[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl[7]
H04B 1/707

[12]发明专利说明书

[21] ZL 专利号 96196064.7

[45]授权公告日 2002 年 9 月 25 日

[11]授权公告号 CN 1091554C

[22]申请日 1996.7.31
[21]申请号 96196064.7
[30]优先权
[32]1995.7.31 [33]US [31]08/509,722
[86]国际申请 PCT/US96/12531 1996.7.31
[87]国际公布 WO97/05709 英 1997.2.13
[85]进入国家阶段日期 1998.2.4
[73]专利权人 夸尔柯姆股份有限公司
地址 美国加州圣地埃哥
[72]发明人 阿瑟·罗斯
审查员 葛 源

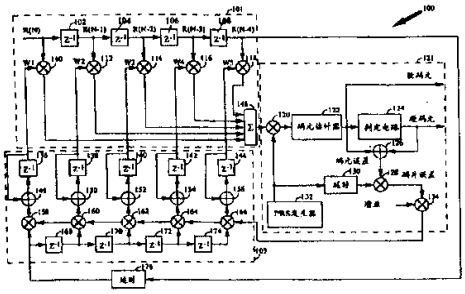
[74]专利代理机构 上海专利商标事务所
代理人 陈 亮

权利要求书 4 页 说明书 7 页 附图页数 1 页

[54]发明名称 自适应去扩展器和自适应地去扩展扩展频谱信号的方法

[57]摘要

一种自适应地去扩展直接序列扩展频谱信号的方法和装置。把直接扩展频谱信号 提供给横向滤波器(101)。去扩展器(120)去扩展滤波器(101)的输出,提供由码元估计 器(122)确定的软码元。把软码元提供给判定电路(124),产生软码元数据的误差校正的 形式,称为硬码元。由减法器(126)把软码元减去硬码元的值,产生误差码元。然后由 抽头适配器(103)利用 LMS 算法用误差码元计算横向滤波器的抽头值。



ISSN1008-4274

权 利 要 求 书

1、一种自适应去扩展器，包含：

横向滤波装置，接收输入的样本，根据一组自适应滤波抽头值对所述输入样本 进行滤波，以产生经滤波的码片值，其中，所述自适应抽头值根据再扩展误差信号更新；

去扩展装置，接收所述经滤波的码片值，根据直接序列扩展频谱格式对所述经滤波的码片进行去扩展，以提供第一估计码元，根据预定的判定格式产生第二估计码元；

误差计算装置，接收所述第一估计信号和所述第二估计信号，根据所述第一估计信号和所述第二估计信号产生误差信号；

扩展装置，接收所述误差信号，根据预定扩展频谱格式对扩展频谱扩展所述误差信号，以提供所述再扩展的误差信号；以及

抽头更新计算器，具有耦接到所述误差计算装置输出端上的第一输入端和耦接到所述横向滤波器第二输入端上的输出端。

2、如权利要求 1 所述的装置，其特征在于，所述横向滤波装置为有限脉冲响应滤波器。

3、如权利要求 1 所述的装置，其特征在于，所述去扩展装置包含：

码元估计装置，根据所述经滤波的码片值产生第一码元估计值；以及

硬判定装置，根据所述第一码元估计值和预定硬判定格式产生硬码元估计值。

4、如权利要求 3 所述的装置，其特征在于，所述硬判定装置包含比较电路。

5、如权利要求 3 所述的装置，其特征在于，所述硬判定装置包含维特比译码器。

6、如权利要求 3 所述的装置，其特征在于，所述去扩展装置还包含：

伪随机序列发生器，产生伪随机序列；以及

乘法装置，接收所述相乘的所述经滤波的码片值和接收所述伪随机序列，把所述

经滤波的码片值乘以所述伪随机序列，以提供乘积序列。

7、如权利要求 1 所述的装置，其特征在于，所述横向滤波装置根据最小均方抽头自适应格式更新所述抽头值。

8、如权利要求 6 所述的装置，其特征在于，所述码元估计器包括一乘法器，它 连接于所述横向滤波器的输出端，所述码元估计器对所述乘法器输出的乘积序列进行积分，以提供去扩展序列。

