

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04B 1/707 (2006.01)

H04B 7/216 (2006.01)



# [12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200610004606.8

[45] 授权公告日 2010 年 2 月 17 日

[11] 授权公告号 CN 100590988C

[22] 申请日 1998.10.9

[21] 申请号 200610004606.8

分案原申请号 98812099.2

[30] 优先权

[32] 1997.10.10 [33] US [31] 60/061,698

[73] 专利权人 高通股份有限公司

地址 美国加州

[72] 发明人 B·哈姆斯 B·巴特勒

G·斯金纳

[56] 参考文献

EP0748074A2 1996.12.11

US4969159A 1996.11.19

CN1134633A 1996.10.30

CN1133513A 1996.10.16

CN1103222A 1995.5.31

审查员 陈少蓓

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司

代理人 钱慰民

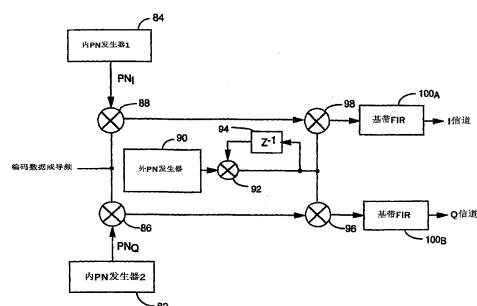
权利要求书 4 页 说明书 28 页 附图 12 页

[54] 发明名称

扩展谱通信系统中对信息信号进行扩展的装置

[57] 摘要

一种在扩展谱通信系统中对信息信号进行扩展以提供提高的信号捕获速度的技术。第一扩展码或码集用来对带有第二 PN 扩展码序列或函数的信息信号进行扩展。第二 PN 码与第一扩展码是同步的，但具有更长的周期，从而第二 PN 码的每一编码片在第一 PN 码的整个周期上延伸。更长的周期扩展码形成一个外码，它有助于提供非模糊的波束识别，并且容易地捕获存在动态改变信号路径延迟时的帧定时，改进信号的捕获。



1. 扩展谱通信系统中对信息信号进行扩展的装置, 其中, 数字信息信号是用第一伪随机噪声扩展码和第二伪随机噪声扩展码进行带宽扩展的, 以产生扩展谱信号, 其特征在于, 所述装置包含:

用于产生所述数字信息信号的装置;

扩展装置, 用来接收和组合所述第一伪随机噪声扩展码、所述第二伪随机噪声扩展码和所述数字信息信号, 来提供所述扩展谱信号, 其中, 所述第一伪随机噪声扩展码具有第一编码长度和第一编码周期, 所述第二伪随机噪声扩展码具有第二编码长度和第二编码周期, 所述第一编码长度比所述第二编码长度长, 而所述第二编码周期比所述第一编码周期长, 所述扩展装置包括:

第一扩展装置, 用于接收和组合所述第一伪随机噪声扩展码和所述数字信息信号, 以产生第一扩展谱信号; 以及

第二扩展装置, 用于接收和组合所述第二伪随机噪声扩展码和所述第一扩展谱信号, 以产生所述扩展谱信号。

2. 如权利要求 1 所述的装置, 其特征在于, 所述第二伪随机噪声扩展码是一个  $m$  序列伪随机噪声码的预选部分。

3. 如权利要求 1 所述的装置, 其特征在于, 还包含与所述第二扩展装置相连的发射装置, 用于接收所述扩展谱信号并将所述扩展谱信号调制到载波信号上。

4. 如权利要求 1 所述的装置, 其特征在于, 所述第一扩展装置包含:

第一伪随机噪声码发生器, 用于用第一多项式函数产生所述第一伪随机噪声扩展码的同相伪随机噪声码片编码; 以及

第二伪随机噪声码发生器, 用于用与所述第一多项式函数不同的第二多项式函数, 产生所述第一伪随机噪声扩展码的正交相伪随机噪声码片编码。

5. 如权利要求 4 所述的装置, 其特征在于, 所述第二扩展装置包含第三伪随机噪声码发生器, 用于用与所述第一多项式函数和所述第二多项式函数不同的多项式函数来产生所述第二伪随机噪声扩展码的伪随机噪声码片编码。

6. 如权利要求 5 所述的装置, 其特征在于, 所述第二扩展装置还包含:

存储装置, 用于存储所述第二伪随机噪声扩展码;

延迟装置, 用于接收所述存储的第二伪随机噪声扩展码并对其施加一个码片延迟以产生延迟的伪随机噪声扩展码;

第一乘法装置,用于接收和形成所述存储的第二伪随机噪声扩展码和所述延迟的伪随机噪声扩展码的乘积并将所述乘积提供作为一差分编码输出;以及

第二乘法装置,用于接收并将所述差分编码输出和所述第一扩展谱信号相乘以产生所述扩展谱信号。

7. 如权利要求6所述的装置,其特征在于,所述第二伪随机噪声扩展码具有288个码片的长度,所述288个码片中开头的24个码片是-1-1 1-1 1-1 1 1-1-1-1 1-1 1-1 1 1-1-1-1-1-1 1-1 1,其余的码片为1。

8. 如权利要求1所述的装置,其特征在于,所述第二扩展装置包含:

用于产生和组合所述第二伪随机噪声扩展码和一个码片延迟的所述第二伪随机噪声扩展码,以产生一差分编码输出的装置;以及

乘法装置,用于接收并将所述差分编码输出和所述第一扩展谱信号相乘以产生所述扩展谱信号。

9. 如权利要求8所述的装置,其特征在于,所述差分编码输出为第一级差分编码输出。

10. 如权利要求8所述的装置,其特征在于,所述差分编码输出为第二级差分编码输出。

11. 如权利要求8所述的装置,其特征在于,所述差分编码输出为相干差分编码输出。

12. 如权利要求1所述的装置,其特征在于,所述第二扩展装置包含:

延迟装置,用于接收所述第二伪随机噪声扩展码并对其施加一个码片延迟以产生延迟的伪随机噪声扩展码;

第一乘法装置,用于接收和形成所述第二伪随机噪声扩展码和所述延迟的伪随机噪声扩展码的乘积并将所述乘积提供作为一差分编码输出;以及

第二乘法装置,用于接收并将所述差分编码输出和所述第一扩展谱信号相乘以产生所述扩展谱信号。

13. 扩展谱通信系统中对信息信号进行扩展的装置,其中,数字信息信号是用第一伪随机噪声扩展码和第二伪随机噪声扩展码进行带宽扩展的,以产生扩展谱信号,其特征在于,所述装置包含:

用于产生所述数字信息信号的装置;

扩展装置,用来接收和组合所述第一伪随机噪声扩展码、所述第二伪随机噪声扩展码和所述数字信息信号,来提供所述扩展谱信号,其中,所述第一伪随机噪

声扩展码具有第一编码长度和第一编码周期,所述第二伪随机噪声扩展码具有第二编码长度和第二编码周期,所述第一编码长度比所述第二编码长度长,而所述第二编码周期比所述第一编码周期长,所述扩展装置包括:

用于接收和组合所述第一伪随机噪声扩展码和所述第二伪随机噪声扩展码以产生一扩展码的装置;以及

用于接收和组合所述扩展码和所述数字信息信号以产生所述扩展谱信号的装置。

14. 如权利要求 13 所述的装置,其特征在于,所述第二伪随机噪声扩展码是一  $m$  序列伪随机噪声码的预选部分。

15. 如权利要求 13 所述的装置,其特征在于,还包含与所述扩展装置相连的发射装置,用于接收所述扩展谱信号并将所述扩展谱信号调制到载波信号上。

16. 如权利要求 13 所述的装置,其特征在于,所述扩展装置包含:

第一伪随机噪声码发生器,用于用第一多项式函数产生所述第一伪随机噪声扩展码的同相伪随机噪声码片编码;以及

第二伪随机噪声码发生器,用于用与所述第一多项式函数不同的第二多项式函数,产生所述第一伪随机噪声扩展码的正交相伪随机噪声码片编码。

17. 如权利要求 16 所述的装置,其特征在于,所述扩展装置还包含第三伪随机噪声码发生器,用于用与所述第一多项式函数和所述第二多项式函数不同的多项式函数来产生所述第二伪随机噪声扩展码的伪随机噪声码片编码。

18. 如权利要求 17 所述的装置,其特征在于,所述用于接收和组合所述第一伪随机噪声扩展码和所述第二伪随机噪声扩展码以产生一扩展码的装置包含:

存储装置,用于存储所述第二伪随机噪声扩展码;

延迟装置,用于接收所述存储的第二伪随机噪声扩展码并对其施加一个码片延迟以产生延迟的伪随机噪声扩展码;

第一乘法装置,用于接收和形成所述存储的第二伪随机噪声扩展码和所述延迟的伪随机噪声扩展码的乘积并将所述乘积提供作为一差分编码输出;

第二乘法装置,用于接收并将所述差分编码输出和所述第一伪随机噪声扩展码相乘以产生所述扩展码。

19. 如权利要求 18 所述的装置,其特征在于,所述第二伪随机噪声扩展码具有 288 个码片的长度,所述 288 个码片中开头的 24 个码片是-1-1 1-1 1-1-1 1 1-1-1-1 1-1 1 1-1-1-1-1-1 1-1 1,其余的码片为 1。

20. 如权利要求 13 所述的装置，其特征在于，所述用于接收和组合所述第一伪随机噪声扩展码和所述第二伪随机噪声扩展码以产生一扩展码的装置包含：

用于产生和组合所述第二伪随机噪声扩展码和一个码片延迟的所述第二伪随机噪声扩展码，以产生一差分编码输出的装置；以及

乘法装置，用于接收并将所述差分编码输出和所述第一伪随机噪声扩展码相乘以产生所述扩展码。

21. 如权利要求 20 所述的装置，其特征在于，所述差分编码输出为第一级差分编码输出。

22. 如权利要求 20 所述的装置，其特征在于，所述差分编码输出为第二级差分编码输出。

23. 如权利要求 20 所述的装置，其特征在于，所述差分编码输出为相干差分编码输出。

24. 如权利要求 13 所述的装置，其特征在于，所述用于接收和组合所述第一伪随机噪声扩展码和所述第二伪随机噪声扩展码以产生一扩展码的装置包含：

延迟装置，用于接收所述第二伪随机噪声扩展码并对其施加一个码片延迟以产生延迟的伪随机噪声扩展码；

第一乘法装置，用于接收和形成所述第二伪随机噪声扩展码和所述延迟的伪随机噪声扩展码的乘积并将所述乘积提供作为一差分编码输出；以及

第二乘法装置，用于接收并将所述差分编码输出和所述第一伪随机噪声扩展码相乘以产生所述扩展码。

## 扩展谱通信系统中对信息信号进行扩展的装置

本申请是申请日为1998年10月9日申请号为第98812099.2号发明名称为“在多用户通信系统中的多层伪随机噪声码扩展”的中国专利申请的分案申请。

### 发明背景

#### I. 发明领域

本发明涉及扩展谱通信系统，如无线数据或电话系统，以及卫星通信系统。本发明尤其涉及产生、识别和捕获采用分层或覆盖的伪随机噪声(PN)扩展的扩展谱通信信号以及具有不同周期或码片速率的标识符码的方法和装置。

#### II. 相关技术的描述

人们已经开发了各种多址通信系统和技术，用来在大量的系统用户之间传送信息，如码分多址(CDMA)扩展谱技术。多址通信系统中的CDMA技术见美国专利4,901,307中所描述的原理，该专利在授权日是1990年2月13日，标题是“采用卫星或地面转发器的扩展谱多址通信系统(Spread Spectrum Multiple Access Communication System Using Satellite Or Terrestrial Repeater)”；以及美国专利5,691,974，其授权日是1997年11月25日，其标题是“采用全频谱发射功率在扩展谱通信系统中用来跟踪各接收方相位时间和能量的方法和装置(Method and Apparatus for Using Full Spectrum Transmitted Power in a Spread Spectrum Communication System for Tracking Individual Recipient Phase Time and Energy)”，二专利已转让给本发明的受让人，在此引述供参考。

这些专利所揭示的通信系统中，大量通常为移动或远端系统用户采用收发器与其他的系统用户或所要求的信号接收方进行通信，例如通过所连接的公共电话交换网。这些系统用户通过汇接局和卫星，或地面基站(也称为区站或小区)用CDMA扩展谱通信信号进行通信。

在典型的扩展谱通信系统中，采用一组或多组或者一对或多对预选的伪随机噪声(PN)码序列在将用户信息信号调制到载波上用于传输作为通信信号之前，在预定的频带上调制或‘扩展’用户信息信号。PN扩展是一种扩展谱传输方法，这是本领域中众所周知的，它产生比基础数据信号宽得多的带宽的通信信号。在基站或

汇接局对用户的通信链路(也称为前向链路)中, PN 扩展码或二进制序列用来鉴别不同基站所发射的信号, 或不同波束、卫星或汇接局的信号以及多径信号。

这些编码通常是由给定小区或波束中的所有通信信号所共享的, 并且在相邻波束或小区之间是有时间偏移的, 以产生不同的扩展码。时间偏移提供特有的射束标识符, 它可以用作波束对波束的切换, 或用来确定相对于基本通信系统定时的信号定时。

在典型的 CDMA 扩展谱通信系统中, 采用信道化码来区别小区中在前向链路上不同用户的信号或卫星波束中发射的用户信号, 或者子波束。即, 每一用户收发器有其自身在用特有‘覆盖’的或‘信道化’正交码在前向链路上提供的正交信道。沃尔什函数通常用来实现信道化码, 对于地面系统, 具有典型长度在 64 码片的数量级, 对于卫星系统是 128 个码片的数量级。该结构中每一沃尔什函数 64 或 128 个码片通常称为沃尔什码元。

CDMA 信号处理中使用的基于 PN 码调制技术使得能够快速鉴别相似频谱的通信信号。如果路径长度之差使相对传播延迟超过 PN 码片周期这使得跨越不同传播路径的信号能够相互鉴别。如果采用的是比方说是约 1.22MHz 的 PN 码片速率则扩展谱通信系统可以区别或鉴别路径延迟或到达时间大于 1 微秒的信号或信号路径差别。

宽带 CDMA 技术使得能够更容易地克服多径衰落的问题, 并且具有相当高的信号增益。然而, 还具有某种形式的信号分集, 从而进一步减小通信系统中有相对用户和卫星或资源运动时与捕获和解调信号相关的衰落的恶劣影响和其他的问题。这种运动以及大的距离使得在路径长度中出现很大的动态变化。通常, 在扩展谱通信系统中采用三种类型的分集, 包括时间分集、频率分集和空间分集。时间分集是用纠错编码或简单重复和信号分量的时间交错来获得, 而频率分集的形式是通过在宽带宽上对信号能量进行扩展来提供的。空间分集是用多个信号路径通常是通过不同的天线或通信信号波束来提供的。

典型 CDMA 扩展谱通信系统考虑对前向链路用户终端通信采用相干调制和解调技术。在采用该方法的通信系统, ‘导频’信号(或其他已知信号)可以用作汇接局或卫星对用户以及基站对用户链路的相干相位基准。即, 通常不含有数据调制的导频信号是由基站或汇接局在整个覆盖区中发射的。单个的导频通常是由每一个汇接局或基站对每一所使用的频率(通常称为 CDMA 信道、FDM 信道或某些系统中的子波束)发射的。该导频是由采用来自公共资源的 CDMA 信道的所有用户所共享的。通常,

每一扇区在卫星系统在每一卫星波束或频率或子波束中转发导频信号时有其自己特有的导频信号，而这些卫星波束或频率或子波束是由采用卫星的汇接局发出的。这提供了可以相互区别以及区别不同的波束和小区并提供简化的信号捕获的信号。

导频信号是由用户终端用来获得初始系统同步的，并且用来提供所发射的信号的健康时间、频率和相位跟踪以及信道增益基准的。从导频信号获得的相位信息被用作通信系统或用户信息信号相干解调的相位基准。用于导频信号通常是不包含数据调制的，它们通常是由被调制到载波频率上去的 PN 扩展码组成。有时，PN 扩展码称为导频码序列。PN 扩展码通常是相互时移的，以获得可鉴别的导频信号。

