

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H02M 7/02 (2006.01)

G05F 1/10 (2006.01)



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200410098511.8

[43] 公开日 2006年6月14日

[11] 公开号 CN 1787350A

[22] 申请日 2004.12.9

[21] 申请号 200410098511.8

[71] 申请人 尼克森微电子股份有限公司

地址 台湾省台北县

[72] 发明人 吴俊政

[74] 专利代理机构 北京律诚同业知识产权代理有限公司

公司

代理人 祁建国 梁 挥

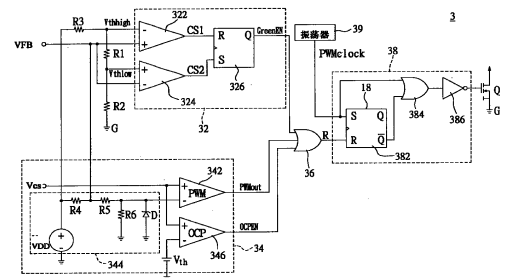
权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图 7 页

[54] 发明名称

利用输出电压反馈延迟电路控制省电模式的脉宽调制装置

[57] 摘要

本发明公开了一种利用输出电压反馈延迟电路控制省电模式的脉冲宽度调制装置，使用于电源供应器中，用以跟随负载变化，进而控制输出一驱动信号，包括有：一延迟比较电路，提取一反馈电压、一高临界电压及一低临界电压，这些电压经比较运算及延迟运算后，输出一消隐信号；一脉冲宽度调制控制单元，提取一电流反馈信号与该反馈电压，经内部比较运算后输出一调制信号；一或门电路，连接到该延迟比较电路与该脉冲宽度调制控制单元，接收该消隐信号与该调制信号用以输出一复位信号；及一同步信号输出单元，连接于该或门电路，接收该复位信号与一振荡信号，用以输出该驱动信号。



- 1、一种利用输出电压反馈延迟电路控制省电模式的脉冲宽度调制装置，使用于电源供应器中，跟随电源供应器的负载变化，进而控制输出一驱动信号，
- 5 其特征在于，包括：
- 一延迟比较电路，提取一反馈电压、一高临界电压及一低临界电压，该些电压经比较运算及延迟运算后，输出一消隐信号；
- 一脉冲宽度调制控制单元，提取一电流反馈信号与该反馈电压，经内部比较运算后输出一调制信号；
- 10 一或门电路，连接到该延迟比较电路与该脉冲宽度调制控制单元，接收该消隐信号与该调制信号用以输出一复位信号；及
- 一同步信号输出单元，连接于该或门电路，接收该复位信号与一振荡信号，用以输出该驱动信号。
- 2、根据权利要求1所述的利用输出电压反馈延迟电路控制省电模式的脉
- 15 冲宽度调制装置，其特征在于，该延迟比较电路包括有：
- 一第一比较器，接收该高临界电压与该反馈电压，进而比较输出一第一比较信号；
- 一第二比较器，接收该低临界电压与该反馈电压，进而比较输出一第二比较信号；及
- 20 一触发器，连接于该第一比较器与该第二比较器，接收该第一比较信号及该第二比较信号，进而运算输出该消隐信号。
- 3、根据权利要求2所述的利用输出电压反馈延迟电路控制省电模式的脉
- 冲宽度调制装置，其特征在于，该第一比较器，其正相输入端连接到电源供应器负载端，用以接收该反馈电压，并其反相输入端连接到一直流电源，用以接
- 25 收该高临界电压。
- 4、根据权利要求2所述的利用输出电压反馈延迟电路控制省电模式的脉
- 冲宽度调制装置，其特征在于，该第二比较器，其反相输入端连接到电源供应器负载端，用以接收该反馈电压，正相输入端通过一第一电阻器连接到一直流电源，并通过一第二电阻器连接到一参考地端。
- 30 5、根据权利要求2所述的利用输出电压反馈延迟电路控制省电模式的脉

冲宽度调制装置，其特征在于，该触发器为一RS触发器，其一重设端R连接到该第一比较器的输出端，一设定端S连接到该第二比较器的输出端。

6、根据权利要求1所述的利用输出电压反馈延迟电路控制省电模式的脉冲宽度调制装置，其特征在于，该脉冲宽度调制控制单元由一PWM比较器、
5 一分压器及一过电流比较器连接组成；该PWM比较器提取该电流反馈信号并通过该分压器提取该反馈电压，经比较运算后输出该调制信号。

7、根据权利要求6所述的利用输出电压反馈延迟电路控制省电模式的脉冲宽度调制装置，其特征在于，该过电流比较器提取该电流反馈信号与一过电流限制电位，经比较运算后用以输出一过电流致能信号到该或门电路。

10 8、根据权利要求1所述的利用输出电压反馈延迟电路控制省电模式的脉冲宽度调制装置，其特征在于，该同步信号输出单元，由一RS触发器、一或门单元及一非门单元组成，该一RS触发器的一设定端连接到一振荡器用以接收该振荡信号，一复位端连接到该或门电路用以接收该复位信号，同时通过该或门单元与该非门单元用以同步输出该驱动信号。

利用输出电压反馈延迟电路控制省电模式的脉宽调制装置

5 技术领域

本发明涉及一种利用输出电压反馈延迟电路控制省电模式的脉冲宽度调制装置，特别是涉及一种使用于电源供应器中，用以跟随负载变化，进而控制输出驱动信号的脉冲宽度调制装置。

10 背景技术

在许多低功率输出的应用场合，如手机、无线电话、数字相机、PDA 的充电器，以及打印机、电视游乐器与掌上型随身听的交流电压调整器等，对于待机时的省电要求都相当的高。

按目前已知的直流电源供应装置，如交换式电源供应器(AC To DC
15 Switching Power Supply)中，为缩小变压器的体积，大多使用高频的脉冲宽度调制(PWM，简记为脉宽调制)控制直流输出电压，如图 1 所示为现有返驰式电源供应装置的电路示意图，变压器 T1 将电路区分成为一次侧的前级电路 101 与二次侧的后级电路 102，该一次侧 101 与该二次侧 102 间以一光敏晶体管 111 及一光二极管 112 分离该一次侧 101 与该二次侧 102 的电信号，但却可利用光
20 信号反馈二次侧 102 的电压或电流输出变化信号至一次侧 101，以同步调整该一次侧 101 及二次侧 102 的电压及电流变化量，或者作为过电流及短路保护的反馈信号。

