

[51] Int. Cl⁷

H04N 5/455

H04N 5/44

H04N 7/015

[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 95192585.7

[45] 授权公告日 2002 年 5 月 22 日

[11] 授权公告号 CN 1085467C

[22] 申请日 1995.3.13

[21] 申请号 95192585.7

[30] 优先权

[32]1994.3.21 [33]GB [31]9405487.1

[86] 国际申请 PCT/US95/03155 1995.3.13

[87] 国际公布 W095/26101 英 1995.9.28

[85]进入国家阶段日期 1996.10.15

[73] 专利权人 RCA 汤姆森许可公司

地址 美国新泽西州

[72]发明人 克里斯托夫·H·斯特罗尔

史蒂文·T·贾菲

[56] 参考文献

US 3849730 1974. 11. 19 H04N5/455

US 4048572 1977. 9.13 H04N5/455

审查员 宋焰琴

[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

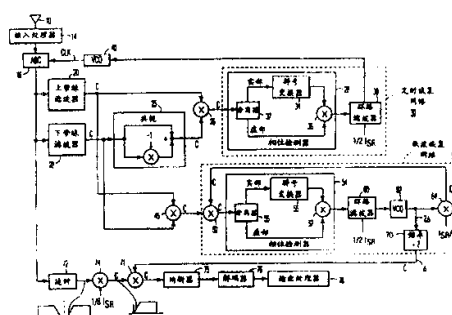
代理人 马 莹

权利要求书2页 说明书9页 附图页数2页

[54]发明名称 残留边带信号的载波恢复系统

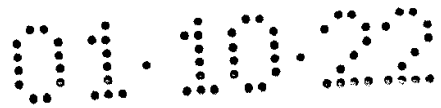
[57] 摘要

一种电视信号接收机,用于处理以残留边带(VSB)格式发送的HDTV信号,包括由定时恢复网络(30)和载波恢复网络(50)共用的输入复数滤波器。该滤波器网络包括在VSB信号的高和低频带边缘呈镜像的一对上和下频带边缘滤波器(20、22)(图2),用于产生抑制副载波的AM输出信号。该定时恢复网络包括相位检测(28、38)并响应从两个滤波器(经26)来的AM信号,用以同步系统时钟(CLK)。载波恢复网络(50)也包括相位检测器(54、60、62、64)并响应来自滤波器之一或二者的输出,用于产生表示VSB信号相位/频率偏移的输出误差信号(Δ)。该误差信号用于减少或消除偏移以产生恢复的基带或近基带信号。随后的均衡器消除在已恢复信号中的任何残余的相位偏移。



ISSN 1008-4274

知识产权出版社出版



权 利 要 求 书

1、一个用于接收作为已调制残留边带(VSB)信号发射的高清晰度电视(HDTV)信号的系统，其中所述已调制残留边带信号被格式化为代表数字图
5 象数据的符号的一维数据矢量端点图(constellation)并可表现出有载波偏移，在该系统中有载波恢复网络(50)用于将所述已接收 VSB 信号的频率移向基带，所述载波恢复网络能不依赖于所述接收信号中如果存在的导频成份而实现载波恢复，所述载波恢复网络包括：

输入网络(14、16)，用于处理所述 VSB 信号；

10 滤波器网络(20、22)，响应来自所述输入网络的输出信号且具有与所述 VSB 信号频谱的上下带缘中至少一个带缘相对的带缘响应以在所述滤波器网络的输出产生双边带调幅(AM)信号；

相位检测器网络(54)，用于处理所述双边带 AM 输出信号以产生代表如果存在的载波偏移的控制信号(Δ)；以及

15 响应所述控制信号的输出处理器(71、74、75)，用于产生在基带处或近基带处的已解调输出信号。

2、如权利要求 1 所述的系统，其中，

所述滤波器网络包括具有分别与所述 VSB 信号频谱的上、下带缘有关的带缘响应的第一带缘滤波器(20)和第二带缘滤波器(22)，用于在所述第一
20 和第二滤波器各自的输出产生双边带调幅(AM)信号。

3、如权利要求 1 所述的系统，其中，

所述滤波器网络是由第一和第二滤波器组成的数字滤波器网络，所述第一和第二滤波器的响应对于所述接收的 VSB 信号在所述第一和第二滤波器各自滤波的带缘处的频谱是互补的。

