(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 1774867 B
(45)授权公告日 2011.11.09

(21)申请号 200480010151.X
(22)申请日 2004.05.06
(30)优先权数据
10320674.4 2003.05.08 DE
(85)PCT申请进入国家阶段日
2005.10.14
(86)PCT申请的申请数据
PCT/EP2004/004845 2004.05.06
(87)PCT申请的公布数据
WO2004/100382 DE 2004.11.18
(73)专利权人 利特夫有限责任公司
地址 德国弗赖堡
(72)发明人 冈特·斯帕林格
(74)专利代理机构 北京市柳沈律师事务所 11105
代理人 邸万奎 黄小临
(51)Int.Cl.
H03M 7/00(2006.01)
H03K 7/00(2006.01)
(56)对比文件
US 5841388 A,1998.11.24, 全文.
US 6317468 B1,2001.11.13, 全文.
WO 03030373 A1,2003.04.10, 全文.
审查员 王涛

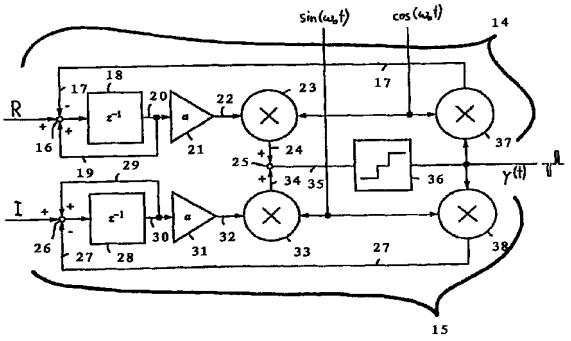
权利要求书 3 页 说明书 8 页 附图 7 页

(54)发明名称

脉冲调制器和脉冲调制方法

(57)摘要

公开了一种脉冲调制器，包括：减法级，其根据复输入信号和反馈信号之间的差而产生偏差信号；以及信号转换级，其将该偏差信号转换为控制信号。在第一乘法级中，将该控制信号乘以具有频率 ω_0的复混频信号。随后，在量化级中，对混频的控制信号的实部和虚部中的至少一个进行量化，以便产生实数值脉冲信号。在反馈单元中，基于该脉冲信号来产生用于减法级的反馈信号。该创造性的脉冲调制器允许减小的量化噪声的范围向期望的操作频率 ω_0偏移。



CN 1774867 B

1. 一种用于微机械谐振器的驱动电路，其具有至少一个用于将复输入信号（x(t)）转换为脉冲信号（y(t)）的脉冲调制器，其特征在于该脉冲调制器具有：

- 减法级（1），其根据复输入信号（x(t)）和反馈信号（2）之间的差而产生控制误差信号，

- 信号转换级，其将控制误差信号转换为控制信号（7）；

- 第一乘法级（8），其将控制信号（7）乘以在频率 ω_0 上振荡的复混频信号，并由此产生已通过 ω_0 而被上混频的控制信号的实部（11）和虚部中的至少一个；

- 量化级（12），其对已通过 ω_0 而被上混频的控制信号的实部和虚部中的至少一个进行量化，并由此产生脉冲信号（y(t)）；

- 反馈单元，其使用该脉冲信号（y(t)）来产生用于减法级的反馈信号（2），

其中，由至少一个脉冲调制器产生的脉冲信号用于谐振器的静电振荡激励，并且该脉冲调制器在比混频频率 ω_0 高 2 至 1000 倍的采样频率 ω_A 上工作。

2. 如权利要求 1 所述的驱动电路，其特征在于：该脉冲调制器的混频频率 ω_0 对应于谐振器的一个谐振频率。

3. 如权利要求 1 或权利要求 2 所述的驱动电路，其特征在于：该脉冲调制器具有用于处理输入信号的实部的同相信号路径、以及用于处理输入信号的虚部的正交信号路径。

4. 如权利要求 1 所述的驱动电路，其特征在于：所述控制误差信号、控制信号以及反馈信号分别是各自具有实信号分量以及虚信号分量的复信号。

5. 如权利要求 1 所述的驱动电路，其特征在于：该信号转换级具有积分器级，其对控制误差信号进行积分，并产生作为控制信号的积分信号。

6. 如权利要求 5 所述的驱动电路，其特征在于：该积分器级具有用于同相信号路径（14）的第一积分器、以及用于正交信号路径（15）的第二积分器，其中第一积分器对控制误差信号的实部进行积分，而第二积分器对控制误差信号的虚部进行积分。

7. 如权利要求 1 所述的驱动电路，其特征在于：该信号转换级具有放大器级（6）。

8. 如权利要求 1 所述的驱动电路，其特征在于：该第一乘法级具有用于同相信号路径的第一乘法器（23）、以及用于正交信号路径的第二乘法器（33），其中第一乘法器将控制信号的实部（22）乘以在频率 ω_0 上振荡的复混频信号的实部，并由此产生第一结果信号（24），而第二乘法器（33）将控制信号的虚部（32）乘以在频率 ω_0 上振荡的复混频信号的虚部，并由此产生第二结果信号（34）。

9. 如权利要求 8 所述的驱动电路，其特征在于：该脉冲调制器具有加法器（25），其将来自第一乘法器的第一结果信号（24）与来自第二乘法器的第二结果信号（34）相加，以形成和信号（35），以便确定上混频的控制信号的实部。

10. 如权利要求 9 所述的驱动电路，其特征在于：该量化级对由加法器产生的和信号进行量化。

11. 如权利要求 1 所述的驱动电路，其特征在于：将噪声电平加到至量化级的输入信号上。

12. 如权利要求 1 所述的驱动电路，其特征在于：该量化级对其各个输入信号进行二进制量化或三进制量化。

13. 如权利要求 1 所述的驱动电路，其特征在于：该反馈单元具有第二乘法级（13），其

将脉冲信号乘以在频率 ω_0 上振荡的复共轭混频信号，并由此产生通过 ω_0 而被下混频的反馈信号 (2)，用于减法器。

14. 如权利要求 13 所述的驱动电路，其特征在于：该第二乘法级具有用于产生反馈信号的实部 (17) 的第三乘法器 (37)，并具有用于产生反馈信号的虚部 (27) 的第四乘法器 (38)，其中第三乘法器 (37) 将脉冲信号乘以在频率 ω_0 上振荡的复共轭混频信号的实部，而第四乘法器 (38) 将脉冲信号乘以在频率 ω_0 上振荡的复共轭混频信号的虚部。

15. 如权利要求 1 所述的驱动电路，其特征在于：借助于数字信号处理器而实现该脉冲调制器。

16. 一种用于合成在预定频率上并具有预定相位的脉冲信号的频率生成器，其具有至少一个用于将复输入信号 (x(t)) 转换为脉冲信号 (y(t)) 的脉冲调制器，其特征在于该脉冲调制器具有：

- 减法级 (1)，其根据复输入信号 (x(t)) 和反馈信号 (2) 之间的差而产生控制误差信号，
- 信号转换级，其将该控制误差信号转换为控制信号 (7)；
- 第一乘法级 (8)，其将该控制信号 (7) 乘以在频率 ω_0 上振荡的复混频信号，并由此产生已通过 ω_0 而被上混频的控制信号的实部 (11) 和虚部中的至少一个；
- 量化级 (12)，其对已通过 ω_0 而被上混频的控制信号的实部和虚部中的至少一个进行量化，并由此产生脉冲信号 (y(t))；
- 反馈单元，其使用该脉冲信号 (y(t)) 来产生用于减法级的反馈信号 (2)，

