

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04L 27/26 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200410009944.1

[45] 授权公告日 2008 年 3 月 19 日

[11] 授权公告号 CN 100376103C

[22] 申请日 2004.12.3

[21] 申请号 200410009944.1

[73] 专利权人 清华大学

地址 100084 北京市 100084-82 信箱

[72] 发明人 杨知行 符剑 潘长勇 王军
杨林

[56] 参考文献

CN1463148A 2003.12.24

JP2231837A 1990.9.13

CN1463094A 2003.12.24

KR20040029824A 2004.4.8

审查员 王桂霞

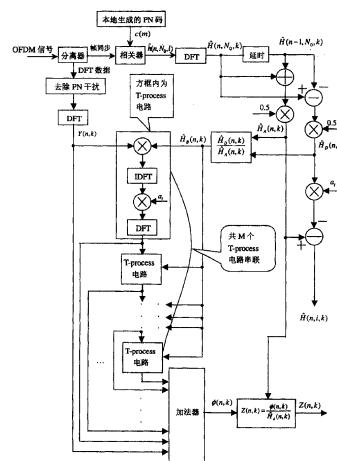
权利要求书 3 页 说明书 14 页 附图 7 页

[54] 发明名称

TDS-OFDM 接收机时变信道估计与均衡方法及系统

[57] 摘要

TDS-OFDM 接收机时变信道估计与均衡方法及系统，属于数字信息传输技术领域。本发明在 TDS-OFDM 的系统框架上，假定信道在一个 OFDM 块内线性变化，首先通过 PN 码时域相关得到每个 OFDM 块的 PN 头处的信道响应估计，然后在 OFDM 块内进行线性内插得到整个 OFDM 块内的信道响应估计。为了简化均衡器的复杂度，本发明提出了对具有子载波干扰(ICI)的均衡矩阵求逆进行有限项幂级数展开的简化均衡方法。本发明一方面大大提高了 TDS-OFDM 接收机在时变信道下的接收性能，明显优于假定信道在一个 OFDM 块内不变的方案。另一方面也做了均衡器复杂度的简化，保证了接收机具有较低的复杂度。



1、TDS-OFDM 接收机时变信道估计和均衡方法，其特征在于，它是在数字信号处理系统中依次按以下步骤实现的：

步骤 1) 分离器把接收到的时域同步正交频分复用即 TDS-OFDM 的信号帧分解为 PN 码帧同步即帧头部分和 DFT 数据即帧体两部分；

步骤 2) 去除 PN 干扰的电路从帧体中去除 PN 序列的同步头干扰，从而构造帧头与信道的循环卷积；

步骤 3) 第一 DFT 电路对帧体进行离散傅立叶变换，得到帧体的频域数据 $Y(n, k)$ ，DFT 为离散傅立叶变换；

步骤 4) 设定：信道在 PN 头处不变，相关器用本地 PN 码对接收到的 PN 码作时域相关得到信道在第 n 个 OFDM 块的 PN 头时刻的信道冲激响应估计，即 $\hat{h}(n, N_0, l)$ ， N_0 为 PN 头在每个 OFDM 块内的相对位置编号， l 为路径号，所述的 $\hat{h}(n, N_0, l)$ 用下式表示：

$$\hat{h}(n, N_0, l) = \frac{1}{Q} \sum_{m=0}^{Q-1} c(m)^* \cdot r(n, N_0, m+l)$$

其中， $c(m)$ 为使用的 PN 序列的第 m 个符号， $r(n, N_0, m)$ 为接收到的在第 n 个 OFDM 块内的 PN 码帧同步中的第 m 个符号， Q 为 PN 序列的长度， $*$ 号表示共轭运算符；

步骤 5) 第二 DFT 电路通过对步骤 4) 得到的所述信道冲激响应估计进行傅立叶变换得到信道在第 n 个 OFDM 块的 PN 头时刻的频率响应估计即 $\hat{H}(n, N_0, k)$ ：

$$\hat{H}(n, N_0, k) = DFT(\hat{h}(n, N_0, l))$$

步骤 6) 延时和数字逻辑电路对步骤 5) 得到的频率响应估计进行延时和四则逻辑运算得到第 n 个 OFDM 块与第 $n-1$ 个 OFDM 块的 PN 头时刻的频率响应估计的平均值即 $\hat{H}_A(n, k)$ 与差值的一半即 $\hat{H}_D(n, k)$ ，以及 $\hat{H}_D(n, k)$ 与 $\hat{H}_A(n, k)$ 这两者的商 $\hat{H}_B(n, k)$ ：

$$\hat{H}_A(n, k) = (\hat{H}(n, N_0, k) + \hat{H}(n-1, N_0, k)) / 2$$

$$\hat{H}_D(n, k) = (\hat{H}(n, N_0, k) - \hat{H}(n-1, N_0, k)) / 2$$

$\hat{H}_B(n,k) = \hat{H}_D(n,k) / \hat{H}_A(n,k)$ 用除法器 1 得到;

步骤 7) 另一个数字逻辑电路用步骤 6) 得到的上述 $\hat{H}_A(n,k)$ 、 $\hat{H}_D(n,k)$ 对 OFDM 块内频率响应估计作线性插值得到第 n 个 OFDM 块内的第 i 个数据时刻、第 k 个子载波频率上的信道频率响应估计即 $\hat{H}(n,i,k)$ 作为输出, 用下式表示:

$$\hat{H}(n,i,k) = \hat{H}_A(n,k) - a_i \hat{H}_D(n,k)$$

其中

$$a_i = \frac{N/2-i}{N_f/2}$$

N 为 DFT 的长度, N_f 为整个 OFDM 块的长度, 即 PN 头的长度与 DFT 的长度之和;

步骤 8) 设定: 信道在一个 OFDM 块内线性变化, 则根据下述对具有子载波间干扰的均衡矩阵求逆进行有限项幂级数展开的简化均衡方法得到第 n 个 OFDM 块内第 k 个子载波频率上的发送数据的近似估计值, 用 $Z(n,k)$ 表示:

$$Z(n) = [Z(n,1), Z(n,2) \dots Z(n,N)]^T \approx (\mathbf{D}(\hat{\mathbf{H}}_A(n)))^{-1} (\mathbf{Y}(n) + \sum_{i=1}^M \mathbf{T}^i(n) \mathbf{Y}(n))$$

其中, $\mathbf{T}(n) = \mathbf{W} \mathbf{A} \mathbf{W}^H \mathbf{D}(\hat{\mathbf{H}}_B(n))$, T 代表矩阵转置运算, $\mathbf{D}$ 为对角线矩阵符号, M 为有限项幂级数展开的项数, $\mathbf{W}$ 和 $\mathbf{W}^H$ 分别为 DFT 矩阵和 IDFT 矩阵,

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} a_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & a_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & a_N \end{pmatrix}, \quad a_i, i=1,2,\dots,N \text{ 由步骤 7) 得到;}$$

$\mathbf{T}(n)$ 是用含有依次串联的乘法器 1、IDFT 电路、另一输入为 a_i 的乘法器 2、第三 DFT 电路的 T-process 电路对从步骤 6) 得到的 $\hat{H}_B(n,k)$ 进行处理后得到的, 当有 1 个以上的 T-process 电路时, 它们相互串联, 第一个 T-process 电路的输入为 $\mathbf{Y}(n,k)$;

$\mathbf{Y}(n) + \sum_{i=1}^M \mathbf{T}^i(n) \mathbf{Y}(n)$ 用 $\boldsymbol{\varphi}(n)$ 表示, 其中 $\boldsymbol{\varphi}(n) = [\phi(n,1), \phi(n,2), \dots, \phi(n,N)]^T$, 它是用一个加法

器 1 对上述至少一个的 T-process 电路的输出进行相加得到的;

$Z(n,k)$ 是由一个除法器 2 对从步骤 8) 得到的 $\phi(n,k)$ 、步骤 6) 得到的 $\hat{H}_A(n,k)$ 取商后得到的输出。

2、根据权利要求 1 所述的 TDS-OFDM 接收机时变信道估计与均衡方法而提出的 TDS-OFDM 接收机的时变信道估计与均衡系统, 其特征在于, 它含有:

分离器, 它有一个 OFDM 信号输入端;

去除 PN 干扰电路, 它的输入端与分离器的 DFT 数据输出端相连;

第一 DFT 电路, 它的输入端与上述的去除 PN 干扰电路的输出端相连;

本地 PN 码生成电路, 它的输出与 PN 码时域相关器的输入相连;

PN 码时域相关器, 它的另一个输入端与上述分离器的帧 PN 同步码输出端相连;

第二 DFT 电路, 它有一个长度为 N 的时域信道估计序列即 $\hat{h}(n, N_0, k)$ 信号的输入端, 它的输出为 $\hat{H}(n, N_0, k)$, 与延时电路相连;

延时电路和数字逻辑电路;

延时电路的输入与上述第二 DFT 电路的输出端相连;

数字逻辑电路, 它含有两条串联支路, 第一条依次用加法器 2 和乘法器 3 串联而成; 第二条依次由减法器 1、乘法器 4、乘法器 5 和减法器 2 串联而成; 所述的加法器 2、减法器 1 都与上述第二 DFT 电路的 $\hat{H}(n, N_0, k)$ 信号输出端和延时电路的 $\hat{H}(n-1, N_0, k)$ 信号输出端相连, 乘法器 3、乘法器 4 各有一个为 0.5 常系数的输入端, 乘法器 3 有一个 $\hat{H}_A(n, k)$ 信号输出端, 乘法器 4 有一个 $\hat{H}_D(n, k)$ 信号输出端, 乘法器 5 有一个固定系数为 a_i 的输入端, 减法器 2 有一个 $\hat{H}_A(n, k)$ 信号输入端和一个 $\hat{H}(n, i, k)$ 信号输出端;

除法器 1, 它的输入为 $\hat{H}_A(n, k)$ 和 $\hat{H}_D(n, k)$, 输出为 $\hat{H}_B(n, k)$, 即

$$\hat{H}_B(n, k) = \hat{H}_D(n, k) / \hat{H}_A(n, k);$$

T-process 电路, 一共有 M 个, 一般取 $M=1$, 若 $M>1$, 则 T-process 电路间为串联结构, 每个 T-process 电路含有以下电路:

乘法器 1, 对于第一个 T-process 电路, 乘法器 1 的输入分别为第一 DFT 电路的输出和除法器 1 的输出; 而对于其它的 T-process 电路, 乘法器 1 的输入分别为上一个 T-process 电路的输出和除法器 1 的输出;

IDFT 电路, 它的输入为乘法器 1 的输出, 输出接乘法器 2 的输入;

乘法器 2, 它的输入接 IDFT 电路的输出, 另一个输入端为固定系数 a_i ;

第三 DFT 电路, 它的输入接乘法器 2 的输出, 输出接下一个 T-process 电路和加法器 1;

加法器 1, 它的输入为第一 DFT 电路的输出 $Y(n, k)$ 和每个 T-process 电路的输出, 它的输出接除法器 2 的输入;

除法器 2: 它的输入接加法器 1 的输出 $\phi(n, k)$, 输出为对数据的估计 $Z(n, k) = \frac{\phi(n, k)}{\hat{H}_A(n, k)}$ 。

