

[19] 中华人民共和国国家知识产权局



# [12] 发明专利说明书

专利号 ZL 03803009.8

[51] Int. Cl.

H04L 5/02 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

H04J 11/00 (2006.01)

H04J 13/02 (2006.01)

[45] 授权公告日 2008 年 6 月 18 日

[11] 授权公告号 CN 100395975C

[22] 申请日 2003.1.22 [21] 申请号 03803009.8  
[30] 优先权

[32] 2002. 1. 31 [33] EP [31] 02290219.1

[32] 2002. 2. 6 [33] EP [31] 02290289.4

[86] 国际申请 PCT/EP2003/000596 2003.1.22

[87] 国际公布 WO2003/065635 英 2003.8.7

[85] 进入国家阶段日期 2004.7.30

[73] 专利权人 摩托罗拉公司

地址 美国伊利诺斯州

[72] 发明人 马克·德考维尔 帕特里克·马耶  
梅罗安·戴巴

[56] 参考文献

CN1128594A 1996.8.7

WO0156239A2 2001.8.2

CN1294805A 2001.5.9

Block transmission equalizers using constrained minimumvariance filters with application to MC - CDM. Bury, A., Lindner, J. 2000 IEEE Sixth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, 第1卷. 2000

Linear MMSE detection technique for MC - CDMA. Helard J. F., Baudais J. Y., Citerne J. Electronics Letters, IEE STEVENAGE, Vol. 36 No. 7. 2000

审查员 罗 玮

[74] 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限责任公司

代理人 黄启行 谢丽娜

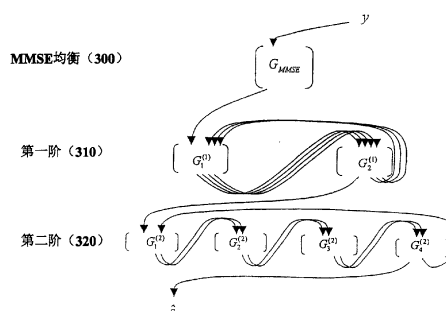
权利要求书 4 页 说明书 10 页 附图 5 页

[54] 发明名称

多载波扩频信号的接收

[57] 摘要

一种用于扩频 OFDM 无线通信(具有循环前缀的单用户 OFDM - CDMA)的系统(100)、接收机(160 - 190)和操作方法,通过以下步骤操作:均衡接收的扩频 OFDM 信号( $y$ )并且把它分为第一和第二部分( $s_1, s_2$ );对第二部分判决并且从接收信号中减去第二部分,以产生第一差值信号;处理该第一差值信号,以恢复接收信号的第一部分,其中第二部分的码元干扰项被显著地降低;对第一部分判决并且从接收信号中减去第一部分,以产生一个第二差值信号;以及处理第二差值信号,以恢复接收信号的第二部分,其中第一部分的码元干扰项被显著地降低。在该阶段该处理可以多次迭代。在第二阶段,恢复的接收信号被分为更大数量(例如,4)的部分并且进行类似处理,以进一步降低干扰。



1. 一种用于对接收的扩频 OFDM 无线通信信号进行解码的方法，该方法包括：

对接收的扩频 OFDM 信号  $y$  执行均衡和判决功能，

把经过均衡和判决的扩频 OFDM 信号块  $\hat{s}$  分为  $2^i$  个部分，使得

$$\hat{s} = \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \\ \hat{s}_3 \\ \hat{s}_4 \\ \vdots \\ \hat{s}_{2^i} \end{bmatrix}, \text{ 这里 } i \text{ 是正整数};$$

其特征在于：

对于经过均衡和判决的信号块  $\hat{s}$  的所述部分的每个  $\hat{s}_n, n = 1, 2, \dots, 2^i$ ，依次从所述接收的扩频 OFDM 信号  $y$  中减去由  $M$  与经过均衡和判决的

信号块的其他部分相乘而得到的值  $M \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \vdots \\ \hat{s}_k \\ \vdots \\ \hat{s}_{2^i} \end{bmatrix}$ ，以产生相应的差值信号，

这里

$\hat{s}_k = 0, k \neq n, M = H \cdot W$ ， $H$  是与复数频率信道衰减有关的  $N \times N$  对角矩阵， $W$  是一个  $N \times N$  单位扩频矩阵；并且

对相应的不同差值信号执行均衡和判决功能，以产生所述接收信号的经过进一步处理的均衡和判决部分  $\hat{\hat{s}}_n$ ，其中，由均衡和判决的信号的其他部分引起的干扰被显著地降低；

对所述经过均衡和判决的扩频 OFDM 信号块的其他部分中的每一个，重复执行产生所述各个差值信号并执行均衡和判决功能以产生经过进一步处理的均衡和判决部分的步骤。

2. 如权利要求 1 所述的方法，其中，重复从所述接收信号中减去由  $M$  与经过均衡和判决的信号块的其他部分相乘而得到的值以产生各个其他差值信号包括：从所述接收的扩频 OFDM 信号  $y$  中减去从所

述接收信号的所述经过进一步处理的部分  $\hat{s}_n, n=1,2,\dots,2^i$  中的至少一个得到的值。

3. 如权利要求 1 所述的方法, 进一步包括迭代处理该经过均衡和判决的信号块, 包括迭代产生相应的差值信号并执行均衡和判决功能以产生经过进一步处理的均衡和判决部分的步骤, 用从进一步处理的部分  $\hat{s}_n, n=1,2,\dots,2^i$  得到的值代替之前的处理部分  $\hat{s}_n$ , 以恢复对每一部分更可靠的估计。

