



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 109818660 A  
(43)申请公布日 2019.05.28

(21)申请号 201910065791.9

(22)申请日 2019.01.23

(71)申请人 南京信息工程大学

地址 211500 江苏省南京市江北新区宁六路219号

(72)发明人 周杰 何明星

(74)专利代理机构 南京钟山专利代理有限公司  
32252

代理人 上官凤栖

(51) Int. Cl.

H04B 7/0413(2017.01)

H04B 13/02(2006.01)

H04L 25/02(2006.01)

H04L 27/26(2006.01)

H04L 27/34(2006.01)

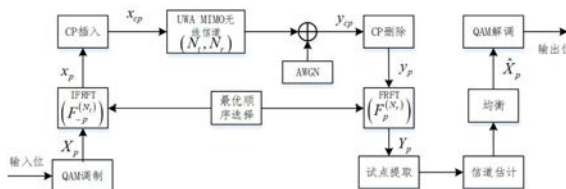
权利要求书3页 说明书7页 附图8页

(54)发明名称

基于FRFT的MIMO-OFDM水声系统设计方法

(57)摘要

基于FRFT的MIMO-OFDM水声系统设计方法,首先通过正交幅度调制方案调制信息比特序列,并且通过IFRFT模块将产生的符号转换到时域中。然后将CP添加到这些时域样本中,以便针对信道时延扩展来增强数据信号。此后,这些样本通过MIMO UWA信道并受到加性高斯白噪声的干扰。在接收器处通过去除CP,将时域样本转换为分数域以执行估计和均衡操作,最终通过解调操作来估计发送的符号。本发明对模拟调制、信号失真以及信道估计和均衡化的共同作用进行了建模,结果表明本发明的基于FRFT的系统性能均优于基于FFT的系统。



1. 基于FRFT的MIMO-OFDM水声系统设计方法,该系统是 $N_t \times N_r$ MIMO-OFDM系统,即发射机处的 $N_t$ 个天线和接收机处的 $N_r$ 个天线,其特征在于,包括以下步骤:

步骤一、通过正交幅度调制方案调制信息比特序列,并且通过IFRFT模块将产生的符号转换到时域中;

步骤二、将CP添加到时域样本中,针对信道时延扩展增强数据信号;

步骤三、样本通过 $N_t \times N_r$ MIMO UWA信道并受到加性高斯白噪声的干扰;

步骤四、在接收器处通过去除CP,将时域样本转换为分数域以执行估计和均衡操作,最终通过解调操作来估计发送的符号。

2. 如权利要求1所述的基于FRFT的MIMO-OFDM水声系统设计方法,其特征在于:所述步骤一中,设 $\mathbf{X}_p = [X_0^1, \dots, X_0^{N_t}, X_1^1, \dots, X_1^{N_t}, \dots, X_{N-1}^1, \dots, X_{N-1}^{N_t}]$ 是已调制的数据序列,其中上标表示发射机编号, $N$ 为子载波的数量,通过将数据传递给IFRFT模块,输出 $x_p$ 由下式给出:

$$\mathbf{x}_p = \mathbf{F}_{-p}^{(N_t)} \mathbf{X}_p$$

其中 $\mathbf{F}_{-p}^{(N_t)} = \mathbf{F}_{-p} \otimes \mathbf{I}_{N_t}$ , $\mathbf{F}_{-p}$ 是 $N$ 维逆离散FRFT矩阵, $p$ 是FRFT的阶数, $\otimes$ 表示克罗内克积, $\mathbf{I}_{N_t}$ 是维度 $N_t$ 的单位矩阵。

3. 如权利要求2所述的基于FRFT的MIMO-OFDM水声系统设计方法,其特征在于:所述步骤二中,在发送的信号上添加啁啾周期性CP,啁啾CP插入信号 $x_{cp}$ 为:

$$\mathbf{x}_{cp} = \mathbf{G}_{cp}^{(N_t)} \mathbf{x}_p = (\mathbf{G}_{cp} \otimes \mathbf{I}_{N_t}) \mathbf{x}_p$$

其中

$$\mathbf{G}_{cp} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_g \times (N-N_g)} & \mathbf{C}_{N_g \times N_g} \\ & \mathbf{I}_{N \times N} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}_{N_g \times N_g} = \text{diag} \left[ \exp \left( j0.5 \cot \alpha \left[ (N - N_g + n)^2 - (-N_g + n)^2 \right] \Delta t^2 \right) \right] \quad n = 0, 1, \dots, N_g - 1$$

$N_g$ 是CP样本的数量, $\mathbf{I}_{N \times N}$ 是维度 $N \times N$ 的单位矩阵, $\alpha$ 表示旋转角度, $n$ 表示时间指数, $\Delta t$ 表示时间间隔。

4. 如权利要求3所述的基于FRFT的MIMO-OFDM水声系统设计方法,其特征在于:所述步骤三中,在具有 $L$ 个不同路径的信道中,接收到的信号 $y_{cp}$ 表示为:

$$\mathbf{y}_{cp} = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}(n, l) x_{cp}(n-l) + \mathbf{z}(n), \quad n = -N_g, \dots, 0, \dots, N-1$$

其中 $\mathbf{z}(n)$ 是AWGN, $\mathbf{h}(n, l)$ 是第 $l$ 条路径在时间指数 $n$ 处的脉冲响应;

因此,接收到的信号采用矩阵形式重写为:

$$\mathbf{y}_{cp} = \mathbf{H} \mathbf{x}_{cp} + \mathbf{z}$$

其中 $\mathbf{H}$ 是一个 $[N_t(N+N_g)] \times [N_r(N+N_g)]$ 维矩阵:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h(-N_g, 0) & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ h(-N_g + 1, 1) & h(-N_g + 1, 0) & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & h(-N_g + 2, 1) & \ddots & \vdots & \vdots \\ h(-N_g + L - 1, L - 1) & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & h(-N_g + L, L - 1) & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & 0 & \vdots & 0 & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & h(N - 2, 0) & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & h(N - 1, 1) & h(N - 1, 0) \end{bmatrix}.$$

5. 如权利要求4所述的基于FRFT的MIMO-OFDM水声系统设计方法,其特征在于:所述步骤四中,在接收机中,首先移除CP,移除后的信号 $y_p$ 描述为:

$$\mathbf{y}_p = \mathbf{V}_{cp}^{(N_r)} \mathbf{y}_{cp} = (\mathbf{V}_{cp} \otimes \mathbf{I}_{N_r}) \mathbf{y}_{cp}$$

其中

$$\mathbf{V}_{cp} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N \times N_g} & \mathbf{I}_N \end{bmatrix}$$

$\mathbf{I}_{N_r}$ 是维度 $N_r$ 的单位矩阵, $\mathbf{I}_N$ 是维度 $N$ 的单位矩阵;

然后,通过阶数为 $p$ 的FRFT将时域序列转换成分数傅里叶域序列 $Y_p$ :

$$\mathbf{Y}_p = \mathbf{F}_p^{(N_r)} \mathbf{y}_p = (\mathbf{F}_p \otimes \mathbf{I}_{N_r}) \mathbf{y}_p$$

将封闭形式的输入-输出关系写成:

$$\mathbf{Y}_p = \mathbf{F}_p^{(N_r)} \mathbf{V}_{cp}^{(N_r)} \mathbf{H} \mathbf{G}_{cp}^{(N_t)} \mathbf{F}_{-p}^{(N_t)} \mathbf{X}_p + \mathbf{Z}_p = \mathbf{Q}_p \mathbf{X}_p + \mathbf{Z}_p$$

其中, $\mathbf{F}_p$ 是 $N$ 维离散FRFT矩阵, $\mathbf{Q}_p$ 是 $p$ 阶域的分分数傅里叶中的变换矩阵, $\mathbf{Z}_p$ 是加性非高斯白噪声;

假设经典多普勒频谱,信道的自相关函数为:

$$E[h(n_1, l)_{rx,tx} \cdot h(n_2, l)_{rx,tx}] = J_0(2\pi |n_1 - n_2| f_d \Delta t) \cdot \sigma_l^2$$

