

文章编号: 2095-4980(2020)01-0050-07

## 基于 GFDM 的空口波形实现及干扰抑制

李 婷<sup>1</sup>, 杨 阳<sup>2</sup>, 朱立东<sup>2</sup>, 谭 琪<sup>2</sup>, 张少雄<sup>2</sup>, 汤 辉<sup>1</sup>

(1.中国西南电子技术研究所, 四川 成都 610036; 2.电子科技大学 通信抗干扰技术国家级重点实验室, 四川 成都 610036)

**摘要:** 广义频分复用(GFDM)具有比正交频分复用(OFDM)更低的峰均功率比(PAPR)和带外频谱泄露。因为本身固有的子载波间干扰(ICI), 传统GFDM解调具有较高复杂度。本文基于导频子载波, 提出一种适用于卫星通信的数据辅助干扰消除GFDM接收算法, 消除了匹配滤波(MF)接收中的子载波干扰, 降低了误符号率(SER)。仿真结果与复杂度分析表明, 本文所提算法优于传统串行干扰消除匹配滤波算法, 有助于促进GFDM在天地一体化通信系统中的应用。

**关键词:** 广义频分复用; 天地一体化通信系统; 干扰消除; 匹配滤波

中图分类号: TN927

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2018093

## An implementation of air interface waveform based on GFDM and Interference Cancellation

LI Ting<sup>1</sup>, YANG Yang<sup>2</sup>, ZHU Lidong<sup>2</sup>, TAN Qi<sup>2</sup>, ZHANG Shaoxiong<sup>2</sup>, TANG Hui<sup>1</sup>

(1.Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu Sichuan 610036, China; 2.National Key Laboratory of Science and Technology on Communication, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu Sichuan 610036, China)

**Abstract:** Generalized Frequency-Division Multiplexing(GFDM) has lower Peak to Average Power Ratio(PAPR) and out-of-band than OFDM. However, the traditional GFDM receivers have high complexity due to the intrinsic Inter-Carriers-Interference(ICI). Based on designed pilot subcarriers, a new data-aided Interference Cancellation(IC) GFDM receiver is proposed for satellite communications in this paper. The improved algorithm solves the problem of inter-subcarriers interference in Matched Filtering(MF) receiver and decreases the receiving Symbol Error Rate(SER) obviously. The simulation results and the complexity analysis prove that the proposed GFDM receiver performed significantly better than traditional GFDM receiver at reasonable computational cost, which can promote the application of GFDM in hybrid S-T communication systems.

**Keywords:** Generalized Frequency-Division Multiplexing; integrated space-ground communication system; Interference Cancellation; matched filtering

当今地面移动通信系统发展经历了模拟信号(1G)到基于 IMT2000 标准的 GSM(2G), 到现在的 LTE(4G)系统。作为典型的空中接口技术, 正交频分复用(OFDM)广泛用于宽带通信系统。相比于单载波调制, OFDM 频谱效率更高, 有更小的符号间干扰(Inter-Symbol Interference, ISI)和更简单的均衡器<sup>[1]</sup>。但随着 5G 时代的迫近, 传统 OFDM 在未来通信中暴露出许多缺点, 如较高的带外辐射、对同步错误敏感以及循环前缀带来的频谱效率降低<sup>[2]</sup>。

传统 OFDM 面对未来通信存在多种缺点, 新型空中接口技术——广义频分复用(GFDM)被提出<sup>[3]</sup>。GFDM 将时间和频率资源分为独立的块, 每个子载波包含一定的子符号, 子载波和子符号的数目在不同场景可灵活配置<sup>[4]</sup>, 因此 GFDM 与带循环前缀的正交频分复用(Cyclic Prefix-OFDM, CP-OFDM)和单载波频域均衡(Single Carrier-Frequency Domain Equalizer, SC-FDE)相兼容。同时, GFDM 有效结合多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)技术, 使 LTE 向 5G 平滑过渡<sup>[5]</sup>。另外, GFDM 中采用原型滤波器以减小带外辐射。在硬件上, GFDM 与 OFDM 相同, 可以由 FFT 与 IFFT 实现。

收稿日期: 2018-04-27; 修回日期: 2019-01-01

作者简介: 李 婷(1986-), 女, 高级工程师, 主要从事飞行器测控通信系统总体技术、空间移动通信网络、阵列信号处理方面的研究工作。  
email: liting142@126.com

文献[6]和文献[7]指出, GFDM 可以提供非常低的带外辐射;文献[8]也指出 GFDM 具有较低的峰值-平均功率比(PAPR)以及带外辐射。显然,选择的滤波器不同,GFDM 系统的 PAPR 和带外辐射也不同。文献[9]指出,使用设计的原型滤波器对子载波进行滤波,可以限制 GFDM 中只有相邻子载波间产生载波间干扰,从而减少子载波之间的能量泄漏,并增加 GFDM 系统对频偏以及窄带干扰的容忍度。文献[10]表明,通过咬尾技术,可以将 GFDM 发送端的滤波过程转化为循环卷积,可以省略由于原型滤波器的拖尾消耗的保护间隔长度。另外,文献[11]提到,GFDM 也可以很好地匹配多输入多输出系统。

