



(12) 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 89108593.9

[51] Int.Cl⁵

H04N 7/13

[43] 公开日 1990年8月29日

[22] 申请日 89.10.11

[30] 优先权

[32] 88.10.11 [33] US [31] 255,317

[71] 申请人 亚特兰大科研公司

地址 美国乔治亚州

[72] 发明人 基思·路卡斯

[74] 专利代理机构 中国专利代理有限公司

代理人 李先春 程天正

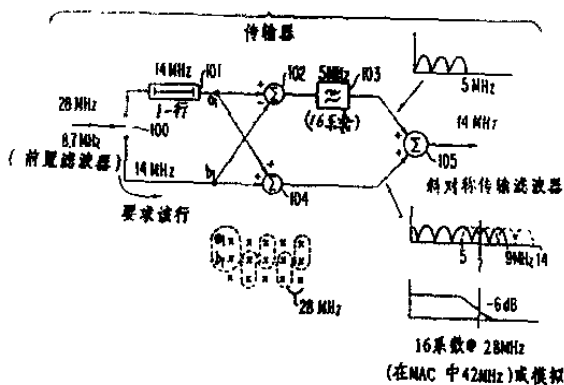
H04N 11/04

说明书页数: 14 附图页数: 11

[54] 发明名称 高清晰度 B-MAC 电视信号传输系统

[57] 摘要

一种与 B-MAC 复合信号制式相符合的高清晰度电视信号编码方法, 包括以下步骤: 高清晰度信号正交抽样, 对角滤波对角分辨率信息, 丢弃隔行的交替抽样, 并用一个斜对称低通滤波器折叠在高频水平分辨率信息中。编码装置包括分开的水平和垂直数字滤波器, 用于对角滤波, 垂直滤波器比水平滤波器简单。此外, 只需要一个行存储器, 它可以设在编码器位置或者在解码器位置。在接收机部分, 可以提供场存储和特有的行加倍技术, 用于改善垂直分辨率。



<45>

1、一种在发射机中对高清晰度电视信号编码的方法，用于按照复用模拟分量信号制的传输，包括以下步骤：

用一个第一抽样速率对高清晰度电视信号正交抽样，把上述抽样的电视信号抽样对角滤波，滤除对角信息，在隔行上丢弃交替抽样，留下一个梅花形抽样图形，以及按照一个斜对称低通频率响应对丢弃步骤的输出滤波，处理的作用是要用最少的高频水平分辨率信息来代替对角分辨率信息。

2、根据权利要求1的对高清晰度电视信号编码的传输方法，其中的对角滤波步骤还包括以下步骤：

用一个复杂的滤波器对抽样的电视信号抽样水平滤波，以及用比水平滤波器简单的滤波器对水平滤波后的抽样垂直滤波。

3、根据权利要求1的对高清晰度电视信号编码的传输方法，以一个约等于第一速率的二分之一的第二抽样速率执行对角滤波步骤。

4、根据权利要求1的对高清晰度电视信号编码的传输方法，对角滤波步骤还包括以下步骤：把间隔的正交抽样暂存在一个行存储器中。

5、根据权利要求1的对高清晰度电视信号编码的传输方法，还包括把交替抽样丢弃步骤的梅花形抽样图形转换成模拟信号的步骤，并且其中的斜对称滤波步骤由一个模拟滤波器完成，该滤波器的频率响应在近似7兆赫处具有大约6dB的衰减。

6、在接收机中一种对符合复用模拟分量制的高清晰度电视信号解码的方法，步骤包括：

以第一抽样速率按一个梅花形抽样图形对接收到的B-MAC信号进行数字式抽样，以及

按照高于第一抽样速率的第二抽样速率把抽样后的输出上变频。

7、根据权利要求6的在接收机中对高清晰度电视信号解码的方法，

数字抽样由一个滤波器来完成。该滤波器比编码传输期间使用的类似的数字滤波器简单。

8、根据权利要求6的在接收机中对高清晰度电视信号解码的方法，还包括步骤：

在上变频之前先存贮接收到的高清晰度电视信号的行。

9、根据权利要求6的在接收机中对高清晰度电视信号解码的方法，还包括步骤：

把上变频后的电视信号存贮在一个场存贮器中，以及用插入方法把垂直行数加倍。

10、一种对按照复用模拟分量信号制传输的高清晰度电视信号编码的装置，包括：

以第一抽样速率对高清晰度电视信号正交抽样的装置，

把正交抽样的电视信号对角滤波的装置，用于滤除对角信息。

在隔行上丢弃交替的抽样，留下一个梅花形抽样的装置，以及

连接到抽样丢弃的装置上的，装置用于按照一个斜对称低通频率响应对信号进行滤波。

11、根据权利要求10的编码装置，其中的对角滤波装置包括可分开的水平和垂直滤波器，其中的水平滤波器比垂直滤波器复杂。

12、根据权利要求10的编码装置，还包括一个行存贮器，它用于暂存交替正交抽样的数据。

13、在接收机中按照复用模拟分量信号制式对一个高清晰度电

视信号解码的装置包括：

一个数字滤波器，它按照梅花抽样图形以第一抽样速率对接收的复用模拟分量信号抽样，以及

一个上变频器，它按照高于第一抽样速率的第二抽样速率来转换上述的抽样输出。

14、根据权利要求13的解码装置，其中的数字滤波器比传输编码期间使用的类似的数字滤波器简单。

15、根据权利要求13的解码装置，还包括一个行存贮器，用于在上变频之前存贮接收到的高清晰度信号中的每个行。

16、根据权利要求13的解码装置，还包括一个场存贮器，用于存贮上变频电视信号的一个完整的场，以及

用插入法把每一个场的行数加倍的装置。

17、一种编码装置，它用于对按照一种复用模拟分量制传输的高清晰度电视信号编码，包括：

一个近似9兆赫的低通前置滤波器，

一个抽样开关电路，用于以大约28MHz对前置滤波器的输出抽样，该抽样开关具有第一和第二输出端，每个输出端约为14MHz，

第一输出端连接到一个行存贮器，并通过该行存贮器连接到一个第一加法器和一个第二加法器，

第二输出端连接到上述第二加法器，并被反相地连接到第一加法器，

第一加法器用于对行存贮器的输出及反相的第二输出求和，

第二加法器用于对行存贮器的输出及第二输出求和，

一个响应第一加法器的低通滤波器，以及

一个第三加法器，它响应上述低通滤波器和第二加法器，第三加法器提供一个用于传输的信号。

18、一种解码装置，它用于对一个按照复用模拟分量制传输的高清晰度电视信号解码，包括：

一个第一加法器，它响应于一个大约在14MHz抽样的输入信号，
一个响应于上述输入抽样信号的低通数字滤波器，

第一加法器对上述输入信号和上述低通数字滤波器的反相输出求和，

一个插入电路，用于恢复上述滤波输出中失去的抽样，

一个行存贮电路，用于存贮第一加法器的输出，以及

一个上变频器；它响应于上述行存贮电路和插入电路，以近似28MHz速率提供输出。

高清晰度B—MAC电视信号传输系统

本申请是美国专利申请092305号(1987、9、2)和228274号(1988、8、4)的部分接续申请。

本发明涉及电视信号传输系统，特别是关于这样一种电视信号传输系统，它用于传输一种信号，与按国家电视制式委员会(NTSC)或欧洲制式的标准分辨率的传输信号相比，该信号能提供较高的图象分辨率。

在水平和垂直方向上都能增加图象清晰度的传输的电视信号日益受到重视。在垂直方向上，这种信号比现行标准的行数能增加一倍，同时，在水平方向上每行的象素也增加。由于使用一般的水平和垂直分辨率的结果，对传输信号宽屏幕显示具有相反的效应。如果从一个相对很近的距离观看，观众看普通信号会抱怨图象质量模糊或不清楚。这些不利的效果可由一个较高分辨率的图象来克服，但是现行的传输系统不适合传输高分辨率图象。

在与此有关的原始申请092305号(1987、9、2)中描述了一种不需要增加信号传输带宽而提供高分辨率图象的解决方案。根据数字抽样技术把一个高分辨率信号对角滤波，并在隔行上交替地丢样，留下一个5点形或梅花形图样。把奇数行抽样加到偶数行抽样上，形成一个行累加信号。利用斜对称滤波技术，把高分辨率水平信息折叠到通常携带边界值对角信息的信号区域内。传输信号中对角信息的损失对发射机上初始的高分辨率输入不会造成看得出的差异。

