

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04B 1/707 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 99809230.4

[45] 授权公告日 2008 年 4 月 30 日

[11] 授权公告号 CN 100385812C

[22] 申请日 1999.5.17 [21] 申请号 99809230.4

[30] 优先权

[32] 1998.5.29 [33] DE [31] 19824218.2

[86] 国际申请 PCT/EP1999/003386 1999.5.17

[87] 国际公布 WO1999/063677 英 1999.12.9

[85] 进入国家阶段日期 2001.1.31

[73] 专利权人 艾利森电话股份有限公司

地址 瑞典斯德哥尔摩

[72] 发明人 G·弗兰克 M·舒利斯特

W·格兰佐夫 A·毛雷尔

B·波波维克

[56] 参考文献

WO 9610873A1 1996.4.11

EP 0776105A1 1997.5.28

CN 1166727A 1997.12.3

EP 0738049A1 1996.10.16

审查员 彭 锐

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

代理人 程天正 李亚非

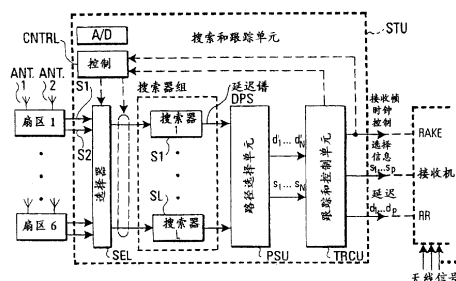
权利要求书 10 页 说明书 28 页 附图 13 页

[54] 发明名称

使用周期性插入导频符号的多径传播延迟确定装置

[57] 摘要

用于确定在一个 CDMA 通信系统小区内的一组传播路径上的信号功率延迟谱(DPS)的多径传播延迟确定装置(STU)包括: A/D 变换器, 用于把接收自至少一个天线(Ant1, Ant2)的 CDMA 多径信号转换成由连续射频帧组成的信号(S1, S2), 该射频帧包括带有复导频符号和数据符号的连续时隙; 解复用器, 用于从每个射频帧的至少两个连续时隙中提取复导频符号和数据符号, 并将其连续存储在存储器中; 以及一个搜索器(S1...SL), 用于根据所述提取和存储的复导频符号和所述数据符号确定功率延迟谱(DPS)。



1. 功率延迟谱确定装置, 用于确定在一个 CDMA 通信系统小区 (CL) 内的多个传播路径 (P1、P2) 上在 CDMA 基站 (BS) 和 CDMA 移动台 (MS) 之间的 CDMA 信号传输的功率延迟谱 (DPS), 包括:

a1) A/D 变换器 (A/D), 用于把自所述小区 (CL) 内至少一个天线 (Ant1, Ant2) 接收的模拟 CDMA 多径信号 (S1, S2) 转换成数字 CDMA 多径信号 (S1, S2);

其特征在于

a2) 所述 A/D 变换器 (A/D) 用于把所述模拟 CDMA 多径信号 (S1, S2) 转换成数字 CDMA 多径信号 (S1, S2), 后者由连续的射频帧 (RF1 ... RFn) 组成, 该射频帧包括带有扩频复导频符号 (PSi) 和扩频数据符号 (PDi) 的连续时隙 (TS1 ... TS_m);

b) 解复用装置 (PI-DEMUX), 用于从每个射频帧 (RFn) 的至少两个连续时隙 (TS_{k-1}, TS_k, TS_{k+1}) 中提取扩频复导频符号 (PSi) 和扩频数据符号 (PDi), 并将其连续存储在存储器 (BUF) 中; 以及

c) 搜索装置 (S1...SL), 用于根据所述已提取和存储的扩频复导频符号和所述扩频数据符号 (PSi, PDi) 来确定所述每个天线 (Ant1, Ant2) 的功率延迟谱 (DPS, DPS1, DPS2).

2. 权利要求 1 的功率延迟谱确定装置, 其特征在于

c1) 解扩序列发生器 (PN-GEN), 用于产生一个预定的解扩序列 (DESP-SQ);

c2) 解扩装置 (DESP, CM, MM, IM), 用于根据所述解扩序列 (DESP-SQ; PN-Re, PN-Im) 对每个所述扩频复导频符号 (PSi; Rx-Re, Rx-Im) 进行解扩, 以便输出每个时隙 (TS_{k-1}, TS_k, TS_{k+1}) 的解扩复导频值 (PSi', Rx-Re', Rx-Im');

c3) 用于对所述解扩复导频值 (PSi', Rx-Re', Rx-Im') 进行平均的平均装置 (ACC-AV), 包括:

c31) 相干累加装置 (SUM3), 用于把至少两个连续时隙 (TS_{k-1}, TS_k, TS_{k+1}) 对应的解扩复导频值 (PSi') 的实部和虚部 (PSi', Rx-Re', Rx-Im') 相干相加成一个复数功率延迟谱样值 ($\overline{DPSi}$, Re-Imp(相位), Im-Imp(相位));

c32) 绝对值确定装置 (ABS), 通过确定所述一个复数功率延迟谱样

值($\overline{DPS_i}$, Re_Imp(相位), Im_Imp(相位))的绝对值, 输出一个实数功率延迟谱样值; 以及

c33) 控制装置(PN-CNTRL), 用于对所述解扩序列发生器(PN-GEN)产生的所述解扩序列与所述提取和存储的扩频复导频符号(PS_i)及所述扩频数据符号(PD_i)之间的相位作预定次数的连续偏移, 其中所述绝对值确定装置(SQ)根据相位偏移输出预定数目的实数功率延迟谱样值(DPS_i), 作为一个实数功率延迟谱(DPS)。

3. 权利要求2的功率延迟谱确定装置, 其特征在于

所述解扩装置(DESP, CM, MM, IM)、所述相干累加装置(SUM3)和所述绝对值确定装置(ABS)在每个相位偏移处确定一组实数功率延迟谱样值(DPS_i), 每个值以至少两个连续时隙内相应的解扩复导频符号的相干相加为基础, 其中一个值使用的至少两个连续时隙不同于另一个值使用的那些时隙;

非相干累加装置(SUM4)用于对相应的实数功率延迟谱样值作非相干相加, 以便输出一个实数功率延迟谱样值(DPS)。

4. 权利要求2的功率延迟谱确定装置, 其特征在于

路径选择单元(PSU), 用于根据所述实数功率延迟谱(DPS)确定所述多径传输中预定数目传播路径(P_1, P_2)的延迟时间($d_1' \dots d_n'$)。

5. 权利要求4的功率延迟谱确定装置, 其特征在于

跟踪和控制单元(TRCU), 用于调整在搜索装置($S_1 \dots S_L$)中使用的搜索窗口, 以及根据所述移动台(MS)和所述基站(BS)之间的位置和/或距离变化来更新功率延迟谱(DPS)和延迟时间($d_1' \dots d_n'$)。

6. 权利要求1的功率延迟谱确定装置, 其特征在于

所述解复用装置(PI-DEMUX)包括一个交换装置(SSW)、所述存储装置(BUF)和一个接收器(SNK), 其中控制装置(CNTRL)根据一个帧时钟控制信号(FFC)来控制所述交换装置(SSW), 以便连续地向所述存储装置(BUF)传送所述提取的复导频符号和数据符号, 并向所述接收器(SNK)传送所述时隙的其他数据符号。

7. 权利要求2的功率延迟谱确定装置, 其特征在于

所述解扩装置(DESP)包括一个由乘法装置(MM)和积分装置(IM)组成的复相关器(CM)。

8. 权利要求7的功率延迟谱确定装置, 其特征在于

所述乘法装置(MM)包括第一、第二、第三和第四乘法器(M1, M2, M3, M4)以及第一和第二加法器(ADD1, ADD2), 其中第一乘法器(M1)对每个扩频复导频符号的实部(R_{x-Re})和所述解扩序列中一个符号的实部(P_{N-Re})作相乘, 所述第二乘法器(M2)对所述扩频复导频符号的虚部(R_{x-Im})和所述解扩序列中一个符号的实部(P_{N-Re})作相乘, 所述第三乘法器(M3)对每个扩频复导频符号的虚部(R_{x-Im})和所述解扩序列中所述符号的虚部(P_{N-Im})作相乘, 所述第四乘法器(M4)对每个扩频复导频符号的实部(R_{x-Re})和所述解扩序列中所述符号的虚部(P_{N-Im})作相乘, 所述第一加法器(ADD1)对来自第一和第三乘法器(M1, M3)的输出作相加, 所述第二加法器(ADD2)对来自所述第二和所述第四乘法器(M2, M4)的输出作相加, 其中所述积分装置(IM)包括第一和第二加法单元(SUM1, SUM2), 它们在预定数目的导频码片(N个导频码片)内分别对来自所述第一和第二加法器(ADD1, ADD2)的输出值进行相加, 其中所述第一和第二加法单元(SUM1, SUM2)分别输出所述解扩复导频值的实部和虚部(PSi' , R_{x-Re}' , R_{x-Im}').

9. 权利要求4的功率延迟谱确定装置, 其特征在于所述路径选择单元(PSU)包括:

峰值检测/删除装置(PD-RV), 用于在所述功率延迟谱(DPS)中检测预定数目的峰值($MAX1$, $MAX2$, $MAXn$), 并且至少把所述实数功率延迟谱(DPS)中与所检测峰值对应的那些抽样以及所述最大值左右预定数目的附加抽样置为零或删除;

噪声估计装置(NEST), 用于对峰值抽样及所述附加抽样已被置为零或删除的实数功率延迟谱(DPS)进行平均, 以确定一个有效噪声值; 以及

路径估计装置(PEST), 用于选择超出一个门限($\overline{DPS} \times THRS$)的被确定峰值的延迟时间($d_1' \dots d_n'$; d_{n+1} , d_{n+2} , d_{n+n}), 该门限通过有效噪声值与一个门限系数(THRS)相乘而产生。

10. 权利要求9的功率延迟谱确定装置, 其特征在于所述路径选择单元(PSU)适合于确定在所述CDMA小区(CL)内的所述多个传播路径(P1、P2)上在所述CDMA基站(BS)和所述CDMA移动台(MS)之间传输的CDMA信号的延迟时间, 该小区被划分为预定数目个扇区(SECT1 ... SECT6), 每个扇区带有两个分集接收天线(Ant1, Ant2), 所述延迟时

间是与所述扇区之一相关联的延迟时间，并且还包括：

加法器(ADD)，用于把每个扇区的两个分集接收天线(Ant1, Ant2)的第一和第二实数功率延迟谱(DPS1, DPS2)相加到一个附加的功率延迟谱(DPS')，其中峰值检测/删除装置(PD-RV)在所述相加后的实数功率延迟谱(DPS')中检测峰值并将其置为零；

所述噪声估计装置(NEST)对所述附加的功率延迟谱求平均值；
和

第一和第二路径检验装置(PVER1, PVER2)，分别用于在所确定的延迟值($d_{n,1}$, $d_{n,2}$, $d_{n,n}$)上比较由所述路径估计装置(PEST)确定的乘积门限($\overline{DPS} \times \text{THRS}$)与每个天线的所述第一和第二实数功率延迟谱(DPS1, DPS2)，其中只有第一和第二实数功率延迟谱中等于或大于该乘积门限的峰值才被检测到。

11. 权利要求10的功率延迟谱确定装置，其特征在于

最大值检测装置(MAX)，用于接收来自多个搜索装置(S1 ... SL)的各路径检验装置(PVER1, PVER2)的候选峰值，每个搜索装置为一个或多个扇区(SECT1 ... SECT6)服务，该最大值检测装置(MAX)还要对由各搜索装置(S1 ... SL)的路径检验装置(PVER1, PVER2)输出的预定数目(N)的最大峰值及其延迟时间($d_1' \dots d_n'$)进行降序排列，并确定每个延迟时间($d_1' \dots d_n'$)的选择信息($s_1' \dots s_n'$)，该信息指示各延迟时间($d_1' \dots d_n'$)属于哪个扇区(SECT1 ... SECT6)。

12. 权利要求1的功率延迟谱确定装置，其特征在于

所述搜索装置(S1...SL)能够用于为每个包括16个时隙的射频帧(RF_n)非相干地确定多个实数功率延迟谱(DPS)。

13. 权利要求11的功率延迟谱确定装置，其特征在于

所述跟踪和控制单元(TRCU)能够用于接收所述选择信息($s_1' \dots s_n'$)和所述延迟时间($d_1' \dots d_n'$)，并能够选择预定数目(P)的延迟时间($d_1 \dots d_p$)和相应的选择信息($s_1 \dots s_p$)。

14. 权利要求13的功率延迟谱确定装置，其特征在于

对于由所述选择信息($s_1' \dots s_n'$; $s_1 \dots s_p$)指示的当前工作和非工作扇区，所述跟踪和控制单元(TRCU)能够用于使用一种预定的扇区扫描规则，以便指挥选择装置(SEL)根据所述扇区扫描规则向多个搜索装置(S1 ... SL)提供来自各个扇区(SECT1 ... SECT6)的各个天线信号

(Ant1, Ant2)。

15. 权利要求 14 的功率延迟谱确定装置, 其特征在于

所述跟踪和控制单元 (TRCU) 能够用于根据每个射频帧 (RFn) 的时隙 (TSi) 数目、总扇区 (SECT1 ... SECT6) 数目、搜索装置 (S1 ... SL) 数目、工作扇区的预定更新周期 (10ms) 和由所述选择信息 (s_1' ... s_n' ; s_1 ... s_p) 指示的当前工作和非工作扇区数目、对实数功率延迟谱 (DPS) 进行相干和非相干计算的预定次数、以及非工作扇区的更新周期 (SECT1 ... SECT6), 来确定指示每个射频帧 (RFn) 的各个时隙 (TSi) 应扫描哪个扇区的所述扇区扫描规则。

16. 权利要求 14 的功率延迟谱确定装置, 其特征在于

所述跟踪和控制单元 (TRCU) 能够用于估计每个工作和非工作扇区中各实数功率延迟谱 (DPS) 随时间的相互之间的变化, 以确定所述移动台 (MS) 所在的小区扇区 (CL) 和运动方向。

17. 权利要求 14 的功率延迟谱确定装置, 其特征在于

一旦被扫描的一个扇区状态从工作变为非工作或者反向变化时, 所述跟踪和控制单元 (TRCU) 能够用于选择一种新的扇区扫描规则。

18. 一个 CDMA 基站, 它包括根据权利要求 1 或 2 中的确定装置。

19. 权利要求 18 的 CDMA 基站, 其特征在于

跟踪和控制单元 (TRCU), 用于调整在所述搜索装置 (S1 ... SL) 中使用的搜索窗口, 以及根据所述移动台 (MS) 和所述基站 (BS) 之间的位置和/或距离变化来更新功率延迟谱 (DPS) 和延迟时间 (d_1' ... d_n')。

20. 权利要求 19 的 CDMA 基站, 其特征在于

由所述 CDMA 基站 (BS) 服务的所述 CDMA 小区 (CL) 被划分为预定数目个扇区 (SECT1 ... SECT6), 每个扇区包括至少一个天线 (Ant1, Ant2), 所述 A/D 变换装置 (A/D) 把所有的所述天线信号转换成一个对应的数字 CDMA 多径信号 (S1, S2);

提供了预定数目的搜索装置 (S1 ... SL); 以及

还提供了一个选择装置 (SEL), 它根据控制装置 (CNTRL) 输出的一个应用控制序列来向各个搜索装置 (S1 ... SL) 提供所述数字 CDMA 多径信号 (S1, S2)。

21. 权利要求 20 的 CDMA 基站, 其特征在于

每个扇区 (SECT1 ... SECT6) 包含两个天线 (Ant1, Ant2), 所述选

择装置 (SEL) 分别把来自每个扇区 (SECT1 ... SECT6) 的已变换数字 CDMA 多径信号 (S1 ... S2) 提供给一个搜索装置 (S1 ... SL)。

22. 权利要求 20 或 21 的 CDMA 基站, 其特征在于

扇区 (SECT1 ... SECT6) 的数目等于搜索装置 (S1 ... SL) 的数目。

23. 权利要求 20 或 21 的 CDMA 基站, 其特征在于

扇区 (SECT1 ... SECT6) 的数目小于或大于搜索装置 (S1 ... SL) 的数目。

24. 权利要求 21 的 CDMA 基站, 其特征在于一个路径选择单元 (PSU) 包括:

加法器 (ADD), 用于把每个扇区的两个天线 (Ant1, Ant2) 的第一和第二实数功率延迟谱 (DPS1, DPS2) 相加到一个附加的实数功率延迟谱, 其中峰值检测/删除装置 (PD-RV) 在所述相加后的实数功率延迟谱 (DPS') 中检测峰值并将其置为零;

第一和第二路径检验装置 (PVER1, PVER2), 分别用于在所确定的延迟值 ($d_{...1}$, $d_{...2}$, $d_{...N}$) 上比较由路径估计装置 (PEST) 确定的乘积门限 ($\overline{DPS} \times \text{THRS}$) 与每个天线的所述第一和第二实数功率延迟谱 (DPS1, DPS2), 其中只有第一和第二实数功率延迟谱中的等于或大于该乘积门限的峰值才被检测到。

25. 权利要求 24 的 CDMA 基站, 其特征在于

最大值检测装置 (MAX), 用于接收来自多个搜索装置 (S1 ... SL) 的各路径检验装置 (PVER1, PVER2) 的候选峰值, 每个搜索装置为一个或多个扇区 (SECT1 ... SECT6) 服务, 该最大值检测装置 (MAX) 还要对由各搜索装置 (S1 ... SL) 的路径检验装置 (PVER1, PVER2) 输出的预定数目 (N) 的最大峰值及其延迟时间 ($d_1' \dots d_N'$) 进行降序排列, 并确定每个延迟时间 ($d_1' \dots d_N'$) 的选择信息 ($s_1' \dots s_N'$), 该信息指示各延迟时间 ($d_1' \dots d_N'$) 属于哪个扇区 (SECT1 ... SECT6)。

