

(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织
国际局



(43) 国际公布日
2007 年 12 月 6 日 (06.12.2007)

PCT

(10) 国际公布号
WO 2007/137484 A1

(51) 国际专利分类号:
H04L 25/02 (2006.01)

(21) 国际申请号: PCT/CN2007/001531

(22) 国际申请日: 2007 年 5 月 10 日 (10.05.2007)

(25) 申请语言: 中文

(26) 公布语言: 中文

(30) 优先权:
200610026425.5
2006 年 5 月 11 日 (11.05.2006) CN
200610026428.9
2006 年 5 月 11 日 (11.05.2006) CN

(71) 申请人 (对除美国外的所有指定国): 上海交通大学 (SHANGHAI JIAO TONG UNIVERSITY)

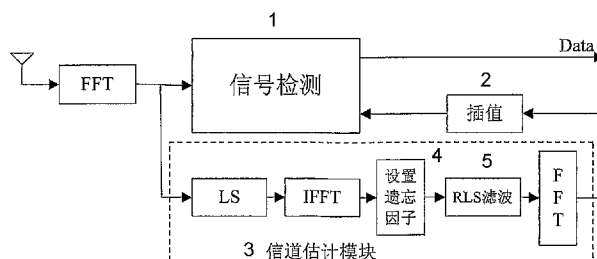
[CN/CN]; 中国上海市华山路 1954 号, Shanghai 200030 (CN)。夏普株式会社 (SHARP KABUSHIKI KAISHA) [JP/JP]; 日本国大阪府大阪市阿倍野区长池町 22 番 22 号, Osaka 545-8522 (JP)。

(72) 发明人; 及
(75) 发明人/申请人 (仅对美国): 梁永明 (LIANG, Yong-ming) [CN/CN]; 中国上海市东川路 800 号上海交通大学闵行校区 A0303422 班, Shanghai 200240 (CN)。余锋 (SHE, Feng) [CN/CN]; 中国上海市东川路 800 号上海交通大学闵行校区 A0403421 班, Shanghai 200240 (CN)。罗汉文 (LUO, Hanwen) [CN/CN]; 中国上海市水清路 588 弄 7 号 702 室, Shanghai 201100 (CN)。张海滨 (ZHANG, Haibin) [CN/CN]; 中国上海市宜山路 406 弄 1 号 1502 室, Shanghai 200030 (CN)。郑武 (ZHENG, Wu) [CN/CN]; 中国上海市东川路 800 号上海交通大学闵行校区 A0303422 班, Shanghai 200240 (CN)。赵晓绚 (ZHAO, Xiaoxun) [CN/CN];

[见续页]

(54) Title: A CHANNEL ESTIMATION METHOD AND THE DEVICE THEREOF

(54) 发明名称: 信道估计方法和设备



- 1 SIGNAL DETECTION
- 2 INTERPOLATION
- 3 CHANNEL ESTIMATION MODULE
- 4 SET FORGETTING FACTOR
- 5 RLS FILTERING

(57) Abstract: A channel estimation method and the device based on variable forgetting factor recursive least squares (RLS) filtering include: performing the least squares estimation on channels in the frequency field based on the provided pilot frequency information, to obtain the initial value of the channel estimation at the pilot frequency; performing the inverse Fourier transformation on the estimated channel initial value, to obtain the relations between a input signal and an output signal in time / time delay field; tracking and estimating the channels by using the RLS adaptive filtering algorithm and utilizing variable forgetting factors and different channel weight coefficients; then obtaining a channel transmission function matrix in time / frequency field through the Fourier transformation; at last, obtaining the data symbol channel information through the interpolation algorithm, to provide it to a data detection module. Also a channel estimation method and device based on particle filtering are provided. Further a selectivity channel estimation method and the device select different channel estimation methods and devices based on the change of channel conditions.

[见续页]

WO 2007/137484 A1



中国上海市东川路800号上海交通大学闵行校区B0303493班, Shanghai 200240 (CN)。戴文怡(DAI, Wenyi) [CN/CN]; 中国上海市东川路800号上海交通大学闵行校区F02034063班, MISSING (CN)。

(74) 代理人: 中科专利商标代理有限责任公司(CHINA SCIENCE PATENT & TRADEMARK AGENT LTD); 中国北京市海淀区王庄路1号清华同方科技大厦B座25层, Beijing 100083 (CN)。

(81) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的国家保护): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA,

NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW。

(84) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的地区保护): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), 欧洲 (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MT, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

本国际公布:

— 包括国际检索报告。

所引用双字母代码及其它缩写符号, 请参考刊登在每期PCT公报期刊起始的“代码及缩写符号简要说明”。

(57) 摘要:

本发明涉及一种基于可变遗忘因子递归最小平方 (RLS) 滤波的信道估计方法和设备。本发明根据提供的导频信息在频域对信道进行最小平方估计, 得到导频处信道估计的初始值; 对估计出的信道初始值进行逆傅立叶变换, 取得时间/时延域的输入信号与输出信号的关系; 利用 RLS 自适应滤波算法, 采用可变的遗忘因子和不同的信道权系数, 对信道进行跟踪与估计; 再通过傅立叶变换得到时间/频率域的信道传输函数矩阵; 最后, 通过插值算法得到数据符号的信道信息, 以提供给数据检测模块。本发明还涉及一种基于粒子滤波的信道估计方法和设备。本发明还涉及一种选择性信道估计方法和设备, 根据信道环境的变化, 选择不同的信道估计方法和设备。

信道估计方法和设备

技术领域

本发明涉及一种无线通信的信道估计方法，用于无线传输技术领域，具体是一种基于可变遗忘因子 RLS（递归最小平方）滤波的信道估计方法和设备，一种基于粒子滤波的信道估计方法和设备，以及一种选择性信道估计方法和设备。

背景技术

无线通信中信号在传播过程受到信道衰减、多径时延扩展和多普勒频率扩展等因素的影响，在接收端为了能够较好地恢复出发送信号通常采用相干解调，而相干解调需要信道参数信息，它可以通过信道估计来获得，因此信道估计器的性能直接影响系统性能，成为接收机的关键技术之一。正交频分复用（OFDM）系统能够有效抵抗多径扩展造成的符号间干扰，使得在恶劣无线衰落信道下进行数据传输成为可能。在 OFDM 系统中，基于二维最小均方误差准则（MMSE）的信道估计方法是理论分析中性能最优的信道估计方法，但是这类方法不仅复杂度极高，而且还需要知道部分或全部信道先验信息，因此工程应用价值不高。另外，基于最小平方准则（LS）的信道估计方法，虽然运算复杂度不高，但是在信噪比下降时性能会下降很快，不适合用于中低信噪比的场合。因此，开展信道估计的研究并寻找工程上适用的信道估计方法直接关系到接收机检测和译码性能的优劣，对提高宽带移动通信系统性能起着至关重要的作用。

经对现有技术的文献检索发现，Dieter Schafhuber 等人在 2003 年的 IEEE 国际无线通信的信号处理学术会议（IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communication）上发表文章“无线 MIMO-OFDM 系统中双选择性衰落信道的自适应辨识和跟踪（Adaptive Identification and Tracking of Doubly Selective Fading Channels for Wireless MIMO-OFDM Systems）”，该文提出一种适用于多天线 OFDM 系统的基于最小均方自适应滤波器（LMS）的信道估计方法，在无需知道信道统计信息的基础上，利用导频符号和 LMS 滤波器，对时变信道进行跟踪和估计，但该方法有个明显的缺点就是估计精度不是很高，尤其是在中低信噪比的环境下，远远小于基于二维最小均

方误差准则的信道估计方法。检索中还发现，中国专利申请号为 CN 200410021864.8，名称为：一种 MIMO-OFDM 系统的自适应信道估计方法，该专利中提出运用自适应算法例如 LMS 和 RLS 来进行信道估计，从而实现随着信道变化而动态跟踪信道参数的功能，但是，在该专利中，采用的导频结构过于复杂且需要专门的子载波用于信道估计，且该专利虽然给出了 LMS 算法的应用实例但并未给出 RLS 算法的应用实例，更未采用变化的遗忘因子的方案，所以该专利具有频谱效率和估计精度都不是很高且遗忘因子方案不灵活的缺点。因此，有必要寻找一种运算复杂度和 LMS 算法相当但精度远高于 LMS 算法的灵活的信道估计器。

此外，信道估计器的性能对宽带移动通信系统性能的好坏同样起着至关重要的作用。但由于无线信道是频域和时域上的时变信道且是非线性的，数学建模和定量分析都比较困难，往往采用线性的信号处理方法来对非线性的时变无线信道进行近似的估计。但在许多要求对动态系统进行实时估计的问题中，系统的非线性往往成为困扰着最优估计的重要因素。由于实时处理和计算存储量的要求，通常选用递推滤波算法来求解此类问题，包括扩展卡尔曼滤波 (EKF)、修正增益的扩展卡尔曼滤波 (MGEKF) 等。它们基本思想是通过采用参数化的解析形式对系统的非线性进行近似，以寻求满意的估计精度。但扩展卡尔曼滤波算法只适用于滤波误差和预测误差很小的情况，否则，滤波初期估计协方差下降太快会导致滤波不稳定甚至发散。修正增益的扩展卡尔曼滤波算法虽然通过改善增益矩阵，相应改善了状态协方差的估计性能，但该方法对测量误差有一定限制。若测量误差较大，则算法在收敛精度、收敛时间及稳定性等方面表现得很不理想。为解决上述问题，随着计算存储成本的下降，一种崭新的基于贝叶斯原理的序贯蒙特卡罗粒子滤波器 (PF) 逐渐受到重视。

经对现有技术的文献检索发现，K. Huber 等在 2003 年的 IEEE 国际通信大会 (IEEE International Conference on Communications) 上发表文章“粒子滤波在 MIMO 无线通信中的应用 (Application of Particle Filters to MIMO Wireless Communications)”，该文提出一种适应于 MIMO 系统的基于粒子滤波的信道估计方法，该方法在假设信道是 AR 模型的前提下使用导频信息进行初始信道信息的估计，再利用信道的 AR 模型，得到信道的各个粒子，从而进行粒子滤波得到信道估计值，但该方法有个明显的缺点就是假设信道统计信息是

已知的，这往往不符合信道的实际情况，因此这种方法有很大的局限性。另外，该方法未提出一种很好的重采样算法。检索中还发现，W.H Chin 等在 2002 年的 IEEE 国际数字信号处理大会 (IEEE International Conference on Digital Signal Processing) 上发表文章“空时块编码系统中使用粒子滤波的信道估计 (Channel tracking for space-time block coded systems using particle filtering)”中提出了一种适用于 MISO 系统得基于粒子滤波的信道估计方法，其核心仍旧是建立在已知信道是 AR 模型的，仍旧没有提出很好的重采样算法。因此，上述两篇文章提出的算法不大适用于信道未知的实际情况，工程实际意义不是很突出。

发明内容

本发明的目的在于克服现有技术中的不足，提供一种基于可变遗忘因子 RLS 滤波的信道估计方法和设备以及一种基于粒子滤波的信道估计方法和设备，使其在不知道信道统计信息的情况下，具有估计性能稳健、鲁棒性强、抗加性高斯白噪声和非高斯噪声的能力强的特点，且易于实现。另外，考虑到无线信道环境是十分复杂的，无线信道可能是线性或非线性的信道，环境噪声也可能是加性高斯白噪声或非高斯非平稳的噪声，而移动终端在不同的时刻可能处于不同的信道环境，因此，本发明提出了一种选择性信道估计方法和设备，可以根据不同的信道环境采用不同的信道估计方法和设备，从而提高了通信系统的抗干扰能力和性能。

根据本发明的第一方案，提出了一种基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计方法，包括：初始估计步骤，根据提供的导频信息对信道进行初始估计，得到所有导频处的信道的初始值；逆傅立叶变换步骤，对估计出的信道初始值进行逆傅立叶变换；跟踪和估计步骤，运用基于可变遗忘因子的递归最小平方滤波，对时变无线信道进行跟踪和估计；傅立叶变换和插值步骤，通过傅立叶变换和插值算法得到数据所对应的信道状态信息值，其中后一时刻导频符号的遗忘因子大于或等于前一时刻导频符号的遗忘因子。

根据本发明的第二方案，提出了一种基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计设备，包括：初始估计单元，用于根据提供的导频信息对信道进行初始估计，得到所有导频处的信道的初始值；逆傅立叶变换单元，用于对估

计出的信道初始值进行逆傅立叶变换；递归最小平方滤波器，具有可变遗忘因子，用于对时变无线信道进行跟踪和估计，其中后一时刻导频符号的遗忘因子大于或等于前一时刻导频符号的遗忘因子；傅立叶变换单元，用于对递归最小平方滤波器的输出进行傅立叶变换；以及插值运算单元，用于对傅立叶变换单元的输出执行插值运算，获得数据所对应的信道状态信息值。

根据本发明的第一和第二方案，在传统的频域最小平方信道估计器的基础上设计了一种时间/时延域的基于可变遗忘因子 RLS 滤波的信道估计方法和设备，通过对时变信道的跟踪与估计，得到噪声作用下的信道状态信息，从而得到更加符合实际的信道估计值。本发明的信道估计方法和设备与传统的信道估计方法和设备相比，能够很好地跟踪和估计信道，具有收敛性好、估计精度高等特点，同时能够通过调整滤波器长度等参数来对信道估计精度和计算复杂度进行折中和平衡，从而获得更好的估计性能，因此，这种信道估计方法和设备方便灵活，很适合实际应用，可以为第三代（3G）、超三代（B3G）、第四代（4G）蜂窝移动通信和数字电视、无线局域网（WLAN）、无线广域网（WWAN）等系统的信道估计方案提供重要的理论依据和具体的实现方法和设备。

根据本发明的第三方案，提出了一种基于粒子滤波的信道估计方法，包括：初始估计步骤，利用导频信息进行初始信道估计；粒子滤波步骤，在初始信道值的基础上利用粒子滤波得到准确的信道估计，其中所述粒子滤波步骤包括以下子步骤：后验概率密度计算步骤，以信道粒子值为条件的接收信号的条件概率密度作为先验概率，与当前接收信号构造贝叶斯模型，计算出以当前接收信号为条件的信道粒子值的后验概率密度；归一化和加权步骤，对所有粒子的权值进行归一化并进行加权运算，从而得到准确的信道估计值。

根据本发明的第四方案，提出了一种基于粒子滤波的信道估计设备，包括：初始估计单元，用于利用导频信息进行初始信道估计；粒子初始化设置单元，用于设置粒子范围和粒子数目，并为每个粒子分配初始权重；重要采样单元，用于以信道粒子值为条件的接收信号的条件概率密度作为先验概率，与当前接收信号构造贝叶斯模型，计算出以当前接收信号为条件的信道粒子值的后验概率密度；以及对所有粒子的权值进行归一化，并进行加权运算；重采样单元，用于根据判断条件对粒子进行重采样，其中所述重要采样单元和所述重采样单元执行时间递归操作，从而得到发送所有导频处的准确信道估计值。

根据本发明的第三和第四方案，提供了一种基于粒子滤波的信道估计方法和设备，克服了现有技术中的不足，使其在不知道信道统计信息的环境下具有估计性能稳健、鲁棒性强、抗噪声的能力强的特点，且易于实现。相比于 K. Huber 及 W. H Chin 等人提出的几种基于粒子滤波的信道估计方法，本发明更加符合实际信道未知的特点，无需已知任何信道统计信息，且提出了更好的重采样算法。相比于求解此类问题的递推滤波算法 (EKF、MGEKF 等)，本发明具有估计精度高、收敛时间短且性能稳定的特点。另外，本发明通过天线解耦、导频信息的实部和虚部分解，把二维甚至多维空间中基于贝叶斯原理的条件概率求解问题化简为一维空间中条件概率的求解问题，且运用基于概率分布函数值的重采样算法大大简化了粒子滤波算法的计算复杂度。而且本发明采用灵活的噪声估计算法，从具有抗噪声能力强的特点。因此，随着计算存储成本的下降，基于粒子滤波的信道估计方法越来越受到重视，本发明提出的基于粒子滤波的信道估计方法可以通过硬件来实现，具有一定的工程应用价值。

