

# 用于全固态调制器320kV分裂式 脉冲变压器研制

沈坚, 刘超, 戴广明

南京电子技术研究所, 南京 210039

**摘要:** 固态调制器广泛用于高能物理研究、电子激光、军事、食品加工、气象预报、医疗等领域。介绍了一种以IGBT为开关管的全固态调制器, 前级采用IGBT并联技术, 后级采用高变比低阻抗脉冲变压器升压。脉冲变压器采用分裂式铁芯和锥形骨架技术, 大幅降低脉冲漏感改善脉冲输出波形。分析了脉冲变压器分布参数对输出波形的影响, 通过仿真验证技术指标方案可实现性, 设计出了满足波形指标要求的320KV全固态分裂式脉冲变压器工程样机。

**关键词:** 固态调制器, 分裂式铁芯, IGBT, Mosfet, 高变比, 低阻抗

## 0 引言

上世纪80年代前后普遍采用以闸流管为开关管的线性调制器, 90年代末随IGBT(绝缘栅极晶体管)和Mosfet(场效应功率晶体管)技术成熟。固态调制器以其可靠性高、电压稳定度高、体积小。逐步被广泛使用, 并逐步取代传统线性调制器。

## 1 全固态脉冲调制开关类型

### 1.1 采用串联直耦型的全固态调制器

直耦型全固态调制器, 所有开关管均浮动在高电位上, 这种调制器特点是没有脉冲变压器, 波形前后沿较快, 可高重频工作。主要缺点有: 电源电压高设计难度大, 驱动隔离电压较高, 串联开关管开关瞬态过程存在瞬态均压问题。

美国DTI公司研制的140kV全固态刚管调制器<sup>[1]</sup>和我所某产品-100kV、10MW全固态调制器均采用此类电路形式。

### 1.2 采用串联加脉冲变压器耦合叠加式全固态调制器

采用多个开关管串联后再经过高压脉冲变压器升压输出。优点: 电源电压较低易于计, 脉冲变压器变比不高,

波形虽不如串联直耦式好但比全并联方式好。缺点: 初级开关管也均处高电位上, 驱动复杂, 也存在开关管开关瞬态过程均压问题。由于存在变压器, 变压器分布参数对波形会有一定影响。同时由于采用脉冲变压器, 脉冲宽度受铁芯截面限制, 在宽脉冲时候铁芯体积较大。美国NLC 500kV、265A采用此技术<sup>[2]</sup>。

### 1.3 采用两级感应叠加的全固态调制器

采用两级技术, 前级采用多个1:1隔离脉冲变压器, 初级并次级串, 后级采用低变比脉冲变压器。优点: 采用两级技术, 可降低末级脉冲变压器变比, 提高脉冲变压器初级等效阻抗, 降低引线电感影响, 波形较好。脉冲变压器设计简单。每个驱动都处低电压上, 驱动电路易于实现。缺点由于采用两级技术体积较大、成本高, 同样采用了铁芯, 铁芯截面也限制了脉冲宽度。

美国SLAC研制的500kV、500A脉宽1.6us和我所863课题中的50MW、400kV固态调制器均采用此技术。SLAC前级采用15副1:1磁芯, 输入4kV次级15个绕组串联后输出60kV, 后级采用1:10升压脉冲变压器实现600kV<sup>[3]</sup>脉冲电压输出。我所前级采用80个1:1脉冲隔离变压器, 次级串联后再经过1:5高压脉冲变压器输出400kV, 脉冲前沿小于1.8us<sup>[4]</sup>。

