



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104901546 B

(45)授权公告日 2018.01.02

(21)申请号 201510094615.X

(22)申请日 2015.03.03

(65)同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 104901546 A

(43)申请公布日 2015.09.09

(30)优先权数据  
14157482.2 2014.03.03 EP

(73)专利权人 恩智浦有限公司  
地址 荷兰艾恩德霍芬

(72)发明人 汉斯·哈尔贝施塔特

(74)专利代理机构 中科专利商标代理有限责任  
公司 11021  
代理人 王波波

(51)Int.Cl.

H02M 3/335(2006.01)

(56)对比文件

CN 101471609 A,2009.07.01,  
CN 103236795 A,2013.08.07,  
CN 1478318 A,2004.02.25,  
CN 102723856 A,2012.10.10,  
US 6396250 B1,2002.05.28,  
US 2013148385 A1,2013.06.13,  
CN 102882377 A,2013.01.16,

审查员 刘姝晗

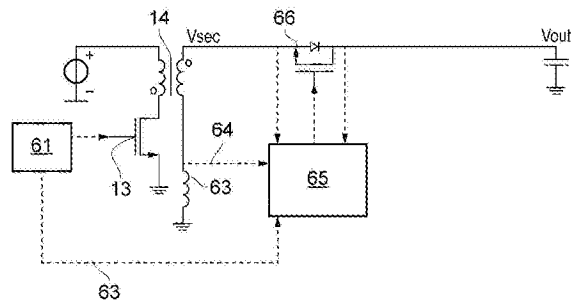
权利要求书2页 说明书7页 附图8页

(54)发明名称

控制具有同步整流开关的SMPC的方法、SMPC及其控制器

(57)摘要

公开了一种用于开关模式功率转换器的控制器,所述开关模式功率转换器包括限定了初级侧电路和次级侧电路的变压器,初级侧电路包括初级开关,次级侧电路包括同步整流开关,控制器包括:基线偏移电路,被配置为提供关断同步整流开关和接通初级开关之间的基线定时偏移;峰值电流检测器,被配置为检测次级侧电路中的峰值负电流;以及反馈电路,被配置为将偏移适应与基线定时偏移相加,以提供适应的定时偏移,其中反馈电路被配置为调整偏移适应,以趋于最小化峰值负电流。还公开了使用这种控制器的开关模式功率转换器和电子设备,以及用于控制开关模式功率转换器的方法。



1. 一种用于开关模式功率转换器的控制器,开关模式功率转换器包括限定了初级侧电路和次级侧电路的变压器,初级侧电路包括初级开关,次级侧电路包括同步整流开关,控制器包括:

基线偏移电路,被配置为提供关断同步整流开关和接通初级开关之间的基线定时偏移;

峰值电流检测器,被配置为检测次级侧电路中的峰值负电流;以及

反馈电路,被配置为将偏移适应与基线定时偏移相加,以提供适应的定时偏移,

其中反馈电路被配置为调整偏移适应,以趋于最小化峰值负电流。

2. 根据权利要求1所述的控制器,还包括:通信电路,用于将基线定时偏移从初级侧传送到次级侧。

3. 根据权利要求2所述的控制器,其中通信电路包括:发射器,被配置为向变压器的初级侧绕组上提供电流脉冲;以及接收器,被配置为检测在变压器的次级侧绕组上得到的电流脉冲。

4. 根据任一前述权利要求所述的控制器,所述控制器被配置为在连续导通模式中操作开关模式功率转换器。

5. 根据权利要求1-3中任一项所述的控制器,其中峰值电流检测器包括:积分器,被配置为在预定间隔上对次级侧电路中的负电流进行积分;以及采样和保持电路,被配置为存储经过积分的负电流。

6. 根据权利要求1-3中任一项所述的控制器,其中所述峰值电流检测器包括:传感器,适于感测与次级侧电路的接地触点中的寄生电感两端的电压。

7. 根据权利要求6所述的控制器,其中所述传感器适于直接地感测寄生电感两端的电压。

8. 根据权利要求6所述的控制器,其中所述传感器适于通过测量在接地触点附近并与接地触点具有互感的电路中的电感两端的电压来间接地感测寄生电感两端的电压。

9. 根据权利要求1所述的控制器,其中反馈电路包括调整单元。

10. 根据权利要求9所述的控制器,其中所述调整单元被配置为调整偏移适应,以通过最小化负峰值电流相对于偏移适应的响应曲线的正斜率来最小化负峰值电流。

11. 根据权利要求9或10所述的控制器,其中所述调整单元包括数字信号处理器。

12. 根据权利要求1-3中任一项所述的控制器,其中所述开关模式功率转换器包括反激转换器。

13. 一种开关模式功率转换器,包括如任一前述权利要求所述的并且在连续导通模式中可操作的控制器。

14. 一种干线功率电子设备,包括如权利要求13中所述的开关模式功率转换器。

15. 一种控制开关模式功率转换器的输出上的同步整流开关的方法,所述开关模式功率转换器包括限定了初级侧电路和次级侧电路的变压器,初级侧电路包括初级开关,次级侧电路包括同步整流开关,

所述方法包括:

提供关断同步整流开关和接通初级开关之间的基线定时偏移;

检测次级侧电路中的峰值负电流;以及

将偏移适应与基线定时偏移相加,以提供适应的定时偏移;以及调整偏移适应,以趋于最小化峰值负电流。

## 控制具有同步整流开关的SMPC的方法、SMPC及其控制器

### 技术领域

[0001] 本发明涉及在次级侧电路中具有同步整流开关的开关模式功率转换器、及其控制器以及控制这种开关模式功率转换器的方法。

### 背景技术

[0002] 反激转换器 (flyback converter) 是具有变压器或其它电感元件的开关模式转换器的典型示例。在反激转换器的情况中, 初级侧电路包括通常可以是功率MOSFET的开关, 开关式地将输入功率连接到变压器的初级绕组。当开关接通时 (即, 在初级冲击 (stroke) 期间), 电流流经初级绕组; 相反地, 当开关关断时 (即, 在次级冲击期间), 电流转换到变压器的次级绕组并且流入次级侧电路, 这通常是为了对电容器进行充电以及向负载供电。在电路中通常包括电容器, 以便在初级冲击期间使得转换器可以通过对电容器进行部分地放电来继续向负载供电。为了正确地操作, 特别是为了防止在次级冲击期间回流通过次级绕组的电流对电容器进行放电, 次级侧电路通常需要将二极管或其它整流组件与电容器串联放置。

[0003] 图1中示意性地示出了开关模式功率转换器 (SMPC), 具有初级侧11和次级侧12。本例中, SMPC是反激转换器10。初级侧11由输入电压 $V_{in}$ 供电, 并且包括与电感器串联连接的开关13, 所述电感器形成变压器14的初级侧绕组。变压器14具有次级侧绕组, 在该次级侧绕组两端连有输出电容器17。输出电压 $V_{out}$ 是由开关模式功率转换器提供的, 并且可以驱动负载18。整流器16与电容器17串联连接, 所述整流器16通常是二极管 (但是如下文所述, 可以是所示的开关)。

