



[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 98115500.6

[45] 授权公告日 2004 年 5 月 12 日

[11] 授权公告号 CN 1149400C

[22] 申请日 1998.7.16 [21] 申请号 98115500.6

[30] 优先权

[32] 1997.7.17 [33] US [31] 896319

[71] 专利权人 特克特朗尼克公司

地址 美国俄勒冈州

[72] 发明人 V·L·汉森 C·L·萨克瑟

审查员 宋丽敏

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

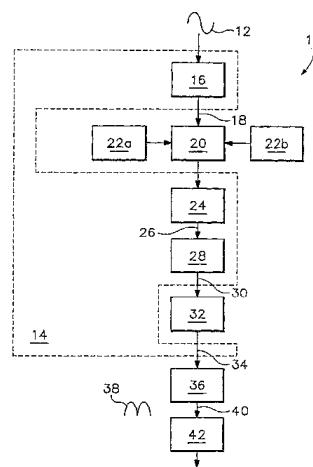
代理人 王 勇 王忠忠

权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图 1 页

[54] 发明名称 用于测量电信号均方值的方法和装置

[57] 摘要

一种用于测量电信号的 RMS 值的方法和装置。电信号被转换成数字信号，该数字信号被求平方，并经过低通滤波来提取直流分量，该直流分量被识别为信号的均方值。在测量设备的使用中，获取了直流分量的平方根并作为电信号的 RMS 值显示。



1. 用于确定电信号均方值的电路，包括：
采样电路，用于接收所述电信号以产生其数字化样本；
平方电路，用于接收所述数字化样本以产生表示所述数字化样本的
5 平方的平方信号的；及
数字低通滤波器，用于接收所述平方信号以产生所述均方值，所述数字低通滤波器包括预定数量的延迟元件并具有小于预定测量频率范围中最低频率两倍的截止频率。
2. 权利要求1的电路，其特征在于所述的数字滤波器的传递函数包
10 括一个或多个极点。
3. 权利要求1的电路，其特征在于所述的数字滤波器包括一个或多个级联积分器部分，对应的一个或多个梳状部分，以及这两者之间的分样部分。
4. 权利要求3的电路，其特征在于所述级联积分器部分和梳状部分
15 的数目为3。
5. 权利要求3的电路，其特征在于选择出来用于降低延迟元件数目的参数是分样率。
6. 权利要求2的电路，其特征在于选择出来的用于降低延迟元件数目的参数是所述极点的数目。
- 20 7. 权利要求1的电路，其特征在于所述的数字低通滤波器包括选择出来以降低延迟元件数目的参数，这些延迟元件是获得预定最大测量误差所必需的。
8. 用于确定信号的均方值的方法，包括以下步骤：
接收所述的电信号；
25 产生其数字化样本；
产生包括所述数字化样本的平方表达式的平方信号；
提供具有预定数量延迟元件的数字低通滤波器；
以所述数字低通滤波器来滤波所述平方信号。
9. 权利要求8的方法，其特征在于所述滤波步骤包括在预定的频率
30 范围上操作所述的数字低通滤波器，其中所述的提供步骤给出所述截止频率基本上低于所述范围最低频率两倍的数字低通滤波器。
10. 权利要求8的方法，其特征在于所述的提供步骤给出传递函数包

括一个或多个极点的所述数字低通滤波器。

11. 权利要求 8 的方法，其特征在于所述的提供步骤给出所述有一个或多个级联积分部分的数字低通滤波器，相应的一个或多个梳状部分及两者之间的分样部分的数字低通滤波器。

5 12. 权利要求 11 的方法，特征在于还包括给出有 3 个级联积分器部分和 3 个梳状部分的所述数字低通滤波器的步骤。

13. 权利要求 12 的方法，其特征在于所述的提供步骤包括选择所述的低通滤波器的分样率来减少延迟元件数。

14. 权利要求 8 的方法，其特征在于所述的提供步骤给出所述的数字
10 低通滤波器，该滤波器的传递函数包括一个或多个极点，其中被选择出来降低延迟元件数目的参数是所述极点的数目。

