



[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 00810473.5

[45] 授权公告日 2004 年 7 月 14 日

[11] 授权公告号 CN 1157943C

[22] 申请日 2000.7.13 [21] 申请号 00810473.5

[30] 优先权

[32] 1999.7.16 [33] US [31] 60/144413

[86] 国际申请 PCT/US2000/019134 2000.7.13

[87] 国际公布 WO2001/006774 英 2001.1.25

[85] 进入国家阶段日期 2002.1.16

[71] 专利权人 汤姆森许可公司

地址 法国布洛涅 - 比扬古

[72] 发明人 A·R·布伊莱特

J·S·斯图尔特

审查员 龚锦玲

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

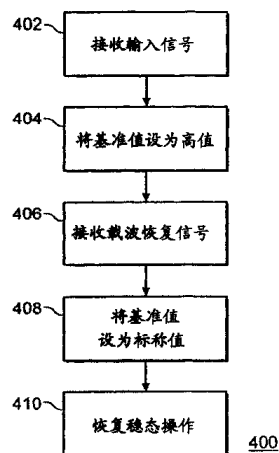
代理人 陈景峻 陈 霁

权利要求书 2 页 说明书 7 页 附图 4 页

[54] 发明名称 高清晰度电视接收机中帮助载波获取的可选增益调整

[57] 摘要

对于处理包含地面广播高清晰度电视信息和导频分量的残留边带(VSB)调制信号的接收机来说,多径干扰会导致接收信号频谱窄带内的显著衰减,该频谱包含高级电视系统委员会(ATSC)高清晰度电视(HDTV)广播信号导频,已经认定,在该接收机中需要放大输入信号,以便实现接收机的锁相环与接收导频的同步。一旦该初始获取已经建立,应用于接收信号的放大就可以不干扰导频同步而减至适于解调链中的保持单元的电平。因此,按照本发明,应用于接收的ATSC VSB信号的增益在导频获取期间比在解调保持阶段期间设定得要高。



1. 一种用于执行电视信号的载波获取的方法，该信号具有位于载波频率中心的导频，该方法包括：
- 5 响应控制信号使用第一放大电平放大所述电视信号；和
 从所述放大的电视信号中获取载波频率；和
 在获取载波频率以后，使用第二放大电平放大所述电视信号，其中所述第一放大电平大于所述第二放大电平，所述第一放大电平足以将接收机同步到所述导频。
- 10 2. 如权利要求 1 的方法，其中第一步骤的放大包括如下步骤：
 将基准功率值设定为高的数值；和
 如果所述基准功率值大于所述电视信号的功率值，就增加所述控制信号的数值，其中使用所述第一放大电平的放大响应所述控制信号的增加值而发生。
- 15 3. 如权利要求 2 的方法，其中所述设定响应输入命令而发生。
 4. 如权利要求 1 的方法，其中所述获取包括：
 从所述电视信号检测所述导频。
 5. 如权利要求 1 的方法，其中所述获取以后的所述放大包括：
 将基准功率值设定为低的数值，所述设定在获取载波频率以后提
- 20 供；
 如果所述基准功率值小于所述电视信号的功率值，就减少所述控制信号的数值，其中使用所述第二放大电平的放大响应所述控制信号的减少值而发生。
6. 如权利要求 1 的方法，其中第一步骤的放大还包括如下步骤：
25 增大中频 IF 模块的增益。
 7. 如权利要求 1 的方法，其中所述获取以后的放大包括：
 减小中频 IF 模块的增益。
 8. 如权利要求 1 的方法，进一步包括：
 在获取载波频率时产生载波锁定信号，其中使用所述第二放大电
- 30 平的放大响应所述载波锁定信号而发生。
 9. 如权利要求 1 的方法，其中所述电视信号包括接收的含有高清晰度视频数据的残留边带 VSB 调制信号。

10. 一种用于执行电视信号的载波获取的装置，该信号具有位于载波频率中心的导频，该装置包括：

5 调谐电路，用于使用第一放大电平放大所述电视信号和使用第二放大电平放大所述电视信号，其中所述第一放大电平大于所述第二放大电平；

载波恢复电路，用于从所述放大的电视信号中获取载波频率；和
控制电路，与所述调谐器和载波恢复电路连接，用于产生一个控制信号和在所述载波恢复电路恢复载波频率以后产生所述控制信号，其中所述第一放大电平足以将所述调谐电路同步到所述导频。

