

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 97102664.5

[45] 授权公告日 2001 年 5 月 9 日

[11] 授权公告号 CN 1065675C

[22] 申请日 1997.2.21 [24] 颁证日 2001.1.13

[21] 申请号 97102664.5

[30] 优先权

[32] 1996.2.23 [33] EP [31] 96102755.4

[73] 专利权人 卡洛加瓦兹服务公开股份有限公司

地址 瑞士斯坦豪森

[72] 发明人 G·蒙奇 J·汉森

[56] 参考文献

EP 0405541 1991. 1. 2 _

EP 0497478 1992. 8. 5 _

EP 0571079 1993. 11. 24 _

审查员 张志杰

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

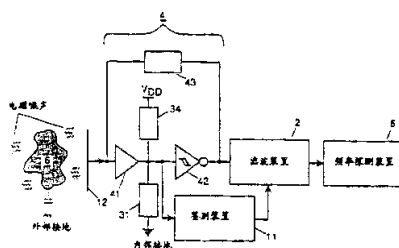
代理人 董巍 张志醒

权利要求书 2 页 说明书 10 页 附图页数 3 页

[54] 发明名称 电磁噪声保护电路

[57] 摘要

保护处理所需信号的电子设备的电磁噪声保护电路,包含:传感装置 11、12,用于感知周围电磁噪声的存在,电子设备需受保护以免受这类噪声的干扰,以及中止装置 2,与传感装置 11、12 耦合并在传感装置 11、12 感知周围电磁噪声存在的时间间隔内中止电子设备的运行。传感装置 11、12 可包括鉴别装置 11,用于将受周围电磁噪声干扰影响的所需信号和不受周围电磁噪声影响的所需信号区分出来,其中,鉴别装置 11 可由窗口比较器构成,该窗口比较器包含至少三个触发装置和一个逻辑门装置,并产生指明输入信号是否低于某一下阈值或高于某一上阈值的逻辑输出信号。



权 利 要 求 书

1. 保护处理所需信号的电子设备的电磁噪声保护电路, 该电磁噪声保护电路包含:

5 传感装置 (11、12), 用于感知周围电磁噪声的存在, 电子设备需受保护以免受这类噪声的干扰, 以及

中止装置 (2), 与传感装置 (11、12) 耦合并受所述传感装置输出信号的控制以便在传感装置 (11、12) 感知周围电磁噪声存在的时间间隔内中止电子设备的运行。

10 2. 根据权利要求 1 的电路, 其中, 传感装置 (11、12) 包括鉴别装置 (11), 用于将受周围电磁噪声干扰影响的所需信号和不受周围电磁噪声影响的所需信号区分出来。

3. 根据权利要求 2 的电路, 其中, 鉴别装置 (11) 是一个窗口比较器 (11), 用于产生指明输入信号是否低于某一下阈值 $V_{wc, low}$ 或 高于某一上阈值 $V_{wc, up}$ 的逻辑生产信号。

15 4. 根据权利要求 3 的电路, 其中, 窗口比较器 (11) 由集成电路或带有合适的外围元件的运算放大器或包含分立晶体管的部件构成。

5. 根据权利要求 3 或 4 的电路, 其中, 窗口比较器 (11) 包含至少三个重复装置 (111、112、113) 和一个逻辑门装置 (114)。

20 6. 根据权利要求 5 的电路, 其中, 三个触发装置 (111、112、113) 的构成采用将第一个触发装置 (111) 和第二个触发装置 (112) 串联后再将第一和第二个触发装置 (111, 112) 与第三个触发装置 (113) 并联的方法。

7. 根据权利要求 6 的电路, 其中, 第二个触发装置 (112) 和第三个触发装置 (113) 的输出端与逻辑门装置 (114) 的输入端相耦合。

25 8. 根据权利要求 6 或 7 的电路, 其中, 触发装置 (111、112、113) 由触发器构成, 如果触发器输入端的输入信号 $V_{2, in}$ 低于某一下阈值 $V_{it, low}$, 那么其输出端的输出信号 $V_{2, out}$ 为高电平, 而如果触发器输入端的输入信号 $V_{2, in}$ 高于某一下阈值 $V_{it, up}$, 那么其输出端的输出信号 $V_{2, out}$ 为低电平。

30 9. 根据权利要求 8 的电路, 其中, 触发装置 (111、112、113) 由翻转施密特触发器或带有合适的外围元件的运算放大器或包含分立晶体管的部件构成。

10. 根据权利要求 2 的电路, 其中, 传感装置 (11、12) 包括至少一个导电传感片。

11. 根据权利要求 10 的电路, 其中, 传感片 (12) 具有很高的阻抗并与外部接地容性耦合。

5 12. 根据权利要求 11 的电路, 其中, 由导电传感片 (12) 决定的高阻抗点由鉴别装置 (11) 进行监测。

13. 根据权利要求 10 的电路, 其中, 导电传感片 (12) 由印刷电路板上的金属区构成, 其作用相当于天线。

10 14. 根据权利要求 2 的电路, 其中, 鉴别装置 (11) 输入端的参考电位点与分压装置 (31、32、33、34) 的抽头点相耦合。

15. 根据权利要求 1 的电路, 其中, 电子设备由控制或测量模块如放大器、马达控制器、继电器控制器、数字面板表、传感器、多功能定时器和变送器所实现。

15 16. 根据权利要求 1 的电路, 其中, 电子设备还包含用于测量电容变化的振荡器装置 (4)。

17. 根据权利要求 16 的电路, 其中, 振荡器装置 (4) 包含一个单位增益缓冲寄存器, 用于缓存传感装置 (11、12) 上的电压而不给后者施加任何负载, 单位增益缓冲寄存器 (41) 的输出端与充电装置 (42) 的输入端相耦合以通过电阻 (43) 给传感装置 (11、12) 充电或放电, 该电阻与传感装置 (11、12) 和充电装置的输出端相耦合。

