



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1968236 B

(45) 授权公告日 2011.04.27

(21) 申请号 200510095553.0

(22) 申请日 2005.11.15

(73) 专利权人 中国科学技术大学

地址 230026 安徽省合肥市金寨路 96 号

(72) 发明人 邱玲 周雯

(74) 专利代理机构 安徽合肥华信知识产权代理有限公司 34112

代理人 余成俊

(51) Int. Cl.

H04L 27/26(2006.01)

(56) 对比文件

US 2004125873 A1, 2004.07.01, 全文.

CN 1332583 A, 2002.01.23, 全文.

华惊宇, 滑翰, 盛斌, 尤肖虎. 移动通信中一种快速收敛的多普勒频偏估计方法. 通信学报 26

1. 2005, 26(1), 136-140.

华惊宇, 马章勇, 王东明, 尤肖虎. 移动通信中一种精确的多普勒频移估计方法. 电子与信息学报 27 1. 2005, 27(1), 95-98.

审查员 付芳

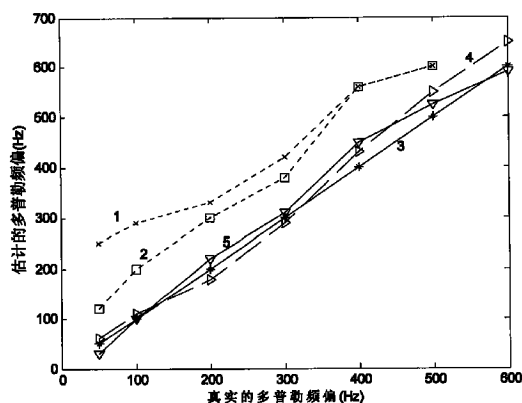
权利要求书 1 页 说明书 5 页 附图 2 页

(54) 发明名称

一种多普勒频偏估计方法

(57) 摘要

本发明多普勒频偏估计方法, 特征是测量出系统的接收信号功率的变化速率与多普勒频偏的关系曲线并存储起来; 对存储器的数据作多普勒频偏的粗估计, 确定接收信号功率的变化速率的范围, 再作多普勒频偏的细估计, 最后对这个数组求平均值, 即表示变化速率的参数; 将该参数对照系统的接收信号功率的变化速率与多普勒频偏的关系, 即得到对应的多普勒频偏估计值。本发明能够精确的估计出多普勒频偏, 一般估计偏差只在几十赫兹的范围内; 本发明受噪声的影响较小, 无论是在低信噪比还是在高信噪比下均能够精确的估计出多普勒频偏; 本发明的工作范围较宽, 在实际的多普勒频偏从几十赫兹到 600 赫兹的变化范围内, 本方法均能很好的估计出多普勒频偏。



1. 一种多普勒频偏估计方法, 在接收端测量接收信号的功率变化参数, 并通过查表得到最大多普勒频偏; 其特征在于: 首先测量出系统的接收信号功率的变化速率与多普勒频偏的关系曲线并以表格或曲线拟合式的方法存储起来; 接收端用功率计测量每一帧接收信号的平均功率, 再把一定数目的信号平均功率的值在存储器里存储起来; 然后对存储器的数据作多普勒频偏的粗估计: 先对存储器的数据做平滑滤波: $\tilde{P}(i) = [P(i-1) + P(i) + P(i+1)]/3$, 其中 $P(i)$ 是存储器中的每一个数据; 再做快速富里叶变

换: $\bar{P}(k) = \sum_{i=0}^N \tilde{P}(i) \exp(-j2\pi ik/N)$, 其中 N 是存储器中数据的数目, 并求出频域曲线比较明显的

旁瓣数目, 根据该旁瓣数目确定 $\tilde{P}(i)$ 是否具有较高的高频分量, 从而确定接收信号功率的变化速率的范围; 即: 设一个变量 Flag1, 对 $\tilde{P}(i)$ 做 L 点的快速富里叶变换, 如果有足够高的高频分量, 那么变量 $\text{Flag1} = 1$; 否则 $\text{Flag1} = 0$; 求出曲线比较明显的旁瓣数目, 如