其中该脉冲调制器在比混频频率 ω_0 高 2 至 1000 倍的采样频率 ω_A 上工作。

17. 如权利要求 16 所述的频率生成器，其特征在于：该脉冲调制器后跟随有带通滤波器，其包括晶体或陶瓷滤波器。

18. 如权利要求 16 或 17 所述的频率生成器，其特征在于：该脉冲调制器具有用于处理输入信号的实部的同相信号路径、以及用于处理输入信号的虚部的正交信号路径。

19. 如权利要求 16 所述的频率生成器，其特征在于：所述控制误差信号、控制信号以及反馈信号分别是各自具有实信号分量以及虚信号分量的复信号。

20. 如权利要求 16 所述的频率生成器，其特征在于：将噪声电平加到至量化级的输入信号上。

21. 如权利要求 16 所述的频率生成器，其特征在于：该反馈单元具有第二乘法级 (13)，其将脉冲信号乘以在频率 ω_0 上振荡的复共轭混频信号，并由此产生通过 ω_0 而被下混频的反馈信号 (2)，用于减法器。

22. 一种用于对复输入信号进行脉冲调制的方法，其特征在于包括以下步骤：

- 根据复输入信号 (x(t)) 和反馈信号 (2) 之间的差而产生控制误差信号；
- 将该控制误差信号转换为控制信号 (7)；
- 将控制信号 (7) 乘以在频率 ω_0 上振荡的复混频信号，并产生已通过 ω_0 而被上混频的控制信号的实部 (11) 和虚部中的至少一个；
- 对已通过 ω_0 而被上混频的控制信号的实部 (11) 和虚部中的至少一个进行量化，以便产生脉冲信号 (y(t))，其中，该脉冲信号用于微机械谐振器的静电振荡激励，并且在比混频频率 ω_0 高 2 至 1000 倍的采样频率 ω_A 上进行脉冲调制；

- 从该脉冲信号 (y(t)) 产生反馈信号 (2)。

23. 如权利要求 22 所述的方法，其特征在于：所述控制误差信号、控制信号以及反馈信号分别是各自具有实信号分量以及虚信号分量的复信号。

24. 如权利要求 22 或权利要求 23 所述的方法，其特征在于：通过对控制误差信号进行积分，而将控制误差信号转换为控制信号。

25. 如权利要求 22 所述的方法，其特征在于：将控制信号的实部乘以在频率 ω_0 上振荡的复混频信号的实部，并由此产生第一结果信号，而将控制信号的虚部乘以在频率 ω_0 上振荡的复混频信号的虚部，并由此产生第二结果信号。

26. 如权利要求 25 所述的方法，其特征在于：将第一结果信号与第二结果信号相加，以形成和信号，以便确定上混频的控制信号的实部。

27. 如权利要求 26 所述的方法，其特征在于：对所述和信号进行量化，以便产生脉冲信号。

28. 如权利要求 22 所述的方法，其特征在于：在对通过 ω_0 而被上混频的控制信号的实部和虚部中的至少一个进行量化之前，加入噪声电平。

29. 如权利要求 22 所述的方法，其特征在于：通过将脉冲信号乘以在频率 ω_0 上振荡的复共轭混频信号，而产生反馈信号。

30. 如权利要求 22 所述的方法，其特征在于：该混频频率 ω_0 对应于微机械谐振器的一个谐振频率。

脉冲调制器和脉冲调制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及用于将复输入信号转换为脉冲信号的脉冲调制器以及用于复输入信号的脉冲调制的方法。

[0002] 背景技术

[0003] 可使用数字 / 模拟转换器来将数字输入信号转换为模拟信号。然而，这些模块很昂贵，并且需要相对大量的电功率。频繁地需要大量电源电压。另一个缺点在于 :数字 / 模拟转换器难以与数字电子装置相集成，并由此限制了小型化。

[0004] 由此，在很多应用中，数字 / 模拟转换器正被例如 sigma-delta 转换器的数字脉冲调制器取代。传统的 sigma-delta 调制器具有对输入信号和反馈量化信号之间的差信号进行积分的积分器、以及对积分信号进行量化的量化器。随后，可在量化器的输出端抽出 (tap off) 量化的脉冲信号，并将其作为反馈信号而反馈到 sigma-delta 转换器的输入端。通过具有从 ω = 0 附近的低频范围向更高频率偏移的量化噪声的典型噪声特性，来区别 sigma-delta 调制器。随后，可借助于下游 (downstream) 的低通滤波器而抑制在更高频率区域中出现的噪声。sigma-delta 转换器可以低成本来实现，并可与数字电子装置集成在一起。然而，对于一些应用来说，能够使较高频率中的量化噪声保持为低将是有优势的。

[0005] 发明内容

[0006] 美国专利 5841388“具有频率转换功能的 A/D 转换器设备、以及使用该设备的无线电设备 (A/D Converter Apparatus with Frequency ConversionFunction and Radio Apparatus using the same)”描述了一种具有负反馈的 A/D 转换器，其具有连接到主信号线的 A/D 转换器，并具有用于对输入信号进行频率转换的第一频率转换功能部件，并且该专利描述了一种 D/A 转换器，其连接到反馈信号线，并具有另一个频率转换功能部件，使得反馈信号的频率被改变为本质上与输入信号的频率相对应的频率。

[0007] 欧洲专利 EP 0461721 描述了一种发射机，其具有用于产生调制器载波 信号的电子配置，其中此配置具有 sigma-delta(1 比特) 信号转换器，其包括至少一个被包括在闭合信号环路中的加法单元、低通滤波器、以及以采样频率 fs 驱动的脉冲整形器，并且，该发射机具有这样的电路配置，其具有由载波频率 fc 驱动的混频器，使得来自脉冲整形器的输出信号被传递到该混频器，并且，频率 fc 对应于采样速率一半或其整数倍的频率、。

[0008] 美国专利 5866969“压电变换器的致动电路及其致动方法 (ActuatingCircuit of Piezoelectric Transformer and Actuating Method thereof)”描述了一种用于压电换能器的驱动电路。在 AGC 环路的输出端产生的正弦信号被传递到 delta-sigma 调制器，该调制器使用它来产生 1 比特量化的比特信号。此脉冲信号对其输出信号被传递到压电换能器的驱动器进行切换。

[0009] 由此，本发明的一个目的在于提供一种脉冲调制器以及用于脉冲调制的方法，其中可灵活地修改量化噪声的谱分布。

[0010] 通过如在权利要求 1 中所要求的用于微机械谐振器的驱动电路、通过如在权利要求 16 中所要求的频率生成器、以及通过如在权利要求 22 中所要求的用于对复输入信号进

行脉冲调制的方法，来实现本发明的此目的。

[0011] 用于将复输入信号转换为脉冲信号的根据本发明的脉冲调制器具有减法级，其根据复输入信号和反馈信号之间的差而产生控制误差信号。该脉冲调制器还具有信号转换级，其将控制误差信号转换为控制信号。在第一乘法级中，将该控制信号乘以在频率 ω_0 上振荡的复混频信号，由此产生已通过 ω_0 而被上混频的控制信号的实部和虚部中的至少一个。该脉冲调制器还具有：量化级，其对已通过 ω_0 而被上混频的控制信号的实部和虚部中的至少一个进行量化，并由此产生脉冲信号；以及反馈单元，其使用该脉冲信号来产生用于减法级的反馈信号。

[0012] 将在下面的文本中对于保持恒定的输入信号的例子而说明表示传统的 sigma-delta 转换器的有利修改的根据本发明的脉冲调制器的操作方法，同时没有任何对通用性的限制。减法级和信号转换级将此输入信号转换为同样在时间上仅稍有变化的控制信号。然而，与传统的 sigma-delta 转换器相反，现在由第一乘法级将此控制信号以此方式而依次乘以频率 ω_0 的复混频信号，以产生被上混频到频率 ω_0 的控制信号。随后，由量化级对在频率 ω_0 上振荡的 此控制信号的实部或虚部进行量化，由此，在量化级的输出端上产生具有在频率 ω_0 上的支配 (dominant) 频率分量的实脉冲信号。此实脉冲信号借助于正或负脉冲一起而仿真频率 ω_0 的正弦信号。同一时刻的此脉冲信号表示用于计算反馈信号的起始点，该反馈信号被反馈到减法级以从输入信号中减去它，以便确定控制误差。

