



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1913312 B

(45) 授权公告日 2011.01.19

(21) 申请号 200610107684.0

(22) 申请日 2006.07.07

(30) 优先权数据

11/177096 2005.07.08 US

(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 D·J·克勒斯

(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 南霆

(51) Int. Cl.

H02M 3/28 (2006.01)

H02M 7/48 (2007.01)

(56) 对比文件

CN 1630175 A, 2005.06.22, 全文.

WO 2004/023634 A1, 2004.03.18, 全文.

US 2005/0036342 A1, 2005.02.17, 全文.

CN 1574579 A, 2005.02.02, 全文.

US 6788038 B1, 2004.09.07, 全文.

审查员 李承承

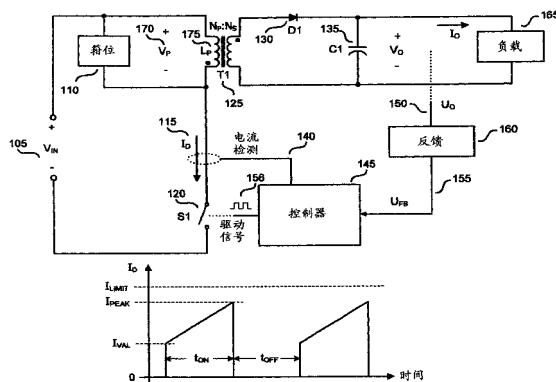
权利要求书 2 页 说明书 6 页 附图 6 页

(54) 发明名称

开关调节器电路、用于调节能量转换的方法
以及电源

(57) 摘要

限制开关电源的开关中最大开关电流的方法和装置。公开了限制开关电源的开关中的电流的技术。一种示意性开关调节器电路包括耦合到能量转换元件的开关。控制器耦合到开关上从而控制开关的切换。电流检测器被包括在控制器中。该电流检测器包括第一和第二比较器,该第一和第二比较器被耦合以分别将开关中的电流与第一和第二限流相比较。该控制器响应第一或第二比较器,以在开关的当前切换周期的剩余时间打开开关直到开关的下一个切换周期为止。频率调节器还被包括在控制器中,并且耦合到第二比较器上。该频率调节器响应第二比较器来调节包括在控制器中的振荡器的振荡频率。



1. 一种开关调节器电路,包括:

耦合到能量转换元件的开关;

控制器,所述控制器耦合到所述开关上以控制该开关的切换,来调节电源的输出;

电流检测器,该电流检测器被包括在控制器中,并且该电流检测器包括第一和第二比较器,该第一和第二比较器被耦合以将开关中的电流分别与第一和第二限流相比较,如果所述开关中的电流大于所述第一限流,则在开关的当前切换周期的剩余时间打开开关直到该开关的下一个切换周期为止;以及

频率调节器,该频率调节器被包括在该控制器中,并且该频率调节器耦合到第二比较器,如果所述开关中的电流大于所述第二限流,则该频率调节器通过延迟所述开关的下一个切换周期并且将切换周期加长为第一加长切换周期,来调节包括振荡器的振荡频率,并且如果所述开关中的电流在第二个连续的切换周期大于所述第二限流,则该频率调节器延迟所述开关的下一个切换周期并且将切换周期加长为第二加长切换周期,其中,所述第二加长切换周期长于所述第一加长切换周期,并且所述第二限流大于所述第一限流。

2. 根据权利要求1的开关调节器电路,其中频率调节器响应第二比较器减小振荡器的振荡频率,以延迟开关的下一个切换周期。

3. 根据权利要求1的开关调节器电路,其中频率调节器响应第二比较器减小振荡器的振荡频率,以跳过开关的下一个切换周期。

4. 根据权利要求1的开关调节器电路,其中该控制器被包括在集成电路中。

5. 根据权利要求4的开关调节器电路,其中该开关被包括在该集成电路中。

6. 根据权利要求1的开关调节器电路,还包括前沿消隐电路,该前沿消隐电路被包括在控制器中并且耦合到电流检测器上。

7. 根据权利要求1的开关调节器电路,其中频率调节器调节振荡器的振荡频率,从而在耦合到能量转换元件的输出端上提供不间断调节。

8. 根据权利要求1所述的开关调节器电路,其中,如果所述开关中的电流大于所述第二限流,则所述控制器还在开关的当前切换周期的剩余时间打开开关直到开关的下一个切换周期为止。

9. 根据权利要求1所述的开关调节器电路,其中,所述频率调节器包括耦合在所述第二比较器和所述振荡器的频率调节输入之间的锁存器,其中,响应于在前沿消隐时间后在切换期间所述第二比较器检测到所述开关中的电流大于所述第二限流,所述锁存器被置位。

10. 根据权利要求9所述的开关调节器电路,其中,所述锁存器耦合到所述振荡器的时钟输出,并且其中,通过所述时钟输入在下一个切换周期开始时,所述锁存器被复位。

11. 一种用于调节能量转换的方法,包括:

切换开关,该开关耦合到能量转换元件上,以通过所述能量转换元件响应于反馈信号来调节能量转换;

将所述开关中的电流与第一限流相比较;

将所述开关中的所述电流与第二限流相比较;

如果开关中的电流大于第一限流,则在开关的当前切换周期中的剩余时间打开该开关直到开关的下一个切换周期为止;以及

如果开关中的电流大于该第二限流,则通过将切换周期加长为第一加长切换周期来延迟开关的下一个切换周期;以及

如果所述开关中的电流在第二个连续的切换周期大于所述第二限流,则通过将切换周期加长为第二加长切换周期来延迟所述开关的下一个切换周期,其中,所述第二加长切换周期长于所述第一加长切换周期,并且所述第二限流大于所述第一限流。

12. 根据权利要求 11 的调节能量转换的方法,其中延迟开关的下一个切换周期包括如果开关中的电流大于第二限流,则调节振荡器的频率。

13. 根据权利要求 11 的调节能量转换的方法,其中延迟开关的下一个切换周期包括如果开关中的电流大于第二限流,则跳过开关的下一个切换周期。

14. 根据权利要求 11 的调节能量转换的方法,还包括在开关的每个切换周期的前沿消隐时间内忽略流过开关的电流。

15. 根据权利要求 11 的调节能量转换的方法,其中延迟下一个切换周期包括维持耦合到能量转换元件的输出端上的不间断调节。

16. 一种电源,包括:

耦合在该电源的输入端和输出端之间的能量转换元件;

开关,该开关耦合到能量转换元件的输入端,从而调节能量从电源的输入端到电源的输出端的转换;

耦合到开关上以控制开关切换的控制器;

电流检测器,该电流检测器被包括在控制器中,并且该电流检测器包括第一和第二比较器,该第一和第二比较器被耦合以将开关中的电流分别与第一和第二限流相比较,如果所述开关中的电流大于所述第一限流,则在开关的当前切换周期的剩余时间打开开关直到开关的下一个切换周期为止;以及

