



## [12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 96190290.6

[45] 授权公告日 2003 年 8 月 20 日

[11] 授权公告号 CN 1118940C

[22] 申请日 1996.3.12 [21] 申请号 96190290.6

[30] 优先权

[32] 1995.4.4 [33] FI [31] 951604

[86] 国际申请 PCT/FI96/00150 1996.3.12

[87] 国际公布 WO96/31951 英 1996.10.10

[85] 进入国家阶段日期 1996.12.4

[71] 专利权人 诺基亚电信公司

地址 芬兰埃斯波

[72] 发明人 安德雷·德克尔

[56] 参考文献

CN2125147U 1992.12.16 G01R21/06

EP0642227A1 1995.03.08 H03L7/089

US4970472A 1990.11.13 H03L7/089

US5382923A 1995.01.17 H03L7/089

审查员 兰霞

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利  
商标事务所

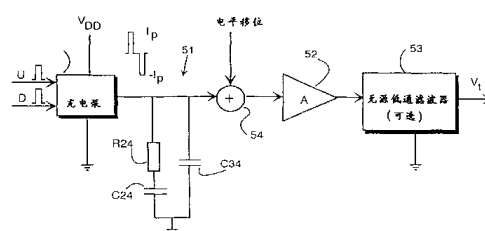
代理人 李德山

权利要求书 1 页 说明书 6 页 附图 3 页

[54] 发明名称 一种锁相环路的环路滤波器

[57] 摘要

在锁相环路 PLL 中的有源滤波器包括一个无源积分电路，以连接倒相运算放大器的输入端和输出端。因此，充电泵产生的快速脉冲直接移向放大器。根据本发明，在同相运算放大器(52)之前放置一个无源积分电路，它将充电泵的脉冲短路到地，在运算放大器之前不再需要附加的低通滤波器。这样，无源积分电路可以包括更多的低通滤波器。通过移位运算放大器(52)输入端的 DC 电平使增益  $A > 1$ ，从而扩展 VCO 调谐电压区域。



**1.一种锁相环路，包括**

**一个压控振荡器，**

**一种相位检波器，其第一输入用以接收基准信号，其第二输入用以接收从压控振荡器输出端获取的振荡器信号 ( $f_{vco}$ )，并且相位检波器响应输入信号差产生 U (上行) 和 D (下行) 脉冲，**

**一充电泵，将传导的 U 和 D 脉冲转换成输出端的双极电流脉冲，充电泵的电流实际上取决于输出电流，**

**将充电泵提供的脉冲转换成压控振荡器调谐电压 ( $V_t$ ) 的积分装置，**

**其特征在于，积分装置包括：一个无源积分器 (51)，用以传导充电泵提供的脉冲以形成一个合成电压；一个运算放大器 (52)，所述合成电压向其同相输入端传导，其输出电压是压控振荡器的调谐电压 ( $V_t$ )，通过无源积分器 (51) 保护运算放大器 (52) 免受电流脉冲；和移位合成电压的电压值的装置。**

