

一种MV级峰化电容一体化电容分压器的研制

李奇胜 李俊娜 李楚男 王永亮 龚渝涵 刘建

Development of a MV level peaking capacitor integrated capacitor voltage divider

Li Qisheng, Li Junna, Li Chu' nan, Wang Yongliang, Gong Yuhan, Liu Jian

引用本文:

李奇胜,李俊娜,李楚男,王永亮,龚渝涵,刘建.一种MV级峰化电容一体化电容分压器的研制[J].强激光与粒子束,2024,36: 095003. doi: 10.11884/HPLPB202436.230218

Li Qisheng, Li Junna, Li Chu'nan, Wang Yongliang, Gong Yuhan, Liu Jian. Development of a MV level peaking capacitor integrated capacitor voltage divider[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2024, 36: 095003. doi: 10.11884/HPLPB202436.230218

在线阅读 View online: https://doi.org/10.11884/HPLPB202436.230218

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

测量微秒量级脉宽方波信号的电容分压器

Capacitive divider for measuring µs width square wave pulse 强激光与粒子束. 2023, 35: 025002-1-025002-6 https://doi.org/10.11884/HPLPB202335.220150

电磁脉冲模拟装置用3 MV中储电容器的研制

Development of a 3 MV transfer capacitor used in an electromagnetic pulse simulator 强激光与粒子束. 2021, 33: 095001-1-095001-6 https://doi.org/10.11884/HPLPB202133.210195

双谐振拓扑高压脉冲电容器充电电源

High voltage pulse capacitor charging power supply based on double resonant topology 强激光与粒子束. 2019, 31: 040021-1-040021-6 https://doi.org/10.11884/HPLPB201931.180314

基于MOSFET的高重复频率高压脉冲源设计

Design of high repetition rate and high voltage pulse generator based on metal oxide semiconductor field-effect transistor 强激光与粒子束. 2019, 31: 040022-1-040022-4 https://doi.org/10.11884/HPLPB201931.180321

全膜脉冲电容器电热老化分析

Electrical and thermal aging analysis of all-film pulsed capacitor 强激光与粒子束. 2024, 36: 025020-1-025020-7 https://doi.org/10.11884/HPLPB202436.230163

串联谐振高压电容充电电源设计及分析

Design and analysis of series resonant high voltage capacitor charging power supply 强激光与粒子束. 2019, 31: 055002-1-055002-6 https://doi.org/10.11884/HPLPB201931.180355 ·脉冲功率技术·



一种 MV 级峰化电容一体化电容分压器的研制

李奇胜, 李俊娜, 李楚男, 王永亮, 龚渝涵, 刘 建

(西安交通大学电力设备电气绝缘国家重点实验室,西安710049)

摘 要: 峰化电容器由于结构紧凑一般采用间接测量其承受的电压,而峰化电容电压的直接测量一直是 难以解决的问题。为了解决该问题,以峰化电容器为基础,研制了一种新型结构的电阻补偿式自积分型峰化电 容一体化电容分压器。其次,根据分压器的新型结构分析了峰化电容一体化电容分压器的理论分压比,给出了 理论分压比计算公式,分析了影响低频响应的因素并进行了电路仿真验证。同时,开展了方波标定实验,得到 了两个探头的分压比及响应时间,且探头响应时间均小于 6.2 ns。此外,为了得到更准确的分压比并验证正常工 作状态下该一体化电容分压器分压比的稳定性,进行了高压在线标定实验,得到了 1#探头分压比为 11071, 2#探 头分压比为 15148。且在更高电压等级下,该电容分压器探头的测量相对误差较小,分压比稳定性良好。 关键词: 峰化电容器;电阻补偿;电容分压器;分压比;高压脉冲

中图分类号: TM83 文献标志码: A **doi**: 10.11884/HPLPB202436.230218

Development of a MV level peaking capacitor integrated capacitor voltage divider

Li Qisheng, Li Junna, Li Chu'nan, Wang Yongliang, Gong Yuhan, Liu Jian (State Key Laboratory of Electrical Insulation of Power Equipment, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: Peaking capacitors, due to their compact structure, generally use indirect measurement of the voltage they bear, and direct measurement of their voltage has always been a difficult problem to solve. To solve this problem, we developed a new type of resistance compensation type self-integrating peak capacitor integrated capacitor voltage divider based on peaking capacitors. Secondly, based on the new structure of the voltage divider, the theoretical voltage ratio of the peak capacitance integrated capacitor voltage divider was analyzed. The calculation formula for the theoretical voltage ratio and the analysis of factors affecting low-frequency response were provided, and circuit simulation verification was carried out. At the same time, square wave calibration experiments were conducted, and the partial pressure ratio and response time of the two probes were obtained, and the response time of the voltage ratio of the voltage ratio of the voltage divider under normal working conditions, high-voltage online calibration experiments were conducted, and the voltage ratio of probe 1 was 11071 and probe 2 was 15148. Moreover, at higher voltage levels, the relative measurement error of the capacitive voltage divider probe is relatively small, and the voltage divider ratio has good stability.

