



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1557052 B

(45) 授权公告日 2010.05.26

(21) 申请号 03801097.6

代理人 邵亚丽 马莹

(22) 申请日 2003.07.19

(51) Int. Cl.

(30) 优先权数据

H03M 13/45(2006.01)

10-2002-0042686 2002.07.19 KR

(56) 对比文件

(85) PCT申请进入国家阶段日

EP 1162750 A2, 2001.12.12, 全文.

2004.03.19

审查员 王艳坤

(86) PCT申请的申请数据

PCT/KR2003/001435 2003.07.19

(87) PCT申请的公布数据

W02004/010588 EN 2004.01.29

(73) 专利权人 三星电子株式会社

地址 韩国京畿道

(72) 发明人 柳南烈 金濶龟 河相赫

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

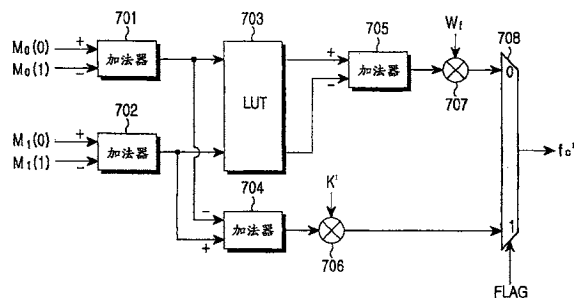
权利要求书 2 页 说明书 11 页 附图 15 页

(54) 发明名称

数字通信系统中使用涡轮解码来减少位误差率和帧误差率的装置和方法

(57) 摘要

一种用于在通信系统中通过使用涡轮(turbo)解码来减少位误差率和帧误差率的 FEC 装置和方法。在用于解码涡轮码的组成解码器(constituent decoder)中,第一加法器通过计算涡轮解码框架的任意状态中码元为 1 的概率与码元为 0 的概率之间的差值来计算所接收的码元的 LLR。第二加法器将编码码元的传输信息与先验信息相加。第三加法器计算第一和第二加法器的输出之间的差值,作为非本征信息。第一乘法器将第三加法器的输出相乘。校正值计算器通过使用所述编码码元的最佳计量与次佳计量之间的差值来计算校正值。第四加法器将所述校正值与第一乘法器的输出相加。



1. 一种用于对涡轮码进行解码的组成解码方法,包括下列步骤:

(1) 在信息码元的涡轮解码期间的任意一个时间点,计算涡轮解码框架中所接收的信息码元的计量中的最佳和次佳计量,其中所述计量为状态计量和分支计量之和;

(2) 计算信息码元为 0 的最佳计量与信息码元为 1 的最佳计量之间的差值;

(3) 计算信息码元为 0 的次佳计量和信息码元为 1 的次佳计量之间的差值;

(4) 计算最佳计量差值与次佳计量差值之间的差值,并且将计算出的差值乘以加权因数,从而状态计量和分支计量之和的计量呈线性;并且

(5) 通过使用步骤 (2) 中所得到的最佳计量差值和步骤 (4) 中所得到的乘积来更新信息码元的对数似然比,并且根据所更新的对数似然比来判定信息码元的数值。

2. 如权利要求 1 所述的组成解码方法,在步骤 (5) 之后还包括以下步骤:通过使用所更新的对数似然比、反映信噪比 SNR 的输入码元、以及输入码元的先验信息来计算非本征信息。

3. 如权利要求 1 所述的组成解码方法,其中所述加权因数是通过以下等式来确定的:

$$\text{加权因数} = K \cdot W_f$$

其中 $0.588235 < W_f < 1$, 并且 K 为对数函数 $l(x) = \log(1+e^{-x})$ 的切线的平均斜率。

4. 如权利要求 3 所述的组成解码方法,其中所述加权因数是通过使用所述对数函数的切线的平均斜率,从对数函数中所线性化的函数中推导出来的,其中通过最佳计量与次佳计量之间差值来表示所述对数函数。

5. 如权利要求 3 所述的组成解码方法,其中所述切线的平均斜率为 0 至 9 之间的整数。

6. 一种用于解码涡轮码的组成解码器,包括:

第一加法器,用于在信息码元的涡轮解码期间的任意一个时间点,计算涡轮解码框架中所接收的信息码元为 1 的最佳计量与信息码元为 0 的最佳计量之间的差值;

第二加法器,用于将信息码元的传输信息和先验信息相加;

第三加法器,用于计算第一加法器和第二加法器的输出之间的差值,并且输出所述差值作为非本征信息;

乘法器,用于将第三加法器的输出乘以预定加权因数,作为反馈增益;以及

第四加法器,用于将所述乘法器的输出和通过使用所接收的信息码元的最佳计量和次佳计量之间的差值而计算的校正值相加,并且输出最终非本征信息以确定所述信息码元的值。

7. 如权利要求 6 所述的组成解码器,还包括:

第五加法器,用于计算信息码元为 0 的最佳计量和次佳计量之间的差值;

第六加法器,用于计算信息码元为 1 的最佳计量和次佳计量之间的差值;

查询表,用于存储第五和第六加法器的输出的基于对数函数的校正值,并且输出第五和第六加法器的输出的校正值;

第七加法器,用于计算所述校正值之间的差值;

第二乘法器,用于将第七加法器的输出乘以预定加权因数;

第八加法器,用于计算第五和第六加法器的输出之间的差值;

第三乘法器,用于将第八加法器的输出乘以由对数函数所近似的线性函数的斜率;和

选择器,用于根据所接收的信息码元的信噪比 SNR 的可靠性,选择第二和第三乘法器

的输出中的一个并且输出所选择的输出作为校正值。

8. 如权利要求 7 所述的组成解码器,其中如果所述线性函数的加权因数和斜率可以表示为 2 的指数,则每个乘法器实现为位选择器。

数字通信系统中使用涡轮解码来减少位误差率和帧误差率的装置和方法

技术领域

[0001] 本发明通常涉及一种数字通信系统中的前向纠错 (FEC) 装置和方法,特别是涉及一种用于涡轮解码 (turbo decoding) 的装置和方法。

背景技术

[0002] 一般而言,涡轮码 (turbo code) 用于高速数据通信,尤其是在 1xEV-DO 或 1xEV-DV 中。Berrou et.al. 等人在 1993 年就提出了涡轮码。涡轮编码器是两个并行连接的组成递归系统卷积 (RSC) 编码器,其间具有一个随机交织器。因此,涡轮码是通过在 RSC 组成编码器 (constituent encoder) 中对信息位进行编码和交织所产生的。涡轮解码涉及两个串行连接的组成解码器,每一解码器用于迭代解码,并且与另一个组成解码器交换它的非本征信息 (extrinsic information)。对于每一组成解码器,有三种可适用的算法:Log-MAP、Max-Log-MAP、和软输出维特比算法 (SOVA)。

[0003] 所述 Log-MAP 算法是 MAP 算法的对数域实现,其最适于对框架 (trellis) 中的信息字解码。所述 Max-Log-MAP 算法可以通过计量 (metric) 计算的近似,很容易地从 Log-MAP 算法中推导出来。尽管和 Log-MAP 算法相比,Max-Log-MAP 算法具有易于执行的优势,但是在接收器具有理想信噪比 (SNR) 时,所述 Max-Log-MAP 算法会导致性能下降。

[0004] 对于 Log-MAP 算法,则计算状态计量和对数似然比 (LLR)。在解码时间 k 时框架中的状态 (s 和 s') 的状态计量 (state metric) α 和 β 具有递归关系,表示如下:

$$\log(\alpha_k(s)) = \log\left(\sum_{s'} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s)\right), \log(\beta_{k-1}(s')) = \log\left(\sum_s \beta_k(s) \gamma_k(s', s)\right)$$

[0005]

.....(1)

[0006] 其中 γ 是信道上所接收的码元所定义的分支计量 (branch metric)。通过使用状态计量和分支计量,第 k 码元的 LLR 可以通过以下等式得到:

[0007]

$$L(\hat{u}_k) = \log \left(\frac{\sum_{(s',s), u_k=0} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \beta_k(s)}{\sum_{(s',s), u_k=1} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \beta_k(s)} \right) = \log \left(\frac{\sum_i e^{M_0(i)}}{\sum_i e^{M_1(i)}} \right)$$

[0008] $= M_0(0) - M_1(0) + f_c$

[0009] 其中

$$f_c = \log\left(1 + \sum_{i \neq 0} e^{-(M_0(0) - M_0(i))}\right) - \log\left(1 + \sum_{i \neq 0} e^{-(M_1(0) - M_1(i))}\right)$$

.....(2)

[0010] 在等式 (2) 中, $M_n(i)$ 是在时间 k 时状态组 (s', s) 中信息码 n (0 或 1) 的、以递减次序排列的计量 ($\log(\alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \beta_k(s))$) 的第 i 计量。因此, $M_0(0)$ 和 $M_1(0)$ 是

时间 k 时信息码元 1 和 0 的最佳计量 (best metric), 而 f_c 是通过每个信息码元的最佳计量与其他计量的差值所定义的校正值。因此, 通过使用时间 k 时信息码元 0 和 1 之间的最佳计量差值和校正值 f_c 来更新 LLR。

[0011] 总而言之, 所述 Log-MAP 算法通过等式 (1) 来生成每个组成解码器的框架中的所有状态计量, 并且通过等式 (2) 采用状态计量来计算框架中的编码码元的 LLR。每个组成解码器将从 LLR 中所推导出的非本征信息反馈到另一个组成解码器以进行迭代解码。在这种方式下进行涡轮解码。

[0012] Max-Log-MAP 算法是 Log-MAP 算法的简化版本, 其通过将等式 (1) 中的状态计量计算归纳为最大值运算, 表示如下:

$$\begin{aligned} \log \alpha_k(s) &\approx \max_{s'} (\log(\alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s))) \\ \log \beta_{k-1}(s') &\approx \max_s (\log(\beta_k(s) \gamma_k(s', s))) \end{aligned} \quad \text{.....(3)}$$

[0015] 以相同方式, 通过最大值运算简单地计算出第 k 解码码元的 LLR。假设 f_c 为 0, 则仅通过使用最佳计量差值来更新 LLR。因此,

$$L(\hat{u}_k) = M_0(0) - M_1(0) \quad \text{.....(4)}$$

[0017] 总之, 所述 Max-Log-MAP 算法通过等式 (3) 的最大值运算来搜索每个组成解码器的框架中所有状态计量, 并且通过等式 (4) 采用信息码元 0 和 1 之间的最佳计量差值来计算框架中的编码码元的 LLR。将从 LLR 中所推导出的非本征信息反馈到另一个组成解码器以进行迭代解码。以这种方式进行涡轮解码。

[0018] 一种具有反馈增益 (FG) 的、被称为 Max-Log-MAP 的算法考虑从通过等式 (4) 所计算出的 LLR 中作推导出的附加增益以提高 Max-Log-MAP 算法的解码性能。作为反馈增益所相乘的加权因数大约为 0.588235, 并且仅应用于来自第二组成解码器的非本征信息。

[0019] 由于 Log-MAP 算法是通过码元 MAP 解码算法所得到的最佳码元的对数域实现, 所以它的性能与 MAP 算法一样。但是, 当以硬件实现 Log-MAP 算法时, 必须以硬件或以查询表的形式来实现定义每一计量的函数 $\log(1+e^{-\Delta})$ 。在另一方面, 所述 Max-Log-MAP 算法不需要查询表, 但是性能要比 Log-MAP 算法差。所述 Log-MAP 算法和 Max-Log-MAP 算法的利弊列举如下:

[0020] (1) Log-MAP 算法: 由于它是一种通过码元判定算法得到的最佳码元, 所以它是最优的涡轮解码算法。但是, $\log(1+e^{-\Delta})$ 的实现增加了硬件的复杂性。而且, $\log(1+e^{-\Delta})$ 是非线性函数, 从而需要所接收码元的准确 SNR 估计以计算用于定义 Δ 的分支计量。如果所述 SNR 估计含有误差, 则 SNR 失配就会显著地降低性能。

