

# 多载波时分多址及其快速卷积实现

王 磊 梁 燕 孙尚勇 王光宇

(重庆邮电大学移动通信技术重庆市重点实验室 重庆 400065)

**摘 要** 为了解决正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)系统峰均功率比(Peak Average Power Ratio, PAPR)过高以及对频率偏移敏感的问题,提出了多载波时分多址(Multicarrier Time Division Multiple Access, MC-TDMA),其采用交织映射和改进离散傅里叶变换(Modified Discrete Fourier Transform, MDFT)滤波器组技术,可以有效地降低系统的峰均功率比,增强系统的抗频率偏移的性能,并且可以同时用于上行和下行通信中。文中分别从交织映射和 MDFT 滤波器组两个方面研究了 MC-TDMA 系统的实现。为了增强系统的灵活性,采用快速卷积方案实现 MC-TDMA,使其能够更好地应对 5G 复杂的应用场景。分别从系统结构、频域采样滤波器等方面对系统进行设计,并且对快速卷积 MC-TDMA 系统的性能进行仿真,并与 MC-TDMA 进行比较。研究表明,使用快速卷积方案实现的 MC-TDMA 系统,通过灵活地调整重叠因子、抽取因子和滚降因子等参数,可以使其性能优于 MC-TDMA。

**关键词** 多载波时分多址,快速卷积,重叠因子,抽取因子,滚降因子

**中图法分类号** TN911 **文献标识码** A **DOI** 10.11896/j.issn.1002-137X.2018.08.016

## Multicarrier Time Division Multiple Access and System Implementation Based on Fast Convolution Scheme

WANG Lei LIANG Yan SUN Shang-yong WANG Guang-yu

(Chongqing Key Laboratory of Mobile Communication Technology, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

**Abstract** In order to solve the problems that peak average power ratio(PAPR) of orthogonal frequency division multiplexing(OFDM) is too high, and it is sensitive to the frequency offset, a multicarrier time division multiple access(MC-TDMA) scheme was put forward in this paper. The interleaving mapping and modified discrete Fourier transform(MDFT) filter banks technology can effectively reduce the peak average power ratio (PAPR), and enhance the performance of system against frequency offset. MC-TDMA can be used in the uplink and downlink communication. MC-TDMA was implemented from interleaving mapping and MDFT filter banks in this paper. In order to enhance the flexibility of system, fast convolution scheme was used to achieve MC-TDMA, so that it can better deal with the 5G complex application scenarios. The fast convolution system MC-TDMA was designed from the aspects of system structure and frequency domain sampling filter. The performance of fast convolution MC-TDMA system was simulated and compared with MC-TDMA. The results show that the MC-TDMA system can be realized by the fast convolution scheme, and the performance of the system is better than that of the MC-TDMA system by flexibly adjusting the parameters such as the overlap factor, the decimation factor and the roll-off factor.

**Keywords** Multicarrier time division multiple access(MC-TDMA), Fast convolution(FC), Overlap factor, Decimation factor, Roll-off factor

## 1 引言

LTE 标准中,上行通信采用的是单载波频分多址(Single

Carrier Frequency Division Multiple Access, SC-FDMA)技术,下行通信采用的是正交频分多址(Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA)技术。由于 OFDMA 系统

到稿日期:2017-06-11 返修日期:2017-08-14 本文受国家科技重大专项(2016ZX03001010),重庆市教委科学技术研究项目(KJ1704098)资助。  
王 磊(1989—),男,硕士生,主要研究方向为信号处理、多址接入和滤波器组, E-mail: 1510056757@qq.com(通信作者);梁 燕(1977—),女,高级工程师,主要研究方向为移动通信测试、通信信号处理, E-mail: liangyan@cqupt.edu.cn;孙尚勇(1989—),男,硕士生,主要研究方向为信号处理、移动通信和滤波器组, E-mail: sunshangyong163@163.com;王光宇(1968—),男,教授,主要研究方向为多载波调制滤波器、下一代无线网络传输系统和多速率滤波器组理论。

的 PAPR 过高,SC-FDMA 和 OFDMA 对频率偏移都比较敏感,二者很难满足未来无线通信的需求<sup>[1-3]</sup>。现有多载波调制系统 PAPR 值较大的原因是使用了 IFFT 变换。由于 IFFT 变换的基函数是复指数函数集,而复指数函数集与随机符号相乘叠加后幅度值变大,特别当相乘后的复指数函数的相位一致时,幅度值最大,这时的 PAPR 值也最大。降低 OFDMA 系统中 PAPR 值的方法很多,如限幅法、预畸变和畸变补偿法、部分传输序列法等,然而这些方法只能解决 PAPR 值过高的问题,并不能解决 OFDMA 系统中子载波频率偏移的问题。因此可以使用滤波器组代替 OFDMA 系统中的 IFFT 来增强系统的抗频率偏移性能,因为滤波器组的原型函数频率特性比 IFFT 中的矩形窗函数的频率特性更优,能够较好地消除子载波之间的干扰(Inter-Carrier Interference, ICI)<sup>[4-6]</sup>。此外,良好的原型函数频谱特性还能优化系统的功率谱密度(Power Spectral Density, PSD),减少功率泄漏和相邻子带间的干扰,提高信号传输的有效性。

为了降低多载波系统的 PAPR,增强系统的抗频率偏移性能,本文提出了多载波时分多址。MC-TDMA 采用交织映射,降低了系统的 PAPR,采用改进的离散傅里叶变换(Modified Discrete Fourier Transform, MDFT)滤波器组技术,增强了系统的抗频率偏移性能,并且该系统可以同时应用在上行

