



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104124874 A

(43) 申请公布日 2014. 10. 29

(21) 申请号 201410339755. 4

H02M 1/08 (2006. 01)

(22) 申请日 2014. 07. 16

(71) 申请人 广州金升阳科技有限公司

地址 510663 广东省广州市萝岗区科学城科学大道科汇发展中心科汇一街 5 号

申请人 南京航空航天大学

(72) 发明人 张之梁 邹学文 董舟 任小永 余凤兵

(74) 专利代理机构 广州嘉权专利商标事务有限公司 44205

代理人 谭英强

(51) Int. Cl.

H02M 3/335 (2006. 01)

H02M 7/217 (2006. 01)

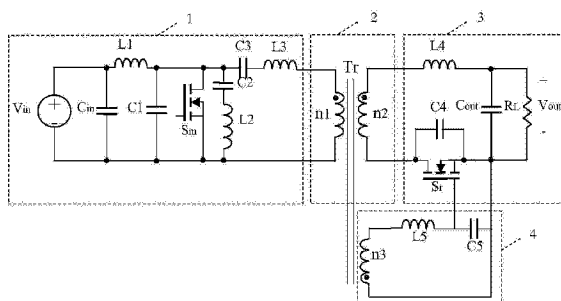
权利要求书2页 说明书7页 附图5页

(54) 发明名称

一种超高频隔离谐振变换器

(57) 摘要

本发明公开了一种超高频隔离谐振变换器, 所述变换器由 Class-Φ₂ 逆变器、高频变压器和 Class-E 整流器构成, 通过电感和电容串联组成的谐振网络实现了谐振变换器的安全可靠隔离, 并进一步地通过副边同步整流技术, 大大减小了整流管的导通损耗, 提高了变换器的效率, 同时还能实现: 原边主开关管和副边同步整流管的软开关; 极快的动态响应速度; 有效吸收元器件的寄生参数, 减小超高频工作时寄生参数对电路工作的影响。此外, 本发明还公开了同步整流管驱动的实现方式, 该驱动具有结构简单, 驱动损耗小等优点, 并在该驱动上进行改进, 改进后的驱动还能使得占空比可调, 同时减小了同步整流管的导通损耗, 提高了主电路的效率。



1. 一种超高频隔离谐振变换器,所述的变换器包括 Class- Φ_2 逆变器(1)、Class-E 整流器(2),其特征在于:所述的变换器还包括高频变压器(3),所述的 Class- Φ_2 逆变器(1)包括第一电感(L_1)、第二电感(L_2)、第一电容(C_1)、第二电容(C_2)组成的谐振网络,第三电感(L_3)和第三电容(C_3)组成的串联谐振网络,主开关管(S_m);所述的高频变压器(3)包括原边绕组(n1)、副边绕组(n2);所述的 Class-E 整流器包括第四电感(L_4)、第四电容(C_4)组成的谐振网络,整流二极管(Dr);所述的高频变压器(3)的原边回路为输入电源(Vin)的正极经所述的第一电感(L_1)、所述的第一电容(C_1)连接至所述的输入电源(Vin)的负极,所述的主开关管(S_m)的漏极连接于所述的第一电感(L_1)与所述的第一电容(C_1)的连接点,所述的主开关管(S_m)的源极连接于所述的输入电源(Vin)的负极,所述的第二电感(L_2)和所述的第二电容(C_2)串联后连接于所述的主开关管(S_m)的漏极和源极之间,所述的第三电感(L_3)和所述的第三电容(C_3)串联后再串联所述的原边绕组(n1)连接于所述的主开关管(S_m)的漏极和源极之间;所述的高频变压器(3)的副边回路为所述的第四电感(L_4)和所述的整流二极管(Dr)串联后连接于所述的输出电源(Vout)的一端和所述的副边绕组(n2)的一个端头之间,所述的输出电源(Vout)的另一端连接于所述的副边绕组(n2)的另一个端头,所述的第四电容(C_4)并联于所述的整流二极管(Dr),所述的整流二极管(Dr)的电流方向与输出负载(RL)的电流方向相同。

2. 根据权利要求 1 所述的变换器,其特征在于:所述的 Class-E 整流器(2)为同步整流。

3. 根据权利要求 2 所述的变换器,其特征在于:将所述的整流二极管(Dr)替换为同步整流管(S_r),所述的同步整流管(S_r)的电流方向与输出负载(RL)的电流方向相同。

4. 根据权利要求 3 所述的变换器,其特征在于:所述的高频变压器(3)还包括辅助绕组(n3),所述辅助绕组(n3)为所述的同步整流管(S_r)提供驱动电压。

5. 根据权利要求 4 所述的变换器,其特征在于:所述的同步整流管(S_r)的驱动电路(4)包括第五电感(L5)和第五电容(C5)组成的谐振网络,所述的同步整流管(S_r)的栅极经所述的第五电感(L5)、所述的辅助绕组(n3)后连接至所述的同步整流管(S_r)的源极,所述的第五电容(C5)连接于所述的同步整流管(S_r)的栅极和源极之间。

6. 根据权利要求 5 所述的变换器,其特征在于:所述的同步整流管(S_r)的驱动电路(4)还包括抬压电路(VB),所述的同步整流管(S_r)的源极依次经所述的抬压电路(VB)、所述的辅助绕组(n3)及所述的第五电感(L5)后连接至所述的同步整流管(S_r)栅极。

7. 根据权利要求 6 所述的变换器,其特征在于:所述的抬压电路(VB)包括第六电容(C6)、第七电容(C7)、限流电阻(R1)、稳压二极管(D1),正辅助电压源(V_{cc})经所述的限流电阻(R1)、所述的稳压二极管(D1)的阴极、所述的稳压二极管(D1)的阳极连接至所述的同步整流管(S_r)的源极,所述的限流电阻(R1)与所述的稳压二极管(D1)的阴极的连接点经所述的辅助绕组(n3)、所述的第五电感(L5)后连接至所述的同步整流管(S_r)栅极,所述的第六电容(C6)与所述的限流电阻(R1)并联,所述的第七电容(C7)与所述的稳压二极管(D1)并联。

8. 根据权利要求 6 所述的变换器,其特征在于:所述的抬压电路(VB)包括第六电容(C6)、第七电容(C7)、限流电阻(R1)、稳压二极管(D1),负辅助电压源(V_{cc})经所述的限流电阻(R1)、所述的稳压二极管(D1)的阳极、所述的稳压二极管(D1)的阴极、所述的辅助绕组

(n3)、所述的第五电感(L5)后连接至所述的同步整流管(S_r)栅极,所述的限流电阻(R1)与所述的稳压二极管(D1)的阳极的连接点连接于所述的同步整流管(S_r)的源极,所述的第六电容(C6)与所述的限流电阻(R1)并联,所述的第七电容(C7)与所述的稳压二极管(D1)并联。

