[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷
H04N 5/21

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 98801303.7

[45] 授权公告日 2003 年 9 月 24 日

[11] 授权公告号 CN 1122401C

[22] 申请日 1998.9.18 [21] 申请号 98801303.7

[30] 优先权

[32] 1997. 9.19 [33] US [31] 08/933,934

[32] 1997. 9.25 [33] US [31] 08/937,740

[86] 国际申请 PCT/KR98/00286 1998.9.18

[87] 国际公布 WO99/16240 英 1999.4.1

[85] 进入国家阶段日期 1999.5.7

[71] 专利权人 三星电子株式会社

地址 韩国京畿道

[72] 发明人 艾伦·L·林伯格

审查员 陈荣华

[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

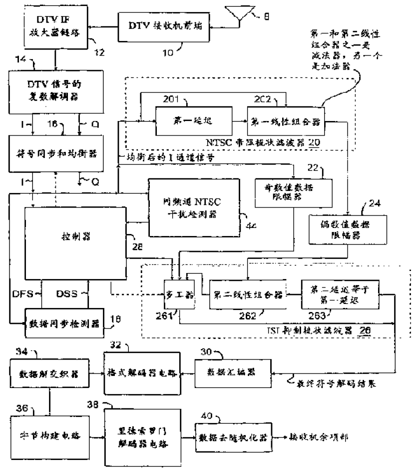
代理人 孙履平

权利要求书 4 页 说明书 20 页 附图 8 页

[54] 发明名称 受同频道 NTSC 干扰的 DTV 信号接收机频道均衡器操作方法

[57] 摘要

一种 DTV 信号接收机，包括：自适应频道均衡滤波器、用于抑制同频道 NTSC 干扰的人工噪声的梳状滤波器、以及补偿由梳状滤波器引起的符号间干扰的符号间干扰抑制滤波器，均衡滤波器系数的自适应使得对同频道 NTSC 干扰的有或无不敏感，这就避免了试图将频道均衡滤波器用于补偿由梳状滤波器引起的符号间干扰，均衡滤波器系数的自适应使得由梳状滤波器引起的符号间干扰不会受影响，由此，能够由符号间干扰抑制滤波器正确地补偿符号间干扰。



ISSN 1008-4274

1. 一种数字电视信号接收机的操作方法，所述数字电视信号易遭受同频道模拟电视信号的干扰，其特征在于，所述方法包括下列步骤：

解调数字电视信号以产生基带符号代码信号，该基带符号代码信号有时伴随有来自同频道模拟电视信号干扰的人工噪声；

符号解码所述基带符号代码信号；

在所述符号解码所述基带符号代码信号之前，梳状滤波所述基带符号代码信号，抑制在所述基带符号代码信号中来自所述同频道模拟电视信号干扰的人工噪声；以及

在所述符号解码所述基带符号代码信号之前，频道均衡滤波所述基带符号代码信号，使从所述梳状滤波步骤和所述频道均衡滤波步骤得到的整个频道响应符合匹配滤波传输频道的梳状滤波响应。

2. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于，所述频道均衡滤波步骤由具有可调节滤波器系数的自适应频道均衡滤波器来执行，并且，所述梳状滤波步骤由在所述频道均衡滤波器之后级连的 NTSC 带阻梳状滤波器来执行。

3. 如权利要求 2 所述的方法，其特征在于，所述频道均衡滤波步骤包括一个调节所述自适应频道均衡滤波器的可调节滤波器系数的步骤，该步骤包括下列子步骤：

从所述 NTSC 带阻梳状滤波器响应中提取出训练信号，所述训练信号被包含在所述基带符号代码信号中设置的在每个数据场开始处的数据场同步信号之内，其中该训练信号是 511 个样本的伪噪声序列，它跟有三个 63 个样本的伪噪声序列并按数据场同步码组进行编码；

累积在偶数数据场中的训练信号，产生一个附带有重影的重影消除基准信号；

计算附带有重影的重影消除基准信号的离散傅里叶变换；

将附带有重影的重影消除基准信号的所述离散傅里叶变换的各项，除以从所述数字电视信号接收机中存储器提供的、被匹配滤波和梳状滤波的无重影的重影消除基准信号的离散傅里叶变换的相应各项，从而产生表征传输频道特性的离散傅里叶变换的各项；以及

根据所述数字电视信号接收机的各项的倒数，计算频道均衡滤波器系

数。

4. 如权利要求 2 所述的方法，其特征在于，所述符号解码步骤通过下列步骤来执行:

数据限幅器响应于所述级连的所述频道均衡滤波器和所述 NTSC 带阻梳状滤波器的响应，提供初步的符号解码结果；以及

另外的梳状滤波器响应于所述初步的符号解码结果，抑制由所述 NTSC 带阻梳状滤波器引起的符号间干扰。

5. 如权利要求 4 所述的方法，其特征在于， 所述频道均衡滤波步骤包括一个调节所述自适应频道均衡滤波器的可调节滤波器系数的步骤，该步骤包括下列子步骤:

从所述 NTSC 带阻梳状滤波器响应中提取出训练信号，所述训练信号被包含在所述基带符号代码信号中设置的在每个数据场开始处的数据场同步信号之内;

累积在奇数数据场中的训练信号，产生一个附带有重影的重影消除基准信号;

计算附带有重影的重影消除基准信号的离散傅里叶变换;

将附带有重影的重影消除基准信号的所述离散傅里叶变换的各项，除以从所述数字电视信号接收机中存储器提供的、被匹配滤波和梳状滤波的无重影的重影消除基准信号的离散傅里叶变换的相应各项，从而产生表征传输频道特性的离散傅里叶变换的各项；以及

根据所述数字电视信号接收机的各项的倒数，计算频道均衡滤波器系数。

6. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于，所述频道均衡滤波步骤包括一个调节所述自适应频道均衡滤波器的可调节滤波器系数的步骤，该步骤包括下列子步骤:

从所述 NTSC 带阻梳状滤波器响应中提取出训练信号，所述训练信号被包含在所述基带符号代码信号中设置的在每个数据场开始处的数据场同步信号之内;

累积在偶数数据场中的训练信号，产生一个附带有重影的重影消除基准信号;

计算附带有重影的重影消除基准信号的离散傅里叶变换;

将附带有重影的重影消除基准信号的所述离散傅里叶变换的各项，除以从所述数字电视信号接收机中存储器提供的、被匹配滤波和梳状滤波的无重影的重影消除基准信号的离散傅里叶变换的相应各项，从而产生表征传输频道特性的离散傅里叶变换的各项；以及

根据所述数字电视信号接收机的各项的倒数，计算频道均衡滤波器系数。

7. 一种数字电视信号的接收机，所述数字电视信号易遭受同频道模拟电视信号的干扰，其特征在于，所述接收机包括：

解调器装置，响应于所接收的一个所述数字电视信号，提供包括符号编码的数字化基带解调器响应，该符号编码伴随有来自同频道模拟电视信号的任意干扰的解调人工噪声；

同频道干扰检测器，用于确定是否有明显的来自所述同频道模拟电视信号的干扰；

所连接的频道均衡滤波器，它接收所述数字化的基带解调器响应，作为其输入信号，并具有可调节的滤波系数，所述频道均衡滤波器用于提供根据所述可调节滤波系数的变化而自适应的频道均衡滤波器响应；

所连接的 NTSC 带阻梳状滤波器，它接收所述频道均衡滤波器响应，作为其输入信号，并提供梳状滤波器响应，其中抑制了来自同频道模拟电视信号的干扰的所述解调人工噪声；

第一符号解码器，用于提供响应于所述频道均衡滤波器响应的数据；

第二符号解码器，用于提供响应于所述 NTSC 带阻梳状滤波器响应的数据；

符号间干扰抑制梳状滤波器，用于处理来自所述第二符号解码器的所述数据，来补偿由所述 NTSC 带阻梳状滤波器引起的符号间干扰；

多工器，用于选择所述接收机中连续处理的数据，所述多工器响应于所述同频道干扰检测器确定出的没有明显的来自所述同频道模拟电视信号的干扰的检测结果，以选择在所述接收机中连续处理的来自所述第一符号解码器的数据；所述多工器响应于所述同频道干扰检测器确定出的有明显的来自所述同频道模拟电视信号的干扰的检测结果，以选择在所述接收机中连续处理的来自所述第二符号解码器的为补偿由NTSC带阻梳状滤波器引起的符号间干扰被所述符号间干扰抑制梳状滤波器处理的数据；

提取装置，用于在所述数字电视信号中出现数据场同步信号的时间内提

取出所接收的训练信号，所述训练信号提取装置响应于所述同频道干扰检测器确定出的没有明显的来自所述同频道模拟电视信号的干扰的检测结果，从所述频道均衡滤波器响应中提取出所接收的训练信号，并且，所述训练信号提取装置响应于所述同频道干扰检测器确定出的有明显的来自所述同频道模拟电视信号的干扰的检测结果，从所述 NTSC 带阻梳状滤波器响应中提取出所接收的训练信号；以及

受控制的计算机，用于计算所接收的训练信号的离散傅里叶变换的各项；所述计算机响应于所述同频道干扰检测器确定出的没有明显的来自所述同频道模拟电视信号的干扰的检测结果，通过将所接收的训练信号的离散傅里叶变换的各项、除以在所述计算机的存储器中储存的对无重影的训练信号的匹配滤波响应的离散傅里叶变换的相应各项、产生表征频道特性的离散傅里叶变换；所述计算机响应于所述同频道干扰检测器确定出的有明显的来自所述同频道模拟电视信号的干扰的检测结果，通过将所接收的训练信号的离散傅里叶变换的各项、除以在所述计算机的存储器中储存的对无重影的训练信号的 NTSC 带阻梳状滤波和匹配滤波响应的离散傅里叶变换的相应各项、产生表征频道特性的离散傅里叶变换；并且所述计算机计算用于补偿频道特性的所述自适应频道均衡滤波器的可调节滤波系数。

8. 如权利要求 7 所述的接收机，其特征在于，在所述级连滤波器链路中 所述频道均衡滤波器在所述梳状滤波器之前。

9. 如权利要求 7 所述的接收机，其特征在于，所述符号间干扰抑制梳状滤波器具有接收来自所述符号解码器的解码数据的输入端。

受同频道 NTSC 干扰的 DTV 信号接收机频道均衡器操作方法

技术领域

本发明涉及数字电视系统，更具体地，涉及一种调节采用相同于广播 NTSC 模拟电视信号的频道接收经无线电广播的数字电视信号的接收机中的频道均衡电路的方法。

背景技术

由高级电视制式委员会(ATSC)于 1995 年 9 月 16 日颁布的数字电视标准，规定采用残留边带(VSB)信号在 6MHz 带宽电视频道中传输数字电视(DTV)信号。当前 DTV 信号将在美国国内使用国家电视制式委员会(NTSC)模拟电视信号无线电广播的一些超高频传输频道传输。设计的 VSB DTV 信号其频谱可能与同频道干扰 NTSC 模拟电视信号的频谱相交织。DTV 信号的符号率是 NTSC 彩色副载波频率的三倍，该 3.58MHz 的副载波频率是 455/2 乘以 NTSC 的扫描行频。导频载波和此 DTV 信号的主要幅度调制边带频率位于 NTSC 模拟电视信号的四分之一水平扫描行频的奇倍数上。这使得这些 DTV 信号分量落入 NTSC 模拟电视信号的四分之一水平扫描行频的偶倍数之间，而大部分同频道干扰 NTSC 模拟电视信号的亮度和色度分量的能量集中在所述偶倍数的位置上。NTSC 模拟电视信号的视频载波从所述电视频道的下限频率起偏移 1.25MHz。DTV 信号的载波能够从该视频载波频率起偏移 NTSC 模拟电视信号的水平扫描行频乘以 59.75，以便将该 DTV 信号载波放置到距所述电视频道的下限频率约 309,877.6kHz 的位置上。所以，该 DTV 信号的载波在距所述电视频道中频约 2,690122.4Hz 的位置上。

该数字电视标准的确切符号率是距 NTSC 模拟电视信号中视频载波偏移了 4.5MHz 音频载波的(684/286)倍。在 NTSC 模拟电视信号中每个水平扫描行的符号数为 684，而 286 是为了获得距 NTSC 模拟电视信号中视频载波偏移的 4.5MHz 音频载波而与 NTSC 模拟电视信号中水平扫描行频相乘的因子。符号率为每秒 10.762238×10^6 个符号，这些符号能够被包括在从 DTV

