



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102916922 B

(45) 授权公告日 2014. 12. 17

(21) 申请号 201210388724. 9

(22) 申请日 2012. 10. 15

(73) 专利权人 哈尔滨工程大学

地址 150001 黑龙江省哈尔滨市南岗区南通大街 145 号哈尔滨工程大学科技处知识产权办公室

(72) 发明人 马雪飞 乔钢 孙宗鑫 周锋 刘淞佐 马璐 郑彩云 章佳荣 文明 王玥

(51) Int. Cl.

H04L 27/26 (2006. 01)

(56) 对比文件

CN 102724147 A, 2012. 10. 10,

CN 102664840 A, 2012. 09. 12,

审查员 全红红

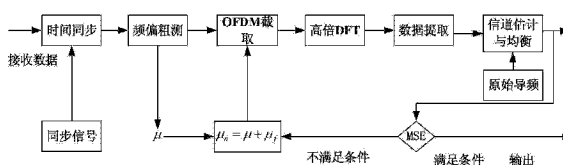
权利要求书1页 说明书4页 附图3页

(54) 发明名称

水声 OFDM 自适应搜索多普勒补偿方法

(57) 摘要

本发明的目的在于提供水声 OFDM 自适应搜索多普勒补偿方法,采用 CW 信号作为训练序列进行多普勒频偏因子粗测。利用高倍 DFT 对多普勒频偏进行补偿。以 CW 信号测得的多普勒频偏因子作为初始值,以补偿、均衡后的数据的均方误差为代价函数,不断调整因子大小进行搜索,直到满足条件。本发明克服了现有的块多普勒估计或单频信号测频方法测得的多普勒频偏因子均存在一定误差的缺点,同时还克服了若直接利用其测得的因子进行多普勒频偏补偿,会造成数据星座图的发散,即数据均方误差的增加的缺点。



1. 水声 OFDM 自适应搜索多普勒补偿方法,其特征是:

(1) 采用 CW 信号作为训练序列进行多普勒频偏因子粗测:定义多普勒频偏因子  $\mu_d = v/c$ ,其中  $v$  表示发送端与接收端的相对运动速度, $c$  为声波在水中传播的速度,发送的 CW 信号频率为  $f_t$ ,接收的 CW 信号频率为  $f_r$ ,首先对接收的 CW 信号进行滤波,然后对其做傅里叶变换,再通过抛物线拟合法测得 CW 信号频率为  $\hat{f}_r$ ,则粗测的多普勒频偏因子  $\mu = \hat{f}_r / f_t - 1$ ;

(2) 利用高倍 DFT 对多普勒频偏进行补偿:发送的 OFDM 符号长度为  $N$  长度  $N$  不包括循环前、后缀长度,由于信号受到多普勒频偏的影响,使得 OFDM 符号的时域波形发生压缩或扩展,即一个完整的 OFDM 信号波形的采样点变成了  $N'$  点,对接收的 OFDM 信号截取  $N'$  点后做  $2^n$  点 DFT,根据测得的多普勒频偏因子重新计算出数据子载波的位置;

(3) 将 CW 信号估计出的多普勒频偏因子  $\mu$  作为初始条件,以均衡后的接收数据 MSE 作为代价函数进行搜索,直到计算出的 MSE 能够找到极小值:

对 OFDM 时域符号进行截取之前,利用粗测的频偏因子  $\mu$  重新计算 OFDM 符号长度,即:

$$N' = \left[ \frac{N}{1 + \mu} \right],$$

其中  $[\ ]$  表示四舍五入取整,在对 OFDM 符号重新截取  $N'$  点进行高倍 DFT 多普勒补偿,OFDM 符号采用梳状导频结构,利用梳状导频插值进行信道估计,均衡数据子载波,由于粗测的频偏因子存在误差,多普勒补偿与均衡后的数据的均方误差较大,所以要进行搜索过程;将此时计算的均方误差存储起来:

$$MSE(0) = MSE_{\mu},$$

然后对多普勒因子以步长  $\mu_f$  进行新的多普勒因子搜索,得到新的多普勒因子:

$$\mu_k = \mu + k\mu_f, k = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm K$$