[0004] 虽然二极管一般是方便且廉价的, 并因而在许多转换器中适于用作整流组件16, 但是当处于正向导通状态时, 在二极管两端会存在电压降。通过这一正向电压降耗散的功率以热量的形式损失, 并且这会降低转换器的效率。近期, 通过使用有源组件 (具体地, 开关) 替代二极管来提供同步整流越来越常见。通过使用有源的受控开关 (通常实现为MOSFET) 替代二极管, 与二极管中的正向电压 ( $V_f$ ) 压降相关联的损耗可以被晶体管的接通过电阻 $R_{dson}$ 所导致的低得多的损耗替代, 带来效率的显著改善。

[0005] 应认识到, 同步整流器的关断定时很重要: 如果没有及时关断, 则输出电容器将开始放电; 相反地, 如果过早地关断, 则传递到变压器的能量的一部分不能被次级侧电路适当地接收。

[0006] 反激转换器以及其它转换器可以在不同的操作模式 (包括不连续模式 (DCM)、边界导通模式 (BCM) 和连续导通模式 (CCM)) 下进行操作。在DCM中, 由初级或磁化电流导致的次级电流落至零, 并且在下一初级冲击开始之前存在间隙。一旦次级电流落至零, 则应该关断同步整流器。在已经关断了同步整流器 (或在无源整流的情况中, 次级侧二极管停止导通) 之后, 变压器绕组两端的电压以由绕组处的寄生电容与变压器的磁化电感之和确定的频率开始进行环复 (ring)。

[0007] 对于涉及与功率MOSFET开关的每个操作相关联的损耗相比于与RMS电流相关联的

系统中的连续欧姆损耗的相对显著性的原因,当在连续导通模式(CCM)中进行操作时,较高的功率转换器趋于相对更有效率。

[0008] 确保对于临时过功率情况的容忍度进行设计也有利于CCM操作:可以要求系统能够适应例如若干分钟内其设计额定功率的130%过功率。在这种间隔期间,效率不那么重要,而转换器的功率密度则是很重要的另一要求。在过功率情况中能够在BCM中使用反激,但由于峰值电流较大,所以不允许变压器进入饱和状态(即使只是短期)。由于磁场与电流成比例,所以较大的峰值电流将引起较大的磁场并且这反过来要求变压器具有较大的物理尺寸,这与高功率密度的要求不一致。CCM在相同的平均电流下允许较低的峰值电流,而平均电流则确定被转换的功率。这意味着CCM可以带来不仅满足效率要求而且还满足功率密度要求的解决方案。

[0009] 然而,在CCM中,根据定义,在次级冲击结束时仍有电流流动,结果在次级冲击结束时会出现次级电流的急剧倾斜。这一现象发生的原因是,变压器两端的电压从初级侧的次级电压 $V_{out}$ (看到的是 $N \times V_{out}$ ,其中 $N:1$ 是变压器的初级:次级匝数比)快速改变到 $V_{in}$ (其中 $V_{in}$ 是转换器的供应电压)。由于此时次级二极管或同步整流开关(SR开关)仍然导通,所以不能立即将其关断。这将导致急剧的电流改变,其由在两端具有电压 $N \times V_{out} + V_{in}$ 的变压器的漏电感确定。根据二极管或SR开关的反向恢复时间,会产生较大的负电流。这种负电流将导致电磁干扰(EMI)和效率降低,原因是:(a)在漏电感中形成了随后将消散的能量;以及(b)在反向恢复间隔的一部分期间,恢复二极管两端的电压与大电流组合。结果,由于附加的反向恢复损耗,导致不能实现期望的效率增益。

[0010] 尽管可能不能完全消除这种损耗,但SR开关的准确关断定时对于将损耗尝试保持为最小来讲也是很重要的。

[0011] 由于不同的晶体管具有不同的转换速率,所以确定关断SR开关的理想时刻并不是没有价值的。在控制降压(buck)转换器时也会出现类似的问题,其中要求准确地控制高侧和低侧开关的定时。美国专利US7,446,513中公开了对该问题的已知解决方案,其中对第一开关两端的电压进行测量并且使第二开关的定时适应以获得最优的静寂时间。在其它已知方案中,将定时脉冲从初级侧传送到次级侧,并且该信息用来在次级冲击结束之前断开SR开关。

[0012] 图2示出了图1中所示的SMPC 10的示意图,但包括控制电路15,该控制电路15既控制初级侧开关13又使用来自初级侧开关的定时信息来控制SR开关16。然而,已知的是,对于典型的开关模式功率转换器而言,需要 $\pm 25\text{ns}$ 的实际精度,以使得能够实现该方案。这样的精度可能是不可用的,或者只有在使用复杂并因此昂贵的电路时才可用,从而需要一种备选的方案。

## 发明内容

[0013] 根据本发明的一个方面,提供了一种开关模式功率转换器的控制器,非限制地可以是反激转换器,开关模式功率转换器包括限定了初级侧电路和次级侧电路的变压器,初级侧电路包括初级开关,次级侧电路包括同步整流开关,控制器包括:基线偏移电路,被配置为提供关断同步整流开关和接通初级开关之间的基线定时偏移;峰值电流检测器,被配置为检测次级侧电路中的峰值负电流;以及反馈电路,被配置为将偏移适应(adaptation)

与基线定时偏移相加,以提供适应的定时偏移。反馈电路被配置为调整偏移适应,以趋于最小化峰值负电流。换言之,反馈电路被配置为响应于检测到的峰值负电流来调整偏移适应。

[0014] 从而,根据这一方面,关断同步整流开关的定时并不仅取决于从电路的初级侧传送到次级侧的定时信息的精度。作为对比,反馈电路被配置为调整偏移适应,以趋于最小化峰值负电流,并从而提供对接通同步整流开关的定时的控制。本领域技术人员将理解的是,操作条件的改变可导致负峰值电流的最小值的扰动,这将导致控制电路操作为将负电流带回最小值。即,所述调整趋于最小化负峰值电流。

[0015] 在实施例中,控制器还包括通信电路,用于将基线定时偏移从初级侧传送到次级侧。这种通信可以借助光耦合器(公知的),或可借助通过变压器的传送,在这种情况下,具体来讲,信号可以在电流或电压域中,并且可以包括一个或多个相应的电流或电压尖峰。

[0016] 在实施例中,通信电路包括:发射器,被配置为向变压器的初级侧绕组上提供电流脉冲;以及接收器,被配置为检测在变压器的次级侧绕组上得到的电流脉冲。

[0017] 在实施例中,控制器被配置为在连续导电模式中操作开关模式功率转换器。

[0018] 在实施例中,峰值电流检测器包括:积分器,被配置为在预定间隔上对次级侧电路中的负电流进行积分;以及采样和保持电路,被配置为存储经过积分的负电流。通过对所述负电流进行积分以及使用采样和保持电路,不必精确地限定峰值负电流出现的时刻,由此放宽对控制器的设计标准。

[0019] 在实施例中,峰值电流检测器包括适于感测与次级侧电路的接地触点中的寄生电感两端的电压的传感器。所述传感器可以适于感测寄生电感两端的电压,例如通过在接地触点附近并与接地触点具有互感的电路中直接或间接地测量所述电感两端的电压。

[0020] 在实施例中,反馈电路包括调整单元。该调整单元可以被配置为调整偏移适应,以通过最小化负峰值电流相对于偏移适应的响应曲线的正斜率来最小化负峰值电流。在实施例中,所述调整单元可以包括数字信号处理器。在其它实施例中,可以完全在模拟域执行调整。

