



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102292917 B

(45) 授权公告日 2015.08.26

(21) 申请号 200980139687.4

(22) 申请日 2009.10.02

(30) 优先权数据

61/102,517 2008.10.03 US

61/196,889 2008.10.21 US

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2011.04.06

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/US2009/005437 2009.10.02

(87) PCT国际申请的公布数据

W02010/039257 EN 2010.04.08

(73) 专利权人 汤姆逊许可公司

地址 法国布洛涅-比扬古市

(72) 发明人 雷静 高文

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

代理人 吕晓章

(51) Int. Cl.

H03M 13/25(2006.01)

H04L 27/00(2006.01)

H03M 13/11(2006.01)

H03M 13/27(2006.01)

(56) 对比文件

CN 1543088 A, 2004.11.03, 全文.

Jing Lei etc.. Matching graph connectivity of LDPC codes to high-order modulation by bit interleaving.《Forty-Sixth Annual Allerton Conference》. 2008, 第 1059-1064 页.

审查员 丛磊

权利要求书5页 说明书10页 附图14页

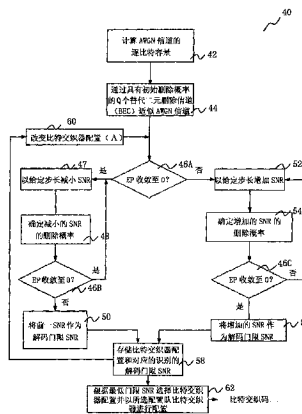
(54) 发明名称

利用二元删除替代信道在 AWGN 信道条件下将比特交织器适配于 LDPC 码和调制的方法和装置

(57) 摘要

本发明涉及用于平行非均匀信道的代码相关比特交织器。由于给定码表的信道依赖度取决于信道输入与输出之间的互信息，本发明提出通过利用一组替代二元删除信道 (BEC) 简化关于解码行为的分析。通过替代 BEC 对实际信道的近似建立在逐比特容量的等值，其代表了均匀分布的二元输入与有效平行 AWGN 信道的似然比之间的互信息。并且，删除概率的变换在解码门限信噪比周围通过线性差分方程建模，从而得到解码迭代收敛的必要条件并且获得比特交织器配置的有效指导。

CN 102292917 B



1. 一种将比特交织器适配于 LDPC 码和调制的方法,包括:
 - 计算 Q 个非均匀平行 AWGN 信道的逐比特容量 (42, 48, 54);
 - 用一组 Q 个替代二元删除信道近似所述 Q 个 AWGN 信道 (44, 48, 54), 每个二元删除信道都具有对应的删除概率;
 - 利用基于删除概率的密度进化确定 (46, 50, 56, 60) 用于一个或多个比特交织器配置中的每一个的解码门限信噪比; 并且
 - 使用对应于从一个或多个确定的解码门限信噪比中选择的最低解码门限信噪比的比特交织器配置对所述比特交织器进行配置 (62)。
2. 根据权利要求 1 所述的方法, 其中所述确定步骤 (46) 还包括:
 - 当删除概率收敛至 0 时以预定步长减小所述信噪比 (47);
 - 确定减小的信噪比的删除概率 (48);
 - 确定所述减小的信噪比的删除概率是否收敛至 0 (46b);
 - 当所述删除概率不收敛于 0 时将所述减小之前的信噪比作为用于所述比特交织器配置的解码门限信噪比 (50)。
3. 根据权利要求 2 所述的方法, 其中所述确定步骤 (46) 还包括:
 - 当删除概率不收敛至 0 时以预定步长增加所述信噪比 (52);
 - 确定增加的信噪比的删除概率 (54);
 - 确定所述增加的信噪比的删除概率是否收敛至 0 (46c);
 - 当所述删除概率收敛于 0 时将所述增加的信噪比作为用于所述比特交织器配置的解码门限信噪比 (56)。
4. 根据权利要求 3 所述的方法, 还包括:
 - 存储每个比特交织器配置以及对应的确定的解码门限信噪比 (58);
 - 改变所述比特交织器配置 (60);
 - 进行所述确定步骤以确定用于所述改变的比特交织器配置的解码门限信噪比;
 - 选择具有最低解码门限信噪比的比特交织器配置 (62); 并且
 - 以所述选择的配置对所述比特交织器进行配置 (62)。
5. 根据权利要求 1 所述的方法, 其中所述计算逐比特容量还包括基于所述平行 AWGN 信道的二元输入与有效输出之间的互信息计算逐比特容量, 所述近似基于所述计算的逐比特容量的等值。
6. 根据权利要求 1 所述的方法, 还包括以配置的比特交织器比特交织 LDPC 编码器输出 (58)。
7. 根据权利要求 2 所述的方法, 其中所述确定 (46) 还包括由所述解码门限信噪比确定从预定线形差分方程建模的密度进化得到平均删除概率。
8. 根据权利要求 7 所述的方法, 其中所述确定平均删除概率还包括:
 - 确定所述 LDPC 码的节点 / 边集度分布;
 - 凸组合每个二元删除信道的删除概率。
9. 根据权利要求 7 所述的方法, 其中密度进化建模从下述公式得出:

$$\varepsilon_q^l = \varepsilon_q^0 \lambda_q(\alpha^l),$$

$$\alpha^l = 1 - \rho (1 - \beta^{l-1})$$

$$\beta^{l-1} = \sum_{q=1}^Q w_q \varepsilon_q^{l-1},$$

其中,上标 l 和下标 q 分别代表迭代指数和二元删除信道号, ε_q^l 指第 q 个二元删除信道的输出处的删除概率迭代 l 次, α 和 β 分别表示 LDPC 码的校验节点和变量节点的输出处的平均删除概率, w_q 是属于第 q 个二元删除信道并被分配给第 q 个 LDPC 子代码的边的比例, ρ 表示连接至校验节点的边的比例, λ_q 是用于第 q 个子代码的边集变量节点度分布。

10. 根据权利要求 3 所述的方法,还包括通过约束所述比特交织器的度分布的优化最小化所述解码门限信噪比。

11. 一种用于将比特交织器适配于 LDPC 码和调制的装置,包括:

用于计算 Q 个非均匀平行 AWGN 信道的逐比特容量 (42, 48, 54) 的部件;

用于用一组 Q 个替代二元删除信道近似所述 Q 个 AWGN 信道 (44, 48, 54) 的部件,每个二元删除信道都具有对应的删除概率;

用于利用基于删除概率的密度进化确定 (46, 50, 56, 60) 用于一个或多个比特交织器配置中的每一个的解码门限信噪比的部件;以及

用于使用对应于从一个或多个确定的解码门限信噪比中选择的最低解码门限信噪比的比特交织器配置对所述比特交织器进行配置 (62) 的部件。

12. 根据权利要求 11 所述的装置,其中用于确定的部件还包括用于由所述解码门限信噪比确定从预定线形差分方程建模的密度进化得到平均删除概率的部件。

13. 根据权利要求 11 所述的装置,其中用于计算逐比特容量的部件还包括用于基于所述平行 AWGN 信道的二元输入与有效输出之间的互信息计算逐比特容量的部件,所述近似基于所述计算的逐比特容量的等值。

14. 根据权利要求 11 所述的装置,还包括用于以配置的比特交织器比特交织 LDPC 编码器输出 (58) 的部件。

15. 根据权利要求 12 所述的装置,其中用于确定平均删除概率的部件还包括:

用于确定所述 LDPC 码的节点 / 边集度分布的部件;

用于凸组合每个二元删除信道的删除概率的部件。

16. 根据权利要求 12 所述的装置,其中密度进化建模从下述公式得出:

$$\varepsilon_q^l = \varepsilon_q^0 \lambda_q(\alpha^l),$$

$$\alpha^l = 1 - \rho (1 - \beta^{l-1})$$

$$\beta^{l-1} = \sum_{q=1}^Q w_q \varepsilon_q^{l-1},$$

其中,上标 l 和下标 q 分别代表迭代指数和二元删除信道号, ε_q^l 指第 q 个二元删除信道的输出处的删除概率迭代 l 次, α 和 β 分别表示 LDPC 码的校验节点和变量节点的输出处的平均删除概率, w_q 是属于第 q 个二元删除信道并被分配给第 q 个 LDPC 子代码的边的比例, ρ 表示连接至校验节点的边的比例, λ_q 是用于第 q 个子代码的边集变量节点度分布。

17. 一种将比特解交织器适配于 LDPC 码和调制的方法,包括:

计算 Q 个非均匀平行 AWGN 信道的逐比特容量 (42, 48, 54) ;

用一组 Q 个替代二元删除信道近似所述 Q 个 AWGN 信道 (44, 48, 54), 每个二元删除信道都具有对应的删除概率;

利用基于删除概率的密度进化确定 (46, 50, 56, 60) 用于一个或多个比特交织器配置中的每一个的解码门限信噪比; 并且

使用对应于从一个或多个确定的解码门限信噪比中选择的最低解码门限信噪比的比特交织器配置对所述比特解交织器进行配置 (62), 其中比特解交织器执行与所述比特交织器相反的功能。

18. 根据权利要求 17 所述的方法, 其中所述确定步骤 (46) 还包括:

当删除概率收敛至 0 时以预定步长减小所述信噪比 (47);

确定减小的信噪比的删除概率 (48);

确定所述减小的信噪比的删除概率是否收敛至 0 (46b);

当所述删除概率不收敛于 0 时将所述减小之前的信噪比作为用于所述比特交织器配置的解码门限信噪比 (50)。

19. 根据权利要求 18 所述的方法, 其中所述确定步骤 (46) 还包括:

当删除概率不收敛至 0 时以预定步长增加所述信噪比 (52);

确定增加的信噪比的删除概率 (54);

确定所述增加的信噪比的删除概率是否收敛至 0 (46c);

当所述删除概率收敛于 0 时将所述增加的信噪比作为用于所述比特交织器配置的解码门限信噪比 (56)。

20. 根据权利要求 19 所述的方法, 还包括:

存储每个比特交织器配置以及对应的确定的解码门限信噪比 (58);

改变所述比特交织器配置 (60);

进行所述确定步骤以确定用于所述改变的比特交织器配置的解码门限信噪比;

选择具有最低解码门限信噪比的比特交织器配置 (62); 并且

以所述选择的配置对所述比特交织器进行配置 (62)。

21. 根据权利要求 17 所述的方法, 其中所述计算逐比特容量还包括基于所述平行 AWGN 信道的二元输入与有效输出之间的互信息计算逐比特容量, 所述近似基于所述计算的逐比特容量的等效值。

22. 根据权利要求 17 所述的方法, 还包括以配置的比特解交织器比特解交织 (30) QAM 解调器输出。

23. 根据权利要求 18 所述的方法, 其中所述确定 (46) 还包括由所述解码门限信噪比确定从预定线性差分方程建模的基于删除概率的密度进化得到的平均删除概率。

24. 根据权利要求 23 所述的方法, 其中所述确定平均删除概率还包括:

确定所述 LDPC 码的节点 / 边集度分布;

凸组合每个二元删除信道的删除概率。

25. 根据权利要求 23 所述的方法, 其中密度进化建模从下述公式得出:

$$\varepsilon_q' = \varepsilon_q^0 \lambda_q(\alpha')$$

$$\alpha^1 = 1 - \rho (1 - \beta^{-1})$$

$$\beta^{l-1} = \sum_{q=1}^Q w_q \varepsilon_q^{l-1},$$

其中,上标 1 和下标 q 分别代表迭代指数和二元删除信道号, ε_q^l 指第 q 个二元删除信道的输出处的删除概率迭代 l 次, α 和 β 分别表示 LDPC 码的校验节点和变量节点的输出处的平均删除概率, w_q 是属于第 q 个二元删除信道并被分配给第 q 个 LDPC 子代码的边的比例, ρ 表示连接至校验节点的边的比例, λ_q 是用于第 q 个子代码的边集变量节点度分布。

26. 根据权利要求 19 所述的方法,还包括通过约束所述比特交织器的度分布的优化最小化所述解码门限信噪比。

27. 一种用于将比特解交织器适配于 LDPC 码和调制的装置,包括:

用于计算 Q 个非均匀平行 AWGN 信道的逐比特容量 (42, 48, 54) 的部件;

用于用一组 Q 个替代二元删除信道近似所述 Q 个 AWGN 信道 (44, 48, 54) 的部件,每个二元删除信道都具有对应的删除概率;

