

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 95195805.4

[45] 授权公告日 2002 年 11 月 27 日

[11] 授权公告号 CN 1095254C

[22] 申请日 1995.9.20 [21] 申请号 95195805.4

[30] 优先权

[32] 1994.9.20 [33] US [31] 08/309,973

[86] 国际申请 PCT/US95/12313 1995.9.20

[87] 国际公布 WO96/09694 英 1996.3.28

[85] 进入国家阶段日期 1997.4.22

[73] 专利权人 时间范畴公司

地址 美国亚拉巴马

[72] 发明人 拉瑞·W·福勒顿 伊万·A·寇卫

[56] 参考文献

US 4545061A 1985.10.1 H04B15/00

US 4550414A 1985.10.29 H04B15/00

US 4641317A 1987.2.3 H04L27/30

US 5122393A 1978.10.24 H04B1/10

US 5268926A 1993.12.7 H04L27/30

审查员 葛源

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商标事务所

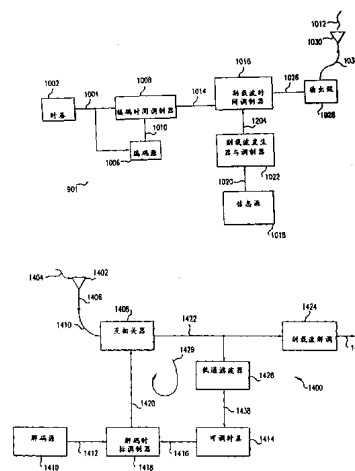
代理人 陆立英

权利要求书 1 页 说明书 36 页 附图 27 页

[54] 发明名称 一种超宽带通信系统与amp;方法

[57] 摘要

一种脉冲无线电通信系统,该系统使用一个或多个副载波以从一个脉冲无线电发射机(901)到一个脉冲无线电接收机(1400)传播信息。副载波的使用为脉冲无线电传输提供附加的通信波道的选择、平滑和保真度。不同频率或波形的副载波可被用于脉冲无线电信号的附加通信波道的选择。该脉冲无线电设备将调制副载波用于时间定位一个周期时标信号或一个编码的时标信号。可选择地,该编码的时标信号可与调制的副载波信号叠加或混合并且所得的信号用于时间调制该周期时标信号。数据的直接数字调制是用于脉冲无线电信号的副载波调制的另一种形式。直接数字调制可单独用于时间调制该周期时标信号或该直接数字调制的周期时标信号可进一步与一个或多个调制的副载波信号调制。



1. 一种供一脉冲无线电通信用、用于直接数字编码一个数据信号的系统，包括：
 - a. 一个归零编码器，以直接数字编码该数据信号以产生一个直接数字编码数据信号；
 - b. 一个用于伪随机噪声编码所述直接数字编码数据信号以产生一个编码信号的装置；以及
 - c. 一个编码时间调制器，以使用所述编码信号时间调制一个周期时标信号并输出一个编码时标信号，其中所述周期时标信号的所述调制为脉冲无线电通信提供信道化和频谱平滑。
2. 根据权利要求1的系统，其特征在于所述归零编码器包括一个伪随机曼彻斯特编码器、一个移频键控编码器、一个n相相位调制编码器、以及一个相位幅度调制编码器之中的一个。
3. 一种供脉冲无线电通信用、用于直接数字编码一个数据信号的方法，包括如下步骤：
 - (1) 归零编码数据信号以产生一个直接数字编码数据信号；
 - (2) 伪随机噪声编码所述直接数字编码数据信号以产生一个编码信号；以及
 - (3) 使用所述编码信号时间调制一个周期时标信号以输出一个编码时标信号，其中所述周期时标信号的所述调制为脉冲无线电通信提供信道化和频谱平滑。
4. 根据权利要求3的方法，其特征在于所述归零编码包括伪随机曼彻斯特编码、移频键控编码、n相相位调制编码、以及相位幅度调制编码之中的一种。

一种超宽带通信系统与方法

本发明涉及通信领域，尤其涉及应用副载波的超宽带脉冲通信系统与方法。

用于个人通信设备、医疗设备、军用设备等的无线电技术的设计者们目前面临几种发展的挑战。低功耗、现有频谱的重复使用、信道化和成本是其中的四个主要问题。

这些问题部分地由一种正在出现的、革命性的技术，称为脉冲无线电通信(以下称为脉冲无线电)提出。脉冲无线电首先在一系列专利中被全面描述，这些专利中包括美国专利 4,641,317(1987年2月3日发布)、4,813,057(1989年3月14日发布)、4,979,186(1990年12月18日发布)及美国专利 No. 5,363,108(1994年11月8日发布)，全部属于 Larry W.Fullerton。将这些专利文献插入此中作为参考。

基本脉冲无线电发射机以紧控制的平均脉冲到脉冲(pulse-to-pulse)间隔发射短高斯单周期脉冲。脉冲无线电系统使用脉冲位置调制。脉冲位置调制是时间调制的一种形式，其中调制信号的每一个瞬时抽样值导致调制一个脉冲在时间中的位置。

对于脉冲无线电通信，脉冲到脉冲间隔以脉冲接续脉冲(pulse-by-pulse)为基础通过两个分量改变：一个信息分量和一个伪随机码分量。扩展频谱系统利用伪随机码以扩展常规的窄带信息信号遍及一个相当的频带。一个扩展频谱接收机使这些信号相关以恢复原始信息信号。不同于扩展频谱系统，用于脉冲无线电通信的伪随机码对能量扩展并不是必须的，因为单周脉冲本身拥有固有地宽的信息带宽(信息带宽，以下称为带宽，是频率的范围，其中它的性能相对于某些特性而言，落在特定的界限内)。代之，伪随机码应用于信道化、频域中能量平滑、以及抗干扰。

该脉冲无线电接收机是具有一互相关器前端的一个零拍

(homodyne)接收机。该前端在单级内相干地将单周脉冲的一个脉冲序列转换成一个基带信号。(该基带信号是基本的脉冲无线电通信系统的基本信息通道,也称之为信息带宽。)脉冲无线电传送的数据率仅是用作时基的周期时标信号的小部分。每个数据比特时间位置调制周期时标信号的许多脉冲。这产生这样一个已调的、编码时标信号,它对每个单个数据比特包含一个等同脉冲的序列。该脉冲无线电接收机的互相关器对多个脉冲积分,以恢复所传送的信号。

如同对于电子学领域的所有方面,所希望的仍然是更小、功率更低且更为灵便的系统。然而,连续波(CW)无线电技术中普遍公认的原理不轻易地适用于时域系统,比如脉冲无线电。

下面所讨论的一些基本概念的描述可在许多参考文献中找到,包括 Robert C. Dixon, Spread Spectrum Systems (John Wiley & Sons, Inc., New York, 1984, 2nd ed.), 和 Don J. Torrieri, Principles of Military Communication Systems (Artech House, Inc., Dedham Massachusetts, 1982, 3rd ed.)。

根据本发明的脉冲无线电通信系统使用一个或多个副载波,以从一个脉冲无线电发射机向一个脉冲无线电接收机传达信息。描述脉冲无线电通信系统的三个实施方式,包括:单信道系统,两信道系统和三信道系统。射频脉冲无线电通信系统的典型应用包括蜂窝电话、无线电话、无线 PBXs/局域网,等等。该脉冲无线电通信系统是一个超宽带时域系统。时域中的操作符合下面第 II 节所讨论的一般的脉冲无线电理论。副载波的使用为脉冲无线电传送提供附加的信道化、平滑和保真度。不同频率或波形的副载波可被用于(同时地)附加脉冲无线电信号的信道化。于是,一个脉冲无线电连接可以通过对每个信道使用不同的副载波同时传达许多独立的信道。

有三个脉冲无线电发射机的实例。第一个和第二个发射机实施方式包含这样一个副载波发生器与使用一个或多个信息信号去调制一个周期时标信号的调制器。

根据第一个实施方式,脉冲无线电信号的编码是通过在周期时标信

号被已调副载波信号时间调制之前被编码来完成的。

根据第二个实施方式，脉冲无线电信号的编码是通过在已调副载波信号被用于时间调制周期时标信号之前对已调副载波编码来完成的。

第三个发射机实施方式包括一个副载波发生器与调制器，该调制器使用一个或多个信息信号与一个数字数据信号的直接数字调制组合去调制一个周期时标信号。在这个实施方式中，已调副载波信号被用于时间调制该直接数字调制的信号。

脉冲无线电发射机通常包括一个产生周期时标信号的时基，该时基包括一个压控振荡器或类似物，拥有亚纳秒时标要求。周期时标信号被提供给一个编码源和一个编码时间调制器。该编码源包括一个用于存储近乎正交的伪随机噪声(PN)码的存储器件和用于将诸PN码作为一个编码信号输出的装置。该编码源监控该周期时标信号以容许编码信号与编码时间调制器同步。在一个实施方式中，该编码时间调制器使用该编码信号去调制周期时标信号，以求最终发射的脉冲无线电信号的信道化与平滑。该编码时间调制器的输出称为编码的时标信号。

该编码时标信号被提供给一个副载波时间调制器以用于信息调制。现有脉冲系统使用无副载波的基带调制，换言之，信息本身用于调制。然而，在本发明中，一个信息源提供一个信息信号给一个副载波发生器与调制器。该信息信号可以是任何类型的信息，包括表示声音、数据、图象等的数字比特、模拟信号或复信号。

本发明的副载波发生器与调制器产生一个由信息信号调制的已调副载波信号，并将该已调副载波信号提供给副载波时间调制器。于是，该副载波时间调制器使用已调副载波信号去调制载波，在这种情况下，该载波为编码时标信号。通过副载波时间调制器的编码时标信号的调制，产生一个已调的、编码时标信号，该信号被送至输出级。

该输出级使用该已调的、编码时标信号作为一个触发脉冲以产生诸单周脉冲。在一个射频实施方式中，诸单周脉冲经由一个连接至那里的传输线被送至一发射天线。诸单周脉冲通过发射天线被转换为传播的电磁脉冲。在一个射频实施方式中，所发射的信号穿过诸如空气的传播

媒质传播到一个脉冲无线电接收机。在最佳实施方式中，所发射的信号是宽带或超宽带信号。发射信号的频谱可以通过单周脉冲的滤波改变，这种滤波将导致每个单周脉冲在时域中拥有多个过零点。在这种情况下，该脉冲无线电接收机必须在互相关器中使用一个类似波形才有效。

有几种脉冲无线电接收机的实施方式。每个接收机通常包括一个互相关器、一个解码源、一个解码时标调制器与可调时基、以及一个副载波解调器。

该解码源产生这样一个解码控制信号，它与传送脉冲无线电信号的一个脉冲无线电发射机所用的PN码对应。该可调时基产生这样一个周期时标信号，它包括拥有基本上等同于接收(脉冲无线电)信号的每个脉冲的波形的模板信号脉冲的一个序列。

该解码时标调制器使用解码控制信号对一个周期时标信号在时间上定位以产生一个解码信号，于是该解码信号在时间上与发射机的已知PN码匹配，使得接收信号可以在互相关器中检波。

该解码信号用于产生一个拥有被设计成与接收信号匹配的一种波形的模板信号。根据发射机的已知PN码在时间上定位该模板信号，并将其与接收信号互相关。接续的互相关输出信号被积分以从噪声中恢复该脉冲无线电信号。在以这种方式恢复之后，该信号被解调以去除副载波并产生信息信号。

该基带信号还被输入到一个低通滤波器，一个包括该低通滤波器的控制环路用于产生一个误差信号以给可调时基提供小相位调节，以便关于接收信号的位置对周期时标信号进行时间定位。

在一最佳实施方式中，脉冲无线电的副载波将基带信号搬移(或移位)至较高频率。副载波发生器与调制器产生这样一个信号，它由信息信号通过频率调制(FM)技术、幅度调制(AM)、相位调制、移频键控(FSK)、移相键控(PSK)、脉冲FM、或诸如此类进行调制。

其它非正弦和/或非连续波形也可用做与本发明相关联的副载波。该已调副载波信号用于时间移位编码时标信号或周期时标信号的诸脉冲的位置。因此，触发输出级的信号是一个脉冲位置已调脉冲的序列。在

另一个实施方式中，使用曼彻斯特编码的直接数字调制被用作作为一个副载波。这些副载波技术的相互结合，也将被描述。

使用互相关函数作为调制转移函数的结果是导致接收机的输出是输入幅度的非线性函数。对于基带调制，这是不希望有的。然而，对于副载波，诸如 FM、AM、FSK、PSK 及曼彻斯特，谐波被滤波从而消除任何失真。当使用基带调制时，因为谐波存留于基带，这种滤波不可能去除谐波，因而信号是不可恢复的。

与单独的基带调制相比，副载波的加入还以更宽带宽和更优信噪比形式提供附加的保真度。这一益处归属于副载波固有地使信息变得更为不受噪声影响的事实。副载波实施方式提供较小的信号压缩，以及通过为高可靠性的话音、数据和/或图象通信减小基带噪声而提供较小的信号失真。

通过使用本发明的副载波技术大大地放宽了对使用互相关器的调制的线性要求。与基带调制相比，副载波在脉冲无线电中的应用亦改善了归因于非线性调制传递函数的谐波失真。为成功地传递低失真的语音或音乐，调制传递特性必须是极度线性的。在无副载波的基带脉冲系统中实现这一点是非常困难的。

通过以下对图示于伴随的附图中的本发明的最佳实施方式的更为具体的描述，本发明的前述的以及其它特征和优点将十分明了。

图 1A 和 1B 分别显示时域和频域中的根据本发明的中心频率 2GHz 的单周脉冲。

图 2A 和 2B 分别描述时域和频域中的根据本发明的采用 1ns 脉冲的 1mpps 系统。

图 3 图示根据本发明的正比于调制而改变脉冲重复间隔 (PRI) 的调制信号。

图 4 描述根据本发明的频域中能量分布的伪随机脉动的效应。

图 5 图示根据本发明的覆盖脉冲无线电信号的一窄带正弦(干扰)信号的效应。

图 6 显示根据本发明的脉冲无线电接收机的互相关器的传递函数。

图 7 图示根据本发明的脉冲无线电多径效应。

图 8 图示根据本发明的多径脉冲的相位。

图 9 显示根据本发明的使用一个副载波的脉冲无线电电气系统的示意框图。

图 10 显示根据本发明的脉冲无线电通信系统的一脉冲无线电发射机。

图 11 显示根据本发明的脉冲无线电发射机的另一个实施方式。

图 12 显示根据本发明的发射机的另一个实施方式。

图 13 显示根据本发明的进一步的可供选择的实施方式。

图 14 显示根据本发明的脉冲无线电接收机。

图 15 显示根据本发明的对应于与接收机 1400 相关联的接收信号的脉冲的示意图。

图 16 图示根据本发明的互相关过程。

图 17 显示根据本发明的拥有 3 个副载波发生器/调制器的脉冲无线电发射机的示意图。

图 18 显示根据本发明的后随有多个模拟 FM 解调支路的互相关器的一个代表性模拟实施方式。

图 19 显示根据本发明的一个数字实施方式。

图 20 是显示一常规二进制 - 时延发生器的延迟时间(皮秒)随二进制(即数值的)输入值变化的图形。

图 21 是显示根据本发明的上述线性化方案的一个高层框图。

图 22 是描述根据本发明的线性化 ROM 2110 的一个原理图。

图 23 显示根据本发明的一个复合 PN 码与线性化 E-PROM。

图 24 描述根据本发明的脉冲无线电接收机的一个进一步的实施方式。

图 25A-25H 描述根据本发明的图 24 中由号码标注的各种信号的时间(t)随电压变化的图形。

图 25I-25L 描述根据本发明的对应图 25E-25H 的频率随幅度变化图形。

图 26 和 27 分别显示根据本发明的用于曼彻斯特编码和解码的典型波形。

图 28 是显示根据本发明的脉冲无线电接收机为获得锁定而执行的操作的一个高层框图。

图 29 显示根据本发明的距 3 米处所测得的信号以及背景信号。

图 30 显示这样一条曲线，它描述根据本发明在自由空间范围与比特率之间所设计的折衷的一个具体示例。

图 31 显示根据本发明易于在时域中去除多径脉冲信号。

附图中，相同的参考数指示等同的或功能类似的元件。另外，参考数最左侧的数字等同于该参考数首次出现所在的附图。

脉冲无线电通信系统是这样一种超宽带时域系统，它工作在时域内并使用一个或多个副载波以提供信道化、平滑和保真度。因此，通过使用对每个信道不同的副载波，单条脉冲无线电传输（例如一条链路）可同时传达多个独立的信道。

根据本发明的脉冲无线电发射机使用（诸）已调副载波，以对一个周期时标信号或一个编码时标信号进行时间定位。可供选择地，编码时标信号可与（诸）已调副载波混合（或相加），并将合成信号用以时间调制该周期时标信号。数据的直接数字调制是副载波对脉冲无线电信号调制的另一种形式。可单独使用直接数字调制以时间调制该周期时标信号，或者可使用一个或多个已调载波信号进一步调制该直接的数字已调周期时标信号。

根据本发明的脉冲无线电技术广泛地适用于无线通信应用中。因为脉冲无线电不是连续波（CW）基于载波的系统，副载波的使用是对时域脉冲无线电设计的漂亮的、基于直觉的补充。与非副载波脉冲无线电传输相比，信噪比有相当大的提高。

乍一看，对一个脉冲无线电通信系统增加副载波是多余的。然而，在一个脉冲无线电通信系统中，在信息调制之上敷设副载波调制以及进行 PN 码平滑将产生漂亮的结果。

脉冲无线电一般具有：短持续时间的脉冲；中心频率典型地介于

50MHz 与 10 吉赫 (GHz) 之间; 100+% 中心频率的超宽频带宽度; 即便使用低增益天线, 在数英里范围内亦具有亚毫瓦级的平均功率电平; 极低的功率谱密度; 费用低于其它的无线电设计; 对来自其它系统的干扰以及多径衰落具有极佳的抵御能力。

另外, 脉冲无线电拥有特别的多径抵御能力, 它们相对简单并造价更为低廉, 特别是与扩展频谱无线电相比尤为如此。脉冲无线电系统与现行的诸无线电系统相比实质上功耗更低。另外, 与现行的便携式电信收发信机相比, 脉冲无线电系统占据更少的空间。

因这些特点, 对包括个人通信系统以及室内 (in-building) 通信系统在内的各种不同应用来说, 脉冲无线电系统是一种最优的技术。

以下的第 II 至 VIII 节是对本发明的详细描述。

第 II 节被导向技术基础并将脉冲无线电的概念以及通信理论的其它有关方面的导论提供给读者。本节包含若干个小节, 它们涉及高斯单周脉冲、高斯单周脉冲的脉冲序列、调制、编码、以及这些概念的质的特性和量的特性。

第 III 节被导向副载波对脉冲无线电通信系统的应用。本节包含若干个小节, 它们涉及副载波用于脉冲无线电发射机和脉冲无线电接收机的工作原理。本描述被分节, 以描述在单独的基带之上有所改进的单信道实施方式以及两载波信道或多载波信道实施方式。

第 IV 节被导向被用于编码时延、副载波时延以及两者的结合的时间调制器。描述将该时间调制器用于副载波脉冲无线电通信的几个实施方式的结构和操作。

第 V 节被导向用于脉冲无线电发射机和脉冲无线电接收机的时间调制器的线性化。时间调制器的线性化允许脉冲无线电发射机和脉冲无线电接收机为脉冲无线电通信产生具有必要精度的时延。

第 VI 节被导向用于使用脉冲无线电通信的数字数据调制的伪曼彻斯特编码。

第 VII 节被导向使脉冲无线电接收机捕获并保持脉冲无线电信号锁定的一种锁定捕获方案。

第 VIII 节参考发明人基于原型实验所搜集的数据,描述面市的诸脉冲无线电通信系统的性能。

II 技术基础

本节被导向技术基础并将脉冲无线电的概念以及通信理论的其它有关方面的导论提供给读者。本节包含若干个小节,它们涉及高斯单周脉冲、高斯单周脉冲的脉冲序列、调制、编码、以及这些概念的质的特性和量的特性。

脉冲无线电发射机以一个紧控制的平均脉冲到脉冲时间间隔发送短高斯单周脉冲。脉冲无线电发射机所使用的脉宽介于 20 与 0.1 纳秒(ns)之间,脉冲到脉冲时间间隔介于 2 与 5000ns 之间。这些窄单周脉冲具有固有的宽带频率特性。

