



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101771336 B

(45) 授权公告日 2015. 07. 15

(21) 申请号 200911000153. 1

(22) 申请日 2009. 12. 30

(30) 优先权数据

MI2008A002356 2008. 12. 30 IT

(73) 专利权人 意法半导体股份有限公司

地址 意大利布里安扎

(72) 发明人 A·皮杜蒂 S·贝里亚

C·阿德拉格纳

(74) 专利代理机构 北京市金杜律师事务所

11256

代理人 王茂华

(51) Int. Cl.

H02M 1/088(2006. 01)

H05B 41/392(2006. 01)

(56) 对比文件

US 6002214 A, 1999. 12. 14,

US 6002214 A, 1999. 12. 14,

CN 1735306 A, 2006. 02. 15,

CN 101093958 A, 2007. 12. 26,

审查员 周容

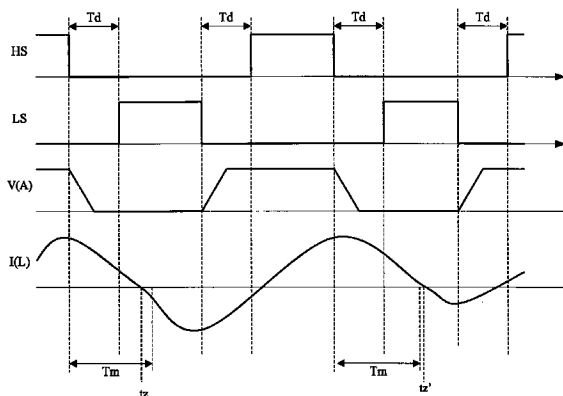
权利要求书2页 说明书12页 附图15页

(54) 发明名称

以在观测窗中监测工作电流来控制谐振开关系统

(57) 摘要

本发明涉及以在观测窗中监测工作电流来控制谐振开关系统。提出一种用于控制谐振开关系统的技术方案,开关系统包括以半桥式配置的第一开关和第二开关,用来驱动谐振负载。相应的控制系统包括用于根据开关系统的工作频率交替地接通和切断开关的指令装置。在根据本发明实施例的技术方案中,该控制系统包括检测装置,用于在时间的观测窗中检测该开关系统提供给该谐振负载的工作电流的归零;该观测窗跟随至少一个开关的每次切断,并且具有等于该开关系统的工作周期几分之一的长度。然后提供校正装置用于响应于在观测窗中的每次归零检测而改变工作频率。



1. 一种用于谐振开关系统 (110) 的控制系统 (115), 所述开关系统包括以半桥式配置的第一开关 (M1) 和第二开关 (Mh), 用来驱动谐振负载 (L、105、C1), 其中所述控制系统包括:

用于根据所述开关系统的工作频率交替地接通和切断所述第一开关和所述第二开关的指令装置 (405-410、4151、415h), 所述指令装置包括用于通过将工作频率设置到期望值来控制由所述开关系统提供给所述谐振负载的工作电流 (I(L)) 的装置 (R2 ;Pc),

其特征在于,

用于在时间的观测窗 (Tm) 中检测所述工作电流 (I(L)) 的归零 (tz) 的检测装置 (420-430), 所述观测窗跟随至少一个开关 (M1) 的每次切断并且具有等于所述开关系统工作周期几分之一长度, 以及 •

用于当在观测窗中检测到归零时改变所述工作频率直到归零移动到所述观测窗外的校正装置 (435、535), 当在观测窗中没有检测到归零时, 所述校正装置不影响工作频率。

2. 根据权利要求 1 的控制系统 (115), 其中所述指令装置 (405-410、4151、415h) 包括用于交替地将接通信号和切断信号 (LS、HS) 施加到每个开关 (M1、Mh) 的装置 (410), 在每个开关的切断信号和另一个开关的接通信号之间具有滞后时间 (Td), 所述观测窗 (Tm) 的长度至少等于所述滞后时间。

3. 根据权利要求 1 或 2 的控制系统 (115), 进一步包括用于编程所述观测窗的长度的编程装置 (425 ;505, Rp)。

4. 根据权利要求 3 的控制系统 (115), 其中所述指令装置 (405-410、4151、415h) 包括用于产生斜线状振荡信号 (V(Po)) 的振荡器 (405), 以及用于根据所述振荡信号来操作所述第一开关和所述第二开关的接通和切断的装置 (410), 所述编程装置 (425 ;505, Rp) 包括用于根据所述振荡信号和阈值 (Vp) 之间的比较来限定所述观测窗的长度的装置 (625)。

5. 根据权利要求 4 的控制系统 (115), 其中所述编程装置 (425 ;505, Rp) 包括用于改变所述阈值 (Vp) 的装置 (Rp2)。

6. 根据权利要求 3 的控制系统 (115), 其中所述检测装置 (420-430) 包括用于测量指示在所述控制系统的测量端子 (Ps) 处的工作电流 (I(L)) 的测量量 (V(Rs)) 的测量装置 (420), 所述编程装置 (425 ;505, Rp) 包括用于施加补偿到所述测量量的补偿装置 (505、Rp)。

7. 根据权利要求 6 的控制系统 (115), 其中所述测量装置 (420) 包括串联连接到至少一个开关 (M1) 用于传导工作电流 (I(L)) 的测量电阻器 (Rs), 并且其中所述补偿装置 (505、Rp) 包括连接在所述测量端子和所述测量电阻器之间的编程电阻器 (Rp), 以及用于施加预定电流到所述编程电阻器的电流发生器 (505), 所述测量装置测量在所述测量端子的电压, 所述电压被限定为所述测量电阻器处的电压和所述编程电阻器处的电压之和。

8. 根据权利要求 1 的控制系统 (115), 其中所述校正装置 (435 ;535) 包括增量装置 (435 ;535), 用于将所述工作频率增加对应于归零 (tz) 的检测和所述观测窗 (Tm) 的结束之间的差值的量。

9. 根据权利要求 8 的控制系统 (115), 其中所述增量装置 (535) 包括装置 (805), 用于响应于在观测窗中对归零的每次检测来将所述工作频率增加最小量。

10. 根据权利要求 1 的控制系统 (115), 进一步包括:

用于检测两个连续观测窗之间的不同的多个归零的一个装置 (1005), 以及响应于对两个连续观测窗之间的不同的所述多个归零的每次检测而切断第一开关 (M1) 和第二开关 (Mh) 的装置 (1035)。

11. 一种开关控制设备, 包括谐振开关系统 (110) 和根据权利要求 1 的用于控制所述开关系统的控制系统 (115)。

12. 根据权利要求 11 的设备 (110), 其中所述设备是用于照明装置 (100A、100B) 的镇流器。

13. 一种照明装置 (100A、100B), 包括根据权利要求 12 的镇流器。

14. 一种用于控制谐振开关系统 (110) 的方法, 所述开关系统包括以半桥式配置的第一开关 (M1) 和第二开关 (Mh), 用来驱动谐振负载 (L、105、C1), 其中所述方法包括这些步骤:

根据所述开关系统的工作频率交替地接通和切断所述第一开关和所述第二开关并且通过将工作频率设置到期望值来控制由所述开关系统提供给所述谐振负载的工作电流 (I(L)),

其特征在于,

在时间的观测窗 (Tm) 中检测所述工作电流 (I(L)) 的归零 (tz), 所述观测窗跟随至少一个开关 (M1) 的每次切断并且具有等于所述开关系统工作周期几分之一的长度, 以及

当在观测窗中检测到归零时改变所述工作频率直到归零移动到所述观测窗外, 当在观测窗中没有检测到归零时, 所述工作频率不被影响。

## 以在观测窗中监测工作电流来控制谐振开关系统

### 技术领域

[0001] 根据本发明的实施例的技术方案涉及电子设备领域。更具体地说,本发明的实施例涉及谐振开关系统的控制。

### 背景技术

[0002] 谐振开关系统通常被用于多种应用以驱动电子负载;典型实例为用于控制荧光灯亮度的电子镇流器。

[0003] 通常,镇流器的开关系统基于成半桥式配置的两个功率晶体管,这两个功率晶体管通过振荡器产生的恰当的控制信号交替地接通和切断,这样,可以从该开关系统的直流电源电压(从为固定频率的干线(mains)交流电压处获得)获得为期望频率的该灯的交流电源电压。该灯被置于RLC谐振电路中,从而该谐振电路具有在它的谐振频率下等于零的电抗,并且随着远离该谐振频率,该电抗增加(当频率减少或增加时分别成为容性类型或感性类型);因此,可以通过恰当地改变该振荡器的频率(并且由此使得交流电压的频率也改变)来控制该RLC电路的电抗(并且由此控制穿过该灯的电流)。这就使得能以简单和有效的方式控制灯的亮度,同时降低了功率损耗(因为在不使用任何电阻器的情况下获得了对通过该灯的电流的限制)。

[0004] 该镇流器可以以开环或闭环结构来控制该灯的亮度。尤其是,US-A-6,002,214描述了带有闭环控制系统的镇流器,该闭环控制系统基于对相对于谐振电路的电压(与提供给该灯的功率成比例)的电流的相位的监测。该电流的相位与该振荡器的相位进行比较,以便相应地修改它来将该电流和该振荡器的相位锁定为彼此。为了这个目的,计划来检测该电流过零的瞬间。通过将晶体管中的一个串联的电阻器两端的电压与基准电压进行比较以达到这样的结果,由此获得对应于这样的电压正值的脉冲;该脉冲和该晶体管的指令信号被提供给与门,用于在该晶体管接通的期间限制该脉冲。同时,由该振荡器提供的信号与该同一基准电压进行比较,由此获得对应于这样的信号负值的相反的脉冲。这样获得的两个脉冲被施加到与门以获得具有等于它们相位差的长度的误差信号。该误差信号以与它的长度成比例的量值给该振荡器的电容器充电,由此增加该振荡器的频率;相反地,当这两个脉冲相位相同时,该电容器轻微地放电,由此减小该振荡器的频率。

[0005] 通常,该开关系统的晶体管优选以“软”模式接通-即,它们的电极上基本为零电压。这允许在开关期间限制功率损耗(带来了减少乃至除去晶体管的散热片的可能性);因此,可以增加该开关系统的效率,并且可以使用较小的晶体管。总之,晶体管占据的面积减少,同时具有其更合理的容纳的可能性。此外,这样的操作模式增加了该开关系统的可靠性。相反地,晶体管的“硬”接通-即,它们的电极上的电压不为零-使得在开关期间被耗散的功率显著增加,并且在极端情况下,它可能导致其断路。

[0006] 此外,优选将该谐振电路操作在感性模式。事实上,当该谐振电路操作在容性模式时,电流超前于电压;所以,晶体管的接通总是发生在电流已经开始使它们端子的电压增加之后(从而这种接通不会在软模式发生而带来如上所指出的缺点)。此外,由于该镇流器可

能的控制系统操作在该谐振频率,可以推知开环增益依赖于该谐振电路的阻抗相对于该频率的导数。但是,该导数在感性操作模式中为负(其中该增益随着该频率远离该谐振频率增加而减小),并且该导数在容性操作模式中为正(其中该增益随着该频率向该谐振频率的增加而增大)。因此,从感性操作方式转到容性操作模式时,该闭环的反馈改变符号,将被设计成负的反馈转换成正反馈(带来了随后不稳定性的风险)。

[0007] 当干线电压下降到其额定值以下时(该情况可以在某些场所出现达相对较长的时间,甚至持续好几个小时),该带有闭环控制系统的开关系统会出现另一个问题,即获得的直流电压的相应下降和由此提供给该灯的交流电压的相应下降。在这样的情况下,该控制系统降低频率(朝着在感性操作模式的谐振频率)以增加电流并且由此保持该灯稳定的亮度(纵使交流电压减小)。这可以使该谐振电路操作在容性模式,同时也具有上面列出的缺点。

[0008] 为了避免这样的缺点,规定镇流器的规格以确保他们正确操作在最实用的情况(例如,通过规定该频率的更低下限)。然而,这不允许最佳地使用该灯,因为由最坏的操作条件规定的该极限(包括不可避免的诸如灯的、镇流器的、部件以及该干线电压的操作特性的参数的扩展)对正常操作状态产生了不利影响。此外,这不能允许确保该灯在紧急状况时正确地操作。

## 发明内容

[0009] 总体而言,根据本发明实施例的技术方案是以在观测窗内监测该开关系统的操作的思想为基础。

[0010] 特别地,根据本发明具体实施例的技术方案的一个或多个方面在独立权利要求中陈述,同时有利的特点在从属权利要求中陈述(其措词逐字合并在此作为参考)。

[0011] 更特别地,根据本发明实施例的技术方案的一个方面,提供一个用于控制谐振开关系统的控制系统;该开关系统包括以半桥式配置的第一开关和第二开关(例如,两个功率 MOS),它们被用来驱动谐振负载(例如,在用来控制荧光灯亮度的镇流器中)。该控制系统包括指令装置(例如,基于振荡器)用来根据该开关系统的工作频率交替地接通和切断该开关。在根据本发明实施例的技术方案中,该控制系统包括检测装置,用于在时间的(temporal)观测窗中检测由该开关系统提供给该谐振负载的工作电流归零(zeroing)(例如,当与两个开关中的一个串联的电阻器的端子电压变成零时);该观测窗跟随至少一个开关的每次切断并且具有等于该开关系统的工作周期的几分之一长度。然后提供校正装置用于响应于每次在该观测窗中检测到归零而修改该工作频率(例如,通过以脉冲的方式使该频率增加对应于该归零的上升沿(leading)的量)。

[0012] 根据本发明实施例的技术方案的另一个方面是提供一种装置(例如,镇流器),该装置包括开关系统和用于控制该开关系统的这种控制系统。

[0013] 根据本发明实施例的技术方案进一步的方面,提供一种包括这样的镇流器的照明装置。

[0014] 根据本发明实施例的技术方案不同的方面,提供相应的方法用来控制开关系统(带有与该控制系统的从属权利要求中叙述的有利特征相同的特征,其加以必要的变更应用到该方法)。

## 附图说明

[0015] 参考下列详细说明将能更好地理解根据本发明一个或多个实施例的技术方案以及它们的更多的特征和优点,下列详细说明仅以非限制的指示性方式给出,并结合附图来叙述。在这方面,很清楚这些图不必按比例绘制,并且除非另有陈述,它们只不过是用来在概念上说明描述的结构和步骤。其中:

[0016] 图 1A 为本领域中熟知的照明装置的电路图;

[0017] 图 1B 为本领域中熟知的另一个照明装置的电路图;

[0018] 图 2A 为示出了图 1A 的装置的一些电学量的波形的定性时间关系图;

[0019] 图 2B 为示出了图 1B 的装置的一些电学量的波形的定性时间关系图;

[0020] 图 3A-3B 示出了根据本发明实施例的技术方案的示例性应用;

[0021] 图 4 为根据本发明一实施例的控制系统的原理性方框图;

[0022] 图 5 为根据本发明另一个实施例的控制系统的原理性方框图;

[0023] 图 6A 示出了根据本发明实施例的图 4 的技术方案的示例性实施例;

[0024] 图 6B 为示出了图 6A 的装置的一些电学量的波形的定性时间关系图;

[0025] 图 7 示出了根据本发明的不同实施例的图 4 的技术方案的示例性实施例;

[0026] 图 8 示出了根据本发明实施例的图 5 的技术方案的示例性实施例;

[0027] 图 9A-9B 示出了根据本发明实施例的技术方案的应用的不同示例性方案,以及

[0028] 图 10 为根据本发明实施例的控制系统的细节的原理性方框图。

## 具体实施方式

[0029] 详细参考图 1A,其中示出了本领域熟知的照明装置 100A 的电路图。该照明装置 100A 包括灯 105(例如,荧光灯类型的)。镇流器 110 用于控制灯 105 的电源,同时也用来使得它接通和用来控制它的亮度。

[0030] 该镇流器 110 包括开关系统,其包括彼此以半桥式配置连接的低侧 NMOS 功率晶体管 M1 和高侧 NMOS 功率晶体管 Mh。更具体的,晶体管 Mh 的漏极端子连接到电源端子 Vcc,该电源端子 Vcc 接收相应的直流供电电压 - 例如,相对于由对应端子提供的基准电压(或地)的  $V_{cc} = 300-500V$ ;通常,该电压 Vcc 由干线交流电压产生,该干线交流电压被整流和调节 - 例如,通过没有在该图示出的功率因数校正器(PFC)。晶体管 Mh 的源极端子和晶体管 M1 的漏极端子彼此连接在一起,从而限定了该半桥 M1、Mh 的输出节点。晶体管 M1 的源极端子通过感测电阻器 R<sub>s</sub> 连接到接地端子。对于每个晶体管 M1 和 Mh,该图也示出了相应的本征二极管 D1 和 Dh;每个二极管 D1 和 Dh 具有分别连接到相应的晶体管 M1 和 Mh 的源极端子和该漏极端子的阳极端子和阴极端子。晶体管 M1、Mh 以占空比 50% 轮流地接通和切断,从而为节点 A 提供不同于零电压(晶体管 M1 接通而晶体管 Mh 切断)和具有期望工作频率  $f_o$  的电压 Vcc(晶体管 Mh 接通而晶体管 M1 切断)的矩形波的供电电压。

[0031] 为了这样的目的,晶体管 M1 和 Mh 由控制系统 115 驱动。更特别的,该控制系统 115 提供到晶体管 M1 的栅极端子的控制信号 LS,并且提供到晶体管 Mh 的栅极端子的控制信号 HS。信号 LS 和 HS 可具有用于切断对应的晶体管 M1 和 Mh 的低电平(例如,分别等于零电压和电压 Vcc),以及具有用于接通对应的晶体管 M1 和 Mh 的高电平(例如,比它们的

低电平高 3-5V)。信号 LS、HS 总是彼此相反(用于每次仅接通一个晶体管 M1, Mh)。此外, 信号 LS、HS 不会重叠, 从而使得每个信号 LS、HS 相对于其中另一个信号 LS、HS 处于低电平的瞬间以预定的延迟(称为滞后时间(dead-time))处于高电平; 这保证该两个晶体管 M1、Mh 不会同时接通, 以避免任何直通(cross-conduction)现象, 在该现象中将产生跨过半桥 M1、Mh 的短路, 短路会产生对晶体管 M1、Mh 有害的电流尖峰(由每个晶体管的切断时间通常比另一晶体管接通时间长这一事实而导致)。此外, 该控制系统 115 连接到晶体管 M1 的源极端子用于测量电阻器 Rs 两端的电压, 并且由此测量与该半桥 M1、Mh 的低侧相关的电流(例如, 用于实现最大电流保护系统)。

[0032] 灯 105 被插入在 RLC 谐振电路中。特别地, 灯 105 通过电感器 L 连接到节点 A, 并且通过电容器 C1(称为半电池电容器)连接到该接地端子; 另一个电容器 C2 而是并联到灯 105。当灯 105 接通时, 电容器 C2 实质上无关紧要, 因为它被灯 105(具有极低的电阻)旁路了。在这样的情况下, 该 RLC 电路能够通过改变节点 A 处的电压的频率  $f_0$  来控制通过灯 105 的工作电流(当该工作频率  $f_0$  等于该 RLC 电路的谐振频率时, 该工作电流到达极大值, 当该频率  $f_0$  远离该值时, 该工作电流减小)。相反地, 当灯 105 切断时(具有非常高的电阻), 电容器 C2 允许施加非常高的电压到灯 105 以使得它接通(达到节点 A 处的电压乘以该 RLC 电路在该谐振频率处的品质因数)。连接在节点 A 和接地端子之间的电容器 Cp 而是代表整个照明装置 100A 的寄生电容(例如, 与晶体管 M1 和 Mh、灯 105、连接端子等等相关的)。

[0033] 本领域熟知的相同结构的变体在图 1B 中示出(以下, 为了简便起见, 对应于前图中示出的那些元件的元件采用同样的标记表示, 并且它们的说明从略)。在此情况下, 示出了照明装置 100B 的电路图, 其中电容器 C1 连接在灯 105 和晶体管 M1 的源极端子(而不是接地端子)之间。因此, 在双重工作模式中电阻器 Rs 现在传导与半桥 M1、Mh 高侧相关的电流。

[0034] 表示图 1A 装置的一些电学量的波形(该灯已经被接通)的定性时间图在图 2A 中示出。将这些图放在一起考虑, 我们例如从信号 HS 为高电平并且信号 LS 为低电平开始。在这样的情况下, 晶体管 Mh 接通并且晶体管 M1 切断, 从而使得在节点 A 的电压 - 标识为 V(A) - 的值为 Vcc。因此, 通过电感器 L 的电流 - 标识为 I(L) - 在图中指示的方向流动(同时电容器 C1 充电到近似等到 Vcc/2 的值, 并且由于它的大容量基本上可以忽略纹波)。

[0035] 信号 HS 在时间  $t_1$  时处于低电平, 从而切断晶体管 Mh。通过电感器 L 的电流 I(L) 不能瞬时变化, 于是它开始通过流过电容器 Cp(其电流标识为 I(Cp))而减小; 这样, 电容器 Cp 放电使得电压 V(A) 从原始值 Vcc 降低到零值。当这发生(时间  $t_2$ )时, 电流 I(L) 继续减小通过电阻器 Rs 和处于导通的二极管 D1(其电流标识为 I(D1)); 因此, 电阻器 Rs 两端的电压 - 由 V(R) 标识 - 从零值过度到负值, 然后根据电流 I(L) 在绝对值上逐渐减小。在这样的情况下, 电压 V(A) 达到的负值等于电压 V(Rs) 加上二极管 D1 的阈值电压的和; 总之, 该电压 V(A) 具有小到可以认为基本上为零的值。

[0036] 此时, 在从晶体管 Mh 切断的滞后时间 - 标识为 Td 之后, 可以使信号 LS 处于高电平(时间  $t_3 = t_1 + Td$ ), 从而接通晶体管 M1。晶体管 M1 的接通将发生在电流 I(L) 变为零之前。事实上, 这能实现在晶体管 M1 的漏极端子和源极端子之间的电压为零的软接通。相反地, 在电流 I(L) 归零之后, 该二极管 D1 将切断并且该电流 I(L) 将反向增大而给电容器 Cp

充电（通过电容器 C1），从而增加电压 V(A) 并且由此导致晶体管 M1 的硬接通（在其漏极端子和源极端子之间的电压不为零）。

[0037] 在晶体管 M1 接通以后，电流 I(L) 以及电压 V(Rs) 持续减小，直到两者在时间  $t_4$  都变成零。然后电流 I(L) 和电压 V(Rs) 开始以相反的方向增大，通过电阻器 Rs 和晶体管 M1（同时二极管 D1 截止）。

[0038] 信号 LS 在时间  $t_5$  处于低电平，从而切断晶体管 M1—使通过电阻器 Rs 的电流归零，并也使该电压 V(Rs) 归零。这样，电流 I(L) 在绝对值上开始减小流过该电容器 Cp，同时被充电的电容器 Cp 使得电压 V(A) 从初始零值变为值 Vcc。当这发生时（时间  $t_6$ ），电流 I(L) 在绝对值上继续减小通过处于导通的二极管 Dh。此时，从晶体管 M1 切断的滞后时间 Td 之后，可以使得信号 HS 处于高值（时间  $t_7 = t_5 + Td$ ），从而接通晶体管 Mh。同样在这种情况下，晶体管 Mh 的接通也将发生在电流 I(L) 变为零之前（从而实现软接通）；相反地，在电流 I(L) 归零之后，二极管 Dh 将截止并且电流 I(L) 将反方向增大而使电容器 Cp 放电，从而降低电压 V(A) 并导致晶体管 Mh 的硬接通。

[0039] 在该开关系统的每个工作周期 ( $1/f_0$ ) 连续地重复与如上所述相同的步骤。

[0040] 表示图 1B 的装置的同样电学量的定性波形的时间图在图 2B 中示出。这些波形与如上所述的相等，唯一的差异在于电压 V(Rs) 有 180 度的相位差，这是因为电阻器 Rs 现在传导对应于晶体管 Mh 的电流 I(L)。

[0041] 根据本发明实施例的技术方案的示例性应用如图 3A-3B 所示。特别的，电流 I(L) 被监测用于检测过零的瞬间，在该点它的值被归零—标识为  $t_z$ —在时间观测窗  $T_m$  中。就图 1A 的电路来说（双重考虑应用于图 1B 的电路的情况中），过零瞬间  $t_z$  与电流 I(L) 从正值到负值的转变相关；在此情况下，观测窗  $T_m$  开始于信号 HS 从高电平到低电平的每次切换（晶体管 Mh 的切断）。观测窗  $T_m$  具有等于周期  $1/f_0$  几分之一的长度—总之，不会小于滞后时间 Td。例如，窗  $T_m$  可能等于周期  $1/f_0$  的 5-15%，并且优选为周期  $1/f_0$  的 8-12%（例如，等于 10%）。

[0042] 如果过零瞬间  $t_z$  在观测窗  $T_m$  外（如图 3A 所示），则晶体管 M1 的接通正确地在软模式下发生。此外，电流 I(L) 的下降沿跟随电压 V(A) 的下降沿；其意思是指在该 RLC 电路中，电流落后于电压，以使得它正确地工作在感性模式。

[0043] 相反地如果过零瞬间  $t_z$  位于观测窗  $T_m$  内，（如图 3B 所示），其意思是该镇流器的操作接近于危险情况（晶体管 M1 的接通可能发生在硬模式下，并且 RLC 电路的操作可能转换到容性模式）。当这发生时，控制系统由此改变频率  $f_0$ （例如，通过增加预定的量）。

[0044] 这样，可以使镇流器自动地回复到正确操作。事实上，该镇流器是规格确定的以便以特定安全容限操作，从而通常地使得过零瞬间  $t_z$  被足够地延迟。所以，该危险情况不会以过零瞬间  $t_z$  突然改变而会以它的缓慢漂移而出现。然而，一旦过零瞬间  $t_z$  落入到观测窗  $T_m$  之内，频率  $f_0$  增加以减少电流 I(L) 并且从而延迟该过零瞬间（在该图中标识为  $t_z'$ ）。这样的步骤在每个周期  $1/f_0$  重复，直到该镇流器再次处于其正确工作。

[0045] 同样的机制也能够将 RLC 电路的操作维持在感性模式。事实上，当电流 I(L) 的下降沿接近电压 V(A) 的下降沿时—即，接近容性操作模式—过零瞬间  $t_z$  就朝观测窗  $T_m$  移动；当过零瞬间  $t_z$  到达观测窗  $T_m$  时（在转变到容性模式之前），由该控制系统强制的频率  $f_0$  的增加使得 RLC 电路的操作朝感性模式移动。



[0046] 此外,这能够确保镇流器在干线低电压(从而在低压 vcc) 情况下也能正确操作。同样在这种情况下,如果频率  $f_o$  的降低(由该控制系统强制以增加电流并且由此保持该灯的恒定亮度)使得过零瞬间  $t_z$  位于观测窗  $T_m$  之内,频率  $f_o$  会自动地增加;这使得甚至在这些条件下也可以完全安全的方式(在减少亮度的情况下)来使用该灯。

[0047] 转到图 4,其示出了控制系统的原理方框图(通过顶点,即 115' 加以区别),其用来实现如上所述的根据本发明实施例的技术方案。

[0048] 特别的,该控制系统 115' 包括振荡器 405,其以两倍于开关系统频率的频率(即,  $2*f_o$ ) 操作。振荡器 405 驱动指令逻辑 410,其产生具有二等分频率(即,  $f_o$ ) 的分别对应于信号 LS 和 HS 的两个逻辑信号 S1 和 Sh;信号 S1 和 Sh 交替地为逻辑值 0(例如, 0V) 和逻辑值 1(例如,等于逻辑供电电压  $V_{dd} = 3.5V$ )。信号 Sh 和信号 S1 分别提供给驱动器 415h 和驱动器 415l,其由此产生对应信号 HS 和 LS(当信号 Sh、S1 分别取值 0 或 1 时,信号 HS、LS 分别在低或高电平)。

[0049] 比较器 420 具有连接到接地端子的负输入端和连接到控制系统 115' 的测量端子 Ps 的正输入端;端子 Ps 依次地连接到晶体管 M1 的源极端子,从而接收电阻器 Rs 两端的电压  $V(R_s)$ ;比较器 420 的输出端子提供信号 Sz,其具有以值为 1 来表示每个过零瞬间的脉冲。

