[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 02817431.3

[51] Int. Cl.
H04B 1/707 (2006.01)
H04L 25/03 (2006.01)
H04L 25/02 (2006.01)
H04L 1/00 (2006.01)
H03M 13/29 (2006.01)

[45] 授权公告日 2007 年 5 月 30 日

[11] 授权公告号 CN 1319286C

[22] 申请日 2002.8.9 [21] 申请号 02817431.3

[30] 优先权

[32] 2001. 9. 6 [33] FR [31] 0111549

[86] 国际申请 PCT/FR2002/002848 2002.8.9

[87] 国际公布 WO2003/021805 法 2003.3.13

[85] 进入国家阶段日期 2004.3.5

[73] 专利权人 法国电信公司

地址 法国巴黎市

[72] 发明人 拉斐尔·维奥斯 黑特姆·鲍杰玛

[56] 参考文献

US5809086A 1998.9.15

CN1294790A 2001.5.9

A RECEIVER WITH ITERATIVE SOFT DECISION ANDFORWARD ERROR CORRECTION NAGAYASU T ET AL, ELECTRONICS AND COMMUNICATIONS IN JAPAN, Vol. 83 No. 9 2000

ITERATIVE CHANNEL ESTIMATION FOR TURBO – DETECTION FRANZ V ET AL, 150 页第 2 和 3 部分, 152 页第 4 部分, ITG FACHBERICHTE, VDE VERLAG, BERLIN, DE 1998

审查员 喻文芳

[74] 专利代理机构 北京金信立方知识产权代理有限公司

代理人 张金海

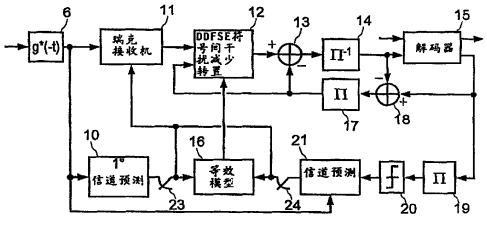
权利要求书 4 页 说明书 26 页 附图 3 页

[54] 发明名称

一种用于高比特率 CDMA 传输系统的较佳迭代接收方法和系统

[57] 摘要

本发明涉及一种方法，包括使用接收的预定义引导符号预测传输信道，在接收的通过传输信道的多个路径传输的信号的基础上使用信道预测还原被传输的信号，从信道预测中确定正如从还原信号中看到的信道的等效模型，使用信道等效模型和基于具有减少的状态数目的格形的 DDFSE 检测器，减少由低扩展因子导致的还原的传输信号的符号之间的干扰并在其输出中将接收到的编码符号的预测值送出，解交错编码符号，然后将解交错的编码符号的预测值译码以还原传递的数据符号。



1、一种使用具有低扩展因子的扩展频谱技术用于接收在多路径传输信道上传递的信号的方法，所述的以编码的二进制符号的序列形式传递的信号包括与扩展序列相乘的预定义的引导符号和数据符号，所述的方法包括使用接收到的预定义的引导符号确定信道预测的步骤，

该方法的特征在于包括下列步骤：

－在接收到的信号的基础上使用信道预测将传递的信号还原，该接收到的信号在传输信道的多个路径上被传递，

－就被还原的信号而言，从信道预测中确定传输信道的等效模型，

－在被还原的传递信号中减少由于低扩展因子导致的符号间干扰，使用信道等效模型和基于具有减少了状态数目的格形的延迟的决定反馈序列预测检测器并在它的输出端传递接收到的编码符号的预测值，

－解交错编码符号，及

－将解交错的编码符号的预测值译码以还原传递的数据符号。

2、如权利要求1所述的方法，其特征在于，在干扰减少和译码之后得到的接收的编码符号的预测值被加权或是可变值。

3、如权利要求2所述的方法，其特征在于，该减少符号间干扰和译码的步骤被包括在迭代过程中，其中在迭代 n 中得到的编码的和解交错的符号在译码过程中被重新预测作为在译码和误差校正之后得到的数据符号的函数，在相同迭代中获得的重新预测的编码符号与在下一迭代n＋1中获得的解交错编码符号之间的差分被重新交错然后施加

到该延迟的决定反馈序列预测检测器的输入端同时在该延迟的决定反馈序列预测检测器的输出端从在迭代 n + 1 中得到的编码符号中减去。

4、如权利要求 1 到 3 中任一所述的方法，其特征在于，所述信道预测进一步使用最小方差方法。

5、如权利要求 1 到 3 中任一所述的方法，其特征在于，所述信道预测进一步使用最小均方差算法。

6、如权利要求 1 到 3 中任一所述的方法，其特征在于，还包括迭代过程，其中，

在迭代 n 中获得的编码的并解交错的符号在译码过程中被重新预测，作为译码和误差校正之后得到的数据符号的函数，

重新预测的编码符号被交错，

信道预测是以重新估计的并交错的编码的符号为基础得到的，

等效信道模型是从信道预测中确定的，

并且在迭代 n 中确定的信道预测和信道等效模型被分别用于还原传递的信号和用于在下一迭代 n + 1 中减少符号间干扰。

7、一种使用扩展频谱技术和低扩展因子用于接收在多路径传输信道上传递的信号的系统，所述的以编码的二进制符号的序列的形式传递的信号包括预定义的引导符号和数据符号并与扩展序列相乘，所述的系统包括在接收到并被传输信道的多个路径传递的信号基础上使用信道预测用于还原传递的信号的瑞克接收机（11）和用于在接收到的

引导符号的基础上预测信道将传输信道预测发送给瑞克接收机（11）的信道预测装置(10),其特征在于该系统进一步包括:

－信道建模装置（16）用于在瑞克接收机（11）的输出端确定作为信道预测的函数的信道等效模型，

－符号间干扰减少装置（12）用于减少接收到的符号之间的符号间干扰，包括基于具有减少了状态数目的格形的延迟的决定反馈序列预测检测器，使用等效信道模型用于减少接收到的符号之间的符号间干扰并将接收到的编码符号的预测值还原，

－解交错装置（14）用于将接收到的编码的符号的预测值解交错，及

－译码装置(15)用于将预测的并解交错的值译码同时提供传递的数据符号。

8、如权利要求 7 所述的接收系统，其特征在于，由符号间干扰减少装置（12）和译码装置（15）传送的预测的并译码的值被加权或是可变值。

9、如权利要求 7 所述的接收系统，其特征在于，进一步包括:

－用于对在误差校正后作为译码的数据符号的函数的编码符号重新预测的装置，

－第一减法装置（18），用于从重新预测的编码符号中减去预测的并解交错的编码符号并获得一个非本征重新预测编码的符号的序列，

－第一交错装置（17），用于交错非本征重新预测编码的符号的序列，及

－第二减法装置（13），用于从接收到的并在下一迭代中由减法装置（12）预测的符号的序列中减去非本征重新预测的编码符号的序列。

10、如权利要求7中任一所述的接收系统，其特征在于，还包括:

用于在译码装置（15）的输出端将重新预测的编码符号的序列交错的第二交错装置，及

用于在重新预测的编码符号的交错的序列的基础上用于将传输信道预测提供到用来确定等效信道模型的装置（16）和瑞克接收机（11）的第二信道预测装置（21）。

一种用于高比特率 CDMA 传输系统的较佳迭代接收方法和系统

技术领域

本发明涉及一种高比特率无线电接收机方法和系统，用于在无线电系统中采用码分多址（CDMA）技术接收信号。

背景技术

它，虽然不是专门地，尤其应用于高比特率（至少每秒 2 兆比特（Mbit/s））移动电话系统譬如被为提供具有不同比特率和扩展因子的广泛的业务而设计的欧洲通用移动通信系统（UMTS）。该业务包括传输到移动终端的高速下行分组接入（HSDPA）方式，利用可变集群调制(variable constellation modulation)（QPSK, MAQ16,MAQ64）和低扩散因子，该移动终端具有不需要闭环功率控制和链路适应的特征。

信息利用多址技术在移动电话系统中被传送。某些系统使用频分多址（FDMA）和时分多址（TDMA）,网络用户通过各自使用的频率及通过将要传递的信息在分配给各用户的时隙递交来彼此区分。在基于码分多址（CDMA）的系统中，用户使用相同的频段彼此通讯。为了使用户能够相互进行区分，在连接的整个期间内每一个用户都被分配了一个各自的扩展编码，该编码用于扩展在基带内传送的信号的频谱。为了将被传送的信息还原，接收机必须使用相同的编码以使该操作有效，也就是扩展操作的反操作。与其他的多址方法相比，这种技术具有访问和比特率灵活的优点，比特率能够通过改变扩展因子而改变。

