



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 98804528.1

[45] 授权公告日 2003 年 8 月 20 日

[11] 授权公告号 CN 1118953C

[22] 申请日 1998.12.7 [21] 申请号 98804528.1

[30] 优先权

[32] 1997.12.23 [33] US [31] 08/996,669

[86] 国际申请 PCT/IB98/01963 1998.12.7

[87] 国际公布 WO99/34528 英 1999.7.8

[85] 进入国家阶段日期 1999.10.25

[71] 专利权人 皇家飞利浦电子有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

[72] 发明人 F·坎加尔 M·穆塔梅德

A·J·鲁菲尔

审查员 徐 刚

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

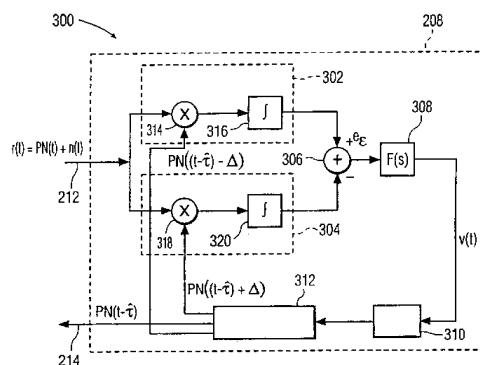
代理人 邹光新 陈景峻

权利要求书 1 页 说明书 12 页 附图 7 页

[54] 发明名称 在 IS-95 扩频通信系统中锁定到伪噪声码的装置和方法

[57] 摘要

公开了在 IS-95 扩频通信系统中锁定到伪噪声码的装置和方法。根据误差信号,伪噪声发生器(312 或 416)产生准时的伪噪声信号,超前的伪噪声信号被延迟不到半个码片间隔,滞后的伪噪声信号被提前不到半个码片间隔。相关器(302 和 304, 或 404)将接收信号与超前和滞后伪噪声信号相关,产生误差信号。伪噪声发生器(312 或 416)与相关器(302 和 304, 或 404)的合并产生一个环路,其中准时伪噪声信号比现有技术设备更准确地跟踪接收的伪噪声码,并使接收机中的解交织和解码设备(210)更有效地对接收信号解调。



1. 一种用来锁定到接收伪噪声码的方法，包括如下步骤：

根据误差信号，产生准时的伪噪声信号、延迟不到半个码片间隔的超前伪噪声信号、提前不到半个码片间隔的滞后伪噪声信号；并且

5 将接收信号与超前和滞后伪噪声信号相关，产生误差信号；

藉此产生一个使准时伪噪声信号跟踪伪噪声码的环路；

其中相关步骤还包括如下步骤：

从超前伪噪声信号中减去滞后伪噪声信号，产生合并的伪噪声信号；并且

10 将接收信号与合并的伪噪声信号混合，然后积分，产生误差信号。

2. 锁定到接收伪噪声码的装置，包括：

根据误差信号，产生准时的伪噪声信号、延迟不到半个码片间隔的超前伪噪声信号、提前不到半个码片间隔的滞后伪噪声信号的装置；以及

15 将接收信号与超前和滞后伪噪声信号相关，产生误差信号的装置；藉此产生一个使准时伪噪声信号跟踪伪噪声码的环路；

其中相关装置还包括：

从超前伪噪声信号中减去滞后伪噪声信号，产生合并的伪噪声信号的装置；以及

20 将接收信号与合并的伪噪声信号混合，然后积分产生误差信号的装置。

在 IS-95 扩频通信系统中锁定到伪噪声码的装置和方法

发明背景

5 1. 发明领域

本发明一般涉及使用扩频技术通信的装置和方法，更具体地涉及在 IS-95 扩频通信系统中锁定到伪噪声码的装置和方法。

2. 背景技术讨论

10 扩频通信系统目前在现代蜂窝通信设备中找到了更广泛的应用。扩频系统允许更多的用户在越来越紧张的带宽环境中发射和接收通信。

一种对基带信号扩频以便填满整个信道带宽的技术是，用 Walsh 码和复伪噪声 (PN) 扩频信号与基带信号混合。通过将基带信号内的每个数据符号调制 (即，切割) 成码片周期 (即，码片间隔) 为 T_c 的多个码片，Walsh 码和 PN 扩频信号有效地对基带信号编码，
15 正如下面文献进一步讨论的：IEEE Communications Magazine, 1983 年 3 月，“An Introduction to Spread Spectrum (扩频介绍)”，作者 Charles E. Cook 和 Howard S. Marsh，以及 Applied Microwave & Wireless, 1994 年冬季，pp. 24-39，“The CDMA Standard (CDMA 标准)”，作者 David P. Whipp (最初发表为 “North American Cellular CDMA (北美蜂窝 CDMA)”，Hewlett-Packard Journal, 1993 年 12 月，pp. 90-97)。复 PN 码由下式给出：
 $PN(t) = PN_i(t - \delta) + jPN_j(t - \delta)$ ，这里 δ 是相位偏移。在相同频段上广播并在特定接收机距离之内的 CDMA 网络内的每个发射机由它的唯一相位偏移 δ 来区分。每个发射机包括多个信道，通过不同的 Walsh 码编码并区分。
25

当前的扩频接收机捕获很多不同的发射信号，这些信号表现为彼此叠加，由被调整为只接收对应于特定 PN 码相位偏移和特定 Walsh 码的发射信道的相关器来解调。接收机通过去除载波信号并用具有匹配 PN 码相位偏移和 Walsh 码的相关器对扩频信号解调来完成。
30

为了使解调成功进行，发射机和接收机的 PN 扩频相位偏移必须同步。包含相关器的延迟锁相环 (DLL) 通常用于将接收机的 PN

码相位偏移同步到发射机的 PN 码相位偏移。但是, DLL 内部的滤波器降低了用于对基带数据信号编码的 Walsh 码的正交性。因此, 基带数据信号就更容易被正交信道噪声 (Orthogonal Channel Noise (OCN)) 和多址干扰 (MAI) 噪声破坏。高电平的 MAI 噪声也大大增加了 DLL 失锁的可能性, 使通信中断。

所需的是遵循 IS-95 标准的扩频通信系统内降低噪声对延迟锁相环影响的装置和方法。

发明概述

10 本发明是遵循 IS-95 标准并结合改进的延迟锁相环的扩频通信接收机, 该锁相环比现有技术设备更抗噪声。根据误差信号, 本发明电路内的伪噪声发生器产生准时/按时的伪噪声信号、延迟少于半个码片间隔的超前的伪噪声信号、以及提前少于半个码片间隔的滞后的伪噪声信号。相关器将接收信号与超前和滞后伪噪声信号混合并综合, 产生误差信号。伪噪声发生器和相关器的合并产生一个环路, 其中准时伪噪声信号更准确地跟踪接收的伪噪声码, 并使接收机中的解交织和解码设备更有效地对接收信号解调。

20 本发明方法包括根据误差信号产生准时伪噪声信号、延迟少于半个码片间隔的超前的伪噪声信号、以及提前少于半个码片间隔的滞后的伪噪声信号, 然后将接收信号与超前和滞后伪噪声信号相关产生误差信号的步骤, 藉此完成跟踪接收伪噪声码的延迟锁相环电路。

发明的这些以及其它方面将由本领域技术人员在评阅如下详细描述、附图和权利要求时认识到。

附图的简要描述

25 图 1 是 CDMA 扩频发射机之一部分的框图;
图 2 是 CDMA 扩频接收机之一部分的框图;
图 3 是扩频接收机的延迟锁相环 (DLL) 的框图;
图 4 是扩频接收机的另一种 DLL 框图;
图 5 是 DLL 中伪噪声发生器所产生的准时伪噪声信号之一部分的图;
30 图 6 是等于延迟了半个码片间隔的准时伪噪声信号的超前伪噪声信号之一部分的图;