和下行通信中<sup>[7]</sup>。为了增强 MC-TDMA 系统的灵活性,使其能够更好地适应未来无线通信多样化的业务需求,本文使用快速卷积方案实现 MC-TDMA,通过灵活地调整重叠因子和抽取因子等参数,灵活地调整系统性能<sup>[8]</sup>。

## 2 多载波时分多址

### 2.1 MC-TDMA 系统的结构

MC-TDMA 的系统框如图 1 所示,输入信号  $s(n)$  映射成复数数据符号  $x(n)$ ,时域数据符号通过交织映射被分配至采样位置,交织映射很大程度上降低了系统的 PAPR。然后,把分配后的数据符号通过  $L_A$  点 FFT 变换到频域, $L_A = N_A M$ ,  $N_A$  为用户数, $M$  是分配给每个用户的子载波数目。为了提高时频定位性,需要用重叠因子为  $N_A$  的频域分析滤波器将  $L_A$  点频域数据分割成  $M$  个子带。最后,对  $M$  个子信道信号进行  $M$  点 IFFT 变换。此处,分析滤波器组是减小 PAPR 和增强抗频率偏移特性的关键步骤。相邻子信道需要进行偏移正交幅度调制(Offset Quadrature Amplitude Modulation, OQAM)错位操作,把复数数据符号分解成两个实数数据符号,然后再对信号加 CP 和 P/S 变换,最后经 D/A 变换后进入信道。而接收端的过程正好与发送端相反。

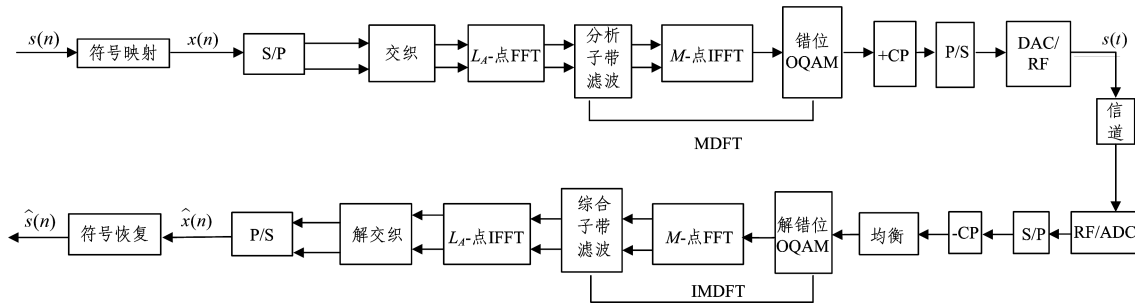


图 1 MC-TDMA 系统框图

Fig. 1 MC-TDMA system

整个 MC-TDMA 的系统框图中最具创新性的关键技术为交织映射技术和改进离散傅里叶变换滤波器组技术。

### 2.2 MC-TDMA 的关键技术

交织映射技术是降低 MC-TDMA 系统的 PAPR 的关键技术。上行和下行通信有所区别。

#### 1) 上行通信

上行 MC-TDMA 符号分配如图 2 所示,  $N_A$  是用户数,  $M$  是分配给每个用户的子载波数,  $L_A = N_A M$ ,  $s$  是变换样本数。在上行通信中,通过交织映射,用  $s$  个样本变换把每个用户的  $M$  个数据符号  $x(r)$  ( $0 \leq r \leq M-1$ ) 映射成  $L_A$  个样本  $\hat{x}(n)$  ( $0 \leq n \leq L_A-1$ )。在交织模式下,每两个非零数据符号  $\hat{x}(n)$  之间都有  $N_A-1$  个 0。图 2 中符号分配前后的输出输入关系如下:

$$\hat{x}(n) = \begin{cases} x(r), n=rN_A+s, & 0 \leq n, s \leq L_A-1, 0 \leq r \leq M-1 \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (1)$$

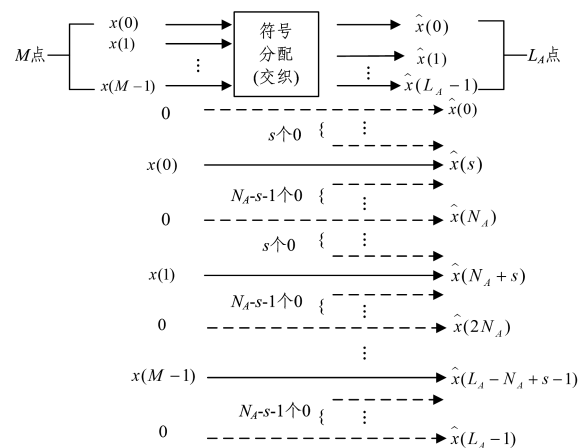


图 2 上行 MC-TDMA 符号分配

Fig. 2 Symbol allocation of uplink MC-TDMA

根据式(1),图 2 中的  $L_A$  点 DFT 输出可以表示为:

$$\hat{X}(k) = \sum_{n=0}^{L_A-1} \hat{x}(n) e^{-j\frac{2\pi}{L_A}kn}, 0 \leq k \leq L_A-1 \quad (2)$$

2)下行通信

下行 MC-TDMA 符号分配如图 3 所示,第  $i(0 \leq i \leq N-1)$  个用户的  $M$  个符号使用图 3 中的交织映射成  $\hat{x}(n)$ 。映射之后,  $\hat{x}(n)$  包括  $N_A$  个不同用户的所有数据符号,图 3 中符号分配前后的输入输出关系表示为:

$$\hat{x}(n) = x_i(r), n = rN_A + i \quad (3)$$

其中,  $0 \leq n \leq L_A - 1, 0 \leq i \leq N_A - 1, 0 \leq r \leq M - 1$ 。根据式 (3),图 3 中的  $L_A$  点 DFT 输出表示为:

$$\hat{X}(k) = \sum_{n=0}^{L_A-1} \hat{x}(n) e^{-j \frac{2\pi}{L_A} kn} \quad (4)$$