果足够多, 则 $\tilde{P}(i)$ 有较高的高频分量; 再设一个变量 Flag2, 对 $\tilde{P}(i)$, $i = 0, 1, \dots, L/4-1$ 做 $L/4$ 点的快速富里叶变换, 如果有足够高的高频分量, 令 $\text{Flag2} = 1$; 否则 $\text{Flag2} = 0$; 如果 Flag1 和 Flag2 都为 1, 则判定曲线的变化速率较快, 此时的多普勒频偏较大, 判定移动速度较高, 平均距离 $D \leq d_1$, 其中 d_1 是区分高速和中速的一个设定值; 如果 Flag1 为 1 而 Flag2 为 0, 判定移动速度居中, 则: $d_1 < D < d_2$, 其中 d_2 是区分中速和低速的一个设定值; 如果 Flag1 和 Flag2 都为 0, 那么判断移动速度较低, $D \geq d_2$;

再作多普勒频偏的细估计: 先搜索存储器中数据的一系列极大值和极小值, 判断每一对极大值和极小值的水平间距是否在粗估计的范围内: 设变量 i 初始值为 0, 首先找到曲线 $\tilde{P}(i)$ 的一个极值点, 记为点 A: $\tilde{P}(i_1)$, 增加 i , 继续寻找下一个极值点, 记为点 B: $\tilde{P}(i_2)$, 如果 (i_2-i_1) 的值在第一步粗估计的范围内并且 $\tilde{P}(i_1)$ 与 $\tilde{P}(i_2)$ 的差异为: (极大值)/(极小值) 大于某一个设定值, 那么将 (i_2-i_1) 存入一个数组 C; 否则, 令 $A = \tilde{P}(i_2)$, 增加 i , 继续寻找下一个极值点 B; 当 i 运行到 L 时, 循环结束; 如果在范围内, 就把这个水平间距存储到一个数组中, 如果不在范围内, 则丢弃这个水平间距值; 最后对这个数组求平均值, 即表示变化速率的参数; 将该表示变化速率的参数对照系统的接收信号功率的变化速率与多普勒频偏的关系, 即得到对应的多普勒频偏估计值。

一种多普勒频偏估计方法

技术领域：

[0001] 本发明属于移动通信技术领域，特别涉及移动通信系统中的多普勒频偏估计方法。

[0002] 背景技术：

[0003] 在移动通信系统中，当移动台在运动中通信时，基站接收信号的频率会发生变化，称为多普勒效应，这是任何波动过程都具有的特征。多普勒效应所引起的附加多普勒频偏在移动台高速移动时效果明显，对通讯造成严重的影响。多普勒频偏的估计在系统参数的选择、优化和自适应方面都有广泛的应用。例如：知道多普勒信息可以优化交织长度以减少接收时延，优化切换和动态信道分配的性能等。

[0004] 美国《国际电气与电子工程师协会机动科技学报》（“Velocity adaptive handoff algorithms for microcellular systems”，IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1994, 43(3) :549-561）介绍了基于电平通过率的水平交叉（LCR: level crossing rate）和零交叉（ZCR: zero crossing rate）多普勒频偏的估计方法。该刊的（1995, 44(1) :59-66）提出了基于相关函数的协方差（COV: covariance）方法。LCR方法由于在很小的噪声时也可能造成虚假的电平通过，因此估计精度变差。而COV方法是先对接收信号进行差分运算，所以当信道中存在噪声时，差分后将会使低频处的信噪比变坏。总之，这些方法往往受到信噪比和功控的影响，在实际应用中受到很大限制。该刊的（1993, 43: 859-862）中提出的多普勒估计方法，由于其推导的公式中含噪声项，并且此噪声项未能得到抑制，导致它的估计值普遍比真实值偏高，特别是在低频的时候，并且此方法受噪声的影响比较大。

[0005] 中国《通信学报》（“移动通信中一种不受功率控制影响的多普勒频偏估计方法”，2004年5月，25卷第5期）提出的一种基于快速功控的多普勒估计方法，在多普勒频偏较小时估计的效果较好，并且受噪声的影响不大；但在多普勒频偏较大时，由于系统分辨100Hz以上的多普勒频偏的能力逐渐减弱，所以导致估计的误差较大。

[0006] 发明内容：

[0007] 本发明的目的是为移动通信系统的正交频分复用系统（Orthogonal Frequency Division Multiplexing）提供一种多普勒估计方法，通过对接收端的信号功率作平均处理可达到几乎不受信噪比的影响。