4. 如权利要求 3 所述的方法, 其中, 迭代处理该经过均衡和判决的信号块包括: 把经过均衡和判决的扩频 OFDM 信号块  $\hat{s}$  分为  $2^j$  个部分, 这里  $j$  是大于  $i$  的正整数, 以使用比之前步骤更多数量的部分执行迭代产生相应的差值信号并执行均衡和判决功能以产生经过进一步处理的的部分的步骤。

5. 一种如权利要求 1 所述的方法, 其中, 所述均衡步骤包括: 乘以具有由信道系数而定的元素的第一对角矩阵; 以及

乘以第二矩阵, 该第二矩阵是一个 Walsh Hadamard 矩阵的子集。

6. 一种如权利要求 1 所述的方法, 其中, 所述均衡步骤包括: 执行最小均方误差均衡。

7. 一种用在扩频 OFDM 无线通信系统(100)的接收机(160-180), 该接收机包括:

用于接收扩频 OFDM 无线通信信号的装置, 以及用于通过前面任一权利要求所述的方法解码所述接收信号的解码装置, 所述解码装置包括:

用于对所述接收扩频 OFDM 信号  $y$  执行所述均衡和判决功能的均衡和判决装置,

用于把经过均衡和判决的扩频 OFDM 信号块  $\hat{s}$  分为  $2^i$  个部分

的装置, 使得  $\hat{s} = \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \\ \hat{s}_3 \\ \hat{s}_4 \\ \vdots \\ \hat{s}_{2^i} \end{bmatrix}$ , 这里  $i$  是正整数;

其特征在于:

减法装置, 对于经过均衡和判决的信号块  $\hat{s}$  的所述部分中的每一个  $\hat{s}_n, n=1,2,\dots,2^i$ , 依次从所述接收的扩频 OFDM 信号  $y$  中减去由  $M$  与经

过均衡和判决的信号块的判决的其他部分相乘得到的值  $M \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \vdots \\ \hat{s}_k \\ \vdots \\ \hat{s}_{2^i} \end{bmatrix}$ , 以产生

相应的差值信号, 这里  $\hat{s}_k=0, k=n, M=H \cdot W$ ,  $H$  是与复数频率信道衰减有关的  $N \times N$  对角矩阵,  $W$  是  $N \times N$  单位扩频矩阵;

所述均衡和判决装置被配置为对所述相应的不同差值信号执行所述均衡和判决功能, 以产生接收信号的经过进一步处理的均衡和判决部分  $\hat{\hat{s}}_n, n=1,2,\dots,2^i$ , 其中, 由于均衡和判决信号的其他部分引起的干扰被显著地降低;

并且所述解码装置被配置为对所述经过均衡和判决的扩频 OFDM 信号块的其他部分中的每一个重复执行产生所述相应的差值信号并执行均衡和判决功能以产生经过进一步处理的均衡和判决部分的步骤。

8. 如权利要求 7 所述的接收机, 其中, 配置所述减法装置, 重复从所述接收信号中减去由  $M$  与经过均衡和判决的信号块的其他部分相乘得到的值以产生相应的其他差值信号的步骤包括: 从所述接收的扩频 OFDM 信号  $y$  中减去从所述接收信号的所述经过进一步处理的部分  $\hat{\hat{s}}_n, n=1,2,\dots,2^i$  的至少一个中得到的值。

9. 如权利要求 7 所述的接收机, 其中, 将所述解码装置配置为迭代处理该经过均衡和判决的信号块, 包括迭代产生相应的差值信号并

执行均衡和判决功能以产生经过进一步处理的均衡和判决部分的步骤，用从经过进一步处理的部分  $\hat{s}_n, n=1,2,\dots,2^i$  得到的值代替之前的处理部分  $\hat{s}_n, n=1,2,\dots,2^i$ ，以恢复对每一部分更可靠的估计。

10. 如权利要求 9 所述的接收机，其中，配置所述解码装置，使得迭代处理该经过均衡和判决的信号块包括：把经过均衡和判决的扩频 OFDM 信号块  $\hat{s}$  分为  $2^j$  个部分，这里  $j$  是大于  $i$  的正整数，以使用比之前步骤更多数量的部分迭代产生相应的差值信号并执行均衡和判决功能以产生经过进一步处理的部分的步骤。

11. 一种如权利要求 7 所述的接收机，其中，所述均衡和判决装置包括：用于乘以具有由信道系数而定的元素的第一对角矩阵以及乘以第二矩阵的矩阵乘法装置，其中该第二矩阵是 Walsh Hadamard 矩阵的子集。

12. 一种如权利要求 7 所述的接收机，其中，所述均衡和判决装置包括用于执行最小均方误差均衡的装置。

## 多载波扩频信号的接收

### 技术领域

本发明涉及多载波无线通信系统，更具体地说涉及正交频分复用（OFDM）调制方案。

### 背景技术

现在这种调制作作为一种提供高数据速率的方式被广泛用于通信系统标准中，这种通信系统包括无线局域网（WLAN）：USA 的‘IEEE 802.11a’和欧洲的‘HIPERLAN/2’，通过双绞线的 ADSL（异步数字用户线）和通过输电线的‘HomePLUG’。

对于接下来的十年，亟待解决的难题是应付多媒体宽带传输的要求，提高数据速率。现有标准没有一个能够大规模（涉及许多用户）地满足这些要求，这推动人们寻找更强并且简单的调制方案，这种调制方案与合适的解码算法相结合，在分组误码率（PER）方面表现出比典型的 OFDM 系统更好的性能。该技术准则直接转化为增加的系统吞吐量。显然，这种新的调制方案具有吸引力的特性在于，它可以被看作是 OFDM 的简单扩频，从而能够作为一种专有传输模式在现有技术中实现。这样，它还能够提供用于平滑过度到新标准的方式。

