



# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02817166.7

[43] 公开日 2004年11月24日

[11] 公开号 CN 1550077A

[22] 申请日 2002.6.27 [21] 申请号 02817166.7

[30] 优先权

[32] 2001.7.6 [33] EP [31] 01116450.6

[86] 国际申请 PCT/IB2002/003215 2002.6.27

[87] 国际公布 WO2003/005615 英 2003.1.16

[85] 进入国家阶段日期 2004.3.1

[71] 申请人 马科尼通讯股份有限公司

地址 德国巴克南

[72] 发明人 H·霍夫曼 T·阿尔伯特

K·法策尔 V·赫斯佩尔特

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

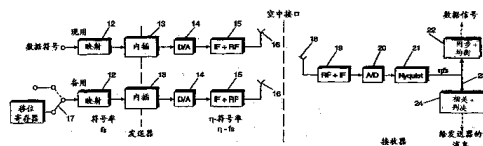
代理人 杨凯 罗朋

权利要求书4页 说明书13页 附图7页

[54] 发明名称 在无线电通信系统中监控冗余(备用)发送器的方法和装置

[57] 摘要

一种用于监控例如作为点到多点的无线电通信系统的基站的组成部分的冗余(备用)发送器的方法,所述方法在正常工作期间,通过该冗余发送器发送扩频信号(17),该扩频信号具有比基站的现用发送器所发送的数据信号低的谱功率;例如和与基站通信的终端台相关的一个或多个接收器检测扩频信号的存在;如果未找到扩频信号,则接收器给出相关指示;根据该指示,判断冗余发送器的完整性。



1. 一种用于监控无线电通信系统的冗余发送器的方法，所述系统包括用于向一个或多个接收器发送数据信号的现用发送器，所述方法  
5 的特征在于如下步骤：在正常工作期间通过所述冗余发送器发送在所述数据信号的频带内的扩频信号，所述扩频信号具有比所述数据信号低的谱功率；以及在所述一个或多个接收器中的一个或多个接收器上检测所述扩频信号的存在，所述扩频信号不存在被视为表示所述冗余发送器不完整。
- 10 2. 如权利要求1所述的方法，其特征在于，检测通过相关处理来执行。
3. 如权利要求2所述的方法，其特征在于，检测通过互相关处理来执行，通过向所述冗余发送器馈送第一伪噪声信号来提供所述扩频信号以及在所接收的信号和第二伪噪声信号之间执行所述互相关，所  
15 述第二伪噪声信号与所述第一伪噪声信号具有相同的特征。
4. 如权利要求3所述的方法，其特征在于，如果调用所述冗余发送器来取代所述现用发送器，则所述第一伪噪声信号如数据信号那样通过所述冗余发送器中的相同部件。
5. 如权利要求4所述的方法，其特征在于，为了补偿所述扩频信  
20 号的相关定时相位误差，在所述接收器中对所接收到的信号执行过采样。
6. 如权利要求5所述的方法，其特征在于，为了补偿存在于所述现用和冗余发送器之间的频偏效应以及将长伪噪声序列的相关可以容忍的窄的容许偏移窗口纳入考虑，对所接收的信号施以步进式扫频运  
25 算，其中所述接收函数与形式为  $\exp\{j2\pi k\delta_s/\eta\}$  的复因子相乘，其中  $k$  是采样索引， $\eta$  是过采样因子， $\delta_s$  是按所述符号率来缩放的扫频步长。
7. 如权利要求6所述的方法，其特征在于，选择所述扫频步长以便覆盖所述频偏的所有值。

8. 如权利要求7所述的方法,其特征在于,选择所述扫频步长以补偿所述频偏随时间的漂移。

9. 如权利要求8所述的方法,其特征在于,所述互相关是二维的,其计算针对所有扫频步长 $\delta_s$ 和针对 $\eta N_{pn}$ 个时间步长来进行,其中 $\eta$ 是  
5 所述过采样因子,而 $N_{pn}$ 是所述伪噪声序列的长度。

10. 如权利要求9所述的方法,其特征在于,利用所述互相关结果的绝对值的最大值来确定所述冗余发送器的完整性。

11. 如权利要求9所述的方法,其特征在于,利用所述互相关结果的绝对值平方的最大值来确定所述冗余发送器的完整性。

12. 如权利要求9至11中任意一项所述的方法,其特征在于,通过对所述采样数据进行部分串行、部分并行的处理而执行所述相关计  
10 算。

13. 如权利要求12所述的方法,其特征在于,所述处理的形式为:对 $\delta_s$ 的连续值并行处理 $\eta N_{pn}$ 个点的第一组( $N_s$ ),然后,对 $\delta_s$ 的连续  
15 值并行处理 $\eta N_{pn}$ 个点的第二组( $N_s$ ),依此类推直到覆盖所有 $\eta N_{pn}$ 个点。

14. 如前述任意一项权利要求所述的方法,其特征在于,所述无线电通信系统包括两个或两个以上的接收器,其中每个接收器提供所述扩频信号存在与否的指示,根据所述两个或两个以上接收器中的预  
20 定数量的接收器的指示来作出所述冗余发送器是否完整的判决。

15. 如权利要求14所述的方法,其特征在于,所述判决根据多数表决来作出。

16. 如权利要求14所述的方法,其特征在于,所述无线电通信系统包括一个接收器,以及在该接收器上检测不到所述扩频信号的指示  
25 视为表示所述冗余发送器不完整。

17. 如前述任意一项权利要求所述的方法,其特征在于,所述无线电通信系统是点到多点系统,所述现用和冗余发送器是基站的组成部分,以及所述接收器是所述点到多点系统的终端台。

18. 如权利要求 17 所述的方法,其特征在于,所述点到多点系统是如下系统之一: TDM/TDMA 系统、FDM/FDMA 系统和 CDM/CDMA 系统。

5 19. 用于监控无线电传输系统的冗余发送器的装置,所述系统包括用于向一个或多个接收器发送数据信号的现用发送器,所述装置包括: 用于产生伪噪声信号的装置; 用于将所述伪噪声信号加到所述冗余发送器的输入上的装置,所述发送器发送具有比所述数据信号低的谱功率的扩频信号; 以及在一个或多个接收器中的用于检测所述扩频信号的存在装置。

10 20. 如权利要求 19 所述的装置,其特征在于在所述一个或多个接收器中包括相关器,用于对所接收的信号执行互相关。

21. 如权利要求 20 所述的装置,其特征在于在所述一个或多个接收器中包括过采样装置,用于补偿所述扩频信号的相关定时相位误差。

15 22. 如权利要求 21 所述的装置,其特征在于包括用于对所接收的信号执行扫频运算的扫频装置,所述扫频装置包括乘法器,用于将所接收的信号与形式为  $\exp\{j2\pi k \delta_s / \eta\}$  的复因子相乘,其中  $k$  是采样索引,  $\eta$  是过采样因子,  $\delta_s$  是按所述符号率来缩放的扫频步长。

