



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101904142 B

(45) 授权公告日 2014. 05. 07

(21) 申请号 200880108421. 9

H04L 27/26(2006. 01)

(22) 申请日 2008. 09. 19

(56) 对比文件

(30) 优先权数据

07301390. 6 2007. 09. 25 EP

CN 1738299 A, 2006. 02. 22, 全文.

CN 1801905 A, 2006. 07. 12, 全文.

CN 1977505 A, 2007. 06. 06, 全文.

US 6320627 B1, 2001. 11. 20, 全文.

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2010. 03. 24

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/IB2008/002448 2008. 09. 19

(87) PCT国际申请的公布数据

W02009/040623 EN 2009. 04. 02

(73) 专利权人 汤姆森许可贸易公司

地址 法国布洛涅 - 比郎库尔

(72) 发明人 刘鹏 邹立

(74) 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任

公司 11021

代理人 王波波

(51) Int. Cl.

H04L 25/02(2006. 01)

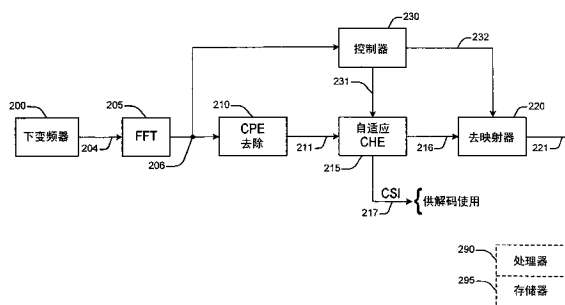
权利要求书1页 说明书6页 附图7页

(54) 发明名称

供多载波接收机使用的自适应频率插值器

(57) 摘要

数字视频广播 - 地面 / 手持 (DVB-T/H) 接收机包括: 控制器和频率插值器, 该频率插值器用于通过频率插值对接收信号的信道状态信息 (CSI) 信息进行估计。控制器确定接收信号的多路延迟 ( $T_{max}$ ), 并根据所确定的多路延迟来调整频率插值器的带宽。例如, 当路径延迟较小时, 将频率插值器的带宽调整为小于当多路延迟较大时的频率插值器的带宽。此外, 控制器还可以改变频率插值器的系数, 使得根据所确定的多路延迟将不同字长用于系数。



1. 一种在 OFDM 接收机中使用的方法,所述方法包括:  
确定接收信号的多路延迟 (410);以及  
根据所确定的多路延迟来调整频率插值器的带宽 (415);  
其中,频率插值器对接收信号的子载波的信道状态信息进行插值;并且  
调整步骤 (415) 还包括:根据所确定的多路延迟来设置频率插值器的滤波器系数值 (450, 455, 475);以及  
根据所确定的多路延迟来改变至少一些滤波器系数值的字长 (460, 480)。
2. 根据权利要求 1 所述的方法,其中,调整步骤 (415) 还包括:  
根据所确定的多路延迟来设置去映射器的除法因子 (465, 485);  
其中去映射器提供从接收信号中恢复的接收符号流。
3. 根据权利要求 1 所述的方法,还包括以下步骤:  
对接收到的射频信号进行下变频以提供下变频的信号 (405);以及  
对下变频的信号执行快速傅立叶变换 FFT,以提供所述接收信号。
4. 一种 OFDM 接收机,包括:  
频率插值器 (260),用于对接收信号的子载波的信道状态信息进行插值;以及  
处理器 (230),用于 (a) 确定接收信号的多路延迟;以及 (b) 根据所确定的多路延迟来调整频率插值器的带宽;  
其中,所述处理器根据所确定的多路延迟来设置频率插值器的滤波器系数值,并且根据所确定的多路延迟来改变至少一些滤波器系数值的字长。
5. 根据权利要求 4 所述的 OFDM 接收机,还包括:  
去映射器 (220),用于提供从接收信号中恢复的接收符号流 (220);  
其中,所述处理器根据所确定的多路延迟来设置去映射器的除法因子。
6. 根据权利要求 4 所述的 OFDM 接收机,还包括:  
下变频器 (200),用于对接收到的射频信号进行下变频以提供下变频的信号;以及  
快速傅立叶变换 FFT 单元 (205),用于对下变频的信号进行快速傅里叶变换 FFT,以提供所述接收信号。

## 供多载波接收机使用的自适应频率插值器

### 技术领域

[0001] 本发明总体上涉及通信系统,更具体地,涉及无线系统,例如,地面广播、蜂窝、无线保真(Wi-Fi)、卫星等。

### 背景技术

[0002] 地面数字视频广播(DVB-T)(例如,见ETSI EN 300744V1.4.1(2001), Digital Video Broadcasting(DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television)是世界上四种数字电视(DTV)广播标准中的一种,并且DVB-H是基于DVB-T的手持应用标准(这里也被称作DVB-T/H)。DVB-T使用正交频分复用(OFDM)技术,即,DVB-T使用包括许多正交的低符号率子载波在内的多载波传输的形式。

[0003] OFDM技术提供高数据率无线通信。在基于OFDM的通信系统中,对于接收机而言关键的是,确定每个子载波的信道状态信息。信道状态信息表示用于可靠传输数据的每个子载波的可信度。