脉冲无线电系统使用脉冲位置调制,在脉冲接脉冲(pulse-by-pulse)基础上通过以下两个分量改变实际的脉冲到脉冲时间间隔:一个信息分量和一个伪随机码分量。不同于扩展频谱系统,该伪随机码对能量的扩展并不必须(这是因为脉冲其本身为固有地宽带的),但对信道化、频域内能量平滑、以及抵抗干扰却是必须的。

脉冲无线电接收机是一个具有互相关器前端的零拍接收机。该前端固有地在一级内将电磁脉冲序列转换成一个基带信号。该脉冲无线电接收机对多个脉冲积分以恢复所发送信息的每个比特。

II.1 高斯单周

脉冲无线电技术的最基本的要点是实际实现高斯单周,在此亦称为高斯单周脉冲。一个高斯单周是高斯函数的一阶导数。图 1A 和 1B 显示时域和频域中的一个中心频率为 2GHz(即脉宽为 0.5ns)的单周脉冲(分别参看 102 和 104)。(实际上不允许传输完纯的高斯单周。在频域中,实际传输导致该信号带宽略有减小。)这些单周,它们有时被称为脉冲,并不是选通正弦波。

高斯单周的波形自然是一个宽带信号,其中心频率和带宽完全取决于脉冲的宽度。在时域中,高斯单周的数学描述为

(1)

其中, A 为脉冲的峰值,

t 为时间, 以及

τ (τ) 为时间衰减常数。

在频域中, 高斯单周的包络为:

(2)

则中心频率为

(3)

相当于 c , 3dB 跌落点 (功率) 为

(4)

因此, 带宽约为中心频率的 160%。因为 τ (τ) 亦定义脉冲宽度, 则脉冲宽度标明了中心频率和带宽。实际中, 一个单周脉冲的中心频率约为其长度的倒数, 并且其带宽约等于中心频率的 1.6 倍。因此, 对于图 1A 和 1B 所示 “0.5ns” 的脉冲:

(5)

II.2 脉冲串

脉冲无线电系统使用脉冲序列, 而不是单个脉冲通信。正如以下在第 III 节中所描述的, 脉冲无线电发射机对应信息的每个比特产生并输出脉冲的一个序列。

发明人所建造的原型所具有脉冲重复频率介于 0.7 与 10 兆脉冲每秒 (mpps, 其中每个兆脉冲是 10^6 个脉冲)。图 2A 和 2B 图示时域内和频域内使用 1ns 脉冲的一个 1mpps 的系统 (分别参看 202 和 204)。在频域中, 这些极为规则的脉冲序列以 1 兆赫的间隔产生能量尖峰 (energy spike) (梳状线 204); 因此, 原已很低的功率散布于诸梳状线 204 之中。这一脉冲序列不携带信息, 并且, 因为能量尖峰的规则性, 它可干扰附近的常规无线电系统。

脉冲无线电系统具有极低的占空因数, 因此时域平均功率大大低于其时域内的峰值功率。例如在图 2A 和 2B 的示例中, 脉冲发射机仅工作 0.1% 的时间 (即 1ns 每微秒 (μs))。

需要附加处理以调制该脉冲序列以使得脉冲无线电通信系统可以真正地传递信息。附加处理亦平滑频域内的能量分布以使得脉冲无线电传输(例如信号)与常规无线电系统的干扰最小。

II.3 调制

对于这种特殊形式的脉冲通信,幅度和频率/相位调制是不适宜的;唯一合适的选择是脉冲位置调制,它允许在接收机中使用匹配滤波器(即互相关器)。如图3所描述的,一个调制信号正比于调制改变脉冲重复间隔(PRI)。

如果该调制信号具有三种电平,第一种电平可以在时间上将该脉冲的发生从额定位置前移 θ 皮秒(ps);第二种电平可以在时间上根本不从额定位置移动该脉冲;以及第三种电平可以将该脉冲延迟 θ ps。这将是一种数字调制方案。模拟调制将允许 $PRI - \theta$ 与 $PRI + \theta$ 之间的连续偏离。在该脉冲无线电系统中, θ 的最大值为 $t/4$,其中 t =脉冲的时间。

在频域中,脉冲位置调制将能量分布于更多的频率上。例如,1mpps系统的情形下,假如调制脉动(d)为100ps, PRI为1,000,000赫(Hz),则附加的频率分量为:999,800.04Hz, 999,900.01Hz, 1,000,100.01Hz, 以及1,000,200.04Hz。(脉动是脉冲无线电通信系统的术语,用于在时间上移动脉冲的位置。)现在,所发送的能量在频域内分布于更多的尖峰(梳状线)之中。如果总的传输能量保持不变,当可能的脉冲位置的数目增加时,每个频率尖峰中的能量减小,因此在频域中能量分布更为平滑。

因为接收机是一个互相关器,百分之一的调制所需的时间位置调制量可由 $f_c/4$ 求倒数计算出(其中 f_c 是中心频率)。例如,对于中心频率为1.3GHz的单周,这相当于 ± 157 ps的时间位置调制。在时间脉动的这一水平上,频谱平滑的效果是可以忽略的。

脉冲无线电通过对每个脉冲施加比调制脉动幅值大得多的PN码脉动达到最优的平滑。图4是描述伪随机脉动对频域内能量分布的影响一个图形。与图2相比,图4显示使用256个位置的PN码的效果与未编码的信号的对比。

PN 脉动还提供信道化(信道化是用以将一个通信路径划分成多个信道的过程)。在未编码的系统中,分辨诸分立的发射机将是很困难的。如果编码本身是相对正交的,则 PN 码建立起若干信道。

II.5 接收与解调

明显地,如果一个有限的区域内存在大批的脉冲无线电用户,则可能存在相互干扰。进一步地,尽管 PN 编码使这种干扰最小,但随着用户数量的增加,来自一个用户之序列的单个脉冲与来自另一个用户之序列的一脉冲同时被接收的机率将增加。所幸地,根据本发明的脉冲无线电的实现并不依赖接收每个脉冲。该脉冲无线电接收机实现这样一种相关、同步的接收功能(在 RF 级别上),它使用许多脉冲的统计抽样来恢复所发送的信息。

典型地,脉冲无线电接收机积分 200 个或更多的脉冲以产生解调输出。接收机进行积分所用及的脉冲的最优个数取决于多个变量,包含脉冲率、比特率、干扰电平、以及范围。

II.6 干扰抵抗

除信道化和能量平滑之外,PN 编码还使得脉冲无线电能够高度抵抗来自包括其它脉冲无线电系统在内的所有无线电通信系统的干扰。这一点极为重要,因为脉冲信号所占据的频带之内的任何其它信号是对该脉冲无线电的干扰。因为不存在 1GHz 以上(1+ GHz)的可用频带以供脉冲无线电使用,在不受不利影响的前提下,脉冲无线电必须与其它常规的以及其它脉冲无线电共用频谱。PN 码帮助脉冲无线电区分想得到的脉冲传输与来自其它系统的传输。

图 5 图示一窄带正弦接收干扰(干扰)信号 502 覆盖一脉冲无线电信号 504 的结果。在脉冲无线电接收机处,互相关器的输入将包含接收超宽带脉冲无线电信号 504,以及这个窄带信号 502。若没有 PN 编码,互相关器将以这样的规则抽样干扰信号 502,使得干扰信号可能对脉冲无线电接收机产生有影响的干扰。然而,当使用 PN 码脉动编码所发送的脉冲信号时(并且使脉冲无线电接收机同步于等同的 PN 码脉动),互相关器随机地抽样该干扰信号。根据本发明,对许多脉冲进行积分将消除

干扰的影响。

从统计的角度看，接收过程在时间上的伪随机化产生一个具有零均值(对干扰信号)的随机分布量值的流。消除干扰的影响所必要的一切仅是对足够多的脉冲进行抽样(即，对足够大数量的脉冲进行积分)，以迫使干扰信号的影响趋于零。

脉冲无线电是抗干扰的，这归因于其高处理增益。对于扩展频谱系统，处理增益是信道带宽与信息信号的带宽之比，在使用宽带通信时它定量表征信道干扰的减小。例如一个直接序列扩展频谱系统，具有 10kHz 的信息带宽和 16MHz 的信道带宽，则获得的处理增益为 1600 或者说 32dB。然而，采用脉冲无线电系统可达到更大的处理增益，其中对于同样的 10kHz 的信息带宽以及 2GHz 的信道带宽，处理增益为 200,000 或者说 53dB。

占空因数(例如 0.5%)产生 28.3dB 的处理增益。(处理增益通常是接收信号的带宽与接收信息信号的带宽之比。)有效的附加抽样，它来自对多个脉冲积分以恢复信息(例如对 200 个脉冲进行积分)产生 28.3dB 的处理增益。因此，由发送 50 千比特每秒(kbps)的一个 10mpps 链路所划分的 2GHz 将拥有 49dB 的处理增益，(即 0.5ns 的脉冲宽度除以 100ns 的脉冲重复间隔将得到 0.5%的占空因数，并且 10mpps 除 50,000bps 将得到 200 脉冲每比特)。

II.8 容量

理论分析表明脉冲无线电每小区可拥有数以千计的话音信道。为了解脉冲无线电系统的容量，必须仔细考察互相关器的性能。图 6 显示“互相关器传递函数” 602。这表示脉冲无线电接收机互相关器对任何给定的接收脉冲的输出值。如 604 所示，当诸脉冲到达互相关窗口 606 的之外时互相关器的输出为 0 伏。当接收脉冲 608 滑动穿越该窗口时，互相关器的输出发生变化。当该脉冲以 $\tau/4$ 超前于窗口的中心时，如 610 所示它达到其最大值(例如 1 伏)，当处于窗口的中心时为 0 伏；以及以 $\tau/4$ 滞后于窗口的中心时，达到其最小值(例如-1 伏)。

当使系统同步于理想的发射机时，该互相关器的输出在 ± 1 之间摆动（为发射机调制的函数）。其它的带内传输将对该互相关器的输出导致一个方差。该方差是一个随机变量并可被建模为 0 均值的高斯白噪声信号。随着干扰的数目的增加，该方差线性增长。通过对大数目的脉冲进行积分，接收机获得传输信号的调制值的一个估计，因此：

该估计的方差 = (6)

其中 N = 干扰的数目，

σ 是所有干扰对单一互相关的方差，以及

Z 是脉冲的个数，于其上接收机进行积分以恢复调制。

这对于通信系统是一个正确的关系，这是因为随着同时用户数量的增加，链路的质量逐渐下降。

II.9 多径与传播

多径衰落——正弦系统的祸根，对脉冲系统来说该问题远小于（即小若干个数量级）常规无线电系统。事实上，在蜂窝通信中如此引人注目的瑞利衰落是连续波的现象，而不是脉冲通信的现象。

在一个脉冲无线电系统中，为使多径效应出现，必须坚持特殊的条件。散射脉冲所传经的路径长度必须小于脉冲宽度乘以光速，和/或发射机连续发射的脉冲（在序列中）同时到达接收机。

一个纳秒脉冲对于前一个条件来说，等于 0.3 米或约 1 英尺（即 $1\text{ns} \times 300,000,000$ 米/秒）。（参看图 7，其中传经“路径 1”的脉冲比直接路径脉冲迟半个脉冲宽度到达）。

一个 1 吉脉冲每秒的系统对于后一个条件来说，将等于额外传播 300、600、900 等米。然而，因为每个单个脉冲经历了伪随机脉动，这些脉冲是去相关的。

在这些间隔之间传播的诸脉冲不会引起自干扰（图 7 中，这一点由沿线路径 2 的脉冲描述）。当脉冲传经临界视距路径时，如图 7 中由最窄的椭圆所示的，将产生脉冲无线电多径效应。

如图 8 中 802 所示，如果多径脉冲的传播远出半个脉冲宽度，它将增加接收信号的功率电平（多径脉冲的相位将被反射面倒相）。如果该脉

冲的传播远出不足半个脉冲宽度,则它将产生有害的干扰,如804所示。例如,对于1ns脉冲,如果多径脉冲的传播0到15cm(0到6英尺)之间,则出现有害的干扰。

脉冲无线电系统的试验(包括脉冲雷达试验)表明实际工作中多径将不引入任何严重问题。另外,已设想了更短的脉冲宽度,它将进一步减小有害的干扰的机率(因为反射干扰所要求的反射路径长度将被缩短)。

III 副载波发明

本节被导向副载波对脉冲无线电通信系统的应用。本节包含若干个小节,它们涉及副载波用于脉冲无线电发射机和脉冲无线电接收机的工作原理。本描述被分节,以描述在单独的基带之上有所改进的单信道实施方式以及两载波信道或多载波信道实施方式。

III.1 工作原理

根据本发明,为获得附加的信道化、平滑、以及保真度,脉冲无线电已被发展成为包含一个或多个副载波。以下的超宽带时域脉冲无线电通信总体结构依照以上第II节中所述的脉冲无线电的一般理论而工作。现描述以下三种具体实施方式:单信道系统、两信道系统、以及三信道或多信道系统。

以下所提出的脉冲无线电接收机的三个实施方式是作为示例而不是限制而使用的,以便描述本发明,并且使那些对相关技术熟练人员们能够制造、并应用本发明,这些技术至少包含通信领域、模拟离散、数字和集成电路的设计与实现、数字信号处理以及PN码理论。对那些相关技术熟练人员们,各种元件和块的实现将变得十分明了。

III.2 单独的基带之上有所改进的单信道

本节描述一种使用单副载波信道——它具有单独基带之上的改进性能——的脉冲无线电通信的总体结构。本发明的射频(RF)实施方式是最为普通的。典型的RF脉冲无线电系统应用包含蜂窝电话、无线电话、无线PBXs/局域网、以及类似物。

传播被定义为这样一个过程,通过它信号从一个发射机行进到一个

接收机, RF 脉冲无线电信号的传播典型地是通过空气或空间从发射天线到接收天线。这被认为是无线的 RF 脉冲无线电。美国专利 No. 5, 363, 108 中描述了用于脉冲无线电的各种优选天线。

然而, 本发明以适合通过同轴电缆的传输。本实施方式中略去发射天线和接收天线。

图 9 显示使用单副载波信道的脉冲无线电系统的一个代表性的框图。描述了使用单副载波超宽带脉冲无线信道的一个发射机 901 和一个接收机 903。发射机 901 与接收机 903 被诸如空气、空间、以及能够传播超宽带信号的其它媒质的传播媒质 905 隔开。被发送的脉冲无线电信号 907 通过传播媒质 905 从发射机 901 传播至接收机 903。

III. 2. a 发射机

现在将参看图 10, 描述具有一个副载波信道的脉冲无线电通信系统的脉冲无线电发射机 901 的一个最佳实施方式。

发射机 901 包括这样一个时基 1002, 它产生一个周期性的时标信号 1004。时基 1002 包括一个压控振荡器或类似物, 具有皮秒级的高时标精度。调节 VCO 中心频率的电压控制被设定校准用以确定该发射机的非分频的脉冲重复率的欲求中心频率。周期时标信号 1004 被提供给一个编码源 1006 和一个编码时间调制器 1008。

编码源 1006 包括一个诸如随机存取存储器 (RAM)、只读存储器 (ROM)、或类似物的存储器件, 用于存储正交 PN 码以及输出这些 PN 码作为一个编码信号 1010。可供选择地, 最大长度移位寄存器可被用以产生这些 PN 码。编码源 1006 监测周期时标信号 1004 以允许编码信号 1010 被同步于编码时间调制器 1008。编码时间调制器 1008 使用编码信号 1010 调制周期时标信号 1004 以获得最终发射信号 1012 的信道化和平滑。编码时间调制器 1008 的输出被称为编码时标信号 1014。

编码时标信号 1014 被提供给一个副载波时间调制器 1016 以便在那里进行信息调制。在现有的脉冲系统中, 信息调制是使用信息本身作为调制源而完成的。然而, 在本发明中, 一个信息源 1018 将一个信息信号 1020 提供给副载波发生器与调制器 1022。信息信号 1020 可以是任何

类型的信息，包括表示话音、数据、图象、或类似物的若干数字比特，模拟信号，或者复信号。编码时标信号 1014 和副载波时间调制器 1016 均可使用电压、电流、或者数字源作为调制输入来完成，这对相关技术熟练人员将是十分明了的。

正如 Dixon 所定义的，一个副载波是“一个载波，被与载波调制相分离的信息调制，再来调制一载波。”本发明的副载波发生器与调制器 1022 产生一个被信息信号 1020 调制的已调副载波信号 1024，并且将已调副载波信号 1024 提供给副载波时间调制器 1016。因此，已调副载波信号 1024 被副载波时间调制器 1016 使用以调制载波，此情形下该载波是编码时标信号 1014。副载波时间调制器 1016 对编码时标信号 1014 的调制产生一个已调的、编码时标信号 1026——该信号被送往一个输出级 1028。

输出级 1028 使用已调的、编码时标信号 1026 作为一个触发以产生电单周脉冲。这些电单周脉冲通过连接在那里的一条传输线 1032 被送往发射一个天线 1030。电单周脉冲由发射天线 1030 转换成传播的电磁脉冲。本实施方式中，电磁脉冲被称为发射信号 1012，它通过一种传播媒质 905，比如射频实施方式中的空气，传播至一个脉冲无线电接收机（未示出）。该最佳实施方式中，发射信号 1012 是宽带或超宽带信号。然而，可以通过对单周脉冲滤波使发射信号 1012 频谱改变。这个带通滤波器将使每个单周脉冲在时域内具有更多的过零点。这种情形下，脉冲无线电接收机必须在互相关器中使用相似的波形以便有效。

将副载波发生与调制“级” 1022 加入脉冲无线电接收机 901 具有诸多的益处。信息信号所调制的副载波给系统提供了附加的信道化和平滑，允许增加诸多新的、互不相同的脉冲无线电信道。与单独的基带调制相比，副载波的加入还以更宽的带宽和更优信噪比的形式给信息信号 1020 提供了额外的保真度。

与基带调制相比，副载波对脉冲无线电的应用还改善了归因于非线性调制传递函数的谐波失真。以下与脉冲无线电接收机所执行的互相关处理相联系，描述非线性调制传递函数。

因为脉冲无线电不是 CW 载波基的系统，副载波的使用是对时域脉冲无线电设计的漂亮的、非直觉的补充。与非副载波脉冲无线电传输相比，信噪比提高 5 - 20dB(有赖于窄带脉冲已调载波的信噪比。)

脉冲无线电中副载波的使用将基带信号搬移(或移位)至更高的频率。在一最佳实施方式中，副载波发生器与调制器 1022 产生这样一个信号，它通过调频(FM)技术、调幅(AM)技术、调相技术、移频键控(FSK)、移相键控(PSK)、脉冲 FM、或类似者，被信息信号 1020 调制。在另一个实施方式中，使用直接数字调制作为副载波技术。此可供选择的实施方式中，数字数据的曼彻斯特编码产生一个数字已调副载波信号 1024。副载波时间调制器 1016 使用已调副载波 1024 以脉冲位置调制该编码时标信号 1014。

其它的非正弦的和/或非连续的波形亦可被用作与本发明相关联的副载波。已调副载波信号 1024 被副载波时间调制器 1016 使用，以时间移位编码时标信号 1014 的脉冲的位置。因此，触发输出级的信号(此情形下为已调的、编码时标信号 1026)是脉冲位置已调脉冲的一个序列。

可使用不同频率或波形的副载波来增加脉冲无线电信号的信道化。因此，通过对每个信道使用不同的副载波，一条脉冲无线电链路可同时传达许多独立的信道。

为描述这一点，考虑使用相同的 PN 码工作的隔离的两对脉冲无线电用户。第一对用户借助于拥有产生第一离散频率的正弦波副载波的副载波发生器/调制器 1022 的脉冲无线电通信。第二对用户借助于拥有产生第二离散频率的正弦波副载波的副载波发生器/调制器 1022 的脉冲无线电通信，其中第二频率与第一频率相隔离。通过配置这两对用户的接收机(如以下讨论的)以仅复制适当的副载波频率所传达的信息，每个用户对可实现与另一的方隔离通信。从这一描述的观点看，通过使用脉冲无线电副载波技术，许多附加的脉冲无线电信道成为可用的。

可供选择地，如果每对用户使用不同的 PN 码以及相同的副载波，这两对脉冲无线电用户可实现隔离的通信。另外，通过使若干台无线电工作在不同的脉冲重复率上可实现信道化，与 PN 码和/或副载波无关。

