

权 利 要 求 书

1. 一种信号加权系统(86—190; 286—384; 386—484; 486—600; 940), 用以将可信度与在多路径的传输信道上传送、由接收机(700)接收的通信信号的各部分相关联, 该系统包括:

形成均衡器的装置(116; 316; 416; 516; 822—840), 用以均衡接收机所接收的通信信号, 并产生均衡的信号, 该信号表示在传输信道上传输该信号之前的通信信号;

其特征在于: 形成合成传输信道的装置(140; 340; 440; 540—560; 872), 用以对上述均衡器装置产生的均衡信号的各部分的传输进行合成, 并产生一个合成的信号, 该信号表示在多路径传输信道的一些路径上传送的信号;

修正装置(158; 358; 458; 558—562; 598—896), 响应上述合成传输装置所产生的合成信号的相应部分的值, 修正多路径传输信道上传送的并由接收机接收的通信信号的相应部分的值, 以将可信度与接收机接收的通信信号相关联。

2. 根据权利要求 1 所述的信号加权系统, 其特征在于, 所述的均衡器装置包括一个最大似然序列估计器(116; 316; 416—516; 822—840)。

3. 根据权利要求 1 所述的信号加权系统, 其特征在于, 所述

均衡器装置(316;516)还包括一个复形复数/实数变换器的装置(306;506),用以在通信信号是一个复数通信信号时将该通信信号变换成实数形式。

4. 根据权利要求 1 所述的信号加权系统,其特征在于,所述的用以合成均衡信号的装置包括至少一个自适应滤波器(140;340;440;540—560;872)。

5. 根据权利要求 4 所述的信号加权系统,其特征在于,所述的自适应滤波器是一个有限冲激响应滤波器(140;340;440;540—560;872)。

6. 根据权利要求 4 所述的信号加权系统,其特征在于,所述的合成传输装置(540;560)包括一个第一自适应滤波器(540)和一个第二自适应滤波器(560),第一自适应滤波器产生第一合成信号,该信号具有用以表示在合成的传输信道上所形成的码间干扰电平的电平值,而第二自适应滤波器产生第二合成信号,该信号具有用以表示在合成的传输信道上所形成的时变噪声电平的。

7. 根据权利要求 6 所述的信号加权系统,其特征在于,所述修正装置响应第一合成的再传输信号和第二合成的再传输信号的相应部分的值分别对通信信号相应部分的值进行修正。

8. 根据权利要求 1 所述的信号加权系统,其特征在于,所述的合成传输装置(346)还包括用以合成复数调制信号的装置(336;354)。

9. 根据权利要求 1 所述的信号加权系统,其特征在於,所述修正装置包括(158; 358; 458; 558—562; 598; 896)包括相加装置(158; 358; 458; 558—562; 598; 896),用以将传输信道上传送的、并由接收机接收的通信信号的部分分别与由合成传输装置(140; 340; 440; 540—560; 872)产生的合成信号相应部分的反相进行相加。

10. 根据权利要求 9 所述的信号加权系统,其特征在於,所述相加装置(158; 358; 458; 558—562; 598; 896)产生一个软判决的输出信号,在这个信号中,对在传输信道上传送、并由接收机接收的通信信号各部分的值所做的修正,表明与接收机所接收的通信信号相关联的信度。

说 明 书

数字接收机的信号加权系统

本发明就一般而言与数字接收机有关,具体些说,与一种用来对接收机所接收的信号进行加权、从而将可信度与收到的信号结合起来的系统及有关方法有关。

在二个地点之间传输信息的通信系统至少包括一个发射机和一个接收机,一个可以载有包含信息的信息信号的传输信道将发射机和接收机相互连接起来。

在一种通信系统(无线电通信系统)中,传输信道是一个将发射机和接收机连接起来的射频信道。为了将一个信息信号(所谓基带信号)发送到射频信道上,这个信息信号必需变换成一个适宜于在射频信道上传输的形式。

将信息信号变换成一个适宜在射频信道上传输的信号是由稍为调制的处理来完成的。通过调制处理,信息信号就附加到一个射频电磁波上。这个射频电磁波是一个其频率处于规定射频信道的频率范围内的正弦波。射频电磁波稍为载波信号,而射频电磁波一旦受到信息信号的调制,就稍为受调信息信号。受调信息信号是一个可以通过自由空间发送的通信信号。

所得到的受调信息信号的信息内容占据了集中在载波信号频率附近的一个频段。由于受调信息信号可以通过自由空间发送到射频信道上,从而在通信系统的发射机和接收机之间发送信息信号的信息内容,因此发射机和接收机并不需要靠得很近。

业已开发出各种调制技术,将信息信号调制到载波信号上,通过射频传输信道进行传送。这类调制技术有:振幅调制(AM)、频率调制(FM)、相位调制(PM)、频移键控调制(FSK)、相移键控调制(PSK)和连续相位调制(CPM)。一种连续相位调制为高斯最小相移键控调制($GMSK$)。

接收受调信息信号的接收机含有检测(或者说是重现)调制在载波信号上的信息信号的电路。通常,这个接收机电路除了检测或重现受调信息信号所需的电路外还有对接收机所接收的受调信息信号进行下变频的电路(有时有几级下变频电路),检测或重现受调信息信号的信息内容的处理稍为解调,而这种执行解调的电路则稍为解调电路或解调器。有时,下变频电路和解调器合在一起称为解调电路。

可以同时发送一组受调信息信号,只要这些同时发送的受调信息信号的载波频率各不相同、所形成的各受调信息信号在频率上不相互混叠即可。具体些说,同时发送的各受调信息信号的载波频率必需在频率上相互分开,以免各受调信息信号的信息内容(即调制频谱)与调制在频率相近的其它载波信号上的相应信号发生混叠。

接收机具有调谐和滤波电路,使得只有一定频率的接收信号可以通过,得到下变频,也只有在一定频带内的信号得到解调。这样的调谐和滤波电路形成了一些通频带,用来通过频率分量在由调谐滤波电路通带决定的频率范围内的那些信号。

可用作载波信号和可用来调制信息信号的频率范围很宽,称为电磁频谱。一些管理部门已将电磁谱划分成频带,每个频带定义了电磁频谱的一个频率范围。各频带又细分成信道,这些信道就形成了通信系统的传输信道。管理部门将射频信号的传输限制在某些一定的电磁频谱的频带内,以使同时发送的受调信息信号之间的干扰最小。

例如,在美国 800MHz 至 900MHz 之间的 100MHz 频带被指定用于无线电话通信。无线电话通信例如可以由一个在蜂窝通信系统中所使用的无线电电话机来实现。这样一个无线电电话机含有可以同时产生和接收受调信息信号的电路,从而就能在这个无线电电话机与一个远方的接收机之间进行双向通信。

通常,通过将大量基站分开配置遍及一个地理区域来建立一个蜂窝通信系统。每个基站都有接收由一个或多个无线电电话机发出的受调信息信号的电路和向一个或多个无线电电话机发出受调信息信号的电路。由于基站和无线电电话机都能收了受调信息信号,因此就能在无线电电话机和基站之间实现双向通信。

蜂窝通信系统中各基站的位置是经过精心选择的,一个无线电

电话机无论处在该地理区域的什么地方,至少总有一个基站是在这个无线电电话机的发送范围以内。因为各基站分开配置,遍布基站的地理区域的各个分区分别都由一个单独的基站支持。位于各分开配置的基站附近的地理区域的各个分区就定义了一个个网格(cell),每个网格由一个基站支持,这些网格合在一起形成了这个蜂窝通信系统所覆盖的地理区域。一个位于蜂窝通信系统的任何网格范围内的无线电电话机可以向至少一个基站发送受调信息信号和从至少一个基站接收到受调信息信号。

一般来说,无线电电话机和基站之间的通信包括在一个或多个传输信道上交替(也可以是同时)发送数据信号和语音信号。基站和无线电电话机之间所发送的数据包括一些使无线电电话机在一些特定的射频信道上收发信号的指令。基站和无线电电话之间所发送的有些信号是用来同步的,以便保证某个特定基站所发出的受调信息信号被一个特定的无线电电话机收到。

使用蜂窝通信系统的越来越多,在许多情况下已导致全部利用了分配给蜂窝无线电电话通信的频带中所传输信道的情况。因此,已经提出了各种想法,更加有效地利用分配给无线电话通信的频带。有效地利用分配给无线电话通信的频带使一个蜂窝通信系统的传输容量大为提高。

一种可以提高蜂窝通信系统传输容量的方法是利用数字调制技术。当信息信号转换成数字形式时,单个传输信道就可以用来顺

序了送多个信息信号。由于可以在一个传输信道上发送多个信息信号,因此一个现有的频带的传输容量就可以增加到二倍以上。

通常,模拟信息信号首先由例如模数变换器变换成数字形式,再采用某种编码技术予以编码。然后,将这经过编码的信号进行调制,从而发出该射频信道的信息信号。一种对用来发送这样的数字信号十分有利的调制技术是上面已经提到过的高斯最小相移键控(GMSK)调制。这种调制技术在“数字相位调制”(“*Digital Phase Modulation*”by J. B. Anderson, T. Aulin, and C. E. Sundberg, Published by Plenum Press, Copyright 1986)一书中作了较为详尽的讨论。