26. 权利要求 25 的 CDMA 基站, 其特征在于

所述跟踪和控制单元 (TRCU) 能够用于接收所述选择信息值 ($s_1' \dots s_N'$) 和所述延迟时间 ($d_1' \dots d_N'$), 并能够选择预定数目 (P) 的延迟时间 ($d_1 \dots d_P$) 和相应的选择信息 ($s_1 \dots s_P$)。

27. 权利要求 26 的 CDMA 基站, 其特征在于

对于由所述选择信息 ($s_1' \dots s_N'$; $s_1 \dots s_P$) 指示的当前工作和非工

作扇区, 所述跟踪和控制单元 (TRCU) 能够用于使用一种预定的扇区扫描规则, 以便指挥所述选择装置 (SEL) 根据所述扇区扫描规则向多个搜索装置 (S1 ... SL) 提供来自各个扇区 (SECT1 ... SECT6) 的各个天线信号 (Ant1, Ant2)。

28. 权利要求 27 的 CDMA 基站, 其特征在于

所述跟踪和控制单元 (TRCU) 能够用于根据每个射频帧 (RF_n) 的时隙 (TS_i) 数目、总扇区 (SECT1 ... SECT6) 数目、搜索装置 (S1 ... SL) 数目、工作扇区的预定更新周期 (10ms) 和由所述选择信息 (s₁'... s_n'; s₁ ... s_p) 指示的当前工作和非工作扇区数目、对实数功率延迟谱 (DPS) 进行相干和非相干计算的预定次数、以及非工作扇区的更新周期 (SECT1 ... SECT6), 来确定指示每个射频帧 (RF_n) 的各个时隙 (TS_i) 应扫描哪个扇区的所述扇区扫描规则。

29. 权利要求 27 或 28 的 CDMA 基站, 其特征在于

所述跟踪和控制单元 (TRCU) 能够用于估计每个工作和非工作扇区中各实数功率延迟谱 (DPS) 随时间的相互之间的变化, 以确定所述移动台 (MS) 所在的小区扇区 (CL) 和运动方向。

30. 权利要求 27 或 28 的 CDMA 基站, 其特征在于

一旦被扫描的一个扇区状态从工作变为非工作或者反向变化时, 所述跟踪和控制单元 (TRCU) 能够用于选择一种新的扇区扫描规则。

31. 权利要求 18 的 CDMA 基站, 其特征在于

所述功率延迟谱确定装置 (STU) 与所述 CDMA 基站 (BS) 或所述移动台 (MS) 的 RAKE 接收机 (RR) 相连。

32. 一个 CDMA 移动台, 它包括根据权利要求 1 或 2 中的确定装置。

33. 权利要求 32 的 CDMA 移动台, 其特征在于

跟踪和控制单元 (TRCU), 用于调整至少在搜索装置 (S1 ... SL) 中使用的搜索窗口, 以及根据所述移动台 (MS) 和所述基站 (BS) 之间的位置和/或距离变化来更新功率延迟谱 (DPS) 和延迟时间 (d₁'...d_n')。

34. 权利要求 32 的 CDMA 移动台, 其特征在于

由所述 CDMA 基站 (BS) 服务的所述 CDMA 小区 (CL) 被划分为预定数目个扇区 (SECT1 ... SECT6), 每个扇区包括至少一个天线 (Ant1, Ant2), 所述 A/D 变换装置 (A/D) 把所有的所述天线信号转换成一个对应的数字 CDMA 多径信号 (S1, S2);

提供了预定数目的搜索装置(S1 ... SL); 以及
还提供了—个选择装置(SEL), 它根据控制装置(CNTRL)输出的—个应用控制序列来向各个搜索装置(S1 ... SL)提供所述数字 CDMA 多径信号(S1, S2)。

35. 权利要求 34 的 CDMA 移动台, 其特征在于

每个扇区(SECT1 ... SECT6)包含两个天线(Ant1, Ant2), 所述选择装置(SEL)分别把来自每个扇区(SECT1 ... SECT6)的已变换数字 CDMA 多径信号(S1 ... S2)提供给—个搜索装置(S1 ... SL)。

36. 权利要求 34 或 35 的 CDMA 移动台, 其特征在于

扇区(SECT1 ... SECT6)的数目等于搜索装置(S1 ... SL)的数目。

37. 权利要求 34 或 35 的 CDMA 移动台, 其特征在于

扇区(SECT1 ... SECT6)的数目小于或大于搜索装置(S1 ... SL)的数目。

38. 权利要求 35 的 CDMA 移动台, 其特征在于所述路径选择单元(PSU)包括:

加法器(ADD), 用于把每个扇区的两个天线(Ant1, Ant2)的第一和第二实数功率延迟谱(DPS1, DPS2)相加到一个附加的实数功率延迟谱, 其中峰值检测删除装置(PD-RV)在所述相加后的实数功率延迟谱(DPS')中检测峰值并将其置为零;

第一和第二路径检验装置(PVER1, PVER2), 分别用于在所确定的延迟值($d_{n,1}$, $d_{n,2}$, $d_{n,n}$)上比较由路径估计装置(PEST)确定的乘积门限($\overline{DPS} \times \text{THRS}$)与每个天线的所述第一和第二实数功率延迟谱(DPS1, DPS2), 其中只有第一和第二实数功率延迟谱中的等于或大于该乘积门限的峰值才被检测到。

39. 权利要求 38 的 CDMA 移动台, 其特征在于

最大值检测装置(MAX), 用于接收来自多个搜索装置(S1 ... SL)的各路径检验装置(PVER1, PVER2)的候选峰值, 每个搜索装置为一个或多个扇区(SECT1 ... SECT6)服务, 该最大值检测装置(MAX)还要对各搜索装置(S1 ... SL)的路径检验装置(PVER1, PVER2)输出的预定数目(N)的最大峰值及其延迟值($d_1' \dots d_n'$)进行降序排列, 并确定每个延迟时间($d_1' \dots d_n'$)的选择信息($s_1' \dots s_n'$), 该信息指示各延迟时间($d_1' \dots d_n'$)属于哪个扇区(SECT1 ... SECT6)。

40. 权利要求 39 的 CDMA 移动台, 其特征在于

所述跟踪和控制单元 (TRCU) 能够用于接收所述选择信息值 ($s_1' \dots s_n'$) 和所述延迟时间 ($d_1' \dots d_n'$), 并能够选择预定数目 (P) 的延迟时间 ($d_1 \dots d_P$) 和相应的选择信息 ($s_1 \dots s_P$)。

41. 权利要求 40 的 CDMA 移动台, 其特征在于

对于由所述选择信息 ($s_1' \dots s_n'$; $s_1 \dots s_P$) 指示的当前工作和非工作扇区, 所述跟踪和控制单元 (TRCU) 能够用于使用一种预定的扇区扫描规则, 以便指挥所述选择装置 (SEL) 根据所述扇区扫描规则向多个搜索装置 ($S_1 \dots S_L$) 提供来自各个扇区 (SECT1 ... SECT6) 的各个天线信号 (Ant1, Ant2)。

42. 权利要求 41 的 CDMA 移动台, 其特征在于

所述跟踪和控制单元 (TRCU) 能够用于根据每个射频帧 (RFn) 的时隙 (TSi) 数目、总扇区 (SECT1 ... SECT6) 数目、搜索装置 ($S_1 \dots S_L$) 数目、工作扇区的预定更新周期 (10ms) 和由所述选择信息 ($s_1' \dots s_n'$; $s_1 \dots s_P$) 指示的当前工作和非工作扇区数目、对实数功率延迟谱 (DPS) 进行相干和非相干计算的预定次数、以及非工作扇区的更新周期 (SECT1 ... SECT6), 来确定指示每个射频帧 (RFn) 的各个时隙 (TSi) 应扫描哪个扇区的所述扇区扫描规则。

43. 权利要求 41 或 42 的 CDMA 移动台, 其特征在于

所述跟踪和控制单元 (TRCU) 能够用于估计每个工作和非工作扇区中各实数功率延迟谱 (DPS) 随时间的相互之间的变化, 以确定所述移动台 (MS) 所在的小区扇区 (CL) 和运动方向。

44. 权利要求 41 或 42 的 CDMA 移动台, 其特征在于

一旦被扫描的一个扇区状态从工作变为非工作或者反向变化时, 所述跟踪和控制单元 (TRCU) 能够用于选择一种新的扇区扫描规则。

45. 权利要求 32 的 CDMA 移动台, 其特征在于

所述功率延迟谱确定装置 (STU) 与所述 CDMA 基站 (BS) 或所述移动台 (MS) 的 RAKE 接收机 (RR) 相连。

46. 权利要求 20 的 CDMA 基站, 包括搜索和跟踪单元 (STU), 用于根据对延迟时间 ($d_{n,1} \dots d_{n,n}$) 的确定来决定在一个 CDMA 小区 (CL) 内的多个传播路径 (P1、P2) 上在所述 CDMA 基站 (BS) 和 CDMA 移动台 (MS) 之间传输 CDMA 信号的 CDMA 移动台 (MS) 的位置和/或运动方向, 该小区被

划分为预定数目的扇区 (SECT1 ... SECT6), 每个扇区带有两个接收天线 (Ant1, Ant2), 包括:

所述预定数目的搜索装置 (S1 ... SL) 用于确定每个扇区多径传输的所述实数功率延迟谱 (DPS1, DPS2);

路径选择单元 (PSU), 用于根据所述实数功率延迟谱 (DPS1, DPS2) 来确定所述多径传输中预定数目的最强传播路径 (P1, P2) 的延迟时间 ($d_1' \dots d_N'$)、以及指示所述延迟时间 ($d_1' \dots d_N'$) 属于哪个工作扇区 (SECT1 ... SECT6) 的相应选择信息 ($s_1' \dots s_N'$);

所述跟踪和控制单元 (TRCU) 适合于根据所述延迟时间和指示工作和非工作扇区的所述选择信息 ($s_1' \dots s_N'$) 来确定一种预定的扇区扫描规则, 以便指挥选择装置 (SEL) 在射频帧 (RF_n) 的各个时隙 (TS_i) 中根据具体的定时向所述搜索装置 (S1 ... SL) 提供特定的天线信号, 并且估计在向搜索装置 (S1 ... SL) 提供特定的天线信号时分别获得的实数功率延迟谱 (DPS), 以便确定移动台 (MS) 在 CDMA 小区内的位置和/或运动方向。

使用周期性插入导频符号的 多径传播延迟确定装置

发明领域

本发明涉及一种多径传播延迟确定装置，它特别用于一个 CDMA 基站，其中在射频信号帧中周期性地包含的导频符号可用于有效的功率延迟谱 (profile) 计算和改进的路径选择、跟踪和扇区选择。

具体地说，发明涉及使用所谓的 RAKE (瑞克) 接收机实现上述功能。

发明背景

基于直接序列 (DS) 扩频 (SS) 技术的码分多址接入 (CDMA) 是第三代宽带蜂窝移动通信系统 (例如在 UMTS 中，正如参考文献 [1] 中描述的 IMT-2000: J. E. Puget 等人的: “无线个人通信概论”，IEEE 通信杂志，1995 年 1 月，第 28-41 页) 有望使用的一种候选技术。

如图 1 所示，由一个 (固定) 基站 BS 为几个移动台 MS1、MS2...MS 服务的地区可以被看成是一个 CDMA 通信系统小区。已被证明的是 DS-SS CDMA 技术能够传输高速数据信号，例如在 RACE CODIT 项目中 (参考文献 [2]: A. Baier 等人的: “基于 CDMA 的第三代移动无线系统的设计研究”，IEEE 通信专刊，第 12 卷，1994 年 5 月，第 733-743 页)。DS-SS-CDMA 已在商用系统，例如基于 IS'95 的系统中使用 (D. P. Whipple: “CDMA 标准”，微波和无线应用，1994 年 12 月，第 24-37 页)。同样，日本对 DS-SS-CDMA 系统也投入极大。

尽管 CDMA 方式已隐含了 CDMA 接收机和 CDMA 通信系统的一些基本特性，但至今为止对于解扩装置、搜索装置和路径选择单元的具体实现还未作过详细研究，因为目前还没有确定 W-CDMA 的标准。因此，本发明涉及的是 CDMA 接收机必需的单个单元的具体实现。由于本发明的 CDMA 基站、CDMA 接收方式和 CDMA 系统实际上是基于 DS-SS CDMA 技术，所以下文将讨论 DS-SS CDMA 传输的基本技术 (也可参见基本参考文献 [4]: A. J. Viterbi: “CDMA: 扩频通信理论，出版物，MA: Adison-Wesley, 1995”)。

DE 19506117 C1 描述了一种用于估计传输信道冲激响应的方法，该信道传输按 CDMA 方式编码的信息。信息在发射机一侧通过一个扩频码扩频，在接收机一侧通过一个对应的相关码解扩。传播路径的瞬时变化在接收端考虑。

DE 19615257 A1 描述了一种具有子码片分辨率的 CDMA-RAKE 接收机。这种接收机适用于 DS-CDMA 通信系统。它包括一个信道估计装置，可以分解小于单个码片间隔的多径分量。

CDMA 技术基础

基本上说，在 CDMA 技术中，带宽受限(传输速率)的输入信号 I 通过一个带宽大得多的预定扩频序列(PN 序列)被扩频，因此如图 2a 所示，产生的输出信号 O 具有比输入信号 I 大得多的带宽。由于 CDMA 技术中讨论的所有信号都是数字信号，所以“带宽”的表示实际上代表着码片速率。

如图 2b 所示，在使用 QPSK 调制的 CDMA 方式中，两个数字信号比特构成一个符号。该符号中的每个比特都将受到 PN 序列的扩频，扩频信号(图 2b 中的下部曲线)由一组“码片”组成，一个码片定义为解扩信号中的一个 $0 \rightarrow 1$ 和 $1 \rightarrow 0$ (或 $1 \rightarrow 0$ 和 $0 \rightarrow 1$) 部分。

如图 2a 所示，定义了一个等于码片速率和符号速率之比的所谓扩频增益 M 。 M 实际上代表了扩频系数，即带宽由于 PN 序列的扩频而展宽了多少。当然，由于所有信号都是数字的，所以 PN 序列也是一个数字信号(由若干比特组成)。

如果要在 CDMA 接收机中恢复原始信号 I ，当然需要在如图 2a 所示的解扩装置 DSP 中进行解扩处理，其中通过扩频信号(序列 O)与扩频处理所用的原始 PN 序列相乘，获得原始信息。

不过，如图 3 所示，CDMA 信道中的所有信息都是按时间顺序发送的，即按照连续的射频帧 RF_n 。这意味着扩频和解扩也必须按帧来进行。在发射机中，每一帧根据从帧起点开始的扩频序列(PN 序列)扩频，当然这也意味着在接收机中必须进行与时间同步(即时间对齐)的解扩，即解扩序列必须与接收帧的起点对齐。PN 序列当然是对发射机和接收机都已知的一个序列，但是在接收机中必须进行按组(M)合成(解扩)的时间对齐。

一个基站接收机的基本原理如图 4 所示。从图 4 中可以看出，解调器 DEMOD 接收来自 PN 发生器 PN-GEN (产生 PN 解扩序列) 和定时控制单元 TCU 的输入。理论上，来自不同扇区 1...6 的不同天线 Ant0、Ant1 的信号是到自动增益控制电路 AGC 的输入，输出抽样是到计算(功率)延迟谱的所谓搜索装置 S (其功能将在下面描述) 的输入。解调器 DEMOD (包括一个下面将详细解释的所谓 RAKE 接收机) 向解码器 DEC 输出解调和解扩后的比特序列。正如后面所示，搜索装置 S 实际上包括一个为来自所有扇区的输入信号服务的搜索和跟踪单元 (如图 1、12 所示的小区部分)。搜索装置 S 的输出是延迟值和 (扇区) 选择信息。

搜索装置 S 还包括一个跟踪单元的原因是由于多径传播问题，它是任何移动通信系统所固有的一种特性。因此，下面将解释与 CDMA 系统的跟踪特性相关联的多径传播。

CDMA 多径传播

如图 5 所示，在移动台 MS 和基站 BS 之间，不仅有直接路径 P1，还有间接路径 P2、P3，例如由于建筑物 H、汽车 C 或山脉 M 的反射所产生的。这种直接和间接路径的混合 (即多径传播) 意味着接收信号能量 (即每个发射序列抽样的功率) 不具有恒定的时延 (与光速对应)。这意味着 t_0 时刻发送的一个抽样 (比特) 在 t_1 时刻到达基站 BS，另一部分能量则由于能量沿间接路径 P2 或 P3 的进一步传播在时刻 t_2 到达基站 BS。这就产生了如图 5 所示的每个抽样的延迟谱。也就是说，每个抽样在延迟谱上被扩展，通常由 (衰落) 单条路径来表征。因此，图 5 中的时间差 $t_1 - t_0$ 、 $t_2 - t_0$ 等被定义为延迟 d_1 、 d_2 等。

在传统的 DS-SS-CDMA 技术中，多径传播问题通常由上述参考文献 [2] 和 [3] 中描述的所谓 RAKE 接收机来解决。RAKE 接收机的基本原理是不但从直接路径 P1 中，还要从一组间接路径 P2、P3 中收集每个符号的能量。RAKE 接收机一般要为对应信号延迟谱中最强的单条路径 (即最大值) 分配一个“标记” (在 CDMA 中，这种标记被称为“支路”)。然后，对每条路径收集的能量或信息单独按路径 (即每个 RAKE 支路) 进行解调/检测。对解调之后的信息再进行合并，例如根据最大比技术。EP 0 776 105 A1 中还揭示了如图 6 右侧所示、用于接收搜索和跟踪单元输出的一种 RAKE 接收机。这里，在一个匹配滤波器内对所提供的

存储接收信号进行解扩。解扩信号被送到延迟单元、信道估计器和导频同步器。信道估计器从解扩信号中提取一个其格式已知的导频符号，通过比较该导频符号与导频信号发生器提供的导频信号来估计相位变化。信道估计器估计的相位变化被转换成一个信号，并传递给内插器和外推器。对于导频组内的信息符号，在导频段两侧估计出的每个信息符号位置上的估计值被用于估计每个信息符号的信道变化。另一方面，对于导频组之外的信息符号，导频段中最接近信息符号的信道变化估计被确定为信道变化估计值。在该用户的每条路径上进行这一处理，每条路径中经过信道变化补偿的解扩信号被送到 RAKE 组合器。RAKE 合成信号由数据判决模块判定。