**2.根据权利要求 1 的锁相环路，其特征在于，移位合成电压的电压值的装置包括转换运算放大器 (52) 倒相输入端的 DC 电平的装置 (R65)。**

**3.根据权利要求 1 的锁相环路，其特征在于，运算放大器 (52) 的输出端连接低通滤波器，以进一步进行所述运算放大器的输出电压的滤波。**

**4.根据权利要求 1 - 3 中任一项的锁相环路，其特征在于，从压控振荡器输出端获取的振荡器信号 ( $f_{vco}$ ) 在分频器中分频。**

## 一种锁相环路的环路滤波器

### 技术领域

本发明涉及到锁相环路，尤其涉及到其中使用的环路滤波器。

### 背景技术

用作频率合成器的锁相环路包括图 1 中示出的各部分。输入频率在数字相位/频率检波器 2 中进行比较，其中一种频率是基准频率  $f_{\text{ref}}$ ，在基准分频器 1 中除以因子  $R$ ，另一种是输出频率  $f_{\text{vco}}$ ，在环路分频器 6 中除以因子  $N$ 。相位比较器 2 产生  $U$ （上行）和  $D$ （下行）脉冲，脉冲宽度正比于输入信号的频率和/或相位差。充电泵 3 将  $U$  和  $D$  脉冲转换成双极脉冲，其极性指示频率和/或相位差的方向，其宽度指示该差值的幅度。充电泵提供的脉冲在环路滤波器 4 中合成，从该滤波器获取的直流电压  $V_t$  是压控振荡器 VCO 5 的控制电压，它控制 VCO 以使相位比较器的输入信号的频率和/或相位差最小。

第一代的充电泵有一电压输出，而现在绝大多数包含 PLL 电路部分的 IC 电路的充电泵都有电流输出。最先提到的充电泵是三态电压输出：输出连接正向电源电压  $V_{\text{DD}}$ ，输出连接负向电源电压  $V_{\text{SS}}$ （经常是地），或保持断开。在滤波器（积分电路）中使用偏置电阻将输出电压转换成积分电路（滤波器）的电流激励。当相位比较器输入信号的相位差较小时，充电泵的输出窄脉冲并且该充电泵大部分时间保持断开。这样，积分电路通过一个比偏置电阻大得多的电阻供电，也就是说，从电流源供电。然而，电源电流的值取决于滤波器的输出电压，也就是说，VCO 调谐电压  $V_t$ ，电源电流只有在  $V_t$  恰等于  $V_{\text{DD}}/2$  的情况下才是对称的，当然要求  $V_{\text{SS}}=0$ 。否则，它取决于相位差的符号。

图 2 示出了一种典型的无源环路滤波器。滤波器 21 包括一个积分电容  $C2$ ，一个阻尼电阻  $R2$  和一个平滑电容  $C3$ 。充电泵 3 产生的脉冲

(图 1 和 2) 是该滤波器的输出。通常使用一个附加的无源低通滤波器以减少噪音和可能穿过滤器 21 的基准频率信号。电阻 R1 是一个偏置电阻。以上示出的第一代充电泵和无源滤波器的缺陷是充电泵的输出电流取决于该滤波器的输出电压  $V_t$ 。

众所周知, 为了使积分电路的输入电流与它的输出电压  $V_t$  和相位差的符号无关, 使用图 3 所示的带有运算放大器的有源滤波器(积分电路)来代替无源滤波器。在理想情况下, 运算放大器 31 将保持输入端口上的电压相等。这样, 如果在它正输入极施加的电压是  $V_{DD}/2$ , 在它负输入极也将施加相等的电压, 通过偏置电阻 R1 的电流也将与相位差的符号无关。

有源滤波器的一个普遍存在的问题是运算放大器非常慢, 它无法由数字电路所产生的快速脉冲供电。实际上, 由充电泵提供的脉冲直接通过图 3 中反馈通路中的电容 C33, 到达运算放大器的输入端, 导致运算放大器激励过度, 其中, 图 3 中所示的该反馈通路包括电容 C23、C33 以及电阻 R23。当环路处于稳定状态时, 因为噪音不断引起相位比较器输入信号的相位差, 充电泵也产生脉冲。在最坏的情况下, 这些脉冲会妨碍环路到达稳定状态, 使环路在稳定状态附近振荡。因为这些脉冲到达运算放大器 1 的输出端而没有倒相, 而放大器本身正对低频进行倒相, 所以上述情况就有可能发生。这样, 这些脉冲在环路中产生了正反馈, 增加了相位抖动。并且, 在脉冲消失之后, 运算放大器需要一些时间从过激励状态中恢复。然后, 它尝试恢复 C33 中的电荷。因此, 放大器输入端一些毫微秒脉冲会干扰放大器运算几微秒。