用于利用基于删除概率的密度进化确定 (46, 50, 56, 60) 用于一个或多个比特交织器配置中的每一个的解码门限信噪比的部件;以及

用于使用对应于从一个或多个确定的解码门限信噪比中选择的最低解码门限信噪比的比特交织器配置对所述比特解交织器进行配置 (62) 的部件,其中比特解交织器执行与所述比特交织器相反的功能。

28. 根据权利要求 27 所述的装置,其中用于确定的部件还包括用于由所述解码门限信噪比确定从预定线形差分方程建模的基于删除概率的密度进化得到的平均删除概率的部件。

29. 根据权利要求 27 所述的装置,其中所述用于计算逐比特容量的部件还包括用于基于所述平行 AWGN 信道的二元输入与有效输出之间的互信息计算逐比特容量的部件,所述近似基于所述计算的逐比特容量的等效值。

30. 根据权利要求 27 所述的装置,还包括用于以配置的比特解交织器比特解交织 (30) QAM 解调器输出的部件。

31. 根据权利要求 28 所述的装置,其中用于确定平均删除概率的部件还包括:

用于确定所述 LDPC 码的节点/边集度分布的部件;

用于凸组合每个二元删除信道的删除概率的部件。

32. 根据权利要求 28 所述的装置,其中密度进化建模从下述公式得出:

$$\varepsilon_q^l = \varepsilon_q^0 \lambda_q(\alpha^l),$$

$$\alpha^1 = 1 - \rho (1 - \beta^{-1})$$

$$\beta^{l-1} = \sum_{q=1}^Q w_q \varepsilon_q^{l-1},$$

其中,上标 1 和下标 q 分别代表迭代指数和二元删除信道号, ε_q^l 指第 q 个二元删除信道的输出处的删除概率迭代 l 次, α 和 β 分别表示 LDPC 码的校验节点和变量节点的输出处的平均删除概率, w_q 是属于第 q 个二元删除信道并被分配给第 q 个 LDPC 子代码的边的比

例， ρ 表示连接至校验节点的边的比例， λ_q 是用于第 q 个子代码的边集变量节点度分布。

利用二元删除替代信道在 AWGN 信道条件下将比特交织器 适配于 LDPC 码和调制的方法和装置

[0001] 相关申请的交叉引用

[0002] 本发明要求分别在 2008 年 10 月 3 日和 2008 年 10 月 21 日提交的美国临时专利申请 61/102517 和 61/196889 的优先权,上述两个申请在此一起并入作为参考。

技术领域

[0003] 本发明总体上涉及用于平行非均匀信道的 (parallel non-uniform channels) 的代码相关比特交织器 (code-dependent bit interleaver)。具体而言,涉及一种利用一组替代二元删除信道 (BEC) 的代码匹配交织 (code matched interleaving)。

背景技术

[0004] 有线、卫星和地面网络是将数字广播服务发送至终端消费者的三种主要介质。与卫星和地面传输不同,有线信道不具有很大的时间和频率选择性。因此,在有线网络中采用高效频谱 (spectrally efficient) 调制 (即 256-QAM 和 1024-QAM) 以满足带宽消耗型服务 (例如 HDTV 和 VoD) 的容量要求,并增强数字视频广播的穿透性。近来,因为设计灵活、解码便利并且在各种信道类型上具有普遍优秀的纠错性能,在 DVB-S2 和 DVB-T2 标准中引入了低密度奇偶校验 (LDPC) 码。

[0005] 出于实施方便性和元件互操作性方面的考虑,DVB-S2 中规定的 LDPC 编码还被极力推荐再次用于下一代的 DVB-C 系统。尽管如此,众所周知在二元制调制 (binary modulation) 中优化的 LDPC 码集对于高阶调制并不一定有效,这是因为调制引起的不等差错保护 (unequal error protection) 造成的。对于无穷码长的多级编码 (MLC) 的渐进性能 (asymptotic performance) 进行了研究,并发现当采用多级解码 (MSD) 时是最佳的逼近容量 (capacity approaching) 策略。但是,MSD 策略要求将决策从较低解码级传递至较高解码级,这将导致较大解码延迟,从而可能无法被高速应用所接受。

[0006] 通信领域普通技术人员可以理解,交织是用于重排一个序列的顺序以满足不同目的的过程。对于在时域和频域经受选择性衰落的信道,比特和 / 或符号交织与信道编码一起使用以分配误差群 (error burst)。另外,比特交织还被级联码 (特别是 Turbo 码) 所采用以对于第二成员编码器 (constituent encoder) 加扰信息比特,从而能够产生长随机码。

[0007] 作为 LDPC 的结果,产生一种框架 (例如密度进化、差分进化和外信息转移 (EXIT) 图) 以设计和分析码表 (code ensemble) 的度分布 (degree profile)。在用于解码收敛性的门限 SNR 方面,在这些框架之后构建的代码可以逼近 Shannon 极限,假设块长度为无限,代码结构随机并且解码迭代数不受约束。但是,从实际实施的角度而言,随机结构通常导致过高的 (prohibitive) 编码 / 解码复杂性和存储器要求。由于此原因,能够在功率效率 (power efficiency) 与实施简单性之间取得良好折衷的结构化 LDPC 码对于系统设计师是很有吸引力的选择。例如,ETSI 用于卫星信道的第二代数字视频广播标准 (DVB-S2)、IEEE802.11n 和 IEEE802.11e 标准采用的差错控制码都属于结构化 LDPC 码范畴。

[0008] 另一方面,最初为卫星通信中的前向差错控制设计的 DVB-S2 LDPC 码集合 (code family) 被 DVB-T2(用于地面信道的第二代 DVB 标准) 重新采用,并且也为 DVB-C2(用于有线信道的第二代 DVB 标准) 所强烈推荐。除了出于系统兼容性的考虑之外,重新使用 DVB-S2 码的主要原因在于其在各种信道条件下的普遍优越性能。但是,为了满足有线运营商的更高频谱效率和灵活产出的要求,在 DVB-C2 中重新使用 DVB-S2 码的技术上的挑战在于给定代码向非常高阶星座 (从 256-QAM 至 4096-QAM) 的映射。

发明内容

[0009] 本发明提出利用替代信道法 (surrogate channel approach) 来简化代码相关比特交织器的设计。

[0010] 为了在功率效率与频谱效率之间获得良好折衷并且保持 CODEC 的简单结构,本发明提出分别在信道编码器/解码器与调制器/解调制器之间插入比特交织器/解交织器。

[0011] 另外,考虑到用于高阶调制 (例如 256-QAM) 的非正则 LDPC 码和星座映射器 (调制器),可以利用比特交织器将代码的不等纠错 (unequal error correction) 与二元标记 (binary labeling) 方案固有的非对称逐比特 (bitwise) 欧几里得距离间距相匹配。

[0012] 根据一个实施方式,用于在 AWGN 信道条件下将比特交织器适配于 LDPC 码和调制的方法包括:计算非均匀平行 AWGN 信道的逐比特容量;用具有删除概率的一组 Q 个替代二元删除信道 (BEC) 近似所述 AWGN 信道;确定解码门限 SNR 是否导致用于比特交织器配置的最低解码门限 SNR;并基于对应于所述确定的最低解码门限 SNR 的比特交织器配置对所述比特交织器进行配置。

[0013] 根据另一个实施方式,用于在 AWGN 信道条件下将比特交织器适配于 LDPC 码和调制的装置包括处理器,所述处理器用于:i) 计算非均匀平行 AWGN 信道的逐比特容量;ii) 用一组替代二元删除信道 (BEC) 近似所述 AWGN 信道;iii) 为所述一个或多个比特交织器配置的每一个确定解码门限 SNR。所述处理器还为每个确定的 SNR 确定删除概率。存储器存储所述一个或多个确定的解码门限 SNR 以及对应的比特交织器配置。基于对应于从存储的一个或多个确定的解码门限 SNR 选择的最低解码门限 SNR 的比特交织器配置由所述处理器配置所述比特交织器。

[0014] 通过下面结合附图对本发明的示例性实施方式进行详细说明,本发明的上述和其他方面、特征和优势将变得更为明显。

附图说明

[0015] 结合附图考虑下面的详细说明更容易理解本发明,其中:

[0016] 图 1a 是根据本发明实施方式的用于代码匹配交织的装置的框图;

[0017] 图 1b 是根据本发明实施方式的用于代码匹配交织的装置的框图;

[0018] 图 1c 是根据本发明实施方式的奇偶校验比特的块交织的图示;

[0019] 图 1d 是根据本发明实施方式的交织比特的分级分配的图示;

[0020] 图 1e 是本发明的代码匹配交织的通信系统实施的框图;

[0021] 图 1f 是图 1e 中系统的详细框图;

[0022] 图 1g 是根据本发明实施方式的用于代码匹配交织的装置的仿真设置;

- [0023] 图 2a 和图 2b 是根据本发明实施方式的示例性星座映射器的信道条件的图示；
- [0024] 图 3a 是具有预定容量的 AWGN 信道的框图；
- [0025] 图 3b 示出了根据本发明实施方式的具有删除概率的二元删除信道 (BEC)；
- [0026] 图 4 是根据本发明实施方式在替代信道上进行代码匹配交织的方法的流程图；
- [0027] 图 5 至图 8 是两个速率的解码 BER 的比较以及本发明的装置和方法提供的节能的图示。

具体实施方式

- [0028] 本发明涉及一种用于在替代信道上进行代码匹配交织的方法和装置。
- [0029] 本说明书解释了本发明的原理。虽然在本说明书中并未描述,但本领域普通技术人员在本发明的原理和范围之内能够设想出各种实施方式。
- [0030] 本说明书中所采用的示例性和条件性的语言的目的在于帮助阅读者理解由发明人对现有技术进行改进的本发明的原理和概念,本发明并不局限于这种特定的实例和条件。
- [0031] 并且,对于本发明原理、方面和实施方式以及特定实例的所有陈述都意在包括等同的结构和功能。另外,这种等同结构和功能包括当前已知和以后开发出来的结构和功能、即不论结构如何而用来执行相同功能的任何元件。
- [0032] 因此,例如,本领域普通技术人员可以理解,说明书中的框图表示根据本发明原理的实施方式的示例性电路的概念性图示。类似地,可以理解,任何流程图、操作程序图、状态转换图、伪代码等都表示能够有计算机可读介质表示并因而由计算机或处理器执行的各种过程步骤,这种计算机或处理器是否明确示出并无关系。
- [0033] 附图中所示各种元件的功能可以与适当的软件联合通过使用专用硬件以及能够执行软件的硬件来提供。当通过处理器提供时,该功能可以通过单个专用处理器、单个共享处理器或者多个处理器(某些可以共享)来提供。并且,术语“处理器”或者“控制器”的明确使用不应当被理解为专指能够执行软件的硬件,还可以非限制性地包括数字信号处理器(DSP)、用于存储软件的只读存储器(ROM)、随机访问存储器(RAM)以及非易失性存储器。
- [0034] 其他普通和/或定制硬件也可以包括进来。类似地,图中所示的任何开关都是概念性的。其功能可以通过程序逻辑、专用逻辑、程序控制和专用逻辑的相互作用甚至手动操作来执行,实施者可以根据应用环境选择特定的技术。
- [0035] 在权利要求中,任何被表达为用于执行特定功能的元件都包括执行该功能的任何方式,例如:a) 执行该功能的电路元件的组合;b) 任何形式的软件,包括固件、微代码等,与适当的电路结合以执行该软件从而执行该功能。这些权利要求限定的本发明的原理基于的事实是,各个引用的装置所提供的功能型以权利要求要求的方式结合在一起。因此可以认为任何能够提供这些功能性的装置都等同于所述装置。
- [0036] 说明书中所提到的本发明原理的“一个实施方式”或“实施方式”表示特定结合该实施方式描述的特征、结构、要素包括在本发明原理的至少一个实施方式中。因此,说明书各个地方出现的表述“在一个实施方式中”或“在实施方式中”不一定指同一实施方式。
- [0037] 本发明提出利用替代信道法来简化代码相关比特交织器的设计。
- [0038] 总体上,对于通过解码器的消息的行为的分析包括两个重要选择。一个是有效信

道的建模 (modeling), 另一个是分析工具的选择以跟踪迭代解码过程。迄今为止, 以二元制输入在各种类型的信道下对 LDPC 码表的性能进行了研究。理论分析和仿真结果都证明解码门限并不取决于信道类型, 而是取决于有效信道的输入与输出之间的互信息 (mutual information)。