Key words: peaking capacitor, resistance compensation, capacitive voltage divider, division ratio, high voltage pulse

在电磁脉冲源装置中,准确测量输出开关的脉冲击穿电压是十分重要的问题。由于电磁脉冲源的输出开关和 峰化电容器均封装于高气压的绝缘气体中,同时,脉冲电压幅值高,绝缘腔体结构复杂,对运行中的电磁脉冲源的 测量比较困难。在尽量不改变电磁脉冲源基本结构的前提下,考虑通过测量峰化电容的电压以及负载电压,根据 两者之差来确定输出开关的击穿电压是一个可行的方法,而该方法亟待解决的问题就是 MV 级同轴薄膜电容器的

^{*} 收稿日期:2024-03-14; 修订日期:2024-05-29 基金项目:国家自然科学基金项目(52177157) 联系方式:李奇胜,3121304202@stu.xjtu.edu.cn。 通信作者:李俊娜,uvlina@126.com。

电压测量。由于峰化电容器结构紧凑,所以目前关于峰化电容电压的直接测量为一大难题,且相关文献报道也较 为少见。因此,本文致力于研究实现峰化电容电压直接测量的方法。

电容分压器由于具有响应速度快、分压比大、频带宽以及负载效应小等优点,因此被广泛应用于高压窄脉冲 的测量^[1]。在脉冲功率技术领域中,测量纳秒级窄脉冲一般采用电容分压器与示波器配合使用的测量方式,尤其 是在脉冲功率装置中,如同轴型水、油传输线等这种 MV 级脉冲电压的测量^[2-5]。而根据输出信号与输入信号的关 系,电容分压器可分为自积分型和 D-dot 型^[6]。由于 D-dot 型电容分压器测量输出电压为输入电压的微分,因此要 测得输入电压的实际波形,需对输出信号进行积分,即在输出端连接积分器或者数值积分达到积分的目的^[7-9]。相 比于如 Tesla 变压器中脉冲前沿百纳秒至微秒、结构单一、介质均匀的水油传输线,峰化电容脉冲前沿更快,高压 臂电容值不易估算,从而影响后端积分器设计。而数值积分方法在测量方波信号时存在抗干扰差以及微分信号超 示波器屏等问题^[10],因而本文拟采用自积分型电容分压器。

由于测量脉宽主要由输入阻抗和低压臂电容之积决定,若要提高分压器的测量脉宽,则需提高低压臂电容或 者增加输入阻抗^[1,11]。而通过采用电容补偿来提高低压臂电容会引入寄生电感,补偿电容寄生电感的存在会导致 测量波形振荡,且寄生电感越大产生的振荡越严重^[12-14]。峰化电容器的结构紧凑,而低感补偿电容体积较大,所以 难以实现电容补偿结构设计与安装。所以,本文最终采用电阻补偿的方式达到自积分条件。

综上,为了实现 MV 级同轴薄膜电容器的纳秒级脉冲电压的测量,本文以峰化电容器为基础,研制了一种分压 比大、结构简单且紧凑的电阻补偿式电容分压器。首先,对峰化电容一体化电容分压器进行结构设计,在峰化电 容最外层同心电容器的接地端巧妙嵌入聚酰亚胺覆铜薄膜,形成了一种新型电路结构的峰化电容一体化电容分压 器。其次,对提出的电容分压器测量等效电路的分压比和频率响应特性进行电路理论分析和仿真分析。最后,对 研制的峰化电容一体化电容分压器进行阶跃方波标定和高压在线标定,同时分析了在考虑峰化电容的容值高压作 用下受等离子体的影响时探头分压比变化的现象。此外,通过进一步实验验证了峰化电容在更高等级电压下探头 分压比的稳定性。