根据本发明的第五方案，提供了一种选择性信道估计方法，包括：判断信道属性，将非线性信道或非高斯噪声的信道判定为恶劣信道环境，将线性且高斯白噪声的信道判定为非恶劣信道环境；针对恶劣信道环境，采用根据本发明第三方案所述的基于粒子滤波的信道估计方法，进行信道估计；针对非恶劣信道环境，采用根据本发明第一方案所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计方法，进行信道估计；基于信道估计的结果，进行插值和信号检测；计算所检测出的信号的误码率，并判断误码率是否满足预定的性能要求；如果误码率不满足预定的性能要求，则采用根据本发明第三方案所述的基于粒子滤波的信道估计方法，再次进行信道估计，其中通过增大粒子数目来提高信道估计的精度。

根据本发明的第六方案，提供了一种选择性信道估计设备，包括：一种选择性信道估计设备，包括：信道属性判断单元，用于将非线性信道或非高斯噪声的信道判定为恶劣信道环境，以及将线性且高斯白噪声的信道判定为非恶劣信道环境；根据本发明第四方案所述的基于粒子滤波的信道估计设备，用于对恶劣信道环境进行信道估计；根据本发明第二方案所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计设备，用于对非恶劣信道环境进行信道估计；插值和信号检测单元，用于基于信道估计的结果，进行插值和信号检测；误码率

判断单元,用于计算所检测出的信号的误码率,并判断误码率是否满足预定的性能要求,其中如果误码率不满足预定的性能要求,则通知根据本发明第四方案所述的基于粒子滤波的信道估计设备再次进行信道估计,其中通过增大粒子数目来提高信道估计的精度。

根据本发明的第五和第六方案,提供了一种选择性信道估计方法和设备,针对无线信道处于复杂的信道环境,线性信道、非线性信道、高斯白噪声的信道、非高斯噪声的信道,移动终端的可移动性导致信道环境的变化,可以把信道区别为恶劣信道环境和非恶劣信道环境,利用了基于粒子滤波的估计方法和设备能够适用于恶劣信道和非恶劣信道环境且估计精度高的特点,也利用了基于可变遗忘因子 RLS 滤波的估计方法和设备具有估计方法简单且估计精度较高的特点,而分别采用基于粒子滤波或基于可变遗忘因子 RLS 滤波的信道估计方法和设备,最后判断系统的比特误码率是否达到性能指标要求而决定是否重新进行信道估计的过程。因此,本发明提出的选择性信道估计方法可以根据无线信道环境的变化以及移动终端的位置的变化而分别采用适当的信道估计方法,且不同的信道估计方法可以通过软件无线电的思想和方法通过软件或硬件的模块来实现,具有很高的工程应用价值。

附图说明

图 1 是根据本发明第 1 优选实施例的 MIMO-OFDM 原理图

图 2 是根据本发明第 1 优选实施例的导频结构图

图 3 是根据本发明第 1 优选实施例的信道估计算法原理图

图 4 是根据本发明第 1 优选实施例的 RLS 滤波算法原理图

图 5 是根据本发明第 1 优选实施例的 MSE-M 仿真性能图

图 6 是根据本发明第 1 优选实施例的 MSE-L 仿真性能图

图 7 是根据本发明第 1 优选实施例的 MSE-SNR 仿真性能图

图 8 是根据本发明第 1 优选实施例的 BER-SNR 仿真性能图

图 9 是根据本发明第 1 优选实施例的 BER-Doppler 仿真性能图

图 10 是根据本发明第 1 优选实施例的遗忘因子方案比较性能图

图 11 是根据本发明第 1 优选实施例的单天线 MSE-SNR 仿真性能图

图 12 是根据本发明第 1 优选实施例的单天线 BER-SNR 仿真性能图

图 13 是根据本发明第 1 优选实施例的采用可变遗忘因子方案 B 的 MSE-SNR 仿真性能图

图 14 是根据本发明第 1 优选实施例的采用可变遗忘因子方案 B 的 BER-SNR 仿真性能图

图 15 是根据本发明第 1 优选实施例的信道估计设备的原理方框图

图 16 是根据本发明第 2 优选实施例的信道估计方法示意图

图 17 是根据本发明第 2 优选实施例的序贯重要采样法流程图

图 18 是根据本发明第 2 优选实施例的序贯重要采样法原理图

图 19 是根据本发明第 2 优选实施例的基于概率分布的重采样算法原理图

图 20 是根据本发明第 2 优选实施例的 MSE 仿真性能图

图 21 是根据本发明第 2 优选实施例的 BER 仿真性能图

图 22 是根据本发明第 2 优选实施例的信道估计设备的原理方框图

图 23 是根据本发明第 3 优选实施例的信道估计方法的示意图

图 24 是根据本发明第 3 优选实施例的信道估计设备的原理方框图

具体实施方式

以下结合附图对本发明的具体实施进行详细的说明：

· 第 1 优选实施例

基于可变遗忘因子 RLS 滤波的信道估计方法和设备

首先，对本发明第 1 优选实施例的原理和设计思想进行详细说明。

1. 信道估计器使用导频信息通过最小平方 (LS) 算法而获取频域上导频处的信道状态信息的初始值。

本发明的导频信息为结构采用块状的导频符号，每个导频符号包括所有的子载波上的时频块，导频的帧采用在一帧数据前面加入若干个导频符号的帧结构，在多天线系统中不同发射天线在同一时刻的导频是互相正交的。由于无线信道往往是未知的且不知道任何先验统计信息，因此可以在每帧数据区前均放置导频符号用于在频域内对信道进行最小平方准则的估计，而不需要任何已知的信道统计信息。申请号为 CN200410021864.8 的专利先采用块状导频再采用子载波做导频，这种导频方案设计过于复杂且占用的频谱资源比较多，这种

导频方式实际上是一种改进的梳状导频方式,比较适合于快衰落时间选择性的信道,而不适用于象无线局域网这类慢衰落频率选择性信道。因此,本发明的导频方式在慢衰落频率选择性信道下的性能是优于在先申请号为CN200410021864.8 专利中的导频方式的。在本发明中,OFDM 系统的接收机根据发送端所提供的导频信息,运用 LS 信道估计方法,在频域求出每个导频处信道的初始估计值,这是不考虑噪声作用的理想化信道估计方法。

2. 通过快速逆傅立叶变换 (IFFT) 得到时间/时延域的未考虑噪声作用下的信道状态信息。即接收机对 LS 算法估计出来的信道估计初值做快速逆傅立叶变换,得到时间/时延域的信道估计值。

3. 以当前时刻未考虑噪声作用下的信道状态信息作为期望值,以当前时刻和前几个时刻的信道状态信息为输入值,再利用 RLS 滤波器跟踪和估计当前时刻的考虑噪声作用下的准确的信道状态信息。

先经过 LS 算法再经过 IFFT 变换得出的时间/时延域的信道估计值通过 RLS 滤波算法得到考虑噪声情况下的时间/时延域中的更精确的信道估计值,在用 RLS 算法的过程中,信道期望值是当前时刻 LS 算法通过 IFFT 得到的信道估计值,信道当前值是当前时刻和前几个时刻的 LS 算法通过 IFFT 得到的信道估计值,利用 RLS 算法的递归关系,可以求出当前时刻的考虑噪声作用下准确的信道估计值,从而实现对时变无线信道的即时跟踪与估计。注意,在这里信道的前几个时刻值是由滤波器长度决定的,滤波器长度和系统性能之间是一种复杂的关系。当滤波器长度在一定的范围以内,系统性能随着滤波器长度增大而变好,当滤波器长度超过某个值,系统性能随着滤波器长度增加而变差,因此,系统性能在滤波器为最佳值时为最好。滤波器最佳值是基于维纳滤波原理通过理论计算而得到的。但滤波器处于这个最佳值时,计算复杂度仍然很高,因此滤波器长度的选取值往往小于最佳值,一般取最佳值的一半就可以达到很好的系统性能,这样就取得了系统性能和计算复杂度的平衡。

4. 在跟踪和估计的过程中采用可变遗忘因子,再在时间/时延域进行递归运算,得到考虑噪声作用的准确的信道状态信息。

可变遗忘因子方案采用不同的导频符号,在一帧中时域上不同时刻点的导频符号具有不同的权系数,离数据符号越近的导频符号的权系数越大。这种设置其实是一种优化的权系数方案,不同导频的权系数被设置为不同的值以反

映不同导频符号对数据信道信息所起的不同作用。考虑到不同导频的信道传输函数对数据信道传输函数所起的作用不同，所以随着导频信道传输函数与数据信道传输函数在时间上的距离越来越近，导频信道传输函数对数据符号的信道传输函数所起的作用越来越大，因此权系数的设置为不一样是合理的。现有技术中的遗忘因子采用常规法，它是给每个导频符号以相同的遗忘因子值。而本发明的遗忘因子是变化的，根据信道特征、算法需求、仿真结果和经验因素来设置遗忘因子，使后一时刻导频符号的遗忘因子大于或等于前一时刻导频符号的遗忘因子。

本发明的遗忘因子可以两步变化，也可以自适应变化。两步法是给前几个导频设置较小的遗忘因子值，目的是使通信系统更多地依靠当前导频符号估计得到的正确的信道状态信息；给后几个导频符号设置高的遗忘因子值，目的是使通信系统更多地依靠前次信道估计提供的信道的统计信息。自适应遗忘因子法，是给所有导频符号设置不同的遗忘因子：首先给第一个导频符号设置一个初始值，然后给其他导频符号设置一个学习速率，这样所有不同的导频符号均以学习速率来不断更新各自的遗忘因子值，从而使不同的导频符号具有不同的遗忘因子。初始遗忘因子值和学习速率的设置由诸如信道特性、算法需求、人为经验、计算机仿真等因素决定。在一般情况下，常规法所给定的固定的遗忘因子值可以作为可变遗忘因子的初始值，可以根据导频符号的个数来灵活安排学习速率。学习速率可以设置为固定的或变化的，但是要保证一帧中最后一个时刻的导频符号的遗忘因子值不能超过 1。遗忘因子值和学习速率可以随时刻 n 不断变化，变化的学习速率可以采用自变量为时间的线性函数、指数函数或其它映射关系。

5. 进行快速傅立叶变换，得到时间/频率域的信道传输函数。

以上步骤求得时间/时延域的信道估计的准确值，但是信号检测需要的是信道的时间/频率域的状态信息，因此，对时间/时延域的信道估计值做快速傅立叶变换（FFT）变换得到时间/频率域信道估计值。

6. 通过插值算法得到数据符号所对应的信道传输函数，把数据符号所对应的传输函数送给信号检测模块进行检测或译码。

以下，给出了本发明第 1 优选实施例的具体应用示例。

(1) MIMO-OFDM 系统的构造

MIMO-OFDM 系统的构造如图 1 所示, 本发明采用 4 发 4 收的 MIMO-OFDM 系统, 采用 QPSK 的调制方式, 空时编码方案采用正交空时块码 (O-STBC), 码率为 1/2, 空时解码采用最大似然 (ML) 译码方案, 载频 4GHz, 带宽 6M, 子载波个数为 64, 考虑到本发明的信道估计方法比较适合于频率选择性慢衰落信道, 因此信道模型采用 ITU 提出的多径瑞利衰落信道, 信道多径数目为 5, 时延为 [0 260 520 780 1040]ns, 功率为 [-1.78 0 -7.47 -10 -12.62]dB, 运动速度 3km/h。

(2) 导频的设计

导频的设计如图 2 所示, 导频采用正交化设计, 不同发送天线发送的导频互相正交, 发送天线 1 到发送天线 4 的导频分别为 $P_1=[1, 1, 1, 1]^T$, $P_2=[1, -1, 1, -1]^T$, $P_3=[1, -1, -1, 1]^T$, $P_4=[-1, -1, 1, 1]^T$ 。

本发明的实施例中虽然采用了块状正交的导频结构, 目的是为了使本发明更适用于慢衰落频率选择性信道, 但这并不影响本发明的一般性, 在增加计算的复杂性, 增加频谱资源的占用下, 也可以使用其他导频结构, 如梳状导频、离散导频等结构。

(3) 基于最小二乘法 (LS) 的信道估计方法

基于 LS 的信道估计方法如图 3 所示, 4 个接收机根据 4 个发送天线所提供的正交的导频信息, 在频域利用最小二乘法 (LS) 求出每个导频处的信道的初始估计值, 这实际上是一种不考虑噪声影响的理想化的信道估计方法。

(4) 快速逆傅立叶变换 (IFFT)

快速逆傅立叶变换 (IFFT) 如图 3 所示, 每个接收机对各自的 LS 算法估计出来的信道估计初值做快速逆傅立叶变换 (IFFT), 得到时间/时延域的信道估计值。这里, 考虑到信道的最大多径长度是未知的, 所以本发明采用最保守的假设, 即最大多径长度为循环前缀长度加 1 ($L = L_{cp} + 1$), 这样时间/时延域的信道状态值在时延域的维数最大为 $L = L_{cp} + 1$, 在本发明中, $L_{cp} = 15$, 所以 L 为 16。

(5) RLS 滤波算法

RLS 滤波算法如图 4 所示, 时间/时延域的信道估计值通过 RLS 滤波算法得到考虑噪声情况下的时间/时延域中的更精确的信道估计值, 在用 RLS 算法的过程中, 信道期望值是当前时刻 LS 算法通过 IFFT 得到的信道估计值, 输入

值是当前和前几个时刻 LS 算法通过 IFFT 得到的信道估计值, 利用 RLS 算法的递归关系, 可以求出当前时刻的考虑噪声作用下准确的信道估计值, 从而实现对时变无线信道的即时跟踪与估计。这里, RLS 滤波器的长度 M 和最大多径时延长度 L 均会影响到信道估计的精度和计算复杂度, 往往精度越高, 计算复杂度越高, 如图 5 和图 6 所示。另外, RLS 滤波算法可以用 LMS 滤波算法替代, 尽管 LMS 算法的计算复杂度小于 RLS 算法, LMS 的计算复杂度为 $\gamma[M(L_{cp}+1)]$, RLS 计算复杂度为 $\gamma[M^2(L_{cp}+1)]$, 一般 M 取值很小, 考虑到 LMS 的收敛速度和估计精度均远远小于 RLS 算法, 所以在计算成本日益减小的当今时代, RLS 算法更具有应用价值的。

(6) 滤波器长度及最大多径时延长度

滤波器长度对系统性能的影响如图 5, 通过理论分析和计算机仿真找到最优或次最优的滤波器长度, 从而使信道估计精度和复杂度达到折中和平衡。本发明的最优值是通过维纳滤波 (wiener filtering) 原理进行理论计算得到, 首先构造信道估计误差的代价函数, 再利用正交原理, 产生维纳 - 霍夫 (Wiener-Hopf) 方程, 再得到最小均方误差 (MMSE) 准则下的最佳滤波器系数, 这样就可以得到滤波器的长度值, 在本发明中, 根据上述原理得到滤波器最佳长度为 10, 但是这时计算复杂度太高, 所以滤波器长度一般不能取得很大, 一般取值为最佳长度的一半即可达到很好性能且计算复杂度低很多, 所以本发明取 $M=4$ 。最大多径时延长度对系统性能的影响如图 6, 最大多径时延长度一般小于为循环前缀 (CP) 长度, 实际信道最大时延长度远小于循环前缀长度, 最大多径时延长度是信道自身特性, 是不能人为调整的。

(7) 可变遗忘因子方案

可变遗忘因子方案如图 2 所示: 方案 A 采用 6 个导频符号全部具有相同的权系数 $1/6$, 即 $H = \alpha_1 H_1 + \alpha_2 H_2 + \alpha_3 H_3 + \alpha_4 H_4 + \alpha_5 H_5 + \alpha_6 H_6$, $\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 + \alpha_4 + \alpha_5 + \alpha_6 = 1$, 遗忘因子采样相同的值, 全部为 0.9; 方案 B 采用 6 个导频符号具有不同的权系数, 即变化权重系数 α_i , 使后一个时刻导频的权系数 α_{i+1} 和前一时刻导频的权系数 α_i 满足关系 $\alpha_{i+1} = \alpha_i + q$, q 是一个大于 0 小于 1 的常数, 这种设置其实是一种优化的权系数方案, $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5, \alpha_6$ 被设置为不同的值以反映不同导频符号所起的不同作用。考虑到 $H_1, H_2, H_3, H_4, H_5, H_6$ 对 H 所起的作用不同, 且随着 H_i ($i=1, 2, \dots, 6$) 与 H 时间上的距离越来越短, $H_1, H_2, H_3,$