[0050] 窗发生器 425 由振荡器 405(根据频率  $f_o$ ) 和指令逻辑 410(根据滞后时间  $T_d$  的长度)驱动。窗发生器 425 产生信号 Sm,其具有以值为 1 来表示每个观测窗  $T_m$  的脉冲;信号 Sm 脉冲的长度通过从外部提供(到控制系统 115' 的专用端子)的编程信号 Sp 而可编程。

[0051] 与门 430 接收信号 Sz(从比较器 420) 和信号 Sm(从窗发生器 425),并且产生误差信号 Se。误差信号 Se 具有以值为 1 来表示检测到位于对应观测窗  $T_m$ (信号 Sm 的值为 1) 内的过零瞬间的脉冲(信号 Sz 的值为 1)。该信号 Se 提供给校正电路 435,校正电路 435 相应地控制振荡器 405(当信号 Se 值为 1 时,通过增加频率  $f_o$ )。

[0052] 反过来参考图 5,其示出了根据本发明不同实施例的控制系统的原理方框图(以双顶点,即 115'' 加以区别)。

[0053] 在这种情况下,窗发生器 - 标识为 525- 不能从外部可编程,使得观测窗  $T_m$ (由信号 Sm 表示)具有固定的长度。控制系统 115'' 改为包括恒流发生器 505,其连接到端子 Ps;例如,电流发生器 505 可通过电流镜实现,其提供振荡器 405 的控制电流的预定的几分之一。可编程电阻器 Rp 位于控制系统 115'' 外部,位于在晶体管 M1 的源极端子与相同端子 Ps 之间。这样,比较器 420 的正输入端子现在接收的电压等于电阻器 Rs 的电压  $V(R_s)$  加上电阻器 Rp 的电压 - 等于电阻器 Rp 的电阻乘以由电流发生器 505 供给的电流(把比较器 420 当作具有基本上无限大的输入电阻)。在比较器 420 正输入端子如此增加的电压从而使它到达基准电压(在比较器 420 的负输入端子处)的瞬间和因此的标识为信号 Sz 的过零瞬间的检测提前发生;在信号 Sz 和 Sm 之间的比较(在与门 430 内)中,这等价于观测窗  $T_m$  的相应增长。因此,可以通过作用于电阻器 Rp 来执行控制电路 115'' 的操作(以与以前情况完全相同的方式)。在不需要该控制系统 115'' 中的任何其它专用端子的情况下获得这样的结果。

[0054] 在这种情况下,便于将该观测窗  $T_m$ (由窗发生器 525 限定)设置为一值,该值确保

校正电路 - 标识为 535- 在所有操作条件下正确操作。有利地, 该观测窗  $T_m$  设置为等于它的由滞后时间  $T_d$  定义的最小值; 这使得相当地简化了窗发生器 525 的结构 (不会给控制系统 115" 的灵活性带来不利影响)。

[0055] 根据本发明实施例的图 4 的技术方案的一个实例在图 6 中示出。该实施例是基于处于电容器充电 / 放电时电压斜线 (ramp) 具有可变斜率的 (现有的) 振荡器, 其使用两个可以从外部独立可编程的电流用于独立地控制充电时间和放电时间 (滞后时间等于放电时间, 并且振荡周期等于放电时间与充电时间之和)。

[0056] 在细节上, 这样的振荡器 (标识为 405') 具有端子  $P_o$  以连接到电容器  $C_o$  (以接地端子为参考), 电容器  $C_o$  被连续地充电和放电以提供相应的振荡信号。

[0057] 端子  $P_1$  用来限定电容器  $C_o$  的放电电流。因为这样的目的, 端子  $P_1$  通过缓冲器被保持为固定的电压  $V_1$  (例如, 3.4V)。该缓冲器是由运算放大器  $OP_1$  构成的, 其在它的非倒相的输入端子 (+) 处接收电压  $V_1$ ; 运算放大器  $OP_1$  的倒相输入端子 (-) 连接到 NMOS 晶体管  $M_1$  的源极端子, NMOS 晶体管  $M_1$  具有连接到运算放大器  $OP_1$  的输出端子的栅极端子。控制电阻器  $R_1$  连接在端子  $P_1$  和接地端子之间, 由此获得期望的放电电流  $V_1/R_1$ 。该放电电流通过晶体管  $M_1$  提供给以供电端子  $V_{dd}$  (其提供相应的电压) 为参考的电流镜。该电流镜由 PNP BJT 晶体管  $T_1$  形成, 该晶体管  $T_1$  具有连接到晶体管  $M_1$  的漏极端子的集电极端子和连接到供电端子  $V_{dd}$  的发射极端子。晶体管  $T_1$  的基极端子短路到它的集电极端子, 并且它连接到另一个 PNP BJT 晶体管  $T_2$  的基极端子, 另一个 PNP BJT 晶体管  $T_2$  的发射极端子连接到供电端子  $V_{dd}$ 。电流镜  $T_1$ 、 $T_2$  连接到以接地端子为参考的另一个电流镜 (由两个 NPN BJT 晶体管  $T_3$  和  $T_4$  以双通道形成), 其以正确的方向传导该放电电流到开关 605 的对应输入端子  $S_1$ 。

[0058] 端子  $P_2$  而是被用来限定电容器  $C_o$  的充电电流。为了这个目的, 端子  $P_2$  由缓冲器保持在固定电压  $V_2$  (例如, 4.2V) (同样地由运算放大器  $OP_2$  和 NMOS 晶体管  $M_2$  形成)。控制电阻器  $R_2$  连接在端子  $P_2$  和接地端子之间, 由此获得期望的充电电流  $V_2/R_2$ 。该充电电流通过该晶体管  $M_2$  提供给以供电端子  $V_{dd}$  为参考的电流镜 (由两个 PNP BJT 晶体管  $T_5$  和  $T_6$  构成), 该电流镜传导充电电流到开关 605 的对应输入端子  $S_2$ 。

[0059] 开关 605 具有输出端子  $S_o$ , 其连接到端子  $P_o$  (由此连接到电容器  $C_o$ )。端子  $S_o$  也连接到比较器 610b 的负输入端子, 比较器 610b 的正输入端子被保持在固定电压  $V_b$  (例如, 2.85V); 同时, 端子  $S_o$  连接到另一个比较器 610t 的正输入端子, 比较器 610t 的负输入端子保持在预先固定的电压  $V_t > V_b$  (例如, 4.2V)。比较器 610b 的输出端子和比较器 610t 的输出端子分别连接到触发器 615 的复位端子  $R$  和设置端子  $S$ , 触发器 615 具有主输出端子 ( $Q$ ) 和求反输出端子 ( $\bar{Q}$ ), 它们提供逻辑值总是彼此相反的信号。触发器 615 的端子  $Q$  的信号用来控制开关 605。触发器 615 的端子  $Q$  和  $\bar{Q}$  也被连接到指令逻辑 (没有在图中示出) 以由此产生信号  $S_1$ 、 $S_h$ 。

[0060] 转到该窗发生器 (标识为 425'), 在本发明的实施例中, 它包括电阻分压器, 其根据信号  $S_p$  减小电压  $V_t$ 。为了这样的目的, 电压  $V_t$  被施加到两个串联到接地端子的电阻器  $R_{p1}$  和  $R_{p2}$  (电阻器  $r_{p2}$  具有由信号  $S_p$  控制的可变电阻); 分压器  $R_{p1}$ 、 $R_{p2}$  的中心抽头提供了等于电压  $V_t$  几分之一的编程电压  $V_p$  (根据信号  $S_p$ )。比较器 625 具有接收来自分压器  $R_{p1}$ 、 $R_{p2}$  的正电压  $V_p$  的输入端子, 和接收振荡器 405' 负端子  $P_o$  的电压的输入端子。比较

器 625 的输出端子提供信号  $S_m$  (提供到与门 430)。

[0061] 现在参考校正电路 (标识为 435') ,它包括 PNP BJT 晶体管 T7,其限制了电流镜 T5、T6 的附加分支 ;为了这样的目的,晶体管 T7 具有分别短接到晶体管 T5、T6 的发射极端子和基极端子的发射极端子和基极端子。晶体管 T7 的集电极端子经过以接地端子为参考的另一个电流镜 (由两个 NPN BJT 晶体管 T8 和 T9 构成) 连接到校正电路 435' 的端子 Pr。启动型 NMOS 晶体管 Me 并联连接到晶体管 T9。特别地,晶体管 Me 具有分别短路到晶体管 T9 的集电极端子和发射极端子的漏极端子和源极端子 ;晶体管 Me 的栅极端子接收求反信号 Se (来自与门 430)。校正电容器 Cr 连接在端子 Pr 和接地端子之间,并且校正电阻器 Rr 连接在振荡器 405' 的端子 Pr 和端子 P2 之间。

[0062] 表示图 6A 的电路的一些电学量的波形的定性时间图示出在图 6B 中。将这些图放在一起考虑,让我们从初始状况 (时间  $t_1'$ ) 开始,这里振荡器 405' 端子 Po 的电压 - 标识为  $V(Po)$  - 刚减小到电压  $V_b$ 。在这样的情况下,比较器 610b 提供值为 1 的信号到触发器 615 的端子 R,使得在它的端子 Q 处的信号 - 标识为  $S(Q)$  - 取值为 0。信号  $S(Q)$  在值为 0 时连接端子 So 到开关 605 的端子 S2。因此,该充电电流 (通过该电阻器 R2) 通过电流镜 T5、T6 提供给端子 Po,从而给电容器 Co 充电。

[0063] 一旦电压  $V(Po)$  到达电压  $V_t$  (时间  $t_2'$ ) ,比较器 610t 提供值为 1 的信号给触发器 615 的端子 S,使得信号  $S(Q)$  切换到值 1 ;信号  $S(Q)$  在值为 1 时改为连接端子 So 到开关 605 的端子 S1。因此,该放电电流 (通过电阻器 R1) 现在通过电流镜 T1、T2 和 T3、T4 从端子 Po 被吸收,从而给电容器 Co 放电。当电压  $V(Po)$  回到值  $V_b$  (时间  $t_3'$ ) 时,刚好再开始上述的过程 (时间  $t_3'$ 、 $t_4'$  和  $t_5'$  等等)。

[0064] 因此,电压  $V(Po)$  具有三角波形,其周期等于充电时间 ( $t_1' - t_2'$ 、 $t_3' - t_4'$ ) 加上放电时间 ( $t_2' - t_3'$ 、 $t_4' - t_5'$ ) 之和。该信号  $S(Q)$  具有相同的周期,其脉冲在值为 1 时的长度等于放电时间。振荡器 405' 的频率 ( $2 * f_0$ ) 通过改变充电电流而被控制 (用于控制灯的亮度);这样,随着充电电流的增加或减小,电压  $V(Po)$  的上升斜线的斜率也因此增加或减小 - 在电压  $V_b$  和  $V_t$  之间总是达同样的幅度 - 由此增加或减小振荡器 405' 的频率。

[0065] 当信号  $S(Q)$  值为 0 时 (即,分别在时间  $t_1'$  和  $t_3'$ ) ,信号  $S(Q)$  通过将信号 HS 和信号 LS 交替地取值 1 而产生信号 HS 和信号 LS,同时滞后时间  $T_d$  对应于值为 1 时的信号  $S(Q)$ 。这样,信号 LS、HS 具有二等分振荡器 405' 频率的频率 ( $f_0$ )。

[0066] 当电压  $V(Po)$  低于电压  $V_p$  时 (通过信号 Sp 来设置) 时,信号  $S_m$  值为 1。所以,信号  $S_m$  的值为 1 的脉冲在每个放电时间期间 (即,在每个滞后时间期间) 开始并持续为充电时间的几分之一 (根据电压  $V_p$ ) ,它们的每一个限定对应的观测窗 - 标示为  $T_m'$ 。反过来,当电压  $V(R_s)$  为正时,信号  $S_z$  值为 1。所以,信号  $S_z$  的值为 1 的脉冲在每个过零瞬间 - 标识为  $t_z'$  - 开始并且持续直到 LS 信号返回到低电平 (即,在下次滞后时间开始时)。

[0067] 当信号  $S_z$  的脉冲不与对应信号  $S_m$  重叠时 (即,过零瞬间  $t_z'$  落入到观测窗  $T_m'$  之内),信号  $S_e$  值为 0。因此,晶体管 Me 由值为 1 的求反信号  $S_e$  接通,从而将电流镜 T8、T9 短路到接地端子 (如此使它禁用);在这样的情况下,电容器 Cr 被充电电流充电到端子 P2 的电压 (所以它对于振荡器的 405' 的操作是绝对无关紧要的)。相反地,如图所示,如果信号  $S_z$  的脉冲与信号  $S_m$  的对应脉冲 (部分地) 重叠 (即,过零瞬间  $t_z$  落入到观测窗  $T_m'$

之内),当信号  $S_m$  和  $S_z$  值为 1 时信号  $S_e$  取值 1;因此,信号  $S_e$  的值为 1 的脉冲在过零瞬间  $t_z'$  开始,并以观测窗  $T_m'$  结束。因此,晶体管  $M_e$  由值为 0 的对应的求反信号  $S_e$  切断,并且因此充电电流现在被端子  $P_r$  吸收(经过电流镜  $T_5$ 、 $T_7$  和  $T_8$ 、 $T_9$ ),从而给电容器  $C_r$  放电。电容器  $C_r$  放电的程度取决于信号  $S_e$  脉冲的长度(于是过零瞬间  $t_z'$  超前观测窗  $T_m'$  越多,放电程度越大)。因此在端子  $P_2$  和端子  $P_r$  之间产生的电压差在电阻器  $R_r$  上产生电压降,相应的电流被添加到由电阻器  $R_2$  提供的充电电流。所以,电容器  $C_o$  充电更快,从而增加振荡器 405' 的频率。在信号  $S_e$  脉冲的最后,信号  $S_e$  返回到值 1 以使得晶体管  $M_e$  再次接通,从而将电流镜  $T_8$ 、 $T_9$  短路到接地端子;电容器  $C_r$  然后被再充电到端子  $P_2$  的电压(恢复先前的情况)。

