(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 1707991 B
(45)授权公告日 2013.10.30

(21)申请号 200510083812.8

(22)申请日 2001.03.28

(30)优先权数据
60/192,670 2000.03.28 US

(62)分案原申请数据
01809900.9 2001.03.28

(73)专利权人 交互数字技术公司
地址 美国特拉华州

(72)发明人 J·D·凯维尔

(74)专利代理机构 北京润平知识产权代理有限公司 11283
代理人 南毅宁 刘国平

(51)Int.Cl.
H04B 1/7097(2011.01)
H04B 1/62(2006.01)

(56)对比文件
CN 1203003 A,1998.12.23, 全文.
WO 9959259 A1,1999.11.18, 全文.
CN 1209697 A,1999.03.03, 全文.

审查员 韩峥

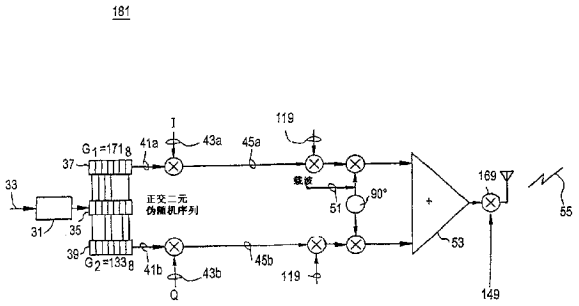
权利要求书1页 说明书4页 附图9页

(54)发明名称

在发射前运用预旋转方法的码分多址系统

(57)摘要

一种在无线通信中计算从通信实体发出的接收信号在相位和频率方面的误差并在向该实体发射前对信号的相位和频率误差做预校正的数字扩频通信系统。



CN 1707991 B

1. 一种在一码分多址系统中当发射一通信信号时通过一用户设备减少发射误差的方法，包括：

在所述用户设备接收来自另一个通信设备的一射频通信信号；

使用一加权信号将接收到的信号进行过滤以生成一滤波信号；

使用一导频信号对所述滤波信号进行去扩频；

在去扩频滤波信号中执行一硬式决策以生成符号输出；

决定所述符号输出的复共轭以生成纠错信号；以及

在从所述用户设备发射所述射频通信信号至所述另一个通信设备前，使用所述纠错信号纠正所述射频通信信号；

其中生成所述加权信号的方法包括：

解调所述接收到的信号以在所述接收到的信号中生成各多重路径分量的相对路径值；以及

将所述相对路径值与所述纠错信号进行混频以生成所述加权信号，其中所述纠错信号将所述相对路径值中的相对相位误差移除。

2. 一种用于发射与接收码分多址系统的通信信号的用户设备，所述用户设备包括有一接收机与一发射机以用于减少发射信号的发射误差，所述接收机包括：

一天线，用于接收来自另一个通信设备的一通信信号，所述通信信号包括多个个别信道；

瑞克接收器，用于解调接收到的信号并生成针对所述接收到的信号的各多重路径分量的相对路径值；

自适应匹配滤波器，被配置为用于对已解调的码分多址接收信号加以过滤，并产生使用加权信号的已过滤信号；

至少一去扩频器，被配置为用于使用导频信号去扩频该已过滤信号并提供去扩频过滤信号；

硬式决策处理器，被配置为用于执行所述去扩频过滤信号的硬式决策并由此产生输出；

共轭器，配置用于决定所述输出的复共轭以产生纠错信号；以及

混频器，用于将所述路径值与所述纠错信号进行混频以生成所述加权信号；

其中对所接收到的信号的纠错是使用所述纠错信号从所述去扩频过滤信号除去相位误差；以及

其中在所述发射信号被发射至所述另一个通信设备前对所述发射信号进行纠错。

在发射前运用预旋转方法的码分多址系统

背景技术

[0001] 本发明主要涉及数字通信技术，特别涉及一种在发射前预旋转数字扩频信号的系统和方法，借此提高接收机准确率并改进接收机相位和频率信息的恢复还原状况。

[0002] 许多现有通信系统都使用数字扩频调制或码分多址（CDMA）技术。数字扩频调制是一种通信技术，在此技术中，待发射数据与伪随机噪声信号相调制，并通过加宽的频带（扩频）将数据发射出去。用码分多址技术发射数据可以不受信号失真或发射路径中干扰频率的影响。

[0003] 图 1 为码分多址通信系统的简图，所示通信系统包括一个具有给定带宽的单通信信道。该信道通过扩频编码混频，而此扩频编码重复伪随机噪声（pn）序列发生器生成的预定图形。数据信号与伪随机噪声序列相调制以生成数字扩频信号。载波信号与数字扩频信号相调制，用以建立前向链路并随后发射出去。接收机解调发射的内容以析取数字扩频信号。建立反向链路时也是如此。

[0004] 在地面通信中，由于变化的地面、环境条件以及人为障碍，发射信号往往经由反射分布。其结果是单个发射信号生成为多个接收信号，而这些接收信号到达接收机时存在不同的时延。这一效应通常被称为多路失真。发生多路失真时，从不同的路径传来的信号以各自不同的振幅和载波相位延迟到达接收机。

[0005] 在现有技术中，多路失真造成的误差通常由接收机加以纠正。此纠错过程在信号与匹配的伪随机噪声序列相关联且发射数据被再现后进行。这样，在关联完成的同时，信号中已含有误差。类似的多路失真也影响反向链路发射过程。法国第 2767238 号专利提出了一种用于估算接收到的信号的系统，其中采用预定函数来估算接收到的信号的相移。相移用于锁相环路，使系统会聚于零误差。

[0006] 欧洲第 0818892 号和美国第 5,499,236 号专利提出了一种系统，其 中由一个基站在下行传输中发送一个误差信号，表明要由终端站进行调整，以便进行反向线路发射。

[0007] 因此，我们需要一种能够在发射过程中纠正所遇信号误差的系统。

发明内容

[0008] 本发明涉及一种数字扩频通信系统，其在无线通信中计算通信实体发出的接收信号在相位和频率方面的误差，并在向该实体发射前对信号相位和频率方面的这些误差做预校正。

