

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04L 27/00

H04B 1/02 H04L 5/06



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 01137429.2

[45] 授权公告日 2004 年 8 月 18 日

[11] 授权公告号 CN 1163036C

[22] 申请日 1995.7.11 [21] 申请号 01137429.2

分案原申请号 95194913.6

[30] 优先权

[32] 1994.7.15 [33] US [31] 08/275409

[71] 专利权人 阿玛提通讯公司

地址 美国加利福尼亚州

[72] 发明人 J·T·阿斯拉尼斯 J·S·周

审查员 贾丹明

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

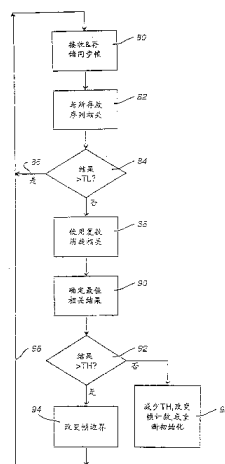
代理人 李亚非

权利要求书 6 页 说明书 13 页 附图 2 页

[54] 发明名称 在多载波传输系统中发送预定时间域信号的装置和方法

[57] 摘要

描述了一个离散多频音调制传输系统，其中在接收机上，帧同步的监视是通过将同步帧的频域复数振幅和所存储的同步码型相关而完成的。如果相关结果低于阈值，表明帧同步丢失，则执行多个相关，所有情况下都使用乘以代表相应的复数反旋的相应复数值的同步帧的所存储复数振幅，复数反旋相应于同步帧的相应的可能时间移位。如果最佳相关结果超过另一个阈值，则它表示用于恢复帧同步的时间移位，这在下一个同步帧接收到之前是可能的。



ISSN 1008-4274

1. 一种利用多个频率信号音来传送帧同步码型的方法，所说方法包括：

- 5 获取帧同步码型；
 将该码型组成二进制值对；
 给至少一个副载波分配第一二进制值对；
 将第二二进制值对与导频音相关，并用对应于导频音的恒定的复数振幅的数值来重写该第二二进制值对；
 10 将多个其余的二进制值对中各二进制值对映射到一个复数振幅；
 给映射对中各映射对分配频率信号音中对应的一个；
 抑制频率信号音中至少一个的振幅；
 然后，根据与其对应的映射对、将至少频率信号音的一个子集
 15 进行调制，以产生被调制的帧同步数据；以及
 传送被调制的帧同步数据。

2. 根据权利要求 1 所述的方法，其中该至少一个副载波包括直流及尼奎斯特副载波。

3. 根据权利要求 1 所述的方法，其中被调制的帧同步数据是一种多载波符号。
 20

4. 根据权利要求 1、2、或 3 所述的方法，其中帧同步码形由下列方程来确定：

$$x[P] = 1 \quad P = 1 \text{ 到 } 9$$

$$x[P] = x[P-4] \oplus x[P-9] \quad P = 10 \text{ 到 } 512$$

25 这里 $x[P]$ 代表序列的第 P 个值的二进制值，且 $\oplus$ 代表模 2 加法。

5. 根据权利要求 4 所述的方法，其中被调制的帧同步数据包括时域样本的序列；

还包括：

30 在传送步骤之前，加上一个与所选样值数目对应的循环词头，

该数目从时域样本序列的结尾来开始。

6. 根据权利要求 1 所述的方法, 还包括:

给多个频率信号音分配一个比特负载;

5 其中, 该抑制步骤抑制多个频率信号音中至少一个的振幅, 该信号音具有一个低于所选级的比特负载。

7. 根据权利要求 6 所述的方法, 其中所选级是两个比特。

8. 根据权利要求 6 所述的方法, 其中, 给每个频率信号音分配一个比特负载是根据频率信号音的信噪比来进行的。

9. 根据权利要求 6 所述的方法, 还包括:

10 根据比特负载、产生多个频率信号音的能量比例向量;

其中, 抑制步骤包括:

给多个频率信号音的至少一个, 将二进制值的映射对的复数振幅乘以该信号音的能量比例向量。

15 10. 根据权利要求 6 所述的方法, 还包括: 在分配步骤之前, 与接收机的通信进行初始化的步骤, 该初始化步骤包括:

获取帧同步码型;

将该码型组成二进制值对;

将每个二进制值对映射到一个复数振幅;

20 给每个映射对分配多载波调制传输系统中一个对应的频率信号音;

根据与其对应的映射对、对频率信号音的至少一个子集进行调制, 以产生被调制的帧同步数据; 以及

将被调制的帧同步数据传送到接收机, 从而接收机可与发射机完成帧同步。

25 11. 根据权利要求 1 所述的方法, 还包括:

在调制及抑制步骤之后, 将被调制的帧同步数据、以一个所选的采样频率从数字数据变成模拟数据;

其中, 抽样频率是导频音频率的 2 倍数的整数幂。

30 12. 根据权利要求 1 所述的方法, 其中传送步骤周期地传送被调制的数据帧中被调制的帧同步数据。

13. 根据权利要求 1 所述的方法, 其中, 传送步骤经双线电话用户线传送被调制的帧同步数据。

14. 根据权利要求 1 所述的方法, 其中, 传送步骤以传输的上游方向传送异步数字用户线系统中被调制的帧同步数据。

5 15. 根据权利要求 1 所述的方法, 其中, 传送步骤以传输的下游方向传送异步数字用户线系统中被调制的帧同步数据。

16. 一种用多载波调制法来传送数据的发射机, 所述发射机包括:

10 帧同步序列源, 用以产生二进制值的序列, 其中, 第一二进制值对与直流和尼奎斯特副载波的频率相关, 并且多个其余的二进制值对中各二进制值对限定频域同步帧多载波符号中一个相关频率信号音的复数振幅;

15 用于抑制频域同步帧多载波符号中至少一个频率信号音的复数振幅的电路, 该抑制是根据与其相关的二进制值对所限定的复数振幅来进行的;

调制器, 用于从频域同步帧多载波符号产生一个时域多载波符号; 以及

数模转换器, 用于将时域多载波符号转换为模拟输出信号。

17. 根据权利要求 16 所述的发射机, 其中, 抑制电路包括:

20 比特分配表, 用于提供能量比例向量, 在频域同步帧多载波符号中至少一个频率信号音被加在调制器上之前、将其复数振幅乘以该能量比例向量。

18. 根据权利要求 16 所述的发射机, 其中, 抑制电路抑制频域同步帧多载波符号中至少一个频率信号音的复数振幅, 该符号具有
25 低于一个所选级的比特负载。