图 7 是等于提前了半个码片间隔的准时伪噪声信号的滞后伪噪声信号之一部分的图;

图 8 是等于超前伪噪声信号减去滞后伪噪声信号的迟早 PN 信号之一部分的图;

5 图 9 是当 $\Delta=T_c/2$ 时, 对应于控制信号 $S(\epsilon)$ 的 S-曲线跟踪范围图。

图 10 是 DLL 中伪噪声发生器所产生的第二准时伪噪声信号之一部分的图;

图 11 是等于延迟少于半个码片间隔的第二准时伪噪声信号的第二超前伪噪声信号之一部分的图;

10 图 12 是等于提前少于半个码片间隔的第二准时伪噪声信号的第二滞后伪噪声信号之一部分的图;

图 13 是等于第二超前伪噪声信号减去第二滞后伪噪声信号的第二迟早 PN 信号之一部分的图;

图 14 是当 $\Delta=T_c/2$ 时对应于控制信号 $S(\epsilon)$ 的 S-曲线跟踪范围和当
15 $\Delta<T_c/2$ 时对应于控制信号 $S(\epsilon)$ 的 S-曲线图;

图 15 是在 IS-95 扩频通信系统中锁定到伪噪声码方法的流程图;

图 16 是在 IS-95 扩频通信系统中码跟踪的另一种方法的流程图。

优选实施例的详细描述

20 图 1 是 CDMA 扩频发射机 100 的一部分的框图。发射机 100 包括线路 102 上的导频信号、线路 104 上的用户-1 数据信号、线路 106 上的用户-L 数据信号 (这里 “L” 是个整数)、线路 108 上的 Walsh 码-0、混合器 109、线路 110 上的 Walsh 码-1、混合器 111, 线路 112 上的 Walsh 码-L、混合器 113、编码&交织设备 114、编码&交织设备 116、
25 放大器 119、放大器 120、放大器 122、加法器 124、I-路伪噪声 (PN) 源 126、Q-路 PN 源 128、混合器 130、混合器 132、基带滤波器 134、基带滤波器 136、线路 138 上的载波信号、相移器 140、混合器 142、混合器 144、加法器 146、模拟滤波器 148、以及天线 150。导频信号是未调制的而且只由正交 PN 码组成。线路 102 上的导频信号用做参考
30 信号, 供扩频接收机使用 (见图 2)。导频信号的功率设置得比其它所有信号高, 以便有利于接收机同步和信号跟踪。

编码&交织设备 114 到 116 分别接收线路 104 到 106 上的数据信

号。数据信号一般由根据 IS-95 标准的离散二进制数据比特构成。编码&交织设备 114 到 116 也接收并交织由发射机 100 内的其它电路(未表示)产生的各种其它信号,例如同步信号、寻呼信号、和业务信号。所有这些信号都是本领域技术人员已知的。编码&交织设备 114 到 116 指定要发射的数据信号是寻呼信号还是业务信号。

连接混合器 109 到 113 以便接收线路 108 到 112 上的 Walsh 码、分别来自编码&交织设备 114 到 116 以及线路 102 上的各种导频和数据信号。各种正交 Walsh 码(即, Walsh 码-0、Walsh 码-1、到 Walsh 码-L),与这些信号中的每一个混合,唯一地扩展每个带宽并定义不同的信道。Walsh 码优选地由线性移位寄存器产生,线性移位寄存器产生典型周期为 64 个码片间隔的 Walsh 码。正交码定义为具有零互相关和自相关为 1 的码。放大器 118 到 120 分别被连接到混合器 109 到 113,调整每个 Walsh 编码信道的增益。加法器 124 被连接到放大器 118 到 120,并合并每个 Walsh 编码信道。

PN 源 126 产生复 PN 码的 $PN_I(t-\delta)$ 成分,PN 源 128 产生复 PN 码的 $PN_J(t-\delta)$ 成分。复 PN 码由表达式 $PN(t) = PN_I(t-\delta) + jPN_J(t-\delta)$ 表示,这里 δ 是相位偏移。相位偏移唯一地将发射机 100 从其它发射机(未表示)中区分出来。PN 码由周期为 2^{15} 码片间隔的线性移位寄存器产生。所得到的 PN 源 126 和 128 产生的 PN 信号具有 1.228Mbps 的速率。

混合器 130 和 132 分别被连接以接收并混合来自 PN 源 126 和 128 的 PN 信号以及来自加法器 124 的合成信号,如图 1 所示。因此,混合器 130 和 132 还对数据符号编码。

基带滤波器 134 和 136 分别接收并形成来自混合器 130 和 132 的扩频信号。基带滤波器 134 和 136 一般具有 1.25MHz 的带宽。但是,使扩频信号通过滤波器 134 和 136,就牺牲了扩频信号的一些正交性。

混合器 142 连接到基带滤波器 134 和线路 138,将线路 138 上的载波信号与基带滤波器 134 的输出混合。混合器 144 连接到基带滤波器 136 并从相移器 140 接收 90° 相移的载波信号。加法器 146 将来自混合器 142 和 144 的输出信号相加,构成合成信号,模拟滤波器 148 对来自加法器 146 的合成信号滤波。天线 112 发射作为四相 PN 调制

信号的滤波扩频信号。

图 2 是扩频接收机 200 一部分的框图。接收机 200 包括天线 202、带通滤波器 204、混频器 206、延迟锁相环 (DLL) 208、以及解交织&解码设备 210。接收机 200 还包括没有表示出来的其它常规电路。天线 202 接收发射机 100 发射的扩频信号。带通滤波器 204 对来自天线 202 的信号滤波。混频器 206 接收带通滤波器 204 输出的信号以及常规电路 (未表示) 产生的载波信号。接收机 200 的载波信号与发射机 100 所混合的线路 138 上的载波频率相同。混频器 206 将滤波的信号与载波混频, 因此从扩频信号中去掉载波。DLL 208 和解交织&解码设备 210 通过信号线路 212 连接到混频器 206。

在称为“码跟踪”的过程中, DLL 208 锁定到发射机 100 产生的 PN 码信号上。延迟锁相码跟踪环可以被归类为相干的或非相干的。本发明使用相干跟踪环, 利用接收的载波频率和相位信息使 DLL 208 锁定到接收信号。接收信号与 DLL 208 内产生的 PN 码同步。优选地, 接收信号同步到半个码片间隔之内。DLL 通过将接收信号与本地产生的超前和滞后 PN 码相关、产生误差信号来自实现这种时间对准。然后, 误差信号用在反馈环中调节接收机 200 内部产生的 PN 码。当接收机产生的 PN 码等于发射机 100 发射的 PN 码时, 误差信号等于零, DLL 就被称之为“锁定”到接收信号了。当绘图时, 误差信号的完整跟踪范围通常被称为“S-曲线”。

解交织&解码设备 210 通过线路 212 接收扩频信号以及线路 214 上的 PN 码信号。使用发射机 100 发射的导频信号作为相干载波参考, 解交织&解码设备 210 进一步将接收的数据信号解调为基带数据信号。这种解调过程包括从数据信号中去掉 Walsh 编码。因此, 发射机 100 最初发射的导频信号、同步信号、寻呼信号、业务信号以及各种其它的用户数据信号被解码并分开。

本领域的技术人员将认识到在一般的扩频系统中, 各种其它设备, 例如输入键盘、处理单元、内部存储设备、以及输出显示也是包括在发射机 100 和接收机 200 之内的。内部存储设备一般存储计算机程序指令, 控制处理单元如何访问、转换和输出控制发射机 100 和接收机 200 功能的信号。内部存储器可以辅之以其它计算机可用的存储介质, 包括光盘、磁驱动器或动态随机访问存储器。