25 4、如权利要求 1 所述的系统，其中，

所述接收的 VSB 信号呈现出的频谱在分别相对于中带载波频率 $f_{c \pm \Delta}$ 的频率 $f_c - 1/4 f_{st}$ 及 $f_c + 1/4 f_{st}$ 处具有带缘响应；以及

所述第一滤波器在尼奎斯特频率 $f_c - 1/4 f_{st}$ 呈现带缘响应，所述第二滤波器在尼奎斯特频率 $f_c + 1/4 f_{st}$ 呈现带缘响应，其中

30 f_c 是所述发送的 VSB 信号的载波频率；

f_{st} 是发送的符号频率；以及

Δ 是所述如果存在的载波偏移。

5、如权利要求2所述的系统，进一步包括

具有用于分别从所述第一和第二滤波器接收其输出信号的第一和第二输入端、以及耦合到所述相位检测器网络输入的输出端的乘法器(45)；其中

5 所述乘法器的输出信号是中心在频率 $2f_c$ 附近的抑制载波双边带 AM 信号，其中 f_c 是所述发送的 VSB 信号的载波频率，所述被作为中心的频率可呈现有载波偏移(Δ)。

6、如权利要求1所述的系统，其中

10 送至所述相位检测器网络的所述输入信号是具有实数分量和虚数分量的复数信号；以及

所述相位检测器网络包括用于在所述相位检测器网络的输出信号中消除所述虚数分量的装置(55、56、57)。

7、如权利要求1所述的系统，其中所述输出处理器包括：

15 响应来自所述输入网络的输出信号的第一转换网络(74)，用于产生转换的近基带 VSB 信号；以及

响应来自所述第一转换网络的所述近基带 VSB 信号及响应来自所述载波恢复网络的所述控制信号的第二转换网络(71)，用于产生在基带处或近基带处的信号。

8、如权利要求7所述的系统，还包括

20 均衡器(75)，用于从所述第二转换网络的输出信号中除去剩余的偏移以产生基带 VSB 信号。

9、如权利要求7所述的系统，其中

所述第一和第二转换网络为信号乘法器；以及

25 所述第一转换网络接收双边带形式的输入 VSB 信号，并响应于其频率为 f_{sr} 的几分之一的时钟信号，其中 f_{sr} 是接收机取样频率，用于产生输出单边带近基带 VSB 信号。

10、如权利要求1所述的系统，其中

所述接收的 VSB 信号是 8-VSB 信号，具有由下列八个数据符号： -7 -5 -3 -1 1 3 5 7 所定义的一维数据矢量端点图。

说明书

残留边带信号的载波恢复系统

5 本发明涉及数字信号处理系统。尤其涉及例如可由高清晰度电视(HDTV)信息调制的残留边带(VSB)信号的接收机所使用的载波恢复系统。

接收机从 VSB 或 QAM(正交调幅)信号恢复数据要求能实现三个功能: 字符同步用的定时恢复、载波恢复(频率解调)及均衡。定时恢复是使接收机时钟(时基)同步于发射机时钟的过程。这使得所收信号在时间最优点处取
10 样, 以减少与所收符号值的判定处理相关的削波误差(slicing error)出现的机会。载波恢复是在频率移到较低的中频带宽后把所收的 RF 信号移到基带, 以实现调制基带信息的恢复的处理过程。均衡是对于已收信号补偿其发送信道扰动效应的处理过程。更详细地说, 均衡去除了由包括发送信道的低通滤波器效应在内的发送信道的扰动所引发的基带符号间干扰(ISI)。ISI 使得给
15 定符号之值受其前位的及后随的符号值的畸变。

对于 QAM 信号, 定时恢复通常是接收机中实施的第一功能。该定时是
从中频带宽信号或近基带信号中恢复的, 近基带信号即具有载波偏移的基带
信号其载波偏移由一载波恢复网络所校正。在任何一种情形中, 定时可在先
于基带解调之前而被建立。载波恢复的解调过程通常是两步的过程。首先,
20 由一使用“最佳估计(best guess)”的移频器来将通带信号解调到近基带, 该
“最佳估计”估计输入通带信号和所希望的基带信号之间的频率偏移。所说的
频率移位用模拟电路进行, 即在接收机中的模拟至数字变换之前进行。其
次, 对该近基带信号进行均衡。最后完成载波恢复, 将任何剩余的频率偏移
从近基带信号中除去以形成真正的基带输出信号。这一功能由数字接收机实
25 现。均衡器插在用于移位到近基带的第一本地振荡器和载波恢复环网络之
间。这是因为典型的载波恢复过程是一种(公知的)引向判决的过程, 它要
求由均衡器功能提供至少部分张开的“眼睛”。