15. 权利要求 8 的方法，其特征在于所述的提供步骤包括给出具有可选择性能参数的所述数字低通滤波器；该方法还包括选择所述参数来降低延迟元件数目的步骤，这些延迟元件是获得预定最大测量误差所必需的。
15 的。

16. 用于测量输入信号的 RMS 值的设备，所述设备包括：

用于接收所述输入信号和产生其数字化样本的采样电路；

响应所述采样电路，用来产生所述数字化样本平方的信号表示的平方电路；

20 与所述平方电路相连的数字低通滤波器，该滤波器用来接收并滤波所述平方信号并在输出端处产生一个直流分量信号，所述数字滤波器包括预定数目的延迟元件。

用于提取所述直流分量信号平方根的电路；及

用于显示表示所述直流分量信号的所述平方根的值的显示电路。

25

用于测量电信号均方值的方法和装置

该发明涉及电测量设备，尤其是象数字万用表这样的设备，被调整来
5 确定电信号均方根值。

电信号的均方根值 (RMS) 是信号的有效值，或该信号的等效直流值，
该等效值在电阻上消耗的能量与该电信号在电阻上消耗的能量相同。电
阻上的平均功率消耗与连续时间上信号幅度的平方平均值 (均方) 成比
例。于是，信号的有效值或 RMS 值与均方值的平方根成比例。该发明着
10 重于 RMS 测量值的均方部分，这部分与均方测量值的平方根接合就可给
出期望的 RMS 值。

根据信号 RMS 值的数学定义，通常通过以软件或硬件完成上面提及的
数学处理来确定 RMS 值。即，电信号被采样，每个样本被平方，平方后
的样本相加，这些相加的平方后样本被求平均，然后对该结果求平方根。
15 在通常的 RMS 测量电路的模拟实现中，模拟乘法器，积分器和增益级被
用于平方模拟信号并对其结果求平均。其增益特性近似于平方根函数的
特定设备被用来求出平方根。这些实现方案通常是昂贵并容易出错的。因
为数学处理的物理实现实施起来很困难。

因此，最好采用 RMS 测量电路的数字实现。一般的数字实现方案采用
20 模数转换器 (ADC)，该转换器产生一个序列的电信号样本 (获取)，该
序列实时对应于预定长度的电信号，然后样本被提供给处理器来对这些
样本进行数学处理，其处理过程仍然是对这些样本进行平方，对平方值
求和，并对平方和求平方根。该处理对信号的后序获取值重复进行。

RMS 测量中的误差源产生于通过在一个时间段上采样信号而测量均方
25 值这种方式，而所述时间段通常不等于信号正弦 (傅里叶) 分量四分之
一波长的整数倍。对于一个傅里叶分量，任意四分之波长该分量的
均方都等于整个分量的均方值。这将是某一直流值 "A"。然而，任意测
得的该分量的直流值都将大于 "A"，超出量为出现在获得数据中的原始信
号四分之波长的任何一部分中所包含的信号能量值。这种未知信号傅
30 里叶分量的周期和获得数据的周期之间的相位失配，在获得数据的周期
选择中一般没有被考虑到，对于具有大量傅里叶分量的信号来说，尤其
是这样，这使得误差通常落在 0 和四分之一波长信号包含的能量之间的

某个值上。通常仅通过增加获取数据时间段长度，从而在求均值过程中将误差除以一直增加的样本数就可以减少相位失配误差。获取数据数越多造成均值处理过程的输出率成比例下降。此外，处理时间和硬件需求，尤其是内存需求也会增加。

5 而且，通常相位失配误差将会在一个获取数据和另一个获取数据之间变化。此外，由于获取数据是以离散块形式中获取的，时变信号的一次获取数据的测量均方值和另一次获取数据的测量均方值之间的差异会很显著。因此，获取数据之间的缺乏重叠通常导致会出现表现为数字跳动（bobble）的块误差，但是根据现有的均方确定技术，在获取数据之间
10 存在重叠来减少数字跳动也将增加处理时间和硬件需求，尤其是内存需求。