信号载波起扩展 5.381119MHz 的 VSB 信号内。即，VSB 信号能够被限制在从电视频道的下限频率起扩展 5.690997MHz 的频带内。

美国的 DTV 信号地面广播的 ATSC 标准能够发送 16:9 宽高比的两种高清晰度电视(HDTV)格式之一的信号。一种 HDTV 显示格式中每个扫描行采用 1920 个样本，并且每 30Hz 帧采用 2:1 场交错(field interlace)的 1080 个有效水平扫描行。另一种 HDTV 显示格式中每个扫描行使用 1280 个亮度样本，并且每 60Hz 帧采用电视图像的 720 个逐行扫描的扫描行。ATSC 标准还建议了除 HDTV 显示格式以外的 DTV 显示格式的发送方案，如对比于一路 NTSC 模拟电视信号并行发送四路具有普通清晰度的电视信号。

在美国的地面广播中以残留边带(VSB)幅度调制(AM)发送的 DTV，包括一系列各包含 313 个时间连续数据段的时间连续数据场。可以认为数据场是按模 2 连续地编号的，每个奇数数据场和其后的偶数数据场形成一个数据帧。帧速率是每秒 20.66 个帧。每个数据段的持续时间为 77.3 微秒。所以，若符号率为 10.76MHz，则每个数据段有 832 个符号。各段数据以四个具有连续值+S,-S,-S,+S 的符号组成的一数据段同步(DSS)码组开始。值+S 是最大正数据振幅(data excursion)之下的一级电平值，值-S 是最大负数据振幅上的一级电平值。各数据场的初始数据段包括一个数据场同步(DFS)码组，其中编码用于频道均衡和多路径抑制过程的训练信号。训练信号是 511 个样本的伪噪声序列(或“PN 序列”)，它跟有三个 63 个样本的 PN 序列。按照各个奇数数据场的第一行中的第一逻辑协议(logic convention)、以及按照各个偶数数据场的第一行中的第二逻辑协议，来发送在 DFS 代码中的中间的 63 个样本的 PN 序列中之一，第一和第二逻辑协议是互补(即相反方向极性)的协议。

采用十二个交织的格式码(trellis code)来格式编码各数据段内的数据，每个 2/3 比率的格式码中有一个要预先编码的未编码位。交织的格式码要经过里德－索罗门(Reed-Solomon)前向纠错编码，以便纠正因诸如附近的未屏蔽的汽车点火系统等的噪声源所引起的突发错误。对于无线传输，以 8 级(3 位/符号)一维星图符号编码来传输里德－索罗门编码结果。对于有线广播，以 16 级(4 位/符号)一维星图符号编码来传输里德－索罗门编码结果，在产生符号后没有任何预编码就进行这种传输。VSB 信号具有被抑制的其固有载波，这些载波的幅度随着调制百分比而变化。

固有载波由固定幅度的导频载波来代替，该幅度对应于规定的调制百分

比。固定幅度的导频载波通过将一直流分量偏移引入到调制电压中来产生，该调制电压施加到产生幅度调制边带的平衡调制器，幅度调制边带被输出到滤波器作为其响应信号提供 VSB 信号。如果在载波调制信号中的 4 位符号编码的八级电平具有正规化值-7,-5,-3,-1,+1,+3,+5,和+7，则导频载波具有正规化值 1.25。+S 的正规化值是+5，-S 的正规化值是-5。

众所周知，VSB DTV 信号的接收机采用了梳状滤波器来抑制伴随基带符号编码的同频道 NTSC 干扰人工噪声(artifacts)，并采用符号间干扰抑制滤波器来补偿由梳状滤波器引起的符号间干扰(ISI)。在 1992 年 2 月 11 日颁发给 R.W.Citta 等人的美国专利号为 5,087,975、题目为“降低 NTSC 同频道干扰的 VSB HDTV 传输系统”的专利，涉及到这样一种接收机。另外，于 1998 年 5 月 5 日授予 A.L.R.Limberg 的美国专利号为 5,748,226、题目为“具有抑制 NTSC 同频道干扰的自适应滤波器电路的数字电视接收机”的专利也涉及了这样一种接收机。美国专利号 5,087,975 的专利文献的图 16 示出的 ISI 抑制滤波器，用于补偿位于 NTSC 带阻梳状滤波器和数据限幅器(data slicer)之间的 NTSC 带阻滤波器的预编码影响。美国专利号 5,748,226 的专利文献的图 1 示出的 ISI 抑制滤波器，用于补偿位于 NTSC 带阻梳状滤波器和数据限幅器(data slicer)之后的 NTSC 带阻滤波器的预编码影响。

在检测数字电视信号的同步以恢复基带符号编码的期间，会出现上述同频道 NTSC 干扰人工噪声。这种同频道干扰 NTSC 彩色电视信号的视频载波人工噪声处在 $59.75f_H$，f_H 为 NTSC 信号的水平扫描频率。彩色副载波人工噪声处在 $287.25f_H$，并且未调制的 NTSC 音频载波人工噪声处在 $345.75f_H$。

ISI 抑制滤波器被设计成用来匹配 NTSC 带阻梳状滤波器以消除 NTSC 带阻梳状滤波器所引起的符号间干扰的梳状滤波器。ISI 抑制滤波器的正确操作取决于符号间干扰已知的性质。DTV 信号接收机通常包括自适应频道均衡滤波器，用来提供匹配滤波以抑制在所接收的传输频道中出现的符号间干扰，还包括用来恢复基带符号编码的解调器。通常由训练信号方法，采用从数据场的初始数据段中的数据场同步(DFS)信号中提取的训练信号，来初始化自适应频道均衡滤波器的滤波器系数。伴随 DFS 信号的同频道 NTSC 干扰人工噪声会影响自适应频道均衡滤波器的滤波器系数，而且会消弱这些系数。这对于自适应频道均衡滤波器要对传输频道进行的匹配滤波产生了负面影响。这样，NTSC 带阻梳状滤波器响应不再被设计成用来抑制由 NTSC 带

阻梳状滤波器引起的符号间干扰的梳状滤波器所进行的匹配滤波。因此，未抑制的符号间干扰使得与基带符号代码被转换为纠错编码数据有关的误码率上升，而误码率的增加是不期望出现的。

发明内容

本发明的目的是避免响应于受伴随 DFS 信号的同频道 NTSC 干扰的人工噪声影响的训练信号，来初始化自适应频道均衡滤波器的滤波器系数。

本发明是一种操作数字电视信号接收机中的频道均衡器的方法，所述数据电视信号易遭受模拟电视信号的同频道干扰。解调一数字电视信号以产生基带符号代码信号，该基带符号代码信号有时伴随有来自同频道模拟电视信号的干扰的人工噪声。在梳状滤波所述基带符号代码信号来抑制来自所述同频道模拟电视信号的干扰的人工噪声之后，符号解码所述基带符号代码信号。在所述符号解码所述基带符号代码信号之前，还要频道均衡滤波所述基带符号代码信号。所述频道均衡滤波使从所述梳状滤波和频道均衡滤波步骤得到的整个频道响应符合对匹配滤波传输频道的梳状滤波响应。

本发明的另一方案是一种数字电视信号的接收机，所述数字电视信号易遭受模拟电视信号的同频道干扰，所述接收机是按照本发明操作的接收机。该接收机包括：解调器装置，响应于所接收的所述数字电视信号，提供包括符号编码的数字化基带解调器响应，该符号编码伴随有来自同频道模拟电视信号的任意干扰的解调人工噪声。在接收机中包括的级连滤波器链路，用于提供对所述数字化的基带解调器响应的级连滤波器响应。在所述级连滤波器链路中包括具有可调节滤波系数的自适应频道均衡滤波器、以及用于抑制来自同频道模拟电视信号的干扰的所述解调人工噪声的梳状滤波器。该接收机还包括用于提供响应于所述级连滤波器响应的数据的符号解码器、以及用于处理所述数据来补偿由所述梳状滤波器引起的符号间干扰的符号间干扰抑制滤波器。该接收机包括提取装置，用于在所述数字电视信号中出现数据场同步信号的时期内从所述级连滤波器响应中提取出所接收的训练信号。在该接收机中包括一计算机，用于计算所述训练信号的离散傅里叶变换的各项。该计算机通过将这些项除以在所述计算机的存储器中保存的对无重影的训练信号的匹配滤波和梳状滤波响应的离散傅里叶变换的相应各项、产生表征频道特性的离散傅里叶变换。该计算机计算与频道特性互补的所述自适应频

道均衡滤波器的可调节滤波系数。

在本发明的又一方案中，所述接收机还包括一检测器，用于确定是否有明显的来自同频道模拟电视信号的干扰。若没有明显的来自同频道模拟电视信号的干扰，则所述计算机仍计算那个训练信号的离散傅里叶变换的各项。但是，所述计算机通过将这些项除以在所述计算机的存储器中保存的对无重影的训练信号的匹配滤波响应而不是梳状滤波响应的离散傅里叶变换的相应各项，产生表征频道特性的离散傅里叶变换。该计算机计算与频道特性互补的所述自适应频道均衡滤波器的可调节滤波系数。

附图说明

图 1 是按照本发明的一个 DTV 信号接收机一部分的方框图，该部分包括具有选择地启动同频道 NTSC 干扰抑制电路的符号解码器，这种 NTSC 干扰抑制电路包括响应于基带 I 通道信号的同频道 NTSC 干扰检测器；

图 2 是图 1 的数字电视接收机的一部分操作的流程图，该流程图示出怎样根据是否采用抑制同频道 NTSC 干扰的梳状滤波来修改均衡过程；

图 3 是按照本发明的一个 DTV 信号接收机一部分的方框图，该部分包括具有选择地启动同频道 NTSC 干扰抑制电路的符号解码器，这种 NTSC 干扰抑制电路包括响应于基带 Q 通道信号的同频道 NTSC 干扰检测器；

图 4 是图 3 的数字电视接收机的一部分操作的流程图，该流程图示出怎样根据是否采用抑制同频道 NTSC 干扰的梳状滤波来修改均衡过程；

图 5 是采用图 2 或图 4 方法的程序的流程图，该程序在未采用抑制同频道NTSC干扰的梳状滤波器时响应于训练信号用于调节频道均衡滤波器的系数；

图 6 是采用图 2 或图 4 方法的程序的流程图，该程序在采用抑制同频道 NTSC 干扰的梳状滤波器时响应于训练信号用于调节频道均衡滤波器的系数；

图 7 是图 1 或图 3 所示 DTV 信号接收机部分的详细方框图，该部分涉及用于执行图 5 和图 6 的程序的电路；

图 8 和图 9 是图 1 和图 3 的同频道 NTSC 干扰检测器可采用的另一种通用形式的方框图。

具体实施方式

如电子电路设计领域的技术人员所理解的，各电路的不同点说明在附图中的图 1、3、7、8 和 9，为使操作顺序正确，可能要插入补偿延迟器(shimming delay)在以下的说明中将不特别描述它们，除非有不同寻常的特定补偿延迟器要求。

图 1 示出了用于已恢复纠错数据的数字电视信号接收机，所述数据适于由数字录像机(DVCR)记录或在电视机中进行 MPEG－2 解码和显示。图 1 所示的 DTV 信号接收机接收来自接收天线 8 的电视广播信号，它也能接收来自有线网络的信号。电视广播信号作为输入信号提供到 DTV 接收机“前端”10。DTV 接收机“前端”10 一般包括射频放大器和第一检测器，用于将射频电视信号转换成中频电视信号，并作为输入信号提供给残留边带 DTV 信号的中频(IF)放大器链路 12。DTV 信号接收机最好有多种转换类型的 IF 放大器链路 12，后者包括：用于放大被第一检测器转换到超高频(UFH)频带的 DTV 信号的 IF 放大器、用于将放大后的 DTV 信号转换为甚高频(VHF)频带的第二检测器、以及用于放大转换到 VHF 频带的 DTV 信号的另外的 IF 放大器。如果按数字方法进行了基带的解调，则 IF 放大器链路 12 还包括用于将放大的 DTV 信号转换到更接近基带的最终中频频带的第三检测器。