将  $\mu_k$  代入式  $N' = \left[ \frac{N}{1 + \mu} \right]$  计算出新的 OFDM 符号长度,并对接收数据重新截取,之后的多普勒补偿与信道均衡过程重复步骤 (2),并将计算出的数据均方误差存储起来,即:

$$MSE(k) = MSE_{\mu_k},$$

令  $k = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm K$ ,增大  $\mu_k$  的绝对值进行搜索,并比较计算出的 MSE 值,如果能够找到 MSE 的极小值,则其对应的多普勒频偏因子估计正确,跳出循环,输出数据,完成信道干扰抑制;如果不能找到 MSE 的极小值,则重复上述过程,直到找到 MSE 的极小值则跳出循环,输出数据,完成信道干扰抑制。

## 水声 OFDM 自适应搜索多普勒补偿方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及的是一种高速水声通信的补偿方法。

### 背景技术

[0002] 声波是水下唯一的可进行远程传输的信息载体,随着海洋开发的不断深入,对水下移动通信的传输效率和可靠性要求也越来越高。正交频分复用技术具有抗多径衰落、抗突发干扰等优点,并且适合于高速数据传输。OFDM 符号实际上是多个经过调制的子载波信号之和,各子载波之间利用正交性来区分。然而如果存在子载波间的干扰,就会破坏这种正交性,导致系统性能下降。引起子载波间干扰的原因有多种,其中之一就是接收端与发送端相对运动引起多普勒频偏,破坏子载波间正交性,导致解调错误。所以针对水声 OFDM 系统进行多普勒补偿是提高系统性能的关键。

[0003] 现有的水声 OFDM 系统多普勒补偿技术,多采用块多普勒估计或单频信号测频方法估计多普勒频偏因子,然后通过变采样法对多普勒进行补偿。块多普勒估计是在数据帧的前后各插入一个已知信号,在接收端通过与本地信号进行相关处理测得接收数据帧的宽度,与发送数据帧长度比较测得多普勒频偏因子,其测量精度受已知信号的模糊度图的限制,即要求信号的时间带宽积足够大。单频信号测频方法是通过测量接收的 CW 信号频率,与发送的 CW 信号频率进行比较测得多普勒频偏因子,其测量精度受 CW 信号脉冲长度的限制,且易受到噪声和多径干扰。

### 发明内容

[0004] 本发明的目的在于提供不易受到噪声和多径干扰的水声 OFDM 自适应搜索多普勒补偿方法。

[0005] 本发明的目的是这样实现的:

[0006] 本发明水声 OFDM 自适应搜索多普勒补偿方法,其特征是:

[0007] (1) 采用 CW 信号作为训练序列进行多普勒频偏因子粗测:定义多普勒频偏因子  $\mu_d = v/c$ ,其中  $v$  表示发送端与接收端的相对运动速度,  $c$  为声波在水中传播的速度,发送的 CW 信号频率为  $f_t$ ,接收的 CW 信号频率为  $f_r$ ,首先对接收的 CW 信号进行滤波,然后对其做傅里叶变换,再通过抛物线拟合法测得 CW 信号频率为  $\hat{f}_r$ ,则粗测的多普勒频偏因子  $\mu = \hat{f}_r / f_t - 1$ ;

[0008] (2) 利用高倍 DFT 对多普勒频偏进行补偿:发送的 OFDM 符号长度为  $N$  长度  $N$  不包括循环前、后缀长度,由于信号受到多普勒频偏的影响,使得 OFDM 符号的时域波形发生压缩或扩展,即一个完整的 OFDM 信号波形的采样点变成了  $N'$  点,对接收的 OFDM 信号截取  $N'$  点后做  $2^n$  点 DFT,根据测得的多普勒频偏因子重新计算出数据子载波的位置;

[0009] (3) 将 CW 信号估计出的多普勒频偏因子  $\mu$  作为初始条件,以均衡后的接收数据的数据的 MSE 作为代价函数进行搜索,直到计算出的 MSE 能够找到极小值:

[0010] 对 OFDM 时域符号进行截取之前,利用粗测的频偏因子  $\mu$  重新计算 OFDM 符号长

度,即:

$$[0011] \quad N' = \left[ \frac{N}{1+\mu} \right],$$

[0012] 其中  $[\ ]$  表示四舍五入取整,在对 OFDM 符号重新截取  $N'$  点后进行高倍 DFT 多普勒补偿,OFDM 符号采用梳状导频结构,利用梳状导频插值进行信道估计,均衡数据子载波,由于粗测的频偏因子存在误差,多普勒补偿与均衡后的数据的均方误差较大,所以要进行搜索过程。将此时计算的均方误差存储起来:

$$[0013] \quad \text{MSE}(0) = \text{MSE}_{\mu},$$

[0014] 然后对多普勒因子以步长  $\mu_f$  进行新的多普勒因子搜索,得到新的多普勒因子:

$$[0015] \quad \mu_k = \mu + k\mu_f, k = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm K$$

[0016] 将  $\mu_k$  代入式  $N' = \left[ \frac{N}{1+\mu} \right]$  计算出新的 OFDM 符号长度,并对接收数据重新截取,之后的多普勒补偿与信道均衡过程重复上述步骤,并将计算出的数据均方误差存储起来,即:

$$[0017] \quad \text{MSE}(k) = \text{MSE}_{\mu_k},$$

[0018] 令  $k = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm K$ ,增大  $\mu_k$  的绝对值进行搜索,并比较计算出的 MSE 值,如果能够找到 MSE 的极小值,则其对应的多普勒频偏因子估计正确,跳出循环,输出数据,完成信道干扰抑制;如果不能找到 MSE 的极小值,则重复上述过程,直到找到 MSE 的极小值则跳出循环,输出数据,完成信道干扰抑制。

[0019] 本发明的优势在于:现有的块多普勒估计或单频信号测频方法,由于受到信号本身的限制,以及噪声和多径干扰,测得的多普勒频偏因子均存在一定误差。若直接利用其测得的因子进行多普勒频偏补偿,会造成数据星座图的发散,即数据均方误差的增加。本发明是以 CW 信号估计的多普勒因子作为初始值,以补偿、均衡后的数据的均方误差为代价函数,不断调整多普勒频偏因子大小进行搜索,直到计算出的数据均方误差足够小,则数据已收敛于发送星座图的各个相位上,即可停止搜索。

## 附图说明

[0020] 图 1 为本发明的 OFDM 水声通信信号帧结构;

[0021] 图 2 为本发明的高倍 DFT 法多普勒频偏补偿;

[0022] 图 3 为本发明的自适应搜索多普勒补偿流程图;

[0023] 图 4 为本发明的不同频偏因子补偿后数据的 MSE;

[0024] 图 5 为本发明的不同频偏因子补偿后数据的 BER;

[0025] 图 6 为本发明的多普勒频偏因子粗测补偿结果;

[0026] 图 7 为本发明的多普勒频偏因子搜索补偿结果。

## 具体实施方式

[0027] 下面结合附图举例对本发明做更详细地描述:

[0028] 结合图 1~7,采用 CW 信号作为训练序列进行多普勒频偏因子粗测。利用高倍 DFT 对多普勒频偏进行补偿。以 CW 信号测得的多普勒频偏因子作为初始值,以补偿、均衡后的

数据的均方误差为代价函数,不断调整因子大小进行搜索,直到满足条件。

[0029] 设计信号帧结构如图 1 所示。时间同步信号 LFM 用来进行帧同步和符号定时同步,通过相关处理能够找到频偏估计信号 CW。再测量接收的 CW 信号频率,与发送端 CW 信号频率相比,即能得到多普勒频偏因子的粗估计。

[0030] 多普勒补偿采取高倍 DFT 法,设发送的 OFDM 符号长度为 N(不包括循环前、后缀长度),受多普勒频偏影响后的 OFDM 符号长度为  $N'$ 。将截取的  $N'$  点数据做  $2^n$  点 DFT,通过增加 DFT 点数的方法,增加频率分辨率,重新计算出数据子载波位置后正确提取数据信息。高倍 DFT 法多普勒频偏补偿如图 2 所示。

