



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 96190149.7

[45] 授权公告日 2003 年 10 月 29 日

[11] 授权公告号 CN 1126311C

[22] 申请日 1996.1.11 [21] 申请号 96190149.7
 [30] 优先权
 [32] 1995. 3. 7 [33] US [31] 08/399,662
 [86] 国际申请 PCT/US96/00189 1996. 1. 11
 [87] 国际公布 WO96/27961 英 1996. 9. 12
 [85] 进入国家阶段日期 1996. 10. 31
 [71] 专利权人 摩托罗拉公司
 地址 美国伊利诺斯
 [72] 发明人 肯尼思·A·斯图尔特
 审查员 李明

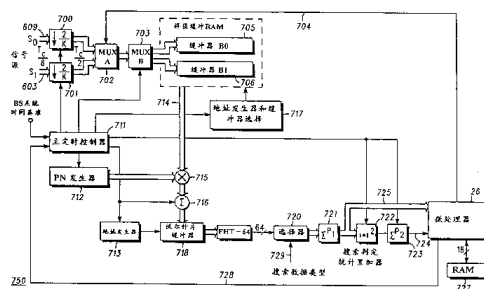
[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利
 商标事务所
 代理人 陆立英

权利要求书 3 页 说明书 10 页 附图 4 页

[54] 发明名称 使用多个天线进行信号捕获和信道估算的方法和设备

[57] 摘要

本发明提供产生信号捕获和信道估算中使用的判定值(809)的方法和设备。在第一实施例中提供一个接收机(850)，包括至少两个空间分集天线(600、601)，它们可接收相同信号的不同(如相连的)段，一个信号特性值(如能量)确定级(840)，用于处理不同的段以确定这些段单独的能量值，和一个累加器(808)，用于累加能量值以便形成判定值或统计值(809)。还提供另外的实施例。



1.一种用于处理接收的扩频信号的方法，其特征在于，包括以下步骤：

(a)经接收机的第一天线接收信号的第一段和从第一段确定第一复合值；

(b)确定第一复合值的第一信号特性值；

(c)经接收机的第二天线接收信号的第二段和从第二段确定第二复合值；

(d)确定第二复合值的第二信号特性值；

(e)累加第一和第二信号特性值以产生累加的信号特性；和

(f)根据累加的信号特性开始接收的扩频信号的解调。

2.根据权利要求1所述的方法，其特征在于，所述的第一和第二信号特性值分别是第一和第二能量值。

3.根据权利要求2所述的方法，其特征在于，还包括步骤(d)之后的步骤：

(i)经第一天线接收信号的第三段和从第三段确定第三复合值；

(ii)确定第三复合值的第三能量值；

(iii)经第二天线接收信号的第四段和从第四段确定第四复合值；

(iv)确定第四段的第四能量值；和

其中步骤(e)还包括累加一个第三和第四能量值与第一和第二能量值以形成累加的能量值。

4.根据权利要求2所述的方法，其特征在于，

步骤(b)还包括经第一天线接收信号的第三段并从第三段确定第三复合值，累加第三复合值与第一复合值，和从累加的第一和第三复合值确定第一能量值；和

步骤(d)还包括经第二天线接收信号的第四段。

5.根据权利要求4所述的方法，其特征在于，包括步骤(e)还包括：

经第一天线接收信号的第五和第七段并且从第五和第七段确定第

五和第七复合值，并且从累加的第五与第七复合值确定第三能量值；

经第二天线接收信号的第六和第八段并且从第六和第八段确定第六和第八复合值，累加第六与第八复合值，并且从累加的第六与第八复合值确定第四能量值，和

累加第三和第四能量值与第一和第二能量值，并且输出累加的第一至第四能量值作为判定值。

6.根据权利要求 2 所述的方法，其特征在于，步骤(a)和(c)还包括补偿第一和第二段之一的延迟。

7.一种接收机，用于处理接收的扩频信号，其特征在于，包括：

(a)第一接收装置，用于经第一天线接收该信号的第一段并从第一段导出第一复合值；

(b)第一确定装置，用于确定第一复合值段的第一信号特性值；

(c)第二接收装置，用于经第二天线接收该信号的第二段并从第二段导出第二复合值；

(d)第二确定装置，用于确定第二复合值段的第二信号特性值；其中所述的第一和第二确定装置分别所确定的第一和第二信号特性值分别是第一和第二能量值；

(e)累加装置，用于累加所述的第一和第二能量值，并输出累加的信号特性值；和

(f)解调扩频信号的装置，该装置根据所述的累加的信号特性启动进行解调。

8.根据权利要求 7 所述的接收机，其特征在于，还包括：用于估算与接收的信号相关的信道的装置和用于响应累加的信号特性和估算信道的装置。

9.一种接收机，用于处理接收的扩频信号；其特征在于，包括：

(a)含有一个第一天线，可操作地用于经第一天线接收信号的第一段；

(b)第二接收机前端，含有一个可操作地用于经第二天线接收信号的第二段，由第一接收机前端接收在第一段之后由第二接收机前端接收

的第二段;

(c)一个能量确定级, 耦合到第一和第二接收机前端, 该能量确定级根据第一段确定第一能量值和根据第二段确定第二能量值;

