



·脉冲功率技术·

测量微秒量级脉宽方波信号的电容分压器*

卫 兵, 李 勇, 康军军, 郭 帆, 周良骥

(中国工程物理研究院 流体物理研究所 脉冲功率科学与技术重点实验室, 四川 绵阳 621999)

摘 要: 为了解决测量脉宽达到 μs 量级的方波信号的平顶衰落问题, 设计了改进的双端匹配电容分压器。对采取双端匹配方式的电容分压器进行了频域和时域仿真。仿真结果表明, 双端匹配方式的中频段幅频特性不平坦, 方波响应波形也存在过冲。通过仿真计算调整了始端电阻以及对应的末端电容, 实现了双端匹配方式的优化设计。实验结果表明: 当低压臂电容为 2 nF 的情况下, 使用电长度为 50 ns 的电缆的改进双端匹配电容分压器可以得到过冲小于 2% , 无平顶衰落的波形。

关键词: 脉冲电压; 电容分压器; 双端匹配; 频率响应

中图分类号: TM930.115

文献标志码: A

doi: 10.11884/HPLPB202335.220150

Capacitive divider for measuring μs width square wave pulse

Wei Bing, Li Yong, Kang Junjun, Guo fan, Zhou Liangji

(Key Laboratory of Pulsed Power, Institute of Fluid Physics, CAEP, P.O. Box 919-108, Mianyang 621999, China)

Abstract: The output waveform of capacitive voltage divider has top tilt when measuring square-wave signal with pulse width of several microsecond. To solve this problem, an improved two-end matched capacitive divider is designed. The capacitive divider with two-end matching modes is simulated in frequency domain and time domain. The simulation results show that the linearity of the amplitude-frequency characteristic of the capacitive divider is not good in the middle frequency band. And the output waveform of the divider has overshoot when it responds to square wave signals. The calculation method of the beginning resistance and the corresponding terminal series capacitance has been improved, and the two-end matched capacitive divider has been improved. The experimental results show that when the low-voltage arm capacitance of divider is 2 nF and the electric length of the signal cable is 50 ns , the output waveform of the improved two-end matched capacitive divider has no top tilt, and the overshoot is less than 2% .

Key words: voltage pulse, capacitive divider, two-end match, frequency respond

电容分压器是脉冲高电压常用的测量手段。对于快脉冲测量, 目前通常使用的电容分压器为自积分型^[1-7]或微分型^[8-9], 高频特性优良, 但低频响应均存在不足。自积分型低频响应的不足通常通过设置补偿电阻或补偿电容扩展, 但是分布参数导致补偿方法很难满足 μs 量级方波信号的测量需求。微分型电容分压器(D-dot)无低频下限, 但是如果使用硬件(无源积分器)积分, 为满足低频响应的需求需要极大的时间常数, 导致信号过低难以测量。如果采用数值积分, 对于方波信号测量存在特定的问题。即, 由于方波信号的上升沿和下降沿的 dV/dt 幅值较大, 而平顶部分的 dV/dt 接近 0, 为保证数字示波器测量方波前后沿对应的微分信号不超屏, 则平顶部分信号的信噪比很差, 轻微的干扰就容易使电压波形的平顶部分出现畸变^[10-11], 影响测量结果。而且数值积分还存在基线偏移导致的使用不方便等问题。为了满足更低频率信号的测量, 自积分型电容分压器发展了双端匹配方式^[12-14], 但是需要处理信号电缆的等效电容改变分压器分压比的问题。传统的分析方法通过比较稳态分压比与瞬态分压比讨论分压器的响应能力, 缺少针对全频段的分析。本文通过频域仿真分析, 讨论了测量电缆对分压器测量结果的影响, 改进了双端匹配方式, 得到了无平顶衰落且过冲较小的测量结果。

* 收稿日期: 2022-05-11; 修订日期: 2022-09-13

基金项目: 国家自然科学基金项目 (51907181, 51977201), 中国工程物理研究院创新基金创新项目 (CX2019005)

联系方式: 卫 兵, 73wb@163.com.