TDS-OFDM 接收机时变信道估计与均衡方法及系统

技术领域

本发明属于数字信息传输技术领域，特别涉及一种时域同步正交频分复用(Time Domain Synchronous OFDM, TDS-OFDM) 数字电视接收机的时变信道估计与均衡方法及其系统。

背景技术

地面无线电视广播传输信道中 (主要是 VHF 和 UHF 频段) 存在着各种多径和衰落现象，造成了静态/动态多径干扰，是一个时变的频率选择性衰落信道。在移动接收环境下，会产生多普勒频移。如果发送一个单频的信号，接收到的信号将是一个以发送的频率为中心，以最大多普勒频移为带宽的限带信号，接收信号的功率谱一般为 Jake 的模型，可以表示为：

$$S(w) = \begin{cases} \frac{2}{w_d} \frac{1}{\sqrt{1-(w/w_d)^2}}, & \text{if } |w| < w_d \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (1)$$

在上式中， $w_d = 2\pi T_s f_d$ 。其中 T_s 为符号间隔， f_d 为最大多普勒频移。 f_d 由载波频率 f_c 和移动速度 v 决定：

$$f_d = \frac{vf_c}{c} \quad (2)$$

其中， c 为光速。接收信号在移动接收环境下产生的频谱扩展，对采用相干解调的通信系统会产生恶劣影响，使系统性能下降。尤其对由许多正交的子载波组成的 OFDM 信号来说，子信道带宽比整个带宽小得多，多普勒频移引入的子载波间干扰 (ICI) 将破坏 OFDM 信号不同子载波间的正交性，一个小的多普勒频移都会导致较大的信噪比损失，从而要求我们要有高性能的时变信道估计和均衡方法，同时还必须简化接收机的复杂度。

清华大学提出的地面数字多媒体电视广播 (Digital MultimediaTV Broadcasting-Terrestrial, DMB-T) 方案的目的是提供一种数字信息传输方法，采用了时域同步正交频分复用(Time Domain Synchronous OFDM, TDS-OFDM) 调制技术，关于 DMB-T、TDS-OFDM 的相关情况详见授权号为 00123597.4 名为“地面数字多媒体电视广播系统”、授权号为 01115520.5 名为“时域同步正交频分复用调制方法”以及授权号为 01124144.6 名为“正交频分复用调制系统中保护间隔的填充方法”等清华大学申请的中国发明专利。

DMB-T 系统的结构具有分层的帧结构，其物理信道帧结构如图 1 所示。帧群定义为一群信号帧，其第一帧定义为帧群头 (控制帧)。超帧定义为一组帧群。帧结构的顶层称为日帧 (Calendar Day Frame, CDF)。物理信道是周期的，并且和绝对时间同步。信号帧是 DMB-T 系统帧结构的基本单元。一个信号帧由帧同步和帧体两部分组成 (见图 1)。帧同步和帧体的基带符号率相同，规定为 7.56MSps。帧同步由 PN 序列循环扩展生成，PN 序列作为同步，可变保护间隔 (填充 PN 序列、循环前缀或零值)，长度不超过 IDFT 块长度的 1/4。PN 序列定义为一个 8 阶 m 序列，其特征多项式定义为 $x^8 + x^6 + x^5 + x + 1$ ，初始条件模板将确定所生成 m 序列的相位。对于一个特定的信号帧，它的信号帧号决定 PN 序列的初始条件。经“0”到“+1”值及“1”到“-1”值的映射后，PN 序列变换为非归零的二进制信号。

一个帧体的基带信号是一个正交频分复用 (OFDM) 块。一个 OFDM 块进一步分成一个保护间隔和一个离散傅立叶逆变换 (IDFT) 块。对于 TDS-OFDM 来说, PN 同步序列既作为帧同步, 又作为 OFDM 的保护间隔, 而帧体作为 DFT 块, 如图 1 所示。由于 PN 序列与 DFT 块的正交时分复用, 而且 PN 序列对于接收端来说是已知序列, 因此, PN 序列和 DFT 块在接收端是可以被分开的。

清华大学提出了在 DMB-T OFDM 系统框架上, 不考虑信道在一个 OFDM 块内变化的信道估计和均衡方法, 假定信道在一个 OFDM 块内保持恒定, 采用 PN 码时域相关方法进行信道估计, 并通过频域的简单除法运算来进行信道均衡, 如图 3 所示。简要介绍如下:

不考虑数据对同步头的干扰, 接收到的第 n 个 OFDM 块的 PN 码帧同步 (帧头) $r(n, m)$ 可表示为:

$$r(n, m) = \sum_{l=0}^{L-1} c(m-l) \cdot h_c(n, l) + z(n, m) \quad (3)$$

式中的 $h_c(n, l)$ 为信道在第 n 个 OFDM 块内的时域冲激响应 (l 代表信道路径号, L 为路径数), $z(n, m)$ 为高斯白噪声, $c(m)$ 为使用的 PN 序列, 它具有良好的相关特性, 其归一化相关函数 $\rho(m)$ 可表示为:

$$\rho(m) = \frac{1}{Q} \sum_{m_1=0}^{Q-1} c(m-m_1)^* \cdot c(m_1) \approx \begin{cases} 1 & m_1 = m \\ 0 & other \end{cases} \quad (4)$$

其中 m_1 、 m 表示序号, Q 为 PN 序列的长度, $*$ 号表示共轭运算符。

经过 PN 码时域相关即可得到信道的时域冲激响应的粗估计:

$$\begin{aligned} \hat{h}_{tc}(n, l) &= \frac{1}{Q} \sum_{m=0}^{Q-1} c(m)^* \cdot r(n, m+l) = h(n, l) + \frac{1}{Q} \sum_{m=0}^{Q-1} c(m)^* \cdot z(n, m+l) \\ &= h(n, l) + z_c(n, l) \quad l \in [0, L-1] \end{aligned} \quad (5)$$

$$z_c(n, l) = \frac{1}{Q} \sum_{m=0}^{Q-1} c(m)^* \cdot z(n, m+l) \quad (6)$$

其中 $h(n, l)$ 为理想的时域冲激响应, $z_c(n, l)$ 为高斯白噪声。

得到的粗估计 $\hat{h}_{tc}(n, l)$ 中的小电平值被丢弃, 得到第 n 个 OFDM 块的信道时域冲激响应的估计 $\hat{h}(n, l)$, 因为存在白噪声和多径时, 这些小电平已经不可靠了, 门限的选择可视应用所要求的不同的抗噪声和分辨多径的灵敏性来决定。

假设信道的第一条径为主径, 那么把 $\hat{h}(n, l)$ 经过 N 点离散傅立叶变换 (DFT) 处理得到各个 OFDM 子载波频率响应的估计 $\hat{H}(n, k)$:

从帧体中去掉 PN 序列的同步头干扰, 并构造帧头与信道的循环卷积, 再对帧体进行离散傅立叶变换, 得到帧体的频域数据 $Y(n, k)$; 把信号帧的频域数据 $Y(n, k)$ 和得到的频域响应估计 $\hat{H}(n, k)$ 相除, 得到信道均衡后的数据信号 $Z(n, k) = Y(n, k) / \hat{H}(n, k)$ 。

然而, 上述方法忽略了信道在一个 OFDM 块内的变化, 当信道变化较慢时是一个简

单实用的方法。但在移动接收环境下，简单的假定信道在一个 OFDM 块内恒定不变，必然不能准确地估计信道，从而带来性能的损失，当接收机的移动速度较高时，信道在一个 OFDM 块内的变化不能被忽略，否则将会严重影响接收机的性能。为此，本发明在 TDS-OFDM 的系统框架上，突破了原有的假定 OFDM 块内信道不变的假设，假定信道在一个 OFDM 块内为线性变化，提出了 TDS-OFDM 接收机的时变信道估计与均衡方法及其系统，即基于 PN 码时域相关的 OFDM 块内线性内插信道估计方法和对具有子载波间干扰 (ICI) 的均衡矩阵求逆进行有限项幂级数展开的简化均衡方法。一方面大大提高了 TDS-OFDM 接收机在时变信道环境下的接收性能，另一方面也做了均衡器复杂度的简化，保证了接收机具有较低的复杂度。

发明内容

地面无线电视广播在移动接收环境下，是一个时变的频率选择性衰落信道，本发明提出的时变信道估计和均衡方法假设信道在一个 OFDM 块内呈线性变化，这在一般的移动接收时能与真实的信道变化非常吻合。但由于本发明考虑了信道在一个 OFDM 块内的变化，在进行均衡时就不能用简单的除法来实现。本发明在 TDS-OFDM 的系统框架上，突破了原有的假定 OFDM 块内信道不变的假设，假定信道在一个 OFDM 块内为线性变化，提出了 TDS-OFDM 接收机的时变信道估计与均衡方法及其系统，即基于 PN 码时域相关的 OFDM 块内线性内插信道估计方法和对具有子载波间干扰 (ICI) 的均衡矩阵求逆进行有限项幂级数展开的简化均衡方法。本发明提出的信道估计和均衡方法能够适应移动接收时的信道快速变化，对信道变化有较强的鲁棒性，相对于不考虑信道在一个 OFDM 块内变化的方法有较大的性能改进，尤其是在信道变化较快的环境下。此外，本发明提出的低复杂度的简化均衡算法实现简单，便于应用。

本发明提出的 TDS-OFDM 接收机的时变信道估计和均衡方法，其特征在于，它是在数字信号处理系统中依次按以下步骤实现的：

步骤 1) 分离器把接收到的时域同步正交频分复用即 TDS-OFDM 的信号帧分解为 PN 码帧同步即帧头部分和 DFT 数据即帧体两部分；

步骤 2) 去除 PN 干扰的电路从帧体中去除 PN 序列的同步头干扰，从而构造帧头与信道的循环卷积；

步骤 3) 第一 DFT 电路对帧体进行离散傅立叶变换，得到帧体的频域数据 $Y(n, k)$ ，DFT 为离散傅立叶变换；

步骤 4) 设定：信道在 PN 头处不变，相关器用本地 PN 码对接收到的 PN 码作时域相关得到信道在第 n 个 OFDM 块的 PN 头时刻的信道冲激响应估计，即 $\hat{h}(n, N_0, l)$ ， N_0 为 PN 头在每个 OFDM 块内的相对位置编号， l 为路径号，所述的 $\hat{h}(n, N_0, l)$ 用下式表示：

$$\hat{h}(n, N_0, l) = \frac{1}{Q} \sum_{m=0}^{Q-1} c(m)^* \cdot r(n, N_0, m+l)$$

其中， $c(m)$ 为使用的 PN 序列的第 m 个符号， $r(n, N_0, m)$ 为接收到的在第 n 个 OFDM 块内的 PN 码帧同步中的第 m 个符号， Q 为 PN 序列的长度， $*$ 号表示共轭运算符；