在射频传输信道上传送任何信号都会出现误差,这是由一在传输信道上传送信号的过程中存在噪声和其它干扰而引起的。噪声例如是由于寄生信号和其它一些瞬时不稳定信号而引起的。其它干扰例如是由于所发送的信号从两个人造和自然物体上反射而引起的。所发送的信号遭到这样的反射就导致一个接收机在不同的时间(所谓信号延迟)收到相同的信号,因为这时间与信号发送至该接收机所经过的路径有关。例如,一个的发送的信号由于从一个物体上反射使发射机和接收机之间的路径长度增加了五分之四英里,这变会导致四微秒的延迟。路径长度的增加相应导致延迟时间的增加。由于有这种信号延迟,接收机所接收到的信号实际上是通过多个路径发送到接收机的同一个所发送的信号的和。因此,这种传输信道

经常称为“多路径”信道。这样的信号延迟造成了信号干扰。

当所发送的信号是一个数字编码的信号时,这种由于信号在多路径道上传送而引起的干扰就会导致一种稍为码间干扰的干扰。如果用于蜂窝通信系统的数字编码信号发送的比特率超过每秒 270 千比特,那末即使延迟小到只有上述的 4 微秒也会导致大量的码间干扰。

由于所发送的数字编码信号在编码时已经增加了冗余度,因此有些由于码间干扰而引起的错误(以及由于噪声而引起的错误)在对接收机所接收的信号进行接收机解码处理时可以得到消除。然而,由于码间干扰而引起的每个错误会产生一个没有正确码的信号,从而降低了发射机和接收机之间的通信质量,因此非常希望能检测出这类错误是否存在,或提供一个有关这类错误的似然度的指示。

已知,软件实现的均衡电路和硬件实现的均衡电路都可用来校正信号在多路径信道上传送所引起的影响。例如,美国专利申请 No. 422,177“具有信道均衡的软判决解码”(U. S. Patent Application Serial No. 422 , 177 , filed October 13, 1989, by David E. Borth, Phillip D. Rasky, and gerrald P. labedz, entitled “ Soft Decoding With Channel Equalization”)和美国专利申请 No . 422 , 971 “软格构解码”(U. S. Patent Application Serial No . 422,917, filed November 29, 1989, by David E . Borth , entitled “Soft Trellis De-

coding”)都揭示了利用均衡电路校正由于信号在多路径信道上传送而引起的码间干扰的系统。在刚提到的两个专利申请中所用的信道均衡器是一个最大似然序列估计器(*MLSE*)。*MLSE* 的作用是根据接收机实际收到的信号估计出所发送信号的序列。通常 *MLSE* (以及其它结构的均衡器)的作用是消除由于信号在多路径信道上传送所产生的码间干扰。*MLSE* 所产生的信号加到接收机的解码电路。解码电路对经均衡的信号(在 *MLSE* 情况下为估计信号)进行解码,消除发射机编码电路有意在信号中设置的多余信息。

MLSE 的工作情况在论文“载波调制数据传输系统的自适应最大似然接收机”(Adaptive Maximum—Likelihood Receiver for Carrier — Modulated Ddata — Transmission Systems ” , dy G. Ungerboeck , in the *IEEE Transactions on Commanications*, volume COM—22 , pages 624—635, May, 1974)中有较为详细的说明。其中所揭示的 *MLSE* 由一个匹配滤波器和一个维特毕算法(Viterbi algorithm)组成。接收机所接收的信息以下变频解调电路的下变频和解调后加到匹配滤波器的输出信号则加到维特毕算法。

维特毕算法形成一些可能路径的一个格子结构(trellis),它的一个特定矩阵用来形成一个数据序列(或数据流)。由于维特毕算法的输出是一个数据位序列,因此 *MLSE* 的输出是一个硬判决信号(也就是说,是一个具有数据值的位序列)。

虽然所发送的信号是一个数字编码的信号,但信息信号一旦调制到正弦载波上,就是一个模拟信号。由于可以组成实际发送的数字编码的信号的取值是有限的(例如,当数字编码的信号是一个二进制信号时,该数字编码的信号只有二个可取值),因此 *MLSE* 的输出肯有个数相当的可取值。*MLSE* 的维特毕算法将所加的模拟形式的数字编码信号变换成数据序列。这种变换以及最终只使用维特毕算法所产生的数据序列并没有充分利用了加到 *MLSE* 的信号的全部信息。

特别,*MLSE* 实际接收的信号在通过匹配滤波器后可以与 *MLSE* 的维特毕算法所产生的数据序列进行比较。这种比较可以提供与加到接收机解码器电路的信号有关的可信度指示,从而指出了所接收信号可信为准确的可信程度。这种指示可用来进一步减小由于在多路径信道上传送信号而引起的码间干扰所带来的误差,从而提高了通信质量。

因此,所需要的是充分利用数字接收机所接收的信号的系系统,以便大大降低由于在多路径信道上传送的信号的噪声和码间干扰所引起的误差。

因此,本发明提供了一种将可信度与发送到多路径信道上、由数字接收机接收的通信信号结合的信号加权系统。

本发明还有益地提供发一种接收机可信度指示器,对于一个做成接收数字编码信号的接收机来说,这种指示器的作用是提供一个

将可信度与接收机所接收的数字编码信号各部分结合的经加权的软判决信号。

本发明还有益地提供了一种做成接收数字编码信号的收发机，这种收发机采用了一个提供将可信度与接收机所接收的数字编码信号各部分结合的经加权的软判决信号的可信度指示器。

本发明还有益地提供了一种将可信度与发送到传输信道、由接收机接收的通信信号各部分结合的方法。

按照本发明，揭示了一种将可信度与发送到传输信道上、由接收机接收的通信信号各部分结合的信号加权重系统。这种系统有一个均衡器，用来对接收机所接收的通信信号进行补偿，从而产生一个经均衡的信号，该信号表示了尚未经传输信道传输的通信信号。一个合成的传输信道对均衡器所产生的经均衡的信号的传送进行合成，产生一个合成的传输信号。发送到传输信道上、被接收机接收的通信信号各部分的值根据由合成传输信道所产生的合成传输信号相应各部分的值进行修改，从而将可信度与接收机所接收的通信信号相结合。

参照下列附图阅读本说明，对本发明将有更深入的理解。在这些附图中：

图 1 为传输信道是多路径信道的发送、接收数字编码信号的通信系统的方框图；

图 2 为本发明所推出的系统的简化方框图；

图 3 为本发明所推出的系统中有限冲激响应滤波器部分的原理方框图；

图 4 为本明所推出的系统的方框图，该系统的作用是将可信度与由 **GMSK** 调制的信号组成的通信信号相结合；

图 5 为本发明所推出的系统的另一个实例的方框图，该实例用来将可信度与由 **GHSK** 调制的信号组成的通信信号相结合，其中用了一个实滤波器来消除发送到多路径信道上的通信信号的码间干扰；

图 6 为本发明所推出的系统的又一个实例的方框图，该实例用来将可信度与发送到附有由于存在时变噪声(如同信道干扰)而引起的干扰的多路径传输信道上的通信信号各部分相结合；

图 7 为其中采用本发明所推出的系统的收发机方框图；以及

图 8 为说明本发明所提出的方法的各步的逻辑流程图。

首先参见图 1，所示为一个用标号 20 总括标记的通信系统的方框图。通信系统 20 可以发送和接收数字编码信息信号。其中方框 24 所示为一个模拟信息源，它表示了一个信息信号(诸如语音信号或数据信号)的源。当信息源 24 是一个语音信号源时，信息源 24 就包括一个将语音信号变换成一个具有所需特性的电信号的传感器或其它适当的电路。

模拟信息源 24 所产生的信息信号加到源编码器 28。源编码器 28 将信息源 24 所加的信息信号变换成一个数字信号，源编码器 28

例如可以是一个模数变换器,当加上信息源 24 所产生的模拟信息信号时,就产生一个数字信号。

源编码器 28 所产生的数字信号加到信道编码器 32。或者,可以将一个数字信息源直接接到信道编码器 32。信道编码器 32 根据一种编码技术对所加的数字信号进行编码。信道编码器 32 是一个块编码器和/或卷积编码器,将所加的数字信号变换成一种经编码的形式,从而增加了该数字信号的冗余度。由于增加了信号的冗余度,因而信号传送期间所引起的传输误差和其它信号畸变就不大会导致对实际所发送的信息的信息内容作出错误的解释。

信道编码器 32 所产生的编码信号加到调制器 36。调制器 36 根据调制技术将所加的编码信号调制到一个射频载波上。如前所述,可以对数字编码信号进行调制的这类调制技术包括一高斯最小相移键控(GMSK)调制技术。