讲的更概括一些，现有技术的测量均方值的方法包括了用于平均一些数据点的方法和装置，其中的平均操作是根据均值的书本定义来执行的，即将数据点相加然后除以数据点总数。这种平均法中唯一降低误差
15 的方法是获得更多的采样点，但从根本上降低了产生结果的速度。理想的是采用一种方法和装置，它能够降低均方测量中的误差，但不需要更多的样本，从而在硬件上不需要用大量的器件来实现。

因此，需要一种测量电信号均方值的方法和装置，它在最小化误差方面作了改进并减小了硬件消耗，尤其降低了集成电路中因采用大量设备
20 而带来的成本问题。

该发明用于测量电信号均方值的方法和装置解决了前面提到的问题，并满足了前面提到的需求，其方式是产生电信号的数字信号表示，平方该数字信号以产生该数字信号的平方表示，并在无需增加内存寄存器数量的情况下采用数字方式处理平方后的数字信号以获得误差的减少。
25

该发明基于一些观点。在现有技术中，RMS测量的目标是根据标准定义的公式来再现数学方法，即将信号降低到对应于信号样本的一定数目，平方各个样本，对平方值求和，将平方值之和除以样本数。因此，如前面提到的，可以看出仅通过增加样本数就能降低误差。

30 然而，从另一方面看，如果各个平方后的信号样本保留了它们做为信号的标志，那么，均方值可以被看做为某个信号的均值，而这一信号为输入信号的平方。那么，可以理解的是数字信号处理技术可被用于处理

该信号,尤其是,现在可知的是,根据傅里叶原理,平方表达式通常包括一个直流分量和一些正弦变化分量的和。因此,可以进一步理解的是信号平方表达式的均值,即,期望的均方值只是平方表达式的直流分量。又进一步可以知道的是,可以采用低通滤波器来选出直流分量并滤除正弦变化部分。再进一步的,可以理解的是,低通滤波器可以被构造为具有任意良好的性能特性,使得对平方表达式高频分量的滤除如期望的一样完全,并且误差可以被降低到期望的程度。该误差可以由处理过程的结构和方式选择性地控制,例如给出一种在截止波段具有更陡下降的低通滤波器。这种结果可以在不增加采样样本并因此不增加内存需求的情况下得到。

更具体的,前面描述的处理过程包括用级联积分梳状(CIC)分样滤波器进行数字滤波的步骤。该滤波器采用N级级联积分,其中N最好等于3,其输出根据因子R进行分样并提供给N级级联梳状滤波器。除了有限脉冲响应(FIR)滤波器的长度(滤波器链)被降低以及从而用来实现滤波器的延迟数量被降低之外,CIC分样滤波器的总体传递函数等价于具有单位系数的FIR滤波器的传递函数。该CIC分样滤波器是一种特别经济的滤波器,它实现了现有技术的结果并且降低了存储器消耗。

很多其他滤波器,包括无限脉冲响应(IIR)滤波器对于相同的硬件,软件或吞吐量成本具有降低误差的能力,或具有在降低硬件和软件成本速度加快的情况下实现与现有技术方法和装置相同性能的能力。特别的,从频域观察均方值,并将其中的误差看做是由于对高频分量衰减的缺乏所造成,这使得任何一个普通的技术人员都能在选择滤波器时运用丰富的数字信号处理知识,使得所选择的滤波器能在特殊的执行环境中最优地降低均方的误差。

