

行波管高压电源变换器设计研究^①张国栋^② 周东方 郑 镨 李建兵 师宇杰

(信息工程大学信息工程学院 郑州 450002)

摘 要 针对真空电子器件对高压电源的特殊需求,对单级变换器在应用中所存在的不足进行了分析,提出了两级倍压变换器设计,并给出了两级变换器的基本结构。对前级变换器的设计进行了深入分析,对后级变换器的基本工作过程以及软开关实现条件等进行了探讨。利用变压器漏感参与谐振实现半桥级开关管的软开关,使变压器的分布参数得到了充分利用。通过 Pspice 软件对两级变换器进行了原理性仿真,结果验证了理论分析的合理性。基于理论分析和仿真实验研制了一台实验样机,测试结果表明后级变换器开关管具有良好的软开关特性,系统具有较高的效率。

关键词 行波管,高压电源,Buck,半桥,两级,软开关

0 引 言

小型化行波管是一种微波真空电子器件,是功率放大器以及雷达发射机的关键组成部分,广泛应用于固定和移动通信、电子对抗、雷达以及无人干扰机等军事领域^[1,2]。在 MPM 无人干扰机或者掠海无人机中,发射机行波管是末端功率放大的关键器件之一。各种无人干扰机对发射信号要求严格,行波管必须有可靠稳定的供电系统。小型化行波管通常使用的是一组高达千伏的高压小电流电源,电源在体积、隔离度及抗干扰等方面都有较高要求。国内外行波管电源通常都采用单级半桥或者全桥谐振变换器^[3-9]。研究表明,单级变换器在行波管电源中的应用还存在诸多问题。单级变换器通常采用串联或者并联谐振方式,且采用调频工作方式,在轻载或空载条件下,其工作状态发生变化导致其不易稳定,例如并联谐振变换器在轻载条件下频率突然升高,导致开关管损耗瞬间增大,轻则影响变换器正常工作,重则直接损坏变换器^[5]。全桥变换器则通常用于中大功率场合,开关管数量较多,控制电路相对复杂,无论实现难易程度还是系统效率都没有优越性^[6]。

针对小型化行波管的供电需求,本文提出了两级 Buck + 半桥变换器。Buck 级完成电压的预调

整,半桥级采用开环定频控制,主要实现升压变换与隔离。变压器的漏感以及外加电感与半桥开关管结电容进行谐振,实现软开关。输出端采用对称倍压整流电路代替常规的全桥整流电路,采用普通耐压器件即可在负载输出端实现高压输出。两级高压变换器避免了单级变换器缺点,采取前级闭环、后级开环的控制策略,并通过 PID 补偿电路提高了系统的稳定性,且两级变换器效率较高,具有控制简单、稳定性高等优点。本设计没有采用传统升压 Boost 变换器作为前级(在高压应用场合,级联变换器的前级如果采用 Boost 电路提升电压,则可以减轻后级隔离变压器以及倍压整流电路的升压压力,理论上应该是最好的选择),而是采用了降压 Buck 变换器,关键就在于 Buck 变换器在开通、关断、轻载以及故障条件下其输出电压和电流很容易控制,而 Boost 变换器作为前级在轻载或空载条件下会导致系统输出电压在变化负载条件下非常难以控制。

1 变换器基本结构及工作原理分析

两级直流高压电源变换器系统组成如图 1 所示,包括由 M_3 、 D_b 、 C_b 、 L_b 组成的 Buck 级电路,由 C_{h1} 、 C_{h2} 、 M_1 、 M_2 、 L_r 和 T(原副边匝比为 1:n)组成的半桥级电路,由 D_1 、 D_2 、 C_1 和 C_2 组成的负载输出端

① 863 计划(2011AA8031003G)和国家科技重大专项“核高基”(2009ZX01008-003)资助项目。

② 男,1980 年生,博士生;研究方向:电子技术及真空电子器件电源技术;联系人,E-mail:zgol2011@sohu.com
(收稿日期:2011-12-29)