18. 根据权利要求 17 的电路, 其中, 传感装置 (11、12) 与单位增益缓冲寄存器的输入端相耦合。

19. 根据权利要求 17 或 18 的电路, 其中, 充电装置 (42) 由触发器构成, 如果触发器输入端的输入信号 $V_{2,in}$ 低于某一下阈值 $V_{it,low}$, 那么其输出端的输出信号 $V_{2,out}$ 为高电平, 而如果触发器输入端的输入信号 $V_{2,in}$ 高于某一下阈值 $V_{it,up}$, 那么其输出端的输出信号 $V_{2,out}$ 为低电平。

20. 根据权利要求 19 的电路, 其中, 充电装置 (42) 由翻转施密特触发器或带有合适的外围元件的运算放大器或包含分立晶体管的部件构成。

30 21. 根据权利要求 16 的电路, 其中, 电子设备包含频率探测装置 (5), 用于测量振荡器装置 (4) 的信号 f_{out} 的频率变化。

说明书

电磁噪声保护电路

本发明主要涉及的领域，为含有控制或测量模块的电子设备，这类模块如放大器、马达控制器、继电器控制器、数字面板表、（电容性、电感性、光学、超声等等）传感器和变送器、多功能定时器等。本发明特别涉及电磁噪声保护电路，用来保护这种处理所需信号的电子设备。

各种电子设备普遍对周围电磁噪声的干扰十分敏感，这类噪声可以以介电性质改变或 ESD（静电放电）的形式存在。瞬时静电放电通常在传统的电子设备的外机壳上感应了大量的静电时发生，例如在塑料颗粒经过及（或）摩擦电子设备的敏感区域时就可能发生上述情况。这种瞬时静电放电常常会破坏这类电子设备敏感的输入或输出信号。

特别地，这种所谓快速瞬变或突发瞬变类型的电磁噪声常常给电子设备带来问题。在交流（AC）或直流（DC）传输、控制、输入/输出以及在电感性负载如马达或继电器断开时的电源线上，都会产生快速瞬变或突发瞬变。后者导致触点跳动，产生一系列幅度不同的快速多次重复的单脉冲。在工业环境下，这类快速瞬变或突发瞬变的频率可以非常高。对于安装在这样的工业环境中的控制和测量模块来说，这些突发瞬变极有可能和传输、控制、输入/输出及电源线产生容性耦合。这种耦合所带来的不希望的结果，就是在电子设备的抗干扰能力不够强的情况下，周围的高频电磁噪声会影响这些设备并使其失效。

例如，在适用于工业环境的通用抗干扰标准 EN50082-2 和一般抗干扰标准 IEC1000-4-4 中，对抗干扰要求及如何根据 EMC（电磁兼容性）规定进行检测作了规定。

传统的减少这类周围高频（HF）电磁噪声的方法，是对所有的传输、控制、输入/输出及电源线进行高频滤波。然而，在很多情况下，要对所有的传输、控制、输入/输出及电源线进行有效的高频滤波是比较困难的。例如，对传感器来说，由于其所探测或测量的数值位于它的外面，因此不能给传感器加上接地的钢壳以使其与外界隔离。

另外一种传统的减少这类周围高频（HF）电磁噪声的方法，是将电子设备如印刷电路板（PCB）的敏感部分屏蔽起来。然而，采用如铜箔

半个振荡周期内下降。充电装置最好选用翻转施密特触发器、带有合适的外围元件的运算放大器或包含分立晶体管的部件。

根据本发明的一个特别有利的实施方案，电子设备包含频率探测装置，用来测量振荡装置的信号 f_{out} 的频率变化。该频率探测装置最好包含分频器（分频因子如 $2^{10} = 1024$ ）、基准振荡器和频率比较器，频率比较器用来将振荡装置的分频信号 f_{out}/n 与基准振荡器的信号 f_{ref} 进行对比。由于基准振荡器可以微调，因此有可能加上一个开/关输出，这类输出经常用在电子设备上，并且依赖于某个可外调的阈值点。不用说，对频率 f_{out} 进行 n 分频有利于得到满意的积分效果，例如，由于拉平了周围电磁噪声，周期时间 $T_{out} = 1/f_{out}$ 的误差会很小。

或者，频率检测装置也可以包含检波器、低通滤波器、本机振荡器和将振荡装置的频率信号 f_{out} 与本机振荡器的频率信号 f_{loc} 混频的调制器，例如可将本机振荡器调成零拍频。通过将 f_{out} 和 f_{loc} 混频，产生了特征拍频 f_{beat} 。低通滤波器随后将高于某个阈值的高频截止，只让所需的特征拍频 f_{beat} 通过。