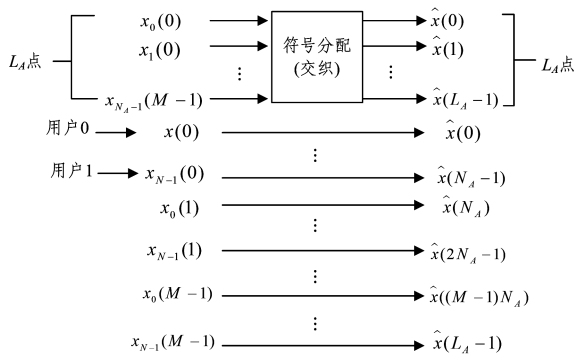


图 3 下行 MC-TDMA 符号分配

Fig. 3 Symbol allocation of downlink MC-TDMA

由于篇幅的限制,下文只研究 MC-TDMA 的下行通信。

改进的离散傅里叶变换滤波器组是 MC-TDMA 的关键组成部分,MDFT 增强了系统的抗频率偏移性能。频域 MDFT 系统的多相分解实现框图如图 4 所示。

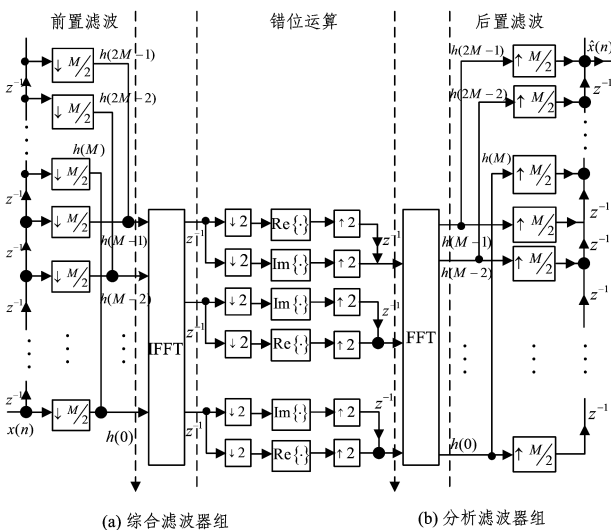


图 4 频域 MDFT 滤波器组的多相分解实现框图

Fig. 4 Multi-phase decomposition of frequency domain MDFT filter banks

MDFT 滤波器组由 3 部分组成:1)前置滤波;2)IFFT 变换;3)信号 OQAM 错位运算。前置滤波和 IFFT 变换完成后,对  $2N_A M$  点符号进行错位运算,最后将得到的  $N_A M$  点复数符号输出。

3 快速卷积多载波时分多址系统的实现

3.1 系统结构的设计

快速卷积的基本思想是,对输入序列  $x(n)$  和滤波器单位脉冲响应  $h(n)$  分别进行 DFT 变换,用频域乘积有效地实现一个高阶滤波器,最后通过 DFT 变换得到时域输出。也可以使用 FFT/IFFT 来快速实现。快速卷积可以表示为<sup>[8-9]</sup>:

$$y(n) = x(n) * h(n) = \text{IFFT}\{\text{FFT}[x(n)] \cdot \text{FFT}[h(n)]\} \quad (5)$$

为了降低计算复杂度,需要对输入长序列进行分块处理,常用的方法有重叠相加(Overlapping Add,OLA)和重叠保留(Overlapping Save,OLS)。本文使用的是重叠相加法。

结合快速卷积和 MC-TDMA 的特点,可以使用快速卷积方法实现多载波时分多址系统,称为快速卷积多载波时分多址(Fast Convolution Multicarrier Time Division Multiple Access,FC-MCTDMA)。

重叠保留法 FC-MCTDMA 的信号处理过程如图 5 所示。图 5(a)是发送端(综合端),输入信号  $x$  进入发送端,其信号处理过程具体为:1)进行交织映射,把符号分配到采样位置;2)进行  $L_A$  点 IFFT 变换,其中  $L_A = N_A M$ ;3)进行 OQAM 错位运算,把一个复数数据分解成两个实数数据,根据重叠因子  $2 \frac{L_{0,k}}{L_k} = 1 - \frac{L_{S,k}}{L_k}$ ,用重叠保留法分别对每个子载波的数据进行分块处理,每块长度为  $L_k$ ,该分块过程是在各个子载波内完成的;4)每个子块进行  $L_k$  点的 FFT 变换;5)信号进入滤波器,与频域采样滤波器相乘,并用时域乘积来代替频域循环卷积,根据重叠因子  $\frac{2N_0}{N} = 1 - \frac{N_S}{N}$ ,将来自不同子载波的数据块合并成长度为  $N$  数据块,然后进行  $N$  点的 IFFT 变换;6)P/S 变换以后,输出信号  $y$ ,进入信道。接收端(分析端)的信号处理过程正好与发送端(综合端)相反。