1 双端匹配电容分压器的理论分析与改进设计

双端匹配方式电容分压器通过设置末端匹配电阻 R_2 以及串联电容 C_3 实现^[12-14]。原理如图 1 所示, 设电缆 T_1 的等效电长度为 T , 等效电容为 C_c , 当满足 $C_1 + C_2 = C_c + C_3$ 时, 计算得到稳态分压比与瞬态分压比相等^[13]。但稳态分压比与瞬态分压比相等并不表示分压器在全频带均满足要求。此外, $C_1 + C_2 = C_c + C_3$ 条件表明在 C_1 与 C_2 确定的情况下, $C_c + C_3$ 为一个确定的值。即这个条件可以选择较长的电缆(较大的 C_c)配合较小的 C_3 , 或者选择较短的电缆配合较大的 C_3 。通过以下频域和时域仿真, 分析不同的选择对双端匹配电容分压器的频率特性的影响。

当电缆的电长度的取值按表 1 所示, 仿真得到的分压器输出的频率特性参见图 2 所示。幅频特性表明: 尽管该分压器稳态分压比与瞬态分压比相等, 但中频段存在不平坦。例如, 参数 1~3 在低频段(500 kHz 以下)以及高频段(50 MHz 以上)的输出基本相等(设衰减系数为 β_1), 但中间频段的输出明显不同(设在最大增益位置的衰减系数为 β_2)。参数 2 的 $\beta_1 = -66$ dB, 在频率约为 38 MHz 的位置存在最大增益, 对应 $\beta_2 = -64.5$ dB, 则最大增益 $\Delta\beta = \beta_2 - \beta_1 = 1.5$ dB; 参数 1 对应的 $\Delta\beta \approx 0.3$ dB; 参数 3 对应的 $\Delta\beta \approx 5.3$ dB。对于参数 4, 由于电缆 $C_c \approx 2$ nF, 所以无论怎样设置 C_3 也无法补偿分压器的高频特性(该参数实际等效始端匹配方式)。由图 2 可知, 较短的电缆具有更平坦的频率特性。而且通过对比可知: 虽然双端匹配能够改善中频段输出的不平坦, 但是如果定义 10% 为超差(即 0.83 dB), 则只有 $T=25$ ns 是可用的。

双端匹配电容分压器的方波响应结果参见图 3。上述中频段的不平坦在方波响应波形上的表现就是存在过冲与振铃。设置方波幅值为 2 kV, 分压器输出的方波平顶幅值 $V=1$ V。由图 3 可知, 参数 1~4 的方波过冲对应峰值 V_{pek} 分别为 1.03 V, 1.13 V, 1.40 V, 1.90 V。因此, 在实际应用中, 双端匹配分压器对电缆长度仍存在较大的限制。图 3 中, 参数 1($T=25$ ns, 对应聚乙烯电缆长度为 5 m)的过冲 $\delta \approx 3\%$, 输出波形畸变较小, 基本可以满足测量需要; 而其它参数的电容分压器的过冲均超过 10%, 输出波形存在较明显的畸变。