[0021] 根据另一方面,提供了一种开关模式功率转换器,所述开关模式功率转换器包括如上所述的控制器并可在连续导电模式中进行操作。在开关模式功率转换器中使用这种控制器可以由于同步整流开关的关断定时更为准确而引起效率增加,由此能够避免与反射电流或由同步整流开关的非理想关断定时导致的“低效”电荷传输相关联的损耗。

[0022] 根据另一方面,提供了一种干线功率(mains-power)电子设备,包括这种交换模式功率转换器。

[0023] 根据又一方面,提供了一种控制开关模式功率转换器的输出上的同步整流开关的方法,所述开关模式功率转换器包括限定了初级侧电路和次级侧电路的变压器,初级侧电路包括初级开关,次级侧电路包括同步整流开关,所述方法包括:提供关断同步整流开关和接通初级开关之间的基线定时偏移;检测次级侧电路中的峰值负电流;以及将偏移适应与基线定时偏移相加,以提供适应的定时偏移;以及调整偏移适应,以趋于最小化峰值负电流。

[0024] 通过参照下文所述的实施例,本发明的这些及其它方面将变得清楚明显。

## 附图说明

[0025] 将参照附图通过只是示例的方式描述本发明的实施例,其中:

[0026] 图1示意性地示出了开关模式功率转换器(SMPC);

[0027] 图2示出了图1的开关模式功率转换器,包括控制电路;

[0028] 图3示出了开关模式功率转换器的多种波形,其中过早地关断同步整流开关;

[0029] 图4示出了开关模式功率转换器的多种波形,其中在理想时刻关断同步整流开关;

[0030] 图5示出了开关模式功率转换器的多种波形,其中过晚地关断同步整流开关;

[0031] 图6示意性地示出了包括根据实施例的控制器的开关模式功率转换器;

[0032] 图7更具体地示意性地示出了包括根据实施例的控制器的开关模式功率转换器;

[0033] 图8示出了根据实施例的用于检测峰值负电流的方法的流程图;

[0034] 图9示出了用于在诸如图8中所示的方法中使用的检测器电路;以及

[0035] 图10示出了操作诸如图7中所示的检测器的仿真结果。

[0036] 应该注意的是,附图是示意性的,并未按比例绘制。为了附图的简明和方便,夸大或缩小地示出了这些附图中的部件的相对尺寸和比例。相同的附图标记一般用来指代适应或不同实施例中的相应的或类似的特征。

### 具体实施方式

[0037] 图3、4和5示出了在连续导电模式操作的情况中SR开关16的关断和初级侧开关13的接通的相对定时的效果,以便开始初级冲击。曲线32和34分别示出了SR开关的栅电压(分别在32(a)、32(b)和32(c))和初级侧开关的栅电压(分别在34(a)、34(b)和34(c)),例如如图3所示过早关断SR开关的定时,如图4所示在理想的时刻关断SR开关的定时,以及如图5所示过晚地关断SR开关的定时。图中还在36和38处分别示出了次级侧电流和初级侧开关漏电压,其同样分别针对SR开关定时过早、理想和过晚的情景(分别对应图3、4和5)。

[0038] 首先考虑图3中所示的SR开关过早关断的情景;在实际示例中,这可以是初级开关接通之前250ns。这导致SR开关在初级开关被接通的时刻关断。然而,次级电流在该时刻流入SR开关的体二极管。这导致体二极管的反向恢复;对于体二极管,这一反向电流恢复较慢(与肖特基二极管相比),这解释了361处示出的较大负电流尖峰。

[0039] 更加理想的方案是相对于图3中所示延迟SR开关的关断。图4中示出了这种定时;在该图中,刚好在次级电流达到零的时刻关断SR开关。从而,由于体二极管没有被正向偏置,所以在体二极管中不存在反向恢复。然而,即使在该理想情况下,应该注意到,负电流尖峰(如461处所示)也未完全消除,而是仅被最小化:这是由于以下事实:即使在没有反向恢复的情况下,由于变压器的漏电感上SR开关两端之间的寄生电容,仍存在电压和电流环复。

[0040] 然而,如果SR开关的关断过晚,即SR开关的关断和初级开关的接通之间的延迟过短,则会发生图5中所示的情况。这里,在甚至更长的时段期间出现负电流累积(由于 $di/dt$ ),导致甚至更大的负电流尖峰(如561处所示)。这一较大电流尖峰可能是完全不可接受的。

[0041] 实施例涉及在次级侧进行一次或多次测量,这使得电流尖峰361、461和561得以减小或甚至最小化。

[0042] 可以借助例如寄生电感(其将出现在与次级侧电路的接地触点中)来感测次级电路中的电流。图6中示出了利用这种寄生电感的控制的示例。图6示意性地示出了开关模式

功率转换器,具有初级侧开关13和次级侧上的同步整流开关66。在初级侧电路上,由初级控制器61控制初级开关14。在次级侧电路上,由次级控制器65控制同步整流开关66。来自初级控制器61的信息(具体地与初级开关13的定时有关的信息)借助通信路径62传送到次级控制器65。次级控制器65还通过在64处感测位于变压器14的次级绕组和地之间的寄生电感63两端的电压来感测次级电路中的电流。次级控制器65还感测同步整流开关66两端的电压,该电压等于 $V_{out}$ 的输出电压和次级绕组电压 $V_{sec}$ 之差。最终,次级控制器65控制同步整流开关。

[0043] 通过测量次级侧电路中的电流,次级控制器65能够调整次级同步整流开关66的关断时刻的定时,以便减小负电流尖峰,下文将对此进行详述。

[0044] 图7更具体地示出了图6的开关模式功率转换器,其中包括控制器。该图示出了反激转换器,包括初级侧控制块61a,该初级侧控制块61a设置接通和关断初级开关13的定时。经由通信通道(communication channel)62将来自控制块61a的输出发送到次级侧电路。该输出(具体地用来接通开关的上升斜率命令)被延迟块61b延迟,然后提供给开关驱动器61c。因此,延迟块61b操作为基线偏移电路,并提供同步整流开关的关断和初级开关的接通之间的基线定时偏移。

[0045] 在次级侧,由驱动器71来驱动同步整流开关66。在同步整流开关两端的电压变为正时(对应于次级冲击的开始),驱动器71接通同步整流开关66,以开始其导电时间间隔。在通过自适应延迟块72的输出71r限定的重置时刻,驱动器71关断同步整流开关66。自适应延迟块72使用由通信信道62提供的定时信息,并加上由72c处的控制输入 $v_{control}$ 确定的附加延迟。72c处的控制输入 $v_{control}$ 由调整块73提供。调整块73允许确定同步整流开关66的导电时间间隔的结尾相对于下一初级冲击的开始的理想时刻。

[0046] 在图7所示的实施例中,通过测量变压器的次级侧绕组和地之间的寄生电感63两端的电压64来实现这一点。通过检测器74来检测该电压,具体地,检测器在区段(sector)的重置输入变得不活动之后检测所感测的电流的负峰值。在同步整流开关导电间隔的结尾之后不久,借助采样和保持单元75来对检测器74的输出进行采样。在图7所示的实施例中,这是在同步整流开关导电间隔的结尾之后500ns处,该定时由延迟块76设置。因此,采样和保持块75的输出表示负电流尖峰的峰值,该信息可由调整块73处理,以便确定最佳值,并且可根据该最佳值设置控制输入72c。

