



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 117242578 A

(43) 申请公布日 2023. 12. 15

(21) 申请号 202280032736.X

(22) 申请日 2022.05.03

(30) 优先权数据

63/183286 2021.05.03 US

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2023.11.02

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/US2022/027377 2022.05.03

(87) PCT国际申请的公布数据

W02022/235608 EN 2022.11.10

(71) 申请人 罗丝·泰格兹

地址 美国德克萨斯州

(72) 发明人 罗丝·泰格兹

(74) 专利代理机构 北京泛华伟业知识产权代理有限公司 11280

专利代理师 王博 王勇

(51) Int.Cl.

H01L 29/745 (2006.01)

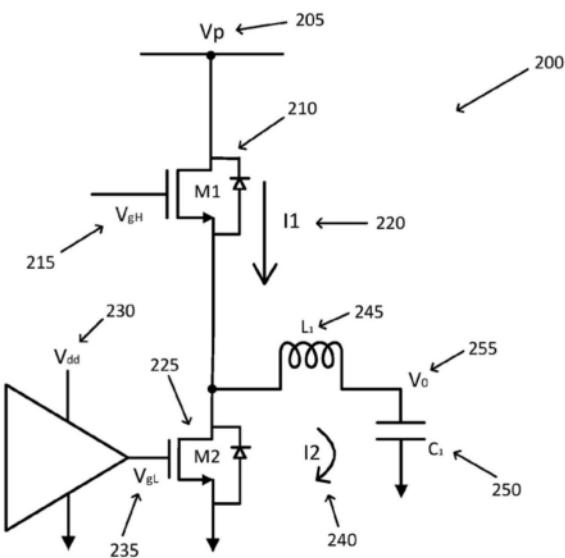
权利要求书3页 说明书9页 附图11页

(54) 发明名称

反向恢复电荷减少电路

(57) 摘要

一种用于减少或消除器件中的电流瞬变或电压瞬变的方法,包括:提供所述器件,其中,所述器件包括具有栅极的晶体管;以及控制所述栅极,其中,当存在正电流流动时,将所述栅极关断至非零值,并且其中,当存在负电流流动时,导通所述栅极;以及减少或消除所述器件中的电流瞬变或电压瞬变。



1. 一种用于减少或消除器件中的电流瞬变或电压瞬变的方法,包括:
提供所述器件,其中,所述器件包括具有栅极的晶体管;以及
控制所述栅极,其中,当存在正电流流动时,将所述栅极关断至非零值,并且其中,当存在负电流流动时,导通所述栅极;
从而减少或消除所述器件中的电流瞬变或电压瞬变。
2. 根据权利要求1所述的方法,还包括选择所述晶体管的阈值电压、所述器件的反向阈值电压、或两者,以对控制所述栅极进行优化。
3. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述器件包括氮化镓或砷化镓。
4. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述晶体管包含体二极管和背栅,并且所述器件的反向导通电压小于所述体二极管的正向阈值电压;以及
还包括向所述背栅施加选定的背栅偏置电压以降低反向阈值电压。
5. 根据权利要求4所述的方法,其中,所述晶体管形成在硅、碳化硅、氮化镓或砷化镓之中或之上。
6. 一种用于减少或消除开关中的电流瞬变或电压瞬变的方法,包括:
提供所述开关,其中,所述开关包括具有栅极的晶体管;以及
控制所述开关,
其中,当存在正向电流时,(1)所述开关的关断电压是大于零且小于所述晶体管的阈值电压的偏置电压,以及(2)向所述栅极施加所述关断电压以关断所述开关,以防止所述正向电流流动通过所述晶体管;
其中,当存在反向电流时,(1)所述晶体管的反向导通电压大于所述晶体管的反向阈值电压,以及(2)向所述栅极施加导通电压以导通所述开关,以允许负电流流动通过所述晶体管,从而减少或消除电流瞬变或电压瞬变。
7. 根据权利要求6所述的方法,还包括选择所述阈值电压、所述反向阈值电压、或两者,以对控制所述开关进行优化。
8. 根据权利要求6所述的方法,其中,所述晶体管形成在氮化镓或砷化镓之中或之上。
9. 根据权利要求6所述的方法,其中,所述晶体管包含体二极管和背栅,并且所述反向导通电压小于所述体二极管的正向阈值电压;以及
还包括向所述背栅施加选定的背栅偏置电压以降低所述反向阈值电压。
10. 根据权利要求9所述的方法,其中,所述晶体管包括硅、碳化硅、氮化镓或砷化镓。
11. 一种用于减少或消除由开关中累积的反向恢复电荷引起的电流瞬变或电压瞬变的方法,包括:
提供所述开关,其中,所述开关包括具有栅极的晶体管,并且其中,所述晶体管包含体二极管和背栅;以及
控制所述开关,
其中,当存在正向电流时,(1)所述开关的关断电压是大于零且小于所述晶体管的阈值电压的偏置电压,以及(2)向所述栅极施加所述关断电压,使得所述正向电流不会流动通过所述晶体管;以及
其中,当存在反向电流时,(1)所述晶体管的反向导通电压大于所述晶体管的反向阈值电压,以及(2)向所述栅极施加导通电压以导通所述开关,以允许负电流流动通过所述晶体

管,从而减少或消除由累积的反向恢复电荷引起的电流瞬变或电压瞬变。

12.根据权利要求11所述的方法,还包括所述选所述择阈值电压、所述反向阈值电压、或两者,以对控制所述开关进行优化。

13.根据权利要求11所述的方法,其中,所述晶体管形成在硅、碳化硅、氮化镓或砷化镓之中或之上。

14.一种开关,包括:

包括栅极的晶体管;

其中,当存在正向电流时,(1)所述开关的关断电压是大于零且小于所述晶体管的阈值电压的偏置电压,以及(2)当向所述栅极施加所述关断电压时,所述正向电流不会流动通过所述晶体管;以及

其中,当存在反向电流时,(1)所述晶体管的反向导通电压大于所述晶体管的反向阈值电压,以及(2)向所述栅极施加导通电压以导通所述开关,以允许负电流流动通过所述晶体管,从而减少或消除电流瞬变或电压瞬变,其中电流瞬变和电压瞬变被减少或消除。

15.根据权利要求14所述的开关,还包括选择所述阈值电压、所述反向阈值电压、或两者,以对控制所述开关进行优化。

16.根据权利要求14所述的开关,其中,所述晶体管包括氮化镓或砷化镓。

17.根据权利要求14所述的开关,其中,所述晶体管包含体二极管和背栅,并且当向所述背栅施加选定的背栅偏置电压时所述反向阈值电压被降低,所述反向电流不会流动通过所述体二极管,反向恢复电荷不会在所述体二极管处累积,且所述反向导通电压小于所述体二极管的正向阈值电压。

18.根据权利要求17所述的开关,其中,所述晶体管形成在硅、碳化硅、氮化镓或砷化镓之中或之上。

19.一种电源转换器,包括:

开关,所述开关包括:

包括栅极的晶体管;

其中,当存在正向电流时,(1)所述开关的关断电压是大于零且小于所述晶体管的阈值电压的偏置电压,以及(2)当向所述栅极施加所述关断电压时,所述正向电流不会流动通过所述晶体管;以及

其中,当存在反向电流时,(1)所述晶体管的反向导通电压大于所述晶体管的反向阈值电压,以及(2)向所述栅极施加导通电压以导通所述开关,以允许负电流流动通过所述晶体管,从而减少或消除电流瞬变或电压瞬变,其中电流瞬变和电压瞬变被减少或消除。

20.一种套件,包括:

开关,所述开关包括:

包括栅极的晶体管;

其中,当存在正向电流时,(1)所述开关的关断电压是大于零且小于所述晶体管的阈值电压的偏置电压,以及(2)当向所述栅极施加所述关断电压时,所述正向电流不会流动通过所述晶体管;以及

其中,当存在反向电流时,(1)所述晶体管的反向导通电压大于所述晶体管的反向阈值电压,以及(2)向所述栅极施加导通电压以导通所述开关,以允许负电流流动通过所述晶体

管,从而减少或消除电流瞬变或电压瞬变,其中电流瞬变和电压瞬变被减少或消除。

反向恢复电荷减少电路

[0001] 相关申请的交叉引用

[0002] 本申请要求2021年5月3日提交的美国临时申请No.63/183,286的优先权,每项内容通过引用包含于此。

[0003] 联邦资助研究的声明

[0004] 不适用。

技术领域

[0005] 本发明总体上涉及电源开关应用。特别地,本发明涉及减少或消除电源开关应用中的电流瞬变和电压瞬变,以及电流瞬变和电压瞬变带来的负面影响。

背景技术

[0006] 反向恢复电荷是所有电源开关应用(例如,电机控制、电磁阀控制或电源管理)中的一个挑战。在电源开关应用中,当体二极管被正向偏置时,反向恢复电荷被存储在开关的体二极管的结点处。这种电荷随着正向偏置电流的增加而增加。理想地,当正向偏置二极管突然变为反向偏置时,在反向偏置中不会存在电流流动。然而,在存储了反向恢复电荷的情况下,当正向偏置二极管突然变为反向偏置时,将存在反向电流,其与在正向偏置操作时存储的电荷有关。这种反向恢复电荷引起的电流瞬变和电压瞬变给电源开关应用带来许多问题。