新颖的副载波级的结果是提高的信息信道保真度。这一益处归属于副载波固有地使信息变得更为不受噪声影响的事实。正如将在以下的 III. 2. (b) 节中所讨论的, 在脉冲无线电接收机中产生这样一个模板信号, 它具有被设计以匹配所接收的单周脉冲的一种波形。该模板信号被根据发射机的已知 PN 码在时间上定位, 并随后与所接收的脉冲无线电信号互相关。将互相关输出积分以从噪声中恢复脉冲无线电信号。一旦以这种方式恢复后, 则将该信号解调以去除副载波并获得信息信号。

图 11 显示根据本发明的脉冲无线电发射机的另一个实施方式。该实施方式中, 倒置了编码时间调制器 1008 与副载波时间调制器 1016 的位置。如图 11 所示, 信息源 1018 将信息信号 1020 输出至副载波发生器与调制器 1022。而副载波发生器与调制器 1022 则将已调副载波信号 1024 输出至副载波时间调制器 1016。副载波时间调制器 1016 使用已调副载波信号 1024 以时间位置调制周期时标信号 1004 来产生一个已调时标信号 1140。可以使用以上结合图 10 所描述的任何副载波调制技术。

编码源 1006 接收周期时标信号 1004 以获得同步, 并将编码信号 1010 输出至编码时间调制器 1008。编码时间调制器 1008 使用编码信号 1010 以进一步时间位置调制该已调时标信号 1140 来输出一个已调的、编码时标信号 1142。以类似于图 10 所示实施方式的方法, 将图 11 所示的已调的、编码时标信号 1142 提供给输出级 1028。如同结合图 10 所描述的, 该脉冲无线电发射机随即输出一个发射信号 1012。

以上对图 11 的描述是对脉冲无线电发射机实施的许多种修改的范例, 以上修改旨在提供所需的、即将通过脉冲无线电发射机发射的信号编码和副载波调制。结合图 10 和 11 所描述的以上实施方式仅以示例的方式提供, 并非限制。对相关技术熟练人员, 基于以上所公开的, 不离开本发明的范围, 脉冲无线电发射机的类似于图 10 和 11 中的诸块的布局将是十分明了的。

图 12 显示另一个发射机实施方式。该实施方式中, 使用一个相加器 1202 或类似物, 以将编码信号 1010 与信息已调副载波信号 1204 相加。相加器 1202 将一个编码已调副载波信号 1206 输出至一个编码与时标调

制器 1208。编码与时间调制器 1208 执行图 10 的编码时间调制器和副载波时间调制器 1016 的功能。编码与时标调制器 1208 使用编码已调副载波信号 1206 来调制周期时标信号 1004 并由此产生已调的、编码时标信号 1026。图 12 的发射机的剩余元件如同结合图 10 所讨论的一样工作。可以使用结合图 10 所描述的任何副载波调制技术。

一个进一步可供选择的实施方式中，可使用信息信号 1020 直接调制编码信号 1010 来完成调制。这一点在图 13 中描述。相加器 1202 被配置来调制(相加)编码信号 1010 与信息信号 1020 以籍此产生一个调制信号 1302。一个编码与时标调制器 1208 使用调制信号 1302 来调制周期时标信号 1004，并产生已调的、编码时标信号 1026。图 13 的发射机的剩余元件如同结合图 10 所讨论的一样工作。

未经信息调制的副载波亦可被用来调制编码时标信号，或者编码时标信号自己可不经任何调制而被发送。这后两个实施方式可被用以仅仅传达一个脉冲无线电的存在，比如一个信标或询问机。给不同的脉冲无线电单元指定不同的代码和不同的副载波来实现多种业务应用。

III. 2. b. 接收机

现在参看图 14 描述用于单信道副载波脉冲无线电通信系统的一个脉冲无线电接收机 903。

一个脉冲无线电接收机(此后称为接收机)1400 包括一付接收天线 1402，用于接收所传播的脉冲无线电信号 1204。通过一条连接至接收天线 1402 的接收机传输线 1410 将一个接收信号 1406 输入一个互相关器 1408。

接收机 1400 还包括一个解码源 1410 和一个可调时基 1414。解码源 1410 产生与发送传播信号 1404 的相联脉冲无线电发射机所使用的 PN 码对应的一个解码控制信号 1412。可调时基 1414 产生这样一个周期时标信号 1416，它包括一系列具有实质上等同于接收信号 1406 之每个脉冲的波形的模板信号脉冲。接收信号 1406 的每个脉冲形似高斯单周脉冲的导数。

图 15 显示对应与接收机 1400 相关联的接收信号 1406 的脉冲 1502

的一个代表性的图形。脉冲 1502 对应具有类似图 3 中脉冲 302 的波形的一个发射信号(单周脉冲)。当具有类似脉冲 302 的波形的一个电磁单周脉冲入射接收天线 1402 时,该接收天线具有这样一种固有特性,该特性使得在天线输出端引起的电波形具有脉冲 1502 的形状。如果该脉冲无线电天线倒装,则脉冲 1502 将被电压倒相。

图 16 图示互相关处理。图 16 以时间增量 Δt 显示模板信号脉冲 1602 的波形以及一个接收(脉冲无线电的脉冲)信号 1406 的波形。曲线 1604 不是一个连续波形,但表示当接收信号 1406 失锁滑动经过模板信号脉冲 1602 时在每个 Δt 的时间队列上所获的相关电压。(注意,与脉冲 1502 相比,接收信号 1406 的每个 Δt 被电压倒相。)一个解码时标调制器 1418 建立被用于与接收信号 1406 互相关的模板信号脉冲的时间定位。

使用互相关函数对于调制传递函数的效果是使接收机的输出为输入幅度的一个非线性函数。对于基带调制,这一点是不受欢迎的。然而,对于副载波,诸如 FM、PSK、FSK、以及曼彻斯特,谐波可被轻易滤除从而消除任何失真。当使用基带调制时,因为诸谐波存留于基带,这种过滤不可能去除谐波,因而信号是不可恢复的。

再次转向图 14,解码控制信号 1412 以及周期时标信号 1416 为解码时标调制器 1418 所接收。解码时标调制器 1418 使用解码控制信号 1412 以在时间上定位周期时标信号 1416,来产生一个解码信号 1420。因而,在时间上使解码信号 1420 与发射机的已知 PN 码相匹配,使得接收信号 1406 可在互相关器 1408 内被检波。

互相关器 1408 所执行的检波处理包括接收信号 1406 与解码信号 1420 的一个互相关运算。在互相关的时间上的积分产生一个基带信号 1422。如同以上在第 II. A 节中所讨论的,在互相关信号的时间上的积分从噪声中抽取出脉冲无线电信号。

本实施方式中,副载波解调器 1424 解调基带信号 1422 以去除副载波并产生一个已解调的信息信号 1426。已解调的信息信号 1426 实质上等同于发射机的信息信号(参看图 10 的 1018)。

基带信号 1422 亦被输入一个低通滤波器 1428。包括低通滤波器 1428

的一个控制环 1429 被用来产生一个误差信号 1430 以将一个小相位调节提供给可调时基 1414, 以便关于接收信号 1406 的位置时间定位周期时标信号 1416。

副载波实施方式提供较小的信号压缩, 以及通过为高可靠性的话音、数据和/或图象通信减小基带噪声提供较小的信号失真。通过使用本发明的副载波技术大大地放宽了对使用互相关器的调制的线性要求。为成功地传递低失真的语音或音乐, 调制传递特性必须是极度线性的。在非副载波的基带脉冲系统中实现这一点是非常困难的。

信息信号易于被噪声破坏。大多数噪声集中于基带而随频率不断升高而减小, 直至 Nyquist 频率。例如, 使用 1.4 兆脉冲每秒的速率的一个脉冲无线电, 其 Nyquist 频率约为 700kHz。本例中, 可使用高达约 700kHz 的副载波以使该脉冲无线电系统变得实质上不受噪声的影响。

在一个 FM 副载波的实施方式中, 使用一个锁相环 (PLL) 频率解调器。锁相环的特性决定了带宽捕获以及接收信号的其它基本方面。在锁相环之前可以串联使用一个可选的带通滤波器以使锁相环所执行解调的频谱变窄。

III.3 两个或更多副载波信道 (如话音、数字数据与控制信息)

本副载波脉冲无线电的一个主要优点是可将多重副载波堆砌在同一编码时标信号上以供同时传输。图 17-19 中描述三个副载波处于一个脉冲无线电超宽带传输之上的示例的模拟和数字实现。

图 17 显示拥有三个副载波发生器/调制器 (SC GEN/MOD) 1702、1704 和 1706 的脉冲无线电发射机的一个代表性的例解, 其中每个副载波发生器/调制器具有不同的副载波频率。该发射机的基本总体结构基于图 10 的实施方式。例如, 主副载波发生器/调制器 1720 (显示为虚线框) 类似于副载波发生器/调制器 1022。然而, 此例可被修改以便与以上所公开的任何发射机或它们的同等物一起工作。

通过一条线路 1722, 一个话音信息源 (VIS) 1708 被馈送给一个副载波发射器/调制器 (图 17 中缩略为 SC GEN/MOD) 1072, 用于第一副载波信号 (未示出) 的调制。第一副载波信号由副载波发生器/调制器 1702 在内

部产生，或在外部产生并作为输入提供给副载波发生器/调制器 1702。

类似地，通过一条线路(总线)1724，一个数字数据源(DDS)1710，比如一个调制解调器的输出或传真的传输，被馈送给第二副载波发生器/调制器(图 17 中缩略为 SC GEN/MOD)1704，用于第二副载波的调制。最后，通过一条线路 1726，一个数字控制信息源(CIS)1712 被馈送给第三副载波发射器/调制器(图 17 中缩略为 SC GEN/MOD)1076，用于第三副载波信号的调制。第二和第三副载波信号分别由副载波发生器/控制器 1704 和 1706 产生，或作为输入外部提供给副载波发生器/调制器 1720。

数字 CIS1712 给一个脉冲无线电接收机提供控制信息。蜂窝电话收发信机类型的系统中，该数字控制信息可以包括路由选择信息、调度信息、振铃信号、或类似物。事实上，任何类型的控制信号，或就此而言，情报，均可被用于调制一个副载波信号。

三个副载波发生器/调制器 1702、1704 和 1706 输出三个已调副载波信号，它们通过线路 1728、1730 和 1732，在相加器 1714 相加。合成信号 1716 被送往副载波时间调制器 1016，在那里它被用于调制编码时标信号 1014 以产生已调的、编码时标信号 1026。如上所述，副载波时间调制器 1016 所输出的已调的、编码时标信号 1026 被馈送给输出级 1028，并且作为发射信号 1012 被发送。

图 18 和 19 中显示两个代表性的多副载波信道脉冲无线电接收机。每个接收机拥有用于解调比如图 17 的发射机所发送的三副载波信道的部件。图 18 中的接收机的基本总体结构基于图 14 的实施方式或它的同等物。

图 18 是这样—个代表性的模拟实施方式，它显示互相关器 1408 之后跟随多个模拟 FM 解调支路。如同结合图 14(使用未在图 18 和 19 中示出的控制环的若干个元件)所讨论的，由接收信号 1406 产生互相关的基带信号 1422。每个支路使用一个带通滤波器 1082(例如 L-C 或开关电容滤波器)和一个锁相环块 1804 解调一个副载波。因此，三个隔离的、同时发送到的信息信号被恢复并在 OUTPUTs1 - 3 成为可用的。

图 19 所示的数字实施方式中，使用一个模数转换器(AD/C)1902 将互

相关基带信号 1422 转换成数字信号。使用一个数字信号处理器 (DSP) 1904, 比如型号 TMS320C40 DSP 插件 (Texas Instruments, Dallas, Texas 制造), 以及利用 Fourier 变换或类似物的众知的数字信号处理器算法, 将被编码在信号 1903 内的三个分隔副载波数字解调。使用一个数模转换器 (D/AC) 1906 可将数字解调的信息转换回它的模拟对应。使用一个数模转换器 (D/AC) 1906 将话音信号转换回它的模拟对应, 并使它在 OUTPUT1 可用。输出该数字数据信号, 或者, 直接由数字信号处理器使其在 OUTPUT2 可用。最后, 输出该控制信号, 或者, 直接从数字信号处理器或在数模转换器 1906 所执行的数模转换之后使其在 OUTPUT3 可用。多个副载波的加入不影响脉冲无线电信号的宽带特性。

IV 时间调制器

本节被导向被用于编码时延、副载波时延以及两者的结合的时间调制器。描述将该时间调制器用于副载波脉冲无线电通信的几个实施方式的结构和操作。

根据本发明的各种实施方式, 脉冲无线电发射机包含编码时间调制器 (比如 1008) 和副载波时间调制器 (比如 1208)。这些调制器的每个根据一个触发信号 (比如编码信号 1010 或已调副载波信号 1024) 所传达的信息, 起到时延一个信号 (比如周期时标信号 1004) 的作用。因此, 每个调制器 (比如 1008、1016 或 1208) 被认为是一个延迟发生器。具有数值输入的延迟发生器被称为二进制 - 时延发生器。

使用当前现有的商品 ICs 可实现二进制 - 时延发生器。一种具有数值输入的优选延迟发生器是 Schaumburg, IL 的 Motorola 制造的 MC100E196ECL 型 (发射极耦合逻辑) 器件。然而, 与根据本发明的脉冲无线电信号相联系, 这种常规二进制 - 时延发生器不提供精确的时延以允许在脉冲无线电接收机精确地恢复脉冲无线电信号。换言之, 使用常规的二进制 - 时延发生器不能精确地产生 157ps (皮秒) 级的时延, 而这是单周脉冲典型的脉冲持续时间。

V 线性化

第 V 节被导向用于脉冲无线电发射机和脉冲无线电接收机的时间调

制器的线性化。时间调制器的线性化允许脉冲无线电发射机和脉冲无线电接收机为脉冲无线电通信产生具有必要精度时延。

为解决以上第 IV 节中所述的时延问题，发明人对二进制 - 时延的制造商所提供的指标(例如性能曲线)进行了统计分析。基于这项工作，发明人发现如果该器件的非线性工作特性是已知的，则常规的二进制 - 时延发生器的非线性工作特性可被补偿。因此，根据本发明深一层的一个方面，脉冲无线电发射机包括一个线性化查阅只读存储器(ROM)(未图示)，与常规的二进制 - 时延发生器相联系以补偿任何非线性。这允许脉冲无线电发射机产生具有远低于 157ps 精度要求的时延。

图 20 是显示常规二进制 - 时延发生器的延迟时间(皮秒)随二进制(即数值的)输入值变化的图形。曲线 2002 显示一个常规二进制 - 时延发生器的真实的时延输出特性。曲线 2004 显示用于本发明的一个二进制 - 时延发生器的所需求的输出。

比如，对于 18 的二进制输入值，曲线 2002 上的一个点 2010 代表常规二进制 - 时延发生器的真实输出。典型地，为在常规的二进制 - 时延发生器的输出产生一个 157ps 的时延，应输进 10 的二进制值。然而，输进 10 的二进制值，如点 2006 处所示，常规的二进制 - 时延发生器可能会产生约为 15ps 的真实输出值，而不是想要得到的 157ps。在此例中为产生 157ps 的延迟，如曲线 2002 上的点 2010 处所示，将需要输进 18 的数值输入值来产生想要得到的 157ps 的延迟。

尽管通常可指望将发射机和接收机的脉动发生器线性化，但真正所必需的仅是拥有相同的脉动 - 数值输入映射线性，而它不必是一条直线。

根据本发明，图 20 所显示类型的线性化数据被用于将常规的二进制 - 时延发生器的真实响应映射到想要得到的时延上。这个线性化数据或映射被存储在一个线性化只读存储器(ROM)内。

为发送诸个 1 和 0，将脉冲时间调制，时间上或者向前或者向后。换言之，脉冲无线电信号——当被脉冲无线电接收机接收到时被用来被接收为逻辑值 1，被脉冲无线电发射机时间定位得稍许提前。用来产生逻

辑值 0 的脉冲无线电信号被脉冲无线电发射机时间移位得稍许置后。

脉冲无线电接收机中的互相关器 1408 将这个时间位置转换成附加的正电压增量或附加的负电压增量。使用一个带通数据滤波器使数据流的信噪比最大。此带通数据滤波器的带宽被设置成约为传输波特率的一半，这对于相关技术熟练人员将是十分明了的。随后一个比较器将这些电压转换成 1 和 0 的逻辑同等物。有必要给 1 和 0 均提供脉冲，这是因为如果没有脉冲，比较器阈值附近的噪声将产生一个随机的输出。正负信息样值之间的间隔(电压的差别)愈大，则信噪比愈优且比特差错率愈低。

因为诸 1 和 0 使信号时间移位，线性化 ROM 必须存储对应逻辑 1 的脉冲无线电信号的分隔线性化信息以及对应逻辑 0 的脉冲无线电信号的分隔线性化信息。对于一个预定的信息(数据)发送速率，脉冲无线电传输逻辑 1 和逻辑 0 必须分别在时间上被向前或向后移位一个有限的量，使得脉冲无线电接收机中的互相关器能适当地区分数据流中的 1 与 0。

例如，对于一个选定中心频率为 1.3GHz 的单周脉冲，想要得到的逻辑 1 的前向移位和逻辑 0 的后向移位为 157ps 的一个移位值；如果中心频率加倍，时间移位则减半。因此，线性化 ROM 必须存储一个代表线性化数值的(8 比特)数字值，使得当从线性化 ROM 输出至编码时间调制器 1408 时，可实现该恰当的 157ps 时间移位。一个最佳实施方式中，线性化 ROM 将存储一个 8 比特的数值用于一个 157ps 的前向移位并存储第二个 8 比特的数值用于一个 157ps 的后向移位。为完成除 157ps 的时间移位之外的其它时间移位的前向和后向移位，线性化 ROM 必须进一步存储 8 比特数值用于前向或后向时间移位。注意，如果使用一个采用零时间移位(额定的)和两倍的 157ps 对应调制值(分别对应数字的 0 和 1)，则这对于解调接收机来说将是一样的。

V.1 发射机

图 21 是显示根据本发明的上述线性化方案的高层框图。然而，例如对比于图 10 的编码时间调制器 1008 所产生的编码时标信号 1026，如图 21 中框图所描述的，编码时间调制器 1008 产生一个直接数字编码时标

信号 2102。

此实施方式中，时基 1002 将时标信号 1004 输出给编码源 1006。周期时标信号 1004 还被提供给编码时间调制器 1008——此实施方式中它是一个二进制 - 时延发生器。

此实施方式中，编码源 1006 包括一个地址计数器 2104 以及两个只读存储器 (ROM) 2106 和 2110。

周期时标信号 1004 增值输出多比特地址 2105 的地址计数器 2104。此例实施方式中，地址计数器 2104 对周期时标信号 1004 的每个脉冲输出 15 比特宽的地址。

地址计数器 2104 所提供的地址 2105 被用于读取一个 PN 码 ROM2106。ROM2106 存储一个预定模数的 PN(伪随机噪声)码。(可供选择地，可使用诸如 EEPROM、RAM 移位寄存器或类似物的其它存储器件。)由地址计数器 2104 输出的每个地址 2105 访问 ROM2106 中的一个存储位置，对那里作出响应该 ROM 输出一个 PN 码 2108(首选地一个 15 比特的 PN 码)。(如上所述，为信道化和扩展脉冲无线电信号的单周脉冲，该 PN 码被用以在时间上向前或向后时间位置调制诸脉冲(例如周期时间信号脉冲或数字数据信号脉冲))。

线性化数据被存储在线性化 ROM2110 中的可寻址的位置上。使用一个地址(比如一个 16 比特地址)定址线性化 ROM2110 的输入，读取线性化数据。根据本发明的一个最佳实施方式，比如，该 16 比特的地址是通过 ROM2106 所输出的 15 比特的 PN 码 2108 与信息源 1018 所提供的一个 1 比特的数字数据源(由虚线 2107 示出，它是图 10 中 1024 的对应物)链接而形成的。

可供选择地，如在此所述的，使用副载波/发生器 1022，信息源 1018 所提供的数字数据可被用以调制一个副载波。此情形下，副载波/发生器 1022 应将 1 比特数字数据信号(参看实线 2109)提供给线性化 ROM2110。

响应于一个完整的输入地址(此例中为 16 比特)的同步接收，线性化 ROM2110 输出一个线性化的、已调时标信号 2112(它是图 12 中 1206 以

及图 13 中 1302 的对应物)。线性化的、已调时标信号 2112 最好是 8 比特宽，并且被提供给编码时间调制器(即二进制 - 时延发生器)1008。编码时间调制器 1008 使用该已调时标信号 2112 来时延周期时标信号 1004 并籍此输出直接数字编码时标信号 2102。