图 3 是扩频接收机 200 中 DLL 208 的框图。DLL 208 包括超前相关器 302、滞后相关器 304、加法器 306、环路滤波器 308、压控振荡器 (VCO) 310 以及 PN 发生器 312。尽管术语“超前”和“滞后”用于标记相关器，但是本发明实际上是根据下面讨论的数学公式操作的，以下面公式优先。超前相关器 302 包括混合器 314 和相关器 316。滞后相关器 304 包括混合器 318 和相关器 320。DLL 208 中的超前相关器 302 接收线路 212 上的 PN 编码扩频信号以及来自 PN 发生器 312 的延迟 PN 码。滞后相关器 304 接收线路 212 上的 PN 编码扩频信号以及来自 PN 发生器 312 的提前 PN 码。然后滞后信号输出被加法器 306 从超前信号输出中减去，产生误差信号。环路滤波器 308 从加法器 306 接收误差信号。然后将滤波的误差信号送到 VCO 310。VCO 310 从滤波的误差信号中产生一个信号，被 PN 发生器 312 接收。VCO 310 调整 PN 发生器 312 的定时。根据误差信号，PN 发生器 312 精确地调谐线路 214 上的准时 PN 码信号，延迟和提前的 PN 码信号被分别送到超前和滞后相关器 302 及 304。线路 214 上的准时 PN 码信号被送到解交织&解码设备 210，用于以常规已知的方式从扩频信号中处理出基带数据。

DLL 208 操作更数学化的讨论如下。超前和滞后相关器 302 和 304 在线路 212 上接收的扩频信号 $r(t)$ ，包括发射机 100 产生的 PN 码 $PN(t - \hat{\tau})$ ，以及信道噪声 $n(t)$ ，是信号从发射机 100 的天线 112 和接收 200 的天线 202 的传输过程中加入的，这里 $\hat{\tau}$ 表示未知的传输时延，如式 (1) 所示。

$$r(t) = PN(t - \hat{\tau}) + n(t) \quad \text{式 (1)}$$

信道噪声成分包括 OCN、多址干扰 (MAI) 噪声和白高斯噪声 (WGN)。

可以看到，传输时延 $\hat{\tau}$ 的最大似然估计满足下式：

$$\int_{-T/2}^{T/2} r(t) \partial PN(t - \hat{\tau}) / \partial t dt = 0 \quad \text{式 (2)}$$

这里 T 是 PN 码的周期。最大似然估计是本领域常规已知的并在 Jack K. Holmes 的 Coherent Spread Spectrum Systems (相干扩频系统, Wiley 1982) 以及 John G. Proakis 的 Digital Communications 2nd edition (数字通信, 第二版, McGraw-Hill 1989) 中有所讨论。换句话说，式 (2) 表示传输时延的最佳估计是通过将接收信号与 DLL

208 的 PN 发生器 312 产生的 PN 码的时间求导相关而得到的。DLL 208 的延迟锁相跟踪环电路将相关驱动到零。

在实际实现中，离散近似，例如一阶微分，用于式 (2) 中的求导。更具体地，接收信号和本地产生的 PN 码之间时间差相关的估计是通过首先使用乘法器 314 将接收信号与延迟了一部分码片间隔的 PN 码 $PN((t-\hat{t})-\Delta)$ 相乘、然后将结果在积分器 316 中积分以便产生第一中间结果而得到的。接收信号也使用乘法器 318 与来自 PN 发生器 312 的提前了一部分码片间隔的 PN 码 $PN((t-\hat{t})-\Delta)$ 相乘、然后将结果在积分器 320 中积分以便产生第二中间结果。符号 Δ 指的是接收机 200 产生的 PN 码被延迟或提前的一部分码片间隔。一般 Δ 被设置为等于半个码片间隔 (即, $T_c/2$)；但是，如下所述，本发明讲授将 Δ 设置为小于半个码片间隔。

然后使用加法器 306 将第二中间结果从第一中间结果中减去，以便产生误差信号 (e)。这个过程称为迟早相关。误差信号通过拉普拉斯变换为 $F(s)$ 的环路滤波器 308，产生 VCO 310 的控制电压 $v(t)$ 并精确调谐 PN 发生器。

对于输入信号 $r(t)$ ，正如上面所定义的，误差信号 (e) 可以写为：

$$e = [R_{PN}(t-\hat{t}-\Delta) - R_{PN}(t-\hat{t}+\Delta)] + n_{e-l}(t) \quad \text{式 (3)}$$

这里 $R_{PN}(\cdot)$ 表示 PN 序列的自相关, $n_{e-l}(\cdot)$ 是超前和滞后相关器 302 和 304 的噪声输出。式 (3) 方括号中的项称为控制信号 (当绘图时, 就是 S-曲线)。控制信号写为：

$$S(\varepsilon) = [R_{PN}(\varepsilon-\Delta) - R_{PN}(\varepsilon+\Delta)] \quad \text{式 (4)}$$

这里 $\varepsilon = t - \hat{t}$ 称为码跟踪误差。

式 (3) 也可以写为：

$$e = \int r(t)PN(t-\hat{t}-\Delta) - \int r(t)PN(t-\hat{t}+\Delta) + n_{e-l}(t) \quad \text{式 (5)}$$

通过检查上式，DLL 208 在执行这些数学函数中的操作如下：超前相关器 302 通过使用第一乘法器 314 将 $r(t)$ 乘以 $PN(t-\hat{t}-\Delta)$ 、积分器 316 将乘法表达式在码片间隔上积分，实现式 (5) 第一部分。滞后相关器 304 通过使用乘法器 318 将 $r(t)$ 乘以 $PN(t-\hat{t}+\Delta)$ 、积分器 320 将乘法表达式在同一码片间隔上积分，实现式 (5) 第二部分。加法器 306 从超前相关器 302 结果中减去滞后相关器 304 结果，得到误差信号。这称为离散时间积分和清洗过程。

图 4 是扩频接收机 200 另一个 DLL 402 的框图。另一个 DLL 402 包括迟早相关器 404、提取器 406、环路滤波器 408、插值器 410、放大器 412、数控振荡器 (NCO) 514、伪噪声 (PN) 发生器 416、以及加法器 418。迟早相关器 404 包括乘法器 420 和积分器 422。

5 由于式 (5) 是线性等式, 可以写为:

$$e = \int r(t)[PN(t - \hat{\tau} - \Delta) - PN(t - \hat{\tau} + \Delta)] + n_{e-t}(t) \quad \text{式 (6)}$$

图 4 表示基于式 (6) 的 DLL 402 设计只需要一个相关器。相反, 图 3 表示基于式 (5) 的 DLL 208 设计需要两个相关器 302 和 304。