如果移动台 MS 相对于基站 BS 是静止的，那么相对于同样静止的反射物 H、M 的延迟谱显然是可以预先估计和计算的。不过，移动无线通信网的一个固有特性是延迟谱在移动台 MS 或一个非静止物体 C 移动时的“动态”变化。因此，延迟谱也呈现出动态特性。这样，RAKE 接收机的资源分配和时间同步就必须通过连续不断地估计和计算延迟谱来实现。

在 CDMA 技术中，一种所谓的搜索和跟踪单元通常用于识别一个延迟谱中的路径。

搜索和跟踪单元

搜索和跟踪单元的主要任务是识别延迟谱中的路径，并跟踪随时变化的传播条件，例如由于移动台 MS 和基站 BS 之间距离改变导致的变化。由于基站接收机解扩序列必须与沿着多个路径到达基站 BS 的抽样(能量)在时间上完全对齐，因此搜索和跟踪单元起码必须知道延迟谱中路径的相对延迟 d_1 、 d_2 ... d_p 。这样的话，就能保持每个 RAKE 支路需要的时间同步。因此，搜索和跟踪单元一方面必须估计延迟谱，另一方面必须相应地分配 RAKE 支路，以使 PN 解扩序列在时间上与沿每条路径到达的部分抽样能量的到达时间正好对齐。

我们常常使用信息信号(帧)和扩频序列具有固定位置对齐的某种帧结构，因此时间同步可以分为帧同步和码片同步。由于衰落和变化的传播条件，搜索装置必须根据移动无线信道的具体要求更新对延迟谱的估计。

因此，搜索装置必须满足两个相互矛盾的要求，即一方面必须尽量减小更新或计算精确的延迟谱所需的时间，另一方面又必须为 PN 解扩序列与各个帧或符号起点的时间对齐提供足够精确的时间分辨率，即尽量减小 PN 序列的自噪声。

传统的搜索和跟踪单元

通信应用中现有技术的搜索装置算法和实现主要涉及 IS-95 系统，或者用于上行链路 (MS→BS)，如参考文献 [4] 和参考文献 [5] 所述：K. Easton 和 J. Levin 的：“用于扩频多址通信系统的多径搜索处理器，WO 96/10873，1996 年 4 月 11 日”，或者用于下行链路 (BS→MS)，如参考文献 [6] 所述：R. Blakeney 等人的：“在可以接收多个信号的系统中的解调单元分配，WO 95/12262，1996 年 5 月 4 日”。

正如图 3 所示，每个超帧 SRF 包括若干射频帧 RF_n，每个射频帧由若干时隙 TS_m 组成。每个时隙 TS_m 中有若干个导频符号 PS_i，它们允许检测时隙 TS_m 的起点。因此，可以使用导频符号实现 PN 解扩序列与各时隙起点的时间对齐。

为了实现较高的系统容量，IS-95 系统采用的现有技术在上行链路信道中没有使用导频符号。如果没有导频符号，搜索装置必须检查随机信号可能产生的所有信号变化，并根据这一估计计算延迟谱。例如在 Ericsson WBTB 系统的下行链路信道中，插入了一个连续的导频信号。上行链路延迟估计根据判决反馈进行。

现有技术搜索和跟踪单元

正如 WO 96/10873 所述，一种典型的接收机使用多个并行工作的搜索装置单元提供快速的搜索处理。这种搜索和跟踪单元包括图 6 所示的一组搜索装置 S。如图 6 所示，由于要检查多个信号源（来自每个扇区 1...6 的天线），多个搜索装置 S₁...S_L 并行工作。另外，并行处理也是“实时”要求的结果。也就是说，如果采用实时串行搜索，对于每个新的时间偏移，（码相位增量，因为在 CDMA 方式中，是通过相对于同步脉冲的各个时间偏移来识别每条信道）都需要占用一段附加的相关（停留）时间。

为了避免这种“实时追随”，WO 96/10873 为搜索装置提出了一种

新的硬件结构。新搜索装置结构的实质是通过为输入信号抽样引入一个缓冲器和为解扩序列引入一个 PN 序列缓冲器,使相关器的操作(以快速 Hadamard 变换-FHT 处理器为基础)与实时处理要求相脱离。这样,FHT 处理器可以更高的速度工作,迅速估算大量相对于参考(同步)信号的时间偏移。WO 96/10873 中包括一种向 FHT 处理器提供高速数据流的有效技术。其硬件结构类似于在 CODIT 和 Ericsson 的 WBTB 测试项目中实现的结构。WBTB 方式还可以进一步描述为相干累加与非相干平均的组合,以降低估计的方差。

路径选择单元

图 6 所示典型系统(参见 WO 96/10873)中,除了并行搜索装置 S1...SL 之外,还有一个路径选择单元 PSU,它从搜索装置组所确定的已求功率延迟谱中选择独立路径。如图 5 所示,延迟谱具有若干峰值,路径选择一般通过扫描所求得的延迟谱、以找出一定数目的最强峰值来进行,然后比较这些峰值和延迟谱的“噪声底限”与一个常数相乘所得的门限。

这种路径选择的缺点是它不太精确,特别是当所用小区被划分为扇区以及每个扇区使用多个天线(天线分集)的时候。

发明概述

正如以上参考图 3 所述,每个时隙包括若干导频符号,而且据称导频符号在连续的时隙上是周期性插入的(每隔 0.625ms)。每条逻辑信道(信息)对应一条话音或分组数据信道。在一个具有商用价值的系统中,每个基站必须能同时处理多达 300 条的话音信道。这意味着,每条话音或分组数据信道需要同时进行延迟谱估计和同时更新延迟谱,为此,PN 解扩序列必须恰好与各个时隙的起点保持时间对齐。

对于具有周期性插入的导频符号的 CDMA 系统来说,上述估计绝对延迟的方法并不是最佳的。另一方面,在 Ericsson WBTB 项目中建议的另一种方法提出使用一个较长的缓冲器,以便能反映出一个小区内所有可能延迟值。当每个基站需要处理 300 个话音信道时,这种系统的硬件会极其复杂,因为实际上必须提供 300 个并行工作的搜索装置。

发明目的

因此,发明的第一个目的是提供一种可特别用于 DS-SS-CDMA 基站接收机的多径传播延迟确定装置,其搜索装置不需采用复杂的硬件,但仍能实现对大量话音信道的功率延迟谱的实时正确估计。

同样如上所述,最重要的基本问题之一是从延迟谱中选择独立路径,因为要解决多径传播问题,必须估计延迟值。传统的路径选择单元中设置了一个门限,用于鉴别信号和噪声。另外,参考文献[7]: E. S. Sousa, V. M. Jovonvich 和 C. Daigneault, “用于多伦多数字蜂窝信道的延迟扩展测量”, IEEE 车辆技术学报,第 43 卷,第 4 期,第 837-847 页,1994 年 11 月”描述了一种改进的用于信道延迟谱估计的门限设置方法,它使用了一种所谓的恒定误报率技术(CFAR)。不过,这种方法非常复杂,较适合于脱机信号处理,不能满足商用 CDMA 通信系统中实时实现的要求。

因此,发明的另一个目的是提供一种特别用于 DS-SS-CDMA 基站接收机的多径传播延迟确定装置,可以在实时应用中进行正确的路径选择估计。

另外,如上所述,在 CDMA 系统中,小区可以被划分为扇区,每个扇区可以使用多个天线(天线分集)。因此,必须根据复杂度尽可能低的硬件具体要求,来定义和优化延迟谱估计的正确度和更软(即以扇区为单位)切换处理。

因此,发明还有一个目的是提供一种特别用于 DS-SS-CDMA 基站接收机的多径传播延迟确定装置,当小区被划分成使用天线分集的扇区时,可以进行正确的延迟谱估计和更软切换。

以上目的可以归纳为本发明的一个总目的,即提供一种特别用于 DS-SS-CDMA 基站接收机的多径传播延迟确定装置,它可以对大量具有周期性插入的导频符号的话音或分组数据信道实时地同时进行正确的解扩、正确的延迟谱估计以及正确的路径选择和定位。

目的的实现途径

以上目的在一种专门用于 CDMA 基站接收机的功率延迟谱确定装置中得到实现。该目的还在一种延迟时间的路径选择装置中实现。该目

的还在一种搜索和跟踪单元中进一步得以实现。

具体地说，作为本发明的主要方面，本发明通过对在多个连续时隙和帧上估计的延迟谱进行平均来计算改进的功率延迟谱。本发明的其它方面在各从属权利要求中描述。

本发明的一个优选方面是如何搜索延迟谱，以找出与独立路径相对应的局部极大值。这时，延迟谱中的峰值被去除或置为等效的 0，以得到一个噪声底限。对这个噪声底限进行平均，以产生一个单独的值。然后用一个门限系数与这个噪声底限电平相乘。再比较原始未调制的延迟谱和这个乘积，将其中处于该乘积门限之上的那些最大值选为有用路径。

本发明的另一个方面是天线分集的使用，即每个小区或扇区内的两个天线各自提供一个延迟谱。这时，来自每个天线的两个延迟谱相加，并且只选择这个延迟谱之和中高于相乘后的门限值的那些峰值。然后单独比较这两个延迟谱与为组合的延迟谱而检测的相乘的门限，对于单个天线信号，只选择各个延迟谱中也高于门限的那些路径。根据同时产生的两个延迟谱进行路径选择时采用的延迟谱相关估计，是完全不同于单独考虑每个天线的延迟谱的。

根据本发明的另一个方面，每个小区被分为几个扇区，每个扇区由使用天线分集的两个天线提供服务。尽管在现有技术中，必须向基站传送关于哪个扇区包含移动台的信息，但是本发明的一个方面使用了与独立路径选择及高准确度的更软切换相结合的一种“动态扇区搜索”。对移动台 MS 的“位置”确定可以根据它来进行。

本发明的其它优选实施例和改进可以从各从属权利要求中得到。下面，将结合附图和参考实施例描述发明。

附图简述

在附图中：

图 1 表示根据现有技术，CDMA 小区、移动台 MS 和基站 BS 的典型配置；

图 2a 表示使用一个 PN 序列进行 DS-SS CDMA 扩频和解扩的原理方法；

图 2b 表示使用 QPSK 的 CDMA 方式中符号、比特和码片的定义；

图 3 表示在 CDMA 传输信道上带有周期性插入的导频符号的信道格式;

图 4 表示一个传统的基站接收机方框图;

图 5 表示一个延迟谱 DPS 和多径传播问题;

图 6 表示本发明使用的一个搜索和跟踪单元 STU 方框图;

图 7 表示根据本发明, 作为图 6 所示搜索和跟踪单元 STU 部件的选择器 SEL 和搜索装置 S1 的一种实施例;

图 8 表示根据本发明, 图 7 所示导频解复用装置 PI-DEMUX 的一种实施例;

图 9 表示根据本发明, 图 7 所示搜索装置 S1 中解扩装置 DESP 的一种实施例和相干累加/平均装置 ACC-AV 的一种实施例;

图 10 表示根据本发明, 用于在从扇区 1 的两个天线中选择路径的情况下路径选择单元 PSU 的一种实施例;

图 11 表示根据本发明, 在图 7、9 所示相干累加/平均装置 ACC-AV 中进行相干平均使用的导频符号、帧以及所用时间周期;

图 12 表示把一个小小区划分为独立的扇区, 每个扇区由两个天线 Ant1、Ant2 提供服务;

图 13 的示意图表示如何根据本发明的搜索方法动态搜索小区内的扇区;

图 14 表示本发明路径选择方法的一种实施例;

图 15 表示搜索和跟踪单元的一种实施例, 它包括 2 个搜索装置 S1、S2, 用于搜索包括天线分集的 6 个扇区;

图 16 表示 3 个扇区下的漏检和误报概率;

图 17 表示 1 个扇区下的漏检和误报概率;

图 18 表示 2 径瑞利衰落下的交叉 (cross-over) 概率; 以及

图 19 表示在 $M=64$ 和 2 径瑞利衰落条件下交叉概率处的峰值噪声电平。

附图中相同或类似的代号在本文内都表示相同或类似的部分。下面, 将参考附图描述发明实施例。

本发明的基本原理

正如已经参考图 4 所作的说明, RAKE 接收机 RR 在 DS-CDMA 系统中用于处理多径传播。一个 RAKE 接收机通过为天线接收的多径信号中被选的最强分量分配若干并行解调器(支路), 从而应能够捕获大部分接收信号能量。所有支路(解调器)的输出经过相应的延迟补偿之后被合并。

解调器(支路)的分配和时间同步根据估计的信道响应进行。多径延迟搜索处理器(下文称为搜索装置)的功能是估计信道功率延迟谱, 从而识别延迟谱内的路径和跟踪变化的传播条件。因此, 多径延迟搜索处理器必须满足两个互相矛盾的要求: 在减少搜索时间的同时具有足够精确的时间分辨率, 以便降低 PN 序列的自噪声。

在根据扩频码相位数目定义的某个搜索窗口内估计信道冲激响应, 该窗口的搜索应该能覆盖预计的最大延迟扩展。在被称为更新时间的某个间隔内重复信道冲激响应估计。

更新时间必须足够小, 以便跟踪无线信道的延迟变化。信道冲激响应在搜索窗口内的位置随移动台的运动以及发射机和接收机中 PN 序列发生器之间时钟频率的失配而变化。因此, 为了保持信道冲激响应位于搜索窗口之间, 必须调整整个搜索窗口的位置。当多径延迟搜索处理器(搜索装置)具有足够精细的分辨率时, 就不需要其它通常在每条 RAKE 独立路径解调器中实现的代码跟踪设备。

RAKE 接收机(见图 4)的搜索和跟踪单元 STU(见所附图 6)用于保持 RAKE 接收机的码片和帧同步。因此, 必须估计因多径传播产生的接收信号延迟谱。由于衰落和传播距离变化, 即移动台 MS 和基站 BS 之间距离变化的影响, 需要根据移动无线信道的具体要求更新这种估计。

下文描述了本发明的一个实施例, 可在与延迟扩展对应的某个搜索窗口中以很好的分辨率估计接收信号的延迟谱。延迟谱估计可以在某个间隔, 例如更新时间内重复。更新时间必须选得足够小, 以便能跟踪无线信道的延迟变化。因此, 并不需要进行任何专门的跟踪。只是整个搜索窗口的位置必须适应(跟踪)移动台 MS 和基站 BS 之间的距离变化。所以, 搜索和跟踪单元 STU 可用于协助进行扇区选择和更软切换, 因为指定扇区的延迟谱可用于发现在哪些扇区内可捕获到最大的信号能量。

下面假定已经建立了任意的初始扇区选择、初始帧同步和初始码

片同步(例如在随机接入信号接收期间)。不过,这些条件并不是对本方法的原理性限制,本发明的方法通过一些调整,也可用于这种目的。

搜索和跟踪单元实施例

如图6所示,本发明的搜索和跟踪单元STU包括一个选择器SEL,其输入是来自每个扇区1...6的天线Ant1、Ant2的两个接收信号 S_1 、 S_2 。向选择器SEL输入两个信号 S_1 、 S_2 是因为在每个扇区中最好采用需要使用两个天线Ant1、Ant2的天线分集技术。不过,应当理解本发明在更广泛的意义上并不局限于天线分集,也可以用来自每个扇区一个天线的一个信号 S 作为选择器SEL的输入。

当然实际从天线接收的信号是一个模拟信号。STU装置中配有一个A/D变换器A/D,用于把模拟CDMA信号转换成一个数字CDMA信号。如图3、11所示,这个数字CDMA信号由连续的射频帧RF1...RFn组成,每帧包括插入了复导频符号 PS_i 和数据符号 PD_i 的连续时隙TS1...TSm。A/D变换器代表执行所有通常的功能,例如模数变换、匹配滤波等等,并且可以设置在STU装置中,例如选择器SEL中,位于SEL和扇区天线之间,或者在搜索装置S1...SL之前或之内。

在发射机中,包括多个比特的数字传输信号首先例如以 $r=1/3$ 的速率按比特经过卷积编码,然后2个卷积编码后的比特被合并成一个QPSK符号(Q, I),该符号再通过发射机一侧的PN序列扩频,而另一方面,接收机(例如RAKE接收机)和搜索装置必须同样根据对应的解扩序列对该符号进行解扩。这是直接序列CDMA(即包括QPSK调制)的基本原理。应当注意可以使用其他调制方案获得要进行扩频的符号。因此本发明并不局限于使用QPSK调制。

选择器SEL用于提取要在多径延迟搜索处理器S1...SL(下文称为搜索装置S1...SL)中进行搜索的信号抽样组。具体地说,各选择器SEL是从自各天线接收的数据流中提取出导频符号和一些附加抽样(逻辑信道符号)。帧格式和导频符号如图3所示。导频符号和附加抽样的提取最好以每秒16.38兆的速率进行,一般是以一种过抽样速率,例如4。

图6的搜索和跟踪单元STU包括若干搜索装置S1...SL,其中L可以与扇区数目相同或不同。

具体地说, 根据一种特定但又灵活的扇区选择调度方案, 提取出的导频符号和其它抽样被分配给 L 个搜索装置组成的集合。利用扇区选择调度方案, 搜索装置的数目可以等于或不等于扇区数目。六个搜索装置最好以同一抽样速率工作。根据扇区选择调度方案, 在信号抽样组的基础上, 提取的导频符号和附加抽样(即经过解复用和缓冲的天线信号)为每个扇区信号向路径选择单元 PSU 传递一个独立的延迟谱 DPS。

根据本发明, 搜索装置 $S1...SL$ 基本上是根据一种(基于导频符号的)相干和非相干组合搜索(和跟踪)程序进行信道延迟估计(确定延迟谱), 这种程序带有可选的交织, 将在下面根据图 7 的搜索装置 $S1$ 作进一步描述。延迟谱 DPS 最好以最小更新时间进行更新, 并最好使用预定的导频符号抽样数目。

