



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200710070756.3

[43] 公开日 2008年5月7日

[11] 公开号 CN 101174797A

[22] 申请日 2007.8.14

[21] 申请号 200710070756.3

[71] 申请人 伊博电源(杭州)有限公司

地址 310053 浙江省杭州市滨江区高新软件园3号楼3楼

[72] 发明人 熊代富 叶欣 童飞 韩雪强
徐华清

[74] 专利代理机构 浙江杭州金通专利事务所有限公司

代理人 沈孝敬

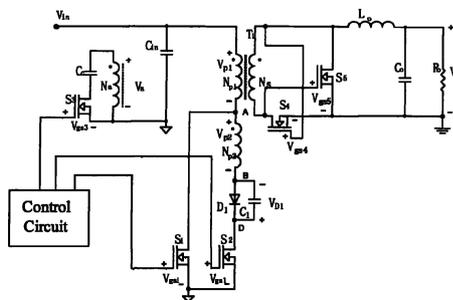
权利要求书2页 说明书8页 附图5页

[54] 发明名称

可变匝比的同步整流变换器

[57] 摘要

本发明涉及可变匝比的同步整流变换器，包括原边功率电路和副边电路，所述的原边功率电路包括主功率管和主变压器原边绕组，其特征在于还设有辅助功率管、辅助绕组、保护二极管和释放电容，所述的辅助绕组的同名端接主变压器原边绕组的异名端和主功率管的漏极，其异名端接保护二极管的阳极和释放电容的一端；保护二极管的阴极和释放电容的另一端接辅助功率管的漏极；辅助功率管和主功率管的源极接地，栅极分别接控制电路。该发明涉及的电路可以根据输入电压变匝比，在超宽输入范围的情况下，实现同步整流管自驱动。该发明的另外优点是：成本比较低、高效率、结构简单、工作非常稳定、可靠性高。



- 1、可变匝比的同步整流单端变换器，包括原边功率电路和副边电路，所述的原边功率电路包括主功率管 (S_1) 和主变压器原边绕组 (N_{p1})，其特征在于还设有辅助功率管 (S_2)、辅助绕组 (N_{p2})、保护二极管 (D_1) 和释放电容 (C_1)，所述的辅助绕组 (N_{p2}) 的同名端接主变压器原边绕组 (N_{p1}) 的异名端和主功率管 (S_1) 的漏极，其异名端接保护二极管 (D_1) 的阳极和释放电容 (C_1) 的一端；保护二极管 (D_1) 的阴极和释放电容 (C_1) 的另一端接辅助功率管 (S_2) 的漏极；辅助功率管 (S_2) 和主功率管 (S_1) 的源极接地，栅极分别接控制电路。
- 2、如权利要求 1 所述的可变匝比的同步整流变换器，其特征在于：当输入电压为低端输入范围时，主功率管 (S_1) 工作，辅助功率管 (S_2) 不工作；当输入电压为高端输入范围时，辅助功率管 (S_2) 工作，主功率管 (S_1) 不工作。
- 3、如权利要求 2 所述的可变匝比的同步整流变换器，其特征在于所述的保护二极管 (D_1) 为肖特基二极管。
- 4、如权利要求 1-3 任何一项所述的可变匝比的同步整流变换器，其特征在于所述的变换器是任何一种单端正激电路或反激电路。
- 5、如权利要求 4 所述的可变匝比的同步整流变换器，其特征在于副边整流采用二极管整流或同步整流。
- 6、如权利要求 5 所述的可变匝比的同步整流变换器，其特征在于同步整流的驱动方式是外驱动或自驱动。
- 7、可变匝比的同步整流推挽电路，包括原边功率电路和副边电路，所述的原边功率电路包括第一主功率管 (S_1)、第二主功率管 (S_3)、主变压器第一原边绕组 (N_{p1}) 和主变压器第二原边绕组 (N_{p3})，其特征在于还设有第一辅助功率管 (S_2)、第二辅助功率管 (S_4)、第一辅助绕组 (N_{p2})、第二辅助绕组 (N_{p4})、第一保护二极管 (D_1)、第二保护二极管 (D_2)、第一释放电容 (C_1) 和第二释放电容 (C_2)，所述的第一辅助绕组 (N_{p2}) 的同名端接主变压器第一原边绕组 (N_{p1}) 的异名端和第一主功率管 (S_1) 的漏极，其异名端接第一保护二极管 (D_1) 的阳极和第一释放电容 (C_1) 的一端；第一保护二极管 (D_1) 的

阴极和第一释放电容 (C_1) 的另一端接第一辅助功率管 (S_2) 的漏极; 所述的第二辅助绕组 (N_{p4}) 的异名端接主变压器第二原边绕组 (N_{p3}) 的同名端和第二主功率管 (S_3) 的漏极, 其同名端接第二保护二极管 (D_2) 的阳极和第二释放电容 (C_2) 的一端; 第二保护二极管 (D_2) 的阴极和第二释放电容 (C_2) 的另一端接第二辅助功率管 (S_4) 的漏极; 各功率管 (S_1, S_2, S_3, S_4) 的源极接地, 栅极分别接控制电路。

- 8、如权利要求 7 所述的可变匝比的同步整流推挽电路, 其特征在于副边整流采用二极管整流或同步整流。
- 9、如权利要求 8 所述的可变匝比的同步整流推挽电路, 其特征在于同步整流的驱动方式是外驱动或自驱动。