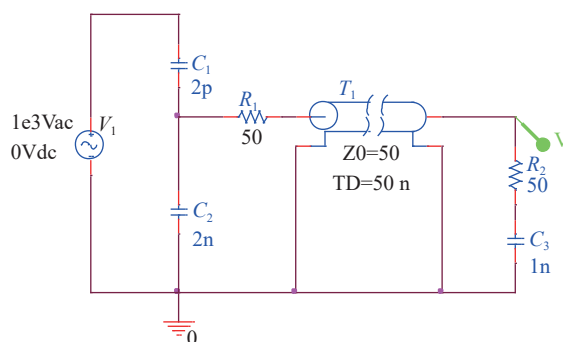


Fig. 1 Capacitive divider with two-end matched circuit

图 1 双端匹配电容分压器

表 1 电容分压器的取值

Table 1 Parameter of capacitive divider

parameter No.	T / ns	C_3 / nF
1	25	1.5
2	50	1
3	80	0.386
4	100	0.001

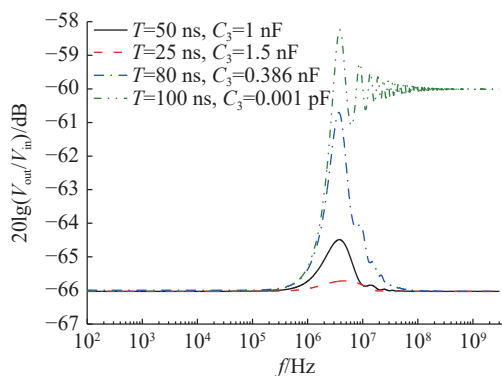


Fig. 2 Simulation of frequency response characteristic of capacitive divider with two-end matched circuit

图 2 双端匹配电容分压器频域仿真结果

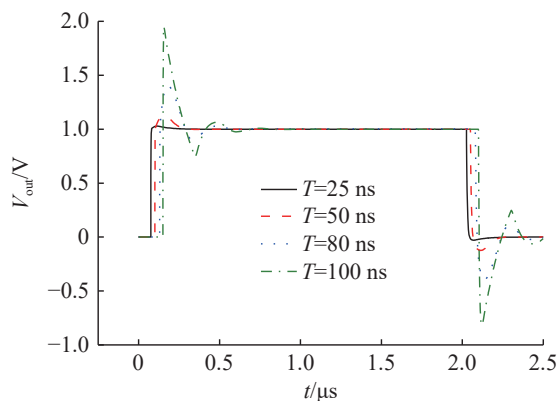


Fig. 3 Simulation of Square-wave response of capacitive divider with two-end matched circuit

图 3 双端匹配电容分压器方波响应仿真

为改善双端匹配分压器的中频段, 并实现适当增长测试电缆长度的目的(例如受到测试场地条件的限制, 测试电缆需要一定长度), 进行了电路改进。定性分析可知: 当频率高于一定值时, 电容 C 的容抗极小, 与电缆波阻抗 Z 相比可以等效为短路。所以当 $R_2=Z$ 时, 电缆末端能够保持阻抗匹配。因此并不需要让 R_1 一定等于电缆的波阻

抗 Z 。当频率低于一定值时, 电缆等效为电容 C_C , 且电阻 R_1 和 R_2 的阻抗远远小于电容 C_3 和 C_C 的容抗, 电容分压器的低压臂等效为 C_2 、 C_C 以及 C_3 的并联, 可得电容分压器的分压系数

$$\alpha_1 = \frac{C_1}{C_1 + C_2 + C_C + C_3} \quad (1)$$

高频(瞬态)时分压器等效为 C_1 和 C_2 组成的电容分压器以及通过 R_1 与 R_2 组成的电阻分压器, 分压系数

$$\alpha_2 = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2)$$

假设满足

$$\frac{C_1 + C_2}{C_3 + C_C} = \frac{R_2}{R_1} \quad (3)$$

则式(3)可变为

$$R_1 = \frac{C_3 + C_C}{C_1 + C_2} R_2 \quad (4)$$

将式(4)带入式(2), 可得

$$\alpha_2 = \frac{C_1}{C_1 + C_2 + C_C + C_3} \quad (5)$$

即 $\alpha_1 = \alpha_2$ 。因此, 在满足 $R_2 = Z$ 的前提下, 式(3)为保证瞬态分压比与稳态分压比相同的条件。 $C_1 + C_2 = C_C + C_3$ 可以认为是式(3)在 $R_1 = R_2$ 时的一个特例。

以图1电路为例, 当 $T = 50 \text{ ns}$ 时, 设 R_1 和 C_3 的取值参见表2, 频域仿真与方波响应的仿真结果分别参见图4和图5。 R_1 的改变使分压器的分压比有改变(类似二级分压), 为方便波形比较, 将分压器输出波形做了归一化处理(即将频域仿真计算所得的 $20\lg(V_{\text{out}}/V_{\text{in}})$ 数值减去稳态衰减 β_1 ; 将方波响应的输出除以方波稳态输出值 V)。仿真