附图说明

[0009] 图 1 所示为码分多址（CDMA）通信系统现有技术的简化框图。

[0010] 图 2 所示为 B-CDMATM 通信系统的详细框图。

[0011] 图 3A 所示为依照本发明使用伪随机导频信号的详细框图，载波偏移纠错在码片级进行。

[0012] 图 3B 所示为瑞克（rake）接收机的框图。

[0013] 图 4 所示为正交相移键控组上接收符号 p_0 的示意图，该图显示了硬式决策过程。

[0014] 图 5 所示为与指定符号对应的纠错角度示意图。

[0015] 图 6 所示为应用与指定符号对应的纠错角度后合成符号的示意图。

[0016] 图 7 所示为常规锁相环框图。

[0017] 图 8A 所示为依照本发明较佳实施例的发射机简化框图。

[0018] 图 8B 所示为依照本发明另一实施例的发射机简化框图。

[0019] 图 8C 所示为依照本发明另一实施例的发射机简化框图。

具体实施方式

[0020] 本发明较佳实施例现结合图示详细说明如下，相应数字始终代表相应元件。

[0021] 如图 2 所示，码分多址通信系统 25 包括发射机 27 和接收机 29，可以设置于基站或移动用户接收机上。发射机 27 包括信号处理器 31，该处理器将音频信号及非音频信号按不同的速率编码成数据，例如按每秒八千字节、每秒十六千字节、每秒三十二千字节或每秒六十四千字节的数据速率。信号处理器 31 根据信号的种类或设定数据速率来选择具体的数据速率。

[0022] 背景技术中，多路访问系统生成发射信号包括以下两步。第一步，输入数据 33，经前向纠错（FEC）编码 35 进行编码。其中输入数据 33 可视为一种双相已调制信号。例如，如果使用户使用 r=1/2 的卷积码，那么上述单个双相已调制数据信号变成了双变量或两个双相已调制信号。一个信号被指定在同相（I）信道 41a。另一个信号被指定在正交（Q）信道 41b。复数采用 a+bj 的形式，其中 a 和 b 是实数，且 $j^2=-1$。双相调制的 I 和 Q 信号常被称为正交相移键控（QPSK）。在较佳实施例中，约束长度 k=7 和卷积码速率 r=1/2 的拓扑生成多项式为 $G_1=171_8$37 和 $G_2=133_8$39。

[0023] 第二步，上述两个双相已调制数据或符号 41a、41b 经复数伪随机噪声（pn）序列扩频。合成的 145a 和 Q45b 扩频信号与其它具有不同扩频编码的扩频信号（信道）相结合于 53，并与载波信号 51 混频，随后发射 55。此项发射包含具有不同数据速率的多个个别信道。

[0024] 接收机 29 包括解调器 57a、57b，该解调器将所发射的宽带信号 55 下变频为中频信号 59a、59b。第二次下变频将信号降至基带。正交相移键控信号接着被过滤 61，并经复数伪随机噪声（pn）序列 43a、43b 与 63a、63b 混频。其中复数伪随机噪声（pn）序列 43a、43b 与已发射复数编码的共轭相匹配。只有在发射机 27 上经同样编码扩频的原始波形被有效去扩频。其它波形以噪声形式出现于接收机 29。数据 65a、65b 接着被送至信号处理器 67，卷积编码的数据在信号处理器 67 处接受前向纠错解码。

[0025] 当信号被接收并解调后，基带信号处于码片级。信号中的 I 和 Q 分量都经在扩频中使用过的伪随机噪声序列的共轭进行去扩频，并使信号回到符号级。然而，由于载波偏移，发射中发生的相位误差通过单个码片波形的改变反映出来。如果载波偏移纠错在码片级进行，那么由于码片级信号的固有卷积，整体准确度获得提高。载波偏移纠错也可在符号级进行，但整体准确度达不到那么高。然而，由于符号速率远不及码片速率，因此在符号级进行纠错时，整体处理速度较低。

[0026] 图 3A 所示为依照本发明系统 75 和方法使用的接收机。构成同相 和正交相位分量的复数基带数字扩频信号 77 经由自适应匹配滤波器（AMF）或其它自适应滤波方法被输

入和过滤。自适应匹配滤波器 79 是一个横向滤波器(有限脉冲响应),该滤波器采用滤波系数 81 以使接收信号 77 的延迟复件相互覆盖,从而生成滤波后的信号输出 83。该信号输出具有增大的信噪比(SNR)。自适应匹配滤波器 79 生成的输出 83 与多个信道去扩频器 85_1、85_2、85_n 以及导频去扩频器 87 相连接。属于信号输出 83 的成分的导频信号经独立去扩频器 87 和伪随机噪声序列 91 进行去扩频,与此同时,发射数据 77 被指定到经伪随机噪声序列 91_1、92_2、93_n 分别去扩频 85_1、85_2、85_n 的信道。数据信道完成去扩频 85_1、85_2、85_n 后,数据比特流 95_1、95_2、95_n 与维特比解码器 97_1、97_2、97_n 相连接并输出 99_1、99_2、99_n。

[0027] 用于调整自适应匹配滤波器 79 的滤波系数 81 或加权通过多条个别多路传播路径的解调而获得。这一操作由瑞克接收机 101 完成。用瑞克接收机 101 来弥补多路失真的方法已为所属通信技术领域的技术人员所熟知。

[0028] 如图 3B,瑞克接收机 101 包括并行组合的路径解调器“指状元件”103_0、103_1、103_2、103_n,这些元件解调特定的多路分量。特定解调器的导频序列跟踪环路始于给定路径的时序估计,而此给定路径由伪随机|噪声序列 105 决定。在现有技术中,伪随机噪声序列 105 可属于通信系统任一信道 93_1。通常是使用具有最大接收信号的信道。

[0029] 每个路径解调器都包括复数混频器 107_0、107_1、107_2、107_n、加法器和锁存器 109_0、109_1、109_2、109_n。对于每个瑞克元件而言,伪随机噪声序列 105 受到码片延迟 τ 111_1、111_2、111_n 并经基带扩频信号 113 与 107_1、107_2、107_n 进行混频,从而对每个信号加以去扩频。每个倍增乘积都被输入至累加器 109_0、109_1、109_2、109_n,并在完成下一个符号时钟循环后与原有乘积相加且锁存。瑞克接收机 101 为每个多路分量提供相对路径值。多个 n 维输出 115_0、115_1、115_2、115_n 提供了抽样脉冲信道响应的估计量,其包括 0°、90°、180° 或 270° 的相对相位误差。

[0030] 参照前面的图 3A,瑞克接收机生成的多个输出与 n 维复数混频器 117 相结合。经过与每个瑞克接收机 101 的混频,输出 115 是对抗衰落输出中相对相位误差的纠正。

[0031] 导频信号是一个复数正交相移键控信号,但正交分量要设置为零。本发明的纠错 119 信号是由去扩频信道 95_1 通过对每个去扩频信号 95_1 的符号首先进行硬式决策 121 而导出的。硬式决策处理器 121 决定正交相移键控组最靠近去扩频符号值的位置。

[0032] 如图 4 所示,硬式决策处理器 121 是一个欧几米德距离处理器以将信道 1 的接收符号 p_0 比做四个正交相移键控组点 $X_{1,1}$,$X_{-1,1}$,$X_{-1,-1}$,$X_{1,-1}$。由于在多路和射频的情况中发射 55 过程都存在噪声和失真的影响,因此有必要对每个接收符号 p_0 进行检查。硬式决策处理器 121 计算从接收符号 p_0 到每个象限的四个距离 d_1、d_2、d_3、d_4,并选择最近距离 d_2,指定该符号定位 $X_{-1,1}$。原有符号坐标 p_0 被废弃。

