

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl<sup>7</sup>

H04L 27/227

H03L 7/081 H04L 27/00

H04B 1/707



# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02803913.0

[43] 公开日 2004年5月5日

[11] 公开号 CN 1494794A

[22] 申请日 2002.1.18 [21] 申请号 02803913.0

[30] 优先权

[32] 2001.1.19 [33] US [31] 60/262,691

[32] 2001.12.7 [33] US [31] 10/017,073

[86] 国际申请 PCT/US2002/001484 2002.1.18

[87] 国际公布 WO02/069594 英 2002.9.6

[85] 进入国家阶段日期 2003.7.21

[71] 申请人 高通股份有限公司

地址 美国加利福尼亚州

[72] 发明人 N·辛德哈萨亚纳

S·A·格拉兹科 P·J·布莱克

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所

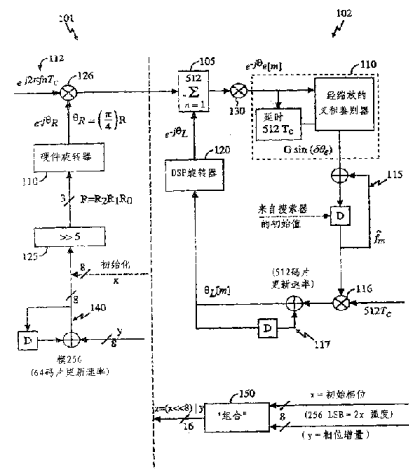
代理人 李家麟

权利要求书 4 页 说明书 8 页 附图 4 页

[54] 发明名称 使用可编程旋转器的频率搜索器和锁频数据解调器

[57] 摘要

搜索器位于频率段中央来搜索进入的信号。锁频环产生作为累加器输入的初始相位信号和相位增量信号。累加器在预定间隔累加相位增量。在该间隔之后，累加器产生控制信号，指示旋转器执行相位旋转操作。



1. 一种用于寻找包括相位误差的接收信号的频率的搜索器，该搜索器的特征在于包括：

锁频环，响应接收信号的相位误差而产生相位增量信号；以及

与该锁频环耦合的可编程旋转器，该可编程旋转器响应该相位增量信号而执行相位旋转功能。

2. 如权利要求 1 所述的搜索器，其特征在于，所述可编程旋转器是 8 相移键控旋转器。

3. 如权利要求 1 所述的搜索器，其特征在于，所述可编程旋转器是正交相移键控旋转器。

4. 如权利要求 1 所述的搜索器，其特征在于还包括与所述相位误差信号耦合的相位误差累加器，所述相位误差累加器累加来自锁频环的相位误差信号，并且产生控制信号，指示可编程旋转器执行相位旋转功能。

5. 如权利要求 4 所述的搜索器，其特征在于还包括在相位误差累加器和可编程旋转器间耦合的移位寄存器，所述移位寄存器截断控制信号预定数目的比特。

6. 一种用于寻找包括相位误差的接收信号的频率的搜索器，该搜索器的特征在于包括：

锁频环，响应接收信号的相位误差而产生相位增量信号；

与该锁频环耦合的相位误差累加器，所述相位误差累加器累加多个相位增量信号并且响应经累加的相位增量信号而产生控制信号；以及

与该相位误差累加器耦合的 8 相移键控可编程旋转器，所述旋转器响应该控制信号而执行相位旋转功能。

7. 如权利要求 6 所述的搜索器，其特征在于还包括在所述旋转器和相位误差累加器间耦合的移位寄存器，所述移位寄存器装置为了把控制信号截断为预定数目

的比特而使控制信号比特移位一定量。

8. 如权利要求 6 所述的搜索器, 其特征在于, 所述相位误差累加器在 64 码片的间隔上累加相位增量信号。

9. 如权利要求 6 所述的搜索器, 其特征在于, 所述锁频环还包括用于产生初始相位信号的装置, 该初始相位信号与 8 相移键控可编程旋转器耦合并且将该旋转器初始化为预定的起始相位。

10. 一种用于寻找包括相位误差的接收信号的频率的搜索器, 该搜索器的特征在于包括:

锁频环, 响应接收信号的相位误差而产生相位增量信号;

与该锁频环耦合的相位误差累加器, 所述相位误差累加器累加多个相位增量信号并且响应经累加的相位增量信号而产生控制信号; 以及

与该相位误差累加器耦合的正交相移键控可编程旋转器, 所述旋转器响应该控制信号而执行相位旋转功能。

11. 如权利要求 10 所述的搜索器, 其特征在于还包括在所述旋转器和相位误差累加器间耦合的移位寄存器, 所述移位寄存器装置为了把控制信号截断为预定数目的比特而使控制信号比特移位一定量。

