



# [12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 99809793.4

[45] 授权公告日 2003 年 12 月 10 日

[11] 授权公告号 CN 1130845C

[22] 申请日 1999. 8. 19 [21] 申请号 99809793. 4

[30] 优先权

[32] 1998. 8. 20 [33] FR [31] 98/10578

[86] 国际申请 PCT/FR99/02013 1999. 8. 19

[87] 国际公布 WO00/11799 法 2000. 3. 2

[85] 进入国家阶段日期 2001. 2. 19

[71] 专利权人 法国电讯公司

地址 法国巴黎

[72] 发明人 M·西尔拉

审查员 石贤敏

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

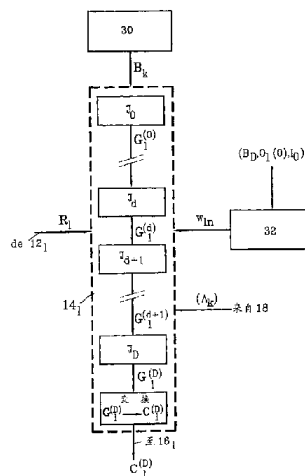
代理人 王勇 李亚非

权利要求书 2 页 说明书 16 页 附图 5 页

[54] 发明名称 迭代分离多径接收机及相应的接收方法

[57] 摘要

根据本发明的分离多径 (RAKE) 接收机包括将信道实际值分解为分量的装置及用于通过估算 - 最大化算法估算这些分量的装置, 该算法则基于最大后验概率准则。该接收机的输出端可回馈到估算装置上。本发明可应用于 AMRC 型无线电通信。



1. CDMA 型无线电通信信号接收机, 这些信号是根据具有由伪随机序列扩展的频谱的码元获得的, 这些信号然后沿多个路径传输, 该接收机包括:

- 5       - 用于对于相应  $L$  个不同路径的每个码元恢复  $L$  个解扩信号的装置 ( $12_0, \dots, 12_l, \dots, 12_{L-1}$ ),
- 用于计算  $L$  个路径的  $L$  个估算值的装置 ( $14_0, \dots, 14_l, \dots, 14_{L-1}$ ),
- 解调装置 ( $16_0, \dots, 16_l, \dots, 16_{L-1}$ ), 用于借助  $L$  个相应估算值处理  $L$  个解扩信号的每个以获得  $L$  个路径分布值,
- 10       - 加法器 (18), 用于构成  $L$  个分布值的和及输出接收码元的估算值,
- 确定电路 (20), 根据由加法器输出的估算值开始确定接收码元,

该接收机的特征在于:

- 15       a) 它处理  $N$  个码元的组, 每组包括数据码元及控制码元, 每个码元由它在组中占有的序号  $k$  来标识,  $k$  从 0 变化到  $N-1$ ,
- b) 对于由下标  $l$  标记的每个路径, 及对于每个组, 接收机考虑该组期间以路径为特征的具有  $N$  个分量的矢量  $C_l$ , 其中  $l$  从 0 变化到  $L-1$ ,
- 20       c) 该接收机包括确定矢量中一个矢量基  $B_k$  的装置 (30), 这些矢量是矩阵  $E[C_l C_l^*]^T$  的  $N$  个本征矢量, 每个矢量  $C_l$  以该基分解, 分解系数记为  $G_{lk}$ , 它构成独立的高斯随机分量,
- d) 对于每个路径  $l$ , 系数  $G_{lk}$  确定具有  $N$  个分量的矢量  $G_l$ , 估算装置 ( $14_l$ ) 使用基于估算-最大化算法的迭代处理估算每个矢量  $G_l$ ,
- 25       该算法基于最大后验概率准则。

2. 根据权利要求 1 的接收机, 其中

- a) 加法器 (18) 的输出被反馈到估算装置 ( $14_l$ ),
- b) 根据包括在组中的及被认为是已知的控制码元首先使用估算装置 ( $14_l$ ) 执行估算, 以允许在加法器输出端上获得对于包含在组
- 30       中的数据码元的第一估算值, 然后, 所说估算装置 ( $14_l$ ) 使用加法器输出端上出现的被估算码元执行估算, 如此进行下去, 该估算装置在最后的迭代后最后输出矢量  $G_l$  的似最优值 ( $G_l^{(D)}$ )。

3. 用于接收 CDMA 型无线电通信信号的方法, 这些信号是根据具有由伪随机序列扩展的频谱的码元获得的, 这些信号然后沿多个路径传输, 该接收方法包括以下操作:

- 5 - 对于每个码元恢复相应  $L$  个不同路径的  $L$  个解扩信号,
- 计算  $L$  个路径的  $L$  个估算值,
- 借助  $L$  个相应估算值解调  $L$  个解扩信号的每一个, 以获得  $L$  个路径分布值,
- 构成  $L$  个分布值的和, 它给出接收码元的估算值,
- 根据所得到的估算值确定接收码元,

10 该方法的特征在于:

- a) 处理  $N$  个码元的组, 每组包括数据码元及控制码元, 每个码元由它在组中占有的序号  $k$  来标识,  $k$  从 0 变化到  $N-1$ ,
  - b) 对于由下标  $l$  标记的每个路径, 及对于每个组, 考虑在该组期间以路径为特征的具有  $N$  个分量的矢量  $C_l$ , 其中  $l$  从 0 变化到  $L-1$ ,
  - 15 c) 考虑矩阵  $E[C_l C_l^T]$ , 它具有记为  $B_k$  的  $N$  个本征矢量, 这  $N$  个本征矢量  $B_k$  被用作一个基, 每个矢量  $C_l$  以该基分解, 分解系数记为  $G_{lk}$ , 它构成独立的高斯随机分量,
  - d) 对于每个路径  $l$ , 系数  $G_{lk}$  确定具有  $N$  个分量的矢量  $G_l$ , 使用基于估算-最大化算法的迭代处理估算每个矢量  $G_l$ , 该算法基于最大后验概率准则。
- 20

4. 根据权利要求 3 的方法, 其中迭代处理首先考虑包括在组中的及被认为是已知的控制码元来执行估算, 以给出获得对于包含在组中的数据码元的第一估算值, 然后, 所说迭代处理根据该第一估算值考虑组中所有码元, 能获得该组中码元的第二估算值, 如此进行下去, 直到对于值  $G_l$  获得满意的估算值为止, 该值被用于解调。

25

## 迭代分离多径接收机及相应的接收方法

技术领域

5 本发明涉及一种迭代分离多径接收机及相应的接收方法。它被用于无线电通信应用领域，及更具体地用于码分多址（CDMA）技术。它可被用于由标准 IS-95 确定的系统及第三代 UMTS 及 IMT-2000 系统。

背景技术

10 在 CDMA 技术中，待发送的信息码元不是直接地调制一个载波，而是预先乘以一个伪随机序列（或码），用于扩展它们的频谱。在接收时，通过适于发送时使用的序列的滤波（或通过相关性）来解扩及然后被解调。

该技术允许多个用户使用同一无线电通信信道，假定对每个信道分配了一特定的序列。

15 通常，使用多径的信道，其意义是无线电波沿着发送地点及接收地点之间的不同路径传播。因此对于每个被发送的信息码元，接收机不能接收单一信号，而是它接收到或多或少地延时及或多或少改变的多个复制信号。为了可靠地再现被发送的信息，应该考虑这些复制信息可能的最多数目及在接收机中重新排列它们。

20 为此设计了一种专门的接收机，称为分离多径（RATEAU，英文为 RAKE）接收机，其意义在于，在不同距离上的“分离多径”信息代表分离多径的“齿”。这种接收机分离与不同路径对应的信号及包括多个“齿”或“支路”或“指”，每个处理一个信号。在每个齿中，信号被解扩及解调。然后在一个加法器中重新排列所有的信号。

25 分离多径接收机最初由 R. PRICE 及 P. E. GREEN 描述在一篇题为“用于多径信道的通信技术”的文章中 - 发表于“Proceeding of the IRE”杂志，第 46 卷，第 555-570 页，1958 年 3 月。

30 该接收机也可在由 J. G. PROAKIS 的名为“数字通信”的普通书籍（MCGRAW-HILL，1995 年（第三版）；1989 年（第二版））的描述中看到。