[0033] 参照前面的图 3A,在经过每次硬式符号决策 121 后,每个符号输出 125 的复共轭 123 被决定。复共扼是一对复数,其具有相同的实数部分,且虚数部分仅在记号上有所不同。如图 5 所示,通过首先决定指定符号坐标 $X_{1,-1}$ 的复共扼来对符号解调或去旋转,并形成纠错信号 119 以除去抗衰落输出中的相对相位误差。这样,抗衰落输出通过硬式决策相关角度被有效地去旋转,且除去了相对相位误差。这一操作有效地提供了由导频信号驱动的抗衰落,而无需绝对相位参考。

[0034] 参照前面的图 3A,复共轭 123 生成的输出 119 与复数 n 维混频器 117 相连接,每个瑞克接收机 101 的输出都与纠错信号 119 进行混频。如图 6 所示,合成乘积是脉冲信道响

应的噪声估计量。图 6 所示的误差表明了同相轴上的弧度距离 π/6。

[0035] 参照前面的图 3A，复数 n 维信道混频器 117 的输出 129 与 n 维估算器 131 相连接。信道估算器 131 是多个低通滤波器，每个滤波器都为一个多路分量的滤波而设。n 维估算器 131 的输出 81 与自适应匹配滤波器 79 相连接。这些输出 81 用作自适应匹配滤波器 79 加权。自适应匹配滤波器 79 对基带信号加以过滤从而弥补由于在多路情况中没有大量使用导频信号而造成的信道失真。

[0036] 瑞克接收机 101 与锁相环(PLL)133 电路联合使用以除去载波偏移。载波偏移是由于发射机 / 接收机元件误配或其它射频失真而造成的。本发明 75 使用低级导频信号 135，该信号是使用导频伪随机噪声序列 91 对基带信号 77 的导频信号进行去扩频 87 而产生的。如图 7 所示，导频信号与单个输入锁相环 133 相连接。锁相环 133 测量导频信号 135 与参考相位 0 之间的相位差。去扩频导频信号 135 是与锁相环 133 相连的实际误差信号。

[0037] 锁相环 133 包括反正切分析仪 136、复数滤波器 137、积分器 139 以及相位复数转换器 141。导频信号 135 是对锁相环 133 的误差信号输入，并与复数滤波器 137 相连接。复数滤波器 137 包括两个增益级 143a、143b、一个积分器 145 和一个加法器 147。复数滤波器 137 的输出与积分器 139 相连接。频率的积分是相位，该相位被输出 140 至转换器 141。相位输出 140 与转换器 141 相连接，后者将相位信号转换成复数信号以便与基带信号 77 进行混频 151。由于上行操作是可交换的，锁相环 133 的输出 149 也是进入系统 75 的反馈环。

[0038] 如图 8A 所示，复共轭 123 的纠错信号 119 和锁相环 133 的输出信号 149 分别与位于发射器 181 里的混频器相连接，其目的是在发射前纠正信号。图 8A 中的发射机 181 与图 2 中的发射机 27 工作原理类似，只是前者的待发射信号在发射前已被预旋转。参照前面的图 8A，数据 164_1、164_2、164_3 通过使用前向纠错编码 (FEC)35 进行编码。两个双相调制的数据或符号 41a、41b 经复数伪随机噪声 (pn) 序列扩频，所得的 I45a 和 Q45b 扩频信号与纠错信号 119 相混频，与载波信号 51 进行上变频，并将 53 与其它具有不同扩频编码的扩频信号相结合。结果信号 55 通过从接收机锁相环 133 发出的信号 149 接受再次纠错。已完成相位和频率预校正的信号 56 接着被发射。这样，本发明用图 3A 中的系统 75 生成的信号 119、149 对发射信号做预校正，从而减少接收机所得信号在相位和频率方面的误差。

[0039] 参照前面的图 8B，所示为依照本发明另一实施例所制的发射机 183。这一实施例与图 8A 中的实施例类似，仅有的不同在于纠错信号 119 通过混频器 157 与基带数据信号混频。这样，基带数据在编码和扩频前已做预校正。当然，所属技术领域的技术人员应该意识到在纠错信号 119 与数据信号混频前还可能含有其它步骤。

[0040] 参照前面的图 8C，所示为依照本发明另一实施例所制的发射机 188。在此实施例中，纠错信号 119 和载波偏移信号 149 被输入至组合器，该组合器在发射前将所述信号与单个预校正信号结合，并通过混 频器 169 与加法器 53 的输出混频。

[0041] 最后，请注意，载波偏移纠错和预旋转纠错是相互独立的纠错方法。各自可以被单独使用。例如，系统可以只对载波偏移误差做预校正而不使用预旋转。或者，系统进行预旋转，而不对载波偏移误差加以纠正。

[0042] 虽然本文对本发明具体的实施例已做上述说明和描述，所属技术领域的技术人员在不离开本发明主旨和范围的前提下还可做很多调整和修改。以上描述仅以说明为目的，而非对本发明的某些方式方法加以限定。