19. 根据权利要求 16 所述的发射机, 还包括:

编码器, 用于将数据编码成排成帧的频域多载波符号;

其中, 调制器还从频域多载波数据符号中产生时域多载波数据符号;

30 并且, 数模转换器还将时域多载波数据符号转换为一个模拟信

号。

20. 根据权利要求 19 所述的发射机，其中，调制器周期地频域同步帧多载波符号频域多载波符号。

21. 根据权利要求 16 所述的发射机，其中，帧同步序列源包括用于存储帧同步码形的电路。

22. 根据权利要求 16 所述的发射机，其中，调制器包括反 FFT 单元。

23. 根据权利要求 16 所述的发射机，其中，二进制值的下列由下列方程来确定：

$$\begin{aligned} x[P] &= 1 & P &= 1 \text{ 到 } 9 \\ x[P] &= x[P-4] \oplus x[P-9] & P &= 10 \text{ 到 } 512 \end{aligned}$$

这里 $x[P]$ 代表序列的第 P 个值的二进制值，且 $\oplus$ 代表模 2 加法。

24. 根据权利要求 16 所述的发射机，其中，时域多载波符号包括时域样本的序列；

还包括：

循环词头加法器，用于加上一个与所选样本数目对应的循环词头，该数目从时域样本序列的结尾来开始。

25. 根据权利要求 24 所述的方法，其中所选级是两个比特。

26. 根据权利要求 16 所述的方法，其中，该数模转换器以一个抽样频率来工作，该抽样频率是导频音频率的 2 倍数的整数幂。

27. 根据权利要求 16 所述的方法，还包括：

模数转换器，用于将一个被接收的模拟信号转换为一串时域样本流；

28. 解调器，用于将时域样本流解调为一个频域多载波符号；以及用于从频域多载波符号中恢复一个被解码的信号。

28. 根据权利要求 27 所述的发射机，还包括：

混合电路，用于把模数转换器的输入端和数模转换器的输出端耦合到传输路径上。

29. 根据权利要求 28 所述的发射机，其中，传输路径包括双线

电话用户线。

30. 根据权利要求 28 所述的发射机，其中，数模转换器以第一抽样频率来工作，从而输出模拟信号对应于传输的第一速率；

并且，被接收的模拟信号对应于传输的第二速率。

5 31. 根据权利要求 30 所述的发射机，其中，第一传输速率高于第二传输速率。

32. 根据权利要求 30 所述的发射机，其中，第一传输速率低于第二传输速率。

10 33. 根据权利要求 16 所述的发射机，其中，第二二进制值对与导频音相关，并由导频音的复数振幅来重写。

34. 一种利用多个频率信号音来传送帧同步码型的方法，所说方法包括：

获取帧同步码型；

将该码型组成二进制值对；

15 把第一二进制值对分配给直流和尼奎斯特副载波；

将多个其余的二进制值对中各个映射到一个复数振幅；

将映射对中各个分配给一个对应的频率信号音；

抑制频率信号音中至少一个的振幅；

20 然后，根据与其对应的映射对、将至少频率信号音的一个子集进行调制，以产生被调制的帧同步数据；以及

传送被调制的帧同步数据。

35. 根据权利要求 34 所述的方法，其中帧同步码形由下列方程来确定：

$$x[P] = 1 \quad P = 1 \text{ 到 } 9$$

25 $x[P] = x[P-4] \oplus x[P-9] \quad P = 10 \text{ 到 } 512$

这里 $x[P]$ 代表序列的第 P 个值的二进制值，且 $\oplus$ 代表模 2 加法。

36. 根据权利要求 34 所述的方法，其中被调制的帧同步数据包括时域样本的序列；

30 还包括：

在传送步骤之前，加上一个与所选样值数目对应的循环词头，该数目从时域样本序列的结尾来开始。

37. 根据权利要求 34 所述的方法，还包括：

给多个频率信号音分配一个比特负载；

5 其中，该抑制步骤抑制多个频率信号音中至少一个的振幅，该信号音具有一个低于所选级的比特负载。

38. 根据权利要求 37 所述的方法，其中所选级是两个比特。

39. 根据权利要求 37 所述的方法，其中，给每个频率信号音分配一个比特负载是根据频率信号音的信噪比来进行的。

10 40. 根据权利要求 37 所述的方法，还包括：

根据比特负载、产生多个频率信号音的能量比例向量；

其中，抑制步骤包括：

给多个频率信号音的至少一个，将二进制值的映射对的复数振幅乘以该信号音的能量比例向量。

15 41. 根据权利要求 34 所述的方法，其中传送步骤周期地传送被调制的数据帧中被调制的帧同步数据。

42. 根据权利要求 34 所述的方法，其中，传送步骤经双线电话用户线传送被调制的帧同步数据。

20 43. 根据权利要求 34 所述的方法，其中，传送步骤以传输的上游方向传送异步数字用户线系统中被调制的帧同步数据。

44. 根据权利要求 34 所述的方法，其中，传送步骤以传输的下游方向传送异步数字用户线系统中被调制的帧同步数据。

45. 根据权利要求 34 所述的方法，还包括：

25 将第二二进制值对与导频音相关，并用对应于导频音的恒定的复数振幅的数值来重写该第二二进制值对。

在多载波传输系统中发送预定域信号的装置和方法

技术领域

- 5 本发明涉及使用多载波调制的传输系统，且特别与该类系统中的帧同步有关，这类系统以下简称为多载波系统。

背景技术

— 本发明直接参考下文指明的美国专利申请，其中每个申请的完整公开件在此引入以供参考：

- 10 美国专利申请第 08/057,301 号，P.S.Chow 等人 1993 年 5 月 3 日提交，题目为“在数字用户线路上多载波信号的自适应、可变带宽高速数据传输的方法和设备”，它说明了一种使用 DMT 调制的多载波系统，并于 1995 年 12 月 26 日授予美国专利号 5,479,447。

- 15 美国专利申请第 08/107,200 号，J.M.Cioffi 等人 1993 年 8 月 17 日提交，题目为“可变延迟的多载波传输系统”，它也叙述了使用 DMT 调制的多载波系统的细节。

- 美国专利申请第 08/109,489，R.R.Hunt 等人 1993 年 8 月 20 是提交，1995 年 3 月 21 日授予美国专利号 5,400,322，题目为“多载波调制传输系统中的比特分配的更新”，它叙述了在多载波系统中保持比特分配的方式。