表 2 不同始端电阻对应的仿真结果

Table 2 Parameter of capacitive divider

R_1/Ω	C_3/nF	β_1/dB	$\Delta\beta/\text{dB}$	$\delta/\%$
50	1	-66.0	1.5	12.5
75	2	-68.0	0.4	1.9
100	3	-69.5	0.4	5.9
300	11	-76.9	0.5	4.8
500	19	-80.8	0.3	2.9
1000	40	-86.4	0.2	1.9
2000	80	-92.3	0.1	1.0
4000	160	-98.2	0.05	0.6

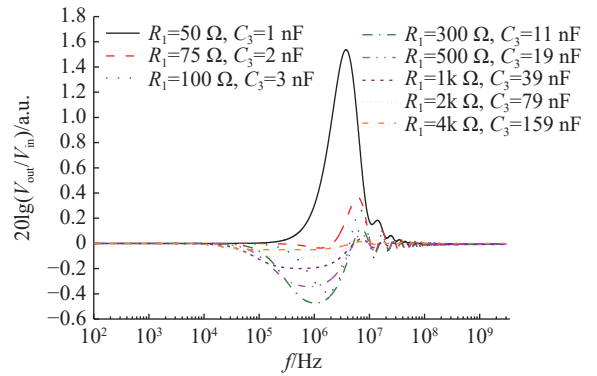


Fig. 4 Simulation of frequency response characteristic of capacitive divider with improved two-end matched circuit

图 4 改进的双端匹配电容分压器频域仿真结果

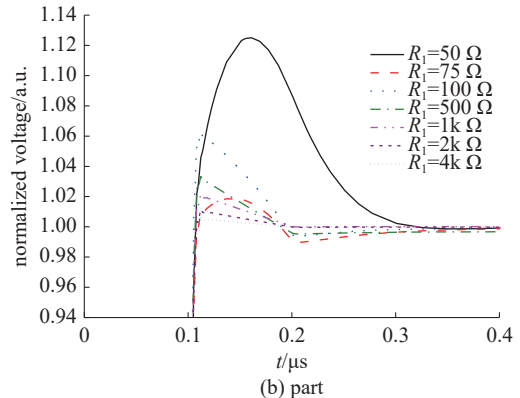
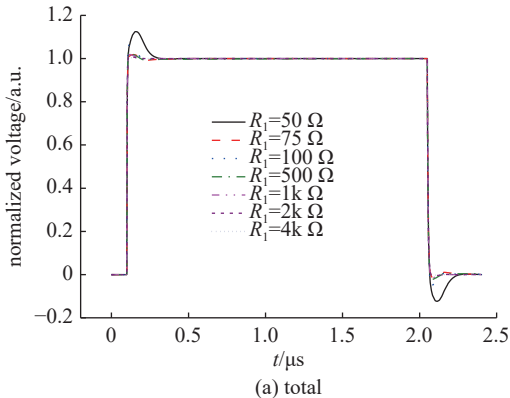


Fig. 5 Simulation of square-wave response of capacitive divider with improved two-end matched circuit

图 5 改进的双端匹配电容分压器方波响应仿真

结果表明:在满足式(3)的条件下,调整 R_1 值时,分压器的性能可以改善。在频域特性上表现为中间频段的 $\Delta\beta$ 的减小,在时域上则表现为方波信号过冲 δ 的减小。

本例中,当选择 R_1 为 $70\sim 75\ \Omega$,以及 $R_1 > 1000\ \Omega$ 时,均可以得到方波过冲小于2%,基本满足测量需求的结果。考虑到实际电路中影响分压器性能的杂散参数(分布参数)主要是 R_1 的结构电容和 C_3 的结构电感,因此 R_1 和 C_3 不能无限制地增大。此外, $R_1=70\ \Omega$ 与 $75\ \Omega$ 的仿真结果差异极小,为使用常用的元器件,在工程实施中,选择了 $R_1=75\ \Omega$, $C_3=2\ \text{nF}$ 的参数。