[0031] 将 CW 信号估计出的多普勒频偏因子  $\mu$  作为初始值,以经过高倍 DFT 多普勒补偿、信道均衡后的接收数据的均方误差(MSE)作为代价函数,不断调整多普勒频偏因子的大小进行搜索,直到计算出的 MSE 满足条件后停止搜索。流程图如图 3 所示。

[0032] 1、CW 信号多普勒频偏因子粗测

[0033] 采用图 1 所示的信号帧结构。时间同步信号 LFM 用来进行帧同步和符号定时同步,通过相关处理能够找到频偏估计信号 CW。定义多普勒频偏因子  $\mu_d = v/c$ ,其中  $v$  表示发送端与接收端的相对运动速度, $c$  为声波在水中传播的速度。发送的 CW 信号频率为  $f_t$ ,接收的 CW 信号频率为  $f_r$ 。首先对接收的 CW 信号进行滤波,然后对其做傅里叶变换,再通过抛物线拟合法测得 CW 信号频率为  $\hat{f}_r$ ,则粗测的多普勒频偏因子  $\mu = \hat{f}_r / f_t - 1$ 。由于测得的  $\hat{f}_r$  与实际的  $f_r$  存在一定的偏差,则粗测的多普勒频偏因子也存在一定误差。

[0034] 2、高倍 DFT 多普勒频偏补偿

[0035] 高倍 DFT 多普勒频偏补偿流程图如图 2 所示。设发送的 OFDM 符号长度为 N(不包括循环前、后缀长度)。由于信号受到多普勒频偏的影响,使得 OFDM 符号的时域波形发生压缩或扩展,即一个完整的 OFDM 信号波形的采样点变成了  $N'$  点。对接收的 OFDM 信号截取  $N'$  点后做  $2^n$  点 DFT,则相当于对 OFDM 符号后面进行补零,增加了频率分辨率。根据测得的多普勒频偏因子重新计算出数据子载波的位置,即可提取出数据信息。

[0036] 3、自适应搜索多普勒补偿

[0037] 如前面所述,由于 CW 信号易受到多径干扰和噪声干扰的影响,且测频精度在一定程度上受限于脉宽长度,故其测得的多普勒频偏因子  $\mu$  会存在误差,若直接利用  $\mu$  对接收数据进行多普勒补偿,则数据的星座图会出现发散现象,不利于正确解调。然而若正确估计出了多普勒频偏因子  $\mu$ ,补偿后的接收数据星座图会很好的收敛在发送星座图的各个相位上,误码率也相应降低。以 QPSK 映射方式为例,则发送数据的相位为  $\{\pm \frac{\pi}{4}, \pm \frac{3\pi}{4}\}$ ,幅度为 1,分别位于四个象限中间。设  $R_k, k = 0, 1, \dots, n-1$  为分布在同一个象限的数据点,数量为  $n$ ,下脚标  $k$  为子载波序号。为了衡量数据星座图的发散程度,定义各个象限的数据的均方误差 MSE (dB) 为:

$$[0038] \quad MSE = 10 \lg \left( \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} (R_k - \bar{R})(R_k - \bar{R})^* \right) \quad (1)$$

[0039] 其中  $\bar{R}$  表示一个象限内的数据子载波的平均值,即  $\bar{R} = \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} R_k$ ;符号 \* 表示复共轭运算;lg 表示以 10 为底的逆指数运算。为了验证数据的均方误差与误码率的正比关系,在

水声多径信道下对 OFDM 系统进行了仿真。设接收端与发送端反向运动,多普勒频偏因子  $\mu_d = -1.7 \times 10^{-4}$ 。不同频偏因子补偿后数据的均方误差如图 4 所示,误码率如图 5 所示。从图 4、图 5 可以看出,随着多普勒频偏因子  $\mu_d$  的改变,OFDM 符号数据的 MSE 与 BER 变化趋势大体相同,均在  $\mu_d$  接近理论值时达到最低。另外,数据 MSE 与 BER 的极小值点受噪声的影响不大,即在低信噪比下极小值对应的频偏因子仍在理论值附近。

