



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 94192313.4

[45] 授权公告日 2003 年 1 月 1 日

[11] 授权公告号 CN 1097901C

[22] 申请日 1994. 6. 3 [21] 申请号 94192313.4

[30] 优先权

[32] 1993. 6. 4 [33] US [31] 08/073, 226

[32] 1993. 6. 7 [33] US [31] 08/071, 878

[32] 1993. 6. 7 [33] US [31] 08/071, 879

[86] 国际申请 PCT/US94/06358 1994. 6. 3

[87] 国际公布 WO94/29985 英 1994. 12. 22

[85] 进入国家阶段日期 1995. 12. 1

[73] 专利权人 摩托罗拉公司

地址 美国伊利诺斯

[72] 发明人 爱德华 K·B·李 吉米·卡德

特蕾西 L·富尔戈姆

罗伯特 S·巴比伊

审查员 邢文飞

[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

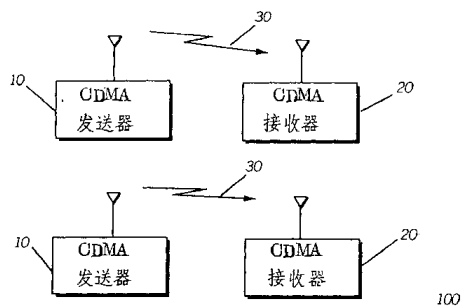
代理人 陆立英

权利要求书 3 页 说明书 19 页 附图 6 页

[54] 发明名称 用于自适应直接序列码分多址通信系统的通信方法

[57] 摘要

在接收机(20)和发送机(10)之间能够传送直接序列扩频通信信号(30)的 CDMA 通信系统(100)中, 用于同步接收机比特定时和发送机定时的系统和方法。发送机(10)发送训练比特序列(31), 在后面是发送机比特定时序列(33)。接收机(20)使用抽头的延迟线均衡器(400)自适应地确定解扩频时片序列的表示式。根据解扩频时片序列和发送机比特定时序列(33)的表示式确定接收机比特定时偏差。



1. 一种用以在 CDMA 通信系统中的通信方法，所述的通信系统包括：一个发送机，用于发送一个直接序列的扩频 (DS-SS) 通信信号，其内包含用扩频时片序列编码的比特序列，和一个接收机，用于接收所述的通信信号，其特征在于，该方法包括以下步骤：

在所述的发送机处：

将内含一个训练比特序列的多个比特序列用所述的时片序列进行扩频，以产生一个已扩频的比特序列；

调制所述的已扩频的比特序列，以产生一个 DS-SS 通信信号；

发送所述的 DS-SS 通信信号；

在所述的接收机处：

接收所述的 DS-SS 通信信号；

解码所述的已接收的 DS-SS 通信信号；

在一个训练时间间隔期间，利用所述的训练比特序列自适应地确定一个最佳的解扩频时片序列；

在所述的训练时间间隔之后，在时片定时的时间间隔期间，确定时片定时偏差，以执行比特同步；

在所述的时片定时的时间间隔以后，在比特训练时间间隔期间，确定比特定时偏差，以执行比特同步；和

对所述的已解调的 DS-SS 通信信号进行解扩频。

2. 根据权利要求 1 的方法, 其特征在于, 所述的自适应确定的步骤包括使用一个抽头式延迟线均衡器步骤。

3. 根据权利要求 2 的方法, 其特征在于, 所述的最佳的解扩频时片序列是利用所述的抽头式延迟线均衡器的抽头系数的电位来表示的。

4. 根据权利要求 3 的方法, 其特征在于, 所述确定比特定定时偏差的步骤的根据是所述的抽头系数电位。

5. 根据权利要求 4 的方法, 其特征在于, 所述确定时片定时偏差的步骤包括确定最小的系数的电位与最大的系数的电位之比的比值的步骤。

6. 根据权利要求 5 的方法, 其特征在于, 还包括根据在一个时片过渡以后至少一个抽头系数的极性来确定时片定时偏差的符号的步骤。

7. 根据权利要求 1 的方法, 其特征在于, 所述自适应确定的步骤包括以下步骤:

使用一个均衡器提供一个已解码的通信信号, 自适应地确定解扩频的时片序列的表示式。

8. 根据权利要求 7 的方法, 其特征在于, 所述的 DS-SS 通信信号包括: 一个发送机比特定序列, 其内含有交替比特, 其中两个连续比特之中的至少一个比特的状态从一个比特时间间隔改变到随后的比特时间间隔。

9. 根据权利要求 8 的方法, 其特征在于, 所述确定时片定时偏差的步骤包括以下步骤:

在交替比特期间，在一个接收机比特时间间隔上积分所述的已解码的通信信号。

10. 根据权利要求 9 的方法，其特征在于，所述的 DS - SS 通信信号的训练比特序列包括连续非交替比特。

11. 根据权利要求 10 的方法，其特征在于，所述确定比特定时偏差的步骤包括以下步骤：

在所述的连续的非交替比特期间，在一个接收机比特时间间隔上积分所述的已解码的通信信号；和

通过将所述的连续的非交替比特期间所获得的积分结果与在交替比特期间所获得的积分结果相比较，来确定所述的比特定时偏差的符号。

用于自适应直接序列码分多址通信 系统的通信方法

本发明涉及数据通信系统中的通信方法和同步的领域，具体涉及直接序列码分多址(DS-CDMA)通信系统。

码分多址(CDMA)通信系统广泛地用于军事和商业应用的卫星通信中。因传送的信息在宽的分配频谱上被扩频，故这些通信系统也称为“扩频通信系统”。在CDMA通信系统中频谱能被多次重复利用。

因CDMA调制技术对于地面和陆地移动环境出现的衰落条件固有地更敏感，故它们的应用已被限定在卫星通信中。但是，随着通信信号处理的最新进展，CDMA通信系统在地面陆地移动通信环境中也变得日益普及。例如，最新的进展已允许CDMA系统用在蜂窝电话通信环境。

总地来说，现有两类CDMA通信系统。一种称为“跳频CDMA系统”，在这种系统中把宽的分配频谱划分为许多较窄的频带，信息信号根据预定码在这些频带转换或“跳频”。另一种CDMA系统称为“直接序列CDMA通信系统(DS-CDMA)”，在这种系统中用户信息信号以二进制比特形式通过与称为“伪随机噪声(PN)码”的扩频码相组合而在分配的频谱上被扩频。该扩频码包括称为“时片”(chip)的预定二进制状态序列。这样，当组合时，每个用户信息比特

间隔用扩频时片序列来编码。按照常规,DS-CDMA 发送机通过将用户信息比特序列乘以扩频片序列来产生直接序列扩频频谱(DS-SS)的通信信号。

一旦在接收端接收到 DS-SS 通信信号,通过将接收的信号乘以具有相应于扩频时片序列特性的“解扩频”时片序列,使该接收信号被解码。在常规的 DS-CDMA 通信系统中,在开始通信呼叫之前,接收机知道扩频时片序列。此后,接收机根据已知的扩频时片序列解码 DS-SS 通信信号。