信息源 24、源编码器 28、信道编码器 32 和调制器 36 一起组成了通信系统 20 的发射机部分(虚线所围的方框 40)。

发射机部分 40 的调制器 36 产生一个可以通过自由空间发送到图中虚线框所示的传输信道 44 上的受调信息信号。如前所述,传输信道通常是一个多路径信道,而调制器 36 所发送的受调信息信号实际上是发送到一组路径(图中示为一组纵向伸展的方框 48A、48B、…、48N)上。只有一条路径是直接路径,其它各条路径在有信号发送到这些路径上时就会导致码间干扰。或者,也可能就没

有一条直接路径。方框 48A—N 所示的各条路径组成了形成传输信道 44 的多路径信道的相应传输路径。如上所述,由于传送受调信息信号的多路径信道的各条路径的长度不同,因此在各条路径 48A—48N 上传送受调信息信号所需的时间也不同。此外,形成传输信道 44 的多路径信道中存在着噪声,当信号在信道 44 的各条路径 48A—48N 上传送时,噪声就会叠加到受调信息信号上,这类噪声(图中以箭头 52 表示)例如有由热噪声所引起的噪声和由同信道干扰所引起的噪声。在多路径信道上传输所引起的干扰和在多路径信道上传输期间所引入的噪声如果接收机不加以补偿就会降低发射机和接收机之间的通信质量。

在传输信道 44 的各条路径 48A—48N 上传送的受调信息信号由解调器 56 接收。收到后,受调信息信号首先加到下变频电路,对所接收的信号进行下变频,这在图中并没有示出。解调器 56 对所接收的信号进行解调,产生一个解调的信号,加到信道均衡器 60。信道均衡器 60 对由于在多路径信道上传输而导致的受调信息信号码间干扰进行校正。信道均衡电路 60 产生一个信号,加到信道解码器 64。

信道解码器 64 与发射机部分 40 的信道编码器 32 对应,其作用是对经编码的信号进行解码。信道解码器 64 产生一个数字形式的经解码的信号,加到源解码器 68。源解码器 65 将所加的数字信号变换成适宜信息接收器 72 应用的形式。信息接收器 72 例如可以

是接收机的耳机或扬声部件,或者是其它可以将电信号(源解码器 68 产生的以解码的信号)变换成人类可感觉形式的那种转换器。(或者,对于数字信息来说,信道解码器 64 可以将经解码的信号直接加到信息接收器 72)。

解调器 56、信道解码器 64、源解码器 68 和信息接收器 72 一起组成了通信系统 20 的接收机部分(虚线所围的方框 76)。

信道均衡电路 60 是本发明所推出的信号加权系统,在该系统中将可信度与加到该系统的经解调信号结合起来。信道均衡电路 60 所产徨的输出信号是一个软判决信号。当这个信号加到信道解码器 64 时,提供给解码器一个信号可信度的指示,使得信号解码更为精确。

现在转向图 2,其中示出了本发明所推出的信号加权系统的简化方框图。通信信号一旦发送到传输信道(如图 1 所示的传输信道 44)上、由接收机接收后就被解调,加到传输线 86,输给匹配滤波器 92。匹配滤波器 92 最好是一个自适应滤波器,与多路径信道匹配。匹配滤波器 92 的各个系数加在传输线 98 上输给匹配滤波器 92。在传输线 98 上加到滤波器 92 的系数是信道冲激响应的函数,而信道冲激响应则例如可通过一次信道探测来确定。还应注意到,在传输线 86 上加到滤波器 92 的经解调的信号可以是数字信号,包括那些由大量不同的离散电平组成从而接近模拟信号的数字信号。因此,匹配滤波器 92 在传输线 104 上所产生的经滤波的信号可以类

似接近一个模拟形式的信号,虽然该信号的信息内容是一个数字编码的序列。

匹配滤波器 92 所产生的信号通过传输线 104 加到维特毕算法 110。匹配滤波器 92 的作用是增强所接收的信号的有效部分。与信道冲激响应有关的各个系数通过传输线 112 加到维特毕算法 110。匹配滤波器 92 和维特毕算法 110 一起构成了一个最大似然序列估计器 (*MLSE*),如图中虚线所围方框 116 所示。*MLSE*116 类似于在前面所提到的 *Ungerboeck* 的论文中所揭示的最大似然序列估计器。*MLSE*116 最好用装在处理器中的软件算法实现,否则,用硬件实现当然也可以。应该注意到,虽然以下所说明的各优选实例中都有一个 *MLSE* 部分,但本发明的这个部分可以用其它结构均衡(如:近 *MLSE* 或一个判决反馈均衡器)来代替。

维特毕算法 110,与常规的一样,形成一个格子结构,当输入传输线 104 上的数字编码信号时,这个格子结构的算法估计出一个数据序列。这个数据序列形成了一个硬判决信号,加到传输线 122。在传输线 122 上所产生的组成硬判决信号的这个数据序列是对一个实际发送的数据序列(即通过多路径信道失真不大的接收信号)所作的估计。然而,当在多路径信道上传输由于诸如噪声、瑞利衰落、和/或同信道干扰使所发信号遭到显著干扰时,则 *MLSE* 所产生的估计序列就可能包括一些对所发送的信号的错误估计。由于这些错误估计加到接收机解码器上会导致对实际发送的信号进

行不正确的解码,因此降低了通信质量。所以,需要采用附加误差校正使发射机与接收机之间通信质量的降低成为最小。

因此,按照本发明,MLSE116所产生的硬判决信号不是直接加到解码电路,而是通过传输线122加到比特映射器128。比特映射器128将在传输线122上的数据序列(由一些逻辑0和逻辑1组成)变换成算术的正、负值。具体地说,将逻辑0变换成+1,而将逻辑1变换成-1。与MLSE116的实现情况相同,比特映射器128最好用装在处理器内的软件算法实现,否则,用硬件实现也可以。比特映射器128在传输线134上产生一个硬判决输出,加到滤波器140。

滤波器140是一个由有限冲激响应(FIR)滤波器构成的自适应滤波器。与匹配滤波器92和维特毕算法110一样,滤波器140接收(这里是通过传输线146)一些系数,这些系数是最好通过一次信道探测而确定的多路径信道冲激响应的函数。滤波器140的作用是再现传送通信信号的除直接路径外的多路径信道特性。适当地选择加在传输线146上的各个系数就可以阻止再现多路径信道的直接路径。还要注意到,在本发明的这个优选实例中,由于匹配滤波器92集中了所加信号的能量,滤波器140修改成不仅再现多路径信道,而且对匹配滤波器92的工作进行补偿。

就本质上来说,滤波器140合成了传送通信信号的除一条直接路径外的多路径信道。与MLSE116和比特映射器128一样,滤波

器 140 最好也用装在处理器内的软件算法实现,否则,用硬件实现也可以。滤波器 140 所产生的信号倒相后加到相加器 158。

相加器 158 上还加了 *MLSE* 116 的匹配滤波器 92 在传输线 104 上所产生的、经过延迟器 164 适当延迟的信号。延迟器 164 将在传输线 104 所产生的匹配滤波器输出信号延迟一段时间,这段时间相当于维特毕算法 110、比特映射器 128 和滤波器 140 操作所需的运算时间,使得加到相加器 158 上的这二个信号相互对应。如图所示,传输线 104 的分支 170 接至延迟器 164,而延迟器 164 所产生的经延迟的信号通过传输线 176 加到相加器 158。同样,相加器 158 和延迟器 164 最好也用装在处理器内的算法实现。

通过传输线 176 加到相加器 158 的信号是由匹配滤波器 92 产生、经过延迟器 164 延迟的经滤波的信号。通过传输线 152 加到相加器 158 的信号是一个经滤波器 140 滤波的算术形式的估计数据序列,滤波器 140 的各滤波系数与传送通信信号的多路径信道的特征相应。由于滤波器 140 的作用是合成除直接路径外的多路径信道的各个部分,因此在传输线 152 上所产生的信号代表了在除直接路径外的多路径信道各部分上所传送的各个信号。

将通过传输线 152 和 176 加到相加器 158 上的两个信号相加,使得经滤波、延迟的信号(通过传输线 176 加到相加器 158)的各个值根据通过传输线 152 加到相加器 158 上的信号的值改变。由于在传输线 176 上产生的信号包括了表示通过直接路径所产生的信

号的各个值,因此相加器 158 在传输线 184 上所产生的输出信号就只包括表示通过直接路径所产生的信号的各个值。表示通过多路径信道的其它各路径所传送的信号则由相加器 158 减去。在传输线 184 上所产生的信号的幅度就反映了可信度与数字编码信号各部分的结合。将这样一个信号加到图中方框 190 所示的信道解码器,可以使信号得到更正确的解码,从而减少了解码错误,提高所得到的通信信号的质量。当用一个卷积编码器作为图 1 中的信道编码器 32 时,解码器 190 最好是一个软判决维特毕解码器。

