



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 103997213 B

(45)授权公告日 2017.06.13

(21)申请号 201410160660.6

(22)申请日 2009.09.21

(65)同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 103997213 A

(43)申请公布日 2014.08.20

(30)优先权数据  
12/234,525 2008.09.19 US

(62)分案原申请数据  
200910169100.6 2009.09.21

(73)专利权人 电力集成公司  
地址 美国加利福尼亚州

(72)发明人 罗伯特·J·马耶尔

(74)专利代理机构 北京东方亿思知识产权代理  
有限责任公司 11258

代理人 李晓冬

(51)Int.Cl.  
H02M 3/24(2006.01)  
H02M 3/335(2006.01)

审查员 李楠

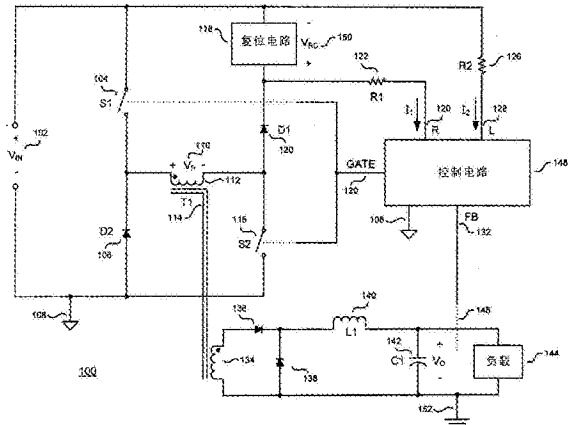
权利要求书2页 说明书9页 附图16页

(54)发明名称

正激变换器变压器的饱和防止

(57)摘要

本发明公开了正激变换器变压器的饱和防止。在一个方面,在功率变换器中使用的控制电路限制开关功率变换器的变压器中的磁通量。第一受控电流源具有与施加到变压器的绕组上的输入电压基本上成正比的第一电流。第二受控电流源具有与施加到变压器的绕组上的复位电压基本上成正比的第二电流。第一开关适合于在输入电压被施加到变压器的绕组时,利用第一电流对积分电容器充电。第二开关适合于当复位电压被施加到变压器的绕组时,利用第二电流对积分电容器放电。第三开关适合于移除并防止输入电压施加到变压器的绕组。



1. 一种在控制电路中使用的饱和防止电路,所述控制电路响应于反馈信号而产生门控信号来使开关接通和关断以调整功率变换器的输出,所述饱和防止电路包括:

第一受控电流源,被耦合来接收线电压感测信号,所述线电压感测信号代表要被施加到所述功率变换器中包含的变压器的绕组上的输入电压,其中,所述第一受控电流源响应于所述线电压感测信号而生成与所述输入电压成正比的第一电流;

第二受控电流源,被耦合来接收复位电压感测信号,所述复位电压感测信号代表要被施加到所述变压器的所述绕组上的复位电压,其中,所述第二受控电流源响应于所述复位电压感测信号而生成与所述复位电压成正比的第二电流;

积分电容器,在所述输入电压被施加到所述变压器的所述绕组上时,所述积分电容器被耦合到所述第一受控电流源以利用所述第一电流对所述积分电容器充电,在所述复位电压被施加到所述绕组上时,所述积分电容器被耦合到所述第二受控电流源以利用所述第二电流对所述积分电容器放电;

第一比较器,被耦合到所述积分电容器以将所述积分电容器上的电压与第一阈值进行比较,其中,当所述积分电容器上的电压达到所述第一阈值时,所述第一比较器生成使所述开关立即关断的第一信号,以限制所述变压器中的磁通量并防止所述变压器的饱和。

2. 如权利要求1所述的饱和防止电路,还包括:

第二比较器,被耦合到所述积分电容器以将所述积分电容器上的电压与第二阈值进行比较,其中,当所述积分电容器上的电压已被放电到所述第二阈值时,所述第二比较器生成第二信号,所述第二信号使得所述控制电路能够响应于所述反馈信号而使所述开关接通和关断。

3. 如权利要求2所述的饱和防止电路,其中,所述控制电路响应于所述第一信号表明所述积分电容器上的电压达到所述第一阈值而使所述开关关断,并保持所述开关关断,直到所述第二信号表明所述积分电容器上的电压已被放电到所述第二阈值。

4. 如权利要求2所述的饱和防止电路,其中,所述第二受控电流源被耦合:响应于所述第二信号表明所述积分电容器上的电压已被放电到所述第二阈值,停止所述积分电容器的放电。

5. 如权利要求2所述的饱和防止电路,其中,所述第一阈值大于所述第二阈值。

6. 如权利要求2所述的饱和防止电路,还包括锁存器,所述锁存器响应于最大占空比信号而被置位,其中,所述锁存器在被置位时生成对所述门控信号的最大占空比进行限制的第三信号。

7. 一种在功率变换器中使用的控制电路,所述控制电路包括:

脉冲宽度调制器,被耦合以响应于反馈信号而产生脉冲宽度调制信号;

逻辑电路,被耦合以响应于由所述脉冲宽度调制器产生的所述脉冲宽度调制信号来使开关接通和关断以调整所述功率变换器的输出;以及

饱和防止电路,被耦合到所述逻辑电路,以在所述功率变换器的输入电压的第一积分值达到第一阈值时断言第一信号,并在下述延迟时间之后断言第二信号:所述延迟时间开始于所述第一积分值与所述功率变换器的变压器的复位电压的第二积分值之间的差下降到第二阈值时,其中,所述逻辑电路适于在所述第一信号被断言时关断所述开关,并在所述第二信号被断言时使所述开关能够按照所述脉冲宽度调制信号而接通和关断。

8. 如权利要求7所述的控制电路,还包括:

线电压感测端子,被耦合以接收与所述输入电压成正比的第一电流;以及  
复位电压感测端子,被耦合以接收与所述复位电压成正比的第二电流。

9. 一种在功率变换器中使用的控制电路,所述控制电路包括:

逻辑电路,被耦合以使所述功率变换器的开关接通和关断以调整所述功率变换器的输出;

第一受控电流源,被耦合来接收代表所述功率变换器的输入电压的第一信号,并生成与所述输入电压成正比的第一电流;

第二受控电流源,被耦合来接收代表所述功率变换器中包括的变压器的复位电压的第二信号,并生成与所述复位电压成正比的第二电流;以及

积分电容器,被耦合成:在所述开关接通时由所述第一电流充电,并在所述开关关断时由所述第二电流放电,其中,所述积分电容器上的电压代表所述变压器的磁通量,所述逻辑电路适于在所述积分电容器上的电压大于或等于第一阈值电压时使所述开关关断,并在延迟时间之后使所述开关能够按照脉冲宽度调制信号而接通和关断,所述延迟时间开始于所述积分电容器被放电到第二阈值电压的时候。

## 正激变换器变压器的饱和防止

[0001] 本申请是申请日为2009年9月21日、申请号为200910169100.6、名称为“正激变换器变压器的饱和防止”的发明专利申请的分案申请。

### 技术领域

[0002] 本发明一般涉及电源，并且更具体地，本发明涉及正激变换器(forward converter)。

### 背景技术

[0003] AC到DC以及DC到DC电源通常使用本领域公知的称为正激变换器的功率变换拓扑。

[0004] 正激变换器可以使用一个或两个有源开关来将输入电压施加到变压器的初级绕组。单开关(single-switch)正激变换器使用一个有源开关来将输入电压施加到变压器的初级绕组。双开关(two-switch)正激变换器使用两个有源开关来将输入电压施加到变压器的初级绕组。在每种类型的正激变换器中，变压器的次级绕组产生初级绕组上的电压的经缩放复制版。次级绕组上的电压经整流并滤波以变为输出电压。

[0005] 在电源中，输出电压通常由控制电路来调整(regulate)。控制电路将输出电压与所希望值相比较。控制电路接通和关断有源开关，并且调节开关导通(和截止)的时间，以保持输出接近所希望值。

[0006] 正激变换器的设计中对一个或两个开关的选择受成本的极大影响。双开关正激变换器通常是满足个人计算机和类似应用的电源需求的最低成本配置。

[0007] 单开关配置和双开关配置都允许变压器的磁通量在有源开关截止时进行复位(即，返回到低得多的值)。复位变压器的磁通量防止了过存储能量使变压器饱和(其改变了变压器的性质)。一般通过在有源开关截止时将适当大小和持续时间的复位电压施加到初级绕组来实现复位。

[0008] 通常希望将复位电压设置为比开关导通时出现在初级绕组上的输入电压高的值。提供合适复位电压的普通低成本技术使用简单的复位电路来形成在变压器的复位时间期间施加到初级绕组的基本上恒定的电压。在双开关正激变换器中，复位电压是输入电压与复位电路的电压之和。在单开关正激变换器中，复位电压是复位电路的电压。

[0009] 使用复位电路的技术存在的问题在于：当控制电路对输入电压的改变或者对电源上的负载的改变作出响应时，适当的复位电压可能突然改变。而且，简单的复位电路通常不能足够快地对瞬态事件(例如，电源的开启和关闭)作出响应以确保变压器的适当复位。

### 发明内容

[0010] 根据本发明的一个方面，提供了一种在功率变换器中使用的控制电路，包括：第一受控电流源，具有与施加到变压器的绕组的输入电压实质上成正比的第一电流；第二受控电流源，具有与施加到变压器的绕组的复位电压实质上成正比的第二电流；第一开关，适合于在输入电压被施加到变压器的绕组时，利用第一电流对积分电容器充电；第二开关，适合

于当复位电压被施加到变压器的绕组时,利用第二电流对积分电容器放电,以及第三开关,适合于在积分电容器上的电压不小于第一阈值电压时从变压器的绕组移除输入电压,并且在积分电容器放电到第二阈值电压时防止将输入电压施加到变压器的绕组。

[0011] 根据本发明的另一方面,提供了一种防止功率变换器中的变压器饱和的方法,包括:当输入电压被施加到变压器的绕组时,对表示施加到变压器的绕组的输入电压的第一量积分,以获得第一积分值;当复位电压被施加到变压器的绕组时,对表示施加到变压器的绕组的复位输入电压的第二量积分,以获得第二积分值;将第一积分值与第一阈值相比较;当第一积分值不小于第一阈值时,从变压器的绕组移除输入电压;从第一积分值减去第二积分值;将第一积分值和第二积分值之差与第二阈值相比较;以及在从第一积分值和第二积分值之差不大于第二阈值时开始的延迟时间过去之前,防止将输入电压施加到变压器的绕组。