[0008] 本发明多普勒频偏估计方法，在接收端测量接收信号的功率变化参数，并通过查表得到最大多普勒频偏；其特征在于：首先测量出系统的接收信号功率的变化速率与多普勒频偏的关系曲线并以表格或曲线拟合式的方法存储起来；接收端用功率计测量每一帧接收信号的平均功率，再把一定数目的信号平均功率的值在存储器里存储起来；然后对存储器的数据作多普勒频偏的粗估计：先对存储器的数据做平滑滤波：

$\tilde{P}(i) = [P(i-1) + P(i) + P(i+1)]/3$ ，其中 $P(i)$ 是存储器中的每一个数据；再做快速富里叶变换：

$\bar{P}(k) = \sum_{i=0}^N \tilde{P}(i) \exp(-j2\pi ik/N)$ ，其中 N 是存储器中数据的数目，并求出频域曲线比较明显的

旁瓣数目,根据该旁瓣数目确定 $\tilde{P}(i)$ 是否具有较高的高频分量,从而确定接收信号功率的变化速率的范围;再作多普勒频偏的细估计:先搜索存储器中数据的一系列极大值和极小值,判断每一对极大值和极小值的水平间距是否在粗估计的范围内:如果在范围内,就把这个水平间距存储到一个数组中,如果不在范围内,则丢弃这个水平间距值;最后对这个数组求平均值,即表示变化速率的参数;将该表示变化速率的参数对照系统的接收信号功率的变化速率与多普勒频偏的关系,即得到对应的多普勒频偏估计值。

[0009] 本发明方法基于以下工作原理:

[0010] 对第 i 个 OFDM 帧,令 $P(i) = \sum_{k=0}^{N-1} |Y(i,k)|^2 / N$, 其中 $Y(i,k)$ 是接收的频域信号, N 是一个 OFDM 帧的子载波数目。那么 $P(i)$ 代表第 i 帧接收信号的平均功率, $P(i)$ 会随着 i 的变化而变化。记平均距离为 D , 那么 D 是多普勒频偏 f_d 的函数, 可记为: $D(f_d)$ 。那么这个函数曲线可以通过计算机仿真获得, 实际系统工作时应该在接收端存储此曲线。

[0011] 利用表征接收信号的功率变化速率的平均距离参数 D 与多普勒频偏 f_d 有确定的关系这一特点, 就可以通过测量平均距离 D 来反推出 f_d 。

[0012] 与现有技术相比较, 由于本发明采用了粗估计和细估计两个步骤, 估计偏差仅在几十赫兹的范围内, 因而能够精确的估计出多普勒频偏, 克服了现有多普勒估计方法的估计值普遍比真实值偏高的缺点。

[0013] 由于本发明采用了在接收端对接收信号测量平均功率, 把噪声的影响基本平均了, 所以受噪声的影响较小, 无论是在低信噪比还是在高信噪比下均能够精确的估计出多普勒频偏。克服了现有多普勒估计方法受噪声的影响就比较大, 低信噪比时估计的数值偏大的缺点。

[0014] 由于本发明首先测量出系统的接收信号功率的变化速率与多普勒频偏的关系曲线, 此关系曲线在一个比较宽的范围内, 单位的变化速率总是有一个显著的多普勒频偏范围与之对应的, 所以工作范围较宽, 在实际的多普勒频偏从几十赫兹到 600 赫兹的变化范围内, 本方法均能很好的估计出多普勒频偏。克服了现有基于快速功控的多普勒估计, 它的工作频段只是在 0-100Hz 的范围, 工作范围窄的缺点。

[0015] 总之, 与现有技术相比, 采用本发明能够精确的估计出多普勒频偏, 一般估计偏差只是在几十赫兹的范围内; 本发明受噪声的影响较小, 无论是在低信噪比还是在高信噪比下均能够精确的估计出多普勒频偏; 本发明的工作范围较宽, 在实际的多普勒频偏从几十赫兹到 600 赫兹的变化范围内, 本方法均能很好的估计出多普勒频偏。因而, 本发明适合在实际的通信系统之中应用。

附图说明:

[0016] 图 1 是本发明的接收端信号的每帧的平均功率 $P(i)$ 与 i 的关系示意图。

[0017] 图 2 是表征平均功率变化速率的参数平均距离 D 与多普勒频偏 f_d 的关系示意图。

[0018] 图 3 是本发明方法的多普勒频偏估计值和《国际电气与电子工程师协会机动科技学报》(“Estimation of maximum Doppler frequency for handoff decisions”, IEEE VTC, 1993, 859-862) 提出的多普勒频偏估计方法的多普勒频偏估计值的对比。

