



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 114144967 B

(45) 授权公告日 2024.12.27

(21) 申请号 202080052723.X

(22) 申请日 2020.07.27

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 114144967 A

(43) 申请公布日 2022.03.04

(30) 优先权数据
2019-147052 2019.08.09 JP

(85) PCT国际申请进入国家阶段日
2022.01.20

(86) PCT国际申请的申请数据
PCT/JP2020/028679 2020.07.27

(87) PCT国际申请的公布数据
W02021/029208 JA 2021.02.18

(73) 专利权人 欧姆龙株式会社
地址 日本京都

(72) 发明人 石桥宽基 大西浩之 长冈真吾

(74) 专利代理机构 北京康信知识产权代理有限公司 11240

专利代理师 沈丹阳

(51) Int.Cl.
H02M 1/42 (2007.01)
H02M 1/08 (2006.01)
H02M 1/32 (2007.01)
H02M 7/219 (2006.01)

(56) 对比文件
US 2019319528 A1, 2019.10.17
Kamal Sabi, Daniel Costinett. Noise Mitigation and Delay Compensation in High Frequency Dual Current Programmed Mode Control.《2018 IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION》. 2018, 3095-3031页.

审查员 牟育慧

权利要求书3页 说明书10页 附图23页

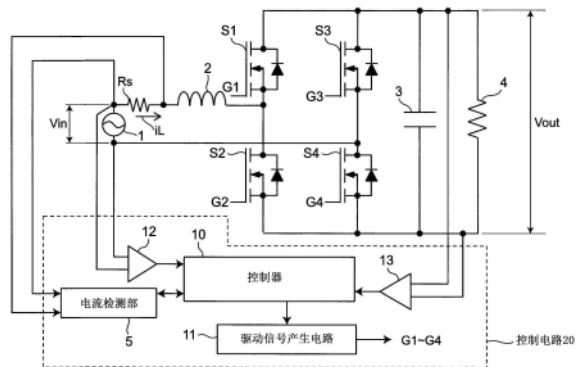
(54) 发明名称

电力转换装置的控制电路以及电力转换装置

(57) 摘要

在包括以电流临界模式动作的PFC电路的电力转换装置中,正确地检测电感器电流的零点。控制电路(20)具备电流检测部(5、5A)、检测输入电压(Vin)的第二检测电路(12)和检测输出电压(Vout)的第三检测电路(13),该电流检测部(5、5A)包括第一检测电路以及比较电路,该第一检测电路检测电感器的电流(iL),将与检测出的电流对应的电压以规定的增益放大后,作为检测电压输出,该比较电路将检测电压与规定的基准电压进行比较,输出比较结果信号。控制电路(20)基于检测出的输入电压、检测出的输出电压、预先设定的延迟时间、电感器的电感值、将由第一检测电路检测出的电流转换为电压时的转换系数(Rs)、电源电压以及所述增益,计算用于使检测电感器的电流的零值时的延迟实质上为零的

基准电压,并输出到比较电路。



1. 一种电力转换装置的控制电路,其特征在于,包括功率因数改善电路,所述功率因数改善电路包括电感器并以电流临界模式动作,

所述电力转换装置的控制电路具备:

第一检测电路,检测电流,将与检测出的所述电流对应的电压以规定增益放大后,作为检测电压输出,所述电流为所述电感器的电流、或者与所述电感器的电流对应或包含所述电感器的电流的电流;

比较电路,将所述检测电压与规定的基准电压进行比较,输出比较结果信号;

第二检测电路,检测所述电力转换装置的输入电压;以及

第三检测电路,检测所述电力转换装置的输出电压,

所述控制电路计算用于使检测所述电感器的电流的零值时的延迟实质上为零的基准电压,并输出到所述比较电路,

所述比较电路具备:

第一比较器,将所述检测电压与规定的第一基准电压进行比较,在所述检测电压从正变为负的过零检测点输出第一比较结果信号;

第二比较器,将所述检测电压与比所述第一基准电压低的规定的第二基准电压进行比较,在所述检测电压从负变为正的过零检测点输出第二比较结果信号;

第一脉冲生成电路,检测所述第一比较结果信号的上升并输出第一脉冲信号;

第二脉冲生成电路,检测所述第二比较结果信号的上升并输出第二脉冲信号;以及

置位复位型触发器,具有置位端子、复位端子以及输出端子,将所述第一脉冲信号输入到置位端子,将所述第二脉冲信号输入到复位端子,从输出端子输出所述比较电路的比较结果信号,

所述控制电路基于检测出的所述输入电压即 V_{in} 、检测出的所述输出电压即 V_{out} 、预先设定的延迟时间即 T_{delay} 、所述电感器的电感值即 L 、将由所述第一检测电路检测出的电流转换为电压时的转换系数即 R_{shunt} 、电源电压即 V_{cc} 以及所述增益即 G ,计算用于使检测所述电感器的电流的零值时的延迟实质上为零的基准电压即 V_{ref} ,并使用下式将所述基准电压输出到所述比较电路,

$$V_{ref} = \frac{V_{out} - v_{in}(t)}{L} T_{delay} \cdot R_{shunt} \cdot G + \frac{V_{cc}}{2} ,$$

所述第一脉冲生成电路具备:第一微分电路,将所述第一比较结果信号微分;以及第一保护二极管,与所述第一微分电路连接且不输出负电压,

所述第二脉冲生成电路具备:第二微分电路,将所述第二比较结果信号微分;第二保护二极管,与所述第二微分电路连接且不输出负电压,

所述第一脉冲生成电路具备:第三比较器,将从所述第一保护二极管输出的电压与电源电压的一半的电压进行比较,将比较结果信号作为所述第一脉冲信号输出;以及

所述第二脉冲生成电路具备:第四比较器,将从所述第二保护二极管输出的电压与所述电源电压的一半的电压进行比较,将比较结果信号作为所述第二脉冲信号输出。

2. 根据权利要求1所述的电力转换装置的控制电路,其中,

所述控制电路考虑所述电力转换装置的软开关所需的负电流来计算所述基准电压。

3. 根据权利要求1所述的电力转换装置的控制电路,其中,
所述控制电路内置有DA转换器,所述DA转换器对由所述第一检测电路转换后的电压进行DA转换。

4. 一种电力转换装置,其特征在于,具备电力转换装置的控制电路,
所述控制电路包括功率因数改善电路,所述功率因数改善电路包括电感器并以电流临界模式动作,

所述控制电路具备:

第一检测电路,检测电流,将与检测出的所述电流对应的电压以规定增益放大后,作为检测电压输出,所述电流为所述电感器的电流、或者与所述电感器的电流对应或包含所述电感器的电流的电流;

比较电路,将所述检测电压与规定的基准电压进行比较,输出比较结果信号;

第二检测电路,检测所述电力转换装置的输入电压;以及

第三检测电路,检测所述电力转换装置的输出电压,

所述控制电路计算用于使检测所述电感器的电流的零值时的延迟实质上为零的基准电压,并输出到所述比较电路,

所述比较电路具备:

第一比较器,将所述检测电压与规定的第一基准电压进行比较,在所述检测电压从正变为负的过零检测点输出第一比较结果信号;

第二比较器,将所述检测电压与比所述第一基准电压低的规定的第二基准电压进行比较,在所述检测电压从负变为正的过零检测点输出第二比较结果信号;

第一脉冲生成电路,检测所述第一比较结果信号的上升并输出第一脉冲信号;

第二脉冲生成电路,检测所述第二比较结果信号的上升并输出第二脉冲信号;以及

置位复位型触发器,具有置位端子、复位端子以及输出端子,将所述第一脉冲信号输入到置位端子,将所述第二脉冲信号输入到复位端子,从输出端子输出所述比较电路的比较结果信号,

所述控制电路基于检测出的所述输入电压即 V_{in} 、检测出的所述输出电压即 V_{out} 、预先设定的延迟时间即 T_{delay} 、所述电感器的电感值即 L 、将由所述第一检测电路检测出的电流转换为电压时的转换系数即 R_{shunt} 、电源电压即 V_{cc} 以及所述增益即 G ,计算用于使检测所述电感器的电流的零值时的延迟实质上为零的基准电压即 V_{ref} ,并使用下式将所述基准电压输出到所述比较电路,

$$V_{ref} = \frac{V_{out} - v_{in}(t)}{L} T_{delay} \cdot R_{shunt} \cdot G + \frac{V_{cc}}{2}$$

所述第一脉冲生成电路具备:第一微分电路,将所述第一比较结果信号微分;以及第一保护二极管,与所述第一微分电路连接且不输出负电压,

所述第二脉冲生成电路具备:第二微分电路,将所述第二比较结果信号微分;第二保护二极管,与所述第二微分电路连接且不输出负电压,

所述第一脉冲生成电路具备:第三比较器,将从所述第一保护二极管输出的电压与电源电压的一半的电压进行比较,将比较结果信号作为所述第一脉冲信号输出;以及

所述第二脉冲生成电路具备：第四比较器，将从所述第二保护二极管输出的电压与所述电源电压的一半的电压进行比较，将比较结果信号作为所述第二脉冲信号输出。

5. 根据权利要求4所述的电力转换装置，其中，
所述电力转换装置是开关电源装置。

6. 根据权利要求4所述的电力转换装置，其中，
所述电力转换装置是DC/DC转换装置。

电力转换装置的控制电路以及电力转换装置

技术领域

[0001] 本发明涉及例如功率因数改善电路等电力转换装置的控制电路和该电力转换装置。

背景技术

[0002] 例如,在以电流临界模式动作的功率因数改善电路(以下称为PFC电路。)中,需要在电感器电流变为0后接通开关元件。因此,需要正确地检测电感器电流的零点(例如,参照非专利文献1)。

[0003] 现有技术文献

[0004] 专利文献

[0005] 非专利文献1:Qingyun Huang et al.,“Predictive ZVS Control with Improved ZVS Time Margin and Limited Variable Frequency Range for A 99% Efficient,130W/in³ MHz GaN Totem-Pole PFC Rectifier,”IEEE Transactions on Power Electronics,Vol.34,No.7,2018

发明内容

[0006] 发明要解决的技术问题

[0007] 以往,在该电感器电流的检测电路中,使用分流电阻、运算放大器和比较器进行电流检测(例如,参照非专利文献1)。因此,产生IC的延迟、噪声除去用的滤波器中的延迟,存在无法正确地进行零检测的技术问题。

[0008] 图2是用于说明现有例中的电流检测电路中的电感器电流 i_L 的零检测的延迟的时序图。在图2中,图示了零检测用比较结果信号的理想值和实际值。图2的 t_d 表示用于基于运算放大器以及噪声滤波器的延迟的零检测的延迟时间。即,由于比较器IC的延迟和噪声滤波器的时间常数,比较器从理想值的电流零检测点延迟启动,因此如图2所示负电流增加。

[0009] 图3A是用于说明由于所述电感器电流的零检测的延迟引起的开关电源装置的损耗增加的机理的开关电源装置的电路图,图3B是表示图3A的开关电源装置的动作的时序图。在图3A中,开关电源装置具备交流电源1、电感器2、开关元件 $S_1 \sim S_4$ 、平滑用电容器3和负载电阻4。在图3B中示出了电感器电流 i_L 、开关元件 S_2 的漏极·源极电压 V_{ds} 、针对开关元件 S_2 的驱动信号 G_2 、针对开关元件 S_1 的驱动信号 G_1 。在此, T_1 表示通过电感器电流 i_L 的负电流进行软开关的期间。

[0010] 通过由于所述软开关引起的延迟,如图3C以及图3D所示,电感器电流 i_L 的负电流流过开关元件 S_2 的体二极管。通过流过该多余的负电流,开关电源装置的损耗增大。

[0011] 特别是在小型大容量电源的开发过程中,需要进行高频且大电流的检测,对此的解决方案成为技术问题。

[0012] 本发明的目的是解决以上的问题点,提供一种电力转换装置的控制电路以及该电力转换装置,在以电流临界模式动作的PFC电路中,与现有技术相比,能够正确地检测电感

器电流的零点。

[0013] 用于解决技术问题的技术方案

[0014] 本发明的一个方式所涉及的电力转换装置的控制电路,其特征在于,

[0015] 该电力转换装置的控制电路包括功率因数改善电路,该功率因数改善电路包括电感器并以电流临界模式动作,

[0016] 并且,该电力转换装置的控制电路具备:

[0017] 第一检测电路,检测所述电感器的电流、或与所述电感器的电流对应或包含所述电感器的电流的电流,将与所述检测出的电流对应的电压以规定增益放大后,作为检测电压输出;

[0018] 比较电路,将所述检测电压与规定的基准电压进行比较,输出比较结果信号;

[0019] 第二检测电路,检测所述电力转换装置的输入电压;以及

[0020] 第三检测电路,检测所述电力转换装置的输出电压,

[0021] 所述控制电路基于检测出的所述输入电压、检测出的所述输出电压、预先设定的延迟时间、所述电感器的电感值、将由所述第一检测电路检测出的电流转换为电压时的转换系数、电源电压以及所述增益,计算用于使检测所述电感器的电流的零值时的延迟实质上为零的基准电压,并输出到所述比较电路,

[0022] 所述比较电路具备:

[0023] 第一比较器,将所述检测电压与规定的第一基准电压进行比较,在所述检测电压从正变为负的过零检测点输出第一比较结果信号;

[0024] 第二比较器,将所述检测电压与比所述第一基准电压低的规定的第二基准电压进行比较,在所述检测电压从负变为正的过零检测点输出第二比较结果信号;

[0025] 第一脉冲生成电路,检测所述第一比较结果信号的上升并输出第一脉冲信号;

[0026] 第二脉冲生成电路,检测所述第二比较结果信号的上升并输出第二脉冲信号;以及

[0027] 置位复位型触发器,具有置位端子、复位端子以及输出端子,将所述第一脉冲信号输入到置位端子,将所述第二脉冲信号输入到复位端子,从输出端子输出所述比较电路的比较结果信号。

[0028] 发明效果

[0029] 因此,根据本发明,在以电流临界模式动作的PFC电路中,能够防止电感器电流的检测延迟,并且与现有技术相比,能够正确地检测电感器电流的零点。由此,能够降低电力转换装置的损耗,实现电源装置的高密度化。

