2016年2月

Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology

Feb., 2016

文章编号: 2095-4980(2016)01-0122-05

基于 SOS 的高重频高压纳秒脉冲源设计

石小燕 1,2, 梁勤金 1,2, 潘文武 1

(1.中国工程物理研究院 应用电子学研究所,四川 绵阳 621999; 2.高功率微波技术重点实验室,四川 绵阳 621999)

摘 要: 依据高重频高压纳秒脉冲输出的要求,基于半导体断路开关(SOS)的工作特点,设计了高重频高压纳秒脉冲源脉冲发生器线路。分析发生器线路的工作原理,对输出脉冲幅度 $50 \, \mathrm{kV/100} \, \Omega$ 、脉宽约 $10 \, \mathrm{ns} \sim 20 \, \mathrm{ns}$ 和重复频率 $100 \, \mathrm{kHz}$ 脉冲源的线路中关键器件的参数进行了计算。分析关键器件 SOS 、饱和脉冲变压器、副开关要求,给出了关键器件的选型参考。

关键词: 高重频高压纳秒脉冲; 半导体断路开关; 脉冲源; 饱和脉冲变压器

中图分类号:TN782

文献标识码:A

doi: 10.11805/TKYDA201601.0122

Design of the high repetition high voltage nanosecond pulse generator based on SOS

SHI Xiaoyan, LIANG Qinjin, PAN Wenwu

(1.Institute of Applied Electronics, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621999, China; 2. Science and Technology on High Power Microwave Laboratory, Mianyang Sichuan 621999, China)

Abstract: A design scheme is put forward according to the characteristic of high-repetition high-voltage nanosecond output wave and the operation characteristic of Semiconductor Open Switch(SOS), which generates special pulse wave by SOS. The operation process of the circuit is analyzed. Parameters of some important components in generator which can output 50 kV/100 Ω , 10 ns-20 ns and 100 kHz pulse wave are computed. Through analyzing the requirements on some important components including SOS, saturated transformer and subsidiary switch, an advice is presented on how to select these important components.

Key words: high repetition high voltage nanosecond pulse; Semiconductor Opening Switch; pulse generator; saturable transformer

随着超宽带(Ultra Wide Band, UWB)技术的应用开发日趋成熟,脉冲源作为脉冲电压的主要设计参数已不能满足新兴的应用要求,脉冲的重复频率、宽度也变得更加重要,甚至举足轻重,如准分子激光器所需的驱动脉冲、高效气体放电、感应回旋加速器等[1]。脉冲电压、重复频率、宽度三项参数的指标性能决定了脉冲源的应用范围和设计要求。目前,努力提高输出脉冲的重复频率和电压、减小脉冲宽度是短脉冲源追求的重要指标。

依据高重频高压纳秒脉冲输出的要求,基于半导体断路开关(SOS)的工作特点,设计了输出脉冲幅度约 50 kV/100 Ω 、脉宽约 10 ns~20 ns 和重复频率 100 kHz 脉冲源线路,包括器件的选型、线路结构的设计及线路各器件电参数的要求等。

1 主开关器件的选择

要达到 100 kHz 的脉冲输出,开关器件的选择并不多,只有广泛商用的 MOSFET、IGBT 和俄罗斯发明且不单独出售的离子化功能器件,如 FID,DSRD,SOS 等及国内研发的 SOS 器件。基于 MOSFET 的高重频脉冲源可以产生数十 kV,最高可达上 MHz 的高压脉冲源^[2-4],但适宜于高重频的单片 MOSFET 的耐压一般不超过 1 200 V,且每个单片都需要大电流隔离驱动,因此整个系统器件繁多复杂,易造成脉冲源的输出不稳定且容易损坏。SOS

收稿日期: 2014-12-03; 修回日期: 2015-01-24

基金项目:中国工程物理研究院重点基金资助项目(2013A0402021)

是一种具备大容量导电粒子密度的开关器件,在 10 ns 内关断电流密度可达 10⁴ A/cm²,电压达 1 MV。最近,俄罗斯已研制出了基于 SOS 的 100 kHz 纳秒脉冲源^[5],其输出脉冲半高宽为 4 ns~5 ns 时,峰值功率约 40 MW;脉冲半高宽为 25 ns~30 ns 时,峰值功率约 18 MW。国内对 FID 和 DSRD 器件的研制尚处于起步阶段,对 SOS 的研制的参数总体指标已与国外接近,已有少量用于大功率的脉冲源研制^[6],但国内目前还未研制出 100 kHz 的高压脉冲源。