附图 1 概要地表示了一个这种类型的接收机。该接收机包括：一个总输入端 E；滤波器 10，其带宽适于信号扩展的带宽；L 个装置

12<sub>0</sub>, ..., 12<sub>l</sub>, ..., 12<sub>L-1</sub>, 用于重组相应 L 路径上的频率的解扩信号 (这些装置通常包括适于一个在发送时使用的或伪随机序列的滤波器或相关器及搜索信号峰值的装置); L 个装置 14<sub>0</sub>, ..., 14<sub>l</sub>, ..., 14<sub>L-1</sub>, 用于估算不同信号所使用的 L 路径的特性; L 个解调装置 5 16<sub>0</sub>, ..., 16<sub>l</sub>, ..., 16<sub>L-1</sub>, 用于组合解扩信号及估算路径; 加法器 18, 用于将 N 个解调器输出的 N 个分布值相加; 及最后, 一个决定电路 20, 用于在总输出端 S 上以通信的测试顺序输出被发送的码元或参考码元。

10 随着信息服务所需信息流量持续增长的需要, CDMA 系统的频率扩展带正在不断地增加, 这种频带的增加伴随着在接收机层次上接收路径数目的持续增长。对于给定的接收功率, 这种路径数目的增长引起了每路径接收功率的下降及由此减少了总的信道估算质量。因此, 这些路径对接收机层次影响的结构性组合很少能被保证及可产生传输质量的严重损失。

15 由于 CDMA 系统受到多址干扰的固有限制, 该特性的损失不能由增加功率来补偿。此外, 涉及可控码元数目增加的方案将是一种减少系统容量的解决。

本发明的目的在于纠正这些缺点。

#### 发明内容

20 本发明的主要目的是通过对于给定传输功率改善接收质量来增强 CDMA 系统的性能, 及由此具有不变的多址干扰电平。该质量的改善主要可增强 CDMA 系统的容量及覆盖。该改善可通过对传统慢衰减情况下的接收机工作优化来获得, 并也可用于衰减很快的更困难情况。

25 本发明的另一目的是, 通过使终端对在基带中转移接收信号的本地振荡器的不精确性更不敏感来简化终端的结构。

CDMA 系统中引入了功率控制周期 (PCP) 的概念。发射机发射的信号功率在这些周期的每个中变成恒定, 但从一个功率控制周期到另一功率控制周期可以变化, 以补偿慢衰减 (由于距离及屏蔽作用) 及 30 快速衰减, 后者由终端的缓慢移动引起。此外, 除传送信息的码元外使用了控制码元。对于等同的接收质量本发明可减少这些控制码元的相对数目和/或功率。该目的可以通过以最佳方式考虑在信道估算中

执行的任意数目的控制码元来实现。它也可在缺少匹配天线的情况下通过最佳信道估算中考虑可能包括在一些 CDMA 系统的导频信道中的控制码元（如果有）来实现。它也可仍在缺少匹配天线的情况下在估算中考虑对下行链路中的另外用户分配的控制码元（如果有）来实现。最后，它也可在部分或全部信道或某些数据码元的估算中最佳地对于这些功率控制周期考虑，它们显然比控制码元具有更多的数目及通常具有更大能量。控制码元的数目和/或功率的减小能使有效数据编码增强及使分配给这些数据的传输功率部分增加。

在信道最佳估算中，本发明也考虑在时间上复用控制码元及在调制信号相位分量和/或正交分量上复用控制信号。

本发明允许使用所有功率控制周期码元。它亦允许监控及校正本地振荡器频率偏移，甚至控制码元被重组合时也如此。

根据本发明，每次执行逐组处理，以便可得到与给定功率控制周期相应的接收信号。类似于传统分离多径接收机，处理过程总是由对与选择用于最后组合重要的路径相应的信号进行解扩（unspreading）来开始的。然后，通过仅使用与接收组相关的控制码元对多径信道作出粗略估算。该估算方法以在对于一组的每个码元逐个码元地处理组期间每个路径的相位及幅值变化为特征。根据本发明的接收机接着对被估算了的路径的分布进行解调及组合并输出对组中所含每个数据码元的采样值（或加权的输出）。

在传统分离多径接收机的情况下，这些加权输出被直接用来对传输数据码元检波及解码。这些输出值相对一组期间发送的数据码元所取数值更具有有一定可靠性。在根据本发明的接收机的情况下，除控制码元外，它们被用来对每个接收路径提供改善的估算。多径信道估算的这种改善通过对数据码元编码结构的可能考虑来优化。对校正编码的考虑可导致更好质量的接收机加权输出。

在给定迭代结束时获得的加权输出可与控制码元一起再用来对信道估算进一步改善。该改善了的估算本身接着又使接收机产生的加权输出质量提高。因此，接收机的输出被回馈到估算装置。

根据本发明的接收机的优化涉及多径信道估算性能的优化。该性能优化首先依赖迭代估算-最大化型式算法（缩写为 EM），以构成基于接收组的最似真信道。该算法例如被 A. P. DEMPSTER, N. M. LAIRD

及 D. B. RUBIN 描述在题为 “Maximun Likelihood from Incomplete Data Via the EM Algorithm” 的文章中，发表在 J. Roy. Stat. Soc. 杂志，Ser. 39，1977 年。

信道的估算优化也依赖于根据称为 KARHUNEN-LOEVE 算法的扩展  
5 算法对每个接收路径的分解。该分解由于多普勒 (Doppler) 效应允许路径随时间的变化具有灵活的特性，及其本身易于包括在 EM 算法中，KARHUNEN-LOEVE 算法例如被描述在上述 J. G. PROAKIS 所著的书中，1989 年版，第 340-344 页。

更确切地，本发明的目的是一种 CDMA 型无线电通信信号接收机，  
10 这些信号是根据具有由伪随机序列扩展的频谱的码元获得的，这些信号然后沿多个路径传输，该接收机包括：

- 用于对于相应 L 个不同路径的每个码元恢复 L 个解扩信号的装置，

- 用于计算 L 个路径的 L 个估算值的装置，

- 解调装置，用于借助 L 个相应估算值处理 L 个解扩信号的每个  
15 以获得 L 个路径分布值，

- 加法器，用于构成 L 个分布值的和及输出接收码元的估算值，

- 确定电路，由加法器输出估算值开始确定接收码元，

该接收机的特征在于：

- a) 它处理 N 个码元的组，每组包括数据码元及控制码元，每个  
20 码元由它在组中占有的序号 k 来标识，k 从 0 变化到 N-1，

- b) 对于由下标 l 标识的每个路径，及对于每个组，接收机考虑  
在该组期间以路径为特征的具有 N 个分量的矢量  $C_l$ ，其中 l 从 0 变化  
到 L-1，

- c) 该接收机包括确定矢量中一个矢量基  $B_k$  的装置 (30)，这些  
25 矢量是矩阵  $E[C_l C_l^T]$  的 N 个本征矢量，每个矢量  $C_l$  以该基分解，分解  
系数记为  $G_{lk}$ ，它构成独立的高斯随机分量，

- d) 对于每个路径 l，系数  $G_{lk}$  确定具有 N 个分量的矢量  $G_l$ ，估  
算装置能使用基于估算-最大化 EM 算法的迭代处理估算每个矢量  $G_l$ ，  
30 该算法基于最大后验概率准则。

在一个具体实施形式中，加法器的输出被反馈到估算装置，首先  
使用的估算装置利用包括在组中的及被认为是已知的控制码元执行

估算估算，以允许在加法器输出端上获得对于包含在组中的数据码元的第一估算值，然后，该估算装置使用加法器输出端上输出的被估算码元执行估算，如此进行下去，该估算装置在最后的迭代后最后输出矢量  $G_l$  ( $l=0, 1, \dots, L-1$ ) 的似最优值。

5 本发明的另一目的是用于接收 CDMA 型无线电通信信号的方法，这些信号是根据具有由伪随机序列扩展的频谱的码元获得的，这些信号然后沿多个路径传输，该接收方法包括以下操作：