附图说明

[0030] 图1A是表示具备实施方式1所涉及的控制电路20的开关电源装置的构成例的电路图。

[0031] 图1B是表示图1A的电流检测部5的构成例的电路图。

[0032] 图2是用于说明现有例中的电流检测电路中的电感器电流的零检测的延迟的时序图。

[0033] 图3A是用于说明由于所述电感器电流的零检测的延迟引起的开关电源装置的损

耗增加的机理的开关电源装置的电路图。

[0034] 图3B是表示图3A的开关电源装置的动作的时序图。

[0035] 图3C是用于说明由于所述电感器电流的零检测的延迟引起的开关电源装置的损耗增加的机理的开关电源装置的电路图。

[0036] 图3D是表示图3C的开关电源装置的动作的时序图。

[0037] 图4A是表示现有例所涉及的电流检测部的构成例的电路图。

[0038] 图4B是表示图4A的电流检测部的动作的时序图。

[0039] 图4C是表示实施方式所涉及的电流检测部5的构成例的电路图。

[0040] 图4D是表示图4C的电流检测部5的动作的时序图。

[0041] 图5是表示实施方式1所涉及的电流检测部5的动作的图表。

[0042] 图6是表示使用了实施方式1所涉及的PFC电路的电力转换装置的构成例的框图。

[0043] 图7是用于说明实施方式1所涉及的电流检测部5中使用的基准电压 V_{ref} 的导出方法的波形图。

[0044] 图8A是用于说明基于实施方式1所涉及的电流检测部5的PFC电路的软开关的波形图。

[0045] 图8B是用于说明基于实施方式1所涉及的电流检测部5的PFC电路的软开关的波形图。

[0046] 图9是用于说明变形例所涉及的电流检测部5中使用的基准电压 V_{ref} 的导出方法的波形图。

[0047] 图10A是表示变形例1所涉及的开关电源装置的构成例的框图。

[0048] 图10B是表示变形例2所涉及的开关电源装置的构成例的框图。

[0049] 图11A是表示变形例3所涉及的开关电源装置的构成例的框图。

[0050] 图11B是表示变形例4所涉及的开关电源装置的构成例的框图。

[0051] 图12是表示图1B的电流检测部5的变形例的电路图。

[0052] 图13是表示实施方式2所涉及的电流检测部5A的构成例的电路图。

[0053] 图14是用于说明在图13的电流检测部5A中使用的基准电压 V_{ref1} 、 V_{ref2} 的导出方法的波形图。

[0054] 图15A是表示图13的电流检测部5A的动作的时序图。

[0055] 图15B是用于说明实施方式1所涉及的电流检测部5的技术问题的图,是表示电感器电流 i_L 的波形图。

[0056] 图15C是用于说明实施方式1所涉及的电流检测部5的技术问题的图,是与图15B的波形图的部分202对应的各信号等的时序图。

[0057] 图16是表示图13的电流检测部5A的变形例的电路图。

[0058] 图17是表示实施方式3所涉及的电流检测部5B的构成例的电路图。

具体实施方式

[0059] 以下,参照附图对本发明所涉及的实施方式进行说明。需要说明的是,对相同或同样的构成要素标注相同的符号。

[0060] (实施方式1)

[0061] 图1A是表示具备实施方式1所涉及的控制电路20的开关电源装置的构成例的电路图。

[0062] 在图1A中,本实施方式所涉及的开关电源装置具备交流电源1、作为感应器(reactor)的电感器2、桥接的开关元件S1~S4、平滑用电容器3、负载电阻4、分流电阻Rs、控制电路20。在此,控制电路20具备控制器10、电流检测部5、驱动信号产生电路11、输入电压检测电路12和输出电压检测电路13。

[0063] 由交流电源1产生的输入电压 V_{in} 经由分流电阻Rs以及电感器2输入到开关元件S1~S4的桥接电路。各开关元件S1~S4由来自驱动信号产生电路11的驱动信号G1~G4进行接通/断开控制,从而在输入电压 V_{in} 被开关后,经由平滑用电容器3,平滑后的直流电压作为输出电压 V_{out} 被输出到负载电阻4。

[0064] 分流电阻Rs将电感器电流 i_L 转换为电压值并输出到电流检测部5。输入电压检测电路12检测输入电压 V_{in} 并输出到控制器10,输出电压检测电路13检测输出电压 V_{out} 并输出到控制器10。控制器10基于输入的各信号,控制驱动信号产生电路11,使得例如以电流临界模式产生驱动信号G1~G4。需要说明的是,控制器10具备DA转换器10a,该DA转换器10a产生由后面详细叙述的方法预先确定的基准电压 V_{ref} 。

[0065] 图1B是表示图1A的电流检测部5的构成例的电路图。在图1B中,电流检测器5具备运算放大器21和比较器22而构成。需要说明的是, V_{cc} 是电源电压。

[0066] 运算放大器21对与由分流电阻Rs检测出的电感器电流 i_L 对应的电压进行放大,并将放大电压 V_{amp} 输出到比较器22。比较器22将输入的放大电压 V_{amp} 与来自控制器10内的DA转换器10a的基准电压 V_{ref} 进行比较,产生比较结果电压 V_{comp} 并输出到控制器10。响应于此,控制器10基于比较结果电压 V_{comp} 来检测电感器电流 i_L 的零电流,并且基于此来控制驱动信号生成电路11,使得例如以电流临界模式进行开关动作来产生驱动信号G1~G4。需要说明的是,基准电压 V_{ref} 的极性根据针对PFC电路的输入电压 V_{in} (图1A),即根据电感器电流 i_L 的方向而反转。

[0067] 根据具备如上构成的控制电路20的开关电源装置,通过根据延迟时间使比较器22的基准电压 V_{ref} 变化,能够防止检测延迟。由此,能够防止由于临界模式PFC电路中的电感器电流 i_L 的零点检测延迟引起的效率恶化。以下,详细叙述本实施方式的作用效果。

[0068] 图4A是表示现有例所涉及的电流检测部的构成例的电路图,图4B是表示图4A的电流检测部的动作的时序图。如图4A所示,在比较器22的基准电压 V_{ref} 例如为 $V_{cc}/2$ 等恒定电压时,如图4B所示,产生延迟时间 T_{delay} 。

[0069] 图4C是表示实施方式1所涉及的电流检测部5的构成例的电路图,图4D是表示图4C的电流检测部5的动作的时序图。如图4C所示,通过控制器10的DA转换器10a,根据延迟时间使基准电压 V_{ref} 上升。即,在输入电压为交流的PFC电路中,通过依赖于输入电压 V_{in} 使基准电压 V_{ref} 变化,如图4D所示,通过与图4B的比较,能够减少延迟时间 T_{delay} 。需要说明的是,在图4D中,

[0070] (1) T_{d_amp} 是由运算放大器21的放大动作引起的延迟时间,

[0071] (2) T_{d_comp} 是由比较器22的比较动作引起的延迟时间,

[0072] (3) $T_{dead-time}$ 是开关元件S1、S2的死区时间。

[0073] 图5是表示实施方式1所涉及的电流检测部5的动作的图表。在图5中,例如图示了

$V_{cc}=3V$ 、 $T_{delay}=50ns$ 、 $V_{in}(rms)=200V$ 、 $f_{LINE}=50Hz$ 时的基准电压 V_{ref} (输入电压 V_{in} 的半周期)的一例。通过使用图1B以及图4C的电流检测部5以及控制器10,将根据延迟时间 T_{delay} 导出的基准电压 V_{ref} 反馈输入到电流检测部5的比较器22,从而能够减少延迟时间 T_{delay} 。

[0074] 以下,说明基准电压 V_{ref} 的导出方法的一例。

[0075] 图6是表示使用了实施方式1所涉及的PFC电路的电力转换装置的构成例的框图。在图6中,电力转换装置具备交流电源1、PFC电路100、DC/DC转换器101和负载102而构成。由于控制对象是PFC电路,因此输入交流电压以及输出直流电压分别为 $V_{in}(t)$ 、 V_{out} 。输入电压 $V_{in}(t)$ 由下式表示。

$$[0076] \quad V_{in}(t) = \sqrt{2}V_{in}(rms) \times \sin(2\pi f_{LINE}t)$$

[0077] 在此,输入电压 $V_{in}(rms)$ 以及线频率 f_{LINE} 根据国家或地区而异,其一例如下。

[0078] $V_{in}(rms) = 100V$ 、 $200V$ 、 $230V$

[0079] $f_{LINE} = 50Hz$ 或 $60Hz$

[0080] 在使用图1B以及图4C的电流检测部5时,分流电阻 R_s 的电阻值设为 R_s ,运算放大器21的增益设为 G ,施加在运算放大器21以及比较器22上的电压设为 V_{cc} 。

[0081] 图7是用于说明实施方式1所涉及的电流检测部5中使用的基准电压 V_{ref} 的导出方法的波形图。

[0082] 输入电压 V_{in} 的半周期中的电感器电流 i_L 如图7的图表所示,在右侧图示提取了1个开关周期的放大图。在此,电感器电流 i_L 的斜率由 $v_{in}(t)$ 、 V_{out} 、电感值 L 求出。基于电流零的检测延迟时间 T_{delay} ,在延迟时间中变化的电流变动量 Δi_{delay} 由下式表示。

$$[0083] \quad \Delta i_{delay} = \frac{V_{out} - v_{in}(t)}{L} T_{delay}$$

[0084] 只要提前该电流变动量 Δi_{delay} 来检测电流零即可。通过将该电流变动量 Δi_{delay} 乘以分流电阻的电阻值 R_s 以及运算放大器21的增益 G ,可以转换为电压,因此考虑了延迟时间的基准电压 V_{ref} 由下式表示。

$$[0085] \quad V_{ref} = \frac{V_{out} - v_{in}(t)}{L} T_{delay} \cdot R_{shunt} \cdot G + \frac{V_{cc}}{2}$$

[0086] 图8A以及图8B是用于说明由实施方式1所涉及的电流检测部5进行的PFC电路的软开关的波形图。在此,图8A是 $V_{in} > V_{out}/2$ 时的波形图,图8B是追加接通时间控制时的波形图。

[0087] 在本实施方式1中,其特征在于,使用公知的TCM(Triangular Current Mode:三角电流模式)控制方法,仅通过使比较器22的基准电压 V_{ref} 变化来进行TCM控制。在图8A以及图8B中,各符号如下。

[0088] V_{in} :输入电压

[0089] V_{ds} :主开关元件的漏极·源极间电压

[0090] i_L :电感器电流

[0091] V_{gs} :主开关元件的栅极·源极间电压

[0092] 在以上的实施方式1中,控制器10基于检测出的输入电压 V_{in} 以及输出电压 V_{out} 、预先设定的延迟时间、电感器2的电感值、分流电阻 R_s 的电阻值(在后述的变形例中,是将电流检测时的电感器电流 i_L 转换为电压时的转换系数,一般是该转换系数。)、电源电压 V_{cc} 、运算放大器21的增益,计算用于使检测电感器电流 i_L 的零值时的延迟实质上为零的基准电压 V_{ref} ,并输出到比较器22。由此,在具备以电流临界模式动作的PFC电路的电力转换装置中,能够防止电感器电流的检测延迟,并且与现有技术相比,能够正确地检测电感器电流的零点。

[0093] 在图8A的 $V_{in} > V_{out}/2$ 的条件下,用于提取开关元件的电荷的负电流不足,无法进行软开关。因此,使用TCM控制方法,通过使同步整流开关元件从电流零检测点起持续接通规定追加时间 α [ns],流过用于提取电荷的负电流。

[0094] 图8A以及图8B所示的软开关方法通过持续接通 α [ns]以提供追加接通时间,从而流过硬开关所需的负电流。然而,参照图9,如以下所示,也可以通过使基准电压 V_{ref} 变化来调整为流过硬开关所需的负电流。

[0095] 图9是用于说明变形例所涉及的电流检测部5中使用的基准电压 V_{ref} 的导出方法的波形图。如图9所示,相对于图5的仅延迟防止控制的基准电压 V_{ref} ,仅在规定的期间例如以椭圆形状降低。在此,软开关所需的负电流能够根据输入电压 V_{in} 、输出电压 V_{out} 以及电感器2的电感 L 求出,可以通过追加到考虑了延迟时间的基准电压 V_{ref} 中来实现。

[0096] 图10A是表示变形例1所涉及的开关电源装置的构成例的框图。在图1A的实施方式1中,检测流过分流电阻 R_s 的电感器电流 i_L ,但本发明不限于此,如图10A所示,也可以使用例如CT(Current Transformer:电流互感器)、霍尔元件、GMR(Giant Magneto Resistive effect:巨磁阻)元件等电流传感器14来检测电感器电流 i_L 。

[0097] 图10B是表示变形例2所涉及的开关电源装置的构成例的框图。在图10B中,也可以在开关元件 S_2 、 S_4 的接地侧与负载电阻4之间插入分流电阻 R_{s1} ,以检测电感器电流 i_L 的零点。

[0098] 图11A是表示变形例3所涉及的开关电源装置的构成例的框图。图11A示出了同步整流方式升压型PFC电路的一例。在图11A中,开关电源装置具备交流电源1、桥接的4个二极管 $D1 \sim D4$ 、作为感应器的电感器2、开关元件 $S11$ 、 $S12$ 、分流电阻 R_{s2} 、平滑用电容器3、负载电阻4而构成。在图11A中,在同步整流方式升压型PFC电路中,在应用了本实施方式的情况下,优选在开关元件 $S12$ 与平滑用电容器3之间插入检测电感器电流 i_L 的零点的分流电阻 R_{s2} 。

[0099] 图11B是表示变形例4所涉及的开关电源装置的构成例的框图。在图11B的变形例4中,也可以代替图11A的变形例3,在二极管 $D1$ 、 $D4$ 与电感器2之间插入检测电感器电流 i_L 的零点的分流电阻 R_{s3} 。

[0100] 在以上的变形例2~4中,构成为检测与电感器电流 i_L 对应的电流或包含电感器电流 i_L 的电流。

[0101] 图12是表示图1B的电流检测部5的变形例的电路图。在图12中,其特征在于,代替控制器10而具备控制器10A,该控制器10A具有DA转换器10a、比较器22以及信号处理部10b。在此,信号处理部10b基于来自比较器22的比较结果信号 V_{comp} 来进行变更上述的基准电压 V_{ref} 的信号处理。

[0102] DSP(数字信号处理器)等控制器除了AD转换器、DA转换器以外,有的还内置了比较

器的功能。通过使用内置的比较器22,具有不需要外置的比较器IC的优点。

[0103] 如上所述,根据实施方式1以及变形例,在具备以电流临界模式动作的PFC电路的电力转换装置中,能够防止电感器电流的检测延迟,并且与现有技术相比,能够正确地检测电感器电流的零点。由此,能够降低电力转换装置的损耗,实现电源装置的高密度化。特别是,由于不使用磁性体,因此在高频驱动时损耗也不会增加,不需要追加部件。另外,如果应用使基准电压 V_{ref} 变化的方法,则能够简单地安装使用了电压谐振的软开关功能。

[0104] (实施方式2)

[0105] 图13是表示实施方式2所涉及的电流检测部5A的构成例的电路图。在图13中,实施方式2所涉及的电流检测部5A与图1B的电流检测部5相比具有以下不同点。

[0106] (1)代替比较器22,具备比较电路30,该比较电路30具备:比较器22A、22B;单触发脉冲生成电路23A、23B;以及置位复位型触发器24。

[0107] (2)代替具有DAC10a的控制器10,具备具有DAC10a、10b的控制器10B。

[0108] 以下,对上述的不同点进行详细叙述。

[0109] 在图13中,运算放大器21对与由分流电阻 R_s 检测出的电感器电流 i_L 对应的电压进行放大,并将放大电压 V_{amp} 输出到比较器22A、22B。控制器10B具备产生后述的规定基准电压 V_{ref1} 的DA转换器10a,和产生后述的规定基准电压 V_{ref2} 的DA转换器10c。

[0110] 比较器22A将输入的放大电压 V_{amp} 与来自控制器10B内的DA转换器10a的基准电压 V_{ref1} 进行比较,产生比较结果电压 V_{comp1} 并输出到单触发脉冲生成电路23A。另外,比较器22B将所输入的放大电压 V_{amp2} 与来自控制器10B内的DA转换器10c的基准电压 V_{ref2} 进行比较,产生比较结果电压 V_{comp2} 并输出到单触发脉冲生成电路23B。在此,参照图14在后面叙述基准电压 V_{ref1} 、 V_{ref2} 的电压设定。

