

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl<sup>6</sup>

H04L 27/233

H04L 25/03

# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 98801230.8

[43]公开日 1999年12月1日

[11]公开号 CN 1237301A

[22]申请日 98.8.24 [21]申请号 98801230.8

[30]优先权

[32]97.8.26 [33]FR [31]97/10667

[86]国际申请 PCT/FR98/01842 98.8.24

[87]国际公布 WO99/11041 法 99.3.4

[85]进入国家阶段日期 99.4.26

[71]申请人 阿尔卡塔尔公司

地址 法国巴黎

[72]发明人 西里尔·博兰德 法宾·布达

俄马努尔·乐莫斯

[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 马浩

权利要求书 3 页 说明书 7 页 附图页数 4 页

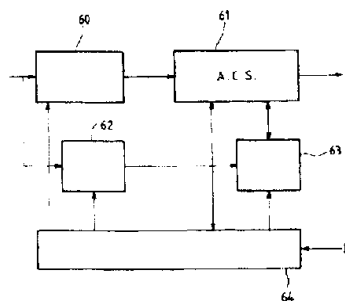
[54]发明名称 使用最大似然准则同时相同步与解码的方法及相应设备

[57]摘要

本发明涉及的是使用最大似然准则同时相同步与解码的方法。该方法应用于在接收机接收的信号分组,所述接收信号在发射机被卷积编码。上述方法在于计算分支的度量值,其中既考虑了根据接收符号计算出的稳定判定,也考虑了涉及在所述接收信号的载波与前达接收机上所使用的本地振荡器信号之间相位差的一个值,该值使由前达接收符号复数数字分量构成的判定变量加权。根据本发明,该值等于对于每一有关通道的  $\sum_k^*$  值,而

\* 指共轭复数, k 指被解码的电流符号, N 指涉及的符号的数量。

$$\sum_k = \sum_{n=0}^N r_{k-n} \cdot d_{k-n}^*$$



ISSN 1008-4274

## 权 利 要 求 书

1. 一种采用了最大似然准则的同时相同步与解码方法, 上述方法应用于在接收机接收的信号分组, 接收的信号在发射机被卷积编码, 上述方法在于计算分支的度量值, 这既考虑了根据接收符号计算出的稳定判定, 也考虑了涉及在前述接收信号的载波与在前述接收机所使用的本地振荡器信号之间相位差的一个值, 该值使由前述接收符号复数数字分量构成的判定变量加权, 其特征在于该值等于对于每一有关通道的 $\Sigma_k^*$ , 并且

$$\Sigma_k = \sum_{n=0}^N r_{k-n} \cdot d_{k-n}^*$$

\*指共轭复数,  $k$  指被解码的电流符号,  $N$  指涉及的符号的数量。

2. 根据权利要求 1 所述的方法, 其特征在于分支的度量值等于:

$$\lambda_k = (\Sigma_k^* \cdot r_k) \cdot d_k^* + (\Sigma_k \cdot r_k)^* \cdot d_k$$

3. 根据权利要求 1 和 2 中任一项所述的方法, 其特征在于所述值 $\Sigma_k$ 由 $S_k$ 替换, 而 $S_k$ 等于:

$$S_k = \alpha \cdot S_{k-1} + r_k \cdot d_k^*$$

式中 $S_0=0$ ,  $\alpha$ 为小于 1 的正常数。

4. 根据权利要求 1 和 2 中任一项所述的方法, 其特征在于为了得到用于解码前述接收到的分组的最初符号的统计上恒定的度量系数, 所述值 $\Sigma_k$ 被 $S_k / (1 - \alpha^k)$ 替换, 而 $S_k$ 等于:

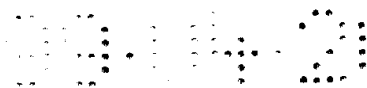
$$S_k = \alpha \cdot S_{k-1} + r_k \cdot d_k^*$$