发明内容

[0007] 在一个实施例中,本发明包括一种用于减少或消除器件中的电流瞬变或电压瞬变的方法,包括:提供器件,其中,该器件包括具有栅极的晶体管;以及控制栅极,其中,当存在正电流流动时,将栅极被关断至非零值,以及其中,当存在负电流流动时,导通栅极;从而减少或消除器件中的电流瞬变或电压瞬变。在一个方面,方法还包括:选择晶体管的阈值电压、器件的反向阈值电压、或两者,以对控制栅极进行优化。在另一方面,器件包括氮化镓或砷化镓。在另一方面,晶体管包含体二极管和背栅,并且器件的反向导通电压小于体二极管的正向阈值电压;以及方法还包括向背栅施加选定的背栅偏置电压以降低反向阈值电压。在另一个方面,晶体管形成在硅、碳化硅、氮化镓或砷化镓之中或之上。

[0008] 在另一个实施例中,本发明包括一种用于减少或消除开关中的电流瞬变或电压瞬变的方法,包括:提供开关,其中,开关包括具有栅极的晶体管;以及控制开关,其中当存在正向电流时,(1)开关的关断电压是大于零且小于晶体管的阈值电压的偏置电压,以及(2)向栅极施加关断电压以关断开关,以防止正向电流流动通过晶体管;其中,当存在反向电流时,(1)晶体管的反向导通电压大于晶体管的反向阈值电压,以及(2)向栅极施加导通电压以导通开关,以允许负电流流动通过晶体管,从而减少或消除电流瞬变或电压瞬变。在一个方面,方法还包括选择阈值电压、反向阈值电压、或两者,以对控制开关进行优化。在另一方面,晶体管形成在氮化镓或砷化镓之中或之上。在另一方面,晶体管包含体二极管和背栅,

并且反向导通电压小于体二极管的正向阈值电压;以及方法还包括向背栅施加选定的背栅偏置电压以降低反向阈值电压。在另一方面,晶体管包括硅、碳化硅、氮化镓或砷化镓。

[0009] 在另一个实施例中,本发明包括一种用于减少或消除开关中的电流瞬变或电压瞬变的方法,包括:提供开关,其中,开关包括具有栅极的晶体管;以及控制开关,其中,当存在正向电流时,(1) 开关的关断电压是大于零且小于晶体管的阈值电压的偏置电压,以及(2) 向栅极施加关断电压以关断开关,以防止正向电流流动通过晶体管;其中,当存在反向电流时,(1) 晶体管的反向导通电压大于晶体管的反向阈值电压,以及(2) 向栅极施加导通电压以导通开关,以允许负电流流动通过晶体管,从而减少或消除电流瞬变或电压瞬变。在一个方面,方法还包括选择阈值电压、反向阈值电压、或两者,以对控制开关进行优化。在另一方面,晶体管形成在氮化镓或砷化镓之中或之上。在另一方面,晶体管包含体二极管和背栅,并且反向导通电压小于体二极管的正向阈值电压;以及方法还包括向背栅施加选定的背栅偏置电压以降低反向阈值电压。在另一方面,晶体管包括硅、碳化硅、氮化镓或砷化镓。

[0010] 在另一个实施例中,本发明包括一种开关,其包括:包括栅极的晶体管;其中,当存在正向电流时,(1) 开关的关断电压是大于零且小于晶体管的阈值电压的偏置电压,以及(2) 当向栅极施加关断电压时,正向电流不会流动通过晶体管;以及其中,当存在反向电流时,(1) 晶体管的反向导通电压大于晶体管的反向阈值电压,以及(2) 向栅极施加导通电压以导通开关,以允许负电流流动通过晶体管,从而减少或消除电流瞬变或电压瞬变,其中电流瞬变和电压瞬变被减少或消除。在一个方面,开关还包括选择阈值电压、反向阈值电压、或两者,以对控制开关进行优化。在另一方面,晶体管包括氮化镓或砷化镓。在另一方面,晶体管包含体二极管和背栅,并且当向背栅施加选定的背栅偏置电压时反向阈值电压降低,反向电流不会流动通过体二极管,反向恢复电荷不会在体二极管处累积,且反向导通电压小于体二极管的正向阈值电压。在另一方面,晶体管形成在硅、碳化硅、氮化镓或砷化镓之中或之上。

[0011] 在另一个实施例中,本发明包括一种电源转换器,其包括:开关,该开关包括:包括栅极的晶体管;其中,当存在正向电流时,(1) 开关的关断电压是大于零且小于晶体管的阈值电压的偏置电压,以及(2) 当向栅极施加关断电压时,正向电流不会流动通过晶体管;以及其中,当存在反向电流时,(1) 晶体管的反向导通电压大于晶体管的反向阈值电压,以及(2) 向栅极施加导通电压以导通开关,以允许负电流流动通过晶体管,从而减少或消除电流瞬变或电压瞬变,其中电流瞬变和电压瞬变被减少或消除。

[0012] 在另一个实施例中,本发明包括一种套件,其包括:开关,该开关包括:包括栅极的晶体管;其中,当存在正向电流时,(1) 开关的关断电压是大于零且小于晶体管的阈值电压的偏置电压,以及(2) 当向栅极施加关断电压时,正向电流不会流动通过晶体管;以及其中,当存在反向电流时,(1) 晶体管的反向导通电压大于晶体管的反向阈值电压,以及(2) 向栅极施加导通电压以导通开关,以允许负电流流动通过晶体管,从而减少或消除电流瞬变或电压瞬变,其中电流瞬变和电压瞬变被减少或消除。

附图说明

[0013] 为了更全面地理解本发明的特征和优点,现在参考本发明的详细描述以及附图,其中:

[0014] 图1A示出了二极管以及二极管中的电压和电流随时间变化的情况。图1B示出了图1B的二极管中的电流在不同的转变时间随时间变化的情况。

[0015] 图2A示出了现有技术的电源开关电路。图2B示出了图2A所示的现有技术的电源开关应用中电压和电流随时间变化的情况。

[0016] 图3A示出了带有寄生电感的图2A的现有技术的电源开关电路。图3B示出了如图3A所示的现有技术的电源开关应用中电压和电流随时间变化的情况。

[0017] 图4示出了本发明的实施例的电源开关应用的低位开关。

[0018] 图5示出了处于反向偏置模式的图4的低位开关。

[0019] 图6示出了图5的低位开关的电阻驱动。

[0020] 图7A示出了本发明的实施例的具有驱动级和带有延时电路的并联箝位器件的电源开关电路。图7B示出了图7A的电源开关电路中电压随时间变化的情况。

[0021] 图8A示出了本发明的实施例的具有驱动级、并联箝位电路和反馈监测的电源开关应用。图8B示出了图8A的电源开关电路中的电压随时间变化的情况。

[0022] 图9A示出了本发明的实施例的宽带隙低位开关。图9B示出了图9A的开关中的电压和现有技术的开关中的电压随时间变化的情况的比较。

[0023] 图10示出了四端子开关和具有体二极管的三端子开关的等效性。

[0024] 图11A示出了本发明的实施例的四端子开关。图11B示出了图11A的四端子开关中的电压随时间变化的情况的一种类型。图11C示出了图11A的四端子开关中的电压随时间变化的情况的另一种类型。

具体实施方式

[0025] 下面描述本申请的系统的说明性实施例。为了清楚起见，本说明书中并未描述实际实施方式的所有特征。当然，应当理解，在任何此类实际实施例的开发中，必须做出许多特定于实施方式的决策来实现开发人员的特定目标，例如遵守系统相关和业务相关的约束，而这些约束会因实施方式的不同而不同。此外，应当理解，这样的开发工作可能是复杂且耗时的，但对于受益于本公开内容的本领域普通技术人员来说，这仍然是一项常规工作。

[0026] 在说明书中，可参考附图中描述器件时各组件之间的空间关系以及组件的各个方面的空间取向。然而，如本领域技术人员在完整阅读本申请之后将认识到的，本文描述的器件、构件、设备等可以以任何所需的取向定位。因此，使用诸如“上方”、“下方”、“上”、“下”或其他类似术语来描述各组件之间的空间关系或描述这些组件的各个方面的空间取向，应被理解为分别描述组件之间的相对关系或这些组件的各个方面的空间取向，因为本文所述的器件可以朝向任何所需的方向。

[0027] 反向恢复时间是所有电源开关应用中的一个挑战，无论是电机控制、电磁阀控制还是电源管理。当二极管被正向偏置时，反向恢复电荷被存储在二极管的结点处(图1A)。电荷电平随着正向偏置电流的增加而增加。理想地，当正向偏置二极管突然变为反向偏置时，在反向偏置中不会存在电流流动。然而，在存储了反向恢复电荷的情况下，当正向偏置二极管突然变为反向偏置时，将存在反向电流，其与在正向偏置操作时存储的电荷有关。如果从正向偏置到反向偏置的转变时间缩短，反向恢复的电流峰值就会增大(图1B)。