1 电容分压器的结构设计

由于高压引线的存在,在分压器的顶端出现频率低、衰减慢的振荡波,使得测量的波形畸变严重。因此,需要 在引线中串联一个阻尼电阻来减小振荡波对测量的影响,而电阻及引线电感等会造成测量系统的响应时间增加, 使得纳秒级脉冲电压的测量不准确^[15]。同时,如果是分立式电容分压器,高压臂和低压臂之间需用电缆相接,这段 电缆上的波过程会在低压臂的电压上叠加高频振荡^[16]。因此,需要尽可能减小电缆长度或者改变电容分压器的结构。

为了解决上述问题,本文设计了一种耦合式电容分压器。分压器主要由一个8层峰化电容器、覆铜薄膜和补偿电阻组成。峰化电容器作为该电容分压器的基础,结合覆铜薄膜形成一体化结构,同时采用电阻补偿的方式达到自积分的目的。如图1所示。其中,覆铜薄膜由金属膜和绝缘膜组成,它是该电容分压器的关键元件。为了防止绝缘膜沿面闪络,金属膜的面积应该比绝缘膜稍小¹⁶。此外,绝缘膜应选取相对介电常数高、韧性好、耐压性能好的材料。因此,本文金属膜长宽均比绝缘膜小10mm,绝缘膜选取聚酰亚胺薄膜。峰化电容器的最外层金属环为接地端,将覆铜薄膜贴附于峰化电容最外层绝缘层与最外层金属环的地电极之间,峰化电容器其他结构保持不变。覆铜薄膜介质金属部分与峰化电容靠近内径侧多层薄膜介质所形成的电容为电容分压器高压臂,覆铜薄膜介





质电容作为电容分压器低压臂。为了避免杂散电感影响分压器的高频响应,补偿电阻采用无感的碳芯电阻,一端 与低压臂覆铜薄膜信号引出端连接,一端与同轴电缆接头(BNC)连接将测量信号引出。

为了分析比较不同低压臂电容与补偿电阻参数下的探头响应特性,本文设计了两个探头(1#探头和2#探头), 低压臂覆铜绝缘膜分别为厚度为 50 um 和 25 um 的聚酰亚胺薄膜。低压臂电容可近似为

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r l}{\ln(r_1/r_2)} \cdot \theta(z) \tag{1}$$

式中: ε₀为真空介电常数,取 8.85×10⁻¹² F/m; ε_r为聚酰亚胺相对介电常数,取 3.2; *l*为覆铜的纵向长度,取 60 mm; θ(z) 为覆铜的圆周张角; r1、r2分别为峰化电容电极轴心到覆铜薄膜的距离和峰化电容最外层金属内径, 单位为 mm。 可以计算出1#探头和2#探头的低压臂的电容分别为5.44 nF和10.88 nF。由于低压臂的r1和r2非常接近,因此在 测量时会引入测量误差,同时还存在加工工艺带来的厚度误差,上述理论公式计算的误差可能比较大。因此,在确 定低压臂电容时,一般由平衡电桥实测得来,表1为低压臂电容与补偿电阻实测值。

表1 低压臂电容及补偿电阻实测值 Table 1 Measured value of low voltage arm capacitance and compensation resistor

probe number	compensation resistance/k Ω	low voltage arm capacitance/nF	$R_1C_2/\mu s$
1#	2.395	3.343	8.2
2#	2.412	4.846	11.7

2 电容分压器电路理论分析及仿真

2.1 电路理论分析

由于峰化电容一体化电容分压器的低压臂是嵌入到了峰化电容器的最后一层绝缘介质中,则其结构不是简单 的高低压臂串联, 而是图 2(a)和图 2(b)所示的结构及等效分布电容。其中, C1 为前 7 层电容器的串联电容; C2 为 薄膜介质低压臂电容; C_s为第7层金属环到金属绝缘膜一侧金属之间的电容; C_{rt}(i=1,2,…,n) 为第8层电容除嵌入 部分电容的其它部分的电容,并联总电容为Cr。





(a) schematic diagram of structural capacitance distribution



Fig. 2 Theoretical capacitance distribution analysis diagram of capacitive voltage divider 图 2 电容分压器理论电容分布分析图

根据分压器的实际结构可得到图 3(a)所示的等效电路。由电路理论可知,补偿电阻 R₁ 左端可等效为电压 U_{oc}与电容的串联 C_{eq}。电压信号进入电缆端口前的等效电路如图 3(b)所示。若输入电压为单位阶跃信号,则其 阶跃响应为



图 3 电容分压器理论分压比电路图

强激光与粒子束

$$U_{1}(s) = \frac{Z_{0}U_{\rm oc}(s)}{\frac{1}{sC_{\rm eq}} + R_{1} + Z_{0}}$$
(2)