[0021] (2) Max-Log-MAP 算法: 由于最大值运算计算出了所有的计量, 所以计量计算不需要 $\log()$ 计算。因此, 并没有产生在 Log-MAP 算法中所遇到的硬件复杂性增加的问题。而且, 通过最大值运算所得到的计量计算并不需要非线性函数 $\log(1+e^{-\Delta})$, 这意味着不存在与 SNR 失配有关的问题。但是, 由于 Max-Log-MAP 算法是所述 Log-MAP 算法的近似, 所以其性能要比所述 Log-MAP 算法差大约 0.3 至 0.4 dB。

[0022] 如上所述,所述 Log-MAP 算法和 Max-Log-MAP 算法分别具有增加硬件复杂性和引起性能下降的缺点。

发明内容

[0023] 因此,本发明的一个目的就是提供一种在涡轮解码中性能比所述 Max-Log-MAP 算法更好的涡轮解码装置和方法。

[0024] 本发明的另一个目的就是提供一种不及所述 Log-MAP 算法复杂的涡轮解码装置和方法。

[0025] 以上目的主要是通过用于解码涡轮码的组成解码器及其组成解码方法来实现的。在编码码元的涡轮解码期间,为涡轮解码框架的任意状态下所接收的编码码元的值计算最佳计量和次佳计量(second best metric)。计算编码码元的涡轮解码所需要的非本征信息。计算非本征信息与最佳计量和次佳计量的差值之间的差值。通过将所计算出的差值乘以预定加权因数以及确定所述编码码元的值来更新编码码元的 LLR。

[0026] 通过使用两个计量之间的差值、反映 SNR 的输入码元和先验信息来计算非本征信息。

[0027] 所述加权因数小于 1 并接近于 1,最好大于 0.588235。最好,它是 $1/2+1/4+1/16$ 。

[0028] 如果可以准确地估计 SNR,则通过使用对数函数来计算所述加权因数。如果不能准确地估计 SNR,则通过使用所近似的线性函数来计算所述加权因数。

[0029] 在用于解码涡轮码的组成解码器中,第一加法器在编码码元的涡轮解码期间,通过计算涡轮解码框架的任意状态下编码码元为 1 的概率和编码码元为 0 的概率之间的差值来计算所接收的编码码元的 LLR。第二加法器将所述编码码元的传输信息与先验信息相加。第三加法器计算第一和第二加法器的输出之间的差值,作为非本征信息。第一乘法器将第三加法器的输出乘以预定加权因数,作为反馈增益。校正值计算器通过使用所述编码码元的最佳计量和次佳计量之间的差值来计算校正值。第四加法器将所述校正值与第一乘法器的输出相加。

[0030] 所述校正值计算器包括:第五加法器,用于计算信息码元 0 的最佳计量和次佳计量之间的差值,作为编码码元的值;第六加法器,用于计算信息码元 1 的最佳计量和次佳计量之间的差值,作为编码码元的值;以及查询表,用于存储第五和第六加法器的输出的基于对数函数的校正值,并且输出第五和第六加法器的输出的校正值。所述校正值计算器还包括:第七加法器,用于计算校正值之间的差值;第二乘法器,用于将第七加法器的输出乘以预定加权因数;第八加法器,用于计算第五和第六加法器的输出之间的差值;第三乘法器,用于将第八加法器的输出乘以从对数函数中所近似的线性函数的斜率;以及选择器,用于根据编码码元的 SNR 的可靠性,从第二和第三乘法器的输出中选择一个。

[0031] 所述加权因数最好为 $1/2+1/4+1/16$ 。

[0032] 根据是否可以准确地估计 SNR 来确定 SNR 的可靠性。如果 SNR 估计是准确的,则所述选择器输出从第二乘法器中所接收的值;如果 SNR 估计是不准确的,则所述选择器输出从第三乘法器中所接收的数值。

附图说明

[0033] 以下将结合附图详细地描述本发明的上述目的,特征和优势,其中

[0034] 图 1 是表示根据本发明的一个实施例,采用改进的 Max-Log-MAP 算法的涡轮解码器的例子的方框图;

[0035] 图 2 是表示根据本发明的一个实施例,用于在解码时间 k 搜索最佳计量 $M_n(0)$ 和次佳计量 $M_n(1)$ 的操作的例子的流程图;

[0036] 图 3 是表示根据本发明的一个实施例,计算用于改进的 Max-Log-MAP 算法中的迭代解码的 LLR 和非本征信息的操作的例子的流程图;

[0037] 图 4 是表示根据本发明的一个实施例,用于在任意解码时间同时搜索 LLR 的最佳和次佳计量的功能块的例子的方框图;

[0038] 图 5 是表示根据本发明的一个实施例,用于在任意解码时间产生信息码元的非本征信息的功能块的例子的方框图;

[0039] 图 6 是表示根据本发明的一个实施例,计算用于获得非本征信息的校正值的功能块的例子的方框图;

[0040] 图 7 和 8 是表示根据本发明的一个实施例,当编码包 (EP) 尺寸为 3864 且总编码率为 $1/2$ 时,涡轮解码算法的位误差率 (BER) 和帧误差率 (FER) 性能的例子曲线图;

[0041] 图 9 和 10 是表示根据本发明的一个实施例,以 E_b/N_0 为 1.3dB 进行过多次迭代的 log2MaxLogMAP、mod MaxLogMAP、带有 FG 的 MaxLogMAP、以及 MaxLogMAP 的 BER 和 FER 性能的例子曲线图;

[0042] 图 11 和 12 是表示根据本发明的一个实施例,当 EP 尺寸为 792 且有效编码率为 $1/5$ 时,涡轮解码算法的 BER 和 FER 性能的例子曲线图;

[0043] 图 13 和 14 是表示根据本发明的一个实施例,当 EP 尺寸为 792 时,进行 E_b/N_0 为 0.7dB 的多次迭代的 BER 和 FER 性能的例子曲线图;以及

[0044] 图 15 和 16 是表示根据本发明的一个实施例,当 EP 尺寸为 3864 且有效编码率为 $1/2$ 时,进行 E_b/N_0 为 1.2dB 的 SNR 失配的 BER 和 FER 性能的例子曲线图。

具体实施方式

[0045] 以下将参照附图描述本发明的实施例。在以下的描述中,为了使描述更简明,省略了已知的功能和构造。

[0046] 本发明旨在提供一种改进的 Max-Log-MAP 算法,该算法通过修改现有 Max-Log-MAP 算法中的 LLR 更新,实现仅比 Log-MAP 算法差大约 0.1dB 或更少的性能,并且提供比 Max-Log-MAP 算法和带有 FG 的 Max-Log-MAP 算法更好的涡轮解码性能。由于改进的 Max-Log-MAP 算法基本上是一种基于 Max-Log-MAP 算法的涡轮解码算法,它的优势在于稍微增加了硬件的复杂性但不存在 SNR 失配。

[0047] 本发明的特征简要地描述如下:

[0048] (1) 对于任意解码时间的 LLR 更新,要考虑信息码元 0 和 1 的次佳计量和最佳计量。尤其是,现有的 Max-Log-MAP 算法中在 LLR 更新时并不考虑次佳计量。在后文中所描述的仿真结果中可以明显地看出本发明的 LLR 更新可以达到跟所述 Log-MAP 算法一样的涡轮编码性能。

[0049] (2) 如果在任意解码时间通过使用信息码元 0 和 1 的次佳计量所计算出的校正值 f_c 被定义为非线性函数,则 SNR 失配将使性能发生改变。因此,将 f_c 近似为线性函数。所

述模拟结果也将阐明 f_c 近似为线性函数将得到最好的涡轮解码性能且不用考虑 SNR 失配。

[0050] 因此,将根据本发明来描述 f_c 的线性近似。此外,在 f_c 被定义为初始对数函数并且 f_c 定义的使用范围仍在研究中的情况下来估计涡轮解码性能。

[0051] 图 1 是表示根据本发明的一个实施例的、采用改进的 Max-Log-MAP 算法的涡轮解码器的例子方框图。如上所述,改进的 Max-Log-MAP 算法是指一种根据本发明的实施例的、在解码时间通过使用信息码元的最佳和次佳计量来更新 LLR 的 Max-Log-MAP 算法。

[0052] 所述改进的 Max-Log-MAP 算法可应用于每一组成解码器 (DEC1 和 DEC2)。并且用于加权非本征信息的反馈增益控制器 (FEC) 也适用于每个组成解码器。

[0053] 参见图 1,第一组成解码器 101 和第二组成解码器 104 (DEC1 和 DEC2) 通过使用改进的 Max-Log-MAP 算法分别推导出信息码元的非本征信息和 LLR。也就是说,所述组成解码器 101 和 104 均对应于涡轮编码器的一个组成编码器。交织器 102 对从第一组成编码器 101 所接收的信号进行交织处理。鉴于涡轮码的组成编码之间的数据的交织,交织器 102 置换 (permute) 数据的次序,从而第一组成解码器 101 的输出可以与第二组成解码器 104 的输入相匹配。根据改进的 Max-Log-MAP 算法,第一 FGC 103 将交织信号乘以从第一组成解码器 101 中所计算出的非本征信息中所推导出的加权因数。所述加权因数是一个经验数值,它在 Max-Log-MAP 算法中的值要比在 Log-MAP 算法中大。鉴于此,将信息码元的非本征信息乘以小于 1 的加权因数以得到更好的性能。第二组成解码器 104 对第一 FGC 103 的输出进行解码。去交织器 105 执行去交织处理,从而第二组成解码器 104 的输出可以与第一组成解码器 101 的输入相匹配。根据改进的 Max-Log-MAP 算法,第二 FGC 106 将去交织信号乘以从第二组成解码器 104 中所计算出的非本征信息中所推导出的加权因数。将第二 FGC 106 的输出提供给第一组成解码器 101 的输入。

[0054] 加法器 107 和 108 通过使用从第二组成解码器 104 中所推导出的非本征信息,将所接收的编码码元的传输可靠性与先验概率 (APP) 相加以生成信息码元的 LLR。所述先验信息是信息码元为 0 的概率和信息码元为 1 的概率的 LLR。在一般的编码理论中,信息码元 0 和 1 的概率是相等的。因此,初始先验信息始终为 0。当迭代解码进行时,来自每个组成解码器的非本征信息被用作其它组成解码器的信息码元的先验信息。因此,所述先验信息不再为 0。判定器 109 对 LLR 的符号进行判定。如果所述 LLR 符号为正号,则判定器 109 生成信息码元 0;如果所述 LLR 符号为负号,则判定器 109 生成信息码元 1。将判定值同时提供给输出缓冲器 110 和 CRC 检验器 111。在本发明的实施例中,所述输出缓冲器 110 可以是用于存储判定值 0 或 1 的存储器。所述 CRC 检验器 111 检验预先插入的 CRC,从而检测已解码信息码元的帧中的误差。

[0055] 以下将描述在组成解码器中执行所述改进的 Max-Log-MAP 算法。

[0056] 所述改进的 Max-Log-MAP 算法是通过修改 LLR 更新过程从 Max-Log-MAP 算法中演绎而来的。因此,为了执行的简单性和保持对 SNR 失配的涡轮解码的不灵敏 (insensitivity),仍然采用等式 (3) 来计算用于第二改进 Max-Log-MAP 算法的状态计量 α 和 β 。而且,为了定义改进的 Max-Log-MAP 算法的 LLR,使用具有近似校正值 f_c 的等式 (2)。

[0057] f_c 的近似包含使用在等式 (2) 中组成 f_c 的所有计量 $M_n(i)$ 中的、信息码元 0 和 1 的最佳计量 $M_n(0)$ 和次佳计量 $M_n(1)$ 来定义 f_c 。即本发明的涡轮解码算法考虑了信息码元 0 和 1 的次佳计量和最佳计量来更新任意编码时间的 LLR,而在 Max-Log-MAP 算法的 LLR 更