[0039] 另一方面, 引入了各种一维高斯近似法 (GA) 来简化对迭代解码的分析, 这不但减小了密度进化的复杂性, 还为理解所述解码算法提供了有用的基础信息 (insight)。但是, 由于高斯模型不能确信地捕获从校验节点 (check nodes/CND) 传输至变量节点 (variable node/VND) 的消息的概率分布 (probability distribution), GA 是一种实际但不严密的方法, 特别是对于低码率和中高度的 CND。

[0040] 为了解决这个问题, 提出了一种基于高斯模型的随机框架来对于解码过程的动态特征进行更精确的近似。但是, 由于复杂性, 很难将此方法扩展至非均匀信道, 例如高阶调制、OFDM 产生的平行信道和具有非等差错保护要求的磁盘信道 (disk channel)。

[0041] 为了避免 GA 的局限, 本发明通过一组替代二元删除信道 (BEC) 建模所述非均匀平行信道, 并且基于逐比特容量的等值 (equivalence) 近似所述信道, 该等值代表平行 AWGN 信道的二元制输入与有效输出之间的互信息。结果, 平均删除概率的进化完全可以通过一组递归方程来表征。另外, 在高 SNR 状况下 (接近于解码门限), 解码器的动态特征可以通过齐次线性差分方程进一步简化, 从中可以得出解码收敛所需条件并随后用于配置比特交织器。

[0042] 与无线通信不同, 有线信道在高信噪比 (SNR) 状况下运转并且在信号传输过程中很少或者不遇到选择性衰落。因此, 可以将它们表示为附加白高斯噪声信道, 在这些信道上可以采用高效频谱调制 (例如 256-QAM 和 4096-QAM)。为了保证平均传输功率受限条件下的通信可靠性, 逼近容量纠错码 (例如 LDPC) 需要与这些高阶调制联合采用。在不丧失一般性的条件下, 假设调制格式是 2^q 阶方形 QAM。

[0043] 由于证明具有最优性, 将采用二元反射格雷码 (binary reflected gray code) 来标记星座映射器 (例如 QAM 调制器)。在此实施方式中, 假设 Q 个编码比特 $\{C_{l,q}\}_{q=1}^Q$ 聚集在一组并映射至 QAM 符号 x_l , 其中 l 是符号指数。具体而言, 比特 $C_{1,q}$ 和 $C_{1,q+Q/2}$ ($q = 1, 2, \dots, Q/2$) 分别被用于标记 QAM 星座的同相 (I) 和正交 (Q) 分支。结果, 当采用平行解码时, 它们具有相同逐比特容量。在 AWGN 信道的输出, 第 l 个接收到的符号由下述公式给出:

[0044]

$$y_l = x_l + \omega_l, \quad (1)$$

[0045] 其中 ω 表示具有双侧频谱密度 $N_0/2$ 的圆对称、复高斯噪声的采样, 并假设 x_l 的平均符号能量为 E_s 。

[0046] 为了将集中定理 (concentration theorem) 的应用扩展至由高阶调制产生的非均匀逐比特子信道, 引入增强信道适配器以加强信道对称性。因此, 足以跟踪全零码字的密度进化 (DE) 以预测整个码本 (codebook) 的性能。本领域普通技术人员可以理解, 密度进化 (DE) 在迭代系统的设计和分析中起到重要作用。具体而言, DE 是设计容量逼近 LDPC 码的实用工具, 因为其能够精确预测码表的渐进性能。基本上, DE 需要实施两个不同卷积, 一个用于 VND 侧, 另一个用于 CND 侧。

[0047] 图 1a 和图 1b 示出了根据本发明实施方式的 LDPC 编码的比特交织器调制系统的

系统模型的高层框图。如图所示,比特交织器 10 插入在输入 LDPC 码(即编码器)12 与调制器 14 之间。采用此设计,可以更容易识别和确定解码门限和差错平台(error floor)。如图 1b 所示,比特交织器可以包括奇偶校验比特的块交织 16 和交织比特的分级分配 18。图 1c 示出了奇偶校验比特的块交织 16 的实例,图 1d 示出了部分交织编码比特的分级分配的一个实例。

[0048] 图 1e 示出了根据本发明实施方式的 LDPC 编码比特交织器调制系统 20 的通信系统模块。发射器侧由 BCH 和 LDPC 编码器 12、比特交织器 10 和调制器(星座映射器)14 构成。另外,本领域普通技术人员可以理解,处理器 8a 和存储器 9a 可以用于管理和处理本发明所述方法。接收器侧包括解调制器 24、比特解交织器 30、LDPC 和 BCH 解码器 26 以及处理器 8b 和存储器 9b。在此二元 LDPC 编码系统中,假设所有编码比特在集合 $\{0, 1\}$ 上具有均匀分布。C 和 Y 分别表示信道编码器的输出和 AWGN 信道的输出。

[0049] 在图 1f 所述实施方式中,独立相似分布的(I. I. D)比特发生器 32 用于普通 BICM(比特交织编码调制)系统模型。结果,输入 C(编码比特)与输出 Z(解调制器输出的逐比特 LLR)之间的增强信道满足下述公式的对称条件:

$$[0050] \quad P(Z = z | C = 0) = P(Z = -z | C = 1) \quad (2)$$

[0051] 由于特定标记策略产生的非均匀高斯距离频谱,逐比特差错保护取决于标记符号串的比特指数。

[0052] 有鉴于此,由 2^Q -ary QAM 星座映射器(调制器)14、AWGN 信道 22 和解调制器 24 组成的复合信道可以被分解为 Q 个二元输入 AWGN(BIAWGN)子信道。假设子信道 q 的输入在离散集 $\{0, 1\}$ 上具有均匀分布,则其容量等于输入 $C_{1,q}$ 与解调制器 24 的输出处的对数似然比(LLR) $Z_{1,q}$ 之间的互信息。为了进行说明,以 BRGC 标记的均匀 1024-QAM 星座为例。事实上,如果用于 I 和 Q 分支的标记方案相同(根据平均 LLR 的递减幅值由 I 至 V 进行索引),在比特级上有 $(\log_2 1024)/2 = 5$ 个不同的子信道。图 2a 和图 2b 分别示出了作为符号 SNR 函数的逐比特平均 LLR(2a)和逐比特容量(2b)的曲线表示,其中逐比特信道属于对称 BIAWGN 范畴并且是条件概率的函数 $P(Z_{1,q} | C_{1,q})$, $q = 1, 2, \dots, 5$ 。从上述曲线表示可以看出,某个逐比特信道的可靠性正比于其逐比特平均 LLR 以及逐比特容量。并且,由这两个标准反映出的可靠性的顺序彼此相一致。

[0053] 图 1g 示出了本发明的仿真步骤的框图/流程图。输入和输出进行比较 34 并且计算比特误码率。

[0054] 利用替代信道的比特交织器设计

[0055] 替代 BEC 信道

[0056] 本领域普通技术人员可以理解,如上所述,给定 LDPC 码表的解码门限主要取决于有效信道的输入与输出之间的互信息,而不是信道类型本身。出于此原因,本发明用具有删除概率 $\{\varepsilon_q^0\}_{q=1}^Q$ 的 Q 个二元删除信道(BEC)替换上述 Q 个非均匀信道,并且所述替换给予下述公式的等值:

$$[0057] \quad I(Z_{1,q}; C_{1,q}) = 1 - \varepsilon_q^0, q = 1, 2, \dots, Q, \quad (3)$$

[0058] 其中等式左侧的项表示具有均匀输入的(BIAWGN)子信道 q 的逐比特容量,等式右侧的项正好是 BEC 子信道 q 的容量。

[0059] 图 3a 示出了具有二元输入 C 和连续输出 Z 的 AWGN 信道。图 3b 示出了具有删除概率 $1-I(Z;C)$ 的图 3a 所示 AWGN 信道的 BEC 替代信道。从公式 (3) 可看出,二元 AWGN 信道和二元 BEC 替代信道具有两个信道的输入与输出之间的相同的互信息。基于采用的替代 BEC,对解码行为的研究得到极大简化,因为对解码轨迹的跟踪被降低为观察每个子信道上的删除概率的进化。结果,普通密度进化算法的“无限维代数”产生的概率复杂性得以避免。另外,公式 (3) 中的 BEC 替换不需要在后续分析中引入高斯近似,这是从真正的解码轨迹进行推导的主要原因之一。

[0060] 实际上,本领域普通技术人员可以理解,公式 (3) 中的替换不限于包含星座映射器(例如调制器)、AWGN 信道和解调器的复合信道,因为其可以被概括为具有非均匀差错校正性能的无记忆平行信道的任何集合。实例包括 OFDM 系统中的频率选择性子信道和对于抗差错具有不等需求的全息存储 (VHM) 系统。

[0061] 用于 LDPC 编码调制的比特交织

[0062] 表 1 示出了用于 DVB-S2 标准中设定的 11 个 LDPC 码的 VND 和 CND 度分布的实例,其中码率从 1/4 至 9/10。为了简化码表的描述,VND 度类型可以被减少至 3 个,因为只有一个度 $-1VND$ 。另外,可以假设 CND 正则性,因为只有一个 CND 的度与其对应方不同。众所周知,这种小扰动对于对应的码表的影响可以忽略。但是,这种简化极大地降低了本发明的比特交织器的设计复杂性。

[0063]

码率	VND 度类别	每个类别中 VND 号	CND 度类别	每个类别中 CND 号
1/4	(12, 3, 2, 1)	(5400, 10800, 48599, 1)	(3, 4)	(1, 48599)
1/3	(12, 3, 2, 1)	(7200, 14400, 43199, 1)	(4, 5)	(1, 43199)
2/5	(12, 3, 2, 1)	(8640, 17280, 38879, 1)	(5, 6)	(1, 38879)
1/2	(8, 3, 2, 1)	(12960, 19440, 32399, 1)	(6, 7)	(1, 32399)
3/5	(12, 3, 2, 1)	(12960, 25920, 25919, 1)	(10, 11)	(1, 25919)
2/3	(13, 3, 2, 1)	(4320, 38880, 21599, 1)	(9, 10)	(1, 21599)
3/4	(12, 3, 2, 1)	(5400, 43200, 16199, 1)	(13, 14)	(1, 16199)
4/5	(11, 3, 2, 1)	(6480, 45360, 12959, 1)	(17, 18)	(1, 12959)
5/6	(13, 3, 2, 1)	(5400, 48600, 10799, 1)	(21, 22)	(1, 10799)
8/9	(4, 3, 2, 1)	(7200, 50400, 7199, 1)	(26, 27)	(1, 7199)
9/10	(4, 3, 2, 1)	(6480, 51840, 6479, 1)	(29, 30)	(1, 6479)

[0064] 表 1

[0065] 根据本发明的一个实施方式,假设二元 LDPC 码的边集 (edge-perspective) 变量节点 (VND) 和校验节点 (CND) 度分布分别由下述公式给出:

$$[0066] \quad \lambda(x) = \sum_{i=1}^{d_v} \lambda_i x^{i-1}, \quad (4)$$

[0067] 和

$$[0068] \quad \rho(x) = \sum_{j=1}^{d_v} \rho_j x^{j-1}, \quad (5)$$

[0069] 其中 $\{\lambda_i\}$ 和 $\{\rho_j\}$ 指定连接至度 $-i$ VND 和度 $-j$ CND 的边的比例。

[0070] 本发明的比特交织器的主要功能是将 L 个编码比特全部划分至大小为 L/Q 的 Q 个子集中, 然后将其分配至第 q ($q = 1, 2, \dots, Q$) 个 BEC 信道。为了便于说明, 长度 L 代码下文称为“母代码”, 并且其 Q 个子集的每一个被称为“子代码”。子代码 q 的所有编码比特将被分配给由 q 索引的替代 BEC。由于 Q 个子代码共用相同的 CND 奇偶约束, 它们将通过比特交织器的连接彼此交互。因此, 它们与针对非均匀平行信道开发的多极代码不同。

[0071] 考虑到 LDPC 码的节点 / 边集度分布, 平均删除概率变成子信道删除概率的凸组合 (convex combination), 并且权重由比特交织器的型 (profile) 确定。因此, 比特交织器设计的目的归结为其度分布的约束优化 (受母节点的 VND 和 CND 度分布的限制), 从而解码门限 SNR (假设利用消息传递算法) 最小化。