倍压整流电路。半桥变换器主开关管工作占空比接近 50%, 半桥输入电压通过调节 Buck 变换器占空比进行控制, 从而调节系统输出端电压。

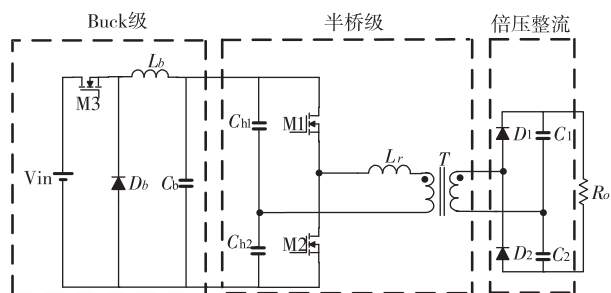


图 1 两级直流高压电源变换器

1.1 Buck 级的设计与分析

Buck 级在系统中主要起预调节器作用。当输出电压发生变化时, 取样反馈电路将取样信号反馈至前级, 通过调整开关管占空比实现前级输出电压 (即半桥电路输入电压) 的调节, 从而达到控制输出电压目的。前级 Buck 变换器设计必须从其工作模式、开关频率以及输出电压等多方面考虑。

Buck 变换器存在断续和连续两种工作模式, 然而两种工作模式互相切换, 将会导致严重的控制与

稳定性问题。因此该级设计必须考虑此现象, 避免工作过程中工作模式的频繁切换^[10]。对于电流连续模式的 Buck 变换器, 输出电压只与输入电压以及占空比有关, 而对于电流断续模式的 Buck 变换器, 输出电压与输入电压、电感、占空比、开关频率和输出负载都有关, 将会增加系统控制和设计难度, 因此电流连续工作模式是 Buck 级的理想选择。

开关变换器中开关频率的高低直接影响变换器效率以及磁性元件体积大小。开关频率越高, 磁性元件体积越小, 开关管损耗越大; 反之, 开关频率越低, 磁性元件体积越大, 开关管损耗越小。因此系统体积和效率之间存在一个折中的选择, 本设计中在体积允许条件下, 将 Buck 级变换器开关频率设定为 25kHz, 以保证系统各项指标满足要求。

由于系统是从低压到高压的转换, Buck 级作为降压变换器, 其输出电压过低将不利于系统的电压变换, 而且 Buck 级变换器的输出与输入电压差越小, 变换器的损耗就越小, 从系统的损耗以及实现难易程度考虑, 本设计将 Buck 级输出电压设定为 250V。

