



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 94102355.9

[45]授权公告日 1997年12月17日

[11] 授权公告号 CN 1036751C

[22]申请日 94.2.26 [24]颁证日 97.9.20

[21]申请号 94102355.9

[30]优先权

[32]93.2.26 [33]EP[31]93400496.1

[73]专利权人 施卢默格工业公司

地址 法国蒙特鲁日

[72]发明人 G·摩里逊

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

代理人 马铁良 曹济洪

[56]参考文献

EP6225641A 1987.6.16 H03M1/20

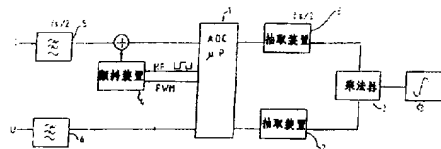
审查员 钟 强

权利要求书 2 页 说明书 10 页 附图页数 5 页

[54]发明名称 经调制的颤抖信号

[57]摘要

一种模/数转换系统，包括：输入模拟信号接收装置(4)；一个颤抖信号施加装置；和一个模/数转换器(2)，用以将经混合的输入信号和颤抖信号转换成数字值；其特征在于，颤抖信号施加装置提供这样一种形式的颤抖信号，该颤抖信号有一个叠加到其上且经第二信号整形过的第一周期性颤抖信号，第二信号的起码一个分量使第一周期性颤抖信号在整个模/数转换器的起码一个量化区间发生变化。



权 利 要 求 书

1.一种模/数转换系统, 包括: 一个输入模拟信号接收装置; 一个输入模拟信号接收装置; 一个颤抖信号施加装置; 和一个模/数转换器, 用以将经混合的输入信号和颤抖信号转换成数字值; 其特征在于, 颤抖信号施加装置提供一种颤抖信号, 该颤抖信号有一个包括一个上升和下降斜坡的并经第二信号整形的第一周期性颤抖信号, 该第二信号具有一个在模/数转换器的至少一个量化区间内使第一周期性斜坡颤抖信号变化的分量。

2.如权利要求 1 所述的系统, 其特征在于, 第二信号是第二周期性信号。

3.如权利要求 2 所述的系统, 其特征在于, 第二信号有一个确定第一颤抖信号调制包络线的调制信号, 调制包络线的上下界线以大于模/数转换器的起码一个量化区间的幅度变化。

4.如以上任一权利要求所述的系统, 其特征在于, 第一颤抖信号是三角斜坡信号。

5.如以上任一权利要求所述的系统, 其特征在于, 所述颤抖信号施加装置包括: 一个脉宽调制信号发生器; 一个方波发生器; 一个脉宽调制信号积分装置, 用以对脉宽调制信号进行积分, 从而产生调制包络线的上下界线; 方波调制装置, 用以用该包络线调制方波; 和经调制方波的积分装置, 用以对经调制的方波进行积分从而产生经调制的三角斜坡信号作为颤抖信号。

6.如以上任一权利要求所述的系统, 其特征在于, 第一颤抖信号的幅值大于模/数转换器的多个量化区间。

7.如权利要求 6 所述的系统, 其特征在于, 第一颤抖信号的幅值等于较大量的量化区间, 第二颤抖信号的至少一个分量的幅值则等于较小量量化区间。

8.一种用以测定交流电源值的计量仪，其特征在于，它包括：一个传感装置，用以提供表示交流电源的电压或电流的模拟信号；和如以上任一权利要求所述的系统，用以对该信号进行模/数转换。

5 9.如权利要求 8 所述的计量仪，其特征在于，它还包括：第一高频滤波器，连接在转换系统的传感装置与颤抖信号施加装置之间，且其中第一周期性颤性信号的频率取大于截止频率的值，且在模/数转换的输出端加有第二高频滤波器，供减少或消除第一周期性颤抖信号之用。

10 10.如权利要求 9 所述的计量仪，其特征在于，模/数转换器工作时以预定的取样频率对数值进行取样，第一高频滤波器的截止频率取小于 $1/2$ 取样频率 的值，第一周期性信号的频率则取第一高频滤波器的截止频率与之取样频率之间的值，且输出滤波有一个抽取装置配置在模/数转换器之后，以便将其后经转换成数字的各值加起来。

说明书

经调制的颤抖信号

5 本发明涉及一种模/数转换系统，该系统包括一个输入模拟信号接收装置；一个颤抖信号施加装置；和一个模/数转换器，用以将经混合的输入信号和颤抖信号转换成数字值。

模拟信号在转换数字值之前先加上颤抖或 QED(量化误差离散)信号，这是周知的一种信号处理技术，其目的是为了弥补个别模/数转换器在分辨能力方面的局限性。转换器的分辨力限定在通常由转换器各级电平间的阶段值上。举例说，一般模/数转换器处在其两相邻级或步之间的模拟信号总是被转换成更小的模拟值。因此作为属于该级电平的阶梯值内的不同模拟值引入的量化误差都会产生同样的数字值。为提高转换器的分辨能力而增加其级数是可以减小该误差的，但这样做既复杂又花费大。此外，某些用途可能需要将大小大不相同的信号转换成数字，而且信号值小时，信号中的重要变化仍然处在转换器的两电平级间的间隔内。