[0072] 虽然 Q 个子集的基数相同, 但它们的 VND 度分布可能具有不同形式。假设属于第 q 个 BEC 子信道的边的数量由 E_q 给出并且母代码的边的总数和为 E , 则分配给第 q 个子代码边的比例由下面的公式给出:

$$[0073] \quad w_q = \frac{E_q}{E}. \quad (6)$$

[0074] 根据公式 (4) 中定义, 用于第 q 个子代码的边集 VND 度分布变成:

$$[0075] \quad \lambda_q(x) = \sum_{i=1}^{d_v} \lambda_{q,i} x^{i-1}, \quad (7)$$

[0076] 其中 $\lambda_{q,i}$ 表示属于度 i 的 VND 并且分配给 BEC 信道 q 的边的比例, $\lambda_i = \sum_{q=1}^Q w_{q,i}$ 并且 $\sum_{i=1}^{d_v} \lambda_{q,i} = 1$, for $q = 1, 2, \dots, Q$, 则

$$[0077] \quad \lambda(x) = \sum_{q=1}^Q w_q \lambda_q(x). \quad (8)$$

[0078] 根据 LDPC 码表的度分布的定义, 比特交织器表 (bit interleaver ensemble) 的配置 (Λ) 可以通过 Q 个边集度序列 $\Lambda \doteq \{\lambda_{q,i}; 1 \leq q \leq Q, 1 \leq i \leq d_v\}$ 唯一确定。假设在平行 BEC 信道上的解码过程是遍历性的, 则密度进化 (DE) 降低至关于平均删除概率的一维递归, 即

$$[0079] \quad \varepsilon_q^l = \varepsilon_q^0 \lambda_q(\alpha^l), \quad (9a)$$

$$[0080] \quad \alpha^l = 1 - \rho(1 - \beta^{l-1}) \quad (9b)$$

$$[0081] \quad \beta^{l-1} = \sum_{q=1}^Q w_q \varepsilon_q^{l-1}, \quad (9c)$$

[0082] 其中上标 l 和下标 q 分别代表迭代指数和 BEC 子信道号, ε 指单个 BEC 子信道的输出处的删除概率, α 和 β 分别表示 CND 和 VND 的输出处的平均删除概率。最后, 由公式 (6) 限定的子信道 q 的边比例可以重写为 Λ 的函数:

$$[0083] \quad w_q = \frac{1}{\sum_{i=1}^{d_v} (\lambda_{q,i}/i)}, \quad q=1, 2, \dots, Q. \quad (10)$$

[0084] 通过将公式 9(a)-9(c) 与公式 (10) 结合,可以看出解码轨迹由比特交织器表的度分布 Λ 确定。求 ε_q^l 关于 ε_k^{l-1} 的偏导数得出:

$$[0085] \quad \frac{\partial \varepsilon_q^l}{\partial \varepsilon_k^{l-1}} = \varepsilon_q^0 w_k \frac{\partial \lambda_q(u)}{\partial u} \frac{\partial \rho(r)}{\partial r}, \quad (11)$$

[0086] 其中 $u = 1 - \rho(r)$ 并且 $r = 1 - \sum_{k=1}^Q w_k \varepsilon_k^{l-1}$ 。当 SNR 接近解码门限时,得出:

$$[0087] \quad \lim_{\varepsilon_k^{l-1} \rightarrow 0} r = 1, \quad (12a)$$

$$[0088] \quad \lim_{\varepsilon_k^{l-1} \rightarrow 0} u = 0, \quad (12b)$$

$$[0089] \quad \lim_{u \rightarrow 0} \lambda_q'(u) = \lambda_{q,2}, \quad (12c)$$

$$[0090] \quad \lim_{r \rightarrow 1} \rho'(r) = \sum_{j=2}^{d_c} (j-1) \rho_j. \quad (12d)$$

[0091] 采用泰勒级数,公式 (11) 可以围绕 $\varepsilon_k^{l-1} \approx 0$ 附近扩展。通过保持一阶项并考虑 (12c) 和 (12d) 中的极限值,得出:

$$[0092] \quad \varepsilon_q^l = \varepsilon_q^0 \rho'(1) \lambda_{q,2} \sum_{k=1}^Q w_k \varepsilon_k^{l-1}, \quad l > 0, 1 \leq q \leq Q. \quad (13)$$

[0093] 将 $\{\varepsilon_q^l, 1 \leq q \leq Q\}$ 收集到列矢量 $\Theta^l = [\varepsilon_1^l \varepsilon_2^l \dots \varepsilon_Q^l]^T$ 中,其中上标 T 表示转置 (transpose),并引入常数矩阵 Ψ ,其 (q, k)-输入由下述公式确定:

$$[0094] \quad \eta_{q,k} = \varepsilon_q^0 \rho'(1) \lambda_{q,2} w_k, \quad 1 \leq q, k \leq Q. \quad (14)$$

[0095] 消息传递解码器在解码门限 SNR 周围的动态特征可以通过一阶线性差分公式来近似:

$$[0096] \quad \Theta^l = \Psi \Theta^{l-1}. \quad (15)$$

[0097] 在不丧失普遍性的条件下,假设 Ψ 可以对角化并且其特征值的幅度可以降序排列为 $|\tau_1| \geq |\tau_2| \geq \dots \geq |\tau_Q|$ 。迭代解码收敛的必要条件为:

$$[0098] \quad |\tau_1| < 1 \quad (16)$$

[0099] 总而言之,当给定 LDPC 码在 Q 个非均匀信道上传输并且通过消息传递算法解码时,其性能将取决于插入在编码器和信道之间的比特交织器的度分布 Λ 。具体而言,解码门限 SNR γ 是 Λ 的函数并且相关性可以表示为 $\gamma(\Lambda)$ 。通过结合公式 (4)、(7)、(10) 和 (16) 中的约束条件,代码相关比特交织器的配置可以表述为下面的约束 (10) 优化问题的方案:

$$[0100] \quad \min_{\Lambda} \gamma(\Lambda) \quad (17a)$$

$$[0101] \quad \text{当 } |\tau_1| < 1; \quad (17b)$$

$$[0102] \quad \sum_{q=1}^Q w_q \lambda_{q,i} = \lambda_i, \quad 1 \leq i \leq d_v; \quad (17c)$$

$$[0103] \quad \sum_{i=1}^{d_v} \lambda_{q,i} = 1, \quad 1 \leq q \leq Q; \quad (17d)$$

$$[0104] \quad w_q = \frac{1}{\sum_i (\lambda_{q,i}/i)}, \quad 1 \leq q \leq Q; \quad (17e)$$

$$\sum_{q=1}^Q \frac{1}{(\sum_i \lambda_{q,i}/i)}$$

$$[0105] \quad \lambda_{q,i} \geq 0, 1 \leq q \leq Q, 1 \leq i \leq d_v \quad (17f)$$

[0106] 其中 $\{\lambda_i\}_{i=1}^d$ 是母代码的边集 VND 度分布。

[0107] 图 4 是根据本发明实施方式的在 AWGN 信道条件下将比特交织器适配于 LDPC 码和调制的方法 40 的高层流程图。如上所述,对于包括调制器、解调制器和具有初始 SNR 的 AWGN 信道的复合信道以及对于由 Λ 确定的给定比特交织器配置,首先计算等效的 Q 个平行 BIAWGN 信道的容量 (42)。计算出结果后,基于计算出的容量的等值通过 Q 个替代二元删除信道 (BEC) 来建模 44(近似) Q 个 BIAWGN 信道以获得初始删除概率 (参见上述公式 3)。然后进行迭代密度进化的确定 (46a) 以判断删除概率是否收敛于零 (0) (参见上述公式 9a-9c) : (I) 如果是,以给定的步长减小 SNR(47)。本领域普通技术人员可以理解,所述给定的步长例如可以基于需要的分辨率,例如 0.1db。

[0108] 然后确定初始删除概率 (48) 并采用密度进化确定删除概率对于 0 的收敛性 (46b)。如果步骤 46b 的结果是“是”,再次减小 SNR(47) 并重复该过程。如果步骤 46b 的结果是“否”,将前一个 SNR 确定为用于给定比特交织器配置 Λ 的门限 SNR(50) 并存储 (58)。(II) 如果在步骤 46a 中删除概率并未收敛于 0,以给定的步长增加 SNR(47),并且重复上述过程以确定增加的 SNR 的删除概率 (54),并且采用密度进化确定删除概率是否收敛于 0(46c)。如果在步骤 46c 中删除概率收敛于 0,将该 SNR 确定为用于给定比特交织器配置 Λ 的解码门限 SNR(56) 并存储 (58)。当在步骤 46c 中删除概率未收敛于 0 时,再次增加 SNR(52) 并且如上所述重复上述过程。本领域普通技术人员可以理解,根据本发明的原理,可以采用多种方式来确定对于给定比特交织器配置的门限 SNR。一旦对于给定或初始比特交织器配置执行完内循环,改变所述比特交织器配置 Λ (60) 并再次执行该过程。在此过程的某点并例如根据时间限制和 / 或精度要求,选择比特交织器配置并根据所选配置对所述比特交织器进行配置 (62)。

[0109] 本领域普通技术人员可以理解,为了获得或得到最小门限 SNR,必须改变比特交织器配置 Λ 。在此方面,发现找到正确的 Λ 以产生最低解码门限 SNR 可能是困难的并且需要试验很多采样。就这点而论,当停止点 (62) 是主观的并且由用户 / 设计者设置时还有替代实施方式。这可以称为停止试验并且采用此点获得的最佳或最低解码门限 SNR 的强力方法。例如,一个强力方法的实例可以是简单地对于解码门限 SNR 的试验设置时间限制。

[0110] 一旦确定或选择了最小或最低门限 SNR(62),则根据对应的比特交织器配置 Λ 对比特交织器进行配置。配置之后,可以对代码进行比特交织。

[0111] 为了验证提出的用于比特交织器的设计方法的效果,利用 DVB-S2/T2 标准中设定的短块长 ($L = 16200$) LDPC 码作为比特交织器的母代码并考虑 BRGC 标记的方形 1024-QAM 和 4096-QAM 星座,它们都被用于下一代有线信道。

[0112] 与本发明的分析研究结果不同,在 DVB-S2 中使用了基于“CND 冲突”避免的 ad hoc 比特交织法,DVB-C2 也推荐使用该方法,其中术语“CND 冲突”指有两个以上的比特映射至相同符号并且由相同奇偶方程校验的情况。通常而言,很难绝对避免 CND 冲突并且对于任何可行实现的强力搜索涉及计算量很大的组合编程 (combinatorial programming) 问题。然而,通过利用 DVB-S2 码中伪循环结构中的正则性,发明人提出能够避免出现对于码率子集的 CND 冲突的方法。

[0113] 但是,发明人意识到,CND 冲突的出现并非一定是坏事,特别是在高度 VND 通过共用 CND 连接至低度 VND 时。这是因为高度 VND 通常携带较高可靠性的 LLR 消息,这能帮助

低度 VND 获得较快解码收敛。因此,在本发明的设计和仿真中,忽略了 CND 冲突的发生,并且只是简单地将编码比特按照其自然顺序并根据 Λ 确定的最优化的度分布分配至星座映射器。

[0114] 在本发明中,考虑了蒙特卡罗仿真结果并且利用“非交织”(连续比特分组并映射至星座映射器)作为公共参照。对于每种类型的交织/非交织,当检测到 50 个帧差错时终止仿真试验。两个码率 (11/15 和 7/9) 和两个调制形式 (4096- 和 1024-QAM) 的信息比特的解码 BER 的比较示于图 5 至图 8。从这些曲线可以看出,利用替代 BEC 信道设计的比特交织器相对于寻求避免 CND 冲突的交织器可以获得很大的功率节省 (0.4-0.6dB 的增益)。另外,两种方法的性能都优于不采用比特交织的情况,这证明专用比特交织器在通过非均匀信道传输非正则 LDPC 码的情况下对于获得频谱效率和功率效率之间的折衷是必须的。

[0115] 基于上述说明,本领域普通技术人员可以理解本发明的其他特征和优势。可以理解,本发明的原理可以通过各种形式的硬件、软件、固件、专用处理器及其组合来实现。

