



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1777161 B

(45) 授权公告日 2010.04.28

(21) 申请号 200510045432.5

FOR MULTIMEDIA TRAFFIC OVER OFDM WIRELESS  
CHANNEL. IEEE WICOM 2006. 2006, 1-4.

(22) 申请日 2005.12.02

审查员 廖佳佳

(73) 专利权人 山东大学

地址 250100 山东省济南市山大南路 27 号

(72) 发明人 杜岩 王丽丽 刘蕾蕾 孙小钧

(74) 专利代理机构 济南圣达专利商标事务所有  
限公司 37221

代理人 王书刚

(51) Int. Cl.

H04L 27/00 (2006.01)

H04L 1/00 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 1585394 A, 2005.02.23, 全文.

CN 1701550 A, 2005.11.23, 全文.

CN 1484906 A, 2004.03.24, 全文.

US 2004/0125743 A1, 2004.07.01, 全文.

Wenwu Meng 等. SUB-CARRIER ASSIGNMENT

权利要求书 2 页 说明书 11 页 附图 1 页

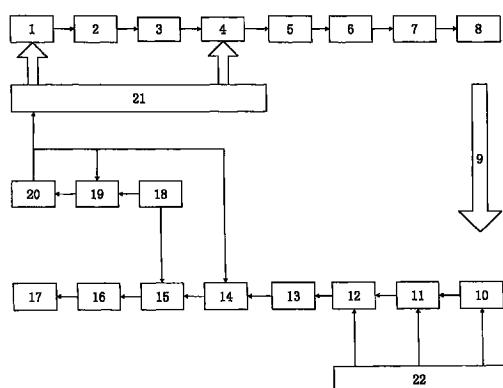
(54) 发明名称

一种移动宽带信道中的自适应选频分块传输

方法

(57) 摘要

本发明提供了一种移动宽带信道中的自适应选频分块传输方法，该方法包括以下步骤：(1) 初始选频；(2) 发端根据所采用的调制方式进行符号映射，根据子信道标记信息改变信号频谱，并发送时域信号；(3) 收端根据子信道标记信息对接收信号进行均衡，解调信号并完成判决；(4) 收端进行信道估计或预测得到更新的信道状态信息，根据自适应判断规则，判断是否需要更新子信道标记信息。本发明在保证系统性能的前提下较好的解决了频率选择性和时间选择性衰落的问题。



1. 一种移动宽带信道中的自适应选频分块传输方法,其特征在于:该方法包括以下步骤:

(1) 初始选频,收发双方建立通信后,收端根据约定的方式获取当前信道的信道状态信息;收端根据系统性能要求和当前的信道状态信息,按照频域子信道增益高低选取增益高的前M个子信道为可用子信道,并用一比特信息“0”或“1”标记,形成子信道标记信息,通过反向信道将这些子信道标记信息送给发端;

(2) 发端根据所采用的调制方式进行符号映射,形成待传输的一帧M个符号,将这M个符号进行正交变换,得到M个变换域符号,根据子信道标记信息将上述M个变换域符号扩张成N维向量,得到待发送信号的频域形式,变换回时域并发送时域信号,当M不是2的整数次幂时,正交变换分块实现,不同的块用相同的或不同的正交变换;N是指信道数量;

(3) 收端从信道接收信号,经过A/D变换后获得抽样信号,将抽样信号变换到频域,根据子信道标记信息对接收信号进行频域均衡,选出可用子信道上的M个有用信号,作正交逆变换,变回时域信号并完成判决,得到信息数据,当M不是2的整数次幂时,原正交变换如果采用了分块实现,正交逆变换也要分块实现,不同的块根据各自采用的正交变换采用相同或不同的正交逆变换;

(4) 收端进行信道估计或预测得到更新的信道状态信息,根据自适应判断规则,判断是否需要更新子信道标记信息,如果需要更新,收端根据系统误码性能的要求更新子信道标记信息,并通过反向信道反馈到发端;当发送新的一帧数据时,发端总是根据收到的最新的子信道标记信息进行信号变换;自适应判断规则采用下述方法之一:

a 计算出当前的均衡后信噪比,记为实际的均衡后信噪比,与期望均衡后信噪比作差值,为这个差值设定上限和下限,如果所得的差值在所设定的上限和下限之间,保持当前的信道标记信息不变;如果所得的差值超出了上限或下限,重新选频;

b 如果能够得到全部的信道状态信息,即包括可用子信道和不用的子信道的信道状态信息;假设噪声功率一定,计算出当前的均衡后信噪比,记为实际的均衡后信噪比;在信道状态信息更新后的全部子信道中选取使均衡后信噪比为最大的子信道组,并且子信道数目为当前可用子信道数目,记这个最大的均衡后信噪比为最优均衡后信噪比;将实际的均衡后信噪比与最优均衡后信噪比作差值,为这个差值设定上限和下限,如果所得的差值在所设定的上限和下限之间,保持当前的信道标记信息不变;如果所得的差值超出了上限或下限,重新选频。

2. 根据权利要求1所述的移动宽带信道中的自适应选频分块传输方法,其特征在于:

第(1)步中选取可用子信道时,首先估计出接收信噪比并根据接收信噪比或通信双方事先约定确定所用的调制方式按照频域子信道增益高低选取增益高的前M个子信道为可用子信道,并用一比特信息“0”或“1”标记,形成子信道标记信息,通过反向信道将这些子信道标记信息送给发端,选取可用子信道的准则是在满足系统的误码性能的要求的前提下,选取的可用子信道的数目尽可能多,并使均衡后信噪比留有一定的裕量。