其中 $h(n, l)_{rx,tx}$ 是第 $t$ 个发射机和第 $r$ 个接收机之间的瑞利分布之后的信道系数, $f_d$ 是最大多普勒频率, $\sigma_l^2$ 是遵循指数分布的第 $l$ 条路径的幂, $J_0(\cdot)$ 是第1类的零阶贝塞尔函数, $n_1, n_2$ 表示两个不同时间处;

于是有:

$$\mathbf{Y}_p(r) = \mathbf{Q}_p(r, r) \mathbf{X}_p(r) + \sum_{\substack{s=0 \\ s \neq r}}^{N-1} \mathbf{Q}_p(r, s) \mathbf{X}_p(s) + \mathbf{Z}_p(r), \quad r = 1, \dots, N$$

其中 $Y_p(r)$ 是 $Y_p$ 的第 $r$ 个元素, $Q_p(r, r)$ 是 $Q_p$ 的第 $(r, r)$ 个元素, $X_p(r)$ 是 $X_p$ 的第 $r$ 个元素, $Q_p(r, s)$ 是 $Q_p$ 的第 $(r, s)$ 个元素, $X_p(s)$ 是 $X_p$ 的第 $s$ 个元素, $Z_p(r)$ 是 $Z_p$ 的第 $r$ 个元素;

上式右边第一项是期望值,第二项表示可以通过载波干扰比CIR测量的ICI,定义为:

$$CIR_r = \frac{E\left(\left\|\mathbf{Q}_p(r, r) \mathbf{X}_p(r)\right\|_F^2\right)}{E\left(\left\|\sum_{\substack{s=0 \\ s \neq r}}^{N-1} \mathbf{Q}_p(r, s) \mathbf{X}_p(s)\right\|_F^2\right)}$$

其中 $\|\cdot\|_F$ 表示Frobenius范数, $E$ 表示期望;

通过算法找到最优的FRFT序列,使CIR值最大化。

6. 如权利要求5所述的基于FRFT的MIMO-OFDM水声系统设计方法,其特征在于:所述步骤四中,使用8个数据块的块类型导频布置来估计信道,然后利用估计信道和迫零方案对接收到的样本进行均衡,最终通过解调操作来估计发送的符号。

## 基于FRFT的MIMO-OFDM水声系统设计方法

### 技术领域

[0001] 本发明属于水声通信领域,具体涉及一种基于FRFT的MIMO-OFDM水声系统设计方法。

### 背景技术

[0002] 多输入多输出(MIMO)技术最近已成为提高无线通信系统吞吐量和可靠性的独特解决方案,并且已成功应用于传统的电磁无线信道和水声(UWA)通信。UWA通信被称为最具挑战性的传输环境之一,其受到三个基本因素的限制,其中包括有限的带宽,时变多径传播以及声音在水中的低速度。UWA信道的一个主要问题是有限的带宽。在UWA环境中,声波被高频吸收,而低频噪声却非常强,以至于可用带宽被限制在几个kHz。因此,如何有效利用可用带宽至关重要。其中一种有效的方法是使用多载波多输入多输出(MIMO)系统。MIMO技术通过多个发射机并行传输数据来提高频谱效率。

[0003] 用于UWA传输的优选方法是OFDM(正交频分复用),其是使用正交子载波来传输数据的多载波调制方案。OFDM方法在可用带宽上使用正交载波,从而减少载波间干扰。另外,OFDM技术可以将频率选择性信道转换为一组平坦的子信道。因此,OFDM是处理无线信道中的多径衰落的有效方式。这种技术是宽带无线通信系统的主流技术,因为它在频域中的均衡技术的复杂性低。OFDM期望子载波是正交的,然而,诸如载波频率偏移(CFO),多普勒频移引起的时间变化或相位噪声等因素通常会降低子载波的正交性,从而导致ICI。因此,如果信道时间变化严重并且信道延迟扩展较大或者码元持续时间小于延迟扩展(即高比特率传输),则会因为ICI和严重的频率选择性失真,导致OFDM技术的性能显著降低。

[0004] 为了克服这个问题,本发明引入了一种基于分数傅里叶变换(FRFT)的新型多载波系统。FRFT首先由Namias提出,然后Almeida研究了它的时频表示。Martone首先将FRFT应用于多载波系统。该系统与基于传统快速傅立叶变换(FFT)的OFDM系统具有相同的性能,但是在严重的频率选择性信道中,它优于传统的OFDM系统。在基于FRFT的MIMO-OFDM系统中,传统的指数子载波信号基被啁啾子载波信号基取代。考虑适当的顺序,使信道传输矩阵近似对角线,从而有效地抑制了ICI。由于FRFT的复杂度近似等于FFT,所以这种方法可以在不增加复杂度的情况下显著提高系统性能。

[0005] 到目前为止各种情况下,在UWA信道中使用FRFT并没有得到全面的研究。例如,很多作者只研究了循环前缀(CP)长度对误码率(BER)性能的影响;还有一些作者着眼于寻找FRFT的最优阶数来减少ICI,并研究了各种FRFT阶数对载波干扰比(CIR)的影响。一般来说,这种新的多载波系统的结构与传统的OFDM相同,不同之处在于使用反向FRFT(IFRFT)代替发射机处的反向FFT,并且用FRFT代替接收机处的FFT。

### 发明内容

[0006] 本发明针对现有技术中的不足,提供一种基于FRFT的MIMO-OFDM水声系统设计方法。

[0007] 为实现上述目的,本发明采用以下技术方案:

[0008] 基于FRFT的MIMO-OFDM水声系统设计方法,该系统是 $N_t \times N_r$  MIMO-OFDM系统,即发射机处的 $N_t$ 个天线和接收机处的 $N_r$ 个天线,其特征在于,包括以下步骤:

[0009] 步骤一、通过正交幅度调制方案调制信息比特序列,并且通过IFRFT模块将产生的符号转换到时域中;

[0010] 步骤二、将CP添加到时域样本中,针对信道时延扩展增强数据信号;

[0011] 步骤三、样本通过 $N_t \times N_r$  MIMO UWA信道并受到加性高斯白噪声的干扰;

[0012] 步骤四、在接收器处通过去除CP,将时域样本转换为分数域以执行估计和均衡操作,最终通过解调操作来估计发送的符号。

[0013] 为优化上述技术方案,采取的具体措施还包括:

[0014] 所述步骤一中,设 $\mathbf{X}_p = [X_0^1, \dots, X_0^{N_t}, X_1^1, \dots, X_1^{N_t}, \dots, X_{N-1}^1, \dots, X_{N-1}^{N_t}]$ 是已调制的序列,其中上标表示发射机编号, $N$ 为子载波的数量,通过将数据传递给IFRFT模块,输出 $x_p$ 由下式给出:

$$[0015] \quad \mathbf{x}_p = \mathbf{F}_{-p}^{(N_t)} \mathbf{X}_p$$

[0016] 其中 $\mathbf{F}_{-p}^{(N_t)} = \mathbf{F}_{-p} \otimes \mathbf{I}_{N_t}$ , $\mathbf{F}_{-p}$ 是 $N$ 维逆离散FRFT矩阵, $p$ 是FRFT的阶数, $\otimes$ 表示克罗内克积, $\mathbf{I}_{N_t}$ 是维度 $N_t$ 的单位矩阵。

[0017] 所述步骤二中,在发送的信号上添加啁啾周期性CP,啁啾CP插入信号 $x_{cp}$ 为:

$$[0018] \quad \mathbf{x}_{cp} = \mathbf{G}_{cp}^{(N_t)} \mathbf{x}_p = (\mathbf{G}_{cp} \otimes \mathbf{I}_{N_t}) \mathbf{x}_p$$