12. 如权利要求 10 所述的搜索器, 其特征在于, 所述相位误差累加器在 64 码片的间隔上累加相位增量信号。

13. 如权利要求 10 所述的搜索器, 其特征在于, 所述锁频环还包括用于产生初始相位信号的装置, 该初始相位信号与正交相移键控可编程旋转器耦合并且将该旋转器初始化为预定的起始相位。

14. 一种用于寻找具有与期望频率的频偏的信号的搜索器方法, 该搜索器方法的特征在于包括:

初始化预定频率段上的搜索器;

确定信号中的相位误差；  
响应该相位误差而产生相位增量；  
累加相位增量以产生总相位增量；以及  
当总相位增量达到预定的总相位增量阈值时，执行大致等价于总相位增量的相位旋转功能。

15. 如权利要求 14 所述的方法，其特征在于还包括在执行相位旋转功能后重置经累加的相位增量的步骤。

16. 如权利要求 14 所述的方法，其特征在于，所述相位旋转功能是正交相移键控功能。

17. 如权利要求 14 所述的方法，其特征在于，所述相位旋转功能是 8 相移键控功能。

18. 如权利要求 14 所述的方法，其特征在于，所述总相位增量阈值大致等于  $\pi/4$  弧度。

19. 如权利要求 14 所述的方法，其特征在于，所述总相位增量阈值大致等于  $\pi/2$  弧度。

20. 一种与无线移动站通信的基站，该基站的特征在于包括：  
发射机，调制并发射来自网络的信号；以及  
接收机，接收并解调接收到的信号，该接收机包括寻找接收信号频率的搜索器，该频率具有相位误差，该搜索器包括：  
锁频环，响应接收信号的相位误差而产生相位增量信号；  
与该锁频环耦合的相位误差累加器，所述相位误差累加器累加多个相位增量信号以产生总的累加相位增量，并且响应总的累加的相位增量信号而产生控制信号；以及  
与该相位误差累加器耦合的可编程旋转器，所述旋转器响应该控制信号而执行相位旋转功能。

21. 如权利要求 20 所述的基站, 其特征在于, 所述可编程旋转器是正交相移键控旋转器。

22. 如权利要求 20 所述的基站, 其特征在于, 所述可编程旋转器是 8 相移键控旋转器

23. 如权利要求 20 所述的基站, 其特征在于, 所述总的经累加的相位增量为  $\pi/4$  弧度。

24. 如权利要求 20 所述的基站, 其特征在于, 所述总的经累加的相位增量为  $\pi/2$  弧度。

---

## 使用可编程旋转器的频率搜索器和锁频数据解调器

### 发明背景

#### 发明领域

本发明一般涉及通信系统，尤其涉及 CDMA 环境内的反向链路信号捕获。

#### 相关技术描述

射频(RF)频谱是有限商品。只有频谱的一小部分可以被分配给各通信工业。因此，为了允许尽可能多的频率用户访问该频谱，所分配的频谱必须得到有效使用。

多址调制技术是对于利用 RF 频谱的某些最有效的技术。这种调制技术的示例包括：时分多址(TDMA)、频分多址(FDMA)、以及码分多址(CDMA)。

CDMA 调制使用用于信息传输的频谱技术。扩频系统使用一种调制技术，在宽频带上扩展被发射的信号。该频带一般大大地宽于比发射该信号所需的最小带宽。频带仅为几千赫兹的信号可以在大于 1 兆赫兹的频带上被扩展。

CDMA 通信系统一般使用位于小区中央的定向天线并且向小区的扇区中广播。这些小区位于主要城市区域、沿着高速公路、以及沿着火车轨道，从而使用户既能在家里又能在旅行时进行通信。

所有与 CDMA 系统进行通信的移动电话都在相同频率上进行发射。因此，为了使基站能识别每个移动电话，各移动电话分配到唯一的伪随机(PN)扩展码，它标识对系统特定的移动电话。

移动电话通过发出由码片组成的报头信号而开始与 CDMA 系统的登记过程。基站搜索该报头以确定移动站是否正试图与系统通信。该基站可能需要结合几千个码片来找到移动站的报头信号。如果该报头信号处在由基站搜索的适当频率，那么这一般不是问题。

由于多普勒(Doppler)效应，关键小区是位于高速公路或铁路附近的小区。如果移动电话正在接近基站，则多普勒效应如基站所观测到的那样增加信号频率。如果移动电话从基站移开，则基站观测到频率低于由移动电话发射的信号的信号。频率偏移量是移动电话速度的函数。