参照以下示意图表示的示范性实施方案，下面将对本发明进行更详细的叙述，这些图包括：

图 1 是一个根据本发明用于保护电子设备的电磁噪声保护电路实例的电路图。

图 2 是一个根据本发明用于保护电子设备的电磁噪声保护电路实例的更详细的电路图。

图 3 是根据本发明的电磁噪声保护电路运行时的电压曲线图。

图 4 是根据本发明的电磁噪声保护电路运行时，检测周围电磁噪声的正时图。

图 5 是安装在电子设备中的频率探测装置的实施方案示意图。

图 6 是安装在电子设备中的频率探测装置的又一实施方案示意图。

图 7 是一个触发装置和/或充电装置的电路图，这里用翻转施密特触发器来实现。

图 8 是图 7 所示的施密特触发器的电压波形图。

图 9 是图 7 所示的施密特触发器的转换特性。

图 1 表示的是根据本发明的电磁噪声保护电路的一个实例。该电磁噪声保护电路被设计用来保护处理所需信号的电子设备，该设备可由控

制或测量模块如放大器、马达控制器、继电器控制器、数字面板表、传感器、多功能定时器和变送器所组成。

一般来说，根据本发明的电磁噪声保护电路的运行方式，高度依赖于其所在的电子设备的类型。在一个微处理器控制模块（如 PLC）中，存在这多种响应模式。在检测到由周围电磁噪声引起的突发瞬变或尖峰瞬变时，通过中止模拟输入端采样的方法，保护模/数转换器的输入端。如果采样数据被储存在一个文件中，所丢失的采样值被视为“噪声”。在一个多功能计数器模块中，可以选择不同的定时功能，例如，由输入脉冲触发产生延迟输出。如果出现由周围电磁噪声引起的突发瞬变或尖峰瞬变，该瞬变很容易被认为是输入脉冲，并触发该定时功能。在这种情况下，输入被中止，而输出则被保持。在存在周围电磁噪声时，传感元件中的输出状态可以被保持。

特别地，在图 1 所示的实施方案表示在电子设备中使用了电磁噪声保护电路，该电路被安装在电子控制/调节电路中，用来检测物体 6 离电子设备有多近。图 1 中的电子设备还可以用来探测该电子设备比较敏感的介质的实际数量是否已达到相应的预定值。不用说，在许多应用中，该电子设备还可以用于感知容性变化，例如用作容性相对湿度传感器或压力测量的容性膜片单元。

下面，将更详细地解释电磁噪声保护电路的基本原理。

电磁噪声保护电路被设计用于感知周围电磁噪声的存在，电子设备需受保护以免受这类噪声的干扰。电磁噪声保护电路包含传感装置 11、12，在电子设备暴露于周围电磁噪声中时输出信号，传感装置包括鉴别装置 11，设计用于将受周围电磁噪声影响的所需信号与不受周围电磁噪声影响的所需信号区分开来。传感装置 11、12 的输出信号可用来控制中止装置 2，该中止装置与传感装置 11、12 相耦合，并在传感装置 11、12 感知周围电磁噪声的时间间隔内中止电子设备的运行。因此，中止装置被设计用来将周围电磁噪声的影响从输出信号中清除出去，输出信号随之被传送到与中止装置 2 串接频率检测装置 5。

在此，应当加上一点，依赖于被设计用于的电子设备的不同，中止装置 2 可以以不同的方式构成。中止装置的一种可能的实施方案意味着，在周围电磁噪声正在干扰敏感的信号时，保持输出信号的状态，但也可认为，可以另采用功能更复杂的中止装置 2。



传感装置 11、12 还包括具有高阻抗的导电传感片 12，该传感片与外接地容性耦合并可由如印刷电路板上的金属区域构成，其作用相当于天线。高阻抗点分别由适当的分压装置或导电片 12 本身决定，由鉴别装置 11 进行监测，鉴别装置 11 输入端的参考电位点与分压装置的抽头点相耦合，该分压装置由处于地电位的第一个电阻 31 和处于正电源电位 V_{DD} 的第四个电阻 34 组成。由于处于地电位的第一个电阻 31 和处于正电源电位 V_{DD} 的第四个电阻 34 的阻值相同，均为 10^6 欧姆量级，在正常情况下，鉴别装置 11 输入端的参考电位点为 $0.5V_{DD}$ 。当电子设备暴露于周围电磁噪声中时，参考电位 $0.5V_{DD}$ 将会被推离这个电位值，这个值被鉴别装置 11（参见图 2、3、4 的有关叙述）检测到。应当提醒的是，在下面解释的图 2 实施方案中，分压装置由第一个电阻 31 和第四个 34（具有相同的阻值 $10^6 - 2 \times 10^6$ 欧姆）及第二个电阻 32 和第三个电阻 33（具有相同的阻值 $10^4 - 2 \times 10^4$ 欧姆）所组成，也可得到相同的参考电位点 $0.5V_{DD}$ 。

在图 1 中, 电子设备还包含振荡装置 4, 用于测量容性变化, 以检测导电传感片 12 前距离可变的物体 6 的存在。当导电传感片 12 的电容随接近的物体 6 或测量的数量变化时, 电子设备的输出信号频率 f_{out} 也随之改变。振荡装置 4 包含一个单位增益缓冲寄存器 41 (这里的“单位”代表增益缓冲寄存器的放大系数为 1), 用于缓存导电传感片 12 上的电压而不给后者施加任何负载, 单位增益缓冲寄存器 41 的输出端与充电装置 42 的输入端耦合, 以便在一定的电压等级内 (依赖于加在充电装置 42 输入端的电压), 对导电传感片充电或放电, 电阻 43 与导电传感片 12 和充电装置 42 的输出端相耦合, 其数值可高达到 $R = 10^7$ 欧姆。从图 1 中还可看出, 导电传感片 12 与单位增益缓冲寄存器 41 的输入端相耦合。

在图 2 实施方案中, 鉴别装置 11 由窗口比较器构成, 可产生指明输入信号是否低于某一下阈值 $V_{wc, low}$ 或高于某一上阈值 $V_{wc, up}$ 的逻辑输出信号。在此, 由图 3 可以看出, 当窗口比较器的输入信号位于某一下阈值 $V_{wc, low}$ 和上阈值 $V_{wc, up}$ 之间时, 其输出信号为高电平。如果窗口比较器输入端的输入信号低于某一下阈值 $V_{wc, low}$ 或高于某一上阈值 $V_{wc, up}$ 时, 其输出信号为低电平。

