

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl⁷

H05B 41/295

H05B 41/38

H05B 41/39

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 94104045.3

[45]授权公告日 2000年2月23日

[11]授权公告号 CN 1049790C

[22]申请日 1994.4.23 [24]颁证日 2000.1.15

[21]申请号 94104045.3

[30]优先权

[32]1993.4.23 [33]JP [31]98200/1993

[32]1993.8.11 [33]JP [31]199814/1993

[73]专利权人 松下电工株式会社

地址 日本大阪

[72]发明人 奥出章雄 山内得志 光安啓

黑木芳文 大西尚樹 清藤克行

[56]参考文献

GB2120869 1983.12.7 H05B41/39

审查员 荣 铮

[74]专利代理机构 上海专利商标事务所

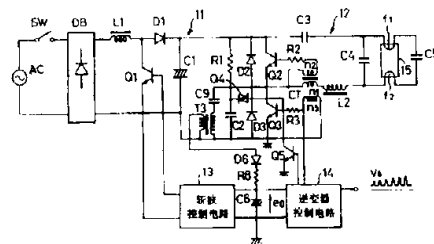
代理人 孙敬国

权利要求书 4 页 说明书 18 页 附图页数 22 页

[54]发明名称 放电灯点火装置

[57]摘要

一种放电灯点火装置具有用来把交流电源转换成直流电源的第一转换装置,以及把直流电源转换成高频电源的第二转换装置,第一转换装置的驱动发生在第二转换装置的驱动之后,所述装置在微弱点火期间,断续地把脉冲电压施加到放电灯上,因而可有效地降低任何次级电压,并且可以限制在微弱点火期间容易出现的任何闪光。



ISSN 1008-4274



权 利 要 求 书

1.一种放电灯点火控制设备,该设备通过第一开关装置将来自交流电源(AC)的交流电转换成直流电,通过第二开关装置将所述直流电转换成高频交流电,包括一放电灯(15)的负载电路与所述第二开关装置的输出端相连,并且所述第一开关装置在所述第二开关装置导通之后导通,其特征在于,

所述放电灯点火控制设备还包括一控制电路,用于控制所述第一和第二开关装置,以便使施加在所述放电灯(15)上的电压(V5)在第一、第二和第三时间间隔(t_1 , t_3 , t_4)中具有第一、第二和第三幅值;用第一时间间隔(t_1)中具有第一幅值的电力对所述放电灯(15)的灯丝(f_1 , f_2)预热;交替地施加第二时间间隔(t_3)中具有第二幅值的电力和第三时间间隔(t_4)中具有第三幅值的电力,从而以小于所述高频交流电的频率向所述放电灯(15)断续施加脉冲形电压(V52),其中控制所述第二时间间隔(t_3)中的所述第二幅值,使其大于所述第三时间间隔(t_4)中的所述第三幅值,并控制所述第三时间间隔(t_4),使其大于所述第二时间间隔(t_3);将所述第二幅值逐渐增加到一增大的峰值,直至所述放电灯(15)在一点火电压下起动点火;至少改变所述第二和第三幅值中的一个,以便对所述放电灯(15)微弱点火;并且在所述微弱点火期间,将所述第二幅值降低到一减小的峰值,所述减小的峰值低于所述点火电压,但大于稳定点火所需的电压。

2.如权利要求1所述的放电灯点火控制设备,其特征在于,所述控制电路被构造成在所述第二开关装置导通和关断以后,产生所

述脉冲形电压 (V52)，升高所述脉冲形电压 (V52) 的峰值，并用所述升高的峰值稳定所述脉冲形电压。

3.如权利要求 1 所述的放电灯点火控制设备，其特征在于，所述第一开关装置在产生所述脉冲形电压 (V52) 时导通和关断。

4.如权利要求 2 所述的放电灯点火控制设备，其特征在于，所述第一开关装置在所述脉冲形电压 (V52) 之所述峰值稳定之前，开始导通和关断。

5.如权利要求 2 所述的放电灯点火控制设备，其特征在于，所述第一开关装置刚好在所述脉冲形电压 (V52) 之所述峰值稳定之前，开始导通和关断。

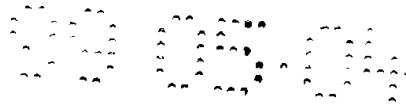
6.如权利要求 1 所述的放电灯点火控制设备，其特征在于，所述第一开关装置在所述脉冲形电压 (V52) 之所述峰值稳定时，开始导通和关断。

7.如权利要求 1 所述的放电灯点火控制设备，其特征在于，所述第一开关装置在所述脉冲形电压 (V52) 之所述峰值稳定后，开始导通和关断。

8.如权利要求 1 所述的放电灯点火控制设备，其特征在于，所述第一开关装置提供直流输出电压发生多级变化的所述直流电。

9.如权利要求 8 所述的放电灯点火控制设备，其特征在于，在所述微弱点火开始时以及在微弱点火期间，所述第一开关装置至少使所述直流输出电压发生二级变化。

10.如权利要求 1 所述的放电灯点火控制设备，其特征在于，所述第二开关装置用来对所述放电灯 (15) 先行预热，所述第一开关装置的导通和关断发生在第二开关装置的导通/断开之后，所述控制电路用来在所述第一开关装置导通和关断之后产生所述脉冲



形电压 (V52) , 逐步提高所述脉冲形电压 (V52) 的所述峰值, 直至所述点火稳定, 并且控制所述脉冲形电压 (V52) , 使其峰值大体恒定, 成为所述放电灯的预定施加电压。

11.如权利要求 10 所述的放电灯点火控制设备, 其特征在于, 所述控制电路在微弱点火期间, 在一能够保持所述微弱点火的电平下, 向所述放电灯 (15) 提供所述脉冲形电压 (V52) 。

12.如权利要求 1 所述的放电灯点火控制设备, 其特征在于, 所述控制电路在所述微弱点火期间向所述放电灯 (15) 提供的所述脉冲形电压 (V52) 比微弱点火启动时提供的要高, 并所述控制电路在微弱点火期间改变所述脉冲形电压。

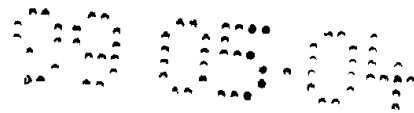
13.如权利要求 1 所述的放电灯点火控制设备, 其特征在于, 所述控制电路向所述放电灯 (15) 提供的所述脉冲形电压 (V52) 正负极性两边不对称。

14.如权利要求 1 所述的放电灯点火控制设备, 其特征在于, 所述控制电路向所述放电灯 (15) 提供的所述脉冲形电压 (V52) 的峰值至少在正负极性两侧中的一侧保持一预定值。

15.如权利要求 1 所述的放电灯点火控制设备, 其特征在于, 所述第一开关装置包括一升压型斩波电路 (11) , 且所述第二开关装置包括一半桥型逆变器电路。

16.如权利要求 1 所述的放电灯点火控制设备, 其特征在于, 所述第二开关装置包括一逆变器电路 (12) , 并且所述控制电路用来改变所述逆变器电路的输出电压。

17.如权利要求 1 所述的放电灯点火控制设备, 其特征在于, 所述第一开关装置包括一斩波电路 (11) , 以及一用于控制通向所述斩波电路 (11) 之电力的斩波控制电路 (13) 。



18.如权利要求 17 所述的放电灯点火控制设备, 其特征在于, 还包括用于根据控制电源电压 (V_{cc}) 的值控制一开关元件 (SW) 的电源控制电路 (16), 所述电源控制电路 (16) 将所述控制电源电压 (V_{cc}) 与第一和第二预定电压 (V_1 , V_2) 比较, 当所述控制电源电压 (V_{cc}) 小于所述第一预定电压 (V_1) 时, 接通所述开关元件 (SW), 而当所述控制电源电压 (V_{cc}) 大于所述第二预定电压 (V_2) 时, 断开所述开关元件 (SW).

19.如权利要求 1 所述的放电灯点火控制设备, 其特征在于, 还包括一电感器 (L_1), 用来获得一同步信号, 使所述第一开关装置在一较宽的范围内相应于输入电压 (V_3) 实现振荡.

20.如权利要求 1 所述的放电灯点火控制设备, 其特征在于, 所述控制电路按照施加到所述放电灯 (15) 上的所述电压 (V_5) 的有效峰值 (V_p), 对所述第一开关装置的输出电压 (V_{dc}) 进行反馈控制.

21.如权利要求 1 所述的放电灯点火控制设备, 其特征在于, 所述第二开关装置包括一个至少划分为二部分 (L_1 , L_2) 的谐振电感器 .

说明书

放电灯点火装置

本发明涉及一种用于放电灯高频点火的放电灯点火装置，所述放电灯采用一种逆变器电路。

通常，在放电灯点火装置中，启动放电所需要的高电压被施加到放电灯上。当此放电灯被做成能够进行放电灯的微弱点火(dimming lighting)时，启动处于微弱点火状态的放电灯，需要在启动微弱点火时，向放电灯提供一个比保持微弱点火所需能量高的能量，从而产生了微弱点火涉及到提供较大能量而伴随出现的闪光的问题。

特别是，当此微弱点火被用来启动照度的相对比值低于 50% 的照明(相对于额定照明下的照度为 100% 而言)时，闪光问题是惊人的。

用逆变器电路获得的、用高频点火放电灯以及用斩波电路来改善装置的输入失真的放电灯点火装置已在美国专利号为 5,144,195 的美国专利中公开，启动时，放电灯点火装置中的放电灯灯丝经预热，预热时间从逆变器电路的振荡开始到斩波电路的启动为止，从而延长放电灯的寿命，减小任一非常态时出现的次级电压。然而，这种装置还是未能提供对放电灯进行微弱点火的技术思想，也未能在启动微弱点火时防止闪光的发生。

另一方面，美国专利号为 4,392,087 的专利文献中公开了另一例构成微弱点火的放电灯点火装置，这种装置用相位控制的方法来实现微弱点火。然而，这种装置的困难点在于，它未能在保持稳定点火状态的情况下实现微弱点火，并且仍然未能提供任何一种能够

限制任何输入失真的斩波器结构，未能公开任何在启动微弱点火时限制闪光发生的技术思想。

美国专利号为 4,952,849 的专利文献中还公开了另一种在放电灯点火起动时或在空载状态时减小次级电压的装置，在这种装置中，在启动点火放电灯时，用逐渐降低逆变器电路的振荡频率的方法来减小电压，以便点火放电灯而提高空载状态下的频率。然而，在这种已知装置中，也未能揭示微弱点火的技术思想，包括启动微弱点火时用来限制闪光的措施。

在另一美国专利号为 4,461,980 的专利文献中，揭示了一种在空载状态下，用间歇振荡逆变器电路的方法减小次级电压有效值的点火装置，但是这种装置同样未能提供微弱电火的技术思想，包括在启动微弱点火时用来限制闪光的任何措施。

另外，在美国专利号为 4,791,338 的专利文献中，描述了一种在启动放电灯的点火时，把脉冲电压提供给次级电压的装置，但这种装置存在一个问题，即很难仅仅用把脉冲电压提供给次级电压的方法来可靠地限制在放电灯的微弱点火启动时发生的闪光。

另外，美国专利号为 5,170,099 的专利文献中，建议在微弱点火时，用把一直流电压施加到此放电灯上的方法来实现放电灯的稳恒点火，即使在低光通量微弱点火时也是这样。然而，在启动微弱点火时，也未能可靠地防止闪光的发生。

因此，本发明的一个主要目的在于提供一种放电灯点火装置，这种放电灯点火装置能够用一高频对放电灯点火的方法来限制输入失真，能够在启动微弱点火时防止闪光的发生，因而即使在光通量很低，如相对照度比低于 1% 的情况下，仍然能够实现稳定的微弱点火。

按照本发明，上述发明目的可以用一放电灯点火装置来实现，在所述点火装置中，来自交流电源的交流电通过第一转换装置被转

换成一直流电，此直流电再通过第二转换装置被转换成一高频电流，一包含一放电灯的负载电路与第二转换装置的输出端相连，且第一转换装置的驱动跟在第二转换器的驱动之后，其特征在于，在其微弱点火时，用一电压施加装置把一脉冲形电压断续地施加到放电灯上。

根据本发明所述上述结构，可以在启动微弱点火或者在微弱点火时，用断续施加脉冲形电压的方法，有效地降低次级电压，特别是能在启动微弱点火时有效地防止闪光的发生。

下文中，从结合附图对最佳实施例对本发明的详细描述中，本发明的其他发明目的和优点将变得清楚起来。

图 1 是本发明一种实施例中，放电灯点火装置的电路图；

图 2 是图 1 所述点火装置工作的波形图；

图 3 是本发明另一种放电灯点火装置实施例方框图；

图 4 是图 3 所述实施例的工作波形图；

图 5 至图 8 是本发明所述放电灯点火装置相应于每一种其他实施例的工作波形图；

图 9 是本发明所述放电灯点火装置的另一方面的波形图；

图 10 至图 12 是本发明所述放电灯点火装置更多实施例的工作波形图；

图 13 是本发明所述放电灯点火装置另一方面的工作波形图；

图 14 是本发明所述放电灯点火装置另一种实施例的方框图；

图 15 是图 14 所述实施例的工作波形图；

图 16 是本发明所述另一种实施例的工作波形图；

图 17 至图 19 是本发明更多实施例中放电灯点火装置的电路方案图；

图 20 和图 21 是本发明另一种实施例中放电灯点火装置的基本结构方框电路图；

图 22 至 26 是图 20 和图 21 所述结构工作的说明性波形图；

图 27 是本发明所述另一种实施例中放电灯上点火装置的基本结构电路方框图；

图 28 是图 27 所述实施例工作的说明性波形图；

图 29 是实施图 27 所述基本结构的详细电路图；

图 30 是本发明另一种实施列中放电灯点火装置的电路图；

图 31 是本发明所述放电灯点火装置另一种实施例的电路图；

图 32 是本发明所述放电灯点火装置另一种实施例的电路图；

图 33 是说明图 32 所述实施例工作的说明性波形图；以及

图 34 是图 32 所述实施例工作的流程图。

结合附图对本发明所述各相应实施例进行说明时，应该理解，本发明不应仅局限于所述实施例，而应在所述权利要求的范围内，可以包括各种可能的变异、修正和同等结构。

图 1 是本发明所述放电灯点火装置的一种实施例，图 2 为本实施例的工作波形，其中，一升压斩波电路 11 在交流电源开关 SW 闭合后的 t_1 时间间隔内保持停顿状态。这里，通过把交流电压转变成直流电压的装置 DB，把平滑的直流电压 V_{c1} 施加到一逆变器电路 12 上，其峰值为 V_p ，而施加到放电灯 15 上的电压 V_s 的幅度较小，从而可以有足够大的预热电流被提供给放电灯 15，而不会使放电灯启动放电。放电灯 15 预热以后，升压斩波电路 11 被激励，使平滑直流电压 V_p 在逆变器电路 12 处被升压至电压 V_{dc} 。这样，这种结构使得电压升高的电平比值不致于对放电灯 15 进行点火，或者，即使当升压比值较大时，逆变器电路 12 中的开关元件 Q2 和 Q3 的“开”周期被控制，从而将电压限制在不启动放电的电平上。所以，电压 V_s 仅在每一时间间隔 t_3 内被升压，从而获得通过逆变器 12 断续地施加到放电灯 15 上的脉冲形电压，控制所述脉冲形电压，从而逐步提高此电压电平，直至放电灯 15 开始放电。