H_4 , H_5 , H_6 对数据符号的信道传输函数 H 所起的作用越来越大, 因此权系数的设置是合理的, 所以方案 B 比方案 A 设计更合理。方案 B 的遗忘因子采用两步法或自适应法: 两步法是给前两个导频以较小的遗忘因子而给后四个导频以较大的遗忘因子, 如图 2, 在本发明中较小遗忘因子为 0.6, 较大的遗忘因子为 0.9, 给前两个导频符号设置低的遗忘因子值, 目的是使通信系统更多地依靠当前导频符号估计得到的正确的信道状态信息; 给后四个导频符号设置高的遗忘因子值, 目的使通信系统更多地依靠前次信道估计提供的信道的统计信息; 自适应遗忘因子法, 给所有导频符号设置不同的遗忘因子, 首先给第一个导频符号设置一个初始值, 然后给其他导频符号设置一个学习速率, 这样所有不同的导频符号均具有一个不同的遗忘因子。初始遗忘因子值和学习速率的设置由诸如信道特性、算法需求、计算机仿真等因素决定, 在算法需求允许的前提下, 可以根据最终的计算机仿真结果, 不断选择和调整遗忘因子值和学习速率。遗忘因子值和学习速率可以随时刻 n 不断变化, 学习速率可以采用自变量为时间的线性函数、指数函数或其它映射关系。本发明根据经验给出三种自适应遗忘因子的设置方案:

在方案 1, 在类似无线局域网等慢衰落频率选择性信道下, 初始值一般取常规法遗忘因子的值, 保证基于自适应遗忘因子信道估计算法的计算复杂度和基于常规遗忘因子算法基本一致, 第 n 时刻的导频的遗忘因子满足 $\lambda_n = \lambda_0 + 0.01n$, λ_0 为初始值, 固定的学习速率设为 0.01, 在本例中初始值取为 0.9, 这样第六个导频的遗忘因子值为小于 1 的值 0.95, 如果导频符号为 10, 则学习速率可以取小于 0.01 的值 0.009, 这样最后一个导频的遗忘因子是不超过 1 的值 0.98。

在方案 2, 在快衰落频率选择性信道下, 算法要求能快速地跟踪信道的变化, 导频图案相应地可以采用梳状或离散状, 初始值可以取常规法遗忘因子的值以保证基于自适应遗忘因子信道估计算法的计算复杂度与基于常规遗忘因子算法基本一致, 第 n 时刻的导频的遗忘因子满足 $\lambda_n = \lambda_0 + 0.01n(1+0.1)^n$, 变化的学习速率设为 $0.01(1+0.1)^n$, 例如本例中初始值取为 0.9, 这样第六个导频的遗忘因子值为小于 1 的值 0.98。如果导频符号为 8, 则学习速率因子可以取小于 0.01 的值 0.006, 这样最后一个导频的遗忘因子为不超过 1 的值 0.982。如果导频符号为 10, 则学习速率因子可以取小于 0.01 的值 0.0046, 这样最后

一个导频的遗忘因子为不超过 1 的值 0.976。这样不同时刻导频遗忘因子为指数变化速率，大于方案 1 中的线性变化速率。

在方案 3，在快衰落频率选择性信道下，算法要求能快速地跟踪信道的变化，导频图案相应地可以采用梳状或离散状，初始值可以取常规法遗忘因子的值以保证基于自适应遗忘因子信道估计算法的计算复杂度与基于常规遗忘因子算法基本一致，第 n 时刻的导频的遗忘因子满足 $\lambda_n = \lambda_0 + 0.0999^{l-n}$ ，变化的学习速率设为 0.0999^{l-n} ， l 是导频符号的个数，例如本例中初始值取为 0.9，这样第六个导频的遗忘因子值为小于 1 的值 0.99。如果导频符号为 8，最后一个导频的遗忘因子仍为不超过 1 的值 0.99。如果导频符号为 10，最后一个导频的遗忘因子仍旧为不超过 1 的值 0.99。这样不同时刻导频遗忘因子为指数变化速率，大于方案 1 中的线性变化速率，且最好一个时刻的导频符号的遗忘因子值始终为 0.99。

在方案 4，在快衰落频率选择性信道下，算法要求能快速地跟踪信道的变化，导频图案相应地可以采用梳状或离散状，初始值可以取常规法遗忘因子的值以保证基于自适应遗忘因子信道估计算法的计算复杂度与基于常规遗忘因子算法基本一致，第 n 时刻的导频的遗忘因子满足

$$\lambda_n = \lambda_0 + 0.01(2n-1) = \lambda_0 + 0.01n \left(2 - \frac{1}{n} \right), \text{ 变化的学习速率设为 } 0.01 \left(2 - \frac{1}{n} \right), \text{ 例如}$$

本例中初始值取为 0.9，这样第六个导频的遗忘因子值为小于 1 的值 0.99。如果导频符号为 8，则学习速率因子可以取小于 0.01 的值 0.007，这样最后一个导频的遗忘因子为不超过 1 的值 0.991。如果导频符号为 10，则学习速率因子可以取小于 0.01 的值 0.0046，这样最后一个导频的遗忘因子为不超过 1 的值 0.978。这样不同时刻导频遗忘因子的变化速率大于方案 1 中的变化速率。

本发明的仿真结果采用方案 1 的自适应遗忘因子方法，初始遗忘因子值设为 0.9，学习速率设为 0.01。各种遗忘因子方案的性能如图 7、图 8 和图 9 所示，方案 A(RLS-C'，RLS-T'，RLS-A') 和方案 B(RLS-C，RLS-T，RLS-A) 的性能比较如图 10 所示。

(8) 快速傅立叶 (FFT) 变换

如图 3 所示，以上步骤求得时间/时延域的信道估计的准确值，但是信号

检测需要的是信道的时间/频率域的状态信息,因此,对时间/时延域的信道估计值做 IFFT 变换得到时间/频率域信道估计值。

(9) 插值算法

以上步骤得到时间/频率域导频处的信道估计值,再通过插值算法得到数据符号处的时间/频率域的信道状态信息,从而提供给信号检测模块进一步处理,本发明把数据的信道状态信息送给空时解码模块进行最大似然准则的空时译码。

本发明的信道估计方法具有一定的通用性,可适应于一般 OFDM 通信系统,采用相同导频图案的单天线 OFDM 系统在频率选择性慢衰落信道如 ITU 信道,即信道多径数目为 2,时延为 $[0\ 260]$ ns,功率 $[0\ -12.77]$ dB,各种信道估计算法的 MSE 仿真性能如图 11 所示,BER 性能如图 12 所示,自适应遗忘因子方案仍旧采用方案 A (LS', LMS', RLS-C', RLS-T', RLS-A') 和方案 B (LS, LMS, RLS-C, RLS-T, RLS-A),仿真性能如图 13 和 14 所示,可以发现方案 B 的性能比方案 A 优越。仿真结果表明,基于自适应遗忘因子的 RLS 算法和基于两步法遗忘因子算法的性能明显好于基于固定遗忘因子的 RLS 算法,采用自适应遗忘因子方案或两步法遗忘因子方案可以更好地反应信道的变化,且具有更小的估计误差和更好的性能。

图 15 是根据本发明第 1 优选实施例的信道估计设备的原理方框图

根据本发明第 1 优选实施例的基于可变遗忘因子 RLS 滤波的信道估计设备包括:初始估计单元 (LS),用于根据提供的导频信息对信道进行初始估计,得到所有导频处的信道的初始值;逆快速傅立叶变换单元 (IFFT),用于对所估计出的初始值进行逆快速傅立叶变换;RLS 滤波器,具有可变遗忘因子,用于对时变无线信道进行跟踪和估计,其中所述可变遗忘因子由遗忘因子设置单元进行设置,从而使得后一时刻导频符号的遗忘因子大于或等于前一时刻导频符号的遗忘因子;快速傅立叶变换单元 (FFT),用于对递归最小平方滤波器的输出进行快速傅立叶变换;以及插值运算单元,用于对傅立叶变换单元的输出执行插值运算,获得数据所对应的信道状态信息值。

如图 15 所示,接收机接收来的信号经过快速傅立叶变换 (FFT) 后送入初始估计单元 (LS);初始估计单元根据提供的导频信息对信道进行基于 LS 的

初始信道估计,得到所有导频处的信道的初始值;信道的初始值经过逆快速傅立叶变换单元(IFFT)后得到时域的初始信道状态信息;把时域的初始信道状态信息送入具有可变遗忘因子的RLS滤波器进行处理,得到准确的时域信道状态信息;将准确的时域信道状态信息送给快速傅立叶变换单元(FFT)后得到频域的准确的信道状态信息;再把频域的准确的信道状态信息送入插值单元进行插值,得到数据符号所对应的频域的信道状态信息;数据符号所对应的频域的信道状态信息送入信号检测单元进行检测,从而在接收机端恢复出发射机发送的数据信息。

相应地,上述各个步骤可以由对应的硬件单元来实现,这里仅给出了示例性的实例,本领域普通技术人员完全可以根据以上描述构造出不同的硬件结构。可选地,上述各个功能可以由单一的硬件单元来实现,或者单一的功能可以由多个硬件单元来实现。这些具体的实施方式均应理解为包含在本发明的保护范围内。

根据本发明的第1优选实施例,在传统的频域最小平方信道估计器的基础上设计了一种时间/时延域的基于可变遗忘因子RLS滤波的信道估计方法和设备,通过对时变信道的跟踪与估计,得到噪声作用下的信道状态信息,从而得到更加符合实际的信道估计值。根据本发明第1优选实施例的信道估计方法和设备与传统的信道估计方法和设备相比,能够很好地跟踪和估计信道,具有收敛性好、估计精度高等特点,同时能够通过调整滤波器长度等参数来对信道估计精度和计算复杂度进行折中和平衡,从而获得更好的估计性能,因此,这种信道估计方法和设备方便灵活,很适合实际应用,可以为第三代(3G)、超三代(B3G)、第四代(4G)蜂窝移动通信和数字电视、无线局域网(WLAN)、无线广域网(WWAN)等系统的信道估计方案提供重要的理论依据和具体的实现方法和设备。

· 第2优选实施例

基于粒子滤波的信道估计方法和设备

首先,对本发明第2优选实施例的原理和设计思想进行详细说明。

1. 首先,根据采用的通信系统是单天线系统还是多天线系统,设置相应

的导频信息;

考虑所采用的通信系统是单天线系统还是多天线系统,如果是单天线系统,对导频的设置没有任何特殊要求,如果是多天线系统,则在发送端发送的不同天线及不同时刻构成的导频矩阵必须满秩,因此这些导频可以是互相正交也可以不正交,这样在接收天线端可以很容易地对不同发送天线的导频符号进行解耦和分离。本发明采用的是一维空间的粒子滤波器,所采用的信号处理方法都是建立在一维空间的贝叶斯原理和一维空间的序贯蒙特卡罗法的基础上的,因此,本发明针对信道信息是包含幅度和相位的复数信息,把复数的实部和虚部分离开来,分别对实部和虚部进行各自的基于粒子滤波法的跟踪与估计,整个过程结束前,再把信道实部和虚部信息合并成完整的信道信息。采用一维空间的信道实部和虚部分别处理的方法,避免了原理极其复杂且运算量极大的贝叶斯原理下联合概率密度问题的求解问题,从而大大减小了分析复杂度和运算量。

2. 利用导频符号,求出基于最小平方准则(LS)下的初始的信道估计值,再把LS估计得到的复数形式的信道信息分解成实部形式和虚部形式的信道信息。

这个过程对单天线系统很简单,就是在频域求出各导频符号对应的初始信道估计值;对多天线系统也比较简单,就是在第1步天线解耦的前提下求出各导频符号对应的初始信道值。这个初始信道值可以通过逆傅立叶变换(IFFT)得到时域的信道信息,在时域采用最小均方误差算法(LMS)或递归最小二乘算法(RLS)得到时域信道估计值,这个时域信道估计值再通过傅立叶变换(FFT)而得到频域的信道值,这个信道信息的精度高于LS算法得到的初始的信道值。为减小计算复杂度,本发明的实施实例中采用LS方法而不采用较为复杂的LMS或RLS方法。

3. 利用得到的实部和虚部形式的初始的信道估计值,进行粒子滤波的序贯重要采样法的初始化设置,初始化设置包括抽取随机样本,即设置粒子的数目、粒子范围、各个粒子所对应的权重;

初始化设置就是抽取一系列样本(粒子),包括设置粒子的数目 M 、粒子范围、各个粒子所对应的权重 $1/M$ 。每一个需要信道估计的时频块都需要 M 个权重为 $1/M$ 的粒子进行采样。本发明重要采样法的信道粒子的初始值的设置不

同于已知信道为 AR 模型的设置方法,在已知信道为 AR 模型的设置方法中,后面时刻信道粒子初始值是前面时刻信道粒子初始值的服从 AR 模型的转换值。因此本发明的信道粒子值的初始值是建立在 LS 算法的基础上的,它不需要任何已知信道统计信息。序贯重要采样法的核心思想是根据贝叶斯原理对一系列随机样本(粒子)所表示的先验概率和信道的当前量测值进行加权运算,得到先验概率下的信道估计值。这里信道的当前量测值就是第 2 步估计处理的初始信道估计值,得到的后验概率下的信道估计值就是本发明所要求的准确信道的估计值。随机样本(粒子)的个数越多,蒙特卡罗的特性和后验概率密度的函数表示就越接近,序贯重要采样法的性能就越接近于最优贝叶斯估计。但是粒子数目太多会导致计算复杂度增加,而且粒子数目增加到一定的程度就逼近于最优值,合理的粒子数目一般通过比较计算机仿真结果和计算复杂度的情况下得到。

4. 根据噪声方差得到以信道粒子值为条件的接收信号的条件概率密度,即先验概率;

根据噪声估计得到噪声的估计方差,在

$\sqrt{\frac{W_T}{N_T}}T[n,k]H[n,k]=Y[n,k]+\eta[n,k]$ 中, $T[n,k]$ 表示 n 时刻 k 子载波的发送信号,

$H[n,k]$ 表示信道, $Y[n,k]$ 表示接收信号, $\eta[n,k]$ 表示噪声, W_T 表示第 N_T 根发送天线上的发送功率,则运用 LS 估计方法得到式子

$$H[n,k] = \sqrt{\frac{N_T}{P_T}} T^{-1}[n,k] X[n,k], \text{ 则得到信噪比 SNR 满足 } SNR = \frac{W_T}{\sigma_\eta^2[n,k]}, \text{ 因此可}$$

以推导出噪声方差 $\sigma_\eta^2[n,k] = \frac{W_T}{SNR}$ 。

5. 用上一步先验概率和当前的接收信号来更新每个粒子的权值,即运用贝叶斯公式得到以当前接收信号为条件的信道粒子值的后验概率密度,然后再对所有粒子的权值进行归一化,得到各个粒子的新的权重值;

本发明对插入导频的时频点进行信道估计,假设经过 OFDM 解调之后 t 时刻导频子载波上的已有的数据序列为 $\mathbf{y}_{0,t} = [y_0, \dots, y_L]^T$; 根据噪声估计得到噪声

的估计方差, 用这个方差根据式 $Y[n, k] = \sqrt{\frac{W_T}{N_T}} T[n, k] H[n, k] + \eta[n, k]$ 得到先验概

率密度 $p(y_i | h'_i)$, $i=1, 2, \dots, M$, M 表示粒子总数, 即以信道粒子值为条件的接收信号的条件概率密度; 对于后验概率密度函数 $p(h_i | y_{0:i})$ 的贝叶斯估计可以表示为 $p(h_i | y_{0:i}) = \frac{p(y_i | h_i) p(h_i | y_{0:i-1})}{p(y_i | y_{0:i-1})}$; 为了能够递归的计算 $p(h_i | y_{0:i})$ 的贝叶斯

估计, 本发明利用序贯重要采样, 使用粒子和它们相对应的权重值表示要求的

后验概率密度函数是其中重要的思想, 即 $p(h_i | y_i) \approx \sum_{i=1}^M w'_i \delta(h_i - h'_i)$, 具体的表

达式为 $w'_i = w'_{i-1} \frac{p(y_i | h_i) p(h_i | h_{i-1})}{\pi(h_i | h_{i-1}, y_i)}$, $\pi(h_i | h_{i-1}, y_i)$ 表示了当前系统的先验知识, 如

果 $\pi(h_i | h_{i-1}, y_i)$ 越接近真实的后验概率函数, 粒子滤波器的性能就越好; 使用先

验重要函数的表式形式可以把 $w'_i = w'_{i-1} \frac{p(y_i | h_i) p(h_i | h_{i-1})}{\pi(h_i | h_{i-1}, y_i)}$ 的问题化简为

$w'_i = w'_{i-1} p(y_i | h_i)$, 再用接收信号和信道信息粒子构成的先验概率和当前的接收信号来更新每个粒子的权值; 然后, 再对所有粒子的权值进行归一化, 如