请再参考图 1，其中，在一次侧 101 输入一交流电压 VAC，交流电压 VAC 经过一 EMI 滤波器 1010、一桥式整流器 BD1 及一高压滤波电容 C1 后成为一
25 直流电压 Vin。直流电压 Vin 通过一脉冲宽度调整控制单元 U1 控制功率晶体管开关 Q1 的导通周期，进而传送到该变压器 T1 的一次侧绕组。同时，变压器 T1 的二次侧绕组感应输出电压，该输出电压通过二极管 D1 及电解电容 C2 整流滤波后，产生稳定直流电压 Vout 输出。

直流电压 Vout 通过一反馈稳压器 D3 与一光耦合器 11 将输出直流电压
30 Vout 转换成一电压信号 VFB 反馈至一次侧 101 的脉冲宽度调整控制单元 U1。

同时，在功率晶体管开关 Q1 导通时通过电阻器 R2 取得一电流反馈信号 Vcs，电流反馈信号 Vcs 被传送到脉冲宽度调整控制单元 U1，脉冲宽度调整控制单元 U1 取得该电流反馈信号 Vcs 与该电压信号 VFB 藉以运算输出一调整脉冲 PWM 到功率晶体管开关 Q1，用来稳定输出直流电压 Vout。该光耦合器 11 由该光敏晶体管 111 及该光二极管 112 组成。

图 2 所示为现有脉冲宽度调整控制单元内部电路方块图。脉冲宽度调整控制单元 U1 由 PWM 比较器 14、过电流比较器 16、触发器 18 及或(OR)门电路等所组成。脉冲宽度调制(PWM)技术的工作方式，就是由振荡电路 12 提供一固定的频率 PWMclock 给脉冲宽度调整控制单元 U1。脉冲宽度调整控制单元 U1 中的 PWM 比较器 14 则负责检知输出直流电压 Vout 所反馈进来的电压信号 VFB，同时检知该电流反馈信号 Vcs 以进行比较运算，用来输出一调制输出信号 PWMout。过电流比较器 16 还取得该电流反馈信号 Vcs 与一限流电平 1V 进行比较运算，以输出一过电流致能信号 OCPEN。调制输出信号 PWMout 与过电流致能信号 OCPEN 通过或(OR)逻辑运算后，输出一复位信号 R 到触发器 18 的 R 脚位。触发器 18 的 S 脚位连接到振荡电路 12，用以取得固定的频率 PWMclock 作为工作频率，并通过或(OR)以及反(NOT)的逻辑运算后输出一驱动信号 Drv 到功率开关(未标示)。

图 3 所示为现有脉冲宽度调整控制单元内部信号波形示意图。结合图 2，如图 3 所示其横轴表示为时间轴 t，纵轴表示为各波形图，在时间 t0 到 t1 期间，电压信号 VFB 为重载，此时电流致能信号 OCPEN 与调制输出信号 PWMout 经过或(OR)的逻辑运算后输出复位信号 R，用以让触发器 18 输出的驱动信号 Drv 的输出方波变宽，即功率开关(未标示)的工作周期(duty cycle)变长，如此即可以提供负载所需的电力。

同理，在时间 t1-t2 时，处于正常工作的负载，此时触发器 18 输出的驱动信号 Drv 的输出方波会处于正常供应电力的宽度。再者，在时间 t2-t3 负载变轻，此时电流致能信号 OCPEN 与调制输出信号 PWMout 经过或(OR)的逻辑运算后输出复位信号 R。复位信号 R 与振荡电路 12 输出固定的频率 PWMclock 同时经过触发器 18 运算后，于可以让触发器 18 输出的驱动信号 Drv 的输出方波变短，如此即可以提供轻负载所需的电力。而在此，驱动信号 Drv 所驱动的功率开关(未标示)其工作频率并不会因为输出方波的工作周期(duty cycle)的改

变而改变，换句话说，此电路的工作频率永远是固定的，如此在轻载下，驱动信号 Drv 会跟随频率 PWMclock 而固定产生工作周期短的方波，进而造成轻载下电力的损耗。上述中，时间 t3-t4 为无载状态，此时无驱动信号 Drv 输出，此段时期为跳跃周期(SKIPPED CYCLE)。

- 5 当电子产品在全负载或中负载条件下进行工作时，通常，通过脉冲宽度调制 (PWM)技术来控制切换开关的切换动作，其工作损耗有传导损耗与开关切换损耗。但是电子产品在轻载或无载时，若仍由脉冲宽度调制(PWM)技术来控制切换开关的切换动作，此时传导损耗会因为电子产品处于轻载而下降，但是由于开关切换的工作频率固定不变，所以开关切换损耗不会跟着负载下降而减少，所以于轻载时，使用脉冲宽度调制(PWM)技术的工作模式，其整体效率会降低。
- 10

图 4 所示为现有振荡电路内部电路方块示意图。振荡电路 12 中利用电压源 VDD 提供电力给分压电阻 R1、R2、R3 以得到临界电压 VH、VL，比较器 121、122 分别取得临界电压 VH、VL，并同时电容 CT 输出的充放电信号进行比较运算。运算后的信号，接着通过触发器 123 用以调整控制电流源 I1 及控制电流源 I2 执行对电容 CT 的充放电动作。再者，振荡电路 12 在触发器 123 的输出端 \bar{Q} 产生频率 PWMclock 以提供脉冲宽度调制技术所需的参考频率。

15

发明内容

- 20 本发明所要解决的技术问题在于提供一种利用输出电压反馈延迟电路控制省电模式的脉冲宽度调制装置，使用于电源供应器中，用以跟随负载变化，进而控制输出的驱动信号到一功率开关。

为了实现上述目的，本发明提供了一种利用输出电压反馈延迟电路控制省电模式的脉冲宽度调制装置，利用一延迟比较电路，用来截取一反馈电压、一高临界电压及一低临界电压，并将该些电压进行比较运算及延迟运算后输出一消隐信号。该消隐信号被传送到连接于该延迟比较电路的一或门电路，该或门电路同时亦连接到一脉冲宽度调制控制单元用以接收一调制信号，该或门电路同时接收该调制信号与该消隐信号，进行或(OR)逻辑运算后输出一复位信号。一同步信号输出单元同时接收该复位信号与一振荡信号，进行信号的同步化输出，用以输出一驱动信号。