下文中将对本发明作进一步详述，包括图 1 中所示整个电路的运行状况。现在，当电源开关 SW 接通时，来自交流电源的交流电压经整流装置 OB 整流，经电容 C1 平滑的直流电压通过二极管 D1 施加到逆变器电路 12。此时，斩波电路 11 中的开关元件 Q1 保持非导通状态，不产生斩波动作。这里，电容 C1 处的电压被提供给逆变器电路 12，电容 C2 通过电阻 R1 接收此电压，并充电。当电容 C2 中的充电电压达到 DIAC Q4 的转折电压时，电容 C2 中所聚集的电荷通过开关元件 Q3 的基极和发射极放电，从而使开关元件 Q3 导通。然后，电流反馈变压器 CT 的次级线圈 n_2 和 n_3 的反馈电流分别通过电阻 R2 和 R3 被提供给开关元件 Q2 和 Q3 的基极，使开关元件 Q2 和 Q3 交替地导通和截止。

此时，这个将由直流系统进行转换的电压是在开关元件 Q3 的集电极和发射极两端产生的，此电压通过耦合电容 C9 被施加到变压器 T3 的初级线圈。耦合电容 C9 切断所有直流分量，而使高频交流分量通过变压器 T3 的次级线圈。相应地，可以在变压器 T3 的次级线圈得到一高频交流电压，此高频交流电压经电阻 R8 和电容 C6 整流和平滑，从而得到斩波控制电路 13 的驱动电源。选择变压器 T3 初级和次级线圈的最佳圈数，可以获得供斩波控制电路 B 使用的直流驱动电压 e。

随着斩波控制电路 13 被激励，升压斩波电路 11 中的开关元件 Q1 便导通和截止。伴随着斩波电路 11 的激励，其相当高的输出电压使逆变器电路 12 受到驱动。如果此时电路处于静态，则通过由电感 L2 和电容 C3、C4 组成的谐振电路，把一高频高电压施加到带有预热电容 C5 的放电灯 15 上。

更具体地说，上述脉冲形电压的控制，可以按照施加到相关逆变器控制电路 14 上的脉冲形信号电压 V_6 ，通过改变逆变器电路 12 中的开关元件 Q3 的导通时间而实现，以达到间歇振荡。即，在开关

元件 Q3 的导通周期内，用改变开关元件 Q5 的方法来迫使开关元件 Q3 处于截止状态，元件 Q5 被插在开关元件 Q3 的基极和电路 14 之间，从而可以改变开关元件 Q3 的导通周期。这种改变使开关元件 Q2 和 Q3 的导通周期不平衡，振荡频率也发生变化，逆变器电路 12 的输出可以在一较宽范围内发生变化。按照本发明，甚至在相对照度比低于 0.5% 的较低光通量的情况下，也能启动微弱点火而无闪光。

上述图 1 和图 2 所述实施列中，逆变器电路连接采用的是串联连接结构，也可以采用单石 (single-stone) (单只开关元件) 逆变器电路或者一推挽制电路。

图 3 为本发明所述放电灯点火装置的另一种实施例，它采用如图 4 所示的波开工作，此实施列的特征在于，在包含放电灯 15 的负载电路中插入了一个脉冲发生电路 17。本实施例中，在接通交流电源时或者以后，逆变器电路 12 的驱动先于斩波电路 11，并使预热电流流入放电灯 15。然后，驱动斩波电路 11，使平滑直流电压 V_{c1} 升压。这里，用斩波电路 11 的电压升压比保持较低的方法，或者用保持逆变器电路 12 的开关元件导通周期较短的方法，使施加到放电灯 15 的电压 V_{s1} 较低，从而保持提供给放电灯 15 的能量相当小。现在，用脉冲发生电路 17，在电压 V_{s1} 上迭加上脉冲形电压 V_{s2} ，使得放电灯电压 V_s 满足 $V_s = V_{s1} + V_{s2}$ ，从而可以得到图 1 所述实施例的同样效果。施加到放电灯 15 上的脉冲形电压可以与逆变器电路 12 的输出同步，或者，如果不同步，电压为一宽脉宽电压。另外，图 3 所述逆变器电路 12 也可以采用如图 1 所述实施例的其他某种电路结构。

图 5 是本发明所述另一种实施例的波形图。在前述图 4 所示实施列中，激励逆变器电路 12，先使放电灯 15 预热，然后斩波电路 11 开始运行，从而得到施加到放电灯 15 上的脉冲形电压，而本实

施例则是在接通交流电源以后，通过逆变器电路 12 对放电灯 15 进行预热，然后再施加脉冲形电压。此脉冲形电压的施加，使得可以平滑地实现低光通量微弱启动。其次，当脉冲形电压值稳定时，驱动斩波电路 11。斩波电路 11 在这种计时关系激励下，放电灯 15 开始放电，并且，因为放电灯已经处于能够稳定点亮的状态，所以斩波电路 11 以相当稳定的方式运行。另外，因为放电灯 15 处于低光通量微弱点火的状态，并且在消耗电功率，所以当斩波电路 11 的输出电压 V_{C1} 升高到升压电压 V_{dc} 时，过冲电压(overshoot voltage)产生就相当难。应该理解的是，上述结构不仅适用于前述图 1 或图 3 所述实施例，也可适用于任一采用微弱点火结构的电路，可以得到同样效果。

图 6 是本发明所述放电灯点火装置另一种实施例的工作波形图，其中，从波形可以清楚地看出，斩波电路 11 是与施加脉冲形电压的同时被激励的。电路以这种计时关系运行，从斩波电路 11 的启动点开始施加脉冲形电压，所以提供给负载电路的能量更大，在启动斩波电路 11 时，可以防止发生在斩波输出电压 V_{C1} 中出现的过冲电压。另外，因为斩波电路 11 是与施加的脉冲形电压同时启动的，所以，施加到放电灯 15 上的电压有效值在作用到先前的预热以后被平滑地增大。所以，除了由于施加脉冲形电压而改善了启动性以外，基本应用的电平也逐渐上升，可以实现比上述图 2 所述运行更平滑的点火。

图 7 是本发明所述放电灯点火装置另一种实施例的工作波形，其中，从波形可以清楚地看出，在接通电源先行预热放电灯 15 以后，激励逆变器电路 12，然后施加脉冲形电压，并且在脉冲形电压的峰值逐步上升的过程中，斩波电路 11 开始工作。电路以这种计时关系运行，可以在启动斩波电路 11 时，已经开始施加脉冲形电压，因而提供给负载电路的能量很大，斩波电路输出电压 V_{C1} 上升到升

压电压 V_{dc} 时出现的过冲电压相对较难发生。另外，因为在本实施例中，斩波电路 11 的输出电压 V_{c1} 在逐渐放大脉冲形电压的过程中被放大，所以，可以以前述图 6 所述实施例相同的方式进行平滑的放电起动。另外，因为基本波形的幅度是在脉冲形电压的峰值与基本波形电压的某个差异点处被放大的，此二电压值之间的差异可以被保持得不过分大，所以电路压力可以减小，并能有效地防止噪声等的发生。

图 8 是本发明所述放电灯点火装置另一种实施例的工作波形，其中，从波形可以清楚地看出，逆变器电路 12 是在接通电源先行预热放电灯 15 以后被激励的，在激励斩波电路 11 以前，保持施加脉冲形电压，电路 11 的激励发生在脉冲形电压的峰值稳定以前，而斩波电路 11 的升压输出电压 V_{dc} 的稳定发生在脉冲形电压的稳定之后。装置以这种计时关系运行，可以在斩波电路输出电压 V_{c1} 上升到升压电压 V_{dc} 时，有效地防止过冲电压的发生。另外，在本实施例中，斩波电路 11 是在脉冲形电压的峰值接近最大值时激励的，从而使施加到放电灯 15 上的电压 V_s 的有效值更大。相应地，在低温或类似的状态下，当放电很难起动时，用施加脉冲形电压的方法，使放电灯电压 V_s 的有效值升高至接近放电的起动点，从而即使在低温或类似的状态下，也能以平滑的方式实现点火操作。另外，在开始点火时，用施加脉冲形电压的方法，可以以稳定的方式有效地保持低光通量微弱点火，而不会引起闪光。在这种情况下，也正如图 9 所示的那样，装置的这种结构可使脉冲形电压在接近放电点火的起动点处达到峰值，并且可以获得同样效果，只要斩波电路 11 工作的计时关系与上述相同。

图 10 是本发明所述放电灯点火装置另一种实施例中的工作波形，在这种结构中，在进行低光通量微弱点火时，可以用施加与起动点火相同的脉冲形电压来稳定保持低光通量点火。如图所示，此

时可用放电灯电压 V_{s1} 的任一变化值改变施加到放电灯上的电压有效值，这是由于可以将微弱点火降低到低光通量的缘故，并且即使在低光通量点火时，仍可以保持稳定的点火状态。

图 11 是本发明所述放电灯点火装置另一种实施例的工作波形。还是参见图 10 所述实施例，在低光通量微弱点火和点火启动时，使用同一脉冲形电压会冒风险，脉冲的峰值会变得极高，施加脉冲形电压时放电灯所消耗的功率增加，并且在低于预定微弱点火比的状态下，即降低放电灯电压 V_{s1} 的电平，低光通量微弱点火也变得不可能。就这点而言，在启动微弱点火时，电压的施加在所要求的电平上进行，然而，在放电灯点亮以后，如图 11 所示，电压逐渐变化，一直到放电灯在低光通量微弱点火的时刻用来维持放电灯稳定点火所需的脉冲形电压的最小电平，并且能够充分扩展可维持点火的低光通量的范围。按照本发明，甚至在相对照度比低于 0.5% 的低光通量的情况下，可以启动微弱点火而不会出现闪光，并且可以在相对照度比低于 0.5% 的低光通量的情况下实现连续微弱点火。

图 12 为本发明所述放电灯点火装置另一种实施例的工作波形，这种结构在微弱点火时，施加的脉冲形电压比起动点火所施加的脉冲形电压要高。现在，在施加如图 12 所示的脉冲形电压的情况下，可以使放电灯在某种微弱点火比的情况下点火发亮，并且在微弱点火时脉冲形电压是任意可变的情况下，可以按照脉冲形电压改变微弱点火比。

然而在上述各实施例中，启动点火和微弱点火的脉冲形电压，正负两侧呈对称，也可以施加如图 13 所示的不对称的脉冲形电压。

现在参见图 14，这是本发明所述放电灯点火装置又一种实施例的方框图，与图 3 所示实施例相比，本实施例在负载电路中插入的一个由一个直流电压源 V_7 和一个二极管 $D7$ 组成的串联电路，与脉冲发生电路 17 并联。这样，由脉冲发生电路 17 产生的任何高于直

流电压 V_s 的电压受到二极管 $D7$ 的箝住，从而不允许任何超过直流源电压 V_s 的电压施加到此放电灯上（见图 15）。当施加到放电灯 15 上的电压 V_s 为放电灯点火起动所需的电压时，斩波电路 11 和脉冲发生电路 17 的工作计时关系可以与上述实施例中的工作计时关系相同。对于在低光通量微弱点火期间施加的脉冲形电压，与起动点火的情况相似，也可以提供非对称的脉冲形电压，只要此电压处于低光通量微弱点火所需要的电压电平，并在微弱点火时施加带有复位功能的对称脉冲形电压。另外，当直流源电压 $V_s=0$ 时，可以仅以一个方向把图 16 所示的工作对称的脉冲形电压施加到放电灯 15 上。

图 17 为本发明所述放电灯上点火装置另一种实施例的方框图，其中，逆变器电路 12 的输出电压通过一由电感 $L21$ 和 $L22$ 组成的串联电路施加到一由放电灯 15 和电容 $C5$ 组成的并联电路上。对于与放电灯 15 串联连接的电感 $L21$ 和 $L22$ ，施加的平衡电压是从逆变器电路 12 的输出电压中扣除施加到放电灯 15 上去的放电灯电压 V_s 。在这种情况下，与由单只电感组成的结构相比，本实施例将一个作为限流元件的电感一分为二，（电感 $L21$ 和 $L22$ ），可以减弱该电感所产生的磁场强度，从而可以显著减小放电灯或其周围元件所产生的噪声。另外，这里把单只电感一分为二只是个例子，用作限流元件的电感也可以分为多于 3 个的 n 个元件，从而可以显著地限制执行微弱点火时产生的噪声。

在图 18 所示本发明所述放电灯点火装置另一种实施例的方框图中，插入的二个电感 $L21$ 和 $L22$ 位于放电灯 15 的两侧，这样可以稳定放电灯 15 两端的电压，并可以减小放电灯 15 产生的噪声。

图 19 是本发明所述放电灯点火装置另一种实施例的电路图，其中，两电感 $L21$ 和 $L22$ 相互串联，并连接在放电灯 15 的灯丝与二极管 $D2$ 和 $D3$ 的连接点之间，所述二极管 $D2$ 和 $D3$ 与平滑电容

C1 并联，并且流过放电灯的放电灯电流可以足以减小噪声。

图 20 是本发明所述放电灯点火装置又一种实施例方框图，本实施例也采用了一种平滑实现降低微弱点火至低光通量范围的结构。本实施例中采用一高频电源 22 和一直流电源叠加装置 24，高频电源 22 的详细描述见图 21。所以，此高频电源 22 包含把交流电源产生的电压转换成直流电压 V_{dc} 的斩波电路 11，把直流电压 V_{dc} 转换成一高频的逆变器电路 12，把逆变器 12 的高频输出施加到放电灯 15 的谐振电路 26，用逆变器 12 的高频输出对放电灯 15 的灯丝进行预热的预热电路 27，对放电灯 15 进行放电灯电压 V_b 检测的检测装置 28，以及用检测装置 28 的输出对斩波电路 11 进行反馈控制的控制装置 32。直流电源叠加装置 24 包括一直流转换电路 29 的串联电路，用来产生具有逆变器电路 12 高频输出的直流电压；一阻抗元件 30，用来把直流转换电路 29 的输出直流电压提供给放电灯 15；以及二极管 31。

但是，图 20 和 21 所述结构存在一个需要解决的问题。这就是，当直流电压 V_{dc} 比放电灯电压 V_b 高得多时，即 $V_{dc} \gg V_b$ ，需要如图 22 所示的一个等效电路 ZO，此等效电路呈现出逆变器电路 12 和谐振电路 26 的阻抗，并满足 $V_{dc} = V_z + V_b$ 。相应地，直流电压 V_{dc} 比放电灯电压 V_b 高得越多，阻抗 ZO 上的电压降 V_z 就越大，从而就要冒施加到逆变器电路 12 和谐振电路 26 上的电压变大的风险，这一电路部分的功耗随电压增加而增加，由此降低了电路效率。

如果直流电压 V_{dc} 比放电灯电压 V_b 要小得多，即 $V_{dc} \ll V_b$ ，参见图 23，只要放电灯 15 的发光度相同，不管直流电压 V_{dc} 为何值，放电灯 15 耗用的功率 ($W_b = W_b \times I_b$) 大体上恒定。这里，在向放电灯 15 提供相同功率时，如果直流电压 V_{dc} 较低，则输入电流增大。如果直流电压 V_{dc} 比放电灯电压 V_b 低，即 $V_{dc} < V_b$ ，则必须提高电压值，以便能用增强谐振的方法来获取所要求的放电灯电压 V_b ，此时

谐振电流增大，无功功率增加，并且效率降低。所以可以理解；无论直流电压 V_{dc} 过高或过低，效率都降低。

正如所描述的那样，直流电压 V_{dc} 和电路效率之间的关系是由放电灯电压 V_b 的值确定的。所以，根据放电灯电压 V_b 设置直流电压 V_{dc} 的值，可以使放电灯点火装置具有出色的电路效率。考虑图 24 所示的直流电压 V_{dc} 的最佳值，用 V_x 表示的放电灯电压 V_b 的有效值如图 24 中的虚线表示。这里，直流电压 V_{dc} 的设置，使 $V_{dc} = 2V_x$ (如图所示)，使效率达到最佳值，相对于放电灯电压 V_b 而言不会使直流电压 V_{dc} 过高或过低。然而在实践中，逆变器电路 12 和谐振电路 26 具有阻抗成分 Z_0 ，考虑到这一点，需要把直流电压设置成 $V_{dc} = 2V_x + V_z$ ，并且实际上最好把直流电压 V_{dc} 设置成是放电压的有效值 V_x 的 2.0 至 2.5 倍高。