式中 $S_0=0$ ,  $\alpha$ 为小于 1 的正常数。

5. 根据权利要求 2 至 4 中任一项所述的方法, 其特征在于前述接收的符号在符号处被穿孔。

6. 根据权利要求 5 所述的方法, 其特征在于, 所述穿孔的效率为 $1/1+1$ 。

7. 根据权利要求 1 至 6 中任一项所述的方法, 其特征在于所述方



法适用于前述接收机中相跟踪阶段。

8.根据权利要求 1 至 7 中任一项所述的方法,其特征在于所述方法适用于前述接收机中锁相阶段。

9.根据权利要求 1 至 8 中任一项所述的方法,其特征在于前述分组中每一个分组均含有带唯一字的标题。

10.一种采用了最大似然准则的同时相同步与解码设备,该设备用于接收发射机发送的信号分组,前述接收信号在发射机被卷积编码,该设备包括分支度量值的计算装置,其中既考虑了根据接收符号计算出的稳定判定,也考虑了涉及在所述接收信号的载波与在所述接收机所使用的本地振荡器信号之间相位差的一个值,该值由前述接收符号复数数字分量构成的判定变量加权,其特征在于该值等于对于每一有关通道的 $\Sigma_k^*$ 值,而

$$\Sigma_k = \sum_{n=0}^N r_{k-n} \cdot d_{k-n}^*$$

\*指共轭复数,  $k$  指被解码的电流符号,  $N$  指涉及的符号的数量。

11.根据权利要求 10 所述的设备,其特征在于该设备包含分支度量值的计算装置,可提供:

$$\lambda_k = (\Sigma_k^* \cdot r_k) \cdot d_k^* + (\Sigma_k \cdot r_k)^* \cdot d_k$$

12.根据权利要求 10 和 11 中任一项所述的设备,其特征在于它含有使所述值 $\Sigma_k$ 被 $S_k$ 替换的装置,而 $S_k$ 等于:

$$S_k = \alpha \cdot S_{k-1} + r_k \cdot d_k^*$$

式中 $S_0=0$ ,  $\alpha$ 为小于 1 的正常数。

13.根据权利要求 10 和 11 中任一项所述的设备,其特征在于为了获得用于解码前述接收的分组的最初符号的统计上恒定的度量系数,该设备含有使所述值 $\Sigma_k$ 被 $S_k / (1 - \alpha^k)$ 替换的装置,而 $S_k$ 等于:

$$S_k = \alpha \cdot S_{k-1} + r_k \cdot d_k^*$$

式中 $S_0=0$ ,  $\alpha$ 为小于 1 的正常数。

14.根据权利要求 11 至 13 中任一项所述的设备,其特征在于,



前述接收的符号在符号上被穿孔。

15.一种在发射机上被卷积编码的信号分组的接收机，其特征在于它含有根据权利要求 10 至 14 中任一项所述的一个设备。

# 说明书

## 使用最大似然准则同时相同步与解码的方法及相应设备

本发明的范围涉及用于以分组形式发送的数字信号的接收机，更确切说，本发明涉及的是应用于接收的分组的同步与解码的方法和装置，该同步与解码采用了 Viterbi 算法中实施的最大似然准则。

本发明特别适用于接收由卫星发送的短分组。在这样的一个传输系统中，信噪比 (S/B) 可能会很弱：信道  $E_b/N_0$  比 (或已发送，即在编码以后) 约为 0 或 1dB 的数量级，在常规卷积编码情况下，这表示出效率为 1/2，这可与 3 至 4dB 数量级的理论上有用  $E_b/N_0$  比值相比较。此外，观察到的与符号时间  $T_s$  有关 ( $\Delta f \cdot T_s$ ) 的频率差  $\Delta f$ ，即在接收到的信号载波和与符号时间有关的接收机本地振荡器载波之间的频率差通常约为  $10^{-2}$  至  $10^{-3}$  数量级。

