

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 99808654.1

[43] 公开日 2001年8月22日

[11] 公开号 CN 1309865A

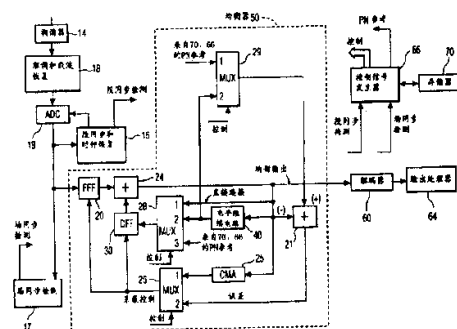
[22] 申请日 1999.6.2 [21] 申请号 99808654.1
 [30] 优先权
 [32] 1998.6.23 [33] US [31] 09/102,885
 [86] 国际申请 PCT/US99/12143 1999.6.2
 [87] 国际公布 WO99/67946 英 1999.12.29
 [85] 进入国家阶段日期 2001.1.15
 [71] 申请人 汤姆森特许公司
 地址 法国布洛涅
 [72] 发明人 许东昌 库马·拉梅斯瓦米
 保罗·G·克努森

[74] 专利代理机构 柳沈知识产权律师事务所
 代理人 邵亚丽

权利要求书 4 页 说明书 8 页 附图页数 2 页

[54] 发明名称 高清晰度电视信道均衡器
 [57] 摘要

一种自适应信道均衡器(50),用于处理包含地面广播高清晰度电视信息的被解调的 VSB 信号,包括自适应前馈滤波器(FFF20)和自适应决策反馈滤波器(DFF30)。该均衡器之前是解调器/载波恢复网络(18),并且在均衡器的控制回路中不包括载波恢复功能。该均衡器的 FFF 和 DFF 元件自适应地运行在盲、训练和决策指导模式下。所提供的从该均衡器的输出到 DFF 的直接连接有利于盲运行模式下粗略的信号采集和均衡。



权 利 要 求 书

- 1、一种用于处理被接收的残留边带(VSB)调制信号的系统，该调制信号包含 VSB 符号群所代表的高清晰度视频信息，并且受表现出的不希望干扰影响，该系统包括：
- 5 一个解调器(18)，响应所述被接收的 VSB 调制信号以产生解调信号；以及
- 一个自适应均衡器(50)，具有一个用于接收所述解调信号的输入端和一个在其上产生均衡信号的输出端，所述自适应均衡器包括：
- 10 (a)、一个自适应前馈滤波器(20 FFF)，用于均衡所述解调信号，所述 FFF 表现为：
- (1) 在第一个运行模式下线性、非决策指导的盲运行；和
- (2) 在随后的第二个运行模式下决策指导运行；以及
- (b)、一种自适应决策反馈滤波器(30 DFF)，用于均衡所述解调信号，所述 DFF 表现为：
- 15 (1)在第一运行模式下线性、非决策指导的盲运行；和
- (2)在所述第二运行模式下非线性决策指导运行。
- 2、如权利要求 1 所述的系统，其中所述解调器包括一个载波恢复网络；并且
- 20 所述 FFF 和所述 DFF 不执行载波解循环。
- 3、如权利要求 1 所述的系统，其中在所述第一个模式下的所述盲运行期间，所述 DFF 的所述信号输入端直接连接(“直接连接(DIRECT CONNECTION)”)到所述均衡器的输出端上的所述均衡信号。
- 25 4、如权利要求 3 所述的系统，其中在所述第二个模式下的所述决策指导运行期间，所述 DFF 的所述信号输入端接收限幅电路(40)的输出信号。
- 5、如权利要求 1 所述的系统，其中所述前馈滤波器和所述决策反馈滤波器以一种符号速率实时在线运行。
- 30 行。
- 6、如权利要求 1 所述的系统，其中所述信号具有由连续的数据帧组成

的数据帧格式(图 2),包括作为具有相关段同步分量的多个数据段的开始的场同步分量。

7、如权利要求 6 所述的系统,其中

5 在所述盲模式下,所述 DFF 的所述信号输入端直接连接到所述均衡器输出端上的所述均衡信号,并且所述 FFF 和 DFF 的系数控制输入端响应盲自适应算法(CMA25);以及