### 附图说明

[0012] 将参考附图描述本发明的非限制性和非排他性实施例,其中,在各个图中,除非以其他方式指出,否则相似的标号指相似的部分。

[0013] 图1是图示出包括本发明的具有控制电路的双开关正激变换器的显著特征的示意图。

[0014] 图2是示出了可以与图1的双开关正激变换器一起使用的示例复位电路的细节的示意图。

[0015] 图3是示出了包括在图1的双开关正激变换器的控制电路中的功能元件和信号的框图。

[0016] 图4是图示出包括在图3的控制电路所包括的饱和防止(saturation prevention)电路中的功能的一个示例的示意图。

[0017] 图5是示出了在不激活防止变压器饱和的特征的通常操作的状况下图4的饱和防止电路中的信号的时序图。

[0018] 图6是示出了在终止防止变压器饱和的门控信号的状况下与图5相同的信号的时序图。

[0019] 图7是示出了在延迟防止变压器饱和的门控信号的状况下与图5相同的信号的时序图。

[0020] 图8是示出了产生包括在图4的饱和防止电路中的信号的集成电路的一部分的示意图。

[0021] 图9是示出了产生包括在图3的饱和防止电路块以及逻辑电路块中的信号的集成电路的另一部分的示意图。

[0022] 图10是示出了产生包括在图3的逻辑电路块中的信号的集成电路的又一部分的示意图。

[0023] 图11是示出了在与图5的时序图相同的状况下图8、图9和图10所示的集成电路各部分中的信号的时序图。

[0024] 图12是示出了在与图6的时序图相同的状况下图8、图9和图10所示的集成电路各部分中的信号的时序图。

[0025] 图13是示出了在与图7的时序图相同的状况下图8、图9和图10所示的集成电路各部分中的信号的时序图。

[0026] 图14是图示出防止正激变换器中的变压器饱和的方法的流程图。

[0027] 图15是图示出具有包括本发明在内的控制电路的单开关正激变换器的显著特征的示意图。

[0028] 图16是图示出单开关正激变换器中包括在图3的控制电路所包括的饱和防止块中的功能的另一示例的示意图。

## 具体实施方式

[0029] 公开了用于利用较简单的无源电路形成复位电压来实现变压器的适当复位的方法和装置。在下面的描述中,阐述了多个具体细节,以提供对本发明的透彻理解。然而,本领域技术人员将清楚,具体细节不是实施本发明所必须采用的。在其它实例中,未详细描述公知的材料或方法,以避免模糊本发明。

[0030] 在本说明书中对“一个实施例”、“实施例”、“一个示例”或“示例”的引用是指结合实施例或示例描述的特定特征、结构或特性包括在本发明的至少一个实施例中。因此,在本说明书中各个地方出现的短语“在一个实施例中”、“在实施例中”、“在一个示例中”或“在示例中”不必都指同一实施例或示例。此外,在一个或多个实施例或示例中,特定特征、结构或特性可以被组合在任何合适的组合和/或子组合中。另外,将会理解,这里一起提供的附图是用于针对本领域技术人员的说明性目的的,并且附图不必按比例绘制。

[0031] 图1是根据本发明的示例双开关正激变换器100的说明图。双开关正激变换器使用具有如下配置的两个有源开关S1104和S2116以及两个无源开关D1120和D2106:在变压器T1114的初级绕组112上从输入电压 $V_{IN102}$ 产生电压 $V_{P110}$ 。在图1的示例中,输入电压 $V_{IN102}$ 具有与输入回路(input return)108共接的负极端子。

[0032] 有源开关S1104通常称为高侧开关,这是因为其所具有的一个端子与输入电压 $V_{IN102}$ 的正极端子共接。有源开关S2116通常称为低侧开关,这是因为其所具有的一个端子与输入回路108共接。类似地,无源开关D1 120可以称为高侧开关,并且无源开关D2 106可以称为低侧开关。

[0033] 变压器T1 114的次级绕组134产生与初级电压 $V_{P110}$ 成比例的电压。输出二极管136对次级绕组134处的电压进行整流。续流(freewheeling)二极管138、输出电感器L1 140和输出电容器C1 142对来自次级绕组134的经整流电压进行滤波,以在负载144处产生输出电压 $V_o$ 。在图1的示例中,具有输出电压 $V_o$ 的电容器C1 142的负极端子与输出回路152共接。

[0034] 通常将变压器T1 114的次级绕组134与初级绕组112进行电隔离。即,初级回路108和次级回路152之间的DC电压通常在初级回路108和次级回路152之间产生基本上为零的电流。

[0035] 有源开关和无源开关之间的差别在于:有源开关接收关断和接通开关的控制信号,而无源开关不接收控制信号。关断的开关通常不传导电流。接通的开关可以传导电流。有源开关通常具有确定了有源开关的两个其它端子是否可以传导电流的一个或多个控制端子。在图1的示例中,门控信号(gate signal)130关断和接通有源开关S1 104和S2 116。实际上,开关S1 104和S2 116通常是半导体器件,例如金属氧化物半导体场效应晶体管

(MOSFET), 或者例如双极结型晶体管 (BJT), 或者例如绝缘栅双极型晶体管 (IGBT)。

[0036] 无源开关一般仅有两个端子。通常, 端子之间的电压确定了无源开关是关断还是接通。二极管有时被认为是无源开关, 这是因为当二极管两个端子之间的电压具有一个极性 (阳极相对于阴极为正) 时其传导电流, 并且当端子之间的电压具有相反的极性 (阳极相对于阴极为负) 时其基本上阻断电流。图1的示例中的无源二极管D1 120和D2 106是PN结型二极管。

[0037] 在图1的双开关正激变换器中, 当有源开关S1 104和S2 116接通时, 变压器T1 114中的磁通量增加, 并且当有源开关S1 104和S2 116关断时, 变压器T1 114中的磁通量减小。磁通量与有源开关S1 104和S2 116导通时进入变压器绕组的磁化电流相关联。当有源开关S1 104和S2 116关断时, 磁化电流通过有源开关D1 120和D2 106离开变压器T1 114的初级。复位电路118从通过有源开关D1 120和D2 106离开变压器的磁化电流中产生复位电路电压 $V_{RC150}$ 。

[0038] 磁通量以与初级绕组上的电压 $V_P110$ 成比例的速率增加和减小。因此, 当有源开关S1 104和S2 116导通时, 磁通量以与输入电压 $V_{IN}$ 基本上成比例的速率增加。类似地, 当无源开关D1 120和D2 106导通时, 磁通量以与输入电压 $V_{IN120}$ 和复位电路电压 $V_{RC150}$ 之和基本上成比例的速率减小。

[0039] 变压器T1 114通常利用磁材料构成, 以在初级绕组112和次级绕组134之间获得所需要的耦合。如果磁通量将达到饱和值, 则变压器T1 114的磁材料通常会失去想要的性质。根据本公开, 防止了变压器中的磁通量达到其饱和值。

[0040] 虽然可以直接在变压器中测量磁通量, 然而, 这样做的方法对于低成本电源应用来说通常是不实际的。相反, 本公开利用简单的间接技术来指示磁通量的大小。有源开关导通的时间期间磁通量的改变与变压器任意绕组上的电压的时间积分成比例。如果磁通量的初始值远小于饱和值, 则开关周期期间磁通量改变的信息通常足以防止磁通量达到其饱和值。

[0041] 可以通过在有源开关导通时对变压器绕组上的电压积分以估计磁通量的峰值来实现对磁通量的所希望管理。然后, 可以在有源开关截止时对绕组上的电压积分以确保磁通量减小与其在有源开关导通时增加的量相同的量。在图1的示例中, 通过测量并积分将施加到变压器T1 114的初级绕组112上的电压来对磁通量进行管理。因此, 所公开的测量和积分电压的技术可以不同于直接测量变压器绕组上的电压。

[0042] 在图1的示例中, 控制电路148在反馈端子132处接收反馈信号146。通常通过本领域技术人员公知的普通方法, 在将反馈信号146传输到反馈端子132时, 在输入回路108和输出回路152之间维持电隔离, 所述普通方法例如使用光耦合器, 或者例如使用信号变压器。在本公开中未讨论传输反馈信号146的细节, 以有助于避免模糊本发明的重要特征。

[0043] 在图1的示例中, 控制电路148在复位电压感测端子120处接收第一电流 $I_1$ , 并在线电压感测端子128处接收第二电流 $I_2$ 。复位电压感测端子120处的电压和线电压感测端子128处的电压通常是电学上以输入回路108为基准的较低值。在一个示例中, 复位电压感测端子120处和线电压感测端子128处的电压小于大约3伏, 而输入电压 $V_{IN}$ 通常在100伏和400伏之间。因此, 线电压感测端子128处的电流 $I_2$ 基本上与输入电压 $V_{IN102}$ 成正比并且与电阻器R2 126的值成反比。类似地, 复位电压感测端子120处的电流 $I_1$ 基本上与输入电压 $V_{IN102}$

和复位电路118上的电压 $V_{RC150}$ 之和成正比(并且与电阻器 $R1122$ 的值成反比)。控制电路148对复位电压感测端子120、线电压感测端子128以及反馈端子132处的信号作出响应,以产生门控信号130,该信号接通和关断有源开关 $S1104$ 和 $S2116$ 以调整负载144处的输出电压并防止变压器 $T1114$ 饱和。

[0044] 图2示出了图1的双开关变换器中的典型复位电路118的细节。有源开关 $S1104$ 和 $S2116$ 在开关周期的一部分中接通。有源开关 $S1104$ 和 $S2116$ 在开关周期的剩余部分中关断。有源开关导通时的开关周期的分数常常称为占空比。不使用复位电路118的双开关正激变换器具有50%的最大占空比,以确保有源开关导通时磁通量的增加与有源开关截止时磁通量的减小相同。即,对于重复的开关周期,有源开关通常不在一个完整开关周期中接通多于一半的时间。

[0045] 使用复位电路118的双开关正激变换器可以将最大占空比扩展为超过50%。以更大的占空比操作的能力具有准许在更宽的输入电压范围上操作的益处。扩展占空比的另一优点是减小了有源开关 $S1104$ 和 $S2116$ 中的RMS(均方根)电流,由此减小了导通损耗并提高了效率。

[0046] 图1的示例200所示的复位电路形成了在若干开关周期中基本上恒定的电压 $V_{RC150}$ 。复位电路118包括齐纳(Zener)二极管210、电阻器230以及电容器220。来自高侧无源开关 $D1120$ 的电流在输入电压 $V_{IN102}$ 的正极端子与高侧无源开关 $D1120$ 之间的电容器220上建立了电压 $V_{RC150}$ 。齐纳二极管210和电阻器230极大地限制电容器220上的最大电压。

[0047] 图3是示出了控制电路148的数个内部功能块的框图300。控制电路的输出是关断和接通有源开关 $S1104$ 和 $S2116$ 的门控信号130。在图1的示例中,当门控端子130处的信号为高电平时,有源开关 $S1104$ 和 $S2116$ 接通。在图1的示例中,当门控端子130处的信号为低电平时,有源开关 $S1104$ 和 $S2116$ 关断。振荡器310将多个定时信号350、345以及360提供给脉宽调制器(PWM)305、饱和防止电路315以及逻辑电路320。脉宽调制器305对反馈端子132处的信号作出响应以产生PWMOUT信号340。PWMOUT信号340是具有开关周期 $T_s$ 以及调整电源的输出所需的占空比的定时信号。

[0048] 饱和防止电路315从线电压感测端子128、复位电压感测端子120接收信号,以及从门控端子130处的门控信号132接收信号。饱和防止电路315产生由逻辑电路320接收的信号SOFF325、DTERM330以及DENABLE335。逻辑电路320对从饱和防止电路315和脉宽调制器305接收的信号进行处理,以判断是否应当允许PWMOUT信号340抑制门控信号130以防止变压器 $T1114$ 饱和。在一个示例中,SOFF信号325要求有源开关保持截止。在一个示例中,DENABLE信号335允许有源开关根据PWMOUT信号340而接通和关断。

[0049] 图4是图示出包括在图3的块315中的饱和防止电路的功能的示意图400。受控电流源405对线电压感测端子128接收的电流进行响应。受控电流源405的值与在线电压感测端子128处接收的电流 $I_2$ 成正比。

[0050] 同样,图4中的受控电流源410对在复位电压感测端子120处接收的电流进行响应。受控电流源410的值与在复位电压感测端子120处接收的电流 $I_1$ 成正比。

[0051] 开关 $S3415$ 和 $S4420$ 响应于门控端子130处的信号而断开和接通。反相器425和与门430防止开关 $S3415$ 和 $S4420$ 同时接通。