[0019] 其中

$$[0020] \quad \mathbf{G}_{cp} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_g \times (N-N_g)} & \mathbf{C}_{N_g \times N_g} \\ & \mathbf{I}_{N \times N} \end{bmatrix}$$

$$[0021] \quad \mathbf{C}_{N_g \times N_g} = \text{diag} \left[ \exp \left( j0.5 \cot \alpha \left[ (N - N_g + n)^2 - (-N_g + n)^2 \right] \Delta t^2 \right) \right] \quad n = 0, 1, \dots, N_g - 1$$

[0022]  $N_g$ 是CP样本的数量, $\mathbf{I}_{N \times N}$ 是维度 $N \times N$ 的单位矩阵, $\alpha$ 表示旋转角度, $n$ 表示时间指数, $\Delta t$ 表示时间间隔。

[0023] 所述步骤三中,在具有 $L$ 个不同路径的信道中,接收到的信号 $y_{cp}$ 表示为:

$$[0024] \quad \mathbf{y}_{cp} = \sum_{l=0}^{L-1} h(n, l) x_{cp}(n-l) + z(n), \quad n = -N_g, \dots, 0, \dots, N-1$$

[0025] 其中 $z(n)$ 是AWGN, $h(n, l)$ 是第 $l$ 条路径在时间指数 $n$ 处的脉冲响应;

[0026] 因此,接收到的信号采用矩阵形式重写为:

$$[0027] \quad \mathbf{y}_{cp} = \mathbf{H} \mathbf{x}_{cp} + \mathbf{z}$$

[0028] 其中 $\mathbf{H}$ 是一个 $[N_t (N+N_g)] \times [N_r (N+N_g)]$ 维矩阵:

$$[0029] \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} h(-N_g, 0) & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ h(-N_g + 1, 1) & h(-N_g + 1, 0) & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & h(-N_g + 2, 1) & \ddots & \vdots & \vdots \\ h(-N_g + L - 1, L - 1) & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & h(-N_g + L, L - 1) & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & 0 & \vdots & 0 & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & h(N - 2, 0) & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & h(N - 1, 1) & h(N - 1, 0) \end{bmatrix}.$$

[0030] 所述步骤四中,在接收机中,首先移除CP,移除后的信号 $y_p$ 描述为:

$$[0031] \quad \mathbf{y}_p = \mathbf{V}_{cp}^{(N_r)} \mathbf{y}_{cp} = (\mathbf{V}_{cp} \otimes \mathbf{I}_{N_r}) \mathbf{y}_{cp}$$

[0032] 其中

$$[0033] \quad \mathbf{V}_{cp} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N \times N_g} & \mathbf{I}_N \end{bmatrix}$$

[0034]  $\mathbf{I}_{N_r}$ 是维度 $N_r$ 的单位矩阵, $\mathbf{I}_N$ 是维度 $N$ 的单位矩阵;

[0035] 然后,通过阶数为 $p$ 的FRFT将时域序列转换成分数傅里叶域序列 $Y_p$ :

$$[0036] \quad \mathbf{Y}_p = \mathbf{F}_p^{(N_r)} \mathbf{y}_p = (\mathbf{F}_p \otimes \mathbf{I}_{N_r}) \mathbf{y}_p$$

[0037] 将封闭形式的输入-输出关系写成:

$$[0038] \quad \mathbf{Y}_p = \mathbf{F}_p^{(N_r)} \mathbf{V}_{cp}^{(N_r)} \mathbf{H} \mathbf{G}_{cp}^{(N_r)} \mathbf{F}_p^{(N_r)} \mathbf{X}_p + \mathbf{Z}_p = \mathbf{Q}_p \mathbf{X}_p + \mathbf{Z}_p$$

[0039] 其中, $\mathbf{F}_p$ 是 $N$ 维离散FRFT矩阵, $\mathbf{Q}_p$ 是 $p$ 阶域的分数的傅里叶中的变换矩阵, $\mathbf{Z}_p$ 是加性非高斯白噪声;

[0040] 假设经典多普勒频谱,信道的自相关函数为:

$$[0041] \quad E[h(n_1, l)_{rx,tx} \cdot h(n_2, l)_{rx,tx}] = J_0(2\pi |n_1 - n_2| f_d \Delta t) \cdot \sigma_l^2$$

[0042] 其中 $h(n, l)_{rx,tx}$ 是第 $t$ 个发射机和第 $r$ 个接收机之间的瑞利分布之后的信道系数, $f_d$ 是最大多普勒频率, $\sigma_l^2$ 是遵循指数分布的第 $l$ 条路径的幂, $J_0(\cdot)$ 是第1类的零阶贝塞尔函数, $n_1, n_2$ 表示两个不同时间处;

[0043] 于是有:

$$[0044] \quad \mathbf{Y}_p(r) = \mathbf{Q}_p(r, r) \mathbf{X}_p(r) + \sum_{\substack{s=0 \\ s \neq r}}^{N-1} \mathbf{Q}_p(r, s) \mathbf{X}_p(s) + \mathbf{Z}_p(r), \quad r = 1, \dots, N$$

[0045] 其中 $Y_p(r)$ 是 $Y_p$ 的第 $r$ 个元素, $Q_p(r, r)$ 是 $Q_p$ 的第 $(r, r)$ 个元素, $X_p(r)$ 是 $X_p$ 的第 $r$ 个元素, $Q_p(r, s)$ 是 $Q_p$ 的第 $(r, s)$ 个元素, $X_p(s)$ 是 $X_p$ 的第 $s$ 个元素, $Z_p(r)$ 是 $Z_p$ 的第 $r$ 个元素;

[0046] 上式右边第一项是期望值,第二项表示可以通过载波干扰比CIR测量的ICI,定义为:

$$[0047] \quad CIR_r = \frac{E\left(\left\| \mathbf{Q}_p(r, r) \mathbf{X}_p(r) \right\|_F^2\right)}{E\left(\left\| \sum_{\substack{s=0 \\ s \neq r}}^{N-1} \mathbf{Q}_p(r, s) \mathbf{X}_p(s) \right\|_F^2\right)}$$

[0048] 其中 $\|\cdot\|_F$ 表示Frobenius范数, $E$ 表示期望;

[0049] 通过算法找到最优的FRFT序列,使CIR值最大化。

[0050] 所述步骤四中,使用8个数据块的块类型导频布置来估计信道,然后利用估计信道和迫零方案对接收到的样本进行均衡,最终通过解调操作来估计发送的符号。

[0051] 本发明的有益效果是:本发明对模拟调制、信号失真以及信道估计和均衡化的共同作用进行了建模,为所进行的工作提供了独特的价值。为此,本发明在包括子载波数量,调制方案,衰落信道(即发射机和接收机之间的路径的数量)和多普勒频率在内的各种条件下评估了UWA信道中基于FRFT的MIMO-OFDM系统的性能。结果表明本发明的基于FRFT的系统性能均优于基于FFT的系统。

## 附图说明

[0052] 图1是基于FRFT的MIMO-OFDM收发器的框图。

[0053] 图2a-2b是针对不同 $f_d$ 的BER与EVM。

[0054] 图3a-3b是针对不同调制阶数的BER与EVM。

[0055] 图4a-4b是针对不同子载波数量N的BER与EVM。

[0056] 图5a-5b是针对不同路径数的BER与EVM。

## 具体实施方式

[0057] 现在结合附图对本发明作进一步详细的说明。

[0058] 本发明提出一个 $N_t \times N_r$ MIMO-OFDM系统,即发射机处的 $N_t$ 个天线和接收机处的 $N_r$ 个天线,其中 $N_t, N_r = 1, 2$ (总共四种情况)。本发明的目标是在不同条件下将本发明所提出的基于FRFT的 $N_t \times N_r$ MIMO-OFDM系统与基于FFT的系统进行比较,以证实本发明提出的基于FRFT的MIMO-OFDM系统性能的优越性。

[0059] 如图1所示,首先通过正交幅度调制(QAM)方案调制信息比特序列,并且通过IFRFT模块将产生的符号转换到时域中。然后将CP添加到这些时域样本中,以便针对信道时延扩展来增强数据信号。此后,这些样本通过 $N_t \times N_r$ MIMO UWA信道并受到加性高斯白噪声(AWGN)的干扰。在接收器处通过去除CP,将时域样本转换为分数域以执行估计和均衡操作。

