

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04N 5/455

H04N 7/015



[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 00131671.0

[45] 授权公告日 2004 年 10 月 13 日

[11] 授权公告号 CN 1171449C

[22] 申请日 2000. 10. 19 [21] 申请号 00131671.0

[30] 优先权

[32] 1999. 10. 26 [33] US [31] 09/427,316

[71] 专利权人 汤姆森特许公司

地址 法国布洛涅

[72] 发明人 约翰·S·斯图尔特

审查员 郎亦虹

[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

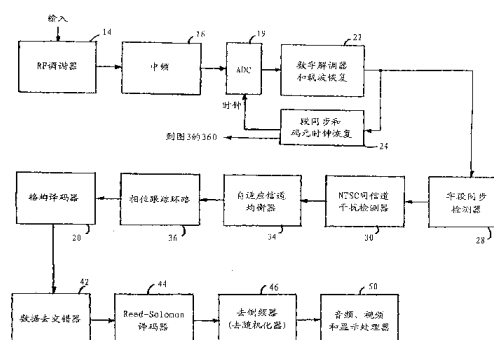
代理人 邵亚丽

权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图 4 页

[54] 发明名称 用于高清晰度电视接收机的解调器

[57] 摘要

一个用于处理包含地面广播高清晰度电视信息和导频分量的 VSB 调制信号的接收机包括一个产生解调基带信号的载波恢复网络(22; 图 3)。例如, 载波恢复网络还响应表示由于多径失真导频信号的不希望相位偏移的本地产生的控制信号(相位偏移; 360)。在解调信号被均衡之前, 控制信号用于补偿导频相位偏移。通过将接收的同步值与参考同步值(362)和参考同步值的希尔伯特变换(363)相关来产生控制信号。载波恢复网络信号的输出被相位补偿两次。



1. 一种用在处理接收的残留边带调制信号的接收机中的方法，该信号包含一个残留边带码元构象表示的导频载波分量和视频数据，所述视频数据具有一个由一系列数据帧构成的数据帧格式，所述方法的特征在于包括下列步骤：

响应所述导频分量解调所述接收的信号以产生一个解调信号，所述解调信号包括一个可归因于所述导频分量相位偏移误差的相位偏移误差；

均衡所述解调信号；以及

- 10 在所述均衡步骤之前，减少归因于所述解调信号中所述导频分量的所述相位偏移误差。

2. 一种用在处理接收的残留边带调制信号的接收机中的方法，该信号包含一个残留边带码元构象表示的导频载波分量和视频数据，所述视频数据具有一个由一系列数据帧构成的数据帧格式，所述方法的特征在于包括下列步骤：

产生表示所述导频分量相位偏移误差的控制信号；以及

响应所述导频分量和所述控制信号解调所述接收的信号以产生一个输出的解调信号。

3. 如权利要求 2 所述的方法，其特征在于，还包括均衡所述输出解调信号的步骤。

4. 一种用在处理接收的残留边带调制信号的接收机中的方法，该信号包含一个残留边带码元构象表示的导频载波分量和视频数据，所述视频数据具有一个由一系列数据帧构成的数据帧格式，所述方法的特征在于包括下列步骤：

- 25 响应所述导频分量解调所述接收的信号以产生一个输出信号，所述输出信号被提供以呈现一个归因于所述导频分量相位偏移的相位偏移误差；以及

将所述输出信号与表示所述相位偏移误差的控制信号相组合以产生一个最后的输出信号。

5. 一种用在处理接收的残留边带调制信号的接收机中的装置，该信号包含一个视频码元构象表示的导频载波分量和视频数据，所述视频数据具有一个由一系列数据帧构成的数据帧格式，所述装置的特征在于包括：