在发射机中信存储视频行，不需要场存储。此外，与现有技术的插入技术相比，接收机所需的数字滤波也相对便宜。

传输高分辨率图象问题的另一种解决方案是传送一个标准电视信号，并制造和发送一个所谓的增强通道。按照上述第一种方案，需要一种新的接收机，用来处理接收到的标准带宽信号。按照第二种方案，用于接收和显示标准分辨率图象的接收机电路不必改变，然而需要一个单独的附加电路，用于接收包含高分辨率数据的增强通道，并把高分辨率数据重组为标准分辨率图象，以便提供一个高分辨率图象。

在1988年8月4日提出的尚待批准的申请228274号中描述了一种使用增强通道来增加NTSC视频信号的清晰度的方法和装置。按照该申请中使用的方法，从一个高分辨率电视信号中产生一个行和信号和一个行差信号。通过在视频信号带宽的正中间行和信号翻转交替抽样，可以把高分辨率水平信息转换成基带，并把它加到从行差信号来的高分辨率垂直信息上，按要求的增强通道一起传送。

但是，这些方案都不能解决这样的问题，对发送高清晰度模拟分量(MAC)电视信号的问题提供一个方法，与标准分辨率电视信号相比具有增加的水平 and 垂直分辨率，但又不需要更改现存的用于接收标准分辨率MAC复合信号的接收/解码装置。

在70年代期间，本发明人和英国 Independent Broadcast Authority 的同事把局部奈奎斯特抽样技术应用于数字电视领域。在由 K. H. Barratt 和本发明人发表在 I. B. A. Technical Review 上第3—15页上的，题为“局部奈奎斯特抽样介绍”的文章中，描述了用于消除混淆的数字技术。在21—26页上由 J. H. Jaylor 所

写的题为“数字式局部奈奎斯特滤波器”的一篇同伴文章中，描述了一种用于视频数据下变频和上变频的梳状滤波器，它可以用在PAL电视信号的场合下优化信号抽样。这些抗混淆数字抽样技术为改善水平分辨率提供了试验性的基础；然而，在技术上仍需要一种能同时改善被传输的复用模拟分量电视信号的水平分辨率的方法和装置。

本发明涉及一种用于传送和接收高分辨率复用模拟分量(MAC)电视信号的方法和装置。按照复合信号传输的B—型MAC传输制式，在一个有效行期间传送视频信号，而在一个行消隐期间或一个较长的场消隐期间包含了所有的其它信号，这些信号至少包括音频，控制数据，应用数据及图文电视。各自的亮度和色度信号在一条视频行信号中各个期间被数字化抽样，压缩和传输。按照公知的B—MAC制式，为了传输亮度抽样，按3：2的比率压缩，而色度按3：1的比率压缩。色度信息转换成U和V分量，每隔一行传输一个分量。

为了在一般的，或根据本发明方法的复用模拟分量制式的限制下实现高清晰度视频信息的传输，一个高水平清晰度信息被折合成抽样视频信号的对角分量。在低于 5MHz （按模式，时轴压缩为3：2时为 7MHz ）的基带频率下，不改变信号的频谱。因此，由于标准的B—MAC解码器在其输入端一般都装有 6.3MHz 的通带低通滤波器，折叠的高清晰度信息不会影响接收。在高频上的附加的传输信息被完全阻塞并忽略不计。

特别地，按照本发明的传输方法，首先以 28MHz （彩色副载波频率 3.85MHz 的8倍速率或 $8F_{sc}$ ）对一个高清晰度模拟电视信号正交抽样。其结果获得一个二维抽样频谱，然后它通过一个对角数字滤波

器，滤波器降低了对角频率响应，但这种降低对电视观众几乎是难以察觉的。

然后，利用隔行丢弃交替抽样，去除大部分对角滤波数据，其结果留下一个5点形或梅花图形抽样。由于交替除去抽样的结果，基带频谱保持不变，但在半抽样频率和抽样频率处存在包含水平和垂直分辨率分量的高频分辨率重复频谱，该重复频谱用于把附加分辨率折叠成基带信号。

此后可以把折叠信号的抽样转换成模拟形式，并通过一个低通斜对称滤波器，中心在7兆赫或者类似的数字滤波器。于是，与水平方向相关的高分辨率信息围绕位于7兆赫处的一个对角轴线被折叠成通过的基带信号的5至7兆赫或高频分量。实际上，是用高分辨信息代替了对角信息。

按照本发明的传输装置，编码器的数字对角滤波器可以包括单独的水平和垂直滤波器。如果水平滤波器复杂到在阻带中足以获得一个40dB的衰减，发射机中的垂直滤波器可以做得非常简单。例如，发射机的水平滤波器(允许0—5MHz通带)在复杂性上可具有16个系数。除了在发射机中用于对角滤波允许很简单的垂直滤波器之外，还可以看到这样一种结果，那就是，由于在发射机中采用了一个复杂的水平滤波器，在接收相中可以采用一个非常廉价和简单的对角滤波装置。特别是，接收机中的一个5MHz低通滤波器仅需要包含8个系数。虽然本发明是通过改善亮度水平清晰度来描述的，该项技术和装置也可以用来改善色度的水平清晰度。

图1是用于高清晰度电视信号的垂直—水平清晰度的图示。

图2表示一个正交抽样网格，由于在28.6兆赫(用9兆赫预滤波后的 $8F_{sc}$)对图1中的信号抽样。

图3是用于采用了图2中的正交抽样网格的结果，在抽样频率中心处形成与基带频谱相同的一个重复频谱。

图4是包括对角信息的垂直—水平清晰度曲线图，从图3的正交抽样频谱中滤除了例如5至9兆赫之间的一组数据。

图5表示通过在隔行上丢弃交替的抽样形成的一个14MHz抽样网格，而获得一个5点形或梅花形抽样图形。

图6是表示丢弃交替抽样的结果的图形，除了在28MHz处的重复频谱外，在半初始抽样速率14MHz处行起了两个重复频谱。

图7a是图示的垂直—水平分辨率图形，用来表示在一个近似7MHz的中心频率附近的滤波过程，该滤波器具有一个斜对称低通响应，图7b是振幅—频率响应曲线。

图8是接收机完成过程的第一步骤的图示。为了在14MHz处使用图5所示的5点形图进行重新抽样，把折叠的高分辨水平方向信息恢复成高频。图8a表示垂直—水平清晰度的第一图解，图8b表示振幅—频率的第二图解，它显示出混淆怎样被消除，以及靠近7MHz的信息是怎样由滤波器的斜对称特性再生的。

图9是垂直—水平清晰度的图示，显示出从14兆赫至28兆赫上变频的结果。在对角滤波时，在5—9兆赫范围内的高对角频率中出现一个零区，留下一个具有高水平分辨率的信号，但是对角信息的损失是难以察觉的。

图10是用于对高清晰度B—MAC电视信号编码的发射机装置的示意图。

图11是用于对高清晰度B—MAC电视信号解码的接收装置的示意图。

图12是包含系数数据，图10中所示的，一个16系数水平低通滤波器特性响应的图示。

图13是图11中所示的，包含系数数据的一个8系数的水平低通滤波器特性响应的图示。

图14是与每个图象高度相一致的垂直分辨率相对于与每个图象宽度相一致的水平分辨率的图示，它显示出与传统方法相结合，但是在B-MAC中使用特有的扫描转换行加倍技术的本发明，与一个1125行MUSE信号传输系统中使用的较昂贵的多元场存储技术相比较的特性。