[0060] UWA信道的一个特性是其长时延扩展,这导致了极端的频率选择性。因此,为了获得所有子信道的信息,对这些信道使用块型导频是合理的。由于在本发明的场景中,信道相干时间大约是OFDM符号持续时间的八倍,因此使用8个数据块的块类型导频布置来估计信道。然后利用估计信道和迫零(ZF)方案对接收到的样本进行均衡,最终通过解调操作来估计发送的符号。

[0061] 之后分析上述系统的数学模型,即MIMO-FRFT-OFDM。

[0062] 设 $\mathbf{X}_p = [X_0^1, \dots, X_0^{N_t}, X_1^1, \dots, X_1^{N_t}, \dots, X_{N-1}^1, \dots, X_{N-1}^{N_t}]$ 是已调制的数字序列,其中上标表示发射机编号,N为子载波的数量。通过将数据传递给IFRFT模块,输出由下式给出:

$$[0063] \quad \mathbf{x}_p = \mathbf{F}_{-p}^{(N_t)} \mathbf{X}_p \quad (1)$$

[0064] 其中 $\mathbf{F}_{-p}^{(N_t)} = \mathbf{F}_{-p} \otimes \mathbf{I}_{N_t}$ ,  $\mathbf{F}_{-p}$ 是N维逆离散FRFT矩阵, $\otimes$ 表示克罗内克积, $\mathbf{I}_{N_t}$ 是维度 $N_t$ 的单位矩阵。这个过程可以解释为从频域转换到FFT-OFDM系统中的时域,而它被称为从p阶的分数域到FRFT-OFDM系统时域的转变。



[0065] 传统的FFT-OFDM系统利用CP来处理由信道的时延扩展引起的码间干扰(ISI)。然而在FRFT-OFDM系统中,由于采样信号的啁啾周期性,需要在发送的信号上添加啁啾周期性CP,即啁啾CP,而不是传统的传输信号CP。啁啾CP可以消除ISI并将线性卷积转换为分数循环卷积。根据FRFT采样定理,我们有:

$$[0066] \quad \mathbf{x}(n-N)e^{j0.5\cot\alpha(n-N)^2\Delta t^2} = \mathbf{x}(n)e^{j0.5\cot\alpha n^2\Delta t^2} \quad (2)$$

[0067] 根据(2),啁啾CP插入信号可写为:

$$[0068] \quad \mathbf{x}_{cp} = \mathbf{G}_{cp}^{(N_t)} \mathbf{x}_p = (\mathbf{G}_{cp} \otimes \mathbf{I}_{N_t}) \mathbf{x}_p \quad (3)$$

[0069] 其中

$$[0070] \quad \mathbf{G}_{cp} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_g \times (N-N_g)} & \mathbf{C}_{N_g \times N_g} \\ & \mathbf{I}_{N \times N} \end{bmatrix} \quad (4)$$

[0071]

$$\mathbf{C}_{N_g \times N_g} = \text{diag} \left[ \exp \left( j0.5 \cot \alpha \left[ (N - N_g + n)^2 - (-N_g + n)^2 \right] \Delta t^2 \right) \right] \quad n = 0, 1, \dots, N_g - 1 \quad (5)$$

[0072]  $N_g$ 是CP样本的数量, $\mathbf{I}_{N \times N}$ 是维度 $N \times N$ 的单位矩阵, $\alpha$ 表示旋转角度, $n$ 表示时间指数, $\Delta t$ 表示时间间隔。

[0073] 在具有 $L$ 个不同路径的信道中,接收到的信号可表示为:

$$[0074] \quad \mathbf{y}_{cp} = \sum_{l=0}^{L-1} h(n,l) \mathbf{x}_{cp}(n-l) + z(n), \quad n = -N_g, \dots, 0, \dots, N-1 \quad (6)$$

[0075] 其中 $z(n)$ 是AWGN, $h(n,l)$ 是第 $l$ 条路径在时间指数 $n$ 处的脉冲响应。因此,公式(6)可以用矩阵形式重写为:

$$[0076] \quad \mathbf{y}_{cp} = \mathbf{H} \mathbf{x}_{cp} + z \quad (7)$$

[0077] 其中 $\mathbf{H}$ 是一个 $[N_t(N+N_g)] \times [N_r(N+N_g)]$ 维矩阵(参见公式(8))。

$$[0078] \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} h(-N_g, 0) & 0 & \dots & 0 & 0 \\ h(-N_g + 1, 1) & h(-N_g + 1, 0) & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & h(-N_g + 2, 1) & \ddots & \vdots & \vdots \\ h(-N_g + L - 1, L - 1) & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & h(-N_g + L, L - 1) & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & 0 & \vdots & 0 & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & h(N - 2, 0) & 0 \\ 0 & \dots & \dots & h(N - 1, 1) & h(N - 1, 0) \end{bmatrix} \quad (8)$$

[0079] 在接收机中,首先移除CP,它被描述为:

$$[0080] \quad \mathbf{y}_p = \mathbf{V}_{cp}^{(N_r)} \mathbf{y}_{cp} = (\mathbf{V}_{cp} \otimes \mathbf{I}_{N_r}) \mathbf{y}_{cp} \quad (9)$$

[0081] 其中

$$[0082] \quad \mathbf{V}_{cp} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N \times N_g} & \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \quad (10)$$

[0083]  $\mathbf{I}_{N_r}$ 是维度 $N_r$ 的单位矩阵, $\mathbf{I}_N$ 是维度 $N$ 的单位矩阵。

[0084] 然后,通过阶数为 $p$ 的FRFT将时域序列转换成分数傅里叶域序列描述为:

[0085] 
$$\mathbf{Y}_p = \mathbf{F}_p^{(N_r)} \mathbf{y}_p = (\mathbf{F}_p \otimes \mathbf{I}_{N_r}) \mathbf{y}_p \quad (11)$$

[0086] 因此,根据公式(1)-(11),可以将封闭形式的输入-输出关系可以写成:

[0087] 
$$\mathbf{Y}_p = \mathbf{F}_p^{(N_r)} \mathbf{V}_{cp}^{(N_r)} \mathbf{H} \mathbf{G}_{cp}^{(N_t)} \mathbf{F}_{-p}^{(N_t)} \mathbf{X}_p + \mathbf{Z}_p = \mathbf{Q}_p \mathbf{X}_p + \mathbf{Z}_p \quad (12)$$

[0088] 其中, $\mathbf{F}_p$ 是N维离散FRFT矩阵, $\mathbf{Q}_p$ 是p阶域的分数的傅里叶中的变换矩阵, $\mathbf{Z}_p$ 是加性非高斯白噪声。

[0089] 根据(7)和(8)并假设经典多普勒频谱,信道的自相关函数为:

[0090] 
$$E[h(n_1, l)_{rx,tx} \cdot h(n_2, l)_{rx,tx}] = J_0(2\pi |n_1 - n_2| f_d \Delta t) \cdot \sigma_l^2 \quad (13)$$

[0091] 其中 $h(n, l)_{rx,tx}$ 是第t个发射机和第r个接收机之间的瑞利分布之后的信道系数, $f_d$ 是最大多普勒频率, $\sigma_l^2$ 是遵循指数分布的第l条路径的幂, $J_0(\cdot)$ 是第1类的零阶贝塞尔函数, $n_1, n_2$ 表示两个不同时间处。等式(11)可以写成:

[0092] 
$$\mathbf{Y}_p(r) = \mathbf{Q}_p(r, r) \mathbf{X}_p(r) + \sum_{\substack{s=0 \\ s \neq r}}^{N-1} \mathbf{Q}_p(r, s) \mathbf{X}_p(s) + \mathbf{Z}_p(r), \quad r=1, \dots, N \quad (14)$$