窗口比较器一般可由集成元件、带有合适的外围元件的运算放大器

或包含分立晶体管的部件构成。在图 2 的实施方案中，窗口比较器包含三个触发装置 111、112、113 和一个逻辑门装置 114。这三个触发装置 111、112、113 的构成采用将第一个触发装置 111 和第二个触发装置 112 串连后再与第三个触发器 113 并联的方法。第二个触发器 112 的输出端和第三个触发器 113 的输出端与逻辑门装置 114 的输入端相耦合。由于三个触发装置 111、112、113 及充电装置 42 都可被视为来自同样的 IC（集成电路）封装的翻转施密特触发器，因此即使温度发生变化，各个触发电平也非常相似。

在正常工作情况下，电子设备的单位增益缓冲寄存器 41 的输出信号，处于充电装置某一低触发电平 $V_{it,low}$ 和某一高触发电平 $V_{it,up}$ 之间。换句话说，在没有周围电磁噪声的情况下，第二个触发装置 112 和第三个触发装置 113 的输出信号为低电平，导致逻辑门装置 114 的输出信号也为低电平，114 用 OR（或）门实现。

当诸如突发噪声或尖峰噪声之类（这类噪声的幅度可达几千伏）的周围电磁噪声作用在电子设备上时，该噪声与通过导电传感片 12 与窗口比较器的输入端容性耦合，将电位拉离参考电位值 $0.5V_{DD}$ 并超出窗口比较器的阈值 $V_{wc,low}$ 或 $V_{wc,up}$ 。换句话说，导电传感片 12 上的电位和随后的单位增益缓冲寄存器 41 的输出信号被拉向内部地电位（如零伏）或正电源电位 V_{DD} （如 7 伏）。窗口比较器的阈值为 $V_{wc,low}$ （如，2.6 伏）和 $V_{wc,up}$ （如 4.4 伏），分别位于充电装置的触发电平 $V_{it,low}$ （如 2.8 伏）和 $V_{it,up}$ （如 4.2 伏）之外，该比较器立即被启动，指示已经探测到噪声的存在。

图 4 表示的是正的突发噪声或尖峰脉冲噪声将第三个触发装置输入端电位拉至低电平，导致第三个触发装置输出端的输出信号为高电平的情况。后者导致（与第二个触发装置的状态无关）逻辑门装置 114 输出端的输出信号为高电平，该逻辑门装置在这里用或门实现。这样，就可将正的突发噪声或尖峰脉冲噪声探测出来。换句话说，正的突发噪声或尖峰脉冲噪声导致内部地电位突然产生上升的漂移，而 V_{DD} 也相对于外接地电位作同样的漂移。这导致单位增益缓冲寄存器 41 输出端的电位向内部地电位偏离。

负的突发噪声或尖峰脉冲噪声将第一个触发装置 111 输入端的电位拉高。后者导致第一个触发装置 111 输出端及第二个触发装置 112 输入

端的输出信号为低电平，并进一步导致第二个触发装置 112 输出端的输出信号为高电平。后者导致（与第三个触发装置的状态无关）逻辑门装置 114 输出端的输出信号为高电平，该逻辑门装置在这里用或门实现。这样，就可以将负的突发噪声或尖峰脉冲噪声探测出来。换句话说，负的突发噪声或尖峰脉冲噪声导致内部地电位突然产生下降的漂移，而 V_{DD} 也相对于外接地电位作同样的漂移。这导致单位增益缓冲寄存器 41 输出端的电位向 V_{DD} 偏离。

当正或负的瞬变噪声衰减或，导电传感片 12 的电容被充电或放电，直到导电传感片 12 上的电位再次达到充电装置 42 的触发电平 $V_{it,low}$ 及 $V_{it,up}$ ，从而获得稳定的频率输出信号 f_{out} 。在当前基于上述振荡器原理的电子设备的实施方案中，该频率的输出信号 f_{out} 被转换成直流输出值（频率-电压转换）。输出信号的频率 f_{out} 越低，直流输出值越高。换句话说，该电阻设备启动越频繁，直流输出值就越高。最终，直流输出值达到触发电平，输出状态也由 OFF 变为 ON。

从图 3 与图 4 相结合中还可看出，输出信号的频率 f_{out} 由于噪声的干扰而降低，即由于单位增益缓冲寄存器 41 的输出信号有一个附加电压幅度，时间区段 $T_{out}=1/f_{out}$ 因此增加。这可以作为电子设备的误启动。如果在周围电磁噪声影响之前，电子设备处于正确启动状态，受影响的将是下一个启动。为消除周围电磁噪声的作用，在窗口比较器探测到周围电磁噪声并且仅当电子设备没有被启动时，频率-电压转换的最终输出信号被拉向地电位。

在此不要忘记，如果经由导电传感片 12 与窗口比较器输入端的耦合不足以建立可靠的容性连接，导电传感片 12 可以由印刷电路板上的金属区构成，其作用相当于一个天线。

图 5 和图 6 是频率探测装置 5 的示意图，该装置与传感装置 11、12 和振荡器装置 4 串联。交流电压频率的测定，一般是通过将该频率与精确决定和计算的机械或电子共振现象相比较来实现的。这类频率测量的最为精确的结果，可利用拍频计将待测频率与标准频率相比较获得。后者可由原子基准振荡器、石英基准振荡器、晶体基准振荡器、压电基准振荡器或合成器所决定。这个频率标准的选择，最好使得到的差频或拍频消失，并由头戴送受话器（headset）或仪器指示。