### 1.4 采用一级并联型全固态调制器

所有 IGBT 均工作在低电位上易于驱动,但由于受 IGBT 耐压与成本约束,通常采用 1700V 的 IGBT 实际工作电压 1000V 这样要输出 350kV 电压需匝比 1 : 350,高匝比导致输入等效阻抗较低,漏感和回路电感影响较大,对引线电感和变压器漏感要求较高,需尽可能减少回路面积降低回路电感,为不影响输出波形需采用分裂式脉冲变压器。优点:驱动简单、成本最低。缺点:对脉冲变压器设计要求较高,需采用分裂式铁芯绕制复杂,波形受设计因素影响较大。瑞士 ScandiNova 公司 K100、K200、K300、K400 系列均采用此技术。文献 [5]127MW、3us 固态调制器,采用 4.5kV 的 IGBT 工作在 3kV 在 6 副铁芯初级每臂 1 匝,次级六臂 21 匝。输出电压 360kV,前沿 1us。

## 2 分裂式脉冲变压器概念与原理

瑞士 ScandiNova 公司是采用分裂式铁芯脉冲变压器比较成功的公司,国内清华大学、上海同步光源等科研机构均采购了这家公司产品。分裂式铁芯脉冲变压器原理如图 (1)、图 (2) 所示。我们知道在匝比较高时候如 1:350



图 1 分裂式铁芯绕线方式

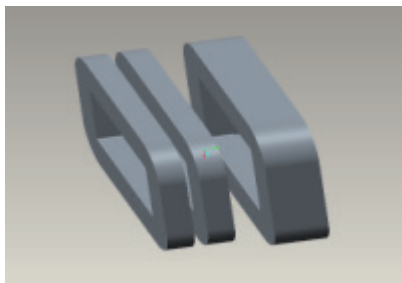


图 2 分裂式铁芯

变比,如果采用传统不分裂式铁芯,初级最少匝数 1 匝时次级需 360 匝。如采用分裂式铁芯如采用 4 副磁芯每腿臂上绕 1 匝,次级只需 90 匝。我们知道变压器次级漏感与变压器匝数平方成正比,采用 90 匝后脉冲变压器漏感将比 360 匝大幅减少,改善了脉冲变压器前沿。

## 3 脉冲变压器波形分析

脉冲变压器主要用于电气隔离、能量传输、阻抗匹配、极性改变、电压升降等功能,由于脉冲变压器是非理想器件,存在漏感、磁化电感、分布电容、铁芯损耗、铜线损耗等因素,导致输出脉冲波形发生畸变。实际脉冲波形如图 (3) 所示。<sup>[6]</sup>

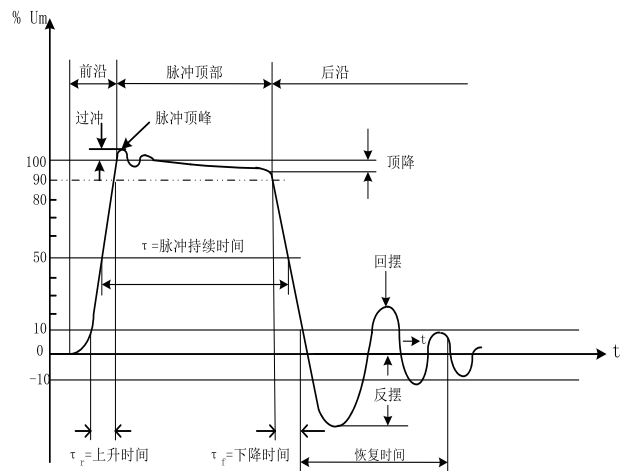


图 3 脉冲实际波形

脉冲变压器等效电路如图 (4)

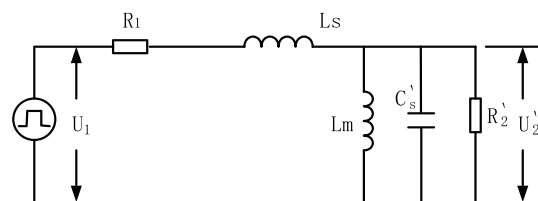


图 4 脉冲变压器等效电路图

$U_1$  为脉冲源的脉冲电压 (输入电压);  $U_{2'}$  为换算到初级的负载输出脉冲电压,  $U_{2'}=U_2/n^2$ ;  $R_1$  为脉冲源内阻;  $C_s'$  为换算到初级的变压器分布电容;  $L_s$  为变压器等效漏感;