图15是在本技术中，采用三个滤波器；对角滤波，前置滤波以及斜对称滤波的振幅—频率和水平—垂直分辨率的图示，图15a是振幅—频率，图15b是垂直—水平分辨率。

图16是与图14比较的一个传输信号的二维轮廓响应的图示，按照本发明在一个系统中，水平分辨率被转换成对角分辨率。

参见图1，图示出根据垂直—水平分辨率画出的高清晰度电视信号。

按照图1采用的本方法适用于使用525行逐行扫描的高清晰度16:9宽高比图象，在9兆赫处的水平分辨率至少有945行。这种类型的逐行扫描信号提供480行垂直分辨率。

以这种信号作为输入，参照一种新型B-MAC信号为例介绍，它能在对角分辨率损失很小的范围内载有提高了的分辨率。然而，它也同样可以用于其它复用模拟分量视频信号传输系统。增加的分辨率被折叠成视频高频。在低于5MHz的基带频率处(在MAC中时轴压缩时为7MHz)不会改变频谱。由于熟知的B-MAC解码器具有一个带通

限为6.3MHz的低通输入滤波器，解码操作不会受到附加的传输信息的影响。另一方面，按照本发明的B-MAC解码器将折叠的水平细节信息恢复解码，而产生由接收机显示的高分辨率图象。

一个标准分辨率525行2:1隔行的电视信号由两个各包含240个有效行的场构成。每隔一(奇数)场的行相对于偶数场的行具有空间的偏移，以便把所有480个有效行整齐地配置到显示屏幕上。

原则上说，这种行结构可以为静止图象提供一个480行的分辨率，然而标准的隔行显示不能获得这个值。理由就在于实际上每场只显示240行，希望人的眼/脑把两个场合起来并感觉出所有的480行，这不可能完美地做到。在第二场到达时(迟到1/60秒)，由眼/脑感觉的第一场的密度已降低到了其初始值的50%。这样就有两后果：

(i) 在显示中可以看见行结构。

(ii) 超过240行的帧频在显示中部分地被混淆了。

最终的结果是，对于一个标准分辨率为525行的隔行显示，人所感觉到的垂直分辨率处于480行与240行之间。480行以下的垂直分辨率通常采用一个称为“Kell系数”的概念来描述：

感觉到的分辨率=480×0.66(Kell系数)=320行

对于静止图象，Kell系数可以完全消去，并通过在每个1/60秒场周期中显示所有480行(来自奇数和偶数场两者)使分辨率恢复到480行。这种技术被称为扫描转换。该技术的应用包括使用一个存储所有240个有效行的场存储记忆装置，用于在场与场之间移动信息，并且按正常行频的两倍显示。然而，由于在场与场之间会发生明显的移动，这种方法仅能用于图象的静止部分。因此，还需要一个移动检测器以便使场内插入法能用于静止物体，而把行插入法用

于移动物体。扫描转换技术采用自适应场存贮行加倍技术，从而使静止图象获得480行垂直分辨率，并在图象中移动的动态区域获得近似320行垂直分辨率。

场存贮行加倍作为增加垂直分辨率的一种标准方法得到了电视机厂商的肯定。其主要优点是能消除行结构并显著地改善图象质量，而无需任何附加传输信息。有些电视机和放映机厂商使用独占的行加倍技术，包括Philips, Hitachi, Sony, IRegami等，其明显的优点有：

- 1、该技术同样地适用于从任何信号源，包括S—VHS VCRS接收到的分量信号(亮度，色度)或NTSC信号。

- 2、该技术被用在电视接收机中，因此，容许保留525隔行电视机(NTSC或宽带Y/C)。

- 3、电视图象发射装置中的场存贮可以用于其它的用户功能，例如图象中成象，以及噪声降低。

- 4、该技术不需要附加传输信息，并使任何一种高清晰度电视(HDTV)制式能集中致力于增加水平清晰度的问题。

在 Christopher Birch 与本文同时相伴提出的题目为“扫描转换的方法和装置”，尚待批准的申请255328号中，描述了一种改善电视信号的垂直分辨率的技术，使用了多个交替的插入值用于显示，并根据对电视信号的明暗，运动及垂直边界变迁的测试，有选择地决定一个特殊值。

为了解决增加水平分辨率的问题，现存的高清晰度MAC系统采用次奈奎斯特(Sub-Nyquist)抽样(频谱折叠)来转换对角分辨率，用于增加水平分辨率。该过程将结合图2至9来描述，而发射机或接

收机中的设备将结合图10至11来描述。所引用的全部频率(带宽和抽样频率)都与一个B-MAC信号的未压缩的亮度信号有关。在时轴压缩(MAC)区域中的等效带宽和抽样频率必须增加一个1.5(3:2)的系数。

首先用一个低通模拟滤波器将525行2:1隔行的亮度信号限带至9MHz。参考图10,该滤波器被称为8.7MHz前置滤波器。这个带宽(BW)足够宽以获得每个图象宽度(PW)的945行水平分辨率,计算如下:

$$\text{行/PW} = \text{BW} \times \frac{\text{有效行}}{\text{总行数}} \times \frac{2}{\text{行频}} = 945 \text{ 行/PW}$$

这一信号最初利用如图2所示的正交抽样网格在28.6MHz(8F_{sc})上抽样。正交抽样结果,根据图3,基带频谱以及重复频谱中心位于抽样频率结果处。基带频谱在达到9MHz或945行处包含高水平分辨率成分,如上述计算。

然后,用一个对角数字滤波器降低对角频率响应(步骤2)。为简便起见,如以下结合图10和11描述的,采用分开的水平和垂直滤波器。参见图4,可以看到基带频谱和重复频谱中在5至9兆赫之间的行频处的对角(水平-垂直)信息块被消除了。

现在,除去间隔的抽样,在近似14MHz(4F_{sc})上留下一个“5点形”(梅花形)抽样图形,而不产生混淆。按照图5,隔行上的间隔抽样被除掉了。

步骤3的结果是一个数字抽样序列,现具有图6所示的密集的二维频谱,图中在交替抽样的丢弃步骤中使用的14兆赫抽样频率处存

在重复频谱。

在传输之前，水平分辨率校正信息被折叠成传输信号。例如，抽样可以被转换成模拟形式，而且通过一个具有特殊性能的传输滤波器。该模拟传输滤波器在7MHz时具有-6dB的斜对称低通滤波响应。其结果如图7a所示，移动7至9兆赫的高分辨率信息去填补由对角滤波形成的空缺。然后，可以采用一个数字式非递归(non-recursive)滤波器来改善数/模转换的条件 或上变频到28兆赫抽样，如下文所述。

实际上，7MHz至9MHz间的水平分辨率在7MHz附近被折叠了，并取代了5MHz至7MHz之间的对角分辨率。按照图7b所示，在7MHz处的滤波特性响应衰减6dB。我们看到用复用模拟分量(MAC)传输中，由于时轴压缩系数(3:2)的原因，传输滤波器在 $115 \times 7\text{MHz}$ 附近是斜对称的。现在信号准备传输，这可认为是步骤5。

在接收该信号时，用隔行梅花(5字形)抽样图形以14MHz对该信号重新抽样(步骤6)。按照图8a，依靠14兆赫的再抽样，把高频信息转移到7—9MHz处。

重新抽样过程就这样恢复了7MHz与9MHz之间的水平能量。参见图8b，传输滤波器在7MHz附近的衰减也可以用混淆项A来准确地补偿，提供的与解码器操作在一起的传输滤波器具有斜对称响应的条件为： $A + (1-A) = 1$ 。换言之，在靠近7MHz处，无论是在实线覆盖区域还是在虚线覆盖区域测量振幅A，引入的混淆项需要消掉。

图8的频谱用来表示梅花形抽样的14MHz，频率剩下的工作就是上变频到28MHz，采用一个二维滤波器除去剩余的对角能量，并把信号限带至9MHz。

在 14MHz 抽样速率下不能实现对角滤波，（它在 $5-9\text{MHz}$ 范围内高的垂直频率产生一个空缺）。因此，把抽样速率上变频到 28MHz 是数字滤波过程的一部分。按照图9，上变频和对角滤波在对角频率处造成一个空缺，而改善了水平分辨率。

步骤7在 28MHz 处形成一个具有正交抽样网格的抽样序列。它们具有一个 9MHz 水平分辨率的无混淆的频谱。这些抽样可直接被转换成模拟形式。在限带至 9MHz 之后，该模拟信号可以在一个高清晰度接收机上显示。