10 11. 如权利要求 10 的装置，其中所述控制电路包括自动增益控制 AGC 控制器。

12. 如权利要求 11 的装置，其中所述自动增益控制 AGC 控制器包括：

15 处理器，用于将基准功率值设定为高的数值；和
检测器，与所述处理器连接，如果所述基准功率值大于所述电视信号的功率值，就增加所述控制信号的数值，其中所述调谐电路响应所述控制信号的增加值使用所述第一放大电平放大所述电视信号。

20 13. 如权利要求 12 的装置，其中所述处理器在载波频率恢复以后将所述基准功率值设定为低的数值，并且如果所述基准功率值小于所述电视信号的功率值，所述检测器就减少所述控制信号的数值，其中所述调谐电路响应所述控制信号的减少值使用所述第二放大电平放大所述电视信号。

14. 如权利要求 10 的装置，其中所述调谐电路包括中频 IF 模块。

25 15. 如权利要求 10 的装置，其中所述调谐电路的增益在收到所述控制信号的增加值时增大。

16. 如权利要求 10 的装置，其中所述调谐电路的增益在收到所述控制信号的减少值时减小。

30 17. 如权利要求 10 的装置，其中所述电视信号包括接收的含有高清晰度视频数据的残留边带 VSB 调制信号。

高清晰度电视接收机中帮助载波获取的可选增益调整

5 发明领域

本发明涉及处理如残留边带（在美国由大联盟提出的 VSB 调制型）的高清晰度电视信号的接收机系统。

发明背景

10 从以码元形式传送数字信息的调制信号中恢复数据，在接收机端通常需要三种功能：用于码元同步的定时恢复，载波恢复（频率解调为基带），和通道均衡。定时恢复是这样的处理，其中接收端时钟（时基）通过它与发送端时钟同步。这使得接收的信号能够在最佳时间点取样，以减少与接收码元值的判定指导处理有关的限幅误差。载波恢复是这样的处理，其中接收的射频（RF）信号在下变频为较低的中频
15 带（比如近基带）以后，通过它被变频为基带，以允许调制基带信息的恢复。自适应通道均衡是这样的处理，其中信号传输通道中的环境变化和干扰的影响通过它被补偿。该处理典型地使用消除传输通道随频率变化的时间变量特性造成的幅度和相位失真的滤波器，来提供改进的码元判定性能。

20 发明概述

多路径干扰会导致接收信号频谱窄带内的显著衰减。如果是发生在包含高级电视系统委员会（ATSC）高清晰度电视（HDTV）广播信号导频的频带中，那么就认为需要放大输入信号，以便实现接收机的锁相环与接收导频的同步。一旦该初始获取已经建立，应用于接收信号的
25 放大就可以不干扰导频同步而减至适于解调链中的保持单元的电平。因此，按照本发明，应用于接收 ATSC 残留边带（VSB）信号的增益在导频获取期间比在解调保持阶段期间设定得要高。

附图简述

30 本发明的教导可以通过将下面的详细说明结合有关附图一起考虑而容易理解，其中：

图 1 是高清晰度电视（HDTV）的一部分的框图；

图 2 示出了用于按照本发明执行载波获取的 HDTV 的详图；

图 3 示出了图 1 中数字解调器/载波恢复网络的详图；和
图 4 示出了用于执行本发明的流程图。

为了便于理解，可能的地方都已经使用了同样的参考数字，以指示与附图共有的同一个组件。

5 详细说明

图 1 中，地面广播、模拟输入、高清晰度电视（HDTV）信号由包括射频（RF）调谐电路的输入网络 14 和包括产生 IF 频带输出信号的双变频调谐器的中频（IF）模块 16 以及适当的自动增益控制（AGC）电路进行处理。接收的信号是如大联盟提出并应用于美国的抑制载波
10 8-VSB 调制信号。这样的 VSB 信号由一维数据码元群表示，其中仅一个轴包含要由接收机恢复的量化数据。为了简化图 1，用于同步图示功能块的信号没有示出。

