

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04L 27/36

H04L 27/20 H04L 27/00

H04L 25/03

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 99807999.5

[43] 公开日 2001 年 8 月 22 日

[11] 公开号 CN 1309858A

[22] 申请日 1999.4.27 [21] 申请号 99807999.5

[30] 优先权

[32] 1998.4.28 [33] US [31] 09/066,669

[86] 国际申请 PCT/US99/07021 1999.4.27

[87] 国际公布 WO99/56442 英 1999.11.4

[85] 进入国家阶段日期 2000.12.28

[71] 申请人 艾利森公司

地址 美国北卡罗来纳州

[72] 发明人 P·W·登特

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

代理人 王 勇 张志醒

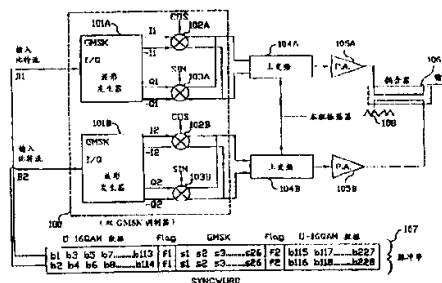
权利要求书 10 页 说明书 14 页 附图页数 5 页

[54] 发明名称 用于 GMSK 和偏移 QAM 的发射机/接收机

[57] 摘要

发射机使用 N 数据比特编码数量 $2N$ 数据比特以便选择余弦波的 $2N$ 电平之一, 和编码另外的 N 数据比特以便选择正弦波的 $2N$ 电平之一。该调制在相对于正弦波电平偏移半个 N 比特码元间隔的瞬间获得余弦波电平, 并且称为偏移 QAM(OQAM)。接收的 OQAM 信号被放大, 滤波和以最好每个 N 比特的半码元间隔仅仅一个样值的取样速率数字化。连续的 N 比特半码元包括在余弦和正弦载波上交替地调制的信息。通过应用连续反旋转的连续的数字化的样值相同的量, 该接收机可以去掉这个连续的旋转。然后反旋转的样值以已知的同步半码元相关。该同步相关确定描述在一个或者多个未知的半码元上的各个数字化样值的相关性的一组信道系数。然后使用计算的信道估计预测被解码的所有可能序列的连续未知的半码元的预期的接收的样值。然后接收的样值与所有可能的期望值和不一致的度量或

者计算的误差度量比较。具有最小的累积的误差的循序用于确定解码码元输出。在本发明的另一方面中, 公开了双模式发射机接和接收机, 做为选择允许在相同的装置中使用不同类型的调制。





权 利 要 求 书

1. 从发射机发送信息比特到接收机的一种通信方法, 包括步骤:
汇编该信息比特成为 N 比特的比特组以便形成半码元;

5 编码所述半码元的偶数编号的半码元成为在半码元时钟的偶数瞬间的余弦波的二的 N 乘方的可能的幅度电平之一和编码所述半码元的奇数编号的半码元为在所述半码元时钟的奇数的瞬间正弦波的幅度电平的相同数量之一;

使用所述余弦和正弦波一起形成用于传输的复数码元, 每个复数码元传送 $2N$ 信息比特;

10 在指定的频率信道上发送作为发送信号的所述复数码元到一个接收机;

在所述指定的频率信道上接收所述发送信号并且变换所述接收的发送信号为在每个半码元的一个复数样值的取样率上的代表性的复数数值; 和

15 通过相对于在代表的复数数值的替换的复数数值之间的代表的复数数值加上或者减去 90 度相位角转动所述代表的复数数值的替换复数数值从所述代表的复数数值形成一组预旋转样值;

处理所述预旋转样值以便恢复所述信息比特.

20 2. 根据权利要求 1 的方法, 还包括使用滤波以便平滑余弦和正弦波的所述幅度电平之间的瞬变形成发送信号的步骤.

3. 从发射机发送信息比特到接收机的方法, 包括步骤:

汇编所述信息比特成为 N 比特的比特组以便形成半码元;

25 编码该半码元的偶数编号的半码元成为该时钟的两个之一和编码所述半码元的奇数编号的半码元为在所述半码元时钟的奇数的瞬间的正弦波的幅度电平的相同数量之一;

使用所述余弦和正弦波一起形成用于传输的复数码元, 每个复数码元传送 $2N$ 信息比特; 和

在发送信号中发送所述复数码元到该接收机, 该发送信号传递与该接收机预先知道的另一半码元交错的半码元.

30 4. 根据权利要求 3 的方法, 还包括使用滤波以便平滑余弦和正弦波的所述幅度电平之间的瞬变形成该发送信号的步骤.

5. 根据权利要求 3 的方法, 其中所述已知的半码元被编码为所述



余弦和正弦波的二的 N 乘方个可能的幅度电平的仅仅两个幅度电平。

6. 根据权利要求 5 的方法，其中所述已知的半码元被编码为所述余弦和正弦波的仅仅最大的正或者最大的负的幅度电平。

5 7. 以第一信息速率或者第二信息速率发送信息比特到接收机的方法，包括步骤：

汇编所述信息比特为未知的半码元组，当期望以所述第一信息速率传输时，每个半码元组包含第一数量 N_1 的信息比特，和做为选择当期望以所述第二信息速率传输时，包含第二数量 N_2 的信息比特；

10 编码该未知的半码元的偶数编号的半码元成为在半码元时钟的偶数瞬间的余弦波的二的 N 乘方的可能的幅度电平之一和编码所述未知的半码元的奇数的编号的半码元为在所述半码元时钟的奇数的瞬间的正弦波的幅度电平的相同数量之一，其中当期望在所述第一信息速率传输时 $N = N_1$ ，和期望在所述第二信息速率传输时 $N = N_2$ ；

15 使用所述余弦和正弦波一起形成用于传输的复数码元，每个复数码元传送 $2N$ 信息比特； 和

在发送信号中发送所述复数码元到该接收机，该发送信号传递与该接收机预先知道的另一半码元交错的未知的半码元，其中每个另一半码元包括该接收机已知的数量 N_3 的信息比特，其中另外 N_3 可以交替地等于 N_1 或者 N_2 ，与是否期望以所述第一或者第二信息速率传输无关。

20 8. 根据权利要求 7 的方法，还包括使用滤波以便平滑余弦和正弦波的所述幅度电平之间的瞬变形成该发送信号的步骤。

9. 根据权利要求 7 的方法，其中该接收机预先知道的每个另一半码元包括该接收机知道的 N_1 信息比特，而每个未知的半码元包括 N_2 信息比特。

25 10. 根据权利要求 9 的方法，其中所述第一数量 N_1 等于一。

11. 根据权利要求 10 的方法，其中所述第二数量 N_2 等于二。

12. 根据权利要求 9 的方法，其中所述第二数量 N_2 等于二。

13. 根据权利要求 7 的方法，其中所述第一数量 N_1 等于一。

14. 根据权利要求 13 的方法，其中所述第二数量 N_2 等于二。

30 15. 根据权利要求 7 的方法，其中所述第二数量 N_2 等于二。

16. 以第一信息速率或者第二信息速率发送信息比特到接收机的方法，包括步骤：



当期望以所述第一信息速率传输时加上相同的信息比特到第一和第二调制器，和做为选择当期望以所述第二信息速率传输时，加上该信息比特的一半到所述第一调制器和另一半加到所述第二调制器，从而产生第一和第二调制信号；和

5 使用相应的第一和第二加权系数组合所述第一和所述第二调制信号以便产生用于传输的信号。

17. 根据权利要求 16 的方法，其中在所述接收机预先知道的比特传输期间选择所述第一信息速率，和在所述接收机预先未知的比特的传输期间使用所述第二信息速率。

10 18. 根据权利要求 16 的方法，其中每一个所述第一和第二调制器使用高斯最小值移位键控 (GMSK) 调制所加的信息比特。

19. 根据权利要求 16 的方法，其中所述加权系数是彼此相对为 2:1 比率。

15 20. 根据权利要求 17 的方法，其中所述已知的码元形成一个均衡器训练序列，用于适应所述接收机补偿码间干扰。

21. 根据权利要求 17 的方法，其中当使用所述第一信息速率时，所述已知的码元另外包括第一已知的码元型式，和当使用所述第二信息速率时包括第二已知的码元型式。

20 22. 根据权利要求 21 的方法，其中所述接收机检测发送所述第一或者所述第二已知的码元型式的那一个码元型式，并且本身自适应解码所述第一信息速率的信息或者因此解码所述第二信息速率。

25 23. 一种解码以发送的已知的信息码元点缀的未知的信息码元的接收机，使用高斯最小值移位键控 (GMSK) 或者做为选择与偏移 16 正交幅度调制 (O-16QAM) 调制的信号和补偿由多路径传播信道引起的码间干扰，包括：

用于存储多个状态的状态存储装置，每个状态包括一个解码值串和一个相关的路径量度，每个所述解码值串对应于包含在已经处理的信号样值中的信息的不同的假说，和每个所述相关的路径量度指示该相应的假设是一个正确的假设的可能性；

30 信道估计装置，根据对应于所述已知的信息码元的接收的信号样值估计表明所述多路径传播的每个路径的相位和幅度的估计信道系数；

检测装置，使用所述 GMSK 或者所述 O-16QAM 调制检测是否发送所



述未知的信息码元和提供均衡器模式指示信号；和

维特比处理装置，用于控制每个连续信号样值的处理以便通过延伸解码值串和更新相关的路径量度更新所述状态存储器的每个状态，每个更新状态是当所述均衡器模式指示信号指示 0-16QAM 时从四个以前的状态之一得到的，和做为选择当所述均衡器模式指示信号指示 GMSK 时从两个以前的状态之一得到的。

24. 根据权利要求 23 的接收机，其中在所述解码值串中的每个值指示在所述均衡器模式指示信号指示 GMSK 时的二进制的 1 或者二进制的零，和做为选择当所述均衡器模式指示信号指示 0-16QAM 时，每个所述值指示一对二进制比特。