20 23. 如权利要求 22 所述的装置,其特征在于,所述相关器连接到用于从所述相关器输出导出最大值的最大值导出装置。

24. 如权利要求 23 所述的装置,其特征在于,所述最大值导出装置用于导出所述相关器输出的绝对值的最大值。

25. 如权利要求 23 所述的装置,其特征在于,所述最大值导出装置用于导出所述相关器输出的绝对值的平方的最大值。

25 26. 一种包括现用和冗余发送器、两个或两个以上接收器以及如权利要求 21 至 27 中任意一项所述的装置的无线电通信系统。

27. 如权利要求 26 所述的系统,其特征在于,所述监控装置包括以所述接收器给出的冗余发送器完整性指示为输入的判决装置。

28. 如权利要求 27 所述的系统, 其特征在于, 所述判决装置根据所述接收器之中的多数表决来作出判决。

29. 如权利要求 26 至 28 中任意一项所述的系统, 其特征在于, 所述系统是点到多点系统。

5        30. 如权利要求 29 所述的系统, 其特征在于, 所述系统是如下系统之一: TDM/TDMA 系统、FDM/FDMA 系统和 CDM/CDMA 系统。

## 在无线电通信系统中监控冗余（备用）发送器的方法和装置

5 本发明涉及在具有现用的发送器和一个或多个接收器的无线电通信系统中监控冗余（备用）发送器的方法和装置。本发明特别但并非专门涉及点到多点无线电通信系统。

无线传输系统经常用于传送数据。点到多点系统中常见的一种方案是将数据从基站传送到若干接收器。这种配置示于图 1 中，其中，基站（BS）与该基站范围的一个特定扇区 10 中的几个终端台（TS1-TS3）通信。为了减少设备故障的影响（即提高无线电链路的可用性），众所周知的做法是安装在原设备功能正常时为冗余的复制设备（备用设备）。对点到多点系统而言，由于基站发送装置的完整性非常重要，所以通常复制发送器。这种情况如图 2 所示，其中，现用和待用（冗余或备用）的发送器基本上是相同的，均包括室内部分（IDU）和电缆连接的室外部分（ODU）。ODU 包括 RF 级和天线 11。如果现用发送器发生故障，则冗余（备用）发送器可以接管数据发送。

但是，冗余发送器有可能在现用发送器失效之前就已经发生故障。这在冗余发送器始终处于受激状态（即所谓的“热待机”）时尤其可能。这时的失效概率为 50%。如果未检测到冗余发送器失效，就丧失了冗余性，并且如果现用设备也失效，则就完全丧失数据传输能力。这在点到多点系统中显然是灾难性，因为整个扇区因基站故障而丧失。

25 因此，在这种通信系统中需要监控冗余发送器的完整性。

但是，对冗余发送器进行监控提出了一个尖锐的问题，即发送器只能通过发送信号而得以完全测试，而这又可能对数据传送产生不利影响。

目前, 存在三种已知的监控方法:

- 5       • 数据信号在不同频率或时隙上同时使用两个发送器（现用和备用发送器）。这在如下条件得到满足时才在点到多点系统中是可行的：下行链路中的数据信号是“突发信号”，即如果对不同终端台使用不同的时隙，或者如果数据信号是 FDM（频分复用）信号，即对不同终端台使用不同的频段。
- 通过冗余发送器发送时域或频域导引信号。但是这又浪费资源。
- 10       • 室外单元（ODU）是自监控的，即仅对发送器的模拟部分通过例如监控振荡器来执行监控。这要求开发特殊的冗余 ODU 以及冗余 ODU 和 IDU（室内单元）之间的数字链路。此外，这包括可能昂贵的其它硬件支出。

15       因为就 TDMA（时分多址）点到多点系统而言，下行信号在时间上是连续的，不能采用第一种监控方法。而其他两种则具有效率低的缺点。

20       根据本发明的第一方面，提供一种用于监控无线电通信系统的冗余发送器的方法，所述系统包括用于向一个或多个接收器发送数据信号的现用发送器，该方法的特征在于如下步骤：在正常工作期间通过冗余发送器发送在所述数据信号的频带内的扩频信号，所述扩频（SS）信号具有比所述数据信号低的谱功率；以及在所述一个或多个接收器中的一个或多个接收器上检测所述扩频信号的存在，不存在扩频信号则视为表示冗余发送器不完整。

25       本发明具有如下优点：可以通过冗余发送器发送导引（或监控）信号而又不会干扰现用发送器所发送的数据信号。在接收器上，就数据信号而言，SS 信号仅表现为加性白噪声，因此可以忽略。但是，接收器还包含专门用于检测 SS 信号的装置，如果 SS 信号不存在，则可断定冗余发送器有故障。

      本发明的突出优点是其普遍适用性（它不依赖于数据信号的性

质)，事实是本发明不浪费时间或频率资源，并且容易以数字方式实现，因而本发明也是性能价格合算的。此外，ODU 无须专门加以设计，并且无须在 ODU 和 IDU 之间进行任何测量设置或提供任何链路。

5 扩频信号的存在检测优选通过相关过程来执行。

更优选的是通过互相关过程来进行检测，通过将第一伪噪声信号馈送给冗余发送器来提供扩频信号，以及在接收到的信号和第二伪噪声信号之间执行互相关，第二伪噪声信号具有与第一伪噪声信号相同的特征。利用这种方法，当采用冗余发送器来接替现用发送器时，第一伪噪声信号最好在冗余发送器中通过与数据信号将会通过的相同的部件。

有利的是，为了补偿与扩频信号有关的定时相位误差，在接收器中对接收信号执行过采样。

15 可取的是，为了补偿现用和备用发送器之间存在的频率偏移效应，并且将长伪噪声序列相关可以容忍的窄的容许的偏移窗口纳入考虑，对接收的信号施以步进式扫频运算，其中接收函数与形式为  $\exp\{j2\pi k \delta_s / \eta\}$  的复因子相乘，其中  $j = \sqrt{-1}$ ， $k$  是采样索引， $\eta$  是过采样因子， $\delta_s$  是按所述符号率来缩放的扫频步长。

20 最好这样选择扫频步长  $\delta_s$ ，使之可以覆盖所述频偏的所有值并且能够补偿所述频偏随时间的漂移。

互相关最好是二维的，其计算针对所有扫频步长  $\delta_s$  和针对  $\eta N_{pn}$  个时间步长来进行，其中  $\eta$  是过采样因子，而  $N_{pn}$  是伪噪声序列的长度。更优选的是采用互相关结果的绝对值的最大值来确定冗余发送器的完整性。

25 在一个实施例中，采用互相关结果的绝对值的平方的最大值来确定冗余发送器的完整性。

最好通过对采样数据进行部分串行、部分并行的处理来执行相关计算。采用这种方法，所述处理的形式最好为：对  $\delta_s$  的连续值并

行处理  $\eta N_{pn}$  个点的第一组 ( $N_s$ )，然后，对  $\delta_s$  的连续值并行处理  $\eta N_{pn}$  个点的第二组 ( $N_s$ )，依此类推直到覆盖所有  $\eta N_{pn}$  个点。

在本发明的方法的优选应用中，无线电通信系统包括两个或两个以上的接收器，其中每个接收器提供扩频信号存在与否的指示，  
5 根据两个或两个以上接收器中的预定数量的接收器的指示来作出冗余发送器是否完整的判决。

所述判决最好根据多数表决来作出。

或者，所述无线电通信系统包括一个接收器以及在该接收器上检测不到所述扩频信号的指示视为表示所述冗余发送器不完整。

10 本发明尤其适用于这样的点到多点无线电通信系统，其中，现用和冗余发送器是基站的组成部分，以及接收器是该点到多点系统的终端台。所述点到多点系统最好包括 TDMA(时分多址)系统、FDMA(频分多址)系统或 CDMA(码分多址)系统。