9. 根据权利要求7或8任一所述的变换器,其特征在于:所述的辅助电压源(V_{cc})利用电路中稳定的电压节点提供。

10. 根据权利要求7或8任一所述的变换器,其特征在于:所述的电路中稳定的电压节点为电路中输入或输出电压。

一种超高频隔离谐振变换器

技术领域

[0001] 本发明属于功率变换技术领域,特别是涉及 DC-DC 功率变换技术领域。

背景技术

[0002] 随着电力电子技术迅速发展,功率变换器正向着高功率密度和高效率方向发展。传统功率变换器的工作频率一般为几十千到几百千赫兹,动态响应慢,同时储能元件(如电容、电感)的体积和重量相对较大,很大程度上降低了变换器的功率密度。而工作频率的提高能够有效加快变换器的动态响应速度以及变换器的功率密度。因此,变换器高频化、高功率密度化是功率变换器的发展趋势。

[0003] 在上述背景下,超高频(Very High Frequency, VHF)功率变换技术被提出,且在近年来得到较快的发展,越来越受到业界的关注。传统超高频 DC-DC 功率变换器基本结构图如图 1 所示,由输入电压 V_{in} 、逆变器、控制单元、阻抗匹配与功率传输级、整流器、负载、输出电压 V_o 组成,输入直流电压 V_{in} 先经由逆变器变为交流电压,再通过匹配网络之后送到整流器输入端,最终实现直直变换,目前该类变换器多为非隔离式的拓扑。图 2 为传统的 VHF 谐振 Boost 变换器拓扑,该拓扑由 Class- Φ_2 逆变器 1 和 Class-E (指软开关类射频电路)整流器 2 构成,Class- Φ_2 逆变器 1 由输入电压 V_{in} 、输入滤波电容 C_{in} 、主要控制基波阻抗的电感 L_1 、主要控制三次谐波阻抗的电容 C_1 、主要控制二次谐波阻抗的电感 L_2 和电容 C_2 以及开关管 S_m 构成;Class-E 整流器由决定输出功率以及输入电压与电流基波相位差的电感 L_4 、电容 C_4 组成的谐振网络、整流二极管 D_r 、输出滤波电容 C_{out} 以及负载 R 组成,该拓扑为目前较为常见的 VHF 功率变换器,由于非隔离的 VHF 变换器主要通过直流量以及基波能量来传递能量,而隔离变压器不能传递直流能量,其传递的能量受到限制,且磁性元件的频率受到限制,目前大多数 VHF 功率变换器不能实现功率隔离。

[0004] 目前超高频变换器的效率都不是很高,大多在 75% 到 85% 之间,传统的 VHF 谐振 Boost 也不例外,由于开关管和整流二极管在此拓扑中都能实现软开关,所以绝大部分的损耗都来源于导通损耗以及驱动损耗。而相对于 MOS 管的导通损耗以及驱动损耗,更大的损耗为二极管的导通损耗,尤其是在输出电压较低,电流较大的情况下。如何提高 VHF 变换器的效率是 VHF 变换技术发展道路上一个亟待解决的问题。其中,减小二极管的导通损耗对 VHF 变换器效率的提升是至关重要的。

发明内容

[0005] 有鉴于此,本发明要解决的技术问题是提供一种超高频谐振变换器,能够实现超高频功率变换器的功率隔离;同时实现副边的同步整流及驱动,且开关管和副边同步整流管实现零电压开通,大大减小了原先二极管的导通损耗,提高变换器的效率。

[0006] 为解决上述技术问题,本发明所采用的技术方案为:

一种超高频隔离谐振变换器,所述的变换器包括 Class- Φ_2 逆变器(1)、Class-E 整流器(2),其特征在于:所述的变换器还包括高频变压器(3),所述的 Class- Φ_2 逆变器(1)包

括第一电感(L_1)、第二电感(L_2)、第一电容(C_1)、第二电容(C_2)组成的谐振网络,第三电感(L_3)和第三电容(C_3)组成的串联谐振网络,主开关管(S_m);所述的高频变压器(3)包括原边绕组(n1)、副边绕组(n2);所述的 Class-E 整流器包括第四电感(L_4)、第四电容(C_4)组成的谐振网络,整流二极管(Dr);所述的高频变压器(3)的原边回路为输入电源(Vin)的正极经所述的第一电感(L_1)、所述的第一电容(C_1)连接至所述的输入电源(Vin)的负极,所述的主开关管(S_m)的漏极连接于所述的第一电感(L_1)与所述的第一电容(C_1)的连接点,所述的主开关管(S_m)的源极连接于所述的输入电源(Vin)的负极,所述的第二电感(L_2)和所述的第二电容(C_2)串联后连接于所述的主开关管(S_m)的漏极和源极之间,所述的第三电感(L_3)和所述的第三电容(C_3)串联后再串联所述的原边绕组(n1)连接于所述的主开关管(S_m)的漏极和源极之间;所述的高频变压器(3)的副边回路为所述的第四电感(L_4)和所述的整流二极管(Dr)串联后连接于所述的输出电源(Vout)的一端和所述的副边绕组(n2)的一个端头之间,所述的输出电源(Vout)的另一端连接于所述的副边绕组(n2)的另一个端头,所述的第四电容(C_4)并联于所述的整流二极管(Dr),所述的整流二极管(Dr)的电流方向与输出负载(RL)的电流方向相同。

[0007] 作为本发明的一种改进,所述的 Class-E 整流器(2)为同步整流。

[0008] 作为本发明同步整流的一种实施方式,直接将所述的整流二极管(Dr)替换为同步整流管(S_r),所述的同步整流管(S_r)的电流方向与输出负载(RL)的电流方向相同。

[0009] 优选地,所述的高频变压器(3)还包括辅助绕组(n3),所述辅助绕组(n3)为所述的同步整流管(S_r)提供驱动电压。

[0010] 作为本发明所述同步整流管(S_r)驱动的一种实施方式,所述的同步整流管(S_r)的驱动电路(4)包括第五电感(L5)和第五电容(C5)组成的谐振网络,所述的同步整流管(S_r)的栅极经所述的第五电感(L5)、所述的辅助绕组(n3)后连接至所述的同步整流管(S_r)的源极,所述的第五电容(C5)连接于所述的同步整流管(S_r)的栅极和源极之间。

[0011] 作为本发明所述的同步整流管(S_r)驱动的一种改进的实施方式,所述的同步整流管(S_r)的驱动电路(4)还包括抬压电路(VB),所述的同步整流管(S_r)的源极依次经所述的抬压电路(VB)、所述的辅助绕组(n3)及所述的第五电感(L5)后连接至所述的同步整流管(S_r)栅极。