由移动电话发射的信号的频率与移动电话内的本地振荡器对齐。基站的频率

与全球定位系统同步。当移动电话从基站捕获一个信号时，该信号的频率将截止。为了以与它接收时的频率相同的频率发射回去，移动电话用该经偏移的频率来调节其本地振荡器。然后，基站接收一个信号，该信号再次由多普勒效应而偏移。因此，基站正在接收具有两倍频率误差的信号。双向多普勒偏移在对于高速公路的 420 Hz 到对于高速铁路的 1200Hz 的范围内。

由于多普勒效应，因此典型的频率搜索器难以找到由移动电话发射的信号。两倍多普勒效应可能使移动电话的信号比由搜索器用于寻找移动信号所用的阈值低 24 db。因此，需要频率搜索器能捕获受到多普勒偏移影响的移动信号。

### 发明概述

本发明包含一搜索器，它寻找并跟踪接收信号的频率。接收信号一般遭到来自搜索器所朝向的相位的误差。搜索器包括锁频环，它响应进入信号的已检测相位误差而产生相位增量信号。该相位误差用于产生相位增量信号。累加器与锁频环耦合以累加这些相位增量。在累加器已累加了预定的相位增量之后，累加器产生一个控制信号至可编程旋转器。可编程旋转器响应该控制信号执行相位旋转操作。

### 附图简述

图 1 示出带有本发明的可编程旋转器的锁频环的框图。

图 2 示出本发明的可编程旋转器过程的流程图。

图 3 示出不同频率段的分段长(以 PN 码片为单位)和相位增量表。

图 4 示出按照本发明可编程旋转器的导频信号检测概率相对频偏的曲线。

图 5 示出结合了带有本发明可编程旋转器的搜索器的基站框图。

### 优选实施例的详细说明

本发明的搜索器结合了带有可编程旋转器的锁频环(FLL)，它消除了从多普勒效应产生的搜索器相干损失。本发明通过用可编程旋转 45°的倍数代替周期性的 90°旋转而提供搜索器灵敏度的重大改进。搜索器的性能大致等价于本领域已知为频率收集的搜索技术。

在频率收集中，本地振荡器的中频(IF)调节偏移频率控制逻辑，使得基带信号已经被纠正所需量。本地振荡器的纠正量或偏移代表了段间隔。

然而，为了执行频率收集，硬件需要将频率偏移引入接收信号。由于所有移

动站一起按照一个 CDMA 信号在接收，因此这不能在每个移动站的基础上完成。此外，在频率段偏移被引入基带信号的情况下，一般要求乘法，且数据通道的比特宽度必须增加。这以非线性形式增加了硬件复杂度。

本发明的搜索器过程用施加在基带 I/Q 采样上的相位补偿或旋转来代替频率收集过程。在优选实施例中，旋转被限制为  $45^\circ$  步长的倍数。其它实施例使用其它的旋转限制，譬如  $90^\circ$  相位旋转。

图 1 的框图表示本发明的搜索器，带有硬件  $\pi/4$  旋转器的 FLL。在本发明的随后讨论中，各时隙被分成四个 512 码片的间隔，下面称为“分段”。各分段进一步被分成 8 个“子分段”，各具有长度 64 码片。导频信道滤波根据：首先在各分段上累加经去扩展、经硬件旋转的导频码片，然后适当地组合四个分段上的结果，跨度长为 2048 码片的间隔。

参考图 1，本发明的优选实施例由旋转器部分(101)以及 FLL 部分(102)组成。在优选实施例中，旋转器部分(101)用硬件实现，而 FLL 部分(102)用数字信号处理器(DSP)实现。

通常，FLL 旋转各分段和并且将其输入滑动窗累加器，后者在四个分段上累加其输入。然后，滑动窗累加器的输出被反旋转以产生对给定分段有效的导频滤波器输出。分段和的转动用于使各分段上累加的导频的相位两两对齐。反旋转步骤的执行是为了使导频滤波器输出的相位与导频滤波器输出用于解调所在分段中点处的信号相位对齐。

参考图 1，导频滤波中的第一步是从硬件旋转器输出去覆盖导频信道，并且在各 512 码片的分段上累加结果(105)。去覆盖操作由乘法器(126)执行，乘法器将输入信号的相位  $e^{j2\pi f_n T_c}$  作为一个输入。相位信号与来自硬件旋转器(110)的旋转角  $e^{-j\theta_k}$  相乘。下面讨论旋转角的产生。

乘法器(126)的输出由导频信号去覆盖，该导频信号为了在 512 码片上累加而被输入加法器(105)。累加信号与频率误差的本地估计  $e^{-j\theta_c}$  相乘。然后，乘法器(130)输出  $e^{-j\theta_c[m]}$  被输入鉴别器(110)以确定叉积。FLL 由导频信号连续的 512 码片累加之间的叉积输出所激励。鉴别器(110)的输出可表示为  $G\sin(\delta\theta_c)$ 。