最好是，在 UHF 频带的 IF 放大器中采用表面声波(SAW)滤波器，来整形频带选择响应和阻挡相邻频道。该 SAW 滤波器从 5.38MHz 起开始快速截止，使从被抑制的 VSB DTV 信号的载波频率和导频载波中去除相近频率和固定幅度的信号。因此，该 SAW 滤波器阻挡了很多同频道干扰模拟电视信号的频率调制的音频载波。在 IF 放大器链路 12 中去除同频道干扰模拟电视信号的 FM 音频载波，防止了在检测最终中频信号来恢复基带符号时产生该载波的人工噪声，并阻止这些人工噪声在符号解码期间干扰这些基带符号的数据限幅。防止这种人工噪声在符号解码期间干扰那些基带符号的数据限幅，比依赖于在数据限幅之前的梳状滤波来实现的方式要好，特别是在梳状滤波器的差分延迟大于几个符号周期(symbol epochs)的情况下。

IF 放大器链路 12 的最终 IF 输出信号提供给复数解调器 14，后者将最终中频频带残留边带幅度调制的 DTV 信号解调成实部基带信号和虚部基带信号。例如，解调可以在几个兆赫兹范围的最终中频频带的模拟至数字转换之后在数字方法中完成，如美国专利号 5,479,449 的专利文献中所述。或者，

解调可以在模拟方法中完成，其中解调结果通常要进行模拟到数字的转换，以便进一步处理。这种复数解调最好通过同相(I)同步解调和正交相位(Q)同步解调来完成。前述的解调过程的数字结果通常具有 8 位或更高的精度，并表示编码 N 位数据的 2N 级符号。此处，在图 1 的 DTV 信号接收机经天线 8 接收无线电广播的情况下，2N 为 8；在图 1 的 DTV 信号接收机接收有线广播的情况下，2N 为 16。此处，本发明给出的是接收无线电广播的地面波的例子，图 1 没有示出 DTV 信号接收机中为接收的有线广播传输提供符号解码和纠错解码的部分。

符号同步和均衡电路 16 从复数解调器 14 中至少接收数字化的同相(I 通道)基带信号的实样本。在图 1 的 DTV 信号接收机中，示出的电路 16 也接收正交相位(Q 通道)基带信号的数字化的虚样本。电路 16 包括一个具有可调加权系数的数字滤波器，它补偿接收信号中的重影和倾斜(ghost and tilt)。符号同步和均衡电路 16 具有符号同步或“去旋转”以及幅度均衡和重影消除的功能。从美国专利号 5,479,499 中可知，符号同步和均衡电路中的符号同步在幅度均衡之前完成。在这种设计中，解调器 14 将包括实部和虚部基带信号的过采样的解调器响应，提供给符号同步和均衡电路 16。为通过用于幅度均衡和重影消除的数字滤波来降低采样率，在符号同步之后，抽取过采样的数据，以提取出正常符号率的基带 I 通道信号。在符号同步和均衡电路中幅度均衡在符号同步、“去旋转”或“相位跟踪”之前，对于数字信号接收机设计领域的技术人员来说，这也是已知的。

电路 16 输出信号的每个采样被分解成 10 位或更多位，实际是展现(2N = 8)级中之一级的模拟符号的数字表示。通过几种已知方法中的任何一种来精心地对电路 16 输出信号进行增益控制，所以已知用于符号的理想数据步长值(step level)。最好选一种增益控制响应速度非常快的增益控制方法，来将由复数解调器 14 提供的实部基带信号的直流分量调节为正规化值 1.25。这种增益控制方法的一般知识在美国专利号 5,479,449 的专利文献有描述。在 1997 年 6 月 3 日授予 C.B.Patel 等人的美国专利号为 5,573,454、题目为“接收数字高清晰度电视信号的无线电接收机中的自动增益控制”的专利文献中更具体地描述了这种方法，在此列出供参考。

电路 16 的输出信号作为输入信号被提供到数据同步检测电路 18，后者从均衡后的基带 I 通道信号中恢复数据场同步信息 DFS 和数据段同步信息

DSS。另外，还可以在均衡之前获得数据同步检测电路 18 的输入信号。

作为电路 16 输出信号而提供的正常符号率的均衡后的 I 通道信号样本，作为输入信号输入到 NTSC 带阻梳状滤波器 20。梳状滤波器 20 包括第一延迟器 201 用于产生一对差分延迟的 2N 级符号流、以及用于线性组合差分延迟的符号流来产生梳状滤波器 20 响应的第一线性组合器 202。如美国专利号 5,260,793 的专利文献中所述，第一延迟器 201 能够提供等于 12 个 2N 级符号周期的延迟，第一线性组合器 202 可以是减法器。梳状滤波器 20 输出信号的每个样本被分解成 10 位或更多位，实际上是展现(4N－1)＝15 级中之一级的模拟符号的数字表示。

假定，设计符号同步和均衡电路 16 来抑制其输入信号的直流偏置分量(即由数字样本所表示的系统函数的直流项)。然后，作为梳状滤波器 20 输入信号输入的电路 16 输出信号的每个样本就是展现下述正规值：－7、－5、－3、－1、＋1、＋3、＋5 和＋7 中之一的模拟符号的数字表示。这些符号值被指定为“奇数”符号值，并由奇数值数据限幅器 22 来检测，以分别产生中间符号解码结果 000、001、010、011、100、101、110 和 111。

梳状滤波器 20 输出信号的每个样本实际上是展现下述正规值：－14、－12、－10、－8、－6、－4、－2、0、＋2、＋4、＋6、＋8、＋10、＋12 和＋14 中之一的模拟符号的数字表示。这些符号值被指定为“偶数”符号值，并由偶数值数据限幅器 24 来检测，以分别产生梳状滤波后的符号解码结果 001、010、011、100、101、110、111、000、001、010、011、100、101、110 和 111。

数据限幅器 22 和 24 可以是在本说明中此处假定的所谓的“硬判定”类型，或者可以是在维特比(Viterbi)解码方案中使用的所谓的“软判定”类型。在电路结构中可以使用多工器连接，让单个数据限幅器在电路中移动它的位置并提供偏置来修改它的限幅范围，来代替奇数值数据限幅器 22 和偶数值数据限幅器 24，但这些结构不是最佳的，因为操作复杂。

在前述的说明中，假定设计符号同步和均衡电路 16 来抑制其输入信号的直路偏置分量(即由数字样本所表示的系统函数的直流项)。该直流偏置分量具有正规化值 1.25，并在检测导频信号时出现在复数解调器 14 提供的实部基带信号中。实际上，设计符号同步和均衡电路 16 来，至少部分地，保留其输入信号的直流分量，这将从某种程度上简化电路 16 中的均衡滤波器。

因此，奇数值数据限幅器 22 中的数据限幅值被偏置，以便考虑到其输入信号中伴随数据步长的直流偏置分量。假若第一线性组合器 202 是减法器，无论设计电路 16 是抑制还是保留其输入信号的系统函数的直流项，对偶数值数据限幅器 24 中的数据限幅值均无影响。然而，假定选择由第一延迟器 201 提供的差分延迟，这样第一线性组合器 202 就变成加法器。然后，偶数值数据限幅器 24 中的数据限幅值应被偏置，以便考虑在其输入信号中伴随数据步长的双倍直流项。

在数据限幅器 22 和 24 之后采用符号间干扰抑制梳状滤波器 26 来产生一滤波器响应，其中抑制了由梳状滤波器 20 引起的符号间干扰(ISI)。ISI 抑制梳状滤波器 26 包括：3 输入多工器 261、第二线性组合器 262、以及其延迟等于 NTSC 带阻梳状滤波器 20 中第一延迟器 201 的第二延迟器 263。如果第一线性组合器 202 是减法器，则第二线性组合器 262 为模 8 加法器；如果第一线性组合器 202 是加法器，则第二线性组合器 262 为模 8 减法器。第一线性组合器 202 和第二线性组合器 262 可以分别用只读存储器(ROM)来构造，以将线性组合操作的速度提高到足够支持相关的采样率。多工器 261 的输出信号提供 ISI 抑制梳状滤波器 26 的响应，并由第二延迟器 263 延迟。第二线性组合器 262 将来自偶数值数据限幅器 24 的预编码符号解码结果和第二延迟器 263 的输出信号相组合。

多工器 261 的输出信号再现了输入到多工器 261 的三个输入信号之一，作为响应于由控制器 28 提供给多工器 261 的多工器控制信号的第一、第二和第三状态所作出的选择。在数据同步检测电路 18 从均衡的基带 I 通道信号中恢复数据场同步信息 DFS 和数据段同步信息 DSS 的时期，多工器 261 的第一输入端接收控制器 28 内存储器提供的理想符号解码结果。在这些时期内，控制器 28 将第一状态的多工器控制信号提供给多工器 261，控制多工器 261 提供从控制器 28 内存储器输出的理想符号解码结果，作为其输出信号，即最终编码结果。奇数值数据限幅器 22 将中间符号解码结果作为其输出信号提供给多工器 261 的第二输入端。第二状态的多工器控制信号控制多工器 261 再现在多工器 261 输出的最终解码结果中的中间符号解码结果。第二线性组合器 262 将 ISI 抑制滤波的符号解码结果作为其输出信号提供给多工器 261 的第三输入端。第三状态的多工器控制信号控制多工器 261 再现在多工器 261 输出的最终解码结果中的 ISI 抑制滤波符号解码结果。在数据同步检

测电路 18 恢复 DSS 或 DFS 同步信息的时期，通过反馈控制器 28 内存储器提供的理想符号解码结果，来减小 ISI 抑制梳状滤波器 26 输出的 ISI 抑制滤波符号解码结果中的运行错误。

在 ISI 抑制梳状滤波器 260 中的多工器 261 的输出信号包括用于输入到格式解码器电路 32 的由数据汇编器 30 汇编的 3 个并行位组中的最终符号解码结果。格式解码器电路 32 通常使用 12 个格式解码器。格式解码结果从格式解码器电路 32 提供到数据解交织器电路 34，来解交换。字节构建电路 36 将数据解交织器电路 34 的输出信号转换成里德索罗门纠错编码数据的字节，以便输入到里德索罗门解码器电路 38，后者执行里德索罗门解码来产生输出到数据去随机化器 40 的纠错字节流。数据去随机化器 40 将再现的数据提供给接收机的余项部。完整的 DTV 信号接收机的余项部包括：组分类装置、音频解码器、MPEG－2 解码器等等。在数字磁带记录机/再现机中装备的 DTV 信号接收机的余项部还将包括用于转换数据记录形式的电路。

同频道 NTSC 干扰检测器 44 对于其输入信号的直流偏置分量是不敏感的，该检测器用于检测在其输入信号中由同频道 NTSC 干扰引起的人工噪声强度。检测器 44 的输入信号是在图 1 的 DTV 信号接收机中的基带 I 通道信号。同频道 NTSC 干扰检测器向控制器 28 提供一个指示信号，来表示同频道 NTSC 干扰是否有会引起在数据限幅器 22 执行的数据限幅中的不可纠正错误的足够强度。如果检测器 44 指示同频道 NTSC 干扰不具有这样的强度，则控制器 28 在大部分时间内向多工器 261 提供第二状态的多工器控制信号。唯一的不是这种情况的时期是当数据同步检测电路 18 恢复数据场同步信息 DFS 或数据段同步信息 DSS 的时期，在这些时期内使得控制器 28 将第一状态的多工器控制信号输入到多工器 261。控制器 28 的第二状态的多工器控制信号控制多工器 261 再现作为其输出信号的由奇数值数据限幅器 22 提供的中间符号解码结果。

如果检测器 44 指示同频道 NTSC 干扰具有引起在数据限幅器 22 执行的数据限幅中的不可纠正错误的足够强度，则控制器 28 在大部分时间内向多工器 261 提供第三状态的多工器控制信号。唯一的不是这种情况的时期是当数据同步检测电路 18 恢复数据场同步信息 DFS 或数据段同步信息 DSS 的时期，在这些时期内使得控制器 28 将第一状态的多工器控制信号输入到多工器 261。控制器 28 的第三状态的多工器控制信号控制多工器 261 以再现 ISI

抑制滤波符号解码结果作为其输出信号，该符号解码结果是作为第二线性组合器 262 输出的第二线性组合结果而提供的。

图 2 是表示图 1 的数字电视信号接收机中如何根据是否采用抑制同频道 NTSC 干扰的梳状滤波来修改均衡过程的流程图。本发明者指出，由于在基带符号编码中同频道 NTSC 干扰人工噪声的存在，所以除非在均衡滤波器内核系数(kernel coefficient)的计算中采取特定的措施来消除这些人工噪声，否则这种噪声将导致在均衡滤波器内核系数的计算中的错误。

