

Filtered-OFDM技术简介

-for InnovateAsia

目 录Table of Contents

1 引言	4
2 收发机总体结构	4
3 F-OFDM新增算法	6
3.1 子载波映射	6
3.2 滤波器系数	7
3.3 频域滤波	8
3.3.1 基本方案描述	8
3.3.2 滤波器频域响应计算	10
参考资料清单List of reference	11

List of abbreviations 缩略语清单

Abbreviations 缩略语	Full spelling 英文全名	Chinese explanation 中文解释
LTE	Long Term Evolution	长期演进
F-OFDM	Filtered-OFDM	滤波OFDM

1 引言

本文档的目的是描述Filtered-OFDM的新增算法，用于指导Innovateasia FPGA大赛。F-OFDM的核心问题在于滤波器的设计和实现，收发机的滤波操作是叠加在现有OFDM技术基础之上。因此，本文档仅包含新增的收发滤波器设计和实现部分，其他部分的算法不在本文档的范畴内。

本文档中的两个子带配置假设为720KHz+720KH。如果子带的带宽发生变化，并不影响本文档中的算法实施，只需要替换滤波器以及调整相应参数即可。

此外，本文档中给出的滤波器系数的采样率均为30.72MHz。

2 收发机总体结构

F-OFDM的发射机和接收机结构简图如图 1所示，其基本过程描述如下：

- 1、数据首先分别映射到各个子带上，当前的设计需求是按照720KHz和720KHz的带宽来放置两个子带。不同子带之间需要预留保护子载波来隔离子带间的干扰，保护子载波的数量以及数据子载波映射的子载波编号详见第3节。
- 2、对各个子带分别进行IFFT变换。由于2个子带的子载波间隔不同，为了达到相同的采样率，需要使用不同的FFT size。
- 3、加循环前缀的操作与LTE中的方法相同。
- 4、滤波操作。各个子带用本子带的滤波器进行滤波，限制本子带在频域上的功率泄露。需要注意的是，滤波在时域上是连续进行的，因此会跨符号、跨子帧进行处理。在两个下行子帧的交界位置，需要把两个子帧的数据拼接起来进行滤波操作。

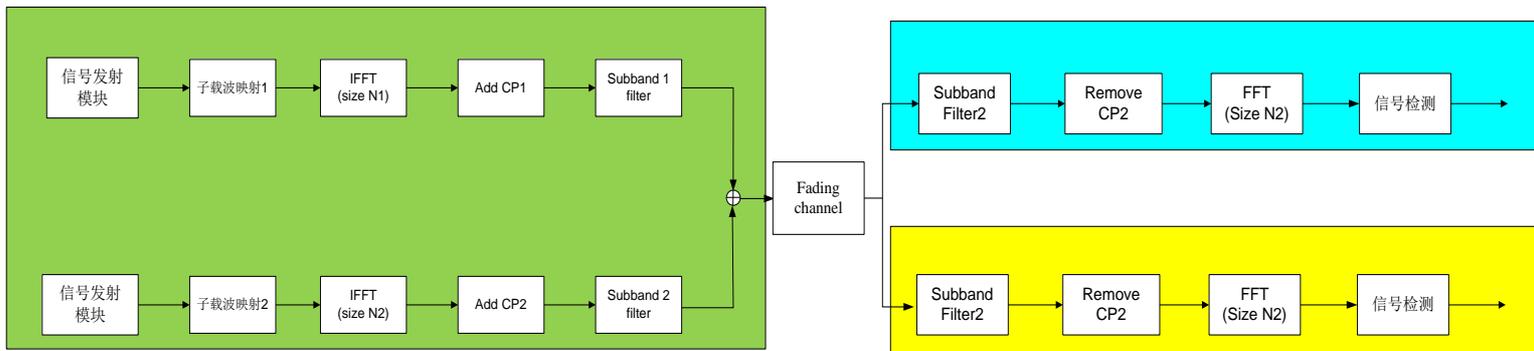


图 1 F-OFDM收发机示意图

几点说明:

- 1、在本链路中，信号不会经过RRU。故只把基带信号经过不同的fading channel即可。
- 2、为了简化实现的工作量，信号发射模块和信号检测模块只包括必要的CRC校验、FEC编码、调制，以及对应的接收机逆过程，如图2所示；