25. 根据权利要求 23 的接收机，其中在所述解码值串中的每个值指示解码信息码元和解码信息码元是正确的可能性。

26. 根据权利要求 23 的接收机，其中使用所述 GMSK 调制发送所述已知的信息码元和使用所述 0-16QAM 调制发送所述未知的信息码元。

27. 根据权利要求 23 的接收机，其中只使用获得最大的正或者负的信号幅度的所述 0-16QAM 的两个码元发送所述已知的信息码元。

28. 一种解码以发送的已知的信息码元点缀的未知的信息码元的接收机，使用偏移正交相移键控 (OQPSK) 或者做为选择与偏移 16 正交幅度调制 (0-16QAM) 调制的信号和补偿由多路径传播信道引起的码间干扰，包括：

用于存储多个状态的状态存储装置，每个状态包括一个解码值串和一个相关的路径量度，每个所述解码值串对应于包含在已经处理的信号样值中的信息的不同的假说，和每个所述相关的路径量度指示该相应的假设是一个正确的假设的可能性；

信道估计装置，根据对应于所述已知的信息码元的接收的信号样值估计表明所述多路径传播的每个路径的相位和幅度的估计信道系数；

检测装置，使用所述 OQPSK 或者所述 0-16QAM 调制检测是否发送所述未知的信息码元和提供均衡器模式指示信号；

和维特比处理装置，用于控制每个连续信号样值的处理以便通过延伸该解码值串和更新相关的路径量度更新所述状态存储器的每个状态，每个更新状态是当所述均衡器模式指示信号指示 0-16QAM 时从四个以



前的状态之一得到的,和做为选择当所述均衡器模式指示信号指示 OQPSK 时从两个以前的状态之一得到的。

29. 根据权利要求 28 的接收机,其中在所述解码值串中的每个值指示在所述均衡器模式指示信号指示 OQPSK 时的二进制的 1 或者二进制的零,和做为选择当所述均衡器模式指示信号指示 0-16QAM 时,每个所述值指示一对二进制比特。

30. 根据权利要求 28 的接收机,其中在所述解码值串中的每个值指示解码信息码元和解码信息码元是正确的的可能性。

31. 根据权利要求 28 的接收机,其中使用所述 OQPSK 调制发送所述已知的信息码元和使用所述 0-16QAM 调制发送所述未知的信息码元。

32. 根据权利要求 28 的接收机,其中只使用获得最大的正或者负的信号幅度的所述 0-16QAM 的两个码元发送所述已知的信息码元。

33. 一种二者择一地使用高斯最小值移位键控 (GMSK) 调制或者偏移正交幅度调制 (OQAM) 发送信息的发射机,包括:

至少两个 GMSK 调制装置,具有用于相关的二进制信息比特流的输入和提供相应的调制的输出信号;

放大和组合装置,用于放大每个所述调制输出信号和以预定的幅度比组合放大的信号;

20 控制装置,用于选择提供给所述至少彼此全部是相同的,两个 GMSK 调制装置的所述相关的二进制信息比特流,以便当期望所述 GMSK 调制时,和做为选择当期望所述 OQAM 调制时用于选择提供给所述至少彼此不同的两个 GMSK 调制装置的至少两个所述二进制信息比特流。

34. 根据权利要求 33 的发射机,其中所述放大装置是饱和的功率放大器。

35. 根据权利要求 33 的发射机,其中所述组合装置是一个定向耦合器。



说明书

用于 GMSK 和偏移 QAM 的发射机/接收机

背景

5 本发明涉及以新的，频谱有效类型调制的无线电信号的解调，同时补偿在陆地移动无线电环境中由多路径传播引起的时延扩散。

称为 GSM 的欧洲的数字蜂窝系统使用称为高斯最小值相移键控 (GMSK) 的调制技术，其中连续的二进制比特分别交替地调制为余弦载波和正弦载波，同时保持恒定的信号幅度。称为偏移形的正交相位相移
10 键控 (“偏移 QPSK” 或者 “OQPSK”) 的调制提供一个非常类似的信号但是不保持恒定的幅度。

然而，GMSK 和 OQPSK 波形之间的相似性是足够使它可能用于 OQPSK 接收机有效地解调 GMSK 信号，反之亦然。符合 GSM 标准的蜂窝电话机自从大约 1990 年已经由 L.M. Ericsson 公司销售并且行销全球，
15 并且在美国自从大约 1993 年已经销售，其中该标准称为 PCS1900. L.M. Ericsson 公司为瑞典的 Ericsson Inc. 公司的母公司，这个申请的当前的受让人。Ericsson GSM 电话机使用接收的 GMSK 信号样值反旋转 (derotation) 连续多倍的 90 度。但是，反旋转的信息码元是表示可以采用仅仅 +1 或者 -1 电平的单个二进制比特的码元，而不是在这个申请及其母申请中公开的多电平信号。GSM 电话机也使用通过相关接收的信号样值与已知的同步字 (“syncword”) 的通道估计，然后使用维特比 (Viterbi 处理器) 中的信道估计解调接收的信号，同时补偿内码元干扰 (ISI)。的确，维特比处理器是公知形式的均衡器用于补偿多路径传播和其他 ISI 情况，并例如在以下美国专利号中描述
25 的：

5, 093, 848;

5, 136, 616;

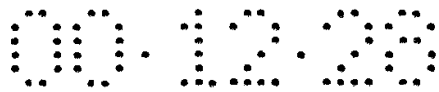
5, 331, 666;

5, 335, 250;

30 5, 577, 068;

5, 568, 518;

5, 615, 231;



5, 557, 645; 和

5, 619, 553

因此这全部在此作为参考。

因此在 1996 年 12 月 18 日 P. Dent 提交的, 标题为“使用叠加 GMSK
5 的频谱有效的调制”的美国专利申请号 08/769,263 中公开了一种相关的
发明的调制与解码方法, 因此它也引用在此供参考。在叠加 GMSK 调
制中, 在给定瞬间和在给定带宽内发送的数据比特的数量加倍了, 这是
通过组合 90 度相对相位旋转的两个 GMSK 信号来减少之间的干扰。在这
个申请(即美国专利申请 No. 08/662,940)的原始的申请中, 公开了:
10 两个 GMSK 信号可以交替地以相对幅度比 1:0.5 组合以便产生发明的偏
移-16QAM 调制。

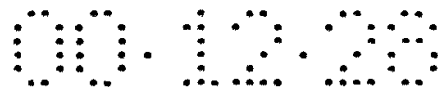
在现有技术中, 在维特比均衡器中执行量度的计算的数量等于 M 的
L 次幂, 以便从 M 码元的字母中解调每个码元。其中 L 是 ISI 的码元的
数量, 即影响它们影响每个接收信号的样值的码元的数量。在 GSM 系统
15 中 GMSK 码元可以当作具有两个比特的持续时间, 但是由于余弦和正弦
信道之间一个比特或者半码元偏移, 半码元可以当作仅仅是一个比特持
续时间比特持续时间。每次通过维特比处理解调一个半码元, 因此通过
具有仅仅两个可能的比特值的子字母长度, 即对于由 Ericsson 公司销
售的 GSM 均衡器 $M=2$, GSM 电话机减少了复杂性。

20 概述

因此本发明的一个目的是提供通信技术和装置, 即使当使用高阶
星座 (Constellation) 诸如 16-QAM 时, 减少要求的量度计算的数
量。

这个申请公开了在上面引用的美国专利申请 No. 08/662,940 中描
25 述的解码本发明调制的最佳的方法。特别地, 其中本发明公开了即使当
使用高阶星座诸如 16-QAM 时, 采用原始申请的教导偏移该瞬间, 能够
获得量度的节省, 在该瞬间在半个 16-QAM 码元持续时间应用余弦和正
弦调制产生本发明的 16-OQAM 调制。通过每次仅仅处理一个余弦码元
或者一个正弦码元, 子字母长度从十六个可能的码元减少至四个可能的
30 码元, 即 $M=4$ 而不是 16, 由此得到均衡器复杂性比在现有技术中公开
的低得多。

根据本发明的一个方面, 发明的发射机通过使用 N (例如两个) 数

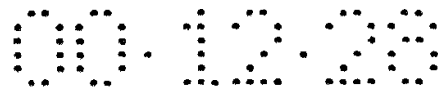


据比特选择余弦波的二的 N 乘方电平之一（例如四）和使用另一个 N 数据比特选择正弦波的二的 N 乘方电平之一编码数量 $2N$ （例如， $2N=4$ ）的数据比特。与现有技术 16QAM 相反，本发明调制在正弦波获得它的调制电平的瞬间即在偏移半个 $2N$ 比特（例如 4 比特）码元间隔的瞬间之间
5 获得该余弦波电平，因此该调制称为偏移 QAM 或 OQAM。根据本发明的接收机接收 OQAM 信号和放大、滤波并且以最佳地每 $2N$ 比特码元间隔仅仅两个样值（即每 N 个比特半-码元间隔一个样值）数字化该接收信号。连续 N 个比特半码元包括在余弦和正弦载波上交替地调制的信息，即连续的半码元被旋转 90 度。在本发明调制的一个实施例中，这个相继的
10 旋转具有值 $0, 90, 0, 90, 0, 90\dots$ 等等，而在本发明调制的一个可替代的实施例中，连续的旋转取值 $0, 90, 180, 270, 0, 90, 180, 270$ 等等，使得连续的余弦波码元交替地反转（ $0, 180, 0, 180\dots$ ），而连续的正弦波码元同样地交替地反转（ $90, 270, 90, 270\dots$ ）。连续的余弦和连续的正弦波码元的这个交替反转原则上不改变该调制，而只
15 要求在调制之前（使用在前的）或者替代地在解调之后通过反转交替的余弦和正弦码元校正连续的反转。