[0012] 作为本发明所述的抬压电路(VB)的一种实施方式,所述的抬压电路(VB)包括第六电容(C6)、第七电容(C7)、限流电阻(R1)、稳压二极管(D1),正辅助电压源(V_{cc})经所述的限流电阻(R1)、所述的稳压二极管(D1)的阴极、所述的稳压二极管(D1)的阳极连接至所述的同步整流管(S_r)的源极,所述的限流电阻(R1)与所述的稳压二极管(D1)的阴极为的连接点经所述的辅助绕组(n3)、所述的第五电感(L5)后连接至所述的同步整流管(S_r)栅极,所述的第六电容(C6)与所述的限流电阻(R1)并联,所述的第七电容(C7)与所述的稳压二极管(D1)并联。

[0013] 作为本发明所述的抬压电路(VB)的另一种实施方式,所述的抬压电路(VB)包括第六电容(C6)、第七电容(C7)、限流电阻(R1)、稳压二极管(D1),负辅助电压源(V_{cc})经所述的限流电阻(R1)、所述的稳压二极管(D1)的阳极、所述的稳压二极管(D1)的阴极、所述的辅助绕组(n3)、所述的第五电感(L5)后连接至所述的同步整流管(S_r)栅极,所述的限流电阻(R1)与所述的稳压二极管(D1)的阳极为的连接点连接于所述的同步整流管(S_r)的源极,

所述的第六电容(C6)与所述的限流电阻(R1)并联,所述的第七电容(C7)与所述的稳压二极管(D1)并联。

[0014] 优选地,所述的辅助电压源(V_{cc})利用电路中稳定的电压节点提供。

[0015] 优选地,所述的电路中稳定的电压节点为电路中输入或输出电压。

[0016] 与现有技术相比,本发明通过电感和电容串联组成的谐振网络实现了谐振变换器的安全可靠隔离,并进一步地通过副边采用同步整流技术,大大减小了整流管的导通损耗,提高了变换器的效率,同时本发明还提供了同步整流管驱动的实现方式,具体地,本发明的有益效果如下:

1、本发明利用第三电感和第三电容组成的谐振网络使得基波功率能有效通过变压器传递到副边,以此方式来充分利用变压器,从而实现了超高频功率谐振变换器的功率隔离,使得变换器安全可靠。

[0017] 2、本发明中的拓扑将传统超高频变换器中整流器中的二极管换成了MOS管,利用MOS管的导通压降(一般为0.4V到0.5V)小于二极管的导通压降(一般为0.7V到0.8V),大大减小了原先二极管的导通损耗,从而提高了变换器的效率。

[0018] 3、本发明中的拓扑通过谐振网络对谐波阻抗进行调节,有效减小了主功率MOSFET的电压应力,并实现主开关管以及同步整流管的零电压开通,有效提高了VHF变换器的效率和可靠性。

[0019] 4、本发明中的电路可以吸收元件的寄生参数作为电路工作的一部分,从而减小寄生参数的影响。

[0020] 5、本发明中的拓扑电感、电容值均很小,可分别采用空心电感和贴片电容,大大减小了变换器的体积和重量,具有功率密度高、动态响应快等优点。

[0021] 6、本发明中的同步整流管驱动使用元件都很少,电路结构都很简单,体积小、成本低。

[0022] 7、本发明中的同步整流管驱动都可以吸收元件的寄生参数作为电路工作的一部分,从而减小寄生参数的影响。

[0023] 8、本发明中的同步整流管驱动都为谐振驱动,可回收同步整流管输入电容上的能量,从而大大降低同步整流管的驱动损耗。

[0024] 9、本发明中的第二种同步整流管驱动可满足同步整流管的较大的驱动占空比范围要求,自由度高、灵活性强。

[0025] 10、本发明中的第二种同步整流管驱动增加了MOSFET的理想导通时间,减小了MOSFET的导通损耗,进一步提高了主电路的效率。

附图说明

[0026] 图1是传统超高频DC-DC功率变换器基本结构框图;

图2是传统VHF非隔离谐振Boost变换器电路图;

图3是第一实施例VHF隔离谐振变换器电路图,采用二极管整流;

图4是第二实施例VHF隔离谐振变换器电路图,采用同步整流管整流;

图5是第三实施例,在图4电路图的基础上增加谐振驱动电路的电路图;

图6是图5中的谐振驱动电路增加抬压电路后的同步整流管驱动电路图;

- 图 7 是未抬压的驱动电压对应理想导通时间示意图；
 图 8 是抬压后的驱动电压对应理想导通时间示意图；
 图 9 是利用正压辅助源提供电压偏置的同步整流管驱动电路图；
 图 10 是利用负压辅助源提供电压偏置的同步整流管驱动电路图；
 图 11 (a) 是同步整流 Sr 管对应图 5 中驱动电路时两端电压 V_{DSr} 和驱动电压 V_{GSr} ；
 图 11 (b) 是同步整流 Sr 管对应图 5 中驱动电路时两端电压 V_{DSr} 和驱动电压 V_{GSr} ；
 图 11 (c) 是主开关管 Sm 和同步整流管 Sr 的电压电流波形图。

具体实施方式

[0027] 为了使本领域的技术人员更好地理解本发明的技术方案，以下将结合附图和具体实施方式对本发明的技术方案进行详细说明。

[0028] 实施例一

参见图 3 给出了二极管整流的 VHF 隔离谐振变换器电路图。所述的变换器包括 Class- Φ_2 逆变器 1、Class-E 整流器 2，其特征在于：所述的变换器还包括高频变压器 3，所述的 Class- Φ_2 逆变器 1 包括第一电感 L_1 、第二电感 L_2 、第一电容 C_1 、第二电容 C_2 组成的谐振网络，第三电感 L_3 和第三电容 C_3 组成的串联谐振网络，主开关管 S_m ；所述的高频变压器 3 包括原边绕组 n1、副边绕组 n2；所述的 Class-E 整流器包括第四电感 L_4 、第四电容 C_4 组成的谐振网络，整流二极管 Dr；所述的高频变压器 3 的原边回路为输入电源 Vin 的正极经所述的第一电感 L_1 、所述的第一电容 C_1 连接至所述的输入电源 Vin 的负极，所述的主开关管 S_m 的漏极连接于所述的第一电感 L_1 与所述的第一电容 C_1 的连接点，所述的主开关管 S_m 的源极连接于所述的输入电源 Vin 的负极，所述的第二电感 L_2 和所述的第二电容 C_2 串联后连接于所述的主开关管 S_m 的漏极和源极之间，所述的第三电感 L_3 和所述的第三电容 C_3 串联后再串联所述的原边绕组 n1 连接于所述的主开关管 S_m 的漏极和源极之间；所述的高频变压器 3 的副边回路为所述的第四电感 L_4 和所述的整流二极管 Dr 串联后连接于所述的输出电源 Vout 的正极和所述的副边绕组 n2 的一个端头之间，所述的输出电源 Vout 的负极连接于所述的副边绕组 n2 的另一个端头，所述的第四电容 C_4 并联于所述的整流二极管 Dr，所述的整流二极管 Dr 的电流方向与输出负载 RL 的电流方向相同。

