

[51] Int. Cl⁷

H040 7/00

H04Q 7/20 H01Q 5/00



[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 99111371.3

[43] 授权公告日 2003 年 8 月 13 日

[11] 授权公告号 CN 1118201C

[22] 申请日 1999.8.11 **[21]** 申请号 99111371.3

[74] 专利代理机构 北京德琦专利代理有限公司

[71] 专利权人 信息产业部电信科学技术研究院

代理人 王丽琴

地址 100083 北京市学院路 40 号

[72] 发明人 李 峰 李世鹤

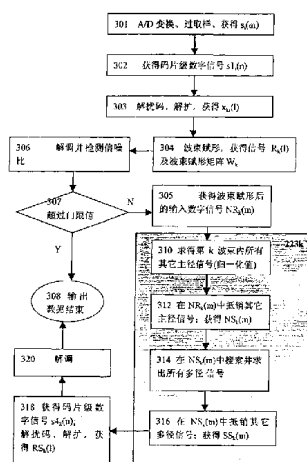
审查员 凌 林

权利要求书 3 页 说明书 10 页 附图 4 页

[54] 发明名称 一种基于智能天线的干扰抵销方法

[57] 摘要

本发明涉及一种基于智能天线的干扰抵销方法，用于解决各种多径传播等干扰。包括：用波束赋形矩阵对基于智能天线的接收机输出的数字信号进行波束赋形，获得一组主径数字信号 $NR_k(m)$ ；将 $NR_k(m)$ 中所包含的来自其它用户的主径信号抵销，获得另一组仅包含所需信号和所有干扰的数字信号 $NS_k(m)$ ；在 $NS_k(m)$ 中搜索，求出所有来自其它用户的多径干扰信号；在 $NS_k(m)$ 中抵销其它多径干扰信号；将本用户的主径和各多径信号同相叠加，获得干扰抵销后的数字信号。



ISSN 1008-4274

1. 一种基于智能天线的干扰抵销方法，其特征在于包括：

5 A. 用经实时波束赋形算法获得的波束赋形矩阵对基于智能天线的接收机输出的数字信号进行波束赋形，获得一组波束赋形后的主径数字信号 $NR_k(m)$ ， k 表示第 k 码道；

B. 将波束赋形后的主径数字信号 $NR_k(m)$ 中所包含的来自其它用户的主径信号抵销，获得另一组仅包含所需工作用户信号和所有干扰的数字信号 $NS_k(m)$ ， k 表示第 k 码道；

10 C. 在数字信号 $NS_k(m)$ 中搜索，并求出赋形波束方向上分布的所有多径信号， k 表示第 k 码道；

D. 在数字信号 $NS_k(m)$ 中抵销来自其它用户的多径干扰信号， k 表示第 k 码道；

E. 将工作用户的主径与多径信号同相叠加，获得工作用户干扰抵销后的数字信号。

15 2. 根据权利要求 1 所述的基于智能天线的干扰抵销方法，其特征在于：所述步骤 A 中的基于智能天线的接收机输出的数字信号是取样级的。

3. 根据权利要求 1 所述的基于智能天线的干扰抵销方法，其特征在于：所述步骤 A 是在基带处理器中完成的，包括：同步和消除过取样；解扰码和解扩频，分离为各个码道的信号；在波束赋形器中用波束赋形合成算法对每条链路的接收波束赋形，并求得合成结果。

4. 根据权利要求 3 所述的基于智能天线的干扰抵销方法，其特征在于：所述的波束赋形合成算法是最大功率合成算法。

5. 根据权利要求 1 所述的基于智能天线的干扰抵销方法，其特征在于：所述步骤 A 还包括对基于智能天线的接收机输出的数字信号进行解调并检测训练序列中的信噪比，信噪比超过门限值则直接输出数据结束，信噪比低于门限值则进一步获得波束赋形后的主径数字信号 $NR_k(m)$ ，并执行步骤 B 至 E。

6. 根据权利要求 1 所述的基于智能天线的干扰抵销方法, 其特征在于所述的步骤 B 进一步包括: 求出来自其它用户的、在所需解调码道的赋形波束内的信号的主径; 对其进行扩频、加扰码, 还原为取样级的数字信号; 从所述的数字信号 $NR_k(m)$ 中减去能量超过门限值的其它主径信号, 获得所述的 $NS_k(m)$ 。

5 7. 根据权利要求 1 所述的基于智能天线的干扰抵销方法, 其特征在于: 所述步骤 B 是在取样的级别上进行的。

8. 根据权利要求 1 所述的基于智能天线的干扰抵销方法, 其特征在于所述步骤 C 进一步包括: 在一个符号的范围内逐个移动取样点的位置, 获得多组码片级别的信号; 用已知扰码对其求相关, 获得多组能量超过门限值的输出; 对
10 这些输出加上已知扰码, 恢复多组取样级别的多径干扰。

