



[12] 发明专利申请公开说明书

[11] CN 86 1 04912 A

[43] 公开日 1987年2月18日

[21] 申请号 86 1 04912

[22] 申请日 86.8.2

[30] 优先权

[32]85.8.5 [33]联邦德国 [31]P35 28 046.8

[71] 申请人 布朗波维里公司

地址 联邦德国曼海姆-凯弗塔尔·卡尔斯塔特街1号

[72] 发明人 海因茨·克朗曼勒

乔基姆·斯托克 乔·普希勒

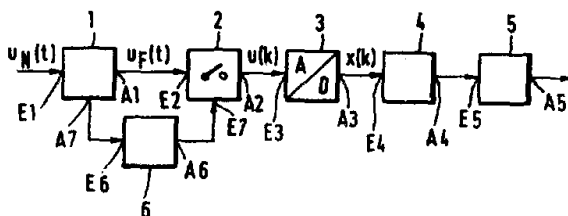
[74] 专利代理机构 中国专利代理有限公司

代理人 董江雄 吴增勇

[54] 发明名称 脉动控制接收机

[57] 摘要

为使脉动控制接收机具有最小的脉冲控制信号输入电平—低于已有的脉动控制接收机的输入电平, 本发明提出: 在其输入部分用一个数字带通滤波器, 这种滤波器的频率响应在选定的频率或狭窄频率范围内具有很特大的衰减。根据最佳实施方案, 提供了一种滤波器, 此滤波器在所选择的增量模式的频率上幅度为零; 并适当选择滤波器的参数, 使得得到简单的滤波系数。



242/8/102392/44

权 利 要 求 书

1. 一个用于供电系统的脉动控制接收机，它具有一个至少含有一个数字滤波器的输入部分，一个分析装置和一个输出部分，其特征在于：其数字滤波器具有这样的频率响应——对系统频率的谐波频率和 / 或邻近脉动控制设备的控制频率和 / 或系统特定干扰频率范围，产生选择性衰减。

2. 根据权利要求1的脉动控制接收机，其特征在于：提供一个N级有限脉冲响应(FIR)的匹配滤波器，其设计根据是供电系统的特定的通道特性，这种供电系统具有给定的干扰变量——考虑系统频率波动的系统频率及其谐波频率，邻近脉动控制装置的频率以及系统区域性干扰频谱。

3. 根据权利要求1的脉动控制接收机，其特征点在于：其滤波器的频率响应具有与某些频率对应的零点(无限大衰减)，这些频率是：系统频率的谐波频率以及邻近脉动控制装置的控制频率。

4. 根据权利要求3的脉动控制接收机，其特征在于：其数字式带通滤波器具有如下脉冲响应：

$$g(k) = \begin{cases} C \cdot \sin(\omega_0 K T + \varphi) & 0 \leq k \leq N-1 \\ 0 & k - \text{其他值} \end{cases}$$

其中： $g(k)$ - 脉冲响应或滤波系数

C - 常数

$\omega_0 = 2\pi f_0$, f_0 - 脉动控制频率

$T = 1 / f_s$, f_s - 取样频率

$K = 1, 2, 3$

φ - 相移

N- 滤波器级数

5 . 根据权利要求3 的脉动控制接收机, 其特征在于: 在输入部分设置两个数字滤波器的串联电路, 它具有如下脉冲响应:

$$g(k) = \begin{cases} C \cdot \sin(\omega_0 K T + \varphi) & 0 \leq k \leq N-1 \\ 0 & k \text{ 等于其他值} \end{cases}$$