在所述决策模式下,所述 DFF 信号输入端响应限幅电路(40)的输出信号(误差(ERROR)),并且所述 FFF 和 DFF 的系数控制输入响应一个表示所述限幅电路输出信号与所述均衡器输出信号之差的误差信号。

10 8、如权利要求 7 所述的系统,其中

在场同步间隔期间,所述 DFF 响应训练信号(PN),而在非场同步间隔期间,响应所述限幅电路的输出信号;

15 在数据帧的非场同步间隔期间,所述 FFF 和 DFF 的系数控制输入响应限幅误差信号,该限幅误差信号表示限幅电路输出信号与所述均衡器输出信号之差;以及

在数据帧的场同步间隔期间,所述 FFF 和 DFF 的系数控制输入响应训练误差信号,该训练误差信号表示所述均衡器输出信号的训练信号分量与参考训练信号之差。

9、如权利要求 8 所述的系统,其中

20 所述训练信号是一个 PN 序列。

10、如权利要求 6 所述的系统,其中

所述前馈滤波器和所述决策反馈滤波器以一种符号速率实时在线运行。

25 11、一种信号处理方法,用在一种用于处理被接收的残留边带(VSB)调制信号的系统中,该调制信号包含 VSB 符号群所代表的高清晰度视频信息并且受表现出的不希望干扰影响,所述系统包括由前馈滤波器(FFF)和决策反馈滤波器(DFF)组成、产生均衡输出信号的信道均衡器,所述方法包括步骤:

解调所述 VSB 调制信号以产生解调信号;

将所述解调信号传递给所述均衡器;

30 在盲的第一个运行模式期间使所述 FFF 适应线性方式;

在盲运行模式期间使所述 DFF 适应线性方式;

在后续的决策指导运行模式下，使所述 FFF 适应非线性方式；以及在后续的决策指导运行模式下，使所述 DFF 适应非线性方式。

12、如权利要求 11 所述的方法，其中在盲运行模式期间，使所述 DFF 线性地自适应的步骤包括步骤：

5 在所述盲运行模式期间，将所述均衡的输出信号直接连接到所述 DFF 的信号输入端，以允许在所述盲模式期间由所述 DFF 粗略均衡。

13、如权利要求 11 所述的方法，其中所述信号具有由连续的数据帧组成的数据帧格式(图 2)，包括作为具有相关段同步分量的多个数据段的开始的场同步分量。

10 14、如权利要求 13 所述的方法，还包括步骤：

产生限幅电路输出信号以响应所述均衡器输出信号；

在所述决策指导模式下，将所述限幅电路输出信号连接到所述 DFF 信号输入端；以及

15 在所述决策指导模式期间，将表示所述限幅电路输出信号与所述均衡器输出信号之差的误差信号连接到所述 FFF 和 DFF 的系数控制输入端。

15、一种信号处理方法，用在一种用于处理被接收的残留边带(VSB)调制信号的系统中，该调制信号包含 VSB 符号群所代表的高清晰度视频信息并且受表现出的不希望干扰影响，所述数据具有由连续的数据帧组成的数据帧格式(图 2)，包括作为具有相关段同步分量的多个数据段的开始的场同步分量，所述系统包括构成信道均衡器(50)的前馈滤波器(20) (FFF)和决策反馈滤波器(30) (DFF)，以产生均衡输出信号，所述方法包括步骤：

解调所述 VSB 调制信号以产生解调信号；

将所述解调信号作用到由所述 FFF 和所述 DFF 组成的所述信道均衡器上；

25 (a)、在盲、非决策指导均衡间隔期间，

(1) 将所述均衡器输出信号作用到所述 DFF 的信号输入端上；

(2) 使所述 FFF 适应线性方式；

(3) 使所述 DFF 适应线性方式；

(b)、在场同步分量间隔期间的随后的训练均衡间隔期间，

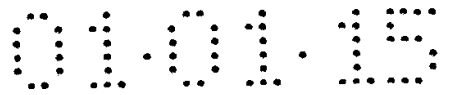
30 (1) 将训练信号作用到所述 DFF 的所述信号输入端上；

(2) 使所述 FFF 和所述 DFF 自适应，以响应表示参考训练信号与

所述均衡器输出信号的训练信号分量之差的训练误差信号。

(c)、在所述训练间隔和包含非场同步分量间隔后的决策指导均衡间隔期间，

- 5
- (1) 将符号限幅电路输出信号作用到所述 DFF 的所述信号输入端上；以及
 - (2) 使所述 FFF 和所述 DFF 自适应，以响应表示符号限幅电路输出信号与所述均衡器输出信号之差的限幅误差信号。