[0116] 最优选地,本发明的原理可以作为硬件和软件的组合来实现。并且,软件可以作为嵌入在程序存储单元上地应用程序来实现。应用程序可以被上载至包含任何适当集结构的机器并由其执行。优选地,该机器在具有硬件的计算平台上执行,所述硬件例如是一个或多个中央处理器 (CPU)、随机访问存储器 (RAM)、输入输出 (I/O) 接口。计算机平台还可以包括操作系统和微指令代码。本文所述各种处理和功能可以是能够由 CPU 处理的微指令代码的一部分或应用程序的一部分,或者它们的组合。另外,各种外围设备可以连接至计算机平台,例如附加数据存储单元和打印单元。

[0117] 可以进一步理解的是,因为附图中描述的某些系统构成部件和方法优选由软件实现,系统元件或者处理功能框之间的实际连接根据本发明的原理被编程的方式可能存在不同之处。基于本发明的原理,本领域普通技术人员可以设想到用来实现本发明原理的上述和其他方式或结构。

[0118] 虽然结合目前优选实施例对本发明进行了说明,但是可以理解本发明并不局限于公开的实施例。而且,在本发明的原理和范围之内,可以对本发明进行修改以引入本说明书未说明的任何变化、改变、替换或者等同设置。因此,本发明不应被视为由上述说明来限制,而是由所附权利要求的范围来限定。