[0068] 根据本发明不同实施例的图 4 的技术方案的另一个实例在图 7 中示出。该实例是基于处于电容器放电/充电时电压斜线具有可变幅度的(现有的)振荡器。

[0069] 在这种情况下,在该振荡器(标识为 405')中,比较器 610t 在它的负输入端子接收控制电压  $V_c$ ,控制电压  $V_c$  被从外部设置位于对应的端子  $P_c$  处。由此通过改变电压  $V_c$  来控制振荡器 405'' 的频率(用于控制灯的亮度);特别的,随着电压  $V_c$  的增加或减小,电压  $V(P_o)$  的上升斜线的上峰值也因此增加或减小-总是达同样的斜率-由此增加或减小振荡器 405'' 的频率。如果(以附加或替换的方式)施加到比较器 610b 的正输入端子的电压改变-并且由此电压  $V(P_o)$  上升斜线的下峰值改变,也可用到类似的考虑。

[0070] 因此,在该窗发生器(标识为 425'')内,分压器  $R_{p1}$ 、 $R_{p2}$  现在将连接到端子  $P_c$  用于接收同样的电压  $V_c$ 。如上所述的系统的操作完全类似于以前描述的系统。

[0071] 根据本发明实施例的图 5 的技术方案的实例在图 8 中示出。该实例是基于同样的处于电容器放电/充电时电压斜线具有改变斜率的振荡器 405'。在此情况下,该窗发生器-标识为 525'-简单地短路触发器 615 的端子  $Q$  到与门 430 的对应输入端子,从而设置信号  $S_m$  等于信号  $S(Q)$ ;因此,观测窗  $T_m$ (由信号  $S_m$  表示)将完全等于滞后时间  $T_d$ (由信号  $S(Q)$  表示)。

[0072] 优选的,校正电路-标识为 535'-也包括连接在与门 430 的输出端子和晶体管  $M_e$  的栅极端子之间的单稳态 805。单稳态 805 响应于触发信号而从稳定状态(值为 0)转到不稳定状态(值为 1),并且在该触发信号移除之后保持这种状态达预先固定的时段内(例如,等于周期  $1/f_o$  乘以预定的因数-比如 2-10)。这样,当信号  $S_e$  取值 1 时(因为该过零瞬间落入到观测窗  $T_m$  内),单稳态 805 从值为 0 转到值为 1,并且保持它至少达这样的时段(即使信号  $S_e$  的脉冲有较短的长度)。这使得能保持晶体管  $M_e$  的切断足够久,以使得在任何情况下振荡器 415' 的频率显著增大(即使观测窗  $T_m$  非常短)。

[0073] 如果图 5 的技术方案以如上所述的处于电容器放电/充电时电压斜线具有可变幅度(通过改变比较器 610t 负输入端子的电压和/或比较器 610b 正输入端子的电压)的振荡器实现,则可用类似的考虑。

[0074] 上述的技术方案(虽然在许多实际应用中效果显著)可能会在特定的临界状态下表现出一些局限性(例如,在该灯严重的短路的情况下)。

[0075] 特别的,如图 9 的应用的示例性方案所示,该短路可能导致过零瞬间极大的提前。例如,在过零瞬间  $t_{z1}$  相对对应的观测窗  $T_{m1}$  显著地延迟之后,过零瞬间  $t_{z2}$  接近对应观测窗  $t_{m2}$ (没有达到它);后来的过零瞬间  $t_{z3}$  而是如此提前从而旁路对应观测窗  $T_{m3}$ 。所以,

在这样的情况下过零瞬间  $t_{z1}-t_{z3}$  决不会位于观测窗  $T_{m1}-T_{m3}$  之内（使得该校正电路决不会被激活）。然而，在这样的情况下，低侧晶体管的接通（在观测窗  $T_{m3}$  中信号  $SL$  切换到高电平的时候）将会处于硬模式，其端子上的电压很高。

[0076] 相反地，如图 9B 的应用的示例性方案所示，该短路可以使得过零瞬间  $t_{z1}'$  处于对应观测窗  $T_{m}'$  内，使得该校正电路由此延迟该过零瞬间。然而，后来的过零瞬间  $t_{z2}'$  也可能这么延迟（相对于对应观测窗  $T_{m2}'$ ）来完全地旁路后来的观测窗  $T_{m3}'$ 。所以，在这样的情况下，过零瞬间  $t_{z2}'$  不位于任何观测窗  $T_{m2}'-T_{m3}'$  内（使得该校正电路不再被激活）。然而，在这些情况下，电流  $I(L)$  的相位已经反向，使得 RLC 电路的操作处于容性模式 - 在观测窗  $T_{m2}$  内低侧晶体管（信号  $SL$  位于高电平）的接通将发生在硬模式。

[0077] 在这两种情况下，硬模式的接通并不是由上述的技术方案检测，这是因为它基于过零瞬间的逐渐变化。然而，必须指出的是，在第一种情况中（图 9A）中存在两个连续的过零瞬间  $t_{z3}$  和  $t_{z2}$ （不被任何观测窗分开），而在第二种情况（图 9B）中存在两个连续的观测窗  $T_{m2}'$  和  $T_{m3}'$ （不被任何过零瞬间分开）。所以，可以检测到何时在两个连续的观测窗之间的过零瞬间的数目不等于 1（分别为 0 或 2）。当这发生时，该控制系统被该开关系统的两个晶体管的切断所干预（例如，暂时的）。这样，有可能在任何操作条件下确保镇流器正确操作。

[0078] 转到图 10，示出了适用于实现根据本发明实施例的上述技术方案的特定控制系统的原理方框图。

[0079] 在这种情况下，该控制系统包括检测电路 1005、其接收来自与其测量端子相关联的比较器的信号  $S_z$  和来自窗发生器（没有在图中示出）的信号  $S_m$ 。检测电路 1005 具备两个触发器 1010a 和 1010b，每个都具有复位端子（R）、设置端子（S）、主输出端子（Q）和求反输出端子（ $\bar{Q}$ ）。信号  $S_z$  被提供到触发器 1010b 的端子 R；同样的信号  $S_z$  被块 1015a 延迟和然后被求反，该求反和延迟的信号  $S_z$  然后被提供给触发器 1010a 的端子 S。逻辑与门 1020a 被输入信号  $S_z$  和由触发器 1010a 的端子 Q 提供的信号，并且输出两倍过零瞬间的信号  $S_{z2}$ 。在双模式中，信号  $S_m$  被提供给触发器 1010a 的端子 R；同样的信号  $S_m$  被块 1015b 延迟且其后被求反，该求反和延迟的信号  $S_m$  然后被提供给触发器 1010b 的端子 S。逻辑与门 1020b 被输入信号  $S_m$  和由触发器 1010b 的端子 Q 提供的信号，并且输出两倍观测窗的信号  $S_{m2}$ 。检测电路 1005 也包括或门 1025，其接收信号  $S_{z2}$ （来自与门 1020a）和信号  $S_{m2}$ （来自与门 1020b），并且产生误差信号  $S_{e'}$ 。该信号  $S_{e'}$  被提供给保护电路 1035，其因此控制开关系统的晶体管的指令逻辑 410（没有示出在该图中）。

[0080] 信号  $S_m$  在它的每个脉冲开始时切换到值为 1（指示观测窗的开始）；在这样的情况下，触发器 1010a 复位（它的端子 Q 的信号转到值 0）；相反地，信号  $S_z$  在它的每个脉冲结束时切换到值 0；在这种情况下，在由块 1015a 引入的延迟之后，触发器 1010a 被设置（在它的端子 Q 的信号转为值 1）以避免出现任何竞争状态。在正常情况下，其中每个零检测瞬间跟随对应观测窗的开始，信号  $S_{z2}$  总是处于值 0；事实上，当信号  $S_z$  取值为 1 时（在它的脉冲开始时，指示过零瞬间），触发器 1010b 的端子 Q 的信号值为 0（因为该触发器 1010a 已经预先由信号  $S_m$  的对应脉冲复位）。作为替代，在两个连续零检测瞬间的情况下，信号  $s_{z2}$  转为值 1；事实上，当信号  $S_z$  取值为 1 时，触发器 1010b 的端子 Q 的信号也取值为 1（这是因为触发器 1010a 已经在之前的信号  $S_z$  脉冲的结束处进行了设置而没有被任何信号  $S_m$  的

脉冲复位)。

[0081] 在双通道中,触发器 1010a 是在每个信号  $S_z$  的脉冲的开始时被设置,并且它在每个信号  $S_m$  的脉冲结束处被复位(在块 1015b 引入的延迟之后)。正常地,信号  $S_{m2}$  总是处于电平 0;事实上,当信号  $S_m$  具有值 1 时(在每个观测窗期间),触发器 1010b 的端子 Q 的信号取值为 0(这是因为触发器 1010a 已经预先由对应的信号  $S_z$  的脉冲复位)。作为替代,在两个连续观测窗的情况下,信号  $S_{m2}$  转为值 1;事实上,当信号  $S_z$  具有值 1 时,触发器 1010b 的端子 Q 处的信号也具有值 1(这是因为触发器 1010b 已经在之前的信号  $S_m$  的脉冲的结束处被设置而没有被任何信号  $S_z$  的脉冲复位)。

[0082] 当信号  $s_{z2}$  取值为 1 时(指示检测到两个连续过零瞬间)和/或信号  $S_{m2}$  取值为 1 时(指示检测到两个连续观测窗),该信号  $S_{e'}$  也转为值 1。在这样的情况下,保护电路 1035 控制指令逻辑 410 以禁用开关系统的两个晶体管的控制信号达预定时间(例如,10-50  $\mu$ s)。因此,晶体管同时切断,使得工作电流为零(由此切断该灯)。此时,可以以重新激活镇流器的常规程序(例如,软启动模式)而再次冷启动该灯。

[0083] 自然地,为了满足当地的和具体的要求,所属技术领域的专业人员可以对如上所述的技术方案施以许多逻辑和/或物理修改和变更。更具体地说,虽然已经根据它的一个或多个实施例以一定程度的细节描述了该技术方案,应该清楚的是还存在多种在形式和细节方面的省略、置换,和变化以及其他实施例都是可能的。尤其是,本发明不同的实施例甚至可以在没有在先描述所阐明的用于提供对其更透彻的理解的具体细节(比如数值实例)的情况下实行;反之,熟知的特征也许已经从略或简化以免不必要的细节使得该描述晦涩。此外,意图很清楚的是,结合所披露的技术方案的任何实施例描述的具体元件和/或方法步骤可以作为通用设计选择的要素并入到任何其他实施例中。

[0084] 特别地,如果该控制系统有不同的结构或包括等效的元件,也应用类似的考虑;此外,元件可以彼此分开或完全或部分地结合在一起。

[0085] 虽然在上述描述中,已经对用于控制荧光灯的亮度的镇流器做出了具体的参考,但是这样的应用仅仅是说明性的而不应该以限定的方式解释。例如,镇流器可以具有不同的结构,其可被用来控制其他类型气体放电灯的亮度;一般地说,同样的技术方案可以应用在谐振逆变器、基于谐振逆变器的直流-直流变换器、或用于控制任何其他的谐振开关系统。显然,该开关系统可以具有不同的结构或它可以包括等效部件-即,任何其他的半桥式配置的开关对(例如,CMOS)。同样地,该开关系统可以是由不同类型的振荡器(或等效电路)控制。此外,对于低侧晶体管和高侧晶体管或两者而言,以等效的方式检测过零瞬间都是可以的。例如,在本发明的可替换实施例中,测量电阻器在半电池电容器和接地端子之间串联连接到灯(其低侧晶体管的源极端子直接连接到接地端子);这样,可以为两个晶体管检测每个过零瞬间(当测量电阻器处的电压分别从负值转到正值或从正值转到负值时)。

[0086] 观测窗的上述例子纯粹是指示性的而不是限定性的;特别的,当通过超前或延迟过零瞬间的检测来进行编程时,该观测窗可被固定为甚至大于该滞后时间的值(例如,其预先确定的分数)。总之,不排除以另外方式(甚至与滞后时间无关)限定观测窗的可能性。在本发明的简化实施例中,也可提供不可编程的观测窗(例如,等于预先设定的该工作频率的几分之一)。

[0087] 总之,观测窗的编程可能是以不同的方式获得。例如,在基本实施例中,可通过预

定的步骤增加它 / 或减小它 ( 与该工作频率无关 ) 。

[0088] 显然, 该编程电压 ( 用来限定该观测窗 ) 可通过另一种方式设置 ( 例如, 通过控制经过具有固定电阻的电阻器的电流 ) 。总之, 没什么能妨碍在该控制系统内确定编程电压 ( 或任何其他等效的信号 ) 。

[0089] 如果该过零瞬间以另一种方式改变 ( 通过超前或延迟它 ), 可以应用类似的考虑, 以模拟该观测窗的相反符号的对应变化。

[0090] 例如, 没什么能妨碍应用直接来自外部的补偿电流 (offset current) ( 符号与工作电流的符号相同或相反 ) 。

[0091] 不排除以不同方式 ( 甚至不需要作用于该振荡器的操作 ) 改变该工作频率的可能性 ; 例如, 在本发明的可替换实施例中, 该工作频率可改变恒定的量 ( 不考虑过零瞬间的超前 ), 或者以连续方式改变。

[0092] 由该单稳态提供的同样结果可通过其他能确保该工作频率变化最小的电路获得 ( 只要该过零瞬间落入该观测窗内 ) - 例如, 通过规定表示该观测窗的信号的最小长度。总之, 即使当该编程窗是可编程的, 这样的特征使得其自身得以实现。相反地, 即使当该计划窗是固定的, 它也不是严格地必需的。

[0093] 如果该保护电路响应不同于单个观测窗的两个连续观测窗之间的任意数量的过零瞬间的检测, 也可以应用类似的考虑 ; 总之, 该保护电路可以不同地起作用 ( 例如, 通过完全地切断该镇流器 ) 。

[0094] 应该注意的是, 如上所述的控制系统便于制造和销售, 甚至独立于相应的开关系统。

[0095] 显然, 提出的结构可以是集成电路设计的一部分。该设计也可以编程语言来创造 ; 此外, 如果设计师不能制造芯片或掩模, 则该设计也可以通过物理手段传输到第三方。总之, 该产生的集成电路可以由它的制造商以原晶片形式如裸芯片分发, 或以封装形式分发。此外, 提出的技术方案可以与同一芯片的其他电路集成, 或它可以安装在中间产品中或一个或多个其他芯片耦合。总之, 该集成电路适合用于复杂系统。