鉴别器(110)的输出由“G”项缩放来达到期望的时间恒定/抖动变化。叉乘施加在环路滤波器(累加器)(115)上，后者每隔 512 码片更新一次。环路滤波器(115)的输出提供频率偏移的估计  $\hat{f}_m$ 。

FLL 还通过将各分段与一个平均相位相关联而保持对不同分段间的相位关系



的跟踪。这通过将频率偏移的估计乘以  $512T_c$  (116) 来完成。在高频率偏移处，信号的瞬时相位在各分段内可能改变很大。由环路滤波器产生的频率估计定义了一个分段和下一个分段间的相位偏移。它还定义了信号瞬时相位在分段开始到结束间的差异。

分段的平均相位估计由 DSP 部分 (102) 内的导频的旋转和反旋转所使用。硬件旋转器 (110) 用所估计的相位差来旋转每个分段内的信号以便补偿瞬时信号相位在该分段上的变化。

旋转器 (110) 工作时假定给定分段上信号瞬时相位和信号平均相位之差随时间线性变化。它在分段开始处以初始值  $\delta$  弧度开始并且在分段结尾处以终值  $-\delta$  弧度结束。有了该假设之后，旋转器 (110) 在每个子分段 (64 码片间隔) 上计算平均相位，被量化为最近的  $\pi/4$  弧度的倍数。产生的旋转在给定分段上被施加于接收信号的每个子分段。结果，硬件旋转器 (110) 输出处信号的瞬时相位在每个分段上几乎保持恒定。硬件旋转器 (110) 的输出通过跟踪环路、导频滤波、以及通信装置的解调而得到使用。

无论有没有本发明硬件旋转器 (110)，分段上信号的平均相位都是相同的。因此，硬件旋转过程对于导频滤波和解调而言是透明的。然而，硬件旋转器 (110) 通过减少各分段内瞬时相位的差异而提供相干增益。如果频率偏移很小，则硬件旋转器 (110) 不提供旋转，且系统退化为 FLL 的现有技术实现。

在实现中，再次参考图 1，乘法器 (116) 的输出被输入累加器 (117)，后者每隔 512 码片更新一次。累加器 (117) 的输出是旋转角  $\theta_L[m]$ ，它被输入 DSP 旋转器 (120) 以产生频率误差  $e^{-j\theta_L}$  的本地估计。

FLL 的输出可以用  $x$  (初始相位) 和  $y$  (相位增量) 项表示如下：

$$x = \{-\hat{f}_m * (N/2 - 32)T_c + \pi/8\} \bmod 2\pi$$

$$y = \hat{f}_m * 64T_c$$

其中  $N$  是对于 FLL 和解调为 512 码片的相干累加长度。 $x$  项大致等于接收信号在分段长度上受到的相位偏移一半的负数。“32”项用于使初始相位位于长度为 64 码片的第一个子分段的中间。附加的  $\pi/8$  项被使用，使得硬件需要截断、而非舍入其状态变量的值来确定实际相位旋转。在用于表示  $x$  的 8 位标度缩放中， $\pi/8$  弧度对应于数字 16。

相位增量  $y$  表示信号在子分段 (64 码片间隔) 上的相位偏移。可以为与用户相关的通信装置中所有 RAKE 接收器指的解调而使用相同的相位参数。

在频率搜索期间，通过用频率假设  $f_H$  代替来自 FLL 的频率偏移估计  $\hat{f}_m$ ，并通过将  $N$  设为等于计算搜索能量所用的相干累加码片数，从而略微修改上述  $x$  和  $y$  的表示。产生的  $x$  和  $y$  表示为：

$$x = \{-f_H * (N/2 - 32)T_C + \pi/8\} \bmod 2\pi$$

$$y = f_H * 64T_C$$

在已被跟踪的移动通信装置的频率搜索期间，在另一实施例中，该搜索可被限制为单一频率假设。这是最接近由 FLL 为该特定移动装置估计的频率偏移估计。

本发明的硬件旋转器(110)保持 8 位状态变量，其值表示高分辨率弧度的相位角。在优选实施例中，该分辨率为  $\pi/128$  弧度。在解调或搜索调度期间，本发明的 DSP 部分(102)用包含两个 8 位参数  $x$  和  $y$  的 16 位字对硬件旋转器(106)编程。

再次参考图 1，16 位编程字由  $x$  和  $y$  的组合(150)而产生，其值  $x$  已被向左移 8 位以截断 8-LSB。该组合表示为：

$$z = (x \ll 8) | y$$

该 16 位字的较高有效字节包含状态变量的初始值，它确定第一子分段(64 码片间隔)上旋转器的相位。该 16 位字的较低有效字节包含相位增量，它确定状态变量从一个子分段到下一个子分段所增加的量。相位累加操作按模 256 执行，模 256 对应于  $2\pi$  弧度的完全旋转。通过截断状态变量的 5 个 LSB 并且将 3 位结果乘以  $\pi/4$ ，从而获得给定子分段的实际相位旋转。