[0029] 注：对于本技术领域的普通技术人员而言可以自然联想到，图 3 所示电容 C_2 和电感 L_2 的位置可以互换；电容 C_3 和电感 L_3 的位置可以互换；变压器 Tr 的同名端可以任意设置；电容 C_3 和电感 L_3 串联后可以连接在 Vin 的负极；电感 L_4 、二极管 Dr 并联电容 C_4 ，两者串联的位置可以互换；电感 L_4 、二极管 Dr 并联电容 C_4 ，两者串联后可以在输出电压 Vout 的任意一极与副边绕组 n2 的任意一个端头之间。

[0030] 图 3 所述电路图的工作过程是这样实现的：当主开关管 Sm 开通时，第一电容 C_1 两端电压被钳位到零，输入电压源 Vin 开始在第一电感 L_1 中储能，表现为第一电感 L_1 中的电流增大（取电流的正方向为从左流向右），与此同时，第三电感 L_3 开始释放能量，表现为第三电感 L_3 中的电流减小（取电流的正方向为从左流向右），由于当把变压器 Tr 副边 n2 折合到原边时，第四电感 L_4 与第三电感 L_3 相当于串联，所以副边第四电感 L_4 的电流也在减小（取电流的正方向为从左流向右），此时的整流二极管 Dr 处于导通状态，第四电感 L_4 经过整流二极管 Dr 向负载传递能量，当第三电感 L_3 中的电流减小为零时，电流开始反向，同时第四

电感 L4 中的电流也开始反向,整流二极管 Dr 关断,实现零电流关断,第四电容 C4 上产生左负右正的电压。当主开关管 Sm 关断时,第一电感 L1 中的电流给第一电容 C1 充电,同时第一电感 L1 中的能量也传递给后级,表现为第三电感 L3、第四电感 L4 中的电流开始增加,另外第二电感 L2 与第二电容 C2 构成的谐振网络对二次谐波呈低阻抗,使得二次谐波能量不能向后级传递,当第四电感 L4 中的电流增加为正时,整流二极管 Dr 导通,能量向负载传递,随着第一电感 L1 中储存的能量被传递到后级,第一电感 L1 中的电流也越来越小,最终变为负值,给第一电容 C1 放电至电压为零,并引起主开关管 Sm 的寄生反偏二极管导通,此时开通主开关管 Sm 可实现其零电压开通。之后的工作状态重复上述过程,在此不再赘述。

[0031] 取主开关管 Sm 占空比为 0.4。主开关管 Sm 的寄生输出电容被第一电容 C1 完全吸收。第一电感 L1,第二电感 L2,第一电容 C1,第二电容 C2 形成谐振网络,用于降低主开关管 Sm 的电压应力和实现其 ZVS 工作。谐振网络设计时的主要思想为:滤除主开关管 Sm 漏源端电压 v_{DS} 中的二次谐波,使其电压为一、三次谐波的叠加,从而削除 v_{DS} 的电压尖峰,减小开关管的电压应力。第三电感 L3,第三电容 C3 形成谐振网络,将 v_{DS} 中的基波分量提取出来,送入变压器的输入端,由于能量主要通过基波传递,保证变压器输入端的基波含量,即可保证变压器的充分利用,从而使得功率隔离成为可能。

[0032] 实施例二

图 4 是同步整流管整流的 VHF 隔离谐振变换器电路图,与图 3 不同点在于高频变压器 Tr 副边的 Class-E 整流器采用同步整流方案,Class-E 整流器包括同步整流管 S_r ,其连接关系为:所述的 Class-E 整流器 2 包括第四电感 L_4 、第四电容 C_4 组成的谐振网络,同步整流管 S_r ,所述的高频变压器 3 的副边回路为输出电源 Vout 的负极经所述的第四电感 L_4 、所述的副边绕组 n2、所述的同步整流管 S_r 的漏极、所述的同步整流管 S_r 的源极后至所述的输出电源 Vout 的正极,所述的第四电容 C_4 并联于所述的同步整流管 S_r 的漏极和所述的同步整流管 S_r 的源极之间。

[0033] 注:对于本技术领域的普通技术人员而言可以自然联想到,直接将图 3 所述的同步整流管(Dr)替换为同步整流管(Sr)即可,所述的同步整流管(Sr)的电流方向与输出负载(RL)的电流方向相同。

[0034] 本改进的实施方式用于实现同步整流管 Sr 的 ZVS 以及整流器输入基波电压与输入基波电流的同相位,我们选择在同步整流管 Sr 的寄生二极管导通后再开启同步整流管 Sr,从而实现同步整流管 Sr 的零电压开通。同步整流管 Sr 的输出寄生电容被第四电容 C4 完全吸收。

[0035] 第三实施例

图 5 是图 4 电路图的基础上增加谐振驱动电路的电路图,该驱动电路包括变压器的辅助绕组 n3 和第五电感 L_5 、第五电容 C_5 组成的谐振网络,其连接关系为:所述的同步整流管 (S_r) 的驱动电路(4)包括第五电感(L5)和第五电容(C5)组成的谐振网络,所述的同步整流管 (S_r) 的栅极经所述的第五电感(L5)、所述的辅助绕组(n3)后连接至所述的同步整流管 (S_r) 的源极,所述的第五电容(C5)连接于所述的同步整流管 (S_r) 的栅极和源极之间。

[0036] 该谐振驱动方式变压器辅助绕组 n3 的输出经第五电感 L_5 、第五电容 C_5 组成的谐振网络后,可改变驱动电压相位,同时第五电感 L_5 、第五电容 C_5 组成谐振网络回收第五电容 C_5 上的能量,以降低驱动损耗,该驱动具有器件少、成本低、损耗小、可有效吸收元器件寄生

参数等优势。另外,第五电容 C5 完全吸收同步整流管 S_r 的输入电容(注:同步整流管 S_r 的输入电容为同步整流管 S_r 的寄生参数,一般不在图中画出),可回收同步整流管输入电容上的能量,从而进一步大大降低同步整流管的驱动损耗。

[0037] 图 5 中驱动电路由于变压器辅助绕组 n3 输出电压以及谐振感 L5 的电压平均值都为零,因此该驱动的输出电压平均值只能为零,所以同步整流管的占空比始终小于 50%,且为一个固定值,该固定值由同步整流管的开启电压决定,在很多情况下都不能满足同步整流的要求;另外,虽然只要满足驱动电压大于开启电压,在图中用 V1 表示, MOSFET 便会呈现导通状态,但只有当驱动电压大于某一电压值时(一般为 6-8V),在图中用 V2 表示, MOSFET 才会呈现出较理想的导通电阻 $R_{ds(on)}$,达到理想的导通状态,所以,在该驱动下, MOSFET 处于理想导通状态的时间很短,如图 7 所示。