3. 根据权利要求2所述的移动宽带信道中的自适应选频分块传输方法,其特征在于:选取的可用子信道数M占总子信道数N的比例在5%~100%之间。

4. 根据权利要求1所述的移动宽带信道中的自适应选频分块传输方法,其特征在于:第(2)步中根据信道标记信息将M个变换域符号扩张成N维向量,并最终得到发送的时域

信号的具体方法是：

在发端收到收端发送回来的子信道标记信息后,只用 M 个可用子信道来传输信号,这样对一帧 M 个分块传输系统符号  $s(n)$ , ( $n = 0, 1, \dots, M-1$ ),作 M 点正交变换到变换域：

$$S = Fs$$

其中,F 是 M 点正交变换矩阵,  $s = \{s(n), n = 0, 1 \dots M-1\}$  为 M 个分块传输系统时域符号,  $S = \{S(i), i = 0, 1 \dots, M-1\}$  为 M 个变换域符号;当 M 不是 2 的整数次幂时,正交变换分块实现,不同的块用相同的或不同的正交变换；

将 M 个变换域符号  $S = \{S(i), i = 0, 1 \dots M-1\}$  扩张成与  $D = \{D(k), k = 0, 1 \dots N-1\}$  对应的 N 维向量  $S' = \{S'(k), k = 0, 1 \dots N-1\}$ ,过程如下：

$S' = \{S'(k), k = 0, 1 \dots N-1\}$  的第  $k_i$  个分量  $S'(k_i)$ ,对应的  $D(k_i) = 1$ ,放置  $S(i)$ , ( $i = 0, 1, \dots, M-1$ ),然后对  $S'(k)$ , ( $k = 0, 1, \dots, N-1$ ) 做 N 点的 IDFT,通过 IFFT 算法实现：

$$s'(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S'(k) e^{\frac{j2\pi nk}{N}}, (n = 0, 1, \dots, N-1)$$

变成时域信号,过抽样时 IFFT 点数要大于 N,高频部分置零,对该时域信号作 D/A 变换后,再进行载波调制就发送出去。

## 一种移动宽带信道中的自适应选频分块传输方法

### (一) 技术领域

[0001] 本发明涉及宽带数字通信传输方法，属于宽带无线通信技术领域。

### (二) 背景技术

[0002] 通信技术在最近几十年，特别是二十世纪九十年代以来得到了长足发展，对人们日常生活和国民经济的发展产生了深远的影响。而未来通信技术正朝着宽带高速的方向发展，因此许多宽带数字传输技术受到广泛的关注，正交频分复用（以下简称 OFDM：Orthogonal Frequency Division Multiplexing）和频域均衡的单载波（以下简称 SC-FDE：Single Carrier with Frequency Domain Equalization）就是两种被人们重视的宽带数字传输技术，它们都属于分块传输技术，而目前 OFDM 受关注的程度要远远超过 SC-FDE，并且在多种标准中成为支撑技术，例如：无线局域网（WLAN：Wireless Local Area Network）中的 IEEE802.11a；无线城域网（WMAN：Wireless Metropolitan Area Network）中的 IEEE802.16；有线数据传输中的各种高速数字用户线（xDSL：Digital Subscriber Line）都是基于 OFDM 技术的标准。SC-FDE 并没有被这些标准采用，只是在 IEEE802.16 中与 OFDM 共同建议为物理层传输技术。

#### 1、时变信道中的信息传输方法

[0004] 首先简要介绍一下时变信道。在移动环境下，发端和收端的相对移动以及地面的多样性使得移动无线信道常被建模为一个非平稳随机时变线性系统。这导致到达信号发生多普勒频移，第 n 个到达的信号发生的多普勒频移为：

$$f_n = f_{\max} \cos \alpha_n$$

[0006] 其中， $f_{\max}$  是移动速度 v 对应的最大多普勒频率。 $f_{\max} = vf_c/c$ ， $f_c$  为载波频率， $\alpha_n$  是到达角度，定义为信号到达方向与移动方向的夹角，c 为光速。

[0007] 由于多普勒效应，传输信号的频谱在传输过程中发生频率上的展宽，这种现象称为频率弥散或者多普勒扩展，在保持发射功率不变的情况下，会使接收信号的功率随时间的推移而变化，产生时间选择性衰落。频率弥散的程度取决于最大的多普勒频率。在时域上，多普勒效应意味着信道的冲激响应是时变的。

[0008] 由于多普勒效应的效果表现为信道的时变特性，因此假设信号持续的时间比较短，在这个比较短的时间内，如果信道的特性没有比较显著的变化，则此信道的时间选择性并不明显。反之，如果信道的特性在信号的持续时间内发生了显著的变化，就会使信号产生失真。目前，宽带无线通信所使用的载波频率越来越高，无线通信的移动性进一步增强，这就使得时变信道在宽带无线通信中越来越受到关注。

[0009] 为了对抗时间选择性衰落，主要采取以下措施：

- [0010] 1) 长交织结合信道编码。
- [0011] 2) 采用鲁棒性较好的调制技术。
- [0012] 3) 分集技术。

#### 2、选频方式的分块传输系统

[0014] OFDM 和 SC-FDE 都属于分块传输技术,它们所构成的系统称为分块传输系统。

[0015] 频率选择性信道对分块传输系统的影响主要表现在:信号的多径传播或时延扩展会引起频率选择性衰落,信号在频率选择性衰落信道中传播会导致信号的某些频谱分量被衰减得很低,在信道存在深衰点的情况下,信号受到的影响更大,以致信号产生畸变,导致符号间干扰,从而影响系统性能。

[0016] 在 OFDM 和 SC-FDE 许多重要应用场合(如 WLAN、WMAN、xDSL 等),都存在反向信道,这时分块传输系统发端可以利用反向信道回传的信道状态信息和一些自适应技术来提高整个系统的性能和效率。

[0017] 申请号为 200410036439.6 的中国发明专利提供了一种选频方式的单载波分块传输方法,该选频方式的分块传输方法包括以下步骤:

[0018] (1) 收发双方建立通信后,收端从估计出来的 N 个信道状态信息中找出 M 个可用子信道,同时将可用信道和禁用信道分别作标记,形成子信道标记信息,通过反向信道将子信道标记信息发回发端;

[0019] (2) 发端收到收端发回的子信道标记信息后,根据这些信息改变信号频谱,用可用子信道传输信号;

[0020] (3) 收端收到信号后,将信号变换到频域,再根据子信道标记信息选出可用子信道上的信号,然后对选出来的信号进行均衡和判决,最终得到传输的数据。

### [0021] 3、现有技术存在的问题

[0022] 上述选频方式的分块传输方法的实现是基于(准)静态信道环境的。在宽带无线移动环境下,信道的时变特性是对系统误码性能最重要的制约因素。在时变信道中,上述选频方式的单载波分块传输方法的实现步骤将发生改变。对于时变环境,还要同时考虑时间选择性衰落的影响。

[0023] 现有的应对时间选择性衰落的措施还存在一些问题:

[0024] 1) 长交织结合信道编码。如 turbo 码结合长交织,或直接采用具有内在交织性的 LDPC 码,但用于这种信道中的纠错编码往往码长很长,会造成实时性不好;同时,这些码的码率一般都比较低(例如,一般需要小于 1/2),效率较低,对于既有时间选择性衰落又有频率选择性衰落的双选择性信道,往往还要结合多级编码才能将差错控制在可以接受的范围内,效率一般很低(例如经常低于 1/3);

[0025] 2) 具有鲁棒性的调制技术。这类调制主要是各种非相干解调的调频技术,它们的频谱效率往往较低。如 FSK,能较好的对抗时间选择性衰落,但对频率选择性衰落比较敏感。

[0026] 3) 分集技术。分集是在相互独立的若干个衰落路径上发射几个相同的信号,收端把多个信号合并,由于深衰落在两条或多条独立路径上同时发生的概率很小,所以分集能减少衰落的影响,常用的有频率分集,时间分集,空间分集。

[0027] 频率分集是利用两个或多个远离的载波频率分别传送相同信号,只要有足够的频率间隔就能很好的解决频率选择性衰落问题。时间分集是在不同时间发送相同的信号,满足接收信号不相关的时间间隔就能较好的解决时间选择性衰落问题。空间分集包括发射分集和接收分集,它们都需要采用多天线技术。发射分集需要采用多根发射天线,天线的间距要满足独立性的要求,多个天线上发射的信号所携带的信息相互关联,这些信号可以形式不同;接收分集是收端用多个天线分别接收不同方向的到达信号,只要各天线的空间间隔

足够大，这些接收信号的衰落一般也是相互独立的。时间分集和频率分集效率比较低，一般采用空间分集，采用空间分集时，需要设置多个间距足够大的天线，这在一些实际应用中也受到限制，例如一些手持设备上，由于受其几何尺寸的限制，往往难以设置多个天线。另外仅仅采用间距不大（例如一米以内）的接收天线进行接收分集，对频率选择性衰落的抑制效果比较好，对时间选择性衰落的效果则一般不理想。

### （三）发明内容

[0028] 本发明针对现有技术存在的问题，提供一种移动宽带信道中的自适应选频分块传输方法，可以在保证系统性能的前提下较好的解决频率选择性和时间选择性衰落的问题。

[0029] 该方法实现步骤如下：

[0030] (1) 初始选频，收发双方建立通信后，收端根据约定的方式获取当前信道的信道状态信息；收端根据系统误码性能要求和当前的信道状态信息，按照频域子信道增益高低选取增益高的前  $M$  个子信道为可用子信道，并用一比特信息“0”或“1”标记，形成子信道标记信息，通过反向信道将这些子信道标记信息送给发端；

[0031] (2) 发端根据所采用的调制方式进行符号映射，形成待传输的一帧  $M$  个符号，将这  $M$  个符号进行正交变换，得到  $M$  个变换域符号，根据子信道标记信息将上述  $M$  个变换域符号扩张成  $N$  维向量，得到待发送信号的频域形式，变换单时域并发送时域信号，当  $M$  不是 2 的整数次幂时，正交变换可以分块实现，不同的块可以用相同的或不同的正交变换；

[0032] (3) 收端将收到的抽样信号变换到频域，根据子信道标记信息对接收信号进行频域均衡，选出可用子信道上的  $M$  个有用信号，作正交逆变换，变回时域信号并完成判决，得到信息数据，当  $M$  不是 2 的整数次幂时，原正交变换如果采用了分块实现，正交逆变换也要分块实现，不同的块根据各自采用的正交变换采用相同或不同的正交逆变换；

[0033] (4) 收端进行信道估计或预测得到更新的信道状态信息，根据自适应判断规则，判断是否需要更新子信道标记信息，如果需要更新，收端根据系统误码性能的要求更新子信道标记信息，并通过反向信道反馈到发端；当发送新的一帧数据时，发端总是根据收到的最新的子信道标记信息进行信号变换。

[0034] 详细步骤：

[0035] 第(1)步，初始选频，收发双方建立通信后，收端根据约定的方式获取当前信道的信道状态信息；收端根据系统误码性能要求和当前的信道状态信息，按照频域子信道增益高低选取增益高的前  $M$  个子信道为可用子信道，并用一比特信息“0”或“1”标记，形成子信道标记信息，通过反向信道将这些子信道标记信息送给发端；

[0036] 例如，设表示子信道标记信息的向量为：

[0037]  $D = \{D(k), k = 0, 1, \dots, N-1\}$ ，

[0038]  $D(k) = 1$  表示第  $k$  个子信道为可用子信道， $D(k) = 0$  表示第  $k$  个子信道为不可用子信道，记所有  $M$  个可用子信道的标号为  $k_i$ ，( $i = 0, 1, \dots, M-1$ )，即  $D(k_i) = 1$ ，( $i = 0, 1, \dots, M-1$ )。