[0111] 单触发脉冲生成电路23A、23B例如由多路复用振荡器构成,各单触发脉冲生成电路23A、23B分别响应于所输入的脉冲信号的比较结果电压 V_{comp1} 、 V_{comp2} 的上升而产生一个脉冲,并输出到置位复位型触发器24的置位端子以及复位端子。响应于此,置位复位型触发器24将过零检测脉冲电压 V_{flip} 输出到控制器10B。此外,控制器10B基于过零检测脉冲电压 V_{flip} 来检测电感器电流 i_L 的零电流,并且基于此来控制驱动信号生成电路11(图1A),使得例如通过以电流临界模式进行开关动作来产生驱动信号 $G1 \sim G4$ 。

[0112] 图14是用于说明图13的电流检测部5A中使用的基准电压 V_{ref1} 、 V_{ref2} 的导出方法的波形图,图15A是表示图13的电流检测部5A的动作的时序图。

[0113] 如图14所示,基准电压 V_{ref1} 被设定为与实施方式1中的基准电压 V_{ref} 相同的值,被设定为 $V_{cc}/2 < V_{ref1}$ 。在此,基准电压 V_{ref1} 检测电感器电流 i_L 的从正变为负的过零检测点(ZCD点)的时刻(图7),补偿过零检测点(ZCD点)的上升的延迟。另一方面,基准电压 V_{ref2} 被设定为 $V_{ref2} < V_{ref1}$,检测电感器电流 i_L 从负变为正的过零检测点(ZCD点)的时刻(图7),有助于缩短过零检测脉冲电压 V_{flip} 的脉冲宽度。

[0114] 即,图13的比较器22A在针对PFC电路的输入电压 V_{in} (图1A)为正极性时, $V_{ref1} > V_{cc}/2$,比较器22A检测电感器电流 i_L 从正变为负的时刻,并输出表示该时刻的比较结果电压 V_{comp1} 。由此,消除过零检测脉冲电压 V_{flip} 的上升延迟。另外,比较器22B在针对PFC电路的输入电压 V_{in} (图1A)为正极性时, $V_{ref2} < V_{ref1}$,检测电感器电流 i_L 从负变为正的时刻,并输出表示该时刻的比较结果电压 V_{comp2} 。由此,消除过零检测脉冲电压 V_{flip} 的下降延迟。

需要说明的是,在此,关于针对PFC电路的输入电压 V_{in} (图1A)为正极性时进行了说明,但在负极性时,与上述基准电压 V_{ref} 的反转同样地,基准电压 V_{ref1} 、 V_{ref2} 也被反转,除了这些极性的反转以外,比较器22A、22B同样地动作。

[0115] 在基准电压 V_{ref1} 的情况下,需要正确地检测图7的“过零检测点”,因此通过正确的计算导出(实施方式1),但基准电压 V_{ref2} 的作用是缩短过零检测脉冲电压 V_{flip} 的脉冲宽度(图15A的201),因此不需要正确地与图7的“从负变为正的过零检测点(ZCD点)”一致。

[0116] 图15B以及图15C是用于说明实施方式1所涉及的电流检测部5的技术问题的图,图15B是表示电感器电流 i_L 的波形图,图15C是与图15B的波形图的部分202对应的各信号等的时序图。根据实施方式1所涉及的图5可知,过零点附近的基准电压 V_{ref} 相对变大。另外,在高频驱动的情况下,由于电感值 L 比较小,因此电感器电流 i_L 的斜率变陡,开关元件的接通时间(di/dt 为正的时间)变短。其结果为,如图15B(电感器电流 i_L 的部分202)以及图15C所示,存在比较结果电压 V_{comp} 的下降延迟,在比较结果电压 V_{comp} 中连续地产生接通状态的实施方式1的技术问题。

[0117] 如上所述,不需要正确地与图7的“从负变为正的过零检测点(ZCD点)”一致,但是,如图15B以及图15C所示,需要提前相当于比较器22A、22B的延迟时间 T_{d_comp} 的量,因此,如果设定为满足下式,则如图15A所示,可以防止二次接通状态。

$$[0118] \quad V_{ref2} < V_{ref1} - \frac{v_{in}(t)}{L} T_{d_comp} \cdot R_{shunt} \cdot G$$

[0119] 如果满足上式和 $V_{ref2} < V_{ref1}$ 的关系,则基准电压 V_{ref2} 例如可以设定为任意的值,例如

[0120] (1) $V_{ref2} = V_{cc}/2$, 或者

[0121] (2) $V_{ref2} = V_{ref1} - (\text{常数})$

[0122] 等。另外,在以电流临界模式(CRM)动作的PFC电路的情况下,当输入的AC电压为正极性时,电感器电流 i_L 几乎不流向负侧,因此将参考电压 V_{ref2} 设定在以下范围是适当的。

$$[0123] \quad \frac{V_{cc}}{2} < V_{ref2} < V_{ref1} - \frac{v_{in}(t)}{L} T_{d_comp} \cdot R_{shunt} \cdot G$$

[0124] 如上所述,在本实施方式中,基准电压 V_{ref2} 如图14所示,只要设定为满足上式即可。

[0125] 图16是表示图13的电流检测部5A的变形例的电路图。在图16中,其特征在于,代替控制器10B而具备控制器10BA,该控制器10BA具有:DA转换器10a、10b;比较电路30;以及信号处理部10b。在此,信号处理部10b基于来自置位复位型触发器24的过零检测脉冲电压 V_{flip} ,进行变更上述的基准电压 V_{ref1} 、 V_{ref2} 的信号处理。

[0126] 需要说明的是,在实施方式1所涉及的变形例1~4所涉及的开关电源装置中,也可以应用实施方式2所涉及的图13的电流检测部5A。

[0127] 如上所述,根据实施方式2以及变形例,在具备以电流临界模式动作的PFC电路的电力转换装置中,能够防止电感器电流的检测延迟,并且与现有技术相比,能够正确地检测电感器电流的零点。由此,能够降低电力转换装置的损耗,实现电源装置的高密度化。特别是,由于不使用磁性体,因此在高频驱动时损耗也不会增加,不需要追加部件。另外,如果应

用使基准电压 V_{ref} 变化的方法,则能够简单地安装使用了电压谐振的软开关功能。

[0128] (实施方式3)

[0129] 图17是表示实施方式3所涉及的电流检测部5B的构成例的电路图。在图17中,实施方式3所涉及的电流检测部5B与实施方式2所涉及的电流检测部5A相比具有以下不同点。

[0130] (1) 代替单触发脉冲生成电路23A,具备微分电路23C、保护二极管 D_a 以及比较器25A的电路。

[0131] (2) 代替单触发脉冲生成电路23B,具备微分电路23D、保护二极管 D_b 以及比较器25B的电路。

[0132] 以下,对所述不同点进行说明。

[0133] 在图17中,微分电路23C具备电容器 C_1 以及电阻 R_1 而构成。在微分电路23C的输出端子中具备保护二极管 D_a ,该保护二极管 D_a 使负电流流向接地而不输出负电压。从微分电路23C输出的微分电压经由保护二极管 D_a 输入到被施加了来自基准电压发生器26的基准电压 $V_{cc}/2$ 的比较器25A。比较器25A将输入的微分电压与基准电压 $V_{cc}/2$ 进行比较,将比较结果电压 V_{pulse1} 输出到置位复位型触发器24。

[0134] 微分电路23D具备电容器 C_2 以及电阻 R_2 而构成。在微分电路23D的输出端子中具备保护二极管 D_b ,该保护二极管 D_b 使负电流流向接地而不输出负电压。从微分电路23D输出的微分电压经由保护二极管 D_b 输入到被施加了来自基准电压发生器26的基准电压 $V_{cc}/2$ 的比较器25B。比较器25B将输入的微分电压与基准电压 $V_{cc}/2$ 进行比较,将比较结果电压 V_{pulse2} 输出到置位复位型触发器24。

[0135] 如上构成的电流检测部5B除了上述构成的不同以外,与图13的电流检测部5A同样地动作。

[0136] 需要说明的是,在实施方式1所涉及的变形例1~4所涉及的开关电源装置中,也可以应用实施方式2所涉及的图17的电流检测部5B。另外,也可以如图16的控制器10BA那样构成电流检测部5B。

[0137] 在如上构成的实施方式3以及变形例中,也具有与实施方式1以及2同样的作用效果。

[0138] (应用例)

[0139] 在以上的实施方式或变形例中,对开关电源装置进行了说明,但本发明不限于此,能够应用于包括开关电源装置的各种电力转换装置。

[0140] 产业上的可利用性

[0141] 如上所述,根据本发明,在以电流临界模式动作的PFC电路中,能够防止电感器电流的检测延迟,并且与现有技术相比,能够正确地检测电感器电流的零点。由此,能够降低电力转换装置的损耗,实现电源装置的高密度化。

[0142] 附图标记说明

[0143] 1:交流电源;2:电感器;3:平滑用电容器;4:负载电阻;5、5A、5B:电流检测部;10、10A、10B、10BA:控制器;10a、10c:DA转换器(DAC);10b:信号处理部;11:驱动信号产生电路;12:输入电压检测电路;13:输出电压检测电路;14:电流传感器;20:控制电路;21:运算放大器;22、22A、22B:比较器;23A、23B:单触发脉冲生成电路;23C、23D:微分电路;24:置位复位型触发器;25S、25B:比较器;26:基准电压发生器;30:比较电路;100:PFC电路;101:DC/DC转

换器;102:负载;C1、C2:电容器;D1~D4:二极管;Da、Db:保护二极管;R1、R2:电阻;Rs、Rs1、Rs2、Rs3:分流电阻;S1~S4、S11、S12:开关元件。