[0028] 图1A示出了阈值电压为 V_g 的二极管100，正向电流流动通过二极管100(如二极管

100上方的箭头所示)。电压105是当电压105从正向偏置电压 V_f 切换到反向偏置电压 $V_{reverse}$ 时二极管100上的电压随时间变化的情况。理想电流 I_d 110是当电压105从正向偏置电压 V_f 切换到反向偏置电压 $V_{reverse}$ 时通过作为理想二极管的二极管100的电流随时间变化的情况,其中在电压105处于 V_f 时理想电流 I_d 110流动,以及其中在电压105处于 $V_{reverse}$ 时理想电流 I_d 100不流动。实际电流 I_d 115是当电压105从正向偏置电压 V_f 切换到反向偏置电压 $V_{reverse}$ 时通过现实实际的二极管100的电流随时间变化的情况、其中,在电压105处于 V_f 时,实际电流 I_d 115流动,当二极管105切换到反向偏置电压 $V_{reverse}$ 时,实际电流 I_d 115振荡并减小为零,这是因为当电压105处于正向偏置电压 V_f 时实际电流 I_d 115流动时,反向恢复电荷 Q_{rr} 被存储在二极管100的结点处,且在从 V_f 切换到 $V_{reverse}$ 后的短时间内反向恢复电荷 Q_{rr} 以减小、振荡的瞬变电流 I_d 115的形式流动。如图1B所示,瞬变实际电流 I_d 的峰值随着从 V_f 到 $V_{reverse}$ 的转变时间的缩短而增大,其中,如虚线所示的实际电流 I_d 120在相对短的转变时间内具有相对较高的峰值,而实线所示的实际电流 I_d 125在相对长的转变时间内具有相对较低的峰值。

[0029] 图2A示出了诸如降压开关调节器应用中的现有技术的电源开关电路200,其具有包括高位开关M1 210和低位开关M2 225的图腾式开关配置。如图2A所示,高位开关M1 220和低位开关M2 225分别显示为具有体二极管的示例性金属氧化物半导体场效应晶体管(MOSFET),体二极管是高位开关M1 220和低位开关M2 225的MOSFET固有的寄生二极管。更具体地,电源开关电路200包括输入电源电压 V_p 205的输入、高位开关M1 210、高位栅极电压 V_{gh} 215的输入、正向电流 I_1 220、低位开关M2 225、低位栅极电压 V_{gl} 235的电压源 V_{dd} 230、反向电流 I_2 240、负载电感 L_1 245、负载电容 C_1 250以及输出电压 V_o 255的输出。

[0030] 在代表性的现有技术的电源开关电路200中,为了提高效率,当电流 I_2 通过负载电感 L_1 245和负载电容 C_1 250时,低位开关M2 225处于导通状态。当输出电压 V_o 255下降时,必须通过输入输入电源电压 V_p 205,通过将高位开关M1 210切换到导通状态,从输入电源提供更多能量。为了防止从高位开关M1 210到低位开关M2 225的击穿电流,必须在高位开关M1 210切换到导通状态之前将低位开关M2 225切换到关断状态。高位开关M1 210和低位开关M2 225均处于关断状态的时间段为死区时间。为了将低位开关M2 225切换到关断状态,电压源 V_{dd} 230转变为0V。在从低位开关M2 225切换到关断状态时开始的死区时间期间,反向恢复电荷 Q_{rr} 在低位开关M2 225的体二极管的正向偏置结点处累积。当高位开关M1 210切换到导通状态从而死区时间结束时,反向恢复电荷 Q_{rr} 和正向电流 I_1 220流动通过高位开关M1 210。为了最小化在低位开关M2 225的体二极管中累积的反向恢复电荷 Q_{rr} 的峰值和 dI_{rr}/dt ,可以增加从关断状态到导通状态的转变时间(如图1B中的实际电流 I_d 125所示),但代价是开关损耗增加和电源效率降低。

[0031] 图2B示出了以下随时间变化的情况:低位栅极电压 V_{gl} 235,示出为低位栅极电压 V_{gl} 曲线260;高位栅极电压 V_{gh} 215,示出为高位栅极电压 V_{gh} 曲线265;以及电流 I_1 220和电流 I_2 240,一起示出为电流曲线275。当低位栅极电压被设置为0V时,电流 I_1 流动,死区时间开始。当高位栅极电压 V_{gh} 215被设置为将高位开关M1 210切换到导通状态时,死区时间结束并且反向恢复电荷 Q_{rr} 作为电流曲线275的瞬变部分270流动。

[0032] 图3A示出了代表性的现有技术的电源开关电路200,电源开关电路200具有:高位开关M1 210、低位开关M2 225、电流 I_1 220、电流 I_2 240、寄生电感 L_{p1} 280、寄生电感 L_{p2}

285、寄生电感 L_{p3} 290以及寄生电感 L_{p2} 285和寄生电感 L_{p3} 290之间的输出开关引脚电压 V_{sw} 292。(1) 寄生电感 L_{p1} 280、 L_{p2} 285和 L_{p3} 290的总和 L_{psum} 与(2)在低位开关M2 225的体二极管中累积的反向恢复电荷 Q_{rr} 的 dI_{rr}/dt 的乘积转化为寄生电感电压瞬变。高位开关M1 210必须能够承受该寄生电感电压瞬变的峰值,但随着高位开关M1 210的击穿电压增加,(1) 高位开关M1 210在导通状态下的漏极至源极电阻 R_{dsON} 和(2) 高位开关M1 210的面积总乘积也会增加,并且为了保持较低的效率,必须增大高位开关M1 210的尺寸。考虑到这些因素,需要权衡:高位开关M1 210和低位开关M2 225的类型和尺寸、电路板布局管理以使寄生效应最小化、以及代表性的现有技术的电源开关电路200的输出的开关特性。

[0033] 图3B示出了电流 I_2 240(示出为电流 I_2 曲线295)和高位开关M1 210的漏极至源极电压 V_{ds} 297(示出为电压 V_{ds} 曲线299)随时间变化的情况。当高位开关M1 210切换到导通状态时,死区时间结束,反向恢复电荷 Q_{rr} 作为电流 I_2 曲线295的瞬变部分296流动,并且高位开关M1 210的漏极至源极电压 V_{ds} 297增加,包括寄生电感电压瞬变峰值298。

[0034] 这一问题的解决方案是消除或减少可存储的反向恢复电荷。消除或减少反向恢复电荷是通过栅极控制器件M2的关断电压电平来实现的。如图4所示,器件M2的栅极通过 V_{bias} 电平关断。 V_{bias} 被设置为低于M2的阈值电压(V_t)的电压。因此,如果在漏极处施加正电压,则不会有电流 I_x 通过M2从漏极流向源极。

[0035] 图4示出了本发明的实施例的电源开关应用的低位开关M2 400。低位开关M2 400包括具有体二极管的MOSFET。还示出了偏置电压 V_{bias} 405的电压源,该电压源连接至低位开关栅极电压 V_{gL} 407的输入。还示出了电流 I_x 。低位开关M2 400通过栅极控制低位开关M2 400的关断电压电平来提供与反向恢复电荷 Q_{rr} 有关的问题的解决方案。通过将偏置电压 V_{bias} 405设置为低于低位开关M2 400的正向阈值电压 V_t 的电压,利用偏置电压 V_{bias} 405将低位开关M2 400的栅极切换到关断状态。如果在低位开关M2400的漏极处施加正电压,则电流 I_x 410将为零,即,不会有电流 I_x 410从低位开关M2 400的漏极流向源极。

[0036] 图5示出了低位开关M2 400,其具有偏置电压 V_{bias} 405的电压源、低位开关M2 400的栅极至源极电压 V_{gs} 410、反向源极电压 S_{rev} 415和反向漏极电压 D_{rev} 420,以及电流 I_2 425。图5还示出了连接到负载电感 L_1 430的负载电容 C_1 435,以及输出电压 V_o 440的输出。在低位开关M2 400为其组件的电源开关器件的再循环模式中,电流 I_2 将如图所示流动,并且在低位开关M2 400中,源极和漏极反向,分别成为反向漏极和反向源极。反向漏极电压 D_{rev} 420显示为以0V接地。低位开关M2 400的反向阈值电压 $V_{t-reverse}$ 将小于正向阈值电压 V_t ,这是因为低位开关M2 400正向模式和反向模式的背栅偏置(即施加到体二极管的偏置电压)相对于正向模式中的源极电压和反向模式中的反向源极电压 S_{rev} 415处于不同的电压。当反向漏极电压 D_{rev} 420以0V接地时,反向源极电压 S_{rev} 415将为负电压。为了消除本文所述的反向恢复电荷 Q_{rr} 的累积,反向漏极至反向源极电压不应大于体二极管的正向偏置电压。体二极管的正向偏置电压典型地可以是+0.6V。为了确保体二极管不被正向偏置,栅极至源极电压 V_{gs} 410减去反向阈值电压 $V_{t-reverse}$ 的值必须足够大以将低位开关M2 400切换到反向偏置导通状态。图5示出了当体二极管的正向偏置电压为典型的+0.6V时,代表性值如下:反向源极电压 $S_{rev} = -0.6V$,接地反向漏极电压 $D_{rev} = 0V$ 。因此,反向漏极至反向源极电压 $D_{rev} - S_{rev} = 0V - (-0.6V) = +0.6V$ 。当栅极至反向源极电压 $V_{bias} - S_{rev} = V_{bias} - (-0.6V) = V_{bias} + 0.6V$ 的整体值大于反向阈值电压 $V_{t-reverse}$ 时,低位开关M2 400切换到反向偏置导通状态,并