[0093] 其中 $Y_p(r)$ 是 $Y_p$ 的第r个元素, $Q_p(r, r)$ 是 $Q_p$ 的第(r, r)个元素, $X_p(r)$ 是 $X_p$ 的第r个元素, $Q_p(r, s)$ 是 $Q_p$ 的第(r, s)个元素, $X_p(s)$ 是 $X_p$ 的第s个元素, $Z_p(r)$ 是 $Z_p$ 的第r个元素。

[0094] 显然,等式(14)中的第一项是期望值,第二项表示可以通过载波干扰比(CIR)测量的ICI,定义为:

[0095] 
$$CIR_r = \frac{E\left(\left\|\mathbf{Q}_p(r, r) \mathbf{X}_p(r)\right\|_F^2\right)}{E\left(\left\|\sum_{\substack{s=0 \\ s \neq r}}^{N-1} \mathbf{Q}_p(r, s) \mathbf{X}_p(s)\right\|_F^2\right)} \quad (15)$$

[0096] 其中 $\|\cdot\|_F$ 表示Frobenius范数,E表示期望。通过使用Radosevic提出的算法,可以找到最优的FRFT序列,使等式(15)中的CIR值最大化。通过选择一个最佳顺序,与CIR成反比的ICI被最小化。显然 $Q_p$ 的非对角元素表示ICI。因此,通过最小化ICI, $Q_p$ 接近对角矩阵,因此与 $\alpha = \pi/2$ 情况下即传统OFDM相比,系统性能得到改善,尤其是在严重时变频率选择性信道中有显著的改善,因为在这种信道中,ICI对系统性能有很大的影响。

[0097] 本发明的模拟结果通过两个性能指标即BER和误差矢量幅度(EVM)来显示。EVM定义为误差矢量的均方根(rms)幅度与参考信号星座的均方根幅度之比,定义为:

[0098] 
$$EVM = \frac{\sum_{i=1}^N \left(10 \log\left(\left|\mathbf{X}_p(i) - \hat{\mathbf{X}}_p(i)\right| / \left|\mathbf{X}_p(i)\right|\right)\right)}{N} \quad (16)$$

[0099] 为了评估基于FRFT的OFDM系统的性能并且与基于FFT的系统进行比较,本文基于图1所示的系统模型实现了计算机仿真。对于不同的多普勒频率,调制阶数,子载波数量和频率选择性信道,评估和比较两个系统的性能。系统的主要参数汇总在表1中。

[0100] 表1系统参数

参数	数值
信道带宽 (BW)	20kHz
信道幅度统计模型	瑞利
子载波数量 ( $N$ )	32, 64, 256
[0101] QAM 调制阶数 ( $M$ )	4, 16, 64
载波频率 ( $f_c$ )	50 kHz
最大多普勒频率 ( $f_d$ )	50 Hz
估算方法	最小二乘法
均衡方案	迫零均衡

[0102] 一种被评估的情况是多普勒频率 $f_d$ 效应。图2a、2b显示了发射机和接收机之间的相对运动对BER和EVM的影响。左窗格和右窗格分别对应于基于FRFT和基于FFT的系统性能。正如预期的那样，系统性能会随着 $f_d$ 的增加而降低，并且会随着更高的多普勒频率而达到饱和，通过增加 $E_b/N_0$ 无法提高系统性能。但是，在所有的情况下，基于FRFT的系统都比基于FFT的系统具有更好的性能。

[0103] 图3a、3b显示了对于不同调制阶数 $M$ ，即16QAM和64QAM时，基于FRFT和FFT系统的性能。在所有情况下，基于FRFT的系统的BER和EVM均优于基于FFT的系统。然而，通过增加 $M$ 并缩小决策边界，两种方案的误差性能都会降低。

[0104] 从图4a、4b中可以看出，通过增加子载波的数量 $N$ ，系统的BER和EVM性能都得到了改善。对于32个子载波，由于子信道带宽 (625Hz) 大于信道相干带宽 (330Hz)，BER和EVM性能对于大 $E_b/N_0$ 值 (>18dB) 将会饱和并且不会进一步改进。此外，256个子载波的误码性能优于64个子载波，因为具有较多子信道的系统中的子信道更平坦，因此ZF均衡表现出更好的性能。可以明显地看出，对于 $N$ 的所有值，基于FRFT的系统的性能都优于基于FFT的系统的性能。

[0105] 图5a、5b显示了频率选择性对两个系统性能的影响。可以看出，通过增加发射机和接收机之间的路径数量，两个系统的性能均由于严重的频率选择性而下降。但是，在所有情况下，基于FRFT的系统都比基于FFT的系统表现出更优的性能。事实上，通过将信道趋向平坦，两个系统的性能变得很接近，但对于严重的频率选择性信道，基于FRFT的系统的性能远远好于基于FFT的系统的性能。因此可以得出结论，基于FRFT的系统受信道频率选择性的影响较小。

[0106] 需要注意的是，发明中所引用的如“上”、“下”、“左”、“右”、“前”、“后”等的用语，亦仅为便于叙述的明了，而非用以限定本发明可实施的范围，其相对关系的改变或调整，在无实质变更技术内容下，当亦视为本发明可实施的范畴。

[0107] 以上仅是本发明的优选实施方式，本发明的保护范围并不仅局限于上述实施例，凡属于本发明思路下的技术方案均属于本发明的保护范围。应当指出，对于本技术领域的普通技术人员来说，在不脱离本发明原理前提下的若干改进和润饰，应视为本发明的保护范围。

