



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105591542 B

(45)授权公告日 2017. 12. 26

(21)申请号 201410640451.1

(22)申请日 2014.11.13

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 105591542 A

(43)申请公布日 2016.05.18

(73)专利权人 中国长城科技集团股份有限公司
地址 518000 广东省深圳市南山区科技园
长城计算机大厦

(72)发明人 刘祖贵 于吉永 黄昌斌

(74)专利代理机构 深圳中一专利商标事务所
44237

代理人 张全文

(51) Int. Cl.

H02M 3/155(2006.01)

H02M 1/08(2006.01)

(56)对比文件

CN 204290718 U, 2015.04.22,

CN 2896678 Y, 2007.05.02,

CN 200953531 Y, 2007.09.26,

CN 101630911 A, 2010.01.20,

US 3953780 A, 1976.04.27,

US 6563724 B2, 2003.05.13,

审查员 边境

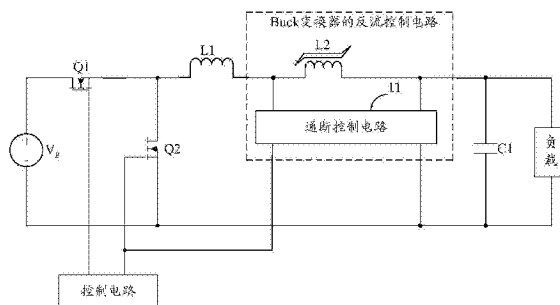
权利要求书2页 说明书6页 附图4页

(54)发明名称

一种Buck变换器及其反流控制电路

(57)摘要

本发明属于开关电源技术领域,提供了一种Buck变换器及其反流控制电路。该反流控制电路是在输出功率电感L1与负载的正极之间连接一饱和电感L2,利用输出功率电感L1的最大电流值小于饱和电感L2的饱和电流值时、在饱和电感L2两端出现的交变电压,驱动通断控制电路动作,以强制关断同步开关管Q2,从而避免了反流现象的发生,可有效解决预偏置情况下软启动反流问题,提高电路运行稳定性和器件使用寿命,并可有效解决空载及轻载条件下的能量双向流动问题,从而提高了转换效率。



1. 一种Buck变换器的反流控制电路,所述Buck变换器包括主开关管Q1、同步开关管Q2、输出功率电感L1、滤波电容C1,所述输出功率电感L1的第一端连接所述主开关管Q1,所述滤波电容C1的第一端作为所述Buck变换器的正输出端,其特征在于,所述反流控制电路包括:

饱和电感L2,所述饱和电感L2的第一端连接所述输出功率电感L1的第二端,所述饱和电感L2的第二端连接所述滤波电容C1的第一端;

通断控制电路,用于检测所述饱和电感L2两端的交变电压,当所述输出功率电感L1的最大电流值小于所述饱和电感L2的饱和电流值而在所述饱和电感L2两端出现交变电压时,向所述同步开关管Q2输出驱动信号,以强制关断所述同步开关管Q2。

2. 如权利要求1所述的Buck变换器的反流控制电路,其特征在于,所述通断控制电路包括:第一电阻R1、第二电阻R2、第一开关管Q3、第二开关管Q4、第一二极管D1、第一电容C2;

所述第一开关管Q3的高端连接所述饱和电感L2的第二端,所述第一开关管Q3的驱动端连接所述第一二极管D1的阳极,所述第一二极管D1的阴极连接所述第一电阻R1的第一端,所述第一电阻R1的第二端连接所述饱和电感L2的第一端,所述第一开关管Q3的低端连接所述第二开关管Q4的驱动端、所述第一电容C2的第一端以及所述第二电阻R2的第一端,所述第二开关管Q4的高端连接所述同步开关管Q2,所述第二开关管Q4的低端、所述第一电容C2的第二端以及所述第二电阻R2的第二端连接所述滤波电容C1的第二端,所述滤波电容C1的第二端作为所述Buck变换器的负输出端。

3. 如权利要求2所述的Buck变换器的反流控制电路,其特征在于,所述第一开关管Q3为PNP型的三极管,所述第一开关管Q3的发射极作为所述第一开关管Q3的高端,所述第一开关管Q3的集电极作为所述第一开关管Q3的低端,所述第一开关管Q3的基极作为所述第一开关管Q3的驱动端;

所述第二开关管Q4为N型的MOS管,所述第二开关管Q4的漏极作为所述第二开关管Q4的高端,所述第二开关管Q4的源极作为所述第二开关管Q4的低端,所述第二开关管Q4的栅极作为所述第二开关管Q4的驱动端。

4. 如权利要求1所述的Buck变换器的反流控制电路,其特征在于,所述通断控制电路包括:第三电阻R3、第四电阻R4、第三开关管Q5、第四开关管Q6、第二二极管D2、第二电容C3;

所述第三开关管Q5的高端连接所述饱和电感L2的第一端,所述第三开关管Q5的驱动端连接所述第二二极管D2的阳极,所述第二二极管D2的阴极连接所述第三电阻R3的第一端,所述第三电阻R3的第二端连接所述饱和电感L2的第二端,所述第三开关管Q5的低端连接所述第四开关管Q6的驱动端、所述第二电容C3的第一端以及所述第四电阻R4的第一端,所述第四开关管Q6的高端连接所述同步开关管Q2的栅极,所述第四开关管Q6的低端、所述第二电容C3的第二端以及所述第四电阻R4的第二端共同连接所述滤波电容C1的第二端,所述滤波电容C1的第二端作为所述Buck变换器的负输出端。

5. 如权利要求4所述的Buck变换器的反流控制电路,其特征在于,所述第三开关管Q5为PNP型的三极管,所述第三开关管Q5的发射极作为所述第三开关管Q5的高端,所述第三开关管Q5的集电极作为所述第三开关管Q5的低端,所述第三开关管Q5的基极作为所述第三开关管Q5的驱动端;