在本发明的领域中，已经提出把增强作为一种减轻 OFDM 固有缺点的解决方案，该固有缺点是：当一个载波遇到强信道衰减时，即使没有噪声，传送数据也将无法补救地丢失。典型的替换方式是使用前向纠错（FEC）编码来扩频载波上的信息，但是已经提出了另一种策略：通过在 FFT/IFFT（快速傅立叶变换和 FFT 反变换）调制之前用单位扩频矩阵  $W$ （由于其具有吸引力的实现性质，通常选择 Walsh Hadamard 变换）预处理要发送的码元块来组合 OFDM 和 CDMA。

该无冗余预编码器  $W$  有一个作用，就是均匀扩频要在所有载波上发送的信息，以便即使一个载波不可恢复，仍然可以通过其他次能带的解码重现发送的信息。

这种扩频 OFDM (SOFDM 也被称为具有循环前缀的单用户 OFDM-CDMA) 调制技术的实现要求连续的干扰消除 (SIC)，现在已经提出了许多 SIC 算法。一种最为公知的算法是由贝尔实验室 (Bell Labs) 提出的用于多天线系统的 'V-BLAST'，在 1998 年 Wireless Personnal Communications 6:3111-335, G.J.Foschini 和 M.J.Gans 的文章 "On Limits of Wireless Communications in a fading Environment when Using Multiple Antennas" 中提出。但是，已经证明 (在 2001 年 5 月美国盐湖城有关 Acoustics, Speech 和 Signal Processing 的国际会议中 P.Loubaton, M.Debbah 和 M.de Courville 的文章 "Spread OFDM Perfomance with MMSE Equalizaion" 中)，由于在解扩步骤期间在横跨多个载波的接收机 SNR (信号/噪声比) 的平均，V-BLAST 算法不适合传统的 SOFDM 系统。此外，这种方法会导致解码极端复杂，因为几个伪反矩阵的计算量很大。

因此，需要一种可以减轻上述缺点的 OFDM 通信系统和用于其中的解码算法。

## 发明内容

根据本发明的第一方面，提供一种如权利要求 1 的扩频 OFDM 无线通信系统。

根据本发明的第二方面，提供一种如权利要求 10 的扩频 OFDM 无线通信系统。

根据本发明的第三方面，提供一种如权利要求 11 的用在扩频

OFDM 无线通信系统中的接收机。

根据本发明的第四方面，提供一种如权利要求 18 的用在扩频 OFDM 无线通信系统中的接收机。

根据本发明的第五方面，提供一种如权利要求 19 的操作用在扩频 OFDM 无线通信系统中的接收机的方法。

根据本发明的第六方面，提供一种如权利要求 27 的用于在扩频 OFDM 无线通信系统中执行最小均方误差的方法。

在一个方面，本发明提供一种用于增强 OFDM 调制器的新的、有效的、而其简单、复杂度低的解码算法。

优选的，该 OFDM 调制器基于 Walsh Hadamard 变换，从而允许采用 Walsh-Hadamard 预编码器的数学特性。

在一种形式中，该新的解码算法包括，把接收块分为两个相等部分，一部分先被解码，然后从接收矢量中减去该部分，以抑制干扰部分，接下来另一部分被解码。通过连续分块可以进一步扩展迭代过程并且得到多分解的解码算法。这种算法具有吸引力的特性在于，尽管它仍然依赖于伪反矩阵的计算，但是很容易导出这些伪反矩阵的表达式并且简单地包括在由 Walsh Hadamard 变换的对角矩阵的乘积中。这样，使用 Walsh Hadamard 扩频序列，可以简单地消除 V-BLAST 解码方案固有的复杂度负担。这使得性能有显著改善（例如，与 MMSE SOFDM 相比大约 3-4dB）并且复杂度只有适当增加，这促使：

- i) 在实际中使用这种新的调制方案，以及
- ii) 他们建议作为未来无线 LAN 标准的一种解决方案。

下面重点突出的是新的多分解解码算法的技术优点：

- 与现有 SIC BLAST 技术相比, 在具有相同或更好性能时, 算术复杂度低。
- 方法的灵活性和可伸缩性 (可以基于性能/复杂度的折衷, 调整要执行的迭代次数)。
- 可以作为专有传输模式结合到所有的 OFDM 标准中 (因为它可以被看作是当前 OFDM 系统的简单扩频)。
- 与典型的 OFDM 和最小均方误差 (MMSE) SOFDM 接收机相比, 可以得到显著增强的 PER 性能 (例如 3dB)。

#### 附图说明

现在参考附图, 通过实施例描述结合本发明的一种 OFDM 单个用户通信系统和在该系统中使用的解码算法, 其中

图 1 表示 OFDM-CDMA (扩频 OFDM) 单用户通信系统的示意框图;

图 2 表示在频域模拟的图 1 系统的示意框图表示;

图 3 表示用在图 1 系统中的二阶多分解解码算法的图解二叉树表示;

图 4 和图 5 表示根据作为  $\frac{E_b}{N_0}$  (每个比特的能量/噪声能量) 函数的 BER (误码率), 在各个不同的信道配置下, 与其它解码方案相比, 多分解解码算法的仿真性能的曲线表示。

#### 具体实施方式

如下面所解释的, 与 MMSE 均衡 SOFDM 方案相比, 所描述的解码算法的性能明显增强, 并且与 V-BLAST 解码策略相比有少量的复杂度余量。

考虑代表要发送的复数值码元块 (每一个属于一个被称为星座的有限字母表, 例如 QPSK、QAM 等等) 的  $N \times 1$  维矢量  $s$ 。图 1 所示的整个扩频 OFSM 传输系统 100 包括, 在发射机中的扩频矩阵模块 110、提供调制的模块 120, 提供保护间隔插入和并串转换的模块 130,

以及数模转换器 140。发射机经无线通信信道 150 耦合到接收机，该接收机包括混频器和模数转换器 160、提供保护间隔删除和串并转换的模块 170，提供解调的模块 180 和提供解调的模块 190。