在转换成数字信号前将诸如斜坡信号或白噪声信号之类的颤抖信号加到输入信号上，是补偿这些量化误差的一个办法。让我们看看例如模拟信号值正好是半个量化电平的情况。若不加上颤抖信号，则转换器就会始终输出较小的数字值。但若在进行转换前往输入信号上加上大小等于一个量化区间的上升斜坡信号，则混合信号的大小在半个时间内仍然小于斜坡的下一个阈值，但在另半个时间就会上升到该下一个阈值以上，从而使转换器在半个时间内输出较低的量化电平，在另半个时间内输出较高的电平。求出转换器输出整个斜坡时间的平均值就得出对应于该两量化电平平均值的数值，即输入模拟的实际值。

这类信号处理技术在诸如图象处理、通信系统和计量技术之类许多不同的应用场合中都得到广泛的应用，这种技术利用了各种不同的颤抖信号，例如周期性颤抖信号或非周期性白噪声信号。可参看例如美国专利 US,4,187,466、欧洲专利 EP0,047,090 或 EP0,0181,719。

5 采用象周期性三角斜坡信号之类的周期性颤抖信号(这与白噪声颤抖信号不同)时就产生了一个特殊问题。为了完全抑制任何量化误差，颤抖信号应延伸到整数个的量化区间。不然仍会产生误差，该误差的大小取决于输入信号的幅值。举例说，让我们看看峰-峰幅值不等于整数个量化区间(即峰值处在两量化电平之间)的周期性颤抖信号的情况。就此峰值附近的测定结果而论，转换器的数字输出不会精确
10 反映出输入信号的大小，而且输出确实区分不出某些输入信号的大小。相反，就整数个量化区间的颤抖信号而论，数字输出会随模拟输入而变化，而且相应地反映出模拟输入。然而，由于模/数转换器的量化电平间距是不定的，再加上元件容差和温度漂移变化着，因而难以
15 确保颤抖信号符合该严格的准则，所以这类残留的量化误差通常是不可避免的。

本发明的特征在于颤抖信号施加装置提供这样一种形式的颤抖信号，该颤抖信号有一个经第二信号整形的第一周期性颤抖信号，该第二信号具有起码一个在模/数转换器的整个起码一个量化区间内使
20 第一周期性颤性信号变化的分量。

该第二颤性信号在其最大和/或最小峰相对于某一量化电平位置的位置在起码整个一个量化区间变化时能有效补偿第一颤抖信号的峰-峰幅值整数个量化区间之间的任何差异，从而可以消除或起码显著地减少与信号幅值有关的任何残留量化误差。

25 在一个实施例中，第二颤抖信号可用峰-峰幅值大于数字转换器的一个量化区间的白噪声信号表示。举例说，可以采用幅值标准偏差等于 $\pm 1/2$ 量化电平的白噪声信号。白噪声信号正常分布时，最大幅值等于 $\pm 1/2$ 量化区间，这使峰-峰幅值等于 3 个量化区间。

噪声信号如此叠加到周期性第一颤抖信号会改变颤抖信号的峰值。然而，第二颤抖信号最好用例如频率低于第一周期性颤抖信号的第二周期性信号表示，使第一周期性信号的最大或最小峰值随着时间的推移慢慢变化起码一个量化区间的大小。采用第二周期性信号使我们可以按周知的方式控制复合颤抖信号从而达到最佳补偿状态。第一颤抖信号可由三角斜坡信号组成。

在一个实施例中，第二周期性信号可以是简单的峰-峰幅值大于模/数转换器的一个量化区间的起伏斜坡信号，该信号加到第一周期性颤抖信号上以便在整个颤抖信号中产生漂移。然而，这个实施例具有这样的缺点，即会引来与斜坡频率相应的低频分量。如下面即将论述的那样，在另一些最佳实施例中，所引入信号的频率会起重要作用。在一个特别值得推荐的实施例中，第二周期性信号由一个确定着第一颤抖信号的调制包络线的调制信号组成，调制包络线的上下界线各个按大于模/数转换器的一个量化区间的幅度变化。这种包络线不难产生，而且可以避免与采用斜坡作为第二颤抖信号有关的引来不想要的频率分量的问题。

混合颤抖信号最好取这样的形式，即它的第一三角斜坡信号由第二调制信号调制，包络线的上下界线按大于一个量化区间的幅度变化。为产生这种信号，颤抖信号施加加装置可适当包括下列装置：一个脉宽调制信号发生装置；一个方波发生装置；一个积分装置，用以对脉宽调制信号进行积分以产生调制包络线的上下界线；调制装置，用以用该包络线调制方波；和调制方波积分装置，用以对经调制的方波进行积分，从而产生经调制的三角斜坡信号。在实用的实施例中，脉宽调制信号和方波通常可由微处理器芯片的一个端口形成。积分用的其余元件可由一些易物色到的价廉电容器和电阻器组成，方波的调制则可采用 IC(集成电路)元件。这样，本实施例提供了按本发明产生混合颤抖信号既实惠又易于实施的方法。

