

# 基于欧氏距离度量的移动台辅助越区切换

赵瑞锋, 谈振辉, 蒋海林

(北方交通大学现代通信研究所, 北京 100044)

**摘要:** 在进行移动台辅助越区切换时, 需要精确测量信道质量, 并将它报告给基站. 欧氏距离度量与解调信息序列相结合, 可以用来测量信道质量. 仿真结果表明平均的欧氏距离度量在使用不同的编码调制方案和不同的移动速度下, 仍然可以提供可靠的信道质量度量; 使用欧氏距离度量作为移动台辅助越区切换的判决依据, 显著地减少了切换次数和切换时延, 提高了系统性能.

**关键词:** 越区切换; 信道质量估计; 欧氏距离

**中图分类号:** TN915.02      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112(2001)04-0487-03

## Mobile Assisted Handoff Based on Euclidean Distance Metric

ZHAO Rui feng, TAN Zherr hui, JIANG Hai lin

(Modern Communication Research Institute, Northern Jiaotong University, Beijing 100044, China)

**Abstract:** It is important for mobile assisted handoff(MAHO) to accurately measure channel quality and report it to the serving base station. The Euclidean distance(ED) metric, associated with the decoded information sequence, is used as a channel quality measure. Simulations show that the averaged ED metric is a reliable channel quality measure which remains consistent across different coded modulation schemes and at different mobile speeds; ED metric works well for MAHO, reducing unnecessary handoffs and handoff delay.

**Key words:** handoff; channel quality estimation; Euclidean distance

### 1 引言

在移动台辅助越区切换方式中, 网络要求移动台测量其周围基站的信号并把结果报告给基站, 网络根据测量结果决定何时进行越区切换以及切换到哪一个基站. IS 95 和 GSM 系统都采用了移动台辅助越区切换.

测量的指标有接收信号强度、误比特率、帧差错率等, 而帧差错率被认为是无线系统中最有意义的性能测量指标<sup>[1]</sup>. 信号强度和误比特率是最常用的, 然而它们并不能和帧差错率保持一致, 另外接收信号强度测量通常也不够精确. 在蜂窝边缘信纳比是一种更为合适的测量指标<sup>[1]</sup>, 移动终端可以根据欧氏距离来度量信纳比, 并将它报告到基站.

如果度量只提供信纳比的短时估值, 没有提供平均的或长时的帧差错率, 这样它们对信道质量的变化较为敏感, 可能导致许多不必要的越区切换. 如果只提供长时的或平均的统计性能(如帧差错率), 有可能导致较大的切换时延以至于掉话, 所以在测量信道质量时, 信纳比和帧差错率都是很重要的指标, 必须将两者综合考虑. 最近研究表明平均信纳比可以与帧差错率很好地联系起来, 而且很多研究都集中在信纳比度量上<sup>[2, 3]</sup>.

### 2 系统和信道模型

所考虑的系统框图如图 1 所示, 主要是等效基带部分. 假设蜂窝系统以帧为单位传输, 每帧内传输  $K$  个符号. 信息序列  $\{a_k\}$  经过卷积编码后产生一个序列  $\{b_k\}$ , 编码后的序列  $\{b_k\}$ , 使用格雷映射, 从  $M$  维星座图映射为一个符号序列  $\{s_k\}$ . 使用发送滤波器来进行脉冲形成, 以便满足符号间没有干扰的要求. 然后信号在一个无线信道上传输, 由于衰落和加性高斯白噪声, 信号扭曲失真, 用前端模拟接收滤波器来匹配发送滤波器. 在最佳取样瞬间对它的输出进行取样, 则在第  $k$  个时间瞬间的接收符号, 可由下式给出

$$r_k = \alpha_k s_k + \sum_i i_k + n_k \quad (1)$$

式中:  $s_k$  表示发送符号;  $\alpha_k$  表示信道衰落因子;  $i_k$  表示干扰信号;  $\sum_i i_k$  表示干扰信号的衰落因子;  $n_k$  表示加性高斯白噪声样本, 它的方差为  $N_0$ . 所有参量都为复数. 卷积编码器的状态转移图可以用网路来表示, 译码使用维特比算法.