[0052] 当门控端子130处的信号为高时,输入电压 $V_{IN102}$ 被施加到变压器 $T1114$ 的初级

绕组112。门控端子130处的高信号接通了开关S3 415并断开开关S4 420,允许来自受控电流源405的电流增加积分电容器460上的电压 $V_{c465}$ 。积分电容器上的电压465表示变压器T1114中的磁通量。

[0053] 当门控端子130处的信号为低时,输入电压 $V_{IN102}$ 与来自复位电路118的电压 $V_{RC150}$ 之和被施加到变压器T1 114的初级绕组112。门控端子130处的低信号接通了开关S3 415并接通开关S4 420,允许来自受控电流源410的电流降低积分电容器460上的电压 $V_{c465}$ 。

[0054] 积分电容器460上的电压 $V_{c465}$ 被比较器435和440接收。比较器435将积分电容器460上的电压 $V_{c465}$ 与上限阈值电压 $V_{TH470}$ 相比较。比较器440将积分电容器460上的电压 $V_{c465}$ 与下限阈值电压 $V_{TL475}$ 相比较。上限阈值电压 $V_{TH470}$ 大于下限阈值电压 $V_{TL475}$ 。

[0055] 如果积分电容器460上的电压 $V_{c465}$ 在门控端子130处的信号为高的时间期间保持小于上限阈值电压 $V_{TH470}$ ,则允许门控端子130处的信号保持为高并且根据PWMOUT信号340所定义的占空比变为低。只要积分电容器460上的电压 $V_{c465}$ 高于下限阈值电压 $V_{TL475}$ ,门控端子130处的低信号就断开开关S3415并接通开关S4 420。当积分电容器460上的电压 $V_{c465}$ 不再高于下限阈值电压 $V_{TL475}$ 时,比较器440的输出处的RDIS信号480变为高以断开开关S4 420,由此停止积分电容器460的放电。

[0056] DMAX的互补信号455在接近每个开关周期的结尾时变为高以建立最大占空比。通常需要定义最大占空比以确保振荡器310的适当操作。图4示出了当DMAX的互补信号455变为高时,DMAX的互补信号455对锁存器450进行置位,由此在SOFF端子325处设置高电平。当SOFF端子325处的信号为高时,逻辑电路320迫使门控端子130处的信号为低。

[0057] RDIS信号480在积分电容器460放电结束时变为高。RDIS信号480的上升沿被前沿延迟(leading edge delay)445延迟,以使得DENABLE信号335在延迟时间 $T_d$ 后变为高。DMAX的互补信号455为低时的DENABLE信号335的高电平复位锁存器450,以使SOFF端子325处的信号为低。当开关S3415接通时RDIS信号480变为低,并且积分电容器460进行充电以将电压 $V_{c465}$ 提升到下限阈值电压 $V_{TL475}$ 之上。DENABLE信号335在RDIS信号480变为低时立即变为低。

[0058] 如果积分电容器460上的电压 $V_{c465}$ 不小于上限阈值电压 $V_{TH470}$ ,则比较器435的输出变为高电平以断言(assert)DTERM信号330。逻辑电路320通过迫使门控端子130处的信号为低电平来对DTERM信号330的高电平进行响应,由此断开有源开关S1104和S2116以停止变压器T1114中的磁通量增加。

[0059] 图5是还图示出了在不需要任何动作来防止变压器T1 114饱和的状况下图3和图4中的信号间的关系的时序图500。DMAX的互补信号455在时刻 $t_0$  510处,即开关周期 $T_s$ 550开始处变为低。PWMOUT信号340和GATE信号130在时刻 $t_0$  510不久之后的时刻 $t_1$  515处变为高。当GATE信号130为高时,输入电压 $V_{IN102}$ 被施加到变压器T1 114的初级绕组112。当GATE信号130为高时,积分电容器460上的电压 $V_{c420}$ 从下限阈值电压 $V_{TL475}$ 朝上限阈值电压 $V_{TH470}$ 上升,以模拟变压器T1114的磁通量增加。

[0060] PWMOUT信号340和GATE信号130在时刻 $t_2$  520处变为低。当GATE信号130为低时,积分电容器460上的电压 $V_{c420}$ 朝下限阈值电压 $V_{TL475}$ 下降以模拟变压器T1114的磁通量减小,并在时刻 $t_3$  525处达到下限阈值电压 $V_{TL475}$ 。RDIS信号480在时刻 $t_3$  525处变为高以指示变

压器T1114中的磁通量已近似返回到其在时刻 $t_1$  515处具有的值。DENABLE信号335在延迟了 $T_d$ 后的时刻 $t_4$ 530处变为高。

[0061] SOFF信号325在DMAX的互补信号455在时刻 $t_5$  535处变为高时也变为高。DMAX的互补信号455在时刻 $t_6$  540处变为低,以结束开关周期550并开始下一开关周期560。当DMAX的互补信号455在时刻 $t_6$  540处变为低时,DENABLE信号335复位锁存器450以允许GATE信号130响应于PWMOUT信号340变为高。DTERM信号330在图5的示例中保持为低,这是因为积分电容器460上的电压 $V_c$ 420保持小于上限阈值电压 $V_{TH}$ 470。

[0062] 图6是还图示出了在需要电路断开开关S1 104和S2 116以防止变压器T1 114饱和的状况下图3和图4中的信号间的关系的时序图600。在图6所示的示例中,脉宽调制器305对反馈信号132进行响应以产生从时刻 $t_1$  515直到时刻 $t_7$  560为止都为高的PWMOUT信号340。然而,在时刻 $t_2$  520处,积分电容器上的电压 $V_c$ 420已达到上限阈值电压 $V_{TH}$ 470,这表明变压器T1 114中的磁通量处于其最高所需要值。因此,在图6中的时刻 $t_2$  520处,DTERM信号330变为高,迫使GATE信号130为低以断开开关S1 104和S2 116,并防止变压器T1 114饱和。

[0063] 图7是还图示出了如下状况下的图3和图4中的信号间的关系的另一时序图700:该状况指导电路将下一开关周期中的开关S1 104和S2 116的接通延迟,直到变压器T1 114中的磁通量至少减小其在当前开关周期期间增加的量为止。图7所示的示例示出了积分电容器460上的电压 $V_c$ 420在时刻 $t_6$ 540处,即开关周期550的结束处大于下限阈值电压 $V_{TL}$ 475。时刻 $t_6$ 540也是下一开关周期560的开始。PWMOUT信号340在开关周期560中的时刻 $t_8$ 705处变为高,而SOFF信号325保持为高以迫使GATE信号130为低,由此防止开关S1104和S2116接通。

[0064] 在图7所示的示例中,积分电容器460上的电压 $V_c$ 420在时刻 $t_9$ 710处下降到下限阈值电压 $V_{TL}$ 475,这表明变压器中的磁通量已减小了与其增加的量近似相同的量。RDIS信号480在时刻 $t_9$ 710处变为高。在延迟时间 $T_d$ 之后,DENABLE信号335变为高以复位锁存器450,并在时刻 $t_{10}$ 715处使SOFF信号325返回低电平。当SOFF信号325在时刻 $t_{10}$ 715处变为低时,允许GATE信号130响应于PWMOUT信号340而变为高。

[0065] 由于积分电容器460上的电压 $V_c$ 420仅仅是磁通量的指示而并非磁通量的直接测量,因此,延迟时间 $T_d$ 有助于对可能产生磁通量净增加的估计中的误差进行补偿。延迟时间 $T_d$ 在积分电容器460上的电压 $V_c$ 达到下限阈值电压 $V_{TL}$ 475之后提供了额外的时间,来确保磁通量已充分减小从而防止在后续开关周期中使变压器T1114饱和。

[0066] 在下一开关周期560中,GATE信号130和PWMOUT信号340在时刻 $t_{11}$  720处变为低。当锁存器450被DMAX的互补信号455置位时,SOFF信号325在时刻 $t_{12}$  725处再次变为高。当DMAX的互补信号455在时刻 $t_{13}$  730处变为低时,下一开关周期560的末尾出现。

[0067] 图8、图9和图10是图3和图4所示的饱和防止电路以及逻辑电路的集成电路实施方式的示例的各个示意图800、900和1000。图8中的电路从分别在复位电压感测端子128和线电压感测端子120处接收到的电流 $I_1$ 和 $I_2$ ,生成积分电容器460上的电压 $V_c$ 465。图8的示例使用可选采样和保持电路来对电流的采样值积分而不是连续地对电流积分。

[0068] 使用电流的采样值而不使用电流的连续值的益处在于有助于避免不希望的噪声影响。因此,使在端子120和128处接收到的电流保持尽可能地低,以有助于避免降低电源效率,这是因为这些电流来自高电压。然而,保持电流较低常常导致更容易受到噪声引起的恶化的影响。在一些应用中,电源中的高电压和高电流的开关可能将足够大小的噪声电流引

入端子120和128中,从而在积分电容器460上的电压 $V_{c465}$ 中引起重大误差。因此,图8所示的电路在不存在生成噪声的开关时,在接近每个开关周期的末尾处对电流采样。采样电路保持采样电流的值,用于在下面的开关周期中积分。

[0069] 在图8中,线电压感测端子128和复位电压感测端子120接收各自的电流 $I_2$ 和 $I_1$ 。P沟道晶体管802和818的栅极保持在电压 $V_{Bc808}$ ,以在端子120和128处建立电压。端子120和128处的电压被限制为 $V_{Bc}$ 加上P沟道阈值电压。N沟道晶体管804和810形成了电流镜,该电流镜将晶体管804和810中的电流之和限制为电流源806的值。类似地,N沟道晶体管814和820形成了电流镜,该电流镜将晶体管814和820中的电流之和限制为电流源816的值。P沟道晶体管812中的电流与在复位电压感测端子120处接收的电流 $I_1$ 成比例。P沟道晶体管832中的电流与在线电压感测端子128处接收到的电流 $I_2$ 成比例。

[0070] P沟道晶体管812的漏极和源极端子之间的电压与电流 $I_1$ 成正比。P沟道晶体管832的漏极和源极端子之间的电压与电流 $I_2$ 成正比。在P沟道晶体管822和834的各自栅极处的采样信号838允许复位电压采样电容器824和线电压采样电容器836分别充电到P沟道晶体管812和832两端形成的电压。

[0071] P沟道晶体管840的栅极处的GATE的互补信号830将线电压感测电容器836的线感测电压 $V_{Ls}$ 施加到P沟道晶体管842的源极和栅极之间,以产生电流 $K_2I_2$ ,该电流在开关S1104和S2116被接通时对积分电容器460充电。因此,积分电容器460利用与输入电压 $V_{IN102}$ 成正比的电流进行充电。类似地,复位电压感测电容器824的复位感测电压 $V_{Rs}$ 被施加到P沟道晶体管826的源极和栅极之间,以在P沟道晶体管826和N沟道晶体管828中产生电流,该电流由N沟道晶体管844镜像反映以产生电流 $K_1I_1$ ,电流 $K_1I_1$ 在N沟道晶体管846和848都导通时对积分电容器460放电。因此,积分电容器460利用与变压器T1114的复位电压成正比的电流进行放电。

[0072] N沟道晶体管846的栅极处的RDIS的互补信号880防止积分电容器460在积分电容器460的电压 $V_{c465}$ 低于下限阈值电压 $V_{TL475}$ 时放电。N沟道晶体管848的栅极处的GATE的互补信号830防止积分电容器460在开关S1104和S2116接通时放电。

[0073] 图9示出了RDIS的互补信号880是判断积分电容器460的电压 $V_{c465}$ 是高于还是低于下限阈值电压 $V_{TL475}$ 的比较器440的输出。电流源905、P沟道晶体管910、N沟道晶体管915、定时电容器920、反相器925以及反相器950执行前沿延迟电路445的功能。

