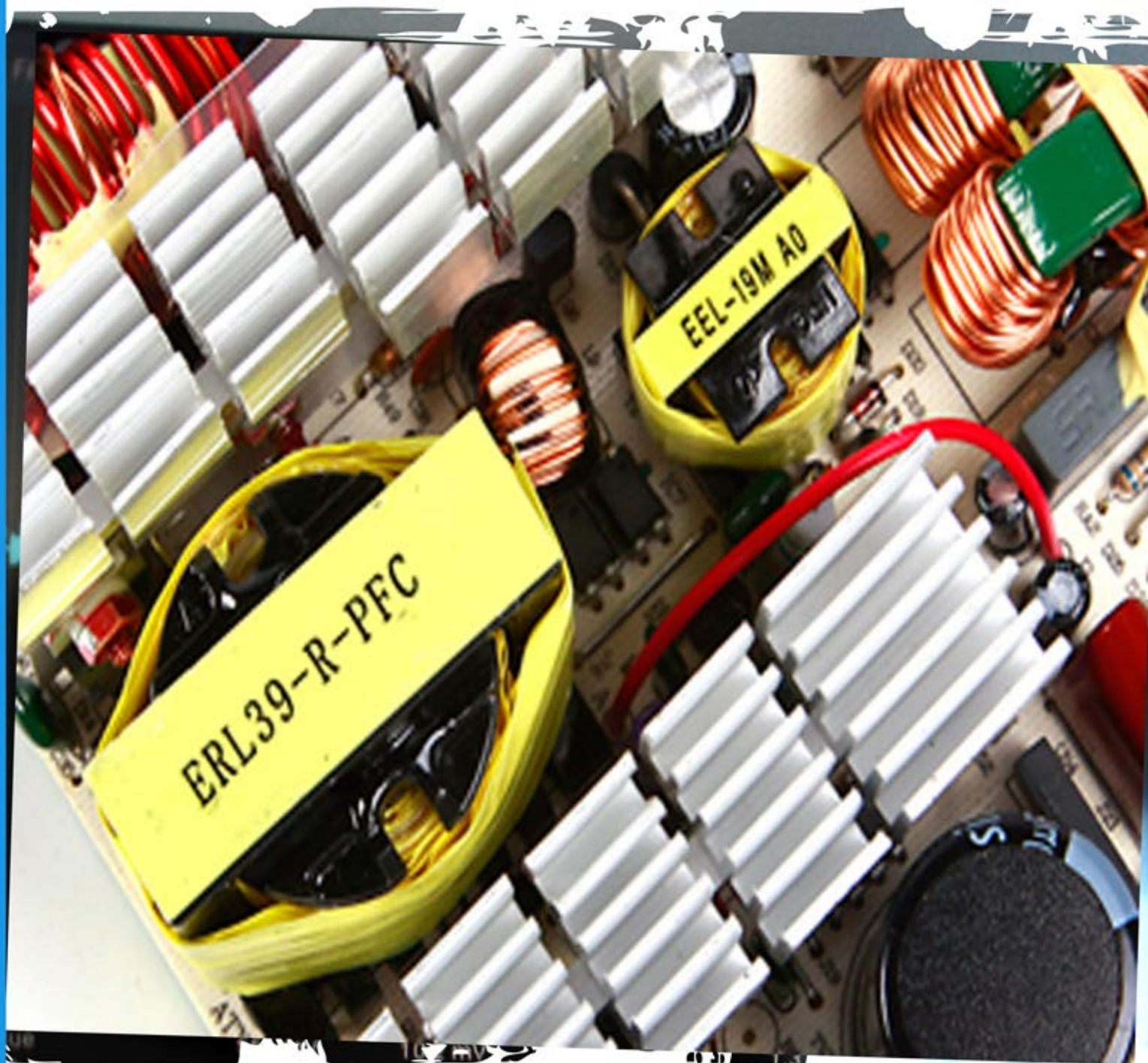


正 激

工程师用实践和经验编写的技术手册



致亲爱的电粉：

对不起，我来晚了，我们的《技术攻略》现在才与大家见面。

电子信息网《技术攻略》是电子行业内第一本用工程师的实践和经验总结出来的技术手册，它不同于市场上传统的教材和书籍。该《技术攻略》不仅包含了技术基础原理，还涵盖了独特的技术解决方案，常用IC，学习和工作中遇到的问题，以及论坛大咖们、顶尖技术公司高工对热点技术的讨论和总结，所有内容均取自论坛内电子工程师分享的精华。

电子信息网(电源网)走过近十年风雨，此次集结业界TOP人物，聚合技术精髓和精华内容奉上，旨在感谢电粉们多年来不离不弃的支持和喜爱。我们会把论坛中热议的技术话题陆续地整理出来分享给电粉们，大家在阅读此手册的同时还可以：

- 1、如果觉得不错，请分享给你的同学和同事
- 2、想下载更多的技术攻略，请前往：www.elecfans.com/gonglve
- 3、《技术攻略》打印出来的效果会更好

正 激

目 录

工程师用实践和经验编写的技术手册

新手认知：正激结构 · · · · ·	P1
正激变换器主流产品 · · · · ·	P1
正激变换器技术分享 · · · · ·	P3
正激变换器常见问题 · · · · ·	P13
电源网友的论坛热议 · · · · ·	P17

新手认知：正激

★新手认知正激

正激是一种开关电源技术，正激式开关电源是指使用正激高频变压器隔离耦合能量的开关电源，与之对应的是反激式开关电源。

正激具体所指当开关管接通时，输出变压器充当介质直接耦合磁场能量，电能转化为磁能，磁能又转化为电能，输入输出同时进行。正激式开关电源中结构稍复杂，但输出功率比反激式开关电源大了许多，所以得到广泛应用。

优点：功率比反激式开关电源大，输出变压器利用率高，适用于100W-300W的开关电源。

缺点：需要增加反电动势绕组或拓补驱动，次级多加1个整流电感且成本高。

工作原理：(正激式变换器的典型电路如下图所示。)

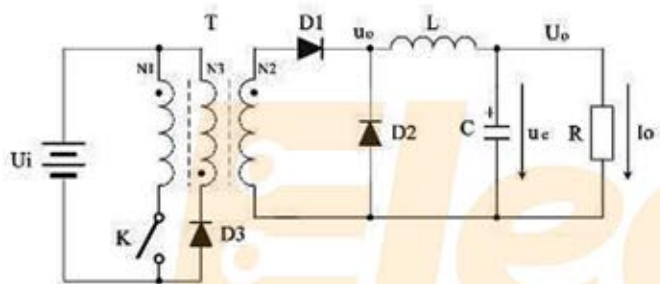


图1 正激式变换器的典型电路

当开关 K 闭合时，变压器的初级线圈 N_1 被直流电压激励，线圈 N_1 电压为上正下负；次级线圈 N_2 感应的电压也为上正下负，二极管 D_1 导通，通过电感 L 给负载 R 供电和给电容 C 充电。

当开关 K 断开时，变压器的初级线圈 N_1 产生很大的反电动势电压，为了防止变压器初级线圈产生的反电动势把开关管击穿，正激式开关电源的变压器增加一个反电动势吸收绕组；同时，次级二极管也截止，由于次级电感 L 电流不能突变，通过二极管 D_2 继续给负载供电；同时电容 C 也为负载供电。

正激式变换器只有传输能量的功能，储存能量是通过次级的电感 L 和电容 C 来完成的。

主流产品

★ 双管正激变换器

双管正激变换器是为了降低正激变换器的开关电压应力而出现的，具有内在抗桥臂直通的优点，能使开关管上的电压自动钳位在输入电源电压。由于其可靠性高，电路设计简单，因而成为目前在工业中应用最普遍的变换器结构之一，特别是适合于输出电压较低的应用场合，比如通信系统中的一次电源和弧焊电源。

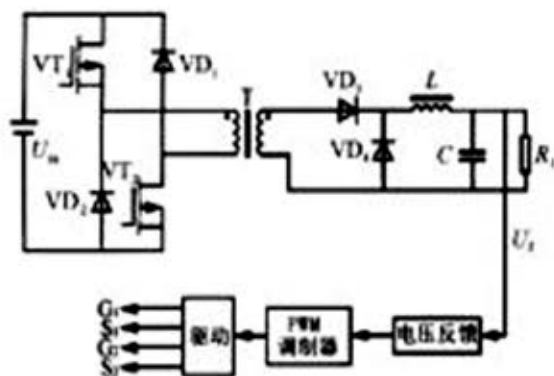


图1 双管正激变换器

由于正激变换器的输出功率不像反激变换器那样受变压器储能限制，因此输出功率较反激变换器大，但是正激变换器的开关电压应力高，为两倍输入电压，有时甚至超过两倍输入电压，过高的开关电压应力成为限制正激变换器容量继续增加的一个关键因素。为了降低开关的电压应力可以采用双管正激变换器，如下图所示，同单管正激变换器相比，双管正激变换器在变换器的原边增加了一个开关管，并增加了两个二极管，这两个二极管一方面起着钳位的作用，将开关电压钳位在输入电压，另一方面为变压器去磁提供通路。

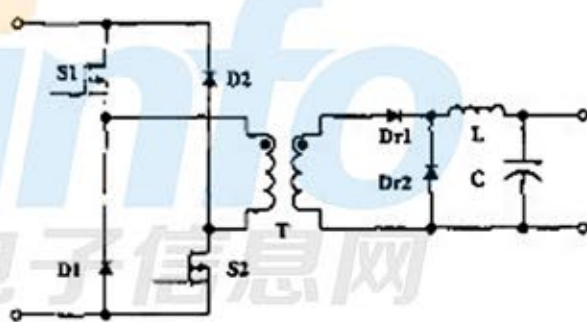


图2

下图为双管正激变换器主电路，其变压器二次侧电路和单管正激变换器一样，但一次绕组与 S_1 、 S_2 (两个开关晶体管) 串联，同时 S_1 、 S_2 在 PWM 脉冲作用下导通或关断，在每个晶体开关管和一次绕组之间，各并联一个续流二极管 VD_1 、 VD_2 ，使得 S_1 、 S_2 关断时，变压器储能有一个释放通路，经过 VD_1 、 VD_2 回馈到直流输入电源。因此双管正激变换器无需另加磁复位措施。 VD_1 、 VD_2 还起钳位作用，将 S_1 、 S_2 承受的电压钳位于输入电压 V_i 。

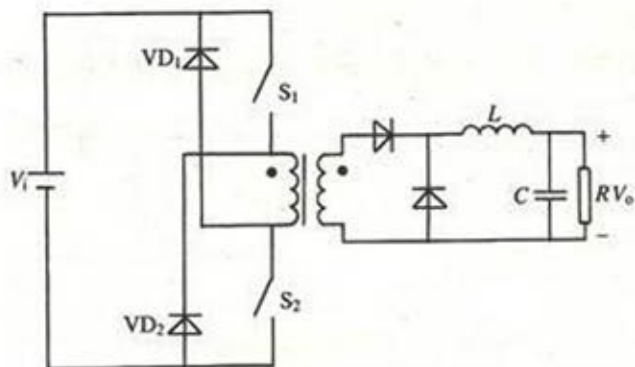


图3 双管正激变换器主电路

优点:

双管正激变换器不仅克服了正激变换器中开关电压应力高的缺点,而且不需要采用特殊的复位电路就可以保证变压器的可靠磁复位。更重要的是,与全桥变换器或半桥变换器相比,它的每一个桥臂都是由一个二极管与一个开关管串联组成,因此从结构上说它不存在桥臂直通的问题,可靠性高,这是双管正激变换器的一个最显著的特点,正是因为具有了这个特点,使它成为了目前在工业中应用最普遍的变换器结构之一。

应用:

双管正激变换器可应用于中等功率场合,较高电压输入(例如 $V_i=800V$ 或 $1000V$)、较大功率输出场合(例如 $10KW$)。每个开关管承受的最大电压为 V_i ,比如通信系统中的一次电源和一些弧焊电源。它和单管正激变换器相比,开关管承受电压应力降低一半。

★ 有源钳位正激变换器

在小功率体积、波纹、效率要求较高的电源中,有源钳位正激谐振拓扑由于其独特的特性,是小功率电源最有吸引力的拓扑。

对设计人员来说,有源钳位正激变换器有很多优点,现在正得到广泛应用。采用正激结构的电源变换器是高效率、大功率应用(50W至500W范围)的出色选择。虽然正激结构的普及有各种各样的原因,但设计者主要青睐的是它的简捷、性能和效率。

正激变换器来源于降压结构,两者之间的主要区别是:正激结构变压器的输入地和输出地之间是绝缘的;另外它还有降压或升压功能。正激结构中的变压器不会像在对称结构(如:推挽、半桥和全桥)中那样,在每个开关周期内进行自复位。正激功率变换器中使用了一些不同的复位机制,它们各有自己的优点和挑战。

和,当磁芯饱和时,电感量会急剧下降。变压器模型中另外一个部分是与初级绕组串联的“漏感”(LL)。漏感可以在次级绕组短路情况下在初级端子处测量。这一名称表示杂散的初级电感,它不会耦合到次级。

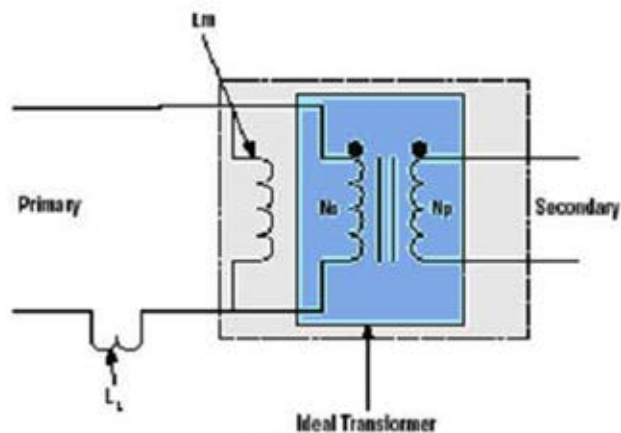


图2 变压器模型

有源钳位电路的工作

图3a到3c表示了有源钳位正激电源转换器的主要工作步骤。在时刻 t_0 时,主功率开关(Q1)导通,在变压器初级施加一个 V_{IN} 。变压器次级绕组电压为 $V_{IN} \times N_s/N_p$ 。此时的初级电流包括两个部分:来自输出电感的映射电流($I_L \times N_s/N_p$);以及在漏磁电感(L_m)中上升的电流。复位开关Q2关断,钳位电容(C_c)已被预先充电到电压 $V_{IN}/(1-D)$,这个在后面再作解释。这段时间为供能阶段,能量从初级传送到次级。供能阶段的大致时间为 $T_s \times V_{OUT}/V_{IN}$,其中 T_s 为开关周期。

