

120W ADAPTER 的研发

李龙文 杨恒 飞兆科技股份有限公司

1 引言

电子技术迅猛发展,使电子产品的效率越来越高,体积越来越小。如显示器由传统的 CRT 显示器改用 LCD 显示器,其重量尺寸均明显地缩小,尤其随着个人电脑和笔记本电脑的大量应用,对电源的要求也越来越高,市场上大量使用的 60W Adapter 已不能满足 PIV CPU 的供电要求,为此必须提高电源的输出功率,现介绍一款我公司专为 PIV CPU 笔记本电脑应用的 120W Adapter 开关电源,期望与同行进行交流,以期提高 Adapter 的整体性能。

2 方案的选择

大家知道笔记本电脑是随身携带的电子产品,其流动性很大,要求其配置的电源产品体积小,效率高、重量轻,输入电压符合全电压范围,符合空载低能耗($< 1W$),国际各相关安规及 EMI 电磁兼容等要求。

2.1 APFC 方案的选择。

实现 APFC(Active Power Factor Correction)的方法有多种,有硬开关方式与软开关方式,硬开关方式 Boost 电路如图 1,软开关方式 Boost 电路如图 2。

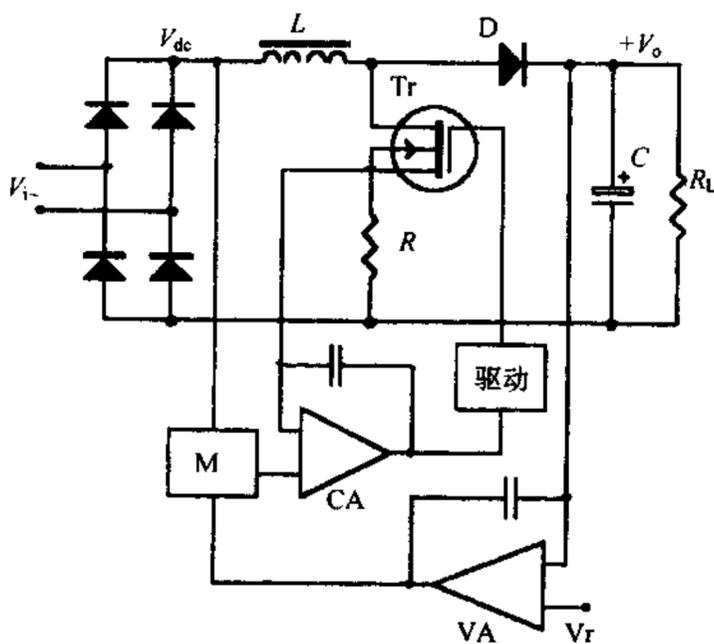


图1 Boost有源功率因素校正器硬开关原理

我们知道采用硬开关工作方式的 Boost 电路,在开关频率很高时,其开关损耗增大,电源效率降低,而采用软开关方式的 Boost 电路,在电源的效率上有所提高,但也带来了结构的复杂,器件的增加,成本的上升,其与硬开关的 Boost 相比约提高了 2% 的效率,因 120W 系列的 Adapter 其市场使用相当广泛,所以其对

