



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 101997807 A

(43) 申请公布日 2011.03.30

(21) 申请号 200910091871.8

(22) 申请日 2009.08.31

(71) 申请人 大唐移动通信设备有限公司  
地址 100083 北京市海淀区学院路 29 号

(72) 发明人 时代 马卫国 蒋一鸣 刘兵

(74) 专利代理机构 北京同达信恒知识产权代理  
有限公司 11291

代理人 刘松

(51) Int. Cl.

H04L 27/26 (2006.01)

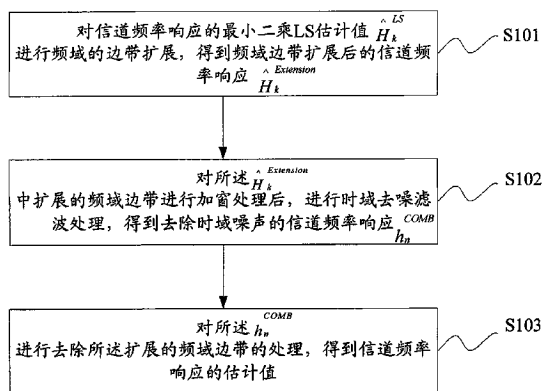
权利要求书 3 页 说明书 9 页 附图 6 页

(54) 发明名称

一种信道估计方法及装置

(57) 摘要

本发明公开了一种信道估计方法及装置，用以减少时域 CIR 能量泄漏，增加时域处理的准确度，提高信道估计性能，且易于实现。本发明提供的一种信道估计方法包括：对信道频率响应的最小二乘 LS 估计值  $\hat{H}_k^{LS}$  进行频域的边带扩展，得到频域边带扩展后的信道频率响应  $\hat{H}_k^{Extension}$ ；对所述  $\hat{H}_k^{Extension}$  中扩展的频域边带进行加窗处理后，进行时域去噪滤波处理，得到去除时域噪声的信道频率响应  $h_n^{COMB}$ ；对所述  $h_n^{COMB}$  进行去除所述扩展的频域边带的处理，得到信道频率响应的估计值。



1. 一种信道估计方法,其特征在于,该方法包括:

对信道频率响应的最小二乘 LS 估计值  $\hat{H}_k^{LS}$  进行频域的边带扩展,得到频域边带扩展后的信道频率响应  $\hat{H}_k^{Extension}$ ;

对所述  $\hat{H}_k^{Extension}$  中扩展的频域边带进行加窗处理后,进行时域去噪滤波处理,得到去除时域噪声的信道频率响应  $h_n^{COMB}$ ;

对所述  $h_n^{COMB}$  进行去除所述扩展的频域边带的处理,得到信道频率响应的估计值。

2. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,对所述  $\hat{H}_k^{Extension}$  中扩展的频域边带进行加窗处理后,进行时域去噪滤波处理,得到去除时域噪声的信道频率响应  $h_n^{COMB}$  的步骤包括:

对所述  $\hat{H}_k^{Extension}$  中扩展的频域边带进行加窗处理,得到加窗处理后的信道频率响应  $\hat{H}_k^{COMB}$ ;

对所述  $\hat{H}_k^{COMB}$  进行离散傅立叶逆变换 IDFT 处理,得到时域的信道频率响应  $\hat{h}_n^{COMB}$ ;

利用所述  $\hat{h}_n^{COMB}$  得到时域噪声平均功率的估计值  $\lambda$ , 并利用所述  $\lambda$  对所述  $\hat{h}_n^{COMB}$  进行时域的去噪判决,得到去除时域噪声后的信道频率响应  $h_n^{COMB}$ 。

3. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,对所述  $h_n^{COMB}$  进行去除所述扩展的频域边带的处理,得到信道频率响应的估计值的步骤包括:

对所述  $h_n^{COMB}$  进行离散傅立叶变换 DFT 处理,得到去除时域噪声后的频域的信道频率响应  $\hat{H}_k^{COMB}$ ;

对所述  $\hat{H}_k^{COMB}$  去除所述扩展的频域边带,得到信道频率响应的估计值:

$$\tilde{H}_{k-G}^{COMB} = H_k^{COMB}, G \leq k \leq N+G-1$$

其中, N 表示所述  $\hat{H}_k^{LS}$  原有边带的点数, G 表示扩展的每个频域边带上的点数,并且  $G < N$ 。

4. 根据权利要求 1、2 或 3 所述的方法,其特征在于,所述  $\hat{H}_k^{Extension}$  为:

$$\hat{H}_k^{Extension} = \left\{ \begin{array}{l} \hat{H}_k^{left}, 0 \leq k \leq G-1 \\ \hat{H}_{k-G}^{LS}, G \leq k \leq N+G-1 \\ \hat{H}_k^{right}, N+G \leq k \leq 2G+N-1 \end{array} \right\}$$

其中,  $\hat{H}_k^{left}$  表示扩展的第一边带上每个点的值,  $\hat{H}_k^{right}$  表示扩展的第二边带上每个点的

值,  $\hat{H}_{k-G}^{LS}$  表示原有边带上每个点的值,  $N$  表示所述  $\hat{H}_k^{LS}$  原有边带的点数,  $G$  表示扩展的每个频域边带上的点数, 并且  $G < N$ ,

$$\hat{H}_k^{left} = \hat{H}_{G-k-1}^{LS}, 0 \leq k \leq G-1$$

$$\hat{H}_k^{right} = \hat{H}_{2N+G-k-1}^{LS}, N+G \leq k \leq 2G+N-1。$$

5. 根据权利要求 4 所述的方法, 其特征在于, 所述  $\hat{H}_k^{COMB}$  为:

$$\hat{H}_k^{COMB} = \left\{ \begin{array}{l} \tilde{D}_k \cdot \hat{H}_k^{left}, 0 \leq k \leq G-1 \\ \hat{H}_{k-G}^{LS}, G \leq k \leq N+G-1 \\ \tilde{D}_k \cdot \hat{H}_k^{right}, N+G \leq k \leq 2G+N-1 \end{array} \right\}$$

其中,  $\tilde{D}_k$  表示  $D$  窗归一化后各点的值。

6. 一种信道估计装置, 其特征在于, 所述装置包括:

频域扩展单元, 用于对信道频率响应的最小二乘 LS 估计值  $\hat{H}_k^{LS}$  进行频域的边带扩展, 得到频域边带扩展后的信道频率响应  $\hat{H}_k^{Extension}$ ;

加窗单元, 用于对所述  $\hat{H}_k^{Extension}$  中扩展的频域边带进行加窗处理, 得到加窗处理后的信道频率响应  $\hat{H}_k^{COMB}$ ;

时域去噪处理单元, 用于对所述  $\hat{H}_k^{COMB}$  进行时域去噪滤波处理, 得到去除时域噪声的信道频率响应  $h_n^{COMB}$ ;

边带去除处理单元, 用于对所述  $h_n^{COMB}$  进行去除所述扩展的频域边带的处理, 得到信道频率响应的估计值。

7. 根据权利要求 6 所述的装置, 其特征在于, 所述时域去噪处理单元包括:

IDFT 单元, 用于对所述  $\hat{H}_k^{COMB}$  进行离散傅立叶逆变换 IDFT 处理, 得到时域的信道频率响应  $h_n^{COMB}$ ;

噪声均方值估计单元, 用于利用所述  $h_n^{COMB}$  得到时域噪声平均功率的估计值  $\lambda$ ;

去噪单元, 用于利用所述  $\lambda$  对所述  $h_n^{COMB}$  进行时域的去噪判决, 得到去除时域噪声后的信道频率响应  $h_n^{COMB}$ 。

8. 根据权利要求 6 所述的装置, 其特征在于, 所述边带去除处理单元包括:

DFT 单元, 用于对所述  $h_n^{COMB}$  进行离散傅立叶变换 DFT 处理, 得到去除时域噪声后的频域的信道频率响应  $H_k^{COMB}$ ;

边带去除单元,用于对所述 $H_k^{COMB}$ 去除所述扩展的频域边带,得到信道频率响应的估计值:

$$\tilde{H}_{k-G} = H_k^{COMB}, G \leq k \leq N+G-1$$

其中, N 表示所述 $H_k^{LS}$ 原有边带的点数, G 表示扩展的每个频域边带上的点数, 并且  $G < N$ 。

9. 根据权利要求 6、7 或 8 所述的装置, 其特征在于, 所述频域扩展单元, 生成的所述 $H_k^{Extension}$ 为:

$$H_k^{Extension} = \left\{ \begin{array}{l} \hat{H}_k^{left}, 0 \leq k \leq G-1 \\ \hat{H}_{k-G}^{LS}, G \leq k \leq N+G-1 \\ \hat{H}_k^{right}, N+G \leq k \leq 2G+N-1 \end{array} \right\}$$

其中,  $\hat{H}_k^{left}$  表示扩展的第一边带上每个点的值,  $\hat{H}_k^{right}$  表示扩展的第二边带上每个点的值,  $\hat{H}_{k-G}^{LS}$  表示原有边带上每个点的值, N 表示所述 $H_k^{LS}$ 原有边带的点数, G 表示扩展的每个频域边带上的点数, 并且  $G < N$ ,

$$\hat{H}_k^{left} = \hat{H}_{G-k-1}^{LS}, 0 \leq k \leq G-1$$

$$\hat{H}_k^{right} = \hat{H}_{2N+G-k-1}^{LS}, N+G \leq k \leq 2G+N-1。$$

10. 根据权利要求 9 所述的装置, 其特征在于, 所述加窗单元生成的所述 $H_k^{COMB}$ 为:

$$H_k^{COMB} = \left\{ \begin{array}{l} \tilde{D}_k \cdot \hat{H}_k^{left}, 0 \leq k \leq G-1 \\ \hat{H}_{k-G}^{LS}, G \leq k \leq N+G-1 \\ \tilde{D}_k \cdot \hat{H}_k^{right}, N+G \leq k \leq 2G+N-1 \end{array} \right\}$$

其中,  $\tilde{D}_k$  表示 D 窗归一化后各点的值。

## 一种信道估计方法及装置

### 技术领域

[0001] 本发明涉及通信技术领域,尤其涉及一种信道估计方法及装置。

### 背景技术

[0002] 目前在正交频分复用 (OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 系统中主要采用的基于离散傅里叶变换 (DFT, Discrete Fourier Transform) 的信道估计算法,其主要思想是通过离散傅里逆叶变换 (IDFT) 将信道频率响应的估计值转换到时域,在时域对噪声进行估计,然后根据估计出的噪声设定门限并通过此门限对信道冲击响应 (CIR, Channel Impulse Response) 进行去噪滤波,再对滤波后的信道冲击响应估计值做 DFT,得到最终估计的信道频率响应。此外,还有一些改进的算法在做 IDFT 之前对最小二乘 (LS, Least Square) 估计器得到的信道频率响应进行预处理,以提高时域去噪精度。下面介绍现有技术中三种具有代表性的基于 DFT 的信道估计算法。

[0003] 方法一、时域厥值判决法。其流程如图 1 所示,假设参考信号 (RS, ReferenceSignal) 所占的子载波数为 N,在利用接收到的 RS 与本地 RS 相除得到信道的 LS 估计矩阵  $H_k^{LS}$  后,对其进行 N 点 IDFT 变换得到时域响应  $h_n^{LS} = IDFT_N(H_k^{LS})$ ,并在时域进行去噪滤波。由于在 OFDM 系统中变换到时域后,真正的 CIR 经过多径延时不会超过循环前缀 (CP, Cyclic Prefix) 的长度 L (相对于 N 很小),所以可以将  $h_n^{LS}$  在 L 点之后的点看作噪声,并根据这些噪声得到判决厥值。以噪声点的均方值为例,设其为  $\lambda$ ,由于 L 之前的点也含有噪声,所以根据系统均方误差 (MSE, Mean Square Error) 性能最优的原则,设定如下式所示的判决准则:

$$[0004] \quad h_n = \begin{cases} h_n^{LS}, & |h_n^{LS}|^2 > \lambda \\ 0, & |h_n^{LS}|^2 \leq \lambda \end{cases}, 0 \leq n \leq L-1$$

[0005] 在判决进行完后,再进行 N 点 DFT,得到最终估计的信道频域响应  $H_k$ 。

[0006] 方法二、基于 DFT 的频域加汉宁 (Hanning) 窗算法。

[0007] 与方法一中的时域厥值判决法不同的是,基于 DFT 的频域加 Hanning 窗算法在做 IDFT 之前,对由 LS 估计器所估计的信道频率响应做了一些处理,以提高 IDFT 之后判决、滤波的准确性。

[0008] 对于基于 DFT 的频域加 Hanning 窗算法,其主要思想是在得到 N 点信道频率响应的 LS 估计值  $H_k^{LS}$  之前,先让其乘以 N 点 Hanning 窗函数,再转换到时域,处理方式同时域厥值判决法,然后再进行 DFT 回到频域,并除以原来的窗函数,其算法流程如图 2 所示。

[0009] 上述算法可以把 N 点的信道频率响应的估计  $H_k^{LS}$  看作是无限长信道频率响应的 N 点矩形窗截取,称为部分频率响应。而频域矩形窗在时域的主瓣很窄,旁瓣能量高,这样必然造成 IDFT 之后的 CIR 能量泄漏,即旁瓣含有不可忽视的信道响应能量和信息,并与噪声混合在一起,如果仍然运用一般的时域厥值判决滤波的方法,会使得在去除噪声的同时不可避免的将一些有用的 CIR 旁瓣滤掉,导致丢失信道响应能量和信息,造成信道估计不准

确。解决的方法之一可以通过在得到频域 LS 估计  $H_k^{LS}$  后对其乘以一个主瓣能量高、旁瓣衰减大的窗函数（例如 Hanning 窗），再进行 IDFT 转换到时域进行去噪滤波，最后回到频域再除以原来乘窗函数，最大限度的减小 CIR 能量泄漏。

[0010] 方法三、基于 DFT 的频域对称扩展算法。

[0011] 基于 DFT 的频域对称扩展算法与基于 DFT 的频域加 Hanning 窗算法类似，也是先在频域对  $H_k^{LS}$  进行处理，以减小 CIR 能量泄漏，提高时域去噪滤波的准确性。基于 DFT 的频域对称扩展算法只不过在这些处理上稍有不同，它的思想是通过对于 N 点信道频率响应的估计  $H_k^{LS}$  构造一个 N 点的镜像：

$$[0012] \quad \hat{H}_k^{Symmetric} = \begin{cases} H_k^{LS}, & 0 \leq k \leq N-1 \\ H_{2N-k-1}^{LS}, & N \leq k \leq 2N-1 \end{cases}$$

[0013] 然后，再对  $\hat{H}_k^{Symmetric}$  作 2N 点 IDFT 转换到时域进行去噪滤波，最后进行 DFT 转换到频域取前 N 个点的各个点与其镜像的平均值，作为最终的信道频率响应估计值。由于增加的数据为原频域响应的镜像，包含有信道信息，可以看作有效点，不影响本来的信道响应，且  $\hat{H}_k^{Symmetric}$  为 2N 点，相当于把矩形窗的宽度提高了 1 倍，减少了 CIR 能量泄漏，提高了估计器的性能，该算法流程如图 3 所示。