在时刻 t_1 时,主功率开关(Q1)关断,复位开关(Q2)导通。励磁电流从Q1转移到流过钳位电容和Q2。由于钳位电容的电压高于 V_{IN} ,与供能阶段 t_0 相比,变压器初级上的电压反向。由于漏磁电感上的电势反向,伴随着励磁电感中储存的能量被传送给钳位电容,励磁电流也逐渐减小。在此期间,钳位电容上的电压有轻微的上升,并在励磁电流到零时达到它的峰值。

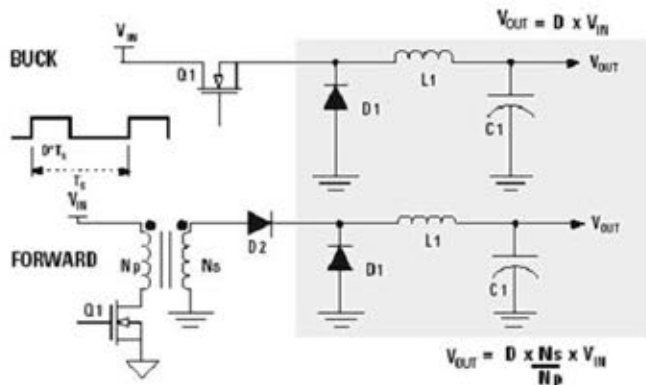


图1 降压与正激结构

图1显示了降压和正激变换器之间的相似之处。注意两种变换功能的唯一区别是在正激变换功能中,匝数比(N_s/N_p)这一名词所包含的内容。 N_s 和 N_p 分别为次级匝数和初级匝数,均绕在变压器磁芯上。图2显示了一个变压器模型,其中包括与初级绕组并联的“励磁电感”(Lm)。这个励磁电感可以在次级绕组开路状态下在初级端子处测量。励磁电感中的电流与磁芯中的磁通密度成正比。确定尺寸的某种磁芯只能支持到某个磁通密度,然后磁芯就会进入饱

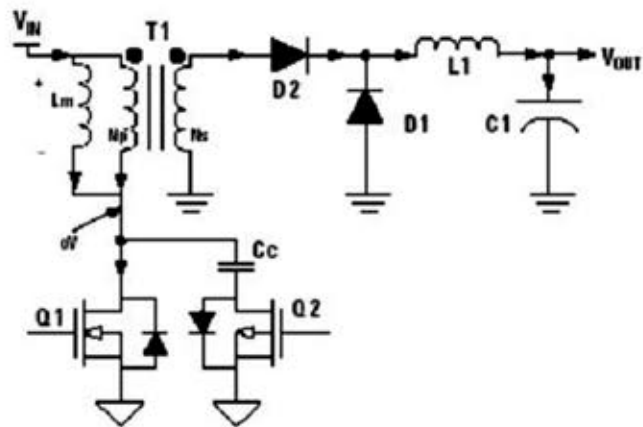


图3(a) 在 t_0 时的工作状态

技术分享

★一种双晶体管正激有源钳位软开关电源的设计

目前电源常见的几种可以实现高效率的电路拓扑中，单晶体管有源钳位技术有很多厂商在推广，但是目前使用情况还没有那么的普及，全桥零电压开关的技术也有人使用，也同样没有得到广泛普及。在大的电源使用上，最常用的就是双晶体管正激，目前很多厂商从300W~1200W的范围都有使用，同时可以满足80PLUS的要求，但是目前要做到85PLUS就很难，不进行一些技术便更不可能。基于目前的情况，本文介绍一种利用有源钳位技术在双晶体管正激上实现软开关的设计方法，并给出实际的设计案例以及实验结果。

双晶体管正激有源钳位软开关的工作原理：

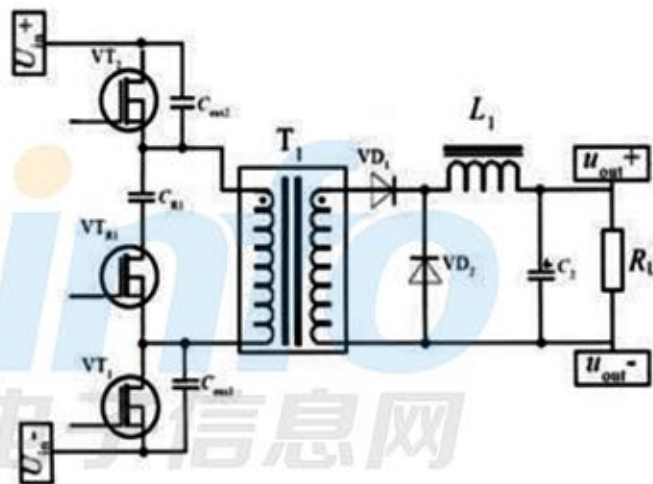


图1 双晶体管有源钳位软开关主电路

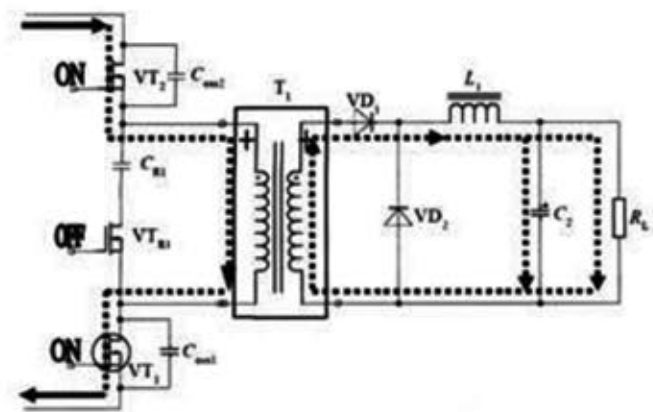


图2 功率传输阶段(t0~t1)的工作过程

双晶体管正激有源钳位软开关主电路如图1所示。

参阅图2至图7，详细讲述双晶体管正激有源钳位开关电源的工作过程如下：

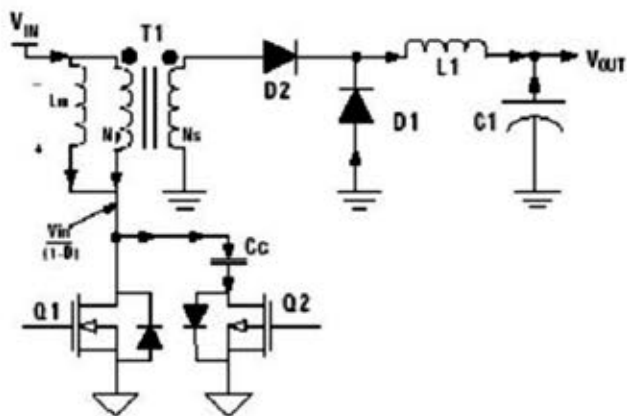


图3 (b) 在t1时的工作状态

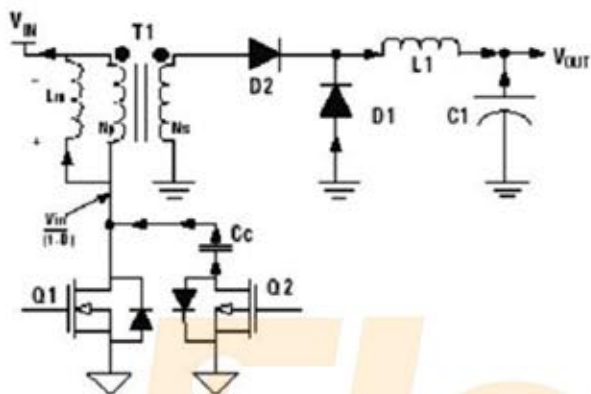


图3 (c) 在t2时的工作状态

在时刻t2时，励磁电感中的电流降到零，并开始沿相反方向建立电流。电流来源于钳位电容，通过复位开关(Q2)以及励磁电感(Lm)，再流回电源(VIN)。当钳位电容将前面从励磁电感中获得的能量重新释放出来时，电流持续沿相反方向建立起来。稳定状态需要钳位电容电压回到起始电位，而复位时间结束时的磁化电流幅度要达到与复位时间开始电流相同的水平(极性相反)。在t2结束的时候，由控制器振荡周期确定的开关周期结束。复位开关关断，从钳位电容流过的电流终止。

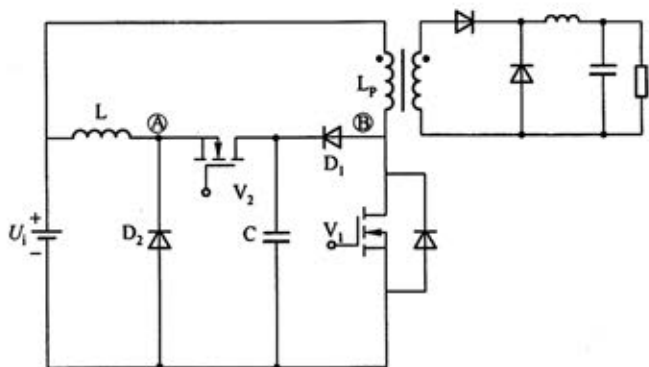


图4 有源钳位正激电路图

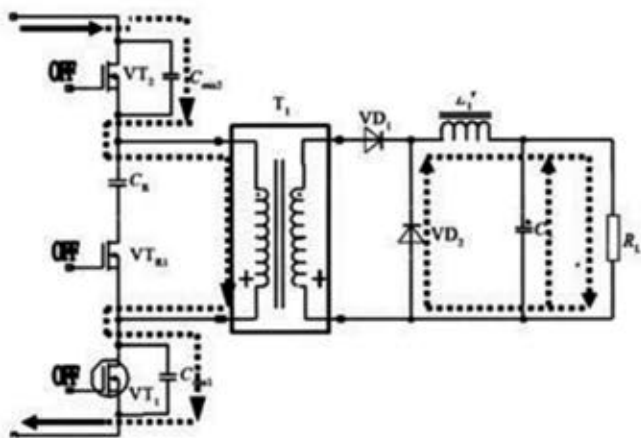


图3 谐振阶段 (t1-t2) 的工作过程

1、功率传输阶段(t0~t1), 如图2所示, 该阶段第一主开关管VT1和第二主开关管VT2同时导通, 而钳位开关管VTR1则处于关断状态。加在变压器上的输入电压使励磁电流线性上升, 初级向次级经变压器传输能量。次级VD1导通, VD2截止, L1上的电流线性上升, 整流滤波后供给负载RL。在此条件下VD1和VD2刚好ZVS下导通, 因其体二极管先前已经在导通状态(如图6所示)。

2、谐振阶段(t1~t2), 如图3所示, 在占空比的控制下, 第一主开关管VT1和第二主开关管VT2在t1时刻同时关断, 变压器磁芯极性反转。因输入电源和变压器的励磁电感的作用给VT1和VT2的寄生电容COSS1, COSS2充电, 由于电容电压不能突变, 第一主开关管VT1和第二主开关管VT2在ZVS状态下关断。同时变压器的励磁电流开始给钳位开关管VTR1的寄生电容COSS放电, 经VTR1体二极管给钳位电容CR1充电。次级VD1截止, 而VD2则导通, L1经过VD2续流继续给负载RL供电。

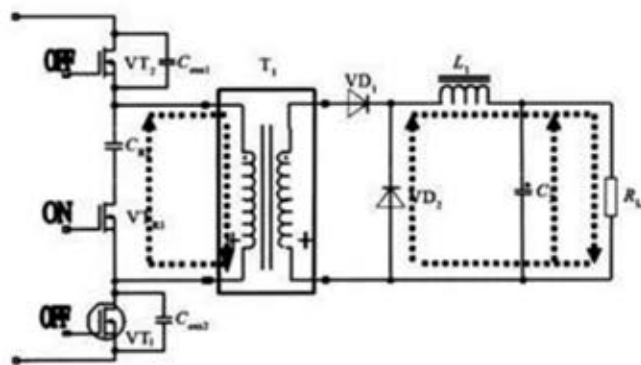


图4 有源钳位阶段 (t2-t3) 的工作过程

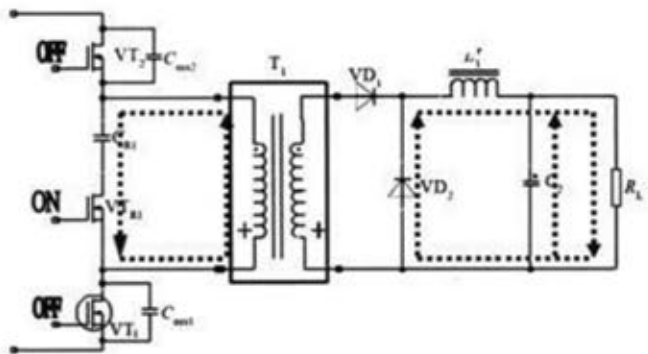


图5 有源钳位阶段 (t2-t3) 的工作过程(二)

3、有源钳位阶段(t2~t3), 如图4和图5所示, 在2时刻钳位开关管VTR在ZVS状态下开启, 由于VTR1的体二极管先前已经就开通, VTR1的UDS电压很低。钳位开关管VTR1在整个阶段处于开通状态, 变压器励磁电流经过钳位开关管VTR1继续给钳位电容CR1充电, 钳位电容CR1充满以后经变压器励磁电感放电。次级在整个阶段由L1续流经VD2给负载供电, VD1截止。

