



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 113556306 B

(45) 授权公告日 2022. 04. 08

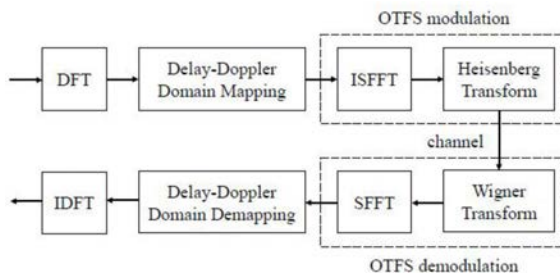
(21) 申请号 202110812760.2	CN 111525946 A, 2020.08.11
(22) 申请日 2021.07.19	CN 113098818 A, 2021.07.09
(65) 同一申请的已公布的文献号	CN 112866168 A, 2021.05.28
申请公布号 CN 113556306 A	CN 110730145 A, 2020.01.24
(43) 申请公布日 2021.10.26	CN 111919394 A, 2020.11.10
(73) 专利权人 上海交通大学	CN 110677359 A, 2020.01.10
地址 200240 上海市闵行区东川路800号	CN 111555780 A, 2020.08.18
(72) 发明人 韩充 吴永知	CN 112087247 A, 2020.12.15
(74) 专利代理机构 上海交达专利事务所 31201	CN 112968852 A, 2021.06.15
代理人 王毓理 王锡麟	Xiao Feng; Hamada Esmail; Junfeng Wang; Jie Qi; Mingzhang Zhou. 《Underwater Acoustic Communications Based on OTFS》. 《IEEE》. 2020, 第439-444页.
(51) Int. Cl.	钱志鸿, 肖琳, 王雪. 《面向未来移动网络密集连接的关键技术综述》. 《通信学报》. 2021, 第42卷(第4期), 第22-40页.
H04L 27/26 (2006.01)	
H04B 10/90 (2013.01)	
(56) 对比文件	审查员 王一喆
CN 112291168 A, 2021.01.29	权利要求书2页 说明书3页 附图3页

(54) 发明名称

离散傅里叶变换扩展正交时频空调制方法及系统

(57) 摘要

一种离散傅里叶变换扩展正交时频空调制方法,对数字基带信号先进行DFT预编码处理和时延多普勒域映射处理后再输入OTFS调制器进行收发,同时对接收信号进行时延多普勒域逆映射处理和IDFT解码处理,实现调制解调。本发明相比于现有波形OFDM、DFT-s-OFDM能够减小高多普勒扩展信道下的误码率的同时能够降低发射信号的峰均功率比。



1. 一种用于毫米波和太赫兹无线通信的离散傅里叶变换扩展正交时频空调制方法,其特征在于,发射机在OTFS调制之前先通过DFT预编码,然后依次进行时延多普勒域映射和OTFS调制,将数据帧调制为时域发射信号并通过无线信道发射;接收机接收到无线信号后,通过OTFS解调得到时延多普勒域接收数据帧;将时延多普勒域接收数据帧进行均衡,估计得到时延多普勒域发射数据帧并将其进行时延多普勒域解映射和IDFT解编码获得传输数据,实现调制解调;

所述的DFT预编码处理具体是指在时延多普勒域沿着多普勒轴进行DFT操作: $\bar{x}[kL+n, l] = \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{a=0}^{L-1} x[kL+a, l] e^{-j2\pi \frac{an}{L}}$, 其中:L是DFT预编码大小,x是 $N \times M$ 传输数据帧,M为子载波数目,N为符号数目, \bar{x} 是时延多普勒域信号, $k=0, 1, \dots, K-1, n=0, 1, \dots, L-1, l=0, 1, \dots, M-1, K$ 为用户数量;

所述的时延多普勒域映射处理具体是指:用于上行链路的 $\bar{x}[aL+n, l] = \begin{cases} \bar{x}[n, l], & \text{当 } a = k \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$ 和用于下行链路的 $\bar{x}[a, l] = \begin{cases} \bar{x}[kL+n, l], & \text{当 } a = kL+n \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$, 其中: \bar{x} 为映射后的信号。