2 线路设计

SOS 器件工作特性为:当向 SOS 器件正向注入电流时,器件内部产生大量等离子体,器件处于高导通状态;然后,向 SOS 反向注入电流,当 SOS 内部的等离子体消耗殆尽时,SOS 快速中断。基于此特性,设计了如图 1 所示的脉冲发生器电路。线路工作如下:首先 S1 断开,电源 U_{dc} 通过 D1,L1,PT1 初级绕组为 C1 充电。充电完成后,S1 闭合,C1 通过变压器 PT1 给 C2 充电,SOS 开关正向泵浦电流;当 C2 达到某一电压时,PT1 铁芯磁通饱和,C2 通过 SOS 开关反向激励放电,当反向电流达到最大值时,SOS 迅速切断,因 PT1 次级绕组电感 PT1 化定的电流不能突变,使得反向电流转移到负载,在负载上形成一个高压脉冲。由此可知,满足 SOS 工作的电路实际上是一个 PT1 化分离电路。PT1 饱和后,若 PT1 饱和后,若 PT1 它和有能量,PT1 它和电压通过 PT1 记录。

使得残余能量回复,变压器回到初始状态。能量 回复后,下一个周期开始。

SOS 的电流中断过程与超级等离子体分布结构的泵浦条件相关,但中断时间主要由反向注入时间决定^[7-9],正向注入时间的长短对中断时间不明显。反向注入的电流越大,时间越短,则截断时间越短。一般情况下,60 ns 以下的反向注入时间可以达到 10 ns 以下的截断时间。为确保 SOS 器件的截断时间短,要求正反向电流的注入有差

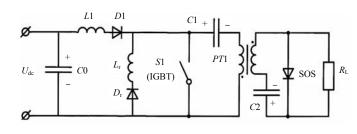


Fig.1 Pulse generation circuit 图 1 脉冲产生电路

异,即谐振电路在电流的相位反向时,应改变其谐振电路器件参数,以达到相反相位的电流差异。

2.1 输出脉冲宽度与回路器件参数关系

假设 SOS 在截断时间内其阻抗增长率变化值不大,则负载脉冲半高宽符合式(1)关系[7]:

$$\tau_{l} = \frac{t_{k}}{2} + \frac{L^{-}}{R} \tag{1}$$

式中: $\frac{t_k}{2}$ 为负载脉冲前沿, t_k 为 SOS 电流截断时间; $\frac{L^-}{R}$ 为负载脉冲后沿,R 为 SOS 等效阻抗 R_{SOS} 和 R_L 的并联阻抗, L^- 为饱和磁芯的电感。

2.2 输出脉冲幅度与过压系数、能量转移效率的关系

能量转移效率是指 SOS 电流开始反向时,储能电容中的能量转移至负载的效率。能量转移效率的大小与过压系数、负载都有关系。过压系数等于负载电压与储能电容 C2 电压之比。SOS 中断后,能量转移到 SOS 器件和负载的合成阻抗中,负载阻抗太低太高都不利于 SOS 能量的传递,其原因在于该电路为 LCR 串联电路,当回路特征阻抗与负载失配时,负载上获得的能量减小,能量效率减小。

根据研究 $^{[10]}$,过压系数与能量转移效率相关。根据效率和线路实际情况,一般情况下过压系数取 2 左右,此时能量转移效率实测在 75%左右。

3 线路参数计算

线路参数的计算按倒时间算法,即从电流传输路径的最末端朝前端推算。对线路器件参数的设计只针对主要器件,如 C0,L1,C1,S1,C2,PT1 和 SOS,其余器件根据设计参数很容易选择,在此不再赘述。根据图 1,可以把线路简化为 3 个电路。首先,开关未导通时,C0,L1,D1,C1 和 L_{t1} (变压器初级绕组)环路,即 C0 通过 $L1,D1,L_{t1}$ 向 C1 充电;其次,开关导通时, $S1,C1,L_{t1}$ 环路和 $C2,L_{t2}$ (变压器次级绕组), $SOS//R_L$ 环路,即 C1 通过变压器向 C2 充电,