[0004] 在图1和2中示出了传统信道估计布置。在DVB-T中有两种操作模式,2K模式(与2048个子载波的使用相对应),以及8K模式(与8129个子载波的使用相对应)。在该示例中,假设接收机在8K模式下操作。2K模式中的操作是类似的,并在这里不进行描述。图1的信道估计布置包括快速傅立叶变换(FFT)单元105、载波相位误差(CPE)去除单元110、以及信道估计和均衡(CHE)单元115。FFT单元105对接收到的基带信号104进行处理。后者由例如调谐至所选RF信道的调谐器(未示出)提供。FFT单元105将接收到的基带信号104从时域变换到频域并提供FFT输出信号106。应当注意,FFT输出信号106表示具有同相和正交分量的复信号。典型地,FFT单元105执行本领域公知的蝶形计算,并提供重新排序的输出数据(在8k操作模式下是8192个复采样)。这样,FFT单元105还可以根据上述DVB-T标准执行谱移来重新布置或移位FFT输出数据,以符合子载波位置。CPE去除单元110对FFT输出信号106进行处理以去除任何载波相位误差,并向CHE单元115提供CPE校正信号111。CHE单元115对CPE校正信号111进行处理,从而(a)确定信道状态信息(CSI)以提供CSI信号117;以及(b)对接收到的基带信号进行均衡以补偿任何传输信道失真,从而提供均衡信号116。如本领域公知地,CSI信号117可以用于获得供在解码中使用的比特度量(图1中未示出)。接收机进一步对均衡信号116进行处理以例如恢复其中传递的内容(音频、视频等)(图1中也未示出)。

[0005] 现在转向图2,更详细示出了CHE单元115的操作。CHE元素115包括预处理单元150、时间插值器155、频率插值器160、数据缓冲器165以及均衡器170。在均衡器170进行处理之前数据缓冲器165对CPE校正信号111进行简单延迟,同时下方处理路径中的单元(预处理单元150、时间插值器155和频率插值器160)确定CSI信息。如上所述,均衡器170对接收到的基带信号(例如,CPE校正信号111的延迟版本)进行均衡来补偿任何传输信道失真,以提供均衡信号116。

[0006] 根据下方处理路径,信道估计过程利用存在于DVB-T中的导频信号。具体地,在

DVB-T 中,存在两种类型的导频:离散导频(SP)和连续导频(CP),并且信道估计过程使用插值来估计来自 SP 的子载波的信道状态信息(CSI)。首先,预处理单元 150 对 CPE 校正信号 111 进行处理以确定接收到 SP 的 CSI。由于传输具有已知值的导频,所以预处理单元 150 相对于接收到的 SP 的已知值对这些 SP 进行处理,以确定它们的信道状态信息,所述信道状态信息是经由预处理输出信号 151 提供的。然后时间插值器 155 对 SP 的 CSI(151) 进行处理。具体地,时间插值器 155(在时域中)对每第三个子载波的 CSI 进行插值,并提供输出信号 156(输出信号 156 包括 SP 的 CSI 以及每第三个子载波的经过新时间插值后的 CSI)。最后,频率插值器 160 对输出信号 156 进行处理。具体地,频率插值器 160(在频域中)对所有子载波的 CSI 进行插值(实际上对例如 SP 的先前确定的 CSI 进行平滑),并且提供 CSI 信号 117(该 CSI 信号 117 提供所有子载波的 CSI)。均衡器 170 利用 CSI 信号 117 来执行上述对接收到的基带信号的均衡,如上所述,CSI 信号 117 可以用于获得供在解码中使用的比特度量。

### 发明内容

[0007] 已经认识到,还能够改进确定多载波传输系统中的信道状态信息的操作和效率。具体地,根据本发明的原理,接收机确定接收信号的多路延迟;以及根据所确定的多路延迟来调整频率插值器的带宽,其中频率插值器对接收信号的所有子载波的信道状态信息进行插值。

[0008] 在本发明的示意实施例中,接收机是基于 OFDM 的接收机,例如 DVB-T/H 接收机。DVB-T/H 接收机包括控制器和频率插值器,所述频率插值器用于通过频率插值来估计接收信号的 CSI 信息。控制器确定接收信号的最大多路延迟( $T_{\max}$ ),并根据所确定的多路延迟来调整频率插值器的带宽。例如,当多路延迟较小时,将频率插值器的带宽调整为小于当多路延迟较大时的频率插值器的带宽。此外,控制器还可以改变频率插值器的系数,使得根据所确定的多路延迟使用不同的字长作为系数。字长的这种调整提高了接收机中的资源利用率。

[0009] 鉴于上述,通过阅读详细说明书将显而易见的是,其他实施例和特征也是可能的,并落在本发明的原理之内。

### 附图说明

[0010] 图 1 和 2 示出了现有技术的信道状态信息的估计;

[0011] 图 3 示出了根据本发明原理的装置的示意实施例;

[0012] 图 4 示出了根据本发明原理的接收机的一部分的示意实施例;

[0013] 图 5 示出了根据本发明原理的信道估计和均衡单元 215 的示意实施例;以及

[0014] 图 6 和 7 示出了根据本发明原理的供接收机中使用的示意流程图。

### 具体实施方式

[0015] 除了本发明的构思以外,图中所示的单元是公知的并将不进行详细描述。例如,除了本发明的构思以外,假定熟悉离散多音频(DMT)传输(还被称作正交频分复用(OFDM)或编码正交频分复用(COFDM)),并这里将不对其进行描述。此外,假定熟悉电视广播、接收

机和视频编码,并这里将不对其进行描述。例如,除了本发明的构思以外,假定还熟悉当前和所提出的针对 TV 标准的推荐标准,例如,NTSC(国家电视系统委员会)、PAL(逐行倒相制)、SECAM(顺序传送彩色与记忆制)、ATSC(高级电视系统委员会)(ATSC)、数字视频广播(DVB)、以及中国数字电视系统(GB)20600-2006(数字多媒体广播-地面/手持(DMB-T/H))。可以在例如 ETSI EN 300744 V1.4.1(2001-01),Digital Video Broadcasting(DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television; 以及 ETSI EN 302304 V1.1.1(2004-11),Digital Video Broadcasting(DVB); Transmission System for Handheld Terminals(DVB-H) 中找到关于 DVB-T/H 的其他信息。同样地,除了本发明的构思以外,还假定其他传输构思(例如,8 电平残留边带(8-VSB)、正交幅度调制(QAM))以及接收机组件(例如,射频(RF)前端)或接收机部分(例如,低噪声块、调谐器、以及下变频器);连同快速傅立叶变换(FFT)单元、谱移器、信道状态信息(CSI)估计器、时间插值器、频率插值器、均衡器、解调器、相关器、泄漏积分器、以及平方器。此外,除了本发明的构思以外,假定熟悉信号处理,例如形成信道状态信息,并这里不对其进行描述。类似地,除了本发明的构思以外,产生传输比特流的其他格式化和编码方法(如运动图像专家组(MPEG)-2 系统标准(ISO/IEC 13818-1))是公知的,并这里不对其进行描述。还应注意,可以使用传统编程技术(例如以 matlab 为代表)来实现本发明的构思,因此将不对其进行描述。在这一点上,这里描述的实施例可以在模拟或数字与内实现。此外,本领域技术人员将认识到一些处理可以根据需要涉及复信号。最后,附图中相似的参考数字表示相似的元素。