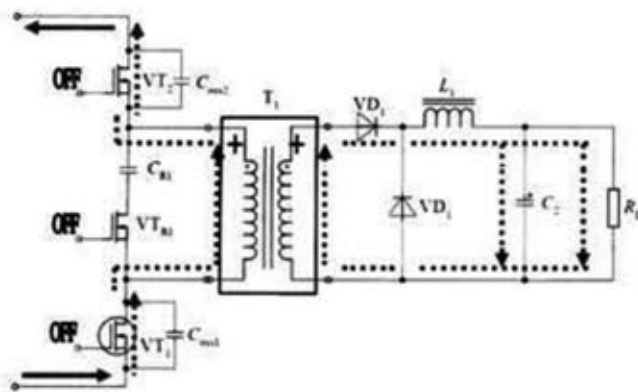


图6 谐振阶段 (t3-t4) 的工作过程

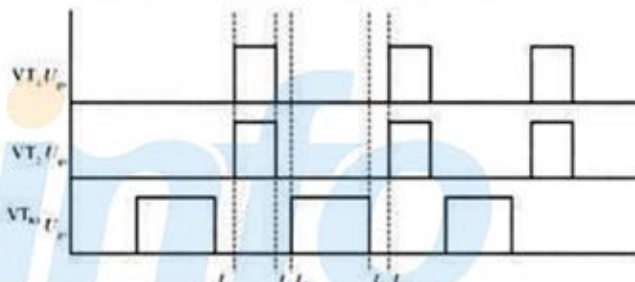


图7 电路工作时序图

本文介绍的双晶体管正激有源钳位开关电源同时拥有单晶正激有源钳位和双晶正激两者的优点, 适合于高压中大功率应用, 并且磁芯得到有效的复位, 磁芯利用率得到提高, 占空比可以超过0.5, 甚至可以达到0.7。如果输入电压为380V, 占空比在0.7时, 主开关管反压也才634V左右, 在高电压应用中有较大的好处, 做到了零电压开关, 效率比双晶正激有较大的提高, 同时也减少了EMI的干扰; 而次级波形无死区时间, 适合采用自驱动同步整流, 对低电压大功率输出有很大的好处, 频率也可相应提高, 可节省磁芯材料, 减小体积, 初次级开关管的电压应力也相应减小。

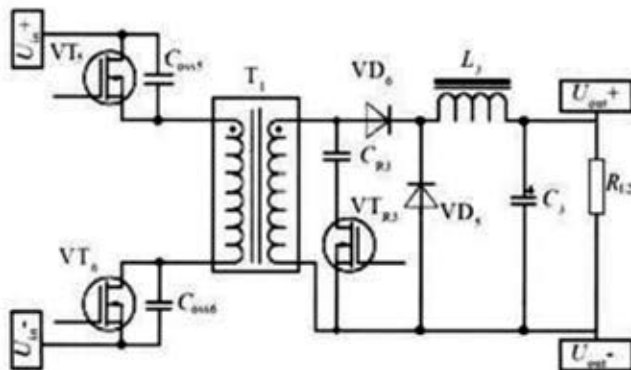
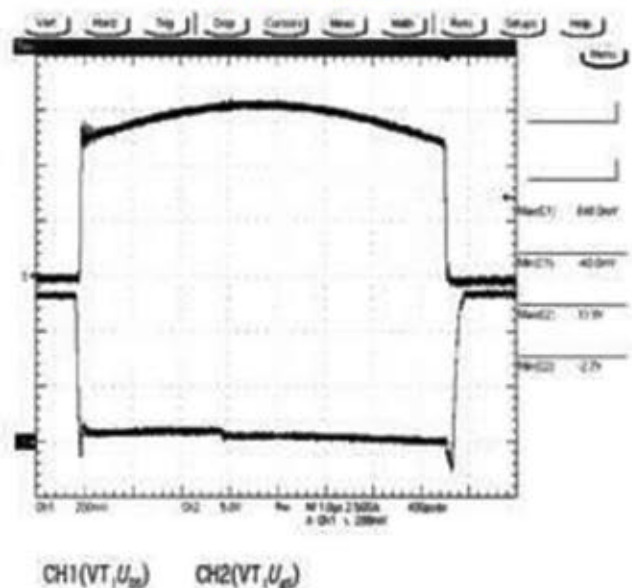
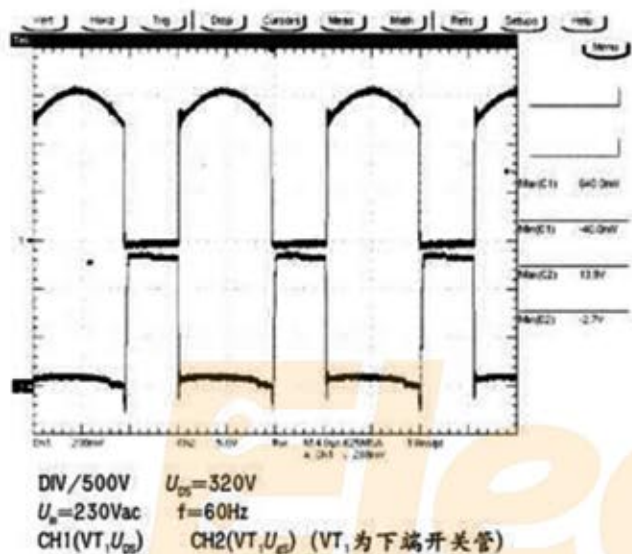


图8 另一种双晶体管正激有源钳位软开关电源主电路

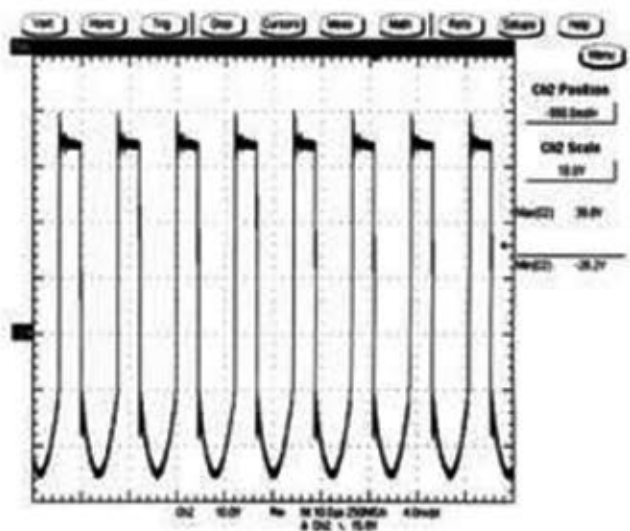
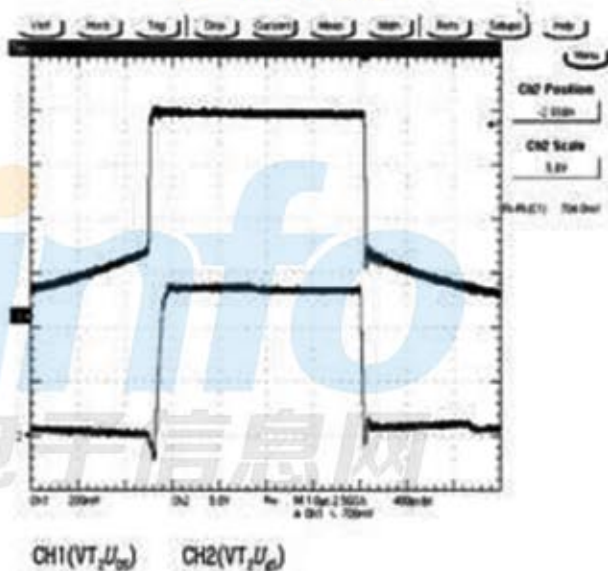
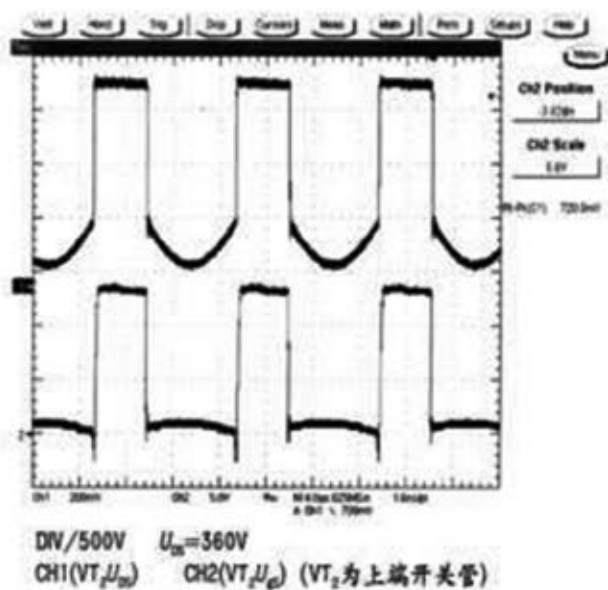
双晶正激有源钳位软开关电源的另一种结构，如图8所示。其结构与图1所示的双晶正激有源钳位软开关电源基本相似，只是钳位开关管VTR3以及钳位电容CR3设置在副边，钳位电容CR3一端与变压器的同名端相连，另一端与钳位开关管VTR3的D极相连，钳位开关管VTR3的S极与变压器的异名端相连，请参阅图8。其工作原理同在初级钳位相差不多，这里不再讲述。

实际波形结果

我们实际用的一般双晶体管正激的产品经过改进，将其调整为上述的有源钳位方式，其实际的双晶体管工作波形如图9~图12所示。



从以上实际的波形来看，两个晶体管的UDS电压比原来的硬开关低了不少，有利于设计中选择MOSFET开关管，同时选择一样规格的材料其电压余量提高不少，增加了产品可靠性。另外从图中我们很明显的可以看出在MOSFET的导通与关断基本是零电压导通与关断，降低了开关损耗。同时对电磁兼容也有很大的好处。



从图13中可以看到正向电压39V，负向电压26V，占空比为0.42。所以次级整流部分组件耐压可比原本规格降下来很多，这对效率提升有很大的好处。

本文介绍的电路目前已经在实际运用中得到验证，它充分体现了文中讲述的几个优点，对于材料选用余量，产品效率提升起到了很大的好处。运用这个电路做的大功率服务器电源1000W实例，目前不仅满足了80PLUS银牌的标准，再在二次输出整流及材料选择上稍加改善，完全可以达到金牌的标准。所以此电路可让广大电源设计者在选路选择上多一个有益的方案。

★双正激DC/DC变换器的一种新型拓扑研究

鉴于所有半桥拓扑结构的双端正激DC/DC变换器，在直流输入电压高、高频变压器变比大的情况下，都存在磁通维持阶段的不理想方面，本文提出了一种独特的磁通维持流控制方法。同时为了解决开关电源自启动问题，还给出了自举电路控制方案。

新型拓扑结构及工作原理

主电路采用了如图1所示的拓扑结构。图中变压器原边采用半桥式双正激电路，主电路可直接利用高压直流环节供电。两原边绕组L1、L2上下对称，极性相反，共用同一铁芯。这种结构可以有效地避免在高频PWM开关作用下，由于MOS管关断不及时所可能出现的上下桥臂直通现象。

图中右上回路代表着一系列带有中间抽头的副边绕组及高频整流滤波环节。它对副绕组两端产生的正二零二负三电平交变高频脉冲电压，通过两只快恢复二极管实现全波整流，然后进行L-C滤波或直接电容滤波后稳压输出。另外为了稳定输出电压和提高抗干扰能力，电路中还选择了其中一组副边为SG3525芯片的PWM控制提供反馈电压。

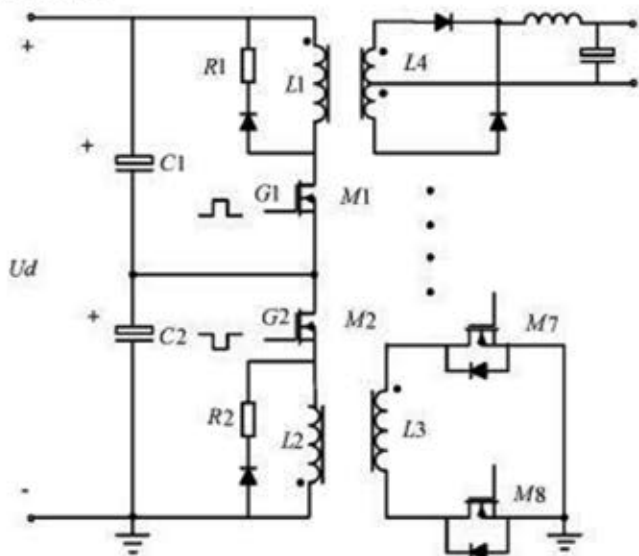


图1 主电路拓扑结构示意图

以下将每个开关周期分为三个阶段来分析整个主电路部分的工作原理。先要假设变压器原边电流的正方向是流入绕组同名端。主电路中开关管M1、M2占空比变化范围是0~50%且轮流导通。

1、开关管M1导通时，电容C1正向电压加在原边绕组L1上。在此电压的激励下，根据 $u = L \frac{di}{dt}$ ，可推导出：

$$i = \frac{1}{L} \int U dt + I_0 = \frac{U}{L} \Delta t + I_0$$

式中 $U=U_d/2$ ，即输入侧直流电压的一半，L为高频变压器的等效励磁电感。在电路工作达到稳态后，每周周期开关管M1刚导通时对应的励磁电流初始值 I_0 应为负值，且励磁电流以斜率 U/L （常值）从负到正线性增加（这里要注意的是：流经L1的电流是由其励磁电流和总负载电流合成的，因而L1中电流的大小还取决于负载的轻重），同时各副边绕组两端感应生成正向电压脉冲。

2、开关管M2导通的情况与M1类似，由于电容C2端电压 $U=U_d/2$ ，相对于L2的同名端而言为反极性作用，其励磁电流的初始值 I_0 为正值，故此期间励磁电流是以斜率 U/L 从正到负反向线性增加的，因而各副边绕组两端生成负极性电压脉冲。

3、当M1、M2都不导通时，需要主磁通励磁电流保持在最大值 I_0 不变，使各绕组磁通维持常值，根据法拉第电磁感应定律 $u = -d\psi/dt$ ，主电路原边绕组及各副边绕组的端电压在此期间内均保持为零，从而使变压器副边电压为三电平PWM脉冲波形，进而保证输出直流电压具有可控性。

从上面的分析我们不难看出主电路高频变压器的励磁磁势是依照规律线性增加（从负到正）—维持恒定（在励磁续流回路中）—线性减小（从正到负）而变化的，使主磁通在第1、3象限内对称交变，满足双端正激式控制的要求。