新中并不考虑次佳计量。

[0058] 为了在改进的 Max-Log-MAP 算法中进行 LLR 更新,将 f_c 近似为:

$$f_c \approx \log(1 + e^{-(M_0(0) - M_0(1))}) - \log(1 + e^{-(M_1(0) - M_1(1))}) \dots\dots(5)$$

[0060] 如等式 (5) 中所示,通过使用在编码时间的信息码元 n 的最佳计量 $M_n(0)$ 和次佳计量 $M_n(1)$ 来定义 f_c 。在近似中不考虑小于次佳计量 $M_n(1)$ 的计量 $M_n(i)$ ($i > 1$) 是因为它们对 f_c 的影响可以忽略不计。当 Max-Log-MAP 算法在任意解码时间搜索框架中的所有状态组 (s' , s) 并计算信息码元的最佳计量 $M_n(0)$ 时,对每一状态组的计量进行更新,并且所述改进的 Max-Log-MAP 算法在除了计算最佳计量 $M_n(0)$ 之外还计算次佳计量 $M_n(1)$,其中所述计算是同时进行的,所以解码时间并没有增加。因此,使状态 s 的计量为 $m(s)$,然后以表 1 中所述的方式来同时计算 $M_n(0)$ 和 $M_n(1)$ 。

[0061] 表 1

[0062]

```
(1) initialization :  $s = 0$ ,  $M_n(0) = \text{MIN}$ ,  $M_n(1) = \text{MIN}$ 
(2) findm(s)
(3) if  $M_n(0) < m(s)$ ,  $M_n(1) = M_n(0)$  and  $M_n(0) = m(s)$ 
elseif  $M_n(1) < m(s)$ ,  $M_n(1) = m(s)$ 
(4) if  $s = S-1$ , stop. Else goto (5)
(5) increasesby1. Goto (2)
```

[0063] 在表 1 中,因为状态计量的初始化并且 S 是组成卷积码的框架中的状态的总数,所以 MIN 是一个相当于 $-\infty$ 的非常小的数值。

[0064] 图 2 是表示根据本发明的一个实施例,用于在解码时间 k 计算最佳计量 $M_n(0)$ 和次佳计量 $M_n(1)$ 的操作的例子的流程图。

[0065] 参见图 2,如在表 1 的 (1) 中所示,在步骤 200 中于解码时间 k 将信息码元 0 和 1 的框架状态以及最佳和次佳计量设定为初始值。在步骤 202 中,计算信息码元 n (0 或 1) 的计量,每次将所述状态加 1。因此,图 2 的操作是用于搜索当前状态 s 的过程。在步骤 204 中将所计算出的计量与信息码元的现有最佳计量相比较。如果当前计量大于现有最佳计量,则过程转到步骤 206。否则,过程转到步骤 208。在步骤 206 中,将当前计量设定为最佳计量,而将现有最佳计量设定为次佳计量。

[0066] 另一方面,在步骤 208 中,将当前计量与现有次佳计量相比较。如果当前计量大于现有次佳计量,则在步骤 210 中将次佳计量更新为当前计量。如果在步骤 206 或 210、或步骤 208 中,当前计量等于或小于现有次佳计量,所述程序则转到步骤 212。

[0067] 在步骤 212 中确定当前状态是否为最后状态。如果是,则结束所述过程。如果不是,则在步骤 214 中将状态加 1。

[0068] 以这种方式,可以在任意解码时间同时得到最佳和次佳计量 $M_n(0)$ 和 $M_n(1)$ 。使用这些计量,可以如等式 (5) 所示得到校正值 f_c 的近似值。

[0069] 但是,根据涡轮解码器中的输入码元的绝对值,等式 (5) 中的 f_c 的非线性近似会

影响解码性能。也就是说,接收器不能估计精确的 SNR,从而导致 SNR 失配。结果,如果改变解码器输入码元,则涡轮解码性能也将发生改变。因此,有必要将 f_c 由对数函数近似为线性函数。

[0070] 现在将相对于线性函数来描述对数函数的近似。

[0071] 通过 Log-MAP 算法中的对数函数或对应于对数函数的查询表来表示的 f_c , 所述 SNR 失配使与解码器输入码元相乘的 E_s/N_0 发生改变, 而不管输入码元的固定 SNR, 从而明显地改变了涡轮解码性能。为了保持所述解码性能而不考虑输入码元的值, 就必须修改所述对数函数。等式 (6) 对所述对数函数进行近似。

$$[0072] \quad l(x) = \log(1+e^{-x}) \approx -Kx+c \quad x > 0, K > 0, c > 0$$

[0073] (6)

[0074] 具有以计量作为一个因数的函数必须与计量成线性关系, 从而以解码性能与输入码元的改变无关的方式来获得 LLR。如果 f_c 根据随输入码元值而变化的计量, 以非线性的方式发生改变, 则 f_c 也将根据变化输入码元来相对于 LLR 发生非线性改变, 而不管相同 SNR。因此, 不能保证性能的稳定。

[0075] 在如等式 (6) 所表达的近似值中, 常数 c 可以忽略不计。因为 f_c 是通过以信息码元 0 和 1 的计量为因数的函数 $l(x)$ 之间的差值来定义的, 所以它通过将 $l(x)$ 近似为带有常数 c 的一阶函数而被抵消了。

[0076] 这种近似是粗略的。由于因粗略近似而引起的误差, 本发明中所改进的 Max-Log-MAP 算法的性能要比具有定义为对数函数 $l(x)$ 的改进 Max-Log-MAP 算法差。但是, 如果可以保证理想的 SNR 估计, 将 $l(x)$ 定义为非线性函数可以得到好的性能, 但是当 SNR 失配改变了输入码元值时, 解码性能会发生改变。

[0077] 经过所述近似, 在改进的 Max-Log-MAP 算法中通过以下等式更新 LLR:

$$[0078] \quad L(\hat{u}_k) = M_0(0) - M_1(0) + f_c$$

$$[0079] \quad \text{其 } f_c = -K(M_0(0) - M_0(1)) + K(M_1(0) - M_1(1))$$

[0080] (7)

[0081] 在近似算法中, 通过等式 (7) 同时计算最佳计量 $M_n(0)$ 和次佳计量 $M_n(1)$ 。

[0082] 现在将描述提供给非本征信息的加权因数。可以通过使用从改进的 Max-Log-MAP 算法的 LLR 更新处理中所得到的 LLR 来获得关于信息码元的非本征信息。由于 Max-Log-MAP 算法通过反复的近似来产生非本征信息, 所以与 Log-MAP 算法中的非本征信息相比, 所述非本征信息具有较大的值。为了减少这种影响, 将信息码元的非本征信息乘以加权因数。在传统的带有 FG 的 Max-Log-MAP 算法中, 每次迭代时来自第二组成解码器的非本征信息都被乘以预定加权因数, 如 0.588235。但是, 在改进的 Max-Log-MAP 算法中, LLR 中包括有影响次佳计量的校正值 f_c , 因此与 f_c 相比, 非本征信息的加权因数必须更接近 1。鉴于加权因数 W_f , 通过以下等式形成所述非本征信息:

$$[0083] \quad Le(u_k) = W_f((M_0(0) - M_1(0) + f_c) - (L_c y_k + La(\hat{u}_k)))$$

$$[0084] \quad = W_f((M_0(0) - M_1(0)) - (L_c y_k + La(\hat{u}_k)) + f_c')$$

$$[0085] \quad \text{其中 } f_c' = W_f(\log(1 + e^{-(M_0(0) - M_0(1))}) - \log(1 + e^{-(M_1(0) - M_1(1))}))$$

$$[0086] \quad \text{或 } f_c' = -K' (M_0(0) - M_0(1)) + K' (M_1(0) - M_1(1))$$

[0087] (8)

[0088] 在等式 (8) 中, $K' = KW_f, L_c y_k$ 是用于反映涡轮解码器的输入的信道可靠性的信号, 而 $\text{La}(\hat{u}_k)$ 是当前信息码元的先验信息。从最佳计量和次佳计量之间的差值中减去非本征信息, 然后将新的校正值得 f_c' 与所得到的差相加而产生所述公式。下文中将 f_c' 称为校正值得。

[0089] 以下的描述将定义用于改进的 Max-Log-MAP 算法中的迭代解码的 LLR 和非本征信息。

[0090] 图 3 是表示根据本发明的一个实施例, 用于计算用于改进的 Max-Log-MAP 算法中的迭代解码的 LLR 和非本征信息的操作的例子的流程图。

[0091] 参见图 3, 在步骤 400 中计算框架中的任意状态转换的分支计量 γ , 并且在步骤 402 中更新与状态转换有关的所有状态组 (s, s') 的状态计量 α 和 β 。在步骤 404 中, 同时搜索最佳计量 $M_n(0)$ 和次佳计量 $M_n(1)$ 以获得图 2 的程序中的 LLR, 从而更新状态计量。在步骤 406 中, 通过等式 (8), 使用 $M_n(0)$ 和 $M_n(1)$ 之间的差值、其中考虑 SNR 的解码器输入和信息码元的先验信息来计算 LLR。该步骤在如图 5 所示的功能块 601、602 和 603 中进行。在步骤 408 中, 将非本征信息乘以加权因数 W_f , 该步骤在如图 5 所示的功能块 604 中进行。

[0092] 根据所述对数函数是否近似为线性函数, 选择所述校正值得 f_c' 作为等式 (8) 中所定义的两个值中的一个值。如果接收器可以进行精确的 SNR 估计, 则选择 f_c' 作为初始对数函数。否则, 选择 f_c' 为近似线性函数。因此, 如果在步骤 410 中可以得到精确的 SNR 估计, 过程则转到步骤 412; 如果不能得到, 程序则转到步骤 414。在步骤 414 中, 对数函数用作 f_c' , 而在步骤 412 中, 线性函数用作 f_c' 。当如图 6 所示的功能块 701、702、703、705 和 707 输出 FLAG 为 0 时, 选择对数函数; 而当如图 6 所示的功能块 701、702、704、706 和 708 输出 FLAG 为 1 时, 选择线性函数。

[0093] 图 4 是表示根据本发明的一个实施例, 用于在任意解码时间同时搜索与 LLR 相关的最佳计量和次佳计量的功能块的例子的方框图。

[0094] 参见图 4, 粗实线表示次佳计量搜索部分, 即功能块 511 至 514。因此。其它的功能块 501、502 和 503 根据 Max-Log-MAP 算法进行运行。这些功能块对所有框架状态的计量进行更新, 每次将状态指数加 1。在这里, 第一状态下的信号 SEL0 为 0, 其余状态下的信号 SEL0 为 1。第一和第二状态下的信号 SEL1 为 0, 其余状态下的信号 SEL1 为 1。

[0095] 所述功能块 502、503、511、513 和 514 为选择器, 用于在选择信号为 0 时在端口 0 输出所述输入, 以及在选择信号为 1 时在端口 1 输出所述输入。所述功能块 501 和 512 为选择器, 用于在端口 a 的信号小于端口 b 的信号时输出 1, 以及在端口 a 的信号等于或大于端口 b 的信号时输出 0。

[0096] 图 5 是表示根据本发明的一个实施例的、用于在任意解码时间生成关于信息码元的非本征信息的功能块的例子的方框图。

[0097] 参见图 5, 第一加法器 601 输出 0 和 1 的最佳计量之间的差值, 作为关于信息码元的 LLR 信息。第二加法器将所接收的码元的传输信息和先验信息相加。第三加法器 603 从第一加法器 601 中所接收的 LLR 信息中减去从第二加法器 602 中所接收的和。第三加法器的输出就是现有 Max-Log-MAP 算法中所定义的非本征信息。如现有带有 FG 的 Max-Log-MAP 算法中所执行的那样, 乘法器 604 将所述非本征信息乘以加权因数。如果加权因数为 1, 这将影响 Max-Log-MAP 算法。第四加法器 605 将通过如图 6 所示的功能块所得到的校正值得 f_c' 与乘法器 604 的输出相加。因此, 可以得到用于改进的 Max-Log-MAP 算法的最终非本征信息。

