得到软截断后的滤波器。

下图给出了几种不同的滚降因子对应的滤波器，具有不同的滤波器系数。



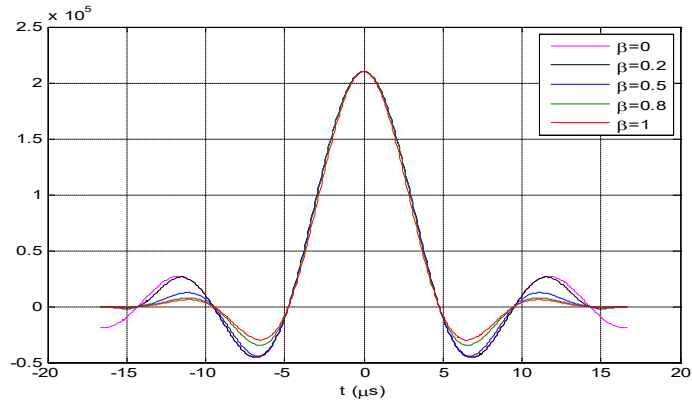


图 6 软截断后的滤波器冲击响应

这些滤波器有不同的带内响应、过渡带以及带外抑制等特性，下面的图中给出了这些参数，可以看出，滚降因子越大，带内失真越严重，过渡带越宽，带外抑制越好。在实际应用中需要根据需求选择合理的值。

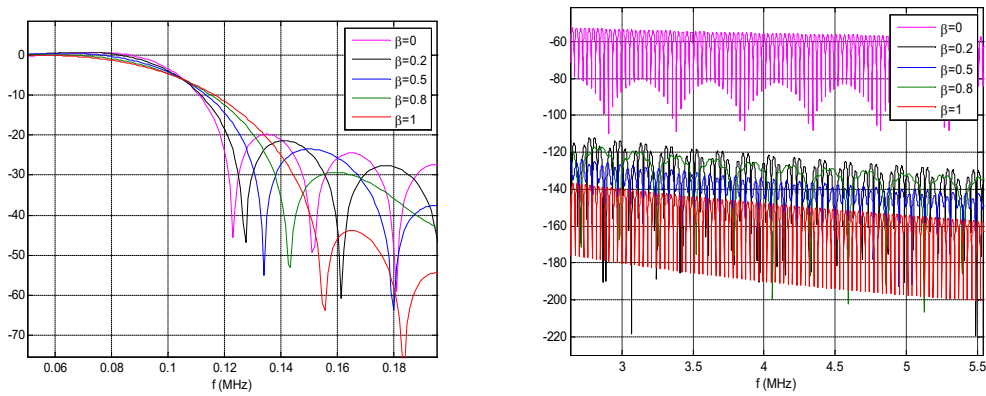


图 7 过渡带示意图和带外泄露示意图

### 3.1.3.2 低复杂度滤波实现

滤波操作通常在时域通过线性卷积实现，假设滤波器响应为 $h(n)$ ，长度为 $M$ ，则滤波操作为：

$$y[n] = \sum_{m=0}^{M-1} x[n-m]h[m] \quad (1)$$

假设数据的总长度为 $N$ ，那么总的复数乘法计算次数约为 $N \cdot M$ 。在f-OFDM中，为了控制子带间干扰，滤波器长度 $M$ 通常会较大，计算复杂度非常高。为了减小复杂度，可以采用低复杂度的频域实现。下面给出一个例子进行说明。

首先在待滤波数据前添加**M-1**个**0**，然后将数据进行分段，每段的长度为**L+M-1**，且连续两段数据中有**M-1**个数据是重叠的。**L**的选取是一个实现问题，原则上**L**的选取应当使**L+M-1**为**2**的整数次幂，方便进行**IFFT**变换。

对上述分段后的数据进行**L+M-1**点的**FFT**变换，并与滤波器的频域响应相乘，并再通过**IFFT**变回时域。即：

$$y_i[n] = \text{IFFT}_{L+M-1} \left\{ \text{FFT}_{L+M-1} \{x_i[n]\} \text{FFT}_{L+M-1} \{h[n]\} \right\} \quad (2)$$

其中滤波器的频域响应  $\text{FFT}_{L+M-1} \{h[n]\}$  在一次滤波操作中是不变的，只需计算一次，或者离线计算并存储下来即可。

由于频域乘法相当于时域循环卷积，因此上述计算得到的  $y_i[n]$  相当于是  $x_i[n]$  和  $h[n]$  的时域循环卷积结果。上述计算结果中， $y_i[n]$  的前**M-1**个数据中包含了  $x_i[n]$  的后**M-1**个数据的成分，其余部分则是线性卷积的结果。因此，可将每段  $y_i[n]$  的前**M-1**个数据丢掉，并按照先后顺序将数据进行拼接，得到等效的线性卷积的结果。

## 3.2 UFMC

### 3.2.1 技术原理

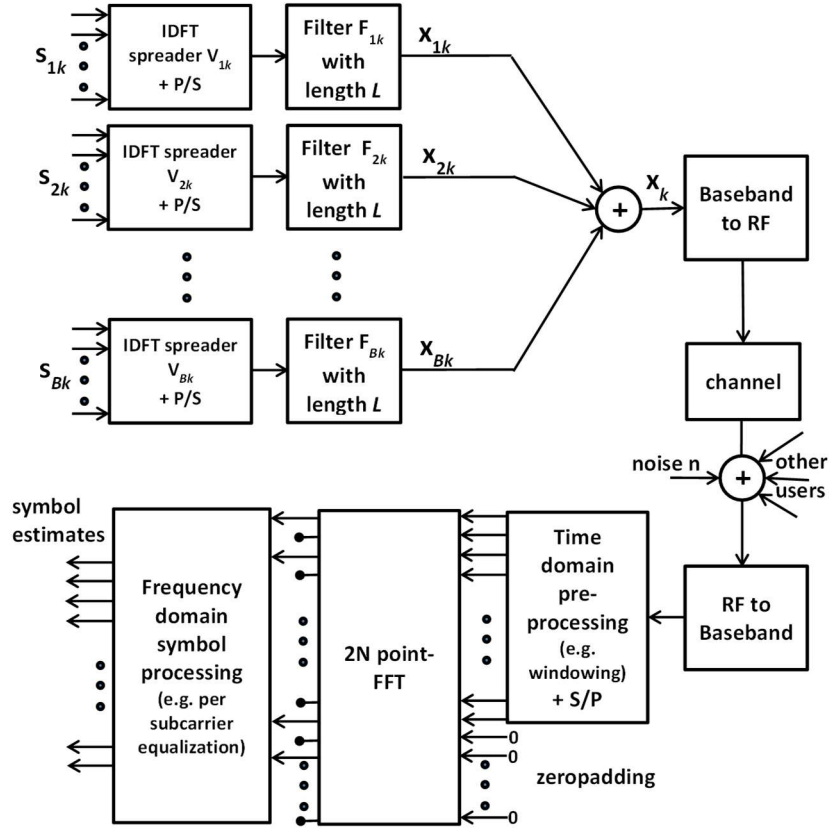


图 8 UFMC 发射和接收原理示意图

图 8给出了UFMC发射机的示例图。在此示例中，用户 $k$ 所使用资源数量为 $B$ 个子带，每个子带所携带的符号位为 $\mathbf{s}_{i,k}, i=1,2,\dots,B$ ，滤波器的长度为 $L$ ，每个子带的符号首先经过IDFT调制变换到时域，即信号向量 $\mathbf{V}_{i,k}\mathbf{s}_{i,k}$ ，这里的 $\mathbf{V}_{i,k}$ 是IDFT变换矩阵 $\mathbf{V}$ 的一部分列向量所组成矩阵，即所有子带的变换矩阵列向量构成完整的IDFT变换矩阵。之后再将时域信号通过滤波器，进行线性滤波操作，即 $\mathbf{F}_{i,k}\mathbf{V}_{i,k}\mathbf{s}_{i,k}$ ，这里， $\mathbf{F}_{i,k}$ 是常对角矩阵(Toeplitz矩阵)，其每一列由相应子带位置的FIR滤波器系数循环移位获得。由此，用户 $k$ 在单个发射天线的发射信号可以表示为

$$\mathbf{x}_{(N+L-1)\times 1} = \sum_{i=1}^B \mathbf{F}_{i,k} \mathbf{V}_{i,k} \mathbf{s}_{i,k},$$

$(N+L-1)\times 1$        $(N+L-1)\times N$        $N\times n_i$        $n_i\times 1$

或者，上述表达方式改写为矩阵形式，即

$$\mathbf{x} = \bar{\mathbf{F}} \bar{\mathbf{V}} \bar{\mathbf{s}}_k,$$

其中,

$$\bar{\mathbf{F}} = [\mathbf{F}_{1,k} \quad \mathbf{F}_{2,k} \quad \cdots \quad \mathbf{F}_{B,k}]$$

$$\bar{\mathbf{V}} = \text{diag}[\mathbf{V}_{1,k} \quad \mathbf{V}_{2,k} \quad \cdots \quad \mathbf{V}_{B,k}]$$

$$\bar{\mathbf{s}}_k = [\mathbf{s}_{1,k}^T \quad \mathbf{s}_{2,k}^T \quad \cdots \quad \mathbf{s}_{B,k}^T]^T.$$

下表总结了UFMC发射机的主要参数

表 1 UFMC 的主要参数

$B$	子带数目
$n_i$	子带 <i>i</i> 的子载波数目
$N$	子载波综述
$\mathbf{F}_{i,k}$	子带 <i>i</i> 的滤波器矩阵

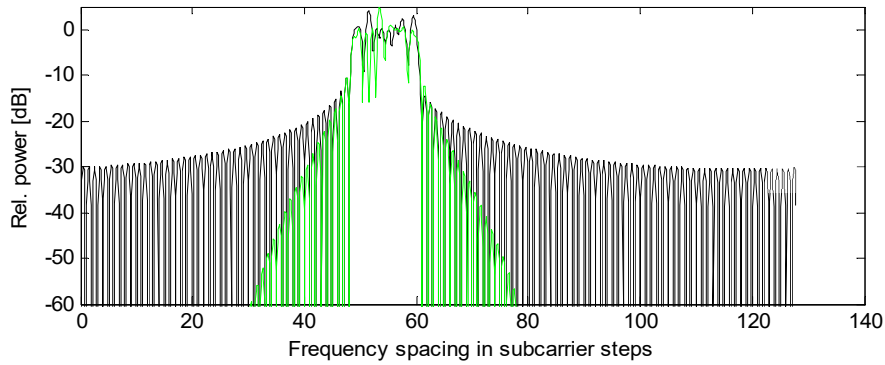


图 9 OFDM 与 UFMC 频域特征对比

图 9以1个LTE资源块为例给出了OFDM与UFMC之间频域对比,子带的宽度为12个子载波。可见,在对12个子载波进行滤波之后,带外旁瓣得到极大的抑制。

对于接收机,首先考虑一下时域的检测算法。由发射信号的解析表达接收信号可以表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} = \mathbf{H}\bar{\mathbf{F}}\bar{\mathbf{V}}\bar{\mathbf{s}}_k + \mathbf{n},$$

其中,  $\mathbf{H}$  具有常对角矩阵(Toeplitz矩阵)结构,  $\mathbf{y}$  为信号经过信道后所获得的接收信号向量,  $\mathbf{n}$  为加性噪声。定义  $\mathbf{H}_{eff} = \mathbf{H}\bar{\mathbf{F}}\bar{\mathbf{V}}$ , 由此, 基于匹配滤波的检测算法可以为

$$\hat{\mathbf{s}}_{MF} = \mathbf{H}_{eff}^H \mathbf{y} = \bar{\mathbf{V}}^H \bar{\mathbf{F}}^H \hat{\mathbf{H}}^H \mathbf{y},$$

其中,  $\hat{\mathbf{H}}$  为由信道估计所获得的信道矩阵。

基于迫零ZF (Zero Forcing) 的检测算法为

$$\hat{\mathbf{s}}_{MF} = \mathbf{H}_{eff}^H \mathbf{y} = (\mathbf{H}\bar{\mathbf{F}}\bar{\mathbf{V}})^\dagger \mathbf{y}.$$

此外还可以有其他的检测算法如最小均方差MMSE (Minmum Mean Square Error) 算法等。

从计算复杂度的角度考虑, 可以采用FFT转换到频域进行符号检测, 同样还是参照图一给出的接收机示例图, 通过对接收信号添零的方式构造长度为  $2N$  的符号向量

$$\bar{\mathbf{y}} = [\mathbf{y}_{N+L-1}^T \quad 0 \quad \cdots \quad 0]_{2N}^T.$$

对  $\bar{\mathbf{y}}$  进行FFT, 对  $2N$  点的频域变换隔点取值进行均衡, 这里, 均衡实际上抵消了每个子带的滤波器与相应无线信道的复合影响。很明显, 与时域处理检测方法相比, 频域处理方法具有更低的复杂度。

## 3.2.2 关键技术

### 3.2.2.1 灵活弹性的帧结构

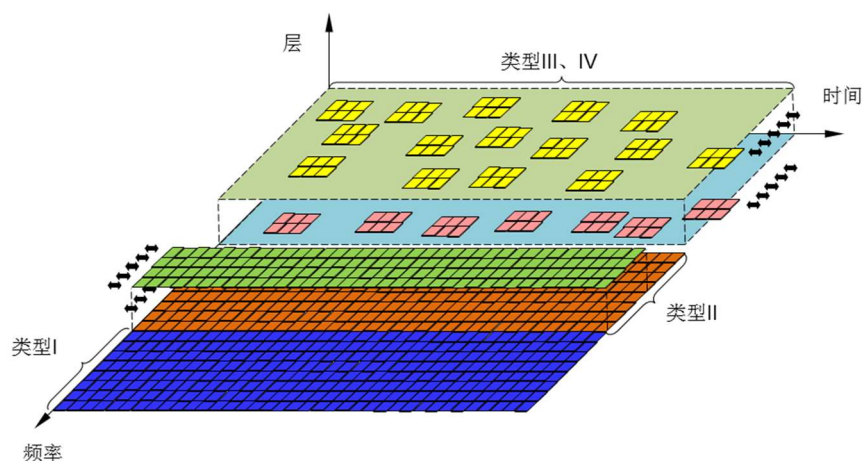


图 10 统一的帧结构

为了设计一个灵活而富有弹性的帧结构，根据空口特征，将5G所承载的通信业务类型分为四类，并用一统一的帧结构实现这四类业务的传输，如图 10所示。在实际部署中可以根据业务类型构成比例动态调整各类业务所占用的频谱资源。类型一是调度类接入，这类业务主要是移动宽带用户所发起，需要严格的同步协调；类型二也是调度类接入，这类业务也主要是移动宽带用户所发起，但这些用户位于小区边缘，或者位于小小区中且遭受比较大的小区间干扰，需要借助于CoMP等技术来增强其链路性能；类型三是非调度类接入，这类业务需要较低的时延，因此，此类业务主要采取的是竞争式的接入；类型四也是非调度接入，此类业务也采用竞争式的接入，与类型三的区别是这类业务对时延敏感度较低。在上行链路中，类型二，三，四可以采用基于下行导频测量的开环同步的方式。

### 3.2.2.2 开环同步与自主定时调整

在未来的5G通信系统中，将存在大量的M2M (Machine-to-Machine) 类型的通信。如继续采用LTE类似同步建立机制，将产生大量的开销；完全异步的通信方式也并非是一个高效的解决方法。事实上，终端完全可以利用一些已有时间信息来进行时间调整，规避两种极端方案的缺点，实现某种程度的折中。开环同步技术就是终端充分利用侦听所获取的信息来进行上行发送定时的调整，减少对闭环同步机制的依赖。这种同步方式可认为是终端的自主定

时调整ATA (Autonomous Timing Advance), 与现有技术类似, 其依然需要终端与下行同步信号同步, 在此基础上利用已有信息进行上行时间的调整。依据已有信息的差异, ATA可以有两种类型:

一种方式是, 用户可以通过多种方式估计传播时延, 并根据传播时延设定相应的定时提前。估计传播时延的方式可以有多种, 如利用GPS数据或者路损估计等。由于这种传播时延估计是每个用户来实现, 理想情况下用户的上行信号在基站侧将会获得理想同步; 然而, 实际估计存在一定的误差, 这导致用户的上行信号在基站侧的接收定时位于理想同步的附近。

另外一种方式是与用户估计方式不同, 同一小区内所有用户可以使用相同的传播时延取值, 例如该传播时延取值对应于小区的覆盖范围。相应的, 所有用户使用相同的定时提前。举例来说, 基站覆盖范围所对应的最大传播时延大小为 $N_{OL,max}$ , 那么所有用户的定时提前可取 $N_{OL,max}/2$ , 由此, 同一小区内各用户在基站侧的定时为 $[-N_{OL,max}/2, N_{OL,max}/2]$ 。基站可以通过多种方式将上述 $N_{OL,max}$ 取值通知用户, 如系统广播方式。

下面给出了在后一种ATA方式下UFMC相对于OFDM波形的增益。图 11给出了本仿真所分析的两类异步场景, Case1是同步用户与异步用户之间的干扰, Case2是异步用户之间的干扰。仿真参数如表 2所示。在此仿真参数下链路仿真结果如图 11所示。仿真所采用的评估指标为MSE, 该指标越小对应的信噪比也就越高, 调制阶数也就越高。从该图可以看到相同的时间偏移下UFMC比OFDM具有更优的接收信噪比, 主要原因在于UFMC所采用的滤波器极大地抑制了频域相邻用户的带外泄漏所带来的干扰。随着用户间频域保护间隔逐渐加大, 接收性能都稳步提高。图 13 给出了系统仿真结果。在该系统仿真中, 假定用户在一定的覆盖区域内服从均匀分布, 由此, 在地理位置与时延具有对应关系的情况下, 可以获得一定时延所对应的概率。由此, 仿真可以得到整个覆盖区内的MSE的期望值。小区半径越大, ATA的调整量 $N_{OL,MAX}$ 也就越大。因此, 在给定相同接收信噪比的情况下, OFDM系统与UFMC系统所允许 $N_{OL,MAX}$ 取值也不尽相同。由于滤波所带来的带外泄漏的降低使得UFMC比OFDM支持更大的准异步小区覆盖。这里准异步是指采用ATA调整相对于完全异步而言的。

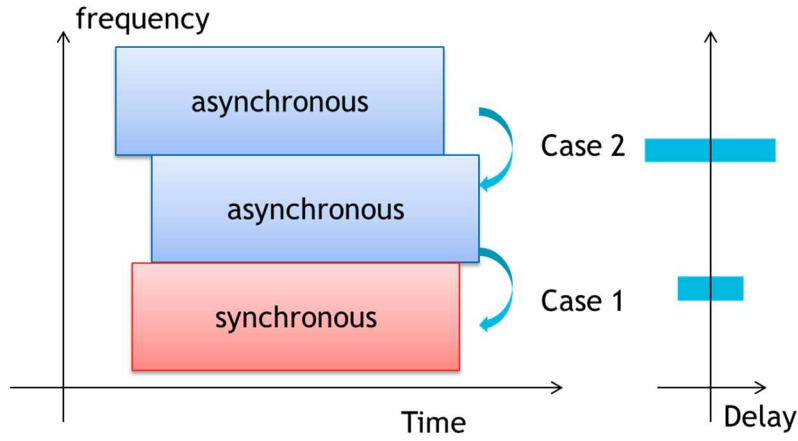


图 11 两类异步类型

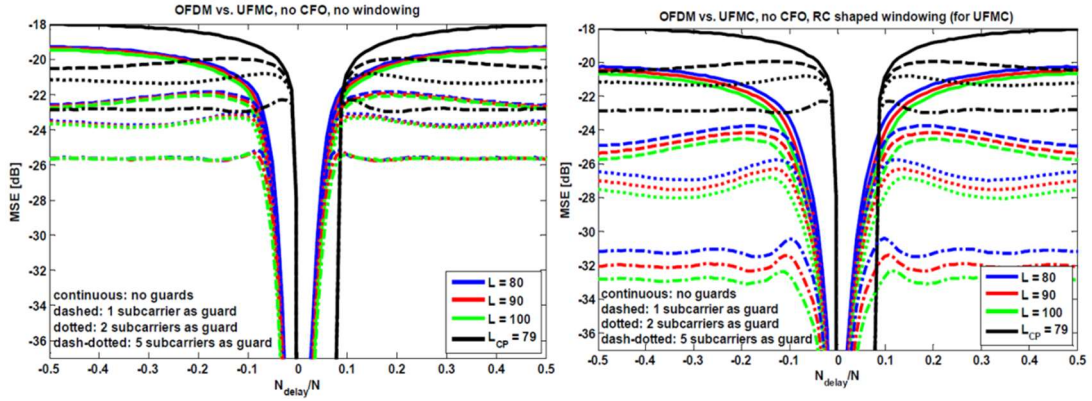


图 12 OFDM 与 Uf-OFDM 的链路仿真性能

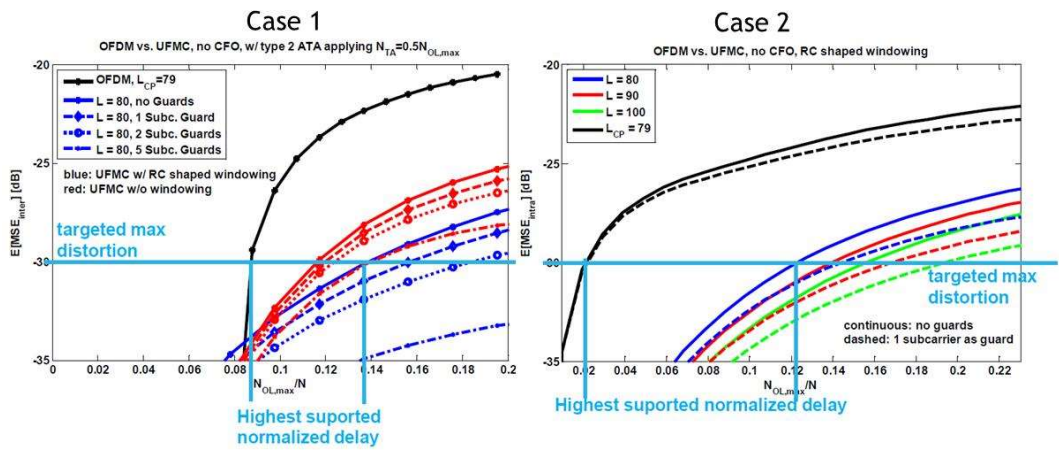


图 13 OFDM 与 Uf-OFDM 的系统仿真性能



表 2 仿真参数

Parameters	Value
Subcarriers per sub-band	12
FFT size(N)	1024
Subband of interest/interfering subband	3/9, adjacent in frequency
Filter Type	Dolph-Chebyshev( 40 dB sidelobe attenuation)
UFMC filer length/OFDM CP length	[80,90,100]/79
Number of frequency guards	[0,1,2,5] subcarriers
Power imbalance between users	0dB

### 3.3 FBMC

#### 3.3.1 技术原理

滤波器组多载波（FBMC）系统包括多种类型：使用交错正交幅度调制技术的FBMC-OQAM[1][2]、滤波多音（FMT）[3]和余弦调制多音（CMT）[4]调制等。相比于FMT和CMT多载波技术，FBMC-OQAM具有更高的频谱利用率和更低的实现复杂度，其系统模型如下图所示：

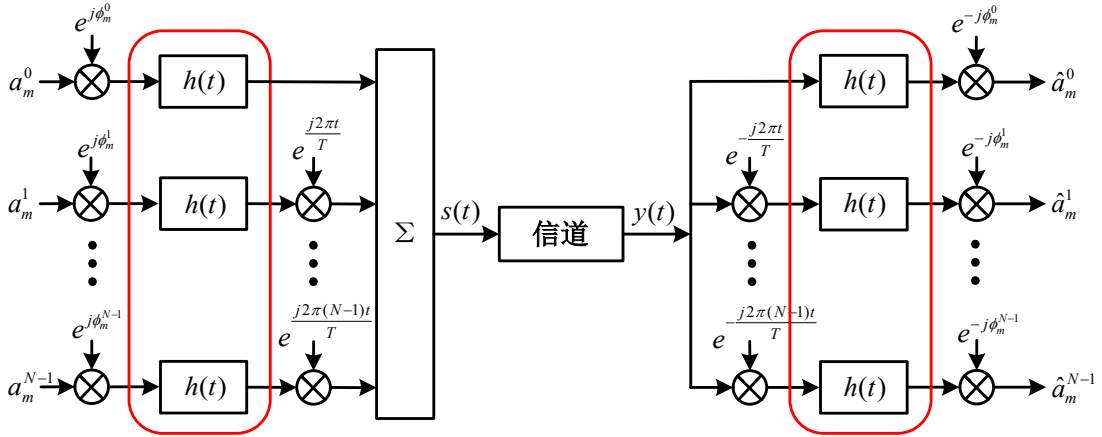


图 14 FBMC-OQAM 系统框图

其中  $h(t)$  为FBMC系统原型滤波器。

在FBMC系统的发送端，首先，将星座调制后的复数符号的实部和虚部分开，实部和虚部各自作为不同的数据符号进行发送。图1中  $a_m^0, a_m^1, \dots, a_m^{N-1}$  表示数据块  $m$  的  $N$  个数据符号（频域信号）。实虚分离后，相邻数据块之间的时间间隔变为一个复数码元周期的1/2。然后，每个数据块进行预调制，即乘以一个相位因子  $e^{j\phi_m^n}$ ，使得所有的发送符号满足实虚交错的结构。随后，将实虚交错的频域信号经过滤波器组，最后调制到  $N$  个子载波上，得到发送

信号如下：

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_m^n h(t - m\frac{T}{2}) e^{\frac{j2\pi nt}{T}} e^{j\phi_m^n}$$

在接收端，接收信号  $y(t)$  首先进行子载波解调，然后通过匹配滤波器，再乘以一个与预调制相反的相位因子，从而恢复出信号  $\hat{a}_m^n$ 。

与OFDM系统最显著的不同的是：OFDM信号采用了矩形窗作为每个数据符号的脉冲波形，而FBMC信号每个数据符号的脉冲波形是原型滤波器冲击响应  $h(t)$ 。

3.3.2 优点

不同于循环前缀OFDM（CP-OFDM）使用的时域矩形窗，FBMC每个载波上的调制信号都通过一个精心设计的原型滤波器来塑形，从而得到良好的时域和频域特性。表1给出了FBMC和CP-OFDM在若干技术性能上的对比，可以看到FBMC在CP开销、带外频谱泄漏、抗干扰和支持异步多用户通信等方面具有明显的优势，这些有助于提高无线通信系统的频谱利用效率；此外，FBMC能够提供一定的自由度来优化波形设计，以满足用户不同的传输要求；然而，因为原型滤波器以及原型滤波器带来的符号间干扰问题，FBMC系统具有较高的实现复杂度。

表 3 FBMC 和 CP-OFDM 对比

	FBMC	CP-OFDM	备注
是否需要CP	否	是	FBMC原型滤波器在时域和频域上同时具有能量聚焦特性，通过均衡可有效对抗频率选择性信道。
带外频谱泄漏	低	高	滤波器有效降低了带外频谱泄漏。
抗干扰能力	强	弱	通过滤波器，FBMC系统可有效对抗邻信道干扰和窄带干扰。
定时同步要求	低	严格	
频率同步要求	低	严格	
支持异步多用户通信能力	强	弱	FBMC对定时和频率同步要求低，能很好地支持异步多用户通信。
时间/频率选择性信道自适应能力	强	中	FBMC可通过优化滤波器适应不同的时间/频率选择性信道。
实现复杂度	高	中	FBMC的原型滤波器增加了实现复杂度；在多天线（MIMO）情况下，符号间干扰也会造成复杂度进一步提高。

### 3.3.3 关键技术

#### 3.3.3.1 拖尾抑制

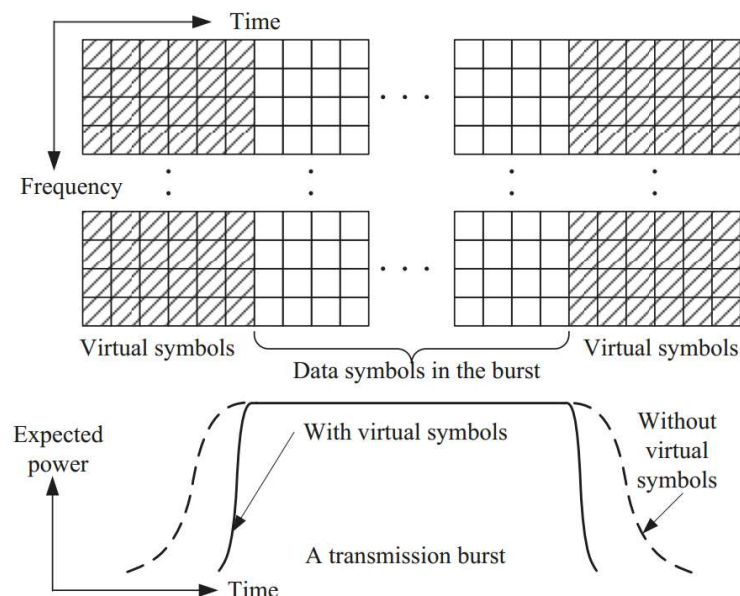


图 15 一个传输数据包中 FBMC-OQAM 信号拖尾及虚拟符号拖尾抑制

FBMC-OQAM 系统采用具有较长冲激响应的原型滤波器，信号前后会产生较长的拖尾，导致在短包传输中系统频谱效率明显下降。现有方案中，直接截断拖尾的方法虽然可以去除全部的拖尾，但会造成较大的频谱泄漏；加窗截断的方法可以改善频谱泄漏，但是会带来较大的 ISI/ICI。针对上述问题，文献[14]提出了一种基于虚拟符号（指没有传输任何数据的符号）的 FBMC-OQAM 信号拖尾抵消方法。如图 3 所示，该方法将虚拟符号产生的抵消信号叠加在每个 FBMC-OQAM 数据包的首尾，建立同时最小化残余拖尾能量（权重为 1）和抵消信号总能量（权重为  $\gamma$ ）为目标的优化问题，使得抵消后的残余拖尾能量很小，抵消之后还可采用时域加窗截断以提高系统频谱效率。仿真中每个 FBMC-OQAM 突发脉冲由 7 个复数符号组成，前/后拖尾的开销各为  $T/4$ ，则前后拖尾共占 7 个复数符号持续时间的比例为  $100 \times (2 \times T/4) / (7 \times T) = 7.14\%$ ，接近 LTE-OFDM 系统采用最小长度 CP 时的 7.03% 开销。图 16 为首尾各使用 2 个虚拟符号时， $\gamma$  取值对边缘数据符号误差矢量幅度（Error Vector Magnitude, EVM）性能的影响。可知  $\gamma=0.1$  时的优化算法具有很低的 EVM，从图 16 和图 16 的仿真结果可以看出， $\gamma=0.1$  时文献[14]提出的优化算法的信号 PSD 性能与加窗截断方法相差不大，但 EVM 性能更好。