在解调调度期间，从由 FLL 提供的频率偏移估计以及分段长度( $N=512$  码片)中计算初始相位和相位增量。

FLL 的  $x$  和  $y$  输出被输入本发明的旋转器部分(101)。旋转器部分(101)由来自 FLL 的初始相位( $x$ )进行初始化。相位增量( $y$ )被输入模 256 累加器(140)，后者以 64 码片的速率更新。 $x$  和  $y$  输入的宽度均为 8 比特。

8 位累加器(140)的输出被输入移位寄存器(125)或其它移位装置，后者使经累加的信号向右移位五个位置。这产生三个剩余位信号( $R=R_2R_1R_0$ )，它被输入本发明的硬件旋转器(110)。这些是施加于硬件旋转器(110)的比特，指示该旋转器以预定量进行相位旋转。例如，在一个实施例中， $R=001$  ( $R_2=0, R_1=0, R_0=1$ ) 会使旋转器旋转  $\pi/4$ 。

当反向链路信号间存在大的频率偏移时，旋转器部分(101)内的硬件旋转器(110)使相干损失最小，其中反向链路信号由基站和本地振荡器接收。这通过使信号在每个 64 码片的子分段中移位(可能)不同量而实现。这样，信号的瞬时相位在

每个分段上接近于信号的平均相位。

在由 DSP 部分(102)进行导频滤波和解调之前,硬件旋转器(110)以码片速率将相位偏移施加于去扩展信号(112)  $e^{j2\pi n T_c}$ 。在优选实施例中,旋转角为  $45^\circ$  的倍数,且该角在各子分段(64 码片)上保持恒定。

图 2 说明了按照本发明的可编程旋转器的搜索器过程流程图。该过程通过使搜索器在期望的频率段中间开始(步骤 201)。期望的频率段对于不同应用以及结合了本发明搜索器的基站的位置而不同。例如,如果基站位于高速公路上,则搜索器可以以频率段+400Hz 和-400Hz 为中心。如果基站位于铁路上,则频率段可以是+1200 和-1200Hz,这取决于火车的预期速度。

基站接收导频信号并且对它进行去覆盖(步骤 205)。去覆盖过程是本领域熟知的,并且不再讨论。

然后,本发明的 FLL 确定信号中存在的相位误差(步骤 210)。该误差在上述 64 码片间隔之后确定。其它实施例使用其它码片长度的间隔。

相位误差被累加,直到它达到预定经累加的误差为止(步骤 215)。在优选实施例中,预定经累加的误差阈值为  $45^\circ$ 。例如,如果每隔 64 码片间隔后误差为  $6^\circ$ ,则该误差被累加,直到总误差达到  $45^\circ$  为止。如果经累加的误差已达到预定经累加的阈值(步骤 220)则如上所述执行旋转(步骤 225)。如果未达到该阈值(步骤 220),则在达到该阈值前,过程返回到接收并累加相位误差(步骤 205-220)。

在执行旋转之后(步骤 225),经累加的相位误差被重置为零(步骤 230)。然后,该过程通过返回接收步骤(步骤 205)而继续跟踪,并重复。

在另一实施例中,可以为 FLL 和搜索器两者使用相同的 8-PSK 旋转器。搜索器内的旋转器控制需要与由 FLL 的相位估计输出分开。相反,相位值需要由 DSP 改写并且需要与实现搜索器过程的较高层的软件相接口。

通过提供相位增量,DSP 控制旋转器相位的实际切换的点。相位更新每隔 64 码片启动一次。

优选实施例的 DSP 被限制为 8 位相位表示。因此,期望的相位增量需要被量化,从而由 8 位整数来表示。由于它是优选实施例,因此该计算仅考虑了  $45^\circ$  的旋转器。QPSK 旋转器的计算将与之不同。

最佳段替换以及硬件简化和优化之间存在折衷。选择以码片为单位(表示为 L)的相位旋转器分段的一般规则是使指定的多普勒范围上的平均损失函数和最大损失函数最小。对于指定的搜索器模式(例如,3 段  $45^\circ$ )而言,L 是范围的函数。例

如,  $L=464$  对于  $F_d=\pm 400$  Hz 范围最佳,  $L=272$  对于范围  $\pm 800$  Hz 范围最佳。范围的确定是任意的并且无须严格。可以假定  $L=448$  对于某些刚好在  $\pm 400$  Hz 上并且适当低于  $\pm 800$  的范围会是最佳的  $L$  值。