或者本发明可以应用于包含冗余或备用发送器的点到点系统。

15 根据本发明的第二方面，提供一种用于监控无线电传输系统的备用发送器的装置，该系统包括用于向一个或多个接收器发送数据信号的现用发送器，所述装置包括：用于产生伪噪声信号的装置；用于将所述伪噪声信号加到冗余发送器的输入上的装置，所述发送器发送具有比所述数据信号低的谱功率的扩频信号；以及在一个或多个接收器中的用于检测扩频信号的存在装置。  
20

所述一个或多个接收器最好包括相关器，用于对接收的信号执行互相关。

所述一个或多个接收器中最好还包括过采样装置，用于补偿扩频信号的相关定时相位误差。

25 所述装置最好还包括用于对所接收的信号执行扫频运算的扫频装置，该扫频装置包括乘法器，用于将接收的信号与形式为  $\exp\{j2\pi k \delta_s / \eta\}$  的复因子相乘，其中  $j = \sqrt{-1}$ ， $k$  是采样索引， $\eta$  是过采样因子， $\delta_s$  是按所述符号率来缩放的扫频步长。

所述相关器最好连接到最大值导出装置，以便从相关器输出导出最大值。采用这种方案，最好安排最大值导出装置来导出相关器输出的绝对值的最大值或者相关器输出的绝对值的平方的最大值。

5 根据本发明的另一方面，无线电通信系统包括现用的和冗余的发送器、两个或两个以上的接收器和根据本发明的第二方面的装置。

这种通信系统的监控装置最好包括以所述接收器传来的冗余发送器完整性指示为输入的判决装置。该判决装置最好根据所述接收器中的多数表决来作出判决。

10 所述通信系统最好包括如下这类点到多点系统：TDM/TDMA（在下行方向进行时分复用/在上行方向执行时分多址）系统、FDM/FDMA（在下行方向进行频分复用/在上行方向执行频分多址）系统或CDM/CDMA（在下行方向进行码分复用/在上行方向执行码分多址）系统。

下面仅以例示方式参照附图说明本发明的实施例。

15 图 1 是点到多点无线电通信系统的简图；

图 2 示意在图 1 的点到多点系统的基站中现用和待用（备用）发送器的使用；

图 3 是采用本发明的监控方法的无线电通信系统的框图；

图 4 是说明图 3 所示的映射器的操作的复平面图；

20 图 5 是图 3 所示的通信系统的等效模型；

图 6 是显示现用和冗余发送器之间频偏存在效应的  $\sin(x)/x$  图；

图 7 是图 5 的等效模型，但它包括用于补偿频偏效应的扫频技术；

图 8 是进一步说明图 7 的相关扫频技术的图；

25 图 9 和 10 分别是说明频偏漂移的不利效应和补偿此效应的方法的图；

图 11 是说明本发明实施例中进行的相关处理的框图；

图 12 说明包括对数据进行部分串行、部分并行处理的相关方法；

图 13 是经过扩展以包括图 12 所示的串行/并行相关过程的图 11 的框图；以及

图 14 是说明串行/并行相关技术的特定结构实现的图。

现参照图 3，图 3 是说明本发明的监控方法的无线电链路的框图，它同时包括发送器和接收器中的现用和待用（冗余/备用）路径。两条路径中的发送级均相同，包括映射级 12、内插级 13、数模转换级 14 和为天线 16 馈送信号的 IF/RF 输出级 15。所用的调制方案是线性的，例如正交幅度调制（QAM）。

稍微更详细地描述所示实施例的功能，要发送的比特（数据符号）首先在映射器 12 中映射成信道符号。例如，假设采用 4QAM 或 QPSK（正交相移键控）调制方案，则让信道符号对应到图 4 所示复平面中的四点之一上，即将要发送的有用数据比特流（符号流）中的两比特映射到这四个符号之一上，在映射器的输出得到该符号的两个复值（实部和虚部）。然后，采用平方根奈奎斯特（Nyquist）滤波器（内插级）13 进行脉冲成形处理。对滤波器 13 的输出采样并转换成模拟形式（14）。为了满足采样定理，采样率必须至少是信道符号率的两倍，因此执行过采样因子为  $\eta$  的内插功能，此功能也包含在脉冲成形块（内插级）13 中。最后，在从天线 16 发射之前将基带信号上变频到 IF，然后再到 RF（15）。

数据信号通过现用路径传送。

虽然冗余传输路径在迄今所述各方面基本上与现用路径相同，但在一个方面有所不同：在映射器 12 的输入，设置了切换开关 17，从而使如下操作成为可能，即在正常操作期间以符号率馈入扩频（SS）信号，而在现用发送器失效时，接管数据信号的发送。

SS 信号由长度为  $N_{pn}$  的长伪噪声（PN）序列（幅度为  $\pm 1$ ）构成。用过采样因子  $\eta$  对信号进行上采样。由于现用和待用线路卡和 ODU 中的数字滤波器和模拟部件基本上相同，所以 SS 信号具有与数据信号相同的带宽。但是，在空中接口上，其频谱密度将显著低于数据

信号的频谱密度（约少 30-35 dB）。因此，对数据信号而言，PN 序列看起来只是附加的但可忽略的白噪声。

在接收器侧，接收器天线 18 上接收到的信号经下变频到基带（19），然后从模拟形式变换到数字形式（20），接着执行对应的内插步骤（21），并按照常规方法对所得信号进行同步和均衡处理（22），从而得到现用发送器最初发送的数据信号。但是，除此以外，还执行检测冗余（待用）发送器所发送的 SS 信号的步骤。这是通过将接收到的信号与发送器所用的相同 PN 序列作相关来实现的。这由独立的分支 23 所示，分支 23 视为相关级 24，相关处理的结果用于判断是否接收到 SS 信号（注意到接收的信号包括传送的数据信号和 SS 信号）。实际上，将相关的绝对值的最大值用于作出判决。

判决级（24）得出如下结论：

- （a）如果数据信号和 SS 信号均被检测到，则认为现用的和待用的发送器的 ODU（11、15、16）均完好无损；
- （b）如果只检测到数据信号，则认为冗余 ODU 发生故障；
- （c）如果检测到 SS 信号，则认为现用 ODU 已经发生故障（这适用于正要进行冗余切换之时）。本发明不解决控制从现用单元切换到冗余单元的问题。

此简单方法因需要解决已在实际系统中出现的如下两个问题而复杂化了：

（1）在 SS 信号情况下缺少在数据信号情况下通常可以加以利用的频率同步。这导致形式为  $\sin(\pi\delta M / \eta) / (\pi\delta M / \eta)$  的相关器输出的劣化，其中  $\delta$  是按照符号率缩放的频偏， $M$  是相关长度以及  $\eta$  是过采样因子。

（2）同样地，对 SS 信号而言，缺少定时同步，这也导致相关器输出的劣化，具体取决于过采样因子：因子  $\eta$  越大，则劣化越小。

即便为无线电链路提供了频率和定时相位同步，它也仅针对现用路径作了优化。由于现用的和待用的 IDU 和 ODU 中的振荡器未耦

合，所以频偏将不会相同。此外，数据和 SS 信号的无线信道也不会相同。接收器上的采样相位将针对数据信号进行优化，从而可能对 SS 信号存在定时相位误差。

下面对频偏和定时相位误差对相关运算的影响作一分析并提出  
5 解决方案。假定采用基带信号表示。

时域中的频偏效应为每个样点相对于前一样点按常数因子  $2\pi \frac{\delta}{\eta}$

作相位旋转：

$$s'_k = s_k \cdot \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot k \frac{\Delta f}{f_A}\right) = s_k \cdot \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot k \frac{\delta}{\eta}\right) \quad (2.1)$$

