



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 112713778 B

(45) 授权公告日 2022.03.29

(21) 申请号 202010161114.X
 (22) 申请日 2020.03.10
 (65) 同一申请的已公布的文献号
 申请公布号 CN 112713778 A
 (43) 申请公布日 2021.04.27
 (30) 优先权数据
 62/925,724 2019.10.24 US
 (73) 专利权人 立锜科技股份有限公司
 地址 中国台湾新竹县竹北市
 (72) 发明人 张炜旭 杨大勇 陈裕昌 陈昭铸
 李俊庆 罗立狄 钟豪文
 (74) 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限
 责任公司 11219
 代理人 李兰 孙志湧

(51) Int.Cl.
 H02M 3/335 (2006.01)
 H02M 1/08 (2006.01)
 H02M 1/38 (2007.01)
 (56) 对比文件
 TW I650927 B, 2019.02.11
 US 10224828 B1, 2019.03.05
 US 2006013022 A1, 2006.01.19
 TW I650926 B, 2019.02.11
 CN 109768708 A, 2019.05.17
 CN 108696133 A, 2018.10.23
 CN 108696131 A, 2018.10.23
 US 9991811 B1, 2018.06.05

审查员 王宇

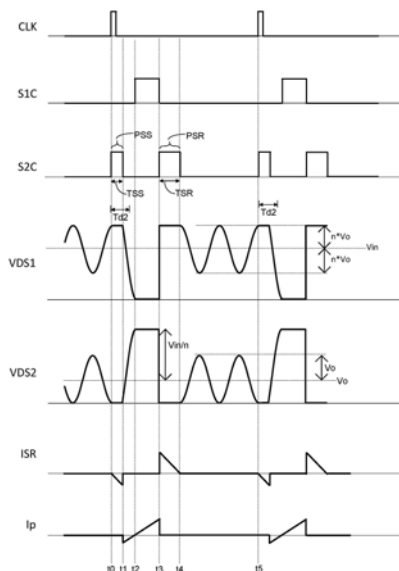
权利要求书3页 说明书9页 附图12页

(54) 发明名称

用以控制返驰式电源供应电路的切换控制电路及方法

(57) 摘要

一种用以控制返驰式电源供应电路的切换控制电路及方法。该切换控制电路包含：功率变压器、一次侧控制电路及二次侧控制电路。功率变压器以电气绝缘的方式耦接于输入电压与输出电压之间。一次侧控制电路用以控制返驰式电源供应电路中的一次侧开关。二次侧控制电路用以产生同步整流控制信号，以控制返驰式电源供应电路中的同步整流开关。同步整流控制信号具有同步整流脉冲及软切换脉冲，同步整流脉冲用以控制同步整流开关导通同步整流时段以实现二次侧同步整流，软切换脉冲用以控制同步整流开关导通软切换时段，由此使一次侧开关实现软切换。



1. 一种切换控制电路,用以控制一返驰式电源供应电路,以转换一输入电压而产生一输出电压,该切换控制电路包含:

一功率变压器,以电气绝缘的方式耦接于该输入电压与该输出电压之间;

一一次侧控制电路,用以产生一切换信号,以控制该返驰式电源供应电路其中的一一次侧开关,而切换该功率变压器的一一次侧绕组,其中该一次侧绕组耦接于该输入电压;以及

一二次侧控制电路,用以产生一同步整流控制信号,以控制该返驰式电源供应电路其中的一同步整流开关,而切换该功率变压器的一二次侧绕组而产生该输出电压,其中该同步整流控制信号具有一同步整流脉冲以及一软切换脉冲,该同步整流脉冲用以控制该同步整流开关导通一同步整流时段以实现二次侧同步整流,该软切换脉冲用以控制该同步整流开关导通一软切换时段,由此使该一次侧开关实现软切换;

其中该功率变压器于该一次侧开关导通时感磁,且于该一次侧开关转为不导通时将感磁时所获得的能量传送到该输出电压;

其中当该返驰式电源供应电路操作于边界导通模式时,在该功率变压器通过该同步整流脉冲而导通该同步整流开关以去磁,于该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成之后,该二次侧控制电路紧接着通过该软切换脉冲而持续地导通该同步整流开关,使得该一次侧开关关于下次导通时实现软切换,该软切换脉冲具有第一导通时段;或者

当该返驰式电源供应电路操作于不连续导通模式时,在该功率变压器通过该同步整流脉冲而导通该同步整流开关以去磁,于该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成之后,该二次侧控制电路控制该同步整流开关不导通,接着,该二次侧控制电路通过该软切换脉冲而再度导通该同步整流开关,使得该一次侧开关关于下次导通时实现软切换,该软切换脉冲具有第二导通时段;

其中该一次侧控制电路产生一频率信号,用以决定该切换信号的一最高切换频率,其中当该频率信号于该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成之前产生时,该一次侧控制电路于该频率信号延迟一第一延迟时段后控制该一次侧开关导通,而当该频率信号于该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成之后产生时,该一次侧控制电路于该频率信号延迟一第二延迟时段后控制该一次侧开关导通;

其中于该第一延迟时段与该第二延迟时段的期间内,该一次侧开关都被禁止导通;

其中该第一延迟时段长于该第二延迟时段。

2. 如权利要求1所述的切换控制电路,其中,该软切换脉冲通过导通该二次侧绕组而自该输出电压汲取一负向电流,由此使得该一次侧开关关于下次导通时实现软切换。

3. 如权利要求1所述的切换控制电路,其中,该二次侧控制电路侦测相关于该同步整流开关的电压,以侦测该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成。

4. 如权利要求3所述的切换控制电路,其中,还包含一信号整形电路,用以将该相关于该同步整流开关的电压整形后提供于该二次侧控制电路,以侦测该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成。

5. 如权利要求1所述的切换控制电路,其中,该一次侧控制电路通过该功率变压器的一辅助绕组而侦测相关于该功率变压器的电压,以侦测该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成。

6. 如权利要求5所述的切换控制电路,其中,还包含一信号整形电路,用以将相关于该功率变压器的电压整形后提供于该一次侧控制电路,以侦测该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成。

7. 如权利要求1所述的切换控制电路,其中,该二次侧控制电路具有一电流阈值,该二次侧控制电路根据流经该同步整流开关的电流以及该电流阈值而确定该功率变压器的该二次侧绕组是否去磁完成,其中该电流阈值为—可设定值。

8. 如权利要求1所述的切换控制电路,其中,该第一导通时段长于该第二导通时段。

9. 如权利要求1所述的切换控制电路,其中,还包含一信号变压器,用以自该一次侧控制电路传送该频率信号至该二次侧。

10. 一种用以控制—返驰式电源供应电路的方法,以转换—输入电压而产生—输出电压,其中该返驰式电源供应电路的一功率变压器,以电气绝缘的方式耦接于该输入电压与该输出电压之间;该方法包含:

于该返驰式电源供应电路的一次侧产生—切换信号,以控制该返驰式电源供应电路其中的一一次侧开关,而切换该功率变压器的一一次侧绕组,其中该一次侧绕组耦接于该输入电压;以及

于该返驰式电源供应电路的二次侧产生—同步整流控制信号,以控制该返驰式电源供应电路其中的一同步整流开关,而切换该功率变压器的一二次侧绕组而产生该输出电压,其中该同步整流控制信号具有一同步整流脉冲以及—软切换脉冲,该同步整流脉冲用以控制该同步整流开关导通—同步整流时段以实现二次侧同步整流,该软切换脉冲用以控制该同步整流开关导通—软切换时段,由此使该一次侧开关实现软切换;

其中该功率变压器于该一次侧开关导通时感磁,且于该一次侧开关转为不导通时将感磁时所获得的能量传送到该输出电压;

其中当该返驰式电源供应电路操作于边界导通模式时,在该功率变压器通过该同步整流脉冲而导通该同步整流开关以去磁,于该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成之后,紧接着通过该软切换脉冲而持续地导通该同步整流开关,使得该一次侧开关于下次导通时实现软切换,该软切换脉冲具有第一导通时段;或者

当该返驰式电源供应电路操作于不连续导通模式时,在该功率变压器通过该同步整流脉冲而导通该同步整流开关以去磁,于该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成之后,控制该同步整流开关不导通,接着,通过该软切换脉冲而再度导通该同步整流开关,使得该一次侧开关于下次导通时实现软切换,该软切换脉冲具有第二导通时段;

其中产生该切换信号的步骤包括:于该一次侧产生—频率信号,用以决定该切换信号的一最高切换频率,其中当该频率信号于该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成之前产生时,于该频率信号延迟—第一延迟时段后控制该一次侧开关导通,而当该频率信号于该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成之后产生时,于该频率信号延迟—第二延迟时段后控制该一次侧开关导通,其中于该第一延迟时段与该第二延迟时段的期间内,该一次侧开关都被禁止导通,其中该第一延迟时段长于该第二延迟时段。

11. 如权利要求10所述的方法,其中,该软切换脉冲通过导通该二次侧绕组而自该输出电压汲取—负向电流,由此使得该一次侧开关于下次导通时实现软切换。

12. 如权利要求10所述的方法,其中,于该二次侧侦测相关于该同步整流开关的电压,

以侦测该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成。

13. 如权利要求12所述的方法,其中,还包含:将该相关于该同步整流开关的电压整形,以侦测该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成。

14. 如权利要求10所述的方法,其中,侦测该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成的步骤包括:通过该功率变压器于该一次侧的一辅助绕组而侦测相关于该功率变压器的电压,以侦测该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成。

15. 如权利要求14所述的方法,其中,还包含:将相关于该功率变压器的电压整形,以侦测该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成。

16. 如权利要求10所述的方法,其中,确定该功率变压器的该二次侧绕组是否去磁完成的步骤包括:根据流经该同步整流开关的电流以及电流阈值而确定该功率变压器的该二次侧绕组是否去磁完成,其中该电流阈值为一个可设定值。

17. 如权利要求10所述的方法,其中,该第一导通时段长于该第二导通时段。

18. 如权利要求10所述的方法,其中,还包含:以一信号变压器,自该返驰式电源供应电路的该一次侧传送该频率信号至该返驰式电源供应电路的该二次侧。

用以控制返驰式电源供应电路的切换控制电路及方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种切换控制电路,特别是指一种用以控制返驰式电源供应电路的切换控制电路。本发明还涉及一种用以控制返驰式电源供应电路的方法。