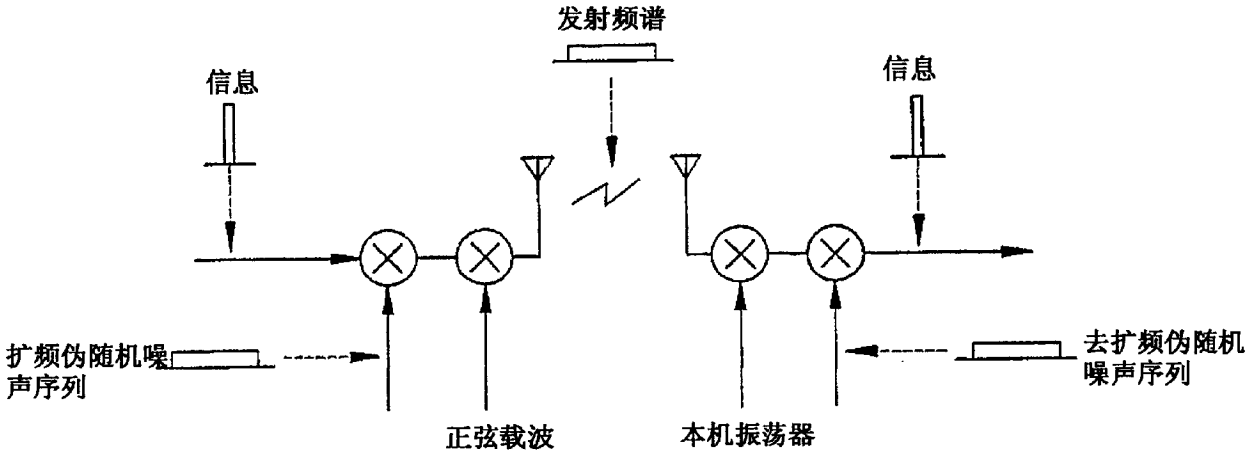

发射频谱
信息
信息
扩频伪随机噪声序列
去扩频伪随机噪声序列
正弦载波
本机振荡器

图1

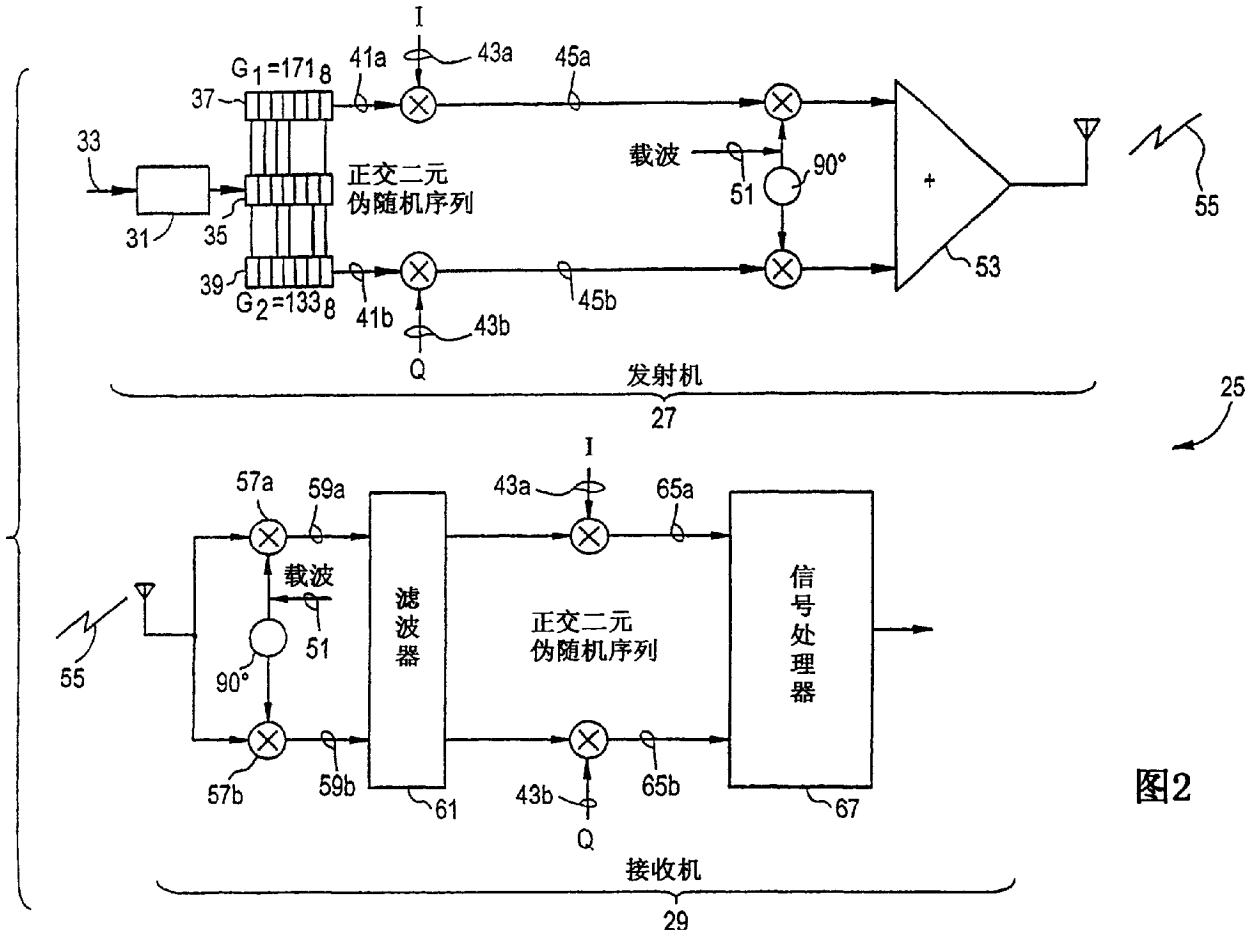
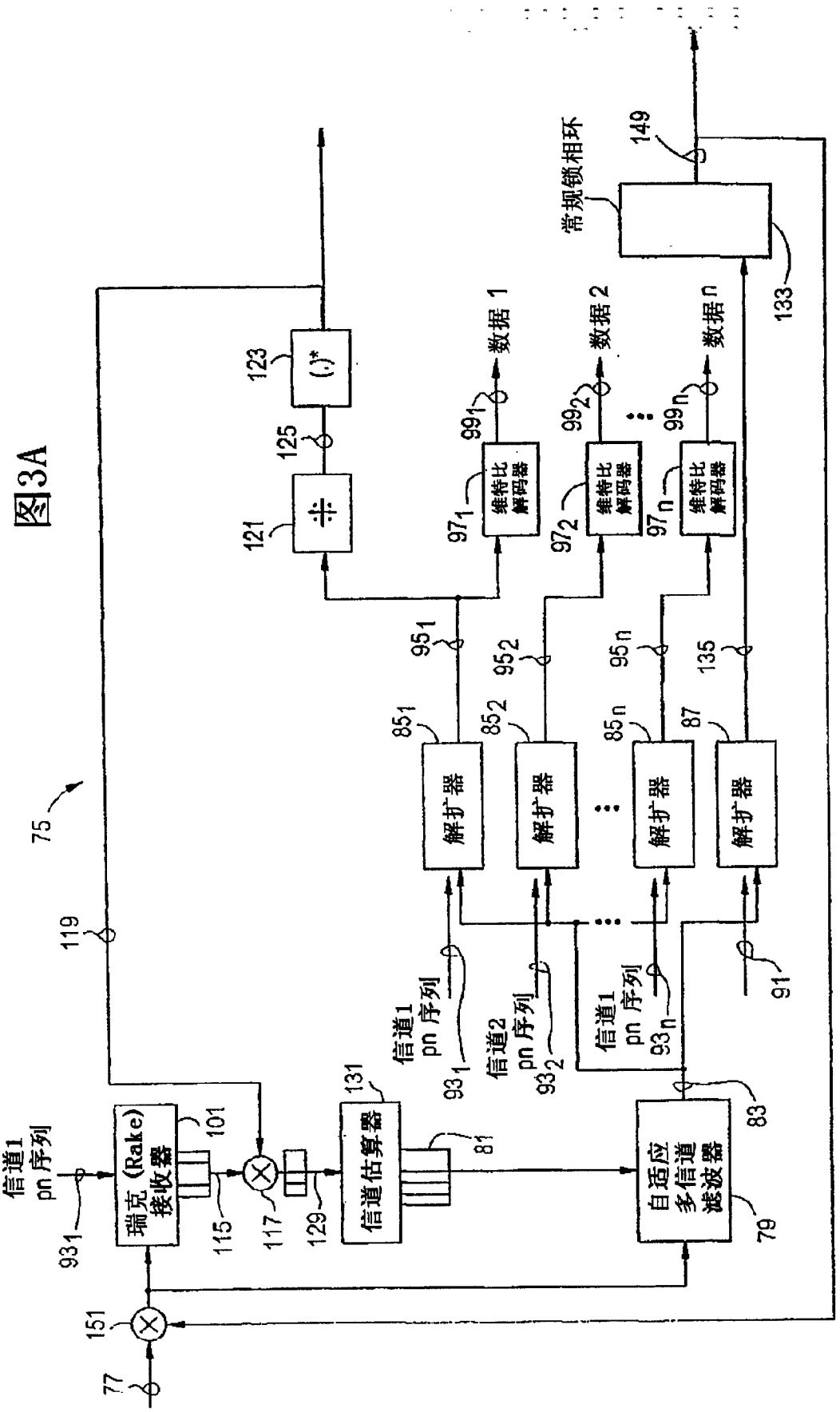

