

权 利 要 求 书

1. 一种解调和均衡调幅兼容数字广播信号的方法，该调幅兼容数字广播信号包括具有通过在第一频谱中的模拟节目信号调制的第一载波的调幅射频信号，设置在包含有第一频谱的带宽中的许多数字调制的载波信号，第一组数字调制载波信号，包括互补载波信号并位于第一频谱之内，以及第二和第三组数字调制载波信号，包括非互补的载波信号并位于第一频谱之外，所说的方法包括如下的步骤：

对调幅兼容数字广播信号进行快速傅立叶变换以得到表示非互补载波的第一变换信号；

通过将所说的第一变换信号乘以第一均衡矢量处理所说的第一变换信号以产生第一均衡信号，所说的第一均衡矢量包括第一系列均衡器系数；

更新所说的用于非互补信号的第一系列均衡器系数；

对调幅兼容数字广播信号进行快速傅立叶变换以得到表示互补载波的第二变换信号；

确定包括第二系列均衡器系数的第二系列均衡矢量，通过应用所说的第一系列的均衡器系数的系数的插值确定所说的第二系列均衡器系数；以及

通过将所说的第二经变换的信号乘以所说的第二均衡矢量处理所说的第二经变换的信号以产生第二均衡化信号。

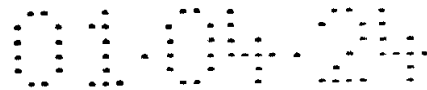
2. 如权利要求 1 所述的方法，进一步包括如下的步骤：

将幅度调制兼容数字广播信号分解成同相和正交分量；以及

在对幅度调制兼容数字广播信号进行快速傅立叶变换以产生所说的第一变换信号的步骤之前对幅度调制兼容数字广播信号的同相部分进行滤波。

3. 如权利要求 2 所述的方法，其中对同相分量进行滤波的步骤包括：

使同相分量通过高通滤波器。



4. 如权利要求 1 所述的方法, 进一步包括如下的步骤:

在对幅度调制兼容数字广播信号进行快速傅立叶变换的每个步骤之前对幅度调制兼容数字广播信号加窗并从幅度调制兼容数字广播信号中消除保护时限。

5. 如权利要求 1 所述的方法, 其中应用所说的第一组均衡器系数和在第一频谱中心的已知值来计算所说的第二系列均衡器系数, 通过应用线性插值、三次样条插值、多项式插值、基于快速傅立叶变换的插值或对数曲线拟合中的一种方法来进行这种计算。

6. 如权利要求 1 所述的方法, 其中对所说的插值进行时间平均。

7. 如权利要求 1 所述的方法, 其中在用于表示所说的第一和第二系列的均衡器系数的实部和虚部进行所说的插值。

8. 一种运行射频接收器以接收调幅兼容数字广播信号的方法, 该调幅兼容数字广播信号包括具有通过在第一频谱中的模拟节目信号调制的第一载波的调幅射频信号, 设置在包含有第一频谱的带宽中的许多数字调制的载波信号, 第一组数字调制载波信号, 包括互补载波信号并位于第一频谱之内, 以及第二和第三组数字调制载波信号, 包括非互补的载波信号并位于第一频谱之外, 所说的方法包括如下的步骤:

接收所说的调幅兼容数字广播信号;

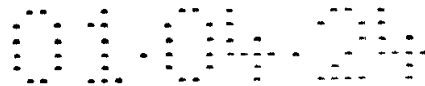
对所说的调幅兼容数字广播信号进行快速傅立叶变换以得到表示非互补载波的第一变换信号;

通过将所说的第一变换信号乘以第一均衡矢量处理所说的第一变换信号以产生第一均衡信号, 所说的第一均衡矢量包括第一系列均衡器系数;

更新所说的用于非互补信号的第一系列均衡器系数;

对所说的调幅兼容数字广播信号进行快速傅立叶变换以得到表示互补载波的第二变换信号;

确定包括第二系列均衡器系数的第二均衡矢量, 通过应用所说的第一系列的均衡器系数的系数的插值确定所说的第二系列均衡器系



数;

通过将所说的第二变换信号乘以所说的第二均衡矢量处理所说的第二变换信号以产生第二均衡化信号; 以及

产生响应所说的第一和第二均衡信号的输出信号。

9. 如权利要求 8 所述的方法, 进一步包括如下的步骤:

将所说的幅度调制兼容数字广播信号分解成同相和正交分量; 以及在对调幅兼容数字广播信号进行快速傅立叶变换以产生所说的第一变换信号的步骤之前对调幅兼容数字广播信号的同相部分进行滤波。

10. 如权利要求 9 所述的方法, 其中对同相分量进行滤波的步骤包括:

使同相分量通过高通滤波器。

11. 如权利要求 8 所述的方法, 进一步包括如下的步骤:

在对幅度调制兼容数字广播信号进行快速傅立叶变换的每个步骤之前对幅度调制兼容数字广播信号加窗并从幅度调制兼容数字广播信号中消除保护时限。

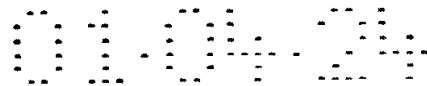
12. 如权利要求 8 所述的方法, 其中应用所说的第一组均衡器系数和在第一频谱中心的已知值来计算所说的第二系列均衡器系数, 通过应用线性插值、三次样条插值、多项式插值、基于快速傅立叶变换的插值或对数曲线拟合中的一种方法来进行这种计算。

13. 如权利要求 8 所述的方法, 其中对所说的插值进行时间平均。

14. 如权利要求 8 所述的方法, 其中在用于表示所说的第一和第二系列的均衡器系数的实部和虚部进行所说的插值。

15. 一种解调和均衡调幅兼容数字广播信号的装置, 该调幅兼容数字广播信号包括具有通过在第一频谱中的模拟节目信号调制的第一载波的调幅射频信号, 设置在包含有第一频谱的带宽中的许多数字调制的载波信号, 第一组数字调制载波信号, 包括互补载波信号并位于第一频谱之内, 以及第二和第三组数字调制载波信号, 包括非互补的载波信号并位于第一频谱之外, 所说的方法包括如下的步骤:

用于对调幅兼容数字广播信号进行快速傅立叶变换以得到表示



(公开时遗漏)