在无线电广播中，尤其是在市区环境中，无线电信号的发送器和接收机之间的介质形态妨碍了传送并且导致沿着在无线电信道的不同点处的反射引起的多路径的传播。结果，导致具有不同功率和不同时延的同一信号的组分到达接收机。CDMA 接收机系统使用瑞克接收机（rake receiver）将从不同的传播路径上接收到的组分还原传送的信号。这些接收机是基于还原延迟模式（delay profile）或无线电信道等效模型。到最后，接收机已知的引导符号（pilot symbol）的序列与信息一起被传送，并且在现有资料的基础上接收机进行无线电信道的预测(表示无线电信道所有路径的脉冲响应)，接收的信号在该无线信道上被传送。当接收功率被测量时，一匹配滤波器在接收到的信号上进行移位，譬如半个扩展编码单元。该技术被用于绘制脉冲响应曲线图，该图给出关于由于在给定的无线电信道上信号组分的多路传播引起的功率和时延的信息。

虽然 CDMA 技术似乎是非常适合于实时低比特率业务，但是它看起来不适合于高比特率包业务，因为瑞克接收机的性能是基于扩展序列的交叉相关和自相关特性，其性能随着扩展序列及扩展因子的长度提高。于是，比特率越高，扩展因子越低。扩展序列变得更短同时扩展序列的交叉相关和自相关特性由此被降低，导致相同的传送信号的符号之间发生干扰。其结果是，对于小于 8 的扩展因子瑞克接收机的性能严重地下降，尤其是如果使用的调制类型有许多状态。

对由于符号间干扰引起的瑞克接收机性能下降的研究已经表明如果扩展因子小于 16 就有必要使用一种均衡技术（见【1】，“关于瑞克接收机性能”，H.Boujemaa，M.Siala，VTC2000 Fall，波斯顿，美国）。

因此瑞克接收机本身被发现非常不适合于响应高比特率移动电话的要求。

目前实际上不可能使用最佳的检测和编码技术，因为这导致非常高的计算复杂性，尤其是如果传输信道具有太长的脉冲响应，如同在市区环境中的情况。

各种较佳的检测和译码方法在时分多址（TDMA）技术中被使用。

举例来讲，使用线性最小均方差均衡器（LMMSE）技术不仅减少了符号间的干扰而且减少了用户间的干扰。详细的情况，请参见下列文件：

-【2】由“采用扩展序列的正交性的 DS-CDMA 下行线性接收机”，I.Ghauri 和 D.T.M.Slock，in Proc.32nd Asilomar Conf. on Signals，system and Comp.，Asilomar，加拿大，1998 年 11 月 1-4 日，和

-【3】 “通过适应信道均衡的 CDMA 下行链路中的干扰抑制”，M.Heikkila ，P. Komulainen 和 J.Lilleberg, in VTC 99 Fall，东京，日本。

假定不同用户的扩展序列是相互正交的，注意在下行链路上的用户间的干扰是由在信道内的多路径传播引起的。与瑞克接收机相比，这个解决方案证明对于减少用户间的干扰非常有效。但是，因为 LMMSE 均衡器的线性特性，该解决方案没有显著地减少符号间的干扰。

有人提出在瑞克接收机的输出端设置一种最大似然序列估测均衡器（MLSE）。该技术的更多细节参见譬如文件【4】 “用于 WCDMA

系统的联合多路径组合和 MLSE 均衡器（瑞克 MLSE 接收机）”，S.Tantikovit 和 A.U.H.Sheikh，in VTC 2000 Spring，东京，日本。

该解决方案从序列检测的角度进行了优化，并且接近关于在符号传送中的检测误差的最佳方案。但是，该解决方案的复杂性随着在相同信道内时间延迟的扩展和采用的调制集群的大小按指数规律增加。因而它不适用于所有的 UMTS 业务。而且，该解决方案没有考虑由不正确的信道估测和信道编码引起的性能下降。此外，它不提供灵活的或加权的输出算法。

该现有技术延迟的决定反馈序列预测（DDFSE）技术通过使用“per survivor”处理技术减少了格形（trellis）状态的复杂性。对于该技术的细节，请参阅譬如文件【5】“延迟的决定反馈序列预测”，A.Duel－Hallen 和 C.Heegard，IEEE 通讯学报，VOL.37,PP.428-436，1989 年 5 月。

在 TDMA 系统中，该技术具有对偏差传播敏感的缺点，这使得前置滤波成为必要。由于在瑞克接收机输出端的信道等效模型在每一个传递的符号上变动，所以该技术不适用于 CDMA 系统，因为它取决于扩展编码，而扩展编码在每一个符号上变化。

被设计用于 TDMA 技术和被认为是“turbo 检测”的迭代检测和译码方法在文件【6】中描述，“序列间干扰的迭代校正：Turbo 均衡”，C.Douillard，M.Jezequel，C.Berrou，A.Picart，P.Didier 和 A.Glavieux，出版在欧洲通讯学报第 6 卷 507 页到 511 页，1995 年 9 月。在该检测和译码技术中，使用了具有加权的输入和输出的 MLSE 均衡器（SISO MLSE），并且译码过程是维特比型（Viterbi type），也具有加权的输入

和输出（SOVA）。该过程在文件【7】中进行了描述，即 1993 年 5 月瑞士日内瓦 ICC '93 第 733 到 740 页，题目为“一种复杂度低的软输出维特比解码器结构”。

上述检测和译码技术已经得到了进一步的发展，产生了最佳的最大后验概率（MAP）检测器。关于这些检测器的更多的细节，参见下面的文件:

-【8】1994 年 3 月由 L.R.Bahl， J.Cocke，F.Jelinek 和 J.Raviv 在 IEEE 信息理论学报上 IT-20 卷第 284－287 页发表的“用于最小化符号误码率的线性码的最佳译码”；及

-【9】1997 年 9 月，德国波恩，由 G.Baush，H.Khorram 和 J.Hagenauer 在 Proc.EPMCC'97 的第 307－312 页上发表的“在移动通讯系统中的迭代均衡和译码”。

然而，上述解决方案还没有被转换到 CDMA 系统中，还进一步以 M^L 阶引入了接收机的过度的复杂性，其中 M 是调制集群的点的数目，而 L 是涉及的传播信道内回波的数目。而且，其没有解决信道预测的问题。

最后，文件【10】即 1997 年 9 月，法国布雷斯特，Turbo 编码国际研讨会“在频率选择信道上的 Turbo 均衡”提出了一种迭代符号检测和信道译码技术，其以“Turbo 均衡”而知名并且与上面提到的 Turbo 检测技术具有非常大的不同，并且其推测了传输信道的噪声预测。但是，与 Turbo 检测技术相比，该 Turbo 均衡技术以一种强烈地依赖被用于第一迭代的均衡技术的方式降低了性能。关于这个主题，参见文件【11】即 1999 年 9 月，荷兰阿姆斯特丹，由 A.Roumy，I.Figalkow 和

D.Pirez 在 IEEE VTC'1999Fall，发表的“联合均衡与译码：为什么选择迭代解决方案？”。

如果信道独立地从一个传递符号到另一个传递符号进行变动则该滤波技术不能被采用，上述技术是基于该滤波技术，所以该技术不能被转换到 CDMA 系统中。

发明内容

本发明的一个目的是解决上述问题以提供一种相对简单的，具有接近最优的性能并且使用与低扩展因子相结合的高阶调制的接收方法和接收机结构。该目的是通过使用一种具有低扩展因子的扩展频谱技术提供一种接收在多路径传输信道上传输的信号的方法来实现的，所述的信号以编码的二进制符号的序列的形式传递，该编码的二进制符号包括预定义的引导符号（pilot symbol）和与扩展序列相乘的数据符号，所述的方法包括使用接收到的预定义引导符号确定一个信道预测的步骤。

根据本发明，该方法包括下列步骤：

－使用以接收到的信号为基础的信道预测将被传输的信号还原，该接收到的信号是在传输信道的多个路径上被传送，

－从信道预测中确定一个信道的等效模型,正如从还原的信号看到的，

－减少由低扩展因子产生的在还原的传递信号中的符号间的干扰，使用信道等效模型和基于具有减少了状态数目的格形的 DDFSE 检测器并在它的输出端传送接收到的编码符号的预测值，

-解交错编码符号,及

-将解交错的编码符号的预测值译码以还原传递的数据符号.