[0047] 图7a中示出了所检测到的电压( $V_{detected}$ )和控制输入(即,偏移适应)之间的关系,其中所检测到的电压画于y轴上,而相对于预定偏移的附加延迟则画于x轴。附加延迟过短将导致开关的体二极管导电,由于附加延迟并不过多地改变反向恢复,所以从这一侧到最大点的斜率并不大。然而,如果延迟过大,则检测到的电压将相对于最大点急剧下降。

[0048] 如本领域技术人员所熟知的,可以通过多种方式来实现对最佳值的确定;具体地,可以使用目标查找算法。

[0049] 图8中示出了这种目标查找算法或最大追踪算法的示例:在第一个开关循环(示于81)处,设置针对控制输入的初始值。这可以确保初级开关接通相对于根据图3的SR开关体二极管导电具有足够的负延迟。这对应于安全情况,但不是最佳效率情况。为了检测 $V_{detected}$ 的导数(其是控制输入的函数),调整块稍微增加控制输入,并通过自循环n至循环n-m的之前的采样计算所述导数(示于块83)。基于所计算的导数,设置控制输入的下一



值:即,根据针对判定块84“是否具有足够的正斜率?”答复了“是”还是“否”,对vcontrol进行增大(通过在85处“增大vcontrol”,然后在86处“进入下一循环”)或减小(通过在87处“减少vcontrol”,然后在88处“进入下一循环”)。vcontrol是图7中控制输入72c处的电压。在给出图4中的情况下,该算法因此收敛到或趋于最佳点。

[0050] 由于如图8所示的算法可能需要应用一些偏差以保持追踪所述最佳值,所以存在与该最佳值的略微偏差;然而,该偏差一般是较小且可接受的。

[0051] 图9示出了实现检测器74的电路。该电路包括使用重置开关99连接到积分器97的电流镜像布置,提供零输出阻抗。充当传感器的寄生电感示于63。在该实施例中,对电流流经的轨迹的物理部分进行感测。在其它实施例中,可以提供接近所述路径的短线,有效地充当变压器;然后可以对次级线中的电流进行感测。晶体管91、92、93、94和95形成快速电压受控电流源,从而电感63两端的电压被转换成流经电阻器96的电流:电流源可以快速反应,或极快速地反应,这是因为晶体管91的发射极处的电压相对于其阈值电压 $V_t$ 是固定的,并且这种电路中的典型晶体管的阈值电压是明确定义的,在25°C时是26mV。可将电压计算为 $V_{tx} \ln(2)$ ,即在25°C时是36mV。从而,为了实践的目的,可以认为在这一点处的电压保持为零。电阻器96中的电流被强制流经电容器97,因此,电容器97两端的电压是传感器两端的电压的积分。由于电容器97连接到变压器91(其中只能流过正电流)的发射极,因此电容器97两端的电压 $V_{detect}$  98表示针对同步整流开关中的电流尖峰的后续环复的负峰值电流之和。

[0052] 在该图中,在99处示出了重置开关,以重置积分器97,以便定义 $v_{detect}$ 的零电平。开关99被控制信号“重置”接通,以在每个循环的开始对电容器进行放电。

[0053] 本领域技术人员应该理解的是,晶体管91、92、93、94和95被布置成电流镜像布置,从而电路还可以被看作电流镜像(91、92、93、94和95),连接到可以被开关(99)重置的积分器(97);从这一角度看,电流镜像的布置使得供应到积分器97的电流是流经电阻器96的电流的拷贝,流经电阻器96的电流本身由电感63确定。虽然晶体管91、92、93、94和95被描述为双极晶体管,但是本领域技术人员应该理解的是,在备选实施例中还可使用其它晶体管(比如(非限制)MOSFET)。

[0054] 图10示出了操作检测器(诸如图7中所示的操作于CCM模式的反激转换器)的仿真结果。示出了多种信号:具体地,在101处示出了作为电容器97两端的电压的 $v_{detect}$ ;在102处示出,作为来自采样和保持模块单元75的输出 $v_{detected}$ ;以及在103处示出了采样信号(根据块76)。用于驱动同步整流开关的信号示于104,用于驱动初级开关的栅极的信号示于105。与同步整流开关串联的传感器中的电流示于106,初级开关的漏极处的电压示于107。从图中可见,检测器在负部分期间对电流环复进行积分。在环复的大部分被阻断的时刻选择采样。本领域技术人员将理解的是,由于将偏置电流与积分电流相加,所以当什么都没有检测到时,检测器输出继续以固定的斜率下降(如101a处所示)。从而,在环复的大部分被阻断之后不久,采样完成,这同样提供了足够的时间来处理经过采样的输出。

[0055] 本领域技术人员将认识到,虽然上文中参照反激转换器描述了实施例,但本发明并不限于此,并且可以示例地且非限制地扩展到其它转换器,比如半桥转换器、升压和谐振转换器。

[0056] 通过阅读本公开,对于本领域技术人员来讲,其它变形和修改是明显的。这种变形和修改可以涉及等同的其它特征,这些特征在用于开关模式功率转换器的控制器领域是已

知的,并且被用作这里所述的特征的补充或替代。

[0057] 虽然所附的权利要求涉及特征的具体组合,但应该理解的是,本发明的公开的范围还包括任意新的特征或这里所明确或隐含或一般化地公开的特征的任意新的组合,而不管其是否涉及与权利要求中所要求保护的发明相同的发明,也不管其是否会解决与本发明所解决的任意或全部技术问题相同的技术问题。

[0058] 在不同实施例的上下文中描述的特征还可在单个实施例中组合式地提出。相反地,为了简明而在单个实施例的上下文中提出的多个特征同样可以分离地或以任意合适的子组合的方式提出。申请人在这里指出,可在对本申请或从中得到的任意后续申请进行审查期间构造对这种特征和/或这种特征的组合。

[0059] 为了完整性,还指出术语“包括”不排除其他元素或步骤,术语“一”或“一个”不排除多个,单个处理器或其它单元可实现权利要求中所述的若干装置的功能,以及权利要求中的附图标记不应被认为限制权利要求的范围。