另一方面，上述抽样可以直接加到一个已知的但特有的，用于行加倍的场存贮扫描转换器上，以便增加垂直清晰度。如在由 Christopher Birch与本申请同时提出的，题为“利用扫描转换改善电视信号垂直清晰度的方法和装置”的美国专利申请255328号中描述了这样一种装置，在此处可以引做参考。扫描转换的结果是一个在 56MHz ($2 \times 28\text{MHz}$) 抽样的525行连续扫描信号，并具有高达 18MHz 的水平亮度分辨率。（这种行加倍工作把有效行周期减少一半，并把抽样频率和视频带宽均增加一倍）。

上述方法如同以下将分别结合框图10和11叙述的本发明装置中编码器和解码器一样，为复用模拟分量信号传输系统提供了一种非常有效的手段。

图10的发射机装置执行上述过程中除传输之外的所有步骤：

步骤1，在使用一个 8.7MHz 前置滤波器之后，以 28MHz 正交抽样；

步骤2，数字对角滤波；

步骤3， $28\text{MHz}-14\text{MHz}$ 交替抽样丢去；

以及

步骤4，数/模转换及斜对称传输滤波。

虽然可以看到对角滤波必须以 28MHz 抽样速率完成，但实际上在步骤3中要丢弃抽样的工作可以简化。图10表示一个结构图，其中数字滤波的主要环节可以在 14MHz 抽样速率下完成。

对角滤波由两个分开的(水平和垂直)滤波器完成。现已得知，垂直滤波器能够非常简单，也就是，提供给水平滤波器103的行存储器101和加法器102在带阻中能完成约 40dB 的衰减。为了达到这样的衰减，水平滤波器103(5MHz 低通)在 28MHz 时采用16个系数。水平滤波器的结构是一个用比特系数值优选的对称非递归滤波器。图12示出了该滤波器的响应和系数。

按照图10，开关100把前置滤波后的 28MHz 抽样信号的交替信样接入两个 14MHz 通路。按照上通路，该抽样被垂直和水平滤波。在加法器102处从上通路中减去下通路，同时在加法器104处把上通路加到下通路上。在滤波器103的输入端呈现一个低通梳状特性，它在零频率处的能量为零；同时在加法器104的输出端呈现一个在零频处有能量，并一直延伸到 9MHz 的低频混淆特性(实线)，以及一个从 5MHz 向上延伸的高频梳状特性(虚线)。在加法器105输出端的结果是一个水平分辨率被折叠到 $5-7\text{MHz}$ 范围内的可用于传输的信号。对于每个 a_i, b_i 抽样对，如图所示用 14MHz 分开，从隔行上的梅花形抽样中留下一个信号抽样，接下来，由于交替抽样的丢弃，在 14MHz 处完成了 28MHz 处理工作。

图11表示解码器，其内也能实现在 14MHz 上的数字滤波。在这种情况下， 5MHz 的低通滤波器111仅含有8个系数，其特性响应和系

数数据如图13中所示。

按照图11，根据在 14MHz 上所示的5点形抽样图形对 14MHz 的输入信号抽样。该信号解码器的上通路还包括加法器112和行存贮器113。下通路还包括插入电路114，它包含信号成分延迟 D 以及均衡（一比二分频）电路，用来恢复抽样图形中丢失的数据。在 28MHz 上，上下通路上变频，并在加法器115处相加。

图14表示由该系统获得的理想化二维频率响应，与日本Broadcasting公司(NHK)开发的高清晰度1125行MUSE系统的比较。MUSE系统使用多个场存贮器，因此，比含有使用一个场存贮器的扫描转换装置的本发明昂贵得多。尽管如此，对动态或静止图象来说，本发明的水平分辨率均等于或明显地优于MUSE系统，并且，使用的扫描转换在垂直分辨率方面几乎可与MUSE系统相比。

图15表示使用上述滤波器获得的实际响应，按照图15a，折叠能量（阴影区域）的位置表示在一个范围内。在图15a和15b中，A与编码器对角滤波有关，B与前置滤波有关，而C对应斜对称滤波。根据上述方法，斜对称传输滤波可以用模拟形式完成。根据上述装置，一个具有理想线性相位特性的对称非递归滤波器可以被用做替换。如果用一个数字滤波器来产生斜对称响应，就不必上变频到 28MHz 抽样了。所需的数字滤波器在除中心点之外所有交替系数都应具有零点，并因此导致一个 14MHz 的执行过程。（如果交替的抽样随着交替的零系数自动地除去，就不必使用 28MHz 的执行处理，对中心项可以单独地处理）。图15假设使用了一个16系数的非递归滤波器。

图16表示用本系统获得的实际的二维响应。从图16与图14相比可见，以对角信息为代价改善的水平分辨率达到945(950)行。按照

上述实施例及方法，改善了亮度的水平分辨率，并且用扫描转换的方法也同样改善了垂直分辨率。考虑到隔行传输行中的U/V色度数据的3:1压缩，本发明也可以被用来改善色度的水平分辨率。为了获得色度垂直分辨率的改善，已经采用了扫描转换技术。

图 1

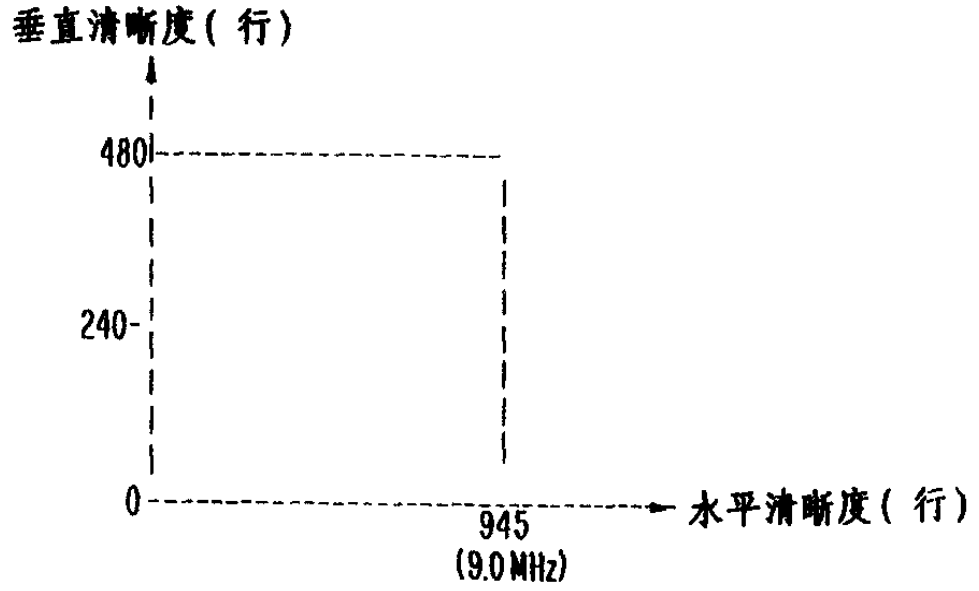
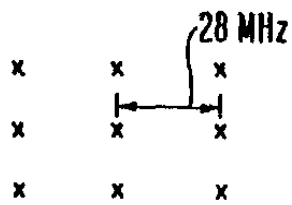