众所周知, 为了解决使用图 3 所示电路所引起的上述问题, 在放大器之前使用预滤波。这在图 4 中示出, 其中适当地使用了与图 3 相同的参考数字。一系列电阻连接 R1a 和 R1b 替代了运算放大器 31 的负输入极的偏置电阻, 这些电阻间的电容 C13 接地, 电压  $V_{DD}/2$  现在施加在电阻 R1a 和 R1b 之间。电容 C13 平滑充电泵 3 的脉冲, 以使运算放大器能够跟踪它们。因为运算放大器 31 的 DC 输入电流在理想情况下是零, 施加在电容 C13 上的电压处于稳定状态, 与运算放大器输入极

的电压相等，也就是， $V_{DD}/2$ 。

使用图 4 所示的预滤波，可以获得相当纯的调谐电压。然而，一个缺陷是，如果目标是短稳定时间，低噪音和基准频率信号调谐电压的漏泻可以忽略，均衡就要照顾到几个方面并且非常困难。这是因为低通滤波器的限制和选择了电阻  $R1a$  和  $R1b$  所引起的。根据图 4 选择所知的有源滤波器的组件值也很困难：对噪音而言，图 3 中的有源积分电路可以看作是增益为 1 的同相放大器。在图 4 的电路中，如果没有  $C3$ ，高频增益是  $(R2+R1b)/R1b$ 。这样，电容  $C13$  的存在大大地增加了噪音， $R1b$  也就不能太小。另一方面， $R1a$  也不能太小，因为  $R1a$  如果太小，充电泵的输出电流将变得太大。输出电流有一个很大的容差范围，它对正和负相位误差往往是不同的。所有这些产生了不可预测的效果，这在大规模生产中不能容忍。如果  $C33$  存在，高频时噪音将减少，但需要减少电容  $C13$  的值以保持短的稳定时间。这增加了放大器输入端的充电泵脉冲的变化率，因而放大器可能饱和。

图 4 所示电路的另一个缺陷是减少了输出电流，也就是，如果频率间距大，稳定时间将变长。在这种情况下，有源积分电路需要高控制电流，以迫使电容  $C13$  的电压值偏离稳定状态值  $V_{DD}/2$ 。

因为上述的有源滤波器的缺陷，也就是，它们的复杂性，难于优化和基准频率信号的少量衰减，人们对无源滤波器仍存在一些兴趣。当开发了第二代恒流输出的充电泵，也就是，在充电泵中的输出电流与输出电压无关，只要调谐电压不需超过 0 - 工作电压  $V_{DD}$ ，又可能根据图 2 使用无源滤波器了。因为充电泵的电流源不是理想状态下的，实际上调谐电压在  $1V, \dots, V_{DD}-1V$  之间变化。当使用这样的充电泵时，图 2 电路中电阻  $R1$  值为 0。该锁相环路 PLL 的恒流输出充电泵使用现有技术的无源积分电路，当振荡器的控制电压区不需要很大时，该锁相环路运转得很好。也有扩展了调谐区的充电泵，其输出级的电源电压甚至比正向逻辑电源电压还要高。然而，在使用无源滤波器的情况下，没有方法可以获取高于  $6V$  的电源电压。本领域的技术人员所采用的最通常的解决方案是放弃无源滤波器，按照图 3 或 4 使用所知的有

源滤波器。

## 发明内容

本发明公开了一种锁相环路，它的环路滤波器使用了一种消除了现有技术中的有源滤波器的缺陷的充电泵，并且该锁相环路允许大的VCO调谐电压区域。

根据本发明，提供一种锁相环路，包括一个由电压控制的振荡器，一种相位检波器，其第一输入用以接收基准信号，其第二输入用以接收从压控振荡器输出端获取的振荡器信号，并且相位检波器响应输入信号差产生U（上行）和D（下行）脉冲，一充电泵，将传导的U和D脉冲转换成输出端的双极电流脉冲，充电泵的电流实际上取决于输出电流，将充电泵提供的脉冲转换成压控振荡器调谐电压的积分装置，其特征在于，积分装置包括：一个无源积分器，用以传导充电泵提供的脉冲以形成一个合成电压；一个运算放大器，所述合成电压向其同相输入端传导，其输出电压是电压操作振荡器的调谐电压，通过它无源积分器保护运算放大器免受电流脉冲；和移位合成电压的电压值的装置。