第一相位控制网络(320)，具有一个输入端用于接收所述调制信号，以及一个输出端用于将第一信号提供以呈现出归因于所述导频分量相位偏移的相位偏移误差；

5 一个控制网络(360)，用于产生一个表示所述导频分量中所述相位偏移误差的控制信号；以及

第二相位控制网络(350)，响应所述接收的调制信号、所述第一信号和所述控制信号，用于在输出端提供一个相位校正解调信号。

6. 如权利要求 5 所述的装置，其特征在于

10 所述第一相位控制网络(320)包括锁相环中的一个相位检测器(340)和一个第一乘法器(324)；以及

所述第二相位控制网络包括

(a)一个组合器网络(352)，用于组合来自所述锁相环的信号和所述控制信号，以及

15 (b)一个第二乘法器(356)，响应于来自所述组合器网络的组合信号和所述调制信号。

用于高清晰度电视接收机的解调器

5 技术领域

本发明涉及一种用于解调高清晰度电视信号，例如适用于美国的 VSB（残留边带）调制类型的载波恢复网络。

背景技术

- 10 从以码元形式传送数字信息的调制信号中恢复数据通常需要接收机三种功能：用于码元同步的定时恢复、载波恢复(频率解调为基带)以及信道均衡。通过将接收机时钟(时基)同步到发射机时钟的处理来进行定时恢复。这允许接收的信号按时在最佳点被采样以减少与接收码元值的判决处理有关的限幅误差。在接收的 RF 信号被下变频到较低的中频通带(例如，基带附近)
- 15 以后，通过将其移频到基带以允许调制基带信息的恢复来进行载波恢复。通过改变信号传输信道中条件和干扰的影响被补偿来进行自适应信道均衡。这种处理一般使用滤波器，去除由传输信道的频率相关时变特性引起的幅度和相位干扰。

20 发明内容

根据本发明原理，一个载波恢复网络响应一个接收信号的导频分量以及一个表示与主要数据信号一起传输的导频信号不希望的相位偏移的本地产生的相位校正控制信号来产生一个解调信号。

- 25 在优选实施例中，在均衡解调信号之前去除载波恢复处理使用的导频信号相位偏移引起的解调信号的相位偏移。载波恢复网络使用两个旋转器(乘法器)，它们响应于要被解调的所接收的 I、Q 信号。一个旋转器与响应导频分量的相位控制环路相联系。另一个旋转器也响应于通过将从相位控制环路获得的信号与表示不希望相位失真的估计的偏移信号组合产生的组合信号，所述失真如导频信号中的多径(“重影(ghost)”)失真。

30

附图说明

图 1 是一个包括本发明原理装置的高清晰度电视(HDTV)接收机一部分的方框图。

图 2 描述了一个用于美国 ATSC 高清晰度系统的 VSB 调制信号的数据帧格式。

5 图 3 详细描述了根据本发明在图 1 中的载波恢复解调器网络。

图 4 是一个便于理解图 1 的解调器工作的示意图。

图 5 示出图 1 的解调器网络的另一部分细节。

具体实施方式

10 图 1 中,一个地面广播模拟输入 HDTV 信号由一个包括 RF 调谐电路的输入网络 14 和一个包括产生 IF 通带输出信号的中频(IF)处理器 16 以及适当的自动增益控制(AGC)电路处理。接收信号是一种如 Grand Alliance 推荐的、并且由美国的 ATSC 地面广播高清晰度电视标准采用的载波抑制 8-VSB 调制信号。这样一种 VSB 信号由一个一维数据码元构象来表示,其中只有一个
15 轴包含将由接收机恢复的量化数据。为了简化该图,未示出用于同步所说明功能块的信号。

如 1994 年 4 月 14 日 Grand Alliance HDTV 系统规范中描述的, VSB 传输系统传送具有如图 2 示出的规定的帧格式的数据。在抑制的载频上一个小的导频载波分量(导频音调)被加到发射信号上,以帮助 VSB 接收机的解
20 调器获得载波锁定。参照图 2,每个数据帧包括两个字段,每个字段包含 832 个多电平码元的 313 个段。每个字段的第一段称为一个字段同步段,其余的 312 个段称为数据段。数据段一般包含 MPEG 兼容的数据包。每个数据段包括四码元段同步分量,其后跟有 828 个数据码元。每个字段包括一个四码元段同步字符,其后跟有一个包含预定 511 个码元伪随机数(PN)序列和三个预
25 定 63 个码元 PN 序列的字段同步分量,在连续字段的中间一个被反相。一个 VSB 模式控制信号(定义 VSB 码元构象的大小)跟随着上一个 63 PN 序列,其后跟有 96 个保留的码元和 12 个从先前字段拷贝的码元。在 ATSC 系统中,一个小的数字电平(1.25)加到数字基带数据外加同步信号的每个码元(数据和同步)上。它的作用是将一个小的同相导频分量加到数据信号上。在基带导
30 频的数字相加提供了高稳定和精确的导频。导频的频率与抑制的载频相同。

继续看图 1,由模数转换器 19 将来自单元 16 的通带 IF 输出信号转换为

数字码元数据流。来自 ADC 19 的输出数字数据流被一个数字解调器/载波恢复网络 22 解调到基带。这可以通过一个响应接收的 VSB 数据流的导频分量的锁相环来得到。单元 22 产生一个如参照图 3 更详细描述的输出 I 相位解调码元数据流。

- 5 ADC 19 响应采样时钟 CLK 采样输入 VSB 码元数据流。与 ADC 19 和解调器 22 相联系的是一个段同步和码元时钟恢复网络 24。网络 24 从随机数据恢复每个数据帧的重复数据段同步分量。段同步分量用于重新产生一个适当的相位采样时钟。