[0013] 为了产生脉冲信号，不是绝对必须计算用 ω_0 而上混频的控制信号的实部和虚部两者。如果意图是从上混频的控制信号的实部导出脉冲信号，那么，不一定需要产生上混频的控制信号的虚部。

[0014] 根据本发明的脉冲调制器相对于传统的 sigma-delta 调制器的主要优点在于：低量化噪声的范围从 $\omega = 0$ 附近的低频范围朝向操作频率 ω_0 偏移。这通过在第一乘法级中对控制信号进行复数 (complex) 上混频来实现。这产生在 ω_0 周围的相关谱范围中实际具有低噪声电平的脉冲信号。

[0015] 用于理解噪声特性的起点是：例如，可由积分器形成的信号转换级具有低通特性。这意味着信号转换级部分地抑制相对高的频率分量。在传统的 sigma-delta 转换器中，在控制环路中对较高频率分量的这种抑制引起在这些较高频率上的量化噪声的上升。相反，在低频范围中的量化噪声很低。在根据本发明的脉冲调制器的情况中，通过乘以频率 ω_0 的复混频信号，而将可在信号转换级的输出端上抽出的控制信号上混频到频率 ω_0。由此，即使在输入侧上的信号转换级仍然在处理未被上混频的信号，低量化噪声的范围也从频率 $\omega = 0$ 朝向混频频率 ω_0 偏移。这产生具有在 ω_0 附近很低的噪声电平的脉冲信号。

[0016] 根据本发明的脉冲调制器可以低成本来实现，需要相对少的电功率，并可被容易地与数字电子装置集成在一起。

[0017] 脉冲调制器的优点在于：具有用于处理输入信号的实部的同相信号路径、以及用于处理输入信号的虚部的正交信号路径。这对于各自分别是具有实信号分量以及虚信号分量的复信号的控制误差信号、控制信号以及反馈信号来说也是有利的。为了确保实脉冲信号以正确的相位反映通过 ω_0 而被上混频的控制信号的实部或虚部，减法级、信号转换级、第一乘法级和反馈单元是各自具有同相信号路径和正交信号路径的复信号处理单元。然而，仅需要来自第一乘法级的输出信号的实部（或虚部），以便借助于量化级而从该实部

（或虚部）导出实脉冲信号。由此，量化级可为实处理级。事实上，随后，在反馈单元中，再次将实脉冲信号转换为复反馈信号。脉冲调制器的这种设计使得有可能通过正确的相位，而合成再现具有低相位和幅度噪声的频率 ω_0 上的谐波振荡的实脉冲信号。

[0018] 根据本发明的一个有利实施例，信号转换级具有积分器级，其对控制误差信号进行积分，并产生作为控制信号的积分信号。对控制误差信号的积分使得有可能使（复）积分信号不断地受复输入信号支配（slave）。由于积分器级具有低通滤波器特性，所以，这在积分器级的输出端上产生在 ω_0 周围区域中具有减小的噪声电平的控制信号。如果随后由第一乘法级对此控制信号进行上混频、然后量化，则这产生具有期望的噪声特性的脉冲信号。

[0019] 有利的是，积分器级具有用于同相信号路径的第一积分器、以及用于正交信号路径的第二积分器，其中第一积分器对控制误差信号的实部进行积分，而第二积分器对控制误差信号的虚部进行积分。可借助于两个分离的积分器，以此方式产生用于复控制误差信号的复积分器级。

[0020] 有利的是，信号转换级具有放大器级。在此情况中，将增益因子选择为使得量化器接收正确的输入信号电平。

[0021] 根据本发明的另一个有利实施例，第一乘法级具有用于同相信号路径的 第一乘法器、以及用于正交信号路径的第二乘法器。第一乘法器将控制信号的实部乘以在频率 ω_0 上振荡的复混频信号的实部，并由此产生第一结果信号。第二乘法器将控制信号的虚部乘以在频率 ω_0 上振荡的复混频信号的虚部，并由此产生第二结果信号。根据另一个有利实施例，脉冲调制器具有加法器，其将来自第一乘法器的第一结果信号与来自第二乘法器的第二结果信号相加，以形成和信号，以便确定上混频的控制信号的实部。

[0022] 如果假定复控制信号是 R+j·I 的形式，并且，举例来说，将复混频信号表示为 $e^{-j\omega 0t}$ 形式，那么，来自第一乘法器的第一结果信号变为 $R\cdot\cos(\omega_0 t)$。来自第二乘法器的第二结果信号呈现为形式 $I\cdot\sin(\omega_0 t)$，并且加法器产生信号 $R\cdot\cos(\omega_0 t)+I\cdot\sin(\omega_0 t)$，作为和信号。然而，此信号精确地对应于 $(R+j\cdot I)\cdot e^{-j\omega 0t}$ 的实部。由此，可通过第一乘法器、第二乘法器、以及加法器，来确定控制信号和混频信号的复数乘积的实部。

[0023] 根据本发明的一个有利实施例，随后，由量化级以此方式而依次对由加法器产生的和信号进行量化，以产生实脉冲信号。

[0024] 在此情况下，有利的是，将噪声电平加到至量化级的输入信号上。以必须显著高于混频频率 ω_0 的采样频率 ω_A 而对脉冲调制器进行计时（clocked）。ω_0 对 ω_A 的特定比产生在脉冲调制器中形成的张弛振荡，并且，在脉冲信号的频谱中，可作为附加峰值而看到这些张弛振荡。由于将噪声信号加到至量化器的输入信号上，所以，对量化过程的结果进行统计舍入（statistical rounding）。这个技巧使得有可能防止张弛振荡的形成。

[0025] 优选地，量化级对其各个输入信号进行二进制量化或三进制量化。在二进制量化的情况下，脉冲信号可仅呈现值 0 和 1。由此，产生仅包含正电压脉冲的脉冲信号。三进制量化的脉冲信号可呈现值 -1、0、1。由此，例如这种脉冲信号的脉冲信号包括正和负电压脉冲两者。由此，只要脉冲信号需要具有正和负脉冲两者，则进行三进制量化。

[0026] 优选地，反馈单元具有第二乘法级，其将脉冲信号乘以在频率 ω_0 上振荡的复共轭混频信号，并且，由此产生通过 ω_0 而被下混频的反馈信号，用于减法器。通过对上混频的控制信号的实部进行量化而产生脉冲信号，并且，由此使其支配频率分量位于频率 ω_0 上。因

此，在可使用此脉冲信号作为反馈信号之前，必须再次将其下混频到基带。为此目的，将脉冲信号以此方式依次乘以频率 ω_0 上的复共轭混频信号，以得到下混频的复反馈信号。

[0027] 优选地，第二乘法级具有用于产生反馈信号的实部的第三乘法器、以及用于产生反馈信号的虚部的第四乘法器，其中第三乘法器将脉冲信号乘以在频率 ω_0 上振荡的复共轭混频信号的实部，并且第四乘法器将脉冲信号乘以在频率 ω_0 上的复共轭混频信号的虚部。为了沿正确的方向对频率 ω_0 上的脉冲信号的频率分量进行移位，必须以复数形式进行脉冲信号乘以混频信号的乘法。脉冲信号 $y(t)$ 是实信号，而可以 $e^{+j\omega 0t}$ 的形式来表示复共轭混频信号。由此，复数乘法产生具有实部 $y(t)\cdot\cos(\omega_0 t)$ 和虚部 $y(t)\cdot\sin(\omega_0 t)$ 的复反馈信号。