图 1 的系统可以如图 2 所述直接在频域中仿真，以便接收的矢量  $y$  表示为：

$$y = HWs + b = Ms + b$$

这里：

$H$  是  $N \times N$  的对角矩阵，具有复频率信道衰减，

$W$  是  $N \times N$  的单位 Walsh Hadamard 扩频矩阵，在解码算法中采用其特殊的递归结构以降低复杂度，

$b$  是  $N \times 1$  复数 IID 高斯白噪声（独立并且均匀分布）矢量，其分量方差是  $E[|bk|^2] = \sigma^2$ （ $E$  代表数学期望算子）。

在下面的分析中，假定通过任何给定的典型估计技术在接收机可以知道  $H$ ， $W$  和  $\sigma^2$ 。

下面描述的过程基于接收矢量  $y$  来处理信息矢量  $s$  的恢复，该过程被称为均衡步骤。不使用传统的 MMSE 均衡器，而是将描述特定的连续干扰消除算法（被称为‘多分解解码算法’）。在下面的分析中， $(\cdot)^h$  被定义为厄密共轭转置算子（Hermitian transpose operator）， $I_N$  被定义为  $N \times N$  恒等矩阵。

多分解解码算法基于下面的步骤：

(i) 通过 MMSE 均衡器、随后用  $\text{dec}()$  表示的非线性判决（例如，硬判决去映射，软判决等等）函数  $\hat{s} = \text{dec}(G_{\text{MMSE}} y)$  解码接收的  $y$  矢量，这里  $G_{\text{MMSE}} = M^h (MM^h + \sigma^2 I_N)^{-1}$ （乘积  $G_{\text{MMSE}} y$  的简化实现将在下面详细描述）。

(ii) 把矢量  $\hat{s}$  分为大小为  $N/2$  的两块相等部分  $\hat{s} = \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix}$ 。

(iii) 从接收矢量  $y$  中减去矢量  $\hat{s}$  的第二部分  $\hat{s}_2$ ，以去除  $s$  的第一

半产生的干扰（把  $s_2$  看作好像  $\hat{s}_2=s_2$ ）。

(iv) 通过矩阵  $G_1$ 、然后是判决函数  $\text{dec}()$  对得到的  $y_1$  一半大小的矢量执行 MMSE 均衡，以得到比  $\hat{s}_1$  更可靠的  $s_1$  的估计  $\hat{\hat{s}}_1$ 。

(v) 可以重复该过程，这次是对  $\hat{s}$  的第一半，用于恢复比  $\hat{s}_2$  更可靠的  $s_2$  的估计  $\hat{\hat{s}}_2$ 。

(vi) 可以分别用  $\hat{\hat{s}}_1$  和  $\hat{\hat{s}}_2$  代替  $\hat{s}_1$  和  $\hat{s}_2$ ，重复这些操作。

转换为等式，相当于以下步骤：

多分解解码算法的第一阶段（310）

步骤 0, (300),  $y$  的 MMSE 均衡:  $\hat{s} = \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} = \text{dec}(G_{\text{MMSE}} y)$

步骤 1:  $y_1 := y - M \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 - \hat{s}_2 \end{bmatrix} + b$

步骤 2:  $\hat{s}_1$  的 MMSE 均衡:  $\hat{\hat{s}}_1 = \text{dec}(G_1^{(1)} y_1)$

步骤 3:  $y_2 := y - M \begin{bmatrix} \hat{\hat{s}}_1 \\ 0 \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} s_1 - \hat{\hat{s}}_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + b$

步骤 4:  $\hat{s}_2$  的 MMSE 均衡:  $\hat{\hat{s}}_2 = \text{dec}(G_2^{(1)} y_2)$

步骤 5:  $\hat{s} = \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} := \begin{bmatrix} \hat{\hat{s}}_1 \\ \hat{\hat{s}}_2 \end{bmatrix}$

步骤 6: 到步骤 1

应该注意到，尽管如上所述仅仅执行了接收矢量  $y$  的一分为二，但是以它更一般化的形式，该过程可以应用到把长度为  $N$  的  $y$  用 2 的幂分为更小的子部分:  $N/2^k$ ，对于任何整数  $k$ ， $N/2^k$  结果仍然保持为整数。一般化的算法在于，对于每个得到的  $y$  子块，重复所解释的过程。让算法的阶  $i$  来限定对块大小为  $N/2^i$  的细分级别执行的操作。

作为说明，所提出多分解算法的第二阶段导致以下操作：

多分解算法的第二阶段（320）

$$\text{步骤 0: 形式 } \hat{s} = \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \\ \hat{s}_3 \\ \hat{s}_4 \end{bmatrix}$$

$$\text{步骤 1: } y_1 := y - M \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{s}_2 \\ \hat{s}_3 \\ \hat{s}_4 \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 - \hat{s}_2 \\ s_3 - \hat{s}_3 \\ s_4 - \hat{s}_4 \end{bmatrix} + b$$

$$\text{步骤 2: } \hat{s}_1 \text{ 的 MMSE 均衡 } \hat{s}_1 = \text{dec}(G_1^{(2)} y_1)$$

$$\text{步骤 3: } y_2 := y - M \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ 0 \\ \hat{s}_3 \\ \hat{s}_4 \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} s_1 - \hat{s}_1 \\ s_2 \\ s_3 - \hat{s}_3 \\ s_4 - \hat{s}_4 \end{bmatrix} + b$$

$$\text{步骤 4: } \hat{s}_2 \text{ 的 MMSE 均衡 } \hat{s}_2 = \text{dec}(G_2^{(2)} y_2)$$

$$\text{步骤 5: } y_3 := y - M \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \\ 0 \\ \hat{s}_4 \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} s_1 - \hat{s}_1 \\ s_2 - \hat{s}_2 \\ s_3 \\ s_4 - \hat{s}_4 \end{bmatrix} + b$$