说明书

高清晰度电视信道均衡器

5 本发明涉及包含高清晰度电视信息的视频信号传输信道的自适应均衡。

从被调制的信号中恢复出数据，传递符号形式的数字信息通常要求接收机具有三个功能：符号同步的定时恢复(timing recovery)、载波恢复(频率解调为基带)、以及信道均衡。定时恢复通过使接收机时钟(时基)与传输器时钟同步进行处理。这就允许被接收的信号能在最优点被及时采样，以减少与决策指导处理(decision-directed processing)被接收符号值相关的限幅误差的机会。载波恢复是在频率被转换为频率较低的中频通带后通过这样的处理实现的，即将被接收 RF 信号的频率移动到基带，以允许恢复该调制的基带信息。

许多数字信号通信系统采用自适应均衡以补偿在信号传输信道上变化的信道条件和干扰的影响。均衡处理方法是估计传输信道的传递函数并将该传递函数的逆作用到被接收的信号上去以减少或消除失真影响的。一般地，信道均衡利用一些滤波器从被接收的信号中去掉幅值和相位失真以提供该改进的符号决策能力。这些幅值和相位失真来自于例如传输信道的依赖于时间的频率变化响应。信道均衡去掉包括传输信道低通滤波器影响在内的由传输信道干扰引起的基带符号间干扰(intersymbol interference, ISI)。ISI 通过前面的值和下面的符号导致给定符号值的失真，实质上代表符号“重影(ghost)”，因为 ISI 包括关于给定决策域中参考符号位置的超前和延迟符号。

自适应均衡器本质上是一个自适应数字滤波器。在使用自适应均衡器的系统中，需要提供一种适应滤波器响应的方法，以便能足够地补偿信道失真。有几个使滤波器系数因而使滤波器响应自适应的算法。一种广泛使用的方法是采用最小二乘(Least Mean Squares, LMS)算法。在此算法中，通过改变系数的值，该值作为典型误差信号的函数，迫使均衡器的输出信号接近参考数据序列。该误差信号是通过从参考数据序列中减去均衡器输出信号而形成的。当误差信号接近于零时，均衡器近似收敛，于是均衡器的输出信号与参考数据序列近似相等。

当均衡器开始运行时，通常不将系数值(滤波器抽头权值)设置在产生足

够信道失真补偿的值上。为了使得均衡器系数初始收敛，可以使用一个熟知的“训练”信号作为参考信号。在发射机和接收机上都设计有该信号。通过从自适应均衡器的输出信号中减去局部产生的训练信号的拷贝，在接收器中形成误差信号。众所周知，训练信号有助于打开被接收信号初始时闭合的“眼睛”。在适应了训练信号后，该“眼睛(eye)”就会睁得足够大并且均衡器会被切换到决策指导运行模式。在这种模式下，通过使用均衡器输出的实际符号值而代替使用该训练信号，实现滤波器抽头权值最终收敛。决策指导均衡模式能比使用周期性传输训练信号的方法更加快速地跟踪和取消时变信道失真。为了给决策指导均衡提供可靠的收敛和稳定的系数值，大约 90% 的决策必须修正。训练信号有助于均衡器实现这 90% 的修正决策水平。