(d)一个累加器, 耦合到该能量确定级, 可操作地用于累加第一和第二能量值并且输出累加的能量值; 和

(e)一个解调器, 响应所述的累加器, 该解调器根据所述的累加的能量值开始对接收信号进行解调。

使用多个天线进行信号捕获 和信道估算的方法和设备

本发明涉及通信系统，特别涉及在无线通信系统中使用多个天线进行信号捕获和信道估算的方法和设备。

近几年，业已应用各种技术来提供在有限射频频谱内的多用户移动通信。这些方法现已包括频分多址(FDMA)、时分多址(TDMA)，码分多址(CDMA)或者通常是这些方法的混合。所有这些方法在过去十年内已被用于商用蜂窝通信系统中：FDMA用于北美AMPS(高级移动电话业务)系统，FD(频分)/TDMA用于欧洲群体专用移动(GSM)标准，而且最近，美国蜂窝电信工业协会(CTIA)采用直接序列FD/CDMA方法，如在IS-95-A(暂时标准95-A)标准中所体现的。IS-95-A蜂窝无线电系统的完整识别可见CTIA标准IS-95-A中的“双方式宽带扩频系统的移动站-基站兼容标准”，PN-3421版本0.07，可从CTIA得到。

IS-95-A型或类似系统的重要单元涉及数字信号处理电路，有时称为“搜索器”，该数字信号处理电路在基站(BS)和移动站(MS)接收机中实现，以便执行(a)初始直接序列捕获，和(b)信道估算，以支持通过在IS-95-A无线电设备中使用的瑞克接收机设计。

在IS-95-A系统中，BS必须在几种不同的情况下捕获MS。首先，MS可能试图在反向链路时隙ALOHA(阿乐哈计算机网)接入信道上发送信令数据(通常支持呼叫发出，用户单元登记等等)。如图1所示，每个MS发送包括一个N帧前置码序列101，其后是包含数据分组的M帧数据序列102。在每个时隙的前置码阶段期间，BS首先必须识别MS发送的存在(或者可能在几个争用发送中选择)，然后通过将至少一个直接序列解扩单元(或“手指”)与接收的信号同步“捕获”该MS。在该接收机观察以时间扩散多路径为特征的信道的情况下，该接收机可选择使用几个“手指”，一个个

地分配给每个多路径分量,然后它们被组合在一起形成提供给解调器的信号。

图 2 简单地示出双端口接收机的这个过程。在图 2 中,搜索器单元 202 分析前置码发送期间在接收机端口 200、201 接收的信号,并且将得到的数据传送到控制器 203。然后控制器 203 选择天线端口,有限数量的解扩单元(或“手指” 206)的每个单元从该天线端口接收所接收的信号、每个“手指”应该操作的相应解扩延迟 Δ_i 以及每个手指将提供给组合器 204 和最终提供给解调器 205 和特定的多路径分量。众所周知,使用对于搜索器事前知道的前置码序列可以改善在该搜索器中实现的信号检测的信噪比(SNR)和信道估算过程,还可简化搜索器电路。承请注意,须由该搜索器检查的时延范围由于利用 IS-95-A 下行链路上的 MS 采用的系统定时数据而减小了,这保证了接收的信号相对于 BS 时间基准只延迟了双向 RF(射频)的传播延迟和通过 BS 接收机的中频和基带滤波级的群延迟。为此,只要求 BS 在几十微秒的“不确定区”中搜索同步,而该区的范围是由设计网孔半径及由此的 RF 传播延迟定界的。

要求 BS 捕获 MS 的第二种情况是跟随来自 IS-95-A 系统的地面或移动侧的业务请求的呼叫建立期间。考虑移动始发(地面始发是类似的而无需区别)。MS 首先经过接入信道发送始发消息到该 BS,BS 通过分配前向链路信道(以如在 CTIA 标准 IS-95-A 中叙述的其独特的沃尔什覆盖序列区分)对它响应,开始发送零数据序列并经过寻呼信道分配消息命令 MS 以便前向链路沃尔什码分配。然后 MS 开始在该前向链路上接收零数据帧,并在接收一定数量的有效帧之后,开始在反向链路上发送未调制的序列。然后 BS 须经前置码序列捕获 MS 发送、到达已完成成功捕获的 MS 的信号(经过基站确认命令)和对 MS 开始发送的业务信道帧(通常包含经编码的语音数据)。图 3 中示出了由此得到的 MS 发送过程,分为前置码发送 301 和数据发送 302 阶段。除了在图 3 所示的前置码发送阶段期间捕获处理只执行一次以外,上面叙述的接入信道前置码检测问题的组合的捕获和信道估算过程也在这里执行。

要求 BS 捕获 MS 发送的第三种情况是在 MS 移动入两个网孔(或网孔扇区)之间的区域并要求第二 BS 捕获和解调 MS 而实现“宏分集”形式的“软过区切换”的情况。在这种情况下,因为没有从 MS 得到前置码,故须对调制的数据执行捕获过程。如下所述的,这修改了搜索器电路的设计,并且减少搜索过程的 SNR。

即使在捕获过程完成之后,该搜索器仍用于执行信道估算。这对于业务信道解调特别重要,多路径信道随时间装置而发展,在图 2 中每个“手指”206 的最佳端口分配和延迟 Δ_i 可改变。在某些环境下,适当控制“手指”分配对于由具有有限数量的“手指”的瑞克接收机所恢复的功率量值最大化是至关重要的,而且这对 IS-95-A 蜂窝系统的容量有重要意义。

根据本发明的一个方面,这里提供一种用于处理接收的扩频信号的方法,包括以下步骤:(a)经接收机的第一天线接收信号的第一段和从第一段确定第一复合值;(b)确定第一复合值的第一信号特性值;(c)经接收机的第二天线接收信号的第二段和从第二段确定第二复合值;(d)确定第二复合值的第二信号特性值;(e)累加第一和第二信号特性值以产生累加的信号特性;和(f)根据累加的信号特性开始接收的扩频信号的解调。