- 单元 28 通过将每个接收的数据段与存储在接收机存储器中理想的字段
10 参考信号进行比较来检测数据字段同步分量。除了字段同步以外，字段同步信号提供一个信道均衡器 34 的训练信号。单元 30 完成同信道 NTSC 干扰检测和抑制。然后，信号被信道均衡器 34 自适应地均衡，信道均衡器 34 能够以盲、训练和判决模式的组合形式工作。均衡器 34 可以是在 Grand Alliance HDTV 系统规范和 1995 年 8 月《IEEE 消费者电器论文集(IEEE Transactions
15 on Consumer Electronics)》中 W.Bretl 等人的《用于 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)》的文章中描述的类型。均衡器 34 也可以是在 1998 年 6 月 23 日提交的 Shiue 等人的同时等审的美国专利申请序列号 No.102,885 中描述的类型。

- 20 均衡器 34 补偿信道失真，但是相位噪声随机地旋转码元构象。相位跟踪网络 36 消除来自均衡器 34 输出信号中存在的残留的相位和增益噪声。然后相位校正信号由单元 40 格构译码，由单元 42 去交错，由单元 44 Reed-Solomon 纠错，并且由单元 46 去倒频(去随机化)。然后，一个解调的数据流由单元 50 进行音频、视频和显示处理。

- 25 单元 22 的解调由一个数字自动相位控制(APC)环路完成以获得载波恢复。锁相环利用导频分量作为初始捕获的参考，并且使用一个传统的相位检测器用于相位捕获。导频信号嵌入在接收的数据流中，它包含了呈现随机、类似噪声模式的数据。随机数据基本上被解调器 APC 环路的滤波动作所忽视。到 ADC 19 的输入信号是一个接近基带的信号，它的 VSB 频谱中心在
30 5.38MHz，导频分量位于 2.69MHz。在来自单元 22 的解调数据流中，导频分量被下移频到直流。

图 3 示出数字解调器 22 的详细情况。解调器 22 包括第一相位控制网络 320、第二相位控制网络 350 以及相位校正信号发生器 360。首先描述网络 320 的操作。

来自 ADC 19 的包含很低频率导频分量的 8-VSB 调制数字码元数据流施加到希尔伯特滤波器 315, 该滤波器将输入 IF 采样数据流分开为相互正交的相位分量 “I” (同相) 和 “Q” (正交相位)。在自动相位控制 (APC) 环路中使用复数乘法器 324 将 I 和 Q 分量旋转 to 基带。一旦环路被同步, 乘法器 324 的输出就是一个复数基带信号, 该信号被网络 350 进一步相位调整, 如将讨论的, 从单元 350 产生最后的相位校正解调输出。来自乘法器 324 的输出 I 数据流用于抽取接收数据流的导频分量。来自乘法器 324 的输出 Q 数据流用于抽取接收信号的相位。

在相位控制环路中, Q 信号被自动频率控制 (AFC) 滤波器 336 滤波。高频数据 (以及噪声和干扰) 大部分被 AFC 滤波器抑制, 只剩下导频信号。在滤波之后, Q 信号被单元 338 限幅以降低相位检测器 340 的动态范围要求。相位检测器 340 检测并且校正施加到它输入端的 I 和 Q 信号之间的相位差, 得到输出相位误差信号, 并由 APC 滤波器 344, 如第二阶低通滤波器滤波。由单元 340 检测的相位误差表示期望的接近直流的导频信号频率与接收的导频分量频率之间的频差。

如果接收的导频分量呈现出期望的接近直流的频率, AFC 单元 336 不产生相移。输入到相位检测器 340 的 I 和 Q 信道导频分量将呈现出符合相互正交相位关系, 因此相位检测器 340 产生一个零或接近零值的相位误差输出信号。然而, 如果接收的导频分量呈现出一个不正确的频率, AFC 单元 336 将产生一个相移。这将在施加到相位检测器 340 的 I 和 Q 信道导频分量之间产生一个附加的相位差。检测器 340 响应这个相位差产生一个输出误差值。

来自滤波器 344 的滤波的相位误差信号被提供到数控振荡器 (NCO) 348, 该振荡器本地重新产生导频分量用于解调接收的数据流。与 NCO 348 相联系的是正弦和余弦查表 349, 用于响应来自单元 340 和 344 的相位控制信号重新产生导频音调。单元 349 的输出被控制直到乘法器 324 的 I 和 Q 信号输出导致由检测器 340 产生的相位误差信号基本上为零为止, 从而指示解调的基带 I 信号出现在乘法器 324 的输出端。