在另一个实施例中，第一周期性信号可以取其它形式，例如，反

复上升的斜坡信号(而不是三角斜坡)或任何其它合适的颤抖信号。

第一周期性信号的幅值最好大于模/数转换器的多个量化区间,这样做有好处。采用大范围颤抖信号可以通过在整个多个这种电平求平均值最大限度地减小因个别量化电平的间距变化引起的任何非线性量化误差。这样就减少了在某一特定量化区间的间距所引起的任何非线性的因素。结合上述旨在消除与残留信号和第一颤抖信号有关的量化误差的第二叠加信号,本实施例提供了减少量化误差和提高模/数转换器分辨率极其精确的方法。在这种实施例中,还可以叠加范围大小类似的第二周期性信号,从而使第一信号的峰-峰值可从实质上的零至最大值变化。然而,这样调制第一颤抖信号多少是会减小大规模第一颤抖信号减小非线性量化误差的作用的,因为第一信号的峰-峰值在大部分时间是会减小的。因此,最好是令混合信号由幅值等于较大数量的量化区间的第二周期性信号组成,第二叠加信号由数量较少的量化区间组成。这一下就使第一信号减少非线性量化误差的作用与第二信号减少与残留信号有关的量化误差的作用平衡起来。

举例说,在 256 级模/数转换器的情况下采用经调制的颤抖信号时,颤抖信号可以由区间约 60 个由包络线调制的斜坡信号组成,包络线的上下界线每 4 个区间发生变化。

本发明特别适用于交流变化电源值测定的领域,而且在一个实施例中其用途甚至可以扩大到装有用以提供表示交流电源的电压或电流的模拟信号的传感装置和上述用以将该信号从模拟转换到数字的模/数转换系统的计量仪器。交流电源测定的领域是象所测定的电流之类的信号强度可以在一系列值的范围内变化的一个例子,而本发明特别适宜这类数值的精确测定同时最大限度地减少转换器中需用的比特数。

有利的作法是在计量仪器的传感装置与颤抖装置之间再接上一个第一高频滤波器,第一周期性颤抖信号的频率取大于截止频率的值,且其中在模/数转换器的输出端加上一个第二高频滤波器以减少或

消除第一周期性颤抖信号。本实施例使我们可以滤除颤抖信号的作用。如上述谈论过的那样，在一个最佳实施例中选择第二颤抖信号的调制波形意味着无需往有关频带中引入其它频率的信号。

5 在一个实施例中，模/数转换器在取样频率下工作对待转换的值进行取样，第一截止滤波器取低于 $1/2$ 取样频率的值，即奈奎斯特频率，第一周期性信号的频率则取第一高频滤波器的截止频率与 $1/2$ 取样频率之间的值；输出滤波器有一个抽取装置配置在模/数转换器之后以便将以后被转换成数字的值加起来。如下面就最佳实施例进行的详细说明那样，将取样频率和颤抖频率如此固定具有这样的作用：两个紧挨着的已转换成数字的值会对应于输入信号加第一颤抖增量经转换的模拟值
10 和输入信号减第二颤抖增量经转换的模拟值，其中第一和第二增量非常接近。因此，两个毗邻值相加只留下一个小的残留增量值加对应于两倍输入信号的值，从而有效除去颤抖信号，在任何进一步操作之前留下经放大的输入信号。在另一个实施例中，输入端的小滤波器
15 可以取消。

计量仪器或转换系统最好装有积分装置或累加装置，以便将对应于与经转换的电压和电流值有关的电源已转换成的值加起来。

现在参照各附图仅以举例的方式说明本发明的一些实施例。

图 1 示出了装有模/数转换系统的计量仪，该系统按本发明的第一
20 实施例采用了颤抖信号。

图 2 详细示出了图 1 计量仪中使用的颤抖信号发生装置。

图 3 示出了借助于图 2 产生的颤抖信号。

图 4 示出了可按本发明使用的另一种颤抖信号。

图 5 示出了一般单一周期性颤抖信号的概率分布情况与图 3 的颤抖
25 信号的概率分布情况加以对比的示意图。

图 6 通过举例说明抽取过程，示出了对斜坡信号进行取样的影响，其中斜坡信号选取频率正好小于 $1/2$ 取样频率的斜坡信号。

图 7 示出了相对量化噪声功率抑制作为第一和第二颤抖信号相对

值的函数的关系曲线。

图 1 示出了用以计算取自交流电源的电能的计量仪，该计量仪包括：模/数转换器 1，用以将测出的电流和电压模拟值转换成数字值；乘法器 2，用以将这些值乘起来；和积分器或累加器 3，用以在一段时间内对瞬时电能值进行积分。转换器 1 以固定的取样率对模拟值进行取样，并将这些值按其相对于最近最低的量化电平转换成数字值。该计量仪还包括：颤抖信号施加装置 4，用以在模拟电流值转换成数字之前往模拟电流值加上颤抖信号；高频滤波器 5 和 6，其截止频率等于模/数转换器取样频率的一半；和抽取装置 7 和 8，作为高频滤波器工作。

