

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04H 1/00

H04L 27/01 H04B 7/005



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200310114910.4

[43] 公开日 2004 年 9 月 15 日

[11] 公开号 CN 1529432A

[22] 申请日 1999.9.2

[21] 申请号 200310114910.4

分案原申请号 99811718.8

[30] 优先权

[32] 1998.10.2 [33] US [31] 09/207,894

[71] 申请人 艾比奎蒂数字公司

地址 美国特拉华

[72] 发明人 唐·R·各德斯頓

戴维·C·哈图普

马库斯·M·马特尼

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利
商标事务所

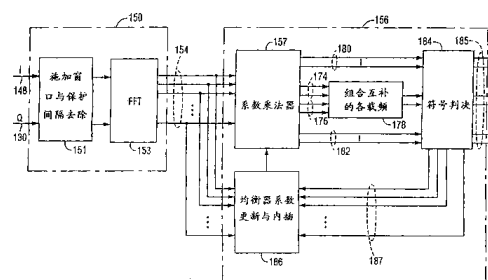
代理人 陆丽英

权利要求书 3 页 说明书 10 页 附图 4 页

[54] 发明名称 对兼容于调幅的数字广播信号进行
均衡的方法和装置

[57] 摘要

一种用于均衡复合信号的方法，该复合信号包括第 1 组处于第 1 频谱内的互补数字调制载频信号和第 2 和第 3 组处于第 1 频谱外的非互补数字调制载频信号。该方法包括以下步骤：对代表该复合信号的同相分量的第 1 信号和代表该复合信号的正交分量的第 2 信号进行快速傅里叶变换，以产生代表频域数据的多个已变换的信号；通过将所述多个已变换的信号乘以一个均衡矢量，来处理所述多个已变换的信号，所述均衡矢量包括多个均衡器系数；以及通过将矢量的系数用于非互补信号进行内插，来更新用于互补的各信号的均衡器的系数。本发明还包括用于执行上述方法的装置。



1. 一种用于均衡复合信号的方法，所述的复合信号包括：第 1 组互补的数字调制载频信号，处于第 1 频谱内，和第 2 和第 3 组非互补的数字调制载频信号，处于第 1 频谱之外，其特征在于，所述的方法包括以下步骤：

对第 1 和第 2 信号进行快速傅里叶变换，以产生代表频域数据的多组已变换的信号，所述的第 1 信号代表所述的复合信号的同相分量，所述的第 2 信号代表所述的复合信号的正交分量；

通过将所述的多组已变换的信号乘以一个均衡矢量，来处理所述的多组已变换的信号，所述均衡矢量包括多个均衡器系数；和

通过使用非互补信号的所述矢量的系数进行内插，来更新用于互补信号的所述均衡器系数。

2. 根据权利要求 1 所述的方法，其特征在于，使用以下算法之一针对非互补信号的所述矢量的所述系数进行内插：线性内插，3 次样条函数内插，多项式内插，基于快速傅里叶变换的内插，或者对数的曲线拟合。

3. 根据权利要求 1 所述的方法，其特征在于，所述内插对于时间进行平均。

4. 根据权利要求 1 所述的方法，其特征在于，所述内插导致所述系数的大小和相位作为频率的函数而发生线性变化。

5. 根据权利要求 1 所述的方法，其特征在于，所述内插导致所述系数的大小发生对数的变化。

6. 根据权利要求 1 所述的方法，其特征在于，所述内插是针对所述系数的大小和相位而进行的。

7. 根据权利要求 1 所述的方法，其特征在于，所述内插是针对所述系数的实部和虚部分量进行的。

8. 一种用于均衡复合信号的装置，所述的复合信号包括：第 1 组互补的数字调制载频信号，处于第 1 频谱内，和第 2 和第 3 组非互补的数字调制载频信号，处于第 1 频谱之外，其特征在于，所述的装置包括：

用于对第 1 和第 2 信号进行快速傅里叶变换 以产生代表频域数据的多组已变换的信号的装置, 所述的第 1 信号代表所述的复合信号的同相分量, 所述的第 2 信号代表所述的复合信号的正交分量;

用于通过将所述多组已变换的信号乘以一个均衡矢量来处理所述多组已变换的信号的装置, 所述均衡矢量包括多个均衡器系数; 和

用于通过利用非互补信号的所述矢量的系数进行内插来更新用于互补信号的所述均衡器系数的装置。

9. 根据权利要求 8 所述的装置, 其特征在于, 使用以下算法之一来进行针对非互补信号的所述矢量的所述系数的内插: 线性内插, 3 次样条函数内插, 多项式内插, 基于快速傅里叶变换的内插, 或者对数的曲线拟合。

10. 根据权利要求 8 所述的装置, 其特征在于, 所述的内插对时间进行平均。

11. 根据权利要求 8 所述的装置, 其特征在于, 所述的内插导致所述系数的大小和相位作为频率的函数而发生线性变化。

12. 根据权利要求 8 所述的装置, 其特征在于, 所述的内插导致所述系数的大小发生对数的变化。

13. 根据权利要求 8 所述的装置, 其特征在于, 所述内插是对所述系数的大小和相位进行的。

14. 根据权利要求 8 所述的装置, 其特征在于, 所述内插是对所述系数的实部和虚部分量进行的。

15. 一种用于均衡复合信号的装置, 所述的复合信号包括: 第 1 组互补的数字调制载频信号, 处于第 1 频谱内, 和第 2 和第 3 组非互补的数字调制载频信号, 处于第 1 频谱之外, 其特征在于, 所述的装置包括:

一个解调器, 用于对第 1 和第 2 信号进行快速傅里叶变换以产生代表频域数据的多组已变换的信号的装置, 所述的第 1 信号代表所述的复合信号的同相分量, 所述的第 2 信号代表所述的复合信号的正交分量;