[0028] 优选地，脉冲调制器以比混频频率 ω_0 高 2 至 1000 倍的采样频率 ω_A 来操作。为了满足上混频信号的奈奎斯特条件，这是必要的。

[0029] 根据另一个有利实施例，借助于数字信号处理器 (DSP) 而实现脉冲调制器。可借助于信号处理例程来对脉冲调制器的操作所需的所有操作进行编程。

[0030] 用于微机械 (micromechanical) 谐振器的根据本发明的驱动电路具有至少一个上述类型的脉冲调制器。优选地，由至少一个脉冲调制器产生的脉冲信号用于谐振器的静电振荡激励。可将所产生的脉冲信号直接连接到谐振器的激励电极。在此情况下，有利的是，脉冲调制器的混频频率 ω_0 对应于谐振器的一个谐振频率，那么，因此确保振荡器的有效激励。

[0031] 用于合成在预定频率上并具有预定相位的脉冲信号的根据本发明的频率生成器具有至少一个上述类型的脉冲调制器。可使用根据本发明的脉冲调制器来产生在预定频率上并具有预定相位的对应的脉冲信号 $y(t)$。在此情况下，可通过输入信号 $x(t)$ 的实部和虚部的比，而非常精确地预先确定所产生的脉冲信号的相角。所产生的脉冲信号在 ω_0 附近具有低噪声电平。

[0032] 根据另一个有利实施例，脉冲调制器后跟随有带通滤波器，优选是晶体或陶瓷滤波器。这种下游带通滤波器允许远离 ω_0 且噪声电平较高的那些频率分量被滤除。

附图说明

[0033] 通过参照以示范实施例的形式的附图，在下面的文本中将更为详细地说明本发明以及进一步的有利细节，并且，附图中：

[0034] 图 1 示出了根据本发明的脉冲调制器的复数方框图；

[0035] 图 2 示出了分开示出同相路径和正交路径的脉冲调制器的方框图；

[0036] 图 3 示出了三进制量化的脉冲信号 $y(t)$；

[0037] 图 4 示出了在量化器的输出端产生的脉冲信号 $y(t)$ 的频谱；

[0038] 图 5 示出了在由微机械振荡器进行滤波之后从图 4 得到的频谱；

[0039] 图 6 示出了已对于混频频率对采样频率的比 $\omega_0/\omega_A = 0.25$ 而绘出的脉冲信号 $y(t)$ 的频谱；

[0040] 图 7 示出了具有统计舍入的脉冲调制器；

[0041] 图 8 示出了通过进行统计舍入而从图 6 得到的频谱；以及

[0042] 图 9 示出了二维脉冲调制器的方框图。

具体实施方式

[0043] 图 1 以复数形式示出了根据本发明的脉冲调制器的方框图。复输入信号 x(t) 具有均被表示为数字值的实部和虚部。在加法节点 1 中，从复输入信号 x(t) 中减去复反馈信号 2，同时这两个复信号之间的差表示控制误差。此外，在加法节点 1 中，将延迟元件 3 的内容（同样是复数）加到此差值上。经由信号线 4 而将延迟元件 3 的内容传递到加法节点 1。延迟元件 3 连同信号线 4 一起形成对复控制误差（也就是说，输入信号和反馈信号之间的差）进行积分的复积分器级。在放大器级 6 中，积分信号 5 被放大“a”倍，并且放大信号 7 被传递到第一乘法级 8，其中，放大信号 7 以此方式依次乘以复混频信号 $e^{-j\omega 0t}$，以得到上混频到频率 ω_0 的信号 9。块 10 确定复上混频信号 9 的实部，并且使以此方式得到的上混频信号的实部 11 可用于量化器 12。

[0044] 在图 1 中示出的实施例中，量化器 12 是三进制量化器的形式，其借助比较器而将各个输入信号转换为三个可能值 -1、0、+1 的脉冲信号。可在量化器 12 的输出端抽出以此方式产生的量化的脉冲信号 y(t)。在第二乘法级 13 中，将实脉冲信号 y(t) 乘以复共轭混频信号 $e^{-j\omega 0t}$，以便产生复反馈信号 2。将通过对实数和复数进行相乘而以此方式得到的复反馈信号 2 传递到该电路的输入端的加法节点 1。

[0045] 可通过数字信号处理器 (DSP) 或通过为此目的而特别提供的硬件，而实现在图 1 中图解的功能单元序列。在此情况中，必须在显著高于复混频信号的频率 ω_0 的采样频率 ω_A 上进行数字信号处理。例如，可使用混频频率 ω_0 的 2 至 1000 倍作为采样频率 ω_A。

[0046] 图 2 再次示出了图 1 中图解的脉冲调制器，其中分开示出了在此情况中的同相信号路径和正交信号路径。图 2 的上半部示出了同相信号路径 14，其 处理输入信号 x(t) 的实部 R。图 2 的下半部示出了正交信号路径 15，其处理输入信号的虚部 I。在同相路径中的加法节点 16 中，控制误差的实部被确定为输入信号的实部 R 和反馈信号的实部 17 之间的差。将延迟元件 18 中直到此时已存储的积分器值加到此控制误差上，并将其经由信号线 19 而传递到加法节点 16。延迟元件 18 连同信号线 19 一起形成具有传输函数 $H(z)=\frac{1}{1-z^{-1}}$ 的积分器。将控制误差的实部加到先前的积分器值产生新的积分器值，再次将其存储在延迟元件 18 中。由放大器 21 将同相信号路径中的积分信号 20 按比例放大“a”倍，并将其作为放大信号 22 而传递到第一乘法器 23。第一乘法器 23 将实放大信号 22 乘以实信号 $\cos(\omega_0 t)$，也就是说，乘以 $e^{-j\omega 0t}$ 的实部。第一乘法器 23 确定乘积 $R\cdot\cos(\omega_0 t)$，将其作为信号 24 而提供到加法器 25。

[0047] 脉冲调制器的正交信号路径 15 具有加法节点 26，其中，计算输入信号的虚部 I 和反馈信号的虚部 27 之间的差。将与控制误差的虚部相对应的此差值加到经由信号线 29 而传递到加法节点 26 的延迟元件 28 的先前内容。将作为先前值和控制误差的虚部的和而得到的新值写入到延迟元件 28。延迟元件 28 和信号线 29 一起形成具有传输函数 $H(z)=\frac{1}{1-z^{-1}}$ 的积分器。在此积分器的输出端产生来自正交信号路径的积分信号 30，并由放大器 31 将该积分信号 30 按比例放大“a”倍。随后，在第二乘法器 33 中，将在正交信号路径中以此方式得到的放大信号 32 乘以信号 $\sin(\omega_0 t)$。将以此方式得到的乘积 $I\cdot\sin(\omega_0 t)$ 作为信号 34 而提供到加法器 25。加法器 25 将信号 $R\cdot\cos(\omega_0 t)$ 与 $I\cdot\sin(\omega_0 t)$ 相加，

并在其输出端产生信号 $R \cdot \cos(\omega_0 t)+I \cdot \sin(\omega_0 t)$ 作为信号 35。然而，此信号 35 精确地对应于上混频信号的实部，这是因为 $x(t)$ 和 $e^{-j\omega 0t}$ 的复数乘法给出：

[0048] $$x(t)\cdot e^{-j\omega_0 t} =$$

[0049] $$= (R+j \cdot I) \cdot (\cos(\omega_0 t)-j \cdot \sin(\omega_0 t)) =$$

[0050] $$= [R \cdot \cos(\omega_0 t)+I \cdot \sin(\omega_0 t)]+j \cdot [I \cdot \cos(\omega_0 t)-R \cdot \sin(\omega_0 t)]$$