可变匝比的同步整流变换器

技术领域

本发明涉及开关电源领域，特别涉及集成电路的开关电源，具体地说是一种可变匝比的同步整流变换器。

背景技术

当今开关电源的发展趋势是之一是效率要求越来越高，更高的效率可以使电源散热更少，高功率密度。采用肖特基二极管作为整流二极管的低电压输出的DC-DC开关电源，由于其正向压降约为0.4-0.6V，在低压大电流输出时，输出二极管上的导通损耗太大。同步整流技术是利用可控的功率开关管来替代二极管实现整流功能的技术。该方案能利用低阻的MOSFET 导电通道来传导电流，在大电流通过的情况下取得比二极管固有的势垒电压还要低的导通压降，从而达到进一步减小电路的导通损耗的目的。80年代初即陆续将其应用与低压输出的DC-DC开关电源，称为同步整流管（Synchronous Rectifier）。

同步整流管的驱动方式有外驱动（Externally-driven）和自驱动（Self-driven）两种。由于自驱动电路结构相对简单，成本低且可靠性高，因此在小功率DC-DC变换器中同步整流管的驱动电路通常采用自驱动方式。

图1给出了一种常用的有源箝位同步整流正激电路，图2则是电路中各点主要波形。其中， V_{gs1}, V_{gs3} 为主管和箝位管的MOSFET的门极电压波形， V_p 为变压器原边波形， V_{gs4}, V_{gs5} 为同步整流管的门极电压波形。虽然这种自驱动电路十分简单，但它只适合于输入电压不宽的范围。根据图1，可得同步整流管 S_4 和 S_5 的门极电压为：

$$V_{gs4} = V_{in} \cdot \frac{N_s}{N_p} = \frac{V_o}{D}$$

$$V_{gs5} = V_{clamp} \cdot \frac{N_s}{N_p} = V_{in} \cdot \frac{D}{1-D} \cdot \frac{N_s}{N_p} = \frac{V_o}{1-D}$$

其中, V_{in} 为输入电压, V_o 为输出电压, $V_{clamp} = V_{Cc} \square \frac{N_p}{N_a}$, D 为稳态工作的占空比,

N_p/N_s 为变压器原边到副边的匝比 (以下同)。

大多数同步整流管的门极驱动电压在 $4V$ 到 $20V$ 之间, 如果假设输入电压范围为 $18V-75V$, 输出电压为 $3.3V$, 则不论如何取匝比, V_{gs4} , V_{gs5} 的电压都不能在全输入范围内满足 $4V$ 到 $20V$ 之间, 无法采用自驱动方案来实现同步整流。因此, 不得不采用外驱动方案来实现。而要实现外驱动方案需要增加信号传输装置及副边辅助源, 这增加了成本, 降低了可靠性。同时, 在这么宽的输入范围内, MOS 管的设计很难优化, 尤其是在输入高端时, 副边续流管的反向恢复损耗大大增加, 降低了输入高端时的效率。

发明内容

本发明的目的在于使电路在超宽输入范围的情况下, 可以根据输入电压来调整匝比, 从而在超宽输入范围的情况下实现同步整流管的自驱动。同时, 由于在输入高端时的匝比比输入低端时的匝比大, 这样就提高了输入高端时的占空比, 降低了输入高端时的反向恢复损耗, 提高了整体的效率。

本发明的目的是通过下述技术方案实现的:

可变匝比的同步整流单端变换器, 包括原边功率电路和副边电路, 所述的原边功率电路包括主功率管和主变压器原边绕组, 其特征在于还设有辅助功率管、辅助绕组、保护二极管和释放电容, 所述的辅助绕组的同名端接主变压器原边绕组的异名端和主功率管的漏极, 其异名端接保护二极管的阳极和释放电容的一端; 保护二极管的阴极和释放电容的另一端接辅助功率管的漏极; 辅助功率管和主功率管的源极接地, 栅极分别接控制电路。

当输入电压为低端输入范围时 (如 $18-36V$), 主功率管工作, 辅助功率管不工作; 当输入电压为高端输入范围时 (如 $36-75V$), 辅助功率管工作, 主功率管不工作。根据输入电压调整主变压器原边绕组到副边绕组的匝比, 使得副边电路的同步整流管的栅源极间的电压满足在 $4V$ 到 $20V$ 之间, 这样就在超宽输入范围内实现了同步整流管的自驱动。

所述的保护二极管为肖特基二极管, 作用是保证当输入电压为低端输入范

围时,电路能正常工作。其所述电容的作用是保证当输入电压为高端输入范围时,电路能正常工作。

所述的变换器是任何一种单端正激电路或反激电路。如谐振复位正激电路,RCD 复位正激电路,第三绕组复位正激电路,稳压管复位正激电路,有源箝位正激电路等。副边整流可以是二极管整流,也可以是同步整流,同步整流的驱动方式可以是外驱动或是自驱动。