[0016] 现在参照图 3,图 3 示出了根据本发明原理的设备 10 的示例实施例。设备 10 代表任何基于处理器的平台,例如,PC、服务器、机顶盒、个人数字助理(PDA)、蜂窝电话、移动数字电视(DTV)等。在这一点上,设备 10 包括一个或多个处理器及其关联的存储器(未示出),并且还包括接收机 15。接收机经由天线(未示出)接收广播信号 1,并提供输出信号 16 以应用于输出设备 20,输出设备 20 可以是也可以不是如虚线形式表示的设备 10 的一部分。在该示例的情况中,输出设备 20 是允许用户查看所选 TV 节目的显示器。对于本示例,假定广播信号 1 代表 DVB-T/H 服务,即,DTV 传输流,该传输流包括针对至少一个 TV 信道的视频、音频和/或系统信息,并且假定广播信号 1 至少使用多载波调制(例如,正交频分复用(OFDM))来传送该信息。然而,本发明的构思不限于此,并适用于执行频率插值的任何接收机。根据本发明的原理,接收机 15 确定接收信号的多路延迟( $T_{max}$ );并根据所确定的多路延迟来调整频率插值器的带宽,其中,频率插值器对接收信号的子载波的信道状态信息进行插值。

[0017] 现在转向图 4,示出了接收机 15 的示意部分。仅示出了与本发明构思有关的接收机 15 的一部分。除了本发明构思以外,图 4 中所示的单元是公知的并这里不对其进行描述。在该示例中,假定接收机 15 在 2K 模式下操作。应当注意,8K 模式下的操作是类似的,这里不对其进行详细描述。接收机 15 包括:下变频转换器 200、快速傅立叶变换(FFT)单元 205、载波相位误差(CPE)去除单元 210、自适应信道估计和均衡器(CHE)220、去映射器 220 以及控制器 230。此外,接收机 15 是基于处理器的系统,并包括一个或多个处理器以及关联的存储器,如图 4 中虚线框的形式示出的处理器 290 和存储器 295 所表示的,例如可以将控制器 230 实现为微处理器。在这种情况下,将计算机程序或软件存储在存储器 295 中

用于由处理器 290 执行。处理器 290 代表一个或多个存储程序控制处理器,并且这些处理器不必专用于接收机功能,例如,处理器 290 还可以控制接收机 15 的其他功能。例如,如果接收机 15 是较大设备的一部分,则处理器 290 可以控制该设备的其他功能。存储器 295 代表任何存储设备,例如随机存取存储器 (RAM)、只读存储器 (ROM) 等;可以在接收机 15 内部和 / 或在接收机 15 外部;以及可以根据需要是易失性和 / 或非易失的。

[0018] FFT 单元 205 对接收到的基带信号 204 进行处理。接收到的基带信号 204 由下变频转换器 200 提供,下变频转换器 200 是接收机 15 的调谐器 (未示出) 的一部分,该调谐器被调谐至与图 3 的广播信号 1 相关联的所选 RF 信道。FFT 单元 205 将接收到的基带信号 204 从时域变换到频域,并提供 FFT 输出信号 206。应当注意,FFT 输出信号 206 表示具有同相和正交分量的复信号。典型地,FFT 单元 105 执行本领域公知的蝶形计算,并提供重新排序的输出数据 (2k 操作模式下的 2048 个复采样)。这样,FFT 单元 205 可以附加地根据上述 DVB-T 标准执行谱移来重新布置或移位 FFT 输出数据,以符合子载波位置。CPE 去除单元 210 对 FFT 输出信号 206 进行处理以去除任何载波相位误差,并向 CHE 单元 215 提供 CPE 校正信号 211。根据本发明的原理 (以下进一步描述),CHE 单元 215 对 CPE 校正信号 211 进行处理,以便 (a) 确定信道状态信息 (CSI) 以提供 CSI 信号 217;以及 (b) 对接收到的基带信号进行均衡以补偿任何传输信道失真,从而提供信号 216。如本领域公知的,CSI 信号 217 可以用于获得供在解码 (图 4 中未示出) 中使用的比特度量。将均衡信号 216 应用于去映射器 220。去映射器 220 对均衡信号 216 进行处理以对于可能传输的符号进行硬判定 (即,硬解码),并提供符号流 221,接收机进一步对该符号流 221 进行处理 (例如,软解码,未示出),以例如恢复其中传递的内容 (音频、视频等)。最后,控制器 230 对 FFT 输出信号 206 进行处理,以确定关联的多路延迟  $T_{\max}$ 。在该示例中,控制器 230 将 FFT 输出信号 206 变换回到时域中,以确定多路延迟  $T_{\max}$ 。除了本发明的构思以外,时域中的多路延迟的计算是公知的,并这里不对其进行描述。例如,控制器 230 确定接收信号中代表多路延迟  $T_{\max}$  的回波长度。一旦确定多路延迟  $T_{\max}$ ,根据本发明的原理,控制器 230 就经由信号 231 改变自适应 CHE 215 的频率插值器的带宽。根据本发明的特征 (以下进一步描述),控制器 230 可以经由信号 232 改变供去映射器 220 使用的除法因子。