[0040] 基于以上讨论,考虑将 CW 信号估计出的多普勒频偏因子  $\mu$  作为初始条件,以均衡后的接收数据的均方误差 (MSE) 作为代价函数进行不断搜索,直到计算出的 MSE 满足条件后停止搜索。流程图如图 3 所示。

[0041] 其中时间同步和频偏粗测过程与前述的方法相同。对 OFDM 时域符号进行截取之前,要利用粗测的频偏因子  $\mu$  重新计算 OFDM 符号长度,即:

$$[0042] \quad N' = \left[ \frac{N}{1 + \mu} \right] \quad (2)$$

[0043] 其中  $[\ ]$  表示四舍五入取整。在对 OFDM 符号重新截取  $N'$  点后即可进行高倍 DFT 多普勒补偿。OFDM 符号采用梳状导频结构,故可利用梳状导频插值进行信道估计,均衡数据子载波。由于粗测的频偏因子存在误差,多普勒补偿与均衡后的数据的均方误差较大,所以要进行搜索过程。将此时计算的均方误差存储起来:

$$[0044] \quad \text{MSE}(0) = \text{MSE}_{\mu} \quad (3)$$

[0045] 然后对多普勒因子以步长  $\mu_f$  进行新的多普勒因子搜索,得到新的多普勒因子:

$$[0046] \quad \mu_k = \mu + k \mu_f, k = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm K \quad (4)$$

[0047] 将  $\mu_k$  代入式(2)计算出新的 OFDM 符号长度,并对接收数据重新截取。之后的多普勒补偿与信道均衡过程同上所述,并将计算出的数据均方误差存储起来,即:

$$[0048] \quad \text{MSE}(k) = \text{MSE}_{\mu_k} \quad (5)$$

[0049] 令  $k = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm K$ , 不断增大  $\mu_k$  的绝对值进行搜索,并比较计算出的 MSE 值,如果能够找到 MSE 的极小值,则认为其对应的多普勒频偏因子估计正确,即可跳出循环,输出数据,完成信道干扰抑制;如果不满足,则重复上述过程,直到找到 MSE 的极小值为止。

[0050] 下面对自适应搜索算法进行仿真。仍然假设接收端与发送端反向运动,多普勒频偏因子  $\mu_d = -1.667 \times 10^{-4}$ 。OFDM 符号子载波采用 QPSK 调制方式,梳状导频进行信道估计,信噪比为 10dB。首先利用帧结构前部的 CW 信号进行多普勒频偏粗测,得到频偏因子估计  $\mu = -2.2 \times 10^{-4}$ 。用其补偿接收数据并进行信道均衡后得到数据星座图如图 6 所示。将数据点按象限划分后计算出四个象限均方误差的平均值为 -0.692dB。

[0051] 从图 6 可以看出数据星座图发散较为严重,说明粗测的频偏因子不准确。下面按步长  $\mu_f = 0.5 \times 10^{-4}$  进行搜索,结果如图 7 所示。从图 7 可以看到,  $k = +1$  时所对应的 MSE 最小,即  $\mu_k = -1.7 \times 10^{-4}$  为最终的多普勒频偏因子估计。