其中: $g(k)$ - 脉冲响应或滤波系数

C- 常数

$$\omega_0 = 2 \pi f_0 ,$$

f_0 - 脉动控制频率

$$T = 1 / f_s ,$$

f_s - 取样频率

$$K = 1, 2, 3$$

φ - 相移

N- 滤波器级数

6 . 根据权利要求4 的脉动控制接收机, 其特征在于: 借助相应同步控制回路(锁相环电路), 使数字滤波器的取样频率 f_s 与系统频率 f_N 耦合。

7 . 根据权利要求4 至6 之一脉动控制接收机, 其特征在于: 所选择滤波器参数—取样频率 f_s , 常数 C 和相移 φ , 使得滤波系数 $g(k)$ 只能取以下值:

$$g(k) = -1, 0 \text{ 或 } 1$$

8 . 根据权利要求4 至7 中之一的脉动控制接收机, 其特征在于: 所选择滤波器级数 N, 使得每隔 $\Delta f = f_N / m$ (其中 f_N - 系统频率, $m = 1, 2, 3, \dots$) 可得到滤波器频率响应的零点, 而取样频率 f_s 是系统频率 f_N 的整数倍。

9 . 根据权利要求4 至8 中之一的脉动控制接收机, 其特征在于: 提供了一种递归滤波器结构, 用于实现这种脉动控制接收机。

脉动控制接收机

本发明涉及一种用于供电系统的脉动控制接收机，它由至少有一个数字滤波器的输入部分，分析装置和输出部分组成。

在供电系统中用脉动控制接收机来控制负载已经有几十年历史。在脉动控制工程中使用编码音频信号，此信号被加到电力系统（例如50赫或60赫）上，并以信息的形式传输。在供电系统中，已经采用不同音频或其他系统特性，例如不同脉冲间隔的脉动控制系统。脉动控制接收的任务是检测经由供电系统传来的脉冲信息，如果必要的话，还可履行特种开关的职责。为达到这个目的，脉动控制接收机具有以下三部分：

(1) 用于对接收到的脉冲进行滤波和整形的输入部分；(2) 用于分析信息的处理部分；(3) 具有开关装置的输出部分。

由于在接收到的系统信号中存在干扰变量，使得脉动控制接收机的检测任务更加困难。最重要的干扰变量是系统频率的谐波（即系统谐波），其次是系统频率本身。系统电压的频率和幅度在一个容许范围内变化，系统谐波也是如此。邻近供电系统的控制频率所引起的干扰以及其他不规则扰动信号均能如噪声一样被检测出来。

这些干扰变量是脉动控制接收机输入端的音频脉冲电平必须保持在某个特定最小值以上的的原因。在输入部分具有模拟带通滤波器的一般脉动控制接收机，其最小音频工作电压约等于系统电压的0.5%。为保证得到这个最小可接收电压信号，就需要高功率脉动控制发射机。如果可降低所需的发射电平，将带来可观的经济效益。但是，用模拟带通滤波器不可能进一步明显地降低最小发射电平。此外，模拟滤波器还有某些

制造上的不利条件，因为它们含有制造过程中必须调谐的频率确定元件（frequency-determining components）。

另一个重要参数是带通滤波器的选择性。目前能达到的选择性决定了现有的关于脉动控制频率的频率分布方案（VDEW方案）。模拟滤波器即使就其选择性而言，用经济上可能的办法也已无法取得进一步的显著提高。

德国专利说明书2708074 建议装置一个单板微计算机，用来数字式地滤出脉动控制脉冲。其目的是利用较大规模集成电路减少脉动控制接收机的硬片费用。然而，作者仅仅是希望所提出的数字滤波器超过模拟滤波器的功能。关于用数字滤波器可以得到更好的滤波特性，以及以什么方式可以实现这个目标，该专利说明书未就此给出任何指示。

本发明的基本目的是在德国专利2708074 的基础上详细说明一种脉动控制接收机，它具有用于从某电力系统信号中滤出脉动控制脉冲的数字滤波器；这种滤波器避免了以前滤波器的缺点，特别是，它具有高的选择性和高的输入灵敏度。