- 20 多载波调制的原理说明在例如 IEEE 通讯杂志 1990 年 5 月第 28 卷第 5 册第 5-14 页 John A.C.Bingham 所著文章“数据传输的多载波调制：一个其时代已经来临的概念。”如所周知，在使用多载波调制的传输系统中，在传输信道的可用频带内彼此隔开的、构成一组副载波的 FDM（频分多路复用）副载波，按该系统的块或符号传输速率被调制。
- 25 在每个块或符号周期内供传输用的输入数据的各比特被分配给各个副载波，其方式与副载波的信噪比（SNR）有关，通常因此如在接收机监视的那样，副载波的比特误差率基本上相同。结果是，不同的副载波携带在每个符号周期内不同数目的比特。将适当的比特和传输功率分配给副载波，这样的系统可提供所需性能。
- 30

多载波调制的一个特别形式，即其中调制是采用离散傅里叶变换完成的，称为离散多频声（或 DMT）调制。上面提及的相关应用披露了使

用 DMT 调制的多载波系统的有关细节。

和在任一通讯系统中一样，有必要在 DMT 或其它多载波系统的发送机和接收机之间建立并维持同步。频率同步是通过使用多个信号音之一作为导频音来控制接收机处的锁相环，便利地在 DMT 系统中提供的，这一点与在 J. S. Chow 等人 1993 年 3 月 8 日在标准委员会论文集(Standards Committee Contribution) T1E1.4/93-022 上发表的题为“DMT 初始化：一个标准规范所需的参数”(DMT Initiation: Parameters Needed For Specification In A Standard)文章中所表示的一样。该参考文献也概述了 DMT 系统的其它初始化过程，包括向该系统的副载波或信号音分配比特在内。

除了该频率同步以外，需要对数据的传输的块或符号进行同步。这在此处称为帧同步，每帧与多载波系统的一个块或符号相对应，以便与单载波传输系统中所用的相同术语一致。应理解的是，每帧、块或符号可以包括一定基本数量的信息，例如大约 1700 比特（假定传输速率为大约 6.8Mb/s，符号周期为大约 250 μ s）。

单载波传输系统，例如 QAM（正交幅度调制）系统，总是完全工作在时域。在这类系统中，可采用一个相对“随机”的帧同步序列来维持帧同步，该序列直接插入到发送机一侧的时域信号样本流中，并且在接收机一侧被提取并和该次序的存储备份相关。相关结果较大，则表明帧同步已保持，小的相关结果表明帧同步丢失，即已错过了未知数目的时域样本。在后一情况下，接收机调用搜索过程使接收机再同步，即使在接收机的帧边界与发送机的帧边界重新对准。

本发明要解决的技术问题

对于接收机是否同步的问题该时域帧同步提供了一个简单的是或否的答案。当帧同步丢失时为使接收机能重新同步，系统需要进行相关并对大量的可能的帧调整进行搜索。这是很费时的，因而不是受欢迎的过程。

本发明的目的是提供在使用多载波调制的传输系统中提供帧同步的改进方法，以及利用该方法的改进的传输系统。

本发明的一个方面提供了在多载波调制传输系统中维持帧同步的方法，在该传输系统中周期性发送一个包括同步码型(pattern)的同步帧，包括步骤：存储同步帧的复数振幅；将同步帧的复数振幅和所存储的代

0

表同步码型的信息相关，由此产生一个相关结果；并且确定相关结果是否低于某阈值，表明帧同步丢失，且在此情况下：执行在所存储信息和所存储复数振幅之间的若干相关，在所有情况下，所存储复数振幅与代表所存储复数振幅的相关复数反旋（derotation）的相应复数值相乘，

5 每个复数反旋相应于同步帧的一个相应的的时间移位，由此产生若干个相关结果，每一结果对应于一个相应的的时间移位；由该若干个相关结果确定一个用于恢复帧同步的时间移位；根据该确定的时间移位调节帧边界以恢复帧同步。

对于离散多频音调制传输系统，本方法优选包括步骤：使用具有预定频率的一个信号音作该系统的发送机和接收机之间的频率同步用；在

10 发送机，用 N 点快速傅里叶逆变换将频域的复数振幅转换为时域值；在发送机处采样时域值，采样频率为该预定频率的 j 倍， j 是 2 的整数幂；并且在接收机处，用 N 点快速傅里叶变换将时域值转换成频域的复数振幅，每个所说复数反旋对应于在一帧宽度内 N/j 个时间移位的有关的一个。

15 一个。如果同步帧周期性地每 Q 帧发送 1 次，这里 Q 是大于 N/j 的整数，则这是特别有利的，因为它使得帧同步可以在两个连续的同步帧之间恢复。

每个相关结果优选地如此得到：将每个复数振幅与来自代表同步码型的所存储的信息的相应的复数振幅相乘，并且对各复数乘积的实部求和。

20 该方法优选地包括对被乘的复数振幅加权的步骤，对被乘的每个复数振幅的加权优选地依赖于与该有关的复数振幅有关的多载波信道的信噪比。

本发明的另一个方面是提供一个多载波调制传输系统接收机，包括：一个快速傅里叶变换（FFT）单元，用于将时域值变换为频域的复数振幅；一个缓冲寄存器，用于根据帧边界向该 FFT 单元提供所接收的

25 时域值；一个相关器，用于将该系统的一个同步帧的复数振幅与存储在接收机处的同步码型相关，以产生相关结果；以及一个控制单元，响应于该相关结果低于某阈值情况以调整帧边界，调整量为如下确定的一个时间移位：执行在所存储同步码型和复数振幅之间的若干相关，在所有

30 情形下复数振幅与对应于同步帧的相应的的时间移位的代表复数振幅的一个相应复数反旋的相应复数值相乘，并且选择最佳的相关结果。

说明书附图说明

本发明可以从参考附图的下面说明中得到进一步理解，附图中：

图 1 是使用多载波调制的传输系统的部件的示意图，其中根据本发明的一个实施方案维持帧同步并将之恢复；以及

图 2 是示意维持和恢复图 1 传输系统中的帧同步的各步骤的流程图。

具体实施例

参看附图，多载波系统包括一个 DMT（离散多频音）发送机 10 和一个 DMT 接收机 12，它们通过有关的混合电路 14 和 16 耦合至一个传输路径 18，该路径 18 例如是一个双线电话用户专用线路，用于按这里称为下行方向的从发送机 10 至接收机 12 的方向传输信号。一个上行发送机（未示出，但可与发送机 10 相似）与混合电路耦合，一个上行接收机（未示出，但可与接收机 12 相似）耦合至混合电路 14，以便经路径 18 沿相反的上行方向传送信号。例如该系统可以是一个 ADSL（非对称数字用户专用线路）系统，其中发送比特率在下行方向比上行方向大。

