空间电子束焊接电源倍压整流电路优化设计

白凤强[1]，曲延滨[1]，李贺丹[2]，袁文彬[2]，刘 鑫[2]

（1.哈尔滨工业大学（威海），山东 威海 264209；2. 北京控制工程研究所，北京 100190）

摘要：轻量化和小型化是空间电子束焊接电源设计的重要目标，采用倍压整流电路能够有效减小电源的重量和体积，但传统经验公式设计中，采用等电容方式，总电容值较大。提出一种倍压整流电路的优化设计方法，在减小33%总电容值的情况下与传统设计方法对比，能够使输出电压纹波和输出电压的差别分别小于3%和5%。通过分析倍压整流电路工作原理，推导出倍压整流电路的优化设计公式，使用优化公式设计倍压整流电路。通过PSPICE仿真和搭建实验平台，验证了设计方法的正确性和可行性。

关键词：空间电子束焊接电源；倍压整流电路；优化设计

Optimum design of double voltage rectifier circuit for space electron beam welding power supply

BAI Fengqiang[1], QU Yanbin[1], LI Hedan[2], YUAN Wenbin[2], LIU Xin[2]

(1. Harbin Institute of Technology(Weihai), Weihai 264209, China; 2. Beijing Institute of Control Engineering, Beijing 100190, China)

Abstract: Lightweight and miniaturization are the important goals of space electron beam welding power supply design. The use of voltage doubling rectifier circuit can effectively reduce the weight and volume of power supply. However, in the traditional empirical formula design, the use of equal capacitance mode, the total capacitance value is larger. An optimal design method of voltage doubling rectifier circuit is presented. Compared with the traditional design method, the difference of output voltage ripple and of output voltage is less than 3% and 5%, Respectively, when the total capacitance is reduced by 33%. By analyzing the working principle of voltage doubling rectifier circuit, the optimal design formula of voltage doubling rectifier circuit is deduced. The voltage doubling rectifier circuit is designed by using the optimal formula. The correctness and feasibility of the design method are verified by PSPICE simulation and experimental platform.

Key words: space electron beam welding power supply; double voltage rectifier circuit; optimum design

0 引言

空间电子束焊接高压电源设计的轻量化和小型化能够减少运输成本和便于宇航员背负操作使用[1]，因此选用合适的电路拓扑和优化设计方法减小电源的重量和体积非常重要。倍压整流电路具有结构简单、良好输出特性和有效减

小变压器体积的特点[2]，非常适合在空间电子束焊接高压电源在高压小电流输出要求情况下的应用。

在倍压整流电路研究中，文献[3]分析了倍压整流电路的暂态特性，仅通过特殊实例来说明设计方法，缺乏通用性。文献[4]认为倍压整流电路优化设计必须考虑最大电压增益、电压降、电压纹波和总电容值等参数，但未进一步分析和设计。文献[5]提出一种改进的倍压整流电路拓扑和控制方法，实现了较好的性能输出，但设计和控制过程复杂。文献[3-5]主要存在问题如下。