虽然 GFDM 相比于 OFDM 有许多优势,但相邻子载波间的非正交性提高了子载波间的干扰<sup>[12]</sup>。因此,必须提出干扰消除算法保证较低的误比特率(Bit Error Rate, BER)。典型 GFDM 系统主要包括匹配滤波(MF)接收器、迫零(Zero Forcing, ZF)接收器和最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)接收器<sup>[13]</sup>。

## 1 GFDM

GFDM 是一种灵活的多载波调制机制,也是 5G 系统感兴趣的新波形技术<sup>[14]</sup>。GFDM 是 OFDM 的推广,即在时域和频域块结构中对数据进行调制,每个块包含多个子符号和子载波。子载波通过时域和频域上循环移位的滤波器进行滤波。最后在数据块外增加一个循环前缀(CP)以改善频谱效率<sup>[15]</sup>。

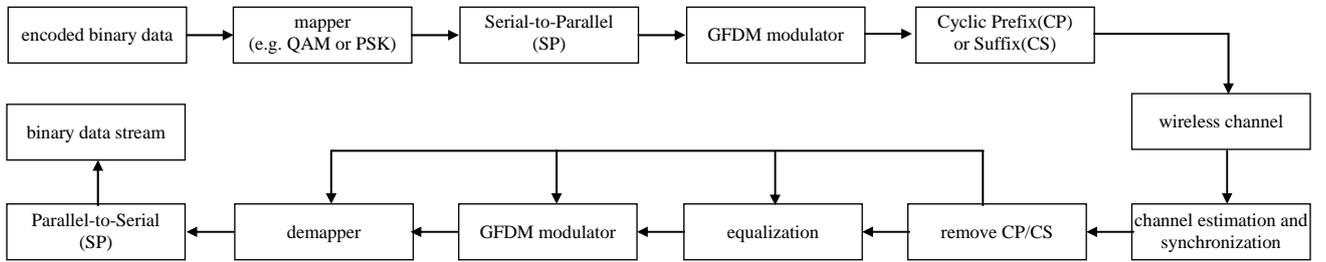


Fig.1 Block diagram of the GFDM transceiver

图1 典型的 GFDM 系统

典型的 GFDM 收发系统如图 1 所示。对数据进行编码,映射到星座图上。 $\mathbf{d}$  表示  $N$  元符号向量, $N$  为  $K$  与  $M$  的乘积, $K$  为子载波数, $M$  为子符号数, $\mathbf{d}$  被分为  $K$  个子载波部分,每个子载波包含  $M$  个子符号, $\mathbf{d}$  可以用块矩阵表示为:

$$\mathbf{D} = [\mathbf{d}_0 \ \mathbf{d}_1 \ \cdots \ \mathbf{d}_{K-1}]^T = \begin{bmatrix} d_{0,0} & \cdots & d_{0,M-1} \\ \vdots & & \vdots \\ d_{K-1} & \cdots & d_{K-1,M-1} \end{bmatrix}, KM = N \quad (1)$$

式中  $d_{k,m}$  表示第  $k$  个子载波与第  $m$  个子符号。

GFDM 调制中  $d_{k,m}$  由相应的  $g_{k,m}$  进行传输。

$$g_{k,m}[n] = g[(n - mK) \bmod N] w^{kn}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

式中  $w^{kn} = e^{j2\pi \frac{k}{K}n}$ 。

与滤波器组多载波和通用滤波多载波中的滤波器不同,  $g_{k,m}$  在时域上有循环移位的特性,等价于在频域上的复指数平移<sup>[16]</sup>。 $x[n]$ 可由脉冲成形算法得到:

$$x[n] = \sum_{k=0}^{K-1} x_k[n] = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} d_{k,m} g_{k,m}[n] \quad (3)$$

式中  $n=0, 1, \dots, MK-1$ , 传输信号重新表示为:

$$x[n] = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} d_{k,m} \delta(n - mK) \otimes g[n] e^{j2\pi \frac{k}{K}n} \quad (4)$$