本发明还要提供一种可变匝比的同步整流推挽电路,包括原边功率电路和副边电路,所述的原边功率电路包括第一主功率管、第二主功率管、主变压器第一原边绕组和主变压器第二原边绕组,其特征在于还设有第一辅助功率管、第二辅助功率管、第一辅助绕组、第二辅助绕组、第一保护二极管、第二保护二极管、第一释放电容和第二释放电容,所述的第一辅助绕组的同名端接主变压器第一原边绕组的异名端和第一主功率管的漏极,其异名端接第一保护二极管的阳极和第一释放电容的一端;第一保护二极管的阴极和第一释放电容的另一端接第一辅助功率管的漏极;所述的第二辅助绕组的异名端接主变压器第二原边绕组的同名端和第二主功率管的漏极,其同名端接第二保护二极管的阳极和第二释放电容的一端;第二保护二极管的阴极和第二释放电容的另一端接第二辅助功率管的漏极;各功率管的源极接地,栅极分别接控制电路。

附图说明

下面结合附图和实施例对本发明进一步说明。其中:

图 1 为常用的有源箝位自驱动同步整流正激电路。

图 2 为图 1 中各点的波形。

图 3 为可变匝比的有源箝位自驱动同步整流正激电路。

图 4 为图 3 中各点在输入低端范围(18—36V)的波形。

图 5 为图 3 中各点在输入高端范围(36—75V)的波形。

图 6 为应用变匝比技术的反激电路。

图 7 为应用变匝比技术的推挽电路。

具体实施方式

图 1 为现有技术，在前面已经说明。我们可以清楚的看到，本发明在有源箝位自驱动同步整流正激电路中加入如图 3 所示一个辅助功率管 S_2 ，保护二极管 D_1 ，释放电容 C_1 和原边第二绕组，匝数为 N_{p2} 。从而在超宽输入电压范围内实现了自驱动。图 4 为在输入电压低端时各点的主要波形，其中 V_{gs1} ， V_{gs2} 为有源箝位正激主管的驱动电压波形， V_{gs3} 为复位管的驱动电压波形， V_{gs4} ， V_{gs5} 为同步整流管的门极电压波形。

参照图 3，本发明可变匝比的有源箝位自驱动同步整流单端正激电路，包括原边功率电路、副边电路和有源箝位电路，所述的原边功率电路包括输入端电容 C_m 、主功率管 MOSFET S_1 、主变压器原边绕组 N_{p1} 、辅助功率管 MOSFET S_2 、辅助绕组 N_{p2} 、保护二极管 D_1 和释放电容 C_1 ，所述的辅助绕组 N_{p2} 的同名端接主变压器原边绕组 N_{p1} 的异名端和主功率管 MOSFET S_1 的漏极，其异名端接保护二极管 D_1 的阳极和释放电容 C_1 的一端；保护二极管 D_1 的阴极和释放电容 C_1 的另一端接辅助功率管 MOSFET S_2 的漏极；辅助功率管 MOSFET S_2 和主功率管 MOSFET S_1 的源极接地，栅极分别接控制电路。

所述的副边电路包括变压器副边绕组 N_s 、整流管 S_4 、续流管 S_5 、输出电感 L_o 和输出端电容 C_o ，所述续流管 S_5 的漏极接变压器副边绕组的同名端和输出电感 L_o 的一端，栅极接整流管 S_4 的源极和输出端电容 C_o 的一端，所述整流管 S_4 的漏极接变压器副边绕组异名端，所述输出端电容 C_o 的另一端与输出电感 L_o 的另一端相连。所述的有源箝位电路包括串联成回路的有源箝位 MOSFET S_3 、有源箝位绕组和箝位电容 C_c ，并且所述有源箝位 MOSFET S_3 的源极与有源箝位绕组的异名端接地。

由图 3 可得在低端输入范围时（如 $18V-36V$ ），主功率管 MOSFET S_1 工作，辅助功率管 MOSFET S_2 和保护二极管 D_1 不工作，此时原边绕组匝数为 N_{p1} 。考虑到电容 C_c 足够大，因此在一个开关周期中可以用一个恒压源 V_{clamp} 来等效代替。同时，为了简化下面的分析，我们定义 $N_a=N_{p1}=N_{p2}$ ，二极管和 MOSFET 的导通压降都定义为 $0V$ 。其中：

$$V_{clamp} = V_m \frac{D}{1-D}$$

(1) 当主功率管 MOSFET S_1 导通时，有源箝位 MOSFET S_3 处于关断状态。

变压器上绕组的电压 $V_{p1} = V_m$ ， $V_{p2} = V_m$ 则

A 点的电压为: $V_A = 0$

B 点的电压为: $V_B = -V_{in}$

D 点的电压为: $V_D = -V_{in} + V_{D1}$

其中 $V_{D1} = V_{in}$

肖特基二极管 D_1 的作用是保证当输入电压为低端输入范围时 (如 18-36V), 电路能正常工作。若没有二极管 D_1 , 由于 $V_B = -V_{in}$, 辅助功率管 MOSFET S_2 的寄生二极管会导通, 而此时主功率管 MOSFET S_1 也是导通的, 从而变压器短路, 电路不能正常工作。所以必须有肖特基二极管 D_1 来保证电路的正常工作。

此时, 副边整流管导通, 它的驱动电压为:

$$V_{gs4} = V_{in} \cdot \frac{N_s}{N_{p1}}$$

(2) 当主功率管 MOSFET S_1 关断时, 控制电路打开有源钳位 MOSFET S_3 对变压器进行复位, 变压器上绕组的电压 $V_{p1} = -V_{clamp}$, $V_{p2} = -V_{clamp}$, 则