$L_m$  为变压器有效磁化电感;

由等效电路图可知,脉冲前沿由于变化速率较快,磁化电感等效感抗很大可近似看成开路,所以脉冲前沿主要受漏感和分布电容与输入、输出阻抗影响。过冲与震荡主要由于等效电路阻抗不匹配,欠阻尼回路易产生较高震荡波形,过阻尼会导致脉冲变压器前沿较大。

前沿计算公式:<sup>[7]</sup>

$$\frac{e}{E} = 1 - \left( \frac{k}{\sqrt{k^2-1}} \sinh 2\pi\sqrt{k^2-1} * \frac{t}{T} \right) + \cosh 2\pi\sqrt{k^2-1} * \frac{t}{T} e^{-2\pi k * t/T} \quad (1)$$

$$\text{其中 } k = \frac{C_s R_1 R_2 + L_s}{2\sqrt{C_s L_s R_2 (R_1 + R_2)}}$$

顶降为储存在铁芯中能量损耗过程,所以脉冲变压器磁化电感理想状态希望电感无穷大,脉冲期间存储能量不损耗。顶降主要受磁化电感、输入、输出阻抗影响。

脉冲顶降公式:

$$D = \frac{R_1 R_2 t}{(R_1 + R_2) L_m} \quad (2)$$

后沿为存储在脉冲变压器里能量释放过程,所以后沿受脉冲变压器磁化电感与分布电容影响。

过阻尼脉冲后沿公式:

$$\frac{e(t)}{E} = \left( \frac{-k}{k^2-1} (1 + 2a) \sinh 2\pi * \sqrt{k^2-1} * \frac{t}{T} \right) + \cosh 2\pi\sqrt{k^2-1} * \frac{t}{T} e^{-2\pi k \frac{t}{T}} \quad (3)$$

## 4 脉冲变压器分布参数设计

### 4.1 脉冲变压器磁化电感<sup>[8]</sup>

$$L_m = \frac{4\pi N_1^2 S_c \mu_p}{L_c} \times 10^{-3} \quad (4)$$

$N_1$  脉冲变压器初级匝数;  $S_c$  铁芯截面;  $\mu_p$  脉冲磁导率;  $L_c$  铁芯磁路长度

### 4.2 脉冲变压器漏感计算<sup>[9]</sup>

$$L_s = \frac{0.4\pi N_1^2 l_m \times 10^{-8}}{M h_m} \cdot \left[ \delta_{12} \left( \frac{1}{2} - \frac{2\delta_{12}}{3l_m} + \frac{d_{1m} + d_{2m}}{3} \right) \right] \quad (5)$$

$N_1$  为初级匝数;  $l_m$  为线圈平均匝长;  $h_m$  为初、次级平均绕组高度;  $M$  为漏磁势组数; 为初次级距离;  $d_{1m}$ 、 $d_{2m}$  初级、次级导线直径。

### 4.3 脉冲变压器分布电容<sup>[10]</sup>

我们可把脉冲变压器分成几个区域来分别计算脉冲变压器分布电容(如图5)。R1为初级与次级间区域、R2为次级高端与铁芯间区域、R3次级高端与油箱间区域、R4次级与油箱间区域、R5次级低端与铁芯间区域、R6初级与铁芯间区域。

各部分分布电容所存储能量为:

$$W_{R1} = \frac{\epsilon_1 \epsilon_2 (V_2 - V_1)}{\epsilon_1 \delta_2 + \epsilon_2 \delta_1} l_{R1} h_w \quad (6)$$