其中， $\eta = f_A/f_s$  是过采样因子， $\eta = \Delta f/f_s$  是按照符号率  $f_s$  来缩放的  
10 频偏  $\Delta f$ ， $f_A$  是采样率。

参照图 5，它显示图 3 的通信系统的等效模型，其中， $r_k$  和  $s_k$  分  
别是数据信号和 SS 信号，二者均用  $\eta$  进行过采样。令  $h_A$  和  $h_P$  分别  
为整个现用的和待用的传输路径的脉冲响应，而令  $\delta_A$  和  $\delta_P$  分别为按  
符号率缩放得到的频偏。将所有滤波器集中在传输路径的始端而将  
15 所有频偏集中在终端，作此简化是基于如下事实：如果接收器滤波  
器的滤波带宽比频偏大并且如果频偏比频域中滤波函数的变化小，  
则滤波和频偏可以互换。

令  $M$  为相关长度，而  $k_0$  为任意起始索引。相关器的输出  $\varphi_{ys}(n)$   
为：

$$20 \quad \varphi_{ys}(n) = \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=k_0}^{k_0+M-1} y_k \cdot s_{k-n}^* \quad (2.2)$$

通过卷积表示  $y_k$ ，得到：

$$\begin{aligned} \varphi_{ys}(n) = & \sum_l h_{Pl} \cdot \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=k_0}^{k_0+M-1} s_{k-l} \cdot s_{k-n}^* \cdot \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot k \frac{\delta_P}{\eta}\right) + \\ & \sum_l h_{Al} \cdot \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=k_0}^{k_0+M-1} r_{k-l} \cdot s_{k-n}^* \cdot \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot k \frac{\delta_A}{\eta}\right) \end{aligned} \quad (2.3)$$

相关器输出的平均值因此为（假设  $s_k$  和  $r_k$  是不相关的）：

$$E[\varphi_{ys}(n)] = \delta_s^2 \cdot h_{pn} \cdot \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=k_0}^{k_0+M-1} \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot k \cdot \frac{\delta_p}{\eta}\right) \quad (2.4)$$

其中  $\sigma_s^2$  是 SS 信号的方差（幂）。对和作变换并只考虑绝对值，最后得到：

$$|E[\varphi_{ys}(n)]| = \delta_s^2 \cdot |h_{pn}| \cdot \left| \text{si}\left(\pi \frac{\delta_p}{\eta} M\right) \right| \quad (2.5)$$

其中， $\text{si}(x) = \sin(x)/x$ 。这是非常重要的结果。它表明，当存在频偏时，“通常”的相关器输出按乘积  $\frac{\delta_p}{\eta} M$  的 si 函数来失真（亦参见图 6）。

显然，对于大的  $M$ ， $\text{si}\left(\frac{\delta_p}{\eta} M\right)$  将接近零， $\varphi_{ys}$  相关将变得非常小。在此情况下，将检测不到 SS 信号。但是， $\delta_p$  存在其中可进行检测的区域，即可以容忍劣化的区域。不幸的是，为了检测功率非常小的 SS 信号，相关长度必须相当大，因此可接受的  $\delta_p$  太小。

本发明所建议的解决方案是执行“扫频”过程，其中，在相关器之前引入期望的按步长变化的频偏  $\delta_s$ 。对  $N_d$  个频偏计算相关，从而覆盖  $\delta_p$  的整个区域。图 7 再现图 5 的等效模型，但这次采用的是附加的扫频函数。应注意，相关器输出  $\varphi_{ys}(n, \delta_s)$  现在是二维的，是  $n$  和  $\delta_s$  的函数。

令  $\delta_0$  是具有可接受劣化的频偏。如果步长为  $2\delta_0$ ，则  $|\delta_p + \delta_s(i_0)| \leq \delta_0$  的相应偏移之一将使得  $E[\varphi_{ys}(n, \delta_s(i_0))]$  的劣化充分小（参见图 6 和图 8）。

扫频函数在图 9 用图形来说明。这里，离散偏移的满标度即  $\delta_1 \dots \delta_6$ （假设在本实例中  $N_d = 6$ ）依次使用，各偏移对该所加偏移  $\pm \delta_0$  范围内的实际频偏有效。各  $\delta_s$  的使用时间为  $\Delta t_0$ ，此时间是对  $\delta_s$  的实际值执行相关的时间。

此频偏补偿的效应还可以通过数字实例来说明。假定  $\delta_p$  的覆盖

范围为 -5 至 +5，则扫频步长还必须从 -5 变化至 +5。如果  $\delta_0 = 0.5$ ，则步长为 1，并且  $\delta_s(i)$  取值 -5、-4、-3, ..., 3, 4, 5。因此，例如如果  $\delta_p$  的实际值为 3.2，则  $\delta_s(i_0) = -3$  的特定值的相应偏移为 -0.2，它（取绝对值）比  $\delta_0$  更小。如果  $\delta_p = 3.5$ ，则所得偏移为 -0.5，仍然在期望的范围内。如果  $\delta_p = 3.6$  并且  $\delta_s(i)$  仍然为 -3，则所得偏移为 -0.6，此偏移就太大了；所以本例中  $\delta_s$  的正确值将为 -4，以得到可接受的偏移值 -0.4。

除了频率偏移，还存在另一种非理想振荡器的效应：频率漂移。振荡器的输出不仅具有偏移  $\Delta f$ ，而且此偏移还随时间变化（漂移）。它表示为：

$$\dot{\Delta f} = \frac{\partial \Delta f}{\partial t} = f_s \cdot \dot{\delta}_p \quad (2.6)$$

此效应在图 9 中通过包括两个特定的实际频偏  $\delta P_1$  和  $\delta P_2$  来加以说明。没有漂移的实际频偏 30 与预计的一样，是一条水平线，而具有漂移的相同特性曲线则具有梯度；即线条 31。如图所示，线条 31 通过区域 32，这意味着偏移得到补偿。但是，线条 33 显示了另一种可能的特性曲线，其中，因为漂移，它没有通过任何区域，既没有通过区域 32 也没有通过区域 34。在这种情况下，频偏将仍然得不到补偿。

在此情形下，为了在从  $-\delta_{\max}$  至  $\delta_{\max}$  的一次扫频过程中“捕获”偏移，本发明规定扫频步长要加以调整，使得区域  $\delta_s(i) - \delta_0 \dots \delta_s(i) + \delta_0$  重叠，如图 10 现在所示。重叠的  $\Delta \delta_0$  必须满足如下不等式：

$$\dot{\delta}_p = \frac{\Delta f}{f_s} \leq \frac{\Delta \delta_0}{\Delta t_0} \quad (2.7)$$

其中，如前所述， $\Delta t_0$  是计算  $\varphi_{ys}(n, \delta_s(i))$  所需的时间。

为了分析定时相位误差对相关接收器的输出的影响，只有冗余路径非常重要。频偏假定为零。根据图 5，且忽略  $z_k$ ，则接收到的信号可以用时间连续函数表示为：

$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_k \cdot h_p(t - k \cdot T_A) \quad (2.8)$$