A 点的电压为: $V_A = V_{in} + V_{clamp}$

B 点的电压为: $V_B = V_{in} + 2V_{clamp}$

D 点的电压为: $V_D = V_{in} + 2V_{clamp} + V_{D1}$

此时, 副边续流管导通, 它的驱动电压为:

$$V_{gs5} = V_{clamp} \cdot \frac{N_s}{N_{p1}}$$

在高端输入电压时 (如 36V-75V), 主功率管 MOSFET S_1 不工作, 辅助功率管 MOSFET S_2 和保护二极管 D_1 工作, 此时原边匝数为 $N_{p1} + N_{p2}$ 。如果没有电容 C_1 , 电路在空载工作时, 不能正常工作。我们先分析一下电容 C_1 的作用。

由于副边是同步整流方案, 所以副边电感电流是连续的, 这意味着在空载时, 有时副边电流通过电感向输出电容充电, 有时副边电流从输出电容放电到原边输入电源。我们定义副边电感电流为 i_L 。

(1) 当辅助功率管 MOSFET S_2 导通, 有源钳位 MOSFET S_3 处于关断状态,

副边电感电流 $i_L \leq 0$ 时

A 点的电压为: $V_A = 0$

则变压器绕组上的电压为 $V_{p1} = V_m$, $V_{p2} = V_m$

B 点的电压为: $V_B = -V_m$

D 点的电压为: $V_D = 0$

此时, 同步整流管的驱动电压为:

$$V_{gs4} = V_m \cdot \frac{N_s}{N_{p1}}$$

这样在 75V 的时候, 驱动电压会超过 20V。

当 $i_L \geq 0$ 时, 变压器绕组上的电压 $V_{p1} = \frac{1}{2}V_m$, $V_{p2} = \frac{1}{2}V_m$, 则

A 点的电压为: $V_A = \frac{1}{2}V_m$

B 点的电压为: $V_B = 0$

D 点的电压为: $V_D = 0$

此时, 同步整流管的驱动电压为:

$$V_{gs4} = V_m \cdot \frac{N_s}{N_{p1} + N_{p2}}$$

可见, 在 $i_L \leq 0$ 时, 副边整流管的驱动电压是 $i_L \geq 0$ 时的两倍, 而驱动电压值会超过同步整流管的驱动范围 4-20V。加了电容 C_l 后, 会使电路在 $i_L \leq 0$ 时, 提供一个回路, 使 B 点的电压为 0, 从而使 A 点的电压为 $V_A = \frac{1}{2}V_m$, B 点的电压为 $V_B = 0$, D 点的电压为 $V_D = 0$ 。这样就跟 $i_L \geq 0$ 时的情况一样了。此时, 同步整流管的驱动电压为:

$$V_{gs4} = V_m \cdot \frac{N_s}{N_{p1} + N_{p2}}$$

在满载时, 由于 $i_L \geq 0$, 所以不存在空载或轻载时的情况。

(2) 当主功率管 MOSFET S_1 关断时, 控制电路打开有源钳位 MOSFET S_3

对变压器进行复位，此时，无论空载或者满载，变压器绕组上的电压

$$V_{p1} = -V_{clamp}, \quad V_{p2} = -V_{clamp}$$

这样 A 点的工作电压为： $V_A = V_{in} + V_{clamp}$

B 点的电压为： $V_B = V_{in} + 2V_{clamp}$

D 点的电压为： $V_D = V_{in} + 2V_{clamp}$

此时，副边续流管的驱动电压为：

$$V_{gs5} = V_{clamp} \cdot \frac{N_s}{N_{p1}}$$

本发明的变匝比技术不仅适用与有源箝位正激电路，同样也适用与其他任何一种单端正激电路，如谐振复位正激电路，RCD 复位正激电路，第三绕组复位正激电路，稳压管复位正激电路，有源箝位正激电路等。副边整流可以是二极管整流，也可以是同步整流，同步整流的驱动方式可以是外驱动或是自驱动。

对图 3 的发明技术进行推广，还可得到图 6、图 7 的其他发明方案。它们的特点介绍如下：

图 6 是本发明的变匝比技术在反激电路中的推广。该电路包括原边功率电路、副边电路，所述的原边功率电路包括主功率 MOSFET S_1 、和辅助功率管 S_2 ，变压器原边第一绕组和第二绕组，输入端电容 C_{in} ，二极管 D_1 ，电容 C_1 。所述的输入端电容一端接地，另一端接变压器原边第一绕组同名端和电源输入端，所述变压器原边第一绕组的异名端串联主功率 MOSFET S_1 后接地和接原边第二绕组同名端，原边第二绕组异名端接二极管 D_1 的阳极和电容 C_1 的一端， D_1 的阴极和电容 C_1 的另一端串联主功率 MOSFET S_2 后接地。所述的副边电路包括变压器副边绕组、整流管 D_2 和输出端电容 C_o ，所述整流管 D_2 的阴极接变压器副边绕组的同名端，阳极接副边的地，变压器副边绕组的异名端接输出端电容 C_o 的一端，所述输出端电容 C_o 的另一端副边地相连。整流管 D_2 可由同步整流 MOSFET 代替，驱动方式可以是自驱方式，也可以是用外驱方式。