一个处理器, 用于通过将所述多组已变换的信号乘以一个均衡矢量来处理所述多组已变换的信号, 所述均衡矢量包括多个均衡器系数, 和

用于通过利用非互补信号的所述矢量的系数进行内插来更新用于互补信号的所述均衡器系数。

16. 根据权利要求 15 所述的装置, 其特征在于, 还包括: 使用以下算法之一针对所述非互补的各信号的所述矢量的所述各系数进行内插: 线性内插, 3 次样条函数内插, 多项式内插, 基于快速傅里叶变换的内插, 或者对数的曲线拟合。

17. 根据权利要求 15 所述的装置, 其特征在于, 所述的内插对时间进行平均。

18. 根据权利要求 15 所述的装置, 其特征在于, 所述的内插导致所述的系数的大小和相位作为频率的函数而发生线性变化。

19. 根据权利要求 15 所述的装置, 其特征在于, 所述的内插导致所述的系数的大小发生对数的变化。

20. 根据权利要求 15 所述的装置, 其特征在于, 所述的内插是对所述的系数的大小和相位进行的。

21. 根据权利要求 15 所述的装置, 其特征在于, 所述的内插是对各系数的实部和虚部分量进行的。

对兼容于调幅的数字广播信号 进行均衡的方法和装置

本申请案是中国专利申请号 99811718.8 的申请案的分案申请案。

技术领域

本发明涉及无线电广播，更具体地说，涉及在一个兼容于调幅的数字音频广播系统中，用于均衡在一部接收机中的已解调信号的方法与装置。

背景技术

人们对于通过广播数字编码的音频信号来提供改进了的音频保真度的可能性产生了日益增长的兴趣。已经提出了几种方案。在美国专利第 5,588,022 号中，公开了这样一种方案，它讲授了在标准调幅广播信道中，一种用于同时广播模拟与数字信号的方法。在广播中，一组调幅射频信号具有第 1 频谱。调幅射频信号具有被模拟节目信号调制的第 1 载频。同时，在包含第 1 频谱的带宽范围内广播多组数字调制的载频信号。每一组数字调制的载频信号被一组数字节目信号的一部分所调制。第 1 组数字调制的载频信号处于第 1 频谱的范围内，并且以正交于第 1 载频信号的方式被调制。第 2 和第 3 组数字调制的载频信号处于第 1 频谱之外，并且以同相于和正交于第 1 载频信号这两种方式被调制。

在美国专利第 5,588,022 号中所描述的兼容于调幅的数字音频广播系统已经被形成，以提供充分的用于数字信号的数据吞吐量，同时避免在模拟调幅信道中产生串话。借助于正交频分多路复用 (OFDM)，使用多载频来承载通信信息。

用于消费者调幅收音机的单声道检波器仅对已接收信号的包络作出响应，而不对其相位作出响应。由于使用多个数字调制的载频，就需要有一种装置，用以降低由于这种混合信号而产生的包络畸变。已转让给本发明的受让人的美国专利申请系列号第 08/671,252 号，公开了在兼容于调幅的数字音频广播系统中用于降低包络畸变的方法。某些高于模拟调幅载频的频率的数字载频具有一个相关的数字载频，它

等的频率偏移处。被放置在上数字载频及其相对物（译者注：指下数字载频）的数据和调制是这样的，使得由于这种添加所产生的信号不具有跟模拟调幅载频同相的分量。以这种方式被安排的数字载频对被说成是互补的。这种配置对兼容于调幅的数字音频广播信号的模拟调幅接收提供了戏剧性的保真度改进。

在接收机一侧，借助于快速傅里叶变换（FFT）对数字信号进行解调。在美国专利第 5,633,896 号中描述了一种可能的方法以及相关的装置。该专利公开了一项解调技术，它能在使用正交频分多路复用（OFDM）调制格式的、兼容于调幅的数字音频广播（AM DAB）系统中，通过在一组已接收的 OFDM 数字信号中，对分离的各自的同相和正交分量进行双快速傅里叶变换处理，使得介于模拟信号与数字信号之间的串话最小化。正交信道的输出被用来恢复互补数据，并且所得到的已处理的各分量信号被叠加，以恢复非互补的数据。

在出现动态信道响应变化的情况下，已接收的多载频信号需要进行均衡。如果没有这样的均衡，所检出的将是一种十分畸变了信号，并且数字广播信号的信息将是不可恢复的。均衡器将改进数字音频广播信号信息的可恢复性。在美国专利第 5,559,830 号(WO 96/23374)中，公开了一种这样的均衡器。该专利所公开的均衡器包括用于接收兼容于调幅的数字音频广播波形并将该波形作为一个波形矢量来存储的装置。随后均衡器通过将波形矢量乘以一个均衡矢量来处理该波形。均衡矢量包括多个均衡器系数，每一个系数初始地被设置为一个规定的数值。均衡器将已处理的波形矢量的每一个位置跟一个已存储的波形矢量进行比较。最好是，均衡器包括使用波形矢量、已处理的波形矢量和已存储的波形矢量来更新均衡器各系数的装置，以便提供对噪声的抗干扰性。

在第 5,633,896 号和第 5,559,830 号(WO 96/23374)这两份专利的均衡器中，频域信息作为一个频域矢量被送往均衡器。每一个频域信息块都被存储在一个存储器数组之中。存储器数组矢量被乘以多个均衡器系数。所得到的乘积就是已均衡的信号。在均衡器中，事先知道一组精确的数值，已均衡信号的每一个矢量都可以跟它进行比较。最