导频信号通常用来测定所接收的通信信号的相对信号或波束强度。在许多系统中，导频信号通常还是在比典型的业务信号或其他的数据信号更高的功率水平下发送的，以提供一个更大的信噪比和干扰容限。该更高的功率电平还使得在用相对较宽的带宽和更低成本的相位跟踪电路提供很精确的导频载波相位跟踪时对导频信号高速完成初始的捕获搜寻。

作为建立通信链路过程的一部分，用户终端采用称为‘搜寻器接收机’或简称为‘搜寻器’的接收机，来在未知载波频率偏移出现时使导频相位和 PN 扩展码定时同步。有几种技术和装置已被用来提供这种搜寻器功能。一种这样的技术见美国专利 5,109,390，其标题是“CDMA 蜂窝电话系统中的分集接收机(Diversity Receiver In A CDMA Cellular Telephone System)”，其授权日是 1992 年 4 月 28 日，该专利已转让给本发明的受让人，在此引述供参考。

与导频捕获/同步以及信号解调过程相关的一个问题是用户捕获导频信号所需的时间量。更准确地说，是捕获产生导频信号中所使用的 PN 扩展码的用以解调其他通信信号的相位或定时。

在地面转发器系统(如陆基无线蜂窝电话服务)中，采用相当长的 32,687 个码片的 PN 码序列，它受控于每秒 1.2288 兆码片(Mcps)数量级的码片速率的时钟控制。这一长度用来鉴别具有大量空间靠近的小区的系统中的信号。由于这样的无线系统具有一致的强导频信号，捕获时间能保持较短的长度。即，采用健全的导频信号，以及极少或没有 Doppler 频移或相似的效果，选择和验证正确相位或信号定时所需的时间仍然相当短。然而，对于基于卫星的系统，对频率的 Doppler 效应以及导频信号功率和较低功率导频信号一起变坏通常会产生捕获和验证导频信号定时更长的时间。

所以，考虑到测试假设、验证等所需的时间较长，人们已经考虑了更短的 PN

扩展码,以便大大缩短整个搜寻或捕获的时间。在这种类型的通信环境中,人们已经考虑了长度在 1024 个码片数量级的 PN 码,在上述码片速率下,它产生约 833 微秒的编码长度。许多系统将承载信息的信道分成许多的二进制位块或“帧”,这些位在可以使用前需要进行帧同步。信息位准确的含义或后续处理是帧中位置的函数(function)。这样的数据帧其长度通常是 20 至 80 毫秒,这在与更短的 PN 码一起工作时,在确定合适的帧定时中产生一些问题。短的 PN 码其自身留下了许多未解决的帧定时的假设。正确的帧定时仅仅可以通过不同假设的尝试和差错来发现。帧定时中的这种不定性延迟了信息信道或信号的捕获。

不幸的是,从汇接局到卫星以及卫星到用户或收发器的信号转发的路径延迟还对缩短 PN 码产生这样一个主要的问题。所包含的距离,即使是在低地球轨道的情况下,也对信号产生显著的路径延迟,这是随卫星轨道的位置而变化很大的。这对不同的卫星或信号源的信号时间偏移,相互明显移动,从而相互具有偏移的信号开始对齐,这避免了正确信号的差异。即,信号是受 7 毫秒数量级的路径延迟动态范围影响的,这意味着它们在时间上不再是分开的,并且不再是能够恰当区分为是波束或信号源了。使 PN 扩展码的长度稍稍增加的一个明显的解决方案在信号捕获中再引入了所不要求的时间延迟。

所以,我们需要的是一种使前向链路信号扩展的新技术,从而接收机仍然能够捕获用于在短时间间隔内的信号解调的相位和波束标识信息,并补偿与卫星相对于信号接收方移动相关的相当高的信号延迟路径和更低功率的导频信号。

### 发明概述

考虑到相对于捕获和处理扩展谱通信系统中的通信信号技术中的上述和其他的问题,本发明的一个目的是改善信号的捕获。

本发明的一个优点是它提供了将短 PN 序列用于信号捕获,同时保持信号区分用于标识,并改善对信息信道定时的同步。

本发明的这些和其他的目的、优点和目的是在扩展谱通信系统中对信号进行扩展的方法和装置中实现的,其中,数字信息信号是用预选的伪随机噪声(PN)扩展码进行带宽扩展的,用以产生扩展谱调制信号。典型的通信系统是一种采用多个卫星转发器从汇接局类型的基站接收通信信号并将它们转发到一个或多个具有接收机的移动站或便携站的无线数据系统或电话系统。这样的系统中的信息信号通常根据需要被从模拟形式转换成数字形式,并且随后在转发到系统用户前交错并编码,

用于检错和纠错。经编码的信号可以与一个或多个正交函数组合起来，以提供信息信号的信道化。

在一种较佳实施例中，第一个 PN 扩展码是用预选的第一编码长度和第一周期或周期性产生的。这一编码称为内码。产生的第二个 PN 编码序列具有第二个预定的编码长度，并且周期大大长于第一个的周期。该编码称为是一个外码。PN 编码可以分别用第一个和第二个 PN 发生器来产生。在某些系统中，PN 编码发生装置或电路在产生某些编码或序列时是可以时间共享的。第二 PN 码或编码发生器的更新或生成速率或“码片速率”显著低于第一个的更新或生成速率。

通常，第一 PN 扩展码被输入到第一扩展装置或元件，用来对要传送的信息信号进行扩展，从而产生第一扩展谱信号。所产生的第一扩展谱信号被输入到第二扩展元件，在此与第二 PN 码序列组合，产生第二扩展谱信号。通常，采用乘法器在每一步骤处将 PN 码和信号组合起来。所产生的扩展谱信号可以被转发到发送电路用于调制到载波信号上，随后由通信系统传送到一个或多个系统用户。

然而，在本发明的进一步的方面中，第二 PN 码首先与信息信号组合，随后用第一 PN 码对合成信号进行扩展。也可以将两个编码组合起来，产生一个特有的扩展码，该特有的扩展码基本上是一个经外码修改的内码，随后用来对信息信号进行扩展。

在一种典型的扩展谱系统中，信息信号被等同地应用于同相信道和正交相信道，并且第一扩展元件采用 PN 码发生器，用第一多项式函数产生一个同相的 PN 码片用于第一信道，采用第二 PN 码发生器，用第二个不同的多项式函数产生用于其他信道的正交相 PN 码片。第二扩展元件采用第三 PN 编码发生器，用另一个多项式函数产生第三 PN 码片。

整个第一 PN 扩展码周期等于用于第二 PN 码的一个码片周期，并且使 PN 码的各个周期在同一时间开始时同步。例如，这些编码可以作为  $m$  个序列的 PN 码的预选部分，或增加长度的最大长度的线性序列 PN 码。更长的总编码周期 PN 码或编码序列形成一个‘外’码，对于该外码，系统定时更容易捕获，同时，更短周期的 PN 扩展码形成一‘内’码，以保持信号非干扰的要求的电平。整个效果是提供了一种改进的信号识别和与信号定时的同步，同时保持合理的快速信号捕获。

采用长度是 1024 的第一 PN 码时，用于本发明第二 PN 码的编码序列是 288 个码片长，并具有以序列或集合-1-1 1-1 1-1-1 1 1-1-1-1 1-1 1 1-1-1-1-1-1 1-1 1 开始并以全 1 结束的码片值。有用编码也可以是-1-1-1 1 1-1 1-1-1 1-1 1 1 1-1

1 1 1-1-1-1-1-1-1-1-1-1 1 1 1...1。另一个有用的编码是用特征多项式  $Q(z) = 1 + z^3 + z^4 + z^6 + z^9$  产生的，并且然后采用 288 个码片序列。

在本发明的另一些方面中，扩展元件可以通过将预选的 PN 码存储在数据存储装置中或存储元件如 ROM 或 RAM 电路中来实现。随后检索并提供这些编码作为乘法器的输入，乘法器也接收相应的信息或扩展信号作为输入。

第二 PN 码也可以另外编码，通过使检索的编码通过一个码片延迟元件并输入到也接收没有延迟的编码的另一个乘法器，来减少相位相干的要求。乘法器在延迟的 PN 码和非延迟的 PN 码之间形成一个乘积，并提供该乘积作为不同编码的输出。另外，数据存储可以含有不同编码形式的第二 PN 码序列。

在通信系统的接收侧，这种多层扩展谱通信信号的定时是用首先在其中将通信信号解调以去掉载波并且随后进行去扩展的接收机来捕获的。去扩展器或去扩展装置将接收的扩展谱信号与第二或内 PN 扩展码组合，产生第一级或中间的去扩展信号。采用累加器在第二 PN 码的周期上或第一编码的码片周期上将该去扩展的信号累加，并区别地检测顺序累加信号之间的相移，或对累加信号进行译码。检测的信号经过一个匹配滤波过程，并将结果与预选的阈值比较。另外，比较中所采用的阈值是可以通过在第一 PN 编码周期上确定被检测的信号的幅度的平均值来预选或产生。该值是可以恰当取比例的。

### 附图简述

在参照附图详细描述了本发明以后，读者将会更清楚地了解本发明的特征、目的和优点，其中，相同的参考字符表示相同的元件。

图 1 是典型的无线通信系统的示意图；

图 2 是汇接局发送阶段的方框图；

图 3 描绘的是图 2 所示发送阶段的发送调制器；

图 4a 和 4b 是图 3 所示发送调制器的双阶段 PN 扩展部分，它是按照本发明的原理构成和工作的；

图 5 绘出的是典型的相对内、外 PN 扩展码和 PN 标识符码时序；

图 6 是一个用户终端接收机；

图 7 是图 6 所示双电平 PN 码相关器和信号捕获电路；

图 8 是给定的匹配滤波器和采用较长码的编码组合之间积分(integrated)能量中的相对差异；

图 9 描绘的是建议编码的典型时序关系;

图 10 描绘的是图 7 或 11 所示捕获电路中使用的典型编码发生器;

图 11 是另一种双层 PN 码相关器和信号捕获电路的图; 以及

图 12 是图 11 所示捕获电路中使用的典型块相关器。

### 较佳实施例的详细描述

本发明提供了一种新的扩展技术或扩展谱通信系统中的信息信号进行扩展谱调制的新技术。该标识用来测量时间延迟, 和确定相互间软切换和定位操作的信号时序。本发明的技术去掉了现有技术中解调和处理用户终端接收的每一波束的要求以便恰当识别波束或其来源。

这是通过将第一 PN 扩展码或码集以及第二 PN 编码序列或函数应用于所要求的信息扩展信号来完成的。第二 PN 码序列是与第一 PN 扩展码同步的, 但采用比第一 PN 序列中更长的码片周期。即, 第二 PN 码被时钟锁定在与第一个相关的速率下, 从而第二 PN 码的每一个编码片在第一编码或编码码元的整个周期上延伸。第二 PN 码形成一个‘外’码, 该外码改进了信号源(这里是波束)的识别, 并使信号的捕获更容易。第一个 PN 码形成一个‘内’扩展码, 它提供了要求的信号隔离和区分的电平, 并避免了射束相互间的干扰。外码可以被看成是重叠在第一个上, 或者被看成是产生“分层的”PN 码。另外, 内码和外码相互作用, 形成一种保持所需宽带扩展函数同时提供在快速信号捕获和切换中使用的健全的波束或信号源识别的新型的扩展函数或编码。

典型的其中采用本发明的无线通信系统如无线电话系统如图 1 所示。图 1 中所示的通信系统 10 采用扩展谱调制技术在远端或移动用户终端与系统汇接局或基站之间进行通信。在图 1 中所示的一部分通信系统中, 一个基站 12 和两个卫星 14 和 16 以及两个相关的汇接局或枢纽(hub) 24 和 26 用来实现与两个移动站或用户终端 20 和 22 或其他站进行通信。本发明还可以用于基于卫星或地面的通信系统, 正如本领域中的技术人员所知道的那样。

移动站或用户终端 20 和 22 中的每一个具有或包含一个无线通信装置, 如(但不限于)蜂窝电话、数据收发器或转发装置(如计算机, 个人数据助手、传真机)或寻呼或定位接收机。通常, 这种单元或者是手提的, 或者是车载的, 视不同情况而定。这里, 用户终端 22 被绘成是一种便携式手提电话。尽管这些用户终端的讨论是针对移动单元的, 但应当理解, 本发明的原理也可以应用于固定单元, 或其他

类型要求远端无线服务的终端。后一种类型的服务尤其适合于世界上许多远端区域中用卫星建立通信链路的情况。另外，无线服务可以用于结构的内部区域以及‘开放式’场合。

本例中人们注意到，卫星 14 和 16 提供了多个‘场点’中的波束，这些波束用来覆盖通常是分开的非重叠的地理区域。通常，不同频率处的多个波束也称作 CDMA 信道或‘子波束’，或 FDMA 信号、频率间隙(slot)或信道，可以被引向重叠于相同的区域。然而，应当理解，不同卫星的波束覆盖区或服务区，或者地面区站的天线图形根据通信系统设计和所提供的服务的类型，可以在一个给定的区域中完全或部分。在这些通信区域或装置之间还可以实现空间分集。例如，每一个可以在不同频率处向具有不同性能的用户组提供服务，或者，给定的用户终端可以用多个频率和/或多个服务提供者，每一个具有重叠的地理覆盖区。

图 1 中，绘出了一些在用户终端 20 和 22 和基站 12 之间或通过卫星 14 和 16 与一个或多个汇接局或中央枢纽 24 和 26 建立起通信的可能的信号路径。图中分别绘出了基站 12 和用户终端 20 和 22 之间通信链路的基站—用户部分。分别绘出了汇接局 24 和 26 与用户终端 20 和 22 通过卫星 14 用线段 34 和 36 表示的通信链路的卫星—用户部分。分别绘出了汇接局 24 和 26 与用户终端 20 和 22 通过卫星 16 之间建立起的用线段 38 和 40 表示的通信链路的卫星—用户部分。这些通信链路的汇接局—卫星部分是用线段 42、44、46 和 48 表示的。这些线段上的箭头表示每一通信(或者是前向的或者是反向的)典型的信号方向，并且是仅为清楚起见而描绘的，并不表示实际的信号图形或物理限制。

如图 1 所示，通信系统 10 通常采用系统控制器和交换机网 28(也称为移动电话交换局 MTSO)来与基站进行通信。MTSO 28 通常包括对汇接局或基站进行系统宽控制并且控制公共交换电话网(PSTN)和基站以及用户终端之间的电话呼叫路由选择的接口和处理电路。汇接局通常直接与 PSTN 接口连接，并且不需要使用 MTSO 用于该功能。通常，也可以将诸如也与卫星通信的地面操作命令和控制中心(GOCC)之类的其他控制和命令中心与汇接局或基站相连，以提供包括 PN 和正交功能码分配的某些操作上的系统宽控制。用已知的技术，如(但不限于)专用电话线、光纤链路或微波或专用卫星通信链路，可以建立起将 GOCC 或 MTSO 28 与各种系统汇接局或基站耦合起来的通信链路。

尽管图 1 中只绘出了两个卫星，但通信系统通常采用穿过不同的轨道平面的多个卫星 14 和 16。人们已经建议将各种多卫星通信系统用于采用数量级在 48 或

更多个卫星的典型系统，这些卫星在低地轨道(LEO)上的8个不同轨道平面上为大量的用户终端服务。然而，本领域中的普通技术人员已经知道如何将本发明的原理应用于各种卫星系统和汇接局结构，包括其他的轨道距离和星座。

本领域中，术语基站和汇接局有时是可以互换的。汇接局被看作是专门化的基站，它指挥通过卫星的通信，并且具有多种‘功能’，采用相关的设备，保持通过移动中继元件或转发器的通信链路。而基站采用地面天线指挥周围地域内的通信。中央控制中心通常还具有多种在与汇接局和卫星接口连接时执行的功能。用户终端有时也称为是用户单元、移动单元或移动站，或者根据喜好，简称为某些通信系统中的“用户”、“移动用户”或“使用者”。