$$\text{步骤 6: } \hat{s}_3 \text{ 的 MMSE 均衡 } \hat{s}_3 = \text{dec}(G_3^{(2)} y_3)$$

$$\text{步骤 7: } y_4 := y - M \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \\ \hat{s}_3 \\ 0 \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} s_1 - \hat{s}_1 \\ s_2 - \hat{s}_2 \\ s_3 - \hat{s}_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + b$$

$$\text{步骤 8: } \hat{s}_4 \text{ 的 MMSE 均衡 } \hat{s}_4 = \text{dec}(G_4^{(2)} y_4)$$

$$\text{步骤 9: } s := \hat{s}$$

步骤 10: 到步骤 1

注意,  $G_i^{(\gamma)}$  表示对于大小为  $N/2^\gamma$  的矢量  $y$  的子块  $\gamma$ , 在阶  $\gamma$  的 MMSE 均衡器矩阵。

重要的是要注意, 每一阶都可以按照图 3 的二叉树图示的许多方式排列。二叉树中的每一路径都可以得到所提出算法的另一个实例。以阶数和每阶必须要重复的次数为单位的深度, 可以通过复杂度/性能折衷的准则来确定。

这样, 为了改进解码, 可以把同样的机制应用到大小为  $N/4$  的块,

然后  $N/8$  等等。从而实现更高的解码精确度。

很明显，增加阶数和重复次数，会得到更强的估计过程。但是，仿真表明，误码率在一些重复之后就会收敛，因此为了再次改进解码矢量，在实际中只需要考虑算法的第二阶。

用于计算矢量  $y_1$  和矩阵  $G_i^{(r)}$  的乘积的快速算法可以如下实现：

首先，通过合理地假定在每一阶：

- $E([s_k - \hat{s}_k][s_k^H - \hat{s}_k^H]) \approx \rho(p_k)I_{N/2^r}$
- 对于  $k \neq k'$ ,  $E(s_k \hat{s}_{k'}) \approx 0$
- $E(\hat{s}_k b^H) = 0$

来检验矩阵  $G_i^{(r)}$  的表达式，这里  $E$  是期望算子， $\rho$  是  $p_k$  的函数，在最后均衡后第  $k$  块的误码概率依靠使用的星座。

在这些假定下，可以计算在每阶使用的 MMSE 均衡矩阵的表达式：

$$G_k^{(r)} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{N}{2^r} \times \frac{(k-1)N}{2^r} & \frac{I_N}{2^r} & 0 \\ 0 & \frac{N}{2^r} \times \frac{(2^r-k)N}{2^r} & 0 & \frac{I_N}{2^r} \end{bmatrix} M^H (MD_k^{(r)} M + \sigma^2 I_N)^{-1}$$

这里， $D_k^{(r)}$  是下面的块对角矩阵：

$$D_k^{(r)} = \text{diag} \left( \rho(p_1)I_{\frac{N}{2^r}} \cdots \rho(p_{k-1})I_{\frac{N}{2^r}} \frac{I_N}{2^r} \frac{I_N}{2^r} \rho(p_{k+1})I_{\frac{N}{2^r}} \cdots \rho(p_{2^r})I_{\frac{N}{2^r}} \right)$$

仿真表明，项  $\rho(p_k)$  在整个性能中不起什么重要作用，因此可以忽略（由 0 代替），这样大大简化矩阵乘积的运算量。在该情况中表明，当定义  $\frac{N}{2^r} \times \frac{N}{2^r}$  对角矩阵时：

$$\Delta_r = \text{diag} \left\{ \frac{1}{\sigma^2 + \frac{1}{2^r} \sum_{k=0}^{2^r-1} |h_{i+kN/2^r}|^2} \right\}_{i=1}^{N/2^r}$$

可以得到下面的一般结果：

$$\begin{bmatrix} G_1^{(\gamma)} \\ \dots \\ G_{2^r}^{(\gamma)} \end{bmatrix} = W \begin{bmatrix} \Delta_\gamma & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \Delta_\gamma \end{bmatrix} H^*$$

这样，乘以  $G_i^{(\gamma)}$  的乘积简单的降低为  $y_i$  乘以由信道系数（只计算并存储一次）确定的对角矩阵的乘积、随后是  $y_i$  乘以大小为  $\frac{N}{2^r} \times N$  的 Walsh-Hadamard 矩阵的子集的乘积。因此，在前面两个等式详述的乘积会得到用于执行各种 MMSE 均衡步骤的简单的低运算复杂度方式。代替了  $G_i^{(\gamma)}$  乘积所要求的  $N^3$  次预期的大量运算复杂度，得到在每一阶次数为  $2^r N \log_2 \left( \frac{N}{2^r} \right)$  的简单得多的复杂度。

上述的多分解码算法的复杂度可以如下进行估计。由于 Walsh-Hadamard 结构而造成的算法简化会导致非常低的复杂度。在算法的每一阶  $\gamma$ ，可以高估一次迭代的复杂度  $C(\gamma, N)$ （即， $y$ 、 $G_i^{(\gamma)} y$  和判决的  $2^r$  次演算）。

$$C(\gamma, N) \approx N \left( 2^r \left( 2 \log_2 \left( \frac{N}{2^r} \right) + 6 \right) + 2 + \frac{3}{2^r} \right) \times \text{AddR} + N \left( 3 \times 2^r + 4 + \frac{5}{2^r} \right) \times \text{MulR} + N \times \text{Desisior}$$