25

30

上述说明中，本发明会跟随负载的轻重变化，进而控制驱动信号的输出与否，用以提供功率开关的切换或停止切换动作，使得电源供应器可以适时反应随时变化的运行环境，进而达到更好的效率或更稳定的输出以达到省电的功效。

- 5 以下结合附图和具体实施例对本发明进行详细描述，但不作为对本发明的限定。

附图说明

- 图 1 为现有返驰式电源供应装置的电路示意图；
 10 图 2 为现有脉冲宽度调整控制单元内部电路方块图；
 图 3 为现有脉冲宽度调整控制单元内部信号波形示意图；
 图 4 为现有振荡电路内部电路方块示意图；
 图 5 为本发明电路示意图；
 图 6 为本发明电路波形示意图；及
 15 图 7 为本发明有/无延迟时的输出功率、反馈电压、复位信号及驱动信号的关系比较波形示意图。

其中，附图标记：

- | | | |
|----|---------|------------|
| | T1 | 变压器 |
| | 101 | 一次侧电路 |
| 20 | 1010 | EMI 滤波器 |
| | 102 | 二次侧电路 |
| | VAC | 交流电压 |
| | 11 | 光耦合器 |
| | 12 | 振荡电路 |
| 25 | 121、122 | 比较器 |
| | 123 | 触发器 |
| | 111 | 光敏晶体管 |
| | 112 | 光二极管 |
| | U1 | 脉冲宽度调整控制单元 |
| 30 | 14 | PWM 比较器 |

	16	过电流比较器
	18	触发器
	3	脉冲宽度调制装置
	32	延迟比较电路
5	322	第一比较器
	324	第二比较器
	326	触发器
	34	脉冲宽度调制控制单元
	342	PWM 比较器
10	344	分压器
	346	过电流比较器
	36	或门电路
	38	同步信号输出单元
	382	RS 触发器
15	384	或门单元
	386	非门单元
	39	振荡器

具体实施方式

20 图 5 所示为本发明电路示意图。本发明的脉冲宽度调制装置 3，可以跟随电源供应器的负载变化，进而控制输出一驱动信号 Drv 到功率开关 Q ，包括有：一延迟比较电路 32、一脉冲宽度调制控制单元 34、一或门电路 36 及一同步信号输出单元 38。

25 图 5 所示为本发明脉冲宽度调制装置 3 从电源供应器负载端接收一反馈电压 V_{FB} ，同时利用一直流电源 V_{DD} 经过一电阻器 R_3 传送电力给二个串接的第一电阻器 R_1 及第二电阻器 R_2 ，并通过该串接的二电阻器 R_1 、 R_2 进行电力的分压，以分别得到一高临界电压 V_{thhigh} 及一低临界电压 V_{thlow} 。

再者，延迟比较电路 32 截取该反馈电压 V_{FB} 、该高临界电压 V_{thhigh} 及该低临界电压 V_{thlow} ，经比较运算及延迟运算后，输出一消隐信号 $GreenEN$ 。
30 消隐信号 $GreenEN$ 被传送到连接于该延迟比较电路 32 的或门电路 36。该延迟

比较电路 32 包括有：一第一比较器 322，接收该高临界电压 V_{thhigh} 与该反馈电压 V_{FB} ，进而比较输出一第一比较信号 $CS1$ ；一第二比较器 324，接收该低临界电压 V_{thlow} 与该反馈电压 V_{FB} ，进而比较输出一第二比较信号 $CS2$ ；及一触发器 326，连接于该第一比较器 322 与该第二比较器 324，接收该第一比较信号 $CS1$ 及该第二比较信号 $CS2$ ，进而运算输出该消隐信号 $GreenEN$ 。

上述说明中，该第一比较器 322，其正相输入端(+)连接到电源供应器负载端，用以接收该反馈电压 V_{FB} ，并且，其反相输入端(-)通过一电阻 $R3$ 连接到一直流电源 V_{DD} ，用以接收该高临界电压 V_{thhigh} 。该第二比较器 324，其反相输入端(-)连接到电源供应器负载端，用以接收该反馈电压 V_{FB} ，正相输入端(+)通过一第一电阻器 $R1$ ，再经过电阻 $R3$ 连接到一直流电源 V_{DD} ，并通过一第二电阻器 $R2$ 连接到一参考地端 G ，用以接收该低临界电压 V_{thlow} 。该触发器 326 为一 RS 触发器，其一重设端(R)连接到该第一比较器 322 的输出端，一设定端(S)连接到该第二比较器 324 的输出端。

同时，该脉冲宽度调制控制单元 34 由一 PWM 比较器 342、一分压器 344 及一过电流比较器 346 连接组成；该 PWM 比较器 342 提取该电流反馈信号 V_{cs} 并通过该分压器 344 提取该反馈电压 V_{FB} ，经比较运算后输出一调制信号 $PWMout$ 。该过电流比较器 346 提取该电流反馈信号 V_{cs} 与一过电流限制电位 V_{th} ，经比较运算后用以输出一过电流致能信号 $OCPEN$ 。上述说明中，该分压器 344 由电阻器 $R4$ 、 $R5$ 、 $R6$ 、直流电源及稳压单元组成。用来调降反馈电压 V_{FB} 的电平，用以和电流反馈信号 V_{cs} 进行比较运算。

再参考图 5，该或门电路 36 连接于该延迟比较电路 32 与该脉冲宽度调制控制单元 34，接收该消隐信号 $GreenEN$ 、该调制信号 $PWMout$ 及该过电流致能信号 $OCPEN$ ，用以输出一复位信号 R 。

该同步信号输出单元 38，由一 RS 触发器 382、一或门单元 384 及一非门单元 386 组成，该一 RS 触发器 382 的一设定端(S)连接到一振荡器 39 用以接收该振荡信号 $PWMclock$ ，一复位端(R)连接到该或门电路 36 用以接收该复位信号 R ，同时通过该或门单元 384 与该非门单元 386 用以输出该驱动信号 Drv 到功率开关 Q 的控制端。

图 6 所示为本发明电路波形示意图。结合图 5，图 6 所示的纵轴表示电压 V 、横轴表示时间 t 。在时间 t_0 到 t_1 时间，电压信号 V_{FB} 为正常负载状态，