$$W_{R2} = \frac{\pi \epsilon_1 V_2^2 l_{R2}}{4 \ln(1.08d/r_1)} \quad (7)$$

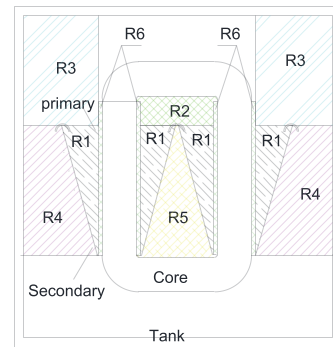


图5 脉冲变压器分布电容区域

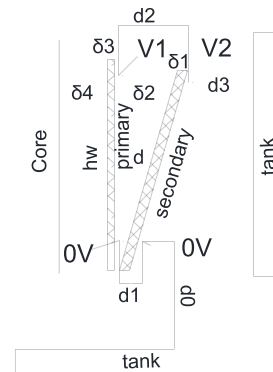


图6 脉冲油箱剖面图

$$W_{R3} = \frac{l_{R3}}{2} \frac{\pi \epsilon_1 V_2^2}{\ln\left(\frac{1.275d}{r_1}\right)} \quad (8)$$

$$W_{R4} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_1 V_2^2}{d_3} \frac{h_w l_{R4}}{6} \quad (9)$$

$$W_{R5} = l_{R5} \int_{d_1}^{d_2} \frac{(V_2 x)^2}{\epsilon_1 \epsilon_2 (\delta_3 + \delta_4) h_w V_1^2 l_{R6} + h_w x} dx \quad (10)$$

$$W_{R6} = \frac{\epsilon_1 \epsilon_2 (\delta_3 + \delta_4) h_w V_1^2 l_{R6}}{6} \quad (11)$$

式中:  $\epsilon_0$ 、 $\epsilon_1$ 、 $\epsilon_2$ 分别为真空、油、绝缘骨架介电常数;  
 $V_1$ 、 $V_2$ 为初级、次级脉冲电压; $d_0$ 、 $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 初次级间距、次级低压端离油箱底部距离、初级与次级低压端间距、初级与次级高压端间距、次级到油缸壁距离; $\delta_1$ 、 $\delta_2$ 、 $\delta_3$ 、 $\delta_4$ 次级骨架厚度、初次级间油间距、初级骨架厚度、初级到铁芯油间距; $h_w$ 骨架高度; $r_1$ 电晕环半径; $l_{R1}$ 、 $l_{R2}$ 、 $l_{R3}$ 、 $l_{R4}$ 、 $l_{R5}$ 、 $l_{R6}$ 分别为初次级间平均匝长、次级与铁芯间平均匝长、次级高压端平均匝长、次级平均匝长、次级低压端平均匝长、初级平均匝长。

## 5 工程验证

主要设计指标如表 1

表 1 技术指标

输入电压 (kv)	输出电压 (KV)	输出脉冲 电流 (A)	脉冲宽度 (us)	前沿 (us)	重频 (Hz)
1	320	360	6	$\leq 2$	50

脉冲变压器采用分裂式铁芯,铁芯材料选用高磁感应强度的硅钢,初级在每副腿上绕 1 匝、采用直流去磁,加去磁后取脉冲磁感应强度可达 1T-2T。从文献 [11][12] 可知次级高压端电压震荡大于低压端、绕组电压不是均匀分布,高压端承受大部分压降、距离高压端 20% 处电场强度最大。所以我们次级骨架采用非均匀间距开槽,低压端紧密、高压端加大间距,保证高压端电场强度满足耐压要求又降低绕组高度减少分布电容与漏感,计算结果如下。

表 2 脉冲变压器计算参数

变压器总漏感 Ls (uh)	变压器总分布电容 Cs (pf)	变压器磁化电感 Lm (uh)
0.4	18640263	5

理想 IGBT 内阻为动态内阻通常只考虑压降,仿真时按满压满功率考虑阻抗。

把脉冲变压器计算得出分布参数代入式 (1) (2) (3) 经 MatchCAD 计算得如图 7、图 8、图 9 分别得脉冲前沿 1.8us、顶降千分之 8、后沿 0.6us,考虑 IGBT 拖尾严重实际后沿远大于设计仿真。用 Pspice 仿真验证如图 10,实物如图 11,实测波形前沿 1.68us 如图 12。