该发明给出一种测量电信号均方值的一种新的,改进的方法和装置。使用该方法和装置的一些比现有技术优越的地方在于对测量误差的更大衰减和更低的耗费。优点在于,该系统采用数字信号处理技术来进行均方测量,应该注意的是,所采用的数字滤波器具有一种结构,它以相同的成本提供降低的误差,或者以更低的成本给出同样的误差。该发明的一个实施方案给出可选择性能特征。尤其值得注意的是,本发明的方法和装置适用于手持数字DMM。结合下面附图,并考虑下面对该发明的详细描述,该发明的所有方面,特征和优越之处将会更清楚地被理解。

图 1 是根据该发明用于电信号均方值测量的装置的方框图;

图 2 是在某一段时间上取得的平方后的数字信号的图形表示, 该时间段并不与数字信号四分之一波长的整数倍重合;

参考图 1, 根据该发明, 用于测量电信号 12 均方值的装置 10 的优选实施方案被优选地应用在手持 DMM 中, 然而, 装置 10 可以被很好地应用在任何提供 RMS 测量的测量仪器中, 例如示波器。在 RMS 测量中, 对电信号 12 的均方值测量结果求平方根。该发明的一个实施方案着重于对均方的测量, 而在另一个实施方案中, 得到了平方根并显示了结果。

10 装置 10 采用标准的模数转换器 (ADC) 14 用于获得电信号 12 的样本并给出其数字信号表示。用在手持 DMM 中的优选 ADC 14 采用了二阶 Sigma Delta 转换器 16 (SDC) 用于以相对较高的采样率产生 1 比特输出信号 18。举例来说, 在该发明用于 DMM 的一个特殊实施方案中, 输出信号 18 以 2.5 MHz 的频率采样在约 20 Hz 到约 20 KHz 之间变化的信号。SDC 16 包括将噪声集中到更高频率的噪声整形部分。

SDC 的单比特输出 18 从 ADC14 中获得用来驱动多路复用器 20, 多路复用器 20 将两个寄存器 22a, 22b 中的一个或另一个复用用来在多路复用器的输出端 21 处提供给 ADC14 的级联积分梳状 (CIC) 分样滤波器部分 24。滤波器 24 的分样率是可调的。

20 一个预定的输入增益值被放进一个寄存器 22a 中, 并且与放置在寄存器 22a 中的输入增益大小相同, 符号相反的值被放进另一个寄存器 22b。通过多路复用器 20 的操作, 如果输出 18 太高, 寄存器 22a 的增益值被提供给滤波器 24, 如果输出 18 太低, 寄存器 22b 中相反的增益值被提供给滤波器。对应于 SDC16 的一比特输出, 适当地调整滤波器 24 的分样率, 并从寄存器 22a 和 22b 中的一个给出一个预定值, 使输出定位在其最高有效位范围之内。出于该发明的目的, 为了在采用其他比特用于其他目的同时, 采用一个特殊的比特窗, 这是很理想的。做为一个特殊的例子在滤波器 24 的 48 比特输出中, 最好仅采用头 24 比特的后 16 位用来确定均方值。

30 CIC 分样滤波器 24 具有可调的分样率。分样率以及输入增益值大小是预调的以便在滤波器输出 26 处产生一个期望的字大小, 例如以大约 100 KHz 的频率。

CIC 滤波器 2 4 的输出 2 6 取自 ADC14 并提供给移位器(rounder) 2 8, 协同前面描述的多路复用器 2 0 进行的比特对齐, 移位器被调整来移位多比特输出 2 6 的最低有效位。

5 移位后的输出 3 0 被提供给 ADC14 有限脉冲响应(FIR)滤波器 3 2 部分, 如在技术领域中已知的那样用来校正通带范围内 CIC 滤波器 2 4 的频率响应中的 " 固定偏差 "。FIR 滤波器的输出 3 4 给出 ADC 1 4 的最终输出。

前面描述的 ADC14 是用于该发明的优选模数转换装置。然而, 在不偏离该发明原则的情况下, 技术领域中已知的其他模数转换装置也可以用在装置 1 0 中。此外, 多路复用器 2 0 和移位器 2 8 可以与其他模数转换装置一同使用而不是如前面描述的与 ADC14 一起使用。