所述第四开关管Q6为N型的MOS管,所述第四开关管Q6的漏极作为所述第四开关管Q6的高端,所述第四开关管Q6的源极作为所述第四开关管Q6的低端,所述第四开关管Q6的栅极

作为所述第四开关管6的驱动端。

6. 如权利要求1所述的Buck变换器的反流控制电路,其特征在于,所述通断控制电路包括:第五电阻R5、第六电阻R6、第五开关管Q7、第六开关管Q8、由第三二极管D3、第四二极管D4、第五二极管D5和第六二极管D6构成的整流桥电路、第三电容C4、与所述饱和电感L2耦合的线圈L3;

所述第五开关管Q7的高端连接所述饱和电感L2的第二端,所述第五开关管Q7的驱动端连接所述第五电阻R5的第一端,所述第五电阻R5的第二端连接所述整流桥电路的负输出端,所述整流桥电路的正输出端连接所述饱和电感L2的第二端,所述整流桥电路的两个交流输入端分别对应连接所述线圈L3的两端,所述第五开关管Q7的低端连接所述第六开关管Q8的驱动端、所述第三电容C4的第一端以及所述第六电阻R6的第一端,所述第六开关管Q8的高端连接所述同步开关管Q2的栅极,所述第六开关管Q8的低端、所述第三电容C4的第二端以及所述第六电阻R6的第二端共同连接所述滤波电容C1的第二端,所述滤波电容C1的第二端作为所述Buck变换器的负输出端。

7. 如权利要求1至6任一项所述的Buck变换器的反流控制电路,其特征在于,所述饱和电感L2的磁芯为铁氧体磁芯。

8. 一种Buck变换器,包括主开关管Q1、同步开关管Q2、输出功率电感L1、滤波电容C1,所述输出功率电感L1的第一端连接所述主开关管Q1,所述滤波电容C1的第一端作为所述Buck变换器的正输出端,其特征在于,所述Buck变换器还包括一Buck变换器的反流控制电路,所述反流控制电路是如权利要求1至6任一项所述的Buck变换器的反流控制电路。

9. 如权利要求8所述的Buck变换器,其特征在于,所述主开关管Q1和所述同步开关管Q2均为N型的MOS管,所述Buck变换器还包括控制电路;

所述主开关管Q1的漏极连接电源的正极,所述主开关管Q1的源极连接所述输出功率电感L1的第一端和所述同步开关管Q2的漏极,所述主开关管Q1的栅极连接所述控制电路的第一驱动端,所述同步开关管Q2的源极连接所述电源的负极,所述同步开关管Q2的栅极连接所述控制电路的第二驱动端,所述滤波电容C1的第二端作为所述Buck变换器的负输出端。

10. 如权利要求8或9所述的Buck变换器,其特征在于,所述饱和电感L2的磁芯为铁氧体磁芯。

一种Buck变换器及其反流控制电路

技术领域

[0001] 本发明属于开关电源技术领域,尤其涉及一种Buck变换器及其反流控制电路。

背景技术

[0002] 目前,在开关电源领域,普遍采用同步整流(Synchronous Rectification,SR)技术,但采用了SR技术的开关电源的各类拓扑电路中,往往存在能量双向流动的问题。

[0003] 以采用SR技术的降压型(Buck)变换器为例,如图1所示。典型的Buck变换器包括主开关管Q1、同步开关管Q2、输出功率电感L1、滤波电容C1、以及控制电路。控制电路用以驱动主开关管Q1和同步开关管Q2以互补形式交替导通。在该Buck变换器中,若输出功率电感L1在同步开关管Q2开通阶段的伏秒积大于其在主开关管Q1开通阶段的伏秒积时,电流将会由输出端流向输入端,出现电流反向流动的现象。

[0004] 这种电流反向流动的现象在实际应用时可能造成一些问题,特别是当Buck变换器在预偏置情况下软启动时,即Buck变换器在输出端已经存在一定电压的情况下启动,且主开关管Q1的驱动信号占空比由0%逐渐增大、而同步开关管Q1的驱动信号占空比由100%逐渐减小时,假设在启动前输出功率电感L1中的电流为 I_L ,由于是软启动,启动后主开关管Q1的驱动信号占空比很小,主开关管Q1的导通时间很短,电流 I_L 逐渐上升一个较小的值。之后,主开关管Q1关断而同步开关管Q2导通,受到输出端预偏置电压的作用,输出功率电感L1中储存的能量经过同步开关管Q2释放,使得电流 I_L 下降。由于电流 I_L 值较小,在将为零后,同步开关管Q2持续导通,使得电流 I_L 变为负值,即出现电流反向,如图2示出了Buck变换器在预偏置且采用软启动技术时,主开关管Q1的驱动信号 V_{gs1} 、同步开关管Q2的驱动信号 V_{gs2} 、以及输出功率电感的电流 I_L 之间的波形关系图。若反向电流太大,则可能造成器件应力过大而导致失效。

[0005] 另外,采用SR技术的Buck变换器在正常工作时处于连续电流模式(Continuous Current Mode,CCM),当负载降低而出现空载或轻载时,在每个开关周期,主开关管Q1导通时,输入端向负载输出的能量大于负载实际所需的能量,因此,通过同步开关管Q2的导通,使得输出电压对输出功率电感L1反向激磁,将多余的能量储存在电感中,以保证输出电压平衡在设定值,如图3示出了Buck变换器在空载条件下,主开关管Q1的驱动信号 V_{gs1} 、同步开关管Q2的驱动信号 V_{gs2} 、以及输出功率电感的电流 I_L 之间的波形关系图。虽然这部分多余的能量并未消耗在负载上,但由于能量在双向传递过程中会带来额外的铜损,从而使得空载和轻载条件下的转换效率降低,同时,由于主开关管Q1和同步开关管Q2在每个开关周期均工作,开关功耗大,进一步降低了系统效率。特别是在采用SR技术的隔离型直流-直流变换器中,如果产生负向电流的能量不能通过变压器有效馈回到原边母线,那么这个能量将会在同步开关管Q2的漏极-源极上形成电压应力,严重时会使器件造成过电压应力击穿。

