

# 直线加速器长脉冲调制电源的理论计算

陶小平<sup>1</sup>, 李 辉<sup>2</sup>

(1. 中国科学技术大学天文与应用物理系, 安徽合肥 230026;  
2. 中国科学技术大学工程科学学院, 安徽合肥 230026)

**摘要:** 设计并模拟计算了高能直线加速器长脉冲调制电路, 该电路所用的储能电容为 30 $\mu$ F, 由直流高压电源充电到速调管所需工作电压, 在 1.5ms, 800 $\mu$ s 和 400 $\mu$ s 的放电脉宽内, 储能电容的电压降分别为 5.59%, 3.02% 和 1.52%, 为使负载得到  $\pm 0.50\%$  的输出脉冲电压, 采用补偿电路来补偿脉冲放电期间储能电容的电压降. 本文阐述了这种脉冲调制电路的计算结果.

**关键词:** 长脉冲电源; 直线加速器; 补偿电路

中图分类号: TL503.6, TL53 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112(2006)12-2319-03

## Theoretical Calculation of a Long Pulse Power Supply for Linac

TAO Xiaoping<sup>1</sup>, LI Hui<sup>2</sup>

(1. Department of Astronomy and Applied Physics, University of Science and Technology of China, Hefei, Anhui 230026, China;  
2. School of Engineering Science, University of Science and Technology of China, Hefei, Anhui 230026, China)

**Abstract:** A long pulse power supply has been designed and simulation calculated for linac. For the high energy accelerator, a high efficiency power supply is desired. The conceptual power supply uses only 30 $\mu$ F storage capacitor that charged directly to the working voltage of klystron via DC supply and then droops approximately 5.59%, 3.02% and 1.52% during the 1.5ms, 800 $\mu$ s and 400 $\mu$ s pulse widths. The droops are compensated for by the use of a compensation circuit, and the output pulses are therefore flat to within  $\pm 0.50\%$  during those pulse widths. This article is the description of the long pulse modulator calculation.

**Key words:** long pulse power supply; linac; compensation circuit

### 1 引言

TESLA 测试设备 (TTF) 使用的长脉冲电源采用的是“Bouncer”调制器, 这种调制器是由 1400 $\mu$ F 储能电容、LC 补偿电路、IGBT 高压固态开关、变比为 1:12 的脉冲变压器和 10kV 直流高压电源等构成, 如图 1 所示<sup>[1]</sup>. 直流电源将储能电容 C1 充电到 10kV 电压, 通过闭合储能电容 C1 和脉冲变压器的原边之间的固态开关 S1, 储能电容开始放电, 持续放电时间 1.7ms 后, 打开主开关, 得到电压降为 19% 的脉冲, 为得到平顶电压降小于 1% 的高压脉冲, 采用“Bouncer”电路, 这种 LC 补偿电路产生振幅为 1.0kV、周期为 5.0ms 的正弦电压, 由于补偿电路的触发稍早于主脉冲的触发时间, 从而可用正弦电压的双极性近似直线部分补偿储能电容 C1 的电压降, 再通过脉冲变压器把为 10kV 的脉冲电压升高到 120kV, 该调制器的相关参数如表 1:

表 1

脉冲宽度	输出电压	输出电流	重复频率
1.7ms	120kV	138A	10Hz

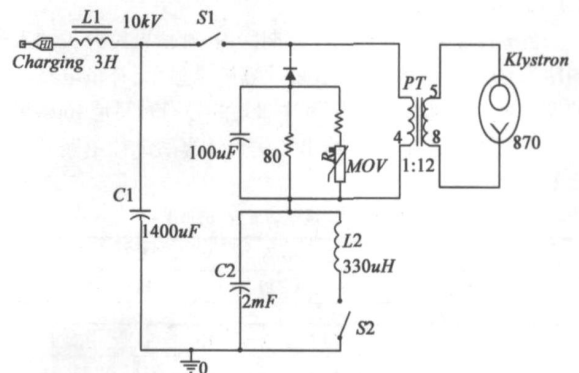


图 1 TTF 调制器电路

考虑到调制器的性能、造价和电路结构等因素, 提出并计算了一种新的直流开关长脉冲调制电路. 该电路由 30 $\mu$ F 储能电容、CLC 补偿电路、两个直流电源和半导体开关等组成, 如图 2 所示. 直流电源将储能电容充电到 150kV 高压, 在 1.5ms, 800 $\mu$ s 和 400 $\mu$ s 的主脉冲期间, 储能电容的电压分别下降 5.59%, 3.02% 和 1.52%, 为使速调管负载上得到平顶降小于  $\pm 0.50\%$  的脉冲电压, 采用 CLC 补偿电路, 该电路的相关参

数如表 2:

表 2

脉冲宽度	输出电压	输出电流	重复频率
1.5ms/800μs/400μs	150kV	172A	10Hz

相比于 TTF 调制器, 此直流开关长脉冲调制电路主要具有以下优点<sup>[2]</sup>:

- ⊗ 较低的储能电容(30μF 取代了 1400μF 电容);
- ⊗ 较低的补偿电路电感(100μH 取代 330μH 电感);
- ⊗ 省略了高压脉冲变压器;
- ⊗ 输出电压的脉冲波形得到改善;
- ⊗ 调制器的工作效率得到提高.