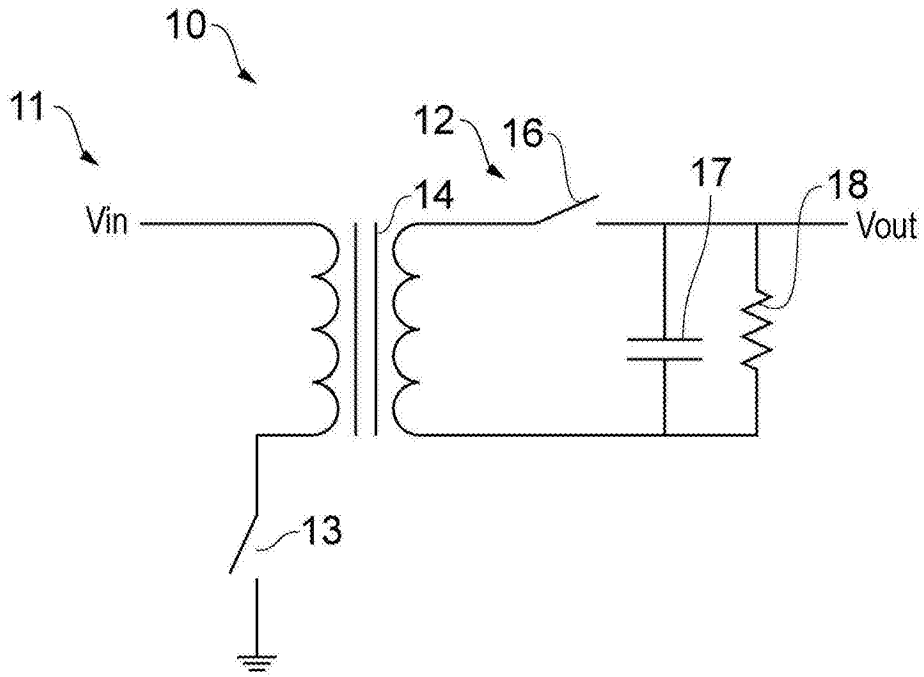


图1

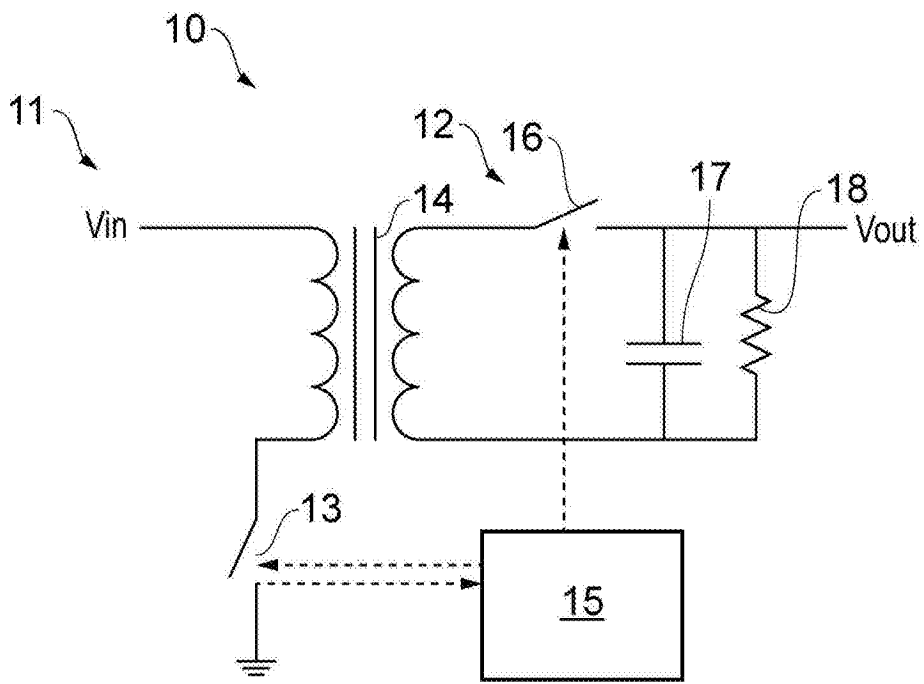


图2

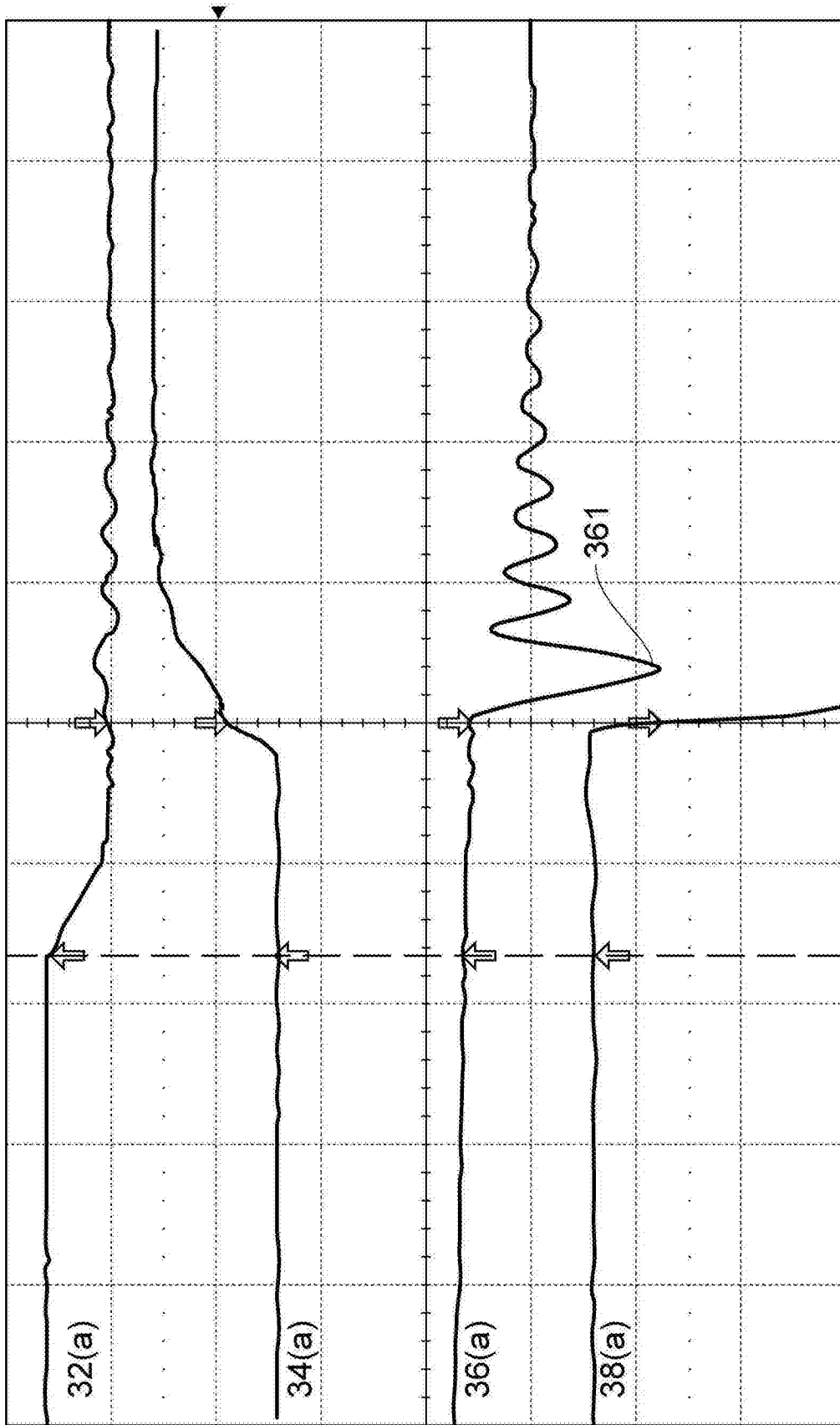