背景技术

[0002] 与本发明相关的现有技术有:“K.-H.Chen,T.-J.Liang,Design of Quasi-resonant flyback converter control IC with DCM and CCM operation,2014International Power Electronics Conference,IEEE”,“US8917068B2,S.Chen,J.Jin,Quasi-resonant controlling and driving circuit and method for a flyback converter,2014”,“US 2011/0305048 A1,T.-Y.Yang,Y.-C.Su,C.-C.Lin,Active-Clamp Circuit for Quasi-Resonant Flyback Power Converter,2011”,“A.A.Saliva,Design Guide for QR Flyback Converter,Design Note DN 2013-01,Infineon Technologies North America Corp”,“W.Yuan,etc.,“Novel Soft Switching Flyback Converter with Synchronous Rectification,IEEE IPEMC 2009”,以及“X.Huang,etc.,A Novel Variable Frequency Soft Switching Method for Flyback Converter with Synchronous Rectifier,IEEE 2010”。

[0003] 请同时参阅图1A与图1B,图1A显示一种现有技术的返驰式电源供应电路(返驰式电源供应电路1),图1B显示对应于此现有技术的返驰式电源供应电路的操作波形示意图。其中一次侧控制电路80控制一次侧开关S1以切换功率变压器10而产生输出电压Vo,二次侧控制电路90用以产生同步整流控制信号S2C,以控制同步整流开关S2而进行二次侧的同步整流。

[0004] 图1A与图1B中所示的现有技术,其缺点在于,同步整流开关S2无法实时而精准地与一次侧的一次侧开关S1同步,且一次侧开关S1在未进行软切换(Soft Switching)的情况下,电源转换效率较差。

[0005] 本发明相较于图1A与图1B的现有技术,同步整流开关S2可精准地与一次侧开关S1同步,且通过同步整流开关S2的软切换脉冲,使得一次侧开关S1可于切换时实现软切换,有效提高电源转换效率。此外,本发明的切换控制电路还可适应性地根据不同的操作模式,而决定最佳的软切换脉冲的导通时段以及延迟时段。

发明内容

[0006] 就其中一个观点言,本发明提供了一种切换控制电路,用以控制一返驰式电源供应电路,以转换一输入电压而产生一输出电压,该切换控制电路包含:一功率变压器,以电气绝缘的方式耦接于该输入电压与该输出电压之间;一一次侧控制电路,用以产生一切换信号,以控制该返驰式电源供应电路其中的一一次侧开关,而切换该功率变压器的一一次侧绕组,其中该一次侧绕组耦接于该输入电压;以及一二次侧控制电路,用以产生一同步整流控制信号,以控制该返驰式电源供应电路其中的一同步整流开关,而切换该功率变压器

的一二次侧绕组而产生该输出电压,其中该同步整流控制信号具有一同步整流(Synchronous Rectifying,SR)脉冲以及一软切换(Soft Switching,SS)脉冲,该同步整流脉冲用以控制该同步整流开关导通一同步整流时段以实现二次侧同步整流,该软切换脉冲用以控制该同步整流开关导通一软切换时段,由此使该一次侧开关实现软切换;其中该功率变压器于该一次侧开关导通时感磁,且于该一次侧开关转为不导通时将感磁时所获得的能量传送到该输出电压;其中当该返驰式电源供应电路操作于边界导通模式时,在该功率变压器通过该同步整流脉冲而导通该同步整流开关以去磁,于该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成之后,该二次侧控制电路紧接着通过该软切换脉冲而持续地导通该同步整流开关,使得该一次侧开关于下次导通时实现软切换,该软切换脉冲具有第一导通时段;或者当该返驰式电源供应电路操作于不连续导通模式时,在该功率变压器通过该同步整流脉冲而导通该同步整流开关以去磁,于该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成之后,该二次侧控制电路控制该同步整流开关不导通,接着,该二次侧控制电路通过该软切换脉冲而再度导通该同步整流开关,使得该一次侧开关于下次导通时实现软切换,该软切换脉冲具有第二导通时段。

[0007] 在一较佳实施例中,软切换脉冲通过导通该二次侧绕组而自该输出电压汲取一负向电流,由此使得该一次侧开关于下次导通时实现软切换。

[0008] 在一较佳实施例中,该二次侧控制电路侦测该相关于该同步整流开关的电压,以侦测该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成。

[0009] 在一较佳实施例中,切换控制电路还包含一信号整形电路,用以将该相关于该同步整流开关的电压整形后提供于该二次侧控制电路,以侦测该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成。

[0010] 在一较佳实施例中,该一次侧控制电路通过该功率变压器的一辅助绕组而侦测相关于该功率变压器的电压,以侦测该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成。

[0011] 在一较佳实施例中,切换控制电路还包含一信号整形电路,用以将相关于该功率变压器的电压整形后提供于该一次侧控制电路,以侦测该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成。

[0012] 在一较佳实施例中,该一次侧控制电路产生一频率信号,用以决定该切换信号的一最高切换频率,其中当该频率信号于该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成之前产生时,该一次侧控制电路于该频率信号延迟一第一延迟时段后控制该一次侧开关导通,而当该频率信号于该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成之后产生时,该一次侧控制电路于该频率信号延迟一第二延迟时段后控制该一次侧开关导通;其中于该第一延迟时段与该第二延迟时段的期间内,该一次侧开关都被禁止导通;其中该第一延迟时段长于该第二延迟时段。

[0013] 在一较佳实施例中,该二次侧控制电路具有一电流阈值,该二次侧控制电路根据流经该同步整流开关的电流以及该电流阈值而确定该功率变压器的该二次侧绕组是否去磁完成,其中该电流阈值为可设定值。

[0014] 在一较佳实施例中,该第一导通时段长于该第二导通时段。

[0015] 在一较佳实施例中,切换控制电路还包含一信号变压器,用以自该一次侧控制电路传送该频率信号至该二次侧。

[0016] 一种用以控制一返驰式电源供应电路的方法,以转换一输入电压而产生一输出电压,其中该返驰式电源供应电路的一功率变压器,以电气绝缘的方式耦接于该输入电压与该输出电压之间;该方法包含:于该返驰式电源供应电路的一次侧产生一切换信号,以控制该返驰式电源供应电路其中的一一次侧开关,而切换该功率变压器的一一次侧绕组,其中该一次侧绕组耦接于该输入电压;以及于该返驰式电源供应电路的二次侧产生一同步整流控制信号,以控制该返驰式电源供应电路其中的一同步整流开关,而切换该功率变压器的一二次侧绕组而产生该输出电压,其中该同步整流控制信号具有一同步整流(Synchronous Rectifying,SR)脉冲以及一软切换(Soft Switching,SS)脉冲,该同步整流脉冲用以控制该同步整流开关导通一同步整流时段以实现二次侧同步整流,该软切换脉冲用以控制该同步整流开关导通一软切换时段,由此使该一次侧开关实现软切换;其中该功率变压器于该一次侧开关导通时感磁,且于该一次侧开关转为不导通时将感磁时所获得的能量传送到该输出电压;其中当该返驰式电源供应电路操作于边界导通模式时,在该功率变压器通过该同步整流脉冲而导通该同步整流开关以去磁,于该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成之后,紧接着通过该软切换脉冲而持续地导通该同步整流开关,使得该一次侧开关于下次导通时实现软切换,该软切换脉冲具有第一导通时段;或者当该返驰式电源供应电路操作于不连续导通模式时,在该功率变压器通过该同步整流脉冲而导通该同步整流开关以去磁,于该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成之后,控制该同步整流开关不导通,接着,该二次侧控制电路通过该软切换脉冲而再度导通该同步整流开关,使得该一次侧开关于下次导通时实现软切换,该软切换脉冲具有第二导通时段。

[0017] 在一较佳实施例中,该方法还包含:将该相关于该同步整流开关的电压整形,以侦测该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成。

[0018] 在一较佳实施例中,侦测该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成的步骤包括:通过该功率变压器于该一次侧的一辅助绕组而侦测相关于该功率变压器的电压,以侦测该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成。

[0019] 在一较佳实施例中,该方法还包含:将相关于该功率变压器的电压整形,以侦测该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成。

[0020] 在一较佳实施例中,该方法还包含:于该一次侧产生一频率信号,用以决定该切换信号的一最高切换频率,其中当该频率信号于该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成之前产生时,于该频率信号延迟一第一延迟时段后控制该一次侧开关导通,而当该频率信号于该功率变压器的该二次侧绕组去磁完成之后产生时,于该频率信号延迟一第二延迟时段后控制该一次侧开关导通;其中于该第一延迟时段与该第二延迟时段的期间内,该一次侧开关都被禁止导通;其中该第一延迟时段长于该第二延迟时段。

[0021] 在一较佳实施例中,确定该功率变压器的该二次侧绕组是否去磁完成的步骤包括:根据流经该同步整流开关的电流以及该电流阈值而确定该功率变压器的该二次侧绕组是否去磁完成,其中该电流阈值为可设定值。

[0022] 在一较佳实施例中,该方法还包含:以一信号变压器,自该返驰式电源供应电路的该一次侧传送该频率信号至该返驰式电源供应电路的该二次侧。

[0023] 以下通过具体实施例详加说明,应当更容易了解本发明的目的、技术内容、特点及其所实现的功效。

附图说明

- [0024] 图1A显示一种现有技术的返驰式电源供应电路。
- [0025] 图1B显示对应于图1A现有技术的返驰式电源供应电路的操作波形示意图。
- [0026] 图2A显示本发明中的切换控制电路的一种实施例。
- [0027] 图2B显示本发明中的切换控制电路的一种实施例。
- [0028] 图3显示对应于本发明的切换控制电路的实施例的波形示意图。
- [0029] 图4显示对应于本发明的返驰式电源供应电路的实施例的波形示意图。
- [0030] 图5显示对应于图3的细节波形示意图。
- [0031] 图6A与图6B显示本发明的切换控制电路中,二次侧控制电路的两种实施例。
- [0032] 图7显示本发明中的切换控制电路的一种实施例。
- [0033] 图8显示本发明的切换控制电路中,一次侧控制电路的一种实施例。
- [0034] 图9显示对应于本发明的切换控制电路的实施例的波形示意图。
- [0035] 图10显示本发明的切换控制电路的一种实施例示意图。
- [0036] 图11显示本发明的切换控制电路,与其中的信号整形电路的实施例示意图。
- [0037] 图中符号说明