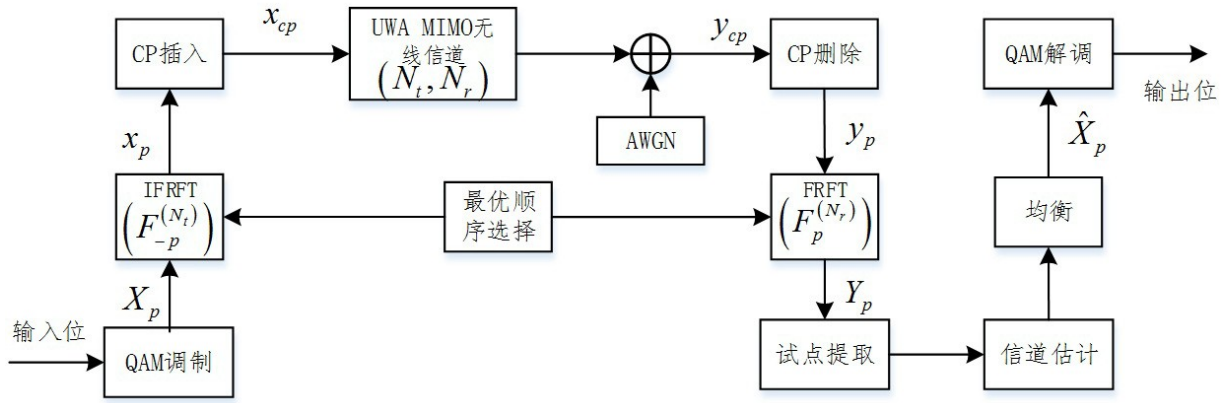


图1

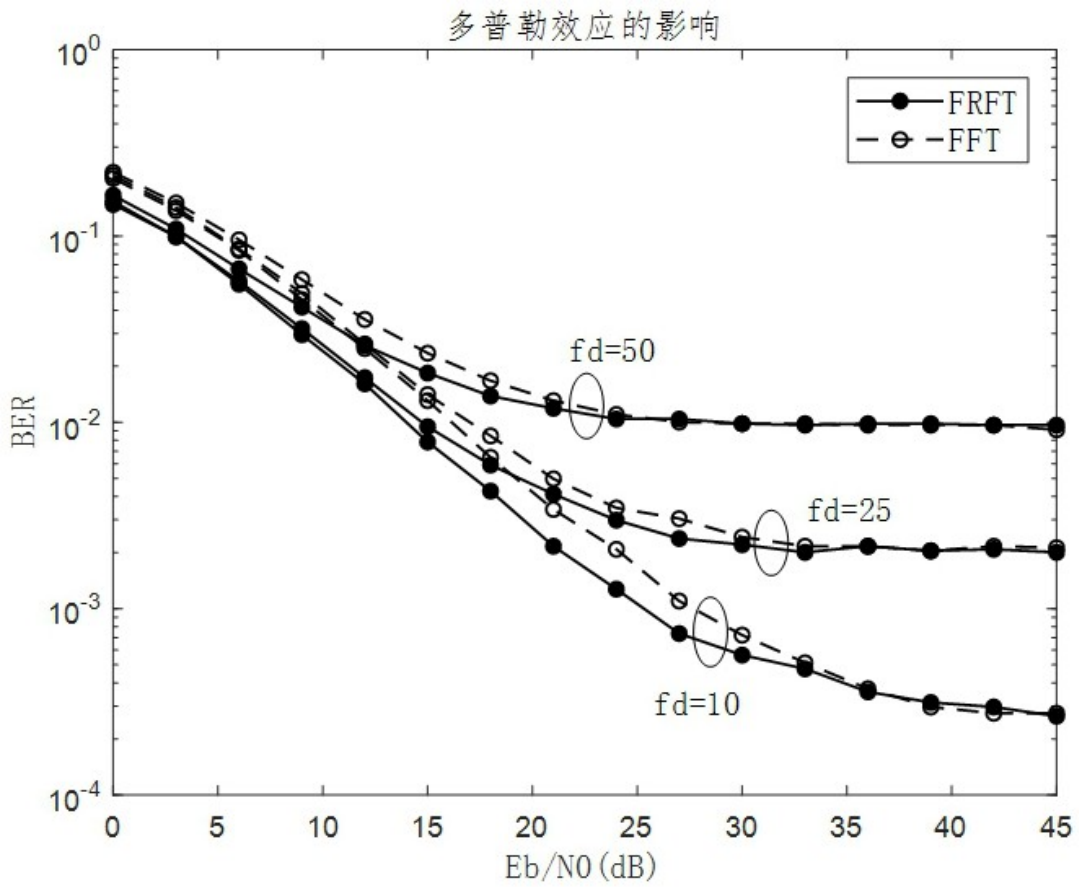


图2a

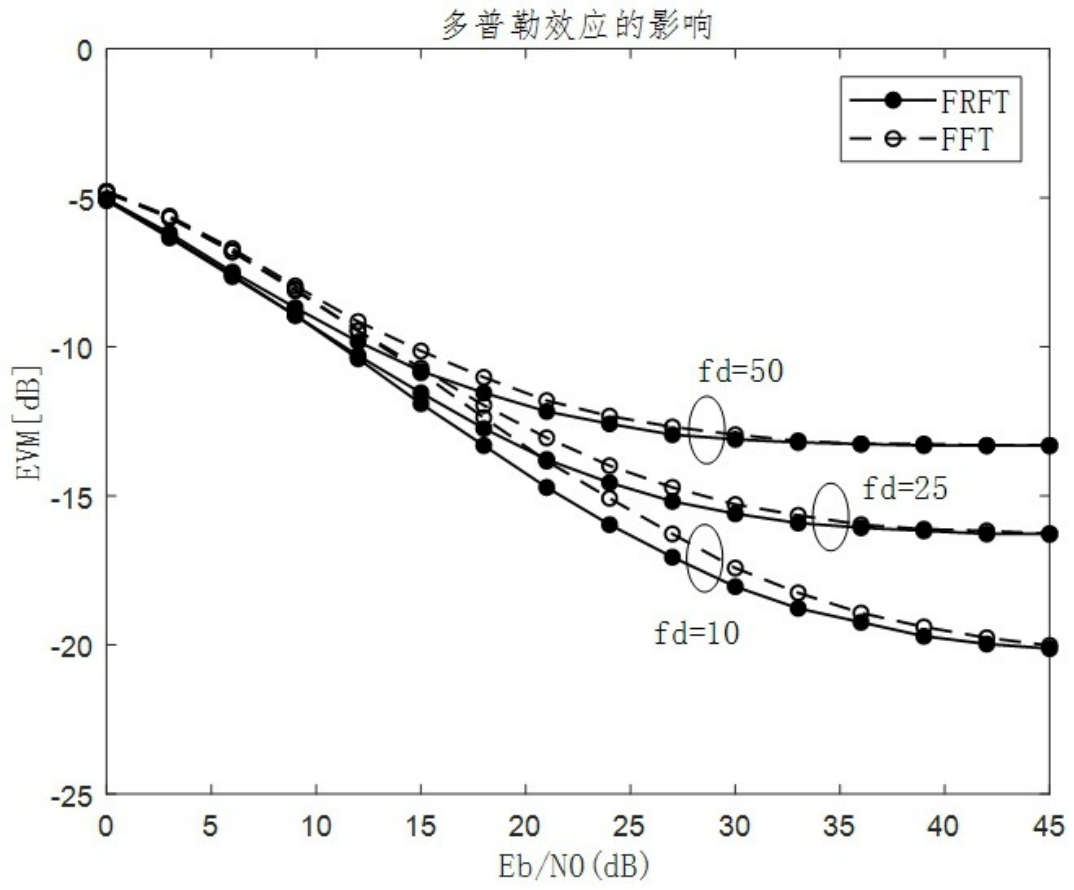


图2b