步骤 5) 第二 DFT 电路通过对步骤 4) 得到的所述信道冲激响应进行傅立叶变换得到信道在第 n 个 OFDM 块的 PN 头时刻的频率响应估计即 $\hat{H}(n, N_0, k)$ ：

$$\hat{H}(n, N_0, k) = DFT(\hat{h}(n, N_0, l))$$

步骤 6) 延时和数字逻辑电路对步骤 5) 得到的频率响应估计进行延时和四则逻辑运算得到第 n 个 OFDM 块与第 $n-1$ 个 OFDM 块的 PN 头时刻的频率响应估计的平均值即 $\hat{H}_A(n, k)$ 与差值的一半即 $\hat{H}_D(n, k)$ ，以及 $\hat{H}_D(n, k)$ 与 $\hat{H}_A(n, k)$ 这两者的商 $\hat{H}_B(n, k)$ ：

$$\hat{H}_A(n, k) = (\hat{H}(n, N_0, k) + \hat{H}(n-1, N_0, k)) / 2$$

$$\hat{H}_D(n, k) = (\hat{H}(n, N_0, k) - \hat{H}(n-1, N_0, k)) / 2$$

$$\hat{H}_B(n, k) = \hat{H}_D(n, k) / \hat{H}_A(n, k) \text{ 用除法器 1 得到；}$$

步骤 7) 另一个数字逻辑电路用步骤 6) 得到的上述 $\hat{H}_A(n, k)$ 、 $\hat{H}_D(n, k)$ 对 OFDM 块内频率响应估计作线性插值得到第 n 个 OFDM 块内的第 i 个数据时刻、第 k 个子载波频率上的信道频率响应估计即 $\hat{H}(n, i, k)$ 作为输出，用下式表示：

$$\hat{H}(n, i, k) = \hat{H}_A(n, k) - a_i \hat{H}_D(n, k)$$

其中，

$$a_i = \frac{N/2 - i}{N_f/2}$$

N 为 DFT 的长度， N_f 为整个 OFDM 块的长度，即 PN 头的长度与 DFT 的长度之和；

步骤 8) 设定：信道在一个 OFDM 块内线性变化，则根据下述对具有子载波间干扰的均衡矩阵求逆进行有限项幂级数展开的简化均衡方法得到第 n 个 OFDM 块内第 k 个子载波频率上的发送数据的近似估计值，用 $Z(n, k)$ 表示：

$$Z(n) = [Z(n, 1), Z(n, 2) \dots Z(n, N)]^T \approx (\mathbf{D}(\hat{\mathbf{H}}_B(n)))^{-1} (\mathbf{Y}(n) + \sum_{i=1}^M \mathbf{T}^i(n) \mathbf{Y}(n))$$

其中， $\mathbf{T}(n) = \mathbf{W} \mathbf{A} \mathbf{W}^H \mathbf{D}(\hat{\mathbf{H}}_B(n))$ ， T 代表矩阵转置运算， $\mathbf{D}$ 为对角线矩阵符号， M 为有限项幂级数展开的项数， $\mathbf{W}$ 和 $\mathbf{W}^H$ 分别为 DFT 矩阵和 IDFT 矩阵，

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} a_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & a_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & a_N \end{pmatrix}, \quad a_i, i=1, 2, \dots, N \text{ 由步骤 7) 得到；}$$

$\mathbf{T}(n)$ 是用含有依次串联的乘法器 1、IDFT 电路、另一输入为 a_i 的乘法器 2、第三 DFT 电路的 T-process 电路对从步骤 6) 得到的 $\hat{H}_B(n, k)$ 进行处理后得到的，当有 1 个以上的 T-process 电路时，它们相互串联，第一个 T-process 电路的输入为 $\mathbf{Y}(n, k)$ ；

$\mathbf{Y}(n) + \sum_{i=1}^M \mathbf{T}^i(n) \mathbf{Y}(n)$ 用 $\boldsymbol{\phi}(n)$ 表示，其中 $\boldsymbol{\phi}(n) = [\phi(n, 1), \phi(n, 2), \dots, \phi(n, N)]^T$ ，它是用一个加法器 1 对上述至少一个的 T-process 电路的输出进行相加得到的；

$Z(n, k)$ 是由一个除法器 2 对从步骤 8) 得到的 $\boldsymbol{\phi}(n, k)$ 、步骤 6) 得到的 $\hat{H}_A(n, k)$ 取商后得到的输出。

根据上述的 TDS-OFDM 接收机的时变信道估计与均衡方法而提出的 TDS-OFDM 接收机的时变信道估计与均衡系统，其特征在于，它含有：

分离器，它有一个 OFDM 信号输入端；

去除 PN 干扰电路，它的输入端与分离器的 DFT 数据输出端相连；

第一 DFT 电路，它的输入端与上述的去除 PN 干扰电路的输出端相连；

本地 PN 码生成电路，它的输出与 PN 码时域相关器的输入相连；

PN 码时域相关器，它的另一个输入端与上述分离器的帧 PN 同步码输出端相连；

第二 DFT 电路，它有一个长度为 N 的时域信道估计序列即 $\hat{h}(n, N_0, k)$ 信号的输入端，它的输出为 $\hat{H}(n, N_0, k)$ ，与延时电路相连；

延时电路和数字逻辑电路：

延时电路的输入与上述第二 DFT 电路的输出端相连；

数字逻辑电路，它含有两条串联支路，第一条依次用加法器 2 和乘法器 3 串联而成；第二条依次由减法器 1、乘法器 4、乘法器 5 和减法器 2 串联而成；所述的加法器 2、减法器 1 都与上述第二 DFT 电路的 $\hat{H}(n, N_0, k)$ 信号输出端和延时电路的 $\hat{H}(n-1, N_0, k)$ 信号输出端相连，乘法器 3、乘法器 4 各有一个为 0.5 常系数的输入端，乘法器 3 有一个 $\hat{H}_A(n, k)$ 信号输出端，乘法器 4 有一个 $\hat{H}_D(n, k)$ 信号输出端，乘法器 5 有一个固定系数为 a_i 的输入端，减法器 2 有一个 $\hat{H}_A(n, k)$ 信号输入端和一个 $\hat{H}(n, i, k)$ 信号输出端；

除法器 1，它的输入为 $\hat{H}_A(n, k)$ 和 $\hat{H}_D(n, k)$ ，输出为 $\hat{H}_B(n, k)$ ，即 $\hat{H}_B(n, k) = \hat{H}_D(n, k) / \hat{H}_A(n, k)$ ；

T-process 电路，一共有 M 个，一般取 $M = 1$ ，若 $M > 1$ ，则 T-process 电路间为串联结构，每个 T-process 电路含有以下电路：

乘法器 1，对于第一个 T-process 电路，乘法器 1 的输入分别为第一 DFT 电路的输出和除法器 1 的输出；而对于其它的 T-process 电路，乘法器 1 的输入分别为上一个 T-process 电路的输出和除法器 1 的输出；

IDFT 电路，它的输入为乘法器 1 的输出，输出接乘法器 2 的输入；

乘法器 2，它的输入接 IDFT 电路的输出，另一个输入端为固定系数 a_i ；

第三 DFT 电路，它的输入接乘法器 2 的输出，输出接下一个 T-process 电路和加法器 1；

加法器 1，它的输入为第一 DFT 电路的输出 $Y(n, k)$ 和每个 T-process 电路的输出，它的输出接除法器 2 的输入；

除法器 2：它的输入接加法器 1 的输出 $\phi(n, k)$ ，输出为对数据的估计 $Z(n, k) = \frac{\phi(n, k)}{\hat{H}_A(n, k)}$ 。

在下文中以及附图中，SS 代表背景技术中给出的假定信道在一个 OFDM 块内不变的信道估计和均衡方法，即假定信道在一个 OFDM 块内保持恒定、采用 PN 码时域相关方法进行信道估计、并通过频域的简单除法运算来进行信道均衡的方法；PDS 代表本发明提出的假定信道在一个 OFDM 块内线性变化，并按照式 $Z(n) = (D(\hat{H}_A(n)))^{-1}(I - T(n))^{-1}Y(n)$ 进行均衡的方法；PSS 代表本发明提出的假定信道在一个 OFDM 块内线性变化，并按照式 $Z(n) \approx (D(\hat{H}_A(n)))^{-1}(Y(n) + \sum_{i=1}^M T^i(n)Y(n))$ 进行均衡的方法。

为了对提出的时变信道估计和均衡算法进行评价，并分析算法性能，我们在对

Rayleigh 衰落的多径信道下进行了计算机仿真。仿真中还给出了背景技术中给出的 SS 算法的性能作为参考。假定系统是准确同步的, 不包括信道编码部分。采用 COST207 信道(如表 1 所示), 各条路径为独立的 Rayleigh 衰落, 最大多普勒频移范围为 10Hz 到 100Hz, 信噪比范围为 15dB 到 45dB, 调制方式为 64QAM。

表 1 6 径的 COST207 信道参数

Path	Delay(μ s)	Power(dB)
1	0	0
2	0.1	-1.5
3	0.3	-4.5
4	0.5	-7.5
5	15	-8.0
6	17.2	-17.7

图 7, 图 8, 图 9 为仿真结果示意图。图 7 为 $\text{SNR}=40\text{dB}$ 时, 系统的误比特率 BER 随多普勒频移 f_d 变化的曲线图, f_d 从 10Hz 取到 100Hz。从图 7 中可以看出, SS 算法对多普勒频移特别敏感, 当多普勒频移升高时, 系统性能恶化非常严重。这是 SS 算法假定信道在一个 OFDM 块内不变所必然导致的性能损失。而本发明提出的 PSS 算法在保证低复杂度的情况下, 大大提高了传统的 SS 算法的性能, 尤其是在多普勒频移较高的环境下。同时, PSS 算法与 PDS 算法的性能差别并不大, $M=1$ 就能很好的逼近 PDS 算法的性能。

图 8 和图 9 分别是 $f_d=20\text{Hz}$ 和 $f_d=60\text{Hz}$ 时, 系统的误比特率 BER 随信噪比 SNR 变化的曲线图。可以看出, PDS 算法具有最好的性能, 但是由于它的复杂度太高, 很难在实际系统中使用。而本发明提出的 PSS 算法具有较低的复杂度, 其性能在 $f_d=20\text{Hz}$ 时能够完全逼近 PDS 算法的性能; 当多普勒频移增加时, PSS 算法的性能和 PDS 算法的性能差异会增加, 但从图 9 可以看出, 即使 $f_d=60\text{Hz}$ 时, PSS 算法与 PDS 算法的性能差异很小, 尤其是在信噪比低于 30dB 时(和实际环境相符), PSS 算法和 PDS 算法基本没有性能差异, 即使是在 $M=1$ 的情况下。另一方面, 本发明提出的 PSS 算法较传统的 SS 算法在性能上有明显的改善, 从图 8 可以看出, 在 $f_d=20\text{Hz}$ 时, 当 $\text{BER}=0.01$ 时, PSS 算法较 SS 算法有 5dB 的增益。当 $f_d=60\text{Hz}$ 时, PSS 算法较 SS 算法有更大的性能改善, 此时 SS 算法基本已经不能工作了, 但是 PSS 算法还能保持很好的性能, 如图 9 所示。