图 3 为一个结构上与图 2 的滤波器 140 类似的 3 抽头有限冲激响应 (*FIR*) 滤波器的方框图。虽然在优选实例中滤波器 140 是一个 9 抽头滤波器,但是图 3 所示的 3 抽头滤波器的工作情况是与 9 抽头的滤波器相似的。

输入信号通过传输线 234 加到图 3 的 3 抽头滤波器(用标号 240 总括标记)。传输线 234 上的信号依次顺序加到延迟器 248 和 254。传输线 234 还接到系数单元 260,将传输线 234 上的信号加到系数单元 260。延迟器 248 的输出端接到系数单元 264,将延迟器 248 所产生的经延迟的信号加到系数单元 264。而延迟器 254 的输出端接到系数单元 268,将延迟器 254 所产生的经延迟的信号加到系数单元 268。系数单元 260、264、268 上还分别通过传输线 272、276、280 加有输入信号。这些输入信号的值相当于各个是信道冲激响应的函数的系数,系数单元 260、264、268 的输出端都加到相 加

器 282。相加器 282 将所加的信号相加，在传输线 284 上产生一个输出信号。正如从以下所说明的本发明的优选实例可看到的那样，滤波器的中心抽头(这里的系数单元 264 所产生的输出信号)的值为零，因为加在系数单元 264 上的输入信号的值为零。

当通过传输线 234 加到滤波器 240 的信号是一个由比特值序列形成的硬判决信号时，这样一个序列加到延迟器 248、254 就会使相应延迟器输出端上的信号具有与通过传输线 234 所加的数据序列的相邻比特相应的值。9 抽头 *FIR* 滤波器与图 3 所示的滤波器 240 相似，但具有 8 个延迟器，而不是所示具有 2 个延迟器(即延迟器 248、254)。系数单元也相应增为 9 个。从所示的 3 抽头 *FIR* 滤波器可见，输入信号以及在两个延迟器输出端上的信号分别具有与所加数据流的三个相继比特相应的值。这些信号由相应的系数单元 260、264、268 加权。当系数单元 260、264 和/或 268 的系数值为零时，则从这些单元就没有信号加到相加器 282。某个系数为零，表示在相应的那条路径上没有码间干扰。然而，当由于多路径信道传输引起码间干扰时，系数单元 260、264、268 的系数中就有一些系数的不为零。例如，如果将延迟器 248 的输出信号看作为“当前数据比特”，则加在传输线 234 上的信号就指示了“后继数据比特”的值，而在延迟器 254 输出端上的信号则指示了“先导数据比特”的值。因此，在传输线 284 上所产生的和信号是当前数据比特的值以及后继和先导数据比特的值的加权和，从而合成了信号在多路径信

道上的传输效应。9 抽头 *FIR* 滤波器类似地合成了信号在多路径信道上的传输情况,但形成了一个指示更多个数据比特所引起的干扰的信号。

图 4 为本发明的信号加权系统的方框图。这个系统在通信信号采用差分编码的 *GMSK* 调制技术调制时将可信度与通信信号各部分结合起来。信号差分编码的详细情况在文件“*GSM* 建议 05.04 :调制”(“*GSM Recommendation*05.04 :*Modulation*”)中有较为详尽的说明。一个采用差分编码的 *GMSK* 调制技术调制的信号数学上可以表示为:

$$x(t) = \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \alpha_{2k-1} p(t-2kT) \cos(\omega_c t) + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \alpha_{2k-2} p(t-2kT+T) \sin(\omega_c t)$$

其中:

α_k 为各个非差分编码数据比特,取值为+1 或-1;

ω_c 为载波频率,单位为弧度/秒;

T 为比特周期;

$P(t)$ 为等效基带脉冲,可以近似表示为:

$$p(t) = \begin{cases} \cos(\pi t/2T) & \text{当 } -T \leq t \leq T \text{ 时} \\ 0 & \text{当 } t \text{ 为其它值时} \end{cases}$$

采用复数表示方法, $X(t)$ 可以表示为:

$$x(t) = \operatorname{Re} \left[\sum_{k=1}^{\infty} j^{k+1} \alpha_k p(t-(k+1)T) e^{j\omega_c t} \right] = \operatorname{Re} [X(t)]$$

其中 $X(t)$ 为实信号 $x(t)$ 的复数形式(解析形式), 而 $\operatorname{Re}[\]$ 为一个对方括号($[\]$)内的复数取实部的算子。

当这类经 *GMSK* 调制的信号被一个 *GMSK* 接收机接收时, 这个接收机的解调电路(具体地说, 是一个正交解调器)工作, 消除上列第一个方程中的正弦项, 或者说, 这相当于通过将上列第二个方程的 $X(t)$ 复数形式乘以因子 $e^{-j\omega_c t}$ 后再取实部, 消除上列第二个方程中的 $e^{j\omega_c t}$ 项。亦即

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}[e^{-j\omega_c t} X(t)] &= \operatorname{Re} \left[\sum_{k=1}^{\infty} j^{k+1} \alpha_k p(t-(k+1)T) e^{j\omega_c t} e^{-j\omega_c t} \right] \\ &= \operatorname{Re} \left[\sum_{k=1}^{\infty} j^{k+1} \alpha_k p(t-(k+1)T) \right] \end{aligned}$$

也就是说相当于

$$\operatorname{Re}[e^{-j\omega_c t} X(t)] = \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \alpha_{2k-1} p(t-2kT)$$

$$+ \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \alpha_{2k-2} p(t-2kT + T).$$

由于有 $(-1)^k$ 项, 因此经解调的信号的特是隔对反相的。这种比特时交替反相是差分编码与 *GMSK* 调制处理结合的结果。

实际上, 是对 *GMSK* 信号通过带有可加噪声的多路径信道传播后所形成的接收信号进行解调的。因此, 在解调后, 复数接收信号可以表示为:

$$r(t) = \sum_{k=1}^{\infty} j^{k+1} \alpha_k h(t-(k+1)T) + w(t)$$

其中:

$h(t) = g(t) * p(t)$ 为整个传输信道 (包括多路径信道和接收机、发射机的各滤波器) 的响应, 而其中的 $g(t)$ 为多路径信道的复数低通等效冲激响应 * 表示卷积;

$w(t)$ 为复数高斯可加白噪声;

$r(t)$ 为接收信号的复数表示。

由图 4 可见, 正交解调器所产生的经解调的信号通过传输线 286 加到匹配滤波器 292。图 4 中的宽箭头表示在这上面传送的是复数信号。如上所示, 所接收的 *GMSK* 信号可以用这种复数表示式来表示。匹配滤波器 292 是一个包适应滤波器, 它的各个系数是信

道冲激响应的函数，通过传输线 298 加到匹配滤波器 292，匹配滤波器 292 的冲激响应可以由方程

$$g_{mf}(t) = h^*(-t)$$

确定，其中，上标 * 表示复共轭运算，而 $h(t)$ 则为上面所定义的总信道响应。

匹配滤波器 292 在传输线 304 上产生一个经滤波的复数信号。这个信号是经过采样的（采样周期为 T ），数学上可以用方程

$$z_n = r(t) * g_{mf}(t) \mid_{t=nT} = \sum_l j^{n-l} \alpha_{n-l} S_l + u_n$$

来表示，其中：

$$S_l = [h(t) * h^*(-t)] \mid_{t=lT}$$

u_n 为经匹配滤波和采样后的噪声。

在传输线 304 上产生的复数样本 z_n 加到复数/实数变换器 306，变换器 306 将所加的复数信号样本变换成实数形式。变换器 306 所形成的实信号通过传输线 308 加到接到选择比特倒相器 310。倒相器 310 对交替比特对进行变换，加到维特毕算法 314。加到倒相器 310 的信号的交替比特对被倒相，这是因为这信号在传送

前是差分编码的。应该注意到,复数/实数变换器 306 和选择样本倒相器 310 的联合效应等效于将复数样本 z_n 乘以 j^{-n-1} 后再取实部,也就是说得到的结果是:

与图 2 的维特毕算法 110 相似,维特毕算法 314 形成一个根据所加信号估计出数据序列的格子结构。通过传输线 315 一些系数加到维特毕算法 314 上,这些系数是信道冲激响应的函数。加到维特毕算法 314 上的取实数值的接收信号可以写成:

$$z_n' = \sum_l \alpha_{n-l} s_l + u_n'$$

其中取实数值的系数 s_l 由方程

$$s_l = \text{Re}[j^{-l} S_l] = \text{Re}[j^{-l} [h(t) * h^*(-t)] |_{t=lT}] = s_{-l}$$

决定。

维特毕算法确定这样一个序列 $\{\alpha_n\} = \{\alpha_i\}$ 为最相似序列,这个序列使得从各状态 $\{\sigma_{n-1}\}$ 转移到状态 σ_n 的残存度量 $J_n(\sigma_n)$

$$J_n(\sigma_n) = \alpha_n' z_n' + \max_{\{\sigma_{n-1}\} \rightarrow \{\sigma_n\}} (J_{n-1}(\sigma_{n-1}) - F(\sigma_{n-1}, \sigma_n))$$

为最大。式中:

σ_n 为维特毕算法的当前状态;

α_n' 为估计的数据比特;

J 为残存度量;

F 为由 $\alpha_k' \sum_r \alpha_{k-r} s_r$ 给定的可能后继状态转移度量。

这个最大化是对从各可能状态 σ_{n-1} 到状态 σ_n 的所有状态转移来取的。

匹配滤波器 292、复数/实数变换器 306、选择比特倒相器 310 和维特毕算法 314 一起组成了最大似然序列估计器 ($MLSE$) 316。与图 2 的 $MLSE116$ 一样, $MLSE316$ 最好用装在处理器内的算法来实现, 否则, 用硬件实现也可以。

维特毕算法 316 在传输线 322 上产生一个数据序列, 加到比特映射器 328。比特映射器 328 将二进制数据序列的值映射到算术值上 (即, 二进制 0 映射为 +1, 而二进制 1 则映射为 -1)。比特映射器 328 在传输线 330 上产生一个算术数据序列, 加到选择比特倒相器 332。选择比特倒相器 332 的工作情况与 $MLSE316$ 的选择比特倒相器 310 相似, 但作用相反。比特倒相器 332 的作用是重新引入以上数学表达式的 $(-1)^k$ 项。

比特倒相器 332 在传输线 334 上产生一个信号, 加到实数/复数变换器 336。变换器 336 的工作情况与 $MLSE316$ 的复数/实数变换器 306 相似, 但作用相反。变换器 336 将所加的实数信号变换成复数形式, 加到传输线 338 上。

传输线 338 上的复数信号加到滤波器 340。与图 2 的滤波器 140 相似, 滤波器 340 也是一个 0 抽头的有限冲激响应 (FIR) 滤波器。但由于要合成 $GMSK$ 信号的传输情况, 滤波器 340 是一个复数

滤波器。即,由于加在滤波器 340 上的信号是一个复数信号,因此滤波器 340 是一个复数 *FIR* 滤波器。滤波器 340 是一个自适应滤波器,其系数由信道探测得出,最好由与以上确定通过传输线 315 加到维特毕算法 314 的系数相同的方程来确定。这些系数形式,再通过传输线 344 加到滤波器 340。

滤波器 340 的作用与图 2 的滤波器 140 相同,用来合成一个多路径信道,从而合成出通过传输线 338 输入的复数信号的传输情况。(同样,可以修改滤波器 340 的特性来补偿匹配滤波器 292 的工作)。滤波器 340 的中心抽头的系数为零,因此传输信号的直接路径没有合成进去,滤波器 340 在传输线 350 上产生一个输出信号,加到复数/实数变换器 354。复数/实数变换器 354 将通过传输线 350 输入的复数信号变换成实数形式,其情况与 *MLSE*316 的变换器 306 相同。

变换器 354 在传输线 356 上产生一个信号,这个信号经倒相后加到相加器 358。相加器 358 上还加了一个信号,这个信号是一个由变换器 306 在传输线 308 上产生的、经过延迟器 364 适当延迟的信号。如图所示,变换器 306 所产生的信号通过传输线 370 加到延迟器 364,而延迟器 364 所产生的经延迟的信号则通过传输线 376 加到相加器 358。延迟器 364 将所加的信号延迟一段时间,这段时间相当于维特毕算法 314 和相继的一些运算(用来合成所产生的数据序列在由滤波器 340 形成的多路径信道上传输的情况)所需的

时间。

与图 2 的这个简化方框图中的相加器 158 相同，相加器 358 在传输线 380 上产生一个综合的差信号。传输线 380 接到比特倒相器 382。比特倒相器 382 的作用是消除比特倒相器 332 在合成信号传输前重新引入的交替数据比特对的比特反相。比特倒相器 382 在传输线 384 上产生一个无比特反相的信号。这个信号就可以加到执行解码操作的接收机解码器(即一个类似于图 2 的信道解码器 190 的解码器)。

现在转到图 5 的方框图。所示为本发明的信号加权系统的另一个实例，它将可信度与多路径信道所传送的 *GMSK* 调制的信号结合起来。图 5 的这个方框图是本发明推出的采作一个实数 *FIR* 滤波器(而不是象图 4 的实例中所用的复数 *FIR* 滤波器)的系统的实现情况。

与图 4 所示的方框图相同，正交解调器所产生的复数信号通过传输线 386 加到匹配滤波器 392。匹配滤波器 392 是一个自适应滤波器，它还通过传输线 398 接收一些是信道冲激响应函数的系数。匹配滤波器 392 产生一个经滤波的信号，这个信号通过传输线 404 加到复数/实数变换器 406。复数/实数变换器 406 将通过传输线 404 所加的复数信号变换成实数形式，加到传输线 408 上。传输线 408 接至比特倒相器 410。比特倒相器 410 将所加信号的交替比特对倒相，情况与图 4 的比特倒相器 310 相同。比特倒相器 410 所产

生的无反相的信号通过传输线 412 加到维特毕算法 414。维特毕算法 414 通过传输线 415 接收一些系数,这些系数是信道冲激响应的函数,可以由用来确定图 4 中通过传输线 315 加到维特毕算法 314 的信道冲激响应的系数的同一个方程来确定。

匹配滤波器 392、复数/实数变换器 406、比特倒相器 410 和维特毕算法 414,一起组成了一个最大似然序列估计器(*MLSE*)416。

维特毕算法 414 形成一个在传输线 422 上产生一个估计的比特流的格子结构。传输线 422 接至比特映射器 428。与图 4 的比特映射器 328 的作用相同,比特映射器 428 产生一个算术信号,这个信号通过传输线 430 直接加到滤波器 440。滤波器 440 是一个自适应的 9 抽头实数有限冲激响应 (*FIR*) 滤波器。滤波器 440 上还加有一些实系数,这些实系数是信道冲激响应的函数。加在传输线 442 上的系数由变换器 444 变换成实数形式,然后通过传输线 448 加到滤波器 440。

滤波器 440 的作用与图 4 的滤波器 340 和图 2 的滤波器 140 相同,是合成一个多路径信道。(滤波器 440 也可作适当修改,参匹配滤波器 392 的工作进行补偿。)同样,滤波器 440 的中心抽头的系数也为零。当传输线 430 上的算术信号加到滤波器 440 时,就对这个信号在多路径信道上的传输进行了合成。滤波器 440 产生了一个输出信号,这个输出信号通过传输线 446,反相后加到相加器 458。

具体些说,通过传输线 430 加到滤波器 440 上的信号是一个序列 $\{\alpha'_k\}$, 其中 α'_k 是由上述 *MLSE* 估计器估计出的数据比特的算术表示, 取值为 +1 或 -1。结果, *FIR* 滤波器 440 在传输线 446 上的输出可以用方程

$$v_n = \sum_{k=-4}^4 f_k \alpha_{n-k}$$

表示, 其中 f_k 为变换器 444 根据复数系数 S_k 所产生的第 k 个实数 *FIR* 系数, 即当 $k \neq 0$ 时, $f_k = \operatorname{Re}[j^{-k} S_k]$, 而当 $k=0$ 时, $f_k=0$ 。由以上方程可得出, 对于 $k=-4, \dots, 0, \dots, 4$, f_k 可精确地表示为:

$$Sr_4, -Si_3, -Sr_2, Si_1, 0, Si_1, -Sr_2, -Si_3, Sr_4$$

其中 Sr_k 和 Si_k 分别为 S_k 的实部和虚部。

也可得出, 传输线 470 上的信号与图 4 的传输线 310 上的信号相同, 可以表示为:

$$\begin{aligned} z_n' &= \operatorname{Re}[j^{-n-1} \hat{z}_n] = \operatorname{Re}\left[\sum_l j^{-n-1} j^{n-l+1} \alpha_{n-l} S_l + j^{-n-1} u_n\right] \\ &= \operatorname{Re} \sum_l \alpha_{n-l} \operatorname{Re}[j^{-l} S_l] + u_n' \end{aligned}$$

其中 $U'n$ 为可加实数噪声。

假设 $MLSE$ 的判决是正确的,也就是说 $\alpha'n$ 等于所发送的比特 α_n ,则从以上各方程可以得出,相加器 458 的输出等于 $\alpha_n s_0 + u_n'$

从 $MLSE$ 估计理论可知,这个值的大小表示了判决 α_n 的可靠性。这个结论对于 $MLSE$ 有不多的错误判决情况也近似适用。因此,加法器 458 的输出可以用作接收机解码器的软判决信号。

加法器 458 上还加有比特倒相器 410 在传输线 412 上产生的、经延迟器 464 适当延时的无反相信号。比特倒相器 410 产生的无反相信号通过传输线 470 加到延迟器 464,而延迟器 464 产生一个无反相的经延迟的信号,该信号通过传输线 476 加到相加器 458。延迟器 464 将输入信号延迟一段时间,这段时间相当于维特毕算法 414 和合成在传输线 430 上的信号的传输情况所需的时间。相加器 458 产生一个差信号,这个差信号通过传输线 484 加到接收机解码器进行解码。接收机解码器是一个软判决维特毕解码器。