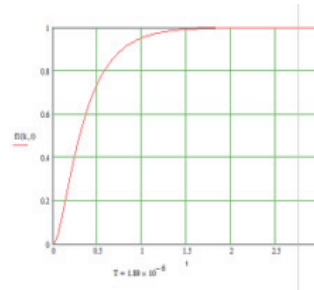


图 7 脉冲前沿

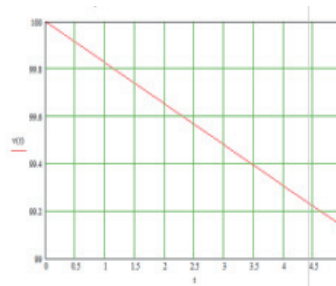


图 8 脉冲顶降

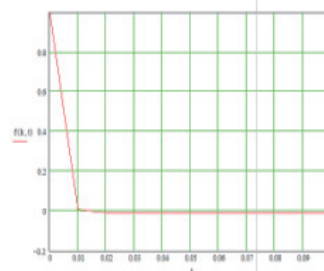


图 9 脉冲后沿

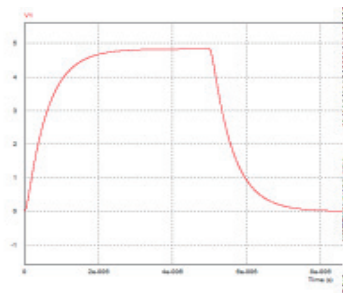


图 10 仿真波形

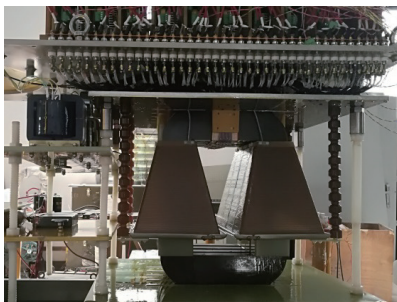


图 11 实物图

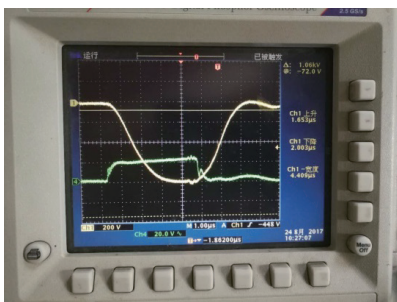


图 12 实测波形

## 6 结论

全固态调制器, 由于从成本角度考虑开关管通常采用 1700V 的 IGBT, 输出 320kV 脉冲电压需采用 1:360 的高变比脉冲变压器。高变比导致初级等效阻抗较低, 回路

漏感影响较大。脉冲变压器铁芯需采用分裂式结构。脉冲变压器漏感和回路电感之和需严格控制小于 0.4 $\mu$ h 时, 可满足前沿小于 2 $\mu$ s、顶降小于 1%、电源稳定度 0.1% 的技术要求, 工程样机测试满足技术指标。如对前沿要求较高, 还可采用 4.5kV 以上 IGBT 用 3kV, 使变比将降低到 1:120 可大幅提高负载折算到初级等效阻抗, 降低引线电感和回路电感影响大幅改善输出波形, 前沿可小于 1 $\mu$ s 左右。<sup>[17]</sup>

## 参考文献

- [1] 黄军、戴广明等. 几种全固态刚管调制器的对比 [J] 现代雷达 2010.3: 80-83  
HUANG Jun, DAI Guang-ming, et al Comparison of Several All-solid-state Hard Tube Modulators [J] Modern Radar 2010.3: 80-83
- [2] Jeffrey A. Casey, Floyd O. Arntz, et al Solid-state hybrid modulator for the next linear collider [J] Pulsed Power Conference, 2003. Digest of Technical Papers. PPC-2003. 14th IEEE International: 543-546
- [3] R. L. Cassel, M. N. Nguyen, et al A Hybrid Solid State Induction Modulator for klystrons [C] 2007 16th IEEE International Pulsed Power Conference: 1609-1611
- [4] 沈坚、钱锰等 400kV 高压脉冲变压器设计与仿真 [J] 现代雷达 2008.12: 89-91  
SHEN Jian, QIAN Meng et. al Design and Simulation of 400kV High Voltage Pulse Transformer [J] Modern Radar 2010.3: 80-83
- [5] Dominic Gerber, Juergen Biela et al Design of an Ultraprecise 127-MW/3- $\mu$ s Solid-State Modulator With Split-Core Transformer [J] 2016 IEEE Transactions on Plasma Science: 829-838
- [6] 郑新, 李文辉, 潘厚忠 雷达发射技术 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2006