- 对于每个码元恢复相应  $L$  个不同路径的  $L$  个解扩信号，
- 计算  $L$  个路径的  $L$  个估算值，

10 - 借助  $L$  个相应估算值解调  $L$  个解扩信号的每一个，以获得  $L$  个路径分布值，

- 构成  $L$  个分布值的和，它给出接收码元的估算值，
- 根据所得到的估算值确定接收码元，

该方法的特征在于：

15 a) 处理  $N$  个码元的组，每组包括数据码元及控制码元，每个码元由它在组中占有的序号  $k$  来标识， $k$  从 0 变化到  $N-1$ ，

b) 对于由下标  $l$  标记的每个路径，及对于每个组，考虑在该组期间以路径为特征的具有  $N$  个分量的矢量  $C_l$ ，其中  $l$  从 0 变化到  $L-1$ ，

20 c) 考虑矩阵  $E[C_l C_l^T]$ ，它具有记为  $B_k$  的  $N$  个本征矢量，这  $N$  个本征矢量  $B_k$  被用作一个矢量基，每个矢量  $C_l$  以该基分解，分解系数记为  $G_{lk}$ ，它构成独立的高斯随机分量，

d) 对于每个路径  $l$ ，系数  $G_{lk}$  确定具有  $N$  个分量的矢量  $G_l$ ，使用基于估算-最大化 EM 算法的迭代处理估算每个矢量  $G_l$ ，该算法基于最大后验概率准则。

25 在一个具体的实施形式中，迭代处理首先考虑包括在组中的及被认为是已知的控制码元来执行，它给出获得对于包含在组中的数据码元的第一估算值，然后，所说迭代处理根据该第一估算值考虑组中所有码元，能获得该组中码元的第二估算值，如此进行下去，直到对于值  $G_l$  获得满意的估算值为止，该值被用于解调。

30 附图说明

- 图 1 表示公知的分离多径接收机，该图已描述；
- 图 2 表示根据本发明的迭代分离多径接收机的总体结构；

- 图 3 表示根据最大后验概率准则的估算及优化框图;
- 图 4 表示根据本发明的接收机与两个传统分离多径接收机的比较, 它给出作为  $\bar{E}/I_0$  比函数的二进制误差率, 其中  $I_0$  是由热噪音及多址干扰引起的频谱功率, 及  $\bar{E}$  是每个接收码元的平均能量;
- 5     - 图 5 表示根据本发明的接收机与两个传统分离多径接收机的比较, 它给出作为在对于  $\bar{E}/I_0=10\text{dB}$  的功率控制周期内数据码元位置的函数的二进制误差率。

### 具体实施方式

为简化及注解起见, 以下的数学推导、如附图那样仅涉及码元在  
10 时间上被复用的情况。码元同时地在时间上及被正交分量上的码的复用以类似方式处理。

根据本发明的接收机将依据被称为最大后验 (MAP) 概率的准则来寻找多路径信道的表达式。这种估算需要知道被发送的码元或至少它们的概率。在一个具体实施方式中, 接收机可使用在加法器示出端  
15 出现的估算值。因此, 在此情况下, 输出值被反馈到各估算器, 如图 2 所示。在该图上, 可看到加法器 18 的输出端输出一个表记为  $\Lambda_k$  的信号 (这里  $k$  表示被处理码元的序号, 该序号  $k$  从 0 变化到  $N-1$ , 将如下所述), 该信号被反馈到各估算器  $14_0, \dots, 14_l, \dots, 14_{L-1}$ 。但这种反馈不是以显现的方式, 在下面这将会被看清楚。

20 多径信道的性能将使用某些量的后验概率来确定, 其中将考虑由每个解扩电路输出的信号  $R_{kx}(t)$ 。该计算通过将信号分解成分量来作出, 且保证各分量不相关。为此将使用所谓 KARHUNEN-LOEVE 分解算法, 该算法的原理将简要地描述如下。

25 一个平均值为零的时间的随机函数  $z(t)$  具有相关函数, 表示为  $\phi(t, \tau)$  的相关函数, 它等于  $1/2E[z(t) \cdot z'(\tau)]$ , 式中  $E$  是

$$z(t) = \sum_{n=1}^{\infty} z_n f_n(t)$$

数学期望值。该函数  $z(t)$  可以下式展开为级数:

式中  $z_n$  的值是展开系数及  $f_n(t)$  的值是在给定区间  $0, T$  上的正交函数。

30 每个系数  $z_n$  可由函数  $z(t)$  及本征函数  $f_n(t)$  由以下关系式来获得:

$$z_n = \int_0^T z(t) f_n^*(t) dt$$

这表明正交函数  $f_n(t)$  是下式的本征函数:

$$\int_0^T \phi(t, \tau) f_n(\tau) d\tau = \lambda_n f_n(t)$$

式中  $\lambda_n$  为本征值。

如果由解扩电路 (适配滤波器或相关器) 输出的信号表示为  $R(t)$ , 则有:

$$R(t) = c(t) A(t) + N(t)$$

5 式中  $C(t)$  是表示电波所由路径的特征的函数,  $A(t)$  是被发送的信息及  $N(t)$  是高斯附加噪音。为了估算每个路径, 将根据 KARHUNEN-LOEVE 算法分解表示其特征的函数  $C(t)$ 。实际上, CDMA 类型的无线电通信不使用时间的连续函数, 而使用数字量、即采样  
10 值。分离多径齿序  $l$  的解扩电路的输出信号的形式为:

$$R_{lk} = C_{lk} A_k + N_{lk}$$

15 式中  $k$  是码元序数, 如果处理  $N$  个码元的组, 它将从 0 改变到  $N-1$ 。对于由下标  $l$  表示的给定路径,  $N$  个分量  $C_{lk}$  形成了矢量  $C_l$  的  $N$  个分量。这是将根据 KARHUNEN-LOEVE 算法分解的矢量, 在此情况下, 该算法涉及离散求和而非积分。因此与其说本征“函数”不如说本征  
“矢量”, 但分解的精神保持不变。

以上对一般性作了描述, 现在将对根据本发明的接收机及方法以下述方式作出详细描述, 即其中只限于功率控制的一个周期。

20 相应于一个功率控制周期的每个功率等级由  $N_D$  个数据码元及  $N_C$  个控制码元组成, 全部被相位调制 (MDP2, MDP4, MDP8, ...)。以下, 这些码元的所有数目用  $N$  ( $N = N_D + N_C$ ) 表示, 数据码元将被表示为  $a_0, a_1, \dots, a_{N_D-1}$  及控制码元将表示为  $a_{N_D}, a_{N_D+1}, \dots, a_{N-1}$ 。

25 这两种类型的码元将借助有限伪随机序列用不同的扩展系数来扩展。此外, 它们可在调制信号的相位及正交分量上或全部在时间上被复用。以下, 将这些码元的每个在时间上相对相应功率控制周期的起点的暂时位置表示为  $P_i$ 。

通常, 控制码元一方面由接收机已知的  $N_P$  个控制码元  $a_{N_D}, a_{N_D+1}, \dots, a_{N_D+N_P-1}$  及专用于交互信道上功率控制及以接收数据格式表示

的  $N_c - N_p$  个码元  $a_{N_D + N_p}, a_{N_D + N_p + 1}, \dots, a_{N-1}$  组成。

在一个给定功率控制周期中，分配给  $a_i$  的发送能量将记为  $E_i$ 。通常，该能量对于每种类型的码元是共同的，但对于不同类型者可不同。在此情况下，分配给数据码元及控制码元的能量分别表示为  $E_D$  及  $E_C$ 。

- 5 被发送的 CDMA 信号所看到的多径信道由多个路径组成，这些路径由于 Doppler（多普勒）效应具有或可能具有暂时的变化。每个路径的特征是平均功率及依赖于环境及移动速度的给定多普勒功率频谱（SPD）。此外，每个路径受到的衰减可为 Rayleigh 类型或 Rice 类型。

- 10 通常，具有 Rayleigh 衰减的多普勒功率频谱是传统类型或平坦类型的。传统的多普勒功率频谱主要在建筑物的外部环境中遇到，而平坦的多普勒功率频谱主要在建筑物的内部环境中遇到。

信道的多普勒扩展被记为  $B_D$ ，及第一型 0 阶贝塞尔函数被记为  $J_0(\cdot)$ 。在传统 SPD 情况下，平均功率路径的自相关函数  $\phi(0)$  则被表示为：