在干扰减小之后和译码之后获得的接收到的编码符号的预测值有利的是加权或可变值。

根据本发明的特征，减少符号间的干扰和译码的步骤被包括在迭代过程中，其中在迭代 n 中获得的解交错的编码符号在译码过程中被重新预测作为在译码和误差校正之后获得的数据符号的函数，在同一迭代中获得的重新预测的编码符号与在下一迭代 n+1 中获得的解交错的编码符号之间的差值被重新交错然后施加到 DDFSE 检测器的输入端并且从在 DDFSE 检测器的输出端的在迭代 n + 1 中获得的编码符号中减去。

使用最小平方（LS）法该信道预测得到了极为有利的改进。

使用最小均方差（MMSE）算法该信道预测得到了适宜的改进。

根据本发明的另一个特征，该信道在迭代过程中被预测，其中在迭代 n 中获得的编码的和解交错的符号在译码过程中被重新预测，作为在译码和误差校正之后得到数据符号的函数，该重新预测的编码符号被交错，信道预测在重新预测和交错的编码符号的基础上获得，从信道预测中确定等效信道模型，并且信道预测和在迭代 n 中确定的信道等效模型被分别用于还原传输的信号和用于减少下一迭代 n + 1 中的符号间的干扰。

本发明还提供了一种用于使用扩展频谱技术和低扩展因子接收在多路传输信道上传输的信号的系统，所述的信号以编码的二进制符号

的序列的形式传递，该编码的二进制符号包括预定义的引导符号和数据符号，且所述的信号与扩展序列相乘，所述的系统包括一瑞克接收机用于在接收到的被传输信道的多个路径传递的信号的基础上使用信道预测还原被传输的信号，及信道预测装置，用于在接收到的引导符号的基础上预测信道，以将传输信道预测传递给瑞克接收机。

根据本发明，该系统还包括:

－用于确定如在瑞克接收机的输出端所见到的信道等效模型以作为信道预测的函数的信道模型装置，

－用于减少接收到的符号之间的符号间干扰的减少装置，包括基于具有减少了状态数目的格形为基础的 DDFSE 检测器，用于使用等效信道模型减少接收到的符号之间的符号间干扰并还原接收到的编码符号的预测值，

－用于将接收到的编码符号的预测值解交错的解交错装置，及

－用于将预测的并解交错的值译码并提供传递的数据符号的译码装置。

由符号间干扰减少装置和译码装置传送的预测和译码值有利的是加权或是可变值。

根据本发明的特征，该系统还包括:

－用于在误差校正后重新预测作为译码的数据符号的函数的编码符号的装置，

－用于从重新预测的编码符号中减去预测并解交错的编码符号及获得外部重新预测编码符号的序列的第一减法装置，

－用于将外部重新预测编码符号的序列交错的第一交错装置，及

－用于从接收到并在下一迭代中由减法装置预测的符号序列中减去外部重新预测编码符号序列的第二减法装置。

根据本发明的另一个特征，该系统进一步包括：

－用于在译码装置的输出端将重新预测的编码符号序列交错的第二交错装置，及

－用于将在重新预测的编码符号的交错序列的基础上的传输信道预测提供给用于确定等效信道模型的装置和瑞克接收机的第二信道预测装置。

附图说明

本发明的优选实施例在下文中通过非限制性例子并参照附图的方式进行描述，其中：

图 1 所示为使用 CDMA 技术的被设计用于发送信号的传统的发射机的示意图；

图 2 是所示为本发明的接收系统的示意图；

图 3 和图 4 是表示在图 2 中的接收系统的两个优选的变体的示意图；

图 5 和图 6 是作为信噪比函数的误码率的曲线，说明图 2 到图 4 中所示的接收机的性能；及

图 7 是表示本发明的信道预测器的一个实施例的示意图。

具体实施方式

图 1 表示现有技术的 CDMA 传送器，包括信号源 1，其提供 τ_0 二进制符号的序列 $u_1^{\tau_0}=\{u_1,\cdots,u_{\tau_0}\}^T$，和信道编码器 2，其提供编码的序列 $c_1^{\tau_0}=\{c_1,\cdots,c_{\tau_0}\}^T$。

每一个数据符号 $u_n=\{u_{n,1},\cdots,u_{n,k_0}\}^T$ 包含 k_0 位并且每一个符号 $c_n=\{c_{n,1},\cdots,c_{n,n_0}\}^T$ 包含 n_0 位。该编码位被交错器 3 交错并且被拉长以符合规定的传输格式，即长度 τ 的帧包含引导符号以允许接收机执行信道预测。该得到的位在它们被送到调制器 4 执行 M 阶移相键控（M-PSK），MAQ16 或 MAQ64 之前被归合成包含 q 位的 $a_k=(a_{k,1},\cdots,a_{k,q})$ 型符号，其提供一个相应的调制符号 s（k）。

该信号 s(k)然后乘以用于所述的传送的预定义的扩展序列 5，表示为 c(q)，获得的信号经过具有 0.22 光谱占有因子（跌落）的升余弦方根滤波器 6（奈奎斯特根滤波器）。

在图 2 中，本发明的接收机包括一瑞克接收机 11，其利用由信道预测器 10 提供的信道预测，和后面有符号间干扰减少装置 12，一传输信道的等效模型 16 被送到该符号间干扰减少装置 12。该干扰减少装置 12 的输出端通过解交错器 14 连接到解码器 15，该解交错器 14 执行交错运算 3 的逆运算。而且，由预测器 10 提供的信道预测被施加到信道模型 16 以确定信道等效模型。

根据本发明，该符号间干扰减少装置 12 是具有加权的输入和输出的延迟决定反馈序列预测（DDFSE）型，即采用信号电平分别是逻辑

电平 1 和逻辑电平 0 的概率 p(1)和 p(0)的比率的对数 $\ln[p(1)/p(0)]$的形式。类似地，解码器 15 也具有加权的输入和输出。

在多路径传播的情况下，在时间 t 时，在扩展频谱接收机的输入端接收到的信号表现为下面的形式:

$$r(t)=\sum_{l=1}^{L}h_l(t)\sum_{k}s(k)e_k(t-kT_s-\tau_l(t))+w(t) \qquad (1)$$

其中 $e_k(t)=\sum_{q=0}^{N-1}e(kN+q)g(t-qT_c)$是用于调制符号 s(k)的波形，e(q)是扩展序列，N 是扩展因子，g(t)是奈奎斯特根滤波器 6 的传递函数，T_e和 T_s分别是“芯片”（“chip”）和符号周期，L 是信道中路径的数目，$h_l(t)$和$\tau_l(t)$分别是复合的振幅和第 l 路径的时间延迟，及$\omega(t)$是具有 N_0功率谱密度的高斯白噪声。

如果 d(i)是传递符号的乘积并且与扩展序列 $c(i)s\left(\left\lfloor\frac{i}{n}\right\rfloor\right)$相乘，其中⌊ ⌋代表“整数部分”函数，

接收到的信号也能写成如下形式:

$$r(t)=\sum_{i}d(i)h^i(t-iT_c) \qquad (2)$$

其中:

$$h^i(t)=\sum_{l=1}^{L}h_l(t+iT_c)g(t-\tau_l(t+iT_c)) \qquad (3)$$

根据奈奎斯特定理，接收到的信号r(t)被以两倍于芯片频率的频率采样以获得堆迭的样本的向量r(i)，该向量r(i)被用于预测芯片符号i。

该向量r(i)表现为下面的形式：

$$r(i) = \begin{pmatrix} r((i-M_1)T_c) \\ r((i-M_1)T_C + T_C/2) \\ \vdots \\ r((i+M_2)T_c) \end{pmatrix} = H(i)d(i) + w(i) \qquad (4)$$

其中M_1和M_2代表作为T_e的倍数的$h^i(t)$的长度，

$$H(i)=[h^{M_1+M_2}(i),\cdots,h^0(i),h_1(i),\cdots,h_{M_1+M_2}(i)] \qquad (5)$$

$$h^j(i)=\left[h^i((j-M_1)T_C),h^i((j-M_1)T_c+T_c/2),\cdots\cdots,h^i(M_2T_c),0_{1,2j}\right]^T,$$

$$0 \leqslant j \leqslant M_1+M_2, \qquad (6)$$

$$h_j(i)=\left[0_{1,2j},h^i(-M_1T_c),h^i(-M_1T_c+T_c/2),\cdots\cdots h^i((M_2-j)T_c)\right]^T,$$

$$0 \leqslant j \leqslant M_1+M_2, \qquad (7)$$

及

$$d(i)=[d(i-M_1-M_2),\cdots,d(i),\cdots,d(i+M_1+M_2)]^T \qquad (8)$$

经过扩展运算的逆运算后，在分支j（传输信道的路径j）上用于符号k的缩减的信号（reduced signal）能够表达如下：

$$z_k(\tau_j)=s_kh_j+\sum_{i\neq j}h_i\sum_{n=kN}^{(k+1)N-1}e_n^*d_{n+\tau_{ji}}+w_k(\tau_j) \qquad (9)$$