路径选择单元 PSU 接收来自搜索装置 $S1...SL$ 的延迟谱 DPS, 并根据估计的延迟谱 DPS 计算出一个干扰估计(这个干扰包括多用户干扰以及热噪声功率干扰), 用于后续的路径选择。根据延迟谱 DPS, 路径选择单元 PSU 实际上可以确定 N (最好是 8)条路径的中间值 $d_1'...d_N'$ (即延迟值)和对应的扇区选择信息 $s_1'...s_N'$ 。扇区选择信息 $s_1'...s_N'$ 代表扇区编号(1...6)和各扇区内的天线编号(如果在每个扇区内没有使用天线分集, 可以忽略这个编号)。

延迟值 $d_1'...d_N'$ 只代表 N (例如 8)条路径的中间值, 所以跟踪和控制单元 TRCU 还要进行最终的扇区选择, 并产生(最多) P (例如 8)条延迟路径的最终值和选择信息(即延迟值和对应的选择信息), 这些信息最后要传送给 RAKE 接收机 RR。因此, 如图 6 所示, 跟踪和控制单元 TRCU 输出延迟路径的最终值 $d_1...d_P$ 和最终的选择信息 $s_1...s_P$, 用于最终应当在 RAKE 接收机中进行解调和译码的路径, 即 RAKE 接收机应当为其分配支路的路径。另外, 跟踪和控制单元 TRCU 还要产生时钟控制信号值来跟踪搜索窗口和小区, 以保持帧同步。

因此, 天线信号是到选择器 SEL 的输入, 选择器把来自天线的各个信号送给一组搜索装置, 搜索装置计算出每个输入信号的延迟谱。然后, 路径选择单元选择一组最可能的路径以及与扇区和天线数目相关的选择信息。最终的跟踪和控制单元确定最终路径和相应的选择信息, 以便向 RAKE 接收机 RR 提供它可用于进行解调的选择信息和延迟

信息。

下文将根据图 3、图 1 所示的帧格式描述本发明中用于选择器 SEL(图 7、8)、搜索装置 S1...SL(图 7)、路径选择单元 PSU 以及跟踪和控制单元(图 10)的具体实施例,还有用于解扩装置 DESP 以及相干累加和平均单元 ACC-AV 的一种具体实施例。

选择器单元实施例

图 7 表示一个选择器 SEL 实施例。选择器包括一个所谓的导频解复用装置 PI-DEMUX。图 7 表示的是一个天线信号输入到导频解复用装置 PI-DEMUX 的情况,但是应当懂得,可以根据从控制装置 CNTRL 接收的控制信号,向选择器 SEL 连续提供来自不同扇区的不同天线信号。

导频解复用装置 PI-DEMUX 的主要功能是从天线信号中提取和缓冲多个周期的(连续)导频符号和附加数目抽样,该天线信号由复数值的输入数据流组成。考虑图 11 的例子,为了计算一个延迟谱 DPS(calc. 1DPS),要估计天线信号射频帧 n ,而这个帧 n 包括一组连续时隙 $k-1$ 、 k 、 $k+1$ 。

如图 3 所示,在从一个时隙到另一时隙的转换中,例如从时隙 $k-1$ 到时隙 k ,存在着一个由前一时隙 $k-1$ 的导频符号和当前时隙 k 的导频符号组成的导频符号集 PS_i 。图 3 和图 11 的区别在于图 3 中假定导频符号 PS_i 只在时隙起点出现,而图 11 中它们同时在每个时隙的起点和终点出现。由于不能始终保证时隙与解扩装置 DESP 中 PN 发生器产生的 PN 序列在时间上对齐,因此只要能够根据 PN 解扩序列提取出若干可用于计算的导频符号和数据符号,是否只在起点或终点处(导频符号所处位置只是一个约定的问题)对导频符号进行抽样和提取是无关紧要的。在导频符号集之间,可以是任意的数据,例如图 3 所示,是用于逻辑信道等的符号。

这样,提取导频符号周期实际上就是提取导频符号(图 11 中的阴影区)。最好提取 $2M$ 个码片($2M \times$ 附加抽样速率个抽样,例如 $2 \times 128 \times 4 = 1024$ 个抽样)作为导频符号。另外最好再从天线信号(复数输入数据流)中提取 160 个附加抽样(延迟扩展)。因此,最终算出的 DPS 由 160 个实数功率延迟谱样值组成。

所以,对于延迟谱(搜索窗口)估计来说,使用的是分辨率为每个

码片四个抽样的 160 个抽样, 即所得延迟扩展为每秒 $160/16.38$ 兆抽样 $\approx 10\mu\text{s}$ 。最好还要假定用于重新计算当前工作扇区 (即当前信号能量最强的预定数目个扇区) 延迟谱的最小更新时间为 10ms (即一个射频帧), 并且扫描非工作 (即其他) 扇区和选择天线信号的更新时间为 60ms (即重新指定工作和非工作扇区)。

因此, 至少要在每个 10ms 的射频帧内, 根据导频符号 (1024 个抽样) 的数目和 160 个附加抽样 (例如基于 2 个时隙时的 8 倍) 重新计算一次延迟谱。附加抽样可以是任何类型的数据, 即控制数据或话音数据。根据提取的起点不同, 提取的顺序会有不同: 或者前面是导频符号, 后面是数据符号; 或者前面是数据符号 (来自前一时隙), 后面是导频符号, 然后再是数据符号; 或者前面是数据符号, 后面只是导频符号。

如图 7 所示, 响应帧时钟控制信号 FCC, 控制装置 CNTRL 可控制选择器 SEL 的 PI-DEMUX, 使得它能在各帧 n 的时隙 $k-1$ 、 k 、 $k+1$ 内以正确的定时开始提取导频符号和附加符号。

图 8 表示一种导频解复用装置 PI-DEMUX 的实施例。来自控制装置 CNTRL 的控制信号控制着抽样开关 SSW, 该开关负责把来自天线信号的数据送到缓冲器 BUF 或接收器 SNK。因此, 借助于帧时钟控制信号 FCC, 缓冲器 BUF 将可以包含连续的各个导频符号和附加抽样。任何其他数据被送往接收器 SNK。

因此, 帧时钟信号 FCC 控制着抽样开关 SSW 的定位 (即读指针) 和写指针, 即搜索窗口在整个延迟谱内的定位, 它等效于向数据流中插入或从其中去除抽样。

正如前面已提到的, 控制装置 CNTRL 与跟踪和控制单元 TRCU 相配合, 从而向选择器 SEL 提供控制信号 (该信号用于根据特定的扇区选择调度方案进行的工作和非工作扇区的选择), 并控制具体向解复用后的天线信号分配搜索装置 $S1...SL$ 。这种扇区选择调度程序最好可按图 13 所示 (后面将作说明) 方式构成。

正如以上参考图 7、8 所作描述, 选择器 SEL 的主要功能是分别在每个射频帧 RFn 内提取若干导频符号和若干附加抽样, 并连续地把这些提取出的数据值送到后续搜索装置中, 以用于延迟谱的计算 (其中要进行扇区选择和天线选择控制, 使控制解复用装置 PI-DEMUX 向各搜索装置连续提供来自多个扇区中多副天线的天线信号)。因此, 在搜索装

置组中进行的后续延迟谱计算是以提取出的导频符号和附加符号为基础。

导频解复用装置的数目最好与所应用的天线信号的可能数目相同，例如在图 6 中，可以有 12 个导频解复用装置 PI-DEMUX。不过，这个数目也可以减少，当例如使用带有相应智能控制的时间共享时，可减少到根据扇区选择控制预先定义的工作扇区数。实际上最少一个导频解复用装置就足够了。

多径延迟搜索处理器(搜索装置)实施例

如上所述，来自选择器的输出数据(即图 8 中缓冲器 BUF 的输出)是连续的复数导频符号和附加抽样(例如 2×128 个码片 = 1024 个抽样加上 160 个抽样)，这些抽样来自控制装置 CNTRL 指定的某个天线信号。下文将把来自导频解复用装置 PI-DEMUX 的数据输出(即复数导频符号和附加抽样)称为“解复用装置输出数据”。如图 9 所示，各解复用装置输出数据值显然包括一个实部 Rx_Re 和一个虚部 Rx_Im 。

正如图 7 搜索装置 S1 实施例所示，搜索装置包括一个产生解扩序列的 PN 码发生器 PN-GEN，该序列在用于对各解调器输出数据解扩的解扩装置 DESP 中使用。码发生器 PN-GEN、解扩装置 DESP 以及解复用装置 PI-DEMUX 受到经控制装置 CNTRL 处理的帧时钟控制信号 FCC 的控制。通过这一控制，可以确保 PN 发生器解扩序列保持时间对齐，并且偏移到提取出的各解调器输出数据上，以便计算延迟谱 DPS。如上所述，时间对齐是必须的，否则会产生错误的解扩，因为要对解调器输出数据正确解扩，不仅需要正确的解扩序列(由码发生器 PN-GEN 产生)，还需要正确的定时。

如图 7 所示，来自解扩装置 DESP 的输出数据是到相干累加/平均装置 ACC-AV 的输入，该装置在控制装置 CNTRL 的控制下计算延迟谱 DPS。延迟谱实际上是响应帧时钟控制信号 FCC、并根据解调器输出信号(提取的导频符号和附加抽样)产生的。根据本发明，解扩装置 DESP 和相干累加/平均装置 ACC-AV 的一种实施例如图 9 所示。

解扩装置 DESP 包括一个由乘法装置 MM 和积分装置 IM 构成的相关装置 CM。由于解调器输出数据包括实部和虚部并且码发生器 PN-GEN 产生的解扩序列也必须包括实部和虚部，因此相关器 CM 是一个复数相

关器，乘法装置 MM 则进行复数相乘。PN 序列的起点受相位控制装置 PH-CNTRL 的控制。

乘法装置 MM 包括乘法器 M1、M2、M3、M4 和加法器 ADD1、ADD2。积分装置 IM 包括相加单元 SUM1、SUM2。

乘法器 M1 进行解复用装置输出数据实部 R_x-Re 和扩频序列实部 $PN-Re$ 的相乘，并把相乘后的数据值送到加法器 ADD1。乘法器 M2 进行解复用装置输出数据虚部 R_x-Im 和 PN 序列实部 $PN-Re$ 的相乘。来自乘法器 M2 的乘积信号是到加法器 ADD2 的输入。乘法器 M3 进行解复用装置输出数据虚部 R_x-Im 和 PN 序列虚部 $PN-Im$ 的相乘，并把相乘后的数据送到加法器 ADD1。乘法器 M4 进行解复用装置输出数据实部 R_x-Re 和 PN 序列虚部 $PN-Im$ 的相乘，并把输出信号送到加法器 ADD2。加法器 ADD1 就对来自乘法器 M1 的输出信号和来自乘法器 M3 的输出信号进行相加，并把相加后的信号送到积分装置 IM 的相加单元 SUM1。加法器 ADD2 就对来自乘法器 M2 的输出信号和来自乘法器 M4 的输出信号进行相加，并把相加后的信号送到积分装置 IM 的相加单元 SUM2。

乘法装置 MM 为每个导频码片输出来自加法器 ADD1、ADD2 的结果，相加单元 SUM1、SUM2 在 N 个导频码片上(例如 2×128 个)对来自加法器 ADD1、ADD2 的输出信号进行相加。因为完整的数据是一个数字信号，所以在相加单元 SUM1、SUM2 内进行相加对应的是对来自乘法装置 MM 的输出信号的积分。

作为一个优选实施例，PN 发生器 PN-GEN 产生复数正交短 Walsh Hadamard 和实数长 Gold (Walsh Hadamard) 码作为与解调器输出数据相乘的解扩码。

如果以过抽样速率 OS 驱动复相关装置 CM，只有每第 OS 次复数相乘产生一个非零结果。我们需要考虑如果使用 QPSK 调制方案时的情况。这时，在乘法装置 MM 中进行的复数相乘最好分成相距 $OS/2$ 的两次实数相乘。整个码相位以每个码片周期的 $1/OS$ 作为增量进行调整。最好在整个时间不确定区域(延迟扩展)内使用串行搜索，其中在每个码相位位置(一个码片周期的 $1/OS$)上具有一个导频符号周期(这里为 $31.25\mu s$)的恒定停留时间。因此，可以为每个时隙和搜索装置计算出一定数目的码相位。由于这些处理是脱机进行的，因此可以用更高的速度进行处理。

可计算的码相位数等于每个时隙的码片总数相对于每个导频符号的码片数与这个过处理系数 OP 之积的比（这里， $OP \cdot 2560 / 256 = OP \cdot 10$ ）。一个实例是在过处理系数 $OP=4$ 时采用八个搜索装置的硬件实现方案。另外一个例子是 $OP=16$ 时采用两个搜索装置。

在相干累加/平均装置 ACC-AV 中，相干加法单元 SUM3 对两个连续导频符号周期（即与两个时隙对应的总共四个导频符号）的解扩值进行相干累加。每个搜索装置在 $2/OP$ 个帧（ $=2 \cdot 16 / OP$ 个时隙）即 $20/OP$ ms 的重复时间内总共要计算 160 个延迟谱的抽样。这适用于一个搜索装置带有一个相关器和一个解扩装置的情况。通过在一组搜索装置内组合若干相关器和解扩装置（图 6），可以定义一种并行搜索装置结构。不过，这并不会对本发明的这种一般描述产生限制。

相干加法单元 SUM3 的复数输出、即实部 $Re_Imp[\text{相位}]$ 和 $Im_Imp[\text{相位}]$ 被送到平方单元 ABS。在单元 ABS 中，SUM3 的实部和虚部被分别平方后相加（ $|(a+jb)|^2 = a^2 + b^2$ ）。单元 ABS 的输出、即部分实数延迟谱值 DPS_i 是到加法单元 SUM4 的输入，该单元对抽样进行非相干累加。加法单元 SUM4 的输出是实际的实数延迟谱 DPS。因此，加法单元 SUM4 实际上是对来自两个或多个相继的时隙的两个延迟谱 DPS_i 进行平均。所以，确定延迟谱的基本原理是在每个时隙内进行复数值的信道估计，然后对至少两个时隙的复信道估计（复数抽样）作相干相加，最后再对分别来自两个时隙的（相加后的）信道估计的延迟谱（实数值）作非相干相加。

因此，解扩装置 DESP 的主要功能可以描述为时间上对齐的 PN 序列与解调器输出数据的相乘，而相干/非相干累加/平均装置 ACC-AV 在两个或多个时隙上进行平均。该输出是以解调器输出数据（即在一个相干平均所用周期内的导频符号（+附加抽样）为基础的一个平均延迟谱 DPS。因此，所得延迟谱 DPS 要准确得多，因为它使用了来自连续时隙（或帧）的导频符号。

以下例子说明了解扩装置 DESP 和相干累加/平均装置 ACC-AV 的工作情况。假定每个扇区采用天线分集，一个小区内的三个（工作）扇区对应 6 个天线信号，它们在 $OP=1$ 时可以使用 6 个搜索装置在两帧内进行处理。另外，如果只选择一个扇区（工作），就可以为每个天线信号分配 6 个搜索装置中的 3 个。相应地，延迟谱的每个抽样的相关数可

以提高3倍。因此,对于 $OP=1$,在2帧内(见图11)可以计算3个连续的延迟谱,通过平均能获得减小的峰值和干扰方差的估计。这样就能得到一个改进的延迟谱 DPS。

对于 $OP=16$ 和2个搜索装置的情况,在10ms的帧周期和16个时隙内可计算 $2*8$ 个(连续)延迟谱。扇区控制机制(扇区调度将在后面解释)可以即把这个数目分配给工作和非工作扇区。例如,可以计算两个工作扇区(每个扇区有两个天线信号)的3个连续延迟谱和两个非工作扇区(每个扇区有两个天线信号)的一个延迟谱(见图13)。因此,可在每一帧内对工作扇区进行非相干平均。在60ms内还可以算出非工作扇区的3个延迟谱,因此也可以对非工作扇区进行非相干平均。

为了把相干累加/平均装置中非相干累加(平均)的数目提高一倍而又不增加更新时间,可以使用本发明用于更新时间为10ms时的一种“交织”平均方案(见图11)。这时,要对最后两个连续的(可能已进行过非相干平均)延迟谱、当前计算所得的延迟谱和更新时间之前的延迟谱作(进一步)平均,以便在10ms更新时间不变的前提下计算改进的延迟谱。计算延迟谱 DPS 的一种优选交织方案如下例所示。在帧 $n-1$ 中计算延迟谱 DPS_{n-1} 。然后在当前帧 n 中计算另一延迟谱 DPS_n 。在帧 n 中两个延迟谱经过非相干累加(相加),相加所得延迟谱用作帧 n 的延迟谱 DPS_n ,即 $DPS_n' = DPS_{n-1} + DPS_n$ 。存储帧 n 中实际算出的延迟谱 DPS_n ,以用于下一帧 $n+1$ 的下一步累加。也可以对前一次算出的延迟谱 DPS_{n-1} 使用一个加权系数。可以不采取刚才对两个延迟谱 DPS_{n-1} 、 DPS_n 的累加(非相干累加),而是也可以采取先存储若干前面的延迟谱 DPS,然后对这若干帧进行非相干相加,以得出帧 n 的延迟谱结果。在累加之前也可以对这些延迟谱进行加权。因此,根据各延迟谱 DPS 的 FIR 或 IIR 滤波特性(或加权),可能会有不同的实施例。

根据相干累加/平均装置的另一实施例,使用天线分集时,两个对应扇区天线的延迟谱可以相加(在路径选择单元 PSU 内)(见图6和图10)。这时,相干累加/平均装置 ACC-AV 最好对来自两个不同天线的两个延迟谱进行相加。

根据由加法单元 SUM4 输出的最终延迟谱 DPS,可以在路径选择单元 PSU 中计算干扰(噪声)估计。解扩装置 DESP 和相干累加/平均装置 ACC-AV 受数字信号处理器 DSP 控制,该处理器控制所述相关以及相干

和非相干累加处理。

无论哪种情况，都可以看到解扩装置 DESP 根据导频符号进行解扩，相干累加/平均装置 ACC-AV 在每帧内对根据导频符号算出的延迟谱进行平均。根据导频符号来计算部分延迟谱 DPS_i 要优于使用随机数据来确定延迟谱。本发明的另一个方面是对至少两个连续帧内的连续延迟谱进行平均，从而获得一个更为准确的延迟谱 DPS。