通过应用连续反旋转的连续的数字化的样值相同的量，本发明接收机可以任选地去掉连续的旋转 $0, 90, 180, 270\dots$ 度。通过简单地对换复数样值的实部和虚部部分和适当地键控它们的符号，连续的反旋转
20 的连续的数字化的样值容易实现。在这个反旋转之后，本发明接收机执行反旋转样值与一组已知的同步半码元的相关以便建立解调的未知的 N 比特半码元的时间同步标记。还可以选择同步半码元仅仅包括两个正弦或余弦波的 2^N 可能的幅度，诸如两个相反符号的最大的幅度，使得该同步码元是二进制的码元，有助于相关。

该同步相关确定描述在一个或者多个未知的半码元上的各个数字化样值的相关性的一组信道系数。例如由于时间扩散或者在该传播
25 路径中的多路径回声，由发送或者接收机滤波器或者由在取样瞬间而不是在期望该半码元达到它们的标称的正弦或者余弦值的瞬间引起的码间干扰（ISI），可能出现在一个以上连续的半码元上的数字化样值
30 的相关性。

然后使用已知的半码元计算的信道估计用于预测被解码的所有不同的可能序列的连续未知的半码元的预期的收到的样值。例如，其中 $N=2$,



如果信道估计确定根据 3 个连续的半码元确定接收的样值，有 4 的立方 =64 个可能序列的 3 个连续的两比特半码元，因此 64 个可能的期望值中，32 个期望值只不过是另外的 32 个期望值的负数。

继续该例子，其中 $N=2$ ，则接收的样值与所有的 64 个可能的期望值和不一致的或者差错的量度的计算的测量比较。维特比最大似然序列估计器（“维特比 MLSE”或者“MLSE”）最好用于累加差错量度以便确定在所有的可能序列中产生最小的累加差错量度的那个序列。使用快速自动频率控制（AFC）和自动增益控制（AGC）算法在维特比处理期间自动的相位校正和幅度定标可以进行。使用这个发明的 16-
10 OQAM 调制的量度计算的数量等于 4 的 L 乘方，其中 L 是半码元的数量，每个数字化样值取决于该半码元的数量。这与现有技术的 16- QAM 中的 16 的 L 乘方相反。本发明可以明显地扩展到高阶星座的 OQAM 而不是 16- OQAM。

本发明的另一方面，公开了双模式发射机和接收机，做为选择允许使用不同类型的调制。在一些实施例中，通信脉冲串包括未知的以及已知的（同步）信息码元，其中在发射机和接收机之间传送的已知的同步码元传递允许该接收机确定用于发送未知的信息码元的调制类型的信息。在一些实施例中，已知的同步信息码元仅仅利用一个类型的调制（例如 GMSK）发送，而与用于发送未知的信息码元的调制类型无关。

附图简述

通过结合附图阅读下面详细的描述将懂得本发明的目的和优点：

图 1a 和 1b 描述根据本发明的一个方面的偏移 16QAM 调制的相应的余弦和正弦波形；

图 2 是根据本发明的一个方面的一个示例的发射机安排的方框图；

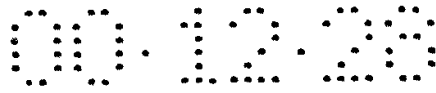
图 3 是根据本发明的一个方面的时分多址（TDMA）脉冲串格式；
和

图 4 描述根据本发明的另一方面用于接收 O- 16QAM 已调信号的硬件和步骤。

现在参考这些图描述本发明的不同的特性，其中相同的部件以相同的参考符号标识。

详细说明

图 1a 和 1b 分别表示根据在原始的申请（美国专利申请号

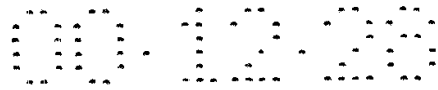


08/662, 940) 中公开的本发明的偏移 16QAM 调制的余弦和正弦波形 101, 103。这些波形的每个波形是通过将具有 1:0.5 的幅度比两个恒定幅度的高斯最小值移位键控波形 (GMSK 波形) 一起相加在每个余弦和正弦波上产生大约四个分离的电平获得的。在示例的余弦和正弦波形 101 和 103 中, 从最小值到最大值这个个分离的电平是 -3, -1, +1 和 +3。有关四电平的每一个电平的小的扩展表示由于使用 GMSK 信号近似准确的偏移 16QAM 波形得到的固有的不准确。这个差错相对于能够使用放大每一个 GMSK 信号的 C 类放大器的效率益处是小的。

用于称为 GSM 的欧洲数字蜂窝系统规定的 GMSK 波形是图 1a 和 1b 的全部偏移 16QAM 波形的子集, 特别地, 是通过在 +/-3 附近的最大的正或者负的余弦和正弦值的那些波形。GMSK 波形是通过相同的两个数据比特加在这两个 GMSK 调制器获得的, 并且原始申请的本发明的发射机产生具有使用的 C 类放大器全效率的 GMSK。当期望构成双模式发射机和接收机时, 能够产生与 GMSK 发射机比较具有没有效率损失的 GMSK 波形的这个特性是有用的, 双模式发射机和接收机可以处理现有技术的 GSM 类型的 GMSK 调制以及新的偏移 16QAM 波形。

GMSK 信号另外可以是差动或者相干调制的。在差动调制情况下, 每个连续的信息比特开始相对于早先的相位 +90 或者 -90 度信号相位旋转。在可替代的相干调制的情况下, 在完成 +90 或者 -90 度旋转之后的最后的信号相位直接地指示数据比特极性。正如从 GSM 系统知道的, 相干的 GMSK 可以使用适当的前述的应用信息比特数据流的一个差动 GMSK 调制器产生。相干的 GMSK 提供优良的性能, 并且虽然不是必要的, 是其中最佳形式的 GMSK。

图 2 表示在上面引用的美国专利申请 No. 08/662, 940 中公开的一个示例的发射机安排的更多的细节。一个双 GMSK 调制器 100 (或者做为选择, 如果功率放大器 105A, 105B 是线性功率放大器, 则是一个 OQPSE 调制器) 接收第一输入比特数据流 B1 和第二输入比特数据流 B2 并且产生调制的输出信号。通常的做法首先产生固定的发送中频 (TXIF) 的已调信号, 然后使用上变频器 104A, 104B 借助于本机振荡器上变频该已调信号为最后的发送频率, 该本机振荡器可以调谐以便变化发送频率信道。授予 P. Dent 的美国专利 No. 5, 530, 722 ('722) 公开改进的正交调制器, 也称为 I/Q 调制器, 它们适合于产生 GMSK 或者 OQPSK 调制信



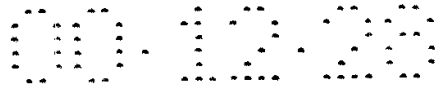
号。因此上面引用的'722 专利引用在此供参考。但是可以使用产生 GMSK 信号的其它方法，包括分数 - N 合成器与该数据比特流的直接调制。取决于双 GMSK 调制器 100 是仅仅产生恒定的包络信号（像 GMSK）或者可变幅度信号（诸如 OQPSK），上变频器 104A, 104B 可以是两个可选择的类型之一。在后者的情况下，必须通过上变频处理保存幅度变化，这样适当的上变频是一个外差式的混频器以便混频调制的 TXIF 信号与本机振荡器信号。混频器通常产生和与差频率输出，需要一个带通滤波器选择期望的频率输出（即和或者差）。

但是，如果双 GMSK 调制器 100 仅仅产生恒定的包络信号，可以使用另一类型的上变换器，该上变换器不需要带通滤波器选择期望的输出。在这种情况下，压控发送频率振荡器（TX VCO）与本机振荡器信号混合产生 TXIF 信号。这个 TXIF 信号与来自该调制器的调制的 TXIF 信号（例如与正如在图 2 中表示的混频器 102A 和 103A 组合的 GMSK I/Q 波形发生器 101a 产生的信号）进行相位比较而获得相位错误的信号。相位误差信号使用包括一个积分器的环路滤波器滤波，产生用于 TX VCO 的电压控制信号，形成一个锁相环，它迫使 TX, VCO 相位跟随该调制相位。当两个调制器（101A, 102A, 103A）和（101B, 102B, 103B）产生 GMSK 信号时，第二类型的上变换器是最佳的。

在上变频器 104A, 104B 的相应的输出端的上变频的信号驱动相应的一个功率放大器 105A, 105B。两个 105A, 105B 具有比率 2:1 的不相等的输出功率。即，第一功率放大器 105A 例如可以产生 1.5 瓦的输出功率，而第二功率放大器 105B 产生 0.75 瓦的输出功率。该功率放大器输出信号使用一个定向耦合器 106 组合，定向耦合器 106 具有从第二功率放大器 105B 到输出的第一电压耦合比 k 和从第一功率放大器 105A 到该输出的一个第二耦合比

$$\sqrt{(1-k^2)}$$

对于一个“无损耗”定向耦合器，耦合比的平方的和总是一。当两个功率放大器正在产生相同的信号时，即当比特流 B_1 和 B_2 是相同的时候，选择第二到第一耦合因数的比等于该功率放大器功率比 2:1，导致在该输出相加功率放大器输出功率，因此给出最大输出功率 $1.5+0.75=2.25$ 瓦。在这个条件下，在连接到定向耦合器 106 的未使用端口的仿真负载 108 中没有电源消耗。当比特流 B_1 和 B_2 是不同时，输出不是功率



放大器功率的和，而是如图 1a 和 1b 中所示的改为可变幅度波形。图 1a 和 1b 示出当发送的一半数据比特用于形成比特流 B1 而另一半用于形成比特流 B2 时产生的 0-16QAM 波形。当余弦和正弦波形的平方和小于对应于 2.25 瓦输出功率的最大值时，不输出的剩余功率在附加到定向耦合器 106 的未使用输出的仿真负载 108 中消耗了。因此，全输出功率、恒定的包络 GMSK 已调信号可以通过馈电具有相同比特流两个调制器产生，正如在图 2 标记“syncword”和“flag”（标志）的数据脉冲串 107 的那些部分传输期间出现的。

