



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 102984098 B

(45)授权公告日 2016.11.23

(21)申请号 201210353637.X

J·C·萨顿 M·苏特

(22)申请日 2007.10.05

(74)专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司 31100

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 102984098 A

代理人 陈斌

(43)申请公布日 2013.03.20

(51)Int.Cl.

(30)优先权数据

H04L 25/02(2006.01)

2006905545 2006.10.05 AU

H04L 25/03(2006.01)

2006905618 2006.10.10 AU

H04L 27/26(2006.01)

H04L 1/00(2006.01)

(62)分案原申请数据

200780041874.X 2007.10.05

(56)对比文件

EP 0803928 A2,1998.04.29,

(73)专利权人 科达无线私人有限公司

US 20030108127 A1,2003.06.12,

地址 澳大利亚南澳大利亚

EP 1361719 A2,2003.11.12,

(72)发明人 P·D·亚历山大 P·K·格雷

EP 1370017 A1,2003.12.10,

D·V·L·黑力 J·L·比特富尔

审查员 谭美玲

A·J·格兰特 P·N·帕姆

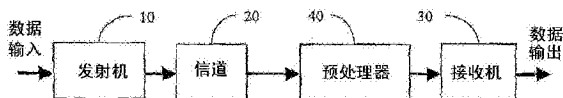
权利要求书2页 说明书18页 附图14页

(54)发明名称

用于提高通信网络中的接收机性能的系统和方法

(57)摘要

本发明涉及提高通信网络中的接收机性能。描述了用于改进多载波通信网络中的接收机性能的方法和装置,其中在通信系统中的传输信道(20)上传送经编码码元(250)。估计(718、760)传输信道(20)的模型,所述模型表征载波间干扰对多载波系统中的至少一个载波的影响。通过使用所估计的模型移除所预测的载波间干扰的影响来解码(720、762)收到码元(250)。还描述了用于联合网络中的通信接收机(30)操作的预处理器(40)。预处理器(40)包括可操作以基于收到信号来估计通信信道的至少一种特征的信道估计器(42)。预处理器(40)取决于该至少一种特征来修改收到信号并将经修改的信号提供给通信接收机(30)。



1. 一种在经由多载波无线通信系统的信道接收包含码元的信号的接收机中进行载波间干扰预测和移除的方法,包括:

- a) 基于导频码元生成第一直接信道估计;
- b) 通过使用所述第一直接信道估计产生对所传送码元的第一硬估计来解码收到码元;
- c) 使用所述导频码元和所述传送码元的第一硬估计来生成第二直接信道估计;
- d) 通过使用所述第二直接信道估计产生传送码元的第一软估计和第二硬估计来解码所述收到码元;
- e) 使用所述导频码元和所述传送码元的第二硬估计来生成第三直接信道估计;
- f) 生成对至少一个毗邻副载波的载波间干扰信道估计,其中已使用所述传送码元的第一软估计从对所述收到码元的观测中移除了对直接信道干扰的当前估计。

2. 如权利要求1所述的方法,其特征在于,包括:

根据所述信道估计从至少一个副载波中消去干扰;以及
解码消去干扰的码元以返回信息比特估计。

3. 如权利要求2所述的方法,其特征在于,包括:

在解码所述消去干扰的码元之前取决于经平滑的信道估计组合所述消去干扰的码元。

4. 如权利要求1-3中的任一项所述的方法,其特征在于,包括以下各项的一次或多次重复:

- 使用导频码元和当前硬解码器结果来生成新的经平滑直接信道估计;
- 生成对至少一个毗邻副载波的经平滑的载波间干扰信道估计,其中已先使用传送码元的当前软估计从所述观测中移除了对直接信道干扰的所述当前估计;
- 根据所述信道估计从至少一个副载波中消去干扰;以及
- 通过使用所述经平滑直接信道估计产生新的传送码元的软估计和硬估计来解码所述收到码元。

5. 如权利要求1至3中的任一项所述的方法,其特征在于,通过选自以下各项的平滑方法来平滑一个或多个信道估计:

- 通过低通滤波器卷积,以及
- 经由FFT、加窗和IFFT进行变换。

6. 一种如权利要求1-3中的任一项所述的方法,其特征在于,所述接收机从多个天线接收信号,所述方法包括:

- 为每一个天线定义一组信道;以及
- 为收到码元矢量化解码过程的解调阶段。

7. 如权利要求1至3中的任一项所述的方法,其特征在于,使用FFT将收到信号从时域变换到频域,以及所述方法包括:

向预FFT模块反馈本地频率偏移估计,所述预FFT模块被安排成取决于测得频率偏移来校正时域序列。

8. 如权利要求7所述的方法,其特征在于,所述对时域序列的校正以唯前向方式进行的。

9. 如权利要求7所述的方法,其特征在于,如果所述频率偏移估计在由所述接收机向所述收到信号应用期间改变,则通过FFT将OFDM码元变换多次。

10. 如权利要求1至3中的任一项所述的方法,其特征在于,包括使用卷积码的软输出解码以允许在后续Reed-Solomon解码之前使用擦除预测,从而改善所述系统的纠错能力。

11. 一种通信系统,包括:

可操作以接收经由通信信道传送的输入信号的输入;

可操作以估计所述通信信道的至少一种特征的信道估计器;

可操作以将所述输入信号和所述信道估计器的输出相组合的组合器;

调制单元和前向纠错(FEC)单元,其中所述组合器的输出由所述调制单元和所述FEC单元解调、FEC解码、FEC重编码和重调制,

其中所述信道估计器基于所述输入信号和经重调制的信号来估计所述通信信道的特征。

12. 如权利要求11所述的通信系统,其特征在于,包括:

时域到频域变换器,所述时域到频域变换器将所述输入信号从时域变换到频域。

13. 如权利要求12所述的通信系统,其特征在于,所述信道估计器在频域中使用所述输入信号。

14. 如权利要求12所述的通信系统,其特征在于,所述信道估计器在时域和频域两者中使用所述输入信号。

15. 如权利要求12所述的通信系统,其特征在于,包括:

频域到时域变换器,所述频域到时域变换器将经重调制的信号从频域变换到时域。

16. 如权利要求15所述的通信系统,其特征在于,所述信道估计器在频域中使用所述经重调制的信号。

17. 如权利要求15所述的通信系统,其特征在于,所述信道估计器在时域和频域两者中使用所述经重调制的信号。

18. 一种根据权利要求11至17中的任一项所述的通信系统,其特征在于,所述组合器是从由以下各项构成的组中选择的:

最大比组合器(MRC);

迫零组合器;以及

最小均方误差组合器。

19. 一种通信系统中的信道估计方法,所述方法包括:

接收经由通信信道传送的输入信号;

在信道估计器中基于所述输入信号和经重调制的信号来估计所述通信信道的至少一个特征;

在组合器中将所述输入信号和所述信道估计器的输出相组合;

通过解调、FEC解码、FEC重编码和重调制所述组合器的输出来生成所述经重调制的信号以输入到所述信道估计器中。

用于提高通信网络中的接收机性能的系统和方法

[0001] 本发明专利申请是国际申请号为PCT/AU2007/001506,国际申请日为2007年10月5日,进入中国国家阶段的申请号为200780041874.X,名称为“提高通信网络中的接收机性能”的发明专利申请的分案申请。

发明领域

[0002] 本发明涉及通信系统,尤其涉及增进通信网络中的接收机的性能。

[0003] 发明背景

[0004] 通信系统可以按由信道20分开的发射机10和接收机30的形式来建模,如图1中所示。发射机10将数据转换成适于在信道20上传输的信号。该信道可按某种方式使所传送的信号畸变。接收机的目标是从信号中移除信道畸变的效应并且将信号转换成对原始数据的估计。

[0005] 接收机可包括信道估计器。信道估计器可观测通过因在信道上传输而已畸变的收到信号,并基于此观测生成信道估计。信道畸变可包括振幅畸变、频率偏移、相位偏移、多普勒效应、或缘于关于存储器的通道产生的畸变,诸如瑞利(Rayleigh)衰落、莱斯(Rician)衰落、或多径信道、或加性噪声或干扰。接收机可使用信道估计来移除信道的效应并生成对所传送的数据的估计。

[0006] 在理想接收机(著名的Genie辅助接收机)中,信道估计将会是完美的,并且对所传送数据的估计将会是最优的。然而,在实践中,信道估计可能不是完美的,因此对所传送数据的估计可能是次优的。进一步,许多接收机被设计成在较窄范围的信道类型上操作。如果这些接收机被用于接收在并未为其而设计的那些类型的信道上传送的数据,则其信道估计器就更加可能生成错误的信道估计,从而降低性能。

[0007] 由欧洲电信标准协会(ETSI)公布的手持数字视频广播(DVB-H)标准扩充了地面标准(DVB-T)。DVB-H旨在指定用于向电池供电的手持终端广播多媒体服务的高效率手段。DVB-H与其地面前身后向兼容。

[0008] 这些标准公布如下:

[0009] • 数字视频广播(DVB);用于手持终端的传输系统(DVB-H),ETSI EN 302 304 V1.1.1(2004-11),欧洲电信标准协会;以及

[0010] • 数字视频广播(DVB);用于地面数字电视的成帧结构、信道编码和调制,ETSI EN 300 744 V1.5.1(2004-11),欧洲电信标准协会。

[0011] DVB-H标准的目标包括:

[0012] • 稳健的移动连通性;

[0013] • 覆盖最大化;

[0014] • 低功耗;

[0015] • 缓解冲激干扰;以及

[0016] • 用户在蜂窝小区之间漫游。

[0017] 考虑到这些目标,该标准包括表1中所描述的要素。

要素	层	强制性/ 可任选	规定目标
时间分片	链路	强制性	降低平均功耗并允许无缝移交。
DVB-H 信令	物理 (PHY)	强制性	快速服务发现和移交。
MPE-FEC	链路	可任选	改进移动信道中的 C/N 和多普勒性能, 并改善对冲激干扰性的容限。
4K 模式	物理	可任选	权衡移动性和 SFN 大小。
深度码元交织器	物理	可任选	对 2K、4K 模式的稳健性的改进。

[0018] 表1-DVB-H具体要素

[0019] 当存在移动性时,DVB波形可能遭受载波间干扰(ICI),其中由于移动性引入的多普勒效应,副载波会彼此干扰。

[0020] 为解决此问题,DVB-H标准通过向2K和8K模式添加“4K”模式扩充了DVB-T。此处的数字是指FFT中用于生成所传送DVB波形的副载波的数目。对于给定带宽信号,更多副载波意味着更靠近的副载波和更易受多普勒效应攻击。8K模式尤其易受多普勒效应攻击。4K模式被视为如由2K模式所提供的更宽副载波与由8K模式所提供的更长循环前缀之间的折衷。

[0021] DVB还具有分级模式,其中波形可用两种方式来解调。一种方法得到较低数据率的更可靠解调,而另一种更难解调但得到较高数据率。在较高数据率模式下解调的能力向终端用户提供改进的服务。

[0022] 导频码元被插入所传送波形中以使得能进行信道估计,从而能在接收机处进行相干解调和解码。任何给定正交频分复用(OFDM)码元中的副载波的大约1/9在DVB中被用于此目的。在覆盖和移动性的极限处,接收机单独使用这些导频来推导准确的信道估计的能力被折衷。

[0023] 本说明书中对任何现有技术的引用并非且不应被视为承认或以任何形式建议此现有技术构成在澳大利亚或任何其他辖区内的公共一般性知识的一部分,或者可合理地期望本领域技术人员将此现有技术确认、理解、当作相关的。

[0024] 发明概述

[0025] 本发明的目标在于基本上克服或至少改进现有安排的一个或多个缺点。

[0026] 根据本发明的第一方面,提供了一种用于联合通信接收机操作的预处理器,该预处理器包括:

[0027] 可操作以接收经由通信信道传送的输入信号的输入;

[0028] 可操作以基于输入信号来估计通信信道的至少一种特征的信道估计器;

[0029] 可操作以取决于该至少一种估计特征来修改输入信号的信号修改器;以及

[0030] 用于向通信接收机提供经修改信号的输出。

[0031] 根据本发明的第二方面,提供了一种预处理信号以提供给通信接收机的方法,该方法包括:

- [0033] 接收经由通信信道传送的输入信号；
- [0034] 基于输入信号来估计通信信道的至少一种特征；
- [0035] 取决于该至少一种估计特征来修改输入信号；以及
- [0036] 将经修改的信号提供给通信接收机。
- [0037] 根据本发明的进一步方面，提供了一种包括记录在机器可读记录介质上的机器可读程序代码的计算机程序产品，该程序代码用于控制程序代码在其上执行的数据处理装置的操作以便执行对信号进行预处理以提供给通信接收机的方法，该方法包括：
- [0038] 接收经由通信信道传送的输入信号；
- [0039] 基于输入信号来估计通信信道的至少一种特征；
- [0040] 取决于该至少一种估计特征来修改输入信号；以及
- [0041] 将经修改的信号提供给通信接收机。
- [0042] 还描述了纳入预处理器的通信系统。
- [0043] 根据本发明的进一步方面，提供了一种解码多载波通信系统中的码元的方法，该方法包括：
- [0044] a)接收在通信系统中的传输信道上传送的经编码码元；
- [0045] b)估计传输信道的模型，该模型表征载波间干扰对多载波系统中的至少一个载波的影响；以及
- [0046] c)通过使用所估计的模型移除所预测的载波间干扰的影响来解码收到码元。
- [0047] 根据本发明的进一步方面，提供了一种在多载波无线通信系统的接收机中进行载波间干扰预测和移除的方法，该方法包括：
- [0048] • 基于导频码元估计经平滑的第一直接信道；
- [0049] • 通过使用经平滑的第一直接信道估计产生传送码元的软估计和硬估计来解码收到码元；
- [0050] • 使用导频和传送码元的第一硬估计来估计经平滑的第二直接信道；
- [0051] • 通过使用经平滑的第二直接信道估计产生传送码元的第一软估计和第二硬估计来解码收到码元；
- [0052] • 使用导频码元和传送码元的第二硬估计来估计经平滑的第三直接信道；以及
- [0053] • 估计至少一个毗邻副载波的经平滑的载波间干扰信道，其中已先使用传送码元的第一软估计从观测中移除了对直接信道干扰的当前估计。
- [0054] 优选地，该方法包括：
- [0055] • 根据信道估计从至少一个副载波中消去干扰；
- [0056] • 解码消去干扰的副载波以返回信息比特估计。
- [0057] 该方法可另外包括在解码之前根据平滑信道估计组合消去干扰的码元。
- [0058] 该方法可包括以下各项的一次或多次附加重复：
- [0059] • 使用导频码元和当前硬解码器结果来估计新的经平滑直接信道；
- [0060] • 估计至少一个毗邻副载波的经平滑的载波间干扰信道，其中已先使用传送码元的当前软估计从观测中移除了对直接信道干扰的当前估计。
- [0061] • 根据信道估计从至少一个副载波中消去干扰；
- [0062] • 通过使用经平滑直接信道估计产生新的传送码元的软估计和硬估计来解码收

