

[19] 中华人民共和国国家知识产权局



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200710044717.6

[51] Int. Cl.

H04L 27/26 (2006.01)

H04L 25/03 (2006.01)

H04H 1/00 (2006.01)

[43] 公开日 2008 年 1 月 9 日

[11] 公开号 CN 101102299A

[22] 申请日 2007.8.9

[74] 专利代理机构 上海正旦专利代理有限公司

[21] 申请号 200710044717.6

代理人 陆 飞 盛志范

[71] 申请人 复旦大学

地址 200433 上海市邯郸路 220 号

共同申请人 上海复旦微纳电子有限公司

[72] 发明人 曾晓洋 陈 璞 武建强 巫建明
周 电

权利要求书 1 页 说明书 4 页 附图 4 页

[54] 发明名称

一种基于变 D 技术的载波频偏粗同步方法

[57] 摘要

本发明属于无线数字通信技术领域，具体为一种基于变 D 技术的载波频偏粗同步方法。首先通过峰值检测器找到信号帧的起始位置，接着使用基于变 D 技术的载波频偏估计算法对载波频偏进行估计，最后用最大似然估计算法得到更为精确的估计结果。该方法因为使用了变 D 技术和联合估计算法，所以实现了更大频偏估计范围和更精确的估计结果的目的。该方法可以直接应用于数字电视或数字广播接收系统中的同步模块。

1. 一种基于变 D 技术的载波频偏粗同步方法，其特征在于帧头由一个前同步、一个 PN 序列和一个后同步组成，其中，PN 序列由 255 个符号组成，前同步由 PN 序列的后 82 个符号复制产生，后同步由 PN 序列的前 83 个符号复制产生；帧头一共由 420 个符号组成，并且帧头功率是帧体功率的两倍；载波频偏的估计步骤如下：

(1)首先利用功率检测器确定接收到的信号中帧头的起始位置，即利用帧头功率比帧体功率大 2 倍的条件，依次计算一组 420 个符号的功率总和，比较每次的值，峰值最大处所对应的符号位置即为帧的起始位置；

(2)利用 D-spaced 算法，估计载波频偏；选取 D 值为 3-8；

(3)再次利用 D-spaced 算法，估计载波频偏，选取 D 值为 55-65；

(4)第三次利用 D-spaced 算法，估计载波频偏，选取 D 值为 75-85；

(5)利用最大似然算法，估计载波频偏，得到满足系统要求的载波频偏估计值；

其中，所述 D-spaced 算法估计载波频偏的公式为：

$$\hat{\Omega}T = \frac{1}{D} \arg \left\{ \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} b_n(z(n+1)z^*(n+1-D)) \right\} \quad (1)$$

其中 $b_n = \frac{1}{2} \left[\frac{N^2 - 1}{4} - n(n+1) \right]$ ，为权重函数，表示估计间隔中心的最大值，N 为参与载波频偏估计运算的长度，n 为接收到的是第 n 位数据，z 为接收端接收到的基带信号，z* 为接收到的基带信号的共轭信号，D 为两个数据间的间隔长度；

所述最大似然算法估计载波频偏的公式为：

$$\hat{\Omega}T = \frac{1}{N} \arctan \frac{\operatorname{Im} \left\{ \sum_{n=\hat{\theta}}^{\hat{\theta}+l-1} z(n)z^*(n-L) \right\}}{\operatorname{Re} \left\{ \sum_{n=\hat{\theta}}^{\hat{\theta}+l-1} z(n)z^*(n-L) \right\}} \quad (2)$$

其中，L 为两个数据间的间隔长度，l 为参与载波频偏估计运算的长度， $\hat{\theta}$ 为载波频偏估计运算的起始位置，n 为接收到的是第 n 位数据，z 为接收端接收到的基带信号，z* 为接收到的基带信号的共轭信号。

一种基于变 D 技术的载波频偏粗同步方法

技术领域

本发明属于无线数字通信技术领域，具体涉及一种载波频偏粗同步方法，可直接应用于数字电视或数字广播接收系统中的同步模块。

背景技术

近年来，无线通信得到广泛的关注。因为无线通信传输环境比较恶劣，对数字接收机的要求比较高。由于发射机和接收机中本地振荡器的不稳定以及移动信道中的多普勒效应，本地产生的载波信号与接收到的载波信号不一致，因此发射机和接收机之间存在着载波频率偏差。载波频率偏差会导致子信道之间产生干扰，如果不采取措施对这种信道干扰加以克服，会严重映像系统的性能。去年刚颁布的地面上数字多媒体广播（DTMB）传输国家标准采用时域同步的正交频分复用调制（TDS-OFDM），或者称为以 PN 序列为保护间隔的正交频分复用调制。基于变 D 技术的载波频偏粗同步算法正是用于此系统的一种有效的同步估计算法。