[0074] 与非门955和960执行锁存器450的功能。反相器940接收DMAX的互补信号445以在与与非门960的一个输入处产生DMAX信号995。当DMAX信号995变为低时,锁存器被置位。反相器925的输出是DENABLE的互补信号935。由与非门955和960形成的锁存器在DENABLE的互补信号935变为低时被复位。

[0075] 反相器945从比较器435的输出产生DTERM的互补信号930。反相器950从DENABLE的互补信号935产生DENABLE信号335。

[0076] 图10图示出了如何从DMAX的互补信号455得出GATE信号130和GATE的互补信号830的电路1000。或非门1025在一个输入处接收DMAX的互补信号455。或非门1025的另一输入接收经反相器1005、1010和1015延迟后的DMAX的互补信号455。或非门1025的输出1040是一系列脉冲,这些脉冲在每个开关周期的开始处对锁存器1035置位。锁存器1035在与与非门1030的输出变为高时被复位。或门1045用来利用SOFF信号325选通锁存器1035的Q的互补

输出。或门1045的输出是GATE的互补信号830。反相器1020将GATE的互补信号830反相以产生GATE信号130。

[0077] 图11是示出了在与图5所示的状况类似的情况下图8、图9和图10的示例集成电路实施方式中的信号的时序图1100。图11示出了SAMPLE的互补信号838以及图5所示的若干信号的互补信号。图11示出了SAMPLE的互补信号838在紧邻开关周期的开始之前在时刻 $t_0$  510和 $t_6$  540处变为低。

[0078] 图12是示出了在与图6所示的状况类似的情况下图8、图9和图10的示例集成电路实施方式中的信号的时序图1200。

[0079] 图13是示出了在与图7所示的状况类似的情况下图8、图9和图10的示例集成电路实施方式中的信号的时序图1300。

[0080] 图14是图示出了本发明的方法的流程图1400。在块1405中开始之后,在块1410中,有源开关被接通。当在块1410中接通有源开关后,在块1415中开始对线电压积分。判决块1420将经积分的线电压与阈值 $K_{TH}$ 相比较。如果线电压的积分小于阈值 $K_{TH}$ ,则在块1430中允许脉宽调制器断开有源开关。如果线电压的积分不小于阈值 $K_{TH}$ ,则在块1425中有源开关被断开。有源开关被断开后,在块1435中对变压器的复位电压积分。

[0081] 判决块1440在复位电压的积分期间,将积分输入电压的值和积分复位电压的值之差与下限阈值 $K_{TL}$ 相比较。只要积分输入电压和积分复位电压之差大于下限阈值 $K_{TL}$ ,对复位电压的积分就继续。当积分输入电压和积分复位电压之差不大于下限阈值 $K_{TL}$ 时,则在块1445中,积分停止。

[0082] 在块1450中的延迟时间 $T_d$ 之后,在块1455中允许脉宽调制器接通有源开关。流程在块1410中继续。

[0083] 本发明不限于示例双开关正激变换器,而是可以容易地应用于如图15和图16所示的单开关正激变换器。图15是示出使用了许多与图1的双开关正激变换器相同的组件的单开关正激变换器的显著特征的示意图1500。单开关正激变换器的控制电路1548是从如图1所示的双开关正激变换器的控制电路148修改得到的。

[0084] 图16是示出了受控电流源1610的示意图1600,受控电流源1610在单开关正激变换器应用中具有与双开关正激变换器应用中的受控电流源410所有的值不同的值。在单开关正激变换器应用中,受控电流源1610的值是与电阻器 $R_2$  126中的电流成正比的值和与电阻器 $R_1$  122中的电流成正比的值之间的差值( $K_3I_1 - K_4I_2$ ),而受控电流源410的值仅与电阻器 $R_1$  122中的电流成正比。

[0085] 包括摘要中描述的在内的对本发明所示示例的上面的描述不希望是排它的或者被限制为所公开的精确形式。虽然为了说明性目的在这里描述了本发明的具体实施例以及示例,然而,在不脱离本发明的广泛精神和范围的情况下各种等同修改也是可以的。实际上,将会理解,具体电压、电流、频率、功率范围值、时间等被提供用于说明的目的,并且根据本发明的教导也可以在其它实施例和示例中采用其它值。

[0086] 根据上面的详细描述可以对本发明的示例作出这些修改。在下面的权利要求书中使用的术语不应当被解释为将本发明限制到说明书和权利要求书中公开的具体实施例。而是,范围完全由下面的权利要求书来确定,权利要求书是根据已确立的权利要求解释的原则来进行解释的。因此,本说明书和附图被认为是说明性的而非限制性的。