到码元。

[0063] 信道估计的平滑可使用以下各项中的任一项来达成：

[0064] • 通过低通滤波器卷积，

[0065] • 经由FFT、加窗和IFFT进行变换。

[0066] 对多个接收机天线的一般化可通过为每一个天线定义一组信道并矢量化解码过程的解调阶段来达成。

[0067] 在FFT的输出中存在的ICI也可通过向预FFT模块反馈本地频率偏移估计来减小，预FFT模块针对测得频率偏移校正时域序列。此校正可按照唯前向方式或追溯地执行，即如果频率偏移估计在接收机的应用期间改变，则任何给定OFDM码元可通过FFT变换多次。

[0068] 卷积码的软输出解码的使用(例如，经由后验概率解码)可用来允许在任何后续Reed-Solomon解码之前使用擦除预测，从而提高系统的纠错能力。

[0069] 根据本发明的另一方面，提供了一种在多载波无线通信系统的接收机中进行载波间干扰预测和移除的方法，包括：

[0070] • 基于导频码元估计经平滑的第一直接信道；

[0071] • 通过使用经平滑的第一直接信道估计产生传送码元的软估计和硬估计来解码收到码元；

[0072] • 使用导频码元和传送码元的硬估计来估计下一个经平滑的直接信道；以及

[0073] • 估计至少一个毗邻副载波的经平滑的载波间干扰信道，其中优选地已先使用传送码元的软估计从观测中移除了对直接信道干扰的当前估计。

[0074] 优选地，该方法包括：

[0075] • 根据信道估计从至少一个副载波中消去干扰；

[0076] • 解码消去干扰的副载波以返回信息比特估计。

[0077] 附图简述

[0078] 现在将参照附图描述本发明的实施例，附图中：

[0079] 图1是通信系统的示意图；

[0080] 图2是纳入有预处理器的通信系统的示意图；

[0081] 图3是时域预处理器结构的示意图；

[0082] 图4是频域预处理器结构的示意图；

[0083] 图5示出具有最大比组合器(MRC)的频域预处理器结构；

[0084] 图6示出带有解调的频域预处理器结构；

[0085] 图7示出带有前向纠错(FEC)解码的频域预处理器结构；

[0086] 图8是卫星信道模型的示意图；

[0087] 图9A是常规IEEE 802.11a通信系统的示意框图；

[0088] 图9B是常规IEEE 802.11a接收机实现的示意图；

[0089] 图10是启用预处理器的IEEE 802.11a接收机实现的示意图；

[0090] 图11是包括启用预处理器的IEEE 802.11a接收机和不带预处理器的接收机的通信网络的部分的示意图；

[0091] 图12示出第一IEEE 802.11a预处理器频域实施例的示意框图；

[0092] 图13示出供在图13的预处理器中使用的包括LLR计算器和Viterbi解码器的FEC块

的示意图；

[0093] 图14示出供在图13的预处理器中使用的包括LLR计算器和APP解码器的FEC块的示意图；

[0094] 图15图解IEEE 802.11a预处理器捕获处理；

[0095] 图16图解IEEE 802.11a前同步码结构；

[0096] 图17是具有较低等待时间的第二IEEE 802.11a预处理器频域实施例的示意图；

[0097] 图18是使用时域处理的第三IEEE 802.11a预处理器的示意图；

[0098] 图19是使用频域处理的带有硬或软判决重调制的进一步IEEE 802.11a预处理器的示意图；

[0099] 图20示出可在预测和移除载波间干扰(ICI)效应中使用的FEC约束模块的示意图；

[0100] 图21示出可用于估计信道估计的直接分量的模块的示意图；

[0101] 图22示出图22的直接信道估计器的ICI消去和训练方面的进一步细节；

[0102] 图23示出估计信道估计的ICI分量的模块的示意图；

[0103] 图24示出图24的ICI信道估计器的ICI消去和训练方面的细节；

[0104] 图25示出在图21的FEC模块中使用的ICI消去器和组合器块的示意图；

[0105] 图26图解使用图21-26的模块并基于软重调制来预测和移除ICI的调度；

[0106] 图27图解使用图21-26的模块并基于硬重调制来预测和移除ICI的调度；

[0107] 图28图解使用图21-26的模块来预测和移除ICI的替换调度；

[0108] 图29图解使用图21-26的模块来预测和移除ICI的进一步替换调度。

[0109] 实施例详细描述

[0110] 预处理器

[0111] 描述了在通信网络中可被置于通信接收机之前以改进接收机性能的预处理器的实施例。预处理器修改接收机观测到的通信信道以便更好地匹配接收机的能力。

[0112] 所描述的预处理器具有以下潜在应用：

[0113] • 无线通信系统,例如DVB-T、DVB-H、IEEE 802.11、IEEE 802.16、3GPP2；

[0114] • 卫星通信系统；以及

[0115] • 无线通信系统,例如ADSL、HomePlug(家庭插接)。

[0116] 所描述的预处理器可与一定范围的现有通信接收机成对以便改进接收机性能。在一种安排中,预处理器可与设计成在非移动的、室内信道上操作的现有IEEE 802.11接收机成对以使得该接收机能在移动的、室外信道上操作。

[0117] 预处理器还可用于修改输入接收机的信号从而改进系统性能。这在图2中图解。预处理器40取得已受信道20影响的信号并处理该信号,以使得输出到接收机30的信号表现为已受不同信道影响,其中该信道与接收机30的能力匹配。预处理器40的使用扩展了现有接收机可与其一起操作的信道的范围。在现有接收机不能被容易地修改的情形中(诸如在现有接收机是专用集成电路(ASIC)时),接收机或许无法满足对信道的超过其能力的性能要求。在这些情形中,预处理器40可被添加到现有接收机之前,从而扩展接收机30可与其一起操作的信道的范围。

[0118] 预处理器40基于收到信号作出对信道20的估计。其随后使用此信道估计来移除或修改该信道的影响。预处理器40的目标在于将接收机的输入置于这样的形式:接收机观测

到的有效信道落在该接收机能够与其一起操作的范围之内。

[0119] 图3示出在时域中实现的预处理器40的框图。预处理器40的输入被提供给信道估计器42和滤波器41。在此,信道估计器42取得时域中的输入并且估计器输出被模块39用来计算用于时域滤波器41的滤波器系数,时域滤波器41修改收到信号以使得其表现为已受与该通信系统中的实际信道不同的信道所影响。滤波器41的输出被提供给接收机30。

[0120] 图4示出在频域中实现的另一个预处理器40的一般性框图。在此,首先将收到信号从时域变换到频域。映射器块43修改频域信号以使得其表现为已受与通信系统中的实际信道20不同的信道所影响,并且随后此信号被变换回时域并被输出。信道估计器42使用时域中的收到信号44、或频域中的收到信号45、或时域和频域两者中的收到信号44、45作为输入。信道估计器42也可任选地使用频域中的经映射信号46、或时域中的经映射信号47、或频域和时域两者中的经映射信号46、47。映射器块43所执行的映射基于由信道估计器42所生成的信道估计。

[0121] 图5示出频域预处理器结构40的变形的框图。在此,时域-频域变换是使用快速傅立叶变换(FFT)48来执行的,而频域-时域变换是使用快速傅立叶逆变换(IFFT)49来执行的。使用最大比组合器(MRC)50将频域收到信号与信道估计器块42的输出相组合。信道估计器42使用时域中的收到信号、或频域中的收到信号、或时域和频域两者中的收到信号作为输入。信道估计器也可任选地使用频域中的MRC输出信号、或时域中的MRC输出信号、或频域和时域两者中的MRC输出信号。

[0122] 图6示出频域预处理器结构的另一种变形的框图。在此,由MRC 50在频域中输出的经修改输入信号首先被解调并且随后被重调制,接着被用于指导信道估计器42。信道估计器42使用时域中的收到信号、或频域中的收到信号、或时域和频域两者中的收到信号作为输入。信道估计器也可任选地使用频域中的经重调制信号、或时域中的经重调制信号、或频域和时域两者中的经重调制信号。

[0123] 图7示出频域预处理器结构的又一种变形的框图。在此,由MRC 50在频域中输出的经修改输入信号首先被解调,随后在前向差错控制(FEC)块51中被解码和重编码,然后被重调制,接着被用于指导信道估计器42。信道估计器42使用时域中的收到信号、或频域中的收到信号、或时域和频域两者中的收到信号作为输入。信道估计器42也可任选地使用频域中的经重调制信号、或时域中的经重调制信号、或频域和时域两者中的经重调制信号。

[0124] 在图5、图6、图7中,FFT 48和IFFT 49可分别被替换成任何形式的时域-频域转换,或频域-时域转换。MRC 50也可被替换成任何形式的信号组合器,诸如最小均方误差(MMSE)组合器、或迫零组合器。

[0125] 预处理器40可被应用的信道20的一示例是频率偏移信道。频率偏移信道对所传送的信号引入频率偏移。如果接收机能准确地估计该频率偏移,则信道的效应就能被移除。考虑接收机30已被设计成与最高达10kHz的频率偏移一起操作的情形。如果频率偏移比方说为100kHz,则性能很可能非常差。如果替代地在预处理器40中使用了能应付100kHz的频率偏移的信道估计器42,则预处理器将会移除信道的影响。这将允许仅能应付10kHz频率偏移的现有接收机能在有最高达100kHz的频率偏移的信道上使用,从而扩展了现有接收机能与其一起操作的信道的范围。

[0126] 预处理器40可被应用的信道22的另一个示例是卫星信道。卫星信道由如图8中所

示的具有路径延迟的瑞利衰落来表征。典型的海事(即,海上的船只经由对地静止卫星进行通信)卫星信道的K因子为10dB,衰落带宽为0.7Hz,以及路径延迟为0 μ s。典型的航空(即,空中的飞机经由对地静止卫星进行通信)卫星信道的K因子可为20dB,衰落带宽可为100Hz,以及路径延迟可为15 μ s。设计成与海事卫星信道一起操作的接收机可能不能应付更苛刻的航空卫星。在这种情形中,可将预处理器40添加到设计用于海事卫星信道的接收机30之前以允许接收机30能在航空卫星信道上表现良好。

[0127] 预处理器40可被应用的又一种示例信道24是例如在<http://grouper.ieee.org/groups/802/11/>的IEEE 802.11 WG,“IEEE 802.11无线局域网(WLAN)”中描述的IEEE 802.11a无线电所经历的信道。

[0128] 常规IEEE 802.11a发射机和接收机在图9A中图解。发射机对输入数据实现一序列操作,即加扰、FEC编码、交织、调制、IFFT、添加循环前缀、上采样和滤波。结果所得信号在传输信道上被传送,并且互补接收机用于滤波和下采样收到信号,后者被同步、移除循环前缀、并通过FFT被变换到频域。FFT的输出被提供给信道估计器和解调器,解调器使用信道估计器的输出。经解调信号被解交织、FEC解码和解扰。

[0129] 这些接收机被设计用于多径信道。常规IEEE 802.11a接收机被设计用于由低RMS延迟跨度(例如<200ns)和低多普勒频率(例如<300Hz)来表征的室内、低移动性信道。当这些接收机经历室外、高移动性信道时,它们可能失效。然而,可实现能应付室外、移动信道的高RMS延迟跨度和高多普勒频率的信道估计器和信号处理器。

[0130] 如果这样的信道估计器和信号处理器被纳入预处理器中,则该预处理器可将信道的影响减少到现有IEEE 802.11a接收机能应付的点。这样的预处理器允许已被设计成用于室内、低移动性信道的常规IEEE 802.11a ASIC接收机能在室外、高移动信道上使用。

[0131] 以下描述的示例性实施例全部为IEEE 802.11a预处理器。然而,这些技术也可应用于其他通信系统。所描述的预处理器与包括射频(RF)电路、媒体接入控制(MAC)电路和物理层(PHY)电路的通信接收机相关。包括RF/PHY/MAC的协议包括IEEE 802.16和IEEE 802.11。所描述的预处理器还可在包含RF/PHY的DVB-H和DVB-T上下文中使用。诸如ADSL和Homeplug之类的可使用预处理器的其他相关应用仅包含PHY/MAC。

[0132] 本文中描述的预处理器可在例如专用集成电路(ASIC)之类的硬件中实现。其他硬件实现包括,但不限于,现场可编程门阵列(FPGA)、结构化ASIC、数字信号处理器和分立逻辑。或者,预处理器可被实现为软件,诸如可在计算机系统内执行的一个或多个应用程序。软件可存储在计算机可读介质中并且可从计算机可读介质加载到计算机系统中以供计算机系统执行。其上记录有计算机程序的计算机可读介质是计算机程序产品。这样的介质的示例包括,但不限于,CD-ROM、硬盘驱动、ROM或集成电路。程序代码也可经由例如无线电传输信道或联网连接之类的计算机可读传输介质被传送至另一台计算机或联网设备。

[0133] 在一个实施例中,预处理器40被设计成移除来自IEEE 802.11a信道的多径和移动性的影响,并且将经修改信号呈现给IEEE 802.11a计算机以供后继解调和处理。IEEE 802.11节点53的典型实现在图9B中示出。在此,现成的IEEE 802.11 RFASIC 55将在天线54上接收到的信号下变频到基带并将此信号传递给现成的IEEE802.11PHY/MAC ASIC 56,后者处理该信号并经由数种可能的接口向用户输出数据。纳入有预处理器40的ASIC实现的IEEE 802.11节点60的模型在图10中示出(其他实现是可能的)。在此,两个现成IEEE

802.11 RF ASIC 63、64将在两个分开天线61、62上接收到的信号下变频到基带并且将这些信号传递给预处理器40。预处理器40组合这两个信号并从结果所得信号中移除信道影响中的一些或全部,然后将经处理的信号传递给现成IEEE 802.11 PHY/MAC ASIC 56,后者如先前那样处理该信号并将其输出。所描绘的预处理器40的实施例使用来自两个天线61、62的信号,但其也可使用一个天线或两个以上天线。其他实施例可执行天线选择来作为信号组合的替换方案。

[0134] 纳入预处理器的IEEE 802.11节点的系统的可能实施例在图11中示出。本图示出启用预处理器的节点70在IEEE 802.11网络中可与标准(即,未启用预处理器的)节点72共存。

[0135] 在一种安排中,预处理器使用模拟基带输入和输出。然而,存在若干其他接口可能性:

[0136] • 数字基带信号。这要求RF ASIC和/或PHY/MAC ASIC具有数字基带接口,或者使用外部模数和数模转换器。

[0137] • 后捕获基带信号。这将要求PHY/MAC ASIC可使得PHY捕获功能被绕过。

[0138] • 后PHY经解调信号。这将要求PHY/MAC ASIC可使得其PHY被绕过。在此配置中使用唯MAC ASIC也将是可能的。

[0139] • PHY桥路。在此配置中,预处理器将纳入MAC和发射机,并且可向PHY/MAC ASIC重传数据。

[0140] • RF输入。在此配置中,RF ASIC的功能可被纳入到预处理器ASIC中。

[0141] • RF输出。在此配置中,预处理器ASIC接收来自独立RF ASIC的基带信号,并向集成RF/MAC/PHY ASIC输出RF信号。

[0142] • RF输入和RF输出。此配置将与其中已集成了RF ASIC和MAC/PHY ASIC的现成IEEE 802.11无线电一起工作。预处理器ASIC将直接从天线接收RF上的信号,处理它们,并在RF上将其输出给RF/MAC/PHY ASIC。在这种情形中要做的一件重要事项是确保预处理器ASIC的RF输入和RF输出不干扰。这可以通过保持RF输出功率电平非常低,和/或通过在与于输入上所使用的信道不同的信道上输出该信号来达成。

