



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101501976 B

(45) 授权公告日 2011. 07. 13

(21) 申请号 200780029546. 8

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2007. 08. 02

H02M 1/38 (2007. 01)

(30) 优先权数据

218927/2006 2006. 08. 10 JP

(56) 对比文件

JP 特开 2004-24837 A, 2004. 01. 29, 全文 .

CN 1573343 A, 2005. 02. 02, 全文 .

JP 特开平 10-285937 A, 1998. 10. 23, 全文 .

(85) PCT 申请进入国家阶段日

2009. 02. 09

审查员 郭星

(86) PCT 申请的申请数据

PCT/JP2007/065569 2007. 08. 02

(87) PCT 申请的公布数据

W02008/018523 JA 2008. 02. 14

(73) 专利权人 丰田自动车株式会社

地址 日本爱知县

(72) 发明人 大谷裕树 冈村贤树

(74) 专利代理机构 北京市中咨律师事务所

11247

代理人 杨晓光 许向彤

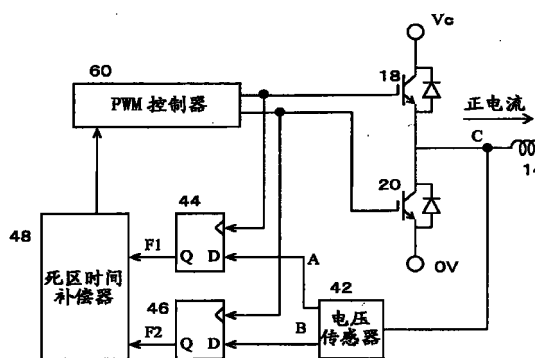
权利要求书 1 页 说明书 7 页 附图 22 页

(54) 发明名称

电力转换电路

(57) 摘要

通过用 PWM 控制器控制开关元件的切换, 使得希望的电流流经线圈。对于电压传感器, $V_o - \Delta V$ 的值——其为开关元件的中点电压 V_o 与预定阈值电压 ΔV 之间的差——以及 $V_o - (V_c - \Delta V)$ 的值——其为中点电压 V_o 与通过从上电源线的电压 V_c 减去阈值电压 ΔV 所获得值的差——被确定。于是, 从电压传感器获得的确定结果通过触发器和死区时间补偿器被输入到 PWM 控制器以便对于例如用于 PWM 控制信号产生的指令对死区时间进行补偿。



1. 一种电力转换电路,其中,提供了串联连接在高电压的上电源线与低电压的下电源线之间的两个开关元件;提供了与所述各开关元件反并联连接的续流二极管;所述开关元件被开通与关断;设置死区时间,使得串联连接的所述开关元件不同时被开通,且从所述两个开关元件的中点取得输出,所述电力转换电路包含:

电压传感器,所述中点 t 的电压 V_o 、所述上下电源线间的电压 V_c 以及预定的阈值电压 ΔV 被输入到所述电压传感器;且 V_o 的状态通过 $V_o - \Delta V$ 和 $V_o - (V_c - \Delta V)$ 的值来判断,且

基于所述电压传感器的判断结果对用于控制所述开关元件的开关的指令的死区时间进行补偿。

2. 根据权利要求 1 的电力转换电路,

其中,所述电压传感器包含:

第一比较器, V_o 与 ΔV 被输入到所述第一比较器并被比较;

减法器,其使用运算放大器, V_c 与 ΔV 被输入到所述运算放大器且这些电压之间的差被输出;以及

第二比较器,所述减法器的输出和 V_o 被输入到所述第二比较器并被比较。

3. 根据权利要求 2 的电力转换电路,

其中,所述电压传感器包含:

第一触发器,其获得所述第一比较器所作比较的结果;以及

第二触发器,其获得所述第二比较器所作比较的结果,

所述第一触发器与所述第二触发器产生被输出为检测结果的输出。

4. 根据权利要求 3 的电力转换电路,

其中,在上电源线侧的所述开关元件被开通的时刻,所述第一触发器获得所述第一比较器所作比较的结果;且

在下电源线侧的所述开关元件被开通的时刻,所述第二触发器获得所述第二比较器所作比较的结果。

5. 根据权利要求 4 的电力转换电路,

其中,所述电压传感器还包含:

第三触发器,其在上电源线侧的所述开关元件被开通的时刻获得由所述第二比较器所作比较的结果,

所述第一到第三触发器产生被输出为检测结果的输出。

6. 根据权利要求 1 的电力转换电路,

其中,电压 V_o 和 V_c 为以同样的分压比通过电阻分压受到降压的电压。

电力转换电路

技术领域

[0001] 本发明涉及电力转换电路,在该电路中,串联连接在上电源线与下电源线之间的两个开关元件受到开通和关断,并从中点取出输出。

背景技术

[0002] 传统而言,在用于电动机驱动的变换器与转换器中,采用了这样的配置:两个开关元件串联连接,输入电压施加到其两个末端,从中点获取输出。例如,在三相变换器的情况下,如果包含六个开关元件的三组(三组开关元件组,其各自由两个开关元件构成)被设置到输入电压,六个开关元件受到开通和关断,从这些组开关元件组的各个中点输出三相电流。

[0003] 另外,在这样的电路中,进行脉宽调制(PWM)控制以控制输出电流。在PWM控制中,将正常的三角形波形与指令电压进行比较,并确定开关元件的开通周期。于是,通过改变指令电压,可以将输出控制为预定的输出。

[0004] 然而,在使用开关元件的这种电力转换电路中,如果上下开关元件同时开通,电源将被短路,因此,必须注意避免这样的情况发生。出于这个原因,在切换中设置了上下开关元件均关断的死区时间(dead time)。

[0005] 在设置了死区时间的构造中,当允许电流从串联连接在上电源线与下电源线之间的两开关元件的中点流动时,在死区时间周期中,使电流通过与下电源线反并联连接的二极管,因此,在指令电压中产生死区时间周期内输出电压降低的误差。另外,在死区时间周期中,当电流流经中点时,使电流通过与上电源线反并联连接的二极管,因此,在指令电压中产生死区时间周期中输出电压增大的误差。由于流过中点的电流接近零,不存在输出电压相对于指令电压的误差。在现有技术中提出了用此对死区时间进行补偿的技术。

[0006] 在专利文献1(日本特开 No. 10-285937)中,在死区时间末尾,对输出端子上的电压进行测量,通过所测电压是否超过阈值判断连接到该端子的负载电流的方向,并在考虑判断结果的情况下确定对死区时间的补偿。

[0007] 另外,在专利文献2(日本特开 No. 2004-248480)中,流经负载的电流由电流传感器进行检测,判断电流的方向,且在考虑判断结果的情况下对死区时间进行补偿。

[0008] 在专利文献1所介绍的技术中,当上下电源线之间的电压改变时,输出端上的电压波形的电压值也改变。因此,存在着这样的情况:不能通过将输出端上的电压与具有恒定值的阈值相比较的方法正确检测负载电流的方向。

[0009] 另外,在专利文献2所介绍的技术中,当电流传感器中存在偏移误差或电流纹波大时,不能正确确定电流方向。

发明内容

[0010] 根据本发明,提供了一种电力转换电路,在该电路中,设置了串联连接在高电压的上电源线与低电压的下电源线之间的两个开关元件;设置了与各开关元件反并联连接的续

流 (free wheel) 二极管 ; 开关元件被开通以及关断 ; 设置死区时间以使串联连接的开关元件不一起开通, 且从两个开关元件的中点获得输出。电力转换电路包含电压传感器, 其中输入中点电压 V_o 、上下电源线间的电压 V_c 以及预定的阈值电压 ΔV ; 且 V_o 的状态通过 $V_o - \Delta V$ 和 $V_o - (V_c - \Delta V)$ 的值来检测。基于电压传感器检测得到的结果对用于控制开关元件的切换的指令的死区时间进行补偿。

[0011] 另外, 优选为, 电压传感器包含 : 第一比较器, V_o 与 ΔV 被输入到第一比较器, 且这些电压受到比较 ; 减法器, 其使用运算放大器, V_c 与 ΔV 被输入到该运算放大器, 且这些电压之间的差被输出 ; 第二比较器, 减法器的输出和 V_o 被输入到第二比较器, 且这些电压受到比较。

[0012] 另外, 优选为, 电压传感器包含 : 第一触发器 (flip-flop), 其获得第一比较器的比较结果 ; 第二触发器, 其获得第二比较器的比较结果, 将第一触发器与第二触发器的输出作为检测结果输出。

[0013] 另外, 优选为, 在上电源线侧的开关元件被开通的时刻, 第一触发器获得第一比较器进行的比较的结果 ; 在下电源线侧的开关元件被开通的时刻, 第二触发器获得第二比较器进行的比较的结果。

[0014] 另外, 优选为, 电压传感器还包含第三触发器, 其在下电源线侧的开关元件被开通的时刻获得由第一比较器进行的比较的结果, 将第一到第三触发器的输出作为检测结果输出。

[0015] 另外, 优选为, 电压 V_o 和 V_c 为以同样的分压比通过电阻分压受到降压的电压。

[0016] 根据本发明, 由于电压 V_o 引起的电流状态可通过使用一个阈值电压 ΔV 可靠地检测。因此, 可以准确地对死区时间进行补偿。

附图说明

[0017] 图 1 示出了包含作为电力转换器的变换器与 DC/DC 转换器的电机驱动系统的构造 ;

[0018] 图 2 示出了用于对死区时间进行补偿的构造 ;

[0019] 图 3 示出了电压传感器 42 的构造 ;

[0020] 图 4 示出了比较示例中的电压比较 ;

[0021] 图 5 用于阐释比较示例中的电流检测的运行 ;

[0022] 图 6 示出了高的正电流下的波形 ;

[0023] 图 7 示出了低的正电流下的波形 1 ;

[0024] 图 8 示出了低的正电流下的波形 2 ;

[0025] 图 9 示出了当电流接近于零时的波形 ;

[0026] 图 10 示出了低的负电流下的波形 1 ;

[0027] 图 11 示出了低的负电流下的波形 2 ;

[0028] 图 12 示出了高的负电流下的波形 ;

[0029] 图 13 示出了如果电流状态改变时的电流波形 ;

[0030] 图 14 示出了电流状态的判断结果 ;

[0031] 图 15 示出了用于对死区时间进行补偿的另一构造 ;

- [0032] 图 16 示出了如果电流状态变化的电流波形；
- [0033] 图 17 示出了电流状态的判断结果；
- [0034] 图 18 示出了高的正电流的波形；
- [0035] 图 19 示出了低的正电流下的波形 1；
- [0036] 图 20 示出了低的正电流下的波形 2；
- [0037] 图 21 示出了电流接近于零时的波形；
- [0038] 图 22 示出了低的负电流下的波形 1；
- [0039] 图 23 示出了低的负电流下的波形 2；
- [0040] 图 24 示出了高的负电流下的波形；
- [0041] 图 25 为本发明一实施例的图，其用于示范即使在电压 V_c 变化时作出正确的判断。