如日期为 1994 年 4 月 14 日的大联盟 HDTV 系统规范中所述的，VSB 传输系统使用规定数据帧格式传送数据。位于抑制载波频率的小导频
15 信号被加到发送信号中，以帮助在 VSB 接收端实现载波锁定。每个数据帧包括两场，每场包括 313 段 832 个多电平码元。每场的第一段称为场同步段，剩余的 312 个段称为数据段。数据段典型地包含 MPEG 兼容（MPEG：活动图象专家组）数据包。每个数据段包括四个码元段同步符，随后是 828 个数据码元。每个场段包括四个码元段同步符，随
20 后是场同步分量，包括预定的 511 个码元伪随机数（PN）序列和三个预定的 63 个码元 PN 序列，它中间的一个在连续的场中反向。VSB 模式控制信号（定义 VSB 码元群大小）跟随在最后 63 个 PN 序列之后，其后是 96 个备用码元和 12 个从前一场复制的码元。

接着说图 1，来自 IF 模块 16 的频带 IF 输出信号由模数转换器
25 （ADC）19 转换为过取样数字码元数据流。来自 ADC19 的输出过取样数字数据流由全数字解调器/载波恢复网络 22 解调至基带。这是由全数字锁相环响应接收的 VSB 数据流中的小基准导频载波完成的。单元 22 产生输出 I 相位解调码元数据流，如参照图 3 详细描述。另外，按照本发明，单元 22 与 AGC 控制器 52 连接以产生 IF 和 RF AGC 信号。
30 用于产生 AGC 信号的装置和方法在下面参照图 2 和 4 说明。

ADC19 使用 21.52MHz 取样时钟，即接收码元速率的两倍，过取样输入 10.76M 码元/秒 VSB 码元数据流，从而用两个取样/码元提供过取

样 21.52M 取样/秒数据流。这种基于处理的两个取样/码元的取样，而不是基于处理的逐个码元（一个取样/码元）的取样的使用，产生了有利的连续信号处理操作的实施，比如与 DC 补偿单元 26 和国家电视标准委员会（NTSC）干扰检测器 30 有关的操作。

5 与 ADC19 和解调器 22 连接的是段同步和码元时钟恢复网络 24。网络 24 从随机数据检测和分离每个数据帧的重复数据段同步分量。段同步用于再生正确定相的 21.52MHz 时钟，它被用于控制模数转换器 19 的数据流码元取样。网络 24 有利地使用简化双码元相关基准模式和有关的双码元数据相关器来检测段同步。

10 DC 补偿单元 26 使用自适应跟踪电路从解调 VSB 信号中消除导频信号分量造成的 DC 偏移分量。场同步检测器 28 通过比较每个接收的数据段和存储在接收机存储器中的理想场基准信号来检测数据场同步分量。除实现场同步外，场同步信号还提供用于通道均衡器 34 的训练信号。

15 NTSC 交织检测和抑制由单元 30 执行。然后，信号由通道均衡器 34 自适应均衡，该均衡器可以结合盲目、训练和判定指导模式进行操作。均衡器 34 可以是联盟 HDTV 系统规范中和 IEEE 消费者电子学报 1995 年 8 月 W. Bretl 等人撰写的文章“大联盟数字电视接收机的 VSB 调制解调器子系统设计”中说明的类型。均衡器也可以是序列号为 09/102885
20 (RCA88,947) 的美国专利申请中说明的类型。在均衡器 34 之前，来自检测器 30 的输出数据流被下变频为一个取样/码元（10.76M 码元/秒）的数据流。该下变频可以通过适当的下取样网络（为简化图 1 而未示出）来实现。

 均衡器 34 校正通道失真，但相位噪声随机改变着码元群。相位跟踪网络 36 消除来自均衡器 34 的输出信号中剩余的相位和增益噪声，
25 包括前面的载波恢复网络响应导频信号没有消除的相位噪声。然后，相位校正信号由格子解码器 40 格子解码，由去交织器 42 去交织，由 Reed-Solomon 解码器 44 Reed-Solomon 误差校正，和由解扰器 46 解扰（去随机）。然后解码的数据流由单元 50 进行音、视频和显示处理。