图 2



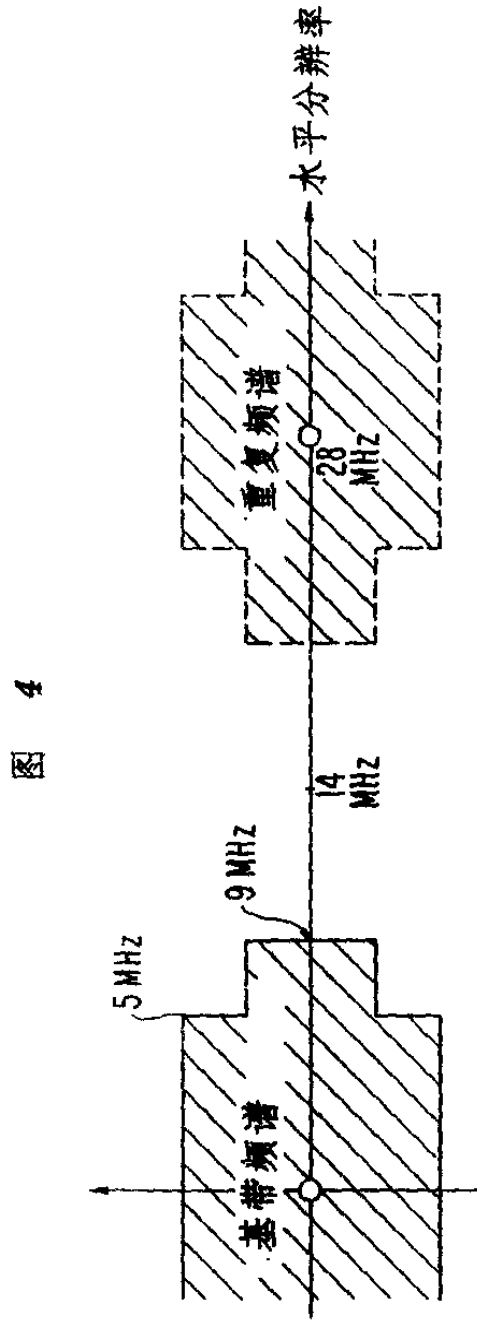
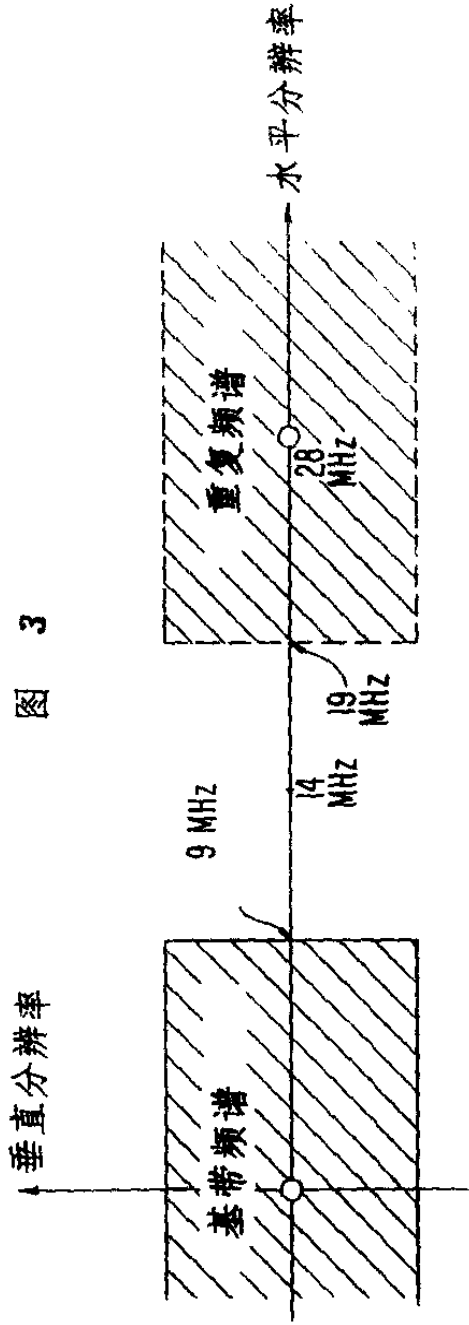