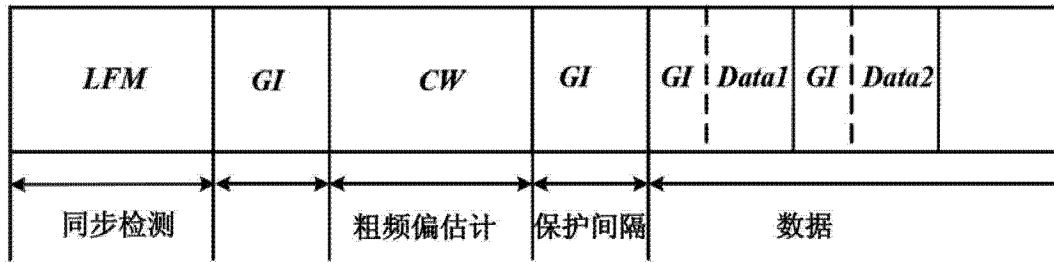


图 1

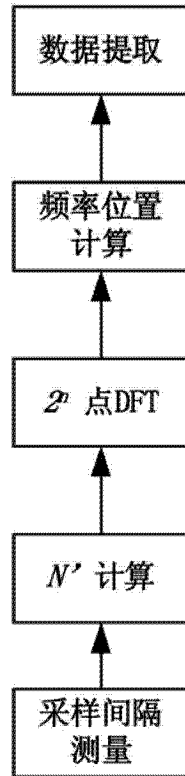


图 2

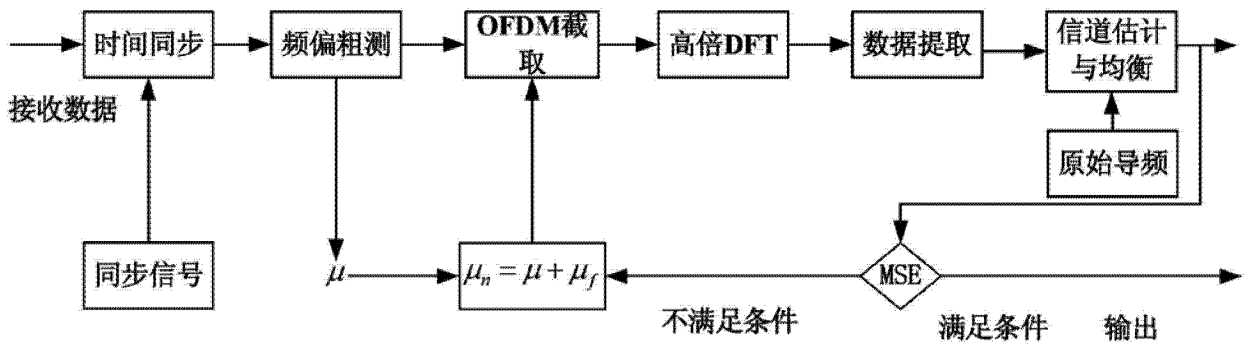


图 3