2. 根据权利要求1所述的离散傅里叶变换扩展正交时频空调制方法,其特征是,所述的OTFS调制,

发射的改进的DFT-s-OTFS信号 $s(t) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} X[n, m] g_{tx}(t-nT) e^{j2\pi m \Delta f (t-nT)}$, 其中: $X[n, m]$ 是通过逆辛有限傅里叶变换(ISFFT)得到, $X[n, m] = \frac{1}{\sqrt{MN}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \bar{x}[a, l] e^{j2\pi (\frac{na}{N} - \frac{ml}{M})}$, 其中:n为行编号,m为列编号, $g_{tx}(t)$ 为发射脉冲,T为码元符号间隔, Δf 为子载波间隔。

3. 根据权利要求1所述的离散傅里叶变换扩展正交时频空调制方法,其特征是,所述的时延多普勒域解映射处理具体是指: $\bar{y}[kL+n, l] = \bar{y}[a, l]$, 当 $a=kL+n$, 其中: \bar{y} 为通过辛有限傅里叶变换得到的时延多普勒域接收信号, \bar{y} 为时延多普勒域逆映射信号。

4. 根据权利要求3所述的离散傅里叶变换扩展正交时频空调制方法,其特征是,所述的IDFT解编码处理是指: $\hat{x}[kL+n, l] = \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{a=0}^{L-1} \bar{y}[kL+a, l] e^{j2\pi \frac{an}{L}}$, 其中: $k=0, 1, \dots, K-1, l=0, 1, \dots, M-1, \hat{x}$ 为接收数据帧。

5. 根据权利要求3所述的离散傅里叶变换扩展正交时频空调制方法,其特征是,所述的改进的DFT-s-OTFS信号,通过以下方式进行检测:

步骤1、接收端收到时延多普勒域接收信号 \bar{y} ,估计出信道矩阵H;

步骤2、对接收信号 \bar{y} 进行单抽头均衡 $\bar{x}' = \text{diag}(\frac{1}{H_0}, \frac{1}{H_1}, \dots, \frac{1}{H_{MN-1}})$, 其中: $\text{diag}(\cdot)$ 表示将向量变为对角矩阵, H_i 为信道矩阵H的第i个对角元素;

步骤3、利用梯度下降算法根据单抽头均衡后的信号进行初始化,然后迭代更新时延多普勒域信号 $\bar{x}' := \bar{x}' - \eta \nabla f$, 其中: η 为学习速率,步进幅度 $\nabla f = H^H (H \bar{x}' - \bar{y}) + \sigma^2 \bar{x}'$, σ^2 为接收信号信噪比,从而估计出均衡后的时延多普勒域信号 \bar{x}' ;

步骤4、将时延多普勒域信号 \bar{x}' 进行解映射和IDFT操作,通过星座图解调检测得到发射

数据。

6. 一种实现权利要求1~5中任一所述离散傅里叶变换扩展正交时频空调制方法的系统,其特征在于,包括:DFT预编码单元、时延多普勒域映射单元、OTFS调制器、OTFS解调器、时延多普勒域均衡器、时延多普勒域解映射单元和IDFT解编码单元,其中:DFT预编码单元与时延多普勒域映射单元相连并传输DFT预编码时延多普勒域信号,时延多普勒域映射单元与OTFS调制器相连并传输映射后时延多普勒域调制信号,OTFS调制器生成时域发射信号后与无线信道相连并发射信号,接收端接收到信号后通过OTFS解调器获得时延多普勒域接收信号,经过时延多普勒域均衡器恢复时延多普勒域发射信号,并通过时延多普勒域解映射单元和IDFT解编码单元得到传输信息码元。

离散傅里叶变换扩展正交时频空调制方法及系统

技术领域

[0001] 本发明涉及的是一种太赫兹通信领域的技术,具体是一种用于毫米波和太赫兹无线通信的离散傅里叶变换扩展正交时频空调制方法及系统。

背景技术

[0002] 现有正交频分复用(OFDM)和离散傅里叶变换(DFT)扩展OFDM(DFT-s-OFDM),对于具有高多普勒扩展的快速时变信道而言并不鲁棒,这可能会导致载波间干扰(ICI),并严重降低链路性能。随着载波频率的增加,与微波频带相比,THz频带中的多普勒扩展效应变得更加严重。如果在THz移动通信系统中维持当前商用移动系统中的波形参数,那么数据速率和误码率(BER)性能将严重恶化。其次,当工作频率增加时,功率放大器(PA)可获得的饱和输出功率都会迅速降低,甚至在THz频段降低到小于10dBm。THz发射机要求发射信号具有较低的峰均功率比(PAPR),以使THz发射机的功率放大器的发射功率和能量效率最大化。此外,太赫兹无线链路的性能对太赫兹收发器处的射频前端损害变得非常敏感,例如本地振荡器(LO)的相位噪声(PN)和PA的非线性失真。