[0019] 现在将注意力转向图 5,图 5 示出了根据本发明原理的自适应 CHE215 的示意实施例。除了本发明的构思以外,图 5 中所示的单元是已知的,并这里不对其进行描述。CHE 215 包括:预处理单元 150、时间插值器 155、频率插值器 260、数据缓冲器 165 以及均衡器 270。数据缓冲器 165 在均衡器 270 进行处理器之前对 CPE 校正信号 211 信号进行简单延迟,而下部处理路径中的单元 (预处理单元 150、时间插值器 155 和频率插值器 260) 确定 CSI 信息。如上所述,均衡器 270 对接收到的基带信号 (例如,CPE 校正信号 211 的延迟版本) 进行均衡以补偿任何纯属信道失真,从而提供均衡信号 216。

[0020] 根据下部处理路径,除了本发明的构思以外,如上所述,信道估计过程利用存在于 DVB-T 中的导频信号。具体地,预处理单元 150 对 CPE 校正信号 211 进行处理,以确定接收到的 SP 的 CSI。由于传输具有已知值的导频,因此预处理单元 150 相对于接收到的 SP 的已知值对这些 SP 进行处理,以确定它们的信道状态信息,所述信道状态信息是经由预处理输出信号 151 提供的。然后时间插值器 155 对 SP 的 CSI (151) 进行处理。具体地,时间插值器 155 对每第三个子载波的 CSI 进行 (时间上) 插值,并提供输出信号 156 (输出信号 156

包括 SP 的 CSI 和每第三个子载波的经过新时间插值后的 CSI)。最终,频率插值器 260 对输出信号 156 进行处理。具体地,频率插值器 260 对所有子载波的 CSI 进行(频率上)插值(实际上对例如 SP 的先前确定的 CSI 进行平滑),并提供 CSI 信号 217(CSI 信号 217 提供所有子载波的所有 CSI)。均衡器 270 利用 CSI 信号 217 来执行对接收到的基带信号的上述均衡,并且如上所述,CSI 信号 270 可以用于获得供解码使用的比特度量。

[0021] 根据本发明的原理,CHE 215 适合于不同多路延迟。示意性地,频率插值器 260 的带宽根据多路延迟而改变。例如,频率插值器 260 包括用于对输入信号进行滤波的多个滤波器系数(未示出)。控制器 230 根据频率插值器 260 的期望带宽(经由信号 231)设置这些滤波器系数的值或范围。具体地,当  $T_{\max}$  的值较小时,带宽应当较小以确保高效的噪声滤波。因此,(频率插值器 260 的)滤波器的脉冲响应的主波瓣低,并且滤波器系数具有小范围。然而,当  $T_{\max}$  的值较大时,应当将带宽设置为较大值。因此,(频率插值器 260 的)滤波器的脉冲响应的主波瓣高,并且滤波器系数具有较大范围。示意性地,控制器 230 从多个所存储的系数集合(例如,存储在控制器 230 的存储器中的)中选择滤波器系数值集合,其中,每个系数集合与频率插值器 260 的具体带宽设置相关联。在该示例中,控制器 230 仅具有两个系数集合,一个集合用于增大频率插值器 260 的带宽,另一集合用于减小频率插值器 260 的带宽。

[0022] 根据本发明的特征,还应当注意,由于系数集合具有不同范围,因此可以更高效地管理接收机资源。例如,如果系数集合具有较大范围,则关于例如固定字长处理,必须使用较长字长用于滤波器系数。然而,如果系数集合具有较小范围,则关于例如固定字长处理,现在必须使用较短字长用于滤波器系数,以获得相同精度。使用较短字长的能力需要接收机中较少的资源。示意性地,控制器 230 可以通过管理相关参数来调整在固定字长处理中使用的字长,该相关参数设置了固定字长处理器(例如,接收机 15 的数字信号处理器)中的字长。

[0023] 然而,即使控制器 215 能够动态调整固定字长处理,但是根据本发明的另一特征,可以使用不同方法来设置字长。具体地,控制器 230 可以将字长调整为较低或最低值以用于所有固定字长处理。因此,尽管降低了需要较大字长的频率插值器 260 的带宽设置的精度,但可以更高效地管理接收机资源。

[0024] 现在转向图 6 和 7,示出了根据本发明原理的在用于确定信道状态信息的接收机中使用的示意流程图。在步骤 405 中,接收机(例如图 3 的接收机 15)对接收到的广播信号进行下变频。在步骤 410 中,接收机(例如,图 4 的控制器 230)确定与接收信号相关联的多路延迟  $T_{\max}$ 。最终,根据本发明的原理,在步骤 415 中接收机根据所确定的多路延迟来调整频率插值器的带宽。

[0025] 在图 7 的流程图中示出了图 6 的步骤 415 的示例。假定将与不同  $T_{\max}$  值或范围相对应的多个滤波器系数集合存储在图 4 的控制器 230 中。例如,假定控制器 230 存储两个系数集合 C1 和 C2。集合 C1 与减小的带宽和较短字长相关联;而集合 C2 与增大的带宽和较长字长相关联。示意性地,假定频率插值器 260 包括 12 个抽头,即,每个系数集合包括 12 个滤波器系数的值,例如,  $C1 = \{c_1^1, \dots, c_{12}^1\}$ ; 以及  $C2 = \{c_1^2, \dots, c_{12}^2\}$ , 其中,上标标识每个单独滤波器系数的具体系数集合,下标标识集合中滤波器系数的具体值。因此,可以针对滤波器系数的不同大小的字长来使用不同的固定点处理。例如,对于较短字长而言,由 12

比特（二进制数）来表示频域中的数据。在该示例中，集合 C1 的系数分别具有 12 比特字长。而对于较长字长，由例如 14 比特来表示频域中的数据。在该示例中，集合 C2 的系数分别具有 14 比特字长。因此，当多路延迟低时，对较小尺寸的滤波器系数进行处理与对较长尺寸的滤波器系数的处理一样高效，同样通过处理较小尺寸滤波器系数，接收机更高效地进行操作。