20. 如权利要求 15 所述的装置, 其中对所说的插值进行时间平均。

21. 如权利要求 15 所述的装置, 其中在用于表示所说的第一和第二系列的均衡器系数的实部和虚部进行所说的插值。

22. 一种用于接收调幅兼容数字广播信号的射频接收器, 该调幅兼容数字广播信号包括具有通过在第一频谱中的模拟节目信号调制的第一载波的调幅射频信号, 设置在包含有第一频谱的带宽中的许多数字调制的载波信号, 第一组数字调制载波信号, 包括互补载波信号并位于第一频谱之内, 以及第二和第三组数字调制载波信号, 包括非互补的载波信号并位于第一频谱之外, 所说的接收器包括:

用于接收所说的调幅兼容数字广播信号的装置;

用于对调幅兼容数字广播信号进行快速傅立叶变换以得到表示非互补载波的第一变换信号的装置;

用于通过将所说的第一变换信号乘以第一均衡矢量处理所说的第一变换信号以产生第一均衡信号的装置, 所说的第一均衡矢量包括第一系列均衡器系数;

用于更新所说的用于非互补信号的第一系列均衡器系数的装置;

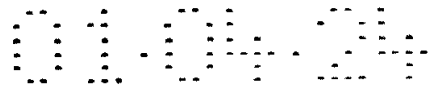
用于对调幅兼容数字广播信号进行快速傅立叶变换以得到表示互补载波的第二变换信号的装置;

用于确定包括第二系列均衡器系数的第二系列均衡矢量的装置, 通过应用所说的第一系列的均衡器系数的系数的插值确定所说的第二系列均衡器系数;

用于通过将所说的第二变换信号乘以所说的第二均衡矢量处理所说的第二变换信号以产生第二均衡化信号的装置; 以及

用于产生响应所说的第一和第二均衡信号的输出信号的装置。

23. 如权利要求 22 所述的接收器, 进一步包括:



用于将非互补载波信号分解成同相和正交分量的装置；以及用于对同相部分的非互补载波信号进行滤波的装置。

24. 如权利要求 23 所述的接收器，其中滤波的装置包括：高通滤波器。

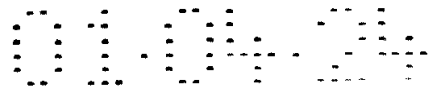
25. 如权利要求 23 所述的接收器，进一步包括：

用于对幅度调制兼容数字广播信号加窗并从幅度调制兼容数字广播信号中消除保护时限的装置。

26. 如权利要求 23 所述的接收器，其中应用所说的第一组均衡器系数和在第一频谱中心的已知值来计算所说的第二系列均衡器系数，通过应用线性插值、三次样条插值、多项式插值、基于快速傅立叶变换的插值或对数曲线拟合中的一种方法来进行这种计算。

27. 如权利要求 23 所述的接收器，其中对所说的插值进行时间平均。

28. 如权利要求 23 所述的接收器，其中在用于表示所说的第一和第二系列的均衡器系数的实部和虚部进行所说的插值。



说 明 书

用于解调和均衡调幅兼容数字声频 广播信号的方法和装置

本发明涉及无线电广播，更具体地说本发明涉及在幅度调制的兼容数字广播系统的接收器中解调和均衡信号的方法和装置。

人们一直在广播数字编码的声频信号方面努力以提高声音的保真度。已经有了几种方法。在美国专利 US5,588,022 中描述了一种方法，该方法教导的是在标准的 AM 广播信道中同时广播模拟和数字信号的方法。广播信号包括具有第一频谱的幅度调制的射频信号。幅度调制的射频信号包括经过模拟节目信号调制的第一载波。该信号还包括在包含该第一频谱的带宽内的许多数字调制的载波信号。通过一部分数字节目信号调制每个数字调制的载波信号。第一组的数字调制的载波信号在第一频谱范围内，并与第一载波信号正交调制。第二和第三组的数字调制的载波信号位于第一频谱之外并与第一载波信号正交地同相地调制。

在美国专利 US5,588,022 中对在 AM 兼容数字声频广播系统中的波形进行设计以便提供数字信号的最佳数据吞吐量，而同时避免与模拟 AM 信道的串扰。通过正交频分复用 (OFDM) 的方式应用多个载波来传递通信信息。

用户的 AM 收音机的单频道检测器仅响应所接收的信号的包络线而不响应它的相位。因为应用多个数字调制载波信号，需要一种降低由混叠信号所产生的包络线失真的装置。转让给本发明的受让人的美国专利申请 No.08/671,252 公开了一种降低在 AM 兼容数字声频广播系统中的包络线失真的方法。在模拟 AM 载波频率之上的一定的数字载波具有在模拟 AM 载波之下的相等的频率偏移的相关的数字载波。在上部数字载波上的数据和调制及其对应部分是这样的：从它们之和所得的信号没有与模拟 AM 载波同相的分量。以这种方式设置的数字

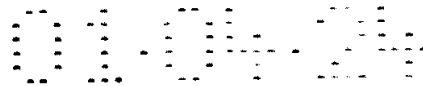


载波对是互补的。没有正好在模拟信号频谱之下的载波称为不互补，并与 AM 载波同相和正交调制。这种结构极大地提高了数字广播系统的模拟 AM 接收的保真度。

在接收器中，通过快速傅立叶变换（FFT）解调数字信号。在美国专利 US5,633,896 中描述一种执行解调的可行的方法和相关装置。该专利公开了这样的一种解调技术：通过对所接收的正交频分复用（OFDM）数字信号的分离的相应的同相和正交相分量的双重快速傅立叶变换处理，应用正交频分复用调制格式使在 AM 兼容数字声频广播（AM DAB）系统中的模拟信号和数字信号之间的不希望的串扰最小。正交信道的输出用于恢复互补数据，并对所得的经处理的部分信号求和以恢复非互补的数据。

所接收的多载波信号要求均衡出现的动态信道相应偏差。如果没有进行这种均衡化将会检测到严重的失真信号，并且数字广播信号信息也不能恢复。均衡器增强了数字声频广播信号信息的可恢复性。在美国专利 US5,559,830 中公开了这样的一种均衡器。在该专利中所公开的均衡器包括接收 AM 兼容数字声频广播波形并将波形作为波形矢量存储的装置。然后均衡器通过波形矢量乘以均衡化矢量来处理该波形。这种均衡化矢量包括许多均衡器系数，每个系数初始设置为一预定值。然后均衡器将经处理波形矢量的每个位置与所存储的波形矢量进行比较。均衡器选择最靠近所存储的波形矢量的矢量作为信号。可取的是，均衡器包括应用波形矢量、经处理的波形矢量和所存储的波形矢量更新均衡器系数的装置以抵抗噪声和信道改变的响应。