I
G_1=171 8
41a
43a
45a
37
33
正交二元伪随机序列
载波
51
90°
+
55
31
35
39
G_2=133 8
41b
45b
43b
53
Q
发射机
27
25
57a
59a
43a
65a
I
载波
滤波器
正交二元伪随机序列
信号处理器
55
51
90°
57b
59b
61
43b
65b
67
Q
接收机
29

图2


图3A
信道1 pn序列
瑞克 (Rake) 接收器
信道估算器
自适应多信道滤波器
常规锁相环
维特比解码器
解扩器
数据 1
数据 2
数据n
信道1 pn序列
信道2 pn序列
信道1 pn序列
(.)*
75
77
79
81
83
85
87
91
93
95
97
99
101
115
117
119
121
123
125
129
131
133
135
149
151

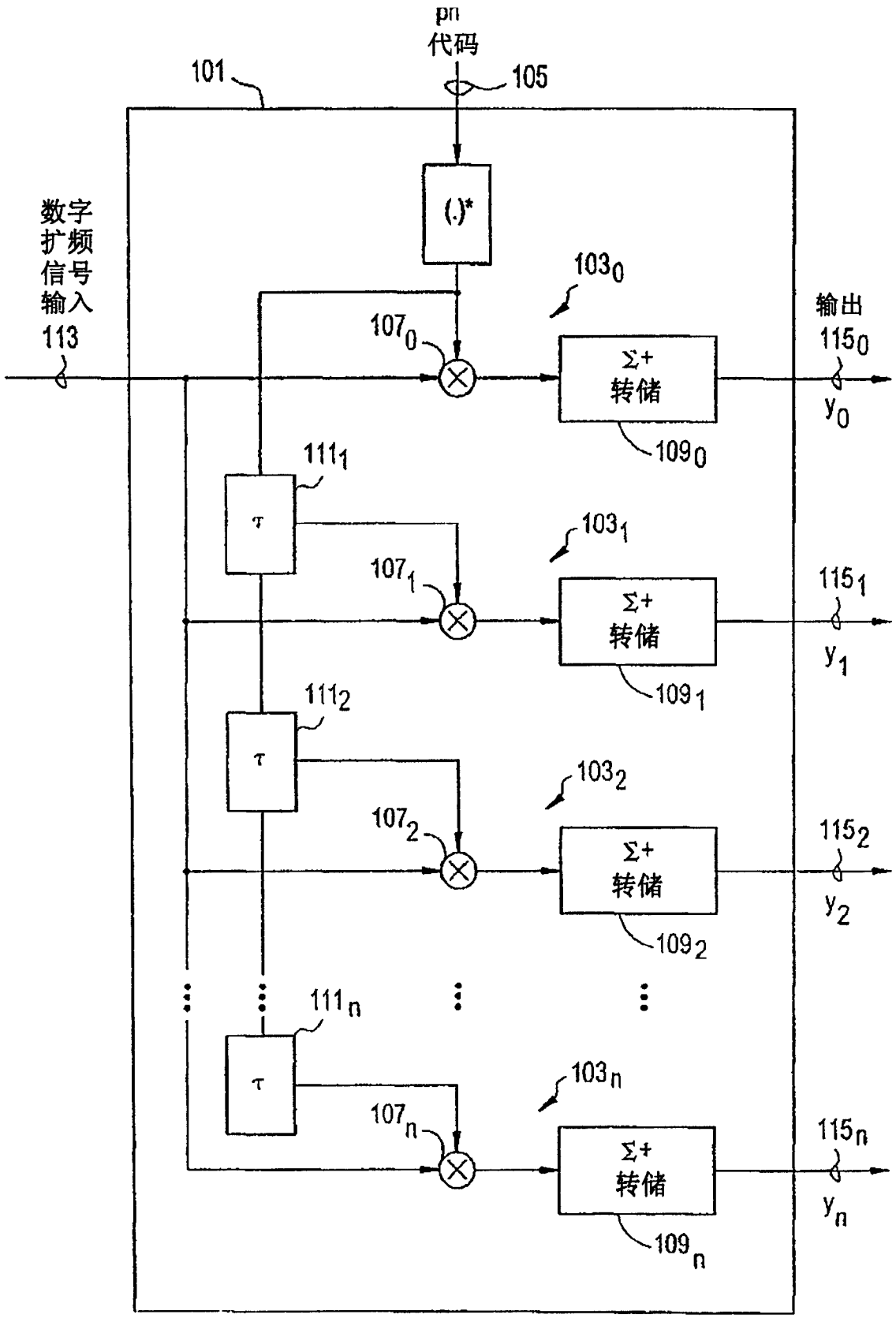

pn
代码
101
105
(.)*
数字
扩频
信号
输入
113
103_0
107_0
Σ+
转储
输出
115_0
y_0
109_0
111_1
τ
103_1
107_1
Σ+
转储
115_1
y_1
109_1
111_2
τ
103_2
107_2
Σ+
转储
115_2
y_2
109_2
111_n
τ
103_n
107_n
Σ+
转储
115_n
y_n
109_n