如上面讨论那样，每一基站或汇接局发送一个‘导频载波’信号遍及一个覆盖区。对于卫星系统来说，该信号是在每一卫星‘波束’中转发的，并且是用卫星所服务的汇接局发出的。单个的导频通常是由每一个汇接局或基站在每一卫星对用户的波束频率(子射束)处发射的。该导频信号由在该波束上接收信号的所有用户共享。该技术使得许多业务信道或用户信号载波能够共享载波相位基准的公共导频信号。

导频信号通常在整个通信系统中采用相同的PN扩展码对或码集，但具有不同的用于每一波束、小区或扇区的相对编码定时偏移。在给定的卫星点中，每一波束有一个导频，该导频的PN码是与相邻波束的导频时间偏移的。在给定波束覆盖区或小区中工作的用户终端享有单个的PN扩展码相位，而不同的波束采用基本PN扩展码序列的不同时间偏移。这提供了信号隔离或减少了干扰，并使得射束能够相互鉴别开来。采用一个导频信号码序列使得用户终端能够找到在所有导频信号码相位上与单个的搜寻的系统定时同步。在某些汇接局或基站之间也可以采用不同的PN扩展码(生成多项式)。在卫星通信系统中，不同的PN码集可以被分配用于每一轨道平面内。每一通信系统设计规定按照本领域中人们都懂得的因素的系统中的PN扩展码和定时偏移的分布。

每一PN序列是由一系列的在比正被扩展的基带通信信号高得多的频率处，在预选的PN码周期上出现的‘码片’组成。典型的码片频率或码片(chipping)速率约为1.2288 KHz，PN码序列长度或周期为1024个码片。然而，诸如前面所讨论的那样，该编码长度可以被调整，以增加编码分离，或降低搜寻次数，正象本领域中的技术人员所知道的那样，也与按照本领域中所知道的因素的每一通信系统设计中所规定的那样。这些序列的典型发生电路见美国专利5,228,054中所揭示的，其标

题是“Power of Two Length Pseudo-Noise Sequence Generator With Fast Offset Adjustments”，其授权日为1993年7月13日，该专利已转让给本发明的受让人，在此引述供参考。

图2中绘出了用来实现CDMA通信系统的基站或汇接局装置的传输段或部分的典型设计。在典型的汇接局中，几个这样的传输段或系统用来向许多用户终端在某一时间里提供服务，并且在任一时间里用于几个卫星和波束。汇接局所使用的传输段的数量是由本领域中众所周知的因素决定的，包括系统的复杂程度、视线中的卫星数、用户容量、所选择的分集程度等等。每一通信系统设计还规定在转发信号时使用的用于传输段的的天线数。

图2中还示出了通信系统中从MTSO或从其他的信号混合器发出的信号被耦合到合适的发射调制器中，用一条数字链路50传送到接收用户。用来构筑数字链路50的电路是人们所熟知的，并且通常包含各种已知的数字数据交换和存储元件。数字链路50通常还包括模一数转换电路或元件，用以准备信息信号作数字传输处理。发送调制器52对数据或信息信号进行扩展谱调制，用于传送到所要求的接收用户终端，并将合成信号提供到发射功率控制器/放大器54，控制输出信号所使用的发射功率的最终量。典型发射调制器52的结构和运行的进一步的细节见美国专利5,103,459，其标题是“在CDMA蜂窝电话中产生信号波形的系统和方法(System and Method for Generating Signal Waveforms in a CDMA Cellular Telephone)”，该专利已转让给本发明的受让人，在此引述供参考。

功率控制器/放大器54的输出与汇接局中使用的其他发射功率控制和放大电路的输出相加。这些是用于相同传输频率上和相同波束内的其他用户终端的放大信号。这一和是在众所周知的信号加和元件或装置56中完成或用该元件或装置56来完成的。信号加法器56的输出被提供到模拟发射器58，用来转换成合适的载波频率，并进一步放大，输出到一个或多个天线，通过卫星辐射到用户终端。控制处理器60在将信号与其他信号相加和输出到天线之前，控制导频、同步信道和寻呼信道信号的功率和产生以及它们与功率控制器/放大器54的耦合。

在信息信号被转发到系统用户或使用者之前，必须首先使信息信号数字化，并且根据需要编码和交错，以产生基本的数字通信信号。用于特定用户的信号还由分配给该用户的前向链路的正交扩展函数或编码序列调制。即，用特有的覆盖正交码，通常是沃尔什码，来区别小区或波束中不同的用户或使用者信号。对给定载波频率前向链路上的编码产生用户信号，也称为信道。这种正交扩展函数有时也称为

是信道化码，并且通常是在最终 PN 扩展操作之前应用的，尽管它们是首先是与 PN 扩展码组合起来，并且随后是在单个的覆盖/扩展步骤中应用的。

用来实现发射调制器 52 的典型的信号调制器设计的进一步的细节见图 3 所示。图 3 中，调制器 52 包括一个编码器 70 和一个交错器 72，用重复(repetition)对数据码元进行编码，例如通过卷积编码，和交错，以便提供检错和纠错功能。卷积编码、重复和交错技术在本领域中是众所周知的，这与准备数字数据用于传输的其他技术一样。本发明的原理并非仅限于在扩展之前准备数字数据的方法。来自交错器 72 的数据码元随后用编码发生器 74 所提供的所分配的正交码(这里是沃尔什码)进行正交编码或覆盖。来自发生器 74 的编码用一个或多个逻辑元件 76 与码元数据相乘或组合。正交码的码片速率以及经编码的数据是由本领域中的技术人员所熟知的因素决定的。

在用沃尔什码覆盖之前或之后，经交错的数据还可以在串联与乘法器 76 的输入或输出相串联的第二逻辑元件 78 中，与二进制  $PN_0$  序列相乘。这一序列是由 PN 码发生器 80 提供的，并且与每一用户终端产生或用于每一用户终端的特有的 PN 序列对应。编码发生器 80 可以用各种已知的元件构成，用于这一用途。用户终端地址或用户标识(ID)可以用来提供附加因素，用于区别系统用户。也可以是，根据需要，采用数据加密标准(DES)和用户特有的密钥的应用加密器，来取代 PN 发生器 80。 $PN_0$  码通常是一个在高码片速率下产生的很长的编码，并且随后经抽取，提供一个较低的速率如 19,200 kbps。当采用二进制‘0’和‘1’构成正交和  $PN_0$  码中的码片时，乘法器可以用逻辑元件如异或门来构成。

发射调制器电路还包括两个 PN 发生器 82 和 84，它们产生两个不同的  $PN_1$  和  $PN_2$  扩展码，分别用于同相(I)和正交相(Q)信道。这些发生器可以用合适的接口元件在几个发射器之间时间共享的。用于这些序列的典型的发生电路见美国专利 5,228,054，其标题是“采用快速偏移调整的 2 的幂次长度伪噪声序列发生器(Power of Two Length Pseudo-Noise Sequence Generator With Fast Offset Adjustments)”，该专利的授权日是 1993 年 7 月 13 日，已转让给本发明的受让人，在此引述供参考。PN 码也可以预先存储在存储器元件如 ROM 或 RAM 电路中，如采用查询表的形式，具有自动索引或寻址的功能。这些 PN 扩展码在某些应用中也可以是 90° 相位偏移的相同编码。

PN 发生器 82 和 84 还响应于至少一个输入信号，该输入信号对应于来自控制处理器的射束或小区标识信号，根据需要，控制处理器提供预定的时间延迟或偏移，

用于 PN 扩展码的输出。尽管图中仅绘出了两个 PN 发生器，用来产生  $PN_i$  和  $PN_o$  扩展码，但应当理解，也可以采用采用更多或更少的发生器来实现许多其他的 PN 发生器。

用一对逻辑元件或乘法器 86 和 88，将从乘法器 76 输出的正交编码的码元数据与  $PN_i$  和  $PN_o$  扩展码相乘。同一数据被输入到两个乘法器，并用单个的编码组合或用该编码调制。合成的信号随后被转发到合适的功率控制和放大电路、发射功率控制器 54 和模拟发射器 58。合成的 PN 扩展和正交编码的输出信号随后通常经过带通滤波，并通常通过双向调制加到单个的通信信号上的正交对的正弦函数而调制到射频(RF)载波上。然而，很清楚，在本发明的原理内，也可以采用其他类型的调制。

合成信号在与其他的前向链路信号相加和由用于汇接局的天线辐射之前，经过进一步的放大和滤波。滤波、放大和调制操作在本领域中是众所周知的。人们知道，在形成发射信号时，其他的实施例可以改变某些操作的次序。这种类型的传输装置运行的进一步的细节见上述美国专利 5,103,459。

除了没有要处理的编码或交错数据以外，上述装置和过程也用来产生导频信号。相反，恒定电平的信号被特有的编码覆盖，并且随后用逻辑元件 86 和 88 扩展。只要需要，呈重复或未变码型或不变帧结构的数据也可以被用来形成导频信号。即，用来形成导频信号信道的正交函数通常具有一恒定值，如全 ‘1’ 或全 ‘0’，或一种已知的重复码型，如 ‘1’ 和 ‘0’ 相间的结构码型。另外，码型也可以是通或断选通的，或者是与如来自数据信道的数据多路复用的。导频信号通常还在由发射功率控制器 54 和模拟发射机 58 处理时具有多个功率，以确保即使在波束边缘接收时具有合适的能量，尽管这是不要求的。在被调制到 RF 载波上以后，根据需要，该导频信号被转发到由汇接局服务的每一波束或 CDMA 信道中。

尽管上述技术提供了一种所需电平的 PN 扩展用于地面蜂窝或无线系统，但如上面讨论的那样，在用卫星转发器实现时具有某些缺点。当用在卫星或某些更复杂的地面用途时，通常所使用的 PN 扩展码太长，使得在捕获信号时不够快。然而，当用在上面讨论的更长的信号延迟或具有更低功率或衰耗的导频信号时，与通常期望的基于卫星的转发器一样，短的 PN 扩展码没有提供实际上的不同。即，与更低功率的导频信号或各种信号路径延迟相关的其他的问题会在短 PN 码的信号捕获中增加不确定性，这又反过来增加了捕获的时间。所以，采用更短的 PN 码没有能证明采用当代基于卫星的通信系统设计时是实际的。

采用多级或‘分层’的 PN 扩展技术,本发明克服了与采用长或相对短的 PN 扩展码相关的问题。从另一个角度来看,本发明通过将 PN 扩展码和一个特有的标识符或外 PN 码序列组合,产生了一个新的高度专门化的或健全的扩展码。该新的扩展码基本上增加了扩展码的时间量程,而没有增加捕获的次数。这一新的扩展技术改进了在扩展谱通信系统中用户终端接收和解调通信信号的方式,以可靠方式降低了信号捕获的时间。

用本发明构成 CDMA 通信系统的扩展装置的典型实施例见图 4a 和 4b 所示。在图 4a 所示的扩展器中,与以前一样,由信号混合器或乘法器 86 和 88,接收先前编码、交错和正交覆盖的数据或信息信号。在这一点上,与以前一样,采用来自内码发生器 82 和 84 的主或‘内’PN 扩展码  $PN_i$  和  $PN_o$ 。这产生 I 信道和 Q 信道扩展谱通信信号。这些信号可以被看作是用  $PN_i$  和  $PN_o$  扩展码在第一级或层上扩展或调制的。然而,不是与以前一样的将合成的扩展信号转发到发射功率扩展器和模拟发射元件,而是要经过第二级的 PN 扩展。

如图 4a 所示,至少提供一个附加的 PN 码发生器 90,它产生一个 PN 码,该码是与  $PN_i$  和  $PN_o$  扩展码的定时同步但具有更长的周期。该码可以用已知的如上述讨论的装置来产生,或者可以预存储在存储元件中用于在信号处理期间检索用。

如上所述,典型的内 PN 码是数量级在 1024 的码片,或者长度更长,并在约 833 微秒的时间区间或编码周期上在数量级在 1.228Mcps(兆/百万码片—每秒)的速率下应用。新的外 PN 码长度在 255 到 288 个码片的数量级上,并在约 240 毫秒的时间区间或编码周期上,在数量级在 1200cps 更慢的速率下应用。上述典型实施例采用 288 个码片,这仅是为描述的方便,尽管其他的编码长度(按照码片的个数)也在本发明的原理范围内。这简单地要求外码序列具有比内 PN 扩展码长得多的编码周期。

用于新的外 PN 码的序列可以是任何合理的伪随机二进制序列。对于 288 个码片长度的例子,是不能使用全  $m$ -序列( $2^m-1$ )的,但可以采用一部分更长的  $m$ -序列,有时也称为“斩断”序列。最好采用在频谱上是白色的序列,以便由用户使外 PN 定时的捕获时间为最小,但这不是实现本发明的目的所必须的。外码通常是“实数”码,而内码是“复数”码。

正象本领域中的技术人员所知道的那样,编码的长度是相对于特定通信系统的某种定时关系而选择的,并且是根据相关器和其他信号捕获装置的硬件限制而选择的。即,编码片长度或周期是根据其他因素中的相关器限制而选择的,但整个编

码长度是相对于解决路径延迟和帧定时的模糊性所需的时间长度而选择的。本例中，单个的外 PN 码片中含有一个内扩展码周期(编码长度)。外 PN 扩展码调制内 PN 序列(导频信号)或数据和沃尔什码元(业务信号)，以产生所使用的最终扩展序列。

随后，外 PN 扩展码与组合器 86 和 88 的输出组合。尽管这一组合可以是直接发生的，例如通过相乘，但可以用差分(differential)编码方案，在更大的频率偏移范围内实现改进的性能和操作。差分编码减小了对约两个外 PN 码片周期的相位相干性要求。所以，在该较佳实施例中，从 PN 码发生器 90 输出的外码首先用乘法器 92 和延迟元件 94 进行差分编码。提供的外 PN 码作为乘法器 92 的一个输入，它接收来自延迟元件 94 的第二输入，该延迟元件有一个输入与乘法器 92 的输出是相连的。正如外 PN 码片速率所决定的那样，用于元件 94 所产生的延迟的值是一个码片周期。该环路返回结构形成在时刻  $k$  时外 PN 码中每一个码片与时刻  $k-1$  (即一个码片延迟)时前一个码片之间的乘积。这给出了一个编码 PN 序列，它用作附加的 NRZ( $\pm 1$ )类型的覆盖。在一种实施例中，‘0’值可以用来对第一个码片进行编码，这是因为没有更早的码片。

尽管上文中已经描述了第一级(order)差或差分编码，但本领域中的技术人员将会理解，也可以采用除上述单一级别以外的其他延迟和更高级的差分。然而，这要求在信道中具有更长的相干时间，并且在许多系统中这不是个优点的。在某些应用场合，不仅可以使第一级差分方法，而且还可以使用第二级差分方法。例如，象 DDPSK 的方案可以要求较小的相干性。所以，这可以被扩展成包括：相干的、差分和第二级差分检测。然而对于某些应用场合，第一和第二级差分也许就足够了。

差分编码的 PN 序列从乘法器 92 转移到两个乘法器 96 和 98 中的每一个。乘法器 96 和 98 中的每一个接收编码的 PN 序列作为一个输入，和  $PN_i$  或  $PQ_i$  扩展信息信号中的一个，分别作为一个第二输入。这些信号随后相乘，由差分编码的外 PN 序列对  $PN_i$  或  $PQ_i$  信号进行扩展。这产生由用于 I 和 Q 信道由内、外 PN 码扩展的扩展谱调制信号。这些调制信号中的每一个可以通过两个基带 FIR 滤波器  $100_A$  和  $100_B$  中的一个转发，去掉由多次扩展或其他操作所产生的不要求的信号分量。

在图 4b 所示的扩展器中，与以前一样，由信号组合器或乘法器 86 和 88，接收先前编码、交错和正交覆盖的数据或信息信号。然而，主要的或‘内’PN 扩展码  $PN_i$  和  $PN_q$  被用于两个乘法器 96' 和 98' 中的每一个。乘法器 96' 和 98' 中的每一个接收经编码的外 PN 序列作为一个输入，和一个内 PN 码作为分别来自内码发生器