根据本发明的脉动控制接收机，由于它具有以下特征及其有利的设计才可达到此目的：它包括至少有一个数字滤波器的输入部分，一个分析装置和一个输出部分；输入数字滤波器具有特殊的频率响应，该滤波器对系统的谐波频率、邻近脉动控制系统的控制频率以及系统的特殊干扰频率区，产生大幅度选择性衰减；接收机中有N级有限脉冲响应（FIR）匹配滤波器，其设计是基于具有各种干扰变量的电力系统的特殊的通道特性（这些干扰变量的给定在此种情况中，即考虑频率起伏的系统频率及其谐波频率，邻近脉动控制装置的频率以及与系统区域有关的干扰频谱）以及这种滤波器的频率响应在系统频率的谐波频率点和邻近脉动控制装置的控制频率处，具有无限大的衰减。

本发明推荐提供的输入滤波器具有特定的频率响应，也即对个别的

频率或很窄的频率范围具有可选择的很高的衰减。上述可用不同方法构成的数字滤波器在任何情况下都具有足够短的建立时间。

N级有限脉冲响应匹配滤波器可以组成下面所称的最佳滤波器，它有利地具有高度衰减的特定频率区。这种滤波器可抑制任何干扰频率（例如外部脉动控制频率）或干扰频率区（例如由局部有限系统区间中的静态变换装置引起的干扰）。它可任意地选择脉动控制频率，因此不必要使它定位于特定的增量模式范围内。此外，取样频率是固定的，也就是说，与脉动控制频率及系统频率无关。这意味着，不需要锁相环电路就可抑制系统频率及其谐波频率（起伏的系统频率也一样）。然而，目前，滤波器本身仍然需要比较高的费用。但是，随着技术的发展，这种硬件的费用很快就会失去它的重要性。

可以用一种所谓准最佳滤波器，以不同的方式、用较少的硬件费用，达到所需的滤波性能；即，设定所选择的增量模式（例如： 25 Hz ， $16\frac{2}{3}\text{ Hz}$ ， $8\frac{1}{3}\text{ Hz}$ ，或 $4\frac{1}{6}\text{ Hz}$ ）的频率的幅度为零；结果，对所选择的增量模式而言，系统谐波和其他供电企业的脉动控制频率都被抑制了。其结果，当各供电企业使用与所选择的增量模式频率的倍数对应的不同控制频率时，各邻近的供电企业就不会产生相互干扰。这也意味着，在采用根据本发明的接收机之后，可以省去供电系统中通常的音频装置和带通电路。此外，那些迄今不可用的紧靠系统频率谐波的频率也可以用作控制频率。最后，一个非常有意义的优点是：对于脉动控制频率，约等于系统电压的0.1%至0.3%的最小接收电平已经足够了。

通过适当地选择滤波系数，可以把实现准最佳数字滤波器的费用保持在低水平。因此，可采用等于2的乘方的滤波系数。从E. Luder的“无乘法器的数字滤波器的设计和最佳化”（A E U Vo 1 . 37 1983年，第9—10期，299—302，特别是P299的方程(3)）得知这种可能性。根据本发明的一项有利的改进，提出利用具有某种参数的传

递函数作为基础，这种参数使得滤波系数仅取-1、0或1。那样，为实现这种滤波器只需要加法和减法，它大大简化了计算方法。使用递归滤波器(recursive filter)结构的可能性对于实现这种滤波器也是有利的。