按照本拓扑结构的上述工作原理，为了实现输出直流电压的可控调节，应该做到两个方面：其一是主电路中开关管M1、M2的PWM占空比都能在0~50%范围内连续变化；其二在每个开关周期当中，除了两只开关管按一定的PWM占空比轮流导通的时间之外，还有一段时间二者均不导通，此间需要保持励磁电流不变，使得输出感应电压为零。此外，为了使高频变压器铁芯的主磁通在第1、3象限内的对称交变有更宽的变化范围，从而有利于减少绕组匝数，充分利用铁芯和减小变压器体积，应设法使励磁磁势在两开关管均不导通期间维持在正向或负向最大值不变。这就要求在L1和L2两原边绕组均不导通的情况下，由其它副边绕组提供励磁续流磁势，然而通过计算机仿真和实验研究的结果都表明，在直流侧电压较高而变压器原、副边变比较大的情况下，仅仅依靠类似于L4所在的副边整流回路提供励磁续流，其波形是很差的，远不能达到理想的三电平PWM控制效果。

正是针对这一问题，本方案专门设计提出了一种励磁续流回路如图1中右侧L3所在的回路所示。回路中MOS管M7、M8均带有反并联二极管。在主电路半桥的上下两管都不导通的时候，通过同时开通这两只开关管，来维持主磁通的励磁磁势及励磁电流的连续性，由于该回路电阻很小，励磁电流近似维持不变。

PWM控制信号产生电路

主电路的PWM控制信号是由SG3525产生出来的。由于3525的控制简单且相关资料很多，在此也就不详细给出其周边电路了。SG3525根据变压器副边反馈的电压信号 V_{fd} 调整输出PWM控制信号的占空比，如图2所示。由于主电路采用双端正激式结构，门极驱动信号也需要隔离，因此SG3525输出端接于变压器 T_2 原边两端，两个副边分别以相反的极性来驱动开关管门极。至于励磁续流回路中的两个开关管的门极控制信号的控制逻辑，可以采用SG3525的两个输出信号的“或非”得到，从而保证在OUTA以及OUTB有一个为高电平时，G3、G4就都输出低电平。只有当两个输出均为低电平时，G3、G4才为高电平，进而驱动励磁续流回路开通。

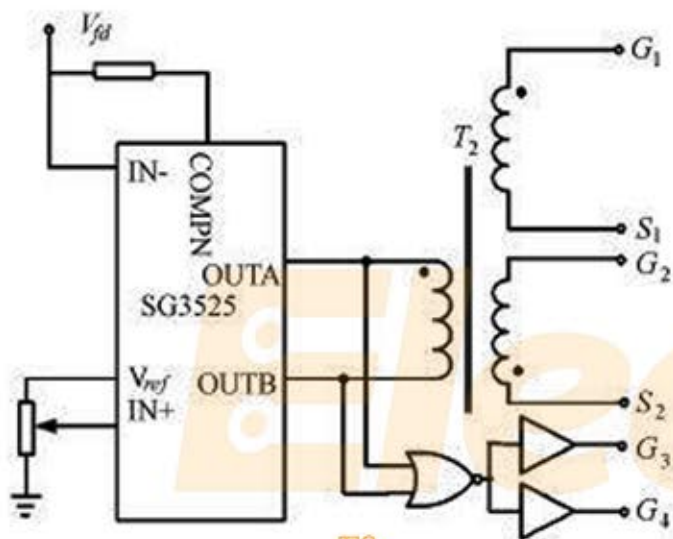


图2

自举电路分析

作为实际能够应用的产品，必须要做到能够自启动即自举。要利用上电时的输入直流高压来得到能够提供给控制芯片的初始电源。在主电路变压器真正开始工作后，在某个副边会产生一定电压，再利用此电压经过一定的处理作为工作电压提供给控制芯片，这样整个电路就可以正常工作了。

在许多开关电源的方案中，或者根本没有提出自启动的解决方案，或采用直接利用大电阻将主电路直流侧高电压分压得到，在整个电源工作时期内，它都要提供电压，消耗许多能量，从而使得系统的效率大大降低。本方案提出一种有效的解决办法，如图3所示在上电初期初始回路等效电阻较小，一旦工作电压建立起来，初始回路等效电阻变为很大，而且也不必为控制电路提供电源，因而提高了系统的效率。图3中 V_d 为主电路输入侧直流电压， V 为由某次级线圈提供的输出直流电压， R_1 阻值很大， R_2 相对 R_1 小很多。刚上电时 V 为零，开关 S_1 断开。因此MOS管 TR_1 导通。经过稳压管稳压后给作控制芯片的初始电源。一旦副边电压建立起来后， S_1 闭合，进而拉低 TR_1 的栅极电压使其关断。需要注意的是， R_2 可以取得很小；同时支路的电阻 R_1 由于场效应管栅极电流极小缘故阻值可以取得很大。这一点避免了传统的方案中电阻必须较小以提供足够大的电流的缺点，从而提高了工作效率。

仿真及实验波形分析

仿真波形

基于上面的电路原理分析，有助于理解以下给出的计算机仿真结果。

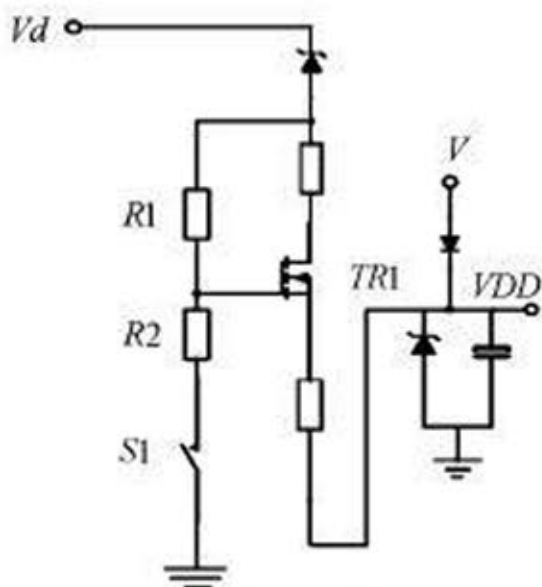


图3 自启动电路图

本方案的可行性研究是通过Pspice810软件仿真来完成。它的强大功能很适用于电力电子电路的原理及性能分析。仿真采用Pspice内置的元器件：主电路的MOS管采用IRFD150，高频变压器的模型由电感元件L和耦合系数元件K构造而成。MOS管的开关频率为40kHz，仿真时间为10ms。选取暂态仿真即得到如图4所示几组波形，它可更充分完整地说明前面分析的原理。

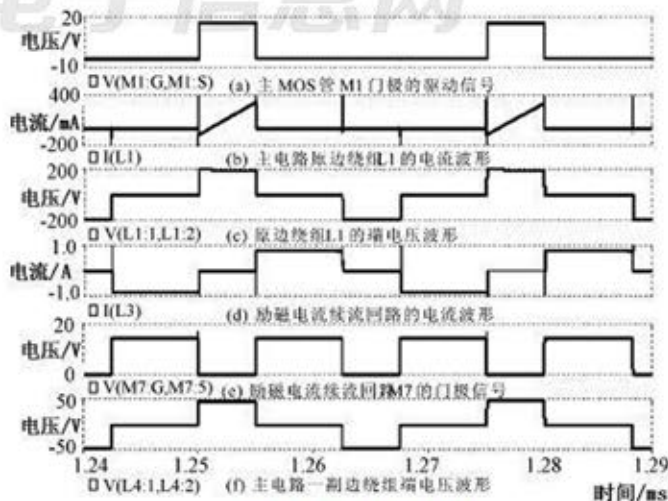


图4 Pspice仿真波形

以下将分析各波形的产生原理及相互联系。鉴于主电路变压器原边上下桥臂工作情况类似，只需观察上桥臂的工作情况就可以较清楚地了解整个电路的工作原理。图4(a)展示的是加在主MOS管M1门极的PWM控制芯片产生的波形(为了简化仿真，它只是逻辑电平。门极实际的电平变化请参照本文实际测量波形)；而加在M2的门极信号与之类似，只是从时间上交错开。

图(c) 是原边绕组L1 两端电压：当主MOS管M1导通时，使原边线圈两端作用以 $U = U_d/2$ 的正向电压；当M2 导通时，由于L1 和L2耦合且极性相反，则L1两端为负电压；当M1、M2都关断时L1 两端电压为零。

图(b)是流过绕组L1 的电流波形：从中也不难看出在主开关管M1导通时为一条线性增加的直线，由于还包含了负载电流的一些成分，因而此直线并不是正负对称，而是向上平移了；在M1关断时L1 不流过电流。图(d) 所示的是与图(b) 相关的励磁续流回路的电流波形：在M1或M2开通时，励磁电流由原边提供，此时该续流回路电流为零；当M1、M2都关断时，励磁电流通过续流回路作用维持恒定的正值或负值，以维持磁通近似恒定。通过这两个波形进一步证实了在前面原理分析中对励磁电流变化规律的总结。

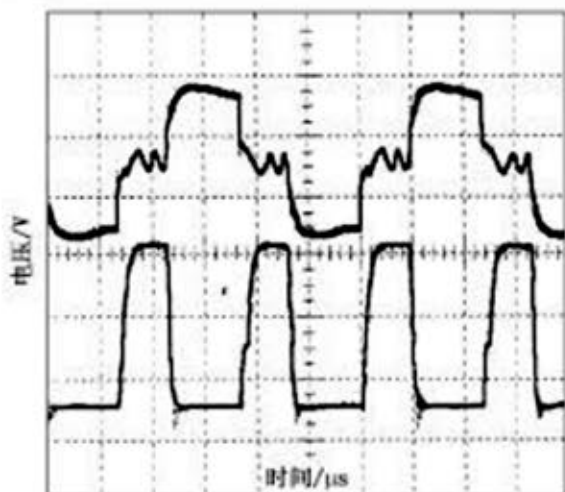
图(e)是励磁电流续流回路的MOS管M7的门极信号(M8的与之相同)。为了保证该回路能够在M1、M2 关断时开通，两门极信号之间采用了“或非”的逻辑关系。具体的电路结构可参照PWM控制产生部分。

图(f) 就是所关心的变压器某一副边绕组的波形：从图中可看出它只在M1导通时才出现正电平或M2导通时出现负电平，而在两管均不通时电压为零，也就是说可以通过改变主电路MOS管门极信号的占空比来达到控制输出电压的目的。这都是在励磁续流回路的作用下才得以实现的，否则在M1、M2关断期间副边也会产生很高的电压，这便失去了输出电压的可控性。

实验波形

在分析实验波形之前，应该注意的是由于变压器总会存在一些漏感，因此实际的波形与仿真得到的有一些细微差别，这是很正常的。

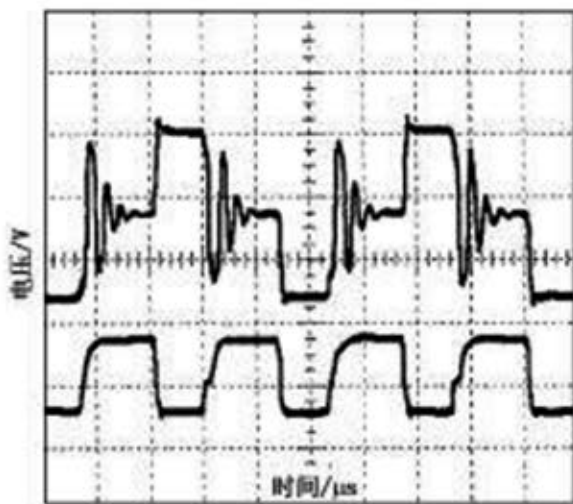
在图5 (a) 中，上侧波形就是前面提到的主电路上桥臂MOS管实际的门极信号。它是由SG3525的OUTA、OUTB合成的，下桥臂MOS管门极信号电平与其相反；图5 (a) 下侧波形是由OUTA和OUTB “或非” 得到的励磁续流回路MOS管的门极信号，从图中可以很好地看到两者的对应关系。



(a) 主MOS管M1与励磁续流回路MOS管门极信号

图5 (a)

在图5(b)中，下侧波形就是其中励磁续流回路的MOS管门极控制电压信号；上侧波形为变压器某副边绕组的电压波形，可见只有在主电路MOS管开通时副边绕组两端才有正向或负向电压；而当M1、M2均不导通时，绕组两端电压为零(由于漏感影响，有一些振荡)，依此可以达到通过改变占空比调压的目的。实际波形与仿真波形基本吻合，表明实验取得了期望的结果。



(b) 副边电压与励磁续流回路MOS管门极信号

图5 (b)

小结：

在科研实践中，提出了一种新型的双端正激式DC/DC 变换器拓扑方案。它除具有铁芯利用率高，正负半周均可传递能量等优点之外，还可有效地避免上下桥臂直通短路问题。本文分析了其所构成的开关电源主电路及控制、自启动等回路的结构原理，同时还提出一种新型励磁磁势维持续流控制方法，有效地解决了其它方案的磁通维持阶段波形变差的问题，特别适合于直流输入电压高，高频变压器变比大的情况，具有较高的实用价值。

★正激式变压器开关电源电路参数的计算

正激式变压器开关电源电路参数计算主要对储能滤波电感、储能滤波电容以及开关电源变压器的参数进行计算。

正激式变压器开关电源储能滤波电感和储能滤波电容参数的计算图1中，储能滤波电感和储能滤波电容参数的计算，与串联式开关电源中储能滤波电感和储能滤波电容参数的计算方法相同，即：

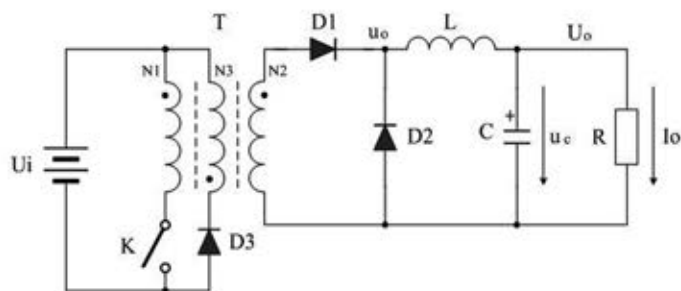


图1

$$L > \frac{U_o}{4I_o} T = \frac{U_i}{2I_o} T \quad \text{--- } D=0.5 \text{ 时} \quad (1)$$

$$C > \frac{I_o}{2\Delta U_{P-P}} T \quad \text{--- } D=0.5 \text{ 时} \quad (2)$$