另外，在进行微弱点火时，放电灯电压 V_b 也随着放电灯电流 I_b 而变化，如图 25 所示。在这种情况下，视微弱点火的程度而定，仍然有电路效率降低的风险。就是说，与完全点火相比，按照微弱点火的程度，进行微弱点火的时候，放电灯功率有可能减小，但逆变器电路 12 或类似器件处的功耗变化较小，且光通量越低，电路效率的降低更甚。这里，因为至今直流电压 V_{dc} 的值是按照放电灯电流 I_b 的峰值 V_p (有效值) 设置的，即使在低光通量的情况下，也能保持极佳的电路效率。这就是说，当放电灯电压 V_b 的有效值的峰值如图 25 中所示的 V_p 时，则直流电压 $V_{dc} = V_p + V_z$ 。实践中，把直流电压 V_{dc} 设置成大约是放电灯电压 V_b 的有效值峰值 V_p 的 2.0 至 2.5 倍。

再参见图 21，对直流电压 V_{dc} 进行反馈控制，从而就本发明所述放电灯电压 V_b 的有效值峰值 V_p 而言，有 $V_{dc} = V_p + V_z$ ，如图 25 所示。例如，在对放电灯 (FLR-40) 进行微弱点火控制时，此放电灯 FLR-40 在微弱点下，其放电灯电压 V_b 的峰值在低温时上升到约为 180V。这里，当直流电压 $V_{dc} (= V_p + V_z)$ 的值被设置约为

360V 至 450V 时, 可以使电路效率极佳, 并且可在一宽范围内进行连续微弱点火。另外, 本实施例中, 逆变器电路可以采用半桥型 (half-bridge type) 或全桥型 (full-bridge type)。另一方面, 当采用单石式逆变器电路时, 此电路有一升压动作, 并且公式 $V_{dc} = V_p + V_z$ 不再适用。另外, 如果所采用的斩波电路 11 为升压型的, 只要可以获得预定的直流电压 V_{dc} , 同样可以采用其他结构的斩波电路。

在上施实施例中, 直流电压 V_{dc} 是在微弱点火时用放电灯电压 V_b 的峰值 V_p 来设置的, 从而当放电灯 15 的光学输出较高 (放电灯电压 V_b 较低) 时, 电路效率较低。因此, 考虑到这点, 用检测放电灯电压 V_p 有效值 V_x 的检测装置 28 来改变直流电压 V_{dc} , 不仅可以在低光通量的范围内提高电路效率, 而且可以在完全点火的情况下提高电路效率, 从而使 $V_{dc} = 2.0$ 至 $2.5V_x$ 的关系总能被满足。直流电压 V_{dc} 和放电灯电流 I_b 之间的关系的一个例子如图 26 所示, 其中, 不管光通量的输出变化如何, 直流电压 V_{dc} 的值总是 $2V_b$, 并且可以用平滑的方式实现把微弱点火降低到相当低的光通量。

图 27 是本发明所述放电灯点火装置另一种实施例的基本结构图。现参考图 28 来描述这种结构的运行。接通电源开关 SW, 使控制电源电压 V_{cc} 通过一电阻 RO 上升至电压 V_2 。当电压 V_{cc} 上升到电压 V_2 后, 断开电源开关 SW, 控制电源电压 V_{cc} 就降低。这里, 如果逆变器电路 12 是 t_5 时刻开始工作, 则从逆变器电路 12 通过二极管 D8 提供用于控制电源的电流, 且控制电源电压 V_{cc} 被提高到最高值 V_1 , 此值为齐纳二极管 ZD2 的齐纳电压。图 28 中, 逆变器电路 12 在 t_5 时刻开始工作, 在更早的时刻开始工作使通过二极管 D8 的电流供给在更早的启动时刻开始, 从而提高了控制电源电压 V_{cc} 。

在控制电源电压 V_{cc} 高于电压 V_2 的周期内, 电源开关 SW 保持断开状态。当在 t_6 时刻输入一停止点火 (light-off) 控制信号时, 逆变器电路 12 停止工作, 通过二极管 D8 的电流中断, 由于逆变器控

制电路 14 处的消耗，控制电压 V_{cc} 降低，达到电压 V_1 ，于是电源开关 SW 再次接通，直至控制电源电压 V_{cc} 上升到电压 V_2 ，在达到电压 V_2 后，电源开关 SW 就断开。随后，控制电源电压 V_{cc} 被控制在电压 V_1 和 V_2 之间。这里，电压 V_1 是逆变器控制电路 14 正常工作的电压，若电压超过此电压值 V_1 ，逆变器电路 12 也开始正常工作。应该理解的是，采用这种控制方法，处于等待状态的控制电源电压 V_{cc} 可被控制在较低值，并且电阻 RO 处的功耗可被减小。

图 29 是本实施例的具体电路结构，其中，交流电源 AC 通过含有电容 C10、C11 和滤波线圈 FT 的低通滤波电路，与全波整流器 DB 的交流输入端相连，整流器的直流输出端与平滑电容 C1 并联，由三极管 Q2 和 Q3 组成的串联电路跨接在电容 C1 两端。三极管 Q2 和 Q3 的发射极分别与电阻 R10 和 R11 串联。由三极管 Q2 和电阻 R10 组成的串联电路，二极管 D2 连接成反向并联关系，由三极管 Q3 和电阻 R11 组成的串联电路，二极管 D3 连接成反向并联关系。由三极管 Q2 和电阻 R10 组成的串联电路，放电灯 15 和灯丝邻电源一侧的端子通过扼流圈 L2 和电容 C3 连接，而电容 C5 成并联关系跨接在放电灯 15 的灯丝非邻电源一侧的端子两端，逆变器控制电路 14 的输出电压分别通过每一驱动电路 10A 和 11A 施加到三极管 Q2 和 Q3 的基极。

电容 C6 通过限流电阻 RO 和金属氧化物半导体 (MOS) 三极管 QO，连接在平滑电容 C1 的两端，而齐纳二极管 ZD2 以并联关系跨接于电容 6。另外，由电容 C12 和齐纳二极管 ZD 组成的并联电路通过电阻 R9 跨接于平滑电容 C1。在电容 C12 处可获得的电势被提供给 MOS 三极管 QO 的栅极。扼流圈 L2 的次级线圈 L2 的一端接地，另一端通过二极管 D8 与电容 C8 相连。此电容 C8 与电容 C6 并联，组成逆变器控制电路 14 的电源。齐纳二极管 ZD3 通过电阻 R17，以及由电阻 R14、R15 和 R16 组成的串联电路，跨接于电

容 C8 的两端。电阻 R14 和 R15 之间的连接点与比较器 CP 的负输入端相连，而电阻 R17 和齐纳二极管 ZD3 之间的连接点与比较器 CP 的正输入端相连，比较器的输出端通过电阻 R35 与三极管 Q8 的基极相连，并通过电阻 R13 与三极管 Q7 的基极相连。三极管 Q8 以并联方式跨接于电阻 R16，三极管 Q7 连接在三极管 Q6 的基和发射极之间，三极管 Q6 可在基极通过电阻 R12 牵引到电容 C6 或 C8 的电势，三极管 Q6 以并联方式跨接于齐纳二极管 ZD1。

现在来看图 29 所示电路的工作情况，由电容 C6 和 C8 得到的控制电源电压 V_{cc} 被施加到由电阻 R17 和齐纳二极管 ZD3 组成的串联电路，并且在齐纳二极管 ZD3 处得到的基准电压被提供给比较器 CP 的正输入端。另外，控制电源电压 V_{cc} 在电阻 R14—R16 上分压，并被提供到比较器 CP 的负输入端。从图 28 可以清楚地知道，当 $V_{cc} < V_2$ 时，比较器 CP 提供一高电平输出，此时三极管 Q7 处于导通状态，而三极管 Q6 处于截止状态，且 MOS 三极管 QO 也处于导通状态。当 $V_{cc} \geq V_2$ 时，比较器 CP 逆转，因而其输出处于低电平，三极管 Q7 处于截止状态，而三极管 Q6 导通，MOS 三极管 QO 处于截止状态。对电阻 R14—R16 和齐纳二极管 ZD3 的电路常数进行这样设置，比较器 CP 的输出在控制电源电压 V_{cc} 被降低到 $V_{cc} \leq V_2$ 时再次处于高电平，则可以得到如图 28 所示的同样的工作状况。

图 30 是本发明所述放电灯点火装置另一种实施例电路的基本部分，其中，在上述图 29 所描述的实施例中，在全波整流器 DB 的输出端和平滑电容 C1 之间插入了升压斩波电路 11。在这种情况下，平滑电容 C1 通过由扼流圈 L1 和二极管 D1 组成的串联电路，与全波整流器 DB 的输出端相连，而由 MOS 三极管 Q1 和电阻 R24 组成的串联电路与由二极管 D1 和电容 C1 组成的串联电路相连。全波整流器 DB 的输出电压被由电阻 R20 和 R21 组成的串联电路分压，

提供到斩波控制电路 13。流过扼流圈 L1 的电流由此扼流圈 L1 的次线圈检测，并通过电阻 R22 提供到斩波控制电路 13。斩波控制电路 13 的输出通过电阻 R23 提供给 MOS 三极管 Q1 的栅极，因此流过此三极管 Q1 的电流由电阻 R24 检测并提供给斩波控制电路 13。电容 C1 处的电压被电阻 R25 和 R26 分压并被提供到斩波控制电路 13，此电路 13 对 MOS 三极管 Q1 作导通/截止控制，因而可在平滑电容 C1 处得到一预定电压。这里，图 29 所示电路中的 MOS 三极管 Q0 的漏极通过电阻 R10，与全波整流器 DB 的高电势一侧的输出端相连。

现在，来考虑工作电压 V_o 与斩波控制电路 13 的控制电源电压 V_{cc} 之间的关系。当控制电源电压 V_{cc} 比斩波控制电路 13 的工作电压 V_o 低时，电路 13 就停止工作。在斩波电路 11 是升压型的情况下，并且只要斩波电路 11 总是处于工作状态时，对逆变器电路 12 的输入电压总是较高，并且斩波控制电路 13 涉及到不必要的功率损失，从而电压处于图 28 中所示的 $V_2 < V_o < V_+$ 将是最佳状态。具有这样的电压设置，斩波电路 11 在逆变器电路 12 起动之后开始工作。另一方面，当逆变器电路 12 处于等待状态时，有关系 $V_1 < V_{cc} < V_2$ ，斩波电路 11 自动停止其工作。

当本实施例中的斩波电路 11 为升压型的时候，也可以采用任何电压降落型电路，或可以得到升压型和降落型斩波电路。当采用降落型电路时，对逆变器电路 12 的输入电压即使当斩波电路 11 处于恒定工作状态时也并不高，电压可以被设置成 $V_1 > V_o$ 。当逆变器电路 12 由于采用上述结构而停止工作时，由于具有电压 $V_{cc} > V_1$ 的关系，所以斩波电路 11 继续工作。同时，重新起动逆变器电路 12 时，可以稳定进行向逆变器电路 12 供应电压。

图 31 所示本发明所述放电灯点火装置的另一实施例中，所采用的结构使提供给斩波控制电路 13 的电源受三极管 Q9 的导通/

截止工作状态的控制当提供给逆变器控制电路 14 的控制电源电压 V_{cc} 超过预定值时，电流通过齐纳二极管 ZD4 流入另一三极管 Q10 的基极，从而使三极管 Q9 导通，并且向斩波控制电路 13 供电。当控制电源电压低于此预定值时，齐纳二极管 ZD4 截止，另一方面，三极管 Q10 也截止，三极管 P9 可靠地截止。相应地，正确地设置齐纳二极管 ZD4 的齐纳电压，当控制电源电压 V_{cc} 低于此设定值时，可以可靠地停止向斩波控制电路 13 供电。

图 32 为本发明所述放电灯点火装置另一种实施例，其中，升压型斩波电路 11 含有电感 L1 和开关元件 Q1，电感 L1 和开关元件 Q1 与全波整流器 DB 的直流输出端串联，平滑电容 C1 通过二极管 D1 与开关元件 Q1 跨接在一起。此时，随着开关元件 Q1 在高频下的重复导通/截止操作，电感 L1 两端感应出电压，此电压与全波整流器 DB 的输出电压叠加在一起，从而通过二极管 D1 对平滑电容 C1 充电。在平滑电容 C1 处得到的电压经电阻 R25 和 R26 分压，并反馈到斩波控制电路 13，开关元件 Q1 执行导通/截止操作。例如，使载波电路 11 的输出电压约为 400V，交流电源的全波整流电压在斩波电路 11 的非工作时间内被提供到逆变器电路 12。就是说，当交流电源电压为 100V 时，对逆变器电路的输入电压 V_3 在 140V 至 400V 这么宽的范围内变化。输入电压 V_3 在如此宽的范围内变化，由电阻 R31 和 R32 对输入电压分压所得到的电压 V_7 作为基准电压被提供给电压比较器 CP，用来与电压 V_4 作比较，电压 V_4 是将开关元件 Q2 和 Q3 之间的连接点处电压用电阻 R29 和 R30 分压所得到的。用分压输入电压 V_3 而得到的基准电压 V_7 是这样设置的，即如图 33 所示，电压 V_7 取开关元件 Q2 导通时的电压 V_{21} 与开关元件 Q2 和 Q3 断开时的电压 V_{22} 之间的中间值。采用这种设置方法，电压比较器 CP 的基准电压 V_7 随输入电压 V_3 的变化而运行。另外，能够可靠地对开关元件 Q3 的导通状态以及开关元件 Q2 和 Q3（见

图 34) 的断开状态进行检测。

图 3, 图 5—图 14, 16—19, 22—26, 29—32 以及 34 所示的实施例中, 除参照附图所描述的实施例以外, 其他结构与图 1 所述实施例相同或等价, 可以获得相同的功能和效果。