1.2 半桥级稳态工作过程分析

图 2 为后级半桥电路软开关实现基本工作过程,

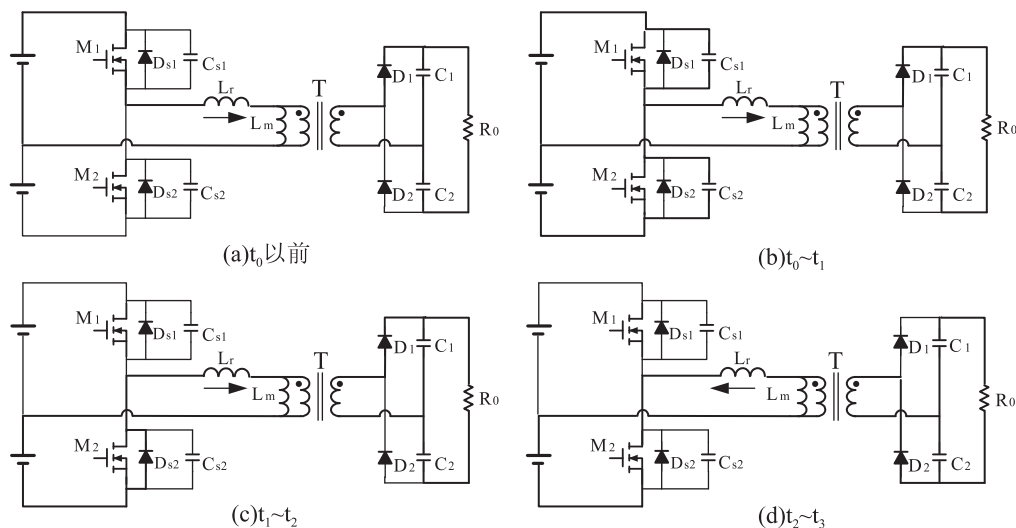


图 2 半桥级各工作模式

图 3 为关键波形图, 在一个周期内, 上、下半周期的工作过程相对称, 故仅对上半周期工作状态进行分析。

(a) 开关状态 1 (t_0 时刻以前)

t_0 时刻以前, 开关管 M_1 处于导通状态, M_2 处于截止状态, 副边整流二极管 D_1 导通, 变压器原边电压被钳位在 $\frac{V_o}{2n}$, 主变换器通过变压器向副边传递能量。

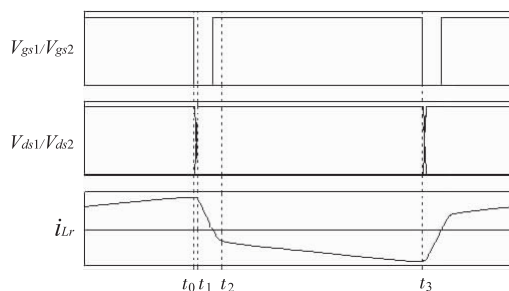


图 3 半桥级关键波形图

(b) 开关状态 2 ($t_0 \sim t_1$)

在 t_0 时刻, 开关管 M_1 关断, M_1 和 M_2 都处于截止状态。此时谐振电感 L_r 与 M_1 、 M_2 的寄生电容产生谐振, 为 M_2 的零电压开通创造了条件。在此期间, 电路状态可表示为

$$\begin{cases} i_{L_r}(t) = I_0 \cos \omega_0(t - t_0) + \frac{nV_{in} - V_o}{2nZ_0} \sin \omega_0(t - t_0) \\ u_{C_{S1}}(t) = \frac{nV_{in} - V_o}{2n} - \frac{nV_{in} - V_o}{2n} \cos \omega_0(t - t_0) \\ \quad + Z_0 I_0 \sin \omega_0(t - t_0) \end{cases} \quad (1)$$

其中 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2L_r C_s}}$, $Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{2C_s}}$, $C_{S1} = C_{S2} = C_s$ 。

(c) 开关状态 3 ($t_1 \sim t_2$)

在 t_1 时刻, L_r 与寄生电容的谐振过程结束, M_2 的寄生电容电压降为零, 体二极管开始导通, L_r 的电流线性减小, 在此过程中对 M_2 施加驱动信号则 M_2 就是零电压开通。在此过程中原边电压被钳位在 $\frac{V_o}{2n}$ 。由于 $t_0 \sim t_1$ 过程时间很短, L_r 的电流 $i_{L_r}(t)$ 可视为恒定值, 所以在此过程中 L_r 的初始电流值可视为 I_0 , 式为

$$i_{L_r}(t) = I_0 - \frac{nV_{in} + V_o}{2nL} t \quad (2)$$

(d) 开关状态 4 ($t_2 \sim t_3$)

在 t_2 时刻电感电流降为零, t_2 时刻以后电流开始反向, 在此之前 M_2 已经完全导通, L_r 上的电流线性增加, 变压器原边电压反向, 式为

$$i_{L_r}(t) = \frac{nV_{in} - V_o}{2nL} t \quad (3)$$

从 t_3 时刻开始, 电路进入下半个周期。

2 电路特性分析

2.1 两级变换器的控制方案

系统控制的主要目的是: 当输出电压发生变化时, 通过调节系统某一参数将输出电压稳定在特定值, 控制方案的优劣将直接影响变换器能否可靠稳定地工作。小型化行波管在工作过程中存在轻载或空载至满载的转换过程, 因此系统的闭环反馈控制既要满足满载, 也要满足轻载或空载条件下的各项指标要求。在轻载或空载条件下系统处在最差工作点, 最难以稳定, 因此系统的闭环反馈控制只要能够满足此条件下的各项指标要求即可满足其他各工作