路径选择单元实施例

正如前面所述，每个独立的搜索装置 $S1...SL$ 都输出一个根据周期性导频符号算出的延迟谱 DPS，这个延迟谱最好是根据两个连续帧算出的一个平均延迟谱。

下面将描述路径选择单元 PSU 如何选择延迟谱 DPS 中包含的主要路径。路径选择单元 PSU 的一种实施例如图 10 所示。PSU 的功能描述将从两个延迟谱 DPS 的输入开始，这两个延迟谱来自属于同一扇区(图 10 中为扇区 1)的两个天线 Ant1、Ant2。不过，应当知道每个搜索装置 $1...L$ 各自都包括一个等效装置，用以分别输出各扇区的最主要(最强)路径。为了说明本发明，这里假定在每个扇区内使用天线分集。但是本发明并不局限于天线分集。图 14 表示在路径选择单元 PSU 中的延迟谱处理。

路径选择单元 PSU 包括一个加法器 ADD、一个峰值检测/删除装置 PD-RV、一个路径估计装置 PEST、一个噪声估计装置 NEST、路径检验装置 PVER1 和 PVER2、一个最大值检测装置 MAX 和一个门限设置装置 THRS-SET。噪声估计装置 NEST 接收一个来自门限设置装置 THRS-SET 的门限系数或门限值 THRS。正如前面参考图 6 所作描述，这个路径选择单元 PSU 的主要功能是通过考虑干扰(噪声)估计、从各延迟谱 DPS1、DPS2 中提取出 N 个信号最强的路径 $d_1'...d_N'$ 。另外，产生了一条选择信息 $s_1'...s_N'$ ，代表已被选择的(工作)扇区(和天线信号)。根据输入延迟谱而计算出的延迟和选择信息被传送给如图 6 所示的用于进行最终选择的跟踪和控制装置 TRCU。路径选择单元 PSU 在更新时间(例如 10ms)(即最小的每个帧周期内)输出新的最强路径和新的选择信息 $s_1'...s_N'$ 。

下文将参考图 10 和图 14 描述路径选择单元 PSU 的各个装置的功能

能。

如果要处理每个扇区的两个缺省天线信号或各自的延迟谱 DPS1、DPS2, 首先在加法器 ADD 中对各延迟谱 DPS1、DPS2 作相加。应当指出, 下文描述的程序也适用于不采用天线分集的情况。这时, 加法器 ADD 被省略, 来自每个扇区一个天线的所得延迟谱 DPS 被直接输入给峰值检测/删除装置 PD-RV 以及路径估计装置 PEST。因此, 具有两个天线的天线分集只是本发明的一个优选实施例。

从相加后的延迟谱 DPS' (见图 14 中的步骤 ST1) 中搜索总的最大值 MAX1 (步骤 ST2)。在峰值检测/删除装置 PD-RV 中, 最大值 MAX1 和最大值两侧(脉冲扩展)的若干个抽样(取决于脉冲扩展, 最好是 3 个)被删除或分别置为零。如前面所述, 对于每个延迟谱 DPS, 总共有 160 个抽样, 因此只删除最大值 MAX 和其左右的三个抽样并不会破坏延迟谱的整个特性, 也就是说实际上应当删除最大值 MAX1。最大值 MAX1 和对应的延迟值 $d_{\max 1}$ 存储在峰值检测/删除装置 PD-RV 中。

重复 N 次从 DPS' 中删除最大值的程序(步骤 ST4), 从而得到 N 个候选延迟值 $d_{\max 1}, d_{\max 2} \dots d_{\max n}$ 和对应的峰值 MAX1, MAX2 ... MAXN 组成的一个集合。剩余的平均延迟谱 $\overline{DPS^*}$ 被视为干扰(噪声), 噪声估计装置 NEST 根据它计算均值 DPS (步骤 ST4)。也就是说, 由于已经从相加后的延迟谱 DPS* 中删除了相关最大值, 因此剩余的 DPS* 可被视为干扰或噪声。最大值的数目最好应小于 RAKE 支路数。

然后, 比较存储的候选峰值 MAX1, MAX2 ... MAXN 和有效噪声电平 $\overline{DPS^*}$ 与某个自适应但恒定的门限系数 THRS 之积。THRS 是通过一种优化程序获得的, 它可能反映被扫描的扇区数、信号干扰比以及非相干累加的数目。因此, 路径估计装置 PEST 认为只有位于有效噪声底限之上的那些值是与各独立的直接或间接传播路径对应的实数延迟值, 而这些路径不一定是那条直接路径。

如果没有使用天线分集, 即只计算了一个天线的延迟谱(不是相加后的谱)时, 路径估计就告结束, 也就是说高于乘积门限的所选最大值就是到最大值检测装置 MAX 的输入(对每个扇区而言), 该装置输出对应所有扇区 N 个最大值的延迟和选择信息。

如果使用了天线分集, 原先计算的延迟谱 DPS1、DPS2 要在各自的路径检验装置 PVER1、PVER2 中经过进一步的处理。如步骤 ST5 所示,

在 PVER1、PVER2 中，两个延迟谱 DPS1、DPS2 彼此要独自(再)针对门限(即 $\overline{DPS} \times \text{THRS}$) 进行检查。在每个 DPS 中，只有仍大于该门限的那些最大值作为每个天线的候选峰值被保留(当然，如果 DPS1+DPS2 没有按 1/2 归一化，门限需要通过被 2 除来作调整)。因此，最终的被选路径——由选择信息所指示的每个天线和扇区——现在就确定了。

这时，最大值检测装置 MAX 的输出是(通过根据输入的 N 个最大值评估所有扇区(例如 6 个扇区))最大相关延迟 $d_1, \dots, d_n$ 的度量，以及代表产生这些最强的最大值及其延迟的扇区的选择信息。因此，最大值检测装置 MAX 的输出(实际也就是路径选择单元 PSU 的输出)是对传送最大能量(即最重要)延迟的传播路径的一个度量、以及表示这些路径延迟产生于何处(即哪个扇区)的一个指示。最大值检测装置将最大值按降序从最高到最低排列(包括选择信息的相应调整)。

按照下面将要进行的描述采用扇区选择方法(扇区选择调度)和调整相关处理，可以在工作和非工作扇区数目之间、更新时间和所得延迟谱的准确性之间进行折衷。也就是说，通过在各个扇区内进行适当的搜索(见图 12)和区别工作和非工作扇区，可以求出一个甚至更为精确的延迟谱和确定移动台在扇区之间的移动。除了可以计算出更好的延迟谱之外，扇区选择还可用于更软切换，即，总的来说就是更准确地确定移动台位置和/或确定移动台是否处于两个扇区之间的边界上。

下文将要描述用于接收上述路径选择单元输出的跟踪和控制单元 TRCU 的功能。

跟踪和控制单元实施例

如图 6 所示，跟踪和控制单元 TRCU 接收来自路径选择单元 PSU(见图 10)的输出，即从所有扇区的所有路径检验装置 PVER1、PVER2 中获得的相关性最强的最大值的延迟时间 $d_1, \dots, d_n$ 、以及指示各延迟时间属于哪个扇区和哪个天线的具体选择信息 $s_1', \dots, s_n'$ 。单元 TRCU 现在选择来自单元 PSU ($P = \text{RAKE}$ 支路的数目)的输出中的 P 个信号最强的最大值(即延迟值 $d_1 \dots d_p$)和相应的选择信息 $s_1 \dots s_p$ 。

不过，只要移动台 MS 和基站 BS 之间保持一个固定位置(和距离)，这样的路径选择单元 PSU 的输出当然也同样有效的。如果出现位置

变化(这是常见的情况),那么功率延迟谱 DPS(即延迟时间)自然就可能改变。当然,每个搜索装置 $S_1 \dots S_L$ 现在可以使用一个预定窗口来决定功率延迟谱。也就是说,代码发生器 PN-GEN(及其过抽样的解扩序列)或信号序列本身的相位可以通过导频解复用装置翻转或删除抽样而偏移预定数目个导频符号,这种偏移相应于计入一个预定的延迟时间。当然,在移动台 MS 和基站 BS 之间建立第一次通信时,对于直接路径 P1 将甚至使用一个预定的平均延迟时间。在这个预定时间内,可以确定一个预定的偏移距离(延迟扩展)窗口。但是,如果移动台 MS 出现移动,必须根据移动台 MS 和基站 BS 之间的距离变化对延迟扩展窗口的中心值作相应的偏移。这里可以考虑不同的方式。

因此,跟踪和控制单元 TRCU 的第一个功能是根据 MS 和 BS 之间的距离变化调整(跟踪)该(延迟扩展)搜索窗口。这种操作不需要连续进行,但是 10ms 的最小更新时间(射频帧的长度)已经足够($OP=16$, 2 个搜索装置,2 个工作扇区,不带交织的 3 次非相干平均)。通过调整导频解复用装置中的读和写指针,从而插入或删除(导频符号和数据符号的)抽样来控制选择器 SEL 的导频解复用装置中包含的缓冲器。通过移动解复用装置中的读和写指针,可以对导频符号和附加抽样的提取实现不同的起点和终点定时,它对应于导致搜索窗口发生改变的值出现偏移。另一种可能性是移动如上所述的 PN 发生器相位。

在一次扇区(更软)切换中,两个相邻扇区使用一个共同的窗口偏移量,以保持同步。因此,这个共同的搜索窗口偏移量也可用于(相邻)非工作扇区(在此,不能计算/估计实际功率延迟谱、即可检测路径的扇区)。对于本领域的技术人员来说,通过例如考虑最高的最大值 MAX1 随时间的运动来使搜索窗口适应移动台的运动或距离变化(导致延迟变化)的算法很容易实现。

除了在搜索装置中使用搜索窗口偏移以外,跟踪和控制单元 TRCU 还有另一个功能也可以根据搜索窗口的调整来更新已经算出的延迟路径 $d_1, \dots, d_n$, 并选择一定数目的最终延迟值 $d_1 \dots d_p$ 和对应的天线/扇区信息 $s_1 \dots s_p$ ($P = \text{RAKE 支路数目}$)。

因此,每个 PVERn 单元传递一组“候选”峰值。最大值检测单元 MAX 对所有峰值按降序排列,而且单元 TRCU 只保留 P 个最大值(无论它们来自哪个扇区)。

对所有工作扇区的所有天线执行这一程序，并且一个根据最大功率降序排列的、具有预定最大长度(即依 RAKE 支路数而变,例如 $P=8$)的序列将会来源于所有工作扇区的所有被测天线信号中的所有“幸存者”。这一序列现在代表了从所有当前被测天线信号中找出的最强路径(它通常代表的是工作扇区，但是也可能包括当前的非工作扇区)。在根据新的降序选择新的延迟值 $d_1 \dots d_r$ 的同时，当然也要更新选择信息，以便示各延迟时间的位置，即指示各延迟时间所属的各个扇区。这一选择信息将告诉与搜索和跟踪装置 STU 输出连接的 RAKE 接收机应该去解调哪些信号。如果指定路径数小于最大路径数目，RAKE 接收机会收到应该关闭某些 RAKE 支路的信息(例如通过将相应的选择信息 s 设置为一个负数值)。

应当指出，上述对路径选择单元 PSU 输出的延迟时间和选择信息进行的更新并不局限于天线分集的情况。如果每个扇区只使用一个天线信号，就只需要计算一个延迟谱。

正如前面所述，扇区数目和搜索装置数目不一定要相同。搜索装置组最好由总共六个搜索装置组成。不过，扇区数目可以大于、小于或等于搜索装置数目。因此，图 6 中的控制装置 CNTRL 控制着选择器 SEL，以便根据一种时间共享方式向各个搜索装置提供不同的天线信号(每个扇区一个或两个信号)。

扇区选择调度

如上所述，在本发明中，搜索装置最好根据从每一帧内至少两个连续时隙中提取的导频符号来计算延迟谱。不过，如图 11 所示，每一帧包括 16 个时隙。假定选择器在 10ms 的整个帧周期上向一个独立的搜索装置提供(一个)天线信号，那么搜索装置显然不仅能通过估测两个连续时隙来进行一次最终延迟谱的计算，实际上，搜索装置可以对这个天线信号总共进行八次计算(16 个时隙)。不过，控制装置 CNTRL 可以在完成对当前天线信号的时隙计算之后，在两个其他时隙上转接另一个天线信号(因为在使用两个时隙进行完第一次计算之后，实际上还有多达 14 个其他时隙的时间)。下文将解释如何最好地进行扇区调度，即向一组搜索装置提供天线信号，其中每个搜索装置在连续两个时隙上进行数据计算。不过应当指出，单元 TRCU 也可以使用为每个小

区内的预定数目扇区预置的一种(非最佳)扇区扫描规则。

首先,跟踪和控制单元 TRCU 确定哪些扇区是工作扇区,哪些扇区是非工作扇区。与延迟时间 $d_1 \dots d_p$ 相关的选择信息 $s_1 \dots s_p$ 指示哪些当前可用扇区是工作状态或非工作状态。也就是说,在选择信息中指示了处于工作状态的扇区。

其次,跟踪和控制单元 TRCU(或相应的控制装置 CNTRL)决定在一帧内可以进行多少次相干累加。如上所述,如果整个帧包括 16 个时隙,这就表示一帧内总共可以进行 8 次独立的相干累加(基于 2 个时隙的相干信道估计)。也就是说,理论上在一帧内可以进行的相干累加次数是时隙数除以 2。

再者,跟踪和控制单元 TRCU 确定非相干累加数目,这也就是以非相干方式累加(它们的绝对值相加)的不同的 DPS_i 计算(分别通过考虑 2 个连续时隙来进行)的数目。

另外,跟踪和控制单元 TRCU 确定用于功率延迟谱更新(即窗口偏移)的更新时间。更新时间实际上表示需要查看用于计算同一 DPS 谱的同一扇区内两个相同时隙的周期。用于工作扇区的更新时间不一定与非工作扇区相同。也就是说,因为主要的变化(距离变化)将发生在工作扇区,所以不需要如此频繁地查看非工作扇区,即它们的更新时间可以更长一些。不过,为了使延迟谱计算具有相同的准确度,在工作扇区和非工作扇区内进行的非相干累加数目最好应该一致。

最后,为了确定调度方案,跟踪和控制单元 TRCU 及控制装置 CNTRL 必须知道有多少搜索装置 S₁ ... S_L 可用。也就是说,如果有更多并行工作的搜索装置,在一帧内自然可以扫描更多的扇区。

因此,跟踪和控制单元 TRCU 根据工作和非工作扇区的数目(如选择信息所示)、每帧的时隙数(决定可能进行的相干累加次数)、工作扇区和非工作扇区理想的非相干累加数目、工作扇区和非工作扇区理想的更新时间以及扇区数目(固定)和搜索装置数目(同样固定),确定任意时刻的扇区扫描方案。

当然,扫描方案一旦确定,使用这种特定扫描方案进行扇区扫描只在扇区状态(由选择信息指示)不变的条件下有意义。也就是说,如果一个非工作扇区突然变为一个工作扇区(由于移动台的运动),那么跟踪和控制单元会设置一种不同的扫描方案。根据这种调度方案,自

然可以通过一种“软”方式决定移动台从一个扇区穿过扇区边界到达另一扇区的运动。也就是说，如果移动台从一个工作扇区向一个非工作扇区的方向运动，到某个阶段后非工作扇区的接收天线将开始接收信号，如果移动台接近边界，先前的非工作扇区将呈现出一个包括最大值的延迟谱，这些最大值表示该扇区变为工作状态。不过，该判决过程不是硬判决过程，因为根据扇区扫描，实际上可以监测到移动台的连续运动。

也有可能两个扇区被判为工作扇区，其他 4 个判为非工作扇区。扇区为工作或非工作扇区的指定可以改变，工作和非工作扇区的数目也可以改变(例如 3 个工作扇区 —— 3 个非工作扇区等等)。

与图 13、图 15 关联的下面的表 1 表示了这种扇区调度方案的一个实例。在这个例子中，已假定整个帧长为 10ms，包括 16 个时隙，因此具有可处理 8 次相干累加的能力。

对于 1 个工作扇区/5 个非工作扇区的情况，允许非工作扇区的更新时间为 50ms、10ms、20ms 或 30ms。工作扇区要求更新时间为 10ms，即每帧更新。

在 2 个工作扇区/4 个非工作扇区的情况下，允许非工作扇区的更新时间为 10ms、20ms 或 60ms。

在 3 个工作扇区/3 个非工作扇区的情况下，要求非工作扇区的更新时间为 30ms。在括号内的更新时间之前的数字表示可能进行的相干累加次数。

实际上，表 1 中已预先指定了使用 2 个搜索装置，其过抽样速率为 $OP=16$ ，要求每个工作扇区的更新时间为 10ms。另外，要求最少进行两次非相干累加。它所用的电路配置如图 15 所示。控制信号 CNTRL 将指示选择器何时把每个扇区的第一和第二天线信号送到第一和第二搜索装置 S1、S2。在图 15 中，假定第一天线信号总是由第一搜索装置 S1 处理，第二天线信号总是由第二搜索装置 S2 处理。

在表 1 中，那些非相干累加数目相同的情况及其各自的更新时间在加粗的方框中表示。例如，对于 2 个工作扇区/4 个非工作扇区的情况，非工作扇区只需要每 6 帧(60ms)更新一次，其中工作扇区每帧(10ms)更新一次。不过，它们使用的非相干累加数目(3)相同。显然对更新时间加上不同的限制(例如提高非工作扇区的更新时间)将能进

行数目更多的非相干累加。

表 1

1 个工作 扇区	5 个非工 作扇区	2 个工作 扇区	4 个非工 作扇区	3 个工作 扇区	3 个非工 作扇区
7 (10ms)	1 (50ms)	2 (10ms)	1 (10ms)	2 (10ms)	2 (30ms)
6 (10ms)	2 (50ms)	2 (10ms)	2 (20ms)		
5 (10ms)	3 (50ms)	3 (10ms)	1 (20ms)		
4 (10ms)	4 (50ms)	3 (10ms)	2 (40ms)		
3 (10ms)	1 (10ms)	3 (10ms)	3 (60ms)		
3 (10ms)	2 (20ms)				
3 (10ms)	3 (30ms)				