众所周知,在存在许多用户 CDMA 接收机时,除了接收希望的信号之外,还接收许多多址干扰信号。在存在多址干扰的情况下,当干扰信号以接似的相同功率电平被接收时,能够实现可靠的通信。在接收的信号功率中存在大的不均匀性(*large disparity*)时,在信号中的非零互相关出现称为“近远问题”的现象。在“近远”的情况下,较高功率干扰信号显著地使较低功率的所需传输的接收和解码劣化。

一种改进近远问题的常规的解决方案利用一种功率控制方案,其中,将来自接收机的功率被反馈,而发送机功率被控制,以基本上消除功率的不均匀性(*power disparity*)。在另一种解决方案中,构成 PN 码,以使它们提供用户码之间的正交性,借此,降低相互干扰。这就顾及了较高的容量和较好的链路性能。因正交 PN 码互相关在预定时间间隔上是零,故只要编码时间帧相互同步,其结果是在正交码之间无干扰。

在常规的 CDMA 通信系统中,扩频时片序列由自己的控制器来指配,或把它预先存储在接收单元中。这样,在“解扩频”和解调过

程期间,该接收机知道扩散的时片序列。更新的用于 CDMA 接收机的解决方案提出一种自适应“解扩频”或解调过程。在自适应 CDMA 系统中,利用自适应均衡过程使该接收机能够抑制多址干扰。在这样的系统中,CDMA 发送机发送一个训练比特序列,该比特序列用扩频时片序列来编码,而且接收机根据训练序列并利用抽头延迟线均衡器来自适应地确定“解扩频”码。“解扩频”时片序列的自适应确定和多址干扰的抑制允许大量的用户在扩频频谱的信道上互相通信,而无需中心控制基础结构设施,这就为无基础结构设施的通信系统铺平了道路。

然而,在自适应 CDMA 通信中,因为在通信路径内的某些时延或只因为接收机不知道何时发送机的比特和时片定时开始,故已确定的“解扩频”时片序列与发送机在时间上不同步。用以确定发送机和接收机之间比特定时和时片定时偏移的传统方法包括执行涉及复杂数学处理运算的相关程序。这些运算是费时间的,因此发送机和接收机之间通信链路建立延迟。据此,现在需要一种较快的同步方法,它能在比常规方法执行的时段显著短的时段内来执行。

简言之,根据本发明的一个方面,这里提供一种 CDMA 通信系统,能够传送 DS-SS 通信信号,该信号包括用接收机和发送机之间扩频时片序列编码的二进制比特序列。在发送训练比特序列之后接着发送发送机比特定时序列,使接收机比特定时与发送机比特定时相同步。该接收机对 DS-SS 通信信号解扩频,以提供解码的通信信号。解码的通信信号是利用抽头延迟线均衡器、根据训练比特序列、自适应地确定“解扩频”时片序列的自适应表示物(*adaptive representation*)产生。此后,根据解码的通信信号序列和发送机比特

定时序列来确定比特定时偏差。

根据本发明的另一个方面,这里提供一种 CDMA 通信系统能在发送机和接收机之间传送直接序列扩频(DS-SS)通信信号,该信号包括用扩频时片序列来编码的二进制比特序列。发送一个用扩频时片序列编码的训练比特序列使接收机时片定时与发送机时片定时相同步。接收机利用抽头延迟线均衡器、根据训练比特序列、自适应地确定“解扩频”时片序列表示物。抽头延迟线均衡器提供抽头系数电位(*tap coefficient potential*),该电位表示“解扩频”时片序列。尔后,接收机根据抽头系数电位确定接收机的时片定时偏差。

根据本发明的又一方面,这里提供一种用于 CDMA 通信系统的通信方法该通信系统能在发送机和接收机之间传送直接序列扩频(DS-SS)通信信号,该信号包括用扩频时片序列来编码的二进制比特序列。该通信方法包括以下步骤:首先发送 DS-SS 通信信号,该信号具有用扩频时片序列编码的训练序列。在训练期间,利用抽头延迟线均衡器“解扩频”DS-SS 通信信号。根据训练比特序列,自适应地确定“解扩频”码的表示物,来实现“解扩频”DS-SS 通信信号。然后,在训练间隔之后,在时片定时间隔期间,确定时片定时偏差。最后,在时片定时间隔后面的比特定时期确定比特定时偏差。

图 1 示出根据本发明的 CDMA 通信系统的方框图。

图 2 示出根据本发明的 DS-SS 通信信号的定时图。

图 3 示出在图 1 的通信系统中使用的 CDMA 发送机的方框图。

图 4 示出在图 1 的通信系统中使用的 CDMA 接收机的方框图。

图 5 示出在图 4 的接收机内使用的扩频均衡器发送机的方框

图。

图 6 示出用扩频时片序列编码的发送机比特间隔的示例性定时图。

图 7—10 示出各种时片定时偏差对在图 4 的接收机中时片匹配滤波器的输出的影响的示例性定时图。

图 11 示出图 2 的解码的 *DS-SS* 通信信号的定时图。

图 12—13 示出受各种比特定时偏差影响的图 5 的扩频均衡器中加法器的输出的示例性定时图。

虽然说明以限定本发明特征的权利要求来结束,这些特征被认为是新颖的,相信结合附图阅读下文的详细描述能更好地理解本发明,下文中使用各图相同的标号来描述。

现参见图 1,该图表示体现本发明原理的一个通信系统 100。通信系统 100 包括多个 *CDMA* 发送机 10 和多个 *CDMA* 接收机 20,它们传送直接序列扩频(*DS-SS*)通信信号 30。该 *DS-SS* 通信信号 30 包括用扩频时片序列编码的二进制比特调制的射频通信信号。通信系统 100 是一个自适应的 *CDMA* 通信系统,在 *CDMA* 接收机 20 解调 *DS-SS* 通信信号 30 之后自适应地确定解扩频时片序列。正如在后面详细描述,该接收机包括一个抽头延迟线均衡器,在训练间隔期间它自适应地确定解扩频时片序列。因为在多址干扰信号出现时执行自适应均衡,它自适应地产生解扩频时片序列,抑制多址干扰的影响并解码 *DS-SS* 通信信号 30。一旦 *CDMA* 接收机 20 确定解扩频时片序列时,假定比特定定时和时片定时是同步的,根据确定的解扩频时片序列可实现与 *CDMA* 发送机 10 之间的通信。

在本发明中,执行在训练期间的自适应均衡,无需接收机和发送

机的比特定时或时片定时的同步。这是因为在干扰信号出现时执行任何类型的同步几乎是不可能的。因为发送冗余的训练比特而不需要同步,同时在训练间隔期间确定解扩频时片序列。