在专利 US5,633,896 和专利 US5,559,830 的均衡器中，将频域信息提供给均衡器作为频域矢量。频域信息的每部分都存储在存储阵列中。将这种存储阵列矢量乘以许多均衡器系数。相乘所得的乘积为均衡器信号。如果事先已知一组精确值，则可以用于比较经均衡的信号每个矢量位置。选择与在矢量位置中所描述的值最接近的值作为实际信号值。将结果矢量存储在结果阵列中。应用所接收的信号、经均衡的信号和结果阵列，均衡器系数估计器计算系数估计。为抗噪声，



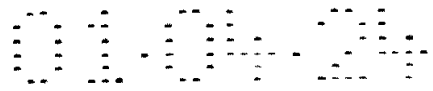
可以对均衡器系数估计进行时间平均。系数更新率确定均衡器抗噪声性和收敛率。根据失真机理以不同的速率更新在频带的不同部分中的系数。在此以引用的方式将专利 US5,633,896 和专利 US5,559,830 结合在本申请中。

虽然双重快速傅立叶变换技术能够提高在某一信道中的系统性能，在互补载波的频率范围上该信道具有相对于 AM 载波频率对称幅值和反对称相位，对于具有非对称幅值或非反对称相位的信道，仅应用正交信道快速傅立叶变换输出获得互补数据的过程破坏了非对称幅值和非反对称相位信息，驱动均衡器的信号并不正确。本发明人的与本申请同时申请并转让给相同的受让人的美国专利申请“**Metho For Equalization Of Complementary Carriers In An AM Compatible Digital Audio Broadcast System**”公开了一种均衡方法，当均衡器系数具有非对称幅值和非反对称相位时该方法能够提供正确的均衡器系数。

非互补载波的解调可以要求对信号的同相部分进行高通滤波以消除对模拟信号进行快速傅立叶变换中的频谱泄漏。然而，当应用高通滤波时，破坏了在同相信号中的信息，由此阻止了对互补数字载波的正确均衡。对于在模拟信号的频谱范围中具有非对称幅值或非反对称相位的信道，被破坏的信息阻止了互补载波的正确均衡化。在此所称的信道不仅包括实现信号的传播的表象而且还包括在影响所接收的信号幅值和相位的接收器或发射器中的任何分量。本发明提供一种解调数字信号的方法，该方法对于非互补载波不存在模拟信号的频谱泄漏或者破坏正确均衡化互补载波所需的信息的缺陷。本发明寻求提供一种改善的解调和均衡方法和包括该方法的接收器。

本发明提供一种解调和均衡 AM 兼容数字广播信号的方法。该方法包括估计互补载波的均衡器系数，同时仍然保留互补载波快速傅立叶变换输出的信息的优点。该方法应用来自非互补载波的信息经过插值估计互补载波的均衡器系数。

本发明的解调和均衡方法用于处理调幅兼容数字广播信号，该调



幅兼容数字广播信号包括具有通过在第一频谱中的模拟节目信号调制的第一载波的调幅射频信号，设置在包含有第一频谱的带宽中的许多数字调制的载波信号，第一组数字调制载波信号，包括互补载波信号并位于第一频谱之内，第二和第三组数字调制载波信号，包括非互补的载波信号并位于第一频谱之外。该方法包括如下的步骤：对幅度调制兼容数字信号进行第一次快速傅立叶变换以得到表示非互补载波的第一变换信号；通过将第一变换信号乘以第一均衡矢量来处理该第一变换信号以产生第一均衡信号，其中第一均衡矢量包括第一系列均衡器系数；更新第一系列均衡器系数；对幅度调制兼容数字信号进行第二次快速傅立叶变换以得到表示互补载波的第二变换信号；确定包括第二系列均衡器系数的第二系列均衡矢量，其中通过插入第一系列的均衡器系数的系数确定第二系列均衡器系数；以及通过将第二经变换的信号乘以第二均衡矢量来处理第二经变换的信号以产生第二均衡化信号。

本发明还包含应用如上的方法的射频接收器的操作以及执行上文所述的方法的装置和应用上文所述的均衡方法的射频接收器。

结合附图对本领域的熟练技术人员来说本发明将会更加清楚。

附图 1 所示为已有技术中表示混合的模拟 AM 和数字广播信号的附图；

附图 2 所示为包括依据本发明运行的均衡器的接收器的方块图；

附图 3 所示为依据本发明的解调器和自适应均衡器的功能方块图；

附图 4a 和 4b 所示为说明本发明的操作的相位复矢量图。

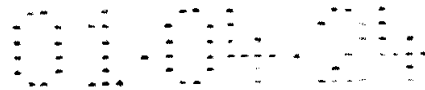
附图 5 所示为均衡器的响应的幅值图。

本发明提供一种解调和均衡在广播信号中的载波的方法，该广播信号包括模拟幅值调制信号和与已有的模拟 AM 广播分配所指定的相同信道上的数字信号。在与模拟 AM 信号相同的信道中广播数字信号的技术称为带内信道 (IBOC) 广播。这种广播通过许多正交的频分调制 (OFDM) 载波来发射数字波形实现，一些正交的频分调制载波

与模拟 AM 信号正交地调制并设置在模拟 AM 广播信号具有很高的能量的频谱段内。其余的数字载波都与模拟 AM 信号正交和同相调制并设置在与模拟 AM 信号相同的信道中,但是在其所在的频段中模拟 AM 信号并没有很高的能量。在美国,根据联邦通信委员会 (FCC) 规定 AM 广播站的发射限制在所定义的信号电平屏蔽之内: 消除了模拟载波发射 10.2 千赫兹到 20 千赫兹的信号必需在未调制的模拟载波电平之下衰减至少 25 分贝, 消除了模拟载波发射 20 千赫兹到 30 千赫兹的信号必需在未调制的模拟载波电平之下衰减至少 35 分贝, 消除了模拟载波发射 30 千赫兹到 60 千赫兹的信号必需在未调制的模拟载波电平之下衰减至少 [35+1 分贝/千赫兹]。