其中d_k是扩展序列和传输的符号的乘积且$\tau_{ji}=(\tau_j-\tau_i)/T_c$。

使用在文件[1]中报告的结果，能够容易地证明瑞克接收机 11 的输出 $\hat{o}_k$ 能够表示如下：

$$\hat{o}_k = \sum_{j=1}^{L} h_j^* z_k(\tau_j) = \sum_{l=-L'}^{L'} g_l(k) s_{k-l} + w_k \tag{10}$$

其中：

$$w_k = \sum_{j=1}^{L} h_j^* w_k(\tau_j) \tag{11}$$

$g_l(k)$ 是在瑞克接收机 11 的输出端的等效模型的 1-th 振幅，并且 $(2L'+1)$ 是等效模型 16 的回波的数目。

假定路径延迟被芯片周期 T_c 的倍数隔开，等效模型 16 的参数由如下的等式给出：

$$L' = 1 + \max\left\{\left[\frac{i}{n}\right]\right\} \tag{12}$$

$$g_0(k) = \sum_{j=1}^{L} |h_j|^2 + \sum_{-1<\frac{\tau_{ji}}{N}<1} h_j^* h_i \sum_{n=\varepsilon_{ij}^-(k)}^{\varepsilon_{ij}^+(k)} e_n^* e_{n+\tau_{ji}} \tag{13}$$

$$g_l(k) = \sum_{l-1<\frac{\tau_{ji}}{N}<l} h_j^* h_i \sum_{n=kN}^{kN-\tau_{ji}-1-(l-1)N} e_n^* e_{n+\tau_{ji}}$$

$$+ \sum_{l<\frac{\tau_{ji}}{N}<l+1} h_j^* h_i \sum_{n=kN-\tau_{ji}-lN}^{(k+1)N-1} e_n^* e_{n+\tau_{ji}}, \quad \forall 1 \le l \le L, \tag{14}$$

$$g_{-l}(k)=\sum_{-l\le\frac{\tau_{ji}}{N}<-(l-1)}h_j^*h_i\sum_{n=(k+1)N-\tau_{ji}+(l-1)N}^{(k+1)N-1}e_n^*e_{n+\tau_{ji}}$$

$$+\sum_{-l-1<\frac{\tau_{ji}}{N}<-l}h_j^*h_i\sum_{n=kN}^{(k+1)N-\tau_{ji}+lN}e_n^*e_{n+\tau_{ji}},\forall 1\le l\le L, \tag{15}$$

$$\varepsilon_{ij}^-(k)=\max(kN-\tau_{ji},kN) \tag{16}$$

及

$$\varepsilon_{ij}^+(k)=\min((k+1)N-\tau_{ji},(k+1)N) \tag{17}$$

图 5 给出了在理想情况下（曲线 C1）和在瑞克接收机的输出端（曲线 C2）作为信噪比 Eb/N_0 的函数的误码率 BER 的曲线。

这些曲线，及图 6 中的曲线，通过用扩展因子 4，EQ-4 传输信道仿真获得，该 EQ-4 传输信道具有被芯片周期分开的各自的延迟的四个路径，各个路径具有圆形复高斯形状或经过瑞利衰减。输出代码是具有 16 种状态，1/2 比率并且具有产生一个预编码的序列 c 的生成多项式 $\left(1,\frac{1+D^3+D^4}{1+D+D^4}\right)$ 的回归系统代码，该预编码的序列 c 被送到伪随机交错器并被分成帧。

比较曲线 C1 和 C2，表明这种接收机的性能非常差。

如在参考文件［2］和［3］中所介绍的，如果 LMMSE 均衡器被放在瑞克接收机的上游，以减少由低扩展因子引起的符号间干扰所导致的退化，i-th 芯片符号的预测表示为下面的形式：

$$\hat{d}(i)=h^{0}(i)^{H}\left(\mathrm{H}(i)\mathrm{H}(i)^{H}+\frac{N_0}{2\sigma_d^2}I_{2(M_1+M_2)+1}\right)^{-1}r(i) \qquad (18)$$

其中σ_d^2是芯片序列的方差。

图 5 中的曲线 3，其表示用这种均衡器获得的性能，显示这种解决方案没有有效地改善瑞克接收机的性能。

为了有效地改善本发明的瑞克接收机 11 的性能，在它的输出端放置一符号间干扰减少装置 12，该干扰减少装置 12 围绕以具有减少的状态数目的格形为基础的较佳 DDFSE 检测器设计，这种检测器使用信道等效模型 16。

在它们被应用到 DDFSE 检测器之前，由于信道等效模型 16 的原因采样被延迟。然后它们能够表达如下：

$$y_k=z^{-L'}\hat{o}_k=\sum_{l=0}^{2L'}\underline{h}_l(k)s_{k-l}+w_k \qquad (19)$$

其中向量$\underline{h}_l(k)=g_{l-L'}(k)$，这个向量代表信道系数$[\underline{h}_0(k),\cdots,\underline{h}_{2L'}(k)]^T$的向量。

该 DDFSE 检测器于是在具有减少的状态数目的格形上操作（见文件［8］），与 BCJR 技术形成对比，该 BCJR 技术采用对具有$Q^{2L'}$状态的完全格形的极大后验概率（MAP）标准，其中 Q 是 PSK 调制群集（modulation constellation）的点的数目，并且（$2L'+1$）是信道等效模型 16 的路径的数目。

这种格形实际上是有限状态机，按时间扩展并且其中状态之间的转换仅仅取决于在前的状态，每一瞬间的状态数目是常值。在这种格形中，段(section)代表对应于两个连续瞬间的状态之间的所有转换。

在该 DDFSE 检测器中，该格形因此被减少到状态Q^{υ_r}的数目，其中υ_r是被访问的减少的存储和被选择的正整数使得在 DDFSE 检测器的情况下 $\upsilon_r < 2L'$。

如果格形输入序列a_1^n用子链$s = a_{n-\upsilon_r+1}^n$终止，a_1^n一般来说用子状态$\underline{s}$终止。如果 $\upsilon_r = 2L'$，在 n 深度处，子状态空间S_n与 BCJR 格形的状态的完整的空间 S_n相符。如果$\upsilon_r < 2L'$，S_n被减少到包括所有得自全部状态的可能的子状态 $\underline{s}$的子集:

$$|S_n| = Q^{\upsilon_r}, \quad \forall n \in [0,\tau] \text{和} |B_n| = Q^{\upsilon_r+1}, \quad \forall n \in [1,\tau] \tag{20}$$

上述等式中采用的符号应用到子格形$T(S,B)$的定义中，DDFSE 算法被应用到该子格形$T(S,B)$上。

在每一段内，并且对于所有的转换，分支的度量值计算（branch metric calculation）意指在具有已经预测的$2L'+1$符号的序列的信道的离散时间内脉冲响应的卷积。仅仅该序列的第一个被预测的υ_r+1符号在被处理的转换中和在与它连接的起始子格形子状态中可用。

在每一个时间系数$n \in [1,\tau]$和对于所有的位系数$j \in [1,q]$，符号 BCJR 算法的最适宜的符号由提供了后验概率的对数，与下面的等式一致:

$$\lambda(a_{n,j}) = \ln \frac{\Pr\left(a_{n,j} = 1 \middle| y_1^r, \hat{\underline{h}}(n)\right)}{\Pr\left(a_{n,j} = 0 \middle| y_1^r, \hat{\underline{h}}(n)\right)} \tag{21}$$

其中 $\hat{h}$ 是信道系数（如果可能以最小相位转换）的横向向量的预测（或再预测），并且 y_1^τ 是长度 τ 的观测序列。在下面的推导中，$\hat{h}$ 的调节（conditioning）被暗含并被省略以简化表达式。

如果边缘化(marginalization)被应用到标记位输入符号序列，则等式（21）能够重新写成如下的形式：

$$\lambda(a_{n,j}) = \ln \frac{\sum_{a_1^\tau, a_{n,j}=1} p(a_1^\tau, y_1^\tau)}{\sum_{a_1^\tau, a_{n,j}=0} p(a_1^\tau, y_1^\tau)} \tag{22}$$

其中 $p(a_1^\tau, y_1^\tau) = \Pr(y_1^\tau = y_1^\tau | a_1^\tau) \Pr(a_1^\tau = a_1^\tau)$.