[0051] 并且，此信号的实部为 $R \cdot \cos(\omega_0 t)+I \cdot \sin(\omega_0 t)$。由此，信号 35 表示复上混频信号的实部，并且，在这种程度上说，对应于图 1 中图解的信号 11。

[0052] 将数字实信号 35 传递到量化器 36，其将此输入信号转换为量化脉冲信号 $y(t)$。图 1 和图 2 的例子中示出的三级（三进制）量化器基于 $y(t) \in \{-1;0;+1\}$ 而对输入信号进行量化。为此目的，量化器 36 具有比较器，其将信号 35 的 信号电平不断地与预定阈值相比较。取决于这些比较的结果，在每种情况中给输出信号 $y(t)$ 分配值 -1、0、+1 中的一个，作为当前信号值。除了三级（三进制）量化之外，可取决于目的而使用任意其它期望的量化，例如，二级（二进制）或多级量化。

[0053] 从量化脉冲信号 $y(t)$ 中导出复反馈信号的实部 17 和虚部 27。为此目的，将脉冲信号 $y(t)$ 乘以复共轭混频信号 $e^{+j\omega 0t}$：

[0054] $$y(t)\cdot e^{j\omega_0 t} = y(t)\cdot\cos(\omega_0 t) + j\cdot y(t)\cdot\sin(\omega_0 t)$$

[0055] 由将脉冲信号 $y(t)$ 乘以 $\cos(\omega_0 t)$ 的第三乘法器 37 产生复反馈信号的实部 $y(t) \cdot \cos(\omega_0 t)$。由此，在第三乘法器 37 的输出端产生反馈信号的实部 17，并将其反馈到加法节点 16。为了产生复反馈信号的虚部 $y(t) \cdot \sin(\omega_0 t)$，在第四乘法器 38 中，将脉冲信号 $y(t)$ 乘以 $\sin(\omega_0 t)$。在第四乘法器 38 的输出端产生反馈信号的虚部 27，并将其反馈到加法节点 26。

[0056] 在图 1 和 2 中示出的示范实施例中，在输入侧提供积分器，其对输入信号和反馈信号之间的控制误差进行积分，并由此产生积分信号。积分器的传输函数 $H(z)$ 可被写为 $H(z) = \frac{1}{1-z^{-1}}$。还可在输入侧上使用具有其它传输函数 $H(z)$ 的其它信号转换级来替代所述积分器。例如，可在该情况中使用更高阶的传输函数 $H(z)$，然而：

[0057] $$\lim_{z\to 1.} H(z) = \infty$$

[0058] 由此，对于频率 ω 趋向值 $0(z \to 1)$ 的情形，传输函数 $H(z)$ 应趋向无穷大。可使用 $H(z)$ 的附加自由参数来优化调制器或整个系统的特定特性（例如，信噪比）。

[0059] 图 3 示出了对于借助计算机仿真而确定的具有 $y(t) \in \{-1;0;+1\}$ 的三进制量化的情形，可在量化器的输出端抽出的脉冲信号 $y(t)$ 的波形。在此情况中，复输入信号的实部 R 被设为 0.3，而输入信号的虚部 I 被设为等于 0。由此，输入信号 $x(t)$ 恒定，并且不随着时间函数而变化。采样频率 ω_A 是混频频率 ω_0 的 5 倍大，即 $\omega_0/\omega_A = 0.2$。在横坐标上示出了采样频率 ω_A 上的时钟脉冲，并且，将所述时钟脉冲从 5000 到 5100 连续编号。在每个时钟周期期间，脉冲信号 $y(t)$ 呈现三个可能值 -1、0、+1 中的一个。沿纵坐标的方向绘出了在采样频率上的一个特定时钟周期期间的 $y(t)$ 的各个值。

[0060] 如果对图 3 中图解的脉冲信号进行谱分析 (FFT)，则这产生图 4 中示出的频谱。在横坐标上的任意 FFT 单元中示出了各个谱分量的频率，而沿纵坐标 的方向以 dB 为单位绘

出了信号强度。可在谱分布中的频率 ω_0 上看到峰值。还可看出，频率 ω_0 附近的噪声电平显著小于频谱的剩余部分中的噪声电平。在传统的 sigma-delta 调制器中，相反，噪声电平会在低频处（也就是说，在频率 ω_0 的附近）显著减小。在根据本发明的脉冲调制器的情况中，通过复数乘法，而将经过积分和放大的信号上混频到混频频率 ω_0。由此，减小噪声的频谱范围也朝向混频频率 ω_0 而偏移，由此，产生图 4 中图解的噪声特性。

[0061] 根据本发明的脉冲调制器可用于脉冲信号的数字合成，在该情况中，可通过混频频率 ω_0 而预先确定脉冲信号的主频谱分量。可通过输入信号的实部对虚部的比，而确切地设置所产生的脉冲信号的相角，并且，这产生相位稳定的脉冲信号。当使用根据本发明的用于频率合成的脉冲调制器时，应通过其通频带以频率 ω_0 为中心的电子带通滤波器来对脉冲信号 y(t) 进行滤波。例如，可为晶体或陶瓷滤波器的形式的带通滤波器使得有可能抑制其中噪声电平不希望地高的远离 ω_0 的频谱范围。例如这种带通滤波器的带通滤波器使得有可能显著改善信噪比。

[0062] 尤其是，根据本发明的脉冲调制器适于电机振荡器的激励，以进行谐波振荡。特别地，可借助于施加到微机械谐振器的激励电极的三进制量化的脉冲信号，而产生振荡激励所需的静电力。在此情况下，脉冲信号 y(t) 的频率 ω_0 最好被选为等于微机械振荡器的谐振频率。如果图 3 和图 4 中图解的脉冲信号用于其谐振频率对应于激励频率 ω_0 的高 Q 因子振荡器（例如，具有 Q 因子 10^4）的谐波激励，那么，由振荡器自身来滤除量化噪声的大部分。特别地，由振荡器自身抑制远离谐振频率 ω_0 的频谱范围中的量化噪声。图 5 中示出了以此方式得到的滤波后的频谱。

[0063] 存在频率的特定比 ω_0/ω_A，用于将 y(t) 中的类噪声 (noise-like) 量化乘积转换为一系列或大或小的周期性函数。作为一个例子，图 6 示出了对于比 $\omega_0/\omega_A = 0.25$ 而得到的频谱。除了频率 ω_0 处的峰值之外，可看到谱线 39、40、41 等的范围。形成这些谱线的原因在于量化器是控制环路中的高度非线性的元件，这是因为其通过特定频率比而激励控制环路中的张弛振荡。可从传统的 delta-sigma 转换器中知晓此控制环路响应。

[0064] 为了防止形成张弛振荡，可通过将噪声信号加到至量化器的输入信号，而改善量化器的中央线性。为此目的，最好使用谱均匀分布的噪声信号。图 7 示出了被相应修改的脉冲调制器的方框图。与图 2 中示出的方框图相比，图 7 中示出的脉冲调制器附加地具有噪声生成器 42，其产生噪声信号 43。另外，以一般形式而将图 2 中示出的积分器图解为具有传输函数 H(z) 的信号转换级 44、45。此外，图 7 中示出的组件对应于图 2 的方框图中的元件。将噪声信号 43 提供到加法器 25，其中将其加到信号 24 和 34 上。因此，量化器 36 的输入端的信号 35 具有叠加在其上的噪声信号，并且，最后，这导致量化过程中的统计舍入。图 8 示出了借助于如图 7 所示的脉冲调制器而产生的脉冲信号 y(t) 的频谱。尽管频率比 ω_0/ω_A 再次等于 0.25，但不形成张弛振荡。