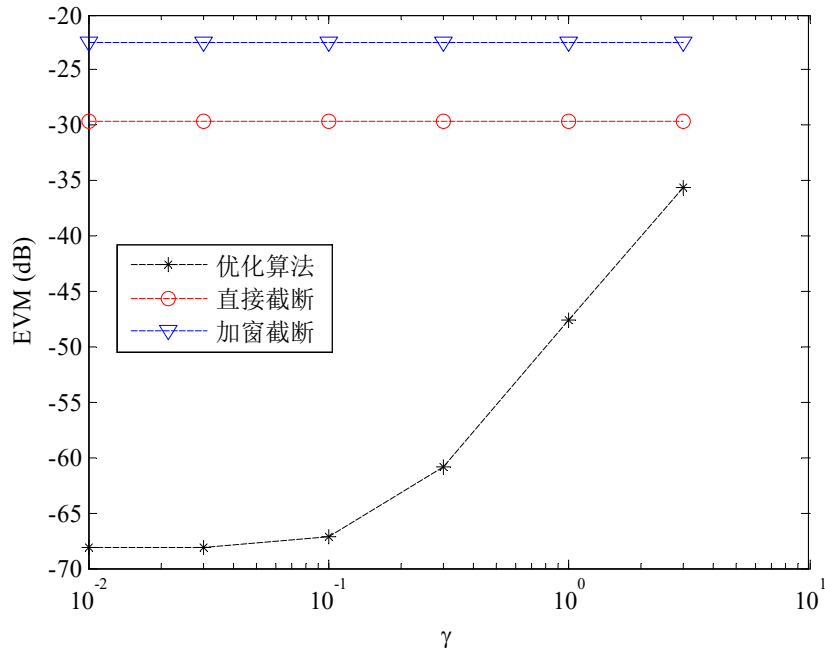


图 16 边缘数据符号的 EVM 性能对比

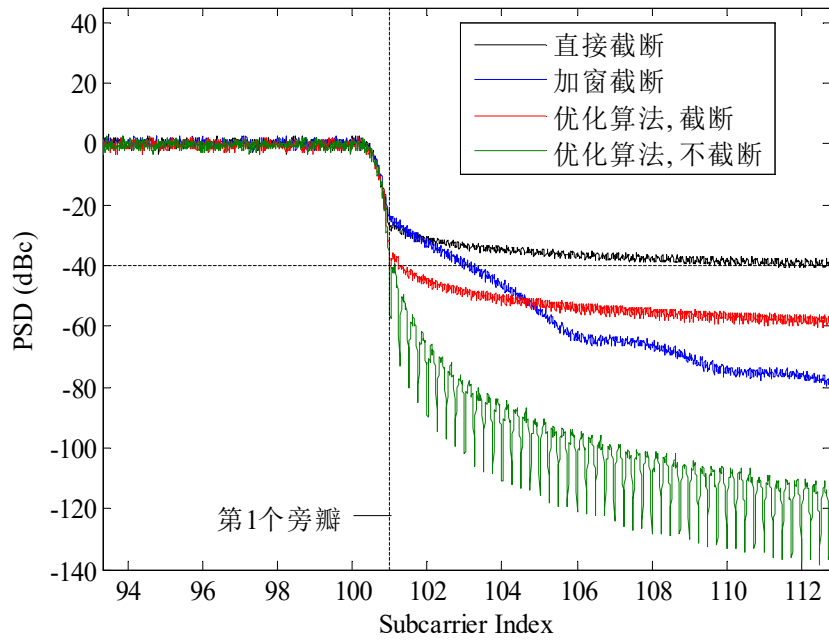


图 17 不同拖尾抑制方法的 FBMC-OQAM 信号功率谱密度对比 (PHYDYAS 滤波

器, 200 个有效子载波  $L_{\text{oh}} = M / 4$ ,  $\gamma = 0.1$ )

3.3.3.2 FBMC-OQAM导频设计

不同于传统OFDM系统，FBMC-OQAM系统的正交性只在实数域上成立，接收端解调后的符号会受到ISI/ICI。在近似平坦信道条件下，这部分ISI/ICI体现为对实数符号的虚部干扰。现有导频设计方案中，辅助导频（Auxiliary Pilots，AP）方法虽然可以完全抵消虚部干扰，但具有显著的功率开销；而编码方法虽然没有额外的功率开销，但并不能完全抵消导频符号受到的虚部干扰。针对上述问题，文献[15]提出了一种编码辅助导频（Coded Auxiliary Pilots，CAP）方法。CAP方法在每个导频符号周围引入了多个辅助导频符号。多个辅助导频符号一方面用于抵消导频符号受到的虚部干扰，另一方面通过线性编码（N-1个符号编码为N个）还可以发送数据符号，兼顾了信道估计性能、频谱效率和功率效率。通过表 4可知，CAP方法可完全去除虚部干扰，且较之AP方法功率损耗有显著降低。的仿真，从图 18的仿真结果可看出，CAP方法采用2个辅助导频的性能已经优于编码方法N=8时的性能，且相比于AP方法有约1.5dB的提升。

表 4 AP 方法、编码方法以及 CAP 方法性能比较（PHYDYAS 滤波器）

	AP 方法	编码方法			所提出的 CAP 方法		
$N$	1	2	4	8	2	4	8
功率损耗	2.1388	0	0	0	0.5693	0.3302	0.0855
剩余虚部干扰功率	0	0.3628	0.2483	0.0789	0	0	0

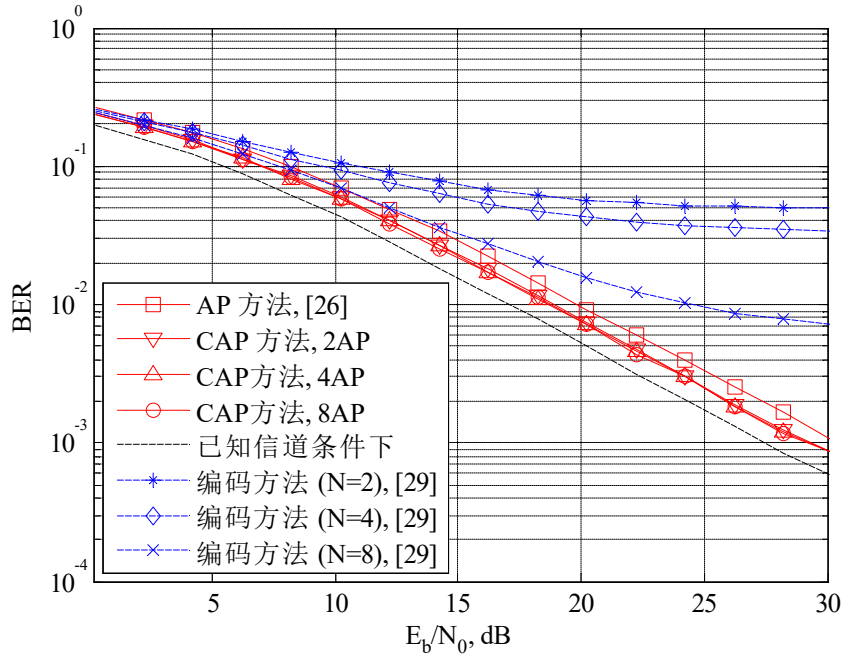


图 18 不同导频设计方法的 BER 性能比较（SUI3 信道、子载波个数 256、每帧 9 个 OQAM 符号、16QAM 调制、PHYDYAS 滤波器）

### 3.3.3.3 MIMO-FBMC预编码/波束成型

由于FBMC-OQAM只能满足实数域正交，干扰以虚数形式存在，FBMC-OQAM与多输入多输出（Multiple Input Multiple output, MIMO）结合远比OFDM与MIMO结合要复杂，且高频率选择性信道下存在严重的ISI/ICI。奇异值分解（Singular Value Decompositon, SVD）是一种易于实现且非常有效的MIMO预编码方法。它可以将MIMO信道转化成一个对角矩阵，形成多个互相独立的子信道。将SVD应用到MIMO- FBMC的难点主要在于：在频率选择性信道下，相邻子信道的差异性导致对应的预编码矩阵之间的差异，这种差异破坏了FBMC-OQAM系统的实数域正交性，使得虚部干扰泄露到实部。针对SVD-FBMC系统在频率选择性信道下的虚部干扰问题，文献[16]提出了一种基于频域扩展（Frequency Spreading, FS）滤波器组多载波的更细粒度的MIMO-FBMC-OQAM系统框架，如图 19 所示，其中 $\mathbf{V}_k$ 表示对第 $k$ 个频点的预编码矩阵。该框架使得预编码矩阵作用在比子载波更小的级别上，从而能够更好地捕捉信道特征。此外提出SVD预编码的平滑方法，保证了相邻预编码矩阵之间的平滑过渡。图 20 的仿真结果表明，采用更细粒度的预编码结构，同时使用平滑预编码方法，SVD-

FBMC-OQAM系统可以显著提升误码率性能，与SVD-OFDM系统有近乎一致的BER性能。

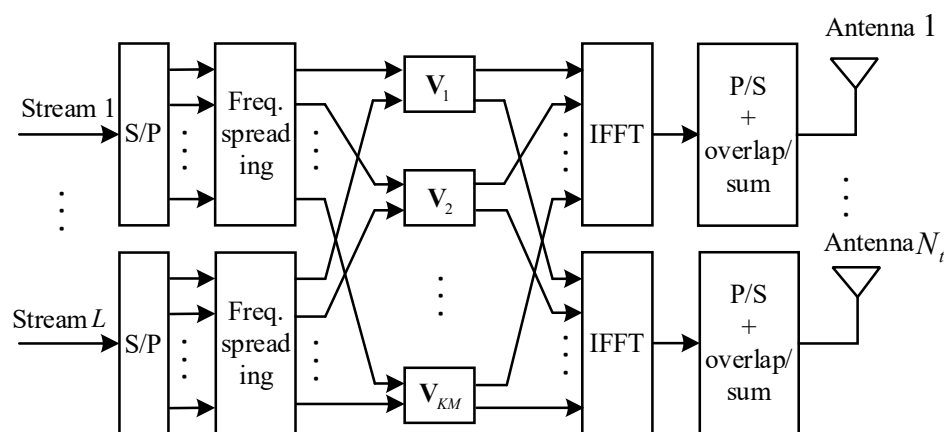


图 19 基于 FS-FBMC 的 SVD- FBMC-OQAM 发射机框图

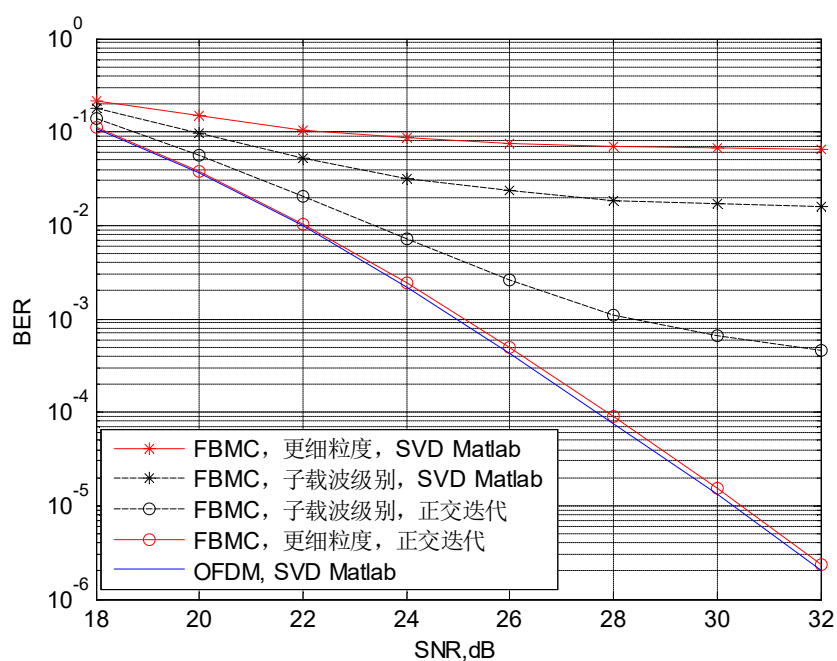


图 20 不同预编码方案的 BER 比较（IEEE802.11n D 信道模型、子载波个数 64，有效子载波 48、子载波间隔 312.5kHz 、64QAM、2/3 卷积码、ZF 均衡、迭代次数为 3）

### 3.3.3.4 基于块状导频结构的信道估计

#### 3.3.3.4.1 基于辅助导频结构的信道估计方法

传统 ICM 和 IAM 方法都采用了三列导频进行信道估计的结构，即导频在左

右两侧各放置一列零序列而使用中间一列数据进行信道估计。两列零序列用于保护导频序列不受周围数据的 ISI 的干扰。在 FBMC 系统中符号的发送时隙相当于 CP-OFDM 系统符号发送时隙的一半，因此三列 FBMC 系统中的实数导频实际相当于 3/2 列 CP-OFDM 系统中的复数导频，也就是说 ICM 方法和 IAM 方法相较于 CP-OFDM 系统中的信道估计方法浪费了 50% 的时频资源。本节提出一种使用辅助导频的信道估计方法（Auxiliary Preamble Method, APM）。该方法通过辅助序列的设计使得数据符号对导频造成的干扰只通过一列辅助导频就能够得到消除。由于整个信道估计导频结构只占用两列导频实数符号，在保持了良好信道估计性能的同时能够节省时频资源。

首先回顾 ICM-H 方法导频接收信号的表达式，导频数据受到相隔最近的几个时频格点的影响最大。当考虑  $\Omega_{1,1}^*$  范围内的干扰时，导频在接收端时频格点  $(m,n)$  处接收信号受到最近的 8 个时频格点位置的值的影响。若我们令  $a_{m,n}$  周围的 8 个时频格点位置的值为：

$$\begin{aligned} a_{m-1,n} &= a_{m+1,n} = 0 \\ a_{m,n-1} &= a_{m,n+1} = \alpha \\ a_{m-1,n-1} &= -a_{m-1,n+1} = \beta \\ a_{m+1,n-1} &= -a_{m+1,n+1} = \gamma \end{aligned}$$

再结合模糊函数的性质  $A_g(\pm\tau, \pm\nu) = A_g(\tau, \nu) = A_g^*(\tau, \nu)$ ，则周围数据的干扰消可以相互抵消为零。利用原型滤波器的对称性以及数据结构相应的放置方法可以消除中心点处受到的干扰，对于时频格点  $(m,n)$  处的导频，其周围 8 个符号的放置情况如下图所示：

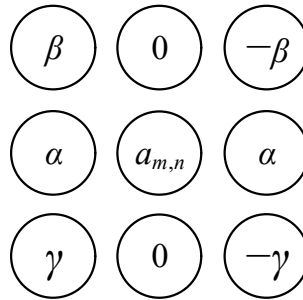


图 21 一种干扰消除的数据放置方法

下面我们讨论如何将该干扰消除的结构放入 FBMC 的信道估计当中。从图 21 中可以看到，该结构依然是三列的结构但是左边一列的值和右边一列的值是相关的，很容易想到如果我们把右边一列放置为数据符号而左边一列放置为辅



助导频时中间一列导频符号受到的干扰能够被抵消掉。基于此，下图 22 给出了基于辅助导频的 APM 结构：

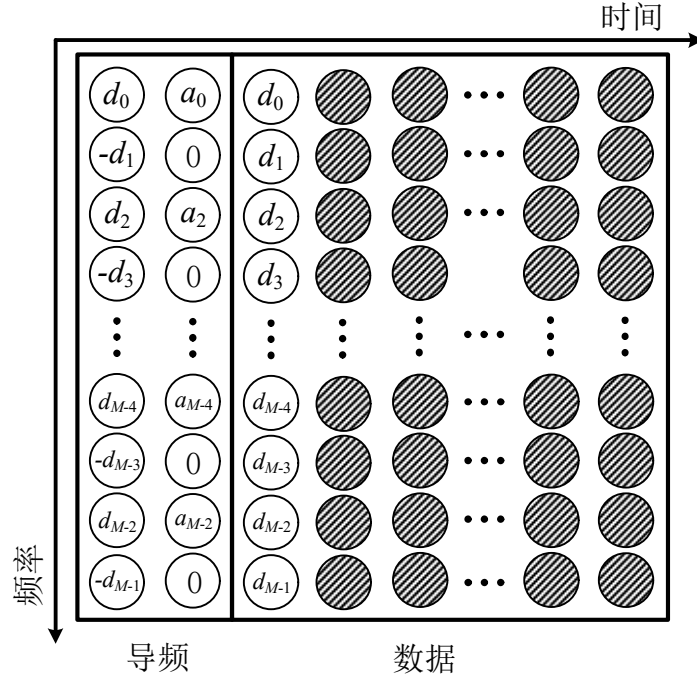


图 22 APM 干扰消除导频结构

在该导频结构中，两列导频中左边一列为辅助导频，用于消除右侧数据符号的干扰，右边一列为信道估计使用的导频，用于估计信道响应。可以看到，每个奇数子载波下标位置的导频受到的干扰都可以由图 22 表示，因此在这些位置上的导频不受干扰。最终可以得到：

$$\hat{a}_{2k-2,n} = a_{2k-2} \Rightarrow \hat{H}_{2k-2,n} = \frac{y_{2k-2,n}}{a_{2k-2}}, k = 1, 2, \dots, M/2$$