做为选择，当比特流 B1 和 B2 由不同的比特组成时产生可变幅度的 0-16QAM 信号，正如在图 2 中标记“016QAM 数据”的脉冲串 107 部分期间那样。当定向耦合器 106 是一个 90 度耦合器时，需要提供补偿功率放大器驱动信号的 90 度移相器。通过复位两个 GMSK 调制器的开始相位为分开 90 度或者另外提供四分之一波长传输线或者在一个上变换器的输出和它驱动功率放大器之间等效的集中参数电路，可以容易地安排。

图 1a 和 1b 示出接收机理想地取样余弦和正弦波形 101、103 的那些点。正如所示的，最佳的取样点 t_1 、 t_2 、 t_3 是由分开的半个 4 比特码元周期放置的。在奇数的取样瞬间 t_1 和 t_3 ，正弦波形 103 最精确地获得它的星座值，允许四个数据比特的两个比特（诸如在图 2 的脉冲串 107 中的 b_5 、 b_6 ）被解码，而余弦波 101 在偶数的取样瞬间诸如 t_2 获得它的星座值，允许另外的两个数据比特被解码（诸如图 2 的脉冲串 107 中的 b_7 、 b_8 ），因此利用两个的半码元间隔的样值解码在一个码元周期中的四个数据比特。

实际上，多路径传播和上述的其它发送不完备没有在该接收机得到图 1a 和 1b 的理想波形 101、103。例如，如果该波形是误取样的，因此偶数的和奇数的取样瞬间扰乱了，在 t_2 取样的正弦波 103 得不到四个不同电平的一个电平，而是得到大约六个电平的一个电平，产生这六个电平作为前面的两个数据比特和在该正弦波上调制的下面两个数据比特的作用。因此由于多路径传播（延迟的信号回声），可能出现误取样或者其它的定时失真，诸如在接收机滤波器中的群时延失真，该接收的波形根据一个以上的连续的数据比特对取样。作为解码由这样的码间干扰（ISI）恶化的接收波形中的第一步，确定在周围的数据比特的每个



样值的相关性是有用的。这称为“信道估计”并且例如通过相关接收的样值与嵌入在该传输中的已知的码元图案来执行。

图 3 表示时分多址 (TDMA) 脉冲串格式 301, 它大致符合 GSM 格式, 除了未知的码元 303, 305 是如图 1 中的 0-16QAM 码元之外, 而已知的 26 比特 syncword 307 是 GMSK 码元的一个 GSM syncword, 它们只不过是 0-16QAM 码元的一个简单子集并且可以简单地通过选择馈送给它的数据比特由相同的发射机产生。26 比特 syncword 307 放置在脉冲串格式 301 的中心, 以便减小已知的码元和未知的码元之间的最大距离。则从已知的 syncword 307 计算的信道估计对解码在整个脉冲串的未知的码元 303, 305 是有效的, 因为该信号传播路径从该中心到脉冲串 307 的边缘没有显著地变化, 假定收发信机之间的相对速度不超过正常的汽车速度。

在 GSM 中, 中心 syncword 是由两个“标志”比特 309, 311 划界的。标志比特 309, 311 表示 8 脉冲串间隔是包含一个数字化话音数据块或用户数据, 或者做为选择包含一个快速相关的控制信道 (FACCH) 消息。当该发射机期望改变该接收机的操作时发送 FACCH 消息, 例如引起从一个服务基站到另一个服务基站的转移, 或者使得从话音到数据通信业务量变化。利用引入偏移 16-QAM, 出现了使用用于该标志的 0-16QAM 的半码元的机会, 并且因此将四个不同的条件发信号通知该接收机, 这例如可以包括:

FLAG SYMBOLS = +3: 包含 GMSK 业务码元的脉冲串

FLAG SYMBOLS = -3: 包含 GMSK FACCH 码元的脉冲串

FLAG SYMBOLS = +1: 脉冲串包含 0-16QAM 业务码元

FLAG SYMBOLS = -1: 脉冲串包含 0-16QAM FACCH 码元

但是, 在容许 FLAG 码元呈现 0-16QAM 码元值中存在一个缺点: 因为它可能不是预先知道解码或包含 GMSK 或者 0-16QAM 码元的 8 个连续的脉冲串的 FLAG 码元该脉冲串将必须以假设它们包含 0-16QAM 码元进行解码, 产生比仅仅用于 GMSK 码元优化的解调器更高的符号差错率。这可以以解调器更大的复杂性的代价通过使用用于 0-16QAM 优化的解调器和用于 GMSK 优化的解调器二者解调每个脉冲串然后使用解码的标志比特选择这个或者另一个的输出来克服。

为了避免上面的缺点, 可能最好是容许该 FLAG 码元仍然作为 GMSK

码元（单个二进制比特）并且使用另一个方法通知解调器该未知的码元是 0-16QAM 或者 GMSK 码元。例如，两个不同的、互相地正交的 syncwords 可分别用于 GMSK 和 016QAM 传输。使用两个 syncwords，接收机可以相对容易地执行同步相关（信道估计），和使用那个 syncword，该 syncword 给出最大的相关作为 0-16QAM 或者 GMSK 解调器将用于那个脉冲串 5 的指示。用这种方式，可以构造通信系统，它可以随意从 GMSK 变化到 0-16QAM 调制变化而不预先通知该接收机。此外，可以以数据馈送给原始申请的本发明的发射机，这将导致 GMSK 传输或者 0-16QAM 传输，而不必预先再适合（re-adapted）。

10 从上面提到的文件中知道使用信道估计解调 GMSK 或者线性等效的调制 OQPSK 以便适应维特比最大似然序列估计器（MLSE）补偿多路径传播。现在参照图 4 描述适合于本发明 0-16QAM 调制的一种方法。

接收的信号以每个 16QAM 码元两个样值即每半个码元时钟周期一个样值取样。使用授予 P. Dent 的美国专利 No. 5, 048, 059 的 logpolar 数字化技术数字化该信号样值并且存储在接收样值缓冲存储器 10 中，因此引用在此供参考。做为选择，可使用具有直流偏移、斜率和漂移补偿的零差式数字化技术，诸如在美国专利 No. 5, 241, 702 和 5, 568, 520 中描述的，因此引用在此供参考。数字化样值包括以 logpolar 形式或者 Cartesian（笛卡尔）形式的复数，但是该复数通过简单的数学运算可以容易地从一个形式变换为另一个形式。Logpolar 形式倾向于更便于调节信号样值捕获的脉冲串 15 的整个幅度（AGC）或者用于去掉系统的频率误差（AFC），如在上面引用的美国专利 No. 5, 568, 518 和 5, 615, 231 中描述的，而笛卡尔形式更常用于在下面描述的量的计算。作为 AFC 处理的一部分，它包括相位角旋转，接收的信号样值可以通过连续的递增 90 度预旋转，使得偶数号的样值相对于奇数的样值以 t 或者 90 度同相地改变，这产生所有的半码元，然后在赖于总传播路径相移的一个角度处沿 Argand 图（复平面）上的相同行放置。为了相干的解调这个信号，该行的角度必须使用在称为信道估计的处理中已知的 syncword 码元确定。

30 捕获和数字化该脉冲串并且应用 AGC 和 AFC 之后，信道估计器 II 从缓冲器 10 读出放置在 syncword 的预期位置附近的样值，并且通过与已知的 syncword 相关或者由超尺寸的方程组的最小平方解决方案确定

该接收信号的幅度与相位及其重大的延迟回波，正如在上面引用的美国专利 No. 5,557,645 和 5,619,533 中描述的。的确信道估计可以使用两个 syncwords 执行，并且使用发出总的信号能量的最大的估计的那个 syncword 作为给接收机指示未知的码元是 GMSK 或者 0-16QAM 码元。

5 假定指示 0-16QAM 码元，则信道估计传递到预测器 12，它预测每个可能的 L 个连续的 0-16QAM 半码元的组合预期的复合信号值。在图 4 的例子中，示出值 L=3。三个连续的半码元包括两个“以前的”半码元和一个“新的”半码元，它们一起可以呈现 $4 \times 4 \times 3 = 64$ 可能性。因此，预测存储器 13 从预测器 12 接收 64 个复数值并且存储它们。有许多对称可以开发用于简化预测器 12。例如，一半的值简单地是负的另外一半的值，所以仅仅需要计算 32 个不同的值。而且，与包含仅仅+3 或者-3 的值的半码元序列相关的那些值简单地是三倍的仅仅包含+1 或者-1 的半码元序列相关的值。另外，以至少一个已经计算的值得开始的一种快速计算所有的预测方法是计算灰色码顺序中的剩余的顺序，其中每次仅仅一半码元变化，以便仅仅使用从以前的预测的信道估计的一个加法或者减法
 10 接连着产生所有的需要的预测。例如，如果由信道估计器 11 计算的三个信道估计以 C1、C2 和 C3 表示，则对于半码元序列 S1, S2, S3 的预测的接收值简单地是

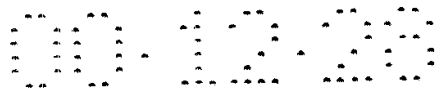
$$P(S1, S2, S3) = C1 \cdot S1 + C2 \cdot S2 + C3 \cdot S3,$$

20 如果 S1= -3, S2= -3 并且 S3=+1 我们获得在预测存储器 13 的 1 行 3 列中存储的预测的 $-3C1 - 3C2 + C3$ 。则，对于码元+1, -3, +1 在 3 列 9 行存储的值是

$$P(+1, -3, +1) = C1 - 3C2 + C3, \text{ 它们等于 } P(-3, -3, +1) + 4C1$$

因此 P(+1, -3, +1) 可以通过将 4C1 加到已经计算的 P(-3, -3, +1) 得出，并且作为算术运算不计数 4 乘以 C1 的系数，因为它可以通过简单的向左移位 C1 的二进制值的两个位置实现。则 P(+3, -3, +1) 可以通过进一步加 2C1 计算，而 P(+3, -3, +3) 可以通过进一步加 2C3 计算。因此可以看出，预测可以使用比 64 次少的多的（4 次相加加上 4 次乘法）和 32 次数量级的相加计算，节约 8 至 16 倍的努力。
 25
 30