频率调节器,该频率调节器被包括在控制器中,并且该频率调节器耦合到第二比较器,如果所述开关中的电流大于所述第二限流,则该频率调节器通过延迟所述开关的下一个切换周期并且将切换周期加长为第一加长切换周期,来调节振荡器的振荡频率,并且如果所述开关中的电流在第二个连续的切换周期大于所述第二限流,则该频率调节器延迟所述开关的下一个切换周期并且将切换周期加长为第二加长切换周期,其中,所述第二加长切换周期长于所述第一加长切换周期,并且所述第二限流大于所述第一限流。

17. 根据权利要求 16 的电源,还包括反馈电路,该反馈电路耦合在电源的输出端和控制器之间,从而从电源的输出端提供反馈信号到控制器。

18. 根据权利要求 16 的电源,还包括集成电路,该集成电路包括该控制器。

19. 根据权利要求 18 的电源,其中该集成电路还包括该开关。

20. 根据权利要求 16 的电源,其中频率调节器调节振荡器的振荡频率,从而在电源的输出端上提供不间断调节。

21. 根据权利要求 16 所述的电源,其中,所述频率调节器包括耦合在所述第二比较器和所述振荡器的频率调节输入之间的锁存器,其中,响应于在前沿消隐时间后在切换期间所述第二比较器检测到所述开关中的电流大于所述第二限流,所述锁存器被置位。

22. 根据权利要求 16 所述的电源,其中,所述锁存器耦合到所述振荡器的时钟输出,并且其中,通过所述时钟输入在下一个切换周期开始时,所述锁存器被复位。

开关调节器电路、用于调节能量转换的方法以及电源

技术领域

[0001] 本发明通常涉及电子电路,并且更具体地,本发明涉及开关模式电源。

背景技术

[0002] 开关电源中的开关可承受来自过电压,过电流或者电压和电流的特定组合所导致的损害。瞬时电压和电流必须维持在防止对开关带来损害的安全工作区所限定的界限内。因此,为了保护开关,以及为了调节输出,开关电源的控制器通常测量电压和电流。

[0003] 现实器件的需求和局限性之间的矛盾经常使得控制器在所有情形下测量保护开关所必须的量变得不可能或者不实际。尽管开关上的最大电压通常可从对直流输入电压的简单测量中得到,然而开关中电流的测量通常会更加困难。

[0004] 控制器典型地必须屏蔽(mask)切换周期中特定时刻开关电流的测量,从而避免了错误的过电流指示。另外,在过电流检测和恰当响应之间经常会出现某些延迟。因此,传统的方法不能防止开关在暂时负载或者故障的特定条件下出现损害。

发明内容

[0005] 根据本发明的一个方面,提供了一种开关调节器电路,包括:耦合到能量转换元件的开关;控制器,耦合到开关上以控制该开关的切换,来调节电源的输出;电流检测器,电流检测器包括在控制器中,并且该电流检测器包括第一和第二比较器,第一和第二比较器被耦合以将开关中的电流分别与第一和第二限流相比较,如果开关中的电流大于第一限流,则在开关的当前切换周期的剩余时间打开开关直到该开关的下一个切换周期为止;以及频率调节器,该频率调节器被包括在该控制器中,并且该频率调节器耦合到第二比较器,如果开关中的电流大于第二限流,则该频率调节器通过延迟开关的下一个切换周期并且将切换周期加长为第一加长切换周期,来调节包括振荡器的振荡频率,并且如果开关中的电流在第二个连续的切换周期大于第二限流,则该频率调节器延迟开关的下一个切换周期并且将切换周期加长为第二加长切换周期,其中,第二加长切换周期长于第一加长切换周期,并且第二限流大于第一限流。

[0006] 根据本发明的另一个方面,提供了一种用于调节能量转换的方法,包括:

[0007] 切换开关,该开关耦合到能量转换元件上,以通过能量转换元件响应于反馈信号来调节能量转换;将开关中的电流与第一限流相比较;将开关中的电流与第二限流相比较;如果开关中的电流大于第一限流,则在开关的当前切换周期中的剩余时间打开该开关直到开关的下一个切换周期为止;如果开关中的电流大于该第二限流,则通过将切换周期加长为第一加长切换周期来延迟开关的下一个切换周期;以及如果开关中的电流在第二个连续的切换周期大于第二限流,则通过将切换周期加长为第二加长切换周期来延迟开关的下一个切换周期,其中,第二加长切换周期长于第一加长切换周期,并且第二限流大于第一限流。

[0008] 根据本发明的又一个方面,提供了一种电源,包括:耦合在该电源的输入端和输

出端之间的能量转换元件；开关，该开关耦合到能量转换元件的输入端，从而调节能量从电源的输入端到电源的输出端的转换；耦合到开关上以控制开关切换的控制器；电流检测器，该电流检测器被包括在控制器中，并且该电流检测器包括第一和第二比较器，该第一和第二比较器被耦合以将开关中的电流分别与第一和第二限流相比较，如果开关中的电流大于第一限流，则在开关的当前切换周期的剩余时间打开开关直到开关的下一个切换周期为止；以及频率调节器，该频率调节器被包括在控制器中，并且该频率调节器耦合到第二比较器，如果开关中的电流大于第二限流，则该频率调节器通过延迟开关的下一个切换周期并且将切换周期加长为第一加长切换周期，来调节振荡器的振荡频率，并且如果开关中的电流在第二个连续的切换周期大于第二限流，则该频率调节器延迟开关的下一个切换周期并且将切换周期加长为第二加长切换周期，其中，第二加长切换周期长于第一加长切换周期，并且第二限流大于第一限流。

附图说明

[0009] 通过实施例详细说明了本发明，并且不限制于附图。

[0010] 图 1 是根据本发明教导可限制功率开关中的峰值电流的开关电源的一个实施例的功能框图。

[0011] 图 2 是示出了将寄生电容分布到功率开关中的电流的开关电源的一个实施例的功能框图的一部分。

[0012] 图 3 示出了根据本发明教导可限制功率开关中的峰值电流的开关电源的一个实施例的电压和电流波形。

[0013] 图 4 示出了根据本发明教导限制功率开关中的峰值电流的开关电源的电流波形的重要参数。

[0014] 图 5 是示出根据本发明教导限制功率开关中的峰值电流的方法的流程图。

[0015] 图 6 是根据本发明教导限制所包括的功率开关中的峰值电流的集成电路的功能框图。

具体实施方式

[0016] 这里公开了在电源中所使用的电源调节器的实施例。在下面的描述中，为了透彻的理解本发明，阐述了大量的特定细节。然而，本领域的普通技术人员应该清楚，这些特定的细节不必应用于实现本发明。为了避免使得本发明不清楚，未详细地阐述与其实现方式相关的公知方法。