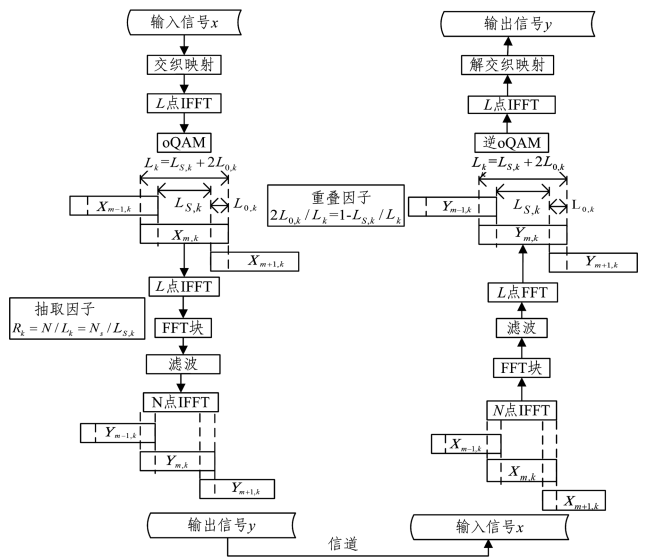


图 5 重叠保留法 FC-MCTDMA 的信号处理过程

Fig. 5 Signal processing procedure of overlapping retention method FC-MCTDMA

FC-MCTDMA 有两个重要参数:抽取因子(Decimation Factor,DF)和重叠因子(Overlap Factor,OF)。合适的参数配

置可以使系统的性能得到优化。

1) 抽取因子

$$R_k = N/L_k = N_S/L_{S,k} \quad (6)$$

其中,  $k$  是子带系数,用于标记重叠保留过程的数据块;  $L_k$  是第  $k$  个子带的短 FFT 长度;  $L_{S,k}$  是第  $k$  个子带的短 IFFT 块的有效数据长度;  $N$  为长 IFFT 块的长度;  $N_S$  为长 IFFT 块中的有效数据长度<sup>[10]</sup>。

由式(6)可知,  $N/L_k$  和  $N_S/L_{S,k}$  必须是整数。抽取因子由 IFFT 的长度决定,每个子带可以被独立配置。IFFT 的长度决定子带频率响应的特性,如果 IFFT 的长度  $L$  选择得合适,滤波器频率响应可以得到优化。一般而言,  $L$  越长意味着可以使用更长的频域滤波器,有助于提高子带滤波的阻带衰减<sup>[11]</sup>。

2) 重叠因子

$$2 \frac{N_0}{N} = 1 - \frac{N_S}{N} = 2 \frac{L_{O,k}}{L_k} = 1 - \frac{L_{S,k}}{L_k} \quad (7)$$

其中,  $N_0$  是  $N$  中无效数据的一半;  $L_{O,k}$  是第  $k$  个子带短 IFFT 块中无效数据长度的一半<sup>[11]</sup>。

重叠因子表示重叠块长度与块总长度的比值,从式(7)可以看出,长 FFT 块和短 IFFT 块具有相同的重叠因子,这是重叠保留快速卷积的基本要求<sup>[12]</sup>。重叠因子的作用是降低快速卷积方案中利用循环卷积实现线性卷积必然出现的循环混叠干扰。更大的重叠因子可以更有效地减少循环混叠干扰。

不仅抽取因子和重叠因子对 FC-MCTDMA 的性能有重要影响,快速卷积所使用的原型滤波器对 FC-MCTDMA 信号功率谱的带外泄漏也有重大影响。因此,原型滤波器的设计是一个关键问题。

3.2 频域采样滤波器的设计

快速卷积的原型滤波器是由频域采样方法构造的,过渡带是由余弦函数产生的离散的频域采样点构成。通过在滤波器的通带添加 1、在阻带添加 0 来改变滤波器的滚降因子。RRC 频域采样滤波器如图 6 所示。

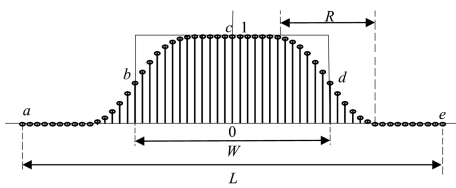


图 6 RRC 频域采样滤波器

Fig. 6 RRC frequency domain sampling filter

假设子带宽度为  $L$ ,滤波器带宽为  $W$ ,滤波器的过渡带长度为  $R$ 。  $a$  和  $e$  分别是滤波器的起点与终点;  $b$  和  $d$  分别是滤波器的两个过渡带的中点,即截止频率;  $c$  是滤波器通带的中点。

滤波器中 0 的个数为:

$$n_0 = L - W - R + 1 \quad (8)$$

滤波器中 1 的个数为:

$$n_1 = W - R + 1 \quad (9)$$

令  $R' = \left\lceil \frac{R}{2} \right\rceil$ ,则滚降因子可以表示为:

$$r = \frac{R'}{n_1/2 + R'} \quad (10)$$

MC-TDMA 采用了 MDFT 滤波器组,这里 MDFT 滤波

器组是利用多相结构实现的。MC-TDMA 的发送端采用的是 MDFT 分析滤波器组,接收端采用的是 MDFT 综合滤波器组。考虑到快速卷积方案的特点,需要把综合滤波器组放置在发送端,分析滤波器组放置在接收端。此时,MDFT 滤波器组的结构也有一些变化,定义为快速卷积改进离散傅里叶变换滤波器组 (Fast Convolution Modified Discrete Fourier Transform, FC-MDFT),它是在频域实现的。FC-MDFT 是 FC-MCTDMA 的重要组成部分。

