Vol.44 No.12 December, 2018



doi: 10.11857/j.issn.1674-5124.2018.12.027

高频大电压阻容分压网络的频率特性研究

苟 轩, 王增增

(电子科技大学自动化工程学院,四川成都 611731)

摘 要:现代功率分析仪电压测量通道要求同时满足高频、大电压及高精度的测量需求,通道输入级的阻容分压网络对满足这些需求起着关键作用。实验发现,电路的寄生参数对于中高频段测量结果有明显影响,使得测量精度变差。该文将寄生参数考虑进电路,给出分压网络的集总参数模型;基于该模型介绍阻容匹配的必要性,并引入一种新型实用匹配方法。通过 PSPICE 仿真,分析各参数对分压网络频率特性的影响,并指出影响分压网络测量精度的关键因素。经实物测试,验证分压网络集总参数模型的准确性;DC-1MHz 频率范围内,良好匹配的阻容分压网络测量精度达到功率分析仪测量需求。

关键词: 分压网络; 阻容匹配; 寄生电容; 频率响应 中图分类号: TM835.1 文献标志码: A

文章编号:1674-5124(2018)12-0152-05

Study on frequency characteristics of high frequency and large voltage resistor-voltage divider network

GOU Xuan, WANG Zengzeng

(School of Automation Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: For voltage channel of the modern power analyzer, high frequency, high voltage and precision is required to be met simultaneously, and the voltage divider network locating at the input stage is the key. According to experiment result, the measurement accuracy is much worse at middle-high frequency range because of the influence of parasitic parameters in circuit. In this paper, the parasitic parameters are considered into the circuit, and the lumped parameter model of the voltage divider network is given. Based on the model, the necessity of RC matching is introduced and a new engineering matching method is given. Through the PSPICE simulation, the influence of each parameter on the frequency characteristics of the voltage divider network is analyzed, and the key for measurement accuracy is proposed. Sample circuit proved the accuracy of the lumped parameter model. The measurement error of properly matched voltage divider network meets the needs of power analyzer within DC-1 MHz frequency range.

Keywords: voltage divider network; RC matching; parasitic capacitance; frequency characteristics

收稿日期: 2018-08-15; 收到修改稿日期: 2018-09-29

作者简介: 苟 轩(1986-), 男, 四川达州市人, 硕士, 主要研究方向为精密功率测量仪器和高频开关电源技术。

153

0 引 言

现代功率分析仪电压测量通道具有幅值范围大 (1000 Vrms)、频带宽(DC-10 MHz)、精度高的特 点。主流的高精度功率分析仪电压测量精度:在 DC-1 kHz 优于 0.1%, 在 1~100 kHz 优于 0.5%。针 对这些特点,阻容分压网络是最理想的实现方式。 制作良好的阻容分压网络具有测试频率范围大、幅 值平坦度高、稳定性好等优点,测试的幅值可以高 计几千伏,频率基本覆盖了试验电压的全部范围—— 从直流、工频到脉冲电压[1-6]。降低电压的常用方法 是简单的电阻分压网络,这适合直流和低频应用, 对于高于千赫兹的频率,必须考虑电阻和 PCB(印 刷电路板)的寄生行为,并进行必要的补偿四。澳大 利亚国家测量研究院和瑞典国家测试研究院已经讨 论讨这个问题,并在其出版物中介绍了两个分压网 络8。经过试验发现,高精度分压电阻结合校准容 易保证低频段测量精度,中高频段 1~100 kHz 幅值 平坦度受寄生参数影响非常大。阳容分压网络通常 作为一种独立元件阻容分压器进行研究,但考虑到 寄生参数对其频率特性的影响,需要进行复杂的阻 容匹配以消除或减小寄生参数的影响¹⁹¹,这种匹配 方法不适合应用在功率分析仪中。本文建立阻容分 压网络寄生参数模型,分析了各类寄生参数,并提 出了一种工程上容易实现的寄生参数匹配方法:通 过 PSPICE 仿真评估了寄生参数对分压网络频率特 性的影响,并制作实物进行性能验证。