[0065] 特别地，根据本发明的脉冲调制器可用于微机械振荡器的静电激励。为此目的，作为例子，可将图 3 中示出的这类三进制量化的脉冲信号连接到微机械谐振器的激励电极。图 3 中示出的脉冲信号表示频率 ω_0 的正弦信号。由此，可使用例如这种脉冲信号的脉冲信号来激励微机械谐振器，以进行频率 ω_0 的谐波振荡，以使得特别是在脉冲信号的频率 ω_0 至少近似对应于振荡器的谐振频率时，其变得精确。

[0066] 在转速传感器和科里奥利陀螺仪中使用可沿两个相互正交的方向 y_1 和 y_2 振荡的

谐振器。图 9 中示出的二维脉冲调制器可用于具有两个自由度的谐振器的静电激励。该二维脉冲调制器具有第一脉冲调制器 46，其根据复输入信号 R_1、I_1 而产生脉冲信号 $y_1(t)$，并且使用此脉冲信号来沿 y_1 方向而激励谐振器。第二脉冲调制器 47 根据复输入信号 R_2、I_2 而产生脉冲信号 $y_2(t)$，并且使用此脉冲信号来沿 y_2 方向而激励振荡器振荡。第一脉冲调制器 46 和第二脉冲调制器 47 两者是如图 7 所示的具有统计舍入的脉冲调制器的形式。因此，可在涉及图 2 和 7 的图的描述中找到第一和第二脉冲调制器 46、47 的设计和操作方法的描述。然而，图 9 中示出的二维脉冲调制器具有一个 2D 量化器 48，其由两个通道共享，并将第一脉冲调制器 46 的信号 49 转换为量化脉冲信号 $y_1(t)$，并将第二脉冲调制器 47 的信号 50 变换为量化脉冲信号 $y_2(t)$。由两个通道共享的 2D 量化器 48 的使用使得有可能在对信号 49、50 进行量化的期间考虑作为微机械传感器的操作的优点的附加条件。举例来说，一个这样的附加条件是：在每一情况下，所述通道中的仅一个才可产生除了 0 之外的脉冲。另一个可行的附加条件是：输出信号 $y_1(t)$、$y_2(t)$ 中的仅一个才可在任意给定时刻在每一情况下改变。在以和形式测量施加到双谐振器的电极的位移电流以便可推导出振荡器的偏转 (deflection) 时，例如这些附加条件的附加条件可能是值得的。附加条件使得有可能明确地将位移电流与一个特定电极 相关联。这使得有可能进行由振荡器的 y_1 偏转和 y_2 偏转引起的信号之间的信号分离。

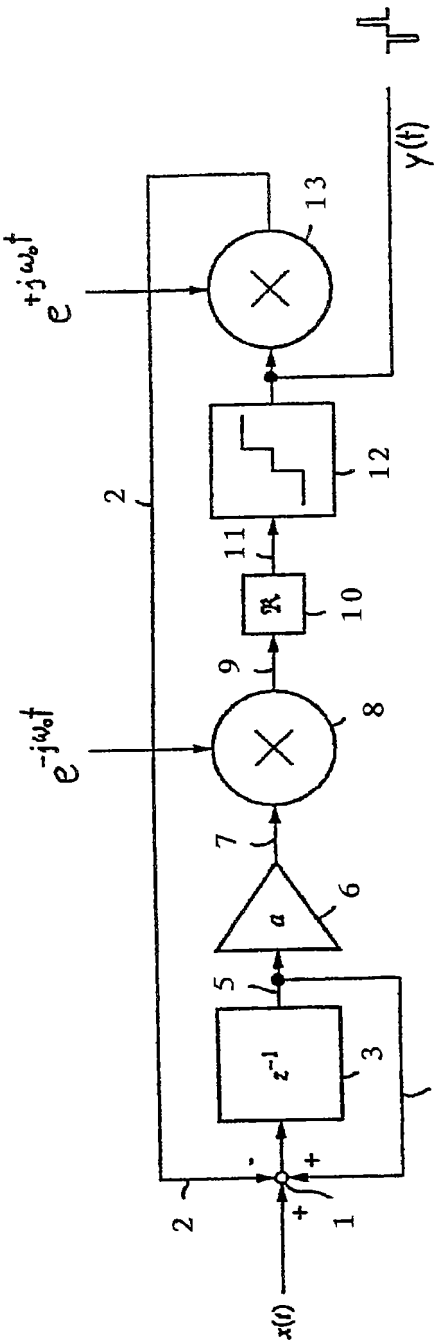


图 1

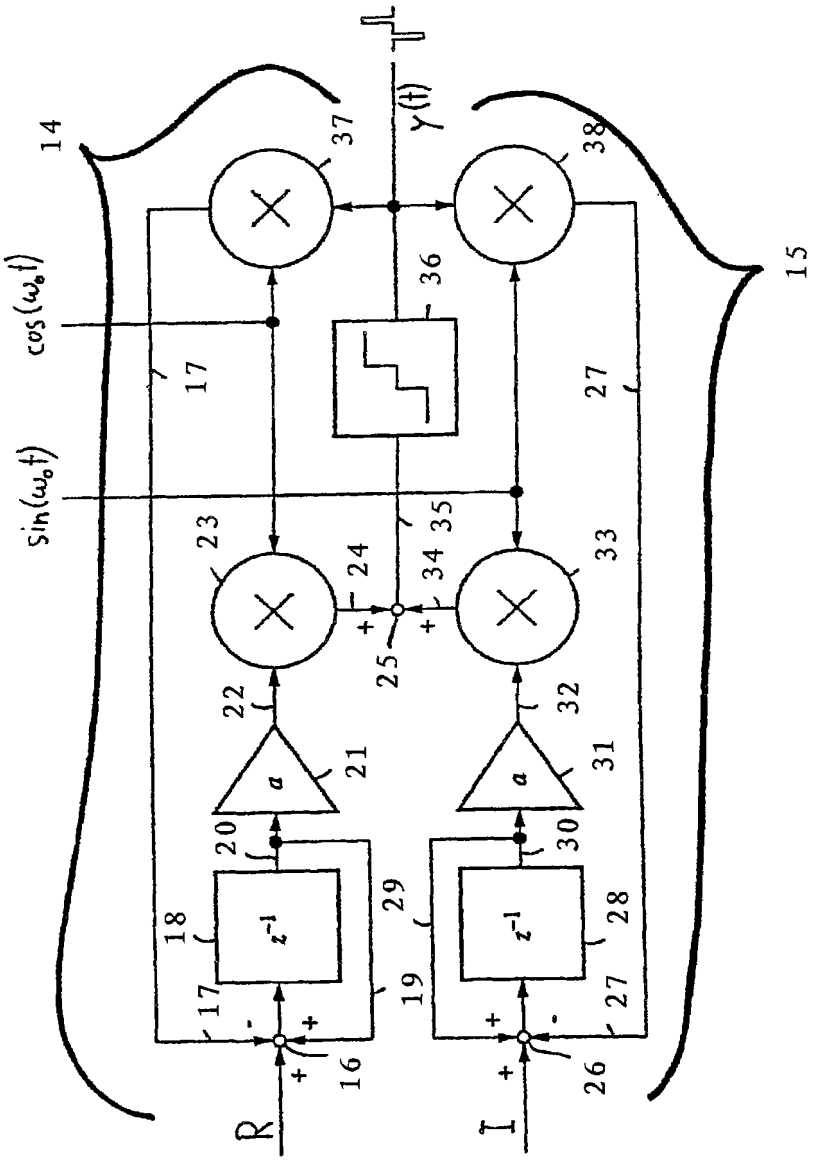

14
15
37
38
Y(t)
36
cos(ω₀t)
sin(ω₀t)
17
27
23
24
34
35
33
25
22
32
a
21
31
20
30
18
29
z⁻¹
28
19
27
16
26
R
I