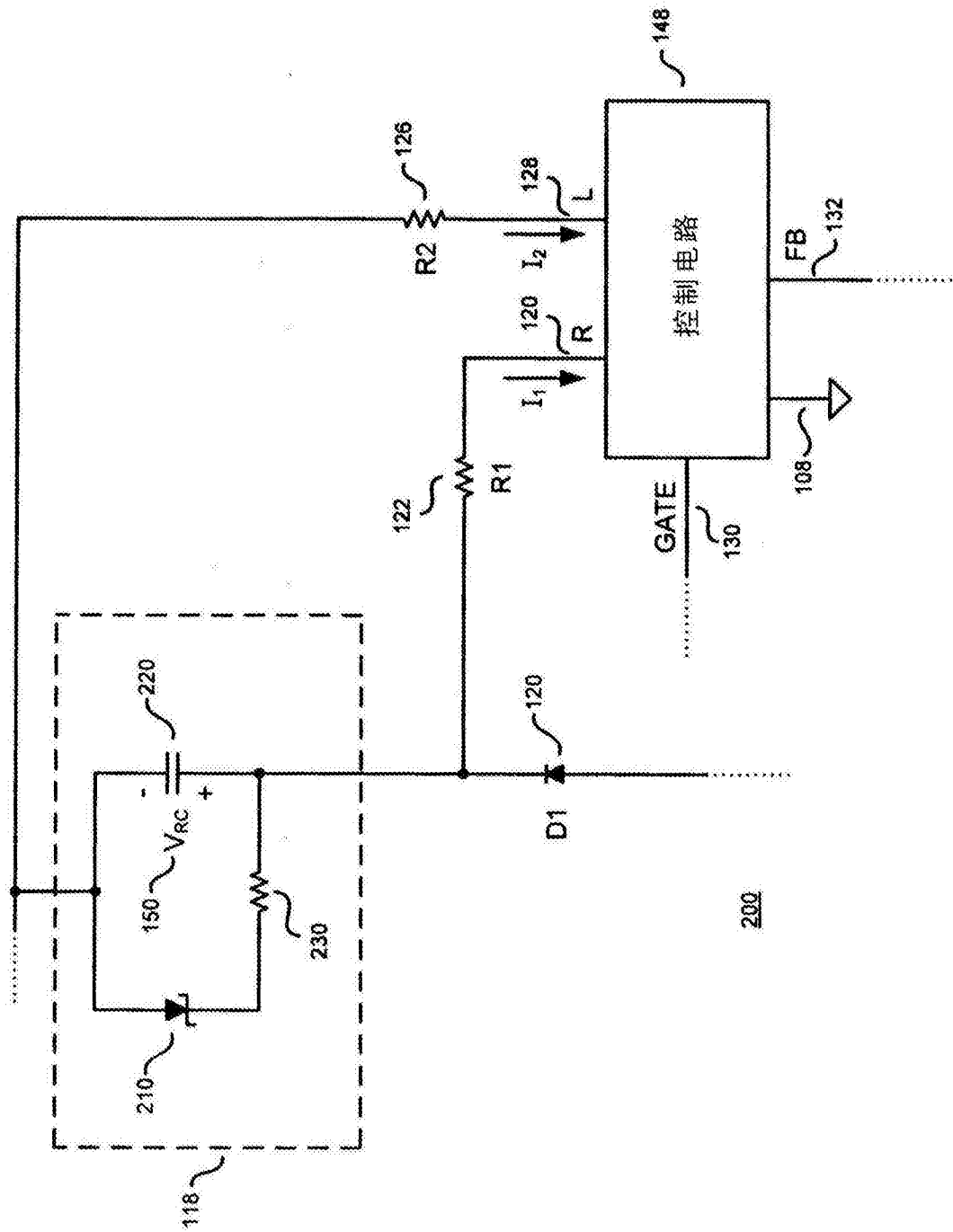


图2

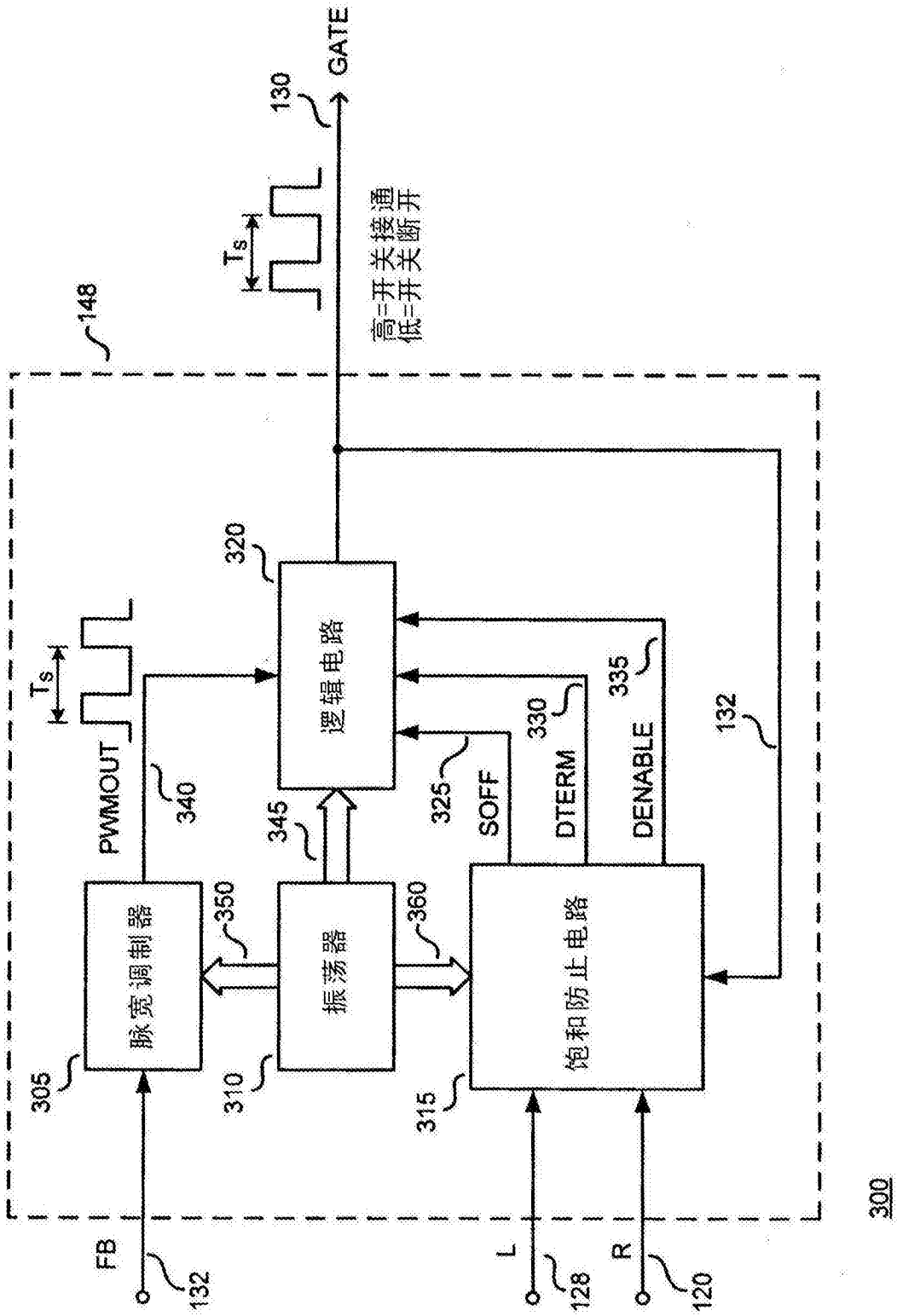


图3

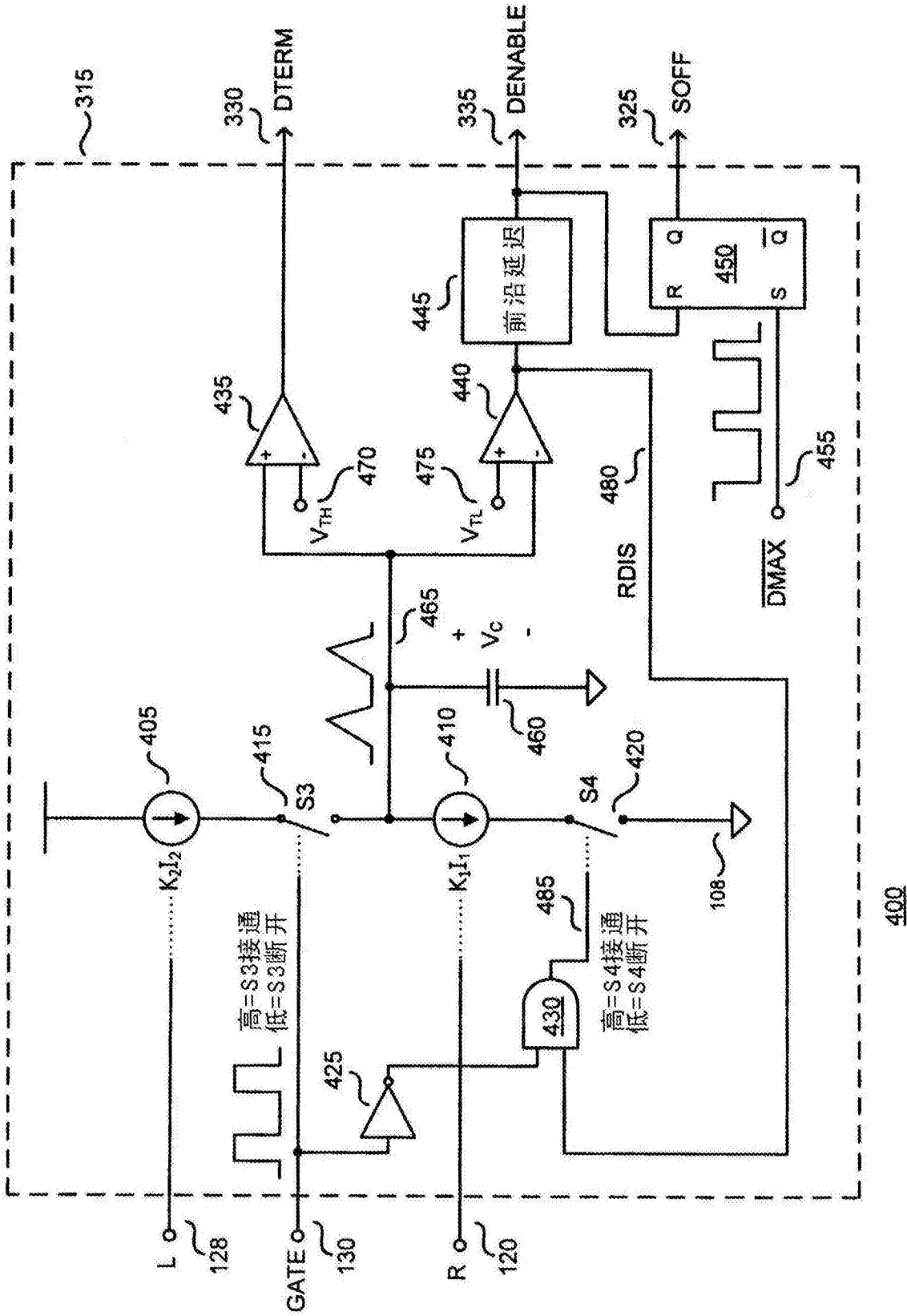


图4

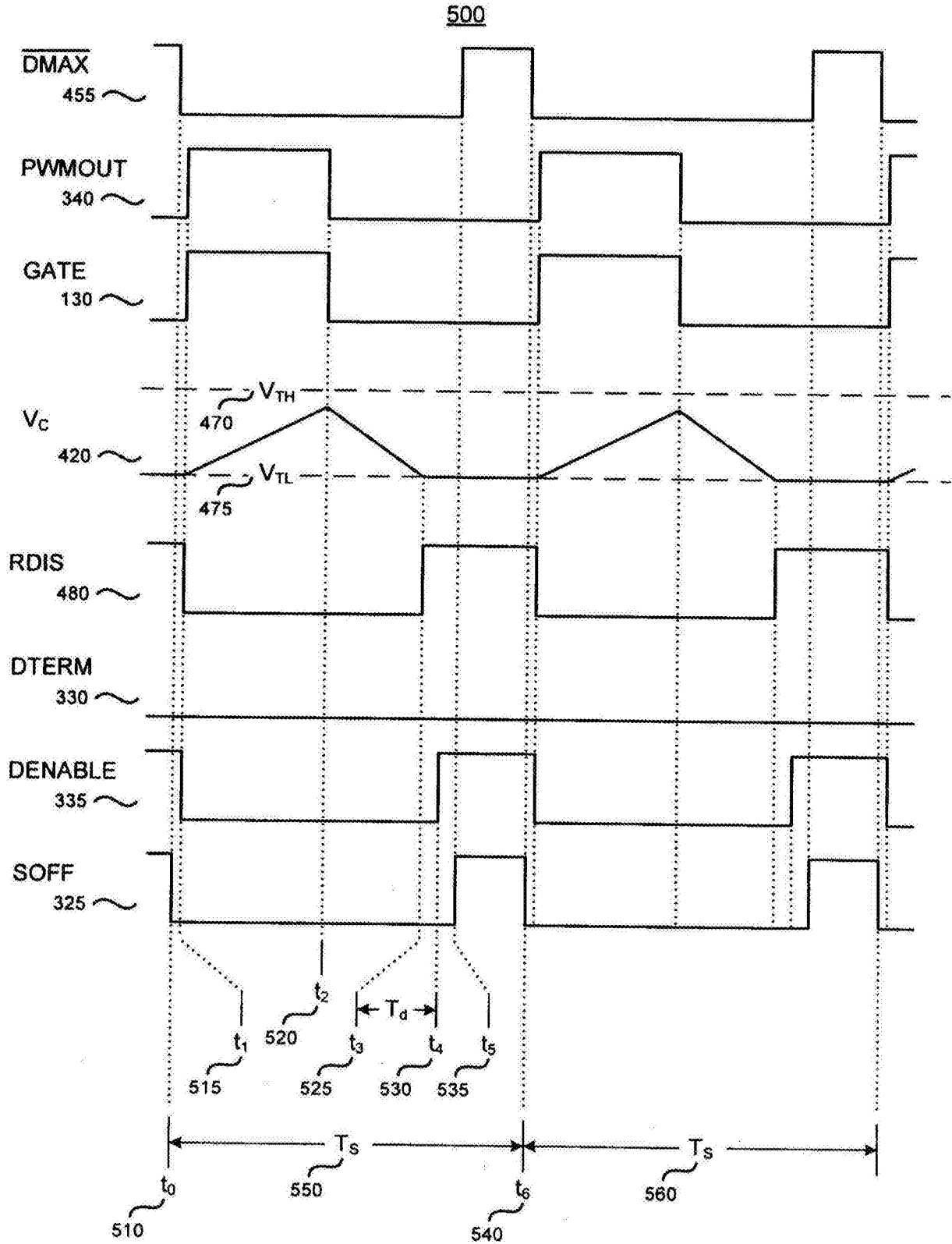