[0026] 现在继续图 7 的流程图，在步骤 450 中，接收机将所确定的多路延迟  $T_{\max}$  与预定的值  $T_{\text{MP}}$ （例如，100  $\mu$  sec（微秒）的值）进行比较。可以经验地确定  $T_{\text{MP}}$  的值。如果  $T_{\max}$  的值大于  $T_{\text{MP}}$  的值，则在步骤 475 中，接收机通过选择系数集合 C2 来增大 CHE 215 的频率插值器 260 的带宽。在步骤 480 中，接收机将字长设置为较大，并将系数集合 C2 加载到频率插值器 260 中。然后，在步骤 485 中，接收机将除法因子设置为 1（图 4 的信号 232）以供去映射器 220 使用。一方面，如果  $T_{\max}$  的值不大于  $T_{\text{MP}}$  的值，则接收机在步骤 455 中通过选择系数集合 C1 来减小 CHE 215 的频率插值器 260 的带宽，在步骤 460 中将字长设置为短并将系数集合 C1 加载到频率插值器 260 中，在步骤 465 中将除法因子设置为  $1/4$ （图 4 的信号 232）以供去映射器 220 使用。应当注意，除法因子与字长的差值  $y$  有关；其中，除法因子为： $\frac{1}{2^y}$ 。例如，这里字长的差值为 2 比特，针对较低设置的除法因子为： $\frac{1}{2^2} = \frac{1}{4}$ 。

[0027] 如上所述，根据本发明的原理，接收机根据多路延迟来改变频率插值器的带宽，以确定信道状态信息。有利地，该方法还比传统信道估计技术需要更少的资源。例如，可以根据多路延迟来改变相关抽头系数的字长。还应当注意，尽管在两个系数集合的情况下描述了本发明的构思，但本发明的构思不限于此，并且由于可以使用不同范围的  $T_{\max}$  值，因此可以使用多于两个的系数集合。此外，系数集合可以具有相同或不同的字长，此外，应当注意，尽管在 DTV-T 广播信号的情况下示意了本发明的构思，但本发明的构思不限于此，并可应用于能够确定信道状态信息的其他类型的接收机，如软件定义的无线电接收机、DMB-T/H 接收机等。

[0028] 鉴于上述，前述仅示意了本发明的原理，并从而认识到本领域技术人员将能够设计出多种备选布置，这些备选布置尽管未在这里示出，然而具体体现了本发明的原理并且在本发明的精神和范围之内。例如，尽管是在分离的功能单元的情况下示出的，然而这些功能元件可以实现在一个或更多个集成电路（IC）中。类似地，尽管被示为分离的单元，然而这些单元中的任何或全部可以实现在存储程序控制处理器中，例如，执行与图 6-7 所示步骤中的一个或更多个相对应的关联软件等的数字信号处理器。此外，本发明的原理适用于其它类型的通信系统，例如卫星、无线保真（Wi-Fi）、蜂窝、等等。实际上，本发明的构思还可应用于固定或移动接收机。因此将理解，在不脱离如所附权利要求所限定的本发明的精神和范围的前提下，可以对说明性实施例进行多种修改并且可以设计出其他布置。