上述公式只能得到奇数子载波下标子载波位置的信道响应，而偶数下标子载波位置的信道响应，即  $\hat{H}_{2k-1}, k = 1, 2, \dots, M/2$ ，可以通过相应的插值算法得到，最终恢复出所有频点上的信道响应。

#### 3.3.3.4.2 仿真分析

为了将本文所提出的辅助导频信道估计方法（APM）与 ICM/IAM 方法进行性能对比，本文仿真中信道参数的选择按照 IEEE 802.22 标准，在 WRAN 下的标准 A 信道作为仿真条件，其具体的系统仿真参数以及信道时延与多径增益在下表中详细说明：

FBMC 系统信道估计仿真参数

FBMC 系统	子载波数 256
原型滤波器	PHYDYAS, 重叠因子 $K = 4$
信号采样频率	4MHz
信号调制方式	4QAM
多径增益 (dB)	$[-6, 0, -7, -22, -16, -20]$
多径时延 ( $\mu\text{s}$ )	$[-3, 0, 2, 4, 7, 11]$
均衡方式	迫零均衡

为了评估 FBMC 系统的信道估计性能, 选取通过信道得到的信道响应值  $\hat{H}$  与真实的信道响应值  $H$  的均方误差 (Mean Square Error, MSE) 为参考, MSE 的值越小表示信道估计的结果越接近真实信道。APM 方法与 ICM/IAM 方法的性能对比如下 0 所示。可以看到 APM 方法的性能和 ICM 几乎一致这是因为两者都利用了干扰消除的思想, 因此导频符号都不受到干扰项的影响且导频符号的功率都是一样的, 因此 APM 方法和 ICM 方法在 MSE 性能上几乎一致, 但是由于 APM 方法只使用了两列实数导频因此相较于 ICM 方法节省了时频资源。下图给出了不同的导频结构的 MSE 性能曲线:

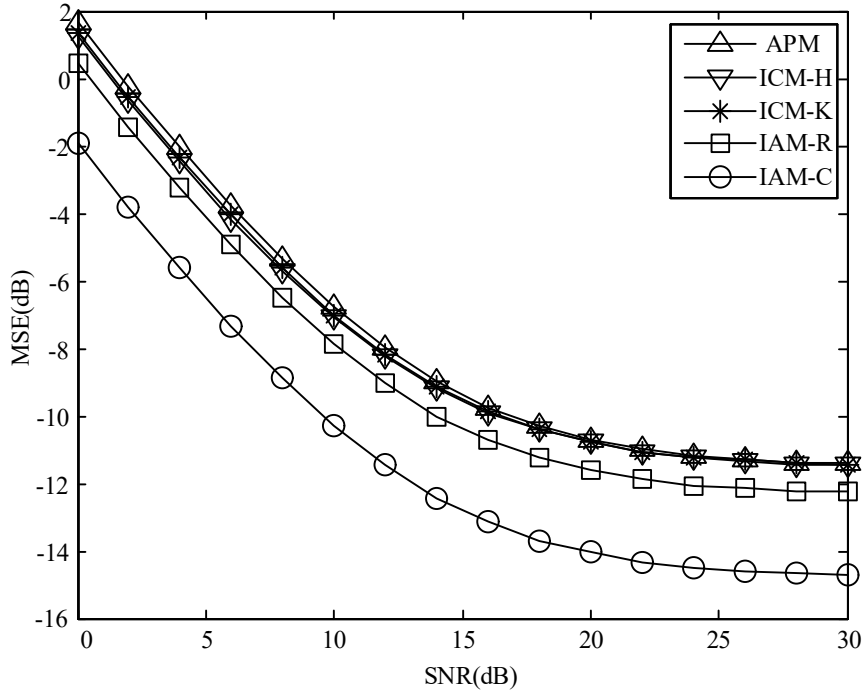


图 23 FBMC 系统不同导频结构的 MSE 性能

同时可以看到, IAM 的导频类型由于提升了接收端的信噪比, 因此在使用相同的发射功率的情况下 MSE 性能比 ICM 以及本文提出的 APM 方法好。而 AUP 方法的导频功率与 ICM-H 以及 ICM-K 一致, 因此 MSE 性能也很接近。在无线通信系统中, PAPR 较高的发射信号经过射频前端的高功率放大器 (High Power Amplifier, HPA) 时会使得信号落入 HPA 的非线性区域, 导致 MSE 性能的丢失。在 FBMC 的几种导频结构中, ICM-K, IAM-R 以及 IAM-C 由于发送端的导频是一个固定值因此导频部分的 PAPR 会很高导致经过了 HPA 后 MSE 性能降低。为了分析导频信道的 PAPR 不同对最终 MSE 性能的影响, 本章选取 Rapp 模型的 HPA 放大器, Rapp 模型没有改变输入信号的相位特征, 只改变了幅度特征。Rapp 放大器在频率小于 10GHz 的情况下, 平滑系数取值为 2 时近似程度较好, 因此本文的仿真中都使用平滑系数  $p = 2$ 。由于受到 HPA 非线性区域的影响, 输入信号的不同频率的分量会产生新的频率分量而使得信号频谱发生泄露。下面选取 IBO = 6 dB 的 HPA 对 FBMC 系统的几种信道估计的 MSE 进行评估得到 MSE 性能的结果为:

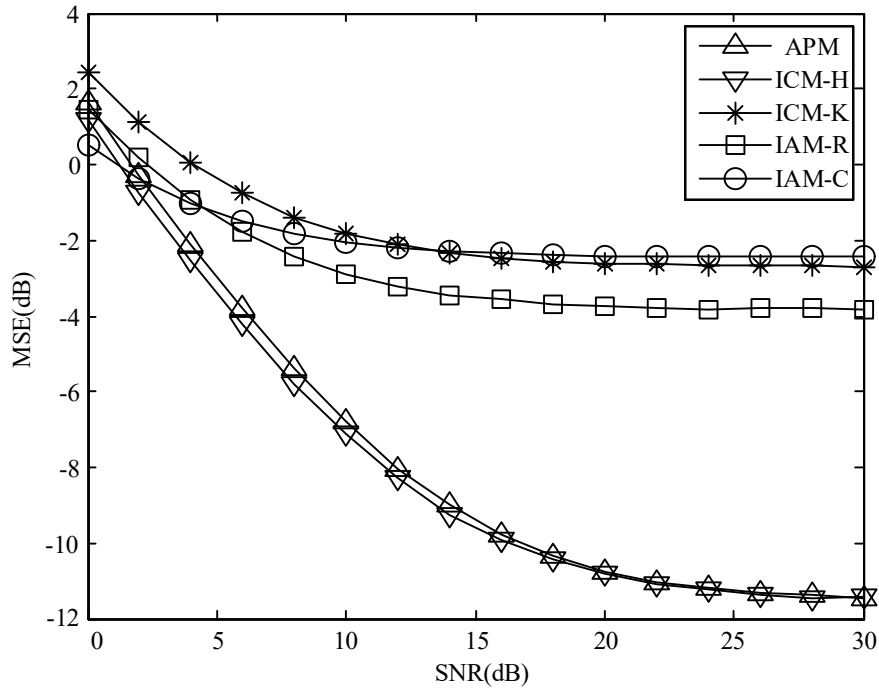


图 24 FBMC 系统不同导频结构在 HPA 作用下的 MSE 性能

可以看到,在 HPA 的作用下,APM 方法和 ICM-H 方法由于导频序列的 PAPR 低,因此其通过高功率放大器时受到放大器非线性区的影响越小,使得 MSE 性能更好。由于 APM 方法只使用两列导频,相较于使用三列导频的 ICM-H 方法,其时频资源更加节省而且在经过了高功率放大器后依然有很好的性能。

### 3.3.3.5 基于散状导频结构的信道估计研究

基于块状导频的信道估计方法适用于频率选择性衰落信道,但是在时变性较强的信道中需要减小其插入的周期使得开销增大。而基于散状导频的信道估计方法可以解决这一问题。然而由于 FBMC 系统的实数域正交条件,CP-OFDM 系统中已有的基于散状导频信道估计方法不能直接应用与 FBMC 系统中。因此有必要研究 FBMC 系统基于散状导频的信道估计方法。本节首先回顾已有的基于干扰消除的信道估计方法,之后介绍本文提出的基于导频组合的信道估计方法。

#### 3.3.3.5.1 AUP 导频结构

辅助导频 (Auxiliary Pilot scheme, AUP) 的散状导频结构的思路是利用一个辅助导频消除周围符号带来的干扰项。其导频结构示意图如下所示:

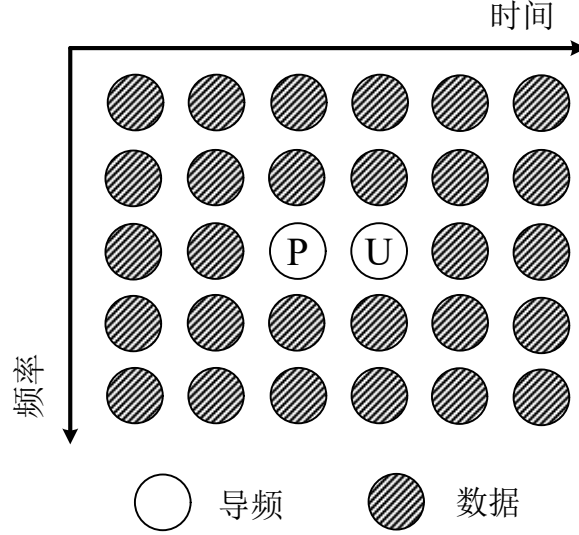


图 25 AUP 散状导频结构

该导频结构中导频部分由两个导频构成，分别为用于信道估计的 P 导频和用于消除干扰的辅助 U 导频，其中 P 导频位于时频格点  $(m, n)$  处，U 导频位于时频格点  $(m, n+1)$  处。

由前面 FBMC 信道估计的原理可知，P 导频在经过信道到达接收端以后其导频值会受到相邻几个数据符号的干扰。可以看到，若将 U 导频处的值设置为上式的值一样时，U 导频可以完全抵消 P 导频处受到的干扰，因此使用 P 导频进行信道估计可以完美地恢复出信道信息。这种 AUP 的方法的思想和块状导频中 ICM 的思路一致，都是通过一定的方法消除滤波器的干扰。下面为了便于分析，分别用  $p_{m,n}$  和  $p_{m,n+1}$  表示导频位置处，即时频格点  $(m, n)$  和  $(m, n+1)$  处的导频值。由之前分析可知，若假设格点  $(m, n)$  发送数据为  $X$ ，则有：

$$p_{m,n} = X, p_{m,n+1} = -\frac{I}{\zeta_{m,n}^{m,n+1}}$$

$$I = \sum_{\substack{(p,q) \neq (0,1) \\ (p,q) \in \Omega_{1,1}^*}} a_{p,q} \zeta_{m,n}^{p,q}$$

现假设 AUP 方法中  $E(X^2) = \rho^2$ ,  $\text{Var}(\eta_{m,n}) = \sigma^2$ ，则此时的信噪比（Signal to Noise Power Ratio, SNR）为  $\text{SNR}_{AUP} = \rho^2 / \sigma^2$ ，且 AUP 方法发送导频所需要的总功率可以表示为：

$$P_{AUP} = P_{m,n} + P_{m,n+1} = \rho^2 + \frac{E([\Im(I)]^2)}{[\Im(\zeta_{m,n}^{m,n+1})]^2}$$

其中  $\Im(\square)$  表示取出复数信号的虚部的操作。若使用重叠因子为  $K=4$  的

PHYDYAS 原型滤波器，则可以计算得出 U 导频处的功率为  $P_{m,n+1} \approx 1.893$ ，可以看到，此时发送导频的总功率为  $P_{AUP} \approx 2.893$ ，而其中只有大约 35% 的功率是用于发送信道估计的导频的，绝大部分的功率要用于发送干扰抵消的导频而浪费掉。因此虽然 AUP 方法能够很好的解决信道估计本身的问题但是其过大的功率开销对其推广会产生影响。

### 3.3.3.5.2 基于导频组合结构的信道估计方法

由上节分析可知，AUP 方法由于其利用的辅助导频要消除其余数据符号的干扰需要很大的发送功率，因此会导致发送导频的总功率增大，使得发送端会浪费掉许多的功率资源。本节将提出一种利用导频组合（Dual Dependent Pilots, DDP）的方法应用于散状导频的 FBMC 系统中，该方法与 AUP 方法消除干扰的思路不同，其利用了一部分数据符号的功率，并动态地设置发送导频处的值，以达到节省功率开销的目的。下面首先给出 DDP 方法的导频结构图：

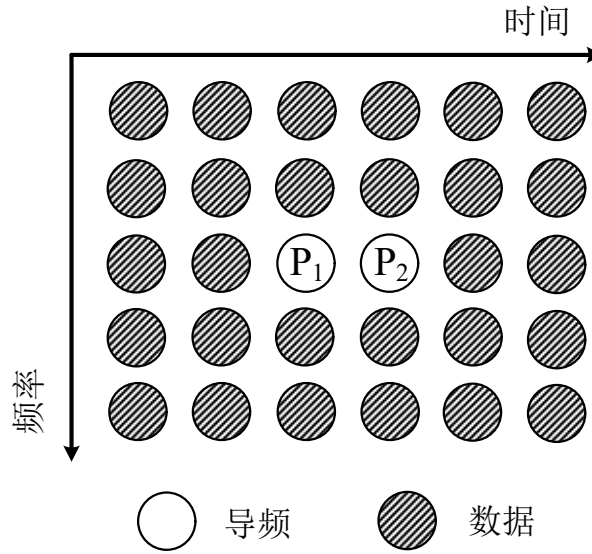


图 26 DDP 散状导频结构

与 AUP 方法只使用一个导频用作信道估计不同，该导频结构中的两个导频联合用作信道估计。为了与 AUP 分析一致，假定在时频格点  $(m, n)$  处发送值为  $p_{m,n}$  的  $P_1$  导频而在时频格点  $(m, n+1)$  处发送值为  $p_{m,n+1}$  的  $P_2$  导频。则格点  $(m, n)$  和格点  $(m, n+1)$  处的接收信号为：

$$y_{m,n} = H_m \left( p_{m,n} + I_1 + \zeta_{m,n}^{m,n+1} p_{m,n+1} \right) + \eta_{m,n}$$

$$y_{m,n+1} = H_m \left( p_{m,n+1} + I_2 + \zeta_{m,n+1}^{m,n} p_{m,n} \right) + \eta_{m,n+1}$$

分别表示  $P_1$  导频和  $P_2$  导频处受到的数据干扰。在接收端我们对接收导频联合进行线性操作来降低其自由度，定义该线性操作为：

$$r = y_{m,n} + \alpha y_{m,n+1}$$

若不经信道，接收端  $P_1$  导频和  $P_2$  导频处的值相加为  $X + Yj$ ，该信息是接收端和发送端都可以知道的且  $(X, Y)$  是可以人为设定的。对已一个给定的  $(X, Y)$ ，则  $(\alpha, p_{m,n}, p_{m,n+1})$  的取值通过式(3-41)可知其是有多个解的，因此需要固定  $\alpha$  的值来得到一组唯一解。若令  $\alpha = 0$  且  $Y = 0$ ，则此时的传输导频组合  $(p_{m,n}, p_{m,n+1})$  为：

$$p_{m,n} = X, p_{m,n+1} = -\frac{I_1}{\zeta_{m,n}^{m,n+1}}$$

可以看到该表达式正是 AUP 方法的解，因此可以通过寻找不同的  $\alpha$  值来得到不同的导频组合以减少发送的功率。不难发现当  $\alpha = \pm j$  时， $(p_{m,n}, p_{m,n+1})$  中的两个导频各利用了数据干扰的一部分，且实现简单，此时有：

$$p_{m,n} = \frac{X \mp I_2 j}{1 \pm \zeta_{m,n+1}^{m,n} j}, p_{m,n+1} = \frac{Y j - I_1}{\zeta_{m,n}^{m,n+1} \pm j}$$