QAM 信号是由实轴和虚轴定义的二维数据符号矢量端点图
(constellation)表达的。与之相对应, VSB 信号是由一维数据矢量端点图表
30 达, 其中只有一个轴包含所要在接收机中恢复的量化数据。通常借助导频信
号实现 VSB 信号的同步解调。导频信号便于将 VSB 信号一步就解调到基带,

一般说无剩余的相位或频率误差。以用于 QAM 信号的次序完成定时恢复、解调及均衡的功能不适合使用常规技术的 VSB 信号。对于 QAM 信号，已知有若干种定时恢复方法都与近基带信号和基带信号之间的频率偏移无关。然而，普遍认为对于 VSB 信号，不可能做到与频率无关的定时恢复。

5 由于这一原因，在 VSB 系统中，历史上首先实现了绝对解调到基带。

在导频辅助的 VSB 系统中，在发射机处以小的 DC 偏移将导频分量注入基带信号。该 DC 偏移产生一载波“单纯频率信号(tone)”，因为当 DC 偏移乘以例如高频余弦波形式的交流信号时，得到一相位相同的载波单纯频率信号。该载波单纯频率信号可被接收机解调器中的一锁相环采用来将已调制 VSB 信号转换到基带。由于导频信号代表 VSB 信号的 DC（直流）成份，而该 DC 成份在残留边带之中，所以该单纯频率信号看起来位于由数据自身造成的调制“噪声”之中。对于接收机处的导频信号跟踪 PLL（锁相环）而言，通常该调制噪声被当作不需要的信号来处理。

导频信号可通过 PLL 之前的一极窄的带通滤波器来提取。然而，为了达到足够的数据噪声抑制，所需要的滤波器带宽是如此窄，以致跟踪 PLL 无法跟踪输入信号的所有相位和频率偏移，尤其是在使用家用等级的调谐器的时候。在数字域将导频分量移至基带是不容易做到的。如果采用模拟电路，则将不得不解决例如容差补偿和温度影响的问题。导频分量还消耗功率，此外，发送信道的波动例如信道失效(channel null)可能使导频信号消失。

20 由于这些和其他一些原因，本文认为提供一种能将 VSB 信号解调到基带而不依赖所收信号的导频分量的系统是合乎需要的。

包含导频分量的 VSB 系统的一个实例是由大联盟最近为美国提出的 HDTV 发送系统。

该系统采用残留边带(VSB)数字传送格式来传送打包的数据流，这种系统正在由美国联邦通信委员会通过其高级电视业务咨询委员会(ACATS)评价之中。于 1994 年 2 月 22 日提交给 ACATS 技术分组的大联盟 HDTV 系统的描述(草案)可见于 94 年 3 月 20-24 日的全国广播工作者协会的 94 年会刊、第 48 期广播工程会议会刊(48th Annual Broadcast Engineering Conference Proceedings)。

30 本发明的目的是提供一种适合 VSB 信号使用的载波恢复解调系统，从而很好地实现了不依赖于导频信号或其等效信号的载波恢复。这是通过使用

滤波器网络和响应该滤波器网络输出信号的相位检测器而完成的。滤波器网络具有与 VSB 信号频谱的上、下带缘中至少一个带缘相对的带缘响应，以在滤波器网络的输出产生抑制载波的双边带调幅(AM)信号。

- 5 根据本发明的一个特点，该滤波器网络具有分别与 VSB 信号频谱的上、下带缘相关的第一和第二数字带缘滤波器，用于在第一和第二滤波器各自的输出端产生双边带调幅信号。这些滤波器的响应对于第一和第二滤波器各自正在滤波的带缘处的所说已接收 VSB 信号的频谱是互补的。