进行下面的 Min－Log－BCJR 近似：

$$-\ln\left(\sum_k \exp(-\Delta_k)\right) \approx \min_k \Delta_k \tag{23}$$

其中 Δ_k 代表非负量，后验概率的对数 $\lambda(a_{n,j})$ 能用下面的公式求值：

$$\lambda(a_{n,j}) \approx \min_{a_1^\tau, a_{n,j}=0} \{-\ln p(a_1^\tau, y_1^\tau)\} - \min_{a_1^\tau, a_{n,j}=1} \{-\ln p(a_1^\tau, y_1^\tau)\} \tag{24}$$

其中 $\{-\ln p(a_1^\tau, y_1^\tau)\}$ 代表相应于噪音的格形中的路径的度量成本（metric cost），其与输入序列 a_1^n 和接收到的序列 y_1^n 有关联。因为格形的减少，该 DDFSE 装置 12 在 “per survivor” PSP 算法的基础上以较佳的方式确定数量 $\{-\ln p(a_1^\tau, y_1^\tau)\}$，该算法就是每一个节点选择仅仅一个 survivor。对于一个给定的子格形 $T(S,B)$ 和一个特定的度量分支（metric branch），表达式 $u_n \leftrightarrow (b)$ 代表开始于深度 0 处的子状态 0 并且终止于深度 τ 处的子状态 0（考虑序列的尾部符号）的最佳路径的度量成本，并经过段 n 的分支 $b \in B_n$。也假定每一个分支 $b \in B_n$ 包含三个域：一起始

的子状态域 $b^- \in S_{n-1}$，一到达子状态域 $b^+ \in S_n$ 和一个标记域 $b^\nabla = \{b_1^\nabla, \cdots, b_q^\nabla\}$，为在时刻 n 作为时间函数变动的水平 1 的符号间干扰卷积码建模一个位标签输入符号。该 DDFSE 装置 12 的输出能够表达如下：

$$\lambda'(a_{n,j}) = \min_{b \in B_n, b_j^\nabla = 0} \mu_n^{\leftrightarrow}(b) - \min_{b \in B_n, b_j^\nabla = 1} \mu_n^{\leftrightarrow}(b) \tag{25}$$

在前述公式中涉及的度量成本 $\mu_n \leftrightarrow (b)$ 总是能够被分解成三项之和：

$$\mu_n^{\leftrightarrow}(b) = \mu_{n-1}^{\rightarrow}(b^-) + \xi_n(b) + \mu_n^{\leftarrow}(b^+) \tag{26}$$

其中 $\mu_n^{\rightarrow}(s)$ 代表起始于子状态 $0 \in S_0$ 并终止于子状态 $s \in S_n$ 的最佳子路径的累加的向前度量，且使用下面的公式递推计算：

$$\mu_n^{\rightarrow}(s) = \min_{b \in B_{n-1}, b^+ = s} \{\mu_{n-1}^{\rightarrow}(b^-) + \xi_n(b)\} \tag{27}$$

具有下面的限定条件：

$$\mu_n^{\rightarrow}(0) = 0 \text{和} \mu_n^{\rightarrow}(s) = \infty, \forall s \neq 0 \tag{28}$$

并且其中 $\mu_n^{\leftarrow}(s)$ 代表起始于子状态 $s \in S_n$ 并终止于子状态 $0 \in S_\tau$ 的最佳子路径的累加的向后度量，同时使用下面的公式递推计算：

$$\mu_n^{\leftarrow}(s) = \min_{b \in B_{n+1}, b^- = s} \{\mu_{n+1}^{\leftarrow}(b^+) + \xi_{n+1}(b)\} \tag{29}$$

具有下面的限定条件：

$$\mu_\tau^{\rightarrow}(0) = 0 \quad \text{和} \quad \mu_\tau^{\rightarrow}(s) = \infty, \forall s \neq 0 \tag{30}$$

基于 PSP 算法并被 DDFSE 装置 12 使用的分支度量 $\xi_n(b)$ 表示如下：

$$\xi_n(b)=\frac{1}{2\sigma^2}\left\|y_n-\underline{\hat{h}}_0(n)s_n-\sum_{k=1}^{v_r}\underline{\hat{h}}_k(n)s_{n-k}-\sum_{k=v_r+1}^{2L'}\underline{\hat{h}}_k(n)\hat{s}_{n-k}\right\|^2 \qquad (31)$$

在上面的等式中，在时间 n 贯穿于符号间干扰编码的复数符号 s_n 简单的由分支标识 b^{∇} 的重新定义产生。该符号的复数序列 $\{s_{n-\upsilon},\cdots,s_{n-1}\}$ 是简单地从子状态 b^{-} 中推断的，而符号的预测序列 $\left\{\hat{s}_{n-2L'},\cdots,\hat{s}_{n-\upsilon_r-1}\right\}$ 是通过沿着 终止于 b^{-} 的 “survivor” 路径向后行进并重新定义组成它的分支的标识获得的。该 “survivor” 路径被假定存储在深度 $2L'$ 的变动的追溯矩阵中。

表示这种解决方案的性能的图 5 中的曲线 C4 是用四个状态 $(\upsilon_r=1)$ 的减少了格形复杂性的 DDFSE 获得的。该曲线表明即使具有低交错因子(=4)，和在格形的状态数目上有显著的减少，该解决方案近似理想的解决方案，并且特别是由曲线 C5 表示的解决方案，其采用最大似然序列预测（MLSE）型信道预测，由于它的复杂性该预测不能被应用到 CDMA 技术中。

为了进一步改善这种接收机的性能，如图 3 所示，本发明提出将装置 12 的输出端连接到比较器(comparator)13 的正输入端，该比较器 13 的输出端被连接到解交错器 14 上。解交错器 14 的输出端被连接到一个接收来自解码器 15 的编码位的本征概率的对数的输入端，该解码器 15 在第一输出端提供传输的数据位上的后验概率的对数并且在第二输出端提供编码位上的后验概率的对数，该编码位由应用到误差校正后的译码数据位的译码的逆运算确定的。解码器 15 的第二输出端通过比较器 18 和交错仪 17 到比较器 13 的负输入端和到 DDFSE 装置 12 的

一个输入端构成回路。该解交错器 14 的输出还提供到比较器 18 的负输入端。

该解码器 15 优选地使用 BCJR 算法能够将信道编码译码。使用后面的来自解码器（具有在第一迭代上的值 0）的先验概率的对数并且考虑接收到的序列 y_1^r 和在时刻 n 信道系数的（等效）向量的预测（或重新预测）的值 $\hat{h}(n)$，干扰减少装置 12 提供构成序列 a_1^r 的符号 a_n 的位 a_{nj} 的值的后验概率。

使用下面的等式，在位 $\lambda'(a_{nj})$ 之上近似的后验概率能分成两个部分：

$$\lambda'(a_{n,j}) = \lambda_a(a_{n,j}) + \lambda_e(a_{n,j}) \tag{32}$$

通过解交错器 14 解交错之后，非本征概率对数的完全序列变成应用到编码符号位上的本征概率对数序列，该编码符号被应用到解码器 15。以类似的方式，在解码器 15 的输出端，每一个应用到编码位的后验概率对数 $\lambda(c_{nj})$ 能被分解成一个先验部分和一个非本征部分。后者能通过在比较器 18 中从对应后验率的对数 $\lambda(c_{nj})$ 中逐位减去在解码器的输出端的先验率的对数 $\lambda_a(c_{nj})$ 计算：

$$\lambda_e(c_{n,j}) = \lambda(c_{n,j}) - \lambda_a(c_{n,j}) \tag{33}$$

应用到解码器 15 的输出端的编码位的非本征概率对数的序列被解交错仪 17 重新解交错并在应用到符号位的先验概率对数的 N 序列的下一个检测之后返回到解码器 15。通过重复这个过程特定的次数，与接收到的序列的数据位有关的信噪比得到了很大的提高。

因为它的非常规则的维特比结构，和它的适中的复杂性给出的良好性能，装置 12 的 DDFSE 检测器看来非常适合在图 3 中示出的接收机内起作用的 turbo 检测。