15 
$$\phi(\tau) = \phi(0) J_0(\pi B_D \tau),$$

及在平坦 SDP（多普勒功率频谱）情况下被表示为：

$$\phi(\tau) = \phi(0) \sin(\pi B_D \tau) / \pi B_D \tau.$$

平均功率  $\phi(0)$  从一个路径到另一路径将改变及由此显示出路径强度分布的特征。

- 20 如上所述，一个分离多径接收机由  $L$  个齿组成，它们可跟随具有最大功率的  $L$  个路径及主动地组合这  $L$  个路径的基值。由分离多径接收机使用的路径数目通常少于有效接收的实际路径数目。该数目取决于环境（外部或内部）及 CDMA 扩展系数。通常使用的典型值在内部环境中为 2 至 3 及在外部环境中为 4 至 8。

- 25 令  $R_{lk}$  为第  $l$  齿的相关器的输出信号，它相应于在某一功率控制周期中被发送的第  $k$  个码元  $a_k$ 。该信号的形式为：

$$R_{lk} = C_{lk} a_k + N_{lk}$$

式中  $C_{lk}$  是由码元  $a_k$  看到的接收机第  $l$  路径的增益系数，及  $N_{lk}$  是复合噪音，它包括热噪音及由另外移动通信的多址引起的干扰。为了简化接收机的分析，假定噪音是高斯分布及被去相关，及其方差记为  $I_0$ 。

- 30 给定路径的增益系数也被假定为彼此间无关。其理由是，以不同延时到达接收机的两个信号具有不使用同一路径及不遇到同一障碍

的较大机会。然而，给定路径的增益系数通常彼此相关。如果用  $E[.]$  及  $\phi_l(.)$  分别表示数学期望值算子及第  $l$  路径的连续自函数，则相应于该路径的离散自函数为：

式中  $P_i$  及  $P_j$  为码元相对功率控制周期流的暂时位置。

- 5 通常，接收机具有多普勒扩展值  $B_D$  及多普勒功率频谱形状的模糊概念。由此，采用了具有平坦多普勒功率频谱的最少可预计多径信道，它的多普勒扩展大于或等于实际扩展。为简明起见，该扩展的上限也表示为  $B_D$ 。它也可根据允许的或达到的最大速度被最后固定在接收机层次上。它也可用自适应的方式使用譬如码元和/或控制信道被
- 10 估算。

- 在每个功率控制期间，接收机需要相应于数据码元、功率控制码元及接收数据格式尽可能精确地估算增益系数  $C_{lk}$ 。因此，根据本发明的接收机能考虑被接收机组合的所有路径的增益系数的时间相关性。它也能考虑接收机未知的数据及控制码元的全部或部分编码结
- 15 构，以便改善估算。最后，它可考虑所有的或某些附近的功率控制周期的数据码元及控制码元，以便对给定控制周期优化其估算。

为简明起见，我们仅描述在一个功率控制周期中仅使用接收码元

$$R_\ell = (R_{\ell 0}, R_{\ell 1}, \dots, R_{\ell, N-1})^T$$

的多径信道估算器的情况，以便估算相应的信道输出。易位算子将记为  $(.)^T$  及引入矢量：

- 20 该矢量的分量是在待处理的功率控制期间接收的及相应于由接收机选择的第  $l$  路径的  $N$  个采样。在功率控制周期中多径信道的估算是完全基于这些接收采样的  $L$  个矢量  $R_0, R_1, \dots, R_{L-1}$  作出的。

- 模数算子被记为  $\cdot$ 。回忆一下，等于  $\sqrt{E_k}$  的幅值  $a_k$  不仅取决于功率控制周期，而且也取决于发送码元的下标。实际上，对于每个
- 25 码元类型该幅值是相同的。

为了消除对幅值的依赖性，导入了标称发送码元矢量：

$$A = (A_0, A_1, \dots, A_{N-1})^T$$

式中  $A_k = a_k / a_k$ 。接收采样的第  $l$  矢量的第  $k$  分量由此可写为以下形式：

$$R_{lk} = C_{lk} A_k + N_{lk}$$

- 30 式中  $C_{lk}$  是相应于第  $l$  路径的下列标称增益系数的矢量的第  $k$  分量：

$$C_l = (|a_0|c_{l0}, |a_1|c_{l1}, \dots, |a_{N-1}|c_{l,N-1})^T$$

这就是要表达的矢量。

该表达基于 KARHUNEN-LOEVE 分解算法，及在于如下地表达 L 个标称矢量  $C_l$ ,  $l=0, 1, \dots, L-1$ :

$$C_l = \sum_{k=0}^{N-1} G_{lk} B_k,$$

5 式中  $B_k$  是  $C_l$  的协方差矩阵  $F_l = E[C_l C_l^*]$  的 N 个标称本征矢量，及系数  $G_{lk}$  是独立的随机高斯分量，它具有零平均值及其方差等于矩阵  $F_l$  的本征值，提醒一下，下标 k 从 0 变化到 N-1。

假定各路径的多普勒功率频谱的形状是相同的，及由此相应的本征矢量  $B_k$  也是相同的。在多径信道的精确特性已知的情况下，矩阵  $F_l$  的第 (i, j) 输入为:

$$F_{lij} = \phi_l(p_i - p_j) \sqrt{E_i E_j}.$$

10 实际上，无论多普勒功率频谱及相应多普勒扩展的形状还是发送功率控制周期的功率均不是精确知道的。接收机则可使用代表实际多普勒扩展上限的带宽  $B_D$  的平坦 SPD。此外，可假定接收的平均功率从一个到另一个功率控制周期的变化不大。在该更实际的情况下，矩阵  $F_l$  的第 (i, j) 输入为:

$$F_{lij} = \phi_l(0) \sqrt{E_i E_j} \sin(\pi B_D (p_i - p_j)) / \pi B_D (p_i - p_j)$$

15 不再仅取决于所采用的多普勒扩展的上限。

并且在实施中，接收机可具有一个用于多普勒扩展上限各个典型值的本征矢量的库，以便更好地适应终端速度。

20 根据本发明的信道估算器按照 MAP 准则来实现具有衰减的多径信道的迭代估算。在其估算中，可考虑信道适当表达的特征及控制码元的值以及未知码元（包括数据码元）的编码结构。

对于具有衰减的多径信道的一个  $\hat{G}_l$  的实现， $G_l$  的 MAP 估算的值为，式中 l 表示从 0 至 L-1 的所有值:

$$\{\hat{G}_l\}_{l=0}^{L-1} = \operatorname{argmax} P(\{G_l\}_{l=0}^{L-1}, \{R_l\}_{l=0}^{L-1})$$

它使后验概率密度  $P(\{G_l\}_{l=0}^{L-1}, \{R_l\}_{l=0}^{L-1})$  达到最大。根据本发明及使用 EM 算法，可迭代地获得接近所需精确解的解。

25 在通常情况下，需最大化的后验概率密度  $P(\{G_l\}_{l=0}^{L-1}, \{R_l\}_{l=0}^{L-1})$  具有

- 多个总最大值，它们将导致根据 MAP 准则的信道估算中的多义性。该多义性可通过使用接收机已知的控制码元来消除。但是，这通常是不充分的，因为该概率密度也具有局部最大值，可由 EM 算法来达到，而非单个总的最大值。为解决该问题，可基于控制码元以适当地确定初始状态  $G_l^{(0)}$ ， $l=0, 1, \dots, L-1$ 。

EM 算法将通过归纳再估算矢量  $\hat{G}_l$ ，以保证有条件的后验概率密度  $P(\{G_l\}_{l=0}^{L-1}, \{R_l\}_{l=0}^{L-1})$  单调地增加。