[0098] 也就是说,与 Max-Log-MAP 算法相比,所述改进的 Max-Log-MAP 算法的非本征信息是通过进一步使用与加权因数 W_f 有关的乘法器 604 和与校正值 f_c' 有关的加法器 605 所得到的。而且,相对于带有 FG 的 Max-Log-MAP 算法,改进的 Max-Log-MAP 算法进一步使用了加法器 605。

[0099] 图 6 是表示根据本发明的一个实施例的、计算用于计算非本征信息的校正值 f_c' 的功能块的例子的方框图。

[0100] 参见图 6,第一加法器 701 计算信息码元 0 的最佳计量和次佳计量之间的差值,而第二加法器 702 计算信息码元 1 的最佳计量和次佳计量之间的差值。查询表 (LUT) 703 通过使用所述差值,从等式 (8) 所定义的对数函数中搜索校正值。第三加法器 705 计算所述校正值之间的差值。第一乘法器 707 将所述差值乘以加权因数,从而判定最后校正值。

[0101] 第四加法器 704 计算第一和第二加法器 701 和 702 的输出之间的差值。第二乘法器 706 将所述差值乘以斜度值,从而判定近似为线性函数的校正值。

[0102] 根据信号 FLAG 选择等式 (8) 中所定义的一个校正值。为了选择对数函数,选择器 708 在端口 0 对输入进行选择。相反,为了选择线形函数,选择器 708 在端口 1 选择输入。前一情况要求 LUT,但是后一情况仅要求简单的加法器和乘法器。尤其是当 FLAG 为 0 时,接收器必须保证理想的 SNR 估计。在改进的 Max-Log-MAP 算法的硬件中进一步实现如图 6 所示的结构。如果加权因数 W_f 和值 K' 可以表示为 2 的指数,则可以将图 5 和 6 中的乘法器实现为简单的位选择器或包括它们的加法器。

[0103] 为了估计根据本发明所改进的 Max-Log-MAP 算法的涡轮解码性能,在下列条件下进行了仿真。

[0104] 所有的仿真都为浮点仿真,并且根据位误差率 (BER) 和帧误差率 (FER) 来估计解码性能。为了研究 SNR 失配的影响,也估计了关于 E_b/N_0 偏移的解码性能。通过使用如 CDMA2000 1xEV-DV 提供的比率为 1/5 的涡轮编码器和执行准互补对称性涡轮编码 (QCTC) 操作,将总编码率转换为除了 1/5 之外的值。帧尺寸为 1xEV-DV 规范中所定义的一种 EP 尺寸。使用的调制方案为 BPSK,并且假设了 AWGN 信道。对于涡轮解码而言,解码迭代的最大值为 8。通过执行所述仿真直至产生 50 帧误差,从而测量出 BER 和 FER。

[0105] 根据经验定义所述加权因数 W_f 和数值 K' 。由于涡轮解码的涡轮迭代通常为次优化解码操作 (sub-optimal decoding operation),而不是最大似然解码,在迭代解码过程中性能可能会降低。所述 SNR 失配仿真表明大约 -1dB 的 E_b/N_0 偏移的性能要比没有 E_b/N_0 偏移的性能好。这是因为通过所述 -dB 错误加权补偿了解码迭代中所可能产生的性能下降。因此,根据经验通过下列等式给出加权因数 W_f :

$$W_f \approx -1\text{dB} = 0.79432 \approx \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{16} \dots\dots(9)$$

[0107] 通过将 W_f 表示为 2 的指数的和,可以很容易地在硬件中实现与加权因数相乘的乘法。

[0108] 等式 (8) 中的 K' 是等式 (4) 中斜率 K 的乘积,并且将等式 (6) 中的加权因数 $W_f \cdot K$ 定义为函数 $1(x) = \log(1+e^{-x})$ 的切线的平均斜率。因此,

[0109]

$$-K = \frac{1}{a} \int_0^a \frac{1}{1+e^x} dx = \frac{\log(1+e^{-a}) - \log 2}{a} \quad \dots\dots(10)$$

[0110] 其中,将 a 设定为最大有效值。如果 a 约大于 9,则 $1(x)$ 小于 10^{-4} 。因此,如果 a 为 9,则通过下列等式来确定 K:

$$-K = \frac{\log(1+e^{-a}) - \log 2}{a} \Big|_{a=9} = 0.7700 \approx \frac{1}{13} \quad \dots\dots(11)$$

[0112] 一些仿真表明将 -K 定义为等式 (11) 可以得到极好的性能。等式 (11) 中的 K' 也可以表示为:

$$K' = K \cdot W_f = \frac{1}{16} \quad \dots\dots(12)$$

[0114] 可以通过位选择简单地得到 K',其中位选择是一种乘法的简单硬件实现。

[0115] 参见图 7 至 16,对由近似法和非近似法得到的仿真进行比较。图 7 和 8 表示当 EP 尺寸为 3864 且总编码率 (R) 为 1/2 时,BER 和 FER 的涡轮解码性能。在图 7 和 8 中,LogMAP 表示所述 Log-MAP 算法,log2MaxLogMAP 表示使用定义为对数函数 $1(x)$ 的 f_c 的 Max-Log-MAP 算法,mod MaxLogMAP 表示使用定义为近似一阶函数的 f_c 的 Max-Log-MAP 算法,带有 FG 的 MaxLogMAP 表示现有的带有 FG 的 Max-Log-MAP 算法,以及 MaxLogMAP 表示现有的 Max-Log-MAP 算法。如图所示,log2MaxLogMAP 在解码性能方面接近于 LogMAP,但是在 SNR 失配情况下这种性能不能得到保证。在 FER 为 10^{-2} 时,mod MaxLogMAP 的性能仅比 LogMAP 差大约 0.1dB,但是比带有 FG 的 MaxLogMAP 的性能要好 0.5dB。并且 mod MaxLogMAP 性能稳定而不用考虑 SNR 失配。

[0116] 图 9 和 10 表示与 $E_b/N_0 = 1.3\text{dB}$ 多次迭代的 log2 MaxLogMAP、modMaxLogMAP、带有 FG 的 MaxLogMAP、以及 MaxLogMAP 的 BER 和 FER 性能。从图 9 和 10 中可以看出多次迭代后的 log2MaxLogMAP 具有最佳性能。mod MaxLogMAP 的性能不比带有 FG 的 MaxLogMAP 好,但是仅迭代 7 次就能得到带有 FG 的 MaxLogMAP 迭代 8 次后的 FER 性能。

[0117] 图 11 和 12 表示 EP 尺寸为 792 且有效编码率为 1/5 时的 BER 和 FER 性能。与 EP 尺寸为 3864 时的情况相似,所述五种算法的性能顺序并没有发生改变。但是,与 EP 尺寸为 3864 时的情况相比,mod MaxLogMAP 的性能要比带有 FG 的 MaxLogMAP 好大约 0.1dB。

[0118] 图 13 和 14 表示当 $E_b/N_0 = 0.7\text{dB}$ 且 EP 尺寸 = 792 时,所述五种算法的 BER 和 FER 性能。并且图 15 和 16 表示当 EP 尺寸 = 3864,有效编码率 = 1/2 且 SNR 失配为 $E_b/N_0 = 1.2\text{dB}$ 时,也就是说,假设当 E_b/N_0 偏移为 0 时可获得的理想 SNR 估计,当在解码器输入码元的 SNR 估计中产生相当于 E_b/N_0 偏移的误差时,所述五种法的 BER 和 FER 性能。如图所示,由于将 $1(x)$ 近似为一阶函数,所以执行 mod MaxLogMAP 而不用考虑 SNR 失配。但是,由于 $1(x)$ 被定义为非线性 $\log()$ 函数并且 f_c 根据所述 $\log()$ 函数中计量的变化而呈非线性变化,所以 log2MaxLogMAP 将根据 SNR 失配显示出不同的性能。然而,与 LogMAP 相比, f_c

的变化并不大。因此,在只要保证 SNR 估计在大约 -6dB 至 +6dB 范围内的情况下,可以将 log2MaxLogMAP 用作涡轮解码算法。

[0119] 从所述仿真可以看出,所述改进的 Max-Log-MAP 算法的性能仅比 Log-MAP 算法差大约 0.1dB 但不用考虑 EP 尺寸,这意味着该性能要比(带有或不带有 FG)的 Max-Log-MAP 算法好。从仿真结果中可以明显地看出,尽管输入码元的 SNR 估计中存在一些误差,但是所述改进的 Max-Log-MAP 算法具有优良的性能而不用考虑 SNR 估计的误差。

[0120] 如上所述,所述改进的 Max-Log-MAP 算法与 Max-Log-MAP 算法相比,只需要增加很少的硬件就能得到比 Max-Log-MAP 算法更好的性能,并且与 Log-MAP 算法相比,只需要简单的结构就能得到比 Log-MAP 算法更好的性能。因此,所述改进的 Max-Log-MAP 算法可应用于 UMTS 和 HSDPA 的移动终端中的信道解码器、CDMA2000 1xEV-DV 的系统和终端的信道解码器。它优势在于可以利用简单的结构得到优良的性能。

[0121] 尽管已经参照本发明的某些实施例示出和描述了本发明,但是本领域的技术人员需要理解的是在不背离所附权利要求所定义的本发明的精神和范围的情况下可以进行各种形式和细节上的改变。