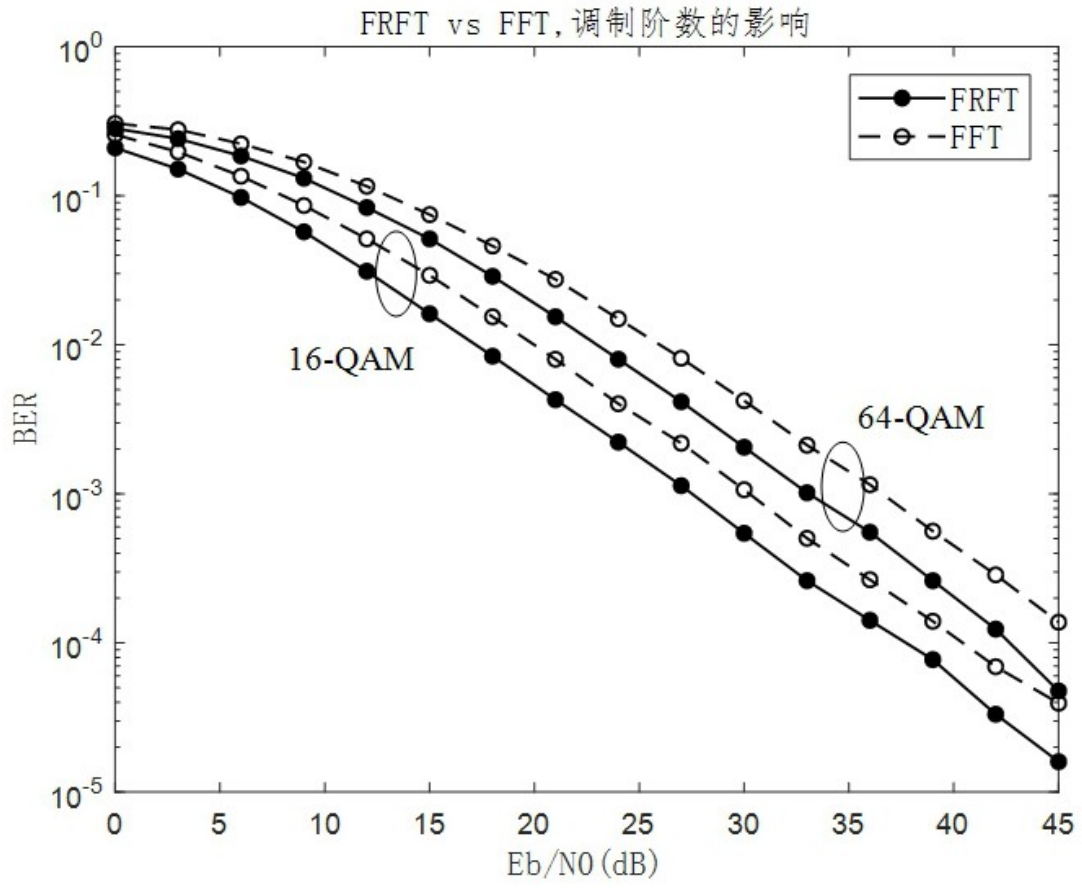


图3a

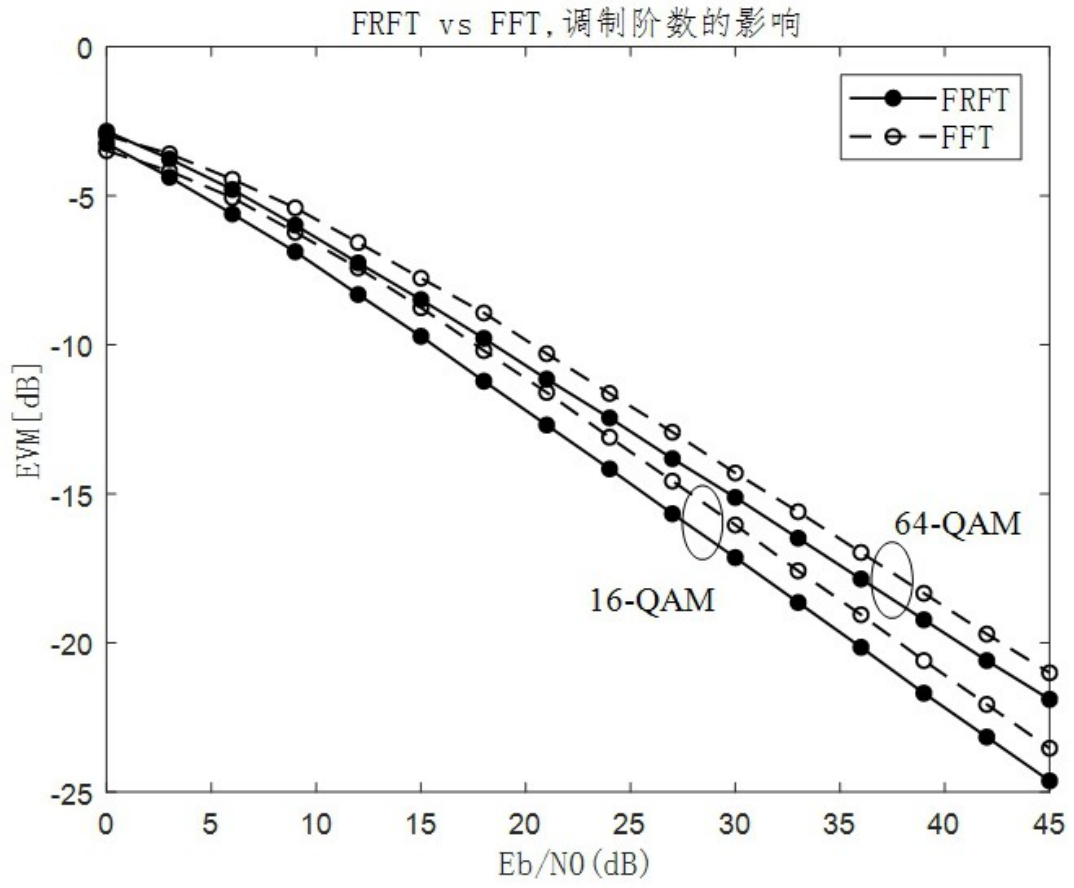


图3b

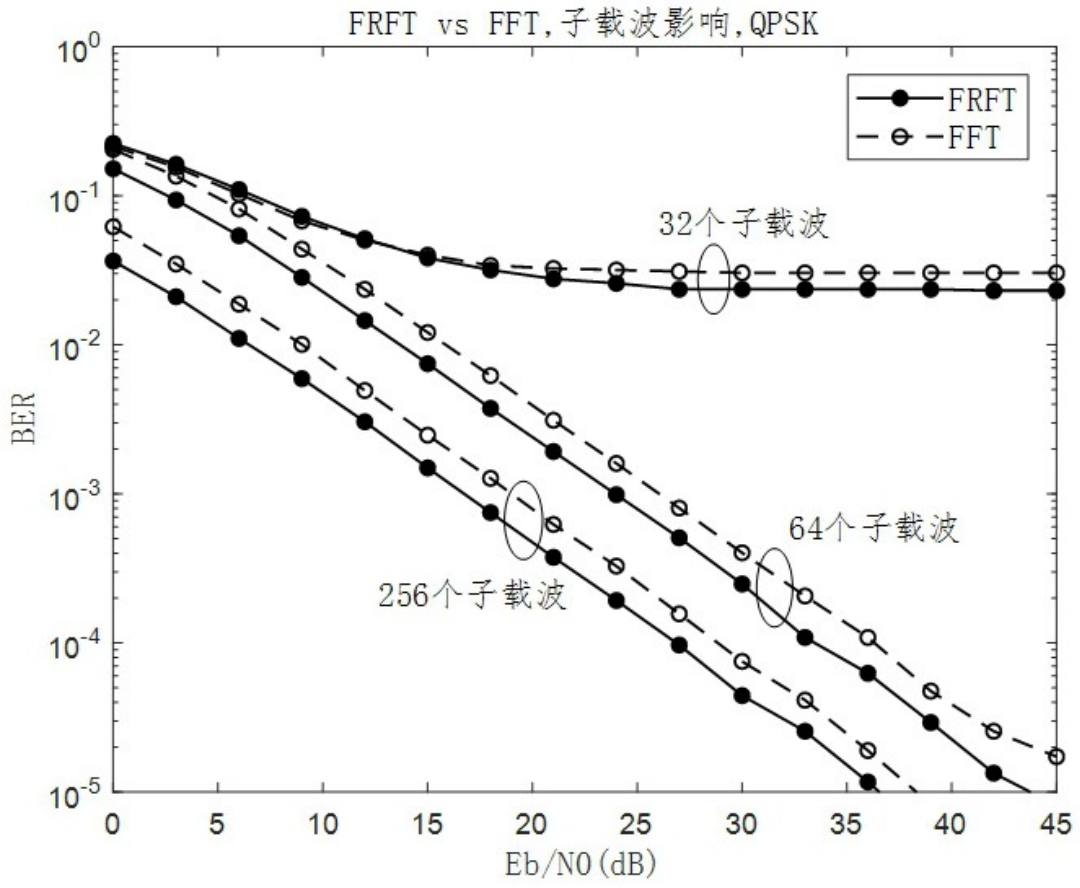


图4a