[0019] 图 4 是不同的多普勒频偏估计的间隔帧数 L 对应的多普勒频偏估计的标准差示意

图。

[0020] 具体实施方式：

[0021] 以下结合附图说明本方法的实施例。

[0022] 实施例 1：考察本发明和一篇文献的方法性能的对比

[0023] 本实施例采用 COST207 信道模型，6 径，最大时延扩展是 10ns，一个 OFDM 帧有 2048 个子载波，即： $N = 2048$ ，多普勒估计模块每隔 1024 帧估计一次多普勒频偏，即： $L = 1024$ 。由于系统的带宽是 20MHz，则可以算得每隔约 0.1 秒估计一次。

[0024] 对第 i 个 OFDM 帧，令 $P(i) = \sum_{k=0}^{N-1} |Y(i, k)|^2 / N$ ，其中 $Y(i, k)$ 是接收的频域信号， N 是一个 OFDM 帧的子载波数目。那么 $P(i)$ 代表第 i 帧接收信号的平均功率， $P(i)$ 会随着 i 的变化而变化。附图 1 说明了这种关系：在附图 1 中，曲线有一系列的极大值和极小值，在水平方向，相邻两个极值（极大值和极小值）会有一定的距离，那么平均距离就反映了接收信号的功率变化速率。图 1 中 a 是两个极值点的水平距离。

[0025] 记平均距离为 D ，那么 D 是多普勒频偏 f_d 的函数，可记为： $D(f_d)$ 。那么这个函数曲线可以通过计算机仿真获得，实际系统工作时应该在接收端存储此曲线。附图 2 是在 $N = 2048$ 时测量得到的 $D(f_d)$ 关系曲线，可以看到平均距离随着多普勒频偏的增加而减小。

[0026] 利用表征接收信号的功率变化速率的平均距离参数 D 与多普勒频偏 f_d 有确定的关系这一特点，就可以通过测量平均距离 D 来反推出 f_d 。

[0027] 采用 $L = 1024$ 帧数据，即用每一帧的平均功率 $P(i)$ ， $i = 0, 1, \dots, L-1$ 来求出平均距离 D 。

[0028] 第一步：平均距离 D 的粗估计

[0029] 1、先做平滑滤波，因为在低频时可能有较大的噪声，即：

$$[0030] \quad \tilde{P}(i) = [P(i-1) + P(i) + P(i+1)]/3 \quad (3)$$

[0031] 2、设一个变量 Flag1，对 $\tilde{P}(i)$ 做 L 点的 FFT，如果有足够高的高频分量，那么变量 $\text{Flag1} = 1$ ；否则 $\text{Flag1} = 0$ 。可以求出曲线比较明显的旁瓣数目，如果足够多，那么可以认为 $\tilde{P}(i)$ 有较高的高频分量。比如：如果曲线在某处有个极大值，那么它的附近应该有一个或者两个极小值。如果这个极大值大于 1.5 倍的极小值并且这个极大值不小于位于下标为零的那个点的模的 0.1 倍（即曲线最大值的 0.1 倍），那么可以认为这是一个明显的旁瓣。如果这样的旁瓣数目大于 2，则认为有足够多的高频分量。

[0032] 再设一个变量 Flag2，对 $\tilde{P}(i)$ ， $i = 0, 1, \dots, L/4-1$ 做 $L/4$ 点的 FFT，如果有足够高的高频分量，令 $\text{Flag2} = 1$ ；否则 $\text{Flag2} = 0$ 。

[0033] 3、如果 Flag1 和 Flag2 都为 1，可以判定曲线的变化速率较快，此时的多普勒频偏较大，可以判定移动速度较高，平均距离 $D \leq d_1$ ，其中 d_1 是区分高速和中速的一个值，可以自己设定；如果 Flag1 为 1 而 Flag2 为 0，可以判定移动速度居中，则： $d_1 < D < d_2$ ，其中 d_2 是区分中速和低速的一个值；如果 Flag1 和 Flag2 都为 0，那么判断移动速度较低， $D \geq d_2$ 。

[0034] 图 2 是表征平均功率变化速率的参数平均距离 D 与多普勒频偏 f_d 的关系示意图。

[0035] 在实际的仿真中，如果设定 100Hz（对应车速约 30km/h）为区分中速和低速的一个值，那么对照图 2，应该取 $d_2 = 30.6$ ；如果设定 360Hz（对应车速 120km/h）为区分中速和高速的一个值，那么应该取 $d_1 = 10.2$ 。