现有技术

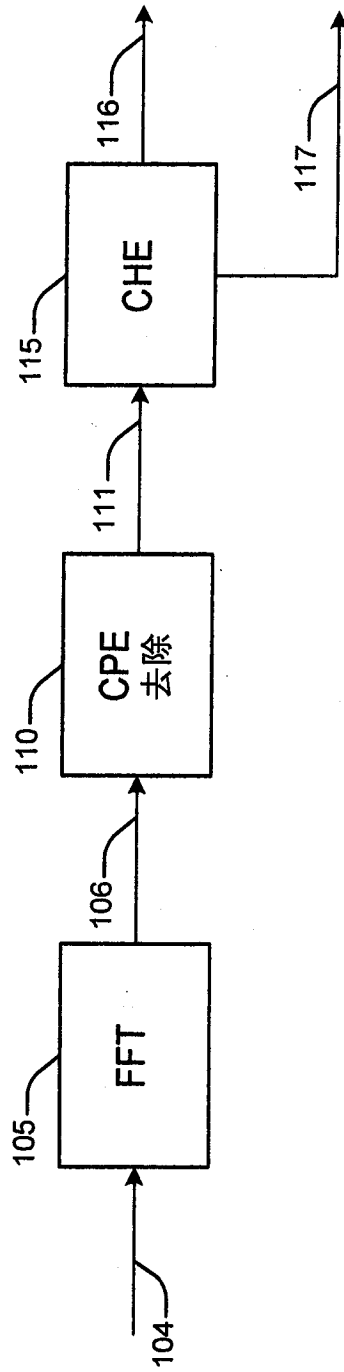


图 1

现有技术

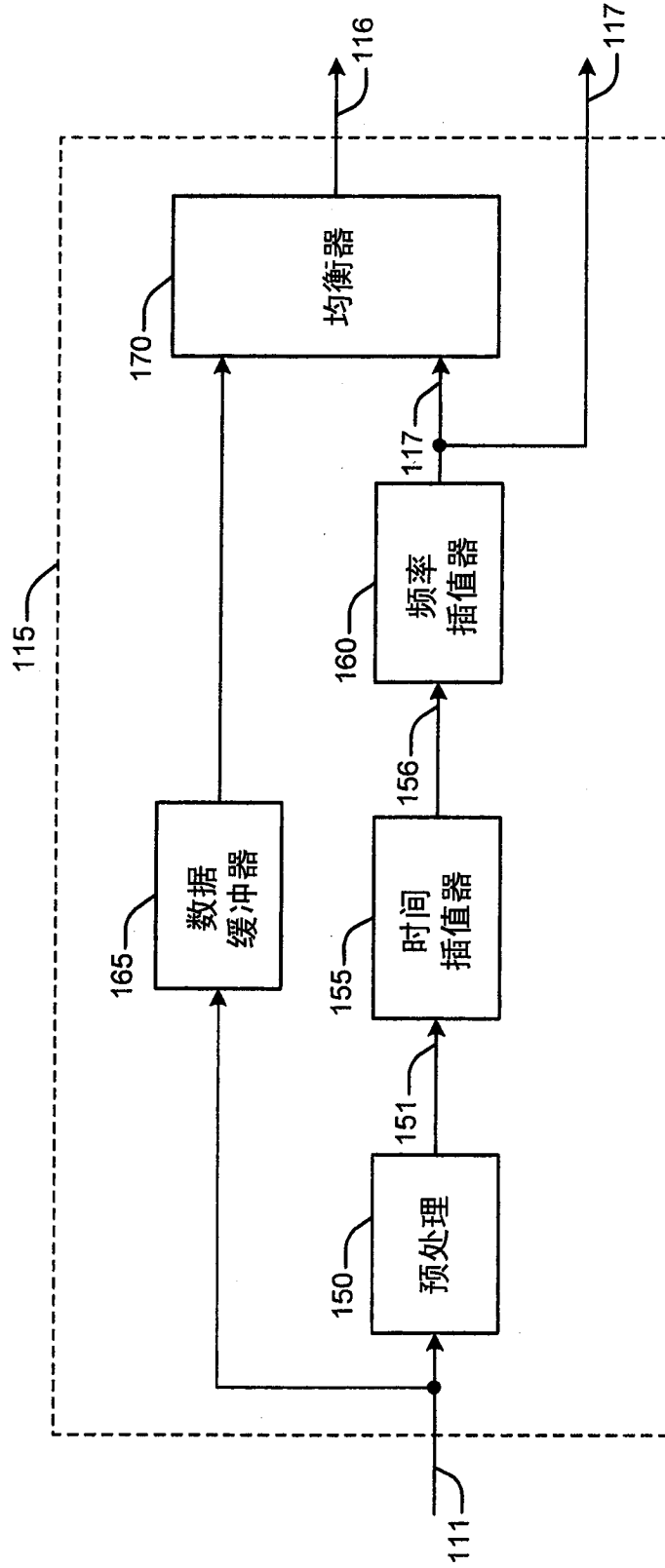


图 2