具体实施方式

- [0042] 下面基于附图介绍本发明的实施例。
- [0043] 图 1 示出了包含根据本发明一实施例的电力转换电路的电机驱动系统的构造。
- [0044] 电池 10 为镍氢或锂离子电池等二次电池，其具有例如大约 200V 的电压。电池 10 并联连接到电容器 12，电容器 12 防止电池 10 的电压波动。电池的正极侧连接到线圈 14 的一端。线圈 14 的另一端连接到两个开关元件 18 与 20 的节点。
- [0045] 上下开关元件 18 与 20 各自由绝缘栅型双极型晶体管 (IGBT) 等晶体管构成，在此实例中，晶体管并联连接到允许电流以相反方向流动的二极管。
- [0046] 上开关元件 18 的集电极连接到上电源线 24，发射极连接到下开关元件 20 的集电极。另外，下开关元件 20 的发射极连接到下电源线 26，下电源线为电池 10 的阴极侧。另外，线圈 14 和上下开关元件 18 与 20 构成对电池 10 的输出电压进行升压的 DC/DC 转换器 22。
- [0047] 电容器 28 被布置在上电源线 24 和下电源线 26 之间，电容器 28 抑制上电源线 24 的电压波动。
- [0048] 另外，各自由两个串联连接的开关元件 30 和 32 构成的三组开关元件组被并联布置在上电源线 24 和下电源线 26 之间，变换器 34 由这些开关元件构成。于是，第一组开关元件 30 与 32 的一组用于 U 相，第二组开关元件 30 与 32 的一组用于 V 相，第三组开关元件 30 与 32 的一组用于 W 相，相应组开关元件 30 与 32 的中点连接到电机 36 的 U、V、W 相的线圈。
- [0049] 另外，在此实例中，具有类似构造的变换器 38 也被连接在上电源线 24 和下电源线 26 之间，电机 40 被连接到变换器 38。
- [0050] 在这样的电路中，通过交替开通 DC/DC 转换器 22 的上下开关元件 18 和 20，将被引导通过线圈 14 的电流受到控制，通过线圈 14 的反电动势，在上电源线 24 上获得不低于电池 10 的电压的升压电压。通过调节上下开关元件 18 和 20 的开通周期的比率，升压程度受到控制。
- [0051] 另外，将上电源线 24 与下电源线 26 之间的电压用作输入电压，变换器 34 以预定的顺序顺次开通开关元件 30 和 32，并将三相交流电流供给电机 36。另外，变换器 38 也类似地将三相交流电流供给电机 40。因此，两个电机 36 和 40 响应于变换器 34 与 38 的控制

地受到驱动。

[0052] 另外,通过使电机 36 与 40 通过变换器 34 与 38 的控制作为发电机运行,能够进行再生制动,因此,能在电容器 28 中回收电力。

[0053] 这样的系统能用在例如混合动力车的驱动系统中。在这种情况下,主要作为发电机运行的电机 40 的输出轴被链接到内侧齿轮,布置在其周围的行星齿轮被连接到发动机的输出轴,行星齿轮外侧的外侧齿轮被连接到电机 36 的轮胎驱动轴以及输出轴。因此,电机 36 和 40 的驱动以及发动机的驱动受到控制,希望的驱动轴的输出和发电能够得到控制。另外,在混合动力车系统的情况下,例如,近似 300V 的电压被用作电池 10,上电源线 24 的电压能被设置为在近似为 300V 到 600V 的范围内与输出转矩对应的适当电压。

[0054] 图 2 示出了补偿图 1 所示 DC/DC 转换器 22 的上下开关元件 18 与 20 的死区时间的机构。另外,变换器 34 和 38 也能类似地对死区时间进行补偿。也就是说,关于变换器 34 与 38,提供多个上下两开关元件组 30 与 32,开关元件被开通和关断,死区时间被设置为使得串联连接的开关元件不会同时开通。

[0055] 上下开关元件 18 与 20 的栅极 (gate) 连接到 PWM 控制器 60,上下开关元件 18 与 20 被来自 PWM 控制器 60 的 PWM 控制信号开通和关断。电压传感器 42 被连接到线圈 14 被连接于其上的、上开关元件 18 与 20 的节点 (点 C),节点 C 上的电压由电压传感器 42 进行测量。在这种情况下,电压传感器 42 如下面所介绍的那样确定节点 C 的电压,并基于确定的结果输出信号 A 和 B。另外,在此实例中,从节点 C 流到线圈 14 的电流被称为 I_L ,且其方向被设置为正方向。

[0056] 信号 A 和 B 被输入到触发器 44 和 46 的数据输入端 D。将被供给上下开关元件 18 和 20 的栅极的 PWM 控制信号被供给触发器 44 和 46 的时钟输入端,触发器 44 和 46 通过两个 PWM 控制信号的上升 (raise) 来重新取得供给输入端 D 的相应的信号 A 与 B。

[0057] 触发器 44 与 46 的 Q 输出 F1 与 F2 被供给死区时间补偿器 48。响应于将被输入到其内部的信号 F1 与 F2 的状态,死区时间补偿器 48 查阅表格,以便确定节点 C 的电流方向,并产生用于对与确定的结果对应的死区时间进行补偿的控制信号。

[0058] 响应于供自死区时间补偿器 48 的信号, PWM 控制器 60 对指令电压——其与死区时间的电流方向的三角波进行比较——进行校正,改变上下开关元件 18 与 20 的占空比,并对死区时间进行补偿。另外,运行的细节将在后文介绍。

[0059] 下面,将基于图 3 介绍电压传感器 42 的构造。节点 C——其作为图 2 所示上下开关元件 18、20 的中点——上的电压 V_o 被施加到电阻分压器 50。电阻分压器 50 由串联连接的电阻器 50a 与 50b 构成,电阻分压器 50 一端连接到地,另一端连接到节点 C,从中点获得与电阻器 50a 及 50b 的电阻比对应的输出。电阻分压器 50 的分压比被设置为不高于、不超过 IC 的最大电压的适当的值 (例如 +155V、12V 等),使得图 3 所示电路 (IC 构成逻辑电路) 优选为以最大输入电压运行。电阻分压器 50 的输出经由预定电阻器被输入到第一比较器 52 的正输入端。

[0060] 另一方面,上电源线 24 的电压 V_c (上开关元件 18 的集电极的电压) 被施加到电阻分压器 54。电阻分压器 54 由串联连接的电阻器 54a、54b 构成,电阻分压器 54 一端连接到地,另一端连接到节点 C,由中点获得与电阻器 50a 及 50b 的电阻比对应的输出。在这种情况下,电阻分压器 54 的分压比与电阻分压器 50 的相同。电阻分压器 54 的输出经由电阻

器被输入到减法器 56。

[0061] 另外,电阻分压器 50 的输出为分压后的 V_o ,电阻分压器 54 的输出为分压后的 V_c ,然而,其分压比是相同的,其电压被单称为 V_o 和 V_c 。

[0062] 减法器 56 具有运算放大器 56a,且其输出端经由电阻器被连接到第一比较器 52 的负输入端。于是,电阻分压器 54 的输出经由电阻器被输入到运算放大器 56a 的正输入端,预定阈值电压 ΔV 经由电阻器被输入到负输入端,且经由不同的电阻器被连接到地。于是,运算放大器 56a 的输出为减法器 56 的输出。如所介绍的,运算放大器 56a 的正输入端的输入为电阻分压器 54 的输出 V_c ,负输入端的输入为阈值电压 ΔV ,运算放大器 56a 为增幅率 1 倍的反相放大器,减法器 56 的输出为 $V_c - \Delta V$ 。

[0063] 在这种情况下,阈值电压 ΔV 为 V_c 的最大电压的大约 $1/10$ 到 $1/30$ 的电压值,且变为其电压以与电阻分压器 50 和 54 同样的分压比减小的电压。然而,电压值不限于此值,电压值可被设置为在存在电压传感器 42 的误差和噪音的状态下能检测输出电压接近于零电压以及输出电压接近于 V_c 的值。

[0064] 减法器 56 的输出 $V_c - \Delta V$ (= Y, 被称为 Y) 被输入到第一比较器 52 的负输入端,第一比较器 52 的输出端被升压到逻辑电压 5V。因此,第一比较器 52 进行 $V_o - (V_c - \Delta V)$ 的比较,如果结果是正的,第一比较器 52 输出 5V 的 H 电平 (“1”),如果结果是负的,输出 0V 的 L 电平 (“0”)。第一比较器 52 的输出为图 2 所示的 B。

[0065] 另外,电阻分压器 50 的输出 V_o 经由电阻器被输入到第二比较器 58 的正输入端。阈值电压 ΔV 经由电阻器被输入到第二比较器 58 的负输入端。因此,第二比较器 58 的输出端被升压到逻辑电压 5V。因此,第二比较器 58 进行 $V_o - \Delta V$ 的比较,如果结果为正的,第二比较器 58 输出 5V 的 H 电平 (“1”),如果结果是负的,输出 0V 的 L 电平 (“0”)。第一比较器 52 的输出为 A,如图 2 所示。

[0066] 如所介绍的,根据图 3 所示的电压传感器 42,仅提供一个阈值电压 ΔV ,但与此时的状态对应的电流方向可使用此值来确定。

[0067] 图 13 示出了电流波形。在此实例中,从上下开关元件 18 与 20 的中点流到线圈 14 的电流被称为 I_L ,作为电流 I_L 的中心的基波分量被称为电流 I_B ,相对于 0A,示出了电流 I_L 逐渐由高的正电流的状态变化为高的负电流的状态的典型状态。基波分量 I_B 对应于死区时间中的电流方向。因此,当补偿死区时间时,高的正电流时,指令电压上升,高的负电流时,指令电压下降。

[0068] 图 6 示出了高的正电流时的波形。电压 V_o 在上开关元件 18 开通后上升,并在上开关元件 18 关断后马上下降。因此, F1 变为 0, F2 变为 0。

[0069] 图 7 示出了低的正电流时的波形 1。电压 V_o 刚好在上开关元件 18 开通之前上升,并当上开关元件 18 被开通时变为近似为 V_c ,当上开关元件 18 关断时立即下降。因此, F1 变为 1, F2 变为 0。

[0070] 图 8 示出了低的正电流时的波形 2。电压 V_o 在上开关元件 18 开通之前上升,并在上开关元件 18 关断时立即下降。因此, F1 变为 1, F2 变为 0。

[0071] 图 9 示出了接近于零的电流时的波形。电压 V_o 在上开关元件 18 开通之前以及刚好在下开关元件 20 关断后上升,并在上开关元件 18 关断时立即下降。因此, F1 变为 1, F2 变为 0。

[0072] 图 10 示出了低的负电流时的波形 1。电压 V_o 在上开关元件 18 开通之前以及刚好在下开关元件 20 关断后上升,并在上开关元件 18 关断后以及下开关元件 20 开通之前下降。因此, $F1$ 变为 1, $F2$ 变为 0。

[0073] 图 11 示出了低的负电流时的波形 2。电压 V_o 在上开关元件 18 开通之前以及刚好在下开关元件 20 关断后上升,并在上开关元件 18 关断后以及刚好在下开关元件 20 开通之前下降。因此, $F1$ 变为 1, $F2$ 变为 0。

[0074] 图 12 示出了高的负电流时的波形。电压 V_o 在上开关元件 18 开通之前以及刚好在下开关元件 20 关断后上升,并在下开关元件 20 开通之后下降。因此, $F1$ 变为 1, $F2$ 变为 1。

[0075] 如所介绍的,如图 14 所示,在图 6 所示的高的正电流时, $F1$ 变为 0, $F2$ 变为 0。在图 7- 图 11 所示的低的正或负电流时, $F1$ 变为 1, $F2$ 变为 0;在图 12 所示的高的负电流时, $F1$ 变为 1, $F2$ 变为 1。另外, $F1 = 0$, $F2 = 1$ 变为无效组合。

[0076] 于是,这样的 $F1$ 与 $F2$ 被供给死区时间补偿器 48,因此,死区时间补偿器 48 向 PWM 控制器 60 发送下面的控制信号,用于使控制电压在高的正电流时以预定电压量上升的控制信号,用于使控制电压在高的负电流时以预定的电压量下降的控制信号。

[0077] 如上面所介绍的,在本实施例中,死区时间能够在使用一个阈值电压 ΔV 的同时通过响应于此时的电压 V_o 的大小识别是正电流还是负电流来得到适当的补偿。