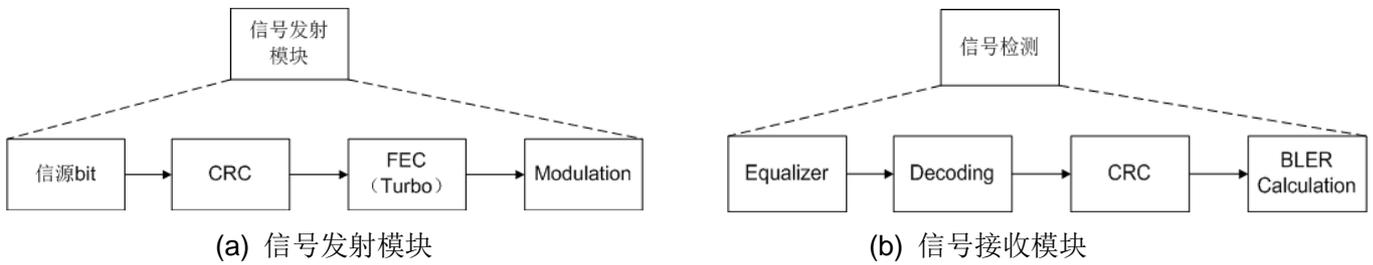


图2 信号发射和接收模块组成

3、两个子带的基本链路参数如下表所述:

Parameters	F_OFDM @ subband1	F-OFDM @subband2	
Duplex	FDD		
Antenna config.	SISO		
Sampling rate	30.72Mbps		
Subband BW	720KHz	720KHz	可配置，两子带可以不同
Subcarrier spacing	15KHz	30KHz	
FFT size	2048	1024	
Symbol duration	1/15K=66.67us	1/30K=33.33us	
TTI	1ms	0.2ms	
# symbol per TTI	14	5	
CP length	160 samples(5.2us) for symbol 1 144 samples(4.7us) for symbol 2~7	224 samples for symbol 1 200 samples for symbol 2~5	
Guard tone number	0/1/2/3		
CRC	24 bit		
Modulation	QPSK/16QAM/64QAM		可配置，两子带可以不同

Turbo coding rate	1/3,1/2, 3/4	可配置，两子带 可以不用
-------------------	--------------	-----------------

3 F-OFDM新增算法

3.1 子载波映射

对于2个相邻子带的子载波映射，需要对2个子带的子载波进行统一的编号定义。

假设第一个子带的子载波数量为M1，在2048个总子载波数量中的编号为[Kmin Kmax]，此处Kmin和Kmax的取值范围为[-1023,1024]范围内的整数。以第一个子带的子载波间距为间距的保护子载波数量为N1；并假设第二个子带上的子载波总数为M2，以第二子载带的子载波间距为间距的保护子载波数量为N2。如图3所示，

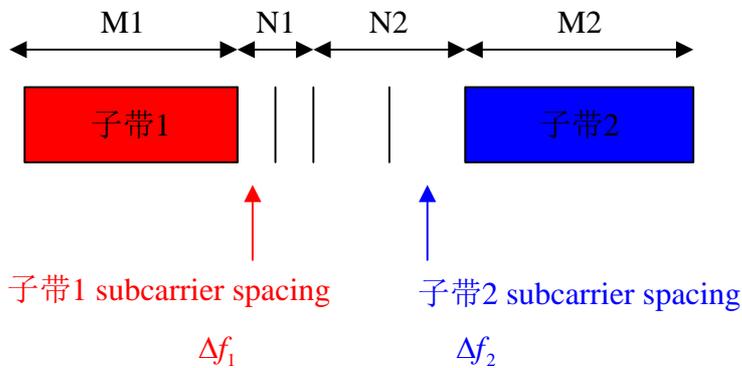


图3:两个子带的子载波映射关系

则第二个子带的子载波编号为 $\left[\frac{K_{\max} + N_1}{2} + N_2 + 1, \frac{K_{\max} + N_1}{2} + N_2 + M_2 \right]$ ，这里 $(\frac{K_{\max} + N_1}{2})$ 必须为偶数。

以两个子带均为720KHz带宽为例，则M1=48，M2=24。假设子带1的子载波映射编号为[-24, -1] [1 24]，中间的0号子载波为直流分量，不做数据映射。假设N1=0，N2=1，则子带2的子载波编号为 [14, 37]。

保护子载波的数量 N_1 和 N_2 应当综合考虑功率谱、子带间干扰的水平以及个子带的调制编码类型参数来确定，在本次链路中，需要对比在不同的调制编码配置下， N_1 和 N_2 取不同值时链路的BLER/PER性能。