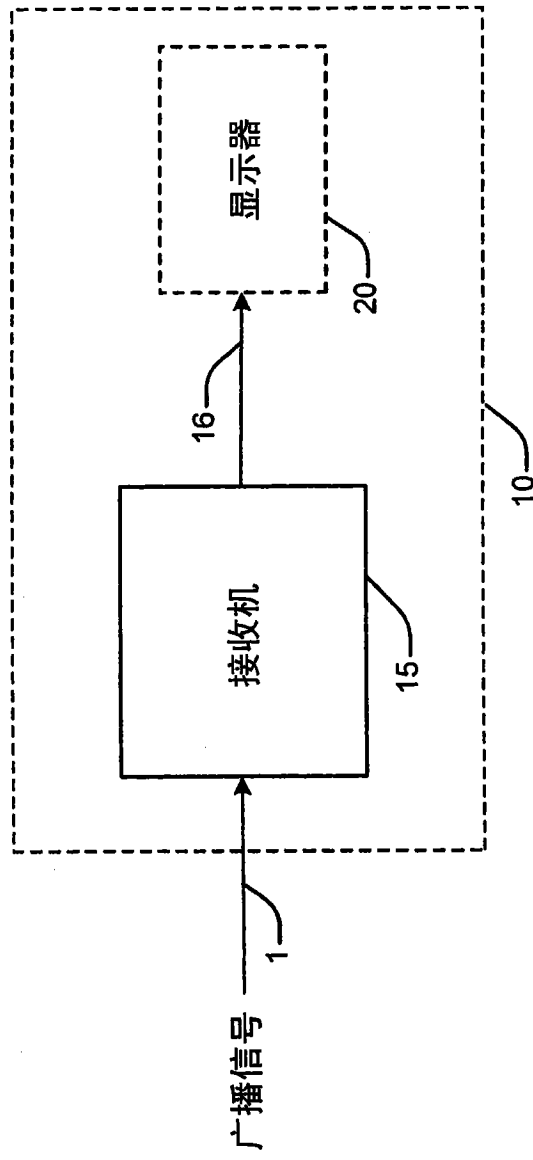


图 3

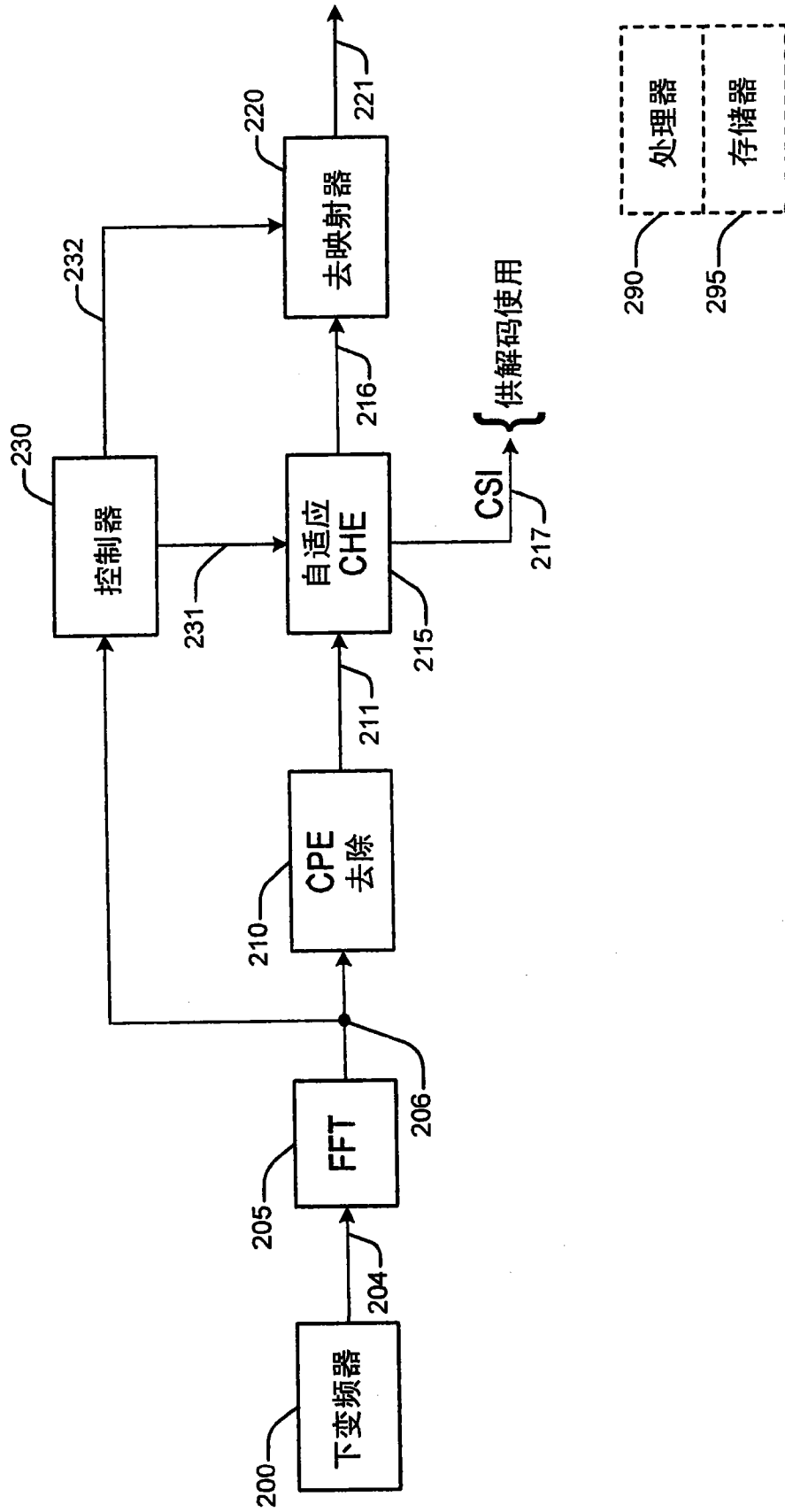


图 4

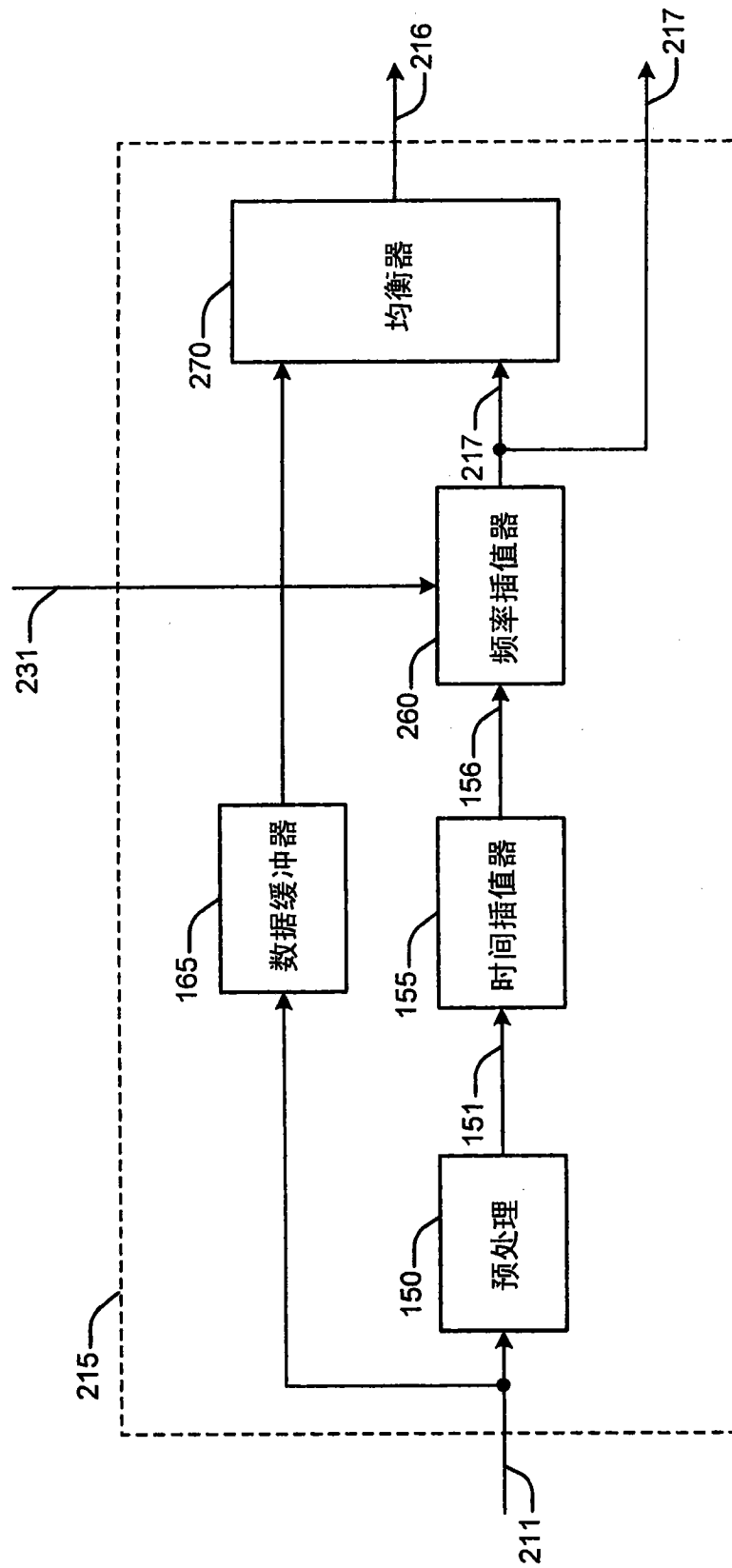