[0038] 图 6 为图 5 中的谐振驱动电路增加抬压电路后的同步整流管驱动电路图,为图 5 所示驱动电路的改进型,该驱动电路还包括一个抬压电路 V_b ,其连接关系为:所述的同步整流管 S_r 的源极依次经所述的抬压电路 VB、所述的辅助绕组 n3 及所述的第五电感 L5 后连接至所述的同步整流管 S_r 栅极。

[0039] 本驱动方案使得一方面同步整流管的占空比可根据实际情况调节抬压的幅值来确定,另一方面,电压的提高使得同步整流管的导通电阻 $R_{ds(on)}$ 减小,理想导通时间长度大大增加,如图 8 所示,开关管的导通电阻随着驱动电压的增加而减小,当驱动电压整体抬高后,开关管的导通电阻相应地整体降低,且如前文所言,在驱动电压大于 V2 的时间段, MOSFET 处于理想导通状态,对比图 8 和图 7 可发现,图 8 中所示驱动波形的理想导通状态时间要远远长于图 7 中的,可有效地减小了 MOSFET 的导通损耗,进一步提高了主电路的效率。除了具备图 5 所示驱动的优势外,该驱动可以改变驱动电压的幅值,从而实现驱动占空比的可调,以及导通电阻 $R_{ds(on)}$ 的减小,导通损耗降低的目的,具有更大的灵活性并给主电路带来了更高的效率。

[0040] 图 6 所示抬压电路可有两种方式实现,根据不同的抬压电路结构,该辅助电压源的电压可正可负。

[0041] 图 9 是利用正压辅助源提供电压偏置的同步整流管驱动电路图,其中的抬压电路包括辅助电压源 V_{cc} 、稳压管 D_z 、限流电路 R_z 、第六电容 C6 以及第七电容 C7,第六电容 C6 和第七电容 C7 为滤波电容,其连接关系为:所述的抬压电路 VB 包括第六电容 C6、第七电容 C7、限流电阻 R1、稳压二极管 D1,正辅助电压源 V_{cc} 经所述的限流电阻 R1、所述的稳压二极管 D1 的阴极、所述的稳压二极管 D1 的阳极连接至所述的同步整流管 S_r 的源极,所述的限流电阻 R1 与所述的稳压二极管 D1 的阴极的连接点经所述的辅助绕组 n3、所述的第五电感 L5 后连接至所述的同步整流管 S_r 栅极,所述的第六电容 C6 与所述的限流电阻 R1 并联,所述的第七电容 C7 与所述的稳压二极管 D1 并联。

[0042] 辅助电压源 V_{cc} 经过限流电阻 R_z 、稳压管 $D1$ 向第七电容 C7 右侧的节点放电,保证稳压管 $D1$ 处于反向导通状态,相当于图 6 所示的电压源 VB,第六电容 C6 以及第七电容 C7 起到稳压滤波的作用。

[0043] 图 10 是利用负压辅助源提供电压偏置的同步整流管驱动电路图,其中的抬压电路同样包括辅助电压源 $-V_{cc}$ 、稳压管 D_z 、限流电路 R_z 、第六电容 C6 以及第七电容 C7,第六电容 C6 和第七电容 C7 为滤波电容,其连接关系为:所述的抬压电路 VB 包括第六电容 C6、第

七电容 C7、限流电阻 R1、稳压二极管 D1，负辅助电压源 V_{cc} 经所述的限流电阻 R1、所述的稳压二极管 D1 的阳极、所述的稳压二极管 D1 的阴极、所述的辅助绕组 n3、所述的第五电感 L5 后连接至所述的同步整流管 S_r 栅极，所述的限流电阻 R1 与所述的稳压二极管 D1 的阳极的连接点连接于所述的同步整流管 S_r 的源极，所述的第六电容 C6 与所述的限流电阻 R1 并联，所述的第七电容 C7 与所述的稳压二极管 D1 并联。

[0044] 第七电容 C7 左侧的节点经过限流电阻 R_z 、稳压管 D1 向辅助电压源 V_{cc} 放电，保证稳压管 D1 处于反向导通状态，相当于图 6 所示的电压源 VB，第六电容 C6 以及第七电容 C7 起到稳压滤波的作用。

[0045] 上述两种抬压电路的辅助电压源均可以利用电路中稳定的电压节点提供，如输入、输出电压等。

[0046] 本发明的一个具体设计实例如下：输入端电压 $V_{dc}=18V$ ；输出功率： $P_{out}=10W$ ，输出端电压 $V_{out}=5VDC$ ；开关频率 $f_s=10MHz$ ；原边主开关管 Sm 为 Si7846DP，副边同步整流管 S_r 为 Si7414DN；变压器磁芯材料为 ZnNi 铁氧体材料，拓扑中所用电感均为空芯电感，电容均为贴片电容。元器件的数值如下：

| 表 1 主电路元件数值 | | | | 表 2 同步整流驱动电路元件数值 | | | |
|-------------|------------|-------|--------|------------------|---------|--|--|
| L_F | 560 nH | C_F | 350 pF | L_{SR} | 120 nH | | |
| L_M | 330 nH | C_M | 187 pF | C_{F2} | 2000 pF | | |
| L_S | 100 nH | C_S | 4 nF | C_1 | 10 uH | | |
| L_r | 132 nH | C_r | 212 pF | C_2 | 10 uH | | |
| C_{out} | 47 μ F | n_1 | 16 | D_2 | 4.9 V | | |
| n_2 | 8 | | | n_3 | 1 | | |

图 11 (a)、(b)、(c) 分别给出了主要仿真波形图，可看出主电路工作状态与预期一致，可实现隔离型的功率变换，且参数设计合理，主开关管与同步整流管均实现零电压开通，使得高频工作成为可能，并且在驱动改进后，二极管的反向导通时间明显减小，反向导通损耗大大降低。图 11 (a) 给出了图 5 中第一种同步整流驱动对应的同步整流管漏源两端电压波形 V_{DSr} 和同步整流管驱动电压波形 V_{GSr} 。图 11 (b) 给出了图 9 中第二种同步整流驱动对应的同步整流管漏源两端电压波形 V_{DSr} 和同步整流管驱动电压波形 V_{GSr} 。图 11 (c) 给出了主开关管 Sm 和同步整流管 Sr 对应图 4 中的主电路使用图 9 中的驱动时的电压电流波形，均实现了软开关工作。

[0047] 综上所述本文所提出的带同步整流的超高频隔离谐振变换拓扑可实现变换器的功率隔离，减小副边整流管的导通损耗以及主开关管和同步整流管的零电压开通，大大提高了变换器的效率，实用性强。针对该类电路所提出的同步整流驱动可回收同步整流管 Sr 输入电容上的能量，减小驱动损耗，并且具有结构简单、占空比可调、灵活性强、可有效减小开关管的导通电阻 $R_{ds(on)}$ 从而提高主电路效率等优势。

[0048] 以上实施例只是用于帮助理解本发明的方法及核心思想，对本技术领域的普通技术人员而言，在不脱离本发明原理的前提下，通过以上描述与举例能自然联想到的其它等同应用方案，以及对本发明进行的若干改进和修饰，均落入本发明的权利要求书的保护范围。