发送机 10 经路径 20 提供待发送数据，包括编码器 22、帧同步序列源 24、IFFT（逆 FFT，或傅里叶逆变换）单元 26，循环词头（prefic）加法器 28，以及单元 30，其中单元 26 实施例如 512 点 IFFT，单元 30 则包括一个 DAC（数模转换器）和多个输出端耦合至混合电路 14 的滤波器。

相反地，接收机 12 包括单元 32、时域均衡器（TEQ）34、缓冲寄存器 36、单元 38、频域均衡器（FEQ）和解码器单元 40，其中单元 32 具有来自混合电路 16 的接收信号、且包括多个滤波器和一个 ADC（模数转换器），单元 38 实施 512 点 FFT，单元 40 在输出路径 42 上复制原始数据。缓冲寄存器 36 用于将待提供给 FFT 单元 38 的信号作串至并行转换，循环词头不被提供给 FFT “单元 38，因而被去掉。图中所示的接收机 12 的其它部件与频率和帧同步有关，将在下文说明。

路径 20 上的下行信号分为多帧，并由编码器 22 编码成频域多载波符号，这些符号被送给 IFFT 单元 26。每帧数据用一个有关的多载波符号表示，该符号包括系统的一些副载波或信号音的每一个的复数振幅（即两个振幅，实部和虚部信号分量）。例如，该系统可以使用 256 个离散信号音或副载波，频率为 $n \times 4.3125\text{KHz}$ ，这里 n 是信号音或载波的数目，从 1~256。每个信号音振幅均根据某比特分配方案分配信号的可变

2
数目的比特，比特分配方案可以是例如上面提及的 R. R. Hunt 等人的相关申请描述的那种。在例如大约为 $250\mu\text{s}$ 的每个多载波符号周期中分配给每个信号音振幅的比特数可以为零（即该信号音未被用于该信号）或可在最小数，例如 2 比特，至最大数，例如其范围从 10 至 16 比特之间变化。

5 对于下文进一步说明的帧同步，包括由源 24 产生的同步序列在内的同步帧被周期性地插入到从编码器至 IFFT 单元 26 的数据流中（要不可将该同步序列的时域版本插入到单元 26 和 28 之间）。例如，同步帧提供作为每个第 $Q=69$ 帧或多载波符号，这样每个同步帧后跟有 68 个数据帧。同步序列例如是一个下文将作说明的伪随机序列，同一序列用于每个同步帧。

在 IFFT 单元 26 的输入端口，每个帧的一个特定信号音保留作导频音，不携带信息，由此提供一个发送的导频音，它用于频率同步，如下文所说明的。

15 每个频域多载波符号由 IFFT 单元 26 变换为时域多载波符号。该时域多载波符号因而包括 512 个实值的时域样本，它们被送往循环词头 (cyclic prefix) 加法器 28。对于每个多载波符号，循环词头加法器 28 将所得到的具有例如 544 个实值时域样本的串流提供给 DAC 和滤波器单元 30，该单元 30 将这些样本转换成经滤波的模拟信号，这些模拟信号经混合电路 14 发送至传输路径 18。这 544 个样本由 IFFT 单元 26 提供的 512 个样本组成，词头以由循环词头加法器 28 加入的这些样本的最后 32 的拷贝构成。如此加入循环词头的用法和好处公知于例如“选定通信领域的 IEEE 期刊”（IEEE Journal on Selected Areas in Communications）1991 年 8 月第 9 卷第 6 期第 895 至 908 页上 J. S. Chow
20 等人所著文章“用于 HDSL 应用的离散多频音无线电收发信机系统”。
25

在接收机 12 中，经传输路径 18 接收的信号由混合电路 16 送往滤波器和 ADC 单元 32，以复制每个多载波符号的 544 个串行样本，这些样本送往时域均衡器 (TEQ) 34。TEQ34 是一个有限脉冲响应滤波器，它用于限制脉冲响应的大多数使之小于循环词头的时长，以使得后来将循环词头移去可以减少相邻多载波符号之间的干扰。均衡后的串行时域样本流送往缓冲寄存器 36，它在其并行输出端产生每个多载波符号的 512 个时域样本，循环词头的 32 比特由此移去。这些 512 时域样本送往 512

点 FFT 单元 38, 并由该单元变换成一个包括 256 个复值信号音振幅的频域多载波符号, 该符号被送往单元 40 中的频域均衡器 (FEQ)。

该 FEQ 包括一个复值信号单抽头自适应均衡器, 用于 256 个信号音中的每一个。FEQ 和解码器单元 40 可以例如具有如前面提及 R. R. Hunt 等人的相关申请的图 3 中所示的形式。单元 40 在输出数据路径 42 上产生所得到的解码后的接收信号。

尽管此处不作进一步说明, 发送机 10 和接收机 12 也可实施可变延迟缓存以及格栅 (trellis) 编码调制, 如同在例如上述提及的 J. M. Cioffi 等人的相关申请中说明的。除混合电路 14 和 16 的功能外, 在发送机 10 和接收机 12 每一处的大多数或全部功能可由一或多个数字信号处理器实施。

发送机单元 30 的 DAC 经线 44 提供有一个时钟信号, 该时钟信号的频率为 DAC 工作所需的抽样频率。在接收机单元 32 中的 ADC 需要同步至一个相关频率 (这两个频率可以完全相同, 或者一个是另一个的整数倍, 或者它们可以一定方式相关以适应在进行样本填充、插入、或抽取时的速率变换)。这里为简便起见假设, 单元 32 中的 ADC 按单元 30 中的 DAC 的抽样频率进行工作。为了进行频率同步, 如前所示 256 个信号音之一专门用作导频音。这样对于每个多载波符号被分配给该信号音的在路径 20 上的信号比特数为零。

为便利和简单起见, 抽样频率和导频音频率如此选择, 使得抽样频率是导频音频率的 2 倍数的整数幂。例如, 第 64 信号音 ($n=64$) 具有频率 $64 \times 4.3125 = 276\text{KHz}$, 用作导频音, 抽样频率是该导频音频率的 8 倍, 或 2.208MHz 。该关系为帧同步提供了特定优势, 如下进一步说明的。