3.2 滤波器系数

滤波器的设计方法采用传统的窗函数法，即对时域sinc函数加不同的窗函数，来获得滤波器的时域响应。即，

$$W_{Sinc} \cdot W_{spec_win} = W_{filter_time}$$

其中，窗函数的选择需要在时频局域化，以及通带内的平坦度之间进行折中。实现时，可以选择Hanning窗、Kaiser窗或RRC窗。下图为采用Hanning窗的滤波器时域生成方法

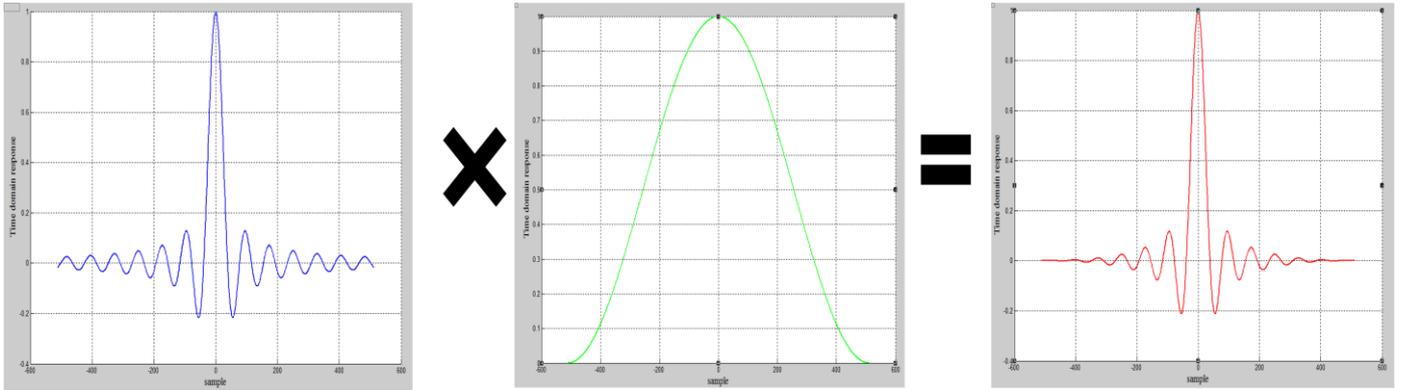


图 4 filter的时域加窗生成方法

可以采用Matlab子带的滤波器工具，来生成上述时域滤波器系数。如下图所示。

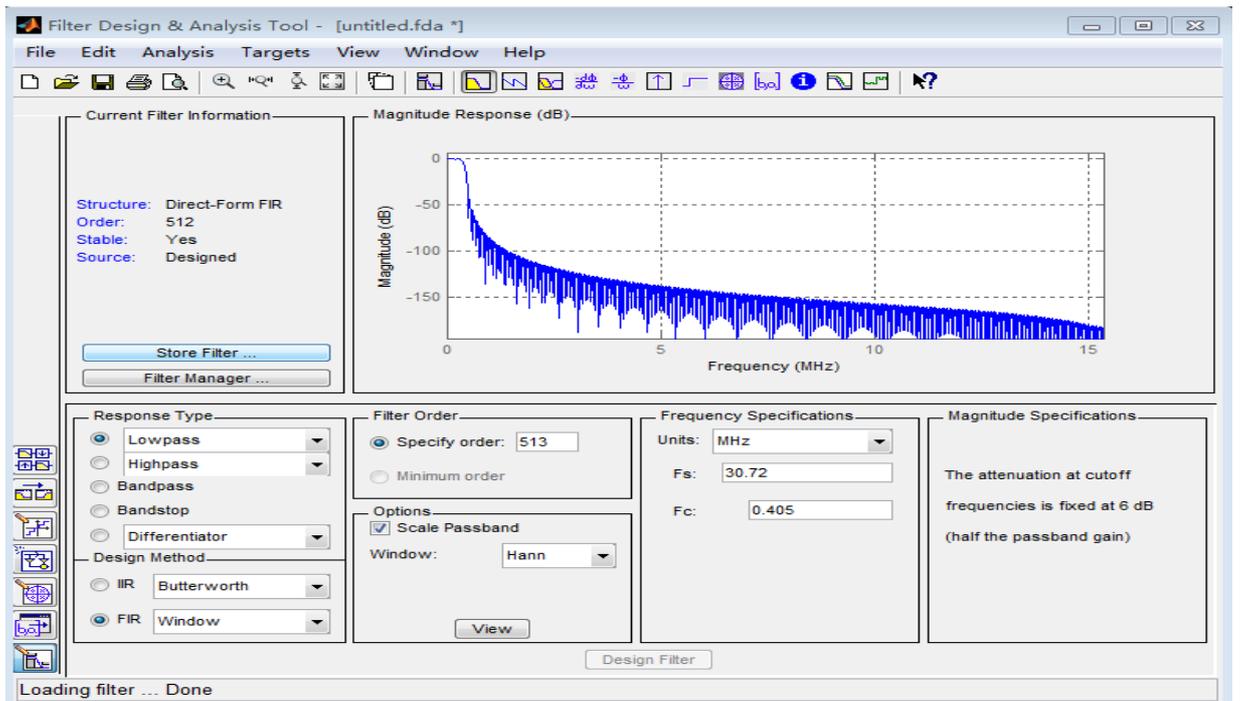


图5 Matlab中的滤波器生成工具

上述过程生成的是基带滤波器的时域系数（基带滤波器是指滤波器的中心频率是0）。需要根据两个子带的位置对滤波器系数进行相应的频率搬移。下面描述子带滤波器的频谱搬移方法。同样

假设子带1的子载波数量为M1，子带1的保护子载波数量为N1，子带2的子载波数量为M2，子带2的保护子载波数量为N2。

$$\text{则子带1的中心频率为 } F_1 = \frac{(K_{\min} + K_{\max}) * \Delta f_1}{2}$$

子带2的中心频率为

$$F_2 = (K_{\max} + N_1) * \Delta f_1 + (N_2 + \frac{M_2}{2} + 0.5) * \Delta f_2 \quad (K_{\max} + N_1) \text{ is even}$$

仍以3.1中的以两个子带均为720KHz带宽为例，则M1=48，M2=24。假设子带1的子载波映射编号为[-24, -1] [1 24]，中间的0号子载波为直流分量，不做数据映射。假设N1=0，N2=1，则子带1和子带2的中心频率为：

$$F_1 = 0, \quad F_2 = (24+0) * 15 + (1+12+0.5) * 30 = 765 \text{ KHz}$$

假设基带低通滤波器的系数为 $\mathbf{h} = (h_0, h_1, \dots, h_{T-1})$ ，T为滤波器的长度。