图 5

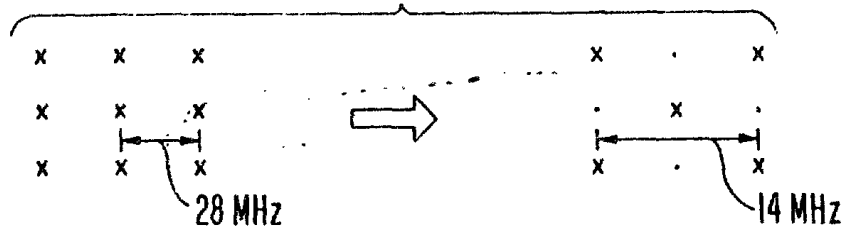


图 6

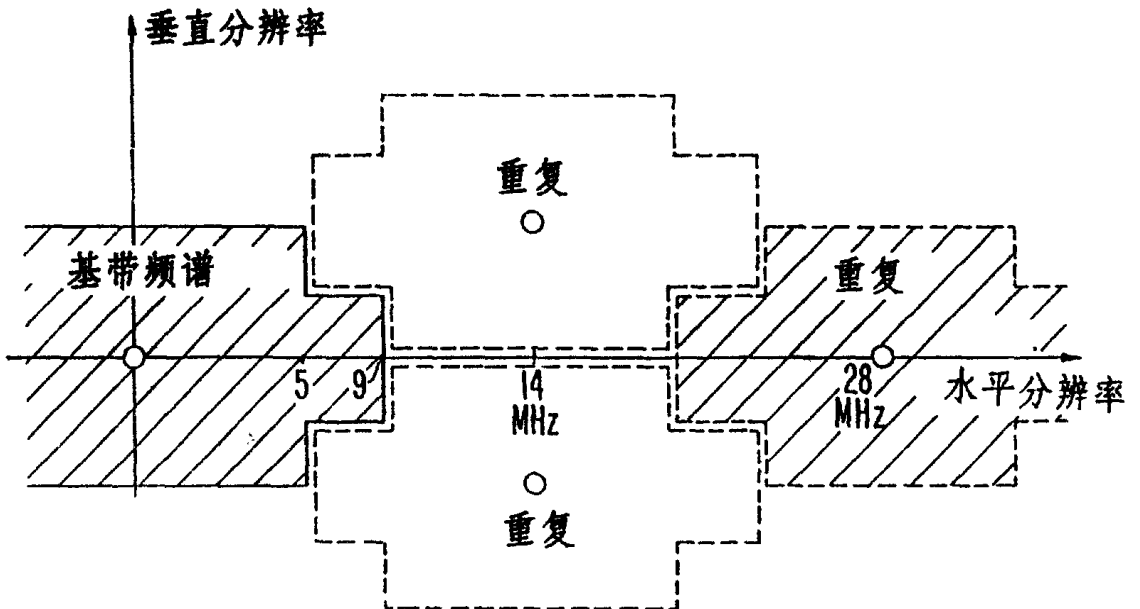


图 7a

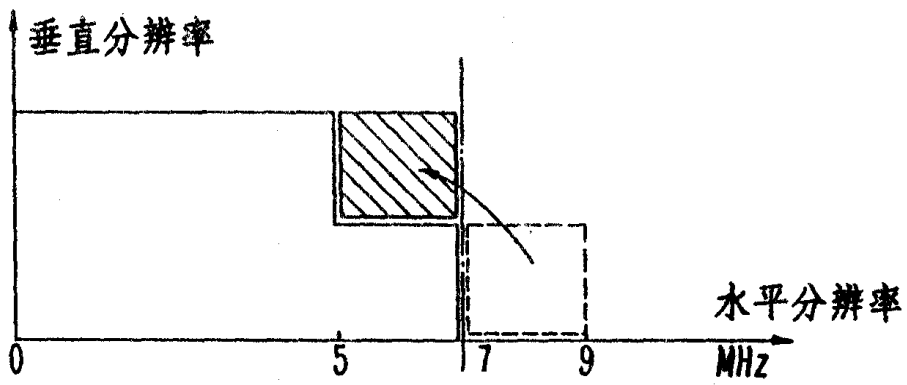


图 7b

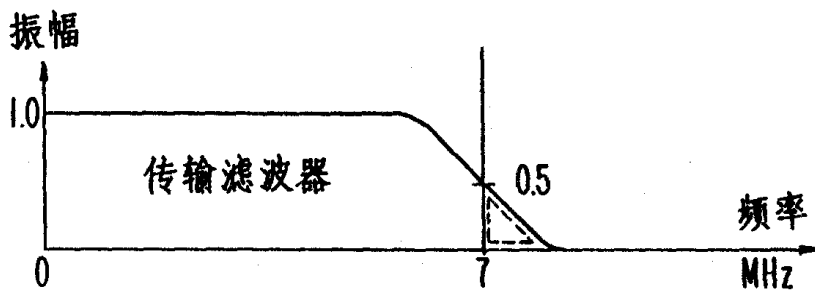


图 8 a

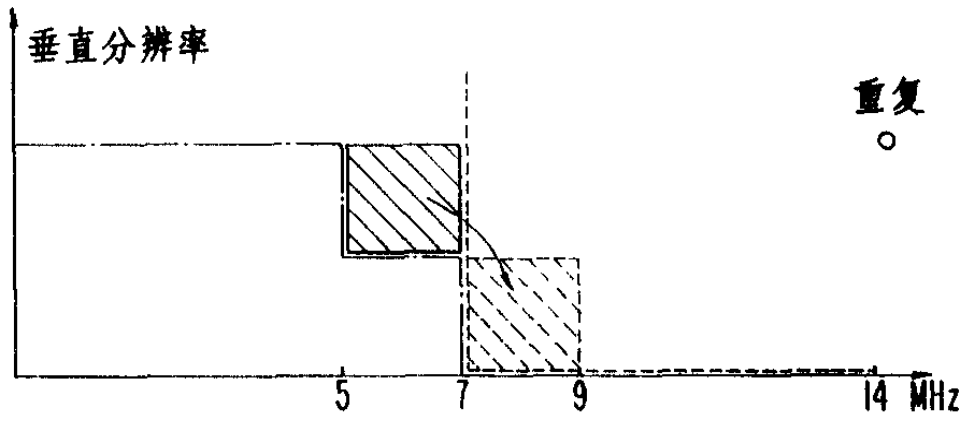


图 8 b