式中 I_o 为流过负载的电流(平均电流),当 $D=0.5$ 时,其大小正好等于流过储能电感 L 最大电流 i_{Lm} 的二分之一; T 为开关电源的工作周期, T 正好等于2倍控制开关的接通时间 T_{on} ; ΔU_{P-P} 为输出电压的波纹电压, 波纹电压 ΔU_{P-P} 一般取峰-峰值, 所以波纹电压等于电容器充电或放电时的电压增量, 即: $\Delta U_{P-P} = 2\Delta U_c$ 。

同理, (1)式和(2)式的计算结果, 只给出了计算正激式变压器开关电源储能滤波电感 L 和滤波电容 C 的中间值或平均值, 对于极端情况可以在平均值的计算结果上再乘以一个大于1的系数。

★ DC-DC正激变换器次级有源箝位电路

本文提出一种新型DC-DC正激变换器次级有源箝位电路。它一方面将储存于变压器漏感能量无损耗地转移到负载, 另一方面有效降低了次级功率二极管电压应力。本文对其一个周期内工作原理及相关理论进行分析, 并给出2.8 kW DC-DC变换器实验结果及波形。

图1为正激变换器次级拓扑结构电路, VD 为整流二极管, VD 是续流二极管, L 是输出滤波电感, C 是输出滤波电容。当初级开关管开通时, VD 导通, VD 截止, 初级能量向负载转移; 当初级开关管关断时, VD 关断, VD 开通, 滤波电感电流可通过 VD 续流。以上只是理想状态, 若考虑功率二极管的反向恢复特性和变压器漏感, 当 VD (或 VD_2)处于反向恢复期时, 有一冲击电流流经变压器, 并将能量储存于变压器漏感中, 此能量将使二极管承受较大的反向电压冲击。这样一方面需选用较高耐压等级的二极管, 另一方面产生的EMI也较大。此外, 由于变压器存在绕线电阻, 此能量会使变压器发热。如何有效处理漏感能量呢? 最常用的办法是将无源RC缓冲电路与每只功率二极管并联, 如图2所示, 使漏感能量都消耗在缓冲器上。工作频率越高, 缓冲器消耗的能量越多, 因此, 变换器频率和效率都不高。下面将介绍一种有源箝位电路, 它能够将功率二极管反向电压箝位在一较低范围内, 并且能量回收电路将漏感所存储的能量无损耗地转移到负载图1DC载, 便于实现变换器的小型化。

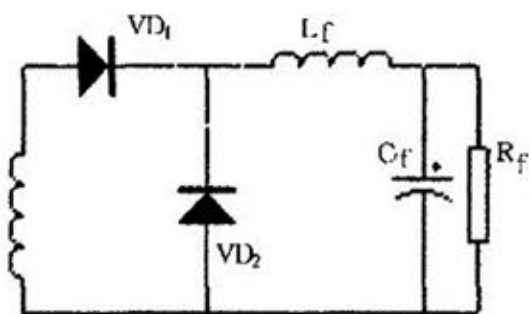


图1 正激变换器次级拓扑结构电路

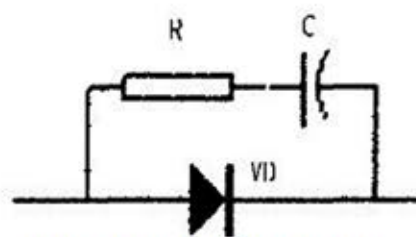


图2 带RC缓冲电路的功率二极管

电路原理分析

DC-DC次级有源箝位电路如图3所示, L_2 表示变压器次级的漏感, 已由 VD_1 、 VD_2 、 VD_3 、 VD_4 、 C_1 组成的全桥结构箝位电路, VD_1 , VD 是正激变换次级主整流二极管和续流二极管。对于这种全桥结构, 加在每个主二极管上的最大反向电压就是电容 C_1 的电压。因此, 若能将 C_1 电压箝在小于每个二极管最大反向电压, 二极管就可实现安全箝位了 VT_3 、 L_3 、 VD_5 、 C : 组成升-降压式的能量回收电路。下面将分5个阶段对DC-DC次级有源箝位电路一个周期内工作过程进行分析, 参见图4(图中纵坐标比例不一致)。

为了便于分析, 作出如下假设:

- 1、输出电感 L 足够大, 在一个开关周期内, 其电流基本保持不变, 因此 L 和 C 以及负载可看成一个电流为 I_o 的恒流源;
- 2、变压器除考虑次级漏感外视为理想器件;
- 3、主二极管 VD 和续流二极管 VD 除反向恢复特性外其它均不考虑;
- 4、其它元件都是理想的。

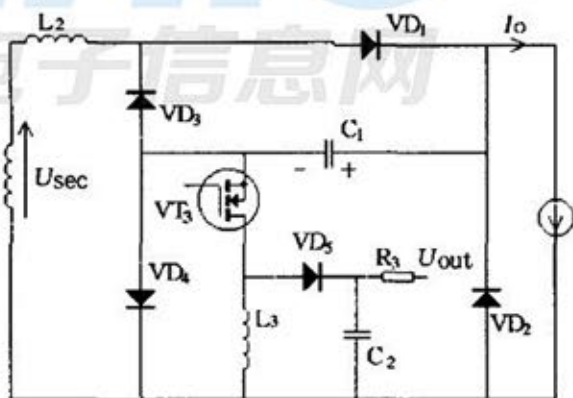


图3

(1)、 $t_0 - t_1$

t_0 时刻, 变换器初级开关管开通, 变压器次级线圈电压 U , 翻转为 U_p/k , 其中 k 为变压器初次级匝比。整流二极管 VD 正向偏置导通, 流过 VD 的电流线性增长, 增长率为 $di/dt = U_{sec}/L_2$ 。由于二极管的反向恢复特性, VD_2 尚未关断, VD_2 以相同的速率减小但总的 I_o 不变。

(2)、 $t_1 - t_2$

L_2 在 t 时刻达到最大值 $I_{L2}(max) = I_o + I_{RR}$ 其中 I_{RR} 为 VD 的反向恢复电流峰值。 t_1 时刻, VD_2 反向恢复期结束后关断, VD_2 上开始有反向电压, 箝位二极管 VD 导通。此时, 箝位电路将加在 VD 上的反向电压箝位为 C_1 的电压, L 上多余的能量向 C_1 转移, L_2 下降而 U_c 增加。 t 时刻, $I_{L2} = I_o$, VD_4 关断。

$$U_{VD_2} = U_{pri}/k$$

可以计算出这段时间转移到C上的能量为:

$$E_1 = \frac{1}{2} L_2 (I_o + I_{RR})^2 - \frac{1}{2} L_2 I_o^2$$

(3)、t2—t3

t2时刻, VT3开通, 而在此之前, $I_{L3}=0$, 因此VT3实现了零电流开通, 开通损耗很小。C1上储存的能量通过负载—L3—VT3通路向负载和L3转移, I_{L3} 增加。由于I不变, VDI将减小。t3时刻, C复位

$$U_{C1} = U_{pri}/k$$

(4)、t3—t4

t3时刻, 变换器初级开关管关断, 同时VT3关断, I和VDI线性减小, 减率 $di/dt=U/L_2 I_{RR}$ VD2以相同速率线性增加。储存于L3上的能量转移到C上, L3减小, 其减小率为 $dI_{L3}/dt=U_o/L_3$ 。若忽略R3损耗, (因为在模块正常工作时R3上消耗的功率约0.3W), C与负载并联, 这样L3上的能量就转移到负载上去了。

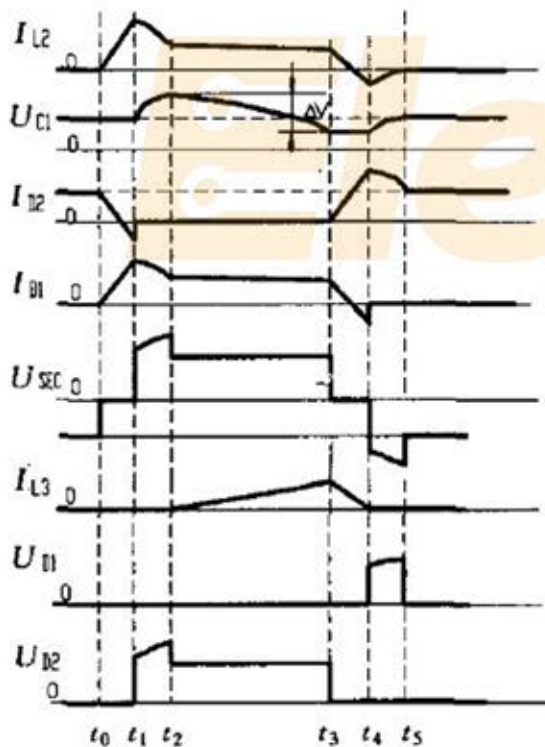


图4 箱位电路工作原理波形

(5)、t4—t5

t4时刻, L2和VD达到负的RR, 而VD2达到最大值;

$D_2(MAX)=I_o+I_{RR}$ VD 关断, 箱位二极管VD3开通。此时加在VD上的反向电压为箱位电容C的电压, 漏感上的能量通过VD2—C1—VD3—L通路向C转移, UC增加。t5时刻, L2为0, 这段时间转移到C上的能量为:

$$E_2 = \frac{1}{2} L_2 I_{RR}^2$$

t5时刻后, 输出电感通过VD续流, 以维持输出电流连续。此后开始新的周期。

性能分析

1、能量分析

由于变压器的漏感与绕制工艺和磁芯材料有关, 为了简化分析在这里将它看成一常量。由以上分析可知:在一个开关周期内漏感所储存的能量为

$$E = E_1 + E_2 = L_2 I_{RR} (I_{RR} + I_o)$$

那么单位时间内漏感所储存的能量为:

$$P = f \times E = f L_2 I_{RR} (I_{RR} + I_o)$$

式中, f为变换器的工作频率。若采用RC缓冲器与主二极管并联, 这部分能量全消耗在缓冲器上。由该式可看出P与f成正比, 这使得采用RC缓冲器的变换器工作频率和效率难以提高。若采用本文介绍的能量回收电路, 这部分能量全部转移到负载上, 有利于提高工作频率和效率。

2、有源箱位分析

由以上分析可知, 在一个开关周期内漏感所储存的能量均转移到箱位电容C1上, 由此可得C上电压增量 ΔU 为变换器实验结果。

$$\Delta U = \frac{E}{C_1 U} = \frac{L_2 I_{RR} (I_{RR} + I_o)}{C_1 U}$$

图5是箱位电容C1两端电压波形。由图可看出, 其电压是在160V平均电压上有些波动, 但最大值不超过180V。因此, 整流(续流)二极管用低耐压200V的二极管是很安全的。

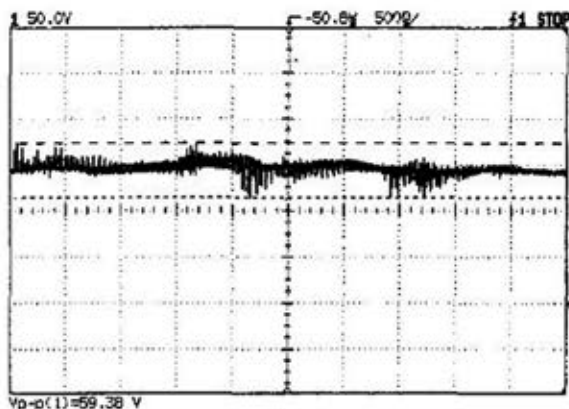


图5 箱位电容C两端电压波形

表1是可选用的两种二极管的参数对比, 显然200V比400V的二极管有更低导通压降, 同等条件下, 用200V的二极管导通损耗更低。

器件	U_{RRM}/V	I_{RR}/A	U_F/V
APT60D40B	400	30	1.3
APT60D20B	200	35	0.9

表1 两种二极管参数对比

为了确保二极管安全裕量，也就是当箝位电容吸收漏感多余能量而电压升高时二极管不会有烧坏的危险，箝位电容的电容量需要大些。这样，在每个开关周期，箝位电容上的电压就是在平均电压基础上有微小的波动。由此可知，C越大，DU越小。但C越大体积和价格也相应增加。因此，只要选择合适的C值DU就可确定， $U_{\Delta U}$ （主二极管上的最大反向电压）也确定了。将它与手册上拟选用二极管的最大反向电压相比较，即可确定二极管工作是否安全。表中，RR反向恢复电流峰值在

$$di_f/dt = -480 \text{ A}/\mu\text{s}$$

$T_j=100^\circ\text{C}$ 条件下测得：OF导通压降在 $i_f=60\text{A}$ ， $T_i=150^\circ\text{C}$ 条件下测得。

此外，经计算：选用400V功率二极管，RC缓冲电路总损耗137W；

选用400V 功率二极管，有源缓冲电路总损耗70W；

选用200V功率二极管，有源缓冲电路总损耗48W；

由此可见，选用200V功率管的有源缓冲电路比选用400V功率管的RC缓冲电路节省功率89W。对于2.8 kW的变换器而言，可将效率提高3个百分点。

小结：

由以上分析可知，次级有源箝位电路有两个优点：(1)将功率二极管反向恢复期间存储于变压器漏感的能量无损转移到负载；(2)降低功率二极管电压应力。经实验验证，该电路设计是可行的。

★ “帮你支招儿”-正激式变换器的设计实例

本文将设计正激式变换器中的变压器。显然，这种变压器也不是用于我们的Buck变换器中。现在，我们考虑设计要求：输入电压为直流48V(简便起见，不需要考虑进线电压的波动范围)，输出电压为5V，功率100W，开关频率为250kHz。

容易得到，输出电流为 $100\text{W}/5\text{V}=20\text{A}$ 。这个电流值是比较大的，为了减少绕组电阻，副边的线圈匝数应该尽量取小。这意味着取变比(原边匝数除以副边匝数)的时候，副边最少匝数取为1。我们来看看变比为整数时会出现什么问题。