[0039] 其中信道状态信息的获取可用不同的方法实现，例如可以用基于训练帧的信道估计方法得到信道状态信息，也可以插入导频符号估计信道状态信息。选取可用子信道时，首先估计出接收信噪比并根据接收信噪比确定所用的调制方式，调制方式也可以由通信双方

事先约定,选取可用于信道的准则是在满足系统的误码性能的要求的前提下,选取的可用于信道的数目尽可能多。系统的误码性能由系统的均衡后信噪比决定,把达到这个误码性能的最低均衡后信噪比称为期望均衡后信噪比,并使均衡后信噪比留有一定的裕量。

[0040] 其中,接收信噪比的计算方法参考相关文献。仅以迫零均衡为例简要介绍均衡后信噪比的计算,这里没有考虑同步误差的影响:

[0041] 由于循环前缀的作用,在离散时域上,信号与信道脉冲响应的线性卷积可以转换成离散频域上的乘积。设  $S'(k), H(k), W(k), R'(k)$ , ( $k = 0, 1, \dots, N-1$ ) 分别为频域发送信号,信道复增益,噪声和去掉 CP 后的接收信号,其中  $W(k)$ , ( $k = 0, 1, \dots, N-1$ ) 为高斯噪声,则:

$$[0042] R'(k) = S'(k)H(k) + W(k), (k = 0, 1, \dots, N-1)$$

[0043] 迫零均衡后:

$$[0044] \tilde{S}'(k) = S'(k) + \frac{W(k)}{H(k)}, (k = 0, 1, \dots, N-1)$$

[0045] 均衡后信噪比为:

$$[0046] SNR_{eq} = \frac{\frac{N}{M} E\left(\sum_{k=0}^{N-1} |S'(k)|^2 D(k)\right)}{\frac{N}{M} E\left(\sum_{k=0}^{N-1} \left|\frac{W(k)}{H(k)}\right|^2 D(k)\right)} = \frac{E\left(\sum_{k=0}^{N-1} |S'(k)|^2 D(k)\right)}{\sigma_n^2 \sum_{k=0}^{N-1} \left|\frac{D(k)}{H(k)}\right|^2}$$

[0047] 其中,  $\sigma_n^2 = E(|W(k)|^2)$ , ( $k = 0, 1, \dots, N-1$ ) 为噪声在各个子信道上的功率。

[0048] 第(2)步,发端根据所采用的调制方式进行符号映射,形成待传输的一帧  $M$  个符号,将这  $M$  个符号进行正交变换,得到  $M$  个变换域符号,根据子信道标记信息将上述  $M$  个变换域符号扩张成  $N$  维向量,得到待发送信号的频域形式,变换回时域并发送时域信号,当  $M$  不是 2 的整数次幂时,正交变换可以分块实现,不同的块可以用相同的或不同的正交变换;

[0049] 其中,根据信道标记信息将  $M$  个变换域符号扩张成  $N$  维向量的具体方法是:

[0050] 在发端收到收端发送回来的子信道标记信息后,只用  $M$  个可用子信道来传输信号,这样对一帧  $M$  个分块传输系统符号  $s(n)$ , ( $n = 0, 1, \dots, M-1$ ),作  $M$  点正交变换到变换域:

$$[0051] S = Fs$$

[0052] 其中,  $F$  是  $M$  点正交变换矩阵,  $s = \{s(n), n = 0, 1 \dots M-1\}$  为  $M$  个分块传输系统时域符号,  $S = \{S(i), i = 0, 1 \dots, M-1\}$  为  $M$  个变换域符号。

[0053] 将  $M$  个变换域符号  $S = \{S(i), i = 0, 1 \dots M-1\}$  扩张成与  $D = \{D(k), k = 0, 1 \dots N-1\}$  对应的  $N$  维向量  $S' = \{S'(k), k = 0, 1 \dots N-1\}$ ,过程如下:

[0054]  $S' = \{S'(k), k = 0, 1 \dots N-1\}$  的第  $k_i$  个分量  $S'(k_i)$ ,对应的  $D(k_i) = 1$ ,放置  $S(i)$ , ( $i = 0, 1, \dots, M-1$ ),例如,可以令  $S'(k_i) = S(i)$ , ( $i = 0, 1, \dots, M-1$ ),其余的各分量上置零或填充一些非信息数据。

[0055] 然后对  $S'(k)$ , ( $k = 0, 1, \dots, N-1$ ) 做  $N$  点的离散傅里叶逆变换(以下简称 IDFT : Inverse Discrete Fourier Transform),可以通过快速傅立叶逆变换(以下简称 IFFT : Inverse Fast Fourier Transform)算法实现:

$$[0056] \quad s'(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S'(k) e^{-j \frac{2\pi}{N} nk}, (n = 0, 1, \dots, N-1)$$

[0057] 变成时域信号,过抽样时 IFFT 点数要大于 N,高频部分置零,对该时域信号作 D/A 变换后,再进行载波调制就可以发送出去。

[0058] 当 M 不是 2 的整数次幂时,正交变换可以分块实现,不同的块可以用相同的或不同的正交变换。

[0059] 第 (3) 步,收端将收到的抽样信号变换到频域,根据子信道标记信息对接收信号进行频域均衡,选出可用子信道上的 M 个有用信号,作正交逆变换,变回时域信号并完成判决,得到信息数据;当 M 不是 2 的整数次幂时,原正交变换如果采用了分块实现,正交逆变换也要分块实现,不同的块根据各自采用的正交变换采用相同或不同的正交逆变换。