如果需要进一步减小波形的过冲,或者在维持过冲不变的情况下进一步增加测试电缆的长度,则应当增大电容分压器的低压臂电容 C_2 。反之,如果减小 C_2 ,则对于 $T=50\ \text{ns}$ 的电缆,即使最优化的 R_1 和 C_3 设计也无法得到满意的波形。例如,分别调整 C_2 为 $4\ \text{nF}$ 、 $6\ \text{nF}$ 以及 $1.4\ \text{nF}$,设置较小的 R_1 值仿真得到最小过冲的方波响应波形如图6所示。对于 $C_2=4\ \text{nF}$,过冲减小, $\delta\approx 1\%$; $C_2=6\ \text{nF}$ 时, $\delta\approx 0.2\%$;而 $C_2=1.4\ \text{nF}$ 时,过冲增大, $\delta\approx 8\%$ 。但是,由于实际电路中 C_2 的结构电感也会导致较高频率时出现过冲和振荡,当 C_2 越大时,容抗值越小,所以结构电感的影响越剧烈,因此 C_2 不能无限制地增大。对于 $T=50\ \text{ns}$ 的电缆, $C_2=2\ \text{nF}$ 时 $\delta < 2\%$,可以满足测量需求。

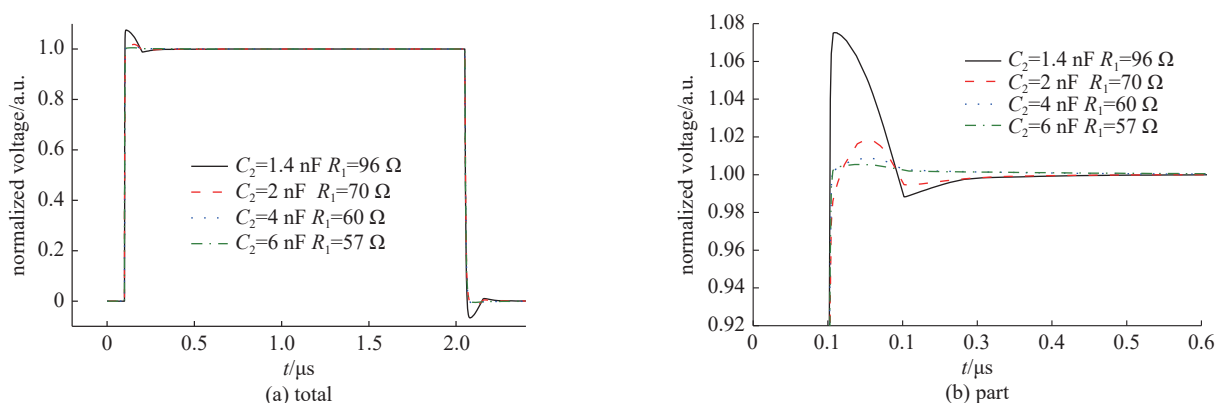


Fig. 6 Simulation of Square-wave response of capacitive divider when C_2 is changed

图 6 改变 C_2 值的方波响应仿真结果

还需要指出的是,图1所示的双端匹配电容分压器看不出频率下限。但实际上,示波器的输入阻抗对分压器的低频特性存在影响。当图1的右侧并联 $1\ \text{M}\Omega$ 负载(等效示波器的输入阻抗)时,频域仿真结果参见图7,幅频特性对应的频率下限($-3\ \text{dB}$)约为 $30\ \text{Hz}$,且频率高于 $100\ \text{Hz}$ 的偏差小于5%,因此对于 μs 量级脉宽的方波信号无影响。由于示波器输入阻抗是明确的,且电路中的杂散参数对低频特性基本无影响,所以仿真计算结果可以代表分压器实际的频率下限。