ADC14 的输出 3 4 被提供给平方器 3 6, 该平方器最好以硬件形式构造在数字信号处理芯片(DSP)中。参考图 1 和 2, 平方器 3 6 顺次平方输出 3 4 的连续样本以产生平方样本流从而在输出端 4 0 处形成信号 1 2 的平方表示 3 8。象 ADC14 一样, 平方器 3 6 可以是技术领域中已知的任何平方装置。

在现有技术中, 电信号被采样, 然后各个样本被平方, 平方后的样本被加在一起, 平方样本的和被求平均。最后对该平均值求平方根。如已经描述的, 平均过程导致误差。前面描述的现有技术中平均过程中误差的例子在图 2 中表示出来, 其中用于现有技术的平均处理过程的获取数据时间段 5 0 没有和原始输入信号 1 2 的四分之一波长 5 2 的整数倍重合, 这导致了在平方表示 3 8 的直流测量值中的超出能量 5 4。能量 5 4 超出到这样一种程度: 信号在获取数据时间段 5 0 上不再呈现周期性。

25 如前面提到的, 减小均值中的误差, 即超出能量 5 4, 通常要求增加样本数。其效果是要求更多的存储器来存储样本, 并用更长的时间来收集样本。然而, 在该发明中, 从频域观察这一问题。尤其是, 了解到的是, 第一信号的均方值恰恰是某个第二信号的均值, 该第二信号为第一信号的平方。因此, 为了测量电信号 1 2 的均方值, 仅需要滤波它的平方数字表示 3 8。尤其是, 已经发现, 低通滤波器能提供期望的均方值。

30 为了图解说明, 在没有直流分量的信号, 例如交流耦合信号中, 信号的平方只是正弦项和的平方。该平方有一个直流项, 以及一系列具有相

应原始正弦项两倍频率的正弦平方项，以及一系列其频率等于相应的不同原始正弦项对的频率和的正弦叉乘项（频率和项），以及另一系列正弦叉乘项，其频率等于相应的不同原始正弦项对的频率差（差频项），然而只有直流项在平均后仍然存在，因为任何正弦项的平均等于零。因此，信号平方的均值一定等于直流分量，因为所有正弦分量的均值为零。

一般的，象任何物理信号一样，平方表示 3 8 可以由包括一个直流分量和一些正弦分量和的傅里叶序列表示。因此，平方表示 3 8 的均值一定总是等于直流分量。

从上面看来，低通滤波器 4 2 通过平方表示 3 8 的直流分量，而通过衰减来滤除所有的正弦分量。因此，低通滤波器 4 2 为均方提供期望程度的准确性，该准确性取决于滤波器的跌落率。如技术领域普通技术人员现在所清楚知道的，很多数字滤波器，有限脉冲响应（FIR）和无限脉冲响应（IIR）滤波器都可以被构造来在均方测量中提供比当前技术更强的性能。

然而，不是每个数字滤波器都具有这样的性能特征，即比该发明的当前技术的平均处理具有更优越的地方。例如，通过增加附加延迟环节或抽头，均值 FIR 滤波器可以具有改进的阻带抑制特性。然而，这种方法有与现有技术的平均处理过程一样的缺陷，即需要更多的硅片和更多的样本来减少误差。另一方面，CIC 抽样滤波器给出以前提到的 FIR 滤波器的更经济的实现。见 E. Hogenauer "用于抽样和内插的经济类数字滤波器" IEEE 声学文集语音及信号处理，第 155 - 162 页，Vol. Assp-29, No, 2, April 1981（这里对其全文参考）。这种在手持 DMM 的均值测量中优选的滤波器，不需要乘法器而包括以高采样率工作的级联积分级和相等数量的以低采样率工作的梳状级。上面描述的 CIC 滤波器 2 4 优选地采用了这种结构，其传递函数为：