使用锁相环电路，能方便地实现取样频率和系统频率的耦合。这就避免了滤波器特性随系统频率波动而变化。

以下借助附图和实施例，较详细地对本发明加以说明，就附图：

图1 表示脉动控制接收机的方框图，

图2 表示与 V D E0420相应的系统谐波以及与 V D E W相应的脉动控制频率的典型电平值(V D E—西德电气工程师协会)；

图3 表示最佳数字滤波器的衰减曲线；

图4 表示准最佳数字滤波器的衰减曲线；

图5 表示有利的滤波系数 $g(K)$ 。

图1 表示与本发明相应的脉动控制接收机的方块图。这个脉动控制接收机包括初步滤波器(coarse filter)1，理想取样器2，A/D变换器3，数字处理单元4和输出级5；这些部分都是串联连接的。在准最佳滤波器的情况下，可有一个锁相环电路6，它的输入端EC与初步滤波器1的第二输出端A7相连；它的输出端A6与取样器2的第二输入端E7相连。数字处理单元4有两项功能：(1)作为一个带通滤波器4，用来对来自系统信号的脉动控制脉冲进行数字滤波；(2)作为一个分析器。因此，脉动控制接收机的输入部分由初步滤波器1，取样器2，A/D变换器3以及处理单元4中的带通滤波器组成。

在准最佳滤波器情况下采用锁相环电路6不是绝对必要的；但是，它提供一种在脉动控制频率下把发射和接收电平降到特别低的可能性。在这一方面，由于取样器2的取样频率和系统频率的耦合，即使在系统频率波动情况下，也可实现系统频率谐波的极大衰减。可以省去抗混叠

滤波器(anti-aliasing filter)。

如果使用锁相环电路,如图1中所示,那么,初步滤波器1就由一个巴特沃思(Butterworth)四级高通滤波器(它的截止频率 $f_g = 150 \text{ Hz}$,用于选择性地衰减系统频率的电平)和一个 $f_g = 350 \text{ Hz}$ 的一级低通滤波器组成。该高通滤波器用以把系统频率的电平降低到其他信号分量的电平范围内;同时,使系统信号电平同后面电子器件允许的电压范围相适应。该低通滤波器用于衰减高频干扰信号,例如由开关过程引起的干扰以及噪声电平。低通滤波器的输出端被通到初步滤波器1的输出端A7,后者与锁相环电路6连接。

如果省去锁相环电路,即,采用固定的取样频率,那么具有截止频率 $f_g = 350 \text{ Hz}$ 的6级低通滤波器更适用于初步滤波器1,用它来代替简单的1级低通滤波器。6级低通滤波器起一个抗混叠滤波器的作用,也就是说,它抵消了由于连续取样所引起的模拟频谱的失真。

将系统信号($U_N(t)$)输送到初步滤波器1的输入端E1。在初步滤波器的输出端A1,一个经过滤波和电平修正的信号 $U_F(t)$ 被发送到理想取样器2的输入端E2。理想取样器2通过按取样周期 T 进行等间隔取样,由连续信号 $U_F(t)$ 产生一个离散的序列 $U(k)$ 。接着A/D变换器3使序列 $U(k)$ 的振幅数字化,并在其输出端A3发送出序列 $X(k)$,再把 $X(k)$ 输送到数字处理单元4的输入端E4。

数字处理单元4被用作为数字带通滤波器和用作对接收到的脉动控制脉冲进行解码的分析器。脉动控制脉冲的解码及输出部分5的结构是已知的而不需要进一步的说明。因此,下面解释数字带通滤波器的设计。

在该带通滤波器的设计中,假定一个已知或已测定的频谱,例如,示于图2。图2根据德国电气工程师协会(VDE) 0420(实线),表示了作为系统电压 U_N 的百分数的系统谐波电平值 U ;并根据VDEW,以1%系统电压的电平表示了脉动控制系统的控制频率(虚线)。为实

现有限建立周期，最佳滤波器必须仅仅在起干扰作用的系统谐波和外部脉动控制频率的狭窄范围内具有高的衰减值。在以上这些频率之间的中间频率范围内，比较低的衰减值已足以抑制系统中的噪声或其他干扰信号。因为系统频率在一个允许的范围内（例如49—50.5 Hz）波动，使得系统谐波的频率也在波动，所以应不将系统谐波视为频谱线，而应视为一个窄频率区。此外，脉动控制频率也具有容限范围。