[0036] 第二步:平均距离 D 的细致估计

[0037] 设变量 i 初始值为 0, 首先找到曲线 $\tilde{P}(i)$ 的一个极值点, 记为点 A: $\tilde{P}(i_1)$, 增加 i, 继续寻找下一个极值点, 记为点 B: $\tilde{P}(i_2)$, 如果 (i_2-i_1) 的值在第一步粗估计的范围内并且 $\tilde{P}(i_1)$ 与 $\tilde{P}(i_2)$ 的差异足够显著 (可以认为极大值 / 极小值大于某一个值), 那么将 (i_2-i_1) 存入一个数组 C; 否则, 令 $A=\tilde{P}(i_2)$, 增加 i, 继续寻找下一个极值点 B。

[0038] 当 i 运行到 L 时, 循环结束, 取出数组 C 的值, 求出平均值作为 D 的近似值。假设数组 C 有 m 个不为零的值, 那么:

$$[0039] \quad \hat{D} = \sum_{i=0}^{m-1} C(i) / m \quad (4)$$

[0040] 第三步: 求出多普勒频偏

[0041] 对照接收端存储的 $D(f_d)$ 曲线可以由 $\hat{D}$ 求出 $\hat{f}_d$, 本实施例的 $D(f_d)$ 曲线如图 2 所示。

[0042] 图 3 是在信噪比分别为 10db 和 20db 时, 本发明方法的多普勒频偏估计值和《国际电气与电子工程师协会机动科技学报》(“Estimation of maximum Doppler frequency forhandoff decisions”, IEEE VTC, 1993, 859-862) 提出的多普勒频偏估计方法的多普勒频偏估计值的对比。其中曲线 1 是文献的方法在信噪比为 10db 时的性能; 曲线 2 是文献的方法在信噪比为 20db 的性能; 曲线 3 是理想估计的性能; 曲线 4 是本发明提出的方法在信噪比为 20db 的性能; 曲线 5 是本发明提出的方法在信噪比为 10db 时的性能。可以看到, 文献的方法受信噪比的影响较大, 特别是在低频的时候, 但是本发明的方法则受信噪比的影响小。另外, 本发明估计精度也优于文献的方法, 并且与理想估计值差别不大。

[0043] 实施例 2: 考察不同的 L 值对估计的多普勒频偏值的影响

[0044] 本实施例采用 COST207 信道模型, 6 径, 最大时延扩展是 10ns, 一个 OFDM 帧有 2048 个子载波, 即: $N = 2048$ 。

[0045] 定义多普勒频偏估计的标准差为: $\sigma = \sqrt{\sum_{i=0}^{K-1} (\hat{f}_d(i) - \bar{\hat{f}}_d)^2 / (K-1)}$ (Hz), 其中, K 是估计的次数, $\bar{\hat{f}}_d$ 是估计的平均值, $\hat{f}_d(i)$ 是每次的估计值。

[0046] 本实施例的具体步骤和实施例 1 的步骤相同, 仅参数不同。

[0047] 图 4 是不同的多普勒频偏估计的间隔帧数 L 对应的多普勒频偏估计的标准差示意图。

[0048] 从图 4 可以看出, 多普勒频偏估计的标准差是随着 L 的增加而减小的。曲线 b 是多普勒频偏为 500Hz 时, 不同的 L 对应的多普勒频偏估计的标准差, 曲线 c 是多普勒频偏为 300Hz 时, 不同的 L 对应的多普勒频偏估计的标准差, 曲线 d 是多普勒频偏为 100Hz 时, 不同的 L 对应的多普勒频偏估计的标准差。

[0049] 在多普勒频偏较大时 (500Hz), 总体上估计的标准差也较大, 这是因为多普勒频偏较大时, 对应的平均距离较小, 对照图 2, 平均距离变化很小就会导致估计的偏差较大。在多普勒频偏为 300Hz 并且 L 取 256 的时候, 估计的标准差是 34Hz, 在 L 取 4096 的时候, 估计的标准差是 4.3Hz。