导频音可以有恒定相位, 或者它可以在相继的多载波符号上携带一个特定的相位码型或者长的伪随机序列, 它对于发送机和接收机来说均是已知的。IFFT 单元 26 装备有用于导频音的复数振幅, 它代表了导频音的所需容量。出于简便的考虑, 这里假定导频音具有恒定相位, 并且相应地 IFFT 单元 26 装备有一个用于导频音的恒定复数振幅, 它代表该恒定相位。

接收机 12 包括一个压控晶体振荡器 (VCXO) 46, 它在线 48 上产生用于单元 32 中的 ADC 的抽样时钟信号, 它由一个控制回路同步于发送机 10 的 2.208MHz 抽样频率, 该控制回路包括相位比较器 50 和由单元

52 表示的数字和模拟控制回路滤波器。FEQ 和解码器单元 36 经线路 54 将所接收的导频音的相位信息提供给相位比较器 50, 一个存储的参考相位也被从存储器 56 提供给相位比较器 50。相位比较器 50 在其输出端产生一个数字相位误差控制信号, 它由单元 52 中的数字和模拟滤波器进行滤波, 以产生模拟控制电压, 这用于控制 VCX046, 以维持频率同步。

如在发明背景中所解释的那样, 在发送机和接收机之间也必须保持数据的发送多载波符号的帧同步。换句话说, 与在发送机 10 中的 IFFT 单元 26 的输入端处的多载波符号所用的帧边界相同的帧边界必须被用于接收机 12 中的 FFT 单元 38。在接收机 12 中, 缓冲寄存器 36 用帧边界来确定每个具有 512 个时域样本的哪一些序列被送往 FFT 单元 38, 以被变换为相应的频域多载波符号。

如上所述, 在发送机 10 中, 每 68 个数据帧均被补充以一个同步帧, 由此形成一个具有 $Q=69$ 个连续帧或多载波符号的超帧 (superframe) 选择该数目 Q 是为了提供该系统的数据携带容量 (对于它 Q 最好有较高值) 和帧再同步时间 (对于它 Q 最好有较低值) 之间的平衡。该同步帧包括一个伪随机数据, 它可以多个不同方法的任一个被提供给该同步帧多载波符号的各信号音。作为例子, 下面对这些方法之一作了说明。

在发送机 10 内, 一个长度为 512 的二进制伪随机序列由源 24 根据下列方程给出:

$$\begin{aligned} X[P] &= 1 && \text{对于 } P=1 \text{ 到 } 9 \\ X[P] &= X[P-4] \oplus X[P-9] && \text{对于 } P=10 \text{ 到 } 512 \end{aligned}$$

这里 $X[P]$ 是序列的第 P 位的二进制值, $\oplus$ 代表模 2 加法。该序列的各个比特被组成 256 个比特对, 其中第一个比特对用于直流和 Nyquist 副载波 (对于它所分配的能量为零, 这样该比特对实际上被忽略), 剩余 255 个比特对按频率递增顺序被指定给同步帧的多载波符号的相应的信号音, 每个比特对的 4 个可能的组合 $(0, 0)$, $(0, 1)$, $(1, 0)$ 和 $(1, 1)$ 直接映射到同步帧的相应信号音的 4-QAM 点。换句话说, 每个比特对给出一个复数振幅, 它被送往 IFFT 单元 26 用于同步帧的相应信号音。然后导频音如上所述被其自身的适当的复数振幅改写。

根据系统所建立的比特分配方法每个符号可能被分配少于 2 比特的信号音可以在接收机处丢弃, 或可以在发送机处将其振幅抑制使得它们不被发送, 由此在发送机处节约能源并且避免由于不理想的均衡或滤波

而导致在各信号音之中的可能的干扰。在后一情况，在发送机和接收机两处均有的比特分配表可被用于为每个信号音提供能量比例矢量，通过它提供给同步帧中的信号音的复数振幅在被送往 IFFT 单元 26 之前被倍乘，可以在接收机 12 处实现互补的比例换算。

5 作为替代方案，来自源 24 的一个存储的伪随机序列可以简单地分配给那些比特分配表表明有足够 SNR（信噪比）的信号音，当正被用于同步帧中的所有信号音已被分配了伪随机数据时该序列被截短。再一次，接收机存储与发送机相同的比特分配表，使得所期望的相关可以正确地实施。作为另一个替代方案，可以观察到为了帧同步并非所有的可用信号音均必须用于同步帧中。

10 对于帧同步，如图 1 所示接收机包括一个同步序列源 58，它对应于并且产生与发送机中的源 24 相同的同步序列。接收机还包括相关器 60 和存储器 62，每个接收的同步帧（或者被接收机理解成每个接收的同步帧的东西，即每个第 Q 帧或多载波符号）均从单元 40 的 FEQ 的输出端
15 送往存储器 62。用于同步帧的 FEQ 系数可以与那些用于数据帧的系数不同。接收机还包括一个加权乘法器 64，通过它来自源 58 的同步序列被送往相关器 60；复数反旋乘法器 66，它用于向相关器 60 提供乘以如下所述的复数反旋 (derotation) 值的接收的同步帧内容；以及一个帧同步判定单元 68。该单元 68 对相关器 60 产生的相关结果作出响应，确定帧
20 同步存在与否，并且在需要时通过路径 70 对缓冲寄存器 36 所用的帧边界进行修正，如下所述。

 当对包括发送机 10 和接收机 12 在内的传输系统初始化时，帧同步按例如如下所述的方式建立。在后来的正常操作中，保持帧边界而不必改变帧边界。如下所述，在该正常操作情况下，相关器 60 和判定单元 68
25 监视帧同步。在发生帧同步丢失的情况下（在频率同步存在时，表明接收机 12 正通过路径 18 接收信号），必须恢复帧同步。虽然这可通过重新初始化系统来进行（如在现有技术中），但这是非常不可取的，因为初始化过程相当慢，例如需要约 20 秒，导致系统操作基本中断。

 实际上帧同步的丢失可能是例如由于包括发送机 10 的印刷电路卡
30 被从设备架拔开（导致在接收机 12 处信号和频率同步的丢失），然后被重新插入（由此在接收机处恢复信号和频率同步）而引起的。帧同步的丢失也可能是指监视到过量噪音从而产生较差的相关结果的发生，虽