[0014] 上面分别说明一下上述三种算法存在的问题。

[0015] 一、时域厥值判决法在频域没有对信道频率响应的估计  $H_k^{LS}$  作任何处理，存在不可忽视的 CIR 能量泄漏，时域上信道冲击响应的旁瓣与噪声混在一起，严重影响噪声厥值计算和判决的准确性。

[0016] 二、基于 DFT 的频域加 Hanning 窗算法需要先后在频域乘以和除以一个与  $H_k^{LS}$  相同长度即 N 点的 Hanning 窗，窗的系数需要根据 N 点取值的不同进行实时计算，尤其在 N 较大的情况下，算法复杂度太大。由于 Hanning 窗两个边带靠其截止点附近位置的衰减非常大，一旦时域的去噪滤波出现误差，尤其在边带接近截止点的误差，会在 DFT 后除以原 Hanning 窗时放大许多倍，造成无法容忍的误差。简单的说，在 IDFT 之前对  $H_k^{LS}$  N 点范围内自身数据的修改，在经过时域去噪滤波后，会因为时域处理不可能避免的一些细小误差，无法在频域恢复。

[0017] 三、基于 DFT 的频域对称扩展算法没有对 N 点信道频率响应的估计  $H_k^{LS}$  的原始值进行修改，避免了出现上述的情况，但其将  $\hat{H}_k^{Symmetric}$  的长度扩大了一倍，变成了 2N，IDFT 和 DFT 的点数都增加一倍，且最终的输出结果需要通过求镜像均值得到，在 N 较大的情况下，大大增加了算法的复杂度。

[0018] 综上所述，现有技术 OFDM 系统中普遍采用的是基于 DFT 的信道估计方法，这类算法的优点是不需要任何信道先验信息，且在较低复杂度的情况下就可实现较好的估计性能，但与此同时也存在一些问题，由于多径时延不总是 OFDM 最小采样间隔的整数倍，所以在时域存在 CIR 能量泄漏，使整个时域上 CIR 能量与噪声混在一起，造成噪声估计不准确，并且去噪滤波处理在滤掉噪声的同时不可避免的会去掉 CIR 泄漏的能量分量，最终影响信道估计的性能。为改善这种情况，许多算法作了一些改进，即在时域进行去噪之前先在频域进行相应处理，以减少 CIR 能量泄漏，这些算法虽然在一定程度上减少了 CIR 能量泄漏，但

频域处理复杂度较高,在样点数较大的情况下,难以实现。

### 发明内容

[0019] 本发明实施例提供了一种信道估计方法及装置,用以减少时域 CIR 能量泄漏,增加时域处理的准确度,提高信道估计性能,且易于实现。

[0020] 本发明实施例提供了一种信道估计方法包括:

[0021] 对信道频率响应的最小二乘 LS 估计值  $\hat{H}_k^{LS}$  进行频域的边带扩展,得到频域边带扩展后的信道频率响应  $\hat{H}_k^{Extension}$  ;

[0022] 对所述  $\hat{H}_k^{Extension}$  中扩展的频域边带进行加窗处理后,进行时域去噪滤波处理,得到去除时域噪声的信道频率响应  $h_n^{COMB}$  ;

[0023] 对所述  $h_n^{COMB}$  进行去除所述扩展的频域边带的处理,得到信道频率响应的估计值。

[0024] 本发明实施例提供了一种信道估计装置包括:

[0025] 频域扩展单元,用于对信道频率响应的最小二乘 LS 估计值  $\hat{H}_k^{LS}$  进行频域的边带扩展,得到频域边带扩展后的信道频率响应  $\hat{H}_k^{Extension}$  ;

[0026] 加窗单元,用于对所述  $\hat{H}_k^{Extension}$  中扩展的频域边带进行加窗处理,得到加窗处理后的信道频率响应  $\hat{H}_k^{COMB}$  ;

[0027] 时域去噪处理单元,用于对所述  $\hat{H}_k^{COMB}$  进行时域去噪滤波处理,得到去除时域噪声的信道频率响应  $h_n^{COMB}$  ;

[0028] 边带去除处理单元,用于对所述  $h_n^{COMB}$  进行去除所述扩展的频域边带的处理,得到信道频率响应的估计值。

[0029] 本发明实施例,通过对信道频率响应的最小二乘 LS 估计值  $\hat{H}_k^{LS}$  进行频域的边带扩展,得到频域边带扩展后的信道频率响应  $\hat{H}_k^{Extension}$  ;对  $\hat{H}_k^{Extension}$  中扩展的频域边带进行加窗处理后,进行时域去噪滤波处理,得到去除时域噪声的信道频率响应  $h_n^{COMB}$  ;对  $h_n^{COMB}$  进行去除扩展的频域边带的处理,得到信道频率响应的估计值,从而减少了时域 CIR 能量泄漏,增加了时域处理的准确度,提高了系统信道估计的性能,且易于实现。

### 附图说明

[0030] 图 1 为现有技术中的时域厥值判决法的流程示意图 ;

[0031] 图 2 为现有技术中的基于 DFT 的频域加 Hanning 窗算法的流程示意图 ;

[0032] 图 3 为现有技术中的基于 DFT 的频域对称扩展算法的流程示意图 ;

[0033] 图 4 为本发明实施例提供了一种信道估计方法的流程示意图 ;

[0034] 图 5 为本发明实施例提供的信道估计算法的原理示意图 ;

[0035] 图 6 为采用本发明实施例提供的信道估计算法对 3GPP 协议中规定的多普勒频移为 5Hz 的扩展行车信道模型 A(EVA\_5, Extended Vehicular Model A) 进行信道频率响应估计时的性能仿真示意图；

[0036] 图 7 为采用本发明实施例提供的信道估计算法对 3GPP 协议中规定的多普勒频移为 5Hz 的扩展步行信道模型 A(EPA\_5, Extended Pedestrian Model A) 进行信道频率响应估计时的性能仿真示意图；

[0037] 图 8 为本发明实施例提供的一种信道估计装置的结构示意图。

### 具体实施方式

[0038] 本发明实施例提供了一种信道估计方法及装置,用以减少时域 CIR 能量泄漏,增加时域处理的准确度,提高信道估计性能,且易于实现。

[0039] 本发明实施例为了减小时域 CIR 能量泄漏、提高时域噪声估计与去噪滤波的精度,在时域处理之前对信道频率响应的 LS 估计值进行频域的边带扩展、和加拟合窗处理,在时域处理之后进行去拟合窗的处理。

[0040] 下面结合附图对本发明实施例提供的技术方案进行说明。

[0041] 参见图 4,本发明实施例提供的一种信道估计方法包括步骤：

[0042] S101、对信道频率响应的最小二乘 LS 估计值  $\hat{H}_k^{LS}$  进行频域的边带扩展,得到频域边带扩展后的信道频率响应  $\hat{H}_k^{Extension}$ 。

[0043] S102、对  $\hat{H}_k^{Extension}$  中扩展的频域边带进行加窗处理后,进行时域去噪滤波处理,得到去除时域噪声的信道频率响应  $h_n^{COMB}$ 。

[0044] S103、对  $h_n^{COMB}$  进行去除扩展的频域边带的处理,得到信道频率响应的估计值。

[0045] 下面给出详细的解释说明。

[0046] 本发明实施例提供的信道估计算法原理如图 5 所示,具体包括：

[0047] 步骤一：计算信道频率响应的 LS 估计值  $\hat{H}_k^{LS}$ 。

[0048] 设信道频率响应为  $H_k, 0 \leq k \leq N-1$ , 发送的频域 RS 序列为  $X_k, 0 \leq k \leq N-1$ , 接收到的 RS 序列为  $Y_k, 0 \leq k \leq N-1$ , 信道加性噪声为  $N_k$ , 则经过 LS 估计器后的信道频率响应的 LS 估计值为：

$$[0049] \quad \hat{H}_k^{LS} = \frac{Y_k}{X_k} = H_k + \frac{N_k}{X_k}, 0 \leq k \leq N-1$$