点的要求。

传统的两级闭环控制通常采用前后级同时控制^[11], 本设计闭环控制电路如图 4 所示。系统采用后级半桥开环固定占空比工作, 将后级输出电压取样反馈信号作用至前级 Buck 电路的控制端, 形成一个闭环控制系统, 补偿电路采用 PID 调节器, 通过调整前级输出电压即后级输入电压来保证系统末端输出电压的稳定, 该控制方式仅需对前级 Buck 电路主开关管进行控制, 与前后级同时闭环控制策略要简单, 更易于实现。后级半桥变换器对升压和隔离起主要作用, 在接近最大占空比条件下工作, 可以获取半桥变换器中开关器件和磁性元件的最大利用率^[12]。

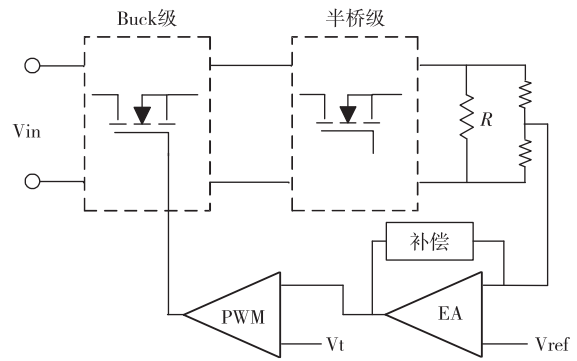


图 4 系统控制方案

2.2 软开关特性分析

开关管在较高电压下开通或者关断时, 会导致开关管损耗过大直至损坏, 软开关技术的实现可以大大降低开关管损耗, 对系统效率提高具有积极作用^[13,14]。两级变换器结构中, 后级半桥电路主要是实现隔离与电压的提升, 工作在接近 50% 占空比条件下, 能否实现后级电路软开关直接决定系统效率的高低, 因此后级变换器的设计最为重要。后级半桥电路软开关实现的关键是半桥两个主开关管的死区时间必须大于谐振电感与开关管寄生电容的谐振时间。

在 $t_0 \sim t_1$ 过程中, M_2 寄生电容与电感 L_r 谐振放电, 此时 M_2 寄生电容的电压为

$$\begin{aligned} u_{C_{S2}}(t) &= V_{in} - u_{C_{S1}}(t) \\ &= \frac{nV_{in} + V_o}{2n} + \frac{nV_{in} - V_o}{2n} \cos \omega_0(t - t_0) \\ &\quad - Z_0 I_0 \sin \omega_0(t - t_0) \end{aligned} \quad (4)$$

令 M_2 寄生电容电压为零, 可得

$$u_{C_{S2}}(t) = \frac{V_o + nV_{in}}{2n} - \sin(\omega_0(t - t_0))$$

$$-\cos^{-1} \frac{Z_o I_o}{\sqrt{\left(\frac{nV_{in} - V_o}{2n}\right)^2 + (Z_o I_o)^2}} \\ \sqrt{\left(\frac{nV_{in} - V_o}{2n}\right)^2 + (Z_o I_o)^2} = 0 \quad (5)$$

因此, $\frac{V_o + nV_{in}}{2n} \leq \sqrt{\left(\frac{nV_{in} - V_o}{2n}\right)^2 + (Z_o I_o)^2}$ 即为 M_2 寄生电容谐振电压降为零的必要条件。

3 系统仿真和实验测试结果分析

为验证理论分析正确性,采用 Pspice 仿真软件对两级变换器进行了仿真研究。图 5 是两级变换器 Pspice 仿真电路拓扑结构图。图 5 中 M_3 、 V_4 、 D_b 、 L_b 和 C_3 组成前级 Buck 电路;后级半桥电路由 C_{h1} 、 C_{h2} 、 M_1 、 V_2 、 M_2 、 V_3 和 L_r 组成,变压器由耦合系数为 1 的电感 L_1 和 L_2 耦合而成,负载输出端为两倍压整