通过上式可以看到对于给定的  $(X, Y)$ ，在发送端需要预先计算  $p_{m,n}$  和  $p_{m,n+1}$  的值，而每一个导频的值都受周围数据的值的影响。根据上述公式可知  $\zeta_{m,n}^{m,n+1} = -\zeta_{m,n+1}^{m,n}$ ，因此当  $\Im(\zeta_{m,n}^{m,n+1}) > 0$  时，可以得到 DDP 方法导频发送功率的最小值为：

$$P_{DDP}^{Min} = \frac{2\mu^2 + E([\Im(I_1)]^2) + E([\Im(I_2)]^2)}{[\Im(\zeta_{m,n}^{m,n+1}) + 1]^2}$$

对于发送导频的功率  $E(X^2) = E(Y^2) = \mu^2 = 1$  的情况下，若原型滤波器为重叠因子  $K = 4$  的 PHYDYAS 原型滤波器，则可以计算出发送导频的最小总功率约为  $P_{DDP}^{Min} \approx 1.31$ 。而相同情况下，AUP 方法发送总功率为  $P_{AUP} \approx 2.893$ 。因此相较于 AUP 方法，DDP 方法的发送功率节省了一半以上。换句话说，DDP 方法有更好的功率效率，特就是说，当 AUP 方法和 DDP 方法的发送功率相同时，DDP 方法有更好的性能。下一节将通过仿真分析比较 AUP 方法和 DDP 方法的性能。

### 3.3.3.5.3 仿真分析

本节将比较本文所提 DDP 方法, AUP 以及 CP-OFDM 中的信道估计方法三者的 MSE 性能以及误码率 (Bit Error Rate, BER) 性能。本节的所有仿真使用 0 中的仿真条件, 每个发送数据块包含 50 个时隙的数据信息, CP-OFDM 中采用循环前缀为 1/8 子载波长度的 CP。

下 0 与 0 分别给出了不同信道估计方法 MSE 和 BER 性能对比:

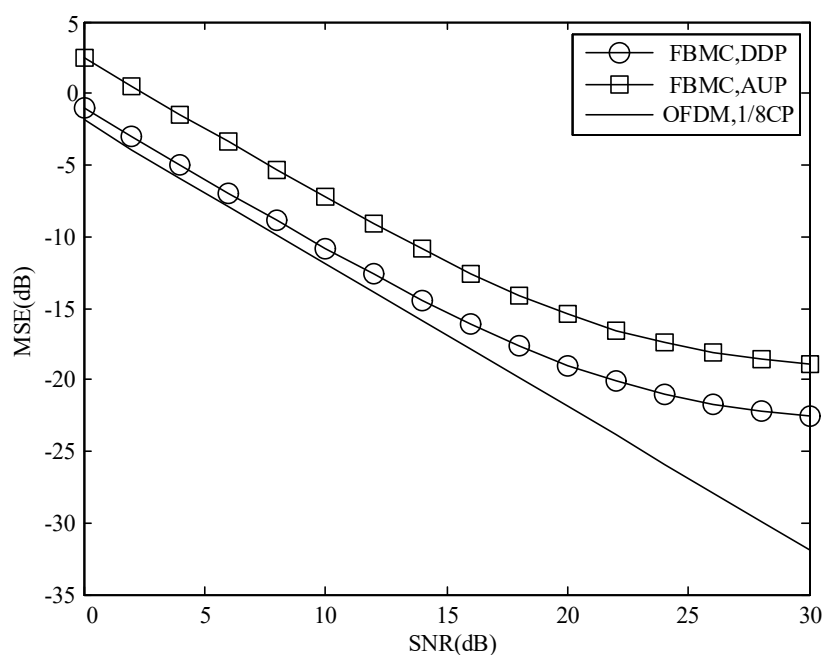


图 27 不同导频结构的 MSE 性能对比

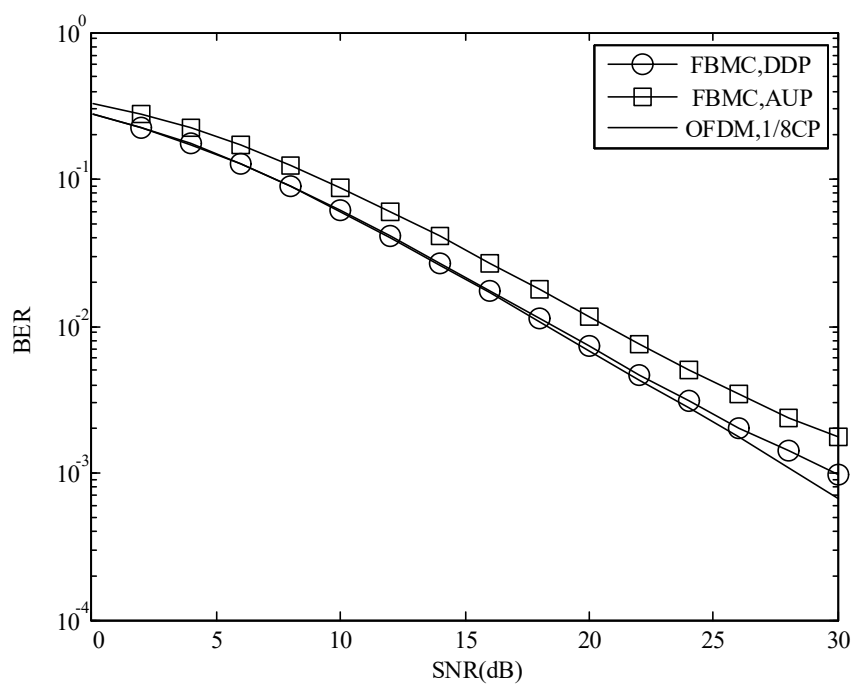


图 28 不同导频结构的 BER 性能对比



可以看到, DDP方法由于利用了周围数据符号干扰功率提高了接收端的信噪比, 当发送功率与AUP方法一致时接收性能更好。DDP方法与CP-OFDM在MSE性能上的差异来源于导频符号周围数据的残留干扰。该差异在BER中几乎消失, 因此本文提出的DDP方法的性能接近CP-OFDM。

### 3.3.3.6 基于复数正交序列分解的信道估计方法

在 MIMO 系统中, 若使用时分的方式可以看到由于 FBMC 系统的实数域正交条件, 不同天线的导频之间需要添加大量的零符号来消除 ISI, 这样会大大浪费系统的时频资源。在 MIMO 系统中广泛使用一种利用正交序列的信道估计方法, 不同天线使用相互正交的序列作为导频进行信道估计, 这些序列占据相同的时间和频率资源, 在接收端通过序列间在码域上的正交性可以获取信道信息。具有零相关区的训练序列(例如 ZCZ 序列)多用于这种信道估计方法, 但由于 ZCZ 序列是一个复数的正交序列并不能直接在 FBMC 系统中使用。因此, 本文提出了一种基于复数正交序列分解的方法能够有效地解决这一问题。下面将分别介绍基于复数正交序列分解方法的导频结构以及相应的信道估计方法。

#### 3.3.3.6.1 导频序列的设计

令  $\mathbf{A} = \{\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_K\}$  表示  $K$  个正交序列的序列集, 每个序列长度为  $L$ , 其中

$$\mathbf{a}_i = [a_i(0), a_i(1), \dots, a_i(n), \dots, a_i(L-1)]^T, \quad 1 \leq i \leq K$$

以序列集  $\mathbf{A}$  作为基序列集构造新的序列集  $\mathbf{C} = \{\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \dots, \mathbf{c}_K\}$ , 其中的每个序列由基序列重复后拼接起来, 最后得到:

$$\mathbf{c}_i = [c_i(0), c_i(1), \dots, c_i(M-1)]^T = [a_i(0), \dots, a_i(L-1), a_i(0), \dots, a_i(L-1)]^T$$

新序列集中每个序列的长度为  $M = 2L$ ,  $M$  也表示子载波总个数。该序列集对应的频域训练序列集为  $\{\mathbf{C}_1, \mathbf{C}_2, \dots, \mathbf{C}_K\}$ , 每个序列的值定义为

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_i &= [C_i(0), C_i(1), \dots, C_i(M-1)]^T \\ C_i(m) &= \sum_{n=0}^{M-1} c_i(n) e^{\frac{-j2\pi mn}{M}}, \quad 0 \leq m \leq M-1 \end{aligned}$$

可以得到：

$$C_i(m) = \begin{cases} 2 \sum_{n=0}^{L-1} a_i(n) e^{\frac{-j2\pi mn}{L}}, & m \text{ 为偶数} \\ 0, & m \text{ 为奇数} \end{cases}$$

得到了序列集  $\mathbf{C}$  后，从中选择  $N_T$  个序列 ( $N_T \leq K$ ) 来作为时域的训练序列，且这  $N_T$  个训练序列同时在  $N_T$  根发送天线上传输。注意到序列  $\mathbf{C}_i$  中的每一个元素都是一个复数，因此该序列不能直接用于 FBMC 系统。本章提出了一种新的序列设计，名为复数序列分解，通过把序列中的每一个复数值的实部和虚部分解为两个实数符号在不同的传输时间上发送。对于第  $i$  个序列  $\mathbf{C}_i$ ，其分解后的实数对  $(\mathbf{C}_i^R, \mathbf{C}_i^I)$  如下表示：

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_i^R &= \Re\{\mathbf{C}_i\} = [C_i^R(0), C_i^R(1), \dots, C_i^R(M-1)]^T, \\ \mathbf{C}_i^I &= \Im\{\mathbf{C}_i\} = [C_i^I(0), C_i^I(1), \dots, C_i^I(M-1)]^T \end{aligned}$$

最终序列集的整体发送流程如图 29 所示：

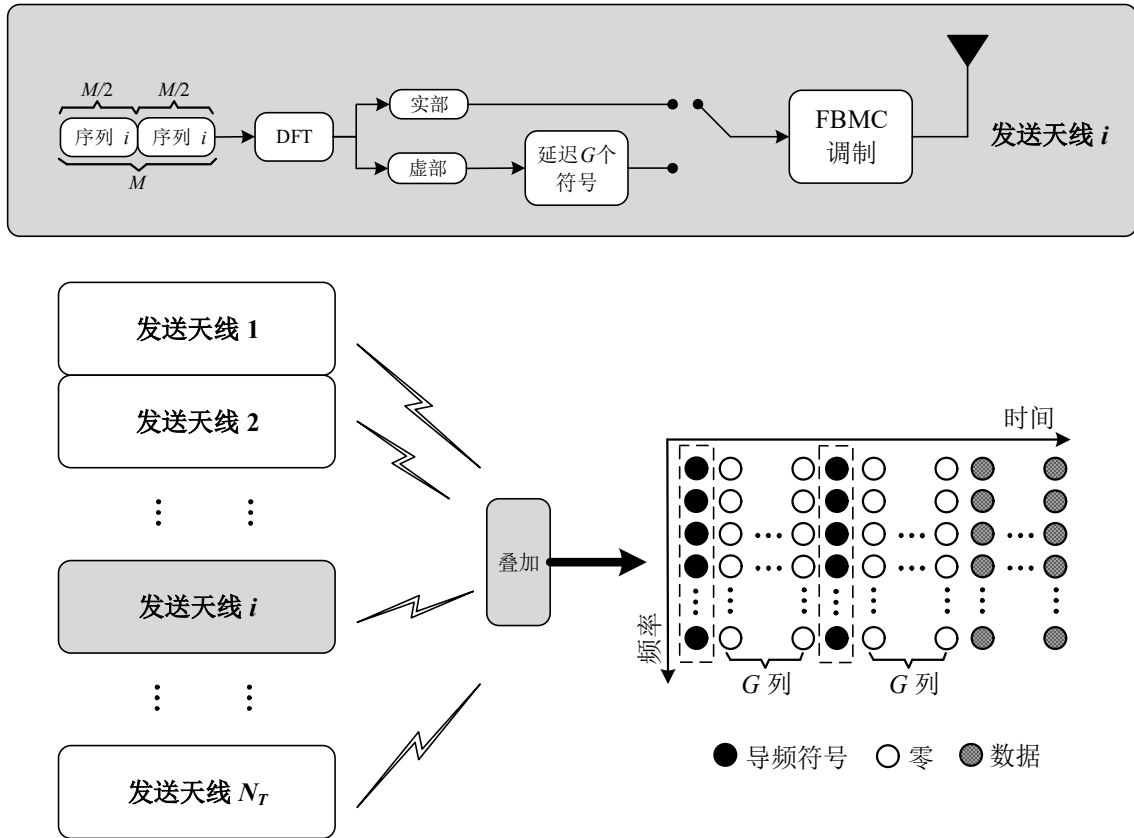


图 29 基于复数正交序列分解的 MIMO-FBMC 系统导频结构

可以看到，所有的导频序列都在空中接口叠加起来，时频格点 $(m,n)$ 处受到的 ISI 和 ICI 主要来自于距离其最近的几个时频格点位置，即 $(m\pm 1, n\pm 1), (m, n\pm 1), (m\pm 1, n)$ ，而其他时频格点的干扰值较小可以忽略。在导频序列的整个发送部分，基于复数分解的方法主要有如下两个特点：

- (1) 基于复数分解的导频序列具有抑制 ISI/ICI 的能力。考虑时频格点 $(m,n)$ 处的导频，首先时频格点 $(m, n\pm 1)$ 处的 ISI 由于此处的发送数据为  $G$  列零，所以能够得到消除。而对于偶数子载波位置  $m=k$ ，时频格点 $(m\pm 1, n)$ 由式(4-5)可以看到该处的值是零，所以其对 $(m,n)$ 处的 ICI 也能得到消除。所以基于复数分解的导频序列具有 ISI/ICI 的自消除特性。
- (2) 基于复数分解的导频序列更加节省信道估计的时频资源。可以看出 IAM 和 ICM 两种导频序列在  $N_T$  根发送天线的 MIMO-FBMC 系统中需要占用 $(G+1)N_T$ 列实数训练序列，其中  $G$  表示相邻两个发送序列之间插入的保护零的列数。可以看到， $N_T$  越大那么浪费的时频资源开销也越大。而本章提出的基于复数正交序列分解的方法只占用  $2(G+1)$  列保护零，且不随发送天线规模  $N_T$  的增大而增大。

#### 3.3.3.6.2 信道估计方法的数学描述

对于  $N_T \times N_R$  的 MIMO-FBMC 系统，信道估计需要估计出  $N_T N_R$  个独立的信道，而每个信道都有  $L_h$  个抽头响应。为了便于分析，假设  $N_T = N_R$ ，每个信道认为是准静态的，且各个信道之间相互独立。复数序列分解方法的主要思想是利用实数的导频序列组来估计时域的信道抽头响应。如下图所示，复数的导频序列可以由上述两部分信号重构得到：