图 5 所示频率探测装置 5 被设计用于测量振荡器装置 4 的信号 f_{out}

的频率变化, 包括分频器 51、基准振荡器 52 和频率比较器 53, 将振荡器装置 4 分频后的信号 f_{out}/n 与基准振荡器 52 的频率信号 f_{ref} 进行比较。由于基准振荡器 52 是可调的, 因此能够提供一个 ON/OFF (开/关) 输出, 该输出常常用在电子设备中并依赖于某个可外调阈值点。在图 5 的例子中, 当振荡器装置 4 分频后的频率信号 f_{out}/n 小于基准振荡器 52 的频率信号 f_{ref} 时, 输出为 ON。而当振荡器装置 4 分频后的频率信号 f_{out}/n 大于基准振荡器 52 的频率信号 f_{ref} 时, 输出为 OFF。不用说, 对 f_{out} 进行 n 分频可获得所需的效果, 即由于拉平了 ESD (静电放电) 瞬变, 单个周期时间 $T_{out}=1/f_{out}$ 内误差较小。

图 6 所示频率探测装置 5 被设计用来测量振荡器装置 5 的输出信号 f_{out} 的频率变化, 振荡器装置 5 包含检波器 57、低通滤波器 56、本机振荡器 55 及调制器 54。在调制器 54 中, 频率信号 f_{out} 经混频后与本机振荡器 55 产生的频率标准 f_{loc} 进行比较。低通滤波器 56 随后将超出设定阈值的高频截止, 只让差频 f_{diff} 或拍频 f_{beat} 通过。通过检波器 57 的最终信号被送至显示仪器, 图 6 并未画出该仪器。

图 7 是触发装置 111、112、113 和/或充电装置 42 的电路图, 在这里是以施密特触发器实现的, 下面将以充电装置 42 的情况进行分析。正如图 8 中的电压曲线图所指出的那样, 如果该施密特触发器输入端的输入信号 $V_{2,in}$ 低于设定的下阈值 $V_{it,low}$, 则在其输出端产生高电平输出信号 $V_{2,out}$ 。在振荡的前半个周期内, 从施密特触发器输出端流出的电流经由电阻 43 给传感装置 11、12 充电。如果该施密特触发器输入端的输入信号 $V_{2,in}$ 高于设定的上阈值 $V_{it,up}$, 则在其输出端产生低电平输出信号 $V_{2,out}$, 从传感装置 11、12 的电容来的电流经由电阻 43 流至翻转施密特触发器的输出端。结果, 在振荡的后半个周期内, 传感装置 11、12 上的电压下降。这种循环以频率 $f_{out}=1/(C \cdot R)$ 重复进行, 这里, C 是传感装置 11、12 的电容, 而 R 则是电阻 43 的阻值。

图 7 的翻转施密特触发器包含比较器 COMP 及分压器, 分压器由第一个电阻 (阻值为 R_1) 和第二个电阻 (阻值为 R_2) 构成。这样的施密特触发器提供了很特别的性能, 其开启电平 $V_{it,low}=V_{2,outmin} \cdot R_2/(R_1+R_2)$ 与关闭电平 $V_{it,up}=V_{2,outmax} \cdot R_2/(R_1+R_2)$ 不相同, 两者之间的差别为一个开关反冲电压 $\Delta V_{sb} = (V_{2,outmax} - V_{2,outmin}) \cdot R_2/(R_1+R_2)$ (有关 $V_{it,low}$ 和 $V_{it,up}$ 及 $V_{2,outmin}$ 和 $V_{2,outmax}$ 的说明, 参见图 8 翻转施密特触发器的电压曲线

图及图 9 翻转施密特触发器转换 (TRANSFER) 特性)。在如图 7 所示的翻转施密特触发器中, 开关反冲 ΔV_{sb} 由比较器 COMP 经过分压器的所谓正反馈产生。在翻转施密特触发器输入端的电压为很负的情况下, 其输出端的电压 $V_{2,out}$ 达到最大值 $V_{2,outmax}$ 。因此, 在这种情况下, 翻转施密特触发器的比较器 COMP 的 P 输入端最大电位 $V_{it,up}$, 是由 $V_{it,up} = V_{2,outmax} \cdot R_2 / (R_2 + R_1)$ 。随着翻转施密特触发器输入端电压 $V_{2,in(t)}$ 的增加, 其输出端电压 $V_{2,out(t)}$ 在振荡的前半个周期内不变。但当翻转施密特触发器输入端的电压 $V_{2,in(t)}$ 达到 $V_{it,up}$ 值时, 由于正反馈: 翻转施密特触发器输出端 $V_{2,out(t)}$ 下降意味着其比较器 COMP 的 P 输入端的电压下降, 即 P 输入端的电压减去 N 输入端的电压的差值为负并形成正反馈, 使得其输出端电压 $V_{2,out(t)}$ 突然迅速降至值 $V_{2,outmin}$ 。结果, 翻转施密特触发器的比较器 COMP 的 P 输入端电位达到其最低值 $V_{it,low} = V_{2,outmin} \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$ 。此时, P 输入端的电压减去 N 输入端的电压的差值变得很负, 在振荡的后半个周期内, 只要翻转施密特触发器输入端的电压 $V_{2,in(t)}$ 没有达到 $V_{it,low}$, 翻转施密特触发器的状态就是稳定的。如果是后一种情况, 翻转施密特触发器输出端的电压 $V_{2,out(t)}$ 突然迅速上升至 $V_{2,outmax}$, 这种状态一直维持到振荡的后半个周期。