82 和 84 的第二输入。两个编码的组合或乘积随后用作乘法器 86 和 88 的输入。就象虚线元件 90' 所表示的那样,可以在没有经差分处理的情况下,使用外 PN 码。

外和内 PN 扩展码与经编码的数据码元之间的关系如图 5 中进一步详细所示。本例中,被覆盖的数据码元被构筑成具有 128 个码片长,并且在 1.2288Mcps 的扩展码速率下被时钟锁定在该系统上。这与长度为 128 个信道码是相当的,但也可以根据需要,采用其他的长度,如 64。这产生每一内 PN 扩展码周期(1024 个码片)有 8 个编码码元(每一个有 128 个码片)。

外 PN 码(码片)在整个内 PN 码周期中保持恒定,即,一个恒定值的外 PN 码片覆盖 1024 个内 PN 码片的周期。所以,通过恰当地同步化搜寻,用户终端可以首先得到内 PN 码定时,并且随后解决外 PN 码定时,以实现所要求的定时控制。然而,为了使用该方法,用户终端应当知道或能够在出现外 PN 码片边界时进行恰当的近似。该信息用来防止用户终端接收器在跨越边界处对信号能量的积分,而该积分将导致或给出不准确的定时结果。所以,如图 5 所示,用已知的系统定时,使外 PN 码片边界对齐,而出现在内 PN 码周期边界处。

在汇接局已经准备了扩展谱通信信号并且随后通过卫星将它们传送出去以后,它们必须由各个用户终端接收,并确定合适的信号定时。采用上面所讨论的 PN 编码技术来接收、去扩展和检测或译码通信信号的用户终端接收机部分的一部分如图 6 中所示。图 6 中所示的用户终端可以留驻在如无线通信装置中,如(但不限于)便携式或移动蜂窝电话或卫星电话。

图 6 中所示的接收机部分采用至少一幅天线 102 来接收通信信号,并将通信信号转发到模拟接收机或接收机系统 104。接收的通信信号在模拟接收机 104 中下变频,并且在变换成合适的 IF 或基带频率之前被放大,并经过滤波和进一步放大。产生的放大信号随后在合适的时钟速率下数字化,并输出到至少一个数字数据接收机 106<sub>A</sub>和至少一个搜寻器接收机 108。这些输出是为清楚起见而组合的,并且是组合成同相和正交相信道信号的,但通常是成分立 I 和 Q 信道的形式。

附加数字数据接收机 106<sub>B</sub>—106<sub>N</sub>用来得到信号分集,并且对某些系统设计上 是任选的。本领域中的普通技术人员将会认识到决定所采用的数字接收机数量的因素,如典型的分集性的水平、复杂程度、制造的可靠性、成本等,这些是用来提供用于该数量的初步选择的。搜寻器接收机的数量可以超过一个,并且也是取决于通信系统的复杂性、所搜寻的信道数、所要求的信号捕获速率、定时限制等的,这是本领域中的技术人员所理解的。

用户终端还包括至少一个控制处理器 110，该处理器 110 与搜寻器接收机 108 一起与数字数据接收机  $106_A-106_N$  耦合。除了其他的功能以外，控制处理器 110 通常提供基本的信号处理定时、功率和切换控制或协调、分集、分集组合功能，和用于信号载波的频率选择。控制处理器 110 经常执行的另一个基本控制功能是伪随机 (PN) 码序列或正交功能或用作信号传送和接收处理的一部分的编码序列的选择和运算。这可以包括用来捕获各种信号所使用的相位或 PN 码定时偏移。

数据接收机  $106_A-106_N$  的输出与分集组合器和译码器 112 耦合，在处理器 110 的控制下，向数字基带电路 114 提供一个输出。基带电路包含用来往返于单元用户间转发信息的用户终端中其余的处理和显示元件。即，信号或数据存储元件，如临时的或长期的数字存储器；输入和输出装置，如 LCD 或视频显示屏、扬声器、键盘终端和手机；A/D 元件、声码器和其他的话音和模拟信号处理元件；所有这些都形成用户基带电路的一部分，它们所采用的元件在本领域中是已知的。如图 6 中所示，这些元件中的某些可以在控制处理器 110 的控制下工作或与控制处理器 110 进行通信。

为了通过特定的数字数据接收机建立起或保持通信链路，一个或多个搜寻器接收机 108 用来扫描预选的 PN 码和编码时移，以及所接收的通信信号的 Doppler 频率空间，以捕获一个信号。即，定期地搜寻从模拟接收机接收的数据，和确定是否存在导频(或其他所要求的信号)；或者首先确定所接收的哪一个信号是后续信号接收和译码中所使用的合适的导频信号。在许多系统中，最强的信号是导频信号，但这是不要求的，并且可能不是某些卫星通信系统的情况。即，尽管导频信号可以相对于业务信道信号被分配了附加的功率，以确保合适和有效、快速的跟踪和捕获，这可能会消耗比所要求的更多的功率，并且会产生不要求的干扰。然而，不管这不是一个导频信号，只要 PN 码定时是合适的或者是一个弱的导频信号，本发明的过程就可以采用最强的信号。

确定什么时候已经捕获了导频(或其他的)信号定时的一种方法是建立起或选择估算的相移作为导频信号 PN 码相位的‘假设’，并且随后用本地产生的在那些定时偏移下应用的参考 PN 扩展码，通过对通信信号和伴随的噪声进行去扩展来对其进行测试。随后，在预选的时间间隔上，对相关信号中与信号码片相关的能量进行积分，并与一个或多个预定的阈值比较。当本地的参考和信号 PN 扩展码具有相同的定时时，所累加的能量应当是最高的，或者至少超过某一阈值。

用来进行作出 PN 码定时检测判断的这样一种能量测量(有时也称为计算测试

统计)的装置,见美国专利 5,644,591,其标题是“在 CDMA 通信系统中进行搜寻捕获的方法和装置(Method and Apparatus for Performing Search Acquisition in a CDMA Communication System)” ;以及美国专利 5,577,025,其标题是“采用多个沃尔什信道在多用户通信系统中的信号捕获(Signal Acquisition in a Multi-User Communication System Using Multiple Walsh Channels)”,其授权日为 1996 年 11 月 19 日。这两个专利在此引述供参考。

用新的外扩展或 PN 码捕获信号的典型装置如图 7 中所示。该装置的运行假设最里面的两个 PN 码或码集是已经捕获了的,例如采用上述专利中所揭示的装置捕获的。即,用户终端电路已经确定了内 PN 码的合适的时移。在这一第一级的信号捕获以后,内 PN 扩展码的估计的或确定的时移随后被用来相对于内 PN 码对所接收的信号进行去扩展,以提供外 PN 码扩展的数据码元。

去扩展是通过输入本地产生的  $PN_{I-内}$  和  $PN_{Q-内}$  扩展码作为去扩展器或相关元件 120 的输入来实现的。随后,用以前决定的内 PN 码时移,将这些编码应用于所接收的通信信号。去扩展器 120 的输出被输入到一对累加器或累加和加法元件 122<sub>a</sub> 和 122<sub>b</sub>。累加器 122<sub>a</sub> 和 122<sub>b</sub> 在内 PN 码的周期上对用于 I 或 Q 信道的去扩展器输出进行累加。由于每一外 PN ‘码片’ 周期是在内 PN 码(码元)周期上延伸的,所以码元能量是在该周期上累加的,以提供每一外 PN 码片的能量。图 7 中所示的  $I_k$  和  $Q_k$  值对应于第  $k$  个 I 和 Q 外扩展码 PN 码片,这些码片是通过累加 1024 个 I 和 Q 内扩展码片来形成的,用于本典型实施例。其他的扩展码长度导致其他相应不同的累加周期或码片数。

为了从  $I_k$  和  $Q_k$  值捕获外 PN 码,用户终端接收机必须首先对信号进行前向一馈送差分译码。完成该译码的典型技术是采用点积结构,如通常数据解调中所使用的那样。数据解调这样的结构及其操作的进一步的讨论见美国专利 5,506,865,其标题是“导频载波点积电路(Pilot Carrier Dot Product Circuit)”,该专利已转让给本发明的受让人,在此引述供参考。

在上述专利所揭示的技术中,点积是在从所接收的导频信号产生的数据信号矢量和参考矢量之间形成的。典型的数据矢量具有 64 或 128 个码片的码元长度,这是正交信道化码的长度。然而,与数据信号接收情况相反,本“码元”周期是 1024 个内码片,而当前( $I_k$ ,  $Q_k$ )信号矢量不是与参考矢量而是与前一信号矢量点积的。在 I 信道和 Q 信道上采用同一外 PN 码,并且这些信道上一个外 PN 码片的平均值(码片能量  $E$ )具有下述形式:

$$E\{I_k\} = E\{Q_k\} = \pm 1024 \sqrt{\frac{E_c}{2}}$$

式中,  $E_c$  是接收信号的码片能量,  $E\{I_k\}$  是 I 信道的平均值, 而  $E\{Q_k\}$  是 Q 信道的平均值。

与外 PN 码片  $k$  相关的点积具有下述形式:

$$d_k = I_k I_{k-1} + Q_k Q_{k-1}$$

当外扩展码 PN 码片  $k$  与以前的  $k-1$  相同时, 那么  $d_k$  的平均值就简单地就是  $(1024)^2 E_c$  (码长的平方乘以码片能量)。但是, 如果外 PN 码片是相互不同的, 则  $d_k$  的平均值是一  $(1024)^2 E_c$ , 并且完成了所要求的差分译码。

采用点积处理对接收码片的差分译码示意如图 7 所示。累加器 122<sub>A</sub> 的输出作为乘法器 124<sub>A</sub> 的一个输入, 而累加器 122<sub>B</sub> 的输出作为乘法器 124<sub>B</sub> 的一个输入。同时, 累加器 122<sub>A</sub> 和 122<sub>B</sub> 的输出也分别作为一对延迟元件 126<sub>A</sub> 和 126<sub>B</sub> 中每一个的输入。这些延迟元件的输出反过来又分别作为乘法器 124<sub>A</sub> 和 124<sub>B</sub> 的第二个输入。延迟元件 126<sub>A</sub> 和 126<sub>B</sub> 在  $I_k$  信号和  $Q_k$  信号输入到乘法器之前, 将一个外 PN 码片周期的延迟传递给  $I_k$  信号和  $Q_k$  信号。这就使乘法器 124<sub>A</sub> 和 124<sub>B</sub> 在每一 PN 码片  $k$  和其前者之间形成乘积。

随后, 用加法元件或加法器 128 将乘法器 124<sub>A</sub> 和 124<sub>B</sub> 中形成的用于第  $k$  个和第  $k-1$  个 I 和 Q 码片的乘积相加, 产生所要求的点积值  $d_k$ , 它对应于用所去除的差分编码的外扩展码 PN。随后, 将译码的 PN 码片序列  $d_k$  与外 PN 码的本地形式的不同时移相关。由于外 PN 扩展码具有在 240 毫秒数量级上的更长的周期, 所以重要的是使单个的外 PN 周期 (288 个外 PN 码片) 中检测到正确对齐的几率为最大。否则, 就经过了相当长的时间, 并且相对于等待下一个周期开始执行进一步的信号处理来说是一种浪费。

这就建议, 采用一种匹配滤波器方法来执行相关操作。从概念上说, 匹配滤波器是  $W$  个存储元件的抽头 (tapped) 延迟线, 即, 滤波器长度为  $W$ 。抽头权重是外 PN 的开头的  $W$  个位, 并且每次新的外扩展码 PN 码片被接收并时钟控制到滤波器内时, 由累加器将所有  $W$  个加权输出相加。随后, 将累加器的输出与一阈值比较。超过阈值的滤波器输出表示与外 PN 扩展码的正确对齐。采用匹配的滤波器, 在一个或两个周期中捕获导频的几率可以是很高的。较长的滤波器提供了比较短更好的检测几率, 但实现起来价格更高。

这种匹配滤波器方法如图 7 中所示, 这里, 匹配滤波器 130 的连接用来接收

成序列的  $d_k$  值作为输入，并将一相关输出提供给比较元件或比较器 136。比较器 136 产生一个表示从滤波器 130 得到的相关输出是什么时候超过所要求的阈值的输出。比较器 136 的输出与已知的检测和捕获电路一起应用，以选择或表示用于外 PN 扩展的选择的时移值什么时候是合适的。

上述例子外 PN 码片的内到达(inter-arrival)时间是 0.833 毫秒，使得可以用本领域中普通技术人员已知的各种硬件和软件，容易地对匹配滤波器 130 进行滤波操作。抽头加权被限制在集合  $\{+1, -1\}$  的事实使得单个的串行加法器能够将滤波器中的元件与表示相加或相减的抽头权重相加。例如，循环缓冲器可以用来构成该滤波器。

由于每一外 PN 码片是从 1024 个内 PN 码片的和计算形成的，所以，外 PN 码片就得益于相对于内 PN 码片的 30dB 的“处理增益”。该增益意味着外 PN 自相关函数(ACF)的峰值和非峰值最大值( $R_{\max}$ )在确定捕获性能时比内 PN 扩展码的情况更重要。只有少数几个最大的非峰值 ACF 值大到足以由噪声的相加而被推到阈值以上。因此，对于合适的局部相关窗尺寸(即匹配的滤波器长度)，选择外 PN 码的主要标准应当是最大非峰值相关值的最小化。

由于外码片比内码片长 1000 倍(1024)，所以，基于 24 个外码片的相关性比基于 24 个内码片的相关性对信号能量的积分多 1000 倍。即使是对整个更长内码的积分，比方说是 2048 个码片的数量级，也将给出是信号能量的 10 倍。对相关过程的相对影响的例子见图 8 所示。图 8 中，响应曲线 160 给出在用更长 PN 扩展码时典型的相对峰值和非峰值响应，而曲线 162 给出采用带有更短外 PN 码的匹配滤波器时的响应。这种好处是很明显的。

上述匹配滤波器检测方案仅在阈值相对于平均接收外 PN 码片取比例(scaled)时能够恰当地工作。设置这样一个阈值的一种简单但有效的方法是建立起一个值，该值是对齐时平均相关结果  $(1024)^2 W E_c$  和不对齐时最大平均结果  $(1024)^2 R_{\max} E_c$  之间的中间值。

设置这种类型的阈值通常需要某种形式的自动阈值控制(ATC)，用来正确地校准阈值。这种 ATC 在实施时是相当容易的，这是因为点积输出的幅度产生一个估算的  $(1024)^2 E_c$ 。这些输出取样可以选择其通向对它们取平均的简单滤波器的路由，以提供某种抗噪声功能，并且合成的平均值由因子  $(W+R_{\max})/2$  取比例，以产生所要求的阈值。

这种方法见图 7 中的右下侧，此处，还连接有幅度成形元件 132，以接收点积

值  $d_k$  的序列。幅度成形元件 132 产生一个输出，它表示所接收的输入序列的相对幅度。该幅度随后被提供作为阈值滤波器 134 的输入，它接着又对这些值取平均，并用  $(W+R_{\max})/2$  因子对产生的平均值取比例，以产生所要求的参考阈值。随后，给出该参考阈值，作为比较器 136 的输入。另一种情况是，可以用一个或多个附加的匹配滤波器(未示出)来代替幅度元件 132 和阈值滤波器 134，并用多个匹配的滤波器输出之间的比较，而不是与某一阈值的比较来进行检测。例如，可以在一个全外 PN 周期中收集匹配的滤波器输出，并且随后选择最大的输出值。

在实现本发明时应当考虑其他的几个方面。首先，用户终端接收机采用时间和频率跟踪器来跟踪内 PN 扩展码的定时。这种频率跟踪器的使用将在上述信号捕获专利中的进一步详细的讨论。这些跟踪器应当是在开始进行外 PN 捕获前启动(engaged)或工作的。这就使信号在所使用的 1024 长度的累加时，保持尽可能为相干的。这些跟踪器通过将它们的累加设置成不是扩展到外 PN 码片边界以外时是不受外 PN 调制影响的。但是，这样的频率跟踪器应当从去扩展器直接接收它们的输入，这是因为根据需要，导频滤波器是受外 PN 调制影响的。