1）所有研究都采用等电容设计方法，未考虑总电容值较小的设计方法。

2）研究得出的结论缺乏通用性、实用性和统一性，仅仅针对特殊情况的应用。

为了减小空间电子束焊接高压电源倍压整流电路的重量和体积，本文提出一种倍压整流电路的优化设计方法，能够更有效地减小倍压整流电路的重量和体积。

1 原理分析和优化设计

1.1 原理分析

单相半波倍压整流电路原理图如图1所示，其中AC为理想交流电源；E_{pk}为交流电源峰值；VD_n为理想二极管；C_{2n}为理想电容；R_L为负载电阻。

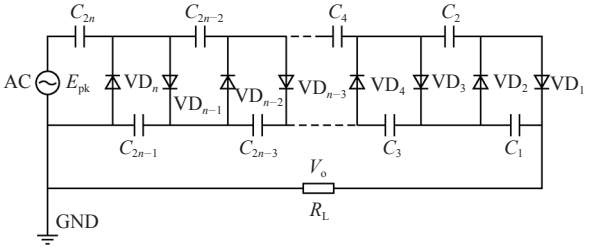


图1 半波倍压整流电路原理图

Fig. 1 Schematic diagram of half-wave voltage multiplier circuit

采用电荷转移法来分析半波倍压整流电路[6]，交流电源正半周和负半周工作的电荷传输过程分别如图2、图3所示。

图2中对电源E_{pk}、C_{2n-1}和C_{2n}回路使用KVL

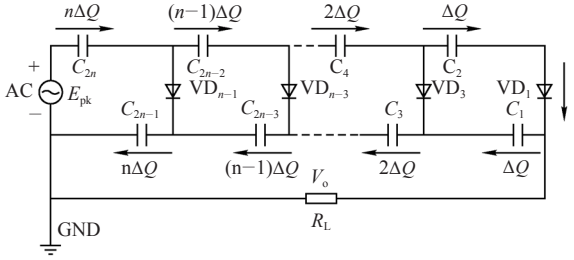


图2 交流电源正半周时导通回路

Fig. 2 Conduction circuit of AC power supply in positive half cycle

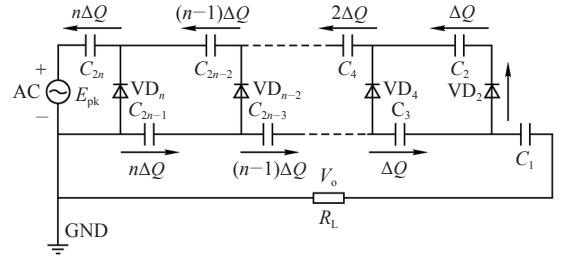


图3 交流电源负半周时导通回路

Fig. 3 Conduction circuit of AC power supply in negative half cycle

方程，得到式（1）。其中，V^+_{2i}为正半周时的电容C_{2i}的电位；V^-_{2i}为负半周时的电容C_{2i}的电位；$i=2n,2n-1,\cdots,1$；T、f为输入电压周期和频率；I_o为负载上流过的电流。

$$V^+_{2n-1}=E_{pk}+V^+_{2n}=2E_{pk}-\frac{n\Delta Q}{C_{2n}} \tag{1}$$

交流电源转换到另一个半周时，由于电容两极板电压高于外部电压时，电容对外放电，得到

$$V^-_{2n-1}=V^+_{2n-1}-\frac{n\Delta Q}{C_{2n}} \tag{2}$$

经过n次迭代，在电源正半周时所有偶数电容的电位叠加，得到最终输出结果

$$V_o=2nE_{pk}-[\frac{n^2}{C_{2n}}+\frac{n(n-1)}{C_{2n-1}}+\frac{(n-1)^2}{C_{2n-2}}+\cdots+\frac{1}{C_2}]\frac{I_o}{f} \tag{3}$$

倍压整流电路带负载时，由于纹波的存在使输出电压V_o并不是一个理想的直流电压，但纹波电压相对输出电压非常小，可以将输出电压当作理想的直流电压。当电荷被传到负载R_L，并且由于二极管上的冲击电流远远大于负载上流过的电流I_o，同时负载上的输出电流作用时间T远远大于二极管上冲击电流作用的时间aT，则对电容C_2可推导出如下关系，即

$$Q=\int_{\alpha T} i_{\mathrm{D}}(t)\mathrm{d}t=\frac{1}{R_{\mathrm{L}}}\int_{T} V(t)\mathrm{d}t=IT=\frac{I_{\mathrm{o}}}{f} \quad (4)$$

则电压纹波与电荷ΔQ有如下关系式，即

$$Q=\delta V_{\mathrm{o}} C_{\mathrm{eq}} \quad (5)$$

结合式（4）与式（5）得到电压纹波公式为

$$\delta V_{\mathrm{o}}=IT\sum_{i=1}^{n}(i/C_{2i-1}) \quad (6)$$

2.2 优化设计

一般称升2倍压为一阶，若升2n倍，则称为n阶倍压电路。传统等电容法电容值均采用相等的方式，即$C_{2n}=C_{2n-1}=C$（C为等电容法基准电容）。设优化设计法$C_{2n}=C_{2n-1}=C$，$C_2=C_1=C/n=C_{\mathrm{s}}$（$C_{\mathrm{s}}$为优化设计法基准电容），$C_{2i}=C_{2i-1}=iC_{\mathrm{s}}$（$i=n-1$，$n-2$，$n-3$，…，3）。

以下将推导优化设计法公式，倍压整流电路的实际增益计算公式为

$$\frac{V_{\mathrm{o}}}{E_{\mathrm{pk}}}=X \quad (7)$$

式中，V_{o}为输出电压；E_{pk}为输入电压峰值。

$$\frac{V_{\mathrm{onl}}}{E_{\mathrm{pk}}}=2n=X_{\mathrm{onl}} \quad (8)$$

式中，V_{onl}为不带负载时的输出电压；2n为倍压的理想输出电压增益；ΔV_{o}为输出电压降落；$\Delta V_{\mathrm{o}}/E_{\mathrm{pk}}$为单位电压降落；$\delta V_{\mathrm{o}}$为输出电压纹波，$\delta V_{\mathrm{o}}/E_{\mathrm{pk}}$为单位电压纹波。