[0143] IEEE 802.11预编码器的接口可被设计成使得能支持来自若干生产商的RF ASIC和PHY/MAC ASIC。

[0144] 预处理器40可不修改地(除了或许有的一些延迟)将信号传递给现有接收机30。此旁路模式还允许启用预处理器的节点70的操作能与标准节点(即,未启用预处理器的节点)72不相区别。

[0145] 图12示出IEEE 802.11a预处理器的优选实施例80。此实施例使用从于2004年12月30日公开的美国专利申请公开US2004/0264561“Filter structure for iterative signal processing(用于迭代信号处理的滤波器结构)”、于2005年8月22日提交的澳大利亚临时专利申请2005904528及相关PCT申请PCT/AU2006/001201、于2007年2月27日提交的PCT申请PCT/AU2007/000231“Method and system for communication in a wireless network(用于在无线网络中通信的方法和系统)”,以及于2007年5月24日提交的PCT/AU2007/000722“Method and apparatus for multicarrier communications(用于多载波通信的方法和装置)”中所定义的那些算法推导出来的算法,以上申请的内容通过交叉引用

纳入于此。

[0146] 预处理器80取得来自两个RF ASIC(例如63、64)的基带信号并在框81中执行自动增益控制(AGC)、DC偏移移除、和滤波。经滤波信号被输出给捕获块82,捕获块82标识有效传送帧的起始。如果帧是有效的,则使用快速傅立叶变换(FFT)48将其从时域转换到频域。来自FFT块48的输出前进至信道估计器块42和线性组合器块83两者,线性组合器块83在所描绘的安排中为最大比组合器(MRC)块。最大比组合器块83将FFT块48和信道估计器块42的输出进行组合。MRC块83的输出被馈送给前向纠错(FEC)块84。FEC块84的输出随后被用于指导信道估计器42。这些输出还被传递给快速傅立叶逆变换(IFFT)块85,在那里其被转换回时域并插入循环前缀(CP)。块85的输出在块86中被滤波并且从预处理器80输出。

[0147] 线性组合器块83可使用最小均方误差(MMSE)算法、或迫零算法来作为最大比算法的替换方案。

[0148] FEC块84可使用或者Viterbi解码器块、重编码器/映射器块、和可任选LLR计算器块(图13),或者后验概率(APP)解码器块、重编码器/映射器块和可任选LLR计算器块(图14)。

[0149] 在预处理器80的另一个实施例中,在重编码之前使用第二FEC解码器,如在要求澳大利亚临时专利申请2006902812的优先权的PCT/AU2007/000722中所示的。这引入了更长等待时间,但增大了解码增益。

[0150] IEEE 802.11a预处理器80的优选实施例使用初始捕获的方法,其涉及延迟长度等于短前同步码字大小(即,20MHz上的16个采样= $0.8\mu\text{s}$)的自相关。随后从该第一自相关减去延迟长度等于8个采样的另一种自相关,从而提供CW和DC偏移抑制。初始捕获通过计数起自峰值的下降的数目来检测(参见图15)。峰值在递增下降计数之前必须高于预定义阈值。一旦下降的数目超过阈值,则认为捕获已发生。如果我们假定在该实现中有最小等待时间并且等待时间是仅归因于接收这些采样的约束,则对应短前同步码初始捕获判定的等待时间是进入长前同步码的20MHz上的32个采样。此延迟是短前同步码开始后的 $1.6\mu\text{s}$ 或分组开始后的 $9.6\mu\text{s}$ 。

[0151] 在IEEE 802.11a预处理器80的优选实施例中,所存储的前同步码被用来减少等待时间。在此,短和长前同步码被存储在数据存储87中并且在预处理器80已捕获到传入分组之际被输出。这意味着预处理器80可在缩减的延迟下开始输出前同步码。

[0152] 在IEEE 802.11预处理器80的另一个实施例中,从信道接收到的前同步码被传递到预处理器的输出。

[0153] 在IEEE 802.11a预处理器的另一个实施例中,所存储或所传递的前同步码被处理以确保MAC/PHY ASIC所见的信道的连续性。由于MAC/PHY ASIC 56仍对该信号执行其自己的信道估计和移除,因此可向ASIC 56呈递其能解调而没有性能损耗的信号。

[0154] 在IEEE 802.11a预处理器80的优选实施例中,通过仅输出短前同步码的一部分来减少等待时间。在此安排中,预处理器80输出数目减少的短前同步码子字,其中该短前同步码由该子字的10次重复构成。IEEE 802.11a前同步码的结构在图16中示出。

[0155] 在IEEE 802.11a预处理器80的另一个实施例中,通过一旦检测到分组就立即开始向MAC/PHY ASIC 56输出短前同步码来减少捕获延迟。随后,一旦已从长前同步码确定了时基,预处理器80就可停止传送短前同步码并开始传送所存储的长前同步码。该传输可按照

两种方式之一发起。首先,其可在短前同步码子字的边界上发起。其次,子字边界被忽略,从而允许长前同步码在如由收到分组的时基所指示的正确位置上开始传输而与短前同步码子字无关。

[0156] 在IEEE 802.11预处理器80的另一个实施例中,通过即使在未出现分组时也持续地向MAC/PHY ASIC 56传送所存储的短前同步码来减少捕获延迟。随后,一旦检测到实际分组,就在合适位置上停止短前同步码并且将长前同步码和分组的其余部分传送给MAC/PHY。

[0157] 图17示出具有低等待时间的IEEE 802.11a预处理器的替换实施例90。在该实施例90中,最大比组合器83的输出91被直接(或经由缓冲器)传递给IFFT块85,从而缩减处理延迟。

[0158] 图18示出具有低等待时间的IEEE 802.11a预处理器的替换实施例100。在此实施例中,使用时域滤波器102来减小或消除信道的影响。时域滤波器102的系数由滤波器系数发生器104生成,后者接收来自信道估计器42的输出。时域滤波器102的输出被传递到预处理器100的输出。

[0159] 图19示出IEEE 802.11a预处理器结构的替换实施例200,其在重传数据之前执行或者软重调制或者硬重调制和频域中的处理。此结构使用接收来自MRC块83的输出的软输入软输出(SISO)FEC块212。SISO FEC块中的解码器可为任何SISO解码器,诸如软输出Viterbi算法(SOVA)或APP解码器。SISO FEC 212的输出由软/硬判决重调制器214处理,后者进而指导信道估计器42。重调制器214的输出也被传递给IFFT块85。前同步码由滤波器210处理,滤波器210的系数由信道估计器42提供。

[0160] IEEE 802.11a标准指定确认(ACK)帧在正被接收的相应数据帧结束后一个短帧间间隔(SIFS)内发起传输。SIFS时间被定义为 $16\mu\text{s}$ 。IEEE 802.11a标准的IEEE 802.11j修改引入了覆盖级,这是用以补偿信号的空中传播时间的机制。在所描述的IEEE 802.11a预处理器的实施例中,如果存在超过SIFS时间的任何延迟,则通过将覆盖级增大至少等于该延迟的量来补偿这样的延迟。

[0161] 若干IEEE 802.11MAC/PHY ASIC 56具有可编程SIFS时间,并且可使其SIFS时间缩减到小于 $16\mu\text{s}$ 的值。在所描述的IEEE 802.11a预处理器的实施例中,如果存在超过预处理器ASIC与MAC/PHY ASIC组合的SIFS时间的任何延迟,则通过缩减MAC/PHY ASIC 56的可编程SIFS时间来补偿这样的延迟或其部分。

[0162] IEEE 802.11a标准指定ACK帧在前一帧结束后的SIFS($16\mu\text{s}$)内传送。然而,没有其他在分布式控制功能(DCF)控制下的发射机会在前一帧之后直至DCF帧间间距(DIFS, $34\mu\text{s}$)之前在该信道上传送。这是为了允许在点控制功能(PCF)控制下的发射机能在前一帧后传送PCF帧间间距(PIFS, $25\mu\text{s}$)然而,如果该网络中未使用PCF,则在IEEE 802.11a预处理器中,如果存在超过SIFS时间的任何延迟,则可通过为ACK帧等待PIFS时间来容忍这样的延迟或其部分。

[0163] IEEE 802.11a标准支持若干PHY数据率(6、9、12、18、24、36、48和54Mbps)。在图12中所示的IEEE 802.11a预处理器的实施例中,输出信号的重编码和重映射不必与输入信号为相同的数据率。延迟中超过SIFS时间的那些可通过以较高的数据率输出经延迟的输出信号来补偿,从而以这样的方式来确保在预处理器的输出处的帧的结束尽可能接近预处理器的输入处的帧的结束。

[0164] 为了使IEEE 802.11a标准中的隙定时机制能正确地工作,接收机必须能够检测在空信道评估(CCA)时间(CCA_时间)内另一个802.11a信号的存在性。对于IEEE 802.11a,检测时间为4 μ s。IEEE 802.11 MAC/PHY ASIC典型地使用来自IEEE 802.11 RF ASIC的收到信号强度指示符(RSSI)来执行CCA。IEEE 802.11a预处理器的一个实施例通过将此RSSI输入设成高于CCA_功率_阈值的水平来在MAC/PHY ASIC 56中迫使CCA_忙状态(该标准要求任何信号大于-62dBm都应产生CCA_忙状态)。这意味着MAC/PHY ASIC 56的CCA电路不受预处理器的延迟所影响。

[0165] 在IEEE 802.11a预处理器的优选实施例中,来自IEEE 802.11 RF ASIC(63、64)的状态和控制信号(诸如RSSI信号)被输入预处理器ASIC 40,被延迟以使得其与预处理器40的输出信号对准,并被输出到IEEE 802.11a MAC/PHY ASIC56。

[0166] 本文中所述的预处理器安排提供:

[0167] • 使用置于通信接收机之前以改进接收机性能的预处理器的方法; • 使用置于通信接收机之前以通过改变接收机观测到的信道来改进接收机性能的预处理器的方法;

[0168] • 使用置于通信接收机之前以扩展接收机能与其一起操作的信道的范围的预处理器的方法;

[0169] • 联合现有通信接收机使用预处理器以改进接收机的性能和扩展接收机能与其一起操作的信道的范围的方法;

[0170] • 联合IEEE 802.11通信接收机使用预处理器以改进接收机的性能和扩展接收机能与其一起操作的信道的范围的方法;

[0171] • 在时域中操作的预处理器;

[0172] • 在时域中操作并使用时域滤波器将信道估计与收到信号进行组合的预处理器;

[0173] • 在频域中操作的预处理器;

[0174] • 在频域中操作并分别使用FFT和IFFT来执行时域-频域变换和频域-时域变换的预处理器;

[0175] • 在频域中操作并使用MRC将信道估计与收到信号进行组合的预处理器;

[0176] • 在频域中操作并用MRC的输出来驱动信道估计器的预处理器;

[0177] • 在频域中操作并用MRC的经解调和经重调制的输出来驱动信道估计器的预处理器;

[0178] • 在频域中操作并用MRC的经解调、经FEC解码、经FEC重编码和经重调制的输出来驱动信道估计器的预处理器;

[0179] • 具有来自一个或多个天线的输入的预处理器;

[0180] • 允许启用预处理器的接收机能在网络中与未启用预处理器的接收机共存的预处理器;

[0181] • 可被置于天线与现有IEEE 802.11 RF/PHY/MAC接收机电路之间的预处理器;

[0182] • 纳入IEEE 802.11 RF电路并且可被置于天线与现有IEEE 802.11 PHY/MAC接收机电路之间的预处理器;

[0183] • 可被置于一个或多个现有IEEE 802.11 RF电路与现有IEEE 802.11 RF/PHY/MAC接收机电路之间的预处理器;

[0184] • 可被置于现有IEEE 802.11 RF电路与现有IEEE 802.11 PHY/MAC接收机电路之

间的预处理器；

[0185] • 可被置于现有IEEE 802.11 RF电路与现有IEEE 802.11 PHY/MAC接收机电路之间、绕过现有PHY电路的捕获电路的预处理器；

[0186] • 可被置于现有IEEE 802.11 RF电路与现有IEEE 802.11 PHY/MAC接收机电路之间、绕过现有PHY电路的预处理器；

[0187] • 可被置于现有IEEE 802.11 RF电路与现有IEEE 802.11 PHY/MAC接收机电路之间、充当桥路的预处理器；

[0188] • 支持一个以上IEEE 802.11无线电组件制造商的接口的预处理器；

[0189] • 具有在很少修改或无修改下将输入信号传递到输出的旁路模式的预处理器；

[0190] • 输出从FEC解码器电路的硬判决输出推导出来的信号的预处理器；

[0191] • 输出从MRC电路的软判决输出推导出来的信号的预处理器；

[0192] • 输出从时域滤波器电路推导出来的信号的预处理器；

[0193] • 使用Viterbi解码器的预处理器；

[0194] • 使用SOVA解码器的预处理器；

[0195] • 使用APP解码器的预处理器；

[0196] • 纳入有一个以上FEC块的预处理器；

[0197] • 使用利用不同长度的两个自相关的捕获电路的预处理器；

[0198] • 使用所存储的前同步码来输出的预处理器；

[0199] • 将前同步码传递到输出的预处理器；

[0200] • 处理所存储的或所传递的前同步码的预处理器；

[0201] • 删除前同步码的部分的预处理器；

[0202] • 一旦在输入中检测到信号就立即输出短前同步码、并随后一旦捕获到时基就输出长前同步码的预处理器；

[0203] • 持续地输出短前同步码、并随后一旦捕获到时基就输出长前同步码的预处理器；

[0204] • 通过增大覆盖级来补偿IEEE 802.11网络中启用预处理器的节点中的延迟的方法；

[0205] • 通过缩减IEEE 802.11 MAC/PHY ASIC的SIFS时间来补偿IEEE 802.11网络中启用预处理器的节点中的延迟的方法；

[0206] • 通过将SIFS时间增大到PIFS时间来补偿IEEE 802.11网络中启用预处理器的节点中的延迟的方法；

[0207] • 通过以比从信道接收到的更高的数据率从预处理器输出信号来补偿IEEE 802.11网络中启用预处理器的节点中的延迟的方法；

[0208] • 通过提早发出IEEE 802.11 MAC/PHY电路的CCA信号来补偿IEEE 802.11网络中启用预处理器的节点中的延迟的方法；

[0209] • 处理从IEEE 802.11 RF电路输入的状态和控制信号然后再将其输出给IEEE 802.11 MAC/PHY电路的预处理器。

[0210] ICI的预测和移除

[0211] 接收机性能可通过如下所描述地预测并移除载波间干扰(ICI)来改进。

[0212] 在频域中,受ICI影响的用于正交频分复用(OFDM)的信道可使用矩阵模型来建模,其中干扰矩阵建模所传送码元到等效收到码元集转换。当该矩阵具有非零的非对角时,就产生ICI。在绝大多数情况下,主导干扰项是描述来自毗邻副载波的干扰的主非对角。当我们仅考虑来自毗邻副载波的干扰时,对收到OFDM码元的所得矢量模型 $r[i]$ 为:

$$[0213] \quad r[i] = h_{-1}[i] \cdot d_{-1}[i] + h_0[i] \cdot d[i] + h_{+1}[i] \cdot d_{+1}[i]$$