根据本发明的另一个方面,这里提供一种接收机,用于处理接收的扩频信号,该接收机包括:(a)第一接收装置,用于经第一天线接收该信号的第一段并从第一段导出第一复合值;(b)第一确定装置,用于确定第一复合值段的第一信号特性值;(c)第二接收装置,用于经第二天线接收该信号的第二段并从第二段导出第二复合值;(d)第二确定装置,用于确定第二复合值的第二信号特性值;其中所述的第一和第二确定装置分别所确定的第一和第二信号特性值分别是第一和第二能量值,(e)累加装置,用于累加所述的第一和第二能量值,并输出累加的信号特性值;和(f)解调扩频信号的装置,该装置根据所述的累加的信号特性启动进行解调。

根据本发明的又一个方面,这里提供一种接收机,用于处理接收的

扩频信号, 该接收机包括: (a)含有一个第一天线, 可操作地用于经第一天线接收信号的第一段; (b)第二接收机前端, 含有一个可操作地用于经第二天线接收信号的第二段, 由第一接收机前端接收在第一段之后由第二接收机前端接收的第二段; (c)一个能量确定级, 耦合到第一和第二接收机前端, 该能量确定级根据第一段确定第一能量值和根据第二段确定第二能量值; (d)一个累加器, 耦合到该能量确定级, 可操作地用于累加第一和第二能量值并且输出累加的能量值; 和(e)一个解调器, 响应该累加器, 该解调器根据该累加的能量值开始对接收信号进行解调。

作为实现快速和可靠的捕获及准确的信道估算手段的搜索器性能是 IS-95-A 接收机的重要方面。在下文中, 着重点放在基站的搜索器的实施上, 本发明将在这方面进行叙述。然而, 很清楚, 本发明同样适用于适当装备的移动站。

图 1 是表示诸如可用于本发明的现有技术上行链路信道结构的示意图;

图 2 是表示现有技术接收机的方框图;

图 3 是表示诸如可用于本发明的又一个现有技术上行链路信道结构的示意图;

图 4 是表示现有技术发射机的方框图;

图 5 是表示现有技术基站站点的平面图;

图 6 是表示现有技术接收机的方框图;

图 7 是用于信号捕获和信道估算的接收机的方框图;

图 8 是根据本发明用于信号捕获和信道估算的接收机的优选实施例的方框图。

本发明解决了上述的这些问题和其它的问题, 在第一实施例中, 它是一个接收机, 含有至少两个天线可操作用于接收同一信号的不同段; 一个单元, 用于处理不同段以便确定这些段的单独信号特性(如能量)值; 及一个累加器, 用于累加能量值以便形成在捕获

或信道估算中使用的判定统计。这里还要叙述附加的实施例。本发明与现有技术方法之间的关键差别是在传送作为用于捕获和信道估算的信息的不同(如连续)段中使用二个天线,而不是只依赖于能量信息的有效分支,即一个信号路径。通过从两分支中交替地提取信息,在附加处理中以较小成本实现捕获/估算中的重要改善。

现在转到图4,该图以方框图形式示出IS-95-A移动站调制器和发射机的结构。在图4中,信息序列 $i(k)$ 400被提供给64元正交调制器401,其信令字母包括64长度沃尔什-哈德马(Walsh-Hadamard)序列。在数据发送的情况下,信息序列 $i(k)$ 400是加在源信息数据(它本身可包括主要和辅助信息源)的卷积码的输出,而在前置码发送的情况下,该信息序列是简单的全零序列,导致第D个沃尔什码元 W_0 的连续发送。在沃尔什码元选择之后,由每个沃尔什-哈德马序列的分量值构成的发送的沃尔什片序列 $d(k)$ 402经过混合器403与从短的和长的PN序列产生的正交PN乘积码405重叠。在经过延迟电路406将得到的复合信号的正交分量延迟 $T_c/2$ (T_c 是在IS-95-A中814ns(毫微秒)的片周期),以便得到所需的OQPSK(交错正交相移键控)扩频波形之后,该信号经过FIR407、408滤波、经混合器409调制到通带,和经放大电路410放大及经天线411发送。

MS发送通常在IS-95-A基站站点使用类似于图5的平面图中所示的天线结构进行恢复。该天线结构在扇区A-C 500、501、502中采用三对定向的接收天线,每对天线具有 120° 的波束宽度,在任何对中的天线指向相同方位,而且每对在方位上分开 120° 形成一个“3扇区”站点。为了对由每个天线观察的衰落过程解相关,共同定向的天线在空中分成几个载频波长。在经预滤波以排除大约924-949MHz的蜂窝接收频带之外的信号之后,从在扇区A500中的天线0 503和1 504得到RF通带信号RF0 505和RF1 506,或者类似地从扇区B或C 501或502中的相应天线中得到。然后信号RF0 505和RF1 506被下变频为复合基带形式,可使用图6的简化设备。在图6中,在天线600(和类似天线601)接收的窄带调制的载

频 f_c 作为信号 RF0 505(对天线 601 为 RF1 506)经过混合器 604 和带通滤波器 605 混合为中频 f_{IF} , 并经正交混合器 606 及低通滤波器 607 最终成为复合基带形式。通常, 该设备采用附加功能, 如一个 AGC(自动增益控制)级, 但为了简化起见, 没有将它们示出。然后复合基带信号通常以一个取样频率由 A/D 变换器对 608 进行取样, 该取样频率为 1.2288MHz 的片速率的某个倍数 K , 以产生离散时间信号源 S0 609 和 S1 603。 K 值通常为 8。