[0017] 本说明书中参考“一个实施例”或者“一实施例”表示与该实施例结合所描述的特定特征、结构或者特性包括在本发明的至少一个实施例中。因此，本说明书不同位置出现短语“用于一个实施例”或者“在一个实施例中”并不必全部表示相同的实施例。此外，在一个或者多个实施例中可以任何合适的方式组合这些特定的特征、结构或者特性。

[0018] 在电源具有低输出电压的启动或者过载期间，响应功率开关中的过电流的传统技术在使得电源工作的同时并不能防止电流在每个开关周期中变得更高，这是因为前沿消隐时间和限流延迟时间使得开关导通时间最小。此外，控制器响应低输出电压，同时具有使电流减小的最小切断时间。公开了一些技术，其采用多限流值来确定需要执行可替换的控制

模式,该可替换控制模式延长了开关的切断时间,从而使得电流减小到安全值。因此,公开了一些技术,以防止开关电源的开关中的过电流。对于一个实施例来说,开关电流相对多个限流值进行测量,从而识别未受控制的渐增电流的情形。未受控制的渐增电流的识别执行可替换的控制操作,其延迟了随后切换周期的开始。

[0019] 为了进行说明,图 1 通常示出了根据本发明教导限制峰值开关电流的电源的一个实施例的电源的功能框图。图 1 所示的示意性电源拓扑结构是回扫式调节器。应该理解的是,存在许多开关调节器的拓扑结构和配置,并且出于进行解释的目的,提供图 1 所示的回扫式拓扑结构,根据本发明的教导,也可使用其他类型的拓扑结构。此外,注意,尽管出于解释的目的,在电源的范围内此处描述了本发明的各种实施例,但是应该理解的是,本发明的教导也可应用于其他技术,例如可包括感性负载切换等的其他应用。

[0020] 如在图 1 的电源实施例中所示的,能量转换元件 T1125 耦合在未调节的输入电压 V_{IN105} 和电源输出端上的负载 165 之间。开关 S1120 耦合到能量转换元件 125 的输入端上的初级绕组 175 上,以调节能量从未调节的输入电压 V_{IN105} 到电源输出端上的负载 165 的转换。控制器 145 被耦合以产生驱动信号 156,该驱动信号 156 被耦合到由开关 S1120 接收以控制开关 S1120 的切换。控制器 145 还包括被耦合以接收电流检测 140 的电流检测器,该电流检测 140 检测开关 S1120 中的电流 I_D115 。

[0021] 如下面将要讨论的,对于一个实施例来说,控制器 145 中的电流检测器包括第一和第二比较器,第一和第二比较器被耦合以分别将电流 I_D115 与第一和第二限流进行比较。第二限流大于第一限流。对于一个实施例来说,如果电流 I_D115 大于第一或者第二限流,则控制器 145 将使驱动信号 156 在该开关的当前切换周期的剩余时间打开开关 S1120,直到开关的下一个切换周期开始为止。对于一个实施例来说,控制器 145 还包括耦合到第二比较器的频率调节器。根据本发明的教导,如果电流 I_D115 大于第二限流,则该频率调节器将调节包括在控制器中的振荡器的振荡频率,以延迟开关的下一个切换周期。

[0022] 在图 1 的实施例中,能量转换元件 T1125 示出为具有两个绕组的变压器。初级绕组 175 具有 N_p 匝,其电感为 L_p 。次级绕组具有 N_s 匝。通常,变压器的绕组可以多于两个,其可具有附加绕组,用以给附加负载供电,或者提供偏压,或者检测负载上的电压,等等。

[0023] 箝位电路 110 耦合到能量转换元件 T1125 的初级绕组 175 上,从而控制开关 S1120 上的最大电压。如上所述,响应由控制器电路 145 产生的驱动信号 156,导通和切断开关 S1120。对于一个实施例来说,开关 S1120 是晶体管,例如功率金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET)。对于一个实施例来说,控制器 145 包括集成电路和离散电子元件。开关 S1120 的操作在整流器 D1130 中产生脉动电流,该脉动电流由电容器 C1135 进行滤波,从而在负载 165 上产生基本恒定的输出电压 V_o 或者基本恒定的输出电流 I_o 。

[0024] 将要进行调节的输出量是 U_o150 ,通常来说可以是输出电压 V_o ,输出电流 I_o ,或者二者的组合。反馈电路 160 耦合到输出量 U_o150 上,从而产生反馈信号 U_{FB155} ,反馈信号 U_{FB155} 是控制器 145 的输入。控制器 145 的另一个输入是电流检测信号 140,其检测开关 S1120 中的电流 I_D115 。测量开关电流,例如电流变压器,或者例如测量离散电阻器两端的电压,或者例如测量当晶体管导通时晶体管两端的电压的许多公知方法中的任何一种都可用于测量电流 I_D115 。控制器可采用电流检测信号 140 来调节输出 U_o150 或者防止对开关 S1120 产生损害。

[0025] 图 1 还示出了理想状态下流过开关 S1120 的电流 I_{D115} 的示意性波形。响应来自控制器 145 的驱动信号 156 中的脉冲, 开关 S1120 导通时间 t_{ON} 。响应来自控制器 145 的驱动信号 156, 打开开关 S1120 一个切断时间 t_{OFF} 。在导通时间 t_{ON} 的时间段中, 当开关 S1120 导通时, 响应于施加到变压器 T1125 的初级绕组 175 的电感 L_P 两端的输入电压 V_{IN105} , 电流随着时间从初始电流 I_{VAL} 线性增加到最终电流 I_{PEAK} 。

[0026] 对于一个实施例来说, 控制器 145 操作开关 S1120, 从而基本上调节输出 U_{O150} 到其期望值。对于一个实施例来说, 当输出 U_{O150} 小于其期望值时, 控制器 145 增加开关 S1120 的导通时间 t_{ON} 。对于一个实施例来说, 当输出 U_{O150} 大于其期望值时, 控制器 145 减小开关 S1120 的导通时间 t_{ON} 。

[0027] 对于一个实施例来说, 控制器 145 用驱动信号 156 调节开关 S1120 的操作, 从而防止在其安全操作区以外操作。对于一个实施例来说, 当电流 I_{D115} 超过限流 I_{LIMIT} 时, 控制器 145 减小开关 S1120 的导通时间 t_{ON} 。对于一个实施例来说, 当电流 I_{D115} 超过限流 I_{LIMIT} 时, 控制器 145 增加切断时间 t_{OFF} 。