这种分组解码的实现通常借助于如图 1 所示的接收链路。

接收到的分组被应用于也同时接收本地振荡器信号 OL 的正交解调器 10 上。解调器 10 向随后有一个预滤波器 12 的模-数转换器 11 提供基带信号。预滤波器 12 的输出信号被同时施加到时钟估值器 13 和具有有限脉冲响应的滤波器 14 上。来自滤波器 14 的符号然后被施加到频率估值器 15 上，它用于保证消除频率剩余偏差，该频率估值器后跟一个相位估值器 16，它用于保证对接收信号相位的修正。所述相位估值器 16 例如是一个 Viterbi 与 Viterbi 的估值器。最后，根据最大似然准则工作的解码器，标准的为 Viterbi 解码器 17，输出已判定的位。

由此种接收链路引起的问题是，如果相与频率的估计是按几个分组 (如 25 千波特发送速率和 600 赫兹的  $\Delta f$ ) 实现的，相和频率的进入同步的时间就很长。当建立通信时，存取分组被分开一段较长时隙时尤其如此。



另一方面，此类链路会以跟踪的方式，即当 $\Delta f \cdot T_s$  约为  $10^{-3}$  数量级时，产生比理论二进制错码率 (TEB) 差 1.5dB 的二进制错码率 TEB，这在卫星传送中会造成很大损失，因为这时须增加在卫星的发射功率。此种缺陷与分组的短暂持续时间 (如约为 128 个符号) 有关，它增加了连续分组之间相的不相干性和热噪声。

这一问题与频率估值器 15 和相估值器 16 不能保证对接收到符号的相进行充分修正有关，通过在 Viterbi 解码器 17 中加入用于的相估计的装置 16 和取消频率估值器 15 来解决这个问题。相估计的加入见图 2 说明，图中表示了通常 Viterbi 解码器中的判定步骤。

图中的  $r_k$  与接收到的复数判定变量对应，例如由 6 位表示 (相关符号的每个分量 P 和 Q 各占 3 位)， $k$  与被解码的符号对应， $\lambda_0$  和  $\lambda_1$  与算出的度量值 (métrique) 对应， $b_k$  是与被解码的符号  $d_k$  对应的位。

通常，度量值 $\lambda$ 等于：

$$\lambda = \left| \left| r_k - d_k \right| \right|^2$$

此方法可保证 Viterbi 解码器中  $r_k$  相的修正，其目的在于估计先期接收到的所有符号的相，确切地说，这一估计的目的在于计算以下值：

$$\text{Arg} \left( \sum_{k=0}^N r_{k-n} \cdot d_{k-n}^* \right)$$

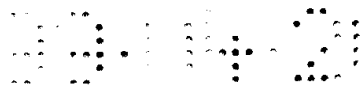
式中 Arg 为自变数，N 为参与相估计的符号数。

由此得出相的平均值，即 $\phi_k$ 。下一步的目的在于修正度量值 $\lambda$ ，计算如下：

$$\lambda = \left| \left| r_k \cdot e^{-j\phi_k} - d_k \right| \right|^2$$

$\lambda$ 值考虑了接收符号的相位差，这种对相的修正可以极为明显地改善同步与跟踪的性能。此外，修改后的 Viterbi 算法对于相噪声和大的频率差 $\Delta f \cdot T_s$  来说是很坚固 (robust) 的。

但是，这种已知办法产生的问题是，需要计算一个滑动窗口



(fenêtre glissante)才能计算  $\sum_{n=0}^N r_{k-n} \cdot d_{k-n}^*$ ，这实现起来很复杂。而且，自变数的提取要耗费大量的计算精力。最后，此解码方法不兼容于与 1/2 不同的编码率，即不兼容于（通常效率为 1/1+1）3/4 或 4/5 型的收缩码（punctured code）。