但是，在一些系统中不能使用训练信号。在这种情况下，常常使用“盲(blind)”均衡提供均衡器系数值的初始收敛，并迫使“眼睛”睁开。在这种盲模式下，粗略地调整滤波器系数以响应利用熟知的函数或算法计算出的误差信号。在这些最常用的盲均衡算法中有恒模算法(Constant Modulus Algorithm, CMA)和减群算法(Reduced Constellation Algorithm, RCA)。这些算法在下面的文章中进行了讨论，例如，在 Proakis 的《数字通信(Digital Communication)》中 (McGraw-Hill: 纽约, 1989 年)，以及在 Godard 的《二维数据通信系统中自恢复均衡和载波跟踪(Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two Dimensional Data Communication System)》中 (发表于 1980 年 11 月的《IEEE 通信学报》上)。简要地说，CMA 依赖于这样的事实，即在进行决策时，被检测数据符号的模应位于定义几个(几群(constellation))不同直径圆中之一的点的轨迹上。RCA 依赖于在主传输群内形成的“超级群”。首先使数据信号适合超级群，然后再细分超级群来包含整个群。

在常规的使用前馈滤波器(feed forward filter, FFF)和决策反馈滤波器(decision feedback filter, DFF)为均衡器的系统中，一般由 FFF 完成初始信号采集间隔中自适应盲均衡功能(非决策指导)。此时 DFF 不提供均衡功能。在盲均衡间隔结束后，DFF 被激活进行决策指导均衡。在决策指导均衡模式下，通过使用决策误差信号将滤波器系数更新为更加精细的值，而该误差信号是利用熟知的决策函数计算得到。此时，FFF 和 DFF 都将使它们的系数得到适应(更新)以响应在决策指导模式下局部产生的控制信号，如依据出现在限幅

网络的输入和输出端上的符号采样值之差。这种方法也有缺点。如果出现有影响的 ISI 和重影效应，对 FFF 而言将很难实现均衡，因为滤波器中抽头将被符号“重影”覆盖掉。为了均衡前重影和后重影，FFF 使用前游标(cursor)和后游标抽头，这种方法在滤波器抽头中使用效果不好。在 Shuie 等人的美国专利 5,712,873 中说明的那种类型的系统可以避免这种限制。在所述的那个系统中，数字信号处理器包括决策反馈滤波器(DFF)，它在决策指导均衡之前和决策指导均衡过程中表现为不同的运行模式。具体讲，DFF 在盲均衡过程中作为线性反馈滤波器运行，而在盲均衡后的决策指导模式下作为非线性滤波器运行。

10 依据本发明的原理，用于处理包含高清晰度视频信息的被解调的 VSB(残留边带)信号的数字信道均衡器包括前馈滤波器(FFF)和决策反馈滤波器(DFF)。FFF 和 DFF 都能适应运行在盲均衡和决策指导模式下。

附图的简要说明

15 图 1 是先进的电视接收机例如高清晰度电视(high definition television, HDTV)接收机的一部分的方框图，包括一个依据本发明原理的自适应均衡器系统。

图 2 描述了依据 Grand Alliance HDTV 系统的 VSB 信号的数据帧格式。

20 在图 1 中，通过天线 10 接收的被调制的模拟 HDTV 信号由输入网络 14 处理，输入网络 14 包括例如 RF 调谐电路、产生中频通带输出信号的双转换调谐器，以及适当增益控制电路。接收的信号是 VSB 调制信号，如美国 Grand Alliance HDTV 系统中建议使用的那样。这样的 VSB 信号由一维的数据符号群所代表，其中只有一个坐标轴包含将由接收机接收的量化数据。为简化图 1，没有表示给所描述功能块定时的信号，或者从接收信号导出定时和时钟信号的定时恢复网络(如众所周知的那样)。

25 如 1994 年 4 月 14 日在 Grand Alliance 的 HDTV 系统使用规范中所说明的那样，VSB 传输系统按照规定的帧格式传输数据，如图 2 所示。将抑制载波频率上的一个小的引导信号加到被传输的信号上，以有助于在 VSB 接收机上实现载波锁定。参考图 2，每个数据帧包含两场，而每场包括 832 级符号中的 313 个段。每场的第一个段称为场段，其余的 312 个段称为数据段。数据段包含 MPEG 兼容数据包。每个数据段包含一个四符号段同步字

符，随后是 828 个数据符号。每个场段包含四个符号段同步字符，随后是场同步分量，场同步分量包括预确定的 511 个符号伪随机数(PN)序列以及三个预确定的 63 个符号的 PN 序列，而中间的一个在相邻的场中被倒相。VSB 模式控制信号(定义 VSB 符号群的大小)跟随最后 63 个 PN 序列，而最后 63 个 PN 序列跟随着 96 个相反的符号和 12 个从先前场中复制的符号。