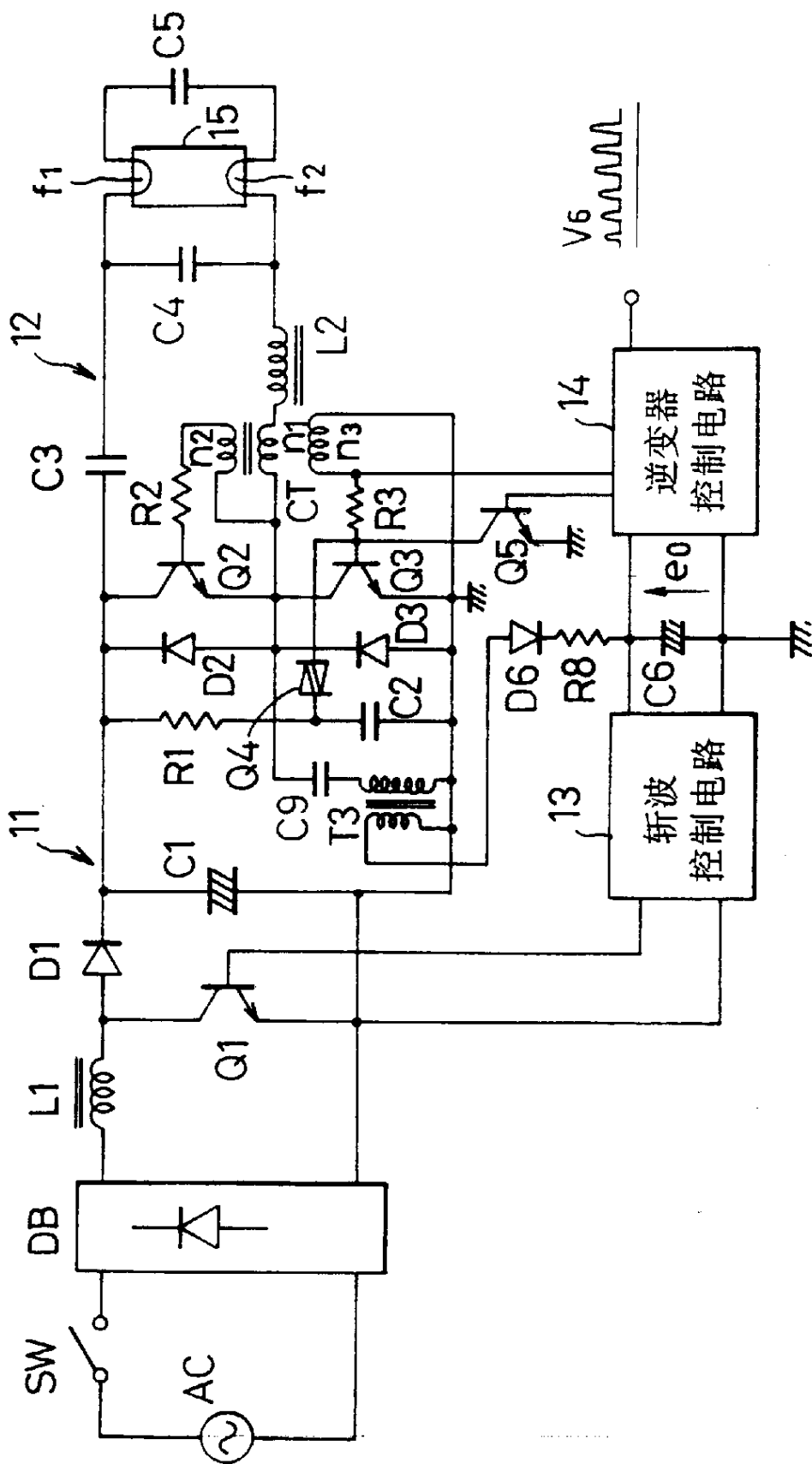


图 1

图 2

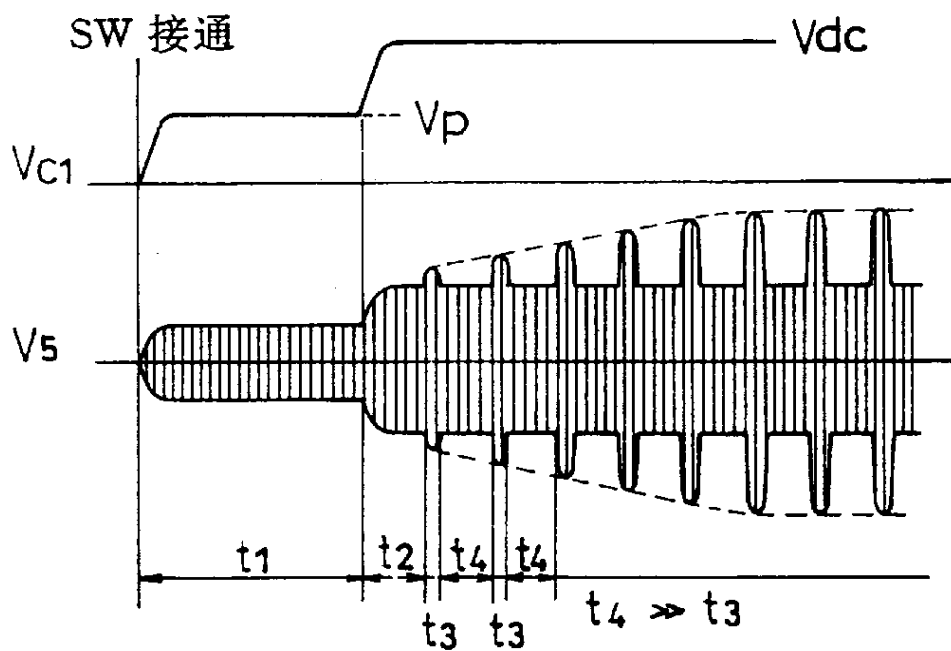


图 3

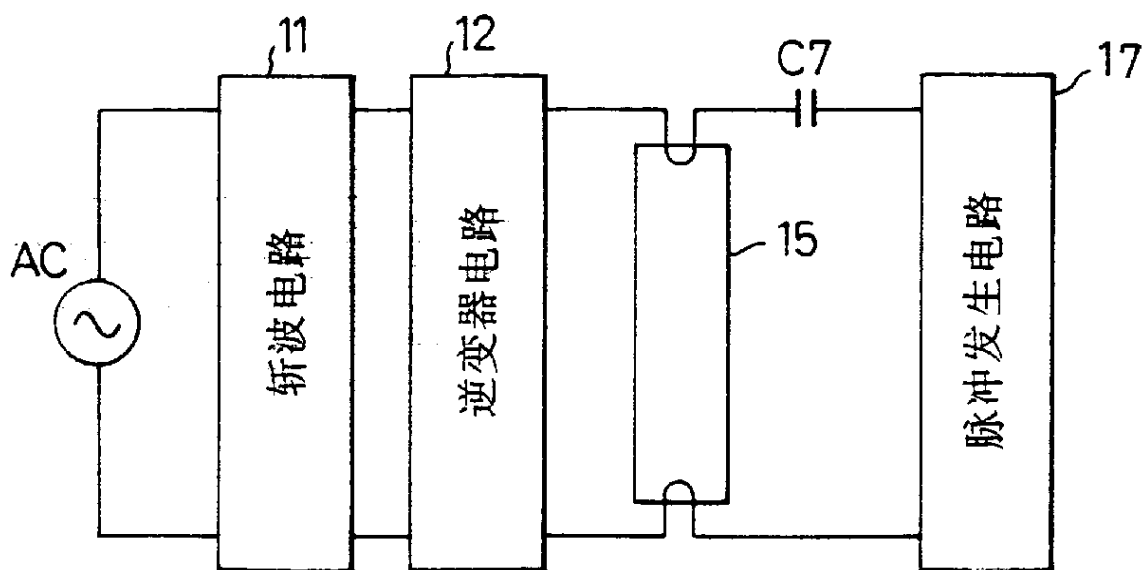
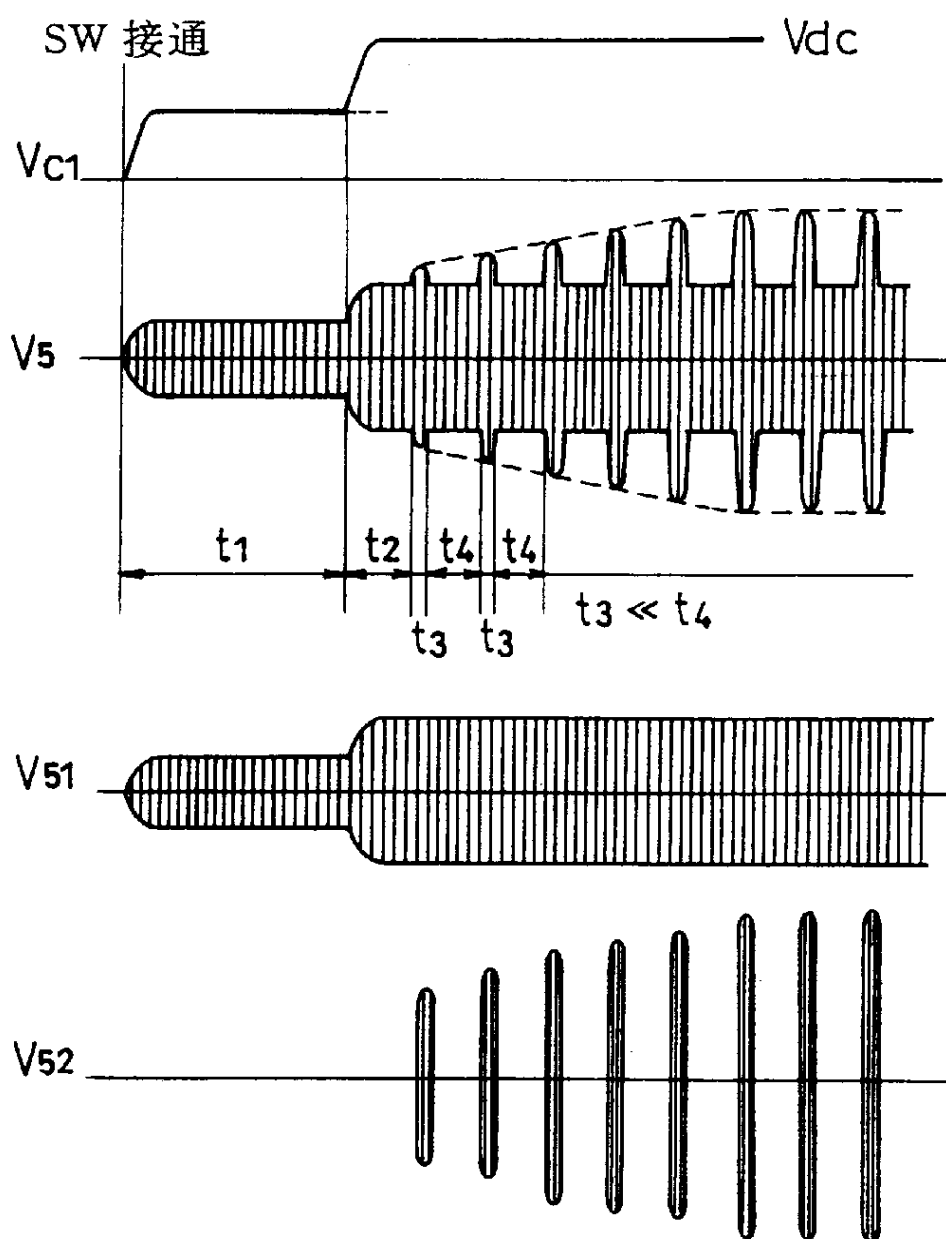