图 1 是包括根据本发明原理的载波恢复系统的例如象 HDTV 接收机的一个先进电视接收机的一部分框图。

- 10 图 2-6 示出了与图 1 系统工作相关的信号幅度与频率的响应关系。

- 图 1 中，由输入网络 14 对经天线 10 接收的 VSB 调制的广播 HDTV 模拟信号作处理。该网络 14 包括例如 RF 调谐电路、用于产生适于转换成数字形式的中频通带的双转换调谐器及相应的增益控制电路。根据大联盟 HDTV 的规定，示出的所收的 VSB 信号是一个 8-VSB 信号，具有大致为 10.76 M 符号/秒的符号速率并占据传统的 6 MHz 的频谱。具体而言，本例中所收 VSB 信号是具有一维数据矢量端点图的 8-VSB 信号，由下列 8 个数据符号所定义：

-7 -5 -3 -1 1 3 5 7

- 20 该系统的尼奎斯特带宽标称值是例如 5.38 MHz，在每个边缘处有标称 0.31 MHz 的额外带宽。公开的系统也可用于例如 16-VSB 信号。

- 模-数转换器 16 以 2 样本/字符的取样速率操作，把从输入处理器 14 输出的信号从模拟型转换成数字型。所接收的 VSB 信号可包括导频成分并已由单元所解调，以使 6 MHz 带宽的中心被标称地置于 5.38 MHz。在 ADC 16 输入处信号的频谱占有的范围是从 2.38 MHz 到 8.38 MHz。当建立起定时同步时，该 ADC 单元 16 以 21.52 MHz 对该信号取样，这一频率是符号速率的两倍。表示原始基带脉冲调幅(PAM)信号的 DC 点的导频成分的标称值是 2.69 MHz(尼奎斯特频率)，它是 1/8 fsr。在下面的讨论中：

fc 是所发送信号的载波频率(标称值为 5.38 MHz)，

fst 是所发送的符号频率(10.76 M 符号/秒，即四倍的尼奎斯特频率)，以

- 30 及

fsr 是接收机取样频率(21.52 MHz)。

在定时锁定时, $f_{sr} = 2 f_{st}$. 当解调成基带信号时, 载波被锁定, $f_c = 1/4 f_{sr}$.

来自 ADC 单元 16 的数字信号加到两个复数频带边缘滤波器 20 和 22, 它们是围绕尼奎斯特频率的镜象滤波器. 每个滤波器展示出其实部和虚部函数, 以使得从这些滤波器输出的信号包括实部和虚部成分. 图 1 中, 字母 “C” 表示传送具有实部和虚部成分的复数信号的信号通路. 其它的信号通路只传送实部成分. 滤波器 20 和 22 产生没有镜象成分的输出信号, 即输出信号或是正、或是负的频谱成分, 但不同时二者. 这样结果的优点是不会产生随后难于消除的寄生成分. 如将在图 2 中所见到的那样, 该系统中的滤波器 20 和 22 的设计具有负频谱成分的复数解析输出信号. 该负频率是任意选择的; 也可以采用正频谱.

图 2 描述了由加到滤波器 20 和 22 的输入的所接收的 VSB 信号的带宽和由该两个滤波器的带通响应所构成的负频谱. 输入的实部信号具有正和负频谱. 正频谱由公知的技术所消除, 留下负频谱. 滤波器 20 提取的是 VSB 信号负频谱的上带缘, 而滤波器 22 则提取的是 VSB 信号负频谱的下带缘. 不论是正频谱还是负频谱, 该上带缘包括最高频率成分, 而下带缘包括最低的频率成分. 滤波器 20 和 22 的带缘响应和 VSB 信号相交于尼奎斯特点处. 在图 2 及以后的附图中, 以符号 “ Δ ” 表示例如可能与近基带信号相关的载波频率偏移, 即一个不完全被频移到基带的信号. 将结合载波恢复(基带解调)网络详述这种偏移.

如图 2 所示, 滤波器 20 和 22 的响应对于该两滤波器正在提取的带缘处的输入信号的频谱是互补的. 当没有导频成分出现在所接收的 VSB 信号(图 3)中时, 它具有产生抑制了载波的双边带幅度调制(AM)信号的效应, 而当有导频信号出现在该带缘中时, 则产生双边带残留载波 AM 信号. 滤波器 20 对频率 f_1 左侧的响应是不严格要求的, 而滤波器 22 对于频率 f_2 右侧的响应是不严格要求的.