9. 根据权利要求 1 所述的基于智能天线的干扰抵销方法, 其特征在于所述步骤 C 的搜索只在一个符号的范围内进行, 所需进行的次数等于每码片内的取样数乘上扩频系数后再减 1。

10. 根据权利要求 1 所述的基于智能天线的干扰抵销方法, 其特征在于所述的步骤 D 进一步包括: 从步骤 B 所获得的数字信号 $NS_k(m)$ 中减去来自其它用户
15 干扰的数字信号, 而抵销来自其它用户的多径干扰信号。

11. 根据权利要求 1 所述的基于智能天线的干扰抵销方法, 其特征在于: 所述的步骤 D 是在取样级别上进行的, 所涉及的信号是转换到取样级别上的信号。

12. 根据权利要求 1 所述的基于智能天线的干扰抵销方法, 其特征在于所述的步骤 E 进一步包括: 从抵销了来自其它用户的主径和多径干扰信号的取样值,
20 获得各个码片的值; 通过解扰码及使用第 k 码道的第 k 个扩频码解扩频后, 将来自工作用户的主径和多径信号同相叠加, 获得干扰抵销后的输出信号; 解调后获得干扰抵销后的所需结果。

13. 根据权利要求 1 所述的基于智能天线的干扰抵销方法, 其特征在于: 所
25 述的步骤 A、B、C、D、E 是对所有信噪比达不到门限值的码道进行干扰抵销。

14. 根据权利要求 1 所述的基于智能天线的干扰抵销方法, 其特征在于: 所述的步骤 A、B、C、D、E 用于无线基站中的干扰抵销; 所述的步骤 B、C、D、E

用于用户终端的干扰抵销。

一种基于智能天线的干扰抵销方法

技术领域

本发明涉及一种无线通信技术，更确切地说是涉及一种在使用智能天线
5 (Smart Antenna) 的无线基站和用户终端中的干扰抵销信号处理技术。

背景技术

在现代无线通信系统中，特别是在码分多址(CDMA)系统中，为了提高系统容量，提高系统灵敏度和在较低的发射功率下获得较远的通信距离，一般都希望使用智能天线技术。

10 在名称为“具有智能天线的时分双工同步码分多址无线通信系统”的中国发明专利申请中(申请号: 97104039.7, 分开号: CN1165458, 公开日期 97.11.19), 公开了一种采用现代智能天线的无线通信系统的基站结构, 包括由一个或多个天线单元组成的天线阵列、相应的射频馈电电缆和一组相干的射频收发信机。根据天线阵列中各天线单元所接收到的、来自用户终端的信号的不同反应, 在
15 基带处理器获得此信号的空间特征矢量和信号到达方向(DOA), 并使用相应的算法实现接收天线波束赋形。其中任一个天线单元、相应的射频馈电电缆和相干的射频收发信机称为一条链路。将从上行接收波束赋形中获得的每一条链路的权重使用于下行发射波束赋形, 在对称的电波传播条件下, 达到智能天线的全部功能。

20 现代无线通信的主体是移动通信。参照 ITU 建议 M1225, 移动通信是在复杂多变的移动环境下工作的, 因此必须考虑严重的时变和多径传播的影响。在上述专利申请及在许多公开发表的技术文献中, 都涉及到对智能天线的波束赋形算法的研究, 其研究结论是功能越强的算法则越复杂。然而在移动通信环境下, 波束赋形是必须实时完成的, 且完成算法的时间只能以微秒计算。而受现

代微电子技术水平的限制,在如此短的时间内,数字信号处理器(DSP)或专用芯片(ASIC)还不能实现过于复杂的实时处理。

面对上述矛盾,可针对码分多址系统提出一种简单的最大功率合成算法,该算法不仅简单,还可解决时延在一个码片(Chip)宽度内的多径分量的合成。

5 但现代的码分多址移动通信系统,在移动环境下的多径传播分量时延较大、幅度较高,仍然会造成严重的干扰。即在此移动通信环境下,智能天线的简单、实时的算法并不能解决多径传播问题,也就不能彻底解决 CDMA 系统容量的问题。

而另一方面,为解决多径传播产生的干扰问题,人们深入研究了 Rake 接收机和联合检测或称多用户检测技术(Joint Detection),并将其广泛地用于码分多址移动通信系统中。但对于使用了智能天线技术的无线通信系统来说,上述 Rake 接收机或多用户检测技术并不便于直接使用。其主要原因是:这些技术是用于处理多码道 CDMA 信号的,经信道估值和匹配滤波器后,通过矩阵求逆直接将所有用户的信息一次解出;而智能天线技术是先对每一条 CDMA 码道分开进行波束赋形。目前正处于研究阶段的二维智能天线技术,其算法不仅不成熟,而且相当复杂。还有一种方法是在使用智能天线后进行多用户检测处理,但由于此时每一条码道已经分开,即必须对每一条码道分别进行处理,不仅不能充分发挥多用户检测的功能,还大大增加了基带信号处理的复杂度。