如上所述, 在接收的 VSB 调制信号的导频分量被频率和相位锁定环路

(FPLL)跟踪,以及恢复的导频用于外差接收的频谱下降到基带。当多径或“重影(ghost)”分量出现在接收频谱时,由锁相环跟踪的载波是由主路径载波分量和多路径分量的叠加产生的合成音调。这在图4中进行了说明。如图4所示,多径失真在导频产生相位偏移或相位跟踪误差,使得该导频没有呈现出对应于该数据的正确的解调相位。这样,用于外差的参考导频具有一个相对于主路径载波的相位偏移,因此经过外差处理,基带主路径信号接收一个相位旋转。一个随后的信道均衡器,如图1的单元34可能补偿导频相位偏移的影响。然而,这个偏移可能导致均衡器使用一个过大的动态范围来校正导频相位偏移,或它可能导致均衡器变得不稳定。通过根据本发明特性的方法和装置可以去除由导频相位偏移产生的额外负担。

图3的网络350和360用于解决导频相位误差的问题。具体讲,第二相位控制网络350包括一个附加的相位旋转网络(乘法器),该旋转网络可以独立于导频相位旋转恢复的信号。这允许在数据被均衡器34处理之前导频相位偏移从恢复的数据中除去。因此均衡器不必补偿导频相位偏移,它允许使用比原来要求较少复杂性的均衡器设计。相位校正信号发生器360产生一个由相位控制网络350使用的相位偏移控制信号来补偿导频相位偏移。

在说明的优选实施例中,载波恢复网络使用两个旋转器(乘法器)324和356,它们响应接收的I、Q信号。旋转器324与响应导频分量的网络320的相位控制环路相联系。另一个旋转器单元356与另外响应一个组合信号的控制网络350相联系,该信号通过将网络320的相位控制环路得到的信号与一个表示不希望相位失真的估计的相位偏移控制信号组合而产生,这种失真如导频信号中的多径(重影)失真。网络360通过将接收的段同步值与参考段同步值和该参考段同步值的希尔伯特变换相关来产生相位偏移控制信号。

更准确地说,网络350的乘法器356从滤波器315接收相互正交的相位I和Q信号。网络350还接收来自网络320的锁相环中振荡器348的输出作为输入。这个信号在加法器352中与由网络360产生的相位偏移控制信号相组合以补偿导频载波的相位偏移。加法器352的输出信号是相位补偿的信号,它施加到查阅表354用于提供相互正交相位的输出信号到复数乘法器356(第二旋转器)。查阅表354和乘法器356以如同网络320中查阅表349和复数乘法器(旋转器)324相同的方式工作。乘法器356提供I和Q相位输出信号。如图1所示,补偿接收导频载波的相位偏移的“I”相位输出信号施加到单

元 24 和 28, 并且最后施加到均衡器 34。因为导频载波中多径引起的相位偏移已经被网络 320, 350 和 360 的共同作用大大地减少或消除, 有益的是均衡器不需要补偿这样的偏移。在这个例子中没有使用复数乘法器 356 的第二个输出端, 在这个输出端将出现“Q”相位信号。

- 5 ATSC 数字电视调制方案使用如图 2 解释的数据字段/帧格式。每个数据帧由一个字段同步分量分开的两个数据字段组成。每个组成的数据字段包括多个数据段, 每个数据段由一个段同步分量开始。这些同步分量占据数据流中已知的、固定位置, 并在以下的讨论中称为同步或同步分量。在接收的 VSB 调制数据流被解调到基带以及同步分量恢复(它们的位置被识别)以后,
- 10 网络 360 对恢复的段同步分量与公知的段同步幅度值和公知的段同步幅度值的希尔伯特变换进行相关处理。如公知的, 希尔伯特变换产生一个施加的输入信号的正交相位形式。如下所述, 处理相关的值以获得相位偏移控制信号。字段同步分量和它的变换也可以由相关函数使用。

- 网络 360 包括第一和第二输入相关器 362 和 363, 它们都接收作为输入的接收的基带段同步样本。相关器 362 另外从本地存储器接收常数段同步值
- 15 “S”, 相关器 363 另外从本地存储器接收希尔伯特变换的常数段同步值“H(S)”。单元 362 产生的相关性产生由下列表达式定义的输出值 I_c

$$I_c = G_c |S|^2 \cos \Phi$$

- 这里 $|S|^2$ 是公知的同步分量与其本身相关的结果, G_c 是一个任意增益因子。单元 363 产生的相关性产生一个由下列表达式定义的输出值 I_s
- 20

$$I_s = G_s |H(S)|^2 \sin \Phi$$

这里 $|H(S)|^2$ 是公知的同步分量的希尔伯特变换与其本身相关的结果, $G_s = G_c$ 。导频相位跟踪误差由符号 Φ 表示。

- 相关器 362 和 363 的 I_s 和 I_c 输出由网络 365 处理, 产生数学值 I_s / I_c , 或者
- 25

$$I_s / I_c = |H(S)|^2 / |S|^2 \times (\sin \Phi) / (\cos \Phi)$$

表达式 $|H(S)|^2$ 和 $|S|^2$ 的值是公知的, 因为它们是公知的同步分量值的函数。通过在乘法器 366 将 $|H(S)|^2 / |S|^2$ 项乘以它的逆(一个存储常数)来消去上面