[0038]	1	返驰式电源供应电路
[0039]	10, 10'	功率变压器
[0040]	100, 107, 110, 111	切换控制电路
[0041]	20, 20', 20''	一次侧控制电路
[0042]	30, 30A, 30B	二次侧控制电路
[0043]	31A	电流比较器
[0044]	31B	电压比较器
[0045]	40	信号变压器
[0046]	50A, 50B	信号整形电路
[0047]	80	一次侧控制电路
[0048]	90	二次侧控制电路
[0049]	C _i	输入电容
[0050]	CLK	频率信号
[0051]	C _o	输出电容
[0052]	C _p	寄生电容
[0053]	I _{th_ZC}	电流阈值
[0054]	I _p	一次侧电流
[0055]	ISR	二次侧电流
[0056]	n	圈数比
[0057]	PSR	同步整流脉冲
[0058]	PSS, PSS'	软切换脉冲
[0059]	S1	一次侧开关
[0060]	S1C	切换信号
[0061]	S2	同步整流开关

[0062]	S2C	同步整流控制信号
[0063]	SRZC	信号
[0064]	t0-t5,t2'	时点
[0065]	Td1,Td2	延迟时段
[0066]	TSR	同步整流时段
[0067]	TSS,TSS'	导通时段
[0068]	V3	电压
[0069]	VDS1,VDS2	电压
[0070]	Vin	输入电压
[0071]	Vo	输出电压
[0072]	Vth_knee	膝点阈值
[0073]	Vth_vly	波谷阈值
[0074]	Vth_ZC	电流阈值
[0075]	W1	一次侧绕组
[0076]	W2	二次侧绕组
[0077]	W3	辅助绕组

具体实施方式

[0078] 本发明中的附图均属示意,主要意在表示各电路间的耦接关系,以及各信号波形之间的关系,至于电路、信号波形与频率则并未依照比例绘制。

[0079] 请参阅图2A,图2A显示本发明中的切换控制电路的一种实施例(切换控制电路100),如图所示,切换控制电路100用以控制返驰式电源供应电路1000,以转换输入电压Vin而产生输出电压Vo,而提供电源给负载电路(未示出,为本领域技术人员所熟知,在此不予赘述)。切换控制电路100包含功率变压器10、一次侧控制电路20以及二次侧控制电路30。

[0080] 功率变压器10以电气绝缘的方式耦接于输入电压Vin与输出电压Vo之间,一次侧开关S1耦接于功率变压器10的一次侧绕组W1,其中一次侧绕组W1耦接于输入电压Vin。同步整流开关S2与功率变压器10的二次侧绕组W2串接于输出电压Vo与二次侧接地节点之间。在本实施例中,同步整流开关S2耦接于功率变压器10的二次侧绕组W2与二次侧接地节点之间。同步整流开关S2也可耦接于功率变压器10的二次侧绕组W2与输出电压Vo之间,如图2B显示的实施例所示意。为简化说明,接下来以如图2A所示的同步整流开关S2耦接于功率变压器10的二次侧绕组W2与二次侧接地节点之间的实施例进行说明,然而相同的精神也可适用于上述图2B所示的另一种形式。

[0081] 一次侧控制电路20用以产生切换信号S1C,切换信号S1C用以控制一次侧开关S1以切换功率变压器10的一次侧绕组W1,其中一次侧绕组W1耦接于输入电压Vin。二次侧控制电路30用以产生同步整流控制信号S2C,以控制同步整流开关S2的导通与关断,而切换功率变压器10的二次侧绕组W2产生输出电压Vo。其中VDS1为一次侧开关S1的漏极的电压,而VDS2为同步整流开关S2的第一端的电压。本实施例中,所述的同步整流开关S2的第一端为漏极(电流流出端),而同步整流开关S2的第二端为源极(电流流入端)。还需说明的是,在同步整流开关S2耦接于功率变压器10的二次侧绕组W2与输出电压Vo之间的实施例中,如图2B所

示,所述的同步整流开关S2的第一端为源极(电流流入端),而同步整流开关S2的第二端为漏极(电流流出端)。

[0082] 请同时参阅图3,图3显示对应于本发明的切换控制电路的实施例的波形示意图。本实施例中,本发明的返驰式电源供应电路操作于不连续导通模式(DCM-Discontinuous Conduction Mode)。根据本发明,同步整流控制信号S2C具有同步整流脉冲PSR以及软切换(Soft Switching,SS)脉冲PSS,在一次侧开关S1导通后又再度关断时(如图3的t3),同步整流脉冲PSR用以控制同步整流开关S2导通一同步整流时段TSR以实现二次侧的同步整流,其中,同步整流时段TSR大致上同步于二次侧绕组W2的感应电流的导通时间,换言之,同步整流时段TSR开始于二次侧绕组W2自一次侧绕组W1转移能量而产生二次侧电流ISR的时点(t3),且同步整流时段TSR结束于二次侧绕组W2的二次侧电流ISR降为0的时点(t4),如此可提升电源转换效率。其中n为一次侧绕组与二次侧绕组的圈数比。

[0083] 请继续参阅图3,另一方面,软切换脉冲PSS则用以实现前述的一次侧开关S1的软切换。详言之,本实施例中,当返驰式电源供应电路1000的负载属于相对较轻载,亦即负载不大于一预设负载阈值,而返驰式电源供应电路1000操作于不连续导通模式时,功率变压器10于一次侧开关S1导通时感磁(magnetizing,t2-t3,图3),且于该一次侧开关S1转为不导通时将感磁时所获得的能量传送到该输出电压Vo;当同步整流脉冲PSR控制同步整流开关S2导通,而使得功率变压器10的二次侧绕组W2去磁完成后(demagnetized,t4,图3),同步整流开关S2会先控制为不导通(t4-t5,图3),而当同步整流开关S2再度根据软切换脉冲PSS而导通时(如图3的t0或t5),功率变压器10会在二次侧绕组W2感应负向的二次侧电流ISR,亦即如图3中,于导通时段TSS期间(如t0-t1),二次侧电流ISR为负值时,二次侧电流ISR会从输出电容Co,亦即,软切换脉冲PSS通过导通二次侧绕组W2而自输出电压Vo汲取负向电流(即负向的二次侧电流ISR),转移能量至二次侧绕组W2,当同步整流开关S2于软切换脉冲PSS结束再度关断时(如t1),如图3所示,功率变压器10会在一次侧绕组W1感应负向的一次侧电流Ip,在此期间(如t1-t2),负向的一次侧电流Ip可将一次侧开关S1的寄生电容Cp放电,使得一次侧开关S1的漏极电压VDS1下降至较低的电压,并将电荷通过一次侧绕组W1回充至输入电容Ci,当一次侧开关S1接着导通,可使一次侧开关S1实现软切换(SS-Soft Switching)。在一较佳实施例中,负向的一次侧电流Ip可将一次侧开关S1的寄生电容Cp放电至大致上为0V,可使一次侧开关S1实现零电压切换(ZVS-Zero Voltage Switching)。

[0084] 需说明的是,前述的“负载”,是指负载电路的消耗功率,也就是由输出电压Vo对负载电路提供电源,由负载电路所消耗的功率。而所谓的“轻载”(负载相对较小)与“重载”(负载相对较大),则是由前述预设负载阈值来区隔,这需要根据个别的返驰式电源供应电路的设计参数,例如输入电压、输出电压、变压器的电感值等而有所不同。举例而言,输出功率大于一预设负载阈值为重载,而操作于边界导通模式,输出功率不大于另一或同一预设负载阈值为轻载,而操作于不连续导通模式此为本领域技术人员所熟知,在此不予赘述。当然,所谓的“轻载”与“重载”在实际电路应用上,也可以用相关于输出功率的输出电流来区隔,在此不予赘述。

[0085] 另外,前述的“软切换”是指,在晶体管(如对应于一次侧开关S1)将导通之前,通过放电电流将晶体管的寄生电容的残存电压,通过无能损放电路径(例如对应于一次侧绕组W1),放电至较低的电压,并将电荷回充至无能损的元件(如输入电容Ci)中,使得晶体管导

通时,其漏源极电压已先降低为较低的电压,由于其寄生电容所储存的电荷在此过程中不以晶体管的导通电阻放电,可提高电源转换效率。

[0086] 此外需说明的是:因电路零件的本身的寄生效应或是零件间相互的匹配不一定为理想,因此,虽然欲使寄生电容 C_p 放电至0V,但实际可能并无法准确地放电至0V,而仅是接近0V,亦即,根据本发明,可接受由于电路的不理想性而使寄生电容 C_p 放电后的电压与0V间具有一定程度的误差,此即前述的放电至“大致上”为0V之意,本文中其他提到“大致上”之处亦同。

[0087] 请参阅图4,图4显示对应于本发明的返驰式电源供应电路的实施例的波形示意图。本实施例中,本发明的返驰式电源供应电路操作于边界导通模式(BCM-Boundary Conduction Mode)。本实施例与图3的实施例类似,本实施例的不同之处在于,如图4所示,于同步整流脉冲PSR结束时(同步整流时段TSR结束时),亦即二次侧电流ISR降为0时(如图4中的 t_4),同步整流控制信号S2C同时接续软切换脉冲PSS' (如图4中的 t_4-t_5),换言之,本实施例中,同步整流控制信号S2C的同步整流脉冲PSR与软切换脉冲PSS' 相连,使得在一次侧开关不导通的期间,同步整流控制信号S2C的导通期间的外观看似仅有一个脉冲,其中软切换脉冲PSS' 具有导通期间TSS'。值得注意的是,在一较佳实施例中,在同步整流脉冲PSR的期间,二次侧电流ISR为正(本实施例中输出电流为正),而软切换脉冲PSS' 期间,至少部分的二次侧电流ISR则为负值(亦即负向电流)。

[0088] 在一实施例中,于边界导通模式下的软切换脉冲PSS' 的导通期间TSS' 长于在不连续导通模式下的软切换脉冲PSS的导通期间TSS。

[0089] 本发明的切换控制电路,对于前述功率变压器10的二次侧绕组W2去磁完成,可通过数种不同方式侦测而得知。在一实施例中,二次侧控制电路30侦测相关于同步整流开关S2的电压,以侦测功率变压器10的二次侧绕组W2去磁完成,即二次侧电流ISR实现0电流时。请参阅图5,图5显示对应于图3的细节波形示意图。具体以图5为例,二次侧控制电路30侦测同步整流开关S2的漏极电压VDS2,当二次侧电流ISR为正,且同步整流开关S2根据同步整流脉冲PSR而导通时,同步整流开关S2的漏极电压VDS2为负值(如图5的 t_3-t_4),而当功率变压器10的二次侧绕组W2去磁完成,亦即二次侧电流ISR由正下降为0时,二次侧控制电路30可根据同步整流开关S2的漏极电压VDS2由负值上升至0,以侦测功率变压器10的二次侧绕组W2去磁完成。需说明的是,所谓的“侦测功率变压器的二次侧绕组去磁完成”,是指根据相关参数,而决定去磁程序的结束时间点,亦即二次侧电流ISR达到0电流时,为了说明简洁,而以“侦测功率变压器的二次侧绕组去磁完成”示意,下同。