上述翻转施密特触发器的运行模式, 还可从图 8 中的电压曲线及图 9 中的转换特性得到补充说明。

以上提出的本发明实施方案提供了一种电磁噪声保护电路, 该电路能一直保证产生精确可靠的结果, 从而使电子设备正常工作。因此, 这个用于保护电子设备的电磁噪声保护电路, 能够在正常及受干扰的工作情况下快速进行响应。此外, 由于使用的元件数量有限, 该电磁噪声保护电路不仅价格相对便宜, 而且易于生产和操作。最后, 该电磁噪声保护电路不需占用太大的体积, 这与电子设备小型化即为这些设备提供小型甚至微型电路的要求一致。

在对本发明作如上描述后, 结合这里的几个示范性实施方案, 可以理解, 尽管使用了专门术语, 使用的是这些术语的通用性和描述性的含义, 而不是出于限制的目的, 前面所陈述的发明领域的权利要求如下。

图 1

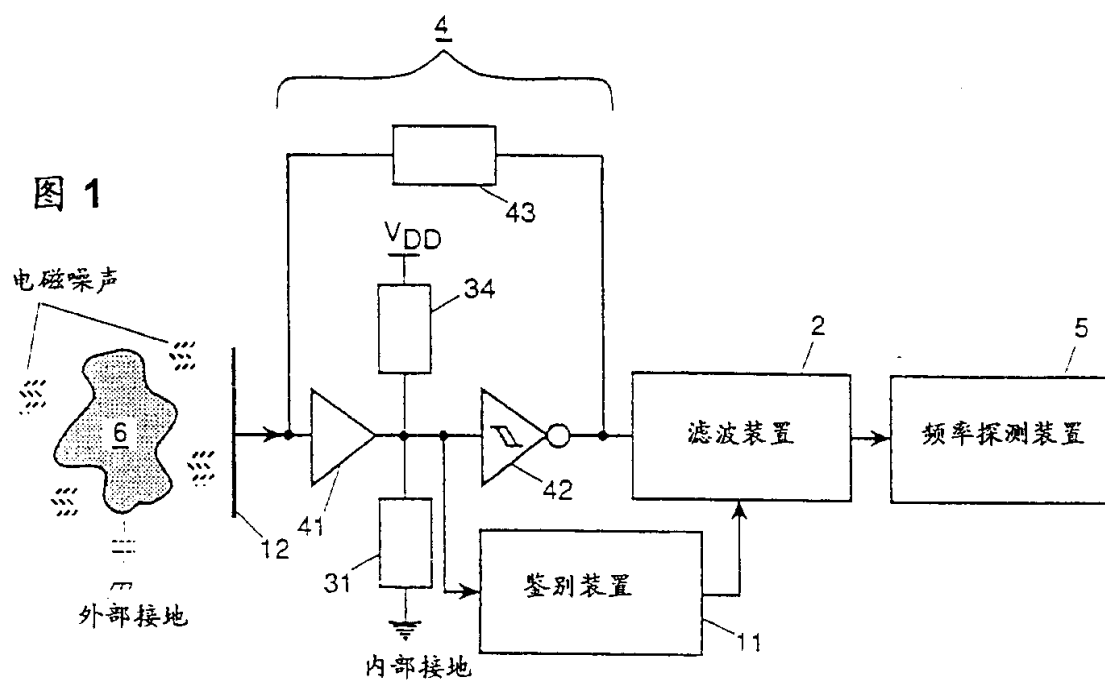
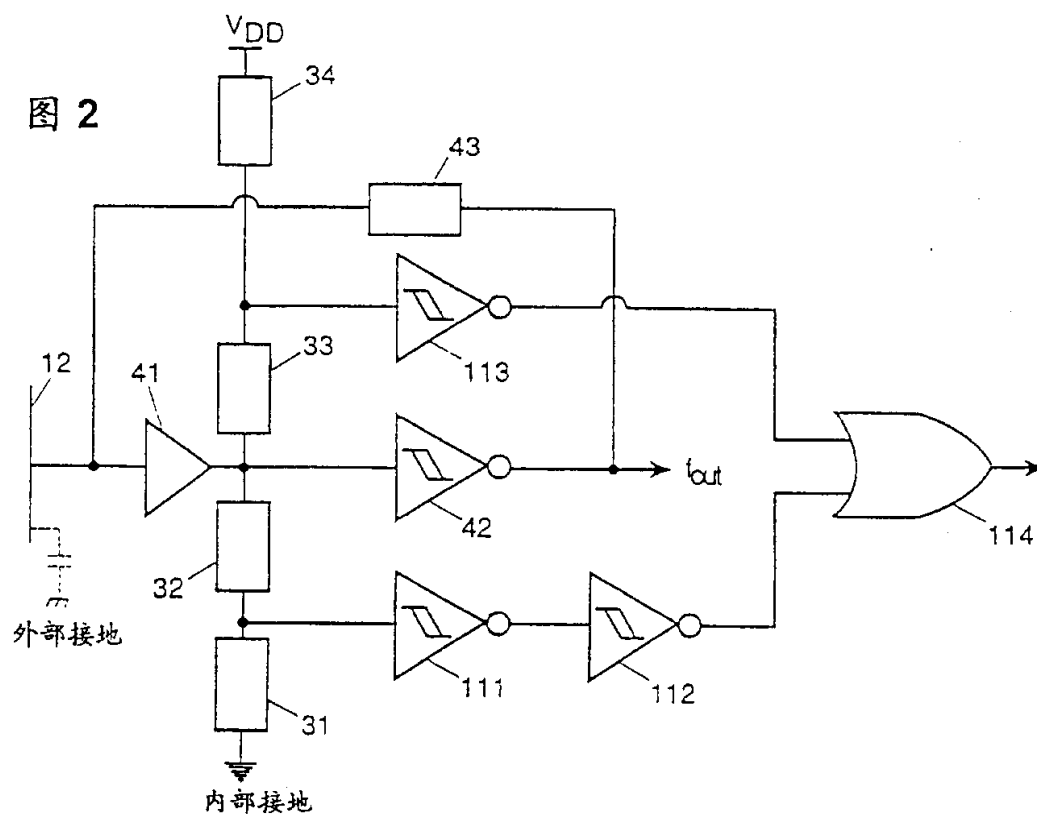