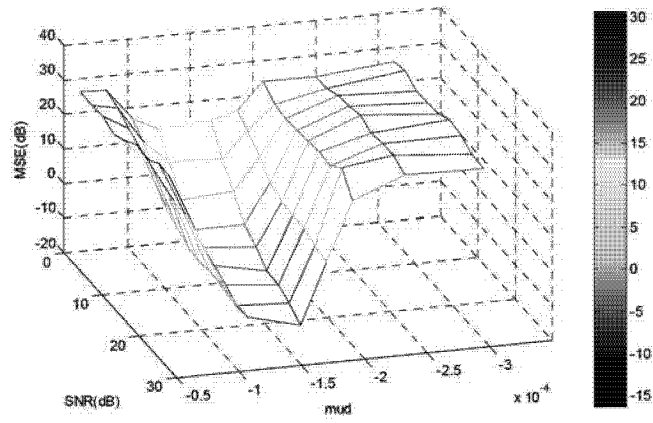


图 4

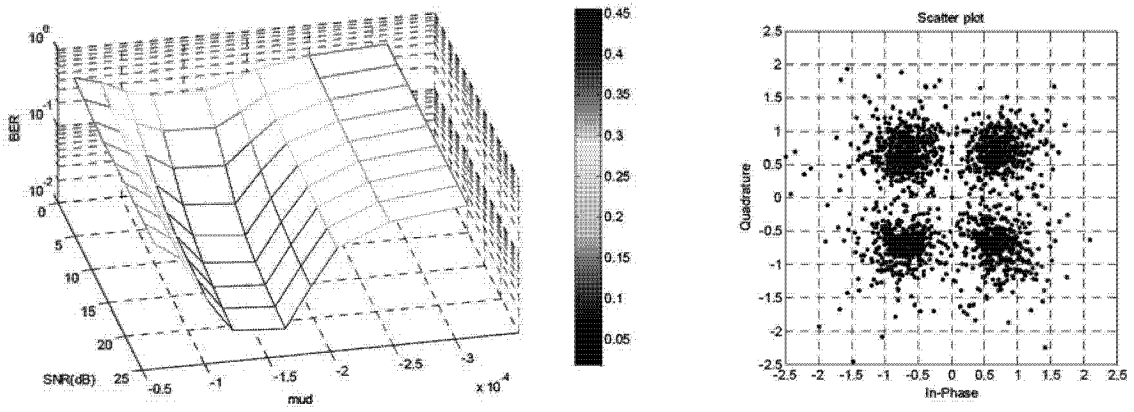


图 5

图 6



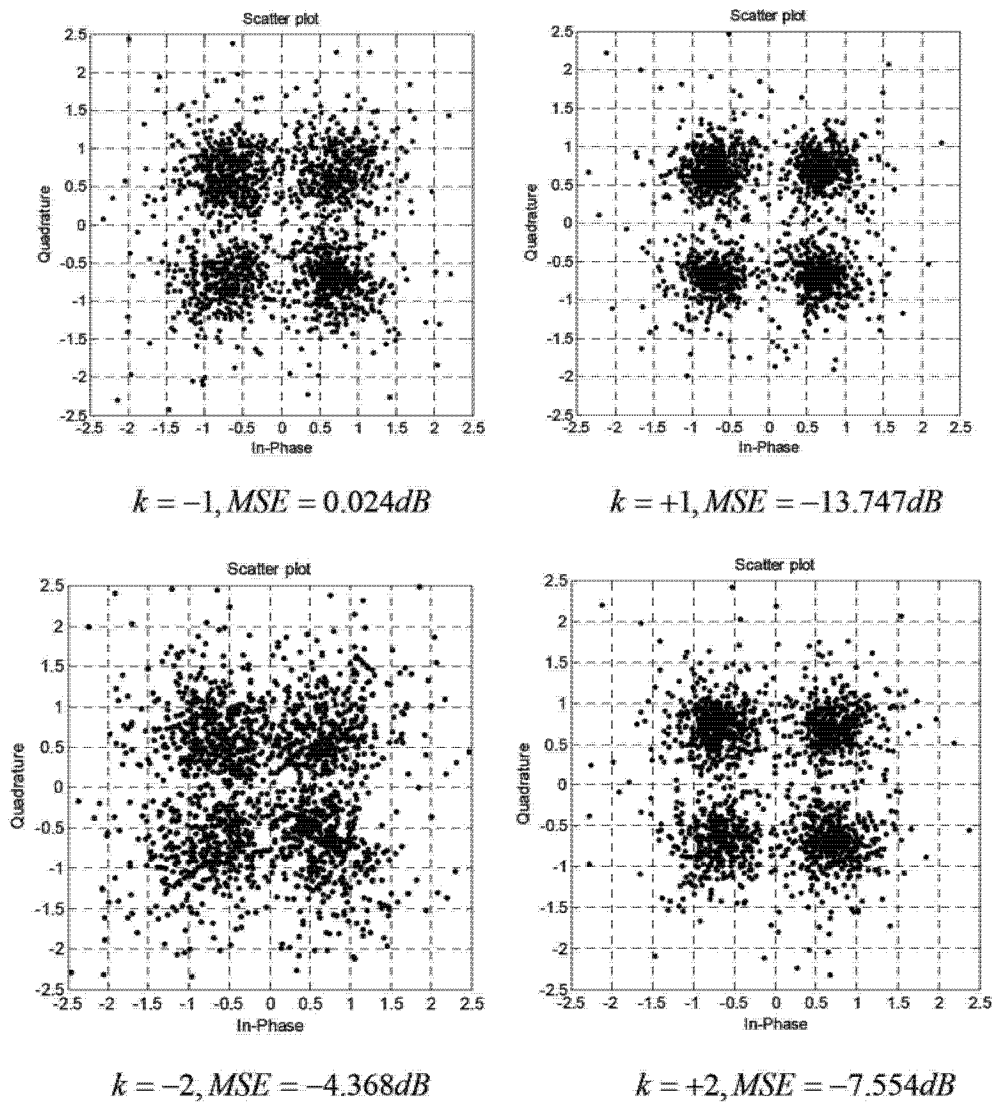


图 7