

低压大电流开关电源的设计

王会立 北京承力通讯设备厂(北京 101300)

摘要:本文简要介绍了有源箝位同步整流正激变换器的原理及主要参数的设计方法,给出了具体的设计公式和样机结果。经理论分析及样机验证,证明了有源箝位同步整流正激变换器是适合低压大电流开关电源的高效拓扑。

叙 词:有源箝位 正激变换器 同步整流

1 引言

为了以更低的功耗获得更高的速度和更佳的性能,要求电源电压越来越低,瞬态性能指标越来越高,因此对开关电源提出了越来越高的要求。用原有的电路拓扑及整流方式已不能满足现在的要求,为了适应 IC 芯片发展的需要,人们开始研究新的电路拓扑。因为输出电压很低,所以,同步整流自然成为这种低压大电流电源的必然选择,考虑到产品的复杂程度及产品可靠性,同步整流一般选择自驱动同步整流,能与自驱动同步整流电路较好结合的拓扑大致有三种:有源箝位正激变换器;互补控制半桥变换器;两级结构变换器。与两级结构变换器相比,有源箝位变换器和互补控制半桥变换器所用器件少,更具有吸引力。这两种变换器拓扑容易实现软开关,工作频率可以更高;变压器的磁芯可以双向磁化,磁芯的利用率高。针对一次整流电源输出的 $-48\text{V}(36\sim 72\text{V})$ 电压,输入电压在较大 $(36\sim 72\text{V})$ 的范围内变化时,互补控制的半桥电路副边所得到的驱动电压变化范围太大,已不能适用来驱动 MOSFET 管。因此,有源箝位自驱动同步整流正激变换器是低压大电流开关电源必然选择的电路拓扑。

2 有源箝位同步整流正激变换器的拓扑分析

有源箝位同步整流正激变换器的电路拓扑如图 1 所示,DC-DC 有源箝位 ZVS-PWM 正激变换器在稳态运行时,一个开关周期内的主要参量波形如图 2。一个开关周期内大致可分为四个运行模式,即:1) $t_0 < t < t_1$,主开关 ZVS 开通,能量传送到负载 2) $t_1 < t < t_2$,箝位开关电压谐振到零;3) $t_2 < t < t_3$,箝位开关 ZVS 开通,箝位电路运行,4) $t_3 < t < t_4$,主开关电压谐振过渡到零。以下分析这四种运行模式,其中 i_{L1} 为变压器输入电流,它流经漏电感 L_1 ; i_p 为流入变压器原边绕组的电流。

1 模式 1 ($t_0 < t < t_1$) 主开关管 ZVS 开通,能量传送到负载

在主开关 S_1 开通前,箝位电容上的电压为 $V_{cl} = DV_m/(1-D)$ (极性为下正上负)。这一阶段,箝位开关 S_2 关断,箝位电容电流 $i_{cl} = 0$ 。 S_1 导通后, S_1 开关管的漏极电位 $V_D = 0$, 变压器磁芯正向激磁,激磁电流 i_m 由第三象限的 $-I_m$ 向第一象限 $+I_m$ 过渡, $i_{L1} = i_m + I_0/N$, N 为变压器原副边绕组匝数比 N_1/N_2 。变

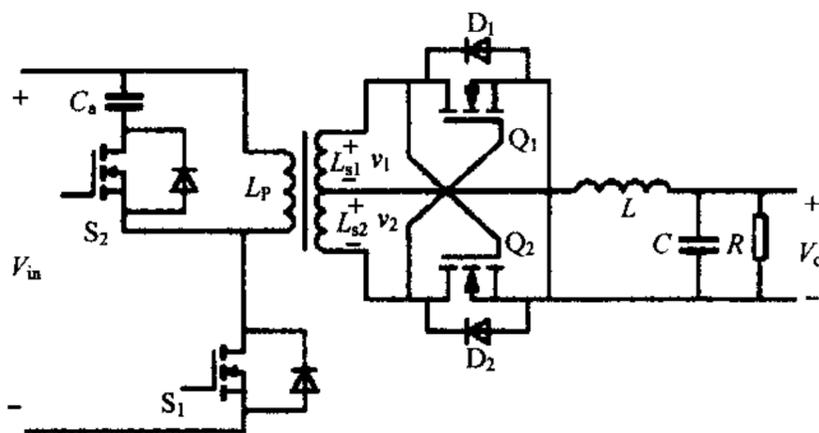


图 1 有源箝位同步整流正激式电路图

压器原边绕组电压 $V_p = V_s$, 能量由输入电源 V_m 经过变压器传送到负载。

2 模式 2 ($t_1 < t < t_2$) 箝位开关电压谐振到零

S_1 断开, S_2 仍关断。磁场能量对 S_1 输出电容 C_s 充电, i_p 由 I_0/N 降到零, $i_{L1} = i_m + i_p$, $i_m \approx I_m$; $i_{cl} < 0$ 。 V_D 由 0 上升到 $V_m + V_{cl}$, C_s 电压达到 $V_m + V_{cl}$, S_1 上的电压被箝位在这一水平; 变压器原边绕组电压 V_p 从 V_m 变化到 $V_m - V_D = -V_{cl}$ 。 $V_{cl} = DV_m/(1-D)$ 保持不变。