图 2

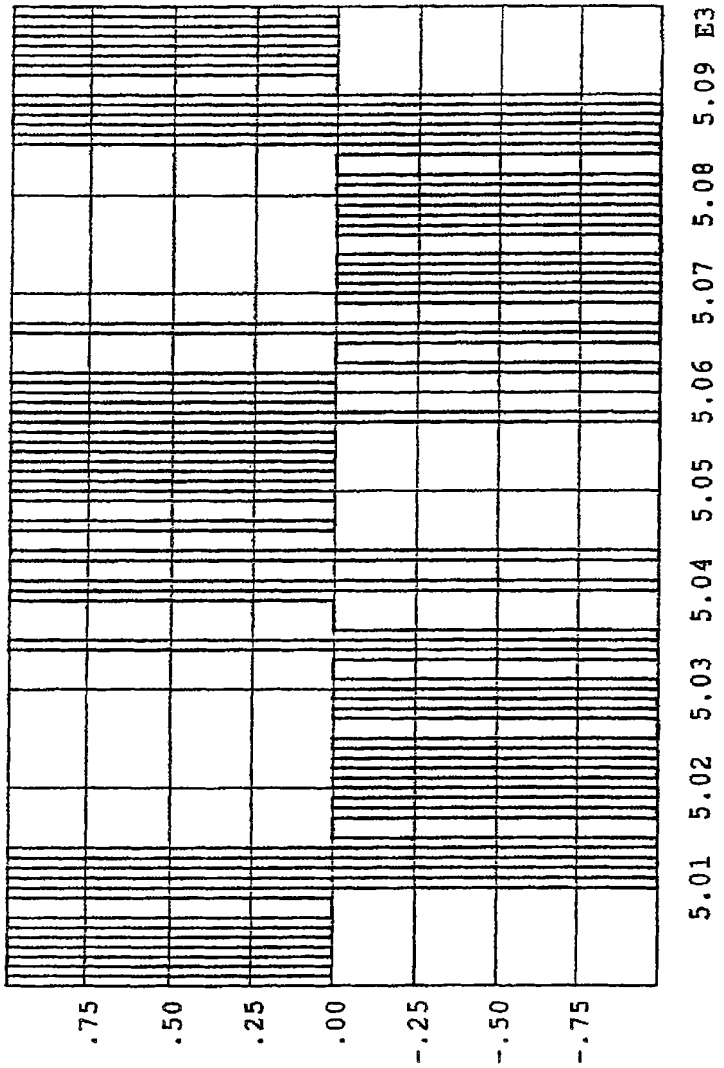


图 3

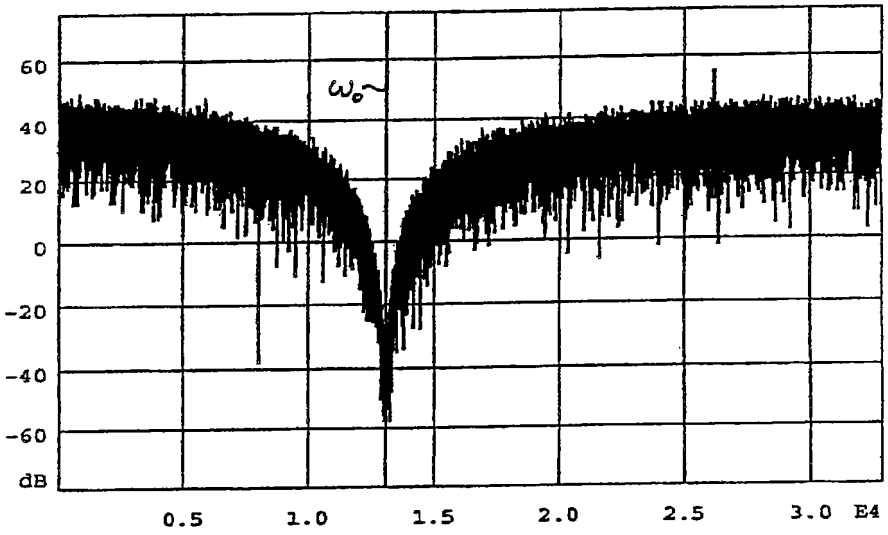

60
40
20
0
-20
-40
-60
dB
ω_0
0.5
1.0
1.5
2.0
2.5
3.0
E4

图 4

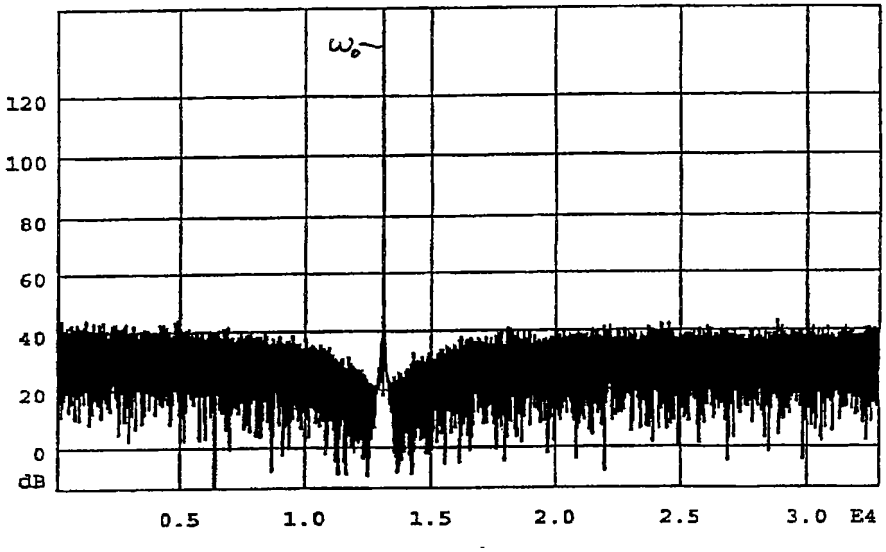

120
100
80
60
40
20
0
dB
ω_0
0.5
1.0
1.5
2.0
2.5
3.0
E4

图 5

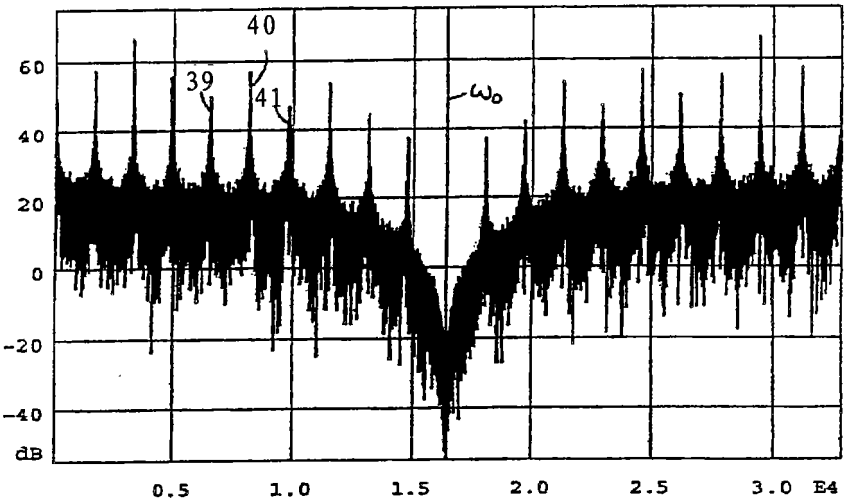

40
39
41
ω_o
60
40
20
0