30 调谐器 14、IF 模块 16、场同步检测器 28、均衡器 34、相位跟踪环 36、格子解码器 40、去交织器 42、Reed-Solomon 解码器 44 和解扰器 46 可以使用 1994 年 4 月 14 日的大联盟 HDTV 系统规范中和上述 Bretl

等人的文章中说明的类型。适于执行单元 19 和 50 功能的电路是公知的。

单元 22 中的解调由全数字自动相位控制 (APC) 环执行, 以实现载波恢复。锁相环使用导频分量作为初始获取和用于相位获取的标准鉴相器的基准。导频信号嵌在包含表现为随机、类噪声模式的数据的接收数据流中。随机数据基本上被解调器 APC 环的滤波处理忽略。ADC19 的 10.76M 码元/秒输入信号是 VSB 频谱中心在 5.38MHz 而导频分量位于 2.69MHz 的近基带信号。输入数据流由 ADC19 以 21.52MHz 两倍过取样。在来自单元 22 的解调数据流中导频分量已经下变频至 DC。

图 3 示出了数字解调器 22 的详图。来自 ADC19 的 8-VSB 调制、过取样数字码元数据流, 包含较低频导频分量, 被应用于 Hilbert 滤波器 320 和延迟单元 322 的输入。Hilbert 滤波器 320 将引入的 IF 取样数据流分离为 “I” (同相) 和 “Q” (正交相位) 分量。延迟 322 提供与 Hilbert 滤波器 320 延迟一致的延迟。I 和 Q 分量在 APC 环中使用复数乘法器 324 变换至基带。一旦环路被同步, 乘法器 324 的输出就是复数基带信号。来自乘法器 324 的输出 I 数据流作为实际解调器输出, 并且还用于低通滤波器 326 提取接收数据流的导频分量。来自乘法器 324 的输出 Q 数据流用于提取接收信号的相位。

在相位控制环中, 来自乘法器 324 的 I 和 Q 输出信号分别应用于低通滤波器 326 和 328。滤波器 326 和 328 是具有约为 1MHz 截止频率的 Nyquist 低通滤波器, 用于在单元 330 和 332 8:1 数据下取样之前减少信号带宽。下取样 Q 信号由自动频率控制 (AFC) 滤波器 336 滤波。滤波后, Q 信号由单元 338 限幅以减少对鉴相器 340 动态范围的要求。鉴相器 340 检测和校正提供给它的输入的 I 和 Q 信号之间的相位差, 并产生输出相位误差信号, 它由例如二阶低通滤波器的 APC 滤波器 344 滤波。由单元 340 检测的相位误差表示接近 DC 的期望导频信号频率和接收导频信号频率之间的频差。

如果接收导频信号呈现接近 DC 的期望频率, AFC 单元 336 将不产生相移。输入给鉴相器 340 的 I 和 Q 通道导频分量将呈现没有相互正交相位关系的偏差, 由此, 鉴相器 340 产生零或接近零值的相位误差输出信号。但是, 如果接收导频信号呈现错误的频率, AFC 单元 336 将产生相移。这将导致应用给鉴相器 340 输入的 I 和 Q 通道导频信号

之间的附加相位差。鉴相器 340 响应该相位差产生输出误差值。

5 因为先前单元 330 和 332 的下取样，来自 344 的滤波的相位误差信号由内插器 346 1:8 上取样，从而数控振荡器 (NCO) 348 工作在 21.52MHz。内插器 346 的输出应用给 NCO348 的控制输入，它为解决调接收数据流而本地再生导频信号。NCO348 包括正弦和余弦查表，用于响应来自单元 340、344 和 346 的相位控制信号，在正确的相位再生导频。NCO348 的输出被控制，直到乘法器 324 的 I 和 Q 信号输出使鉴相器 340 产生的相位误差信号基本为零为止，从而表示正确解调的基带 I 信号呈现在乘法器 324 的输出。