现参见图 2,该图表示由图 1 的发送机 10 发送的 DS-SS 通信信号 30 的定时图。DS-SS 通信信号 30 包括比特串,该比特串用扩频时片序列编码。这些比特和时片是二进制信号,假定分别由电压电位 V_{+1} 和 V_{-1} 代表的 +1 和 -1 的两种状态之一状态。 V_{+1} 和 V_{-1} 电位是等幅度的但是极性相反。在这个说明书中假定 V_{+1} 具有正极性和 V_{-1} 具有负极性。在 DS-SS 信号 30 的开始,发送训练序列 31,它由接收机 20 使用抽头延迟线均衡器根据训练比特序列自适应地确定解扩频时片序列。在本发明的优选实施例中,训练比特序列包括具有非交替和连续比特状态的预定冗余比特序列,例如连续的 +1 比特状态的序列。训练序列 31 后面是发送机比特定时序列 33,它用于同步接收机和发送机比特定时。发送机比特定时序列 33 是一个预定的比特序列,它具有给出有关发送机比特定时的接收机信息的特性。正如后面详细描述,该发送机比特定时序列 33 包括具有 +1 和 -1 二者的交替比特状态的交替比特序列。接着发送机比特定时序列 33,发送包括用户产生数据的用户信息序列 35。该用户产生数据带有用于开始传输的通信的实际数据。用户产生数据例如可能是编码的声音或原始二进制数据。

现参见图 3,该图表示 CDMA 发送机的方框图。该 CDMA 发送机 10 包括一个中心控制器和信号处理器部件 220,它控制发送机 10 的整个工作,包括用于调制和产生扩频时片序列需要的信号处理。发送器 10 包括一个训练序列部件 201,它产生预定的训练序列。

该发送机 10 还包括一个发送机比特定序列产生部件 203,它产生跟随训练序列的发送机比特定序列。最后,一个用户信息序列部件 205 提供二进制比特序列的形式的用户信息。用户信息可能是来源于各种信源,例如来自语音编码器,该语音编码器从麦克风接收语音信息,或者它可能包括计算设备产生的原始数据信息。在中心控制器和处理器部件 220 的控制下选择器部件 207 提供以适当的次序选择训练、比特定序列或用户信息序列之一,并将它加到乘法器 209。扩频时片序列产生器部件 211 产生扩频时片序列,它与比特序列相组合发送到接收机。最好地,产生扩频时片序列包括熟知的金 PN 码,该码具有希望的交叉相关和自相关特性。扩频时片序列具有预定数量的时片(n),用于编码传输序列的每个比特。乘法器 209 用扩频时片序列乘传输序列之一并把它加到调制器 213。调制器 213 可包括许多熟知的二进制信号调制器,例如二进制相移键控(BPSK)或正交相移键控(QPSK)调制器。调制器 213 的输出被加到功率放大器 215,该放大器放大调制的信号并把它加到天线 217,用于传输。显然,部件 220 和结合发送机 10 描述的一些其它部件可能是用一个或多个熟知的数字信号处理器,例如由摩托罗拉公司生产的 DSP56000 系列来实现。

现参见图 4,该图表示 CDMA 接收机 20 的方框图。在天线 301 接收扩频通信信号并被加到预选滤波器 303,它提供初始接收机的选择性。该滤波信号被加到一个熟知的基带解调器 305。该基带解调器 305 包括一个熟知的解调器,根据在发送机 10 中使用的调制方案解调通信信号,提供一个基带信号 306。基带信号 306 被加到熟知的时片匹配滤波器部件 307。该时片匹配滤波器包括熟知的综合和

转储或低通滤波器部件,在这里接收的 DS-SS 通信信号 30 被取样并且以时片速率综合并且结果在每个时片间隔结束处转储。时片匹配滤波器的输出被加到解扩频均衡器 400,根据训练序列自适应地确定解扩频时片序列。正如后面详细描述的,解扩频均衡器用相应于训练比特序列的未编码预存储的信号自适应均衡检测编码的比特提供解扩频时片序列。信号处理器和控制器部件 320 执行接收机 20 所有需要的信号处理要求。均衡器 400 解扩频 DS-SS 通信信号 30 并在其输出(415)提供解码的通信信号。解码的通信信号加到用户接口部件 313,它可包括许多用户接口设备之一,例如扬声器,计算机设备,数据显示器或传真或话音信箱机。

现参见图 5,图 5 表示解扩频均衡器 400 的方框图。均衡器 400 包括一个 n 抽头延迟线均衡器,如前所述, n 是在扩频时片序列内每比特的时片数。抽头延迟线由一组 $n-1$ 个串行耦合的触发器 402 构成,这些触发器的输出耦合到相应号数的乘法器 404。串行耦合的触发器 402 组工作作为移位寄存器工作,在每个比特间隔期间以时片的速率顺序移位时片匹配滤波器 307 的取样的输出,即(r_1-r_n)。在每个比特间隔的结尾时,乘法器 404 用抽头系数产生部件 407 提供的抽头系数 C_1-C_n 乘触发器的输出。加法器 405 相加乘法器 404 的输出,提供加法器输出 408。这样,加法器输出 408 代表在一个比特间隔上的乘法器输出的积分。该加法器的输出 408 加到比较器 409 和阈值判决部件 410。该阈值判决部件 410 包括一个阈值比较器,该比较器在训练间隔之后提供用户比特序列的检测比特。阈值判决部件 410 提供均衡器的输出 415。阈值检测器判决部件 410 通过加法器输出 408 与比特状态阈值电平的比较确定解码的比

特状态。应当明白,均衡器输出 415 和加法器输出 408 以它们之间的 $(1/n)$ 比相关的。

在训练期间,比较器 409 把加法器的输出 408 与由部件 403 提供的预存储序列进行比较。预存储的训练序列是代表未编码训练序列的预定信号。因此,该训练序列包括模拟未编码冗余连续的和非交替的训练比特的信号。比较器 409 把预存储的训练序列与加法器的输出进行比较并提供一个误差信号 411, 加到抽头系数产生器部件 407。该抽头系数产生器部件使用或是最小均方值(LMS)或是递归最小平方(RLS)算法在每比特间隔更新抽头系数 $C_1 - C_n$ 一次, 以便使误差信号 411 为最小。该解扩频均衡器 400 更新抽头系数 $C_1 - C_n$, 直到检测的比特序列和预存储的训练序列之间的误差信号为最小。因此,以预存储训练序列的输出均衡加法器的输出 408。均衡发送的训练比特序列和预存储序列的结果,抽头系数 $C_1 - C_n$ 变为解扩频 DS-SS 通信信号 30 的解扩频时片序列的表示物,而且无需扩频时片序列事先知道能够抑制多址干扰信号。这样,抽头系数 $C_1 - C_n$ 代表该解扩频时片序列。在训练间隔终止之后,这些系数被用于解扩频 DS-SS 通信信号 30。