图 2



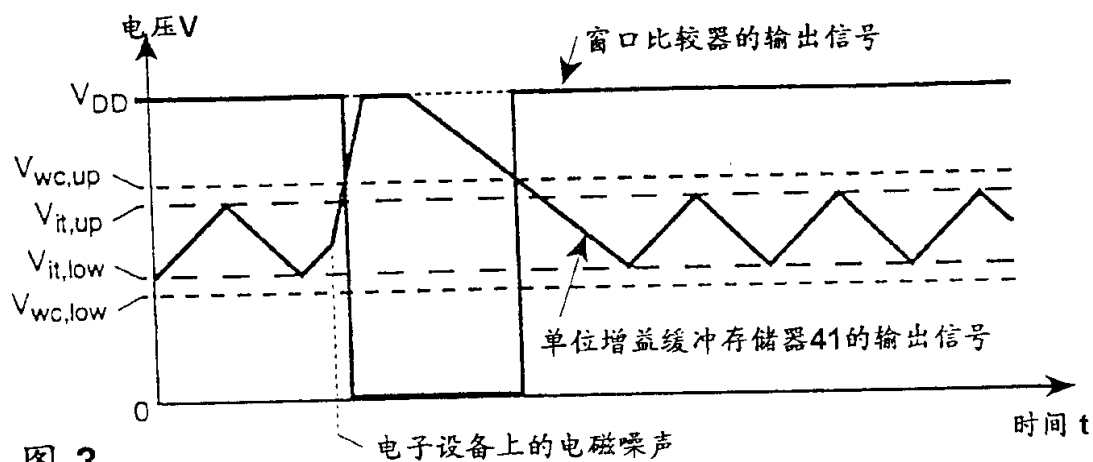


图 3

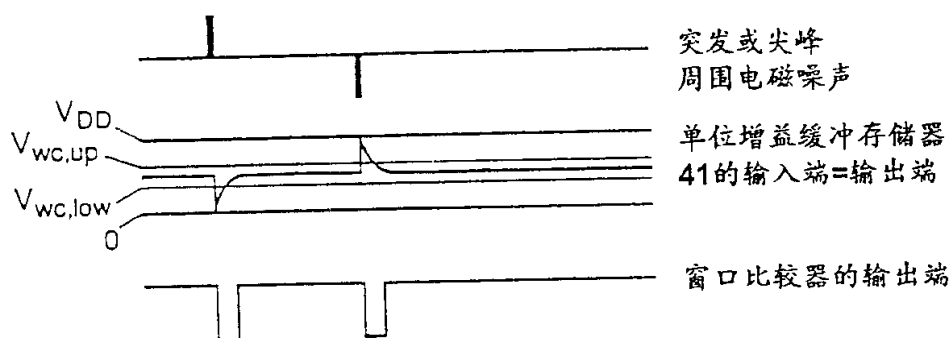


图 4

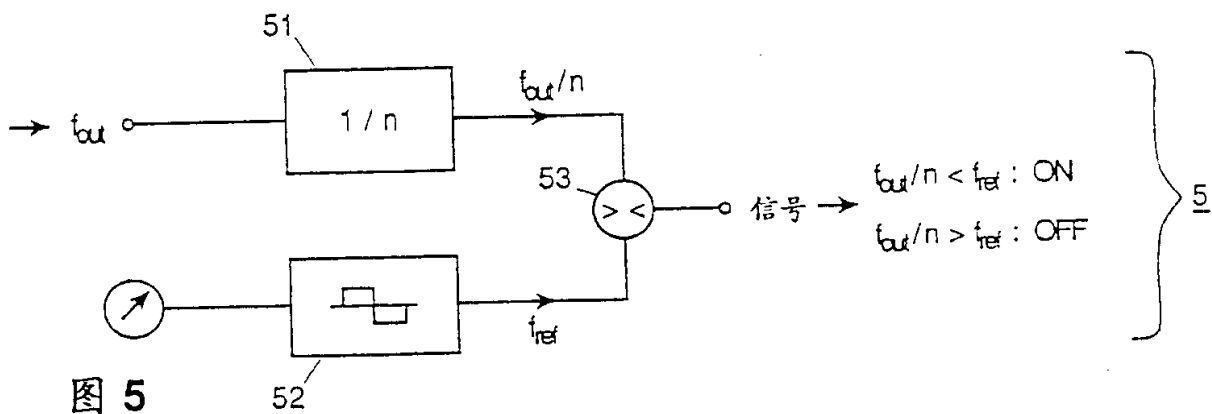


图 5