发明内容

[0003] 本发明针对现有OTFS调制方法发射波形的峰均功率比较高的问题,提出一种离散傅里叶变换扩展正交时频空调制方法,相比于现有波形OFDM、DFT-s-OFDM能够减小高多普勒扩展信道下的误码率的同时能够降低发射信号的峰均功率比。

[0004] 本发明是通过以下技术方案实现的:

[0005] 本发明涉及一种用于毫米波和太赫兹无线通信的离散傅里叶变换扩展正交时频空调制方法,对数字基带信号先进行DFT预编码处理和时延多普勒域映射处理后再输入OTFS调制器进行收发,同时对接收信号进行均衡、时延多普勒域逆映射处理和IDFT解码处理,实现调制解调。

[0006] 所述的DFT预编码处理具体是指在时延多普勒域沿着多普勒轴进行DFT操作:

$\tilde{x}[kL+n,l] = \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{a=0}^{L-1} x[kL+a,l] e^{-j2\pi \frac{an}{L}}$,其中:L是DFT预编码大小,x是 $N \times M$ 传输数据帧,M为子载波数目,N为符号数目, \tilde{x} 是时延多普勒域信号, $k=0,1,\dots,K-1,n=0,1,\dots,L-1,l=0,1,\dots,M-1,K$ 为用户数量。

[0007] 所述的时延多普勒域映射处理具体是指:用于上行链路的

$\tilde{x}[aL+n,l] = \begin{cases} \tilde{x}[n,l], & \text{当 } a=k \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$ 和用于下行链路的 $\tilde{x}[a,l] = \tilde{x}[kL+n,l]$,当 $a=kL+n$,其中: \tilde{x} 为映射后的信号。

[0008] 所述的OTFS调制器发射的改进的DFT-s-OTFS信号

$s(t) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} X[n,m] g_{tx}(t-nT) e^{j2\pi m \Delta f (t-nT)}$,其中: $X[n,m]$ 是通过逆辛有限傅里叶变

换 (ISFFT) 得到, $X[n,m] = \frac{1}{\sqrt{MN}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \bar{x}[a,l] e^{j2\pi(\frac{na}{N} - \frac{ml}{M})}$, 其中: n 为行编号, m 为列编号, $g_{tx}(t)$ 为发射脉冲, T 为码元符号间隔, Δf 为子载波间隔。

[0009] 所述的时延多普勒域逆映射处理具体是指: $\bar{y}[kL+n,l] = \bar{y}[a,l]$, 当 $a=kL+n$, 其中: \bar{y} 为通过辛有限傅里叶变换 (SFFT) 得到的时延多普勒域接收信号, \bar{y} 为时延多普勒域逆映射信号。

[0010] 所述的 IDFT 解码处理是指: $\hat{x}[kL+n,l] = \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{a=0}^{L-1} \bar{y}[kL+a,l] e^{j2\pi\frac{ak}{L}}$, 其中: $k=0, 1, \dots, K-1, l=0, 1, \dots, M-1$, \hat{x} 为接收数据帧。

[0011] 所述的改进的 DFT-s-OTFS 信号, 通过以下方式进行检测:

[0012] 步骤1、接收端收到时延多普勒域接收信号 \bar{y} , 估计出信道矩阵 H 。

[0013] 步骤2、对接收信号 \bar{y} 进行单抽头均衡 $\bar{x}' = \text{diag}\left(\frac{1}{H_0}, \frac{1}{H_1}, \dots, \frac{1}{H_{MN-1}}\right)$, 其中: $\text{diag}(\cdot)$ 表示将向量变为对角矩阵, H_i 为信道矩阵 H 的第 i 个对角元素。

[0014] 步骤3、利用梯度下降算法根据单抽头均衡后的信号进行初始化, 然后迭代更新时延多普勒域信号 $\bar{x}' := \bar{x}' - \eta \nabla f$, 其中: η 为学习速率, 步进幅度 $\nabla f = H^H (H\bar{x}' - \bar{y}) + \sigma^2 \bar{x}'$, σ^2 为接收信号信噪比, 从而估计出均衡后的时延多普勒域信号 \bar{x}' 。