对于第一个迭代，在图 3 中表示的系统以参照图 2 描述的完全相同的方式运行。在第二和随后的迭代中，给出由 DDFSE 装置 12 使用的分支度量值$\xi_n(b)$的等式（31）具有另外的项：

$$\xi_n(b)=\frac{1}{2\sigma^2}\left\| y_n-\underline{\hat{h}}_0(n)s_n-\sum_{k=1}^{v_r}\underline{\hat{h}}_k(n)s_{n-k}-\sum_{k=v_r+1}^{2L'}\underline{\hat{h}}_k(n)\hat{s}_{n-k}\right\|^2-\ln\Pr(\mathrm{b}=b) \qquad (34)$$

在向前递推的过程中其仅仅被计算一次，然后存入存储器中。

等式（31）中在分支$b\in B_n$上的先验概率对数$\ln\Pr(\mathrm{b}=b)$刚好对应其携带的标识b^{∇}的先验概率对数，从而：

$$\ln\Pr(\mathrm{b}=b)=\ln\Pr(\mathrm{b}^{\nabla}=b^{\nabla})=\ln\Pr(\mathrm{a}_{\mathrm{n}}=b^{\nabla}) \qquad (35)$$

在来自编码C_0的非本征概率对数的序列的重新交错之后，如果在符号位$a_{n,j}$上的先验概率对数之间假定有理想的解相关，得出：

$$\ln\Pr(\mathrm{b}=b^{\nabla})=\sum_{j=1}^{q}\ln\Pr(\mathrm{b}_{\mathrm{j}}^{\nabla}=b_j^{\nabla})=\sum_{j=1}^{q}\ln\Pr(\mathrm{a}_{\mathrm{n,j}}=b_j^{\nabla}) \qquad (36)$$

最后，使用等式(25)和(36)，应用到符号$a_{n,j}$的 DDFSE 装置 12 的输出$\lambda'(a_{n,j})$能够分解成两个对数项之和：

$$\lambda'(a_{n,j})=\lambda_a(a_{n,j})+\lambda_e'(a_{n,j}) \qquad (37)$$

其中：

$$\lambda_a\left(a_{n,j}\right)=\ln\frac{\Pr\left(a_{n,j}=1\right)}{\Pr\left(a_{n,j}=0\right)} \tag{38}$$

代表应用到由解码器 15 提供的位$a_{n,j}$上的先验率的对数，并且其中：

$$\lambda_e'\left(a_{n,j}\right)=\min_{b\in B_n,b_j^{\nabla}=1}\left\{\mu_{n-1}^{\rightarrow}\left(b^-\right)+\xi_n^{e,j}(b)+\mu_n^{\leftarrow}\left(b^+\right)\right\}$$

$$-\min_{b\in B_n,b_j^{\nabla}=1}\left\{\mu_{n-1}^{\rightarrow}\left(b^-\right)+\xi_n^{e,j}(b)+\mu_n^{\leftarrow}\left(b^+\right)\right\} \tag{39}$$

具有：

$$\xi_n^{e,j}(b)=\frac{1}{2\sigma^2}\left\|y_n-\hat{\underline{h}}_0(n)s_n-\sum_{k=1}^{v_r}\hat{\underline{h}}_k(n)s_{n-k}-\sum_{k=v_r+1}^{2L'}\hat{\underline{h}}_k(n)\hat{s}_{n-k}\right\|^2-\sum_{\ell\neq j}\ln\Pr\left(a_{n,\ell}=b_\ell^{\nabla}\right) \tag{40}$$

这个等式的第二项代表在整个译码过程中由具有序列a_i^r的位标识的符号的所有其他位所获得的位$a_{n,j}$上的非本征概率的对数。

必须强调的是，如果$\upsilon_r=2L'$，由 DDFSE 装置 12 执行的算法变成形式上等效于应用到整个信道格形上的 Min－Log－BCJR 算法。如果该过程仅仅被应用到减少状态的格形，从路径的历史记录中获得并被包含在分支度量的导数中的预测序列将使性能下降，因为可能的误差传播效应。然而，看起来在瑞克接收机 11 的输出端的等效信道不会将任何大的误差传播引入该 DDFSE 减少装置 12 的结构中。结果是，在大部分情况下选择$\upsilon_r=1$是足够的。

通过应用到引导符号序列的相关和一般计算过程获得的传统的信道预测的性能因为符号间的干扰被降低具有低扩展值。

为了说明这一点，图 6 示出了用不同解决方案获得的作为在解码器 15 的输出端的信噪比的函数的比特误差率的曲线。在这个图中，曲线 C6 对应于理想的状态。曲线 C7，其对应于使用了传统的信道预测的情况，表明这种解决方案提供相对差的性能，离理想状态比较远。

本发明通过使用符号间干扰的已知结构提出对如图 2 到 4 中表示的系统内的信道预测的质量进行改进。到最后，使用了如图 7 中所示的信道预测器 10。该信道预测器包括传统的信道预测器 30，其输出被连接到使用最小均方差（MMSE）法或最小平方（LS）法的信道预测校正器 31，传递被装置 12 和信道建模装置 16 使用的信道预测。

传统的信道预测器的一个范例在参考文件［1］中描述。

如果假定路径延迟被芯片周期T_c的倍数隔开并且该延迟的扩展小于符号周期T_s，则传统的信道预测使用下面的公式获得:

$$\hat{\mathrm{h}}=\left(\hat{h}_1,\cdots,\hat{h}_L\right)^T=\mathrm{Mh}+\mathrm{n} \tag{41}$$

其中:

$$\mathrm{M}=\left[\mathrm{M}_{ji}\right]_{0\le j,i\le L-1}, \tag{42}$$

$$M_{ii}=1,\quad 0\le i\le L-1, \tag{43}$$

如果$\tau_j>\tau_i$，

$$M_{ji}=\sum_{p=0}^{P-1}\frac{s_p^*}{\left|s_p\right|^2}\left[s_{p+\left\lfloor\frac{\tau_{ji}}{N}\right\rfloor}\sum_{n=pN}^{(p+1)N-1-\tau_{ji}+N\left\lfloor\frac{\tau_{ji}}{N}\right\rfloor}e_n^*e_{n+\tau_{ji}}+s_{p+\left\lfloor\frac{\tau_{ji}}{N}\right\rfloor+1}\sum_{n=(P+1)N-\tau_{ji}+N\left\lfloor\frac{\tau_{ji}}{N}\right\rfloor}^{(p+1)N-1}e_n^*e_{n+\tau_{ji}}\right],$$

(44)

并且，如果$\tau_j < \tau_i$，

$$M_{ji} = \sum_{p=0}^{P-1} \frac{s_p^*}{|s_p|^2} \left[s_{p+\left\lfloor \frac{\tau_{ji}}{N} \right\rfloor + 1} \sum_{n=pN-\tau_{ji}+N\left\lfloor \frac{\tau_{ji}}{N} \right\rfloor}^{(p+1)N-1} e_n^* e_{n+\tau_{ji}} + s_{p+\left\lfloor \frac{\tau_{ji}}{N} \right\rfloor} \sum_{n=pN}^{pN-1-\tau_{ji}+N\left\lfloor \frac{\tau_{ji}}{N} \right\rfloor} e_n^* e_{n+\tau_{ji}} \right]$$

(45)

其中 p 是引导序列中的符号的数目，$\mathrm{h} = (h_1, \cdots, h_L)^T$ 是最佳（无噪音）信道系数，n 是被假定具有等于 N_0/E_{pilot} 的方差的信道噪声预测，并且 E_{pilot} 是引导符号能。MMSE 信道预测是使用下面的公式从传统的信道预测中推导出来的:

$$\hat{\mathrm{h}}^{MMSE} = \mathrm{L}^H \hat{\mathrm{h}} \tag{46}$$

其中，$\mathrm{L} = \arg\min \left\| \hat{\mathrm{h}}^{MMSE} - \mathrm{h} \right\|$ (47)

使用等式(18),能够推导出:

$$\hat{\mathrm{h}}^{MMSE} = \mathrm{M}^H \left(\mathrm{M}\mathrm{M}^H + \frac{N_0}{E_{calldirector}} \mathrm{I}_L \right)^{-1} \hat{\mathrm{h}} \tag{48}$$

其中 M^H 是矩阵 M 的共扼转置矩阵。

使用 LS 方法也能实现一个预测;

$$\hat{\mathrm{h}}^{LS} = \left(\mathrm{M}^H \mathrm{M} \right)^{-1} \mathrm{M}^H \hat{\mathrm{h}} \tag{49}$$

但是，这种预测方法不考虑噪声功率因此与 MMSE 预测相比较在信噪比方面降低了性能。如图 6 中清楚地显示的，仿真表明仅仅以与引导符号关联为基础的传统的信道预测导致具有低扩展因子的很差的特性(曲线 C7)。符号间干扰的结构必须被考虑，使用 MMSE 和 LS 方法是可能做到这一点的。使用 MMSE 方法获得的性能由图 6 中的曲线 C9 表示，其显示出对传统的方法的重大改进。