在此模型内假设信号和干扰都是平坦衰落的. 如果时延扩展不严重, 译码器的输入就是匹配滤波器和取样器的输出. 如果由于很大的时延扩展而引起了严重的码间串扰, 那么必须使用均衡器来消除码间串扰. 在这种情况下, 译码器的输入

将是均衡器的输出。如果均衡后, 还有残留码间串扰, 噪声随着残留的码间串扰而增大, 必须修改离散基带信道, 以便得到的度量可以提供准确的信纳比估计。

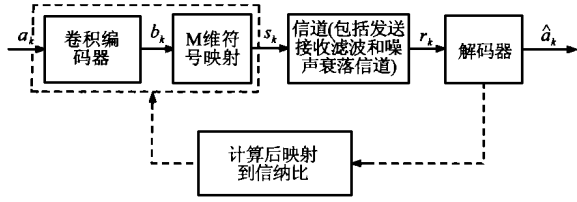


图 1 系统基带框图

### 3 信道质量估计

#### 3.1 对于 M PSK 的度量

对于一个长度为  $K$  的序列  $\{S_k\}$ , 用  $\{\tilde{S}_k\}$  表示在译码器的一个长度为  $K$  任意序列,  $\{S_k\}$  表示译码器对  $\{S_k\}$  的估计。

假设在译码器的第  $K$  个瞬间, 衰落信道因子  $\alpha_k$  的估值为  $\hat{\alpha}_k$ , 给定一个任意序列  $\{\tilde{S}_k\}$ , 那么与它的网格路径相关联的欧氏距离度量可由下式给出,

$$\Lambda_K^C(\{S_k\}) = \sum_{k=1}^{K-1} |r_k - \hat{\alpha}_k \tilde{S}_k|^2 \quad (2)$$

上式中, 上标  $C$  表示相关检测, 维特比译码器参照欧氏距离度量得出译码序列,

$$\{S_k\} = \arg \min \Lambda_K^C \quad (3)$$

一个好的信道质量度量应有以下特征<sup>[2]</sup>:

- (1) 应该独立于衰落速率, 在大范围的移动速度内, 仍然保持一致;
- (2) 独立于所使用的信号星座图;
- (3) 使用少量的样本就可以精确地估计;
- (4) 在噪声和干扰受限情况下, 可以提供可靠的度量。

对于每个长度为  $K$  的分组, 按照译码的网格路径, 从累积欧氏距离度量  $\Lambda_K$  得出信道质量信息。当欧氏距离度量较小时表示接收序列非常接近于译码序列, 发生在当信纳比中等或很大时; 当信纳比很小时, 欧氏距离度量很大, 因此度量可以与译码器或解调器输入端的信纳比联系起来。可以从公式(1)和(2)得出与译码序列  $\{S_k\}$  相对应的累积路径度量,

$$\Lambda_K^C(\{S_k\}) = \sum_{k=1}^{K-1} |(\alpha_k S_k - \hat{\alpha}_k \tilde{S}_k) + (v_k i_k + n_k)|^2 \quad (4)$$

如果可以提供完全的信道状态信息, 那么  $\hat{\alpha}_k = \alpha_k$ , 式(4)可写为

$$\Lambda_K^C(\{S_k\}) = \sum_{k=1}^{K-1} |\alpha_k (S_k - \tilde{S}_k) + (v_k i_k + n_k)|^2 \quad (5)$$

如果译码器没有任何错误, 那么  $\alpha_k (S_k - \tilde{S}_k)$  等于零。较典型的情况是, 当  $\alpha_k$  很小时, 发生错误, 在这种情况下  $\alpha_k (S_k - \tilde{S}_k)$  同样也很小, 可以被忽略, 因此

$$\frac{1}{K} E \left\{ \sum_{k=0}^{K-1} |r_k - \hat{\alpha}_k \tilde{S}_k|^2 \right\} \approx \frac{1}{K} E \left\{ \sum_{k=0}^{K-1} |v_k i_k + n_k|^2 \right\} = (I + N) \quad (6)$$

$E\{\cdot\}$  表示期望, 这样就可以认为累积路径度量归一化后的期望值是每符号噪声加干扰功率谱密度  $(I + N)$  的近似。

式(4)~(6)定义了信道质量度量  $\mu_k^C$ , 在  $K$  个符号上计算可以得到

$$\mu_k^C = \Lambda_K^C(\{S_k\}) \quad (7)$$

实际中并没有完全的信道状态信息, 如果使用相干检测, 为了得到好的差错性能, 必须可靠地估计信道状态信息。

#### 3.2 度量映射和译码实现

上面提到的平均长时度量  $\mu$  可以映射为译码器输入端的平均信纳比

$$\overline{SINR}_{avg} = 10 \log(K/\mu) \quad (8)$$

式中:  $\overline{SINR}_{avg}$  表示平均信纳比的估计;  $\mu$  表示平均的或者归一化后的欧氏距离度量。在实际中短时度量平均也可以用来预测信纳比, 这种方法可以很快地跟踪信道状况的变化。