则子带1上的滤波器系数可以通过以下公式计算得到：

$$h_1(n) = \mathbf{h}(n) * \exp\left(-j * 2\pi * n * \frac{F_1}{2048 * \Delta f_1}\right), n \in [0, T-1]$$

则子带2上的滤波器系数可以通过以下公式计算得到：

$$h_2(n) = \mathbf{h}(n) * \exp\left(-j * 2\pi * n * \frac{F_2}{1024 * \Delta f_2}\right), n \in [0, T-1]$$

3.3 频域滤波

3.3.1 基本方案描述

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T，则滤波操作为：

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

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*T。在F-OFDM中，为了控制子带间干扰，滤波器长度T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^[1]

如下图所示，首先在待滤波数据前添加T-1个0，然后将数据进行分段，每段的长度为L+T-1，且连续两段数据中有T-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+T-1为2的整数次幂，方便进行IFFT变换。

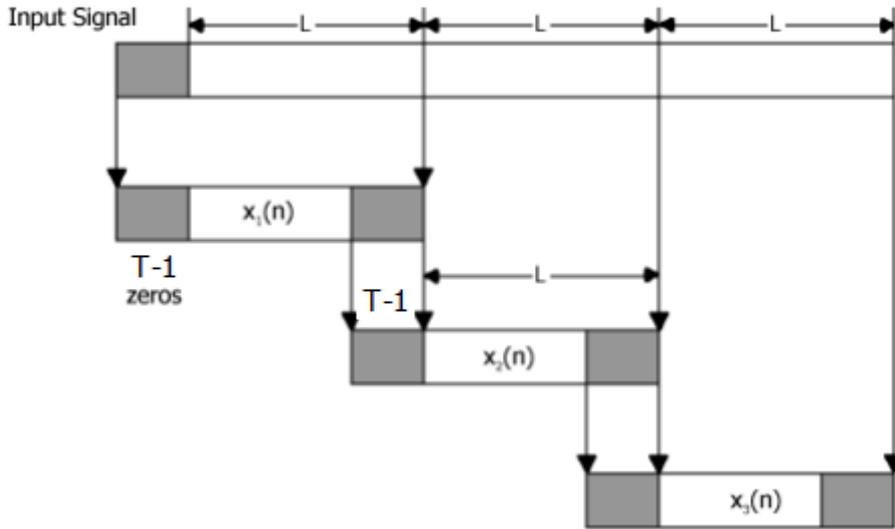


图 6 频域滤波的输入信号

对上述分段后的数据进行 $L+T-1$ 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：

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

其中滤波器的频域响应 $\text{FFT}_{L+T-1} \{h[n]\}$ 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。