流电路。仿真条件为:输入电压为直流 270V,输出为 580V/420W, Buck 级开关频率为 25kHz,半桥级开关频率为 80kHz,两开关管死区时间设定为 $0.5\mu\text{s}$,谐振电感为 $15\mu\text{H}$ 。

图 6 是仿真实验关键波形。从上至下依次为开关管 M_2 漏源电压和驱动信号电压、开关管 M_1 漏源电压和驱动信号电压以及谐振电感电流波形。由仿真波形可以看出,后级半桥电路两个开关管在开通关断过程中都可以很好地实现软开关,谐振电感电流在开关管导通和关断期间是一个线性增加或者减小的过程,该过程与理论分析相一致。由于后级半桥电路采用谐振电感与开关管寄生电容谐振,而开关管寄生电容都很小,通常为 pF 级,加之电感电流的连续性且谐振时间很短,因此谐振电感与寄生电容谐振过程在电感电流仿真波形中表现并不明显,该谐振过程实现软开关在开关管寄生电容电压即漏源电压仿真波形中可以很清楚地观察到。

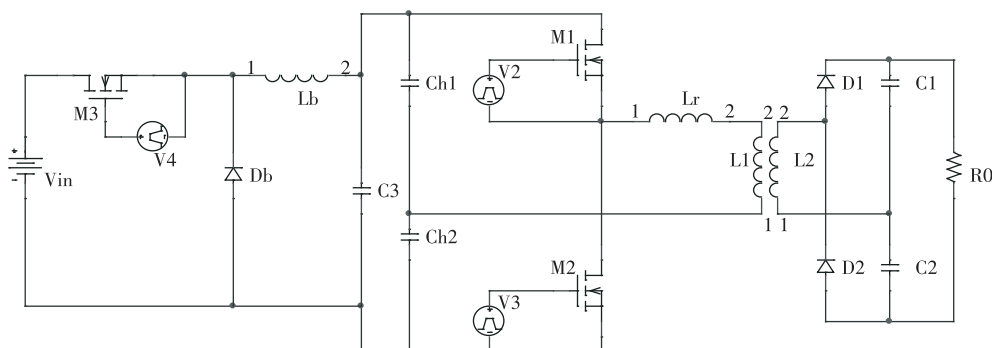


图 5 仿真电路结构图

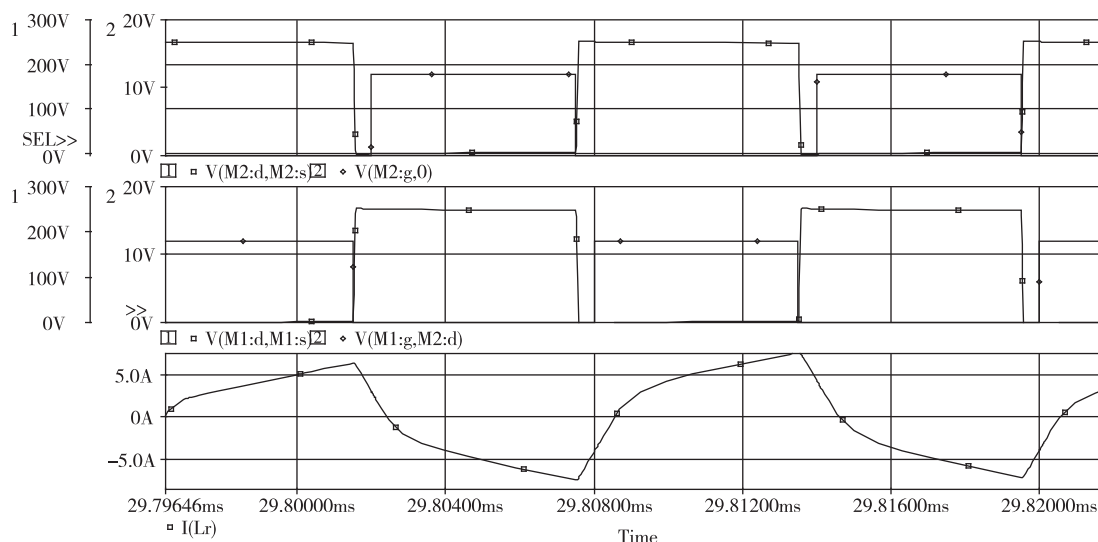
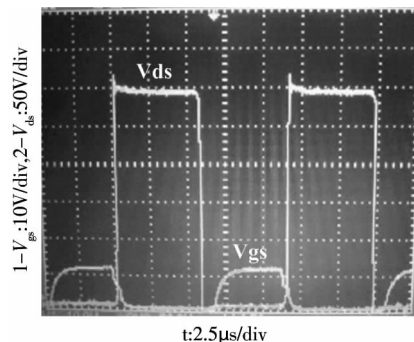