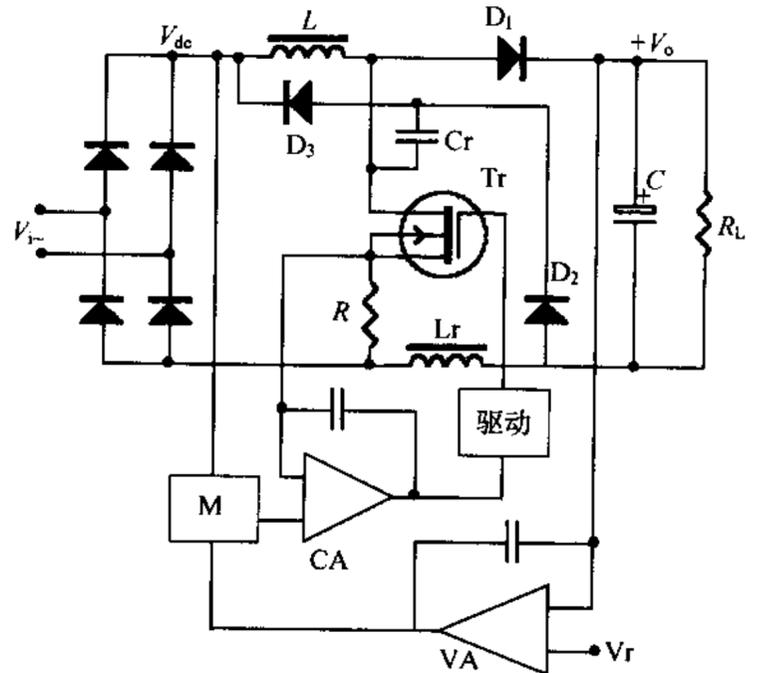


图2 Boost有源功率因素校正器软开关原理

成本的控制相当严苛,故而我们仍采用了硬开关 Boost 方式,但对传统的硬开关 Boost 工作方式作了改进。

一般硬开关 Boost 方式其输出电压控制在 380V ~ 400VDC 左右,若按输出电压为 400V,则在输入为 AC110V(以下简称低端)时效率约为 92% 左右,在输入为 AC220V(以下简称高端)时效率约为 95% 左右。这样的话在低端时其功耗加大,发热增加,对电源的可靠性带来一定的影响,为此我们改电路为阶跃式 Boost 电路,设法将 APFC 的输出电压在低端时设定为 220VDC 左右,在高端时输出电压设定为 390V 左右,并让其自动转换。这样则可在低端时将效率提升约 2%。原理框图如图 3 所示(我们称为阶跃式 Boost 电路)

由图 3 可知,该阶跃式 Boost 电路与传统硬开关电路比较,多了一个前取样电路,原理叙述如下:在低端时通过设定输出取样反馈电阻,使输出电压为 DC220V 左右(此时前取样电路不工作),要得到同样的输出功率,TR 的工作时间必须加长(与图 1 对比),则使效率得以提升;在高端时,前取样电路工作,与原取样反馈网络叠加,使输出电压稳定在 DC400V 左右。

2.2 PWM 拓扑的选择

能实现输出功率为 120W 的拓扑方案很多,如反激式、正激式、半桥式、全桥式等,如采用反激式方案,则变压器的体积太大,EMI 难处理;若采用半桥式方案则需要增加一颗大电解电容;若采用全桥式方案,则又多增加 2 颗 MOSFET,成本上升较多。综合考虑以上拓扑性能,且考虑了体积、成本、EMI 等因素,为充分利用磁材,降低磁复位损耗,我们采用了双晶体管正激式方

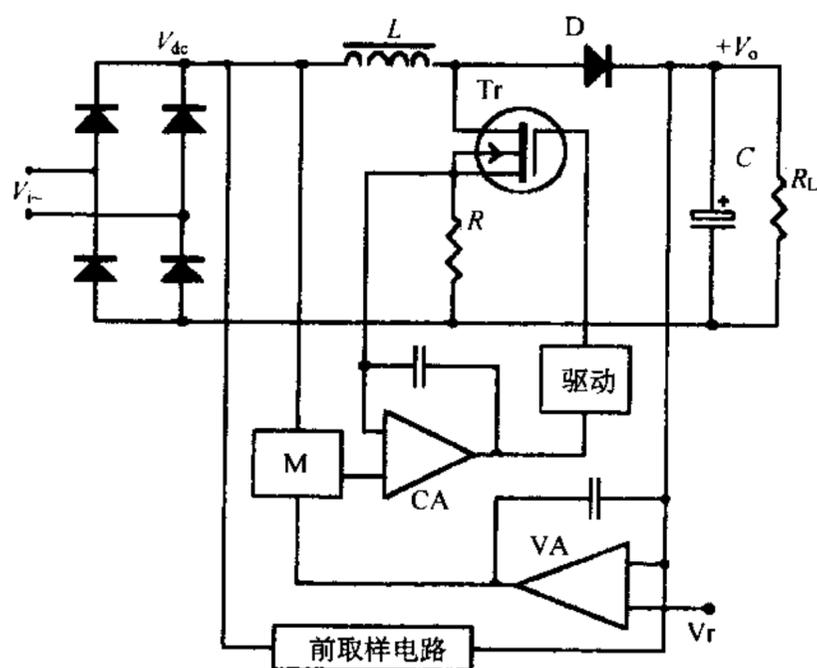


图3 阶跃式 Boost 有源功率因素校正器硬开关原理案,该方案避免了反激式变压器体积大的缺点;半桥式需增加一颗大电解电容的缺点;全桥式增加 2 颗 MOSFET 的缺点;双晶体管正激式采用 2 颗 MOSFET, MOSFET 的耐压可降低,且变压器的去磁性较理想,变换效率相对较高,且能为今后 150W、180W、200W 等向上延伸作准备。