[0015] 步骤4、将时延多普勒域信号 \bar{x}' 进行解映射和 IDFT 操作, 通过星座图解调检测得到发射数据。

[0016] 技术效果

[0017] 本发明整体解决了现有技术 OTFS 的峰均功率比 (PAPR) 较高的问题; 本发明能够有效降低发射信号的峰均功率比, 提高发射机的功率放大器效率, 相比较于 OFDM/DFT-s-OFDM 技术能够提高对于多普勒信道的鲁棒性, 降低快速时变信道的通信误码率。

附图说明

[0018] 图1为本发明系统框图示意图;

[0019] 图2~图6为实施例效果示意图。

具体实施方式

[0020] 如图1所示, 为本实施例涉及一种离散傅里叶变换扩展正交时频空通信系统, 包括: DFT 预编码单元、时延多普勒域映射单元、OTFS 调制器、OTFS 解调器、时延多普勒域均衡器、时延多普勒域解映射单元和 IDFT 解编码单元, 其中: DFT 预编码单元与时延多普勒域映射单元相连并传输 DFT 预编码时延多普勒域信号, 时延多普勒域映射单元与 OTFS 调制器相连并传输映射后时延多普勒域调制信号, OTFS 调制器生成时域发射信号后与无线信道相连并发射信号, 接收端接收到信号后通过 OTFS 解调器获得时延多普勒域接收信号, 经过时延多普勒域均衡器恢复时延多普勒域发射信号, 并通过时延多普勒域解映射单元和 IDFT 解编码单元得到传输信息码元。

[0021] 本实施例涉及一种基于上述系统的检测改进的 DFT-s-OTFS 信号的方法, 包括以下步骤:

[0022] 步骤1、发射机在OTFS调制之前先通过DFT预编码,然后依次进行时延多普勒域映射和OTFS调制,将数据帧调制为时域发射信号并通过无线信道发射。

[0023] 步骤2、接收机接收到无线信号后,通过OTFS解调得到时延多普勒域接收数据帧。

[0024] 步骤3、将时延多普勒域接收数据帧进行均衡,估计得到时延多普勒域发射数据帧并将其进行时延多普勒域解映射和IDFT解编码获得传输数据。

[0025] 经过具体实际实验,在MATLAB的仿真环境设置下,以载波频率0.3THz、子载波间隔1.92MHz、DFT预编码长度为符号数量的一半运行上述方法,首先评估比较DFT-s-OTFS发射信号与其他波形的PAPR。性能指标是互补累积分布函数 (CCDF) 峰均比,即 $Pr(PAPR > PAPR_0)$ 。本实施例使用矩形脉冲作为所有波形的发射脉冲。每个数据帧子载波和符号的数目分别为64和32。这个DFT-s-OFDM和DFT-s-OTFS的DFT预编码大小是32和16。在图2中,由于不同的波形被分类为 $DFT-s-OTFS \approx DFT-s-OFDM < OTFS \approx OFDM$ 。特别是DFT-s-OTFS在CCDF为1%时的PAPR值比OTFS低约3dB。当 $N < M$ 时,DFT-s-OTFS与DFT-s-OFDM相比具有稍好的PAPR,表明了DFT-s-OTFS具有良好的峰均比特征。如图3所示,为评估DFT-s-OTFS的PAPR对上下行链路使用不同的DFT预编码大小。根据仿真结果观察得到相比较于下行链路,上行链路具有更低的PAPR。同时,上行链路DFT-s-OTFS的峰均功率比在使用更小的DFT预编码长度L时会降低。然而,下行DFT-s-OTFS的PAPR当L减小时变高。DFT-s-OTFS发射信号的PAPR比OTFS的发射信号在 10^{-3} 的互补累积分布函数值处低大约3dB。

[0026] DFT-s-OTFS的误码率性能:以一个3抽头太赫兹信道模型为例,数据帧大小设为 8×16 ,如图4所示,为无多普勒扩展的误码率结果,其中OFDM和DFT-s-OFDM使用了单抽头频域均衡,对OTFS和DFT-s-OTF执行MMSE均衡算法。结果表明,OTFS和DFT-s-OTFS在无多普勒扩展效应的情况下可以获得更好的误码率性能。如图5所示,当多普勒扩展等于 $\frac{2\Delta f}{N}$ 时,由于载波间干扰,OFDM和DFT-s-OFDM的误码率都在 10^{-2} 以上,而OTFS和DFT-s-OTFS没有退化。此外,DFT-s-OTFS在快时变信道下,误码率性能略优于OTFS。因此,DFT-s-OTFS波形可以利用OTFS信道估计与均衡的优点并保持与OTFS相同的误码率性能。当不存在多普勒扩展效应时,DFT-s-OTFS的误码率性能比OFDM提高了一个数量级,当存在较强的多普勒扩展效应时,DFT-s-OTFS的误码率性能比OFDM/DFT-s-OFDM提高了两个数量级。