2 电容分压器的结构设计与实验

根据上述分析可知,改进的双端匹配电容分压器工程设计的关键是高压臂电容 C_1 、低压臂电容 C_2 ,以及电缆末端的匹配电阻 R_2 和电容 C_3 的结构设计。对于始端电阻 R_1 ,由于选取阻值为 $60\sim 75\ \Omega$,则对于低于 $100\ \text{MHz}$ 的信号而言,普通同轴结构的分布电感和电容的影响均较小。

电容分压器的 C_1 和 C_2 采用传统的“伞形”结构^[2-3,7],不使用外加的并联补偿电容。使用铜箔形成结构电容。根据包含杂散参数的等效电路的仿真可知:分压器的对地电容 C_2 的电感必须得到有效的控制。通常情况下,电容分压器的中间电极基本不改变从内导体到外导体的电场分布,即电场总是垂直通过探头表面的,因此, C_1 和 C_2 的结构电感极小(如果忽略电极的边缘效应,可视为无感),分压器响应良好。

对于电缆末端的匹配电阻 R_2 和电容 C_3 ,定性分析可知,如果 C_3 的结构电达到 $10\ \text{nH}$ 量级,会导致电容分压器在频率达到 $10\ \text{MHz}$ 量级以上时频率特性不佳,该结构电感需要加以控制。使用无引脚的同轴结构电容,并将多个电阻并联是控制电感的有效方法^[15]。因此,本电容分压器采用同轴结构设计, C_3 使用一个穿心电容, R_2 采用

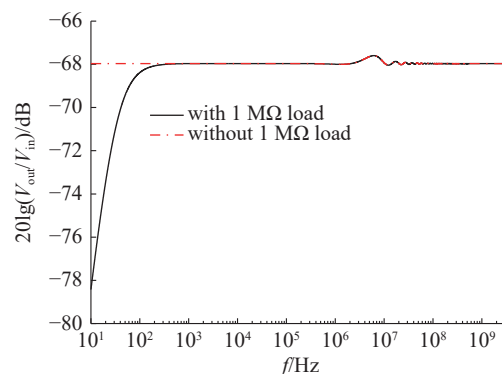


Fig. 7 Simulation of frequency response characteristic of capacitive divider with $1\ \text{M}\Omega$ load

图 7 负载为 $1\ \text{M}\Omega$ 的分压器频域仿真结果

6个 $300\ \Omega$ 的电阻并联,焊接在印制电路板上而成,结构参见图 8。

为了准确获得分压器方波响应的比对波形,避免由于信号馈入的畸变影响实验结果的分析,同时也便于实验测量电容分压器的频率响应特性,将电容分压器安装在一个阻抗为 $50\ \Omega$ 标定室上。标定室阻抗与网络分析仪以及方波信号源匹配,且频响满足要求^[9]。根据分析可知,如果在其它(实际应用)传输线上制作结构完全相同的电容分压器,则分压器的响应特性不变。

分压器实验包括方波响应实验和幅频特性实验。方波实验中,标定室的输入端连接方波脉冲信号发生器,输出端通过衰减器用示波器测量;电容分压器的输出用示波器另一个通道记录。实验中,方波源的幅值约为 $2\ \text{kV}$,前沿约为 $10\ \text{ns}$,脉宽约为 $1\ \mu\text{s}$ 。幅频特性是将矢量网络分析仪的端口 1 作为输入连接在标定室的一端;将矢量网络分析仪配备的标准 $50\ \Omega$ 作为负载连接在另一端;将电容分压器电缆末端负载的输出连接网络分析仪配套的高阻探头(带宽 $300\ \text{kHz}\sim 3\ \text{GHz}$),其输出接网络分析仪的端口 2;测量 S_{21} 参数即为电容分压器的幅频特性曲线。

为了验证 C_2 与分压器响应特性以及对电缆长度选择的影响,进行了改变 C_2 的实验。由于标定室直径的限制, C_2 的面积无法很大,因此只开展了 $C_2\approx 1.4\ \text{nF}$ 及 $C_2\approx 2\ \text{nF}$ 的验证实验,方波响应实验和幅频特性实验结果分别参见图 9 和图 10。为便于比较,波形也进行了归一化。