式中: $U_{oc}(s)=C_1C_ss^{-1}/[C_2C_s+(C_1+C_r)(C_2+C_s)]$; $C_{eq}=C_2+C_a$, $C_a=C_s(C_1+C_r)/(C_1+C_r+C_s)$ 。由 Laplace 反变换可知

$$U_1(t) = \frac{C_1 C_s Z_0}{(R_1 + Z_0) [C_2 C_s + (C_1 + C_r)(C_2 + C_s)]} e^{-\frac{t}{C_{c_s}(R_1 + Z_s)}}$$
(3)

由于 C₂≫C_a 且 R₁+Z₀≫1/sC_{eq},则式(2)可简化为

$$U_1(s) = \frac{Z_0 U_{\rm oc}(s)}{R_1 + Z_0} \tag{4}$$

由彼德逊法可以得到,电压波在从电缆端口输出时的输出信号为

$$U_0(s) = \frac{2R_2}{Z_0 + R_2} U_1(s) \tag{5}$$

由此可知,峰化电容分压器的测量输出为

$$U_{\rm o}(s) \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{C_1 C_s}{C_2 C_s + (C_1 + C_{\rm r})(C_2 + C_{\rm s})} U_{\rm i}(s) \tag{6}$$

式中: R2 等于电缆的特性阻抗 Z0。因此分压器分压比为

$$k = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \frac{C_2 C_s + (C_1 + C_r)(C_2 + C_s)}{C_1 C_s}$$
(7)

由式(3)可知,分压器的低频响应由等效电容 *C*_{eq}与补偿电阻与波阻抗之和 (*R*₁+*Z*₀)的乘积决定。由于 *C*₂≫*C*_a且*R*₁≫*Z*₀,则低频响应主要由补偿电阻 *R*₁和低压臂电容 *C*₂决定。由于峰化电容器紧凑型结构限制,一般 较大的低压臂电容难以实现,因此,若实际设计时要提高峰化电容一体化电容分压器的测量脉宽,一般采用增大补 偿电阻的方法。同时,由分压比*k*的表达式(7)可知,电压信号经由电容分压器分压后,由*R*₁和*R*₂组成的电阻分压 器进行二次衰减。若满足 (*C*₁+*C*_r)(*C*₂+*C*_s)≫*C*₂*C*_s时,输出电压信号可近似看作输入信号经由两级电容分压器分压 后,由电阻分压器再进行衰减得到的信号。因此,相对于传统电容分压器,这种分压器大大提高了其分压比。

2.2 电路仿真分析

为了验证上述理论分析,利用了 Pspice 进行分压器分压比的仿真计算,其电路模型如图 3(a)所示。其中,脉冲 方波信号的幅值为1 kV,脉冲上升沿和下降沿均为 10 ns,脉宽 1 μs。峰化电容一体化电容分压器是整体结构,难 以实现用数字电桥测得各部分电容值,因此可以根据式(1)计算出各个部分的理论结构电容,其中电容 C₁为 102.9 pF, C_s、C_r分别取 103.2 pF 和 616.8 pF,低压臂电容 C₂以及积分电阻 R₁按照表 1 取值,末端匹配电阻 R₂取 50 Ω。 传输电缆的参数为特性阻抗 50 Ω,传输延时 τ 为 100 ns。

两探头输出信号 PSpice 仿真结果如图 4 所示。由图 4 可知,1#探头输出信号的幅值为 76.82 mV,2#探头输出信号 的幅值为 53.07 mV,分压比分别为 13 020 和 18 843。根据理 论分析得出的分压比计算式(7),1#探头分压比应为 13 010, 2#探头分压比应为 18 835,即输出电压信号分别为 76.86 mV 和 53.09 mV,这与仿真得出的分压比大小相差不大且分压比 的相对误差不超过 0.1%,可忽略不计。因此,可按照式(7)对 峰化电容一体化电容分压器的分压比进行理论分析。

同时,由表1可知,1#探头的时间常数*R*₁*C*₂为8.2 μs, 2#探头的时间常数为11.7 μs,因此,2#探头相对于1#探头低 频响应较好,且理论上1#探头可测脉宽为800 ns 左右的脉冲 信号,2#探头可测脉宽为1.2 μs 左右的脉冲信号。为了分析 两个电压探头对不同脉宽信号的响应,仿真分析了脉冲方波