欧氏距离度量的优点是它可以从译码过程中分离出来, 尽管在接收机处选择维特比译码器来译卷积码, 但这对于信道质量度量本身来说不是必需的, 只要译码器的性能接近于最大似然译码, 例如还可以选择序贯译码器或门限译码器来译码。在译码器之前, 没有限制使用特殊的解调和均衡技术, 这样度量就独立于接收机的具体实现。使用译码后的比特  $\{\hat{a}_k\}$  作为本地复制发送器的输入, 可以提供对发送符号序列的估计  $\{S_k\}$ 。信道质量度量从本地产生的发送符号估计, 通过计算欧氏距离度量或归一化后的欧氏距离度量来得到, 因此度量的可靠性依赖于译码器判决的质量。度量的主要目标不是跟踪如瑞利衰落一样的信道短时变化, 而是跟踪其它长时变化, 如路径损耗和阴影效应。

### 4 仿真环境及结果

假设在 CDMA (IS 95) 下行链路, 正向业务信道的帧长为 20ms, 最高速率时每帧内传输符号 172 个。发送信息比特加上 12 比特的帧质量指示后, 再在它的末尾加上 8 比特的编码器尾比特。经过编码效率为 1/2 约束长度为 9 的卷积编码后, 进行比特映射, 然后进行分组交织。扰乱器将交织器输出的码元流和按用户编址的 PN 码序列进行模二加, 经过复用后, 使用 64 进制的沃尔什函数进行扩展, 使得各信道之间具有正交性。发送符号经过正交扩展后, 然后进行 BPSK 或 QPSK 调制。

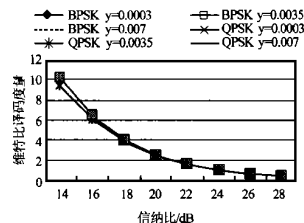


图 2 维特比度量与信纳比对应关系图(无干扰)

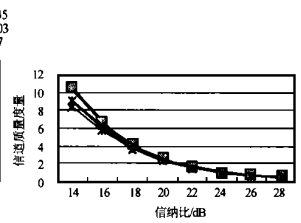


图 3 信道质量度量与信纳比对应关系图(有干扰)

假设平坦瑞利衰落信道模型的特性由  $y = f_b T$  的值来表示,  $f_b$  表示多普勒扩展,  $T$  表示每个符号的持续时间。y 的范围为 0.0003 到 0.007, 此时考虑的移动速度为 5km/h~200km/h, 载波频率为 900MHz, 观察间隔是 20ms, 在每个观察间隔之后, 得到信纳比估值, 假设 80ms 的反馈时延包括译码时延和解调时延, 因此慢反馈情况下, 在移动台对信纳比变化反应之

前, 总时延大约为 100ms。

对于相干检测, 在进行长时度量估值时, 式(6) 得出了正确的期望值。对于 M-PSK, 假设有完全的信道状态信息, 使用式(4) 来计算信道质量度量, 结果如图 2 所示。使用编码效率为 1/2 约束长度为 9 的卷积编码, 在无干扰的情况下, 平均长时度量  $\mu$  作为信纳比的函数, 在不同的多普勒范围和不同的调制方式下, 两者很好地保持了一致。

通过假设干扰的衰落过程独立于期望信号的衰落过程来仿真干扰受限情况。但是它们的多普勒带宽是相同的, 当存在干扰时的仿真结果如图 3 所示。

通过观察, 信道质量的长时平均估计在噪声受限和干扰受限的情况下, 存在多普勒扩展时, 差别很小, 可以忽略, 独立于信道编码, 星座图密度和符号映射方法。所以欧氏距离度量满足以上提出的四个条件。

平均持续时间决定了估计器跟踪实际信纳比变化的速度。估计的误差性能在文献[4] 中进行了讨论, 通过计算信纳比估计的平均绝对误差可以得出估计的误差性能, 平均绝对误差可以由  $E\{|SINR_{estimated}(dB) - SINR_{actual}(dB)|}$  得出。图 4 表明了在高斯噪声情况下(无干扰), 没有完全的信道状态信息时, 信纳比估计误差小于 0.25dB, 可以说明度量得出的信纳比估计是不错或少错的。