9、如权利要求 8 所述的装置，其特征在于，所述码元估计器为一数字积分器，它还根据预定的映射格式把所述去扩展序列映射到第二序列。

10、一种自适应地去扩展扩展频谱信号的方法，包含下列步骤：

接收输入样本；

根据一组自适应滤波抽头值对所述输入样本进行滤波，提供经滤波的码片值，其中所述自适应抽头值根据再扩展误差信号更新；

根据直接序列扩展频谱格式去扩展所述经滤波的码片值，提供第一估计码元；

根据预定的判定格式产生第二估计码元；

根据所述第一估计信号和所述第二估计信号产生误差信号；以及

根据预定的扩展频谱格式扩展所述误差信号，提供所述再扩展误差信号。

11、如权利要求 10 所述的方法，其特征在于，所述滤波步骤包含对所述输入样本进行有限冲击响应滤波。

12、如权利要求 10 所述的方法，其特征在于，所述去扩展所述经滤波的码片值的步骤包含：

根据所述经滤波的码片值产生第一码元估计值；以及

根据所述第一码元估计值和预定的硬判定格式产生硬码元估计值。

13、如权利要求 12 所述的方法，其特征在于，所述产生硬码元估计值的步骤包

含把所述第一码元估计值与一组阈值比较。

14、如权利要求 12 所述的方法，其特征在于，所述产生码码元估计值的步骤包含对所述第一码元估计值进行维特比译码。

15、如权利要求 12 所述的方法，其特征在于，所述去扩展步骤还包含：

产生伪随机序列；以及

把所述经滤波的码片值乘以所述伪随机序列，产生乘积序列。

16、如权利要求 10 所述的方法，其特征在于，还包含根据最小均方抽头自适应格式更新所述抽头值。

17、如权利要求 15 所述的方法，其特征在于，所述去扩展步骤还包含对所述乘积序列进行积分，提供去扩展序列。

18、如权利要求 17 所述的方法，其特征在于，所述去扩展步骤还包含根据预定的映射格式把所述去扩展序列映射到第二序列。

19、如权利要求 18 所述的方法，其特征在于，所述映射格式为哈达玛变换。

20、一种自适应去扩展器，包含：

横向滤波器，具有接收输入样本的第一输入端和接收抽头更新值的第二输入端，还具有一输出端；

码元估计、去扩展和再扩展电路，包括码元估计器和判定电路，所述码元估计器耦接到所述横向滤波器的输出端，所述判定电路将扩展频谱计算误差信号输出提供给所述横向滤波器的第二输入端；以及

抽头更新计算器，具有耦接到所述码元估计、去扩展和再扩展电路输出端上的第一输入端和耦接到所述横向滤波器第二输入端上的输出端。

21、如权利要求 20 所述的装置，其特征在于，所述码元估计、去扩展和再扩展

电路还包含：

一加法器，具有耦接到所述码元估计器输出端的第一输入端和耦接到所述判定电路输出端的第二输入端，还具有一输出端。

22、如权利要求 21 所述的装置，其特征在于，所述码元估计、去扩展和再扩展电路还包含乘法器，其输入端耦接到所述横向滤波器，其输出端耦接到所述码元估计器的输入端。

说　明　书

自适应去扩展器和自适应地去扩展扩展频谱信号的方法

技术领域

本发明涉及一种通信系统，尤其涉及一种新颖的经改进的方法和装置，以在不能分辨出多路径衰落的情况下，提高直接序列扩展频谱接收机的性能。

背景技术

已经开发了多种通信系统以从源地点向不同的用户目的地传输信息信号。已使用模拟和数字两种方法在链接源和用户地点的通信信道上传输这类信息信号。数字方法相对于模拟技术有几个优点，包括例如提高了信道噪声和干扰的抗扰度，增加了容量，通过加密提高通信的安全性。

在从信源处在通信信道上传输信息信号时，先把信息信号转换成适于在信道上有效地传输的形式。信息信号的转换或调制包含根据信息信号改变载波的一个参数使得把产生的调制载波的频谱限制在信道带宽。在用户处，根据在信道上传播后接收到的调制载波的形式再现原始消息信号。这种再现通常利用与信源发射机使用的调制处理相反的方式来实现。