在初始步骤 S1，图 1 的 DTV 信号接收机中的复数解调器 14 连续执行数字电视信号的复数解调，以便将接收的 I 通道基带信号和与其呈正交关系的所接收的 Q 通道基带信号分离。在判断步骤 S2，该步骤由图 1 的 DTV 信号接收机中的 NTSC 同频道干扰检测器 44 连续执行判断是否有显著量的同频道 NTSC 干扰伴随接收的 I 通道基带信号。

在 DTV 信号接收机中同频道 NTSC 干扰的显著量，指的是使在格式解码期间产生的差错数量显著地超过了格式解码后的两维里德索罗门解码的纠错能力的量级。在接收条件是正常的背景噪声的情况下，在最终恢复的数据中会产生一定量的位差错。在特别设计的 DTV 信号接收机中同频道 NTSC 干扰的显著量容易通过对其原型的试验来确定。

如果判断步骤 S2 中判定没有显著量的同频道 NTSC 干扰伴随接收到的 I 通道基带信号，则执行调节数字均衡滤波器内核系数的步骤 S3 和随后符号解码从步骤 S3 中得出的均衡滤波器响应的步骤 S4。调节内核权值的步骤 S3 完成后的数字均衡滤波器响应提供了与 I 通道基带信号匹配的响应。符号解码均衡滤波器响应的步骤 S4 产生符号解码结果在用格式解码符号解码结果来纠正其中差错的后面的步骤 S5 中被使用。格式解码的步骤 S5 之后是里德索罗门解码以纠正格式解码结果中差错的步骤 S6 和去格式化里德索罗门解码结果的步骤 S7。

如果判断步骤 S2 中判定有显著量的同频道 NTSC 干扰伴随接收到的 I 通道基带信号，步骤 S8 则利用适当的梳状滤波器来执行梳状滤波所接收的 I 通道基带信号以产生梳状滤波的 I 通道基带信号。在步骤 S9 中，完成通道均衡滤波，以便整体的通道特性对匹配滤波的 I 通道基带符号代码提供理想梳状滤波器响应。即，调节数字均衡滤波器的内核权值来使级连的数字均衡滤波器和梳状滤波器的响应符合这种滤波器的级连方式的理想响应。步骤

S10 执行符号解码这种滤波器级连方式响应，之后，是执行后编码符号解码响应的步骤 S11，以获得在格式解码的步骤 S5 中使用的经纠正的符号解码结果。步骤 S11 中的后编码用来补偿步骤 S8 的梳状滤波的符号解码结果的预编码，并抑制了与预编码有关的符号间干扰。格式解码的步骤 S5 之后仍是里德索罗门解码来纠正格式解码结果中差错的步骤 S6 和去格式化里德索罗门解码结果的步骤 S7。

在均衡数字均衡滤波器响应的步骤 S3 中调节数字均衡滤波器内核权值所采用的子方法，与现有技术中所采用的调节数字均衡滤波器内核权值的方法相似。可以通过计算所接收的数据场同步代码或其规定部分的离散傅里叶变换(DFT)、并将其除以理想数据场同步代码或其规定部分的 DFT 来进行调节，以确定 DTV 传输频道的 DFT。参照最大项来正规化 DTV 传输频道的 DFT 以表征频道特性，选择与表征频道特性的正规化 DFT 互补的数字均衡滤波器的内核权值。例如，这种调节方法在于 1994 年 7 月 19 日颁发的 C.B.Patel 等人的美国专利号为 5,331,416、题目为“电视接收机或录像机中消除重影电路的操作方法”的专利文献中有详细说明。最好将这种方法用于数字均衡滤波器内核权值的初始调节，因为用这种方法进行初始调节要比通常使用自适应均衡来完成更快。在数字均衡滤波器内核权值的初始调节之后，最好采用自适应均衡方法。在 1997 年 7 月 15 日颁发的 J.Yang 等人的美国专利号为 5,648,987、题目为“HDTV 接收机等数字无线电接收机的快速更新的自适应频道均衡滤波”的专利文献中描述了用于执行能够自适应均衡的码组 LMS 方法。在 1997 年 4 月 4 日申请的美国专利申请号为 08/832,674、题目为“动态自适应均衡器系统和方法”的专利申请文件中描述了用于执行自适应均衡的连续 LMS 方法。

在步骤 S9 中，能够使用 DFT 来实现数字均衡滤波器的内核权值的调节的所述子方法，使级连的数字均衡滤波器和梳状滤波器的响应符合这种滤波器级连形式的理想响应。当根据在切换到自适应均衡之前作为训练信号使用的数据场同步(DFS)代码或其规定部分执行快速初始均衡时，DFT 特别有用。在初始化期间，均衡滤波器系数被设定为规定值，以便滤波器响应再现其输入信号。计算所接收的被用于阻挡 NTSC 人工噪声的梳状滤波器 20 的梳状滤波的 DFS 代码或其规定部分的离散傅里叶变换(DFT)。然后将此 DFT 除以同样被梳状滤波的理想 DFT 代码或其规定部分的 DFT，以确定表征 DTV 传

输频道特性的 DFT。然后，参照最大项来正规化 DTV 传输频道的 DFT，以表征频道特性，并选择与表征频道特性的正规化 DFT 互补的数字均衡滤波器内核权值。在数字均衡滤波器内核权值的初始调节之后，最好采用自适应均衡方法。这些自适应均衡方法与在同频道 NTSC 干扰的人工噪声不明显时采用的那些方法的不同之处在于，利用用于阻挡 NTSC 人工噪声的梳状滤波器 20 使可能的有效信号状态的数目加倍，再减去一。

图 3 是与图 1 的 DTV 信号接收机不同的 DTV 信号接收机，不同之处在于基带 Q 通道信号而不是基带 I 通道信号输入到同频道 NTSC 干扰检测器 44 作为其输入信号。同频道 NTSC 干扰检测器 44 用于检测在基带 Q 通道信号中同频道 NTSC 干扰引起的人工噪声的强度。在各同步检测器锁相的时期内仍要建立复数解调器 14，同频道 NTSC 干扰检测器 44 的检测响应对可能在基带 Q 通道信号中出现的任何直流偏置分量不敏感。所以，在电路 16 中计算均衡滤波的加权系数时，没有了在基带信号和梳状滤波的基带信号之间的切换。(例如，由于在弱信号接收期间锁相较差)在 DTV 信号接收机获得一 DTV 信号之后可能在基带 Q 通道信号 DTV 信号中出现的任何直流偏置分量，也不会影响同频道 NTSC 干扰检测器 44 的检测响应。在图 3 的 DTV 信号接收机中，根据对伴随接收的 Q 通道基带信号的同频道 NTSC 干扰量是否明显的判断，来确定伴随接收的 I 通道基带信号的同频道 NTSC 干扰量是否明显。

图 4 是表示在图 3 的 DTV 信号接收机中怎样根据是否采用抑制同频道 NTSC 干扰的梳状滤波来修改均衡过程的流程图。用于图 3 的 DTV 信号接收机的图 4 的流程图与图 2 的流程图的不同之处在于，判断伴随接收的 Q 通道基带信号的同频道 NTSC 干扰量是否明显的判断步骤 S02，取代了判断伴随接收的 I 通道基带信号的同频道 NTSC 干扰量是否明显的判断步骤 S2。

图 5 是在图 2 或图 4 方法中均衡频道响应的步骤 S3 中采用的已知程序的流程图。步骤 S3 包括一组从子步骤 S31 开始的子步骤，子步骤 S31 在每个数据场的开始处从 DFS 信号中提取训练信号。从复数解调步骤 S1 产生的 DFS 信号中，提取训练信号。在子步骤 S31 之后是子步骤 S32，子步骤 S32 累积在规定的偶数数据场上提取的训练信号，以产生所接收的伴随有重影信号的消除重影基准(GCR)信号。如果 GCR 信号是 ATSC 标准 DFS 信号的中间 PN63 序列，则 DFS 信号的极性随每个累积步骤变换。如果 GCR 信号是

ATSC 标准 DFS 信号的 PN511 序列，则 DFS 信号的极性在每个累积步骤中保持相同。下面的子步骤 S33 计算所接收的伴随有重影信号的 GCR 信号的离散傅里叶变换(DFT)。然后，在子步骤 S34，由 DFT 表征传输频道的特性，该 DFT 是从 DTV 接收机中的存储器中提取对没有伴随重影信号的理想 GCR 信号的匹配滤波器响应的 DFT。然后，在子步骤 S34 将所接收的伴随有重影信号的 GCR 信号的 DFT 项除以对理想 GCR 信号的匹配滤波器响应的相应 DFT 项，以产生表征传输频道特性的 DFT 的各项。最后，在子步骤 S35，计算与表征传输频道特性的 DFT 项互补的频道均衡滤波系数。

图 6 是在均衡频道响应步骤 S3 中使用的图 5 程序的修改程序的流程图。按照本发明，该修改程序用于执行频道均衡滤波步骤 S9 以产生对匹配滤波的传输频道的理想梳状滤波器响应，所提供的该理想梳状滤波响应用于在子步骤 S10 中进行符号解码。步骤 S9 包括一组从子步骤 S91 开始的子步骤，子步骤 S91 在每个数据场的开始处从梳状滤波的 DFS 信号中提取训练信号。来自提取的训练信号的 DFS 信号从梳状滤波步骤 S8 产生而不是直接来自复数解调步骤 S1 的 DFS 信号，在子步骤 S91 之后是子步骤 S92，子步骤 S92 累积在规定的偶数数据场上提取的训练信号，以产生经梳状滤波的所接收的消除重影基准(GCR)信号伴随有(梳状滤波的)重影信号。如果该 GCR 信号是 ATSC 标准 DFS 信号的中间 PN63 序列，则 DFS 信号的极性随每个累积步骤变换。如果 GCR 信号是 ATSC 标准 DFS 信号的 PN511 序列，则 DFS 信号的极性在每个累积步骤中保持相同。下面的子步骤 S93 计算梳状滤波的 GCR 信号及其附带的重影信号的离散傅里叶变换(DFT)。然后，在子步骤 S94，由 DFT 表征传输频道的特性，该 DFT 是从 DTV 接收机中的存储器中提取对没有伴随重影信号的理想 GCR 信号的梳状滤波的匹配滤波器响应的 DFT。然后，在子步骤 S94 将所接收的伴随有重影信号的 GCR 信号的 DFT 项除以对理想 GCR 信号的梳状滤波的匹配滤波器响应的相应 DFT 项，以产生表征传输频道特性的 DFT 的各项。最后，在子步骤 S95，根据表征传输频道特性的 DFT 项的倒数，计算频道均衡滤波系数。

图 7 示出用于执行图 5 和图 6 所示程序的详细电路。累积器 50 产生和伴随重影信号一起接收的 GCR 信号，累积器 50 用于累积偶数数据场的初始数据段中 DFS 信号的相应符号。如果该 GCR 信号是 ATSC 标准 DFS 信号的中间 PN63 序列，则 DFS 信号的极性随每个累积步骤变换。如果 GCR 信号

是 ATSC 标准 DFS 信号的 PN511 序列，则 DFS 信号的极性在每个累积步骤中保持相同。

若同频道 NTSC 干扰检测器 44 判定没有显著量的同频道 NTSC 干扰伴随接收的 I 通道基带信号，则经 DFS 门电路 51 从 NTSC 带阻梳状滤波器 20 的输入信号中提取累积器 50 累积的 DFS 信号。若同频道 NTSC 干扰检测器 44 判定有显著量的同频道 NTSC 干扰伴随接收的 I 通道基带信号，则经 DFS 门电路 52 从 NTSC 带阻梳状滤波器 20 的输出信号中提取累积器 50 累积的 DFS 信号。为了便于执行这些过程，数据段计数器 53 产生表示正在接收的一组帧中的数据段的计数值，解码器 54 产生对此计数值的响应。响应于计数器 53 表示的当前正在接收的数据段是数据场的初始数据段的计数值，解码器 54 产生逻辑“1”输出。响应于计数器 53 表示的当前正在接收的数据段是数据场的后来数据段的计数值，解码器 54 产生逻辑“0”输出。

若同频道 NTSC 干扰检测器 44 判定没有显著量的同频道 NTSC 干扰伴随接收的 I 通道基带信号，则它提供逻辑“0”输出信号。移位寄存器级 56 响应于在数据场的初始段的开始处提供的此“0”，在整个该初始数据段将逻辑“0”提供给逻辑反向器 55 的输入。逻辑反向器 55 响应于此“0”，向两输入“与”门 57 的第一输入端提供逻辑“1”。在“与”门 57 的第二输入端接收的解码器 54 输出信号为逻辑“1”时，反向器 55 输出的逻辑“1”控制“与”门 57 响应一个逻辑“1”。这种情况是响应于计数器 53 的表示当前接收的数据段是数据场的初始数据段的计数值而发生的。为“1”的“与”门 57 输出信号控制 DFS 门电路 51 向累积器 50 提供从 NTSC 带阻梳状滤波器 20 的输入信号中提取的 DFS 信号。