在运行时,当传输开始时,该接收机接收图 2 的 DS-SS 通信信号 30 的训练序列 31。如上所述,该训练序列包括一个比特序列,该比特序列包括非交替比特序列,例如具有或是+1 或是-1 的连续编码状态的比特序列。与训练序列相当,预存储序列在训练间隔期间也出现或是+1 或是-1 的连续的未编码的状态。当收到时,该训练序列经时片匹配滤波器 307 以时片速率被取样。该时片匹配滤波器的输出被加到抽头的延迟线均衡器 400, 在这里通过更新抽头系数

C_1-C_n 的回归迭代法,均衡预存储的训练比特序列和检测的比特序列。当均衡时,产生的抽头系数 C_1-C_n 使 DS-SS 通信信号 30 的解码或解扩频,并且消除多址干扰信号。因此,均衡器 400 产生解扩频时片序列表示物的抽头系数 C_1-C_n 。因此,根据训练比特序列通过自适应地确定解扩频时片序列的表示物解码 DS-SS 通信信号 30。

在解扩频时片序列被确定之后,产生的抽头系数解扩频接收的 DS-SS 通信信号,而同时也消除干扰信号。能够了解到,在训练间隔之后,在每个接收机比特间隔的结尾加法器的输出 408 表示在那个接收机比特间隔上解码的通信信号的积分。如在这里所描述的,该积分构成在分离的时片间隔期间相乘结果的累加。理想地,当在训练之后均衡的抽头系数(C_1-C_n)被确定时,用时片匹配滤波器输出(r_1-r_n)的它们的相乘解扩频或解码输入的 DS-SS 通信信号。因此,在每个接收机比特间隔之后,取决于检测的比特状态,即检测的比特是否包括+1或-1加法器的输出 408 等于由解码通信信号比特的比特电位,即 V_{+1} 或 V_{-1} 乘的时片(n)数。

可以理解,抽头延迟线均衡器 400 可在接收机 20 的数字信号处理器 320 内实现。因此,该数字信号处理器包括解扩频装置,确定装置,比较装置以及用于处理和执行本发明要求功能所需要的任何和所有其它装置,如在本说明书中所概述的。另一方面该均衡器 400 可利用现有技术中所熟知的常规的数字的和逻辑分离元件来实现。

因为传播延迟和接收机没有关于传输开始的任何信息,在训练间隔完成之后,接收机和发送机定时之间可存在可能的偏差。这种定时偏差对于接收机的时片定时和比特定时可能都存在。因此,由

抽头系数 C_1-C_n 提供的解扩频时片序列可能必须同步以便 DS-SS 通信信号 30 恰当的解扩频。在本发明的自适应 CDMA 通信系统中,在训练间隔之后,在时片定时间隔期间进行时片定时偏差的估计。如在后面所描述的,这是因为时片定时偏差信息可从均衡器的抽头系数中提取。

时片定时偏差:

根据本发明的时片定时的一个方面,电压电位或在抽头系数 C_1-C_n 中存储的能量包括时片定时信息,假定干扰多地信号的影响被抑制。如前所述,由抽头系数 C_1-C_n 和其电位代表解扩频时片序列。在通信系统 100 中,在训练间隔之后和当解扩频时片序列确定时,消除了干扰信号。因此,接着训练间隔开始时片定时偏差确定,以便同步接收机和发送机时片定时。在最后的抽头系数被确定之后的一个或多个比特间隔期间可进行本发明的时片定时偏差确定过程。

现参见图 6,该图表示在一个比特间隔期间的示例性时片序列。时片序列包括 n 个时片,假定为 +1 和 -1 两种状态之一。当接收机取样时,时片匹配滤波器 305 (r_1-r_n) 的输出包含有关接收机和发送机时片定时偏差的信息和因为代表抽头系数的电压电位正比于在接收机时片间隔结束时接收时片的能量,抽头系数电位被处理,用于确定定时偏差。由于时片序列的二进制特性,时片匹配滤波器 307 的输出的最大电位与最小输出电位的比率是与时片定时偏差相关的。根据本发明,该抽头系数电位可分为两组:一组具有最大电位,而另一组具有最小电位。第一组系数电位相应于具有最大电位 (V_{max})。而第二组系数电位相应于具有最小电位 (V_{min}) 已被确定,

第二组中抽头系数的电压电位相对于第二组的抽头系数改变(1-2 α)倍,这里 α 代表以一时片间隔为单位的时片定时偏差。因此,时片定时偏差和抽头系数电压电位之间存在如下关系:

$$\alpha = 1/2 * (1 - |V_{min}| / |V_{max}|) \quad \text{公式(1)}$$

因此,通过检查每组的抽头系数电位,可确定时片定时偏差。应当注意,在公式(1)中最大电位和最小电位是以绝对值表示的。因此它们的极性对于确定时片定时偏差是不相干的。

为了说明上述概念,将研究许多示例性的情况,这里接收机比特定时偏差等于零,1/2.时片间隔,+1/4时片间隔和-1/4时片间隔。

图7表示时片匹配滤波器307的输出,它以时片速率取样,在该时片间隔期间积分,和当发送机时片定时与接收机时片定时被同步时,即时片定时偏差等于0时,在该时片间隔的结尾转储(*dump*)。如图所示,在每个间隔701-707的结尾时片匹配滤波器的输出具有相等但相反电位 V_+ 和 V_- 二者之一。这些电位分别相应于时片状态的+或-电位。因为取样的值 r_1-r_n 正比于抽头系数 C_1-C_n ,系数电位的第一组的绝对值,即 $|V_{max}|$ 等于第二组电位的绝对值,即 $|V_{min}|$ 。因此 $|V_{min}|/|V_{max}|$ 之比值等于1,根据公式(1)得到定时偏移确定 $\alpha=0$ 。因此,在每个比特间隔的结尾通过处理抽头系数电位可确定定时偏差。应当注意,如在这里所指的 V_{max} (或对那一种情况 V_{min})可认为相应于 V_{+1} 或 V_{-1} 的其中之一,因为 V_{max} 或 V_{min} 的绝对值在公式(1)中是重要的。

参见图8,假定接收机时片定时偏差为1/2时片。即时片间隔701是偏移时片间隔801的半个时片。如图所示,在时间间隔801的结尾时片匹配滤波器的输出达到 V_{+1} 。然后在时间间隔802的结尾

时片匹配滤波器的输出达到零电位。在时片间隔 803 的结尾,输出达到 V_{-1} 。在时片间隔 804—806 的结尾输出为零,而最后在时间间隔 807 的结尾输出达到 V_{+1} 。因此,第一组系数具有电位 V_{max} ,它等于 V_{+1} (即, $V_{max}=V_{+1}$ (或 V_{-1})),而第二组系数将具有电位 V_{min} ,它等于零(即 $V_{min}=0$)。因此,从公式(1)将产生 $\alpha=1/2$ 时片间隔的时片定时偏差。

参见图 9,假定接收机的时片定时偏差为 $+1/4$ 时片。时片定时偏差的正号意味着发送机时片定时超前接收机时片定时。即发送机时片定时基准在接收机时片定时基准之前开始。根据上面的分析 V_{max} 等于 V_{+1} (或 V_{-1})和 V_{min} 等于 V_{+1} 的二分之一。因此,公式(1)产生定时偏差 $\alpha=1/4$ 的时片定时。