[0028] 图 2 示出了寄生电容到开关 S1220 中所测量的电流 I_{D215} 的分布。由节点 235 上耦合到开关 S1 的电容器 C_{P210} 和 C_{DS230} 所表示的寄生电容的充电和放电在开关 S1220 导通之后的一段很短时间内增加电流 I_{D215} 。图 2 还示出了变压器 T1225 的初级绕组 275 的电感 L_P 上的电压 V_P270 。对于一个实施例来说, 电压 V_P 在导通时间 t_{ON} 为正, 大小为 V_{IN} 。对于一个实施例来说, 电压 V_P 在切断时间 t_{OFF} 为负, 大小为 V_{OR} 。电压 V_P 极性的突然反向将前沿电流增加到开关 S1220 的初始电流 I_{VAL} 。图 2 中的波形示出了峰值前沿电流 I_{LEPEAK} , 该峰值前沿电流 I_{LEPEAK} 大于理想初始电流 I_{VAL} 。对于一个实施例来说, 峰值前沿电流 I_{LEPEAK} 还大于最终电流 I_{PEAK} 。存在于每个实际电路中的寄生电容可产生高的前沿电流, 该前沿电流可与控制器调节输出或者保护开关的性能相干扰。响应开关电流 I_{D215} 的大小来调节输出或者保护开关的控制器还响应与输出的调节或者开关的安全操作明显不相关的前沿电流。为了避免前沿电流产生干扰, 控制器典型地屏蔽了开关中电流的测量, 直到前沿消隐时间 t_{LEB} 之后为止。前沿消隐时间 t_{LEB} 与导通时间 t_{ON} 的关系示于图 3 中。

[0029] 前沿消隐时间 t_{LEB} 足够地长, 以便保证寄生电容的电流分布在电流 I_D 相对控制器变为可见之前可被忽略。图 3 还示出了限流延迟时间 t_d , 限流延迟时间 t_d 是 I_D 在 t_{LEB} 之后达到 I_{LIMIT} 的时刻和开关停止导通的时刻之差。限流延迟时间 t_d 总是存在, 这是因为实际电路不能瞬时响应。有限的限流延迟时间 t_d 在导通时间 t_{ON} 末端处的结果是具有大于限流 I_{LIMIT} 的峰值电流 I_{PEAK} 。

[0030] 前沿消隐时间 t_{LEB} 以及限流延迟 t_d 使得典型的控制器限制开关电流 I_D 变得不可能。图 4 示出了当输出小于其调节值时不期望的情况, 这种情况可在具有典型控制器的开关电源中出现。在图 4 中, 输出端的过载使得开关电流 I_D 在每个切换周期都超过 I_{LIMIT} 。过载还使得输出电压 V_O 下降为远低于其调节值。控制器测量前沿消隐时间 t_{LEB} 末端的开关电流 I_D , 开关在限流延迟时间 t_d 之后打开。 I_D 大于 I_{LIMIT} 的检测不能减小导通时间 t_{ON} , 该导通时间 t_{ON} 小于 t_{LEB} 加上 t_d 的和。

[0031] 图 4 示出了任何切换周期 (n) 中, 在导通时间段作为开关电流 I_D (除来自寄生电容的任何电流以外) 出现的电流在导通时间段增加量为 ΔI_{ON} , 从而达到 I_{PEAK} , 然后在切断时间段从 I_{PEAK} 减小量为 ΔI_{OFF} 。电流中的变化与输入和输出电压相关, 如等式 1 和等式 2 所

示。

$$[0032] \quad \Delta I_{ON} = \frac{V_{IN} t_{ON}}{L_p} = \frac{V_{IN} (t_{LEB} + t_d)}{L_p}$$

[0033] 等式 1

$$[0034] \quad \Delta I_{OFF} = \frac{V_{OR} t_{OFF}}{L_p} = \left(\frac{N_p}{N_s} \right) \frac{V_o t_{OFF}}{L_p}$$

[0035] 等式 2

[0036] 从图 4 可以清楚看出, 当对于每个连续脉冲或者切换周期 $\Delta I_{ON} > \Delta I_{OFF}$ 时, 下一个切换周期 (n+1) 的峰值电流将大于当前切换周期 (n) 中的峰值电流。将输出电压 V_o 减小为基本低于其调节值的过载状态将导致控制电路使得切断时间 t_{OFF} 尽可能的小。等式 2 示出了具有 t_{OFF} 恒定或者减小的 V_o 的减小将使得 ΔI_{OFF} 减小。等式 1 示出了前沿消隐时间 t_{LEB} 和限流延迟时间 t_d 施加最小值到 ΔI_{ON} 上。因此, 通常的控制方法使得在输出的过载过程中 ΔI_{ON} 大于 ΔI_{OFF} 。当 ΔI_{ON} 大于 ΔI_{OFF} 时, 电流和电压仅在几个连续的切换周期之后可在开关的安全操作区之外运行。仅在许多切换周期之后响应的故障检测电路不能保护开关以免出现故障。控制器必须在少量的切换周期内响应, 以将开关的操作保持在其安全操作区内。

[0037] 图 5 是描述根据本发明教导, 保持开关在其安全操作区内操作的一种示意性方法的流程图。参考图 4 的示意性波形, 所示出的方法测量 I_D 是否已经超过第二限流 I_{LIMIT2} , 该第二限流大于第一限流 I_{LIMIT} , 以确定是否执行可替换的控制操作以有助于防止峰值开关电流 I_{PEAK} 变得过大。在图 5 所描述的实施例中, 如果在切换周期的启动之后前沿消隐时间 t_{LEB} 以外的切换周期的任何时间上 I_D 大于 I_{LIMIT2} , 则有一个可替换的控制操作。该可替换的控制操作打开开关, 并且延迟下一个切换周期的启动。对于一个实施例来说, 可替换控制操作减小了振荡器的频率, 从而有效地加长切换周期以延迟下一个切换周期的开始。在一个实施例中, 电流 I_D 大于 I_{LIMIT2} 的检测设定一个标记, 其由不加长的切换周期复位。如果设置标记的同时检测到 I_D 大于 I_{LIMIT2} (两个连续的周期都检测到 I_D 大于 I_{LIMIT2}), 那么存在另外加长的周期, 使得该第二加长的切换周期大于第一加长的切换周期。可替换的控制操作提供与其他保护性操作相反的不间断输出调节, 该其他保护性操作使得输出失去调节, 例如使得电源闭锁关断或者进入到操作的自动重新启动模式。

[0038] 特别是, 图中的程序在框 505 中开始, 并且然后继续到框 510, 其中在框 510 切换周期开始。在框 515, 程序等待, 直到导通时间 t_{ON} 至少在前沿消隐时间 t_{LEB} 上导通。在框 520, 测量流过开关的电流 I_D 。框 525 与框 530 结合示出了在电流 I_D 不大于 I_{LIMIT} 并且开关被启动的同时, 在框 520 中测量流过开关的电流 I_D 。如果电流 I_D 保持不大于 I_{LIMIT} 直到在框 535 中指示了切换周期结束为止, 则程序返回到框 510 中, 其中在框 510 下一个切换周期接着开始。