综上所述,为了使 CDMA 系统具有更高的容量和更好的性能,必须找到一种简单且实时工作又便于在基于智能天线的 CDMA 无线通信系统中使用的干扰抵销方法。

发明内容

本发明的目的是设计一种基于智能天线的干扰抵销方法,使码分多址无线通信系统或其它无线通信系统在使用智能天线、使用简单的最大功率合成算法的同时,能解决多径传播等干扰,并获得良好的效果。

本发明的目的是这样实现的:一种基于智能天线的干扰抵销方法,其特征

在于包括:

A. 用经实时波束赋形算法获得的波束赋形矩阵对基于智能天线的接收机输出的数字信号进行波束赋形, 获得一组波束赋形后的主径数字信号 $NR_k(m)$, k 表示第 k 码道;

5 B. 将波束赋形后的主径数字信号 $NR_k(m)$ 中所包含的来自其它用户的主径信号抵销, 获得另一组仅包含所需工作用户信号和所有干扰的数字信号 $NS_k(m)$, k 表示第 k 码道;

C. 在数字信号 $NS_k(m)$ 中搜索, 并求出赋形波束方向上分布的所有多径信号, k 表示第 k 码道;

10 D. 在数字信号 $NS_k(m)$ 中抵销来自其它用户的多径干扰信号, k 表示第 k 码道;

E. 将工作用户的主径与多径信号同相叠加, 获得工作用户干扰抵销后的数字信号。

所述步骤 A 中的基于智能天线的接收机输出的数字信号是取样级的。

15 所述步骤 A 是在基带处理器中完成的, 包括: 同步和消除过取样; 解扰码和解扩频, 分离为各个码道的信号; 在波束赋形器中用波束赋形合成算法对每条链路的接收波束赋形, 并求得合成结果。

所述的波束赋形合成算法是最大功率合成算法。

20 所述步骤 A 还包括对基于智能天线的接收机输出的数字信号进行解调并检测训练序列中的信噪比, 信噪比超过门限值则直接输出数据结束, 信噪比低于门限值则进一步获得波束赋形后的主径数字信号 $NR_k(m)$, 并执行步骤 B 至 E。

所述的步骤 B 进一步包括: 求出来自其它用户的、在所需解调码道的赋形波束内的信号的主径; 对其进行扩频、加扰码, 还原为取样级的数字信号; 从所述的数字信号 $NR_k(m)$ 中减去能量超过门限值的其它主径信号, 获得所述的
25 $NS_k(m)$ 。

所述步骤 B 是在取样的级别上进行的。

所述步骤 C 进一步包括：在一个符号的范围内逐个移动取样点的位置，获得多组码片级别的信号；用已知扰码对其求相关，获得多组能量超过门限值的输出；对这些输出加上已知扰码，恢复多组取样级别的多径干扰。

所述步骤 C 的搜索只在一个符号的范围内进行，所需进行的次数等于每码
5 片内的取样数乘上扩频系数后再减 1。

所述的步骤 D 进一步包括：从步骤 B 所获得的数字信号 $NS_k(m)$ 中减去来自其它用户干扰的数字信号，而抵销来自其它用户的多径干扰信号。

所述的步骤 D 是在取样级别上进行的，所涉及的信号是转换到取样级别上的信号。

10 所述的步骤 E 进一步包括：从抵销了来自其它用户的主径和多径干扰信号的取样值，获得各个码片的值；通过解扰码及使用第 k 码道的第 k 个扩频码解扩频后，将来自工作用户的主径和多径信号同相叠加，获得干扰抵销后的输出信号；解调后获得干扰抵销后的所需结果。

所述的步骤 A、B、C、D、E 是对所有信噪比达不到门限值的码道进行干扰
15 抵销。

所述的步骤 A、B、C、D、E 用于无线基站中的干扰抵销；所述的步骤 B、C、D、E 用于用户终端的干扰抵销。

本发明的方法，对在帧结构中设计有较短训练序列（导频 Pilot 或 Midamble）的 CDMA 无线通信系统，因为在实际的移动通信系统中，并不是所有的工作码道
20 都受到多径传播等干扰的严重影响，故可以在智能天线的输出端对信号质量进行预检测，即检测所接收到的训练序列（导频 Pilot 或 Midamble）中的信噪比，对信噪比高于给定值的码道就可以不再作处理，而可大大减少所要进行后续处理的码道的数量，大大降低基带信号处理的复杂度。

本发明对在帧结构中没有设计训练序列（导频 Pilot 或 Midamble）的 CDMA
25 无线通信系统，或在帧结构中设计有较短训练序列（导频 Pilot 或 Midamble）但存在严重干扰的 CDMA 无线通信系统，要用本发明的方法对每一条码道消除多径

干扰,以达到正确接收的目的。

使用本发明提出的新的多径干扰抵销技术,可以将大多数来自其它信道的多径干扰予以抵销,以最大限度地消除多径传播等干扰的影响,达到正确接收的目的。该方法的计算量有限,采用目前商用的数字信号处理器(DSP)就完全可以实现。本发明提出的简单的最大功率合成算法,使智能天线能在符号级别进行波束赋形,达到实时运行。