在图 4 中示出的本发明的有利的变体中，本发明的接收机包括一个迭代检测回路，用于实现信道重新预测。该回路包括一个连接到解码器 15 输出端的交错器 19，并且交错器 19 的输出端通过阈值比较器 20 连接到一个迭代信道预测装置 21。该比较器 20 将解码器 15 的加权的或可变的输出转换成“硬”输出，即，一个根据加权值是否大于预定的阈值而等于 0 或 1 的输出。

而且，被施加在瑞克接收机 11 的输入端的信号也被施加在迭代信道预测装置 21 和用于使用引导序列实现第一信道预测的信道预测装置 10 上，这些装置通过各自的开关 23，24 向信道建模装置 16 提供信道预测，该信道建模装置 16 被设计用于确定施加到 DDFSE 装置 12 输入端的等效信道模型。

该接收机在由装置 10 使用引导符号确定的并被施加到信道建模装置 16（开关 23，24 分别关闭和打开）的信道预测的基础上实现第一译码。然后来自于信道解码器 15 的预测的编码被装置 21 使用以重新预测信道，以减少用于下一个迭代的信道预测噪声，以这种方式确定的信道预测被施加到建模装置 16（开关 23，24 分别打开和关闭）。

当然，图 4 中表示的迭代信道预测过程同样能应用到图 2 中所表示的系统中，即应用到不包括如图 3 中所示的迭代检测回路的接收机。

图 6 中的曲线 C8 和 C10 表示使用如图 4 中所示的采用迭代信道预测方法的解决方案获得的性能，曲线 C8 对应于使用了传统的信道预测器的情况，并且曲线 C10 对应于具有 MMSE 误差校正的信道预测器的情况。这两个曲线表明该方法改进了性能并且，在具有 MMSE 误差校正的信道预测的情况下，近似于曲线 C6 所示的理想状态。

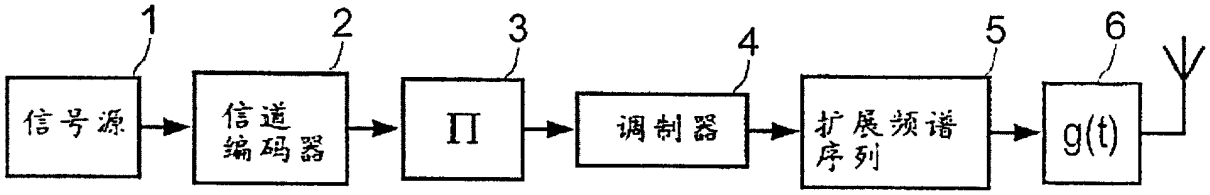

1
2
3
4
5
6
信号源
信道编码器
Π
调制器
扩展频谱序列
g(t)

图 1

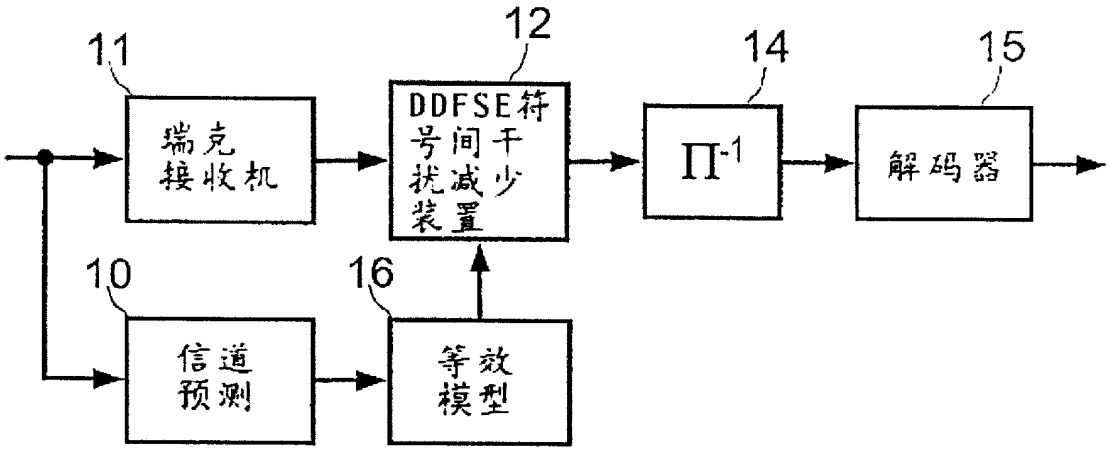

11
12
14
15
瑞克接收机
DDFSE符号间干扰减少装置
Π-1
解码器
10
16
信道预测
等效模型

图 2

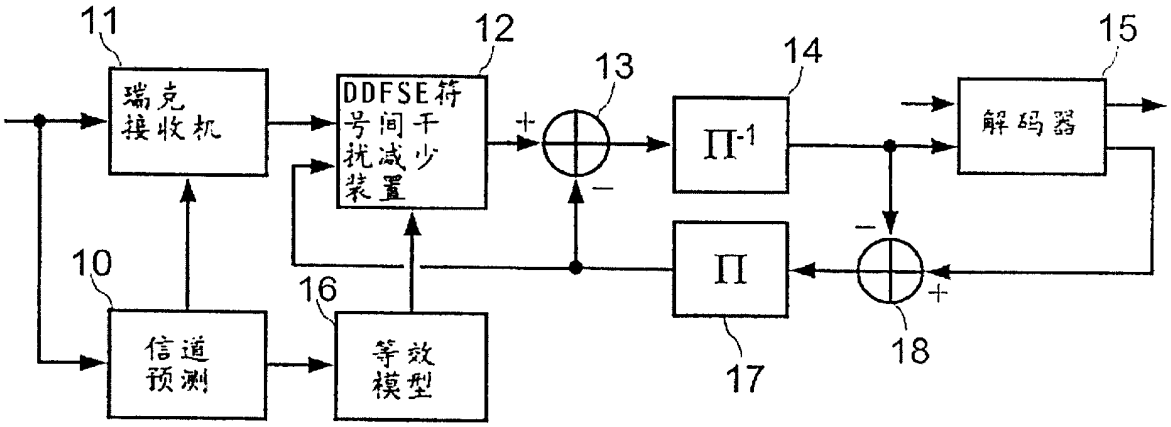

11
12
13
14
15
瑞克接收机
DDFSE符号间干扰减少装置
+
−
Π-1
解码器
10
16
Π
−
+
信道预测
等效模型
17
18

图 3

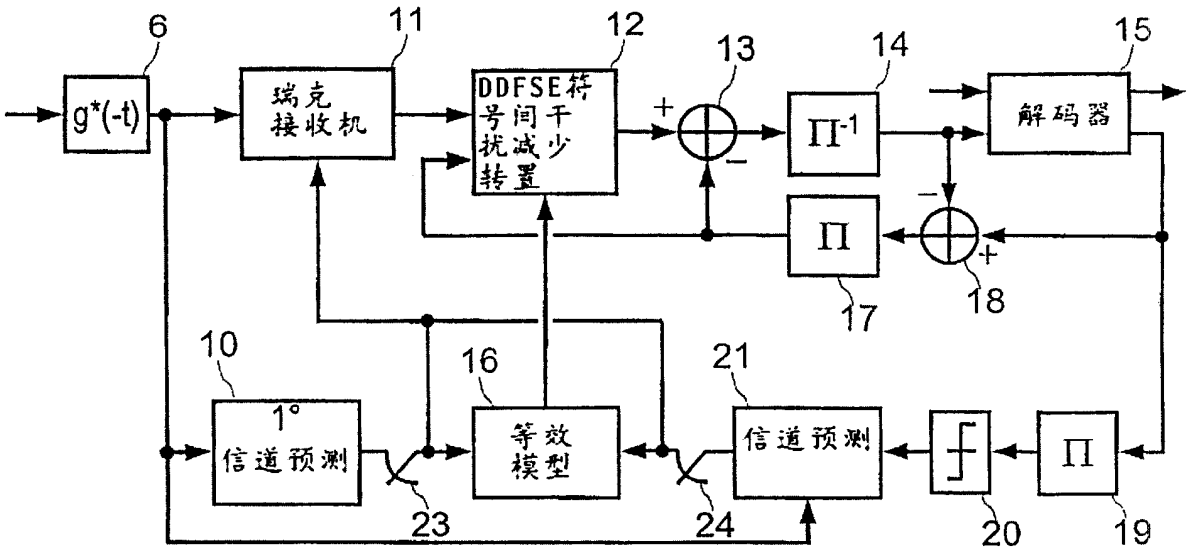

6
11
12
13
14
15
g*(-t)
瑞克
接收机
DDFSE符
号间干
扰减少
转置
+
−
Π-1
解码器
Π
17
18
10
16
21
1°
信道预测
等效
模型
信道预测
23
24
20
19