然实际上并非发生帧同步的丢失。在该情况下，无须重新作帧同步。本发明允许对这些场合进行区分，并且在实际发生帧同步丢失时通常使帧同步在非常短周期例如小于约 100ms 的时间内得以恢复，并且由此得以保持而不必对系统重新初始化。

5 元件 58 至 68 的操作另参照图 2 中的流程图在下文进一步说明。

在帧同步的状态，如图 2 框 80 所示每个同步帧即每个第 69 帧或多载波符号的接收内容，是从单元 40 中的 FEQ 的输出端提供的且存储在存储器 62 内。可以看到这些内容是频域的复数振幅，表示同步帧的信号音的复数振幅。如图 2 中的框 82 所示，这些同步帧内容也直接或从存储器 62 送往相关器 60，在相关器 60 处它们与从存储器 58 经加权乘法器 64 提供的同步序列相关。该相关包括将每个从单元 40 中的 FEQ 的输出端提供的复数振幅与来自存储器 58 的同步序列的根据如下所说的各自的加权因子由乘法器 64 加权的相应的复数振幅的乘积，和对复数振幅积的实部相加，以在相关器 60 的输出端处产生单个实相关结果。

15 在最简单的情况下，对于每个信号音或复数振幅加权乘法器 64 所用的加权系数包括二进制 1 或 0，表明该信号音分别地用于或未用于参与相关。这样例如导频音的加权系数总是为零，因为它是频率同步的标志，对于它控制回路从导频音除去了任一个相位误差。类似地，任何其它当前未被使用的信号音（即比特分配为零）的加权系数可以为零，和传输所用各信号音的加权系数可以为 1。可以看到加权系数可以易于从在接收机 12 处提供的比特分配表推导出。

更为可取的是，加权乘法器 64 所用的每个系数提供了对有关信号音的复数振幅的加权，它依赖于有关信号音的 SNR（信噪比）。该加权可以基于在系统的初始化期间确定的每个信号音的 SNR（这用于确定各信号音的比特分配），或者它可以基于信号音的自适应均方误差（它可以对于每个多载波符号均有所更新）这使得可以对每个信号音的当前 SNR 进行测量，由此加权系数也自适应地更新。均方误差的使用和它们与比特分配及 SNR 的关系在前面提及的 R. R. Hunt 等人及 P. S. Chow 等人的相关申请中有所说明。

30 如图 2 中的框 84 所示，判定单元 68 确定相关器 60 产生的相关结果是否超过阈值 TL。在通常的帧同步场合中情况就是这样，无需进一步的行动。图 2 给出了返回框 80 处理下一个同步帧的返回路径 86，且同

17
时数据从其它帧或多载波符号经图 1 的单元 38 和 40 送往输出路径 42。
阈值 TL 设置为相当低的数值，以便相关结果一般地、甚至在有显著的
噪音存在时会超过该值，从而得以基本上避免对帧同步损失的误确定。
此外，尽管图 2 中未示出，但可以给出一个计数器，以获取在帧同步的
5 丢失被确定之前的相继同步帧中相关结果超过阈值 TL 的重复故障数。

在相关结果并未超过阈值 TL（在所必需数目的例如 2 个相继同步帧
中）的情况下，进入图 2 中的框 88。

如框 88 所表示的且下文进一步说明的，在已被确定失去帧同步的
同步帧之后的接下来的 64 个数据帧的每帧中，相关器 60 对来自存储器
10 62 的、在复数反旋乘法器 66 乘以了相关的一组复数反旋的所接收同步
帧内容和按上述加权的来自源 58 的同步序列进行相关。相应地，相关
器 60 产生 64 个相关结果，这 64 个数据帧的每一个有一个相关结果，
如图 2 中的框 90 所示，判断单元 68 确定这些相关结果中最佳的一个，
并且如图 2 的框 92 所示确定它是否超过再同步阈值 TH。阈值 TH 设置的
15 比阈值 TL 高，例如对于一个帧同步状态大约为最大可能的相关结果的一
半，这样基本上避免了错误的再同步结果。在本情况再一次，但并未
示于图 2 中，可以提供一计数器，以获得在再同步完成之前在相继的
超帧中从框 88 - 92 过程所重复的相似结果的次数。

为响应框 92 所确定的相关结果超过阈值 TH 这一情况，进入图 2 的
20 框 94，其中单元 68 通过经路径 70 对缓冲寄存器 36 中的指针的控制，
用单个步骤改变帧边界，下文将进一步说明，该改变可以在剩余的 $68 - 64 = 4$ 个数据帧期间完成，这样再同步可以在如图 2 所示从框 94 经路径
96 回到框 80 后的下一个同步帧之前完成，并可以之证实。这样如果上
述提及的计数器也被提供的话，则响应于所检测的帧同步丢失的再同步
25 可以在单个超帧或一些超帧内完成，由此基本上持续地保持了帧同步。
例如，对于采样频率 2.208MHz，每帧 544 个时域样本，每个超帧内 69
帧，如上所述，每个超帧周期为 17ms。如果上述提及的计数器二者都有
所需的计数 2，那么检测到帧同步丢失，且上述的重新同步在 4 个超帧
或 68ms 内完成。

30 如果在框 92 确定没有相关结果超过阈值 TH，那么进入图 2 的框 98。
在该框中可以采取各种可能的行动。例如，可以减少阈值 TH，以增加框
92 中肯定性结果的可能性，或者可以通过改变缓冲寄存器 36 中的指针

以对同步序列的不同帧进行检查，或者可以重新对系统进行初始化。在实施时，已发现框 88 和 90 的过程总是导致在框 92 中的肯定性结果，这样重新同步过程是非常有效的。

如果有限长离散序列的离散傅里叶变换定义为 $F(n) = \sum_{k=0}^{N-1} f(k)W_N^{-kn}$ ，这

- 5 里 $W_N = e^{j2\pi/N}$ 是 1 的基次 N 阶根，然后周期地重复有限长序列以形成一个 N 周期的序列，那么可以满足时间移位特性，即 $f(k-m) \xrightarrow{DFT:N} W_N^{-mn} F(n)$ 。
 W_N 是一个复数旋转(rotation)，并且这样由周期序列 $f(k)$ 的时间移位得到频率样本 $F(n)$ 的复数旋转，旋转量依频率 n 和时间移位 m 而定。