然后使用以图 7 的方框图形式表示的搜索器电路处理信号源对 S0 609 和 S1 603。该电路表示典型的 DS-SS 值(直接序列扩频)串行搜索器功能性可能的结构实施(虽然现有技术是不知道的), 其中在这里表示为微处理器的控制装置测试该前提, 即通过修改解扩器的 PN 相位以符合假定的延迟、然后对固定周期内累加解扩器输出的结果(判定值或统计)进行统计测试使由 MS 发送的 DS-SS 信号以特定延迟出现。由于 IS-95-A 反向链路的基础调制(underlying modulation)包括离散的 64 元沃尔什码元, 这个周期通常是整数 P 个的沃尔什码元。然后在微处理器进到下一个假定的 PN 相位 728 和累加另外 P 个码元之前, 判定统计返回到控制微处理器用于存储。通常, 微处理器在每次迭代将假定的 PN 相位拉前(或延迟) $T_c/2$ 。注意, 虽然判定统计术语隐含着信号检测的目的以及捕获问题, 但是返回给控制微处理器的数据同样可用于信道估算。

首先通过在微处理器天线选择控制线 704 的控制下构成的多路复用器(MUX)A 702 考虑图 7 的接收机 750 电路的操作, 以便发出用于形成仅仅从信号 S0 609 或 S1 603 来的判定统计的取样数据。首先, 控制微处理器 726 给定时控制器 711 规定用于产生判定统计的选择的 PN 相位。然后定时控制器 711 比较选择的 PN 相位与 BS 系统时间基准信号 707, 并计算在由选择的 PN 相位喻示的假定延迟下接收每个沃尔什码元的第一样值的时刻。这样建立了一个时段, 在该时段多路复用器 B 703 将在 RAM 缓冲器 B0 705 和 B1 706 之间转换以便从不同的沃尔什码元将接收的取样流分为取样的数据(因此多路复用器 B 703 以 $1/T_w$ 的沃尔什码元率转换, 这

里的 T_w 是沃尔什码元持续时间)。为了解扩 OQPSK 扩频传输, 以 $T_c/2$ 取样速率存储接收的信号, 因为每个沃尔什码元包括 256 个 PN 片, 要求缓冲器 B0 705 和 B1 706 存储 512 长度的复合序列。示出一个地址发生器和缓冲器选择器功能 717, 执行实现缓冲器的 RAM 组的管理。

在已收到包含每个沃尔什码元的最终样值之后, 写入取样数据的最后样值缓冲器由沃尔什片解扩器 715 操作。在解扩的准备中, 定时控制器 711 已经将正交乘积 PN 发生器 712 的状态调节到与在接收的沃尔什码元开始的发射机扩频序列对应的 PN 相位。这个 PN 发生器相位调节使用例如在美国专利 5,228,054 中叙述的技术可很容易实现, 虽然其它设计也是可能的。然后定时控制器 711 对超出当前样值缓冲器的样值 714 计时, 经过解扩器 715 将它们与 PN 发生器产生的解扩序列相乘, 并将它们存储到复合值的综合和转储沃尔什片累加器 776。累加器每 8 个样值转储到沃尔什片缓冲器, 在定时控制器 711 的控制下由地址发生器 713 保持沃尔什片缓冲器 RAM718 的寻址。在沃尔什片缓冲器 718 满了之后, 64 元复合值快速哈德马变换器(FHT)719 执行变换, 以便实现与每个可能的发送沃尔什码元的 64 长度相关。FHT 的计算结构类似于 FFT(快速富立叶变换)的结构, 并可使用类似的有效和众所周知的技术实现。

FHT 719 的输出包括 64 元复合矢量, 从该矢量选择一个单个复合值单元作为 (a) 与沃尔什码元 WO 相关对应的 FHT 输出仓室 (bin), 或 b) 其复合幅度或幅度平方值为最大的 FHT 输出。在选择器 720 的控制下进行这个选择, 在未调制的前置码数据上搜索期间选择器 720 使用 WO FHT 仓室, 或者在已调制的的数据上搜索期间使用最大幅度 FHT 仓室。然后得到的 T_w 间隔样值流在有限数量的沃尔什码元上综合形成与所选择的 PN 相位相关的最后判定统计。最后综合与转储过程的正确形式以及由此的判定统计取决于该信道和是否对预置码或未调制的数据执行搜索。在前置码搜索的情况下, 第 0 个 FHT 输出的序列可以复合值的形式在累加器 A1 721(有

时称为“相干”累加)中对包括判定统计的所有 P 个码元进行累加, 判定统计也是复合值的并在图 7 中以信号 $Z0\ 725$ 表示。如果用于前置码搜索的信道快速地衰落或者遇到频偏, 综合过程可被改变为以相干方式在累加器 $A1\ 721$ 中累加 $P1$ 个码元, 然后取出该幅度或在单元 722 中的那个中间结果的幅度平方, 并在累加器 $A2\ 723$ 中累加另外 $P2$ 个这样的结果以形成最后实际值的判定统计 $Z1\ 724$ 。这种非相干累加形式通常用于产生用于已调制数据搜索的判定统计, 在这种情况下 $P1 = 1$ 而 $P2 = P$ 。