图3B

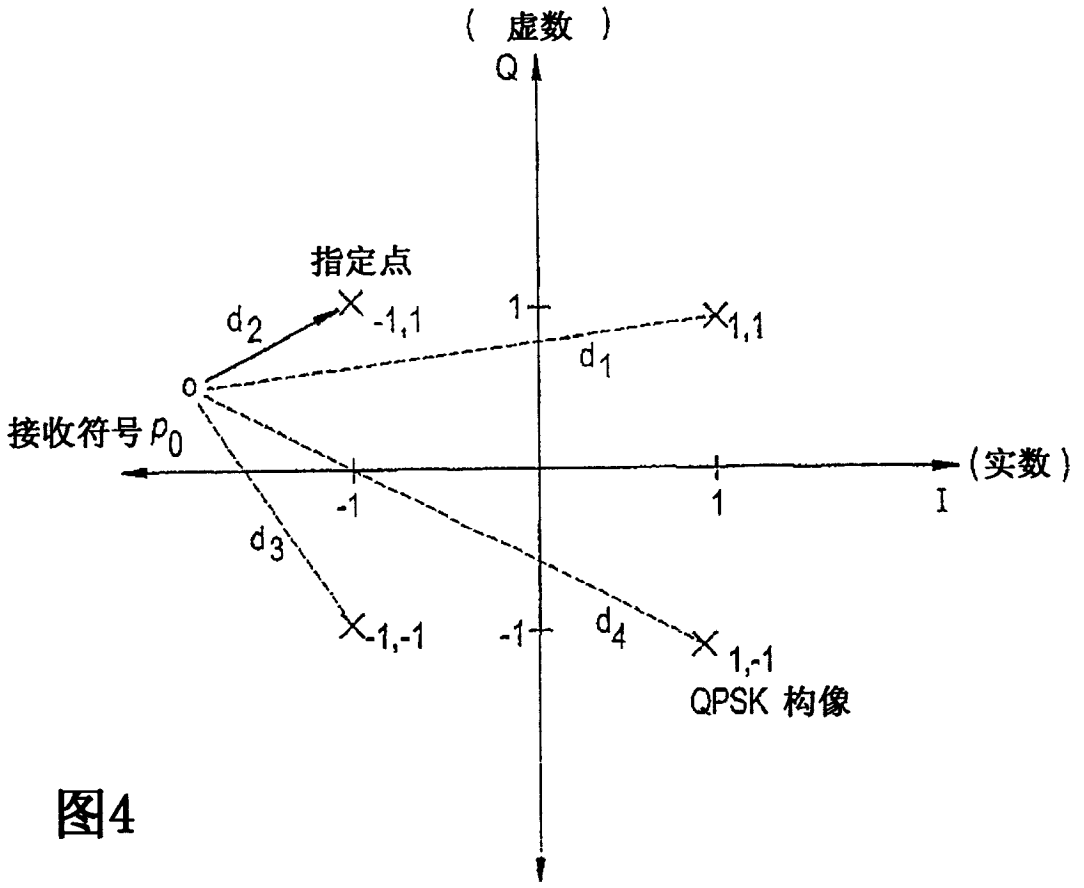


图4

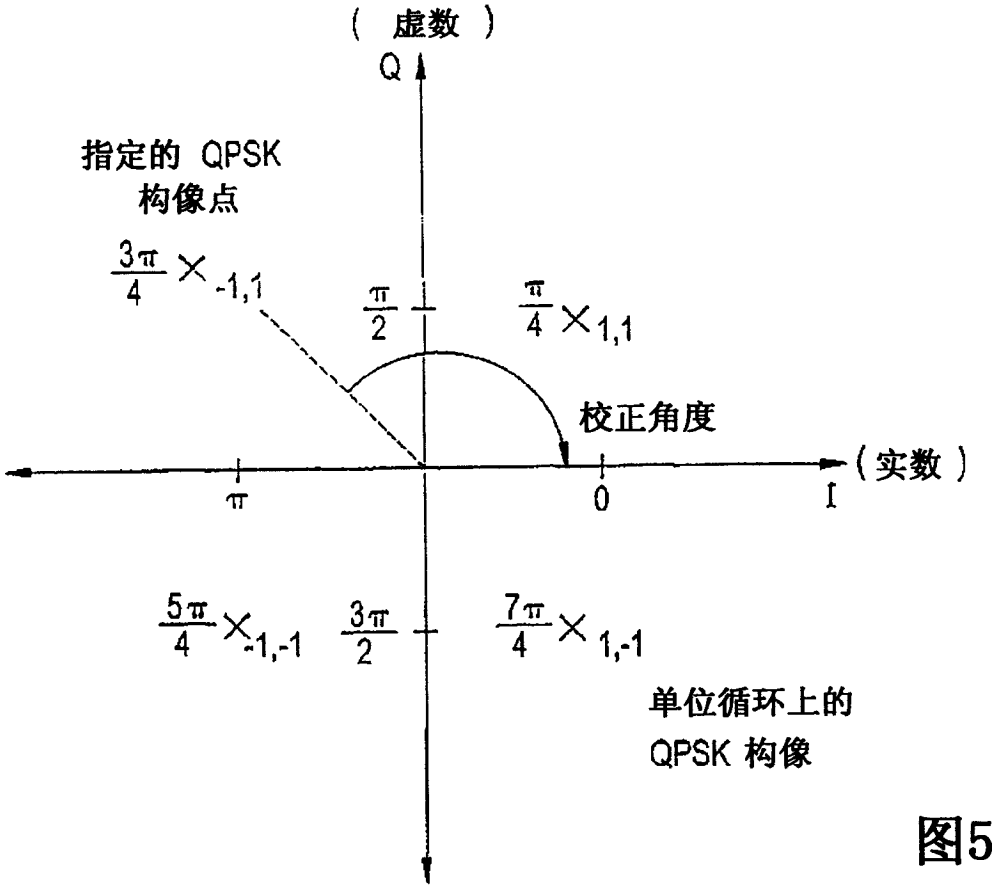

(虚数)
Q
指定的 QPSK
构像点
3π/4 ×-1,1
π/2
π/4 ×1,1
校正角度
(实数)
π
0
I
5π/4 ×-1,-1
3π/2
7π/4 ×1,-1
单位循环上的
QPSK 构像