[0006] 综上所述,现有的Buck变换器中,由于同步开关管Q2在主开关管Q1关断期间,在输出功率电感L1中的电流降为零后持续导通,而出现电流反向流动的现象,使得系统效率降低,且容易造成器件失效。

发明内容

[0007] 本发明实施例的目的在于提供一种Buck变换器的反流控制电路,旨在解决现有的Buck变换器中,由于同步开关管Q2在主开关管Q1关断期间,在输出功率电感L1中的电流降为零后持续导通,而出现电流反向流动的现象,使得系统效率降低,且容易造成器件失效的问题。

[0008] 本发明实施例是这样实现的,一种Buck变换器的反流控制电路,所述Buck变换器包括主开关管Q1、同步开关管Q2、输出功率电感L1、滤波电容C1,所述输出功率电感L1的第一端连接所述主开关管Q1,所述滤波电容C1的第一端作为所述Buck变换器的正输出端,所述反流控制电路包括:

[0009] 饱和电感L2,所述饱和电感L2的第一端连接所述输出功率电感L1的第二端,所述饱和电感L2的第二端连接所述滤波电容C1的第一端;

[0010] 通断控制电路,用于检测所述饱和电感L2两端的交变电压,当所述输出功率电感L1的最大电流值小于所述饱和电感L2的饱和电流值而在所述饱和电感L2两端出现交变电压时,向所述同步开关管Q2输出驱动信号,以强制关断所述同步开关管Q2。

[0011] 本发明实施例的另一目的在于提供一种Buck变换器,包括主开关管Q1、同步开关管Q2、输出功率电感L1、滤波电容C1,所述输出功率电感L1的第一端连接所述主开关管Q1,所述滤波电容C1的第一端作为所述Buck变换器的正输出端,所述Buck变换器还包括一Buck变换器的反流控制电路,所述反流控制电路是如上所述的Buck变换器的反流控制电路。

[0012] 本发明实施例提供的Buck变换器及其反流控制电路是在输出功率电感L1与负载的正极之间连接一饱和电感L2,利用输出功率电感L1的最大电流值小于饱和电感L2的饱和电流值时、在饱和电感L2两端出现的交变电压,驱动通断控制电路动作,以强制关断同步开关管Q2,从而避免了反流现象的发生,可有效解决预偏置情况下软启动反流问题,提高电路运行稳定性和器件使用寿命,并可有效解决空载及轻载条件下的能量双向流动问题,从而提高了转换效率。

附图说明

[0013] 图1是现有技术提供的Buck变换器的典型电路图;

[0014] 图2是现有技术中,Buck变换器在预偏置且采用软启动技术时,主开关管的驱动信号、同步开关管的驱动信号、以及输出功率电感的电流之间的波形关系图;

[0015] 图3是现有技术中,Buck变换器在空载条件下,主开关管的驱动信号、同步开关管的驱动信号、以及输出功率电感的电流之间的波形关系图;

[0016] 图4是本发明实施例提供的Buck变换器的反流控制电路的电路原理图;

[0017] 图5是图4的一种详细电路图;

[0018] 图6是图4的另一种详细电路图;

[0019] 图7是图4的再一种详细电路图;

[0020] 图8是本发明实施例中,Buck变换器在CCM模式下输出功率电感的电流波形图。

具体实施方式

[0021] 为了使本发明的目的、技术方案及优点更加清楚明白,以下结合附图及实施例,对本发明进行进一步详细说明。应当理解,此处所描述的具体实施例仅仅用以解释本发明,并不用于限定本发明。

[0022] 本发明实施例提出的Buck变换器的反流控制电路是在输出功率电感L1与负载的正极之间连接一饱和电感,利用输出功率电感L1的最大电流值小于饱和电感的饱和电流值时、在饱和电感两端出现的交变电压,驱动通断控制电路动作,以强制关断同步开关管Q2。

[0023] 图4是本发明实施例提供的Buck变换器的反流控制电路的电路原理,为了便于说明,仅示出了与本发明实施例相关的部分。

[0024] 其中,Buck变换器的电路包括:主开关管Q1、同步开关管Q2、输出功率电感L1、滤波电容C1、以及控制电路,主开关管Q1和同步开关管Q2均为N型的MOS管。主开关管Q1的漏极连接电源V_g的正极,主开关管Q1的源极连接输出功率电感L1的第一端和同步开关管Q2的漏极,主开关管Q1的栅极连接控制电路的第一驱动端;同步开关管Q2的源极连接电源V_g的负极,同步开关管Q2的栅极连接控制电路的第二驱动端;滤波电容C1的第一端作为Buck变换器的正输出端而连接负载的正输入端,滤波电容C1的第二端作为Buck变换器的负输出端而连接负载的负输入端和电源V_g的负极。

[0025] 则,本发明实施例提供的Buck变换器的反流控制电路包括:饱和电感L2,饱和电感L2的第一端连接输出功率电感L1的第二端,饱和电感L2的第二端连接滤波电容C1的第一端;通断控制电路11,用于检测饱和电感L2两端的交变电压,当输出功率电感L1的最大电流值小于饱和电感L2的饱和电流值而在饱和电感L2两端出现交变电压时,向同步开关管Q2输出驱动信号,以强制关断同步开关管Q2。而当输出功率电感L1的最小电流值大于饱和电感L2的饱和电流值时,通断控制电路11不动作,同步开关管Q2正常工作。