可以开发每个 BS 扇区的两个天线的可用性以便使用图 8 的接收机 850 的结构改善搜索器性能。多路复用器 $A\ 702$ 不再仅仅从信源 $S0\ 609$ 或 $S1\ 603$ 发出数据。而是多路复用器 $A\ 702$ 与多路复用器 $B\ 703$ 、 $C\ 810$ 和 $D\ 806$ 串联操作以产生判定统计, 该判定统计是来自信源 $S0\ 609$ 和 $S1\ 603$ 的数据的组合。图 8 的结构可以 3 种这样的模式工作。第一种工作方式称为“非相干”方式。以在 8 个沃尔什码元与判定统计的形成作为一个例子最好地说明该方式的操作。定时控制器 711 首先命令多路复用器 $A\ 702$ 和 $B\ 703$ 从信源 $S0\ 609$ 发出取样的数据(例如接收的扩频信号的第一段)到缓冲器 $B0\ 705$ 。多路复用器 $C\ 810$ 和 $D\ 806$ 被固定通过累加器 $A1\ 804$ (它不执行操作, 即 $P3 = 1$)传送得到的选择 FHT 输出(例如解调的(经过混合器 715 和 FHT 719)、第一复合值段)到幅度平方功能单元 807(以确定其信号特性值, 如能量值), 最终传送到累加器 808。在收到包括第一沃尔什码元的最后样值之后, 多路复用器 $A\ 702$ 和 $B\ 703$ 转换到从信源 $S1\ 603$ 发出样值到缓冲器 $B1\ 706$ 。然后针对那个码元选择的 FHT 输出经过幅度平方功能单元 807 累加入累加器 $A3\ 808$ 。(累加器 804 与 805 和幅度平方单元 807 一起形成信号特性确定级, 如能量确定级 840)。该过程重复直到已收到总共 8 个沃尔什码元为止(即 $P4 = 8$), 此时累加器 $A3\ 808$ 的输出作为实值的判定统计 $Z2\ 809$ 转储到微处理器 726(例如作为捕获检测器 842 或作为信道估算器 844 用于进一步处理)。

在称为“相干方式”的第二种操作方式中, 多路复用器 $A\ 702$

与 B 703 象以前一样从信源 S0 609 和 S1 603 交替地发出数据到缓冲器 B0 705 和 B1706。第一 FHT 输出(通常在该方式中被选择作为第 0 个 FHT 输出)以复合形式在累加器 A1 804 中进行累加。然后第二输出在累加器 A2 805 中以复合形式累加, 第三输出在累加器 A1 804 中累加等等直到第 8 个码元在 A2 805 中进行累加。然后累加器 A1 804 通过多路复用器 D 806 经幅度平方功能单元 807 转储到累加器 A3 808。然后累加器 A2 805 的内容经过幅度平方功能单元 807 类似地处理并加到累加器 A3 808, 多路复用器 D 806 从累加器 A2 805 转换到信源。然后得到的缓冲器 A3 808 的实值内容作为判定统计 Z2 809 返回到微处理器 726。在该模式中 $P3 = 4$, 和 $P4 = 2$ 。

在称为“混合方式”的第三种(即最后的)操作方式中, 多路复用器 A 702 与 B 703 起着以前的作用, 而多路复用器 D 806 被初始地定位以便从累加器 A1 804 发出数据。然后第 1 和第 3 码元(而且在这个模式中这些通常是第 0 个沃尔什码元)由 A1 804 以复合方式累加, 而 A2 805 累加第 2 和第 4 个码元。然后累加器 A1 804 经过幅度平方功能单元 807 转储入累加器 A3 808。然后转换多路复用器 D 806, 并同样地将累加器 A2 805 经幅度平方功能单元 807 转储入 A3 808。然后在 A1 804 中以复合方式累加第 5 与第 7 码元, 在 A2 805 中累加第 6 和第 8 码元, 在 A1 804 和 A2 805 中得到的值的幅度平方被转储入 A3 808, 作为判定统计 Z2 809 最后报告到微处理器 726。这个情况下 $P3 = 2$ 和 $P4 = 4$ 。

图 8 所示的延迟补偿单元 800 和 801 任选地被要求对图 6 中所示的 RF 变换器的 RF、IF 和基带处理级中群延迟偏差进行补偿。这种延迟补偿的需要取决于该变换器的设计和制造容差。延迟补偿单元 800 和 801 可用数字移位寄存器电路或通过调节抽取器 700 与 701 的抽取相位实现。所要求的延迟通常在制造期间校正, 或者通过测量在不同天线观察相同接收的多径分量的瑞克单元之间的平均差分延迟的现场操作中由接收机自动地适应。承请注意, 图 8 的结构是要强调对图 7 结构的改变, 而且通常地被设计成也可实现由

图 7 支持的单个天线搜索模式。

很清楚，单片集成电路制造的当前技术将支持在 VLSI(特大规模集成)装置上实现图 8 电路的。请注意，虽然图 8 所示的实施例只检查每个接收的沃尔什码元的一个 PN 相位，但是通过扩展样值数据缓冲器，包括中间结果存储的额外存储器，和以较高的时钟速率操作解扩、FHT 和集成电路，该电路可容易地提供能够检查每个沃尔什码元多个 PN 相位。通常，从这种搜索器设计而得到的“手指”分配可在每个天线观察的信道为不同总体数量的相同广义稳态不相关散射器(WSSUS)统计模式的假定条件下成对地进行。