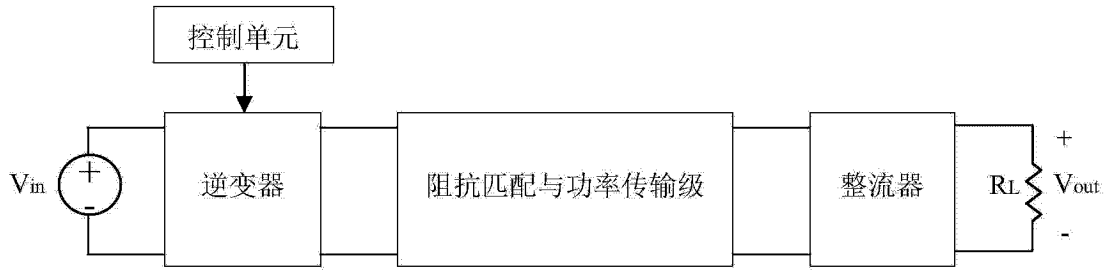


图 1

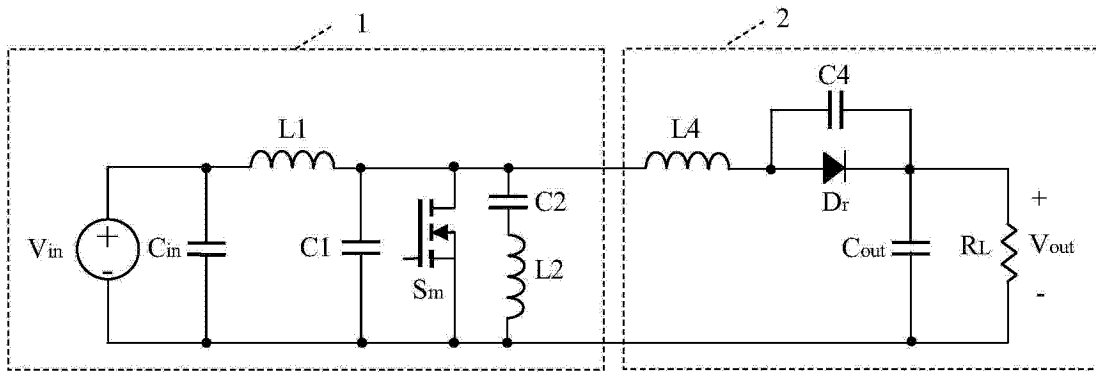


图 2

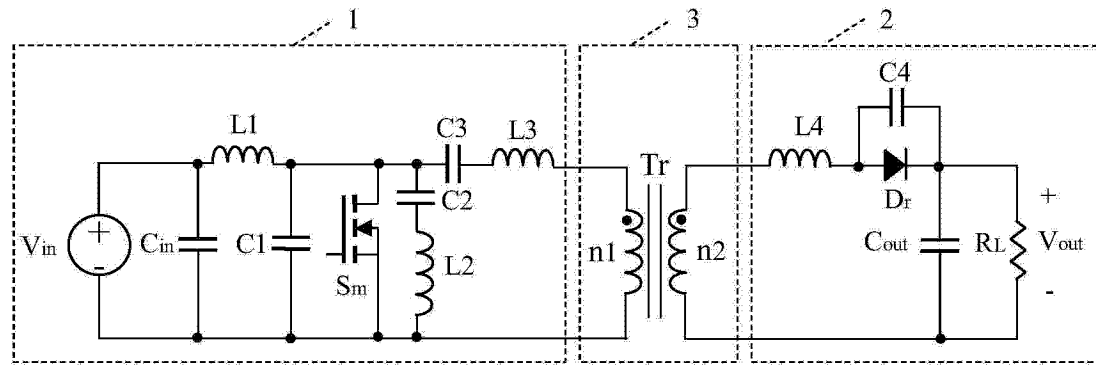


图 3

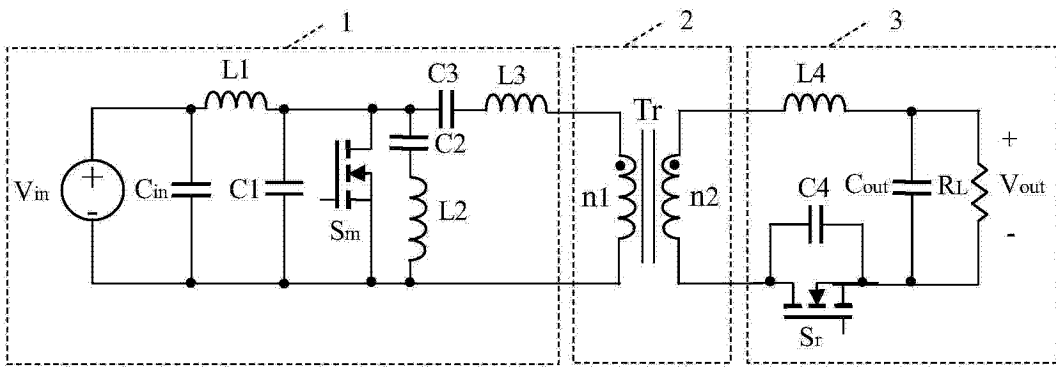


图 4

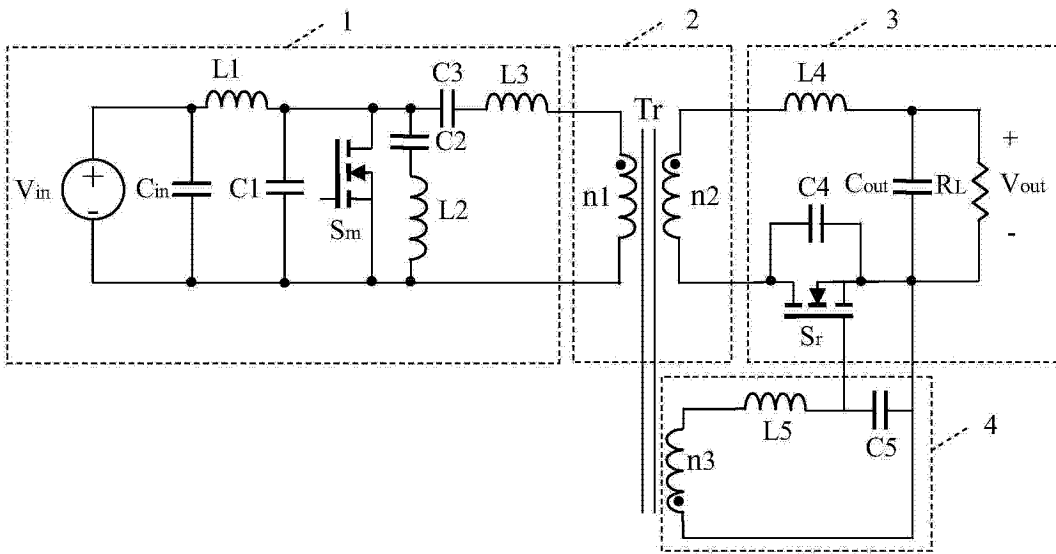


图 5

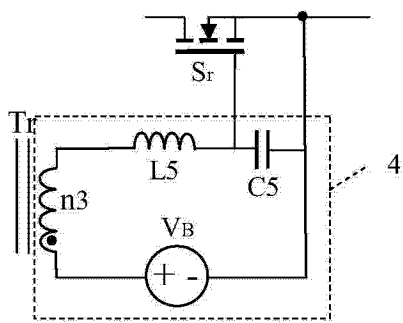