3 采用同步整流技术

大家知道,同步整流技术现已发展成熟并被广泛使用,尤其在低压输出上用的比较多,如 5V 输出,3.3V 输出,2.5V 输出等。一般 100V 的 SCHOTTKY 其正向压降为 0.7V 左右,而采用 MOSFET 的话,则 100V 的 MOSFET 其正向压降只有 0.12V 左右。当输出电流相同时,如输出电流为 5A 时,则采用同步整流技术比 SCHOTTKY 可提高约 3%-5%;如输出电流更大时,则效率的提升就更加明显。

实现同步整流技术一般有两种方法,一是采用自驱动方式,二是采用专用控制 IC 方式。自驱动方式虽然有节省器材,方便等好处,但是开关变换器在低端与高端时栅极驱动电压未必是常数,与占空比 D 及输入电压 VS 有关,当占空比 D 及输入电压 VS 变化范围较广时,VG 或太大,或太小,使同步整流损耗增大。

我们采用专用控制 IC 的方式(外驱动方式),IC 为我公司专门为同步整流技术开发的 SD7559,且为了防止二次侧同步整流回流 MOSFET 损坏专门在回流 MOSFET 上并联了相应的 SCHOTTKY。该方法安全可靠,效率提升明显,安全满足了工程设计的要求。

4 无载功耗小于 1W 的实现

现在世界都在进行绿色环保的宣传,同样电源也需要环保、节能。据有关报导,现在国内许多彩电、个人电脑的待机功耗均大于 3W。若以全国拥有量为 5000 万台计算则其待机损耗相当巨大,能源浪费相当惊人,几乎相当于 300 万千瓦发电机在白白

运转。因此欧洲等国规定输出功率大于 60W 的电源产品其待机功耗必须小于 1W;日本在小功率电源上(如 15W 等),要求其待机功耗更为严格,已要求小于 100mW,因此实现待机功耗小于 1W 必须实现……

降低待机功耗主要有 3 种方式,其一,降低变换器工作频率;其二,选用低功耗器件;其三,关闭辅助电路的供电电源。我们在开发 120W Adapter 时以上三种方法都采用了,原理框图如图 4。

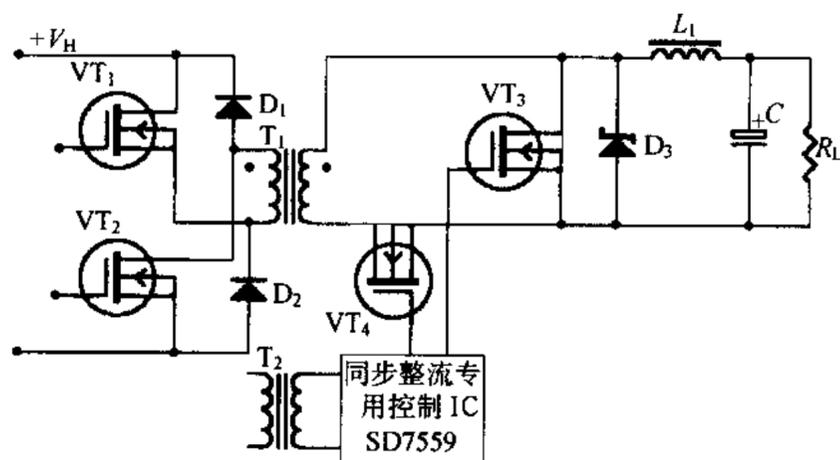


图4 双晶体管正激式同步整流交换器

PWM 变换器开关频率的提高能使变压器、电感尺寸变小,输出电容值变小,但 MOSFET 的开关损耗增加, MOSFET 的损耗基本有三部分组成:一是导通损耗 $P_{COND} = I_{PRM} R_{DS(on)} D$;二是驱动损耗 $P = QG \cdot V_{ce} \cdot F_s$;三是开关损耗其公式为 $P_{SWI} = \frac{1}{2} \cdot I_{PRM} \cdot V_{in} / 2 \cdot t_{sw} \cdot F_s$ 。由此可见 MOSFET 的驱动损耗随开关频率提高直线上升。综合各种因素来考虑,我们选择 66kHz 为 PWM 变换器的主频;当输出无载时,通过反馈取样网络使 PWM 的主频降低为 20kHz 左右,可大幅度降低 MOSFET 的开关损耗;同时输出无载时通过反馈取样网络关闭 PFC 控制 IC 的 VCC 使 PFC 变换器停止工作,并关闭同步整流 MOSFET 控制 IC 的 VCC,使同步整流 MOSFET 只有晶体二极管工作,满足无载待机时输出电压稳定的目的。结合以上三种方法的使用,顺利实现无载待机功耗小于 1W 的目的。