[0214] 其中

[0215] $\cdot h_0[i]$ 是来自信道干扰矩阵的表征信道在包含合需码元的收到码元的分量上的直接影响的矢量;

[0216] $\cdot h_{-1}[i]$ 是来自信道干扰矩阵的表征由其索引比感兴趣副载波小1的副载波所导致的干扰的矢量(副载波跨频带按升序来索引);

[0217] $\cdot h_{+1}[i]$ 是来自信道干扰矩阵的表征由其索引比感兴趣副载波大1的副载波所导致的干扰的矢量;

[0218] $\cdot d[i]$ 是所传送的对应OFDM码元 i 的频域码元的矢量;

[0219] $\cdot d_{-1}[i]$ 是通过将值移到索引比其原有位置小1的新定位来从 $d[i]$ 推导出来的(对具有最低索引的副载波的处理是任意的);

[0220] $\cdot d_{+1}[i]$ 是将值移到索引比其原有位置大1的新定位的 $d[i]$ 的循环旋转(对具有最高索引的副载波的处理是任意的);以及

[0221] \cdot 算子 \cdot 表示等大小矢量的逐元乘法。

[0222] 注意,尽管 $d_{-1}[i]$ 、 $d_{+1}[i]$ 和 $d[i]$ 全部都是彼此的移位版本,但矢量 $h_{-1}[i]$ 、 $h_{+1}[i]$ 和 $h_0[i]$ 却并非如此。在接收机处对这些参数的估计使用符号($\hat{\cdot}$)来标识或被明确地表述为估计。

[0223] 对 $h_0[i]$ 的估计在本文中可被称为直接信道估计。对 $h_{-1}[i]$ 和 $h_{+1}[i]$ 的估计可被称为载波间干扰信道估计。

[0224] 用于ICI移除的系统和方法分别参照三个模块化构建块——指定模块A、模块B和模块C来描述。这些模块可在例如专用集成电路(ASIC)之类的硬件中实现。其他硬件实现包括,但不限于,现场可编程门阵列(FPGA)、结构化ASIC、数字信号处理器和分立逻辑。或者,这些模块可被实现为软件,诸如可在接收机系统内执行的一个或多个应用程序。软件可存储在计算机可读介质中并且可从计算机可读介质加载到接收机系统中以供接收机系统执行。其上记录有计算机程序的计算机可读介质是计算机程序产品。这样的介质的示例包括,但不限于,CD-ROM、硬盘驱动、ROM或集成电路。程序代码也可经由例如无线电传输信道或联网连接之类的计算机可读传输介质被传送至另一台计算机或联网设备。

[0225] ICI移除可在接收机单元中或在与接收机单元相关联的预处理器中实现。

[0226] 图20示出操作以应用FEC约束的模块300(指定模块A)的功能框图。对FEC模块300的输入是所传送的码元估计 $\hat{d}[i]$ 270、信道估计 $\hat{h}_0[i]$ 、 $\hat{h}_{-1}[i]$ 和 $\hat{h}_{+1}[i]$ 的集合260和收到信号 $r[i]$ 。FEC模块300的输出是信息比特序列和(可任选地)传送的码元估计。FEC模块300包括功能块310(ICI消去和组合块)。在块310中,用于解调的码元估计如下通过首先消去来自毗邻副载波的干扰并随后组合属于感兴趣码元的无ICI能量来推导:

$$\begin{aligned}
 r_c[i] = & \text{shift}\left(\hat{h}_{-1}^*[i] \cdot \left(r[i] - \hat{h}_0[i]\hat{d}_0[i] - \hat{h}_{+1}[i]\hat{d}_{+1}[i]\right), 1\right) + \\
 [0227] \quad & \hat{h}_0^*[i] \cdot \left(r[i] - \hat{h}_{-1}[i]\hat{d}_{-1}[i] - \hat{h}_{+1}[i]\hat{d}_{+1}[i]\right) + \quad (\text{式1}) \\
 & \text{shift}\left(\hat{h}_{+1}^*[i] \cdot \left(r[i] - \hat{h}_0[i]\hat{d}_0[i] - \hat{h}_{-1}[i]\hat{d}_{-1}[i]\right), -1\right)
 \end{aligned}$$

[0228] $\text{shift}(x, m)$ 函数通过以上所描述的m步执行矢量的循环旋转。*指示共轭转置。循环旋转将位置i中的条目映射到位置j, 其中 $j = i - m$ 。如果j为负或大于输入矢量的最大索引, 则不采取任何动作。未被写入的值被设为0。

[0229] 在此我们已通过式1中使用 $\hat{h}^*[i]$ 来使用了最大比组合器办法。可以使用其他加权, 诸如根据MMSE准则推导出的那些。

[0230] 针对其解调新合成码元的信道计算如下:

$$[0231] \quad h_c[i] = \hat{h}_{-1}^*[i] \cdot h_{-1}[i] + \hat{h}_0^*[i] \cdot h_0[i] + \hat{h}_{+1}^*[i] \cdot h_{+1}[i]$$

[0232] 可任选地, 可丢弃式1的第一和第三行以降低复杂度, 剩下观测

$$r_c[i] = \hat{h}_0^*[i] \cdot \left(r[i] - \hat{h}_{-1}[i]\hat{d}_{-1}[i] - \hat{h}_{+1}[i]\hat{d}_{+1}[i]\right) \text{和合成信道}$$

$$[0233] \quad \hat{h}_c[i] = \hat{h}_{-1}^*[i-1] \cdot h_{-1}[i]$$

[0234] 用于给定OFDM码元i的ICI消去器和组合器处理元件310在图25中示出。

[0235] ICI消去和组合块310的输出被提供给解调模块320。FEC解码330使用解调器320的输出来生成信息比特估计。如果FEC解码330采用软输出方法(例如, 使用前向-后向算法的后验概率(APP)解码), 则可使用硬和软重调制器340来生成硬和软传送码元估计。如果在FEC解码器330中使用了硬判决解码(诸如Viterbi解码), 则可在块340中应用硬重调制来生成对所传送码元的硬估计。在任何情形中, 导频码元(先验已知)应被插入到估计中。

[0236] 也可以忽略FEC约束并向收到码元 $r[i]$ 应用“分片器(slicer)”来生成对所传送码元 $d[i]$ 的估计。分片器可产生硬或软判决。来自“分片器”的硬判决可通过在给定信道模型的情况下计算至收到点具有最小距离的星座点来生成。来自“分片器”的软判决可通过在给定信道模型的情况下计算每个星座点的似然性并随后计算平均码元来生成。

[0237] 图21示出直接信道估计器400(指定模块B)的功能框图。给定收到码元 $r[i]$, 所传送码元估计 $\hat{d}[i]$ 270和ICI信道估计 $\hat{h}_{-1}[i]$ 和 $\hat{h}_{+1}[i]$ 260、直接信道估计 $\hat{h}_0[i]$ 可推导如下:

$$[0238] \quad \hat{h}_0[i] = \text{smooth}\left(\text{inv}\left(\hat{d}[i]\right) \cdot \left(r[i] - \hat{h}_{-1}[i]\hat{d}_{-1}[i] - \hat{h}_{+1}[i]\hat{d}_{+1}[i]\right)\right) \quad \text{式2}$$

[0239] ICI消去块410从收到信号 $r[i]$ 中减去ICI估计, 如图22中所示。训练块420发生与硬估计的逆 $\text{inv}(d[i])$ 的逐元乘法, 并且训练块420的输出由平滑块430平滑(smooth)以产生对直接分量信道 $h_0[i]$ 的估计280。可以使用各自平滑技术, 包括通过低通滤波器进行卷积。另一种平滑选项是使用FFT来变换估计, 对变换加窗并随后应用IFFT。

[0240] 式2反映了块410、420和430的组合操作。用于给定OFDM码元i的直接信道估计器处理元件400除平滑功能430之外在图22中更详细地示出。

[0241] 图23示出ICI信道估计器500(指定模块C)的功能框图。对ICI信道估计器500的输入是收到码元 $r[i]$ 250、所传送的码元估计 $\hat{d}[i]$ 270和直接信道估计 $\hat{h}_0[i]$ 260。ICI信道估计

器500如下生成估计 $\hat{h}_{-1}[i]$ 和 $\hat{h}_{+1}[i]$ 290

$$[0242] \quad \hat{h}_{-1}[i] = \text{smooth} \left(\text{inv} \left(\hat{d}_{-1}[i] \right) \cdot \left(r[i] - \hat{h}_0[i] \hat{d}_0[i] - \hat{h}_{+1}[i] \hat{d}_{+1}[i] \right) \right) \quad \text{式3a}$$

$$[0243] \quad \hat{h}_{+1}[i] = \text{smooth} \left(\text{inv} \left(\hat{d}_{+1}[i] \right) \cdot \left(r[i] - \hat{h}_0[i] \hat{d}_0[i] - \hat{h}_{-1}[i] \hat{d}_{-1}[i] \right) \right) \quad \text{式3b}$$

[0244] 式3a和3b反映了ICI信道估计器500的功能块510、520和530的总体操作。“直接消去”块510实现圆括号内的表达式,其从收到码元 $r[i]$ 中减去直接信道的贡献和ICI项之一。训练块520实现块510的相应输出与码元估计 $\hat{d}_{-1}[i]$ 或 $\hat{d}_{+1}[i]$ 的逐元乘法。块520的原始输出(即, $\hat{h}_{-1}[i]$ 和 $\hat{h}_{+1}[i]$ 的估计)在平滑块520中被平滑。平滑功能可在时域或频域中实现。平滑的带宽可根据无线电信道的相干频率来设置。

[0245] inv 函数计算(或经由查找表获得)码元的逆。例如,如果副载波上所传送的码元为 $(1+j)/\sqrt{10}$,则其逆(迫使乘积为单位1)为 $\sqrt{5/2}(1-j)$ 。

[0246] 用于给定OFDM码元 i 的ICI信道估计器处理元件500除平滑功能530之外在图24中示出。在所描绘的安排中,对所传送码元的软估计被用作块510的输入,而硬估计被用于训练块520。

[0247] 图26是用于解码收到OFDM码元250的调度702的示意表示。假定OFDM码元250在发射机处经历了卷积编码、交织和调制。调度702可在接收机处使用以上所描述的模块A、B和C来实现。

[0248] 所有估计存储器被初始化为0,包括直接信道估计、所传送码元估计和ICI信道估计。对调度702的输入包括收到OFDM码元250和导频码元704。

[0249] 在调度702的第一阶段710,接收机使用收到输出 $r[i]$ 250和导频码元704获得第一直接信道估计。输出 $r[i]$ 可以是来自FFT(未图示)输出的频域版本。对直接信道的初始估计可在阶段710中通过首先移除收到OFDM码元250中所传送导频704对相应副载波的影响来获得。这对于相移键控(PSK)调制典型地是经由与所传送导频的共轭的乘法来进行的。这可以使用训练块420来实现。对直接信道的所得原始估计随后可例如使用块430来平滑以获得对数据承载副载波的信道估计。用于获得信道估计的选项包括:

[0250] a)在周围副载波上复制对导频副载波的信道估计直至更接近下一个导频副载波。

[0251] b)通过将基于导频的信道估计拷贝到长度等于副载波数目的矢量上并将数据位置设为0来构造对信道的频域估计。所得矢量通过使用IFFT进行变换。随后通过应用窗来选择转置域中的低频项。加窗矢量随后被变换回频域。

[0252] c)进一步选项是执行处理a)并随后处理b)。

[0253] d)另一个选项是执行处理a)并随后应用双向自回归(如例如在要求澳大利亚申请AU2005904528的优先权的共同待审PCT申请PCT/AU2006/001201(公开号WO 2007/022564)中所描述的,其内容通过交叉引用纳入于此)。

[0254] 随后调度702的阶段712使用来自阶段710的第一直接信道估计解调和解码OFDM码元250。阶段712的输出是第一传送码元估计(包括导频插入)。阶段712可使用模块A 300来实现。

[0255] 调度702的下一阶段714使用从阶段710输出的第一直接信道估计260和从阶段712输出的第一传送码元估计270来生成对直接信道的第二估计280。阶段714可使用模块B 400

来实现。

[0256] 从阶段714生成的直接信道估计被用作下一阶段716的输入,并且还用作后续阶段718的输入。阶段716使用模块A 300通过使用第二直接信道估计280来解调和解码OFDM码元250,以获得第二传送码元估计(包括导频插入)。阶段716可输出对所传送码元的硬频域估计和软频域估计两者。

[0257] 调度702的下一阶段718可使用模块B 400和模块C 500来实现。对阶段718的输入包括来自阶段714的第二直接信道估计和来自阶段716的第二传送码元估计。在阶段718中,第二直接信道估计280和第二传送码元估计270被提供给模块B 400以生成对直接信道的第三估计280。

[0258] 在阶段718中,第三直接信道估计280和第二传送码元估计270被提供给模块C 500以生成第一ICI信道估计290。

[0259] 阶段720使用没有重传阶段340的模块A 300通过使用第三直接信道估计280和第一ICI信道估计290来解调和解码OFDM码元250,以获得最终信息比特估计。阶段720使用在阶段716中输出的软频域码元估计。

[0260] 图26示出使用软判决的调度702。图28是类似于调度702但不使用软判决的调度750的示意图解。输入包括导频码元704和收到OFDM码元250。阶段752基于导频码元来提供对直接信道的初始估计。阶段754随后提供对所传送OFDM码元的第一估计。阶段756随后提供对直接信道的更新估计,以及阶段758提供对频域OFDM码元的第二估计。阶段760提供对直接信道的进一步估计并提供对ICI信道特性的估计,这两者在阶段762中被用于消去ICI影响并输出对所传送码元的最终估计。

[0261] 阶段754、756、758、760和762各自包括用以表明模块A、B和C(300、400、500)中的哪一个可用来执行在这些阶段的每一个中要求的操作的标记。阶段754使用模块A 300,阶段756使用模块B 400,阶段758使用模块A 300,阶段760使用模块B 400和模块C 500,以及阶段762使用来自模块A 300的块。调度702和750可总结为序列ABABCA。

[0262] 替换调度,图28和图29

[0263] 由于模块A、B、C中的接口是相同的,即它们更新一组信道估计和传送码元估计,因此预计了其他调度。(模块定义允许0输入,这在处理的初始阶段期间遭遇)。

[0264] 使用命令序列的符号(其中调度702和750是ABABCA),就可以定义进一步调度,包括:

[0265] A

[0266] ABA

[0267] ABCA

[0268] ABACA

[0269] ABCABCA

[0270] 这些变形中的一些的矢量在图28和图29中示出。

[0271] 图28图解使用序列ABACA的调度770。这与序列702和750的不同之处在于对直接信道估计少一次更新。

[0272] 阶段772基于导频码元来提供对直接信道的初始估计,如关于阶段710所讨论的。阶段774随后提供对OFDM码元的第一估计,其被阶段776用来更新对直接信道的估计。阶段

778随后更新码元估计,以及阶段780示生成对ICI影响的估计。最后,阶段782使用来自阶段780的ICI估计和来自阶段776的直接信道估计来消去所估计的ICI影响并提供对所传送码元的最终估计。

[0273] 图29图解使用序列ABCA的调度790。阶段792基于导频码元来提供对直接信道的初始估计,如关于阶段710所讨论的。阶段794随后提供对OFDM码元的第一估计,其被阶段796用来更新对直接信道的估计并且还用来生成ICI估计。阶段796使用模块B和C。阶段798使用来自阶段796的ICI估计和直接信道估计来消去所估计的ICI影响并提供对所传送码元的最终估计。

[0274] 3:来自FEC解码器的软和硬码元估计

[0275] 模块A 300中的FEC解码器330可输出对编码器输出比特的软估计。这些软输出比特可用于生成对所传送OFDM码元的估计。这些软比特通过在对应用于该码元的比特的比特PDF上计算星座映射上的平均位置来进行软调制(340)。导频码元(先验已知)也被插入。FEC解码器330可同时输出硬判决。

[0276] 传送OFDM码元估计在接收机中可按两种方式来使用:

- [0277] • 在训练块420和520中作为用于信道估计的训练码元,以及
- [0278] • 例如在ICI消去和组合块310中用于干扰消去。

[0279] 在一种安排中,软码元被用于干扰消去,而硬码元用于训练。使用软码元进行干扰消去的一个优点在于若解码器是不确定的,则软码元较小,这可以提高干扰消去步骤的准确性。如果硬码元被用于训练,则码元的逆可被存储在接收机的查找表中。

[0280] 4:干扰已消去状态的差分更新

[0281] 若干模块可利用以下量:

$$[0282] \quad \hat{n}[i] = r[i] - \hat{h}_{-1}[i]\hat{d}_{-1}[i] - \hat{h}_0[i]\hat{d}_0[i] - \hat{h}_{+1}[i]\hat{d}_{+1}[i]$$

[0283] 这是收到码元减去所有被建模的信号分量。对直接分量的估计可通过将直接分量估计 $\hat{h}_0[i]\hat{d}_0[i]$ 加上噪声估计 $\hat{n}[i]$ 来获得。ICI项中的任一项可按类似方式生成。

[0284] 模块作出的任何更新可按照由该模块已修改的参数子集所导致的差值项的形式来进行。

[0285] 如果ICI消去步骤需要使用进一步的ICI项,则此噪声估计可一般性地计算为:

$$[0286] \quad \hat{n}[i] = r[i] - \sum_{j \in C} \hat{h}_j[i]\hat{d}_j[i]$$

[0287] 5:为FEC先验使用同步字节

[0288] FEC模块(A)300的性能可通过使用任何已知的编码器输入比特来改进。在DVB的情形中,编码了SYNC(同步)字节。这些将迫使卷积码变成已知状态。例如,此信息可在卷积码的Viterbi和APP解码器两者中采用。在APP解码的情形中,信息比特先验根据同步字节值来设置。在Viterbi解码的情形中,可使用已知比特来执行终止追溯。

[0289] 6:频率偏移跟踪

[0290] 在接收机系统中的FFT(例如FFT 48)的输出中存在的ICI也可通过向预FFT模块反馈本地频率偏移估计来减小,该预FFT模块针对测得频率偏移校正时域序列。此校正可按照唯前向方式或追溯地执行,即如果频率偏移估计在接收机的应用期间改变,则任何给定

OFDM码元可通过FFT变换多次。

[0291] 作为信道估计模块400、500(模块B和/或C)中的任一者的部分推导出来的量可用于形成频率偏移估计。在一种安排中,量 $h_{\text{原始}}[i] = \text{inv}(\hat{d}[i]) \cdot (r[i] - \hat{h}_{-1}[i]\hat{d}_{-1}[i] - \hat{h}_{+1}[i]\hat{d}_{+1}[i])$

或 $h_{\text{原始}}[i] = \text{inv}(\hat{d}[i]) \cdot r[i]$ 在两个相继OFDM码元之间进行比较以形成频率偏移估计。每OFDM码元周期的相位改变为

$$[0292] \quad \theta[i] = \angle \sum h_{\text{原始}}^*[i-1]h_{\text{原始}}[i]$$

[0293] 一般而言,相位改变将逐OFDM码元地改变。在这种情形中,对频率偏移的时域校正可基于对毗邻OFDM码元之间的一组采样点进行 $\theta[i]$ 的内插。以此方式,针对其校正时域信号的频率可以比OFDM码元周期更高的速率改变。

[0294] 7:Reed Solomon擦除标记

[0295] 软输出FEC解码器330可用于标记外Reed Solomon(RS)擦除解码器的擦除,并且可提高Reed Solomon外码的纠错能力。软输出可用于向RS码字码元指派可靠性,并且几个最不可靠的码元随后可被标记成要在RS解码器的输入上擦除。RS擦除解码器可针对一次或多次迭代运行,其中每个相继迭代中标记的擦除的数目减小,直至某个最小值。在最小值为0的情形中,操作等效于纠错RS解码器的操作。迭代循环在解码器报告成功解码的情形中可提早终止。所采用的迭代的次数以及在每一迭代步骤中标记为要擦除的码元的数目可以是或者固定的或者根据某个系统状态度量来动态地更新。

[0296] 将理解本说明书中所公开和定义的本发明扩展到所提及的或从对附图的测试中显而易见的个体特征中的两个或多个的全部替换组合。所有这些不同组合构成本发明的各个替换方面。