附图 1 所示为可由本发明使用的典型的 AM 数字声频广播信号的频谱。曲线 10 表示标准的广播幅值调制信号, 其中载波的频率为 f_0 。FCC 的发射屏蔽以标号 12 表示。OFDM 波形由以 $f_1=59.535 \times 10^6 / (131072)$ 或大约 454 赫兹间隔开的一系列数据载波构成。第一组 24 个数字调制载波设置在从 (f_0-12f_1) 延伸至 (f_0+12f_1) 的频带内, 如在附图 1 中的包络线标号 14 所示。这些信号中大多数信号都低于未调制的 AM 载波信号的电平的 39.4 分贝以使与模拟 AM 信号的串扰最小。通过以确保与模拟 AM 波形正交的方式对这个数字信息进行编码进一步降低串扰。这种类型的编码称为互补编码 (即互补 BPSK、互补 QPSK 或互补 32QAM), 更完整描述参见在前文所讨论的未决的申请 No.08/671252。对在 $f_0 \pm f_1$ 上的最内的数字载波对进行互补 BPSK 调制以有利于时序恢复。这些载波设置在 -28 分贝的水平。在第一组中的所有的其它的载波都在 -39.4 分贝的水平并应用互补 32QAM 对 48 和 32kbs 的编码速率进行调制。在从 (f_0-11f_1) 到 (f_0-2f_1) 和从 (f_0+2f_1) 到 (f_0+11f_1) 的载波范围上对 16kps 的编码速率进行互补 8PSK 调制。对于所有的三种编码速率, 在 (f_0-12f_1) 和从 (f_0+12f_1) 上的载波都传输附加数据并都可以应用互补 32 QAM 进行调制。

将附加组的数字信号放在第一组之外。通过限制模拟 AM 信号带宽, 这样就不需要这些数字波形与模拟信号正交。例如对于 48 和



32kbps 速率应用 32 QAM 和对于 16kbps 速率应用 8 PSK 来调制在第二和第三组中分别包含有包络线 16 和 18 的载波。对所有的编码速率将载波设置在-30 分贝的水平。

附图 2 是接收附图 1 的混合数字和模拟信号的接收器的方块图。天线 110 接收包含数字和模拟信号的复合波形并将该信号传递到常规的输入级 112, 该常规的输入级 112 可以包括射频预选择器、放大器、混合器和局部振荡器。通过在线 114 上的输入级产生中间频率信号。这个中间频率信号通过自动增益控制电路 116 传递到 I/Q 信号发生器 118。I/Q 信号发生器在线 120 上产生同相信号和在线 122 上产生正交信号。将在线 120 上的同相信道输出输入到模拟到数字转换器 124 中。类似地, 将在线 122 上的正交信道输出输入到另一个模拟到数字转换器 126 中。应用在线 120 和 122 上的反馈信号控制自动增益控制电路 116。在线 120 上的信号包括模拟 AM 信号, 如块 140 所示该模拟 AM 信号分离出并传递到输出级 142 和随后的扬声器 144 或其它的输出装置。

解调器 150 接收在线 128 和 130 上的数字信号, 并在线 154 上产生输出信号。这些输出信号传递到均衡器 156 和数据率滤波器和数据解码器 158 中。数据解码器的输出输送到去交叉电路和向前误差校正解码器 164 以提高数据的完整性。去交叉电路/向前误差校正解码器的输出传递到信源译码器 166。通过电路 168 延迟信源译码器的输出以补偿在发射器中的模拟信号的延迟和使在接收器中的模拟和数字信号时间对准。延迟电路 168 的输出通过数字模拟转换器 160 转换成模拟信号以在输送到输出级 142 的导线 162 上产生信号。

1996 年 9 月 24 日授予的专利 US5,559,830 描述了具有均衡器系数更新算法的一种均衡器操作模式。通过考虑在均衡器的系数相对 FFT 的中心为非对称幅值或非反对称相位时所产生的影响, 本发明增强了均衡器的操作和均衡器系数更新算法。

附图 3 所示为一部分接收器处理的功能方块图, 它说明了本发明的操作。在线 128 和线 130 上都提供同相 (I) 和正交 (Q) 信号。通

过使用与附图 2 所示的下变换元件类似的下变换元件可以提供这些信号。为在将信号输入到在线 170 中的第一快速傅立叶变换处理器 (FFT1) 之前消除模拟信号, 增加高通滤波器 174 以对在线 128 上的信号的同相分量进行滤波由此在线 148 上产生经滤波的信号。在将信号输入到 FFT1 之前通过加窗和保护频带消除电路 (windowing and guard band removal circuit) 171 处理在线 148 和 130 上的信号。应该使用窗口以使数字载波保持正交, 或者在数字载波信号中缺乏正交性的部分足够少以至不影响系统的性能。已经研究出了应用保留在载波中的正交性的窗口的方法。在该方法的具体实施中, 在发射器和接收器中应用以方根上升的余弦窗。对于这种窗, 在 135 个采样的最先和最后 7 个采样的波特逐渐变小。在接收器中在已经应用了该窗之后, 将最后 7 个采样加入到最先的 7 个采样中, 在此将第 129 采样加入到第一采样, 第 130 采样加入到第 2 采样, 这种方式一直进行到第 135 采样加入到第 7 采样。所得的 128 个点输入到 FFT 中。在某些情况下比较有利的是在通过高通滤波器 174 进行处理之前进行加窗和保护频带消除操作。在这种情况下, 通过电路 171 和 173 执行加窗处理和保护频带消除操作可结合执行一个电路。

为防止在非互补载波的同相部分的模拟信号发生频谱泄漏必需消除模拟信号。这种高通滤波器的缺点是当信道具有相对模拟 AM 载波频率非对称幅值或非反对称相位时可破坏正确地均衡化和解调互补载波所需的信息。如果对到 FFT1 的同相输入进行高通滤波以消除模拟信号, 则输入到均衡器系数更新算法中的 FFT1 的输出具有一定的对称的特性。具体地说, 由于 FFT1 输入的同相部分的互补载波的能量几乎为零, 所以对于互补载波 FFT1 的输出几乎反厄米对称。互补载波的符号确定处理器的输出具有相同的特性。由于这两个反厄米信号作为到均衡器系数更新程序的输入, 因此限制均衡器系数使其幅值响应对称和相位响应沿着 FFT1 的中心频率反对称。因此, 当均衡器系数具有相对 FFT1 的中心非反对称相位或非对称幅值时均衡器系数将不会收敛到正确的值。



通过导线 176 将对应于非互补的载波的 FFT1 的输出输入到第一均衡器 178 中。均衡器 178 运行频域数据并调整每个 OFDM 载波的幅值和相位以抵消信道干扰、发射器和接收器滤波器、发射和接收天线以及其它因素的影响以及影响信号的相位和幅值的处理。在导线 180 上的均衡器 178 的输出反馈到符号确定处理器 182，该符号确定处理器 182 产生在线 184 上表示由 AM 兼容广播波形的非互补载波所传输的数字信息的信号。