鉴于接收的矢量  $R_l$ ，EM 算法将由根据接收的相应控制码元的接收采样对矢量  $G_l$  计算初始状态  $G_l^{(0)}$  开始。

- 10 由功率控制周期的第  $k$  个码元可能取得的一组值被记为  $S_k$ ，功率控制周期控制码元的一组系数被记为  $S$ ，包括在  $S$  内的系数的控制码元  $A_k$  所取的值被记为  $D_k$  ( $k \in S$ )。在 EM 算法初始阶段，接收机不知道数据码元的值，因此使用对于为非控制码元的  $A_k$  值的统一条件的概率密度  $P(A_k | \{R_l\}_{l=0}^{L-1}, \{G_l^{(0)}\}_{l=0}^{L-1})$ 。如果调制集具有中心对称性 (MPD2, 15 MPD4, MPD8, ...)，则第  $l$  路径的初始状态  $G_l^{(0)}$  的第  $n$  分量可选择等于

$$G_{ln}^{(0)} = w_{ln} \sum_{k \in S} D_k^* R_{lk} B_{nk}$$

式中  $w_{ln}$  是加权系数，等于：

$$w_{ln} = \frac{1}{1 + I_0 / \Gamma_{ln}}$$

- 20 该系数依赖于矩阵  $F_l$  的第  $n$  本征值  $\Gamma_{ln}$  (它取决于第  $l$  路径的平均功率  $\phi(0)$  及多普勒扩展  $B_D$  及与数据码元  $E_D$  和控制码元  $E_C$  相关的发送能量) 及包括热噪音及多址干扰的噪音的方差  $I_0$ 。

仍基于所有接收的矢量  $R_l$ ，接着 EM 算法进行再估算值  $G_l^{(d+1)}$  的迭代计算，这开始于估算值  $G_l^{(d)}$  并使用以下表达式：

$$G_{ln}^{(d+1)} = w_{ln} \left( \sum_{k=0}^{N-1} \left[ \sum_{k \in S} A^* P(A | \{R_l\}_{l=0}^{L-1}, \{G_l^{(d)}\}_{l=0}^{L-1}) \right] R_{lk} B_{nk} + \sum_{k \in S} D_k^* R_{lk} B_{nk} \right)$$

它联系第  $l$  矢量的第  $(d+1)$  再估算值的第  $n$  分量及信道的适当表达式  $G_l^{(d)}$ 。

- 25 根据本发明，该适当表达式  $G_l$  的迭代估算可被执行有限次数  $D$ ，以使所获得的总估算值  $G_{ln}^{(D)}$  能保证接收机性能与最佳值  $\hat{G}_l$  相比不会感到变差。

这些操作被表示在图 3 中, 其中可看到: 序号 1 的估算器, 它用 14<sub>1</sub> 表示, 及确定本征矢量 B<sub>k</sub> 的装置 30 以及计算加权系数的装置 32。估算器 14<sub>1</sub> 执行由输出初始估算值 G<sub>1</sub><sup>(0)</sup> 的框 I<sub>0</sub> 象征表示的第一估算, 然后执行由输出值 G<sub>1</sub><sup>(d)</sup> 的框 I<sub>d</sub> 表示的第 d 次估算, 然后再执行由输出值 G<sub>1</sub><sup>(d+1)</sup> 的框 I<sub>d+1</sub> 表示的第 d+1 次估算及最后执行由输出值 G<sub>1</sub><sup>(D)</sup> 的框 I<sub>D</sub> 表示的第 D 次估算。

因此, 刚才所述的接收机包括 L 个如图 3 中标号 14<sub>1</sub> 所示的电路。为了精细进行对信道 G<sub>1</sub> 的估算, 电路 14<sub>1</sub> 应具有概率:

$$P[A_k = A | \{R_l\}_{l=0}^{L-1}, \{G_l^{(d)}\}_{l=0}^{L-1}]$$

这就是说, 考虑到 R<sub>l</sub> 及 G<sub>l</sub>, 码元 A<sub>k</sub> 将取所有可能值中一个值的概率。

10 我们可看到, 根据本发明执行了 D+1 次迭代, 以便相继计算 G<sup>(0)</sup>, G<sup>(1)</sup>, ..., G<sup>(D)</sup>。但是对于第一次 (d=0) 出现问题, 因为在此时还不能提供 G<sub>1</sub> 的值。因此, 不能极其严格地计算上述的概率。

15 根据本发明, 则可使用其概率是已知的控制 (或参考) 码元。实际上, 对于控制码元, A<sub>k</sub> 将取值 D<sub>k</sub> 的概率等于 1 (而 A<sub>k</sub> 不取值 D<sub>k</sub> 的概率等于 0)。对于其它的码元, 将使用等分概率 (例如对于二进制码元, 对两个可能值将取 1/2 及 1/2)。

对于随后的迭代 (d ≠ 0), 将通过由表达式

$$\sum_{l=0}^{N-1} R_{lk} \left( \sum_{n=0}^{N-1} G_{ln}^{(d)*} B_{nk} \right)$$

确定的所有解调器的再组合输出的已知 A<sub>k</sub><sup>(d)</sup> 值来提供 G<sub>1</sub><sup>(d)</sup> (及 R<sub>l</sub>) 的值, 因此可将概率计算到 (D+1) 次迭代 (d=D)。

20 该方法可很严格地用于其中码元 A<sub>k</sub> 是未被校正码保护的码元信息的情况, 将如下所述 (或可能被码保护, 但为简明起见对其不予考虑)。如果相反地, A<sub>k</sub> 值是由我们要使用的校正码保护的码元, 则使用称为 BAML 的算法来获得对于由 d 迭代到 d+1 迭代所需的概率 P (A<sub>k</sub> = A | {R<sub>l</sub>}<sub>l=0</sub><sup>L-1</sup>, {G<sub>l</sub>}<sub>l=0</sub><sup>L-1</sup>)。该算法执行了一个复杂的运算, 这实际上是一个改善的解调过程。因此, 在环路中不再有由解调器 16<sub>0</sub>, ..., 16<sub>1</sub>, ..., 16<sub>L-1</sub> 执行的解调操作, 因为在迭代中已包括了一个更复杂、更全面的操作。因此, 不再需要从加法器输出端到各估算器的反馈。

25 BAML 算法被 J. COCKE, F. JELINEK 及 J. RAVIV 描述在题为“用于最小码元误差率的线性码的最佳解码”, 发表于 IEEE Transactions

on Information Theory , vol. IT-2<sup>0</sup>, 1974年3月。

在重复编码的特殊情况下, 编码结构可立即被积分成给出第 (d+1) 迭代的显函数公式, 因此可免于借助 Bahl 算法。

5 在一个具体的实施形式中, 仅通过在信道表达式中保留相应于重要本征值的本征矢量, 可以降低信道估算器的复杂性, 而无任何明显的性能损失。

在另一具体的实施形式中, 在调制 MDP2, MDP4, 等的特定情况下, 表达式  $G_{zn}^{(d+1)}$  还可进一步简化。对于 MDP2 调制, 具有下标 k 的码元  $A_k$  将取包括两个值  $+\sqrt{E_k}$  及  $-\sqrt{E_k}$  的集  $S_k$  中的值, 及对于  $G_{zn}^{(d+1)}$  的通用表达式变换为:

$$G_{zn}^{(d+1)} = W_{zn} \left( \sum_{\substack{k=0 \\ k \in S}}^{N-1} \tanh \left[ \frac{1}{I_0} \operatorname{Re} \{ \hat{\Lambda}_k^{(d)} \} \right] R_{zk} B_{nk} + \sum_{k \in S} D_k^* R_{zk} B_{nk} \right)$$

式中  $\tanh[.]$  是双曲正切函数及  $\operatorname{Re}(\cdot)$  是“实数部分”函数。算子  $\operatorname{Re}(\cdot)$  的自变量由接收机在估算算法的每次迭代时自然地提供。在迭代过程结束时 (将在下面看到), 这些自变量将直接由接收机提供给可能有的在输入端使用加权解码的编码器。

15 当使用以下限幅函数来取代双曲正切函数, 则可进一步地降低信道估算器的复杂性:

$$\Phi_0(x) = \begin{cases} x, & \text{若 } -1 \leq x \leq 1 \\ x \text{ 的符号, 其它 } x \end{cases}$$

或

$$\Phi_1(x) = \begin{cases} 0, & \text{若 } -1/2 \leq x \leq 1/2 \\ x \text{ 的符号, 其它 } x \end{cases}$$

或

20  $\phi_2(X) = X$  的码元。

如果在 EM 算法中的所有步骤均被正确地执行, 接收机必需对实际多普勒扩展设置一个上限  $B_0$ , 及同时估算噪音方差  $I_0$  及每个选择路径的各自功率  $\phi_i(0)$ 。