图 4



3

图 5

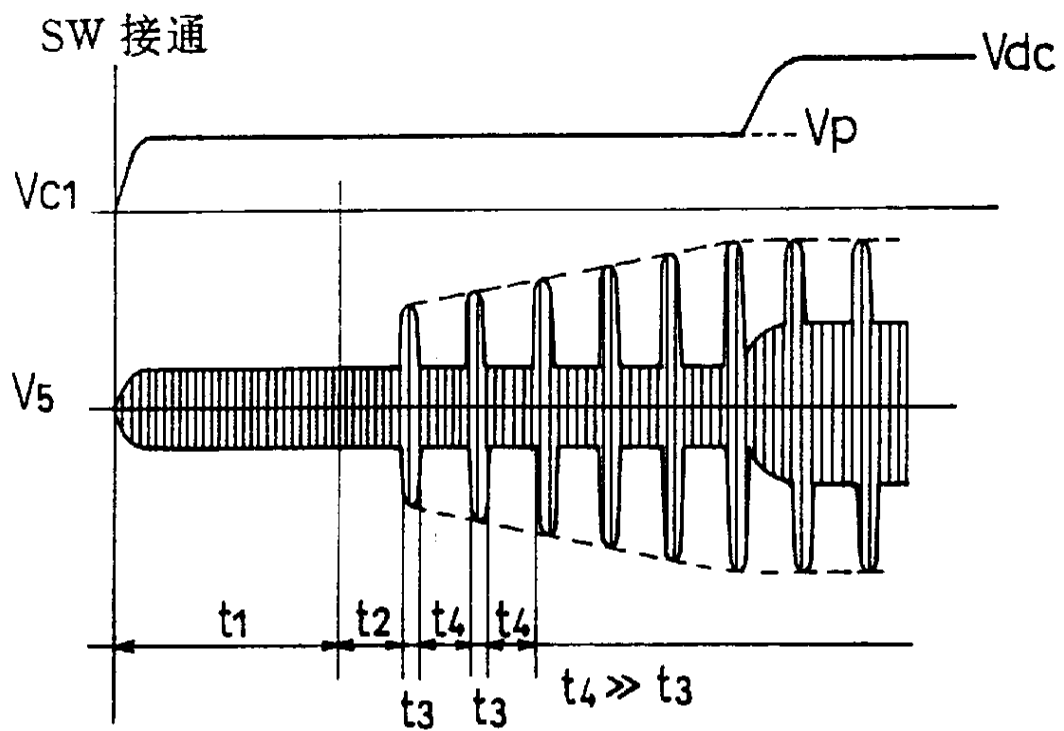


图 6

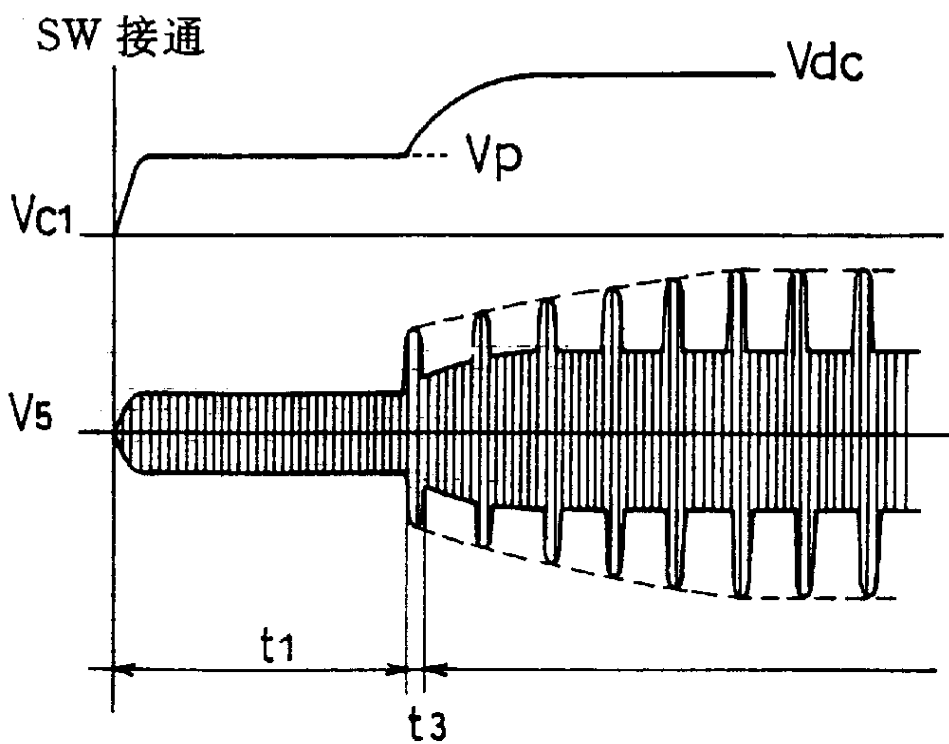


图 7

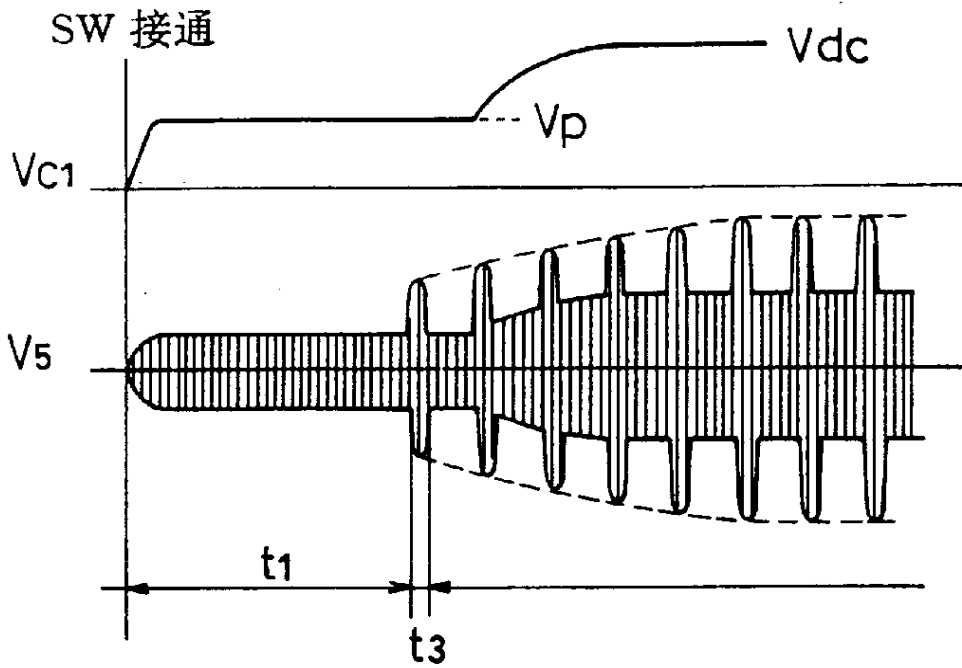


图 8

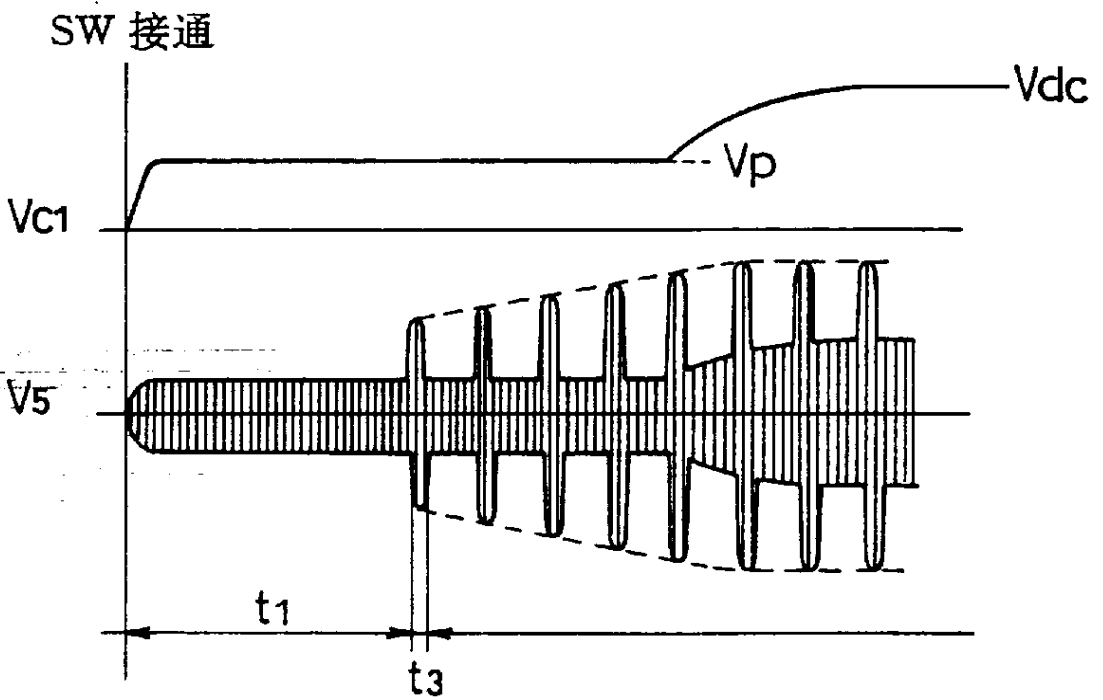


图 9

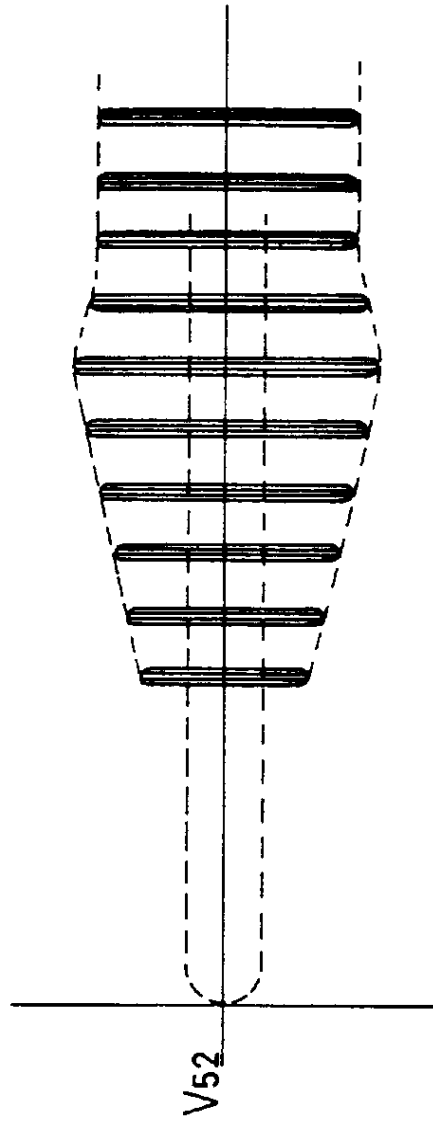


图 13

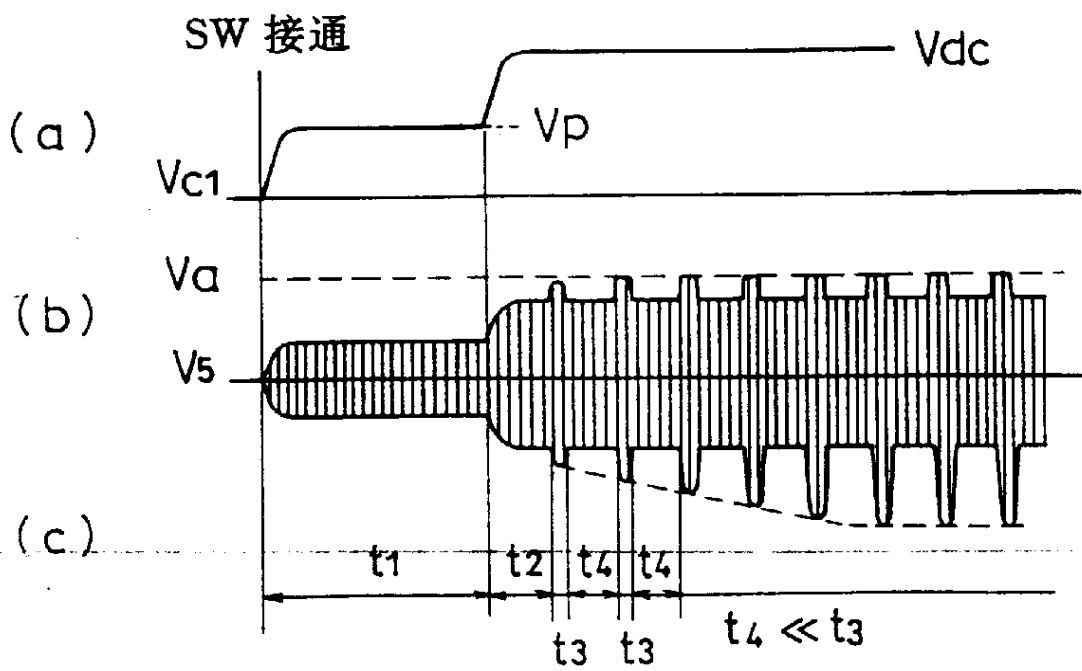


图 10

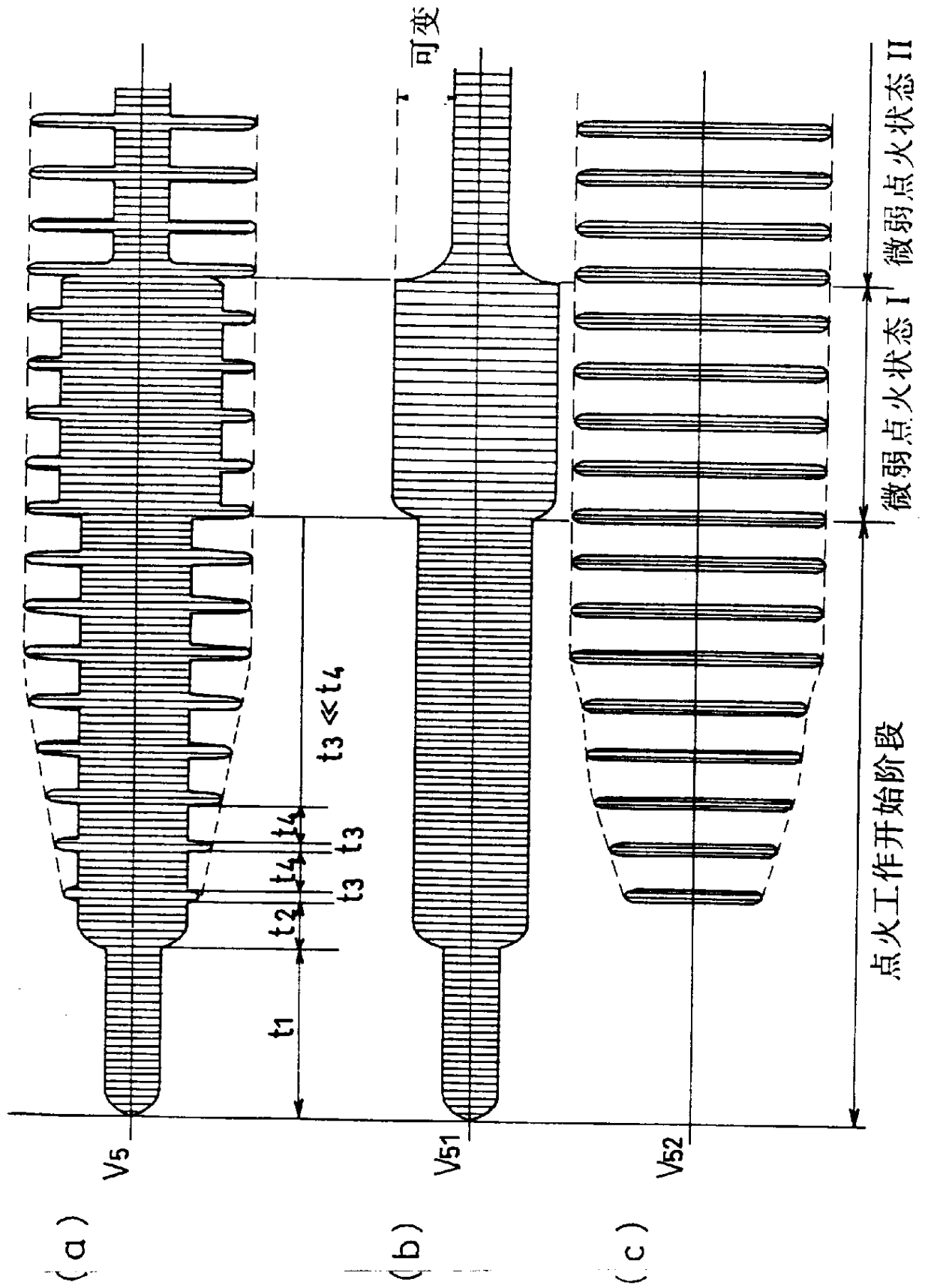