输入电流和电压的测定由诸如电流分路器或分压电路之类的一般器件进行，于是电流和电压信号 I 和 U 通过高频抗混淆滤波器，由这些滤波器滤除所有高于模/数转换器取样频率的一半的信号，但保留有关的交流电源频率。一般说来，交流电源频率为 50 赫兹，本实施例中使用的转换器其取样频率约为 4,250 赫兹，滤波器 5 和 6 的截止频率低于 2,125 赫兹，这些滤波器的截止点取输入幅值的衰减系数为 2 的一个点。在由转换器 1 进行转换之前，颤抖信号施加装置 4 将颤抖信号加到模拟电流信号上。在本特殊实施例中，鉴于可假设的可能值的范围宽，因而只往电流上加颤抖信号。相反，可以假设电压是恒定不变的。但在另一些实施例中，也可以往电压信号上加颤抖信号。在本实施例中，加上颤抖信号的信号是交流变化信号。如下面即将论述的那样，所使用的颤抖信号频率和转换器的取样频率都远大于电源的频率，因而在颤抖信号整个范围加颤抖信号的过程实际上是在输入值不变的情况下进行的，且颤抖频率可与有关的交流频率区分开来。

按惯例，在这时加入的颤抖信号由简单的三角斜坡信号或类似的信号组成。但如本说明书前言中所述的那样，这些颤抖信号由于难以确保完全延伸到整数个量化区间因而是会产生误差的。相比之下，本发明利用了由已叠加的第一周期性颤抖信号组成且经第二颤抖信号整

形过的颤抖信号。在本实施例中，如图 3 中所示，混合颤抖信号包括一个经第二较低频颤抖信号 11 调制过的第一高频三角斜坡信号 10。模/数转换器具 250 个量化区间时，三角斜坡信号 10 可取最大峰-峰幅值 W 量化区间，同时令调制包络线包括各个在相应于模/数转换器的起码一个量化区间的值 Y 期间调制三角颤抖信号 10 的上下带分量 12 和 13。斜坡信号峰值的位置因该调制过程而引起的变化满足了斜坡完全延伸到整个整数个量化区间的要求。

附图的图 5 示出了图 3 经调制的信号总概率函数与一般三角斜坡的信号的相比较的情况，上图表示一般斜坡信号的概率分布，其中斜坡概率密度函数的幅值均匀，就是说，信号在其范围内特定值下的概率对任何值来说都是相同的。相比之下，本发明颤抖信号的概率分布由于调制包络线的影响而朝分布区边缘减少。

图 4 示出了具同幅值概率密度函数的另一个实施例，其中三角斜坡信号 15 加上了第二三角斜坡信号以改变上下峰的位置。这个实施例具有这样的缺点，即有关的信号带中引来了对应于第二斜坡 16 的频率的另一频率成分。在其它实施例中，第一颤抖信号可以只由作用到斜坡信号上峰的一个分量进行调制。在另外一些实施例中，第二叠加颤抖信号可以是标准偏差起码为 $\pm 1/2$ 量化区间的白噪声信号。

参看图 3。图中所示的实施例采用最大峰-峰值 W 为 60 量化区间的三角斜坡信号，调制包络线的上下带分量 12 和 13 在整个等于 4 个量化区间的 Y 值下调制着斜坡信号。因此，混合信号的峰-峰值从在 56 量化区间的最小值 Z 变到在 64 量化区间的最大值 X 。第一和第二颤抖信号的相对幅值系统选择得使第一颤抖信号的峰-峰值不等于整数个量化区间时可以由残留量化误差的第二信号适当加以校正，同时可以由第一斜坡信号有效地补偿量化电平的非线性度。如前言中所述的那样，采用延伸到整个许多量化区间的斜坡信号便于补偿处在此频带内的量化区间的非线性情况。减小调制分量的幅值降低了这种补偿作用，但提高了补偿与残留信号有关的量化误差的能力。

参看图 7，图中示出了残留量化误差的相对量化噪声抑制对数值 $Z/2$ 的关系曲线，其中的 Z 示于图 3 中。从图中可以看出， $Z/2 = 32$ 时，噪声抑制情况最差(这对应于一般未经调制斜坡信号)， $Z/2 = 0$ 时，噪声抑制情况最好(这对应于调制包络线在斜坡信号处于最小值时将其降低到零的调制情况)。然而，在补偿这类残留误差方面的改进当 $Z/2$ 趋近于零时迅速下降，且斜坡信号有效补偿非线性度作用的下降超过了由以上获得的任何好处。因此，在图 3 的实施例 5 中，取 $Z/2$ 的值为 28，这样就使两者之间获得合理的平衡。