25 在接收机设有用于多普勒扩展上限  $B_0$  的不同典型值的本征矢量库的情况下, 可提供适当的矢量基  $B_k$  作为多普勒扩展的上限, 及因此

作为终端可变速度的上限。

在作为终端实际速度的函数的多普勒扩展上限不能适应的情况下，将对它指定一个值及接收机仅提供相应的矢量基。

类似地，由于上述的量，接收机可计算及提供必要的权重。

- 5 当产生第 D 估算值  $G_l^{(D)}$  时，将使用该最后的估算值作为信道的表达式及该表达式被记为  $G_l$ 。对于每个序号 k 的码元，解调器 16<sub>l</sub> 构成  $R_{lk}$  与  $C_{lk}$  的共轭复数值即  $C_{lk}^*$  的乘积，及加法器 18 构成来自 L 个路径的所有这些分布值的和并输出由下式确定的最后信号  $\Lambda_k^{(D)}$ ：

$$\Lambda_k^{(D)} = \sum_{l=0}^{L-1} R_{lk} G_{lk}^*$$

如果  $C_{lk}^*$  的值表达为矢量基的函数，则得到：

$$\Lambda_k^{(D)} = \sum_{l=0}^{L-1} R_{lk} \left( \sum_{n=0}^{N-1} \hat{G}_{ln}^* B_{nk} \right)$$

- 10 这些信号  $\Lambda_k^{(D)}$  可被 Viterbi 检波器/解码器用来当进行编码保护数据时，取得在功率控制周期中被发送的未知码元（数据）。

对于 MDP2 解码，信号  $\Lambda_k^{(D)}$  的实数部分可满足于解码及起到加权输出作用。

- 15 此外，对于具有等概率的值  $+\sqrt{E_k}$  及  $-\sqrt{E_k}$  的未知码元的非编码 MDP2 调制，码元  $A_k$  的确定可由下式简单地给出：

$$\hat{A}_k = \Re\{\Lambda_k^{(D)}\} \text{ 的符号。}$$

- 20 以上所述的本发明可不管参考码元的分配如何进行实施。这些参考码元可用任何方式分组或分配。与其是，本发明可用一种具体分配来实施，该分配被描述（及要求保护）在本申请人在与该专利申请同一天提交的法国专利申请中，其名称为：“具有参考码元分配的 CDMA 数字通信方法”。

根据本发明的接收机的操作在其范围上类似于在 UMTS 的 CDMA 系统中上行方向通信上的 8kb/s 服务。数据码元及控制码元在被发送的调制信号的相位分量 (I) 及正交分量 (Q) 上被分别复用。

- 25 控制码元的扩展系数是数据码元的扩展系数的两倍。一个功率控制周期的时宽为 0.625ms，及包括周期为  $T_D=31.25 \mu s$  的  $N_D=20$  个数据码元及周期为  $T_C=62.5 \mu s$  的  $N_D=10$  个控制码元。对于数据码元的时间位置如下：

$$P_i = (i+1/2) T_p, \quad i=0, 1, \dots, N_p-1$$

对于控制码元为:

$$P_i = (i-N_p+1/2) T_c, \quad i=N_p+1, \dots, N-1$$

控制码元包括  $N_p=6$  导频码元, 假定在每个功率控制周期开始时  
5 被重分组, 此外, 数据码元的平均功率被假定为控制功率的两倍。因此, 平均接收能量  $\bar{E}$  对于所有的接收码元是相同的及满足下式:

$$\bar{E} = \left( \sum_{\ell=0}^{L-1} \phi_{\ell}(0) \right) E_k, \quad k=0, 1, \dots, N-1.$$

假定终端以 500km/h 的速度移动及使用 1.92GHz 的载波频率, 则  
与此选择相应的多普勒扩展为 1.778KHz。信道被假定为具有设有相同  
平均功率的  $L=3$  个路径。

10 根据本发明符合这些假设的接收机的性能可与在 CDMA 接收机中  
两种传统的接收机的性能相比。第一种使用基于平均方式的估算算  
法, 它用于补偿由相应于导频码元的接收采样受到的调制, 及使用这  
些值的平均值来估算多径信道。第二种使用线性估算算法, 它也补偿  
15 导频码元采样的调制, 但使用最小均方根误差 (EQMM) 准则来执行信  
道的线性内插和/或外插。

通过噪音 (未考虑可能的误差校正编码) 的二进制误差率 (TEB)  
的演算, 对使用所提出的三种信道估算 (根据本发明的估算, 平均方  
式估算及线性方式估算) 分配或分组的导频码元作出了比较。

20 图 4 表示作为  $\bar{E}/I_0$  (接收平均能量与码元及噪音电平之比) 的函  
数的二进制误差率, 及图 5 表示作为在对于  $\bar{E}/I_0=10\text{dB}$  的功率控制周  
期内数据码元位置的函数的二进制误差率。对于这两个图, 各曲线的  
标记对应于以下特征:

- 40, 50: 平均方式估算, 分组导频码元,
- 41, 51: 平均方式估算, 分配导频码元,
- 25 - 42, 52: 线性估算, 分组导频码元,
- 43, 53: 根据本发明估算, 分组导频码元,
- 44, 54: 线性估算, 分配导频码元,
- 45, 55: 根据本发明的估算, 分配导频码元,
- 46: 理论曲线, 已知完美信道。

30 这些分布值表示, 根据本发明的接收机能比其它两种传统接收机

提供更好的性能。最接近理论曲线的两个曲线是根据本发明的曲线。

作为例子，对于总误码率等于  $2 \times 10^{-2}$  的噪音及分组导频码元，根据本发明的接收机可保证相对传统接收机其  $\bar{E}/I_0$  增益为 3dB 量级。