[0050] 步骤二：计算  $\hat{H}_k^{LS}$  在频域的边带扩展后的信道频率响应  $\hat{H}_k^{Extension}$ 。

[0051] 在频域对  $\hat{H}_k^{LS}$  进行边带扩展,两边各补 G 个点,左右两个扩展的边带(可以分别称为第一边带和第二边带)上每个点的取值分别为：

$$[0052] \quad \hat{H}_k^{left} = \hat{H}_{G-k-1}^{LS}, 0 \leq k \leq G-1$$

$$[0053] \quad \hat{H}_k^{right} = \hat{H}_{2N+G-k-1}^{LS}, N+G \leq k \leq 2G+N-1$$



[0054] 本发明实施例计算  $\hat{H}_k^{LS}$  在频域的边带扩展后的信道频率响应  $\hat{H}_k^{Extension}$ ，相当于根据带内已知数据对带外未知数据进行预测估值，而这种预测估值是通过每个边带相对于各自临界点取 G 个镜像值得到的。 $\hat{H}_k^{LS}$  在频域的边带扩展后的信道频率响应  $\hat{H}_k^{Extension}$  为：

$$[0055] \quad \hat{H}_k^{Extension} = \begin{cases} \hat{H}_k^{left}, & 0 \leq k \leq G-1 \\ \hat{H}_{k-G}^{LS}, & G \leq k \leq N+G-1 \\ \hat{H}_k^{right}, & N+G \leq k \leq 2G+N-1 \end{cases}$$

[0056] 其中， $\hat{H}_k^{left}$  表示扩展的第一边带上每个点的值， $\hat{H}_k^{right}$  表示扩展的第二边带上每个点的值， $\hat{H}_{k-G}^{LS}$  表示原有边带上每个点的值，即相当于  $\hat{H}_k^{LS}$ ，N 表示  $\hat{H}_k^{LS}$  原有边带的点数，G 表示扩展的每个频域边带上的点数，并且  $G < N$ 。

[0057] 步骤三：计算经过拟合窗处理后的信道频率响应  $\hat{H}_k^{COMB}$ 。

[0058] 在进行完频域的边带扩展之后，再将两个边带进行加窗处理，得到经过拟合窗处理后的信道频率响应：

$$[0059] \quad \hat{H}_k^{COMB} = \begin{cases} \tilde{D}_k \cdot \hat{H}_k^{left}, & 0 \leq k \leq G-1 \\ \hat{H}_{k-G}^{LS}, & G \leq k \leq N+G-1 \\ \tilde{D}_k \cdot \hat{H}_k^{right}, & N+G \leq k \leq 2G+N-1 \end{cases}$$

[0060] 也就是说，对原始的  $\hat{H}_k^{LS}$  数据不进行任何处理，而对扩展的两个边带的加窗，是通过长度等于  $\hat{H}_k^{Extension}$  (2G+N 点) 的 D 窗归一化后的边带与两个扩展的频域边带对应点进行相乘来实现的。D 窗的左右两个边带的归一化分别如下式所示：

$$[0061] \quad \tilde{D}_k = \frac{D_k}{\max(D_0, D_1, \dots, D_{G-1})} = \frac{D_k}{D_{G-1}}, 0 \leq k \leq G-1$$

$$[0062] \quad \tilde{D}_k = \frac{D_k}{\max(D_{G+N}, \dots, D_{2G+N-1})} = \frac{D_k}{D_{G+N}}, N+G \leq k \leq 2G+N-1$$

[0063] 其中， $D_k$  表示原窗函数各点的值，而  $\tilde{D}_k$  表示的是 D 窗归一化后各点的值。从频域上看，可以认为将进行了频域边带扩展后的信道频率响应  $\hat{H}_k^{Extension}$  通过了一个拟合窗滤波器，以更好地抑制时域旁瓣，减少 CIR 泄漏，提高后面将要进行的时域去噪处理的精度，而这个拟合窗滤波器的两个边带（各包含 G 个点）由 2G+N 点的 D 窗的对应边带进行归一化构造而成，中间为 N 点的矩形窗通带。

[0064] 需要说明的是，D 窗不特指某一种窗，它可以是哈宁窗、汉明窗、布拉克曼窗等等。在本发明实施例中主要指相对于矩形窗在主瓣宽度、旁瓣衰减等性能指标上更优的窗函数，而具体采用哪一种窗可以根据实际情况而定。

[0065] 另外, G 的取值应小于 N。G 取值越大, 拟合窗  $\tilde{D}_k$  的特性更接近于窗函数 D, 时域 CIR 分辨率越大且能量泄漏越少; 但在 G 增大的同时, 计算复杂度也相应提高, 且两个边带在进行拓展时长度增加势必同时引入更多的噪声。一般情况下 G 的值不用取得很大, 需根据实际情况折中考虑。

[0066] 上述本发明实施例对于  $\hat{H}_k^{LS}$  所增加的频域边带扩展的点数和加窗的点数都为 2G, 而 G 相对与一个 RS 符号所占的子载波数很小, 相对于普通的时域厥值判决法复杂度增加很少。实现时, 窗函数的系数只需要计算 2G+N 中的 2G 个系数, 因此数据量很小, 算法实用性很高。

[0067] 由此可见, 本发明实施例在进行 IDFT 之前, 将通过 LS 估计器得出的信道频率响应估计值先后进行了扩展、加拟合窗的处理, 减少了 CIR 能量泄漏, 在时域的噪声估计与判决上更为准确, 性能更优。并且, 由于在频域扩展的点数相对于  $\hat{H}_k^{LS}$  的长度很小, 所以算法复杂度相比之下小了很多, 同时由于在进行 IDFT 之前没有对原始的  $\hat{H}_k^{LS}$  的数据进行任何修改, 不会存在现有技术中的基于 DFT 的频域加 Hanning 窗算法所存在的因为时域不可避免的去噪声时产生的误差而造成频域数据无法恢复的问题。所以在性能和复杂度上本发明提出的算法都更加优越。

[0068] 步骤四: 对  $\hat{H}_k^{COMB}$  进行 IDFT 变换。

[0069] 将  $\hat{H}_k^{COMB}$  进行 2G+N 点的 IDFT 变换, 得到时域的信道频率响应:

$$[0070] \quad \hat{h}_n = IDFT_{2G+N}(\hat{H}_k^{COMB})$$

[0071]

$$= \frac{1}{2G+N} \sum_{k=0}^{G-1} \tilde{D}_k \cdot \hat{H}_k^{left} \cdot e^{j \frac{2\pi kn}{2G+N}} + \frac{1}{2G+N} \sum_{k=G}^{N+G-1} \hat{H}_{k-G}^{LS} \cdot e^{j \frac{2\pi kn}{2G+N}} + \frac{1}{2G+N} \sum_{k=G+N}^{2G+N-1} \tilde{D}_k \cdot \hat{H}_k^{right} \cdot e^{j \frac{2\pi kn}{2G+N}}$$

$$[0072] \quad = \frac{1}{2G+N} \sum_{k=0}^{G-1} \tilde{D}_k \cdot \hat{H}_k^{left} \cdot e^{j \frac{2\pi kn}{2G+N}} + \frac{1}{2G+N} \sum_{k=G}^{N+G-1} \hat{H}_{k-G} \cdot e^{j \frac{2\pi kn}{2G+N}}$$