信号脉宽分别为 100 ns、500 ns 以及 1 µs 时电压探头的输出信号,可以得到表 2 所示结果。其中两个电压探头在脉 宽为 100 ns 时平顶降最小,低频响应最佳,1#探头方波响应波形的平顶倾斜为 1.0%,而 2#探头的平顶倾斜为 0.8%,

	Table 2 Simulation res	ults of voltage probe response to	different pulse widt	h signals
pulse width τ	R_1C_2/τ	flat top descent/%	R_1C_2/τ	flat top descent/%
		1#		2#
100	82.0	1.0	117.0	0.8
500	16.4	5.1	23.4	3.7
1 000	8.2	10.0	11.7	6.6

而在脉宽为 1 μs 时平顶降最大,低频响应较差,1#探头方波响应波形的平顶倾斜为 10.0%, 而 2#探头的平顶倾斜为 6.6%, 由此可以得出时间常数 *R*₁*C*₂ 为方波脉宽 τ 的倍数越大,两个电压探头低频响应越好,且相比于 1#探头, 2#探 头的低频响应更好。因此由仿真结果可知,本文分压器仿真与理论分压比一致,且低频响应主要由补偿电阻 *R*₁ 和 低压臂电容 *C*₂ 决定。

3 电容分压器的标定

3.1 方波标定

对峰化电容一体化电容分压器进行响应时间和分压比的标定,需如图 5 所示的标定系统。该标定系统主要由 ENS-24XA 方波发生器、待标定电容分压器、衰减器(带宽 4 GHz)、数字示波器 MSO44(带宽 1 GHz)、50 Ω 匹配头 以及信号测量电缆等组成。其中,方波发生器 ENS-24XA 产生的脉冲经由两路进入示波器(1 MΩ 高阻模式)。一 路通过 40 dB 衰减器直接进入示波器通道 1,另一路经由电容分压器后进入示波器通道 2。通过通道 1 的源信号对 分压器输出信号进行标定。



Fig. 5 Schematic diagram of square wave calibration system 图 5 方波标定系统示意图

当方波发生器产生幅值约 0.6 kV、脉宽 1 μs 的脉冲信号时,对两个探头分别进行标定,示波器测得的经衰减的 源脉冲信号以及电容分压器探头的输出信号如图 6 所示。由于方波发生器的调压步长较大,在调节电压时可能会 造成幅值在 0.6 kV 上下浮动,但低压标定下电压幅值对分压比的标定几乎不影响,可忽略不计。

由标定波形可以看出,输出电压波形与方波跟随一致,响应良好。但输出电压会出现一定平顶降的现象,这主要是由低频响应造成的。电容分压器的低频响应主要由低压臂容值 C₂以及输入阻抗之积得到的时间常数决定, 两探头设计的输入阻抗相近,则低频响应主要是由低压臂容值 C₂ 决定。

由图 6 可看出,1#探头方波响应波形的平顶倾斜为 5.7%, 而 2#探头的平顶倾斜为 4.4%, 由此可以得出:相比于 1#探头, 2#探头的低频响应更好, 这在图 4 中仿真输出波形中也有所体现。由图 6 可以看出 1#探头明显比 2#探头的平顶倾斜严重, 低频响应更差。而且由图 7(a)可以看出 1#探头出现了一定的负电压偏置现象, 这主要是因为 1#探头的低频响应较差、平顶倾斜较严重导致的。由此可知, 2#探头低压臂电容 C₂ 及时间常数较大、低频响应良好, 且若两探头用于百纳秒脉宽的脉冲信号时低频响应会更好, 平顶倾斜也会更小。

因此,采用高频振荡中心光滑后的平顶电压得出分压比。由图6可知,1#探头输出幅值约为50mV,2#探头的



图 7 实验平台示意图

输出幅值约为 33 mV。对两个探头分别进行十次标定,取平均值作为其分压比结果,表 3 为探头的标定响应时间 及分压比。由表 3 可知,两探头的分压比与理论分压比之间存在一定的误差,这主要是因为低压臂嵌入到了峰化 电容中,未考虑边缘效应引起的电容估算误差,同时还存在衰减器以及分压器的响应造成的误差。

表 3 两探头的响应时间与分压比 Table 3 Response time and division ratio of two probes

probe number	source signal leading time/ns	measuring signal leading time/ns	response time/ns	voltage division ratio
1#	12.00	12.80	4.45	13 444
2#	11.52	13.12	6.28	17314