$w'_i = \frac{w'_i}{\sum_i w'_i}$, 这样就得到各个粒子的新的权重值。噪声方差在信道跟踪的初始

阶段设置为比理论值大的值, 在初步跟踪到信道之后, 设置为便于精确的跟踪的值。而且, 在慢时变信道中噪声方差设置为比理论值大的值, 在快时变信道中, 设置为比理论值小的值。由于本发明中信道粒子值的初始值设置是根据 LS 算法得到的信道粗略估计值进行取样得到的, 因此本发明可以按顺序地得到观测值, 进行在线推理, 因而当接收数据到达时, 就需要更新后验分布, 本发明采用按顺序的方法, 不需要存储所有数据, 从而简化了计算。

6. 根据滤波器退化检测公式, 性能低于门限值时, 进行重采样算法;

利用粒子滤波器退化检测公式 $N_{eff} = \frac{M}{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N ((\hat{w}_n^{(i)})^2)} = \frac{1}{\sum_{i=1}^N ((\bar{w}_n^{(i)})^2)}$ 进行检

测, M 为重采样前的初始粒子个数, 如果滤波器性能下降低于门限值, 即当

$N_{eff} < N_{th}$ ($N_{th} \leq M$), 进行重采样算法。重采样不仅计算量很大, 而且如果使用不当会导致系统性能大大降低, 因此没有必要在每一步都进行重采样, 当滤波器性能下降至低于一个门限值时, 即 $N_{eff} < N_{th}$ 时, 再进行重采样。重采样门

限值 N_{eff} 满足 $N_{eff} = \frac{M}{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N ((\hat{w}_n^{(i)})^2)} = \frac{1}{\sum_{i=1}^N ((\bar{w}_n^{(i)})^2)}$, 其中 $\hat{w}_n^{(i)} = M\bar{w}_n^{(i)}$ 。选取权重值

大的粒子进行重采样。这里使用的重采样过程是不同于以往文献中基于信道模型的 (例如 AR 模型), 而是基于接收信号的后验分布, 然后引入一定的扩展性, 对于变化的信道有不错的跟踪性能。具体的步骤如下: 在第 5 步中得到了所有粒子的值和更新权值之后, 把这些离散的粒子看作是信道的离散概率密度分布, 利用离散的积分方法, 把这概率密度转换成概率分布。然后对概率分布的概率轴进行 M 等分, 对重新分割的分布轴上进行分配粒子, 并且在分配粒子的时候引入向外延拓的粒子, 即在重采样算法采样好的基础上再适当地人为扩大粒子的取值范围, 以便适应信道的变化。

7. 进行加权运算, 即对所有信道粒子值和它们的概率密度来求出数学期望值, 得到当前时刻的准确的信道估计值, 这些信道估计值为实部和虚部的形式;

由于本发明把信道的实部和虚部分开进行处理, 因此当粒子滤波器得到信道粒子的权重后, 利用初信道粒子的初始值进行加权运算, 分别得到实部和虚部的信道估计值, 即对所有信道粒子值和它们的概率密度 (权重) 来求出数学期望值, 得到当前时刻实部和虚部的信道估计值, 再合并实部和虚部得到最

终复数形式的信道估计值, 如式 $\hat{H}[n, k] = \sum_{i=1}^M wr_i' \tilde{H}_i'[n, k] + j \sum_{i=1}^M wi_i' \tilde{H}_i'[n, k]$, wr_i' 和

wi_i' 分别表示信道实部和虚部在 t 时刻的粒子值, i 表示 M 个粒子中的第 i 个粒子。在权重更新过程中, 如果粒子滤波器出现退化现象, 则运用重采样后的信道粒子值和权重进行加权运算, 即求出信道粒子值的数学期望值, 再进行实部和虚部合并而得到复数形式的信道估计值。

8. 返回到第 5 步, 进行下一时刻的迭代运算。

由于粒子滤波是一种时间上递归的信号处理方法, 所以所有时刻的导频

符号对应的准确的信道估计值应通过不断的迭代运算得到，因此返回第 5 步是为下一次信道估计做准备。

9. 根据以上步骤求出的各个时刻的导频符号的准确信道估计值，合并实部和虚部的形式的信道估计值，使信道估计值为能体现幅度和相位信息的复数形式；最后，利用插值的方法得到数据符号的信道信息值，从而为下一环节的数据检测或译码提供较为准确的信道信息。

以下，给出了本发明第 2 优选实施例的具体应用示例。

如图 16 所示，结合实例对本发明的技术方案作进一步描述：

以一个 2 发 2 收的 MIMO-OFDM 系统为例，信道带宽为 6.4MHz，子载波数为 32。信道为多径瑞利衰落信道，信道多径数目为 2，时延为 [0 ns, 260 ns]，功率延迟分布服从指数衰减。数据传输时，发送天线每隔 6 个 OFDM 符号插入连续两个符号的导频序列，不同天线上的导频序列互相正交。由于在每一个发射和每一个接收天线之间存在一条信道，所以每个信道估计结果实际包含对 4 个信道的估计。

1. 首先在导频上安排时间上连续排列的块状导频，这种分配导频的方法应用于 2 发 2 收的每个发送天线上。如图 16 所示，假设有天线 1 和天线 2，这种导频分配具体如下：在时刻 1，天线 1 上面分配全为 1 的导频数据，天线 2 上也是分配同样为 1 的块导频；在时刻 2，天线 1 上面仍旧分配全为 1 的导频数据，天线 2 上则分配全为 -1 的导频数据。导频分配之后加入数据段的数据，相隔 6 个时刻之后再加入如上的导频，分配方法也是一样的。这么做的目的在于使接收端可以利用连续导频的数据和信道慢衰落的特点，进行天线相关的数据分离，从而简化了粒子滤波器的计算复杂度。上面不同天线导频的分配方式是互相正交的，也可采样不是正交的形式，例如在时刻 1，天线 1 上面分配全为 1 的导频数据，天线 2 上也是分配同样为 2 的块导频；在时刻 2，天线 1 上面仍旧分配全为 1 的导频数据，天线 2 上则分配全为 1 的导频数据，这样也可以满足本发明的要求。因此，本发明的对多天线系统导频符号的要求是在由 N_T 个发送天线、 N_T 个连续时刻上构成的导频矩阵是满秩矩阵。

2. 在接收端，在接收导频的时候，每个接收天线利用连续的两个导频时刻的导频数据，进行简单的加减运算便可以得到发送天线 1 和发送天线 2 的信

道分离的数据。具体操作可以如下：接收天线 1 上导频时刻 1 的数据加上接收天线 1 上导频时刻 2 的数据可以得到 2 倍的经过发送天线 1 到接收天线 1 信道 H_{11} 的发送数据。接收天线 1 上导频时刻 1 的数据减去接收天线 1 上导频时刻 2 的数据可以得到 2 倍的经过发送天线 2 到接收天线 1 信道 H_{21} 的发送数据。接收天线 2 上导频时刻 1 的数据加上接收天线 2 上导频时刻 2 的数据可以得到 2 倍的经过发送天线 2 到接收天线 2 信道 H_{22} 的发送数据。接收天线 2 上导频时刻 1 的数据减去接收天线 2 上导频时刻 2 的数据可以得到 2 倍的经过发送天线 1 到接收天线 2 信道 H_{12} 的发送数据。

3. 根据四个导频信道相关数据的分离结果，可以对于每个信道 ($H_{11}, H_{21}, H_{12}, H_{22}$) 进行粒子滤波信道估计。这种估计是在所有子载波上进行的，在对每个子载波的每个信道估计的时候，由于信道信息是复数形式的，如果直接进行粒子滤波器的应用将会涉及到二维的粒子滤波过程，这和二维随机变量的联合估计相关，复杂度较高。但是由于导频数据的设计是实数，所以在接收端只要将第 2 步得到的数据进行进一步的实虚部分离，实虚部分离之后得到的两部分信息分别是导频信号经过一个信道的实部参数构成的虚拟信道和虚部参数构成虚拟信道的接收结果。对于这样一个结果，如果知道导频的数据和接收噪声，那么就可以估计出这两种虚拟接收信号的概率分布情况。

4. 通过前三步，本发明可以得到 2 发 2 收系统每 2 个连续导频块的每个子载波的 4 个信道的 8 个虚拟接收信号。对于每个虚拟接收信号进行粒子滤波。首先利用 LS 算法对这些信道有个粗略的估计，以这个粗略的估计为基础，初始化粒子滤波器的初始粒子。确定粒子滤波器的粒子范围和粒子个数，然后把每个粒子的权值设为 $1/M$ (其中 M 是粒子总数)，本例中粒子数目可以设置为 50，粒子的步长可设置为 0.05，正负两个方向取粒子值，则可以得到 50 个信道粒子值；若取 100 个粒子值，则粒子的步长可设置为 0.025，正负两个方向取粒子值，则可以得到 100 个信道粒子值。注意，粒子数目的增加会导致估计精度增加，同时也导致计算复杂度增加，但是当粒子数目增加一定的程度，估计精度很难提高，因此必须在估计精度和计算复杂度之间取平衡值，本例中，根据计算机仿真结果，粒子值为 100 时即可以达到很好的性能。

5. 根据噪声估计得到噪声的估计方差，在

$\sqrt{\frac{W_T}{N_T}} T[n, k] H[n, k] = Y[n, k] + \eta[n, k]$ 中, $T[n, k]$ 表示 n 时刻 k 子载波的发送信号, $H[n, k]$ 表示信道, $Y[n, k]$ 表示接收信号, $\eta[n, k]$ 表示噪声, W_T 表示第 N_T 根

发送天线上的发送功率, 则运用 LS 估计方法得到式子

$$H[n, k] = \sqrt{\frac{N_T}{P_T}} T^{-1}[n, k] Y[n, k], \text{ 则得到信噪比 } SNR \text{ 满足 } SNR = \frac{W_T}{\sigma_\eta^2[n, k]}, \text{ 因此可}$$

以推导出噪声方差 $\sigma_\eta^2[n, k] = \frac{W_T}{SNR}$ 。考虑到粒子滤波器的序贯统计特性, 粒子

滤波器本身就有较强的抗噪声能力, 因此在实际的应用中, 对噪声的估计并不

用非常精确, 可以根据不同的情况设置相应的噪声方差。在 $\sigma_\eta^2[n, k] = \frac{W_T}{SNR}$ 中,

$SNR=10$ 时, 发送天线上的发送功率为 W_T 时, 噪声方差为 0.1, 在信道跟踪的初始阶段, 可以根据噪声方差的理论值如 0.1, 把噪声方差设置较大的值如 0.3, 以便于系统的跟踪。在初步跟踪到信道之后, 可以把这个噪声方差设置为适当的值如 0.1, 以便精确的跟踪。一般在慢时变信道中, 噪声方差值可以设置得大一些, 本发明的估计算法仍然能够快速跟踪和收敛; 在快时变信道中, 噪声方差应该设置的小一点, 以更好地跟踪信道的变化。噪声方差的灵活设置和使用, 可以使本发明提出的基于粒子滤波的信道估计方法适应于各种不同情况下的信道。

6. 用噪声的估计方差得到条件为信道信息粒子值的接收信号分布的条件

分布 $p(y_i | h_i)$ 。如式 $\sqrt{\frac{W_T}{N_T}} T[n, k] H[n, k] = Y[n, k] + \eta[n, k]$, 如果噪声 $\eta[n, k]$ 的方

差已知, 即噪声为服从高斯分布 $N(0, \sigma_\eta^2)$ 的白噪声, $Y[n, k]$ 为接收信号, $T[n, k]$ 为已知的导频信号, 则信道频域传输函数 $H[n, k]$ 的条件概率密度 $p(y_i | h_i)$ 就可以推导出来, 因此粒子值的先验概率就可以确定。用每个信道估计粒子的接收信号分布来更新每个粒子的权值, 即 $w_i^{*(m)} = w_{i-1}^{*(m)} p(y_i | \mathbf{h}_i^{(m)})$ 。然后再对所有

粒子的权值进行归一化, 即 $w_i^{(m)} = \frac{w_i^{*(m)}}{\sum_{i=1}^M w_i^{*(l)}}$ 。

7. 利用更新后的粒子和对应的权值估计出这个虚拟信道的信道估计,

$$p(h_l | y_l) \approx \sum_{i=1}^M w_i' \delta(h_l - h_i').$$

同样的操作应用于所有的所有接收天线的子载波的

所有 8 个虚拟信道, 得到这个时刻的所有子载波的导频符号的信道估计值。

8. 利用粒子滤波器退化检测公式 $N_{eff} = \frac{M}{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N ((\hat{w}_n^{(i)})^2)} = \frac{1}{\sum_{i=1}^N ((\bar{w}_n^{(i)})^2)}$ 进行检

测, M 为重采样前的初始粒子个数, 如果滤波器性能下降低于门限值, 即当 $N_{eff} < N_{th}$ ($N_{th} \leq M$), 进行重采样算法。重采样不仅计算量很大, 而且如果使用不当会导致系统性能大大降低, 因此没有必要在每一步都进行重采样, 当滤波器性能下降至低于一个门限值时, 即 $N_{eff} < N_{th}$ 时, 再进行重采样。重采样门

限值 N_{eff} 满足 $N_{eff} = \frac{M}{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N ((\hat{w}_n^{(i)})^2)} = \frac{1}{\sum_{i=1}^N ((\bar{w}_n^{(i)})^2)}$, 其中 $\hat{w}_n^{(i)} = M \bar{w}_n^{(i)}$ 。本发明在序

贯重要采样步骤后加一个重采样步骤, 其算法流程图如图 17 所示, 序贯重要采样法的原理如图 18 所示, 选取权重值大的粒子进行重采样, 重采样算法采用基于概率分布的重采样算法, 如图 19 所示, M 表示重采样前粒子的个数, 对先验概率 $p(h_l | y_l)$ 进行积分运算, 则得到它的概率分布函数, 因此可以发现先验概率值越大的粒子所对应的概率分布函数值越大, 即图 19 中 $F(h_l | y_l)$ 函数的斜率越大。

9. 最后, 根据利用粒子滤波器估计出来的导频符号的信道估计值, 运用插值的方法得到数据符号的信道估计值, 从而为下一环节的数据检测或译码模块提供信道信息。

本发明采用基于粒子滤波的信道估计方法, 在贝叶斯原理和蒙特卡罗采样原理的基础上采用序贯重要采样法和基于概率分布函数的重采样法对无线信道进行跟踪和估计, 仿真结果表明这种信道估计方法好于传统的信道估计方法, 如图 20 和图 21 表示。图 20 表明基于粒子滤波的信道估计方法的最小均

方误差 (MSE) 性能好于基于扩展卡尔曼 (EKF) 的信道估计方法和基于最小平方的信道估计方法 (LS), 且随着粒子数目的增加, MSE 的性能也相应变好, 但是粒子数目增加到一定的程度, MSE 的性能提高不是很明显。图 21 表明采用基于粒子滤波的信道估计方法的系统的比特误码率 (BER) 性能好于采用扩展卡尔曼 (EKF) 信道估计方法和最小平方的信道估计方法 (LS) 的系统。本发明也适用于单发单收 (SISO)、单发多收 (SIMO)、多发单收 (MISO) 的通信系统, 具有很广的适用范围。

图 22 是根据本发明第 2 优选实施例的信道估计设备的原理方框图

根据本发明第 2 优选实施例的基于粒子滤波的信道估计设备包括: 导频信息设置单元 (预处理单元), 用于根据采用的通信系统是单天线系统还是多天线系统, 对导频信息进行处理; 初始估计单元 (LS), 用于根据已知导频信息对信道进行最小平方估计, 得到各个导频处信道估计的初始值; 粒子初始化设置单元, 用于设置粒子范围和粒子数目, 并为每个粒子分配初始权重; 重要采样单元, 用于以信道粒子值为条件的接收信号的条件概率密度作为先验概率, 与当前接收信号构造贝叶斯模型, 计算出以当前接收信号为条件的信道粒子值的后验概率密度; 以及对所有粒子的权值进行归一化, 并进行加权运算; 重采样单元, 用于根据判断条件对粒子进行重采样, 其中重要采样单元和重采样单元执行时间递归操作; 以及插值运算单元, 用于执行内插运算, 得到所有发送数据符号的信道估计值, 从而完成信道状态信息的估计。