图 6 是本发明所推出的信号加权系统的方框图,这个系统还包括将可信度与信号(诸如 $GMSK$ 调制的信号)的各部分结合起来还按照多路径信道上存在的噪声对信号进行加权的装置。与图 5 的方框图相同,正交解调器产生的复数信号通过传输线 486 加到匹配滤波器 492。匹配滤波器 492 是一个自适应滤波器,通过传输线 498 输入一些系数,这些系数是信道冲激响应的函数。匹配滤波器 492 产生一个信号,该信号通过传输线 504 加到复数/实数变换器 506

。变换器 506 产生的实数信号通过传输线 508 加到选择比特倒相器 510。比特倒相器 510 的作用与图 5 中的比特倒相器 410 相同,产生一个无反相的输出信号,通过传输线 512 加到维特毕算法 514。维特毕算法 514 还通过传输线 515 输入一些系数,这些系数是信道冲激响应的函数。匹配滤波器 492、变换器 506、倒相器 510 和维特毕算法 514 可以一起形成一个最大似然序列估计器 (*MLSE*),如虚线框 516 所示。

维特毕算法 514 形成一个格子结构,其作用是根据通过传输线 512 输入的信号估计出数据序列。这估计的序列通过传输线 522 加到比特映射器 528。比特映射器 528 的作用是将输入的二进制值的数据流变换成一些算术值(即一些+1 和-1)。比特映射器 528 所产生的这个算术数据流通过传输线 530 加到滤波器 540。与图 5 的滤波器 440 一样,滤波器 540 是一个 9 抽头的实数 *FIR* 滤波器。滤波器 540 输入一些实数系数,这些系数是信道冲激响应的函数。加到传输线 542 上的那些系数由变换器 544 变换成实数形式,通过传输线 548 加到滤波器 540。同样,滤波器 540 的中心抽头的系数值为零。(滤波器 540 的特性可作修改,以便对匹配滤波器 492 的工作进行补偿。)

传输线 530 上的算术数据流还加到滤波器 560。滤波器 560 也是一个 9 抽头的实数 *FIR* 滤波器,其滤波系数是信道冲激响应的函数。滤波器 560 合成了一个含有所有多路径信号成分的信道(这

时包括与直接路径相应的成分),输入数据流后就合成了信号在这传输信道上的传输情况。滤波器 560 形成的信号经倒相后加到相加器 562。

相加器 558 和 562 上还加有比特倒相器 510 产生的、经延迟器 564 适当延迟的无反相的信号。传输线 570 连接比特倒相器 510 和延迟器 564,而延迟器 564 在传输线 576 上产生的经延迟的非负信号则加到相加器 558 和 562。相加器 562 的输出是一个误差信号 E_i ,它通过传输线 586 加到方框 588。方框 588 计算出通过传输线 586 输入的信号的样本方差。样本方差按方框 588 内所列方程计算。计算得的样本方差通过传输线 590 加到方框 592,在那里,对样本方差用因子 $1/S_{ro}$ 定标,如图所示。 S_{ro} 是匹配滤波器系数的零滞后自相关;此外, S_{ro} 是匹配滤波器系数的复数向量与其本身的内积。方框 592 计算出的经定标的样本方差通过传输线 594 加到除法器 598。除法器 598 将通过传输线 584 输入的信号值除以通过传输线 594 输入的信号,产生一个信号,这个信号通过输线 600 加到接收机解码器进行解码。

图 7 示出了一种收发机(用标号 700 总括标记)。在这种收发机中采用了本发明的信号加权系统。收发机 700 例如可以是用于蜂窝式通信系统的一个无线电电话机。应该注意到,收发机 700 的接收机部分在功能上与一个诸如寻呼机那样的纯接收组件是相同的。因此,本发明的信号加权系统也可用作一个诸如寻呼机那样的

接收机中的一个部件。

经多路径信道传输的信号由天线 706 接收。如前所述,多路径信道可以是一个噪声的信道,并且由于信号在多路径信道上传输,还会形成码间干扰。

天线 706 接收的信号通过传输线 718 加到滤波器 712。滤波器 712 对所接收的信号进行滤波后产生一个经滤波的信号。这个信号通过传输线 718 加到混频器 724。混频器 724 还通过传输线 730 接收由频率合成器 738 根据基准振荡器 746 的基准信号频率形成的一个本振信号。基准振荡器 746 所产生的基准信号通过传输线 752 加到频率合成器 738。混频器 724 对通过传输 718 输入的信号进行下变频,产生一个经下变频的信号,通过传输线 758 加到滤波器 764。滤波器 764 产生一个经滤波的信号,通过传输线 772 加到第二混频器 780。

混频器 780 还通过传输线 786 接收由振荡器 792 输出的一个本振信号。振荡器 792 产生的这个本振信号的频率受基准振荡器 746 产生的、通过传输线 748 馈给振荡器 792 的基准信号的频率控制。混频器 780 产生一个经第二下变频的信号,通过传输线 804 加到解调电路 810。

解调电路 810 例如可以是一个正交解调器(如果发送到收发机 700 的是一个 GMSK 调制的信号)解调器 810 产生的经解调的信号通过传输线 811 加到 A/D 变换器 812,然后馈给匹配滤波器 822。

匹配滤波器 822 是一个如前所述的自适应滤波器,它还通过传输线 828 接收一些系数,这些系数是信道冲激响应的函数。匹配滤波器 822 产生的信号通过传输线 834 加到维特毕算法 840。匹配滤波器 822 和维特毕算法 840 一起组成了一个 *MLSE*,如图中虚线框 848 所示。

维特毕算法 840 产生一个硬判决信号,通过传输线加到比特映射器 856。比特映射器 856 将输入的二进制数据序列的逻辑值变换成算术形式,所产生的算术数据流通过传输线 864 加到自适应滤波器 872。如前所述,自适应滤波器 872 是一个 9 抽头的 *FIR* 滤波器,对多路径信道的各部分进行合成(即 *FIR* 滤波器合成了除直接路径外的多路径信道)。滤波器 872 通过传输线 880 输入一些系数,这些系数是信道冲激响应的函数。

滤波器 872 产生的信号通过传输线 888 加到相加器 896。相加器 896 上还加有由滤波器 822 在传输线 834 上产生的、经延迟器 904 适当延迟的信号。相加器 896 所产生的差信号通过传输线 910 加到信道解码器 918。信道解码器 918 通常是一个软判决卷积解码器。解码器 918 对输入的软判决信号进行解码,从而产生一个经解码的信号,这个信号通过传输线 924 加到语音解码器 926。语音解码器 926 产生的信号通过传输线 928 加到诸如扬声器那样的转换器 930,交经解码的信号变换成人类可感觉的形式。虚线框 940 内各标记为标号 822—896 的电路器件与图 2 的信号加权系统

的方框图中的相同。图 4、5 或 6 的信号加权系统同样可以用来构成方框 940。

图 7 这个方框图还示出了收发机 700 的发射部分,这部分由语言/源/信道编码器 948(可以是一个诸如拾音器那样的传感器)、调制器 956、混频器 960、偏置振荡器 958、混频器 962、滤波器 968 和放大器 974 组成。放大器 974 产生的经放大的信号通过传输线 980 馈给天线 706 发送出去。

现在来看图 8 的逻辑流程图。图中示出了本发明的将可信度与通过传输信道传送、由接收机接收的通信信号各部分结合起来的方法的几个步骤。首先,如方框 980 所示,对接收机所接收的通信信号进行均衡补偿。其次,如方框 984 所示,产生一个指示在传输信道上传送前的通信信号的经均衡的信号。以后,如方框 988 所示,合成经均衡的信号的传送情况(除直接路径外),从而得到一个经合成的传输信号。最后,如方框 992 所示,根据与所合成的信号各部分相应的值改变经传输信道传送、由接收机接收的通信信号各部分的值,从而将可信度与接收机接收的通信信号结合起来。

虽然本发明结合示于各图的优选实例作了说明,但可以理解,也可以采用其它类似的实现方案。所说明的完成本发明的同样功能原这些实例可作一些修改和补充,这并不偏离本发明。例如,虽然优选实例用的是一个二进制 16 状态的 *MLSE* 信道均衡器和一个 9 抽头的 *FIR* 滤波器来重现多路径信号。但就一般而言,对于 *M* 进

制编码的信号在延迟长达 L 个码周期的多路径信道上传输的情况,就要用一个 M 进制 M^L 状态的 $MLSE$ 均衡器和一个 $2L+1$ 抽头的 FIR 滤波器来重现多路径信号。此外,本发明并不限于多路径移动无线电信道,本发明可以用于其它遭遇码间干扰的信道,其中包括微波无线电中继线路、卫星通信信道、电缆信道等等。因此,本发明不局限于任何个另具体实现,本发明的专利权保护范围如以下所附各项权利要求所列。