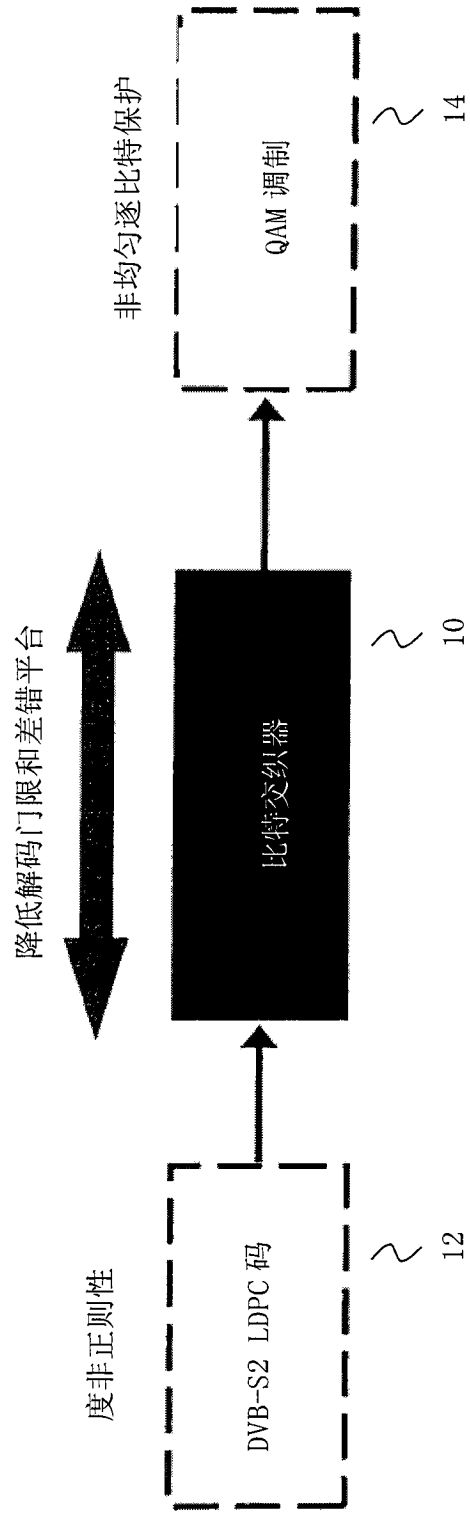


图 1A

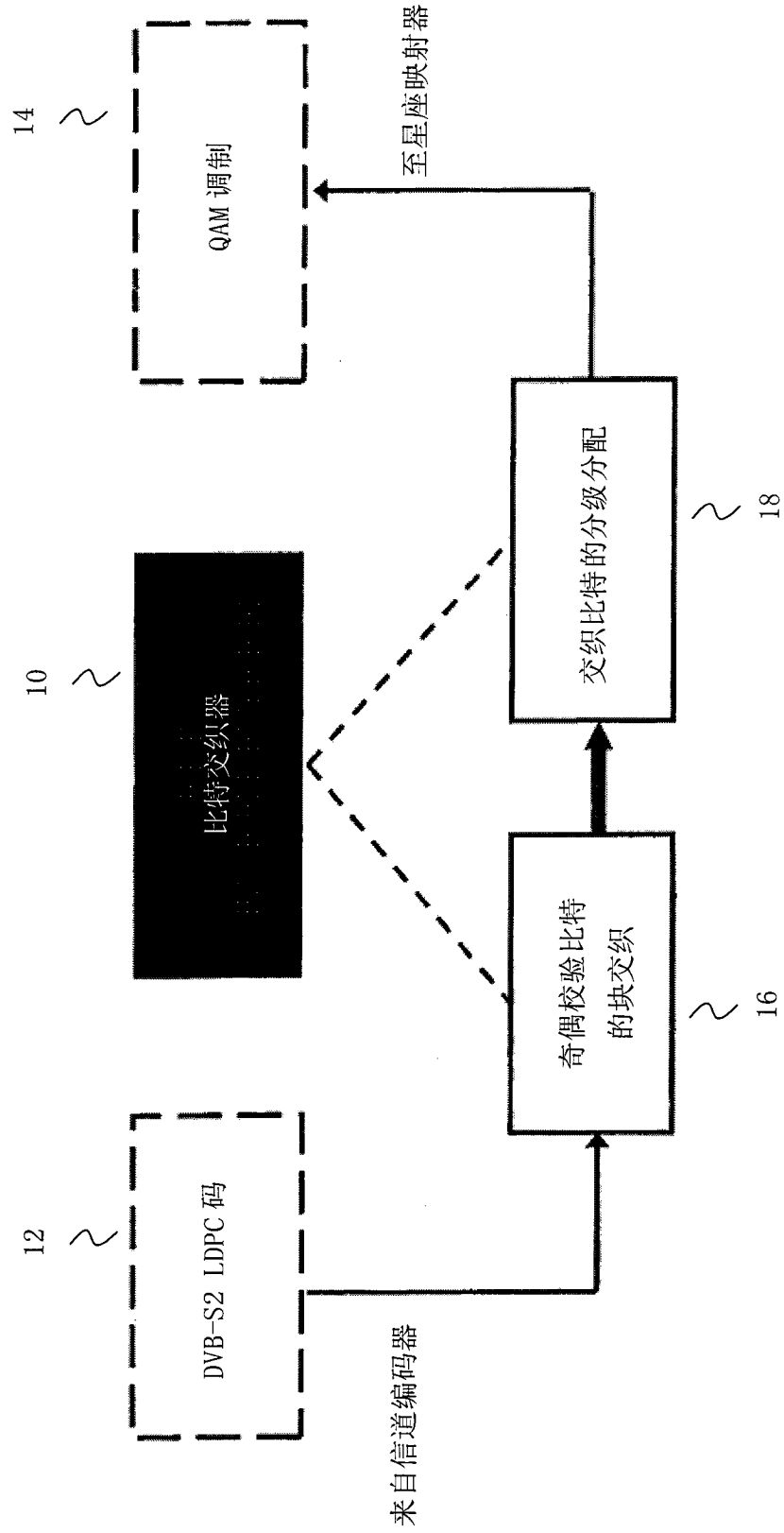


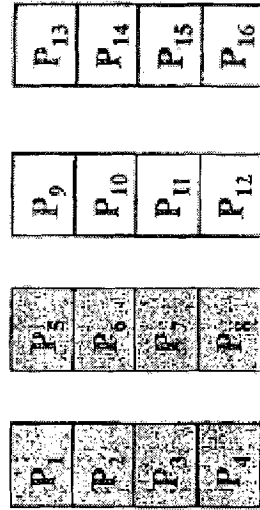
图 1B

16

16 个奇偶校验比特



逐列写入



逐行读出

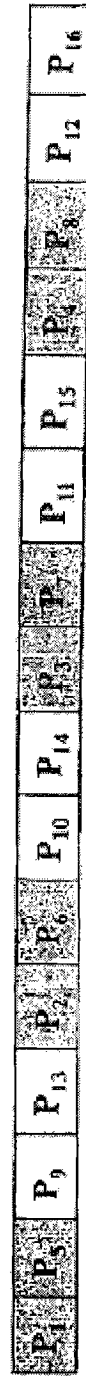


图 1C

18 ~

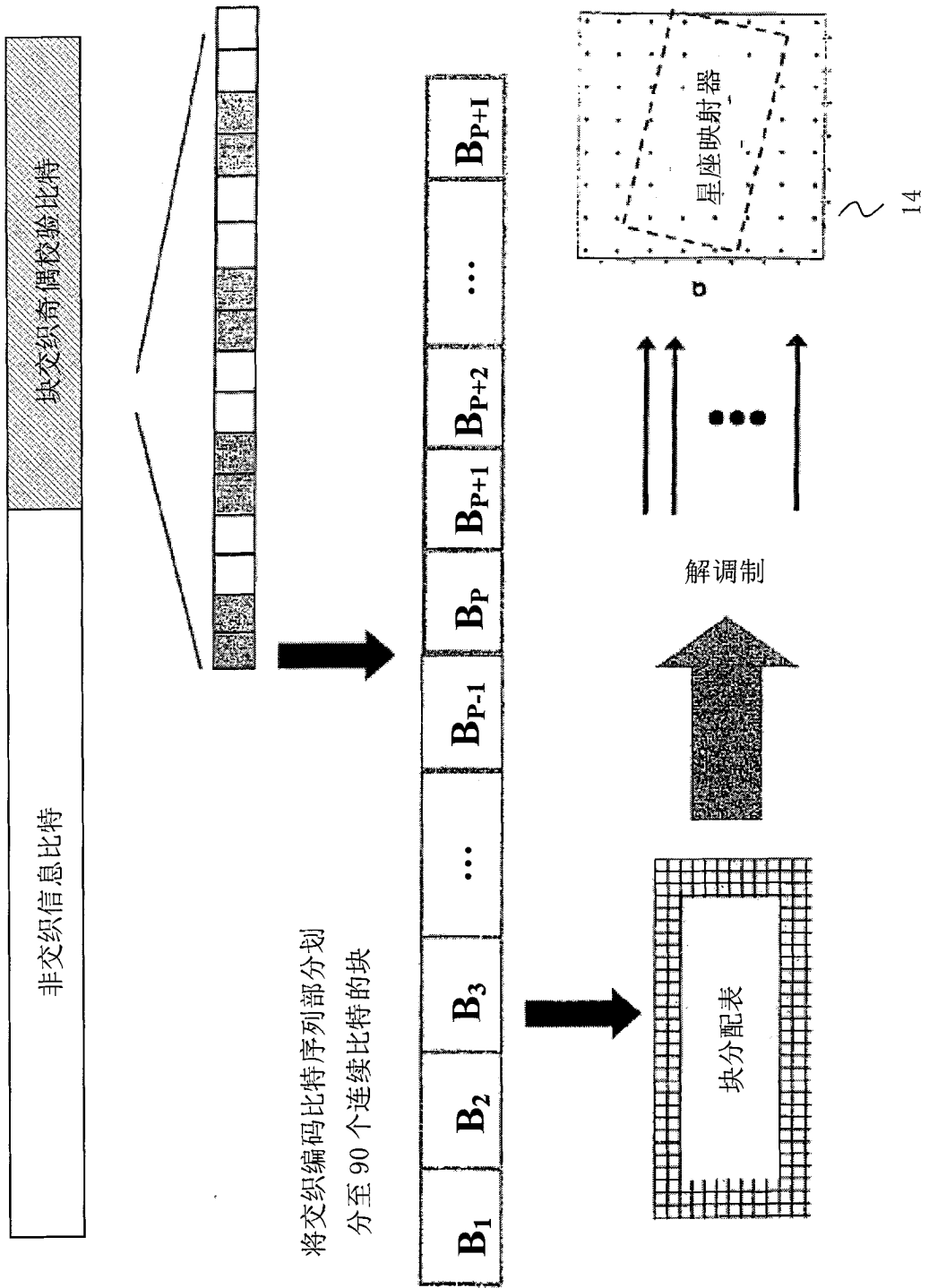


图 1D

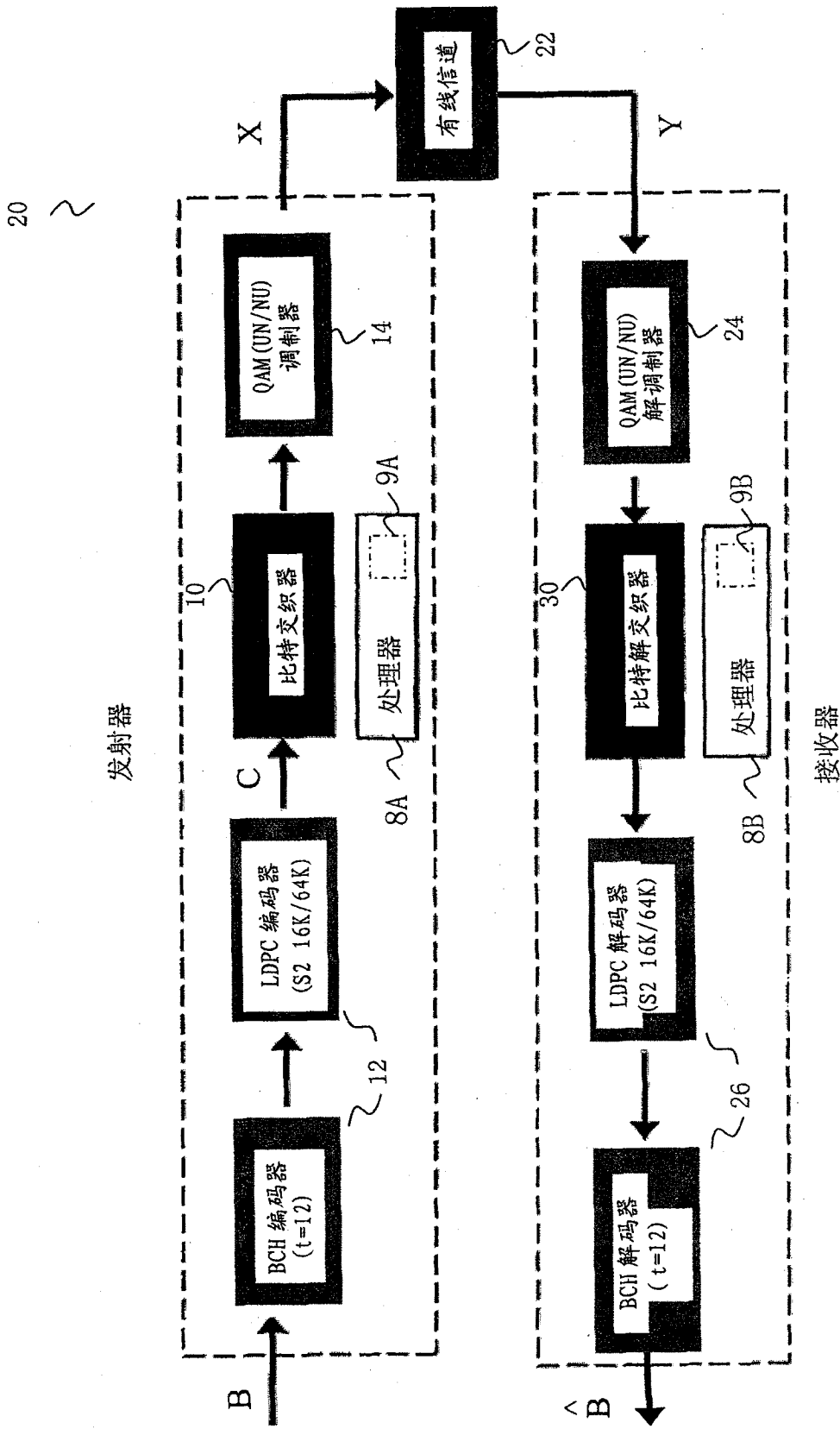


图 1E

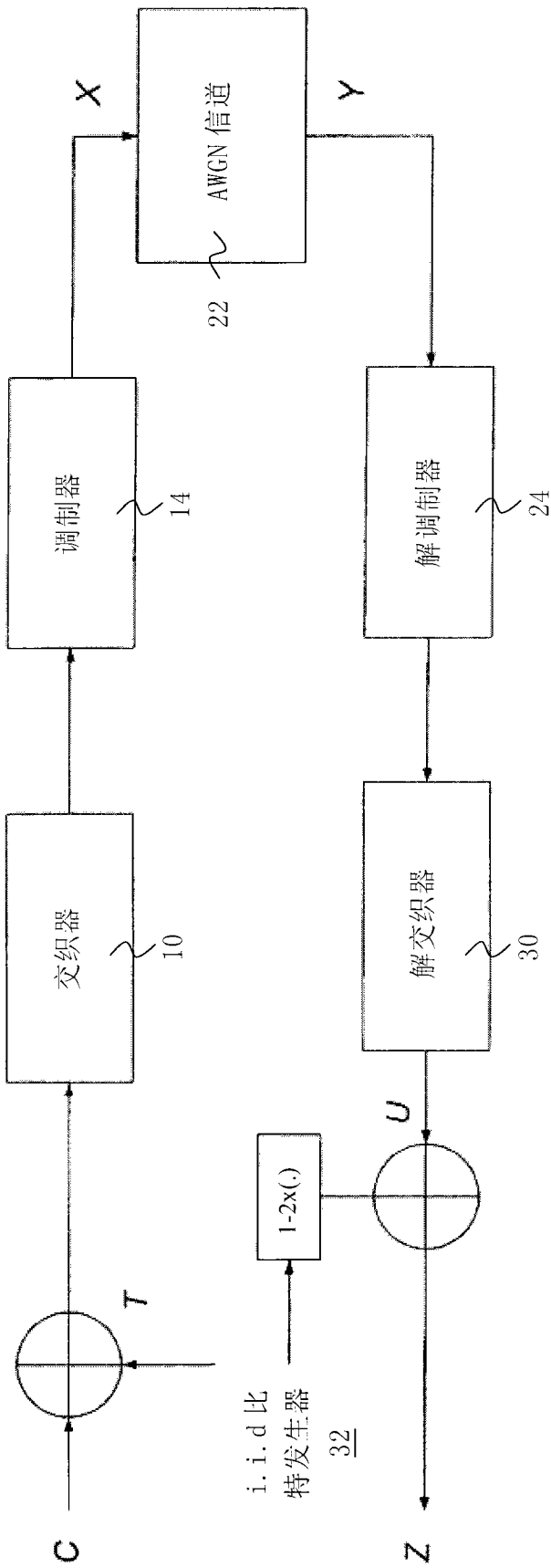


图 1F

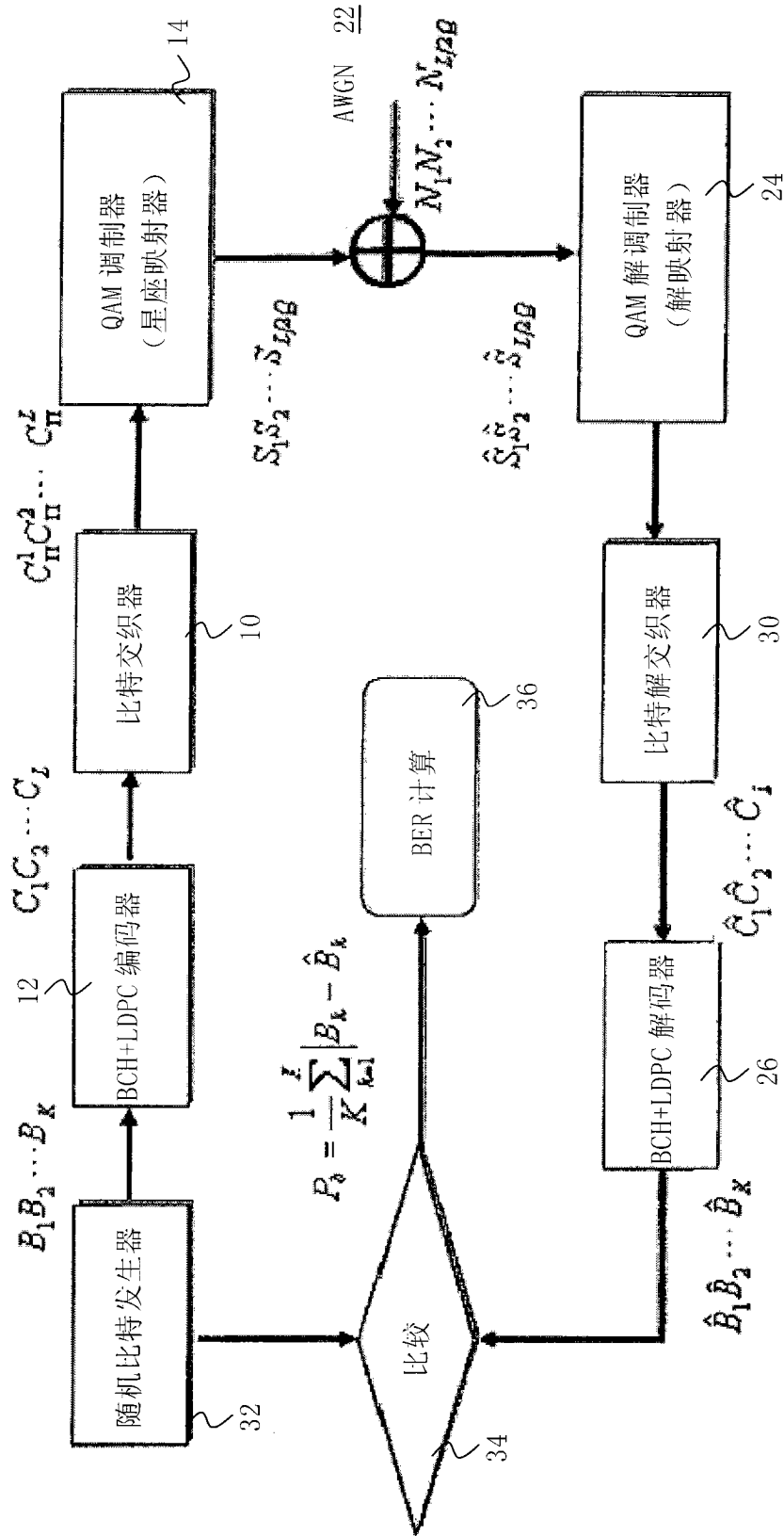


图 1G

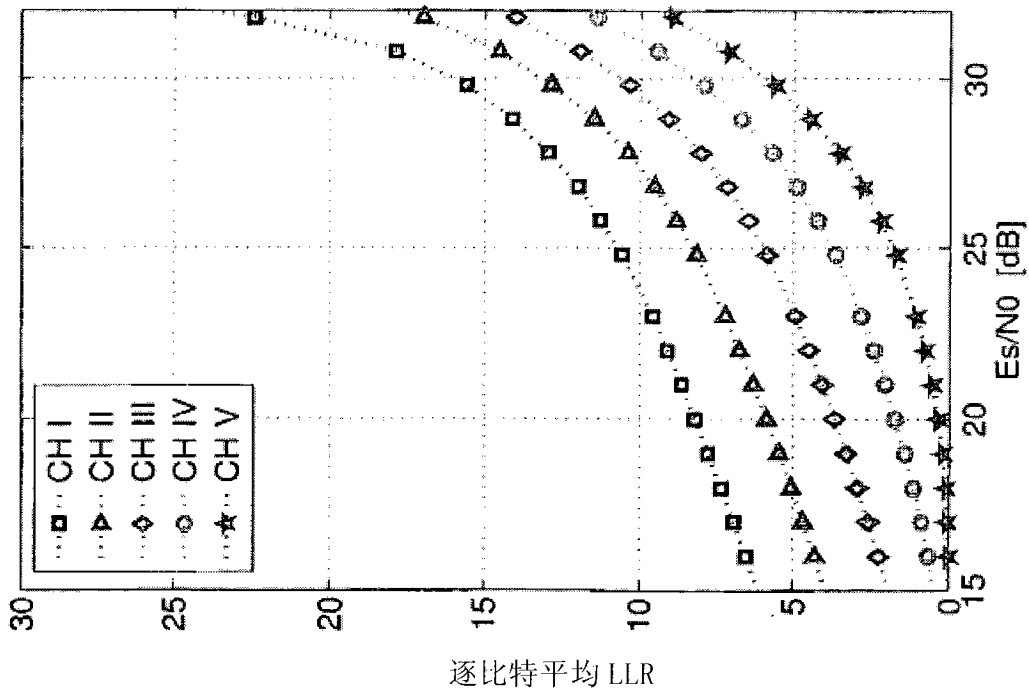


图 2(a)