匝数比=1: 1

匝数比=1: 1，即原边与副边的匝数相等。当开关导通时，48V输入电压全部加在变压器的原边。同样，副边也得到48V的电压(忽略漏感)，并加于续流二极管两端。实际上，具有低通态电压的肖特基功率二极管其最大阻断电压为45V左右。48V的电路中，至少要采用电压为60V的器件，如果电压有过冲或者输入电压有波动，那么要求采用更高电压的器件。二极管的反向阻断电压越高，其通态电压也越高，变换器的效率将会降低。

在低输出电压的变换器中，整流二极管的通态电压是一个常见的问题。原因很明显：电感中的电流要么流过整流二极管，要么流

续流二极管，无论哪种情况，在二极管中总会产生一个大小为 $V_f I$ 的损耗。二极管的损耗使变换器效率进一步下降。这部分功率不在总功率 $V_{out} I$ 之中。解决这个问题唯一方法是采用同步整流器，但是其驱动非常复杂(同样的道理，当输出 V_{out} 降到3.3V，甚至更低时，必须使用同步整流器)。

不管怎么样，对于一个高效率的变换器而言，如果不采用同步整流器，1: 1的变压器匝数变比不是一个很好的选择(对我们的例子而言)。

匝数比=2: 1

这时原边匝数是副边的2倍，所以加在原边的电压为48V，副边和二极管上的电压为24V，可以使用肖特基功率二极管。正激式变换器占空比近似为 $DC=V_{out}/V_{sec}=5\text{V}/24\text{V}=21\%$ (忽略肖特基功率二极管的通态电压 V_f)。变压器原边的峰值电流，即流过开关器件的峰值电流，可以通过本章第一部分介绍的方法计算得到，原边电压升高(副边电压反射到原边)时，电流会降低。所以，如果副边正向二极管上电流为20A，流过晶体管的电流为 $I_{pri}=20\text{A}/2=10\text{A}$ 。实际工作中，10A的电流对MOSFET器件来说太高了(250kHz频率时，我们不会采用双极型晶体管)。MOSFET的通态损耗与电流的平方成正比，那么损耗就是 $100\text{A}^2 \times R_{DS(on)} \times 21\%$ 。能够承受这么大损耗的MOSFET器件价格很贵。

匝数比=3: 1

此时副边二极管上的电压仅为 $48\text{V}/3=16\text{V}$ ，占空比大约为 $5\text{V}/16\text{V}=31\%$ 。原边电流为 $20\text{A}/3=7\text{A}$ ，此时器件通态损耗只是匝数比为2: 1情况下的四分之三，即仅为 $49\text{A}^2 \times R \times 31\%$ 。所有的参数都在设计要求之内。

匝数比=4: 1

副边二极管上的电压为 $48\text{V}/4=12\text{V}$ ，占空比达到了 $5\text{V}/12\text{V}=42\%$ ，考虑到二极管通态压降或者原边电压的波动，占空比将达到45%左右，这是UC3845芯片能够提供PWM占空比的极限。所以，从我们所用芯片的最大占空比角度出发，变压器的变比有一个极限的限制。

通过上面的计算比较，我们可以得出结论，3: 1的变比符合各种参数要求。所以我们在例子中变比选为3: 1。

这里我们不再重复磁芯选择的整个繁琐过程，也不再去检查有没有其他更好的磁芯。假设我们已经选定合适的磁芯，并且已经完成了相应的工作，现在我们把工作重点放在设计正激式变压器时遇到的一些新问题上。我们选择无中心穿孔的RM10磁芯，窗口面积 $A_e=0.968\text{cm}^2$ ；选择3F3的材料，其参数为 $A_L=4050\text{nH}$ 。原边匝数为3，原边电感量为 $L_{pri}=(3\text{匝})^2 \times 4050\text{nH}=36\mu\text{H}$ ，这使得损耗进一步增加，损耗与 $I^2 R_{MS}$ 成正比，增加比例 $(6.686/6.66)^2=1.006$ 或0.6%，虽然增加0.6%还是可以接受的，但是如果仔细研究，还可以进一步降低。为了减小漏磁电流，我们可以增加原边的电感值，增加原边匝数。但是，为了保持原来的变比，变压器副边的匝数也应该相应增加。

匝数比为6:2

选择匝数比为6:2,匝数增加了一倍,原边的电感值扩大了4倍,达到了144μH。这就使得激磁电流峰值变为原来的1/4,即0.4A。0.4A激磁电流引起的总有效值的增加部分可以忽略。

★ 史上最清晰的正激磁性元件的设计

正激变换器磁性元件除了变压器外,还有一个电感器,即扼流圈。一般的资料上都是从变压器开始算起的,但本人认为应该从电感器开始算起比较好,这样比较明了,思维可以比较清楚。因为正激变换器起源于BUCK变换器,而BUCK变换器,其功率的心脏是储能电感,因此,正激变换器的功率心脏是扼流圈,而不是变压器,变压器只有负责变电压,并没有其它的功能,功率传输靠得是电感。当然一般书上从变压器算起,也未尝不可,但这样算,思路不是很明确,也不容易让读者理解。下面我演示一下我的算法,希望对读者能有所帮助。

电感器的设计

首先,以滤波电感为研究对象进行研究。在一个周期中,开关管开通的时候,滤波电感两端被加上一个电压其电流不是突变而是线性的上升的,有公式 $i=V^*TON/L$,这几项分别表示电感电流的增量,输入电压,开通时间,电感量。而这个电压是变压器副边放出的。在开关管关断的时候,电感器以一个恒定的电压放电,其电流即会线性的下降,同样遵守这个公式,即 $i=Vo^*TOFF/L$,一个周期中,放电电流等于充电电流,所以上两式相等,再用 $1-D$ 代替 $TOFF$, D 代替 TON ,于是从上两式中得到 $Vo=V^*D$ 。画出电感两端的电压电流波形如下图。



图1 电感两端电压电流波形

上是电流波形,下为电压波形。所以,我设计的第一步就是确定这个原边电流的波形。

第一步,确定电感充电电压值。首先,确定开关管开通时加在电感器两端的电压 V ,这个电压由设计者自己设定,选定这个电压后,最大占空比 D 即确定了。

第二步,设定电感电流的脉动值 IR ,不妨自己把电感电流的曲线图画出来,大概和上面的相似。然后再选定一个脉动电流值,即上升了的电流或是下降的电流的值。因为输出功率和输出电压是已

知的,那么平均电流值 IO 就是知道的。

第三步,根据上面的条件确定这个电流的波形。要确定这个波形就要知道其峰值 IP ,上面的条件已经足够求出这个峰值了,有方程式 $IR/2+(IP-IR)=IO$,解出 $IP=IO+IR/2$

第四步,设定电感量。根据原边电流的波形,算出电感量小CASE, $L=V^*TON/IR$ 。这个公式理解就和上面那个一样的。

第五步,确定此电流的数值 $IRMS$,这一步用来确定线径。注意确定线径用的是有效值,而不是平均值。这个电流波形的有效值公式是: $IRMS=IP^*根号下的((KRP的平方/3-KRP+1)^*D)+IP^*根号下的((KRP的平方/3-KRP+1)(1-D))$ 。这个公式推导需要积分比较繁难,大家记着用就可以了。算出了电流值后就可以确定线径,要使有效值电流密度到四安每平方毫米到十安每平方毫米之间,这一点很重要,大家要切记。

以上几步,就完成了电感器的设计,并且以上几步,确定了一些重要的参数,这些参数将是下一步变压器设计的基础。

高频变压器的设计

总说正激变压器和反激变压器是大的区别就是正激变压器是不要开气隙的,要求其电感量尽量大。正激变压器原边也有电流,但这个电流不是其自己通过输入电压储存来的,而是从副边电感上感应过来的,知道了这一点,正激变压器就好设计了。

第一步,确定原边匝数。当然首先自己要选一款磁芯,设原边输入最低电压是 VS ,导通时间用 TON 表示,还要自己设定一个磁芯振幅,一般我是取0.2到0.25T,因为正激变压器是不需直流分量的,所以相比反激而言这个值可以取大些,原边匝数 $NP=VS^*TON/AE^*B$,其中 AE 是磁芯截面积。

第二步,确定副边匝数,因为在开关管开通的时候,副边要以 V 的电压放电,而这个 V 值,上面已经在设定开关管占空比的时候确定了,所以副边匝数 $NS=NP^*V/VS$

第三步,画出原边电流波形,算出原边电流波形的数值,从而确定线径,如下图所示,因为电流波形是从副边感应过来的,其波形就是电感电流波形开关管导通的那一部分。

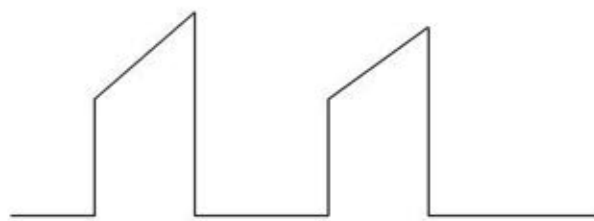


图2

这个电流的波形的峰值就是电感电流峰值除以匝数比,电流波形的有效值 $=IP^*V/VS^*根号下的((KRP的平方/3-KRP+1)^*D)$ 然后根据这个电流值去选线,电流密度同上。

第四步,确定副边电流的波形求出副边电流波形的有效值。副边电流的波形就是开关管开通时候电感电流的那一部分,这个波形和原边电流的波形相似,因为原边电流的波形就是由这个感应过去的,我

其有效值= $IP \cdot \sqrt{\frac{1}{3} - KRP + 1} \cdot D$ 。依此去选线。

第五步，确定自馈电绕组，一般其和原边同名端相反，利用磁复位放出电压，感应出电压。

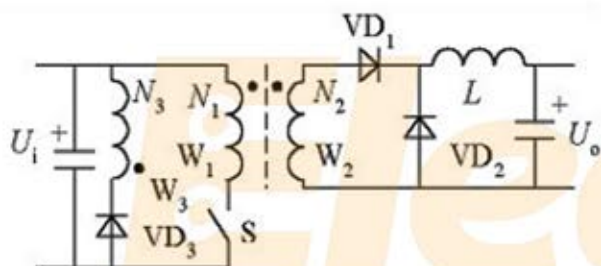
以上是我设计正激变换器磁性元件的全过程，一环扣一环，紧密相连，我认为思路还是比较清楚的，避免了烦杂的公式，化难为易。

常见问题

★ 开关开通后，绕组两端电压问题

Q: 开关开通后，w1绕组两端电压上正下负，其耦合绕组W2也是上正下负，VD1通，VD2断，L电流逐渐增长。

为什么S关断后W1的绕组两端电压变为下正上负？变压器的励磁电流是如何经绕组W3和VD3流回电源？绕组W3是什么作用？



A: S关断后W1和W2的电流都突然变为0，但铁芯中的磁场不可能突变，故W3突然产生电流使其磁场和此前连续。因W3的绕线方向与W2相反，所以W3的电流是倒灌流回电源的。因电源电压加在W3两端使得W3的电流按照一定变化率下降，因而磁场也按照一定变化率减小，此变化的磁通量在W3感生的电动势与电源抗衡(若忽略线圈电阻及二极管正向压降则二者相等)。此感生电动势与电源抗衡形成的电压是上正下负。但此磁场同时也通过W2和W1，必然也在他们中感生电动势，而且W3的绕线方向与W2及W1相反，所以W2、W1两端电压变为下正上负。(注意：图中画的不清楚，实际三个线圈应该是绕在同一个铁芯上的。)从上面分析可以看到W3的作用，是为了使磁场能连续而留的电流通路。采用这种形式，开关断开期间，磁场的磁能可以化为电能送回电源。假如没有W3那么S关断瞬间要使磁场保持连续，唯有两个电流通路：一是开关击穿，二是W2电流倒流使二极管反向击穿。而击穿开关或反向击穿二极管，均须很高电压，迫使电流以较高的变化率下降到零为止。而很高的电流变化率(相应磁通量也有很高的变化率)自然会产生很高的感生电动势以形成这个击穿电压。可见，假如没有W3，那么不仅磁能无法变成电能回收到电源(这是比较次要的)，且对开关或二极管的击穿都容易使电路永久破坏(这更重要)。

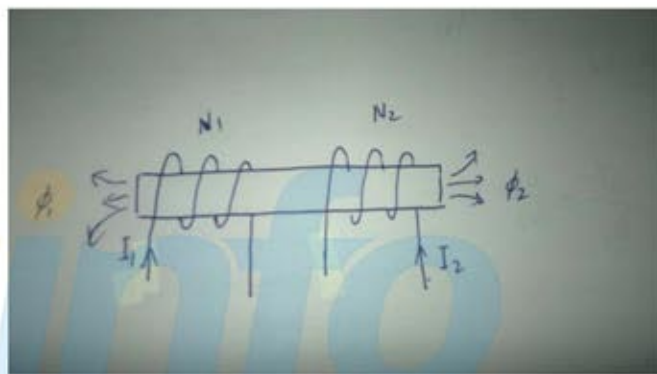
★ 正激电路的疑问

Q: 正激电路中的电压器一次侧输入电源是直流的，怎么耦合到二次侧呢？不是只有在交流电的情况下变压器才能传递能量吗？

A: 是脉动直流，只能把交流成分传递过去，因有直流，一般铁心留有气隙。效率低很少采用。采用推挽输出(半桥、全桥)是交流电，没有直流成分。

★ 正激变压器的励磁电流问题

Q: 在正激式变压器中，假设初级电流为I1，次级在初级的反射电流I'，那么励磁电流Im=I1 - I' (即励磁电流是初级电流和反射电流差)，我不明白的是，不应该是Im=I1 + I'才对的么？励磁电流不是应该比初级电流大嘛？谁能从根本上(磁学的角度)分析一下反射电流的方向问题？



A: 1、先从能量的角度讲，初级电流,也就是你能检测到的那个初级电流，表示总输入的，总输入等于总输出，那好输出包括哪些？我们想要的次级能量(电流)，我们不希望要的(励磁电流)，所以初级电流大于次级反射电流，也大于励磁电流！