在建立定时和载波锁定之前, 这些 AM 信号包含可被用于定时和载波恢复的频率(和相位)偏移. 具体而言, 从上带缘滤波器 20 的输出获得的 AM 信号的中心处于 $-f_c - 1/4 f_{st}$. 如果导频存在(例如大联盟 HDTV 系统中的情况), 它将以这一频率出现. 如果该信号作为 VSB 信号处理, 则频率 $1/4 f_{st}$ 是符号频率的四分之一. 相类似地, 从下带缘滤波器 22 的输出获得的 AM

信号的中心处在 $-f_c + 1/4 f_{st}$ (尼奎斯特频率)。当 ADC 单元 16 的取样时钟输入(CLK)的频率是四倍于这两个高和低抑制载波频带边缘的 AM 信号的载波之间的频率差(图 3)时, 就实现定时同步。

定时恢复系统的操作如下。滤波器 22 的输出信号由单元 22 作共轭, 把
5 滤波器 22 输出信号的频谱从负向转成正向, 如图 4 所示。单元 25 执行的共轭是一种人们熟知的过程, 首先利用熟知的方法把信号分离成实部和虚部成分。通过以负单位因子乘以该虚部而使其反向。反向的虚部成分和原来的实部成分被重新组合。在乘法器 26 中, 重新组合的低带缘 AM 信号与来自滤波
10 波 10 20 的高带缘 AM 信号相乘。在乘法器 26 的输出产生的一个 AM 信号将载波频率成分 f_c 去除, 如图 5 所示。 f_c 成分的去除了由于上带缘成分的负性载波消除了来自下带缘的共轭 AM 信号的正性载波。由于被乘 AM 信号都是双边带信号, 在 $1/2 f_{st}$ 的抑制载波中心频率处的 AM 信号被保持。频域中的这些信号在基带表示为偶函数(即只有实部成分), 其卷积在基带也表示为偶值函数。

15 由于卷积处理, 从乘法器 26 输出的 AM 信号带宽已被加倍(时间域的乘法产生频率域的卷积)。通过把相隔的取样驱使为零, 接收机取样时钟 CLK 的频率能被同步于输入 VSB 信号的符号频率, 而与任何载波偏移(Δ)无关。它是以下述方式在定时恢复网络 30 中由相位检测器 28 所实现的。

从乘法器 26(图 5)来的双边带 AM 输出信号的虚部成分指示了信号失去
20 定时(mis - timing)的幅度。而实部成分表示了失去定时的方向(AM 抑制载波信号具有将要被克服的 180 度的二义性)。如果该 AM 信号被完好地定时, 就没有虚部成分。通过借助相位检测器 28 中的单元 32, 利用公知的分离技术将出自乘法器 26 的双边带 AM 信号分成它构成的实部和虚部成分。利用公知的技术, 变换单元 34 确定实部成分(方向信息)的符号, 并以该符号与分离
25 的虚部成分的取样值相乘。乘法器 36 的输出代表了一个误差信号, 当定时实现锁定时, 该误差信号由定时控制环路的作用而被驱使为零值。

由于双边带信号的载波频率按照标称值处于 $1/2 f_{sr}$ 处, 所以出自乘法器 36 的输出信号的虚部的锁定值将是零。以实部的符号乘以虚部成分使得检测器 28 具有区别正与负频率偏移的功能。

30 从相位检测器 28 输出的信号由低通环路滤波器 38 所滤波, 如已知那样, 该低通环路滤波器包括积分通路和比例通路, 其时钟频率为 $1/2 f_{sr}$ 。由

于该环路的目的是每隔一取样值将一个虚部成分驱使为零，所以每隔输入信号的一个取样值给环路滤波器 38 送一次时钟。滤波器 38 的输出是加到压控振荡器(VCO) 40 的一个 DC 电压。振荡器 40 提供给用于 ADC 单元 16 的接收机取样时钟 CLK 是 DC 电压的函数。当由包括网络 30 的所描述的定时恢复系统所提供的 ADC 取样时钟是从滤波器 20 和从(图 3)的两个 AM 输出信号之间的差频的四倍时，即实现了定时同步。滤波器 38 的比例的和积分的控制部分按公知方式分别用 K1 和 K2 增益控制标量加以调节。这些标量被设置成大数值，以有利于在搜索模式中的信号搜索，并可以在跟踪模式中降低其数值，以增加其抗噪性能。为实现定时锁定所需的时间是作为例如信号中存在的噪声量和多路径失真、控制环路带宽以及控制环路时间常数的函数而改变的。