若同频道 NTSC 干扰检测器 44 判定有显著量的同频道 NTSC 干扰伴随接收的 I 通道基带信号，则检测器 44 提供逻辑“1”输出信号。移位寄存器级 56 响应于在数据场的初始段的开始处提供的此“1”，在整个该初始数据段将逻辑“1”提供给逻辑反向器 55 的输入。逻辑反向器 55 响应一个逻辑“0”输出信号，来控制“与”门 57 提供一逻辑“0”，作为其输出信号。“与”门 57 的该“0”响应控制 DFS 门电路 51 呈现高电源阻抗，以便从 NTSC 带阻梳状滤波器 20 的输入信号中提取的 DFS 信号不能提供给累积器 50。DFS 门电路 51 呈现的高电源阻抗使得 DFS 门电路 52 将从 NTSC 带阻梳状滤波器 20 的输出信号中提取的 DFS 信号提供给累积器 50。

移位寄存器56的输出信号输入到两输入“与”门58的第一输入端。若移位寄存器56向“与”门58的第一输入端提供逻辑“1”输出信号，则当其第二输入端接收的解码器54输出信号为逻辑“1”时，“与”门58被控制来响应一个逻辑“1”。这种情况是响应于计数器53表示的当前接收的数据段是数据场的初始数据段的计数值而发生的。为“1”的“与”门58输出信号控制DFS门电路52向累积器50提供从NTSC带阻梳状滤波器20的输出信号中提取的DFS信号。

当移位寄存器56向“与”门58的第一输入端提供逻辑“0”输出信号时，该“0”控制“与”门58提供一个逻辑“0”作为其输出信号。该“与”门58响应控制DFS门电路52呈现高电源阻抗，以便从NTSC带阻梳状滤波器20的输出信号中提取的DFS信号不能提供给累积器50。DFS门电路52呈现的高电源阻抗使得DFS门电路51将从NTSC带阻梳状滤波器20的输入信号中提取的DFS信号提供给累积器50。

响应于在每个数据场的初始段的开始处由两输入“与”门59产生的移位命令，移位寄存器56移位。“与”门59的第一输入端接收解码器54输出的信号，该信号在且仅在每个数据场的初始数据段期间为逻辑“1”。“与”门59的第二输入端接收在每个数据段结尾处由数据段计数器53提供的脉冲。一解码器响应于采样计数器来传递该脉冲，这些元件在图7中没有给出。

在累积器50产生了所接收的伴有重影信号的GCR信号的更新信号之后，该更新信号被装载到DTV信号接收机内包含的小计算机60的第一输入寄存器。计算机60编程以计算所接收的GCR信号及其附带重影信号的DFT。计算机60在一输入线上接收解码器54的输出信号，该信号指示当前正在接收数据场的初始数据段。计算机60在另一输入线上接收“与”门59产生的移位命令。当然，计算机60接收采样时钟信息，而在图7没有给出这些连接。图7示出的存储器61用于在需要时向计算机60提供匹配滤波过的无重影的GCR信号，该GCR信号没有被梳状滤波，其DFT用于在同频道NTSC干扰被确定为不明显时表征传输频道的特性。图7还示出了存储器62，用于在需要时向计算机60提供已匹配滤波且梳状滤波的无重影的GCR信号，该GCR信号的DFT用于在同频道NTSC干扰被确定为明显时表征传输频道的特性。存储器61和62能够方便地用由采样计数并且指示正在要求哪个DFT的一个额外位来寻址的单个只读存储器(ROM)来实现。

为了使累积器 50 产生的所接收的伴有重影信号的 GCR 信号变得有用，必须通过在偶数整数(2N)个同样特定性质的连续数据场上累积初始数据段来获得该 GCR 信号。必须确定出同频道 NTSC 干扰或者在上次出现的 2N 个连续场的任意场中是不明显的或者在所有这些 2N 个连续场中是明显的。图 7 示出用于决定由累积器 50 产生的所接收的伴有重影信号的 GCR 信号是否有用的电路。该电路包括移位寄存器单元 56、数量为(2N－1)的多个附加串行输入/并行输出（SIPO）移位寄存器级 63、2N 输入“异或”门 64、2N 输入“与”门 65 和 2 输入“或”门 66。

“异或”门 64 接收移位寄存器 56 和多个附加串行输入/并行输出移位寄存器级 63 中每个单元的内容，作为相应的输入信号。当且仅当已确定在任意的最近的 2N 个连续场中没有明显的同频道 NTSC 干扰时，“异或”门 64 向“或”门 66 提供逻辑“1”输出信号，作为第一输入信号。“或”门 66 接收作为其第一输入信号的“异或”门 64 响应，并响应于为“1”的该第一输入信号，向计算机 60 发出一信号，表示累积器 50 产生的所接收的伴有重影信号的 GCR 信号是有用的。将“异或”门 64 响应还提供给计算机 60。当计算表征传输频道特性的 DFT 时，作为“1”的“异或”门 64 响应向计算机 60 发出一信号，指示要使用从存储器 61 读出的 DFT。

“与”门 65 接收移位寄存器 56 和多个附加串行输入/并行输出移位寄存器级 63 中每个单元的内容，作为相应的输入信号。当且仅当已确定在所有最近的的 2N 个连续场中有明显的同频道 NTSC 干扰时，“与”门 65 向“或”门 66 提供逻辑“1”输出信号，作为第一输入信号。“异或”门 65 接收作为其第二输入信号的“与”门 65 响应，并响应于为“1”的该第二输入信号，向计算机 60 发出一信号，指示累积器 50 产生的所接收的伴有重影信号的 GCR 信号是有用的。将“与”门 65 响应还提供给计算机 60。当计算表征传输频道特性的 DFT 时，作为“1”的“与”门 65 响应向计算机 60 发出一信号，指示要使用从存储器 62 读出的 DFT。

可以有使累积器 50 输出信号有效的更复杂方法，并且这些方法通过在计算机 60 内设置累积器 50 和用于决定累积器 50 产生的所接收的伴有重影信号的 GCR 信号是否有用的电路来实现。将移位寄存器 56 的单个位输出信号提供给在计算机 60 内的多个附加 SIPO 移位寄存器单元。可以编程计算机 60 以决定采用什么值的 2N 来决定累积器 50 产生的所接收的伴有重影信号

的 GCR 信号是否有用。并且，可以进一步编程计算机 60 在计算机决定当前累积结果不可用时返回到先前的累积结果。

图 8 示出的是可以在图 1 和图 3 的 DTV 信号接收机中采用的一种通用形式的同频道 NTSC 干扰检测器 44。节点 440 接收检测器 44 的输入信号。该输入信号可以是分别由图 1 和图 3 的 DTV 信号接收机中的符号同步和均衡器电路 16 提供的已均衡的 I 通道或 Q 通道基带信号。或者，该输入信号可以是分别由图 1 和图 3 的 DTV 信号接收机的一个变型中的复数解调器 14 提供的未均衡的 I 通道或 Q 通道基带信号。在检测器 44 内的 NTSC 带阻梳状滤波器中，第三延迟器 441 差分延迟提供到节点 440 的输入信号，以产生用于数字减法器 442 的减数和被减数输入信号。减法器 442 的差值输出信号是 NTSC 带阻梳状滤波器响应 R，其中抑制了由同频道干扰模拟电视信号的同步检测而引起的人工噪声。举例来说，第三延迟器 441 能够引入 12 个符号周期、1368 个符号周期(2 个 NTSC 视频扫描行的持续时间)、179,208 符号周期(262 个 NTSC 视频扫描行的持续时间)、或 718,200 符号周期(两个 NTSC 视频帧的持续时间)的延迟。在检测器 44 内的 NTSC 选择梳状滤波器中，第四延迟器 443 差分延迟提供到节点 440 的输入信号，以产生用于数字减法器 444 的减数和被减数输入信号。减法器 444 的差值输出信号是 NTSC 选择梳状滤波器响应 S，其中增强了由同频道干扰模拟电视信号的同步检测而引起的人工噪声。例如，第四延迟器 443 可以引入 6 个符号周期的延迟。在 NTSC 带阻梳状滤波器响应 R 和 NTSC 选择梳状滤波器响应 S 中均抑制了因导频载波的同步检测引起的系统特性的直流项。

幅度检测器 445 检测减法器 442 输出的 NTSC 带阻梳状滤波器响应 R 的幅度，幅度检测器 446 检测减法器 444 输出的 NTSC 选择梳状滤波器响应 S 的幅度。幅度比较器 447 比较幅度检测器 445 和 446 的幅度检测结果，产生一输出位，它表示幅度检测器 446 的响应是否明显超过了幅度检测器 445 的响应。该输出位用于在第二和第三状态的多工器 261 操作之间进行选择。例如，幅度比较器 447 输出的该输出位可以是在图 1 或图 3 的由控制器 28 提供给 ISI 抑制梳状滤波器 26 中多工器 261 的两个控制位之一。另一个控制位指示是否要在多工器 261 响应中再现控制器 28 输出的信号。

例如，幅度检测器 445 和 446 可以是时间常数等于几个数据样本间隔的包络检测器，所以假定这些数据分量是随机的话，检测器输入信号的数据分

量中的差值会平均为较低的值。伴随减法器 442 和 444 的差值输出信号的随机噪声的幅度差也会平均为零。因此，当幅度比较器 447 指示出幅度检测器 445 和 446 的幅度检测响应的差值大于预定量时，这也表明在提供到节点 440 的基带信号中有很明显的同频道干扰模拟电视信号的人工噪声。其明显程度与提供到奇数值数据限幅器 22 的已均衡 I 通道基带信号的明显程度相一致。只要同频道 NTSC 信号的人工噪声保持在这个明显程度以下，则格式和里德索罗门纠错编码就能够纠正由简单地数据限幅 I 通道基带信号在符号解码中引起的错误。

在减法器 442 输出的梳状滤波器响应 R 中消除同频道 NTSC 干扰的人工噪声，并且在减法器 444 输出的梳状滤波器响应 S 中消除同频道 NTSC 干扰的人工噪声。当梳状滤波器响应 S 的幅度明显大于梳状滤波器响应 R 的幅度时，则能够假定两者之差是因为在节点 440 上的信号中存在同频道 NTSC 干扰的人工噪声而引起的。在这种条件下的幅度比较器 447 提供的输出位控制多工器 261 不可在其第二状态操作，从而舍弃奇数值数据限幅器 22 输出的中间符号解码结果，使多工器 261 输出的最终符号解码结果不是该中间符号解码结果。

当梳状滤波器响应 S 的幅度没有远大于梳状滤波器响应 R 的幅度时，则可认为两者之差很小表明在节点 440 上的信号中没有同频道 NTSC 干扰的人工噪声。在这种条件下的幅度比较器 447 提供的输出位控制多工器 261 不可在其第三状态操作，从而舍弃第二线性组合器 262 输出的已 ISI 抑制滤波的符号解码结果，使多工器 261 输出的最终符号解码结果不是该 ISI 抑制滤波的符号解码结果。

图 9 示出的是可以在图 1 和图 3 的 DTV 信号接收机中采用的另一种形式的同频道 NTSC 干扰检测器 44'。减法器 442 和 444 被替换成加法器 448 和 449。这一改动允许第三延迟器 441'引入，例如，6 个符号周期的较短延迟。举例来说，第四延迟器 443"能够引入 12 个符号周期、1368 个符号周期、179,208 符号周期、或 718,200 符号周期的延迟。

在上述的本发明优选实施例中，均衡滤波在 NTSC 带阻梳状滤波器之前完成，以便在同频道 NTSC 干扰周期性地渐隐逐显时，有选择地在数据限幅器 22 和 24 之间切换。也可以设计出在 NTSC 带阻梳状滤波之后完成均衡滤波的本发明各实施例。

本发明可以在采用自适应频道均衡器的 DTV 信号接收机中有效地加以利用，其中自适应频道均衡器使用训练信号方法初始化它们的滤波器系数。如果正确产生用于决定反馈的差错信号，则同频道 NTSC 干扰的人工噪声对决定反馈方法的影响比对训练信号方法的影响要小。然而，如果按照本发明修改训练信号方法，则采用训练信号方法初始化滤波器系数通常会比采用决定反馈方法在短得多的时间内完成。