参看图 2。从图中可以看到用以产生图 3 的颤抖信号的装置 4 有一个标准的 3 开关 4053IC 集成电路元件，该元件上加上了来自微处理器和有关的积分装置 20、21 和 22 的高频方波 HF 和脉宽调制信号 PWM，各积分装置包括 2 个串联的电阻器和一个电容器，电容器的一端接地，另一端接在该两电阻器之间。4053IC 是标准元件，其中控制线 A、B 和 C 上的信号控制着出现在相应输出线上的输出，在两个有关的输入线之间切换。举例说，控制线 A 处的方波 HF 使输入在 V1 与地之间切换(各输入又为脉宽调制信号的输出所调制)。同样，在控制线 B 和 C 处的脉宽调制信号会分别促使 V2 或地和 V3 或地出现在输出端 B 和 C。

脉宽调制信号当然是本技术领域所周知的，这种信号可用占空比交变增减的信号表示。举例说 PWM 为 16 比特时，输出端会先后在总脉冲持续时间的 $1/16$ 、 $2/16$ 、 $3/16$ 等时处于高占空比状态。达到某一峰值之后，占有空比慢慢下降。在本实施例中，在控制线 B 和 C 处的脉宽信号 PWM 促使大小为 V2 和 V3 的脉宽调制信号分别出现在输出端 B 和 C 处。电压在 B 和 C 的输入相对于地的相互对调意味着在 B 的脉宽信号增加，同时在 C 处的脉宽信号减小，反之亦然。积分装置 21 和 22 对脉宽调制输出 B 和 C 进行的积分产生升降情况相反的斜坡信号。该积分装置可如图所示的那样仅由一个电容器和电阻器电路组成。这些升降的斜坡信号确定了调制包络线的上下频带，并调制加到

输入端 A 的输入 V1 和地。如上面谈过的那样，在控制线 A 的高频方波 HF 控制着 V1 与地之间的切换，从而使经调制的方波出现在输出端 A。接着只要将此经调制的方波加以积分即可产生图 3 所示的经调制的三角斜波信号。

5 参看图 1。滤波器 5 和 6 滤除高于转换器 2，125 千赫取样频率的一半的截止频率(奈奎斯特频率)。斜坡分量的频率系选取大于截止频率小于 1/2 取样频率的频率。各频率的相对值可按实施情况选取。一般说来，斜坡颤抖频率比奈奎斯特频率小几个赫，而各分支的调制包络线其频率通常小于 1 赫。采用调制包络线而不采用斜坡信号(如图 10 4 中所示)意味着该调制信号多余的频率分量不会出现在有关的信号频带中。

图 6 示出了选取频率正好低于模/数转换器取样频率的一半的斜坡信号时的作用。这种作用是就未经调制的斜坡信号示出的，但以同样的方式也适用于经调制的信号。斜坡信号取得使 $Z/2$ 周期 t_2 正好大于转换器的取样周期 t_1 。因此在 t_1 的第一样品会包括颤抖信号小正值 d_1 ，第二样品会包括稍大一点的负值 d_2 ，接着是较大一点的正值 d_3 ，然后较大的负值 d_4 ，如此类推。这些颤抖值都加到转换器的模拟输入端 I 并加以转换。于是转换器的输出包括具有已转换成数字的 50 赫交流电流值和频率接近 $Z/2$ 取样频率的颤抖信号。为了在转换之后除去颤抖信号，本实施例还包括数字抽取装置，这是实际上将各毗邻的取样值加在一起的装置。参看图 6，第一数字值对应于经转换的值 $I+d_1$ ，第二数字值则对应于 $I-d_2$ 。这两个值加起来得出 $2I-(d_2-d_1)$ 的值。假设 d_1 和 d_2 大小相等，则经转换的值 d_2-d_1 可以忽略不计。若转换器和斜坡信号的相对频率业已正确选取，则残留量的组成会按以后各值相对于最近量化级的位置在零和一个量化电平之间变化。因此抽取装置实际上滤除了颤抖噪声信号或起码使该信号大幅度衰减，并提供幅值加倍但频率减半的电流信号。

对经转换的电压信号 U 也进行抽取，这为的是保持电流与电压之

间的相对相位。虽然这里抽取装置 7 和 8 是作为分立的逻辑元件示出的，但在实际应用中，这些功能都可以由微处理器执行。也可以采用其它抽取技术，例如，将三个或以上毗邻的数字输出的加权值加起来。经抽取之后，经转换的电压和电流信号传送到一般的乘法电路 2，再传送到积分器或累加器 3，以求出总消耗电能值。抽取过程之后剩下的任何噪声信号会包频率较低的方波。方波的实际频率取决于斜坡幅值、斜坡频率、取样频率和量化区间的大小，但通常应比交流电源的频率小得多。该方波的幅值要等于一个量化电平。因此在某一时段进行的积分也会消除任何残留噪声的影响，颤抖信号对整个运行过程的任何正面影响则为相反而等值的负面影响所抵消。输入信号的大小已知时，在第一颤抖信号的整个范围经过减除之后的数字输出会对应于一系列值，这些值的大小的变化量约为一个量化电平，该量化电平的平均值对应于实际输入信号。