此时电流致能信号 OCPEN、调制输出信号 PWMout 及消隐信号 GreenEN 经过或门电路 36 进行或(OR)逻辑运算后, 输出复位信号 R, 用以让同步信号输出单元 38 输出的驱动信号 Drv 驱动功率开关 Q, 以提供负载所需的电力。

同时, 在时间 t_1-t_2 时, 负载即进入轻载状态, 此时反馈电压信号 VFB 会在高临界电压 V_{thhigh} 与低临界电压 V_{thlow} 二个临界电压值间进行上下振荡, 该振荡的反馈电压 VFB 经由延迟比较器 32 分别与高临界电压 V_{thhigh} 、低临界电压 V_{thlow} 进行比较运算, 进而分别输出第一比较信号 CS1 及第二比较信号 CS2。第一比较信号 CS1 与第二比较信号 CS2 再通过 RS 触发器 326 的运算输出消隐信号 GreenEN。消隐信号 GreenEN 与该电流致能信号 OCPEN、调制输出信号 PWMout 经过或门电路 36 进行或(OR)的逻辑运算后, 输出复位信号 R。

在时间 t_1-t_2 期间, 由于利用延迟比较电路 32 所带来的效果, 使得本发明脉冲宽度调制装置 3 于轻载状态下会进入轻载延迟范围周期, 此时几乎没有驱动信号 Drv 输出, 接着若是反馈电压 VFB 超过高临界电压 V_{thhigh} 时, 会有短暂的驱动信号 Drv 输出, 此段时期为退出轻载延迟范围周期, 因此本发明在轻载下几乎没有电力的输出损耗, 以达到省电要求。再者, 在时间 t_2-t_3 此段为无载状态, 此时由于反馈电压 VFB 低于低临界电压 V_{thlow} 值, 因此第一比较信号 CS1 与第二比较信号 CS2 通过 RS 触发器 326 运算输出的消隐信号 GreenEN 为高电平, 使得复位信号 R 也为高电平, 进而停止驱动信号 Drv 的输出以达到省电要求, 在上述说明中, 在此时期称为跳跃周期(SKIPPED CYCLE)。

图 7 所示为本发明有/无延迟时的输出功率、反馈电压、复位信号及驱动信号的关系比较波形示意图。其中, 在时间 t_1-t_2 期间, 输出功率 P_{out} 的负载变化时, 输出电压 V_{out} 则会受到影响, 因此会造成反馈电压 VFB 产生噪声(noise)的干扰现象, 进而影响消隐信号 GreenEN 的波形输出。在时间 t_1-t_2 时, 电路中若无延迟时, 消隐信号 GreenEN 输出为 S1 的波形, 由于负载的变化让消隐信号 GreenEN 不稳定, 使得驱动信号 Drv 在轻载或无载下仍有输出, 进而导致电路功率损失、工作效率降低和不稳定的输出电压。电路中若有延迟时, 可以得到稳定的消隐信号 GreenEN 输出为 S2 的波形, 此时因为消隐信号 GreenEN 输出稳定于高电平用以防止噪声(noise)的干扰现象, 使得驱动信号

Drv 于轻载或无载下停止输出，以达到省电效果和输出稳定的电压。

接着，在时间 t_3-t_4 期间，输出功率 P_{out} 的负载变化时，会影响输出电压 V_{out} ，相同地，此时，一样会造成反馈电压 VFB 产生噪声(noise)的干扰，进而影响消隐信号 GreenEN 的波形输出。电路中若无延迟时，此时复位信号 R 5 会于轻载或无载下即进入低电平，进而使得驱动信号开始有输出，此时会导致电路功率损失、工作效率降低和不稳定的输出电压。若是电路中有延迟时，此段时期的消隐信号 GreenEN 会延迟一段延迟时间然后才进入低电平，以进行驱动信号 Drv 的输出，进而防止噪声(noise)的干扰现象。

本发明利用一延迟比较电路，用来截取一反馈电压、一高临界电压及一低 10 临界电压，并将该些电压进行比较运算及延迟运算后输出一消隐信号。该消隐信号被传送到连接于该延迟比较电路的一或门电路，该或门电路同时也连接到一脉冲宽度调制控制单元用以接收一调制信号，该或门电路同时接收该调制信号与该消隐信号，进行或(OR)的逻辑运算后输出一复位信号。一同步信号输出 15 单元同时接收该复位信号与一振荡信号，进行信号的同步化输出，用以输出一驱动信号。

本发明会跟随输出负载的轻重变化，经过延迟电路的运算及过滤不必要的切换动作后，进而控制驱动信号的输出与否，用以提供功率开关的切换或停止切换动作，使得电源供应器可以适时精确的反应随时变化的运行环境，进而达到更好的效率或更稳定的输出以达到省电的功效。

20 当然，本发明还可有其他多种实施例，在不背离本发明精神及其实质的情况下，熟悉本领域的技术人员当可根据本发明作出各种相应的改变和变形，但这些相应的改变和变形都应属于本发明所附的权利要求的保护范围。