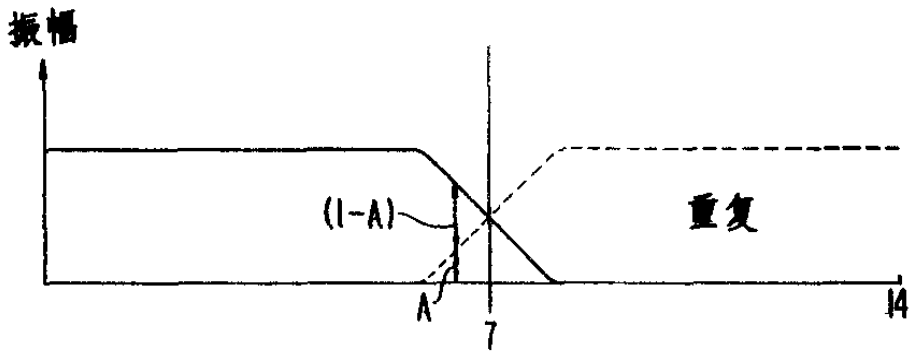


图 9

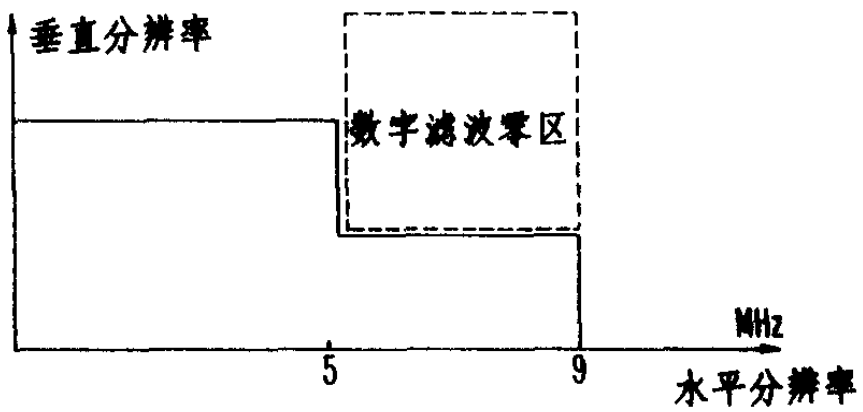


图 10

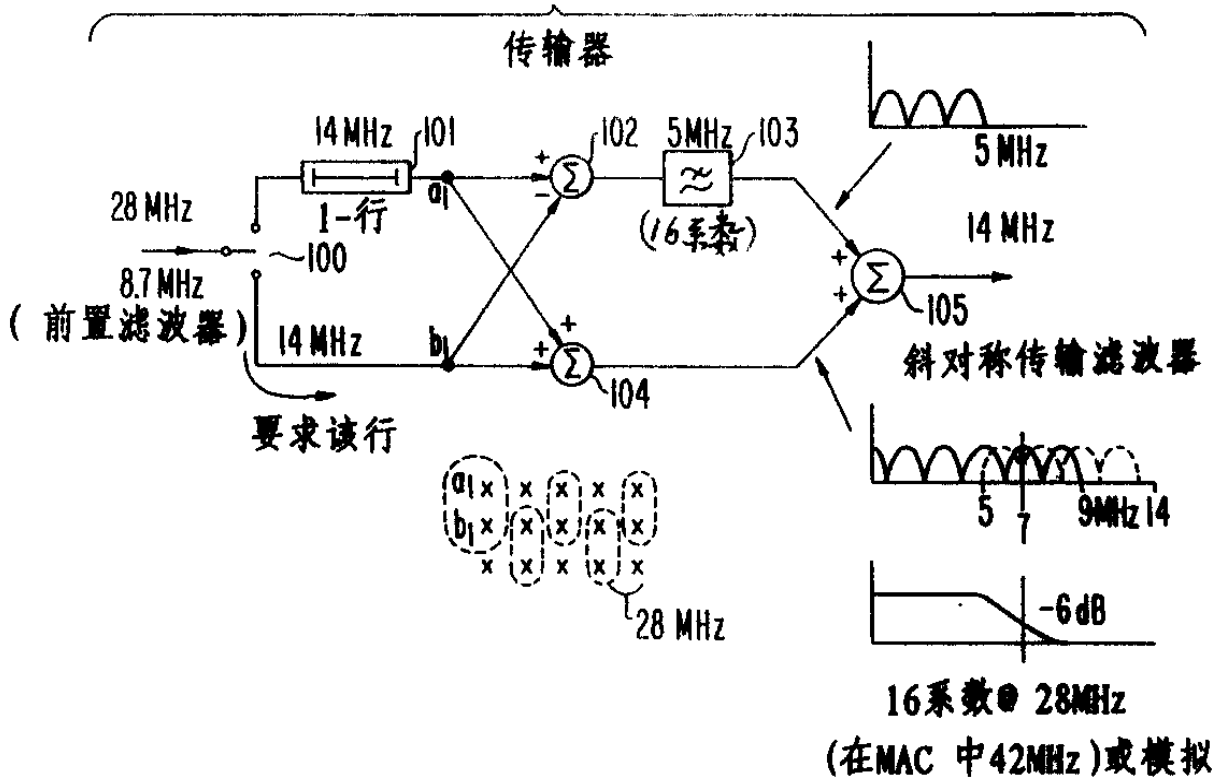


图 11

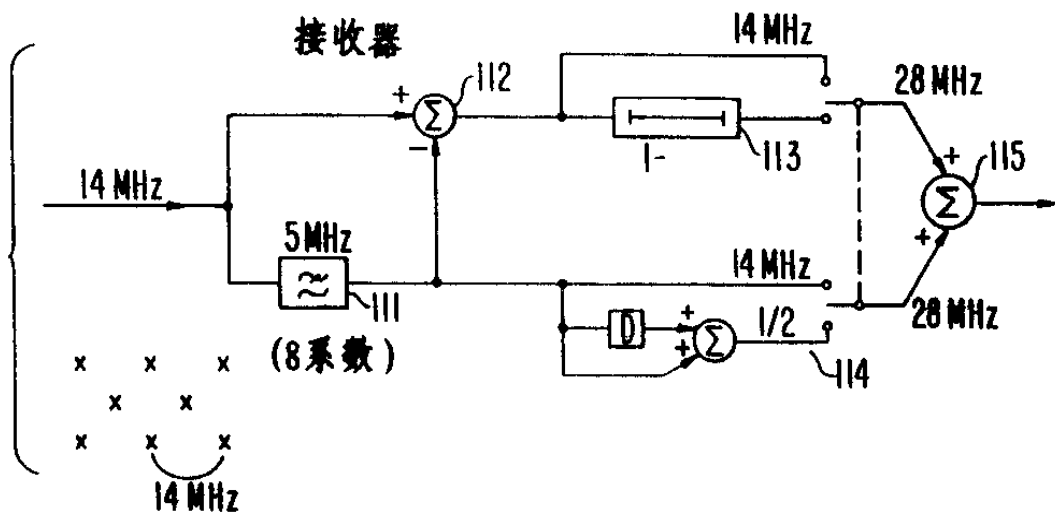


图 12

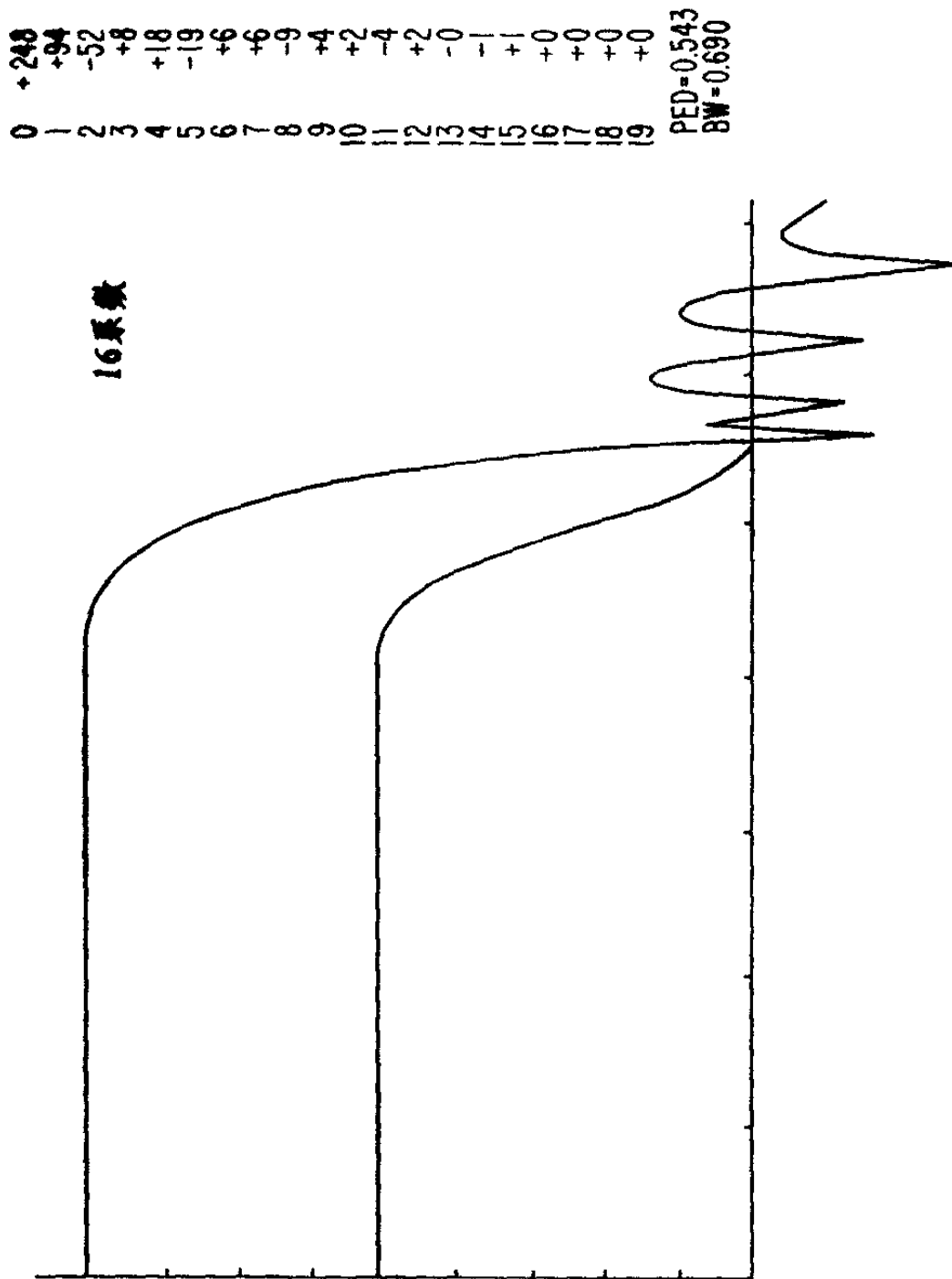
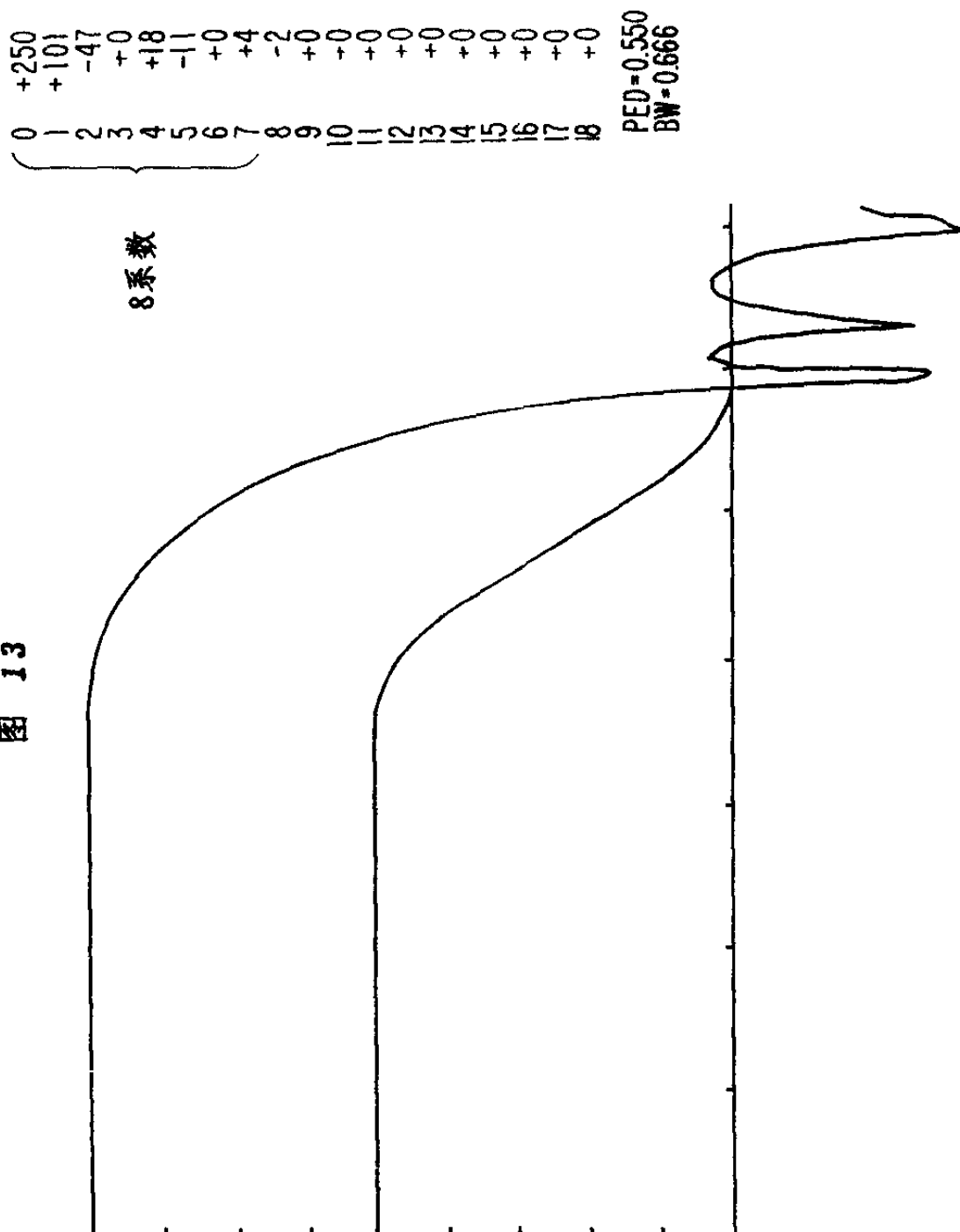