接近在矢量位置中所描述的数值的理想数值被选择为实际的信号数值。各种判决的矢量被存储在一个判决数组之中。使用已接收信号、已均衡信号以及判决数组，均衡器系数估计器对系数的各估计值进行计算。系数的更新速率决定均衡器的抗噪声能力和收敛速率。可以用不同的速率来更新频带中不同部分的系数，这依赖于关于畸变机制的知识。

在互补的各载频的频率范围内具有对称于调幅载频的幅度响应以及不对称于调幅载频的相位响应的信道中，双 FFT 技术能改进系统性能，对于具有非对称幅度响应或非反对称相位响应的各信道来说，将互补载频的 FFT 输出加以组合的处理方法将破坏非对称幅度响应以及非反对称相位响应信息，并且驱动均衡器的信号是不正确的。需要有这样一种解调方法，它能在这样的环境中保留非对称幅度和非反对称相位信息。本发明寻求提供一种改进的均衡方法以及含有此种方法的接收机。

本发明的概要

本发明提供一种方法，用以估计针对互补的各载频的均衡器各系数，同时仍然保留对来自互补载频的 FFT 输出进行组合的好处。本方法使用来自非互补载频的信息，经过内插，来估计针对互补的各载频的均衡器各系数。

本发明的均衡方法被用来处理兼容于调幅的数字广播信号，该信号包括具有第 1 频谱的调幅射频信号，调幅射频信号具有被模拟节目信号调制的第 1 载频，位于包含第 1 频谱的带宽以内的多组数字调制的载频信号，第 1 组数字调制的载频信号包括互补的各信号，并且处于第 1 频谱的范围内，第 2 和第 3 组数字调制的载频信号包括非互补的各信号，并且处于第 1 频谱之外，所述方法包括下列各步骤：产生第 1 信号，它代表了兼容于调幅的数字广播信号的同相分量；产生第 2 信号，它代表了兼容于调幅的数字广播信号的正交分量；使用第 1 和第 2 信号作为实部和虚部输入，进行第 1 和第 2 信号的快速傅里叶变换，以产生代表频域数据的多组已变换的信号；通过将所述多组已

变换的信号乘以一个均衡矢量，来处理所述多组已变换的信号，所述均衡矢量包括多个均衡器系数；通过对非互补的各信号的矢量进行各系数的内插，来更新用于互补的各信号的均衡器各系数。

本发明还包括利用上述方法的射频接收机的操作，执行上述方法的装置，以及含有该装置的各射频接收机。

诸附图的简要说明

通过参照诸附图，将使专业人士更清楚地了解本发明，在诸附图中：

图 1 是现有技术的一种图解表示，该项技术包括模拟调幅和数字广播信号，其各载频根据本发明进行定位；

图 2 是一部接收机的方框图，其中包括根据本发明进行工作的一个均衡器；

图 3 是一份功能性的方框图，表示根据本发明的解调器和自适应均衡器的工作情况；以及

图 4 和 5 是两份图，表示均衡器的幅度响应。

各优选实施例的详细说明

本发明提供一种在广播信号中用于均衡各载频的方法，上述广播信号包括处于跟现有的模拟调幅广播（信道）分配相同的信道分配之中的模拟调幅信号和数字信号。在与模拟调幅信号相同的信道上广播数字信号的技术被称为带内共用信道（IBOC）广播。借助于多个正交频分多路复用（OFDM）载频，通过发送一组数字波形来完成这种广播，上述载频中的某一部分以正交于模拟调幅信号的方式被调制，并且被定位于标准调幅广播信号具有主要的能量分布的频谱区域内。其余的数字载频以跟模拟调幅信号同相和正交的方式被调制，并且被定位于与模拟调幅信号相同的信道内，但处于模拟调幅信号不具有主要能量分布的频谱区域内。在美国，根据联邦通信委员会（FCC）的规章，调幅广播电台的发射被限制为处于这样规定的信号电平遮蔽的范围内，使得：在离开模拟载频 10.2 kHz 到 20 kHz 处的发射，跟未

调制的模拟载频电平相比, 应当至少衰减 25 dB, 在离开模拟载频 20 kHz 到 30 kHz 处的发射, 跟未调制的模拟载频电平相比, 应当至少衰减 35 dB, 在离开模拟载频 30 kHz 到 60 kHz 处的发射, 跟未调制的模拟载频电平相比, 应当至少衰减 $[35 \text{ dB} + 1 \text{ dB/kHz}]$ 。

图 1 表示本发明可以利用的一种类型的调幅数字音频广播信号的频谱。曲线 10 表示标准广播调幅信号的振幅频谱, 其中载频的频率为 f_0 。项目号 12 表示 FCC 的发射遮蔽。OFDM 波形由位于 $f_1 = 59.535 \times 10^6/(131072)$, 或者大约 454 Hz 处的一系列数据载频组成。如图 1 中的标号为 14 的包络所示, 第 1 组 24 个数字调制的载频位于从 $(f_0 - 12f_1)$ 到 $(f_0 + 12f_1)$ 的一个频带之内。为了使与模拟调幅信号的串话最小化, 这些信号中的大多数被设置为比未调制的调幅载频信号低 39.4 dB。通过以这样一种方式, 即, 保证与模拟调幅波形的正交性, 对数字信息进行编码, 还可以进一步地减少串话。这种类型的编码被称为互补编码 (即, 互补 BPSK, 互补 QPSK, 或者互补 32 QAM), 并且在前面所讨论的共同未决的申请系列号 No.08/671,252 中进行了更充分的说明。互补 BPSK 调制被用于位于 $f_0 \pm f_1$ 的最里面的数字载频对, 以便进行定时恢复。这些载频被设置为 -28 dBc 的电平。在第 1 组中的所有其他载频都具有 -39.4 dBc 的电平, 并且使用互补 32 QAM 以 48 和 32 kbps 编码速率被调制。互补 8 PSK 调制被用于从 $(f_0 - 11f_1)$ 到 $(f_0 - 2f_1)$ 以及从 $(f_0 + 2f_1)$ 到 $(f_0 + 11f_1)$ 的各载频, 并采用 16 kbps 的编码速率。对所有 3 种编码速率来说, 处于 $(f_0 - 12f_1)$ 和 $(f_0 + 12f_1)$ 处的载频传送增补数据, 并且可以使用互补 32 QAM 来进行调制。