本发明的目的在于修正上述缺陷。

更确切说，本发明的目的之一在于提供应用最大似然准则同时相同步与解码的方法和装置，它便于实施，不需很多计算时间，并能与任何编码率兼容。

根据采用最大似然准则同时相同步与解码的方法，上述目的以及后面要提到的其他目的均可实现。上述方法应用于在接收机接收的信号分组，所述接收信号在发射机已进行了卷积编码，上述方法目的在于计算分支的度量值（métrique de branche），这一过程既考虑了根据接收符号计算出的稳定判定，也考虑了涉及在所述接收信号的载波与在接收机所使用的本地振荡器信号之间相位差的一个值，该值使由前述接收的符号的复数数字变量构成的判定变量加权，该方法的特征在于该值等于对于每一有关通道的  $\Sigma_k^*$ ，其中

$$\Sigma_k = \sum_{n=0}^N r_{k-n} \cdot d_{k-n}^*$$

\*指共轭复数，k 指被解码的电流符号，N 指涉及的符号的数量。

其优点是，分支的度量值等于：

$$\lambda_k = (\Sigma_k^* \cdot r_k) \cdot d_k^* + (\Sigma_k \cdot r_k) \cdot d_k$$

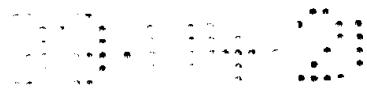
在一个最佳实施例中，所述值  $\Sigma_k$  被  $S_k$  替换，而  $S_k$  等于：

$$S_k = \alpha \cdot S_{k-1} + r_k \cdot d_k^*$$

式中  $S_0=0$ ， $\alpha$  为小于 1 的正常数。

在另一个最佳实施例中，为了得到用于接收到的分组的最初符号的解码的统计上恒定的度量系数，所述值  $\Sigma_k$  被  $S_k / (1-\alpha^k)$  替换，而  $S_k$  等于：

$$S_k = \alpha \cdot S_{k-1} + r_k \cdot d_k^*$$



式中  $S_0=0$ ， $\alpha$ 为小于 1 的正常数。

其优点是，接收的符号在符号上被穿孔 (poinçonnage)，该穿孔的效率为  $1/1+1$ 。

其优点是，本发明中的方法适用于在接收机中相跟踪阶段，也同样或作为备用适用于锁相阶段。

最好是前述分组中每一个分组均含有带唯一字的标题。

本发明还涉及采用最大似然准则同时相同步与解码的设备，该设备用于接收发射机发送的信号分组，接收信号已在发射机被卷积编码，该设备包括分支度量值的计算装置，其中既考虑了根据接收符号计算出的稳定判定，也考虑了涉及在接收的信号的载波与在接收机所使用本地振荡器信号之间相位差的一个值，该值使由接收符号的数字复数分量构成的判定变量加权，该设备特征在于，该值等于对于每一有关通道的  $\Sigma_k^*$  值，其中

$$\Sigma_k = \sum_{n=0}^N r_{k-n} \cdot d_{k-n}^*$$

\*指共轭复数， $k$  指被解码的电流符号， $N$  指所涉及的符号的数量。

该设备的优点是含有分支度量值的计算装置，可提供：

$$\lambda_k = (\Sigma_k^* \cdot r_k) \cdot d_k^* + (\Sigma_k \cdot r_k) \cdot d_k$$