这里，AddR 是两个实数的和的复杂度（假定等于减法的复杂度），MulR 是乘法的复杂度，Decision 是对复数值的硬判决（码元的选择）的复杂度。

下面是在具有使用 QPSK 星座的 800ns 保护间隔的 HIPERLAN/2 OFDM 系统的、5.2GHz、20Mhz 带宽、64 个载波的情况中，上述的多分解码算法提供的性能改进的说明。使用 2 个信道模型进行仿真，这 2 个信道模型是：（i）完美时间交织 BRAN ‘E’ 信道模型，以及（ii）在频域中纯理论的独立瑞利衰落。对于未编码的情况，以关于误码率（BER）的结果作为比率  $\frac{E_b}{N_0}$ （每个比特的能量/噪声能量）的函数，这由图 4 和图 5 提供。

与使用 Walsh-Hadamard 扩频序列的 OFDM 和 MMSE SOFDM 系

统相比，通过应用新的译码策略可以观察到明显的改进：对于  $10^{-4}$  的目标 BER，与 MMSE SOFDM 相比，在前三阶应用一或两次迭代时，可以得到大于 3dB 的增益。

这意味着，对于同样的固定 BER 和给定的 C/I（载波干扰比），使用多分解解码的 16QAM SOFDM 具有与 QPSK SOFDM MMSE 传输方案相同的性能，同时提供 4 倍的比特速率。这样的显著改进说明，对于现有的系统，在给定的 QoS 约束下，改进的解码方案怎样直接转化为更大的系统容量。

应该理解，上述用于 OFDM-CDMA 扩频 OFDM 单用户系统的多分解译码算法提供了下述优点：重点突出新的多分解译码算法的以下技术优点：

- 与现有 SIC BLAST 技术相比，在具有相同或更好性能时，算术复杂度低。
- 方法的灵活性和可伸缩性（可以基于性能/复杂度的折衷，调整要执行的迭代次数）。
- 可以作为专有传输模式结合到所有的 OFDM 标准中（因为它可以被看作是当前 OFDM 系统的简单扩频）。
- 与典型的 OFDM 和最小均方误差（MMSE）SOFDM 接收机相比，可以得到显著增强的 PER 性能（例如 3dB）。