第二，在外 PN 捕获期间，外 PN 扩展码的本地形式的产生被关闭。一旦外 PN 定时解决了，然后就启动本地外 PN 发生器，开始从接收的数据中去掉外码。

第三，在频率跟踪器接近准备状态之前，外 PN 扩展码捕获是不应当开始的。如果在跟踪器仍然处于过渡模式时就开始捕获了，阈值校准不是有效的，这是因为频率误差变化时， $E_c$  中看到的变化的缘故。通常需要一种确定什么时候阈值变成有效的某种方法。潜在地说，从验证阶段得到的测量可以用来估算  $E_c$  和相应的阈值。于是，在实际的阈值到达该估算的 90%之前，是不进行外 PN 捕获的。一旦点积值被认为是有效的，则  $W$  个外 PN 码片的延迟也是允许的，以便在启动阈值检测前“装载”匹配的滤波器。

尽管上述本发明的实施例代表了本领域中由于信号捕获的进步，但人们发现，用特定的外 PN 扩展码序列还可以实现进一步的改进。即，采用某些序列或某种形式的序列来构筑外 PN 扩展码进一步提高了采用本发明的技术时的性能。下面给出这种序列的开发和使用的分析。

通常，增加  $W$  的大小和选择合适的编码产生更小的误差几率(丢失和虚假告警)。然而，选择一个合适的编码是重要的，这是因为如果  $R_{\max}$  的值随  $W$  的增加而增加，即使增加  $W$  的大小，通信系统性能的提高也是很有限的。采用近似方法来获得丢失几率的估算时可以看到这一点，其形式是：

$$P_{\text{丢失}} \approx Q \left( \frac{\frac{3}{8} N \frac{E_c}{I_0} \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{2} + N \frac{E_c}{I_0}}} \frac{W - R_{\max}}{\sqrt{W}}}{\sqrt{W}} \right)$$

这里,  $I_0$  是与接收感兴趣的信号相关的干扰信号电平。

如果  $E_c/I_0$  和  $N$  的值、内 PN 码的长度是固定的, 并且将所有的得到的常数项组合成一个常数  $C$ , 则这一关系可以更简单地写成下述形式:

$$P_{\text{丢失}} \approx Q \left( C \left( \frac{W - R_{\max}}{\sqrt{W}} \right) \right)$$

由于每一外 PN 周期中虚警告警有许多的机会, 并且在有这种机会时进行的统计是随自相关函数的相应值而变的, 所以获得虚警告警几率的精确估算要困难得多。然而, 虚警告警几率象丢失几率一样, 是作为函数  $(W - R_{\max})/\sqrt{W}$  而下降的, 这是千真万确的。作为一种很粗的近似, 由于虚警告警有许多的机会, 虚警告警几率可以被说成是高于  $P_{\text{丢失}}$ , 其高出的量可达幅度的一个数量级。为了更精确地牵制虚警告警几率, 最好采用模拟的方法。

从上面第二个关系式可以看到, 最佳性能通常是通过使  $W$  和  $R_{\max}$  之差为最大同时保持  $W$  尽可能地小来实现的。当然, 从硬件的角度看, 也要求  $W$  较小。

用于本发明的最佳编码是用基于部分信号或编码相关而不是全部相关的选择标准来选择的。对  $2^{288}$  种可能的长度为 288 的二进制序列的彻底搜寻并不是每次用户终端想要获得一个信号就进行的, 而是在通信系统的设计找到合适的编码时一次又一次进行的。这样一种搜寻将是极长的, 并且具有所不要求的通信延迟。所以, 人们开发了很有用的或有效的方法, 尽管这些方法有时并不是最佳的。

对于这种技术或方法, 首先选择长度为  $W$  的匹配滤波器。采用结构  $[A \ B \ B \ \dots \ B]$ , 从长度为  $W$  的子序列, 产生或构成一个编码。例如, 假设选择  $W$  具有长度为 24 个码片 (匹配滤波器长度为 24), 并且总的 PN 编码长度是 288 个码片。于是, 两个子序列 'A' 和 'B' 都是长度为 24, 而 'B' 为 11 倍, [即,  $(288 \text{ 码片} - 24 \text{ 码片})/24 \text{ 码片}$  等于采用了为 11 的 'B']。随后, 用 'A' 子序列建立一个匹配滤波器, 从而接收机总是使 'A' 与全长为 288 编码的 24—外—码片子序列相关。这与用整个序列相关要快得多。

当用户终端接收机定时恰当地与外 PN 码对齐时, 产生的相关值是  $W(24)$ , 而不管是选择 'A' 还是 'B'。即, 相关值反映的是对齐信号的  $W$  个总接收码片, 而当不对齐时是零。所以, 一个目标是选择 'A' 和 'B' 的值, 从而所有的 'B' 与

‘A’的周期相关为最小，并且A与过渡区或重复PN码的‘AB’和‘BA’部分的相关性也为最小。申请人发现，‘B’子序列码片值的有效选择是使所有的码片或者为+1，或者为-1。这种方法使得如果W不太大时可以容易地对最佳‘A’序列进行彻底搜寻，并产生一个可以相当容易地产生的外扩展码。

上述搜寻技术的应用使得能够识别与24长度匹配的很好编码，这里 $R_{\max}$ 等于零。识别的编码产生误差几率(对于 $W=24$ )，是用其他的测试技术如载断m序列或伪随机搜寻所开发的编码更小几个数量级。对于 $E_c/I_o$ 为-21dB，人们希望小于 $10^{-1}$ 的虚假告警几率具有更小的丢失几率。因此，人们相信，采用下面讨论的编码可以被看作是得到小误差几率和保持匹配滤波器尽可能短之间的一种很好的权宜之计。

该编码的开头24位，即所谓的‘A’部分是：

$[-1-1 \ 1-1 \ 1-1-1 \ 1 \ 1-1-1-1 \ 1-1 \ 1 \ 1-1-1-1-1-1 \ 1-1 \ 1]$

其余的位，即‘B’部分，是“1”。将1映射为0，并将-1映射为1，外PN可以被转换成更紧缩的八进制形式：

6 5 4 7 2 3 7 2 0 ... 0

用于存储和检索。即，+/- 1的格式可以用来研究相关性和干扰，但PN发生器通常是基于0,1格式的，而八进制码通常是用在编码系统中的。

相对于滤波器过程在288码片周期上这样一种编码定时的一例见图9所示。图9中，有用的外码170具有24位可变部分172的码片，后面是264码片或位数‘1’值部分174。为了进行比较，也可以将更长伪随机码176的一部分也用作实现本发明，就象下面讨论的那样。

可以更方便地将不同编码的外PN码或序列存储在汇接局发射机电路内，而不是存储未编码形式，并在硬件中提供差分编码器，对数据进行运算，这示于图4中。这也通过对于汇接局所处理的许多信道中的每一个去掉乘法器92和延迟元件94而减少了硬件。为了实现这种减少，采用常规作法将差分编码的序列存储在发射机中所使用的存储器或存储元件中，在此，它们被初始化成{1, -1}标记中的1或{0, 1}标记中的0。采用这种方法，并存储差分编码的PN码，上述起先差分编码的24位序列将变成：

$[-1 \ 1 \ 1-1-1 \ 1-1-1-1 \ 1-1 \ 1 \ 1-1-1-1 \ 1-1 \ 1-1 \ 1 \ 1-1-1]$

所有其余264个位或码片为-1。

不幸的是，存储差分编码形式的这一外PN扩展码有一个小缺点。在一个完整

周期的外 PN 码上完成差分编码以后, 发射机或差分编码器存储器的状态, 即存储值, 与外 PN 周期开始时的情况是相反的。这就是说, 对外 PN 序列的重复编码产生差分编码序列, 它具有 2X288(码片)周期性, 序列的第二个半部分与第一个半部分是互补的。

可以有各种方法来解释这一小小的复杂性。首先, 未编码的外 PN 码可以存储在一个周期上, 并实时进行差分编码。第二差分编码的外 PN 扩展码的总共 2X288 个位可以被存储在一个外 PN 周期上。第三, 在未编码外 PN 码序列中位 48 和 264 之间的某一地方, 一个位的值是锁定的。这一简单的动作使得  $R_{\max}=0$ , 并使经编码的外 PN 的周期等于 288 个位。第四, 未编码的外 PN 码的位 24 可以是锁定的。这一动作保持 264 个 1 的串, 并使编码外 PN 扩展码的周期等于 288 位。但因为  $R_{\max}$  现在等于 2, 采用这一后一种技术, 是可能牺牲这种性能的。

当 W 等于 24 时, 上述外 PN 码使得  $R_{\max}$  等于零, 但  $|R|_{\max}$  等于 8。如果因为某些原因, 要求用具有小  $|R|_{\max}$  值的外 PN 码, 下面的编码是八进位形式:

7 1 3 2 1 0 7 7 7 ... 7

式在映射的二进制形式  $[-1-1-1 \ 1 \ 1-1 \ 1-1-1 \ 1-1 \ 1 \ 1 \ 1-1 \ 1 \ 1 \ 1-1-1-1-1-1-1-1-1-1 \ 1 \ 1 \ 1 \dots 1]$  给出  $|R|_{\max}$  的值等于 4。

模拟是用上面图 7 所示选择的 PN 扩展码和捕获电路进行的。即使当采用低导频信号强度为  $E_c/I_0=-22\text{dB}$  的时候, 误差几率是如此地小, 从而在 100,000 次模拟尝试中不会出现一个误差, 或者是丢失, 或者是虚假告警。即, 系统不正确表示 PN 扩展码定时分别是不正确的或正确的几率。ATC 方法的分析近似估计丢失的几率, 这里  $E_c/I_0=-22\text{dB}$ , 是  $3.4 \times 10^{-6}$  的数量级。当  $E_c/I_0$  的值进一步减小到  $-25\text{dB}$  时, 丢失几率的分析近似约为  $1 \times 10^{-3}$ 。采用 ATC 方法, 100,000 次尝试的相应结果是约  $2.6 \times 10^{-4}$  丢失几率,  $7 \times 10^{-4}$  的虚假告警几率。采用拾取最大值的方法, 就象前文中所说的那样, 对于 100,000 次尝试, 产生小于  $1 \times 10^{-5}$  的丢失几率, 和小于  $1 \times 10^{-5}$  的虚假告警几率。即, 在 100,000 次尝试中没有看到丢失或虚假告警。

如果希望有更小的误差几率, 一种成本有效的方法是需要第二次查看测试。通过在已经出现了外 PN 码检测以后简单地等待 288 个外码片周期, 并重复定时确定测试, 可以容易地实现。两次独立定时测试出现虚假告警的几率是一次查看虚假告警几率的平方, 例如, 采用在  $E_c/I_0=-25 \text{ dB}$  下用 ATC 方法进行第二次查看测试将虚假告警几率从  $7 \times 10^{-4}$  改变成  $4.9 \times 10^{-7}$ 。与这样一种第二次查看相关的时间上的不利后果是附加 240 毫秒。

上述 PN 码导致一个外 PN 码，它由短随机查看段 (24 个码片长)，和 264 个码片长的长常数段构成。另一种 PN 码已被观察到，在其整个 288 个码片长度上是伪随机的，并且可以简单地形成作为截断的 m-序列。

外码是从长度为 511m-序列截得的子序列。特征多项式是：

$$Q(z) = 1 + z^3 + z^4 + z^6 + z^9$$

产生这样一种编码的典型的发生器结构将图 10 中的 Galois LFSR 结构。初始状态（寄存器内容）应当是 [000010010]。所选序列的开头 9 个码片是 010000110，最左面的是第一个码片。该发生器被时钟记时 288 次，随后复位到初始状态，以提供所要求的编码序列。即外 PN 序列每 288 个码片或一个外码片周期重复。

这导致在大小为 48 的相关窗口中具有最大非峰值相关为 12 的编码。与前一个编码相比，这可以给出更好的性能，而前一个编码对于长度为 24 的匹配滤波器是最好的。它给出具有单次搜寻可接受的性能水平。未截断的编码可参见 Simon 等人的“扩展谱通信 (Spread Spectrum Communication)”，卷 1，表 5.8。

然而，上述实施例中使用的匹配滤波器检测器方法也是不用该交替 PN 码执行的。即使滤波器长度是 48 位的两倍，如果已知固定的虚假告警几率，未检测到正确信号定时 ( $1 - P_{\text{检测}}$ ) 的几率大于用交替码时的一个数量级以上。所以，下面给出 PN 码捕获电路的另一种实施例。基本概念是，从差分译码器元件 124<sub>a</sub>、124<sub>b</sub> 和 128 的输出收集外 PN 码片块，并且随后使这一块与外 PN 扩展码的本地参考的所有可能校正相关。实现这一相关过程的信号捕获结构见图 11 所示。

图 11 中，信号捕获装置的去扩展和差分译码部分保持与图 7 所示的结构不变。然而，接收的外 PN 码片  $d_k$  的匹配滤波器 130 现在由缓冲器 140 和块相关器 142 取代。缓冲器 140 的实际尺寸和块相关器 142 中使用的数据块是按照通信系统的特定应用和工作参数决定的，这是本领域中人们已知的。即，电路的复杂性和处理数据块的时间，以及对捕获速度和精确性的要求，决定了这些尺寸。

仅仅是为了描述起见，48 个码片的大小用作讨论该实施例中的代表值。该例中，缓冲器 140 收集 48 个外 PN 码片，或 48 外码片周期上的码片，并且随后将它们作为一数据块，转发到块相关器 142，进行处理。一旦数据被转发出块相关器 142 以后，它就开始接收和缓冲下一个 48 个外码片。

典型块相关器 142 更详细的描述如图 12 所示。当译码外 PN 码片块被转移到相关器 142 时，各码片被存储在也称为数据块的存储器或存储元件 144 中的顺序存储单元 DATA(0) 至 DATA(47) 内。外 PN 码的本地的二进制（在这模型中为 +/-1）复

制被存储在也称为外编码块的存储元件 146 中的一系列连续存储单元 PN(0) 到 PN(287) 中。这些块中的每一个具有一条作为输入连接到累加器 148 的输出线或总线。数据块 144 的输出被传送到累加器 148 的数据输入端，而外码块 146 的输出被传送到累加器 148 的加/减控制输入端。

从 PN 外码块 146 检索得到的二进制值用来控制累加器 148 的加/减线，从而它们决定从数据块 144 检索得到的当前数据值是否加上或减去了当前累加器的内容。累加器 148 计算或产生在每一可能的本地 PN 码偏移时间内数据与本地 PN 扩展码的相关性。通常，对通过数据的 288 次传送中的每一次测试一个时间偏移。

最大的相关值及其相应的指数被存储在另一个存储单元 150 中，它可以形成累加器 148 的一部分。该指数值随后被报告给扩展器 110 或其他的信号捕获电路，作为合适的外 PN 扩展码对准的最佳估计。下面给出该处理中所使用的步骤的伪码表述。这些步骤每次在新的经译码的外 PN 码片块被转发到块相关器 142 内时重复。

块相关器 142 中采取的处理步骤可以用伪码步骤来表述：

将  $R_{max}$  和  $R_{max\_i}$  的值设置为等于 0

For  $R_i = 0$  to 287

$R = 0$

For  $j = 0$  to 47

$R = R + \text{Data}(j) * \text{PN}((R_i + j) \bmod 288)$

End For

If  $R > R_{max}$

$R_{max} = R$

$R_{max\_i} = R_i$

End If

End For

通过将  $R$ 、 $R_{max}$  和  $R_{max\_i}$  设置成等于 0，对数据进行了简单的处理，这里 ‘i’ 是某一编码特定时间或相移的指数值。即，使编码偏移的码片数。随后，对于  $R_i$  从 0 到 287 的每一个值， $R$  的值是按照下述关系式为 48 个数据值（即  $j = 0$  到 47）中的每一个确定的：

$R = R + \text{Data}(j) * \text{PN}(R_i + j) \bmod 288$

每次确定  $R$  时，将其与  $R_{max}$  比较，如果确定的  $R$  值大于当前的  $R_{max}$  存储值，则  $R_{max}$  被设置成等于该  $R$  的值，并且将  $R_{max\_i}$  设置成等于  $R_i$ 。所以，每次  $R$  超过  $R_{max}$  时，