且反向恢复电荷 Q_{rr} 的累积被消除。

[0037] 图6示出了栅极至源极电压 V_{gs} 410为处于反向偏置导通状态的低位开关M2 400创建电阻驱动 R_{dson} 445。(1)电阻 R_{dson} 445和(2)电流 I_2 425的乘积必须小于低位开关M2 400的体二极管的正向偏置电压 V_f 447,以消除反向恢复电荷 Q_{rr} 的累积。然而,即使体二极管正向偏置,也只有电流 I_2 的一小部分将贡献给反向恢复电荷 Q_{rr} ,与关断电压电平不受栅极控制的低位开关M2(诸如代表性的现有技术电源开关电路200中的低位开关M2 225)的反向恢复电荷 Q_{rr} 的累积相比,减少了低位开关M2 400的反向恢复电荷 Q_{rr} 。

[0038] 有几种方法可以在设计中实现这种技术。图7A和图7B示出了与设置 V_{bias} 电压的二极管D3串联的驱动级M3和M4。此外,还可以放置一个并联箝位器件M5,以便在漏极电压开始上升时将栅极至源极的电压拉至零。这也有助于缓解当漏极至栅极的米勒电容(C_m)在该漏极上的电压瞬变期间将电荷注入到栅极上时M2器件重新导通的问题。

[0039] 图7A示出了本发明的实施例的电源开关电路700,包括低位开关M2400。在电源开关电路700中,驱动级705包括:驱动级输入电压 V_{dd} 710的输入、驱动开关M4 715、驱动开关M3 720和驱动二极管D3 725,以及驱动开关M3 720和驱动二极管D3 725的连接处的驱动二极管电压 V_{D3} 730。驱动级705用于设置低位开关栅极电压 V_{gL} 407的偏置电压 V_{bias} 。

[0040] 在图7A所示的实施例中,示出了并联箝位器件M5 735。当低位开关M2 400的漏极电压开始上升时,并联箝位器件M5 735用于将栅极至源极电压 V_{gL} 407拉至0V。当在漏极处的电压上升期间来自低位开关M2 400的漏极至栅极的寄生电容(称为米勒电容) C_m 740将电荷注入到低位开关M2 400的栅极上时,该动作有助于防止低位开关M2 400切换到导通状态。并联箝位器件M5 735可以由延迟电路745从驱动级705控制。

[0041] 图7B将图7A所示实施例的低位开关栅极电压 V_{gL} 407随时间变化的情况示出为电压曲线755,并将高位开关栅极电压 V_{gH} 450随时间变化的情况示出为电压曲线760。低位开关栅极电压 V_{gL} 407以驱动级输入电压 V_{dd} 710开始,然后低位开关栅极电压 V_{gL} 407变为驱动二极管电压 V_{D3} 730。在由延迟电路745引入的延迟时间 Δt 之后,低位开关栅极电压 V_{gL} 407变为0V。在时间延迟 Δt 期间,高位开关栅极电压 V_{gH} 450改变以将高位开关M1(图7A中未示出)切换到导通状态。并联箝位器件M5 735还可以通过驱动级705和低位开关M2 400的漏极电压的反馈监测的组合来控制。

[0042] 图8A和图8B示出了后面的技术:当M2的漏极电压开始上升时,该技术可提供即时反馈,防止从 C_m 电容无意关断M2。图8A示出了逻辑门810控制并联箝位器件M5 735的栅极的实施例,其中逻辑门810将(1)驱动开关M3和M4的栅极处的电压和(2)器件812的输出作为输入。当低位开关M2 400的漏极电压 V_{sw} 805开始上升时,并联箝位器件M5切换到导通状态,并且当米勒电容 C_m 740将电荷注入到低位开关M2 400的栅极上时,低位开关M2 400被阻止切换到导通状态。图8A还示出了驱动级输入电压 V_{dd} 765、高位开关770、高位开关栅极电压 V_{gH} 775的输入、以及高位开关漏极电压 V_D 780。

[0043] 图8B将低位开关栅极电压 V_{gL} 407随时间变化的情况示出为电压曲线815,将低位开关M2 400的漏极电压 V_{sw} 805随时间变化的情况示出为电压曲线820,并将高位开关栅极电压 V_{gH} 775随时间变化的情况示出为电压曲线825。低位开关栅极电压 V_L 407从驱动级输入电压 V_{dd} 765开始,然后变为驱动二极管电压 V_{D3} 730。低位开关M2 400的漏极电压 V_{sw} 805从0V到代表性电压-0.6V之间的电压开始,当低位开关栅极电压 V_{gL} 407变为驱动二极管电

压 V_{D3} 730时,漏极电压 V_{sw} 805变为代表性电压-0.6V。然后,改变高位开关栅极电压 V_{gh} 775,以将高位开关770切换到导通状态,并且随着高位开关栅极电压 V_{gh} 775的上升,低位开关M2 400的漏极电压 V_{sw} 805上升。当低位开关M2 400的漏极电压 V_{sw} 805达到0V时,并联箝位器件M5切换到导通状态。因此,当米勒电容 C_m 740将电荷注入到低位开关M2 400的栅极上时,低位开关M2 400被阻止切换到导通状态。

[0044] 另外,对于图7A和图8A所示的实施例,可以使用其他技术,其中低位开关栅极电压 V_{gl} 407的偏置电压 V_{bias} 是通过来自低位开关M2 400的电流检测放大器的反馈进行补偿的动态调整值。这允许在反方向上实现最大的栅极至反向源极电压驱动。

[0045] 此外,反馈回路可以通过来自低位开关M2 400的分接FET实现,其中低电流二极管电压被监测并且低位开关栅极电压 V_{gl} 407的偏置电压 V_{bias} 可以被调节。此外,可以对优化低位开关M2 400的阈值电压 V_t 的技术进行改进。通过优化低位开关M2 400的阈值电压 V_t ,低位开关M2 400可以在反向偏置模式中每单位面积上具有更大的驱动强度。

[0046] 图9A示出了本发明的实施例,其中宽带隙低位开关(诸如包括氮化镓(GaN)的低位开关)被用在电源开关电路900中,诸如包括氮化镓(GaN)的低位开关。图9A示出了具有低位开关栅极电压 V_{gl} 910、低位开关漏极电压 V_{dl} 915和低位开关源极电压 V_{sl} 920的宽带隙低位开关,以及具有高位开关漏极电压 V_d 927和高位开关栅极电压 V_{gh} 930的高位开关925。还示出了包括负载电感 L_1 935和负载电容 C_1 940的负载905。在操作期间,当在先通后断955期间电流从低位开关源极920流向低位开关漏极915时,栅极至源极电压 V_{gsA} 被置于中间电平电压 V_{mid} 955。通过使用该实施例,漏极至源极电压 V_{dsA} 最大负电压可以被最小化。该实施例的使用有助于减少所生成的噪声。

[0047] 图9B比较了包括图9A的宽带隙低位开关的电源开关电路(图9B的“A”部分)和现有技术的电源开关电路(图9B的“B”部分)中的电压随时间变化的情况。由于“B”部分的现有技术的开关的最大漏极至源极电压大于图9A的宽带隙开关的最大漏极至源极电压,因此“B”部分的现有技术的开关中的功率损耗大于图9A的宽带隙开关的功率损耗,图9A的开关是对现有技术的改进。

[0048] 图10示出了典型的硅或碳化硅开关实际上是四端子器件。在具有栅极G 1005、漏极D 1010、源极S1015和背栅BG 1020的开关1000中,背栅1020与源极S1015相连。开关1000相当于具有栅极G 1030、漏极D1035、源极S1040和体二极管1045的开关1025。

[0049] 图11A示出了本发明的实施例的包括硅或碳化硅的四端子开关1100,其具有:栅极G 1105、源极S1110、漏极D 1115、背栅BG 1120、栅极偏置电压 V_{bias1} 1125的电压源和背栅偏置电压 V_{bias2} 1130的电压源。栅极偏置电压 V_{bias1} 1125和背栅偏置电压 V_{bias2} 1130都可以被调整,以在开关处于反向偏置模式时,当电流从源极S1110流向漏极D 1115时,进一步降低开关1100的导通状态电阻。为实现此目的,可将栅极至源极电压置于中间电平电压,也可将背栅偏置电压 V_{bias2} 1130置于中间电平电压,从而在开关处于反向偏置模式时,当电流从源极S1110流向漏极D 1115时,降低阈值电压,从而增加驱动并减小开关1100的电流。可以使用栅极偏置电压 V_{bias1} 1125和背栅偏置电压 V_{bias2} 1130的任意组合。

[0050] 图11B示出了开关1100的栅极偏置电压 V_{bias1} 1125(示出为电压曲线1135)和背栅偏置电压 V_{bias2} 1130(示出为电压曲线1140)在栅极偏置电压 V_{bias1} 1125和背栅偏置电压 V_{bias2} 1130同时变化时随时间变化的情况。