线性化 ROM2110 存储线性化数据以便适当地将 PN 码 ROM2106 所提供的时延线性化。提供给线性化 ROM2110 的每一个 15 比特伪随机码 2108 代表一个用以时间调制数字数据比特 2107 的脉动时延，其中数字数据比特 2107 被同时提供给线性化 ROM2110。此实施方式中，可使用 2^{15} (23768) 个不同的时延来时间调制逻辑 1 的前向时间移位或逻辑 0 的后向时间移位。脉冲无线电接收机中，互相关之前 PN 噪声码所构成的时延的调制允许数据恢复。以下讨论说明这一操作的脉冲无线电接收机的最佳实施方式。

图 22 是说明线性化 ROM2110 的原理图。图 22 中位置 2202 和 2204 代表线性化 ROM2110 内部的存储位置，分别由高阶地址和低阶地址编址。此例中，每个存储位置能存储 8 比特数据。因此，此例中，存储于线性化 ROM2110 之内的数据被分为两组：位置 2202 上的数据以及位置 2204 上的数据。比如，第一组数据(位置 2202)代表当数字数据源 2107 为逻辑 1 时所使用的线性化数据，而存储在第二组(位置 2204)中的线性化数据代表当数字数据源 2107 为逻辑 0 时所使用的线性化数据。因此，构成 ROM 地址中最为重要的比特的数字数据源 2107 的逻辑值指示是从块 2202 输出线性化数据还是从块 2204 输出线性化数据。

PN 码 2108 的被提供给线性化 ROM2110 的 15 个最低 (least significant) 地址输入的那 15 个比特被用以在选中的位置组 2202 或 2204 内选择哪一个具体 ROM 位置将被线性化 ROM2110 输出。

本发明的一个深一层的实施方式中，可将 PN 码与线性化数据数学地合并，并且可将合成的数值信息直接存储在单个 ROM 或类似物内。这个深一层的实施方式不需要两个 ROM。地址计数器 2104 应简单地直接将诸地址输入单个的 PN 码/线性化 ROM。(扩展频谱理论中，将 PN 码的每个元称为“片”。因此具有模数 N 的长度的 PN 码总计包括 N 个片。)胜过

对应每个码片输出一个想要得到的延迟值并且随后线性化每个延迟值的第一 ROM, 单个 ROM 可被用以存储对应每个码片想要得到的延迟的一个已线性化的副本。

图 23 用框图显示脉冲无线电发射机的一个再深一层的实施方式。图 23 中, 一个复合 PN 码以及线性化 E-PROM2302 被用以产生一个 8 比特的编码信息信号 2304, 该信号代表即将由编码时间调制器 1008 产生的一个时延。可以用一个代码开关 2306 来开关 PN 码的使用。该码可因多种原因被去除, 比如允许脉冲无线电接收机中加速信号捕获与锁定的分隔操作模式。代码开关 2306 可由一个简单的开关、分隔的控制逻辑、微处理器、或类似物来控制。在接通该代码的条件下, 如图 23 所示, 时基 1002 被用以同步地址发生器 2104, 如同以上结合图 21 所描述的。然而, 图 23 中, 时基被显示成是由一个 VC02308 和一个可编程分频器 2310 所实现的。VC02308 和可编程分频器 2310 所执行的功能对于相关技术熟练人员将是十分明了的。

根据图 23 所描述的实施方式, 包含了一个计数器起始页面块 2312、一个计数器终止页面块 2314、以及一个计数器极限比较器块 2316。计数器起始页面块 2312 将一个地址(最好为 15 比特)提供给地址发生器 2104 以指示起始地址。计数器终止页面块 2314 将一个地址(也最好为比特)提供给计数器极限比较器块 2316 以指示终止地址。计数器极限比较器块 2316 包括逻辑, 以比较地址发生器所产生的地址与计数器终止页面 2314 所提供的终止页面地址。当这些地址的比较结果为相等时, 计数器极限比较器块 2316 产生一个负载信号 2317 并将负载信号 2317 转送给地址发生器 2104。响应于负载信号 2317 的接收, 地址发生器 2104 被复位并重新从计数器起始页面 2312 所指定的那个 15 比特地址开始计数。连续不断地重复从起始页面地址到终止页面地址的计数。这些地址的重复允许 PN 码与线性化 E-PROM2306 用这样一个 PN 码模数调制该数字数据, 该 PN 码模数具有计数器起始页面与计数器终止页面之差所确定的长度。

如同以上所指出的, 被合并的 PN 与线性化 E-PROM2302 被用以产生

一个8比特的编码信息信号2304,该信号代表将由编码时间调制器1008产生的一个时延。编码时间调制器1008使用周期时标信号1004,时间位置调制编码信息信号2304。如以上结合图21所描述的,编码时间调制器1008直接数字编码时标信号2102。

图23所描述的实施方式还包含一个FM副载波调制器2318。FM副载波调制器2318产生一个正弦信号2320。在相加器2322,正弦信号2320与基带音频源2344所提供的基带音频信号2342相加。须指出,基带音频源是信息源1018的一个示例。

相加器2322输出一个调制器信号2324,该信号被副载波时间调制器1016以类似于以上结合图10所描述的方式使用。当被脉冲无线电接收机解码时,所恢复的正弦信号2320可被脉冲无线电接收机用作一个控制信号。因此,图23所描述的脉冲无线电发射机的实施方式在一个脉冲无线电传输中发送三个隔离的信息传达信号。这三个信息传达信号包括数字数据2107、正弦信号2320、以及基带音频信号2342。

可供选择地,如以上结合图10所描述的,图23中块2344可被一个副载波发生器与调制器1022替代,或者如以上结合图17所描述的,块1018和2318每个可被副载波发生器与调制器1702、1704、1706之一替代。

根据更深一层的实施方式,直接数字编码时标信号2102可被直接输入给输出级1028。此实施方式中,曼彻斯特编码是所实现的副载波调制的唯一形式。阅读本公开之后,其它的配置对相关技术熟练人员将是十分明了的。

V.2 接收机

图24描述脉冲无线电接收机的一个深一层的实施方式。脉冲无线电接收机的此实施方式类似于以上结合图14所描述的接收机。图24中所描述的接收机包括一个互相关器1408、一个副载波解调器1424、一个低通滤波器1428、一个可调时基1414、一个解码时标调制器/解码源2402、一个伪曼彻斯特解码器2404、以及一个微处理器2406。

根据此实施方式,脉冲无线电接收机天线1402接收一个传播信号

(1404)，该天线将接收信号传达给一个 RF 放大器 2408。RF 放大器 2408 将接收信号放大并传达给互相关器 1408。

互相关器 1408 可包含一个乘法器 2410、一个触发的波形发生器 2412、一个放大器 2414、一个积分器 2416、一个抽样与保持单元 2418、以及一个延迟单元 2420。乘法器 2410 是适配于工作在线性模式的一个双倍均衡混频器。乘法器 2410 用触发的波形发生器 2412 所产生的一个模板信号 2422 线性倍乘接收信号。乘法器 2410 的乘积信号 2415 被放大器 2414 缓冲存储，并随后被积分器 2416 对时间积分。积分器基本上是一个一阶低通滤波器，它被适配以在类似于单周的宽度(即 157ps)的时间范围内作出响应。积分器 2416 将一个信号 2417 输出给保持信号 2417 峰值的抽样与保持单元 2418。

延迟单元 2420 用作抽样与保持单元的适当的触发。延迟单元 2420 考虑了由乘法器 2410 以及放大器 2414 引起的延迟，也考虑了积分器的稳定时间。在一个实施方式中，延迟单元 2420 将触发延迟至积分器 2416 所产生的峰值之后约 10-15ns。结果，抽样出现于积分值降低之前。

根据脉冲无线电接收机的该实施方式，解码信号 1420 以类似于以上结合图 21 所讨论的产生直接数字编码时间信号 2102 的方式产生。与脉冲无线电发射机相比，脉冲无线电接收机中涉及块 2402 的差别在于不使用数据源读取 PN 码/线性化 ROM。

解码时标调制器/解码源 2402 包括一个二进制 - 时延发生器 2424、一个 PN 码与线性化 ROM 2426、以及一个地址计数器与极限逻辑块 2428。从微处理器 2406 将起始地址和终止地址信号分别通过线路 2430 和 2432 提供给地址计数器与极限逻辑块 2428。地址由地址计数器与极限逻辑块 2428 通过一条总线 2434 输出。当被可调时基所提供的周期时标信号 1416 触发时，地址计数器与极限逻辑块 2428 提供地址以读取 PN 码与线性化 ROM 2426。地址计数器与极限逻辑块 2428 提供一条总线 2436 输出一个 PN 码(它与一个脉冲无线电发射机所使用的一个已知 PN 码一致)，并将它提供给二进制 - 时延发生器 2424。二进制 - 时延发生器 2424 时间调制周期时标信号 1416(从可调时基 1414 接收到的)，以产生解码信

号 1420。

此例中，可调时基 1414 包括一个可编程分频器 2438 以及一个压控振荡器 (VCO) 2440，它们被用以输出周期时标信号 1416。从微处理器 2406 通过线路 2442 将一个电压控制信号提供给 VCO 2440 以调节 VCO 的输出，这对于相关技术熟练人员是十分明了的。

此例中，副载波解调器 1424，包括一个带通滤波器 2444、一个锁相环 2446、以及一个低通滤波器 2448。锁相环 2446 所执行的功能等同于图 18 的锁相环 (2004) 所执行的功能。类似地，带通滤波器 2444 执行一个类似图 18 的带通滤波器 1802 的功能。此情形下，带通滤波器 2444 将一个滤波信号 2445 输出给锁相环 2446。锁相环 2446 通过一个进一步的低通滤波器 2449 将一个同相估计信号 2447 输出给微处理器 2406。同相估计信号 2447 给微处理器 2406 提供副载波幅度的一个估计，使得微处理器 2406 能评估信号锁定的质量。锁相环 2446 的解调输出信号 2450 经低通滤波器 2448 滤波，而该滤波器则输出解调信息信号 1426。

图 24 中副载波解调器 1424 的总体功能和操作实质上与以上结合图 14 所描述的相同。锁相环 1429 具有与以上结合图 14 所描述的相同的功能。

根据本发明的另一个方面，使用数字数据的伪随机曼彻斯特编码完成附加的载波调制。之所以将它称为“伪”是因为常规的曼彻斯特编码执行数字解码。然而，根据本发明，曼彻斯特编码将数字信息从基带移位至等同于可调时基的一个整分谐波或时基的整数倍的频率。这对于脉冲无线电接收机中适当的恢复完成数字数据的一个相干移位。

此实施方式中，伪曼彻斯特解码器 2404 包括一个带通滤波器 2450 以及一个模拟曼彻斯特解码器 2452。带通滤波器 2450 从互相关器 1408 接收基带信号 1422。一个滤波基带信号 2454 被提供给模拟曼彻斯特解码器 2452。模拟曼彻斯特解码器 2452 所执行的解码在对发射机处所执行的真实编码的解释之后得到最好的描述。

另外，在图 24 中号码标注的各种信号均被描述为时间 (t) 对电压的图形 25A-25H。附加的图 25I-25L 是对应于图 25E-25H 的频率对幅度 (P

或 $\log P$) 的图形。

VI 伪曼彻斯特 调制

本节被导向用于使用脉冲无线电通信的数字数据调制的伪曼彻斯特编码。

采用直接数字调制的方法，如以上结合图 24 所描述的，当数据源产生一个或多个逻辑“1”或多个逻辑“0”组成的长字符串时将出现问题。因为数据是使用锁相环恢复的，这种多个“1”或“0”的字符串中的低频能量出现于低通滤波器 1428 中，因此在误差环路 1429 中引入一个相位差。在误差环路 1429 中分离调制频率分量与所期望的频率分量的方法是必要的。

相应地，发明人已发展了深一层的副载波实施方式。这个深一层的副载波实施方式包括这样一个调制方案，其中数据以曼彻斯特编码方式与一个频率至少是两倍数据信号频率 ($2x$ 时钟) 的方波同步地异或 (XOR)。脉冲无线电系统中曼彻斯特编码的使用是一种副载波技术，这是因为使用 $2x$ 时钟将数据调制到了更高的频率。

脉冲无线电接收机以模拟而不是数字方式去除这种调制，这是使用真曼彻斯特码而完成的。来自抽样与保持 (2418) 的电压被一个同步的 $2x$ 时钟调制，并接下来被一个后随有比较器 (未示出) 的低通滤波器处理。最为简单的实施方式是一个截至频率设为约高于比特率一半的低通滤波器；然而为使用其它的转换方法将需求更为复杂的滤波。因此，根据本发明的这个方面，伪曼彻斯特码调制技术将非归零 (NRZ) 数字信号转换成归零 (RZ) 信号，以避免脉冲无线电接收机的锁相环中的误差。归零编码器可以是一个伪 Manchester 直接数字编码器、一个移频键控编码器、一个 n 相相位调制编码器 (例如四相移相键控 (QPSK)) 或一个相位幅度调制编码器，或者其它的频率转换方法，这对于相关技术熟练人员将是十分明了的。

根据本发明的伪曼彻斯特编码方案使用脉冲无线电发射机中曼彻斯特编码的标准实现。例如 (参看图 23)，数字数据流在被用以寻址 PN 码与线性化 E-PROM 2302 之前被曼彻斯特编码。实施数字数据流的曼彻斯

特编码的电路对于相关技术熟练人员将是十分明了的。

图 26 和 27 分别显示根据本发明的用于曼彻斯特编码和解码的典型波形。图 26 中，波形 2602 一般性显示一个由若干个 1 或 0 组成的简单数字数据流。脉冲无线电发射机中，如波形 2604 所显示的，将数据与一个频率至少是两倍数据信号频率 ($2x$ 时钟) 的方波异或。波形 2604 必须是同步的并且使诸过渡点对准数据比特的沿。波形 2606 一般性地显示波形 2602 与 2604 异或的结果。这一处理保证每个比特周期中有一个 0 到 1 或 1 到 0 的过渡，这消除了与多个 1 或 0 的长过程相关联的各种问题。

与伪曼彻斯特编码实施方式关联，脉冲无线电接收机执行伪曼彻斯特解码以恢复数字数据信号。图 27 显示一组波形，它们描述为恢复数据而执行的各种功能。所接收的脉冲无线电信号在脉冲无线电接收机中被互相关之后，它通过带通滤波器 2450。带通滤波器 2450 的输出 2454 形似于 2702 一般性显示的典型波形。

滤波基带信号 2454 被馈送给一个模拟乘法器 (未示出) 的第一输入。该模拟乘法器的第二输入接收一个同步的、 $2x$ 时钟的信号 (2704)。模拟乘法器反转脉冲无线电发射机所执行的处理。乘积 (输出) 信号被低通滤波并与一个预定的比较电平比较，如同由波形 2708 一般性显示，因此产生一个比较数据信号 2710。经过一个数据选通信号 (由波形 2712 一般性显示) 的上升沿，比较数据信号 2710 被保持在滤波器脉冲/响应点的峰值上 (使用抽样保持单元)，以产生恢复数据 2465，由波形 2714 一般性显示。根据本发明，该模拟恢复技术利用相干链路，即同步恢复，以借助滤波将噪声减小到理论极限。

VII 锁定捕获方案

本节被导向使脉冲无线电接收机捕获并保持脉冲无线电信号锁定的一种锁定捕获方案。

如同采用所有的通信接收机，在能恢复数据之前，脉冲无线电接收机必须首先获得并保持信号的“锁定”。图 28 是脉冲无线电接收机为获得锁定而执行的诸操作的高级框图。

一旦打开发射机和接收机，如步骤 2802 和 2804 分别所示，微处理器 2406 对 VC02440 施加偏压(如步骤 2806 所示)来使锁定环 1429 以快于(或慢于)远程发射机的发送周期的一个程控速率偏移，如步骤 2808 所示。几个部分(parts)每兆为典型的偏置 offset。

其次，微处理器 2406 数字化来自互相关器 1408 的电压(通过滤波器 1428 而接收的)，寻找非 0 平均电压，该非 0 平均电压指示模板信号近乎对准接收信号，如步骤 2808 所示。微处理器随后减小速率上的(接收机 VCO 与发射机 VCO 之间的)差别来开始扫描检测出能量的认知时间周围的时间，如步骤 2810 所示。

可供选择地，微处理器 2406 所执行的数字化可使用分离的 A/D 转换器硬件来完成。同样，滤波可由微处理器、离散部件或有源滤波器来完成，这对于技术熟练人员将是十分明了的。

当检测到对应最大相关能量的时间时，微处理器切换到这样一个跟踪算法，其中相关器的平均电压被保持为 0，如步骤 2812 所示。这个跟踪是常规 CW 锁相环设计中所使用的正交锁定算法的类似物，这对于技术熟练人员将是十分明了的。因此，一旦进行跟踪算法，即可开始由伪曼彻斯特解调器 2402 和副载波解调器 1424 所执行的数据的副载波解调。

实际性能

本节参考发明人基于原型实验所搜集的数据，描述面市的诸脉冲无线电通信系统的性能。

发明者所建立的一个脉冲无线电的原型，拥有平均辐射功率 450 微瓦(μW)。中心频率为 675MHz，并由具有 256 个位置的伪随机码平滑。图 29 显示在 3 米处所测得的信号(参看图形 2902)和背景信号(参看图形 2904)。未曾调节这些图形的测量来补偿天线特性，并且曾在平均输出功率为 $33\mu\text{W}$ 条件下使用 1.3MHz/2 的 mpps 原型。一个正好在 900MHz 之下的功率尖峰来自两个蜂窝基站，一个约相距 400 米而另一个约相距 1.6 千米。360MHz 与 720MHz 之间的若干个尖峰 2908 主要是 UHF 电视台。720MHz 的尖峰是一个 2.2 兆瓦的 EIRP 频道的 54 台，位于 Alabama 的

Huntsville, 约相距 7 英里。(脉冲频谱测量的“崎岖不平”反映出频域中多径的影响。移动接收天线引起零点和峰值的移动。这不影响脉冲系统的性能)。

已测得一个 1.3GHz/2mpps 的原型(平均输出功率为 $33\mu\text{W}$) 经过两条路径的脉冲无线电的性能:

1) 采用埋置在高导电性媒质中的一付 -9.6dBi 的发射天线, 该媒质在 6cm 的路径上具有 36dB 的总损耗, 发明者使用脉冲无线电发送 125kbps 的伪随机比特流经由附加的 4 米空气到达一个 10dBi 的接收天线。比特差错率优于 0.5×10^{-5} 。

2) 采用同样的实验设置和同样的地点, 将比特率降低至 7.8kbps, 并将范围扩大至 10 米, 比特差错率低于 10^{-6} 。

可使用标准的传播建模假定, 设计自由空间中的 1.3GHz/2 mpps 单工链路的性能。图 30 显示一条曲线 3002, 它描述在自由空间的范围与比特率之间所设计的折中, 假定平均功率为 $100\mu\text{W}$ (-10dBm), 10dBi 的接收天线(波束约 90 度), 2dBi 的发射天线(全向的类似欧极子的方向图), 信噪比为 19.5dB (BER 约为 10^{-6}), 以及余量为 6dB。

转向图 31, 该图形显示在时域中易于消除多径脉冲。图形 3102 所示的测量是在单层办公综合结构内的实验室里作出的。该实验室内有许多钢质板材底座、实验设备、档案橱柜。相邻的一间办公室由一家金属制造公司占用。其它由一家个人计算机销售部占用, 连同这家公司的仓库(使用钢质板材)。

第一到达脉冲(在 3ns 与 6ns 之间)具有较低幅度, 这是因为它比后到达的某些脉冲传播经过更多的屏障。

尽管以上已描述了本发明的各种实施方式, 应被理解的是, 它们是以例示的方式给出的。因此, 本发明的宽度和范围不应受限于以上所述的任何典型的实施方式, 而应仅根据以下的权利要求书及其同等物来定义。