[0090] 请同时参阅图5、图6A与图6B,图6A与图6B显示本发明的切换控制电路中,二次侧控制电路的两种实施例(二次侧控制电路30A与30B)。

[0091] 如图6A所示,在一实施例中,二次侧控制电路30A包括电流比较器31A,用以比较二次侧电流ISR与电流阈值 I_{th_ZC} ,而产生用以表示二次侧电流ISR为0电流的信号SRZC,其可用以表示功率变压器10的二次侧绕组W2去磁完成,即二次侧电流ISR实现0电流时。在一实施例中,电流阈值 I_{th_ZC} 为可设定值。具体而言,电流阈值 I_{th_ZC} 可设定为一接近0的阈值,在一实施例中,电流阈值 I_{th_ZC} 可设定为一接近0但大于0的阈值。

[0092] 如图6B所示,在一实施例中,二次侧控制电路30B包括电压比较器31B,用以比较相关于二次侧电流ISR的信号,与电流阈值 V_{th_ZC} ,而产生用以表示二次侧电流ISR为0电流的

信号SRZC,其可用以表示功率变压器10的二次侧绕组W2去磁完成,其中相关于二次侧电流ISR的信号例如但不限于前述同步整流开关S2的漏极电压VDS2。在一实施例中,电流阈值Vth_ZC为可设定值。具体而言,电流阈值Vth_ZC可设定为一接近0的阈值,在一实施例中,电流阈值Vth_ZC可设定为一接近0但小于0的阈值。

[0093] 在其他实施例中,也可通过一次侧控制电路来侦测功率变压器10的二次侧绕组W2去磁完成。请参阅图7,图7显示本发明中的切换控制电路的一种实施例(切换控制电路107),本实施例中,一次侧控制电路20'通过功率变压器10'的辅助绕组W3而侦测相关于功率变压器10'的电压,以侦测功率变压器10'的二次侧绕组W2去磁完成,即二次侧电流ISR实现0电流时。在另一实施例中,一次侧控制电路20'可侦测一次侧开关S1的漏极电压VDS1而侦测相关于功率变压器10'的电压,以侦测功率变压器10'的二次侧绕组W2去磁完成,即二次侧电流ISR实现0电流时。

[0094] 请继续参阅图3与图4,在一实施例中,本发明的切换控制电路中,一次侧控制电路20包含频率信号CLK,用以决定切换信号S1C的最高切换频率,如图4所示,当频率信号CLK于功率变压器10的二次侧绕组W2去磁完成,即二次侧电流ISR实现0电流之前产生时,一次侧控制电路20于频率信号CLK起,经过延迟时段Td1后控制一次侧开关S1导通,具体而言,本实施例中,负载较大,因此,频率信号CLK于功率变压器10的二次侧绕组W2去磁完成,即二次侧电流ISR实现0电流时之前产生,根据本发明,在一实施例中,由频率信号CLK触发软切换脉冲PSS' (如图4中的t4-t5),以接续前述的同步整流脉冲PSR,在此同时,频率信号CLK也触发延迟时段Td1,由于延迟时段Td1有部分时段重叠着软切换脉冲PSS',因此,在延迟时段Td1的期间内,禁止切换信号S1C的触发,亦即,一次侧开关S1被禁止导通,以避免一次侧开关S1与同步整流开关S2同时导通。

[0095] 请继续参阅图3,在另一实施例中,当频率信号CLK于功率变压器10的二次侧绕组W2去磁完成,即二次侧电流ISR实现0电流时之后产生脉冲时,一次侧控制电路20于频率信号CLK产生脉冲起,延迟时段Td2后控制一次侧开关S1导通,具体而言,本实施例中,负载较轻,因此,频率信号CLK于功率变压器10的二次侧绕组W2去磁完成,即二次侧电流ISR实现0电流时之前即产生,根据本发明,在一实施例中,由频率信号CLK触发软切换脉冲PSS (如图3中的t0-t1),在此同时,频率信号CLK也触发延迟时段Td2,在延迟时段Td2的期间内,禁止切换信号S1C的触发,亦即,一次侧开关S1被禁止导通,以避免一次侧开关S1与同步整流开关S2同时导通。

[0096] 在一实施例中,上述的延迟时段Td1长于延迟时段Td2。

[0097] 在一实施例中,频率信号CLK由一次侧控制电路20所产生。

[0098] 请同时参阅图8与图9,图8显示本发明的切换控制电路中,一次侧控制电路的一种实施例(一次侧控制电路20),图9显示对应于本发明的切换控制电路的实施例的波形示意图。在一实施例中,一次侧控制电路20根据一次侧开关S1的漏极电压VDS1是否降低于一膝点阈值Vth_knee而判断功率变压器10的二次侧绕组W2去磁完成,即二次侧电流ISR实现0电流的时点(去磁程序的结束时间点),具体而言,如图8与图9所示,在一实施例中,比较器21用以比较一次侧开关S1的漏极电压VDS1与膝点阈值Vth_knee而产生膝点信号V1_knee,用以示意一次侧开关S1的漏极电压VDS1是否低于膝点。在另一实施例中,一次侧控制电路20根据辅助绕组W3的电压V3是否降低于一膝点阈值Vth_knee而判断功率变压器10的二

次侧绕组W2去磁完成,即二次侧电流ISR实现0电流的时点,具体而言,如图8与图9所示,在一实施例中,比较器22用以比较辅助绕组W3的电压V3与膝点阈值 V_{th_knee} 而产生膝点信号 $V1_knee$,用以示意辅助绕组W3的电压V3是否低于膝点。

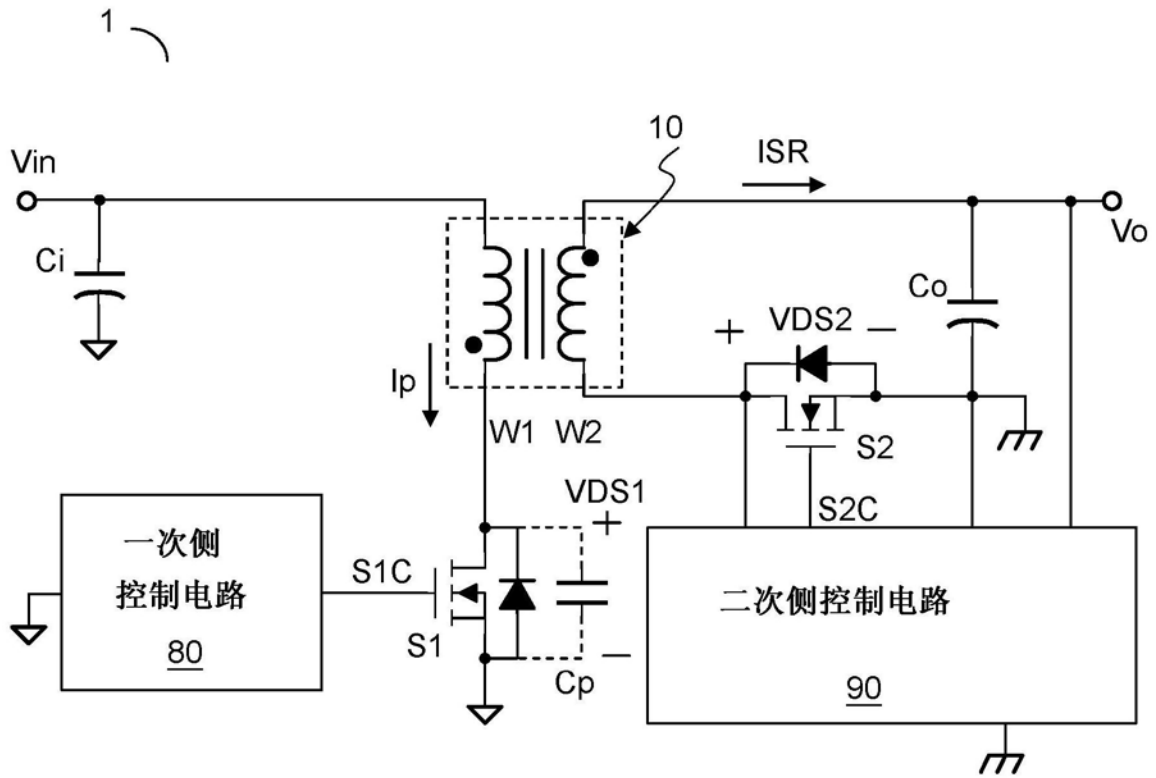
[0099] 请继续参阅图8与图9,在一实施例中,一次侧控制电路20根据一次侧开关S1的漏极电压VDS1是否降低于一波谷阈值 V_{th_vly} 而判断一次侧开关S1的漏极电压VDS1是否处于波谷,具体而言,如图8与图9所示,在一实施例中,比较器22用以比较一次侧开关S1的漏极电压VDS1与波谷阈值 V_{th_vly} 而产生波谷信号 $V1_vly$,用以示意一次侧开关S1的漏极电压VDS1是否处于波谷。在另一实施例中,一次侧控制电路20根据辅助绕组W3的电压V3是否降低于一波谷阈值 V_{th_vly} 而判断辅助绕组W3的电压V3是否处于波谷,具体而言,如图8与图9所示,在一实施例中,比较器22用以比较辅助绕组W3的电压V3与波谷阈值 V_{th_vly} 而产生波谷信号 $V1_vly$,用以示意辅助绕组W3的电压V3是否处于波谷。在一实施例中,于前述延迟时段(T_{d1} 、 T_{d2})之后,才根据一次侧开关S1的漏极电压VDS1是否处于波谷而确定一次侧开关S1导通的时点。在一较佳实施例中,则于前述延迟时段(T_{d1} 、 T_{d2})之后,才根据一次侧开关S1的漏极电压VDS1是否接近0而确定一次侧开关S1导通的时点。

[0100] 请参阅图10,图10显示本发明的切换控制电路的一种实施例示意图(切换控制电路110),本实施例与前述实施例类似,本实施例中,切换控制电路110还包含信号变压器40,用以自一次侧控制电路20”传送频率信号CLK至二次侧,例如用以同步触发前述的软切换脉冲PSS、PSS’。