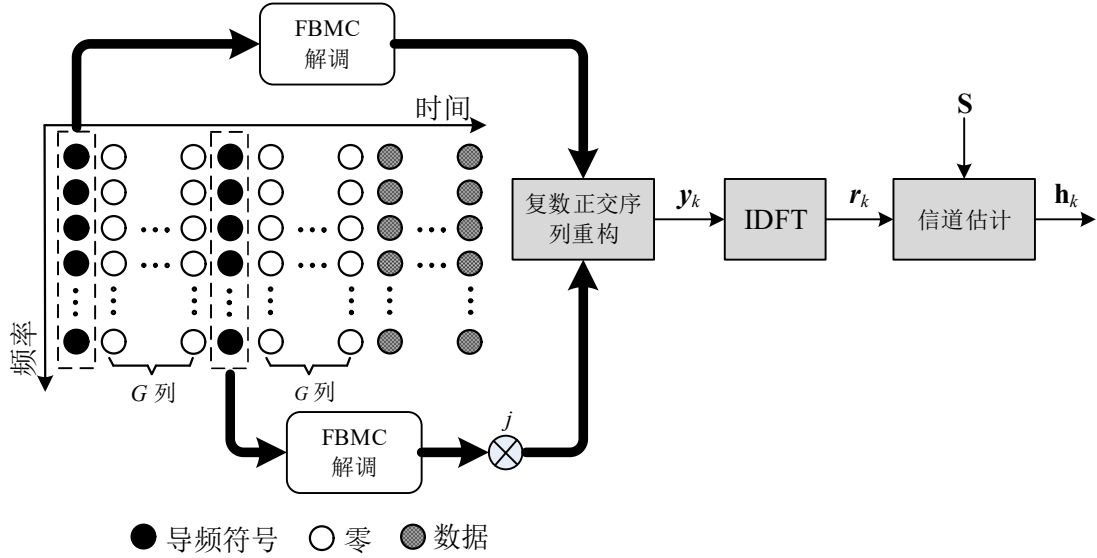


图 30 基于复数正交序列分解的 MIMO-FBMC 系统接收处理过程

在接收端，首先分别取出发送的正交序列的实部和虚部两个部分对应接收位置的接收信号，将实部和虚部对应接收位置的接收信号合并得到：

$$\begin{aligned}
 \mathbf{y}_k &= [y_k(0), y_k(1), \dots, y_k(M-1)]^T \\
 y_k(m) &= y_{m,\text{Real}}^k + jy_{m,\text{Imag}}^k \\
 &= \sum_{i=1}^{N_T} \sum_{\tau=0}^{L_h-1} (C_i^R(m) + jC_i^I(m)) e^{j2\pi m\tau/M} h_{i,k}(\tau) + \eta_{m,\text{Real}}^k + j\eta_{m,\text{Imag}}^k
 \end{aligned}$$

对上式施加 IDFT 操作，有  $\mathbf{r}_k = \text{IDFT}\{\mathbf{y}_k\} = [r_k(0), r_k(1), \dots, r_k(M-1)]^T$ 。为了简化分析，接收信号也可以表示为矩阵形式：

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{S}\mathbf{h}_k + \mathbf{w}_k$$

则第  $k$  根接收天线的信道最小均方估计器为：

$$\tilde{\mathbf{h}}_k = [\tilde{\mathbf{h}}_{1,k} \quad \tilde{\mathbf{h}}_{2,k} \quad \dots \quad \tilde{\mathbf{h}}_{N_T,k}]^T = (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \mathbf{r}_k$$

### 3.3.3.6.3 最佳序列设计与分析

由式上一节可以看到，提出的 MIMO-FBMC 信道估计算法需要训练序列在不小于  $L_h$  的零相关区内互相关为零，因此 ZCZ 序列可以被使用来作为训练序列。除此之外该训练序列需要同时满足时域上周期重复的特性以达到干扰自消除的特性。首先回顾序列集  $\mathbf{A}$ ，其被定义为  $\mathbf{A} = \{\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_K\}$ ，一共包含  $K$  个正交

序列，每个序列长度为  $L$ 。任意两个序列  $\mathbf{a}_i$  和  $\mathbf{a}_j$  之间的周期互相关函数定义为：

$$R_{\mathbf{a}_i, \mathbf{a}_j}(\tau) = \sum_{n=0}^{L-1} a_i(n) a_j^*(n + \tau)$$

序列集  $\mathbf{A}$  满足  $(K, L, Z)$ ，即序列集包含  $K$  个序列，每个序列长度为  $L$ ，零相关区大小为  $Z$  的 ZCZ 序列需要满足下面两个条件：

- (1)  $R_{\mathbf{a}_i, \mathbf{a}_i}(\tau) = 0, 1 \leq i \leq K \text{ 且 } 1 \leq |\tau| < Z$
- (2)  $R_{\mathbf{a}_i, \mathbf{a}_j}(\tau) = 0, i \neq j \text{ 且 } 0 \leq |\tau| < Z$

使用 Popovic-Mauritz ZCZ 序列来作为基序列集以产生我们需要的导频训练序列。Popovic-Mauritz ZCZ 序列集的最大序列个数为  $K = L/Z$ 。若对于  $M$  个子载波的 MIMO-FBMC 系统，本文提出的基于复数正交序列分解的信道估计方法能够做多支持  $N_T = \lfloor M/2Z \rfloor$  根发送天线。

### 3.3.3.6.4 仿真分析

本小节将验证基于复数正交序列分解方法的 MSE 性能以及误码率 (Bit Error Rate, BER) 性能。相应的仿真条件如下表 5 所示：

表 5 MIMO-FBMC 系统信道估计仿真参数

FBMC 系统	子载波数 256
原型滤波器	PHYDYAS，重叠因子 $K = 4$
信号调制方式	4QAM
信道	等功率的多径信道
多径数	$L_h = \{3, 6, 12\}$
保护间隔	$G = \{1, 2, 3\}$
天线数	$N_T = \{1, 4, 8\}$

信道抽头数为 $L_h$ 时，使用 ZCZ 序列作为导频序列的 MIMO 系统中信道估计的性能上界为：

$$\sigma_e^2 = \frac{2\sigma^2 L_h}{M}$$

其中 $M$ 为系统子载波个数， $\sigma^2$ 为高斯白噪声的方差。采用时域的信道估计方法相较于频域的信道估计方法来说，其估计信道的时域冲击响应而不是对于每个频点估计其频率响应值，因此时域的信道估计方法在频率选择性信道下有更好的估计性能。

在干扰被零符号完全消除的 FBMC 系统中依然可以采用如上性能上界作为新方法的信道估计性能上界，因此接下来的仿真中均采用式(4-30)中给出的性能上界。下图为本文方法在多径长度为 $L_h = 6$ ，保护间隔长度为 $G = \{1, 2, 3\}$ 时的 MSE 性能。

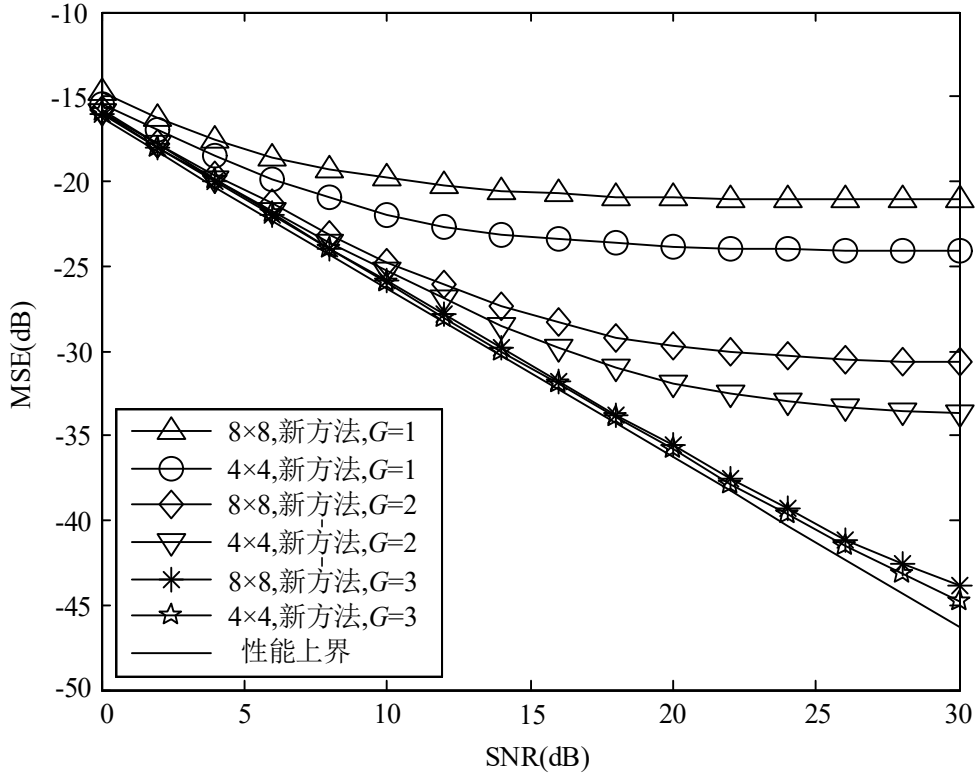


图 31 新方法在 $L_h = 6$ ， $G = \{1, 2, 3\}$ 时的 MSE 性能

从仿真结果中可以看出，本文提出的方法在 $G = \{1, 2\}$ 时有一定的平台出现，这是由于 PHYDYAS 在相邻的两个符号距离外依然有残留的干扰存在。随着 $G$ 的增加，该干扰迅速减小。可以看到，本文的方法在 $G = 3$ 且多天线时的性能与性能上界几乎一致，可以说明本文所提方法由于序列的正交性，能很好抑制天线

间干扰，使得能够正确解出信道抽头响应。由于残留干扰的影响，随着天线数的增多，信道估计的性能会有所下降。

图 32 给出了新方法在不同多径数  $L_h = \{3, 6, 12\}$  时的 MSE 性能差异。

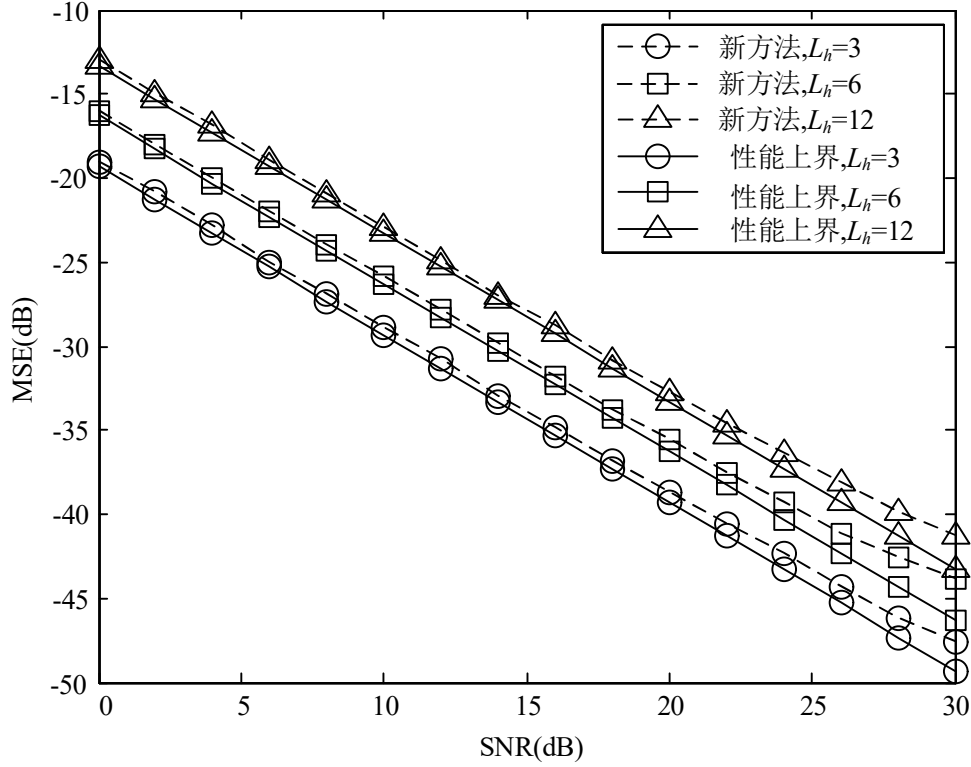


图 32 新方法 MIMO  $4 \times 4$ ,  $G = 3$ , 不同多径数时的 MSE 性能

可以看到性能上界与新方法的 MSE 性能都随着多径数  $L_h$  的增加而增加。这个现象可以由性能上界的推导式得出。

为了验证本文所提方法的性能与 IAM/ICM 两种导频结构的性能对比，本文将 IAM/ICM 采用时分的方式排列导频，即每根发送天线的导频占据一个完整的时隙，而在该时隙内其余发送天线的发送信号置零，这样的话即使在 MIMO 系统下也不会存在天线间干扰，此时可以认为 MIMO-FBMC 下的 IAM/ICM 性能与 SISO-FBMC 中一致。由于 IAM/ICM 采用的是频域的信道估计方法，为了与本文提出的时域信道估计可比，本文将 IAM/ICM 解出的频域信道估计结果进行了滤波处理，即假设接收端知道多径数目的情况下使用 DFT 滤波的方式滤除掉多径数以外子载波上的噪声，其 MSE 性能对比如下：

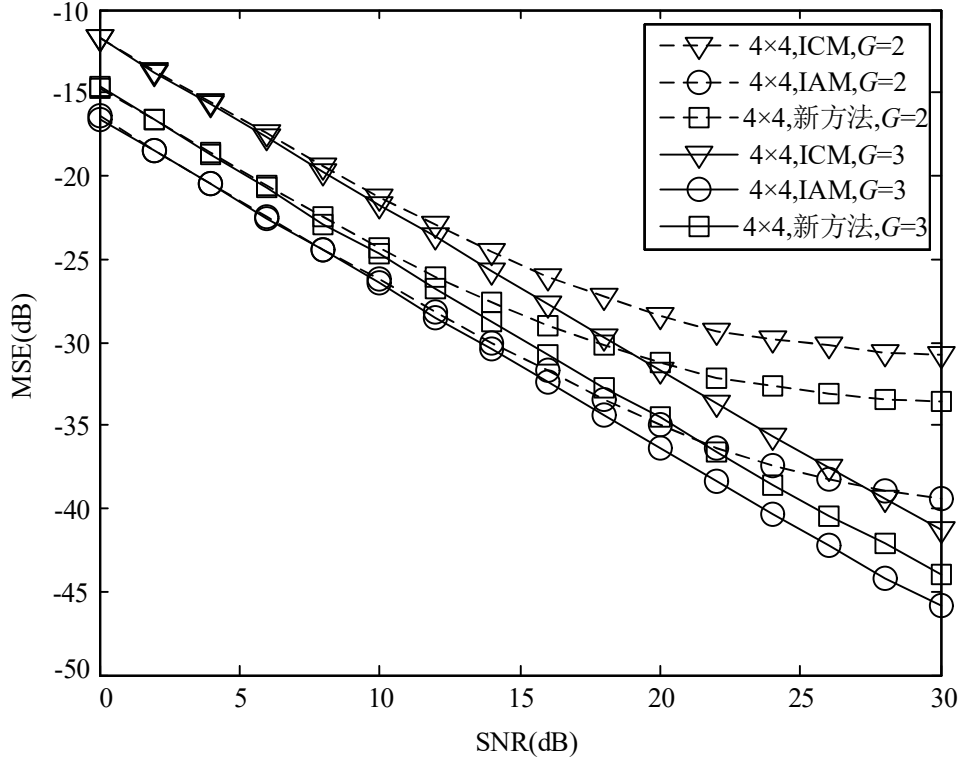


图 33 不同 FBMC 导频结构在 MIMO  $4 \times 4$ ,  $L_h = 6$  时的 MSE 性能

可以看到，本文所以方法的性能介于 IAM 和 ICM 之间，但是本文所以方法相较于 IAM/ICM 更加节省时频资源。

对于  $N_T$  根发送天线的 MIMO-FBMC 系统，IAM/ICM 需要的导频总列数为  $N_T(1+G)$ 。由于 MIMO-FBMC 系统各种的实数符号的符号率是 MIMO-OFDM 系统的两倍，因此相当于使用了  $N_T(1+G)/2$  列导频的 MIMO-OFDM 系统。很显然，随着  $N_T$  的增加，系统的时频开销越大。而本文所提的方法只需要 2 列实数导频分别放置复数正交序列的实部和虚部，另外  $2G$  列零用来保护导频不受干扰，随着天线数  $N_T$  的增加，本文所提方法导频的开销并不会增加，因此可以认为本文所提方法的频谱效率相较于 IAM/ICM 更高。