[0078] 图 15 示出了用于补偿死区时间的另一构造。在此实例中,第三触发器 62 被提供。在第三触发器 62 中,电压传感器 42 的输出 B 被输入到输入端 D,如同在第二触发器 46 中一样。另外,将被供给上开关元件 18 的栅极的控制信号被供给第三触发器 62 的时钟输入端子。

[0079] 图 16 示出了电流波形。图 16 类似于图 13,且对应的状态用对应的号码表示。

[0080] 图 18 示出了高的正电流时的波形。当上开关元件 18 开通时,电压 V_o 没有达到阈值 Y,因此,对于 $F1$ 、 $F2$ 、 $F3$ 的值变为 $F1 = 0$ 、 $F2 = 0$ 、 $F3 = 0$ 。

[0081] 图 19 示出了低的正电流时的波形 1。当上开关元件 18 开通时,电压 V_o 没有达到阈值 Y,对于 $F1$ 、 $F2$ 、 $F3$ 的值变为 $F3 = 0$,因此,对于 $F1$ 、 $F2$ 、 $F3$ 的值变为 $F1 = 1$ 、 $F2 = 0$ 、 $F3 = 0$ 。

[0082] 图 20 示出了低的正电流时的波形 2。当上开关元件 18 开通时,电压 V_o 没有达到阈值 Y,因此,对于 $F1$ 、 $F2$ 、 $F3$ 的值变为 $F1 = 1$ 、 $F2 = 0$ 、 $F3 = 0$ 。

[0083] 图 21 示出了接近于零的电流时的波形。当上开关元件 18 开通时,电压 V_o 达到阈值 Y,因此,对于 $F1$ 、 $F2$ 、 $F3$ 的值变为 $F1 = 1$ 、 $F2 = 0$ 、 $F3 = 1$ 。

[0084] 图 22 示出了低的负电流时的波形 1。当上开关元件 18 开通时,电压 V_o 达到阈值 Y,因此,对于 $F1$ 、 $F2$ 、 $F3$ 的值变为 $F1 = 1$ 、 $F2 = 0$ 、 $F3 = 1$ 。

[0085] 图 23 示出了低的负电流时的波形 2。当上开关元件 18 开通时,电压 V_o 达到阈值 Y,因此,对于 $F1$ 、 $F2$ 、 $F3$ 的值变为 $F1 = 1$ 、 $F2 = 0$ 、 $F3 = 1$ 。于是,在负电流变得更大的图 24 中, $F3$ 变为 1。

[0086] 因此,如图 17 所示,在图 18 所示的高的正电流下, $F1$ 、 $F2$ 、 $F3$ 变为 $F1 = 0$ 、 $F2 = 0$ 、 $F3 = 0$,在图 19 与 20 所示的低的正电流下, $F1 = 1$ 、 $F2 = 0$ 、 $F3 = 0$;在图 22 与 23 所示的低的负电流下 $F1 = 1$ 、 $F2 = 0$ 、 $F3 = 1$;在图 24 所示的高的负电流下 $F1 = 1$ 、 $F2 = 1$ 、 $F3$

$= 1$ 。另外,当电流逼近零时, $F3$ 变为 1 或 0。

[0087] 如上所述,根据本实施例,可确定四种电流状态。因此,可以进行控制,使得控制电压在低的正电流下以小的预定电压量上升,控制电压在低的负电流下以小的预定量减小。另外,加上这样的处理也是优选的:例如,控制电压的变化被禁止,只要同样的状态不持续一定的时间段(例如连续五次检测)。

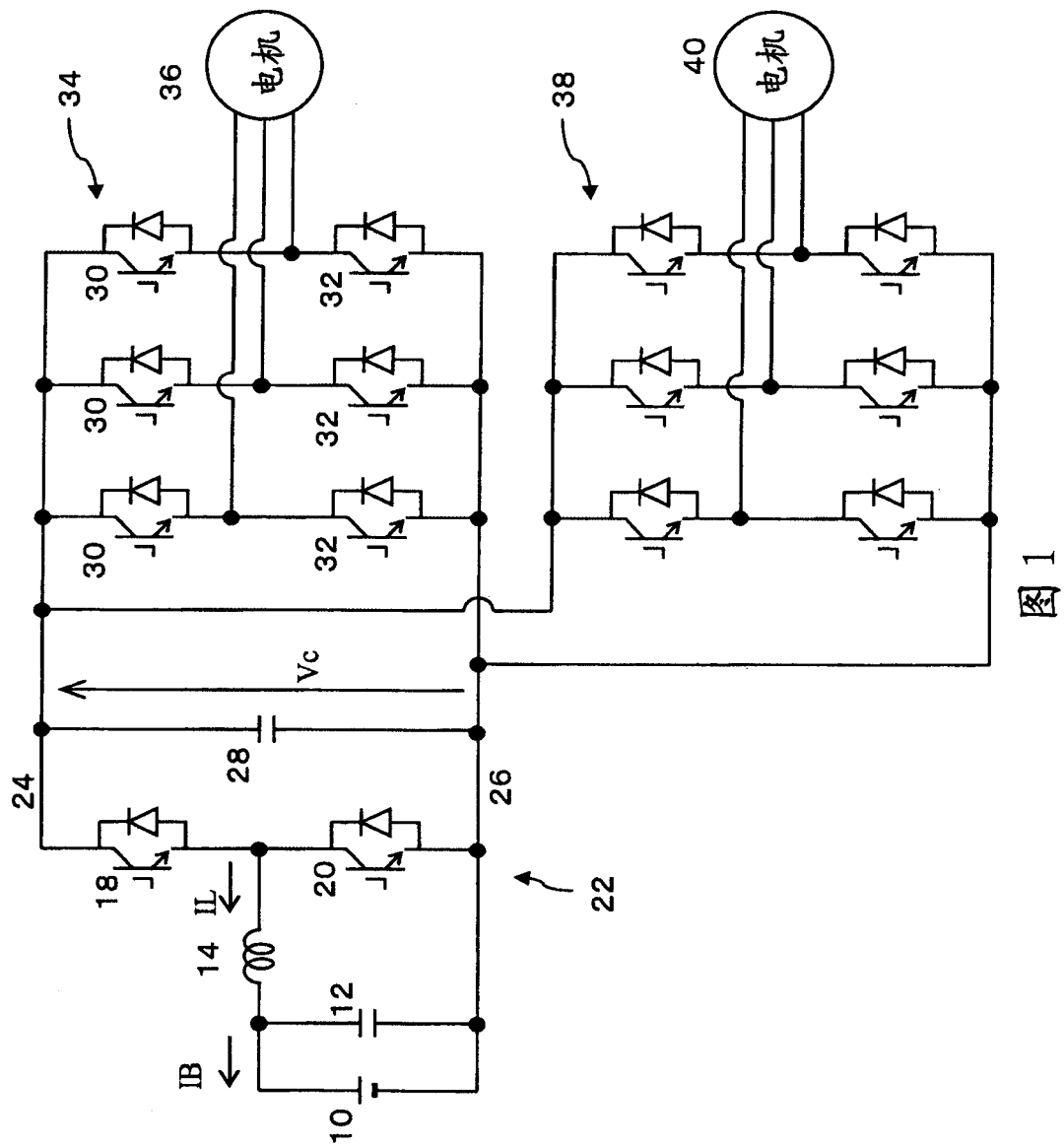
[0088] 在这种情况下,在图 4 中,如专利文献 1 中所公开的,示出了这样的实例:其中,电压 V_{th} 略低于输出端电压最大值,且最大值的 $1/2$ 的电压被采用作阈值。当输出端的电压为预定电压且输出端电压大大改变时,如图 4 的左手边所示,即使当 V_{th} 和 $V1$ 被用作阈值时,可以检测出输出端上的电压通过阈值。另一方面,当输入电压降低且输出端上的电压的变化变得小时,如图 4 的右边所示,不可能检测出输出端上的电压通过阈值,即使在 V_{th} 和 $V1$ 被用作阈值时。

[0089] 另外,在图 5 中,如专利文件 2 所公开,示出了输出端上的电流被检测的实例。如图所示,在 PWM 控制中,将三角波与指令电压进行比较,当三角波超过指令电压时,下开关元件被关断。另一方面,尽管上开关元件在此时间段内被开通,对下开关元件的关断,上开关元件的开通以死区时间被延迟,对下开关元件的开通,上开关元件的关断以死区时间被提前。因此,在上开关元件和下开关元件二者中产生关断时间段。

[0090] 于是,如果电流 I_L 在三角波的最低点上被 A/D 转换,此时的电流 I_L 对应于基波分量 I_B ,因此,认定为基波分量 I_B 被检出。

[0091] 然而,补偿死区时间必需的电流为开关过程中的电流值。因为,当电流纹波大时,开关中的电流不是 $I_L = I_B$,不能正确检测电流方向。

[0092] 另一方面,根据本实施例,如图 25 所示, $(V_c - \Delta V)$ 和 ΔV 的两个电压被用作与电压 V_o 进行比较的电压。因此,即使在电压 V_c 改变时,电压比较能够正确进行。