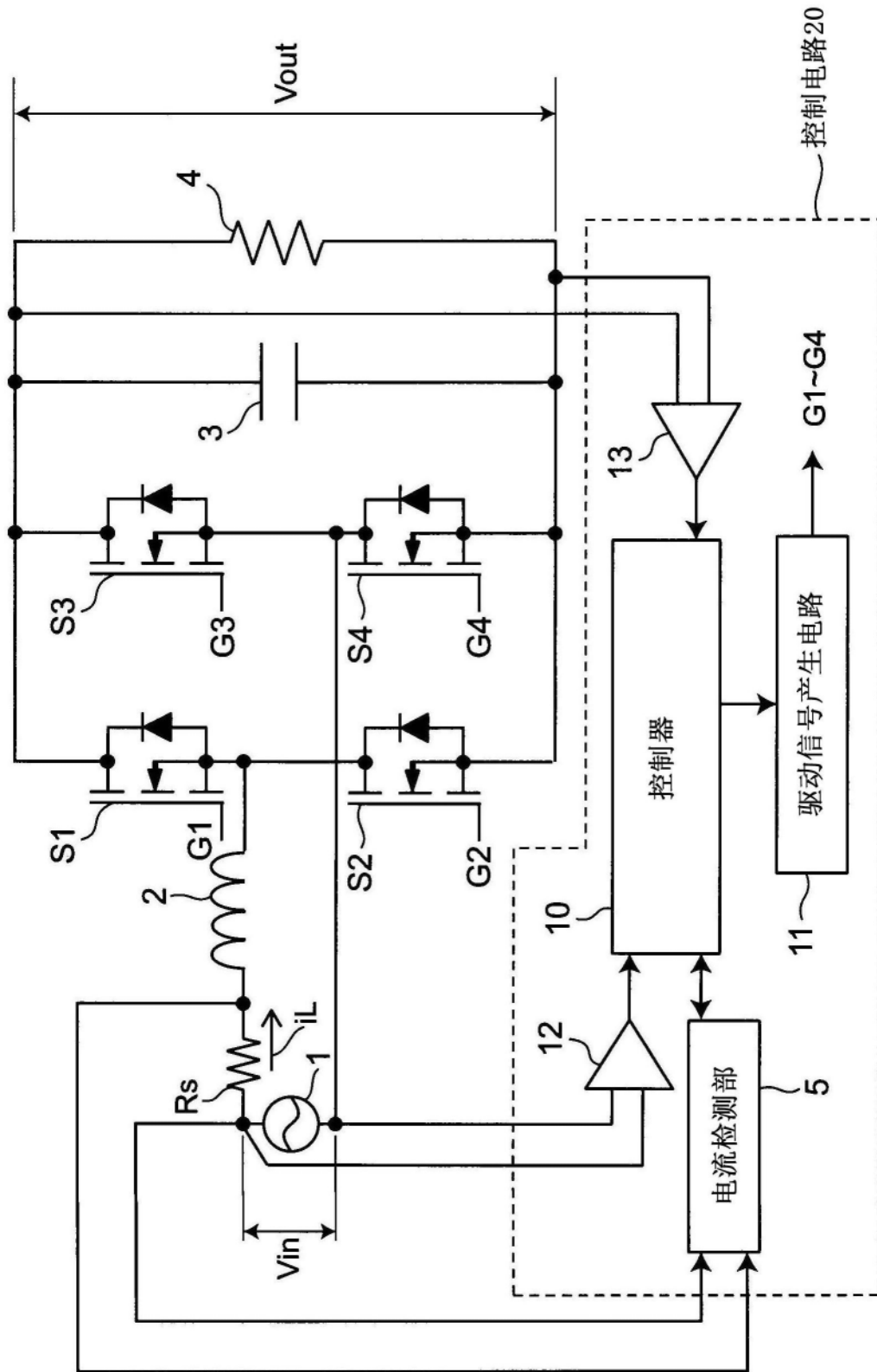


图1A

电流检测部 5

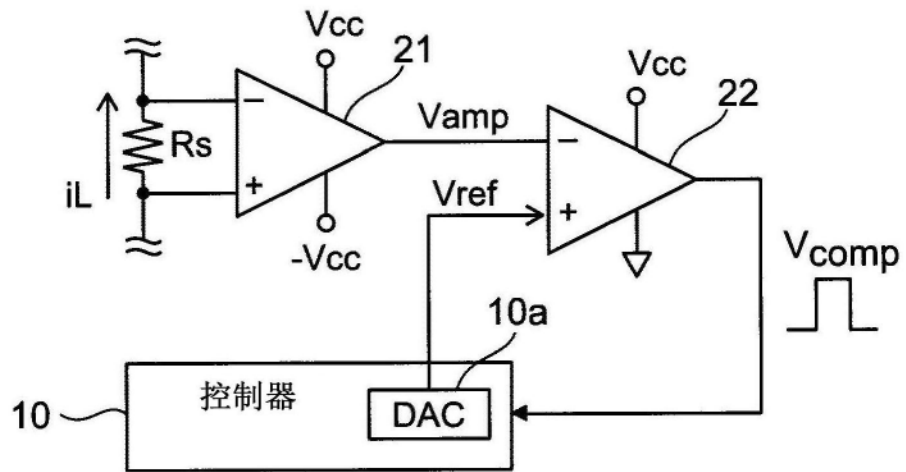


图1B

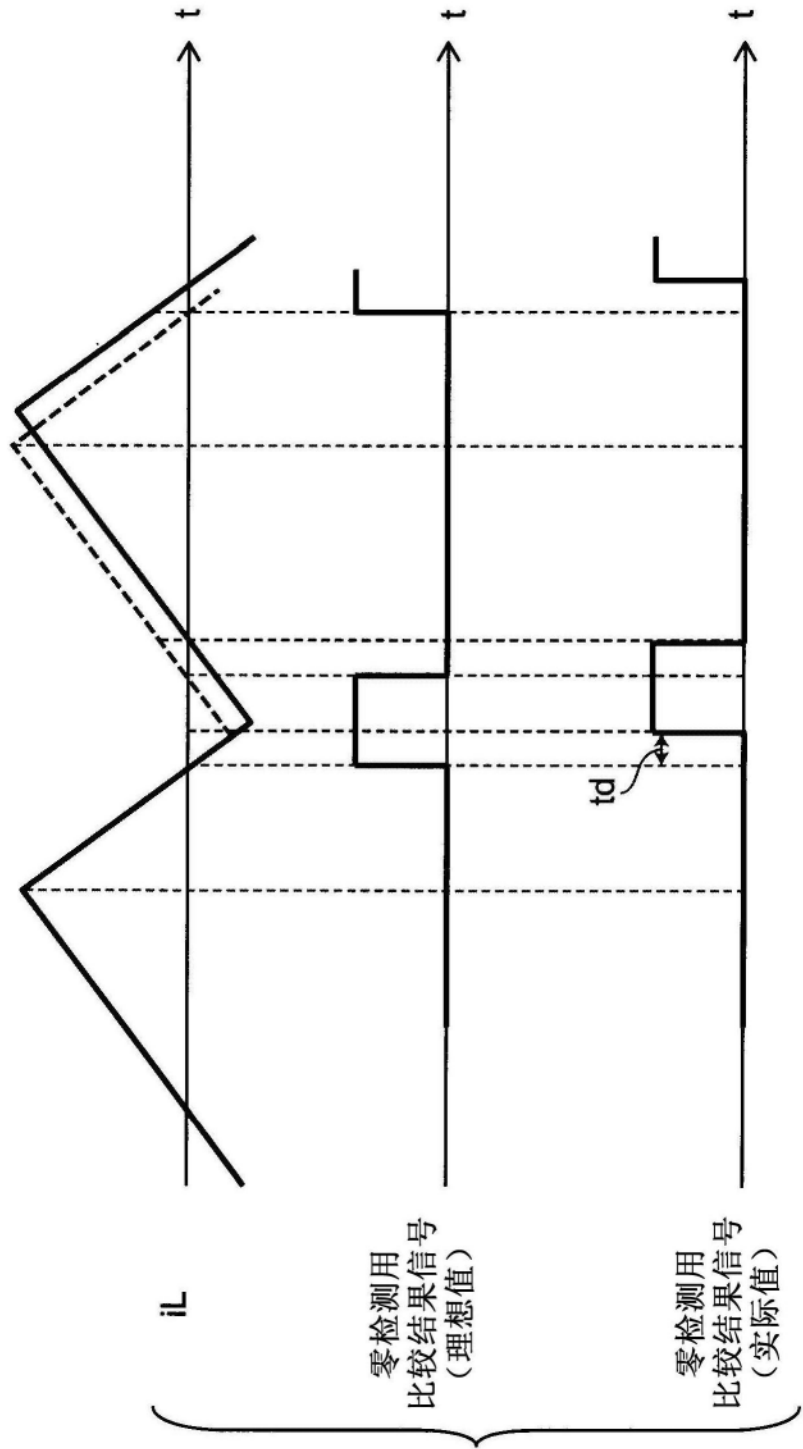


图2

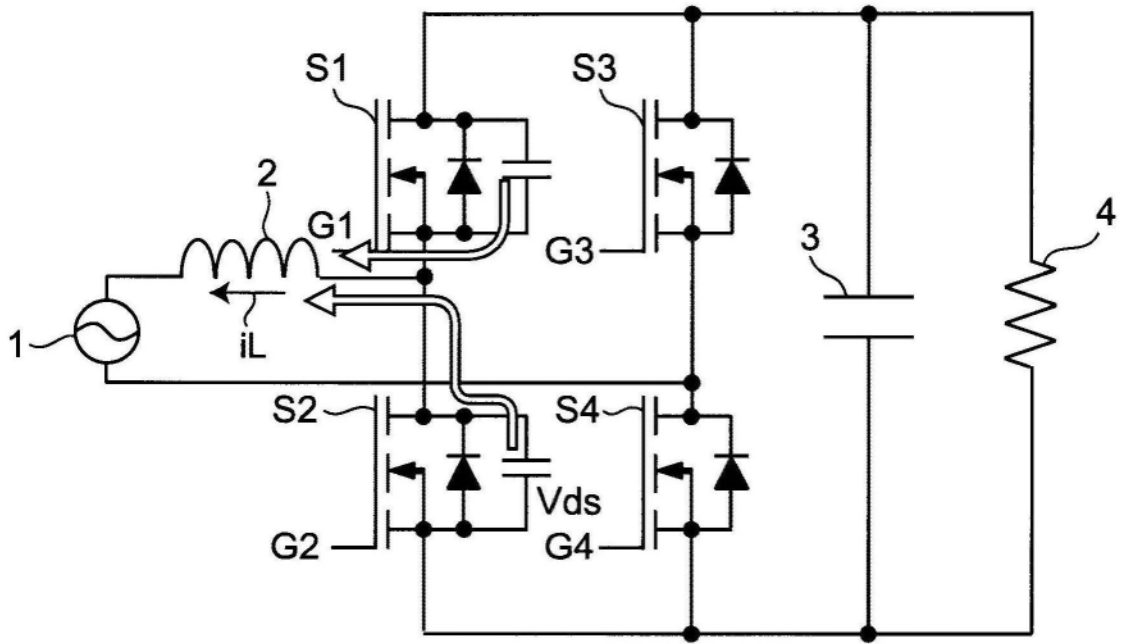


图3A

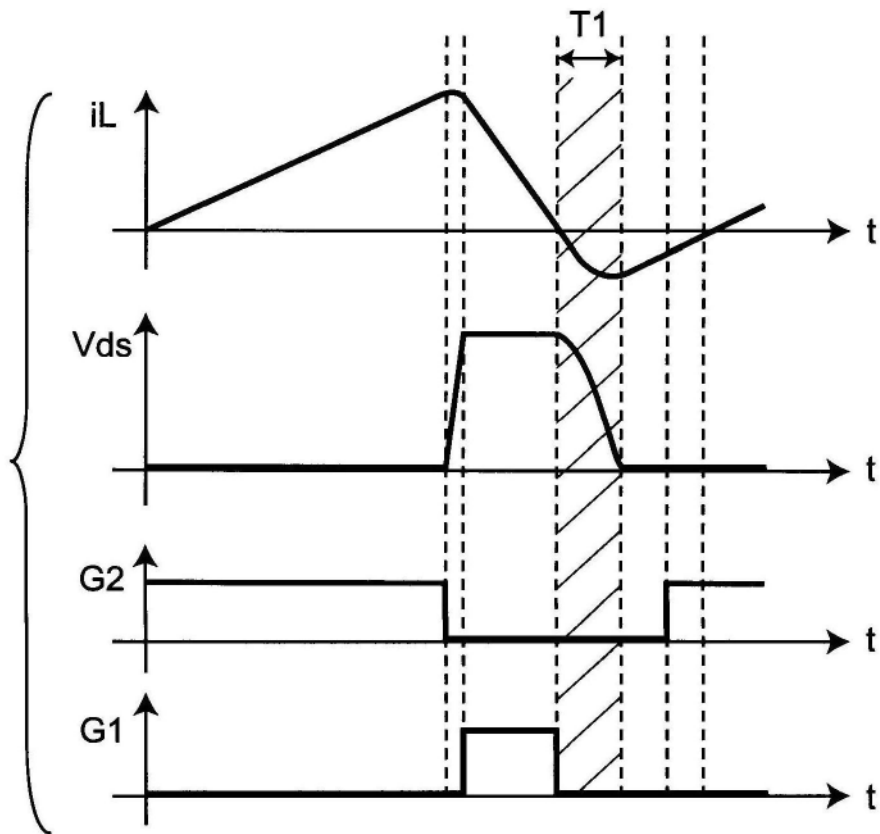


图3B

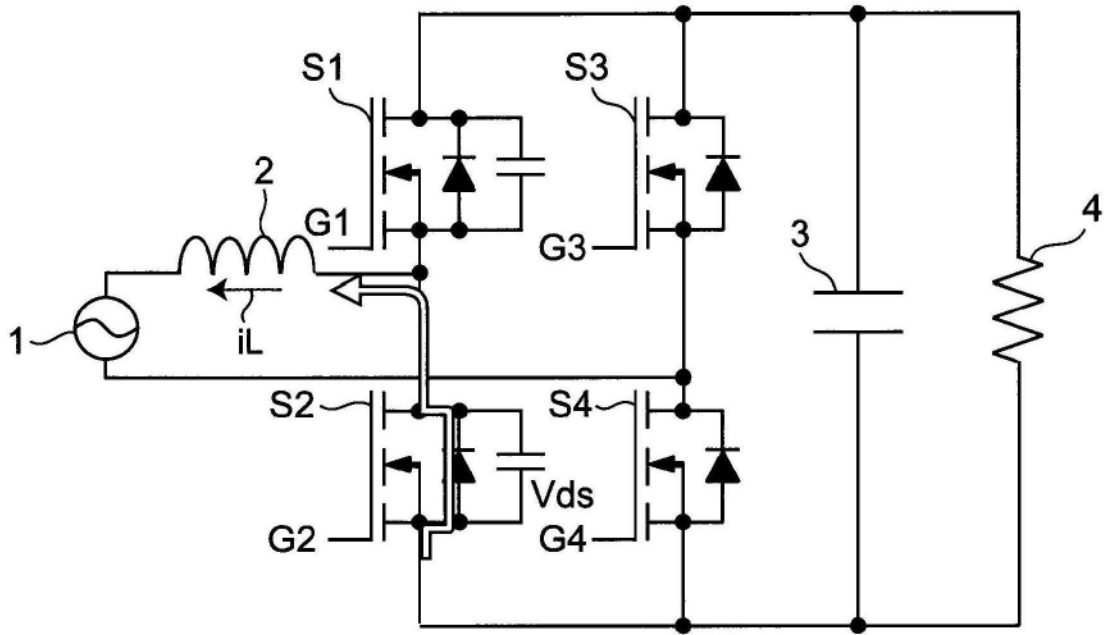