FC-MDFT 滤波器组的系统框图如图 7 所示,图 7(a)是 FC-MDFT 滤波器组的发送端(综合滤波器组)。信号输入到发送端后,首先对  $N_A M$  点符号进行 OQAM 错位运算,错位运算的输入分为上、下两路,上一路没有延时,但下一路有一位延时。上、下两路信号在分别进行交错的实部和虚部运算后,进行两倍的上采样。其次,分别对每个子载波的数据进行分块处理,完成  $L$  点的 FFT 变化后,进行综合子带滤波,把时域卷积转化为频域乘积,将频域数据与频域采样滤波器相乘。然后,将来自不同子载波的数据块合并成长度为  $N$  的数据块,进行  $N$  点的 IFFT 变换,并将处理后的数据发送给端信道。图 7(b)是 FC-MDFT 滤波器组的接收端(分析滤波器组)。输入信号进行  $N$  点的 FFT 变换、分析子带滤波和  $L$  点的 IFFT 变换以后,进行逆 OQAM 错位运输。上、下两路信号在进行两倍下采样后,分别进行交错的实部和虚部运算,从而保证 FC-MCTDMA 系统的输入符号数与输出一致。

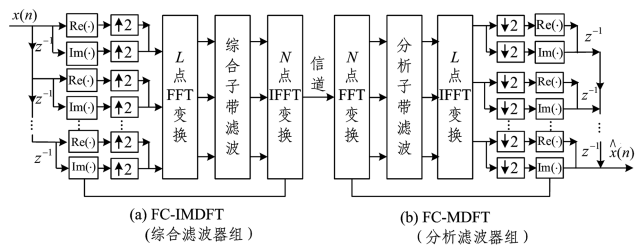


图 7 FC-MDFT 滤波器组的系统框图

Fig. 7 System diagram of FC-MDFT filter group

4 MC-TDMA 和 FC-MCTDMA 的系统性能仿真与分析

4.1 系统复杂度分析

本节将研究 MC-TDMA 和 FC-MCTDMA 的系统复杂度,系统的复杂度用每接收一个复数符号所需要的实数乘法次数和实数加法次数来衡量。因为相同长度的 FFT 和 IFFT 有相同的复杂度,所以仅考虑 FFT 的复杂度。当变换长度的基数为 2 时,根据分裂基算法 (Split-Radix Algorithm),  $N$  点 FFT/IFFT 的实数乘数目和实数加数目分别表示为<sup>[13]</sup>:

$$C_M = N(\log_2(N) - 3) + 4 \quad (11)$$

$$C_A = 3N(\log_2(N) - 1) + 4 \quad (12)$$

若变换长度是  $3^{\wedge}N$  的形式,而  $N$  的基数为 2,则需要 3 个长度为  $N$  的 FFT 变换和  $N$  个基 3 变换。一个基 3 变换包括 4 个实数乘和 12 个实数加。因此,  $3^{\wedge}N$  点 FFT/IFFT 的实数乘数目和实数加数目分别表示为<sup>[7]</sup>:

$$C_M = 3^{\wedge}N(\log_2(N) - \frac{5}{3}) + 12 \quad (13)$$

$$C_A = 9 \hat{N} (\log_2(\hat{N}) + \frac{1}{3}) + 12 \quad (14)$$

定义  $N_A$  为用户数,  $M$  为分配给每个用户的子载波数,  $M_{\text{used}}$  为使用的子载波数,  $K$  为多相滤波器的重叠因子。  $N$  是快速卷积的长 FFT 长度,  $L$  是短 IFFT 长度,  $L_S$  是有用数据长度。

若  $N = 2048, L = \{16, 32\}$ , 重叠因子为  $\{1/4, 1/2\}$ , 用户数  $N_A = 2$ , 每个用户的子载波数  $M = \{16, 32\}, M_{\text{used}} = \{12, 24\}$ , 滤波器重叠因子  $K = \{3, 4\}$ 。 则 MC-TDMA 产生  $M_{\text{used}} N_A / 2$  个复数符号, FC-MCTDMA 产生  $M_{\text{used}} N_A L_S / 2$  个复数符号, MC-TDMA 和 FC-MCTDMA 系统的复杂度对比如表 1 所列。

表 1 MC-TDMA 和 FC-MCTDMA 系统的复杂度对比

方案	FC-MCTDMA			
	$M=16, M_{\text{used}}=12$		$M=32, M_{\text{used}}=24$	
	发送端/接收端	发送端/接收端	发送端/接收端	发送端/接收端
MC-TDMA, $K=3$	234/236	45/49	296/298	64/68
MC-TDMA, $K=4$	286/288	54/58	363/360	78/82
FC-MCTDMA, $L=16, L_S=8$	320	87	178	50
FC-MCTDMA, $L=16, L_S=10$	256	70	143	40
FC-MCTDMA, $L=32, L_S=16$	177	50	106	32
FC-MCTDMA, $L=32, L_S=20$	142	40	85	26

由表 1 可知, MC-TDMA 的系统复杂度随着子载波数和时隙数的增加而增加, 而 FC-MCTDMA 的系统复杂度随子载波数  $M, L$  和  $L_S$  的增加而减小。 虽然当  $M \leq 16, L \leq 16$  和  $L_S \leq 10$  时 FC-MCTDMA 的系统复杂度高于 MC-TDMA, 但是随着  $M, L$  或者  $L_S$  值的增大, FC-MCTDMA 的系统复杂度会低于 MC-TDMA。

#### 4.2 PSD 仿真与分析

若  $N = 1024, L = 32$ , 用户数  $N_A = 2$ , 每个用户的子载波数  $M = 16$ , 采用 QPSK 调制和 RRC 滤波器。 MC-TDMA 和不同重叠因子 FC-MCTDMA 的 PSD 仿真结果如图 8 所示, 重叠因子为  $\{1/8, 1/4, 1/2\}$ , 滚降因子为 1。 MC-TDMA 和不同滚降因子 FC-MCTDMA 的 PSD 仿真结果如图 9 所示, 重叠因子为  $1/4$ , 滚降因子为  $\{0.5, 0.75, 1\}$ 。