视为最佳滤波器的衰减曲线的例子示于图3中，该滤波器在给定条件下给出了有用信号和干扰信号的最大的功率比值（匹配滤波器）。然而，在所示的例子中，未考虑外部脉动控制频率。这种滤波器是不可能实现为模拟滤波器的。作为数字滤波器的结构也需要增加一定的硬件费用，因为需要高的滤波器级数，因而在每个取样周期中需要大量的乘和加法运算。然而，对于这种最佳滤波器，约等于0.1%的系统电压的脉动控制频率的输入电平，已经足够；而且是在系统电压和它的谐波的整个容限范围内。所需的接收电平是所需误码概率的函数。

根据有益的研制结果，建议用一种所谓准最佳滤波器，它能提供大致同样低的接收电平，而且实现起来更简单。在这种装置中，采用了一个具有如下脉冲响应的数字带通滤波器：

$$g(k) = \begin{cases} C \cdot \sin(\omega_0 k T + \varphi), & 0 \leq k \leq N-1 \\ 0 & k = \text{其他值} \end{cases}$$

其中： $g(k)$ - 脉冲响应或滤波系数

C - 常数

$\omega_0 = 2\pi f_0$ f_0 - 脉动控制频率

$T = 1 / f_s$ f_s - 取样频率

$k = 1, 2, 3 \dots$

φ - 相移

N- 滤波器级数

选择参数 C, T 和 φ 使 $g(k)$ 取最简单的值, 即 $g(k) = -1, 0, 1$ 。
滤波器的输出变量 $Y(k)$ 与输入序列 $X(k)$ 之间存在以下关系:

$$Y(k) = \sum_{i=0}^{N-1} g(i)x(k-i)$$

利用简单的滤波系数 $g(k) = -1, 0$, 或 1 , 在实现该滤波器时只需要加法和减法。

例如, 如果取样频率的参数取为: $f_S = 6 f_0$, 常数 $C = 2/\sqrt{3}$, 相移 $\varphi = 0^\circ$, 则得到示于图5 中的 $g(k) = 0, 1, 1, 0, -1, -1, \dots$

所提出的准最佳滤波器的另一个有益的特点是: 可能用递归滤波器结构来实现所需的滤波器。这样, 可以进一步降低硬件费用。在滤波系数 $g(k) = 0, 1, 1, 0, -1, -1, \dots$ 的情况下, 得到以下差分方程:

$$Y(k) = Y(k-1) - Y(k-2) + X(k-1) - X(k-N-1)$$

对于任何的滤波级数 N , 为计算输出变量 $Y(k)$, 只需要进行两次减法和一次加法。

上述滤波器用幅度响应的零点而完全抑制了特定频率 f_K 。对于这些频率下式成立:

$$f_K = \frac{k}{N} f_S \quad k = 0, 1, \dots, N-1$$

$$f_K = \frac{k}{N} f_S \quad k \neq \frac{N}{6}, \frac{5N}{6}$$

该滤波器的这种特性可用来消除系统频率及其谐波频率, 只要适当选择取样频率 f_S 和滤波器级数 N 即可实现。

对于典型的脉动控制频率 $f_0 = 216 \frac{2}{3} \text{ Hz}$ ，则取样频率 f_s 为：

$$f_s = 6 f_0 = 1300 \text{ Hz}$$

抑制 $f_N = 50 \text{ Hz}$ 的系统频率及其所有谐波频率时的滤波器的级数为：

$$N = 78, 156, 234, 312, 390, \dots$$

利用以上滤波器级数 N ，及 $16 \frac{2}{3} \text{ Hz}$ 增量模式，也可以完全抑制外部控制频率。不难看出，通过适当选择参数，也可以用其他增量模式，例如 $8 \frac{1}{3} \text{ Hz}$ 模式， $4 \frac{1}{6} \text{ Hz}$ 模式来达到对外部控制频率的抑制。