[0060] 其中,根据子信道标记信息选出可用子信道上的信号的具体实现方法是:设收端接收到信号去掉 CP 的时域离散信号为:

$$[0061] \quad r'(n) = s'(n) \otimes h(n) + w(n), (n = 0, 1, \dots, N-1)$$

[0062] 对其做 N 点的 FFT :

$$[0063] \quad R'(k) = \sum_{n=0}^{N-1} r'(n) e^{-j \frac{2\pi}{N} nk}, (k = 0, 1, \dots, N-1)$$

[0064] 并且:

$$[0065] \quad R'(k) = S'(k) H(k) + W(k), (k = 0, 1, \dots, N-1)$$

[0066] 这样就可以根据子信道标记信息选出 M 个可用子信道上的信号 R(i), (i = 0, 1, ..., M-1) R(i) = R'(k\_i), 这里 D(k\_i) = 1 (i = 0, 1, ..., M-1)

[0067] 用估计出来的信道状态信息中可用子信道的信道状态信息对选出来的信号进行均衡;可以选择下述三种均衡方式之一:

[0068] 1、迫零均衡;

[0069] 2、最小均方误差均衡;

[0070] 3、混合均衡,即一部分子信道用迫零均衡,而另一部分子信道用最小均方误差均衡。以迫零均衡为例,均衡后的信号为:

$$[0071] \quad \tilde{S}'(k_i) = \frac{R(i)}{H(k_i)} = S'(k_i) + \frac{W(k_i)}{H(k_i)}, (i = 0, 1, \dots, M-1)$$

[0072] 均衡后的信号通过 M 点正交逆变换变回时域:

$$[0073] \quad r = F^H \tilde{S}'$$

[0074] 其中 F<sup>H</sup> 是 F 的共轭转置,它是 F 的逆变换矩阵。当 M 不是 2 的整数次幂时,原正交变换如果采用了分块实现,正交逆变换也要分块实现,不同的块根据各自采用的正交变换采用相同或不同的正交逆变换;

[0075] 第 (4) 步,收端进行信道估计或预测得到更新的信道状态信息,根据自适应判断规则,判断是否需要更新子信道标记信息,如果需要更新,收端根据系统误码性能的要求更新子信道标记信息,并通过反向信道反馈到发端;当发送新的一帧数据时,发端总是根据收到的最新的子信道标记信息进行信号变换。

[0076] 获取信道状态信息的方法可以用不同的方法实现,例如可以用训练帧加判决反馈跟踪的方法或判决反馈跟踪加导频符号的方法,也可以用信道预测,信道盲估计方法等。

- [0077] 根据系统误码性能要求判断是否需要重新选频的自适应准则可以有多种,例如:
- [0078] (a) 计算出当前的均衡后信噪比,记为实际的均衡后信噪比,与期望均衡后信噪比作差值,为这个差值设定上限和下限,如果所得的差值在所设定的上限和下限之间,保持当前的信道标记信息不变;如果所得的差值超出了上限或下限,重新选频;这种自适应准则可以保证系统的误码性能在要求的范围内。
- [0079] (b) 如果可以得到全部的信道状态信息,即包括可用子信道和不用的子信道的信道状态信息;假设噪声功率一定,计算出当前的均衡后信噪比,记为实际的均衡后信噪比;在信道状态信息更新后的全部子信道中选取使均衡后信噪比为最大的子信道组,并且子信道数目为当前可用子信道数目,记这个最大的均衡后信噪比为最优均衡后信噪比;将实际的均衡后信噪比与最优均衡后信噪比作差值,为这个差值设定上限和下限,如果所得的差值在所设定的上限和下限之间,保持当前的信道标记信息不变;如果所得的差值超出了上限或下限,重新选频。这种自适应准则也可以保证系统的误码性能在要求的范围内。
- [0080] 通过上述各步的描述就可以构建新系统,但需要对影响系统误码性能和频谱效率的参数作出说明:
- [0081] 1、可用子信道数的确定
- [0082] 可用子信道数是影响新系统性能的重要参数。纵观上述方案,只用可用子信道传输有用信息,这就存在一个如何确定可用子信道数目问题,对于不同的信道类型及变信道的不同时刻,这一数值并不是一个定值。根据信道情况不同,兼顾系统频谱效率和性能,选取的可用子信道数 M 占总子信道数 N 的比例在 5% -100% 之间。
- [0083] 2、对可用子信道上的信号作分块正交变换
- [0084] 由于大多数的正交变换运算,点数为 2 的整数次幂时有快速算法,因此当所作的正交变换点数不是 2 的整数次幂时,可以采用分块的方法提高计算效率。
- [0085] 其方法是将一个点数多但不是 2 的整数次幂的正交变换运算分成若干点数相对少的正交变换运算;这些点数少的正交变换运算中至多有一个点数不是 2 的整数次幂,但点数很小,而剩下的那些都是 2 的整数次幂,即做分块正交变换,分块方法有多种,建议遵循下述原则:
- [0086] a. 长度大于等于 16 的块,其长度要为 2 的整数次幂;
- [0087] b. 长度小于 16 的块至多为 1 个;
- [0088] c. 不建议使用长度小于 4 的块;
- [0089] 对正交逆变换做同样处理,通过这样的分块处理后,系统的运算效率得到提高。
- [0090] 本发明在保证系统性能的前提下较好的解决频率选择性和时间选择性衰落的问题。从实施例给出的仿真结果可以看出,对于信号抽样率 10MHz,信号的射频带宽不超过 12MHz 的单天线系统,在 IMT 2000 移动信道 A 的和多普勒频率达到 100Hz-300Hz、平均接收信噪比为 13dB 的条件下,本发明提出的方法可以保证系统的误比特率不高于  $5 \times 10^{-3}$ ,系统的传输速率不低于 7.5Mbps,而反向信道的回传信息速率也不超过 800Kbps,从目前文献上看,还没有公开发表的文献可以在相同的条件下达到这样的结果。