- 10 在如上所述的传输系统中，同步序列并不是周期性重复为 N 周期序列，而是代以前、后均有如上所述的来自路径 20 的数据。但是，该数据相对同步序列而言有随机的特点，且上面的特性可用于同步帧，结果相当准确。

- 15 在频率同步具有上述的形式的同时，系统中频同步的丢失对应于提供给缓冲寄存器 36 的数据样本相对于缓冲寄存器指针的时间移位。
20 在本说明书叙述的系统中，其中采样频率 8 倍于频率同步用的导频音，该时间移位只可为 ± 8 个样本的整数倍。对于符号大小为 $N = 512$ (512 点 IFFT 单元 26 和 FFT 单元 36) 的情况，每帧或每个多载波符号即有 $512/8 = 64$ 个可能的时间移位。这些可能的时间移位的每一个由乘法器 66 所用的 64 组复数反旋中相应的一个根据上述方程进行补偿。为了调节每个方向上的时间移位，该 64 个可能的时间移位用于表示在正和负每个方向上多达半帧的时间移位。换句话说，乘法器的每组复数反旋对应于在缓冲寄存器 36 中数据样本的各自的 $\pm 8, \pm 16 \dots \pm 256$ 样本时间移位。由于旋转是递归的，只需将一组复数反旋存于接收机 12 处。

- 25 这样对于图 2 的框 88，上述 64 个数据帧的每一个用于计算 64 个可能的时间移位 m 的相应一个的相关结果。在乘法器 66 中，由存储器 62 提供的每个信号音 n 的复数振幅乘以各自的复数反旋 W_N^{-mn} ，且得到的乘积在相关器 60 中与从存储器 58 经加权乘法器 64 提供的同步序列的经加权的复数振幅相关，相关结果的实部相加以得出该相应时间移位 m 的相关结果。相关过程相当准确，使得在帧同步的丢失是由于被
30 估算的可能时间移位 m 之一造成的情况下，该时间移位的相关结果超

过阈值 TH, 而所有其它可能时间移位的相关结果比阈值 TH 小很多。由此, 判定单元 68 可靠地确定已造成帧同步丢失的时间移位, 并且通过如上所述的路径 70 以单个步骤调节缓冲寄存器 36 的指针, 以修正该时间移位, 由此恢复帧同步。该重新同步过程完成, 而没有任何对同步序列的搜索过程。

在框 88 处产生的相关结果没有超过阈值 TH 的情况下, 如上所示该阈值可以降低, 或者可以认定较大的时间移位导致了帧同步丢失。在后一情形下, 可以通过改变帧计数来调节大于一帧的时间移位, 以检查同步序列的不同帧, 然后对不同的帧计数重复上述步骤, 并且对 69 个帧的不同帧继续该搜索, 直到该阈值 TH 被超过。或者, 可以将系统重新初始化。在每一情况下, 恢复帧同步伴有明显的时间延迟, 但是如上所示该情况实际上不大可能。

帧同步必须在初始化系统时建立, 如上所示。初始化过程包括用于接收机 12 中的 TEQ34 的训练方法, 它在 J.S. Chow 等发表在 1993 年国际通信会议 (International Conference on Communications), 1993 年 5 月第 761-765 页上的题为“多载波调制系统均衡器训练算法”中有所叙述。在 TEQ34 训练的最后, 通过 IFFT 变换在时域获得均衡的信道响应 b 和均衡器响应 (即均衡器系数) W 。 b 和 W 在时域的起始位置之间的相对偏差确定了接收信号的所需延迟; 这又确定了在接收机处用于提供初始帧同步的多载波符号或帧边界。

或者, 上述修正过程也可用于初始建立帧同步, 每帧可用于 (在初始化期间) 携带同步序列且可按上述执行时间移位, 以建立帧同步。由于该过程使用 FEQ 系数 (即相关是关于从单元 40 中 FEQ 的输出所获得的信息的, 由此假定各 FEQ 系数的适当设置), 由此在该情况下必需首先计算适当的一组 FEQ 系数。这可以从在初始化过程中确定的信道响应得到, FEQ 系数如此确定, 使得对于解码来说将解调的信号群集换算并旋转成具有固定距离的格子。

作为又一个替换方案, 帧同步可以初始地由同步序列和在初始化期间确定的信道响应通过测量对于 512 个可能的帧边界调节来说每个信号音的 SNR, 并将导致最佳 SNR 性能的调节选择为帧边界而建立的。

显然上面给出的特定数目、相互关系和细节都可以有所变化, 以符合特定要求。例如, 尽管如上所述采样频率 8 倍于导频音频率, 但是情

况不一定如此，但该数值是优选的，因为该 2 的整数幂关系明显地简化了在接收机 12 中必须执行的数字信号处理。类似地，每个超帧大小为 $Q = 69$ 帧有利地调节了在超帧内所得到的 64 个可能的时间移位，可达 ± 256 个样本，以每帧一个的速率的相关，这样便可利用额外时间如上所述在下一个同步帧之前实施帧边界移动。

此外，尽管本发明仅对传输的下行方向进行了说明，但是它也可以同等地应用于传输的上行方向，并可采用相同的或（特别是对于两个传输方向具有不同的传输速率和不同的 IFFT 和 FFT 大小的 ADSL 系统）不同的参数。再次，尽管本发明从 DMT 调制的特定角度进行了说明，但是它也可应用于使用其它形式多载波调制的传输系统。