下图为不同导频结构的 MIMO-FBMC 以及 CP-OFDM 的 BER 性能对比。仿真采用码率 1/2 的卷积码进行编码。每个发送数据块除了导频数据还包括 50 个时隙的数据符号，为了比较 FBMC 与 OFDM 系统的 BER，横坐标采用  $E_b/N_0$ ， $E_b/N_0$  的含义为平均比特能量，使用  $E_b/N_0$  可以将循环前缀以及导频的开销都考虑进来。其仿真结果如下：



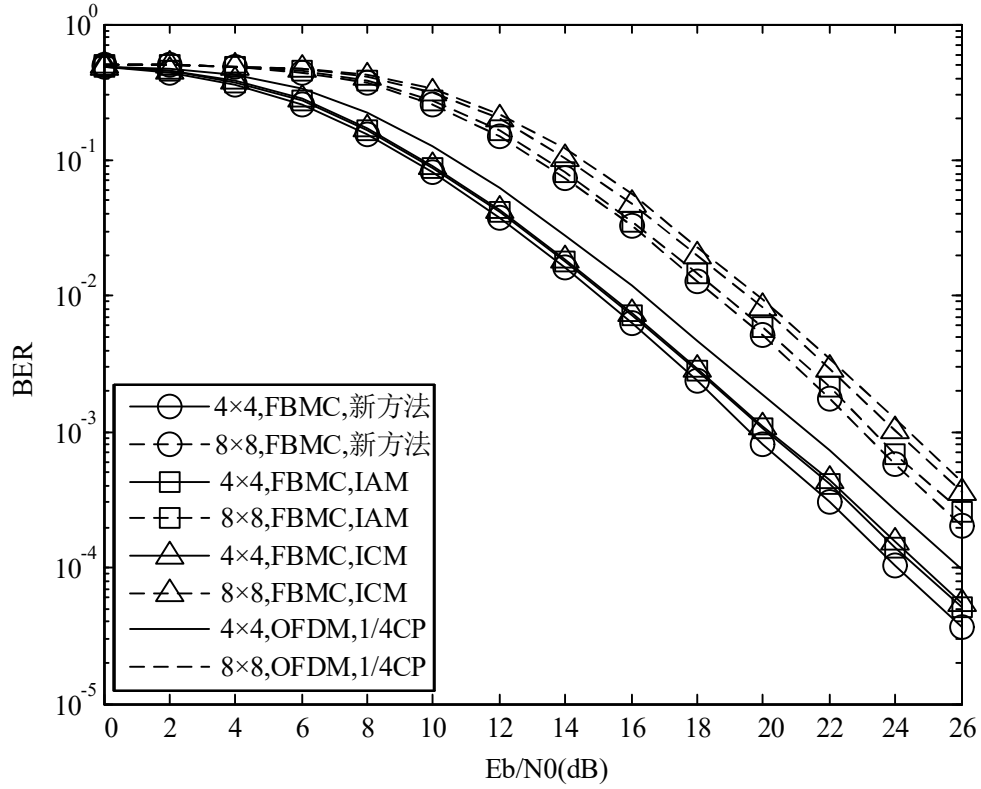


图 34 MIMO-OFDM 与 MIMO-FBMC 系统的 BER 性能 ( $L_h = 6$ )

### 3.3.3.6.5 小结

本章研究MIMO-FBMC系统的信道估计方法。首先介绍了时分方式的MIMO-FBMC系统导频结构，时分方式的导频结构中每根天线在各自的时隙发送导频防止相互干扰，但是在FBMC系统中添加的保护零会非常多使得导频部分的开销很大。本文基于ZCZ序列的正交性，提出将ZCZ序列的实部和虚部分开来在不同的时隙进行发送的策略，使得复数的序列能够在实数域正交的系统中进行发送。接收端通过序列的正交性接触信道信息，最后的仿真中验证了本文所提算法的性能。

## 3.4 FMT 技术

### 3.4.1 FMT 系统原理

滤波多音(Filtered MultiTone, FMT)原理框图如图 35所示，在发送端， $M$  个输入数据  $x_i(nT), i = 0, 1, \dots, M-1$  是符号速率为  $1/T$  的复数信号，被  $K$  倍上采样(用  $\uparrow K$  表示)后并行输入到一组频率响应为  $H(f)$  的原型滤波器组中滤波，然后经过指数调制到不同频带上，

最后相加合并得到发送信号  $y(k \frac{T}{K})$ 。在接收端，接收信号首先被解调出各路信号，然后通过匹配滤波器  $G(f)$  滤波，接着进行  $K$  倍下采样（用  $\downarrow K$  表示）以恢复原始符号速率，从而得到速率仍然为  $1/T$  的接收码元  $\hat{A}_i(nT)$ ,  $i = 0, 1, \dots, M-1$ 。在接收端，接收信号首先被解调以恢复出各路信号，然后通过匹配滤波器  $G(f)$  滤波，接着进行  $K$  倍下采样（用  $\downarrow K$  表示）以恢复原始符号速率，从而得到速率仍然为  $1/T$  的接收码元  $\hat{x}_i(nT)$ ,  $i = 0, 1, \dots, M-1$ 。FMT 发送信号可以表示为

$$y(k \frac{T}{K}) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_i(nT) h\left((k-nK) \frac{T}{K}\right) e^{j2\pi f_i k \frac{T}{K}}$$

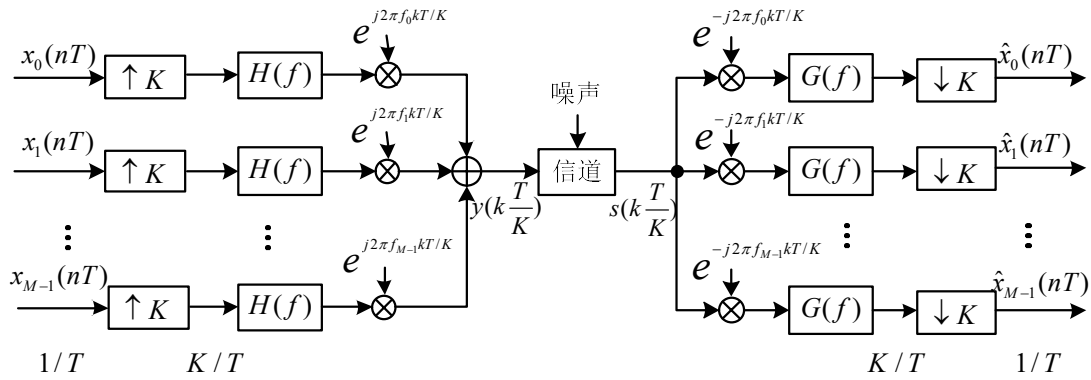


图 35 FMT的基本模型

### 3.4.2 O-FMT 系统原理

传统FMT子带频谱以不重叠的方式保持正交，造成系统频谱利用率较低。Mazo在1975年提出，在加性高斯白噪声信道下，以超Nyquist速率进行符号传输时，尽管系统存在符号间干扰，只要信号最小欧式距离保持不变，系统的误码性能就保持不变。这就是超Nyquist传输模式(Faster-Than-Nyquist, FTN)。研究表明，当发送端采用滚降系数为0.3的根升余弦脉冲时，在误码率不变的情况下，传输速率能够提高42%。后来Fredrik把FTN的概念扩展到了频域，将原本频域正交的波形信号减少频距，得到类似时域FTN类似的结论，即信号在频域允许一定程度的非正交混叠。基于FTN理论，在FMT系统中引入频谱重叠得到了的新型FMT调制(Overlapped Filtered MultiTone, O-FMT)系统。

O-FMT系统模型与FFMT系统模型非常相似，不同的是综合滤波器组和分析滤波器组的

设置，两者的频谱示意图如下图所示。

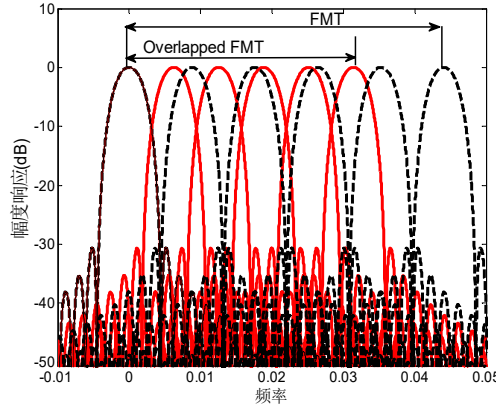


图 36 O-FMT与FC-FMT的频谱示意图

FMT 是一种特殊的 FBMC 结构，最大特点是  $K > M$ ，这种非严格采样使得子载波间距  $\Delta f_c = K / TM > 1 / T$ ，保证了 FMT 系统子载波之间的非重叠频域正交。FMT 的这种设计牺牲了系统的频谱效率，目的是为了系统的重建特性。然而根据 FTN 理论的 Mazo 极限，适当的引入子载波间的频域混叠，并不会对系统重建性能带来严重影响。因此引入频谱压缩因子  $\beta$ ，其中  $\beta$  定义为缩小的子载波间隔与原 FMT 子载波间隔的比值，此时子载波间隔  $\Delta f_c = \beta K / TM$ 。为了表述方便，输出信号的采样频率为  $K / T = 1$ ，即文中  $K = T$ ，则有：

$$\begin{aligned} y(k) &= \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_i(nT) h\left((k-nK)\frac{T}{K}\right) e^{j2\pi\beta f_i k \frac{T}{K}} \\ &= \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_i(nK) h(k-nK) e^{j2\pi\frac{\beta}{M} ik} \end{aligned}$$

上式表述了O-FMT系统的发送信号。 $\beta$  控制子载波间隔，决定频谱重叠的程度和频谱利用率的大小，能节省的带宽值为  $(1-\beta) \times 100\%$ 。其取值范围为  $0.5 \leq \beta \leq 1$ ，当  $\beta=1$  时，此时的O-FMT系统就为FMT系统。

### 3.4.3 实现方案

设  $x(n)$  为  $N_1$  点序列， $h(n)$  为  $N_2$  点序列，则它们的快速卷积为

$$x(n) * h(n) = \text{IFFT}(\text{FFT}(x(n)) \cdot \text{FFT}(h(n)))$$

其中，IFFT/FFT点数必须满足  $N \geq N_1 + N_2 - 1$ ，否则将会带来循环混叠干扰。当  $x(n)$

和  $h(n)$  长度悬殊时，必须使用重叠保留或重叠相加的分段处理方法。基于快速卷积（Fast-Convolution, FC）方案实现的FMT系统（FC-FMT）如下图所示。O-FMT系统的有效实现方式跟FC-FMT系统一样，区别在于调整综合/分析滤波器组中每个子信道间间隔的大小以控制O-FMT的频谱重叠程度。

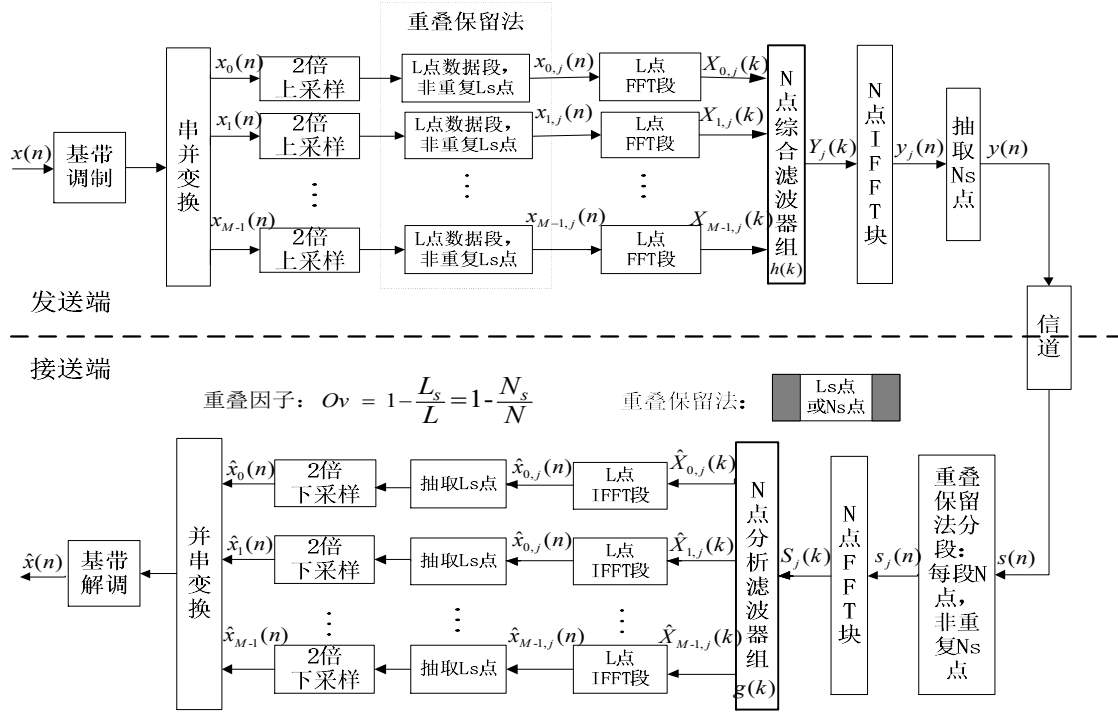


图 37 FC-FMT系统实现框图

上图中，系统输入信号  $x(n)$  先经过基带调制、串并变换得到子数据流  $x_i(n)$ ，再经过两倍上采样的预处理后，利用重叠保留法，分成等长度为  $L$  的若干段  $x_{i,j}(n)$ ，要求每段中传输的非重叠数据为  $L_s$  点，即每段的前  $(L-L_s)/2$  点与前一段重复、每段的后  $(L-L_s)/2$  点与后一段重复。其中每段中传输的非重叠数据为  $L_s$  点， $x_{i,j}(n)$  表示第  $i$  个子信道上第  $j$  个分段。然后对这些  $x_{i,j}(n)$  的数据段求FFT变换，得到图2.1中的  $L$  点FFT段  $X_{i,j}(k)$ 。接着取每个子信道的第  $j$  个  $L$  点FFT段，组成一个  $N$  ( $N = LM$ ) 点的块  $X_j(k)$ ，与频域抽样滤波器组相乘，再作IFFT变换，得到  $N$  点的IFFT块  $y_j(n)$ 。根据重叠保留法的原理，抽取每个数据块中对应的有效传输的  $N_s$  点 ( $N_s$  满足  $N_s = L_s/L \cdot N$ )，依次输出得到的就是FMT调制信号。在接收端，分析滤波器组端的处理为综合端的逆过程。接收信号  $s(n)$  按照类似的重叠保留法被分成等长度为  $N$  的若干块  $s_j(n)$ 。然后求FFT得到频域信号  $S_j(k)$ ，再与频域抽样法得到的分析滤波器组相乘，对该结果取各个子信道的对应位置得到子载波的频域信号  $\hat{x}_{i,j}(k)$ ，

$\hat{x}_{i,j}(k)$  表示第  $i$  子信道上第  $j$  段的信号, 长度为  $L$ 。接着对每一个数据段  $\hat{x}_{i,j}(k)$  抽取  $L_s$  点, 经过2倍下采样后, 得到的就是解调的子数据流  $\hat{x}_i(n)$ 。 $\hat{x}_i(n)$  再经并串变换、基带解调后得到的就是重建信号  $\hat{x}(n)$ 。需要说明的是, 上图中的两倍上、下采样的处理, 是因为快速卷积要求数据段的频域点数与子带滤波器频响点数相等, 但由于滤波器存在滚降特性, 因此必须引入过采样因子, 本文选择2倍过采样因子。另外, 规定上图中重叠因子  $Ov = 1 - L_s / L = 1 - N_s / N$ , 表示数据块(或数据段)中重叠部分长度与总长度的比值。 $N$  点数据块和  $L$  点数据段具有相同的重叠因子, 这是重叠保留法的基本要求。重叠因子越大, 快速卷积带来的循环混叠干扰越小, 但同时也会带来计算复杂度的问题。FC-FMT的系统频谱性能很大程度上取决于  $N$  点综合/分析滤波器组的设置。系统中原型滤波器的设计采用频率抽样法, 通带、阻带抽头系数分别设置为1、0, 过渡带抽头系数满足半Nyquist准则。