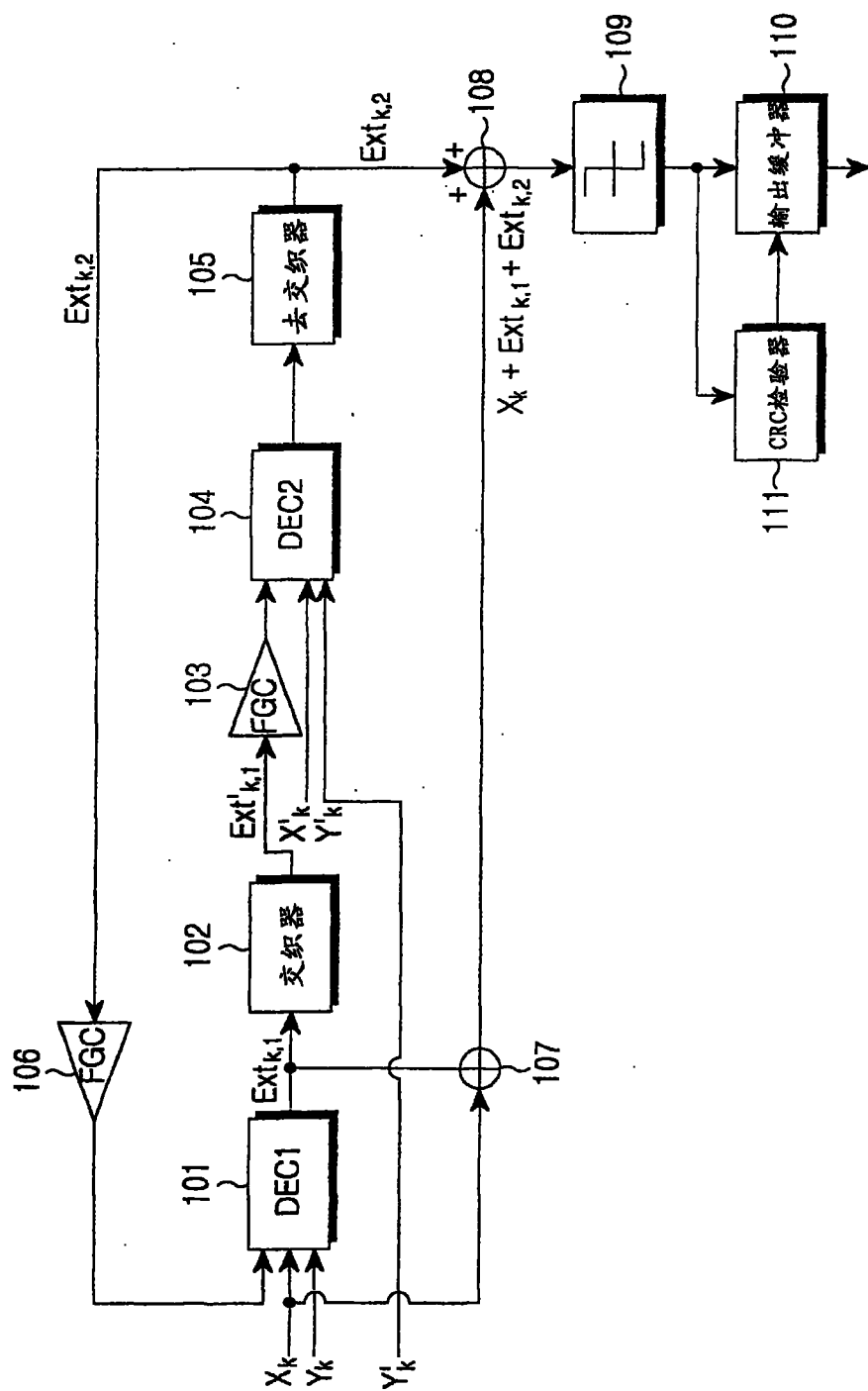


图 1

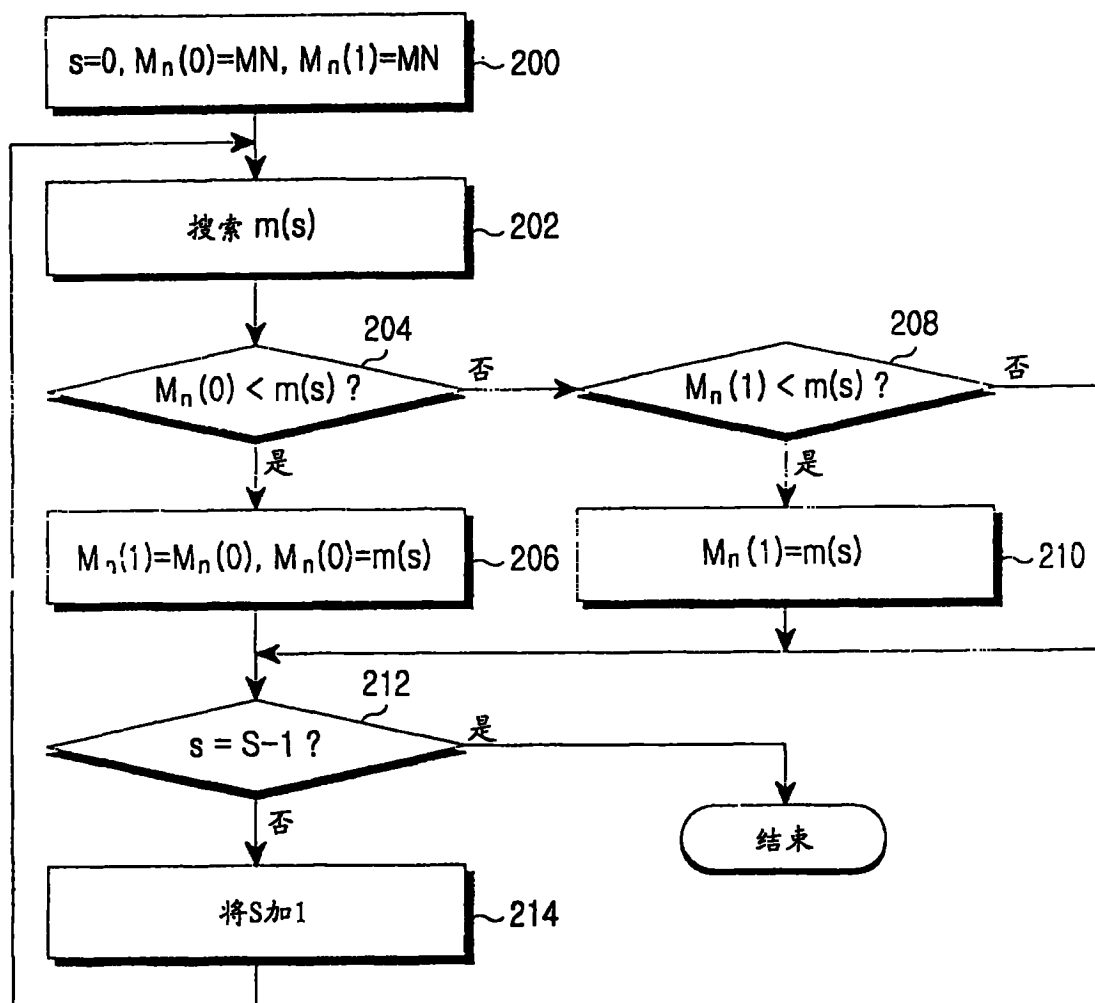


图 2

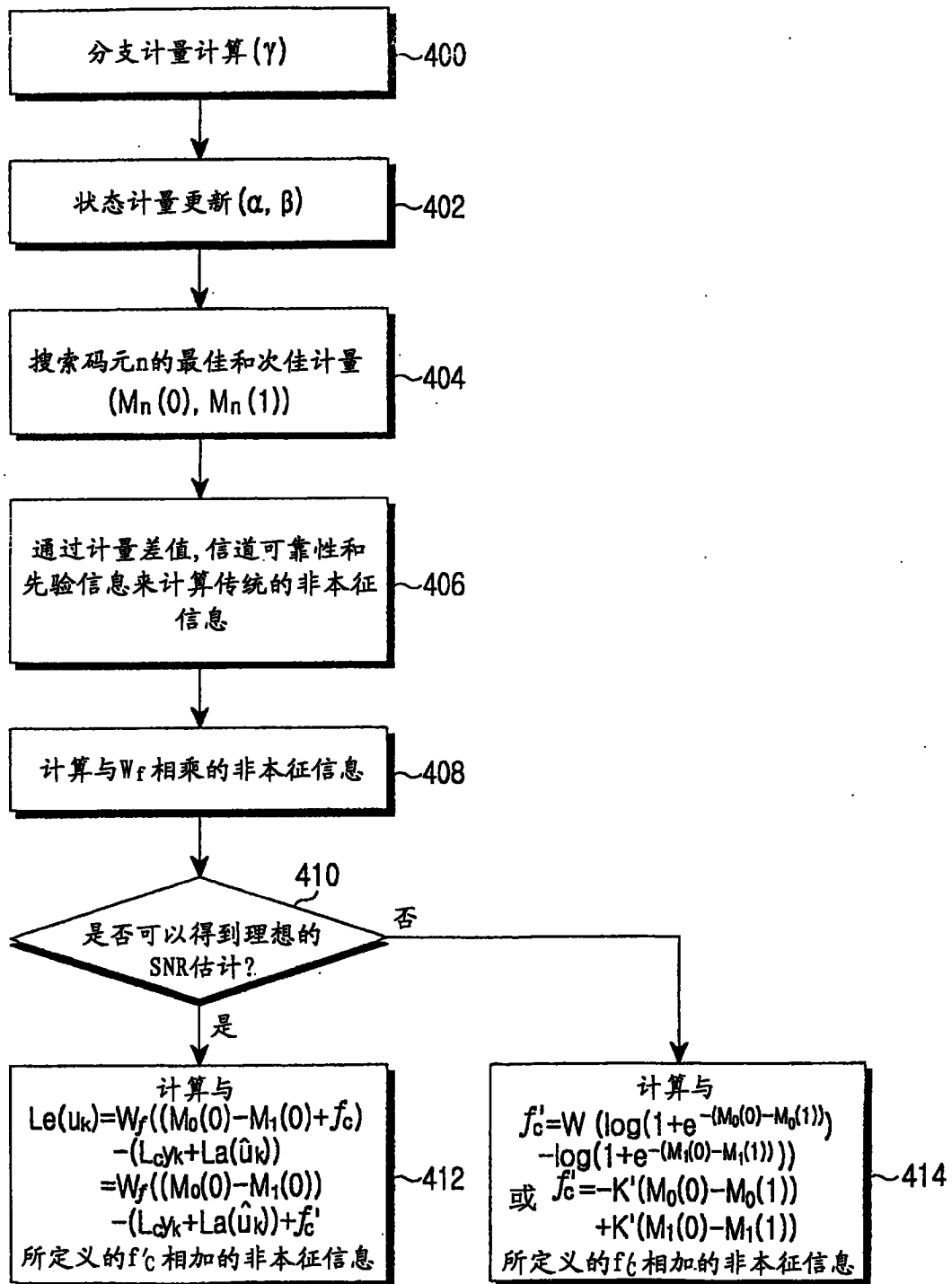


图 3

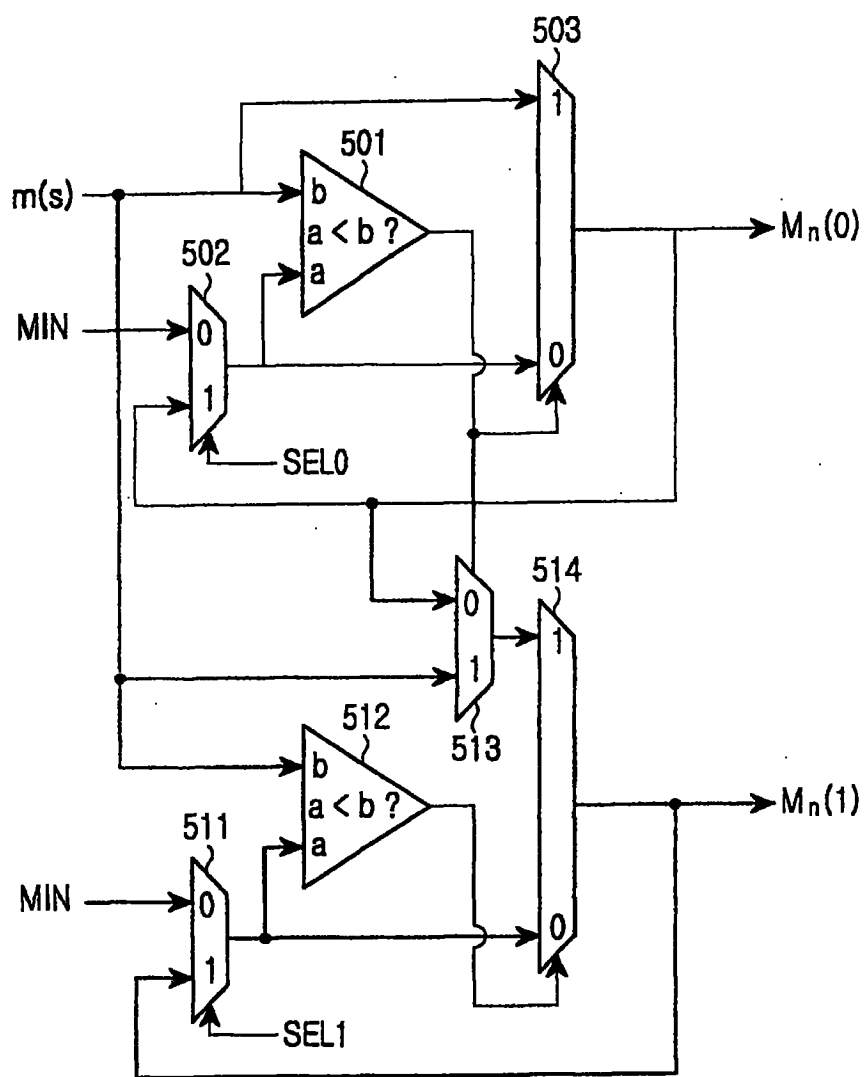


图 4

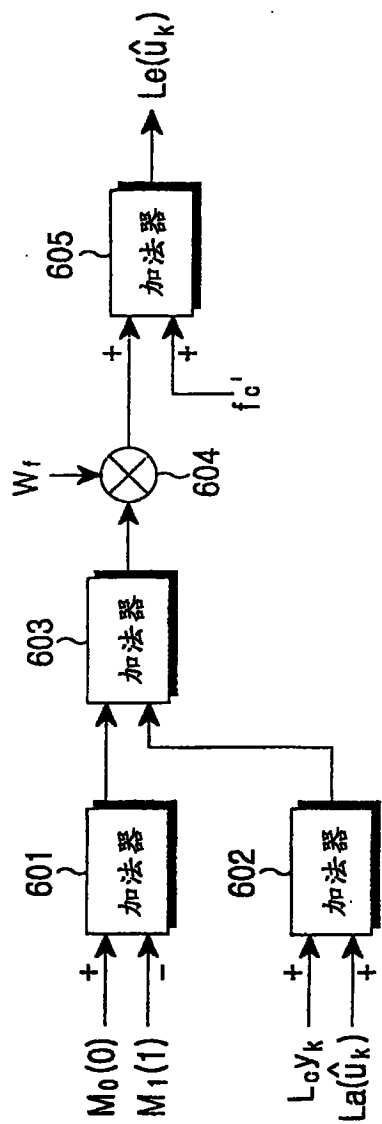