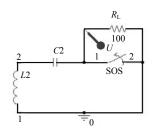
SOS 正向导通; 最后,变压器饱和, $C2,L_1$ 和 SOS// R_L 环路电流反向。

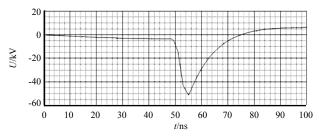
3.1 变压器饱和后 $C2,L_{t}$ 和 $SOS//R_{L}$ 环路计算

依据设计参数:输出脉冲 50 kV/100 Ω 、脉冲半高宽约 10 ns 和重复频率 100 kHz, 计算得负载脉冲峰值功率 约 25 MW, 脉冲平均功率 25 kW, 单个脉冲能量 0.25 J, 流入负载的峰值电流 500 A。设定储能电容过压效率为 2, 则储能电容 C2 上的电压 U_2 为 25 kV; 假设能量转移效率大约为 75%, 则电容 C2 容值为 1.1 nF。

依据 SOS 特性^[7-9]及前面的分析可知,要满足 10 ns 左右的输出脉宽,SOS 截断时间应在 10 ns 左右,对应的反向注入电流应控制在 50 ns 左右。据分析^[7,11],电流反向后,SOS 截止前为几欧,截止后为几百至上千欧,当 SOS 正反向满足一定条件时,SOS 阻抗呈线性变化,设计时取平均阻抗。据文献[11]知,SOS 截止前后能量损耗比约为 3,也就是 SOS 截止后能量损耗占 SOS 总损耗的 75%,截止前占 25%,不同的 SOS 有一定的微小差异,在此按损耗比为 3 假定。因 SOS 与负载呈并联关系,则截止后 SOS 与负载输出波形一致,假设 C2 上的能量不低于 75%转移到负载,且线路无损耗,则 25%的能量消耗于 SOS 器件。因 SOS 和负载电压相等,且负载能量为 0.25 J,可计算出流过 SOS 的电流反向后,SOS 截止前后的峰值电流、平均阻抗分别为:125 A,400 Ω 和 625 A,2.13 Ω 。

根据以上参数,建立图 2(a)所示的仿真模型进行仿真,获得图 2(b)所示的负载电流波形。图 2(a)中, L2 为 L2 的饱和电感, R 为负载。环路中各器件参数见仿真数据表 1。





(a) simulation model of equivalent electric circuit

(b) results of the current simulation

Fig.2 Simulation model and current simulation results of SOS circuit after PT1 is saturated 图2 PT1饱和后SOS环路线路模拟电路及模拟输出电流波形

表 1 SOS 环路计算参数

Table 1 Simulation parameters of SOS circuit

<i>L</i> 2/μH	C2			SOS			output pulse of RL		
	capacity/nF	U/kV	pump-out time/ns	$R_{ m on}/\Omega$	$R_{\rm off}/\Omega$	turn-off time/ns	half width of pulse/ns	amplitude/kV	transfer rate%
0.82	1.1	25	48	4.3	800	8	10	51	78

3.2 饱和变压器设计

变压器是该线路中的一个关键器件,要实现 2 个功能: 升压、饱和。变压器 PT1 工作过程如图 3 所示,其工作过程如下: 首先,对 C1 进行谐振充电,充电过程将对磁芯进行反方向去磁。假定磁芯初始状态处于 B_r ,谐振充电过程中,电流沿 L1,VD1,PT1 初级电流正向注入 C1,磁芯的磁滞回线变化为磁芯从 B_r 沿 2 号曲线到 $-B_s$ 点(充电电流达到最大值时),随着 C1 电压的上升,充电电流减小到 0,去磁磁场消失,磁芯从 $-B_s$ 沿 3 号曲线点回到 $-B_r$ 。其次,当电容 C1 充电至最高电压时,开关 S1 闭合,电流 C1 通过 PT1 初级反方向流动,磁芯状态从 $-B_r$ 点沿 3 号曲线到达 B_s 点,磁芯饱和。S1 闭合过程中,PT1 初级线路中体现为 C1 通过初级绕组放电,电流达到矫顽力所需的励磁电流时,磁芯饱和。同时在这段时间,C1 上的放电完成了 C1 到 C2 的能量转移。在 PT1 次级