图 1

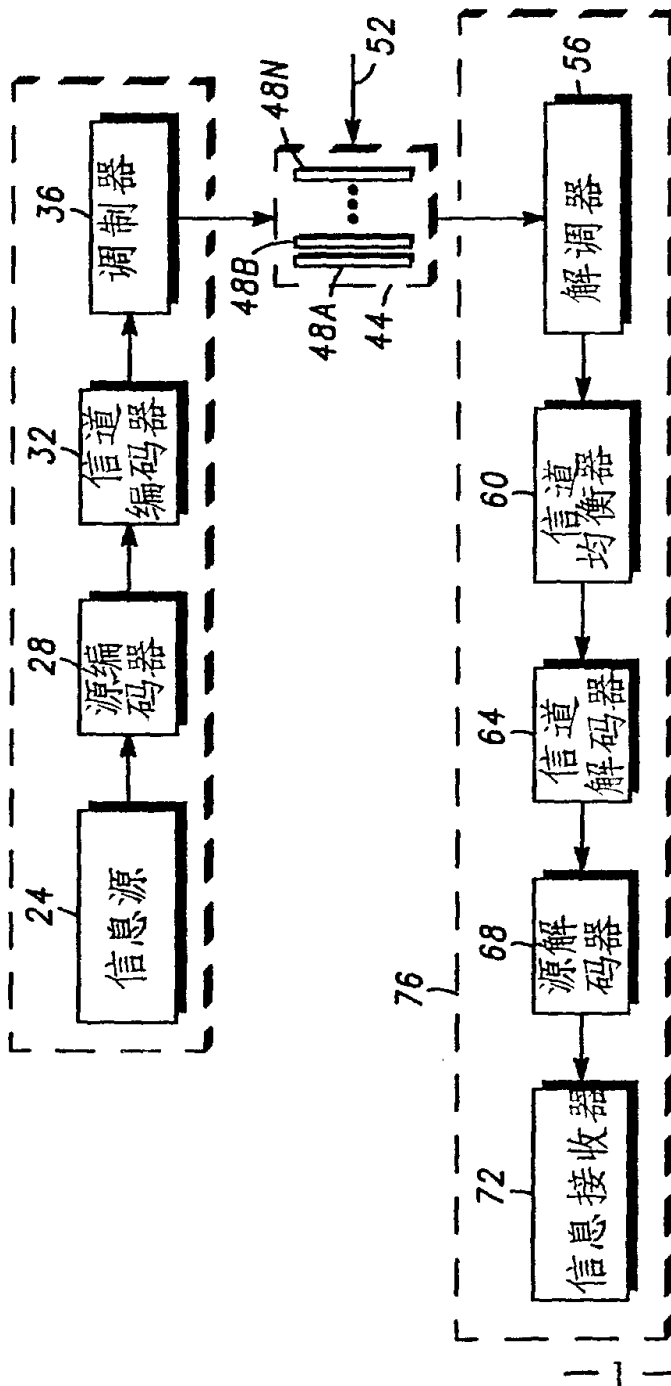


图 3

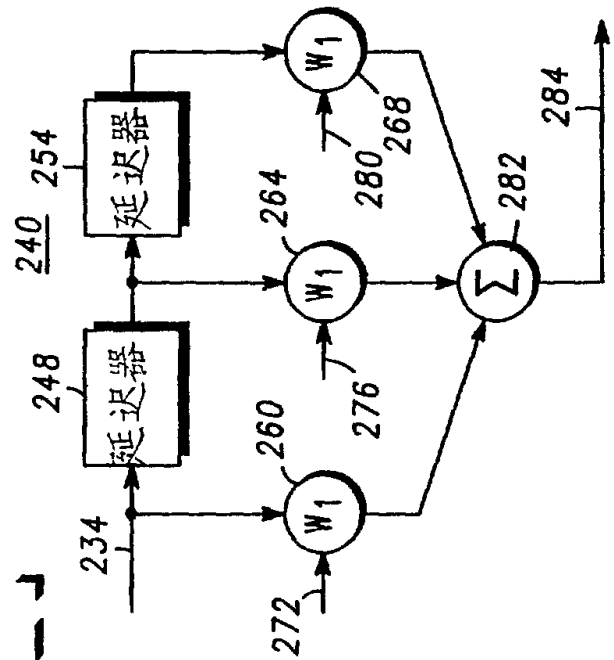
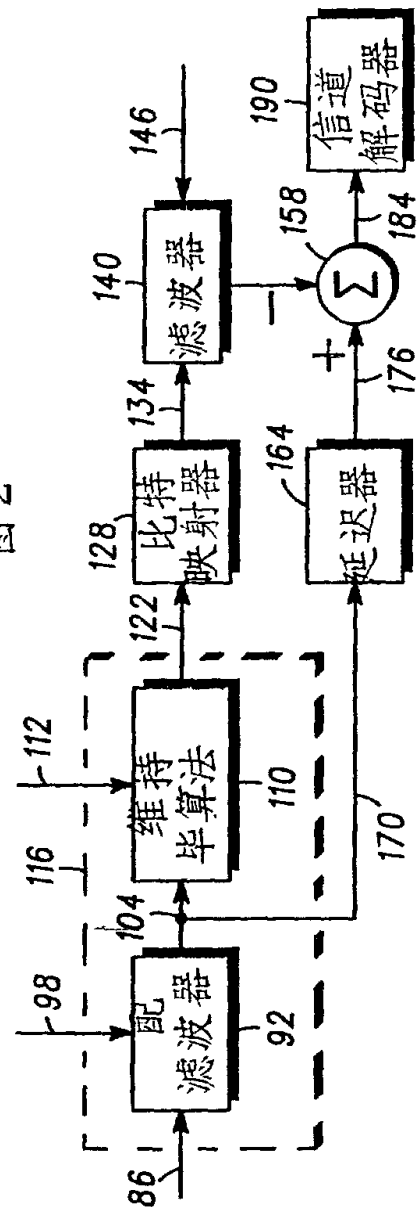