这样尽管本发明的特定实施方案已在这里详细地加以说明，应当理解可以在不偏离如权利要求书中所定义的本发明的范围的情况下作出这些和一些其它的修正、变化和修改。

21

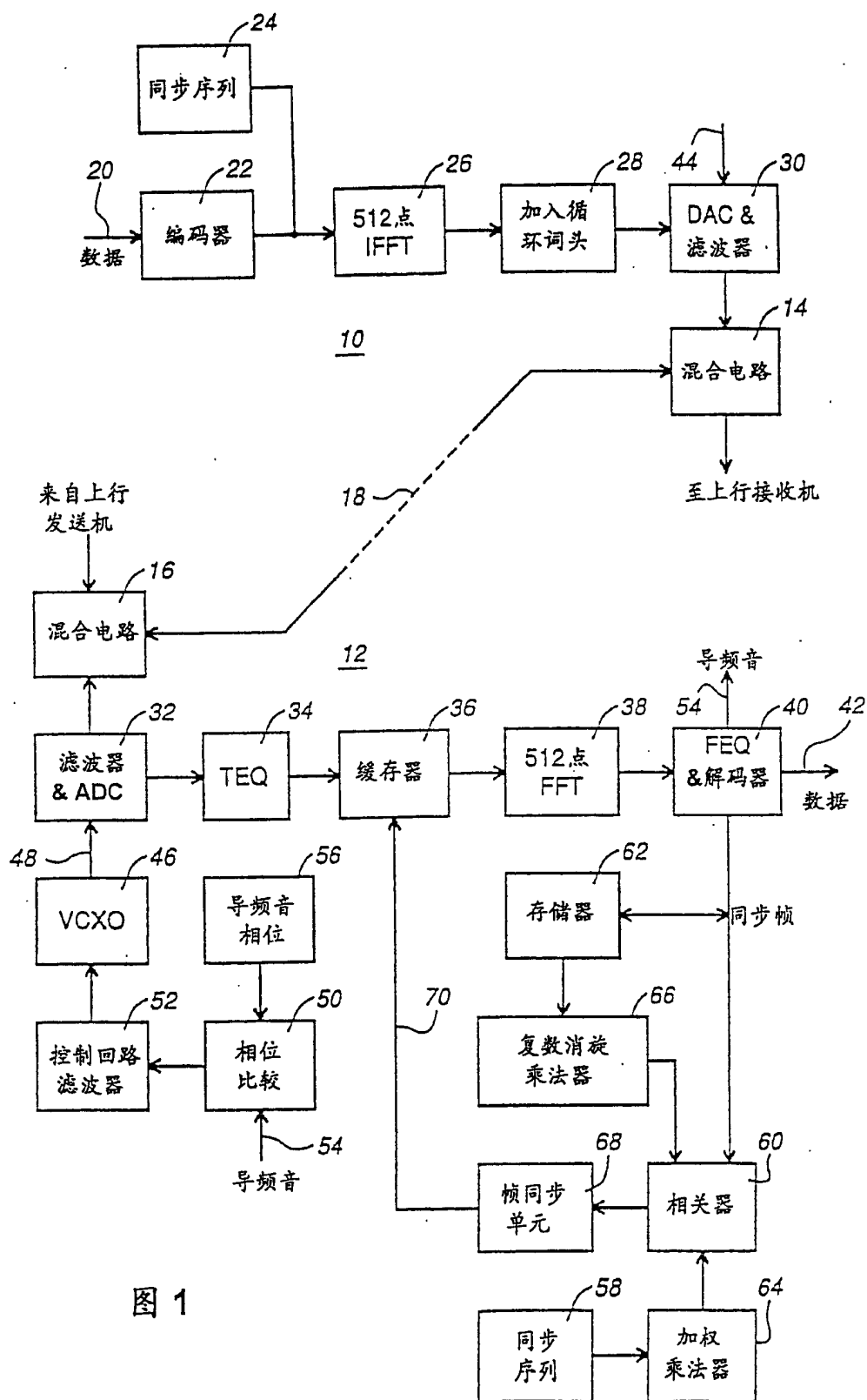


图 1

22

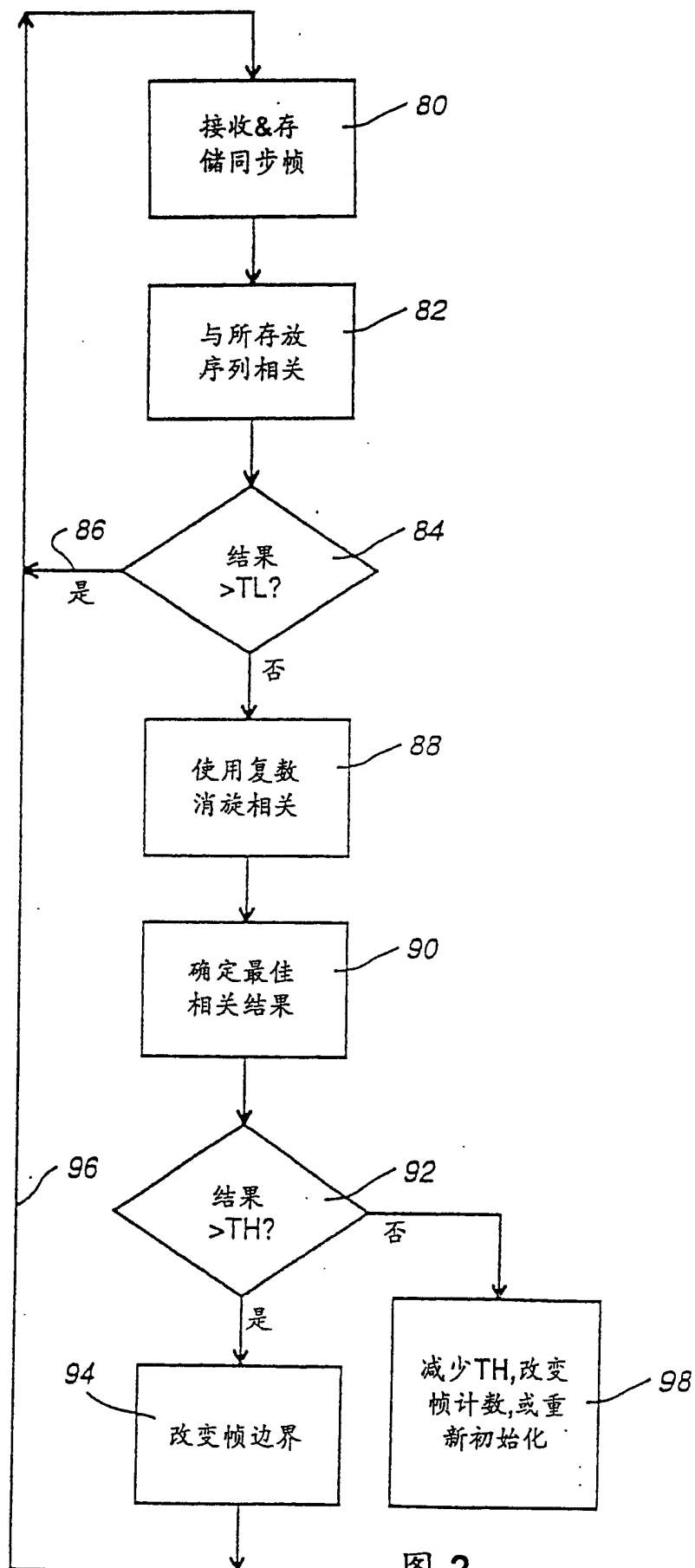


图 2