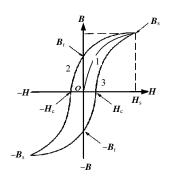


Fig.3 Magnetic hysteresis loop of PT1 图 3 PT1 运行的磁滞回线图

回路中体现为电流逐渐增大,然后逐渐减小为 0,C2 电压从 0 逐渐升高。当 C2 电压升高至最大值(即 C1 完成了到 C2 的能量转移)时刻,PT1 磁芯饱和,C2 极性反转,C2 迅速放电。磁芯饱和后,PT1 初级与 C1 组成的回路电流回到 0,即沿 2 号曲线到达 B_r 点,升压过程中的磁芯磁通量变化范围为 $\Delta B = B_r + B_s$ 。

磁芯的选择依据工作频率、驱动脉冲形状及磁芯损耗(主要为铁损),因此需选择 ΔB (磁感应强度的变化值)大、矫顽力小、磁导率大、电阻率大的磁芯;同时,能量转移时间,即初级储能电容转移到次级泵浦电容的时间应该小于由 C1 和 PT1 的环路电感和环路等效电容决定的谐振时间,因此需要满足磁芯的低漏感要求。可选择带材厚度小于 $18~\mu m$ 、环形结构的钴基微晶带材 2714A。由磁芯的功率容量,选择外径 160~m m,内径 90~m m,高度 20~m m 的磁芯。

为减小漏感,一般设计初级绕组为 1 圈,依据环形磁芯电感计算公式,假设磁芯饱和时 μ_r 取 1.5,根据计算,放电回路的储能电感为 PT1 的饱和电感量 0.8 μ H~0.9 μ H; 次级输出电压取 25 kV,变压器效率取 85%,可计算出初级电压约 2.5 kV,次级匝数为 11 圈,电容 C1 的容值约 66.5 nF。

变压器的漏感量受初级储能电容转移到次级泵浦电容的时间,即能量转移有关,漏感太大,*C*1 能量将不能完全转移。能量转移时间

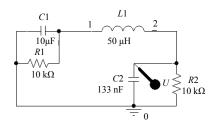
$$t_{\rm rr} = \pi \sqrt{L \cdot C_{\rm eq}} \tag{2}$$

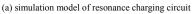
式中: L 为环路电感, 由漏感及引线电感组成; C_{eq} 为环路等效电容, 依据变压器的等效电路, 可得出 C_{eq} =66.5 nF。 假设储能电容上升时间为 t_r ,则 t_r = t_{rr} ,根据磁芯材料参数得 t_r =448 ns。

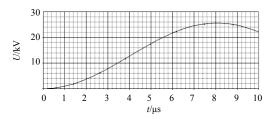
根据以上计算,代入能量转移时间,可得变压器的最大漏感约 300 nH。

3.3 储能电容 C1 的充电设计

采用谐振充电的方式,三相电源经过升压、整流、LC 滤波产生大约 1 300 V 的电压。电容 C 上的电压通过 D1,L1,C1 和 PT 初级为储能电容 C1 充电。由于充电时间很长,PT 相当于一个饱和电感,此时,充电电流还将完成 PT1 的去磁复位。要求充电时间控制在 8 μ s 以下,其仿真电路和结果如图 4 μ s 。







(b) result of voltage simulation

Fig.4 Simulation model and simulation voltage results of resonance charging circuit 图 4 谐振充电仿真电路及结果

3.4 高速开关设计

系统中开关的工作方式为:在 C1 充电期间,开关断开;其余时间,开关可以导通。因此,开关在断开期间需能承受 C2 上的充电电压,在闭合时能承受初级绕组和 C1 环路的大电流。根据前面计算,开关需承受的耐压为 2 500 V 以上,承受电流有效值约 174 A。

能在 100 kHz 工作的功率开关,具有 MOSFET 高速特性和双极结型晶体管(Bipolar Junction Transistor, BJT) 大电流特性的绝缘栅双极型晶体管(Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT)是功率开关的最好选择。IGBT 器件工作电压高,导通关断时延、脉冲上升时间通常在百 ns 量级,适合串并联组合实现大功率的能量传输,多只 IGBT 可以组成串并联方式提高耐压和电流容量。譬如 APT45GP120B,其耐压达 1 200 V,脉冲电流达 170 A,最大重频 250 kHz 以上,考虑到实际应用中结温、耗散功率,计算其工作频率在 110 kHz 以上。