[0101] 请参阅图11,图11显示本发明的切换控制电路,与其中的信号整形电路的实施例示意图(切换控制电路111、信号整形电路50A或50B)。如图11所示,本实施例与前述实施例类似,本实施例中,切换控制电路111还包含信号整形电路(如信号整形电路50A或50B),在一实施例中,信号整形电路50A用以将一次侧开关S1的漏极电压VDS1进行信号处理后才传送给一次侧控制电路20。在一实施例中,信号整形电路50B用以将同步整流开关S2的漏极电压VDS2进行信号处理后才传送给二次侧控制电路30。

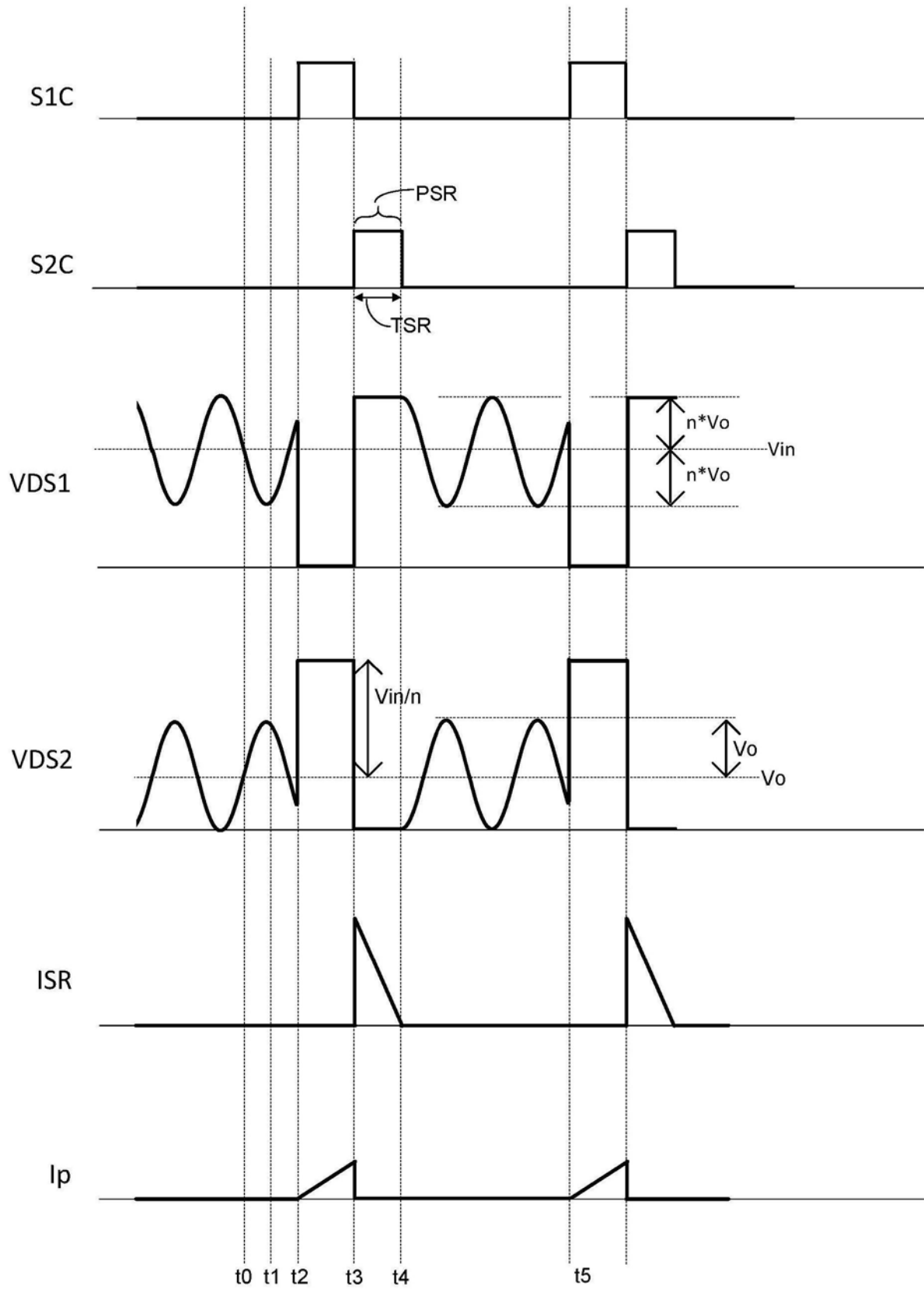
[0102] 如图11所示,在一实施例中,信号整形电路(对应于前述的信号整形电路50A或50B)包括分压电路(如其中的分压电阻)以及滤波电路(如其中的滤波电容器),用以滤除噪声。

[0103] 以上已针对较佳实施例来说明本发明,但以上所述,仅为使本领域技术人员易于了解本发明的内容,并非用来限定本发明的权利范围。所说明的各个实施例,并不限于单独应用,也可以组合应用,举例而言,两个或以上的实施例可以组合运用,而一实施例中的部分组成也可用以取代另一实施例中对应的组成部件。此外,在本发明的相同精神下,本领域技术人员可以想到各种等效变化以及各种组合,举例而言,本发明所称“根据某信号进行处理或运算或产生某输出结果”,不限于根据该信号的本身,也包含于必要时,将该信号进行电压电流转换、电流电压转换、及/或比例转换等,之后根据转换后的信号进行处理或运算产生某输出结果。由此可知,在本发明的相同精神下,本领域技术人员可以想到各种等效变化以及各种组合,其组合方式甚多,在此不一一列举说明。因此,本发明的范围应涵盖上述及其他所有等效变化。



(现有技术)

图1A



(现有技术)