附图说明

图1是使用智能天线的CDMA无线通信基站结构原理框图;

图2是对图1中智能天线的输出进行信噪比检测和处理过程的原理框图;

图3是本发明的干扰抵销方法流程示意框图;

图4是用户终端结构原理框图。

具体实施方式

下面结合实施例及附图进一步说明本发明的技术。

参见图1,图中示出一个典型的具有智能天线的移动通信系统或无线用户环路系统等无线通信系统中的基站结构。主要包括N只相同的天线单元201A, 201B, ..., 201N, N条几乎全同的馈电电缆202A, 202B, ..., 202N, N个射频收发信机203A, 203B, ..., 203N, 和相应的基带处理器204。所有的射频收发信机203A, 203B, ..., 203N都使用同一个本振信号源208,以保证基站的各个射频收发信机相干工作。

所有射频收发信机203A, 203B, ..., 203N中均设有模拟至数字的变换器(ADC)和数字至模拟的变换器(DAC),因此其基带输入、输出均为数字信号,射频收发信机203A, 203B, ..., 203N与基带处理器204间通过一条高速数字总线209连接。

该使用智能天线的基站的基本工作原理及智能天线的工作方法,已在在先的发明专利申请“具有智能天线的时分双工同步码分多址无线通信系统”

(97104039.7)中说明,本发明对接受信号的干扰抵销方法也是在该结构的基站中实现的。

结合参见图1及图3中的步骤301至304,说明在图1所示的基站结构条件下,基带处理器204是如何实现智能天线的工作的。假设此码分多址无线通信系统共有K个码道,智能天线系统由N只天线和N个射频收发信机组成,并以第i接收链路说明。

步骤301,射频收发信机203将来自相应天线单元201的接收信号经模拟至数字变换(ADC)和过取样后输出的数字信号表示为 $s_i(m)$,其中m为第m个取样点;步骤302,数字信号 $s_i(m)$ 经方框210的同步及消除过取样后,获得码片级别数字信号,表示为 $sl_i(n)$,其中n表示第n个码片(chip);步骤303,码片级别数字信号 $sl_i(n)$ 经方框205的解扰码和解扩频后分离为各个码道的符号级信号,表示为 $x_{ki}(1)$,其中1表示第1个符号;步骤304,此符号级信号 $x_{ki}(1)$ 在波束赋形器206中,用一定的波束赋形合成算法对每条链路的接收波束赋形,并求得合成结果,表示为:

$$R_k(1) = \sum_{i=1-N} x_{ki}(1) * w_{ik}(1) \quad \dots \dots \dots (1)$$

式中, $k=1, 2, \dots, K$; $w_{ik}(1)$ 为第k码道在第i链路的波束赋形系数,当使用最大功率合成法时,

$$w_{ik}(1) = x_{ki}^*(1) \quad \dots \dots \dots (2)$$

式中, $x_{ki}^*(1)$ 是 $x_{ki}(1)$ 的共轭复数,从而获得了符号级别的波束赋形矩阵W,其中 $R_k(1)$ 是智能天线系统的输出。在时分双工(TDD)系统中,就可以将上行(基站接收)波束赋形时每条链路的权重直接用于下行(基站发射)波束赋形,充分获得智能天线的优势。对上述输出 $R_k(1)$ 进行解调等处理后,就可获得接收信号。

结合参见图2、图3,示出智能天线码分多址无线基站中需要抵销的干扰及本发明的新的信号处理方法。

步骤306,由解调单元207A, 207B, ..., 207K和信噪比检测单元221A, 221B, ..., 221K,对上述由基带处理器204输出的 $R_k(1)$ 信号进行解调和检测其

训练序列的信噪比, 若此输出信号的信噪比超过预先设定的门限 (步骤 307), 就可执行步骤 308 直接输出此信号, 输出数据并结束; 若输出信号的信噪比低于门限值 (步骤 307), 则执行步骤 305, 进行下一阶段的信号处理 (如果无线通信系统没有训练序列, 在步骤 306、307 中则不必要进行信噪比检测)。

- 5 步骤 305, 获得波束赋形后的输入数字信号 $NR_k(m)$ 。此项工作在框 222A, 222B, ..., 222K 中完成。首先, 假设所处理的码道是第 k 个用户终端所使用的码道, 利用所获得的对第 k 个码道的波束赋形矩阵 $w_{ik}(1)$ 直接对接收到的数据信号进行波束赋形, 形成一组新的数据 $NR_k(m)$:

$$NR_k(m) = \sum_{i=1-N} s_i(m) * w_{ik} \quad \dots\dots\dots (3)$$

- 10 式中, $k = 1, 2, \dots K$; w_{ik} 为在一帧内对第 k 码道的波束赋形矩阵的平均值, 即:

$$w_{ik} = \frac{1}{L} \left[\sum_{l=1-L} w_{ik}(l) \right] \quad \dots\dots\dots (4)$$