选择的  $R$  值作为新的  $R_{\max}$  值, 并记录产生这一结果的  $R_i$  值作为  $R_{\max\_i}$ 。处理结束时,  $R_{\max\_i}$  的值提供所要求的定时信息。

第二种建议的 PN 码相对于第一种来说的一个缺点是, 它需要使用更多的硬件, 并且这些硬件呈存储器的形式和相关的存储和检索电路。该 PN 码还要求对被译码的外码片的缓冲和处理块具有相对更高的计算速率。同时, 即使当采用更长的块长度时, 检测和虚假告警统计(基于单个块的)可以是或不是与用于第一种所建议的 PN 码一样好的。然而, 人们希望大致相当, 人们发现, 另一种外 PN 码的可延续性(extensibility)以及重复查看的机会而无需等待整个外 PN 周期是要增加计算复杂性的。所以, 可以用更多的随机外码, 而不是特别的  $[A \ B \ B \cdots B]$  码。这意味着可以采用更长的  $W=48$  的相关窗口。这说明长度足够了, 在文献中还可以找到有关的 PN 码的表。表格中的一种编码给出等效于(或略优于)与  $W=24$  匹配的特别编码的性能。

如上面讨论的那样, 为了在外 PN 定时或对齐(alignment)时进行第二次查看以验证第一种建议的 PN 码的恰当的定时捕获或对齐, 要求等待通过 PN 码的 ‘B’ 周期, 并且重新装载 ‘A’ 部分。即, 在将外 PN 码的感兴趣的部分再次装入匹配滤波器 130 之前, 经过了 240 毫秒(外 PN 码周期)。采用另一种 PN 码的方法, 可以将第二次查看与下一个经译码的外 PN 码片块一起采用。例如, 采用块大小为 48 个经译码的码片, 可以在一个外 PN 周期中重复几次相关测试处理或处理过程(测试 288 个数据通过的每一个)。根据重复测试而实际上没有等待时间的作出捕获判断的能力, 更多的是补偿了采用另一种 PN 码进行单次测试所通常提供的所增加的计算复杂性。

采用更多随机外 PN 码的另一个优点是交替外 PN 码的所有部分都携带信息。这就使得交替外 PN 扩展码在突发(burst)误差环境中因为可以采用任意译码片块而更健全。相反, 仅可以采用第一种建议的 PN 扩展码的有限的 ‘A’ 部分。另外, 采用长固定部分的 PN 扩展码是不可扩充的, 这是因为其设计是为了使长度为  $N$ (这里是  $N=24$ ) 的匹配滤波器检测器的性能为最佳。该编码的 ‘B’ 部分是不可变的, 并且不允许在捕获电路的其余部分也是变化的(如增加存储器或相关器块的大小等)时候提高其性能。然而, 在其整个长度上实际上更加伪随机的交替 PN 扩展码使其更经得起被修改。

如前所述, 运算不必一定是 “先” 内码 “后” 外码的。谁 “先” 谁 “后” 仅仅是为了描述的方便和清楚起见。事实上或实际上, 这一点可以从产生具有某些特

别设计的特性的新的更长编码看到这一点,该编码是这两个编码的乘积。发射侧(发射机)或数据解调器的操作顺序可以是任何一种方式的,即在任一顺序中采用这些扩展序列。它们可以首先将内码应用于数据而后是外码,或应用外码而后是内码。运算也可以是将编码单独组合起来,随后用于扩展。然而,搜寻器接收机对运算的顺序是很敏感的。这里,内码经过去扩展,或首先用于去扩展。即,这对于搜寻器中的捕获是有意义的,这里,内PN码在先,而外PN序列其次。

应当清楚,捕获过程是一个“二步骤的”过程,有时发明人也将其称为是‘决定(clinching)’。实践中,无线装置或电话首先快速捕获内码,而后捕获外码。采用这一“两步骤”方法,意味着已经大大减少了假设数。这提供了一种在通信系统中使用这种方法的潜在动力。

人们可以将捕获看成是从不知道内、外码定时而开始的。在相信已经找到了编码定时之前,对大量的内码假设进行测试。有少量的假设是需要花费一点时间的。在该时间内,外码是全部忽略的。在这一点上,内码定时是用1个码片的精度和1024个码片的模糊性获得的,对于本例,其他的内码长度产生相应的模糊值。现在,人们相信,有一种良好的假设(编码同步匹配),接收波形用已经检测到或找到的内码进行的去扩展之后被输入到外码检测器中。外检测器确定外偏移是什么,产生或提供某些附加的定时信息。这第二步骤获得了具有1024个码片精度(内码长度)和 $1024 \times 288$ 码片模糊性(内码长度乘以外码长度)的定时。上述结果使得我们具有1码片精度和294,912码片模糊性的定时。

为了重新强调我们外码是为通信系统而完成的,应当指出,外码是不实施用户或用户信号的信道化或分离的。当将两个PN码的组合用于传统的蜂窝反向链路时,长码(不是扩展码)提供信道化。这里,外码向通信系统有效地提供比仅采用内码的更长的时间定标(scale)。这是在没有显著增加捕获时间时完成的。

这一产生更长时间定标至少具有两个优点。首先,它提供了帧定时,而无需计算误差矩阵,如循环冗余检验(CRC),以测试多个帧定时假设。第二,它使得可以由它们的外PN偏移对波束进行非模糊识别。内PN码相对于完成此的路径延迟中的变化来说太短了(当采用所要求的长度和周期时)。

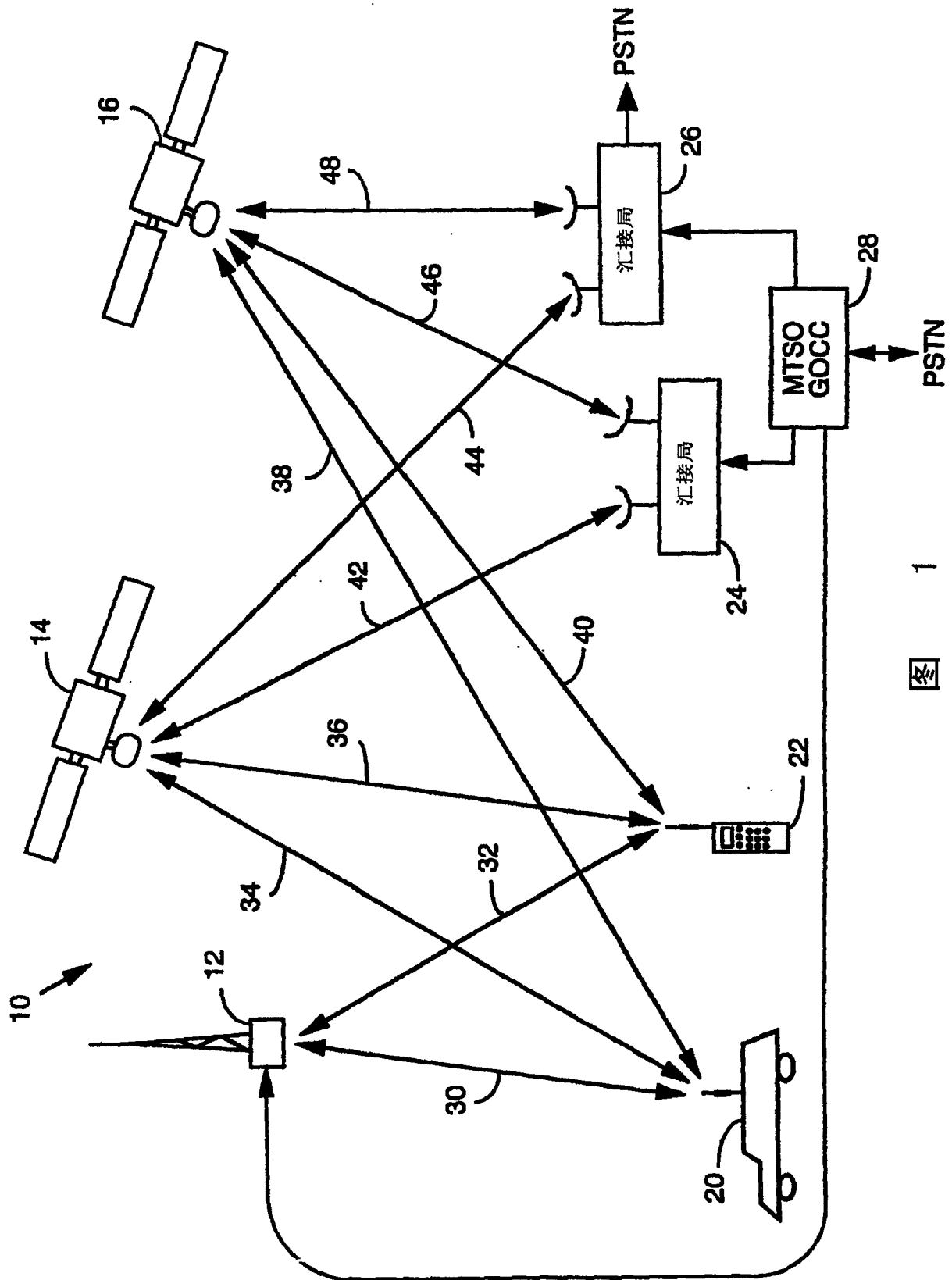
因为定时是在两个步骤中捕获的,对捕获时间的影响为最小。首先,测试 $n=1024$ 种可能的内码定时,随后是 $m=288$ 种外码定时。所以,总共测试 $n+m=1312$ 种假设。如果简单地使内码足够长以解决定时模糊性,则人们需要测试 $n \times m=294,912$ 种假设。换言之,必须搜寻定时假设的二维网格,一条轴上是1024个内

偏移，另一条轴上是 288 个外偏移。然而，采用本发明的外 PN 使得无线装置一次搜寻一维，而不必测试网格中的每一个单元。

结果，通过在 15 毫秒数量级上应用具有偏移的外 PN 定时，可以有充足的时间来获得波束标识，即使是在出现变化路径延迟的时候。这在切换谈判 (negotiation) 时是有用的，这可以出现在卫星系统中的汇接局的情况下，以便确定切换软组合的与系统时间的导频偏移，以及正确测量  $\delta t$  或定位的时间差或相位差。这就无需为识别波束而独立解调和处理每一新的波束。

将外 PN 码用作差分编码的序列改进了外 PN 定时捕获期间电话或其他接收装置的性能。外 PN 码可以用差分方案来检测或译码，它可以在大范围的频移上工作。最好采用频谱为白色的序列，以便使捕获所需的时间为最小，但这不是必须的。任何一种合理的伪随机二进制序列可以用于外码。

上述较佳实施例的描述使得本领域中的任何普通技术人员能够制造和使用本发明。很明显，这些实施例还可以有各种修改形式，并且其基本原理还可以应用于其他的实施例，而无需借助于发明人。所以，本发明并非仅限于上述实施例，应当从最宽的范围来理解本发明的原理和所揭示的新特征。