图4 表示在滤波器级数 $N = 78$ 情况下，一个准最佳滤波器的衰减曲线。此滤波器有一个短的建立周期（约 60 ms ）。

采用两个或更多滤波器串联的办法，可以得到比这条衰减曲线更大的变率，并且在频率漂移的情况下，可得到象采用锁相环电路同样好的结果。

用最佳和准最佳数字滤波器在供电企业系统中进行了一系列广泛的试验，理论上预期的结果在实践中得到了证明。实验结果还表明，可以实现所提出的用于脉动控制接收机的准最佳滤波器；例如，装备有

Intel 8085 型 8 位微处理器的脉动控制接收机，在实际运行中，具有和使用最佳滤波器的脉冲控制接收机差不多同样好的性能。

图 1

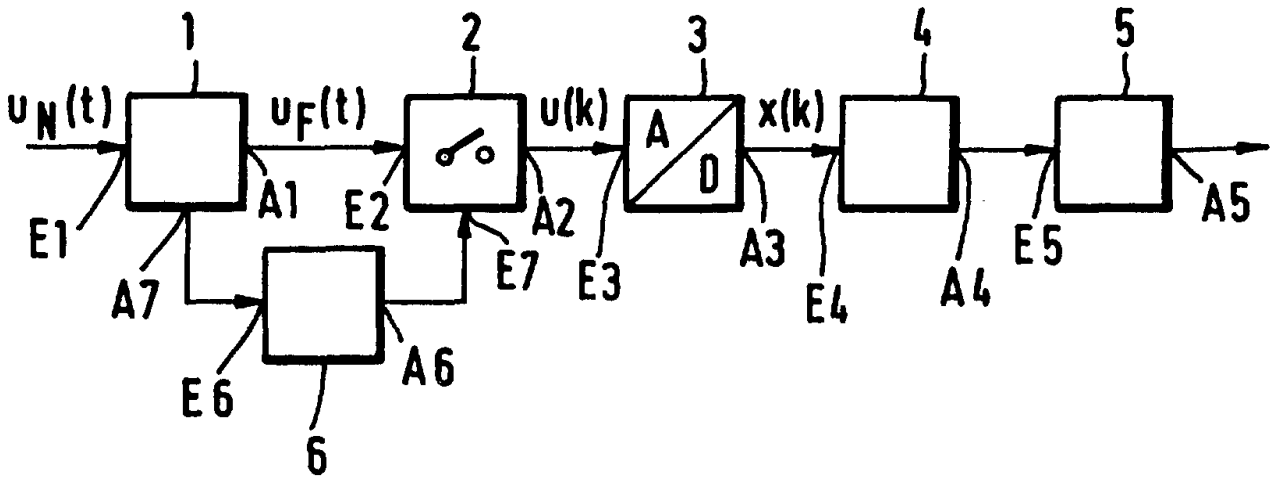
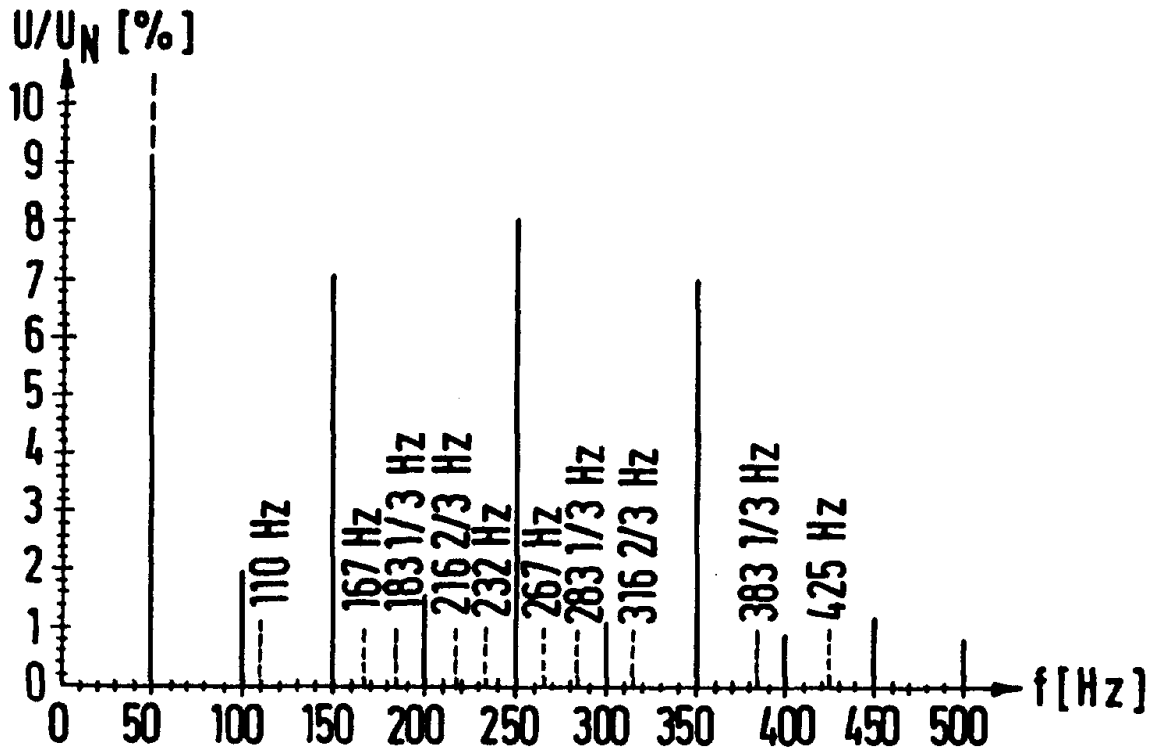