1 阻容分压网络模型

1.1 理想模型

不考虑寄生参数,理想的阻容分压网络模型如 图 1 所示。分压网络的分压比为

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2 \cdot \frac{1 + j\omega R_1 C_1}{1 + j\omega R_2 C_2}}$$
(1)

无论在高频还是低频状态下,分压网络分压比 均应维持恒定,从谐波的角度来讲,被测信号的各



图 1 理想的阻容分压网络模型

频率成分要以相同的变化传输,因此需满足:

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 \tag{2}$$

从式(2)看出,当满足 R₁C₁=R₂C₂时,分压比与 频率无关。因而,阻容分压网络具有良好的频率特性,工作频带宽,不易产生振荡^[6]。

1.2 实际模型

在高频时,寄生参数会对阻容分压网络的频率 特性造成很大的影响,使用时,需要考虑以下2种 寄生效应。

1) 电阻寄生

实际电阻都是非理想的,存在一定的极间电容和引线电感,实际电阻的等效模型如图2所示。 *R*为标称电阻,*L*_{INT}为引线电感,*C*_{INT}为极间电容。



图 2 电阻等效模型

低频时,内部电感 L_{INT} 的感抗几乎为零,内部电 容 C_{INT} 的容抗非常大,结果整个电路的阻抗几乎等 于标称电阻;高频时,内部电感 L_{INT} 开始增加电路的 阻抗;内部并联电容 C_{INT} 开始降低电路的阻抗。文 献 [10]中给出不同封装的表贴电阻的极间电容 C_{INT} 的数值大约在 37 fF~60 fF。

2) 布局寄生

对于电子元件载体—电路板,必须考虑另外两 个寄生电容:每个焊盘及焊盘之间的连线到信号地 的杂散电容 C_{GND}和电阻两个焊盘之间的电容 C_{PAD}。杂散电容 C_{GND}可以像简单的平板电容器那样 计算;焊盘电容 C_{PAD}取决于焊盘的几何形状和两个 焊盘的间隙。

$$C = \frac{\varepsilon S}{4\pi kd} \tag{3}$$

阻容分压网络的高压臂电阻通常由多个电阻串 联而成,尤其是在高压测量时,因此引入了更多的 寄生参数,这些寄生参数会对分压网络的频率特性 造成很大影响。将寄生参数考虑进电路,分压网络 的实际电路模型可以用图 3 表示。C₁~C_n为使用 2.1节匹配方法引入的补偿电容。C₁为负载电容, 包括补偿电容、后级电路输入电容和布线杂散电容等。

2 阻容匹配问题

对于大于数千欧姆的电阻器, 内部并联电容将 在高频处占主导地位¹⁸, 一般分压网络几乎都采用



图 3 阻容分压网络模型及传统匹配方法

大于数万欧姆的电阻,尤其是在高压测量时。因此, 进一步的研究将忽略内部电感 L_{INT} 的影响。为了减 小寄生电容 C_{INT}、C_{PAD} 和 C_{GND} 对阻容分压网络频率 响应的影响,需要在分压电阻旁并联一个更大的补 偿电容。补偿电容放置的位置及取值都对分压网络 频率特性有较大的影响,下面介绍两种匹配方法。

2.1 匹配方法1

文献[9]中提出了一种分压网络的阻容匹配方法,如图 3 所示,每个高压臂电阻并联一个补偿电容 C₁~C_n,对整个分频器进行节点分析并给出了补偿电容 C_p的精确解。C_p的作用是消杂散电容 C_{GND} 对分压网络频率特性的影响,保证整个分压网络的分压比不受频率变化的影响。这里计算的 C_p是并联在分压电阻上的总电容,已将 C_{PAD} 和 C_{INT} 等效在内,具体计算公式为:

 $Cp = \frac{nC_{L}R_{L}}{R} + \frac{p(p-1)}{2} \cdot C_{GND} + \frac{nR_{L}(p-1)}{R} \cdot C_{GND}$ (4) 其中 *p*=1, 2, 3, …, *n*; *C*_{GND} 为每个节点的对地杂散电 容。*R* 为高压臂电阻, *n* 表示 *n* 个等值电阻串联; *R*₁ 和 *C*₁ 分别为低压臂电阻和补偿电容。

以功率分析仪中阻容分压网络为例, *R*=1 800 kΩ, 由 9 个 200 kΩ 电阻串联而成, *R*_L=200 kΩ, 据式(3) 计算得 *C*_{GND}=0.15 pF, 取 *C*_L=100 pF, 带入式(4)计算 出补偿电容 *C*_s 取值如表 1 所示。

这里需要考虑的一个问题是电容本身存在较大的容值误差,标称值并不等于实际值,目前设计常用的贴片电容误差为±5%,实际应用时容值误差对分压网络的频率特性的影响不可忽略。利用 PSPICE 仿真验证电容误差对分压网络频率特性的影响,补偿电容 C_p按照表1取值,设置误差为±5%,仿真结果如图 4 所示。中间最为平坦的一条是补偿电容

	表1	补偿电容(pF		
C_p	C_1	C_2	<i>C</i> ₃	C_4	C_5
容值	100	100.3	100.75	101.35	102.1
C_p	C_6	C_7	C_8	C_9	
容值	103	104.05	105.25	106.6	



图 4 C,存在误差时分压网络频率响应曲线

*C*_p 按照理论取值时的频率特性仿真曲线,其余 9 条 是 *C*_p 在±5% 误差范围内呈均匀分布且随机取值的 仿真曲线。电容误差越大时,曲线在高频段偏离理 论曲线越远。当仿真曲线数量取得足够多时,得出 分压网络在中高频段的测量误差高达 0.3 dB,即 3.5%。表1中补偿电容 *C*_p取值大都不是标准值, 需要多个电容拼凑;过多的补偿电容个数增加了 PCB 的布局难度,还有可能引入更多的寄生参数; 另外布线杂散电容和后级电路的输入电容对分压网 络频率特性的影响也没有考虑。因此上述匹配方法 在实际应用中的可操作性并不强。

2.2 改进型匹配方法 2

在功率分析仪研制过程中引入了新的分压网络匹配方法:高压臂电阻 R₁由9个等值电阻串联而成,在 R₁上只并联一个整体的补偿电容 C₁;在低压臂电阻 R₂上并联一个固定补偿电容 C₂和一个可调电容 C₀,通过调节 C₀可以消除电容容值误差、布线杂散电容和后级电路输入电容的影响。相较于匹配方法一,这种设计减少了匹配电容数量,利用可调电容误差 C₀ 解决了电容误差随机性、布局线杂散电容和后级电路输入电容对分压网络频率特性的影响,能够获得更好的匹配效果,实际应用电路如图 5 所示。C_{LINE}表示布线杂散电容,C_{AMP}表示后接运放的共模输入电容。

对于同一厂家,同一型号的表贴电阻, C_{INT} 基本 相等;在同一块 PCB上,都使用相同封装的贴片电 阻, C_{PAD} 也近似相等。高压臂电阻 R₁由9个等值电 阻串联而成,可以认为每个串联电阻上的寄生电容



图 5 阻容分压网络模型及新型匹配方法

C_{INT}和 C_{PAD}与其阻值已满足式(2),内部已经完成了 匹配,所以 C_{INT}和 C_{PAD}对分压网络的性能影响甚小。 图 6的仿真结果验证了这一推论,最上面一条曲线 设定 C_{GND}=0 pF,此时分压网络只受寄生参数 C_{INT}和 C_{PAD}的影响,其幅频特性曲线是一条完美的直线。