可能的和有利的是所述值  $\Sigma_k$  被  $S_k$  替换，而  $S_k$  等于：

$$S_k = \alpha \cdot S_{k-1} + r_k \cdot d_k^*$$

式中  $S_0=0$ ， $\alpha$ 为小于 1 的正常数，或者被  $S_k / (1-\alpha^k)$  替换。

本发明还涉及一个已在发射机上进行了卷积编码的信号分组的接收机，该接收机含有一个上述设备。

本发明的其它特征和优点将通过一个最佳实施例和附图的说明表现出来，该实施例是说明性而非限制性的，在附图中：

图 1 表示一种已知的接收链路，用于对在发射机被卷积编码的编码分组进行解码和解调；

图 2 表示通常用于 Viterbi 解码器的判定步骤；



图 3A 表示穿孔效率 2/3 的示意图，图 3B 为相应的解穿孔 (dépointçonnage) 示意图；

图 3C 表示根据本发明以效率 2/3 的符号穿孔；

图 4 和图 5 表示根据本发明所述方法获得的模拟；

图 6 为根据本发明的接收链路方框图。

图 1 和图 2 在上面已参考现有技术做了说明。

本发明依据的证据是， $e^{-j\phi_k}$  值等于：

$$\frac{\Sigma_k^*}{|\Sigma_k|}$$

而

$$\Sigma_k = \sum_{n=0}^N r_{k-n} \cdot d_{k-n}^*$$

采用简化计算，可用  $\Sigma_k^*$  代替  $\frac{\Sigma_k^*}{|\Sigma_k|}$  (1)

即每个判定变量  $r_k$  可由  $\Sigma_k^*$  加权。此外，无需再提取自变数，因此会大大减少计算时间。

因此按简化后的算式，修正后的度量值  $\lambda_k$  等于：

$$\lambda_k = (\Sigma_k^* \cdot r_k) \cdot d_k^* + (\Sigma_k^* \cdot r_k)^* \cdot d_k \quad (2)$$

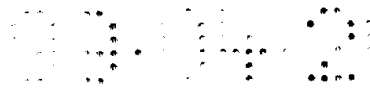
本发明还提出，通过用带有指数衰减系数（遗忘系数）的一个窗口替代滑动窗口可减少在存储器上存储的符号数。这一窗口可通过在算式 (2) 中用  $S_k$  替换  $\Sigma_k$  获得，而

$$S_k = \alpha \cdot S_{k-1} + r_k \cdot d_k^* \quad (3)$$

式中  $\alpha$  为正数且小于 1， $S_0 = 0$ 。

对于  $\alpha = 0.95$  时，窗口具有  $N = 20$  个符号的大小，而对于  $\alpha = 0.88$  时，窗口的长度则减为  $N = 8$  个符号。

其优点是，为了得到用于接收到的分组的最初符号的解码的统计上恒定的度量系数，所述值  $\Sigma_k$  可在算式 (2) 中被  $S_k / (1 - \alpha^k)$  替换，



而  $S_k$  等于:

$$S_k = \alpha \cdot S_{k-1} + r_k \cdot d_k^* \quad (4)$$

本发明的目的还在于允许在发射机修改所用编码效率: 通常情况下等于 1/2 (截断长度为 7), 它有可能达到 2/3 或更一般的  $1/1+1$ 。

图 3A 表示效率 2/3 的穿孔图, 图 3B 为相应的解穿孔图。

在图 3A 中, 穿孔应用于发射机的 QPSK 符号 SY0 到 SY4 的位 b0 到 b9。符号 SY1 和 SY3 的位 b3 和 b7 没有被发送。在接收机处接收到对应的抽样  $t_i$ , 抽样 0 替代了抽样 t3 和 t7, 使其在解码时不被考虑。图 3B 表示所述抽样 0。

这种穿孔法引起的问题是, 符号 SY1 的解码只发生在接收到符号 SY1 之后一个符号时间  $T_s$ , 即发生在接收符号 SY2 时。相同步在这种情况下无法进行。此外, 这种相同步取决于已实现的穿孔情况。为解决这一问题, 本发明提出在符号穿孔来代替在位穿孔, 即待发送的符号或者完全保留, 或者被删除。

图 3C 表示效率 2/3 的符号穿孔。

当这样的穿孔应用于本发明时, 接收机在解码前重新将抽样 0 加到被删除符号的位置。

图 4 和图 5 表示按照有效  $E_b/N_0$  比得到的两个模拟二进制错码率结果, 对于一个发生器多项式 (91, 121), 一个应力长度  $k=7$ , 一个效率  $R=1/2$ , 及每个分组有 120 个符号数。图 4 中  $\Delta f \cdot T_s$  值为  $1.2 \times 10^{-2}$ , 图 5 中为  $10^{-3}$ 。图 4 中  $\alpha$  值为 0.8, 图 5 中为 0.95。