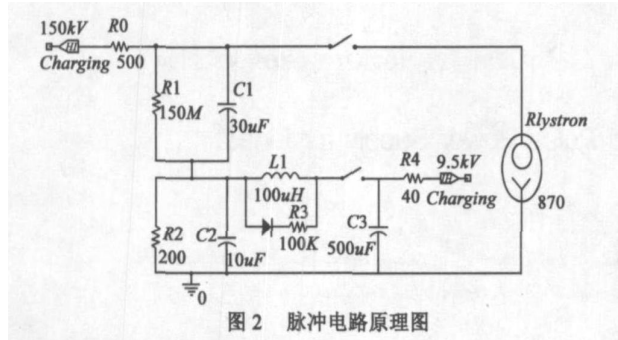


图 2 脉冲电路原理图

## 2 理论计算

下面采用 PSPICE 电路设计软件, 分别模拟计算了 150kV 直流开关调制器在脉宽是 1.5ms, 800μs 和 400μs 三种情况下的输出脉冲电压。150kV 直流开关调制器的主要电参数为:  $C1 = 30\mu\text{F}$ ,  $C2 = 10\mu\text{F}$ ,  $C3 = 500\mu\text{F}$ ,  $L1 = 100\mu\text{H}$ , 负载阻抗为 870Ω, 直流电源的电压分别是 150kV 和 9.5kV。

### 2.1 1.5ms 脉冲宽度

主脉冲宽度为 1.5ms, 在此期间内, 补偿电路开关的工作周期为 60μs, 频率为 16.67kHz, 计算结果显示, 补偿电路开关的导通时间呈递增的趋势, 其中最短的导通时间是 16μs, 最长的导通时间是 60μs, 表 3 给出了优化计算后补偿电路开关每次的导通时间。

表 3  $T = 60\mu\text{s}, f = 16.67\text{kHz}$

次数	1	2	3	4	5	6	
导通时间/μs	16	16.5	17	17.5	18	18.5	
次数	7	8	9	10	11	12	
导通时间/μs	19	19.5	20	21	22	23	
次数	13	14	15	16	17	18	
导通时间/μs	24	25	26	27	28	29	
次数	19	20	21	22	23	24	25
导通时间/μs	31	33	36	41	45	49	60

在 1.5ms 主脉冲宽度内储能电容  $C1$  上的电压由 149.8kV 下降到 141.2kV, 而补偿电路电容  $C2$  上的电压由 0.2kV 波动上升到 8.5kV, 正是电容  $C2$  上的上升电压补偿了储能电容  $C1$  的电压降, 从而使负载得到相对稳定的电压脉冲, 图 3 是负载电压的计算波形, 该电压的平顶抖动仅为 ±0.44%。

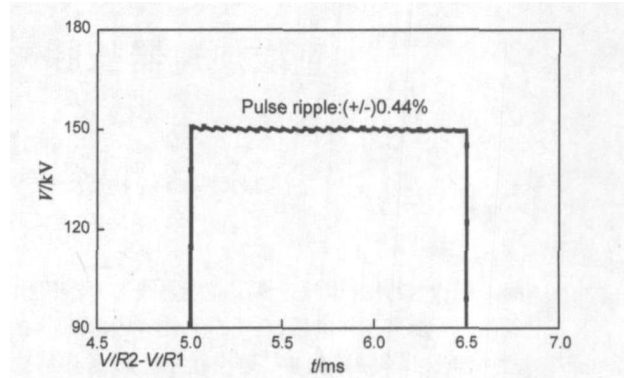


图 3 脉冲宽度为 1.5 ms 时负载电压的计算波形

### 2.2 800μs 脉冲宽度

主脉冲宽度为 800μs, 在此期间内, 补偿电路开关的工作周期为 50μs, 频率为 20kHz, 计算结果显示, 补偿电路开关的导通时间呈递增的趋势, 其中最短的导通时间是 18μs, 最长的导通时间是 50μs, 表 4 给出了开关每次的导通时间。

表 4  $T = 50\mu\text{s}, f = 20\text{kHz}$

次数	1	2	3	4	5	6	7	8
导通时间/μs	18	20	21	22	23	24	25	26
次数	9	10	11	12	13	14	15	16
导通时间/μs	27	29	31	33	36	40	45	50

根据 800μs 主脉冲宽度内储能电容  $C1$  和补偿电路电容  $C2$  上的电压的计算波形, 电容  $C1$  上的电压由 149.9kV 下降到 145.3kV, 而电容  $C2$  上的电压由 0.1kV 波动上升到 4.6kV, 电容  $C2$  上的上升电压补偿了储能电容  $C1$  的电压降, 图 4 是负载电压的计算波形, 该电压的平顶抖动仅为 ±0.29%。