上述具有 10ms 和 60ms 的更新时间和三次非相干累加的 2 个工作扇区/4 个非工作扇区的例子给出了必须如何扫描扇区的关键信息。不过，尽管更新时间决定了查看一个扇区的频度，但它没有具体指定扫描序列。图 13a)、b) 表示了两种不同的扫描序列。图 13 中，“A”代表一个工作扇区，“A”后面的数字代表第一、第二和第三工作扇区，数字后面的下标代表 DPS 计算(即在 2 个时隙上进行的相干累加)的次数。“N”代表一个非工作扇区。

在图 13a) 中，连续进行对工作扇区 1 的三次相干累加 1、2、3，即 A1₁、A1₂、A1₃，以及对工作扇区 2 的三次 DPS 计算 A2₁、A2₂、A2₃。帧 1 中剩下的 4 个时隙用于进行非工作扇区的第一次 DPS 计算 N1₁、N2₁。从帧 2 中可以看出工作扇区的更新时间是 10ms，因为每隔 10ms 就要使用同一个用于工作扇区的 DPS 计算序列。不过，剩下的四个时隙可以分别用于对非工作扇区 N1、N2 的扫描，以便进行第二次 DPS 计算 N1₂、N2₂。在每一帧中都保持对工作扇区的扫描，其中每帧中的最后四个时隙用于扫描非工作扇区。因为非工作扇区的更新时间被选为 60ms，帧 1 中关于非工作扇区的扫描序列只有到第 7 帧(未表示)才能重复，第 7 帧实际上与帧 1 相同。

图 13b) 表示对表 1 参数规定的调度方案的另一种实现方式。这里，对工作扇区和非工作扇区扫描的序列已经改变，但仍然满足表 1

给出的约束。因此，在安排每个扇区内的扫描时仍然有一定的自由度。

根据如何进行对非工作扇区关于其第一、第二和第三次相干 DPS 计算的扫描，在每回完成第三次 DPS 计算之后，可以进行一次非相干累加，并且估计延迟谱的变化。当移动台运动时，延迟谱将改变其形状(由于不同的多径传播)，但是即使延迟谱发生变化，整个路径选择单元将仍然指示该扇区是工作状态。根据一个或多个相邻工作扇区的延迟谱估计一个工作扇区的延迟谱，可以对移动台运动方向作出一个估计。即使非工作扇区仍处于非工作状态，其延迟谱不包含任何超过指定门限电平的最大值(路径)，也可以与工作扇区一起估计非工作扇区的延迟谱，因为如果移动台从一个非工作扇区向工作扇区的方向运动，即使非工作扇区的延迟谱也将发生变化。

因此，通过在所有扇区中进行的所有非相干累加一旦完成(图 13 例子中为 60ms 之后)时就估计延迟谱，可以一起估计所有延迟谱，它将能对移动台在小区内的位置以及移动台的运动方向作出一个估计。

本发明的 CDMA 基站的性能

下文将讨论一个包括 6 个搜索装置、 $OP=1$ 的 CDMA 基站。

搜索和跟踪算法的性能特征在于根据延迟谱可监测信道路径。信道路径在作为自相关峰值的估计的延迟谱中变成为可见的。估计算法必须能找出这些在干扰电平之上、具有合理的信号干扰比的自相关峰值。路径的可检测性依赖于 RF 频带内的信号干扰比和搜索算法的解扩增益以及峰值和噪声方差。搜索算法的解扩增益由每个导频符号的解扩增益和解扩导频符号的相干累加数来定义。

例如，对于本发明提出的算法，这一解扩增益例如等于 $10 \cdot \log 128 \cdot 4 = 27\text{dB}$ 。信道估计所看到的信号干扰比 E_{ch}/I_0 (即估计的延迟谱内的自相关峰值和噪声门限之间的距离) 要比每个调制符号的 E_s/I_0 高例如 $10 \cdot \log 512/M$ (单位为 dB)，其中 $M \in \{16, 32, 64, 128\}$ 是调制符号扩频系数。由于使用的是速率为 $1/3$ 的卷积码和四元调制方案， E_{ch}/I_0 比对应的 E_b/I_0 要高出 $10 \cdot \log 2 \cdot 512/3M$ (单位为 dB)。峰值和噪声方差随着非相干平均数目的增加而降低，即检测率上升，检测到一个不存在的峰值的误报概率下降。

图 16、17 表示在 2 条路径、等强度、独立瑞利衰落信道、 $v=50\text{km/h}$ 、

$M=64$ 和 $E_b/I_0=5\text{dB}$ 的情况下, 漏检现有峰值的概率和相反情况 (即检测到不存在峰值 (“误报”)) 的概率。基本更新时间为 20ms (6 个搜索装置, $OP=1$)。使用天线分集和交织平均方案。该曲线是根据峰值-干扰门限, 即 (归一化的) 峰值和对应的噪声值之比绘出的。不同的漏检概率曲线表示: 使用 0、1 和 2 个抽样的检测范围 (DR)。这意味着所有超出峰值-噪声电平、并且其对应的延迟值位于间隔 [正确延迟-DR 正确延迟+DR] 内的峰值都作为正确的检测被计入。‘任何峰值’意味着计入高于峰值噪声电平的所有峰值而不检查其实际的延迟。如图所示, $DR=0$ 时的严格估计会导致一些性能损失。不过, 对于 $DR=1$ 、特别是 $DR=2$ 的情况, 没有明显的与漏检概率相关的性能损失被指明。

图 18 表示随 E_b/I_0 变化的算法性能。图 17 所示交界点处的概率值被提取。在实际使用中, 应该略微提高门限系数, 以便通过引入少许性能损失而提供更强的抗误报能力。

图 19 描绘了最佳门限系数与信噪比、(被扫描的) 扇区数目以及非相干累加数目之间的关系。

工业适用性

所建议的本发明可用于在任何 (周期性的) 基于导频符号的传输方式中进行延迟谱估计和路径检测。考虑到硬件成本的限制、延迟谱和噪声估计的灵活性及准确性, 这是一种极有希望的候选方案。通过结合相干和非相干累加的建议方式 (OP 交织的平均方式) 来调整搜索装置数目, 几乎可以实现准确性和硬件成本之间的任何折衷。使用非相干平均是为了降低峰值和噪声方差。很多种扇区选择方式 (调度方案) 都可以采用。

以上描述已将本发明的优选实施例和范例作为本发明当前的最佳模式作了说明。不过, 对于本领域的技术人员来说, 根据以上技术说明, 显然可以对本发明作出各种改动和变形。因此, 不应当认为本发明只局限于上述实施例和范例, 本发明范围由所附权利要求定义。在权利要求中, 参考代号只用于说明, 并不限制这些权利要求的范围。