采用 TDS-OFDM 的 DMB-T 也属于 OFDM 系统, 本发明提出的 TDS-OFDM 接收机的时变信道估计和均衡方法, 即基于 PN 码时域相关的 OFDM 块内线性内插信道估计方法和对具有子载波间干扰(ICI)的均衡矩阵求逆进行有限项幂级数展开的简化均衡方法。本发明假定信道在一个 OFDM 块内呈线性变化, 首先利用时域同步 PN 码相关算法得到 PN 头处的信道冲激响应估计, 再根据线性插值得到整个 OFDM 块内的信道冲激响应估计, 然后采用简化均衡算法对信道进行均衡。理论分析、计算机仿真和系统测试表明, 提出的信道估计与均衡方法受时变信道的影响小, 对多普勒扩展有较强的鲁棒性, 在接收机处于高速移动状态时, 仍然能有较好的性能。本发明提出的简化均衡算法, 在保证系统时变信道环境下的接收性能的同时, 具有较低的复杂度, 解决了地面电视广播在在时变信道环境下的信道估计和均衡问题, 其性能明显优于不考虑信道在一个 OFDM 块内变化的方案。

附图说明

图 1 为 DMB-T 传输协议的分级帧结构。

图 2 为多径情况下 PN 保护间隔的 TDS-OFDM 信号构成。

图 3 为不考虑信道在一个 OFDM 块内变化的信道估计与均衡方法。

图 4 为本发明提出的基于 PN 码时域相关的 OFDM 块内线性内插信道估计方法。

图 5 为本发明提出的对具有子载波间干扰(ICI)的均衡矩阵求逆进行有限项幂级数展开的简化均衡方法中的 T-process 电路。

图 6 为本发明提出的对具有子载波干扰(ICI)的均衡矩阵求逆进行有限项幂级数展开的简化均衡方法。

图 7 为提出的信道估计与均衡算法在 SNR=40dB 时的 BER 与多普勒频移 f_d 的关系图。

图 8 为提出的信道估计与均衡算法在 $f_d = 20\text{Hz}$ 时的 BER 与 SNR 的关系图。

图 9 为提出的信道估计与均衡算法在 $f_d = 60\text{Hz}$ 时的 BER 与 SNR 的关系图。

图 10 为 PSS 均衡算法与 PDS 均衡算法的相对误差的均值的理论上界随多普勒频移变化的曲线。

图 11 为 PSS 均衡算法与 PDS 均衡算法的相对误差的方差的理论上界随多普勒频移变化的曲线。

图 12 为本发明提出的 TDS-OFDM 接收机的时变信道估计和均衡方法。

图 13 为本发明提出的 TDS-OFDM 接收机的时变信道估计和均衡系统。

具体实施方式

地面无线电视广播在移动接收环境下,是一个时变的频率选择性衰落信道,本发明提出的时变信道估计和均衡方法假设信道在一个 OFDM 块内呈线性变化,这在一般的移动接收时能与真实的信道变化非常吻合。但由于本发明考虑了信道在一个 OFDM 块内的变化,在进行均衡时就不能用简单的除法来实现。本发明在 TDS-OFDM 的系统框架上,突破了原有的假定 OFDM 块内信道不变的假设,假定信道在一个 OFDM 块内为线性变化,提出了 TDS-OFDM 接收机的时变信道估计与均衡方法及其系统,即基于 PN 码时域相关法的 OFDM 块内线性内插信道估计方法和对具有子载波间干扰(ICI)的均衡矩阵求逆进行有限项幂级数展开的简化均衡方法。本发明提出的信道估计和均衡方法能够适应移动接收时的信道快速变化,对接收机的信道变化有较强的鲁棒性,相对于不考虑信道在一个 OFDM 块内变化的方法有较大的性能改进,尤其是在信道变化较快的环境下。此外,本发明提出的低复杂度的简化均衡算法实现简单,便于应用。

TDS-OFDM 使用 PN 序列作为保护间隔,PN 同步头与 DFT 块是时分复用的,这样由于多径干扰,将使 DFT 部分受前后含有 PN 序列的同步头干扰。在对数据 DFT 块进行 DFT 之前我们要将 PN 序列从 DFT 块中去除,并构造 DFT 块与信道的循环卷积。如图 2 所示,PN(i)与信道后径的线性卷积结果 $PN(i, \text{post})$ 搬移叠加到 DFT(i)的首部 $DFT(i, \text{head})$,得到对应 DFT(i)首部的叠加信号 $DFT_c(i, \text{head})$,而 PN(i+1)与信道前径的线性卷积结果 $PN(i, \text{pre})$ 搬移叠加到 DFT(i)的尾部 $DFT(i, \text{tail})$ 得到 $DFT_c(i, \text{tail})$,公式表示为:

$$\begin{aligned} DFT_c(i, \text{head}) &= DFT(i, \text{head}) + PN(i, \text{post}) \\ DFT_c(i, \text{tail}) &= DFT(i, \text{tail}) + PN(i+1, \text{pre}) \end{aligned} \quad (7)$$

下标 c 表示叠加的信号。对应于 PN(i) 有:

$$\begin{aligned} PN_c(i, \text{tail}) &= PN(i, \text{tail}) + DFT(i, \text{pre}) \\ PN_c(i+1, \text{head}) &= PN(i+1, \text{head}) + DFT(i, \text{post}) \end{aligned} \quad (8)$$

先构造 DFT(i)与信道前径的循环卷积,此时要得到:

$$DFT(i, tail) + DFT(i, pre) = \{DFT_c(i, tail) - PN(i+1, pre)\} + \{PN_c(i, tail) - PN(i, tail)\} \quad (9)$$

上式中除 $PN(i+1, pre)$ 信号外，其它均已知。又 PN 信号 $PN(i+1)$ 总长 N_g 为 512，而 PN 序列长度 K 取 255，这样可以分出两个长度均为 255 的相等的 PN 序列 $PN(i+1, 1)$ 和 $PN(i+1, 2)$ ，如图 2 所示。这样有

$$PN(i+1, pre) = PN_c(i+1, tail) - PN(i+1, tail) \quad (10)$$

其中 $PN_c(i+1, 1, tail)$ 和 $PN(i+1, 1, tail)$ 分别对应 $PN(i+1, 1)$ 的尾部叠加信号和尾部信号。

这样经过信号加减操作，即可得到 $DFT(i)$ 与信道前径的循环卷积。同样的方法可以得到 $DFT(i)$ 与信道后径的循环卷积。

构造 $DFT(i)$ 与信道前径的循环卷积，此时要得到：

$$DFT(i, head) + DFT(i, post) = \{DFT_c(i, head) - PN(i+1, post)\} + \{PN_c(i, head) - PN(i, head)\} \quad (11)$$

上式中除 $PN(i+1, post)$ 信号外，其它均已知。又 PN 信号 $PN(i+1)$ 总长 N_g 为 512，而 PN 序列长度 K 取 255，这样可以分出两个长度均为 255 的相等的 PN 序列 $PN(i+1, 1)$ 和 $PN(i+1, 2)$ ，如图 2 所示。这样有

$$PN(i+1, post) = PN_c(i+1, head) - PN(i+1, head) \quad (12)$$

其中 $PN_c(i+1, 1, head)$ 和 $PN(i+1, 1, head)$ 分别对应 $PN(i+1, 1)$ 的首部叠加信号和首部信号。

从而完成了 $DFT(i)$ 与信道的循环卷积构造，接着就可以对 $DFT(i)$ 进行 DFT 操作了，得到频域输出 $Y(n, k)$ 。

由于 PN 头的长度相对于整个 OFDM 块的长度小很多，可以假定信道在 PN 头处保持不变。不考虑数据对同步头的干扰，接收到的 PN 码帧同步（帧头） $r(n, N_0, m)$ （ N_0 代表 PN 头在每个 OFDM 块内的相对位置编号）可表示为：

$$r(n, N_0, m) = \sum_{l=0}^{L-1} c(m-l) \cdot h(n, N_0, l) + z(n, m) \quad (13)$$

式中的 $h(n, N_0, l)$ 为信道在第 n 个 OFDM 块内的 PN 头处的时域冲激响应， $z(n, m)$ 为高斯白噪声， $c(m)$ 为使用的 PN 序列，它具有良好的相关特性，其归一化相关函数 $\rho(m)$ 可表示为：

$$\rho(m) = \frac{1}{Q} \sum_{m_1=0}^{Q-1} c(m-m_1)^* c(m_1) \approx \begin{cases} 1 & m_1 = m \\ 0 & other \end{cases} \quad (14)$$

其中 m_1 、 m 表示序号， Q 为 PN 序列的长度。

经过 PN 码时域相关即可得到信道在 PN 头处的时域冲激响应的粗估计：

$$\begin{aligned}
\hat{h}(n, N_0, l) &= \frac{1}{Q} \sum_{m=0}^{Q-1} c(m)^* \cdot r(n, N_0, m+l) \\
&= h(n, N_0, l) + \frac{1}{Q} \sum_{m=0}^{Q-1} c(m)^* \cdot z(n, m) \\
&= h(n, N_0, l) + \bar{z}(n)
\end{aligned} \tag{15}$$

$$\bar{z}(n) = \frac{1}{Q} \sum_{m=0}^{Q-1} c(m)^* \cdot z(n, m) \tag{16}$$

得到的粗估计 $\hat{h}(n, N_0, l)$ 中的小电平值被丢弃, 因为存在白噪声和多径时, 这些小电平已经不可靠了, 门限的选择可视应用所要求的不同的抗噪声和分辨多径的灵敏性来决定。假设信道的主径为第一条径, 那么经过 N 点 DFT 处理便可得到在 PN 头处的信道频率响应的估计 $\hat{H}(n, N_0, k)$ 。

假设信道在一个 OFDM 块内呈线性变化, 根据在 PN 头处的信道频率响应估计 $\hat{H}(n, N_0, k)$, 进行 OFDM 块内信道频率响应估计的线性内插, 从而得到每个 OFDM 块内每个数据时刻的信道频率响应估计 $\hat{H}(n, i, k)$, 如图 4 所示。

将 $\hat{H}(n, N_0, k)$ 做一个 OFDM 块的延时, 得到第 n 个 OFDM 块与第 $n-1$ 个 OFDM 块的 PN 头时刻的频率响应估计的平均值 $\hat{H}_A(n, k)$ 与差值 $\hat{H}_D(n, k)$:

$$\hat{H}_A(n, k) = (\hat{H}(n, N_0, k) + \hat{H}(n-1, N_0, k)) / 2 \tag{17}$$

$$\hat{H}_D(n, k) = (\hat{H}(n, N_0, k) - \hat{H}(n-1, N_0, k)) / 2 \tag{18}$$

$$\hat{H}_B(n, k) = \hat{H}_D(n, k) / \hat{H}_A(n, k) \tag{19}$$

不难得到在一个 OFDM 块内对频率响应估计做线性插值:

$$\hat{H}(n, i, k) = \hat{H}_A(n, k) - a_i \hat{H}_D(n, k) \tag{20}$$

其中, $\hat{H}(n, i, k)$ 表示在第 n 个 OFDM 块内的第 i 个数据时刻、第 k 个子载波频率上的频率响应估计, 并且

$$a_i = \frac{N/2 - i}{N_f/2} \tag{21}$$

N 为 DFT 的长度, N_f 为整个 OFDM 块的长度, 即 PN 头的长度与 DFT 的长度之和。

根据频域输出 $Y(n, k)$ 和两个连续 OFDM 块在 PN 头处的信道频率响应估计的平均值 $\hat{H}_A(n, k)$ 与差值 $\hat{H}_D(n, k)$, 通过理论推导, 可以得出对具有子载波干扰(ICI)的均衡矩阵求逆进行有限项幂级数展开的简化均衡方法, 如图 5, 图 6 所示。