本发明基于以下事实：在现有技术的有源滤波器中，一个无源积分电路连接倒相运算放大器的输入端和输出端，也就是，进入反馈通路，反馈通路使充电泵产生的快速脉冲可以直接接入到放大器的输出端。根据本发明，无源积分电路放置于同相运算放大器之前，它将充电泵的脉冲短路到地，在运算放大器之前不再需要附加的低通滤波器。这样，无源积分电路可以包括更多的低通滤波器，当需要时，置于运算放大器之后的滤波器可以包括更多的低通滤波器，而环路的稳定时间仍保持很短。因为运算放大器是同相的，在相同的放大因子下，它比倒相放大器产生更少的噪音。该电路的复杂性也比现有技术的电路要小，在环路稳定时间、振荡器调谐电压纯度之间均衡时，更容易达成折衷。

## 附图说明

在后续说明中,根据本发明的一个优选实施例,参照相关图形对本发明进行更详细的描述,其中

图 1 示出了锁相环路的框图,

图 2 示出了一种众所周知的无源环路滤波器,

图 3 和图 4 示出了众所周知的有源环路滤波器电路,

图 5 示出了根据本发明的环路滤波器电路的框图,和

图 6 是图 5 中滤波器的一种电路解决方案。

## 具体实施方式

如图 5 所示,恒流充电泵 3 所产生的脉冲被导向众所周知的无源积分电路 51,例如,如图 2 所示,图 5 中的所述积分电路包括电容 C24, C34 和电阻 R24,它所提供的输出电压在同相运算放大器 52 中被放大。必须注意到,无源积分电路用以防止充电泵 3 的脉冲进入运算放大器 52。这样就不需要一个附加的低通滤波。当无源滤波器 52 用于保护作用时,与现有技术滤波器比较,其脉冲衰减更好,组件数量可以减少,均衡也更简单。通过放大器 52 向任一输入极电压增加 DC 电压  $V_0$ , DC 电平移位也可以实现。通过这种方法, VCO 可以很容易地获取所需的最高电压超过 6V 的调谐电压区域。图 5 中通过加法器 54 示出了 DC 电平移位。在需要时,可以使用滤波器 53 对放大器 2 的输出信号进行滤波。

各组件的均衡方式实际上与无源积分电路相同,但是相对简单,因为放大器 52 隔开了积分电路和可选的低通滤波器。

图 6 示出了本发明滤波器的一种电路电平解决方案。通过一个偏置电阻 R65 向放大器 62 倒相输入端提供直流电压  $V_0$ ,导致了该放大器输出电压的 DC 电平移位。实际上,电压  $V_0$  是该设备的工作电压之一,可能已经过滤波。在包括电阻 R5 的放大器反馈通路中的电容  $C_{\text{comp}}$  是个小电容,用以补偿放大器输入端和地之间的寄生电容  $C_{\text{par}}$ 。过补偿会使放大器变成一种低通滤波器。这种特性有利于衰减输出电压  $V_t$ ,也就

是 VCO 调谐电压，的高频噪音。二极管 D1 用于在充电泵输出为零的异常情况下，防止运算放大器的输出过慢。图 6 中的电路还包括电阻 R45。

可选用的低通滤波器 63 可以简单地通过一个 RC 滤波器 R75, C75 来实现。

图 5 中的电路可以以下述方式均衡：首先选择放大器 52 的增益。它可能等于所需的 VCO 调谐电压区域除以充电泵 3 允许输出电压的可电压区域。该增益不能太大以免增加噪音。然后，计算将充电泵的最小输出电压移位到最小所需 VCO 调谐电压  $V_{tmin}$  所需的电平移位。积分电路 61 的时间常量的均衡方式通常与无源积分电路相同，但不是实际的 VCO 调谐敏感度，而是它的值乘以放大器 62 的增益，其中，所述积分电路 61 包括电容 C25, C35 和电阻 R25。还可以保证调谐电压  $V_t$  下运算放大器的噪音效果足够低。如果不是这样，可以通过，例如，在滤波器 63 上增加低通滤波来减少噪音效果和降低电容 C35。