在图 1 的系统中，载波可用两种不同的方法来恢复。一种方法是利用从滤波器 20 和 22 输出的两个带缘 AM 信号，与上述的用于定时恢复的方式类似。第二种方法是共用一个已收信号的带缘。第二种方法情况下，通常所用的带缘是可以包括导频信号的那一个。与导频成分相关的附加能量增强了在低的信噪比条件下载波恢复环路的性能。然而应予以注意，这两种方法都最好不要要求导频成分的存在。

两个频带边缘都采用的载波恢复方法把滤波器 20 和 22 的输出在乘法器 45 中乘在一起，而没有象已有的定时恢复那样对信号进行共轭。这种相乘在乘法器 45 的输出产生出具有 $-2f_c$ 载波频率的一个已抑制载波的 AM 信号。符号速率成分 f_{st} 已被从该 AM 信号完全去除。如果载波偏移(Δ)存在，则如图 6 所示，该载波频率是在 $-2f_c - 2\Delta$ 处。到此为止，载波恢复过程与接收机解调器取样时钟频率 f_{sr} 无关。

在数字信号处理的应用中，通常希望设计出能够方便地产生出与数字信号处理器时钟频率谐波相关的信号的压控振荡器(VCO)或频谱移位器。基于此种考虑，注意到复合双边带 AM 信号在乘法器 45(图 6)的输出端是将其中心处于 $-2f_c$ 的频率(略去任何载波的偏移)，或是在 $-2f_c - 2\Delta$ (包括偏移)。这意味着该 AM 信号是跨在折叠重合区的。更具体而言，实际中的图 6 示出的 AM 信号左边带部分是被“环绕”到正性频谱中。由于该 AM 信号是复数信号，其中第一负性重复频带的相邻正性频率成分已经去除，因而并不产生折叠。

为简化载波恢复网络的设计, 相关的相位检测器 54 实际上与使用在定时恢复网络 30 中的相位检测器 28 相同。为实现这一点, 输入到相位检测器 54 的 AM 信号的载波必须被驱动为 $1/4 f_{sr}$ 。输入到相位检测器 54 的 AM 信号的载波由工作在 $+ 1/4 f_{sr}$ 的复数频谱移位器标称地移动到 $1/4 f_{sr}$ 频率。该
5 频谱移位器包括复数乘法器 52 和 64。乘法器 64 响应 $1/4 f_{sr}$ 取样信号以将 VCO 62 的输出信号移位 $+ 1/4 f_{sr}$ 。VCO 62 的响应特性与在定时控制环路中的 VCO 40 的特性相似, 并响应与在定时恢复环路中的滤波器 38 相似的低通环路滤波器 60 所产生的 DC 电压。从乘法器 64 输出的其中包括由环路产生的频率偏移加上固定的 $1/4 f_{sr}$ 的产生的复数输出信号被送到复数乘法器
10 52 的输入端。乘法器 52 的另一输入端接收从复数乘法器 45 输出的、中心定在 $- 2 f_c$ 的 AM 信号。

相位检测器 54 的操作与定时恢复环路中的相位检测器 28 相同。相位检测器 54 包括实部/虚部成分的分离器 55、符号函数变换网络 56、和输出乘法器 57。相位检测器 54 的操作是将乘法器 52 的输出信号的虚部成或与实
15 部成分的符号相乘。这使得虚部成分的相隔取样值被驱使为零。由于相位检测器 54 与相位检测器 28 一样是对同一套取样值(即奇数的或偶数的但不同时具有这二者)施以操作, 所以环路滤波器 60(和滤波器 38 相同)被要求以符号速率而不是以两倍的符号速率提供输出样本。较之以每个符号需要 2 个样本的假定实施方案所需的操作量相比, 这就显著降低了环路滤波器的复杂性。

20 在载波恢复网络 50 的输入处, 乘法器 45 的输出是中心定在 $-2 f_c - 2 \Delta$ 频率处的复数双边带抑制载波的 AM 信号。载波环路中的 VCO 62 的输出是大约为 2Δ 的信号。为产生在 VCO 62 输出处的这一信号, 经过乘法器 64 把信号 $1/4 f_{sr}$ 加到载波环路, 以消除 $2 f_c$ 成分。利用 2 分频器 70, 在 VCO 62 输出的复数信号 2Δ 被变换成载波恢复网络 50 的输出信号 Δ 。输出信号 Δ
25 是表示载波的相位/频率偏移的一个单纯频率(tone)(无频谱)。