$$[0073] \quad + \frac{1}{2G+N} \sum_{k=G}^{N+G-1} \frac{N_{k-G}}{X_{k-G}} \cdot e^{j \frac{2\pi kn}{2G+N}} + \frac{1}{2G+N} \sum_{k=G+N}^{2G+N-1} \tilde{D}_k \cdot \hat{H}_k^{right} \cdot e^{j \frac{2\pi kn}{2G+N}}$$

$$[0074] \quad = \frac{1}{2G+N} \sum_{k=0}^{G-1} \tilde{D}_k \cdot H_{G-k-1} \cdot e^{j \frac{2\pi kn}{2G+N}} + \frac{1}{2G+N} \sum_{k=0}^{G-1} \tilde{D}_k \cdot \frac{N_{G-k-1}}{X_{G-k-1}} \cdot e^{j \frac{2\pi kn}{2G+N}}$$

$$[0075] \quad + \frac{1}{2G+N} \sum_{k=G}^{N+G-1} \hat{H}_{k-G} \cdot e^{j \frac{2\pi kn}{2G+N}} + \frac{1}{2G+N} \sum_{k=G}^{N+G-1} \frac{N_{k-G}}{X_{k-G}} \cdot e^{j \frac{2\pi kn}{2G+N}}$$

$$[0076] \quad + \frac{1}{2G+N} \sum_{k=G+N}^{2G+N-1} \tilde{D}_k \cdot H_{2N+G-k-1} \cdot e^{j \frac{2\pi kn}{2G+N}} + \frac{1}{2G+N} \sum_{k=G+N}^{2G+N-1} \tilde{D}_k \cdot \frac{N_{2N+G-k-1}}{X_{2N+G-k-1}} \cdot e^{j \frac{2\pi kn}{2G+N}}$$

$$[0077] \quad = h_n + z_n$$

[0078] 其中,

$$[0079] \quad z_n = \frac{1}{2G+N} \left( \sum_{k=0}^{G-1} \tilde{D}_k \cdot \frac{N_{G-k-1}}{X_{G-k-1}} \cdot e^{j \frac{2\pi kn}{2G+N}} + \sum_{k=G}^{N+G-1} \frac{N_{k-G}}{X_{k-G}} \cdot e^{j \frac{2\pi kn}{2G+N}} + \sum_{k=G+N}^{2G+N-1} \tilde{D}_k \cdot \frac{N_{2N+G-k-1}}{X_{2N+G-k-1}} \cdot e^{j \frac{2\pi kn}{2G+N}} \right)$$

可看作是需要消除的噪声,而

$$[0080] \quad h_n = \frac{1}{2G+N} \left( \sum_{k=0}^{G-1} \tilde{D}_k \cdot H_{G-k-1} \cdot e^{j\frac{2\pi kn}{2G+N}} + \sum_{k=G}^{N+G-1} H_{k-G} \cdot e^{j\frac{2\pi kn}{2G+N}} + \sum_{k=G+N}^{2G+N-1} \tilde{D}_k \cdot H_{2N+G-k-1} \cdot e^{j\frac{2\pi kn}{2G+N}} \right)$$

是包括频域扩展的边带部分的信道冲击响应。

[0081] 步骤五:时域噪声估计和厥值判决去噪滤波。

[0082] 在 IDFT 变换后,根据以下公式中所示的判决准则进行时域去噪滤波:

$$[0083] \quad h_n^{COMB} = \begin{cases} \hat{h}_n^{COMB}, & |h_n^{COMB}|^2 \geq \lambda \cap (0 \leq n \leq L-1 \cup 2G+N-L'-1 \leq n \leq 2G+N-1) \\ 0, & |h_n^{COMB}|^2 < \lambda \cup L \leq n \leq 2G+N-L'-1 \end{cases}$$

[0084] 其中,  $\lambda$  为判决门限,其值为  $\lambda = 2\sigma_{wt}^2 = \frac{2}{2G+N-L-L'} \sum_{n=L}^{2G+N-L'-1} |\hat{h}_n^{COMB}|^2$  是时域噪声平均功率的估计值。

[0085] 在没有多径时延估计的情况下,L 为循环前缀 (CP, Cyclic Prefix) 的长度,L' 可取为 CIR 主瓣宽度的一半,或者为 CIR 主瓣宽度的一半加上能量较大的旁瓣宽度的估计值,假设为 L' 的值在没有多径时延估计的情况下为 M。

[0086] 在有多径时延估计的情况下,L 即为所估计的最大多径时延加上 M 的值,若 L 的值大于 CP 长度,则 L 取值为 CP 长度;L' 可取为所估计的最小多径时延减去 M 的值,若 L' 的值小于 0,则 L' 取值为 0。

[0087] 步骤六:对  $h_n^{COMB}$  进行 DFT 变换。

[0088] 将经过去噪判决处理后得到的  $h_n^{COMB}$  进行  $2G+N$  点 DFT 变换,得到去除时域噪声后的频域的信道频率响应  $H_k^{COMB}$ :

[0089]  $H_k^{COMB} = DFT_{2G+N}(h_n^{COMB})$

[0090] 步骤七:去除边带。

[0091] 最后去掉两个边带,便得到最终的信道频率响应估计值:

[0092]  $\tilde{H}_{k-G}^{COMB} = H_k^{COMB}, G \leq k \leq N+G-1$

[0093] 如图 6 和图 7 所示,分别为在 3GPP 协议中规定的 EVA\_5 信道和 EPA\_5 信道中,采用本发明实施例提供的基于 DFT 的频域拟合窗扩展信道估计算法的 LTE 基站侧物理层上行链路 BER 性能仿真结果。仿真中的 LTE 系统均采用 16 正交调幅 (QAM, Quadrature Amplitude Modulation) 星座调制、迫零 (ZF, ZeroForce) 均衡、turbo2 次迭代解码,每个子帧均为 50 物理资源块 (PRB, PhysicalResource Block) 满载,15264 的传输块大小 (TB size),每个信噪比 (SNR) 值点运行 70 个子帧,误比特率 (BER, Bit Error Rate) 计算精度为  $10e^{-6}$ 。较佳地,本发明实施例算法中的参数 L 均取为 24, L' 取为 16, G 取为 48,窗函数 D 取哈明 (Hamming) 窗。

[0094] 通过仿真结果可以看到,本发明实施例提供的基于 DFT 的频域拟合窗扩展信道估计算法,由于在频域进行对称的边带扩展处理,时域 CIR 能量泄漏也在一定程度上得到减少,其性能好于频域加 Hanning 窗算法和没有进行频域处理的时域厥值判决法。而现有的

基于 DFT 的频域加 Hanning 窗算法其加窗处理虽然减小了时域 CIR 能量泄漏,但由于存在对原始数据的修改,可能导致因为时域处理的误差而无法恢复的严重问题,算法在性能上相对于没有在频域进行处理的时域厥值判决法反而下降了许多。

[0095] 而本发明实施例由于在频域对信道频率响应的 LS 估计值进行了扩展及加拟合窗的处理,减小了时域 CIR 能量泄漏,提高了噪声估计和去噪滤波的准确性,在相同的系统和信道环境下的性能均好于背景技术中所述的三种算法。相比基于 DFT 的频域对称扩展算法在性能上提升了 0.3-0.4 个 dB,相比时域厥值判决算法提升了 0.8 个 dB,相比基于 DFT 的频域加 Hanning 窗算法提升了 1.5 个 dB。

[0096] 综上,本发明实施例在算法复杂度上更小,更利于实现。虽然在频域需要进行扩展和加拟合窗处理,但实际进行这些处理的点数相比于基于 DFT 的频域对称扩展算法在频域扩展的一倍的点数来说要小了很多,所在复杂度上也小了很多。且通过图 6 和图 7 所示的仿真图可以看到,在相同系统和信道环境中,本发明实施例提供的算法的性能要更为优越。