[0051] 图11C示出了开关1100的栅极偏置电压 V_{bias1} 1125(示出为电压曲线1145)和背栅偏置电压 V_{bias2} 1130(示出为电压曲线1150)随时间变化的情况。这是图11B的另一个定时实施例,其中在栅极偏置电压 V_{bias1} 1125从高状态转变到中间状态之前,背栅偏置电压 V_{bias2} 1130被激活为电压背栅偏置电压 V_{bias2} 1130。另外,在栅极偏置电压 V_{bias1} 1125从中间状态转变到低状态之后,背栅偏置电压 V_{bias2} 1130从中间状态转变到低状态。通过在这种情况下控制栅极偏置电压 V_{bias1} 1125和背栅偏置电压 V_{bias2} 1130的电压,当栅极偏置电压 V_{bias1} 1125从高状态转变到中间状态以及从中间状态转变到低状态包括零(0V)时,提供了栅极偏置电压 V_{bias1} 1125的阈值电压的稳定偏移。还可以将背栅偏置电压 V_{bias2} 1130维持在非零状态,因此其不必动态切换。

[0052] 本文教导的方法还可以与碳化硅应用(SiC)、氮化镓或砷化镓一起使用。偏置电压和阈值电压的任意组合可以设置为正值或负值,以满足正向关断状态和负向导通状态的要求。

[0053] 本文教导的方法还可以用于配置的任意组合,诸如高侧驱动、低侧驱动、高侧和低侧、或者一个或多个FET的任意组合。

[0054] 本文教导的方法还可用于电流或电压开关或电流和电压开关的任意组合,诸如功率调节、用于线路终端的一个或多个开关、直流电机驱动器、感应电机驱动器、换能器驱动器、固态熔断开关、电池管理、交流-直流电源转换、直流-交流电源转换或功率校正。

[0055] 偏置电压和阈值电压的任意组合可以设置为正值或负值,以满足正向关断状态和负向导通状态的要求。

[0056] 满足正向导通至关断状态以及负向导通状态的要求的从导通电压到偏置电压的任意转变组合均被包括在本发明中。转变也可以是阶跃函数、线性分级或非线性分级转变。

[0057] 应当理解,本文描述的特定实施例是通过说明的方式示出的,而不是用于限制本发明。在不脱离本发明的范围的情况下,可以在各种实施例中应用本发明的主要特征。本领域技术人员将认识到,或能够仅使用常规实验来确定本文描述的具体过程的许多等效物。这些等效物被认为在本发明的范围内并且被权利要求书涵盖。

[0058] 说明书中提到的所有出版物和专利申请表明了本发明所属领域的技术人员的技术水平。所有出版物和专利申请均通过引用并入本文,其程度如同每个单独的出版物或专利申请被特别地且单独地指示通过引用并入一样。

[0059] 当在权利要求书和/或说明书中与术语“包括”结合使用时,词语“一”或“一个”的使用可以表示“一个”,但它也与“一个或多个”、“至少一个”、以及“一个或多个”的含义一致。尽管本公开支持仅指代可选方案和“和/或”的定义,但是权利要求中术语“或”的使用用于表示“和/或”,除非明确指示仅指可选方案或者可选方案是相互排斥的。贯穿本申请,术语“大约”用于指示包括器件的固有误差变化的值、用于确定该值的方法或研究对象之间存在的变化。

[0060] 如本说明书和权利要求书中所使用的,词语“包括”(以及任何形式的包括,例如“包括了”和“包括着”)、“具有”(以及任何形式的具有,例如“具有了”和“带有”)、“包含”(以及任何形式的包含,例如“包含了”和“包含着”)或“含有”(以及任何形式的含有,例如“含有了”和“含有着”)是包容且开放的,并不排除额外的、未列举的元素或方法步骤。在本文提供的任何组合物和方法的实施例中,“包括”可以替换为“基本上由……组成”或“由……

组成”。如本文所使用的,短语“基本上由……组成”需要指定的整数或步骤以及那些不会实质上影响所要求保护的发明的特征或功能的整数或步骤。如本文所使用的,术语“由……组成”仅用于指示存在所列举的整数(例如,特征、元素、特性、属性、方法/过程步骤或限制)或整数组(例如一个或多个特征、元素、特性、属性、方法/过程步骤或限制)。

[0061] 本文使用的术语“或其组合”是指该术语之前所列出的项的所有排列和组合。例如,“A、B、C或其组合”旨在包括以下至少一项:A、B、C、AB、AC、BC或ABC,并且如果在特定上下文中顺序很重要,则也包括BA、CA、CB、CBA、BCA、ACB、BAC或CAB。继续举例说明,明确包括包含一个或多个项或术语的重复的组合,例如BB、AAA、AB、BBC、AAABCCCC、CBBAAB、CABABB等。本领域技术人员将理解,除非从上下文中明显可见,否则通常任意组合中的项或术语的数量没有限制。

[0062] 如本文所使用的,诸如但不限于“大约”、“基本上”或“基本地”的近似词语指的是如下的条件:这样修饰时被理解为不一定是绝对或完美的,但被本领域普通技术人员认为是足够接近的,以确保指定该条件存在。描述可以变化的程度将取决于可以进行多大的改变并且本领域普通技术人员仍然会认识到修饰的特征仍然具有未修饰的特征所需的特性和能力。总体上,根据前面的讨论,本文中由近似词(例如“大约”)修饰的数值可以与所述的值相差至少 $\pm 1\%$ 、 $\pm 2\%$ 、 $\pm 3\%$ 、 $\pm 4\%$ 、 $\pm 5\%$ 、 $\pm 6\%$ 、 $\pm 7\%$ 、 $\pm 10\%$ 、 $\pm 12\%$ 或 $\pm 15\%$ 。

[0063] 根据本公开,无需过度实验即可制造和执行本文公开和要求保护的所有器件和/或方法。虽然已经根据特定实施例描述了本发明的器件和/或方法,但是对于本领域技术人员来说显而易见的是,在不脱离本发明的构思、精神和范围的情况下可以对本文描述的组合物和/或方法以及方法的步骤或步骤顺序进行变化。对于本领域技术人员来说显而易见的所有此类类似的替代和修改都被认为在由所附权利要求书所限定的本发明的精神、范围和构思内。

[0064] 此外,除了下文权利要求书中描述的内容外,本文所示的结构或设计的细节不受任何限制。因此,上述公开的具体实施例显然可以改变或修改,所有这些变化都被视为在本公开的范围和精神之内。因此,本文所寻求的保护如下文权利要求书所述。

[0065] 在不脱离本发明的范围的情况下,可以对本文描述的系统和设备进行修改、添加或省略。系统和设备的组件可以是集成的或分离的。此外,系统和设备的操作可以由更多、更少或其他组件来执行。所述方法可以包括更多、更少或其他步骤。另外,步骤可以以任何合适的顺序执行。

[0066] 为了帮助专利局和本申请中发布的任何专利的任何读者解释所附权利要求书,申请人希望说明,其不意图将任何所附权利要求援引35U.S.C. §112(f) (如同本申请提交之日存在的那样),除非特定权利要求中明确使用了词语“用于……的装置”或“用于……的步骤”。