图 6

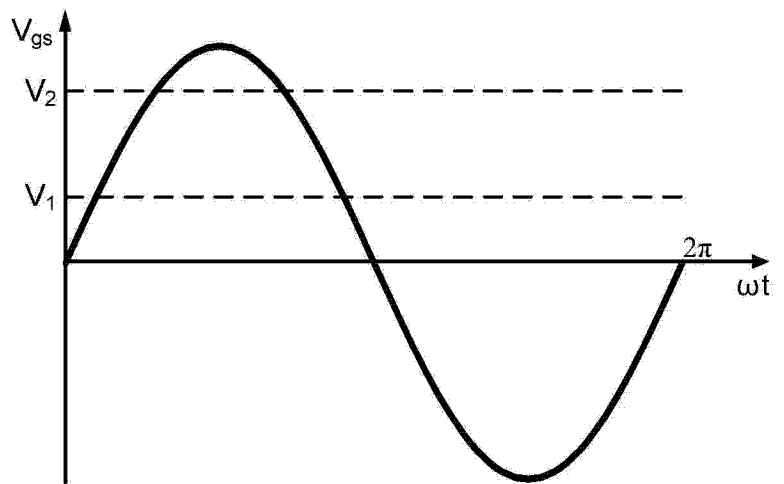


图 7

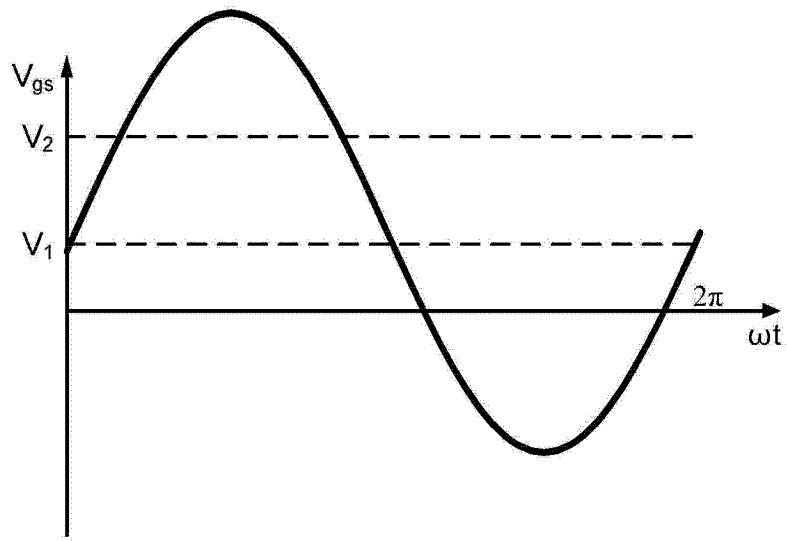


图 8

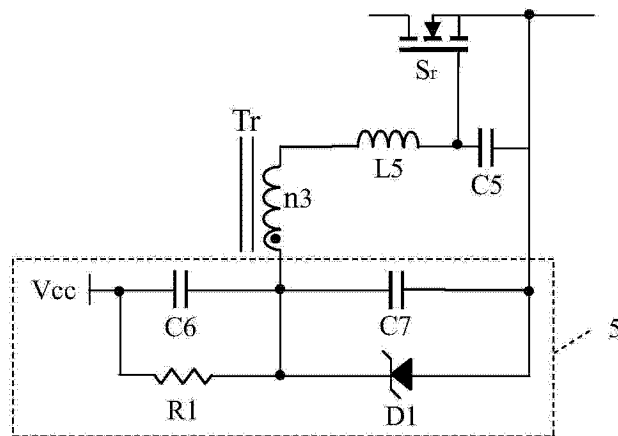


图 9

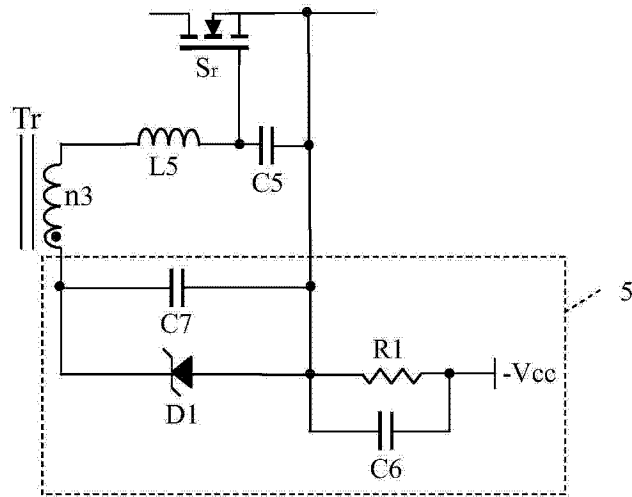


图 10

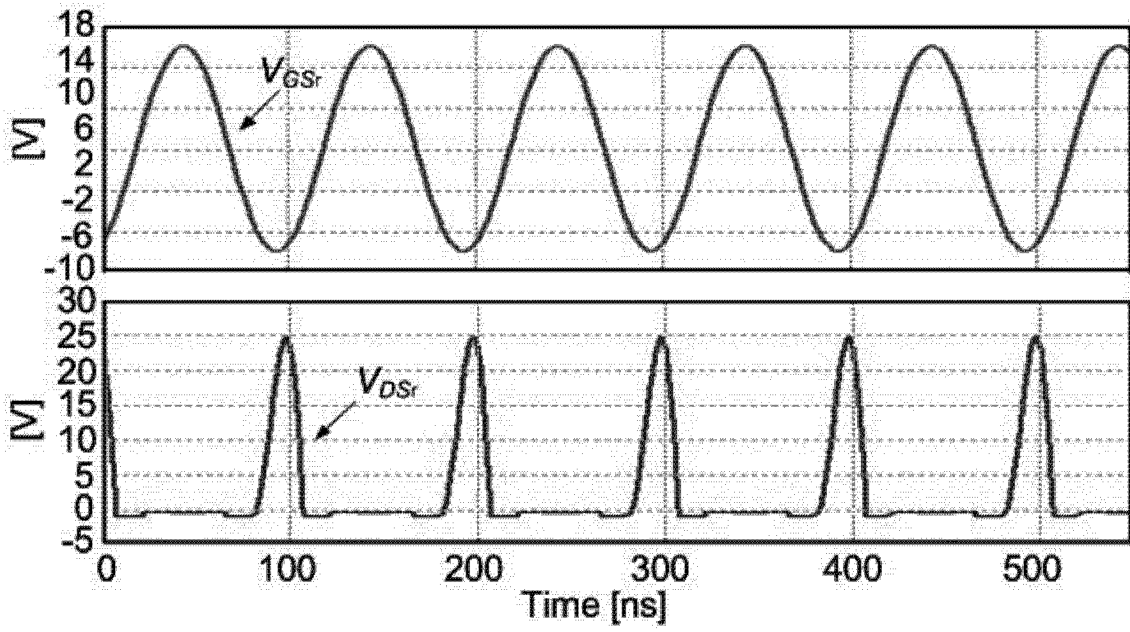


图 11(a)