图3

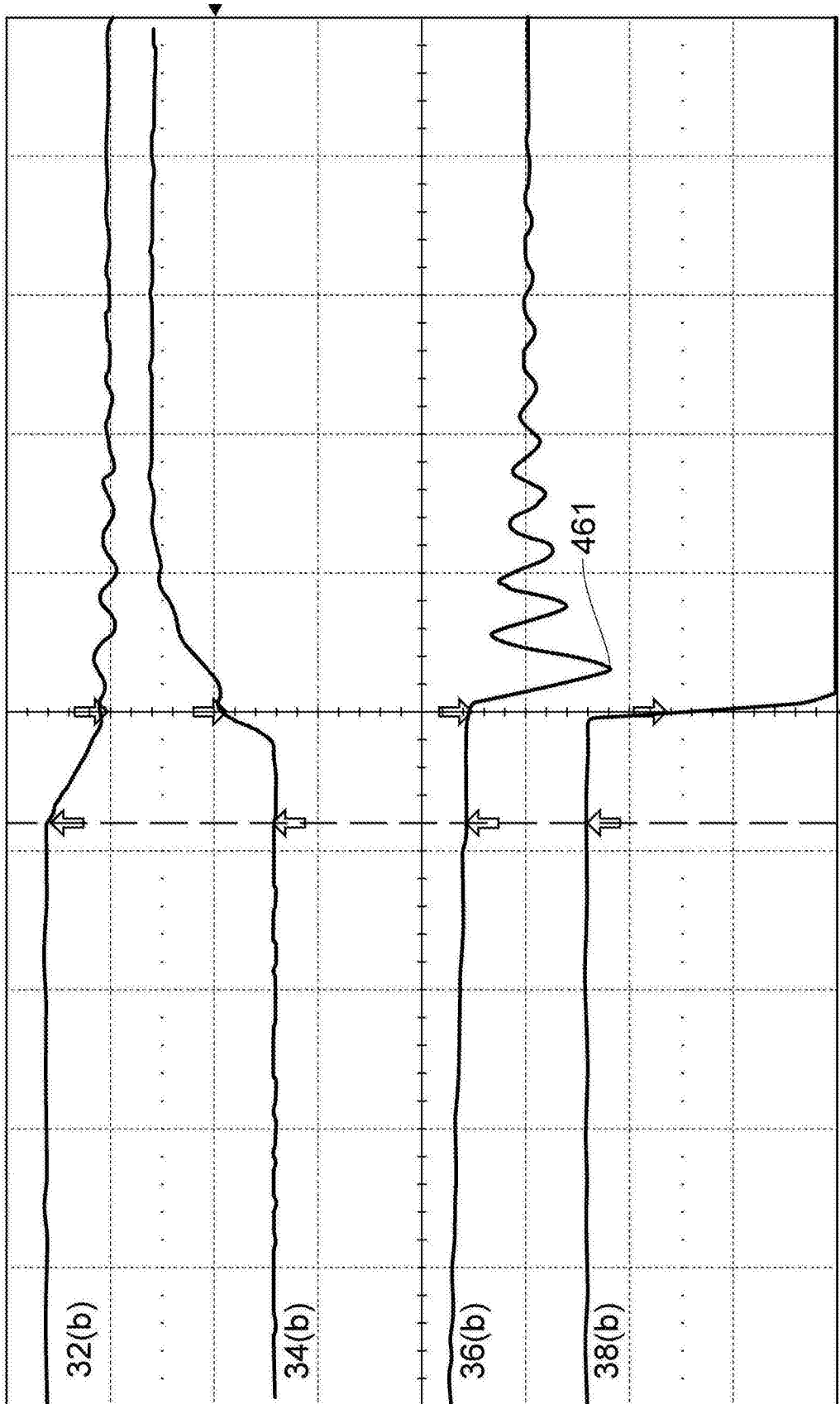


图4

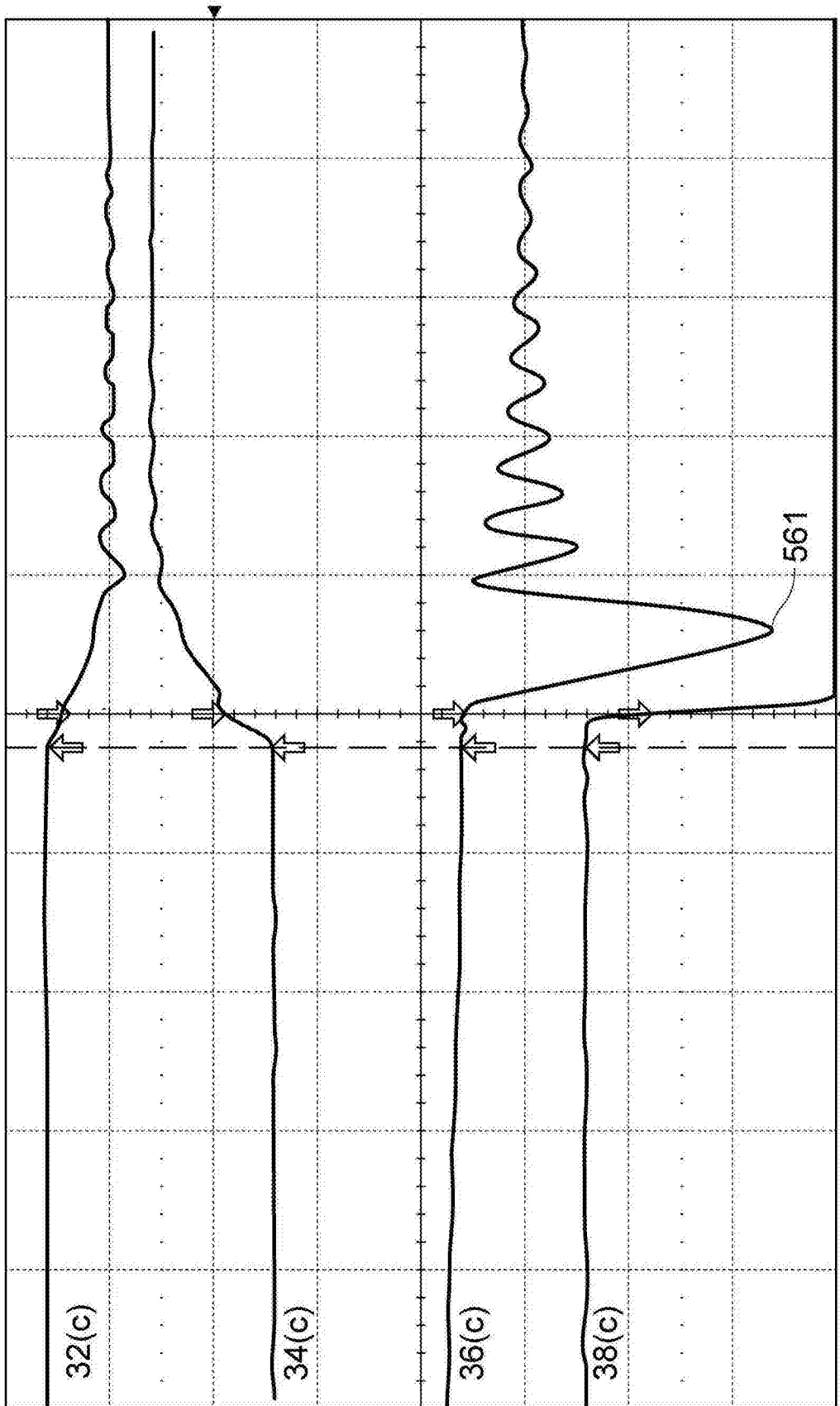


图5