各数字载频的各附加组被配置在第 1 组以外。通过限制模拟调幅信号的带宽, 就消除了对这些数字波形必须跟模拟信号正交的需求。分别被包络 16 和 18 所包围的第 2 和第 3 组中的载频, 可以使用例如 32 QAM, 以 48 和 32 kbps 速率进行调制, 以及使用 8 PSK, 以 16 kbps 速率进行调制。对所有编码速率来说, 各载频都被设置为 -30 dBc 电平。

图 2 是一部接收机的方框图, 它被用来接收图 1 所示的复合数字

与模拟信号。天线 110 接收含有各数字与模拟信号的复合波形，并将该信号送往常规的输入级 112，后者可以包括一个射频预选择器，一个放大器，一个混频器以及一个本机振荡器。输入级在线 114 上产生中频信号。这个中频信号通过自动增益控制电路 116 被送往 I/Q 信号发生器 118。I/Q 信号发生器在线 120 上产生一组同相信号，并且在线 122 上产生一组正交信号。在线 120 上的同相信号输出被输入到模拟-数字转换器 124。类似地，在线 122 上的正交信号输出被输入到模拟-数字转换器 126。在线 120 和 122 上的反馈信号被用来控制自动增益控制电路 116。在线 120 上的信号包括模拟调幅信号，如方框 140 所示，它被分离出来，并且被送往输出级 142，并且随后被送往扬声器 144 或者其他输出装置。

可以使用一个可选的高通滤波器 146 来滤除在线 128 上的同相分量，以便消除模拟调幅信号的能量，同时在线 148 上提供一组已滤波的信号。若不使用高通滤波器，则在线 148 上的信号跟线 128 上的信号相同。解调器 150 接收在线 148 和 130 上的数字信号，并且在线 154 上产生输出信号。这些输出信号被送往均衡器 156 以及数据速率滤波器与数据解码器 158。为了获得互补的各载频的更高的信号-噪声比 (SNR)，针对互补的各载频对的快速傅里叶变换 (FFT) 输出被组合在一起。数据解码器的输出被送往一个去交织电路与前向纠错解码器 164，以便改进数据完整性。去交织器/前向纠错电路的输出被送往源解码器 166。(延时) 电路 168 对源解码器的输出进行延时，以补偿在发射机处的模拟信号延时，以及对在接收机处的模拟和数字信号进行时间对准。数字-模拟转换器 160 将延时电路 168 的输出转换为模拟信号，以便在 162 处产生一组送往输出级 142 的信号。

图 3 是一份功能性的方框图，表示根据本发明的解调器 150 和自适应均衡器 156 的工作情况。在线 148 和 130 上提供同相 (I) 和正交 (Q) 信号，作为送往窗口与保护间隔去除电路的输入。可以通过使用类似于图 2 所示的下变频器部件来提供这些信号。应当这样来施加窗口，使得各数字载频保持正交，或者至少使得在各数字载频中的正

交性缺失为足够小，以便不致影响系统性能。已经开发出一种能在各载频中保留正交性的施加窗口的方法。在该方法的一种具体的实施方案中，在发射机和接收机处施加了一个从根部升起的余弦窗口。对这个窗口来说，渐变递减出现在一个波特的 135 个样本中前头 7 个和最后 7 个样本处。在接收机上已经施加窗口之后，最后 7 个样本被叠加到前头 7 个样本之上，即，第 129 个样本被叠加到第 1 个样本之上，第 130 个样本被叠加到第 2 个样本之上，按照这种模式继续进行，第 135 个样本被叠加到第 7 个样本之上。所得到的 128 个点被输入到一个 FFT。在某些情况下，在由高通滤波器 146 进行处理之前，先进行施加窗口和保护间隔去除可能是有利的。来自施加窗口与保护间隔去除电路 151 的输出被输入到 FFT 153。借助于线 154，将 FFT 的输出输入到系数乘法器 157。系数乘法器在频域对数据进行运算，并且调整每一个 OFDM 载频的幅度和相位，以抵消信道扰动、发射机与接收机滤波器、发射机与接收机天线以及影响该信号的幅度和相位的其他因素和处理过程的影响。如方框 178 所示，在系数乘法器的输出端 174 和 176，各互补载频对的信息被组合在一起。具体地说，通过求出每一个互补载频对的频域平均值就能完成这一步，在这里使用了针对载频之一的频域数据的负共轭复数。以这种方式来组合互补载频信息导致针对各互补载频的提高了的信号-噪声比。针对各互补载频的组合信息，以及在线 180 和 182 上的针对非互补的各载频的系数乘法器的输出被输入到处理器 184，它决定哪一个频域星座点被发送。这些判决，连同预均衡的星座点以及均衡器各系数的先前值被用来更新均衡器各系数，如方框 186 所示。方框 186 可以利用一种已知算法，例如最小均方（LMS）算法或递归最小均方（RLS）算法来更新均衡器各系数。图 2 的均衡器 156 的输出可以包括线 174，176，180 和 182 上的输出的组合，或者它可以包括符号判决处理器 185 的输出，其中，线 185 含有针对互补的与非互补的各载频的各种判决。所使用的输出依赖于进一步处理所需的数据类型，尤其是依赖于在系统中所使用的前向纠错（FEC）的类型。