3 模式 3 ($t_2 < t < t_3$) 箝位开关 ZVS 开通, 箝位电路运行

主开关 S_1 关断, S_2 开通前, 由于 V_D 为正, 箝位开关 S_2 随之可以 ZVS 开通, 箝位电路运行。箝位电容电压 $V_{cl} = DV_m/(1-D)$, 由于变压器磁场能量对箝位电容储能的交换过程, 使该电压有变化, $V_{cl} = V_{cl} + \Delta V$, ΔV 表示充放电过程中箝位电容电压纹波, 主开关电压箝定在 $V_{cl} + V_m$ 水平。箝位电容电流 $-i_{cl} = i_m = i_{L1}$; $i_p = 0$, i_m 由第一象限的 $+I_m$ 向第三象限 $-I_m$ 过渡, 也即磁通复位过程。

4 模式 4 ($t_3 < t < t_4$) 主开关电压谐振过渡到零。

S_1, S_2 关断, 磁场能量使 S_1 结电容放电, V_D 由 $V_m + V_{cl}$ 下降到零, 创造了 S_1 的 ZVS 条件。箝位电路断开, $i_{cl} \rightarrow 0$ 。 $i_{L1} = i_m = -I_m$, $i_p = 0$ 。 变压器原边绕组电压 V_p 则从 $-V_{cl}$ 变化到 V_m 。 $V_{cl} = DV_m/(1-D)$ 保持不变。

S_1 导通时间为 DT_s , 变压器原边绕组承受电压为 V_m ; S_1 关断时间为 $(1-D)T_s$, 变压器原边绕组承受电压为 $-V_{cl}$ 。由伏秒平衡关系可得: $DT_s V_m = (1-D)V_{cl}$, 即 $V_{cl} = DV_m/(1-D)$ 。

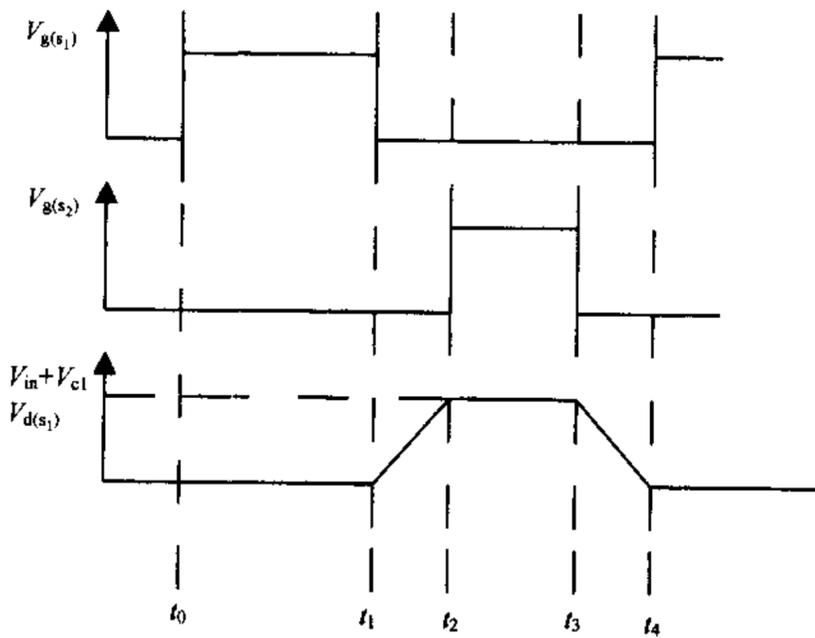


图2 有源箝位同步整流正激变换器的主要参量波形

有源箝位正激变换器变压器磁芯工作在双向对称磁化状态,提高了磁芯的利用率,箝位电容的稳态电压随开关占空比而自动调节,因而占空比可大于0.5; V_o 一定时,主开关管、辅助开关应力随 V_{in} 的变化不大;所以,在占空比和开关应力允许的范围内,能够适应输入电压较大变化范围的情况。不足之处是增加了一个管子,使得电路变得复杂。