[0096] 该镇流器 ( 或任何其他包括所提出的控制系统的设备 ) 可以具有不同的结构或包括等效部件 ( 分开的、或整体地或部分地组合的 ) 。

[0097] 类似的考虑应用于该照明装置。

[0098] 最后, 所提出的技术方案便于以等效的方法实现 ( 通过使用类似的步骤、删除某些不必要的步骤、或增加更多可选的步骤 ) ; 此外, 这些步骤可以按照不同的顺序, 并行地或交错的方式执行 ( 至少部分地 ) 。

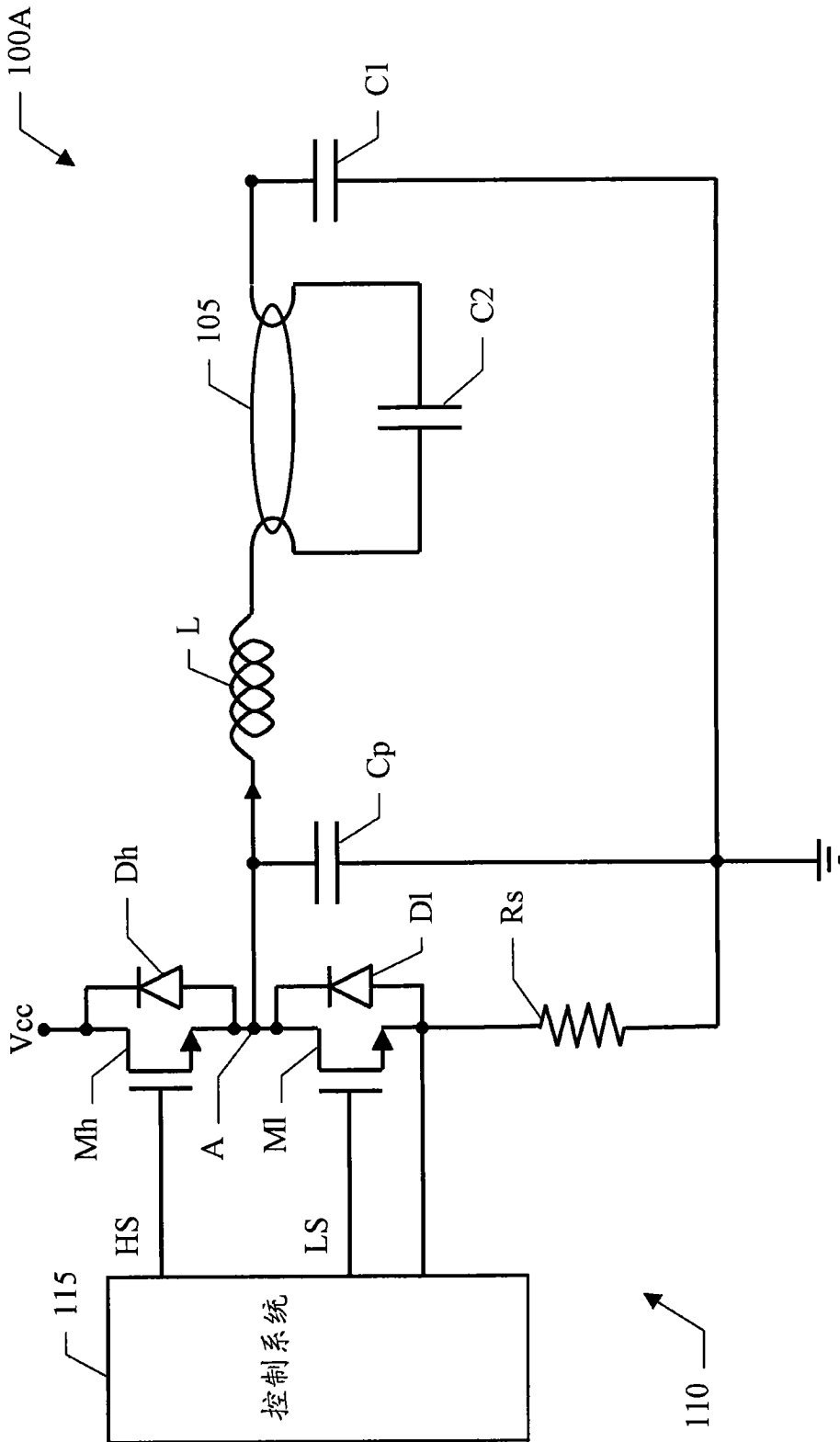