式中  $\delta[\cdot]$  为冲激函数。得到传输信号采样  $\mathbf{x} = [x(0), x(1), \dots, x(N-1)]^T$  后, GFDM 调制可用矩阵形式表示为:

$$\mathbf{x} = \mathbf{T} \mathbf{d} \quad (5)$$

式中  $\mathbf{T}$  为  $N$  阶矩阵,  $\mathbf{T}$  矩阵表示调制过程中的运算,这些运算可以在频域或时域上进行。最后在  $\mathbf{x}$  上添加循环前缀得到  $\mathbf{x}_t$ , CP 的长度为  $N_{cp}$ , 传统 OFDM 一个符号需要一个 CP, 而 GFDM 所有子符号只需要一个 CP 的开销。因此 GFDM 的频谱效率高于传统 OFDM。

无线信道的传输可以用以下模型表示：

$$\mathbf{r}_t = \mathbf{H}_t \mathbf{x}_t + \mathbf{w}_t \quad (6)$$

式中： $\mathbf{r}_t$ 为接收信号； $\mathbf{H}_t$ 为信道传输矩阵； $\mathbf{w}_t$ 为加性白高斯噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)噪声干扰。信道冲激响应为 $\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_{N_{\text{ch}}-1}]^T$ ，设 $N_{\text{CP}}$ 为循环前缀长度， $N_{\text{CP}}$ 必须大于 $N_{\text{ch}}$ ，否则由于多径衰落会引起ISI。假设完全同步和正确消除CP，接收信号为：

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (7)$$

式中： $\mathbf{H}$ 为 $N$ 阶矩阵； $\mathbf{w} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_w^2 \mathbf{I}_N)$ ，方差为 $\sigma_w^2$ ， $\mathbf{I}_N$ 为 $N$ 阶单位矩阵。信道影响可以通过均衡器解决，与传统OFDM均衡类似，典型的频域均衡表示为：

$$\mathbf{y} = \text{IFFT} \left[ \text{FFT}(\mathbf{r}) / \text{FFT}(\hat{\mathbf{h}}) \right] \quad (8)$$

$\hat{\mathbf{h}}$ 由信道估计得到。信号经过解调后：

$$\mathbf{d}_r = \mathbf{R}\mathbf{y} \quad (9)$$

式中： $\mathbf{R}$ 为 $N$ 阶接收矩阵，有：

$$\begin{cases} \mathbf{R}_{\text{MF}} = \mathbf{T}^H \\ \mathbf{R}_{\text{ZF}} = (\mathbf{T}^H \mathbf{T})^{-1} \mathbf{T}^H \\ \mathbf{R}_{\text{MMSE}} = \left( \frac{\sigma_w^2}{\sigma_d^2} \mathbf{I} + \mathbf{T}^H \mathbf{T} \right)^{-1} \mathbf{T}^H \end{cases} \quad (10)$$

式中 $\sigma_d^2$ 为数据符号的方差。基于匹配滤波的解调算法中 $\mathbf{R}_{\text{MF}} = \mathbf{T}^H$ ，使得每个子载波中的检测信噪比最大。考虑到子符号间干扰时，匹配滤波无法消除，基于迫零滤波的算法可以消除子符号间的ISI。如果传输矩阵 $\mathbf{T}$ 是方阵且其逆矩阵存在，则 $\mathbf{R}_{\text{MF}}$ 为 $\mathbf{T}^{-1}$ 。当信噪比较高时，迫零算法要优于匹配滤波。但在低信噪比时，由于放大噪声，迫零算法会降低性能<sup>[17]</sup>。基于最小均方误差的算法平衡了ISI和噪声放大的问题，需要计算出逆矩阵，复杂度更高，但性能优于迫零和匹配滤波算法<sup>[18]</sup>。另外，MMSE算法必须准确评估信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)。MF算法与之相比复杂度更低<sup>[19]</sup>，更适用于功率以及设备受限的情况，比如卫星通信系统。

## 2 GFDM 系统收发过程

GFDM系统调制过程可以用 $\mathbf{x} = \mathbf{T}\mathbf{d}$ 来表示，列向量为 $[g_{k,m}[n]]^T$ ，通过式(4)可得时域上的调制为：

$$\mathbf{x} = \sum_{m=0}^{M-1} \mathbf{C}_t^{(m)} \mathbf{D}_t^{(M)} \mathbf{Q}_t^{(M)} \mathbf{W}_K^H \mathbf{d}_m \quad (11)$$

式中： $\mathbf{d}_m = [d_{0,m}, d_{1,m}, \dots, d_{K-1,m}]^T$ 为数据矩阵 $\mathbf{D}$ 的列向量，也是第 $m$ 个子符号； $\mathbf{W}_K^H$ 为 $K$ 阶IDFT矩阵，定义为：

$$\mathbf{W}_K^H = \{w_{i,j}\}_{K \times K} = \left\{ \exp \left( j2\pi \frac{ij}{K} \right) \right\}, i, j = 0, 1, \dots, K-1 \quad (12)$$