[0097] 参见图 8,本发明实施例提供的一种信道估计装置包括:

[0098] LS 估计器 11,用于计算信道频率响应的最小二乘 LS 估计值  $\hat{H}_k^{LS}$ 。

[0099] 频域扩展单元 12,用于对信道频率响应的最小二乘 LS 估计值  $\hat{H}_k^{LS}$  进行频域的边带扩展,得到频域边带扩展后的信道频率响应  $\hat{H}_k^{Extension}$ ;

[0100] 加窗单元 13,用于对  $\hat{H}_k^{Extension}$  中扩展的频域边带进行加窗处理,得到加窗处理后的信道频率响应  $\hat{H}_k^{COMB}$ 。

[0101] 时域去噪处理单元 14,用于对  $\hat{H}_k^{COMB}$  进行时域去噪滤波处理,得到去除时域噪声的信道频率响应  $h_n^{COMB}$ 。

[0102] 边带去除处理单元 15,用于对  $h_n^{COMB}$  进行去除所述扩展的频域边带的处理,得到信道频率响应的估计值。

[0103] 较佳地,所述时域去噪处理单元 14 包括:

[0104] IDFT 单元 141,用于对  $\hat{H}_k^{COMB}$  进行离散傅立叶逆变换 IDFT 处理,得到时域的信道频率响应  $h_n^{COMB}$ 。

[0105] 噪声均方值估计单元 142,用于利用  $h_n^{COMB}$  得到时域噪声平均功率的估计值  $\lambda$ 。

[0106] 去噪单元 143,用于利用  $\lambda$  对  $h_n^{COMB}$  进行时域的去噪判决,得到去除时域噪声后的信道频率响应  $h_n^{COMB}$ 。

[0107] 较佳地,所述边带去除处理单元 15 包括:

[0108] DFT 单元 151,用于对  $h_n^{COMB}$  进行离散傅立叶变换 DFT 处理,得到去除时域噪声后的频域的信道频率响应  $H_k^{COMB}$ 。

[0109] 边带去除单元 152,用于对  $H_k^{COMB}$  去除扩展的频域边带,得到信道频率响应的估计

值：

$$[0110] \quad \tilde{H}_{k-G} = H_k^{COMB}, G \leq k \leq N+G-1$$

[0111] 其中,  $N$  表示所述  $\hat{H}_k^{LS}$  原有边带的点数,  $G$  表示扩展的每个频域边带上的点数, 并且  $G < N$ 。

[0112] 综上所述, 本发明实施例提供的基于 DFT 的频域拟合窗扩展信道估计算法相对于现有技术, 在相同的系统及信道环境下, 性能上更加优越。在较低复杂度的情况下, 较大地提升了信道估计的性能, 且易于应用实现。

[0113] 而现有技术中的基于 DFT 的频域加 Hanning 窗算法由于在频域要先后乘以和除以  $N$  点的 Hanning 窗, 增加的复杂度高, 且窗系数根据  $N$  的取值不同而不同, 实时生成速度慢, 实现较难。基于 DFT 的频域对称扩展算法在频域点数扩大了一倍, 即在进行 IDFT 和 DFT 时的点数也增加了一倍, 在  $N$  较大的情况下也大大增加了运算量, 增加系统实现复杂度, 不利于实现。

[0114] 显然, 本领域的技术人员可以对本发明进行各种改动和变型而不脱离本发明的精神和范围。这样, 倘若本发明的这些修改和变型属于本发明权利要求及其等同技术的范围之内, 则本发明也意图包含这些改动和变型在内。