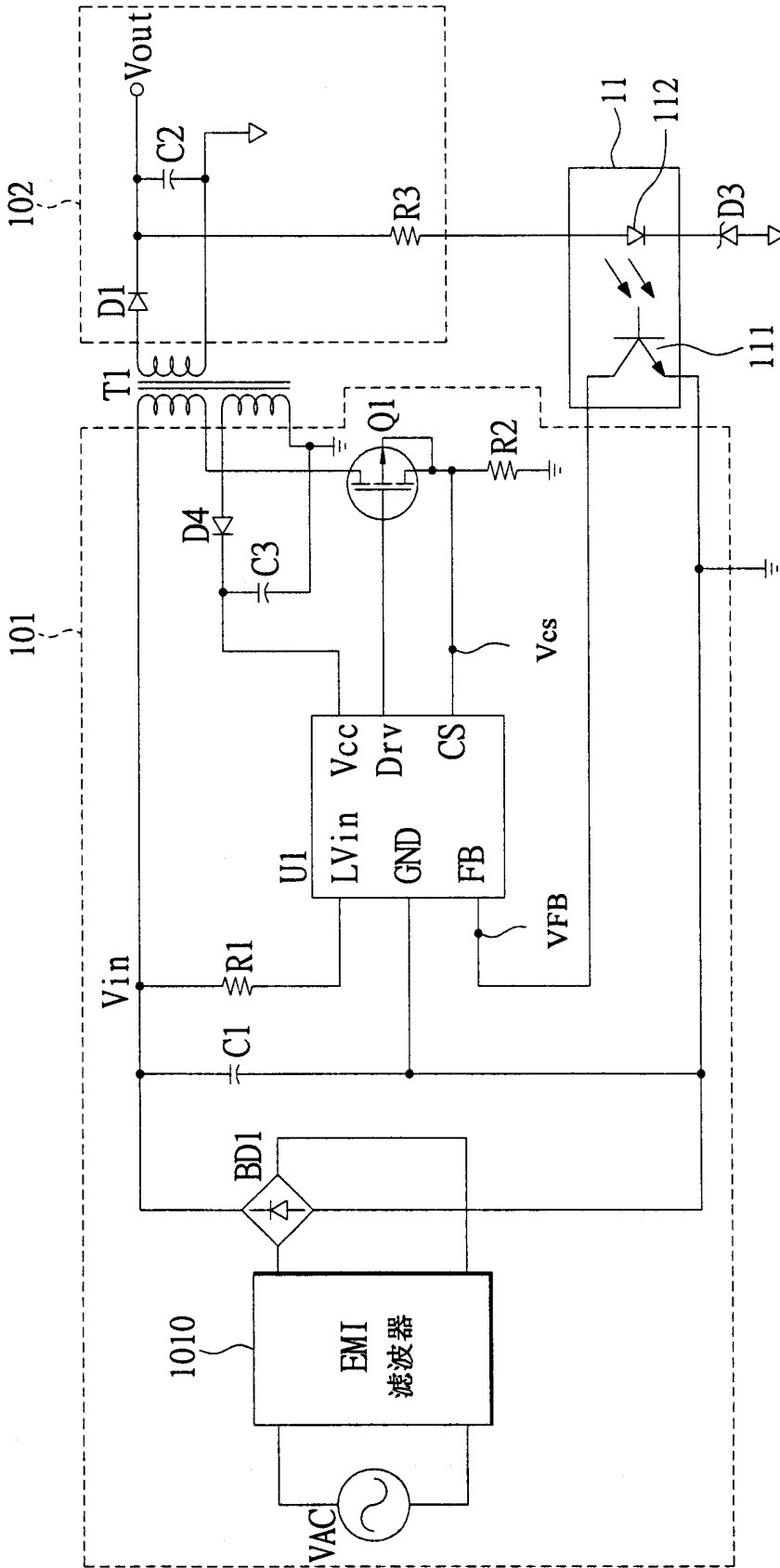


图 1

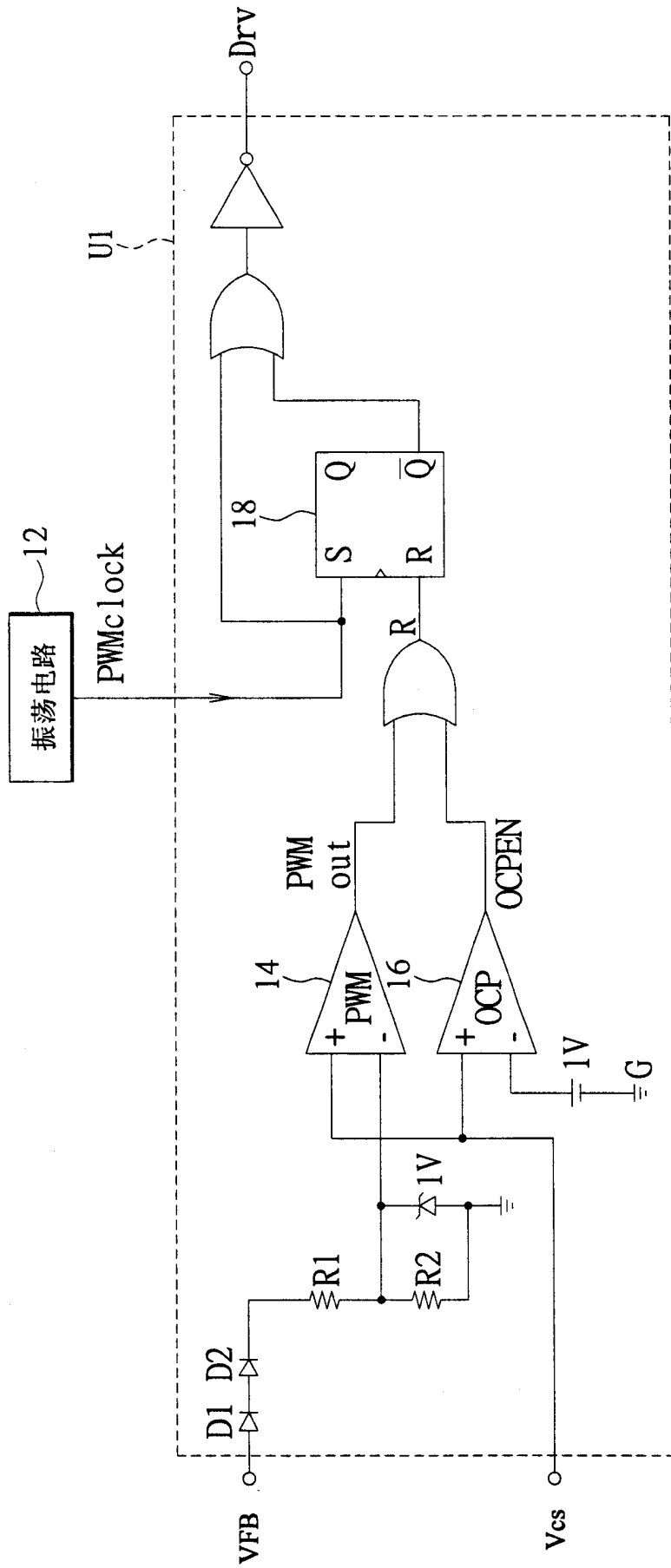