由于频域乘法等效于时域循环卷积，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 $T-1$ 个数据中包含了 $x_i[n]$ 的后 $T-1$ 个数据的成分，其余部分则是线性卷积的结果。因此，如下图所示，可将每段 $y_i[n]$ 的前 $T-1$ 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。

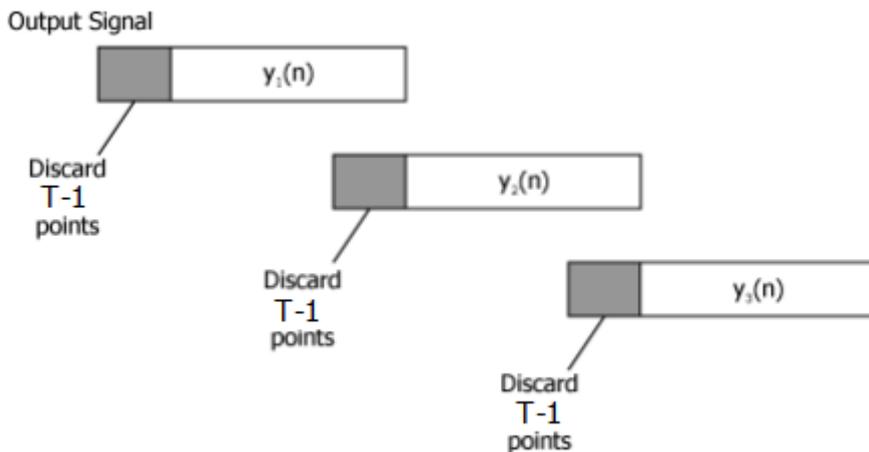


图7 输出信号的重组

忽略计算滤波器的频域响应 $\text{FFT}_{L+T-1}\{h[n]\}$ 所需的复杂度。对长度为N的数据进行频域滤波所需的复数乘法次数为 $\lceil N/L \rceil \cdot [2(L+T-1) \cdot \log_2(L+T-1) + (L+T-1)]$ ，与时域滤波所需的乘法复杂度的比例约为 $\frac{2(L+T-1) \cdot \log_2(L+T-1) + (L+T-1)}{LT}$ 。举例来说，当T=512, L=1537时，

频域滤波的乘法次数是时域滤波的0.0599倍。

L的选取是个实现问题，原则上应超过T的若干倍。如果L选取的过小，由于滤波后有T-1个数据会被丢弃，将造成无效计算的比例较大。

3.3.2 滤波器频域响应计算

无论上行还是下行，发射机滤波器 $\mathbf{h}_{\text{TX}}(n)$ 都可通过3.2节中的方法确定。而接收机采用匹配滤波机制，即接收机滤波器 $\mathbf{h}_{\text{RX}}(n)$ 满足如下关系：

$$\mathbf{h}_{\text{RX}}(n) = \mathbf{h}_{\text{TX}}^*(T - n - 1), n \in [0, T - 1]$$

滤波器频域响应的计算方法比较简单，直接在上述发射机或接收机的滤波器系数的尾部添0，使添0后的数据长度为L+T-1，并进行L+T-1点的FFT变换即可。

参考资料清单List of reference

- [1]. R. Nee and R. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communications". Artech House, Inc., 2000.
- [2]. A. Bahai, B. R. Saltzberg, and M. Ergen, "Multi-Carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM". Springer Science & Business Media, 2004.
- [3]. 3GPP, "Overview of 3GPP release 8 v0.3.3," Tech. Rep., Sep. 2014.
- [4]. A. Antoniou, "Digital Filters: Analysis, Design, and Applications", New York, NY: McGraw-Hill, 1993.
- [5]. Douglas L. Jones, "Fast Convolution", available online:
<https://inst.eecs.berkeley.edu/~ee123/sp15/docs/FastConv.pdf>