PN 发生器 416 产生延迟的 PN 码信号 $PN(t - \hat{\tau} - \Delta)$ 和提前的 PN 码信号 $PN(t - \hat{\tau} + \Delta)$ 。加法器 418 接收这些 PN 码信号并从超前 PN 码信号中减去滞后 PN 码信号。乘法器 420 接收输入的扩频信号 $r(t)$ 以及来自加法器 418 的求和结果, 将它们乘在一起产生所得的结果。积分器 422 将所得乘积在一个码片间隔上积分。提取器 406 从迟早相关器 404 接收信号并将信号截成迟早相关器的累积长度。这个累积长度等于预
10 定符号数。符号优选地等于 64 个码片, 而且每个码片由预定抽样数定义。环路滤波器 408 连接到提取器 406 并具有定义为 $F(z)$ 的 Z 变换函数。环路滤波器 408 能够以比没有提取器 406 更低的速率对提取器 406 的输出成形。插值器 410 接收环路滤波器 408 的输出, 以累积长度抽样数插值。提取器和插值器一般是本领域已知的并且在
15 John.G.Proakis 的 Digital Communication, 2nd edition (数字通信, 第二版, McGraw-Hill 1989) 以及 J.G.Proakis & D.G.Manolakis 的 Digital Signal Processing Principles, Algorithms and Applications, 2nd edition (数字信号处理原理、算法和应用, Macmillan 1992) 中有所讨论。NCO 414 从插值器 410 接收信号并调
20 整 PN 发生器 416 的定时。PN 发生器 416 从 NCO 414 接收信号, 在每个累积周期中更新 PN 发生器 416 的传输时延估计 $\hat{\tau}$ 。PN 发生器 416 也在线路 214 上输出准时的 PN 码信号。当累积长度为几个码片间隔的量级时, DLL 402 经历了最少量的抖动 (即, 是最稳定的)。增加提取和插值速率是可能的, 但是要以增加 DLL 402 的抖动为代价。

30 图 5 到 8 是当 Δ 设置为等于 $T_c/2$ 时, 发送到超前和滞后相关器 302 和 304 的信号图。图 5 是 DLL 402 中的伪噪声发生器 416 所产生的准时 PN 信号 502 的一部分图。横轴代表时间 t , 纵轴代表准时 PN 信号

502, $PN(t-\hat{t})$ 的幅度。准时 PN 信号 502 既不延迟也不提前。准时 PN 信号 502 的周期等于一个码片间隔 (T_c) 并且中心在时间 $t=0$ 附近。

图 6 是等于准时 PN 信号 502 延迟半个码片间隔的超前 PN 信号 602 的一部分图。横轴代表时间 t , 纵轴代表超前 PN 信号 502, $PN(t-\hat{t}-\Delta)$ 的幅度, 这里 $\Delta=T_c/2$ 。超前 PN 信号 502 送到加法器 418。

图 7 是等于准时 PN 信号 502 提前半个码片间隔的滞后 PN 信号 702 的一部分图。横轴代表时间 t , 纵轴代表滞后 PN 信号 702, $PN(t-\hat{t}+\Delta)$ 的幅度, 这里 $\Delta=T_c/2$ 。滞后 PN 信号 702 送到加法器 418。

图 8 是等于超前 PN 信号 602 减去滞后 PN 信号 702 的迟早 PN 信号 802 的一部分图。横轴代表时间 t , 纵轴代表迟早 PN 信号 802 的幅度, $PN(t-\hat{t}-\Delta)-PN(t-\hat{t}+\Delta)$, 这里 $\Delta=T_c/2$ 。加法器 418 从超前 PN 信号 602 中减去滞后 PN 信号 702, 产生迟早 PN 信号 802。

图 9 是对应于控制信号 $S(\varepsilon)$ 的 S 曲线跟踪范围 902 的图, 这里 $\Delta=T_c/2$ 。S 曲线由式 (4) 定义, 这里 $\varepsilon=t-\hat{t}$ 是码跟踪误差。S 曲线特性以及 DLL 的性能是延迟和提前 PN 码之间时间差的函数。正如从图 9 中看到的, S 曲线是跟踪误差的非线性函数。DLL 208 和 402 被设计为在 $S(\varepsilon)=0$ 的 S 曲线线性区间 904 中操作。DLL 208 和 203 中 DLL 电路的功能是将 S 曲线的输出驱动到零。当 $S(\varepsilon)=0$ 时, DLL 被称为入锁。

通常, 跟踪误差的动态和噪声特性确定了 DLL 的最大带宽。但是, 环路滤波器 308 和 408 的参数被选为可以得到小于 DLL 最大带宽的 DLL 预定闭环带宽。在 IS-95 应用中, 典型的跟踪误差动态使 DLL 带宽在几个赫兹量级上。但是, 几个赫兹的闭环带宽得到较慢的 DLL 响应。比较而言, 较大的 DLL 带宽增加了 DLL 的跟踪误差。这就意味着 DLL 响应时间和装置的跟踪误差之间的折中。已经发现大约 100 Hz 的闭环 DLL 带宽最适于 IS-95 应用。

图 10 到 14 是当 $\Delta < T_c/2$ 时, 发送到迟早相关器 402 的信号图。图 10 是 DLL 402 中伪噪声发生器 416 产生的第二准时伪噪声信号 1002 的一部分图。横轴代表时间 t , 纵轴代表第二准时 PN 信号 1002, $PN(t-\hat{t})$ 的幅度。第二准时 PN 信号 1002 既不延迟也不提前而且只表示了一部分。第二准时 PN 信号 1002 的周期等于一个码片间隔 (T_c) 并且中心在时间 $t=0$ 附近。

图 11 是等于第二准时伪噪声信号 1002 延迟不到半个码片间隔的第二超前伪噪声信号 1102 的一部分图。横轴代表时间 t ，纵轴代表第二超前 PN 信号 1102， $PN(t-\hat{t}-\Delta)$ 的幅度，这里 $\Delta < T_c/2$ 。第二超前 PN 信号 1102 送到加法器 418。

- 5 图 12 是等于第二准时伪噪声信号 1002 提前不到半个码片间隔的第二滞后伪噪声信号 1202 的一部分图。横轴代表时间 t ，纵轴代表第二滞后 PN 信号 1202， $PN(t-\hat{t}+\Delta)$ 的幅度，这里 $\Delta < T_c/2$ 。第二滞后 PN 信号 1202 送到加法器 418。

- 10 图 13 是等于第二超前伪噪声信号 1102 减去第二滞后伪噪声信号 1202 的第二迟早 PN 信号 1302 的一部分图。横轴代表时间 t ，纵轴代表第二迟早 PN 信号 702 的幅度， $PN(t-\hat{t}-\Delta)-PN(t-\hat{t}+\Delta)$ ，这里 $\Delta < T_c/2$ 。加法器 418 从第二超前 PN 信号 1102 中减去第二滞后 PN 信号 1202，产生第二迟早 PN 信号 1302。

- 15 图 14 是当 $\Delta = T_c/2$ 时对应于控制信号 $S(\varepsilon)$ 的 S 曲线跟踪范围 902 (虚线)，以及当 $\Delta < T_c/2$ 时对应于控制信号 $S(\varepsilon)=0$ 的 S 曲线 1402 (实线) 的图。S 曲线 1402 由式 (4) 定义，这里 ε 是跟踪误差。S 曲线特性以及 DLL 的性能是延迟和提前 PN 码之间时间差的函数。正如从图 14 中看到的，S 曲线 1402 也是跟踪误差的非线性函数；但是，DLL 208 和 402 被设计为在 S 曲线 1402 线性区间 1404 中操作。DLL 208 和 203 中的 DLL 电路同样试图将 S 曲线的输出驱动到零。当 $S(\varepsilon)=0$ 时，DLL 208 和 402 被称为入锁。

- 25 比较当 $\Delta = T_c/2$ 时的 S 曲线 902 和当 $\Delta < T_c/2$ 时的 S 曲线 1402，可以观察到如下差别。当 $\Delta < T_c/2$ 时，控制信号 $S(\varepsilon)$ 比 $\Delta = T_c/2$ 时在更窄的范围上变化。这样具有降低式 (4) 中控制信号 $S(\varepsilon)$ 幅度的实际效果，因此要求更灵敏的 VCO 310 或 NCO 414。而且，S 曲线 1402 的控制信号 $S(\varepsilon)$ 的线性范围 1404 比 S 曲线 902 的线性范围 904 要窄。这导致更稳定的 DLL 208 和 402 (即，“抖动”被降低了)、以及更可靠和连续的 DLL 锁定。抖动被降低是因为，当 Δ 更小时，OCN 和 MAI 噪声效应被大大减少了。实际上，所有的相关噪声效应都被减少了。这种噪声减少对于相关噪声占主要地位的 IS-95 标准的通信系统特别有
30 意义。但是，误差信号的跟踪范围不可能降低到由一些因素 (例如可容忍噪声电平、多普勒速率和本领域已知的其它 CDMA 性能准则) 所表