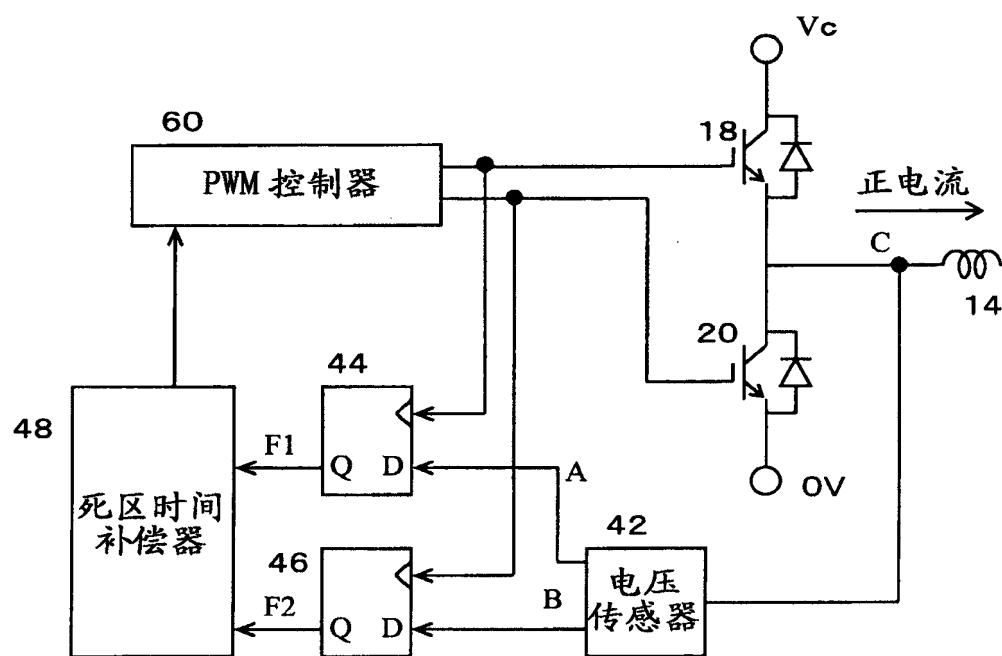
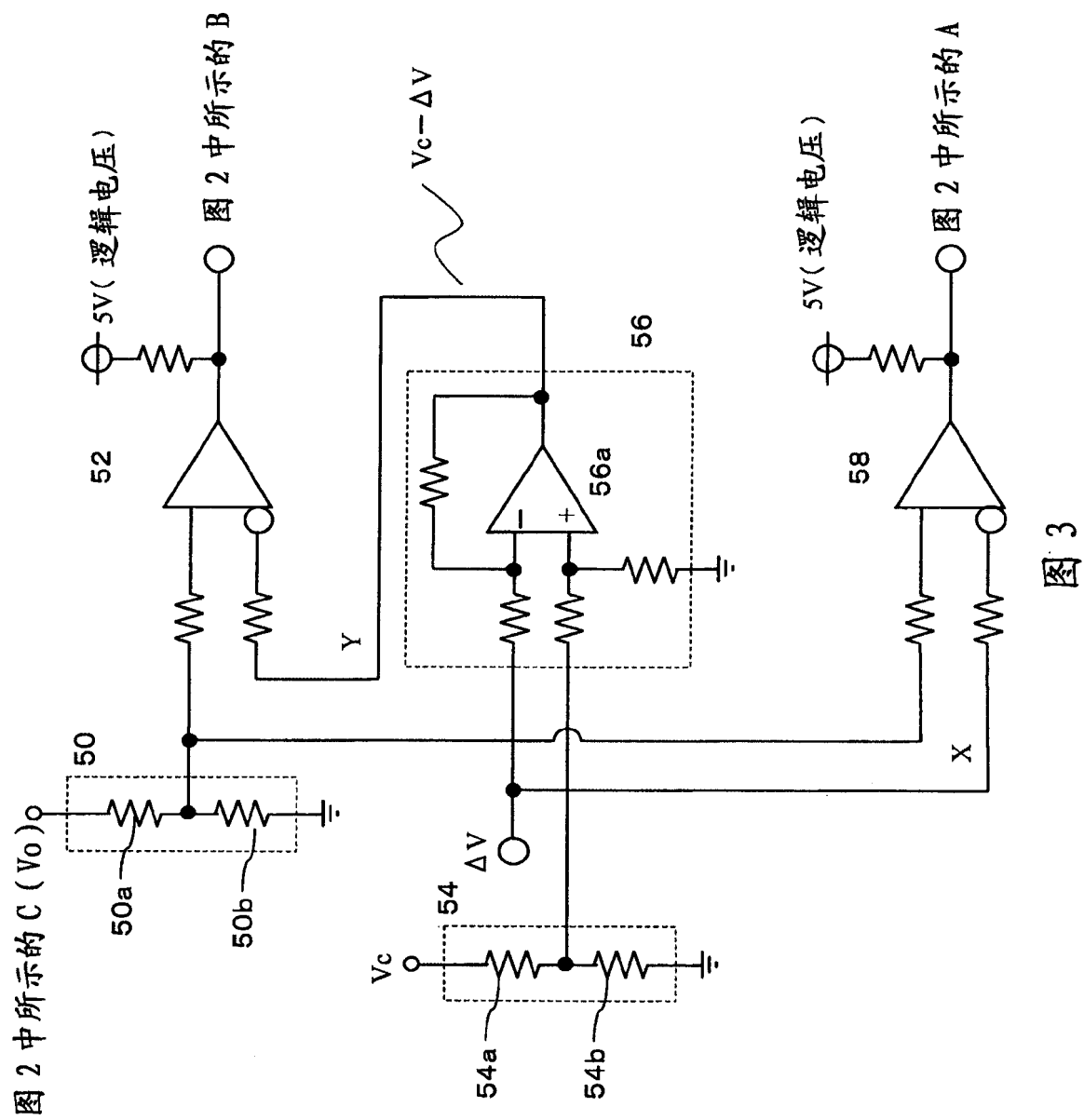