图 2



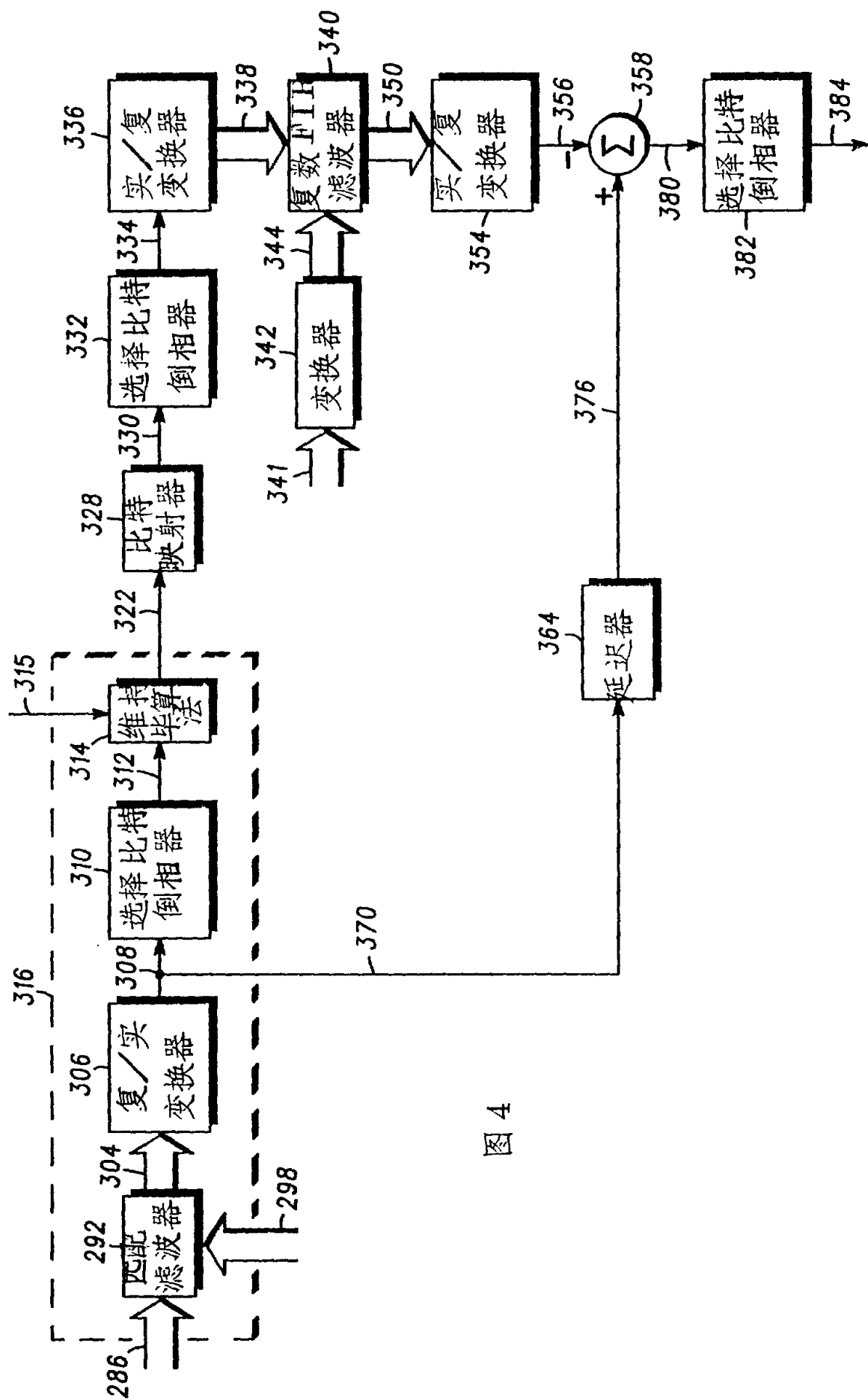


图 4

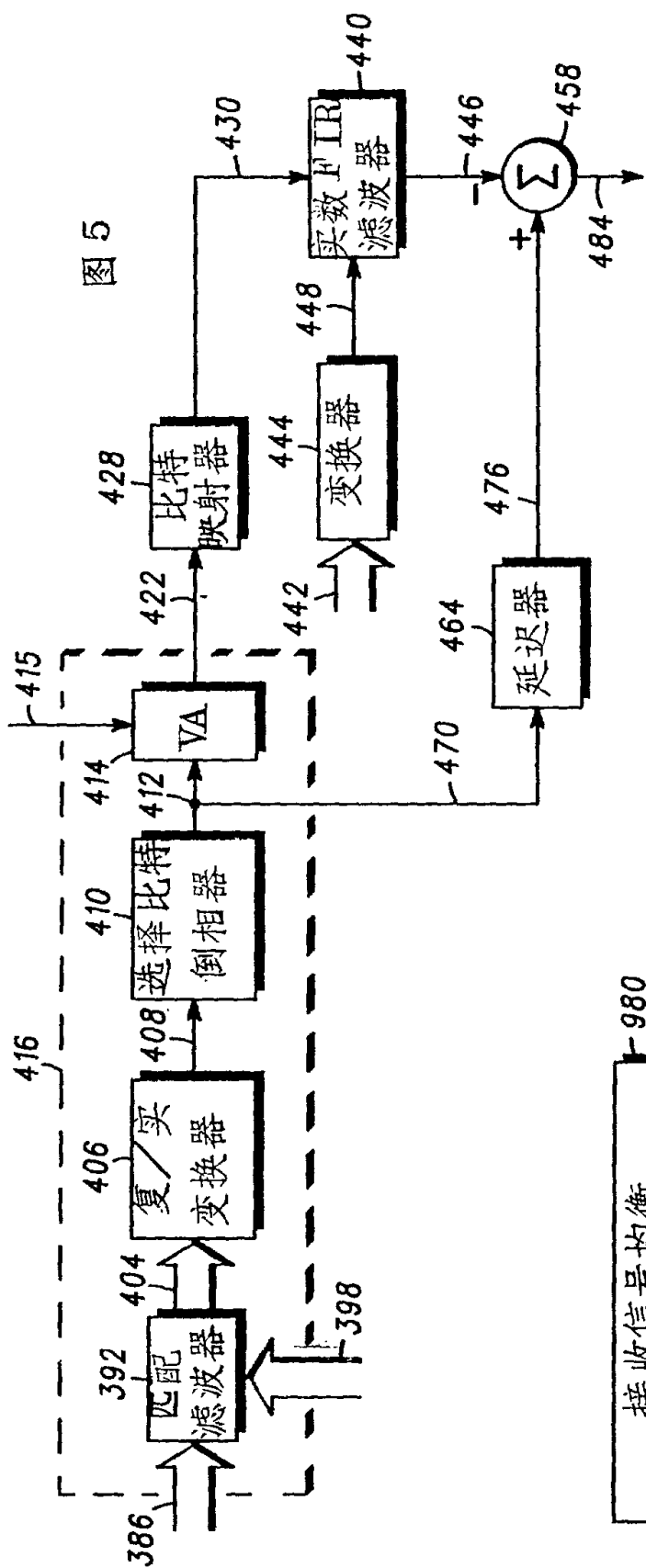


图 5

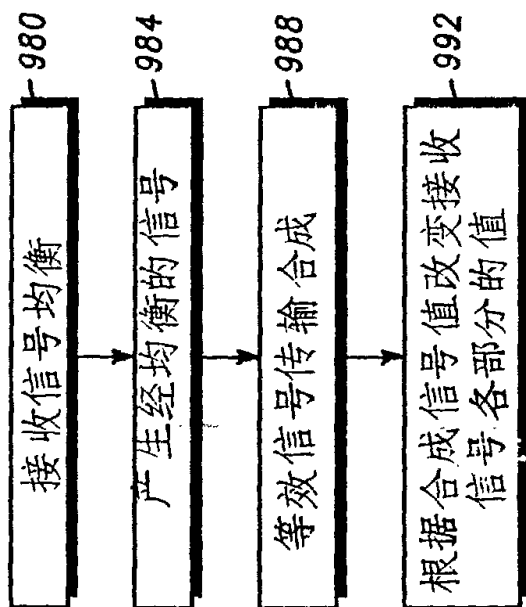


图 8

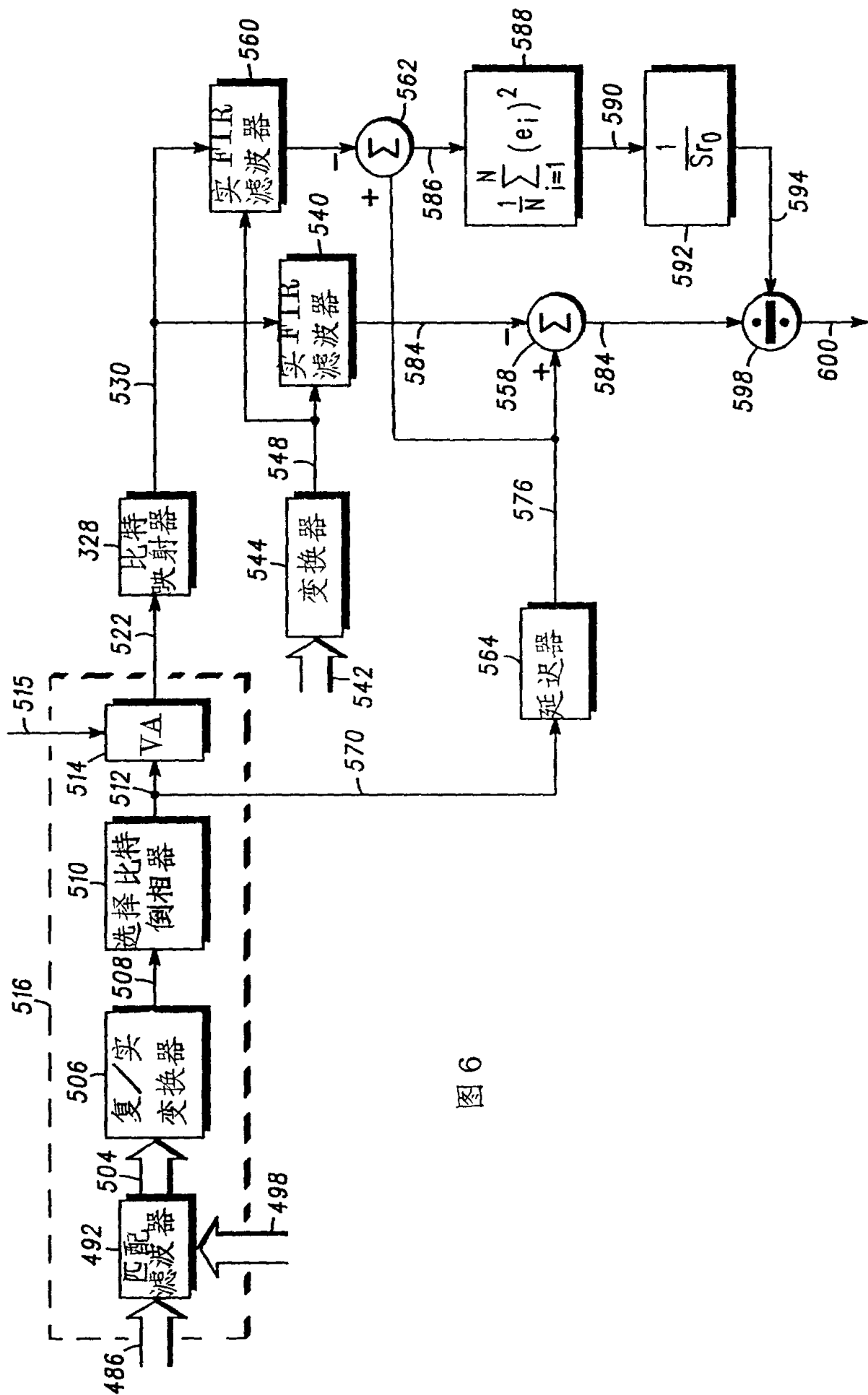


图 6

图 7