$$\text{公式} \quad H(z) = \frac{[1 - z^{-R}]^N}{[1 - z^{-1}]^N}$$

其中，R = 由于分样而出现在滤波器积分部分和梳状部分之间的频率落差。

N = 积分级数目和梳状级数目（上面提到到的滤波器的阶）

$$\text{公式} \quad = \sum_{R=0}^{RM-1} [z^k]^N$$

可以看出该传递函数简化为 N 个一样的 FIR 滤波器级的级联情况。然而，因为以频率 R 分样，也可以看到，CIC 分样滤波器起到一个等价的单位增益 FIR 滤波器的作用，该滤波器具有 RM 个附加抽头或延迟环节。因此，CIC 分样滤波器提供具有更长滤波器链的平均 FIR 滤波器的性能，而无需实际增加该链的额外元件。因此，在获得与平均 FIR 滤波器相同性能的同时，优选滤波器实现了硬件的节省，因此获得比现有技术更好的性能。

对于给定数量的硅片，IIR 滤波器也可以给出增强的性能。如前面提到的，一般情况下，相位失配误差不能通过对获取数据时间段的预选取来消除。因此，当滤波平方表达式 3 8 时，保持各个傅里叶分量之间的相位关系并不重要。已知的是在牺牲相位频率精确度的同时，IIR 滤波器通常使阻带的频率抑制得到增强。因此，在均方测量中，IIR 滤波器自然地给出非常理想的折衷。与 FIR 滤波器不同的是，IIR 滤波器的传递函数包括一个或多个极点。

通常，将平方表达式 3 8 看做一个信号而不是一组数提供了应用已知的数字信号处理技术来测量均方的机会，其方式是优化数字滤波器来处理平方表达式 3 8，由此，可选择地控制测量中的误差。

尽管如此，一般来说，只通过直流分量而滤除包含很低频率的平方表达式 3 8 的正弦分量是很困难的。这种频率分量 - 前面描述的差频分量 - 产生于频率非常接近的信号 1 2 的任意傅里叶分量之间的差频，导致直流分量的低频调制。

然而，在实践中，理想的是仅在一段有限的时间间隔内确定 RMS，使得被足够低的频率调制的直流分量通常是实际感兴趣的测量值。因此构造滤波器 4 2 来除去具有很低频率的调制分量是不必要或不希望的。该发明的另一个优点在于，无害的误差可以被选择性地允许保留，其方式是简单设计低通滤波器 4 2 的传递函数。

然而，低通滤波器 4 2 的截止频率的选择应使得对应于测量兴趣范围内的频率分量的正弦平方项被过滤出来。因此，截止频率应该低于该范围内最低频率的两倍。因为对应于该范围内最低频率分量的正弦平方项的频率为最低频率的两倍。

如前面提到的，均方值一般应用在 RMS 的确定中，在该发明的优选实施方案中，微处理器从存储器中读出滤波后的平方表达式 38 并在软件中计算其平方根。然后，处理器将结果 RMS 值写到用户显示器，比如在 DMM 中的 5 位 7 段 LCD 显示器。

- 5 要强调的是，虽然用于测量电信号的 RMS 值的方法和装置已经被做为优选方案表示出来，除了已经提到的配置之外，在不偏离发明原则的情况下，其他配置也可以使用。

- 应用在前面描述中的术语和表达式用在这里仅做为描述术语而不做限制之用。这里无意用这些术语和表达式排除所表示和描述的特征的等价描述，该发明的范围仅被随后的权力要求定义和限制。
- 10