2、从磁学的角度讲，励磁电流就是电磁感应的一个条件，有了励磁电流这个条件，这个励磁电流才提供了一个能量传输的场，初级能量才能实时的传输到次级！

★ 什么叫正激电路？

正激式指在变压器原边导通同时副边感应出对应电压输出到负载,能量通过变压器直接传递。按规格又可分为常规正激、包括单管正激、双管正激、半桥、桥式电路都属于正激电路。

★ 正激电路为什么需要最小负载？

正激电源所有的辅助输出和主输出都存在着临界最小负载的情况。工作电流低于该临界值导致电感器工作不连续，使得电压调节失效，特别是对于辅助输出更是如此。在开环情况下，如果不提供假负载或其他钳位作用，输出电压可能会超过标称值的1到2倍。因此，在多路输出的电源设计中采用正激电路，会有一个指标就是最小负载电流。

★ 双管正激电路如何工作的？

两开关管同时开通和关断。同时开通向副边传递能量，同时关断，变压器原边通过开关管的反向并联二极管向输入侧回馈，完成磁复位。

★ 开关电源的反激电路和正激电路有什么区别？

正激电路：开关管导通时输入源直接对输出做功，是电压源输出，输出电压是开关电压的平均值；反激电路：输入源在开关管导通时对储能元件(L或C或二者组合)做功，储能元件储能，开关管截止时储能元件向输出端释放能量，表现出来是为输入源间接向输出端来做功，由不同的基本拓扑演变而来。

1、FLYBACK由BUCK/BOOST演变而来，FORWARD由BUCK演变而来；

2、FLYBACK的变压器本质上是耦合电感，在MOS开通时储存能量，MOS关断时释放能量，一般情况下要开气隙，但不是绝对的。FORWARD的变压器就是变压器，只在MOS开通的时候传递能量，基本不储能量；

3、FLYBACK在输出整流二极管和滤波电容间是不能加电感的，否则相当于电流源和电流源串联。FORWARD则加电感，否则相当于电压源和电压源并联。除了电路方面的区别外，还有控制方面的不同。对于CCM的Flyback(buck-boost derived topology)而言，其主电路控制-输出传递函数中有一个右半平面的零点，这会给调节器设计带来麻烦，对于DCM Flyback而言，就没有这个问题，而且电路退化成一阶系统，对于CCM flyforward(buck derived topology)而言，没有右半平面的零点。

★ 正激变换器问题

Q：正激变换器是在降压变换器基础上加变压器演变而来，如果不从可以升降电压这个角度考虑，这里加变压器的好处还有什么？或者说为什么要加变压器？

A：这里所加变压器理论上来说不是变压所用，是用于电压电流的线性增加或减少，以便在开关管的作用下输出直流，这里面要考虑一个磁心复位的情况以防电流过大保护开关管。

Q：也就是说正激右侧电路通过滤波后输出的理想波形应该是一条直线才是正确的，而不是矩形波？

A：不是直线，直流不一定是恒值，方向不变就是直流，为矩形波，波形怎么矩形这要看是如何控制开关管的了。

★ 开关电源单管正激的一些疑问

Q：不知道是个人见识有限还是其他限制AC-DC的正激电路没有见过有源钳位的，大多都是RCD复位，或者绕阻复位。模块电源DC-DC电路才有有源钳位，为什么？另外RCD复位貌似不能做到90-264VAC，现在有一个大电流输出的电源，12V/15A，想做到90-264VAC，无PFC，用什么方案好？AC-DC时正激电路一般用RCD复位还是绕阻复位？两者各有什么优势？

A：通常情况下单端反激式的用得比较多，而单端正激式用得少。在单端正激式开关电源中通常用绕组复位，而也加CD来进行尖峰吸收。至于为什么要用绕组复位，因为单端的开关电源绕组中的电流是脉冲，单向而非双向的交流。单端反激式的开关电源由于原边产生的磁通与副边产生的磁通方向正好相反，所以可以抵消。但当原边截止副边导通的时候原边会产生反射电压，为了防止反射电压的叠加引起开关管(MOS管)损坏，因为要加上钳位二极管。单端正激式的开关电源由于原边与副边是同时导通和截止的，输出端要加一个电感器储存能量，输出这个电感量越大，折算到原边的电感量也大使原边电流越小。在原边必须附加一个去磁绕组加二极管进行去磁复位，因为单端正激式开关电源的高频变压器磁通工作在磁滞回线的一侧必须要遵循磁通复位的原则。如果不加去磁绕组，在变压器中储存的能量将导致开关管(MOS管)承受很高的电压幅值，并且在瞬态过程中高频变压器的漏感引起的关断电压尖峰值也会叠加在开关管上，这样很容易就将功率开关管击穿了。所以必须加去磁绕组电路将原边的高压限制在允许范围内。12V/15A开关电源如果不做PFC最好用反激式，做起来简单，不用复位绕组，输出也无需加续流二极管。而且输入电压范围可以很宽，如60V-300VAC都可以正常工作。

Q：不过12V/15A用反激功率有点过了吧，都说100W内用反激，500W内用正激，500W以上用谐振啊？

A：这个功率用反激是不会有问题的，常的做开关电源的，反激式一般做到250W以下，250W到2500W用半桥，再大就用全桥。而且我实际做过，用反激式输出60V、3.5A作电瓶车的充电器没问题。当然你用正激也可以，但用正激的要多绕一个去磁绕组，并且一般都会做PFC，比较麻烦。当然如果你是固定220V电源输入的话也没问题，你也说过了，正激的范围可能没那么宽的。我一般不用正激，太麻烦，管子耐压也要比反激的用得高，成本也会高，还要加续流。所以劝你用反激，就用一只3842就可以解决。

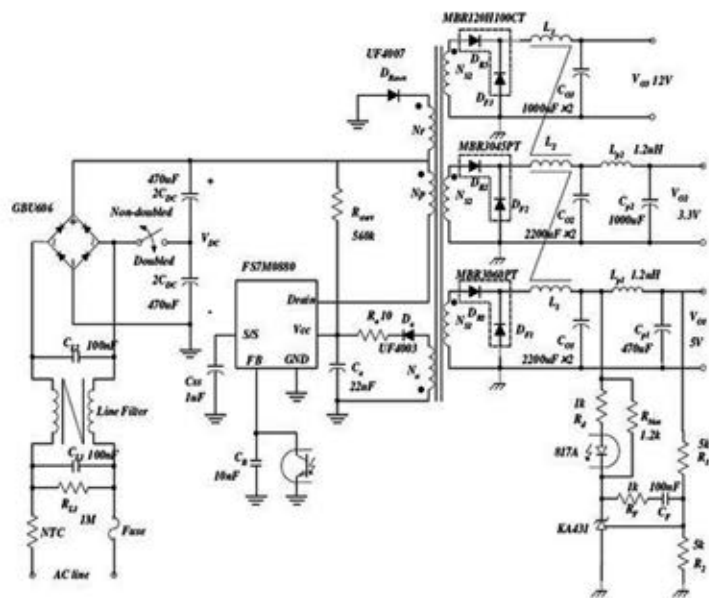
★ 单管正激的次级直接改为全波整流会怎样？

Q：如果将单管正激式开关电源的次级直接改为全波整流会怎样？负载为额定功率的一半，不考虑整流管效率问题和滤波问题，会有危险吗？

A：可以的，没问题。当然负载不能超过最早的设计。

★ 正激电源后面的储能电感怎么设计？

Q: 请问Lp2 12uH这个电感是怎么设计的？



A: 这些电感都是滤波电感，对于没有经验的朋友不适合使用一些设计公式。通常根据输出端要求的波纹指标制定合适的电感值，使其既没有很大压降又达到输出要求。由于负载各不相同需要制作若果电感实验取得最终数据。

Q: 没有一个固定的经验设计公式吗？

A: 没有，假如什么都是可以用公式解决还有设计人员做什么？这些电感是根据电源表现出的特性配置合适电感。作为设计经验不好寻找，作为电学公式可能在许多书本上面都是具有的，你可以通过电工手册寻找公式来试试。

★ 为什么正激电路可以空载运行？

反激电源是靠电感(变压器)的储能通过次级向输出电容释放能量的，就是说主震功率管和输出整流管不是同步工作，如果没有反馈电路较严格的控制前级占空比，输出又空载，电感的能量就无处释放，会造成次级和初级线圈电压升高很多(理论是电压无限高)，主震功率管被击穿(过热)损坏。现在很多反激都有反馈电路，也可以空载的。正激电源的功率管和输出整流管是同步工作，如果输出端空载，就会使初级电感量增大很多，只有很小的空载电流流过初级线圈(空载损耗只有百分之几到十几，线圈电压也不会升高)，所以可以空载运行。一般来讲正激电源的效率高于反激电源。

★ 双管正激开关电源能否用开环固定频率去做？

可以的，不闭环岂不是更简单，就是不能调整输出电压，双管正激开关电源的占空比也不用控制了，不像反激的得必须闭环控制占空比，以免负载开路时烧管。

★ 正激式变换器中漏极电压(VDS)最大多少？

对于单端正激电路，VDS和你设计过程中所采用的最大工作占空比有关系。因为要考虑变压器磁通平衡。所以去磁的伏秒积要等于激磁的伏秒积。那么 $(VDS-VIN) \cdot (1-D_{max}) = VIN \cdot D_{max}$ 这是理论上的VDS最小值。实际的电路中，因为变压器存在漏感，VDS的值会比这个更高。对于双端正激电路，因为电路结构的箝位设计，VDS理论上的就是等于输入电压，最大占空比不能大于0.5。

★ 正激整流二极管工作时承受的最大电压、电流？

Q: 正激电路中的开关与整流二极管工作时承受的最大电压、最大电流与平均电流？

A: 单端正激(只考虑续流电感很大的情况): 开关管最大电压=电源电压+变压器泄放电压(一般是两倍电源电压)。最大电流=输出负载电流除以变压器变比。平均电流=最大电流除以占空比。次级整流管最大电压=变压器泄放电压乘以变压器变比(电流连续后)或者输出电压+变压器泄放电压乘变比(非连续时刻且不考虑电感的分布参数)。最大电流=输出电流; 平均电流=输出电流乘以占空比。次级续流管最大电压=电源电压乘以变压器变比。最大电流=输出电流。平均电流=输出电流乘以(1-占空比)。以上是理想状态的计算，实际中还要考虑变压器漏感以及各种器件的开关速度等。

★ 正激式开关电源的输出功率与驱动IC有关吗？

不管是哪种方式的开关电源，在电路里有MOS管内置在控制IC内部的，例如TNY268之类的，也有MOS管外置的，例如UC3842，MOS管外置的话，一般和控制IC功率没多大关系，但也有个范围，比如正激的开关电源一般只做到200W，和拓扑结构就有关系了，和电路设计的变压器关系也比较大，功率越大，需要的变压器体积、线径就相应的要大些粗些。MOS管内置的IC，输出功率和IC有关系，查看不同的芯片资料，内部会有详细的功率说明！以反激TNY268P、TNY280P为例，查查看就很清楚了！

★ 为何正激式开关电源必须增加消磁回路？

工作原理不同，反激式开关电源变压器(磁性材料)是储能作用，而正激式开关电源的磁性材料是能量传递作用，如果一个工作周期完成后，不对磁材进行消磁(复位)，会产生累积磁饱和，会大大降低效率，甚至烧毁功率管，所以正激式开关电源的磁复位是必须的！补充解释一下反激式开关电源的工作过程，充磁->泄磁(对次级回路充电)->充磁，而正激式的充磁过程和对次级充电的过程是同时的。

★ 电源是用双管正激好还是半桥好？

Q: 12v输入，+-30V 3A输出的电源是用双管正激好还是半桥好？

A: 双管正激比起半桥拓扑结构来说更为先进也更为合理，虽然成本略高，但出于能源效率来说比半桥要好很多。

★ 开关电源双管正激电源变压器工作在第几象限？

A: 工作在第一象限，和单管的原理一样，只是双管可以工作在更高的电压里。

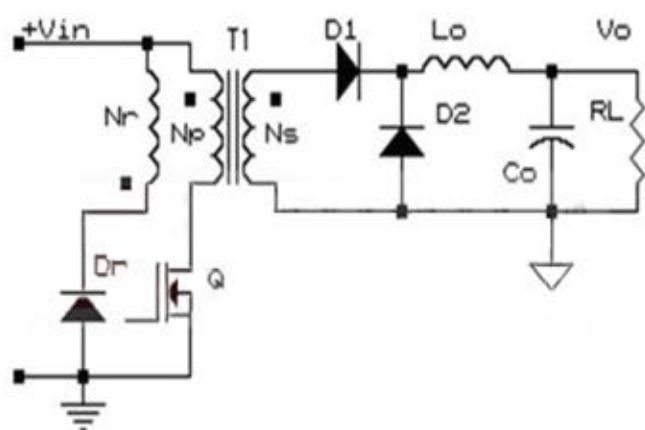
Q: 是如何判定的？变压器利用率最高的是什么拓扑结构？它是工作在第几象限的？

A: 至于判定可能要基本的拓朴有一定的了解才行，变压器利用率最高的是全桥结构，它工作在第一、三象限。

★ 为什么双管正激比半桥效率高？

效率分析：交流转换直流是一样的；开关管也是两个，参数一样，变压器，双向磁化，利用率高些，与正激相比，可以小一号磁芯，效率约微高些；输出二极管，半桥的二极管电压等级可以低一级，效率约微高；储能电感，半桥的电感量可以减半，约微高些。半桥的效率约微高些，估计1-2%，不太明显。不过半桥的硬伤是潜在的偏磁风险。一般对产品性能要求稍微高的，都会选择双管正激。对成本很敏感，质量要求不眼的，都会是半桥(用三极管做开关管)。