$\mathbf{Q}_t^{(M)} = [\mathbf{I}_K, \mathbf{I}_K, \dots, \mathbf{I}_K]^T$ 是由 $M$ 个重复的 $K$ 阶矩阵 $\mathbf{I}_K$ 形成，相当于对数据符号进行上采样； $\mathbf{D}_t^{(N)}$ 为滤波，其对角线元素为原型滤波器 $g[n]$ ，其余元素为0； $\mathbf{C}_t^{(m)}$ 由时域上循环移位的矩阵得到，定义为：

$$\mathbf{C}_t^{(0)} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_K & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{I}_K & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{I}_K \end{bmatrix}_{MK \times MK} ; \quad \mathbf{C}_t^{(1)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \mathbf{I}_K \\ \mathbf{I}_K & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{I}_K & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \end{bmatrix}_{MK \times MK} \quad (13)$$

最后， $M$ 个子符号总和就是传输信号。由于时域和频域的一致性，GFDM的调制算法也可通过频域实现。传输过程可以表示为：

$$\mathbf{x} = \mathbf{W}_N^H \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{C}_t^{(k)} \mathbf{D}_t^{(L)} \mathbf{Q}_t^{(L)} \mathbf{W}_M \mathbf{d}_k \quad (14)$$

第 $K$ 个子载波的符号 $\mathbf{d}_k$ 为数据矩阵 $\mathbf{D}$ 的列向量。 $\mathbf{d}_k$ 中有 $M$ 个元素。首先，调制过程在频域中通过 $M$ 阶DFT矩阵乘法实现。 $\mathbf{Q}_t^{(L)} = [\mathbf{I}_M, \mathbf{I}_M, \dots, \mathbf{I}_M]^T$ 是由重复的 $L$ 个 $M$ 阶单位矩阵 $\mathbf{I}_M$ 组成， $L$ 是个重要的参数，决定了子载波

的混叠系数。频域上的滤波在子载波上实现,  $\mathbf{D}_f^{(L)}$  的对角元素为  $g[n]$  的频域形式, 即下采样因子为  $N/L$ , 通常为了简单, 取  $L=2$ 。

最后, 在频域上通过循环矩阵  $\mathbf{C}_f^{(k)}$ ,  $K$  个子载波相加并且转换为时域形式。  $\mathbf{C}_f^{(k)}$  定义为:

$$\mathbf{C}_f^{(0)} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{LM/2} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \mathbf{I}_{LM/2} \end{bmatrix}^T; \quad \mathbf{C}_f^{(1)} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{I}_{LM/2} & \cdots & 0 & 0 \\ \mathbf{I}_{LM/2} & 0 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (15)$$

分别考虑时域和频域上的算法复杂度, 可设为  $C_{ix\_t}$  与  $C_{ix\_f}$ 。假设算法复杂度等于复值乘法次数, 忽略加法次数,  $C_{ix\_t}$  与  $C_{ix\_f}$  表示为:

$$\begin{cases} C_{ix\_t} = \frac{1}{2}KM \log_2 K + KM^2 \\ C_{ix\_f} = \frac{1}{2}KM \log_2 M + KML + \frac{1}{2}KM \log_2 KM \end{cases} \quad (16)$$

式中:  $\frac{1}{2}KM \log_2 M$  为  $K$  次  $M$  点 FFT 运算;  $KML$  为匹配滤波运算;  $\frac{1}{2}KM \log_2 KM$  为  $KM$  个点的 IFFT 运算。显然,  $C_{ix\_t}$  小于  $C_{ix\_f}$ , GFDM 时域上的调制算法更适合于卫星通信。

与调制过程相对应, GFDM 解调过程也在时域和频域上进行。为方便推导, 假设收发同步以及信道无噪声干扰。解调算法采用匹配滤波, 因为匹配滤波具有较低的复杂度和对卫星通信较好的兼容性。匹配滤波算法在时域中表示为:

$$\begin{cases} \hat{y}[n] = \left[ y[n] \exp\left(-j2\pi n \frac{k}{K}\right) \right] \otimes g[n] \\ \hat{d}_{k,m} = \hat{y}[n = mK] \end{cases} \quad (17)$$

式中  $y[n] = x[n]$ 。由式(17)可知, 时域中的解调过程由于圆周卷积具有较高的复杂度, 频域上的匹配滤波效率更高。可用矩阵形式表示为:

$$\hat{\mathbf{d}}_{k,m} = \mathbf{T}^H \mathbf{y} \quad (18)$$

假设  $\mathbf{y} = \mathbf{x}$ , 结合式(14)和式(18),  $\hat{\mathbf{d}}_k = [d_{k,0}, d_{k,1}, \dots, d_{k,M-1}]^T$  可由  $\hat{\mathbf{d}}_k = \mathbf{W}_M^H (\mathbf{Q}_f^{(L)})^T (\mathbf{D}_f^{(L)})^H (\mathbf{C}_f^{(k)})^T \mathbf{W}_N \mathbf{y}$  得到。通过与 DFT 矩阵  $\mathbf{W}_N$  的乘法  $N$  点 FFT 运算, 接收信号变换为频域信号, 矩阵  $(\mathbf{C}_f^{(k)})^T$  表示  $\mathbf{C}_f^{(k)}$  的逆运算, 在频域上下变频第  $k$  个子载波, 子载波圆周平移到零频。匹配滤波算法中的矩阵运算  $\mathbf{D}_f^{(L)}$ , 等效于时域中的圆周卷积。与调制滤波矩阵相同,  $\mathbf{D}_f^{(L)}$  也是一个对角矩阵:

$$(\mathbf{D}_f^{(L)})^H = \left[ \text{conj}(\mathbf{D}_f^{(L)}) \right]^T \quad (19)$$

对角元素为  $LM$  个采样点, 由原型滤波器  $g[n]$  的  $N$  个频域数据点下采样得到。由于原型滤波器  $g[n]$  的特性, 子载波的宽度为  $LM$ 。

最后, 通过  $M$  点的 IFFT 和星座图解映射, 第  $k$  个子载波的  $M$  个子符号被消除。

### 3 GFDM 算法的改进

在 GFDM 系统中, 原型滤波器  $g[n]$  的频率系数  $G[n] = W_N g[n]$ , 决定了每个子载波的波形。有的滤波器如升余弦滤波器由于较好的低通特性可作为原型滤波器, 过渡带的陡峭程度取决于滚降系数  $\alpha$ 。当  $\alpha=0$  时, 滤波器在频域中的波形是一个矩形脉冲; 当  $\alpha=1$  时, 波形宽度是矩形脉冲的 2 倍。可以通过设计频域上波形来减少 ICI 干扰和带外辐射。但由于子载波的宽度是子载波间隙的  $L$  倍, 相邻子载波的 ICI 无法通过设计波形来消除。设  $L=2$ , 则子载波宽度为  $2M$ , 子载波间隙为  $M$ , 在相邻子载波间有  $M$  个采样点重叠。

在卫星通信系统中, 接收器的复杂度受限于设备。当接收滤波器是频域上的匹配滤波器, 检测的信噪比为最大, 但无法降低子载波的相互干扰, 从而影响误符号率(SER), 因此必须在匹配滤波接收器中采用干扰消除算法来提高接收器的性能。

考虑匹配滤波器算法, 如式(20)所示, 设  $\mathbf{G}_1$  为上升沿,  $\mathbf{G}_2$  为下降沿, 都为  $M$  阶对角矩阵, 频域上的匹配滤波算式可改写为:

$$\mathbf{y}_k = \left( \mathbf{Q}_f^{(L)} \right)^T \left( \mathbf{D}_f^{(L)} \right)^H \left( \mathbf{C}_f^{(k)} \right)^T \mathbf{W}_N \mathbf{y} = \mathbf{G}_1 \mathbf{G}_1 \mathbf{d}_k^f + \mathbf{G}_2 \mathbf{G}_1 \mathbf{d}_{k-1}^f + \mathbf{G}_2 \mathbf{G}_2 \mathbf{d}_k^f + \mathbf{G}_1 \mathbf{G}_2 \mathbf{d}_{k+1}^f =$$

$$\left( \mathbf{G}_1 \mathbf{G}_1 + \mathbf{G}_2 \mathbf{G}_2 \right) \mathbf{d}_k^f + \mathbf{G}_1 \mathbf{G}_2 \left( \mathbf{d}_{k-1}^f + \mathbf{d}_{k+1}^f \right)$$
(20)

式中  $\mathbf{d}_k^f = \mathbf{W}_M \mathbf{d}_k$ ,  $\mathbf{y}_k$  为  $\mathbf{d}_k$  经过匹配滤波后相应的频域信号, 滤波器为根升余弦(Root Raised Cosine, RRC)滤波器时,  $\mathbf{G}_1 \mathbf{G}_1 + \mathbf{G}_2 \mathbf{G}_2 = \mathbf{I}_M$ , 由式(22)可以看出,  $\mathbf{d}_k$  所受的干扰仅  $\mathbf{d}_{k-1}$  与  $\mathbf{d}_{k+1}$  有关。

若已知  $\mathbf{d}_{k-1}$  或  $\mathbf{d}_{k+1}$  的值, 频域上的干扰(左或右)可被去除。因此提出了一种新的基于导频子载波的自干扰消除算法。首先, 在 GFDM 传输信号上添加一个或多个已知的导频子载波, 在接收端最后, 相邻符号的干扰(左或右)被消除, 下一个子载波的值可以不受干扰地从相邻符号得到, 得到的值又可以用于接下来的子载波干扰消除。通过这个过程, 子载波可以被更为准确地检测接收。虽然导频子载波会降低频谱效率, 但可用来实现同步和信道估计, 如果采用最小均方误差估计, 还有助于得到 SNR。更重要的是, 这种算法具有较低的复杂度。这种算法可以用伪码来表示。