图 7 是本发明的变匝比技术在推挽正激电路中的推广。该电路包括原边功率电路、副边电路，所述的原边功率电路包括第一主功率管 S_1 、第二主功率管 S_3 、主变压器第一原边绕组 N_{p1} 和主变压器第二原边绕组 N_{p3} ，其特征在于还设有第

一辅助功率管 S_2 、第二辅助功率管 S_4 、第一辅助绕组 N_{p2} 、第二辅助绕组 N_{p4} 、第一保护二极管 D_1 、第二保护二极管 D_2 、第一释放电容 C_1 和第二释放电容 C_2 ，所述的第一辅助绕组 N_{p2} 的同名端接主变压器第一原边绕组 N_{p1} 的异名端和第一主功率管 S_1 的漏极，其异名端接第一保护二极管 D_1 的阳极和第一释放电容 C_1 的一端；第一保护二极管 D_1 的阴极和第一释放电容 C_1 的另一端接第一辅助功率管 S_2 的漏极；所述的第二辅助绕组 N_{p4} 的异名端接主变压器第二原边绕组 N_{p3} 的同名端和第二主功率管 S_3 的漏极，其同名端接第二保护二极管 D_2 的阳极和第二释放电容 C_2 的一端；第二保护二极管 D_2 的阴极和第二释放电容 C_2 的另一端接第二辅助功率管 S_4 的漏极；各功率管 S_1 ， S_2 ， S_3 ， S_4 的源极接地，栅极分别接控制电路。

所述的副边电路包括变压器副边第一绕组 N_{s1} 和副边第二绕组 N_{s2} 、整流管 D_3 和 D_4 ，输出电感 L_o 和输出端电容 C_o ，所述变压器副边第一绕组 N_{s1} 的同名端接整流管 D_3 的阴极，副边第一绕组 N_{s1} 的异名端接电感 L_o 的一端和副边第二绕组 N_{s2} 的同名端，副边第二绕组 N_{s2} 的异名端接整流管 D_4 的阴极，整流管 D_3 的阳极、整流管 D_4 的阳极和电容 C_o 的一端相连后接地，电感 L_o 的另一端接电容 C_o 的另一端。整流管 D_3 和 D_4 也可由同步整流 MOSFET 代替，驱动方式可以是自驱方式，也可以是用外驱方式。