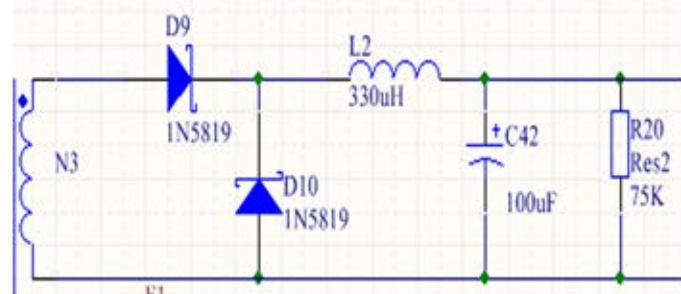
★ 正激电路磁芯的复位电路是怎样工作的？



开关管导通的时候，NP绕组电压、电流都是上正下负，同时次级NS电压也是上正下负向负载供电，NR绕组电压下正上负，由于二极管DR的单向导电性，NR绕组无电流。这个阶段NP绕组给磁芯充磁。当开关管关断的时候，各绕组电压极性都反转，NP、NS绕组都无电流，而NR绕组(电压上正下负)通过电源以及DR形成回路，绕组电流下正上负，给磁芯退磁，同时把能量回存到电源中(给电源滤波电容充电)，也防止NP绕组产生过高的反峰电压将开关管

击穿，一举三得。

★ 正激的电感电阻电容满载怎么办？



Q: 就是单端正激开关电源15KHZ，变压器输出39V脉冲电压，想要35V直流，目前能整流出26V，但是加上整流电路是满载状态

A: 脉冲电压39V，输出电压26V，可知此时占空比约为 $26/39=66\%$ ，在输入电压不变的条件下若想增加输出电压只有两个办法。1、增加占空比；2、改变变压器匝比。66%的占空比已经不小了，再增加占空比会带来很多弊端。不建议增加占空比。所以只能改变变压器匝比，增加次级或减少初级。重新计算一下吧。或者换用SR108或109试试。

★ UC3845的正激断电后LED指示灯会瞬间打嗝？

Q: 如果带负载的时候断电LED指示灯打嗝尤其严重。

A: 此有几种原因：1、变压器断电后续存的电量导致；2、电容续存的电量导致；3、滤波器甚至也有可能续电追问开始用EL3845P就不会出现这样的问题，换UC3845就出现这样的问题，测量基准电压EL3845P5.02V UC3845基准电压是4.98V，用TI3845P，测量VCC在断电后会有规律的持续下降，可UC3845使用的时候断电后VCC下降到大概7.5V的时候又会反弹到八点几V，这可能是重新启动3854的原因，但是我重新买回EL3845P换上去的时候，也和UC3845出现相同的问题，只有那最早的那片EL3845P不会出现打嗝的现象？这可能会是零件间的匹配兼容问题。

在开关电源打嗝是什么意思？

打嗝 hic cup当电源处于过流，过压等异常工作状态下的时候：模块控制电路监测到模块异常 -> 控制系统下令关机 -> 一段时间无输出 -> 过了设定的关机时间 系统需要确认异常状态是否消除此时模块下令开机 Y 异常状态消除，模块后续正常工作 N 异常状态依然存在 在返回第一步继续循环如果异常状态一直存在 模块就会过一段时间 开机一下然后迅速关机，这就是打嗝。

★ 电流控制正激变换器设计用到斜坡补偿是什么作用？

简单地讲就是使正激变换器占空比大于50%的时候，系统仍稳定。

★ 正激式开关电源——磁复位绕组

Q: 为什么在正激式开关电源中有了磁复位绕组不要一个CRD吸收回路, 磁复位绕组CRD在这里不是同一个作用吗? 吸收初级与次级绕组的反向电动势?

A: CDR吸收效果没有磁复位好, 如果要求不高的情况下可以用CDR吸收代替磁复位, CDR吸收反向电压会高些。

Q: 我看有些实际的电路两个方法同时加了

A: CDR主要用来吸收初级和复位绕组的漏感引起的尖峰, 这是复位绕组无法达到的, 复位绕组是复位剩磁, 如果只用复位绕组漏感引起的尖峰无法消除, 只用CDR阻容反向电压会过高。

★ 正激式隔离开关电源电路可以实现升压吗?

Q: 请问正激式和反激式隔离开关电源电路是不是都可实现升压? 将变压器初级输入电压经变压器输出得到高于输入的电压?

A: 是, 因为可以通过改变初次级匝比来实现。

★ 采用主动PFC双管正激方案的PC开关电源实例

Q: 请问一个采用主动PFC双管正激方案的PC开关电源, 原来的PFC电容为400V470uF, 请问换成420V420uf有何影响?

主要是对输出功率有什么影响, 电源原来最大输出功率是750W

A: 几乎没有什么影响。这个电容是PFC电路一次侧是滤波电路, 相差这点容量实际造成的影响不会显现出来的。因为电路设计一般都会留有功率余量的。

★ 正激电路中开关管控制感性负载如何抑制关断尖峰?

原边加RCD吸收或有源钳位电路可以抑制关断尖峰。

★ 交错式双管正激变换器可以用倍流整流吗?

可以, 一般情况下开关电源的主输出都不用倍压整流, 不如将输出线圈多缠几圈。辅助输出功率较小可以用。

★ 为什么反激电路副边不加电感, 而正激要加电感?

是它们的工作模式决定。正激加电感是因为正激电路工作时开关管导通时, 次级(副边)的整流二极管也会导通, 变压器本身没有储存能量, 需要在副边单独增加一个电感来储能。以备开关管关断期继续为负载提供能量; 而反激式的就不一样了, 反激式的在开关管导通时次级(副边)的整流二极管是截止的, 能量会储存在变压器中开关管关断时才会通过次级的整流二极管向负载供电, 反激式变压器本身就兼顾了变压及储能的功能, 所以不需要另加储能电感。

论坛热议

★ 关于正激电路的变压器是否要加气隙的讨论

【来自: gwwater】

曾经有过一个关于正激电路的变压器是否要加气隙的讨论, 大家有意见的赶快发表。

huyuejin

为防变压器饱和, 最好加少许。

ridgewang

不需要, 从正激的原理可以理解, 励磁的同时传递能量, 促使正激变压器受磁的就是励磁电流, 为了得到最大的效率, 需要励磁电流越小越好, 加气隙的结果适得其反, 无形之中增大励磁电流, 同时剩磁也增大, 漏感也增大。

电源柯南

但加一点点气息也有它的道理!

ridgewang

此话怎讲, 除非你的磁芯内部的均匀性有问题, 如果是磁芯内部的均匀性有问题, 加气息是可以改善局部热点, 改善内部温度和磁力线的均匀分布; 但是对于一个工艺正常的磁芯这不是普遍现象, 加气隙是没有必要, 也不是必须的。

baiyun

如果批量生产, 那变压器初级绕组的电感量是否要求一致, 如果一致的话, 是调节气息来解决还是改变接触面积的方法好一些?

ridgewang

可以明确的告诉你, 由于磁芯的个体差异, 主要是磁导率不一致, 相同匝数的情况下, 不同变压器的相同绕组的电感量极有可能都不一致, 电感量的大小主要是影响占空比, 只要你在设计上注意最小电感量(下限)的变压器不饱和就可以了, 为什么要要求电感量的一致?

jacki_wang

不同意这个说法“电感量的大小主要是影响占空比, 只要你在设计上注意最小电感量(下限)的变压器不饱和就可以了”。理由如下:

1、无论正激还是反激, 电感量的大小都不会影响占空比;

正激: $V_o = (N_s/N_p) * V_{in} * D$; 反激: $V_o = (N_s/N_p) * V_{in} * D / (1-D)$

2、无论正激还是反激, 在设计上都不需要注意最小电感量(下限)的变压器是否会饱和; 正激: 因为变压器的功能不是储能, 正常工作下不会有饱和现象; 而在没有气息和相同的Bs的情况下, 初始磁导率小的不容易饱和; 反激: 电感量低的因其有效磁导率比电感量高的小(或气息更长)而更不容易饱和。

电源柯南

凡事都会有正反两面的! 加了气息什么会改变呢? 对什么有作用呢? 不知道你看了赵老师的《开关电源中磁性元件》? 书中有答案。

xxldhxx

开关电源短路时，输出电流不是无限大的，即使用短路其实也可以保持半分钟没事的，但是磁芯确实是电流型控制没有达到饱和的。

lilylu

至于加不加气息要根据具体的电路来定，如果你有最大占空比限制保证即使在电压突变至最高或者突加负载等最恶劣的情况下，你的 ΔB 都可以保证不至于使变压器饱和的话，是完全可以不用加的；但是如果最大程度的利用磁芯，没有很大裕量的时候，适当的加气息就变得很必要了，具体看你做的产品的要求了，不能一概而论。

电源柯南

加了气息，激磁电流会上升，但在较大功率的时候激磁电流只是很小的一部分，漏感会增加，磁芯损耗会增加，这个没错，但是我们所得到的好处是可以取较大的 B ，那么我们的圈数会降低，也就是增加铁损来换铜损的减小，(圈数少了，相同的变压器我们还可以加大绕组)，你由此判断正激加气息效率就会减少有些武断。

其实最主要的还是看你的主要矛盾是什么，如果你变压器的铁损比铜损大，这个就起反作用了，但你的铜损占大部分的话，在变压器不能增加大小的情况下增加气息是有必要的，而正激一般来说用到比较大的功率，正激的铁损大概为全桥的1/3左右，一般来说正激的铁损都小于铜损，增加小量的气息就可以让铜损减少！当然这也会造成生产成本的提高，凡事都有两面，主要看你的主要矛盾是什么，再用适当的方法来解决它。

cmg

由于现在电源的开关频率比较高，受铁损的限制，磁通的变化量很小，对单向磁化根本就不需要考虑磁通变化范围不够的问题，双向磁化的不存在这个问题，所以一般应用是不用加气息的。

但有写特殊应用是需要的，如：利用电容来实现磁通复位的单端正激，如果励磁电感变化比较大，使电容很难选择，需要加一点气息，来保证励磁电感的变化量很小，还有的要利用反激能量，如用反激的能量来给正激供电等需要加一点气息保证有足够能量。正反激应用也是一个特例。具体情况具体分析。

电源柯南

我有点不太同意CMG的观点，如果我们做通讯电源的DC/DC它的输入是36V到72V，假设我们现在用电压控制芯片来实现的话就必须保证72V输入最大占空比的时候磁芯不能饱和，那就是 $\Delta B < 0.3 - 0.1 = 0.2$ ；假设为了满足holdup time的要求，最低工作电压为30V，那么正常工作的时候 ΔB 约为 $0.2 \times 30 / 72 = 0.08$ ，是不是太小了呢？如果加一点点气息的话，正常工作时候的 ΔB 就可以变为约0.12，相当于加大了50%，那么线圈就可以减少50%！特别是一些有风扇可以吹到磁芯表面的电源，我们可以不必要在意磁芯的升温了，而这时候铜损可以大大降低。

lilylu

至于加不加气息这个东西本来就不能一概而论，要根据每个产品的要求来论，比如有些要求体积小，散热条件比较好就完全可以用小一点的磁芯加一点气息来实现，如果对效率要求比较高体积不那么苛刻的时候就可选大一点的磁芯而不用磨气息了，没有必要在这里为加不加气息纠缠不休了。

asm

把电路拓扑定为正激的话，变压器是不用加气息的，这时变压器激磁电流是很小的，基本上不用考虑变压器饱和问题；如果说开机瞬间变压器会出现饱和，这要在电路上想办法；如果开关频率很高，为了减少磁滞损耗，加一点点气息使磁滞曲线包围面积减少，达到减少磁滞损耗目的，但加气息漏磁增加，铜损增大，总的损耗是大了还是小了，仁者见仁，智者见智。

世界真奇妙

单端正激理论上不用加气息，加气息会使电感大幅下降，激磁电流大增，有害无益，但是有些磁材质次，不加气息会饱和。

山姆

加磁隙会使磁阻大大增加，必须加更大的磁压，才能保证有足够的磁通，也就完成一定的功率传递，好处是系统功率余量增大，磁才的一致性要求降低(指 u 值)，坏处是环路电流是正常电流2-3倍，变压器由磁隙产生的能量怎么处理而且是非常大的。

powerwork

现实中有加气息的例子，加不加气息 B_m 都一样 (U_{in}, D_{max}, N , 一定时),我们抛开那一点点 B_r 不说，在开机和短路时，有气息和没气息是不一样的，虽然 B_m 是一样，也就是磁通也是一样，但最小磁阻不同，接近饱和点跟到饱和点时饱和电流斜率是不同的，电流环路响应时间是100-250ns，这就是说能在同样时间内更快关断mos，这样我们在设计变压器时就可以设计在最大功率点上。以上仅为个人观点，抛砖引玉之用。

lovevirus

要搞清一个问题，正激短路磁芯会饱和吗？

zq2007

正激也会有过载保护的。

★单端正激能否不使用复位绕组？

【来自：tanknet】

当开关管关闭时，让变压器初级电感里面的电流流入MOS的DS电容(或并联一个小电容)，直到磁芯复位并且能承受反向伏秒数等MOS的DS电压又降下来，再打开开关管，像QR反激一样？

ytdfwangwei

你需要多大的电容才能保证谐振电压不超过MOS管的VDS，同时该电容过大的话，在MOS管开通的时候相当于通过MOS管直接短路，你会发生什么？

楚天?

正激ZVS软开关就是这样的，电压应力比较大，变频控制，轻载软不下来，重载电压严重飙升。谐振时间随负载变化较大(ds间并联较大电容时能有所改善)。用3845就可以，在3845的利用drive脚额外驱动一个小MOS来钳位住震荡器，调整DS电容或震荡器周期，使之相互匹配。效率不错就是电压太高折腾不起，反激也可以试试。

liu19730702

在初级绕组上加RCD吸收，可不用复位绕组，当然效率要比用复位绕组低。

电源垃圾

可以不使用第三绕组进行复位，还有其他方式：RCD、LCD和有源钳位，还有就是变压器漏感、分布电容、极间电容进行谐振复位等。

陈永真

可以，有源钳位就是最好的例证，还有RC钳位，其中有源钳位最好。

x_ww0941

可以在次级增加一个反激绕组，经二极管后与原正激绕组并联输出，这样既解决了磁复位问题又提高了效率。

楚天?

复位问题可以解决，不过漏感依然存在，所以原边还是要加吸收的，如此则两处都有元件。

x_ww0941

次级增加一个反激绕组，初级可以使用瞬态抑制二极管，此方案应该是可行的。

andyxly

可以选用双管正激式电路，加续流二极管便可。



电子信息网荣誉出品

想下载更多技术攻略，请前往：www.elecinfo.com

如果你觉得我们的技术攻略不错，请分享给你的朋友。