如图 22 所示, 接收机接收来的信号经过快速傅立叶变换单元 (FFT) 后送入预处理单元; 预处理单元根据单天线系统或多天线系统的导频结构, 进行简单的加减运算便可以得到发送天线的信道分离的数据; 初始估计单元 (LS) 根据提供的导频信息对信道进行基于 LS 的初始信道估计, 利用导频信息求出基于最小平方准则 LS 下的初始信道估计值, 再把 LS 估计得到的复数形式的信道信息分解成实部形式和虚部形式的信道信息; 此时, 粒子初始化设置单元设置粒子范围和粒子数目, 并为每个粒子分配初始权重; 然后, 重要采样单元以接收信号作为观测值, 以信道粒子值为条件的接收信号的条件概率密度作为先验概率, 结合当前接收信号构造贝叶斯模型, 计算出以当前接收信号为条件的信道粒子值的后验概率密度; 然后, 再对所有粒子的权值进行归一化, 这样就

得到各个粒子的新的权重值；运用滤波器退化检测公式对性能进行判断，性能低于门限值时，进行重采样算法；根据以上步骤求出的各个时刻的导频符号的准确信道估计值，合并实部和虚部的形式的信道估计值，使信道估计值为能体现幅度和相位信息的复数形式；最后利用插值的方法得到数据符号的信道信息值，从而为下一环节的数据检测或译码提供较为准确的信道信息。

相应地，上述各个步骤可以由对应的硬件单元来实现，这里仅给出了示例性的实例，本领域普通技术人员完全可以根据以上描述构造出不同的硬件结构。可选地，上述各个功能可以由单一的硬件单元来实现，或者单一的功能可以由多个硬件单元来实现。这些具体的实施方式均应理解为包含在本发明的保护范围内。

根据本发明的第 2 优选实施例，提供了一种基于粒子滤波的信道估计方法和设备，克服了现有技术中的不足，使其在不知道信道统计信息的环境下具有估计性能稳健、鲁棒性强、抗噪声的能力强的特点，且易于实现。相比于 K. Huber 及 W. H Chin 等人提出的几种基于粒子滤波的信道估计方法，本发明的第 2 优选实施例更加符合实际信道未知的特点，无需已知任何信道统计信息，且提出了更好的重采样算法。相比于求解此类问题的递推滤波算法 (EKF、MGEKF 等)，本发明的第 2 优选实施例具有估计精度高、收敛时间短且性能稳定的特点。另外，本发明的第 2 优选实施例通过天线解耦、导频信息的实部和虚部分解，把二维甚至多维空间中基于贝叶斯原理的条件概率求解问题化简为一维空间中条件概率的求解问题，且运用基于概率分布函数值的重采样算法大大简化了粒子滤波算法的计算复杂度。而且本发明的第 2 优选实施例采用灵活的噪声估计算法，从具有抗噪声能力强的特点。因此，随着计算存储成本的下降，基于粒子滤波的信道估计算法越来越受到重视，本发明的第 2 优选实施例提出的基于粒子滤波的信道估计算法可以通过硬件来实现，具有一定的工程应用价值。

· 第 3 优选实施例

选择性信道估计方法和设备

首先，对本发明第 3 优选实施例的原理和设计思想进行详细说明。

1. 首先, 判断信道属性;

考虑到无线信道的复杂性, 无线信道可能处于线性信道、非线性信道、高斯白噪声的信道、非高斯噪声的信道, 移动终端具有可移动性的特点且运动速度可能造成多普勒频移, 实际接收机在不同时刻所处的无线环境是十分复杂的, 因此, 本发明定义线性且高斯白噪声的信道为非恶劣信道环境, 定义非线性信道或非高斯噪声的信道为恶劣信道环境。接收机首先判断信道是恶劣信道环境还是非恶劣信道环境。

2. 根据信道环境而采用选择性信道估计方法;

根据信道是否处于恶劣信道环境而采用选择性的信道估计方法, 恶劣信道环境采用基于粒子滤波的信道估计方法, 非恶劣信道环境采用基于可变遗忘因子 RLS 信道估计方法。

3. 进行插值算法;

考虑到信道估计方法得到是导频符号的信道状态信息, 因此通过插值算法得到数据符号的信道状态信息。

4. 进行信号检测算法;

运用信号检测算法, 结合插值算法得到的数据符号的信道状态信息, 得到发射机的发送数据信息。

5. 计算比特误码率;

计算上述步骤得到的发送数据信息的比特误码率。

6. 判断误码率指标。

判断误码率指标是否达到要求, 如果误码率达到系统设计要求, 则表示接收机接收一帧符号结束, 如果误码率达不到系统设计要求, 则表示接收机接收的一帧符号不能作为最终接收数据, 这时运用基于粒子滤波的信道估计方法重新进行信道估计, 其中为提高基于粒子滤波信道估计的精度, 通过加大粒子的采样数目来提高信道估计的精度。

以下, 给出了本发明第 3 优选实施例的具体应用示例。

如图 23 所示, 结合实例对本发明的技术方案作进一步描述:

在结合基于粒子滤波的信道估计方法和基于可变遗忘因子 RLS 信道估计方法的基础上, 考虑到无线信道的复杂性, 而采用一种可选择性信道估计方法。

1. 首先判断无线信道是否为恶劣信道。如果信道是线性且高斯白噪声的信道, 则判断无线信道为非恶劣信道环境; 如果信道是非线性信道或非高斯噪声的信道, 则判断信道为恶劣信道环境。

2. 采用基于粒子滤波的信道估计方法或基于可变遗忘因子 RLS 的信道估计方法。信道是恶劣信道环境则采用基于粒子滤波的信道估计方法; 信道是非恶劣信道环境则采用基于可变遗忘因子 RLS 的信道估计方法。

3. 运用插值算法。运用插值算法, 得到数据符号所对应的信道状态信息。

4. 运用信号检测算法。运用信号检测算法, 得到发射机的发送数据信息。

5. 计算一帧数据符号的比特误码率 (BER)。

6. 判断误码率指标。如果误码率指标达到性能要求则表示接收一帧数据符号的过程结束; 如果误码率指标达不到性能要求, 则运用基于粒子滤波的信道估计方法重新进行信道估计, 其中信道估计的精度通过设置粒子的采样数目来控制, 直至误码率性能达到系统性能要求。

图 24 是根据本发明第 3 优选实施例的信道估计设备的原理方框图

根据本发明第 3 优选实施例的选择性信道估计设备包括: 判断信道属性单元, 判断信道是否为恶劣信道环境; 基于粒子滤波的信道估计器, 用于估计恶劣信道环境的信道; 基于可变遗忘因子 RLS 滤波的信道估计器, 用于估计非恶劣信道环境的信道; 误码率指标判断单元, 用于判断误码率是否满足性能要求。

如图 24 所示, 接收机接收来的信号经过快速傅立叶变换单元 (FFT) 后, 对信道属性进行判断, 判断信道属性单元判断信道是否为恶劣信道环境; 信道是恶劣信道则采用基于粒子滤波的信道估计器, 信道是非恶劣信道则采用基于可变遗忘因子 RLS 的信道估计器; 信道估计器完成对信道状态信息的估计后, 把信道状态信息送给插值单元进行插值, 得到数据符号所对应的信道状态信息; 将数据符号所对应的信道状态信息送给数据检测单元, 运用信号检测算法得到发射机的发送数据信息; 计算一帧发送数据信息的误码率; 误码率指标判断单元判断误码率是否满足系统要求, 如果误码率指标达到性能要求则表示接收一帧数据符号的过程结束, 如果误码率指标达不到性能要求, 则运用基于粒子滤波的信道估计器重新进行信道估计, 其中通过增大采样的粒子数目来提高

信道估计器的估计精度。

相应地，上述各个步骤可以由对应的硬件单元来实现，这里仅给出了示例性的实例，本领域普通技术人员完全可以根据以上描述构造出不同的硬件结构。可选地，上述各个功能可以由单一的硬件单元来实现，或者单一的功能可以由多个硬件单元来实现。这些具体的实施方式均应理解为包含在本发明的保护范围内。

权 利 要 求

1、一种基于可变遗忘因子递归最小平方（RLS）滤波的信道估计方法，包括：

初始估计步骤，根据提供的导频信息对信道进行初始估计，得到所有导频处的信道的初始值；

逆傅立叶变换步骤，对估计出的信道初始值进行逆傅立叶变换；

跟踪和估计步骤，运用基于可变遗忘因子的递归最小平方滤波，对时变无线信道进行跟踪和估计；

傅立叶变换和插值步骤，通过傅立叶变换和插值算法得到数据所对应的信道状态信息值，

其中所述可变遗忘因子是变化的，后一时刻导频符号的遗忘因子大于或等于前一时时刻导频符号的遗忘因子。

2、根据权利要求1所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计方法，其特征在于：

在所述初始估计步骤中，使用导频信息通过最小平方算法，获取频域上导频处的信道状态信息的初始值。

3、根据权利要求1所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计方法，其特征在于：

在所述逆傅立叶变换步骤中，通过快速逆傅立叶变换得到时间/时延域的未考虑噪声作用下的信道状态信息。

4、根据权利要求1所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计方法，其特征在于：

在所述跟踪和估计步骤中，以当前时刻未考虑噪声作用下的信道状态信息作为期望值，以当前时刻和前几个时刻的信道状态信息为输入值，再利用递归最小平方滤波，跟踪和估计当前时刻的考虑噪声作用下的准确的信道状态信息。

5、根据权利要求1或4所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计方法，其特征在于：

在跟踪和估计的过程中采用可变遗忘因子，再在时间/时延域进行递归运

算, 得到考虑噪声作用的准确的信道状态信息。

6、根据权利要求 1 所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计方法, 其特征在于:

在所述傅立叶变换和插值步骤中, 执行快速傅立叶变换, 得到时间/频率域的信道传输函数; 以及通过插值算法得到数据符号所对应的信道传输函数, 并把数据符号所对应的传输函数送给信号检测模块进行检测或译码。

7、根据权利要求 2 所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计方法, 其特征在于:

所述导频信息为结构是块状的导频符号, 每个导频符号包括所有子载波上的时频块, 导频的帧结构采用在一帧数据前面加入若干个导频符号的帧结构, 在多天线系统中不同发射天线在同一时刻的导频是互相正交的。

8、根据权利要求 7 所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计方法, 其特征在于:

所述导频符号, 如果采用块状导频结构从而在一帧中时域上不同时刻点的导频符号具有不同的权系数, 离数据符号越近的导频符号的权系数越大; 所述导频符号如果采用梳状导频、离散导频结构, 可设置不同的权系数, 且随着时刻的增加, 导频符号的权系数越来越大。

9、根据权利要求 1 所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计方法, 其特征在于:

所述可变遗忘因子, 其变化采用两步法可变遗忘因子方案, 给前几个导频设置较小的遗忘因子值而给后几个导频设置较大的遗忘因子值, 给后几个导频符号设置高的遗忘因子值, 这样使通信系统更多地依靠前次信道估计提供的信道的统计信息。

10、根据权利要求 1 所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计方法, 其特征在于:

所述可变遗忘因子, 其变化采用自适应遗忘因子方案, 具体为: 给不同位置的导频符号自适应地分配遗忘因子值, 给处于第一个位置处的导频符号分配一个初始遗忘因子和一个学习速率, 这样, 除第一个位置外的导频就根据遗忘因子的学习速率来不断更新遗忘因子的值, 处于不同时刻的导频符号具有不同的遗忘因子值, 从而更好地跟踪和估计时变信道的变化。

11、根据权利要求 10 所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计方法，其特征在于：

在慢衰落频率选择性信道下，自适应遗忘因子的学习速率采用固定的学习速率，首先给第一个导频符号的遗忘因子设置一个初始值，初始值取常规法遗忘因子的值以保证计算复杂度与基于常规遗忘因子算法一致，再给除第一个导频符号外的导频符号设置一个固定的学习速率，从而使不同的导频符号均具有不同的遗忘因子值。

12、根据权利要求 10 所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计方法，其特征在于：

在快衰落频率选择性信道下，自适应遗忘因子的学习速率采用变化的学习速率，首先给第一个导频符号的遗忘因子设置一个初始值，初始值取常规法遗忘因子的值以保证计算复杂度与基于常规遗忘因子算法基本一致，再给除第一个导频符号外的导频符号设置一个随时间不断变化的学习速率，学习速率采用自变量为时间的线性函数、指数函数或其它映射关系，从而使不同的导频符号均具有不同的遗忘因子。

13、根据权利要求 10 所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计方法，其特征在于：

遗忘因子根据导频符号的个数设置学习速率。

14、根据权利要求 1 所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计方法，其特征在于：

通过调整递归最小平方滤波的长度来控制所述信道估计方法的估计精度和计算复杂度，通过理论分析和计算机仿真找到最优或次最优的递归最小平方滤波长度，从而使所述信道估计方法的估计精度和复杂度达到折中和平衡。

15、一种基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计设备，包括：

初始估计单元，用于根据提供的导频信息对信道进行初始估计，得到所有导频处的信道的初始值；

逆傅立叶变换单元，用于对估计出的信道初始值进行逆傅立叶变换；

递归最小平方滤波器，具有可变遗忘因子，用于对时变无线信道进行跟踪和估计，其中所述可变遗忘因子是变化的，后一时刻导频符号的遗忘因子大于或等于前一时刻导频符号的遗忘因子；

傅立叶变换单元, 用于对递归最小平方滤波器的输出进行傅立叶变换;
以及

插值运算单元, 用于对傅立叶变换单元的输出执行插值运算, 获得数据所对应的信道状态信息值。

16、根据权利要求 15 所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计设备, 其特征在于:

所述初始估计单元使用导频信息通过最小平方算法, 获取频域上导频处的信道状态信息的初始值。

17、根据权利要求 15 所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计设备, 其特征在于:

所述逆傅立叶变换单元通过快速逆傅立叶变换得到时间/时延域的未考虑噪声作用下的信道状态信息。

18、根据权利要求 15 所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计设备, 其特征在于:

所述递归最小平方滤波器以当前时刻未考虑噪声作用下的信道状态信息作为期望值, 以当前时刻和前几个时刻的信道状态信息为输入值, 再利用递归最小平方滤波, 跟踪和估计当前时刻的考虑噪声作用下的准确的信道状态信息。

19、根据权利要求 15 或 18 所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计设备, 其特征在于:

所述递归最小平方滤波器采用可变遗忘因子, 再在时间/时延域进行递归运算, 得到考虑噪声作用的准确的信道状态信息。

20、根据权利要求 15 所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计设备, 其特征在于:

所述傅立叶变换单元执行快速傅立叶变换, 得到时间/频率域的信道传输函数; 以及

所述插值运算单元通过插值算法得到数据符号所对应的信道传输函数, 并把数据符号所对应的传输函数送给信号检测模块进行检测或译码。

21、根据权利要求 16 所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计设备, 其特征在于:

所述导频信息为结构是块状的导频符号，每个导频符号包括所有子载波上的时频块，导频的帧结构采用在一帧数据前面加入若干个导频符号的帧结构，在多天线系统中不同发射天线在同一时刻的导频是互相正交的。

22、根据权利要求 21 所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计设备，其特征在于：

所述导频符号，如果采用块状导频结构从而在一帧中时域上不同时刻点的导频符号具有不同的权系数，离数据符号越近的导频符号的权系数越大；所述导频符号如果采用梳状导频、离散导频结构，可设置不同的权系数，且随着时刻的增加，导频符号的权系数越来越大。

23、根据权利要求 15 所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计设备，其特征在于：

所述可变遗忘因子，其变化采用两步法可变遗忘因子方案，给前几个导频设置较小的遗忘因子值而给后几个导频设置较大的遗忘因子值，给后几个导频符号设置高的遗忘因子值，这样使通信系统更多地依靠前次信道估计提供的信道的统计信息。

24、根据权利要求 15 所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计设备，其特征在于：

所述可变遗忘因子，其变化采用自适应遗忘因子方案，具体为：给不同位置的导频符号自适应地分配遗忘因子值，给处于第一个位置处的导频符号分配一个初始遗忘因子和一个学习速率，这样，除第一个位置外的导频就根据遗忘因子的学习速率来不断更新遗忘因子的值，处于不同时刻的导频符号具有不同的遗忘因子值，从而更好地跟踪和估计时变信道的变化。

25、根据权利要求 24 所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计设备，其特征在于：

在慢衰落频率选择性信道下，自适应遗忘因子的学习速率采用固定的学习速率，首先给第一个导频符号的遗忘因子设置一个初始值，初始值取常规法遗忘因子的值以保证计算复杂度与基于常规遗忘因子算法一致，再给除第一个导频符号外的导频符号设置一个固定的学习速率，从而使不同的导频符号均具有不同的遗忘因子值。