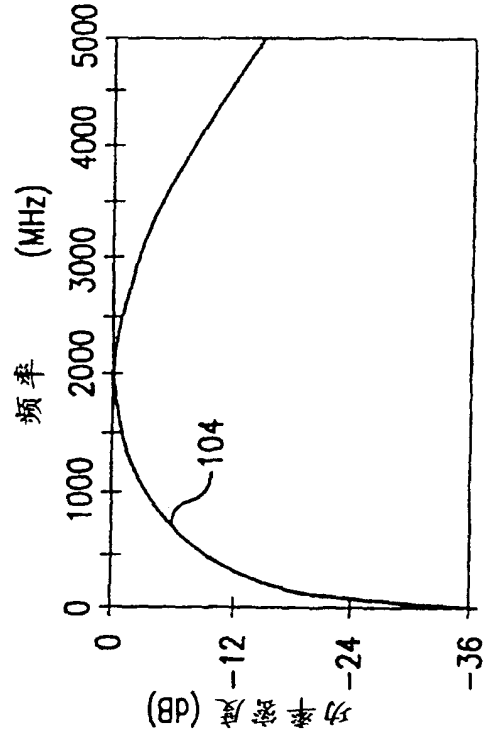


图 1B

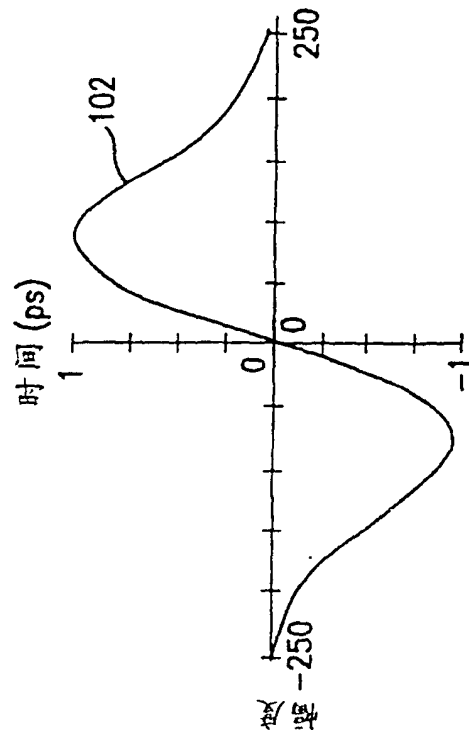


图 1A

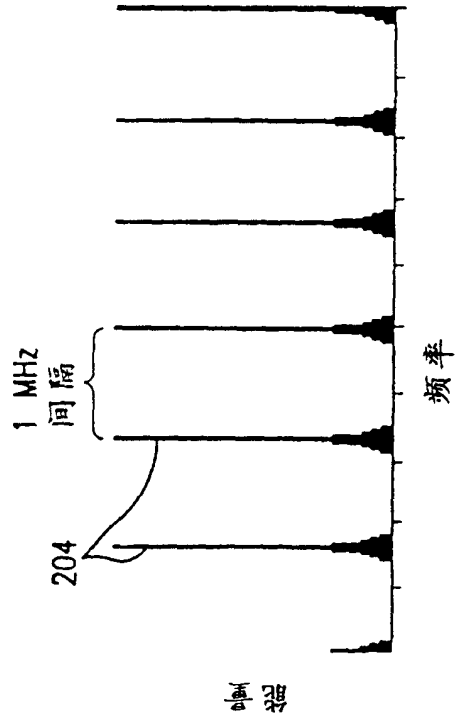


图 2B

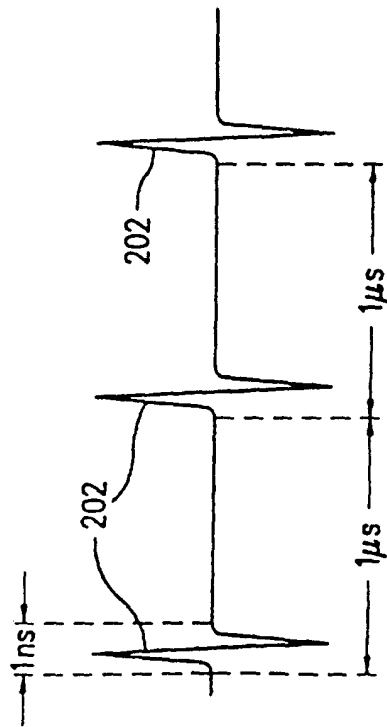


图 2A

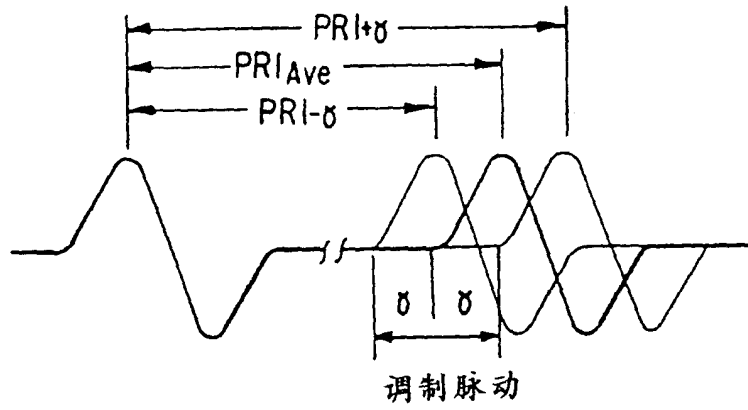


图 3

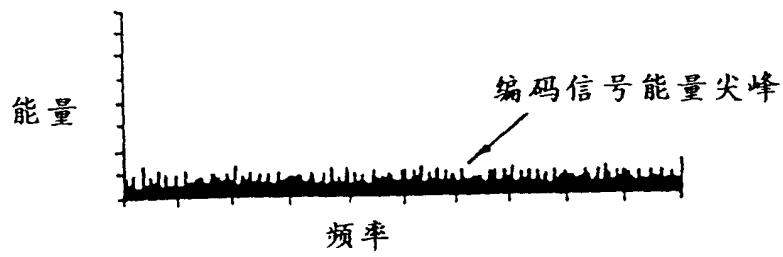


图 4

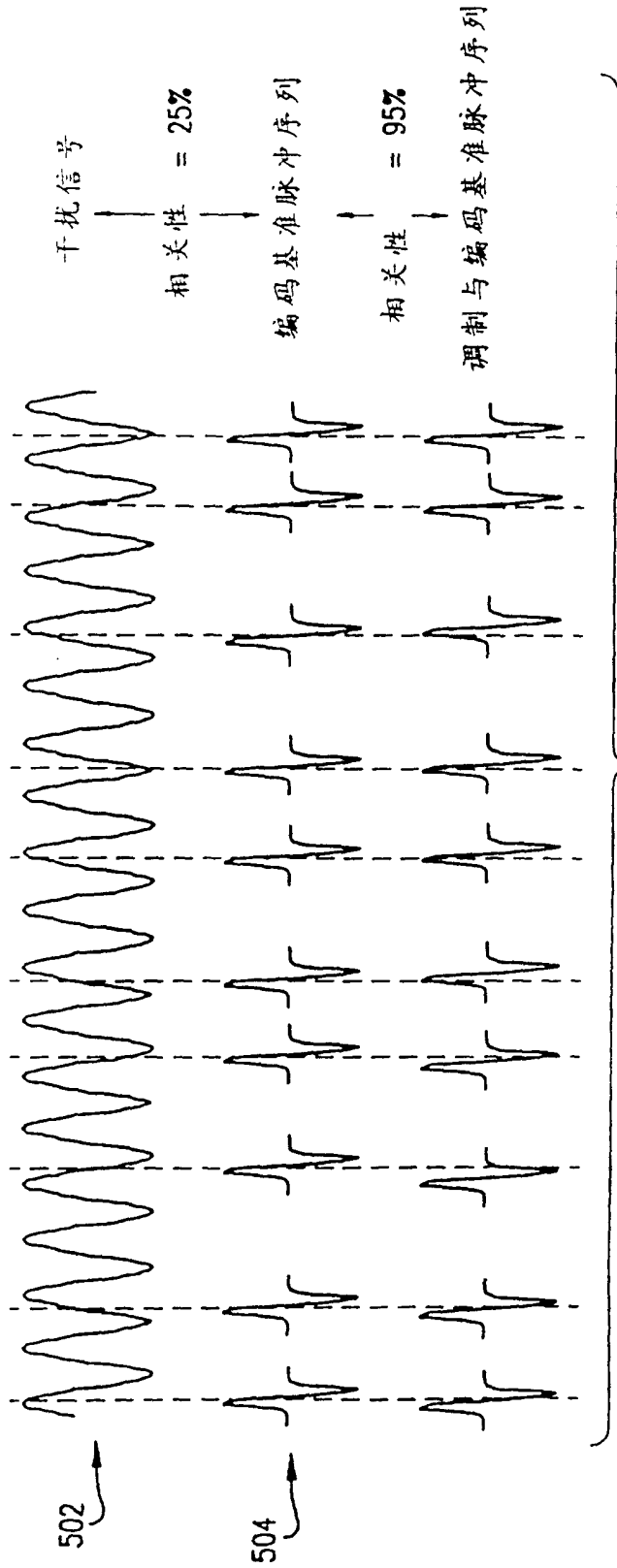
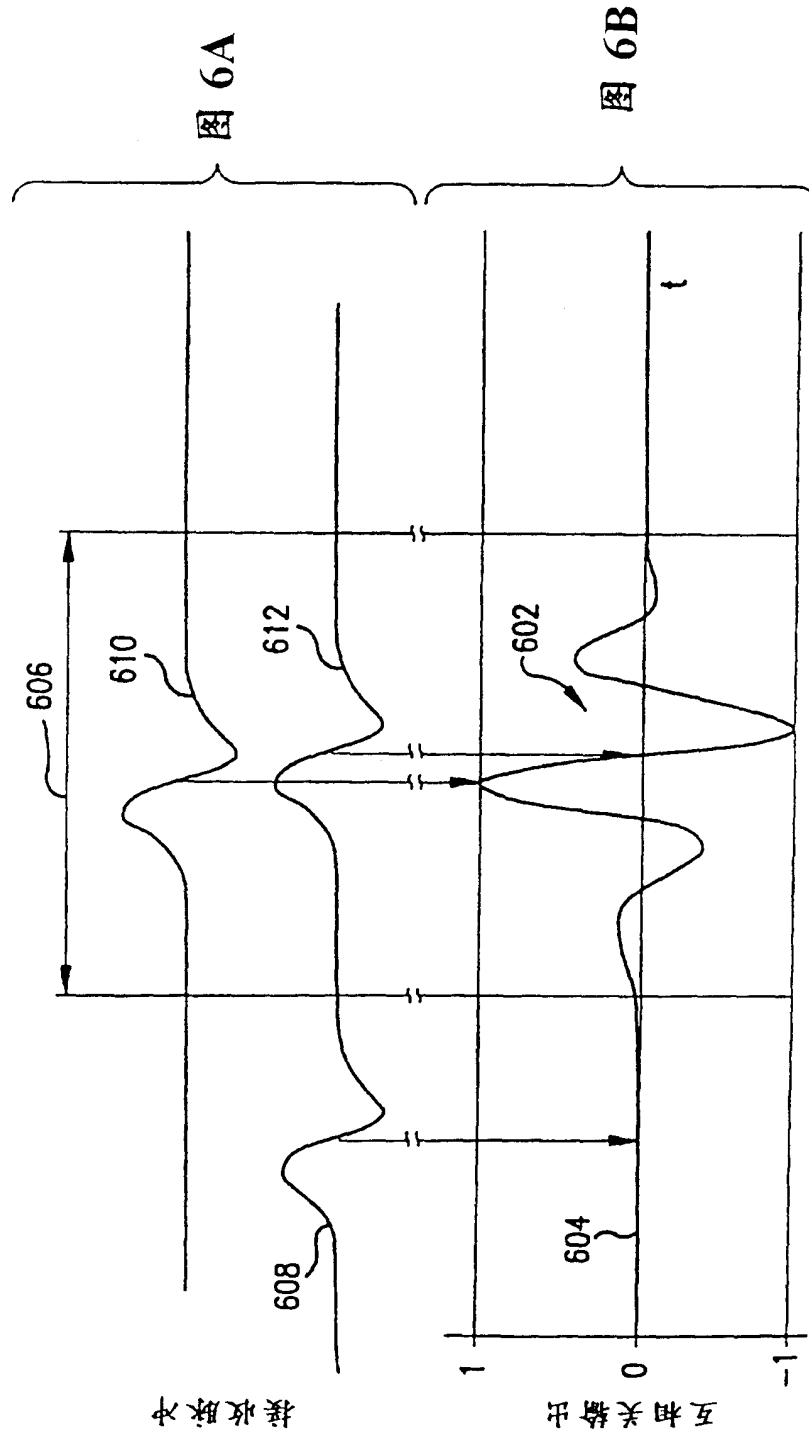