表达式中的这一项，在乘法器 366 的输出产生下列表达式

$$I_s / I_c = \sin \Phi / \cos \Phi = \tan \Phi, \text{ 使得}$$

$$\Phi = \tan^{-1}(I_s / I_c)$$

I_s / I_c 项是一个数字值，它用在 $\tan^{-1}$ 查阅表 367 中来确定偏移相移 Φ 的值。来自查阅表 367 的输出值施加到锁存器 368，例如 D 型触发器的“D”输入端。当段同步已经被定时恢复单元 24(图 1)恢复时锁存器 368 的使能输入端 EN 接收一个本地产生的同步位置检测信号。虽然监控段同步定时恢复网络 24 的操作的本地微处理器也能提供这个信号，但在这个例子中由单元 24 提供同步位置检测信号。同步位置检测信号启动锁存器 367 工作以输出在它的 D 输入端接收的相位偏移信号到网络 350，用作上面讨论的相位偏移控制信号。

来自网络 350 的解调的 I 信道数据流施加到如图 1 所示的段同步和码元时钟恢复单元 24 以及字段同步检测器 28。当重复的数据段同步脉冲由接收数据流的随机数据模式恢复时，通过重新产生一个适当的相位码元采样时钟，段同步用于获得适当的码元定时。

下面是导频相位偏移估计器网络 360 操作的更详细的描述。施加到相关器 362 和 363 的输入信号的形式为： $I(n) = x(n)\cos\Phi - x'(n)\sin\Phi$ ，这里 x' 是 $x(n)$ 的希尔伯特变换，要被校正的导频载波相位偏移误差是 Φ 。对于 ATSC 系统的多码元段同步模式表示为 S，如讨论的，它的希尔伯特变换表示为 H' (或 $H'(s)$)。相关 S 和 S' 产生 $I_c = |S|^2 \cos\Phi$ 和 $I_s = -|S'|^2 \sin\Phi$ 。因为 S 和 S' 是常数，所以可以看到 I_s/I_c 与 $-\tan\Phi$ 成正比，这里 C 是一个常数。对于例如 -90 和 $+90$ 度之间的 Φ 值， $\tan\Phi$ 趋近于 Φ ，使得 Φ 近似等于 $-(I_s/I_c) \times (1/C)$ 。对于 Φ 的较小值， I_c 大于零，所以忽略因子 $I_c \times C$ ，得到 Φ 近似等于 $-I_s$ 的某一正比例因子。

因为四个码元段同步模式一般具有码元值 $+160-160-160+160$ ，归一化 S' 为 $+1$ 和 -1 值产生相应于标称的段同步模式的 $S' = +1-1-1+1$ 。这种归一化将 I_s 、 I_c 相关处理简化为加法处理，因此相位偏移误差 Φ_e 近似等于 $\Phi_e = -S_0 - S_1 + S_2 + S_3$ ，这里 S_0 、 S_1 、 S_2 和 S_3 表示组成一个段同步模式的四个码元。例如，为了减少 Φ_e 计算中噪声和多径的影响，各个同步码元 S_0 、

S1、S2 和 S3 的每一个在一个包括 64 个连续的段同步模式的预定间隔 T 平均，以后，根据下面的表达式产生一个相关值 e'

$$e' = \frac{-S0' - S1' + S2' + S3'}{T}$$

- 这个值在时间上(例如，64 个段同步间隔)求和并且按一个预定比例因子 G 来改变比例以产生一个最后的估计值“e”。比例因子 G 根据经验来确定并且设置跟踪带宽。

- 通过图 5 所示的布置说明上述的处理。在图 5 中，通过如所示布置的单元 512、513、514、515、525 和 528 构成一个输入加法器网络。与加法器网络有关的是延迟元件 518、519、520 和 521。每个延迟元件表示一个码元延迟。在单元 530 中加法器 525 的输出与加法器 528 的输出相减地组合。组合器 530 的输出由单元 532 处理以产生上面表达式中的值 e'。单元 532 用前面处理期间求和的段同步分量(64)的数量来除，因此产生一个期望的同步幅度。以后，值 e' 由加法器 534 和相关的码元延迟器 535 处理，并且由单元 538 按比例改变以产生最后的误差估计 e。在每个间隔 T 的结尾复位输入加法器网络。