在图 4 中, 特征 40 与理论对应, 特征 41 与得到的结果对应。在图 5 中, 特征 50 与理论对应, 且标记点与得到结果对应。

现在查明, 虽然进行了以上简化 (与替代 (1) 相关的计算简化, 根据算式 (2) 进行的度量计算和算式 (4) 中指数衰减因数的应用), 与前述现有技术的 1.5dB 相比, 结果要比图 1 所述设备的结果好得多, 因为与理论只相应了约 0.2dB 数量级。

本发明还涉及通过实施前述方法使用最大似然准则同时相同步与解码的设备。图 6 表示了根据本发明设置的一个接收链路的实施例。



基带符号被施加到解穿孔设备 60 上，它用符号 0 代替不传送的符号。来自设备 60 的符号被施加到 ACS（添加/比较/选择）单元 61 上，它输出已判定的位。基带符号还被施加到  $S_k$  值的计算装置 62 上，它提供  $S_k / (1 - \alpha^k)$ ，而  $S_k$  等于  $\alpha \cdot S_{k-1} + r_k \cdot d_k^*$ 。度量计算器 63 按公式 (2) 计算  $\lambda_k$  值，最终用  $S_k$  或  $S_k / (1 - \alpha^k)$  替换  $\Sigma_k$ ，并向 ACS 单元 61 提供  $\lambda_k$  值。控制装置 64 可保证对每个接收的分组标题中的唯一字上的相进行初始化和首次估计。控制装置 64 接收符号时钟 H。