1996年9月24日公布的第5,559,830号专利描述了具有一种均衡器系数更新算法的均衡器的工作方式。本发明通过考虑当均衡器各系数应当具有关于FFT的中心(频率)的非对称幅度响应或非反对称相位响应时所产生的影响,来改进均衡器的工作以及均衡器系数更新算法。

若对输入到FFT的同相信号进行高通滤波以消除模拟信号,则被输入到均衡器系数更新算法的FFT的输出具有某种对称特性。具体地说,由于FFT输入的同相部分在互补的各载频的频率上具有接近于零的能量,所以FFT的输出将在互补的各载频的频率上具有接近于反埃尔米特的对称性。针对互补的各载频的符号判决处理器的输出将具有相同的特性。由于这两种反埃尔米特信号用作均衡器系数更新算法的输入,所以均衡器的各系数将被限制为具有对称于FFT的中心频率的幅度响应,以及反对称于FFT的中心频率的相位响应。因此,当均衡器的各系数具有不对称于FFT的中心(频率)的幅度响应或者非反对称于FFT的中心(频率)的相位响应时,均衡器的各系数将不收敛于适当的各数值。图4将说明这种情况的一个实例。对于图4所示的实例来说,假定信道的幅度响应不对称于FFT的中心频率。图4实际上表示信道响应188的倒置,因为这是所希望的均衡器响应。图4还表示可能从均衡器的幅度响应获得的响应190。为了简明起见,所表示的均衡器响应稍为向上移动,使得它能跟倒置的信道响应有所区别。要注意的是,在非互补的各载频的区域192和194,该响应跟随着倒置的信道响应。然而,在互补的各载频的区域196,由于在这个频谱区域中,它被迫具有对称的幅度响应,所以均衡器的响应是不正确的。

若在实行FFT之前对同相信号不使用高通滤波器,则由于模拟信号泄漏到最靠近模拟调幅载频的非互补的各载频之中,使得针对非互补的各载频的FFT输出可能含有噪声。此外,当均衡器各系数应当具有对称于模拟调幅载频的幅度响应以及反对称于模拟调幅载频的相位响应时,不用高通滤波器跟使用高通滤波器的情形相比,前者对互补的各载频将导致均衡器各系数的含有较多噪声的估计。还有,当均衡

器各系数应当具有不对称于模拟调幅载频的幅度响应以及不反对称于模拟调幅载频的相位响应时，由于模拟信号以及互补的各载频不再分别地被分离为同相与正交分量，所以针对互补的各载频的均衡器各系数的估计变得很困难。对于要求均衡器各系数具有不对称于 FFT 的中心（频率）的幅度响应以及不反对称于 FFT 的中心（频率）的相位响应的静态现象来说，可以利用长期平均来获得适当的均衡器各系数。然而，信道扰动频繁地具有不对称于 FFT 中心（频率）的幅度响应以及不反对称于 FFT 中心（频率）的相位响应。这些扰动在性质上是瞬态的，并且出现的如此之快，以至于不能通过长期平均来加以纠正。

因此，不管是否使用高通滤波器来消除模拟信号，当针对互补的各载频的理想均衡器的各系数应当具有不对称于 FFT 中心（频率）的幅度响应以及不反对称于 FFT 中心（频率）的相位响应时，针对互补的各载频的均衡器的各系数将变为无用。

可以使用跨越互补区域的均衡器各系数的内插来克服这个缺点。若接收机的控制环路，例如自动增益控制（AGC），载频跟踪以及符号跟踪都具有适当的数值，则 FFT 的中心频率应当具有一个已知的恒定幅度和相位。因此，来自互补载频区域 196 以外的各频谱区域 192 和 194 的信息可以被用来对互补的各载频的适当的均衡器的各系数进行内插和估计。参看图 3，当使用内插时，按照下列方式进行处理。系数乘法器 157 在线 180 和 182 上输出针对非互补的各载频的已均衡的各信号，以及在线 174 和 176 上输出针对互补的各载频的已均衡的各信号。跟不使用内插以及线 187 含有针对互补的各载频的各种判决的情形相比，符号判决处理器 184 在线 187 上输出仅针对非互补的各载频的各种判决。均衡器系数更新电路 186 对非互补的各载频的各系数进行更新。通过内插，使用在信道中心处的已知数值以及针对非互补的各载频的各系数的数值，来更新针对互补的各载频的各系数。图 5 表示跨越信道中心，使用线性内插来决定均衡器的各系数的一个实例。如同所看到的那样，若信道响应 198 相当平滑，则内插的均衡器的各系数接近于理想数值，并且均衡器幅度响应 200 紧跟倒置的信道

幅度响应。

内插的若干变种都是可能采用的。例如，可以使用互补区域以外的第 1 组 OFDM 载频的均衡器系数的数值，将其内插到信道中心处的数值。当信号处于商用调幅广播波段（530 kHz 到 1710 kHz）以及互补区域的宽度小于 10 kHz 时，在大多数情况下，已经发现线性内插是令人满意的。作为一种替代，若位于最靠近互补载频区域的非互补的载频或非互补的各载频受到诸如高通滤波器（该滤波器可以被用来从已接收信号的同相部分中消除模拟信号）那样的滤波器的影响时，则希望使用更加远离信道中心的非互补的各载频。同样，在内插过程中可以使用来自多个非互补载频的信息。可以使用线性内插以外的内插算法。某些众所周知的内插算法包括 3 次样条函数，多项式内插，基于 FFT 的内插，以及指数的或对数的曲线拟合。为了降低噪声的影响，可以将用于内插的非互补的均衡器各系数跟从内插中获得的互补的均衡器各系数对时间求平均值。还可以使用频域的平滑处理来降低噪声的影响。取代各系数的线性幅度的内插，在对数幅度标尺上的内插可能是有利的。可供选择地，取代对均衡器各系数的幅度和相位的内插，也可以对能用来表示均衡器各系数的各系数的相应的实部和虚部（或笛卡尔坐标）进行内插。