如果用采样时间  $T_A$  对  $y(t)$  进行采样且相位误差为  $\tau$ ，则得：

$$y_n = y(n \cdot T_A + \tau) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_k \cdot h_p[(n-k) \cdot T_A + \tau] = \sum_{l=-\infty}^{\infty} s_{n-l} \cdot h_p(l \cdot T_A + \tau) \quad (2.9)$$

5 根据式 (2.9)，可以看出，定时相位误差导致得到经过修改的传输信道脉冲响应：

$$h'_{pl} = h'_p(lT_A) = h_p(lT_A + \tau) \quad (2.10)$$

$h_{pl}$  是待用传输路径的离散脉冲响应，包括从发送器上的平方根奈奎斯特滤波器 13 到接收器上的类似的滤波器 21 的所有滤波器（参见图 3）。

相位误差的特性就象具有离散时间表示的  $h_p(t)$  的采样相位误差。因此可以通过用  $h'_{pl}$  而非  $h_{pl}$  进行所有计算而将其纳入考虑。相关器输出的平均值将为：

$$|E[\varphi_{ys}(n)]| = \sigma_s^2 \cdot |h_p(n \cdot T_A + \tau)| \quad (2.11)$$

15 注意，最大相位误差为  $\tau_{max} = T_A / 2$ ，因此可以通过增加采样速率即  $\eta$  来减少  $\tau$ 。

如前所述，为了处理频偏，必须对  $N_d$  个扫频点以及  $\eta N_{pn}$  个“时间”点计算接收信号和 PN 序列的互相关。因此，相关函数是二维的： $\varphi_{ys}(-n, \delta_s(i)) = \varphi(n, i)$ ， $n = 0, \dots, \eta N_{pn} - 1$ ， $i = 1, \dots, N_d$ 。对此部分，假定  $\eta = 2$ 。图 11 说明相关单元的原理：接收信号按复因子  $\exp(j\pi\delta_s(i)k)$  旋转，然后与与发送器上一样的移位寄存器的过采样输出相乘。一次累加  $M$  个值（ $M$  是相关长度），并除以  $M$  得到如下互相关：

$$\varphi(n, i) = \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=0}^{M-1} y_{k_0+k} \cdot s_{k_0+k+n}^* \cdot \exp[j \cdot \pi \cdot \delta_s(i) \cdot k] = \varphi_{ys}[-n, \delta_s(i)] \quad (2.12)$$

25 有两种计算  $\varphi(n, i)$  的主要方式：全串行或全并行。全串行意味着一个接一个地计算二维空间  $(n, i)$  中的点。全并行意味着一次计算

$\varphi(n,i)$ 的所有值。全串行方法需要最少的硬件开销，但很慢；全并行方法快，但是硬件开销太大。本发明的优选实施例采用折衷的解决方案，其中，计算以部分串行、部分并行的方式来进行。本发明因此速度和开销之间作了折衷。

5 本发明可以实际设想的方案如图 12 所示。取第一块的  $N_s$  个  $n$  的值（在本实例中  $N_s=8$ ），并对此块连续计算所有  $N_d$  个  $i$  的值。这由箭头 A 所示。然后，紧接着是下一块的  $N_s$  个时间步长，其中，再次一个接一个地计算所有  $N_d$  个  $i$  的值；这由箭头 A 所示。此过程一直继续到覆盖所有  $N_{pm}$  个  $n$  的值。

10 此串行/并行方案需要修正图 11 所示的相关计算图。在修正时（参见图 13），复制  $\delta_s$  旋转算子 25 和最大值块 26 之间的各级，每个  $\delta_s$  的值对应一个。所以总共有  $N_s$  个块，每个块接收旋转算子 25 馈送的输入并向最大值块 26 馈送输入。后者检测单元  $1...N_s$  中的哪一个输出最大绝对值。

15 此方案的更详细的实现如图 14 所示，其中  $N_s$  再次等于 8。该图说明如何对  $\delta_s(i)$  计算第一块 ( $n=0, \dots, N_s-1$ )。移位寄存器与符号时间  $T_s=1/f_s$  同步，并以周期  $N_{pm}$  连续循环。为了计算第一组  $N_s$  个时间步长，读出移位寄存器的前  $N_s/2$ （即 4）个值。

20 由于按  $\eta=2$  对 PN 序列进行过采样，故  $s_k$  每隔一个值为零，无须与  $r_k$  相乘。为了将此纳入考虑，在累加器之前设置开关，这些开关按照采样时间  $T_A=T_s/2$  同步，其中， $T_s$  为符号时间。在时间  $MT_A$  之后，将  $N_s$  个累加器的内容除以  $M$ ，得到相关值。根据每  $N_s$  个相关值，计算它们的绝对值平方的最大值（或者，可以仅仅计算绝对值，但计算其平方值具有硬件开销较小的优点）并与所保存的前一序列  $N_s$  个相关值的最大值作比较。然后将较大的值作为新的最大值保存。

25 然后累加器设置为零且  $\delta_s$  取下一个值。在  $t=MT_A N_d$  之后， $\delta_s$  再次取其第一个值并读出下一组  $N_s/2$  移位寄存器输出。通过比较所有相关器输出的最大值（即它们的绝对值的平方）与给定的阈值，

就可以形成是否已发送 SS 信号的判决。

5 通过 SS 信号监控冗余发送器的所述原理可用于点到点系统以及点到多点系统。但是，在点到多点系统中，可以引入如下附加和有益的特征。在扇区内的各终端上设置上述的相关和检测单元。各终端判断 SS 信号是否存在并将判决发送到基站。仅当预定数量的终端指示没有接收到 SS 信号时，才向网管系统发出告警。最好仅在所有终端的至少一半终端给出否定报告，即多数表决时才给出告警。所述取所有终端的判决结果的平均允许放宽对各终端中相关器的要求（例如可以减小相关长度），而又不会降低监控的可靠性。