图3C

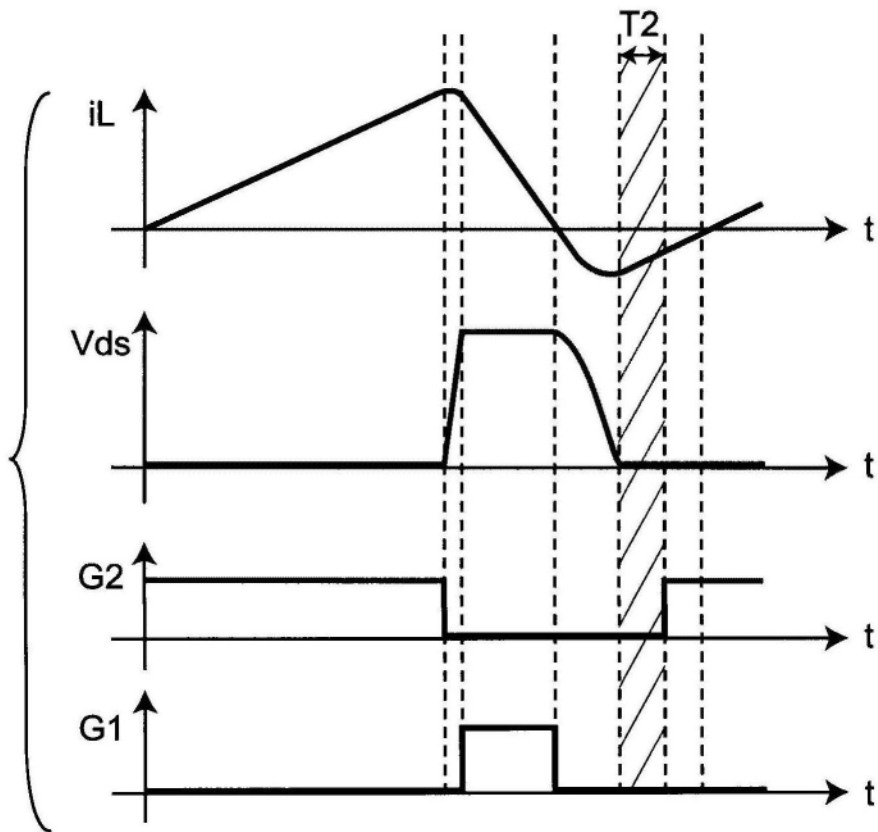


图3D

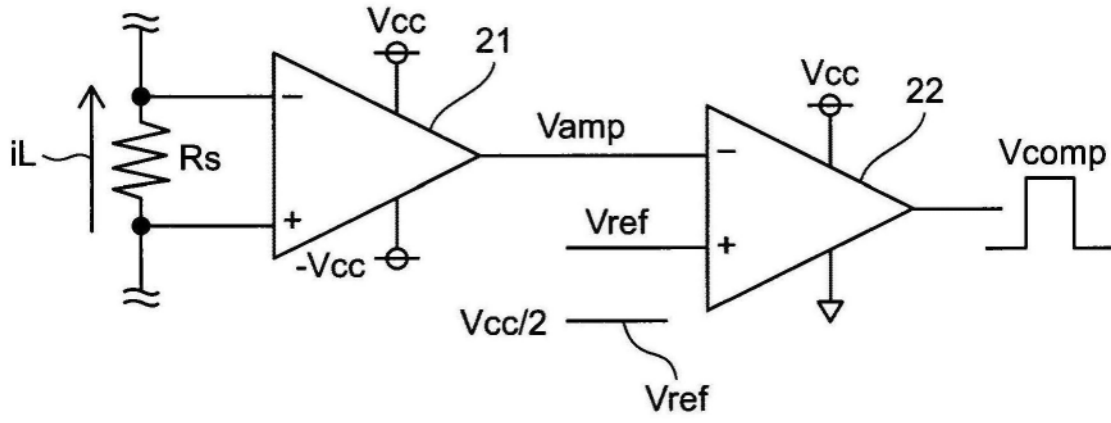


图4A

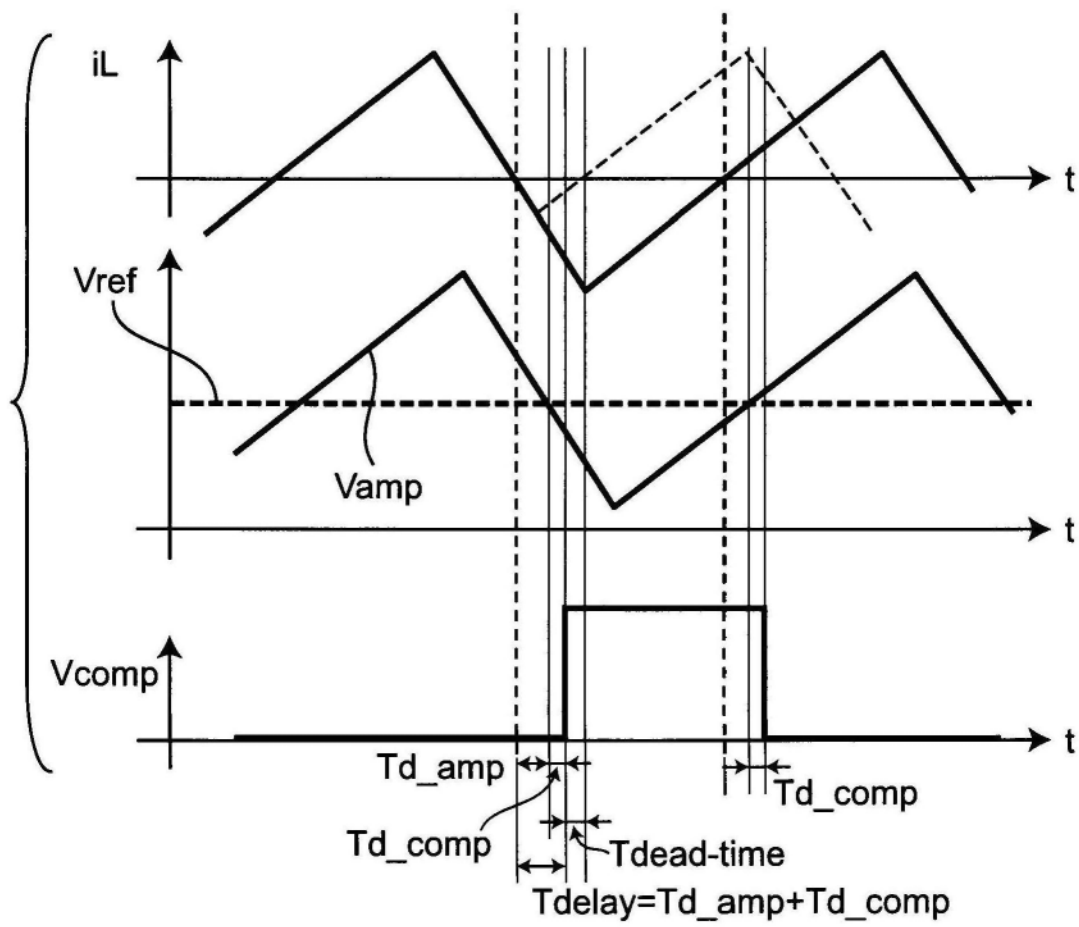


图4B

5

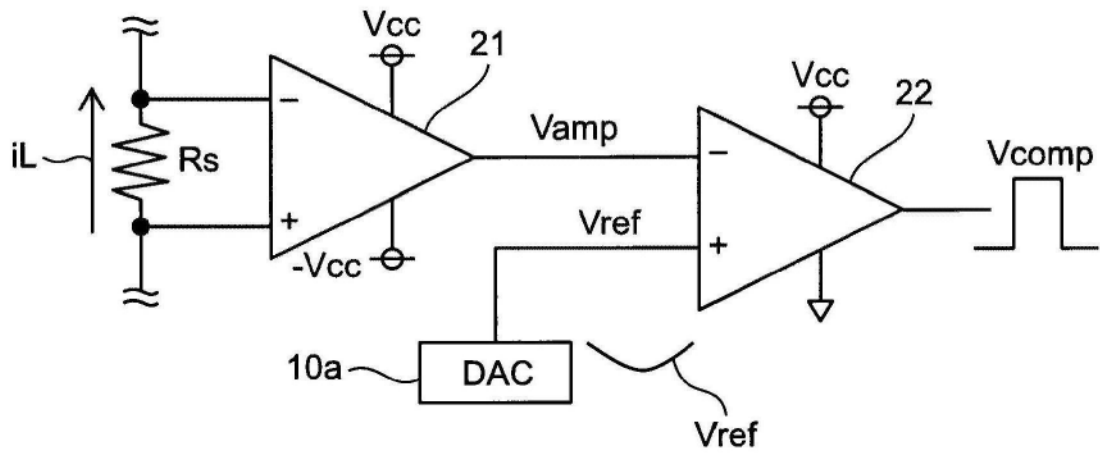


图4C

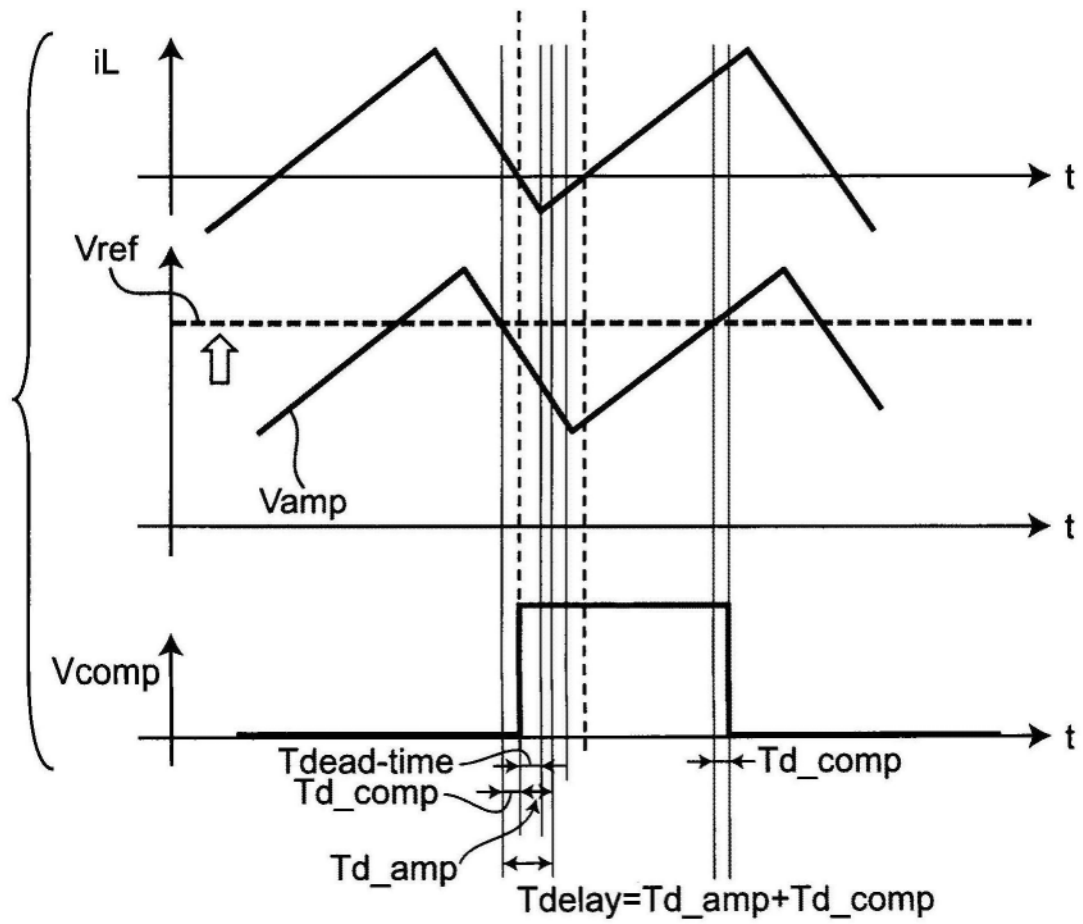


图4D

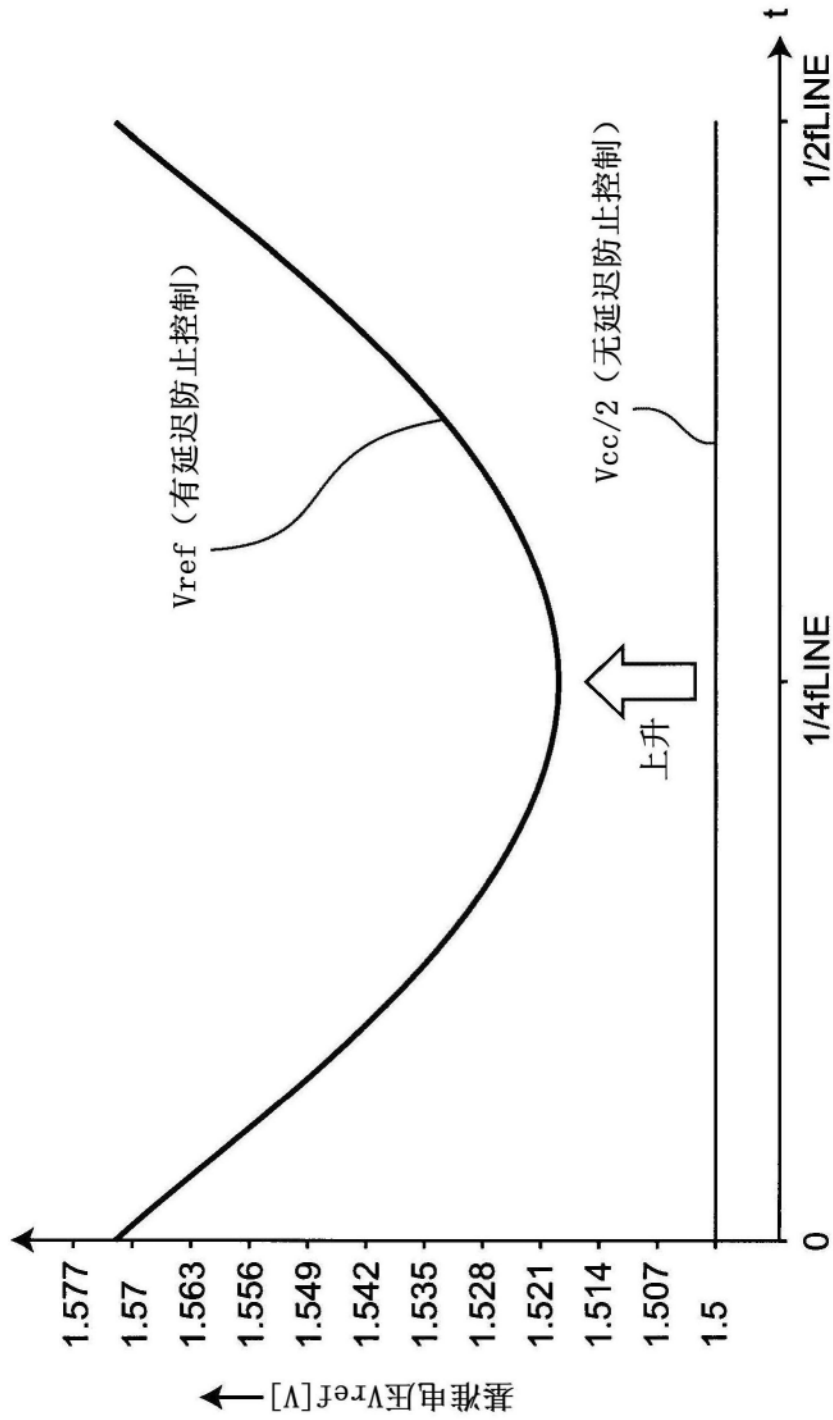