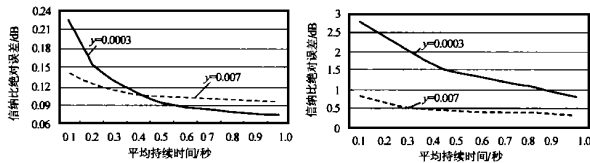


图 4 信纳比估计的  
误差(无干扰)

图 5 信纳比估计的  
误差(有干扰)

对于干扰受限情况, 在这种情况下估计绝对误差, 仿真结果如图 5 所示。

当多普勒频移较小时, 在平均持续时间为 300ms 时绝对误差大约为 2dB, 在 900ms 时减小到 1dB, 然而当多普勒频移较大时, 在相同时间间隔下小于 0.5dB。估计错误性能好于文献[3] 提出的方法, 可以与文献[4] 的相比, 也就是说, 平均度量适合于应用到移动台辅助越区切换。新的度量通过在译码器输入端的残留误差考虑了非理想接收机情况。

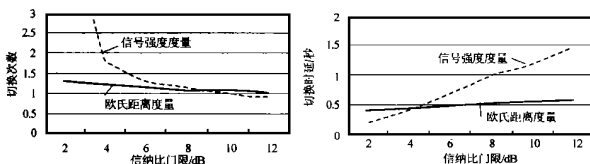


图 6 使用两种度量的  
切换次数对比图

图 7 使用两种度量的  
切换时延对比图

在移动台辅助区切换时采用具有滞后余量的相对信号强度准则<sup>[5]</sup>。通过与传统的信号强度度量方法得出的结果相比<sup>[6]</sup>, 采用欧氏距离度量的仿真结果在图 6 和 7 中示出。当信纳比门限较小时(小于 6dB) 显著地减少了切换次数, 当信纳比门限较大时(大于 4dB) 明显地减小了切换延迟。综合考虑

选择适当的门限, 可以提高系统性能和系统容量。

## 5 结论

使用维特比度量或者选择合适的欧氏距离度量可以得到可靠的与平均信纳比相对应的信道质量信息。在干扰受限和噪声受限环境下, 使用不同的编码调制方案, 并且在很大的多普勒带宽范围内, 这些信道质量度量都可以对信纳比进行可靠的估计。欧氏距离度量在干扰受限多普勒频移很大时, 反而有较小的估计误差, 将它应用于移动台辅助越区切换, 显著减少了切换次数和切换时延, 提高了系统性能, 同时也可以为功率控制和速率适配提供可靠的信道质量信息。

## 参考文献:

- [1] Nishith D. Tripathi and Jeffery H. Reed. Handoff in cellular systems [J]. IEEE Personal Commun., Dec 1998: 26-37.
- [2] Krishna balachandran and Srinivas R. Kadaba. Channel quality estimation and rate adaptation for cellular mobile radio [J]. IEEE J SAC, July 1999, 17: 1244-1256.
- [3] M. D. Austin and G. L. Stuber. In service signal quality estimation for TDMA cellular systems [A]. in Proc. PIMRC [C], 1995: 836-840.
- [4] M. Turkboylai and G. L. Stuber. An efficient algorithm for estimating the signal to interference ratio in TDMA cellular systems [J]. IEEE Trans. Commun., June 1998, 46: 728-731.
- [5] Daniel Wong and Donald Cox. Multir state pattern recognition handoff algorithm [A]. Proc IEEE GLOBECOM' 98 [C], Sydney: 1107-1112.
- [6] R. Vijayan and J. M. Holtzman. A model for analyzing handoff algorithms [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, August 1993, 43(3): 351-356.

## 作者简介:



赵瑞锋 1994、1997、2000 年分别获北方交通大学学士、硕士、博士学位, 现任职于朗讯科技贝尔实验室(中国), 主要研究方向有第三代移动通信、无线 ATM 和宽带网络技术。

谈振辉 教授、博士生导师。1967、1981 年分别获北方交通大学学士、硕士学位。1987 年获东南大学博士学位, 1991-1993 年到比利时和加拿大作高级访问学者。现任北方交通大学校长, 中国通信学会会士, 国务院学位委员会第四届学科评议组成员, 《电子学报》和《铁道学报》编委。



蒋海林 1995、1998 年分别获长沙铁道学院学士、北方交通大学硕士学位。北方交通大学现代通信研究所在读博士生, 主要研究方向有第三代移动通信和无线 ATM。