#### (四) 附图说明

- [0091] 附图是实现本发明所提出方法的系统框图。

[0092] 图中：1、信源模块，2、符号映射模块，3、FFT 模块（M 点），4、信号频谱变换模块，5、IFFT 模块（N 点），6、加循环前缀（CP）模块，7、D/A 模块，8、中频及射频调制模块，9、信道，10、射频及中频解调模块，11、A/D 模块，12、去 CP 模块，13、FFT 模块（N 点），14、信号频谱反变换模块，15、均衡模块，16、IFFT 模块（M 点），17、判决及符号逆映射模块，18、信道估计或预测模块，19、自适应选频判断模块，20、选频模块，21、反向信道，22、同步模块

## （五）具体实施方式

[0093] 实施例：

[0094] 在实施例中采用的正交变换是 M 点离散傅立叶变换，相应的正交逆变换是 M 点离散傅立叶逆变换。实施例没有对 M 点 DFT 和 IDFT 做分块处理。

[0095] 附图给出了实现本发明所提出方法的系统框图，各模块作用如下：

[0096] 信源模块 1：通用模块，产生要传输的数据。根据反向信道 21 传回的结果和采用的调制进制数，产生与所选的可用子信道数目 M 对应长度的数据。

[0097] 符号映射模块 2：通用模块，将信源产生的数据根据所采用的调制方式映射到星座图对应点上。

[0098] M 点 FFT 变换模块 3：通用模块，将每帧 M 个已映射信号变换到频域，得到信号的 M 点频域信号。

[0099] 信号频谱变换模块 4：本系统特有模块，根据收端通过反向信道 21 发送回来的子信道标记信息，将模块 3 输出的 M 点频域信号放置到 M 个可用子信道对应频谱点上，而禁用子信道对应频谱点置零，或填充非信息数据，就得到一帧 N 点的分块传输系统的频域信号。此模块需要按照发明内容中详细步骤（2）介绍的方法编程，由通用数字信号处理芯片实现。

[0100] N 点 IFFT 模块 5：通用模块，将新得到的频域信号再变换到时域。

[0101] 加 CP 模块 6：通用模块，将得到的每帧数据加上循环前缀。

[0102] D/A 模块 7：通用模块，将数字信号变换为模拟信号。

[0103] 中频及射频调制模块 8：通用模块，如果在无线环境下使用该系统，需要对信号作射频调制才能送天线发射。有的时候需要先把信号调制到中频上进行中频放大，再作射频调制，最后将已调信号送天线发射。

[0104] 信道 9：通用模块，传输信号的宽带移动信道。

[0105] 射频及中频解调模块 10：通用模块，在无线环境中，将接收天线接收下来信号的频谱从射频或者中频搬到低频。在解调之前需要用频率同步数据纠正信号传输过程中引起的频偏。

[0106] A/D 模块 11：通用模块，将解调后模拟信号变换为数字信号。A/D 需要对模拟信号进行抽样，提供时钟信号的晶振需要跟发射机 D/A 模块的晶振频率相同，否则就会导致抽样率误差。因此在 A/D 之前要进行抽样率同步。

[0107] 去 CP 模块 12：通用模块，将循环前缀去掉。这时就存在判断一帧数据何时开始的问题，因此去 CP 之前需要作定时同步。

[0108] N 点 FFT 模块 13：通用模块，将去掉 CP 的信号变换到频域。

[0109] 信号频谱反变换模块 14：本系统特有模块，根据信道估计或预测模块 18 送来的子

信道标记信息,找出接收信号中由可用子信道携带的 M 点频域信号。此模块需要按照发明内容中详细步骤(3)介绍的方法编程,由通用数字信号处理芯片实现。

[0110] 均衡模块 15 :通用模块,用信道估计或预测模块 18 送来的信道状态信息,对信号频谱反变换模块 14 选出来的信号进行均衡。均衡方式可以选择下述三种均衡方式之一:迫零均衡、最小均方误差均衡、混和方式均衡。

[0111] M 点 IFFT 变换模块 16 :通用模块,将均衡后信号的 M 个频域信号变换到时域。

[0112] 判决及符号逆映射模块 17 :通用模块,根据系统所采用的调制方式,完成时域信号的判决。

[0113] 信道估计或预测模块 18 :通用模块,进行信道状态信息获取。可以用不同的方法来获取信道状态信息,如信道预测、基于辅助数据的信道估计方法、判决反馈信道跟踪方法等。实施例给出两种信道状态获取方法的仿真结果,这两种信道状态获取方法分别是训练帧加判决反馈跟踪方法和判决反馈跟踪加导频符号方法。下面简要的对这两种方法进行说明:

[0114] (a) 训练帧加判决反馈跟踪的方法是,首先发训练帧估计信道,后面的数据帧根据判决的结果重构判决之后的符号:

[0115] 设接收到的信号离散时域是  $r'(n)$ , ( $n = 0, 1, \dots, N-1$ ), 将其变换到频域得到  $R'(k)$ , ( $k = 0, 1, \dots, N-1$ ), 该数据帧判决后的时域符号是  $\hat{s}(i)$ , ( $i = 0, 1, \dots, M-1$ ), 根据发端采用的调制方式进行符号映射,得到重构后的符号仍然记为  $\hat{s}(i)$ , ( $i = 0, 1, \dots, M-1$ ), 利用 M 点正交变换将重构后的  $\hat{s}(i)$ , ( $i = 0, 1, \dots, M-1$ ) 变换到变换域得到  $\hat{S}(k)$ , ( $i = 0, 1, \dots, M-1$ ), 按照说明书详细步骤(2)介绍的方法,将  $\hat{S}(k)$ , ( $i = 0, 1, \dots, M-1$ ) 扩张成一个 N 维向量,记为  $\hat{S}'(k)$ , ( $k = 0, 1, \dots, N-1$ ) 这就是根据判决结果重构的频域符号,利用重构的频域符号跟踪信道的方法是:

[0116]  $H'(k_i) = R'(k_i) / \hat{S}'(k_i)$ , 这里  $D(k_i) = 1$  ( $i = 0, 1, \dots, M-1$ )

[0117] 由于只有部分子信道上有判决符号,跟踪只对可用子信道实行。当自适应选频判断模块判断需要重新选频时,收端首先请求发端发训练帧,估计信道并得到更新的信道状态信息,再进行选频,并将子信道标记信息通过反向信道模块 21 发到发端。其中要说明的是,跟踪方法并不利用所有可用子信道上的重构符号,而只利用了幅值大于某个门限的频域符号,对于幅值小于门限的子信道,其频域 CSI 不作更新,即保持上一时刻的值不变,本实施例中,采用的门限是信号的频域平均功率。

[0118] (b) 判决反馈跟踪加导频符号方法:

[0119] 用两种信道估计方法分别得到信道状态信息,取两者的平均值。

[0120] 导频符号的估计方法是:根据傅立叶变换关系,

[0121]  $Fh = H$

[0122] 其中 F 为傅立叶变换矩阵, h 为信道时域脉冲响应, H 为信道频域响应。根据对信道估计精度的不同要求,可以在频域插入不同数目的导频符号,导频符号的最少数目为信道时域脉冲响应的长度,插入导频符号比较多时可能达到较高的信道估计精度,但要浪费较多的发射功率和可用频谱;发射导频符号较少时可能影响信道估计的精度,但能节省发射功率并提高频谱效率,本实施例的仿真结果是采用导频符号数目等于循环前缀 CP 得到

的。

[0123] 自适应选频判断模块 19 :本系统特有模块,根据信道估计或预测模块 18 传来的每帧更新的信道状态信息,得到子信道的幅度增益  $|H(k_i)|$ , ( $i = 0, 1, \dots, M-1$ ) 以及可用子信道标记信息进行判断。可以用不同的判断规则。如果判断结果是需要进行重新选频,则控制选频模块 20 工作;发端在发送新的一帧数据时,总是按照最近获得的子信道标记信息工作。以下给出两个实现例子:

[0124] 1、假设只能获取可用子信道上的信道状态信息,使用的判断的方法是:计算出当前的均衡后信噪比,即实际的均衡后信噪比,与期望均衡后信噪比作差值,如果所得的差值的绝对值大于门限,重新选频,否则保持当前的信道标记信息不变;实施例的仿真中门限值取 3dB;

[0125] 2、假设可以获取全部子信道上的信道状态信息,使用的判断方法是:计算出实际的均衡后信噪比,最优的均衡后信噪比,将实际的均衡后信噪比分别与期望的均衡后信噪比和最优的均衡后信噪比分别作差值,两者的绝对值加权求和,和值大于门限时重新选频。实施例中加权值分别取  $p$ ,  $(1-p)$ ,  $p$  是可用子信道数与全部子信道数的比值,实施例的仿真中门限值取 2.3dB。

[0126] 选频模块 20 :本系统特有模块,由自适应选频判断模块 19 的结果决定是否需要进行重新选频。如果需要重新选频,则该模块工作,选出可用子信道,根据信道是否可用,用 1 比特信息(“0”或“1”)标记,形成子信道标记信息,将子信道标记信息同时送给信号频谱反变换模块 14 和反向信道 21,通过反向信道发回发端的信号频谱变换模块 4;此模块需要按照背景技术中提到的申请号为 200410036439.6 的中国发明专利中介绍的方法编程,由通用数字信号处理芯片实现。

[0127] 反向信道 21 :通用模块,将子信道标记信息传回发端。

[0128] 同步模块 22 :通用模块,通过参数估计得到系统需要的各种同步数据。同步模块将频率同步数据送给射频及中频解调模块 10;将抽样率同步数据送给模数转换模块 11;将定时同步数据送给去 CP 模块 12。

[0129] 该实施例仿真参数:

[0130] 仿真环境:Matlab7.0.1

[0131] 子信道总数: $N = 256$

[0132] 调制方式:QPSK

[0133] CP 长度:64

[0134] 仿真所选的平均接收信噪比范围: $SNR = 12, 13$  (dB)

[0135] 最大多普勒频率  $fd$ :100Hz, 200Hz, 300Hz

[0136] 数据采样率:10MHz

[0137] 时变信道模型:

[0138] ITU IMT2000 Vehicular Test Environment channel model A

[0139] 参考 RECOMMENDATION ITU-R M.1225

[0140] GUIDELINES FOR EVALUATION OF RADIO TRANSMISSION

[0141] TECHNOLOGIES FOR IMT-2000

[0142] 仿真中用于信道估计的训练帧比普通数据帧的信噪比高 3dB

[0143] 仿真中没有考虑同步误差（包括载波同步误差、抽样率同步误差和帧定时同步误差）对系统的影响，即假设所有同步参数的误差都为 0；没有考虑反向信道回传子信道标记信息时的传输时延和传输误码的影响，即假设传输时延和误码都为 0；没有考虑其他非理想因素的影响（例如器件的非线性等）。

[0144] 仿真结果：

[0145]

	误比特率	正向信道速率 (Mbps)	反向信道速率 (Mbps)

[0146]