从单元 14 输出的通带输出信号由 VSB 解调器和载波恢复网络 18 转换成基带信号。在该例中网络 18 包含按下述说明设计的电路，即 Grand Alliance HDTV 系统使用规范中说明的，以及 W. Bretl 等人发表在 1995 年 8 月的《IEEE 消费者电子学报(IEEE Transactions on Consumer Electronics)》上的《Grand Alliance 数字电视接收机的 VSB 调制解调器子系统设计(VSB Modem Subsystem Design for Grand Alliance Digital Television Receivers)》文章中所说明的。简要地说，载波恢复可以由频率和相位锁定循环(锁相环)，使用包含在广播 HDTV VSB 信号中的小的引导信号分量完成。从网络 18 输出的输出基带信号只包含沿着实轴的被恢复的 I-信道数据符号。从网络 18 输出的被解调的符号信息通过模拟到数字转换器 19 转换成数字数据流。

数据段同步恢复和时钟(定时)恢复由单元 15 完成，单元 14 可以包括一些象先前提到的 Grand Alliance HDTV 系统使用规范和 Bretl 等人的文章说明的那样的网络。当完成数据段同步恢复和定时恢复之后，就提供了一个段同步检测信号。

模拟到数字转换器 19 的输出还作用到数据场(帧)同步分量检测器 17 上。适于提供数据场(帧)同步分量检测的网络还将在 Grand Alliance HDTV 系统使用规范和 Bretl 等人的文章中讨论。当检测完数据域同步分量之后，检测器 17 将给微处理器 66 提供场同步检测输出信号。单元 19 输出的数字数据由自适应均衡器网络 50 进行处理，这在下面将要讨论。从网络 50 输出的均衡基带输出信号由单元 60 进行解码，并由输出网络 64 加以处理。解码器 60 包括众所周知的并在前面提到的 Bretl 等人的文章中所说明的那样，如格状解码、数据解交织器、Reed-Solomon 误差修正和音频/视频解码器网络。输出处理器 64 包括音频/视频处理器和音频/视频再生器件。

当接收信号中的这些同步分量被检测到时，单元 15 和 17 中的段同步和场同步检测电路将向控制信号发生器 66(如包括微处理器)提供输出段同步检

测和场同步检测输入信号。微处理器 66 响应这些信号并用于给均衡器 50 提供输出控制信号和输出参考 PN(伪随机数序列)信号,这将在下面将讨论。PN 训练信号序列是固定的二进制数据重复模式,如 Grand Alliance HDTV 系统规范所说明的那样,并且是由控制信号发生器 66 从存储器 70 获得的预编程的参考信号。因为所保存的 PN 信号的数据模式是已知的,所以,通过获得所保存的参考 PN 信号与在场同步间隔期间接收的数据流的 PN 训练信号分量之间的差产生精确的误差。控制信号控制多路复用器 26、28 和 29 在盲、训练和决策指导运行模式下的切换,这将在下面讨论。

从单元 19 输出的输出信号包括数字数据,还有由传输信道干扰和人为引起的符号间干扰(ISI)。这些信号作用于实(对比于复合)前馈滤波器(FFF)20,该前馈滤波器(FFF)20 用作均衡器运行,如:符号率间隔(spaced) (“T 间隔”)的均衡器,在此情况下作为数字 FIR 滤波器实施。均衡器滤波器 20 的系数值(抽头权值)是由来自多路复用器 26 的系数控制信号进行自适应控制的,这将在下面讨论。

加法器 24 将滤波器 20 输出的均衡信号与作为均衡器运行的决策反馈滤波器 30 输出的均衡信号结合。DFF 30 去除 FFF 20 没有去除的符号间干扰。均衡器 30 的系数值(抽头权值)还由多路复用器 26 输出的系数控制信号(即切换误差信号)进行自适应控制。将被 DFF 30 均衡的输入信号由多路复用器 28 提供。FFF 20 和 DFF 30 都使得系数值适应(更新),以响应在盲和决策指导运行模式下的系数控制信号。FFF 20 和 DFF 30 都是单独完成均衡功能的数字 FIR 滤波器。当结合起来考虑时,这些滤波器表示结合在一起的均衡器 50,它将输入信号均衡并输出给解码器 60。FFF 20 均衡前重影分量,而 DFF 30 均衡后重影分量。当开始接收输入信号时,FFF 20 和 DFF 30 运行在线性无限脉冲响应(infinite impulse response, IIR)模式下。FFF 20 和 DFF 30 均是 FIR 器件,但反馈运行使得 DFF 30 作为 IIR 器件运行。