本发明提供了一个系统，用以对兼容于调幅的数字音频广播信号进行自适应均衡。在上述说明中，已经陈述了本发明的某些优选的实践和实施例，然而，人们应当懂得，可以在下列权利要求书的范围内，用别的方法来实施本发明。

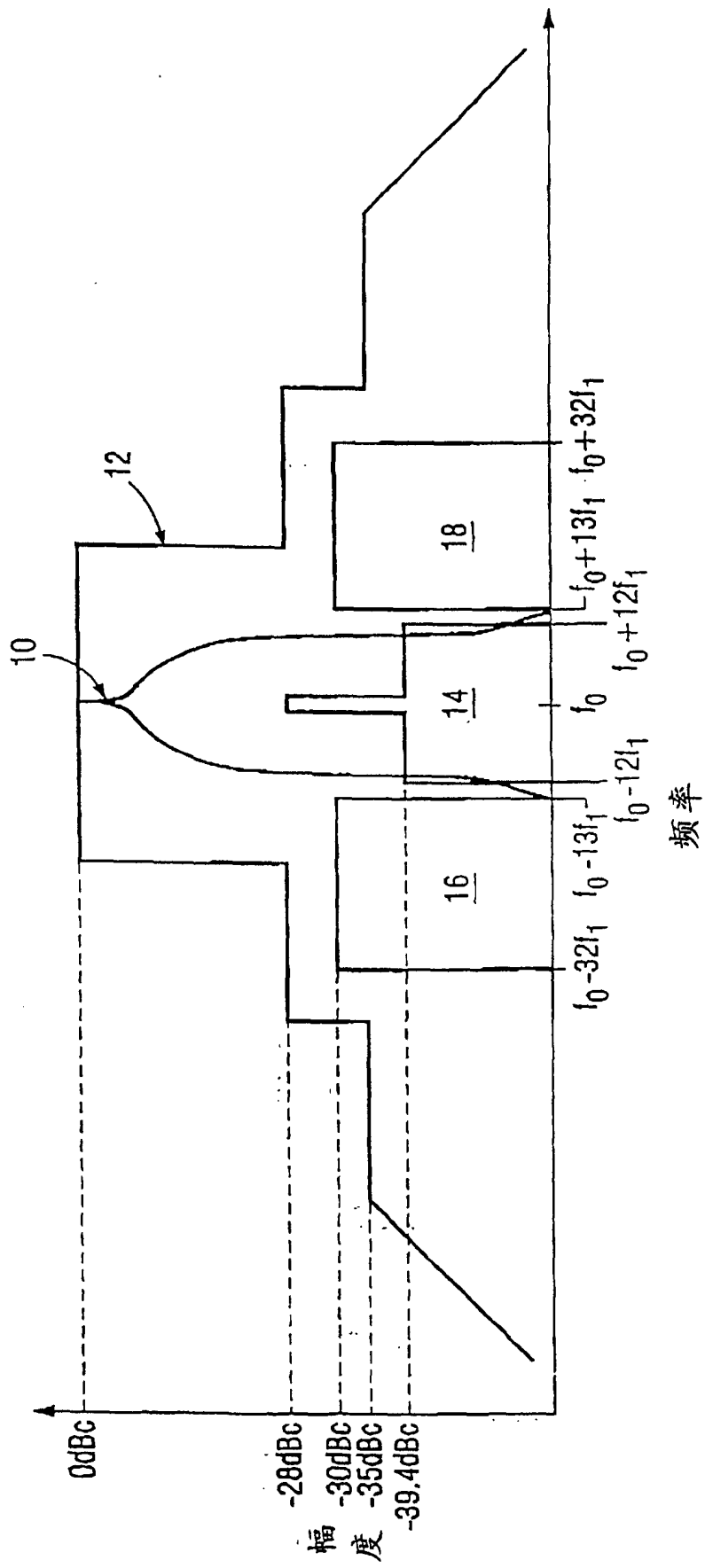


图 1
(现有技术)