[0297] 还将理解本说明书中使用的术语“包括”及其语法变形等效于术语“包含”并且不应被认为排除其他元件或特征的存在性。

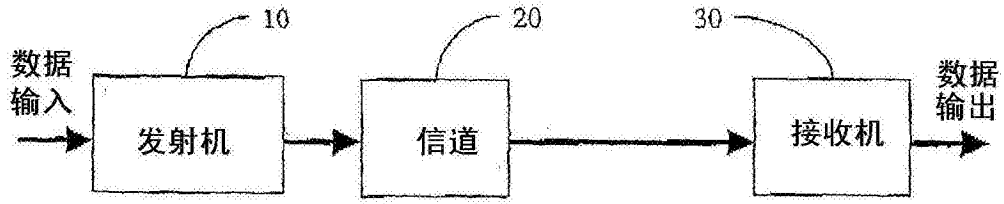


图1

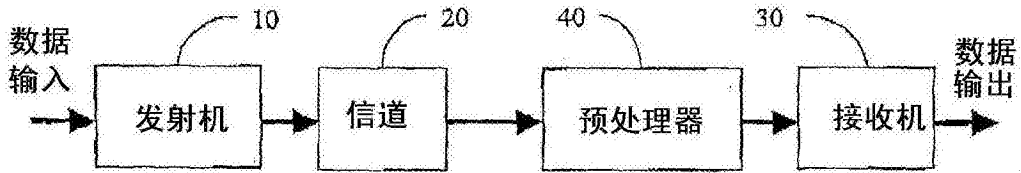


图2

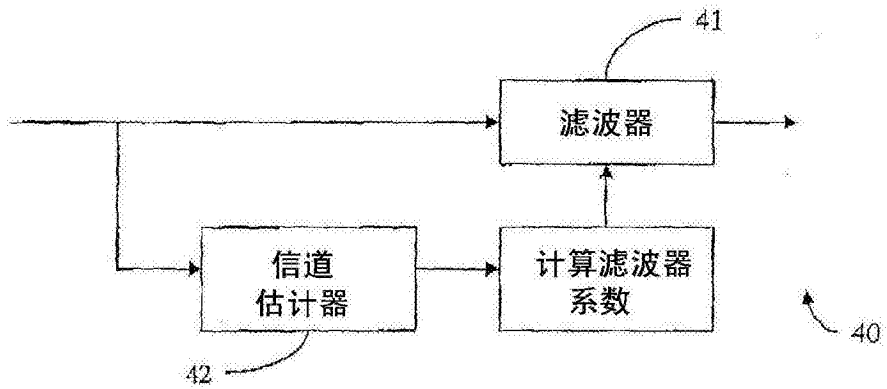


图3

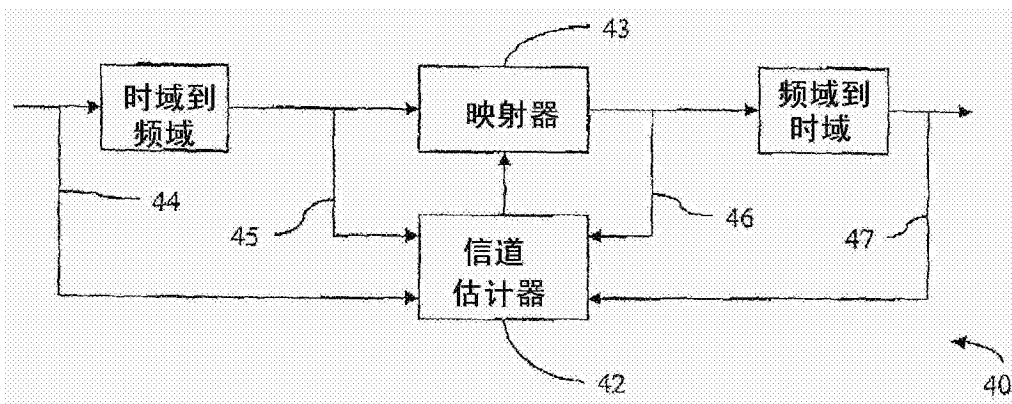


图4

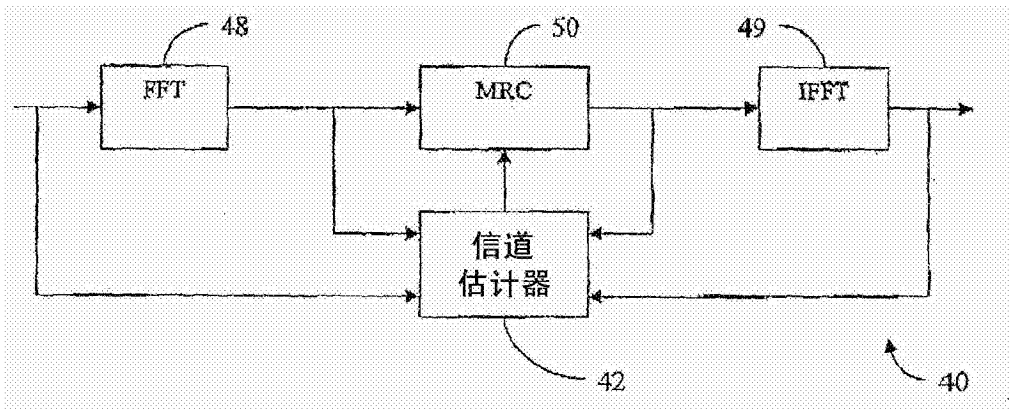


图5

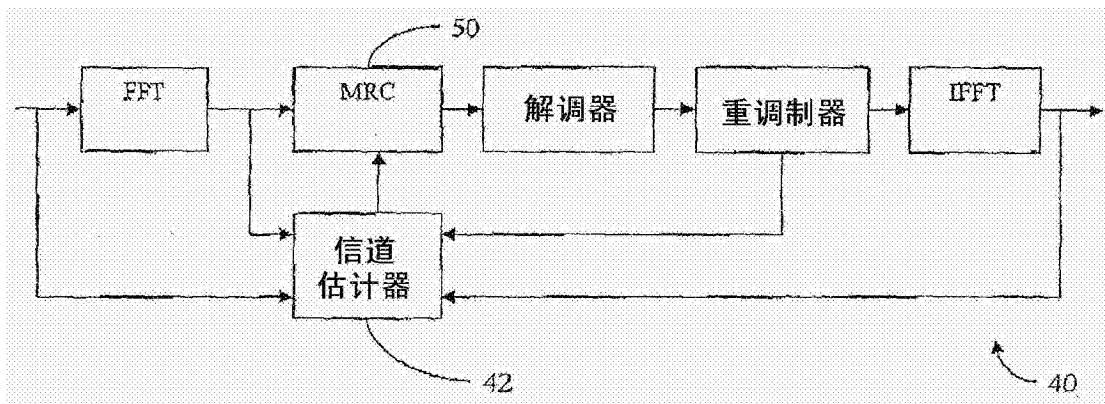


图6

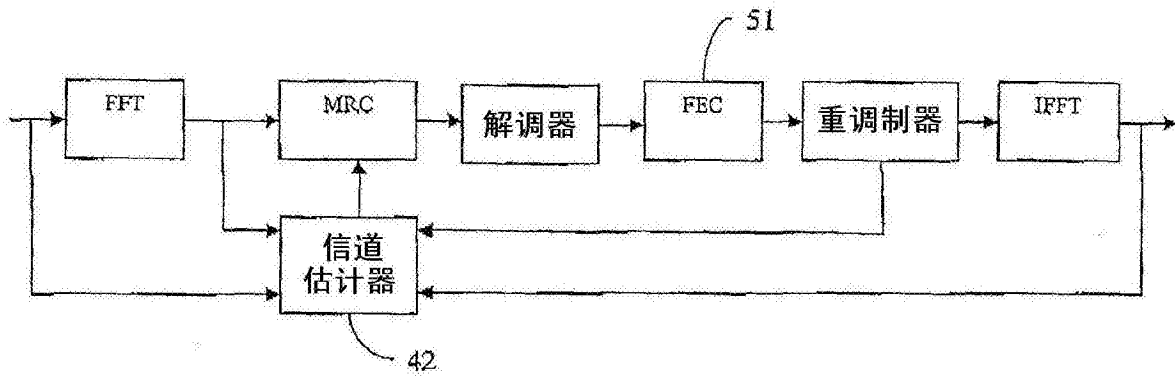


图7

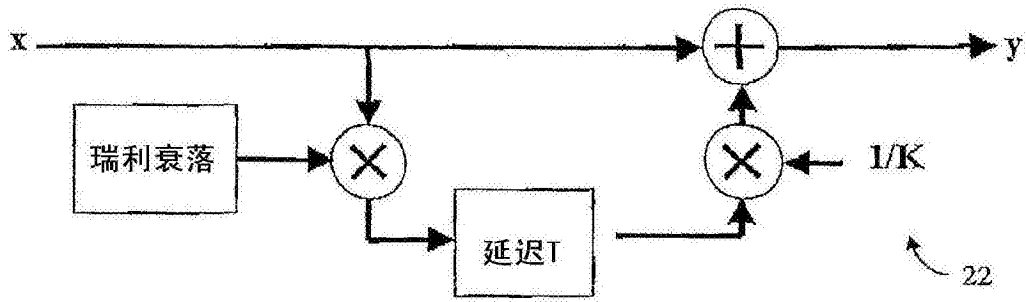


图8

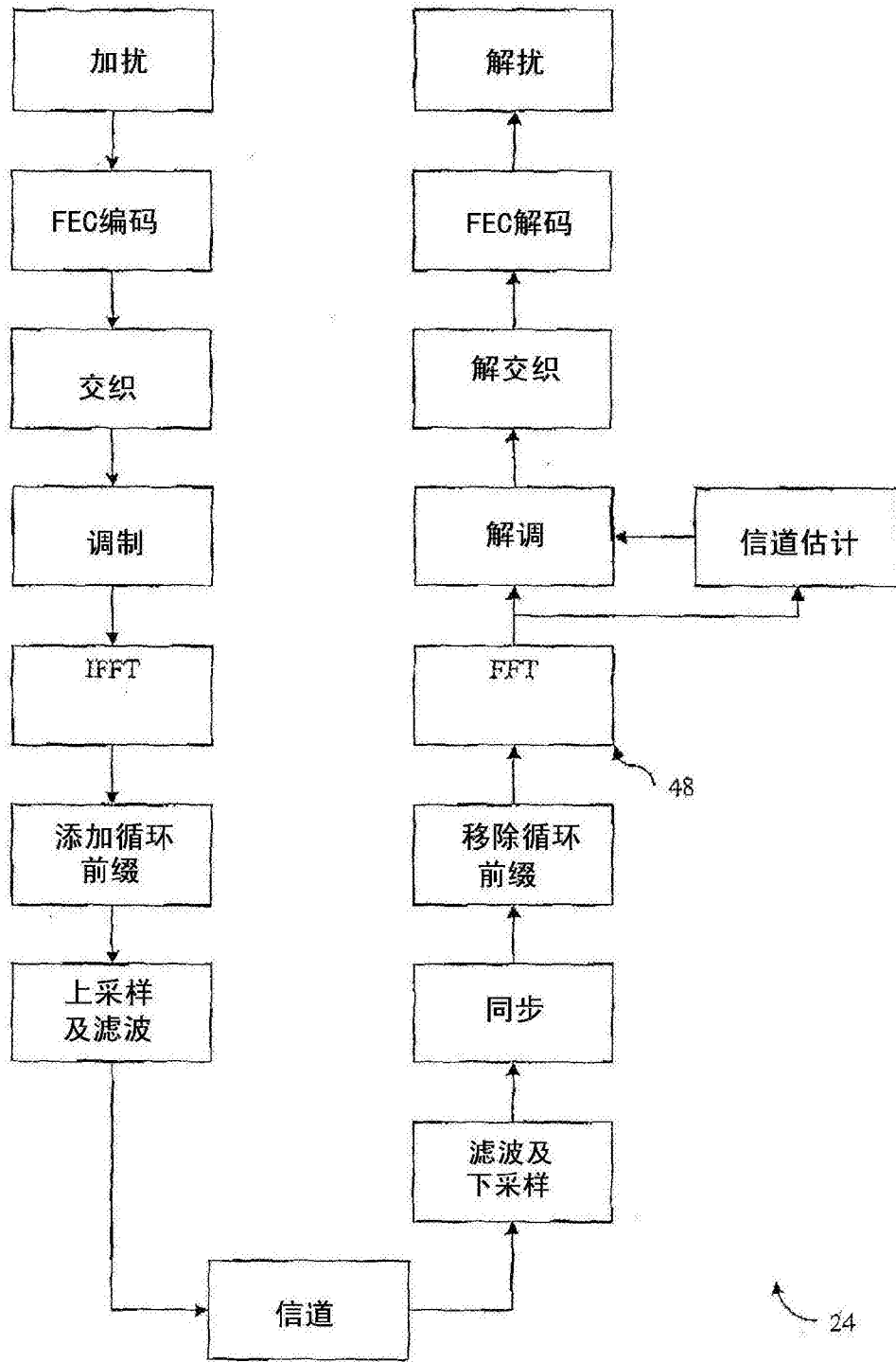


图9A

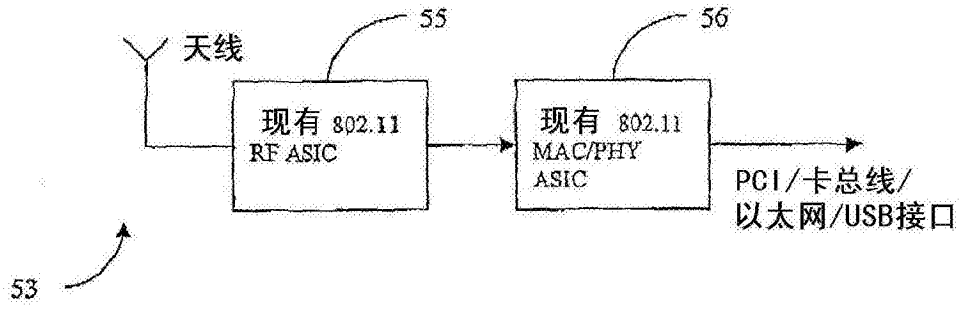


图9B

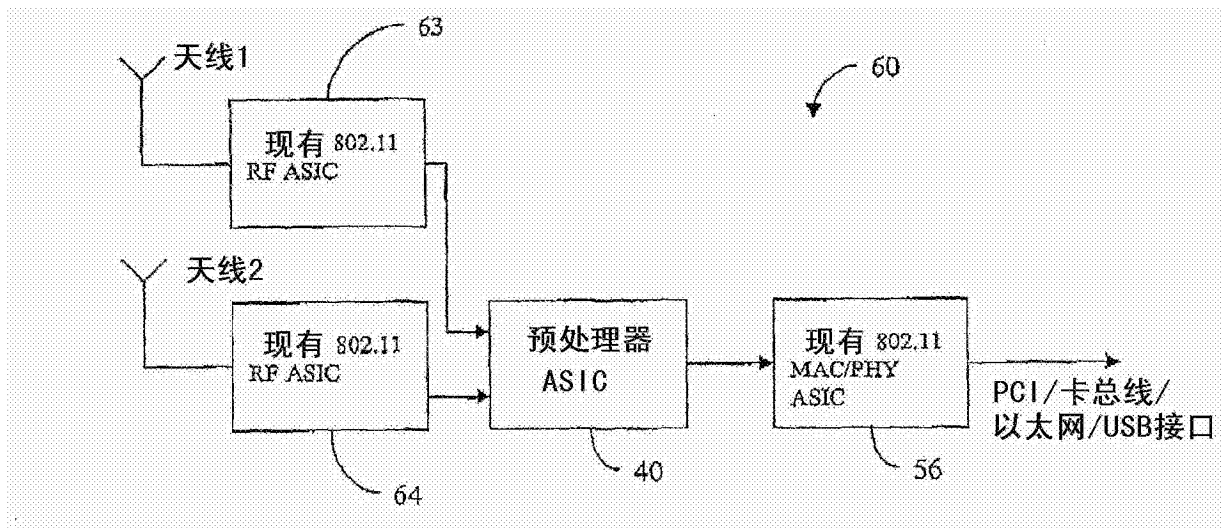


图10

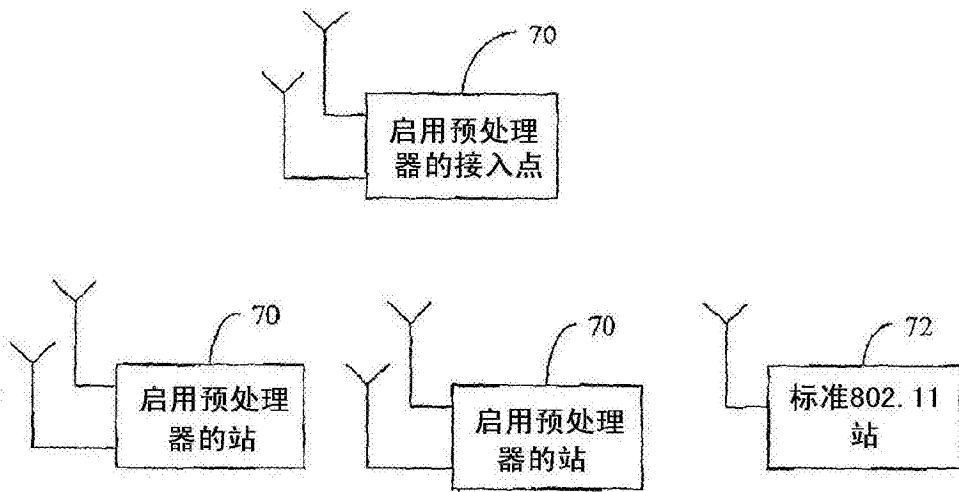


图11

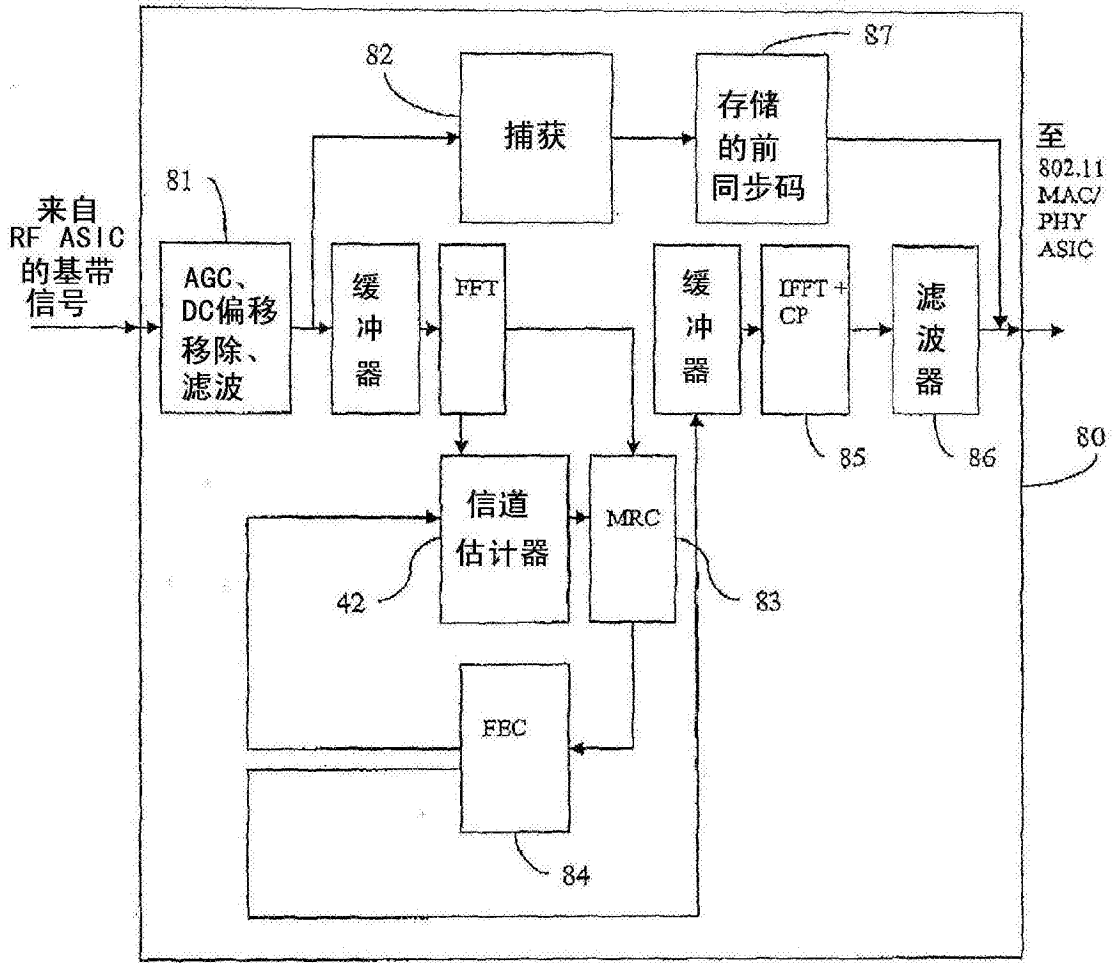


图12



图13

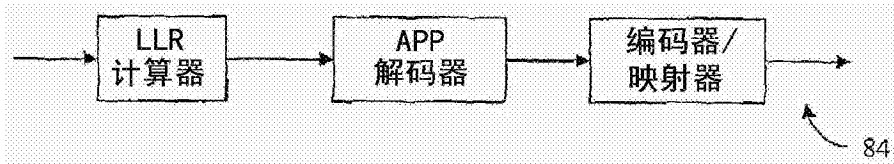
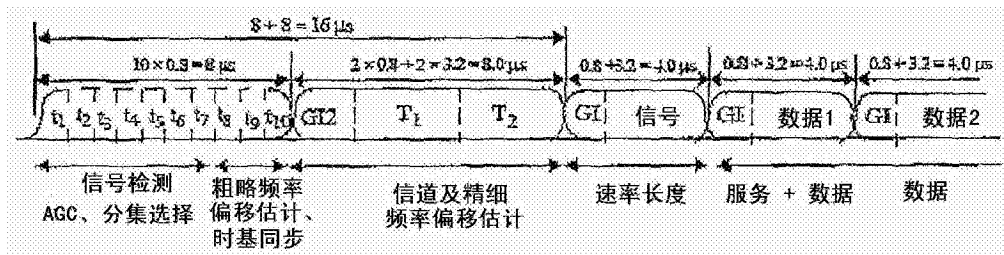
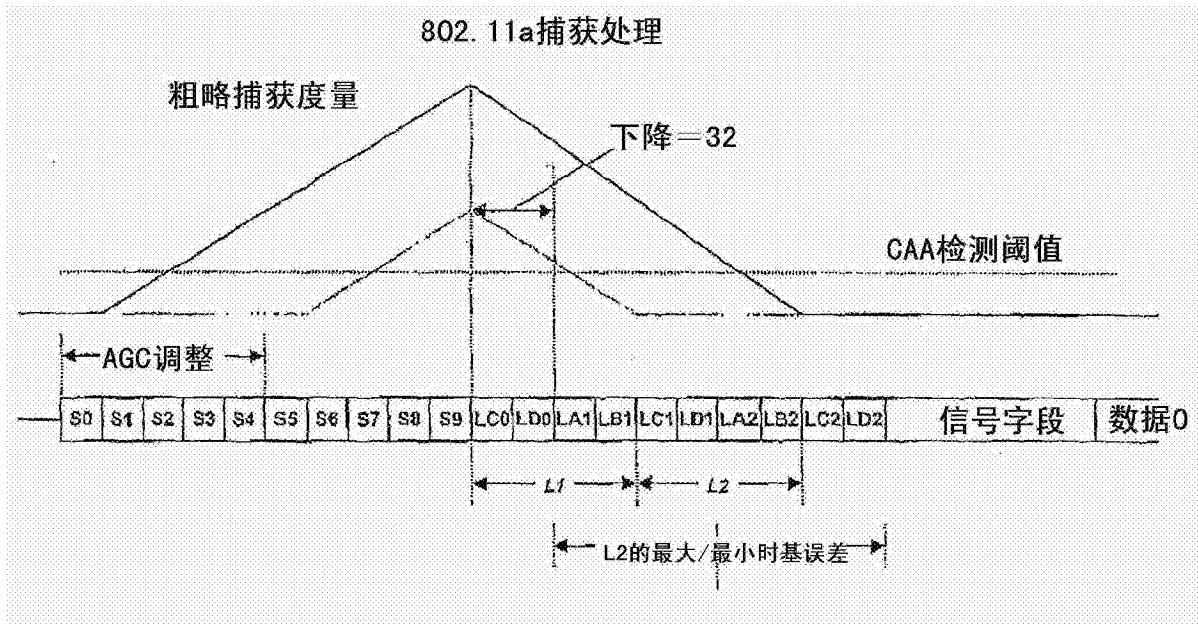