在上面公开的本发明实施例中，采用了直接依赖数据限幅器的结果在“硬判定”基础上来进行决定的符号解码器。本发明还可以有采用如维特比算法在“软判定”基础上执行符号解码的其它实施例。本发明的这些实施例应落入随后权利要求的范围内。

已经参照优选实施例说明了本发明，在优选实施例中，在数据限幅器之后是用于补偿 NTSC 带阻梳状滤波器预编码影响的 ISI 抑制滤波器。在本发明的这些实施例中，用于补偿 NTSC 带阻梳状滤波器预编码影响的 ISI 抑制滤波器位于 NTSC 带阻梳状滤波器和数据限幅器之间。这些实施例所采用的结构与在美国专利号为 5,087,975 的专利文献的附图中图 16 所示的结构相似。本发明的这些实施例应落入随后权利要求的范围内。

已经参照优选实施例说明了本发明，在优选实施例中，在基带中进行频道均衡滤波。但是，数字接收机设计领域的技术人员能够在理解前述公开内容的基础上来设计本发明的各种实施例其中包括在较低中频内进行通带频道均衡滤波。这些等效实施例应落入随后权利要求的范围内，而在随后的各项权利要求内并没有明确指出频道均衡滤波是在基带中进行的。

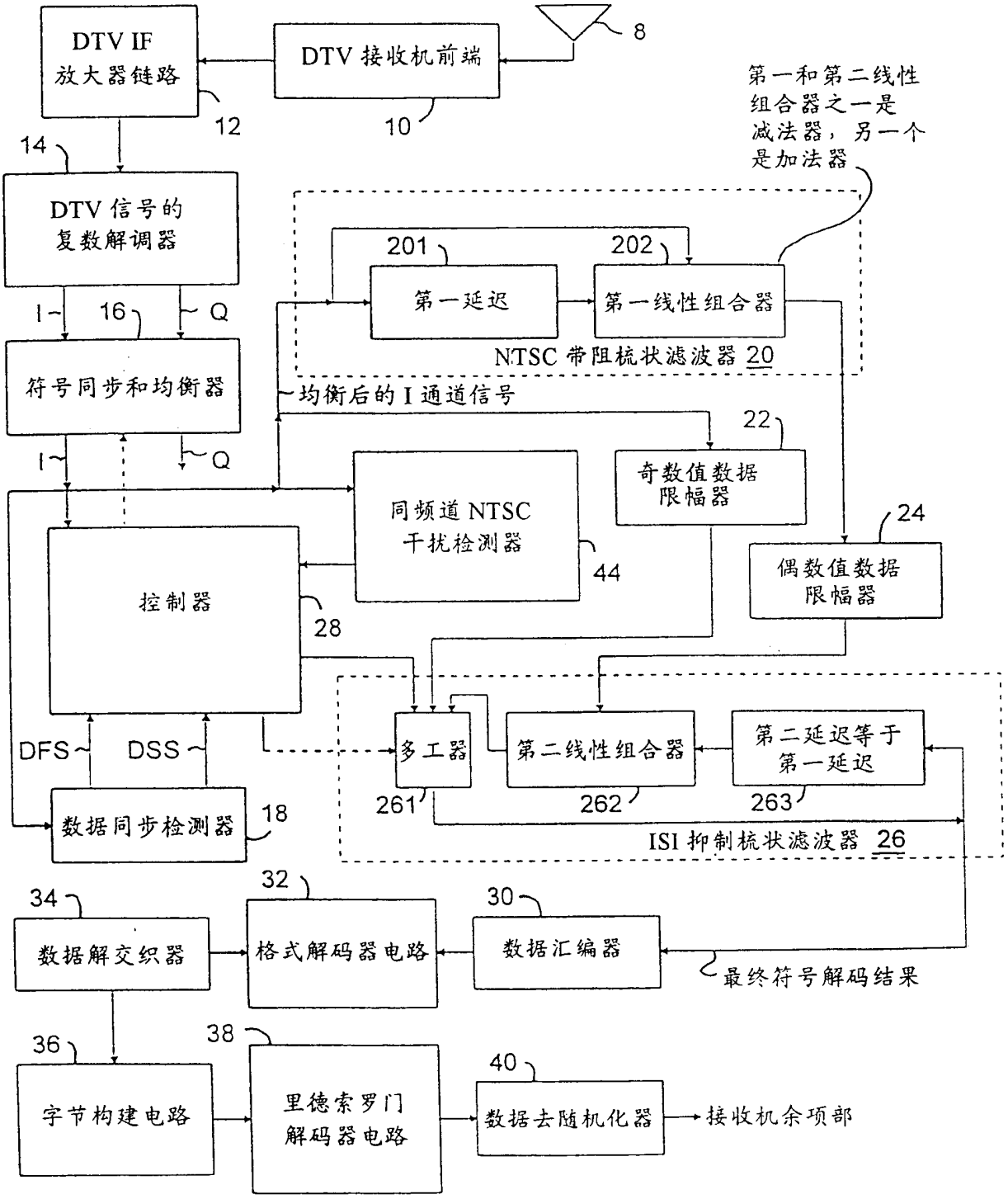

DTV IF
放大器链路
12
DTV 接收机前端
10
8
第一和第二线性
组合器之一是
减法器，另一个
是加法器
14
DTV 信号的
复数解调器
I
16
Q
符号同步和均衡器
201
202
第一延迟
第一线性组合器
NTSC 带阻梳状滤波器 20
均衡后的 I 通道信号
22
奇数值数据
限幅器
24
偶数值数据
限幅器
同频道 NTSC
干扰检测器
44
控制器
28
DFS
DSS
数据同步检测器
18
多工器
261
第二线性组合器
262
第二延迟等于
第一延迟
263
ISI 抑制梳状滤波器 26
34
数据解交织器
32
格式解码器电路
30
数据汇编器
最终符号解码结果
36
字节构建电路
38
里德索罗门
解码器电路
40
数据去随机化器
接收机余项部

图 1

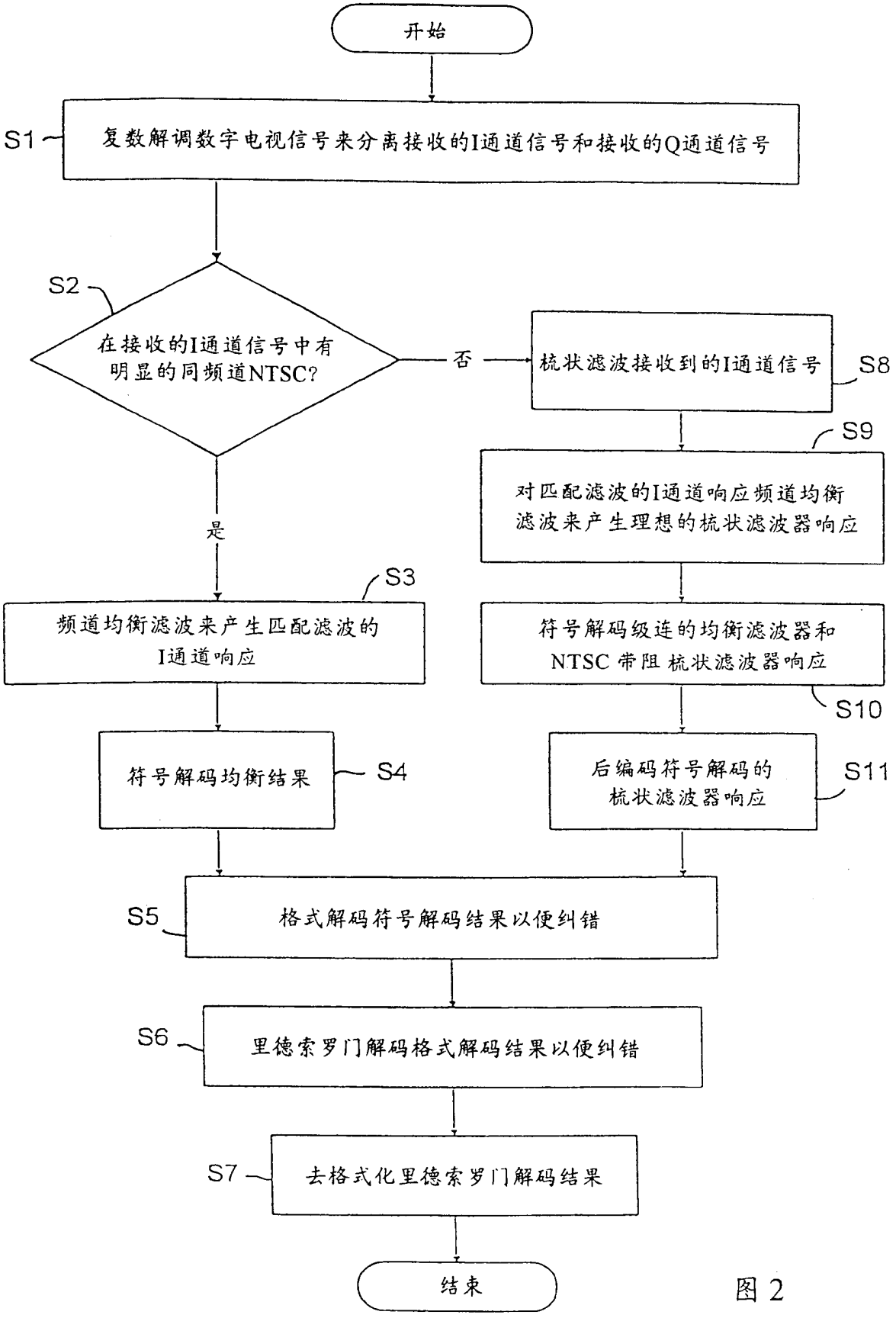

开始
S1
复数解调数字电视信号来分离接收的I通道信号和接收的Q通道信号
S2
在接收的I通道信号中有明显的同频道NTSC?
否
梳状滤波接收到的I通道信号
S8
S9
对匹配滤波的I通道响应频道均衡滤波来产生理想的梳状滤波器响应
是
S3
频道均衡滤波来产生匹配滤波的I通道响应
符号解码级连的均衡滤波器和NTSC 带阻 梳状滤波器响应
S10
符号解码均衡结果
S4
后编码符号解码的梳状滤波器响应
S11
S5
格式解码符号解码结果以便纠错
S6
里德索罗门解码格式解码结果以便纠错
S7
去格式化里德索罗门解码结果
结束