图 13



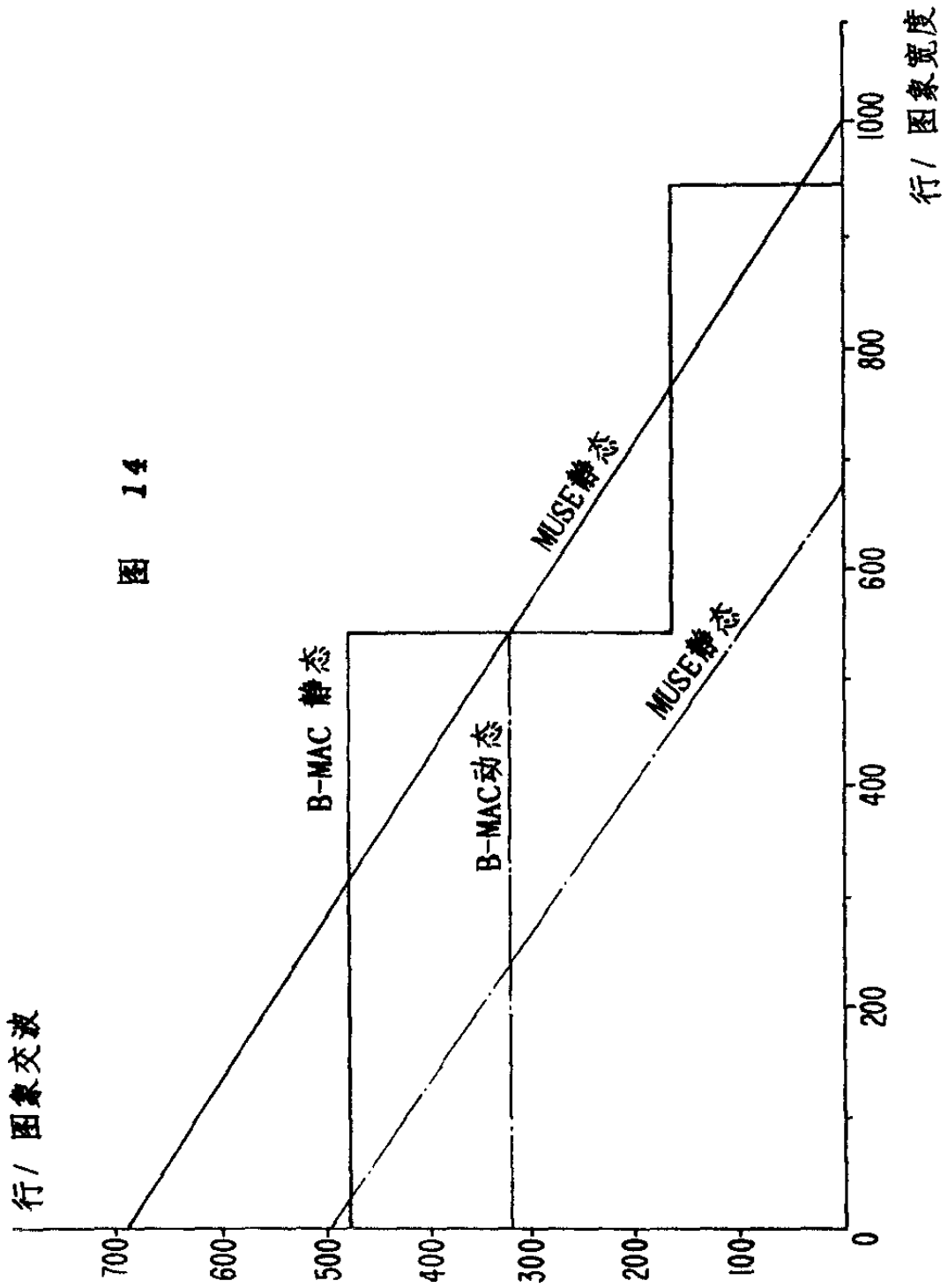


图 14

图 15a

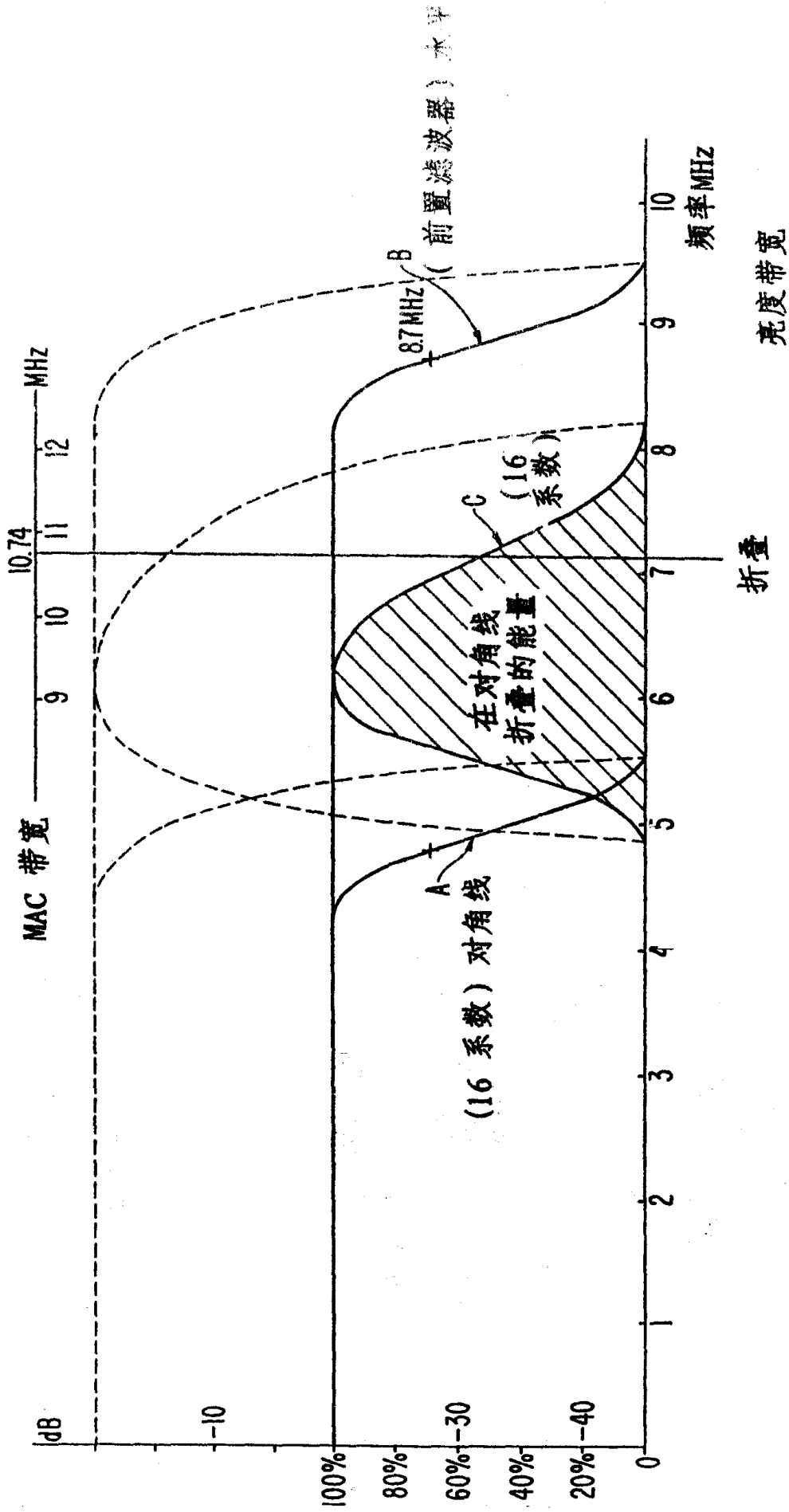


图 15b

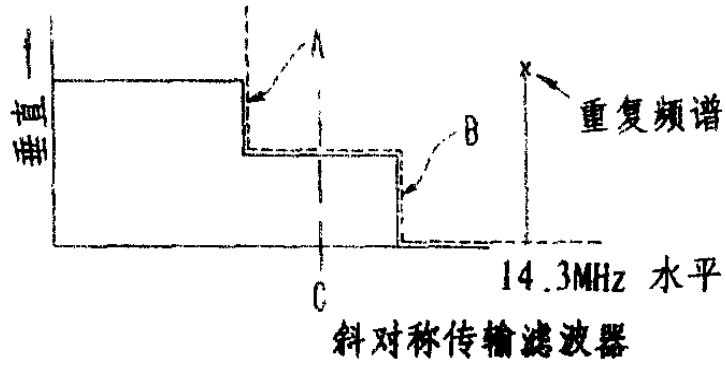


图 16