设传输时第 1 个子载波的值  $d_0$ , 把  $\mathbf{y}$  变换为频域形式。

for  $k=1$  to  $k-1$  do

$$\hat{\mathbf{y}}_k = \mathbf{y}_k - \mathbf{G}_1 \mathbf{G}_2 \mathbf{W}_M \mathbf{d}_{k-1} = \left( \mathbf{G}_1 \mathbf{G}_1 + \mathbf{G}_2 \mathbf{G}_2 \right) \mathbf{d}_k^f + \mathbf{G}_1 \mathbf{G}_2 \mathbf{d}_{k+1}^f$$

把  $\mathbf{W}_M^H \hat{\mathbf{y}}_k$  映射到星座图上得到  $\mathbf{d}_k$

$k=k+1$

end for

最后, 通过循环运算, 得到所有的符号。

匹配滤波接收算法复杂度设为  $C_{rx\_mf}$ , 首先假设计算复杂度只和复值乘法次数有关, 与加法计算无关。

$$C_{rx\_mf} = \frac{1}{2} KM \log_2 M + KML + \frac{1}{2} KM \log_2 KM$$
(21)

式中:  $\frac{1}{2} KM \log_2 M$  为  $K$  次  $M$  点 FFT 运算;  $KML$  为匹配滤波运算;  $\frac{1}{2} KM \log_2 KM$  为  $KM$  个点的 IFFT 运算。当采用所提出的接收算法时, 计算复杂度设为  $C_{rx\_pro}$ , 可以表示为:

$$C_{rx\_pro} = \frac{1}{2} KM \log_2 M + KML + \frac{1}{2} KM \log_2 KM + \frac{1}{2} KM \log_2 M + KM + \frac{1}{2} KM \log_2 KM$$
(22)

添加项  $\frac{1}{2} KM \log_2 M$  为将估计值转换到频域的运算,  $KM$  为频域上的匹配滤波算法,  $\frac{1}{2} KM \log_2 KM$  为 IFFT 运算。从式(22)看出, 该接收算法复杂度是现行的, 有助于硬件实现。

#### 4 仿真与分析

对 GFDM 的功率谱密度进行仿真以估计其带外辐射, 仿真参数为 128 个子载波, 40 个有效子载波。对于 GFDM, 子符号数为 15, 滚降系数为 0.3。对于 OFDM, 符号数为 15, 调制方式为 QPSK。图 2 为 OFDM、升余弦(Raised Cosine, RC)滤波器的 GFDM、RRC 滤波器的 GFDM 功率谱密度比较。从主瓣功率到旁瓣功率, OFDM,RRC-OFDM,RC-OFDM 分别衰减了 13 dB, 28 dB, 40 dB。由于较低的带外辐射, GFDM 比 OFDM 更适用于卫星通信。

对 RC 滤波器与 RRC 滤波器在不同调制方式以及不同信道下的误码率进行仿真分析, 分别在

AWGN 与频率选择信道(Frequency Selective Channel, FSC)下对不同调制方式进行仿真, 仿真参数为 100 个子载波, 9 个子符号数, RRC 滤波器滚降系数为 0.5, 采用 QPSK 调制。如图 3~图 6 所示, 当信噪比较高时, MF 由于 GFDM 固有的 ICI 性能较差; 当信噪比较低时, ZF 由于放大噪声性能较差。以高复杂度为代价, MMSE 算法在 ICI 与噪声干扰之间性能较为均衡。GFDM 的 ICI 使其性能无法相比于传统的 OFDM, 但 OFDM 的带外辐射与 PAPR 问题更加严重, 在卫星通信中 CP-OFDM 难以应用。