3 电路参数的设计与计算公式

主电路拓扑如图1所示,它的箝位电容电压为: $V_{cl} = DV_{in} / (1 - D)$,箝位电容的耐压要大于此值,容量只要足够大即可保证电路的正常工作,在制作中,选用的箝位电容容量为 $47\mu F$ 。控制芯片选用 UC3823N 实现 PWM 控制,控制芯片检测开关电流加上斜波信号(由 PWM 输出信号 14 脚产生)送至芯片的电流端(7脚);电压信号经取样电阻分压和误差放大器补偿产生一输出信号(3脚),此信号与 7 脚信号比较后产生输出占空比信号 PWM,再由脉冲变压器隔离和原边驱动器 UC1707 产生两列互补驱动且死区可调的脉冲驱动变换器的主管 S_1 和箝位管 S_2 。合适的参数设计,尤其是电压补偿器及斜波补偿的选择将使系统稳定可靠地工作。

经理论分析及实践,在设计有源箝位同步整流正激变换器时,需要计算各种参数,在实践中,总结了一套如何设计变换器的公式,以下给出这些公式,以便于参考。另外还要注意,用公式计算出来的值还要留出适当的裕度,以保证电源的可靠性。

(1) 变压器的初级匝数 N_1

$$N_1 = U \cdot D \cdot 10^4 / f \cdot \Delta B_m \cdot A_c$$

其中 U 为输入电压; D 为占空比; f 为开关频率; ΔB_m 为磁感应增量; A_c 为磁芯的有效面积。

(2) 变压器的次级匝数 N_2

$$N_2 = N_1 \cdot V_o / D$$

其中 V_o 为输出电压。

(3) 初级电感量 L_{prim} 的确定

初级电感量 L_{prim} 由下式决定

$$L_{prim} = \mu_o \cdot \mu_a \cdot N_1^2 \cdot A_c / l_e$$

式中, μ_o 为真空磁导率; μ_a 是振幅磁导率; N_1 是初级绕组匝数; A_c 是磁芯的有效截面积; l_e 是有效磁路长度。

(4) 输出电压

$$V_o = D \cdot V_{in} \cdot N_1 / N_2$$

(5) 输出电感 L 和电容 C 的计算

$$L = 2.5R/f$$

$$\text{取 } I_{L(\text{peak})} = 1.1I_o$$

$$C = \Delta I_L / 8f \Delta V_o$$

$$ESR_{(\text{max})} = \Delta V_o / \Delta I_L$$

其中 $\Delta I_L = 0.2I_o$ 。

(6) 导线的参数

导线的截面积 S_m 与线径 d

$$S_m = I_i / J$$

$$d_i = 1.13S_m^{1/2}$$

其中 I_i 为各绕组电流有效值(A); J 为电流密度,它是根据铜损计算出来的,根据工程实践经验,导线的电流密度在自然风冷时选择 $2 \sim 4(A/mm^2)$,而在强制风冷时选择 $3 \sim 5(A/mm^2)$,其值是适宜的。

计算所需导线直径时,应考虑趋肤效应的影响。当导线直径大于2倍趋肤深度时,应尽可能采用多股导线并绕。当用 n 股导线并绕时,每股导线的直径 d_m 按下列公式计算:

$$d_m = d_i / n^{1/2}$$

铜线的趋肤深度 Δ 有以下经验公式:

$$\Delta = 66.1 / f^{1/2}$$

用上述公式计算 Δ 后,与 d_i 相比较,在 d_i 大于 2Δ 时,应采用多股导线并绕, n 的大小以 d_m 不大于 2Δ 为好。

4 同步整流技术存在的问题及解决方案

同步整流技术的基础是应用 MOSFET 替代二极管整流器,但 MOSFET 如用为开关具有双向导通的特性。这一特性使得含有同步整流技术的变换器,在使用中产生如下述问题。

4.1 应用同步整流的变换器并联运行的问题

同步整流技术一般应用在低压大电流情况下,因而往往将多个具有同步整流技术的变换器并联使用,当并联的两个变换器输出电压不同,且差值达到一定值时,输出电压低的变换器的输出电流将反向,输出电压高的变换器就既给负载提供电流又为输出电压低的变换器提供电流,从而加大输出电压高的变换

器负荷,结果没有达到并联增大负载电流的目的。另外还有自振荡问题,这将导致 MOSFET 的电压应力增加,给变换器输出带来谐波干扰。对这个问题,我们给电源设计了电压调整端,输出电压在一定范围内连续可调,如用户需要并联运行,只需将电压精准地调整一致即可。