图5

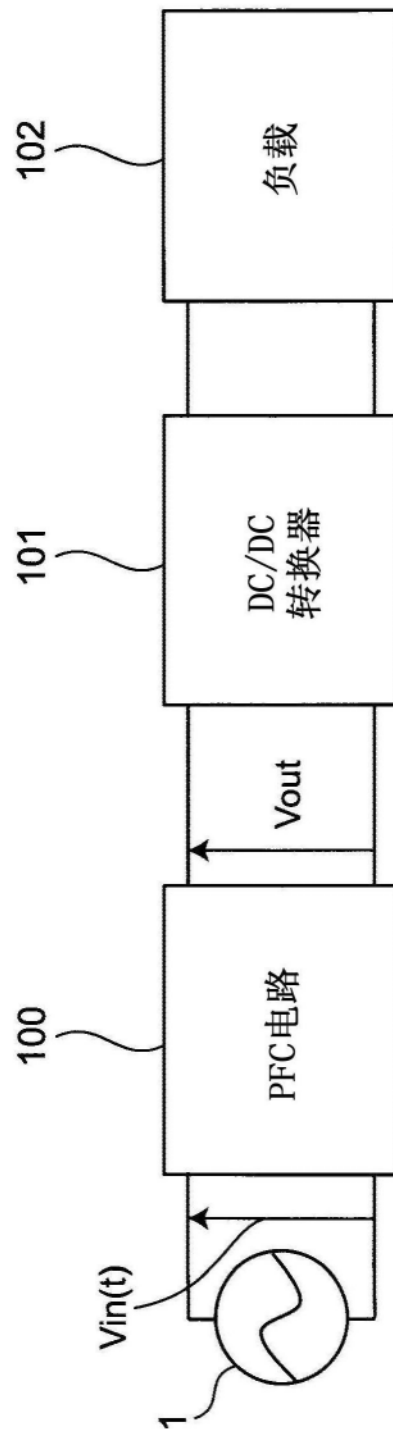


图6

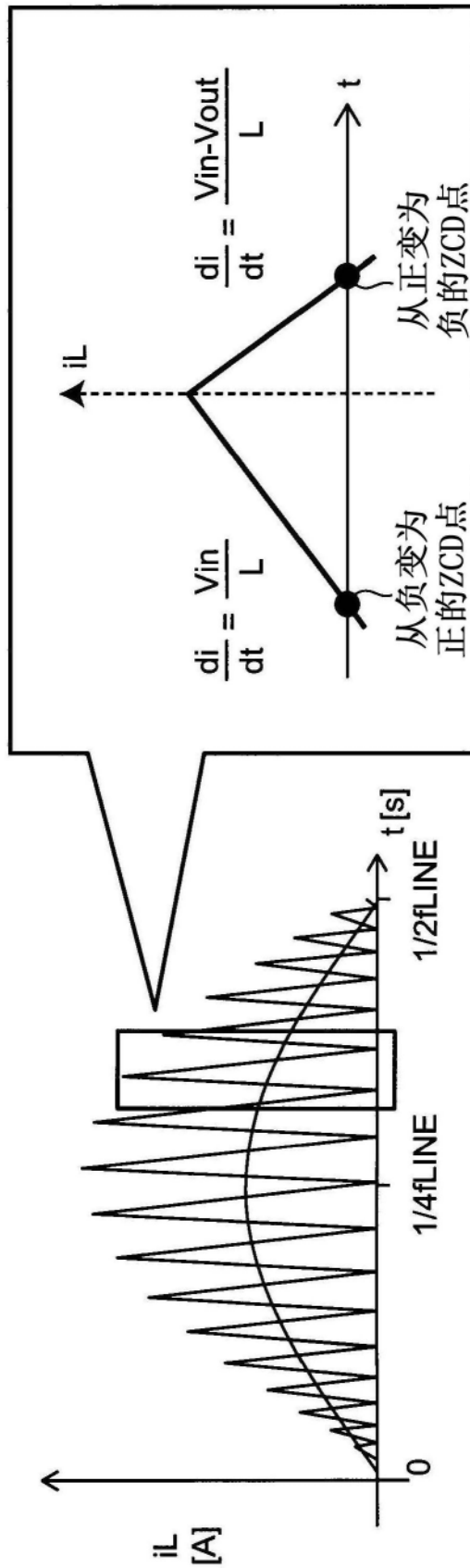


图7

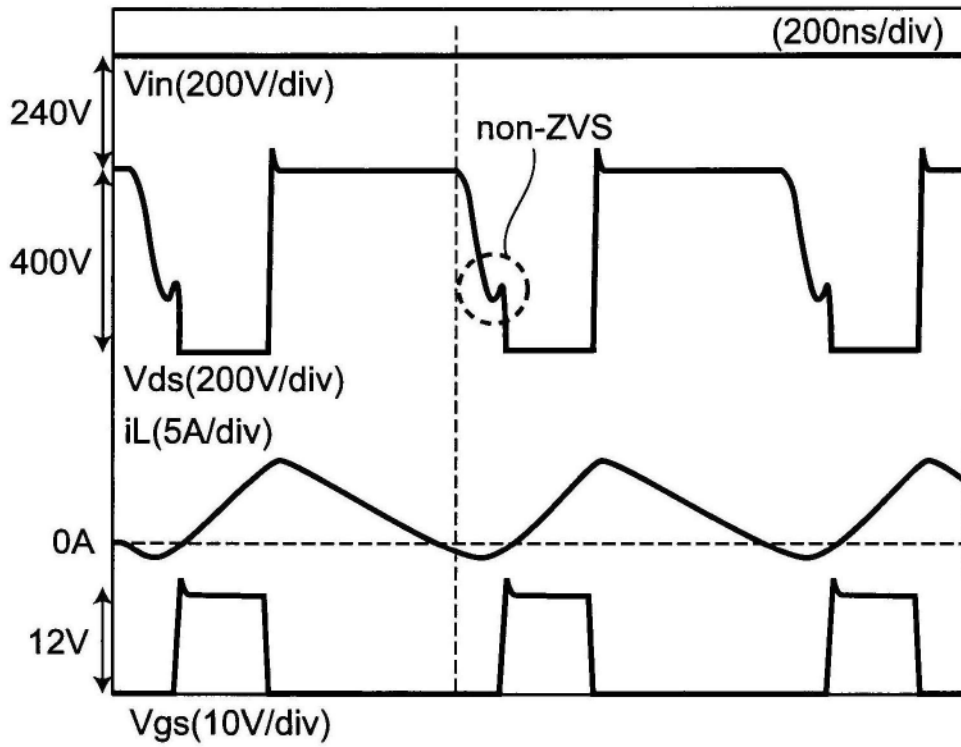


图8A

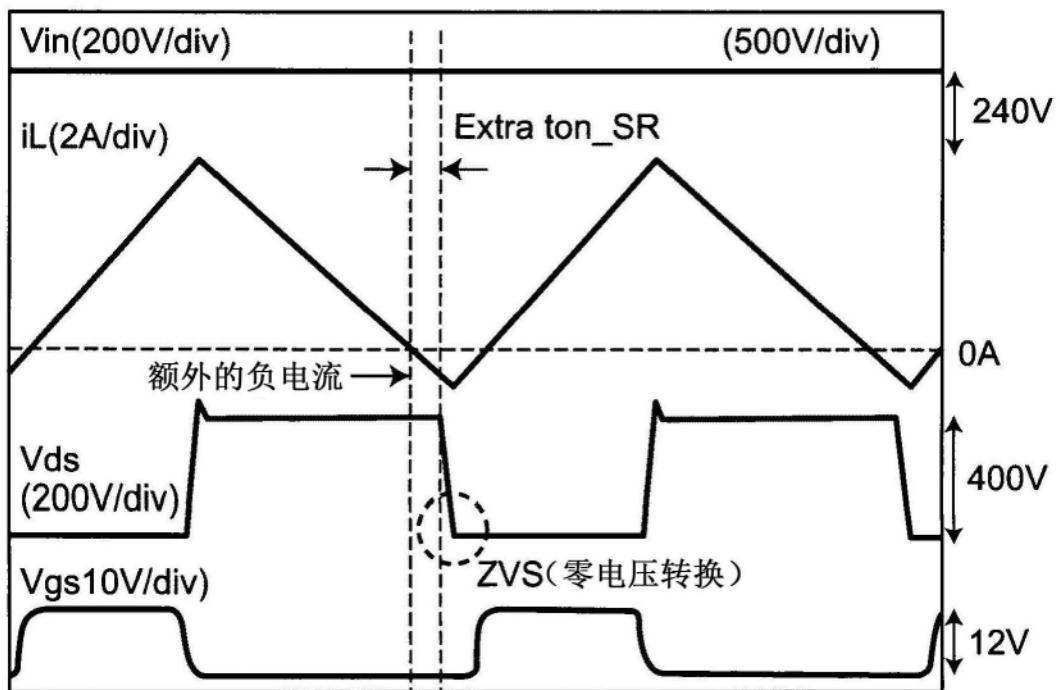


图8B

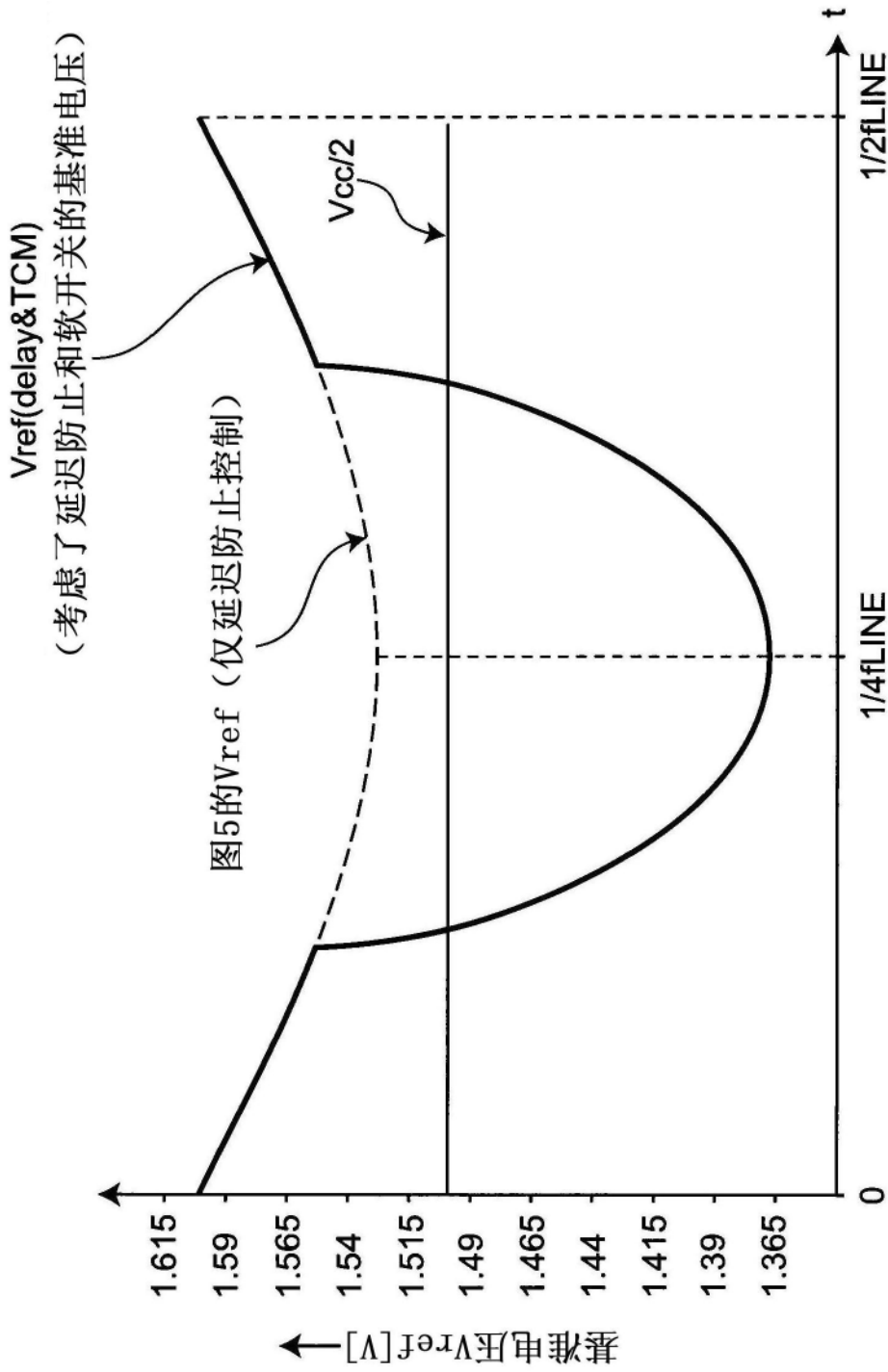


图9