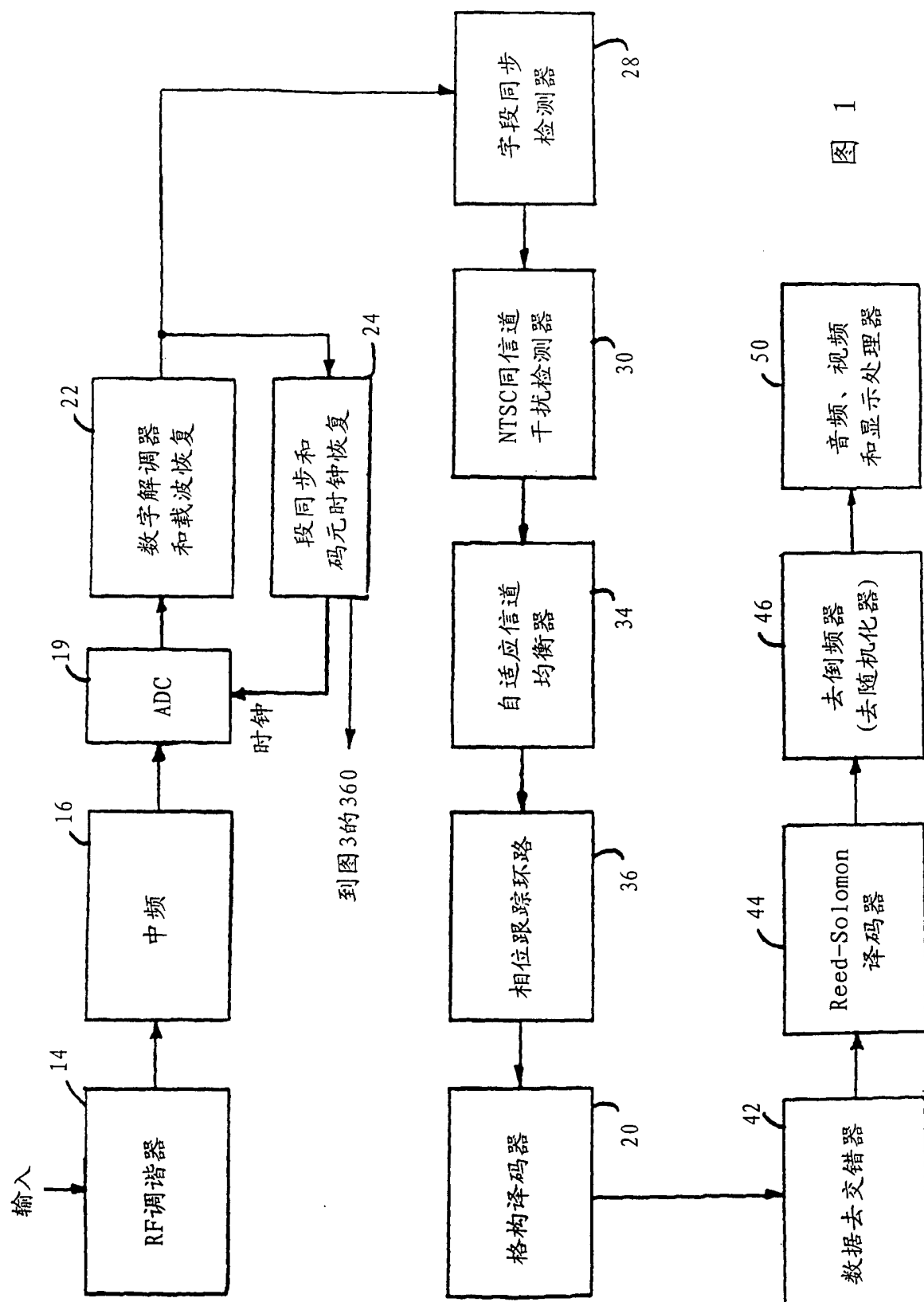


图 1