本发明的一个优点在于运算放大器是同相的。一些商用集成 PLL 电路无法改变相位检波器的极性，而这种极性改变正是使用倒相有源滤波器所需要的。这样，本发明的滤波器也可以用于这些 IC 电路。

上述解释和相关的示图仅用于说明本发明。在不偏离后附权利要求书所公开的本发明的范围和精神的前提下，本发明的许多不同变化和改动对本领域的技术人员是显然的。这样，使用负调谐电压的 VCO 电路可以使用本发明。

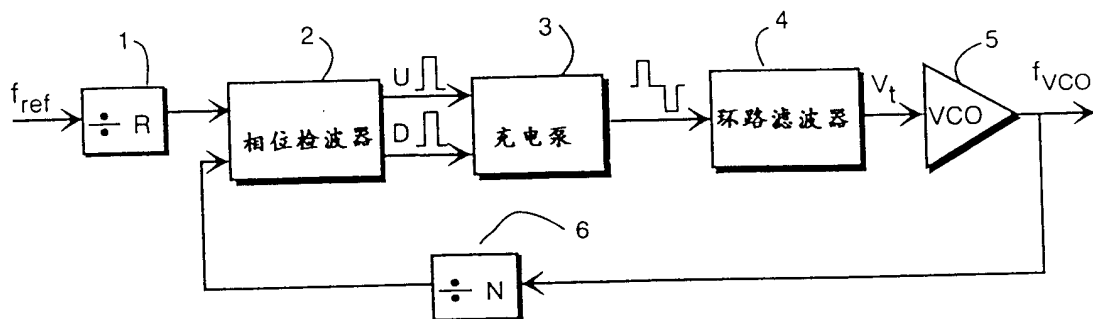


图.1

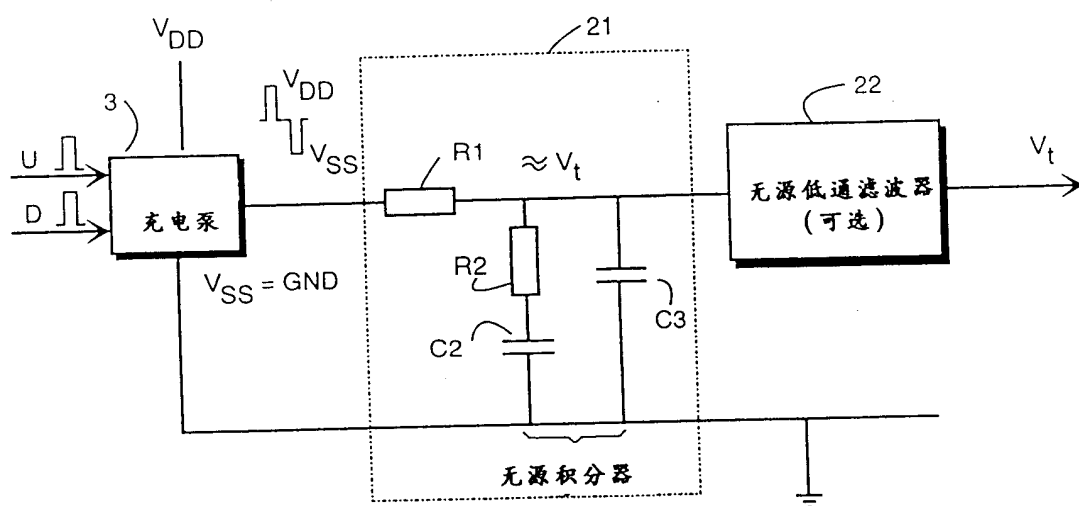


图.2

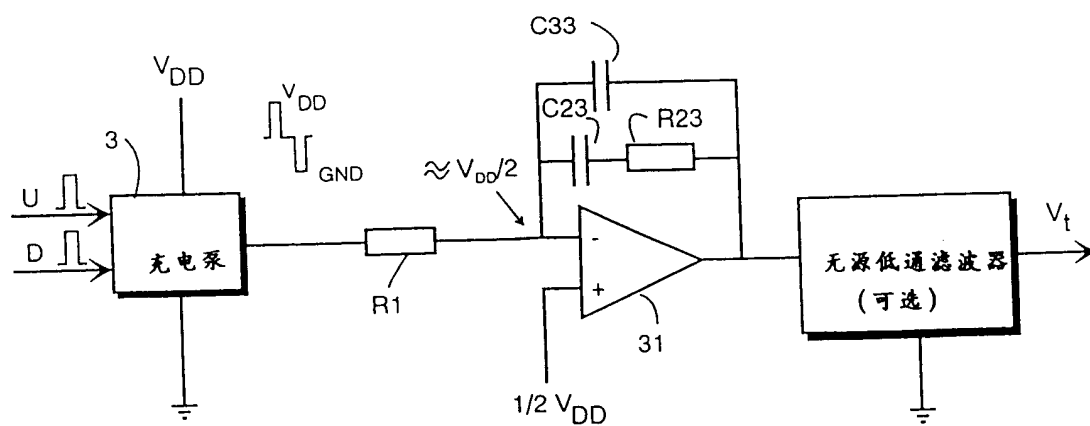