图 5



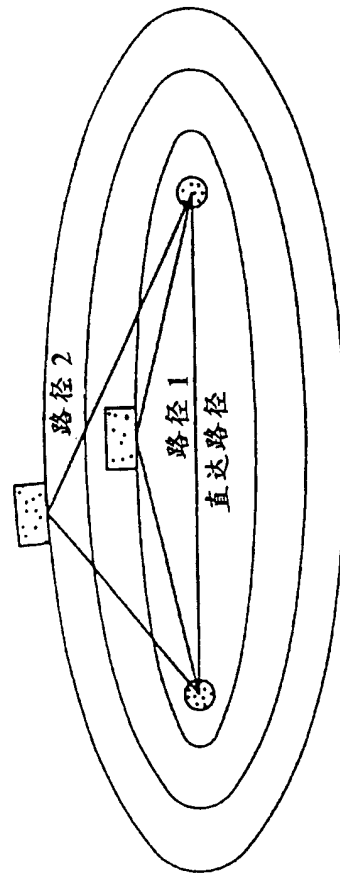


图 7A

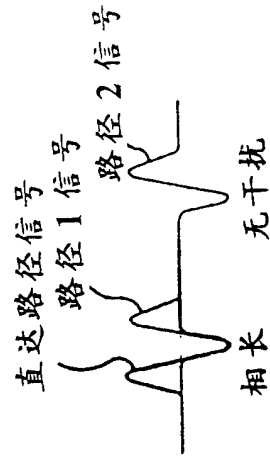


图 7B

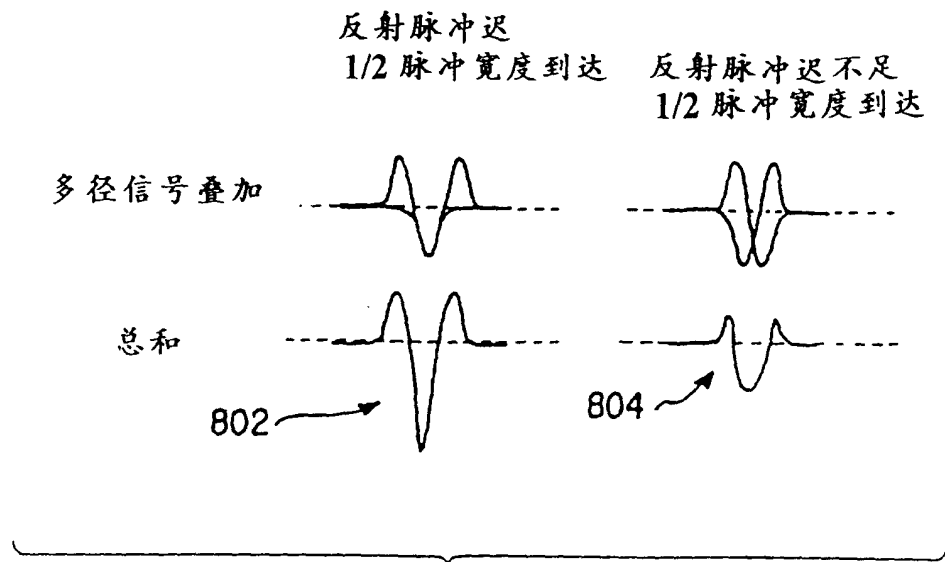


图 8

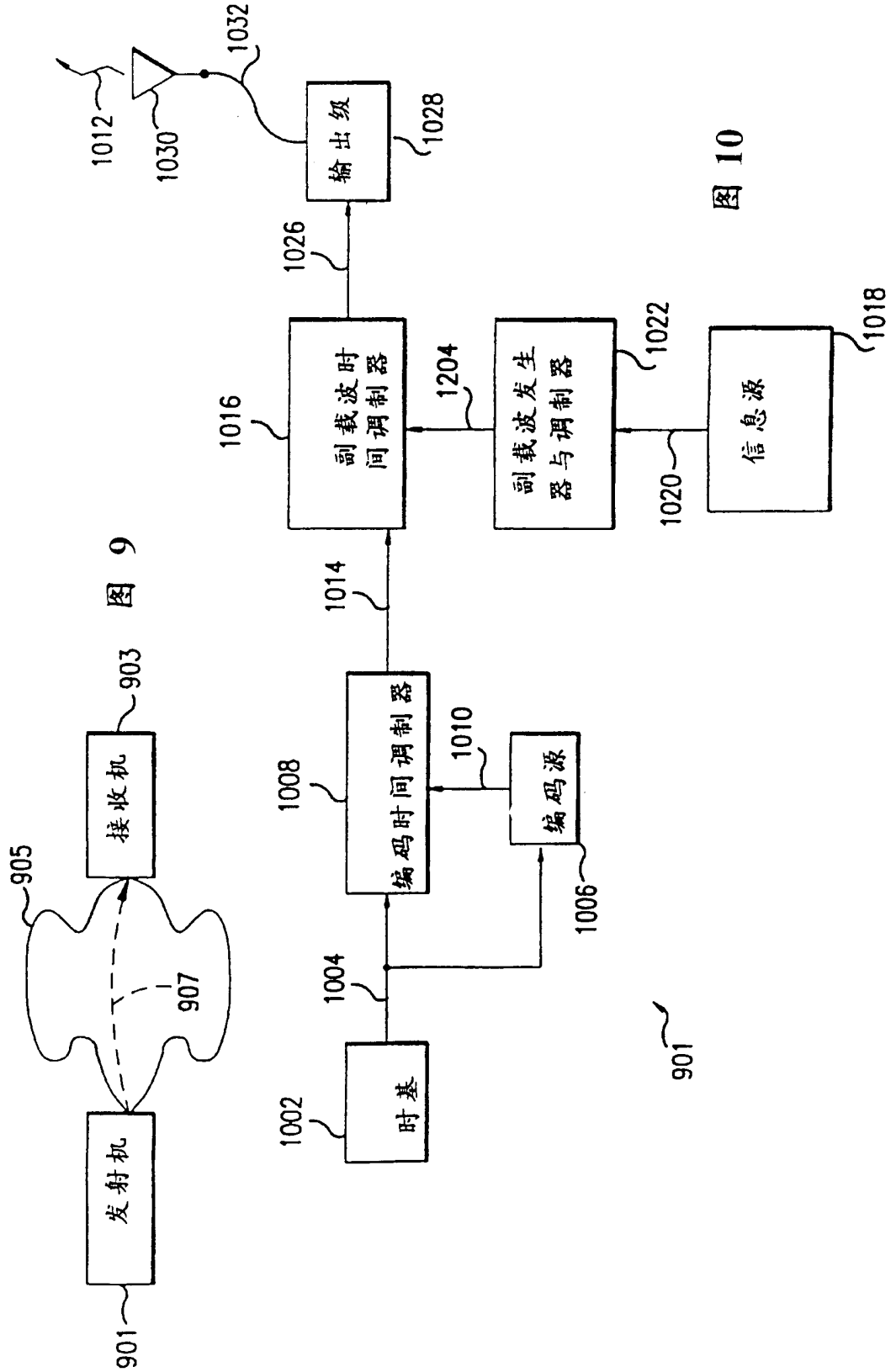


图 9

图 10

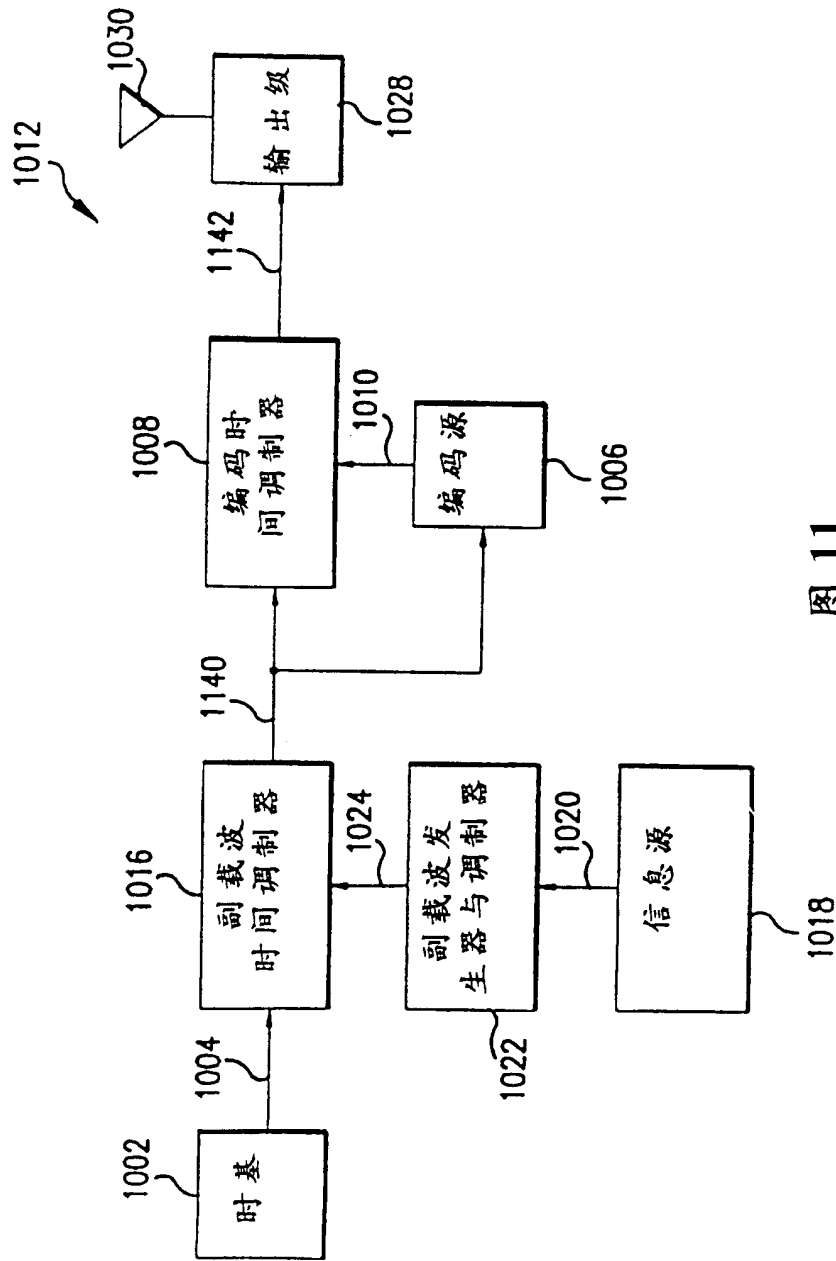


图 11

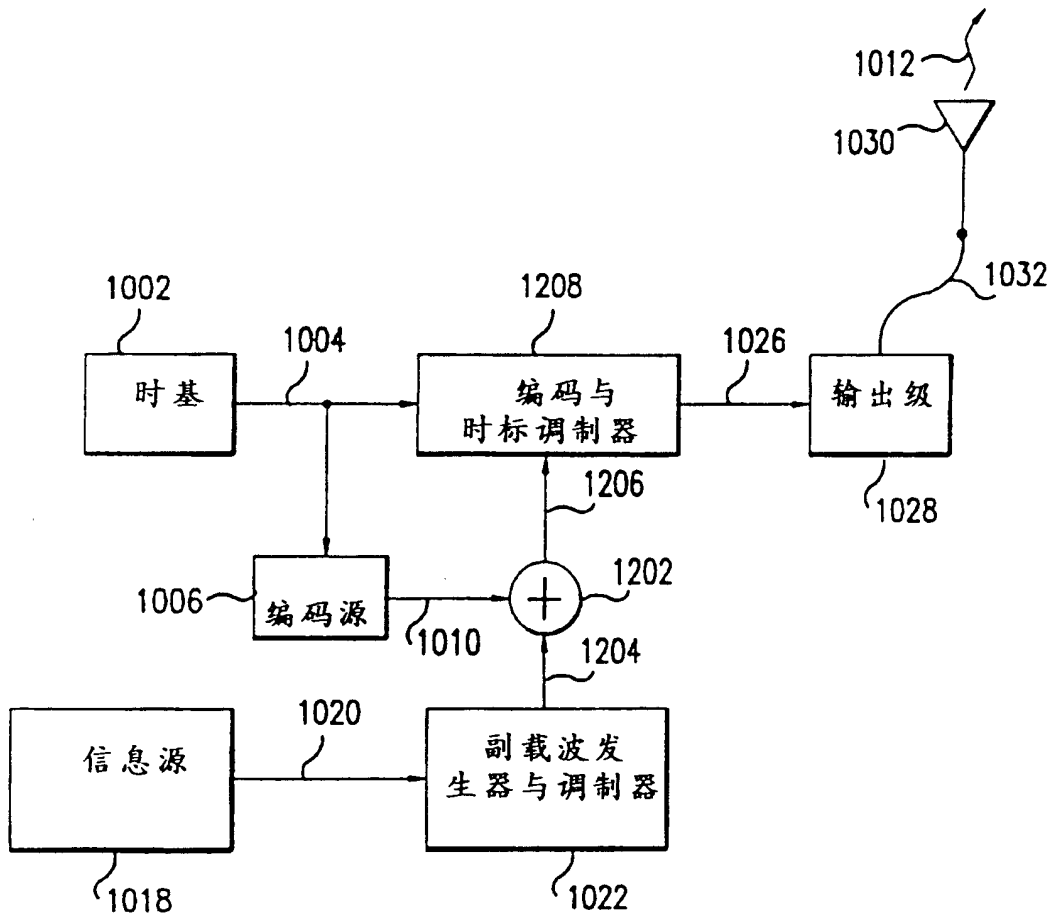


图 12

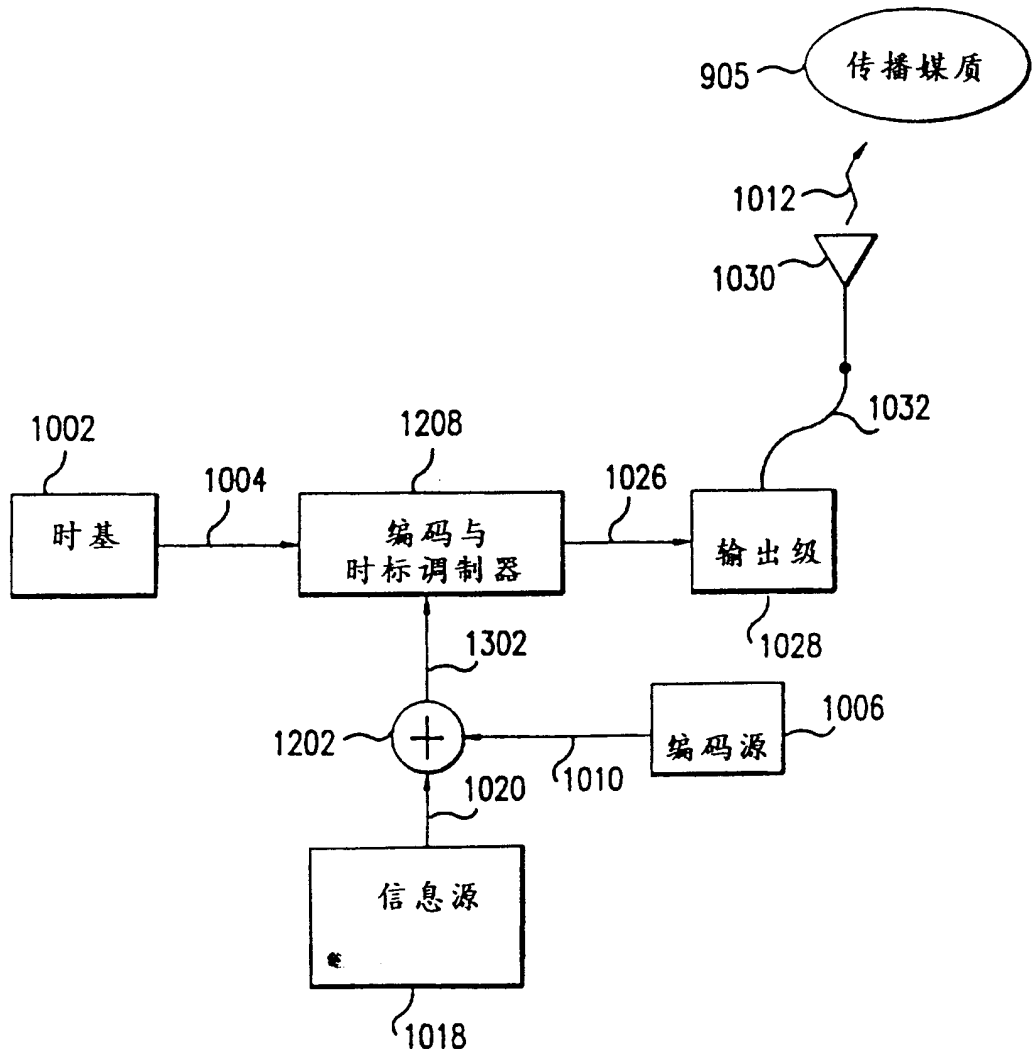