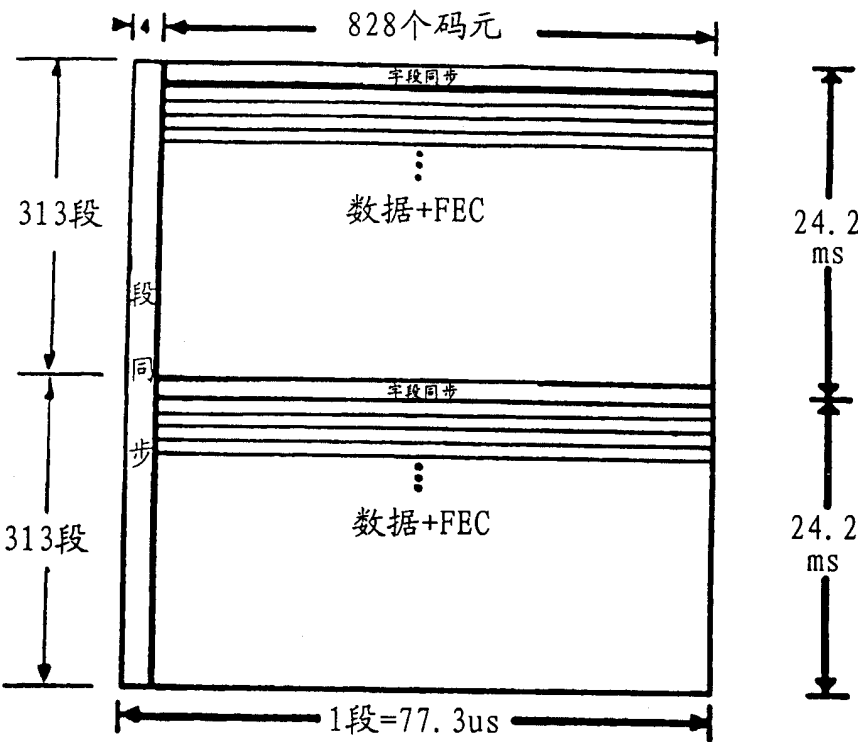
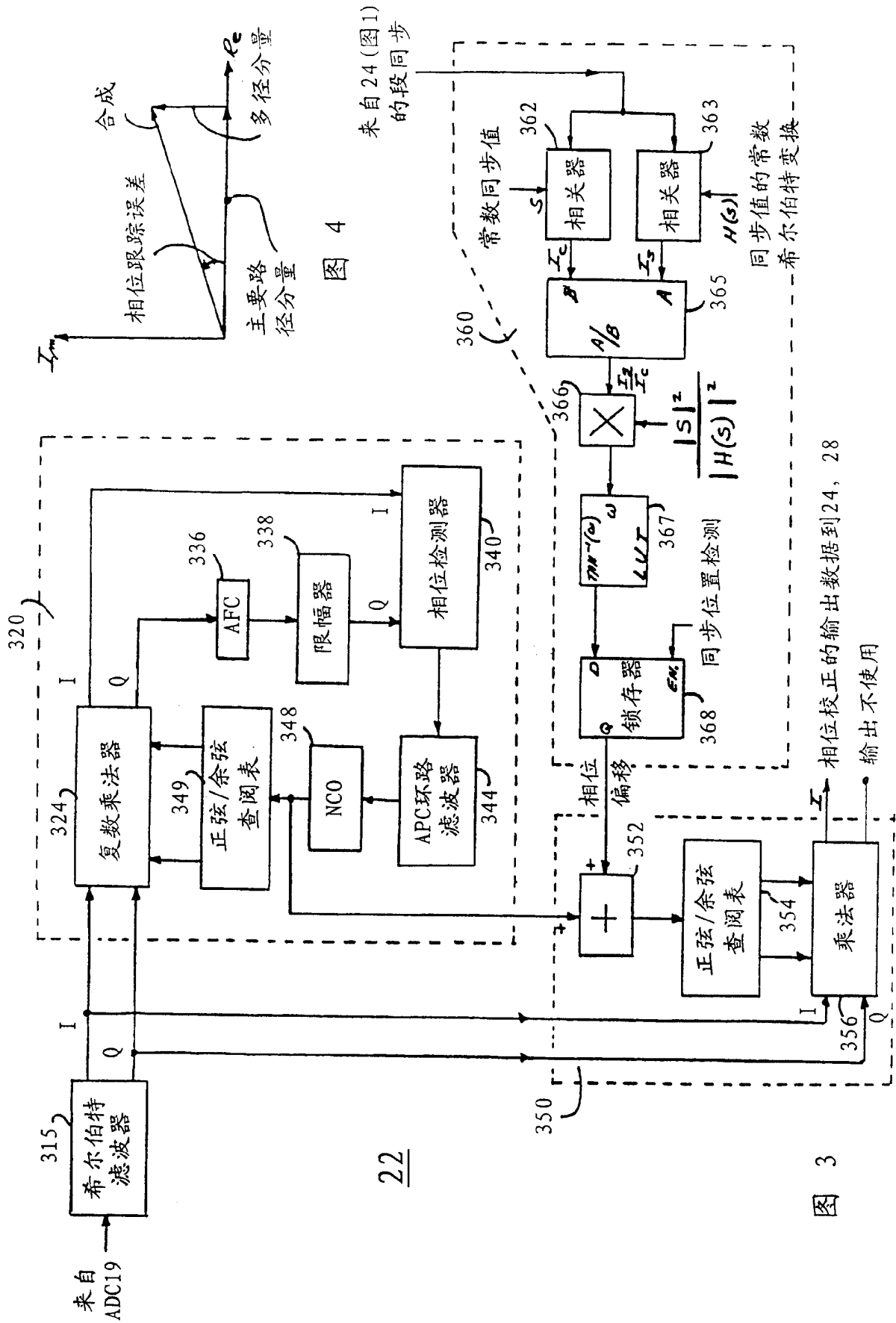