在实际应用中，可以取消抽取程序，并求出包括在周期性第一颤抖信号的整个范围内变化着的附加分量在内的经转换电流的平均值。输入信号已知时，模/数转换器的数字输出包括输入信号、量化噪声和处在滤波器截止频率与奈奎斯特频率之间的颤抖分量。由于输入幅值信息从统计的角度看是与数字信号中的颤抖分量无关联的，因而可以直接用数字电流信号来计算电能。在此情况下，需要较长的积分时间。

20

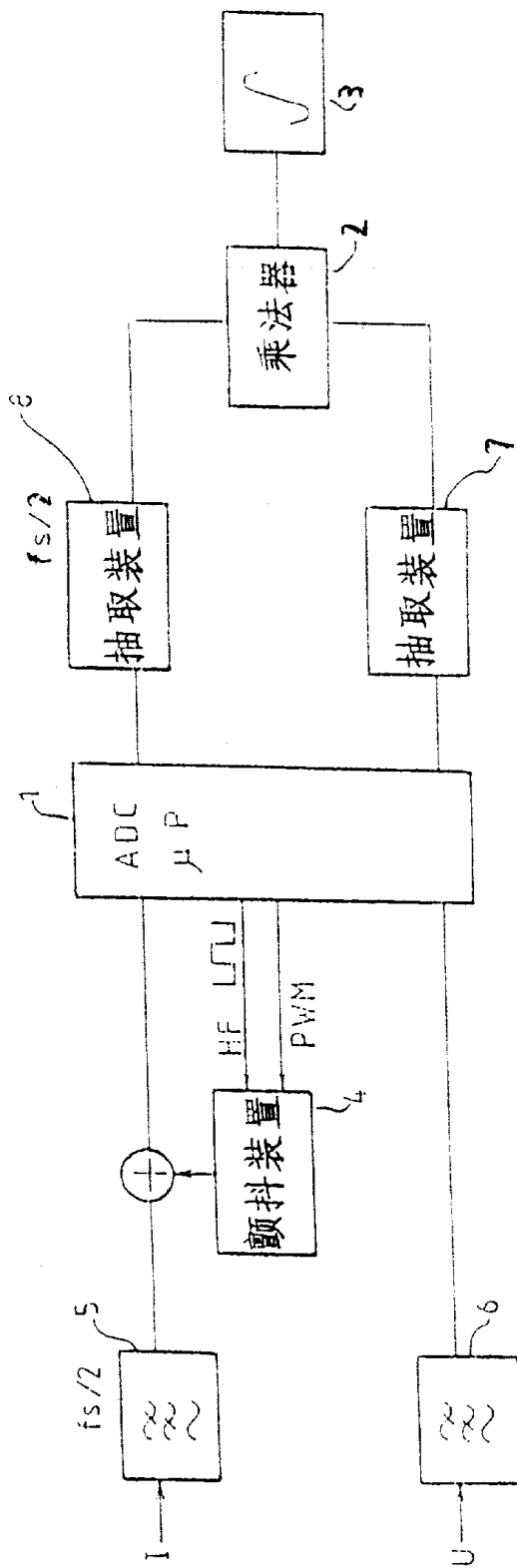


图 1

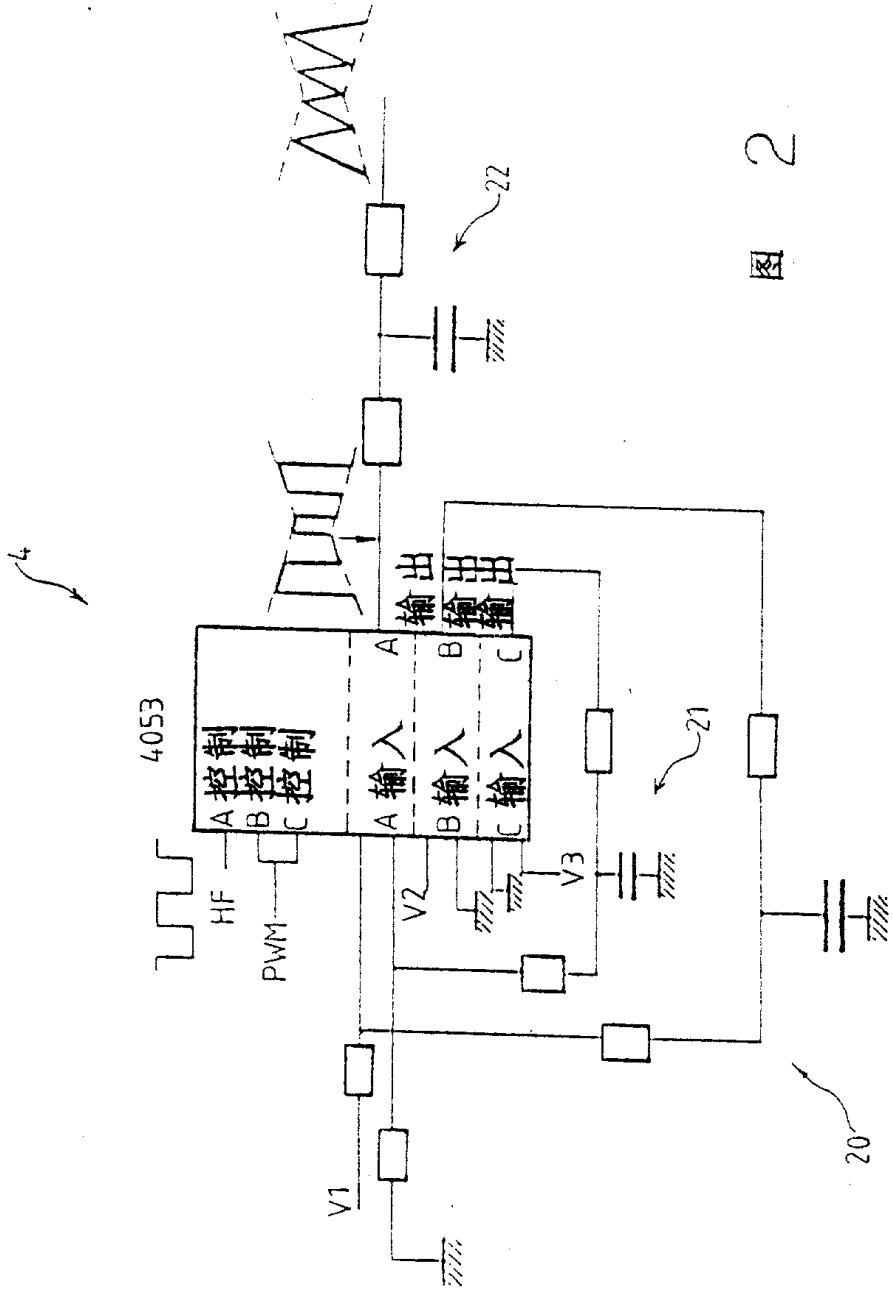


图 2

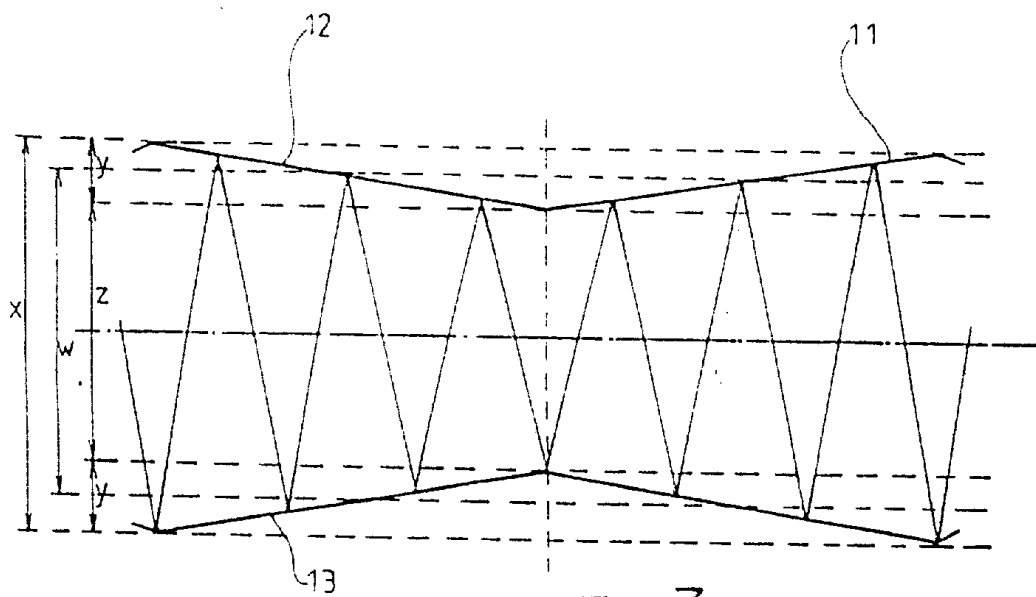


图 3

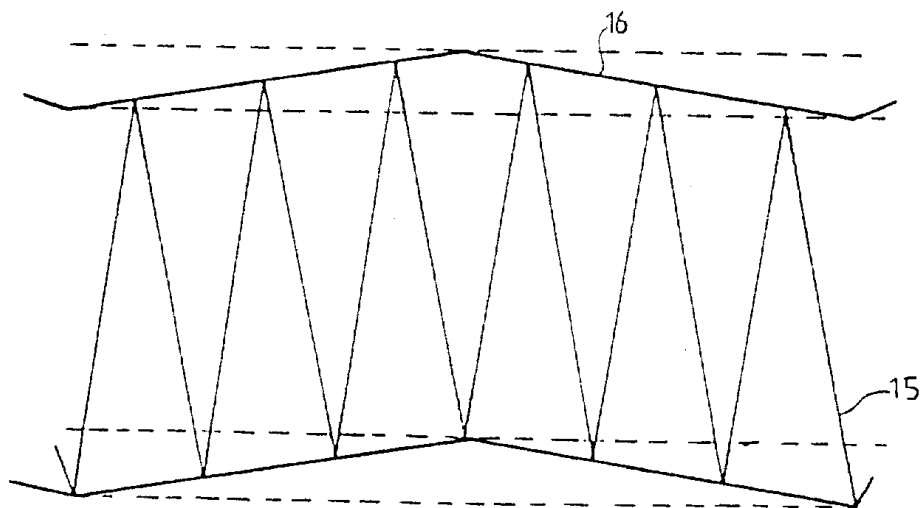


图 4