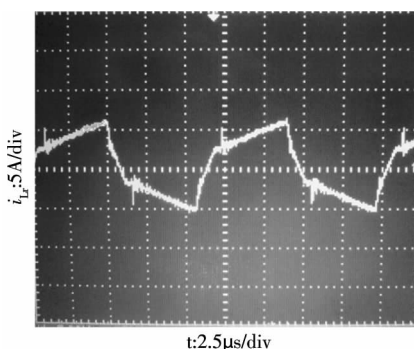
图 6 仿真波形

为验证理论分析与仿真结果的合理性,研制了一台“Buck + 半桥”两级变换器,实验条件与仿真条件相同,输出电压为直流 580V,功率 420W,功率管采用 IRFP43N50, Buck 级开关管工作频率约为 25kHz,半桥电路开关管驱动信号采用 SG3525 开环定频控制,工作频率约为 85kHz。

图 7 为实验样机实测波形。其中图 7(a)为半桥开关管驱动信号电压与漏源极电压波形,从波形图可以看出,半桥变换器开关管开通时,驱动信号施加之前,漏源之间电压已经降为零,很好地实现了零电压开通;开关管截止时,漏源电压并未同时上升,而是在驱动信号接近零以后才开始上升,实现了零电压关断。从实验波形可以看出,该两级变换器拓扑结构实现了半桥变换器的软开关。图 7(b)为谐振电感电流波形,从波形图可以看出,谐振电感在两个开关管导通期间其电流线性增加,方向相反,谐振电感电流波形与理论分析以及仿真结果完全一致。样机在输入电压为直流 270V 电流为 1.66A 时,总输出功率为 420W。Buck 级在 25kHz 工作频率下,输出电压为直流 250V 时该级效率为 99.3%,半桥级效率为 94.3%,系统输出总效率为 93.7%。



(a) 半桥级开关管波形



(b) 谐振电感电流波形

图 7 样机测试波形图

在仿真条件下,Buck + 半桥变换器在满载开环输出功率 420W 条件下,输出电压为 580V,在空载条件下,输出电压仅为 650V,输出电压升高了 12%;在相同功率和输出电压条件下,Boost + 半桥变换器在空载条件下输出电压高达 850V,输出电压升高了 46%。在实验条件与仿真条件相同情况下,Buck + 半桥变换器的空载电压约为 635V,而 Boost + 半桥变换器在空载条件下输出电压值偏高且逐渐增加,存在有较明显的不稳定现象。由此对比可知,Boost 作为系统的前级变换器将大大增加系统的闭环控制难度。原因在于,在行波管作为负载的应用场合,要求电源能够在轻载或空载条件下长期稳定地工作,而如果前级采用 Boost 变换器,则前级输出电压理论最小值即占空比为 0 的条件下,将使后级开环工作的半桥变换器及倍压整流电路的输出电压失控,系统的闭环反馈控制环路失去作用,严重影响系统可靠性。