图 2

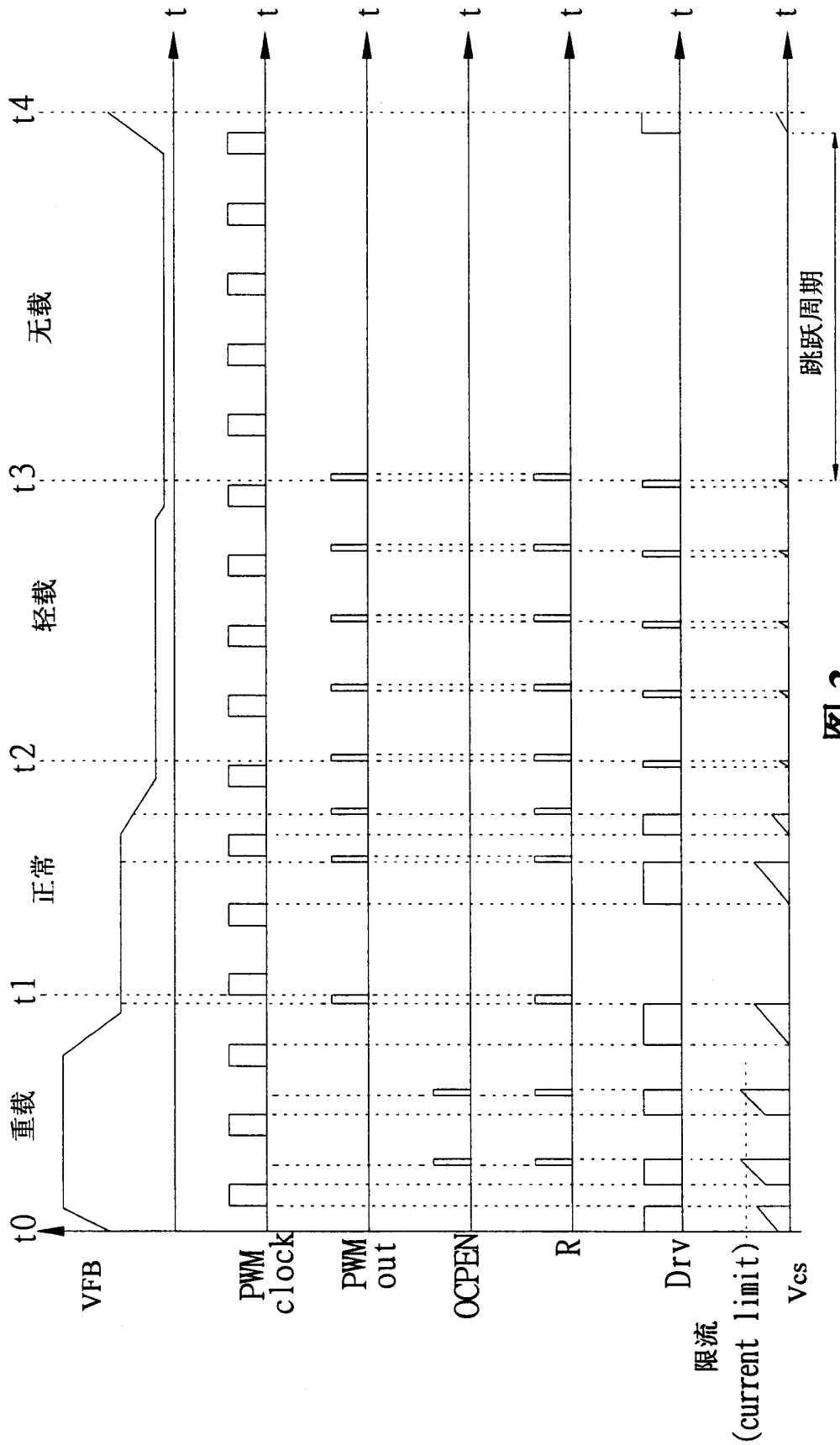


图 3

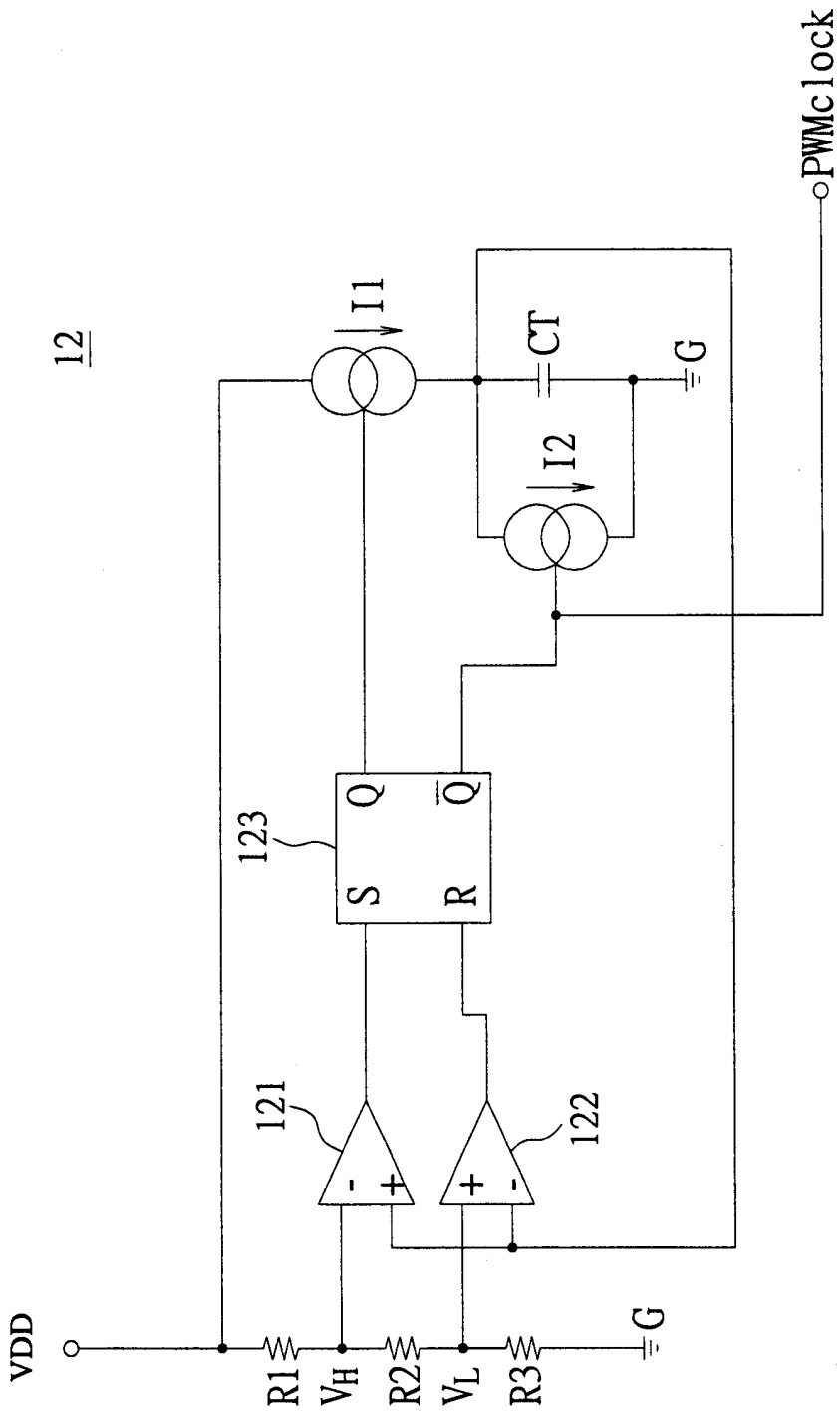