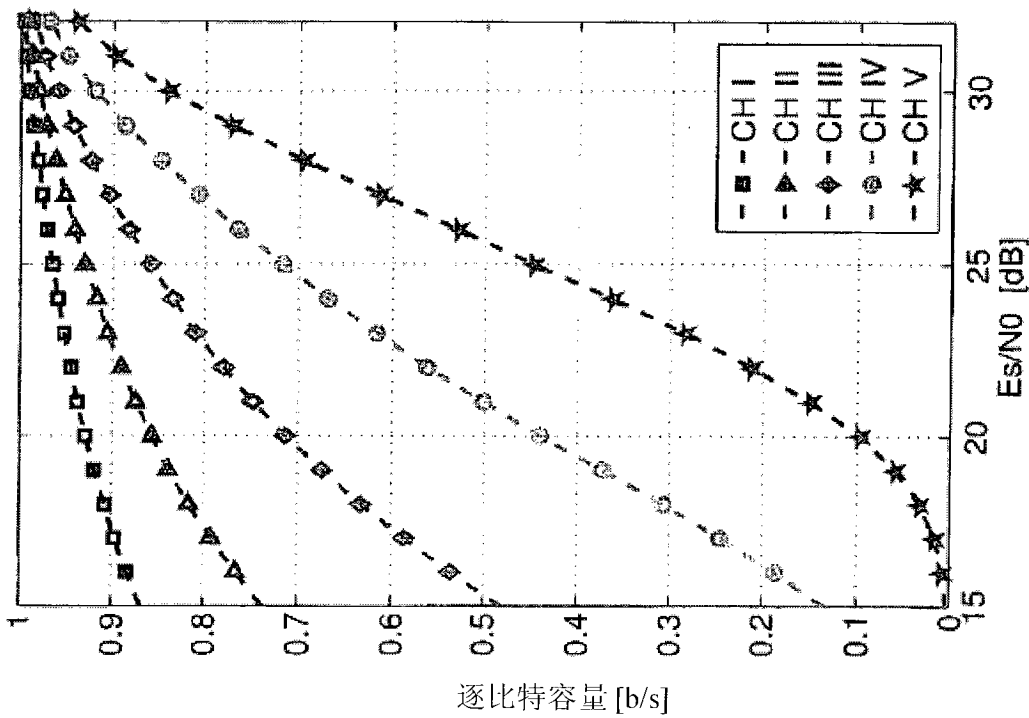


图 2(b)

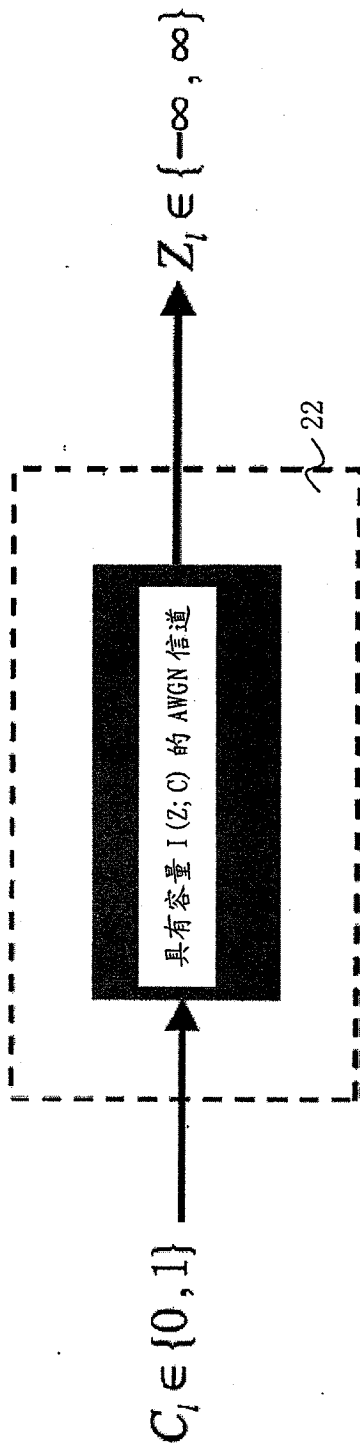


图 3(a)

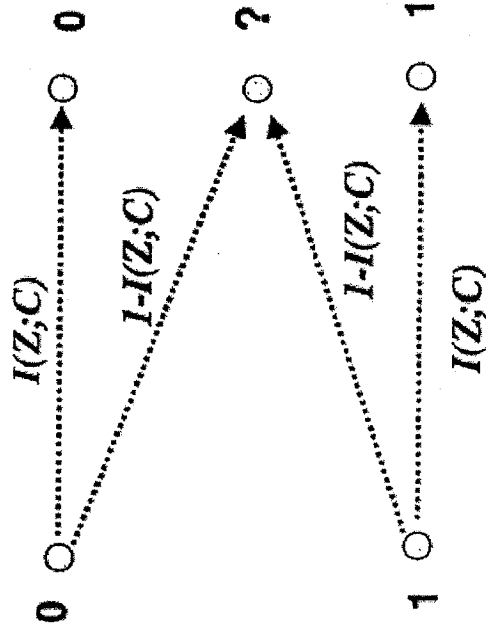


图 3(b)

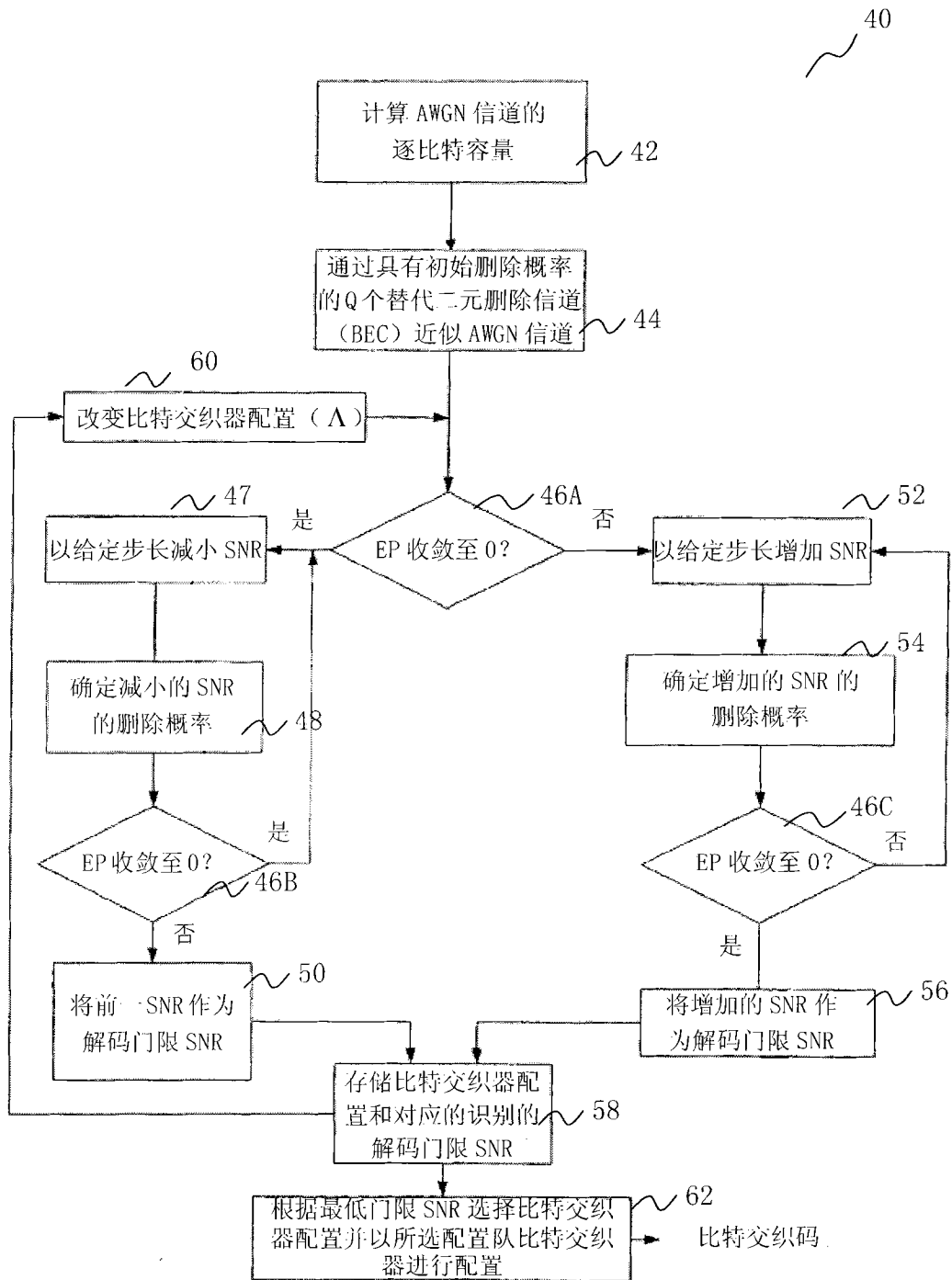
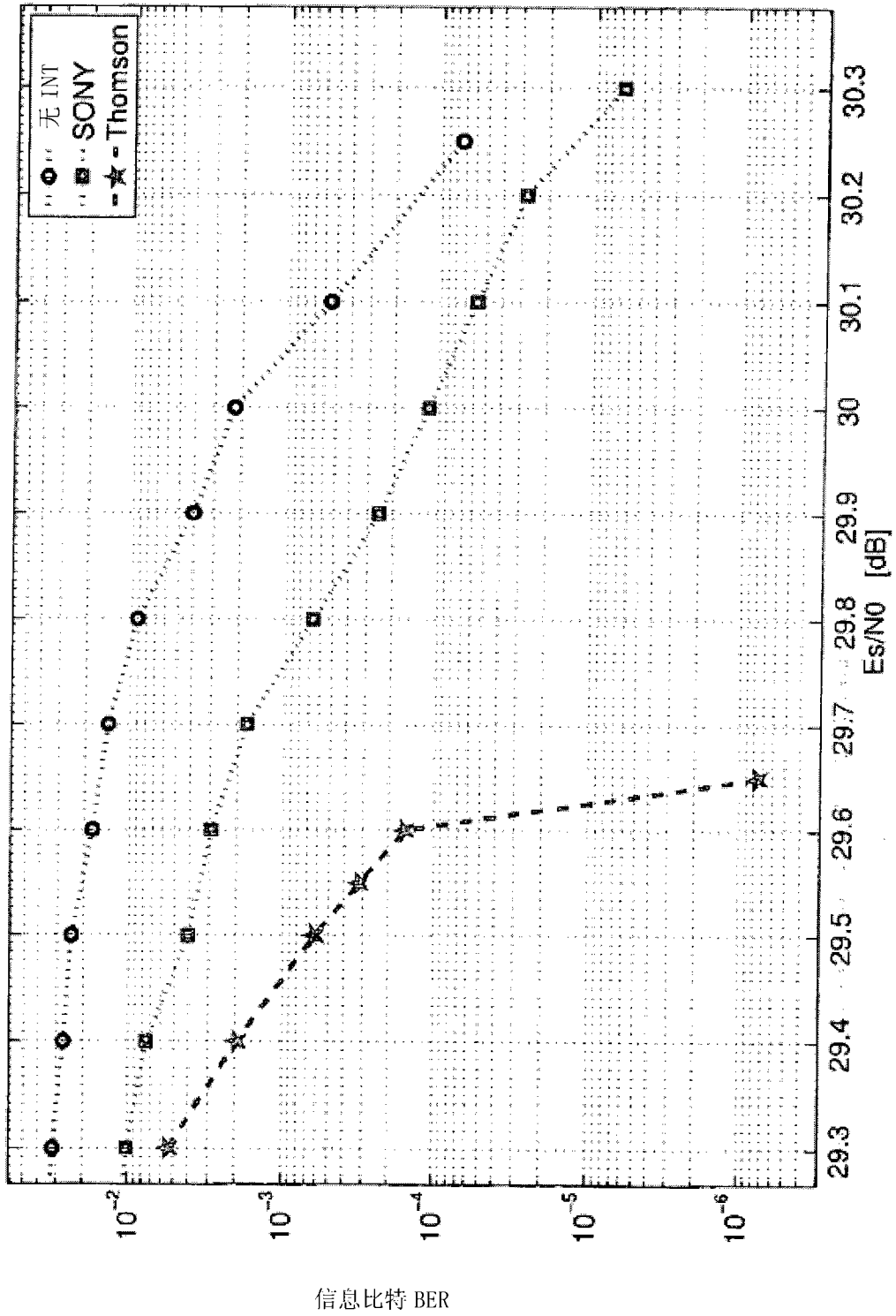