图 11

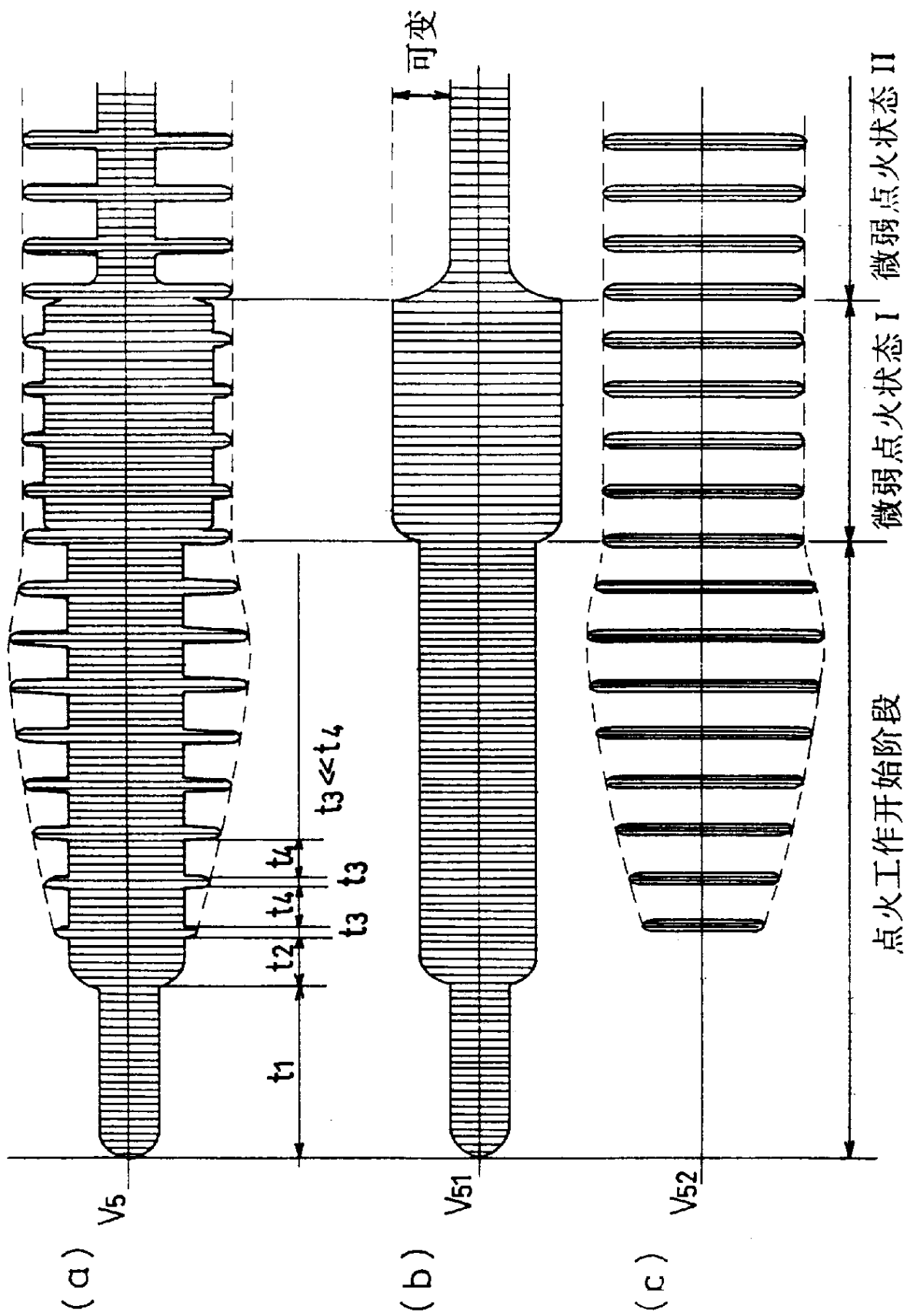


图 12

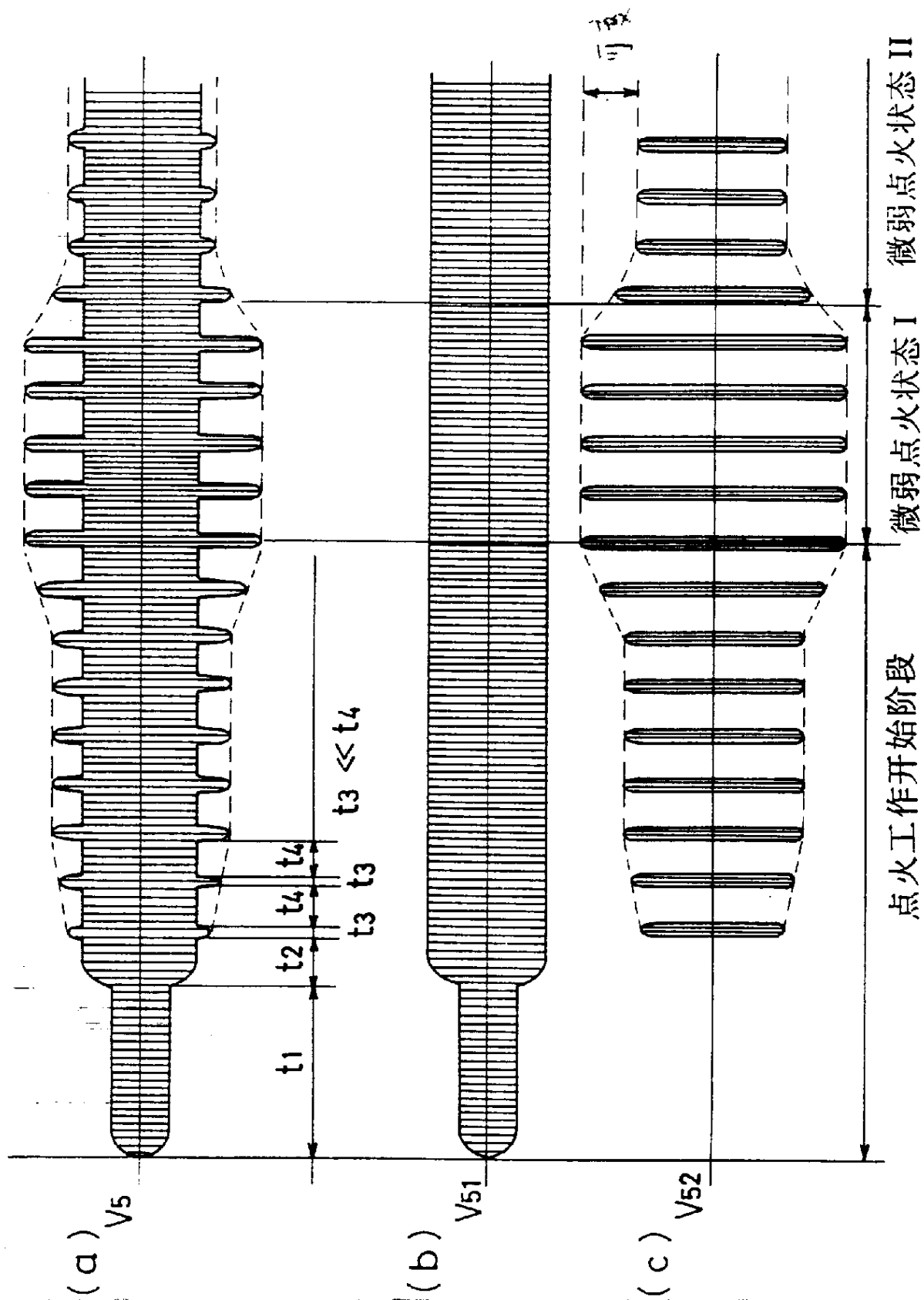


图 14

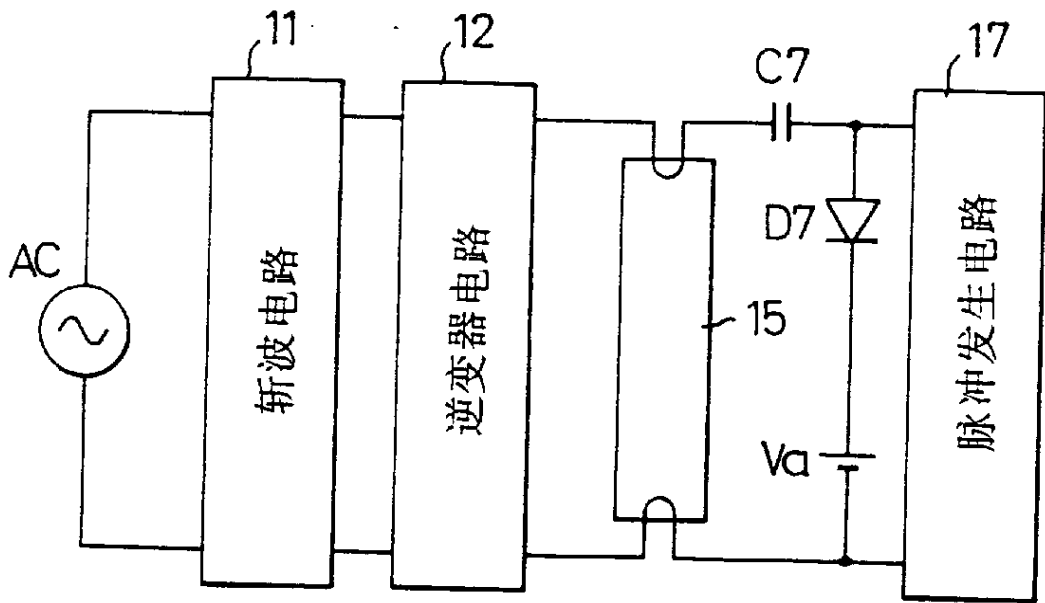


图 17

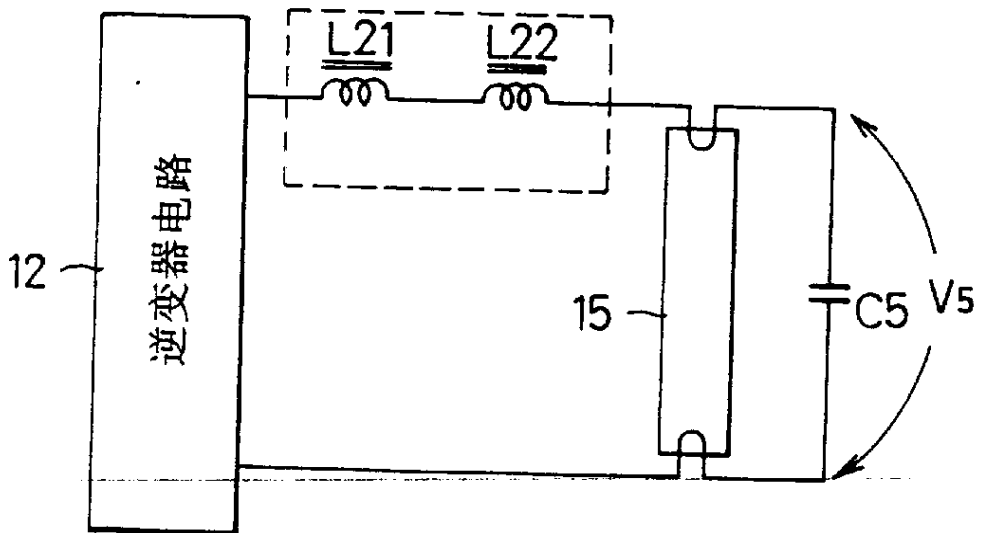


图 15

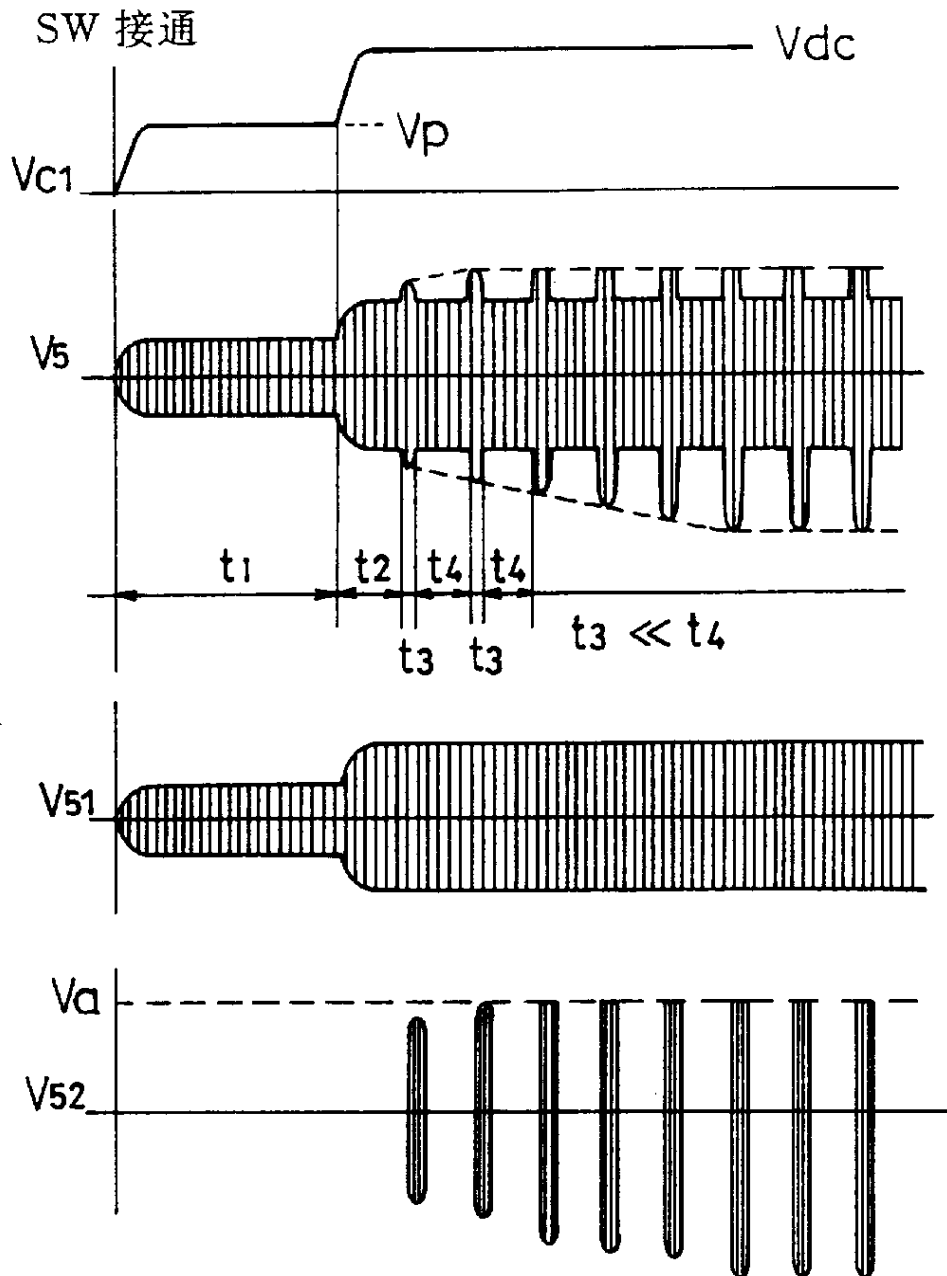


图 16

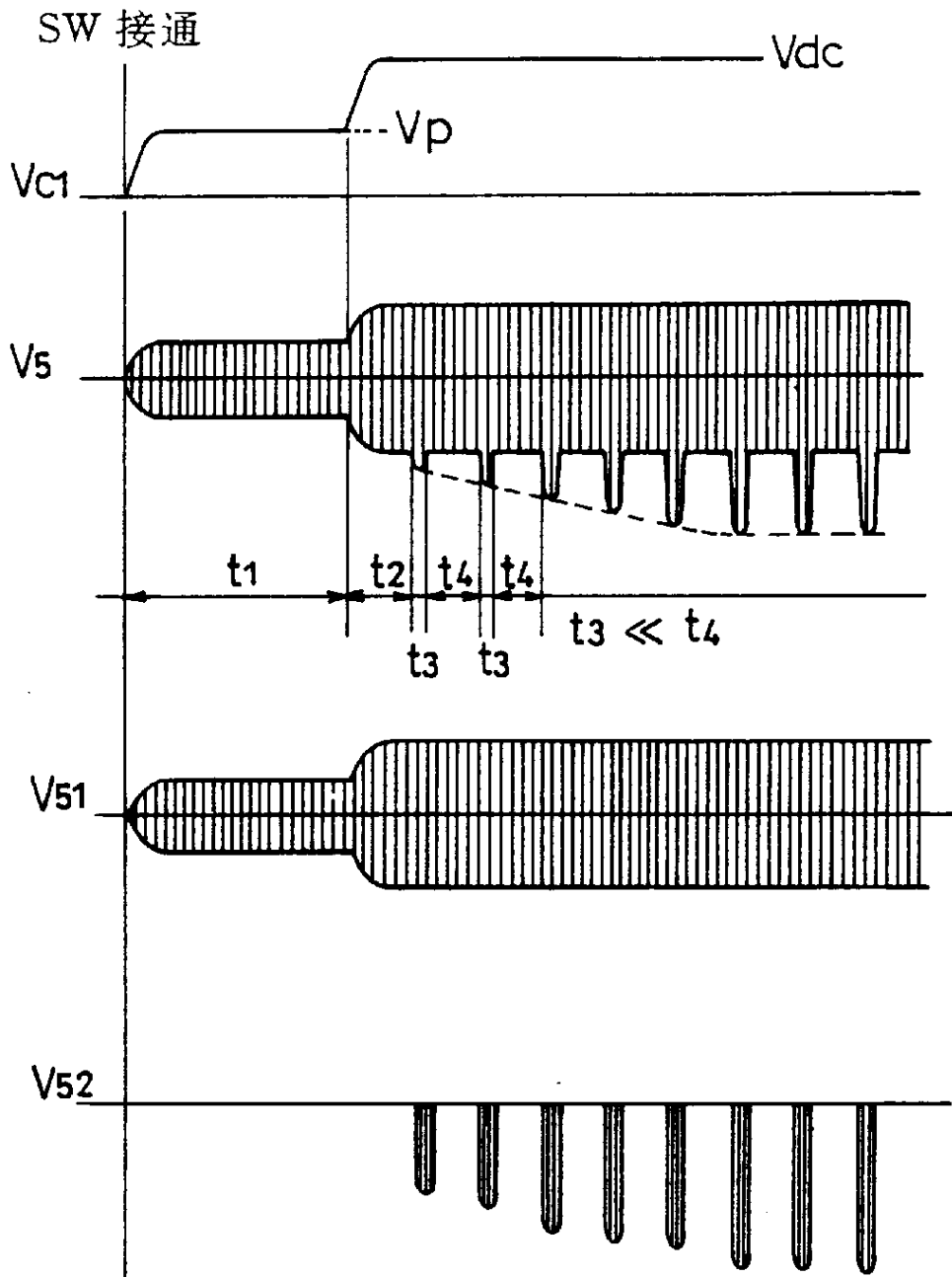


图 18

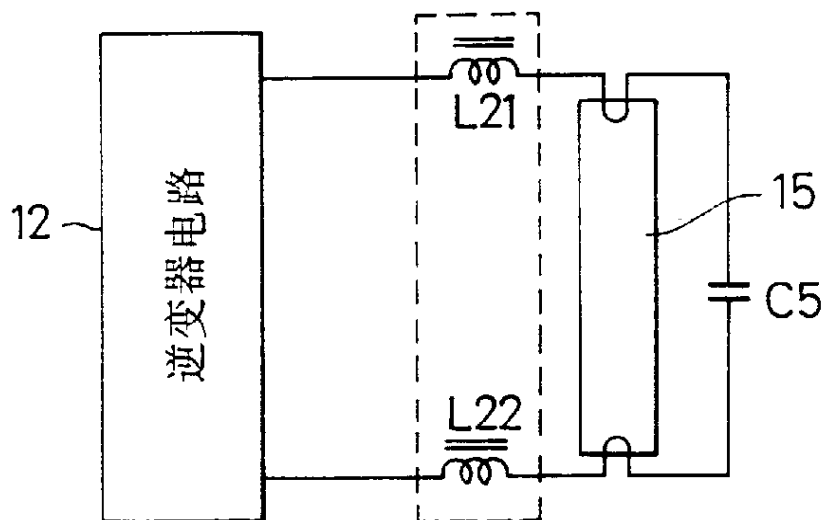