-20
-40
dB
0.5
1.0
1.5
2.0
2.5
3.0
E4

图 6

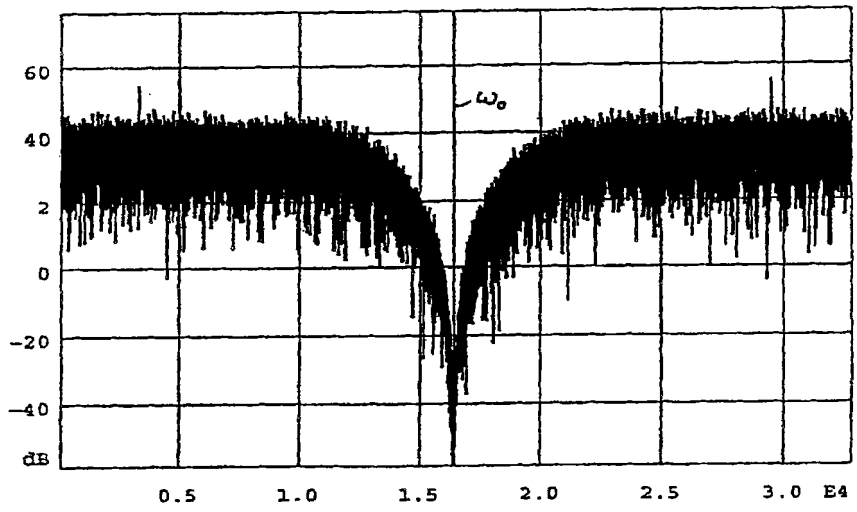

ω_o
60
40
2
0
-20
-40
dB
0.5
1.0
1.5
2.0
2.5
3.0
E4

图 8

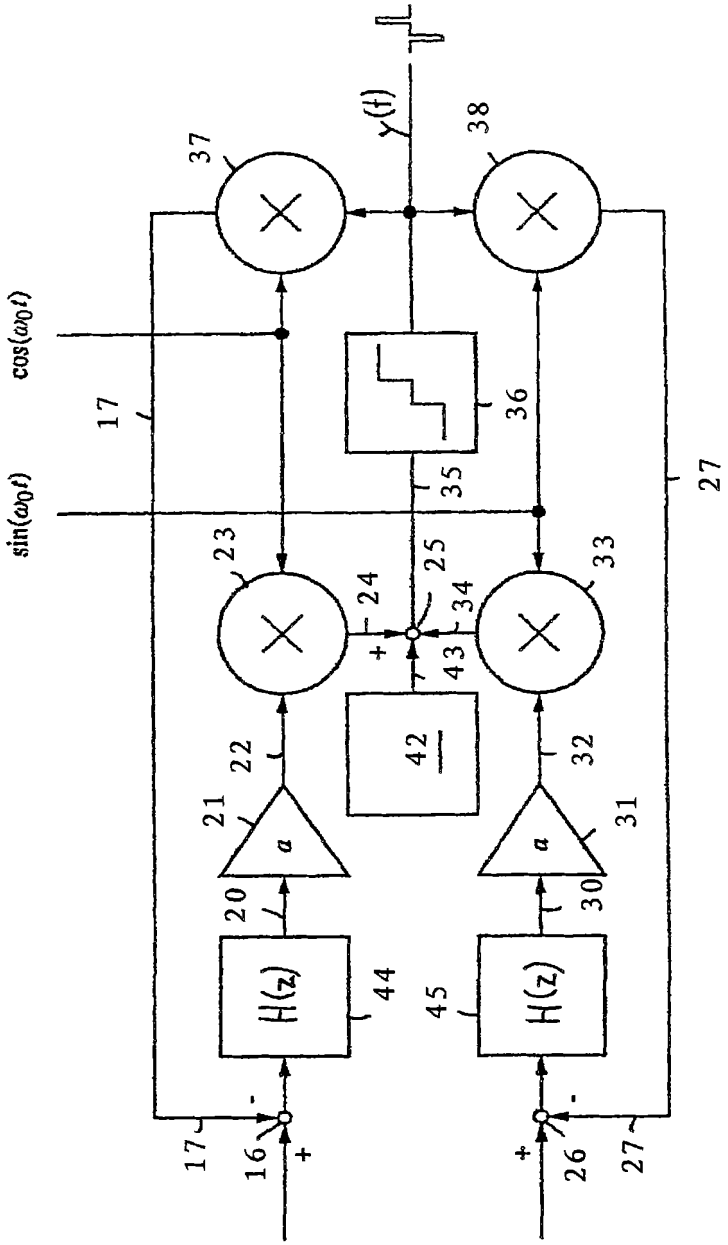


图 7

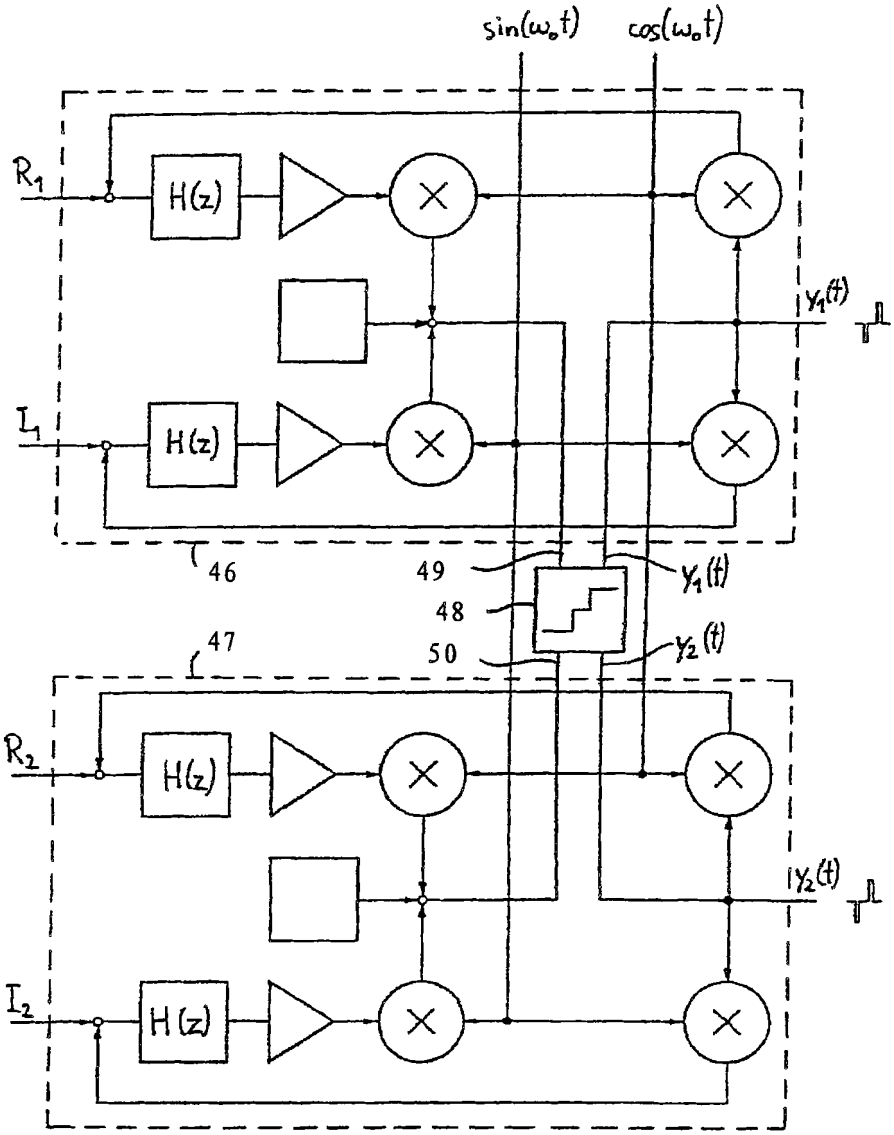

sin(ω₀t)
cos(ω₀t)
R1
H(z)
I1
H(z)
Y1(t)
46
49
48
50
47
Y1(t)
Y2(t)
R2
H(z)
I2
H(z)
Y2(t)

图 9