图 5

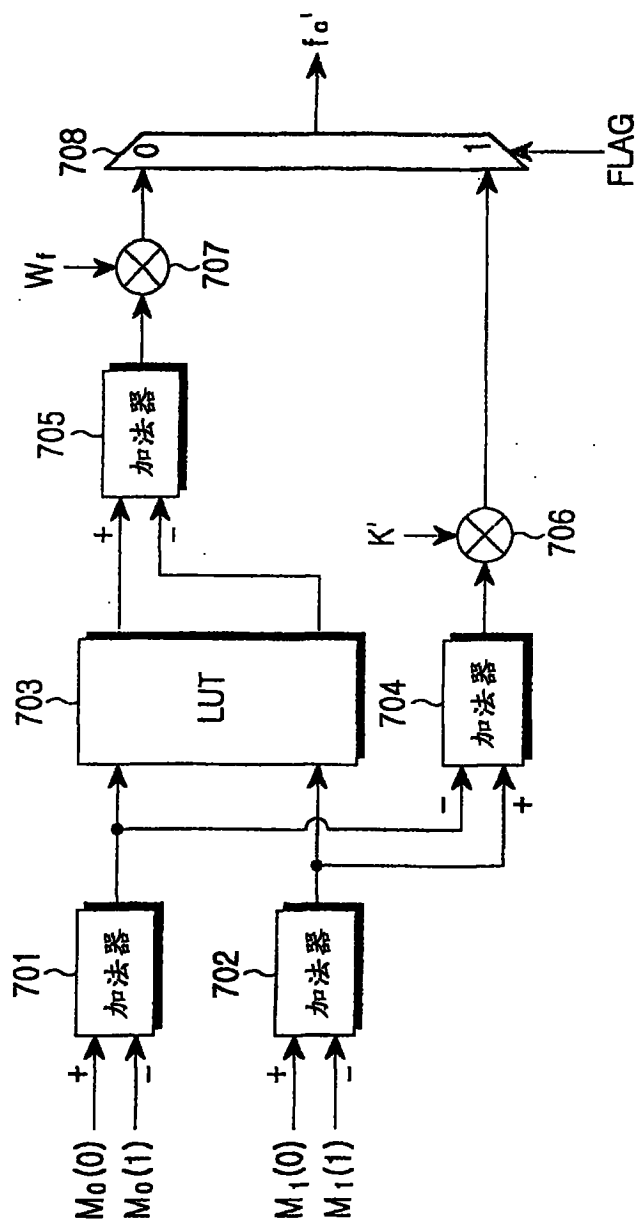
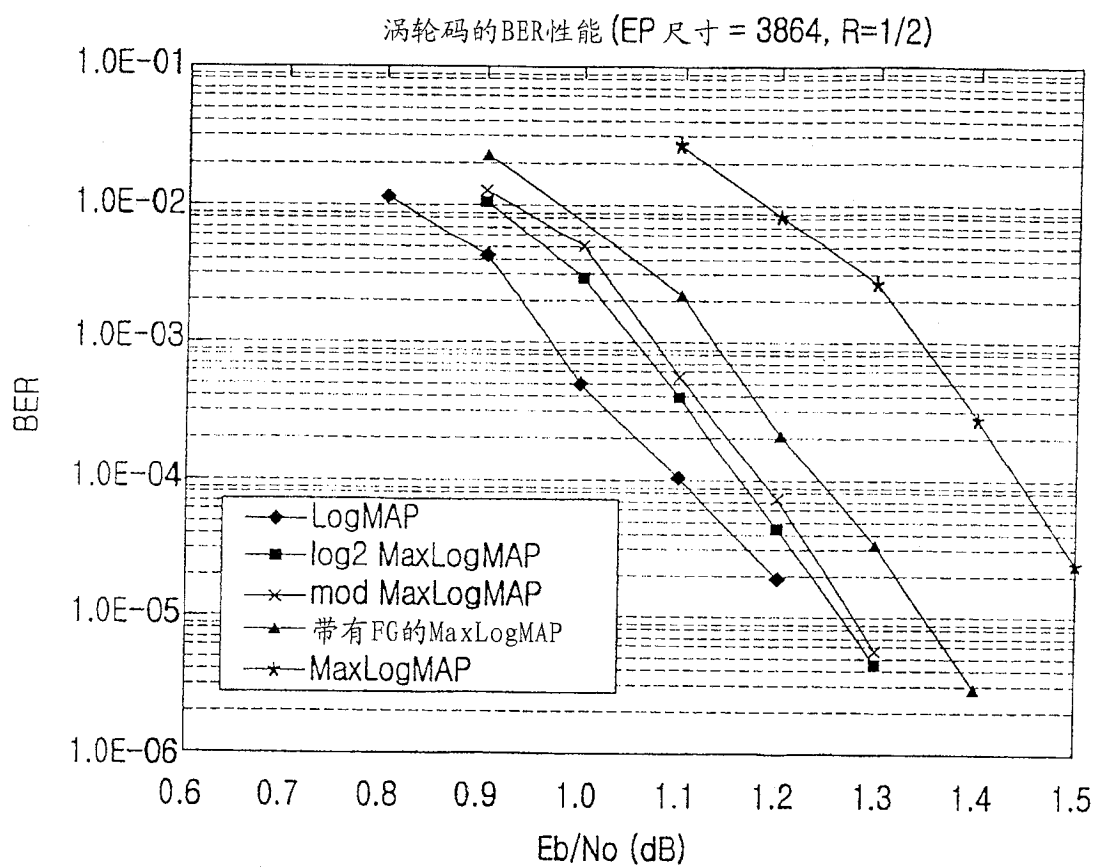
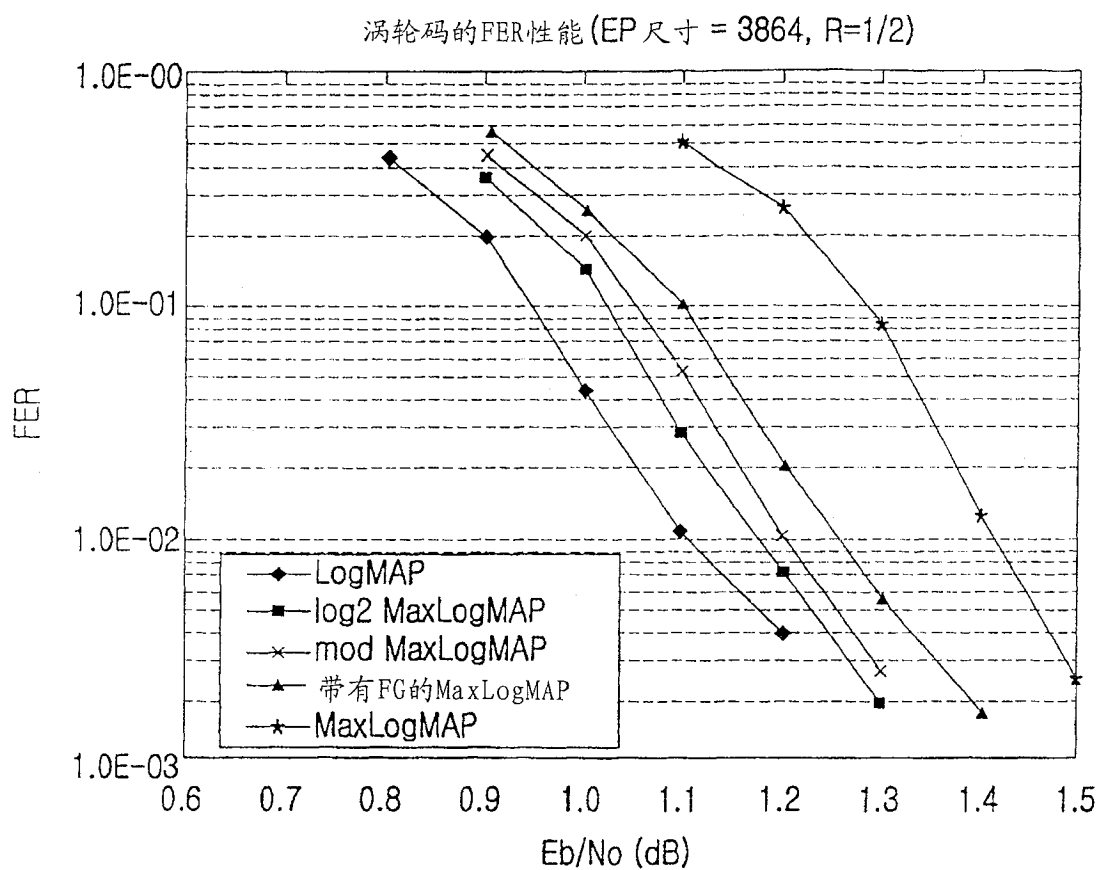


图 6



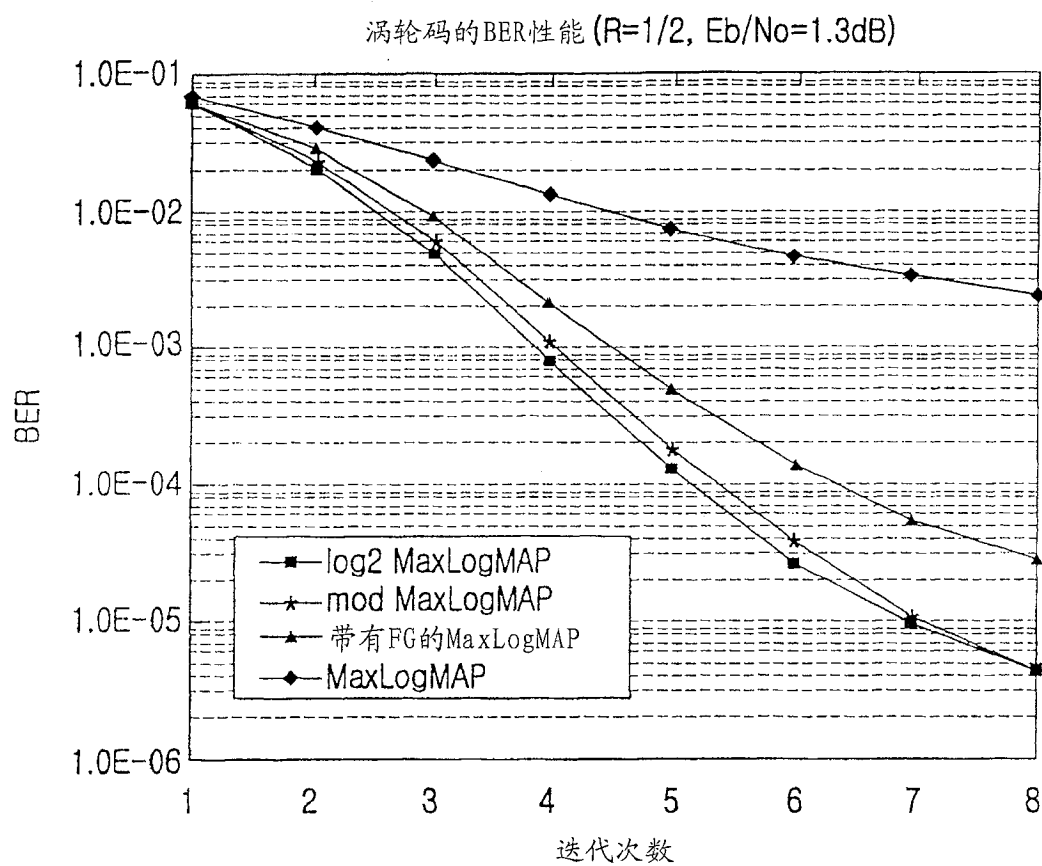
涡轮码的BER性能 (EP 尺寸 = 3864, R=1/2)