图 5

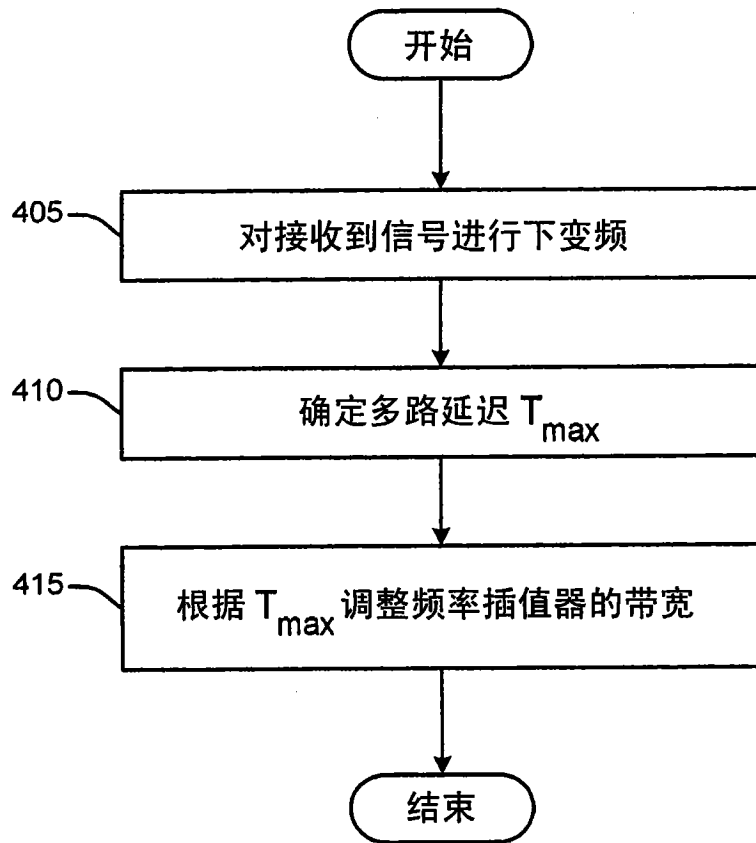


图 6

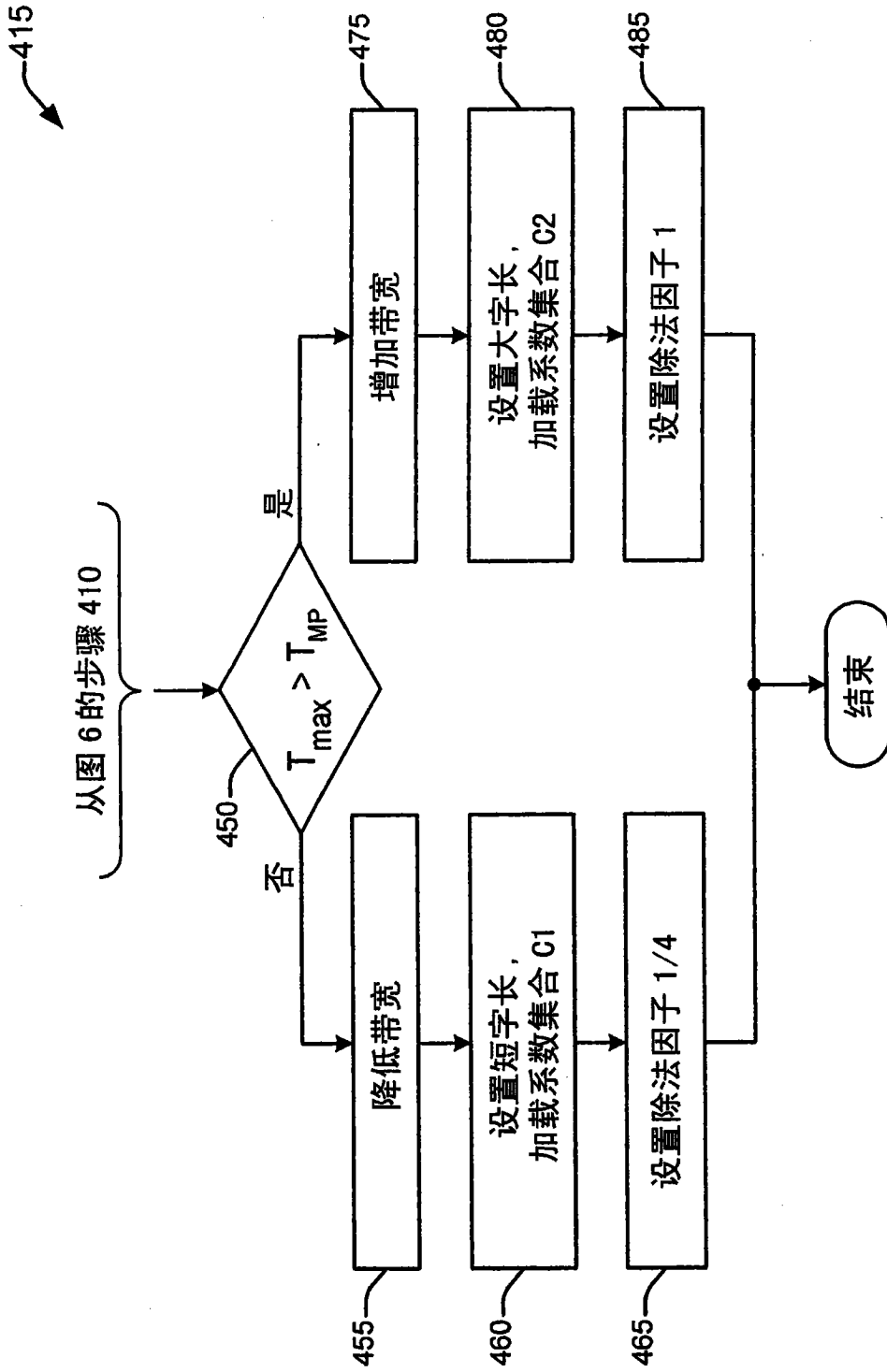


图 7