训练帧判决反馈跟踪	12dB	fd=100Hz	8.7E-4	≥10.00	0.24
		fd=200Hz	1.1E-3	≥10.00	0.42
		fd=300Hz	2.3E-3	≥10.00	0.51
判决反馈跟踪加导频符号	13dB	fd=100Hz	2.4E-4	≥10.00	0.24
		fd=200Hz	5.0E-4	≥10.00	0.40
		fd=300Hz	8.5E-4	≥10.00	0.54
判决反馈跟踪加导频符号	12dB	fd=100Hz	1.1E-3	≥7.50	0.56
		fd=200Hz	1.4E-3	≥7.50	0.64
		fd=300Hz	1.8E-3	≥7.50	0.79
判决反馈跟踪加导频符号	13dB	fd=100Hz	4.0E-4	≥7.50	0.51
		fd=200Hz	4.2E-4	≥7.50	0.61
		fd=300Hz	6.1E-4	≥7.50	0.76

[0147] 为避免混淆，本说明书中所提到的一些名词做以下解释：

[0148] 1、符号：是指信息比特经过调制映射（也称符号映射）后的数据。一般是一个实部和虚部均为整数的复数。

[0149] 2、一帧信号：对于 OFDM，一帧信号在发端是指作 IFFT 变换的 N 个符号，在收端是

指在去掉 CP 以后作 FFT 变换的 N 个符号。对于 SC-FDE, 一帧信号在发端是指相邻两个 CP 之间的 N 个信息符号, 在收端是指在去掉 CP 以后作 FFT 变换的 N 个符号。对于按本发明提出的方法实现的 SC-FDE 系统, 一帧信号在发端是指作 FFT 变换的 M 个符号, 在收端是指在均衡以后作 IFFT 变换的 M 个符号。

[0150] 3、子信道 : 对于 OFDM, SC-FDE 基带信号, 一个子信道是指在收端 FFT 后一个频率点。对于射频信道, 一个子信道是指射频信道的一段频谱。

[0151] 5、均衡后信噪比 : 均衡之后信号功率跟噪声功率的比值。

[0152] 6、期望均衡后信噪比 : 满足不同误码性能要求的最低的均衡后信噪比。

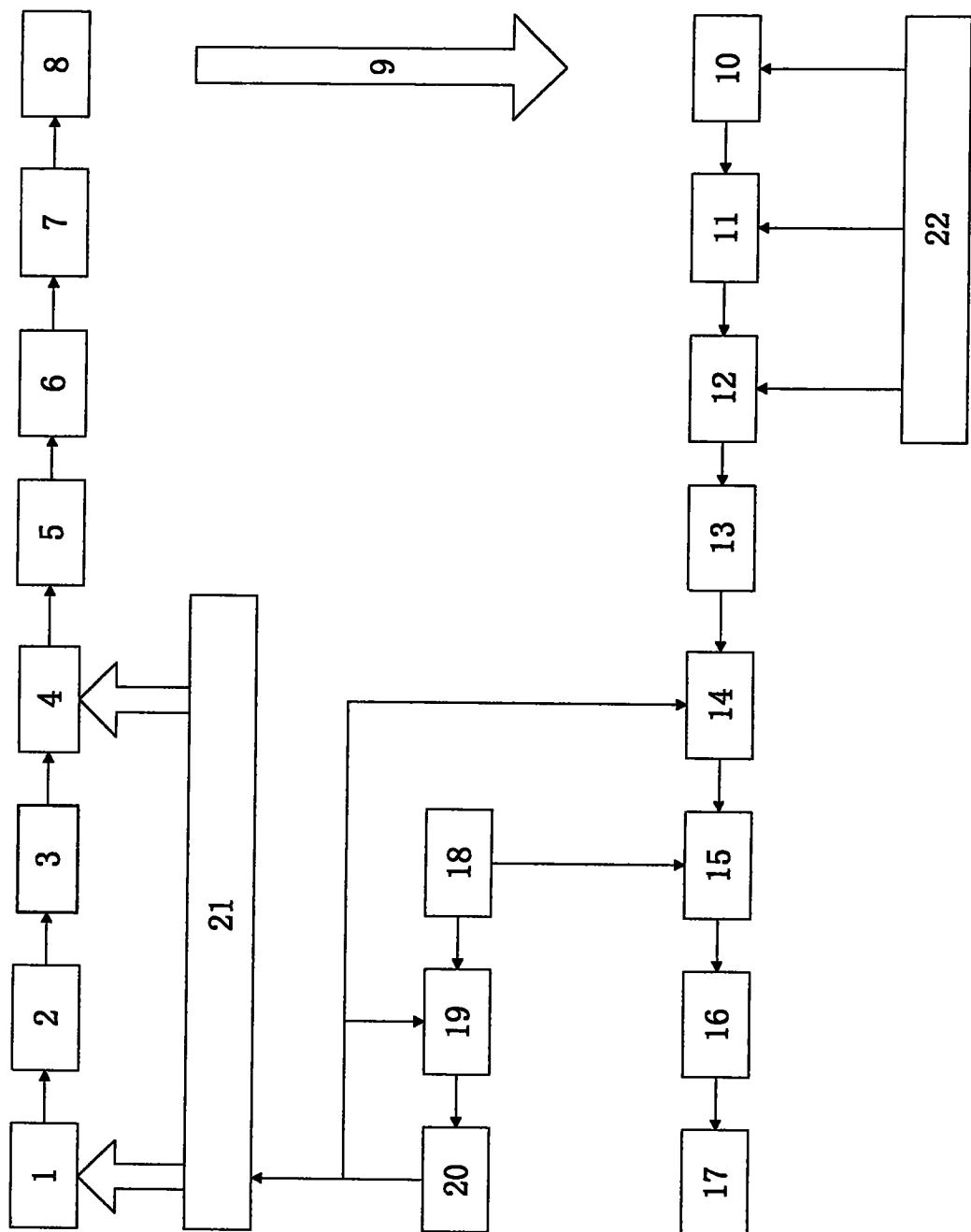


图 1