[0026] 在一种情况下,如图5所示,通断控制电路11可包括:第一电阻R1、第二电阻R2、第一开关管Q3、第二开关管Q4、第一二极管D1、第一电容C2。第一开关管Q3的高端作为通断控制电路11的第二端而连接饱和电感L2的第二端,第一开关管Q3的驱动端连接第一二极管D1的阳极,第一二极管D1的阴极连接第一电阻R1的第一端,第一电阻R1的第二端作为通断控制电路11的第一端而连接饱和电感L2的第一端,第一开关管Q3的低端连接第二开关管Q4的驱动端、第一电容C2的第一端以及第二电阻R2的第一端;第二开关管Q4的高端作为通断控制电路11的第三端而连接同步开关管Q2的栅极,第二开关管Q4的低端、第一电容C2的第二端以及第二电阻R2的第二端共同作为通断控制电路11的第四端而连接滤波电容C1的第二端。

[0027] 如图5所示的电路在进行工作时,在同步开关管Q2的导通时间内,若输出功率电感L1的最大电流值小于饱和电感L2的饱和电流值,则在饱和电感L2两端出现相应大小的交变电压,该交变电压使得第一开关管Q3和第二开关管Q4饱和导通,继而强制关断同步开关管Q2。若输出功率电感L1的最小电流值大于饱和电感L2的饱和电流值,则饱和电感L2的电感系数为零,饱和电感L2两端不会出现交变电压,第一开关管Q3和第二开关管Q4均截止,同步开关管Q2正常工作。

[0028] 进一步地,第一开关管Q3可以为PNP型的三极管,第一开关管Q3的发射极作为第一开关管Q3的高端,第一开关管Q3的集电极作为第一开关管Q3的低端,第一开关管Q3的基极作为第一开关管Q3的驱动端。第二开关管Q4可以为N型的MOS管,第二开关管Q4的漏极作为

第二开关管Q4的高端,第二开关管Q4的源极作为第二开关管Q4的低端,第二开关管Q4的栅极作为第二开关管Q4的驱动端。

[0029] 在另一种情况下,如图6所示,通断控制电路11可包括:第三电阻R3、第四电阻R4、第三开关管Q5、第四开关管Q6、第二二极管D2、第二电容C3。第三开关管Q5的高端作为通断控制电路11的第一端而连接饱和电感L2的第一端,第三开关管Q5的驱动端连接第二二极管D2的阳极,第二二极管D2的阴极连接第三电阻R3的第一端,第三电阻R3的第二端作为通断控制电路11的第二端而连接饱和电感L2的第二端,第三开关管Q5的低端连接第四开关管Q6的驱动端、第二电容C3的第一端以及第四电阻R4的第一端;第四开关管Q6的高端作为通断控制电路11的第三端而连接同步开关管Q2的栅极,第四开关管Q6的低端、第二电容C3的第二端以及第四电阻R4的第二端共同作为通断控制电路11的第四端而连接滤波电容C1的第二端。该电路的工作原理与图5所示相似,不赘述。

[0030] 进一步地,第三开关管Q5可以为PNP型的三极管,第三开关管Q5的发射极作为第三开关管Q5的高端,第三开关管Q5的集电极作为第三开关管Q5的低端,第三开关管Q5的基极作为第三开关管Q5的驱动端。第四开关管Q6可以为N型的MOS管,第四开关管Q6的漏极作为第四开关管Q6的高端,第四开关管Q6的源极作为第四开关管Q6的低端,第四开关管Q6的栅极作为第四开关管6的驱动端。

[0031] 在再一种情况下,如图7所示,通断控制电路11可包括:第五电阻R5、第六电阻R6、第五开关管Q7、第六开关管Q8、由第三二极管D3、第四二极管D4、第五二极管D5和第六二极管D6构成的整流桥电路、第三电容C4、与饱和电感L2耦合的线圈L3。第五开关管Q7的高端作为通断控制电路11的第二端而连接饱和电感L2的第二端,第五开关管Q7的驱动端连接第五电阻R5的第一端,第五电阻R5的第二端连接整流桥电路的负输出端,整流桥电路的正输出端连接饱和电感L2的第二端,整流桥电路的两个交流输入端分别对应连接线圈L3的两端,第五开关管Q7的低端连接第六开关管Q8的驱动端、第三电容C4的第一端以及第六电阻R6的第一端;第六开关管Q8的高端作为通断控制电路11的第三端而连接同步开关管Q2的栅极,第六开关管Q8的低端、第三电容C4的第二端以及第六电阻R6的第二端共同作为通断控制电路11的第四端而连接滤波电容C1的第二端。该电路的工作原理与图5所示相似,不赘述。

[0032] 进一步地,第五开关管Q7可以为PNP型的三极管,第五开关管Q7的发射极作为第五开关管Q7的高端,第五开关管Q7的集电极作为第五开关管Q7的低端,第五开关管Q7的基极作为第五开关管Q7的驱动端。第六开关管Q8可以为N型的MOS管,第六开关管Q8的漏极作为第六开关管Q8的高端,第六开关管Q8的源极作为第六开关管Q8的低端,第六开关管Q8的栅极作为第四开关管6的驱动端。

[0033] 为了使得前述电路的工作原理更加明晰,以下将对同步开关管Q2的导通和强制关断条件进行详细分析:

[0034] 本发明实施例中,输出功率电感L1的最大电流值可表示为:

$$[0035] \quad I_{L_{\max}} = I_{o_OFF} + \Delta I_L / 2 \quad (1)$$

[0036] 输出功率电感L1的最小电流值可表示为:

$$[0037] \quad I_{L_{\min}} = I_{o_ON} - \Delta I_L / 2 \quad (2)$$

[0038] 其中, $I_{L_{\max}}$ 为输出功率电感L1的最大电流值, $I_{L_{\min}}$ 为输出功率电感L1的最小电流

值, I_{o_OFF} 为保证同步开关管Q2强行关断的输出负载电流, I_{o_ON} 为保证同步开关管Q2正常工作的输出负载电流, ΔI_L 为电感电流中的交变分量, 如图8示出了CCM模式下输出功率电感L1的电流波形图, 该波形图中的实线部分波形表示输出功率电感L1的最大电流值小于饱和和电感L2的饱和电流值的情形, 该波形图中的虚线部分波形表示输出功率电感L1的最小电流值大于饱和和电感L2的饱和电流值的情形, 且有:

$$[0039] \quad \Delta I_L = \frac{V_o(V_g - V_o)}{f_{sw} V_g L} \quad (3)$$

$$[0040] \quad I_{o_ON} = I_{sat} + \frac{V_o(V_g - V_o)}{2f_{sw} V_g L_{choke}} \quad (4)$$

$$[0041] \quad I_{o_OFF} = \begin{cases} I_{sat} - \frac{V_o(V_g - V_o)}{2f_{sw} V_g (L_{choke} + L_{sat})} & I_{sat} \geq \frac{V_o(V_g - V_o)}{f_{sw} V_g (L_{choke} + L_{sat})} \\ \frac{f_{sw} I_{sat}^2 V_g (L_{choke} + L_{sat})}{2V_o(V_g - V_o)} & I_{sat} < \frac{V_o(V_g - V_o)}{f_{sw} V_g (L_{choke} + L_{sat})} \end{cases} \quad (5)$$

[0042] 其中, V_o 为Buck变换器的输出电压, V_g 为电源 V_g 的电压, f_{sw} 为开关频率, I_{sat} 为饱和和电感L2的饱和电流值, L_{choke} 为输出功率电感L1的电感值, L_{sat} 为饱和和电感L2的电感值, L 满足 $L = L_{choke} + L_{sat}$ 。

[0043] 另外, 由于本发明实施例中, 通断控制电路11是利用同步开关管Q2导通时, 饱和和电感L2两端的交变电压 V_{B_A} 来触发动作的, 通过如下两式可确定在主开关管Q1导通时饱和和电感L2两端的电压 V_{A_B} 、以及在同步开关管Q2导通时饱和和电感L2两端的电压 V_{B_A} :

$$[0044] \quad V_{A_B} = L_{sat} \frac{V_g - V_o}{L} \quad (6)$$

$$[0045] \quad V_{B_A} = L_{sat} \frac{V_o}{L} \quad (7)$$

[0046] 以下将对饱和和电感L2的磁芯选择和线性化分析方法进行详细说明:

[0047] 由于饱和和电感L2的实际磁芯材料的B-H关系高度非线性, 并具有迟滞和饱和特性, 为简化分析, 有必要对其进行线性化处理, 以求取饱和和电流值 I_{sat} 和饱和和电感L2的电感值 L_{sat} 。以型号为TDK HS72UU10.5的铁氧体磁芯为例, 首先利用PSIM仿真工具生成其B-H曲线, 之后对该B-H进行线性化处理, 得到磁通密度 B_m 的分段函数, 表示为:

$$[0048] \quad B_m = \begin{cases} B_{sat} & \text{当 } H \geq B_{sat} / \mu \text{ 或 } IL \geq I_{sat} \\ \mu H & \text{当 } |H| < B_{sat} / \mu \text{ 或 } |IL| < I_{sat} \\ -B_{sat} & \text{当 } H \leq -B_{sat} / \mu \text{ 或 } IL \leq -I_{sat} \end{cases} \quad (8)$$

[0049] 其中, H 为磁场强度, B_{sat} 为饱和磁密, μ 为磁导率。之后由安培环路定律推导出磁芯开始饱和时的饱和和电流值 I_{sat} , 表示为:

$$[0050] \quad I_{sat} = \frac{B_{sat} l_m}{\mu N} \quad (9)$$

[0051] 其中, l_m 为磁路长度, N 为线圈匝数。一般地, 为便于饱和和电感L2的生产制作和减小其传导损耗, 建议取值 $N=1$ 。另外, 饱和和电感L2的电感值 L_{sat} 可由下式得出:

[0052] $L_{sat}=AL*N^2$ (10)

[0053] 本发明实施例还提供了一种Buck变换器,包括:主开关管Q1、同步开关管Q2、输出功率电感L1、滤波电容C1、控制电路、以及如上所述的Buck变换器的反流控制电路,不赘述。

[0054] 综上所述,本发明实施例提供的Buck变换器及其反流控制电路是在输出功率电感L1与负载的正极之间连接一饱和电感L2,利用输出功率电感L1的最大电流值小于饱和电感L2的饱和电流值时、在饱和电感L2两端出现的交变电压,驱动通断控制电路11动作,以强制关断同步开关管Q2,从而避免了反流现象的发生,可有效解决预偏置情况下软启动反流问题,提高电路运行稳定性和器件使用寿命,并可有效解决空载及轻载条件下的能量双向流动问题,从而提高了转换效率。

[0055] 以上所述仅为本发明的较佳实施例而已,并不用以限制本发明,凡在本发明的精神和原则之内所作的任何修改、等同替换和改进等,均应包含在本发明的保护范围之内。