调制也有助于多址技术，即同时在同一信道上传输多个信号。多址通信系统常包括多个远端用户单元，它们需要较短时间的间隙服务，而不是连续接入到通信信道。设计成能使一组用户单元在短时间内进行通信的系统称为多址通信系统。

一种特殊类型的多址通信系统称为扩展频谱系统，在扩展频谱系统中，所用的调制技术把传输的信号扩展到通信信道的宽频带上。一种类型的多址扩展频谱系统是码分多址(CDMA)调制系统。其它的多址通信系统技术，例如时分多址(TDMA)、频分多址(FDMA)以及诸如幅度压扩单边带等 AM 调制方法都是已知的技术。

然而，CDMA 在这些多址通信系统的调制技术上具有显著的优点。在名称为“使用卫星或地面中继站的扩展频谱多址通信系统”的美国专利 No. 4,901,307 以及名称为“CDMA 蜂窝电话系统中产生信号波形的系统和方法”的美国专利 No. 5,103,459 中揭示了一种在多址通信系统中使用 CDMA 技术，该两专利都转让给本发明的受让人，都援引于此，作为参考。

在 CDMA 蜂窝电话系统中，把相同的频带用于所用蜂窝区元的通信．提供处理增益的 CDMA 波形特性也用于区分占用相同频带的信号．而且，高速伪噪声(PN)调制可使许多不同的传播路径得以分开，只要路径差超出 PN 码片持续期或 1/带宽．如果使用 1MHz 的 PN 码片速率，则可以对所要求的路径的路径延时差一微秒以上的路径使用多路径调制． 1 微秒路径延时差对应于 1000 英尺的路径距离．都市环境的路径延时通常超过 1 微称，在一些地区有报导达 10-20 微秒．

在窄带调制系统中，例如传统蜂窝电话系统使用的模拟 FM 调制，多路径的存在可能导致严重的衰落特性．然而，对于宽带 CDMA 调制，用解调处理可以区分不同的路径．使用 CDMA 区分技术也不能全部消除多路径衰落，因为有时会有延时差小于特定系统的最小路径延时的路径．具有这种程度的路径延时的信号不能在解调器中区分出．因此，希望系统使用一些分集形式，以进一步减少衰落效应．

控制 CDMA 系统中发射机的功率在一定程度上可以控制不利的衰落效应．在名称为“控制 CDMA 蜂窝移动电话系统的发射功率的方法和装置”的美国专利 No. 5,056,109 中揭示了一种区元和移动单元功率控制的系统，该专利转让给本发明的受让人，援引于此，以作参考．而且，当移动单元在切换处理期间在具有移动单元通信区元的蜂窝区服务区域之间移动时，在切换模式下可以减小多路径衰落效应．在名称为“ CDMA 蜂窝电话系统中的软切换”的美国专利 No. 5,101,501 中揭示了这种切换方案，该专利已转让给本发明的受让人，援引于此，以作参考．

多路径的存在可以为宽带 CDMA 系统提供路径分集．如果有两条或多条路径的路径延时相差大于 1 微秒以上，则可以用两个或多个接收机独立地接收这些信号．由于这些信号通常在多路径衰落上表现出相互独立(即它们通常不同时衰落)，所以可以分集组合两个接收机的输出．在名称为“ CDMA 蜂窝电话系统中的分集接收机”的美国专利 No. 5,109,390 中揭示了实现这类组合接收机的方法和装置，该专利已转让给本发明的受让人，援引于此，以作参考．

发明内容

本发明是一种新颖的经改进的方法和装置，以在不能分辨出多路径衰落的情况下，提高直接序列扩展频谱接收机的性能．本发明可以替换上述美国专利 N.5,101,501 中描述的直接序列扩展频谱接收机的分集接收机结构．本发明在功能上与分集接收机相似，但它具有结构简单和提高了在不能分辨出多路径的情况下的性能．它还适用于