图1

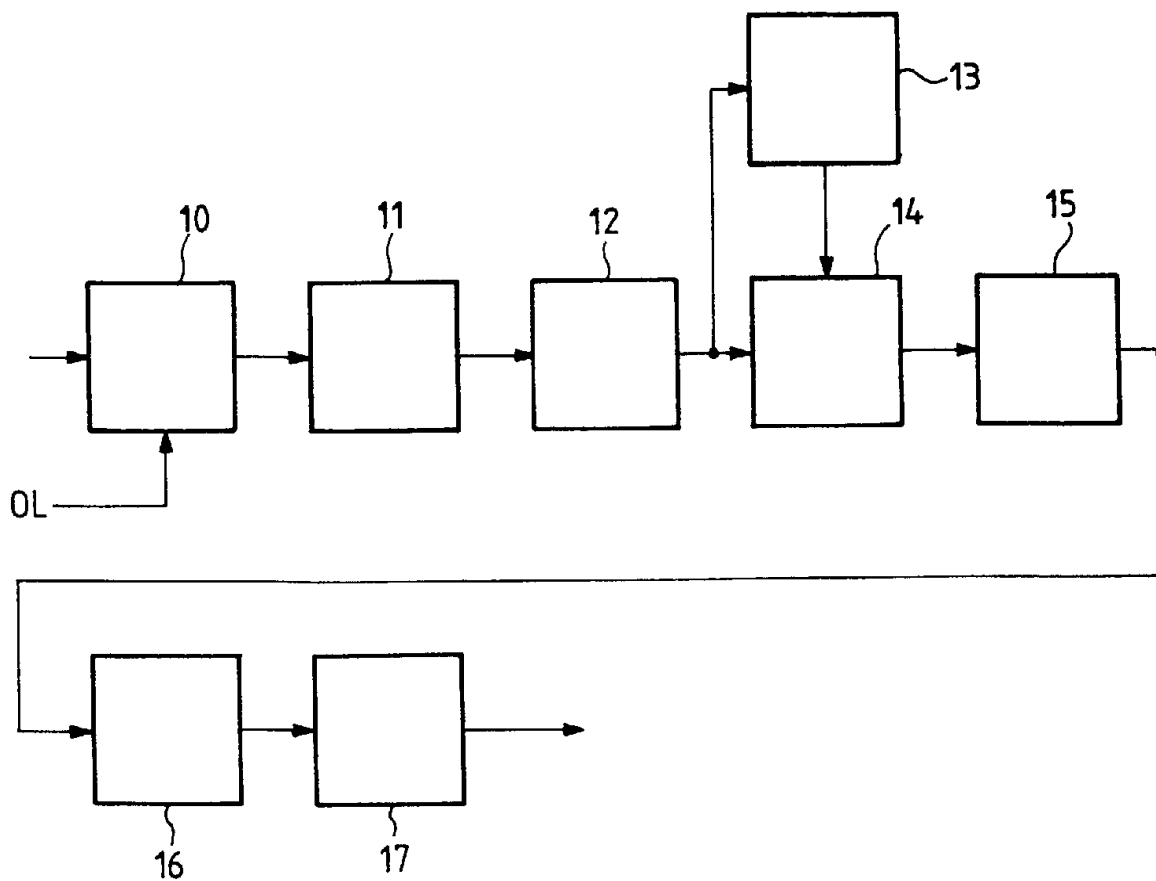


图2

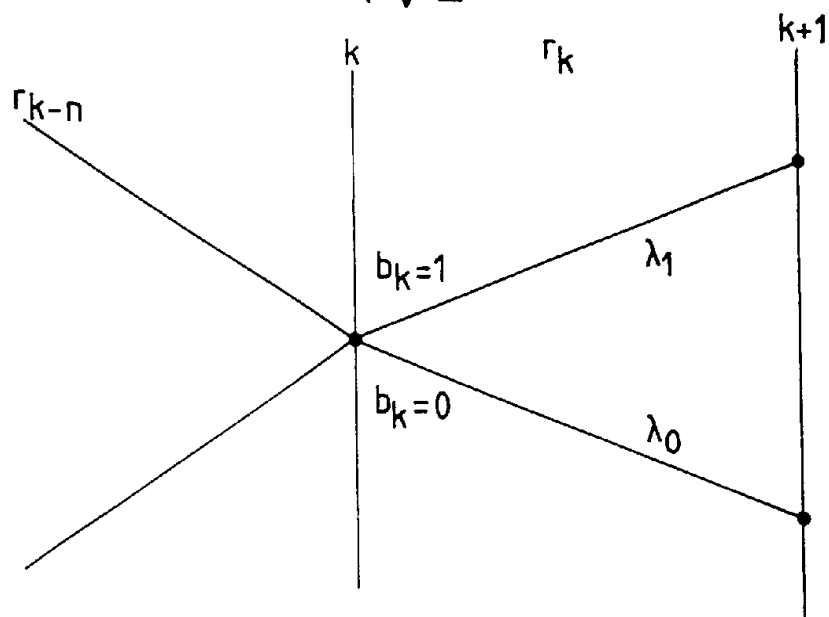


图 3A

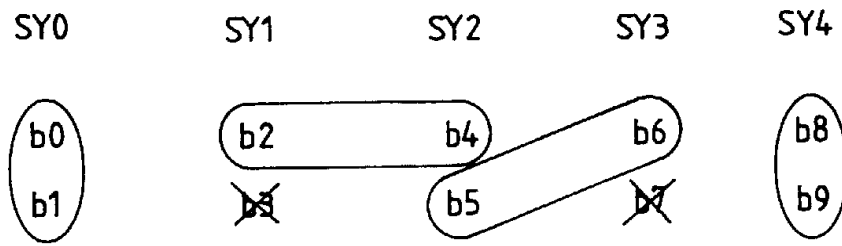