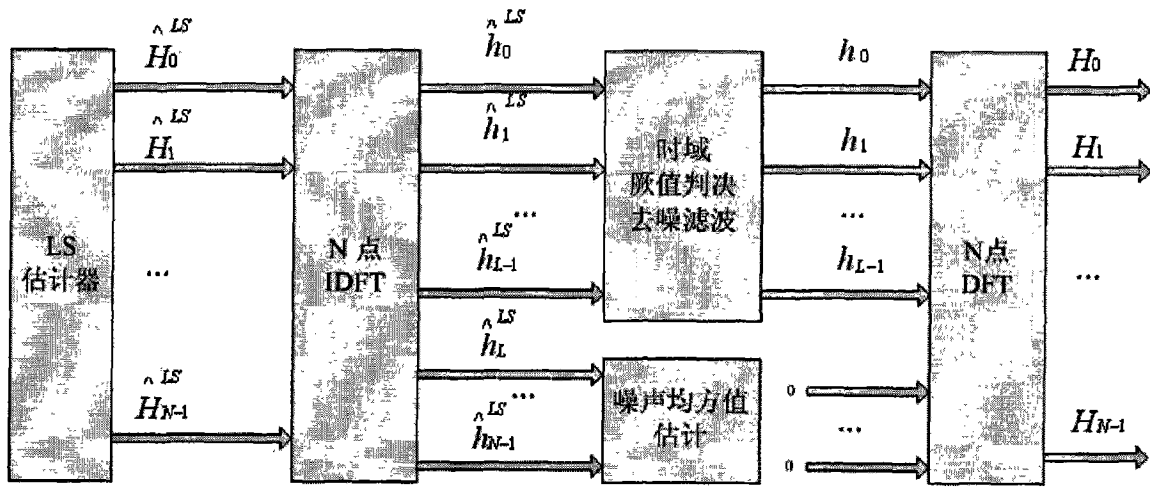


图 1

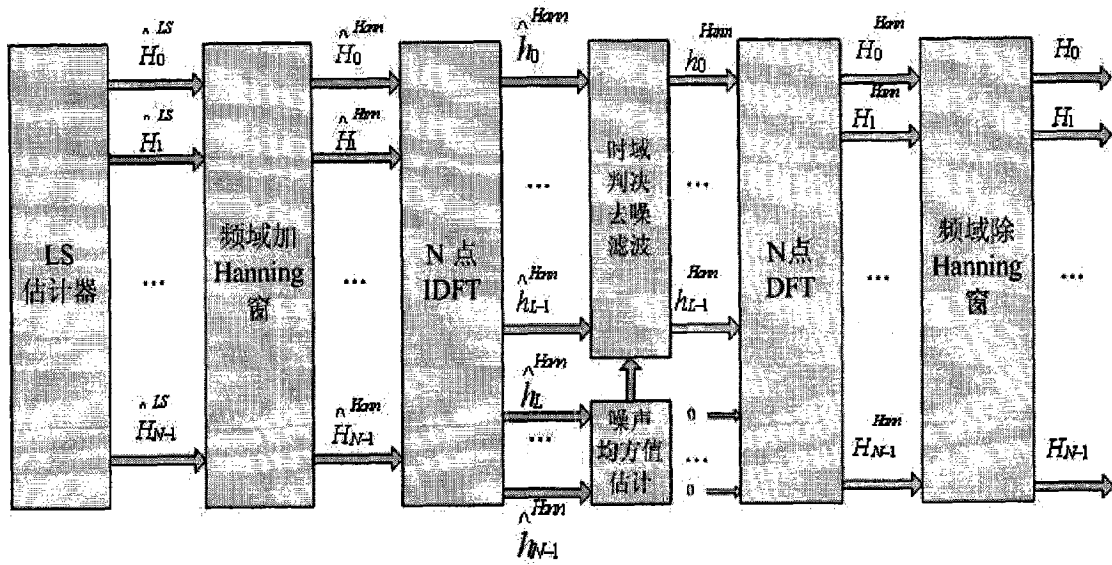


图 2

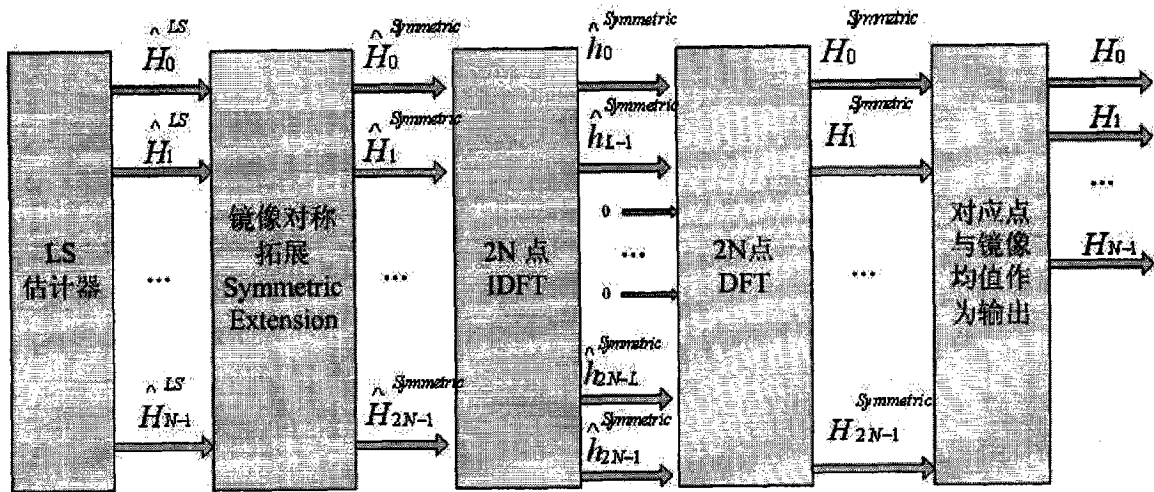


图 3

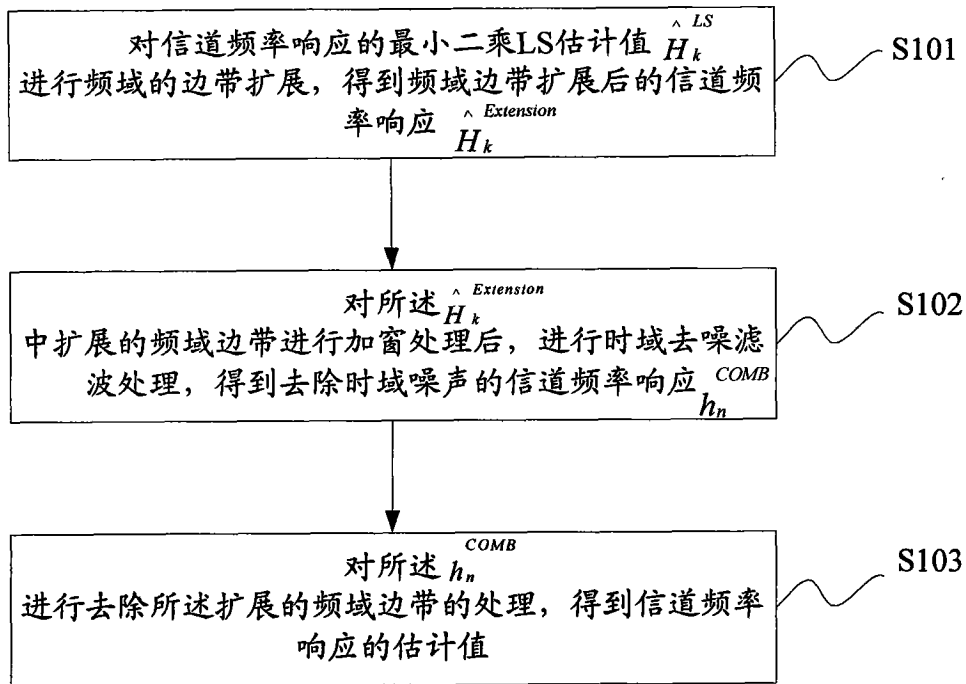


图 4