高速数据速率的系统，在室内使用可能是最理想的．其新颖性在于在传统的自适应均衡器上加入了去扩展和再扩展操作．

在 800 至 2000MHz 范围内在室内环境内发现的多路径传播通常具有相当短的延时扩展．该扩展的范围可以从约 20ns 至 300ns，随建筑物的大小、特性以及墙面的设计以及其它因素而变化．当多路径组件之间的延时大于扩展序列码片时，在蜂窝室外环境内用于直接序列接收的分集接收机最有效．在标准化的 CDMA 设计中，如上述美国专利 No. 4,901,307 和 5,103,459 中所描述的，码片期间长约 800ns．码片期间比延时扩展长意味着分集接收机中仅一个解调信号是有用的．而且，不能分辨出的多路径将导致平坦分集接收机的一个解调信号输出的瑞利衰落．因此，可以具有较长延时的分集接收机增益不能实现．

短延时扩展的室内必须使用一种新颖的处理多路径信号的方法．本发明使用一种均衡器结构来实现这个目的．本发明的目的是减少多路径传播引起的码间干扰．使用古典最小均方(LMS)算法的均衡器通常使用基于单独的码元判定的反馈来更新横向滤波器的抽头权重． LMS 算法估计相对于抽头权重的误差函数的反向梯度，并在相对于估计的梯度的方向上调整抽头权重．在适当的信道统计量和增益情况下，滤波器收敛到能有效地减小码间干扰的状态． LMS 算法被广泛使用，是因为它简单、易于计算，并且，它不需要重复数据．然而，在本申请中，不直接应用 LMS 算法，是因为直接的序列扩展．

在 CDMA 蜂窝和 PCS 系统中，多路经扩展不是以码元时间单位(几十微秒)上引入码间干扰，而是以码片时间单位(几十到几百纳秒)．因此，本发明的自适应均衡器具有码片与码片间误差反馈的功能．为此，必须根据去扩展信号、估计的误差以及在作为抽头权重校正被反馈前的由原始伪噪声序列再扩展的软硬判定之间的差值来估计数据调制．

本发明的典型实现方式用于解调导频信道．导频信道是用于提供基本时间同步信息(不载荷数据)的信道．导频信道的使用实现方式在上述的美国专利 No. 5,103,459 中有详述．本发明可以在解调其它信息的信道中使用，而只要较小的改动．

附图概述

通过下面结合附图的详细描述，本发明的特征、目的和优点将变得更明显，在图中相同的符号表示相应的部件．

图 1 是本发明的方框图.

本发明的实施方式

图 1 示出了新颖的自适应去扩展器的结构，它可以均衡宽带信道. 图 1 没有图示出下变频扩展频谱信号和把它转换成数据基带信号的接收机，因为，这在该技术领域是众所周知的. 自适应去扩展器 100 包含横向滤波器 101 、最小均方(LMS)抽头更新电路 103 和码元估计、去扩展和再扩展电路 121 . 自适应去扩展器 100 图示成由分列元件组成. 在典型实施例中，自适应去扩展器 100 是用微处理器或微控制器以编程方式实现所述的功能. 虽然图 1 没有示出单独的定时方框，但应当注意，这种时钟定时通常在微处理器或微控制器内提供，或者由独立的时间源来提供.

横向滤波器 101 是有限脉冲响应(FIR)滤波器，它接收表示扩展频谱信号基带形式的数据信号 R . 横向滤波器 101 根据最近接收到的样本 R(n)和前面接收到的样本 R(n),R(n-1),R(n-2),R(n-3)和 R(n-4)产生滤波信号. 图 1 所示的结构有五个抽头. 它是经滤波的值， S(n)是基于五个接收到的值 R(n)以及前面接收到的提供给加法元件 146 的样本 R(n),R(n-1),R(n-2),R(n-3)和 R(n-4). 虽然在典型实施例中，所示的结构是五抽头 FIR 滤波器，但也可以使用与性能要求一致的任意个抽头.

把接收到的信号提供给一系列延时元件 102 、 104 、 106 和 108 . 在扩展频谱通信系统中，最小片的传输信息称为码片. 每个码片具有预定的码片周期. 每个延时元件 102 、 104 、 106 和 108 把接收到的码片延时一个等于信号采样周期的值. 在典型实施例中，输入采样速率是码片速率较小的整数倍. 例如，码片速率为 1.25MHz ，整数倍可以是 4 ，相应的样本速率为 5MHz . 延时元件 102 、 104 、 106 和 108 可以利用该技术领域公知的锁存器或其存储元件来实现.