图5

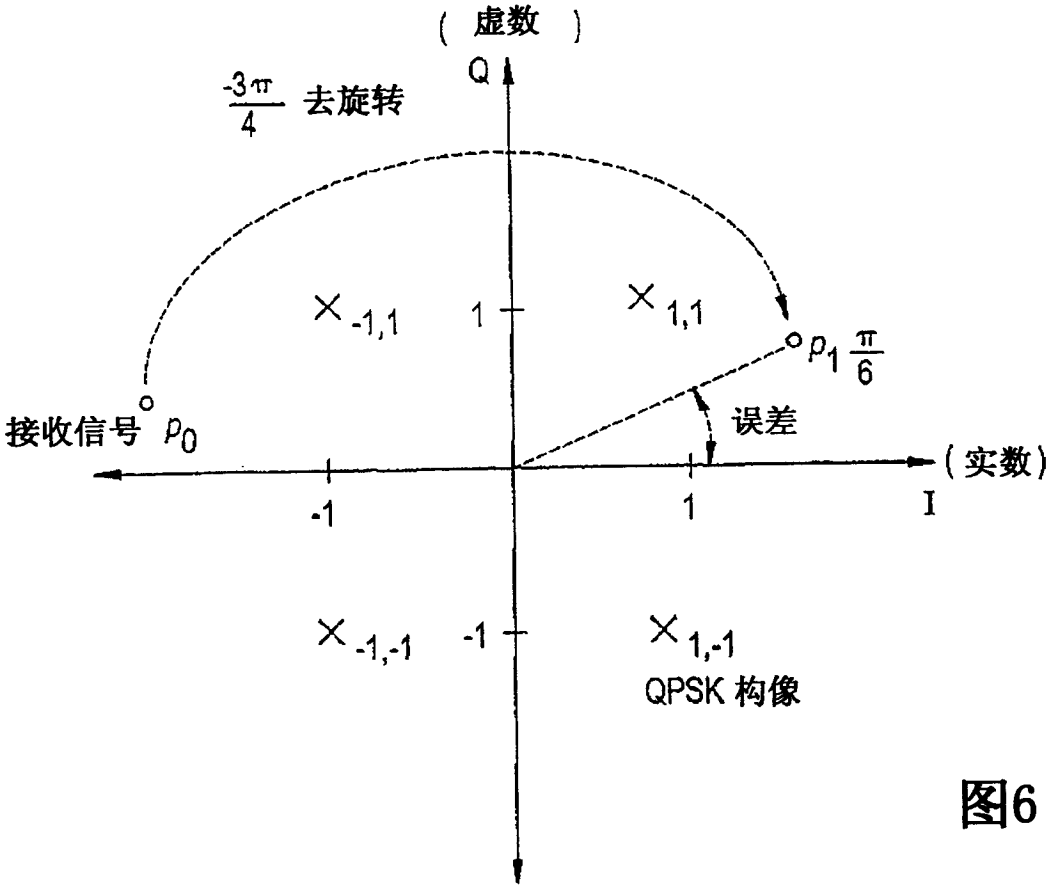

(虚数)
Q
$\frac{-3\pi}{4}$ 去旋转
$\times_{-1,1}$
1
$\times_{1,1}$
$p_1 \frac{\pi}{6}$
接收信号 p_0
误差
(实数)
-1
1
I
$\times_{-1,-1}$
-1
$\times_{1,-1}$
QPSK 构像

图6

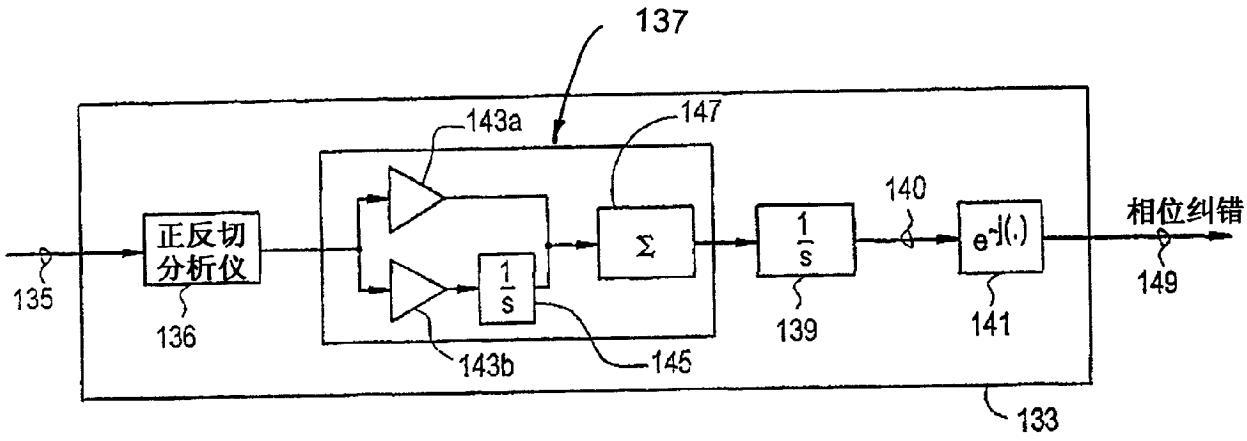

137
143a
147
140
正反切
分析仪
Σ
$\frac{1}{s}$
$e^{-j(.)}$
相位纠错
135
136
$\frac{1}{s}$
139
141
149
143b
145
133