但是,根据公式(1)确定的定时偏差不提供有关定时偏差是正还是负的信息。定时偏差的符号表示接收机时片定时是超前还是迟后于发送机定时偏差。根据本发明,通过在一个比特间隔或两个连续比特间隔期间检查连续抽头系数电位的极性和幅度能够确定信息符号。因此,一旦确定了定时偏差 α 的绝对值,抽头值系数的进一步处理得到了定时偏差符号的确定。

应当明白,当定时偏差等于 $1/2$ 时片间隔时,偏差的符号变为不相干了,因为接收机时片定时可在正或负方向上调整半个时片间隔,结果与发送机时片定时同步。而且,大于 $1/2$ 时片定时偏差的正时片定时偏差可用负的互补偏差表示。例如,正的 $3/4$ 定时偏差可用 $-1/4$ 时片定时偏差表示等等。因此,定时偏差 α 是在零至 $1/2$ 范围内具有表示接收时片定时偏差的超前或滞后状态的偏差定时符号的一个值。

参见图 10, 该图表示一 $1/4$ 时片的接收机时片定时偏差。为了更好地理解可确定定时偏差的符号的过程, 图 10 的 $-1/4$ 定时偏差将与图 9 的 $+1/4$ 定时偏差情况相比较。如可从图 9 看出, 在连续的时间间隔 901, 902 和 903 期间, 当存在着从 V_{+1} 向 V_{-1} 转变(从正电位向负电位的时片转变)时, 时片匹配滤波器的输出包括 V_{+1} , $1/2V_{+1}$ 和 V_{-1} 。由于这样的事实, 在图 9 中定时偏差是正的, 在间隔 601 至 602 期间(图 6 所示)正到负时片转变完成之后, 时片匹配滤波器的输出达到正极性, 即在间隔 902 的结尾为 $1/2V_{+1}$ 。相反, 在图 10 中, 因为负的定时偏差, 在完成相同的正到负时片转变之后, 时片匹配滤波器的输出将达到负极性, 即在间隔 103 的结尾为 $1/2V_{-1}$ 。因此, 在一个或多个时片转变之后, 根据至少一个抽头系数电位的极性能够确定时片定时偏差的符号。可以明白, 相同类型的分析可用于负到正时片转变以及其它时片序列安排。

确定时片定时偏差 a 及其符号需要的抽头系数电位处理可利用熟知的信号处理技术通过适当地编程数字信号处理器 320 来完成。因此, 信号处理器 320 包括根据抽头系数电位确定时片定时偏差的装置以及根据时片转变之后至少一个抽头系数的极性确定时片定时偏差的符号的装置。

当确定的时片定时偏移和其符号时, 接收机时片定时能够调整使它与发送机时片定时同步。应当注意, 因为存在多地干扰, 根据本发明的时片定时偏差确定产生一个估计和不精确的时片定时偏差。因此, 可能仍需要执行一些小的相关程序, 以便完成时片同步。但是, 需要执行这种程序的时间量是极小的。一旦执行时片定时同步时, 接收机 20 在比特定时间间隔期间开始比特定时间同步过程。

比特定时偏差：

因为在训练间隔期间冗余的训练序列不需要同步。假定时片定时是同步的，在训练间隔期间接收机和发送机之间比特定时偏差使得代表解扩频时片序列的得到的抽头系数 C_1-C_n 循环地移位相应的时片数。因此，接收机比特定时偏差可用时片数表示。当 DS-SS 通信信号 30 被解扩频时，在确定抽头系数 C_1-C_n 之后，产生的解码 DS-SS 通信信号包括比特定时信息，该信息可结合图 2 的发送机比特定时序列 33 提取。

在训练间隔之后，加法器输出 408 提供解码的 DS-SS 通信信号 30 的表示式。因此，加法器输出 408 被处理以确定比特定时偏差。

已经确定在比特定时偏差和加法器输出之间存在如下关系：

$$y_t = b_{t-1}(n-m) + b_t(m) \quad \text{公式(2)}$$

这里 y_t 是在时间 t 时的加法器输出， b_{t-1} 和 b_t 是在时间 $t-1$ 和 t 被解码比特， m 是以时片数表示的比特定时偏差，和 n 是每比特的时片数。当 b_{t-1} 和 b_t 是连续非交替比特时，则 y_t 等于它们的比特状态，即或是 +1 或是 -1。当 b_{t-1} 和 b_t 是交替比特时，如果 $b_{t-1} = +1$ 和 $b_t = -1$ ，那么 $y_t = +(n-2m)$ ，和如果 $b_{t-1} = -1$ 和 $b_t = +1$ ， $y_t = -(n-2m)$ 。因此，在从一个比特状态到另一个比特状态的交替变化出现之后，通过处理加法器输出 408 可能提取比特定时偏差信息。

参见图 11，该图表示在训练间隔完成时和在确定解扩频序列之后被解码的通信信号。如图所示，发送机比特定时序列 33 跟随着该训练序列。当接收时，发送机比特定时序列提供接收机 20 具有发送机比特间隔的检测开始的能力。发送机比特定时序列 33 包括交替比特序列的一个序列，该序列具有至少两个连续比特，该连续比特具有

交替的状态,使得一个比特状态从一个间隔变化到随后的间隔。换句话说,在从第一比特间隔到随后的第二比特间隔的两个连续比特之间将存在从+1到-1的转变,或反之亦然。发送机比特定序列上出现的转变是严格的,因为它们指示发送机比特定,而该定时在接收机中用于根据公式(2)确定比特定偏差。如图所示,示例性发送机比特定序列可包括序列比特状态+1,+1,-1,-1,+1,+1,-1,-1,分别出现在发送机比特间隔111,113,115,117。可以明白,发送机比特定序列可能是其它各种各样的序列,例如交替比特序列+1,+1,-1,+1,+1,-1,只要序列包括传送发送比特定信息的转变。

在优选实施例中,接收机的比特定偏差是在训练间隔之后确定的,通过在第一接收比特间隔上积分解码通信信号的非交替比特产生第一结果,和在第二接收比特间隔上积分解码通信信号的交替连续比特产生第二结果。此后,第一结果与第二结果比特确定比特定偏差。通过确定第一结果和第二结果之间的半差来确定比特定偏差。应当注意,第一结果可能是代表在非交替比特上积分结果的预存的常数值。

通过参见图12能更好地理解上面的概念,该图表示在比特定偏差是 $-m$ 时片的情况下的加法器输出。定时偏差的负号表示发送机比特间隔在接收比特间隔之前出现。在相应于发送机比特间隔111和113的连续非交替比特状态+1期间出现的第一接收机比特间隔的结尾加法器的正常输出等于 n ,即第一结果等于 n 。在发送机比特间隔115出现的从+1到-1的交替比特转变期间积分后,在第二接收机比特间隔结尾正常的加法器输出408等于 $-(n-2m)$,即