把当前样本 R(n)和每个延时元件 102 、 104 、 106 和 108 的输出分别提供给乘法器 110 、 112 、 114 、 116 和 118 . 在乘法器 110 、 112 、 114 、 116 和 118 中，分别用加权抽头值 w1,w2,w3,w4 和 w5 对样本值加权，这些加权抽头值由 LMS 抽头更新电路 103(后面描述)计算得到. 把每个经加权的样本值提供给加法器(Σ)146 . 加法器 146 把每个经加权的样本值相加，产生输出值 Sn . 加法器 146 以码片速率输出经滤波的值 Sn ，即每个码片周期一个值.

把横向滤波器 101 的输出码片 Sn 提供给码元估计、去扩展和再扩展电路 121 . 把输出码片 Sn 提供给乘法器 120 . 在乘法器 120 中，把输入的经滤波的码片 Sn 与伪

随机序列(PRS)产生器 132 以码片速率提供的伪随机序列的二进制数相乘．把乘法器 120 的积提供给码元估计器 122．码元估计器 122 在大于码片周期的码元周期上把乘法器 120 的输出结果进行积分，以产生去扩展的码元．码元估计器 122 可以由该技术领域公知的数字积分器制成．码元估计器 122 还可以提供码元映射，经积分的码片值提供第一码元估计，它预定的映射映射成软码元．典型的映射是哈达玛变换映射．

如果扩展是双极性相移键(BPSK)，则去扩展序列也应当是双极性值(±)，与发射机上使用的扩展序列一样．如果扩展是正交相移键(QPSK)，则通常其 I 和 Q 分量应是双极性值，去扩展序列是发射机使用的扩展序列的复共轭．在典型实施例中，PRS 产生器 132 利用移位寄存器来实现，在该技术领域中，对这种移位寄存器的设计和实现是公知的．

去扩展操作产生对应于原始发射的信号中出现的数据调制的低通信号分量．伪随机噪声相乘不压缩其它站的干扰，并如上述美国专利 No. 4,901,307 和 5,103,459 中详述的一样将保留宽带波形．

码元估计器 122 对加法器 146 的输出进行操作．码元估计器 122 对横向滤波器 101 的样本进行滤波，或者进行处理，产生在每个码元周期发射的调制码元的估计值．通常，大量的码片对每个码元起作用，反映出扩展频带对数据速率的较大的比率．在图 1 中把这种码元估计器的输出标为“软码元”

判定电路 124 对软码元作进一步处理．判定电路 124 的输出是一个复数值，它是原始发射的调制码元的重构．在解调导频信号的情况下，该码元由一个复数表示，例如 1 + 0j．在解调导频信号的情况下，判定电路 124 为比较器，把码元估计器 122 提供的经积分的码片值与一常数比较．判定电路 124 用来产生未调制的导频估计值．另一方面，判定电路 124 可以是诸如维特比译码器等复数电路，提供再编码的信道码元，作为其最后判定的结果．

把误差波形计算成码元估计器 122 提供的软判定码元与在加法器 146 内判定电路 124 提供的硬判定码元之间的差．该复数误差 e(n)在乘法器 128 中用 PRS 发生器 132 提供的经延时元件 130 延时的伪随机序列进行再扩展．延时元件 130 可以已知的锁存器或存储器来构成．

根据 LMS 算法在 LMS 抽头更新电路 103 内计算出抽头权重更新．必须使用原始的扩展信号样本，而不是调制码元．这与传统的 LMS 自适应均衡器不同，在传统的均衡器中，对信号进行去扩展，以进行码元判定，并再扩展以用于抽头更新．

根据其应用，判定电路 124 的构造可以有不同的实现方式．在典型实施例中，正向链路功率的主要部分专用于扩展而不是未调制的导频，发射的码元先验地知道为常数．所以判定电路 124 的输出与接收到的信号根本无关，而简单地为一常数，例如 1+0j．因此，软码元是去扩展器输出的短期平均值，码元误差是这些短期平均值与常数目标值之间的差．