根据以上计算,系统开关可采用 IGBT 多只串并联方式。串联个数由开关的耐压决定,约为 3 只,并联由开关的通流大小决定,经计算约为 12 只。IGBT 开关的串并联应用见文献[12]。

4 结论

依据 50 kV/100 Ω ,100 kHz,10 ns~20 ns 的脉冲输出要求,分析了脉冲产生的开关特性,设计了根据选择的开关特性的脉冲产生电路并分析了线路工作原理。逐次分解脉冲产生电路,通过计算和模拟方式获得线路中器件参数。该设计方式可作为高重频高压窄脉冲源的设计参考,文中的设计及参数是基于理想的情况,实际中应当考虑分布参数的影响及高频窄脉冲驱动下变压器磁芯的特性变化。

参考文献:

- [1] 江伟华. 高重复频率脉冲功率技术及其应用:(1)概述[J]. 强激光与粒子束, 2012,24(1):11-15. (JIANG Weihua. Repetition rate pulsed power technology and its applications:(i)Introduction[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2012,24(1): 11-15.)
- [2] BARNES M J,WAIT G D. A 25 kV 75 kHz kicker for measurement of muon lifetime[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2004,32(5):1932-1944.
- [3] BARNES M J, Wait G D, DILLING J, et al. A high frequency mosfet driver for the titant facility at TRIUMF[C]// IEEE Pulsed Power Conference. Monterey, CA:IEEE, 2005:178–181.
- [4] BERNIUS M T,CHUTJIAN A. High-voltage,full-floating 10 MHz square-wave generator with phase control[J]. Review of Instruments, 1989,60(4):779-782.
- [5] RUKIN S,LYUBUTIN S,PONOMAREV A,et al. Solid-state IGBT/SOS-based generator with 100 kHz pulse repetition frequency[C]// 2007 16th IEEE International on Pulsed Power Conference. Albuquerque,NM:IEEE, 2007:861-864.
- [6] 杨勇,刘英坤,崔占东,等. 特种快速大功率半导体切断开关的研制[J]. 半导体技术, 2009,34(3):244-245. (YANG Yong, LIU Yingkun,CUI Zhandong,et al. Study of special type fast high power semiconductor opening switches[J]. Semiconductor Technology, 2009,34(3):244-245.)
- [7] 苏建仓,丁永忠,宋志敏,等. 半导体断路开关实验研究[J]. 强激光与粒子束, 2002,14(6):949-953. (SU Jiancang, DING Yongzhong, SONG Zhimin, et al. Experimental study on the characteristics of semiconductor opening switch[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2002,14(6):949-953.)
- [8] 张适昌,严萍,王珏. 半导体断路开关及其应用[J]. 高电压技术, 2002,28(s1):23-25. (ZHANG Shichang,YAN Ping,WANG Jue. Study of semiconductor opening switch and its application[J]. High Voltage Engineering, 2002,28(s1):23-25.)
- [9] LYUBUTIN S K,MESYATS G A,RUKIN S N,et al. Subnanosecond high density current interruption in SOS diodes[C]// IEEE International Pulsed Power Conference. Baltimore,MA,USA:IEEE, 1997:663-666.
- [10] MESYATS G A,RUKIN S N,LYUBUTIN S K,et al. Semiconductor opening switch research at IEP[C]// 1995 10th IEEE International, Pulsed Power Conference. Albuquerque, NM:IEEE, 1995:298-305.
- [11] RUKIN S N,MESYATS G A,PONOMAEV A V,et al. Megavolt repetitive SOS-based generator[C]// 2001 IEEE Conference Pulse Power Plasma Science. Las Vegas,NV,USA:IEEE, 2001:17-22.
- [12] 苏娟. 高频功率 MOSFET 驱动电路及并联特性研究[D]. 西安:西安理工大学, 2003. (SU Juan. Research on high frequency power MOSFET driver circuit and parallel connection characteristics[D]. Xi'an, China: Xi'an University of Technology, 2003.)

作者简介:



石小燕(1971-), 女,四川省绵阳市人,高级工程师,主要研究方向为固态脉冲功率技术。email:0001sxy@sina.com.

梁勤金(1963-), 男, 四川省绵阳市人, 研究员, 主要研究方向为固态脉冲功率技术、微波产生技术、信号处理等.

潘文武(1975-),男,四川省绵阳市人,副研究员,主要研究方向为微波信号处理、微波结构设计等.