第二结果是 $n-2m$ 。因此,通过确定第一结果和第二结果的绝对值之间的半差来确定比特定时间偏差 m 的绝对值。

上面确定的时片定时偏差的绝对值没有指示接收机比特定时间偏差的符号。为了更好地理解确定比特定时间偏差的符号的过程,如图 13 所示的,接收机比特定时间等于 $+m$ 时片的示例情况与接收机比特定时间 $-m$ 时片的图 12 情况进行比较。在图 12 中,在从正到负转变期间(在发送机比特间隔 113 至 115 期间出现),负比特定时间偏差产生具有正极性的第一结果和转变之后具有负极性的第二结果。因此,在图 13 中,在相同的正到负的转变期间,正比特定时间偏差产生正极性的第一结果和第二结果。在另一个例子中,参见第 12 图。从发送机比特间隔 117 至 119 的负到正转变产生负极性的第一结果(加法器输出的极性作为间隔 115 和 117 的两个连续 -1 的积分结果),和当比特定时间偏差符号是负时的正的第二结果。在图 13 中,在相同的负到正转变期间,正的比特定时间偏差符号产生负的第一和第二结果。因此,可以明白,比特定时间偏差的符号可通过确定转变类型即从正到负或相反来确定,并且比较第一结果和第二结果的极性。因此,通过比较连续非交替比特期间产生的积分与在交替比特期间获得的结果来确定比特定时间偏差。

在确定比特定时间偏差及其符号时,接收机比特定时间可调整使它与发送机比特定时间同步。应当注意,由于存在多址干扰,根据本发明比特定时间偏差确定产生一个估计值和不精确的比特定时间偏差。因此,可能仍需要执行一些少量相关程序,以便完成比特同步。然而,需要执行这样的程序的时间量是极小的。一旦完成比特定时间同步,接收机 20 开始解码用户信息序列。

如上所概述的,自适应通信系统 100 以三个序列间隔从发送机 10 到接收机 20 唯一地传送 DS-SS 通信信号 30: 首先训练间隔,然后是时片定时间隔和最后比特定时间隔。本发明的唯一通信序列极大地便于在自适应 CDMA 通信系统内接收机和发送机的定时同步,结果在 CDMA 接收机 20 和 CDMA 发送机 10 之间迅速建立通信链路。首先在训练间隔期间,解扩频均衡器 400 解码包括训练比特序列的 DS-SS 通信信号 30。DS-SS 通信信号 30 根据训练比特序列,通过自适应地确定代表解扩频时片序列的均衡器的抽头系数进行解码。训练过程的结果,消除了多址干扰的影响,为时片定时和比特定定时偏差的确定铺平了道路。因为比特定定时偏差信息可容易地按照时片定时偏差确定提取,因此在训练间隔之后在时片定时间隔期间确定时片定时偏差。时片定时偏差是根据解扩频时片序列表示式的电位确定的。最后,在比特定时间隔期间,根据解码的 DS-SS 通信信号和在训练比特序列之后发送的发送机比特定时序序列确定比特定定时偏差。

在自适应 CDMA 通信系统 100 中比特定定时同步主要通过解码和积分 DS-SS 通信信号的发送机比特定时序序列来实现,无需执行复杂的相关程序。解码的通信信号的积分与需要的处理和比特定定时偏差的推导比现有技术中提出的较费时间的相关处理显著地要求较少时间。因此,建立了接收机和发送机之间的快速通信链路。

在自适应 CDMA 通信系统 100 中时片定时同步主要根据抽头系数 C_1-C_n 的固有信息来实现,而无需执行复杂的相关程序。基于抽头系数电位的简单处理和时片定时偏差的推导比现有技术中提出的较费时间的相关处理显著地要求较少时间。因此,建立了接收

机和发送机之间的显著地较快的和更有效的通信链路。

虽然已说明和描述了本发明的优选实施例,但是很清楚本发明不受这些限制。对于本领域的技术人员来说可进行各种修改、改变、变化、替换和等效,而不脱离由所附权利要求书限定的本发明的精神和范围。