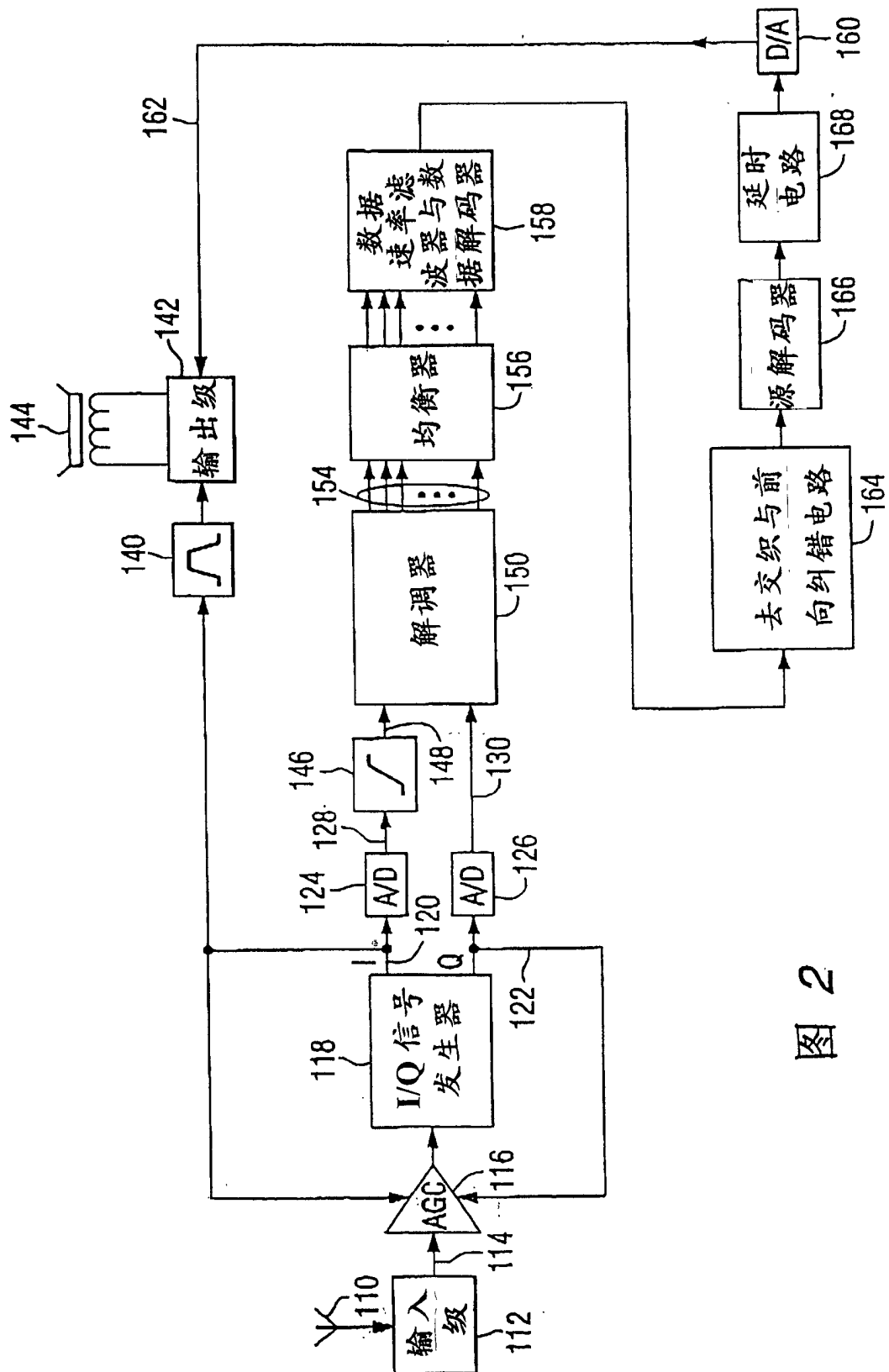
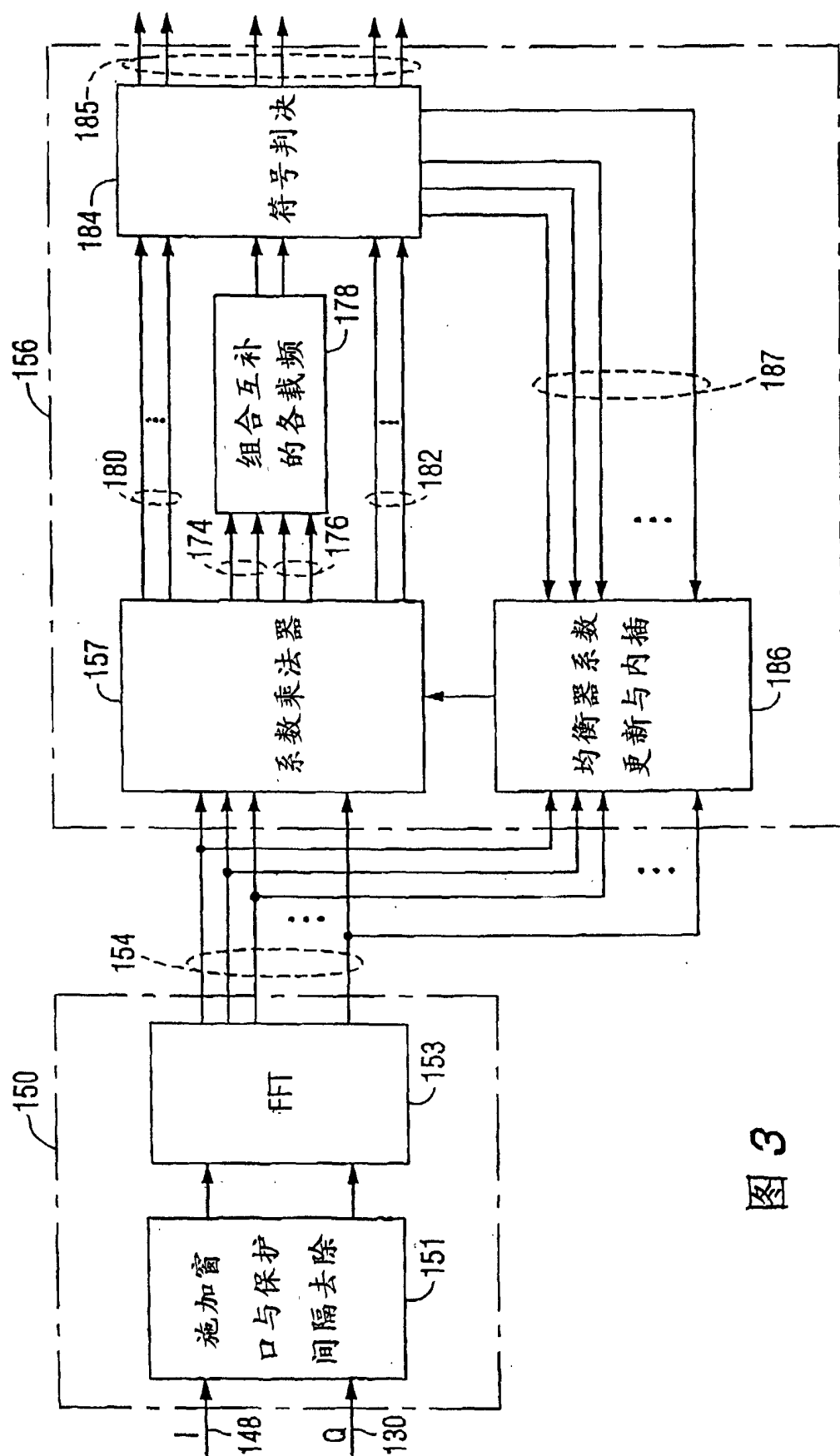