图 19

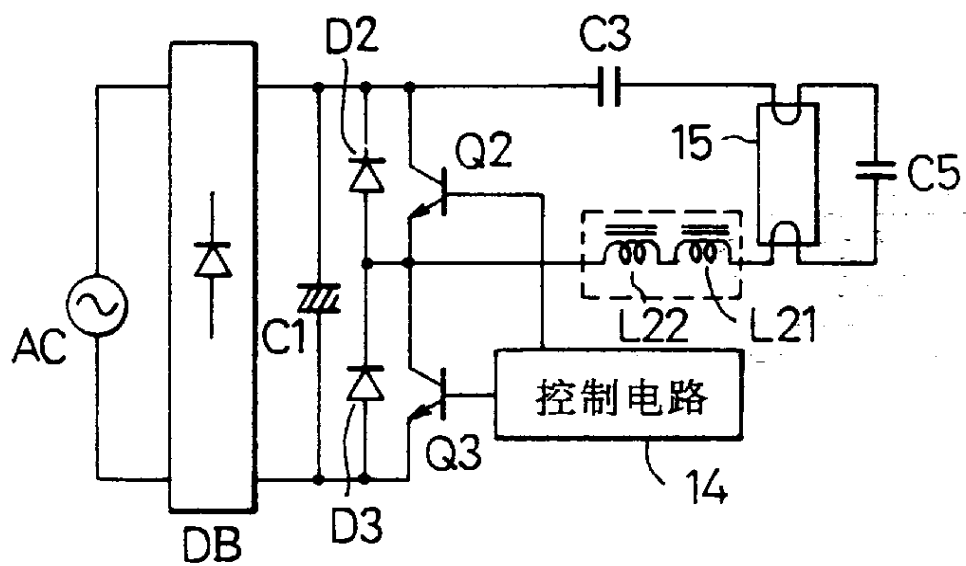


图 21

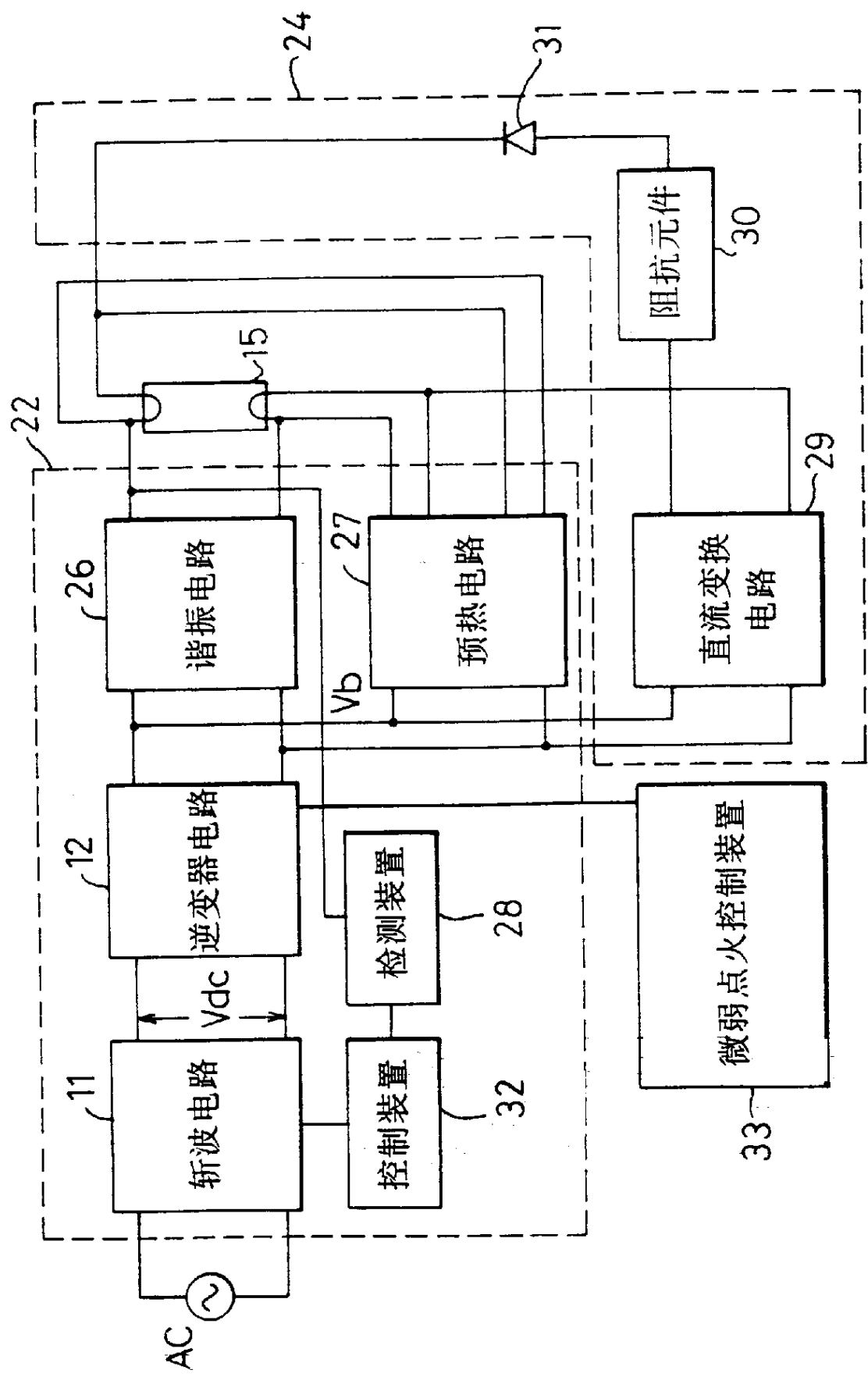


图 20

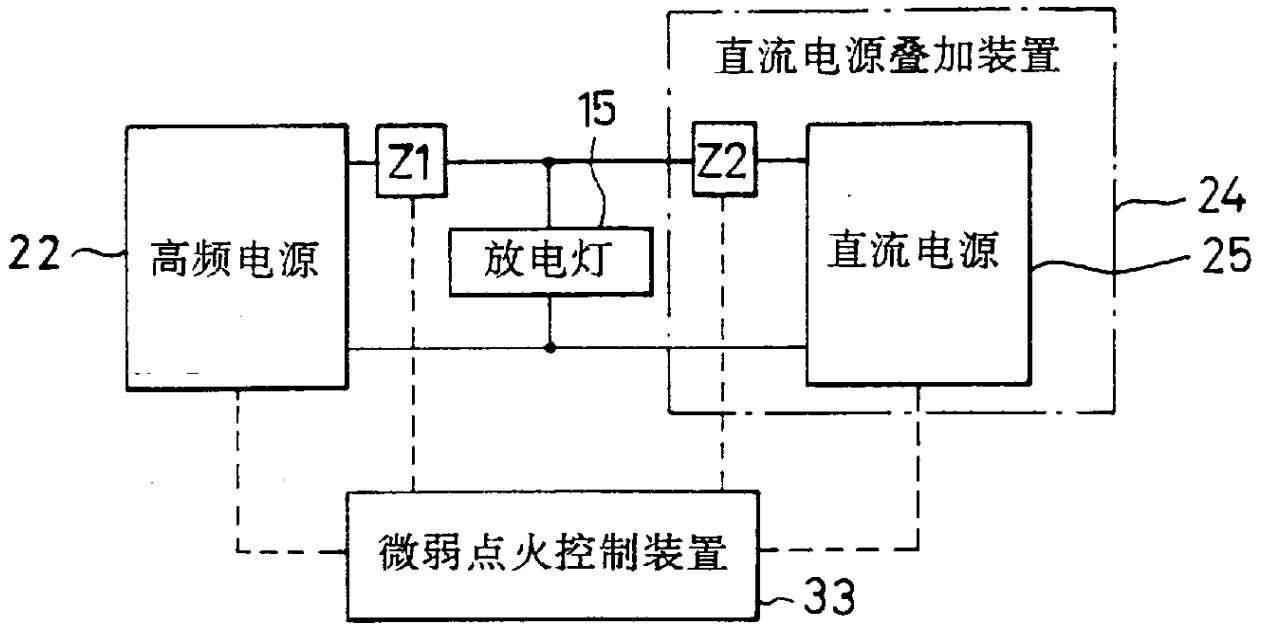


图 22

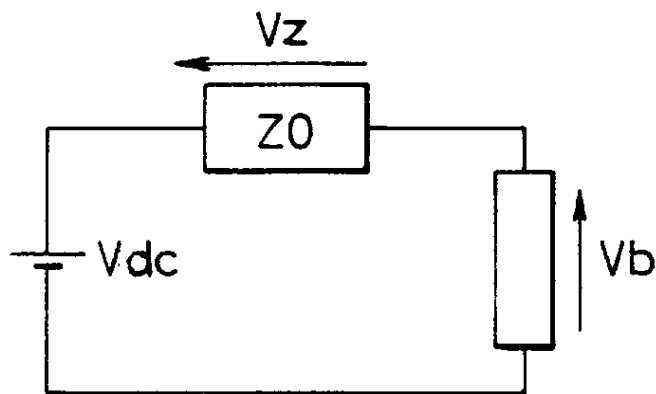


图 23

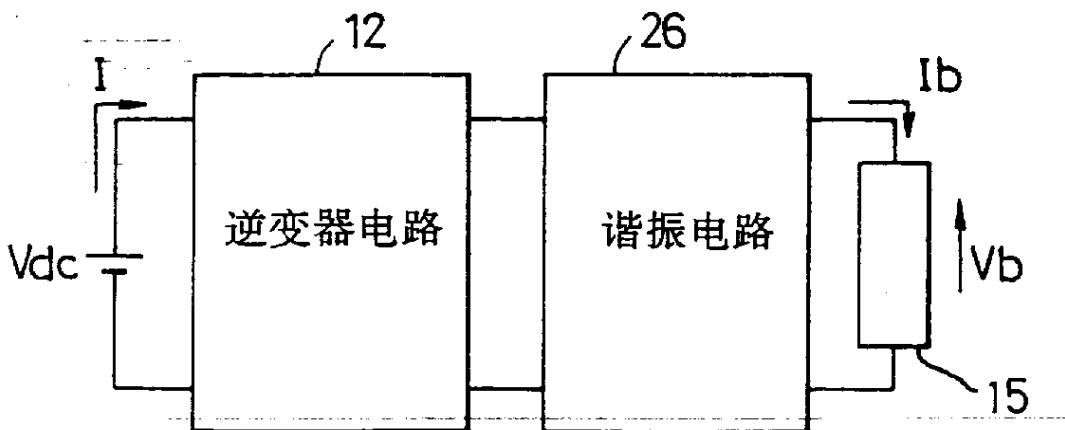


图 24

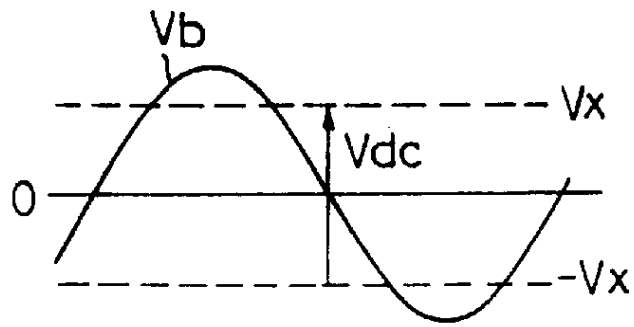


图 25

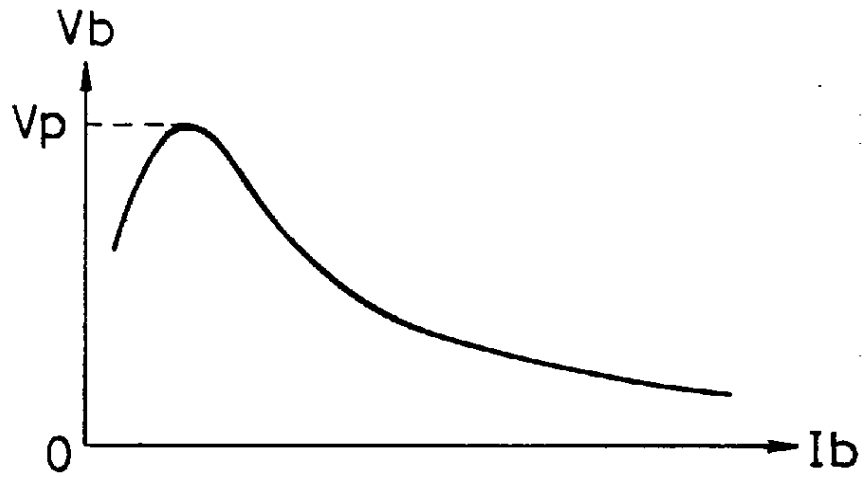


图 26