发明内容

本发明的目的在于提出一种载波频偏捕获范围大，而频偏估计方差小的载波频偏粗同步方法。

D-spaced 算法和最大似然估计算法均是传统的载波频偏估计算法。DTMB 系统的传输方案是以 PN 序列作为保护间隔的。这个保护间隔可用于载波同步、定时同步、帧同步、信道估计以及跟踪相位噪声等。本发明提出的载波频偏粗同步方法，是一种基于变 D 技术的载波频偏粗估计算法，它利用了 PN 序列的特性，将 D-spaced 算法和最大似然估计算法相结合，估计载波频偏。

图 1 显示了信号帧的帧结构。帧头由一个前同步、一个 PN 序列和一个后同步组成，其中，PN 序列由 255 个符号组成，前同步由 PN 序列的后 82 个符号复制产生，后同步由 PN 序列的前 83 个符号复制产生；帧头总共由 420 个符号组成，并且帧头功率是帧体功率的两倍。

D-spaced 估计算法利用了整个帧头的数据，其目的是取得较大的载波频偏捕获范围和相对精确的估计值。最大似然估计利用了前同步或后同步及其在 PN 序列中的复制部分的数据进行估计。因此虽然捕获范围不大，但却有较为精确的估计值。

下面介绍 D-spaced 算法和最大似然估计算法

D-spaced 算法基本的载波频偏估计公式为 $z(n+1)z^*(n)$

$$\hat{\Omega}T = \arg \left\{ \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} b_n(z(n+1)z^*(n)) \right\}$$

其中 $b_n = \frac{1}{2} \left[\frac{N^2 - 1}{4} - n(n+1) \right]$ 为权重函数，表示估计间隔中心的最大值。N 为参与载波

频偏估计运算的长度，n 为接收到的是第 n 位数据，z 为接收端接收到的基带信号，z* 为接收到的基带信号的共轭信号。

本发明的 D-spaced 算法是在基本的载波频偏估计公式的基础上用 $z(n+1)z^*(n+1-D)$ 替代 $z(n+1)z^*(n)$ ，其中 D 表示两个数据间的间隔长度。由此得到载波频偏公式为：

$$\hat{\Omega}T = \frac{1}{D} \arg \left\{ \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} b_n(z(n+1)z^*(n+1-D)) \right\} \quad (3)$$

此算法的载波频偏捕获范围为

$$\frac{|\Omega T|}{2\pi} < \frac{1}{2D} \quad (4)$$

载波频偏估计的方差为

$$\text{var}[\hat{\Omega}T] = \frac{1}{D^2} \left(\frac{D}{N^2} \frac{2}{(2E_s/N_0)} + \frac{1}{N} \frac{2}{(2E_s/N_0)^2} \right) \quad (5)$$

根据 D-spaced 算法的捕获范围公式和估计方差公式可以得出 D 越大，估计的方差越小，但同时载波频偏估计的捕获范围也越小。这里 E_s 为接收到的信号的能量，N₀ 为噪声的能量。

最大似然算法的估计公式为

$$\hat{\Omega}T = \frac{1}{N} \arctan \frac{\text{Im} \left\{ \sum_{n=\hat{\theta}}^{\hat{\theta}+L-1} z(n)z^*(n-L) \right\}}{\text{Re} \left\{ \sum_{n=\hat{\theta}}^{\hat{\theta}+L-1} z(n)z^*(n-L) \right\}} \quad (6)$$

载波频偏的捕获范围为

$$\frac{|\Omega T|}{2\pi} < \frac{1}{4L} \quad (7)$$

其中 L 为两个数据间的间隔长度，可取为 255，1 为参与载波频偏估计运算的长

度， $\hat{\theta}$ 为载波频偏估计运算的起始位置，n 为接收到的是第 n 位数据，Z 为接收端接收到的基带信号，Z* 为接收到的基带信号的共轭信号。