图 2



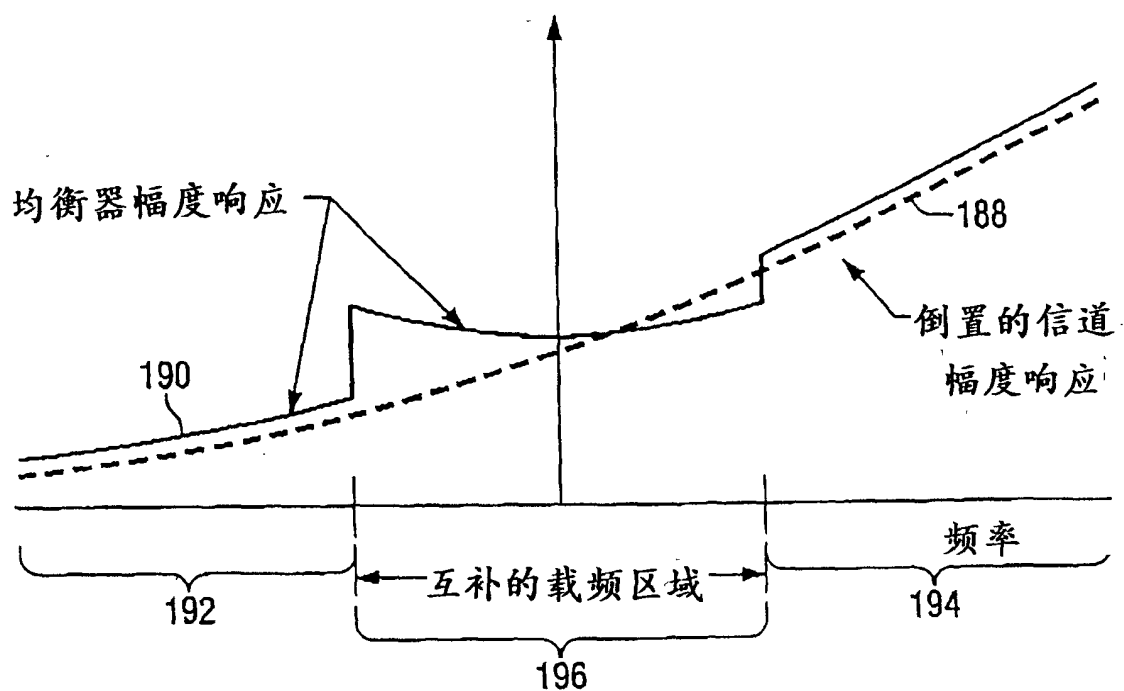


图 4

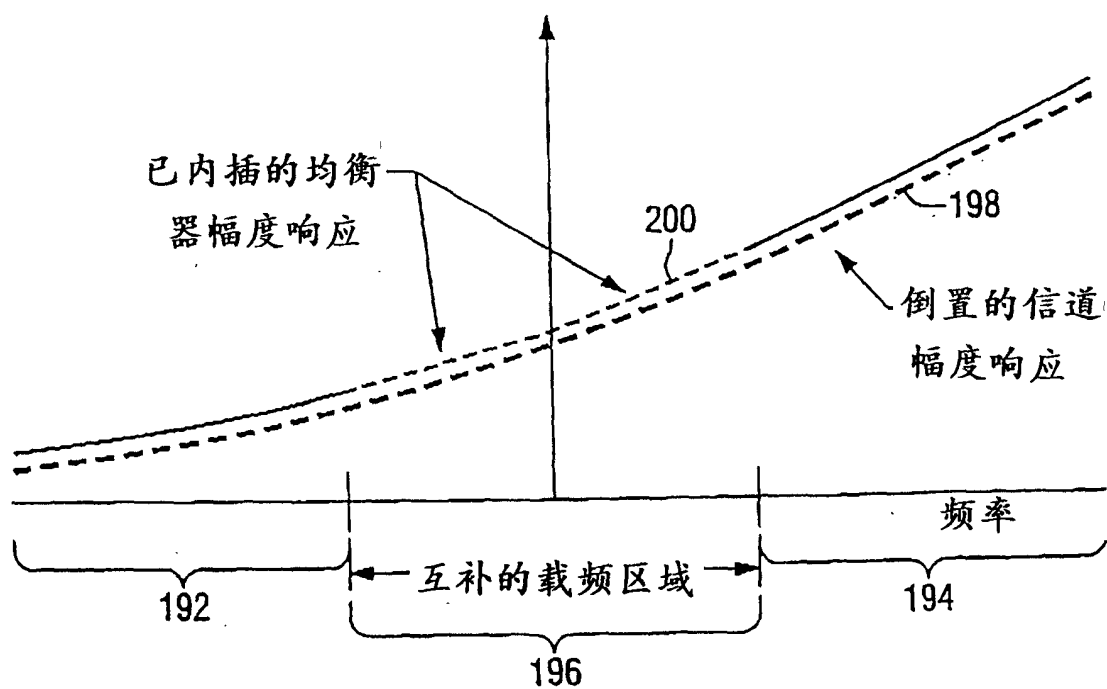


图 5