图 1A



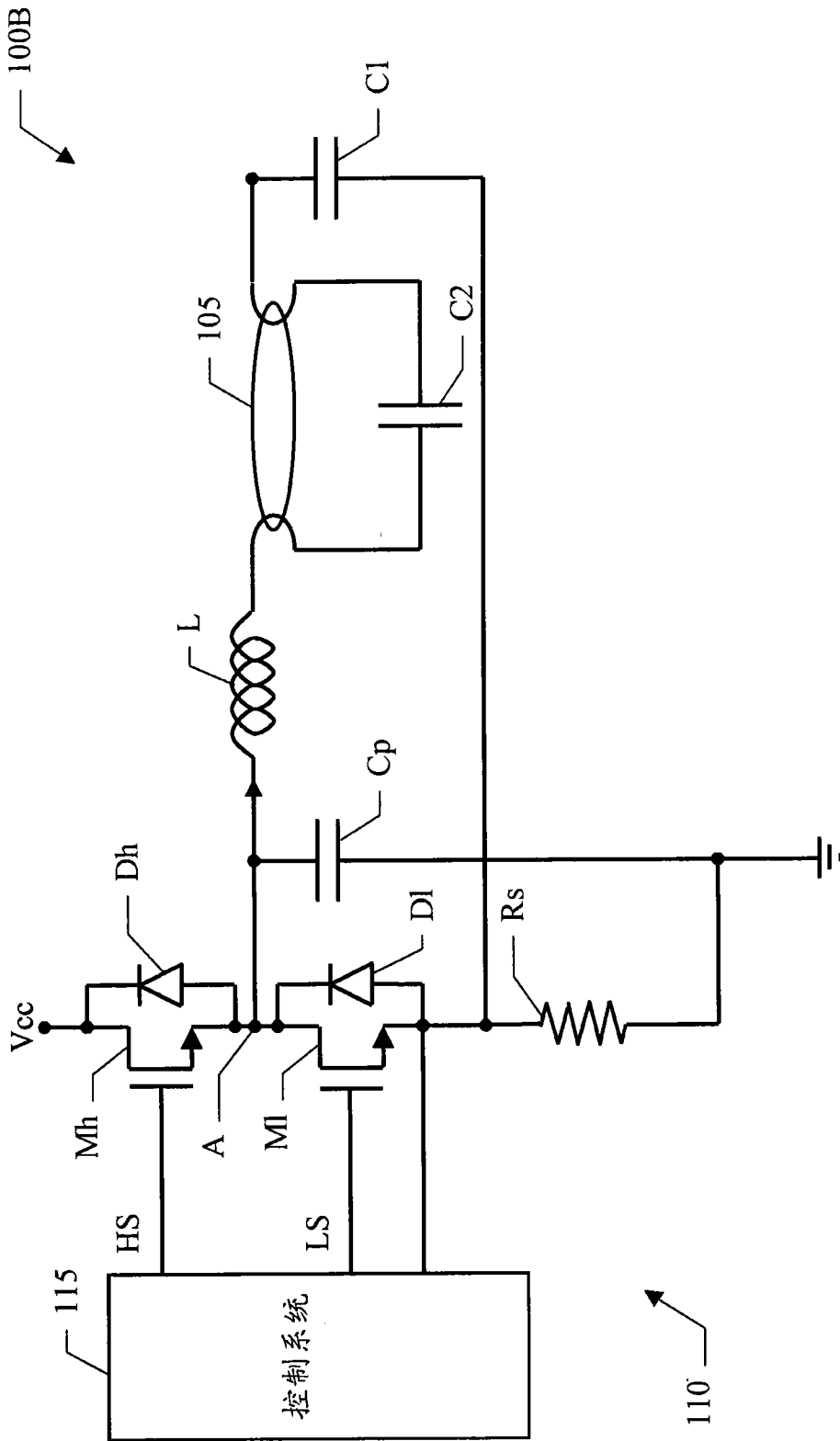


图 1B

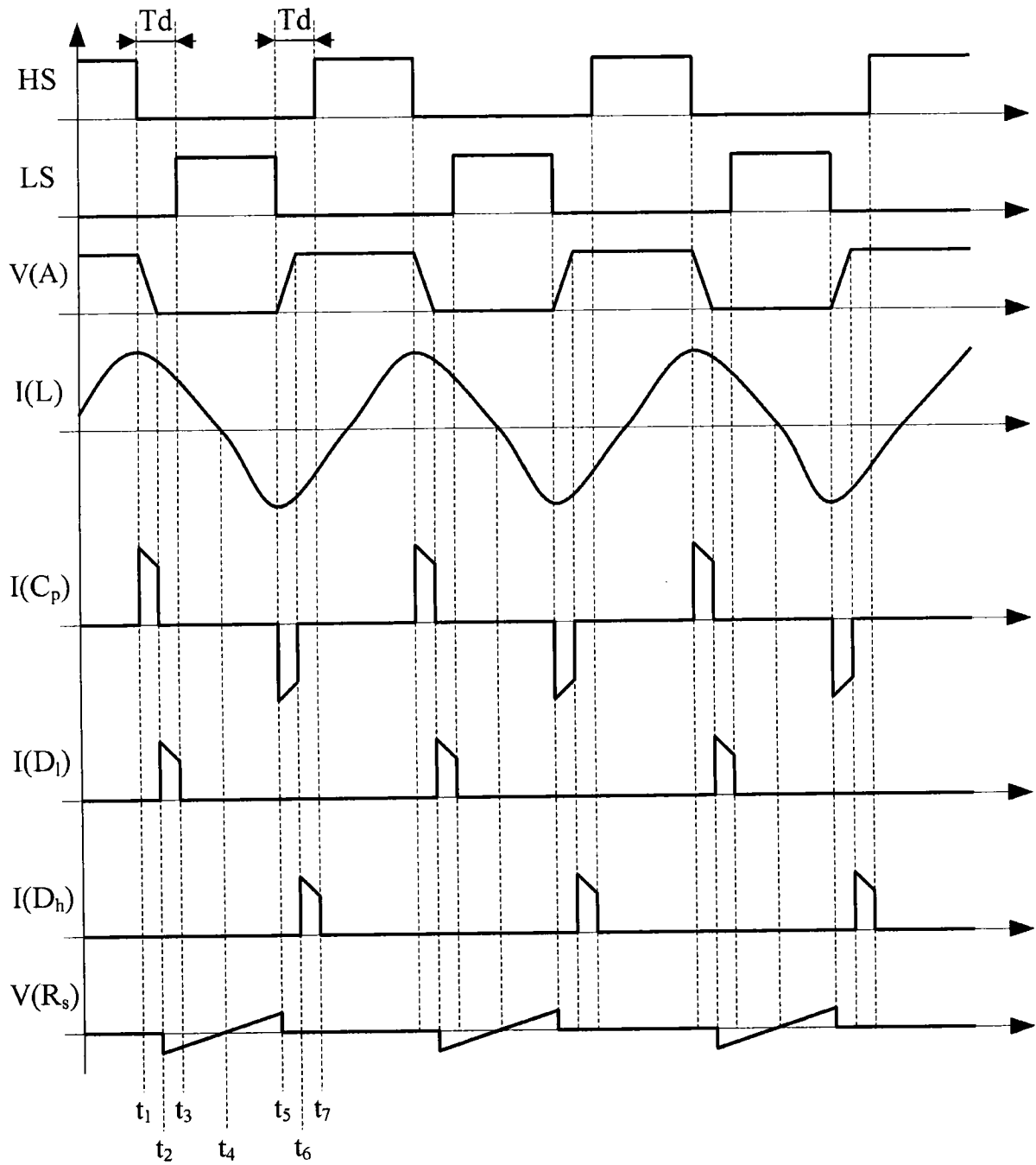


图 2A

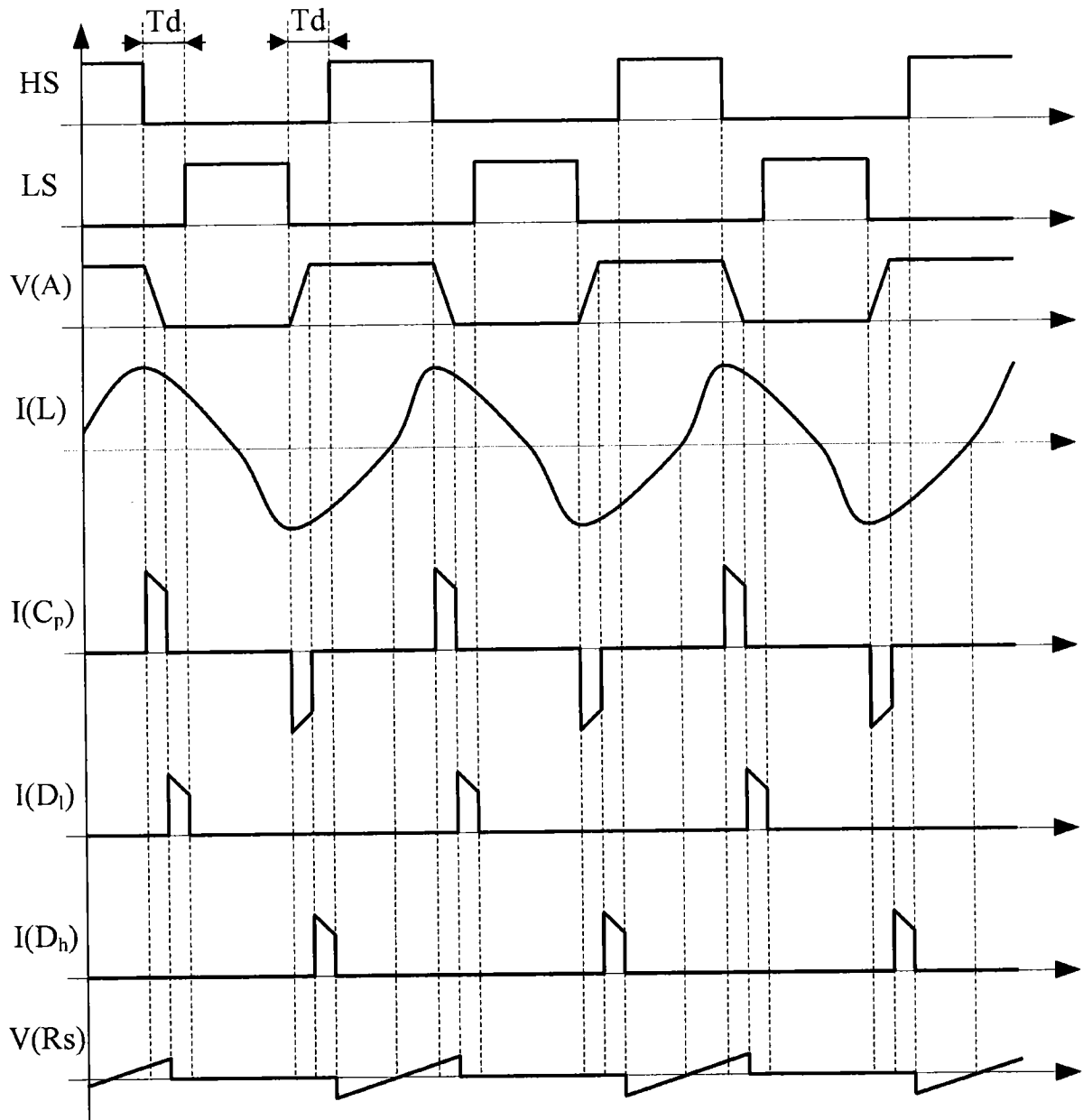


图 2B

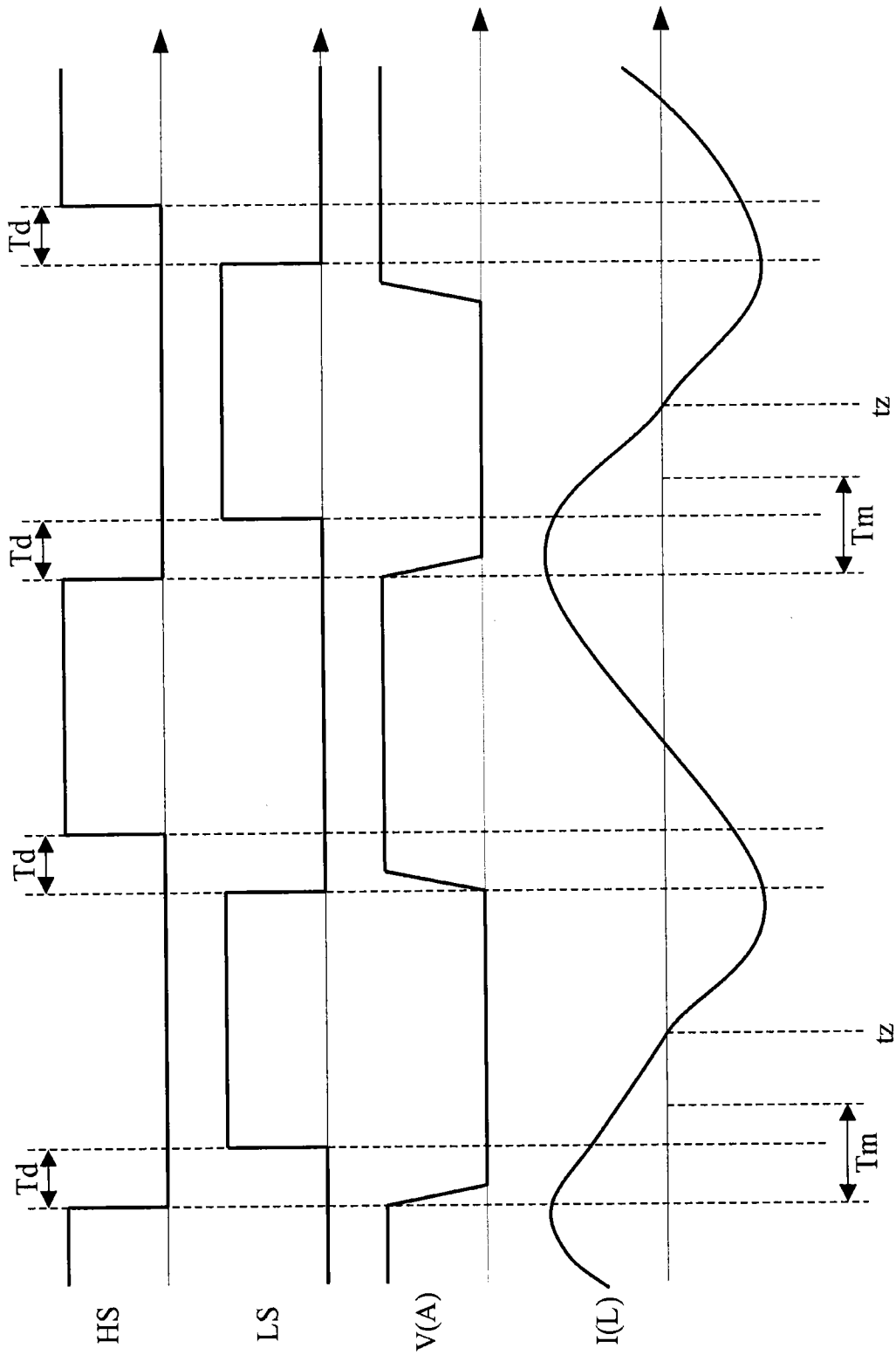


图 3A