图 4

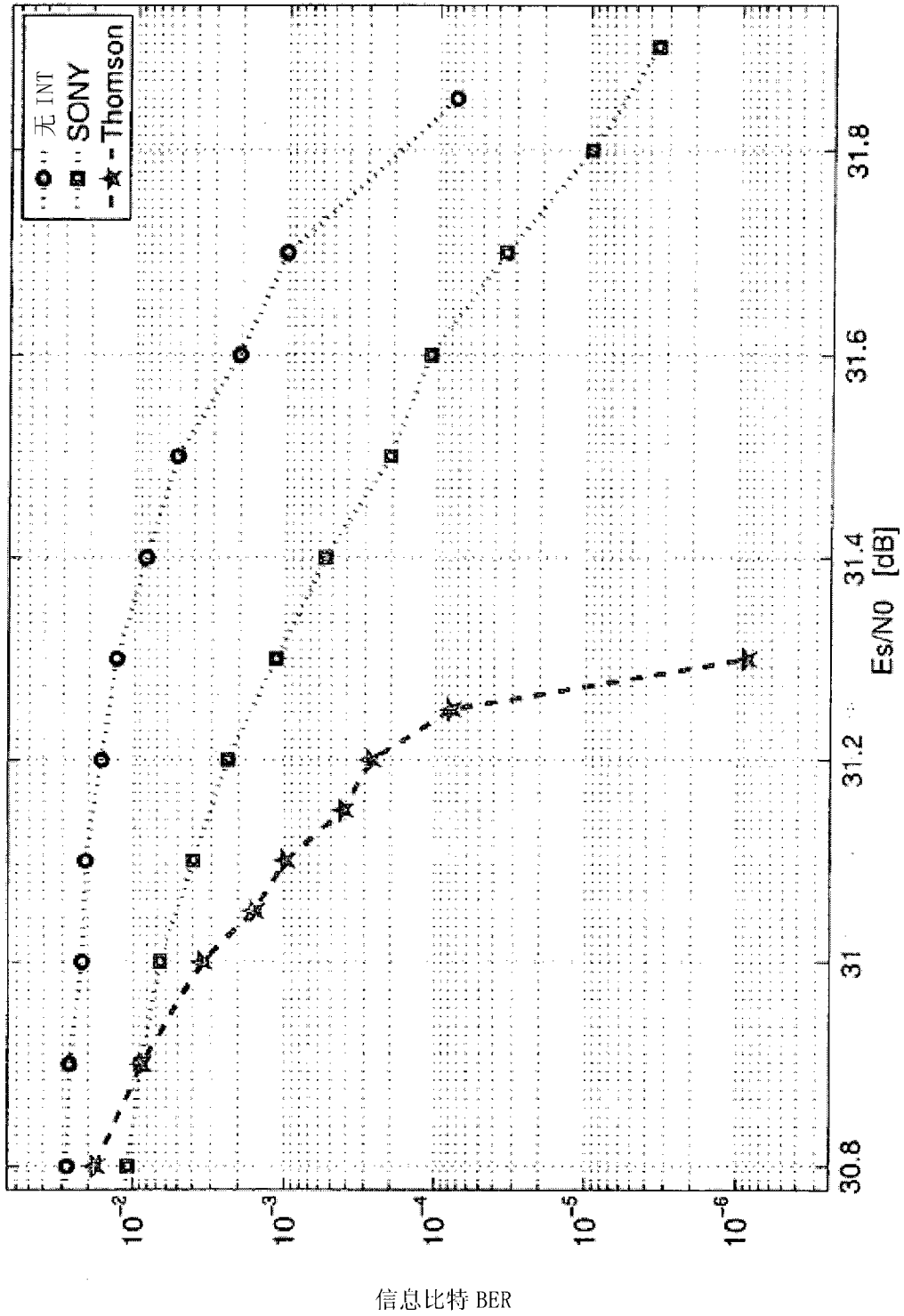
均匀 4096-QAM 的 BICM 差错性能对比(L=16200, 码率 11/15)



信息比特 BER

图 5

均匀 4096-QAM 的 BICM 差错性能对比 (L=16200, 码率 7/9)



信息比特 BER

图 6

均匀 1024-QAM 的 BICM 差错性能对比(L=16200, 码率 11/15)

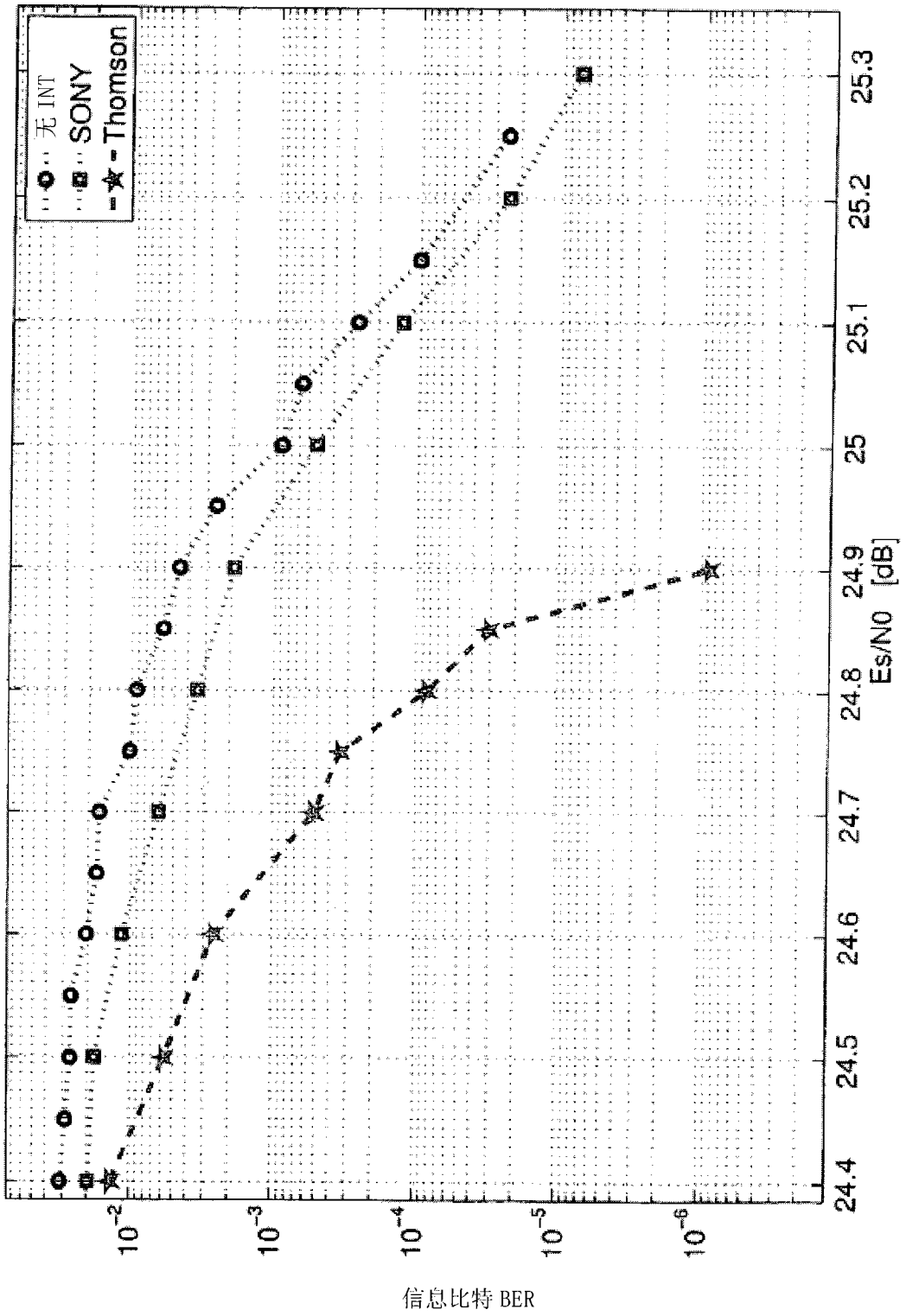


图 7

均匀 1024-QAM 的 BICM 差错性能对比 (L=16200, 码率 7/9)

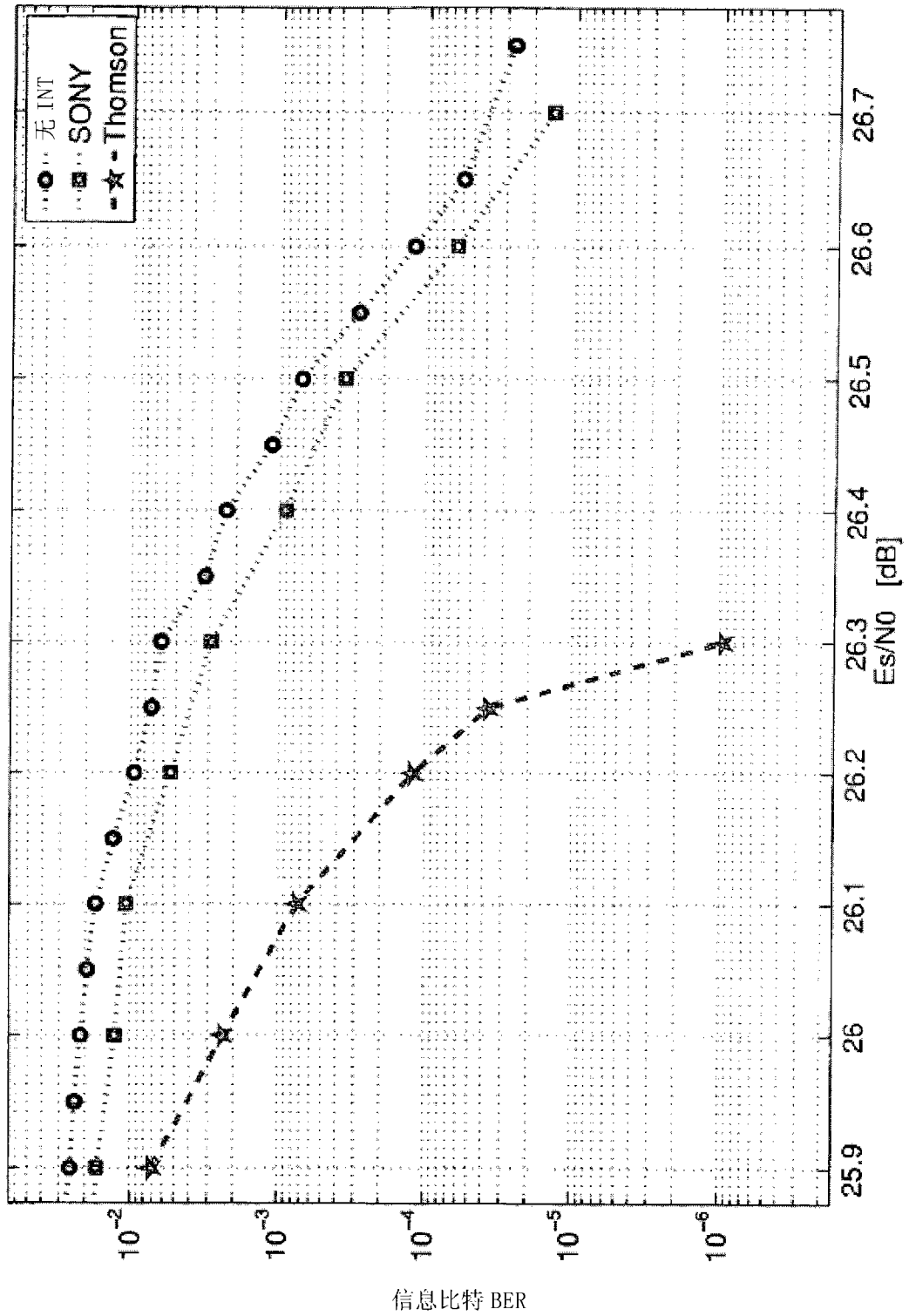


图 8