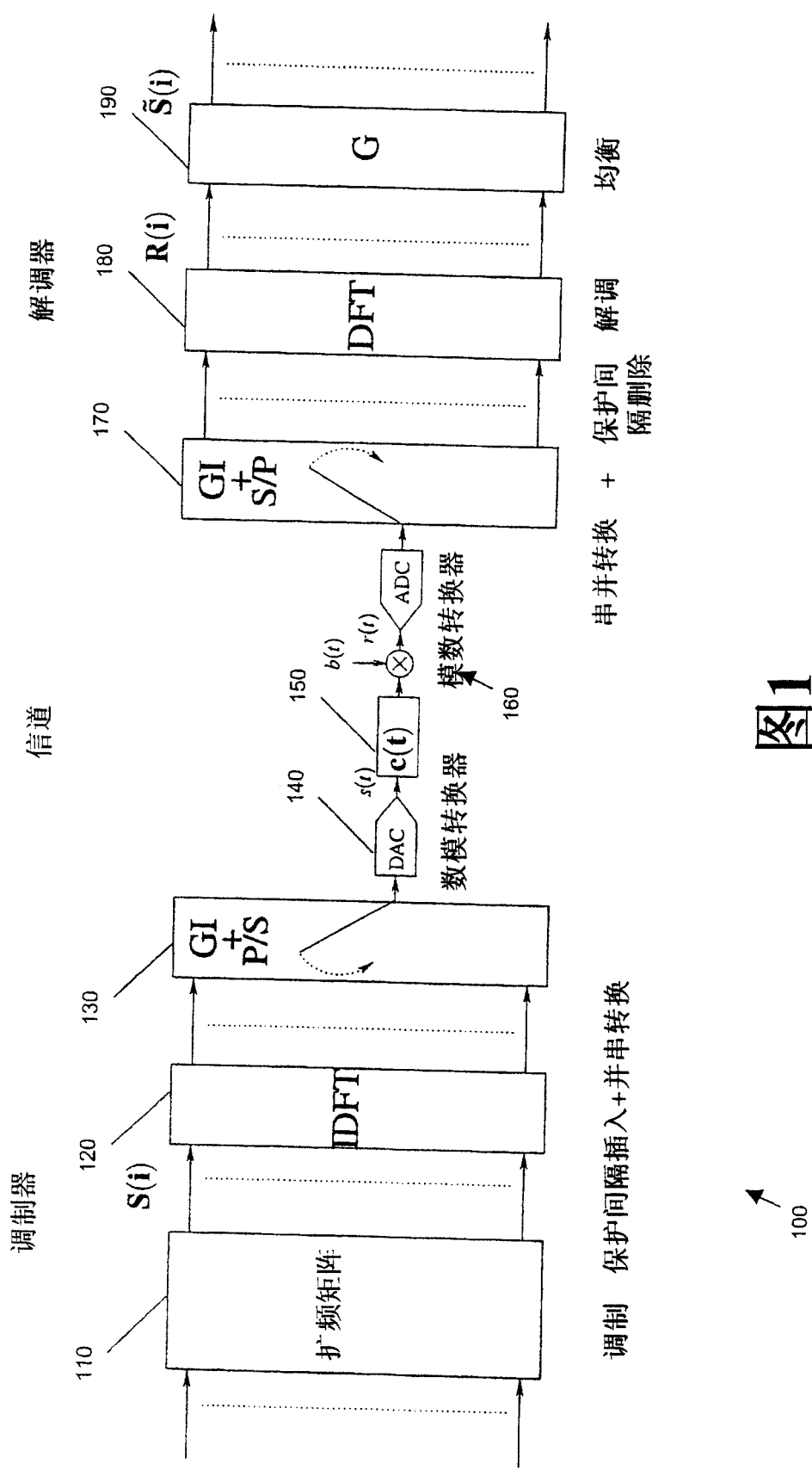


图1

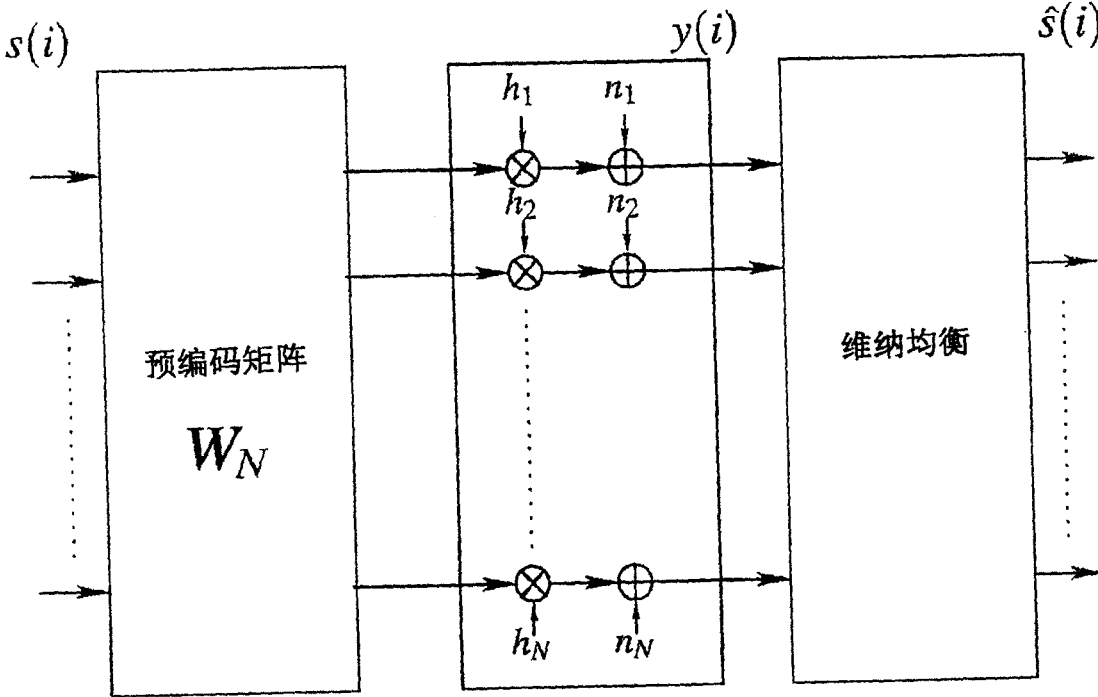


图2

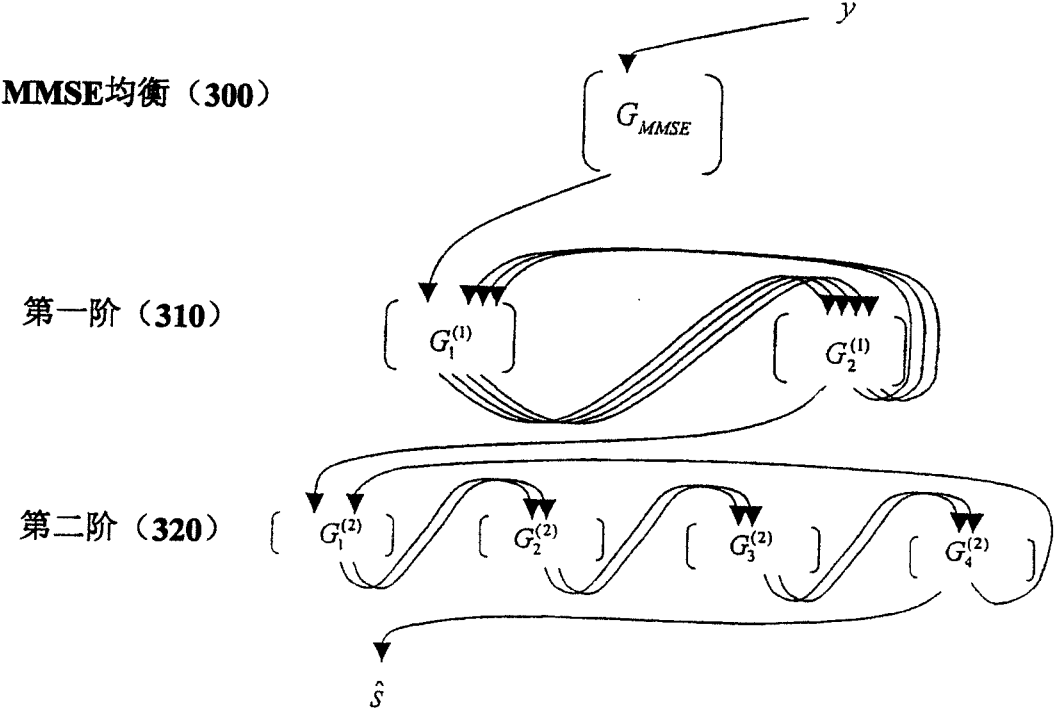