设发送的数据矢量为 $Z(n)$, 假设信道在一个 OFDM 块内呈线性变化, 则系统传输模型可以由下式表示:

$$Y(n) = (I - T(n))D(H_A(n))Z(n) + \sigma(n) \tag{22}$$

其中, $\sigma(n)$ 为高斯白噪声矢量,

$$\mathbf{Z}(n) = [Z(n,1), Z(n,2), \dots, Z(n,N)]^T \quad (23)$$

$$\mathbf{Y}(n) = [Y(n,1), Y(n,2), \dots, Y(n,N)]^T \quad (24)$$

$$\mathbf{D}(\hat{\mathbf{H}}_A(n)) = \begin{pmatrix} \hat{H}_A(n,1) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \hat{H}_A(n,2) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \hat{H}_A(n,N) \end{pmatrix} \quad (25)$$

$$\mathbf{T}(n) = \mathbf{W}\mathbf{A}\mathbf{W}^H \mathbf{D}(\hat{\mathbf{H}}_B(n)) \quad (26)$$

在上式中, $\mathbf{W}$ 和 $\mathbf{W}^H$ 分别为 DFT 矩阵和 IDFT 矩阵,

$$\mathbf{D}(\hat{\mathbf{H}}_B(n)) = \begin{pmatrix} \hat{H}_B(n,1) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \hat{H}_B(n,2) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \hat{H}_B(n,N) \end{pmatrix} \quad (27)$$

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} a_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & a_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & a_N \end{pmatrix} \quad (28)$$

从而可以得到对发送数据矢量的估计:

$$\mathbf{Z}(n) = (\mathbf{D}(\hat{\mathbf{H}}_A(n)))^{-1} (\mathbf{I} - \mathbf{T}(n))^{-1} \mathbf{Y}(n) \quad (29)$$

但是, 由于上式在实现时的复杂度太高, 为 $O(N^3) + N^2 + 2 \cdot O(N \log N) + N$ 次复数乘法运算。其中 $O(N^3)$ 为矩阵求逆的复杂度, $O(N \log N)$ 为 DFT 的复杂度。为了复杂度的简化, 根据对形如 $(\mathbf{I} - \mathbf{T})^{-1}$ 的矩阵求逆进行幂级数展开, 只保留低阶项:

$$(\mathbf{I} - \mathbf{T}(n))^{-1} \approx \sum_{i=0}^M \mathbf{T}^i(n) \quad (30)$$

这一简化是本发明提出的对具有子载波干扰(ICI)的均衡矩阵求逆进行有限项幂级数展开的简化均衡方法的核心思想。根据上式可以得到:

$$\mathbf{Z}(n) \approx (\mathbf{D}(\hat{\mathbf{H}}_A(n)))^{-1} (\mathbf{Y}(n) + \sum_{i=1}^M \mathbf{T}^i(n) \mathbf{Y}(n)) \quad (31)$$

上式即为具有子载波间干扰(ICI)的均衡矩阵求逆进行有限项幂级数展开的简化均衡

方法,如图 5,图 6 所示。由于 $\mathbf{D}(\hat{\mathbf{H}}_A(n))$ 为对角阵,上式在实现时的复杂度主要在 $\sum_{i=1}^M \mathbf{T}^i(n)\mathbf{Y}(n)$ 部分,考虑下式:

$$\mathbf{T}(n)\mathbf{Y}(n) = \mathbf{W}\mathbf{A}\mathbf{W}^H\mathbf{D}(\hat{\mathbf{H}}_B(n))\mathbf{Y}(n) \quad (32)$$

由于 $\mathbf{A}$ 和 $\mathbf{D}(\hat{\mathbf{H}}_B(n))$ 都为对角阵,并且 $\mathbf{W}$ 和 $\mathbf{W}^H$ 分别为 DFT 矩阵和 IDFT 矩阵,所以上式可以通过 DFT 变换和 IDFT 变换来实现,实现的复杂度为 $2 \cdot (O(N \log N) + N)$ 次复数乘法运算,其中 $O(N \log N)$ 为一个 DFT 的运算复杂度。因此, $\sum_{i=1}^M \mathbf{T}^i(n)\mathbf{Y}(n)$ 的复杂度为 $2M \cdot (O(N \log N) + N)$ 次复数乘法运算,均衡算法 $\mathbf{Z}(n) \approx (\mathbf{D}(\hat{\mathbf{H}}_A(n)))^{-1}(\mathbf{Y}(n) + \sum_{i=1}^M \mathbf{T}^i(n)\mathbf{Y}(n))$ 的复杂度为 $2M \cdot (O(N \log N) + N) + N$ 次复数乘法运算。可以看出,本发明提出的对具有子载波间干扰(ICI)的均衡矩阵求逆进行有限项幂级数展开的简化均衡方法大大简化了接收机均衡器的复杂度。一般来说, $M=1$ 时就能得到与直接求逆矩阵方法非常接近的性能,同时会相对于不考虑信道在一个 OFDM 块内变化的方法有较大的性能改善,更大程度地简化了均衡器的复杂度,为 $2O(N \log N) + 3N$ 次复数乘法运算。当 $M=1$ 时,式(31)变为:

$$\mathbf{Z}(n) \approx (\mathbf{D}(\hat{\mathbf{H}}_A(n)))^{-1}(\mathbf{Y}(n) + \mathbf{T}(n)\mathbf{Y}(n)) \quad (33)$$

由于 PSS 均衡算法是对 PDS 均衡算法的近似,因此近似误差必然会带来系统性能的损失,在这一部分将从理论上分析 PSS 均衡算法和 PDS 均衡算法的相对误差。

为了简化推导,在以下分析中我们省去标号 n 。那么式(30)的近似处理可以写成:

$$(\mathbf{I} - \mathbf{T})^{-1} \approx \sum_{i=0}^M \mathbf{T}^i \quad (34)$$

为了分析上式所作的近似带来的误差,定义如下的 M 阶相对误差:

$$\eta_T(M) \triangleq \min_{\mathbf{x}} \left\{ \max_{\mathbf{x}} \frac{\|(\mathbf{I} - \mathbf{T})^{-1} - \sum_{i=0}^M \mathbf{T}^i\|_2 \|\mathbf{x}\|_2}{\|(\mathbf{I} - \mathbf{T})^{-1}\mathbf{x}\|_2}, 1 \right\} \quad (35)$$

其中, $\|\cdot\|_2$ 代表 ℓ^2 上的标准范数。上式给出了对均衡矩阵求逆进行 M 阶幂级数近似的相对误差表达式。其中和 1 取最小值保证了相对误差不大于 1。对上式作进一步的简化,不难得到:

$$\max_{\mathbf{x}} \frac{\|(\mathbf{I} - \mathbf{T})^{-1} - \sum_{i=0}^M \mathbf{T}^i\|_2 \|\mathbf{x}\|_2}{\|(\mathbf{I} - \mathbf{T})^{-1}\mathbf{x}\|_2} = \max_{\mathbf{x}} \frac{\|\mathbf{T}^{M+1}(\mathbf{I} - \mathbf{T})^{-1}\mathbf{x}\|_2}{\|(\mathbf{I} - \mathbf{T})^{-1}\mathbf{x}\|_2} = \|\mathbf{T}^{M+1}\| \leq \|\mathbf{T}\|^{M+1} \quad (36)$$

其中, $\|\mathbf{T}\|$ 为矩阵 $\mathbf{T}$ 的谱范数,它的定义为:

$$\|\mathbf{T}\| = \max_{\mathbf{x}} \frac{\|\mathbf{T}\mathbf{x}\|_2}{\|\mathbf{x}\|_2} \quad \text{for all } \mathbf{x} \in \ell^2 \quad (37)$$

而根据式(26)可以得到:

$$\|\mathbf{T}\| = \|\mathbf{W}\mathbf{A}\mathbf{W}^H \mathbf{D}(\hat{\mathbf{H}}_B)\| \leq \|\mathbf{W}\| \cdot \|\mathbf{A}\| \cdot \|\mathbf{W}^H\| \cdot \|\mathbf{D}(\hat{\mathbf{H}}_B)\| \quad (38)$$

由于 DFT 矩阵 $\mathbf{W}$ 和 IDFT 矩阵 $\mathbf{W}^H$ 为酉矩阵, 所以:

$$\|\mathbf{W}\| = \|\mathbf{W}^H\| = 1 \quad (39)$$

另外,

$$\|\mathbf{A}\| = \max_i \{a_i\} = \frac{N}{N_f} \quad (40)$$

$$\|\mathbf{D}(\hat{\mathbf{H}}_B)\| = \max_k \left\{ \frac{|\hat{H}_D(n, k)|}{|\hat{H}_A(n, k)|} \right\} \quad (41)$$

定义:

$$b_s \triangleq \frac{N}{N_f} \cdot \max_k \left\{ \frac{|\hat{H}_D(n, k)|}{|\hat{H}_A(n, k)|} \right\} \quad (42)$$

则式(38)可以变为:

$$\|\mathbf{T}\| \leq b_s \quad (43)$$

再根据式(35), 式(36)可以得到:

$$\eta_T(M) = \min\{\|\mathbf{T}^{M+1}\|, 1\} \leq \min\{b_s^{M+1}, 1\} \quad (44)$$

为了求出 b_s 的概率分布的显示表达式, 作如下近似:

当 $|r_f[k]| < \delta$ 时, $\frac{|\hat{H}_D(n, k_0 + k)|}{|\hat{H}_A(n, k_0 + k)|}$ 与 $\frac{|\hat{H}_D(n, k)|}{|\hat{H}_A(n, k)|}$ 相互独立;

当 $|r_f[k]| \geq \delta$ 时, $\frac{|\hat{H}_D(n, k_0 + k)|}{|\hat{H}_A(n, k_0 + k)|}$ 与 $\frac{|\hat{H}_D(n, k)|}{|\hat{H}_A(n, k)|}$ 完全相同;

这里, 称 δ 为独立-相同阈值, $r_f[k]$ 为信道的频率相关系数, 定义如下:

$$r_f[k] = \sum_l \frac{\sigma_l^2}{\sigma_H^2} \exp(-j2\pi lk / N) \quad (45)$$

其中, σ_l^2 为第 l 条径的功率, σ_H^2 为所有径的功率之和。那么, 可以得到 b_s 的累积分布函数的近似表达式为:

$$P_b(x) \triangleq \Pr(b_* \leq x) \approx \begin{cases} (\frac{x^2}{x^2 + \nu})^{I_\delta}, & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases} \quad (46)$$