用了该方法之后, 我们能得到相位增量值来产生接近于适当  $L$  的值。用于计算整数相位增量 ( $\theta$ ) 的过程表示为:

$$(L/64) \cdot \theta = 256/8,$$

其中 256 是完整  $360^\circ$  相位的 8 位表示, 而  $256/8$  是  $45^\circ$  的表示。因此,  $\theta = 256 \cdot 8 / L$  可以用于计算 DSP 的  $\theta$  增量。图 3 用该替代实施例方法说明了 LSB 中的相位增量以及相应的  $L$ , 单位为 PN 码片。

在 FLL 和搜索器共享旋转器的设计的实施例中, 可以在这两个块之间共享频率信息。在初始捕获期间, 如果在频率段之一内发现搜索器信号, 则该段中心可用于初始化 FLL。同样, 当执行设置保持搜索时, 搜索器可被编程为仅搜索对应于 FLL 累加器内的偏移值的一个频率段。

图 4 说明了导频信号检测相对导频信号的频率偏移的曲线。该曲线示出用带旋转器的搜索器以及用使用本发明的可编程旋转器的搜索器检测导频信号的概率间的比较。

两条曲线均假定  $E_c/N_t = -18$  dB, 码片数 ( $N_c$ ) = 1024, 非相干累加次数 ( $N_n$ ) = 6。此外, 曲线中所用的旋转器为 2 段、 $45^\circ$  旋转器。

参考图 4, 可以看见, 没有旋转器的搜索器 (401) 检测导频的可能性大致低于有本发明旋转器的搜索器 (402)。当导频经受  $\pm 400$  Hz 或更多的多普勒偏移时尤其如此。

图 5 说明结合了本发明搜索器的基站框图。基站由发射器 (501) 组成, 发射器用天线 (502) 在空中信道上调制并发射信号。发射器使其信号被调制并从与该基站耦合的网络中发出。该网络可以是蜂窝基础结构网、公共交换电话网、或需要连接到无线基站的任何其它网络。

天线 (502) 还从移动通信装置接收信号。这些信号与基站的接收器 (505) 耦合, 用于解调和到网络的传输。接收器 (505) 包括结合了 FLL 和本发明的可编程旋转器的搜索器。