从加法器 24 输出的输出信号是均衡器 50 的输出信号。加法器 24 的输出连接到包括多路复用器 26 和 28、限幅电路 40、差组合器(subtractive combiner)21 和提供 CMA 盲自适应算法的源 25 在内的网路上。

如下所述,当检测场同步和段同步分量时,Mux 26 将两个信号之一提供给 FFF 20 和 DFF 30 的系数控制输入端,以响应微处理器 66 各种操作模式所产生的控制信号。这些从 Mux 26 输出的信号包括从单元 25 输出的响应均

衡器输出信号的 CMA 盲自适应算法，以及从差组合器 21 输出的误差信号。该误差信号表示限幅电路 40 的输入信号和第三个多路复用器 29 输出之间的差值。差组合器 21 的输出是限幅误差信号或训练误差信号，其中：

限幅误差 = 限幅电路 40 的输出 - 均衡器的输出

5 训练误差 = PN 参考信号 - 均衡器的输出

当训练误差信号产生时，均衡器的输出是被接收的数据流的 PN 分量。

Mux 28 将三个输入信号之一提供给 DFF 30 的信号输入，以响应微处理器 66 输出的控制信号。这些信号包括通过直接连接作用到 Mux 28 的第一个输入端(1)上的均衡器 50 的输出信号，作用到 Mux 28 的第二个输入端(2)上的
10 限幅电路 40 的输出信号，以及所保存的 PN 参考信号，它是从存储器 70 和单元 66 输出的并作用到 Mux 28 第三个输入端(3)上。

多路复用器 29 响应微处理器 66 输出的切换控制信号，在场同步间隔期间接收参考 PN 训练信号序列作为输入信号，而在其它时间接收限幅电路 40 的输出信号。Mux 29 的输出连接到差组合器 21 上，在此与均衡器 50 的输出
15 信号的差值产生误差信号。该误差信号表示限幅电路 40 与均衡器 50 的输出信号之间的差值，或表示参考 PN 信号与作为包含在均衡器 50 输出信号中的所接收数据流的 PN 信号分量之间的差值。

在运行时，均衡器 50 表现为初始条件、盲运行模式、数据指导训练模式、决策指导模式和稳态均衡条件。盲模式出现在所接收的 8-VSB 信号的特征八
20 级“眼睛”模式表现为闭上眼睛模式时。随后，当“眼睛”表现为睁开眼睛模式时，出现训练和决策指导运行模式。应注意到，如果能立即检测到被接收的训练信号分量，则不需要“眼睛”模式打开。在此情况下，一旦检测到训练信号分量就使用它，甚至在“眼睛”模式打开前。

在初始条件下，在实现定时锁定(定时同步)之前，FFF 20 和 DFF 30 空
25 闲，而解调器 18 试图锁定相对于自动增益控制(automatic gain control, AGC) 的接收信号、定时和载波。在此时，作用于 Mux 26 和 28 的控制信号使 FFF 20 和 DFF 30 的所有抽头的系数值复位，并保持在零值上，除非一个抽头值被复位到预确定的非零初值上。控制信号的这种作用冻结滤波器系数值，以阻止在实际有用的均衡过程开始之前系数值不希望的随机变化。另外，FFF 20
30 和 DFF 30 可以预加载最后所知的有效的系数值。在这种初始状态下，Mux 26 和 28 均表现为零输出。在此时，Mux 29 的输出处在“不关心(don't care)”