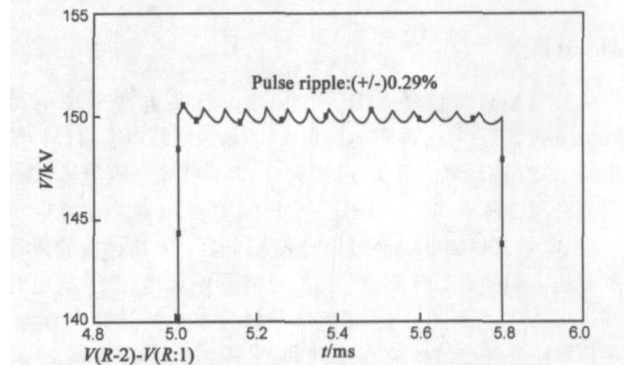


图 4 脉冲宽度为 800 μs 时负载电压的计算波形

### 2.3 400μs 脉冲宽度

主脉冲宽度为 400μs, 在此期间内, 补偿电路开关的工作周期为 40μs, 频率为 25kHz, 计算结果显示, 补偿电路开关的导通时间呈递增的趋势, 其中最短的导通时间是 22μs, 最长的导通时间是 40μs, 表 5 给出了开关每次的导通时间。

表 5  $T = 40\mu\text{s}, f = 25\text{kHz}$

次数	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
导通时间/μs	22	24	25	26	28	30	32	35	39	40

根据 400μs 主脉冲宽度内储能电容  $C1$  和补偿电路电容  $C2$  上的电压的计算波形, 电容  $C1$  上的电压由 149.9kV 下降

到 147.7kV, 而电容  $C_2$  上的电压由 0.04kV 波动上升到 2.6kV, 电容  $C_2$  上的上升电压补偿了储能电容  $C_1$  的电压降, 图 5 是负载电压的计算波形, 该电压的平顶抖动仅为  $\pm 0.16\%$ .

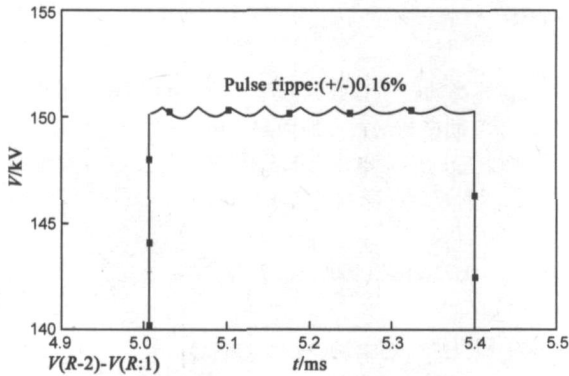


图 5 脉冲宽度为 400  $\mu\text{s}$  时负载电压的计算波形

### 3 测试结果

为了验证 150 kV 脉冲调制电路设计计算的可行性, 研制并测试了一个 1:1000 的电路模型<sup>[3]</sup>, 该模型储能电容的直流充电电压为 150V, 补偿电路电容的直流充电电压为 10V.

分别测试了三种脉冲宽度 (1.5ms、800 $\mu\text{s}$ 、400 $\mu\text{s}$ ) 的输出电

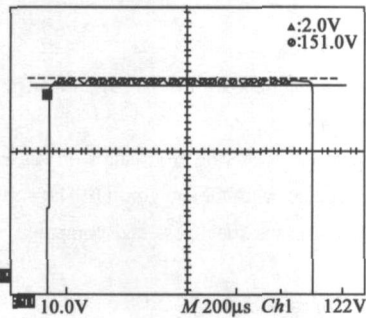


图 6 负载电压的测试波形

压波形, 所对应的补偿电路的开关频率分别是 16.67kHz、20kHz 和 25kHz, 测试结果显示电路工作稳定, 输出波形满足设计要求. 图 6 是脉冲宽度为 1.5ms 时的测试波形, 平顶抖动为  $\pm 0.66\%$ .

### 4 结论

本文设计了 150kV 长脉冲直流调制电路, 分别对三种脉冲宽度下的输出电压波形进行了计算, 同时, 为验证电路的可行性, 对等比电压缩小的 150V 电路模型进行了成功测试.

#### 参考文献:

- [1] H Pfeffer, et al. A second long pulse modulator for TESLA using IGBTs[A]. Proc 5th European Particle Accelerator Conference[C]. Barcelona, Spain, 1996. 2585- 2587.
- [2] Tao Xiaoping, et al. Design of 150kV bouncer modulator[J]. Nuclear Science and Techniques, 2003, 14(4): 268- 271.
- [3] Tao Xiaoping, Rüdiger Kaiser. Calculation and test of 150V direct switch modulator model[J]. High Energy Physics and Nuclear Physics, 2004, 28(3): 313- 316.

#### 作者简介:

陶小平 男, 1965 年出生于安徽当涂县, 2001 年在中国科学技术大学获博士学位, 随后赴德国 DESY 研究中心做访问学者, 目前在中国科学技术大学工作, 从事强流离子源、电磁场理论计算及直线加速器脉冲调制电源研究工作. E-mail: taosp@mail.ustc.edu.cn

李辉 男, 1971 年出生于安徽定远县, 工学博士, 从事等离子体物理研究.