5

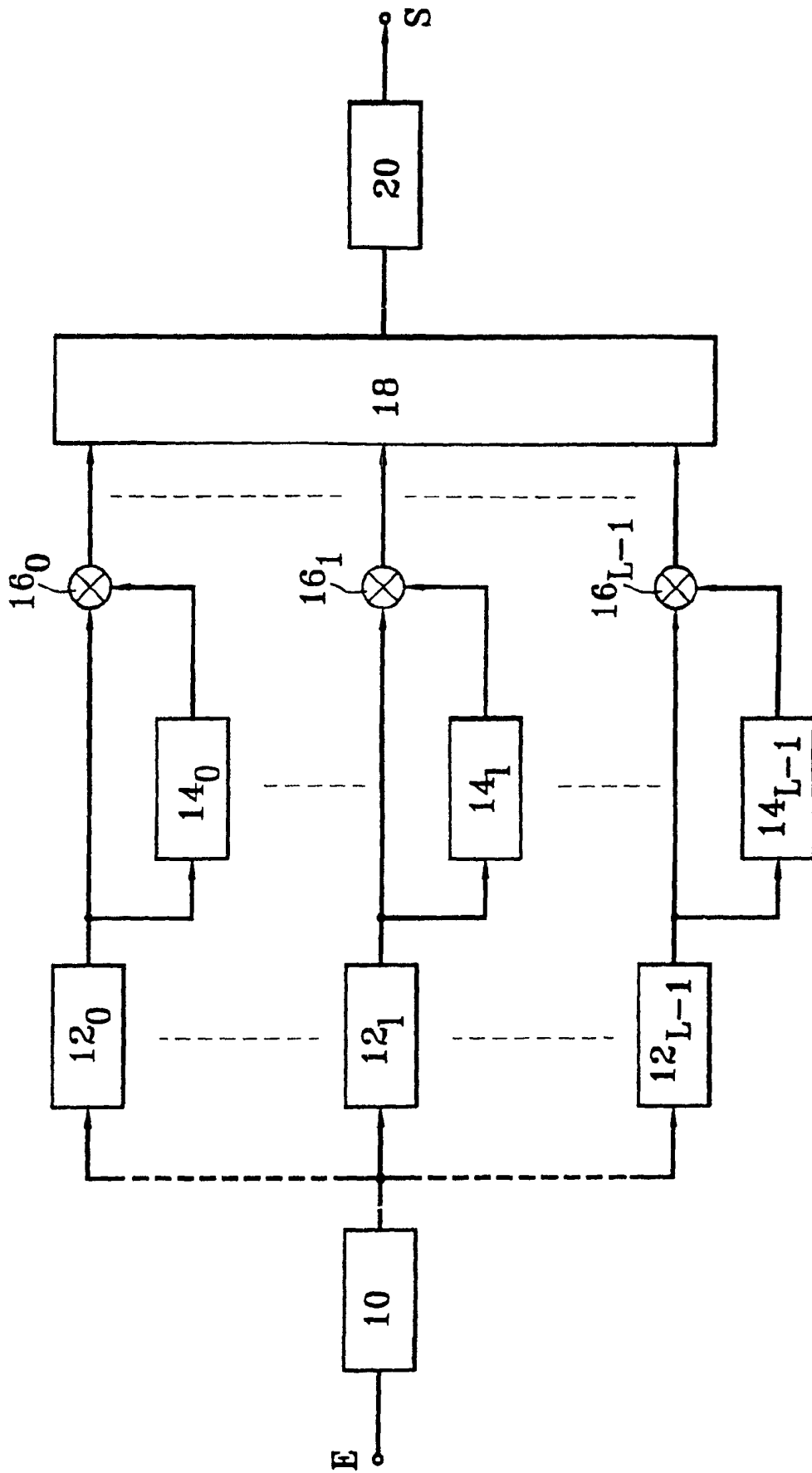


图 1

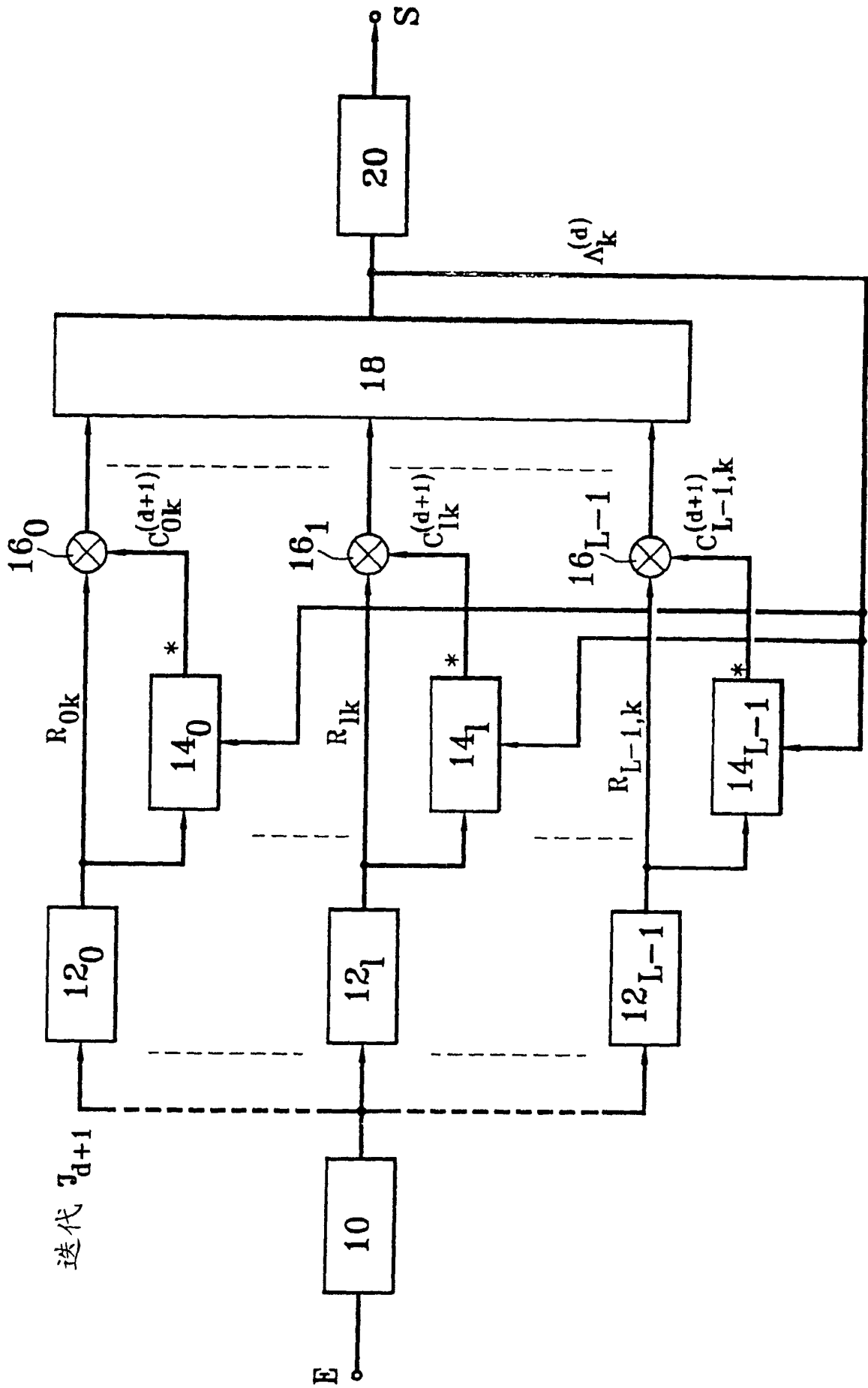


图 2

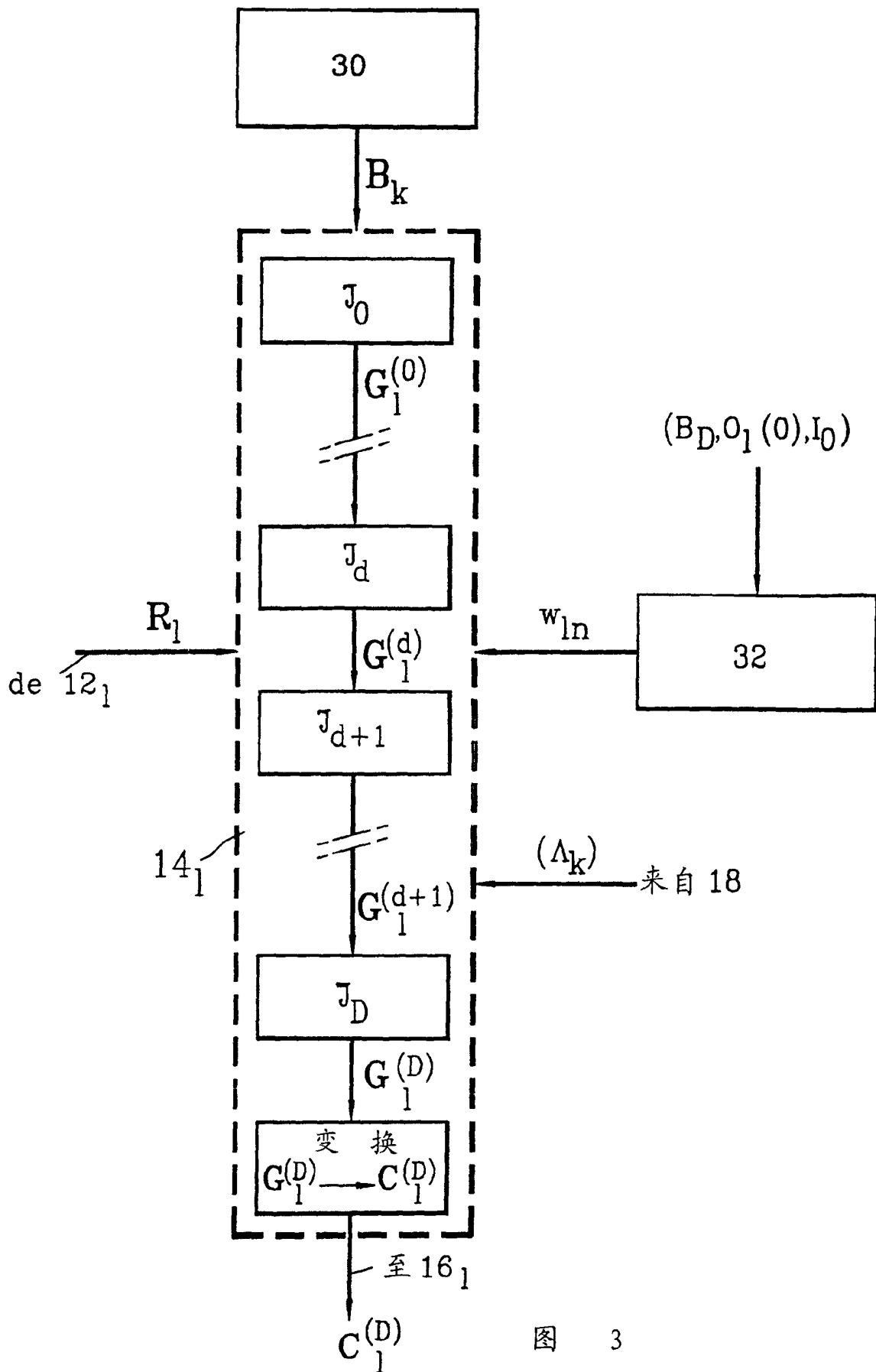