样机各项实验测试结果验证了理论分析及推导合理性以及该方案可行性。

4 结 论

本文通过对真空电子器件的特殊应用需求进行分析,研究了 Buck + 半桥变换器。对前级变换器的设计以及后级半桥电路软开关实现过程进行了深入的分析,详细讨论了后级电路的四种工作状态、控制方案以及软开关特性。通过变压器的漏感参与谐振,实现了开关管的软开关,并详细阐述半桥级软开关的实现条件。半桥级软开关的实现提高了系统的效率。样机实验测试结果与理论分析和仿真实验相一致,验证了该方案在小型化行波管中应用的合理性。

参考文献

- [1] 廖复疆. 大功率微波真空电子学技术进展. 电子学报, 2006, 34(3): 513-516
- [2] 廖复疆. 空间通信应用的微波功率模块. 真空电子技术, 2003, 2: 33-36
- [3] 肖屹. 机载行波管发射机高密度高压电源结构设计. 现代雷达, 2008, 30(11): 100-102
- [4] 李斌, 王文廷. 应用于行波管的新一代高压电源设计. 通信电源技术, 2006, 23(5): 44-49
- [5] 李建兵. 微波功率模块集成电源关键技术研究: [博士学位论文]. 郑州: 信息工程大学信息工程学院, 2006. 15-35

- [6] 鄢登高,周东方,李建兵等. 一种全桥 ZVS 高压直流变换器及其稳态分析. 信息工程大学学报,2012,13(2): 189-195
- [7] Iannello C, Shiguo L, Batarseh I. A full bridge ZCS PWM converter for high voltage and high power applications. In: Proceedings of the 31th Power Electronics Specialists Conference, Galway, UK, 2000. 1064 - 1071
- [8] Barbi I, Gules R. Isolated DC-DC converters with high-output voltage for TWTA telecommunication satellite applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2003, 18(4): 975-984
- [9] Gules R, Barbi I. Isolated DC-DC power converters with high-output voltage for TWTA telecommunication satellite applications. In: Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition, Anaheim, US, 2001. 296-302
- [10] 徐德鸿 等译. 开关功率变换器——开关电源的原理、仿真和设计. 第二版. 北京:机械工业出版社,2011. 12-21
- [11] 苏鹏声,周茜,谢震田. 高压谐振型 DC-DC 变换器的调压调频控制方案. 清华大学学报,2002,42(9): 1158-1160,1164
- [12] Hwu K I, Yen Wen-Chih, Chen Y H. Digital control of isolated two-stage DC-DC converter with synchronization considered. In: Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Seoul, Korea, 2009. 1598-1603
- [13] 阮新波,严仰光. 直流电源的软开关技术. 北京:科学出版社,2000. 58-61
- [14] 王振民,张芩,吴祥森. 电子废弃物热裂解用逆变式等离子加热电源的设计及样机试验. 高技术通讯,2012, 22(9): 980-984

Design of a high voltage power converter for traveling wave tubes

Zhang Guodong, Zhou Dongfang, Zheng Kai, Li Jianbing

(School of Information System Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou 450002)

Abstract

According to the special demands of vacuum electronic devices, the shortcomings of single stage converters were analyzed, and the design of two stage voltage-doubler rectifying converter was presented. Based on the analysis of working conditions, the design method of the first stage was deeply studied. The working process of the second stage of the converter and the implementation requirements of the soft switching were investigated. The soft switching of the half bridge switch was achieved by using the leakage inductance of the converter to incorporate in the resonance. The simulation experiment was carried out based on the Pspice and the results verified the rationality of the theoretical analysis. Based on the theoretical analysis and the Pspice simulation, a prototype was built. The results of the test on the prototype verified that the second stage had the good soft switching characteristics and the two stage converter had a high efficiency. The waveforms and the results of the experiment validate the feasibility of the converter.

Key words: traveling wave tube, high voltage power, Buck, half bridge, two stage, soft switching