- ZhengXin, LiWenhui, PanHouzhong Technique of radar transmitter[M] BeiJing publishing house of Electronics Industry, 2006
- [7] 小柴典居 脉冲变压器及其应用电路 [M] (上海无线电二十七厂译) 1974
- [8] 电子变压器手册 [M]. 辽宁科学技术出版社 1998  
Electronic transformer design handbook. [M] Liaoning Science and Technology publishing house,
- [9] 李加名、康强等 脉冲变压器锥形绕组感应系数矩阵简化计算方法 [J] 强激光与粒子束 2008, 5, : 839-843  
LI Ming-jia , KANG Qiang et.al Simplified method for calculating taper winding's induction coefficient matrix of pulse transformer [J] High Power Laser and Particle Beams 2008, 5, :839-843
- [10] J. Biela;D. Bortis;J.W. Kolar Modeling of Pulse Transformers with Parallel-and NonParallel-Plate Windings for Power Modulators [J] IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation :1016-1024
- [11] 李加名、阮江军等 脉冲变压器锥形绕组电压分布值分析 [J] 高电压技术 2004 年 6 月 : 51-53  
LI MINGJIA, RUAN JIANGJUN et.al Numerical calculation of The voltage distribution on pulse transformer's Taper windings [J] High Voltage Engineering 2004, 6, 51-53
- [12] 尚雷, 谭泓等 大功率 IGBT 在固态脉冲调制器中的应用 [J] 电力电子技术 2007, 4, : 56-57  
SHANG Lei, TAN Hong et.al Application of 3.3kV/800A IGBT in High Power Solid State Modulator Power Electronics 2007, 4:56-57
- [13] 杨景红、郑新等 160MW 大功率固态调制器的设计与实验 [J] 现代雷达 2011, 9:72-80  
YANG Jing-hong, ZHENG Xin et.al Design and Testing of a 160 mW High-power Solid-state Modulator[J] Modern Radar 2011, 9:72-80
- [14] 尚雷、李为民等 大功率固态脉冲调制器技术分析 [J] 高电压技术 2005 年 11 月 : 28-30  
SHANG Lei, LI Weimin Study on the Technology of High Power, Solid-state Modulators [J] High Voltage Engineering
- [15] 朱永亮、王玮 多路初级绕组脉冲变压器固态调制器 [J] 强激光与粒子束 2010, 4, : 765-768  
Zhu Yongliang, Wang Wei Solid state modulator based on multi-primary winding pulse transformer[J] High Power Laser and Particle Beams 2010, 4:765-768
- [16] 张政权、刘庆想等 高频高变比脉冲变压器耦合固态刚管调制器 [J] 强激光与粒子束 2014 年 4 月 : 263-268  
Zhang Zhengquan; Liu Qingxiang; Wang et.al School of Physical Science and Technology, Southwest Jiaotong University [J] 2014. 4:263-268
- [17] G. Qrtiz, A. musing et al A 180MW, 450KV Solid State Modulator Based on Press Pack IGBT Technology[C] 2010 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference 2010:303-306

#### 作者简介

沈坚 : 1965 年生, 研究员高级工程师, 主要从事磁性元件研究。504603482@qq.com

刘超, 1980 年生, 博士, 高级工程师, 主要从事调制器研究。

戴广明, 1966 年生, 研究员高级工程, 主要从事调制器研究。