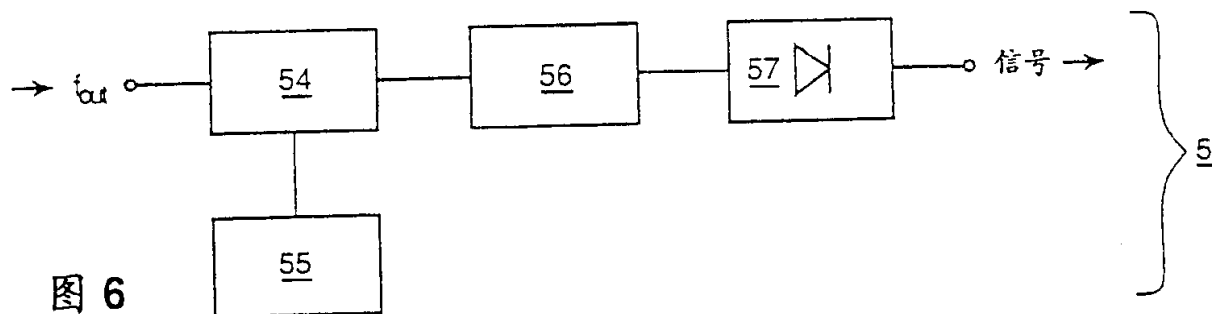


图 6

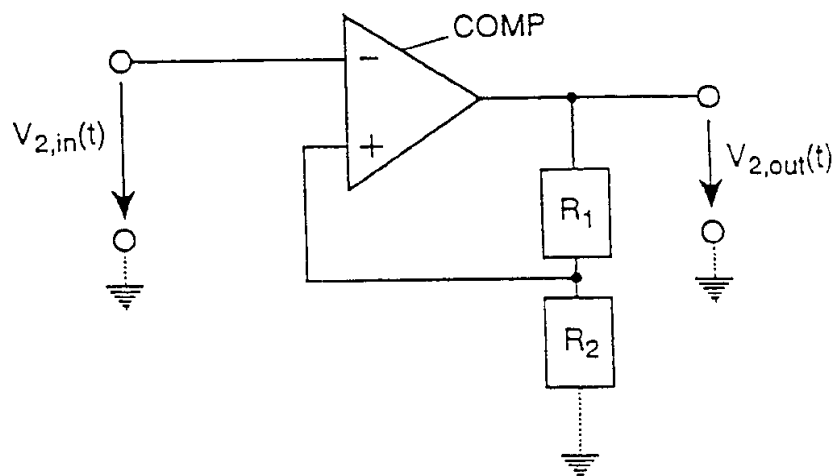


图 7

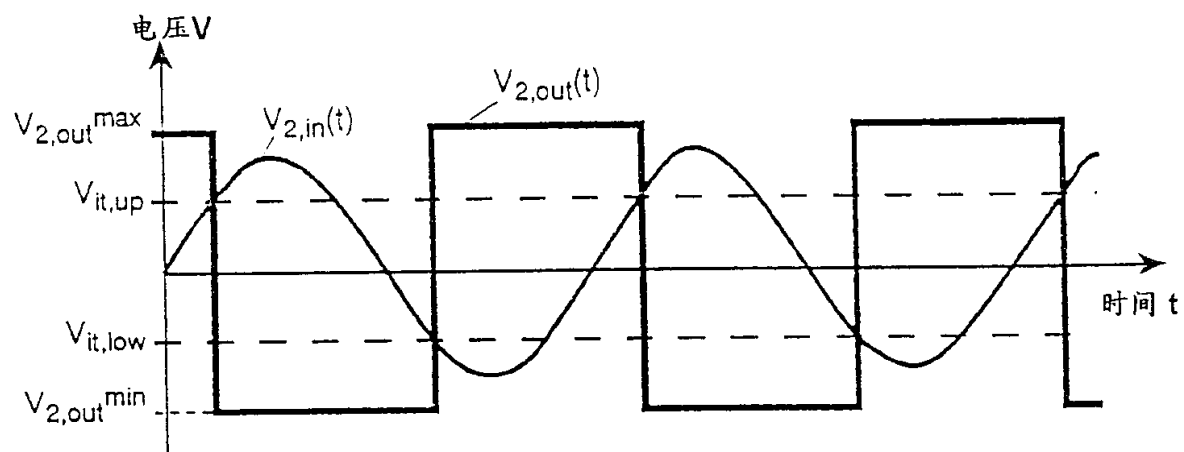


图 8

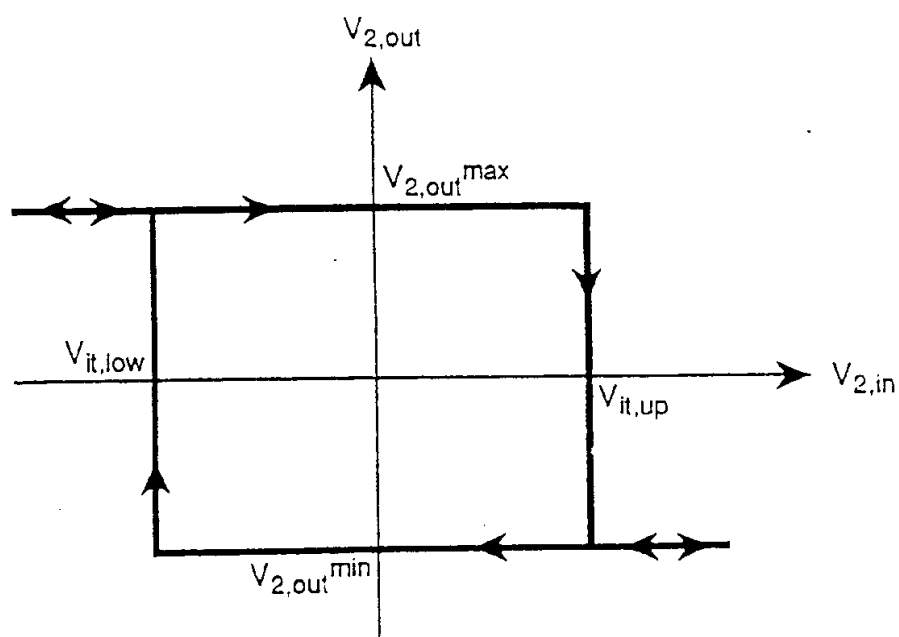


图 9