另外,图 6 中对地杂散电容 C_{GND} 分别取值 0 pF、 0.05 pF、0.1 pF、0.15 pF、0.2 pF, 对应的仿真曲线从 上到下依次排列,发现在 C₁一定的条件下, C_{GND} 越 小,分压网络的频率特性越好,因此分压网络的频 率特性主要受对地杂散电容 C_{GND} 大小的影响。 R₁上每个串联电阻的焊盘都存在一个对地杂散电 容 C_{GND},如果可以将 C_{GND} 减小到可以忽略不计的地 步,就能够很好地完成阻容匹配,提高分压网络的 频率特性。根据图 5,忽略 C_{GND} 的大小,有:

 $\frac{V_{\rm out}}{V_{\rm in}} \approx$

 $\frac{R_2}{R_2+R_1\cdot\frac{1+j\omega R_2(C_0+C_2+C_{\text{LINE}}+C_{\text{AMP}}+C_{\text{INT}}+C_{\text{PAD}})}{1+j\omega R_1(C_1+C_{\text{INT}}/9+C_{\text{PAD}}/9)}}$ (5) 若要保证分压比 V_{out}/V_{out} 不随频率变化而变化, 首先需满足:

$$\frac{R_1}{R_2} \approx \frac{C_0 + C_2 + C_{\text{LINE}} + C_{\text{AMP}} + C_{\text{INT}} + C_{\text{PAD}}}{C_1 + C_{\text{INT}}/9 + C_{\text{PAD}}/9}$$
(6)

3 频率特性的影响因素

对于前述的第2种匹配方法,通过仿真与实测 发现,阻容分压网络的误差具有局部极值。究其原 因,低频时,分压网络容抗大阻抗小,信号主要流经 分压网络的电阻支路;高频时,分压网络阻抗大容 抗小,信号主要流经分压网络的电容支路;而在中 间某段频率时,阻抗容抗大小相当,信号基本均等 的流过两个支路,但是受杂散电容影响,阻容没有 得到良好的匹配,此时分压网络就出现了误差。

3.1 影响因素

分压网络频率特性误差极值发生的频率f与 R₁、C₁有关系,极值|D(f)|主要受补偿电容 C₁和对地 杂散电容 C_{GND}的影响,可以近似得到:

$$f \approx \frac{1}{R_1 C_1} \tag{7}$$

$$|D(f)| \propto \frac{C_{\rm GND}}{C_1} \tag{8}$$

为了尽可能减少误差极值的影响,可以选择较小的 R₁和较大的 C₁⁽¹¹⁾,但这样降低了分压网络的输入阻抗;作为测试仪器,应该是 R₁越大和 C₁越小越好,以减小仪器输入级对被测电路的影响;另外受限于电容 C₁ 耐压值与容值之间的矛盾, C₁也不可能太大。前文已经讨论过, C_{INT} 和 C_{PAD} 对分压网络的性能影响甚小,实际应用中,在满足式(6)的条件下,应尽力减小 C_{GND} 的大小。

3.2 实物验证

在功率分析仪中,分压网络的输入信号幅值最 大为1000 Vrms,同时还需满足高带宽和高精度的 需求。在满足电阻耐压和功率的前提下,分压电阻 的寄生参数 L_{INT}、C_{INT}、C_{PAD}和 C_{GND}应尽可能小^[12],设 计中选用了 1206 封装的高精度表贴电阻;另外,补 偿电容要求稳定性好、温漂低、高频特性好,尤其是 高压臂的补偿电容承受将近 1000 Vrms 电压,选用 的是 COG 介质高压陶瓷电容。

为了验证 C_{GND} 对阻容分压网络频率特性的影响,设计了两种 PCB 布局,图 7 和图 8 分别是在阻容分压网络下方铺设和不铺设接地层。

针对图 7 和图 8 中的两种电路布线,在室温下,通过 FLUKE 电压校准仪为分压网络提供输入 信号,使用功率分析仪的测量功能记录 1 MHz 内各 个频点的实际测量电压值,利用 Matlab 绘制出如 图 9 所示的实测对比曲线。分压网络下方铺设接地