码元判定是基于多个码片值．因此，它们是不能用的，一直到包含它们的最后码片之后的一段时间．由于这种延时，在提供给 LMS 抽头更新电路 103 之前必须对接收到的信号 R(n)进行延时，在提供给乘法器 128 之前必须对伪随机序列进行延时．延时元件 130 对伪随机序列进行延时，延时元件 176 对接收到的信号 R(n)提供延时．这些延时的长度至少为一个数据码元．如果使用维特比译码侧的信息，则延时将是几个码元，这时由于最后的码元判定滞后于接收至少是译码器的截断长度(truncation length)．

图 1 所示的延时把判定误差反馈带入到与信道样本的时间对准．因此它们的持续期约为一个码元．一般的码元周期在正向链路上为 52.1 μ s，在反向链路上为 208.3 μ s．扩展码延时每个码片仅需要记住 2 比特，或 128 和 512 比特．因此，以 8 倍过取样 4 比特和用于 I 和 Q 时信号样本将分别需要 8192 和 32768 比特．

在码率为ρ、 m 元调制和数据速率为 R 的系统中，码元周期由下面给出:

$$T_{xymb}=\rho \cdot \log_2 m/R \qquad (1)$$

所以对样本的延时可以如下计算:

$$T_{symb} \cdot f_{chip=}\rho \cdot \log_2 m \cdot f_{chip} \cdot S/R \qquad (2)$$

其中 S 为对信号的过取样率．

一可以根据多路径信号的总延时跨度计算横向滤波器所需要的抽头数．因此如果延时跨度设置为 200 纳秒，则在 20Mhz 的取样速率下，可以如下计算抽头数:

200ns · 20MHz+1 ≥ 5 抽头 (3)

这样是必要的．

这种方法的成功依赖于自适应速度，它应足够快，以跟踪主要由于手机移动造成

的明显多路径的短期变化．对于手持单元，可以估计，以 1800MHz 和 3m/s(6.7mph) 变化的速率约为 2fv/c=36 空值(null)/秒，或者在空值之间约 28ms．这就要求自适应时间应当不大于几百微秒，这种方法才能成功．在汽车速率时，该时间减少约 10 倍，或约为 2.8ms．

在返回到 LMS 抽头更新电路 103 之前把所示的固定增益在乘法器 134 中乘以误差信号．该增益必须经适当挑选，这是由于如果太小，可能引起慢收敛，太大可能引起不稳定．

LMS 抽头更新电路 103 接收乘法器 134 的加权误差信号，和延时元件 176 的经延时的样本．把延时单元 176 的经延时的样本提供给一系列延时元件 168、170、172 和 174．各延时元件 168、170、172 和 174 如关于延时元件 102、104、16 和 108 所描述的一样，把接收到的样本延时一附加的样本周期．

把延时元件 176、168、170、172 和 174 的输出分别提供给乘法器 158、160、162、164 和 166．把乘法器 158、160、162、164 和 166 的输出分别提供给加法器 148、150、152、154 和 156 的第一输入端．把加法元件 148、150、152、154 和 156 的输出提供给延时单元 136、138、140、142 和 144．加法器 148、150、152、154 和 56 的第二输入端是各加法器 136、138、140、142 和 144 的单样本延时输出．延时单元 136、138、140、142 和 144 把输入样本延时一个样本周期．把延时单元 136、138、140、142 和 144 的输出作为抽头值提供给横向滤波器 101，分别提供给乘法器 110、112、114、116 和 118．

这种结构比分集接收机简单．仅需要一个解调器，相反在分集接收机中需要多个解调器．它还不需要搜索多路径信号以及为多路径信号分配解调元件，这是由于抽头位置以固定间隔固定．因为没有动态分配，所以没有分配误差造成的损耗．由于仅有一个软判定输出，所以不需要去偏斜．在比较复杂程度时，可以使用更多个抽头，可以得到更好的分集增益．

上面对较佳实施例的描述能使该技术领域的熟练人员制作或使用本发明．显然，对这些实施例的各种变动对于该技术领域的熟练人员来说是明显的，这里限定的一般原理可以应用于其它实施例而无需创造能力．因此，本发明并不限于这里所示的实施例，而是应根据这里揭示的原理的新颖特征相一致的最广的范围．