图 2



阻尼 (dB) 图 3

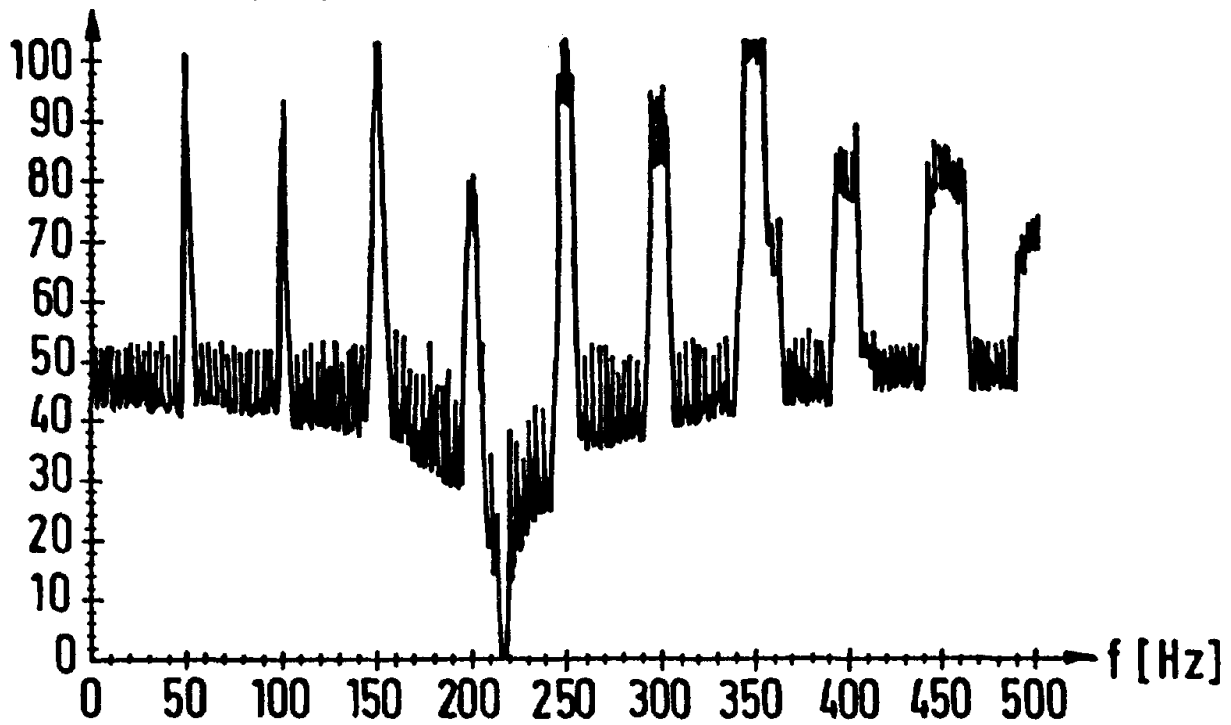