图7

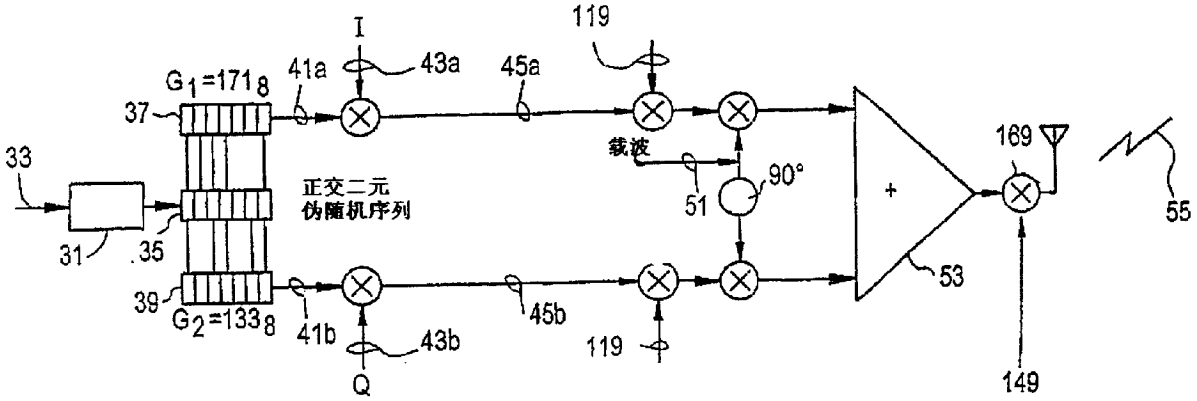

181
I
119
G_1=171 8
41a
43a
45a
37
33
载波
正交二元
伪随机序列
90°
51
169
55
31
.35
+
53
39
G_2=133 8
41b
45b
43b
119
Q
149

图8A

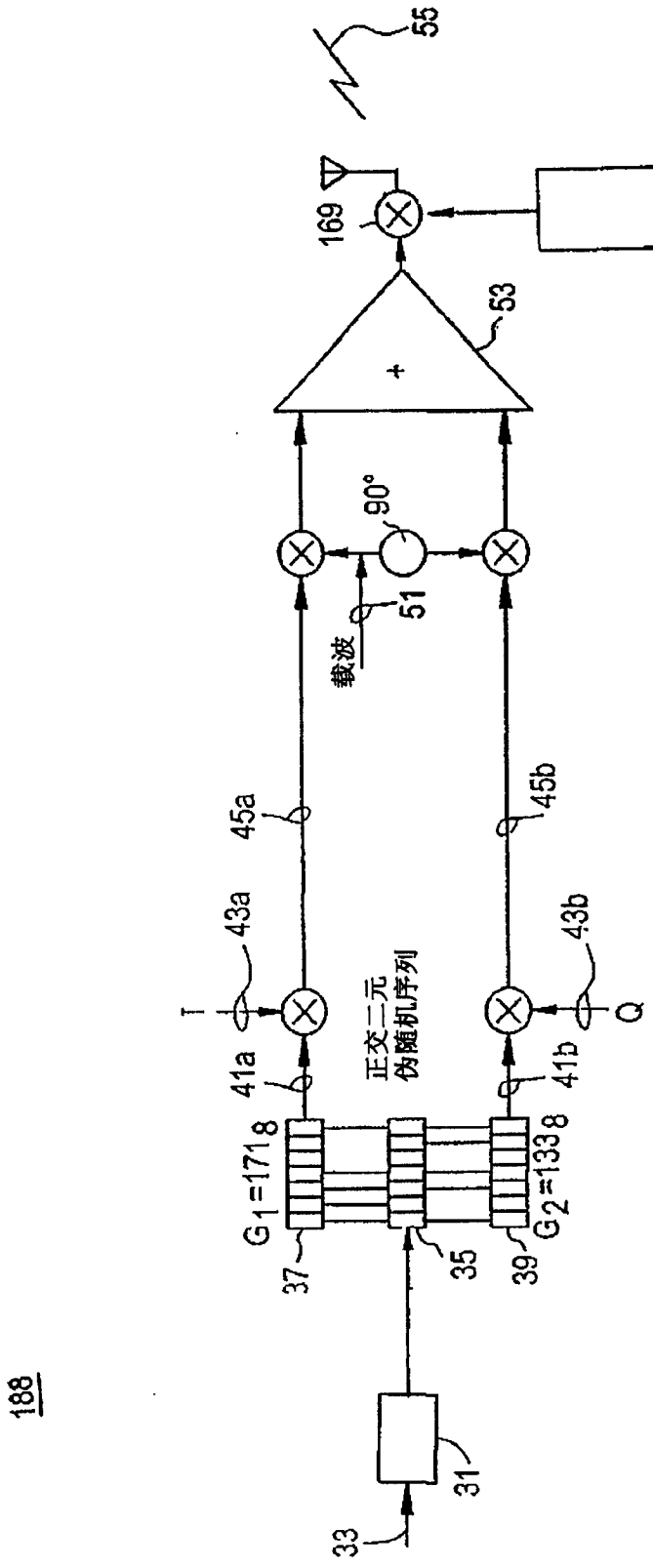

188
55
169
119
149
53
+
90°
51
载波
45a
45b
43a
43b
I
Q
正交二元
伪随机序列
41a
41b
G1=171 8
G2=133 8
37
35
39
31
33

图8C

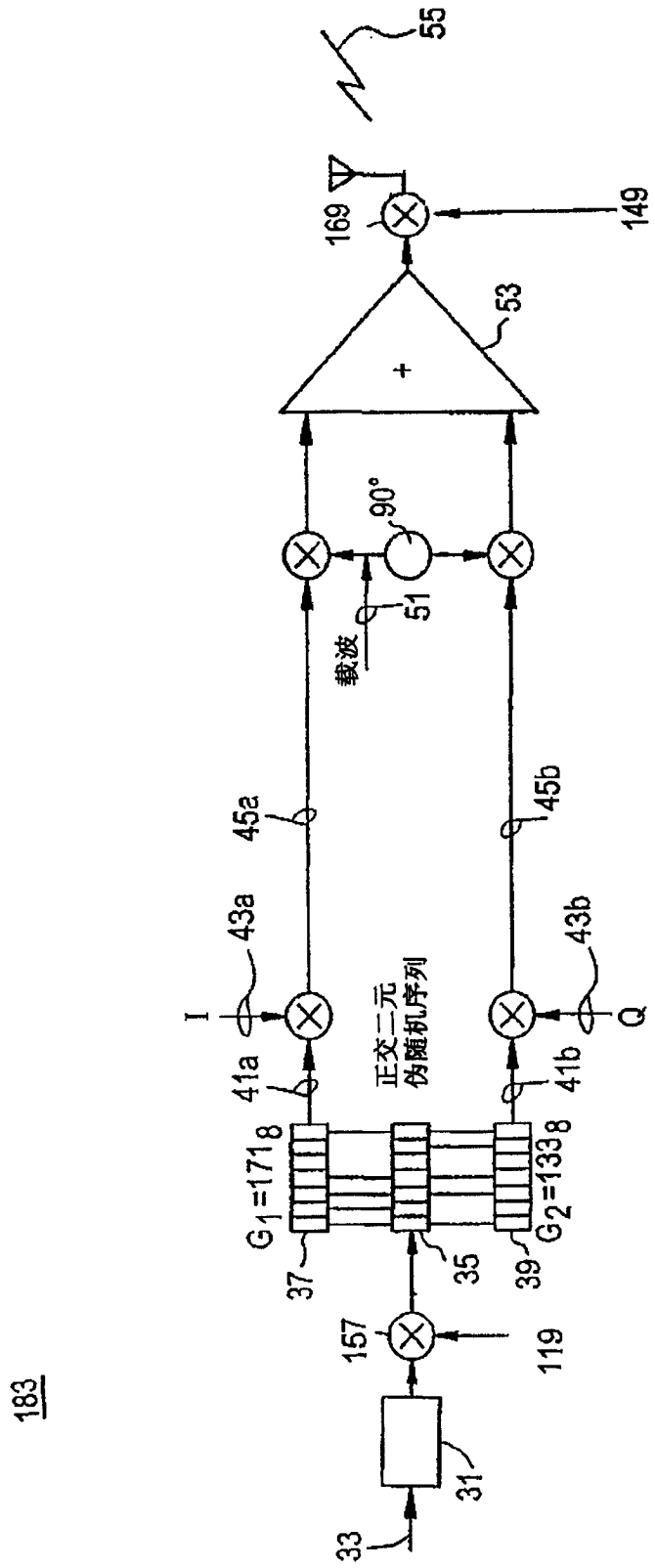

183
33
31
157
119
35
37
39
$G_1=171_8$
$G_2=133_8$
41a
41b
正交二元
伪随机序列
I
Q
43a
43b
45a
45b
载波
51
90°
53
169
149
55

图8B