[0050] 实际系统可以视需求而定, 如果要求的实时性较高, 可以取 L 为 256 或者 512, 但是

此时估计的精度不高 ;如果要求的精度较高,可以取 L 为 1024 或者 2048。

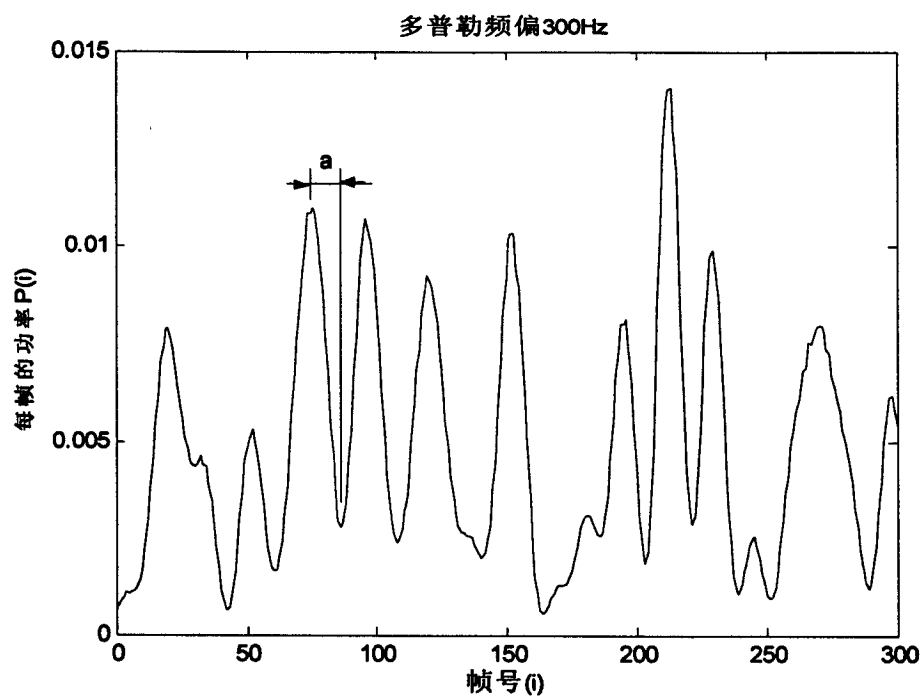