10

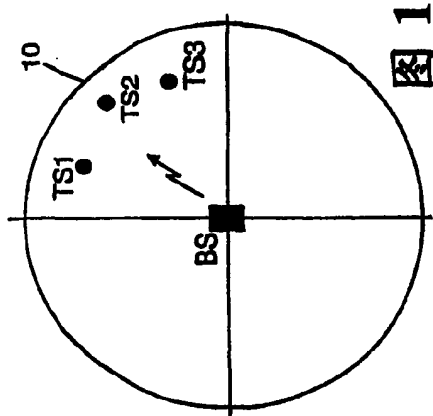


图 1

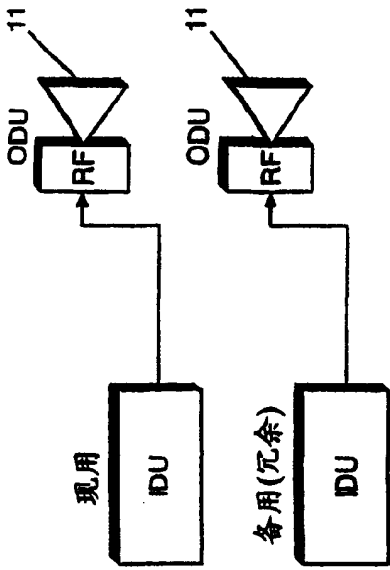


图 2

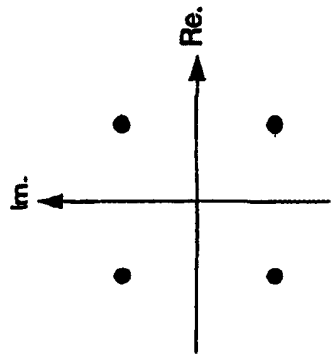


图 4

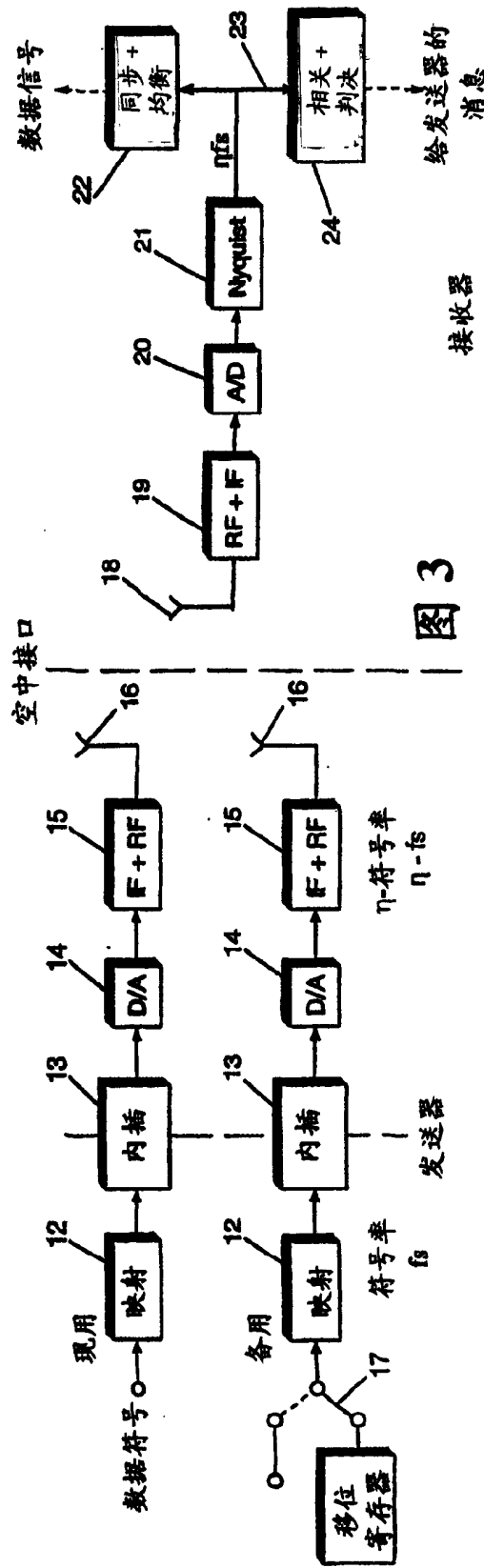


图 3

图 5

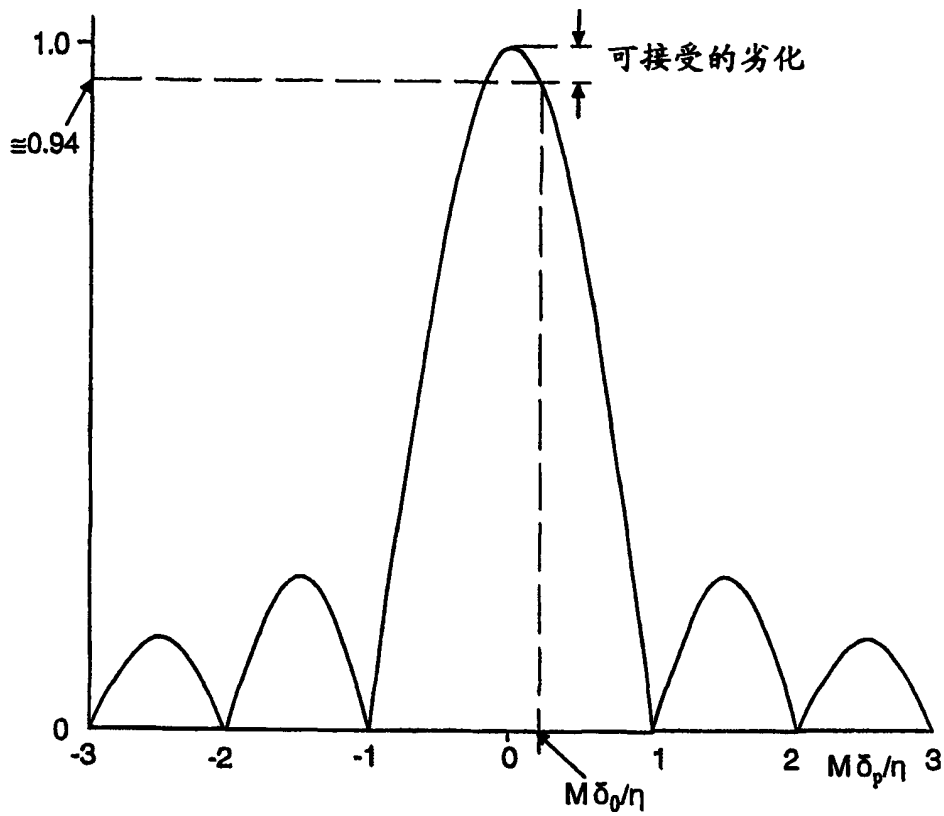
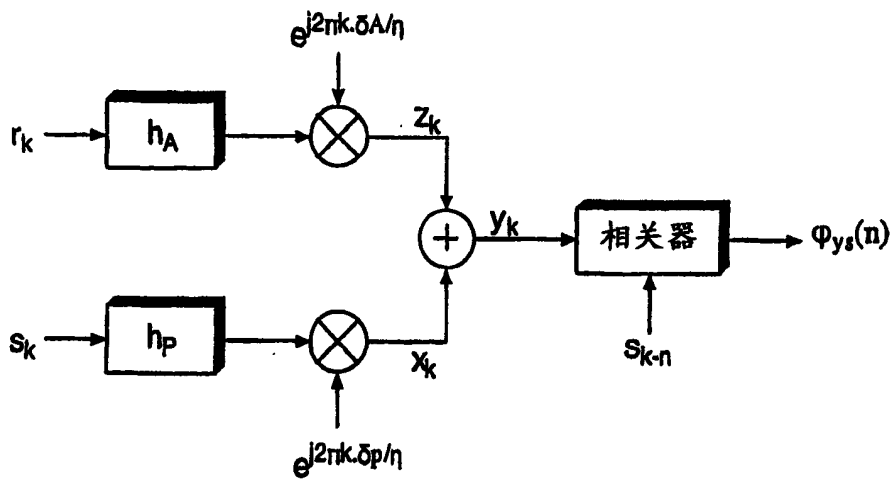