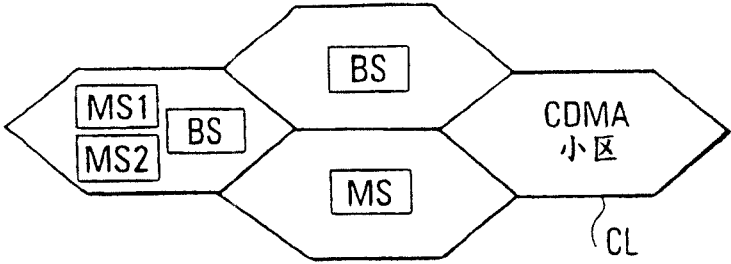


图 1

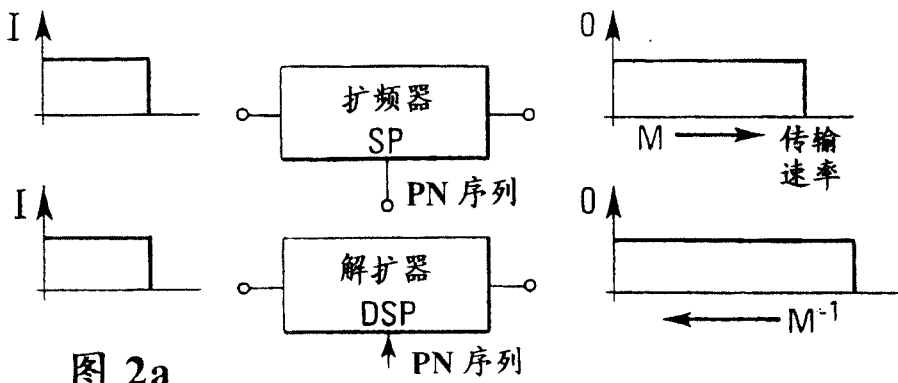


图 2a

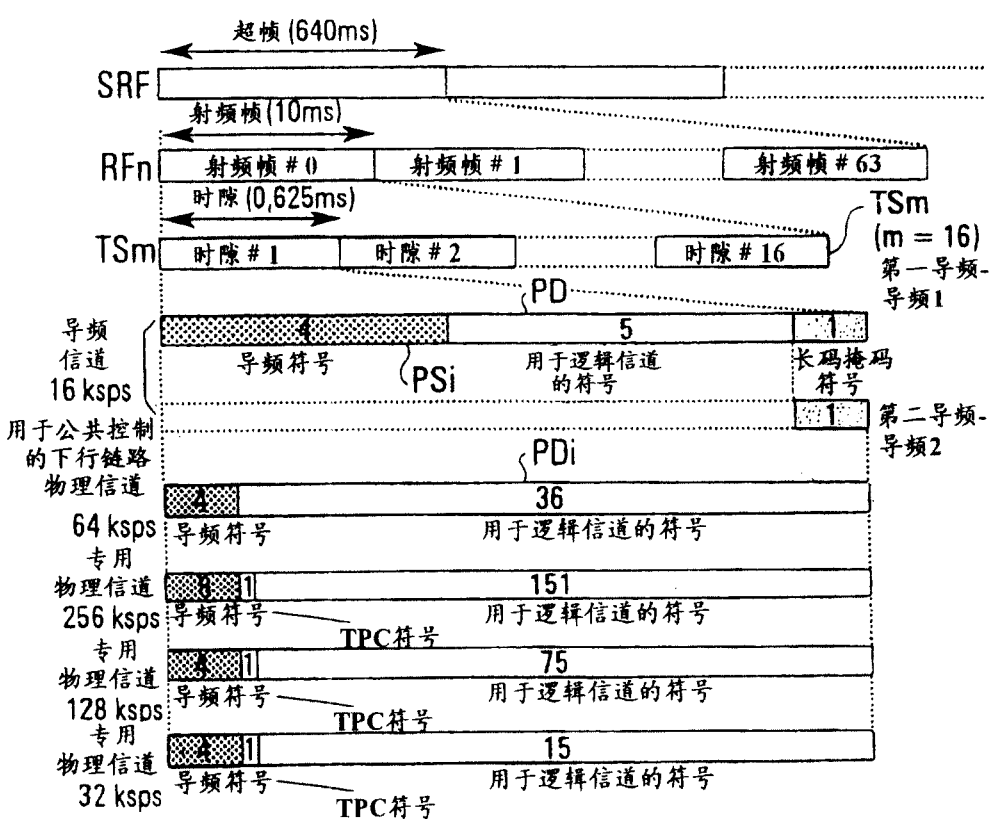


图 3

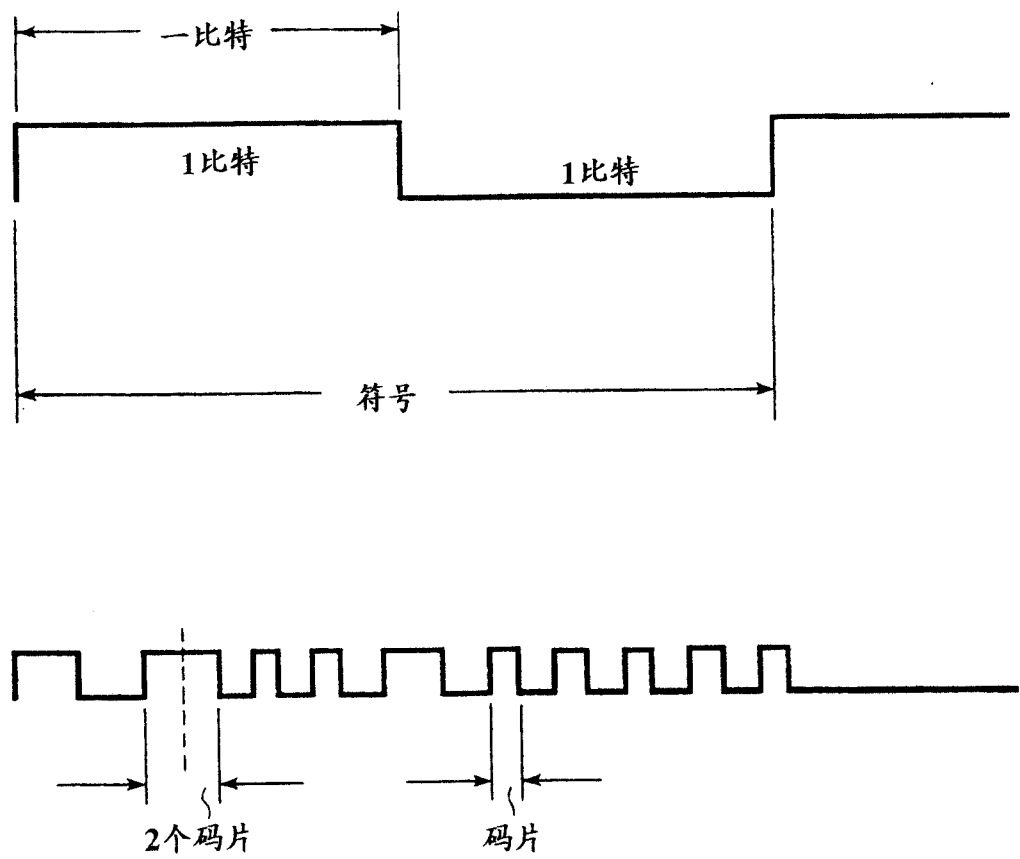


图 2b

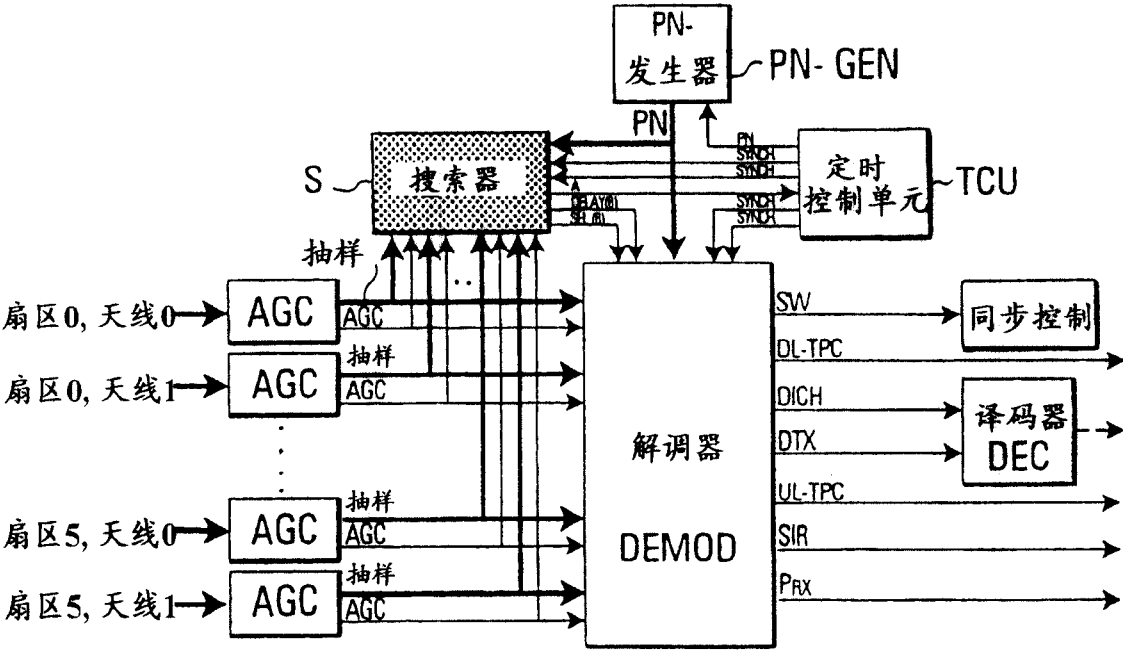


图 4

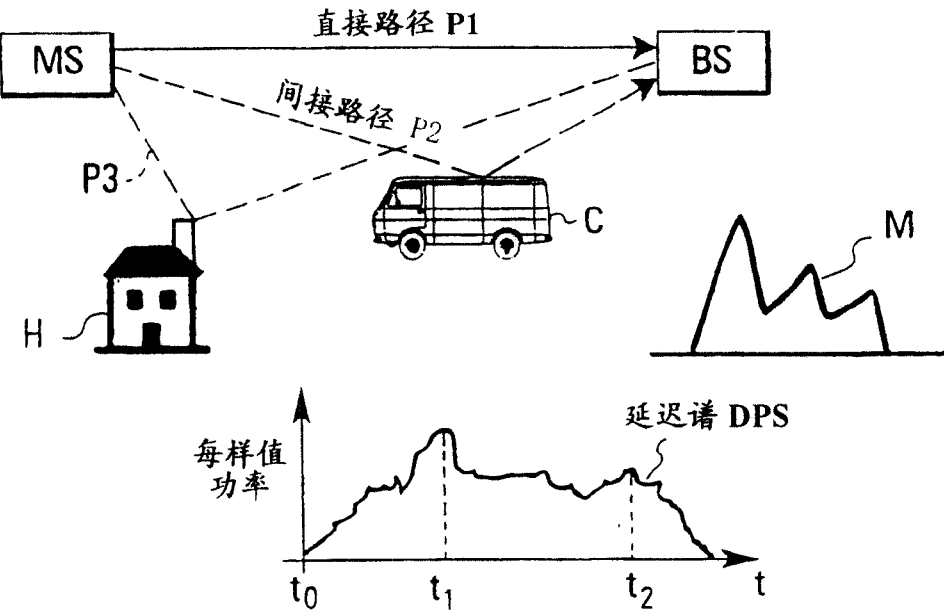


图 5

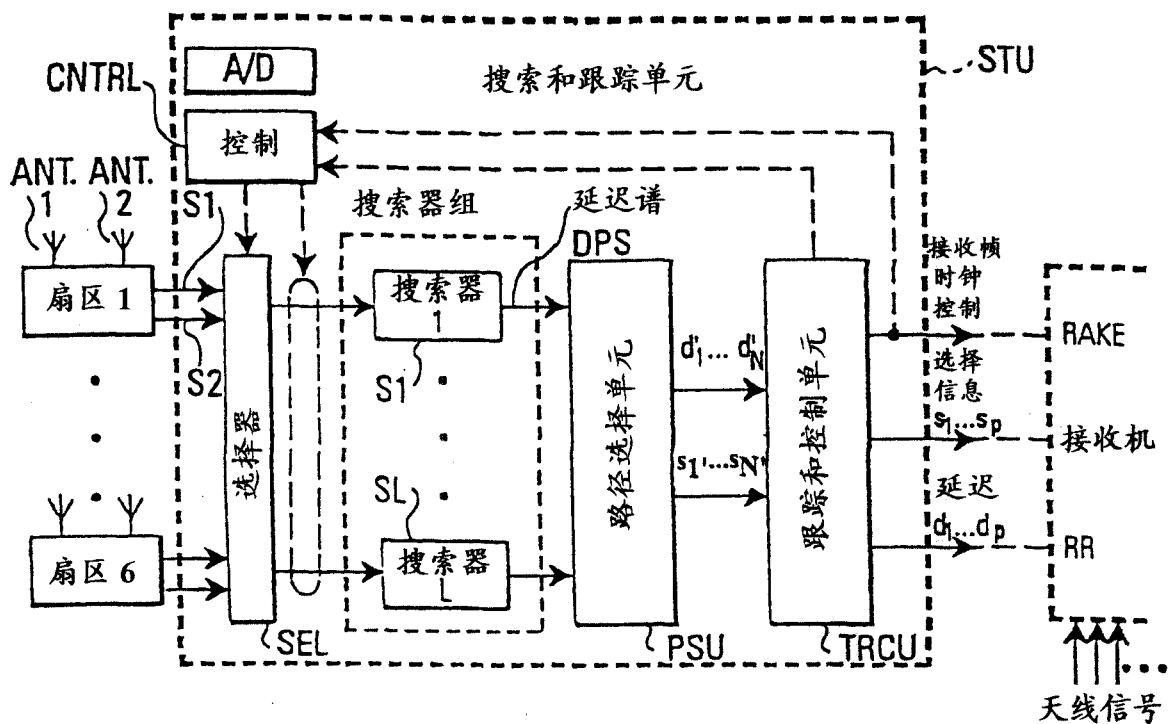


图 6

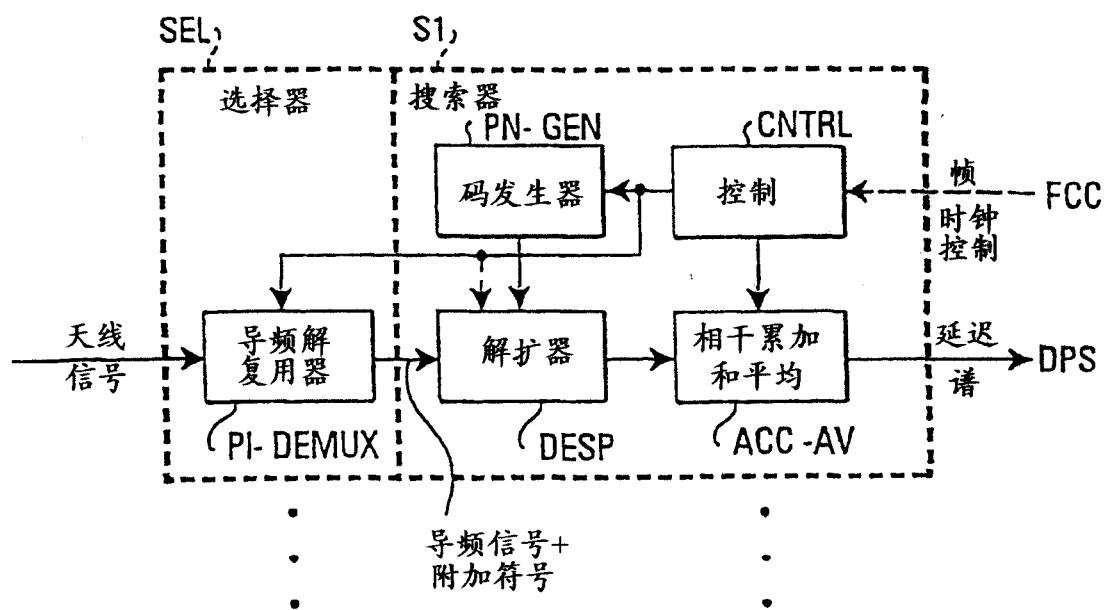


图 7

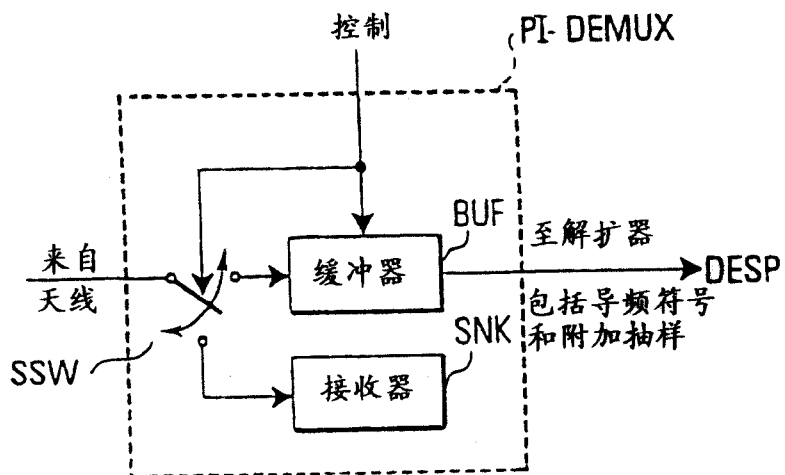


图 8

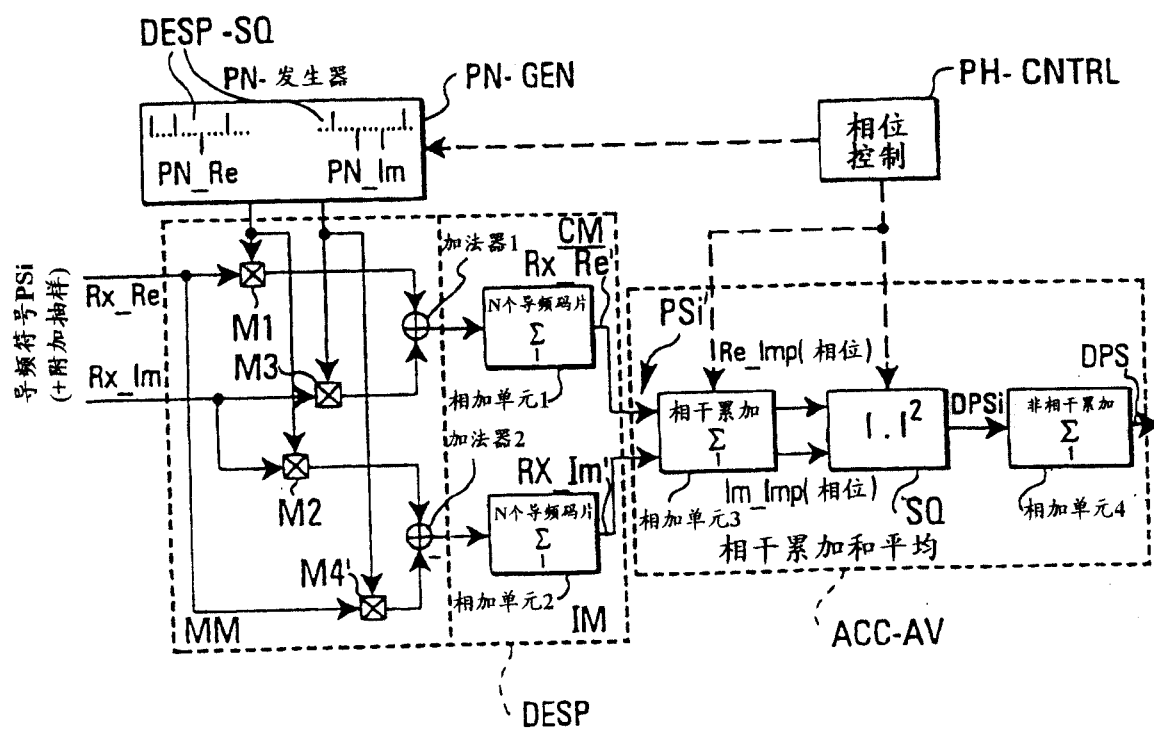


图 9

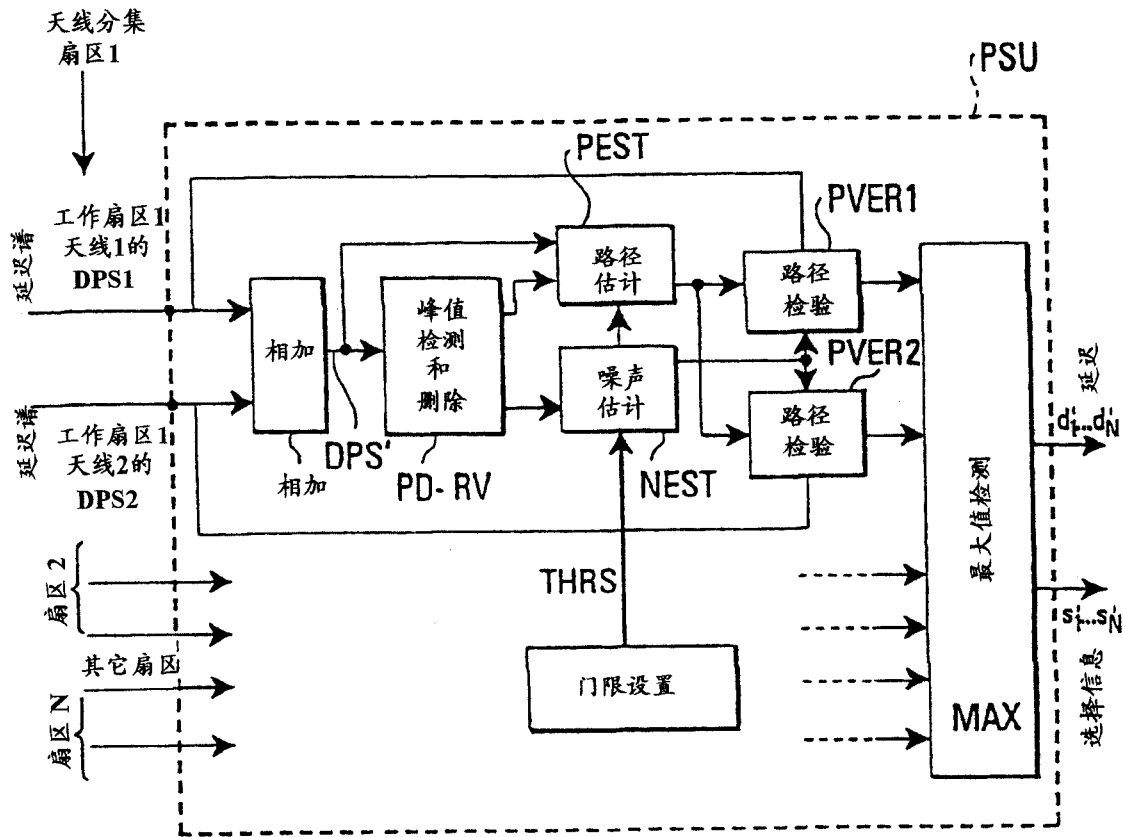


图 10

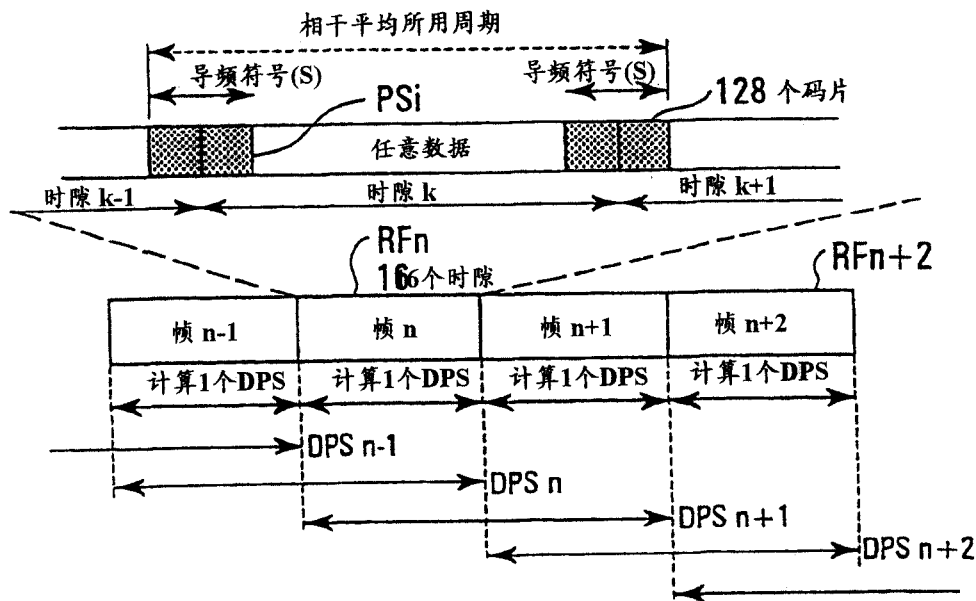


图 11

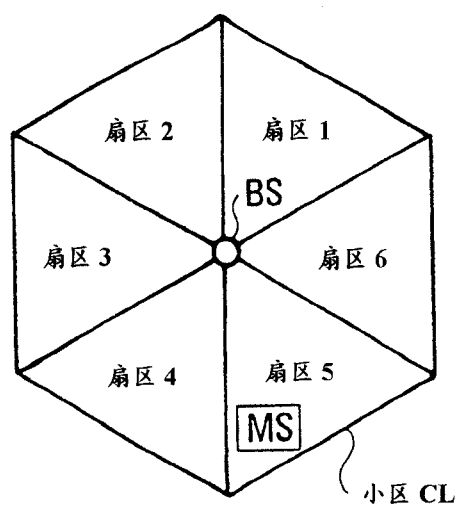


图 12

$A1_1$: 工作扇区 1, 第 1 次 DPS 计算 (2 个时隙)

$N1_1$: 非工作扇区 1, 第 1 次 DPS 计算 (2 个时隙)