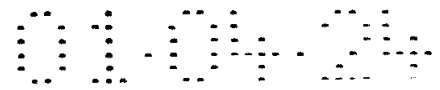
如块 186 所示，应用在导线 176 和 184 上的信息来更新在均衡器 EQ1 中的均衡系数矢量的系数。在块 188 中将该系数施加到通过均衡器 EQ2 所处理的互补载波，并通过如在块 190 中所示的插值确定。通过加窗和保护时限电路 173 处理输入信号 128 和 130，然后输入到快速傅立叶变换处理器 FFT2，该快速傅立叶变换处理器 FFT2 产生对应于互补载波的输出并将这些输出作为输入输送到在线 192 上的均衡器 EQ2。附图 2 的均衡器 156 的输出由在附图 3 中的 EQ2 188 和 EQ1 178 的输出的结合构成或在附图 3 中的信号 184 和 202 的组合构成，这取决于进一步处理所要求的数据类型，而该数据类型又主要取决于在该系统中所使用的向前误差校正 (FEC) 的类型。如果需要符号决定的输出，可以通过组合成对的互补载波的 FFT 输出获得互补载波更高的信号噪声比 (SNR)。具体地说，将一个互补载波的数据加入到另一个互补载波的负共轭中并进行平均计算。对于通过均衡器 EQ2 所处理的每对互补载波，块 194 说明将成对的载波的负共轭加入到该对载波的另一个载波中，如加法器 196 和 198 所示。然后符号处理器 200 产生表示由 AM 兼容广播信号的互补载波所传输的数字信息的输出。

附图 4a 和 4b 所示为用于进一步说明本发明的操作的矢量图。附图 4a 所示为所发射的信号相位复数矢量图。水平轴是 I 分量而垂直轴是 Q 分量。恒定的 AM 载波电平如沿着水平轴的相位复数矢量 204 所示，该相位复数矢量图相对于 AM 载波的频率固定。在附图 4a 中还示出了两个 AM 边带信号 206 和 208。这些信号表示模拟音调。注意附图 4a 示出了模拟边带的结果 210 或矢量相加。该结果是在 I 轴上，

随着模拟边带旋转该结果一直在 I 轴上。附图 4a 还示出了一对互补载波的相位复数矢量 212 和 214。这些载波的结果 216 在 Q 轴上并随着互补载波的旋转一直保留在 Q 轴上。

附图 4b 所示为假设信道在幅值上非对称在相位上非反对称时在接收器上的相位复数矢量图。从图中可以看出，互补载波对 212' 和 214' 的合成结果 216' 在 I 和 Q 信号中都有能量。如果通过在附图 3 中所示的高通滤波器除去在互补载波对的频率上的 I 信号，该信号并不能正确地均衡化和解调。虽然附图 4a 和 4b 所示仅为一个互补载波对，但是上文所述的可以应用到所有的载波中。附图 4a 和 4b 示出了阻止正确解调互补载波的另一种作用。模拟边带 206' 和 208' 的合成结果 210' 也具有在 I 和 Q 信号的能量。因此，因为某些模拟信号能量是在 Q 信号中，这也阻止了正确解调互补载波。因此当信道在幅值上是非对称和在相位上是非反对称时，FFT1 的输出不能用于正确地解调互补载波。然而，FFT1 的输出可以用于均衡和解调非互补载波。因为在 FFT1 的输出中仅使用非互补信息，所以只需要计算非互补载波的输出。如附图 3 所示，FFT1 的输出输入到如 EQ1 所示的第一均衡器中。这个均衡器以及由 EQ2 所示的第二均衡器操作频域数据并调整 OFDM 载波的幅值和相位以抵消传播信道干扰、发射器和接收器滤波器、发射和接收天线以及其它因素的影响以及影响信号的相位和幅值的处理。EQ1 的输出输入到符号确定处理器，该符号确定处理器确定给每个非互补载波发射哪个频域点组。这些确定结果连同预均衡化的点组和均衡器系数的先前值都用于更新均衡器系数。可以应用比如最小均方 (LMS) 或递归最小二乘方 (RLS) 的算法来更新均衡器系数。

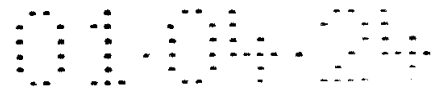
如附图 3 所示，应用 FFT2 获得互补载波的信息。不对输入到 FFT2 的 I 信号进行高通滤波，因此在 FFT2 的输出中可得到均衡和解调互补载波所需的所有的信息。因为在 FFT2 的输出中只使用互补信息，所以只需要计算互补载波的输出。通过 EQ2 均衡 FFT2 的输出。如附图 3 所示，对于每个互补载波对，在该对中的一个载波的负共扼加入到在该对中的另一个载波。然后应用其和来形成该互补对的符号确



定。EQ2 的系数可以以与 EQ1 的系数相同的方式更新，但出现模拟信号造成该系数的估计存在噪声。为克服这一点，可以通过应用 EQ1 的系数进行插值来获得 EQ2 的均衡器系数。如果接收器的控制环比如自动增益控制 (AGC)、载波跟踪和符号跟踪都为适当的值，FFT 的中心频率将处于一已知的恒定的幅值和相位。