使用该方法的优点在于实现了更大的载波频偏捕获范围，不论是在高斯白噪声或者多径信道下都有很好的估计结果，其载波频偏估计的方差均满足系统要求。同时由于该方法利用了算法的多次叠加，可以根据实际的情况增加或减少叠加的次数以获得最优的估计结果和适当的硬件资源开销。

附图说明

图 1 为信号帧的帧结构。

图 2 为载波频偏为 1kHz 情况下，通过 PN 序列相关得到的相关峰值。

图 3 为载波频偏为 50kHz 情况下，通过 PN 序列相关已无法的到明显的相关峰。

图 4 为通过功率检测的方法得到的功率峰值结果，最大峰值处所对应的符号位置即为帧头的起始位置。

图 5 为不同 D 值情况下，算法所能捕获的载波频偏范围。

图 6 为在相同的载波频偏条件下，不同 D 值的所得估计方差的大小。

图 7 为只使用变 D 算法估计的载波频偏方差值和使用变 D 技术与最大似然估计算法联合估计后的载波频偏估计方差值。

图 8 为在高斯白噪声下，信噪比分别为 10dB、20dB 和 30dB 时利用本说明所能实现的载波频偏捕获范围和估计方差。

具体实施方式

将本发明方法用于基于 DTMB 数字电视传输标准的接收机系统的载波同步部分的实现中，取得了良好的效果。

首先利用 D-spaced 算法进行估计，在利用帧头进行频偏估计之前要首先确定接收到的信号帧的起始位置。但在通过 PN 序列的相关性寻找帧头起始位置的方法在载波频偏较大的情况下会失效。如图 2 所示，在不同的载波频偏情况下，通过 PN 序列相关得到的相关峰值。由图可以得出，当载波频偏（CFO）值为 1KHz 时，PN 序列的相关值有明显的相关峰，可以通过相关峰值确定帧头的起始位置。当载波频偏值增大到 50KHz 时，PN 序列的相关性被破坏，无法通过相关峰值得到准确的帧头起始位置。

为了准确的确定起始位置，我们利用帧头功率比帧体功率大两倍这个条件，运用功率检波器比较每次的功率值。功率检波器用于检测接收信号的帧头起始位置。帧头的结构如

图 1 所示，帧头由一个前同步、一个 PN 序列和一个后同步组成。PN 序列由 255 个符号组成，前同步由 PN 序列的后 82 个符号复制产生，后同步由 PN 序列的前 83 个符号复制产生。帧头一共由 420 个符号组成。为了准确确定起始位置，我们利用帧头功率比帧体功率大两倍这个条件，通过依次计算一组 420 个符号的功率总和，比较每次的值，峰值最大处所对应的符号位置即为帧头的起始位置，如图 4 所示。

根据 D-spaced 算法的捕获范围公式和估计方差公式和图 5 与图 6 可以得出 D 越大，估计的方差越小，但同时载波频偏估计的捕获范围也越小，这就有一个折衷的过程。当载波频偏较大时，选用较小的 D，以便能取得较大的捕获范围。通过前一次的估计，载波频偏变小，这时可以选用较大的 D，以便减小频偏估计的方差。经过多次的叠加估计就能取得较好的估计结果。

D-spaced 算法在恶劣多径条件下，当选取的 D 值较大时，载波频偏的误差会比较大，不满足载波粗同步的性能指标。因此为了克服在恶劣多径条件下 D-spaced 算法的缺陷，我们使用 D-spaced 和最大似然估计联合的方法，即在 D-spaced 估计完成后再进行一次最大似然估计。图 7 清楚的显示了分别只使用变 D 技术的估计方法和使用变 D 技术和最大似然估计方法相结合的联合估计方法分别得到的载波频偏估计方差。可以看出，使用联合估计方法得到方差值比仅使用变 D 技术得到的方差值小一个数量级。最大似然估计利用前同步或后同步和其在 PN 序列中的复制部分的数据进行估计。因此虽然捕获范围不大，但却有较小的估计方差。D-spaced 算法估计完成后再进行一次最大似然算法的估计就能满足系统的性能指标。图 7 显示了只使用变 D 算法估计的载波频偏方差值和使用变 D 技术与最大似然估计算法联合估计后的载波频偏估计方差值。可以看出，使用后一种方法得到的估计效果比前一种提高了两个数量级，完全满足系统的要求。