图5

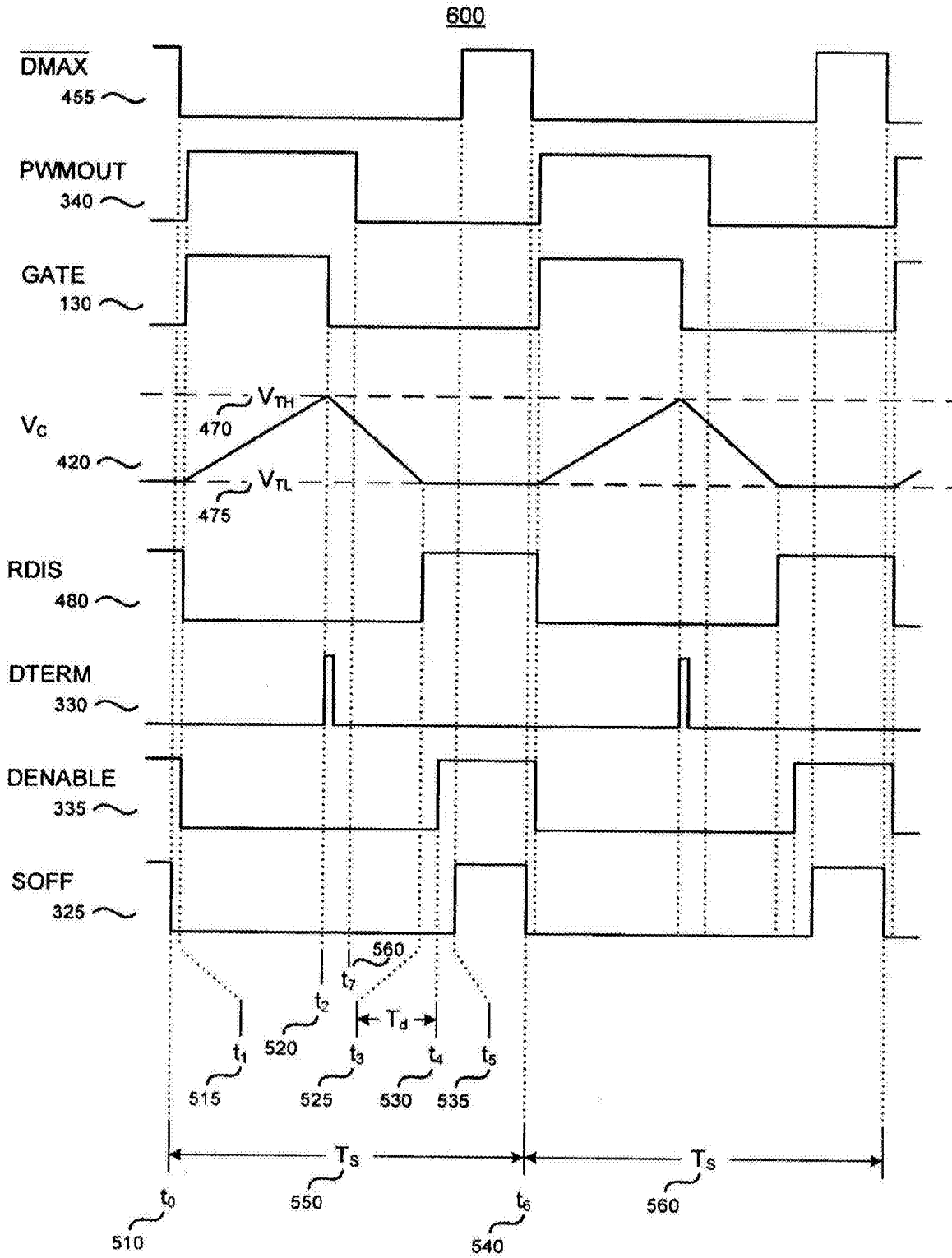


图6

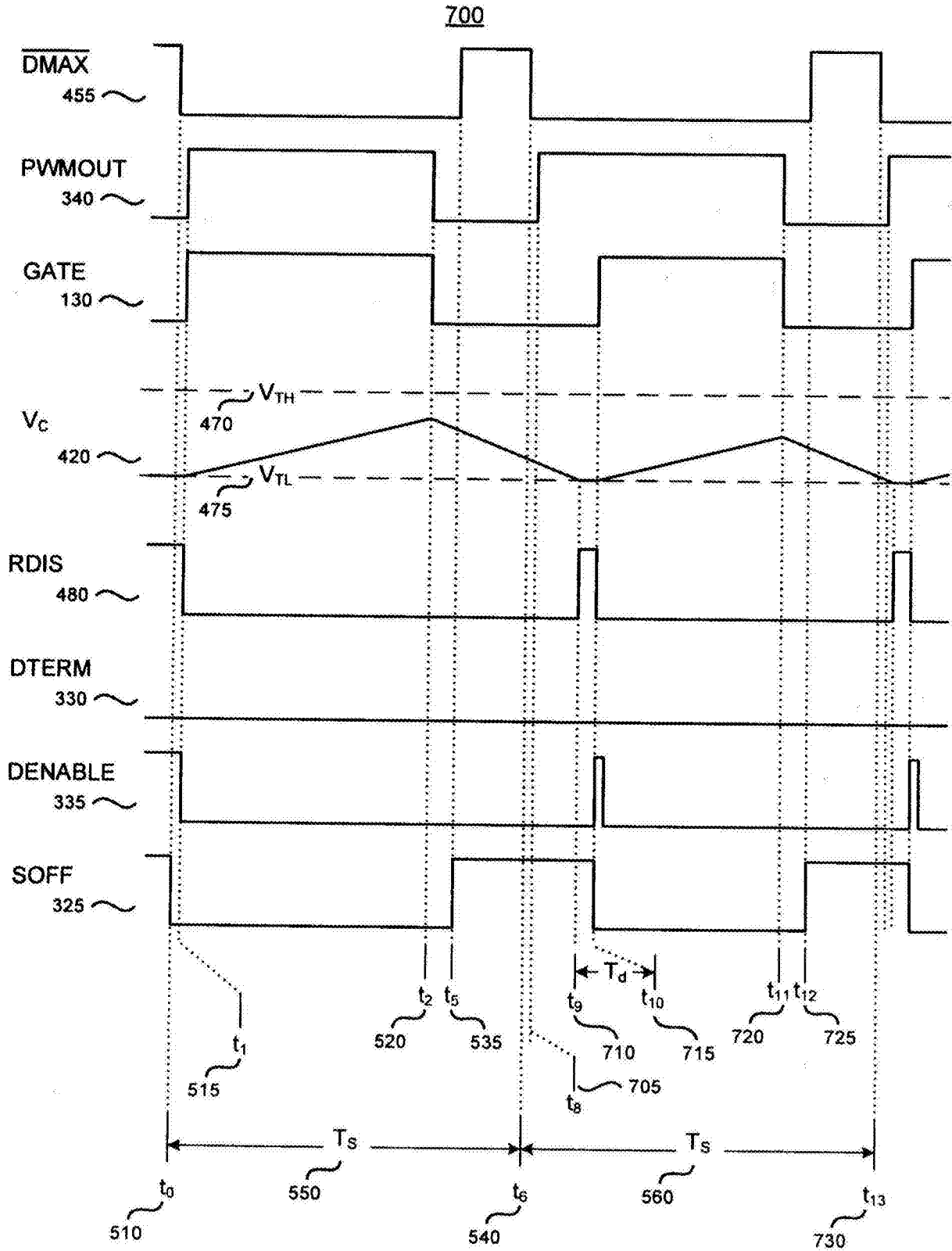


图7

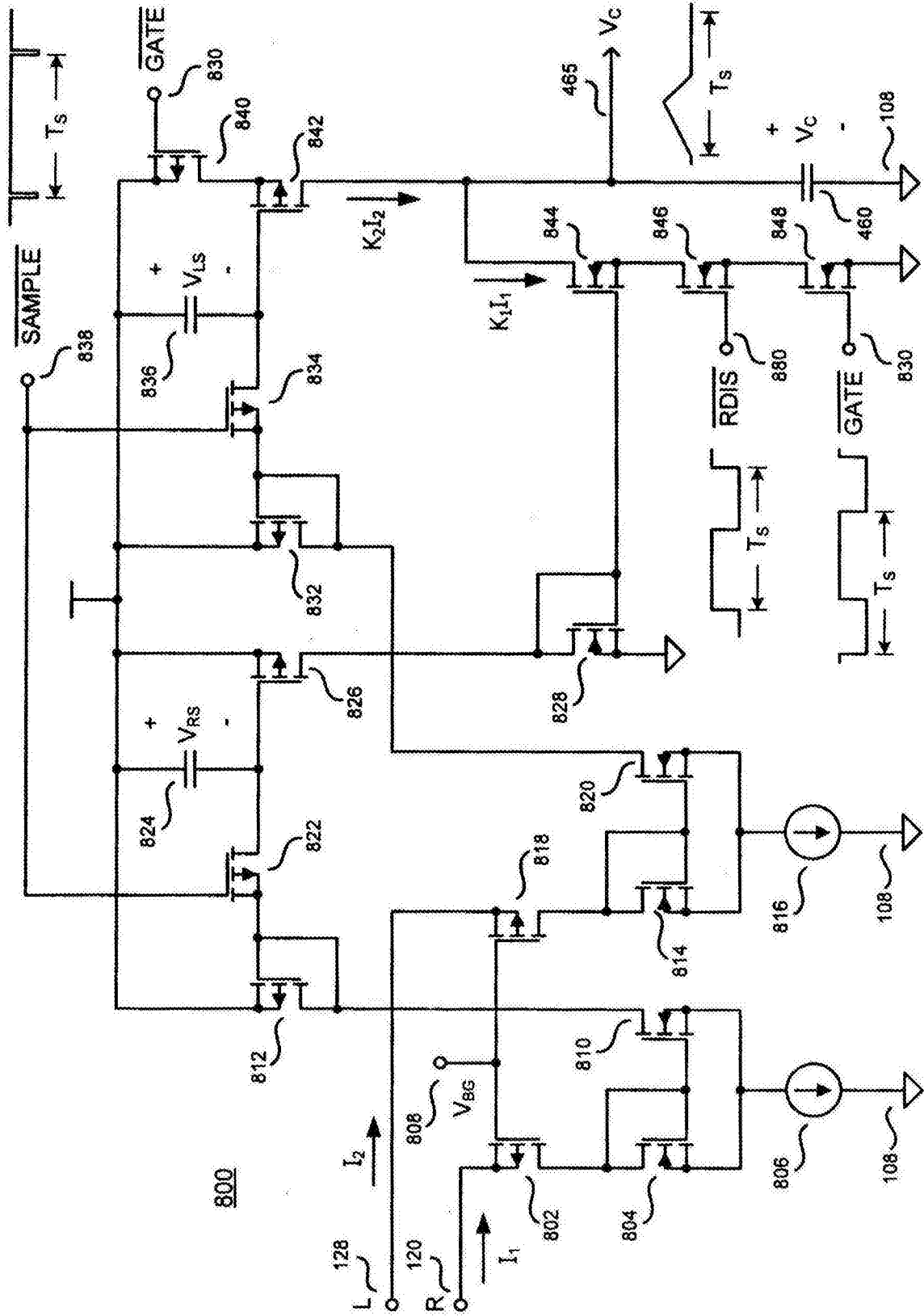


图8