图 13

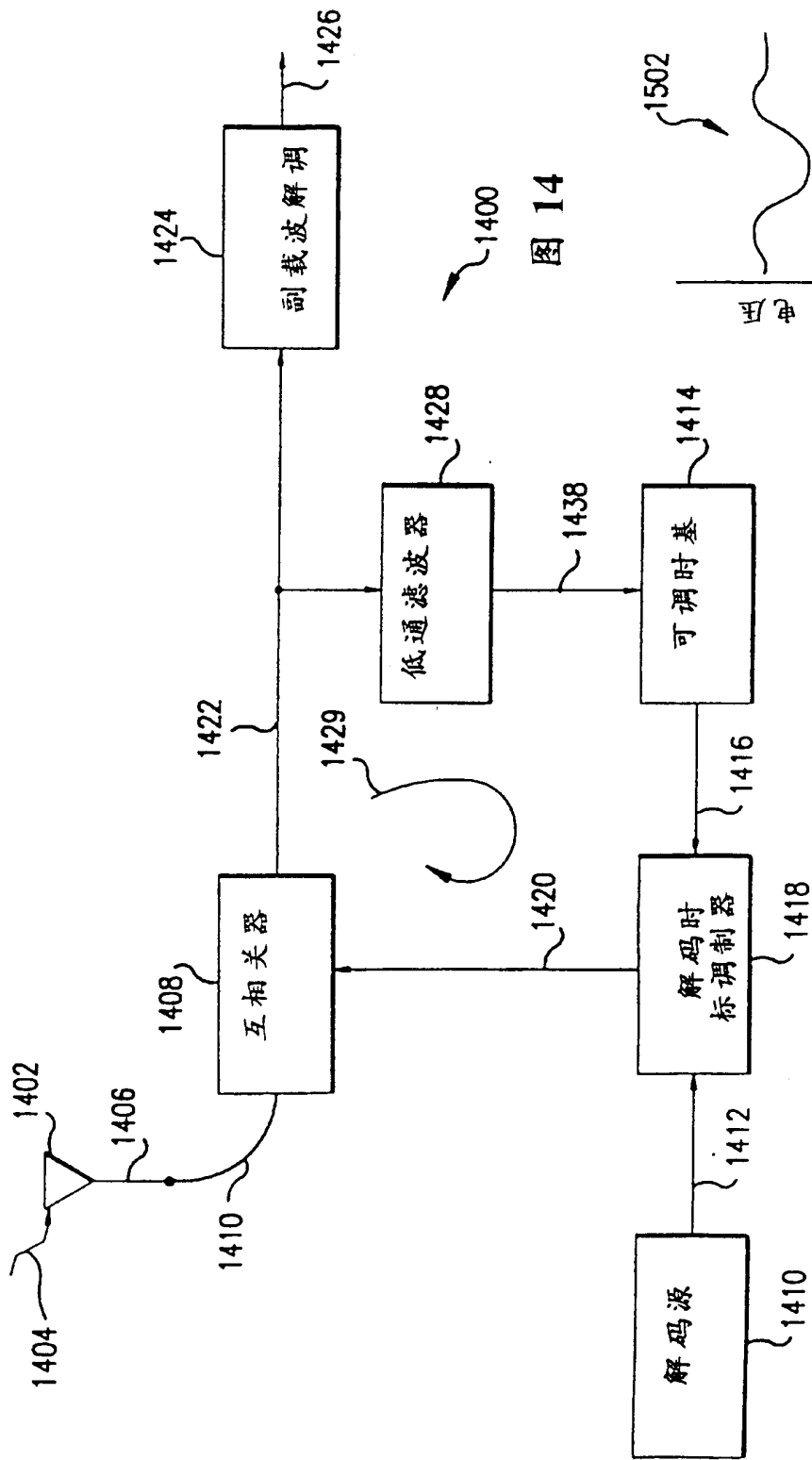


图 14

图 15

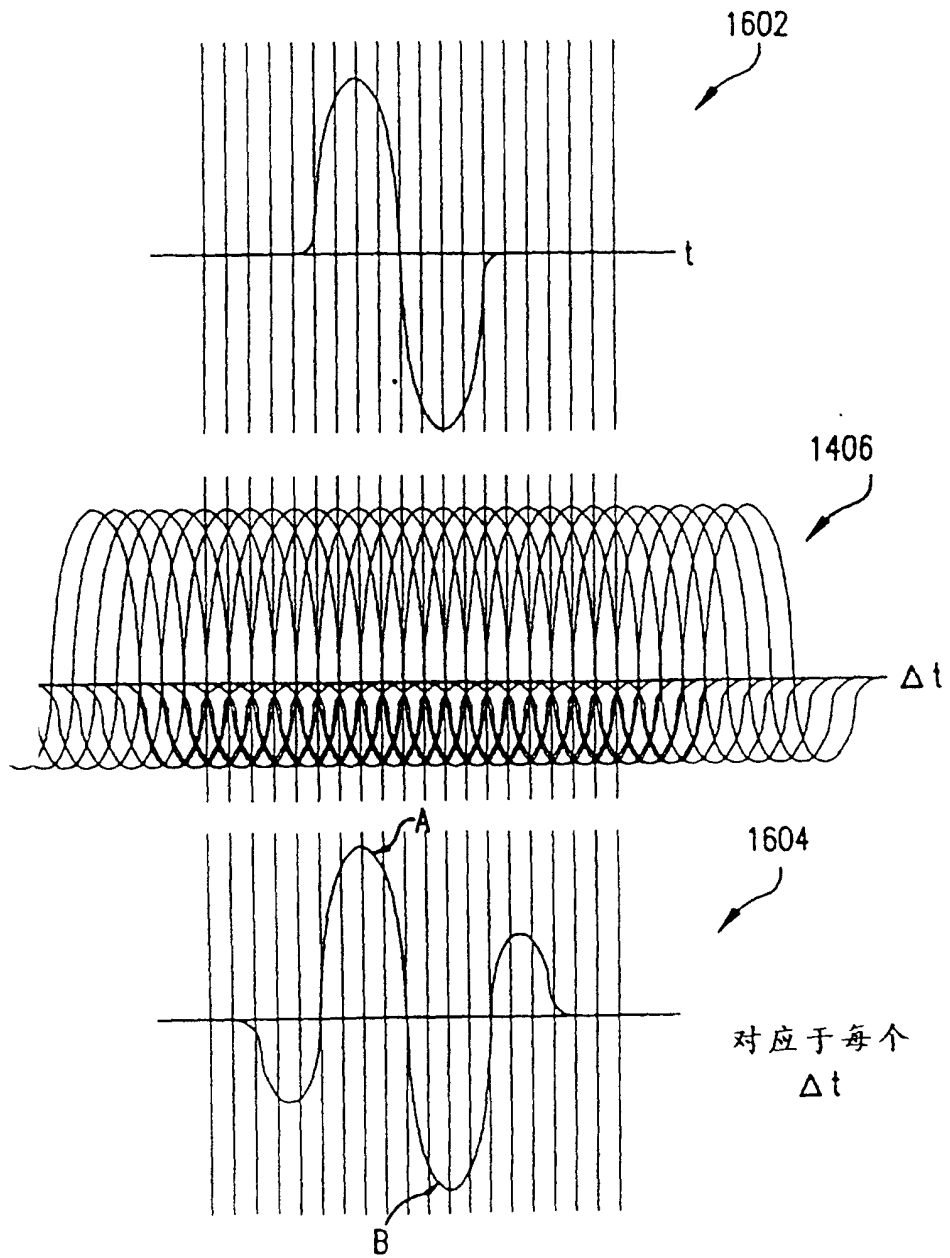


图 16

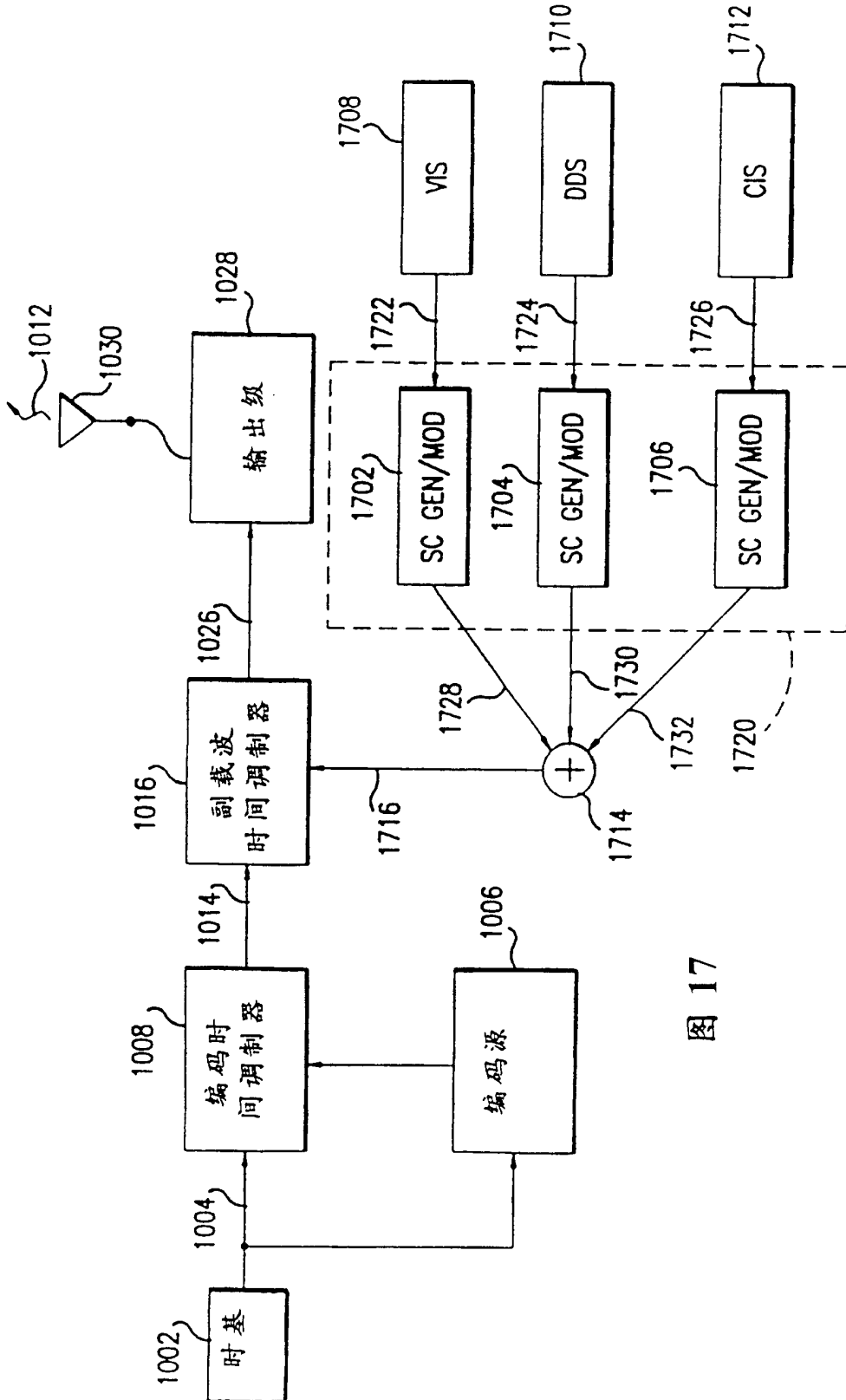


图 17

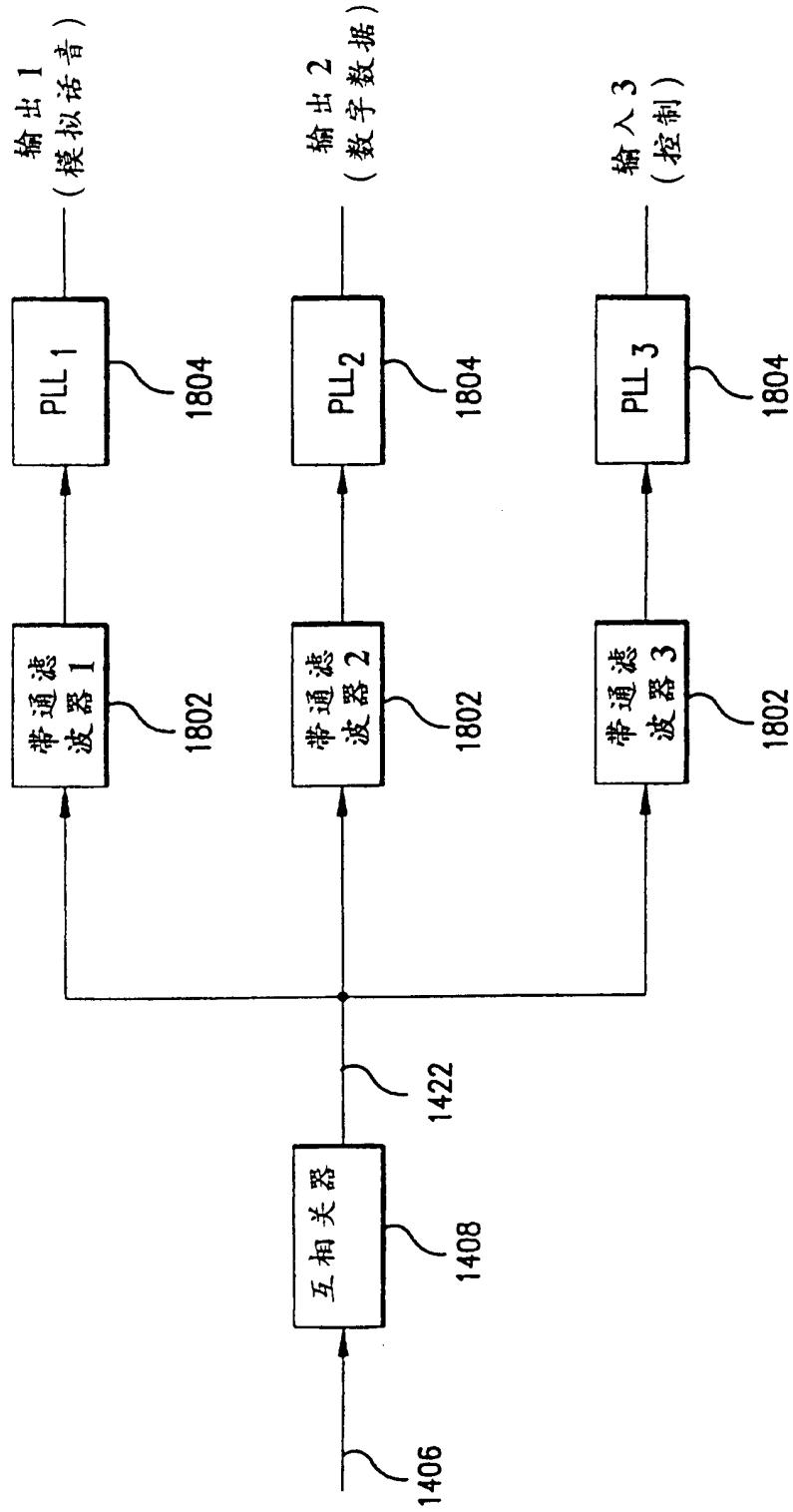


图 18

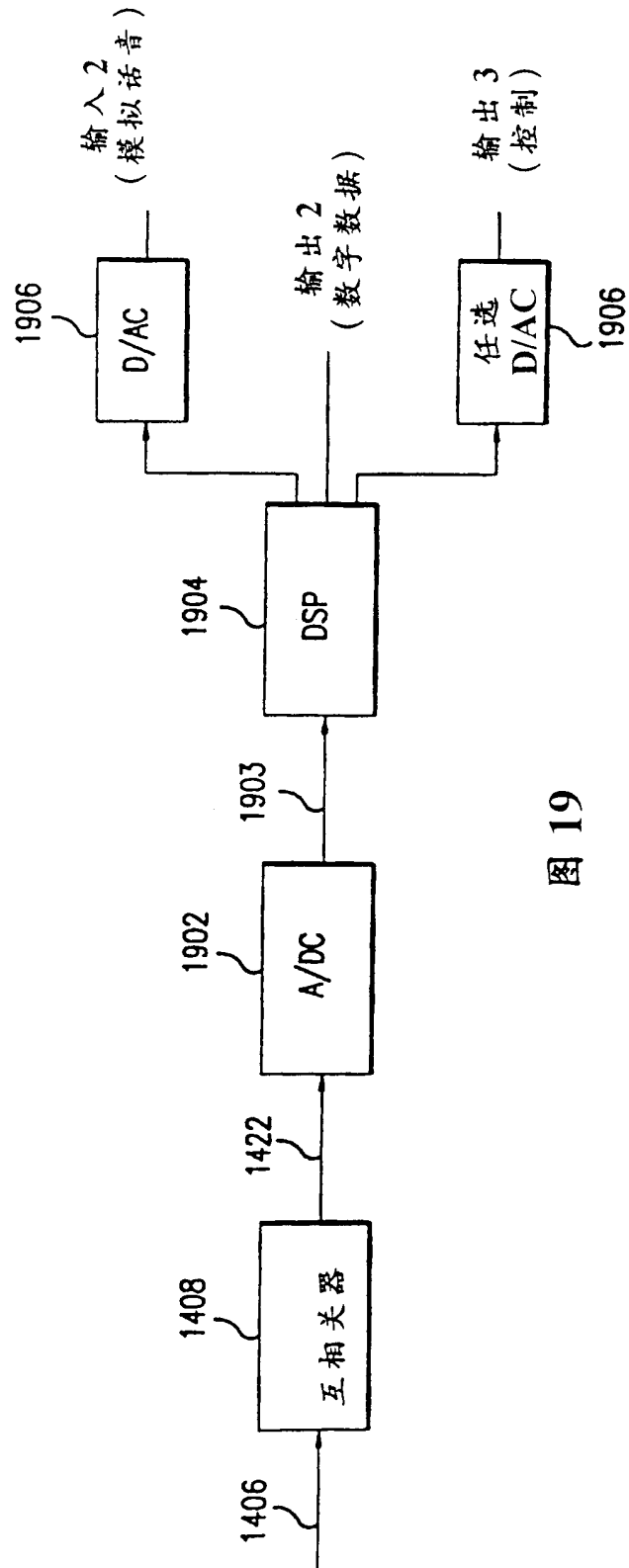


图 19

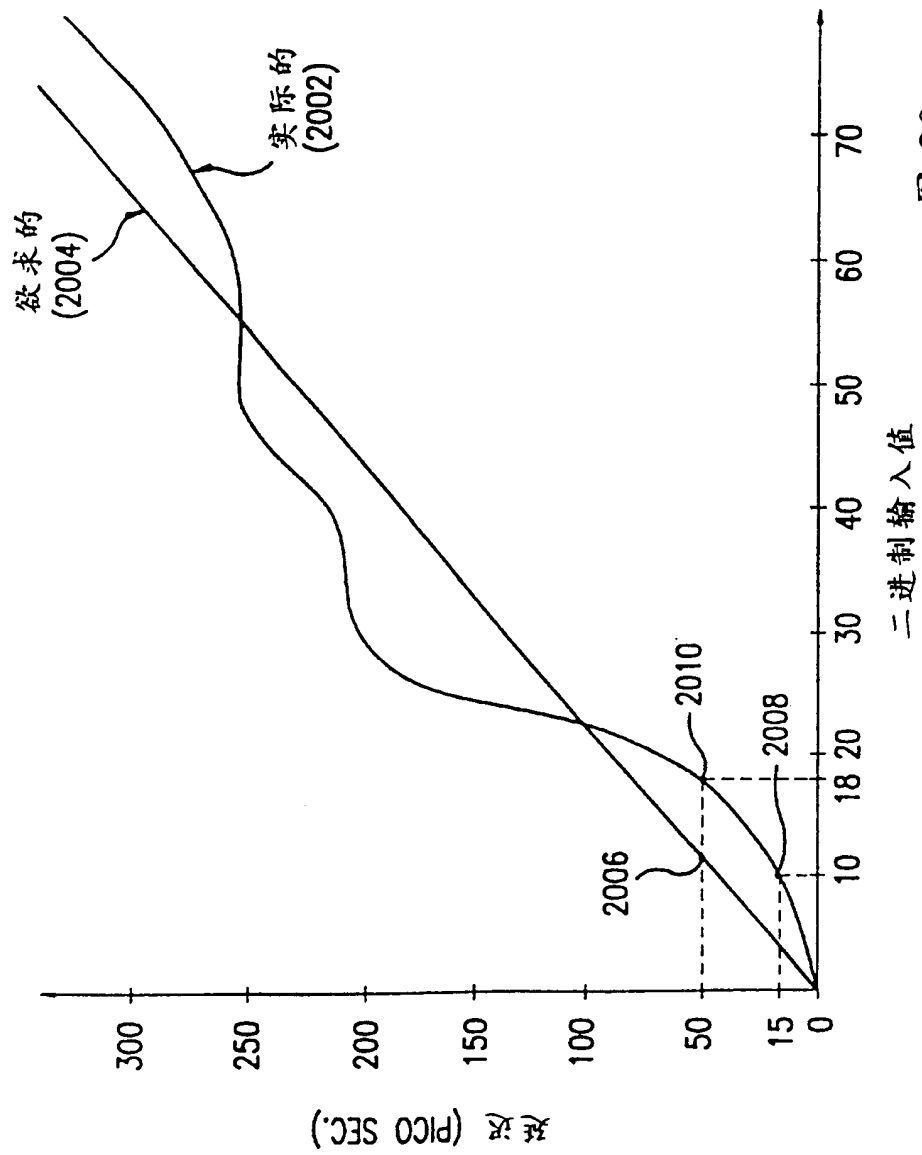


图 20.