基站还由基站控制器 (510) 组成。控制器 (510) 负责控制基站的发射器、接收器、及其它本领域已知但未示出的组件。

总之, 本发明的搜索器能指定任意数量的频率段并且执行频率以及码空间搜

---

索。通过使用可编程旋转器，搜索器能发现并跟踪具有大频率误差的信号，譬如那些遭受由移出和移向基站所引起的多普勒效应的信号。

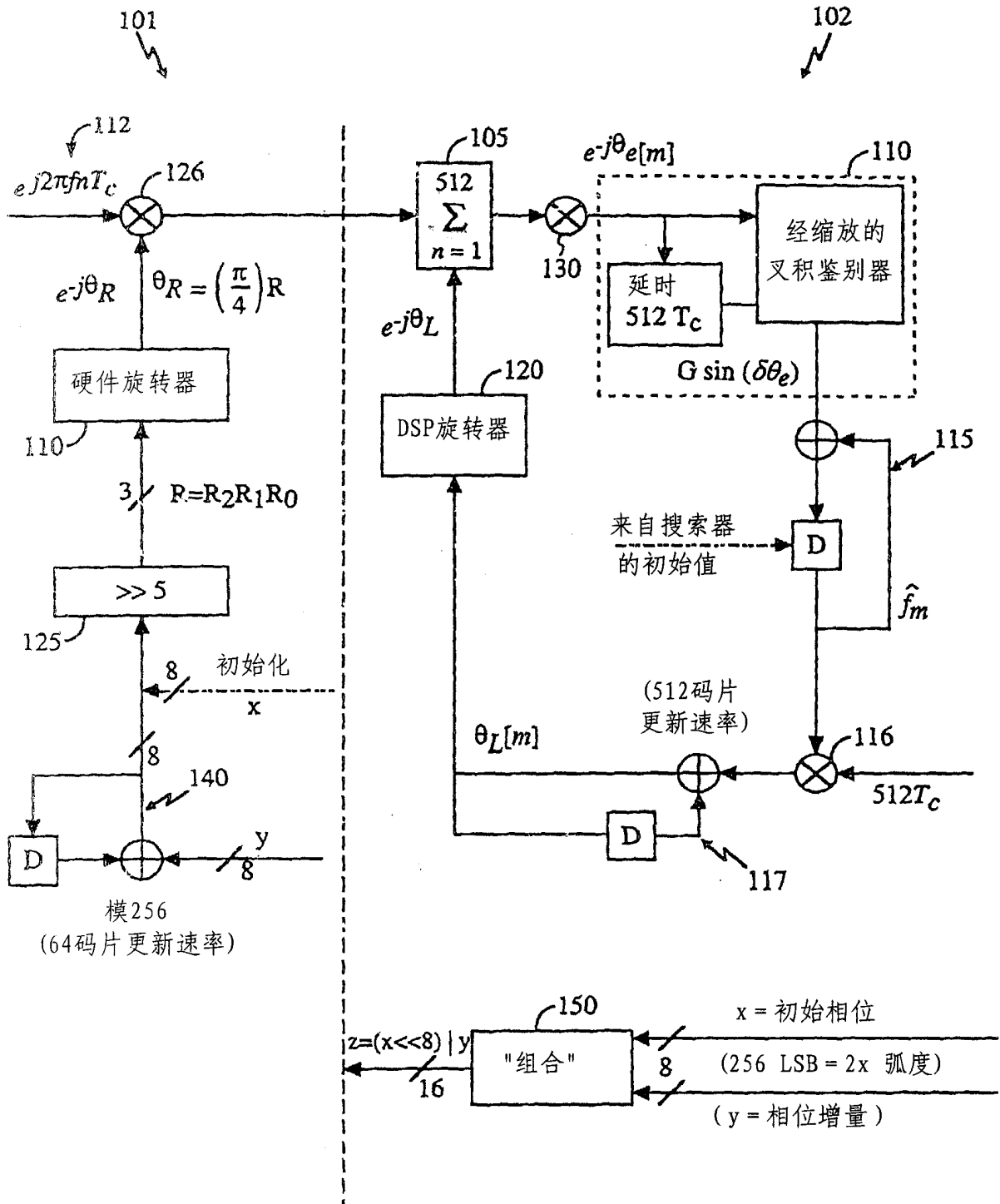


图 1

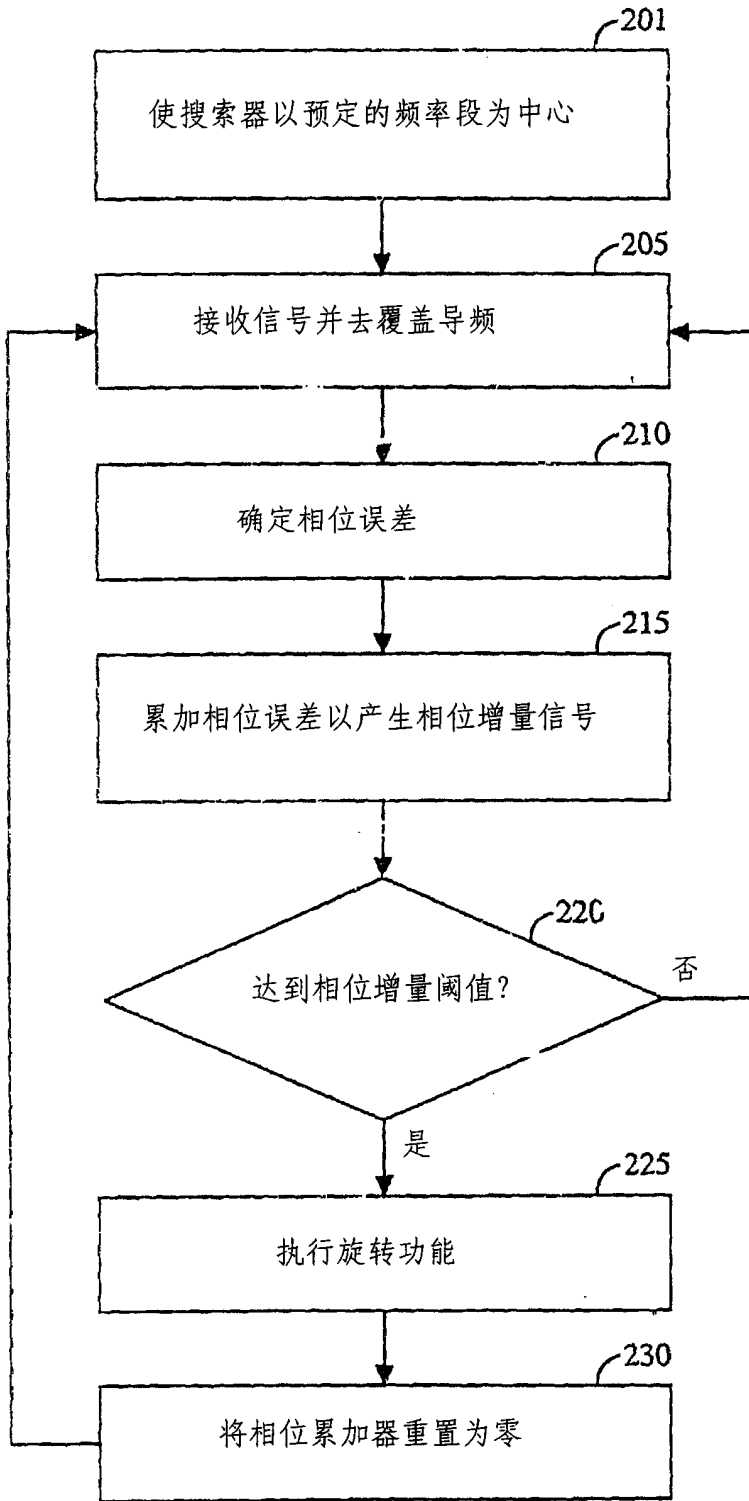


图 2