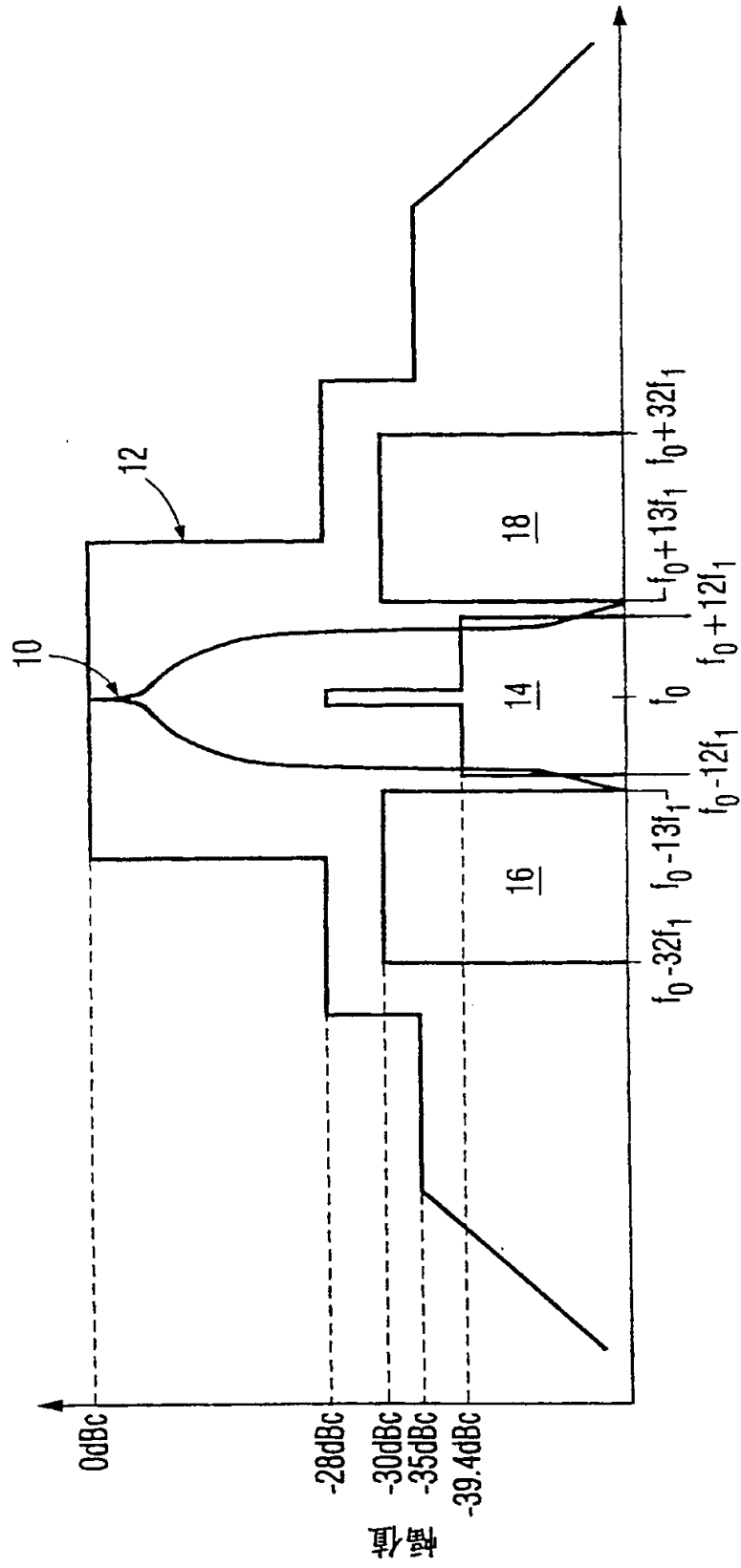
附图 5 所示为应用线性插值来确定在整个互补载波上均衡器系数的实例。附图 5 实际地示出了逆信道响应 218，因为这是均衡器的理想的响应。在附图 5 中还示出了可以从均衡器幅值中获得的响应 220。为清楚起见，所示的均衡器响应稍微往上移了一点，以使它与逆信道响应相区别。注意在非互补载波的区段 222 和 224 中该响应跟随逆信道响应。从图中可以看出，如果信道响应 218 相对平滑，则插值的均衡器系数靠近理想值，均衡器幅值响应 220 紧紧跟随在互补载波的区段 226 中的逆信道幅值。

插值可以有几种变化形式。例如，可以应用在互补区域之外的第一 OFDM 载波的均衡器系数值来从它们的值到该信道的中心值进行线性插值。已经发现线性插值能够满足绝大多数情况：信号处于商用 AM 广播频带 (530 千赫兹到 1710 千赫兹) 和互补区段的宽度小于 10 千赫兹的情况。作为一种变型，如果最靠近互补载波区的非互补载波受滤波器比如高通滤波器 (其可以用于从所接收的信号的同相部分中消除模拟信号) 的影响，比较理想的是应用远离信道中心的非互补载波。此外，在插值的过程中可以应用来自许多非互补载波的信息。除了线性插值以外还可以使用其它的插值算法。一些十分公知的插值算法包括三次样条插值、多项式插值、基于快速傅立叶变换的插值以及指数或对数曲线拟合。用于插值的非互补均衡器系数和从插值中所获得的互补均衡器系数对时间进行平均以降低噪声的影响。还可以通过在频率上的平滑来降低噪声的影响。作为对系数的线性幅值的插值的替代，可取的是还可以使用对对数幅值比例插值。可替换的是，不对均衡器系数的幅值和相位插值，理想的是对可以用于表示均衡器系数的相应的实和虚坐标进行插值。



本发明提供了一种解调和自适应均衡幅度调制兼容数字声频广播信号的系统。虽然在上文的说明中已经描述了本发明的特定的优选实施例，但是可以理解的是本发明在下文的权利要求的范围内还可以以其它的方式实施。