图 4

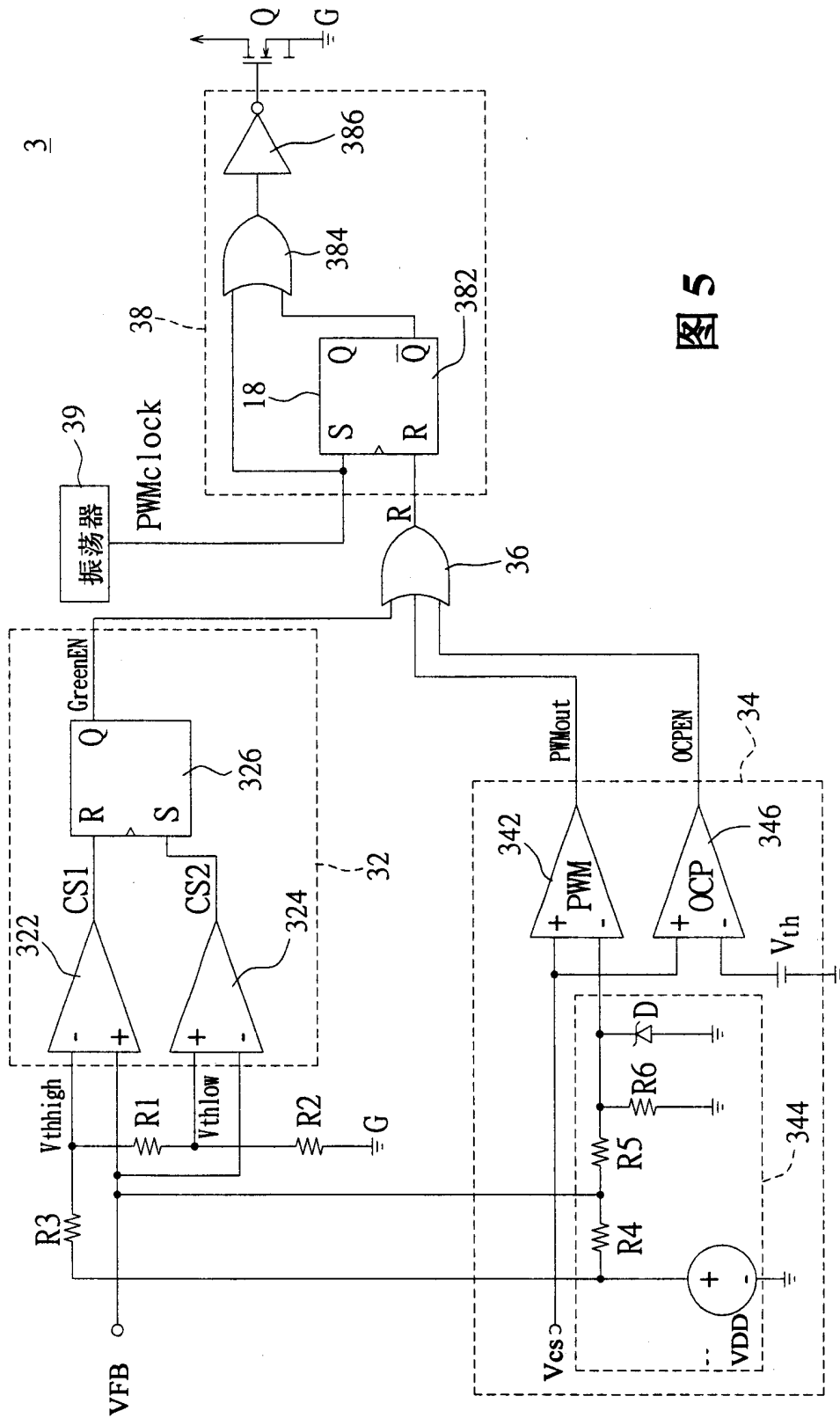


图 5