图 1

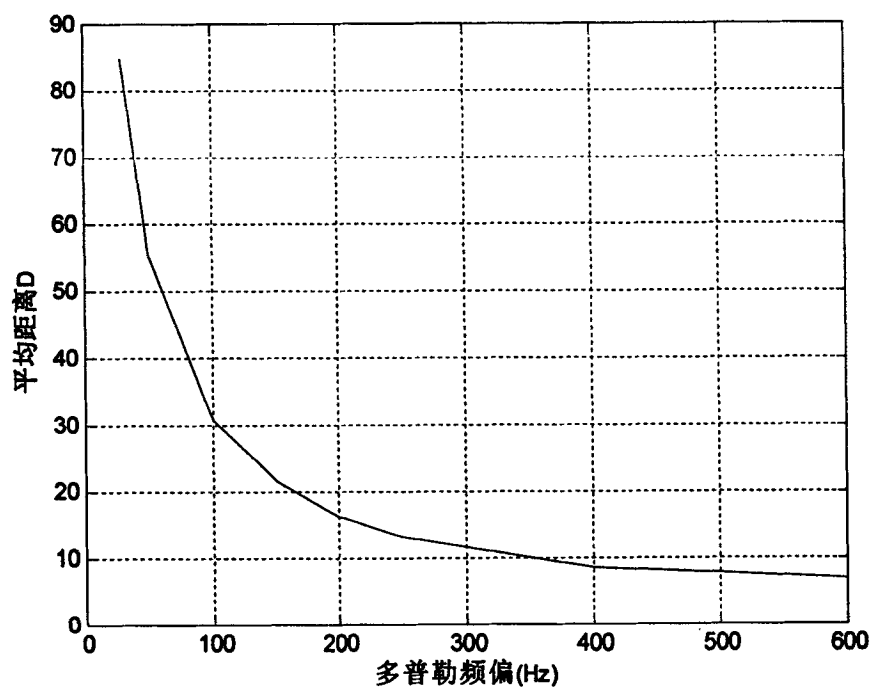


图 2

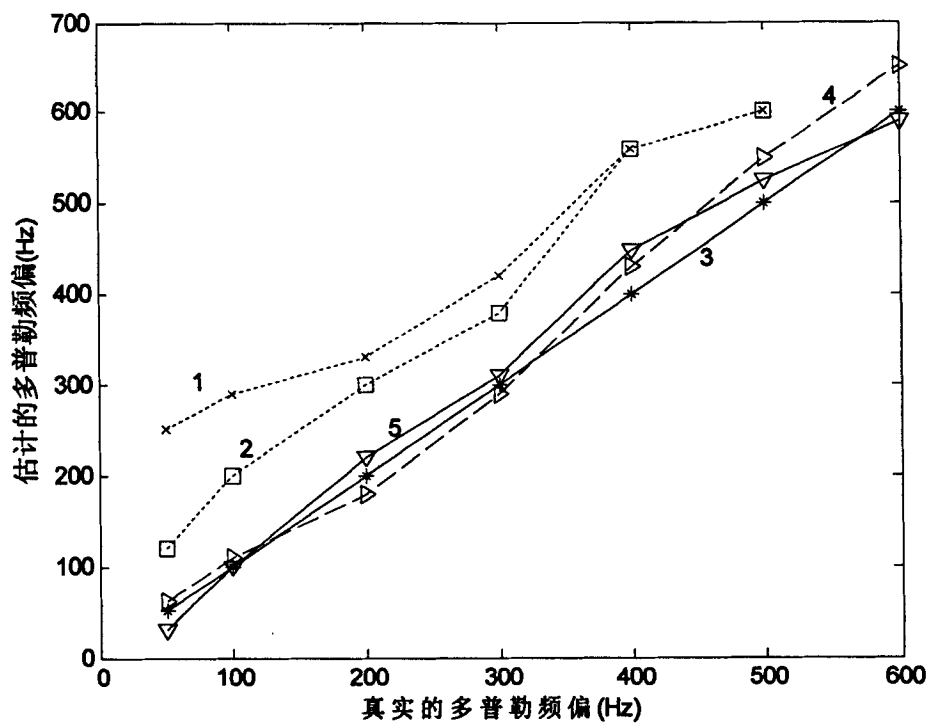


图 3

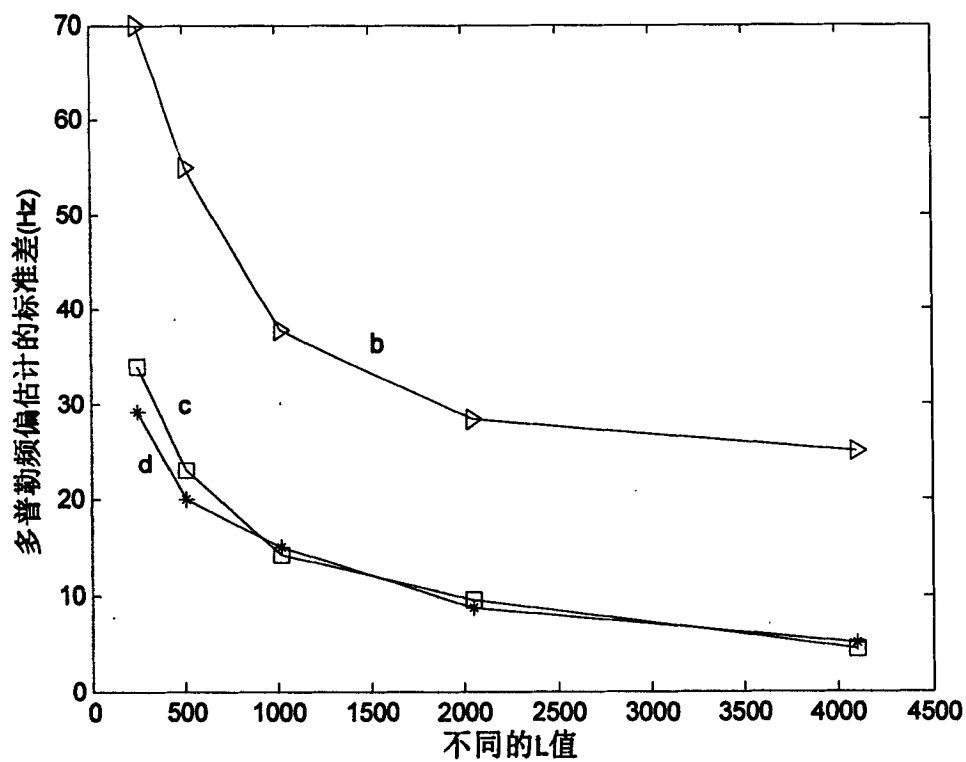


图 4