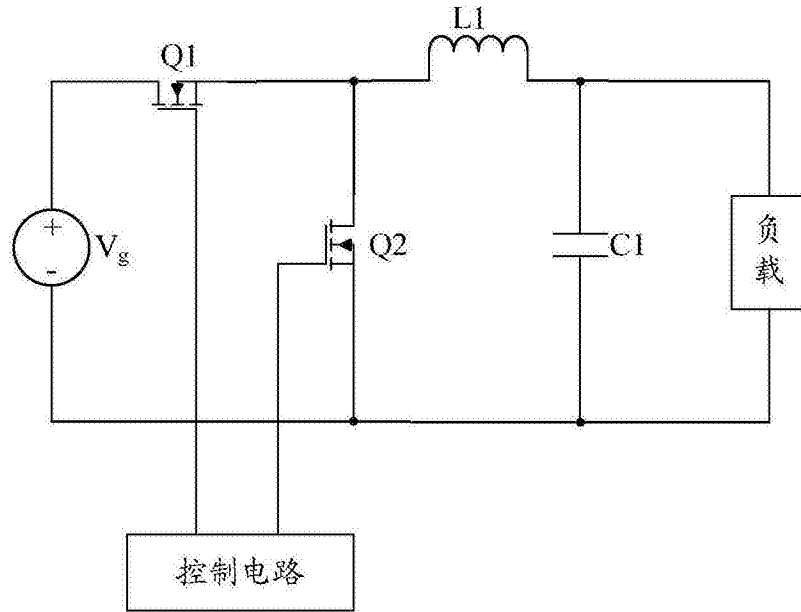


图1

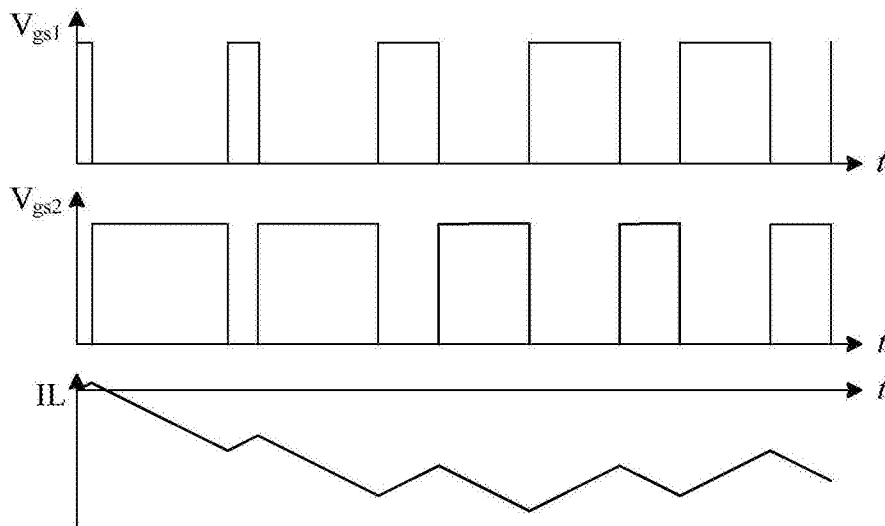


图2

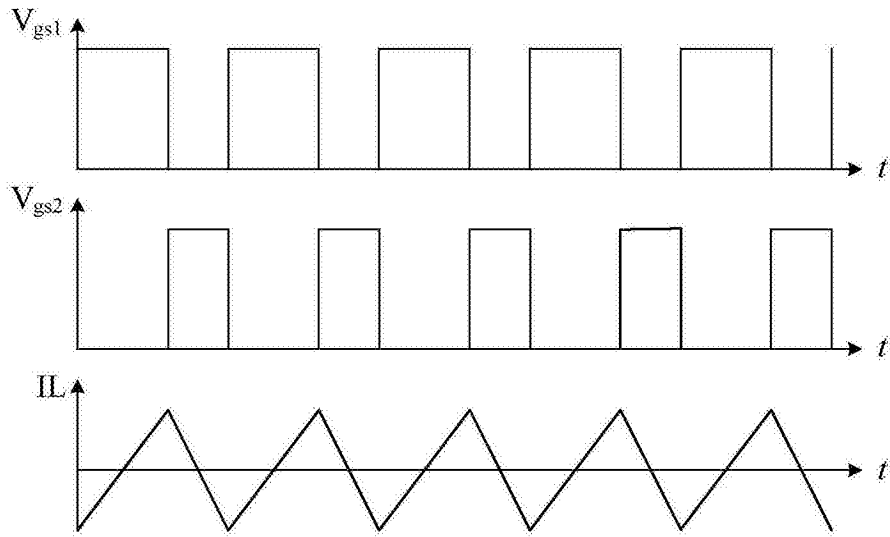