式中, L 为需要统计的符号数, 显然 L 应当小于或等于一帧的符号数; $w_{ik}(1)$ 的定义见式 (1); $s_i(m)$ 是第 i 条链路所接收到的多路 CDMA 信号, 如图 1 中所示。

- 15 所获得的新的数据信号 $NR_k(m)$ 被送到多径处理器 223A, 223B, ..., 223K 中, 用本发明的新的处理方法进行处理, 处理过程包括由步骤 310、312 构成的第一步, 由步骤 314 构成的第二步、由步骤 316 构成的第三步和由步骤 318 构成的第四步。

- 20 第一步: 将波束赋形后的输入数字信号 k 波束内的信号电平中所包含的、来自其它用户的主径分量抵销, 其处理过程是:

1). 求出第 k 波束内的所有其它主径信号, 求出其它码道在工作码道 k 波束内的信号电平, 即计算

$$F_v(1) = \sum_{i=1-N} x_{vi}(1) * w_{ik}(1) \quad \dots\dots\dots (5)$$

- 25 式中, $v=1, 2, \dots, K$, 其它码道在第 k 码道波束内的总功率为

$$P_v = \sum_{l=1-L} F_v(1) * F_v^*(1) \quad \dots \dots \dots (6)$$

式中, $F_v^*(1)$ 是 $F_v(1)$ 的共轭复数, L 为需要统计的符号数, 显然 L 应当小于或等于一帧的符号数。然后, 将 P_v 和系统给定的门限值进行比较, 可以发现
 5 有 U 个值超过门限, 称之为 U 个需要抵销的信号, 即不可能用智能天线的空间
 滤波器将它消除的信号。在第 1 个符号, 此信号的输出为 $F_u(1)$ 。

对 $F_u(1)$ 用第 u 个扩频码进行扩频, 得到扩频后的信号 $f_u(n)$, 求出每个需要抵销的信号在第 k 链路的平均幅度

$$u = \frac{1}{L} \left[\sum_{l=1-L} \frac{|F_u(l)|}{R_u(l)} \right] \quad \dots \dots \dots (7)$$

式中, $R_u(1)$ 在式 (1) 中已求出, $u=1, 2, \dots, U$, 再将此信号的扩频并加
 10 上已知的扰码, 复原到其输入数字信号:

$$s2_u(n) = u * f_u(n) * \text{pn-code}(n) \quad \dots \dots \dots (8)$$

2). 在 $NR_k(m)$ 中抵销其它主径信号, 获得 $NS_k(m)$ 。从总的波束赋形后的输入数字信号中减去干扰, 则可得到仅包括所需码道(第 k 码道)和所有多径干扰的波束赋形后的输入数字信号

$$15 \quad NS_k(m) = NR_k(m) - \sum_{u=1-U} s2_u(m) \quad \dots \dots \dots (9)$$

上述操作是在取样的级别上进行的, 信号 $s2_u(n)$ 应转换到取样级别上, 形成 $s2_u(m)$, 此处, 可以认为每个取样值是均匀分布的。

第二步, 在 $NS_k(m)$ 中搜索并求出所有多径分量。搜索在此赋形波束方向上分布的多径分量, 该搜索在上述所形成的数字信号 $NS_k(m)$ 中进行, 每次移动一个取样点 m , 获得一组新的 $sl_{kj}(n)$, 用已知的扰码 $\text{pn-code}(n)$ 在符号级别上获得相关 $y_{kj}(n)$, 并计算其总能量:
 20

$$p_j = \sum_{n=1-M'} y_{kj}(n) * y_{kj}^*(n) \quad \dots \dots \dots (10)$$

式中, $M' = M - 1$, 而 M 为被统计的 L 个符号中的所有码片数。上式中仅保留能量超过门限值的共 T 个干扰, 然后对 $y_{kj}(n)$ 用已知的 $\text{pn-code}(n)$ 加扰码,

获得第 t 个干扰在输入数据中的值 $s_{3_{kt}}(n)$:

$$s_{3_{kt}}(n) = y_{kt}(n) * \text{pn-code}(n) \quad \dots \dots \dots (11)$$

显然, 此搜索只需在一个符号内进行, 所需进行的次数等于每码片内的取样数乘上 $SF - 1$, 式中 SF 为扩频系数。

- 5 第三步, 抵销多径信号, 在 $NS_k(m)$ 中抵销来自其它用户的多径信号, 获得 $SS_k(m)$ 。从在第二步中获得的输入数据信号 $NS_k(m)$ 中减去其它超过门限值的干扰数据信号, 就可以抵销来自其它用户的多径干扰信号:

$$SS_k(m) = NS_k(m) - \sum_{t=1-T} s_{3_{kt}}(m) \quad \dots \dots \dots (12)$$

- 本操作是在取样的级别上进行的, 信号 $s_{3_{kt}}(n)$ 应转换到取样级别上, 形成
10 $s_{3_{kt}}(m)$, 此处可认为每个取样值是均匀分布的。