64 个预测包括一排四个值，对应于与两个最后的半码元的 16 个可能的组合的每一个组合相关的新的半码元的四个可能性的每一个可能



性。另外与 16 个最后的码元对路径历史与路径量度的每一码元对存在相关，其一起形成具有 16 行的一个状态存储器 14。

在状态存储器 14 中的路径量度的值是在该路径历史中该码元是正确的可能性的倒数度量。该倒数可能性度量通常表示负的该可能性的对数，它是一个正数，但因为可能性或者概率总是小于一，因此它的对数是负的。路径量度的值越高，该可能性越低，因此控制维特比处理器 20 的目的是控制计算的序列，直到该半码元序列给出最小的路径量度，并因此标识是正确的最高的可能性，从而产生接收信号的“最好的”解码。这是以下面的方式获得的：

以相邻该已知的 syncword 307 的接收样值开始并且前进到图 3 的信号脉冲串 301 中的左边或者右边，接收信号样值是从缓冲存储器 10 中提取的并且用在由四个比较器 18a、18b、18c、18d 表示的四个比较操作中。该提取值与相同的新的半码元和相同的以前的半码元但是不同的旧的半码元相关的四个预测值比较。图 4 示出这四个预测值与以下半码元序列相关的预测值比较：

-3, +1, -1

-1, +1, -1

+1, +1, -1

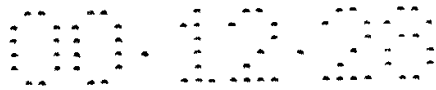
和 +3, +1, -1

如果 $Z(i, j)$ 表示存储在预测存储器 13 的列 (j) 行 (i) 中的预测，则该接收的信号样值与 $Z(i, j)$ ， $Z(i+4, j)$ ， $Z(i+8, j)$ 和 $Z(i+12, j)$ 比较产生四个增量量度，它们被定义为接收样值与比较的值之间的复数差值的模数的平方，即，

$$\text{即增量量度} = |R - Z_{ij}|^2$$

其中 R 是接收样值而 Z_{ij} 是一个预计算的预测值。

接下来，刚刚计算的增量量度加（在由加法器 15a、15b、15c、15d 表示的另外操作中）到从该状态存储器 14 的相应的行来的路径量度（在图 4 中，分别为值 9.89，10.23，12.15 和 10.01），以便获得四个新的路径量度。方框 16 识别四个新的路径量度的最小者和在产生它的状态存储器 14 中的该行。方框 16 的结果由维特比处理器 20 用于产生对应于最后的半码元和新码元的新的状态存储器行。在本例子中，这是相等于 +1, -1 的两个最后的半码元的一个行。这不进行重写旧的行 (+1,



-1)，它仍然需要处理。实际上，可以使用两个状态存储器 14，一个状态存储器包含以前的路径历史和路径量度，而另一个状态存储器接收新的路径历史和路径量度。在采用两个状态存储器 14 实施例 5 中，使用状态存储器 14 的一个或者另一个状态存储器是在连续的机器周期替换的。维特比处理器 20 还从方框 16 选择由最小的量度表示的状态的路径历史以便变成新的状态 (+1, -1) 的路径历史，来自选择的以前的状态的较旧的两个最后的码元附加到该路径历史，以便记录那一个状态产生最小的量度。

当对于与前面的半码元的全部值组合的全部假说的新的半码元重
10 复上面的过程时，16 个新的状态在状态存储器 14 中产生并且每个状态的路径历史已经通过附加一个额外码元的路径历史而延长了。为了避免该路径历史变得太长，在该路径历史中的最旧的半码元（例如在图 4 中描述的状态存储器 14 的左手边缘）由选择器 17 从该状态行选择，该状态行具有最小的累积的路径量度，并且选择的码元是那个码
15 元的最后解码的输出。在由选择器 17 选择之后，路径历史被缩短一。并不总是需要截断路径历史长度来保存存储器。仅仅 58 个值包括来自图 3 的脉冲串格式 301 被解码的标志比特，存储所有的 58 个值的路径历史存储器乘 16 行不大于目前的标准。在处理结尾，处理对应于在图 3 中表示的“尾部” 313、315 的信号样值以便刷新“最后二个半码
20 元”成为状态存储器 14 的路径历史部分。然后选择与最小的路径量度相关的路径历史以便产生 57 个解码的 0-16QAM 值和来自 syncword 307 一侧的标志比特 309 或者 311。然后对于在同步字 307 的另外一边的 58 个值重复该过程。

当发送的“尾部”码元 313, 315 为已知的值时，终止解码给出
25 最好的结果。例如，发送的尾部码元可以是+3 接着+1，表示在任何另外的功率向下倾斜之前信号脉冲串幅度尾部关闭。这样的发送功率的向下倾斜有助于减少信号的不必要的频谱的扩展信号进入相邻的频率信道。

当发送已知的尾部半码元时，当处理尾部样值时不是必须假设新
30 的码元的所有值。因此当处理倒数第二个尾部样值时，产生的新的状态的数量从 16 下降到四，并且当处理该最终尾部样值时从四降到一。因此，仅一个状态仍然包含 58 个解码值而不必确定最小的 16 量

度。

如果 syncword 307 的两个边缘比特是 GMSK 码元值 (+3, -3), 初始化解码也最好通过由 syncword 307 的最后二个已知的半码元例如状态 (+3, -3) 定义的单个状态开始执行。然后当假设也可以被限定为两个 GMSK 或者 OQPSK 码元值之一的标志半码元 309 或者 311, 状态的数量扩大为两个。在假设第一新的 0-16QAM 码元之后, 状态的数量扩大为 8, 然后在假设第二未知的 0-16QAM 半码元之后, 保持在 16 直到当处理尾部样值 313, 315 时状态合同的数量。

结合图 4 读入阅读有关解码的信号样值的均衡器的上面的描述, 主要地取决于 L=3 连续的 0-16QAM 半码元。需要的状态的数量是

$$\text{对于 } L=3, 4^{(L-1)} = 16,$$

这样一个均衡器可以处理有关一个或两个半码元延迟的延迟回波, 或者在 270.833KHz GSM 样值时钟速率情况下为 4-8 微秒。通过增加状态存储器 14 中的状态的数量可以处理更多路径传播延迟, 因此可以处理根据多于三个半码元的样值。本领域技术人员也可以采用上面的教导做出比偏移 16QAM 更高阶的星座的解调器, 诸如具有按状态相应地分别增加到 $8(L-1)$ 或 $16(L-1)$ 的 64QAM 或者 0-256QAM, 其中 L 是半码元的数量, 由于从发射机到接收机的传播路径中的 ISI 每个接收信号样值取决于它。使用本发明偏移 QAM 调制产生具有多个状态的 MLSE 解调器, 它仅仅是提升功率的 QAM 星座长度的平方根, 允许比用于无偏移 QAM 的现有技术均衡器较低的接收机复杂性, 它具有正比于提升电源的星座长度的复杂性。

在设计用于接收和均衡 GMSK 信号的现有技术装置中, 诸如设计根据欧洲的 GSM 标准或者美国 PCS1900 标准工作的移动电话机, 通常也使用 16 状态均衡器。因为 GMSK 半码元仅仅是二进制比特, 可以仅仅具有两个值 (例如 +3 或者 -3 值) 之一, 现有技术均衡器的十六状态是与四个以前的比特而不是如在 0-16QAM 情况的两个以前的比特对相关的; 但是明显的, 至今两个均衡器是等效的。当在 GMSK 情况要求新的半码元时, 可能仅仅具有 +3 或者 -3 值, 因此仅仅需要两列的预测存储器 13。此外, 对于 GMSK, 在后继状态以前仅仅候选两排状态存储器 14, 因此仅仅需要比较 18a、18b、18c、18d 的两个比较。仅仅以 $Z(i, j)$ 和 $Z(i+8, j)$ 进行两个比较以便获得后继状态 (i)。



因此明显的，具有 16 状态的均衡器可以适合于均衡接收的样值，其或者取决于三个连续的 0-16QAM 半码元或者另外取决于五个连续的 GMSK 比特，从而允许双模式数字蜂窝电话机可以接收经济地产生的或者 GMSK 或者 0-16QAM。

5 根据上面的发明的均衡器或者双模式均衡器也可以输出“软的”决定代替“硬的”决定。软的决定更好的用于随后的差错校正解码，因为它们不仅仅指示一个码元的可能的值而且还指示它的可靠性。授予 Hammar 的美国专利 No. 5, 099, 499 描述状态存储器 14 的该路径历史存储器如何可以存储量度比较的历史，该量度比较用于计算相关的累积量度作为在 GMSK 均衡器中的比特可靠性的测量。因此在此引用上面标识的 Hammar 专利供参考。软决定也可以使用图 4 所示的比
10 较的结果 18a, 18b, 18c, 18d 计算 0-16QAM 半码元的每个比特，像 Hammar 的专利那样，可以记录在状态存储器 14 而不是硬判决的路径历史部分中。

15 另一方案，诸如盲目均衡，其中没有使用已知的同步码元，或者更新该信道估计或者预测值以便补偿发射机-接收机相对速度的信道跟踪均衡器，可以通过组合上面的教导与引用的技术的组合实现。所有的这样的变化仍然在如由权利要求描述的本发明的范围和精神内。

20 本发明已经参照特定的实施例描述了。但是，对本领域的技术人员是容易地明白的，可能以特定的形式而不是在上面描述的优选的实施例的形式实现本发明。这在可以不偏离本发明的精神的情况下实现。优选的实施例只是说明性的，而无论如何不应该认为是限定的。本发明的范围是由所附的权利要求给出，而不是前面的说明给出，并且落入权利要求书的范围中的所有的变化和等效物都包含在其中。