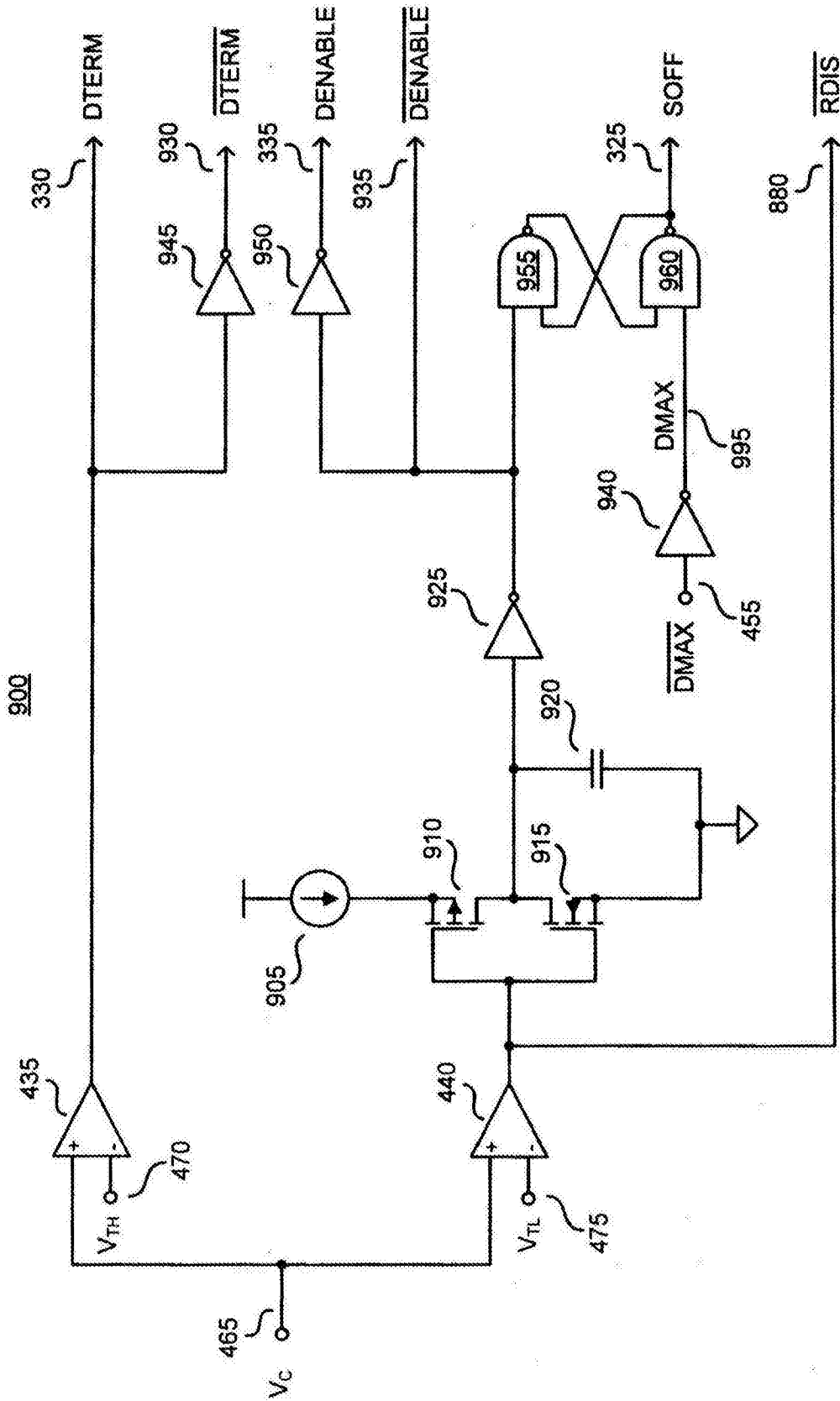


图9



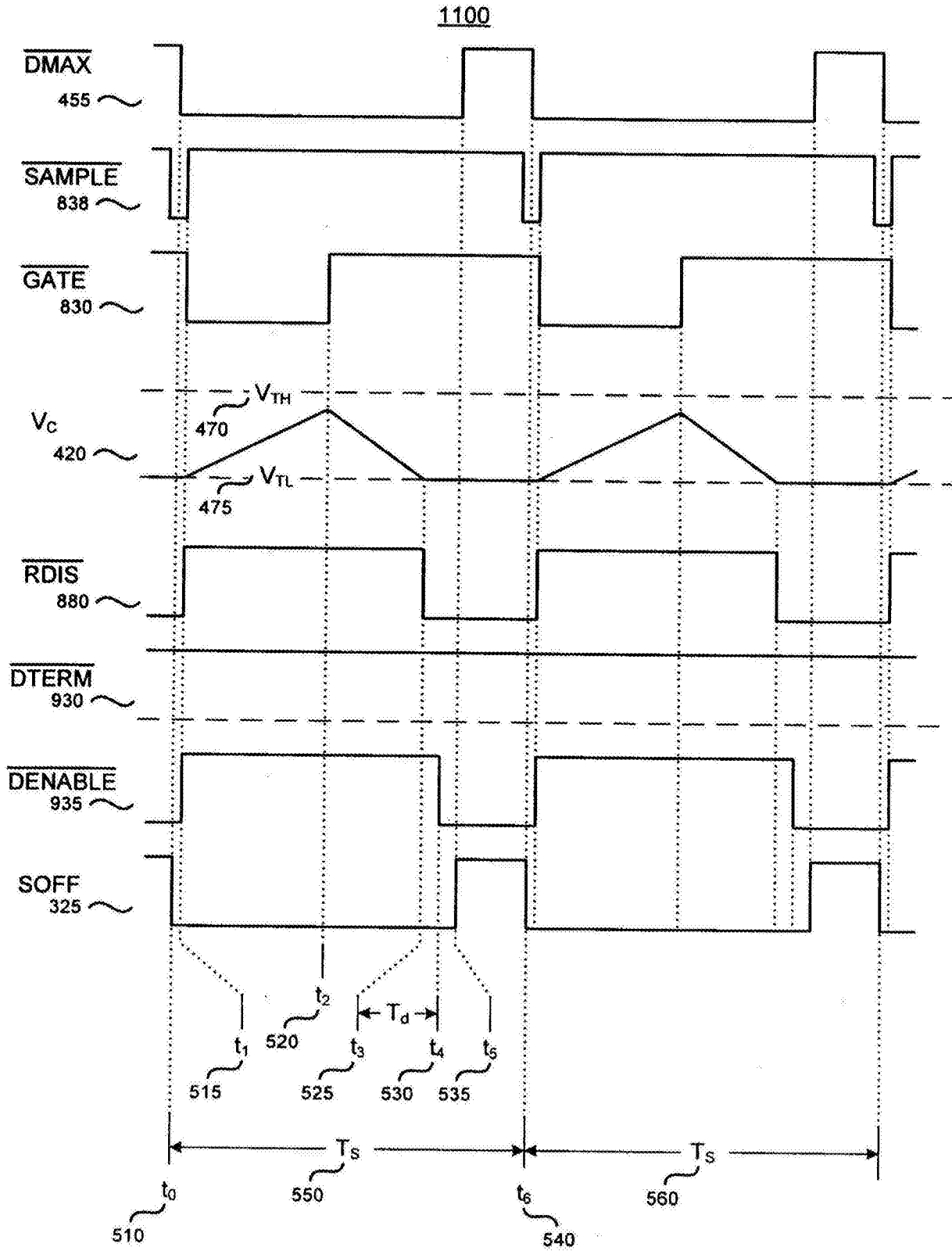


图11

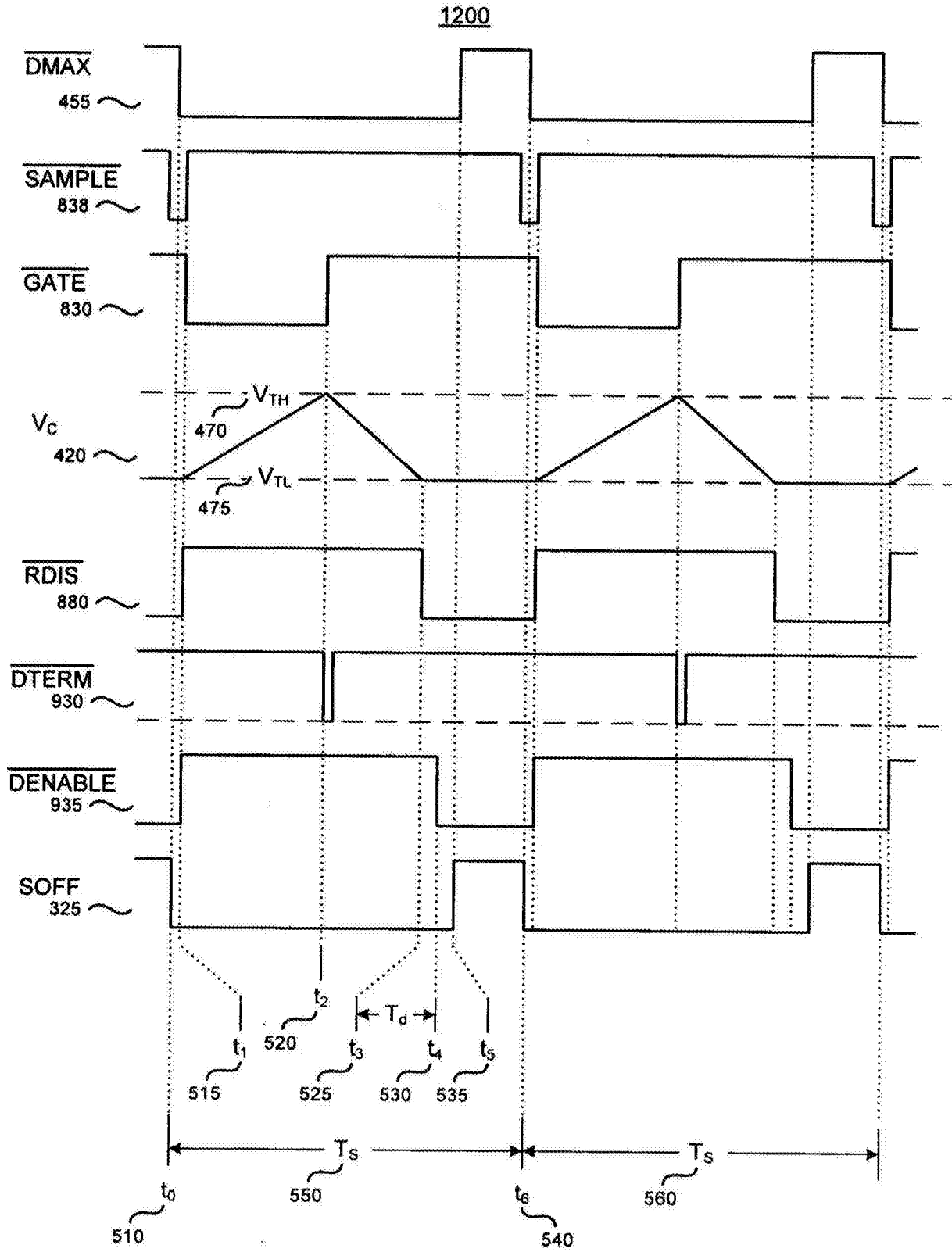


图12

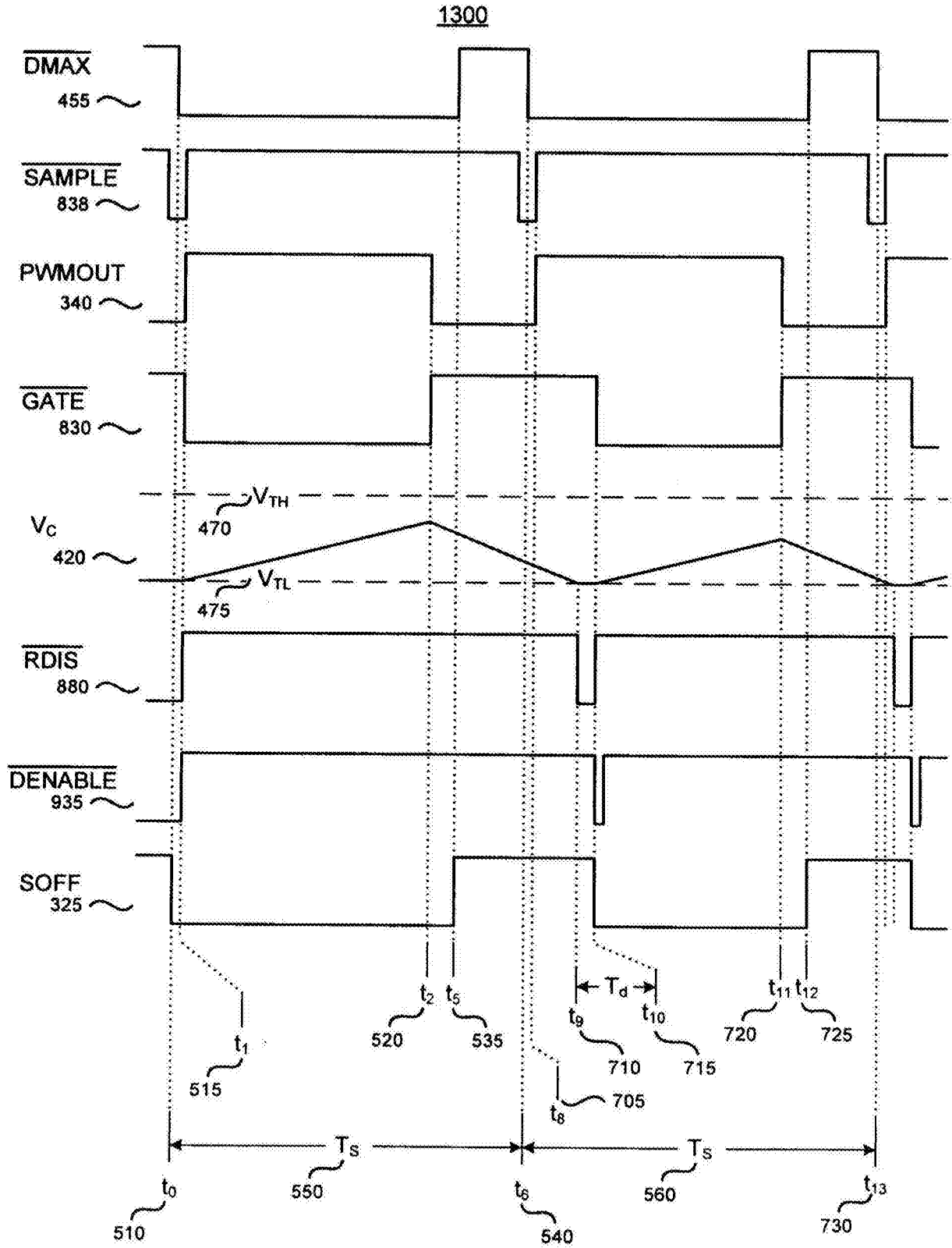