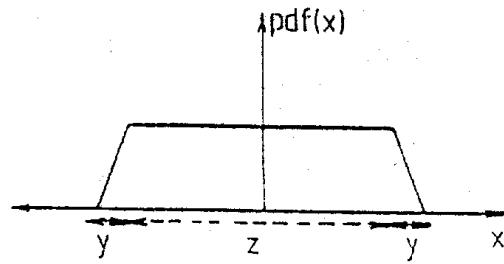
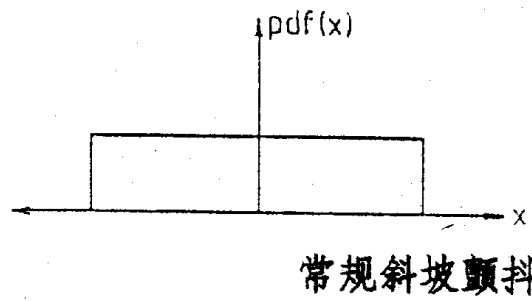


图 5

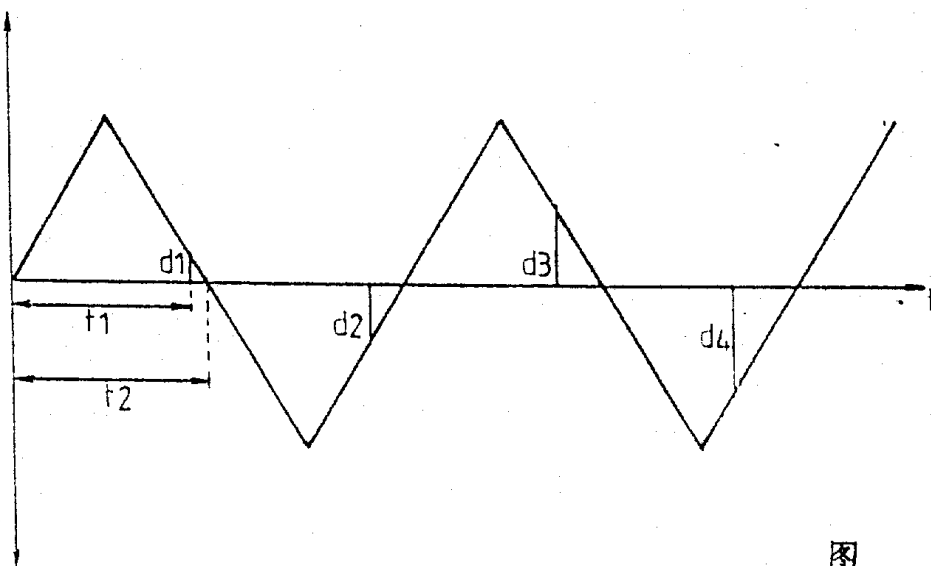


图 6

相对量化噪声功率抑制

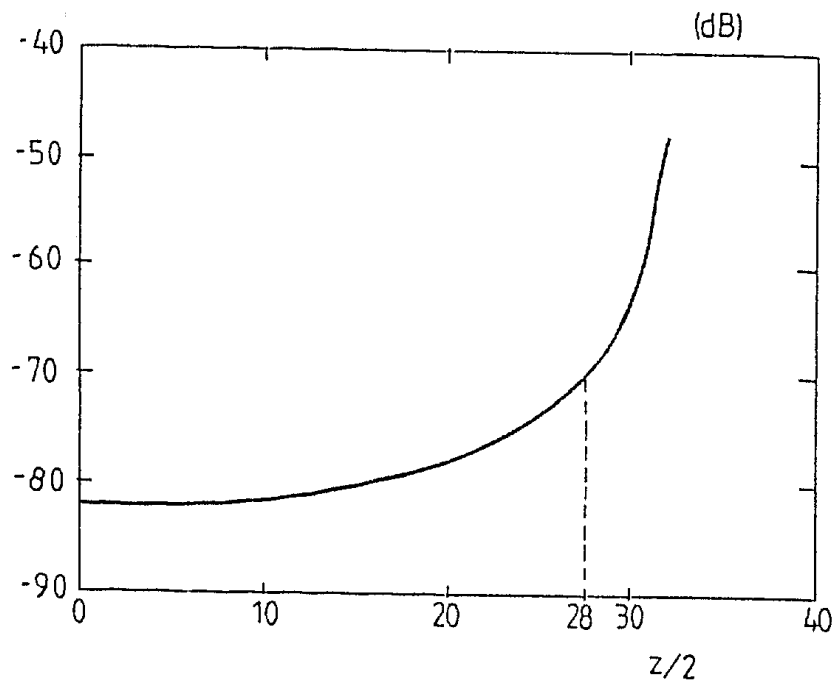


图 7