图 6

图 7

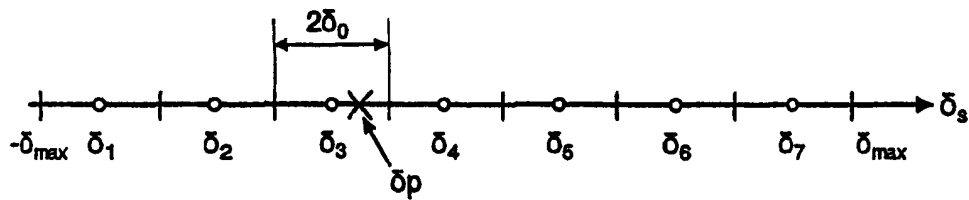
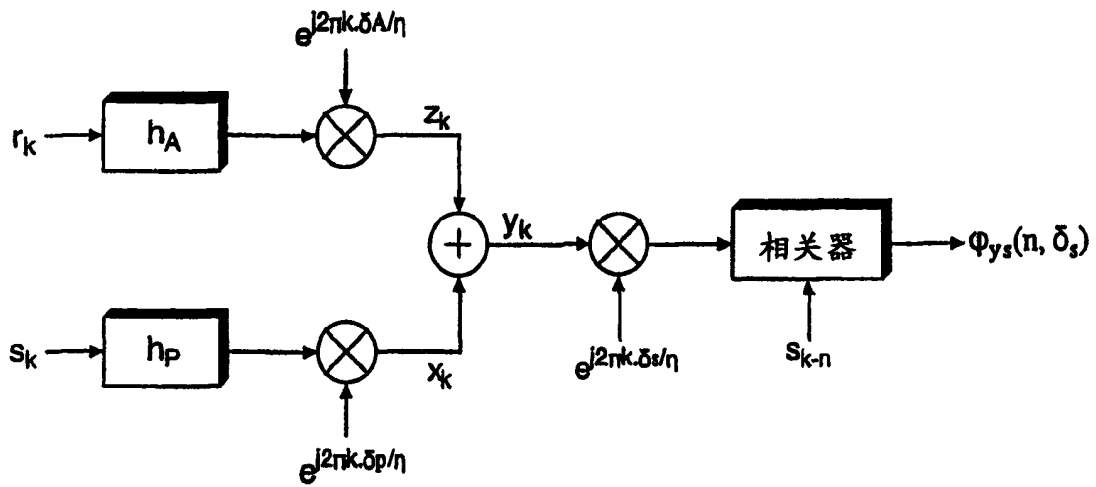


图 8

图 9

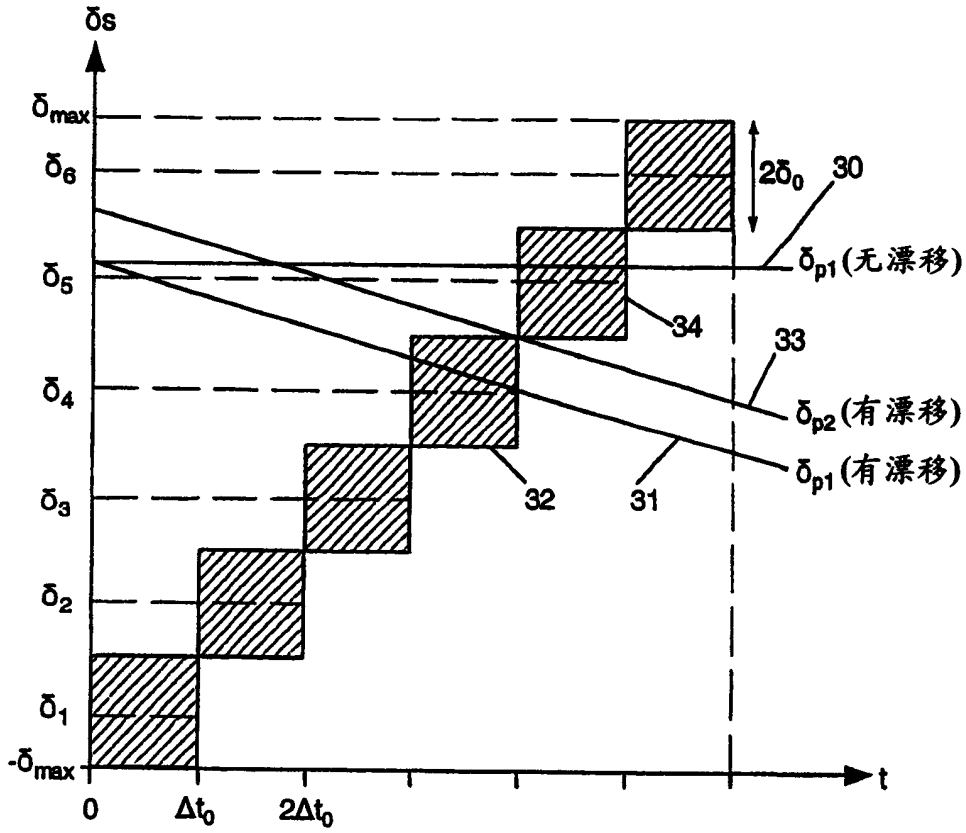
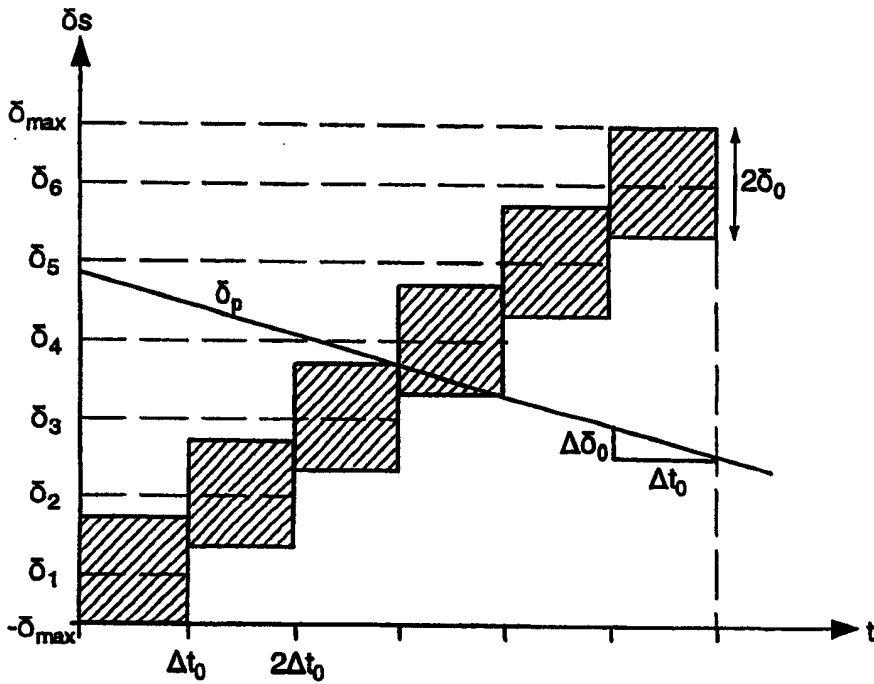