26、根据权利要求 24 所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道

估计设备，其特征在于：

在快衰落频率选择性信道下，自适应遗忘因子的学习速率采用变化的学习速率，首先给第一个导频符号的遗忘因子设置一个初始值，初始值取常规法遗忘因子的值以保证计算复杂度与基于常规遗忘因子算法基本一致，再给除第一个导频符号外的导频符号设置一个随时间不断变化的学习速率，学习速率采用自变量为时间的线性函数、指数函数或其它映射关系，从而使不同的导频符号均具有不同的遗忘因子。

27、根据权利要求 24 所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计设备，其特征在于：

遗忘因子根据导频符号的个数设置学习速率。

28、根据权利要求 15 所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计设备，其特征在于：

通过调整递归最小平方滤波器的滤波长度来控制所述信道估计设备的估计精度和计算复杂度，通过理论分析和计算机仿真找到最优或次最优的递归最小平方滤波器的滤波长度，从而使所述信道设备的估计精度和复杂度达到折中和平衡。

29. 一种基于粒子滤波的信道估计方法，包括：

初始估计步骤，利用导频信息进行初始信道估计；

粒子滤波步骤，在初始信道值的基础上利用粒子滤波得到准确的信道估计，

其中所述粒子滤波步骤包括以下子步骤：

后验概率密度计算步骤，以信道粒子值为条件的接收信号的条件概率密度作为先验概率，与当前接收信号构造贝叶斯模型，计算出以当前接收信号为条件的信道粒子值的后验概率密度；

归一化和加权步骤，对所有粒子的权值进行归一化并进行加权运算，从而得到准确的信道估计值。

30. 根据权利要求 29 所述的基于粒子滤波的信道估计方法，其特征在于还包括：

导频信息设置步骤，根据采用的通信系统是单天线系统还是多天线系统，设置相应的导频信息。

31. 根据权利要求 29 或 30 所述的基于粒子滤波的信道估计方法, 其特征在于:

在所述初始估计步骤中, 利用导频信息求出基于最小平方准则 LS 下的初始信道估计值, 再把 LS 估计得到的复数形式的信道信息分解成实部形式和虚部形式的信道信息。

32. 根据权利要求 29 或 30 所述的基于粒子滤波的信道估计方法, 其特征在于:

在所述粒子滤波步骤中, 利用得到的实部和虚部形式的初始信道估计值, 进行粒子滤波的序贯重要采样法的初始化设置, 初始化设置包括抽取随机样本, 即设置粒子的数目、粒子范围、各个粒子所对应的权重。

33. 根据权利要求 29 或 30 所述的基于粒子滤波的信道估计方法, 其特征在于:

针对当前时刻,

在所述后验概率密度计算步骤中, 根据噪声方差得到以信道粒子值为条件的接收信号的条件概率密度, 即先验概率; 用该先验概率和当前的接收信号来更新每个粒子的权值, 即运用贝叶斯公式得到以当前接收信号为条件的信道粒子值的后验概率密度; 以及

在所述归一化和加权步骤中, 对所有粒子的权值进行归一化, 得到各个粒子的新的权重值; 根据滤波退化检测公式, 性能低于门限值时, 进行重采样; 进行加权运算, 即对所有信道粒子值和它们的概率密度来求出数学期望值, 得到当前时刻的准确的信道估计值, 这些信道估计值为实部和虚部的形式,

针对下一时刻, 执行所述后验概率密度计算步骤与所述归一化和加权步骤的迭代运算。

34. 根据权利要求 33 所述的基于粒子滤波的信道估计方法, 其特征在于: 根据各个时刻的导频符号的准确信道估计值, 合并实部和虚部的形式的信道估计值, 使信道估计值为能体现幅度和相位信息的复数形式;

利用插值的方法得到数据符号的信道信息值, 从而为下一环节的数据检测或译码提供较为准确的信道信息。

35. 根据权利要求 30 所述的基于粒子滤波的信道估计方法, 其特征在于:

当天线为多天线系统时,不同天线不同时刻构成的导频矩阵为满秩矩阵,对不同发送天线的导频符号进行解耦和分离,把多天线系统的信道估计问题简化为单天线系统的信道估计问题。

36. 根据权利要求 31 所述的基于粒子滤波的信道估计方法,其特征在于:

导频符号设计为实数,把信道信息分解为实部和虚部,分别对实部和虚部进行基于粒子滤波的信道估计,在信道估计过程结束前,再把信道信息的实部和虚部进行合并,从而得到完整的信道信息的估计值。

37. 根据权利要求 33 所述的基于粒子滤波的信道估计方法,其特征在于:

所述噪声方差在慢时变信道中在信道跟踪的初始阶段设置为比理论值大的值,在初步跟踪到信道之后,设置为便于精确跟踪的值。

38. 根据权利要求 33 所述的基于粒子滤波的信道估计方法,其特征在于:

所述噪声方差在快时变信道中在信道跟踪的初始阶段设置为比理论值小的值,在初步跟踪到信道之后,设置为便于精确跟踪的值。

39. 根据权利要求 33 所述的基于粒子滤波的信道估计方法,其特征在于:

所进行的重采样基于所述以当前接收信号为条件的信道粒子值的后验概率密度,利用离散的积分将概率密度转化为概率分布,然后对概率分布的概率轴进行等分,在重新分割后的分布轴上分配粒子,并且在分配粒子的时候引入向外延拓的粒子,以适应信道的变化。

40. 根据权利要求 39 所述的基于粒子滤波的信道估计方法,其特征在于:

在粒子滤波的性能低于门限值时,进行重采样,并运用重采样后的信道粒子值和权重进行加权运算。

41. 一种基于粒子滤波的信道估计设备,包括:

初始估计单元,用于利用导频信息进行初始信道估计;

粒子初始化设置单元,用于设置粒子范围和粒子数目,并为每个粒子分配初始权重;

重要采样单元,用于以信道粒子值为条件的接收信号的条件概率密度作为先验概率,与当前接收信号构造贝叶斯模型,计算出以当前接收信号为条件的信道粒子值的后验概率密度;以及对所有粒子的权值进行归一化,并进行加权运算;

重采样单元,用于根据判断条件对粒子进行重采样,

其中所述重要采样单元和所述重采样单元执行时间递归操作，从而得到发送所有导频处的准确信道估计值。

42. 根据权利要求 41 所述的基于粒子滤波的信道估计设备，其特征在于还包括：

导频信息设置单元，根据采用的通信系统是单天线系统还是多天线系统，设置相应的导频信息。

43. 根据权利要求 41 或 42 所述的基于粒子滤波的信道估计设备，其特征在于：

所述初始估计单元利用导频信息求出基于最小平方准则 LS 下的初始信道估计值，再把 LS 估计得到的复数形式的信道信息分解成实部形式和虚部形式的信道信息。

44. 根据权利要求 41 或 42 所述的基于粒子滤波的信道估计设备，其特征在于：

所述粒子初始化设置单元利用得到的实部和虚部形式的初始信道估计值，进行粒子滤波的序贯重要采样法的初始化设置，初始化设置包括抽取随机样本，即设置粒子的数目、粒子范围、各个粒子所对应的权重。

45. 根据权利要求 41 或 42 所述的基于粒子滤波的信道估计设备，其特征在于：

针对当前时刻，

所述重要采样单元根据噪声方差得到以信道粒子值为条件的接收信号的条件概率密度，即先验概率；用该先验概率和当前的接收信号来更新每个粒子的权值，即运用贝叶斯公式得到以当前接收信号为条件的信道粒子值的后验概率密度；对所有粒子的权值进行归一化，得到各个粒子的新的权重值；进行加权运算，即对所有信道粒子值和它们的概率密度来求出数学期望值，得到当前时刻的准确的信道估计值，这些信道估计值为实部和虚部的形式，

所述重采样单元根据滤波退化检测公式，判断性能低于门限值时，进行重采样操作；

针对下一时刻，所述重要采样单元和所述重采样单元执行迭代运算。

46. 根据权利要求 45 所述的基于粒子滤波的信道估计设备，其特征在于

还包括:

信道估计值实部与虚部合并单元, 用于根据各个时刻的导频符号的准确信道估计值, 合并实部和虚部的形式的信道估计值, 使信道估计值为能体现幅度和相位信息的复数形式; 以及

插值运算单元, 用于通过插值的方法得到数据符号的信道信息值, 从而为下一环节的数据检测或译码提供较为准确的信道信息。

47. 根据权利要求 42 所述的基于粒子滤波的信道估计设备, 其特征在于:

当天线为多天线系统时, 不同天线不同时刻构成的导频矩阵为满秩矩阵, 对不同发送天线的导频符号进行解耦和分离, 把多天线系统的信道估计问题简化为单天线系统的信道估计问题。

48. 根据权利要求 43 所述的基于粒子滤波的信道估计设备, 其特征在于:

导频符号设计为实数, 把信道信息分解为实部和虚部, 分别对实部和虚部进行基于粒子滤波的信道估计, 在信道估计过程结束前, 再把信道信息的实部和虚部进行合并, 从而得到完整的信道信息的估计值。

49. 根据权利要求 45 所述的基于粒子滤波的信道估计设备, 其特征在于:

所述噪声方差在慢时变信道中在信道跟踪的初始阶段设置为比理论值大的值, 在初步跟踪到信道之后, 设置为便于精确跟踪的值。

50. 根据权利要求 45 所述的基于粒子滤波的信道估计设备, 其特征在于:

所述噪声方差在快时变信道中在信道跟踪的初始阶段设置为比理论值小的值, 在初步跟踪到信道之后, 设置为便于精确跟踪的值。

51. 根据权利要求 45 所述的基于粒子滤波的信道估计设备, 其特征在于:

所述重采样单元所进行的重采样基于所述以当前接收信号为条件的信道粒子值的后验概率密度, 利用离散的积分将概率密度转化为概率分布, 然后对概率分布的概率轴进行等分, 在重新分割后的分布轴上分配粒子, 并且在分配粒子的时候引入向外延拓的粒子, 以适应信道的变化。

52. 根据权利要求 51 所述的基于粒子滤波的信道估计设备, 其特征在于:

所述重采样单元在判断粒子滤波的性能低于门限值时, 进行重采样; 以及所述重要采样单元运用重采样后的信道粒子值和权重进行加权运算。

53. 一种选择性信道估计方法, 包括:

判断信道属性, 将非线性信道或非高斯噪声的信道判定为恶劣信道环境,

将线性且高斯白噪声的信道判定为非恶劣信道环境;

针对恶劣信道环境,采用根据权利要求 29~40 之一所述的基于粒子滤波的信道估计方法,进行信道估计;

针对非恶劣信道环境,采用根据权利要求 1~14 之一所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计方法,进行信道估计;

基于信道估计的结果,进行插值和信号检测;

计算所检测出的信号的误码率,并判断误码率是否满足预定的性能要求;

如果误码率不满足预定的性能要求,则采用根据权利要求 29~40 之一所述的基于粒子滤波的信道估计方法,再次进行信道估计,其中通过增大粒子数目来提高信道估计的精度。

54. 根据权利要求 53 所述的选择性信道估计方法,其中

如果误码率满足预定的性能要求,则接收机结束一帧符号的接收。

55. 一种选择性信道估计设备,包括:

信道属性判断单元,用于将非线性信道或非高斯噪声的信道判定为恶劣信道环境,以及将线性且高斯白噪声的信道判定为非恶劣信道环境;

根据权利要求 41~52 之一所述的基于粒子滤波的信道估计设备,用于对恶劣信道环境进行信道估计;

根据权利要求 15~28 之一所述的基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计设备,用于对非恶劣信道环境进行信道估计;

插值和信号检测单元,用于基于信道估计的结果,进行插值和信号检测;

误码率判断单元,用于计算所检测出的信号的误码率,并判断误码率是否满足预定的性能要求,其中如果误码率不满足预定的性能要求,则通知根据权利要求 41~52 之一所述的基于粒子滤波的信道估计设备再次进行信道估计,其中通过增大粒子数目来提高信道估计的精度。