图 2

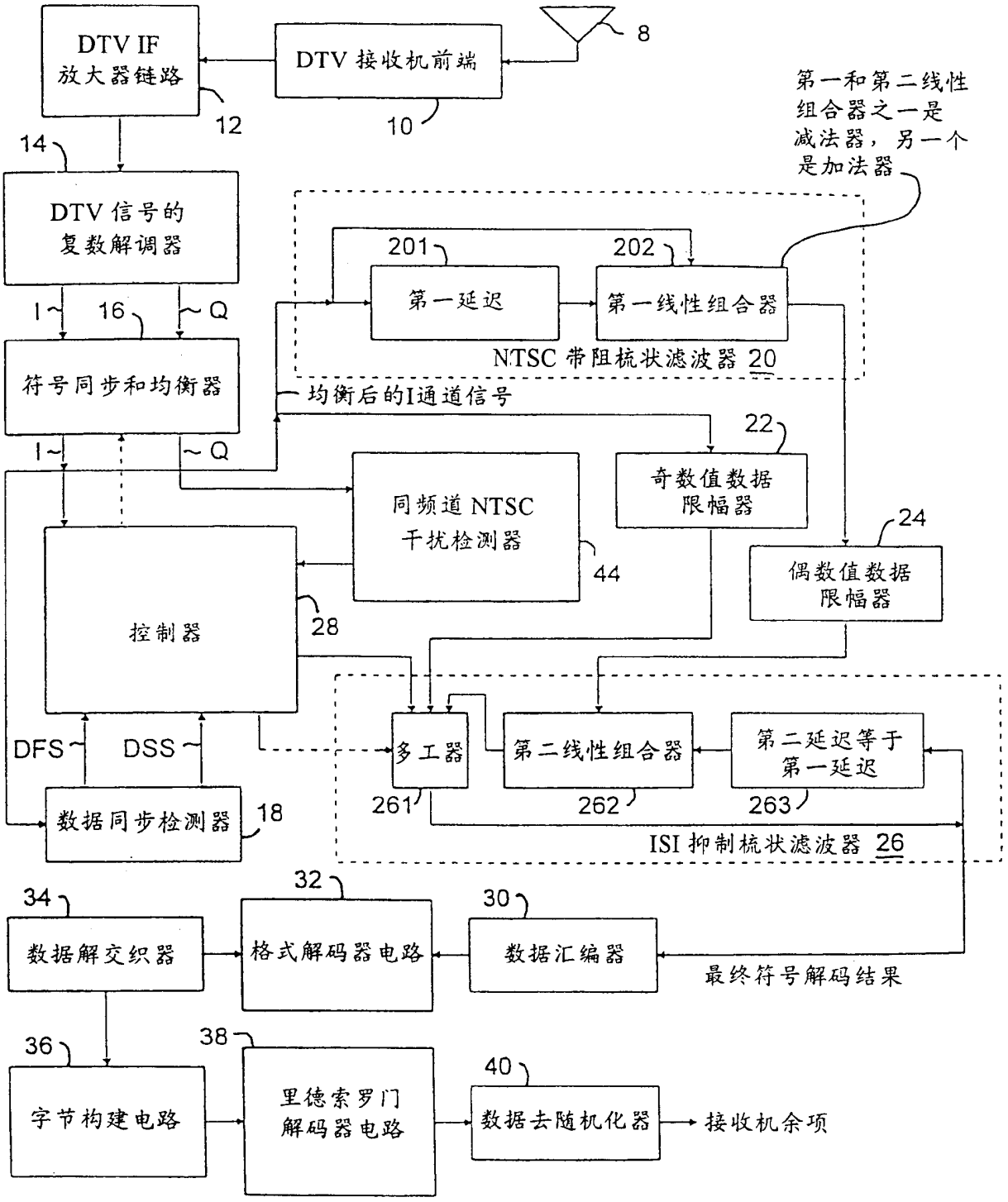

DTV IF
放大器链路
12
DTV 接收机前端
10
8
第一和第二线性
组合器之一是
减法器，另一个
是加法器
14
DTV 信号的
复数解调器
I
16
Q
符号同步和均衡器
201
第一延迟
202
第一线性组合器
NTSC 带阻梳状滤波器 20
均衡后的I通道信号
22
奇数值数据
限幅器
同频道 NTSC
干扰检测器
44
24
偶数值数据
限幅器
控制器
28
DFS
DSS
多工器
第二线性组合器
第二延迟等于
第一延迟
261
262
263
数据同步检测器
18
ISI 抑制梳状滤波器 26
34
数据解交织器
32
格式解码器电路
30
数据汇编器
最终符号解码结果
36
字节构建电路
38
里德索罗门
解码器电路
40
数据去随机化器
接收机余项

图 3

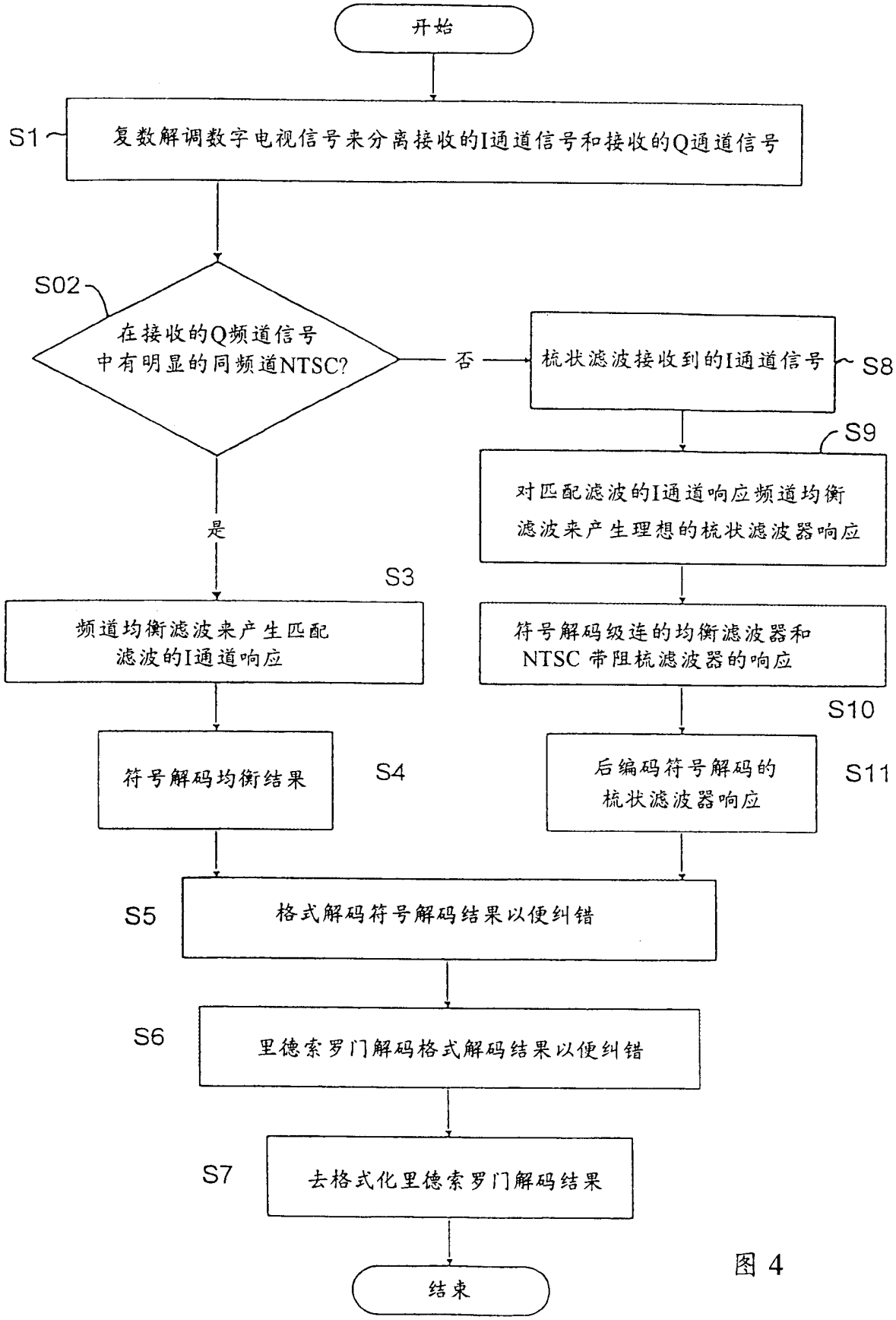

开始
S1
复数解调数字电视信号来分离接收的I通道信号和接收的Q通道信号
S02
在接收的Q频道信号中有明显的同频道NTSC?
否
梳状滤波接收到的I通道信号
S8
S9
对匹配滤波的I通道响应频道均衡滤波来产生理想的梳状滤波器响应
是
S3
频道均衡滤波来产生匹配滤波的I通道响应
符号解码级连的均衡滤波器和NTSC 带阻梳滤波器的响应
S10
符号解码均衡结果
S4
后编码符号解码的梳状滤波器响应
S11
S5
格式解码符号解码结果以便纠错
S6
里德索罗门解码格式解码结果以便纠错
S7
去格式化里德索罗门解码结果
结束

图 4

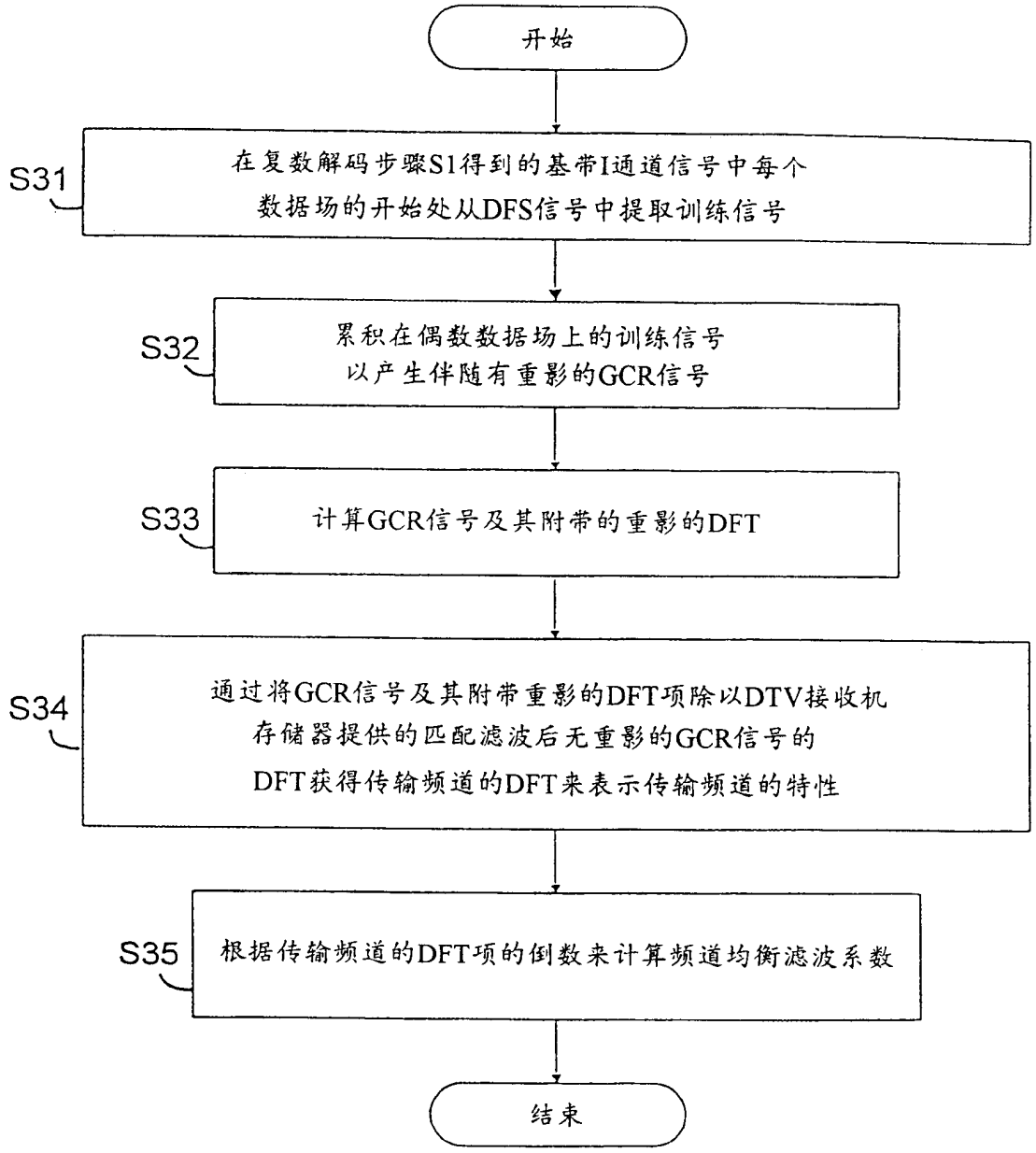

开始
S31
在复数解码步骤S1得到的基带I通道信号中每个数据场的开始处从DFS信号中提取训练信号
S32
累积在偶数数据场上的训练信号以产生伴随有重影的GCR信号
S33
计算GCR信号及其附带的重影的DFT
S34
通过将GCR信号及其附带重影的DFT项除以DTV接收机存储器提供的匹配滤波后无重影的GCR信号的DFT获得传输频道的DFT来表示传输频道的特性
S35
根据传输频道的DFT项的倒数来计算频道均衡滤波系数
结束