图 10



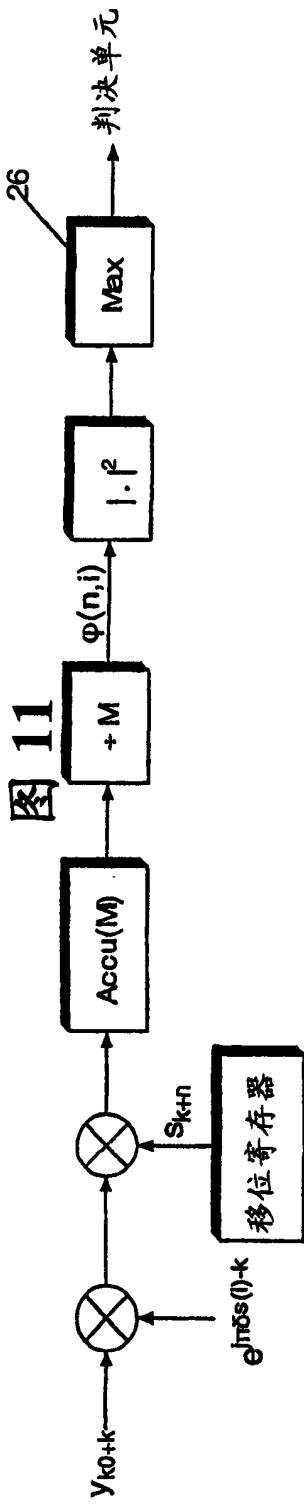
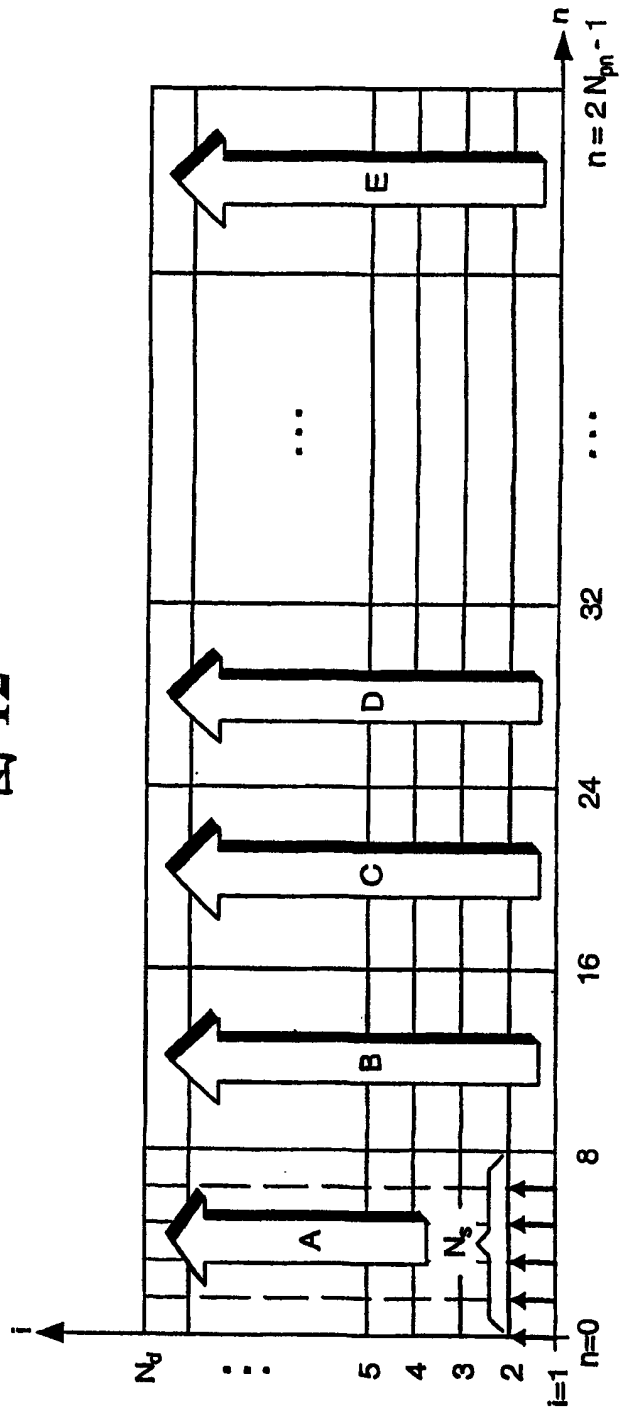


图 12



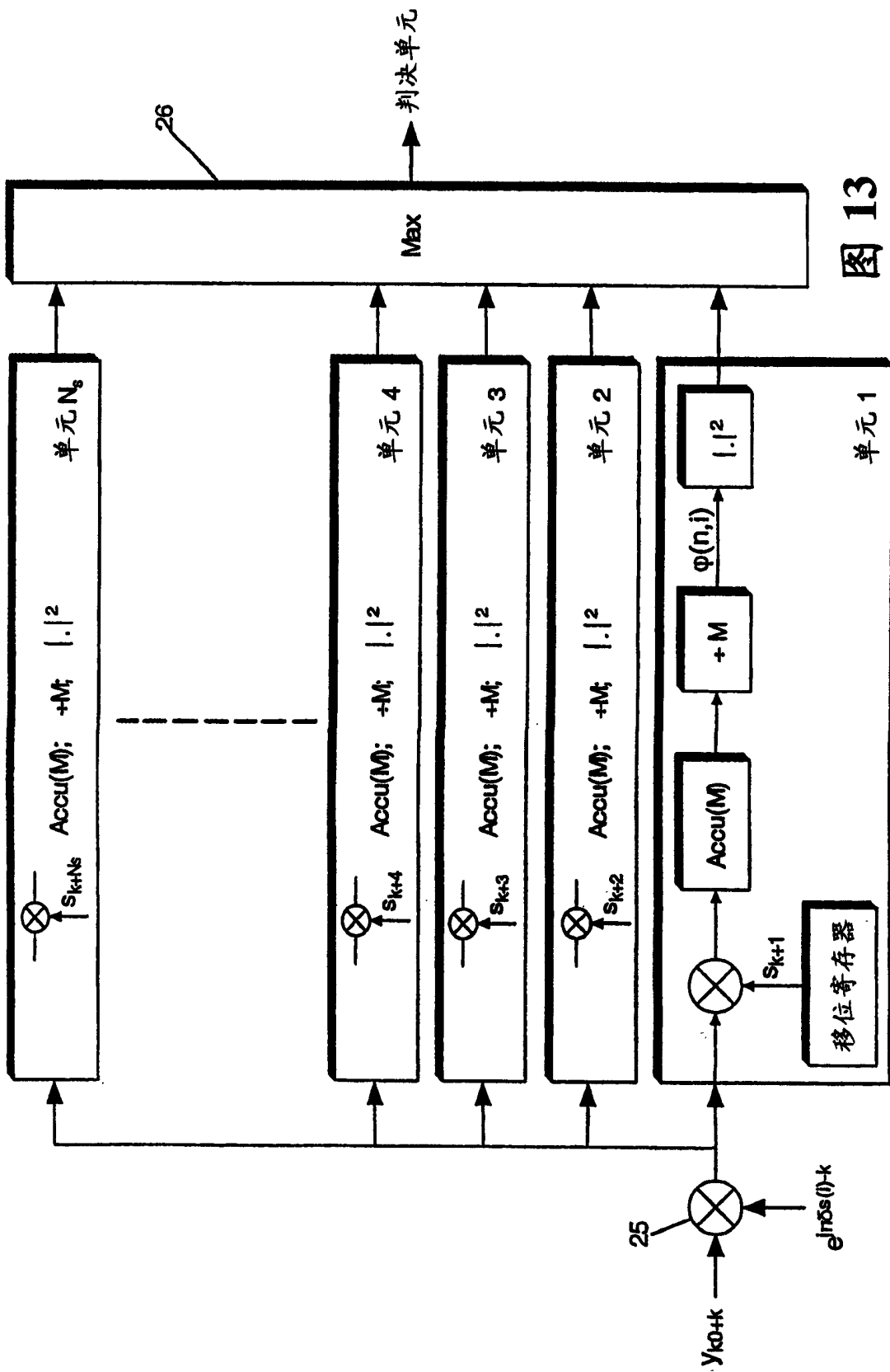


图 13

图 14