图3

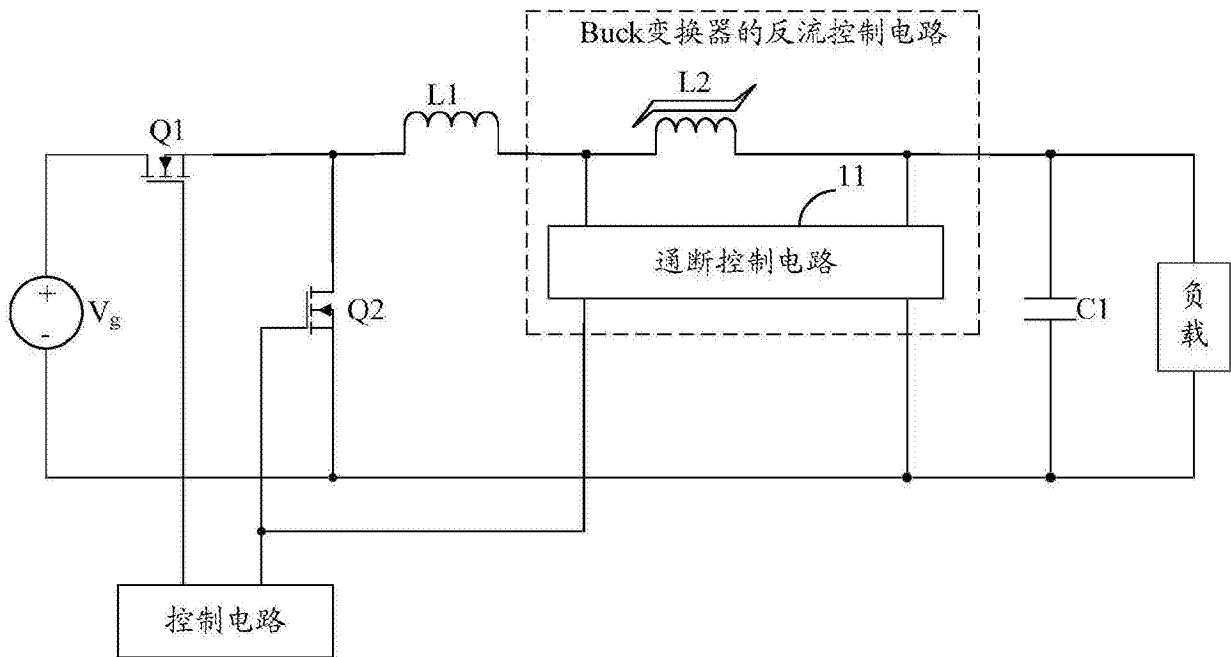


图4

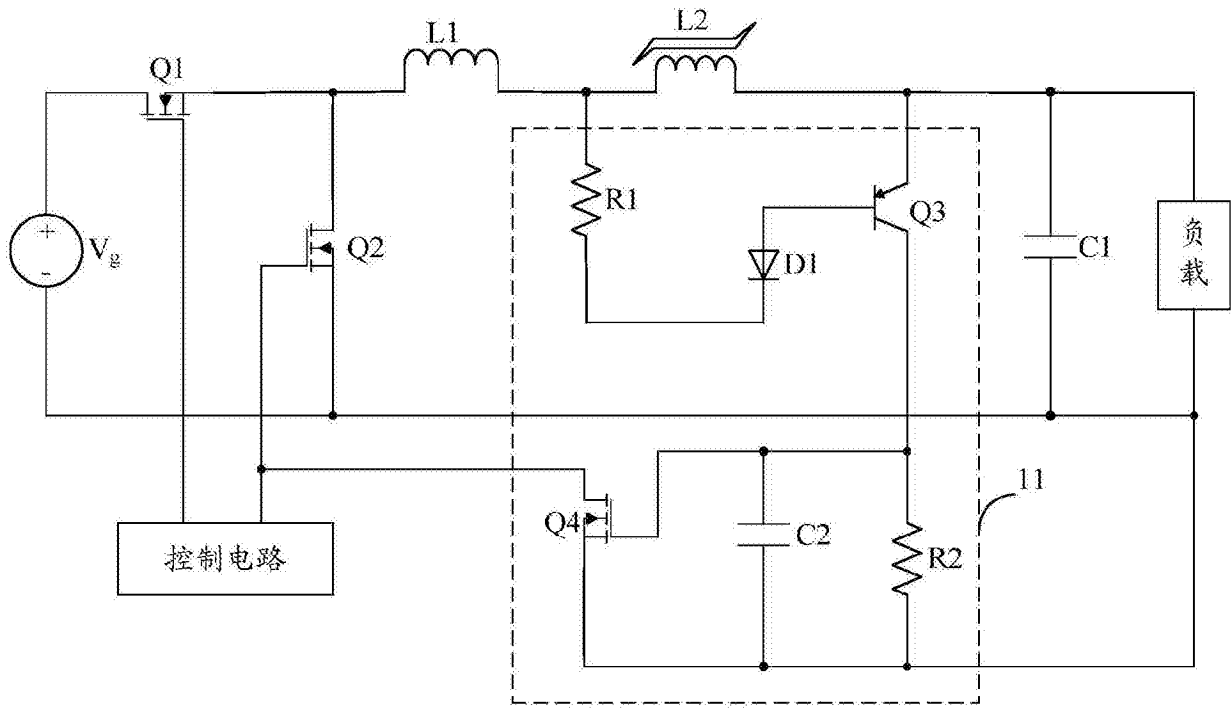


图5