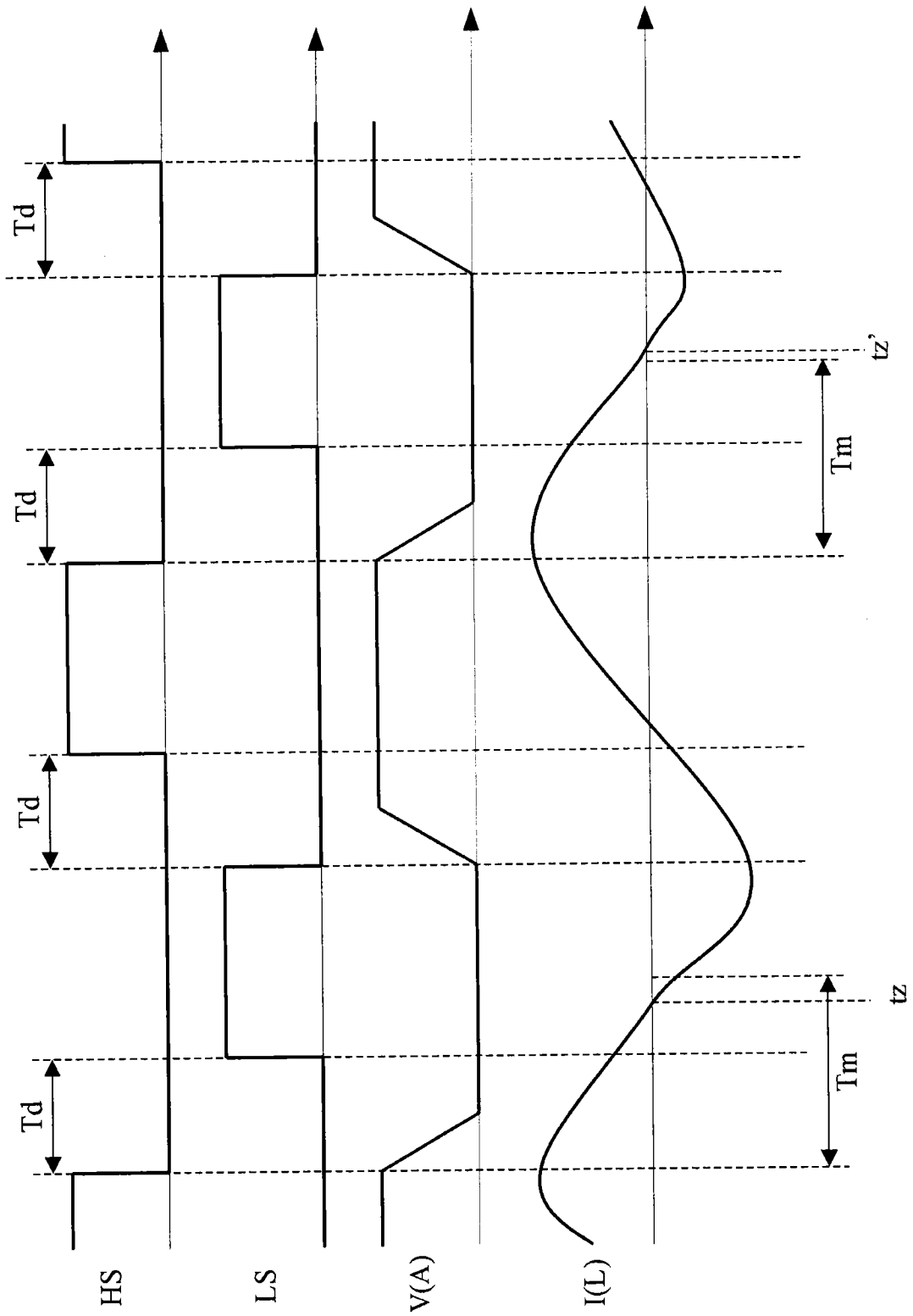


图 3B

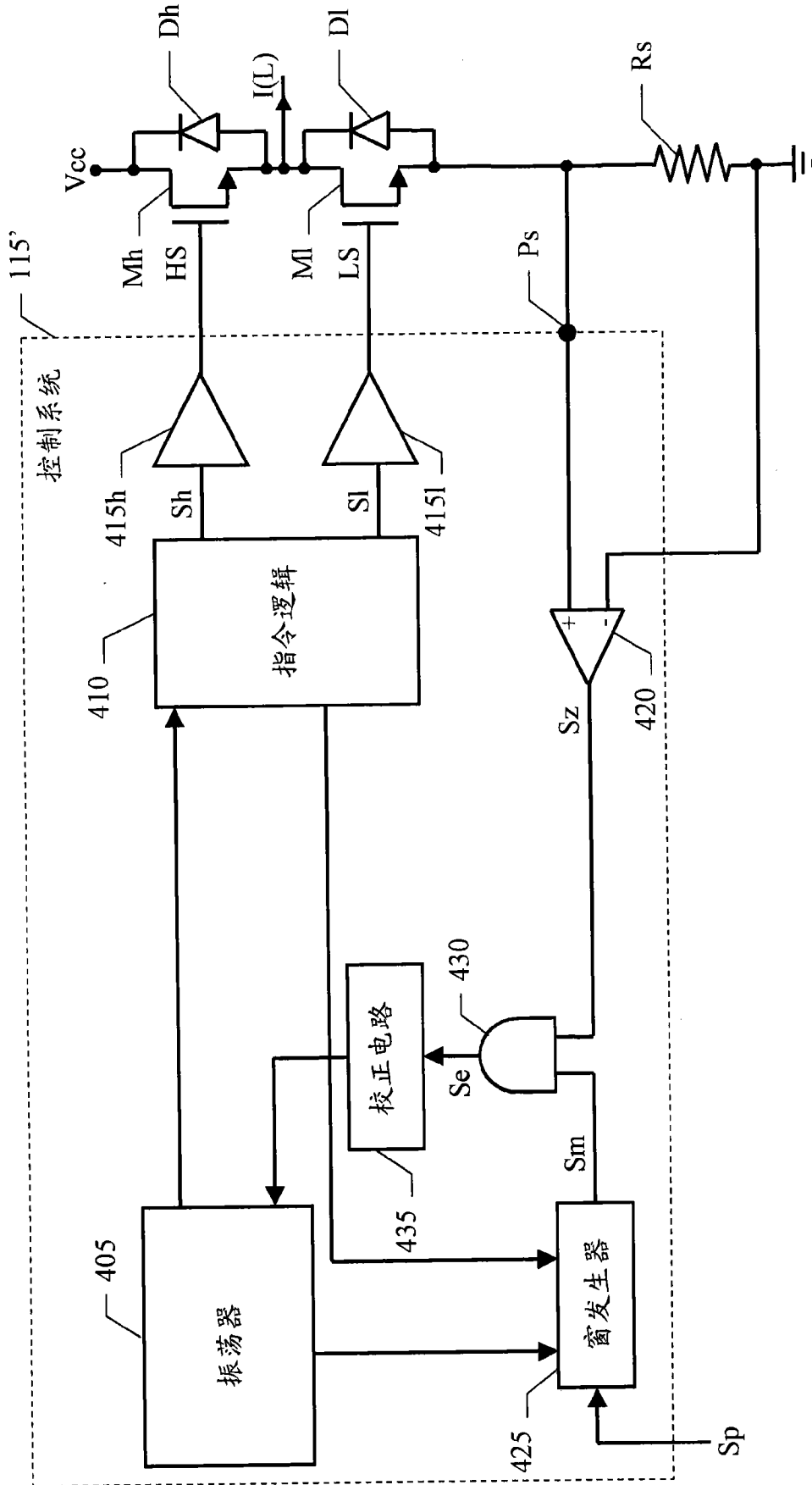


图 4

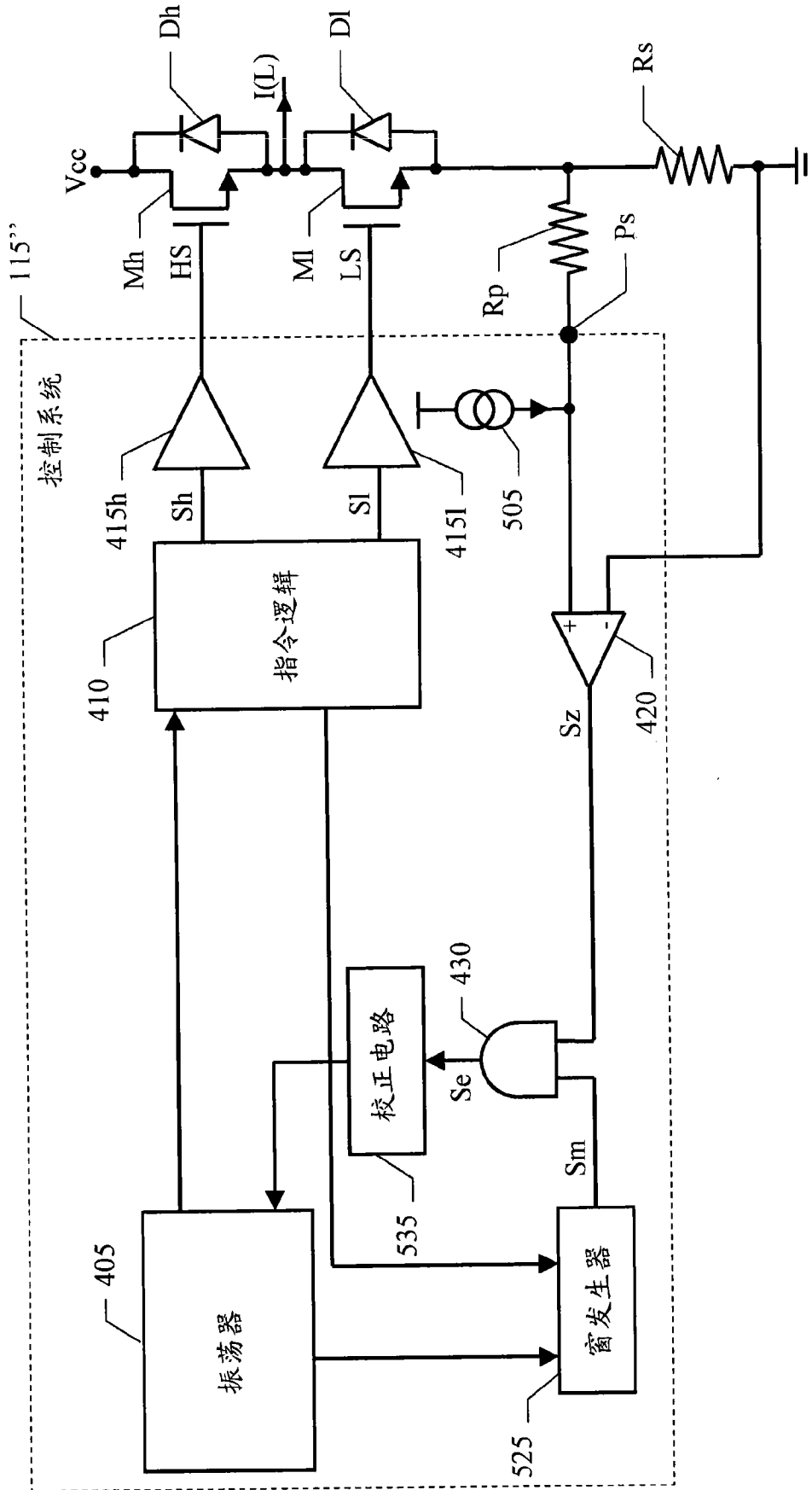


图 5

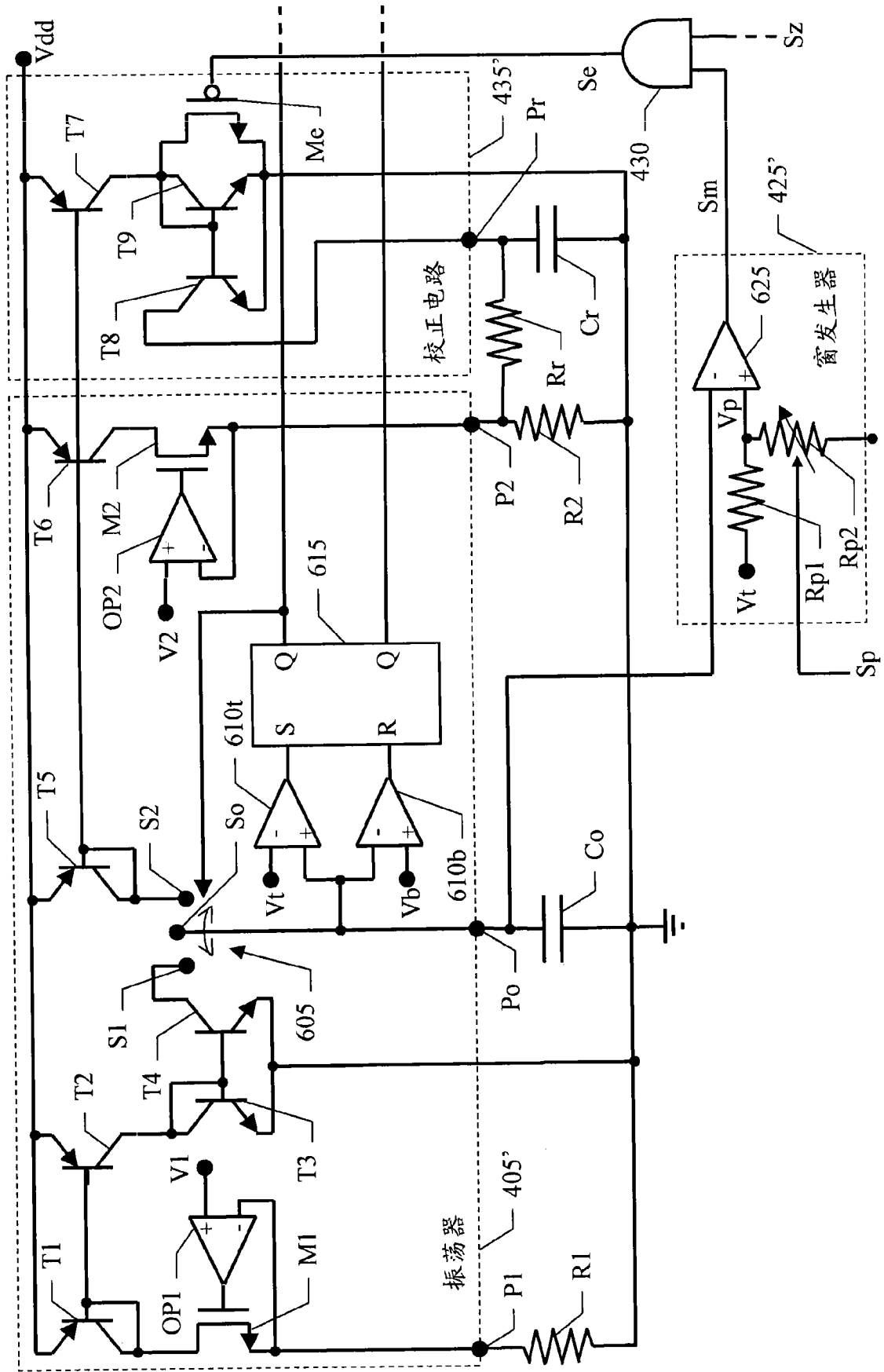


图 6A



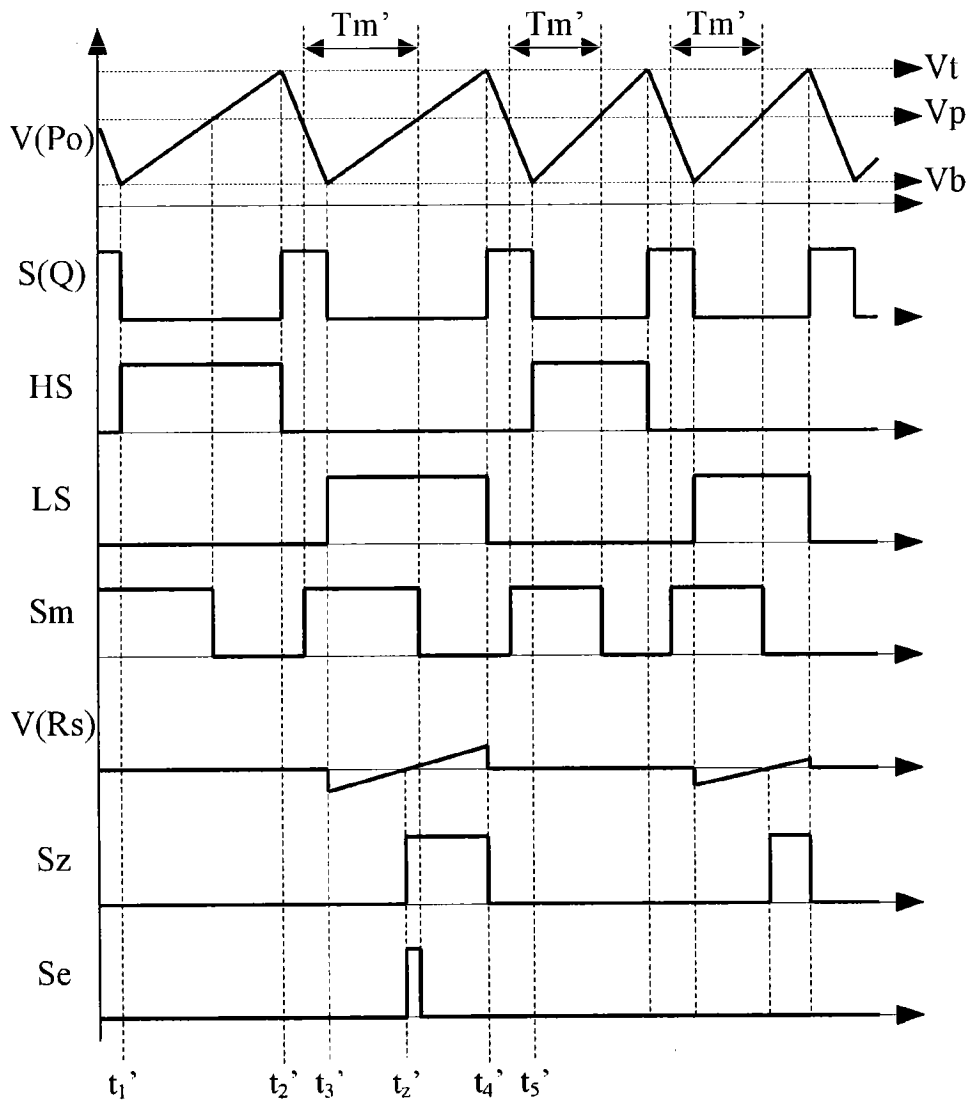


图 6B