第四步, 获得干扰抵销后的输出 $RS_k(1)$ 。由抵销了来自其它用户多径干扰信号的取样值 $SS_k(m)$, 获得各个码片级数字信号值 $s_{4_k}(n)$, 再对第 k 码道的主径和多径同相叠加, 然后通过解扰码和使用第 k 个扩频码解扩频, 就可获得干扰抵销后的输出信号 $RS_k(1)$ 。

- 15 再经过步骤 320 解调, 最终获得干扰抵销后所需的结果, 并由步骤 308 输出数据后结束。

显然, 以上过程要对所有具有误码的码道进行, 即一共要进行 K 次, 以达到对所有码道进行干扰抵销的目的。

- 参见图 4, 示出使用本发明方法的 CDMA 用户终端结构。包括: 天线 401、
20 无线收发信机 402、模拟至数字变换器 403、数字至模拟变换器 404 和基带处理器 405。本发明的方法将在基带处理器 405 中实施。

- 在此结构中, 模拟至数字变换器 403 的输出可直接用于上述的输入数字信号 $NR_k(m)$, 然后, 使用上述的第一步至第四步的过程进行干扰抵销。在第一步抵销来自其它用户的主径信号过程中, 这些主径信号 $Fv(1)$ 可以从直接解扰码、
25 解扩频来获得, 无需使用上述的 (5) 式, 直接从式 (6) 开始。

本发明方法中的波束赋形是在基站完成的, 在本发明的方法用于用户终端

时, 用户终端接收到的信号本身就是所述的波束赋形后的数字信号 $NR_k(m)$, 根据用户终端所需要接收的码道数 k , 就可使用前述的步骤 B、C、D、E 对 K 个码道进行干扰抵销。

5 虽然本发明的技术方案主要针对码分多址的无线通信系统, 但经过简单改变后, 完全可以用于频分多址和时分多址无线通信系统。任何从事无线通信系统研究开发的技术人员, 通过了解智能天线的基本原理及数字信号处理的基本知识, 就可以按本发明提出的方法来设计高质量的智能天线系统, 并将其用于各种移动通信或无线用户环路系统中, 而获得高性能指标。

10 本发明的方法也是一套新的数字信号处理方法, 可以用于码分多址移动通信系统或其它无线通信系统, 使系统在使用智能天线的同时, 还可解决各种多径传播等干扰, 并获得良好的结果。