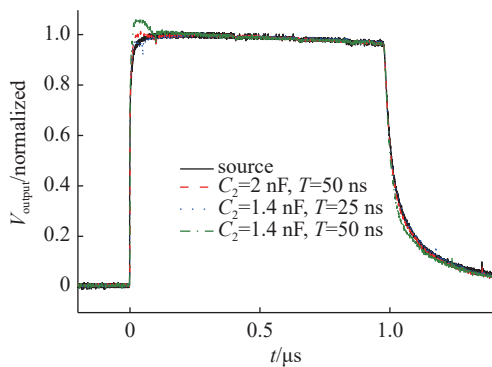


Fig. 9 Square-wave response waveforms of capacitive divider

图 9 电容分压器方波响应实验结果

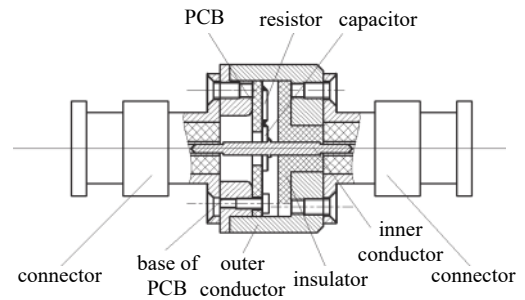


Fig. 8 Diagram of circuit structure of cable end

图 8 电缆末端的电路结构设计

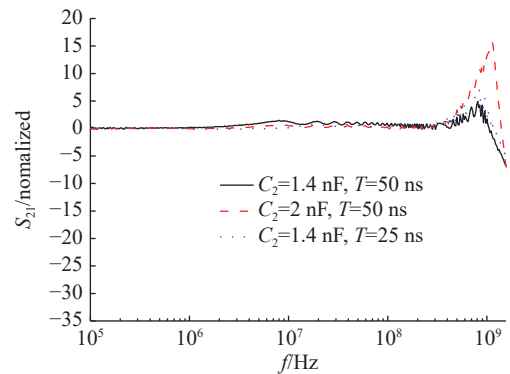


Fig. 10 Frequency response characteristic of capacitive divider

图 10 电容分压器幅频特性测量结果

设计 $C_2\approx 1.4\ \text{nF}$ 时,当选择电长度为 $50\ \text{ns}$ 同轴电缆时(设计 $R_1=93\ \Omega$, $C_3=2\ \text{nF}$),方波响应波形的过冲 $\delta\approx 7\%$,与图 6 所示的理论预期基本一致;采用电长度为 $25\ \text{ns}$ 的电缆时,分压器的方波响应基本无过冲,满足测试需求。 $C_2\approx 2\ \text{nF}$ 时,选择电长度为 $50\ \text{ns}$ 同轴电缆时($R_1=75\ \Omega$, $C_3=2\ \text{nF}$),方波响应波形的过冲 $\delta< 2\%$,也满足测试需求。从图 9 可以看出: $C_2\approx 1.4\ \text{nF}$,连接电长度为 $50\ \text{ns}$ 电缆的分压器幅频特性 $10\ \text{MHz}$ 附近的中频段不平坦程度略大(对应方波响应波形的过冲);但是 $C_2\approx 2\ \text{nF}$ 的分压器在 $300\ \text{MHz}$ 以上的高频段增益更严重,主要原因是 C_2 的杂散参数导致。即,当 C_2 增大时, C_2 的杂散参数也增大了,同时 C_2 的容抗反而降低了,因此导致分压器的高频特性变差。如果测试信号中包含较高频率的干扰信号时,该分压器的输出波形容易叠加高频干扰。所以,从工程设计的角度出发,即使采用改进的双端匹配方式,测试电缆长度的增加仍然受到高频响应能力的限制。