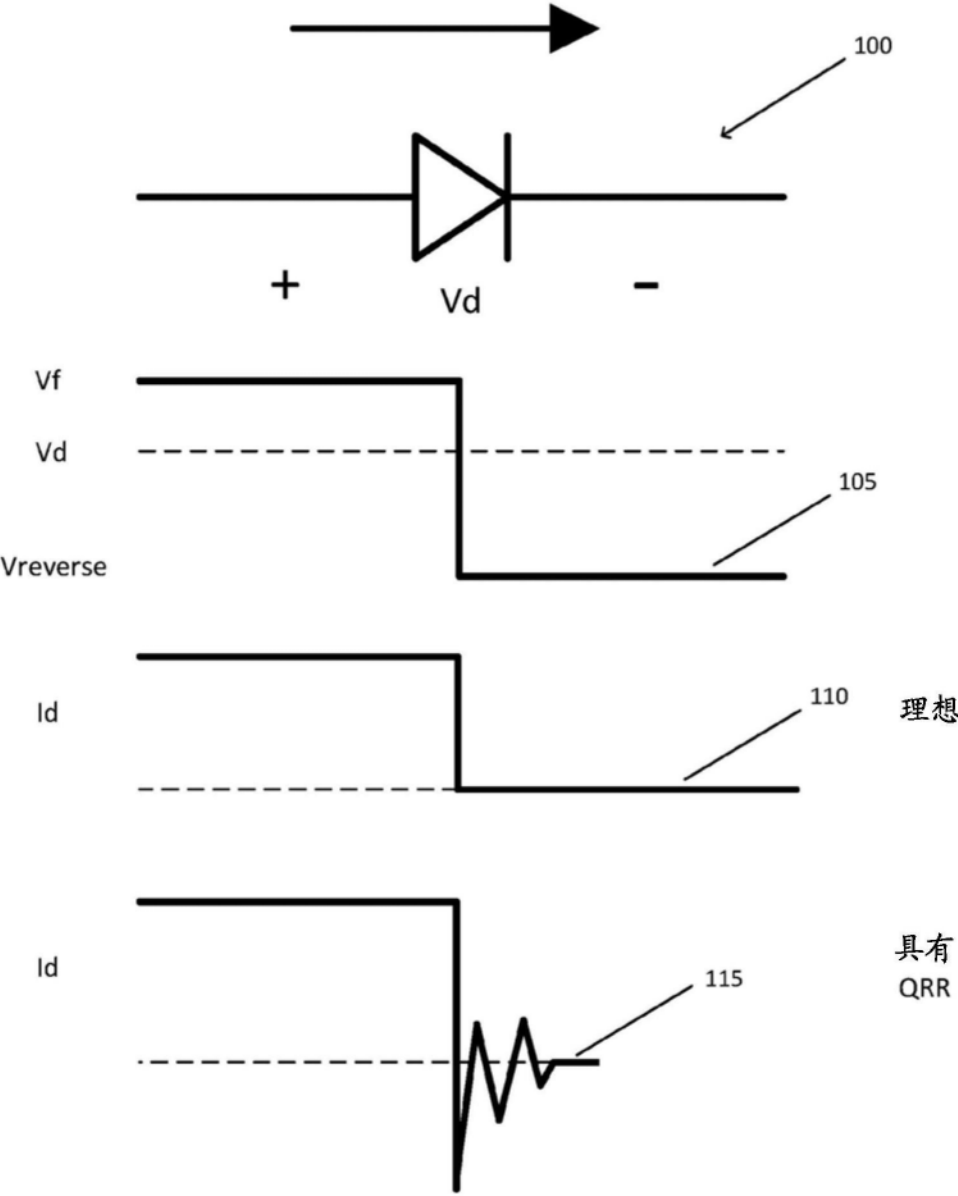


图1A

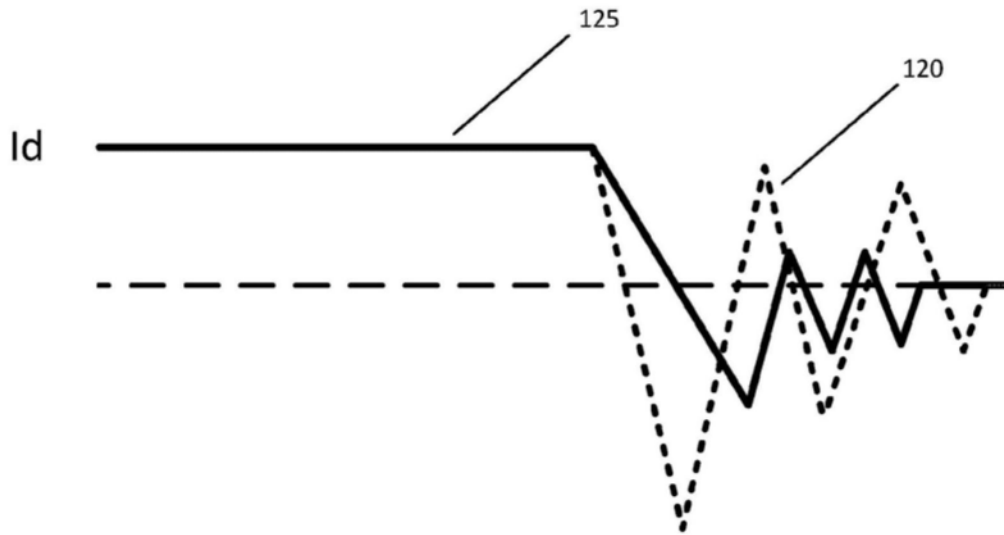


图1B

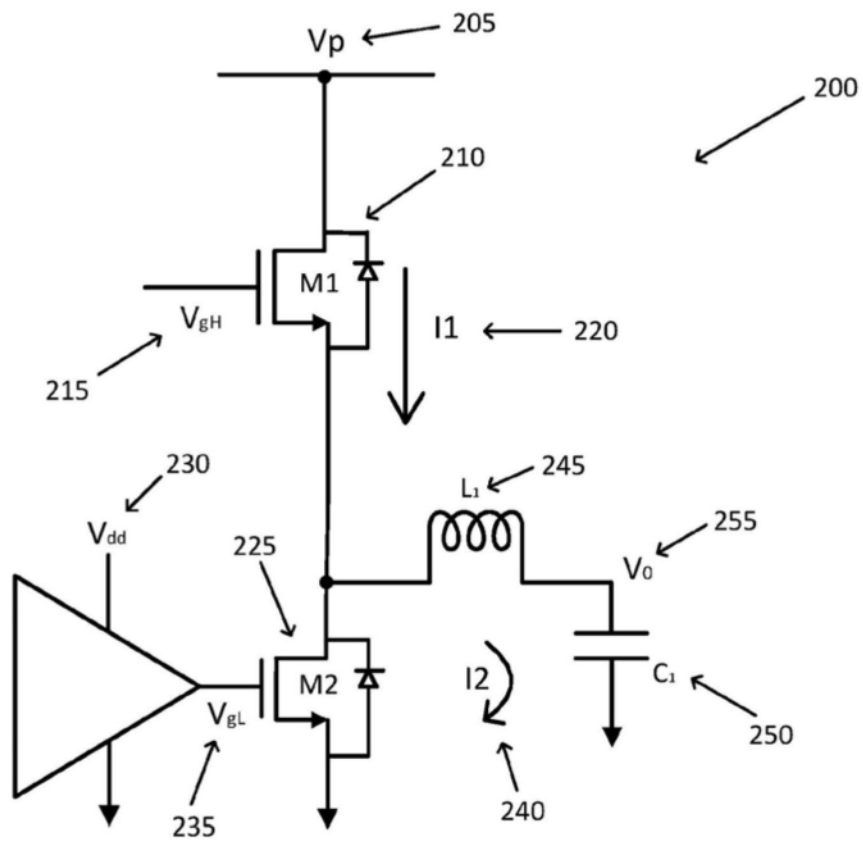


图2A

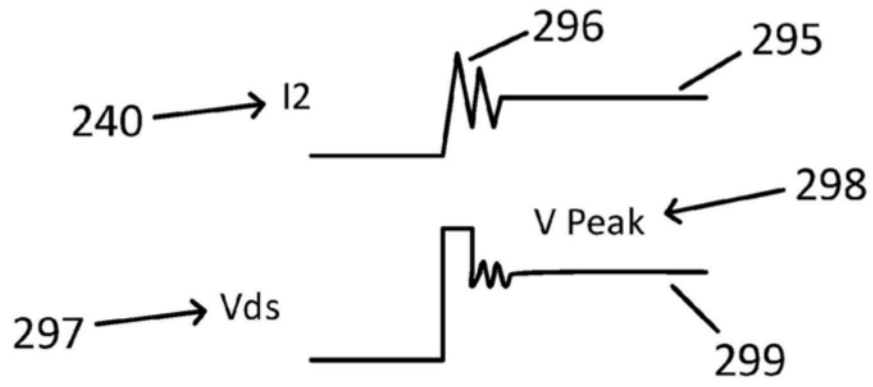


图3B

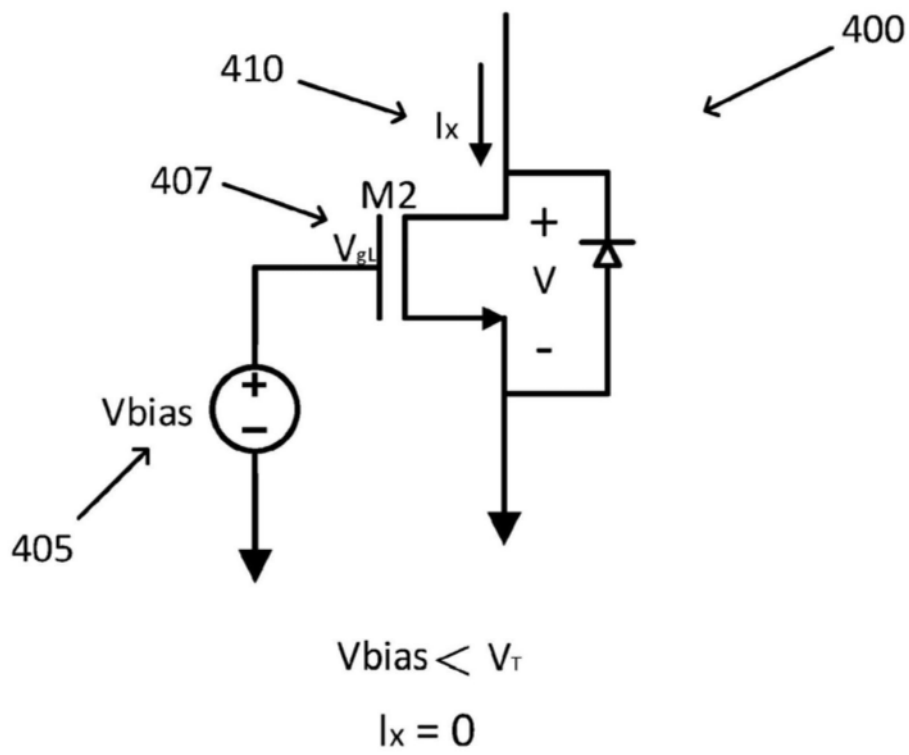


图4

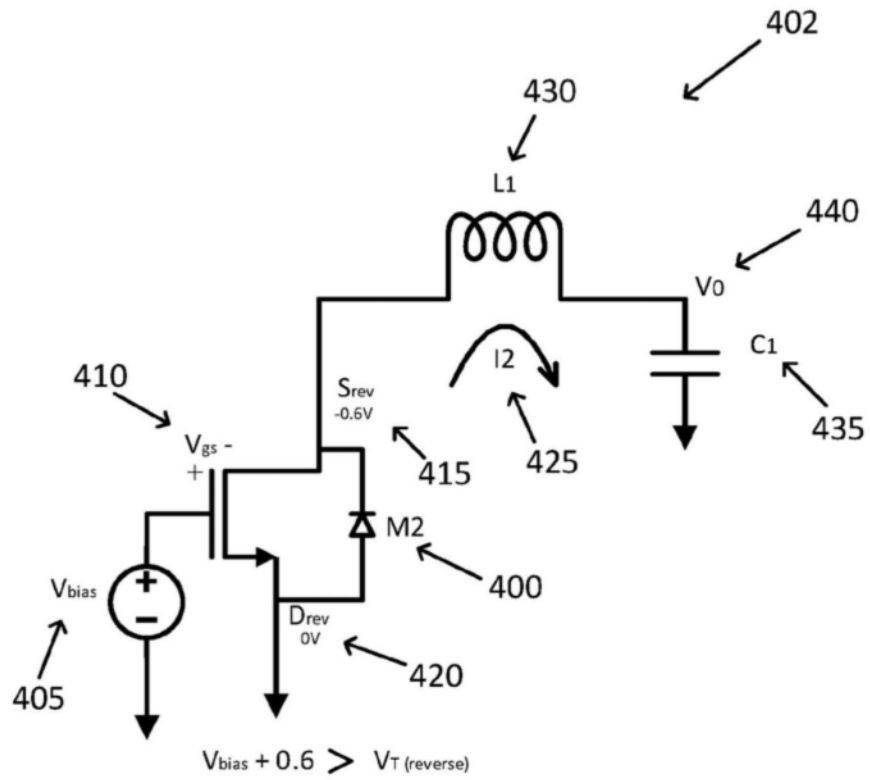
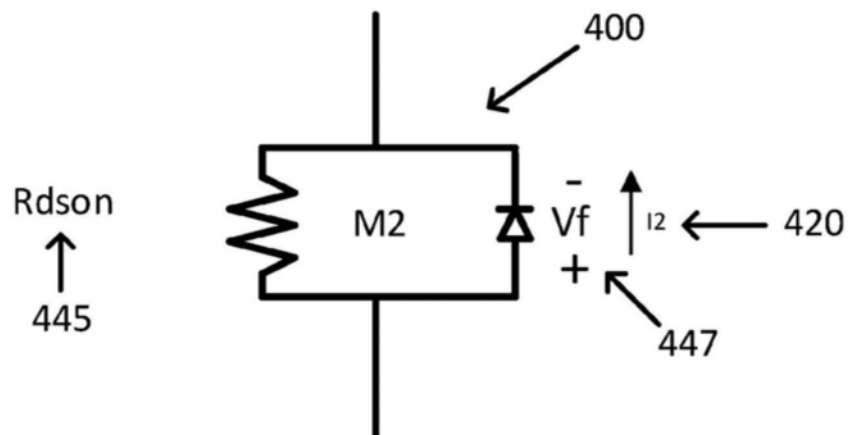


图5



没有 Q_{rr} :
 $I_2 \times R_{dson} < V_f$
 实际 Q_{rr} :
 $I_2 \times R_{dson}$ 小于或大于 V_f