条件下。

5 在实现粗略的定时后，接着开始使用 CMA 算法的盲均衡处理。这发生在检测到被接收信号的段同步分量时。出现载波锁定和 AGC 锁定。在此时，段同步检测信号被传递给微处理器 66，微处理器 66 反过来产生合适的控制信号。在检测到被接收信号的场同步分量之前，盲均衡处理涉及 CMA 算法的使用。具体地说，作用到 Mux 26 的控制信号使 Mux 26 将 CMA 算法从它的第一(1)个输入端传递到 FFF 20 和 DFF 30 的系数控制输入端，并且作用到 Mux 28 的控制信号使 Mux 28 将均衡器输出信号从它的第一个(1)输入端传递到 DFF 30 的信号输入端。在盲均衡间隔期间，Mux 29 的输出处于“不关心”条件下。

10 在检测场同步分量之后实现定时锁定时，接着出现训练和决策指导均衡处理。训练模式出现在每个数据帧的场同步间隔期间当被接收的 PN 信号分量可用时。在每个数据帧期间的其它时间出现决策指导模式。场同步分量的出现开始了 PN 序列训练模式。在此时间，场同步检测信号被传递给微处理器 66，微处理器 66 反过来产生合适的控制信号。在场同步间隔期间，当接收的 PN 训练分量有用，并且从存储器 70 获得参考 PN 信号时，分别作用到 Mux 26、28 和 29 的控制信号使得：(a)训练误差信号通过 Mux 26 被连接到 FFF 20 和 DFF 30 的系数控制输入端；(b)参考 PN 信号通过 Mux 28 被传递给 DFF 30 的信号输入端；以及(c)参考 PN 信号通过 Mux 29 被连接到差组合器 21 上。

20 在每个数据帧的非场同步间隔期间，当进行基于限幅的决策指导均衡操作时，分别作用到 Mux 26、28 和 29 的控制信号使得：(a)限幅误差信号通过 Mux 26 连接到 FFF 20 和 DFF 30 的系数控制输入端；(b)限幅电路 40 的输出通过 Mux 28 传递给 DFF 30 的信号输入端；以及(c)限幅电路 40 的输出通过 Mux 29 连接到差组合器 21 上。

25 在已经实现均衡后的稳定态运行期间，上述用于决策指导操作的信号条件很普遍。

上面提到的均衡器 50 的运行总结如下面的列表。

运行模式	Mux 26 到 FFF、DFE	Mux 28 到 DFE、Mux 29	
	系数控制	信号输入	输出
初始转态	0	0	-----
盲均衡	CMA	均衡输出	-----
训练 (场同步间隔)	训练误差	参考 PN 信号	参考 PN
决策指导 (非场同步间隔)	限幅误差	限幅电路输出	限幅电路输出

所说明的系统包括自适应均衡器 50，其优点表现为减少了成本和硬件的复杂性。均衡器 50 包含实的而不是复合滤波器 20 和 30，并且不要求使用循环或解循环电路(如在均衡器中控制回路中)。循环器/解循环器基本是循环地
5 翻译数据符号群以补偿被接收信号中不希望的频率和相位的偏移。

自适应均衡器 50 作为线性 IIR 滤波器运行，改进了均衡器性能，这是因为当在盲均衡之后的决策指导模式下作为非线性滤波器运行之前，DFE 30 作为线性反馈滤波器运行时，DFE 30 甚至在盲模式下也能提供一些均衡。作为
10 线性反馈滤波器，DFE 30 初始运行产生有利于系统均衡的收敛，特别是在出现有影响的信号重影的情况下。特别地，在此时 DFE 30 表现出能消除远重影分量的反馈滤波器的能力。

另外，与使用 FFF 和 DFE 均衡的传统系统相比较，所说明的系统表现出在盲均衡之后从线性运行模式到非线性决策指导模式的平滑转移。这是因为
15 DFE 30 预先适应在线性模式下的运行后，再开始在线性模式下运行，即它的很多系数已经按最终值方向进行了修改和适应。

均衡器 50 本质上是一种硬件和数据效率高的自适应回归线性滤波器，它尽可能地利用所有有用的数据实现高清晰度 VSB 调制信号的均衡。FFF 20 和 DFE 30 以符号速率运行，而 PN 序列被用于加快均衡。数据处理实时地连续在线出现，并有益地使用从均衡器 50 通过 Mux 28 到 DFE 30 的直接连接，
20 以利于 DFE 30 在盲运行模式期间获得粗略(coarse)信号。这样在盲均衡期间，决策反馈滤波器 30 有益地用在线性模式下，然后如所讨论的那样，响应训练模式下的 PN 信号，以及决策指导模式期间的限幅电路输出。