虽然业已描述并且以一定程度的特殊性描述了本发明，但应懂得，本实施例的公开仅是示例性的，本领域的技术人员在不脱离如所要求的本发明的范围内可以在部件的安排组合和可采取的步骤进行很多的变化。例如，如所述的优选实施例通信系统的天线和解调器部分被引导到在无线通信信道上发送的 CDMA 扩频信号。但是，如本领域技术人员知道的，这里所叙述和要求的编码与解码技术也适用于在其它类型传输系统象基于时分多址(TDMA)和频分多址(FDMA)的系统。另外，通信信道可替代地为电子数据总线、有线、光纤链路、卫星链路或任何其它类型的通信信道。同样，虽然该设计表示从两个天线发出数据，但是可以顺序地接入天线以产生每个判定变量。另外，这些实施例具体采用的电路可以多种方式中的任何一种实现，例如使用 DSP(数字信号处理器)或一个或几个 ASIC(专用集成电路)。因此，本领域的技术人员很清楚，虽然本发明已结合其具体实施例叙述了，但很显然，根据前面的叙述可对本发明做出许多替代、改变和变化。据此，本发明旨在包含在所附权利要求书的精神和范围内的所有这样的替代、改变和变化。

图1

现有技术

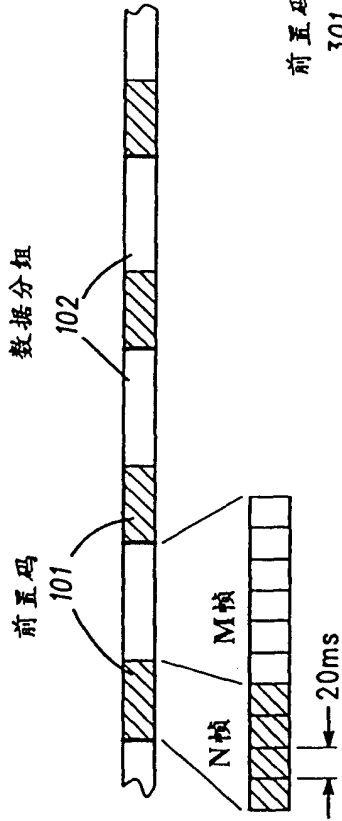


图3

现有技术

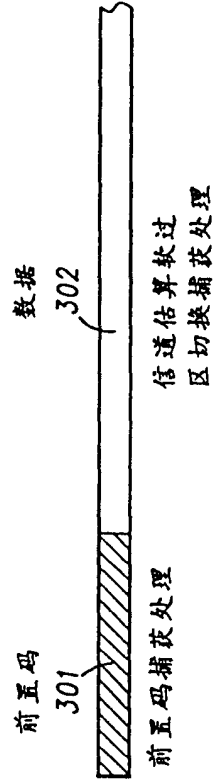
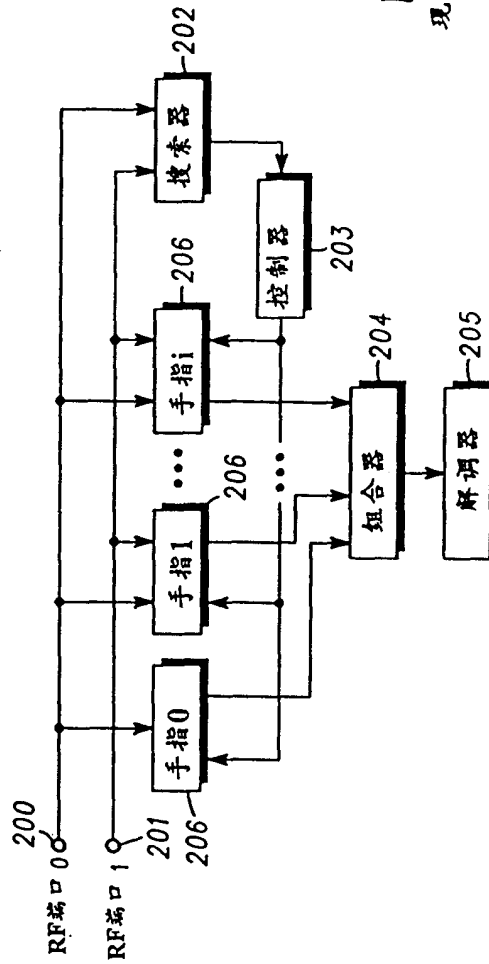