以上对本发明进行了详细说明，但本发明并不限定与此，凡在不违背发明的精神和内容所在的改进或替换，应被视为属于本发明的保护范围。

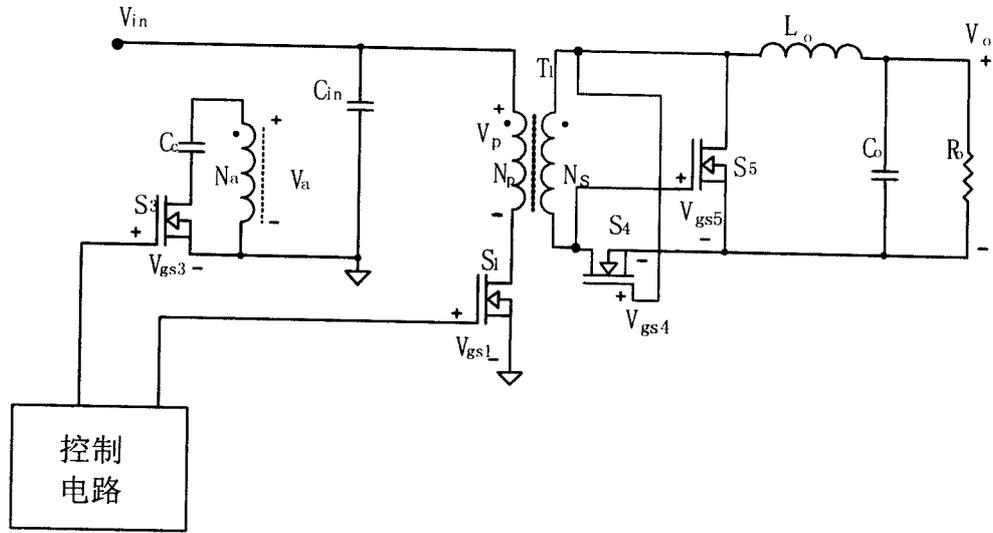


图 1

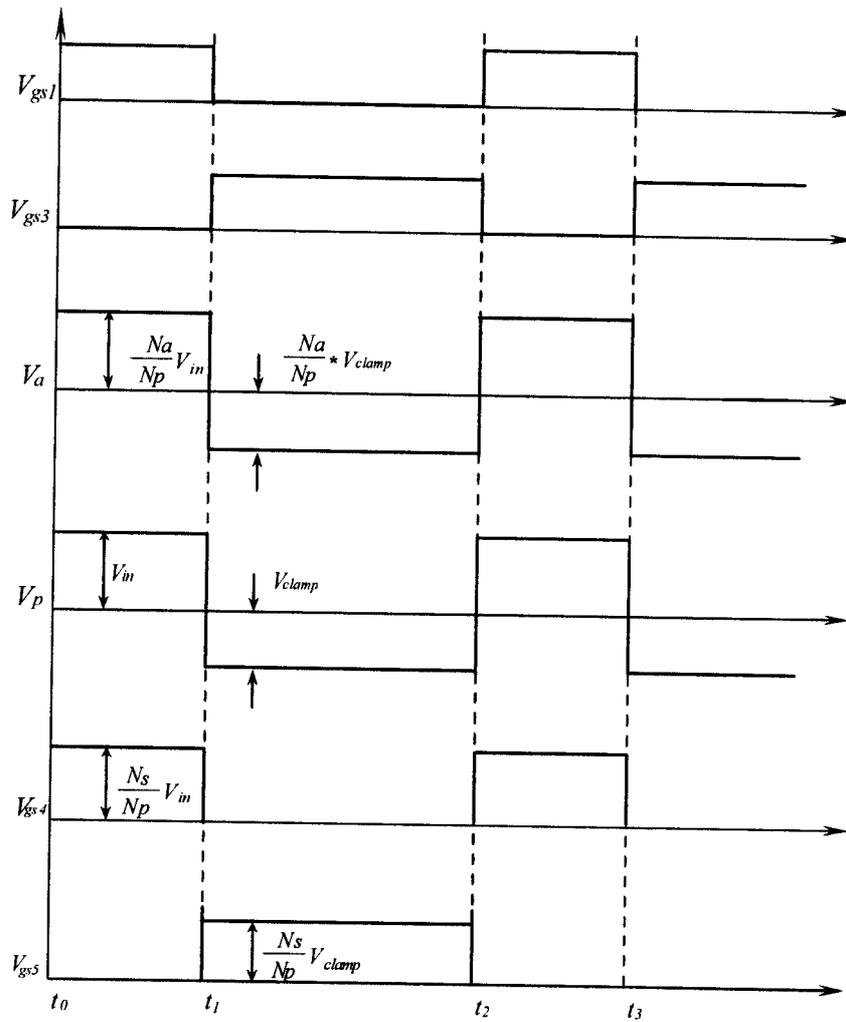