图3

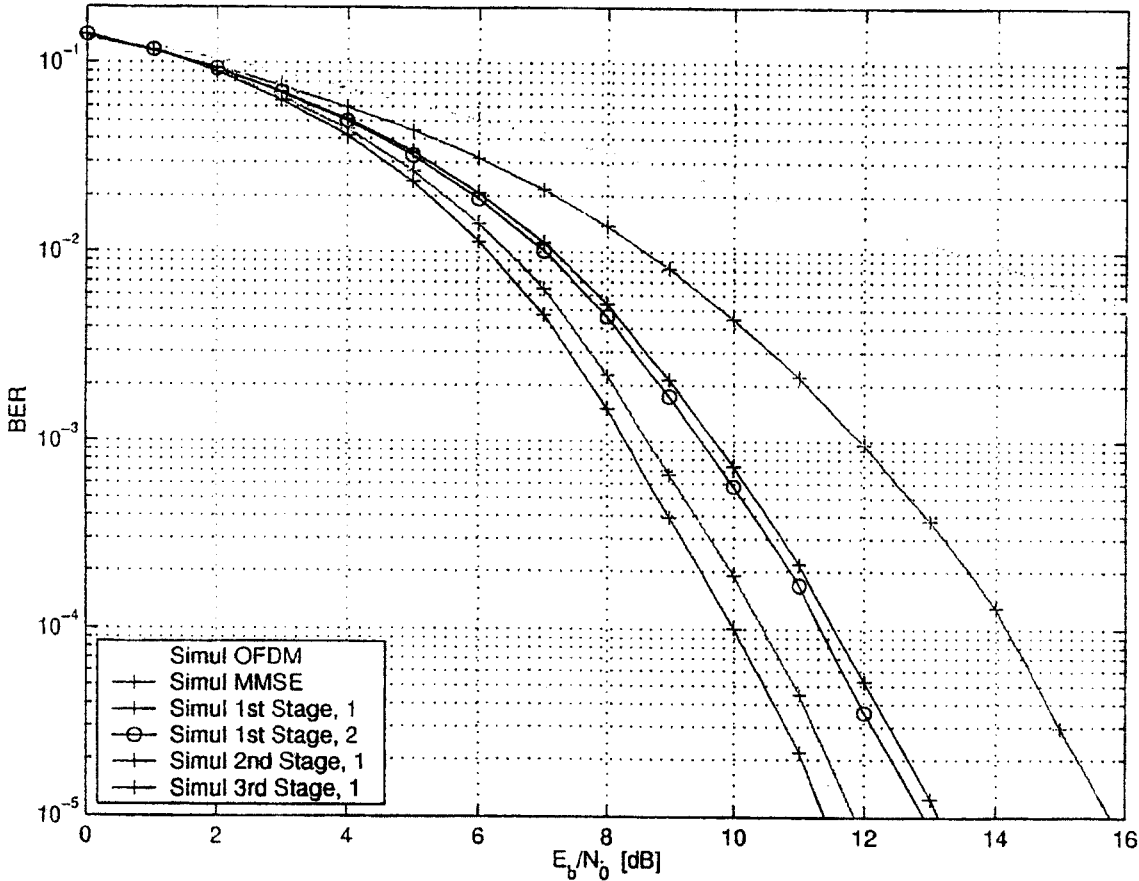


图4

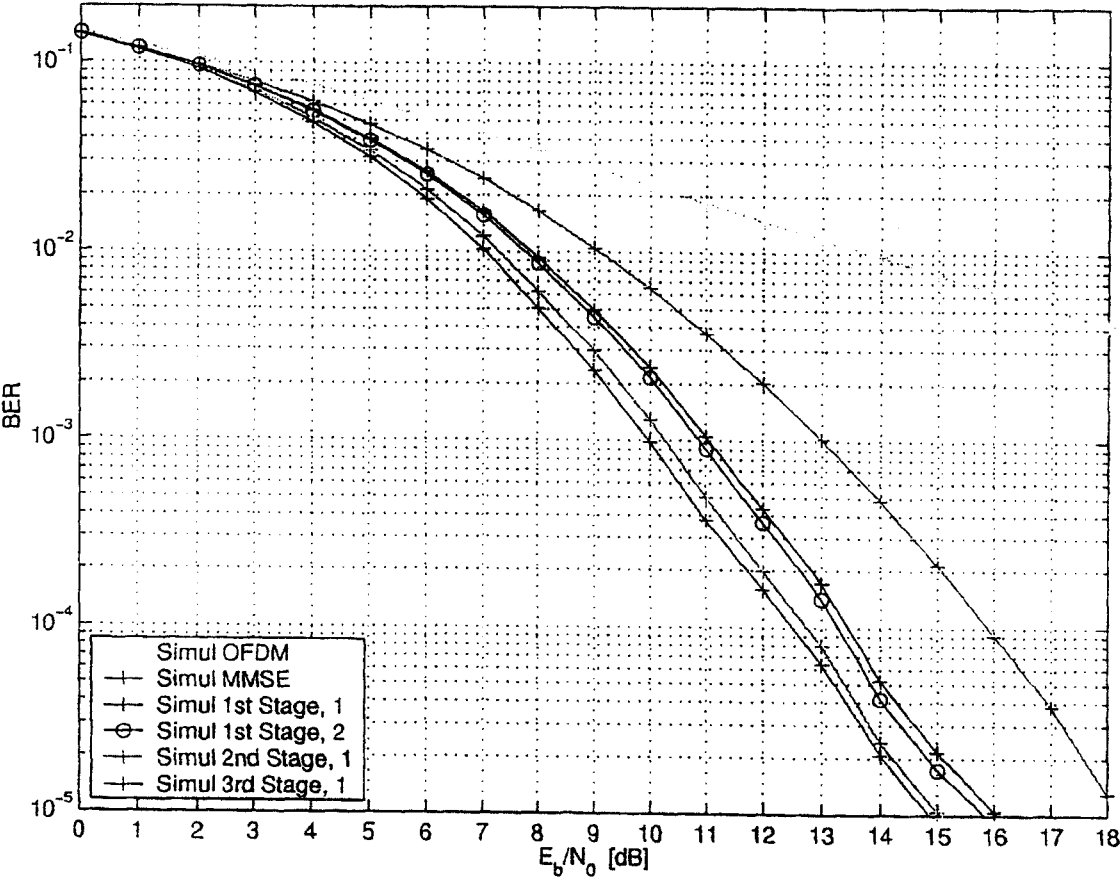


图5