实际倍压整流电路增益、单位电压降落和单位电压纹波推导结果为

$$X=2n-\frac{g}{fC_{\mathrm{tot}}}\frac{n^2(n+1)(2n+1)}{2} \quad (9)$$

$$\frac{V_{\mathrm{o}}}{E_{\mathrm{pk}}}=\frac{g}{fC_{\mathrm{tot}}}n^3(n+1) \quad (10)$$

$$\frac{\delta V_{\mathrm{o}}}{E_{\mathrm{pk}}}=\frac{g}{fC_{\mathrm{tot}}}n^2(n+1) \quad (11)$$

为了建立倍压整流电路优化设计方法中总电容C_{totmin}与倍压整流电路实际增益X之间的关系，对式（9）进行求导，得到

$$fC_{\mathrm{tot}}=g\frac{8n^3+9n^2+2n}{4} \quad (13)$$

式中，f、C_{tot}和$g=V_{\mathrm{o}}/E_{\mathrm{pk}}$为常数；$C_{\mathrm{tot}}$为等电容法设计的总电容值。

倍压整流电路优化设计方法总电容C_{totmin}与倍压整流电路实际增益X之间的关系式为

$$C_{\mathrm{totmin}}=\frac{g}{f}\frac{N_{\mathrm{opt}}^2(N_{\mathrm{opt}}+1)(2N_{\mathrm{opt}}+1)}{2(2N_{\mathrm{opt}}-X)} \quad (14)$$

式中，N_{opt}为倍压整流电路的最优阶数。

将式（13）带入式（9）中，解出一元四次方程式，并利用最小二乘法拟合得到

$$N_{\mathrm{opt}}=\frac{2}{3}X+\frac{1}{8} \quad (15)$$

将式（15）带入式（14）中，得到倍压整流电路优化设计总电容与实际增益之间的关系，计算公式为

$$C_{\mathrm{totmin}}=\frac{I_{\mathrm{o}}}{E_{\mathrm{pk}}f}\left(\frac{16}{27}X^3+\frac{4}{3}X^2+\frac{5}{9}X+\frac{1}{6}\right) \quad (16)$$

经过以上推导，最后得出等电容法设计公式为

$$V_{\mathrm{o}}=2nE_{\mathrm{pk}}-[n^2+n(n-1)+(n-1)^2+\cdots+1]\frac{I_{\mathrm{o}}}{fC} \quad (17)$$

$$\delta V_{\mathrm{o}}=\frac{n(n+1)I_{\mathrm{o}}}{2fC} \quad (18)$$

优化设计公式为

$$V_{\mathrm{o}}=2nE_{\mathrm{pk}}-[n+2(n-1)+(n-2)+\cdots+1]\frac{I_{\mathrm{o}}}{fC} \quad (19)$$

$$\delta V_{\mathrm{o}}=\frac{nI_{\mathrm{o}}}{fC} \quad (20)$$

3 实验结果及分析

为了验证倍压整流电路优化设计方法的正确性和可行性，采用如图4所示的电路进行仿真和实验验证。电路参数如表1所示。

在相同的输入条件和输出要求情况下，计算出等电容法的电容均为66 nF，而优化设计倍压整流电路的设计中，第一阶采用C_1=C_2=22 nF，第二阶采用C_3=C_4=44 nF，第三阶采用C_5=C_6=66 nF。