图 2

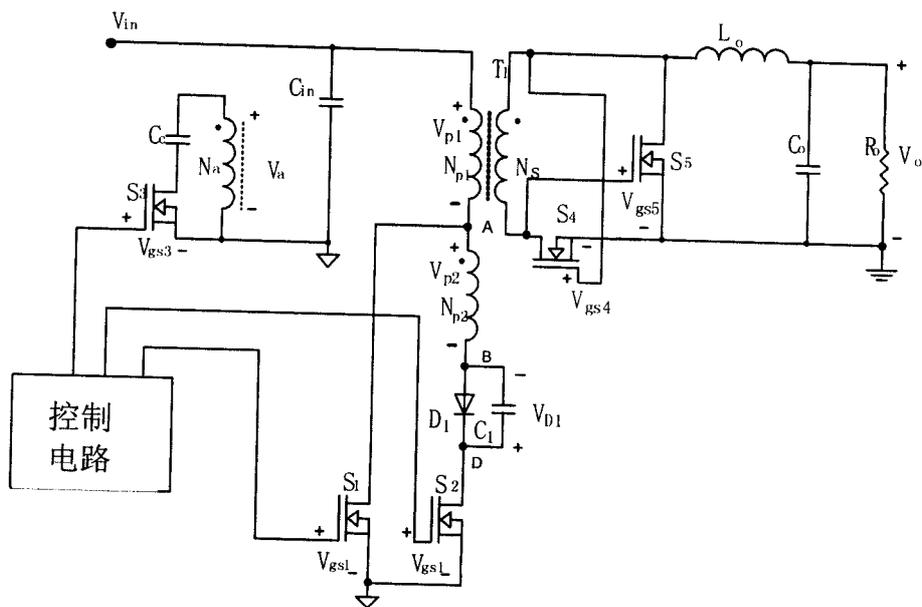


图 3

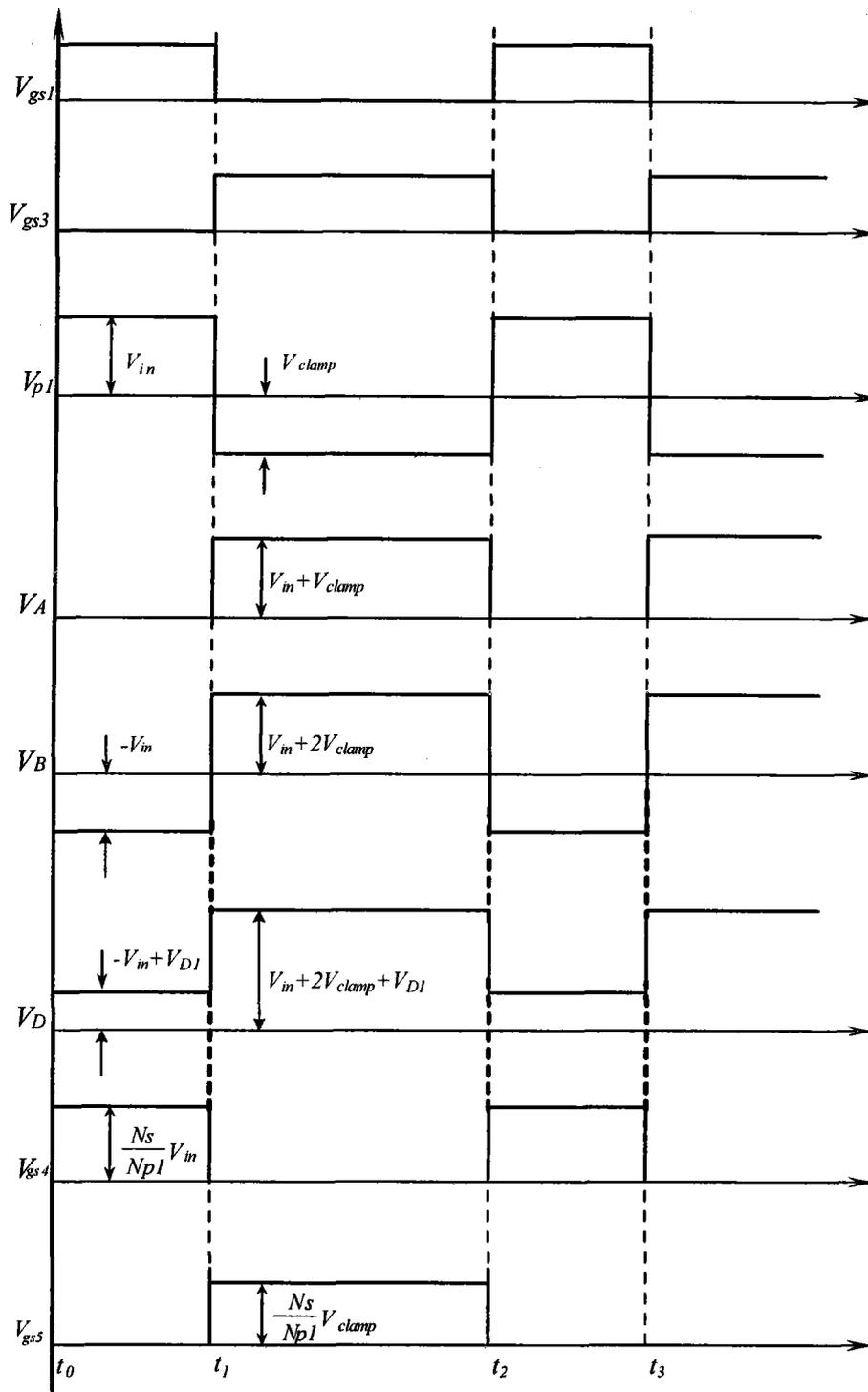


图 4