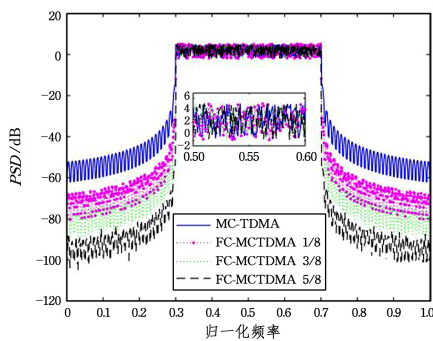


图 8 MC-TDMA 和不同重叠因子 FC-MCTDMA 的 PSD

Fig. 8 PSD of MC-TDMA and different overlap factors FC-MCTDMA

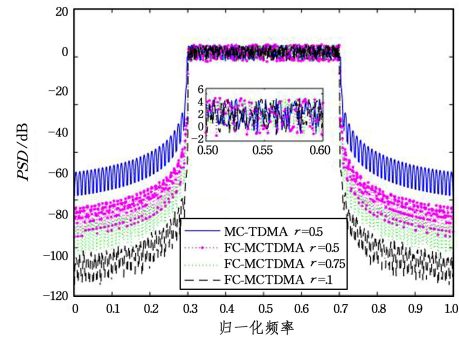


图 9 MC-TDMA 和不同滚降因子 FC-MCTDMA 的 PSD

Fig. 9 PSD of MC-TDMA and different roll-off factors FC-MCTDMA

由图 8 和图 9 可知, 当重叠因子和滚降因子增加到某一值时, FC-MCTDMA 的 PSD 性能优于 MC-TDMA; 随着重叠因子和滚降因子的增加, FC-MCTDMA 的频谱旁瓣衰减得更快, 带外泄漏更低, 这是因为增加重叠因子和滚降因子降低了系统的循环混叠干扰。

#### 4.3 带内干扰仿真与分析

带内干扰 (In-band Interference, IBI) 是指一个子载波分块后相邻数据块间的相互干扰, 它是系统性能的一个重要指标。 假设 FC-MCTDMA 系统子信道的传输符号数为  $C, L$  点数据段中的非重叠点占  $L_s$  个, 则每个数据段传输的有效数据为  $L_s/2$  个, 重叠保留法划分数据段的总数为  $J = \frac{2C}{L_s}$ 。 规定数据段中第  $n$  个有效数据处的带内干扰为:

$$I_n = \frac{1}{J} \sum_{t=1}^J |out_{t,n} - in_{t,n}|^2, n=1, \dots, \frac{L_s}{2} \quad (15)$$

其中,  $out_{t,n}$  是经调制系统解调的第  $t$  个数据段中的第  $n$  个输出信号;  $in_{t,n}$  是对应的输入信号。

由于传统 MC-TDMA 并不是对数据进行分块处理, 不能研究其带内干扰, 因此只研究 FC-MCTDMA 的带内干扰。 由于 FC-MCTDMA 的发送端 (综合端) 要进行两倍上采样 (插值), 因此发送端在进行分块时, 每块的长度为  $\frac{L}{2}$ 。

若  $N = 2048, L = 32$ , 用户数  $N_A = 2$ , 每个用户的子载波数  $M = 16$ , 采用 QPSK 调制和 RRC 滤波器。 则不同重叠因子 FC-MCTDMA 的带内干扰仿真结果如图 10 所示, 重叠因子为  $\{1/8, 2/8, 3/8, 4/8, 5/8\}$ , 滚降因子为  $r=1$ 。 图 10 中, 纵坐标是均分误差, 横坐标是相邻数据符号的相对相位, 通常进行归一化。 不同滚降因子 FC-MCTDMA 的带内干扰仿真结果如图 11 所示, 重叠因子为  $1/4$ , 滚降因子为  $r = \{0.5, 0.75, 1\}$ 。

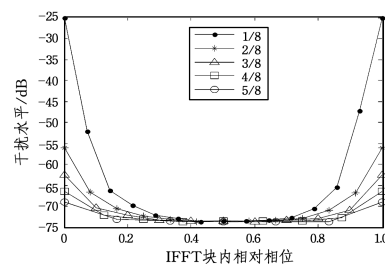


图 10 不同重叠因子 FC-MCTDMA 的带内干扰

Fig. 10 In-band interference with different overlap factors FC-MCTDMA

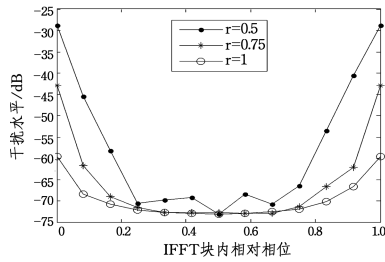


图 11 不同滚降因子 FC-MCTDMA 的带内干扰

Fig. 11 In-band interference with different roll-off factors FC-MCTDMA

由图 10 和图 11 可知,带内干扰曲线是对称的,随着重叠因子和滚降因子的增加,边缘符号的带内干扰逐渐变小。就某一条曲线而言,边缘符号的干扰高于中间符号的干扰,而越靠近中心位置的符号干扰越小,中点位置的符号干扰最小。这是因为快速卷积方案在进行信号处理时,不可避免地会出现循环混叠干扰,而增加重叠因子和滚降因子可以减少 FC-MCTDMA 系统的循环混叠干扰,进而减少系统的带内干扰。边缘符号受相邻块的干扰大,越靠近中心位置受到的干扰越小。

4.4 SER 仿真与分析

误码率(Symbol Error Rate, SER)表示错误码元数与总码元数的比值,它是衡量系统性能的一个重要指标。本文采用 3GPP 定义的扩展步行 A 信道模型(EPA),其属于多径衰落信道。