图14



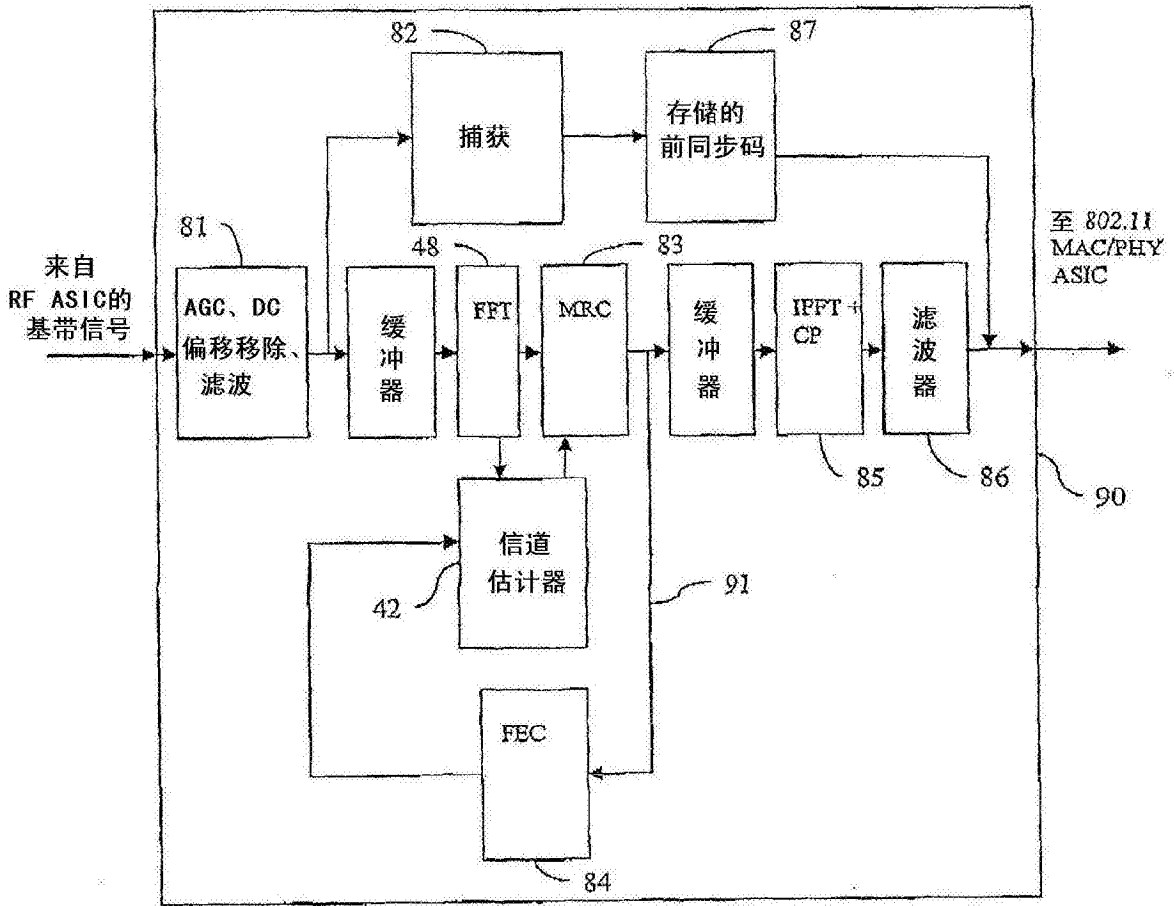


图17

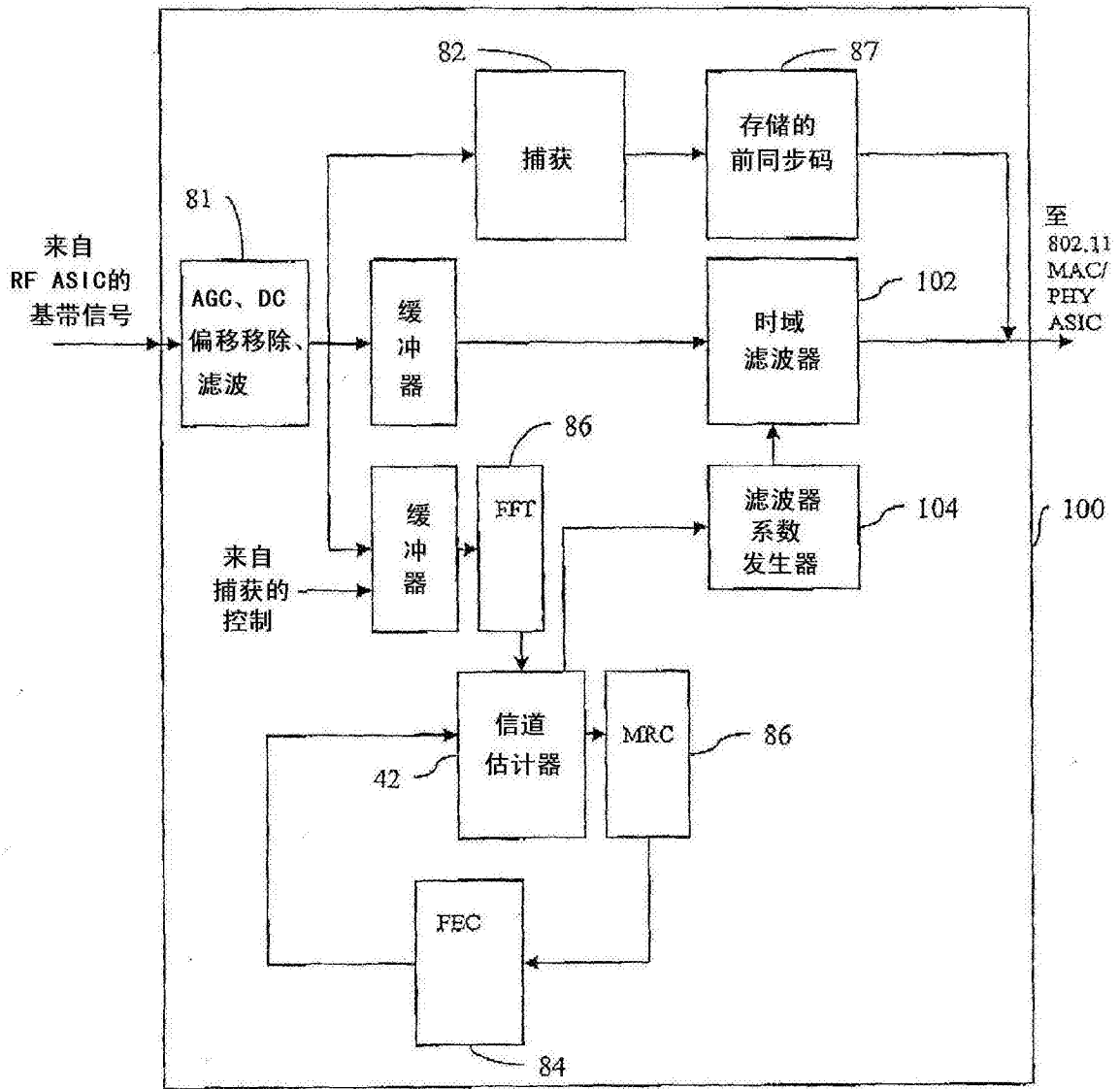


图18

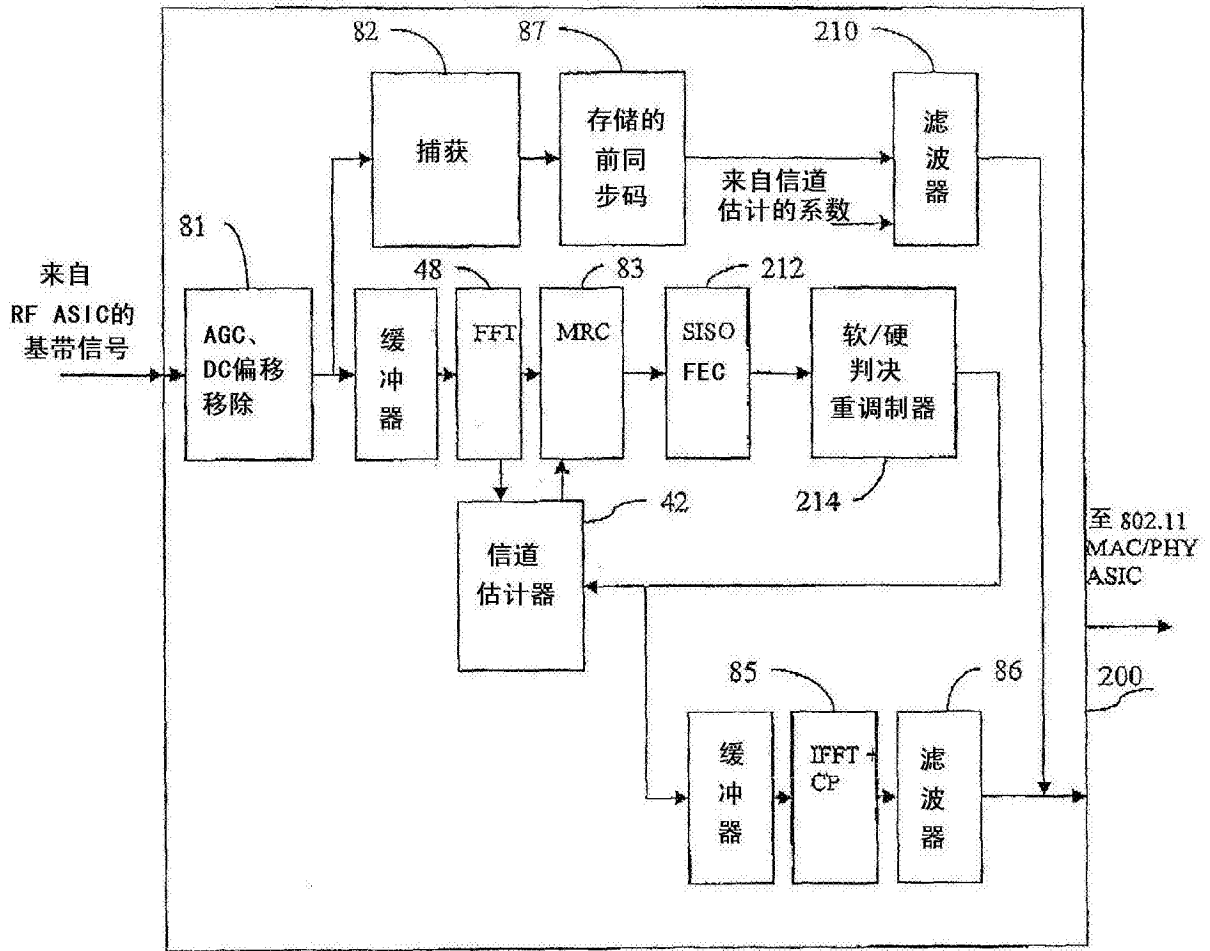


图19

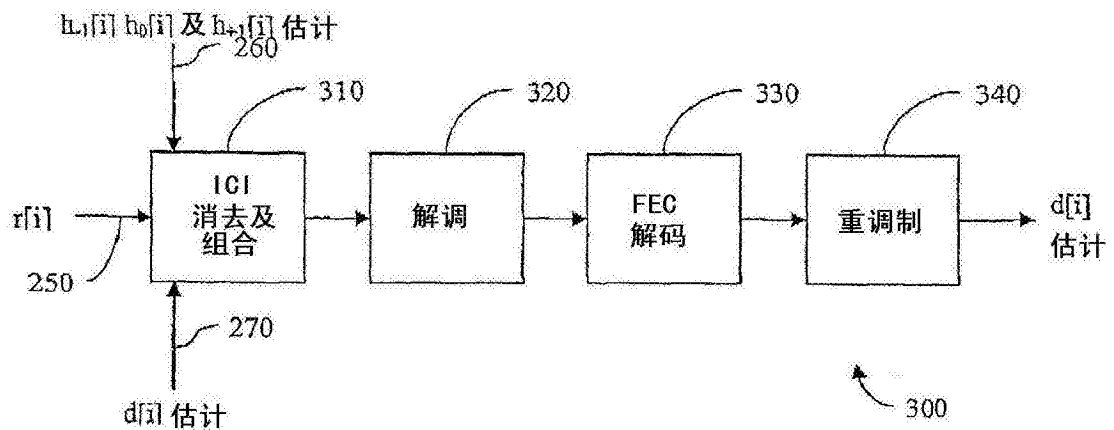


图20

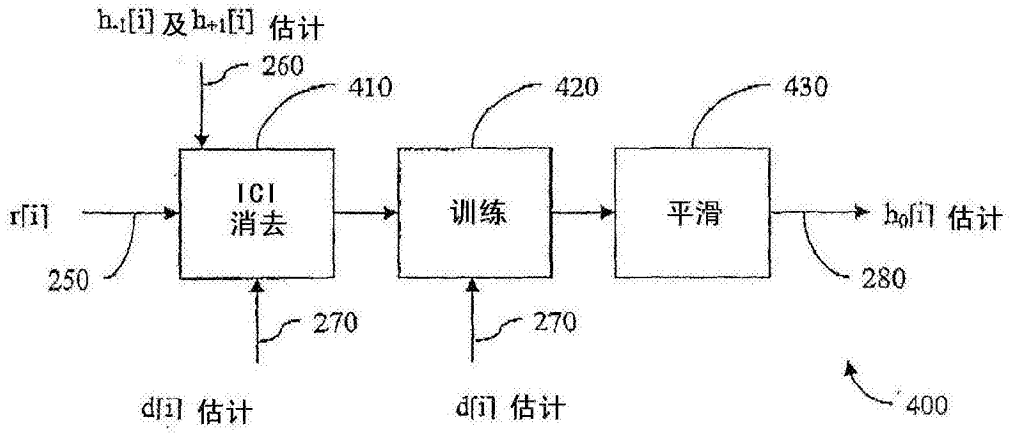


图21

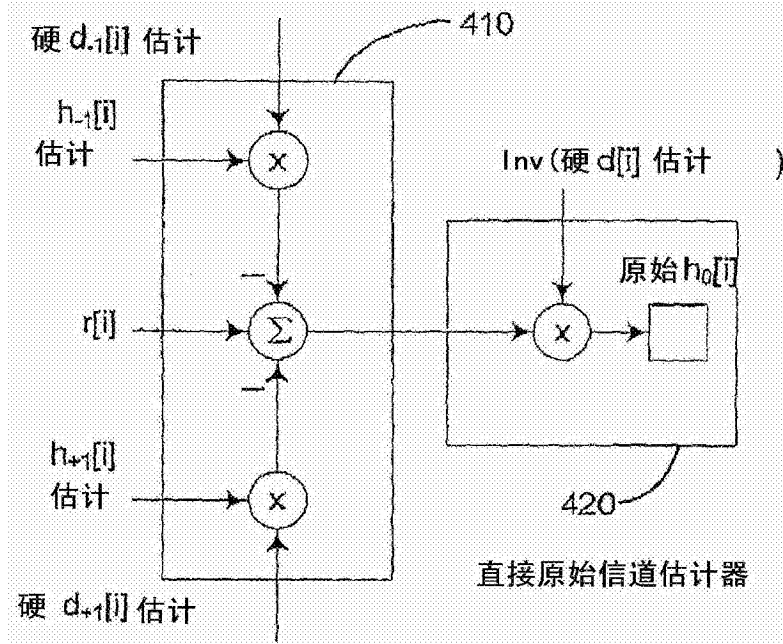


图22