图 3B

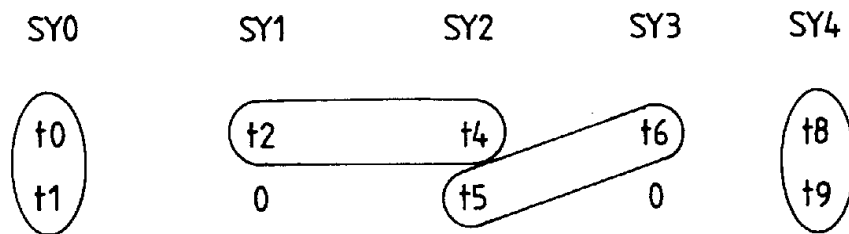


图 3C

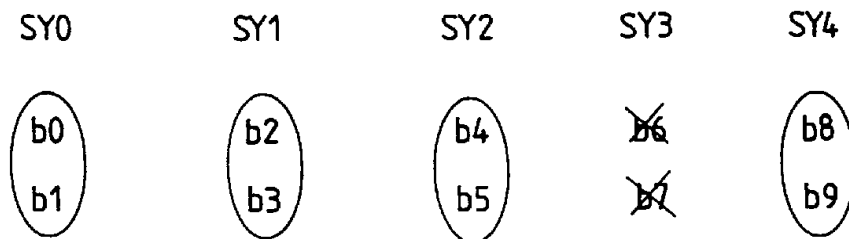


图4

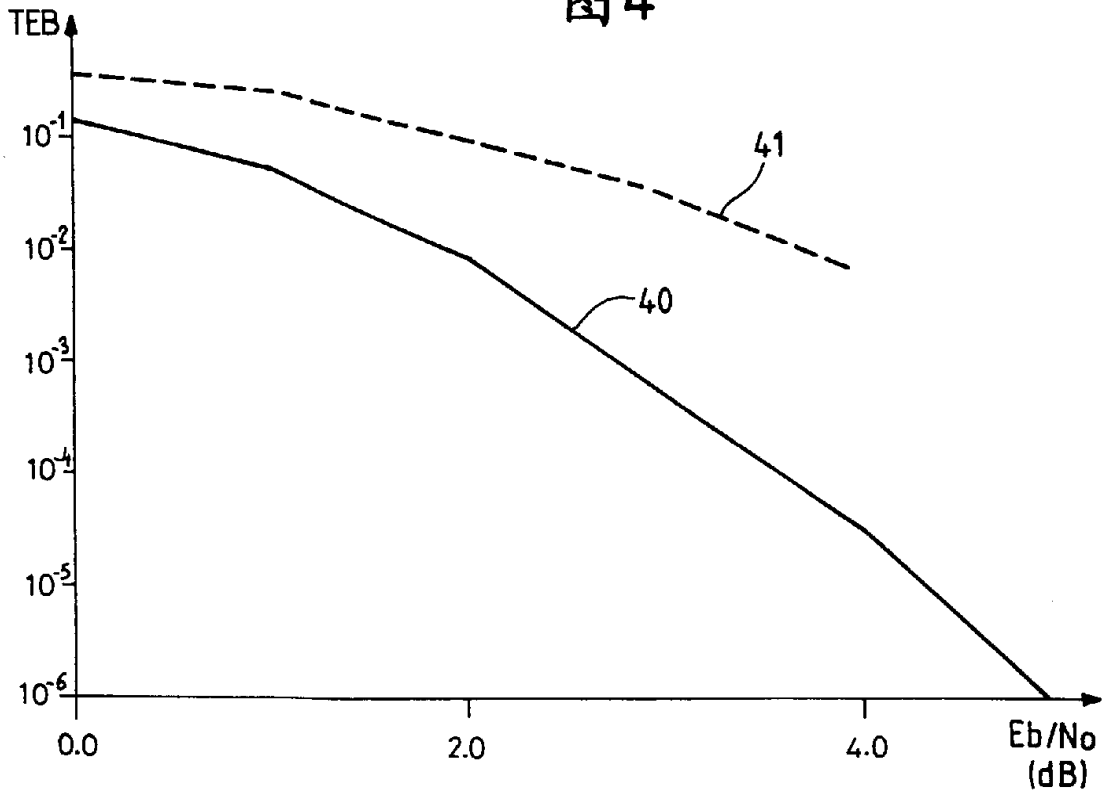


图5