若用户数  $N_A = 2$ , 每个用户的子载波数  $M = 32$ , 采用 QPSK 调制方式和 RRC 滤波器,滚降因子  $r = 1$ , 采用步行信道,迫零均衡方式。则 MC-TDMA 和不同重叠因子 FC-MCTDMA 的 SER 仿真结果如图 12 所示,  $N = 1024, L = 16$ , 重叠因子为  $\{2/8, 3/8, 4/8\}$ 。MC-TDMA 和不同抽取因子 FC-MCTDMA 的 SER 仿真结果如图 13 所示,  $N = 4096$ , 重叠因子为  $1/2, L = \{16, 32, 64\}$ , 抽取因子为  $\{256, 128, 64\}$ 。

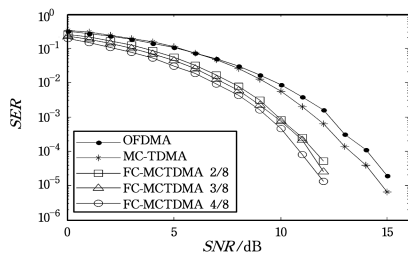


图 12 MC-TDMA 和不同重叠因子 FC-MCTDMA 的 SER

Fig. 12 SER of MC-TDMA and different overlap factors FC-MCTDMA

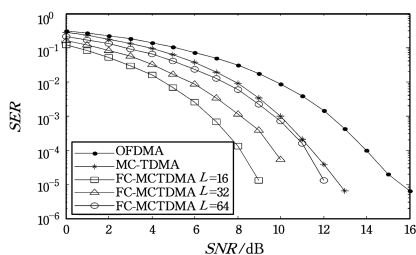


图 13 MC-TDMA 和不同抽取因子 FC-MCTDMA 的 SER

Fig. 13 SER of MC-TDMA and different decimation factors FC-MCTDMA

由图 12 和图 13 的仿真结果可知,MC-TDMA 的 SER 低于 OFDMA;当重叠因子大于或等于 2/8,抽取因子大于或等于 64 时,FC-MCTDMA 的 SER 低于 OFDMA 和 MC-TDMA。随着重叠因子和抽取因子的增加,FC-MCTDMA 的 SER 变得更低。这是因为增加重叠因子和抽取因子降低了系统的循环混叠干扰,进而降低了系统的 SER。

4.5 PAPR 仿真与分析

PAPR 是衡量多载波系统性能的一个重要指标,常用互补累计分布函数(Complementary Cumulative Distribution Function, CCDF)来表示。

若  $N = 1024, L = 16$ , 重叠因子为 1/4, 用户数  $N_A = 2$ , 每个用户的子载波数  $M = 16$ , RRC 滤波器的滚降因子  $r = 1$ , 采用 QPSK 调制方式。则 MC-TDMA 和 FC-MCTDMA 系统的 PAPR 仿真结果如图 14 所示, MC-TDMA 的 PAPR 明显低于 OFDMA 和 SC-FDMA, 而 FC-MCTDMA 的 PAPR 略低于 MC-TDMA。研究表明,由于 MC-TDMA 采用了交织映射和更短的 IFFT 变换长度,其 PAPR 远低于 OFDMA 和 SC-FDMA, 这是 MC-TDMA 系统的一个重要优点。FC-MCTDMA 可以将数据分成更小的数据块,有更小的 FFT 长度,因此有更低的 PAPR,且可以通过改变 FFT 的长度,灵活地调整系统的 PAPR 性能。

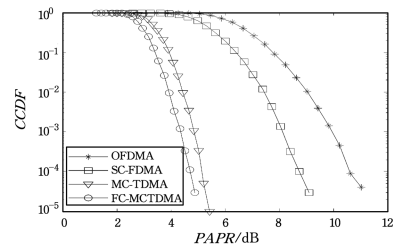


图 14 MC-TDMA 和 FC-MCTDMA 系统的 PAPR

Fig. 14 PAPR for MC-TDMA and FC-MCTDMA

**结束语** 为了解决 LTE 标准中 OFDMA 和 SC-FDMA 对频率偏移敏感和 OFDMA 的 PAPR 过高的问题,本文提出了 MC-TDMA。该系统采用交织映射和 MDFT 滤波器组,可以有效地降低系统的 PAPR,增强系统的抗频率偏移性能。为了应对 5G 复杂的应用场景,增强系统的灵活性,本文使用快速卷积方案实现 MC-TDMA。分别从系统结构、频域采样滤波器和 MDFT 滤波器组几个方面对系统进行设计;并分别对 FC-MCTDMA 系统的复杂度、PSD、带内干扰、SER 和 PAPR 进行仿真与分析,同时还与 MC-TDMA 进行比较。研究表明,使用快速卷积方案实现 MC-TDMA,当重叠因子、抽取因子和滚降因子超过某一值时,其 PSD、SER 和 PAPR 性能会优于 MC-TDMA。当满足一定条件时,其复杂度也会低于 MC-TDMA。

参考文献

[1] FARHANG-BOROJENY B. OFDM Versus Filter Bank Multicarrier[J]. Signal Processing Magazine IEEE, 2011, 28(3): 92-112.  
 [2] LEE D, SEO H, CLERCKX B, et al. Coordinated multipoint transmission and reception in LTE-advanced: deployment scenarios and operational challenges[J]. IEEE Communications Magazine, 2012, 50(2): 148-155.