说 明 书 附 图

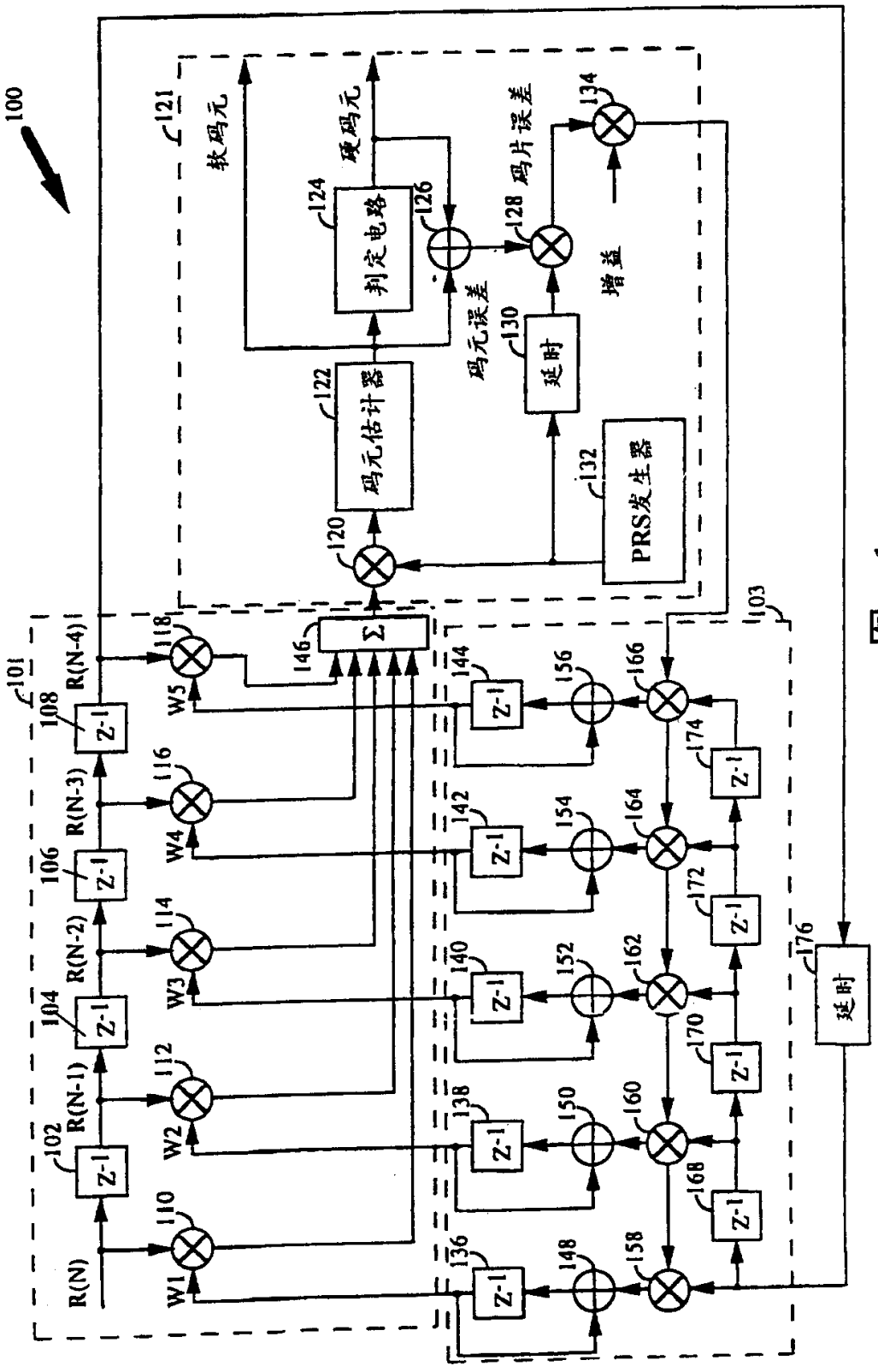

100
101
103
121
软码元
硬码元
判定电路
码元估计器
码元误差
码片误差
增益
延时
PRS发生器
R(N)
R(N-1)
R(N-2)
R(N-3)
R(N-4)
W1
W2
W3
W4
W5
Σ
Z-1
延时

图 1