示的最小范围之下。

图 15 是 IS-95 扩频通信系统中锁定到伪噪声码的方法流程图。该方法在步骤 1500 开始，其中天线 202 接收到扩频信号。然后在步骤 1502，带通滤波器 204 对扩频信号滤波。在步骤 1504，混频器 206 将信号与载波混频，将信号下变频到基带频率。在步骤 1506，PN 发生器 312 产生具有延迟不到半个码片间隔的超前成分的 PN 信号。然后，在步骤 1508，PN 发生器 312 产生具有提前不到半个码片间隔的滞后成分的 PN 信号。在步骤 1510，混合器 314 将超前成分与接收信号混合，积分器 316 将结果在预定数目的符号上积分，构成第一信号。符号数取决于许多因素，例如可允许噪声电平、多普勒速率、以及其它本领域已知的性能准则。在步骤 1512，混合器 318 将滞后成分与接收信号混合，积分器 320 将结果在预定数目的符号上积分，构成第二信号。然后，在步骤 1514，加法器 306 将第二信号从第一信号中减去，构成误差信号。在步骤 1516，环路滤波器 308 对误差信号滤波。在步骤 1518，VCO 310 的振荡器频率被误差信号调制。然后在步骤 1520，根据调制的振荡器频率，PN 发生器 312 反复精确调谐超前和滞后 PN 信号。在步骤 1522，PN 发生器 312 产生准时的 PN 信号，用于解交织和解码设备 210。

图 16 是 IS-95 扩频通信系统中码跟踪的另一种方法的流程图。另一种方法开始于步骤 1600，其中天线 202 接收到扩频信号。然后，在步骤 1602，带通滤波器 204 对扩频信号滤波。在步骤 1604，混频器 206 将信号与载波混频，将信号下变频到基带频率。在步骤 1606，伪噪声发生器 416 产生具有超前成分和滞后成分的伪噪声信号。然后，在步骤 1608，加法器 418 将超前成分从滞后成分中减去，构成求和信号。在步骤 1610，混合器 420 将求和信号与接收信号混合，构成中间信号。在步骤 1612，积分器 422 在预定数目的符号上对中间信号积分，构成误差信号。在步骤 1614，误差信号通过提取器 406。在步骤 1616，误差信号通过环路滤波器 408。在步骤 1618，误差信号通过插值器 410。在步骤 1620，误差信号通过增益放大器 412。在步骤 1622，误差信号通过 NCO 414。然后在步骤 1624，PN 发生器 416 从 NCO 414 接收误差信号，因此完成反馈环路/延迟锁相环路。在步骤 1626，PN 发生器 416 使用误差信号，精确调谐 PN 码信号的超前和

滞后成分。在步骤 1628, PN 发生器 416 输出准时的 PN 码信号, 用于解交织和解码设备 210, 从接收扩频信号中解调和解码出基带信号。

尽管本发明已经参考优选实施例进行了描述, 但是本领域技术人员将会认识到可以进行各种修改。优选实施例的变化和修改是认为在
5 本发明范围内的, 仅受如下权利要求的限制。