其中,

$$I_\delta = \left\lfloor \frac{N}{\text{count}\{k: |r_f[k]| \geq \delta\}} \right\rfloor \quad (47)$$

在上式中, $\text{count}\{k: |r_f[k]| \geq \delta\}$ 代表 $|r_f[k]| \geq \delta$ 的 k 的个数; $\lfloor x \rfloor$ 代表不大于 x 的最大整数。

$$\nu = \frac{N^2}{N_f^2} \times \frac{r_t[0] - r_t[N_f]}{r_t[0] + r_t[N_f]} \quad (48)$$

在上式中, $r_t[m]$ 为信道的时延相关系数, 定义如下:

$$r_t[m] = J_0(m \cdot 2\pi T_s f_d) \quad (49)$$

其中, $J_0(x)$ 为 0 阶第一类贝塞尔函数, T_s 为采样频率, f_d 为多普勒频移。

对式(46)求导, 可以得到 b_* 的概率密度函数的近似表达式如下:

$$f_b(x) \approx \begin{cases} I_\delta (\frac{x^2}{x^2 + \nu})^{I_\delta - 1} (\frac{2x}{x^2 + \nu} - \frac{2x^3}{(x^2 + \nu)^2}), & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases} \quad (50)$$

由上式可以得到 $\eta_T(M)$ 的均值的上界如下:

$$\begin{aligned} E\{\eta_T(M)\} &\leq E\{\min\{b_*^{M+1}, 1\}\} = \int_0^1 x^{M+1} f_b(x) dx + \int_1^\infty f_b(x) dx \\ &\approx I_\delta \int_0^1 x^{M+1} I_\delta (\frac{x^2}{x^2 + \nu})^{I_\delta - 1} (\frac{2x}{x^2 + \nu} - \frac{2x^3}{(x^2 + \nu)^2}) dx + 1 - P_b(x) \end{aligned} \quad (51)$$

同理可得 $\eta_T(M)$ 的方差的上界如下:

$$\begin{aligned} D\{\eta_T(M)\} &\leq E\{\eta_T^2(M)\} = E\{\min\{b_*^{2M+2}, 1\}\} = \int_0^1 x^{2M+2} f_b(x) dx + \int_1^\infty f_b(x) dx \\ &\approx I_\delta \int_0^1 x^{2M+2} I_\delta (\frac{x^2}{x^2 + \nu})^{I_\delta - 1} (\frac{2x}{x^2 + \nu} - \frac{2x^3}{(x^2 + \nu)^2}) dx + 1 - P_b(x) \end{aligned} \quad (52)$$

图 10 和图 11 分别给出了提出的 PSS 均衡算法与 PDS 均衡算法的相对误差的均值和方差的上界随多普勒频移变化的曲线。这里信道采用表 1 给出的 COST207 信道参数。选择

$\delta = 0.5$ ，则根据式(47)可以得到 $I_s = 3$ 。从图中可以看出，当 M 取值变大时，相对误差的均值和方差理论上会下降，系统性能相应会提高，但是 M 越大，实现的复杂度越高。当 M 的取值从 0 变到 1 时，相对误差的均值和方差理论上会有明显的下降，而当 M 的取值大于 2 时，相对误差的均值和方差理论上基本保持不变。因此，当性能和复杂度同时考虑时， $M = 1$ 或 $M = 2$ 为最好的选择。

综合上述，本发明在 TDS-OFDM 的系统框架上，突破了原有的假定 OFDM 块内信道不变的假设，假定信道在一个 OFDM 块内为线性变化，提出了 TDS-OFDM 接收机的时变信道估计与均衡方法及其系统，即基于 PN 码时域相关的 OFDM 块内线性内插信道估计方法和对具有子载波干扰(ICI)的均衡矩阵求逆进行有限项幂级数展开的简化均衡方法，整体框图如图 12，图 13 所示。本发明一方面大大提高了 TDS-OFDM 接收机在时变信道环境下的接收性能，明显优于不考虑信道在一个 OFDM 块内变化的方案。另一方面也做了均衡器复杂度的简化，保证了接收机具有较低的复杂度。