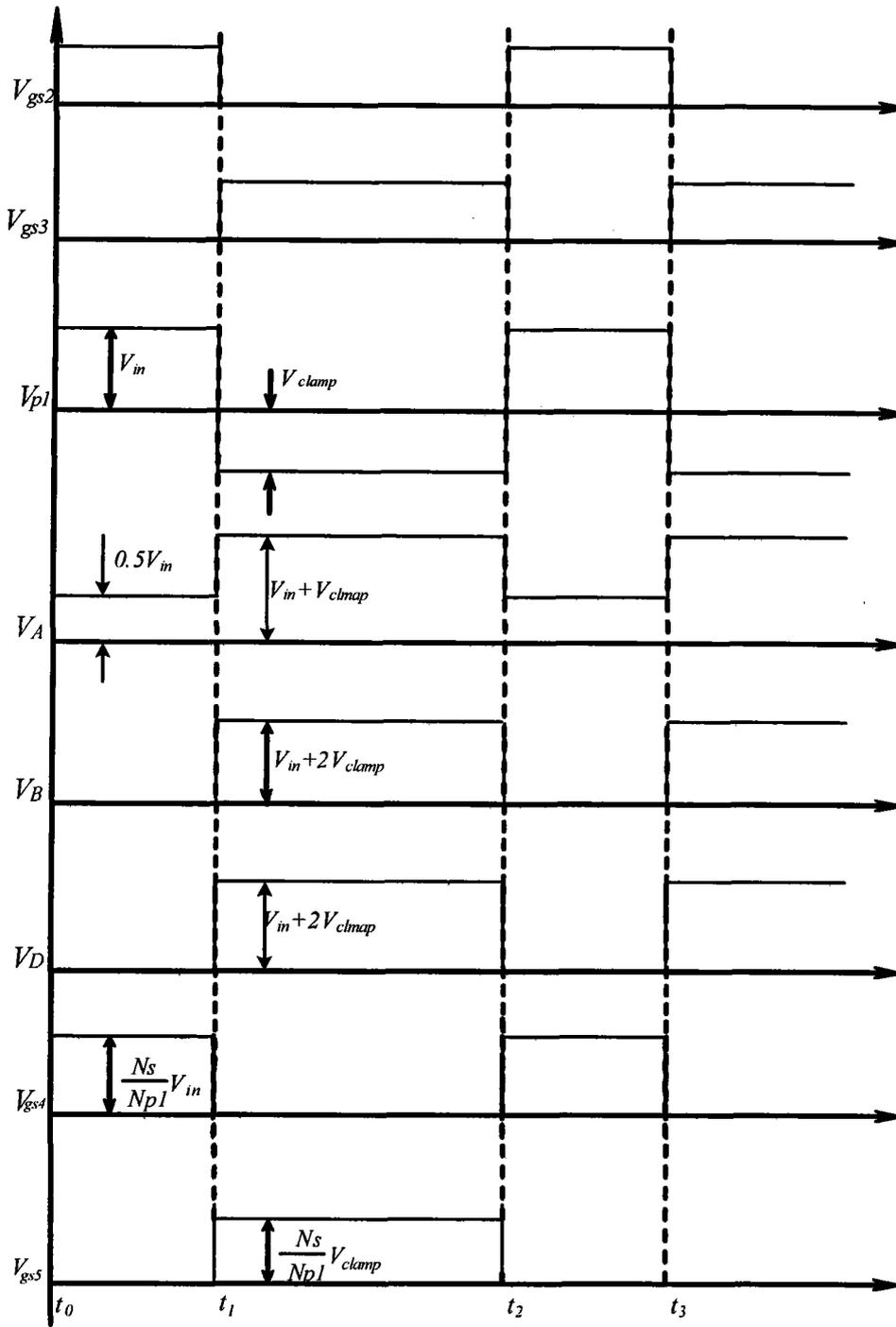


图 5

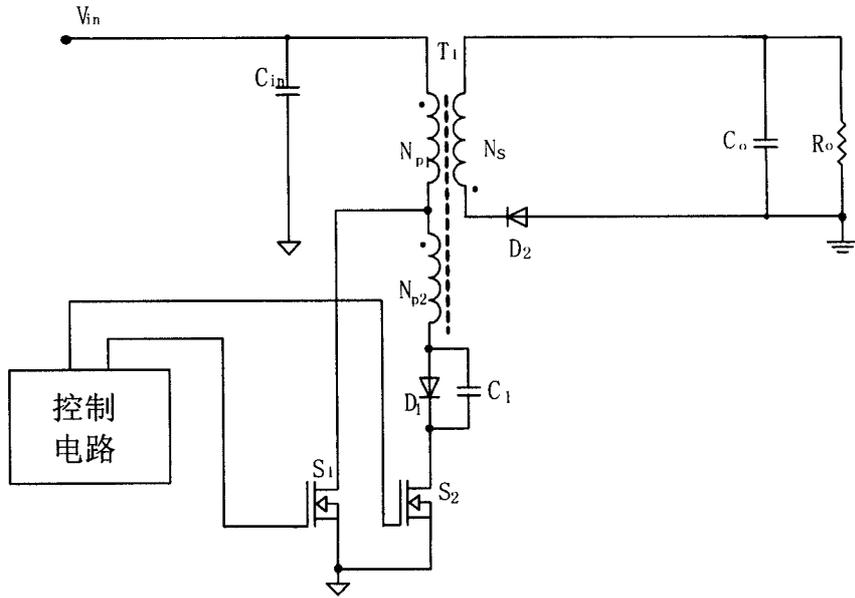


图 6

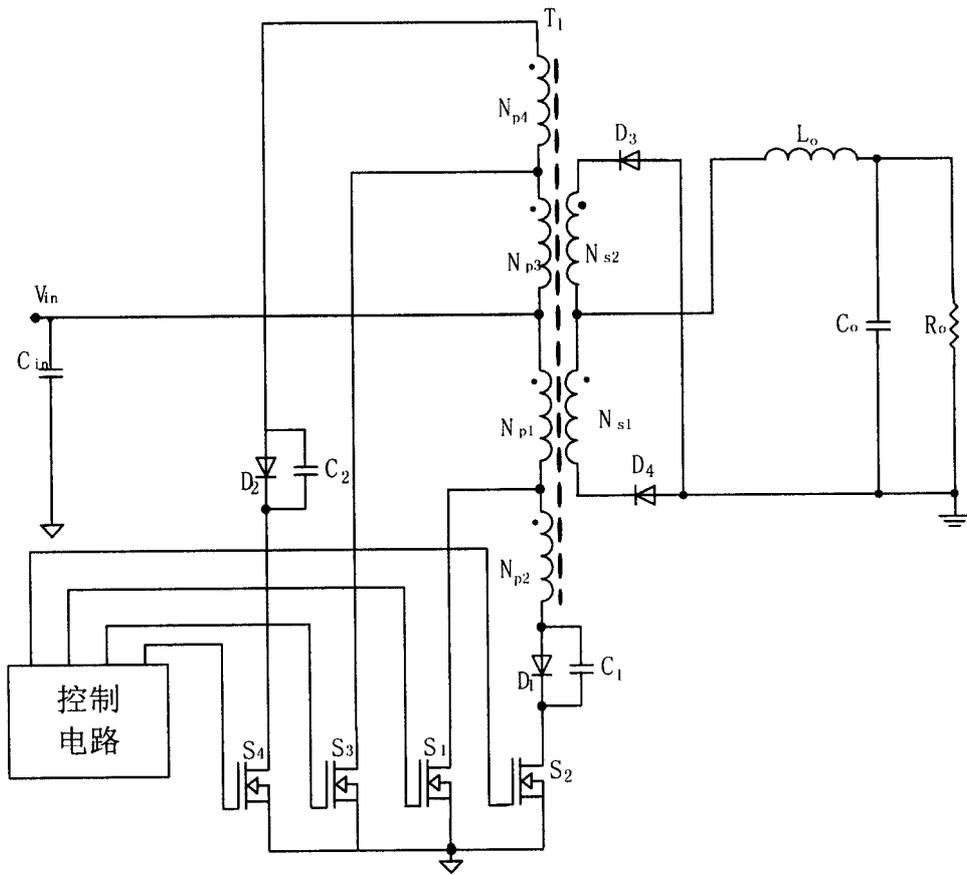


图 7