图6

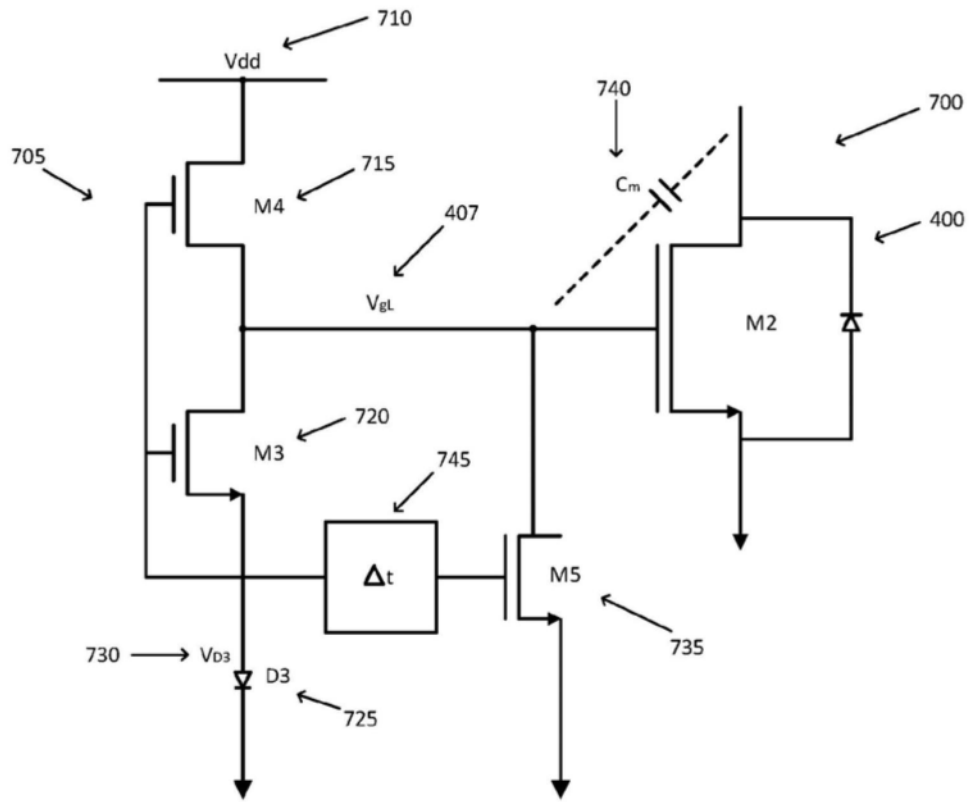


图7A

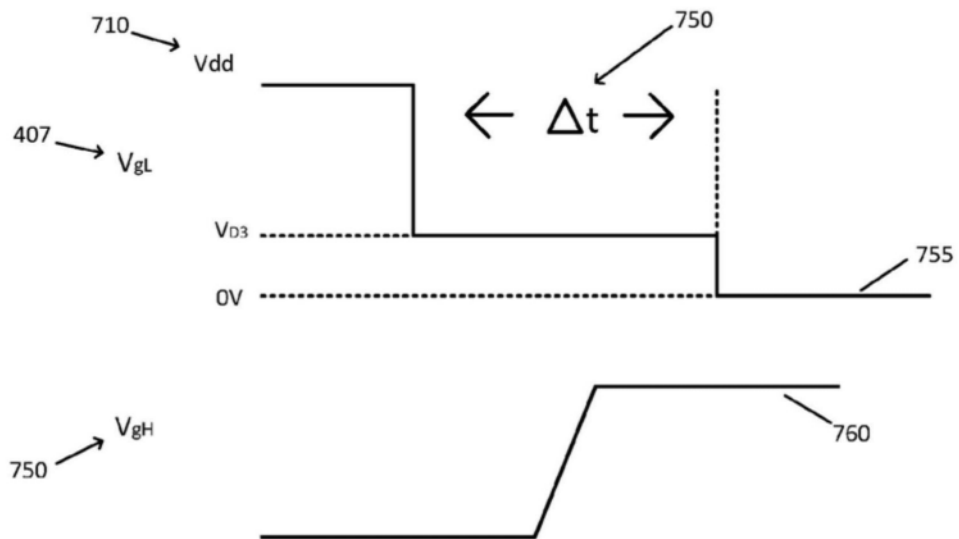


图7B

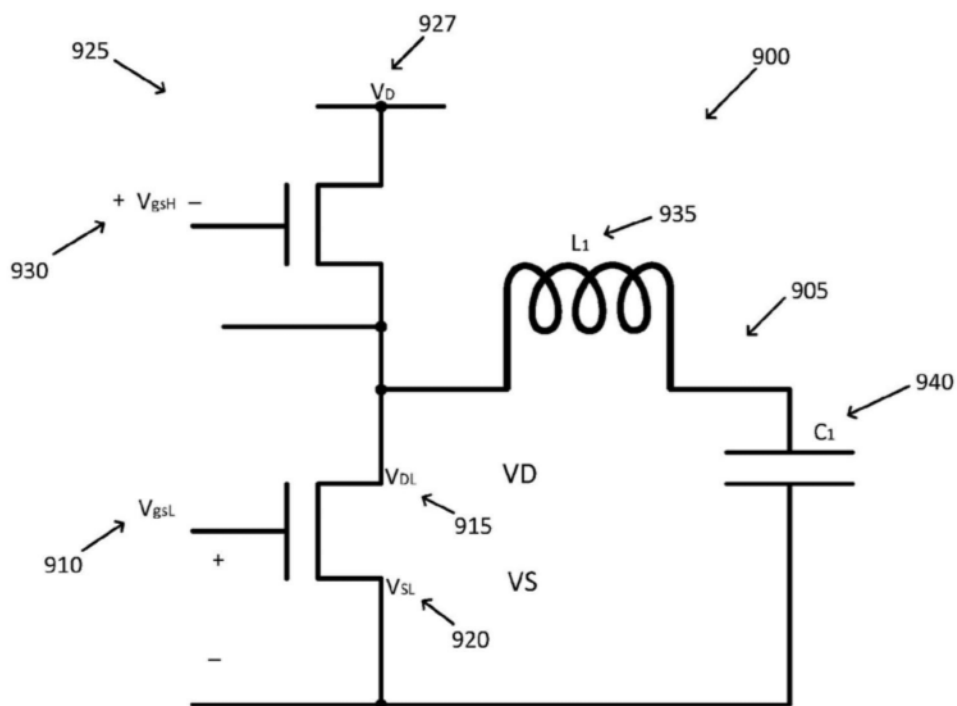


图9A

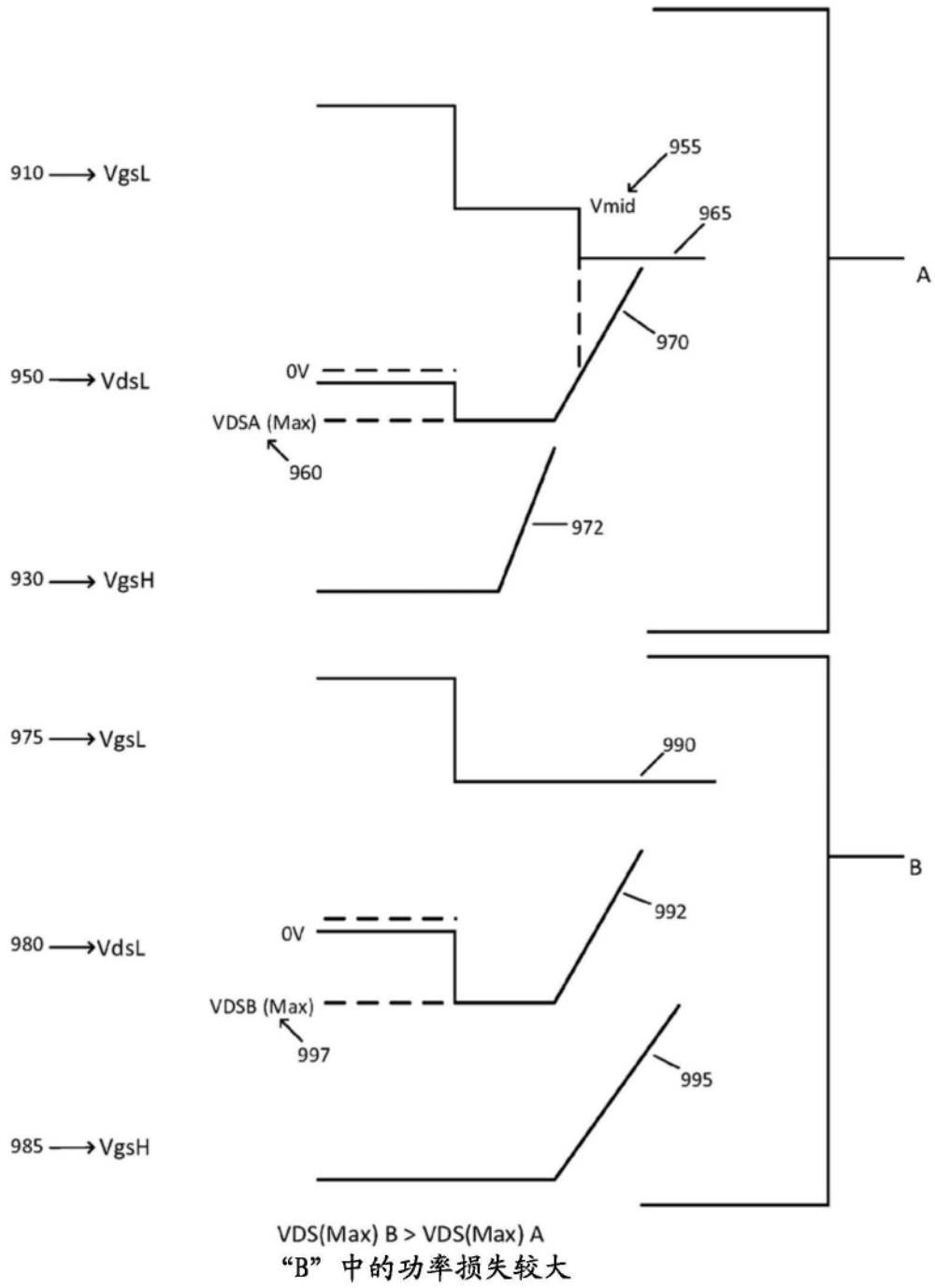


图9B