图 2



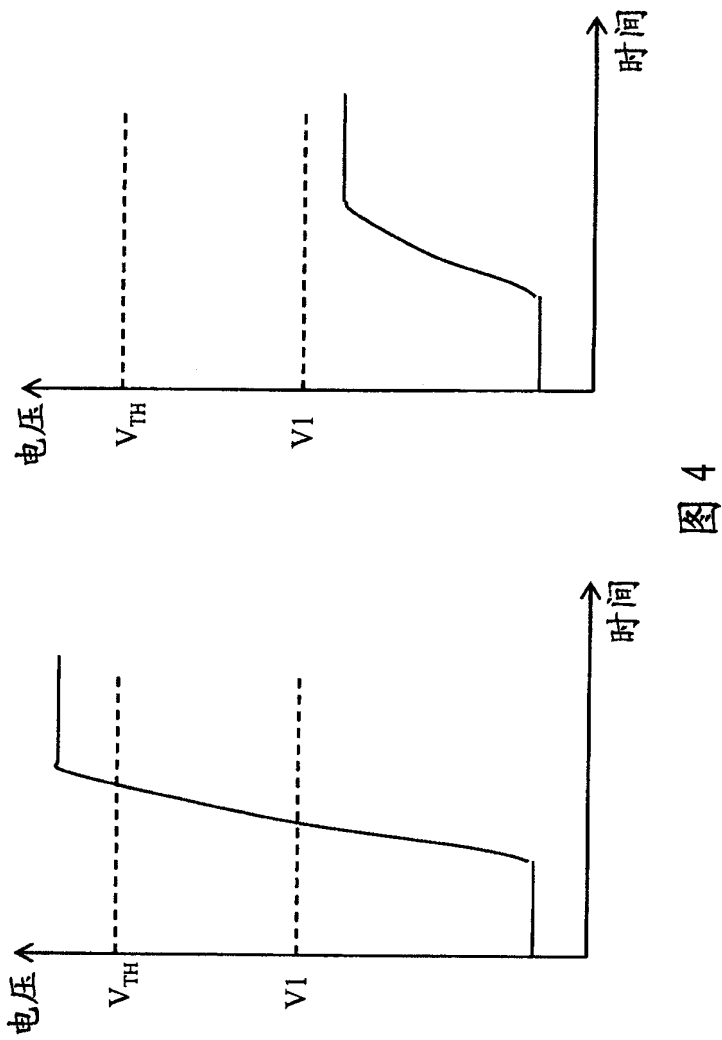


图 4

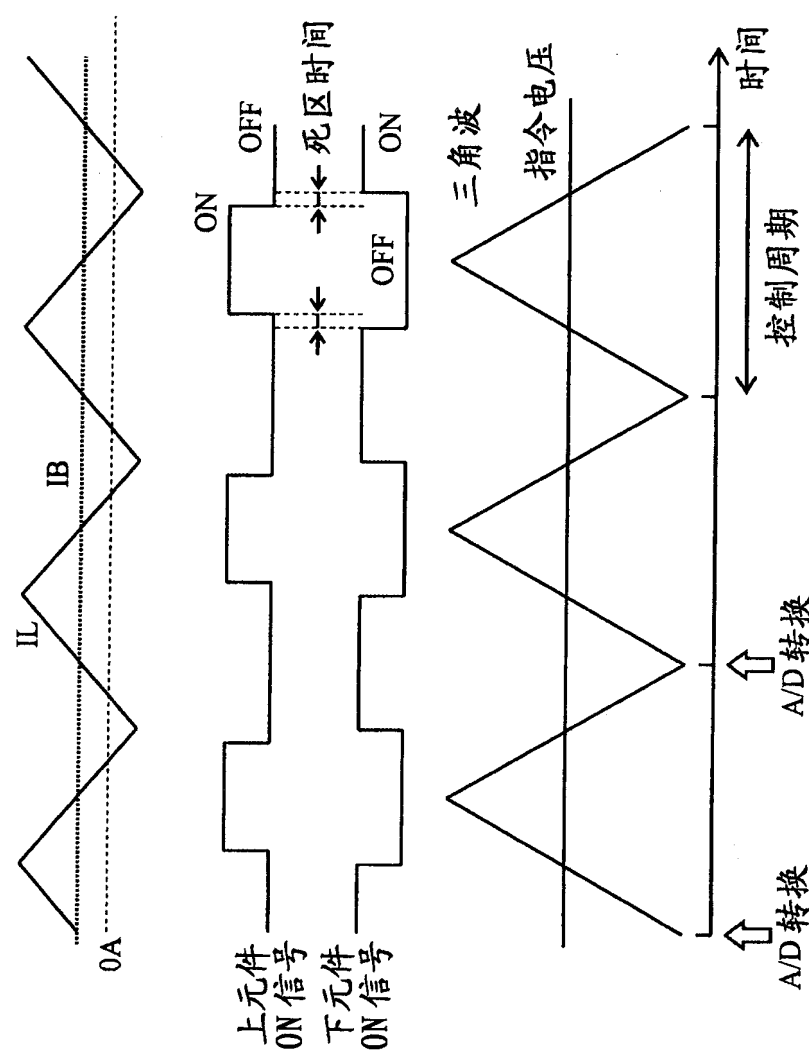


图 5

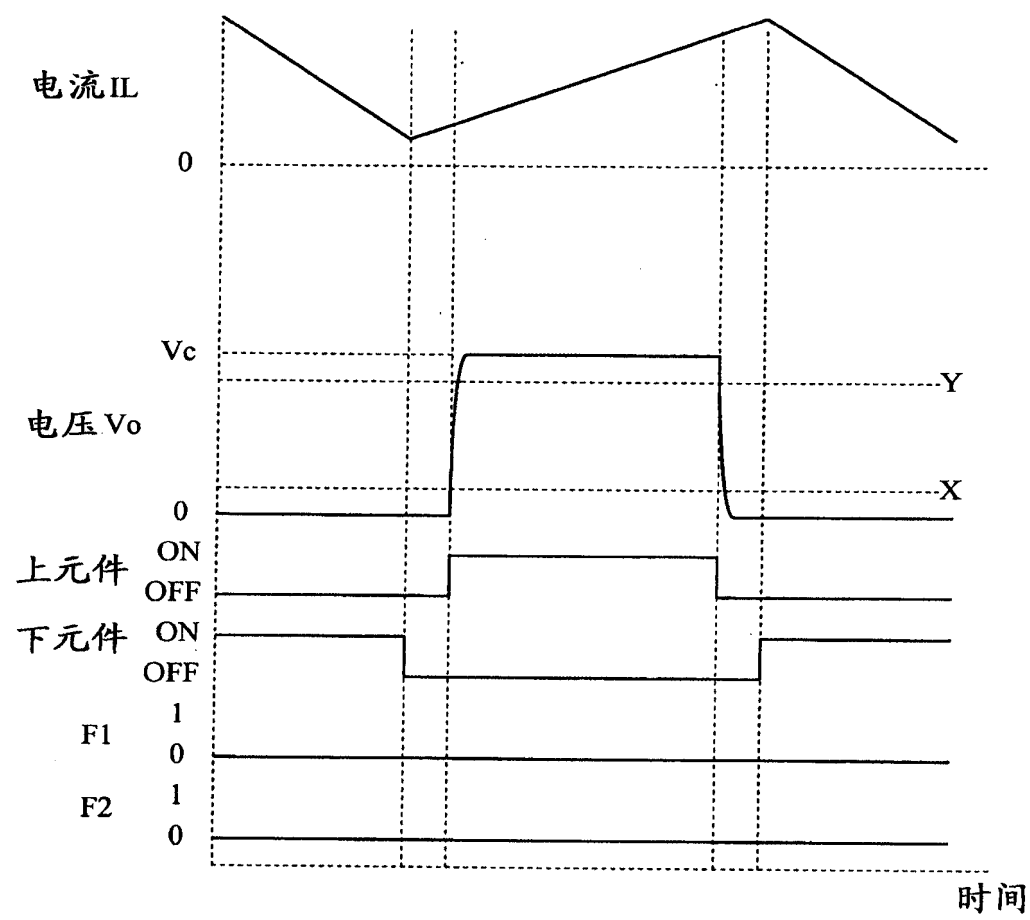


图 6

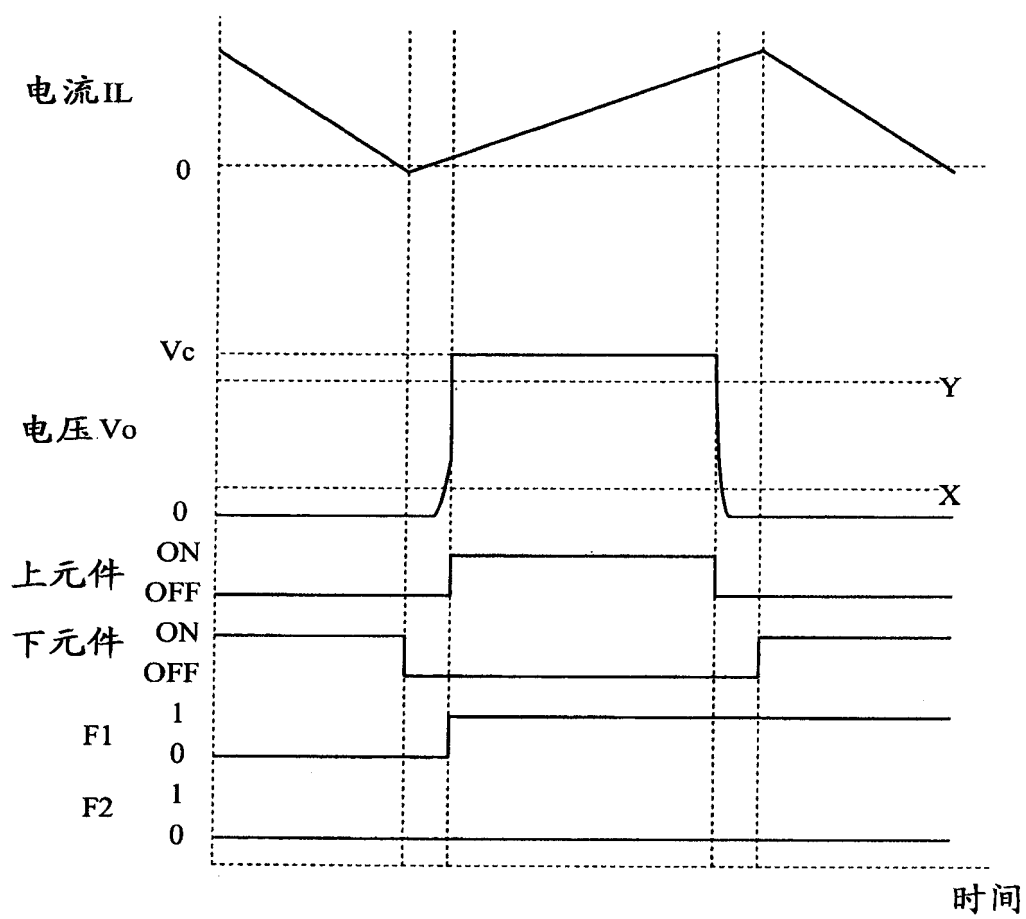


图 7

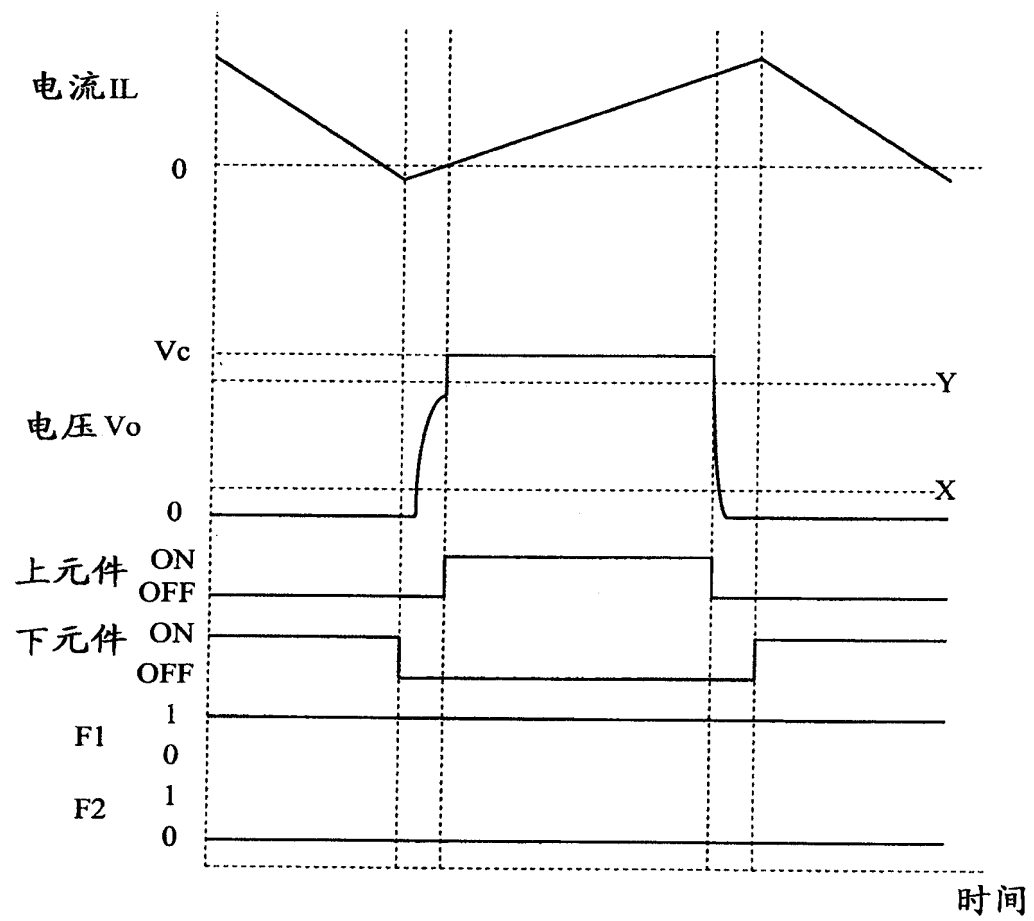


图 8

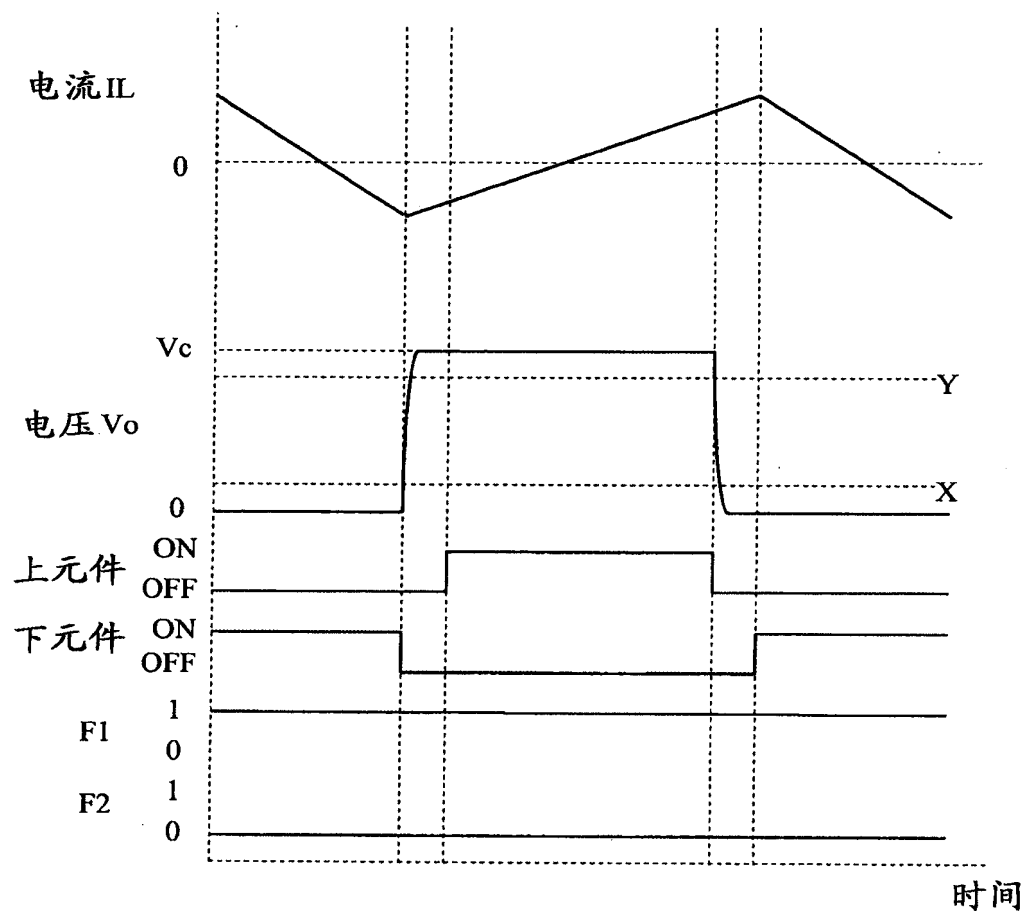