10 在数字解调器 22 中，主要的信号处理装置基本上包括部件 336、338、340 和 344。由单元 330 和 332 提供的 8:1 下取样有利地节省了解调器的处理能力和硬件，并且通过使 APC 环部件 336、338、340 和 344 定时在较低的时钟速率上，例如使用 21.52MHz/8 或 2.69MHz 时钟代替 21.52MHz 时钟，而实现处理效率。尤其是当数字信号处理器 (DSP) 用于实现网络 22 和鉴相环时，所述的数据降低通过例如适当要求较少行指令码而带来软件效率。DSP 设备环路可用于其它的信号处理目的。当特定用途集成电路 (ASIC) 用于实现网络 22 时，数据的降低带来降低的硬件和能力要求，以及降低的集成电路表面积。解调器有利地使用导频分量来实现载波恢复，并通过限幅器的判定数据采用了前馈处理，而不是相对复杂而耗时的反馈处理。

20 当多径在 ATSC 信号中出现时，导频有可能比频谱中的其它频率被更多地衰减。锁相环 (PLL) 用于锁定至该导频上，以便在接收端具有将 VSB 频谱外差降至基带的相关基准。典型地，该 PLL 将能够跟踪比它将获得的信号要低的电平信号。当多径造成的导频衰减变得相当严重时，作用在整个 VSB 频谱上的自动增益控制电路可能达到稳态，从而在导频频率上就没有足够获取的能量。按照本发明，对该问题的解决方法是在载波获取期间对自动增益控制 (AGC) 使用比剩余的解调处理期间使用的要高的基准功率。这增加了获取阶段期间在 PLL 输入可获得的导频能量。因此，该方法使得导频在较高的衰减下能够顺利地获取。PLL 锁定以后，应用于接收信号的 AGC 基准功率 (放大因数) 能够根据剩余解调块的工作范围而降低。

30 图 2 示出了用于按照本发明执行载波获取的 HDTV 的详图。图 4 示

出了用于执行本发明的流程图。为了最好地理解本发明，阅读者应当同时参照图 2 和 4。

更清楚地，图 2 描述了包括处理器 202 和检测器 204 的 AGC 控制器 52。根据先前参照图 1 讨论的，AGC 控制器 52 与 RF 调谐器 14、IF 调谐器 16、ADC19 和载波恢复网络 22 连接。处理器 202 从输入设备接收输入信号，并且在检测器 204 中设定基准功率值。检测器 204 比较基准功率值和来自 ADC19 的基带或近基带电视信号，并产生由 IF 模块 16 接收的控制信号。

响应该控制信号，IF 模块 16 中的 AGC 电路调整 IF 模块 16 的增益。当基带电视信号的功率低于基准功率值时，控制信号被设定为增大增益。当基带电视信号的功率高于基准功率值时，控制信号被设定为减小增益。象这样，如果基准功率值增加，输入电视信号就被放大。同样地，如果基准功率值减少，输入电视信号就被衰减。虽然上面讨论了 IF 模块 16 的增益，但是 RF 调谐器 14 的增益也可以响应控制信号而调整。

图 4 示出了详述执行本发明方法 400 的流程图。方法 400 在步骤 402 启动，其中输入信号在处理器 202 被接收。输入信号可以经按钮或某个输入设备（未示出）手动提供，或者在实现一段时间的导频检测的软件程序执行时自动提供。方法 400 进行到步骤 404，其中处理器 202 将基准功率值设定为高基准功率值，比如高于基带电视信号的功率。响应高基准功率值，检测器 204 对 IF 模块 16 增加控制信号的数值。在收到增加的控制信号数值时，IF 模块 16 的增益被增大，从而将电视信号放大至第一放大电平。更重要的是，较高的增益还增大载波恢复网络 26 的导频能量，从而实现载波获取或对导频的获取。

在步骤 406，处理器 202 从载波恢复网络 26 接收载波锁定信号。方法 400 进行到步骤 408，其中处理器 202 将基准功率值设定为较低的或正常的基准功率值，比如低于已经在前面增大功率的电视信号。正常基准功率值被适当设定或根据经验确定，以便提供适于执行其它解调、获取或其它参照图 1 讨论的 HDTV 操作的基带电视信号。