说明书附图



频率

图 1

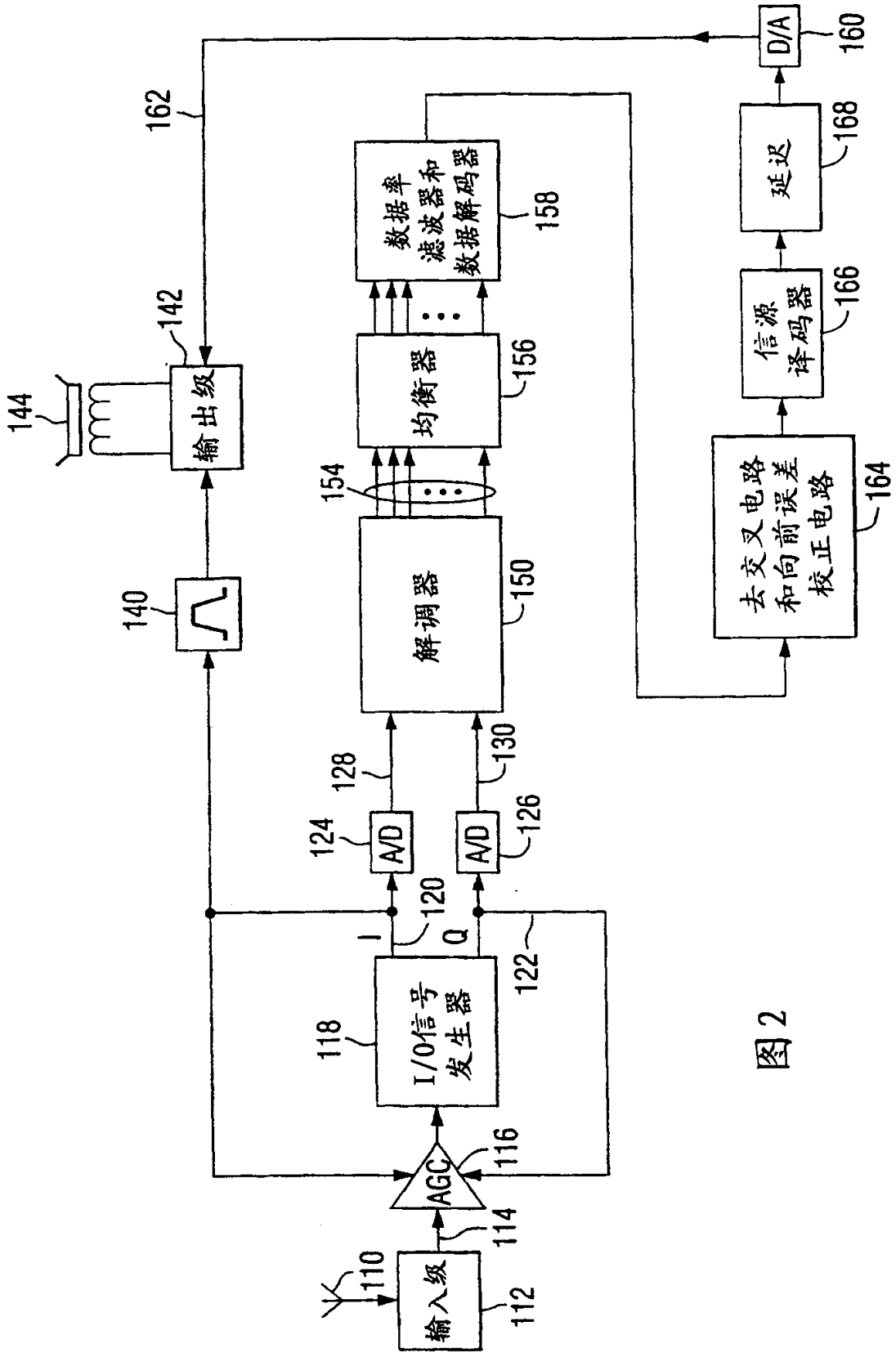


图 2

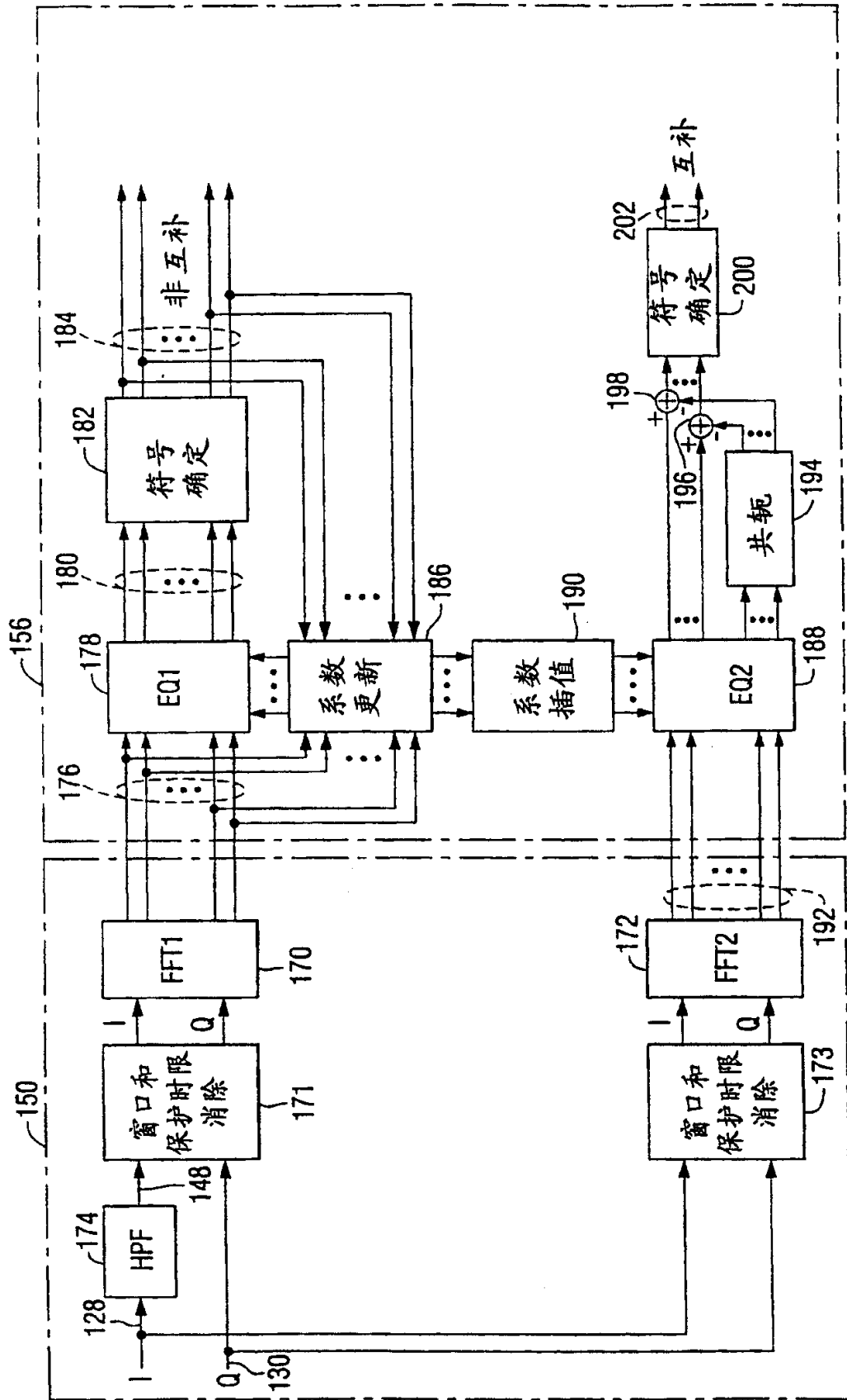


图 3