图 7



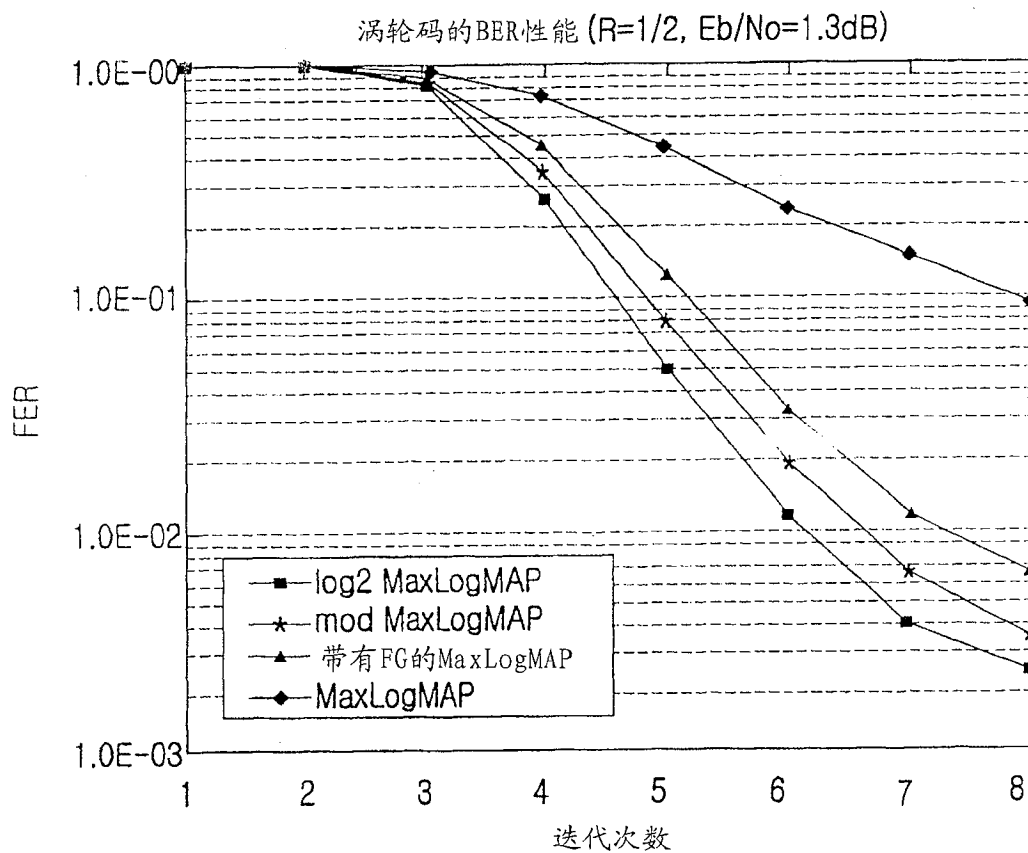
涡轮码的FER性能 (EP 尺寸 = 3864, R=1/2)

图 8



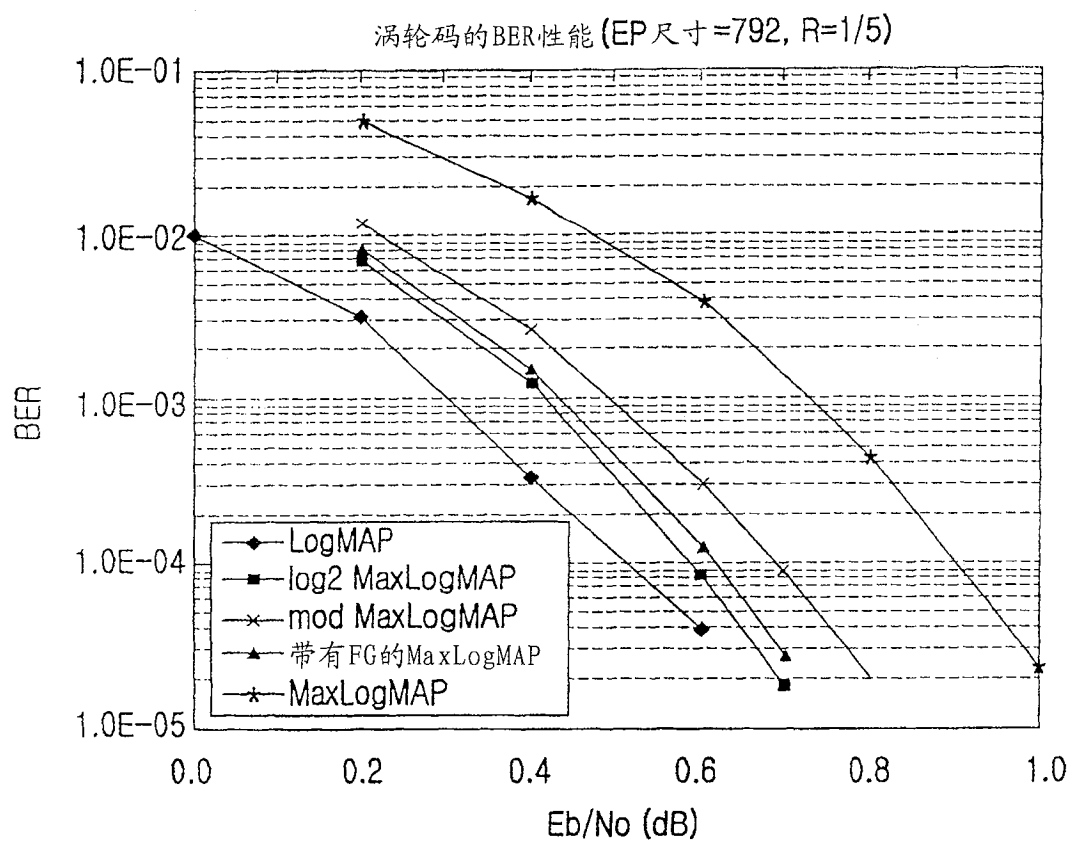
进行多次迭代的涡轮码的BER性能
(EP 尺寸 = 3864, $R=1/2$, $E_b/N_0=1.3\text{dB}$)

图 9



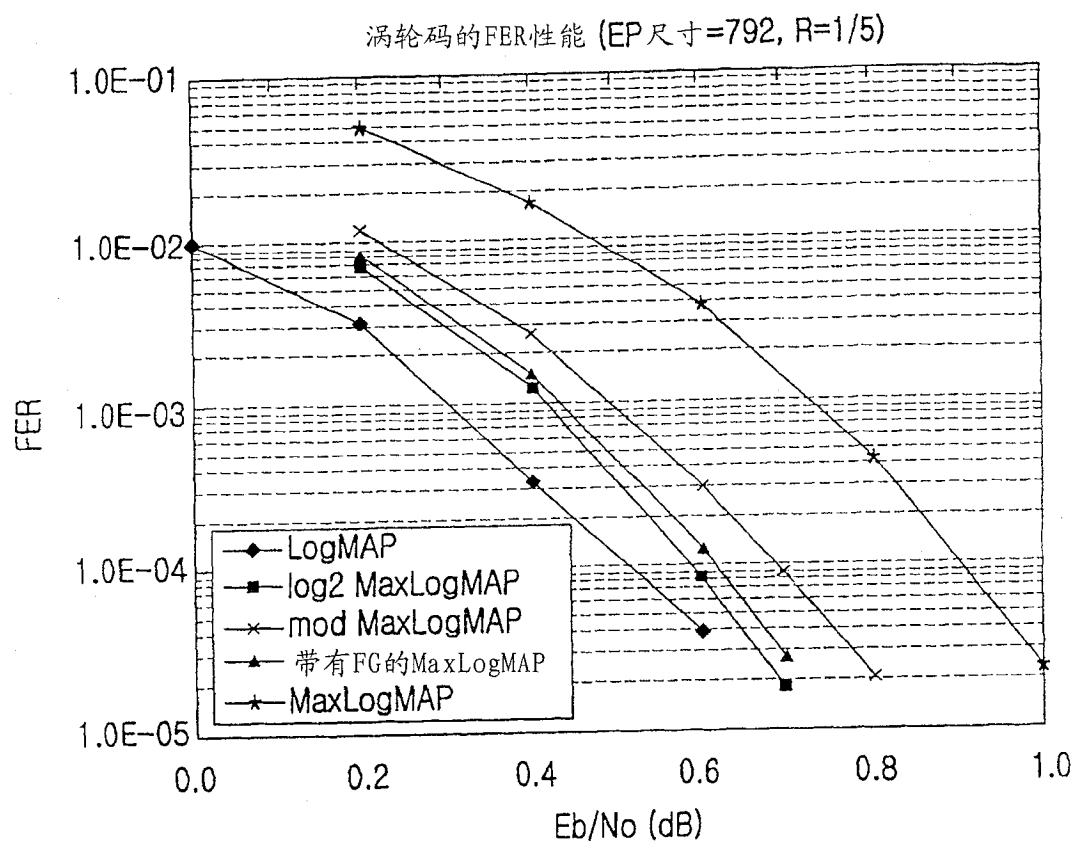
进行多次迭代的涡轮码的BER性能
(EP 尺寸 = 3864, $R=1/2$, $E_b/nO=1.3\text{dB}$)

图 10



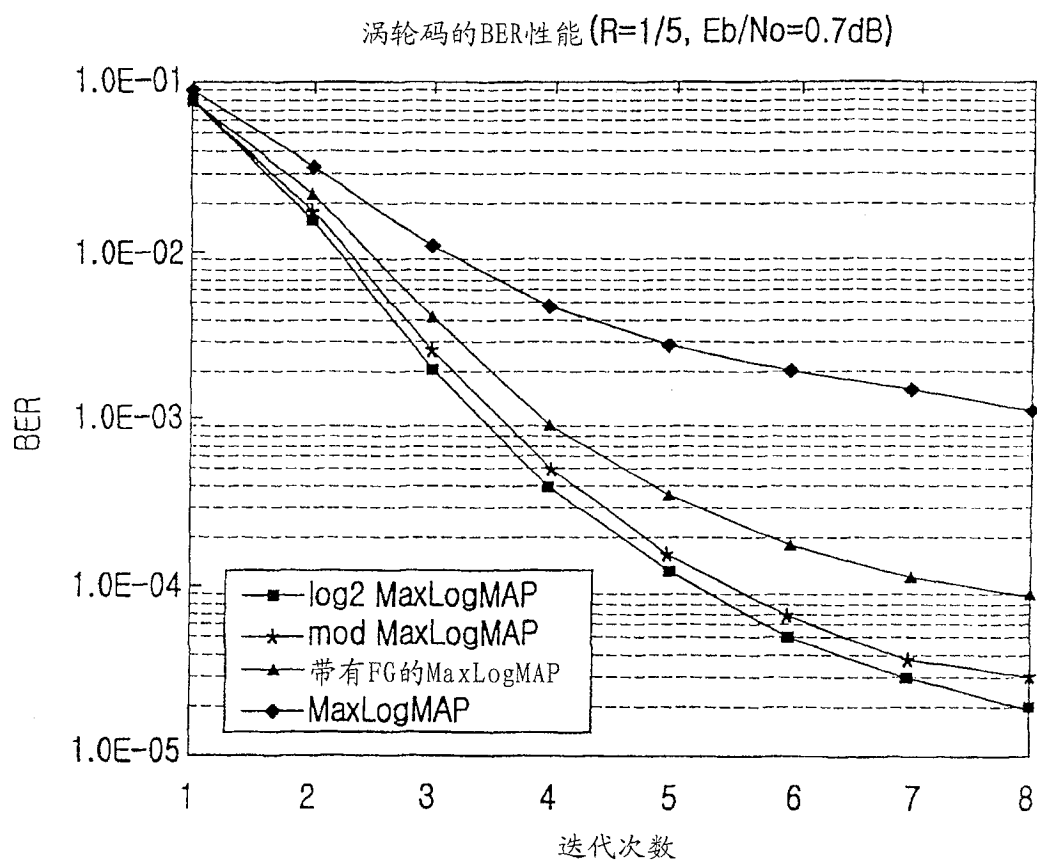
涡轮码的BER性能 (EP尺寸=792, R=1/5)