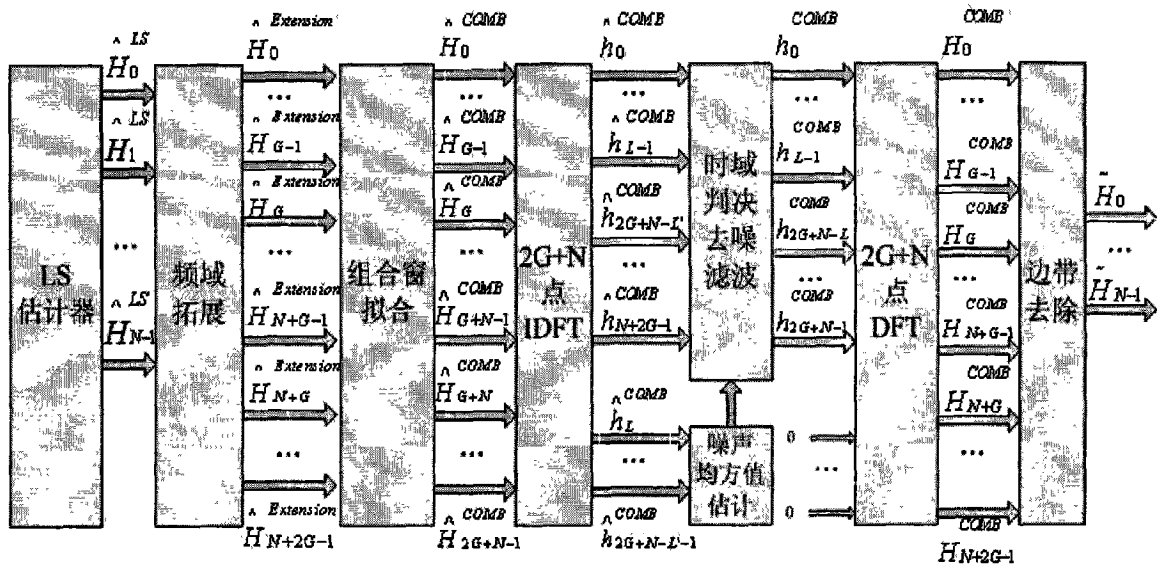


图 5



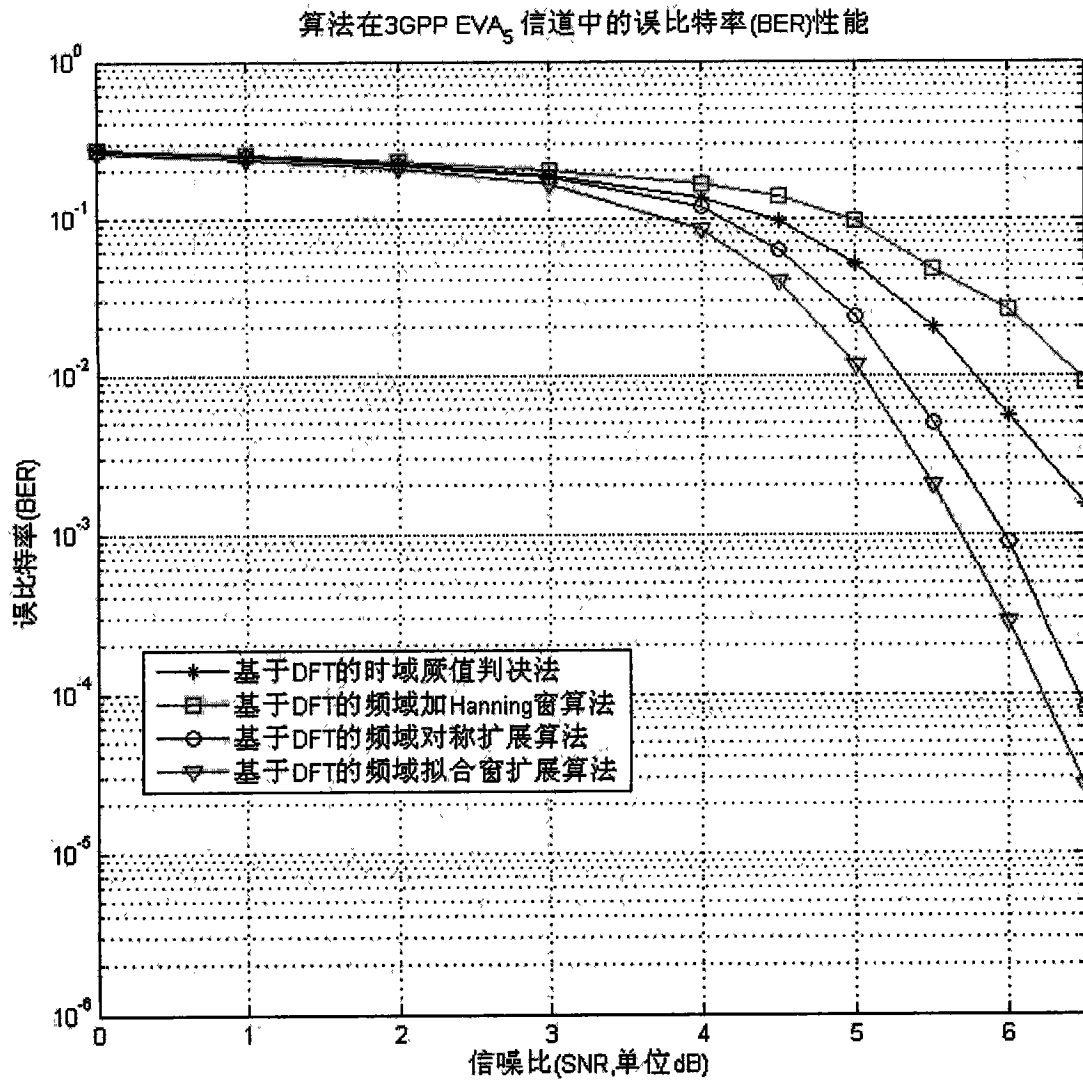


图 6

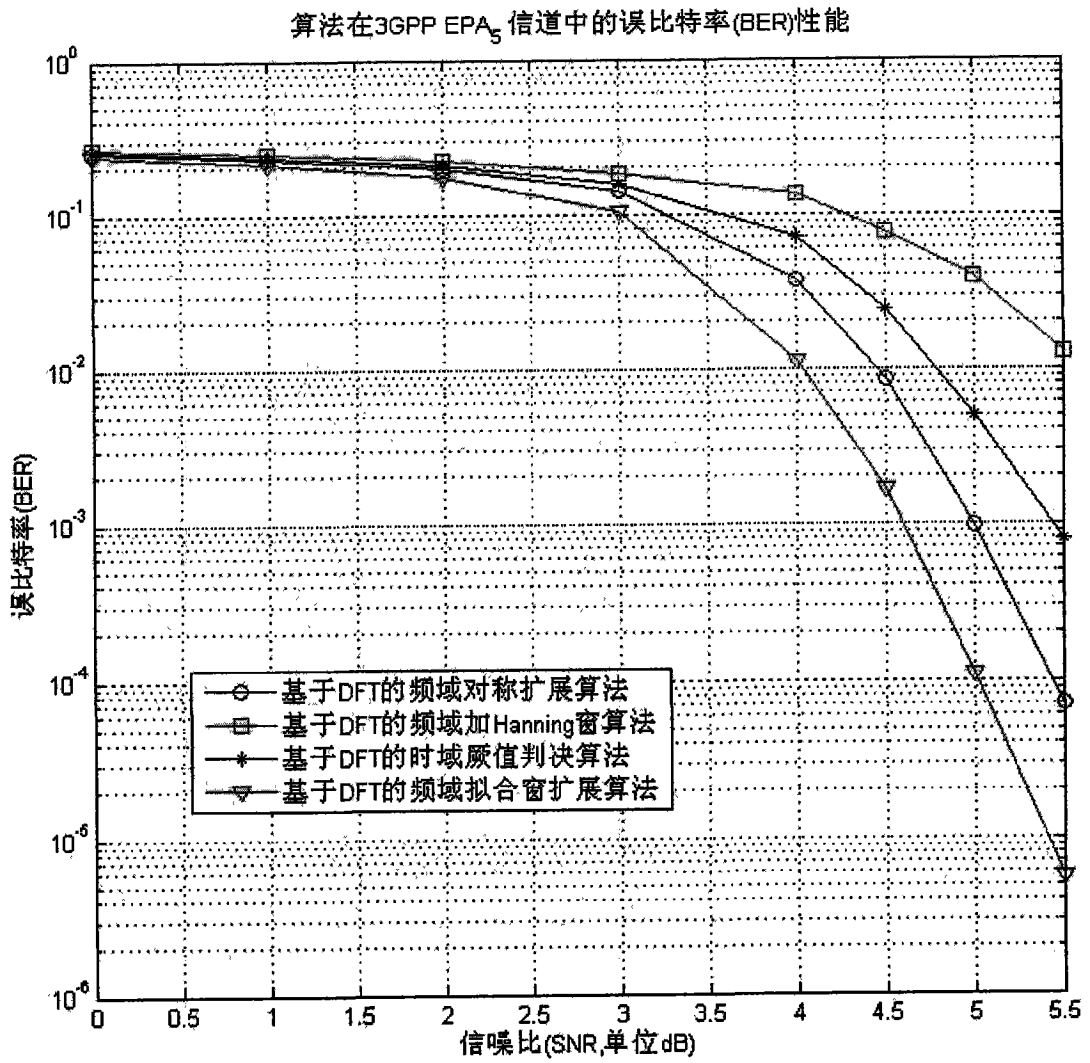


图 7

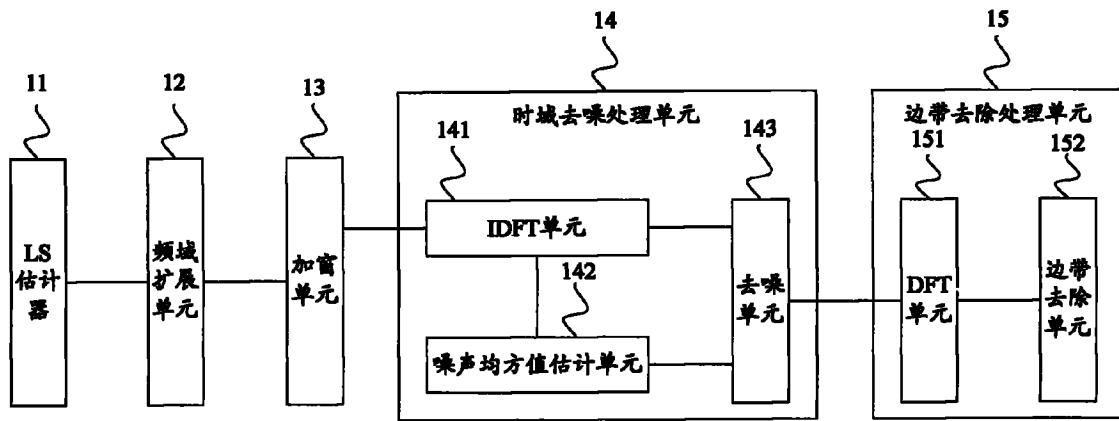


图 8