图1B

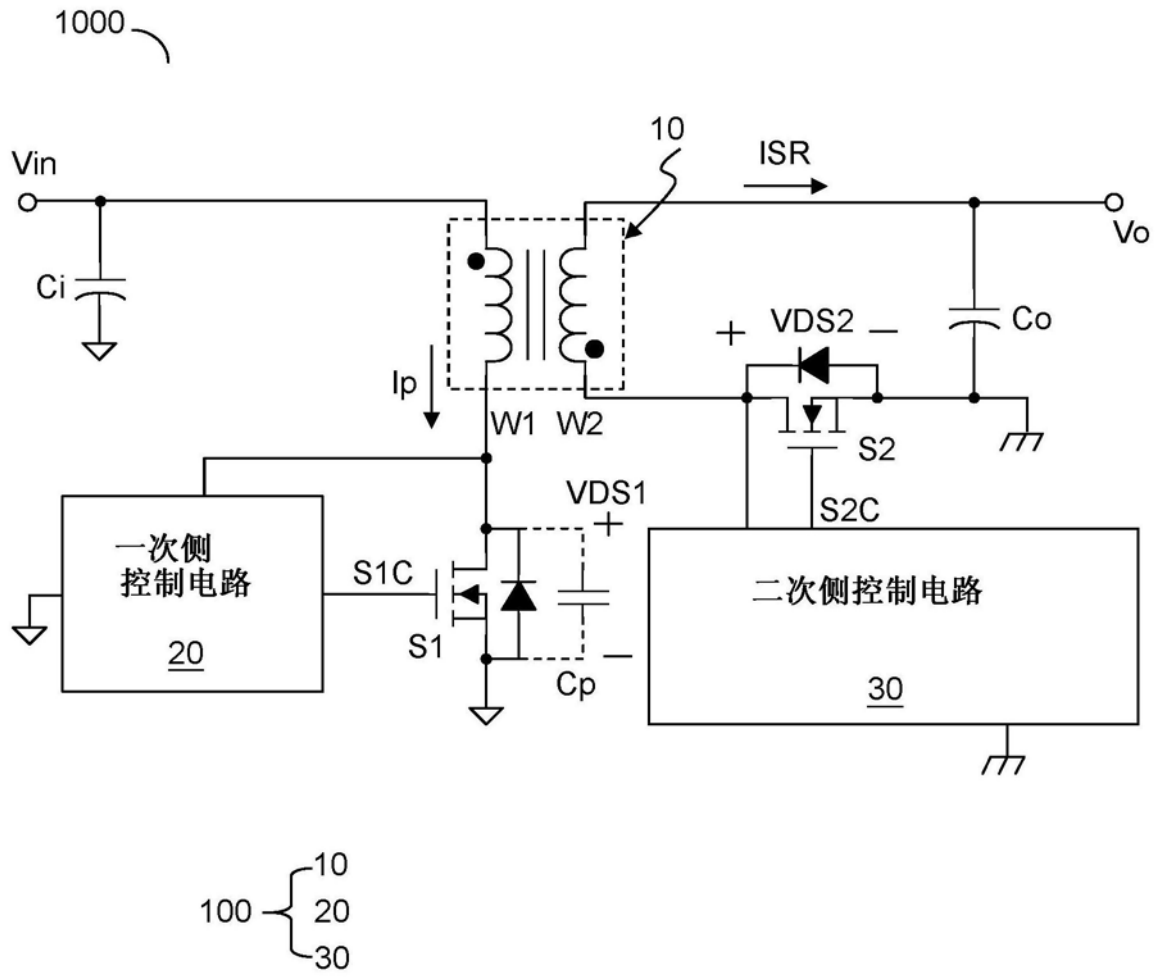


图2A

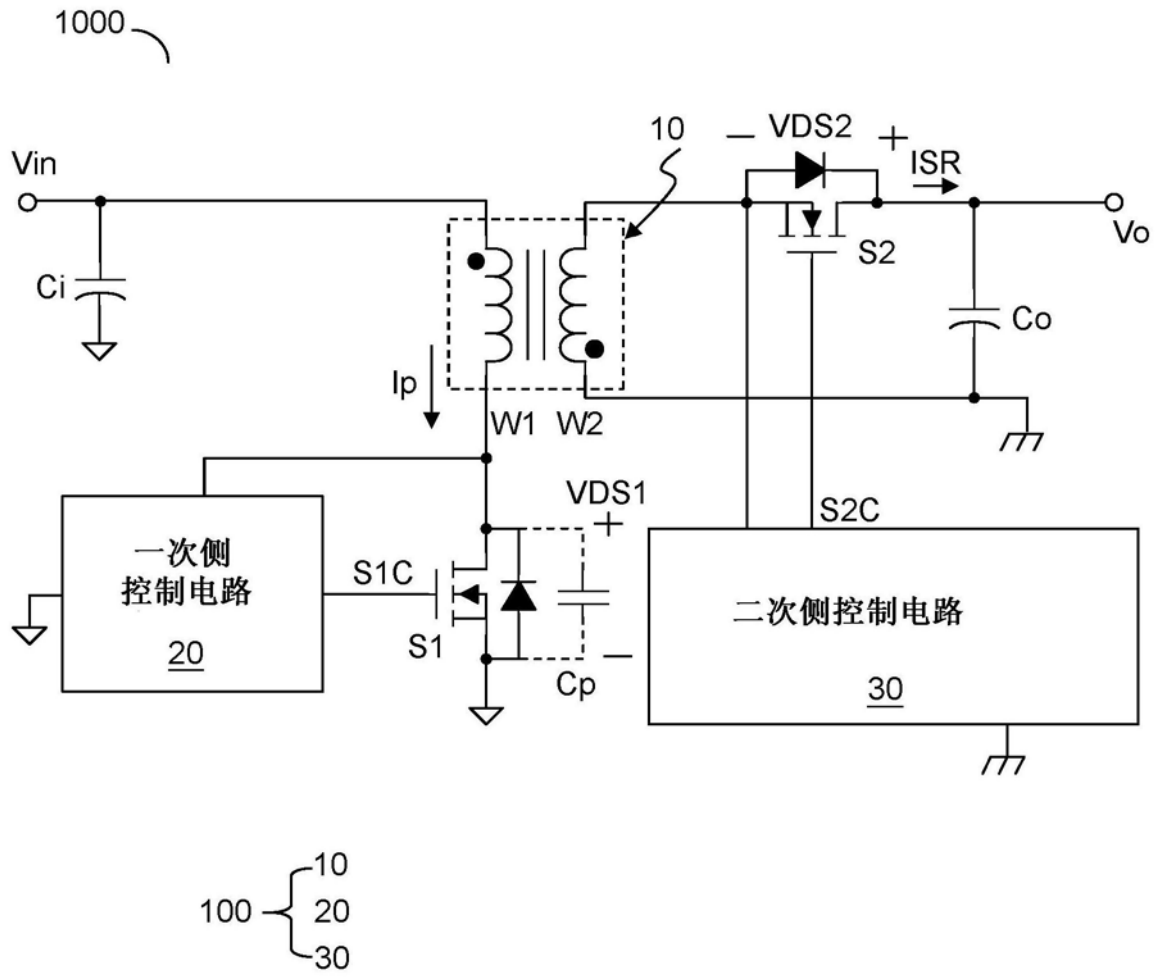


图2B

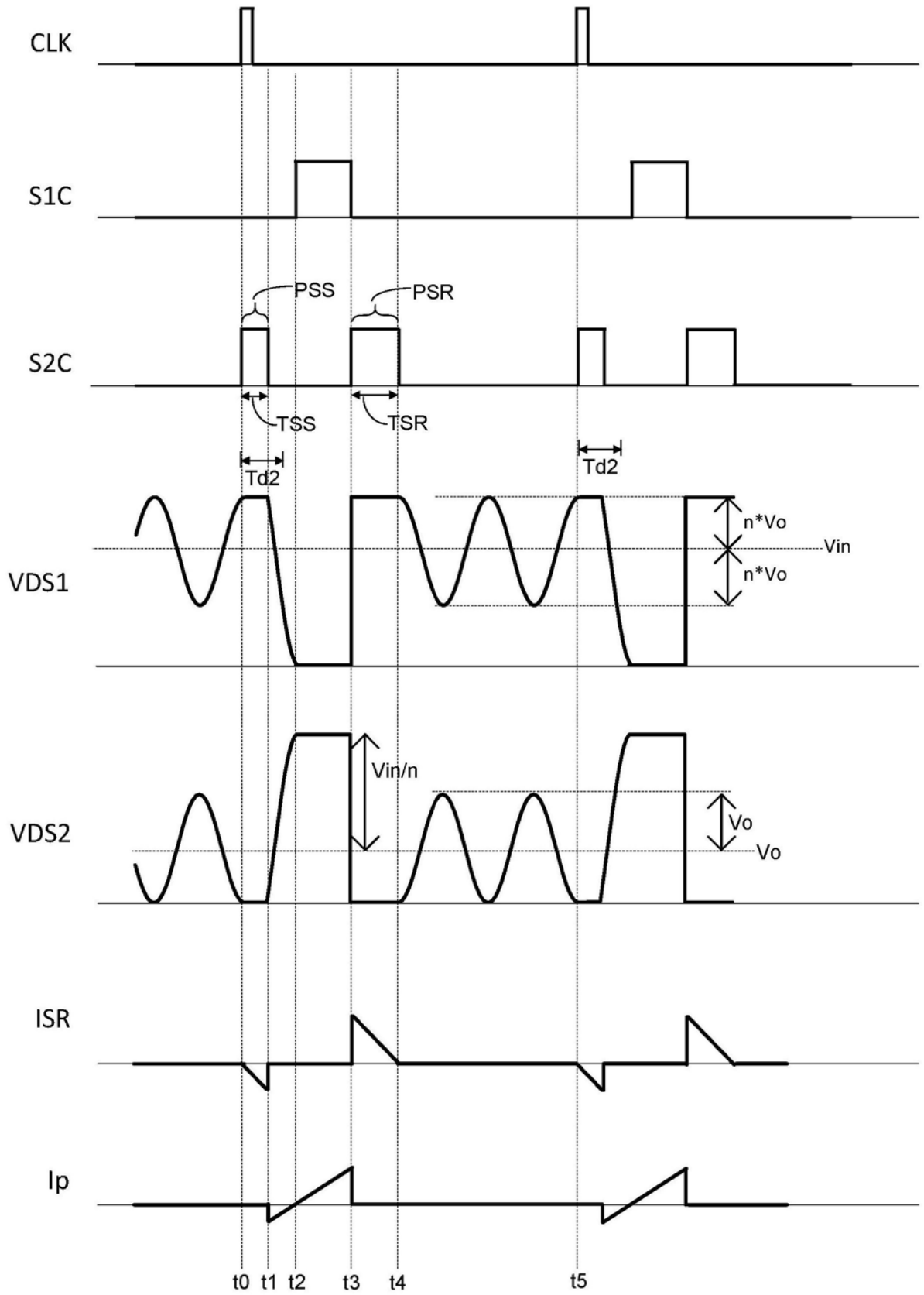


图3

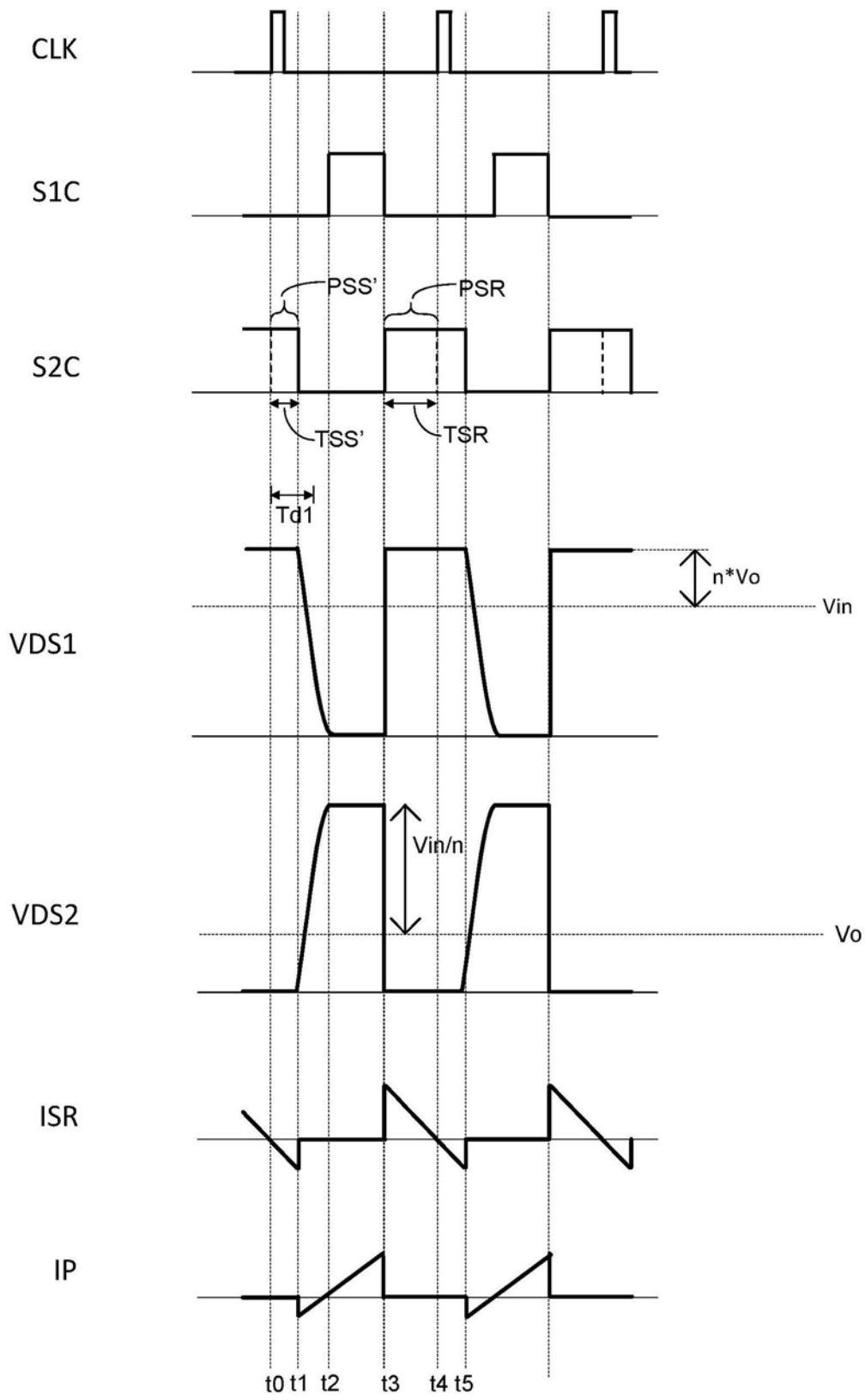