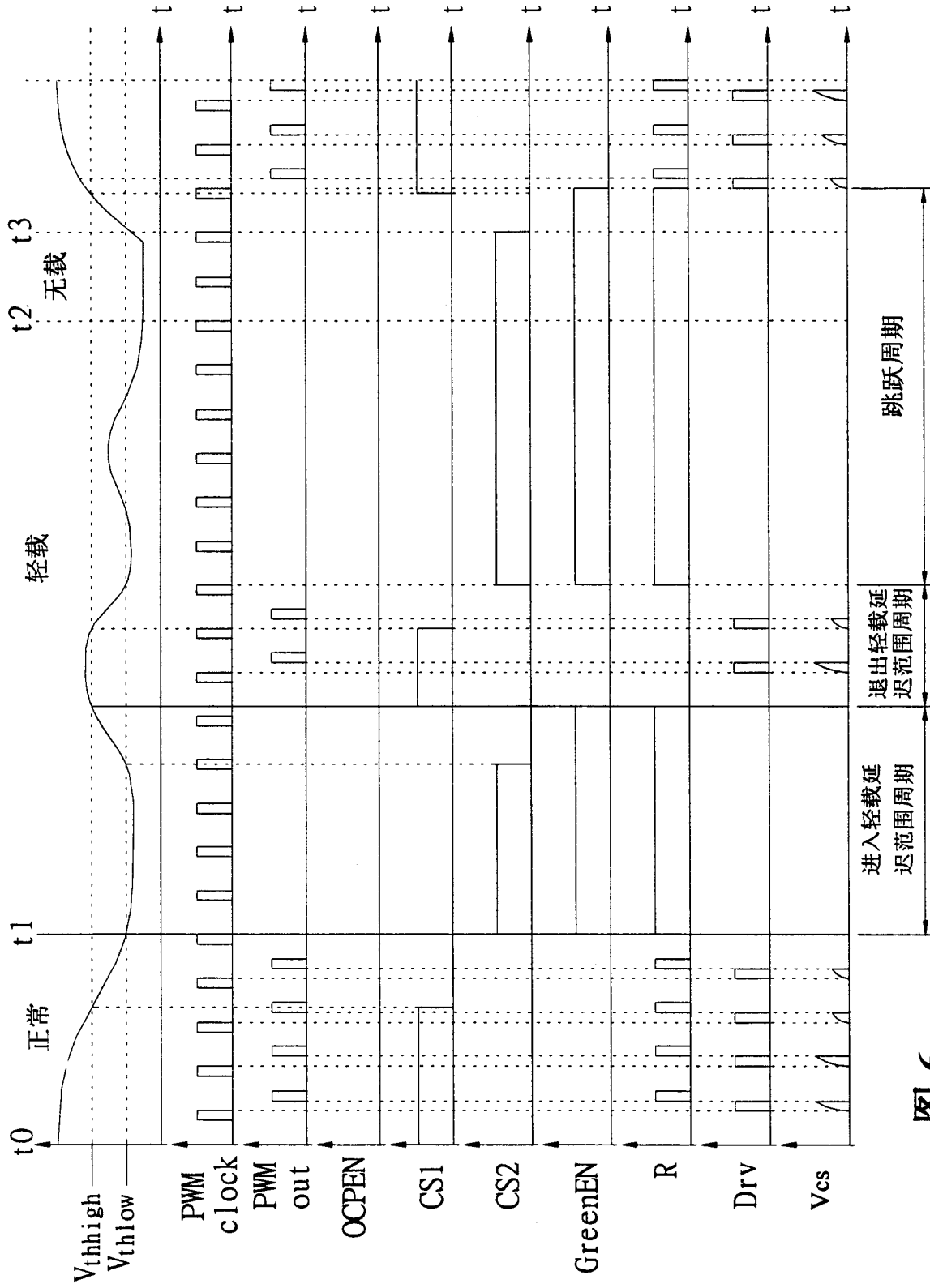


图 6

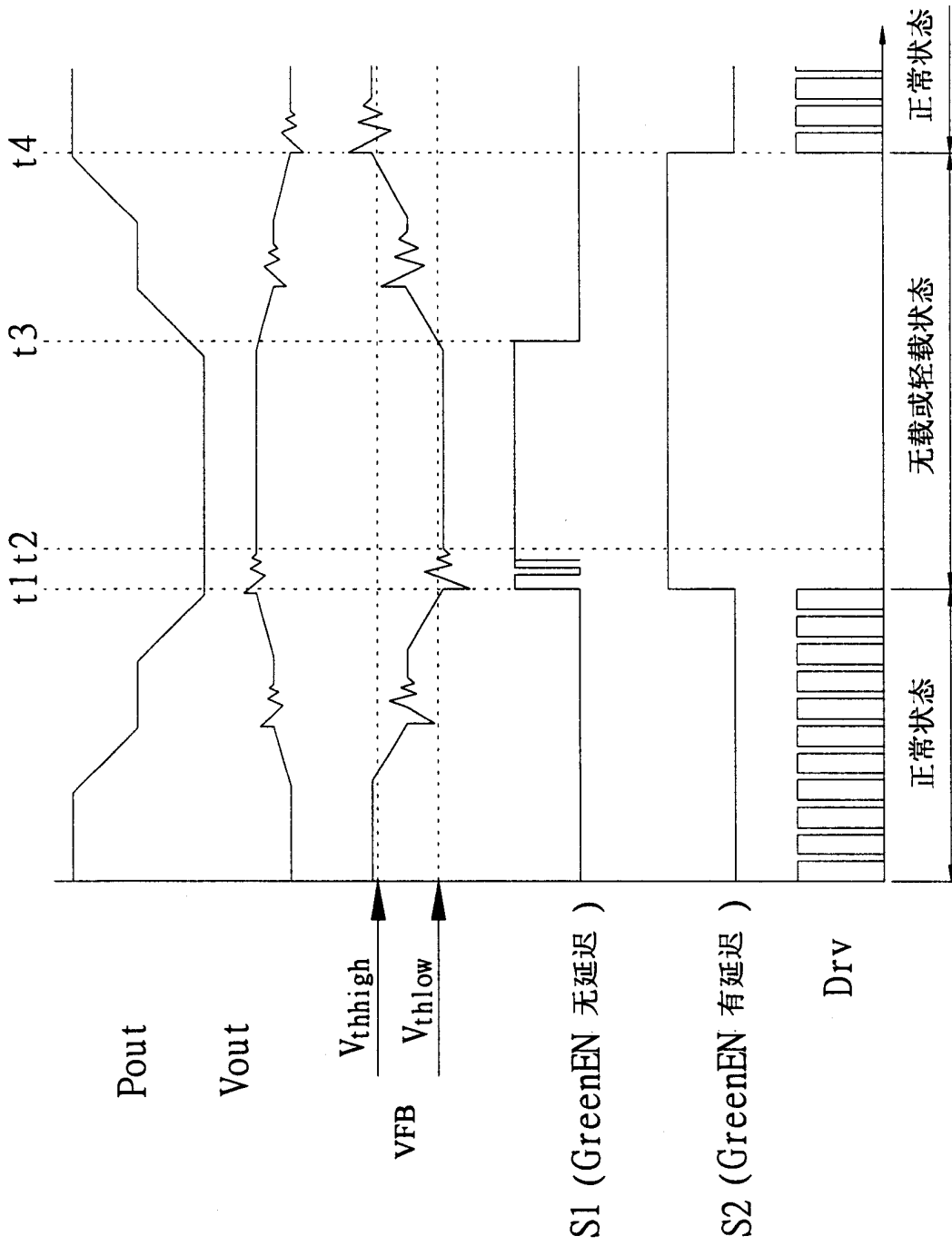


图 7