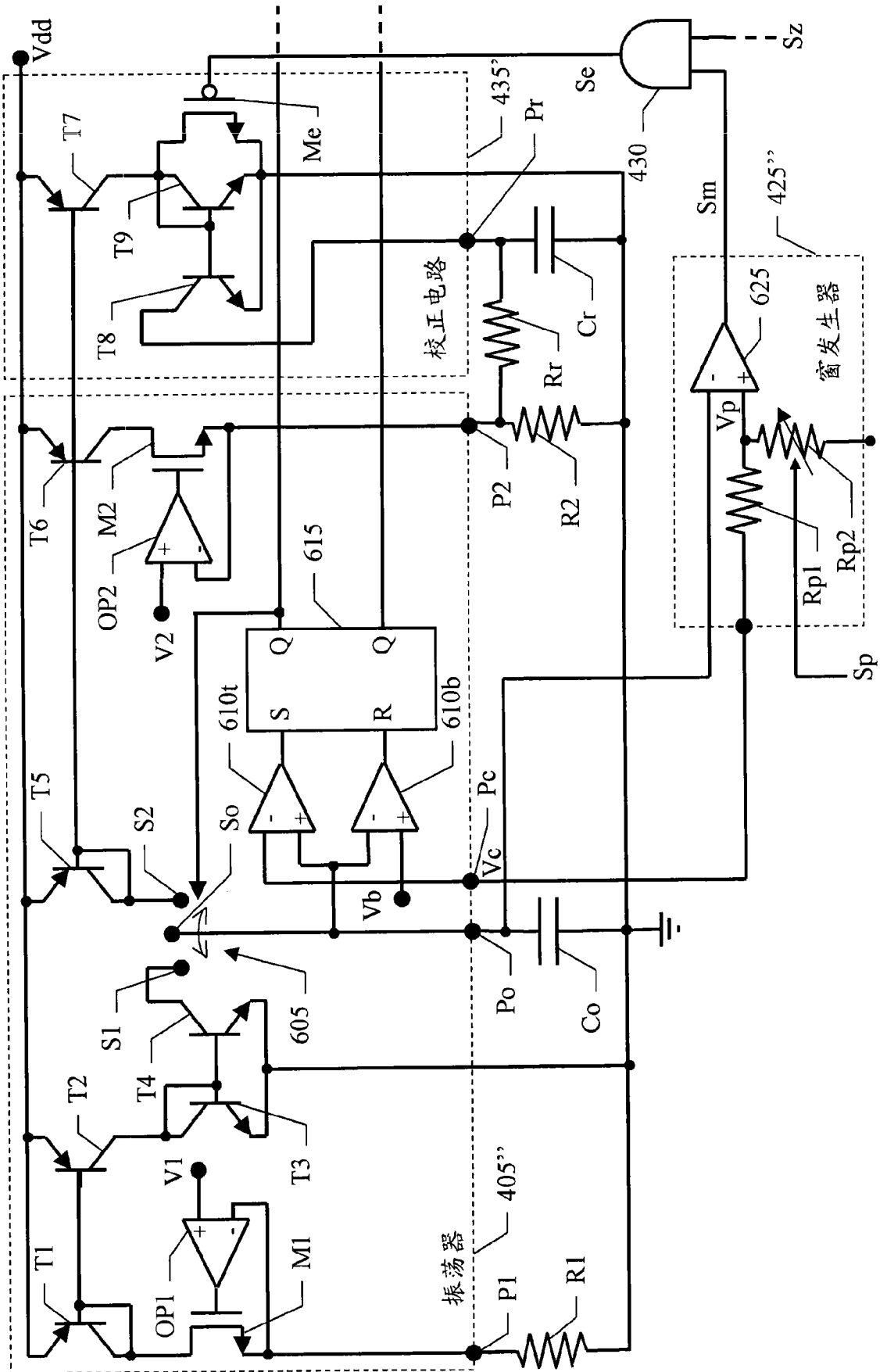


图 7

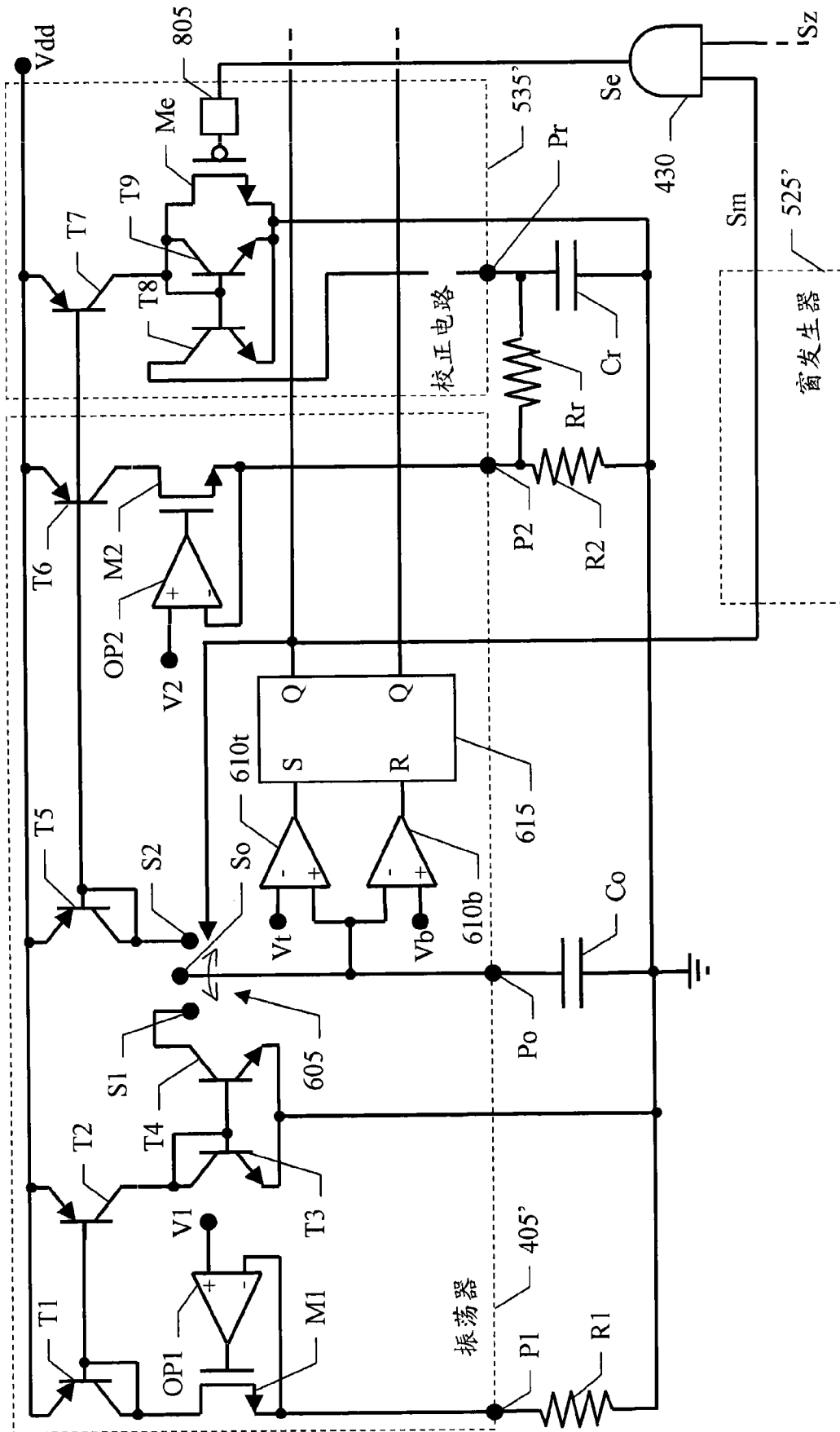


图 8

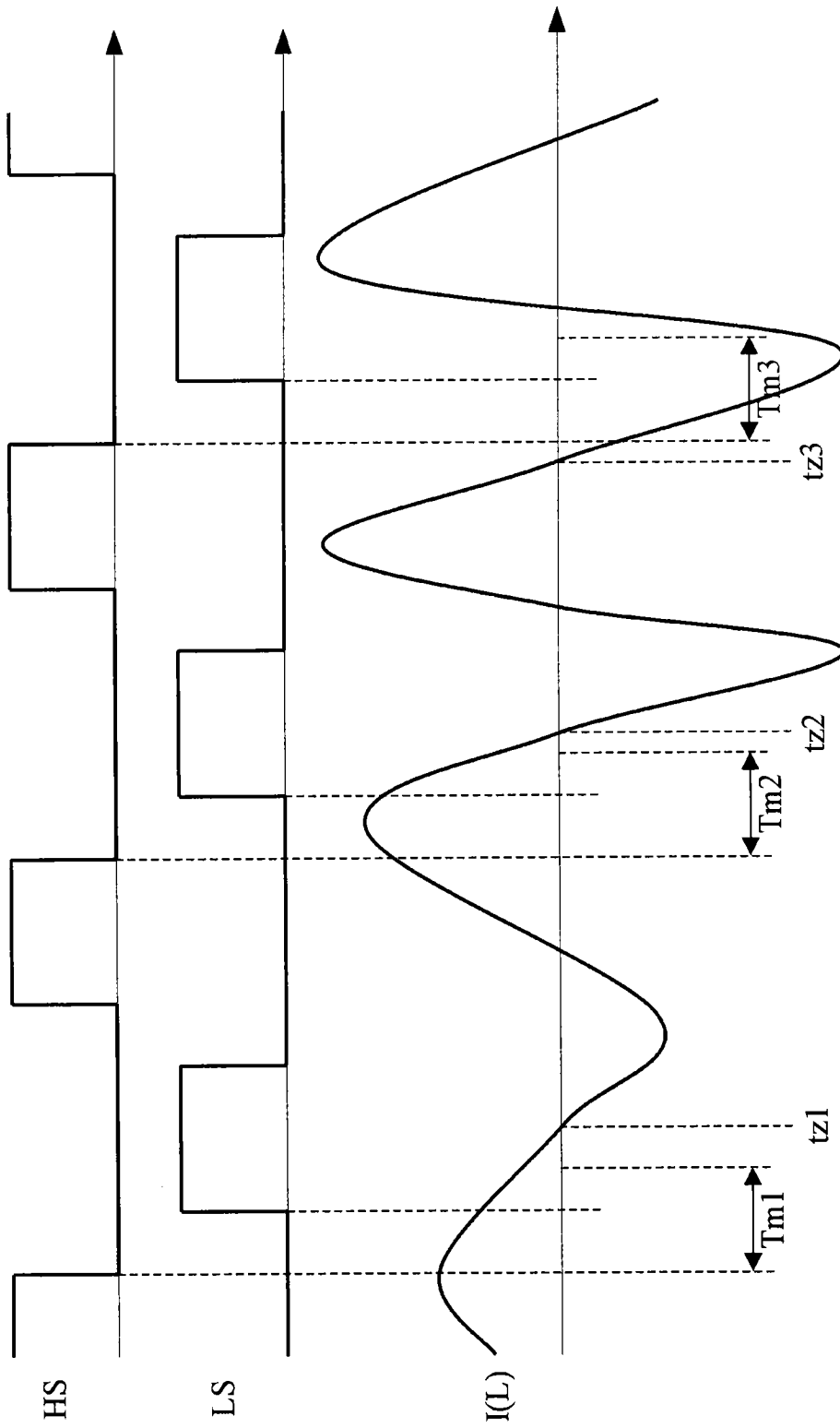


图 9A

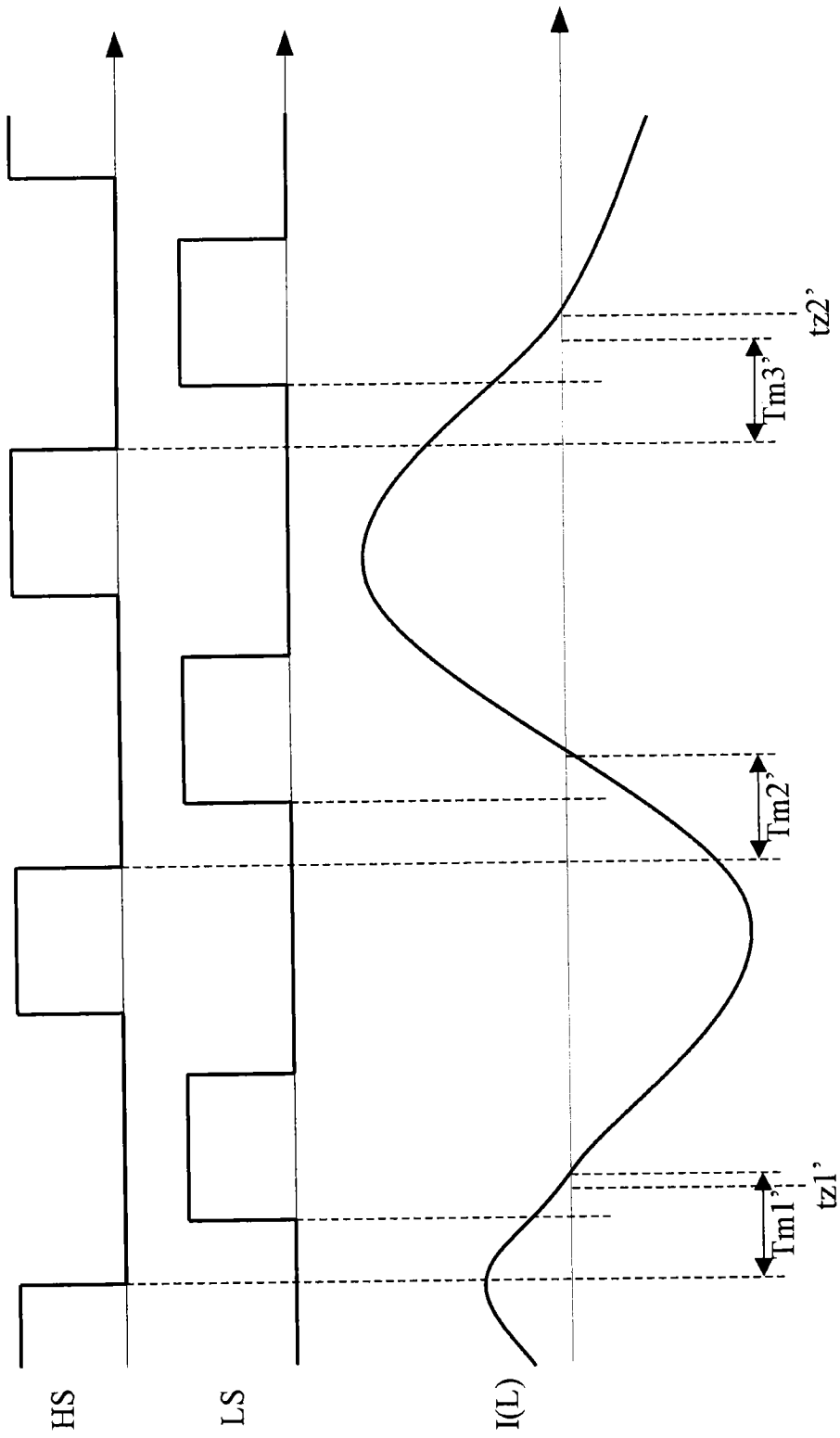


图 9B

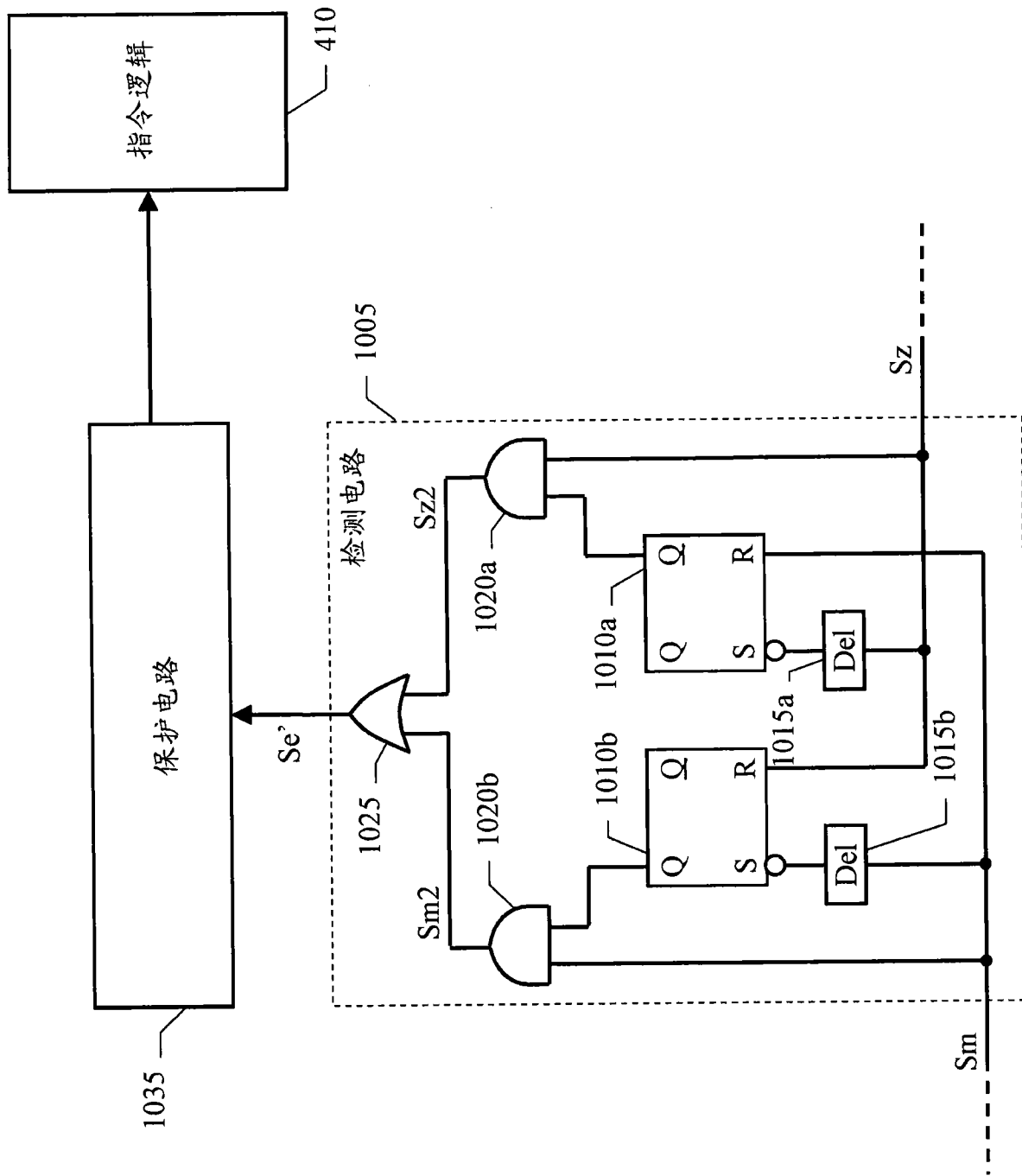


图 10