图4

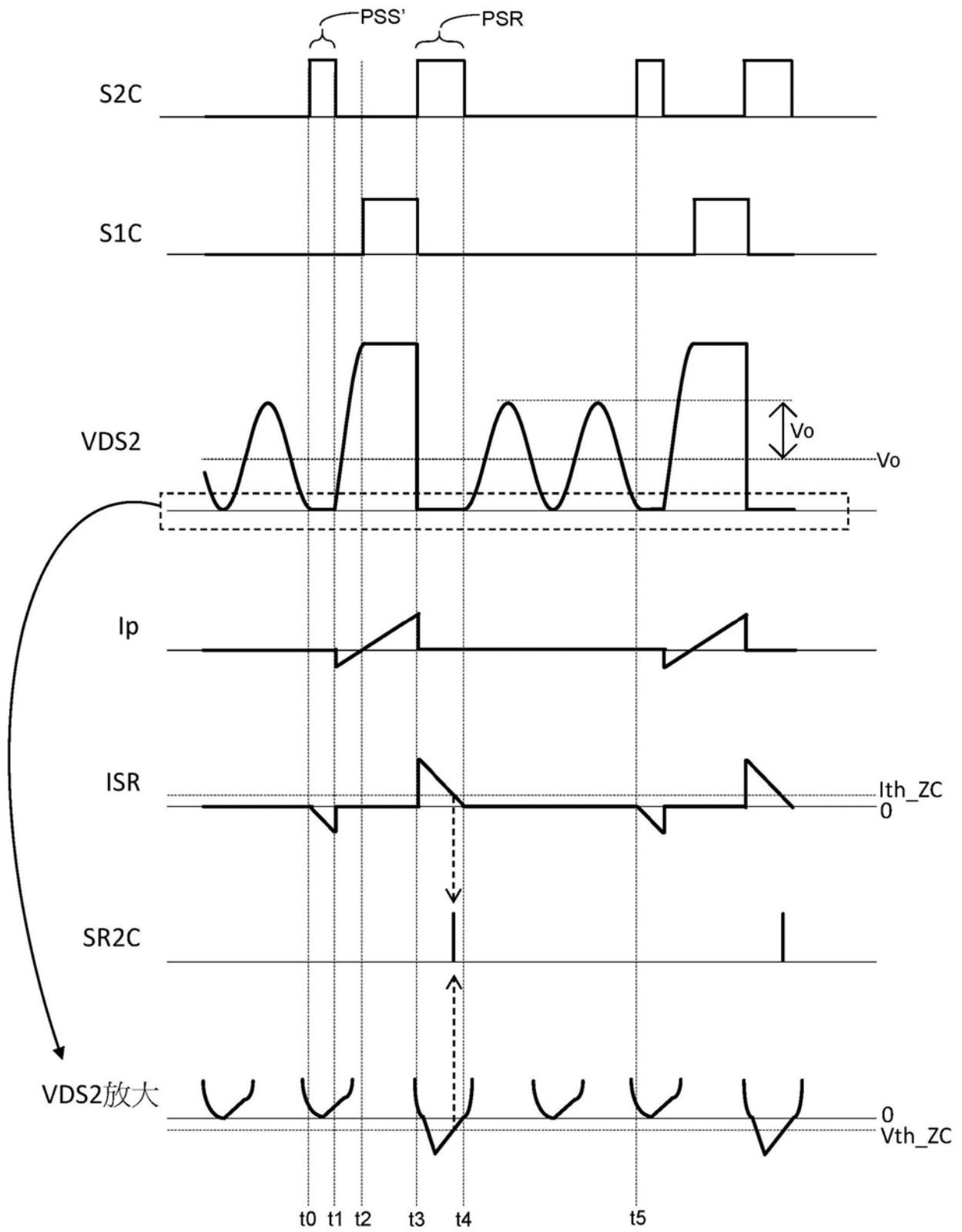


图5

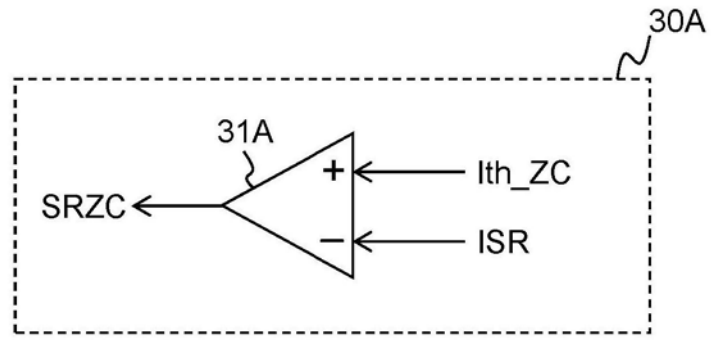


图6A

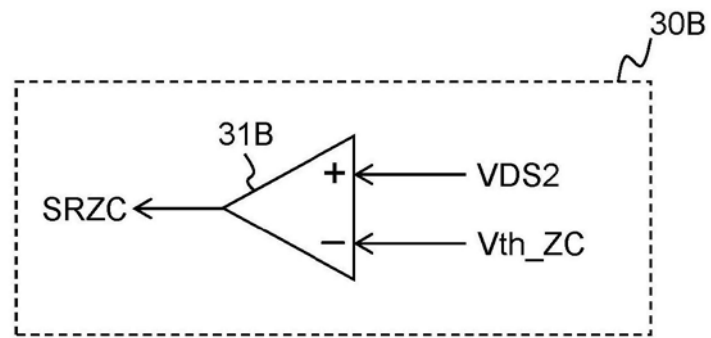


图6B

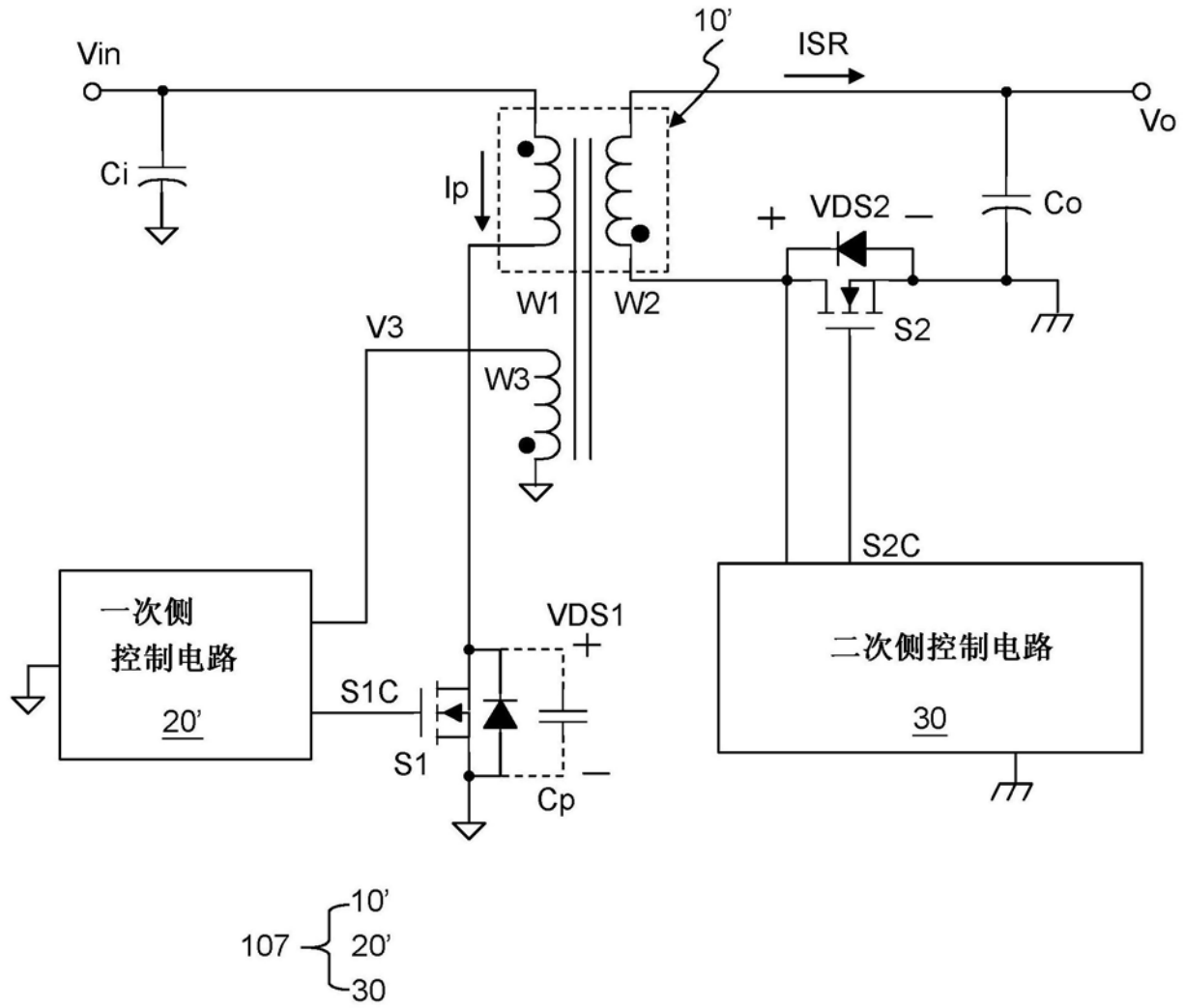