3 结 论

改进的双端匹配电容分压器可以解决测量脉宽达到 μs 量级的方波信号时的平顶衰落问题。仿真计算表明:传统的双端匹配方式虽然瞬态分压比与稳态分压比相同,但中频段的幅频特性并不平坦,方波响应波形存在过冲等现象。当低压臂电容为 $2\ \text{nF}$,针对电长度为 $50\ \text{ns}$ 的电缆,传统的双端匹配电容分压器方波响应波形的过冲超过 10% 。通过对始端电阻以及对应的末端电容的优化设计,可以减小过冲问题。实验结果表明:对于低压臂电容为 $2\ \text{nF}$,使用电长度为 $50\ \text{ns}$ 的电缆的分压器,设计始端电阻为 $75\ \Omega$,终端使用 $50\ \Omega$ 串联 $2\ \text{nF}$ 电容的改进双端匹配方式,测试波形无平顶衰落,且过冲小于 2% 。

参考文献:

- [1] Edson W A, Oetzel G N. Capacitance voltage divider for high-voltage pulse measurement[J]. *Review of Scientific Instruments*, 1981, 52(4): 604-606.
- [2] 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)
- [3] 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)
- [4] 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)
- [5] 丁卫东, 李峰, 张乔根, 等. 特高压气体绝缘开关设备中特快速瞬态过电压测量用电容传感器的标定[J]. *电机工程学报*, 2011, 31(31): 56-65. (Ding Weidong, Li Feng, Zhang Qiaogen, et al. Calibration of the capacitive sensor used in the very fast transient overvoltage measurement of ultra high voltage gas insulated switchgear[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2011, 31(31): 56-65)
- [6] 呼义翔, 郭宁, 韩娟娟. 磁绝缘传输线电压测量用自积分式电容分压器研制[J]. *强激光与粒子束*, 2013, 25(7): 1839-1844. (Hu Yixiang, Guo Ning, Han Juanjuan. Self-integral capacitance divider used for voltage measurement along magnetically insulated transmission lines[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2013, 25(7): 1839-1844)
- [7] 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-integrating capacitive divider[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2018, 30: 045006)
- [8] Wagoner T C, Stygar W A, Ives H C, et al. Differential-output B -dot and D -dot monitors for current and voltage measurements on a 20-MA, 3-MV pulsed-power accelerator[J]. *Physical Review Accelerators and Beams*, 2008, 11: 100401.
- [9] 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)
- [10] Johnson J B, Ekdahl C A, Broste W, et al. B-dot detector signal recording at the DARHT II accelerator[C]//16th IEEE International Pulsed Power Conference. Albuquerque. 2007: 490-492.
- [11] Jósko A, Dziadak B, Starzyński J, et al. Derivative probes signal integration techniques for high energy pulses measurements[J]. *Energies*, 2022, 15: 2244.
- [12] 张仁豫. 高电压试验技术[M]. 北京: 清华大学出版社, 1999. (Zhang Renyu. High voltage test technology[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 1999)
- [13] 邱毓昌, 施围, 张文元. 高电压工程[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 1995. (Qiu Yuchang, Shi Wei, Zhang Wenyuan. High voltage engineering[M]. Xi'an: Xi'an Jiaotong University Press, 1995)
- [14] 孙蓓云, 相辉, 李斌, 等. 双端匹配电路的电容分压器PSPICE分析及应用[J]. *核电子学与探测技术*, 2006, 26(6): 876-878. (Sun Beiyun, Xiang Hui, Li Bin, et al. PSPICE simulation and application of capacitor divider with two-end matched circuit[J]. *Nuclear Electronics & Detection Technology*, 2006, 26(6): 876-878)
- [15] 卫兵, 傅贞, 王玉娟, 等. 无源RC积分器频率响应特性分析[J]. *高电压技术*, 2008, 34(1): 53-56,77. (Wei Bing, Fu Zhen, Wang Yujuan, et al. Frequency response analysis of passive RC integrator[J]. *High Voltage Engineering*, 2008, 34(1): 53-56,77)