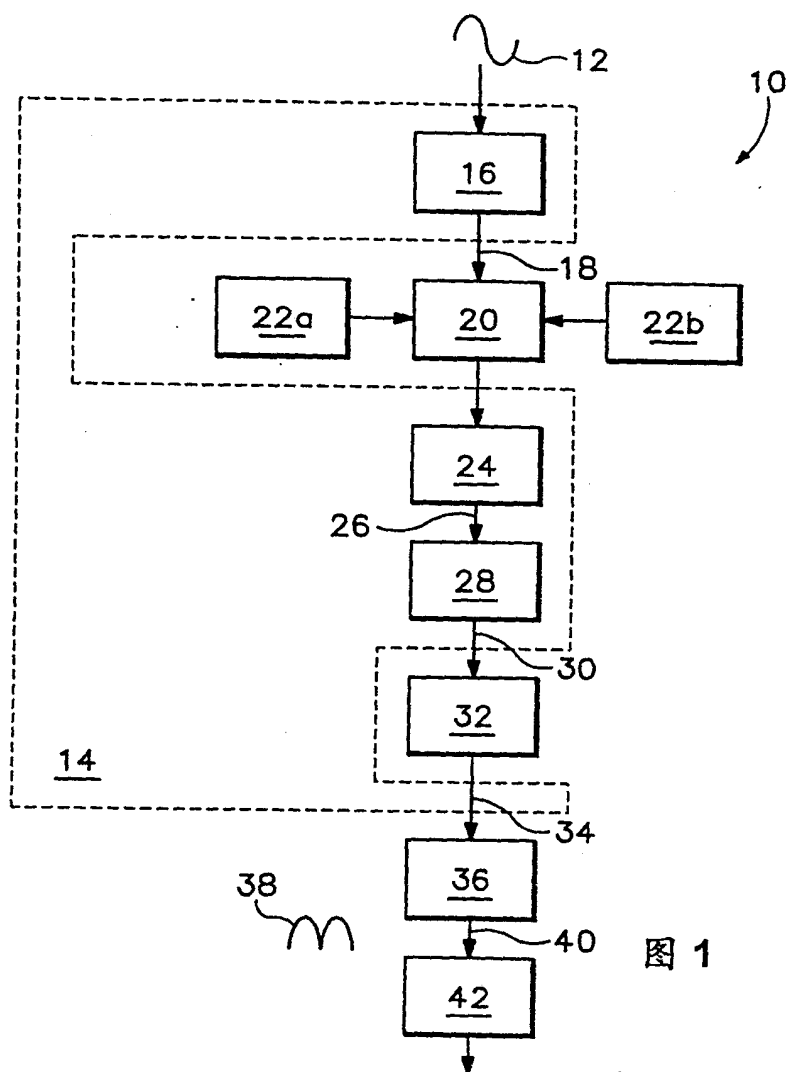


图 1

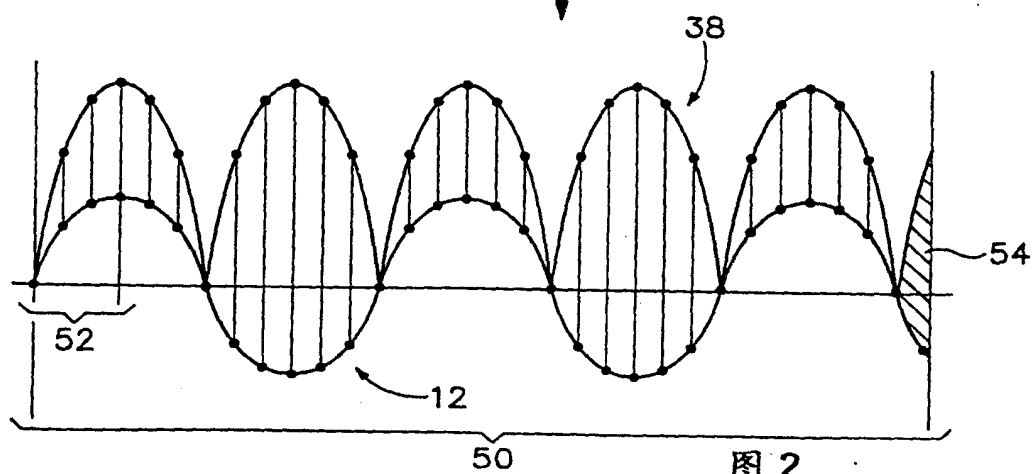


图 2