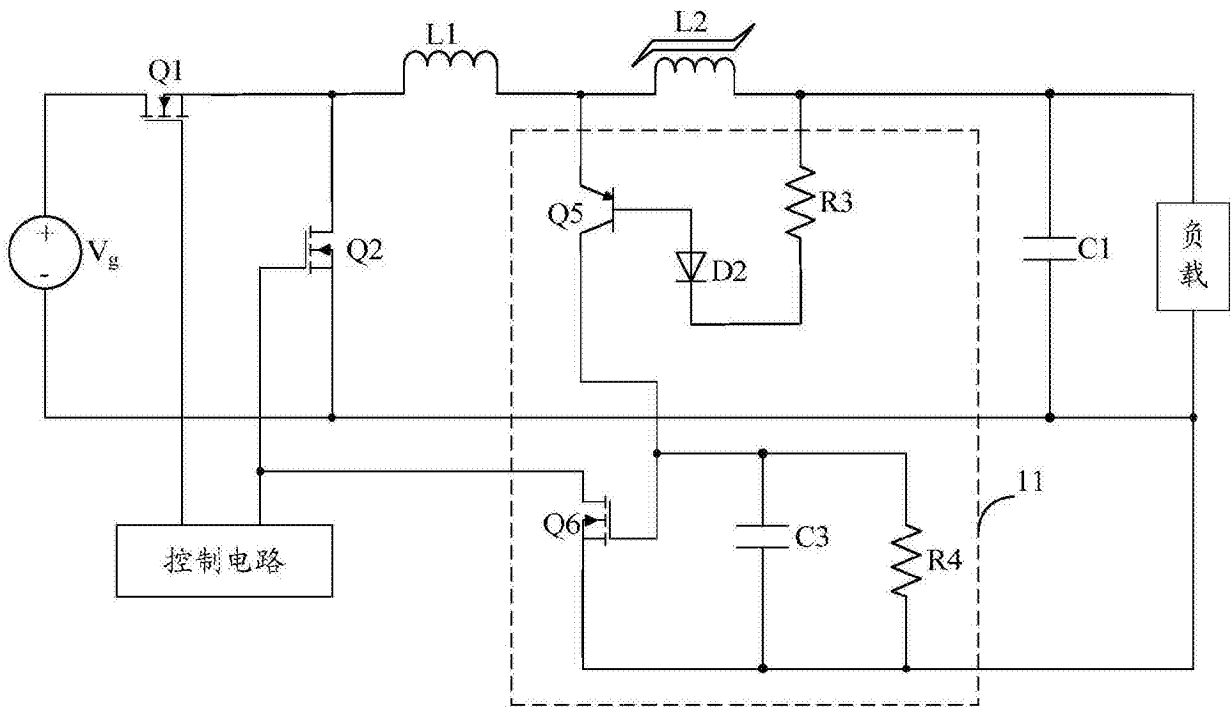


图6

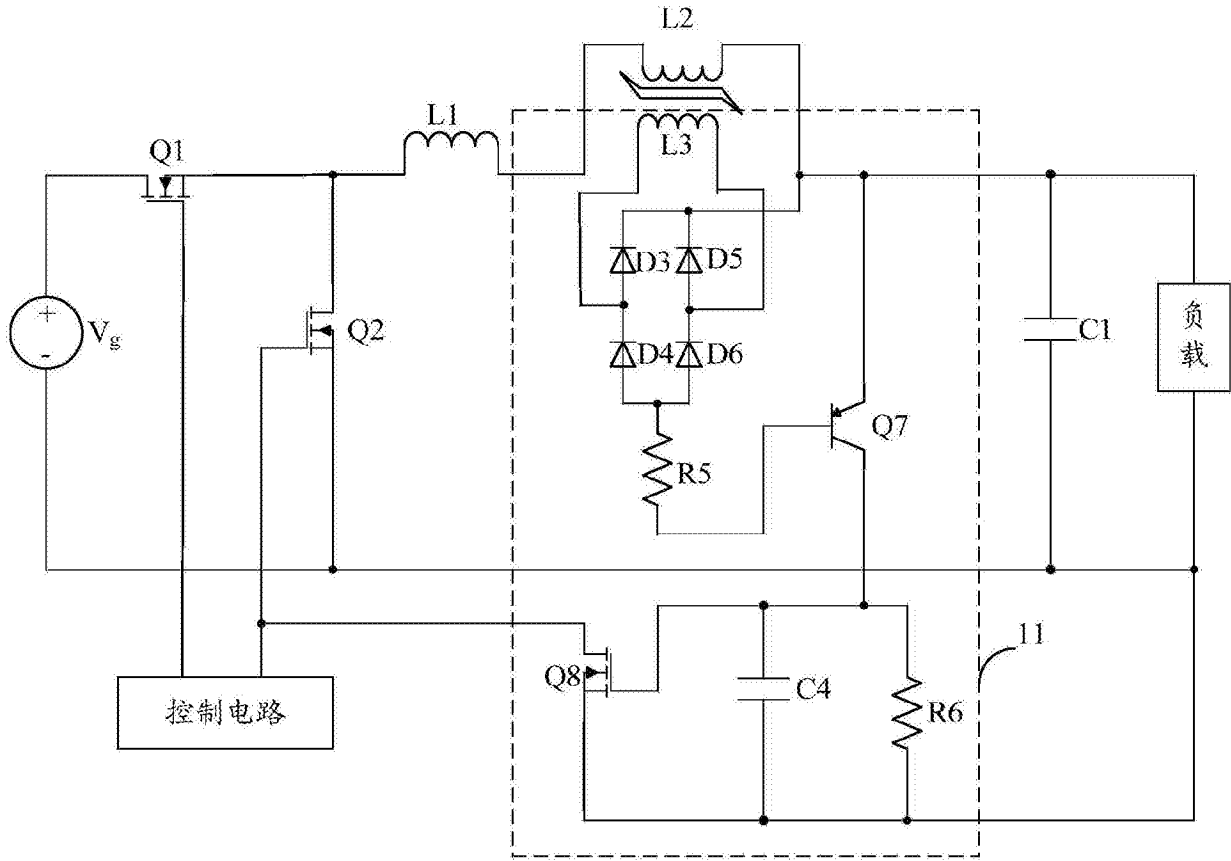


图7

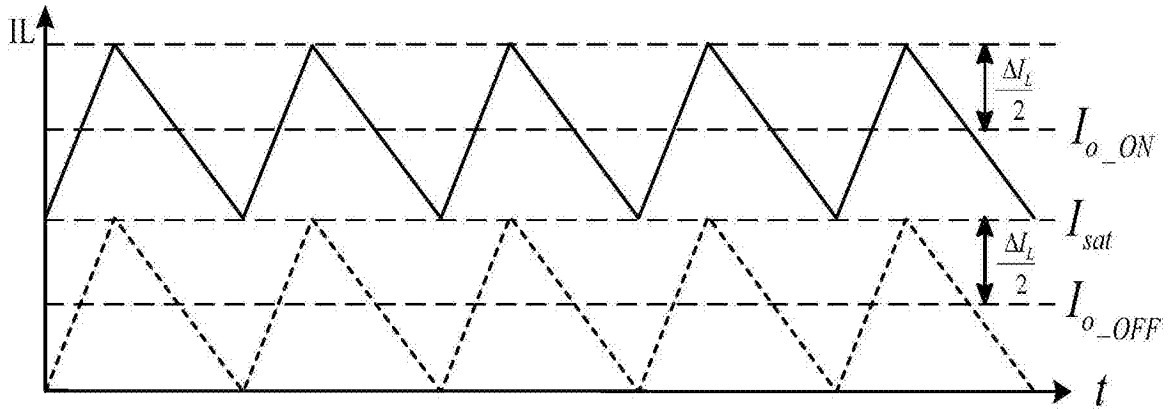


图8