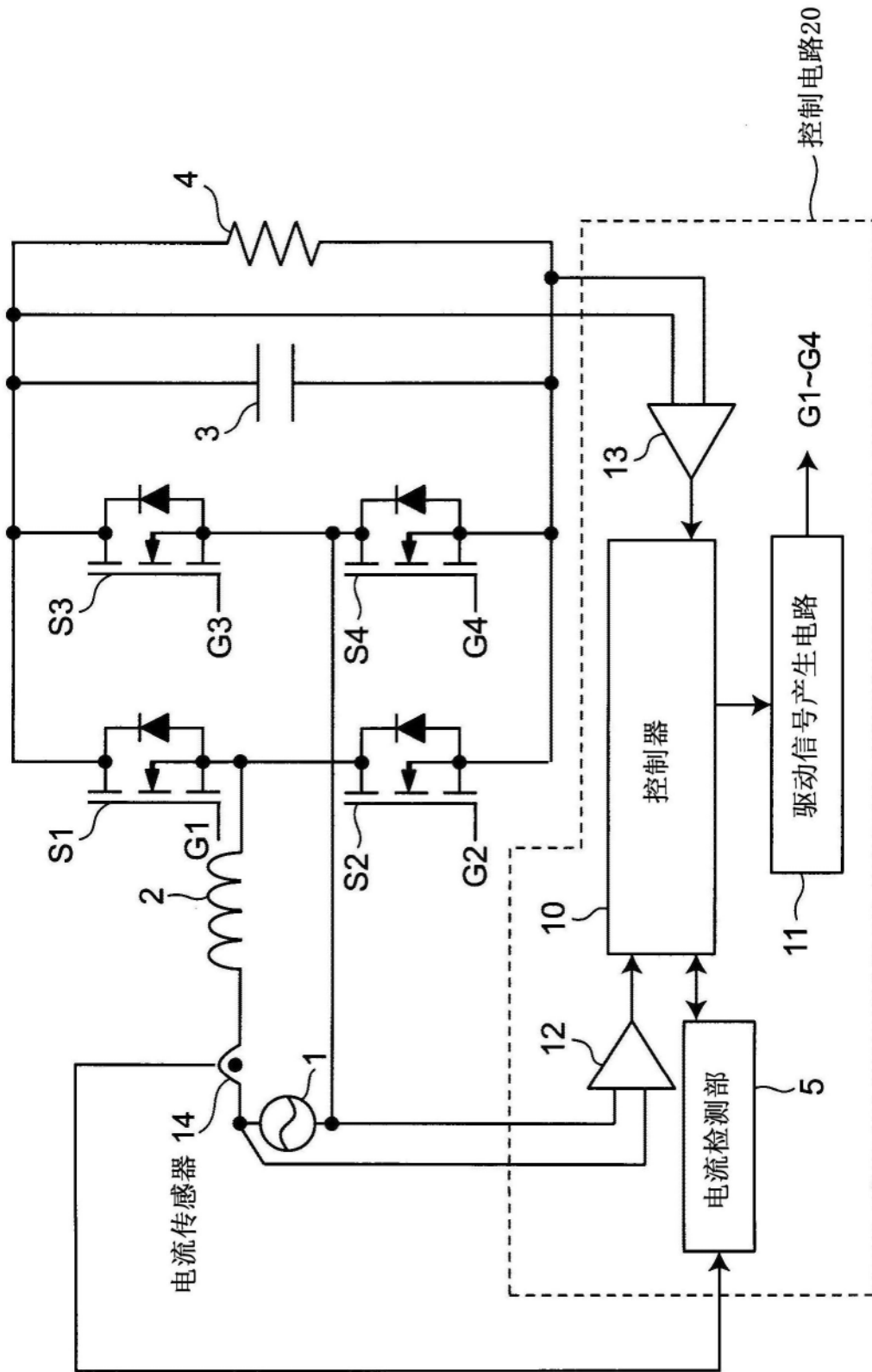


图10A

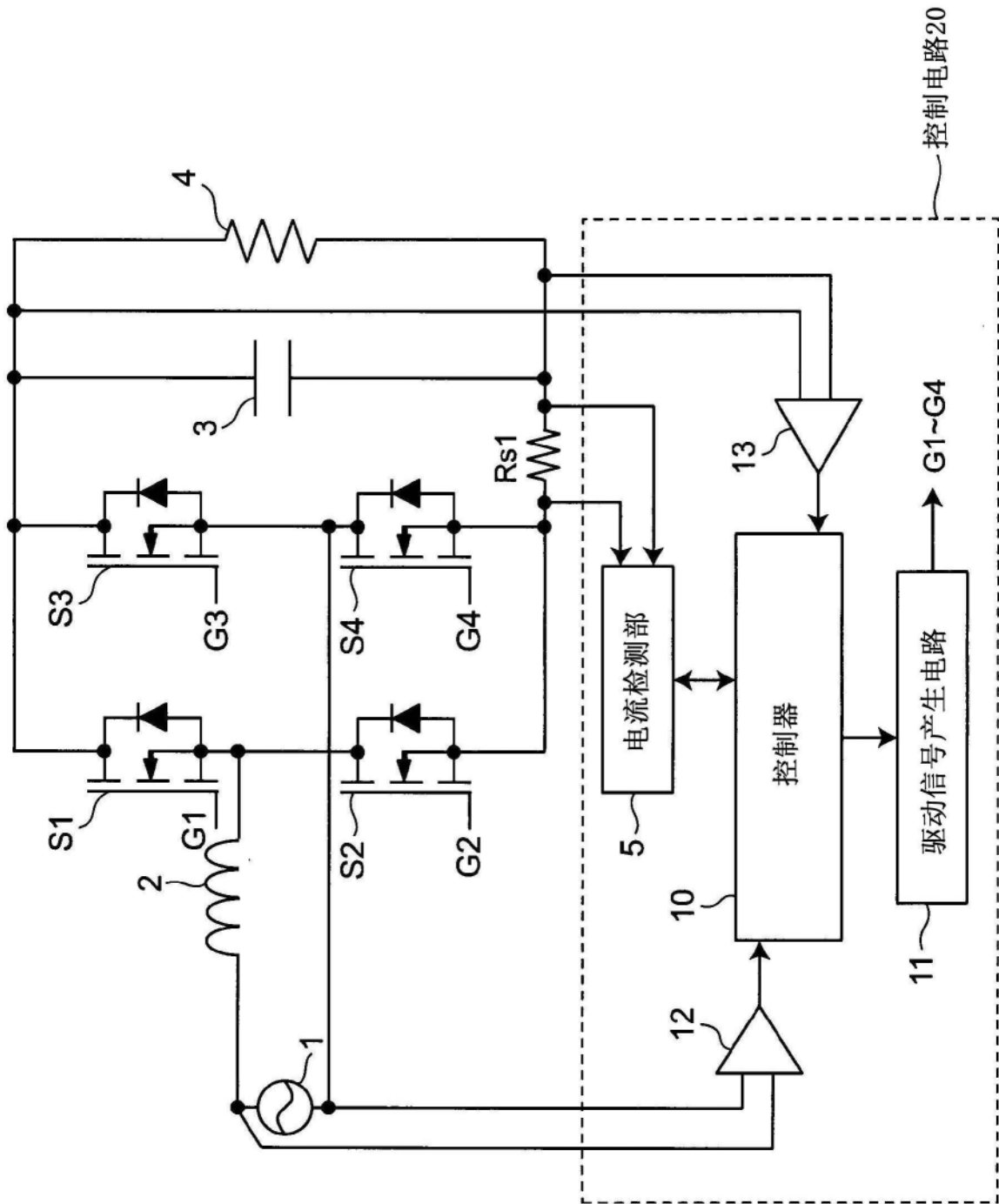


图10B

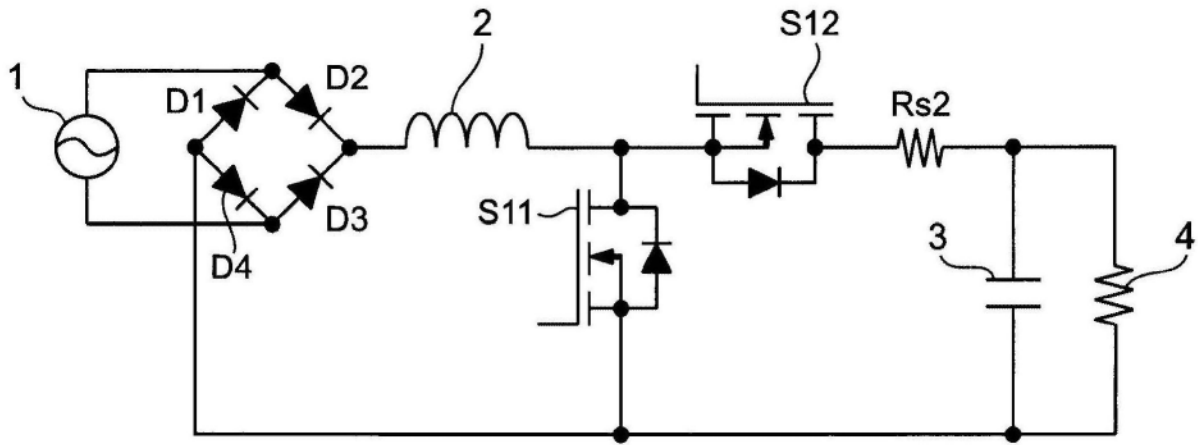


图11A

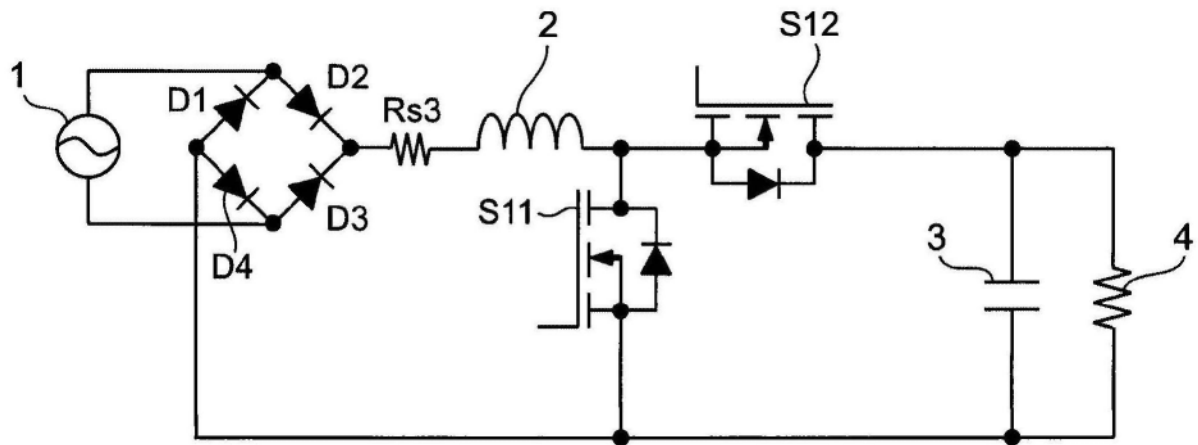


图11B

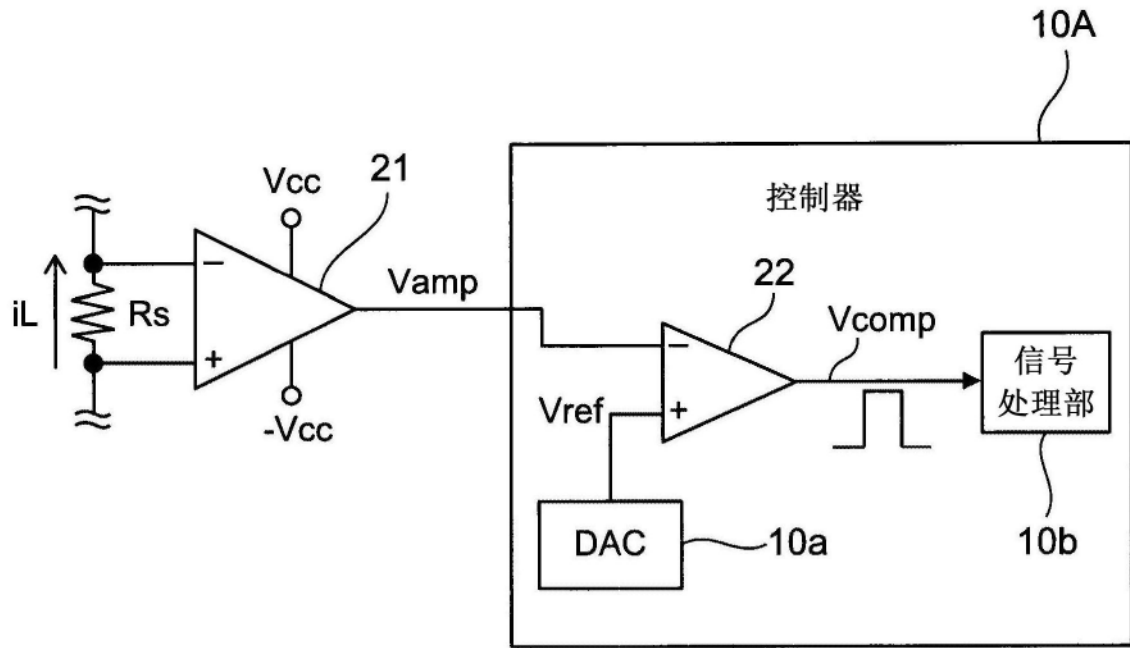


图12

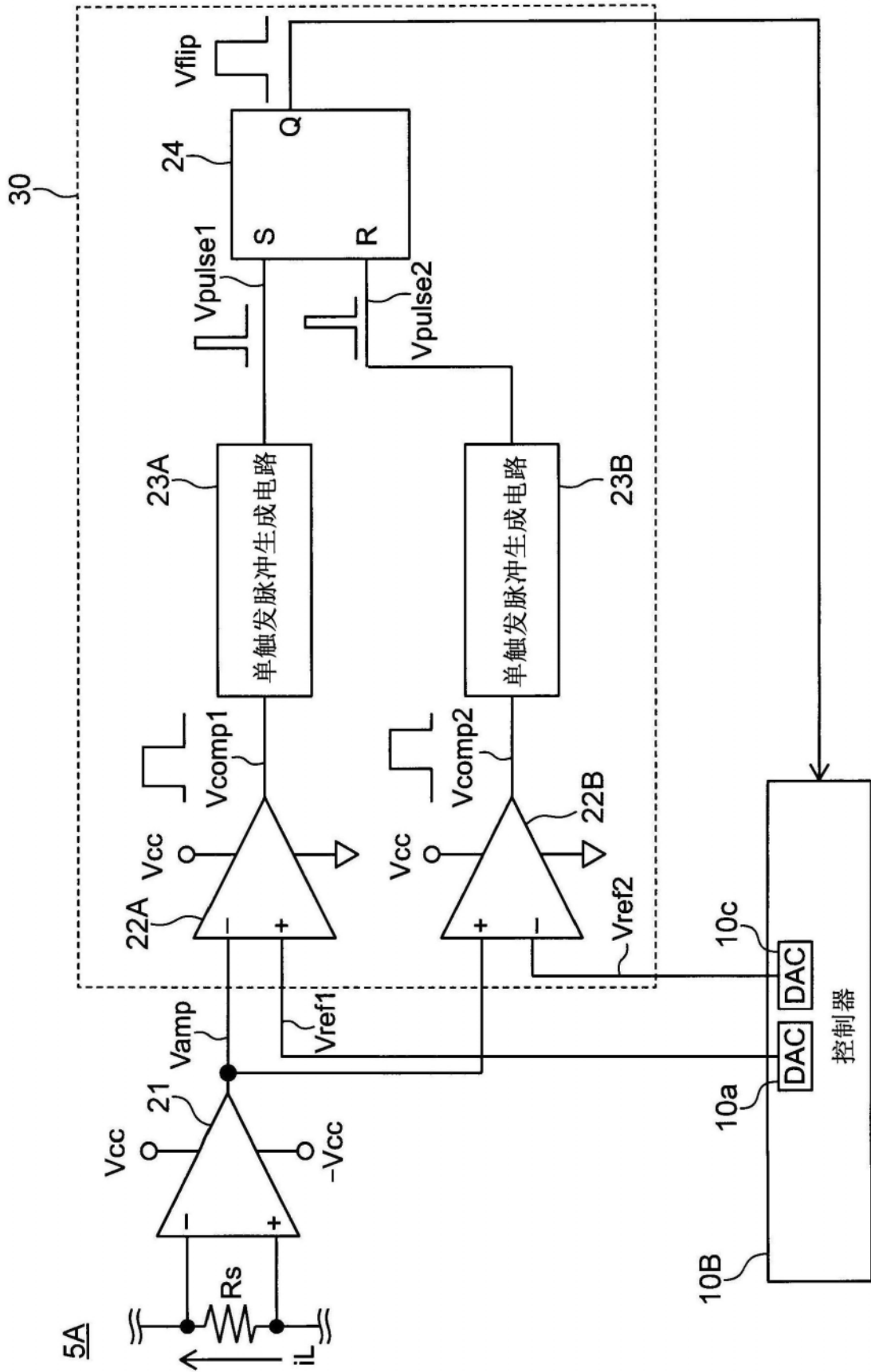


图13