图 4

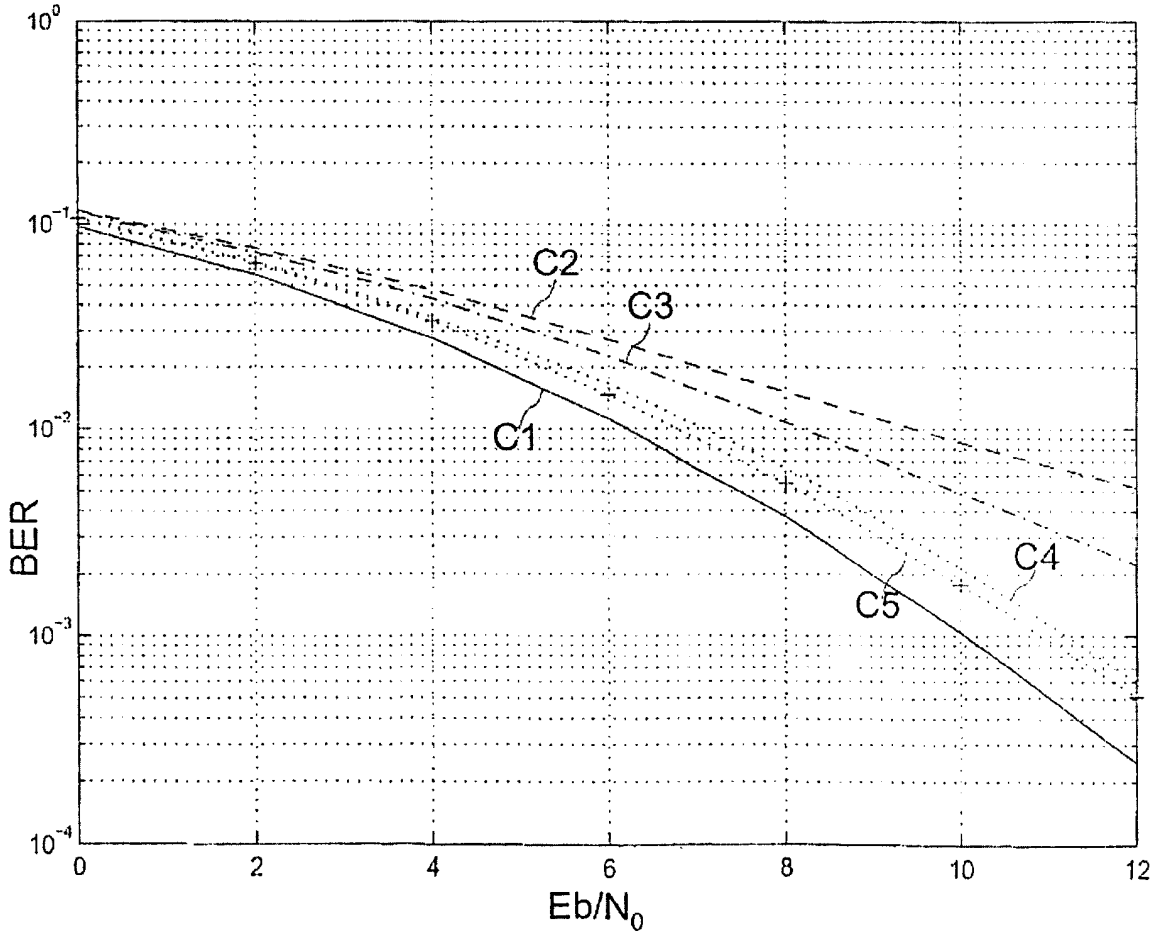

BER
Eb/N0
C1
C2
C3
C4
C5
10^0
10^-1
10^-2
10^-3
10^-4
0
2
4
6
8
10
12

图 5

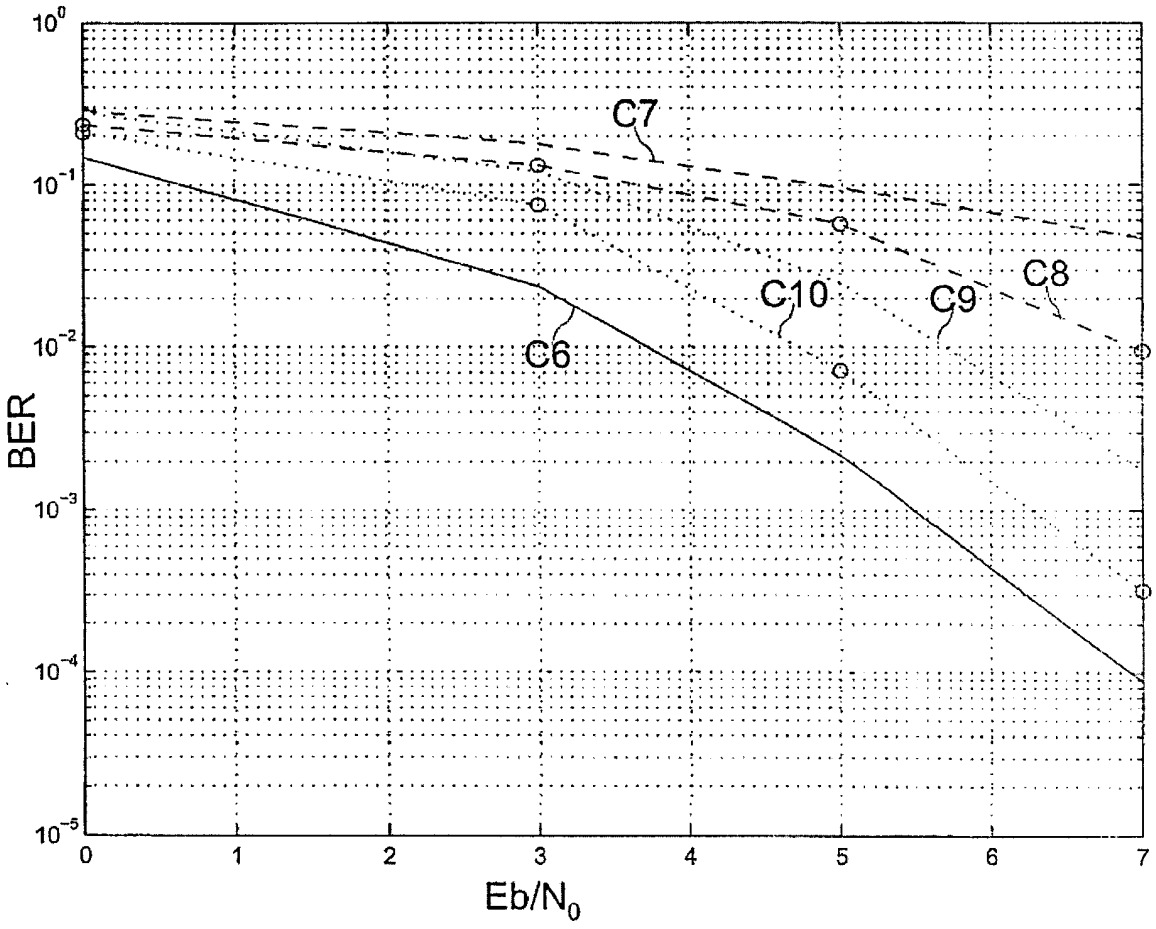


图 6

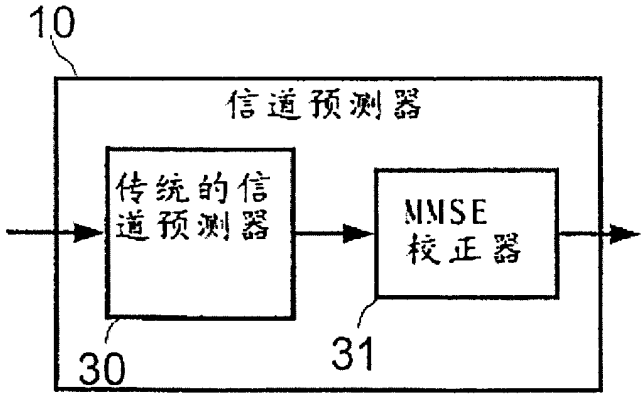


图 7