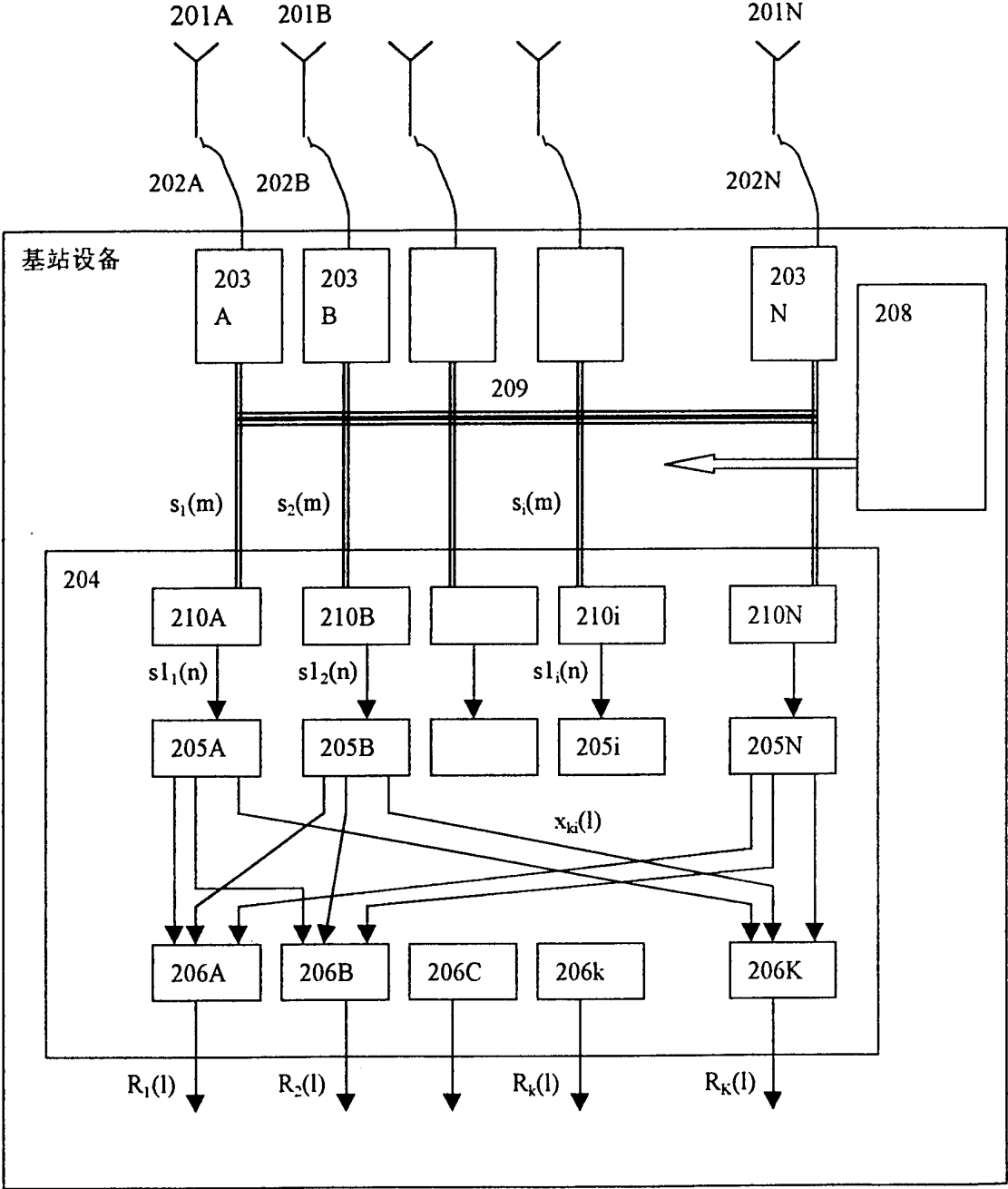


图 1

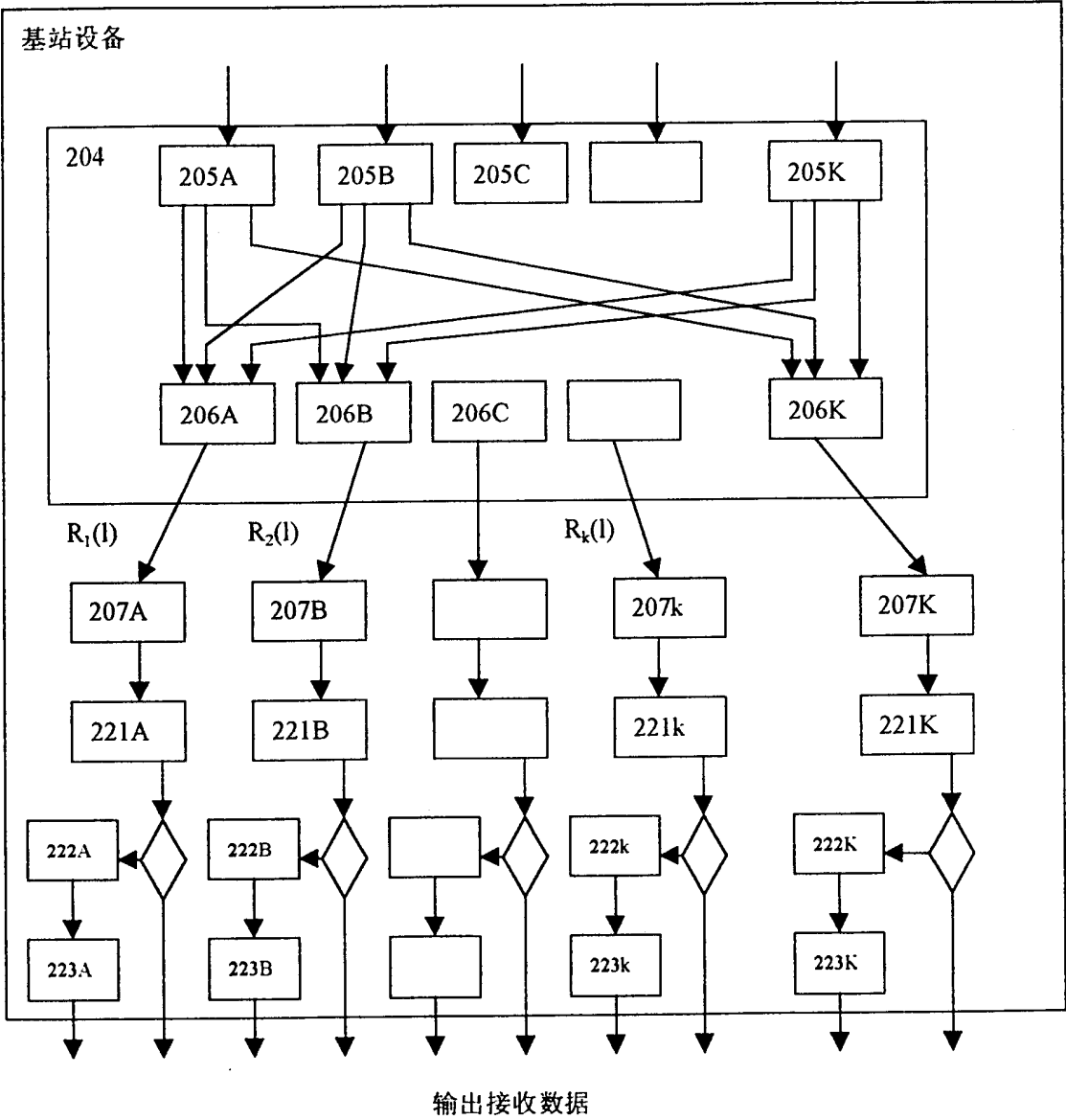


图 2