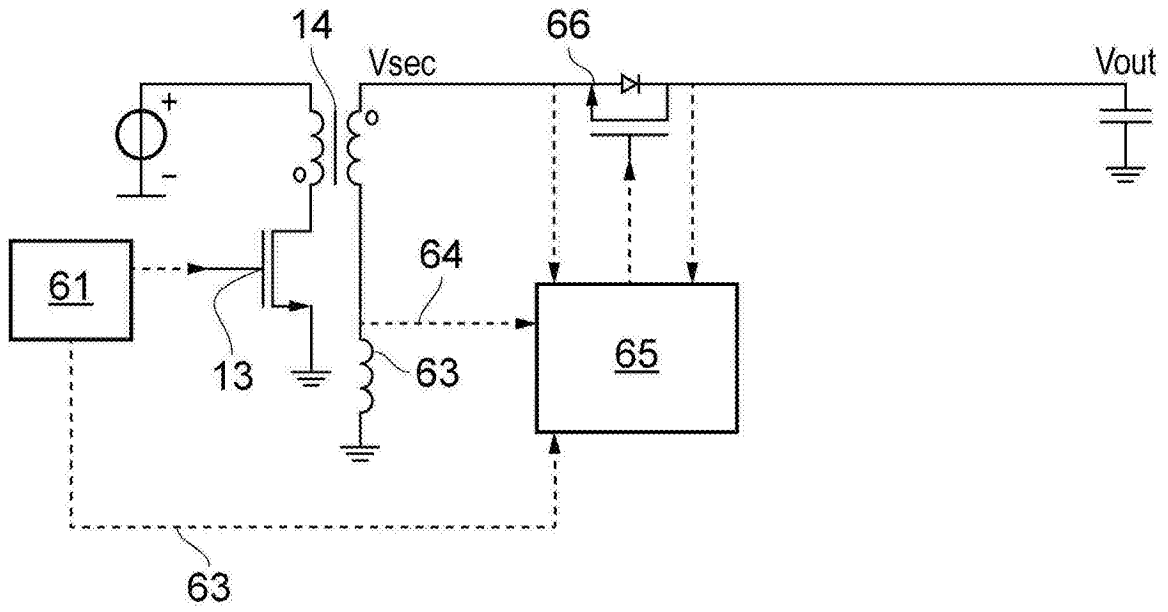


图6

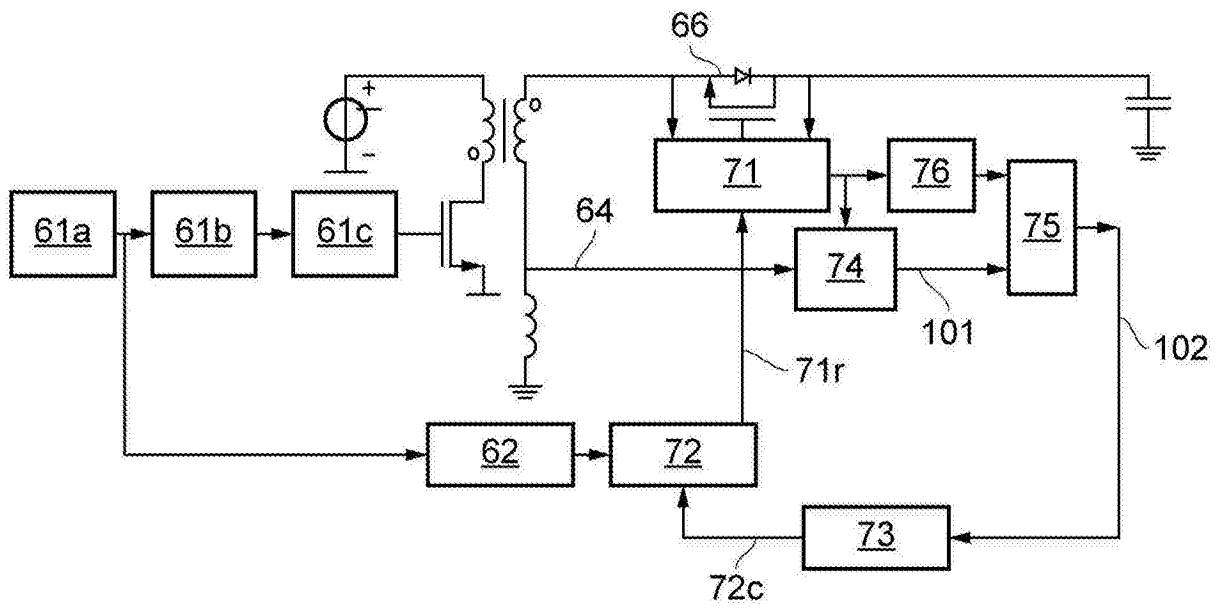


图7

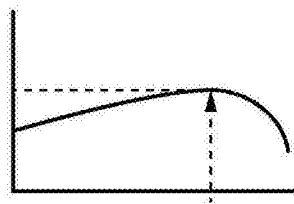


图7 (a)