[0039] 然而, 如果电流 I_D 达到大于限流 I_{LIMIT} 的值, 接着框 545 和 555 示出在当前切换周期的剩余时间打开开关并且不再关闭直到下一个切换周期开始为止。对于一个实施例来说, 不同步或者基本上立即打开开关, 使得当前切换周期不能正常完成。回到图 5, 框 550 示出了接着确定电流 I_D 是否达到较大的第二限流 I_{LIMIT2} 。如果不是, 那么在框 545, 在当前切换周期的剩余时间打开开关直到该切换周期结束为止或者直到下一个切换周期为止, 如框

540 所示。程序接着返回到框 510 以开始下一个切换周期或者循环。根据本发明的教导,如果在框 550 确定电流 I_D 达到第二限流 I_{LIMIT2} ,那么在框 555 打开开关,并且在框 560 延迟下一个切换周期的开始。在框 560 的延迟之后下一个切换周期。根据本发明的教导,通过等待框 560 中额外延迟期间所提供的额外时间,给出电流 I_D 足够减小的机会,从而有助于限制流过开关的最大电流 I_D ,并且有助于防止开关的电流和/或电压在安全操作区之外运行。

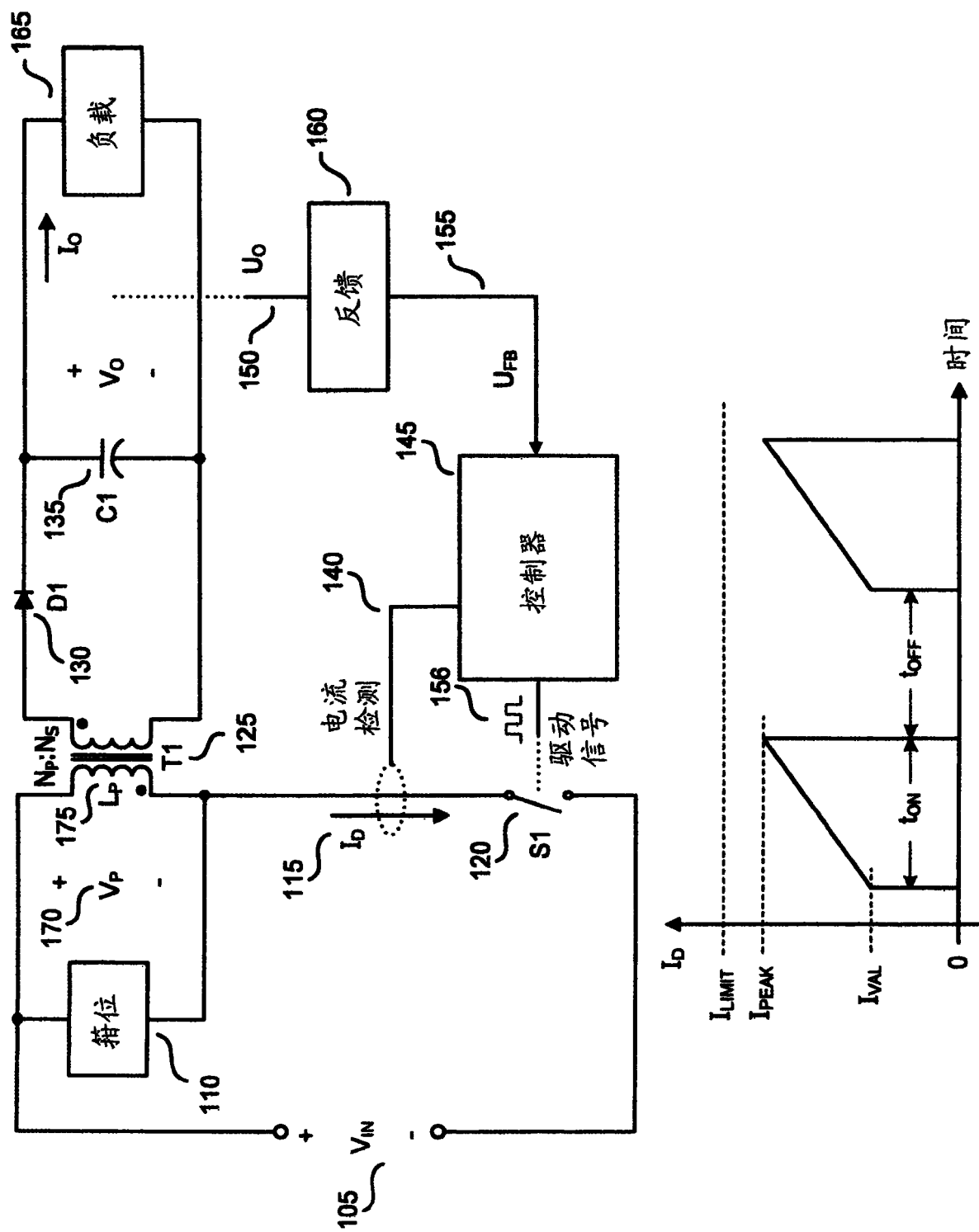
[0040] 图 6 示出了在示意性集成电路 600 中实施的根据本发明教导的一种方法的实施例。在所示的实施例中,集成电路 600 包括耦合到漏极端 602 和源极端 646 的功率金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET) 开关 628。端子 648 接收反馈信号 U_{FB} 。对于一个实施例来说,集成电路 600 可任意包括一个或多个其他的端子,该一个或多个其他的端子接收信号并且执行在本实施例中并未描述的功能。

[0041] 在图 6 所示的实施例中,调制器 626 翻译来自端子 648 的反馈信号 U_{FB} ,以确定启动信号 662 是高还是低。振荡器 640 提供时钟信号 644 和最大导通时间信号 D_{MAX} 664。在所示的实施例中,振荡器 640 包括耦合到锁存器 638 的输出端的 $FREQ ADJ$ 端。对于一个实施例来说,响应锁存器 638 的输出,振荡器 640 的频率从较高的频率变化到较低的频率。开关 628 响应在锁存器 634 的输出端上产生的驱动信号 656,该锁存器 634 接收来自与门 632 以及或门 666 的信号。如果时钟 644 和启动 662 都为高,而 D_{MAX} 664 和过电流 650 为低,则开关 628 导通。如果 D_{MAX} 664 或者过电流 650 为高,则开关 628 切断。

[0042] 在图 6 的实施例中,根据本发明的教导,电流检测器或者限流电路用所示的比较器 604 和 605 实现。特别是,比较器 604 的其中一端被耦合以检测流过开关 628 的电流 I_D ,并且将其与第一限流 I_{LIMIT} 进行比较,该第一限流耦合到比较器 604 的另一端。与门 606 被耦合以接收比较器 604 的输出以及 t_{LEB} 延迟 622。只要在消隐时间延迟 t_{LEB} 之后 I_D 超过 I_{LIMIT} ,则与门 606 的输出变为高,从而通过或门 666 复位锁存器 634,以切断开关 628。在所示的实施例中,比较器 605 用于比较 I_D 和 I_{LIMIT2} 。如图所示,如果在 t_{LEB} 之后切换周期中的任何时刻 I_D 超过 I_{LIMIT2} ,那么比较器 605 的输出变为高,使得与门 607 的输出 660 变为高,使锁存器 638 置位。