56. 根据权利要求 55 所述的选择性信道估计设备,其中

如果误码率满足预定的性能要求,则接收机结束一帧符号的接收。

1/10

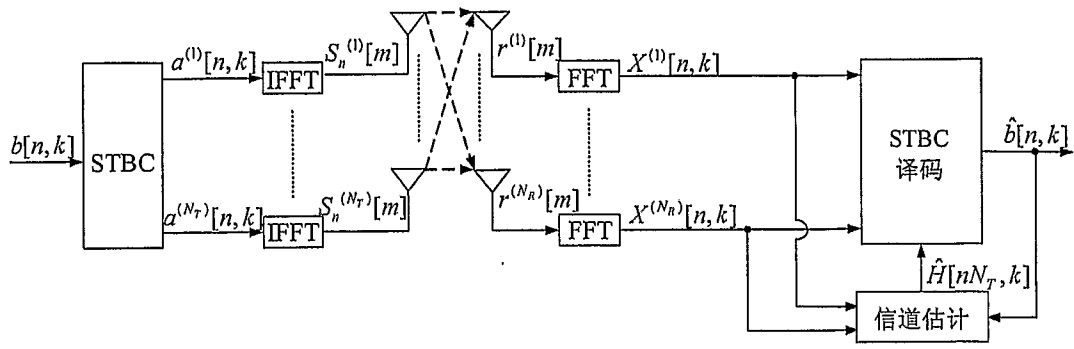


图 1

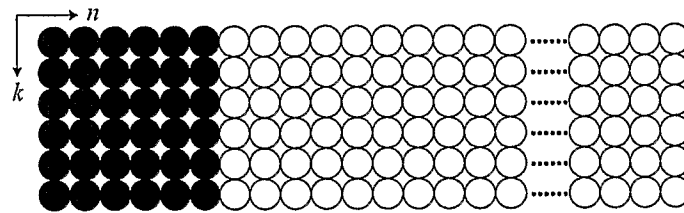


图 2

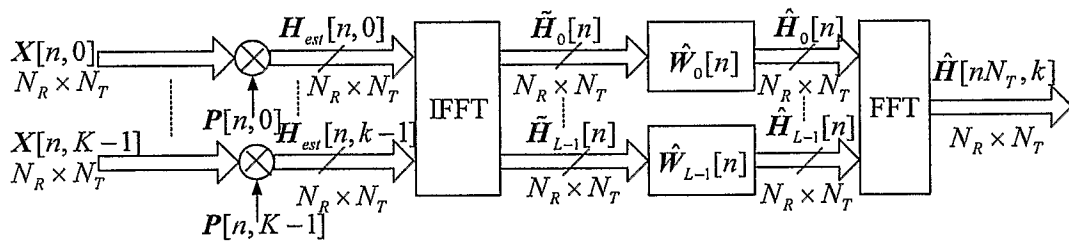


图 3

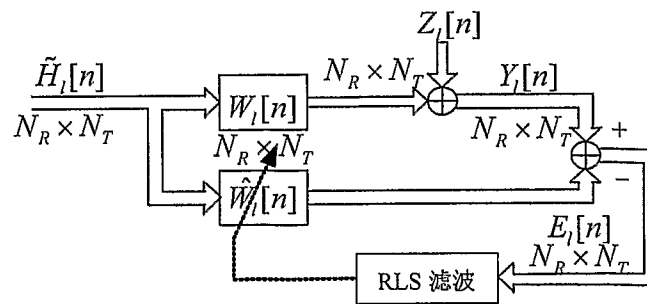


图 4

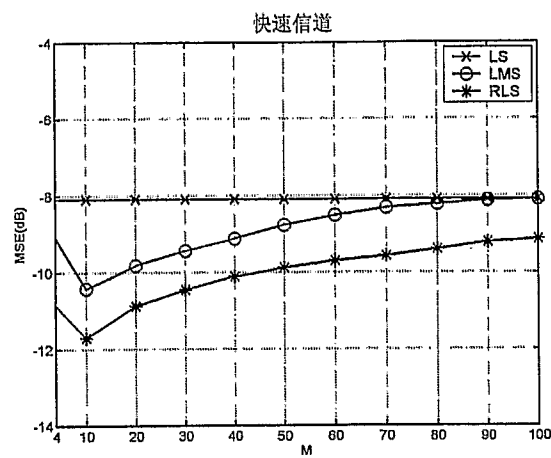


图 5

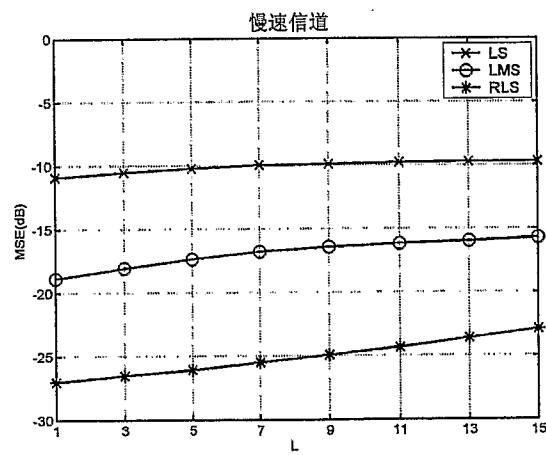


图 6

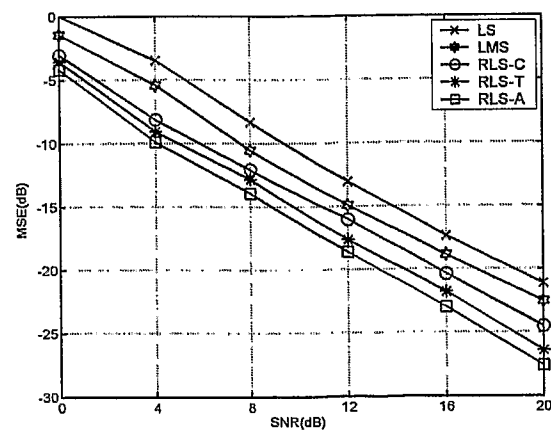


图 7

3/10

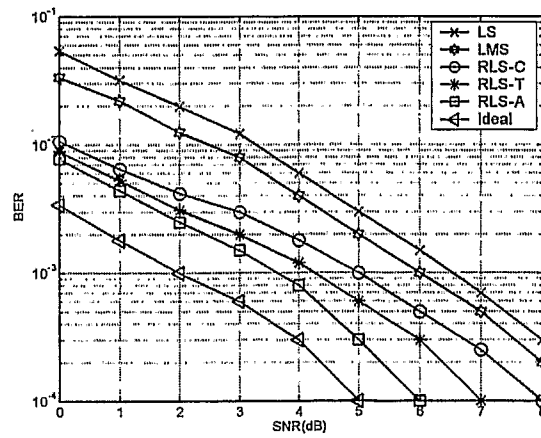


图 8

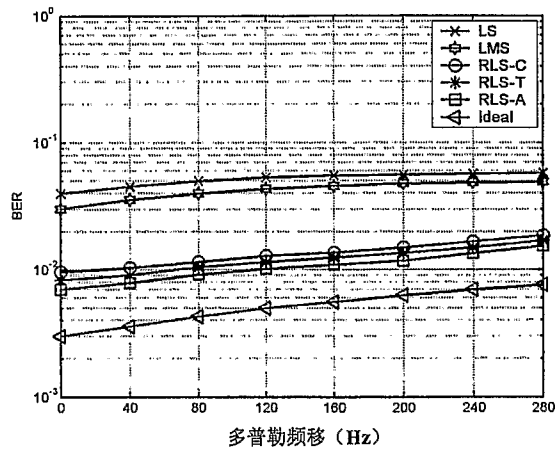


图 9

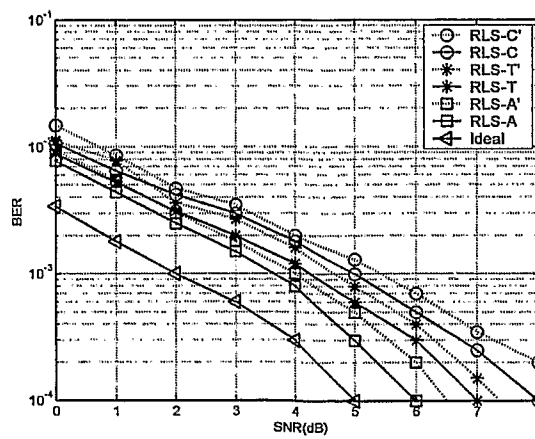


图 10

4/10

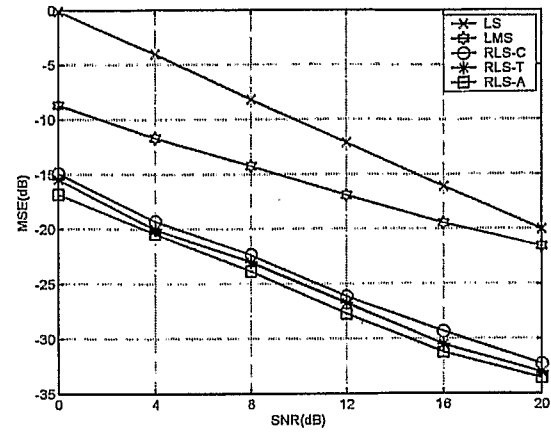


图 11

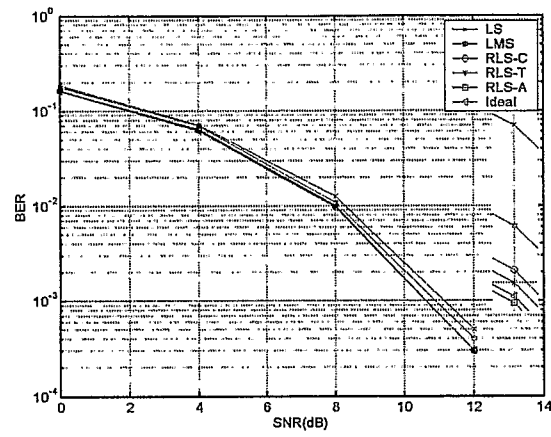


图 12

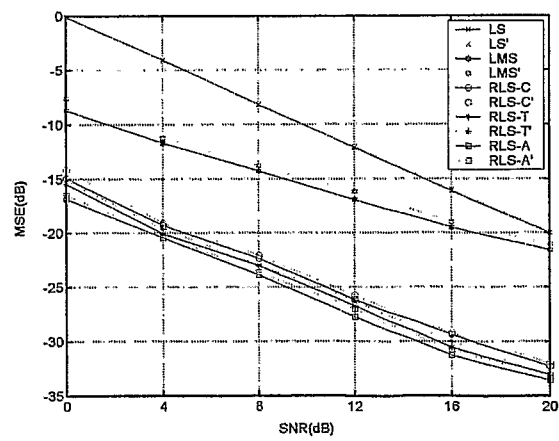


图 13

5/10

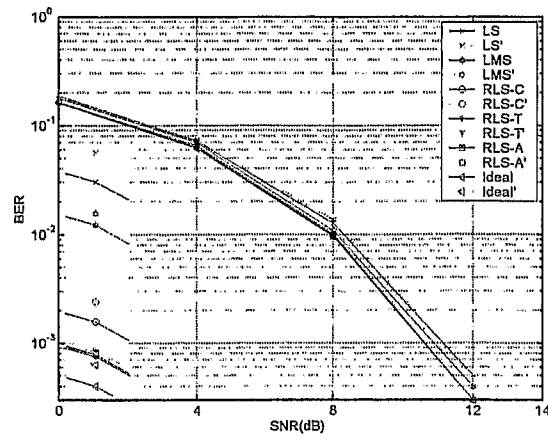


图 14

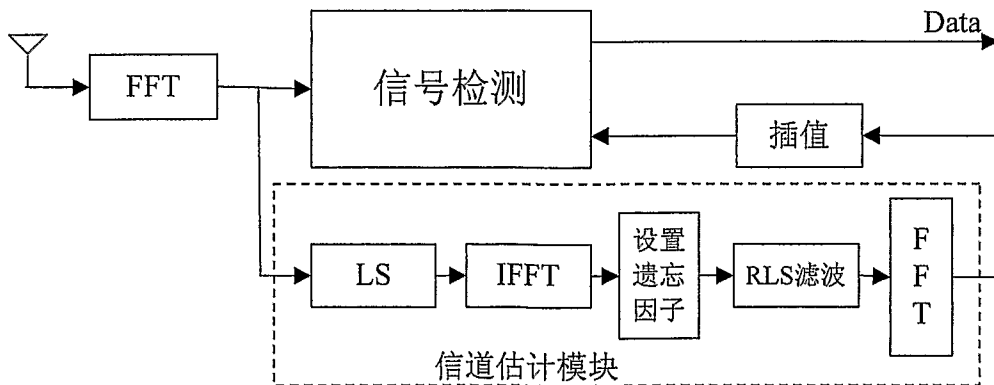


图 15

6/10

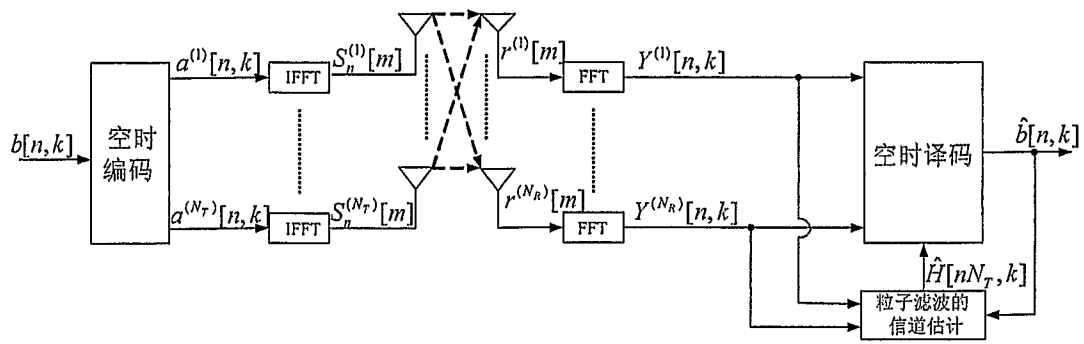


图 16

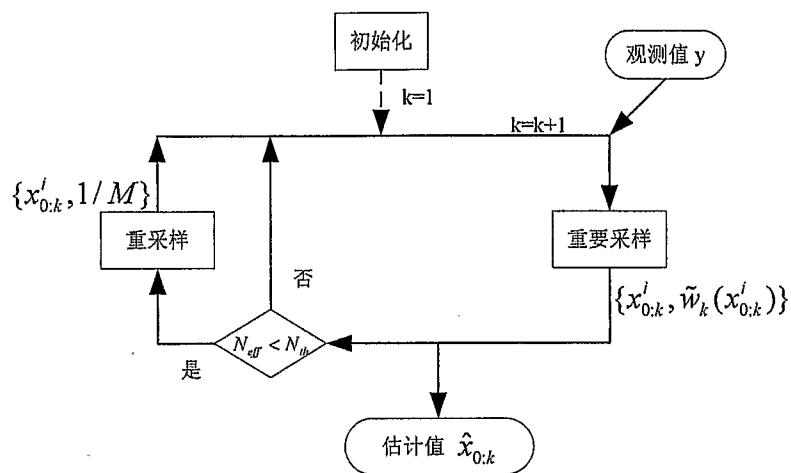


图 17

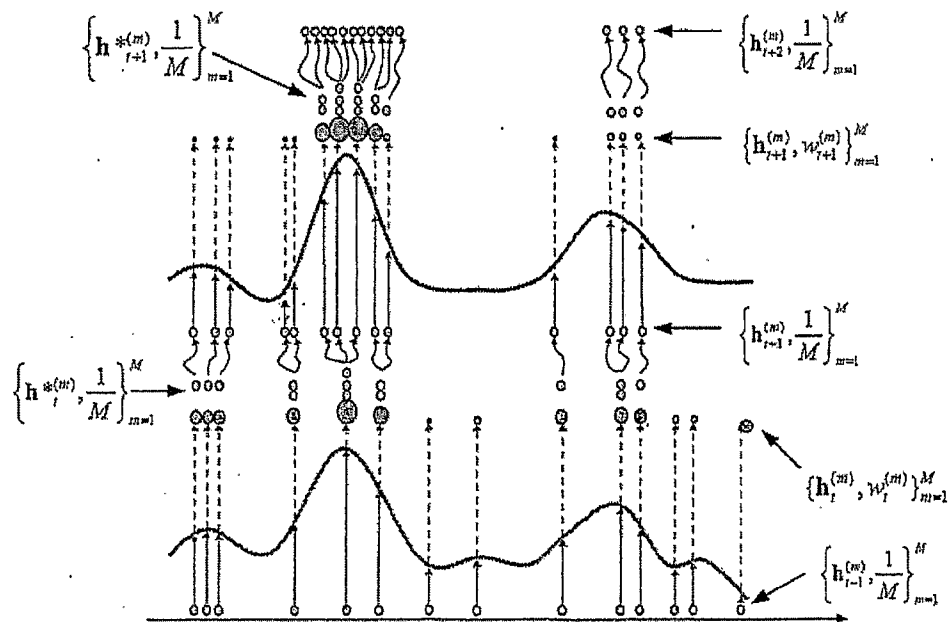


图 18

7/10

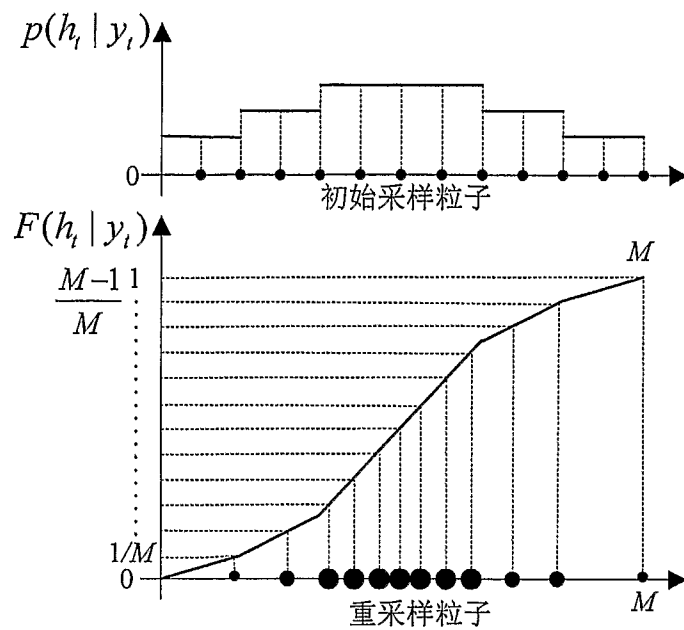


图 19

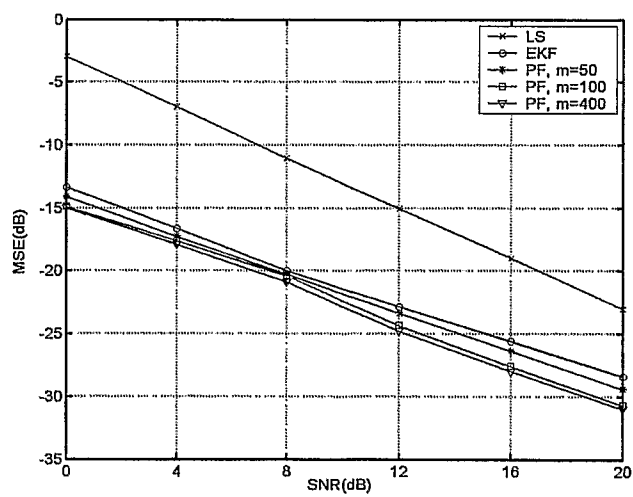


图 20

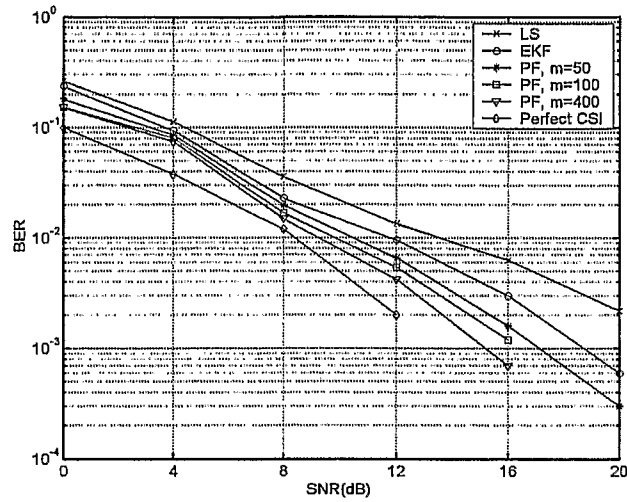


图 21

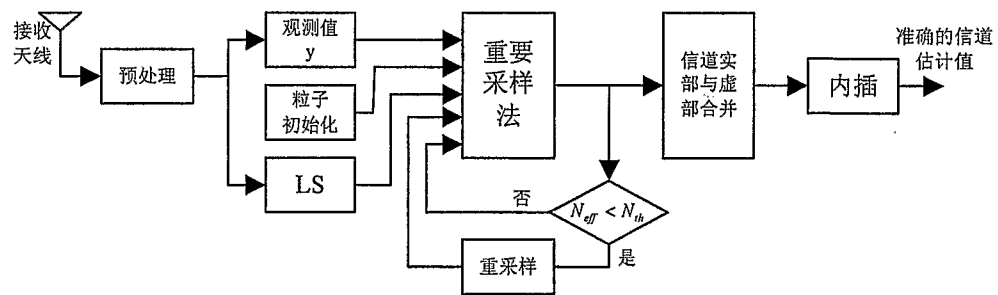


图 22

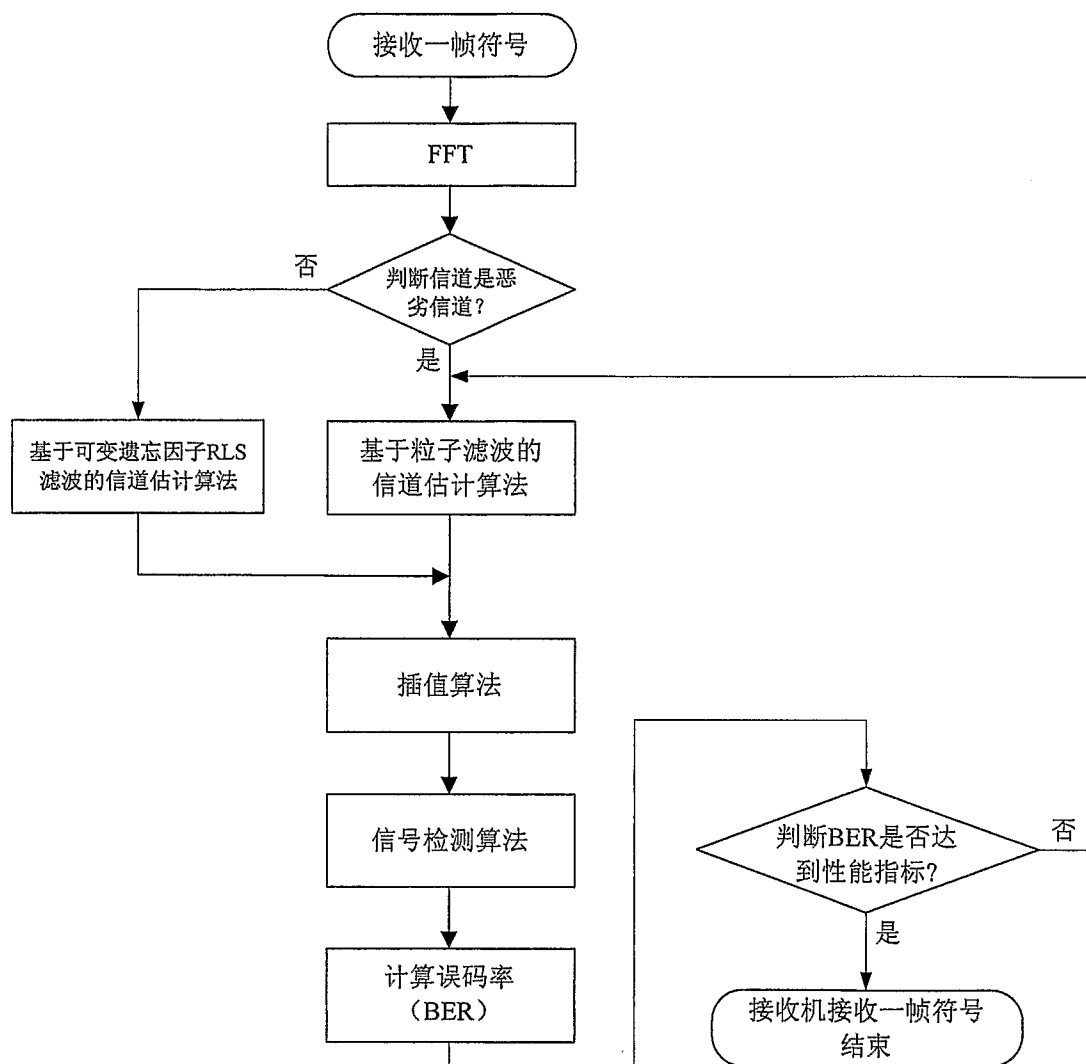
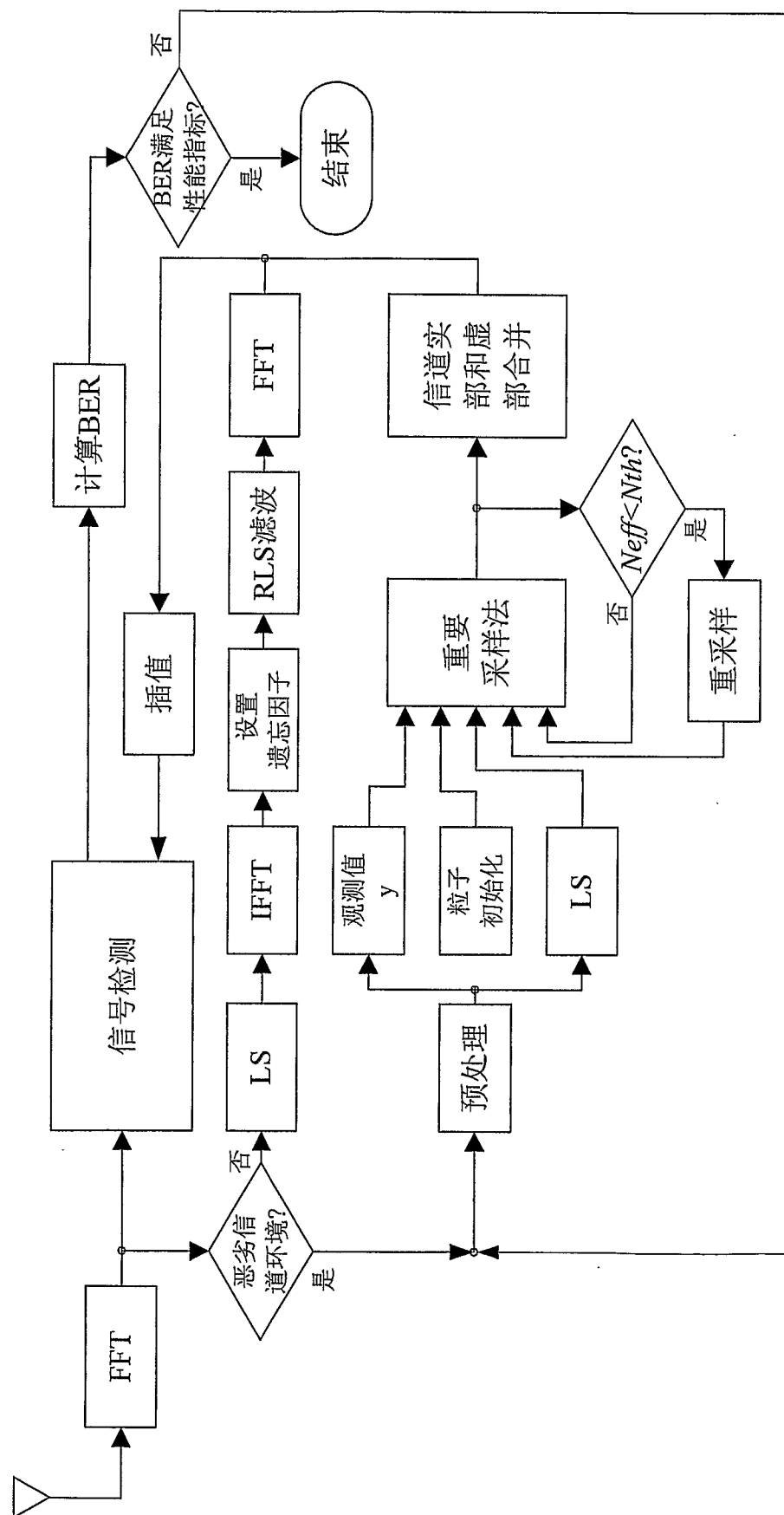


图 23



24

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2007/001531

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04L25/02 (2006.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC: H04L, H04B, H04Q EC: H04L25/02C

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

**WPI, EPODOC, PAJ, CNPAT, CNKI, ENPS: CHANNEL AND (ESTIMAT+ OR EVALUAT+) FILTER+
(LEAST W SQUARES) OR LS) FORGET+ PARTICLE**

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	CN 1437338 A (UNIV HUAZHONG SCI & TECHNOLOGY) 20 Aug. 2003 (20. 08. 2003) see the description from page 3 line 22 to page 5 line 17, fig. 1	1-30, 35, 41-42, 47
A	See all the document	31-34, 36-40, 43-46, 48-56
Y	LIANG Yongming ET-AL: RLS channel estimation with adaptive forgetting factor in space-time coded MIMO-OFDM systems, Journal of Zhejiang University Science A, 2006, Vol.7, No.4, 30 Apr. 2006 (30. 04. 2006) , See the abstract, page 512 right column line 35 to page 513 left column line 5	1-28
A	Pages 507-515	53-56
Y	WANG Shiyuan ET-AL: Blind channel equalization's performance of chaos-based communication systems with particle filter, Journal of Circuits and Systems, 2005, Vol.10, No.1, 28 Feb. 2005 (28. 02. 2005) , See the abstract, page 98 line 12 to page 100 line 10	29-30, 35, 41-42, 47
A	Pages 98-102	31-34, 36-40, 43-46, 48-56
A	CN1481100 A (UNIV BEIJING JIAOTONG) 10 Mar. 2004 (10. 03. 2004) See all the document	35, 47

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim (S) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search 09 Aug. 2007 (09. 08. 2007)	Date of mailing of the international search report 23 Aug. 2007 (23.08.2007)
Name and mailing address of the ISA/CN The State Intellectual Property Office, the P.R.China 6 Xitucheng Rd., Jimen Bridge, Haidian District, Beijing, China 100088 Facsimile No. 86-10-62019451	Authorized officer WANG Zhiwei Telephone No. (86-10)62086080

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2007/001531

Box No. II Observations where certain claims were found unsearchable (Continuation of item 2 of first sheet)

This international search report has not been established in respect of certain claims under Article 17(2)(a) for the following reasons:

1. ☐ Claims Nos.:
because they relate to subject matter not required to be searched by this Authority, namely:
2. ☐ Claims Nos.:
because they relate to parts of the international application that do not comply with the prescribed requirements to such an extent that no meaningful international search can be carried out, specifically:
3. ☐ Claims Nos.:
because they are dependent claims and are not drafted in accordance with the second and third sentences of Rule 6.4(a).

Box No. III Observations where unity of invention is lacking (Continuation of item 3 of first sheet)

This International Searching Authority found multiple inventions in this international application, as follows:

This Authority considers that there are two inventions covered by the claims indicated as follows:

I: Claims 1, 15 directed to a channel estimation method and device based on variable forgetting factor recursive least squares filtering;

II: Claims 29, 41 directed to a channel estimation method and device based on particle filtering.

1. ☒ As all required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers all searchable claims.
2. ☐ As all searchable claims could be searched without effort justifying an additional fees, this Authority did not invite payment of any additional fee.
3. ☐ As only some of the required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers only those claims for which fees were paid, specifically claims Nos.:
4. ☐ No required additional search fees were timely paid by the applicant. Consequently, this international search report is restricted to the invention first mentioned in the claims; it is covered by claims Nos.:

Remark on protest ☐ The additional search fees were accompanied by the applicant's protest and, where applicable, the payment of a protest fee.
☐ The additional search fees were accompanied by the applicant's protest but the applicable protest fee was not paid within the time limit specified in the invitation.
☒ No protest accompanied the payment of additional search fees.

International application No.

Patent Documents referred in the Report

Patent Family

Publication Date

20. 08. 2003

CN 1221096 C

28. 09. 2005

10. 03. 2004

CN 1207859 C

22. 06. 2005

国际检索报告

国际申请号
PCT/CN2007/001531

A. 主题的分类		
H04L25/02 (2006.01) i		
按照国际专利分类表(IPC)或者同时按照国家分类和 IPC 两种分类		
B. 检索领域		
检索的最低限度文献(标明分类系统和分类号)		
IPC: H04L, H04B, H04Q; EC: H04L25/02C		
包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献		
在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称, 和使用的检索词(如使用))		
WPI, EPODOC, PAJ, CNPAT, CNKI, ENPS: CHANNEL AND (ESTIMAT+ OR EVALUAT+) FILTER+ ((LEAST W SQUARES) OR LS) FORGET+ PARTICLE 递归 最小平方 RLS 信道 估计 信道类型+信道属性 可变遗忘因子 滤波 粒子 傅立叶 插值 最小二乘 迭代 天线 解藕		
C. 相关文件		
类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求
Y	CN1437338 A (华中科技大学) 20.8月2003 (20.08.2003) 参见说明书第3页第22页第5页第17行, 图1	1-30, 35, 41-42, 47
A	参见全文	31-34, 36-40, 43-46, 48-56
Y	LIANG Yongming 等: RLS channel estimation with adaptive forgetting factor in space-time coded MIMO-OFDM systems, 浙江大学学报(英文版), 2006, Vol.7, No.4, 30.4月2006 (30.04.2006), 第512页右列第35行至第513页左列第5行	1-28
A	第507-515页	53-56
Y	王世元等: 应用粒子滤波器实现混沌通信系统的盲信道均衡, 电路与系统学报, 2005, Vol.10, No.1, 28.2月2005 (28.02.2005), 参见摘要, 第98页第12行至第100页第10行	29-30, 35, 41-42, 47
A	第98-102页	31-34, 36-40, 43-46, 48-56
A	CN1481100 A (北京交通大学) 10.3月2004 (10.03.2004) 参见全文	35, 47
☐ 其余文件在 C 栏的续页中列出。 ☒ 见同族专利附件。		
* 引用文件的具体类型: “A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件 “E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利 “L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件 “O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件 “P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件 “T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件 “X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性 “Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性 “&” 同族专利的文件		
国际检索实际完成的日期 09.8月2007 (09.08.2007)		国际检索报告邮寄日期 23.8月2007 (23.08.2007)
中华人民共和国国家知识产权局(ISA/CN) 中国北京市海淀区蓟门桥西土城路6号100088 传真号: (86-10)62019451		受权官员 王志伟 电话号码: (86-10) 62086080

第II栏 关于某些权利要求不能作为检索主题的意见(接第1页第2项)

按条约17(2)(a)对某些权利要求未作国际检索报告的理由如下:

1. ☐ 权利要求:

因为它们涉及到不要求本国际检索单位进行检索的主题, 即:

2. ☐ 权利要求:

因为它们涉及到国际申请中不符合规定的要求的部分, 以致不能进行任何有意义的国际检索, 具体地说:

3. ☐ 权利要求:

因为它们是从属权利要求, 并且没有按照细则6.4(a)第2句和第3句的要求撰写。

第III栏 关于缺乏发明单一性时的意见(接第1页第3项)

本国际检索单位在该国际申请中发现多项发明, 即:

本国际单位认为权利要求书包括2项发明, 如下所示:

I: 权利要求1、15涉及: 一种基于可变遗忘因子递归最小平方滤波的信道估计方法和设备;

II: 权利要求29、41涉及: 一种基于粒子滤波的信道估计方法和设备。

1. ☒ 由于申请人按时缴纳了被要求缴纳的全部附加检索费, 本国际检索报告针对全部可作检索的权利要求。

2. ☐ 由于无需付出有理由要求附加费的劳动即能对全部可检索的权利要求进行检索, 本国际检索单位未通知缴纳任何附加费。

3. ☐ 由于申请人仅按时缴纳了部分被要求缴纳的附加检索费, 本国际检索报告仅涉及已缴费的那些权利要求。具体地说, 是权利要求:

4. ☐ 申请人未按时缴纳被要求的附加检索费。因此, 本国际检索报告仅涉及权利要求中首次提及的发明; 包含该发明的权利要求是:

关于异议的说明: ☐ 申请人缴纳了附加检索费, 同时提交了异议书, 缴纳了异议费。

☐ 申请人缴纳了附加检索费, 同时提交了异议书, 但未缴纳异议费。

☒ 缴纳附加检索费时未提交异议书。

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号
PCT/CN2007/001531

检索报告中引用的 专利文件	公布日期	同族专利	公布日期
CN 1437338 A	20. 08. 2003	CN 1221096 C	28. 09. 2005
CN 1481100 A	10. 03. 2004	CN 1207859 C	22. 06. 2005