[0027] 进一步地,考察检测算法的影响和相位噪声对DFT-s-OTFS误码率性能的影响。如图6所示,使用基于梯度下降的检测算法时,增加迭代次数使得误码率变得更接近MMSE均衡。此外,如果太赫兹波段存在较强的相位噪声,例如相位噪声参数 $\sigma_\theta^2 = 2 \times 10^{-3}$,则DFT-s-OTFS的误码率相比在没有相位噪声的情况下在25dB的信噪比时退化了两个数量级。

[0028] 综上,与现有技术相比,本方法相比于OTFS能够将PAPR降低约3dB,相比于OFDM/DFT-s-OFDM在存在较强的多普勒扩展效应时能够将误码率性能提高两个数量级。

[0029] 上述具体实施可由本领域技术人员在不背离本发明原理和宗旨的前提下以不同的方式对其进行局部调整,本发明的保护范围以权利要求书为准且不由上述具体实施所限,在其范围内的各个实现方案均受本发明之约束。

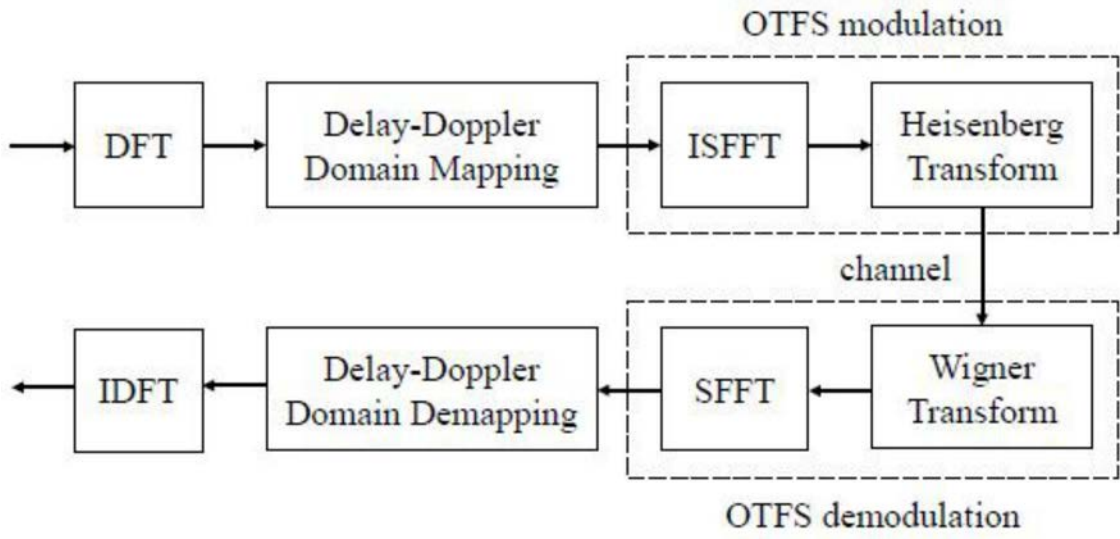


图1

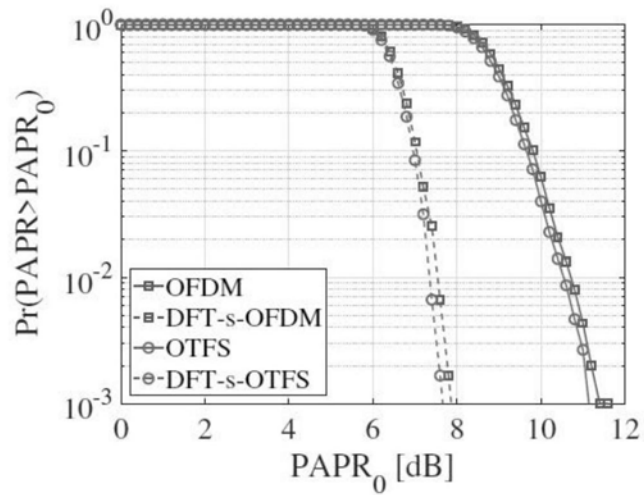


图2

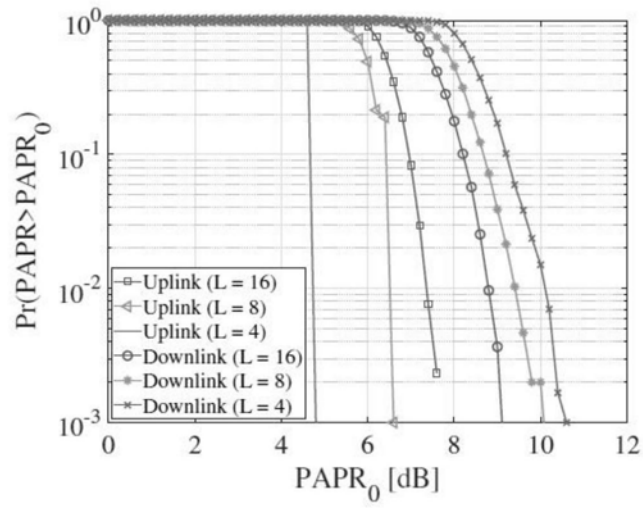


图3

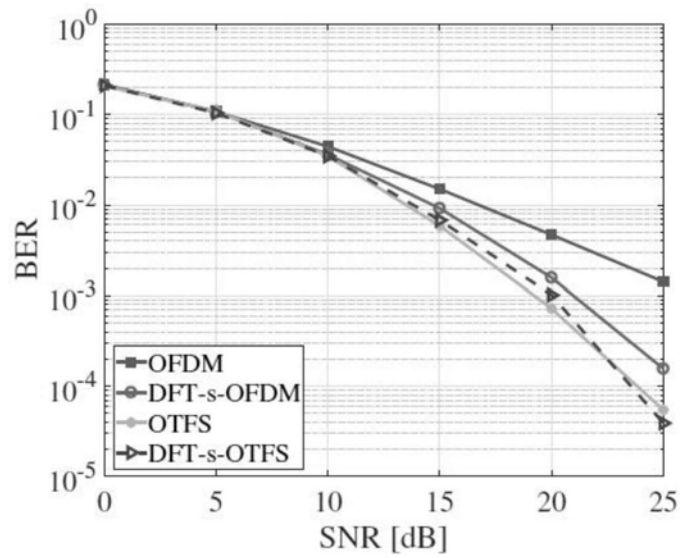


图4

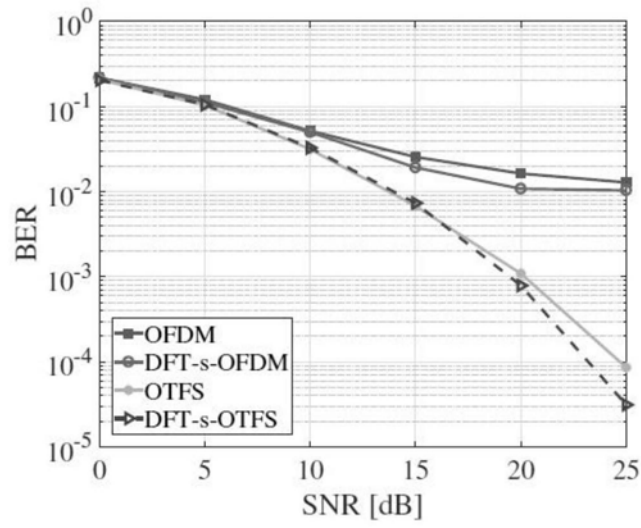


图5

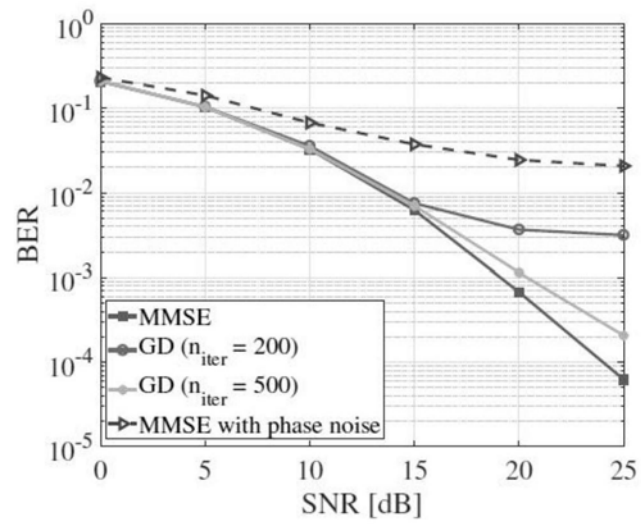


图6