说明书附图

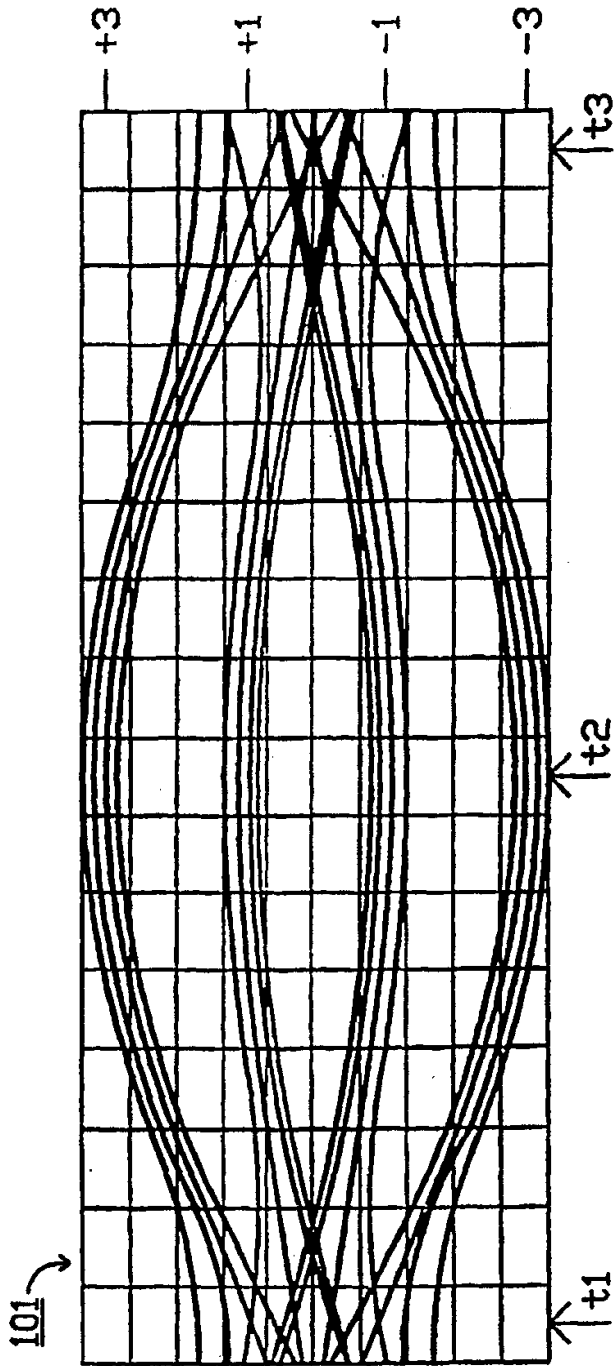


图 1a

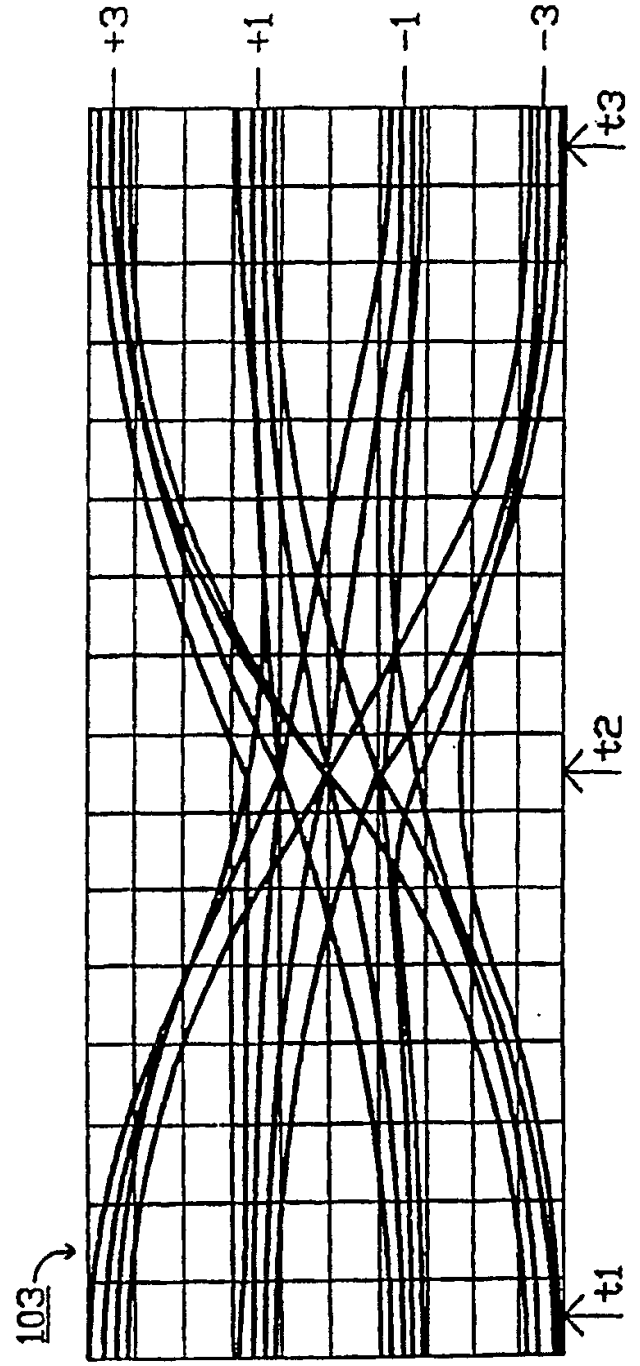


图 1b

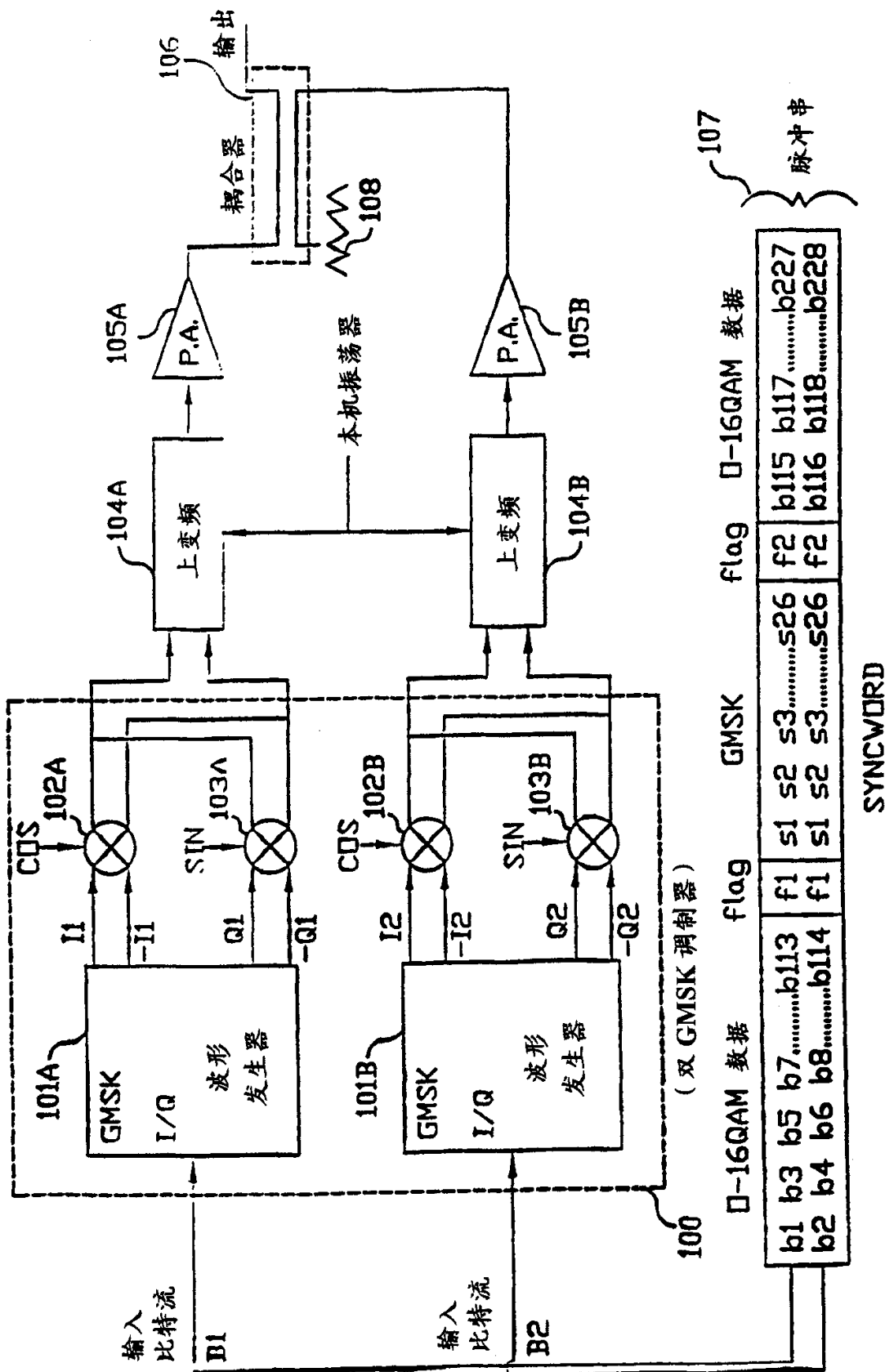


图 2

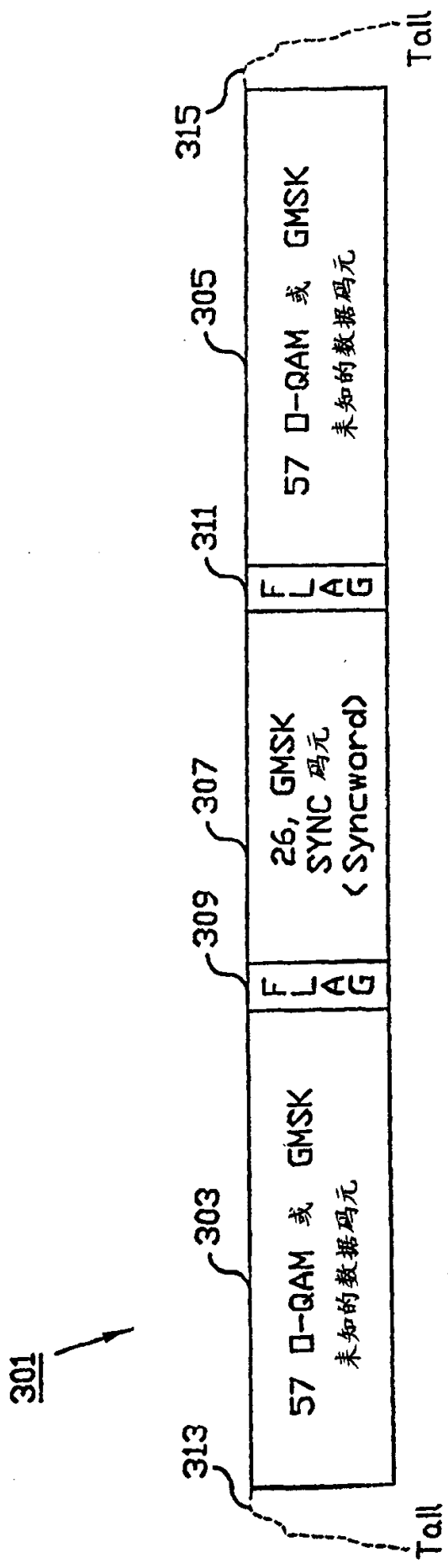


图 3

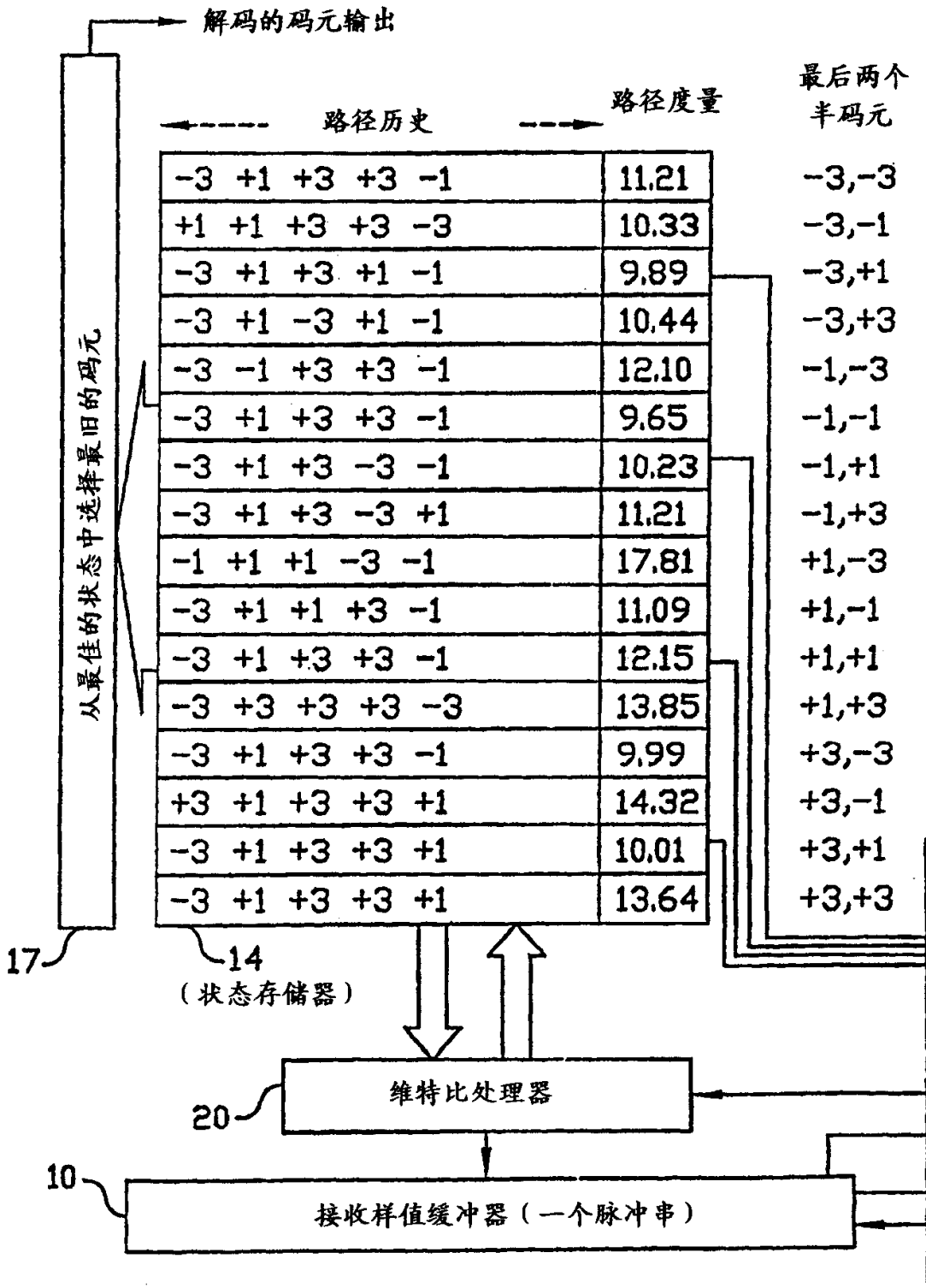


图 4A

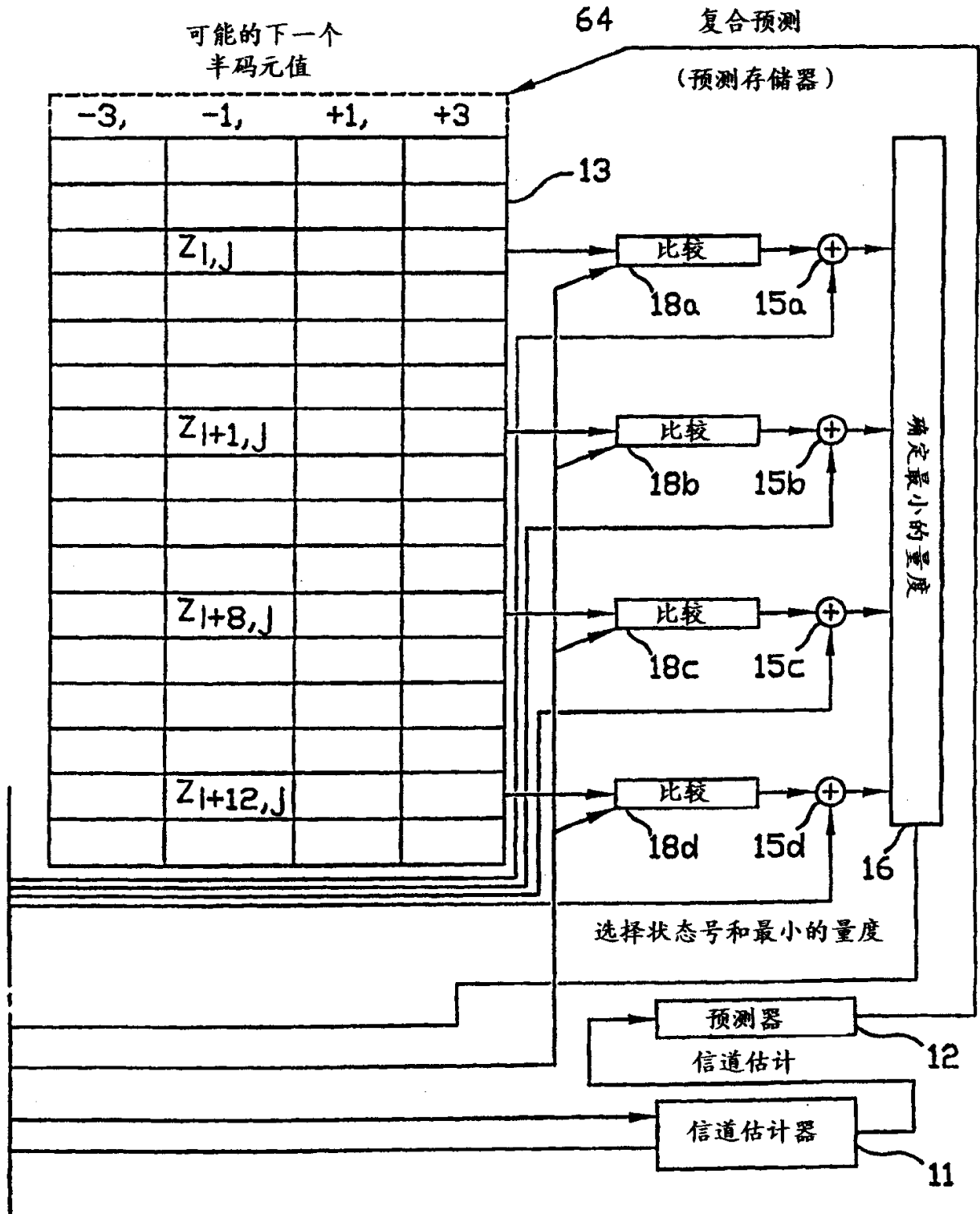


图 4B

权 利 要 求 书
按照条约第 19 条的修改

1. 从发射机发送信息比特到接收机的一种通信方法, 包括步骤:
汇编该信息比特成为 N 比特的比特组以便形成半码元;

5 编码所述半码元的偶数编号的半码元成为在半码元时钟的偶数瞬间的余弦波的二的 N 乘方的可能的幅度电平之一和编码所述半码元的奇数的编号的半码元为在所述半码元时钟的奇数的瞬间正弦波的幅度电平的相同数量之一;

使用所述余弦和正弦波一起形成用于传输的复数码元, 每个复数码元传送 $2N$ 信息比特;

10 在指定的频率信道上发送作为发送信号的所述复数码元到一个接收机;

在所述指定的频率信道上接收所述发送信号并且变换所述接收的发送信号为每个半码元一个复数样值的取样率的代表的复数数值; 和

15 通过相对于在代表的复数数值的替换的复数数值之间的代表的复数数值加上或者减去 90 度相位角转动所述代表的复数数值的替换复数数值从所述代表的复数数值形成一组预旋转的样值;