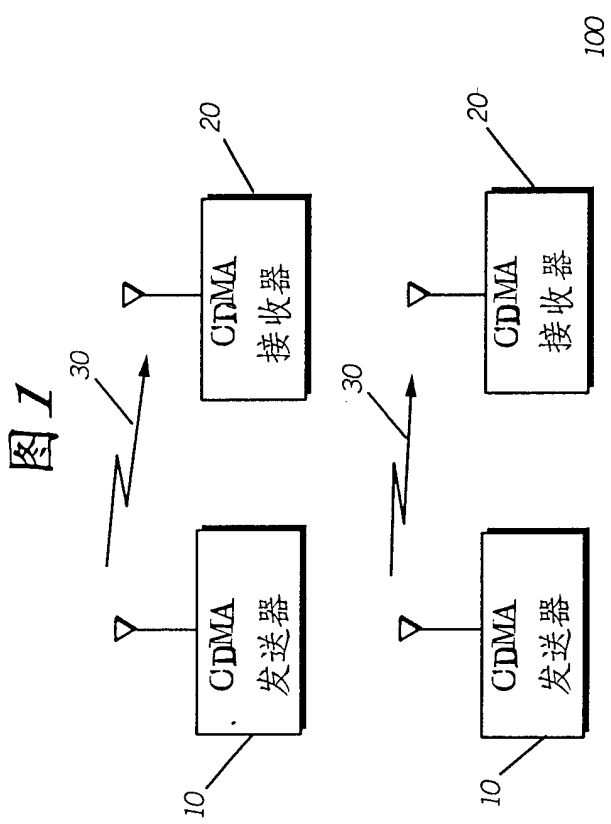


图 2

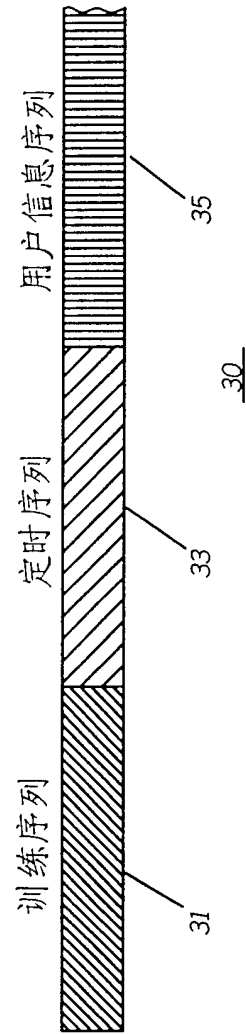
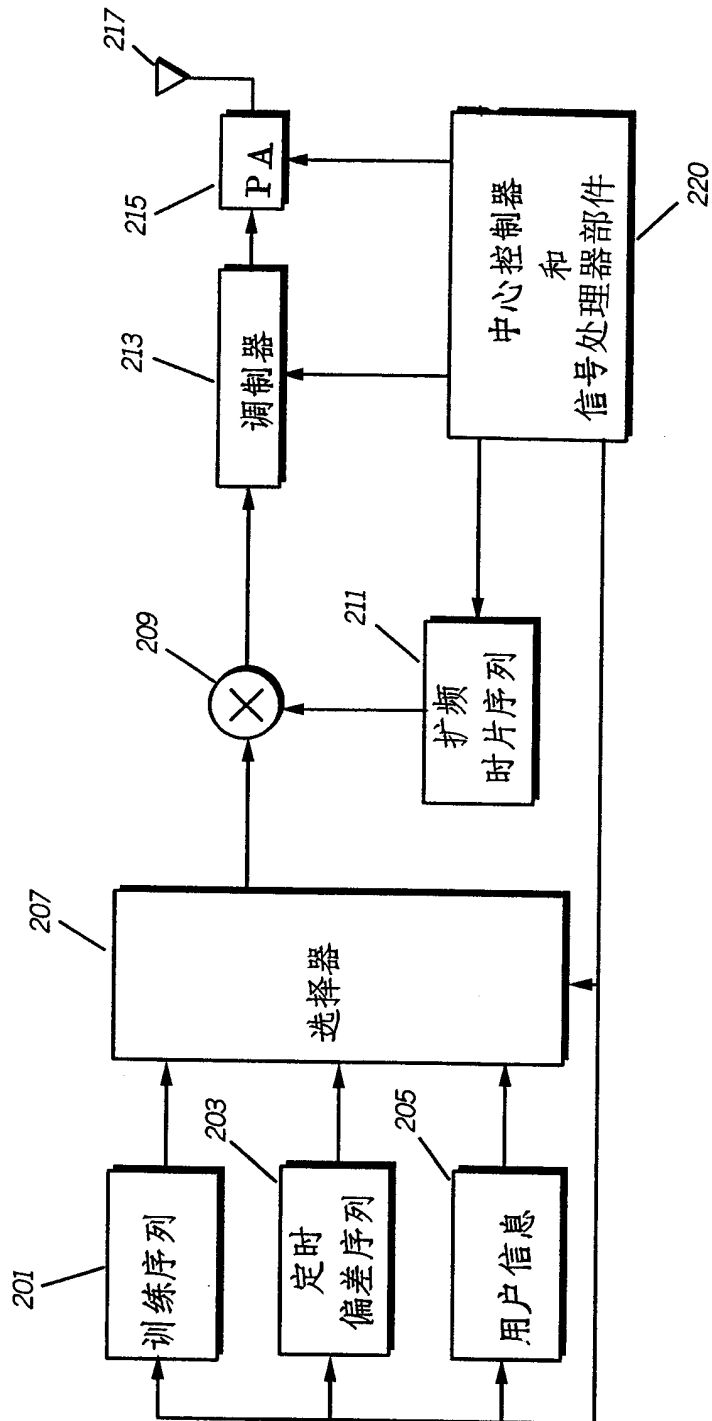
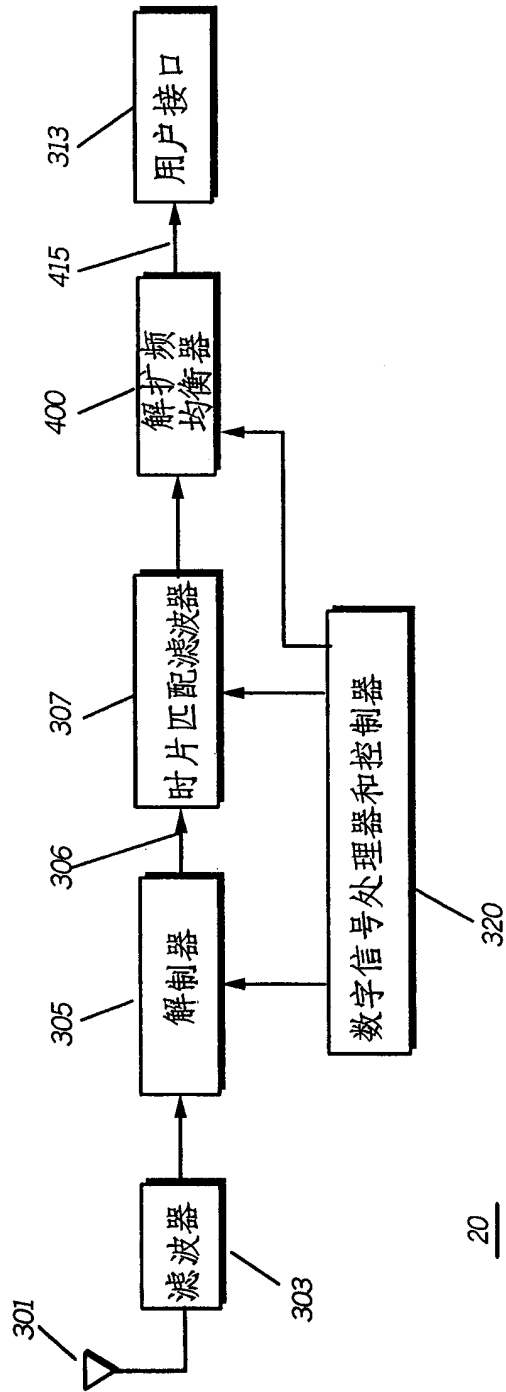