4.2 效率问题

在轻载条件下,使用二极管整流器的变换器会进入电流不连续工作模式(DCM),但对于使用了同步整流技术的变换器,由于 MOSFET 的双向导通性,使得负载电流继续反向流过输出电感,并形成环路电流,造成了多余的损耗,限制了变换器在轻载条件下实现高效率。另外,当输入电压变化时,效率也会发生较大的变化。这些都是变换器工作在不同的模式,造成了能流回馈。这些问题在文献 7 中有详细的论述及解决方案。

5 实验结果

应用以上分析的电路拓扑及电路参数设计了一台二次电源模块,样机的参数如下:输入电压 48V(36~72V),输出电压/电流为 2.1/40A,开关频率为 250kHz,变压器磁芯选用 EC28 铁氧体,主开关管 S_1 及箝位管 S_2 选用 IRF640,同步整流管选用 IRL3803S,其通态电阻 R_{ds} 仅为 6m Ω 。在输入电压为 48V 时,满载效率为 85%。经小批量生产及电路参数的微调,产品的各方面性能均达到要求,现已开始批量生产。

6 结论

本文介绍了有源箝位自驱动同步整流正激变换器的工作原理,各电路参数及计算公式,采用这种电路拓扑,能很好的实现低压大电流开关变换器。这种方案实现了高效率、高可靠性,又实现了低压大电流的输出,满足了 IT 行业发展的需要,所以这种方案具有极大的市场应用价值。

参考文献

[1] Ionel Dan Jitaru, George Cocina. High Efficiency DC-DC Converter,

(上接第 111 页)

号实现同步运行。它具有外信号控制关闭功能,在其控制端加一个 TTL 电平,就可以使 IC 处于低功耗状态,耗电只有 60 μ A。另外,它还可以多个并联工作,从而获得更大的输出功率。采用 LM2588 能够制做出性能更好,体积更小的电源模块。

作者简介

刘喜甫,男,高工,毕业于长春邮电学院自动化专业。在高频开关电源、集成电路应用及音响电路设计上较有造诣,发表论

APEC'94

[2] Wojcieh A. Tabisz, Fred C. Lee and Dan Y. Chen, A MOSFET Resonant Synchronous Rectifier for High-frequency DC/DC Converter, PESC, 1990.

[3] Liaan Y C, Orugant R, Oh T B. Design considerations of power MOSFET for high frequency synchronous rectification. IEEE Trans on Power Electronics, 1995, 10(3).

[4] Teruhiko KOHAMA, Tamotsu NINOMIYA, Masahito SHOYAMA. Abnormal Phenomena Caused by Synchronous Rectifiers in Parallel-module DC-DC Converter System. IEEE APEC'1998 Record: 1225-1229.

[5] H. tanaka, T. Ninomiya, YoOkabe, T. Zaitzu. Low Noise Characteristics of a ZVS-PWM Controlled Serie Resonant Converter with Active Clamp and Synchronous Rectification. IEEE APEC'99 Record, Vol. 1: 146-152, May 1999.

[6] 张占松,蔡宣三,开关电源的原理与设计. 电子工业出版社, 1999.

[7] 瞿成明,王慧贞,有源箝位 ZVS-PWM 控制串联谐振变换器中提高同步整流效率的研究. 电源技术应用, 2002, 10: 28-32.

[8] 张兴柱,卫星用多输出精密直流开关稳压电源系统. 电源世界, 2002, 2: 22-25.

[9] 刘军,严仰光等,采用同步整流的有源箝位正激变式 DC/DC 变换器的研究. 第十四届全国电源技术年会论文集. 北京, 2001, 9.

[10] 王浩等,低电压大电流同步整流技术的现状及发展,电源技术应用, 2002, 9: 56-59.

[11] 赵良炳,现代电力电子技术基础,清华大学出版社, 1995.

作者简介

王会立,男,从事电力电子及开关电源产品的开发、测试工作。发表学术论文数篇。

文数十篇。

仲志刚,男,工程师,毕业于长春职工大学工业自动化专业,现为长春三元通信有限公司主任工程师,曾独立承担或参与多项通信用高频开关电源系统的开发研制。

穆维新,男,高工,毕业于长春邮电学院自动化专业,并获工商管理硕士学位。现任郑州欧丽电子(集团)股份有限公司副总经理;在程控交换机和电子电路设计领域取得一定成就。

刘铁军,男,高工,航天部中国空间技术研究院硕士研究生。现任吉林大学管理学院实验中心副主任。