处理所述预旋转样值以便恢复所述信息比特。

2. 根据权利要求 1 的方法, 还包括使用滤波以便平滑余弦和正弦波的所述幅度电平之间的瞬变。

20 3. 从发射机发送信息比特到接收机的方法, 包括步骤:

汇编所述信息比特成为 N 比特的比特组以便形成半码元;

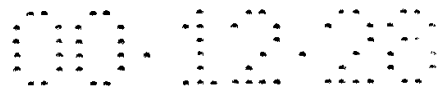
25 编码所述半码元的偶数编号的半码元成为在半码元时钟的偶数瞬间的余弦波的二的 N 乘方的可能的幅度电平之一和编码所述半码元的奇数的编号的半码元为在所述半码元时钟的奇数的瞬间正弦波的幅度电平的相同数量之一;

使用所述余弦和正弦波一起形成用于传输的复数码元, 每个复数码元传送 $2N$ 信息比特; 和

在发送信号中发送所述复数码元到该接收机, 该发送信号传递与该接收机预先知道的另一半码元交错的半码元。

30 4. 根据权利要求 3 的方法, 还包括使用滤波以便平滑余弦和正弦波的所述幅度电平之间的瞬变形成该发送信号的步骤。

5. 根据权利要求 3 的方法, 其中所述已知的半码元被编码为所述



余弦和正弦波的二的 N 乘方个可能的幅度电平的仅仅两个幅度电平。

6. 根据权利要求 5 的方法，其中所述已知的半码元被编码仅仅为所述余弦和正弦波的最大的正或者最大的负的幅度电平。

5 7. 以第一信息速率或者第二信息速率发送信息比特到接收机的方法，包括步骤：

汇编所述信息比特为未知的半码元组，当期望以所述第一信息速率传输时，每个半码元组包含第一数量 N_1 的信息比特，和做为选择当期望以所述第二信息速率传输时，包含第二数量 N_2 的信息比特；

10 编码该未知的半码元的偶数编号的半码元成为在半码元时钟的偶数瞬间的余弦波的二的 N 乘方的可能的幅度电平之一和编码所述未知的半码元的奇数的编号的半码元为在所述半码元时钟的奇数的瞬间的正弦波的幅度电平的相同数量之一，其中当期望在所述第一信息速率传输时 $N = N_1$ ，和期望在所述第二信息速率传输时 $N = N_2$ ；

15 使用所述余弦和正弦波一起以便形成用于传输的复数码元，每个复数码元传送 $2N$ 信息比特；和

20 在发送信号中发送所述复数码元到该接收机，该发送信号传递与该接收机预先知道的另一半码元交错的未知的半码元，其中每个另一半码元包括该接收机已知的数量 N_3 的信息比特，其中另外 N_3 可以交替地等于 N_1 或者 N_2 ，与是否期望以所述第一或者第二信息速率传输无关。

8. 根据权利要求 7 的方法，还包括使用滤波以便平滑余弦和正弦波的所述幅度电平之间的瞬变形成为该发送信号的步骤。

25 9. 根据权利要求 7 的方法，其中该接收机预先知道的每个另一半码元包括该接收机知道的 N_1 信息比特，而每个未知的半码元包括 N_2 信息比特。

10. 根据权利要求 9 的方法，其中所述第一数量 N_1 等于一。

11. 根据权利要求 10 的方法，其中所述第二数量 N_2 等于二。

12. 根据权利要求 9 的方法，其中所述第二数量 N_2 等于二。

13. 根据权利要求 7 的方法，其中所述第一数量 N_1 等于一。

30 14. 根据权利要求 13 的方法，其中所述第二数量 N_2 等于二。

15. 根据权利要求 7 的方法，其中所述第二数量 N_2 等于二。

16. 以第一信息速率或者第二信息速率发送信息比特到接收机的方

法，包括步骤：

当期望以所述第一信息速率传输时加上相同的信息比特到第一和第二调制器，和做为选择当期望以所述第二信息速率传输时，加上该信息比特的一半到所述第一调制器和另一半加到所述第二调制器，从而产生第一和第二调制信号； 和使用相应的第一和第二加权系数组合所述第一和所述第二调制信号以便产生用于传输的信号。

17. 根据权利要求 16 的方法，其中在所述接收机预先知道的比特传输期间选择所述第一信息速率，和在所述接收机预先未知的比特的传输期间使用所述第二信息速率。

18. 根据权利要求 16 的方法，其中每一个所述第一和第二调制器使用高斯最小值移位键控 (GMSK) 调制所加的信息比特。

19. 根据权利要求 16 的方法，其中所述加权系数是彼此相对为 2:1 比率。

20. 根据权利要求 17 的方法，其中所述已知的码元形成一个均衡器训练序列，用于适应所述接收机补偿码间干扰。

21. 根据权利要求 17 的方法，其中当使用所述第一信息速率时，所述已知的码元另外包括第一已知的码元型式，和当使用所述第二信息速率时包括第二已知的码元型式。

22. 根据权利要求 21 的方法，其中所述接收机检测发送所述第一或者所述第二已知的码元型式的那一个码元型式，并且本身自适应解码所述第一信息速率的信息或者因此解码所述第二信息速率。

23. 一种解码以发送的已知的信息码元点缀的未知的信息码元的接收机，使用高斯最小值移位键控 (GMSK) 或者做为选择以偏移 16-正交幅度调制 (O-16QAM) 调制的信号和补偿由多路径传播信道引起的码间干扰，包括：

用于存储多个状态的状态存储装置，每个状态包括一个解码值串和一个相关的路径量度，每个所述解码值串对应于包含在已经处理的信号样值中的信息的不同的假说，和每个所述相关的路径量度指示该相应的假设是一个正确的假设的可能性；

信道估计装置，根据对应于所述已知的信息码元的接收的信号样值估计表明所述多路径传播的每个路径的相位和幅度的估计信道系数；

检测装置，使用所述 GMSK 或者所述 O-16QAM 调制检测是否发送所

述未知的信息码元和提供均衡器模式指示信号； 和维特比处理装置，
用于控制每个连续信号样值的处理以便通过延伸解码值串和更新相关的
路径量度更新所述状态存储器的每个状态，每个更新状态是当所述均衡
器模式指示信号指示 0-16QAM 时从四个以前的状态之一得到的，和做
5 为选择当所述均衡器模式指示信号指示 GMSK 时从两个以前的状态之一
得到的。

24. 根据权利要求 23 的接收机，其中在所述解码值串中的每个值
指示在所述均衡器模式指示信号指示 GMSK 时的二进制的 1 或者二进制的
零，和做为选择当所述均衡器模式指示信号指示 0-16QAM 时，每个
10 所述值指示一对二进制比特。

25. 根据权利要求 23 的接收机，其中在所述解码值串中的每个值
指示解码信息码元和解码信息码元是正确的可能性二者。

26. 根据权利要求 23 的接收机，其中使用所述 GMSK 调制发送所
述已知的信息码元和使用所述 0-16QAM 调制发送所述未知的信息码
15 元。

27. 根据权利要求 23 的接收机，其中只使用获得最大的正或者负
的信号幅度的所述 0-16QAM 的两个码元发送所述已知的信息码元。

28. 一种解码以发送的已知的信息码元点缀的未知的信息码元的接
收机，使用偏移 quactranue 相移键控 (OQPSK) 或者做为选择与偏移 16-
20 正交幅度调制 (0-16QAM) 调制的信号和补偿由多路径传播信道引起的
码间干扰，包括：

用于存储多个状态的状态存储装置，每个状态包括一个解码值串和
一个相关的路径量度，每个所述解码值串对应于包含在已经处理的信号
样值中的信息的不同的假说，和每个所述相关的路径量度指示该相应的
25 假设是一个正确的假设的可能性；

信道估计装置，根据对应于所述已知的信息码元的接收的信号样值
估计表明所述多路径传播的每个路径的相位和幅度的估计信道系数；

检测装置，使用所述 OQPSK 或者所述 0-16QAM 调制检测是否发送
所述未知的信息码元和提供均衡器模式指示信号；

30 维特比处理装置，用于控制每个连续信号样值的处理以便通过延伸
该解码值串和更新相关的路径量度更新所述状态存储器的每个状态，每
个更新状态是当所述均衡器模式指示信号指示 0-16QAM 时从四个以前的

状态之一得到的，和做为选择当所述均衡器模式指示信号指示 OQPSK 时从两个以前的状态之一得到的。

29. 根据权利要求 28 的接收机，其中在所述解码值串中的每个值指示在所述均衡器模式指示信号指示 OQPSK 时的二进制的 1 或者二进制的零，和做为选择当所述均衡器模式指示信号指示 0-16QAM 时，每个所述值指示一对二进制比特。

30. 根据权利要求 28 的接收机，其中在所述解码值串中的每个值指示解码信息码元和解码信息码元是正确的的可能性。

31. 根据权利要求 28 的接收机，其中使用所述 OQPSK 调制发送所述已知的信息码元和使用所述 0-16QAM 调制发送所述未知的信息码元。

32. 根据权利要求 28 的接收机，其中只使用获得最大的正或者负的信号幅度的所述 0-16QAM 的两个码元发送所述已知的信息码元。

33. 一种二者择一地使用高斯最小值移位键控 (GMSK) 调制或者偏移正交幅度调制 (OQAM) 发送信息的发射机，包括：

至少两个 GMSK 调制装置，具有用于相关的二进制信息比特流的输入和提供相应的调制的输出信号；

放大和组合装置，用于放大每个所述调制输出信号和以预定的幅度比组合放大的信号；

控制装置，远选择提供给所述至少两个 GMSK 调制装置的所述相关的二进制信息比特流，以便当期望所述 GMSK 调制时，彼此全部是相同的，和做为选择用于选择提供给所述至少两个 GMSK 调制装置的至少两个所述二进制信息比特流以便当期望所述 OQAM 调制时，彼此是不同的。

34. 根据权利要求 33 的发射机，其中所述放大装置是饱和的功率放大器。

35. 根据权利要求 33 的发射机，其中所述组合装置是一个定向耦合器。