图 4

阻尼 (dB)

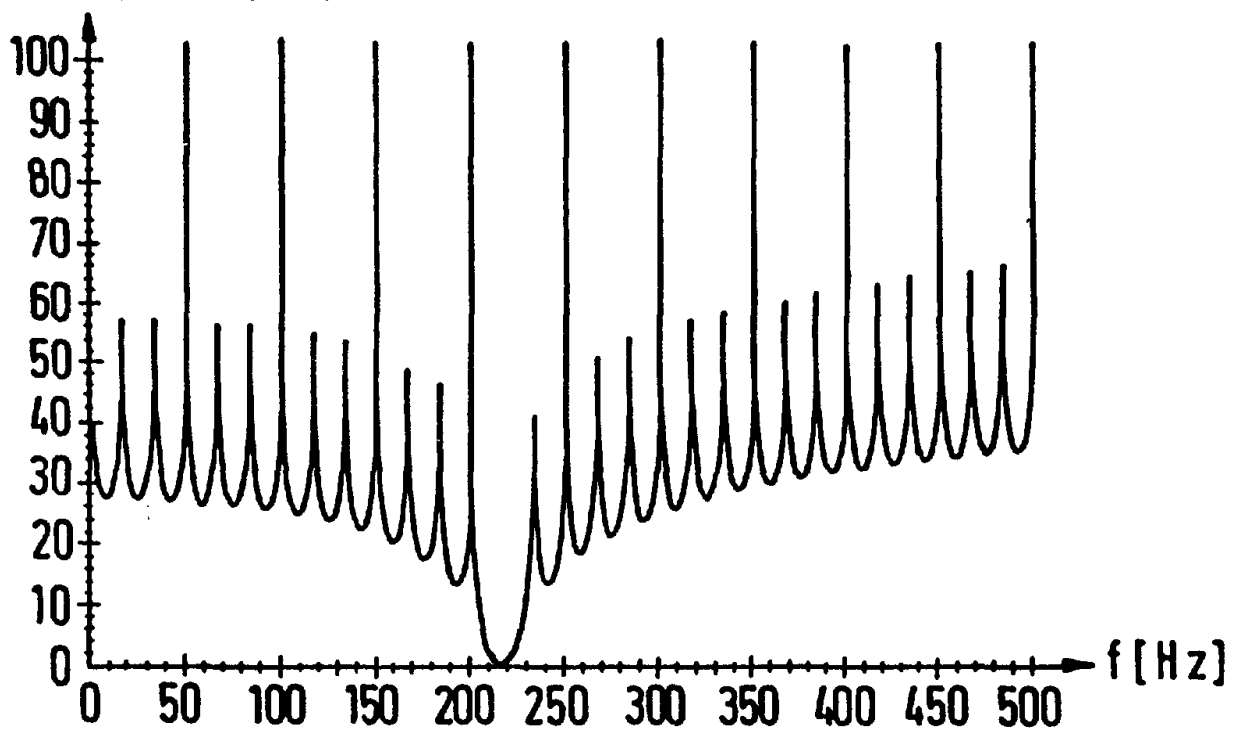


图 5