- 徐佩佩, 邵春福. 城市公共交通网络 RLP 建模及复杂性分析 [J]. 武汉理工大学学报(交通科学与工程版), 2016, 40(2): 321-325.
- [6] WANG T, CHEN J. Space P-Based Urban Public Transit Complex Network Characteristics of Different-Scale Cities [C] // Cota International Conference of Transportation Professionals. IEEE: Piscataway, NJ, 2016: 913-923.
- [7] WATTS D J, STROGATZ S H. collective dynamics of 'small world' networks [J]. Nature, 1998, 393(5): 440-442.
- [8] BARABASI A L, ALBERT R. Emergence of Scaling in Random Networks [J]. Science, 1999, 286(9): 509-512.
- [9] ZHANG H, ZHAO P, GAO J, et al. The Analysis of the Properties of Bus Network Topology in Beijing Basing on Complex Networks [J]. Mathematical Problems in Engineering, 2012, 10(1): 127-148.
- [10] ZHANG N, MAO G. A Multilevel Simplification Algorithm for Computing the Average Shortest-Path Length of Scale-Free Complex Network [J]. Journal of Applied Mathematics, 2014, 26(4): 1-6.
- [11] LIU H, ZHOU G G, FU P H. Local Evolving Model Research of Layered Supply Chains Complex Networks [J]. Computer Science, 2013, 40(2): 270-273. (in Chinese)  
柳虹, 周根贵, 傅培华. 分层供应链复杂网络局部演化模型研究 [J]. 计算机科学, 2013, 40(2): 270-273.
- [12] XU Q, ZU Z H, XU Z J, et al. Space P-Based Empirical Research on Public Transport Complex Networks in 330 Cities of China [J]. Journal of Transportation Systems Engineering & Information Technology, 2013, 13(1): 193-198.
- [13] WEHMUTH K, ZIVIANI A. Distributed assessment of the closeness centrality ranking in complex networks [C] // The Workshop on Simplifying Complex Networks for Practitioners. ACM: New York, NY, 2012: 43-48.
- [14] TIAN Y, LIU Z G. Detecting Most Influential Nodes in Complex Networks by KSN Algorithm [J]. Computer Science, 2015, 42(11A): 296-300. (in Chinese)  
田艳, 刘祖根. 利用 KSN 算法发现网络中有影响力的结点 [J]. 计算机科学, 2015, 42(11A): 296-300.
- [15] HU P, FAN W L. Invulnerability of urban transit network under different attack modes [J]. Application Research of Computers, 2014, 31(11): 3385-3391. (in Chinese)  
胡萍, 范文礼. 不同攻击模式下城市公交网络抗毁性分析 [J]. 计算机应用研究, 2014, 31(11): 3385-3391.
- [16] SUN D H, FU Q S, LI Y F. Forecasting of Public Traffic Passenger Volume Based on Quantum Neural Network [J]. Journal of Chongqing University of Technology (Natural Science), 2011, 25(2): 96-99, 111. (in Chinese)  
孙棣华, 付青松, 李永福. 基于量子神经网络的公交客流量预测 [J]. 重庆理工大学学报(自然科学), 2011, 25(2): 96-99, 111.
- 
- (上接第 93 页)
- [3] MYUNG H G, GOODMAN D J. Single Carrier FDMA: a New Air Interface for Long Term Evaluation [M]. New York: A John Wiley and Sons, Ltd, Publication, 2008.
- [4] SCHAICH F, WILD T. Waveform contenders for 5G OFDM vs. FBMC vs. UFMC [C] // 2014 6<sup>th</sup> International Symposium on Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP). Athens: IEEE, 2014: 457-460.
- [5] RENFORS M, SIOHAN P, FARHANG-BOROJENY B, et al. Filter Banks for Next Generation Multicarrier Wireless Communications [J]. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2010, 41(11): 1-2.
- [6] LUO S, YAN F. Research and Comparison of Methods for Reducing PAPR in OFDM Systems [J]. Shanxi Electronic Technology, 2010(1): 44-45. (in Chinese)  
罗山, 严凡. OFDM 系统中降低 PAPR 的方法研究及比较 [J]. 山西电子技术, 2010(1): 44-45.
- [7] 王光宇, 陈前斌, 邵凯, 等. 一种多载波时分复用调制/解调方法及系统: 中国, 201510147917. 9 [P]. 2015-03-31.
- [8] RENFORS M, YLI-KAAKINEN J. Channel equalization in fast-convolution filter bank based receivers for professional mobile radio [C] // 2014 20th European Wireless Conference. Barcelona, 2014: 1-5.
- [9] RENFORS M, YLI-KAAKINEN J, HARRIS F J. Analysis and design of efficient and flexible fast-convolution based multirate filter banks [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(15): 3768-3783.
- [10] SHAO K, ALHAVA J, YLI-KAAKINEN J, et al. Fast-convolution implementation of filter bank multicarrier waveform processing [C] // 2015 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). Lisbon, 2015: 978-981.
- [11] RENFORS M, HARRIS F. Highly adjustable multirate digital filters based on fast convolution [C] // 2011 20th European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD). Linköping, 2011: 9-12.
- [12] RENFORS M, YLI-KAAKINEN J. Timing offset compensation in fast-convolution filter bank based waveform processing [C] // 2013 10th International Symposium Wireless Communication Systems (ISWCS). Ilmenau, 2013: 1-5.
- [13] YLI-KAAKINEN J, RENFORS M. Fast-convolution filter bank approach for non-contiguous spectrum use [C] // 2013 Future Network and Mobile Summit. Lisboa, 2013: 1-10.
- [14] BALTAR L G, SCHAICH F, RENFORS M, et al. Computational complexity analysis of advanced physical layers based on multicarrier modulation [C] // 2011 Future Network & Mobile Summit (FutureNetwork). Warsaw: IEEE Press, 2011: 1-8.