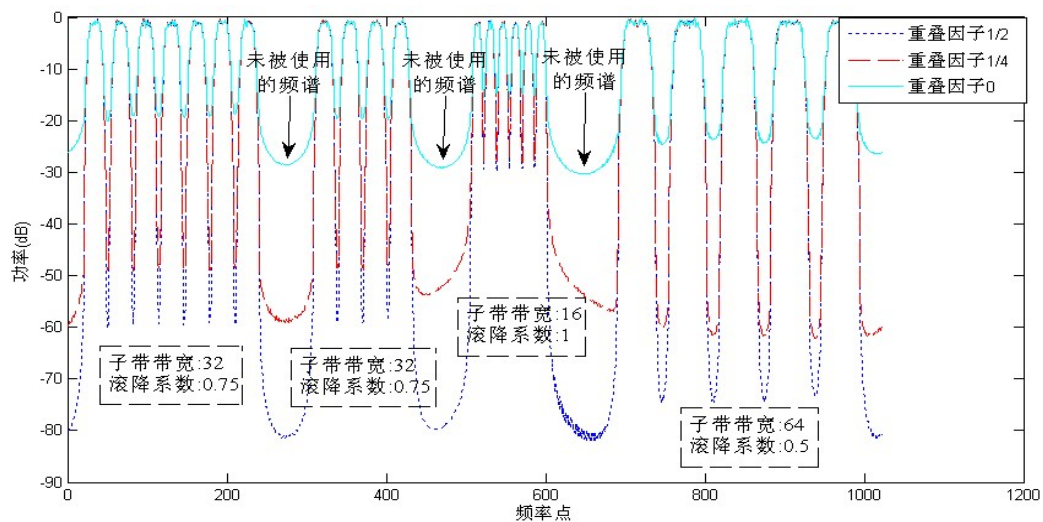


图 38 FC-FMT 系统同时处理多种波形的频谱图

由于FC-FMT系统是在频域实现的, 因此可以灵活地调整子载波的中心频率、带宽和信号采样速率。图 38给出了FC-FMT系统同时处理多种波形的频谱图。可以看出, 该系统可以灵活地选择使用或关闭某段频谱, 也可以同时传输不同带宽、不同滤波特性的子带信号, 非常适合5G中多业务多场景的传输。

### 3.4.4 FMT 系统的关键性能

- 滤波多音(Filtered MultiTone, FMT)调制不仅具有复数传输特性, 而且可以选择优化的滤波器组, 从而达到较高的频域分辨率。同时FMT支持非正交异步接入, 不需要循环前缀, 其原型滤波器可被灵活地设计去应对不同标准的多址接入通信。

- 相比于OFDM，FMT系统具有抗频偏能力强的优势。在一定的 $\beta$ 频谱重叠因子范围内，O-FMT系统抗频偏性能同样强于OFDM系统，随着 $\beta$ 越小，系统抗频偏性能减弱。当将 $\beta$ 频谱重叠因子控制在一定范围内，则O-FMT系统仍能保持抗频偏能力强的优势。
- O-FMT可以在原有FMT带外泄露不变的情况下，通过子载波重叠从而使频谱利用率增大。然而随着频谱利用率的提高，O-FMT系统的信干比（Signal to Interference Ratio，SIR）相比FMT会逐渐下降。
- FMT与O-FMT系统均能提供较高频谱效率的波形，而且其联合配置，可以具有非常强的灵活性和可扩展性。

### 3.5 单载波技术(SC-FDE)

现阶段，NR定义了52.6GHz之前频段的波形，即DFT-S-OFDM用于上行链路，OFDM用于上行和下行链路。然而，在52.6GHz之上的频段有更为丰富的频谱。典型的频谱如57~71GHz频段已有相关技术的研究与标准化工作开展。IEEE802.11ad与IEEE802.11ay两个都是定义工作在60GHz的无线技术规范。IEEE802.11ad定义了可使用的最大带宽2.16GHz，可支持的最大速率为7Gbps，IEEE802.11ay是802.11ad的进一步升级，定义可使用的最大带宽扩展到了802.11ad的四倍，即8.64GHz，同时，还引入了对MIMO技术的支持，最大支持4流，最高阶调制为256QAM。无论是802.11ad，还是802.11ay都单载波作为物理层的调制传输技术。

在近期召开的3GPP RAN78次会议上，相关公司也提出了针对52.6GHz之上的频段开展单载波技术研究的提案。可以看到，单载波技术作为一种高频段通信的波形技术在业内已经具有相当的共识，也是一个NR后续演进中的亟待考虑的问题。

在高频段应用单载波技术，很重要的一点就是看单载波技术在多大程度上克服OFDM技术应用到高频段通信所面临的一些问题。高PAPR，功放的非线性失真，对频偏的敏感性等，这些都是OFDM系统固有的缺点。将OFDM应用于高频段通信，上述的这些缺点将更加明显。

当然，OFDM系统也存在明显的优点，如能够利用频选特性获取分集增益，克服频选衰落，灵活的资源调度等等。但是，总的来说，OFDM系统面对高频段通信这样的应用场景有些力不从心。

单载波技术是解决高频段通信的一种重要的技术手段。一方面，借助于频域均衡技术，

不仅仅能够时效内与OFDM系统相近的实现复杂度，同时，它还能够克服OFDM系统诸多缺点。另一方面，单载波技术也存在一定的不足，比如频选信道下的性能，固定传输带宽。可以说，单载波技术与OFDM技术是相互互补，风格迥异的两种波形。分析对比这两种技术对于解决 高频段通信系统设计有着重要的意义。在本节里，为了方便描述，将单载波传输且接收机频域均衡的系统标注为SC-FDE(Single Carrier Frequency Domain Equalization)

### 3.5.1 技术原理

图1和图2 分别给出了OFDM与SC-FDE系统的发射机与接收机。通过对比可以看到，两者总体上具有非常高的相似度，在总的复杂度上也基本相同。其差别仅仅是一个IFFT模块的位置在整个端到端流程中的相对位置。与OFDM系统相比，在SC-FDE的处理流程中，发射机侧没有IFFT模块，而在接收机侧却增加了一个IFFT模块， IFFT与FFT同在接收端。

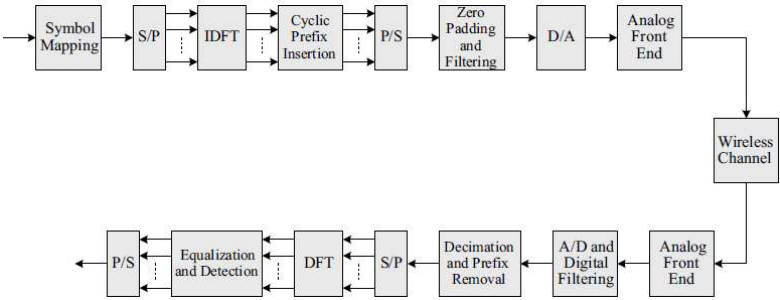


图 39 OFDM 发射机与接收机

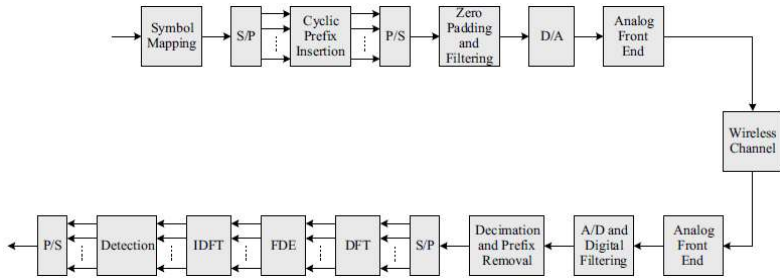


图 40 SC-FDE发射机与接收机

### 3.5.2 优点与关键技术

SC-FDE系统的主要优势包括：

- 1， 每个符号全带宽发送，受窄带干扰的影响较小；
- 2， 单载波系统具有较低的PAPR，有利于的提高功放能效，尤其有利于毫米波系统通信；
- 3， 对相噪具有较高的鲁棒性

4，对频偏敏感度相对较低。

上述的优点使得SC-FDE尤其适用于毫米波系统系统。

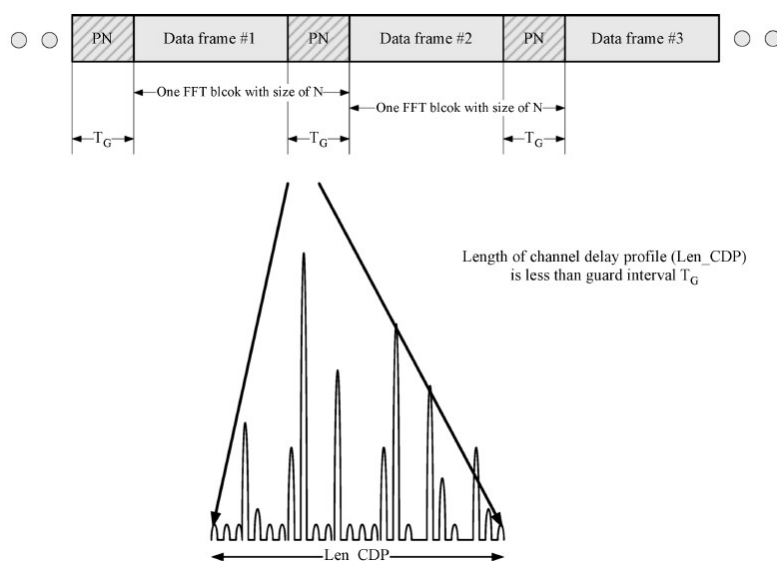


图 41 SC-FDE帧结构

上图给出了一个帧结构的示例。一个完整的FFT处理窗口包含的GP和数据帧。为了实现频域均衡，这里GP的实现方式可以采用与OFDM系统一致的循环前缀CP。只要多径时延扩展小小于CP，ISI就可以通过适当的接收算法消除。

从上文的对比可以看到，SC-FDE与OFDM具有很大的相似性，SC-FDE可以看做是单载波与OFDM的拼接。考虑到每个终端都具有接收机和发射机，因此就可以基于SC-FDE与OFDM系统的相似性，可以通过配置IFFT模块的连接关系很便利地从一种模式转换成另外一种模式，如图7所示。根据IFFT模块的开关，发射机侧可以配置为OFDM（或者SC），相应地，接收机侧配置为OFDM接收机（或者SC-FDE接收机）。一种可能的高频段通信实现方式是下行采用OFDM，上行采用SC-FDE。

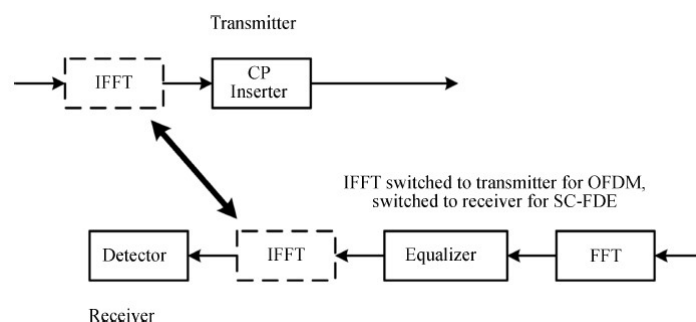


图 42 SC-FDE与OFDM的转换



这样实现具有如下的优势：

- 基站侧的基带处理有两个IFFT模块，一个FFT模块，而终端侧只有一个FFT模块，如图5所示。在这种设计方式下，主要的计算复杂度集中在基站一侧。
- 由于终端采用了单载波技术，功放效率提升，有利于降低终端成本。

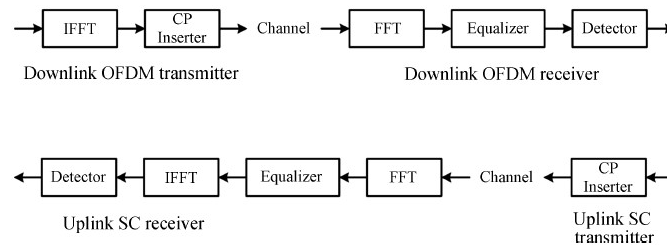


图 43 SC-FDE与OFDM共存

## 参考材料

- [1]. B.R. Saltzberg, "Performance of an efficient parallel data transmission system," IEEE Transactions on Communication Techniques, vol. 15, no. 6, pp. 805- 811, Dec. 1967.
- [2]. R.W. Chang, "High-speed multichannel data transmission with bandlimited orthogonal signals," Bell System Technical Journal, vol. 45, pp. 1775-1796, Dec. 1966.
- [3]. G. Cherubini, E. Eleftheriou, S. Olcer, and J.M. Cioffi, "Filter bank modulation techniques For very high speed digital subscriber lines," IEEE Communications Magazine, vol. 38, no. 5, pp. 98-104, May 2000.
- [4]. S.D. Sandberg and M.A. Tzannes, "Overlapped discrete multitone modulation for high speed copper wire communications," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 13, no. 9, pp. 1571-1585, Dec. 1995.
- [5]. C. L   , J-P. Javaudin, R. Legouable, A. Skrzypczak and P. Siohan. Channel estimation methods for preamble-based OFDM/OQAM modulations, in Proc. 2007 European Wireless Conf., pp. 59-64.
- [6]. C. L   , P. Siohan, R. Legouable, and J.-P. Javaudin. Preamble-based channel estimation techniques for OFDM/OQAM over the powerline, in Proc. 2007 IEEE Int. Symp. on Power Line Commun. and Its Appl., pp. 59-64.
- [7]. C. L    R. Legouable, and P. Siohan. Channel estimation with scattered pilots in OFDM/OQAM, in Proc. 2008 IEEE Workshop on Signal Process. Advances in Wireless Commun., pp. 286-290.
- [8]. J.-P. Javaudin, D. Lacroix, and A. Rouxel, "Pilot-aided channel estimation for OFDM/OQAM," IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference, Jeju, Korea, Apr. 2003.
- [9]. A. Ikhlef and J. Louveaux. Per subchannel equalization for MIMO FBMC/OQAM systems, in Proc. 2009 IEEE Pacific Rim Conf. on Commun., Computers and Signal Process., pp. 559-564.
- [10]. M. El Tabach, J.-P. Javaudin, and M. H   ard. Spatial data multiplexing over OFDM/OQAM modulation, in Proc. 2007 IEEE Int. Conf. on Commun., pp. 4201-4206.
- [11]. T. Ihalainen, A. Ikhlef, J. Louveaux, and M. Renfors. Channel equalization for multi-antenna FBMC/OQAM receivers, IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 60, no. 5, pp. 2070-2085, 2011.
- [12]. F. Schaich. Filterbank based multicarrier transmission (FBMC)-evolving OFDM: FBMC in the context of WiMAX, in Proc. 2010 IEEE Wireless Conf., pp. 1051-1058.
- [13]. M. Bellanger. FS-FBMC: an alternative scheme for filter bank based multicarrier transmission, in Proc. 2012 IEEE Symp. on Commun., Control and Signal Process., pp. 1-4.
- [14]. D. Qu, F. Wang, Y. Wang, T. Jiang and B. Farhang-Boroujeny, "Improving Spectral Efficiency of FBMC-OQAM Through Virtual Symbols," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 16, no. 7, pp. 4204-4215, July 2017.
- [15]. W. Cui, D. Qu, T. Jiang and B. Farhang-Boroujeny, "Coded Auxiliary Pilots for Channel Estimation in FBMC-OQAM Systems," in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 65, no. 5, pp. 2936-2946, May 2016
- [16]. D. Qu, Y. Qiu and T. Jiang, "Finer SVD-Based Beamforming for FBMC/OQAM Systems," 2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Washington, DC, 2016, pp. 1-7.

## 4 主要贡献单位

主要单位贡献表

序号	贡献单位	贡献人
1	华为技术有限公司	陈磊
2	中国移动通信集团有限公司	倪吉庆
3	上海诺基亚贝尔股份有限公司	张应余
4	华中科技大学	屈代明
5	电子科技大学	胡苏
6	重庆邮电大学	邵凯