说明书附图

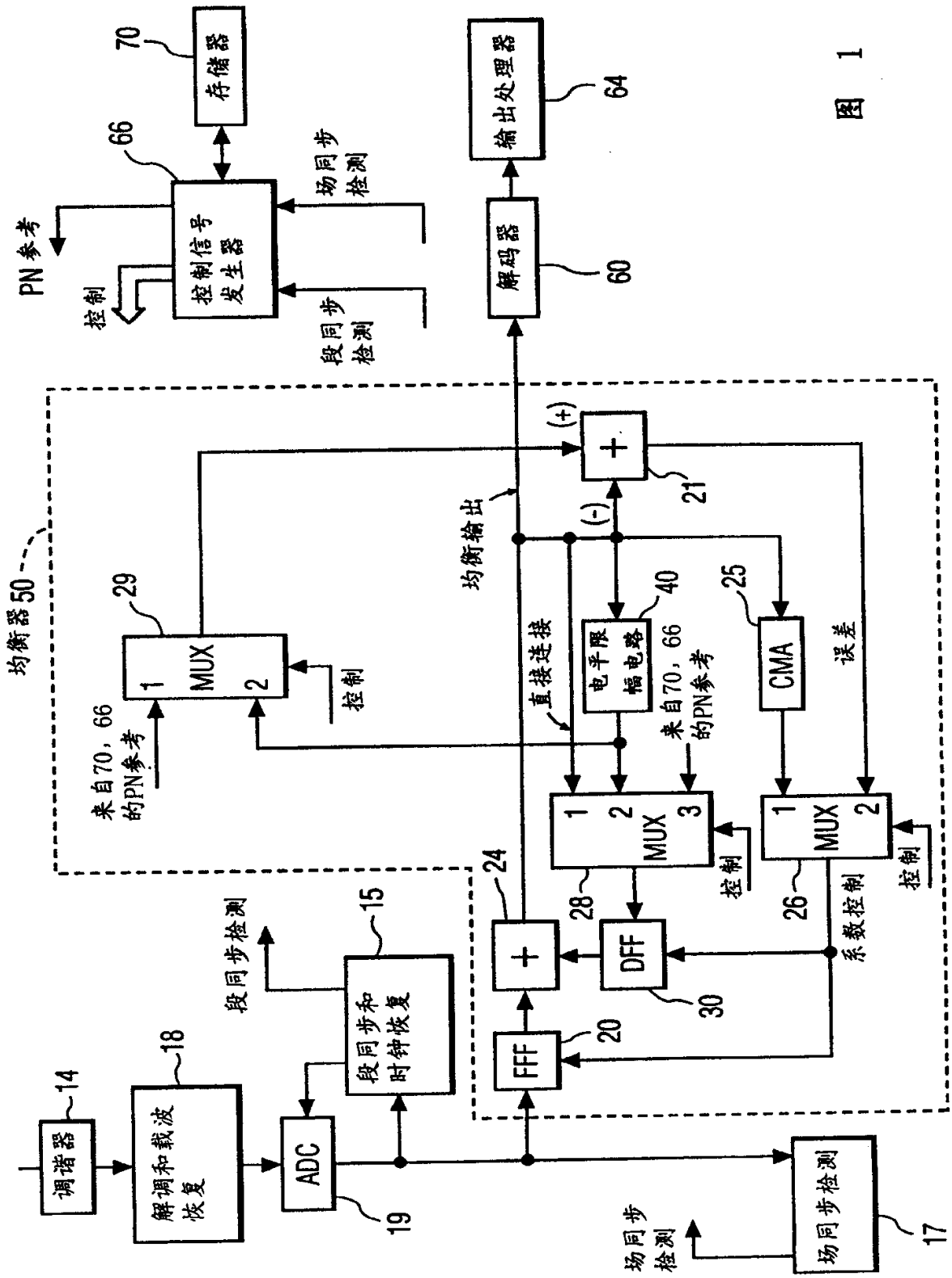


图 1

图 2