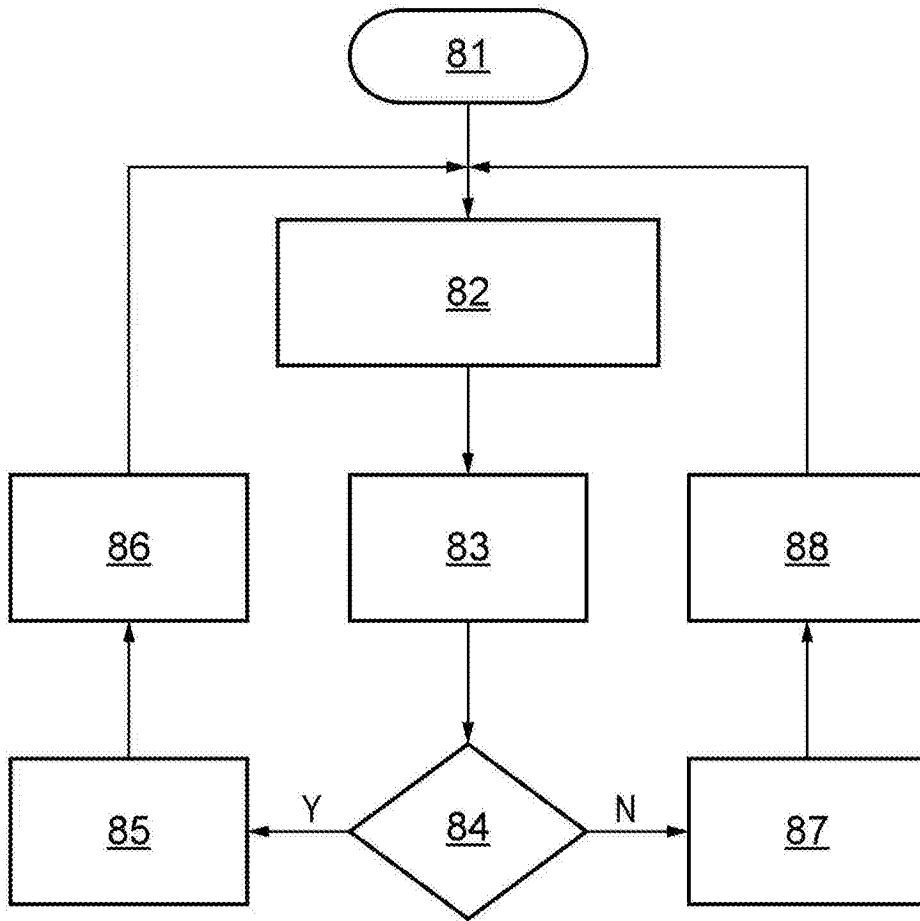


图8



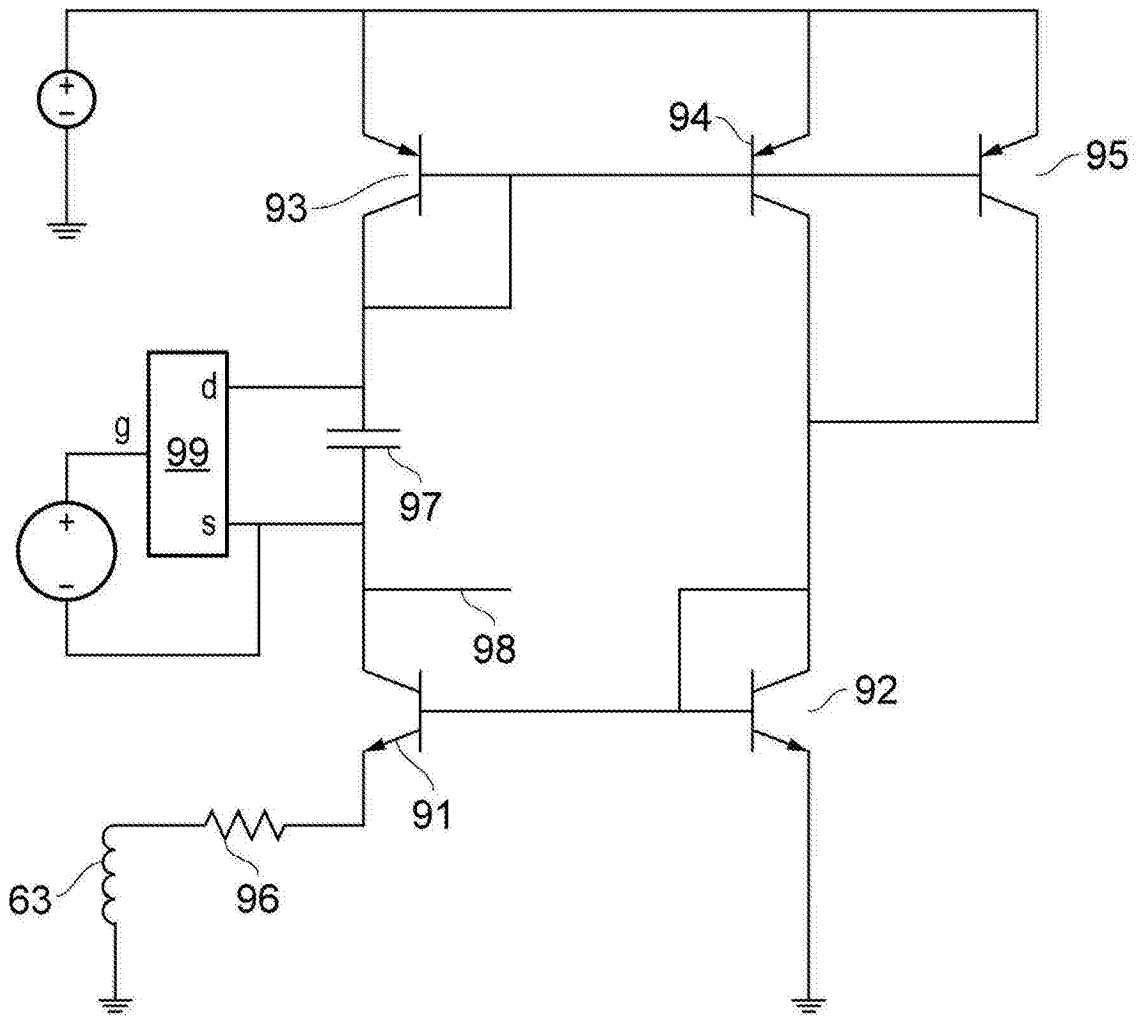


图9

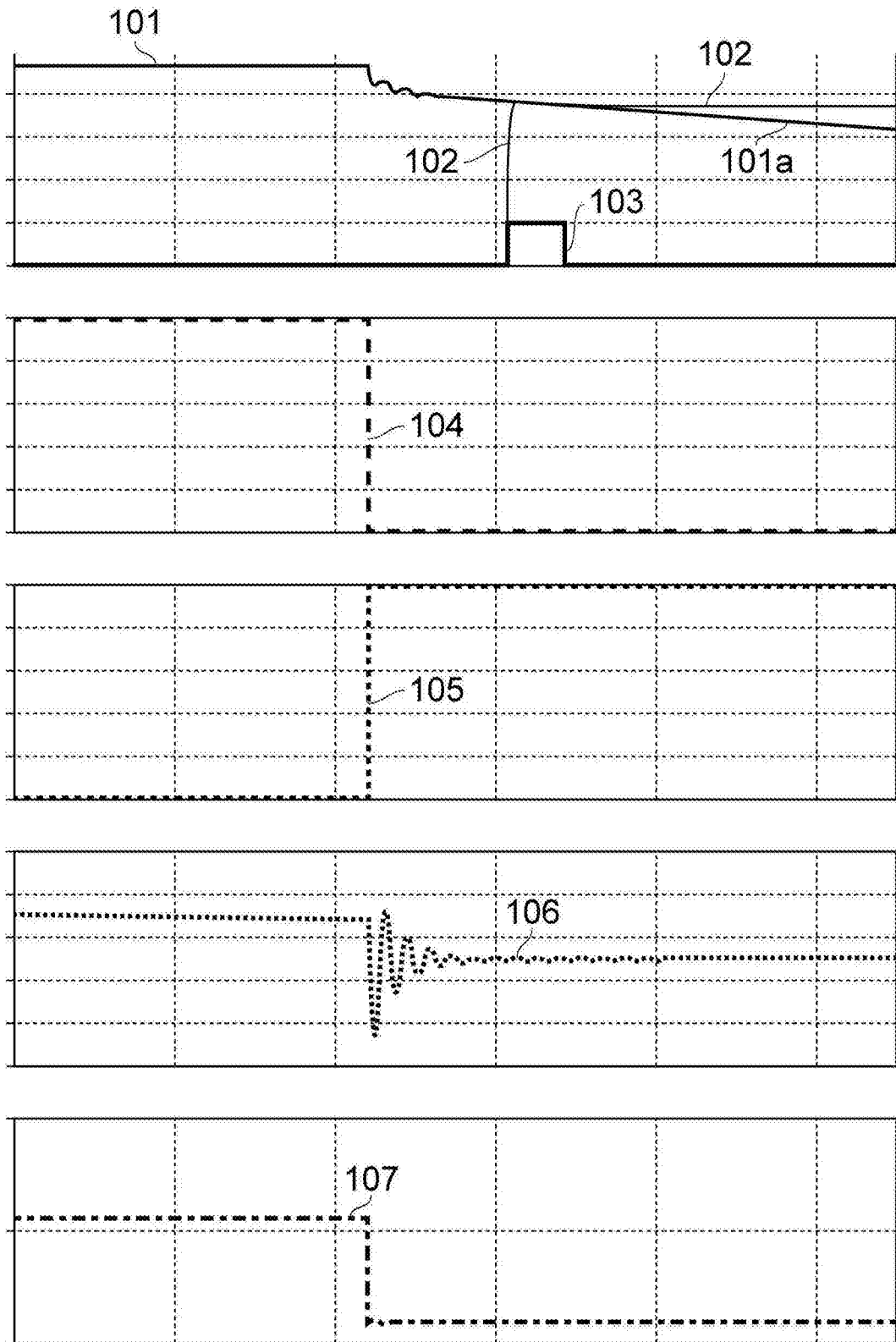


图10