图 3

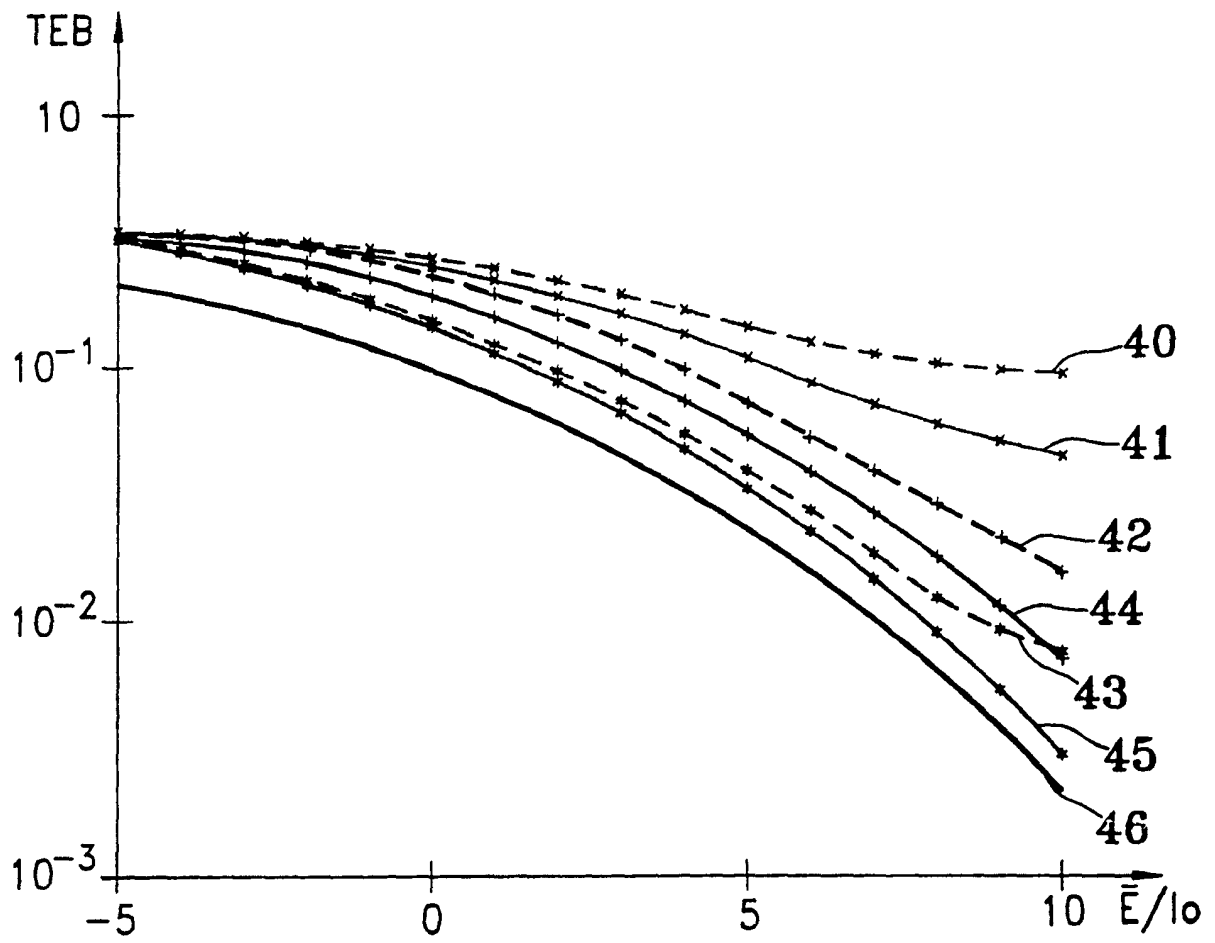


图 4

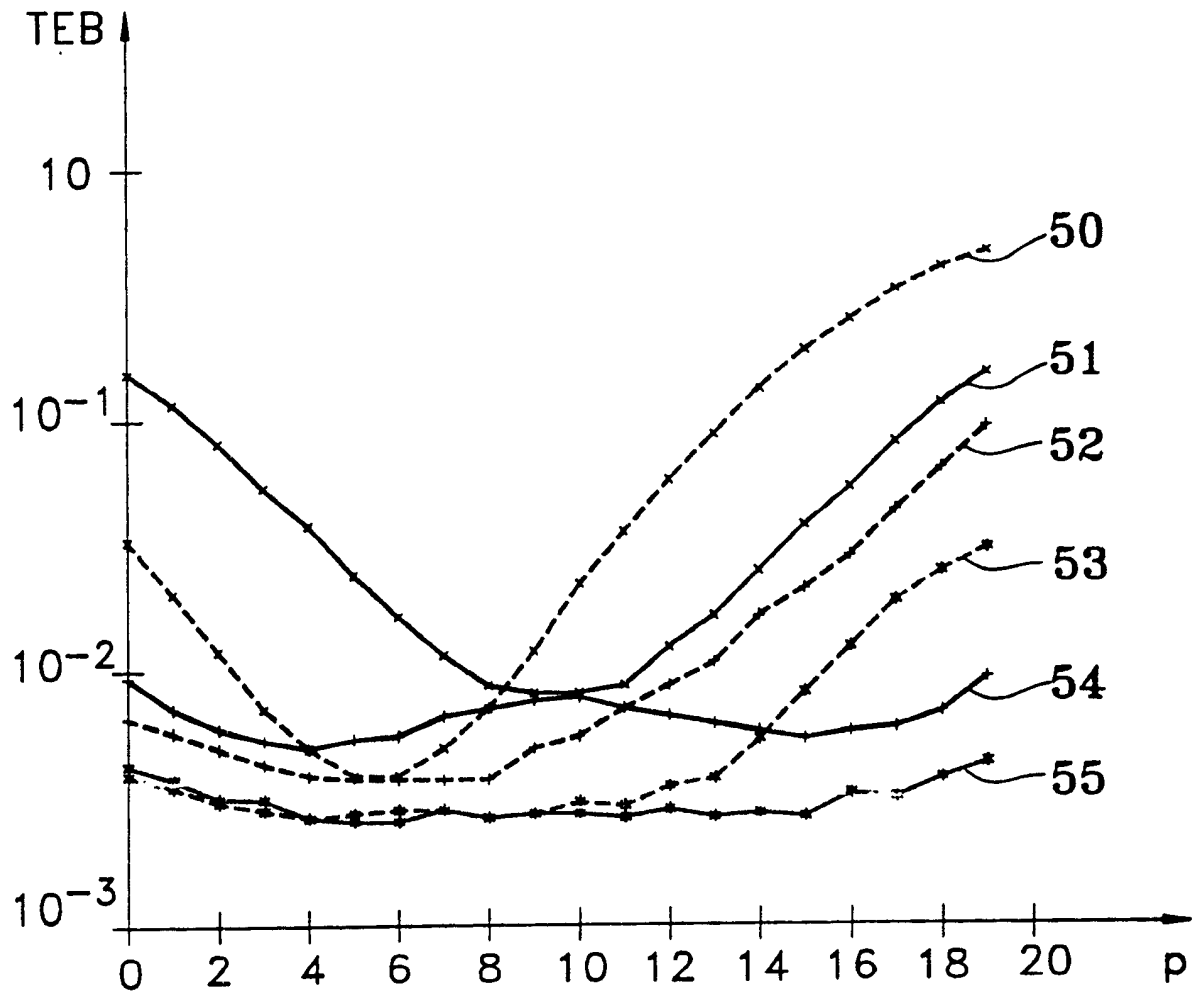


图 5