[0043] 在图 6 所示的实施例中,根据本发明的教导,频率调节器用锁存器 638 和振荡器 640 的 $FREQ ADJ$ 输入实现。对于一个实施例来说,当锁存器 638 置位时,振荡器 640 从较高的频率变化为较低的频率,根据本发明的教导其有效地延迟了下一个切换周期的开始。对于一个实施例来说,配置振荡器 640 以便置位锁存器 638 并且因此激活振荡器 640 的 $FREQ ADJ$ 输入使得驱动信号的下一个脉冲被跳过,根据本发明的教导,其有效地使得振荡器 640 的频率减小。在所示的实施例中,锁存器 638 在下一个切换周期的开始由时钟信号 644 进行复位。

[0044] 在上述的说明中,本发明的方法和装置已经参考其特定示意性实施例来进行描述。然而,很明显,在不脱离本发明较宽的精神和范围内,可进行各种修改和改变。本说明书和附图因此被认为是示意性的而不是限制性的。



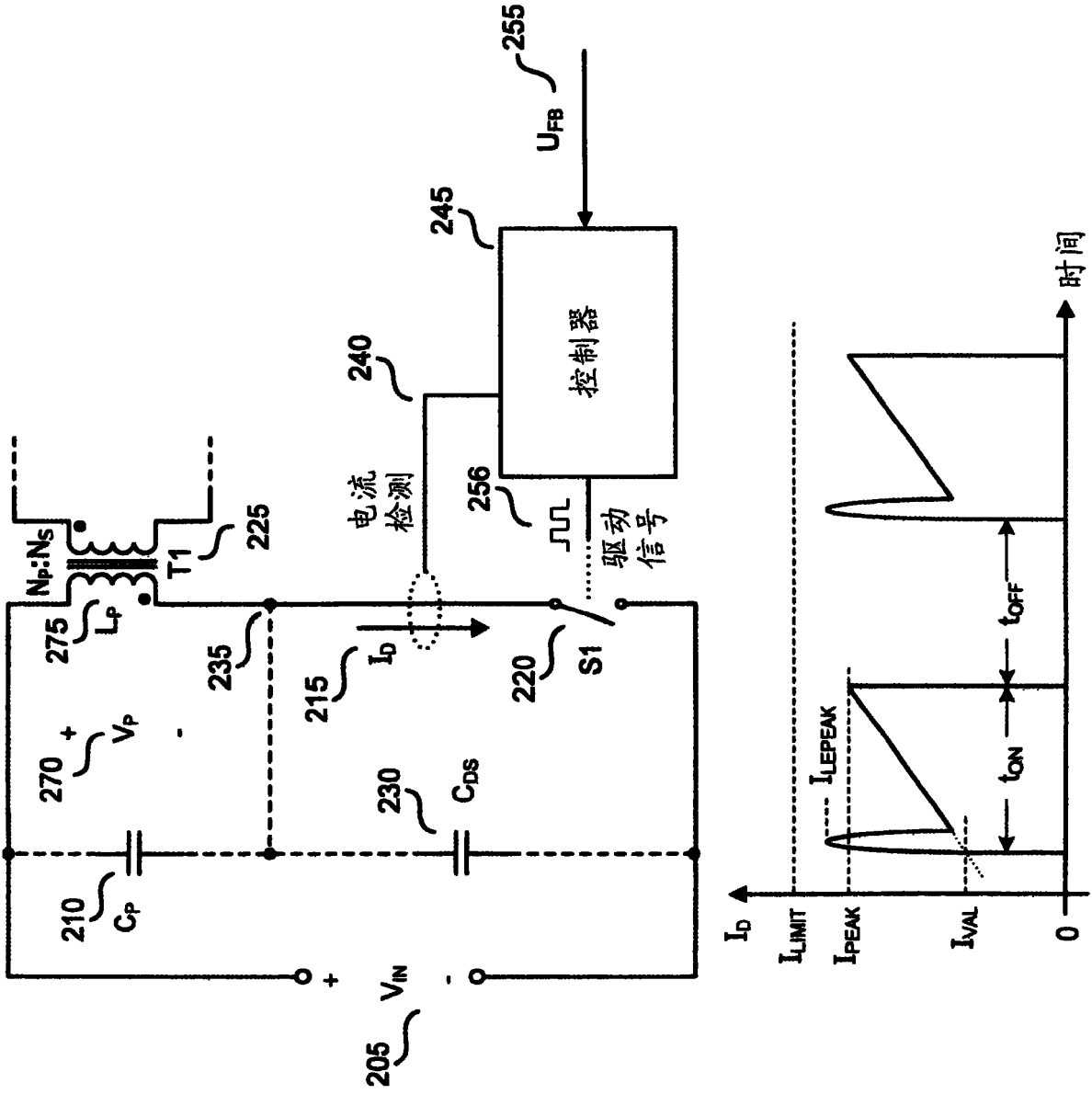