图7

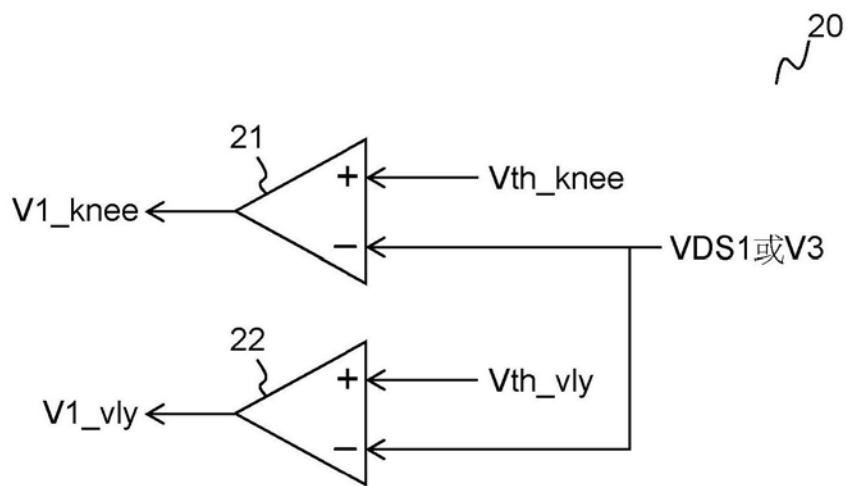


图8

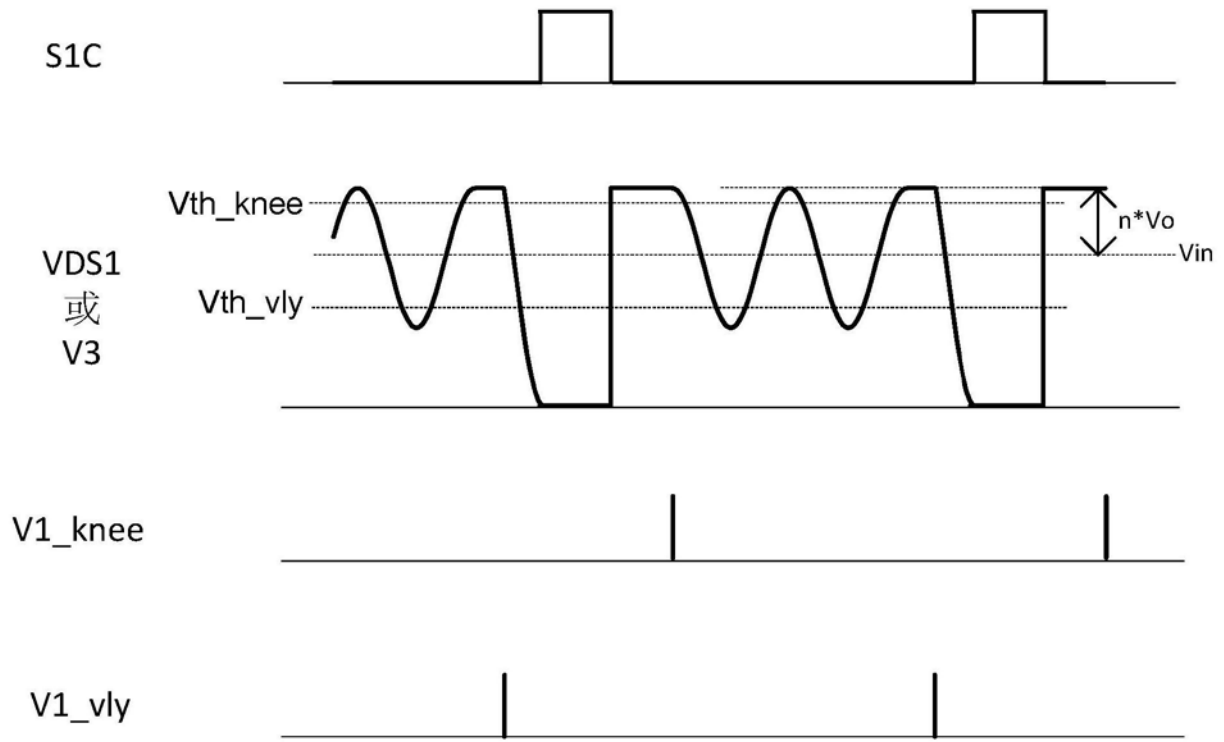


图9

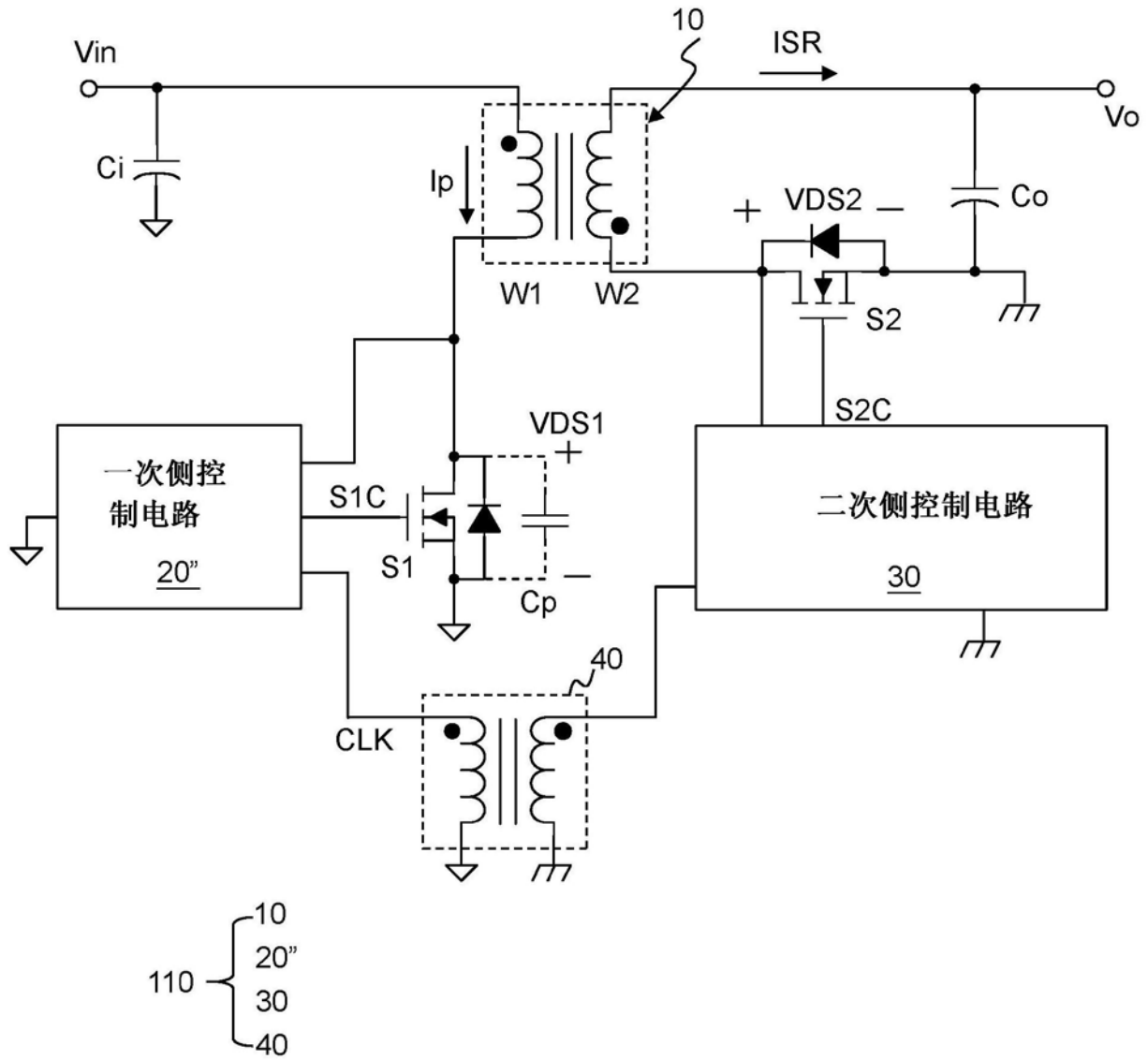


图10

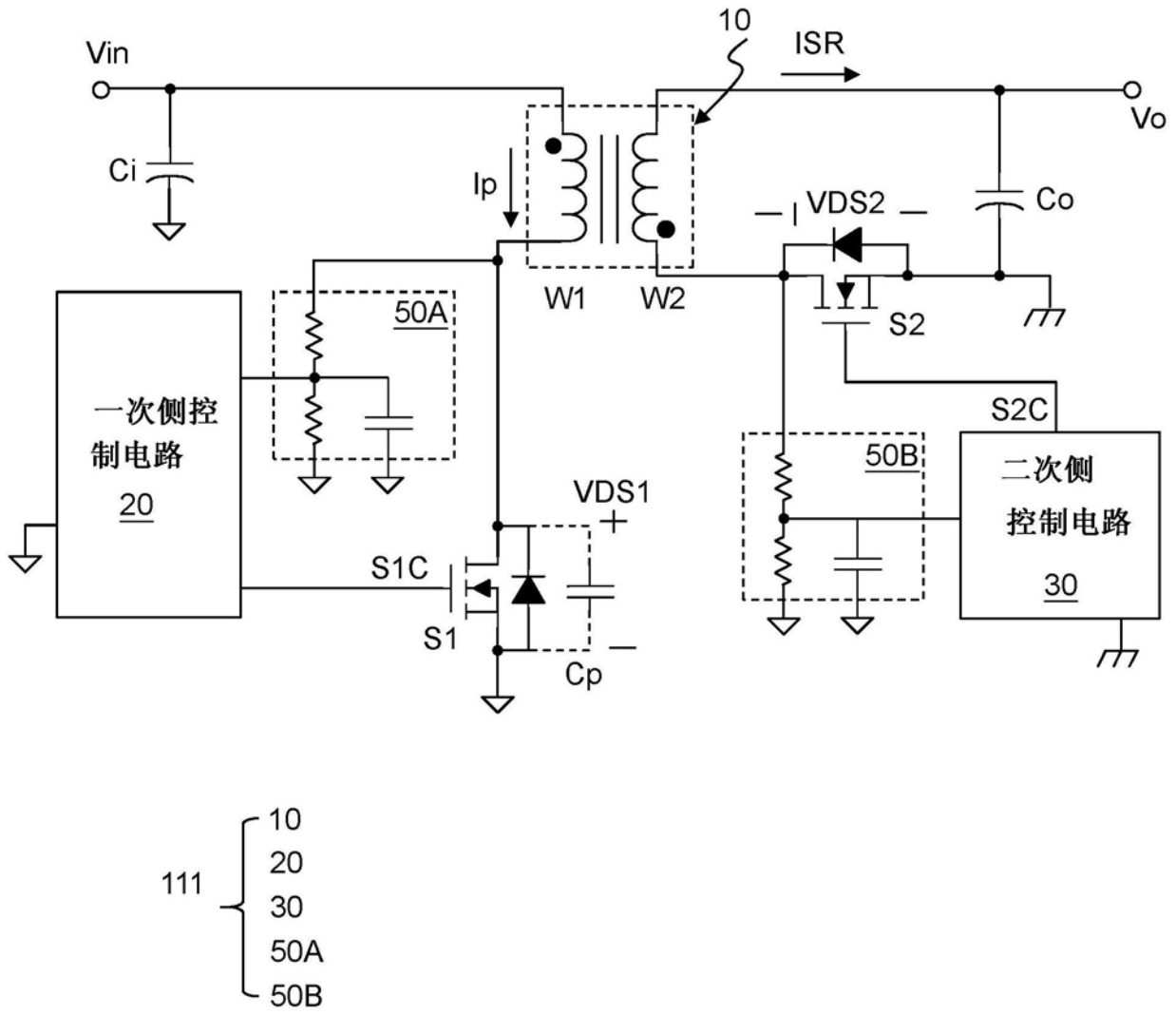


图11