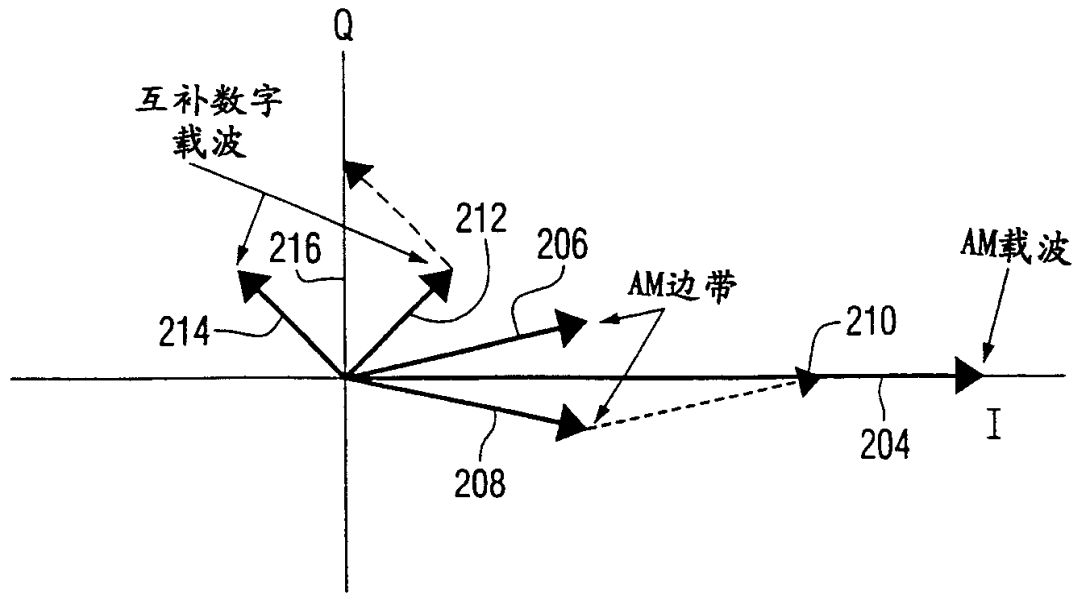


图 4a

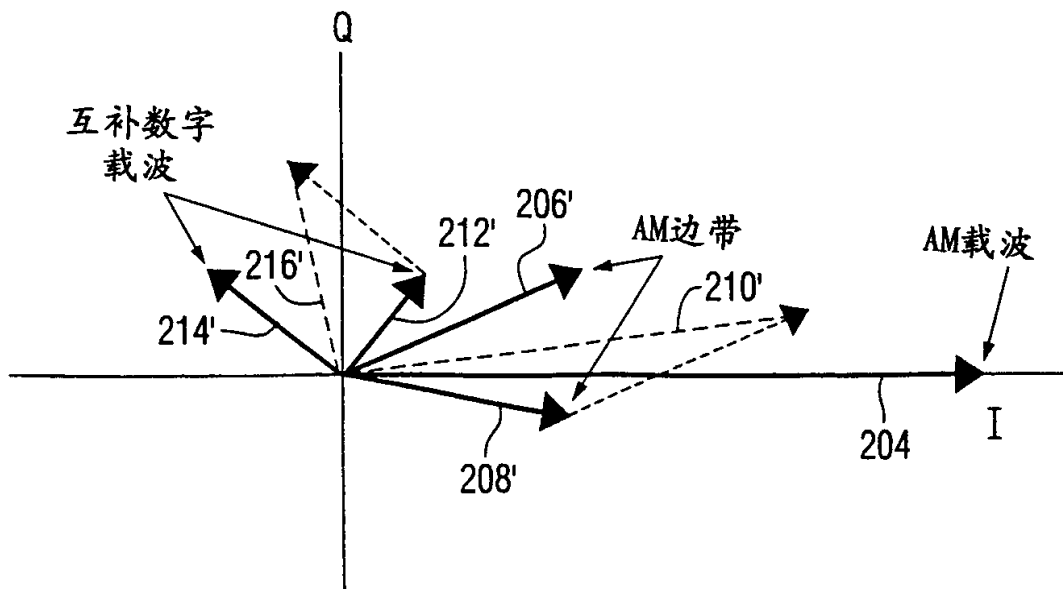


图 4b

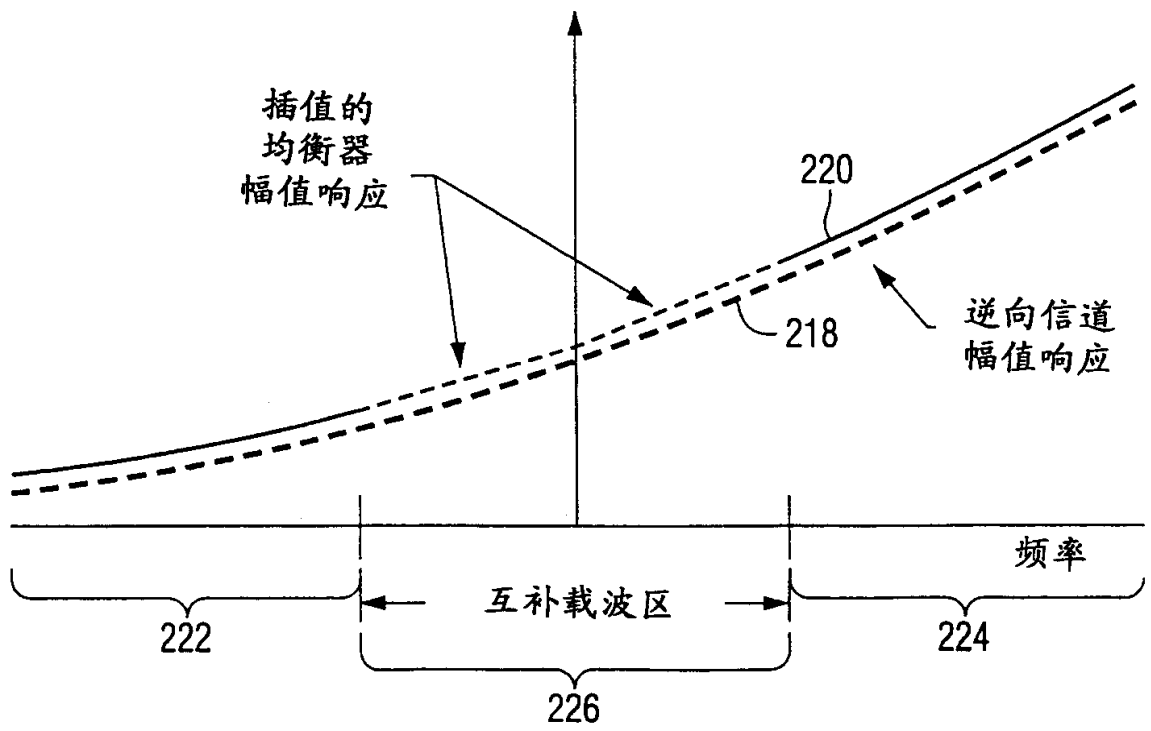


图 5