在本系统中，根据系统要求和实际情况，我们采用了三次 D-spaced 算法的叠加。为了既能具有较大的捕获范围同时具有较小的估计方差，三次 D-spaced 估计取用不同的 D 值，分别为 8、60 和 80，接着进行一次最大似然估计。图 8 显示了在高斯白噪声下，信噪比分别为 10dB、20dB 和 30dB 时本方案的载波频偏捕获范围和估计方差，最终的估计结果满足系统要求。

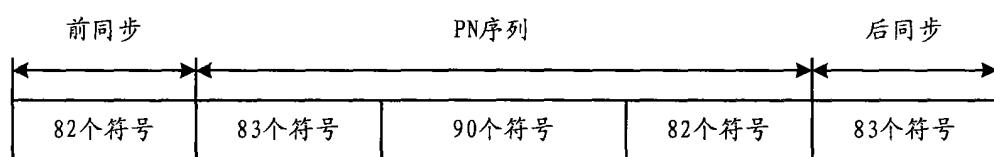


图 1

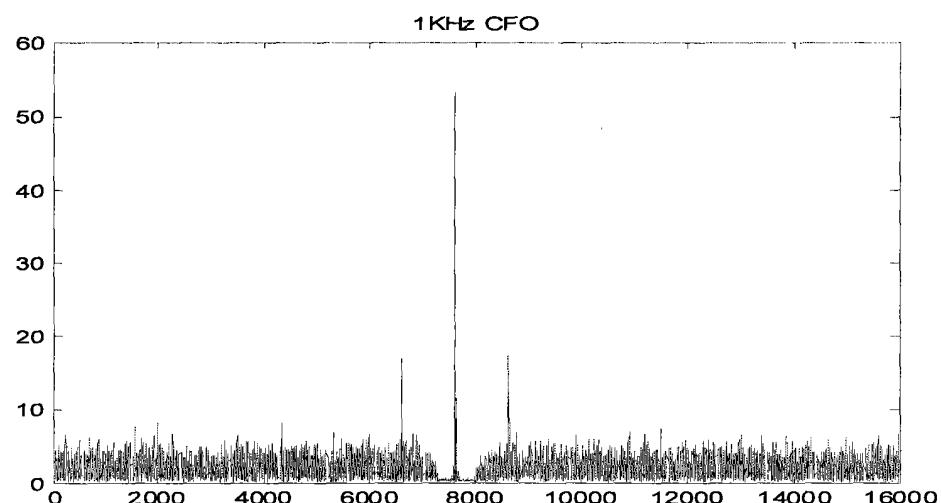


图 2

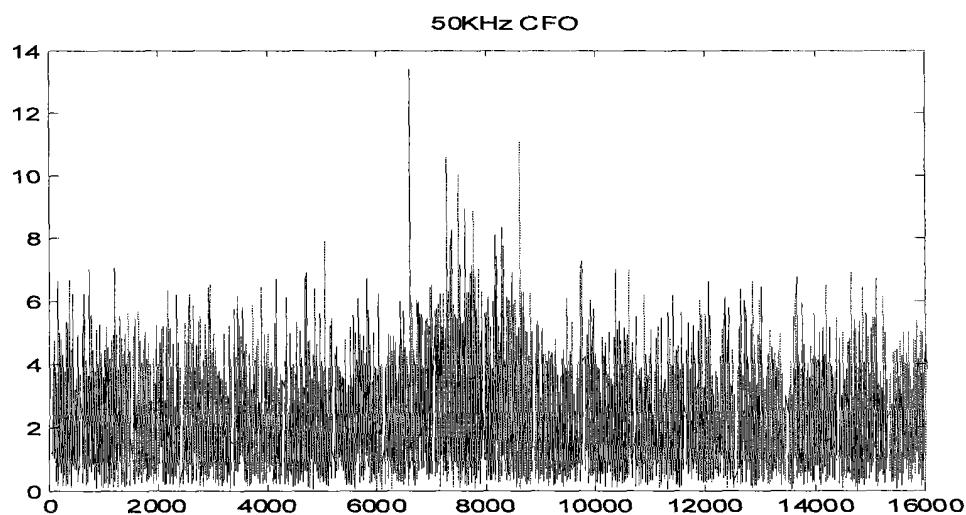


图 3

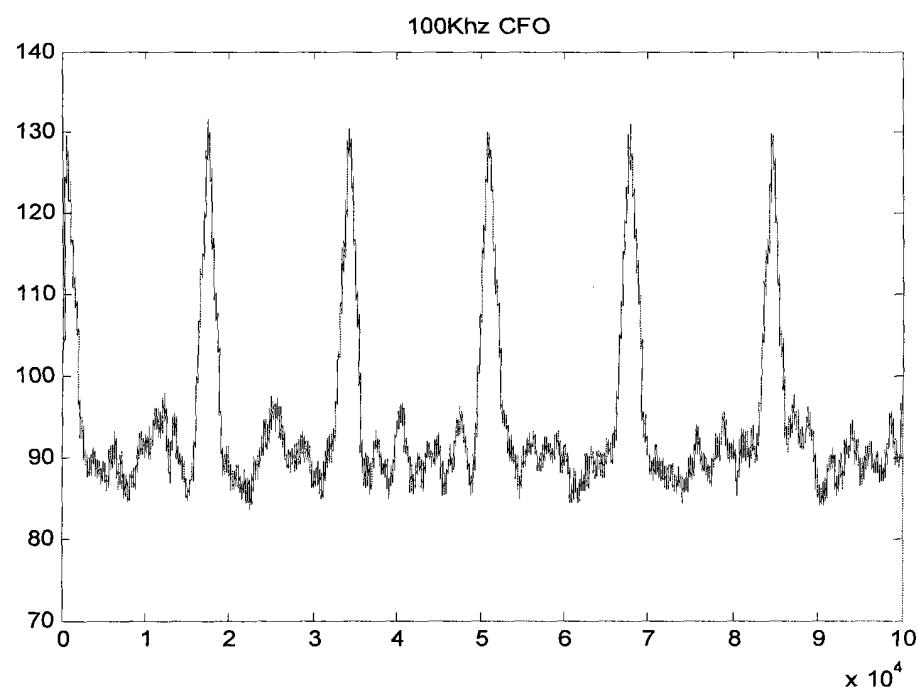


图 4