图13

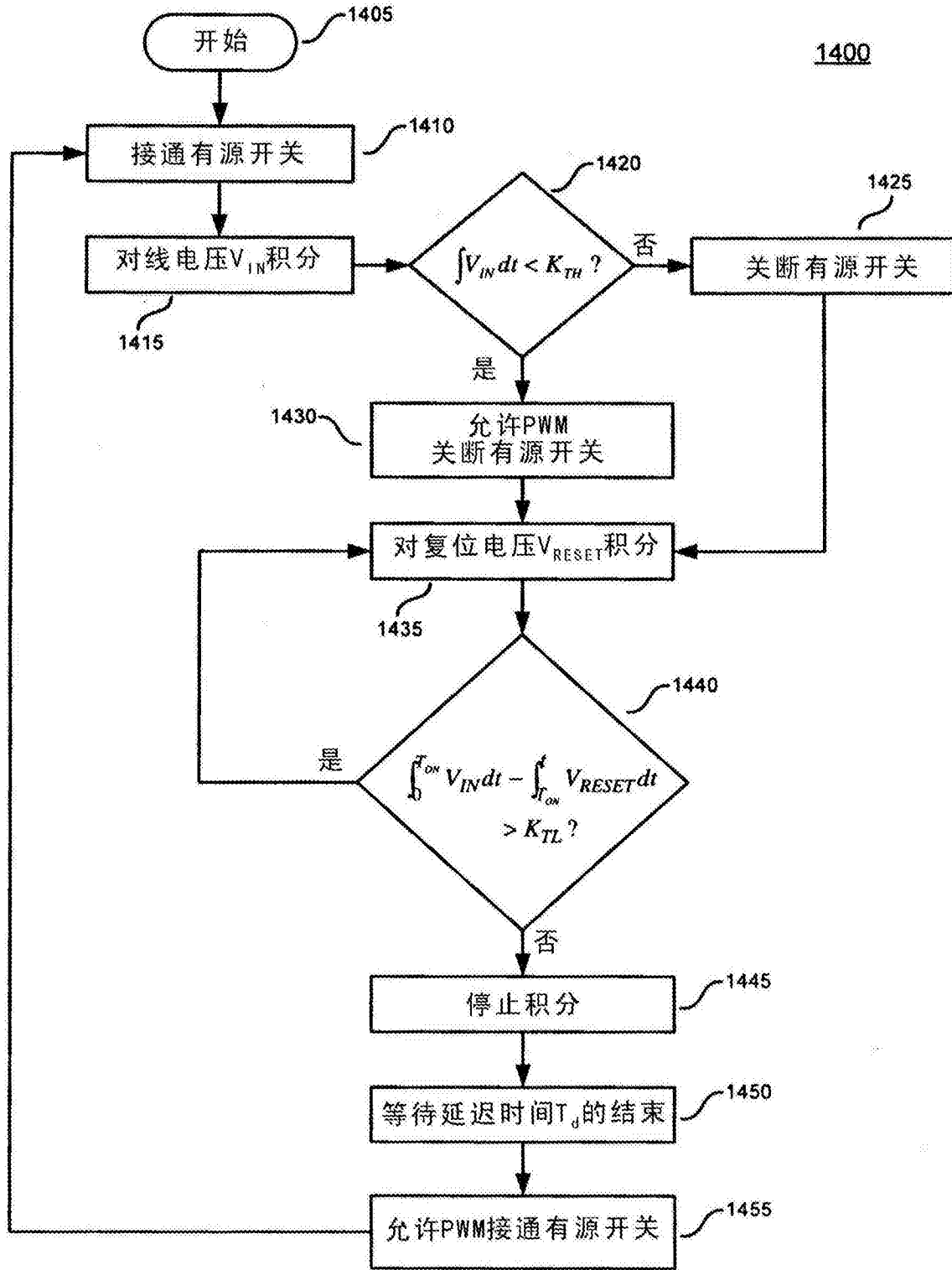


图14

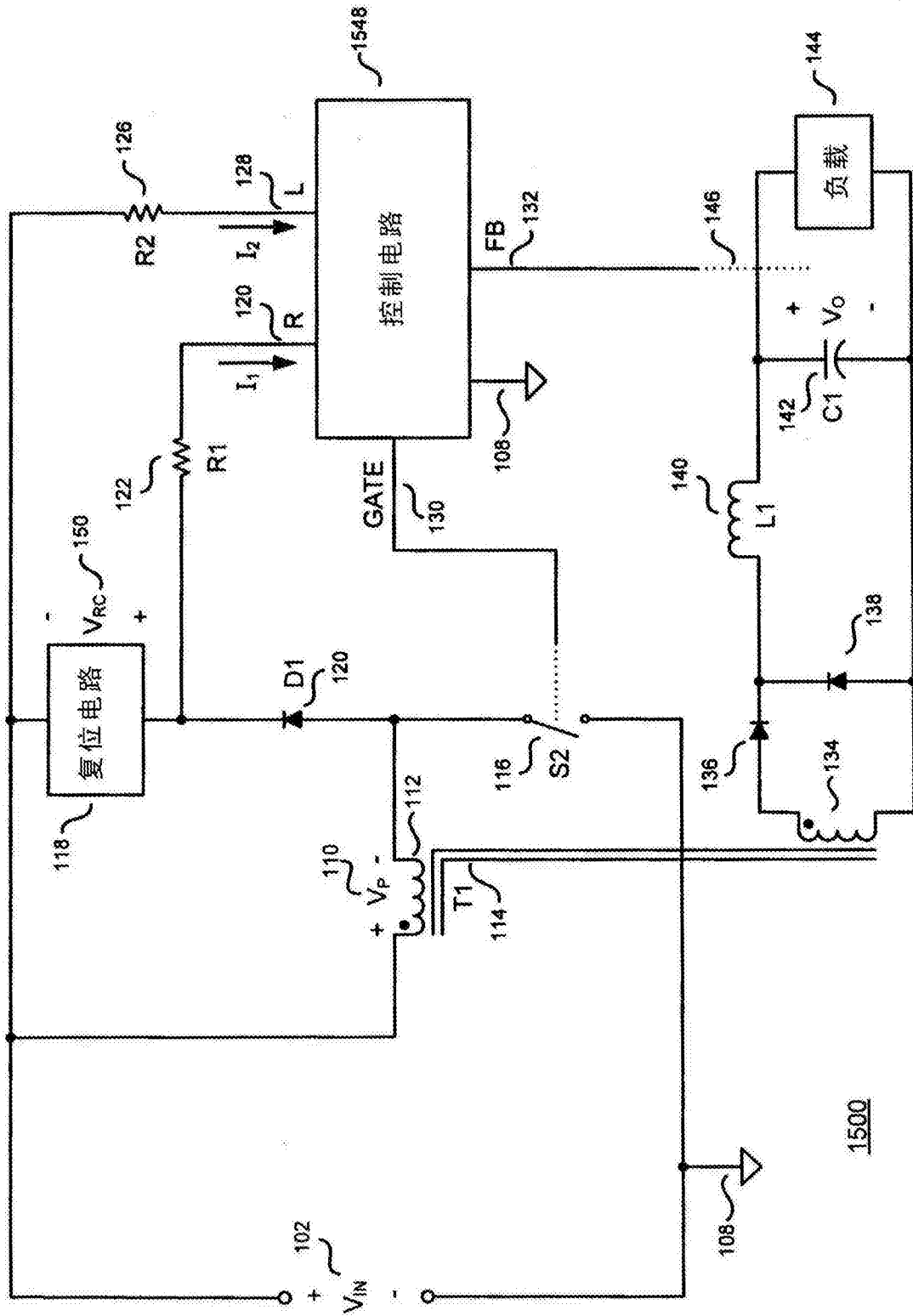


图15

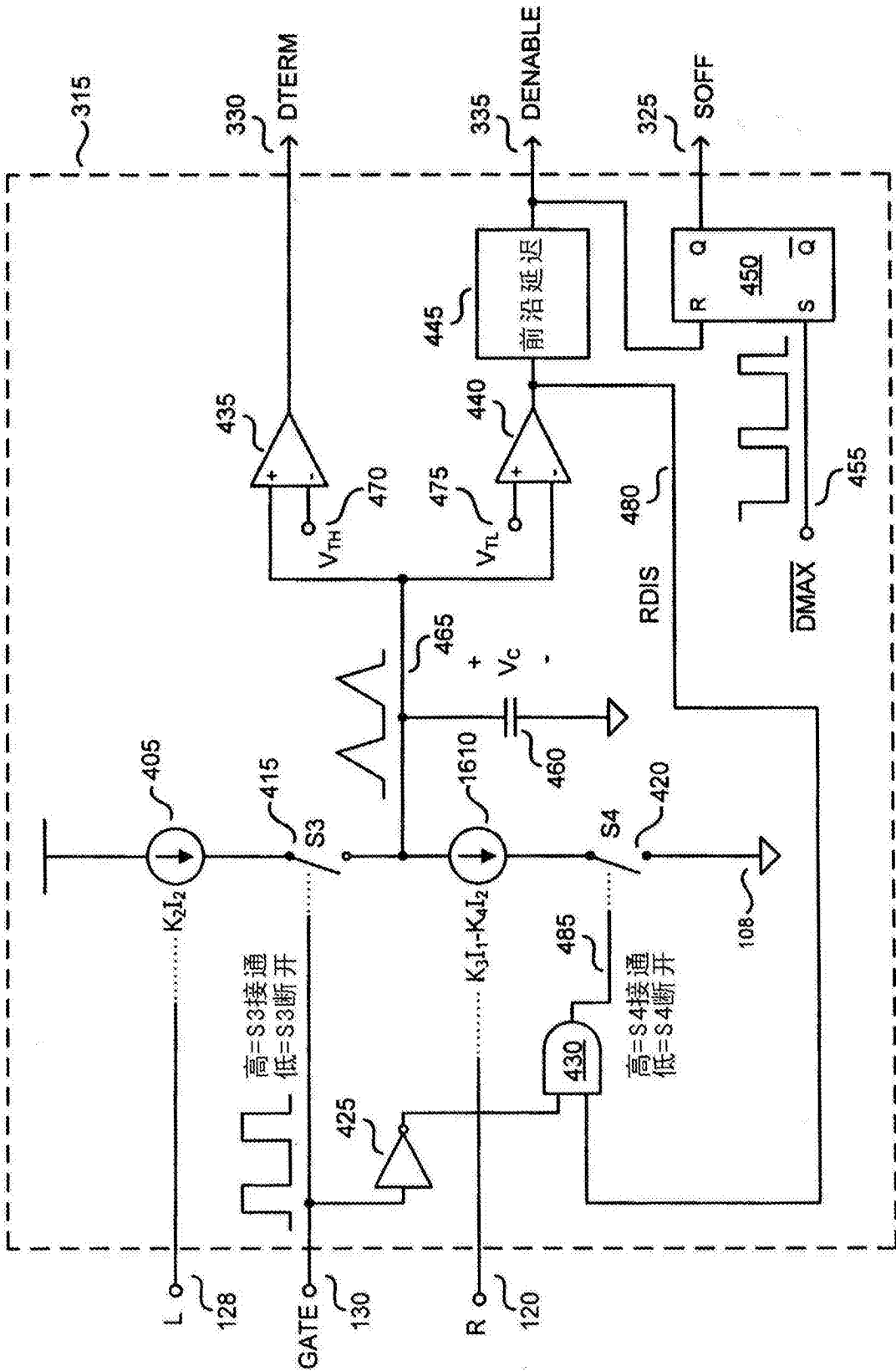


图16