PSPICE仿真波形和实验平台的输出波形分别如图5所示。从图5中可以看出，两种方法的

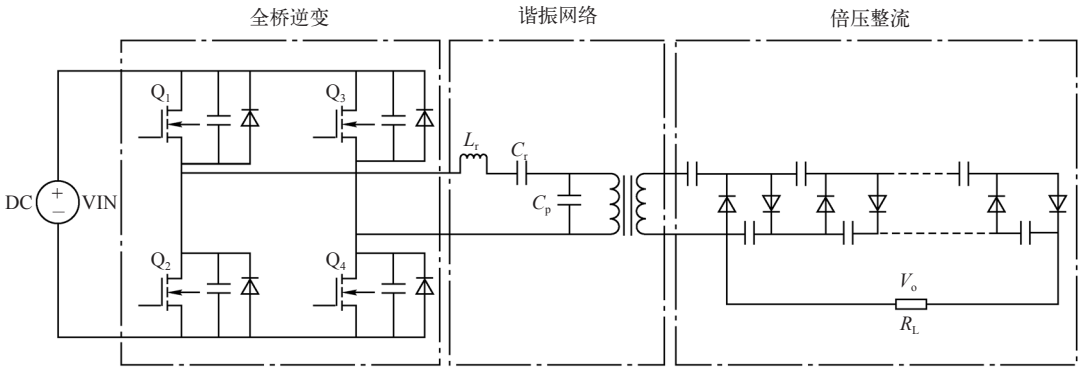


图4　实验电路原理图

Fig. 4 Schematic diagram of experimental circuit

表1　实验电路参数

Tab. 1 Experimental circuit parameters

逆变输入电压	逆变电路	谐振电路	变压器电压比	倍压整流阶数
DC 24 V	全桥逆变	LCC	1:10	3阶（6倍压）
倍压电路输入电压	**输入电压频率**	**电容类型**	**二极管类型**	**采样类型**
AC 290 V	20 kHz	高频电容	快恢复二极管	光耦隔离采样

输出性能基本相同，理论计算、仿真和实验结果如表2～表4所示。通过对比后可以发现，等电容法和优化设计法的输出电压纹波和输出电压的差别分别小于3%和5%，但优化设计法总电容值比等电容法总电容值减少了33%（132 nF），减小了重量和体积，实现了优化设计目标。仿真和实验平台输出电压值低于理论值是由于电容和二极管的杂散参数以及损耗导致的电压降。

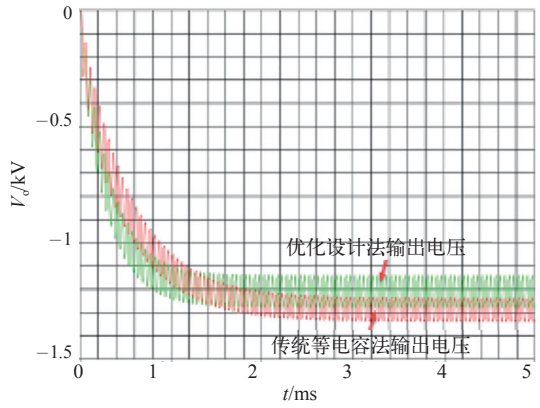


图5　PSPICE仿真波形图

Fig. 5 PSPICE simulation waveform

表2　理论计算结果

Tab. 2 Theoretical calculation results

类型	总电容值/nF	输出电压/V	电压纹波/V
等电容	396	1 340	45
优化设计	264	1 290	68

表3　仿真结果

Tab. 3 Simulation result

类型	总电容值/nF	输出电压/V	电压纹波/V
等电容	396	1 320	55
优化设计	264	1 260	75

表4　实验结果

Tab.4 Experimental result

类型	总电容值/nF	输出电压/V	电压纹波/V
等电容	396	1 188	70
优化设计	264	1 136	80

4　结束语

本文研究了传统倍压整流电路设计中存在的问题，分析了倍压整流电路工作原理，提出了一种倍压整流电路优化设计方法，通过理论推导、PSPICE仿真和实验平台验证，能够有效减小倍压整流电路的总电容值、重量和体积，实现了空间电子束焊接高压电源倍压整流电路的优化设计目标，而且在更高的输出电压和倍压阶数情况下，采用优化设计方法减小倍压整流电路的总电容值的效果会更加明显。

参考文献

[1] 冯吉才，王厚勤，张秉刚．空间焊接技术研究现状及展望[J]．焊接学报，2015，36(6)：108-111．

[2] MAO Saijun．LI Chengmin，LI Wuhua，et al．Unified equivalent steady-state circuit model and comprehensive design of the LCC resonant converter for HV generation architectures[J]．IEEE Transactions on Power Electronices，2018，33(9)：7531-7543．

[3] 曲振江．静电电源设备中倍压整流电路的特性分析[J]．电力电子技术，1994，52(4)：33-35．

[4] FRANCIS H ，YING S，et al．Low-ripple compact high-voltage DC power supply[J]．IEEE Transactions on Industry Applications，2006，42(5)：1139-1145．

[5] YOUNG C M，CHEN M H，YEH S H，et al．A single-phase single-stage high step-up AC–DC matrix converter based on cockcroft–walton voltage multiplier with PFC[J]．IEEE Transactions on Power Electronices，2012，27(12)：4894-4905．

[6] BRUGLER J S，et al．Theoretical performance of voltage multiplier circuits[J]．IEEE Journal of Solid-State Circuits，1971，6(3)：132-135．

作者简介



白凤强

白凤强（1994－），男，硕士研究生，主要研究方向为高频电力电子技术。

(收稿日期：2019－07－16)EA