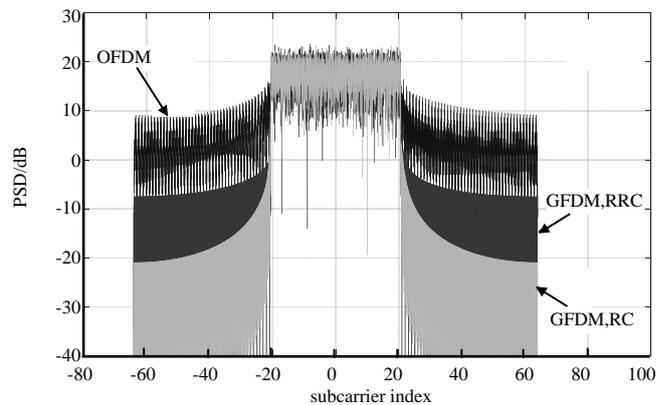


Fig.2 PSD of GFDM and OFDM  
图 2 OFDM 与 GFDM 的功率谱密度比较

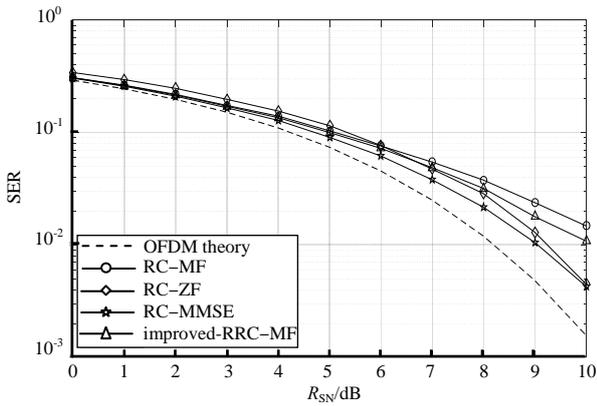


Fig.3 SER of RC filter in AWGN channel  
图 3 AWGN 信道下 RC 滤波器在不同算法下误码率比较

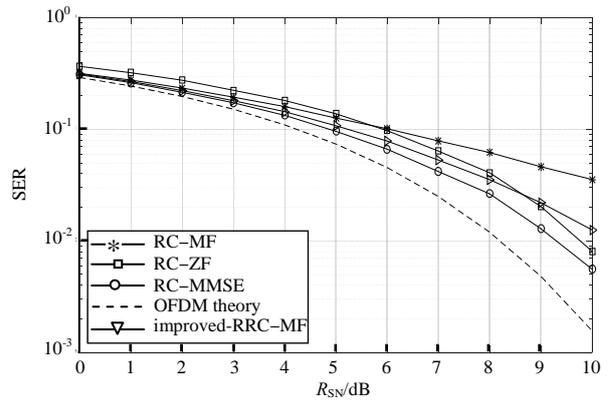


Fig.4 SER of RRC filter in AWGN channel  
图 4 AWGN 信道下 RRC 滤波器在不同算法下误码率比较

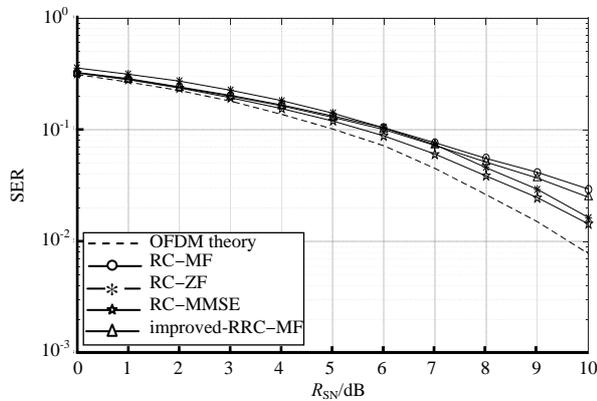


Fig.5 SER of RC filter in FSC channel  
图 5 FSC 信道下 RC 滤波器在不同算法下误码率比较

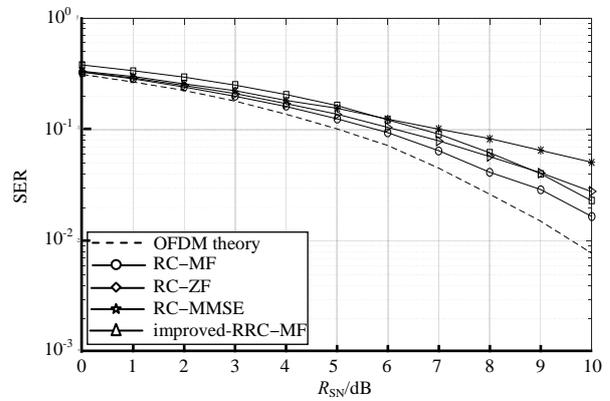


Fig.6 SER of RRC filter in FSC satellite channel  
图 6 FSC 信道下 RRC 滤波器在不同算法下误码率比较

当卫星通信中采用 GFDM 时,接收端在低信噪比下的性能十分重要。低信噪比时, MF 接收算法性能接近 MMSE 算法,且 MF 算法使接收信噪比最大,使其适用于卫星通信中。从仿真结果看,高信噪比下,改进算法在相同误符号率下有 3~4 dB 的提升。从图 5~图 6 仿真结果看出,在 FSC 信道下也有 1~2 dB 的性能提升。而 RC 滤波器在不同调制方式与 2 种典型信道下误码率均优于 RRC 滤波器。仿真结果说明,改进的匹配滤波器算法在 AWGN 与 FSC 信道下都有效改善了接收端误码率性能,更适用于卫星通信系统。