3.2 分压器高压在线标定

由于受方波发生器输出幅值限制以及峰化电容一体化电容分压器分压比大的影响,测量输出电压信号较小, 受干扰比较严重,信噪比小,从而分压比测量不够准确。因此,分压器的分压比需在 Marx 脉冲源工作平台再进行 在线标定。且为了验证峰化电容分压器的绝缘要求,须在较高电压下进行实验,图7为 Marx 平台的示意图。

上述图 7 中装于调波电感后的电阻分压器的分压比已标定好,其分压比为1490。因此拟采用此电阻分压器对 峰化电容一体化电容分压器进行在线标定。图 8 是 Marx 平台高压在线标定的典型波形,可以看出峰化电容一体 化电容分压器的输出波形与电阻分压器的波形跟随一致,响应良好。

高压在线标定是通过提高峰化电容器耐受电压来标定分压器在不同电压等级下的分压比。本实验主要通过 提高 Marx 主回路充电电压达到提高峰化电容电压,分别在主回路充电电压为 20~28 kV,步长为 4 kV 时标定了 3 个电压等级状态,其分压比如图 9 所示。由图可知,两个探头在峰化电容器耐受电压为 293、362、427 kV 的作用 下,分压比变化较小。1#探头分压比分布于 11000 左右,且 2#探头分布于 15100 左右。因此,取各个探头 3 个电压







Fig. 9 Voltage division ratio of the probes at different voltage levels图 9 不同电压等级下探头的分压比

等级下的平均值作为其最终分压比,即1#探头分压比为11071,2#探头分压比为15148。

3.3 标定结果的分析讨论

由高压在线标定结果可知,两探头的分压比与低压方波标定和理论的分压比具有一定的误差,除了低频响应 引起的读数误差之外,其主要原因是峰化电容器本身设计的结构所导致。本文中 MV 级峰化电容器由一系列同心 电容器串联而成,整个电容器由 8 层绝缘介质和 8 个等间隔的金属环组成。为了使峰化电容器电压均匀分布,要 求每一个电容器的电容值一致,同时为了使每部分的电容值和场强保持一致,设计的每个金属环都有各自不同的 长度和直径^{117]}。为了优化金属环轴向两端的电场分布,采取了倒圆角来减小局部场强。利用有限元仿真软件计算 在峰化电容器上施以 1 MV 电压下的电场分布,如图 10 所示。可以看出各层电容器平均场强不超过 85 kV/mm,但 金属环与绝缘介质之间气隙的场强会比较高。因此,较高电压下在场强达到一定值时,该气隙会发生局部放电甚 至击穿并形成放电非平衡等离子体^[18-19],这在一定程度上会增大峰化电容器的电容值,如图 11 所示。



为了考虑高压作用下形成的等离子体对结构电容的影响,对各电极间的等离子体气隙进行电极延伸并利用有限元仿真软件进行电容仿真计算,可以得到8层电容器的每层电容如图12所示。根据图12可知,峰化电容器容值在高压等离子的影响下会相应增大,因此按照原仿真电路图4(a)进行重新赋值仿真,各部分电容同样按照式(5)计算得到,其中C₁取115.9 pF, C_r和C_s分别取137.8 pF和735.0 pF,其它参数不变。由仿真可以得到1#探头分压比为10495,2#探头分压比15150,相比于实验标定的分压比分别相差5.20%和0.02%。因此,由上述分析可知峰化电容容值在高压下受等离子体变化是影响其分压比的主要因素之一。由于峰化电容器工作电压通常达到数百kV至MV量级,因而在实际测量中通常采用高压在线标定的分压比作为分压器的分压比。

为了探究在更高电压等级的作用下探头分压比的变化趋势,在 Marx 充电电压更高时进行了标定实验。考虑

到更高电压等级下峰化电容绝缘耐受性能,在峰化电容器后需连接气体输出开关和400Ω负载电阻以实现脉冲信 号在首个波峰截断,实验平台示意图如图13所示。由表3标定结果可知,峰化电容一体化电容分压器的两个探 头,两者测量的峰化电容电压之差变化不大,且未随电压升高呈线性变化。这可能是由于金属环与绝缘介质之间 的气隙较小,在较小的耐受电压下,气隙已经击穿形成等离子体,即该峰化电容器一体化电容分压器在耐受较低电 压下分压比已经比较稳定而在高压下不会造成较大的误差。