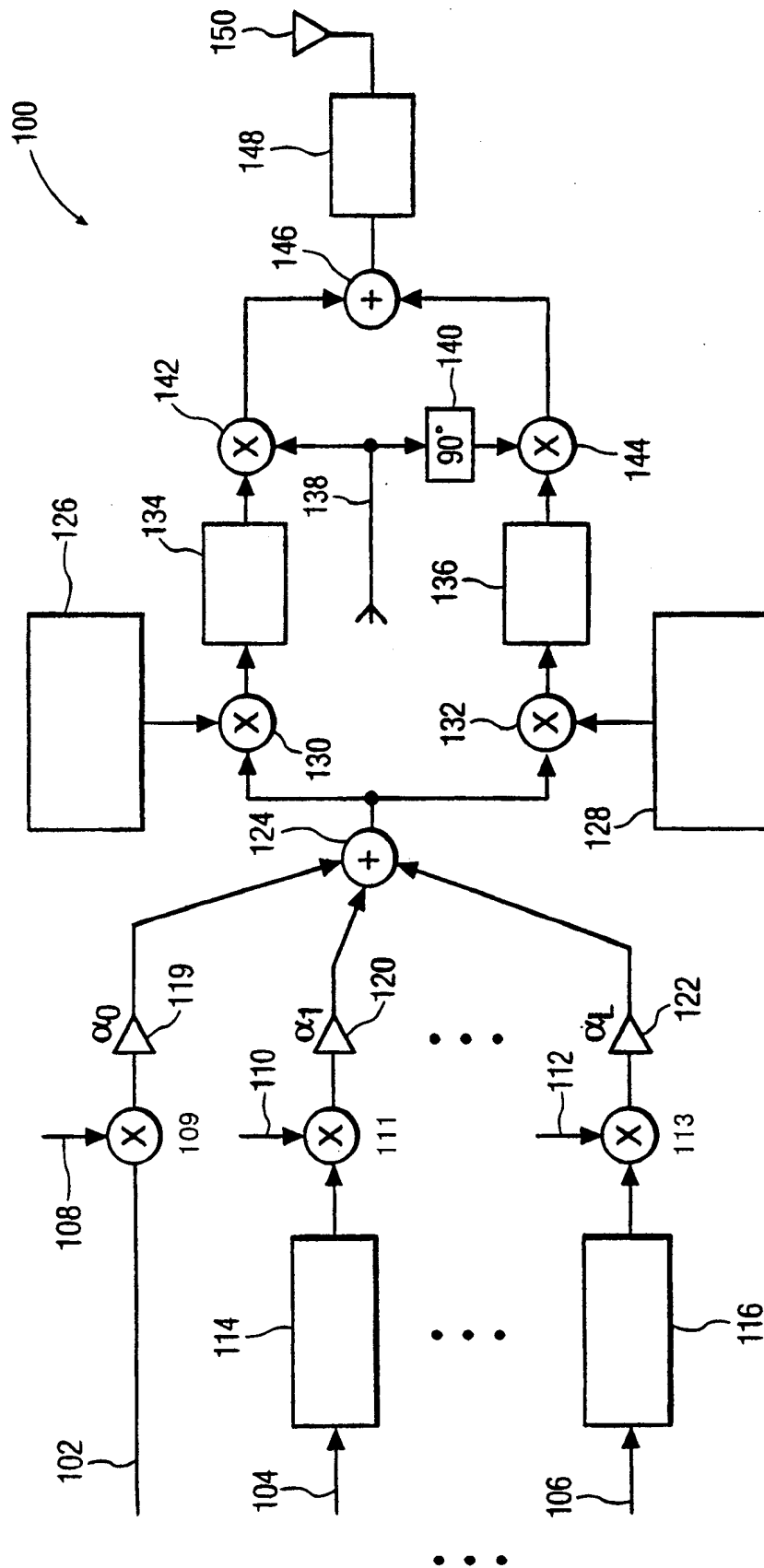


图1

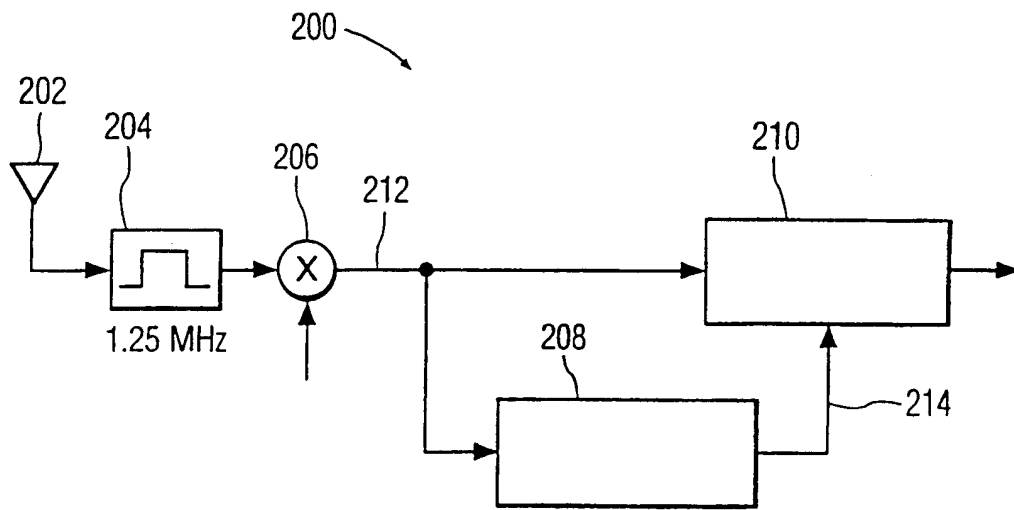


图 2

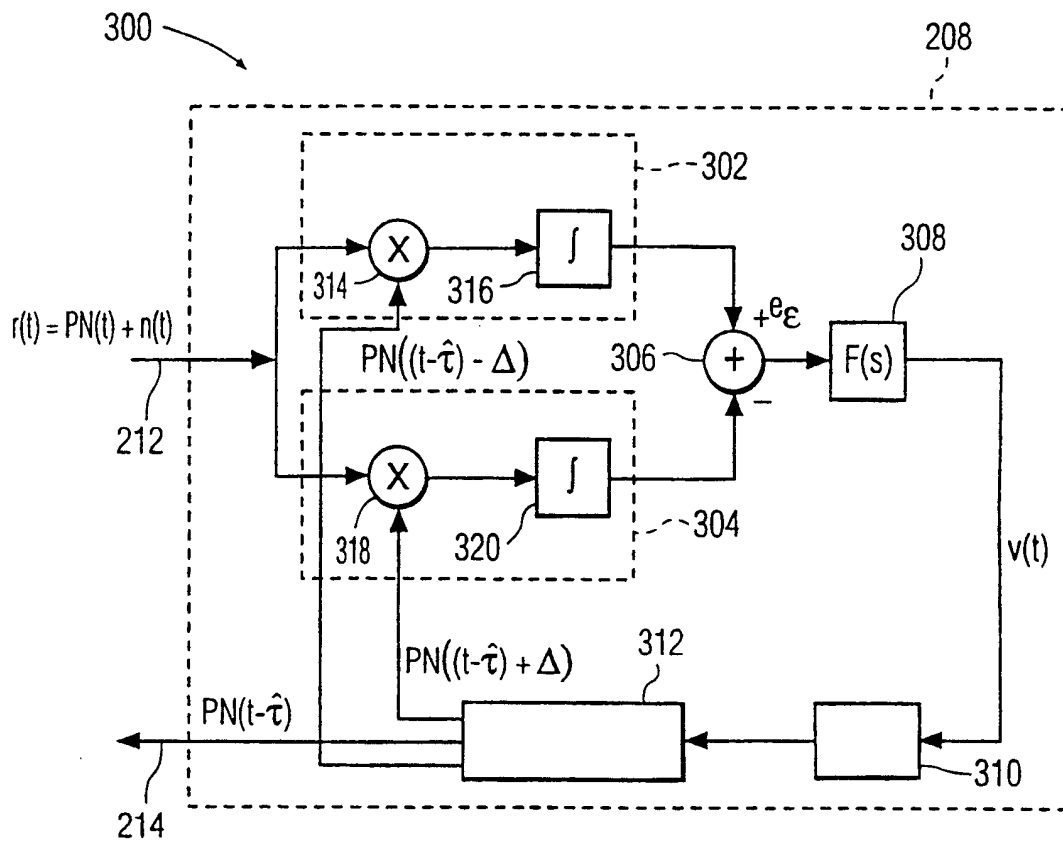


图 3

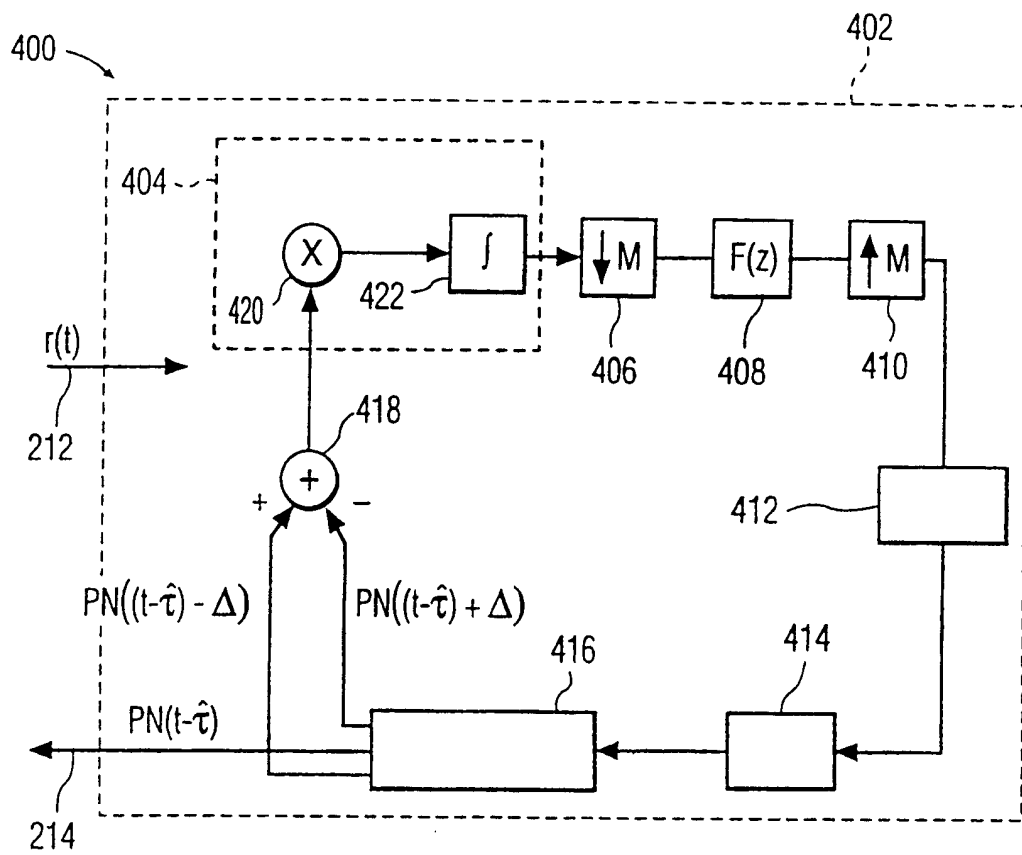


图 4

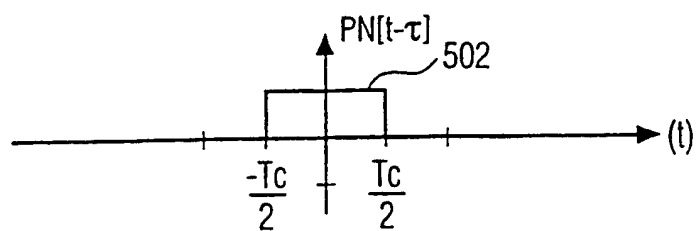


图 5