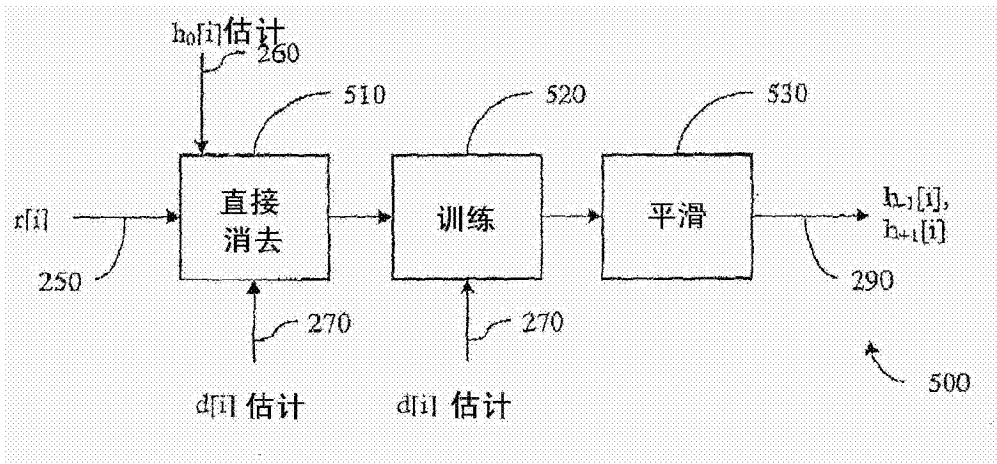


图23

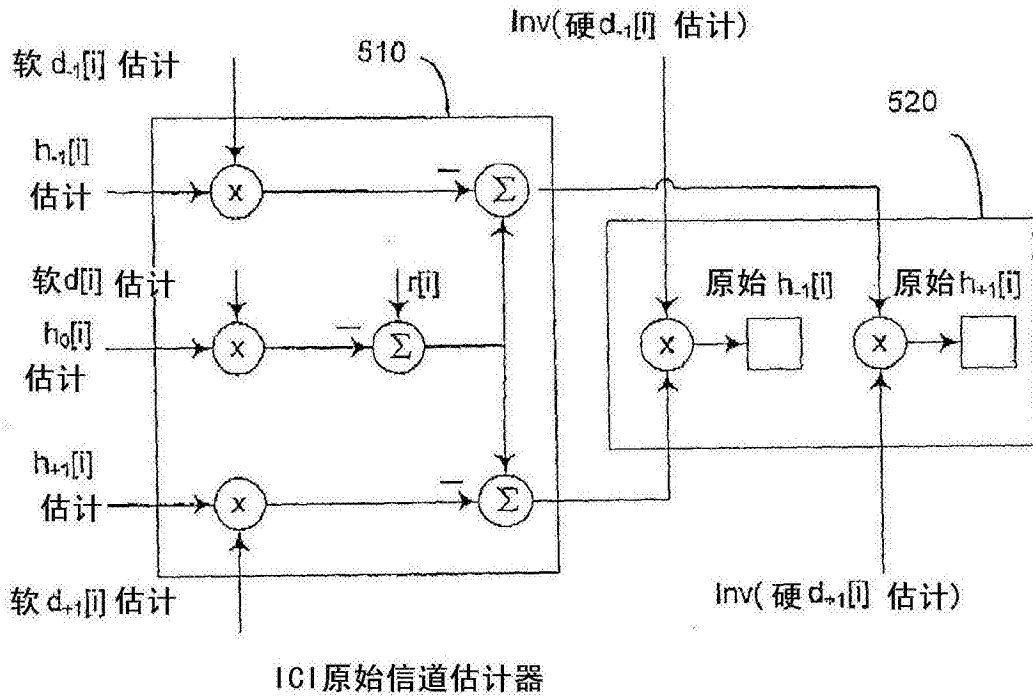


图24

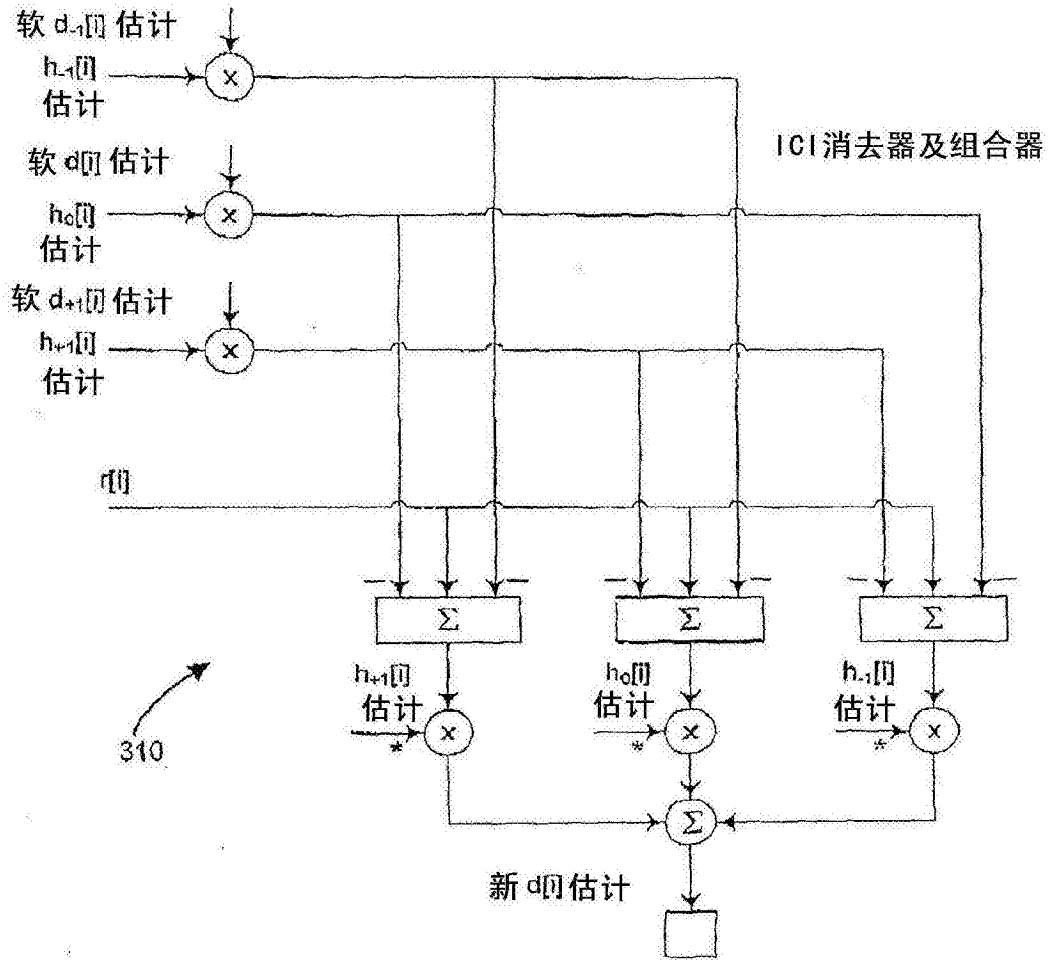


图25

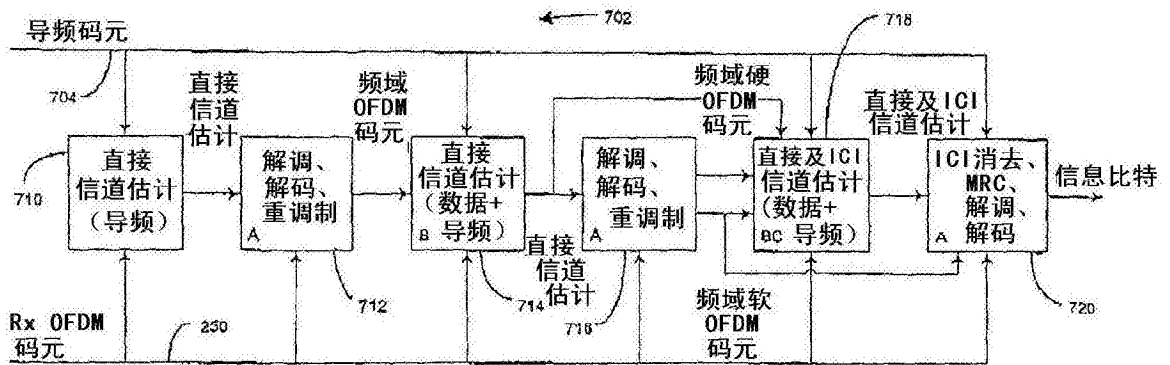


图26

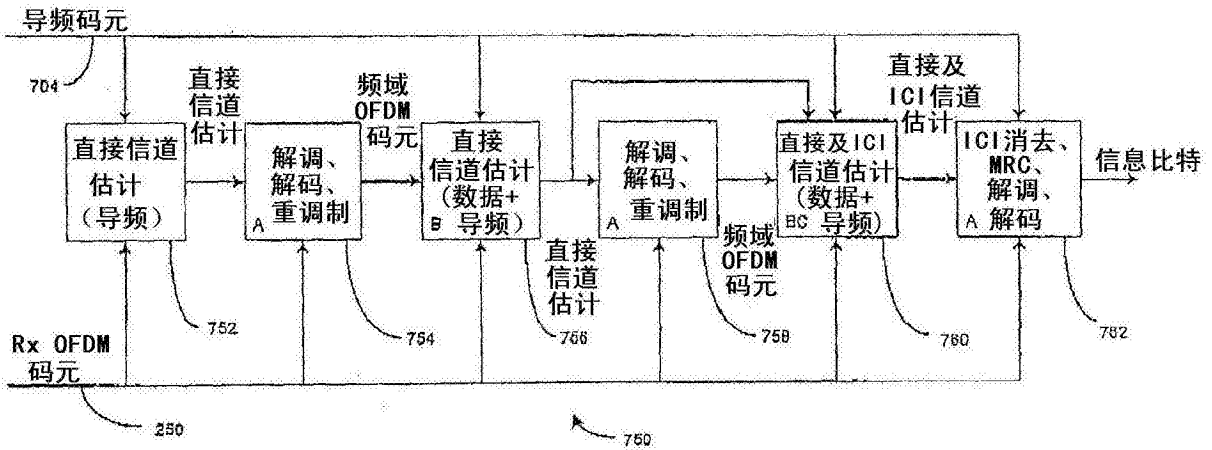


图27

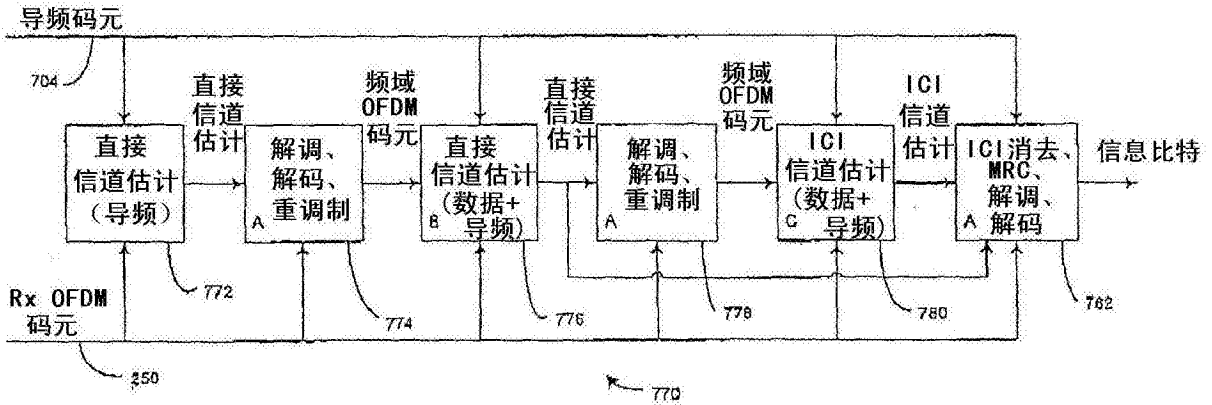


图28

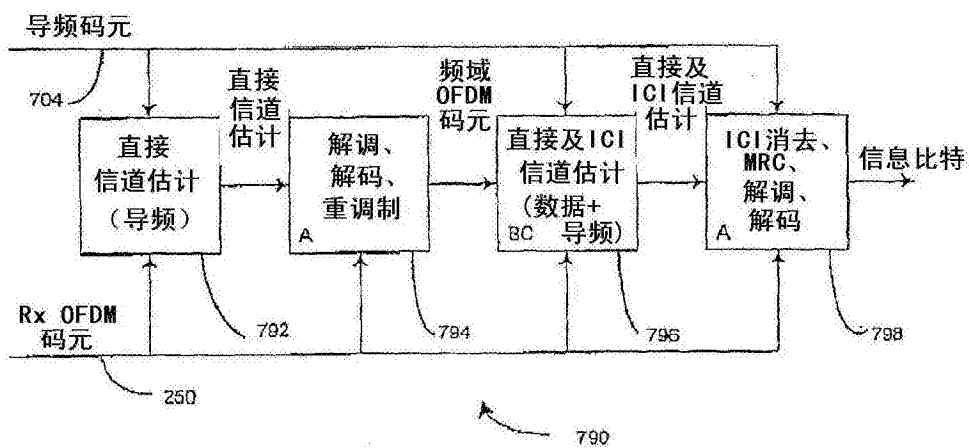


图29