### 5 结论

卫星通信在未来将承担更重要的任务并与地面移动通信系统相结合,因此必须寻找兼容 5G 与卫星通信系统的接口技术。GFDM 作为可能的 5G 新波形技术,具有带外辐射小,频谱效率高等诸多优势,但子载波间的干扰带来的问题必须通过干扰抵消算法来解决。本文对 GFDM 系统进行概述,简单阐述了 GFDM 收发器算法,针对存在的问题提出改进算法,并进行仿真与分析。结果表明,GFDM 比 OFDM 具有更低的带外辐射,采用 RC 滤波器可进一步减小误码率,而改进算法也提高了系统性能,仿真结果表明该算法是有效的。

### 参考文献:

[ 1 ] 严寒. MIMO-OFDM 基带数据传输系统的设计与实现[D]. 北京:北京化工大学, 2015. (YAN Han. Design and implementation of MIMO-OFDM baseband data transmission system[D]. Beijing:Beijing University of Chemical Technology, 2015.)  
 [ 2 ] 刘超,王英民. 子空间算法在 OFDM 信道时延估计中的应用[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2010,8(4):533-538. (LIU Chao,WANG Yingmin. Application of subspace algorithm to time delay estimation in OFDM channels[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2010,8(4):533-538.)  
 [ 3 ] EVANS B G,THOMPSON P T,CORAZZA G E,et al. 1945-2010:65 years of satellite history from early visions to latest missions[J]. Proceedings of the IEEE, 2011,99(11):1840-1857.

- [ 4 ] DAHLMAN E,JADING Y,PARKVALL S,et al. 3G radio access evolution—HSPA and LTE for mobile broadband[J]. *IEICE Transactions on Communications*, 2009,92(5):1432–1440.
- [ 5 ] JIA M,GU X,GUO Q,et al. Broadband hybrid satellite–terrestrial communication systems based on cognitive radio toward 5G[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2016,23(6):96–106.
- [ 6 ] MATTHÉ M,MENDES L,GASPAR I,et al. Precoded GFDM transceiver with low complexity time domain processing[J]. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2016(1):138.
- [ 7 ] TAO Y,LIU L,LIU S,et al. A survey:several technologies of non-orthogonal transmission for 5G[J]. *China Communications*, 2015,12(10):1–15.
- [ 8 ] LI F,ZHAO L,ZHENG K,et al. A interference-free transmission scheme for GFDM system[C]// 2016 IEEE Globecom Workshops(GC Wkshps). Washington,DC:IEEE, 2016:1–6.
- [ 9 ] WEN Jiangang,HUA Jingyu,LI Sunan,et al. Interference-driven designs of nonlinear-phase FIR filter with application in FBMC system[J]. *China Communications*, 2016,13(12):15–24.
- [10] SCHAICH F,WILD T. Waveform contenders for 5G—OFDM vs.FBMC vs.UFMC[C]// 2014 6th International Symposium on Communications,Control and Signal Processing(ISCCSP). Athens,Greece:IEEE, 2014:457–460.
- [11] MICHALOW N,MATTE M,GASPAR I S,et al. Generalized Frequency Division Multiplexing for 5th generation cellular networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2014,62(9):3045–3061.
- [12] FARHANG A,MARCHETTI N,DOYLE L E. Low-complexity modem design for GFDM[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2016,64(6):1507–1518.
- [13] GERZAGUET R,BARTZOUZDIS N,BALTAR L G,et al. The 5G candidate waveform race: a comparison of complexity and performance[J]. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2017(1):13.
- [14] BANDARI S K,MANI V V,DROSOPOULOS A. Multi-taper implementation of GFDM[C]// IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Doha,Qatar:IEEE, 2016:1–5.
- [15] MICHALOW N,KRONE S,LENTMAIER M,et al. Bit error rate performance of Generalized Frequency Division Multiplexing[C]// IEEE Vehicular Technology Conference(VTC Fall). Quebec City,QC,Canada:IEEE, 2012:1–5.
- [16] CHEN K C,LIEN S Y. Machine-to-machine communications:technologies and challenges[J]. *Ad Hoc Networks*, 2014,18(3):3–23.
- [17] GASPAR I,MICHALOW N,NAVARRO A,et al. Low complexity GFDM receiver based on sparse frequency domain processing[C]// IEEE 77th Vehicular Technology Conference(VTC Spring). Dresden,Germany:IEEE, 2013:1–6.
- [18] XIA Xianggen. A family of pulse-shaping filters with ISI-free matched and unmatched filter properties[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1997,45(10):1157–1158.
- [19] DATTA R,MICHALOW N,LENTMAIER M,et al. GFDM interference cancellation for flexible cognitive radio PHY design[C]// IEEE Vehicular Technology Conference(VTC Fall). Quebec City,QC,Canada:IEEE, 2012:1–5.