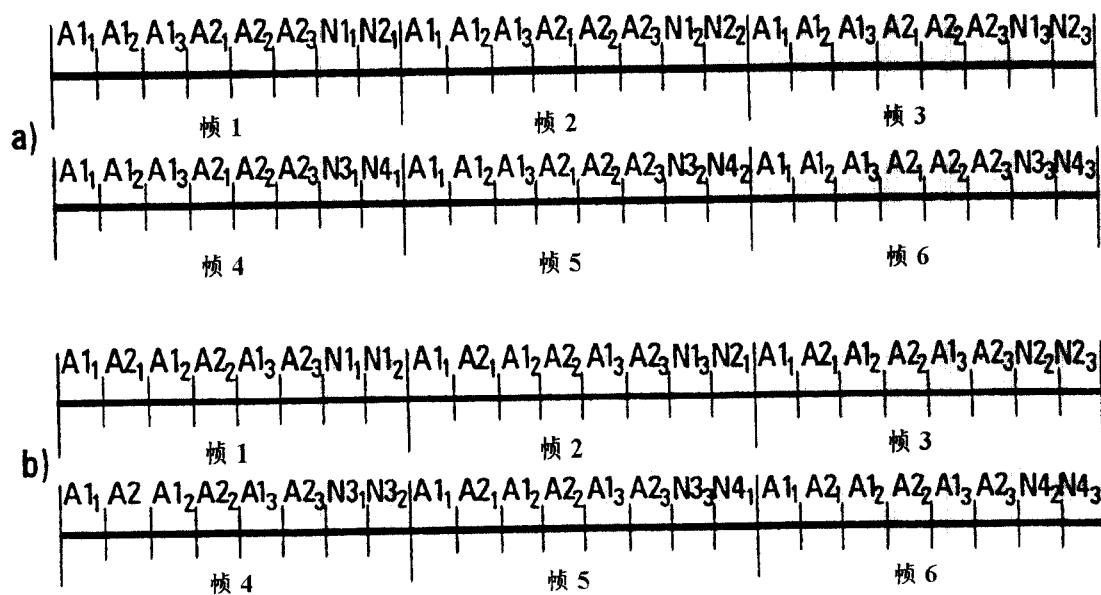


图 13

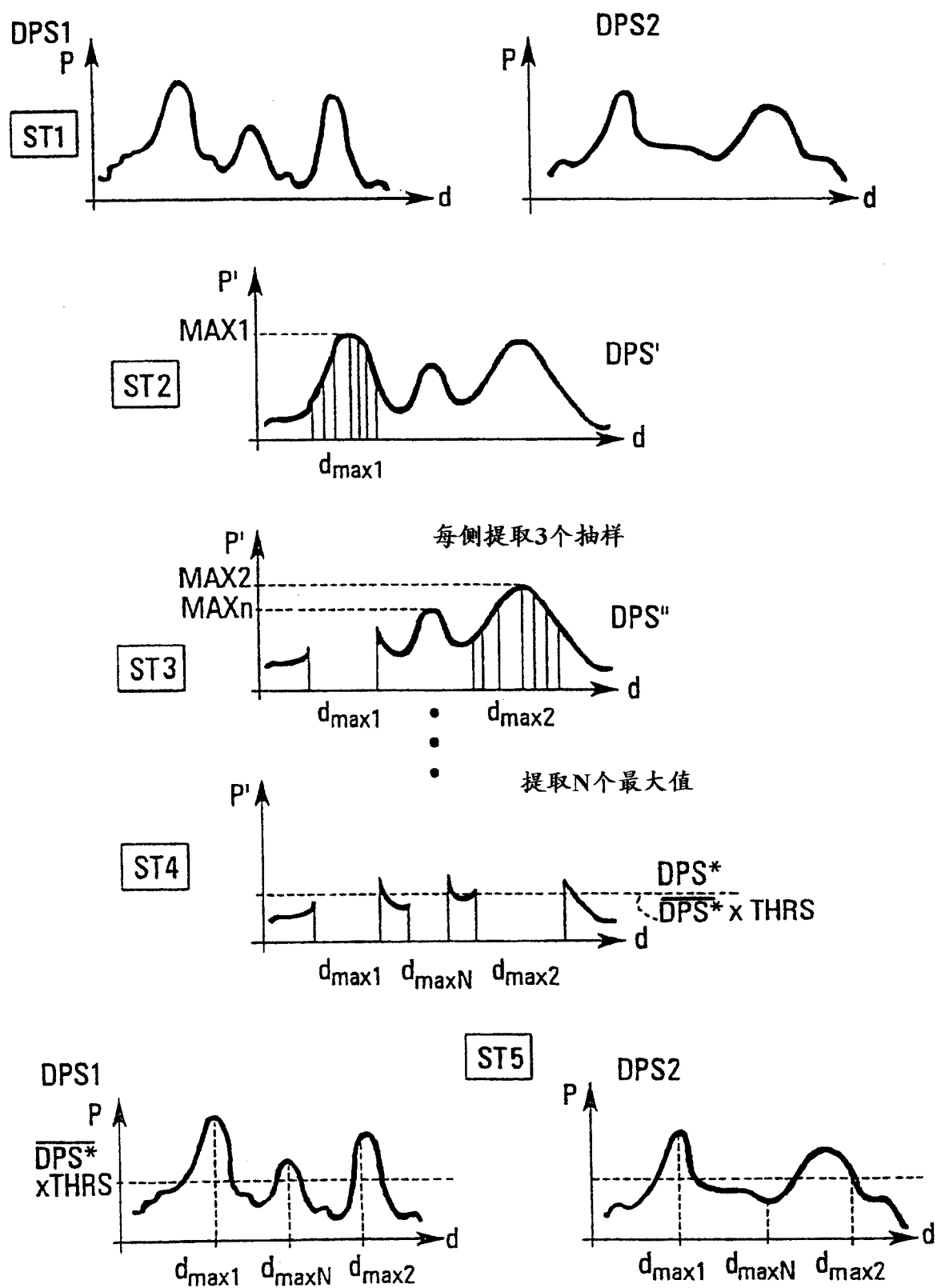


图 14

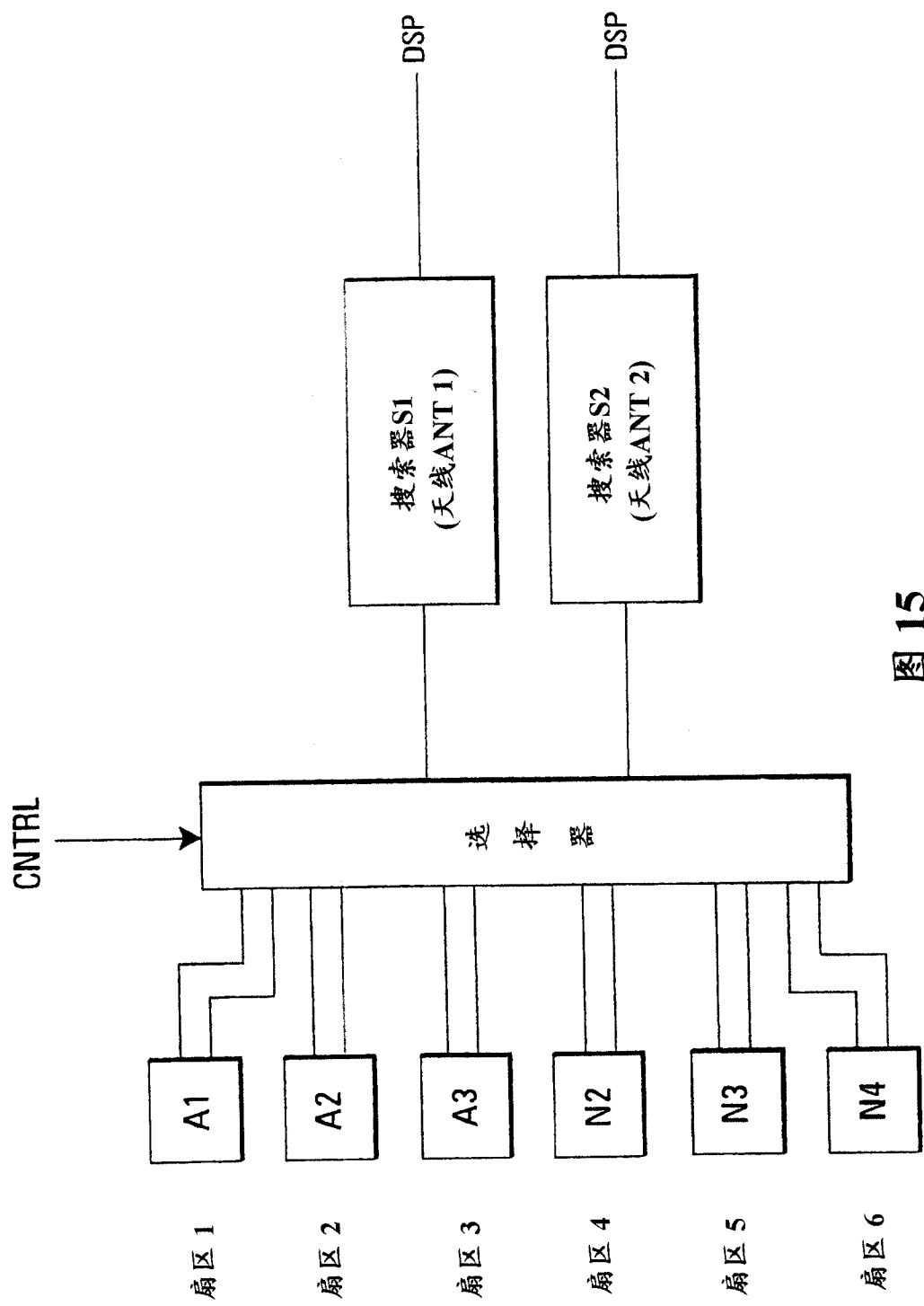


图 15

图 16

漏检概率和误报概率 (检测范围=2)

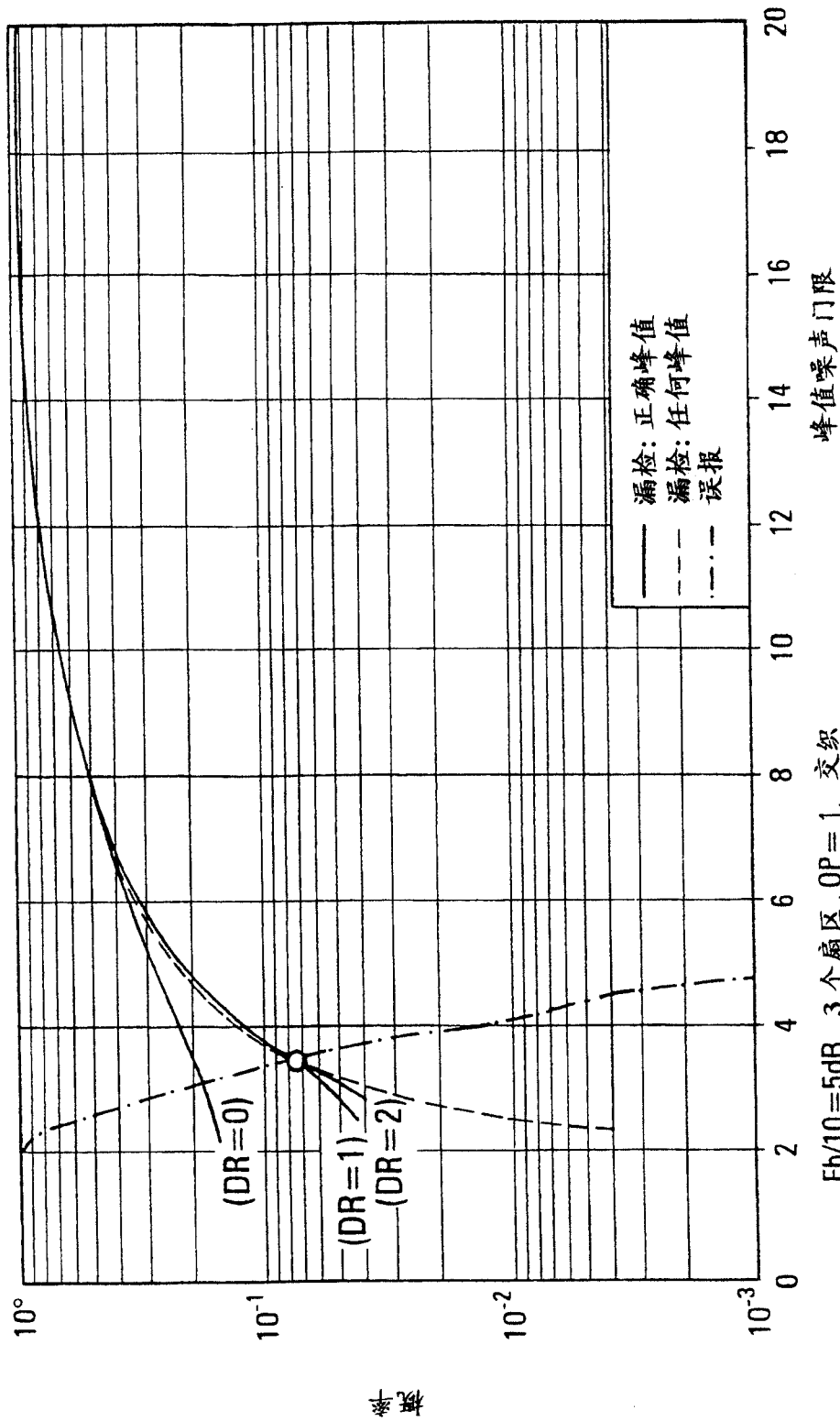


图 17

漏检概率和误报概率 (检测范围=2)

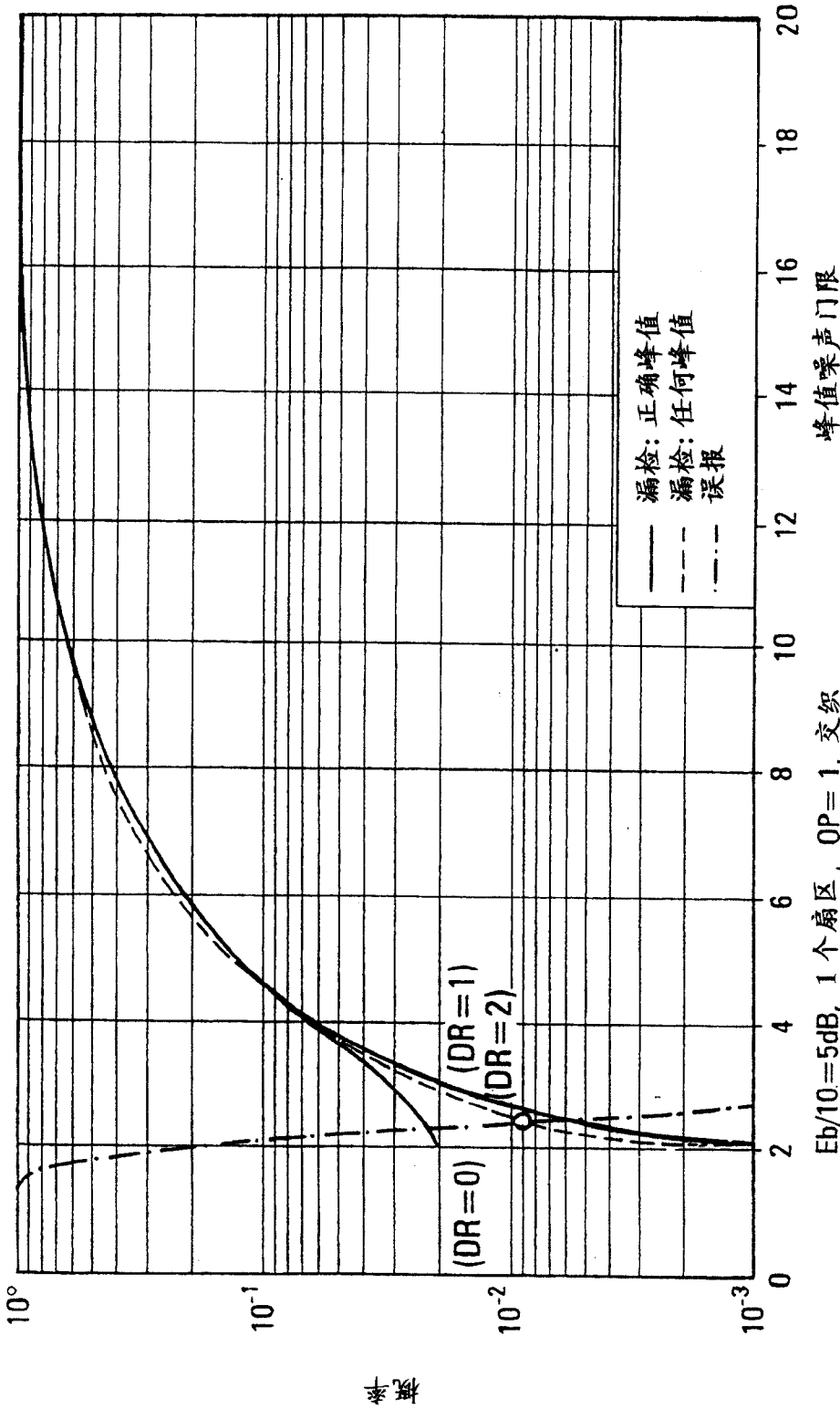


图 18

交叉概率:漏检和误报, $M=64$

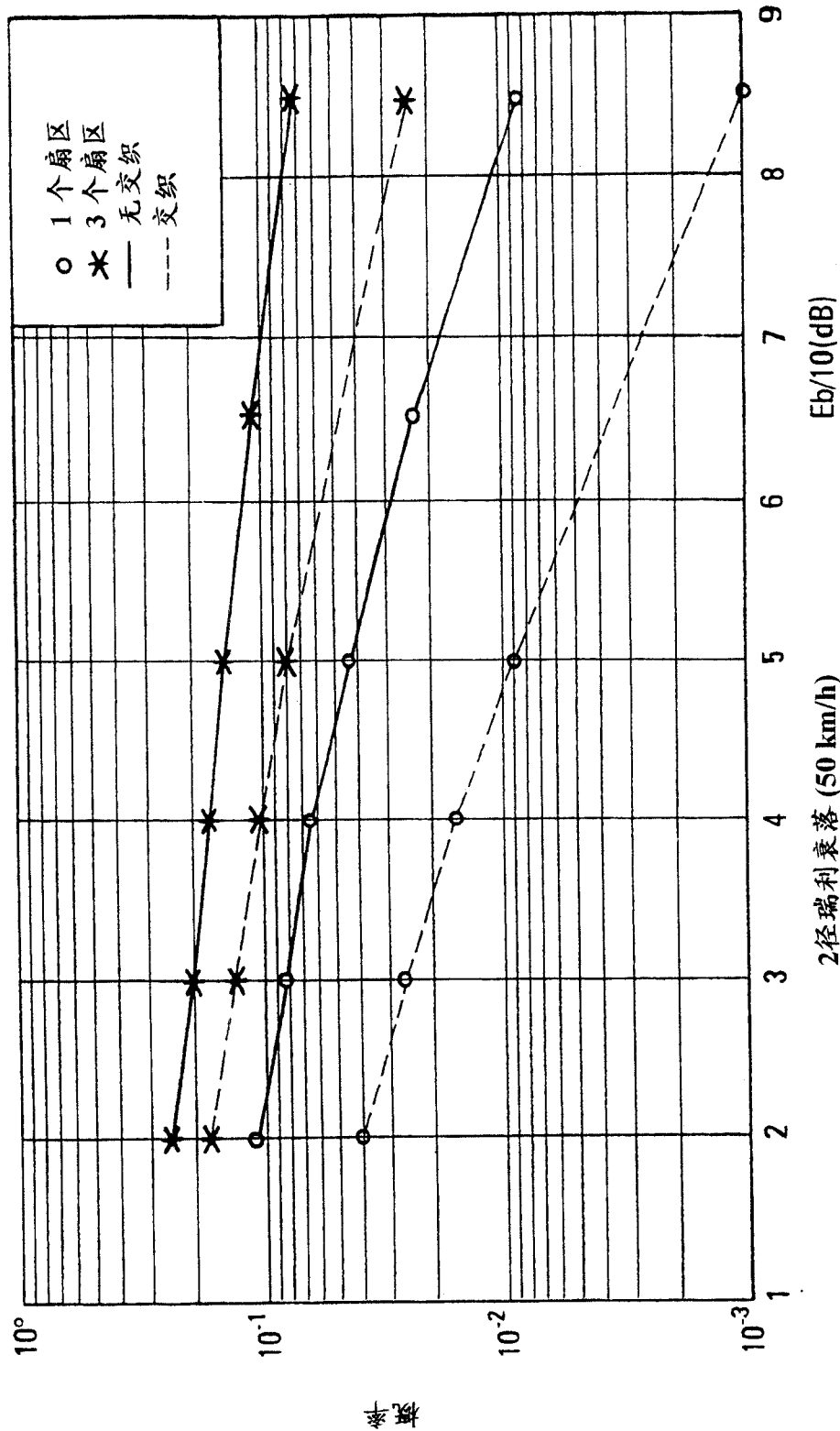


图 19

交叉概率处的峰值-噪声电平, $M=64$