图2

现有技术



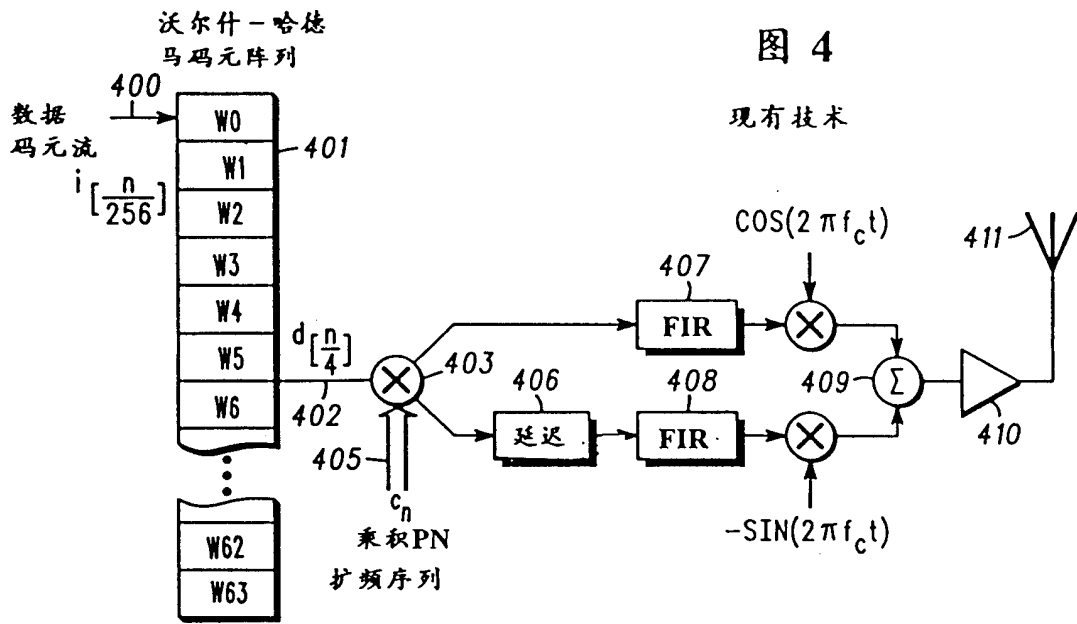


图 5
现有技术

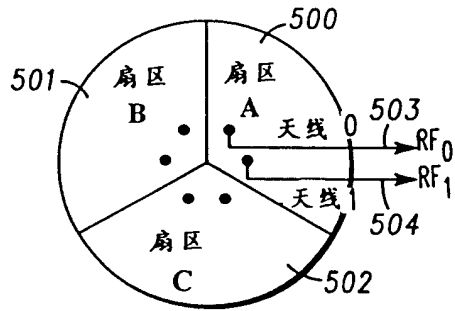
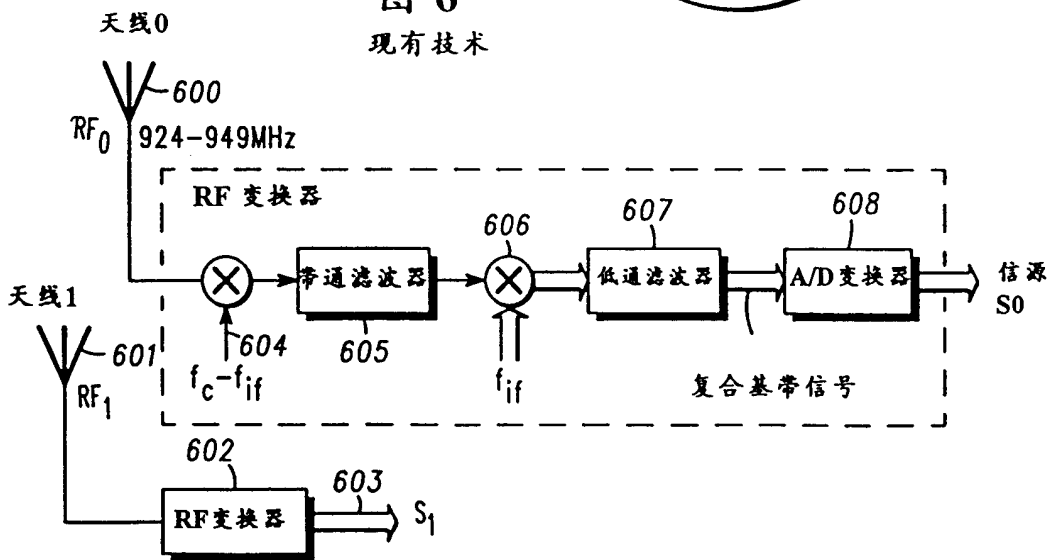