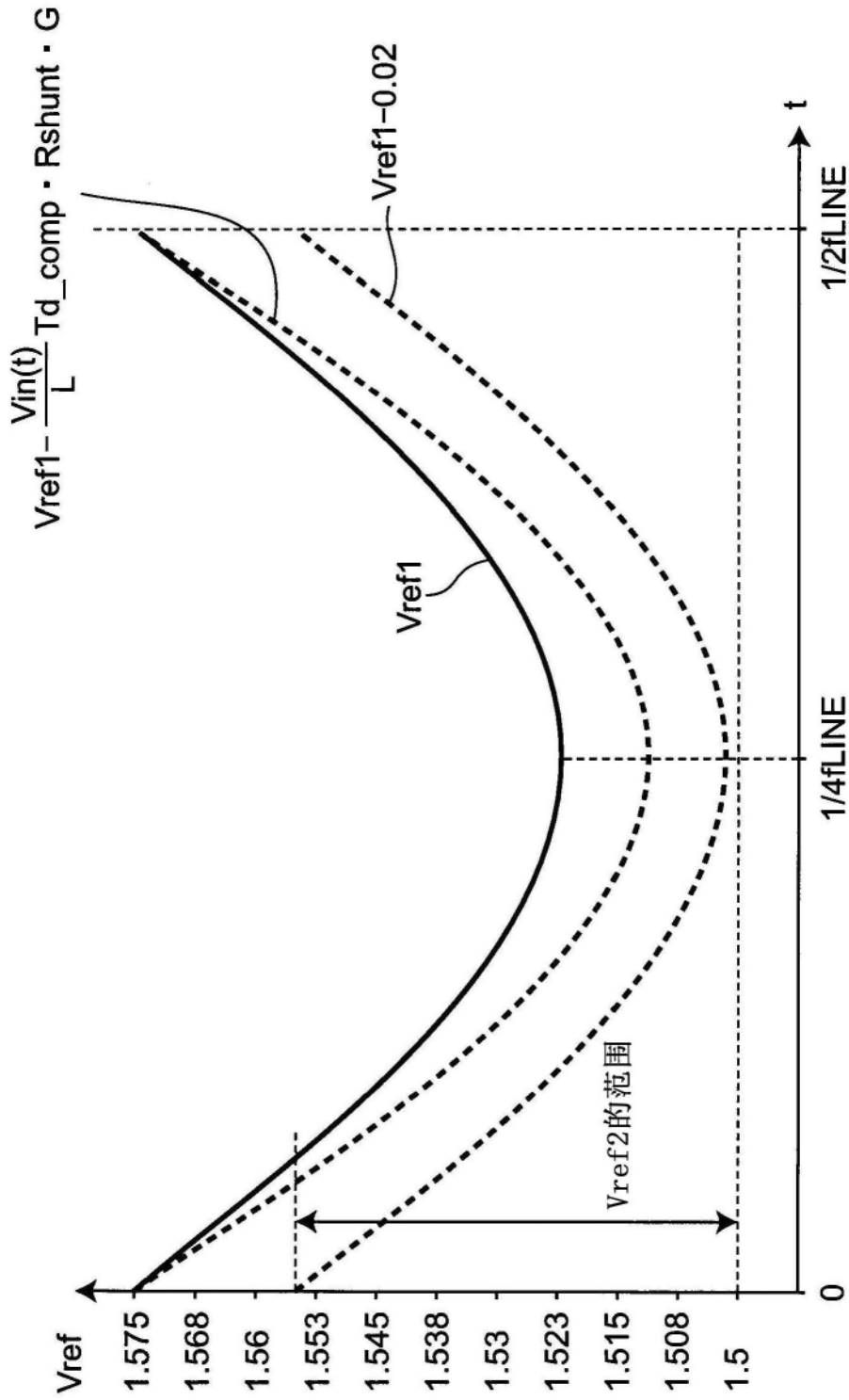


图14

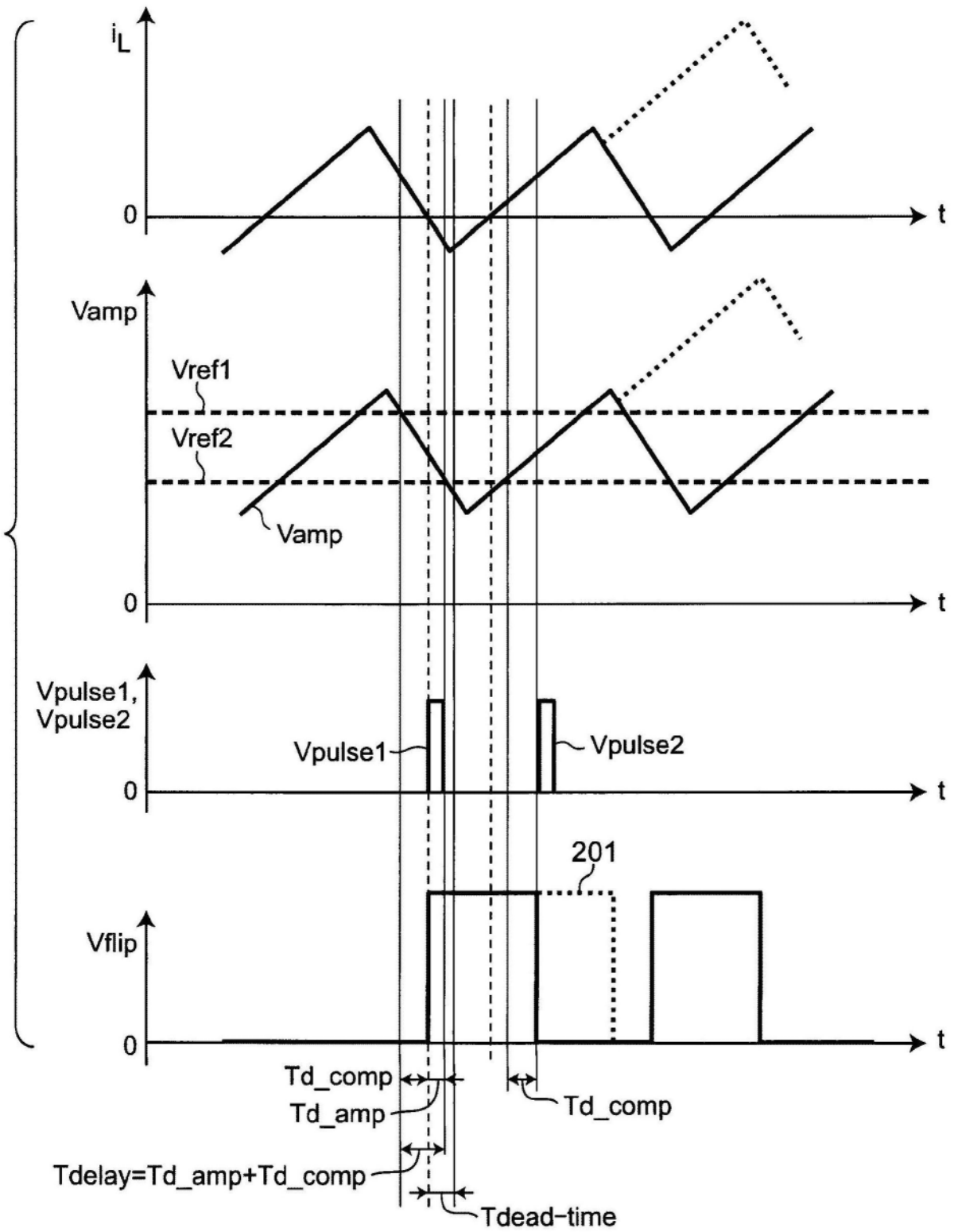


图15A

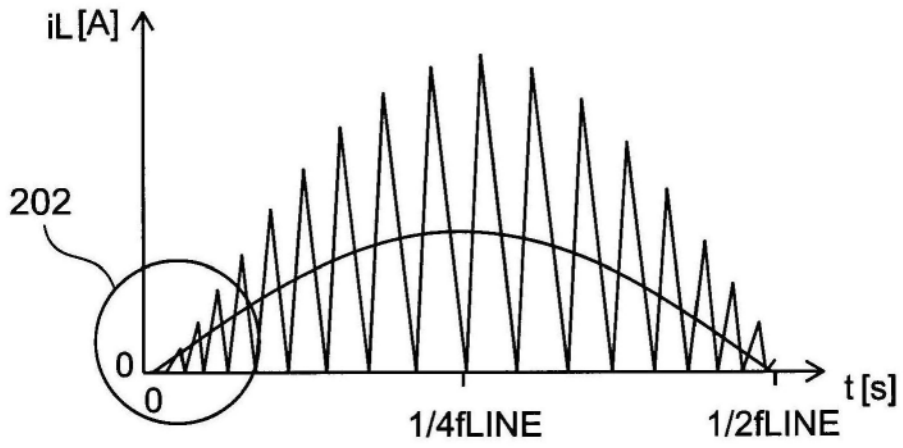


图15B

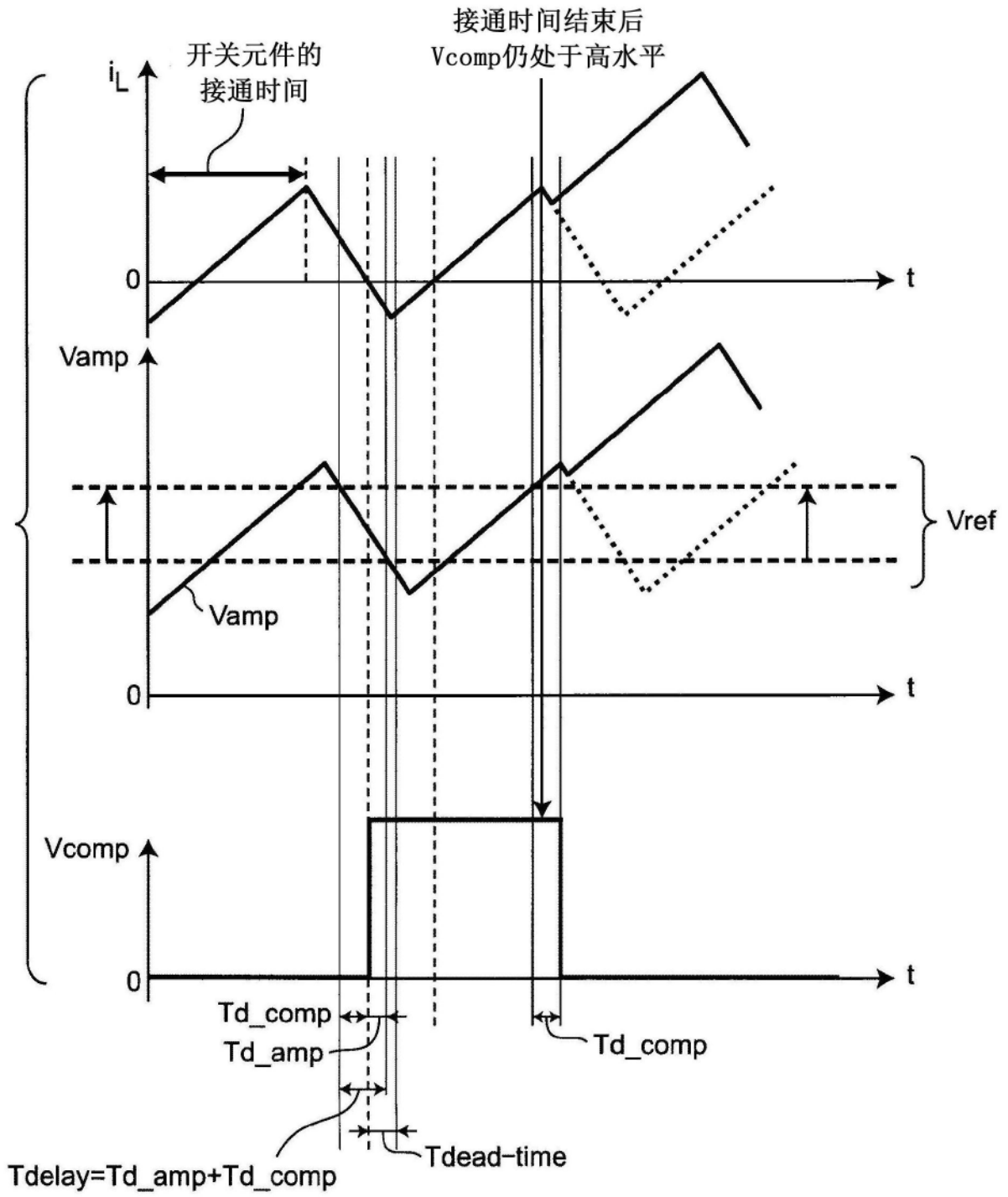


图15C

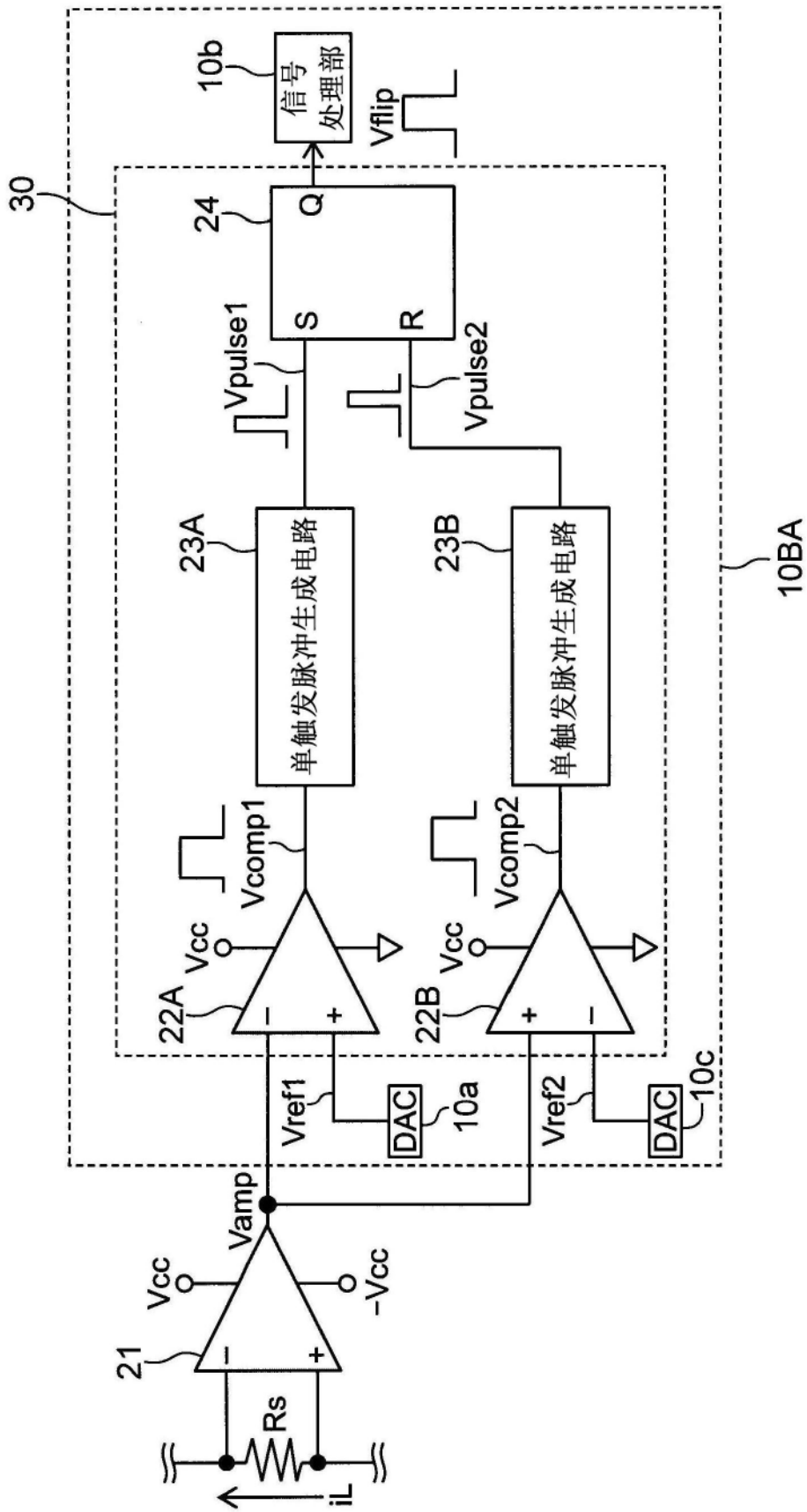


图16

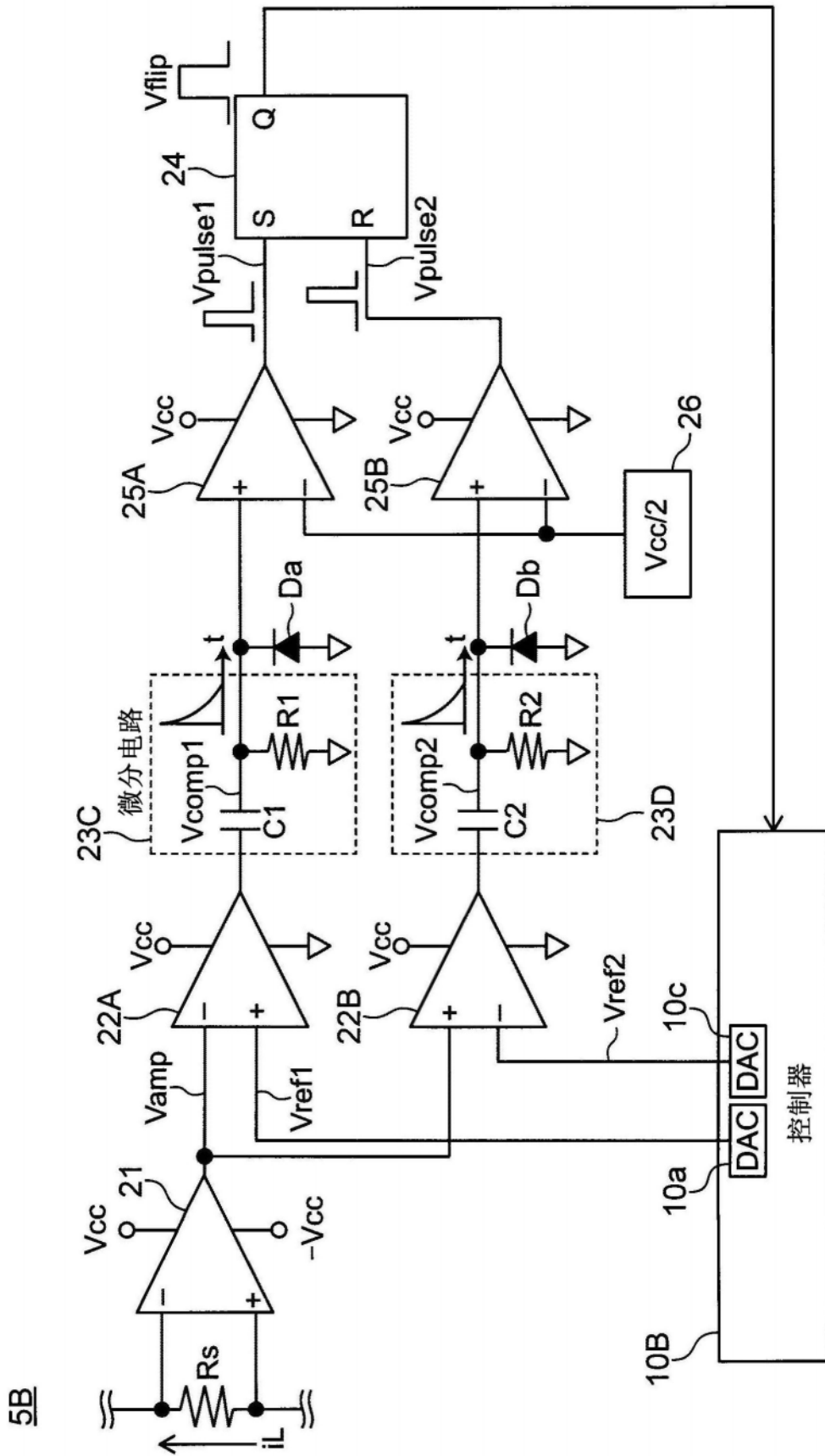


图17