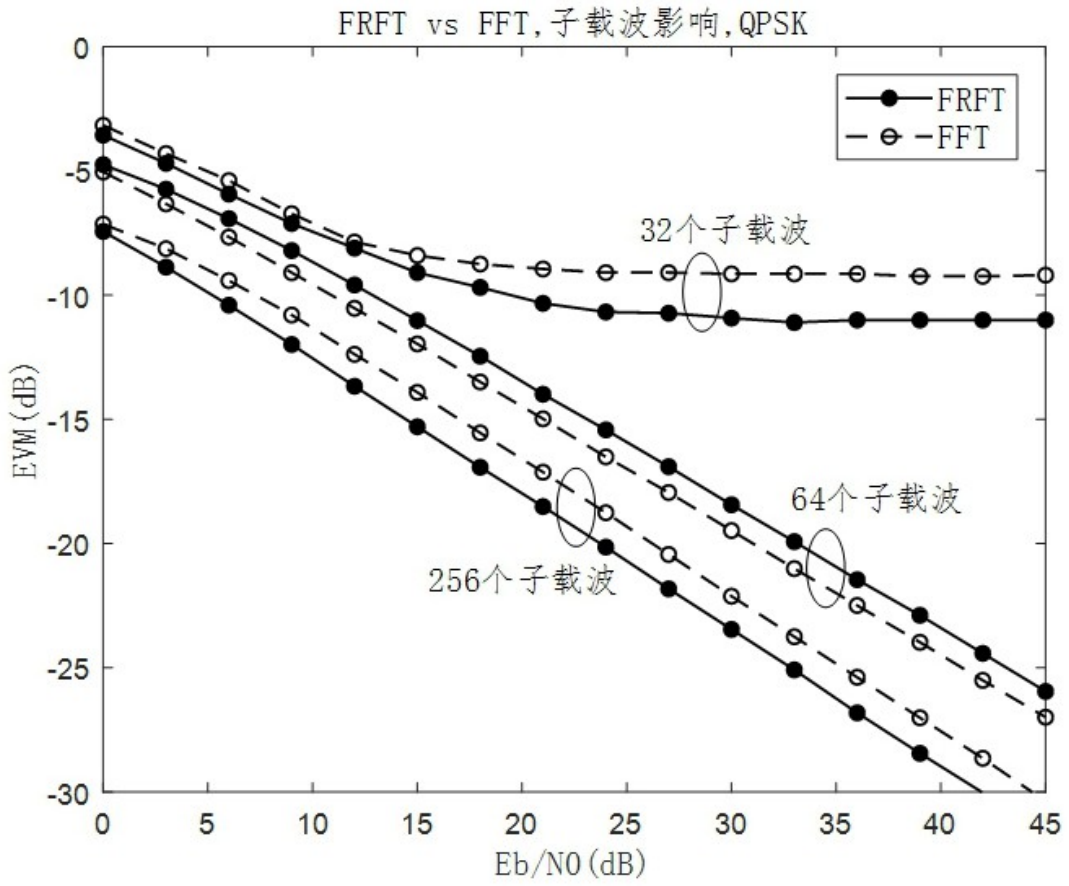


图4b

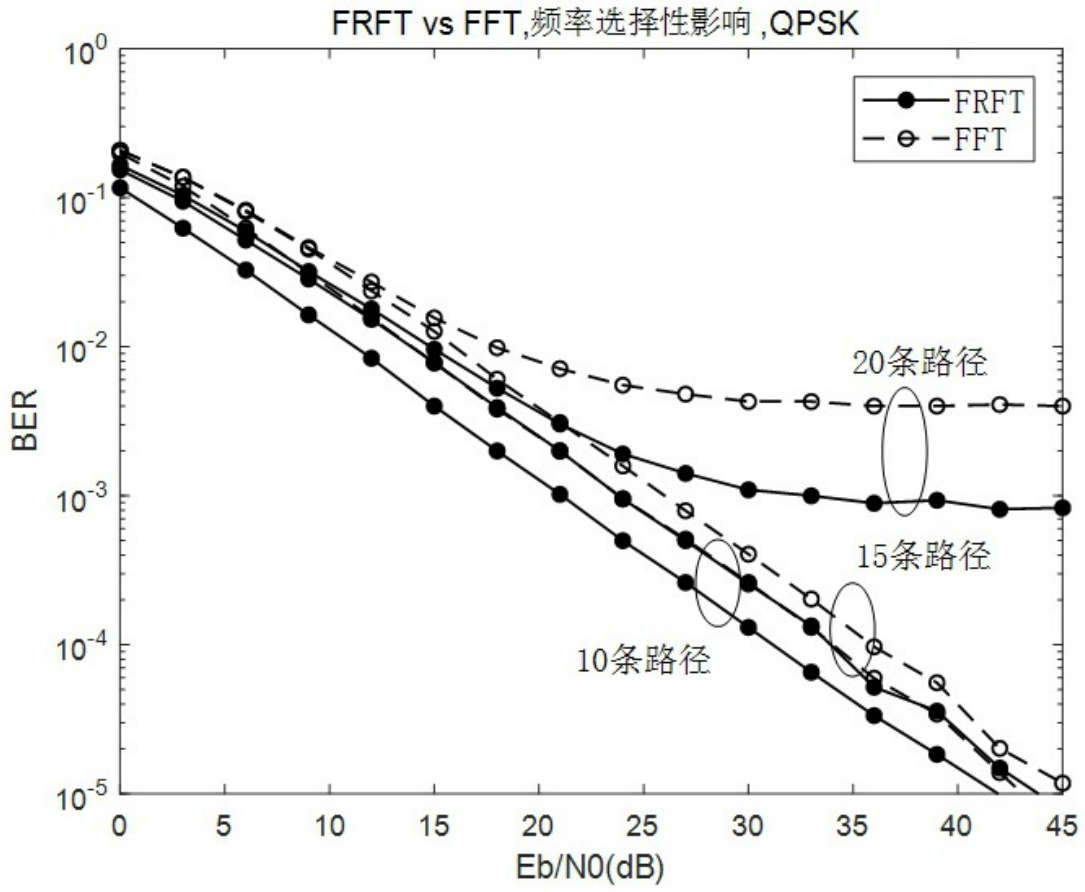


图5a

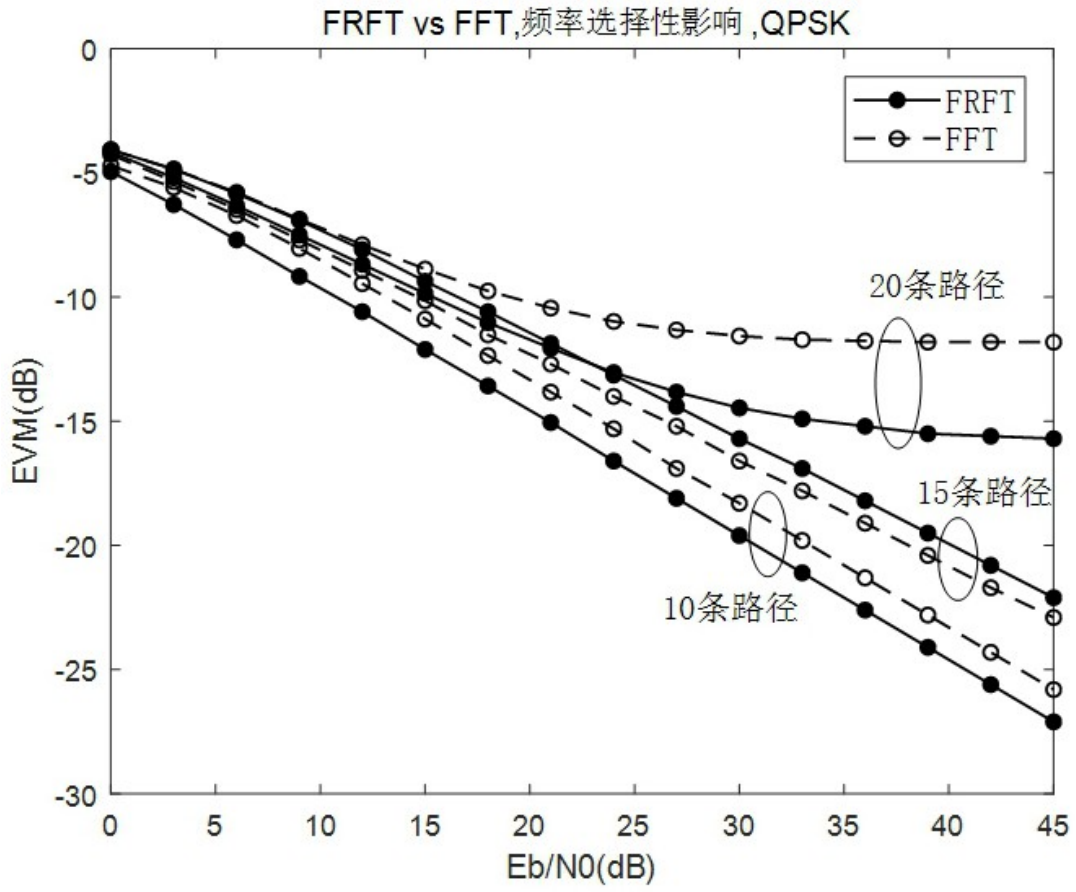


图5b