在由单元 72 进行延时之后, VSB 输出信号从 ADC 单元 16 加到乘法器 74 的输入, 这就补偿了经过滤波器 20 和 22 的信号延时。延时单元 72 的输出是一个复数的近基带对称双边带 VSB 信号, 如靠近框 72 处的频谱图所描绘的那样。该信号由乘法器 74 移位得更接近基带, 该乘法器 $1/8 f_{sr}$ 所控制,
30 以在其输出产生接近基带的上 VSB 边带, 如在乘法器 74 的输出处的频谱图所示。从乘法器 74 输出的近基带 VSB 信号加到复数乘法器 71 的一个输入

端，而从载波恢复网络 50 输出的(表示偏移的)输出信号 Δ 加到乘法器 71 的另一个输入端。乘法器 71 的功能实际上是消除在 VSB 信号中的偏移 Δ ，以产生基带 VSB 信号。

5 出现在乘法器 71 的输出端的复数已解调 VSB 信号应是且时常是在基带处。但在实际中该信号可能包括不得不予补偿的残留相位偏移。这种补偿由均衡器 75 来实现，它的结构形式是公知的。均衡器 75 按公知方式补偿信道扰动并产生由单元 76 解码且由输出处理器 78 处理的已均衡的输出信号。如所公知，解码器 76 可包括例如格构解码器(trellis decoder)、去交错器(de-interleaver)、里德(Reed) - 索洛蒙(Solomon)错误校正及音频/视频解码器网络。
10 输出处理器 78 可包括音频及视频处理器及音频和视频复制装置。

载波恢复也能通过下述方式利用输入信号的单一频带的边缘来完成。下带缘滤波器 22 产生具有载波频率为 $-f_c + 1/4 f_{st}$ 的双边带 AM 输出信号。这通过把从滤波器 20 至乘法器 45 的输入设置成单位值来实现。能够通过
15 在滤波器 20 的输出端和乘法器 45 的上输入端之间的信号通路内放置一个乘法器来作到这一点。乘法器的一个输入端接收来自滤波器 20 的输出信号，另一个输入端接收单位值信号。该单位值信号是响应加到该乘法器的一个控制输入端的控制信号而被传送到乘法器 45 的输入端的。当采用了单位值信号时，自上带缘滤波器 20 输出的信号从乘法器 45 脱离。在采用两个频带滤波器的系统中，定时与载波锁定可在大约同时出现。在只采用一个带缘滤波器的系统中，载波锁定可在定时锁定之后出现，这要根据诸如噪声、环路增益
20 和环路带宽等多种因素而定。如果已由网络 30 建立了定时锁定，则 $f_{st} = 1/4 f_{sr}$ ，而且可以由一个 $-1/8 f_{sr}$ 频谱位移器对滤波器 22 的 AM 输出信号进行位移而移除载波的 f_{st} 成分。图 1 中频谱移动的完成是通过将输入到乘法器 64 的所示出的 $1/4 f_{sr}$ 时钟变化成 $-1/8 f_{sr}$ 来进行的。在此频谱位移之后，乘法器 52 输出的 AM 信号载波将处在频率 $-f_c$ 处(在前述双频带边缘方法情形
25 中则是 $-2f_c$)。

在本实施例中，通过利用与用于双频带边缘载波恢复实例的单元 54 相似的相位检测器、以及将相隔样本的实部强置成零值，可以容易地将 AM 信号载波频率 f_c 驱至 $-1/4 f_{sr}$ 。相位检测器的输出由在一环路中驱动 VCO 的一个低通环路滤波器所积分，该环路用以将 AM 信号载波频率驱成 $-1/4 f_{sr}$ ，其方式与结合双频带边缘载波恢复实例的上述讨论的方式相似。
30