图 9

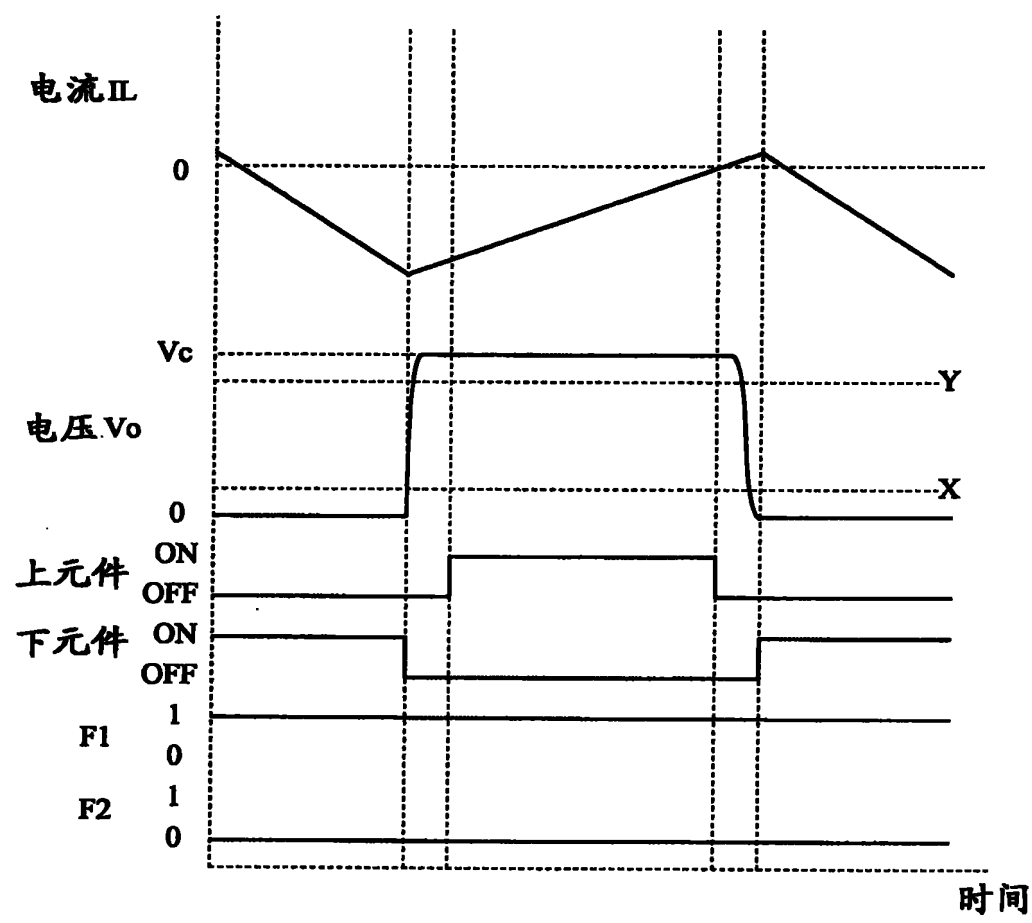


图 10

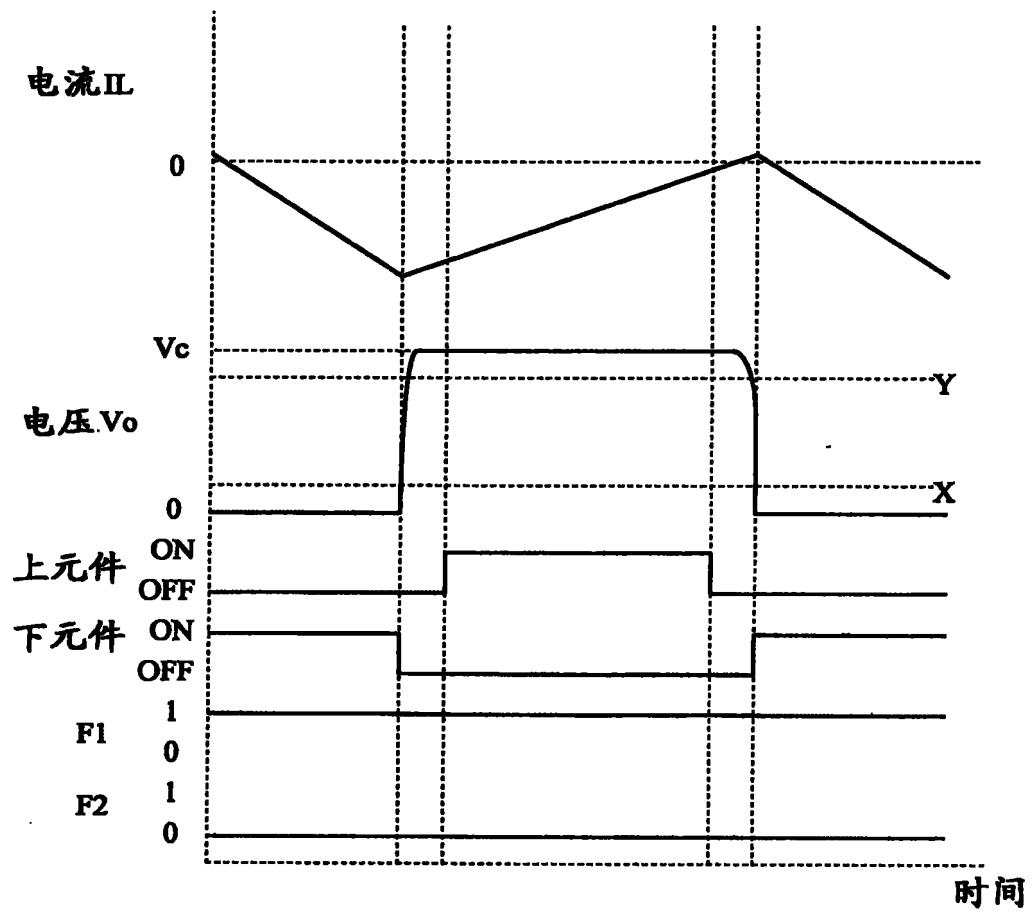


图 11

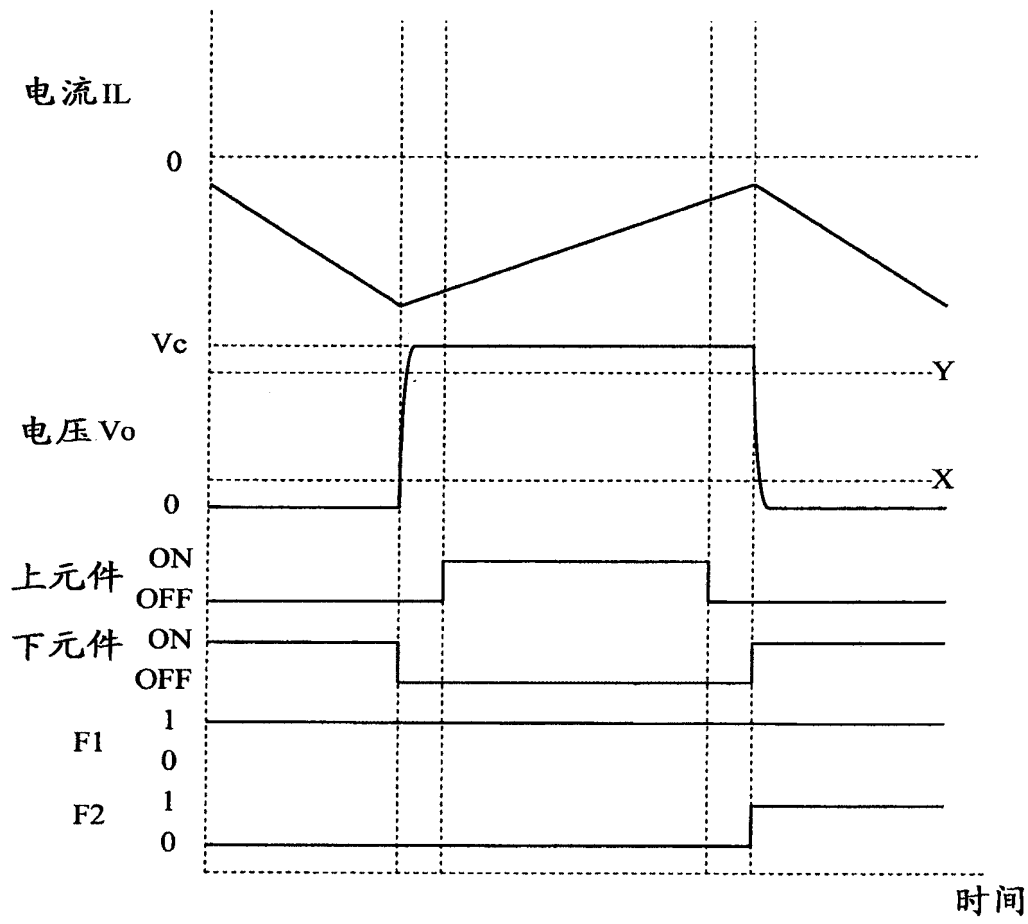


图 12

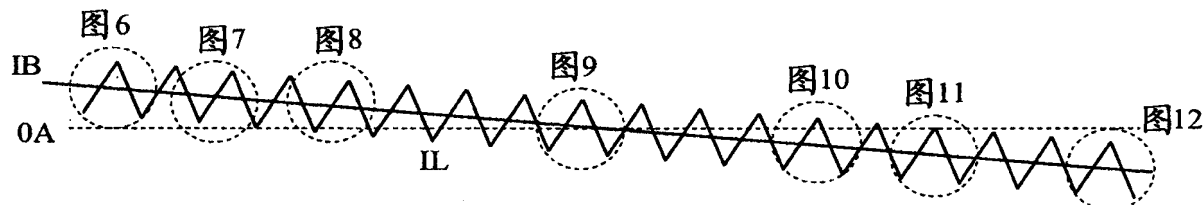


图 13

电流状态	F1	F2
高的正电流	0	0
低电流	1	0
高的负电流	1	1
无效组合	0	1

图 14

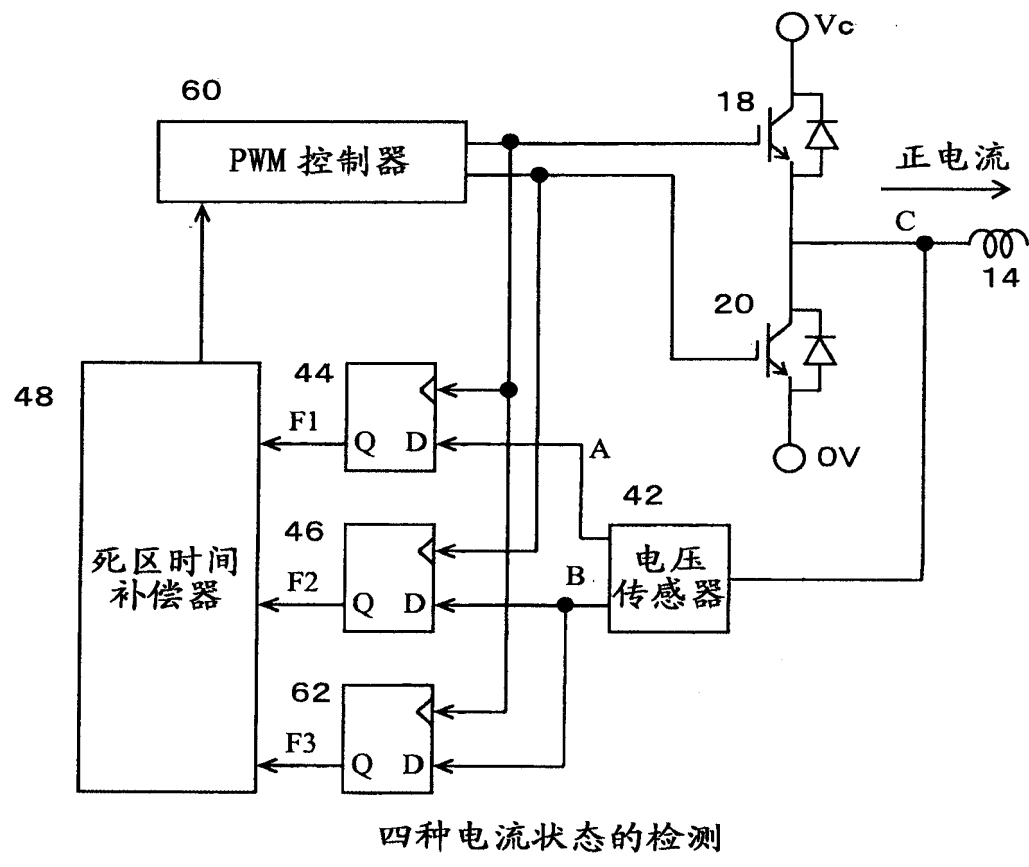