响应正常基准功率值，检测器 204 对 IF 模块 16 降低控制信号。在接收到降低的控制信号时，IF 模块 16 将电视信号放大至第二放大电平。由于第二放大电平低于第一放大电平，IF 模块 16 的增益被减

小。在步骤 408 设定较低的基准功率值以后，方法 400 在步骤 410 继续剩余的获取和 HDTV 稳态操作。

一旦检测到导频，数据信号以 1998 年 8 月 26 日提交的 (RCA89, 095) 序列号为 09/140, 257 的美国专利申请中说明的常规方式被解调和处理。

虽然结合本发明教导的各种实施方案在此已经详细示出和说明，但是那些本领域技术人员能够容易地设计出许多其它的仍然结合这些教导的实施方案。

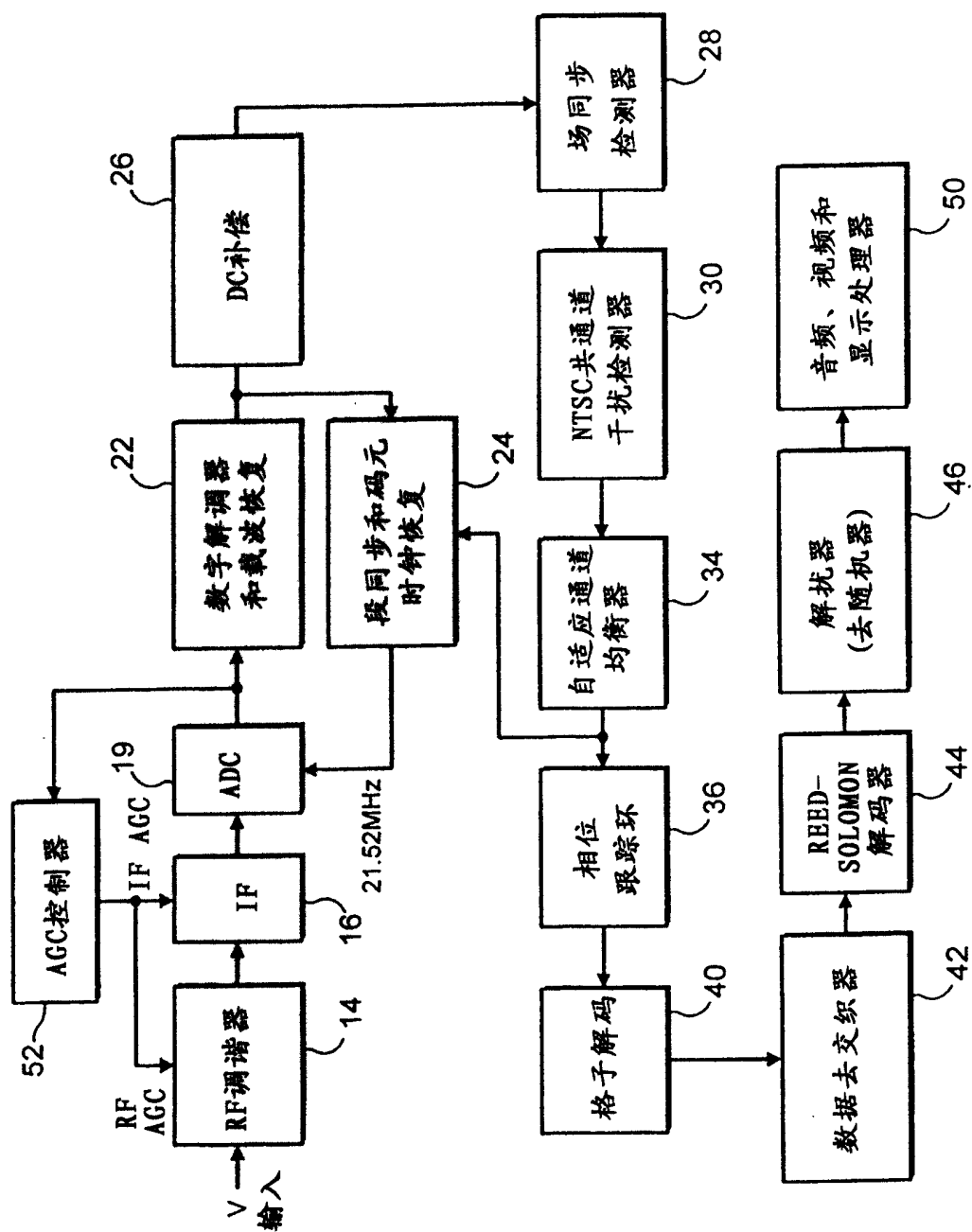


图 1

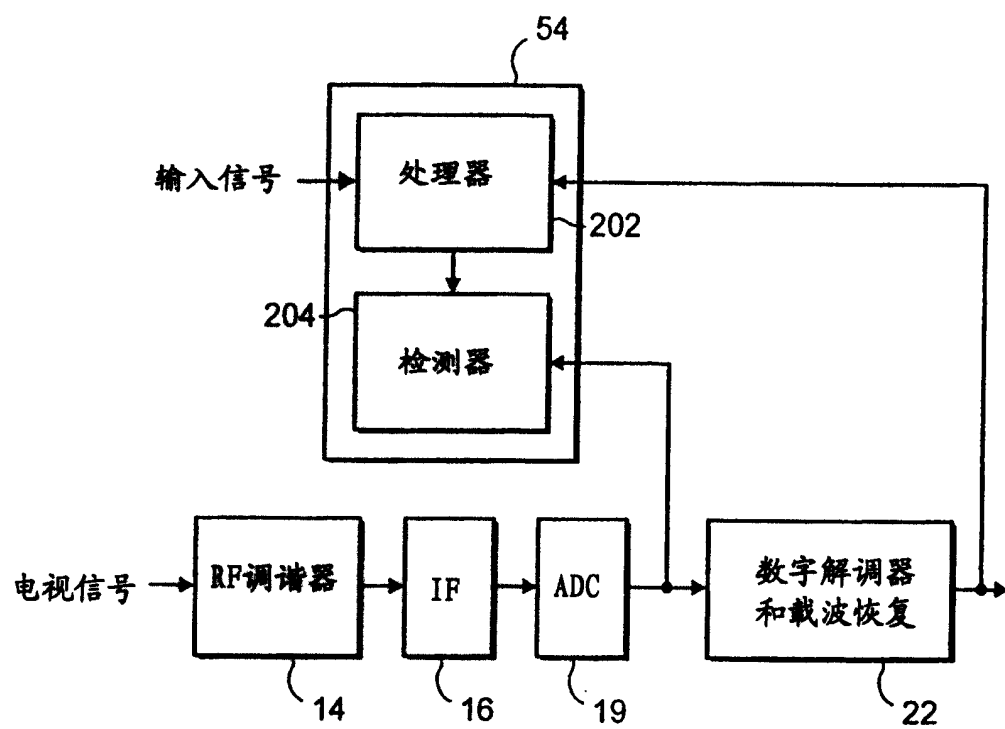


图 2

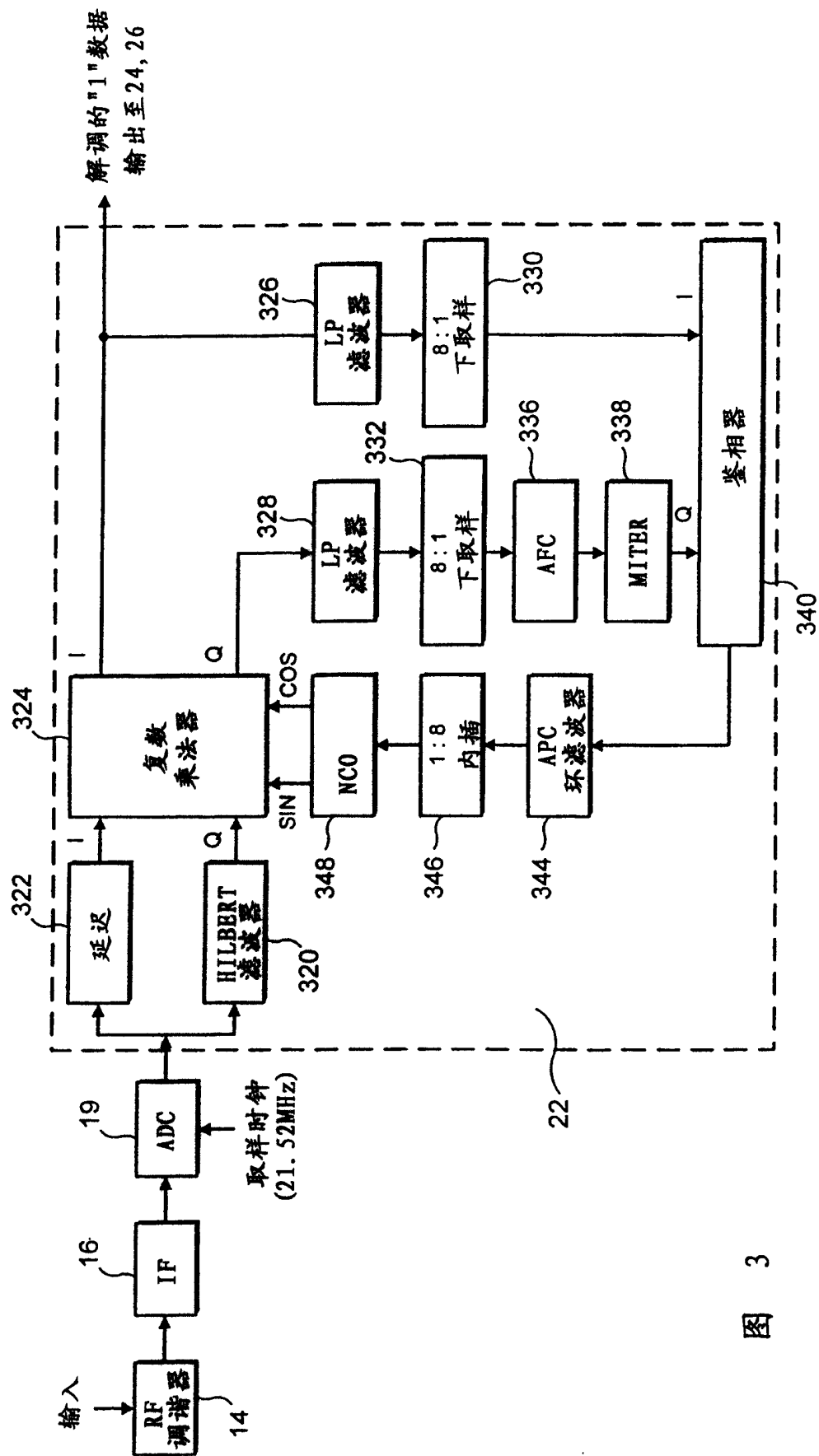


图 3

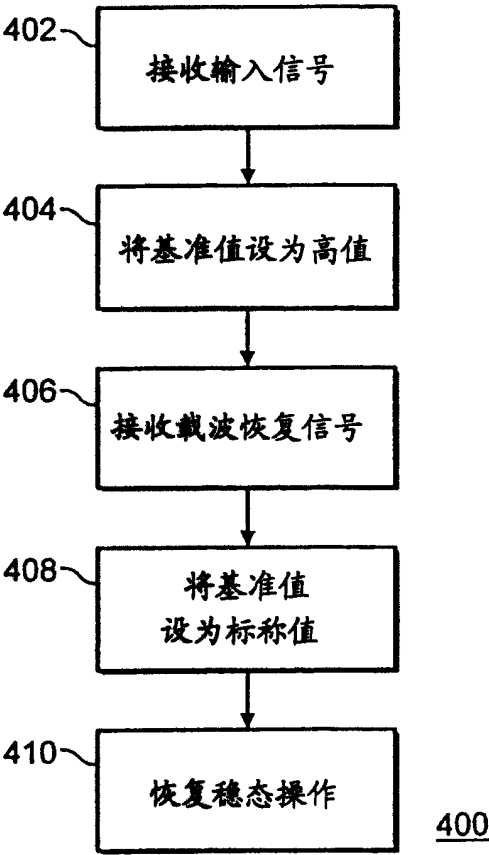


图 4