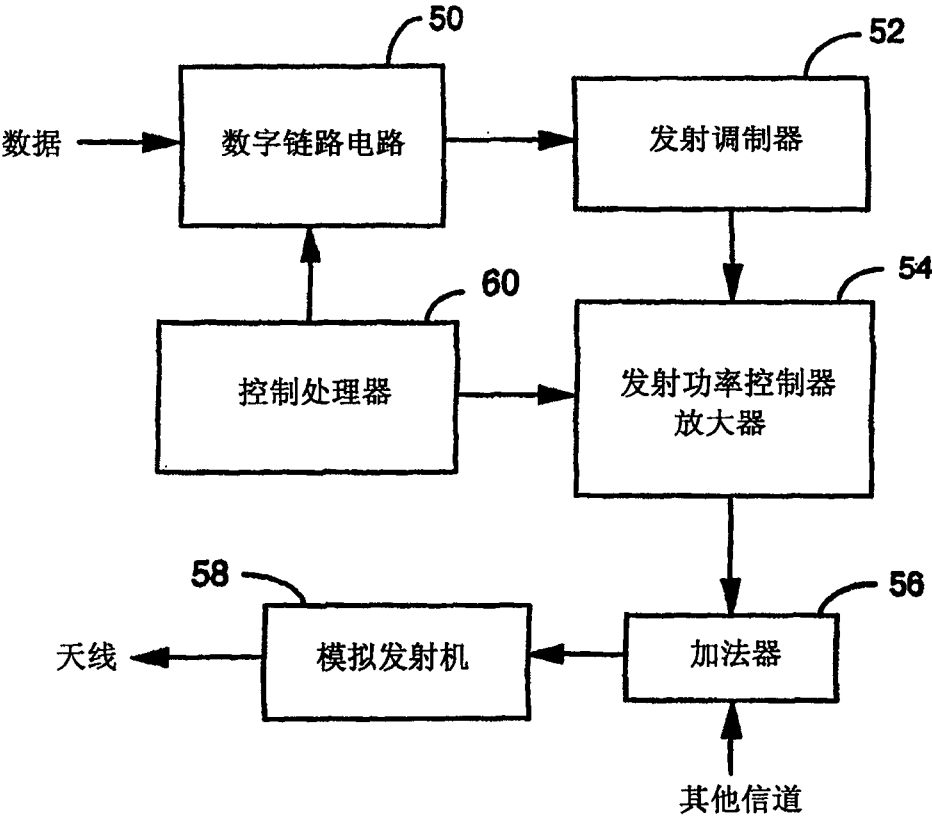


图 2

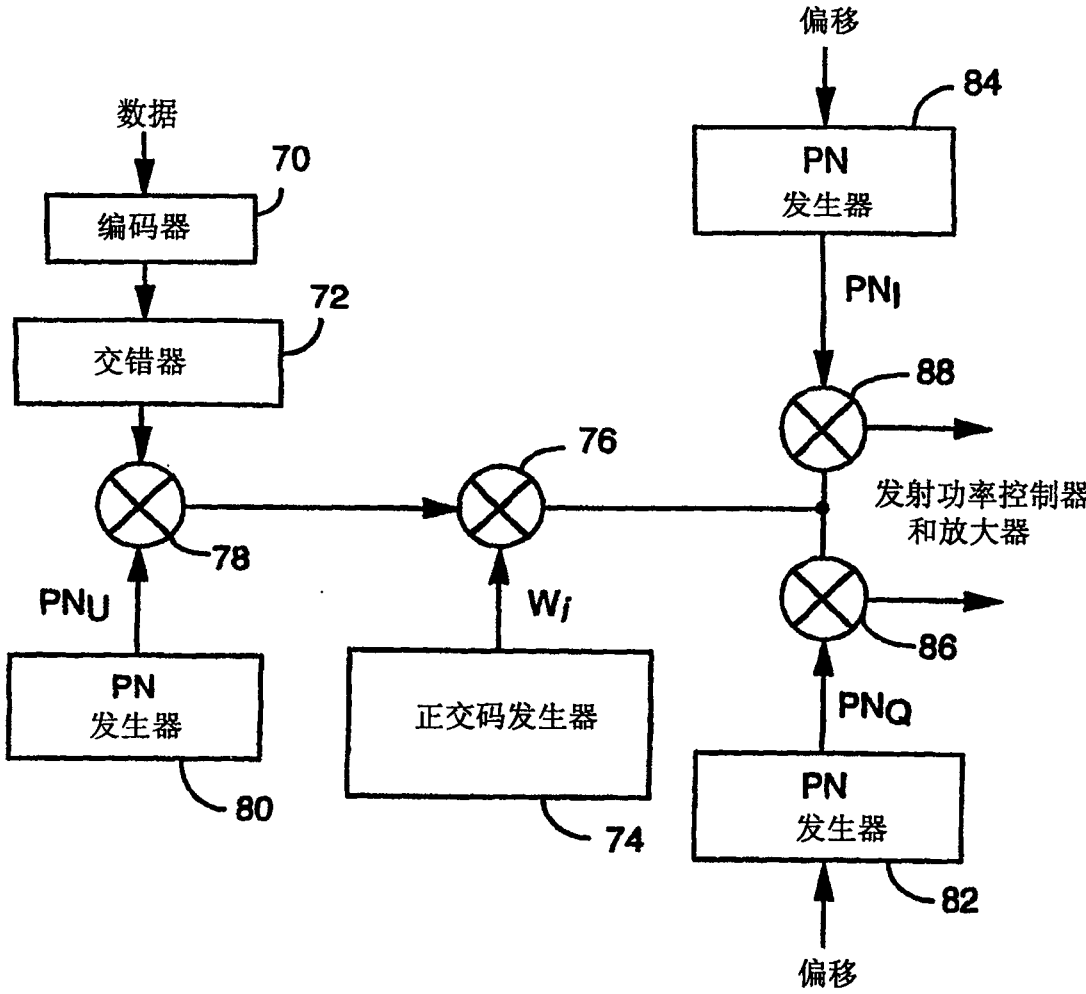
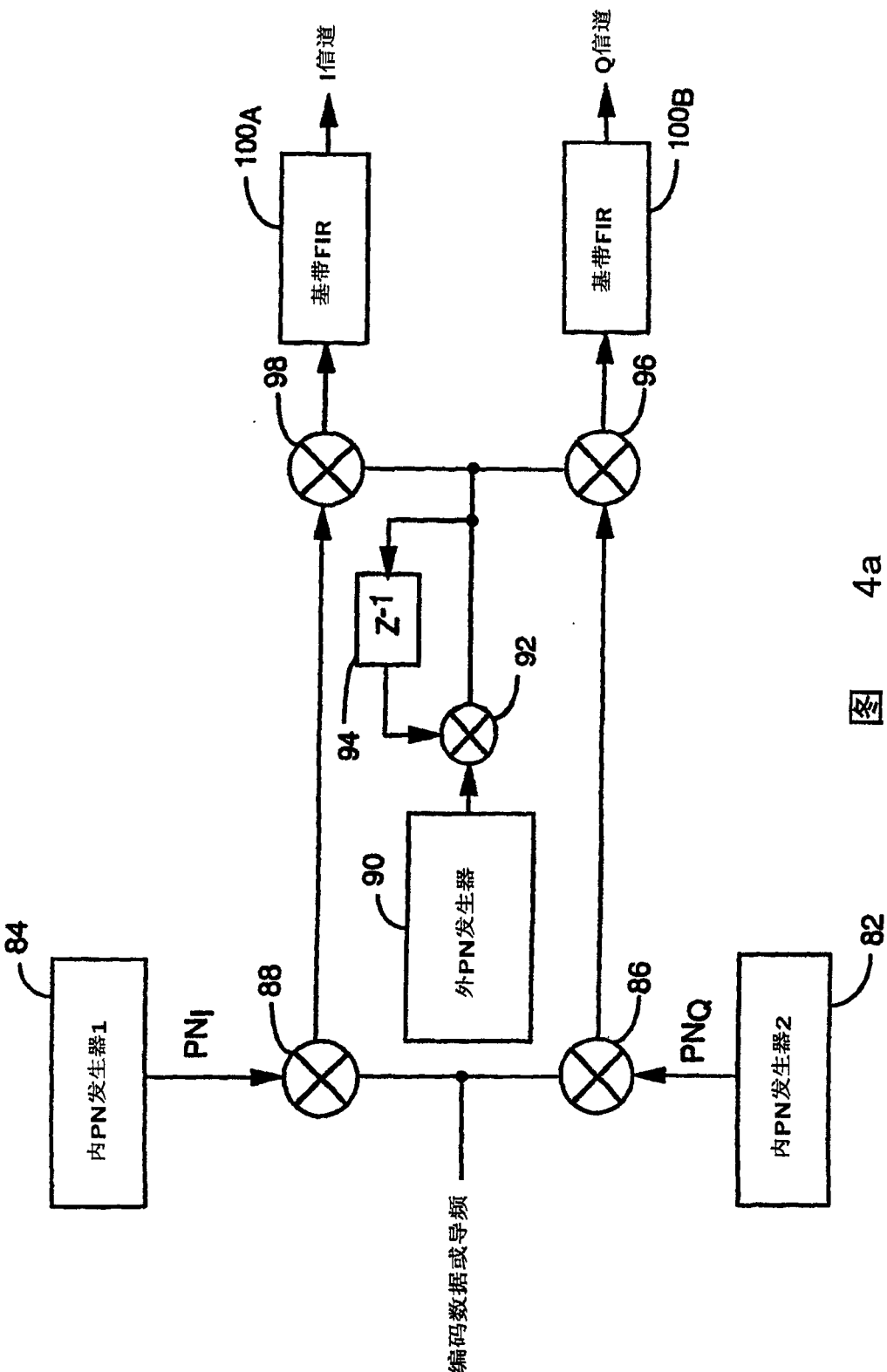