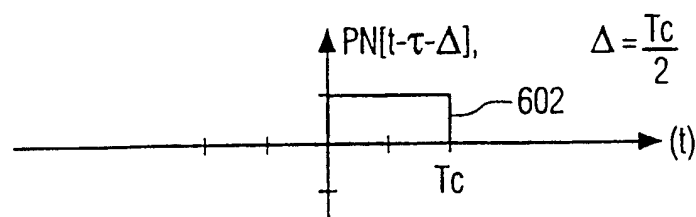


图 6

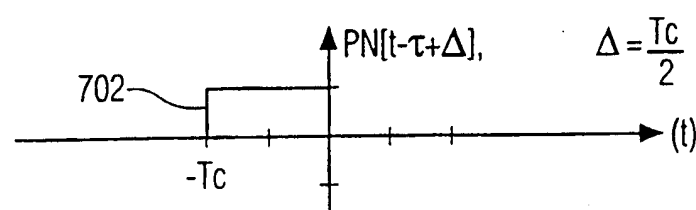


图 7

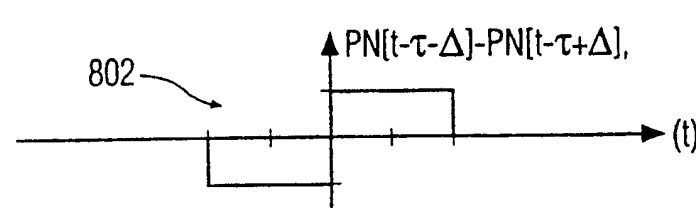


图 8

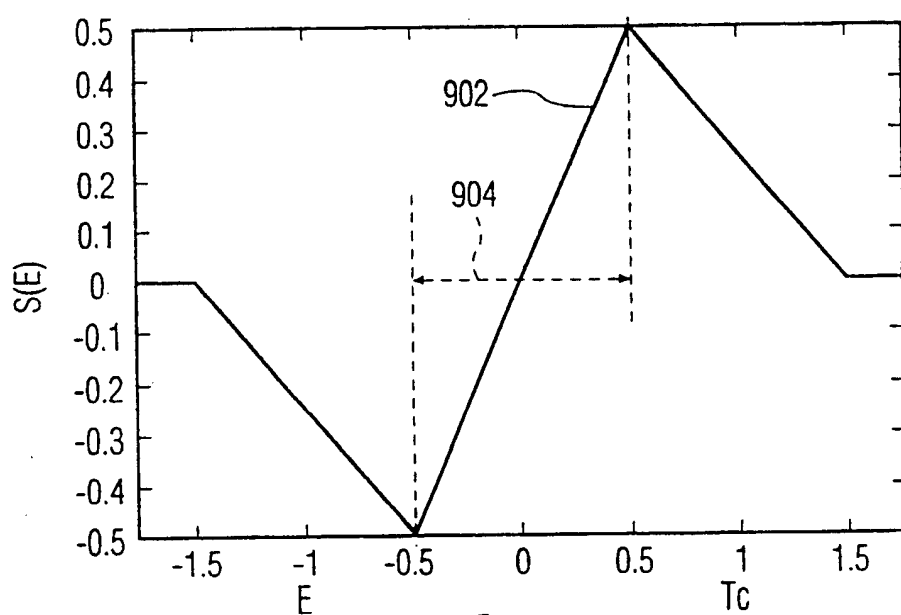


图 9

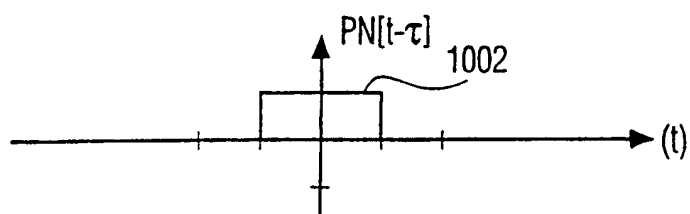


图 10

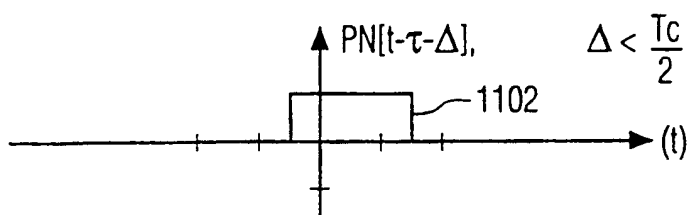