图 5

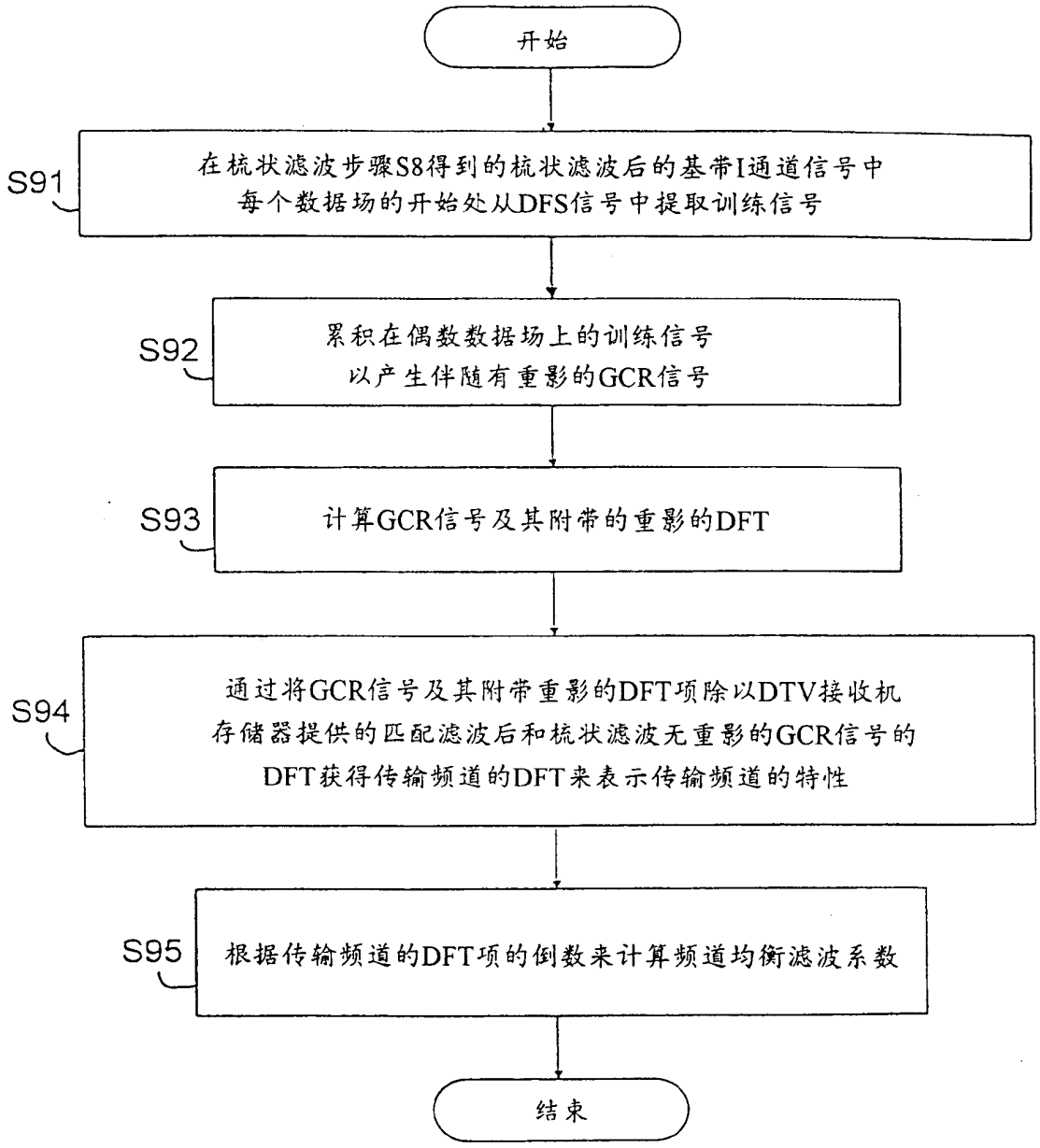

开始
S91
在梳状滤波步骤S8得到的梳状滤波后的基带I通道信号中
每个数据场的开始处从DFS信号中提取训练信号
S92
累积在偶数数据场上的训练信号
以产生伴随有重影的GCR信号
S93
计算GCR信号及其附带的重影的DFT
S94
通过将GCR信号及其附带重影的DFT项除以DTV接收机
存储器提供的匹配滤波后和梳状滤波无重影的GCR信号的
DFT获得传输频道的DFT来表示传输频道的特性
S95
根据传输频道的DFT项的倒数来计算频道均衡滤波系数
结束

图 6

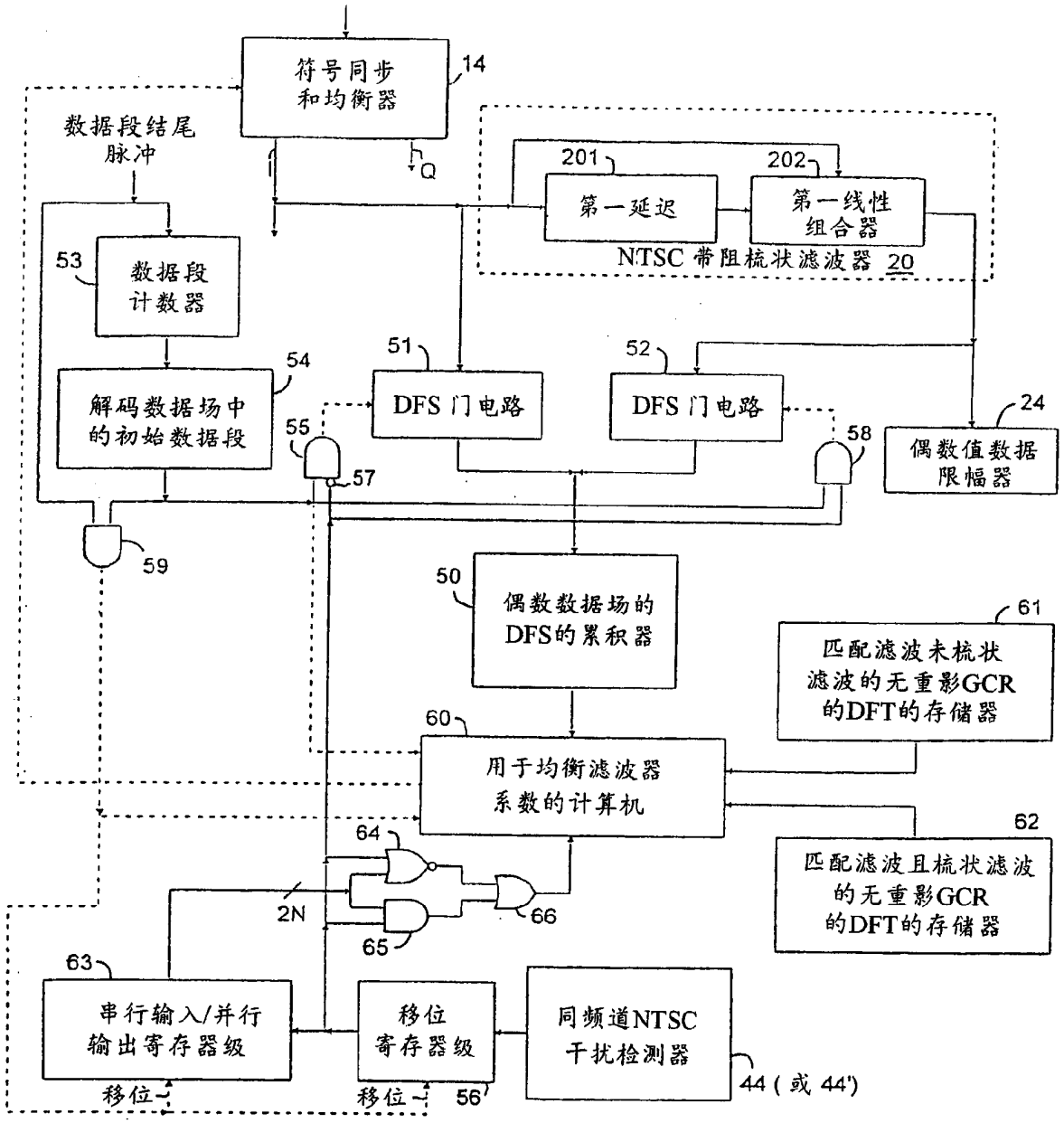

符号同步
和均衡器
14
Q
数据段结尾
脉冲
201
202
第一延迟
第一线性
组合器
NTSC 带阻梳状滤波器 20
53
数据段
计数器
54
解码数据场中
的初始数据段
51
DFS 门电路
52
DFS 门电路
24
偶数值数据
限幅器
55
57
58
59
50
偶数数据场的
DFS的累积器
61
匹配滤波未梳状
滤波的无重影GCR
的DFT的存储器
60
用于均衡滤波器
系数的计算机
62
匹配滤波且梳状滤波
的无重影GCR
的DFT的存储器
64
2N
65
66
63
串行输入/并行
输出寄存器级
移位
移位
移位
寄存器级
56
同频道NTSC
干扰检测器
44 (或 44')

图 7

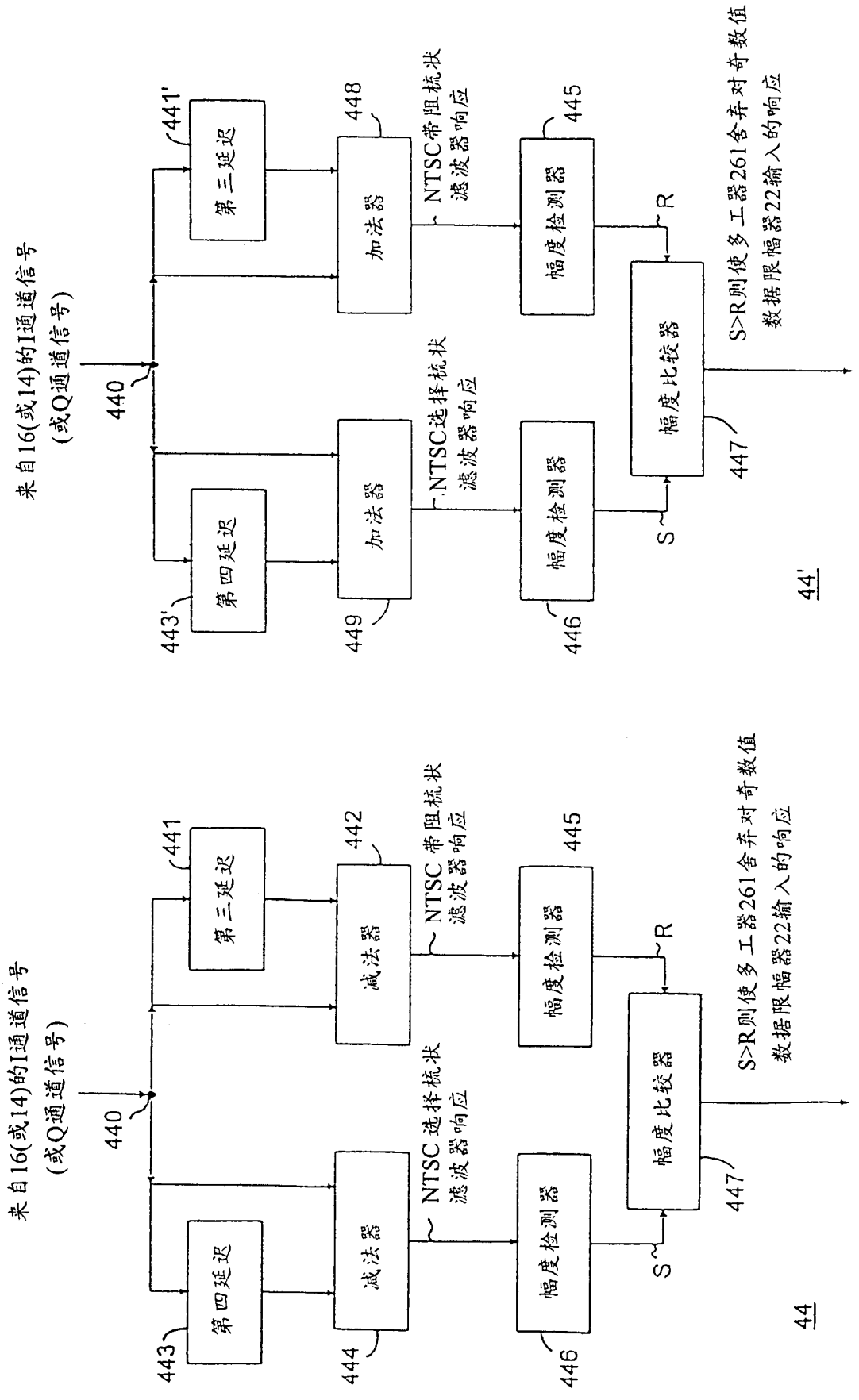

来自16(或14)的I通道信号
(或Q通道信号)
440
第四延迟
443
减法器
444
第三延迟
441
NTSC 选择梳状
滤波器响应
NTSC 带阻梳状
滤波器响应
幅度检测器
446
幅度检测器
445
S
R
幅度比较器
447
S>R则使多工器261舍弃对奇数值
数据限幅器22输入的响应
44
来自16(或14)的I通道信号
(或Q通道信号)
440
第四延迟
443'
加法器
449
第三延迟
441'
NTSC选择梳状
滤波器响应
NTSC带阻梳状
滤波器响应
幅度检测器
446
幅度检测器
445
S
R
幅度比较器
447
S>R则使多工器261舍弃对奇数值
数据限幅器22输入的响应
44'

图 8

图 9