图 11



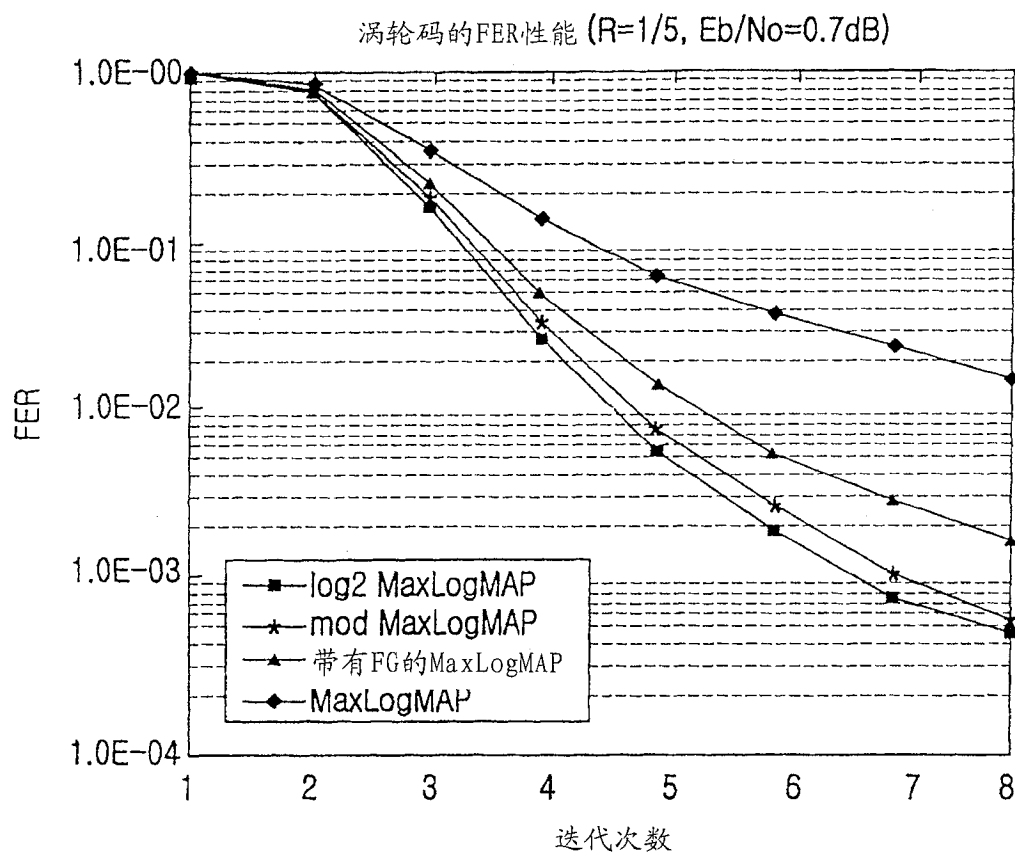
涡轮码的BER性能 (EP尺寸=792, R=1/5)

图 12



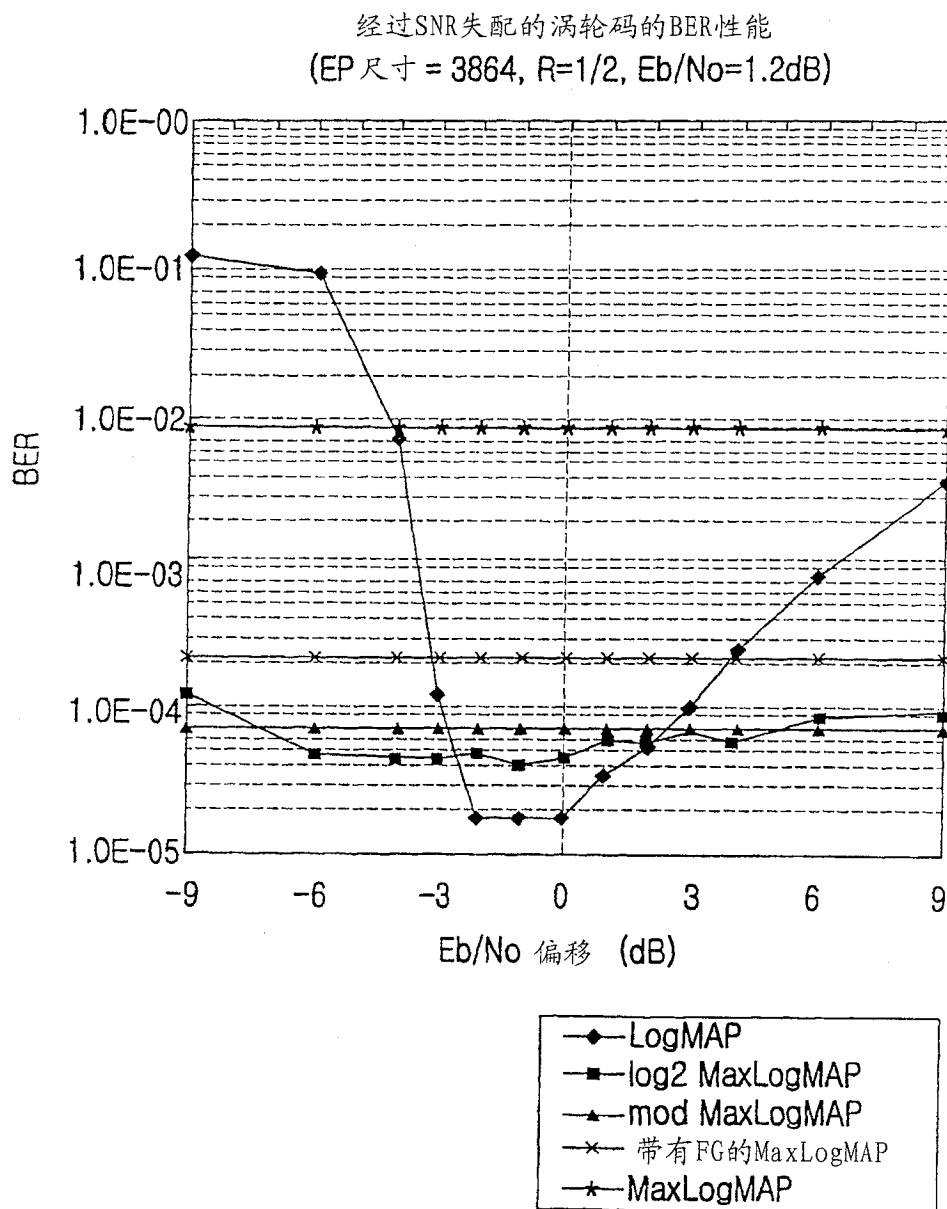
进行多次迭代的涡轮码的BER性能
(EP 尺寸 = 792, $R=1/5$, $E_b/n_0=0.7\text{dB}$)

图 13



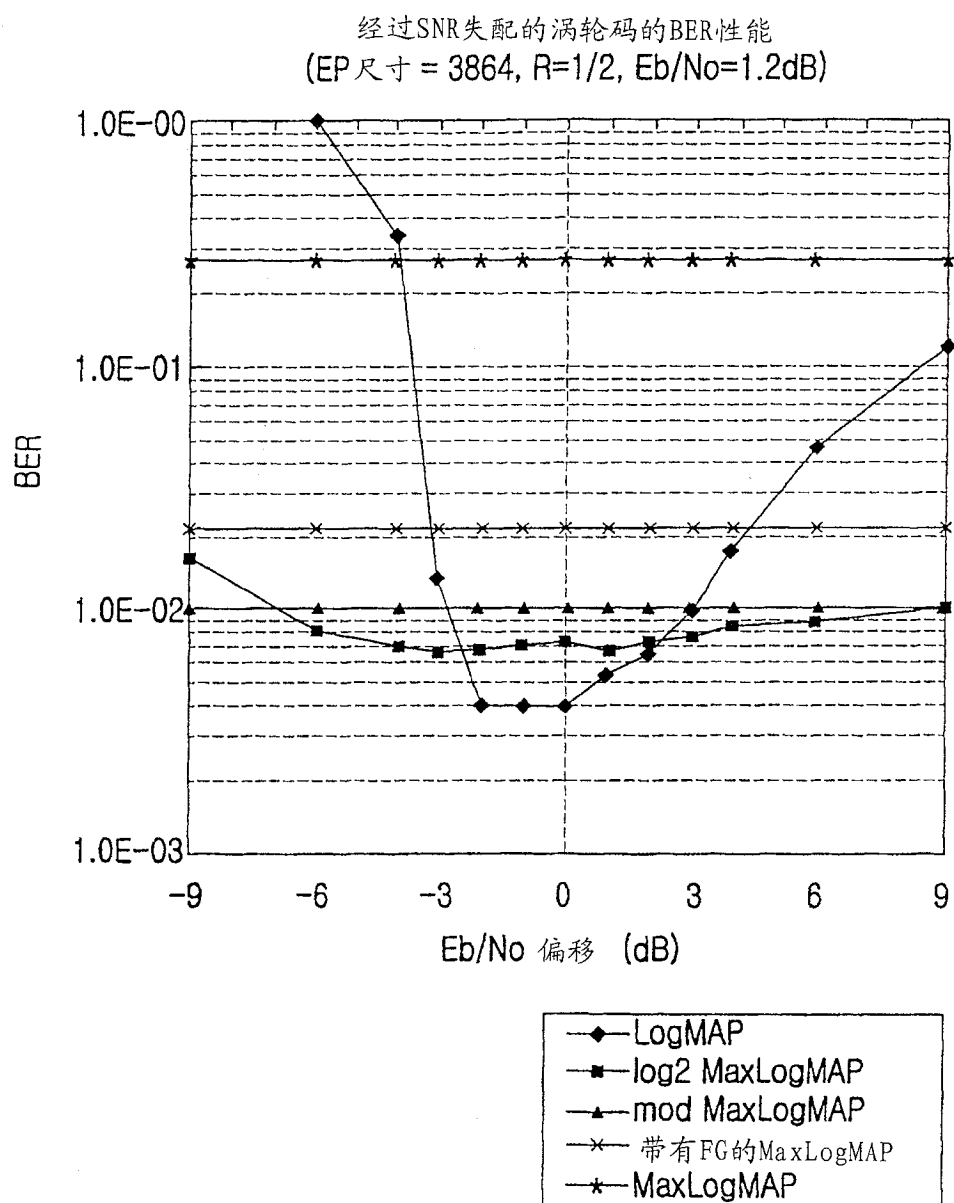
进行多次迭代的涡轮码的BER性能
(EP尺寸 = 792, $R=1/5$, $E_b/nO=0.7\text{dB}$)

图 14



经过 E_b/N_0 偏移的涡轮码的BER性能
(EP 尺寸 = 3864, $E_b/N_0=1.2\text{dB}$)

图 15



经过 E_b/N_0 偏移的涡轮码的BER性能
(EP 尺寸 = 3864, $E_b/N_0=1.2\text{dB}$)

图 16