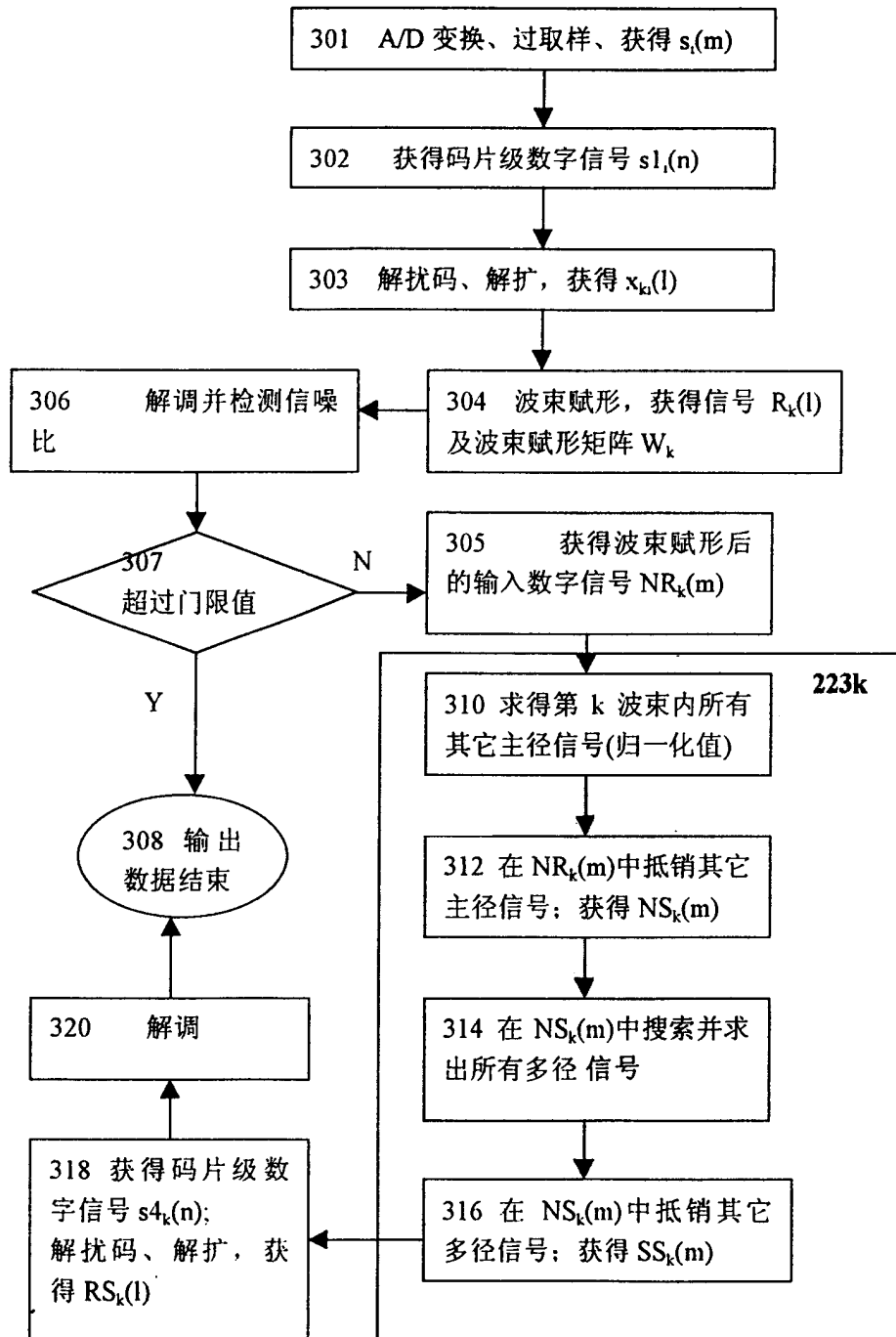


图 3

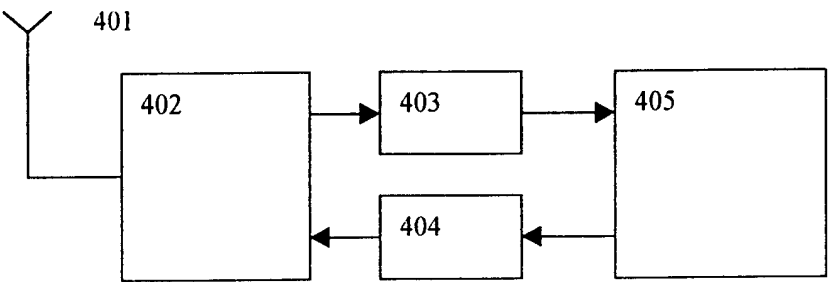


图 4