在计算机仿真的基础上，本发明可以在清华 DMB-T 系统的现场可编程门阵列(FPGA)或专用集成电路(ASIC)版本接收机中得到实现。

上面结合附图对本发明的具体实施例进行了详细说明，但本发明并不限制于上述实施例，在不脱离本申请的权利要求的精神和范围情况下，本领域的技术人员可作出各种修改或改型。

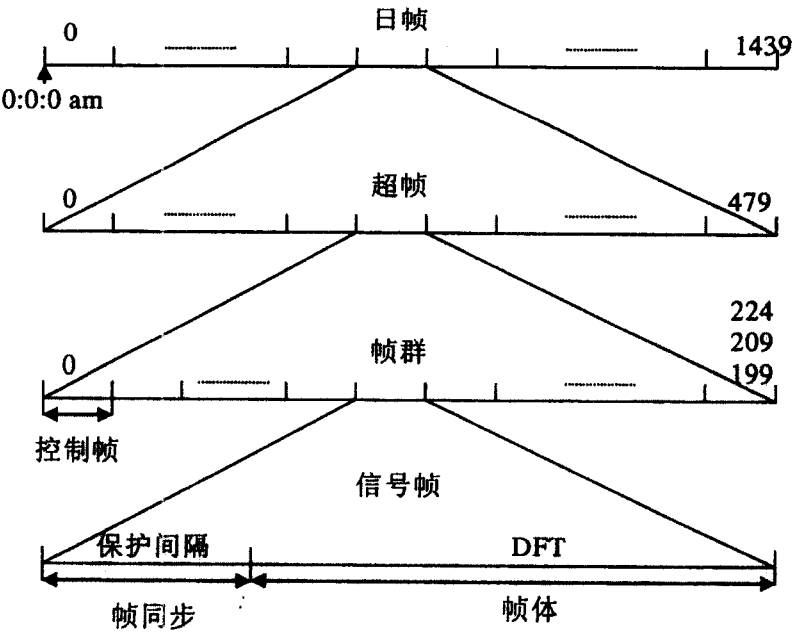


图 1

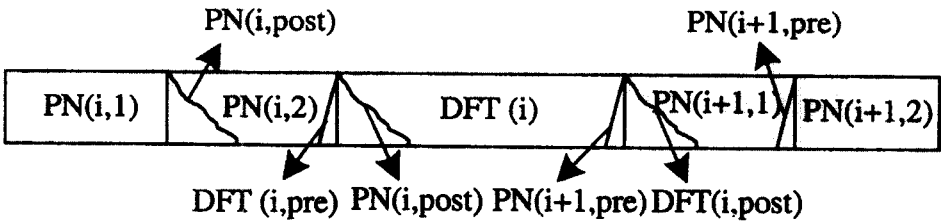


图 2

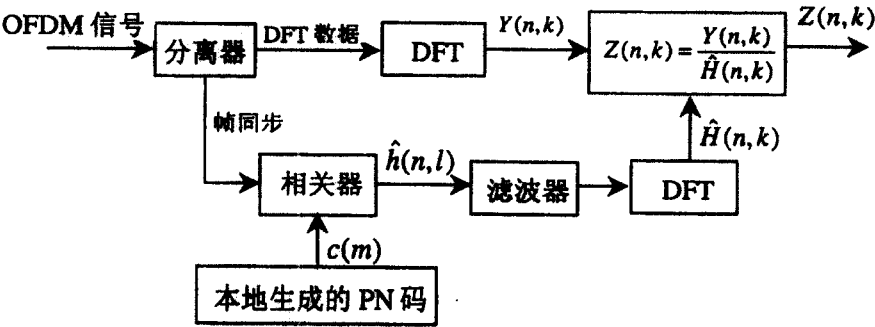


图 3

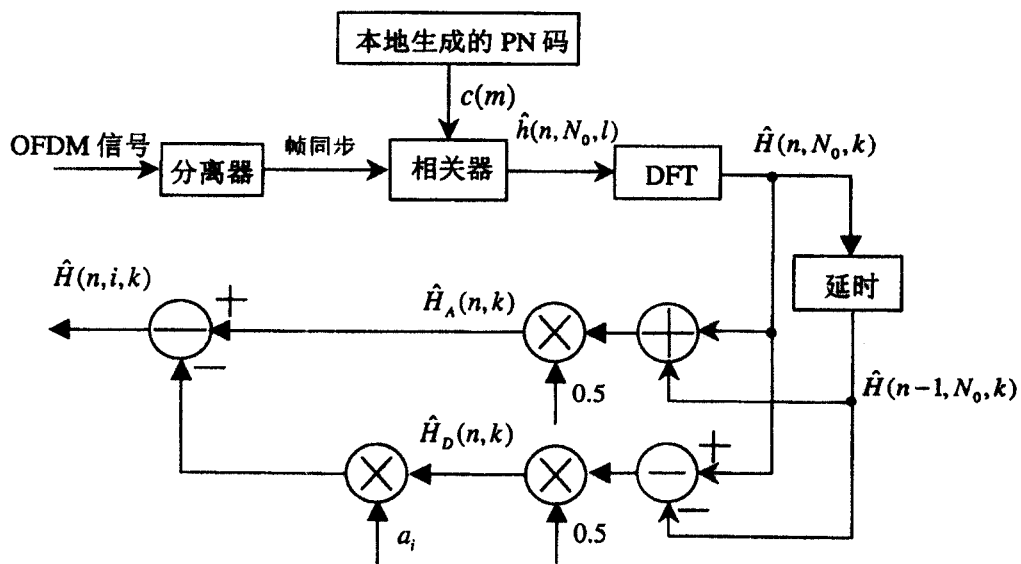


图 4

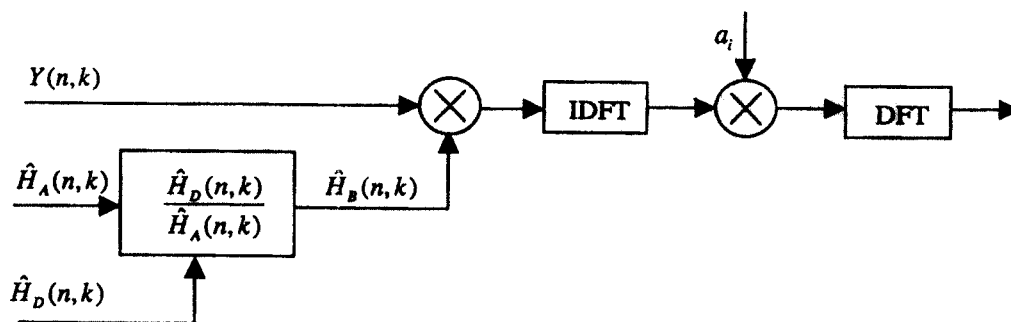