图 7 分压网络下方铺设接地层



图 8 分压网络下方不铺设接地层

层时,每个焊盘及焊盘之间的走线对地都有杂散电 容,此时 CGND 较大,电压测量通道带内不平坦度最 大可达4%,测量误差主要集中在1~100 kHz频带 范围内;分压网络下方不铺设接地层时,对地杂散 电容 CGND 较小但仍然存在,电压测量通道带内不平 坦度小于 0.3%, 测量误差的频带范围也变得很窄, 能满足高精度功率分析仪小于 0.5% 的设计需求。 针对这两种 PCB 布局, 图 9 中实测曲线验证了在 C1一定的条件下, CGND 越小, 分压网络的频率特性 越好。且随着 C_{GND} 增大, 测量误差极值点频率越 低。这与图6中的幅频特性仿真结果近似,验证了 寄生参数模型构建的准确性。实物测试中 CGND 容 值无法准确测出,对比图 6 和图 9,可反推出实物测 试中 CGND 大于 0.2 pF。说明阻容分压网络下方不铺 设接地层是降低寄生参数 Com 一种行之有效的工 程实现方法,对提高整个分压网络的幅频响应具有 重要意义。

4 结束语

高压测量中阻容分压网络的频率响应主要受高 压臂电阻 R₁和补偿电容 C₁以及对地杂散电容 C_{GND} 的影响。为了提高阻容分压网络的频率特性,首先 要保证所选电阻电容的稳定性好、温漂低,并合理 选用电阻电容值,做好阻容匹配;其次要尽可能减



图 9 铺设接地层和未铺设接地层实测数据曲线

小对地杂散电容 CGND 的大小,以提高信号带内平坦度。

本文讨论的功率分析仪阻容分压网络,实现简 单,具有良好的工程实践意义,适合应用在任何高频 大电压测量场合。实测发现,在 DC-1 MHz 频带内,分 压网络测量误差<0.5%,能满足高精度电压测量需求。

参考文献

- [1] 薛晔. 阻容分压网络的误差分析一例[J]. 高压电器, 1998(1): 58-60.
- [2] 吕亮, 王颂, 周会高, 等. 一种宽频带通用阻容混联式分压器 的特性[J]. 高电压技术, 2007, 4(14): 54-56, 113.
- [3] 朱金龙,张大伟,李政. 串联阻容分压网络频率特性仿真[J]. 机电信息, 2015(27): 53, 55.
- [4] 许灵洁,周永佳,周琦.常用高压阻容分压器频率特性的研究[J].浙江电力,2011,30(7):13-15.
- [5] 赵东阳,王剑飞,李成祥,等.阻容串联分压器的设计与研制[C]//重庆市电机工程学会 2008 年学术会议, 2008.
- [6] 张龙,魏光辉,刘存礼. 10 kV 脉冲标准分压网络的设计与研 究[J]. 宇航计测技术, 2008, 2(15): 54-56, 65.
- [7] 胡晓倩,杨菁,张莲.电阻分压器的集中参数电路模型及分析[J].重庆工学院学报(自然科学版),2008,7(24):96-98,116.
- [8] GRUBMULLER M, SCHWEIGHOFER B, WEGLEITER H. Characterization of a resistive voltage divider design for wideband power measurement[C]// Sensors. IEEE, 2014: 1332-1335.
- [9] HEATON A G. Exact solution for capacitive compensation of the RC potential divider with lumped stray capacitances to earth[J]. Electronics Letters, 1969, 5(13): 279-280.
- [10] ROBERT S J, CHARLES W, WILLIAM C, et al. Frequency response of thin film chip resistors[C]// CARTS USA 2005. Vishay Thin Film 2160 Liberty Drive Niagara Falls, 2005: 136-141.
- [11] 张宣妮, 刘珍, 鲁帆. 电阻分压网络的电感补偿[J]. 中国新 技术新产品, 2008(15): 86-87.
- [12] POGLIANO U, TRINCHERA B, LANZILLOTTI M, et al. Characterization of resistive dividers for a wideband power analyzer[C]// Precision Electromagnetic Measurements. IEEE, 2014: 130-131.

156