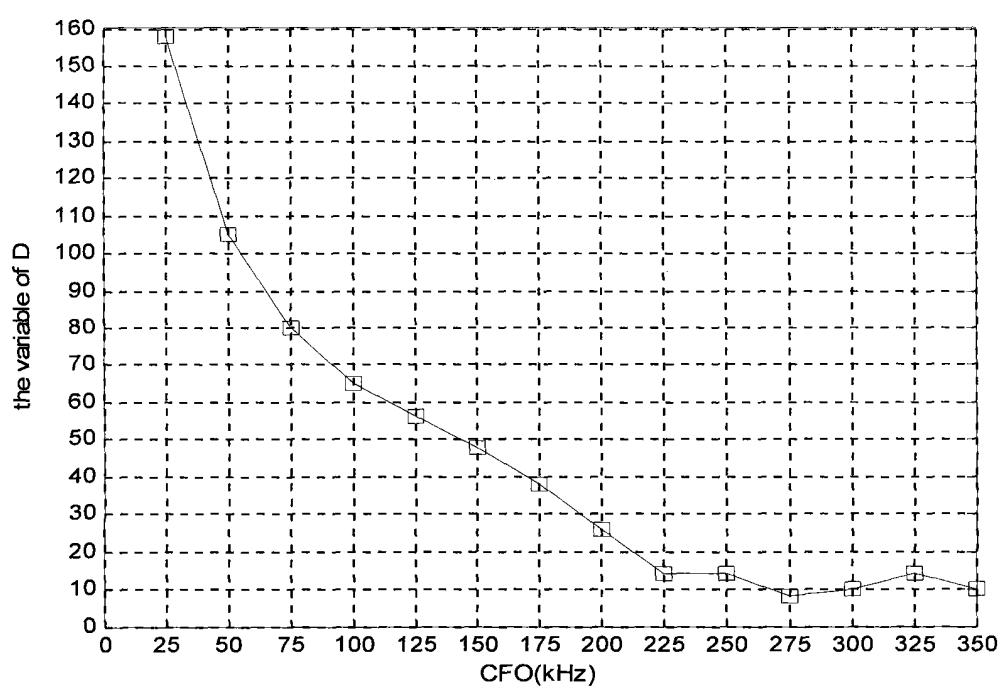


图 5

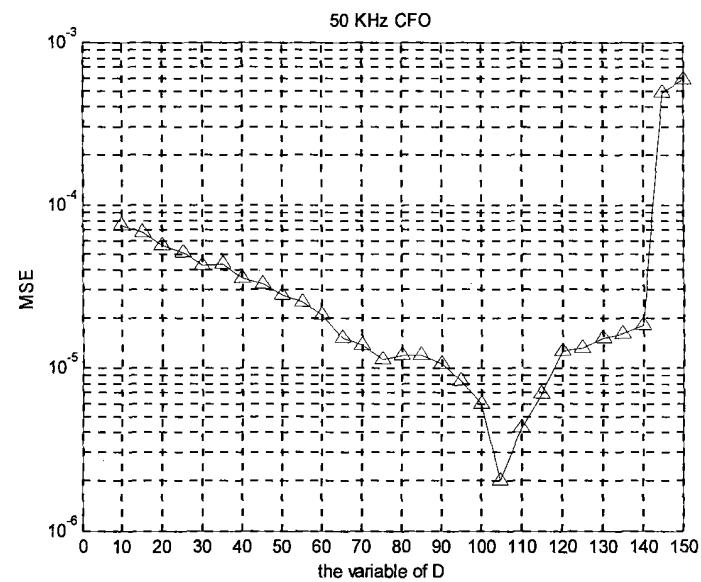


图 6

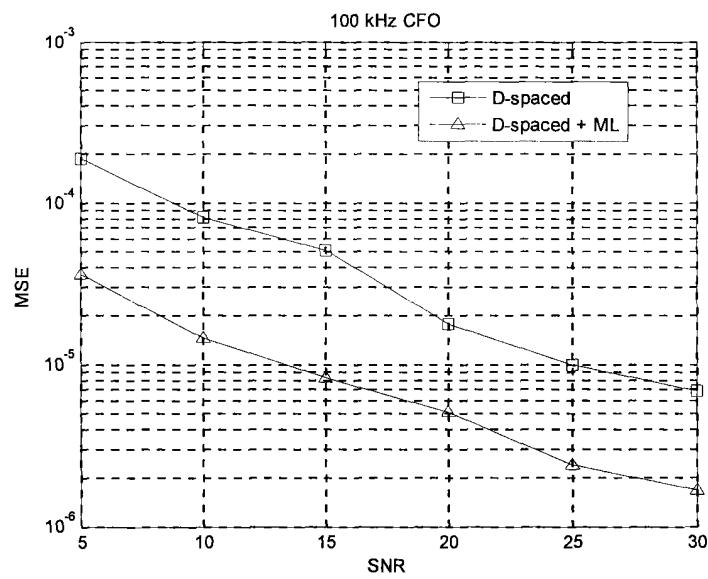


图 7

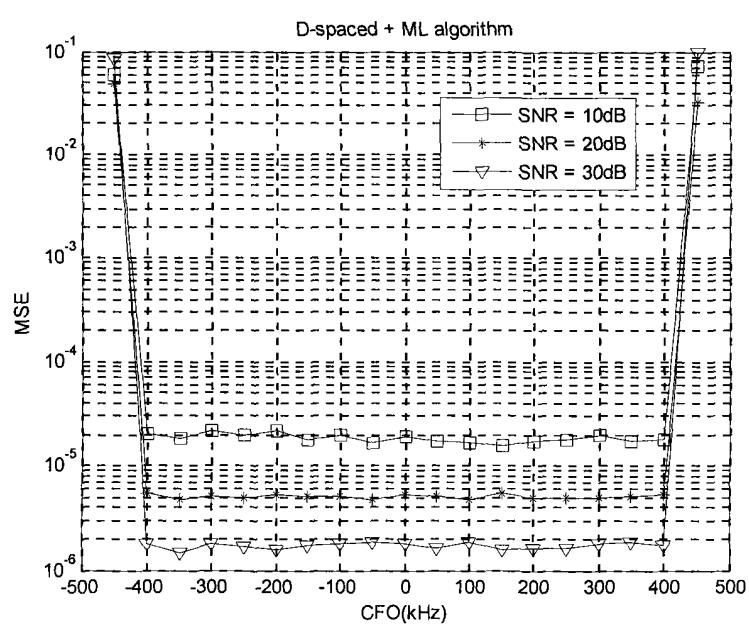


图 8