图 15

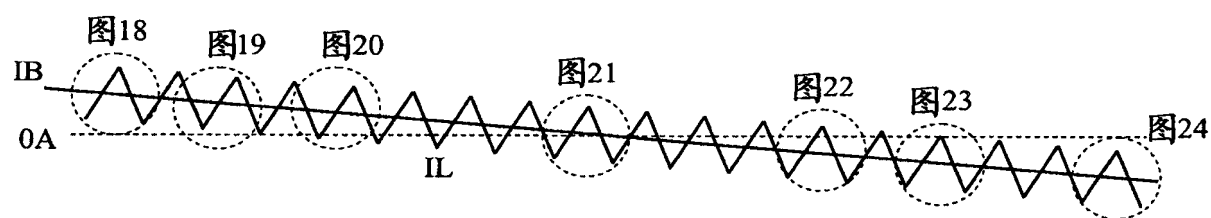


图 16

电 流 状 态	F1	F2	F3
高的正电流	0	0	0
低 的正电流	1	0	0
低 的负电流	1	0	1
高 的负电流	1	1	1

图 17

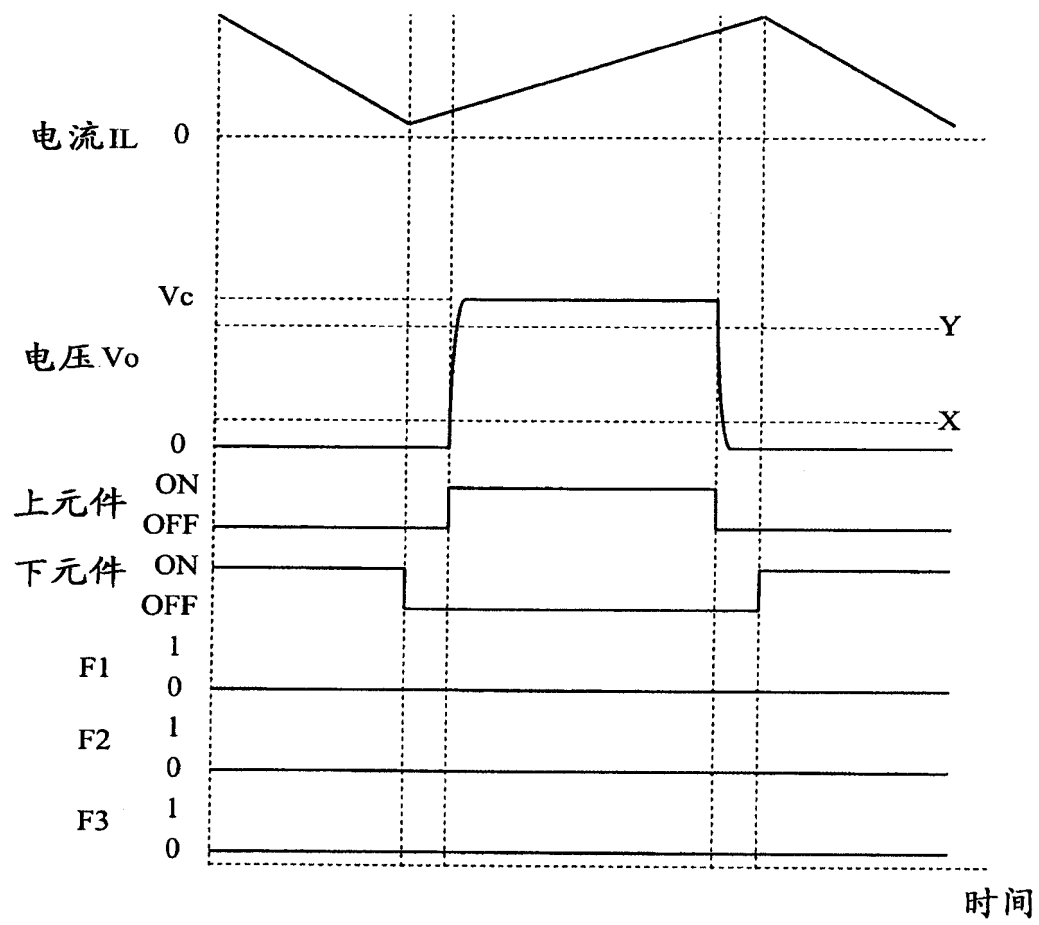


图 18

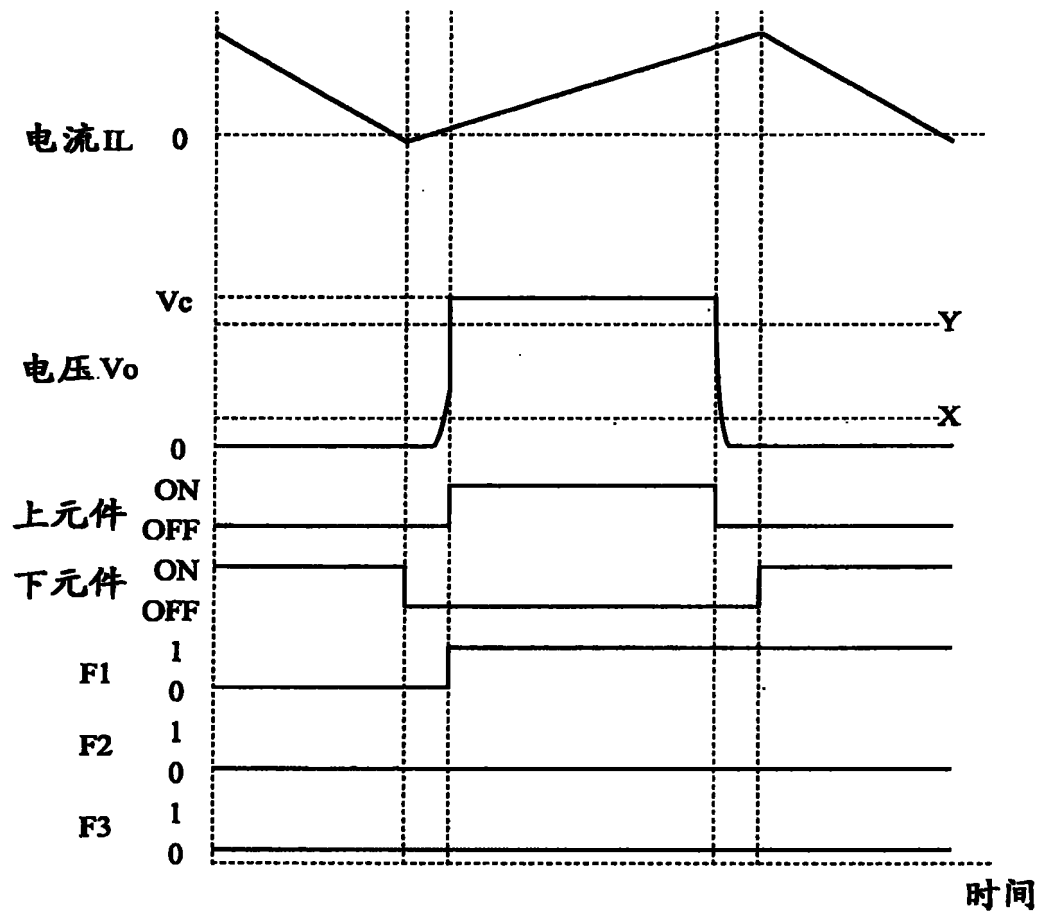
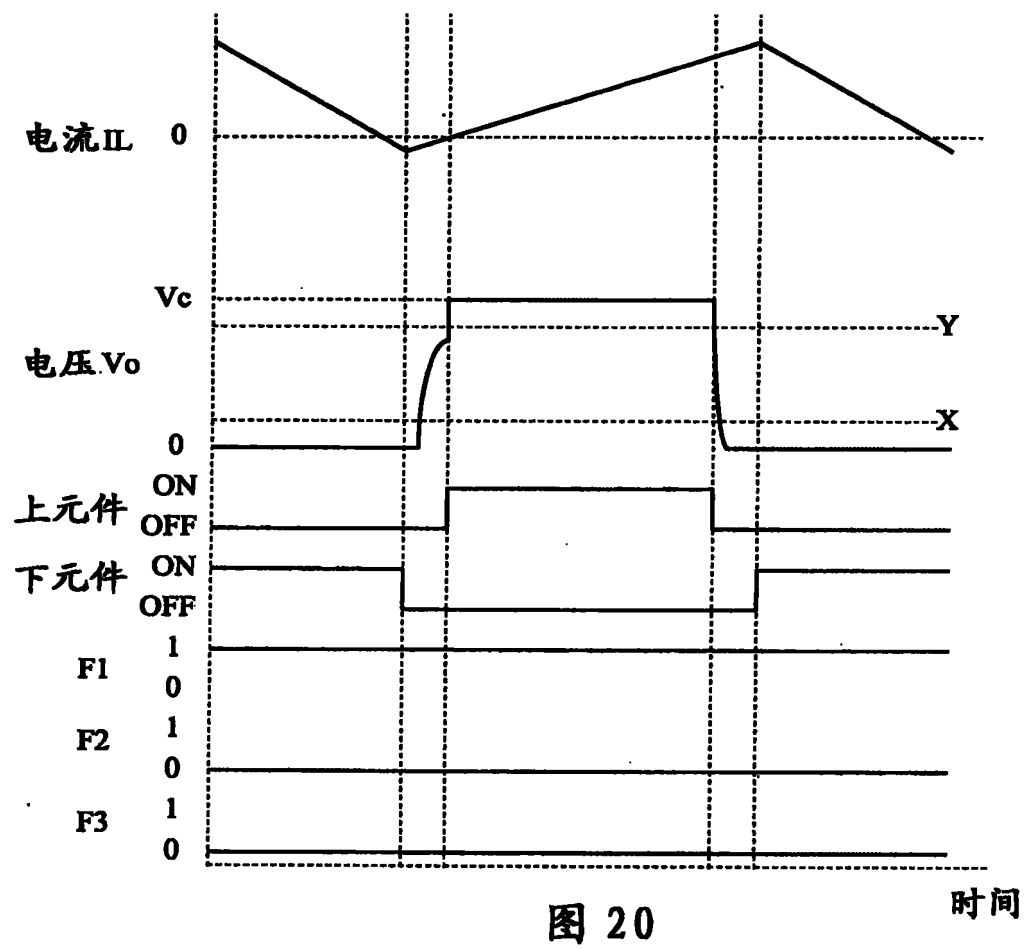