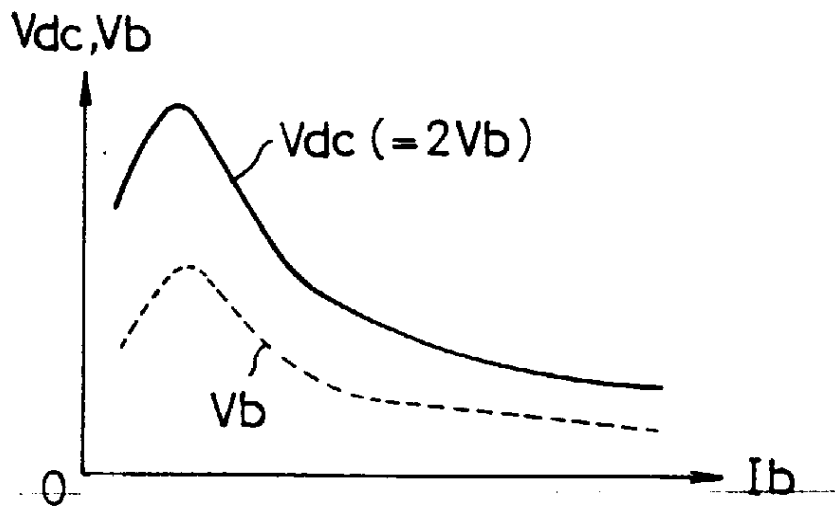


图 27

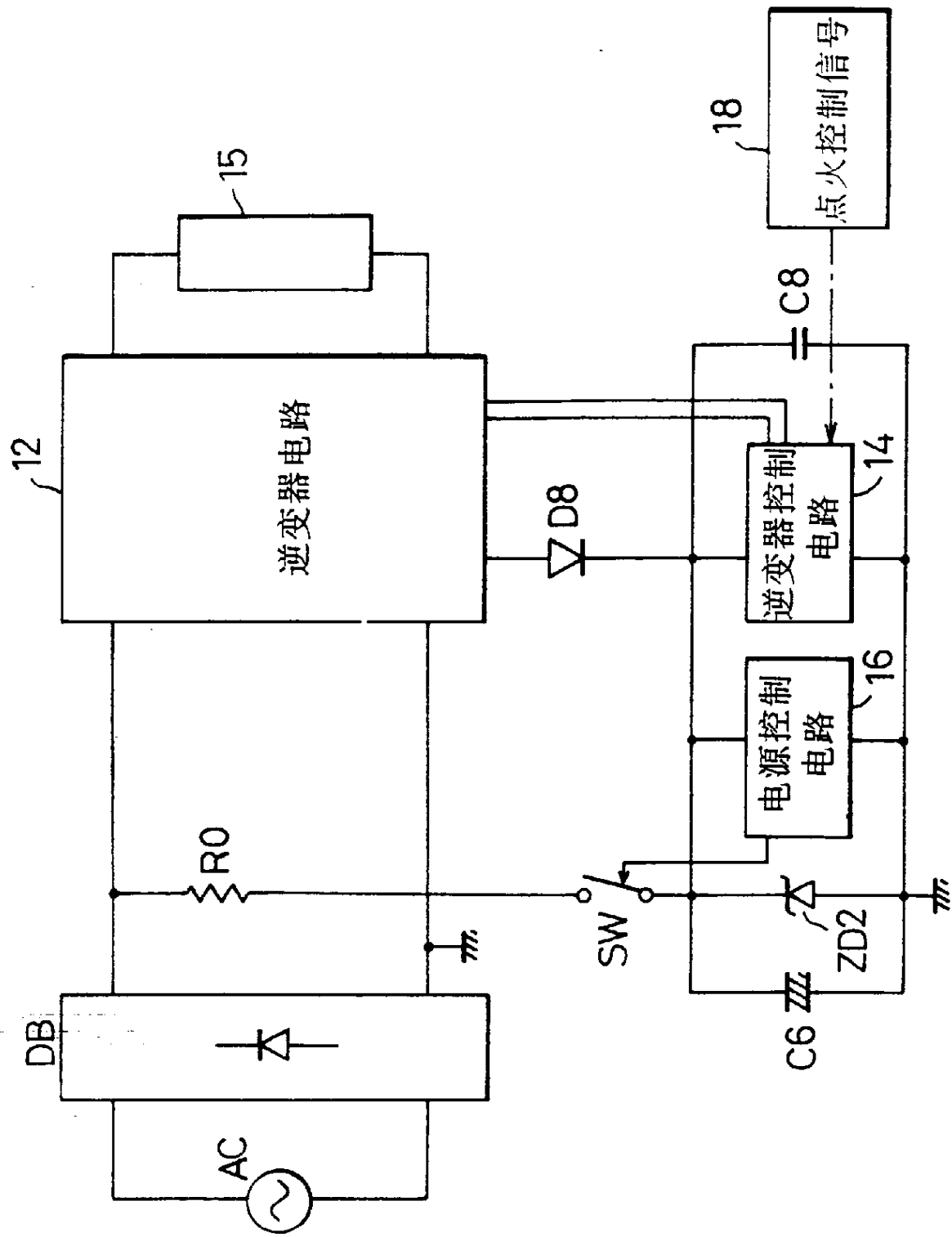


图 28

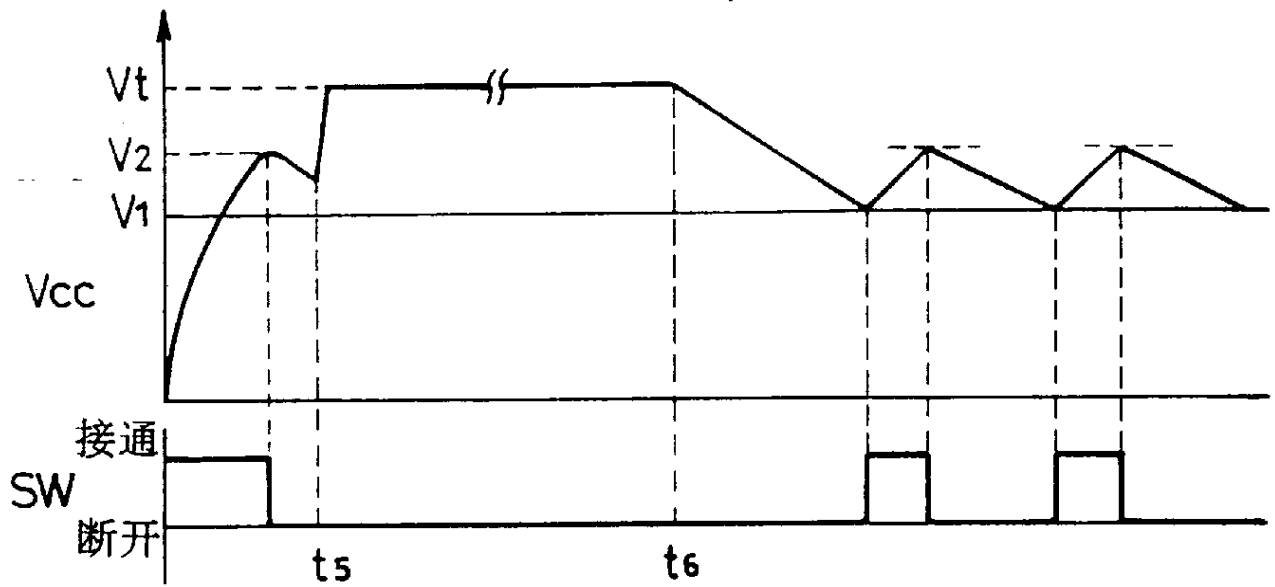


图 31

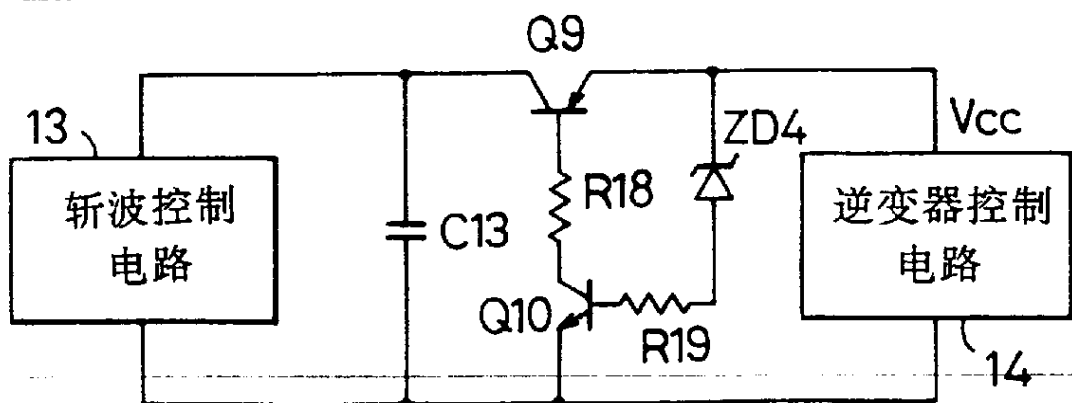


图 30

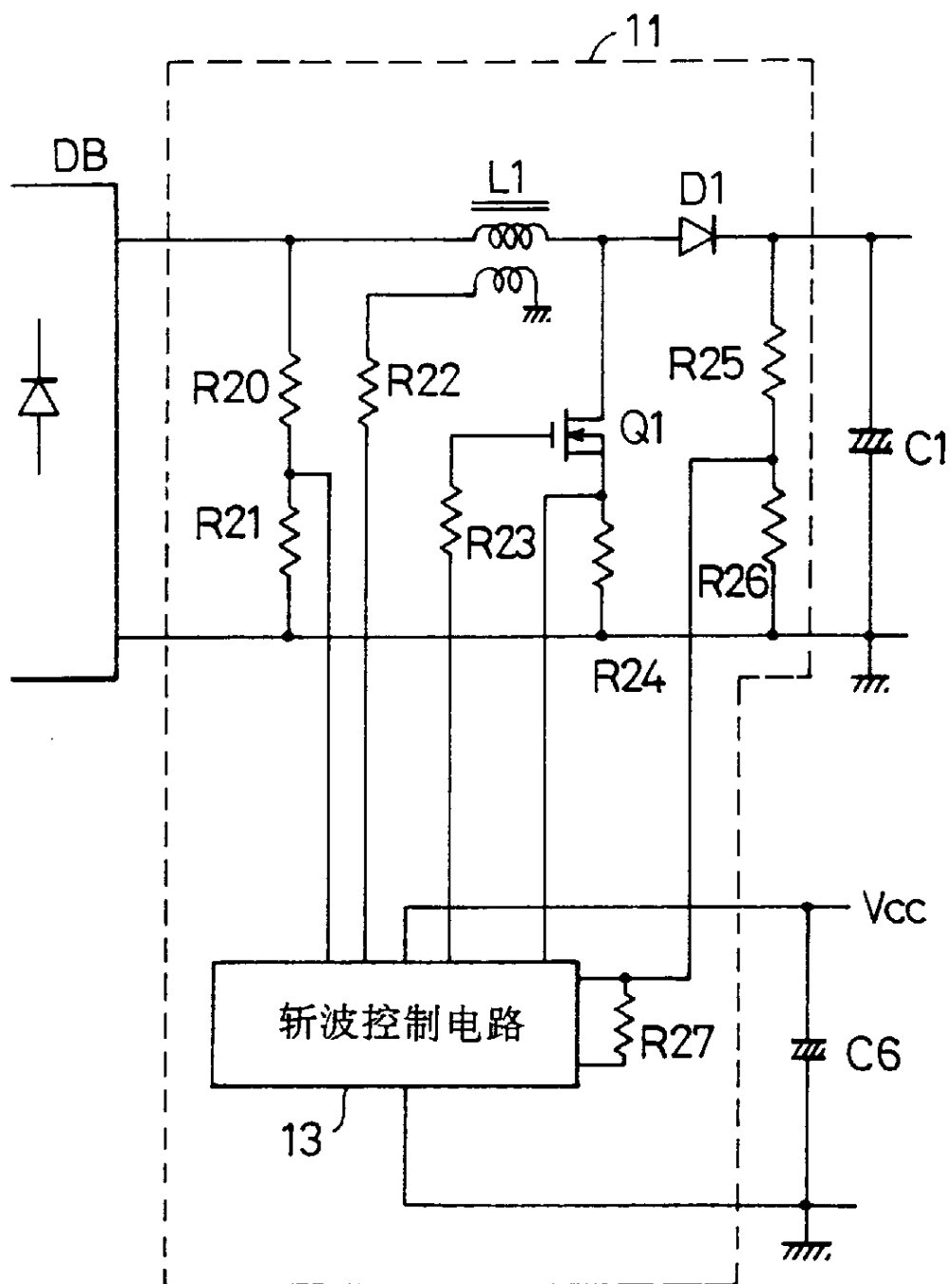


图 32

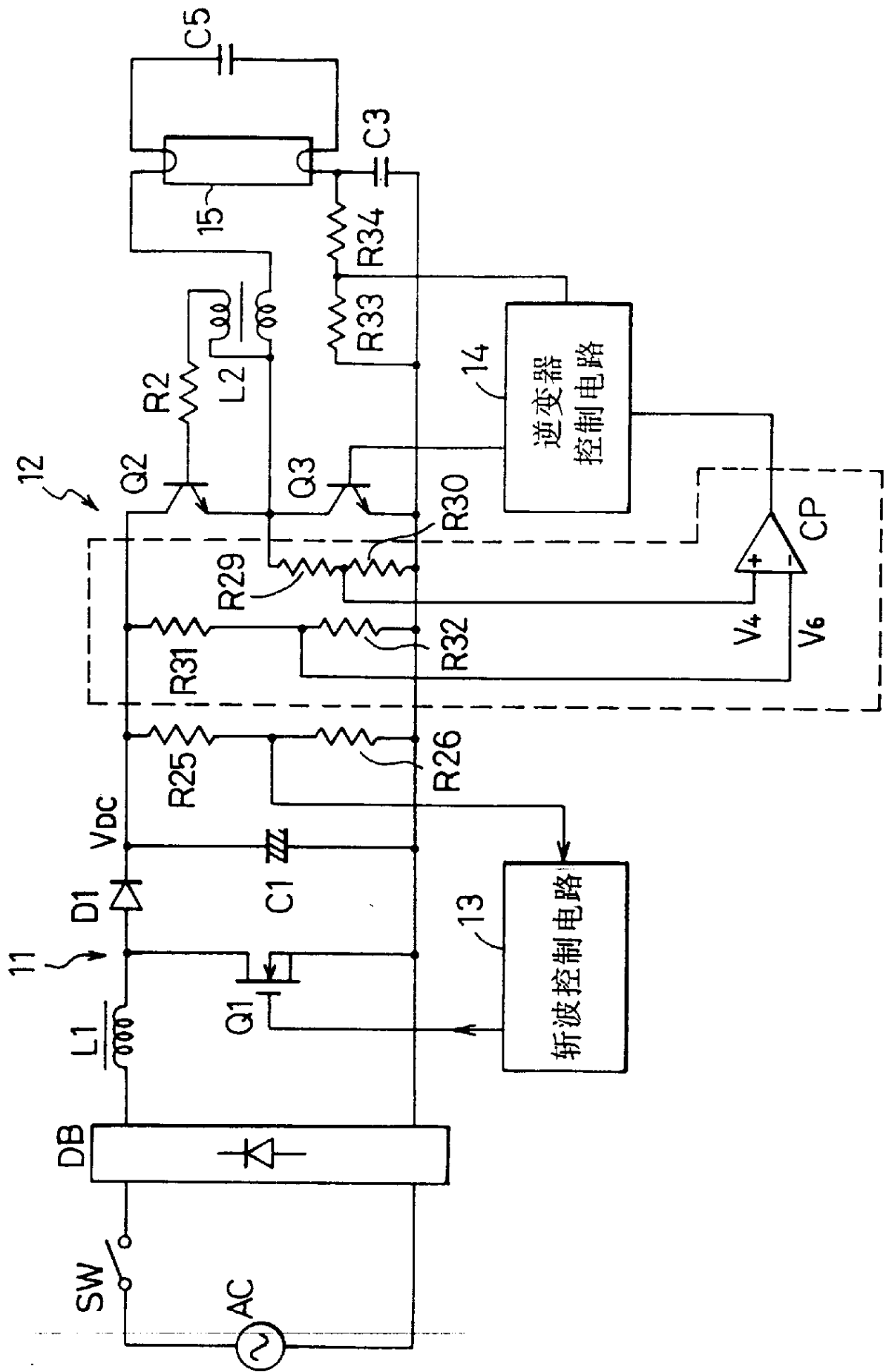


图 33

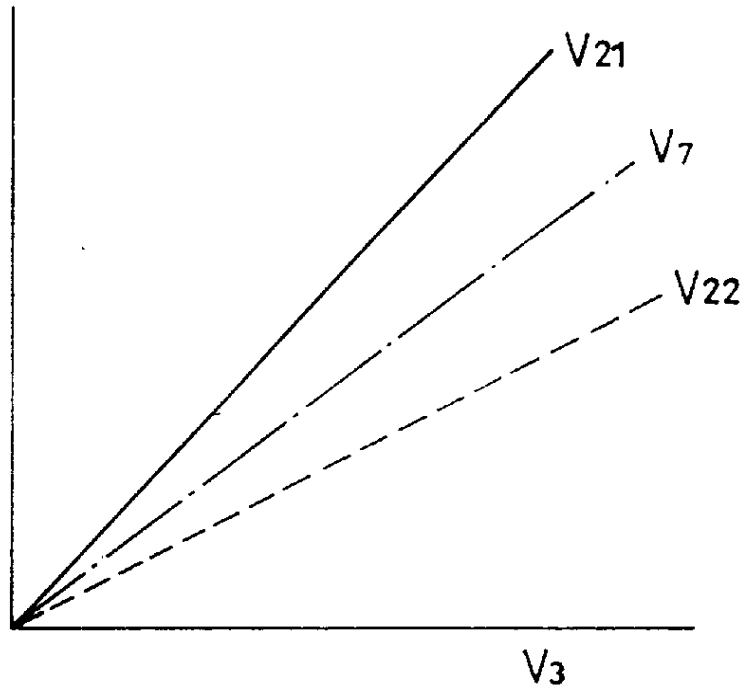


图 34