图.3

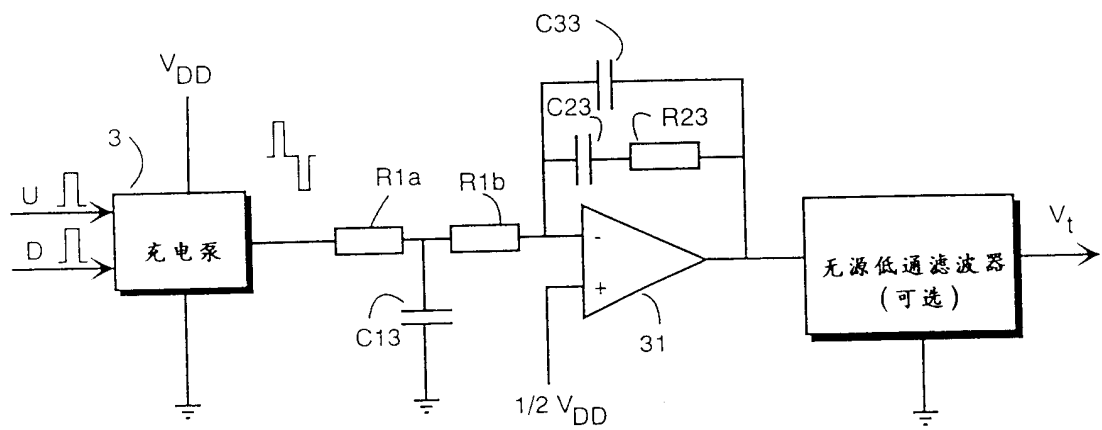


图.4

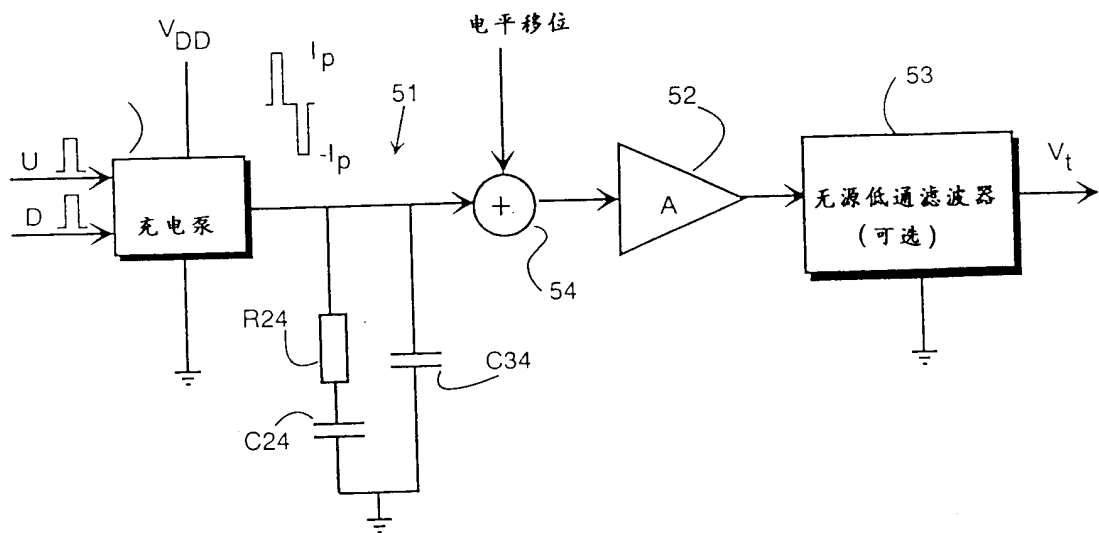


图.5

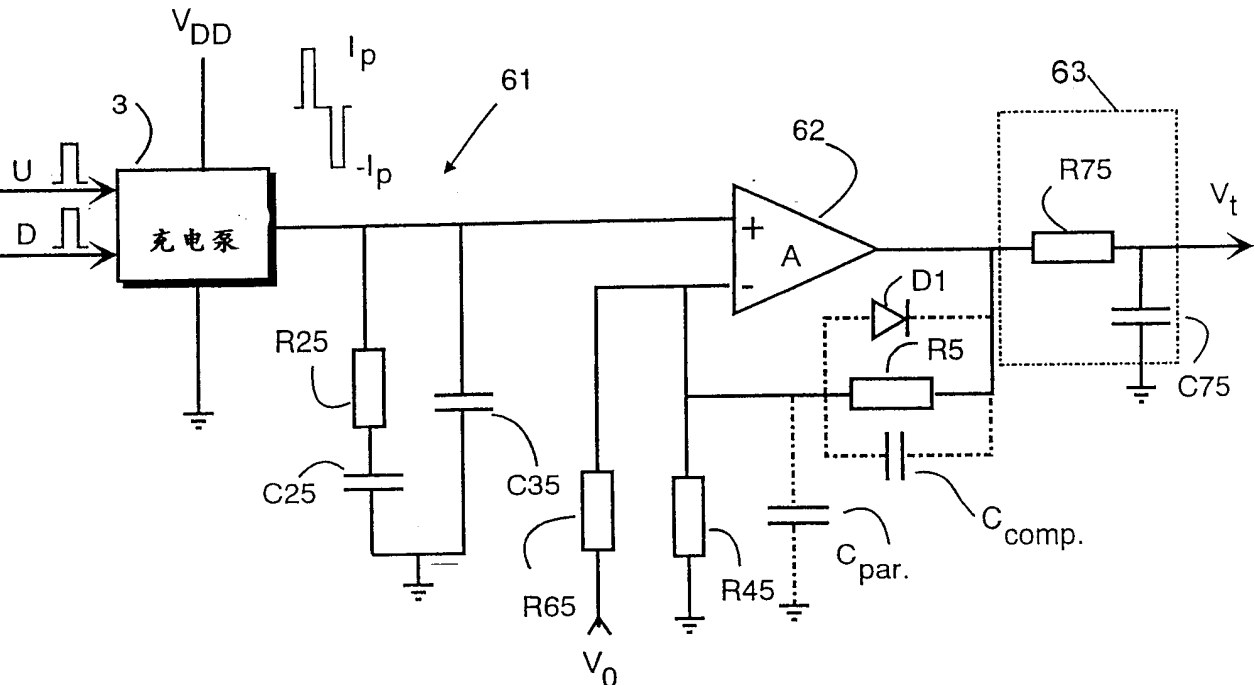


图.6