图 3



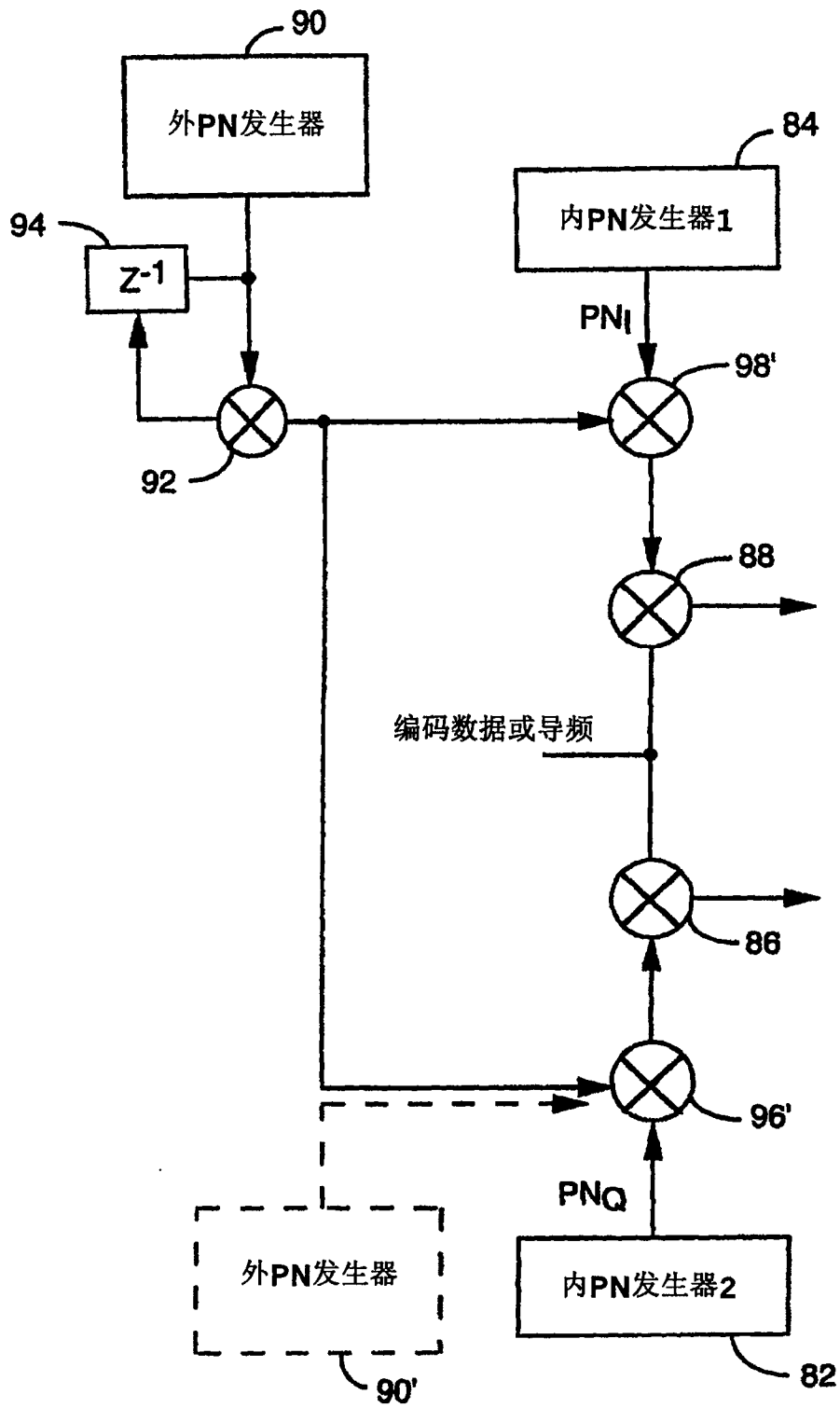


图 4b

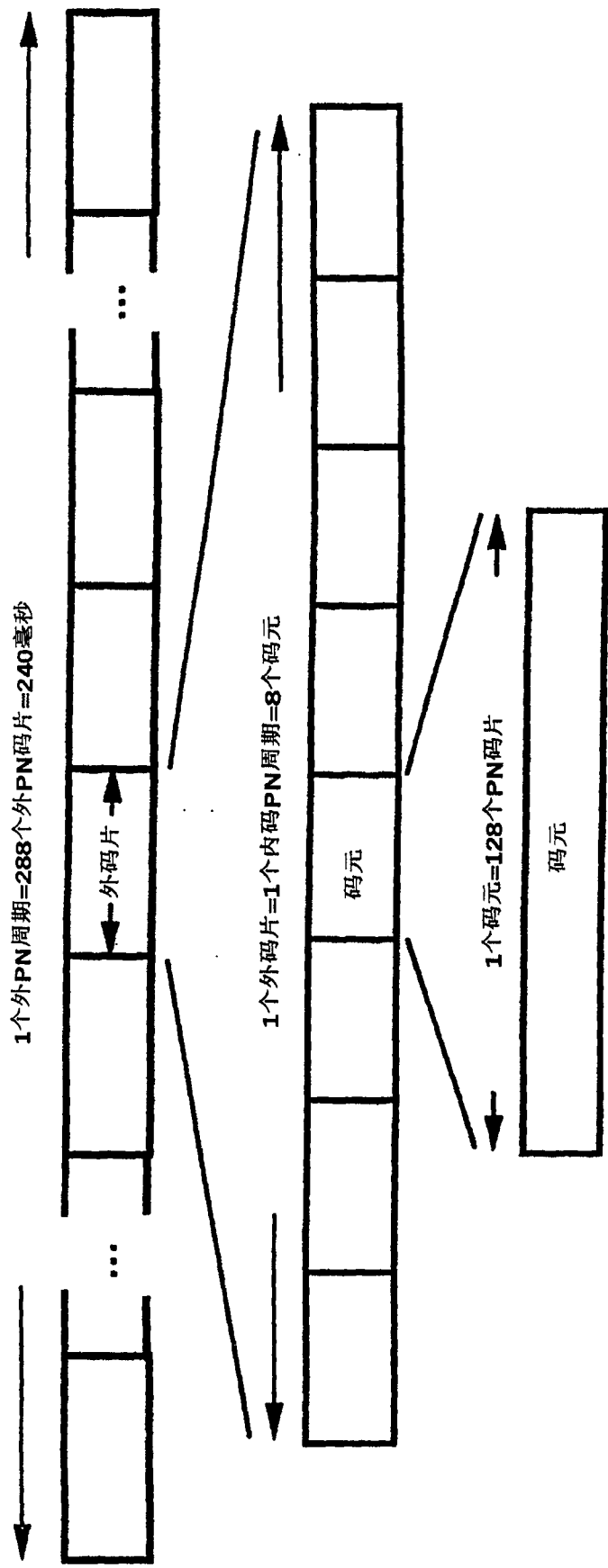


图 5

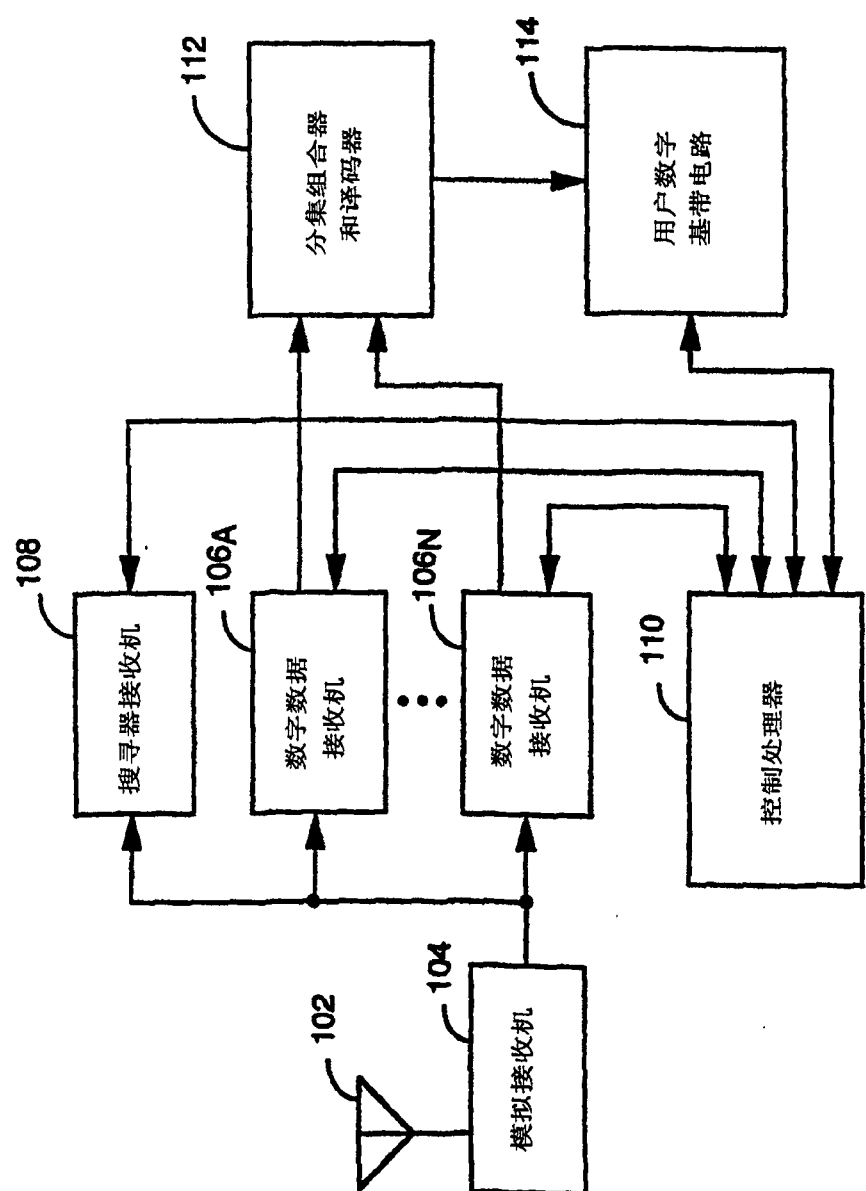


图 6

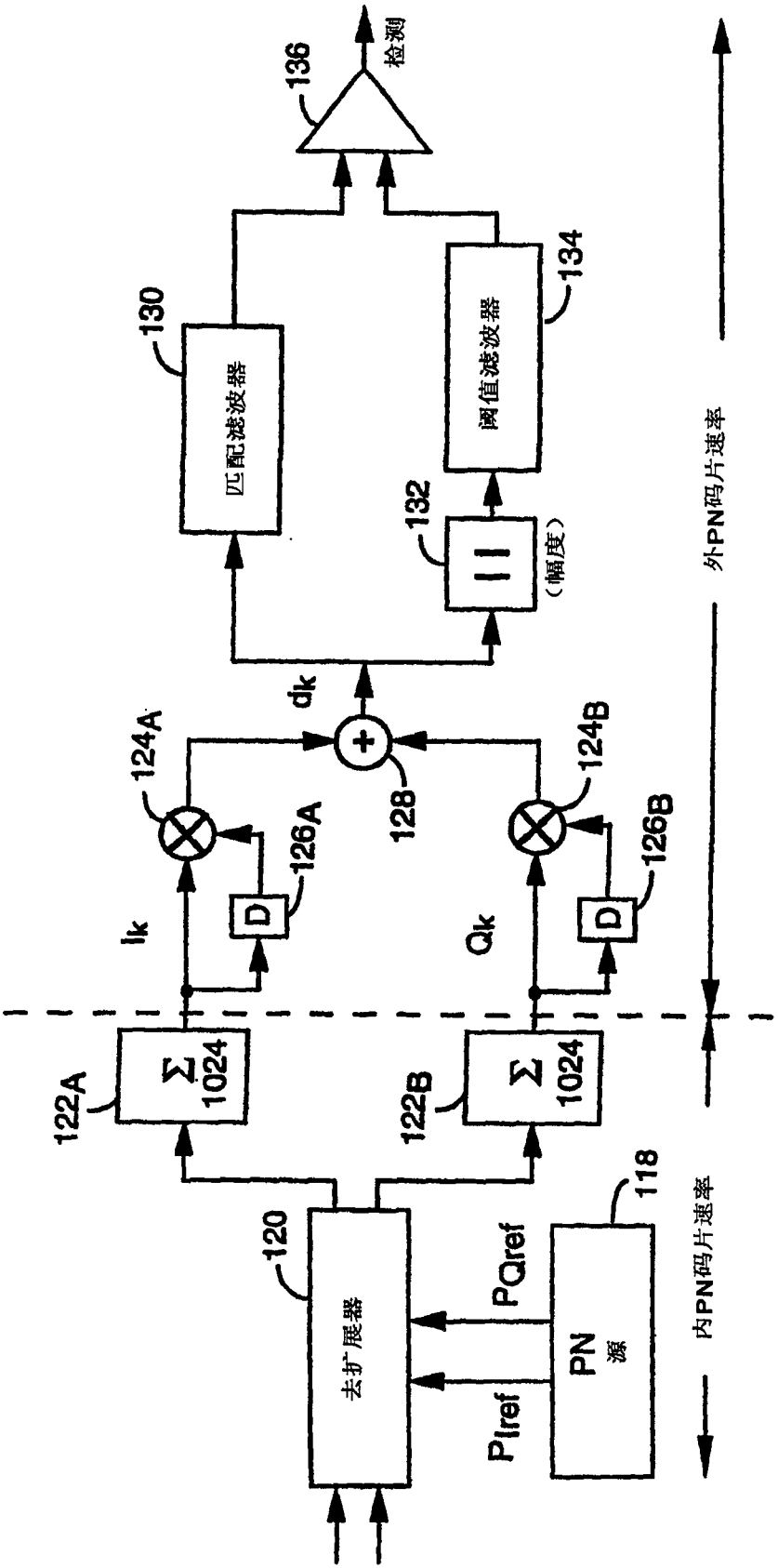


图 7

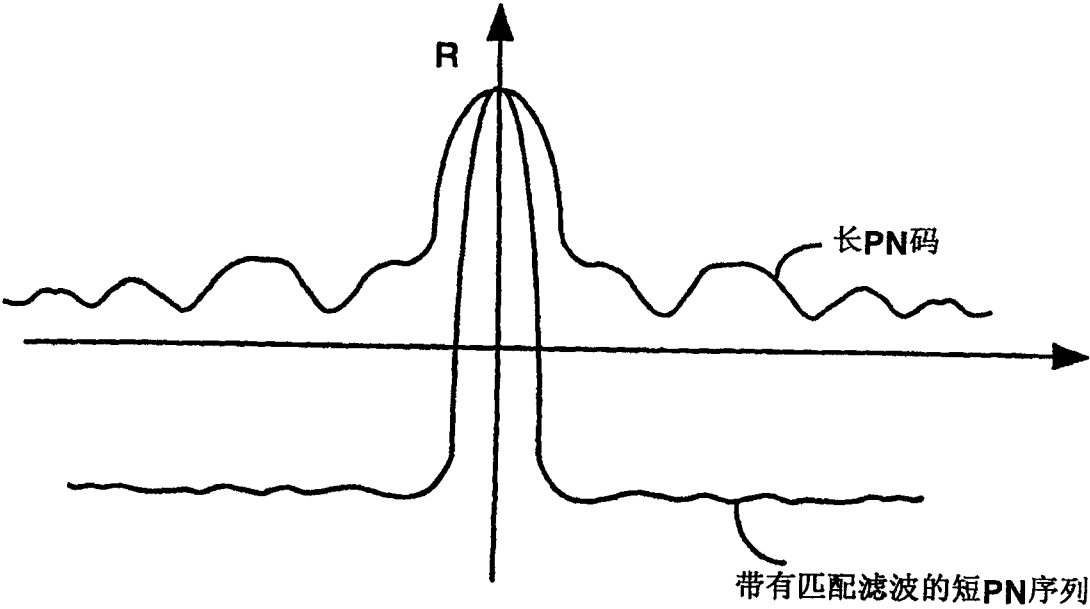


图 8

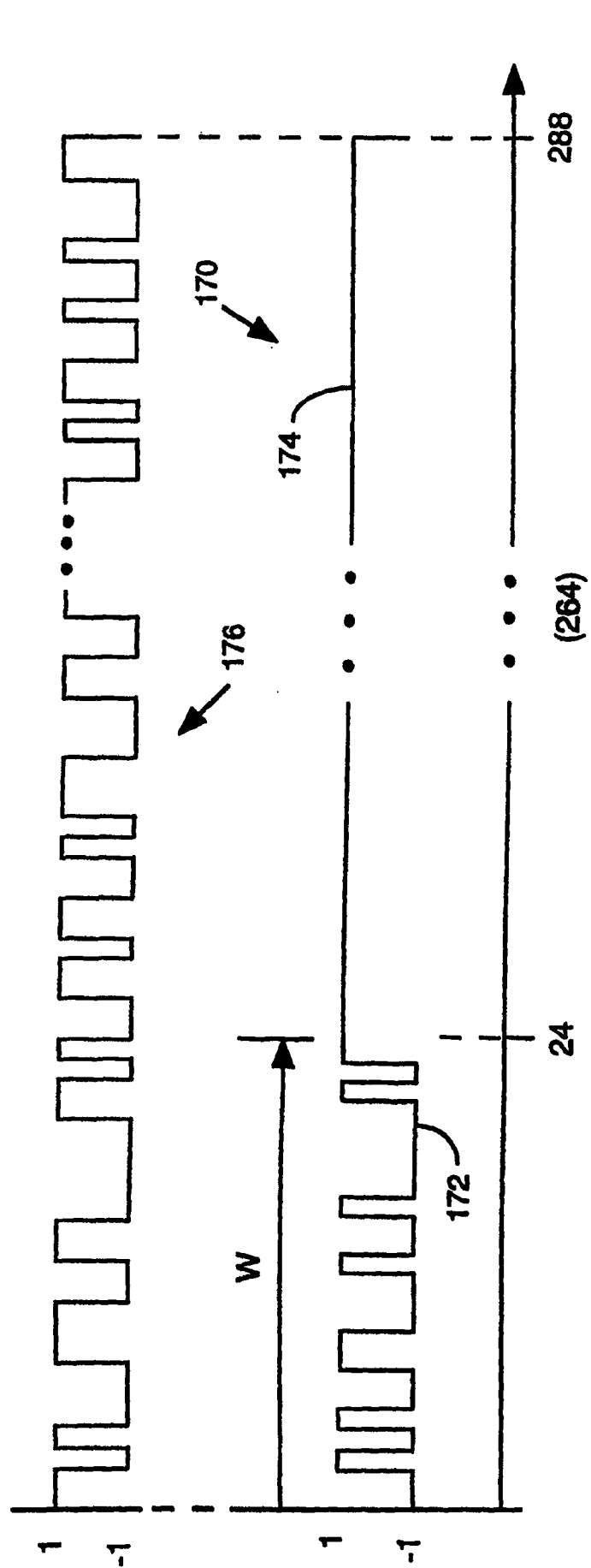


图 9

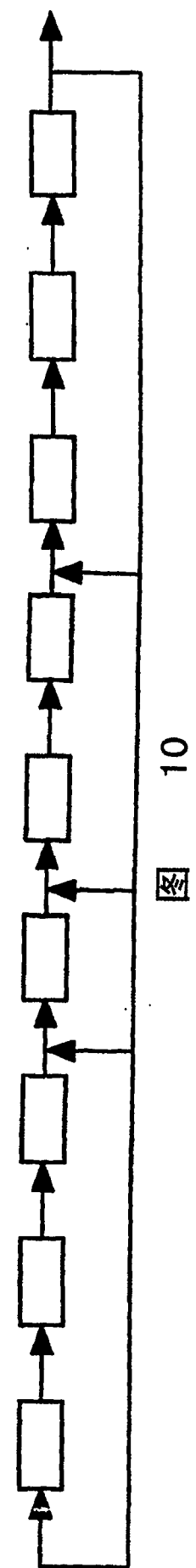


图 10

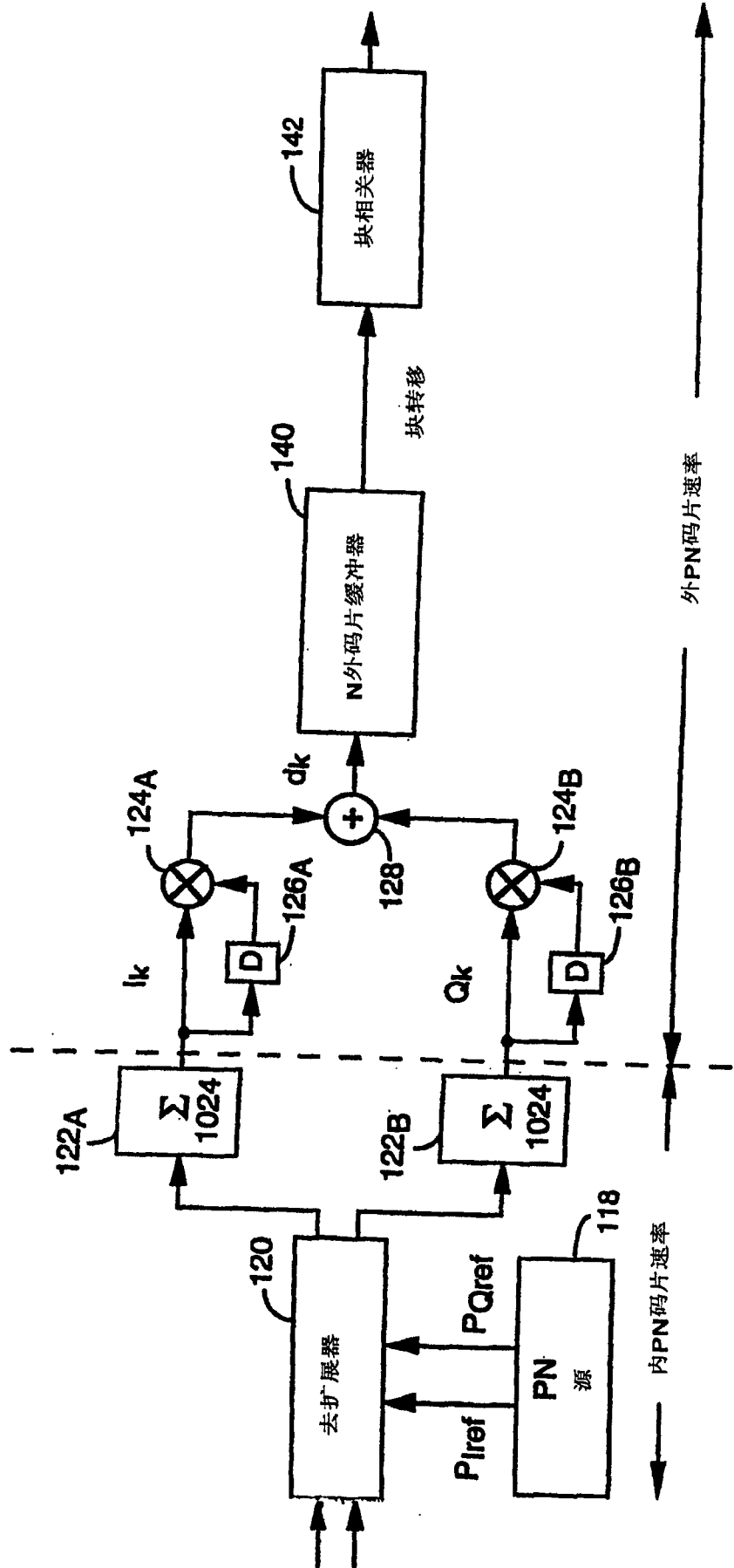


图 11

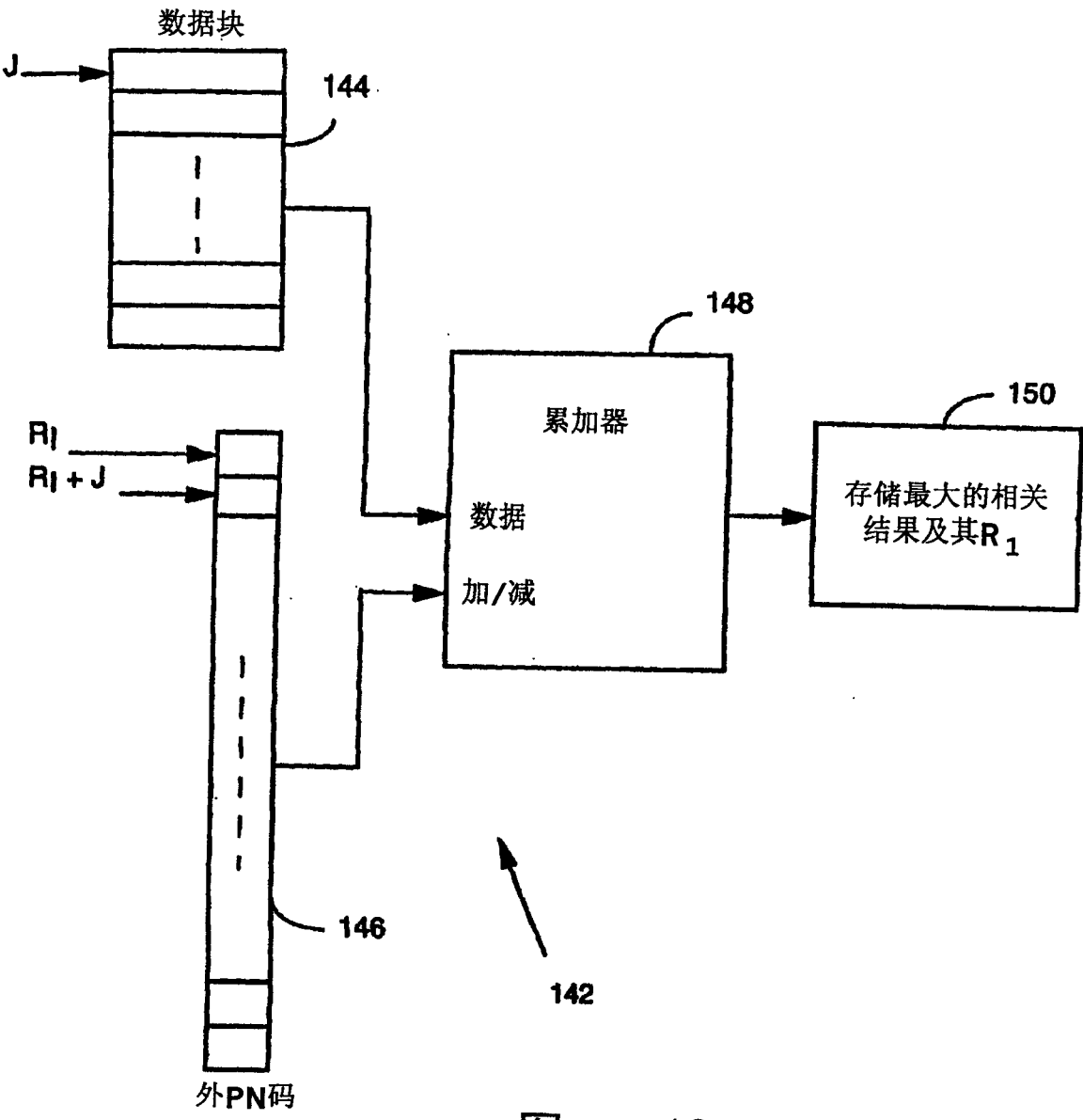


图 12