图 2



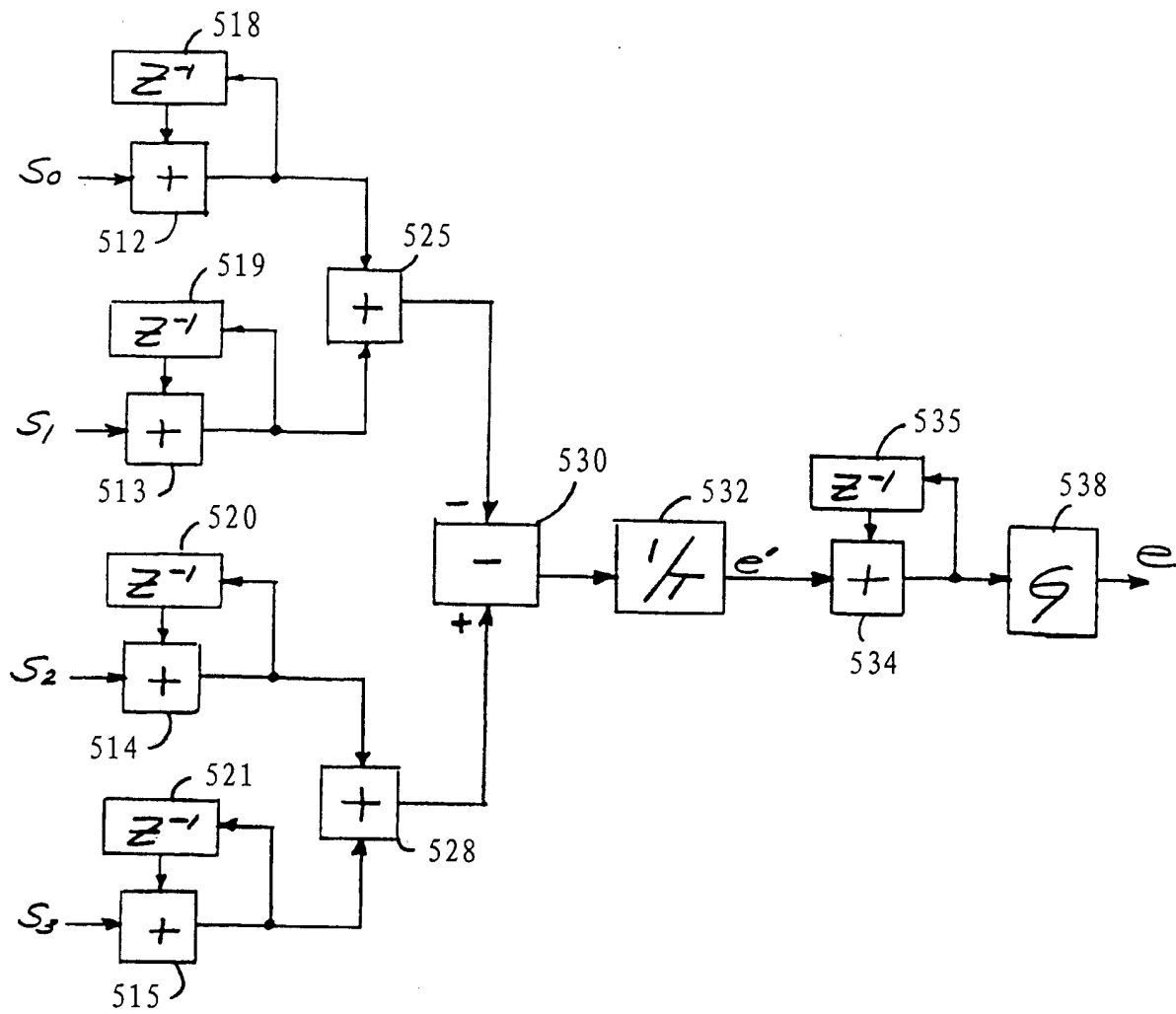


图 5