在所讨论的实施例 5 中, 即使在有载波偏移的情况下也能实现定时恢复(锁定), 而且定时锁定不依赖于在 VSB 信号中用于此目的的同步成分。此外, 载波恢复的实现不依赖于导频分量。选择在尼奎斯特区中点处操作相位检测器 28 和 54 是一个可能的解决问题的方案。但是, 相位检测器也可工作于基带而有同样结果。负性频谱的利用是任意的。通过采用所述电路的不同的实施方案, 正性频谱也可能已被使用而有相似的结果。例如, 采用共轭滤波器 20 和 22 且将 $-1/4 f_{sr}$ 的信号输入到乘法器 64。

说明书附图

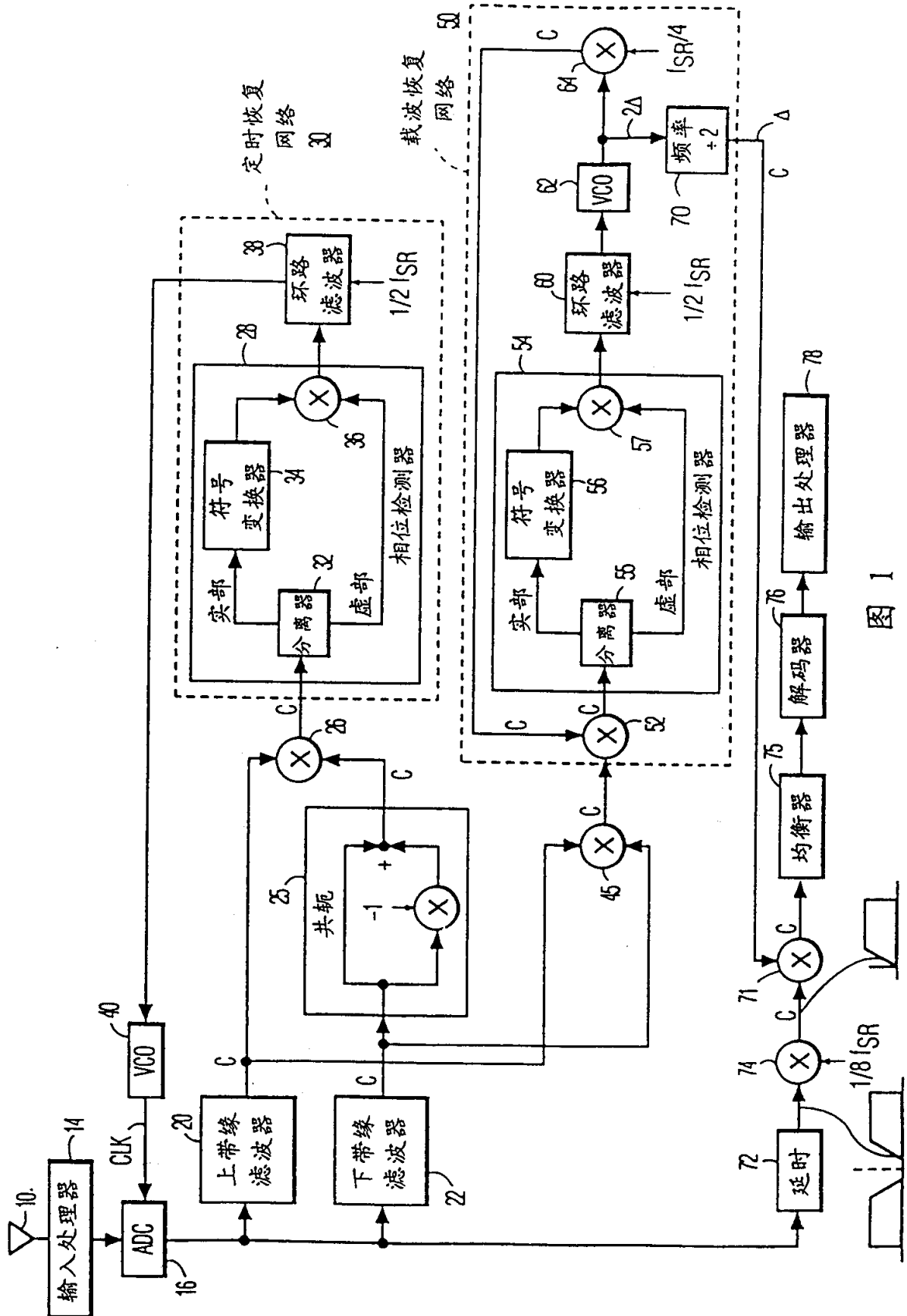


图 1