图 6
现有技术



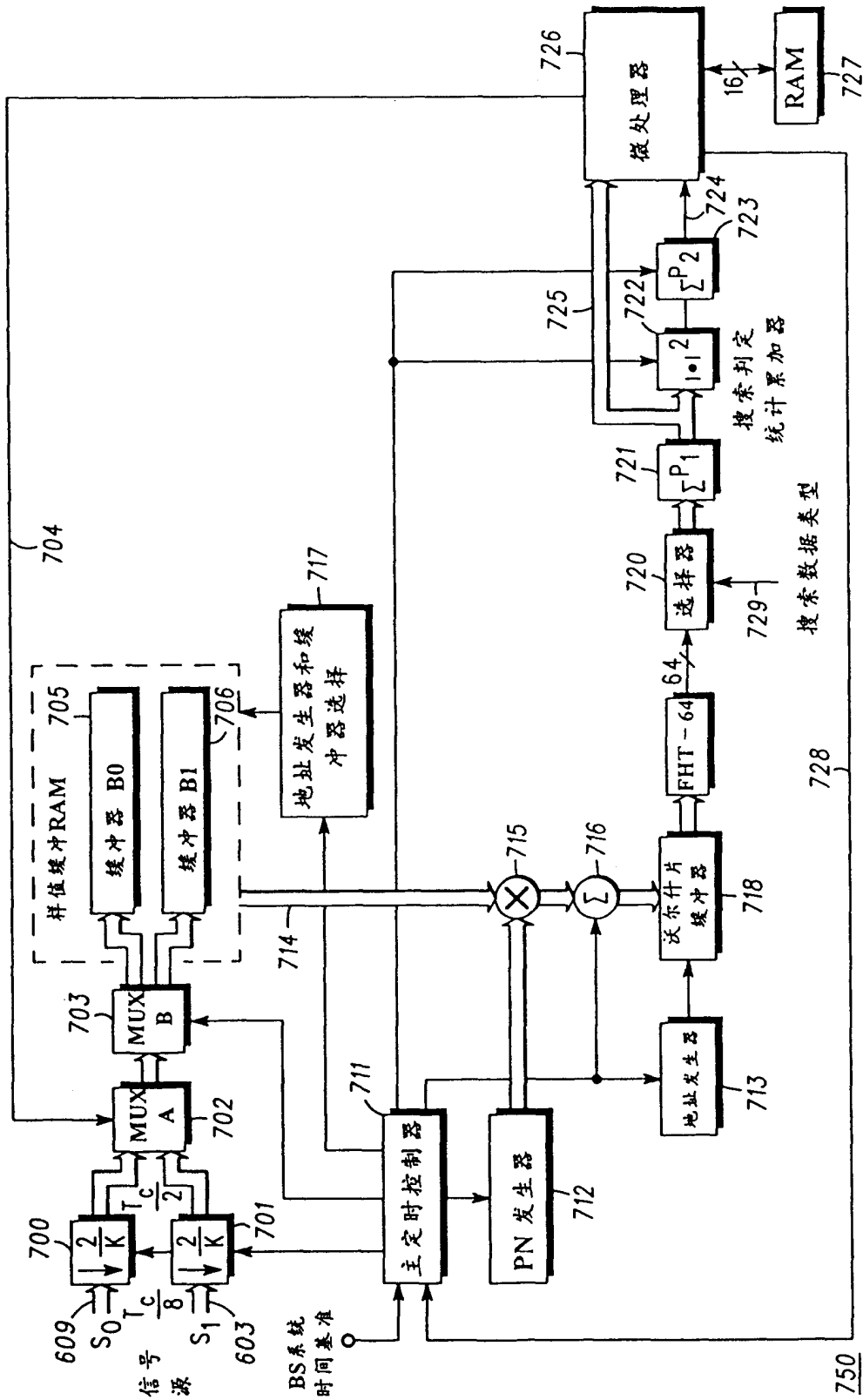
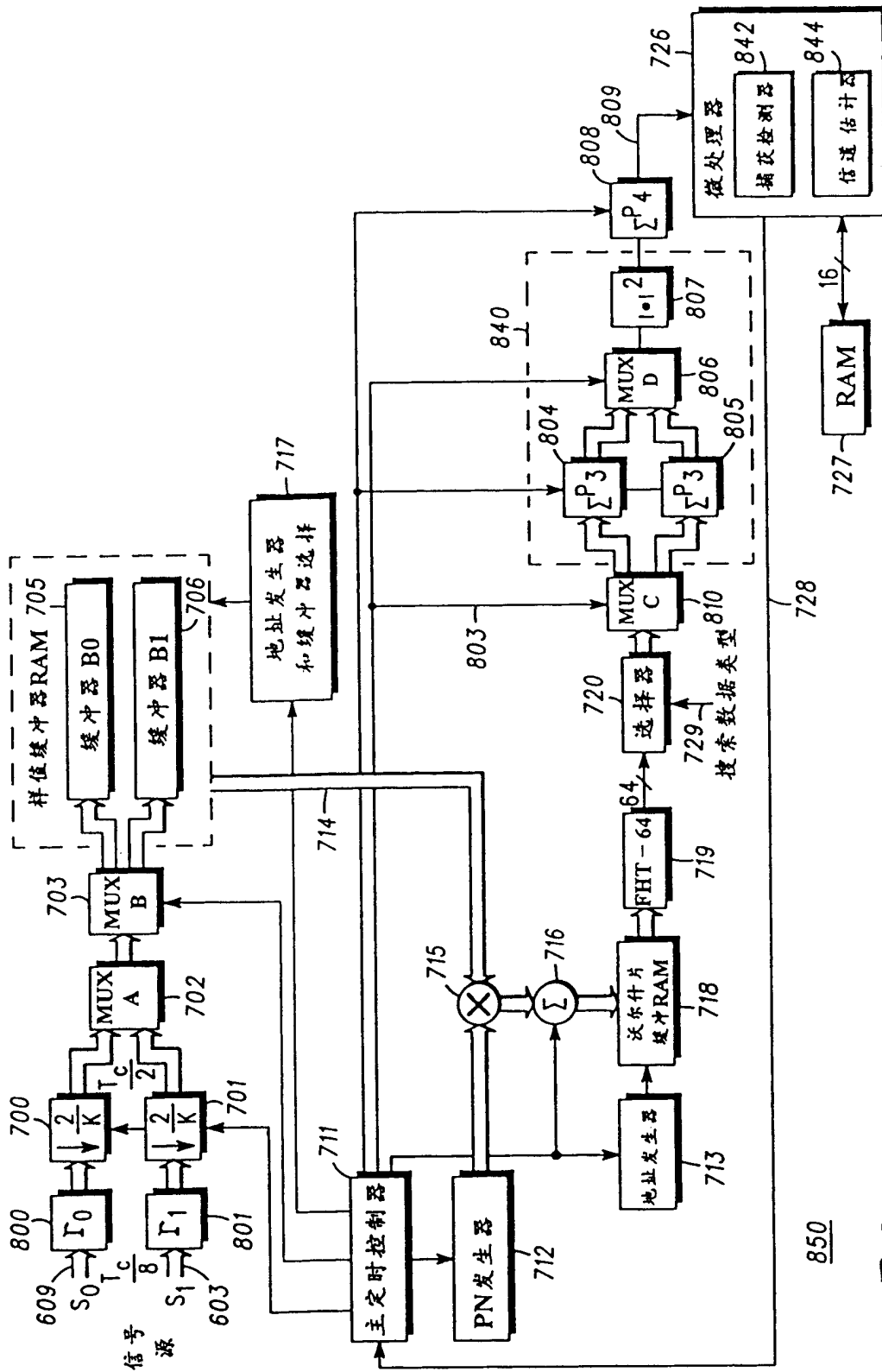


图 7



850

图 8