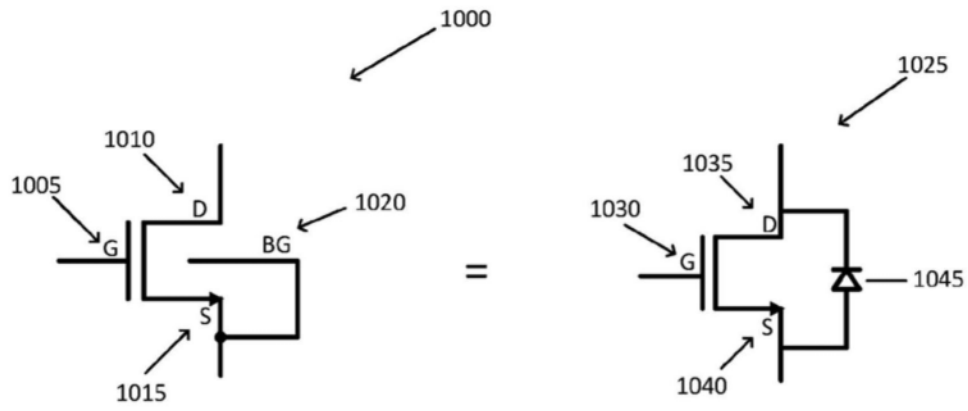


图10

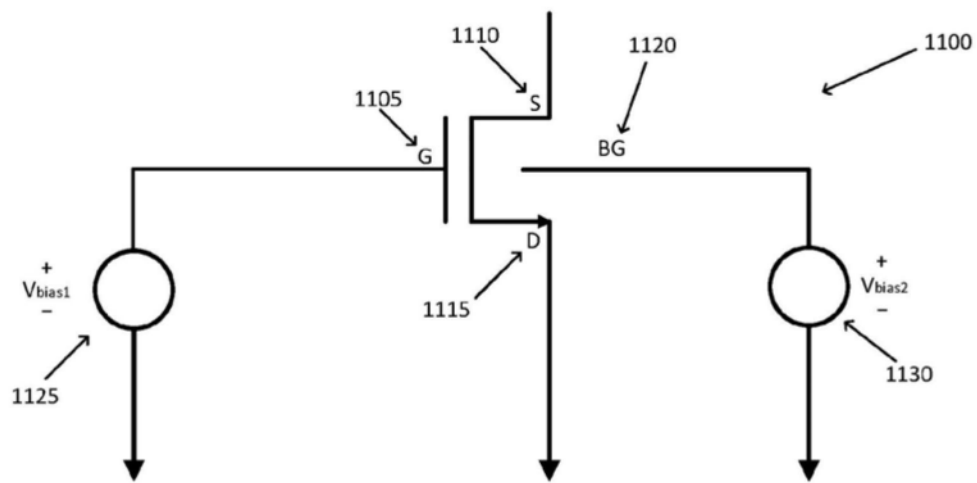


图11A

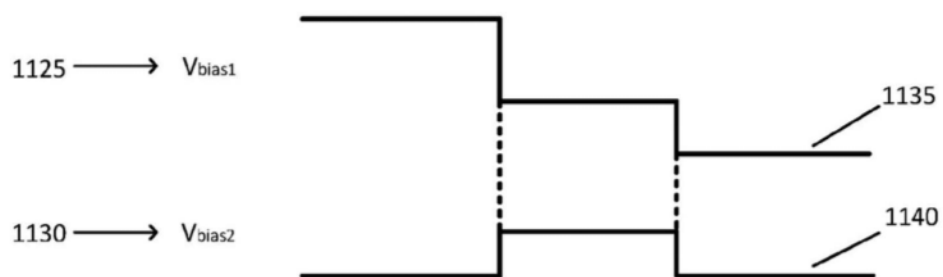


图11B

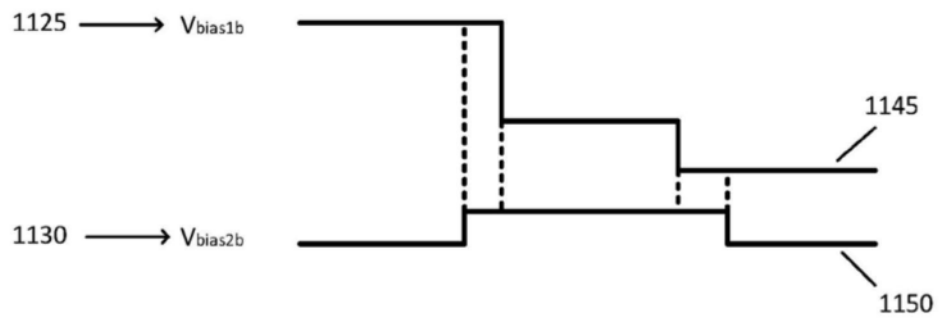


图11C