在 Marx 主回路充电电压为 48 kV 时, 出现了两探头电压之差增长较大的情况, 这主要是受气体开关耐受脉冲 电压幅值的限制, 开关在脉冲前沿击穿造成的。由于 2#探头比 1#探头的响应时间较大, 则其高频响应相对较差, 导致最终输出波形前沿变缓, 上升时间由 81.0 ns 增至 83.4 ns。当输出开关击穿之时, 2#探头所测幅值相对真实值 较小, 最终导致 2#探头输出电压幅值偏小。若调整实验参数使开关在峰值击穿时, 可有效减小两探头所测的电压 之差。

依据 1#探头所测电压对 2#探头进行高压在线标定,由表 4 中数据分析可知, 2#探头的分压比在不同电压等级下,分压比维持在 15200 左右,除上述分析 Marx 充电电压 48 kV 时开关前沿击穿导致的分压比偏大外,其它都比 较稳定且平均分压比为 15283,相较于低电压等级下分压比 (15128)的相对误差低于 0.9%,可忽略不计。因此,该分压器在较高电压等级下分压比稳定性良好。

Table 4 Response time and division ratio of two probes					
Marx main	peak capacitance	peak capacitance	2# probe actual	2# probe voltage	2# probe average
circuit charging	voltage measured	voltage measured by	measurement	division	voltage division
voltage/kV	by 1# probe/kV	2# probe/kV	signal/V	ratio	ratio
30	496.42	495.25	32.69	15185	15283
35	583.03	579.42	38.25	15242	15283
40	671.22	666.02	43.97	15265	15283
45	779.68	779.02	51.23	15219	15283
48	825.21	806.31	53.23	15 502	15283

表 4 更高等级峰化电容耐受电压测量结果

4 结 论

本文设计了一种用于测量峰化电容上脉冲电压的一体化电容分压器,该分压器实现了峰化电容电压的直接测量,并成功运用于 Marx 脉冲源的峰化电容电压测量。主要结论如下:以峰化电容器为基础,巧妙地在峰化电容最外层同心电容器的接地端嵌入合理设计的聚酰亚胺覆铜薄膜,形成了一种新型结构的峰化电容一体化电容分压器;根据峰化电容一体化电容分压器实际结构,分析了分压器的响应特性,给出了理论计算公式并进行了仿真计算,且仿真分压比与理论分压比一致,且其低频响应与结构电容 C₁、C_s、C_r及 C₂和补偿电阻 R₁有关,而本电容分压器主要由时间常数 R₁C₂决定;开展了方波标定实验,得到了两个探头的分压比及响应时间,1#探头响应时间为 4.45 ns, 2#探头响应时间为 6.28 ns。同时为了得到正常工作状态下的分压比进行了高压在线标定实验,得到了

1#探头分压比为11071,2#探头分压比为15148。高压在线标定分压比与方波标定和理论分压比相差较大,主要是 峰化电容容值在高压作用下受等离子体的影响,因此在考虑该因素的影响下通过仿真计算分析得到了两探头理论 与标定的分压比一致,相对误差均小于5.20%,且试验验证在更高压等级下,一体化电容分压器分压比随电压变化 较小,不随电压呈线性变化,且该分压器的分压比相对误差较小,因而该分压器的分压比稳定性良好。

参考文献:

- [1] 高景明, 刘永贵, 杨建华. 一种电容补偿型高压电容分压器的设计[J]. 高电压技术, 2007, 33(6): 76-79. (Gao Jingming, Liu Yonggui, Yang Jianhua. Design of capacitance-compensated capacitive divider for high-voltage pulse measurement[J]. High Voltage Engineering, 2007, 33(6): 76-79)
- [2] Yu Binxiong, Li Rui, Su Jiancang, et al. Analysis of the match problem of a capacitive voltage divider with a long measurement cable [J]. Measurement Science and Technology, 2017, 28: 095009.
- [3] 卫兵, 傅贞, 王玉娟, 等. 脉冲功率装置中电容分压器的设计和应用[J]. 高电压技术, 2007, 33(12): 39-43. (Wei Bing, Fu Zhen, Wang Yujuan, et al. Design and performance of capacitive divider for high-voltage pulse measurement[J]. High Voltage Engineering, 2007, 33(12): 39-43)
- [4] Ekdahl C A. Voltage and current sensors for a high-density z-pinch experiment [J]. Review of Scientific Instruments, 1980, 51(12): 1645-1648.
- [5] 张永辉,常安碧,甘延青,等.一种同轴高压电容分压器的设计[J].高电压技术, 2003, 29(1): 37-38,41. (Zhang Yonghui, Chang Anbi, Gan Yanqing, et al. Design of a high voltage coaxial capacitive voltage divider[J]. High Voltage Engineering, 2003, 29(1): 37-38,41)
- [6] 潘洋, 严萍, 袁伟群. 纳秒脉冲电容分压器测量系统分析及波形重建[J]. 高电压技术, 2005, 31(2): 53-55,75. (Pan Yang, Yan Ping, Yuan Weiqun. Analysis and waveform reconstruction of nanosecond pulse voltage divider measurement system [J]. High Voltage Engineering, 2005, 31(2): 53-55,75)
- [7] 卫兵, 方东凡, 卿燕玲, 等. 亚纳秒脉冲高电压测量探头[J]. 强激光与粒子束, 2012, 24(6): 1497-1501. (Wei Bing, Fang Dongfan, Qing Yanling, et al. D-dot monitor for sub-nanosecond high voltage pulse measurement[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2012, 24(6): 1497-1501)
- [8] 王亮平, 郭宁, 李岩, 等. 测量强光一号负载电压的电容分压器[J]. 强激光与粒子束, 2010, 22(3): 696-700. (Wang Liangping, Guo Ning, Li Yan, et al. Capacitive divider for voltage measurement of diode load on Qiangguang-I accelerator[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2010, 22(3): 696-700)
- [9] 张璐, 齐卫东, 黄国强, 等. 标称 3 MV 快速暂态过电压测量用传感器研制[J]. 高电压技术, 2016, 42(6): 1811-1818. (Zhang Lu, Qi Weidong, Huang Guoqiang, et al. Voltage sensor development for VFTO measurement with nominal voltage of 3 MV[J]. High Voltage Engineering, 2016, 42(6): 1811-1818)
- [10] 卫兵, 李勇, 康军军, 等. 测量微秒量级脉宽方波信号的电容分压器[J]. 强激光与粒子束, 2023, 35: 025002. (Wei Bing, Li Yong, Kang Junjun, et al. Capacitive divider for measuring µs width square wave pulse[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2023, 35: 025002)
- [11] 卫兵, 龚伯仪, 王治, 等. 自积分式电容分压器的频率响应特性[J]. 强激光与粒子束, 2018, 30: 045006. (Wei Bing, Gong Boyi, Wang Zhi, et al. Frequency response characteristics of self-integralting capacitive divider[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2018, 30: 045006)
- [12] Brady M M, Dedrick K G. High-voltage pulse measurement with a precision capacitive voltage divider[J]. Review of Scientific Instruments, 1962, 33(12): 1421-1428.
- [13] Boggs S A, Fujimoto N. Techniques and instrumentation for measurement of transients in gas-insulated switchgear[J]. IEEE Transactions on Electrical Insulation, 1984, EI-19(2): 87-92.
- [14] 刘金亮, 怀武龙, 钟辉煌. 脉冲高电压的频率对电容分压器性能的影响[J]. 国防科技大学学报, 2000, 22(S1): 10-13. (Liu Jinliang, Huai Wulong, Zhong Huihuang. Effect of high voltage pulse's frequency to performance of capacitive divider[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2000, 22(S1): 10-13)
- [15] 陈昌渔, 王昌长, 高胜友. 高电压试验技术[M]. 4版. 北京: 清华大学出版社, 2017: 153-154. (Chen Changyu, Wang Changchang, Gao Shengyou. High-voltage testing technology [M]. 4th ed. Beijing: Tsinghua University Press, 2017: 153-154)
- [16] 贺元吉. 一种测量亚 ns 级脉冲高电压的电容分压器[J]. 哈尔滨理工大学学报, 2004, 9(3): 41-43. (He Yuanji. Sub-nanosecond capacitive voltage divider for high-voltage pulse measurement[J]. Journal of Harbin University of Science and Technology, 2004, 9(3): 41-43)
- [17] 邱爱慈. 脉冲功率技术应用[M]. 西安: 陕西科学技术出版社, 2016: 296-297. (Qiu Aici. Pulse power technology application[M]. Xi'an: Shaanxi Science and Technology Press, 2016: 296-297)
- [18] 施围, 邱毓昌, 张乔根. 高电压工程基础[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006: 30. (Shi Wei, Qiu Yuchang, Zhang Qiaogen. High voltage engineering foundation[M]. Beijing: China Machine Press, 2006: 30)
- [19] Yu Minghao, Takahashi Y, Kihara H, et al. Thermochemical nonequilibrium 2D modeling of nitrogen inductively coupled plasma flow[J]. Plasma Science and Technology, 2015, 17(9): 749-760.