	2段45° 旋转器 $\theta$ (L)	3段45° 旋转器 $\theta$ (L)
$F_d = \pm 400$ Hz	3 (682.6)	5 (409.6)
$F_d = \pm 800$ Hz	6 (341.3)	8 (256)
$F_d = \pm 1200$ Hz	3 (256)	11 (186.2)

图 3

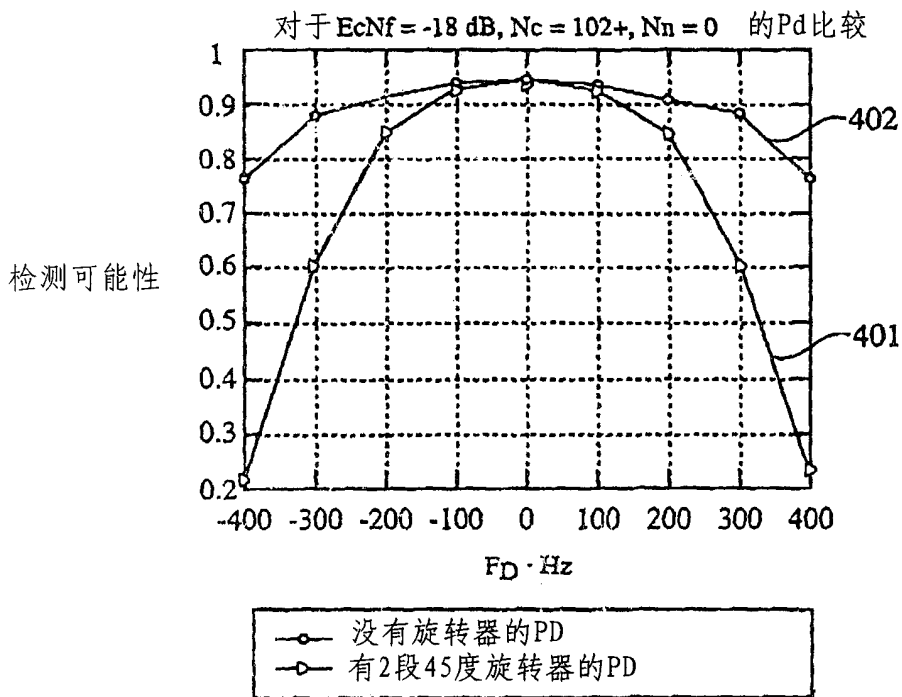


图 4



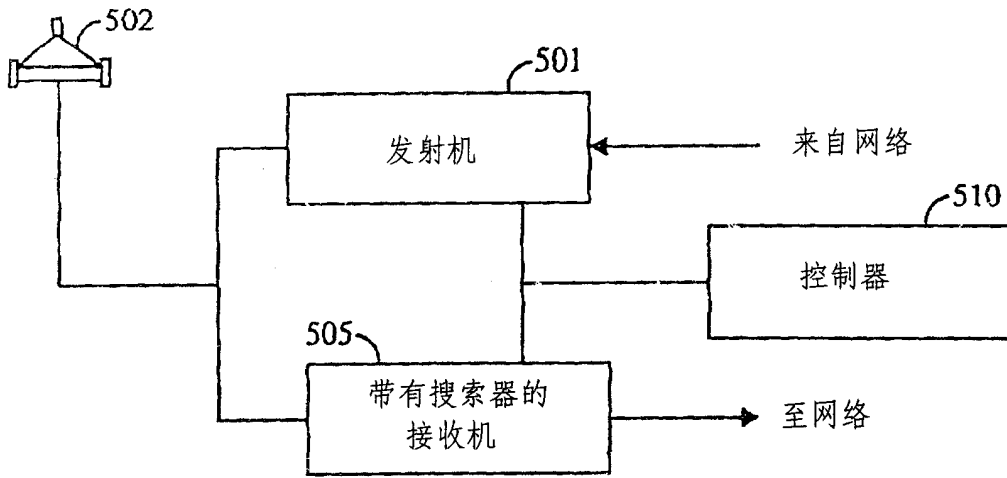


图 5