图3



10

图4



20

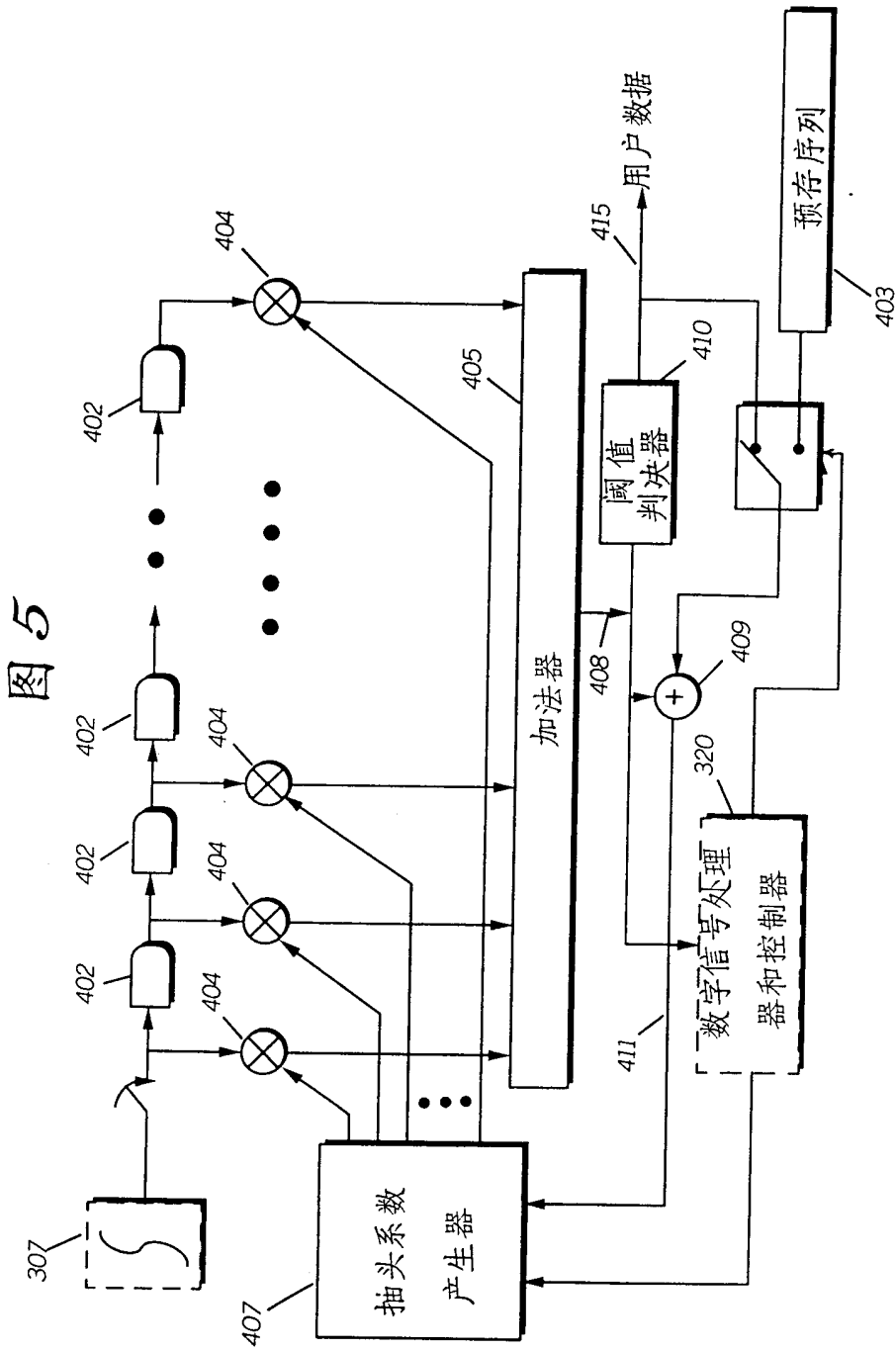


图 6

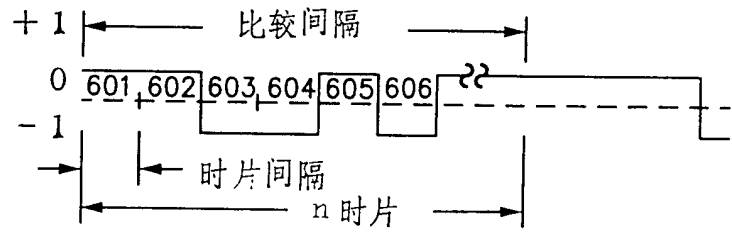


图 7

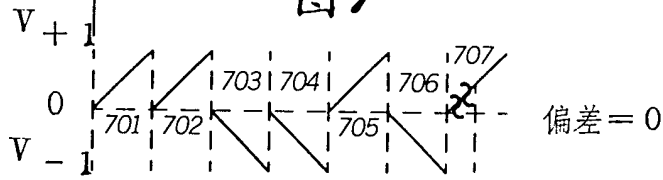


图 8

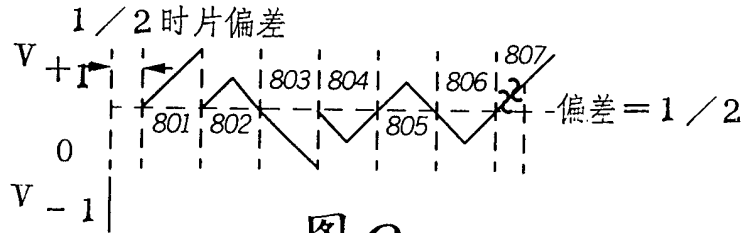


图 9

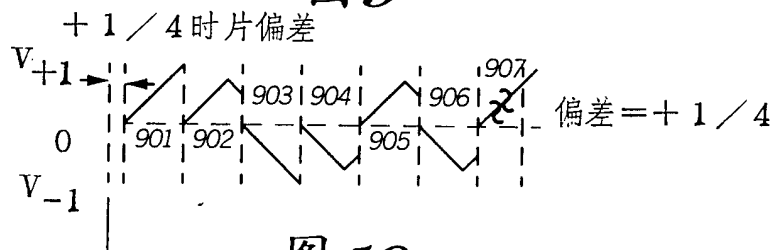


图 10

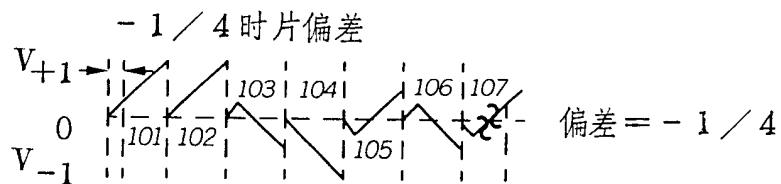


图 11

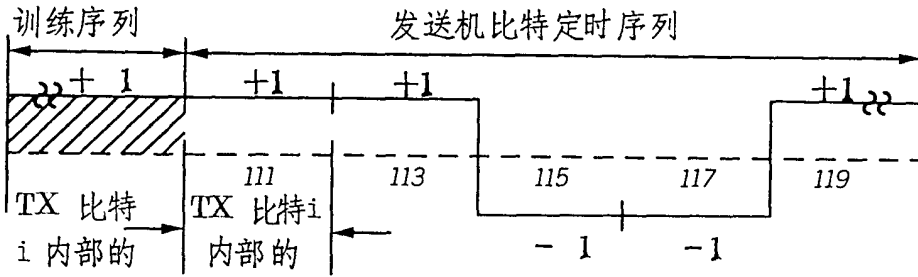


图 12

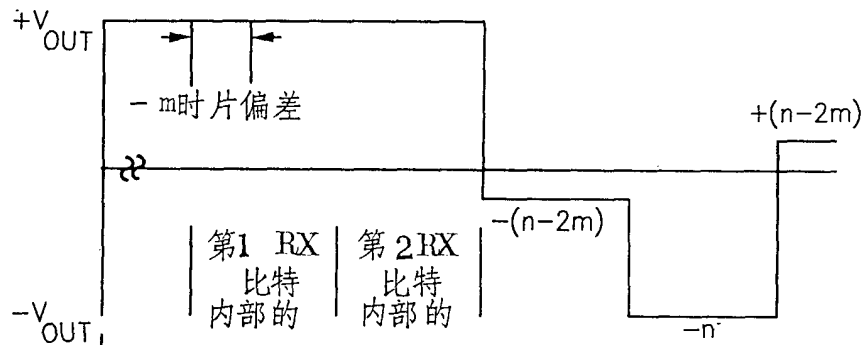


图 13