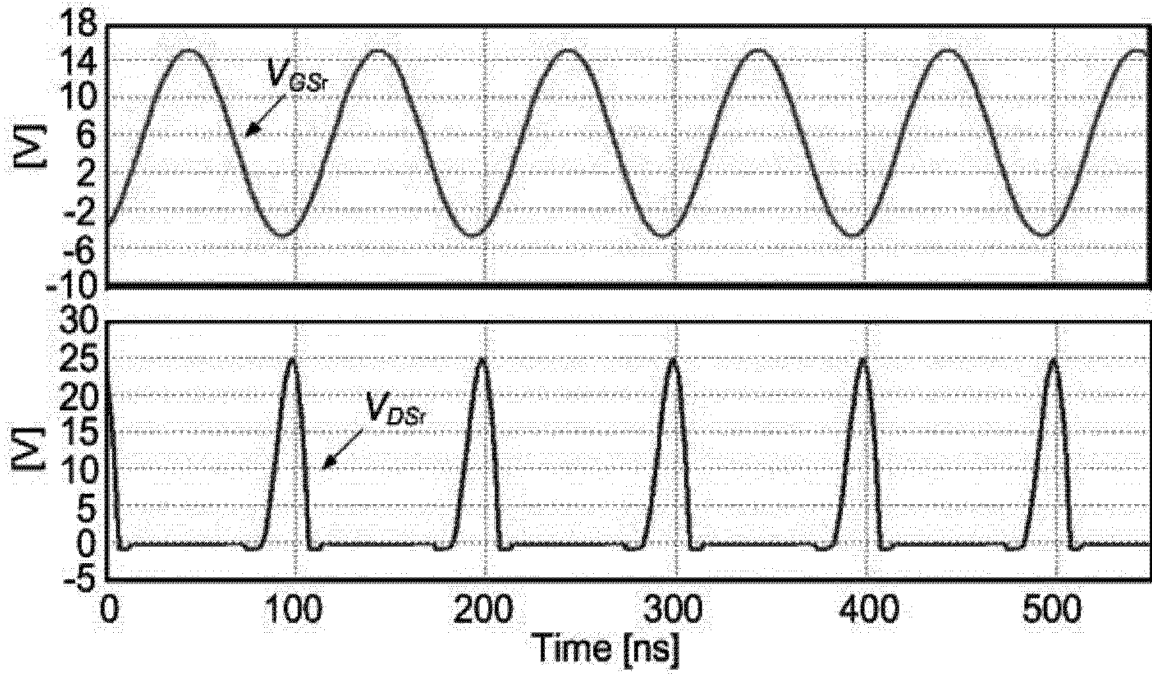


图 11(b)

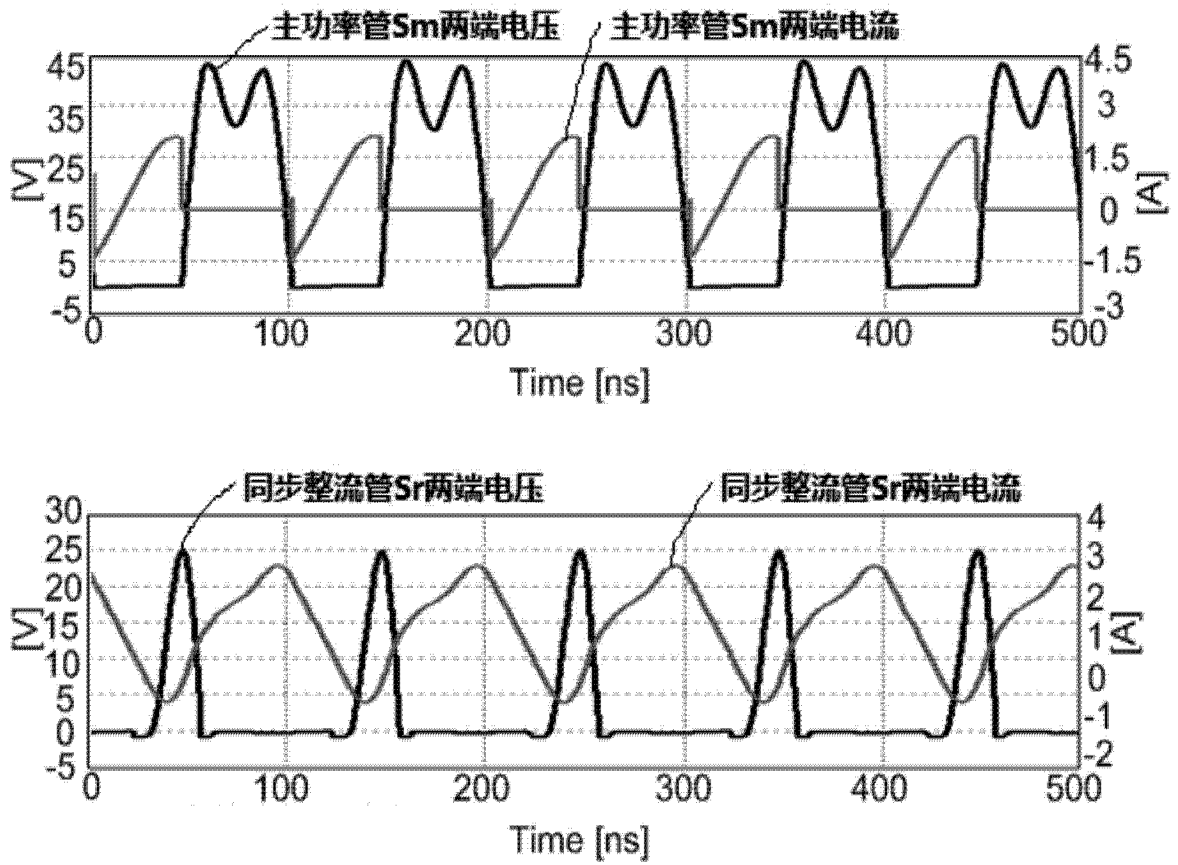


图 11(c)