图 11

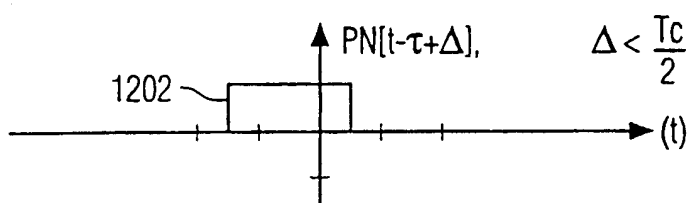


图 12

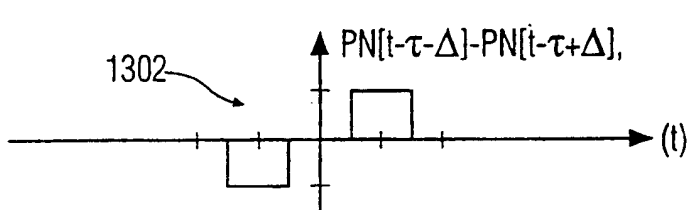


图 13

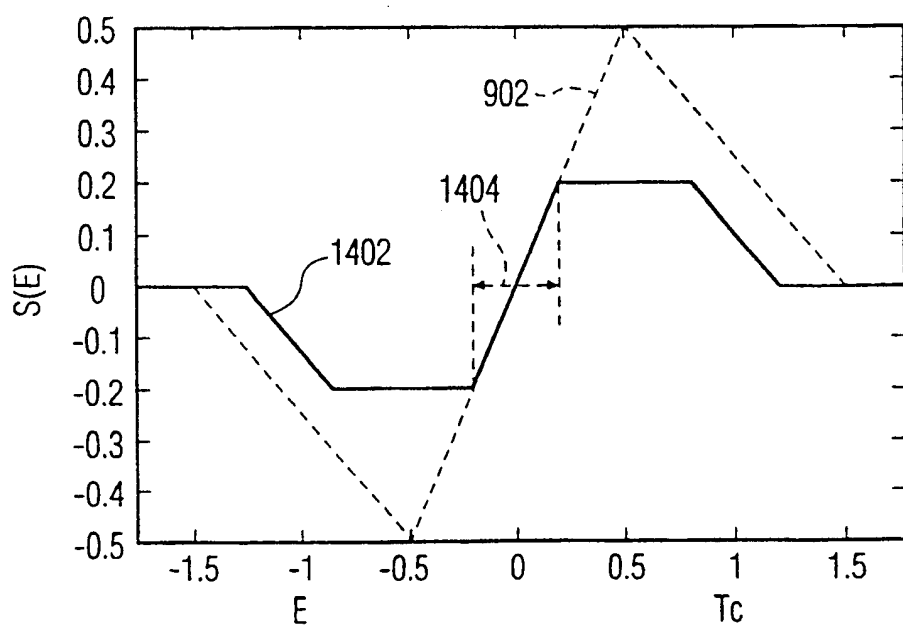


图 14

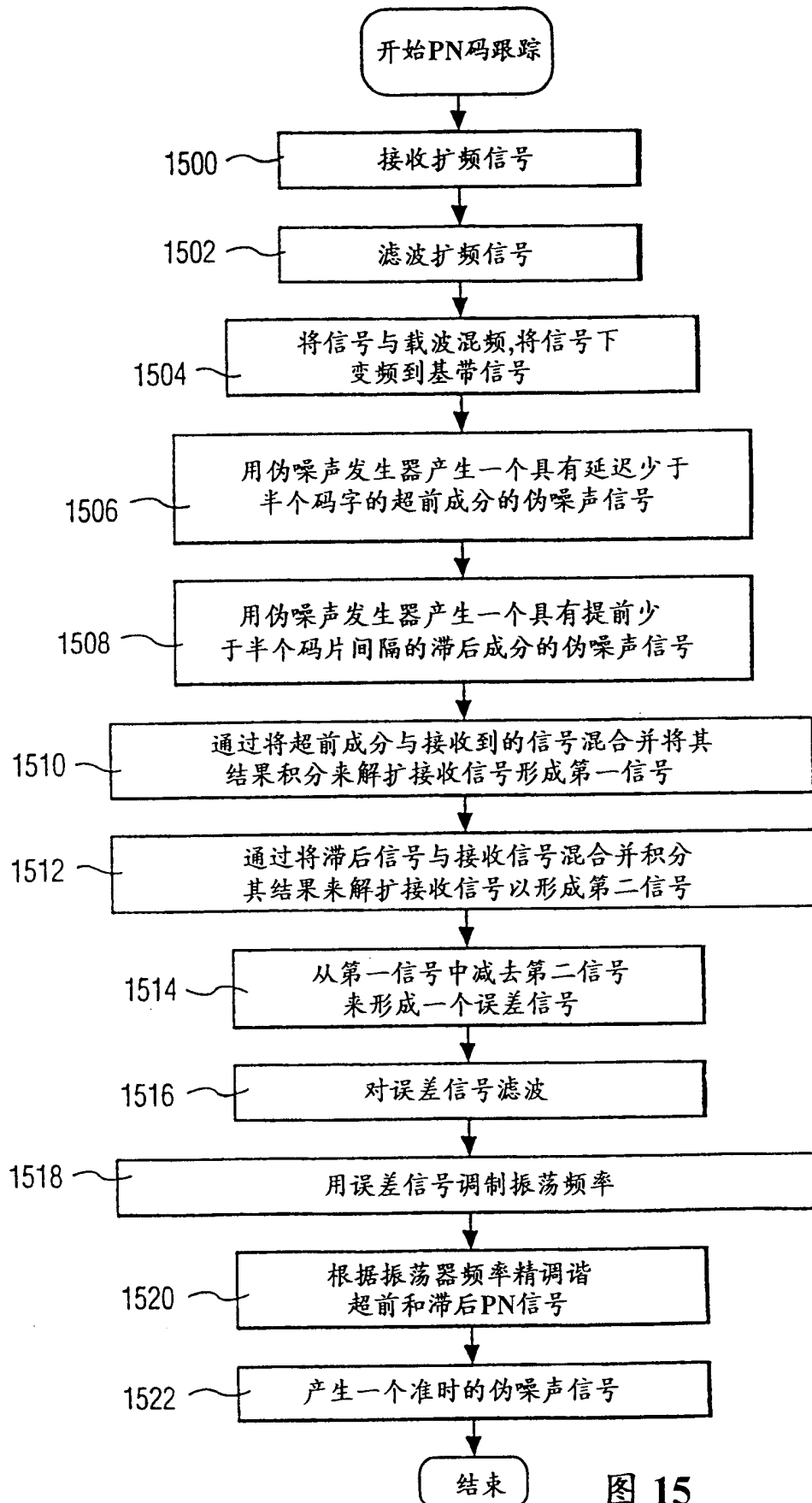


图 15

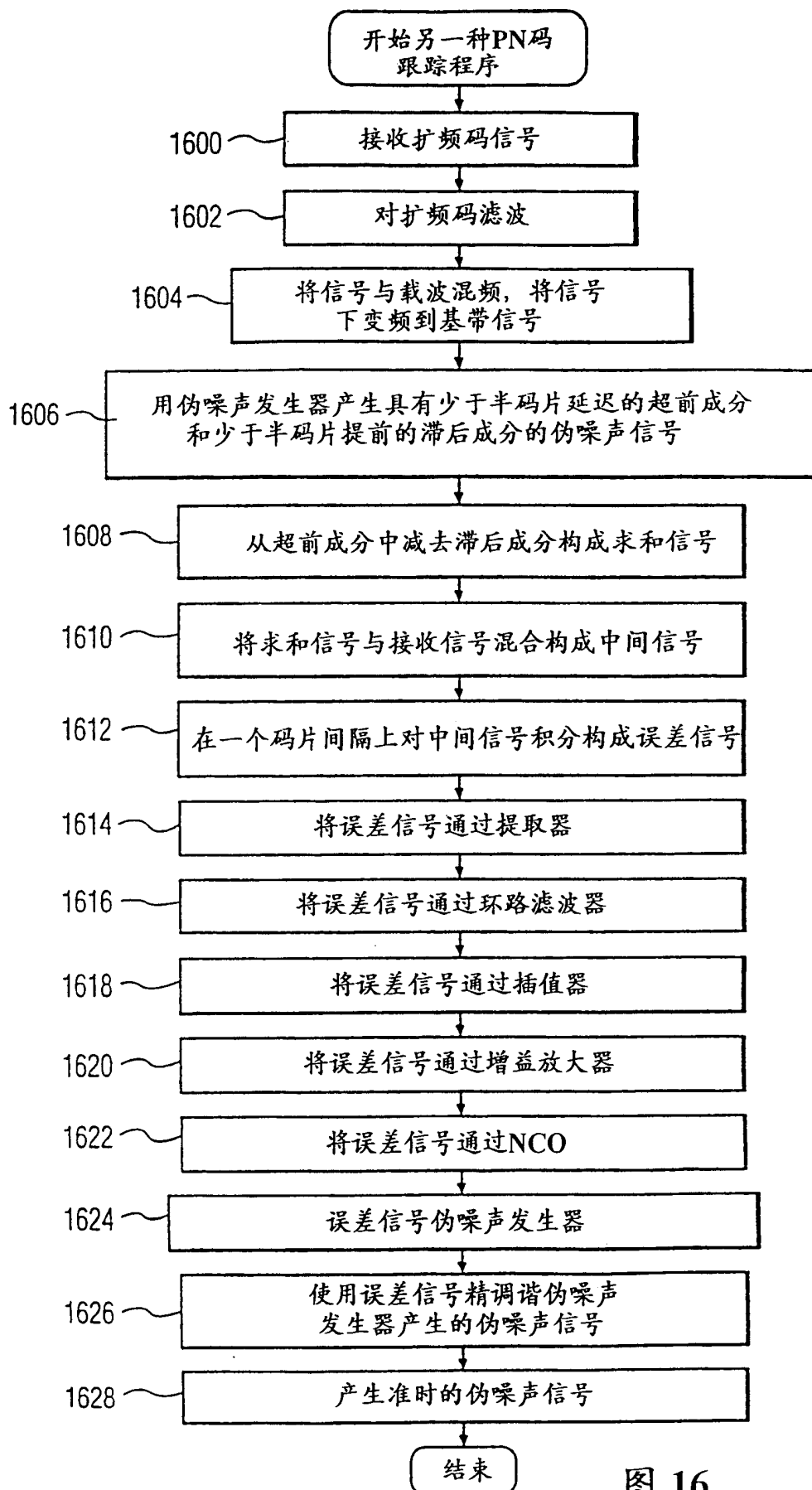


图 16