图 19



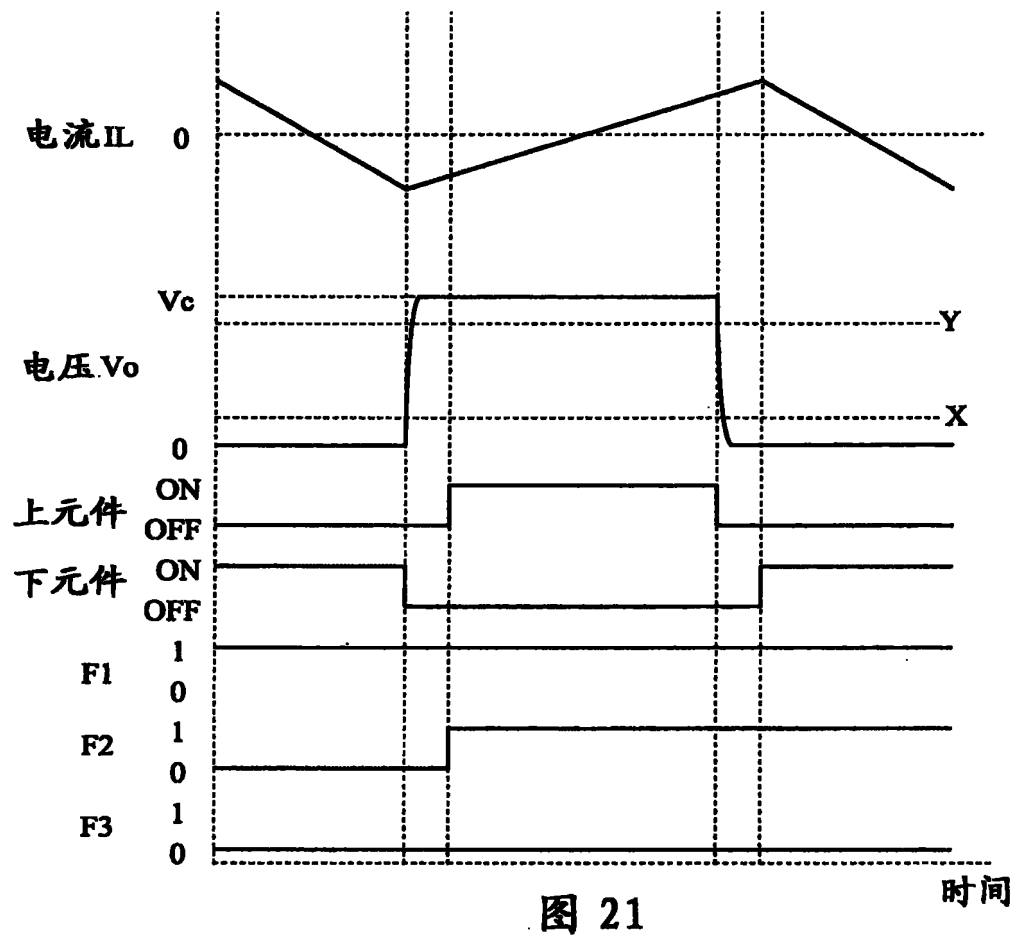


图 21

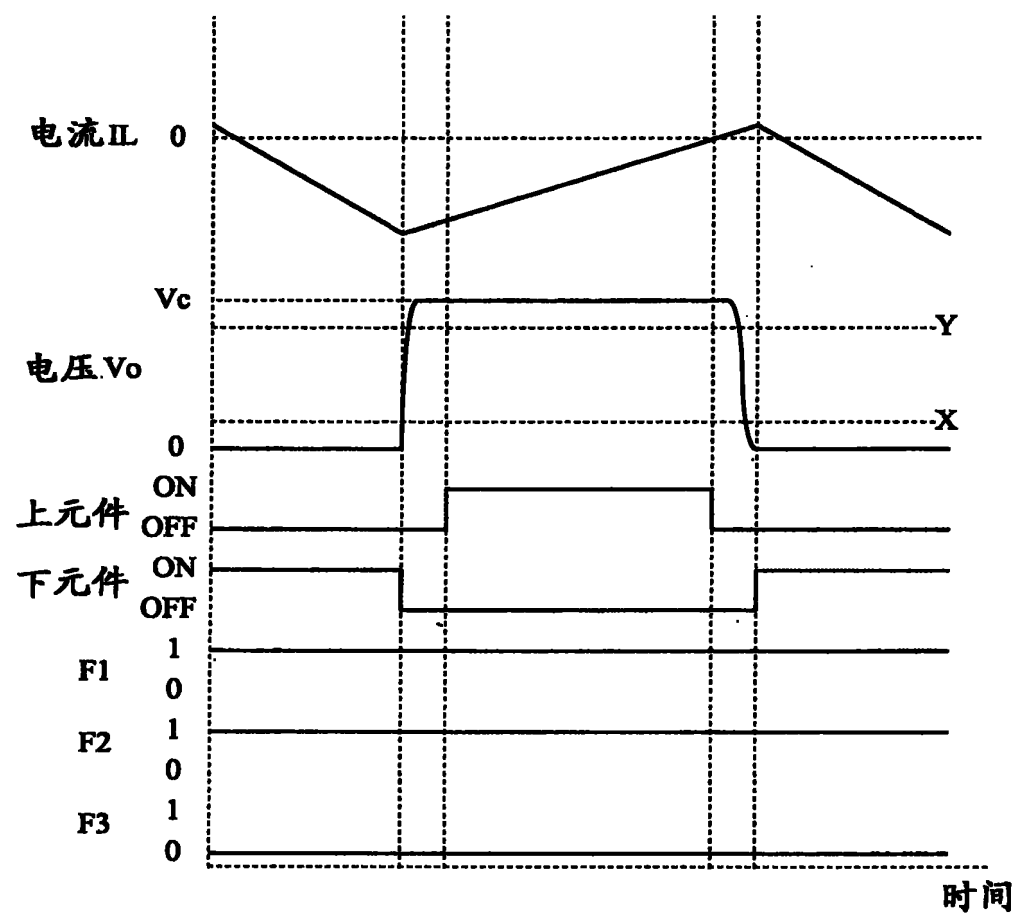


图 22

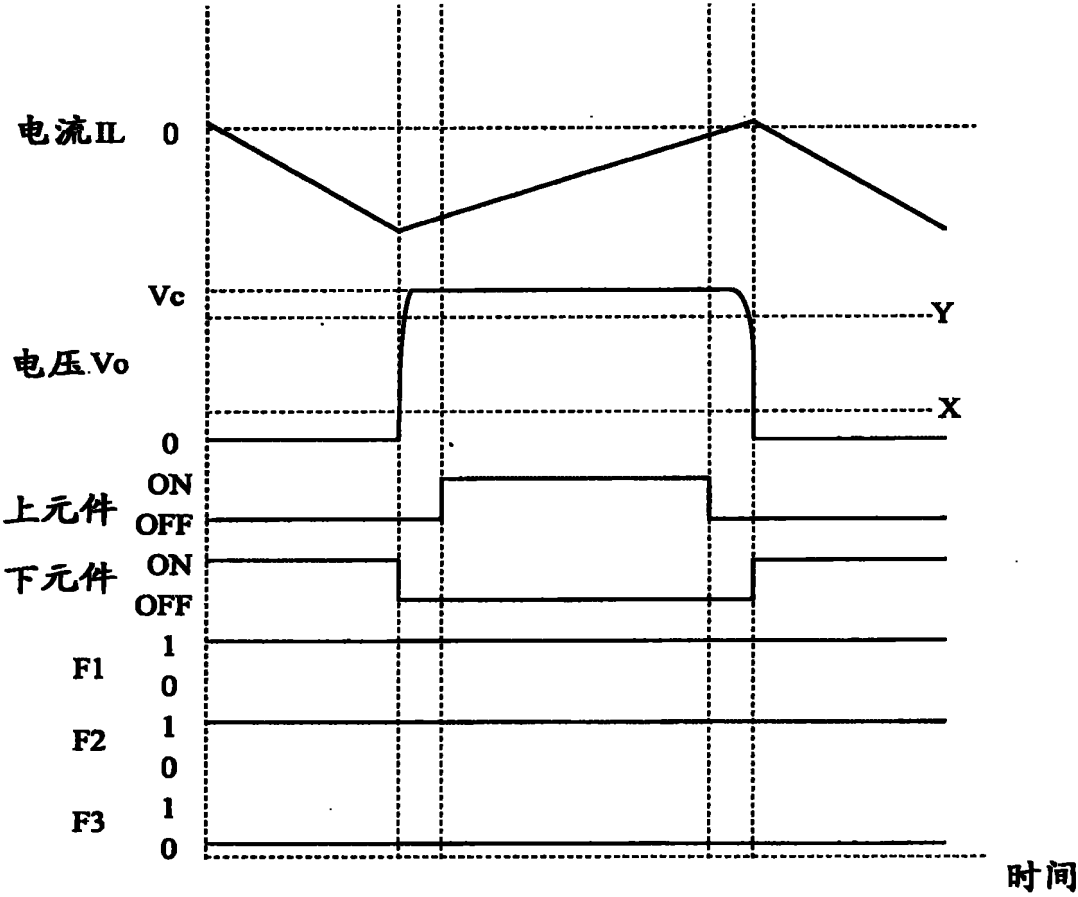


图 23

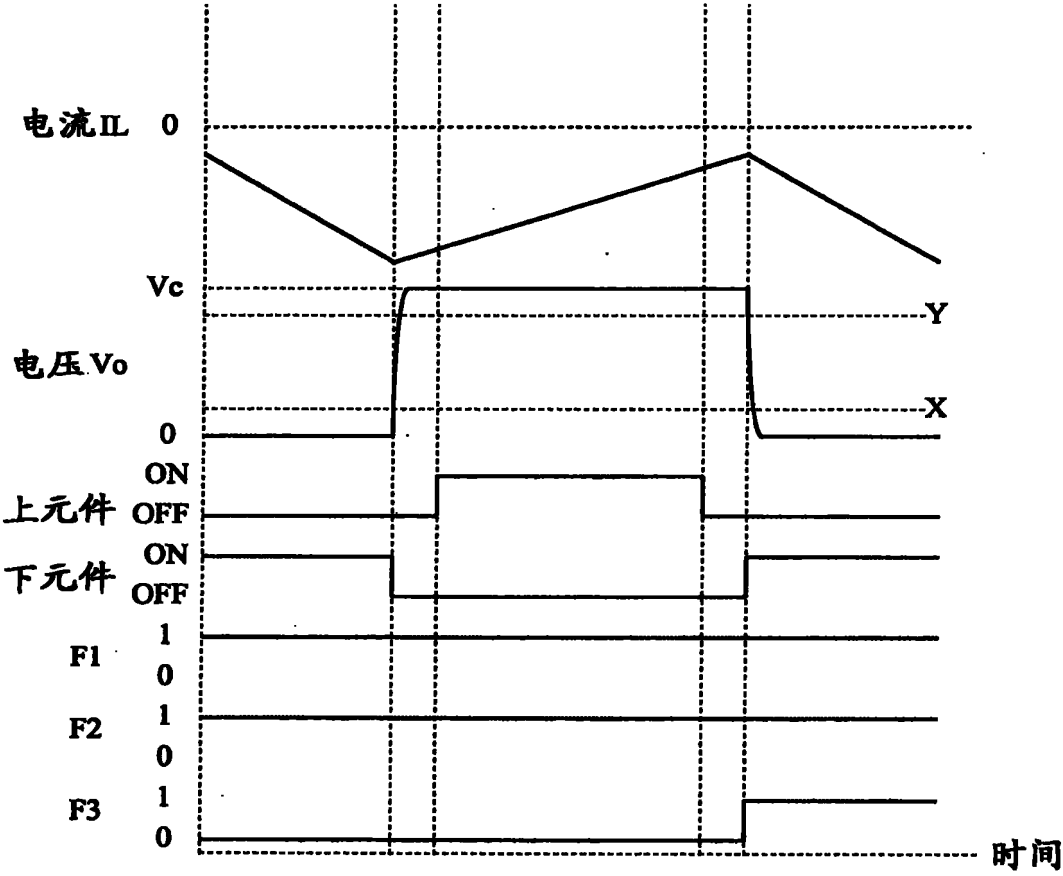


图 24

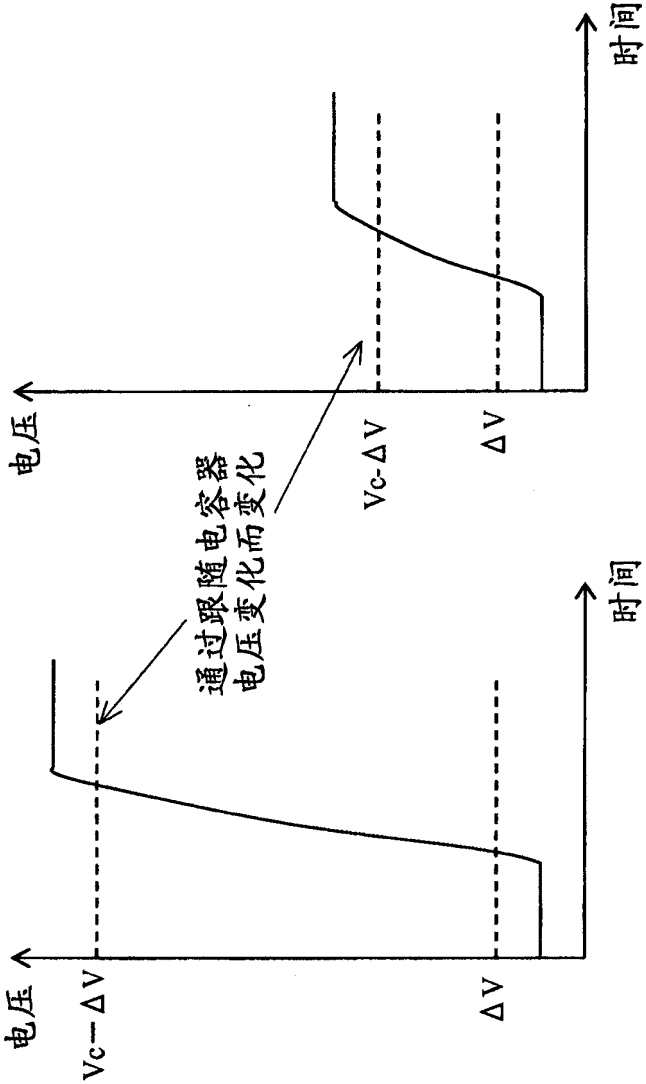


图 25