5 设计实例及结果

根据前述,设计高效率,高功率因数,小体积,低待机功耗的 120W Adapter 开关电源,PFC 采用 TI 公司的 UCC38050 控制 IC。该 IC 起动电压为 13.5V 为 Bi-CMOS 工艺设计,低功耗,功能强大、价格适中(具体引脚功能不一一介绍);PWM 控制 IC 采用 LT1241 最大占空比为 50% 适合双晶体管正激式电路;PFC 电感与 PWM 变换器的变压器均采用 PQ3225;PFC 与 PWM 功率 MOSFET 均采用 ST 公司 20NM50(TO-220),同步整流采用 VISHAY 公司的 SUD85N15。在 AC90-264V 时,频率 47-63Hz 实现高效率变换。实测低端效率为 89.52%;高端效率为 91.20%;待机功耗低

(下转第 87 页)

关电源中。

参考文献

- [1] 陈坚. 电力电子学[M]. 高等教育出版社, 2002
- [2] 郭胜强等, IGBT 驱动脉冲变压器工作过程的分析及参数选择[J], 电焊机, 2001(8)
- [3] 美国电气协会, IEEE 脉冲变压器标准[J]. 电子变压器技术, 1996。
- [4] 皇甫正贤, 数字集成电路基础[M], 南京大学出版社, 1994

作者简介

贲洪奇, 男, 38 岁, 博士后, 副教授 研究方向为特种电源技术和有源功率因数校正。

李明, 男, 26 岁, 硕士生, 研究方向为电力电子与电力传动。

(上面为 TL494 输出波形, 下面为脉冲变压器输出波形成)

图 5 控制电路输出波形

(上接第 79 页)

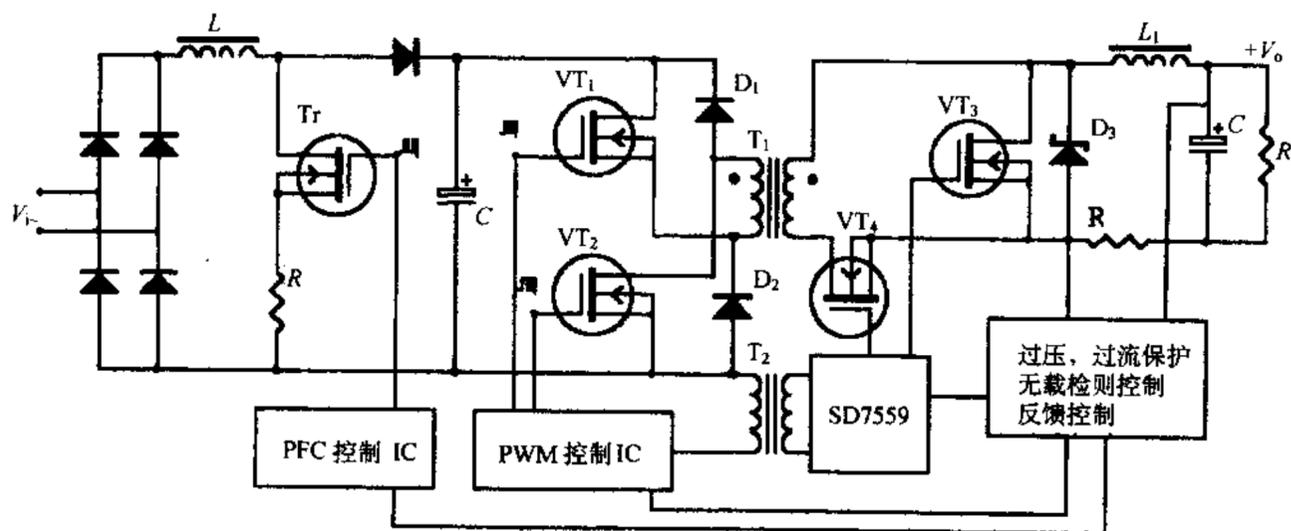


图 5 双晶体管正激式同步整流变换器原理框图

端为 0.35W, 高端为 0.65W 具有恒流保护功能, 短路保护, 过压保护及过热保护功能; 电磁干扰性符合 FCC CLSPR CLASS-B 级要求。该产品现已定型批量生产。

5 结论

通过分析比较, 电源适配器类产品量大, 价格低廉, 可靠性

要求高, 体积小, 待机功耗低, 安全, 低 EMI, 低电网谐波等要求极高, 只有选择好合适的线路拓扑, 施以必要的技术措施才能满足市场的要求。本文主要介绍了设计方案的思路, 能起到抛砖引玉的作用, 希望广大同行如有更好的方案一起探讨。