图 2

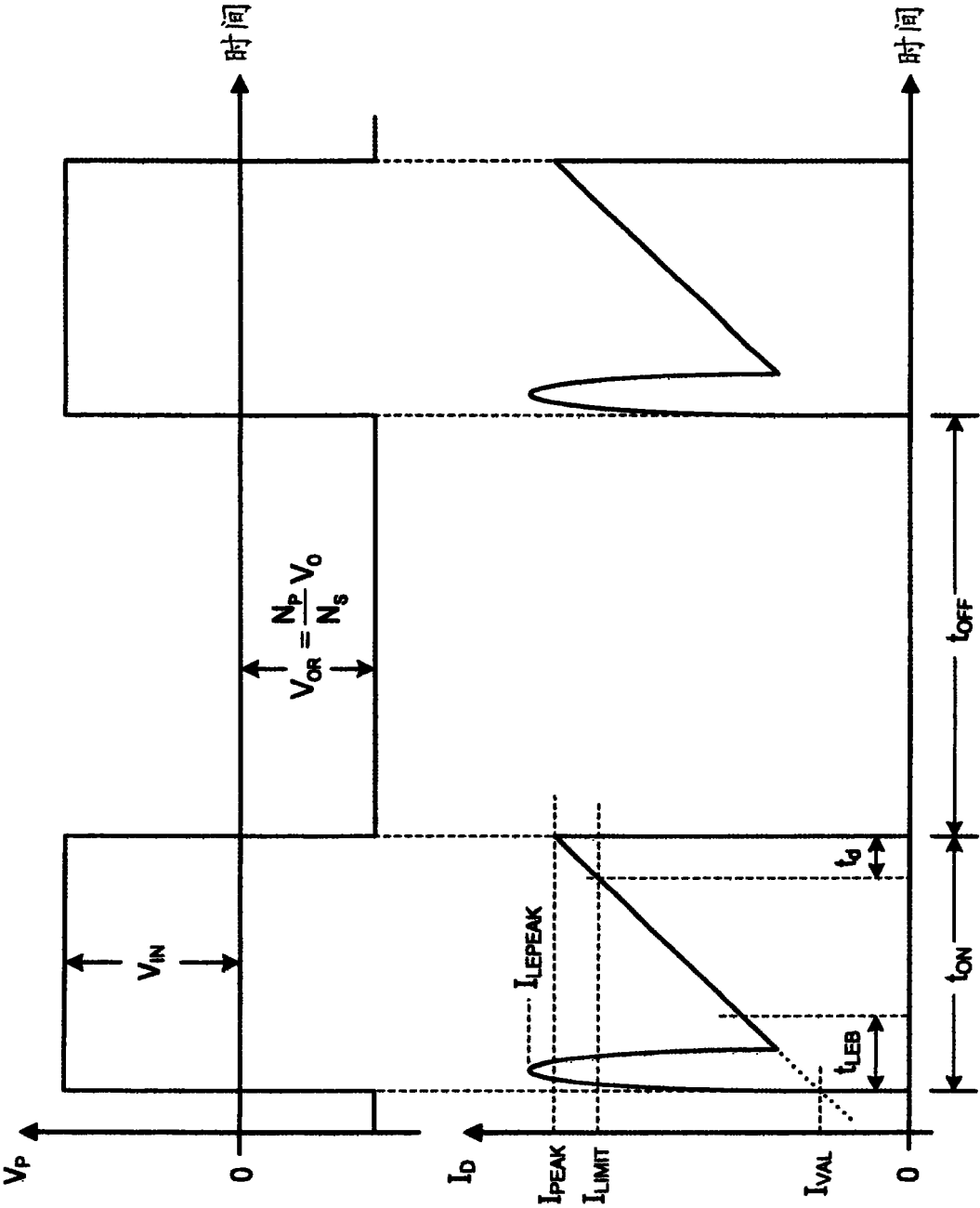


图 3

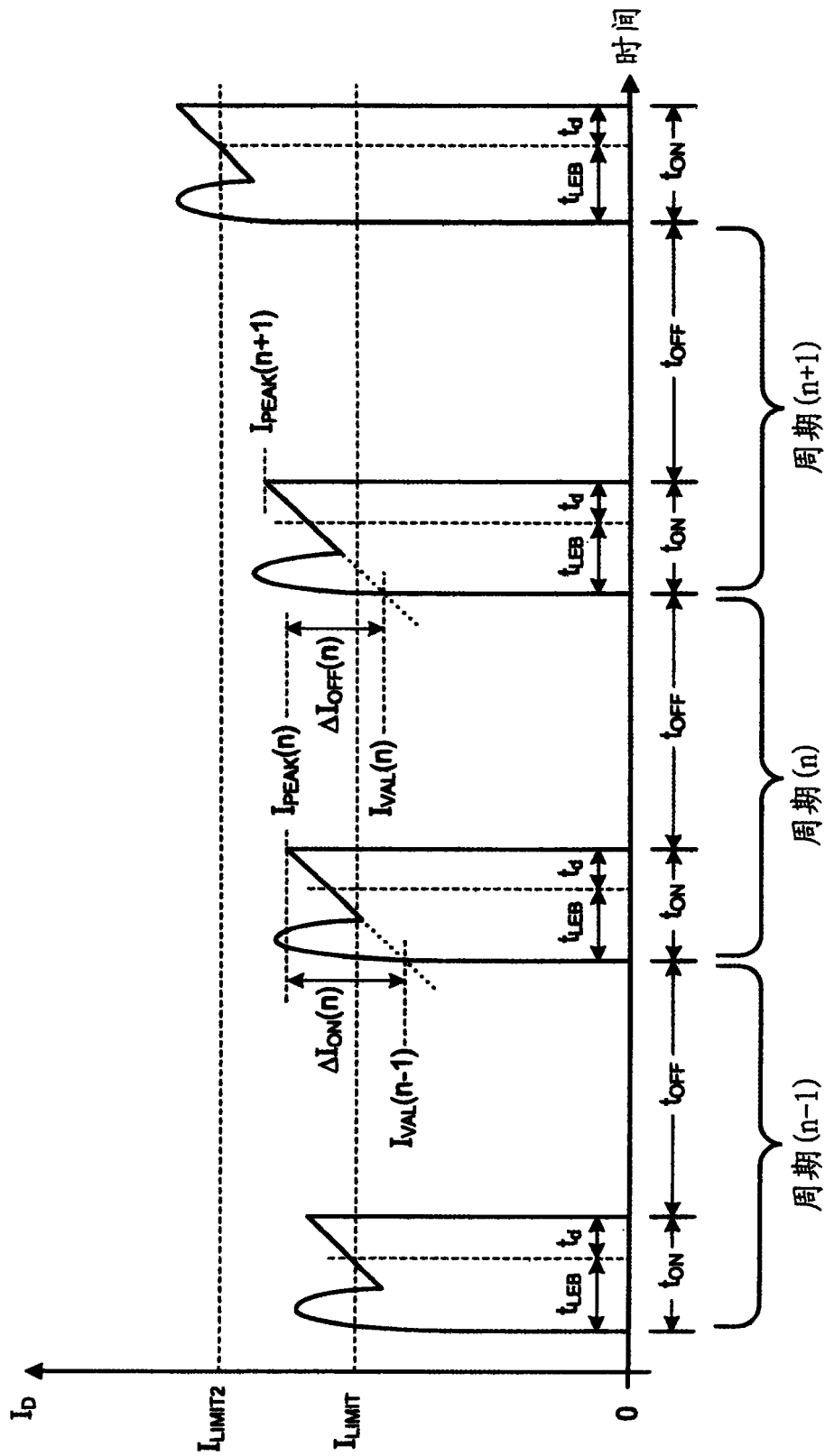


图 4

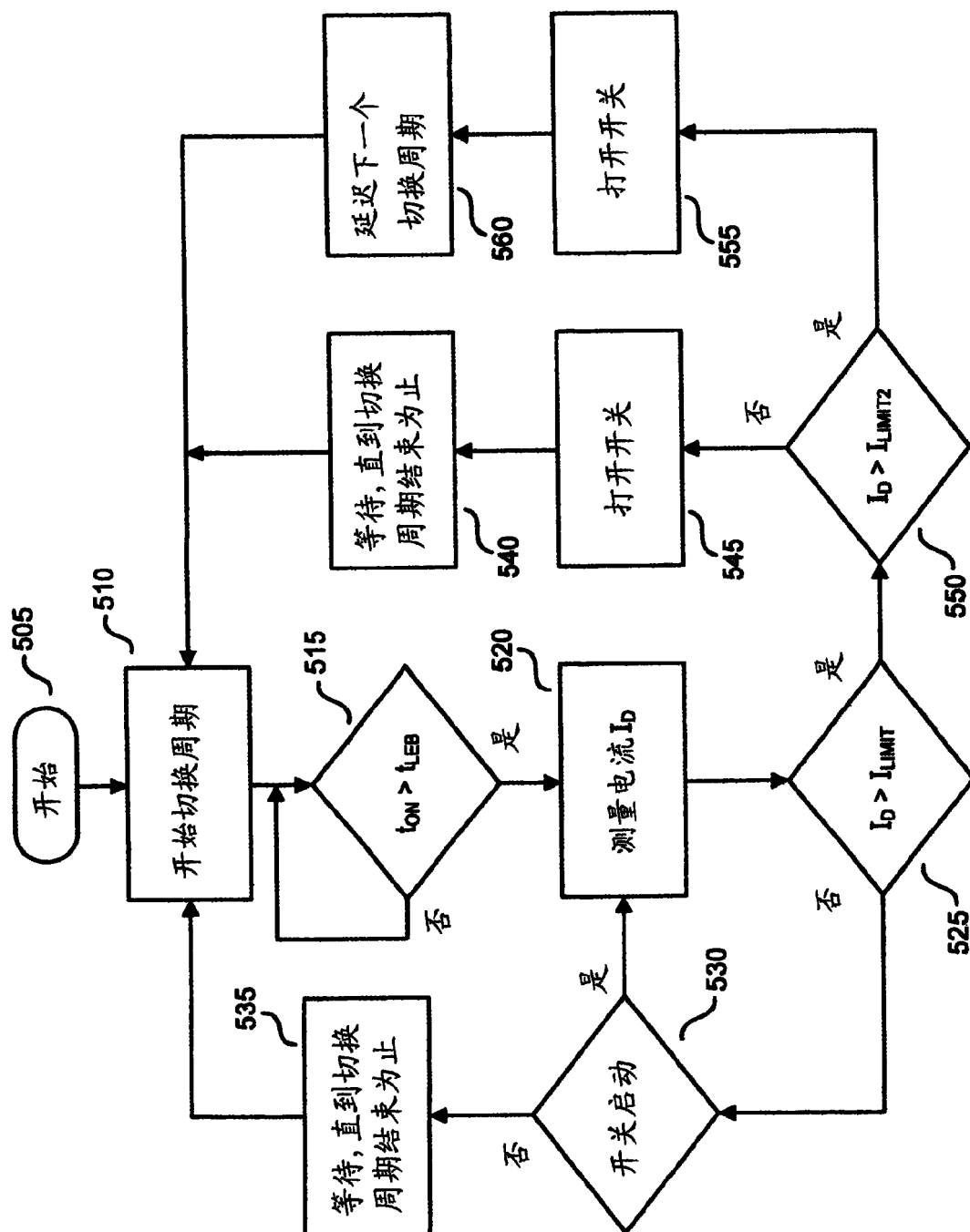


图 5

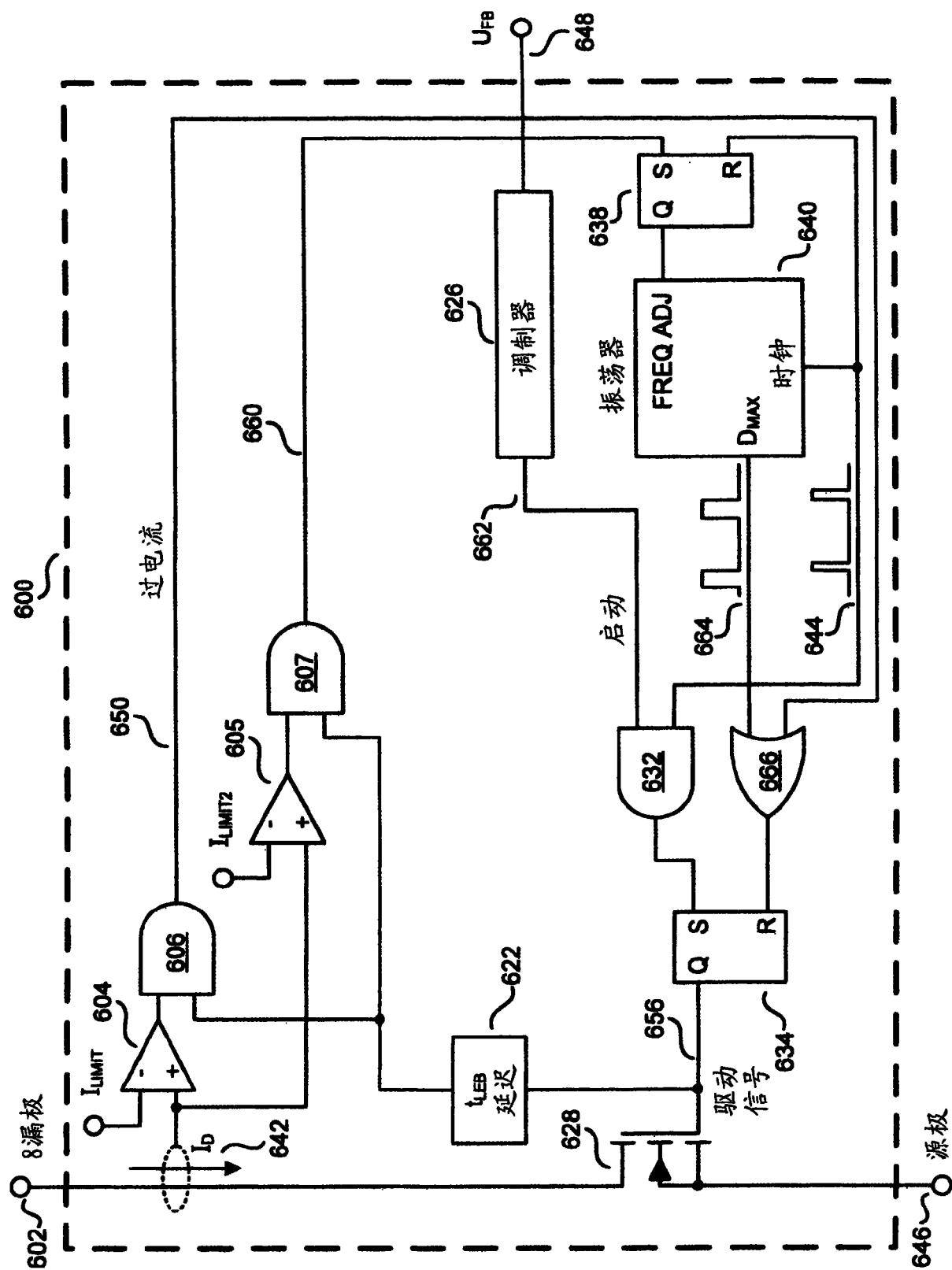


图 6