图 5

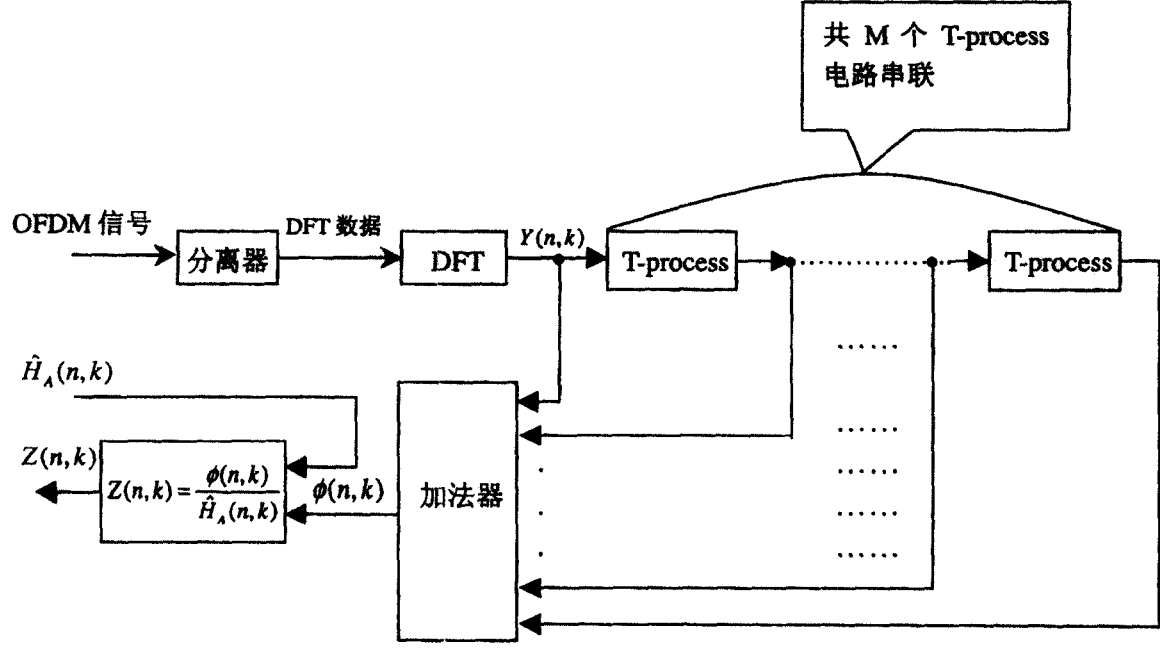


图 6

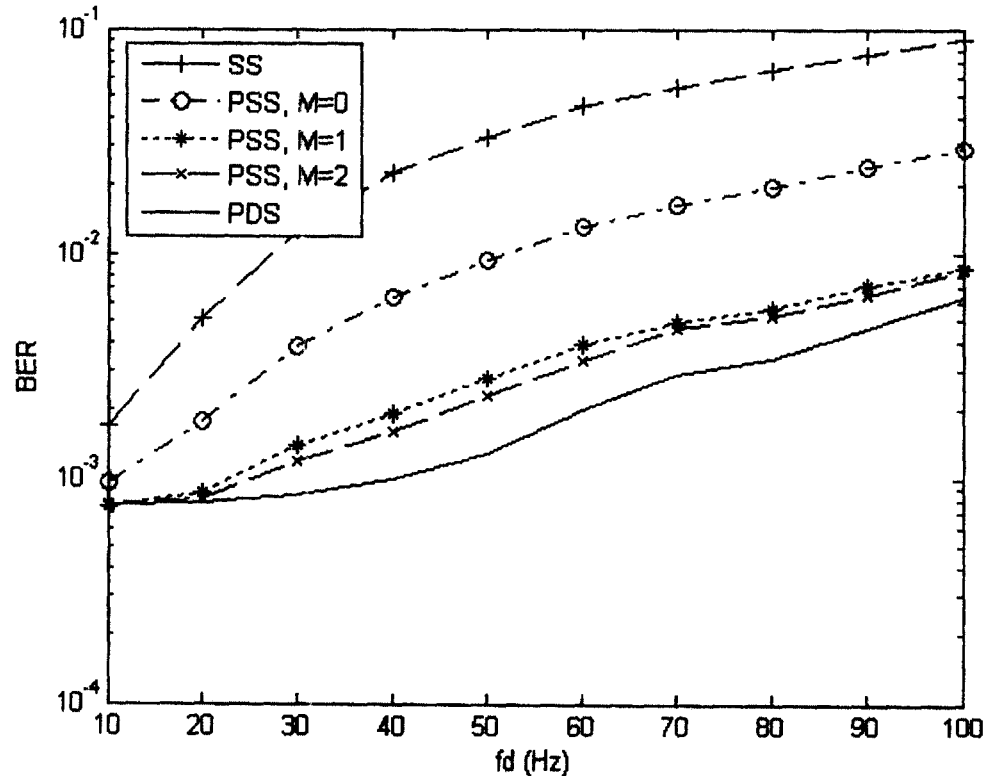


图 7

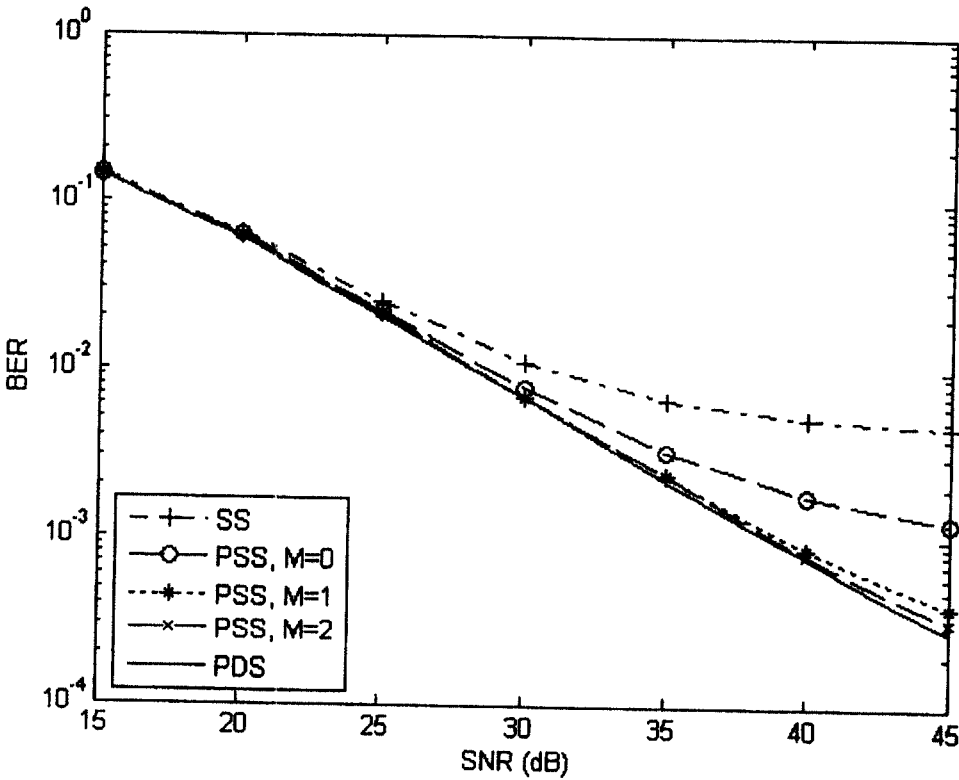


图 8

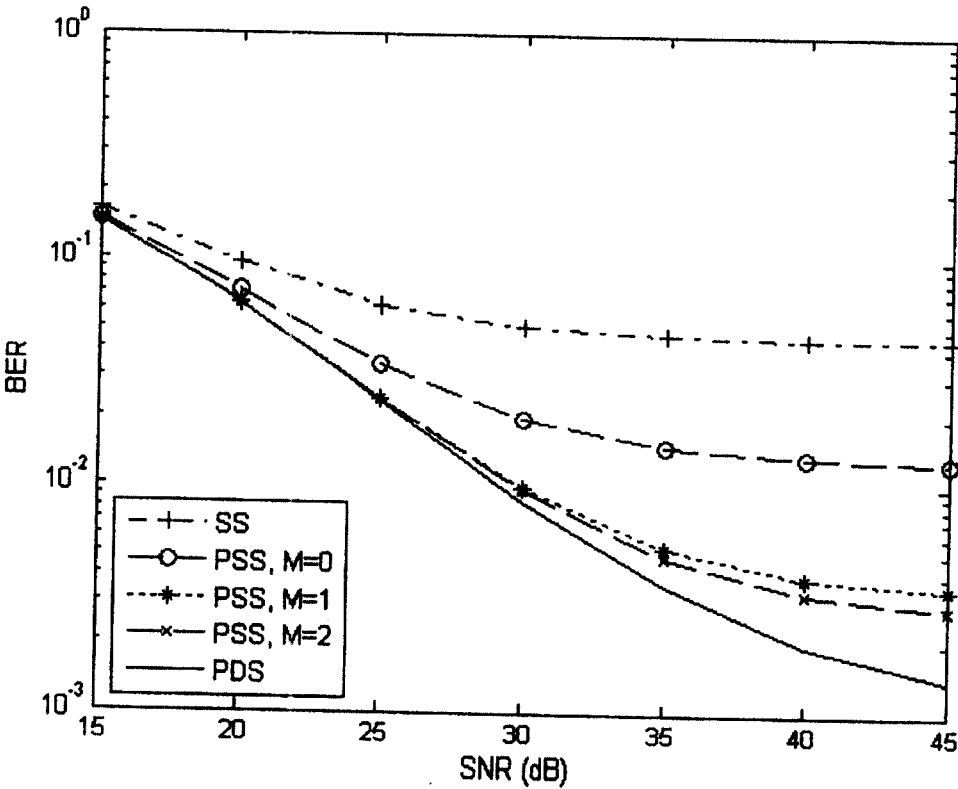


图 9

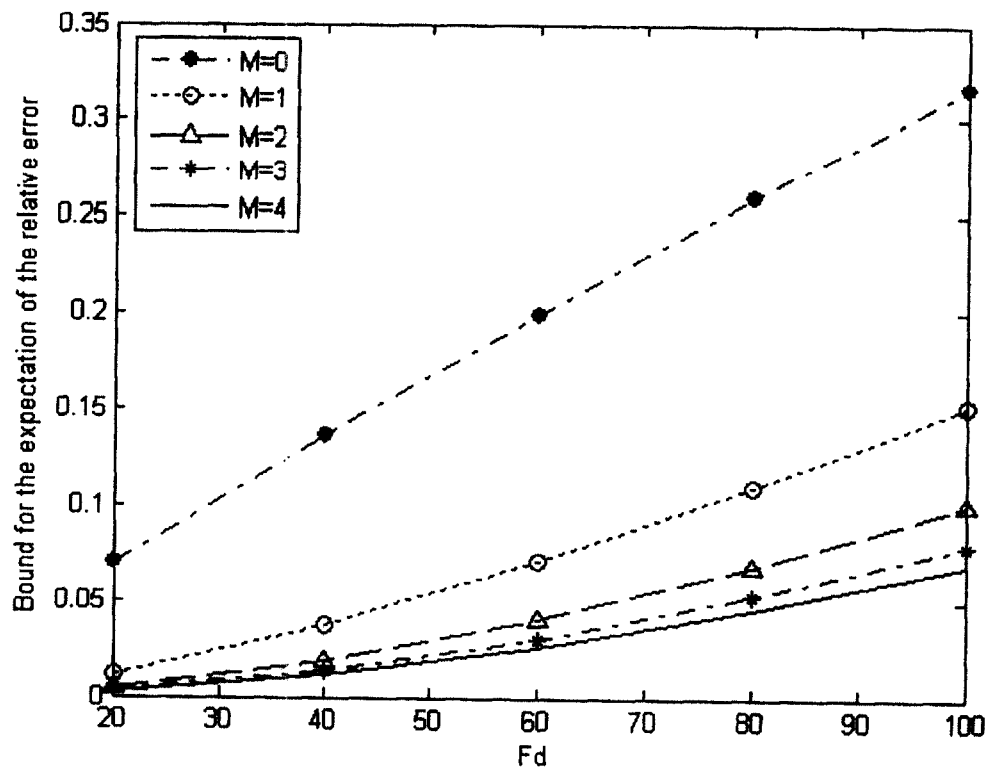


图 10

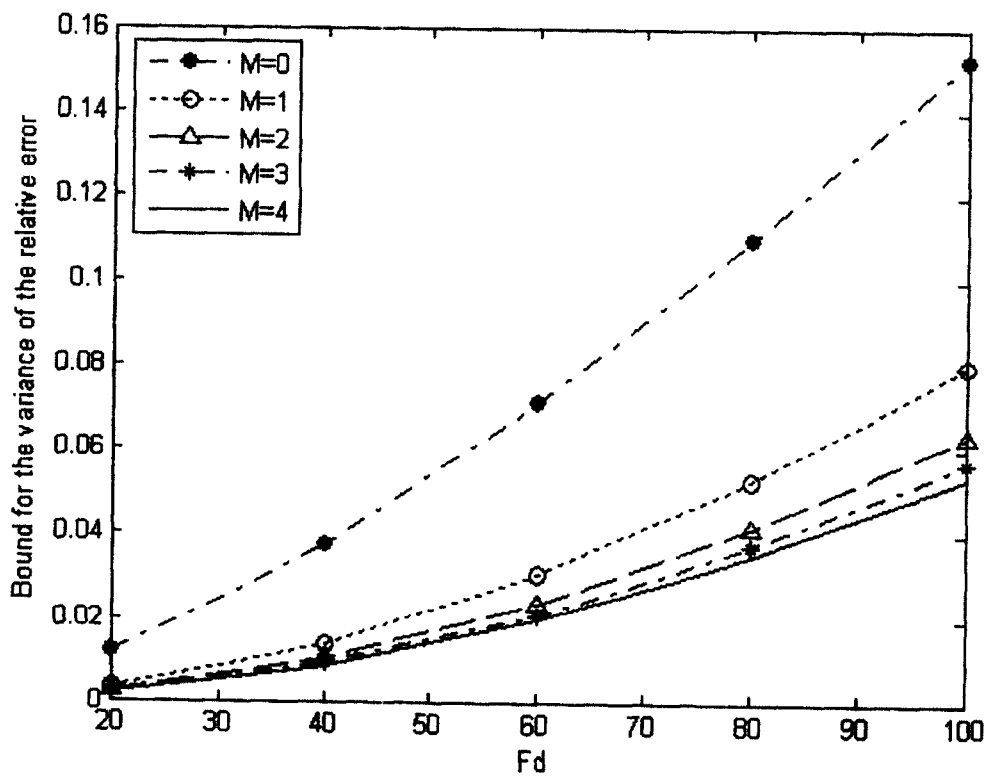


图 11

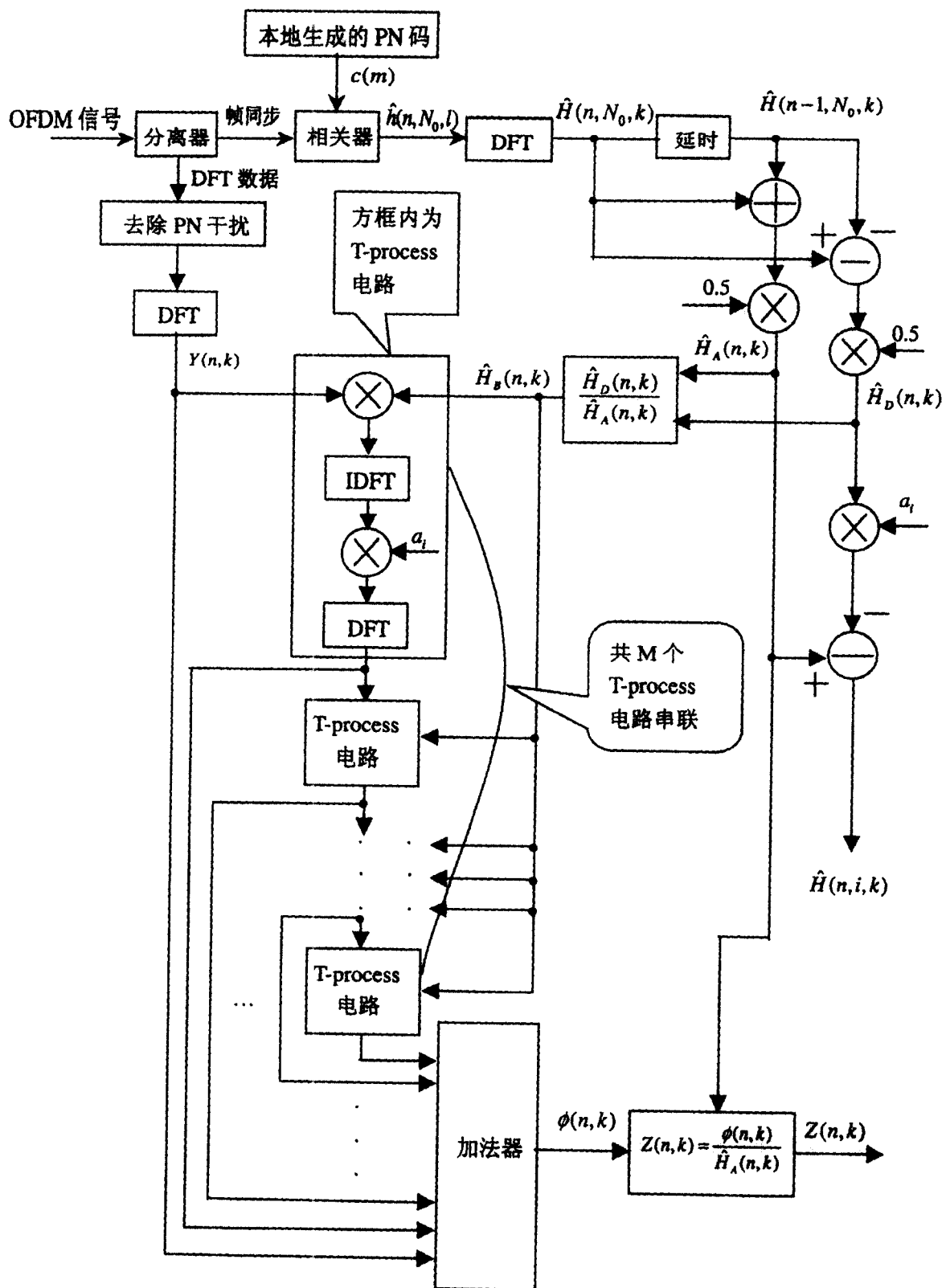


图 12

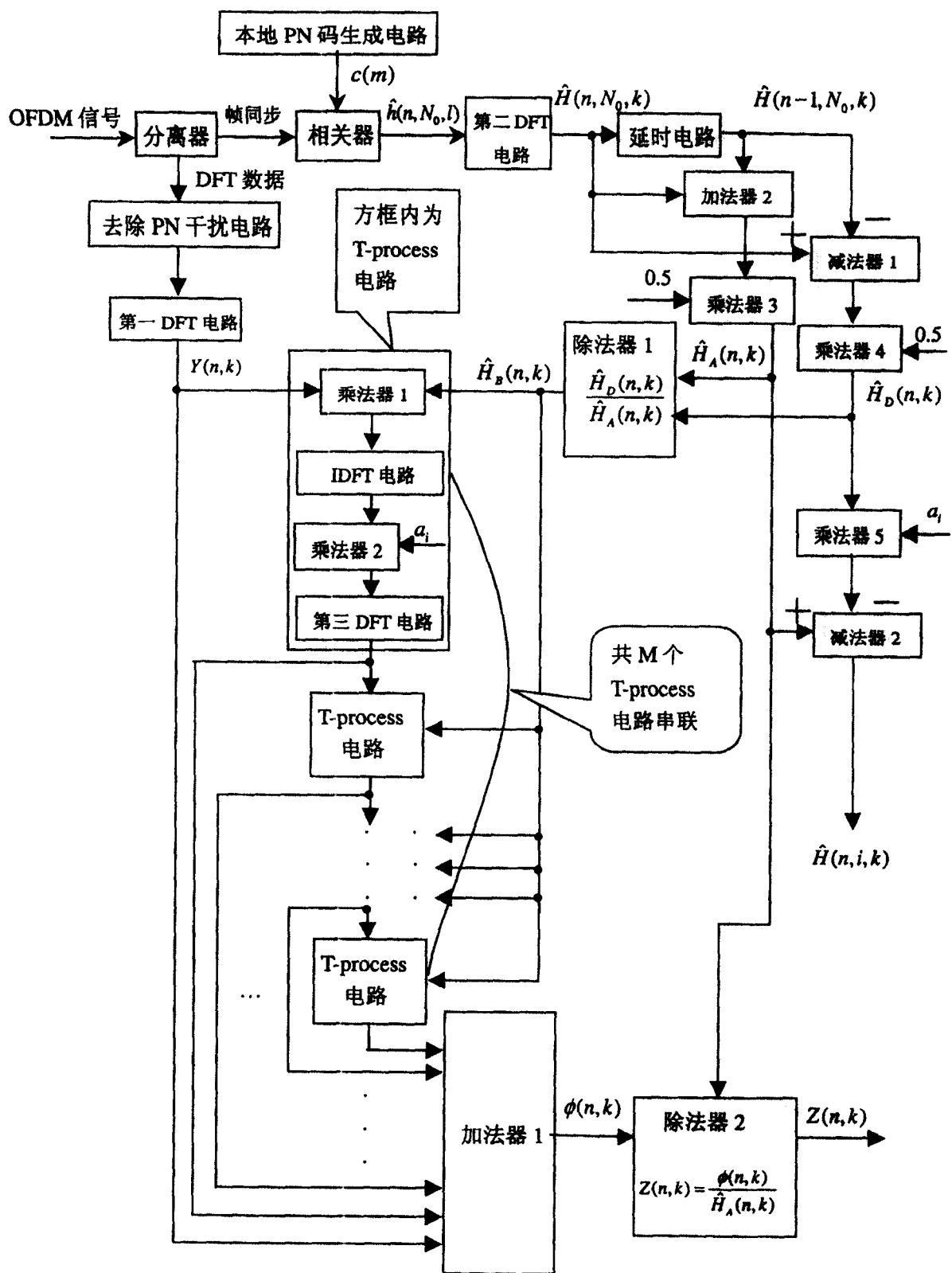


图 13