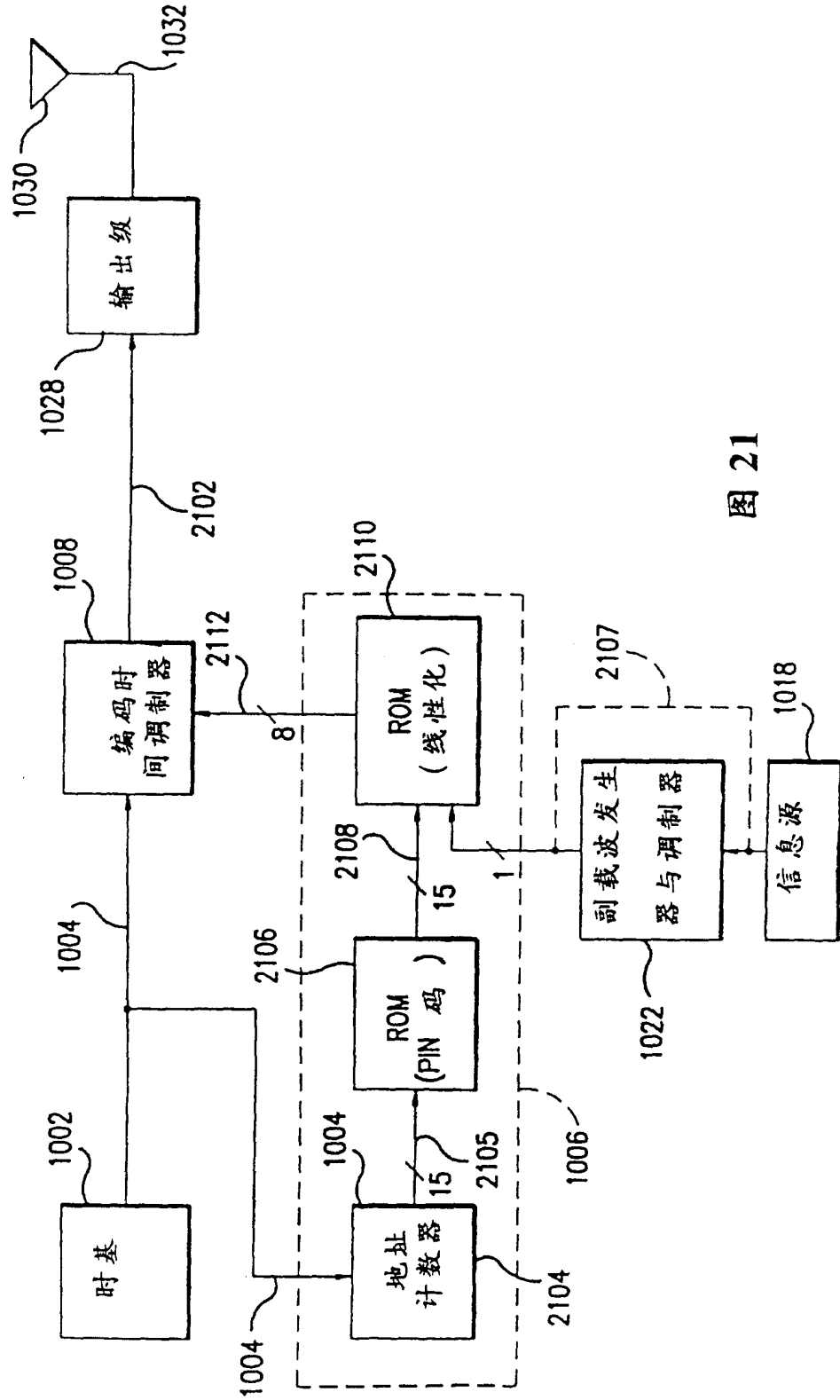


图 21

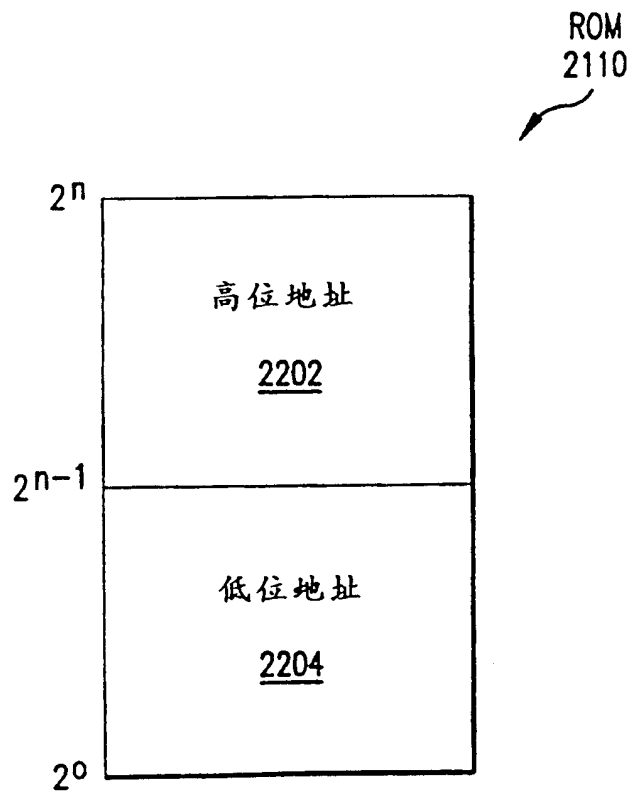


图 22

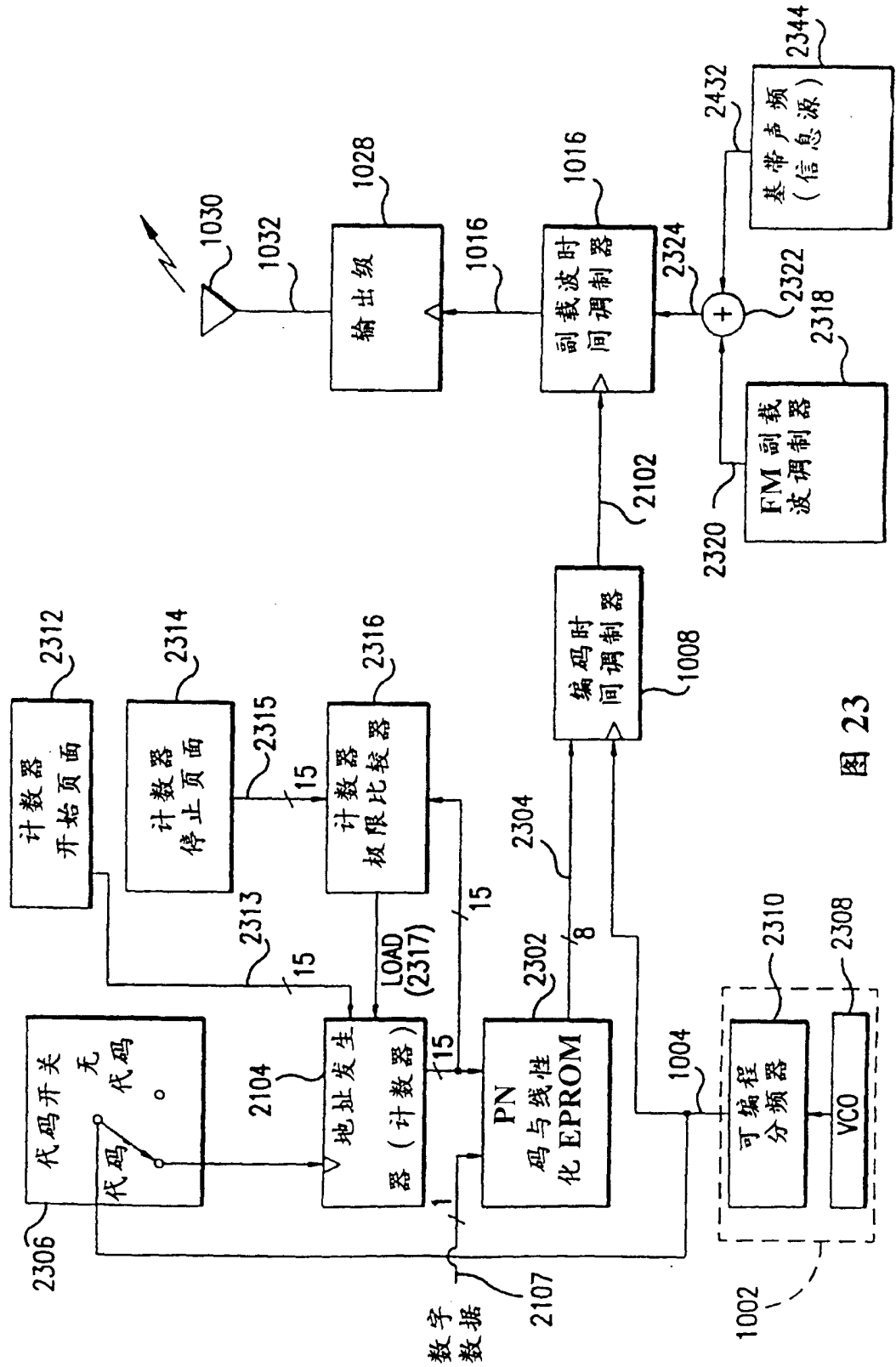


图 23

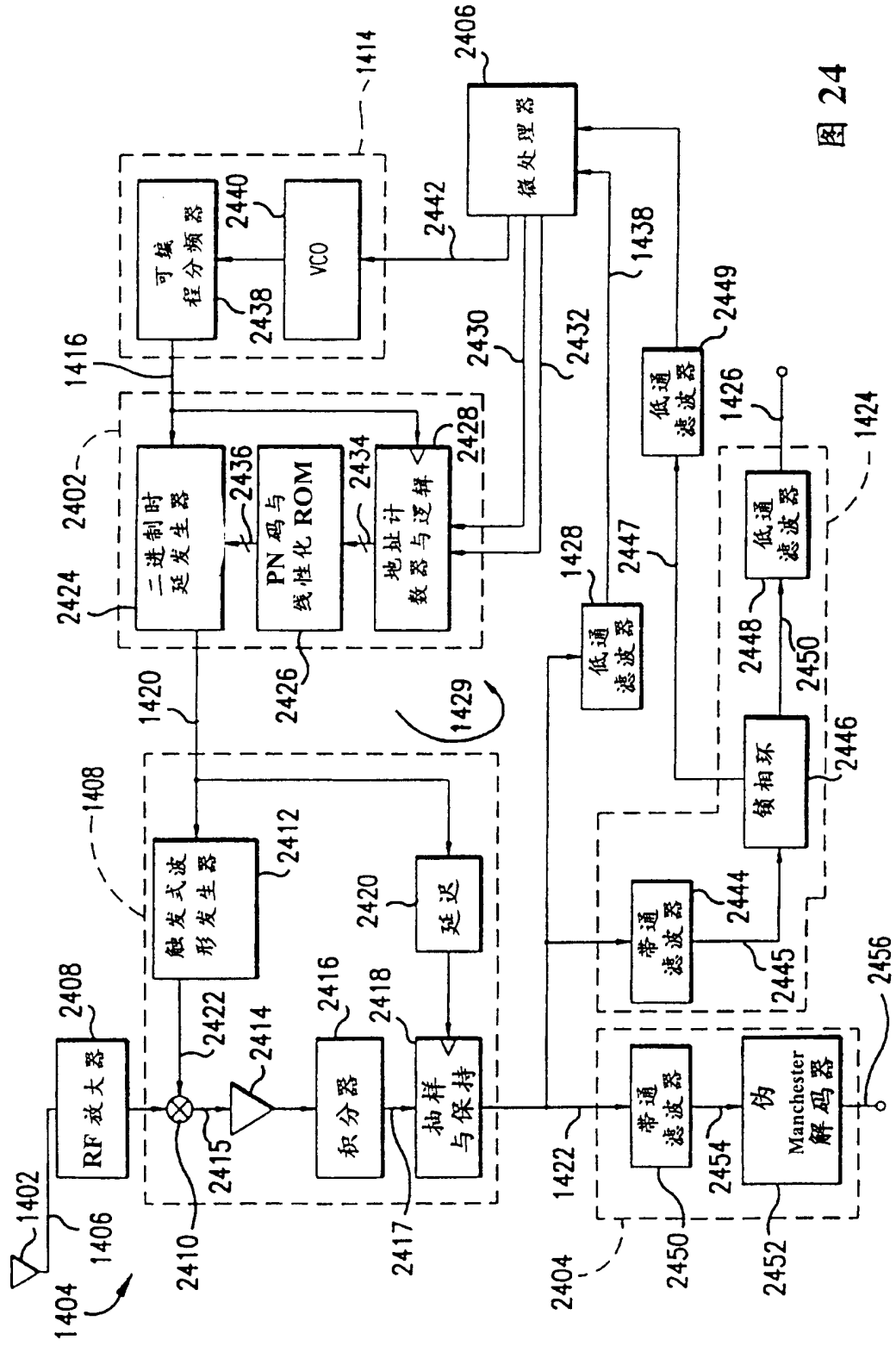
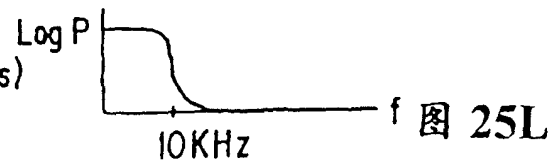
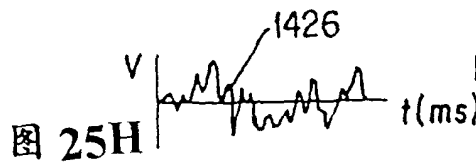
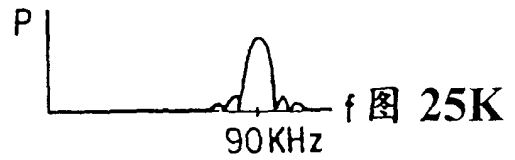
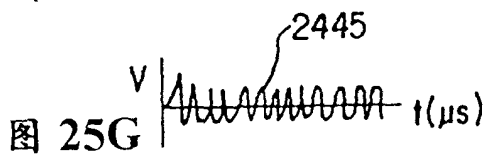
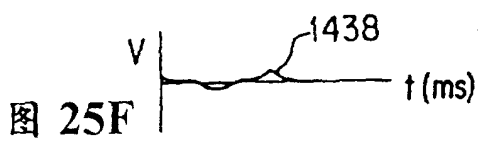
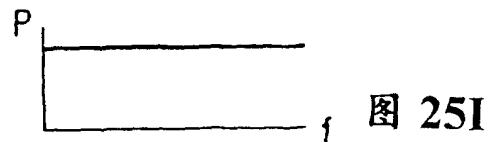
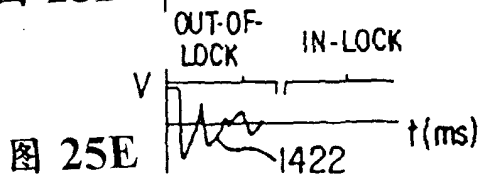
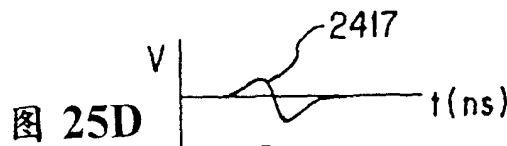
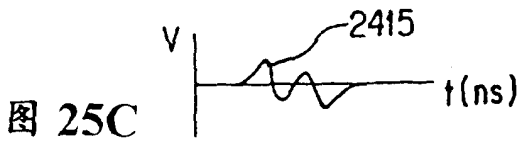
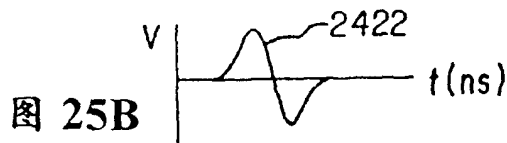
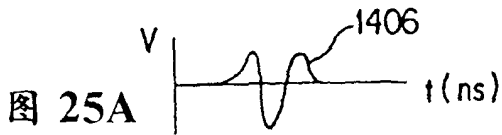
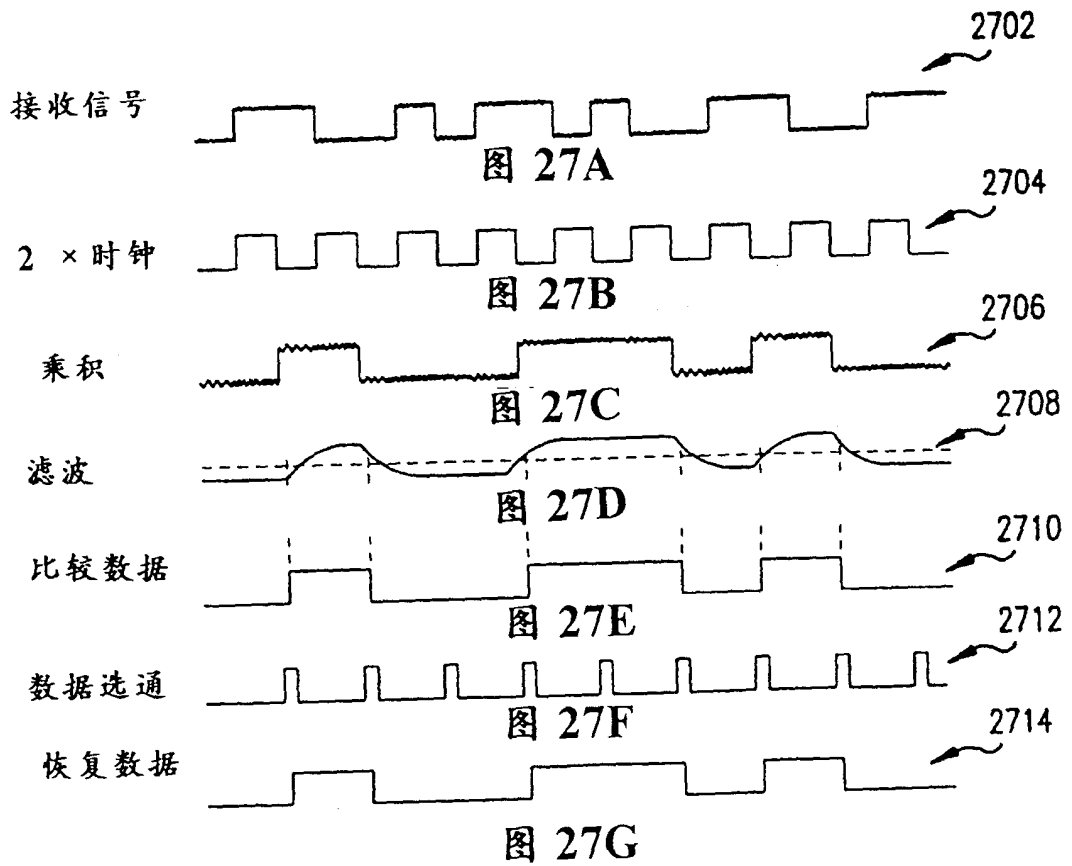
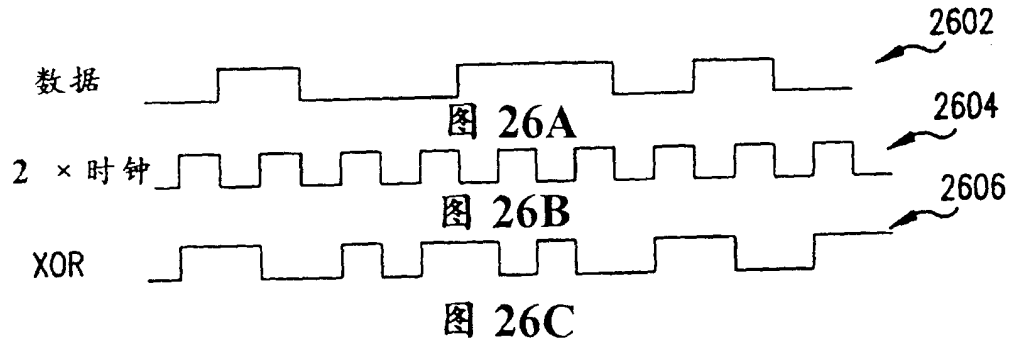


图 24





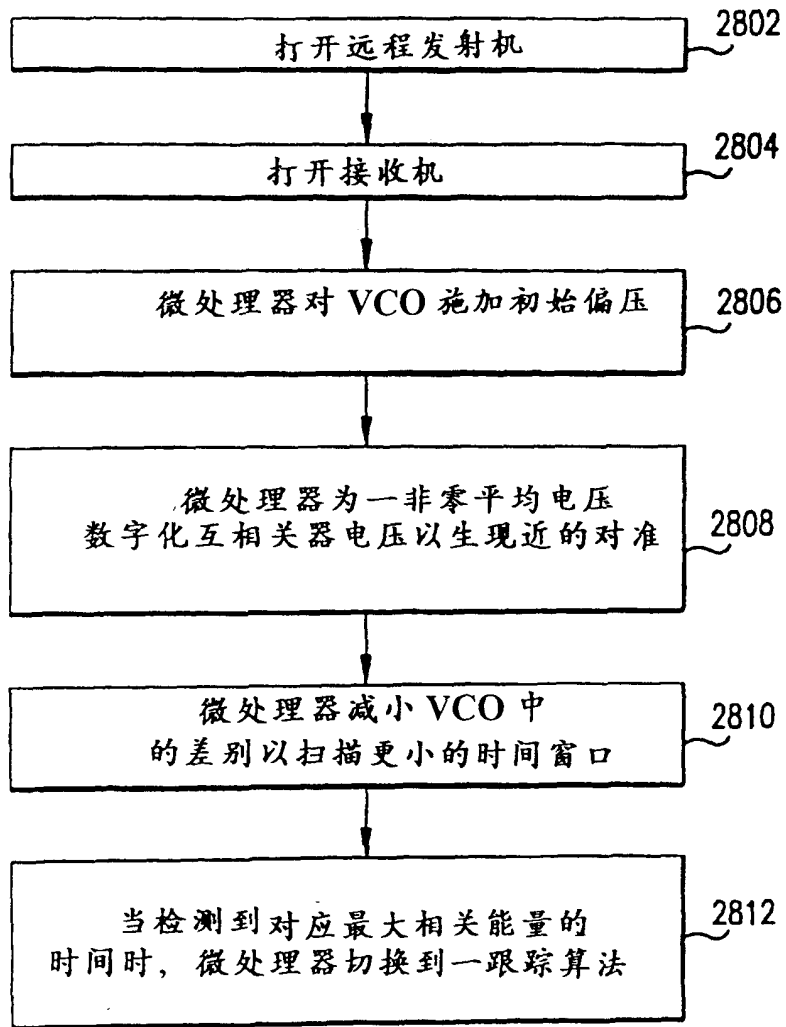


图 28

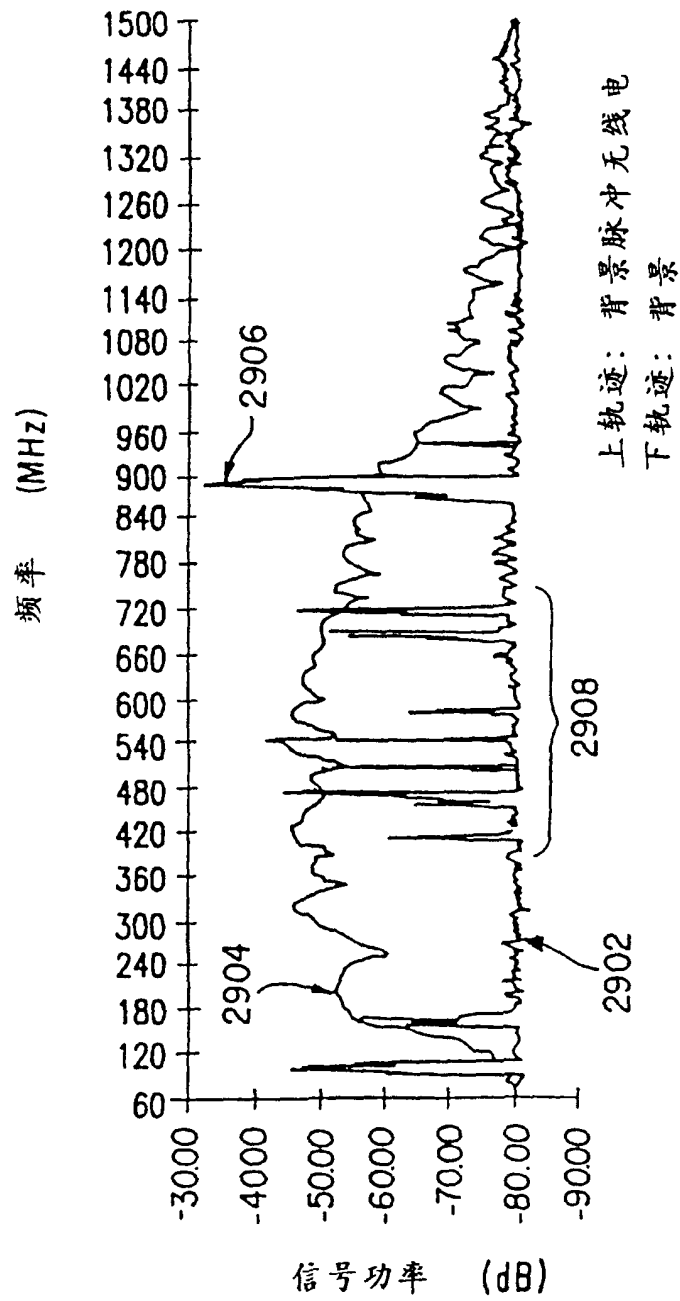


图 29

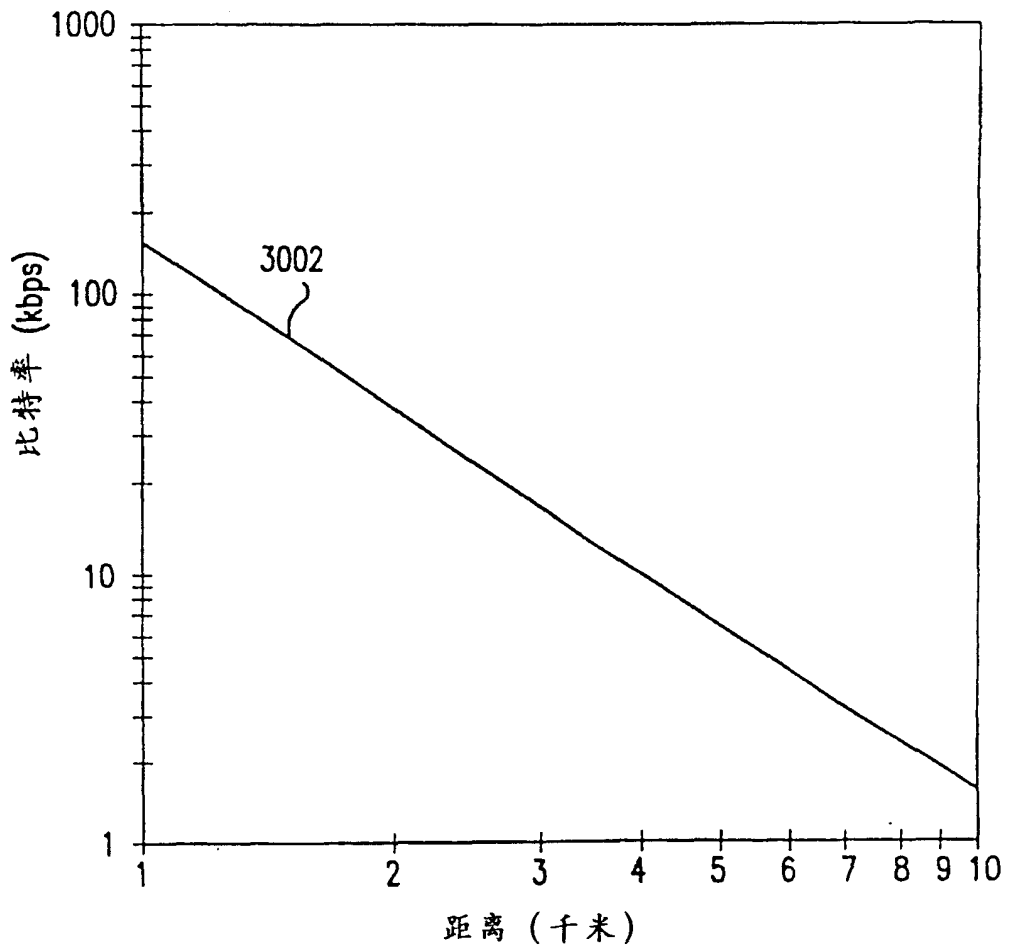


图 30

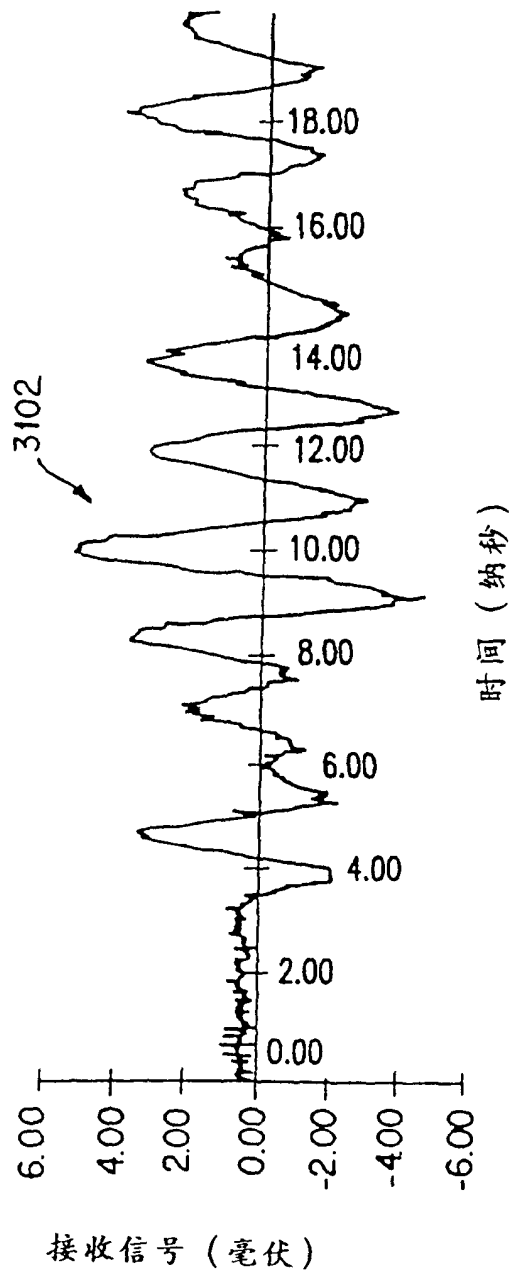


图 31