

基于等效电容法单极子天线校准器的研究



刘冠君, 陈益胜, 常志方

广东省计量科学研究院, 广州 510403

【摘要】 等效电容法是 CISPR 16-1-6 中给出的单极子天线的主要校准方法, 其原理是使用一个等效电容模拟实际的单极子天线振子, 进行相应天线系数的校准, 该等效电容的电容量与单极子天线自身容量相等。基于等效电容法的工作原理, 设计了一款低成本、小型化、高通用性的天线校准器。仿真和实验结果表明, 该校准器可以很好适用于 9 kHz ~ 30 MHz 单极子天线的校准工作。给出了使用该校准器的测量不确定度的评定过程和评定结果, 结果表明, 采用该装置校准单极子天线的天线系数, 测量结果的扩展不确定度约为 1.7 dB($k=2$)。

【关键词】 计量学; T 型网络; 单极子天线; 杆天线; 天线系数; 天线校准; 等效电容法

【中图分类号】 TB973

【文献标识码】 A

【文章编号】 2096-9015(2024)08-0010-08

DOI: 10.12338/j.issn.2096-9015.2024.0101

【引用本文】 刘冠君, 陈益胜, 常志方. 基于等效电容法单极子天线校准器的研究 [J]. 计量科学与技术, 2024, 68(8): 10-17.

Research on a Monopole Antenna Calibrator Based on the Equivalent Capacitance Method

LIU Guanjun, CHEN Yisheng, CHANG Zhifang

Guangdong Institute of Metrology, Guangzhou 510403, China

【Abstract】 The equivalent capacitance method is the primary calibration approach for monopole antennas outlined in CISPR 16-1-6. This method employs an equivalent capacitor to simulate the actual monopole element for calibrating the corresponding antenna factor, with the capacitance of this equivalent capacitor matching that of the monopole antenna itself. Based on the working principle of the equivalent capacitance method, a low-cost, miniaturized, and highly versatile antenna calibrator has been designed. Simulation and experimental results demonstrate that this calibrator is well-suited for calibrating monopole antennas in the frequency range of 9 kHz to 30 MHz. The evaluation process and results of the measurement uncertainty are presented, showing that when calibrating the antenna factor of monopole antennas using this device, the extended uncertainty of the measurement results is approximately 1.7 dB ($k=2$).

【Key words】 metrology, T-network, monopole antenna, rod antenna, antenna factor, antenna calibration, equivalent capacitance method

0 引言

单极子天线广泛用于 EMC 辐射骚扰测试中, 在很多标准中都明确要求使用单极子天线来测量辐射发射电场场强, 如 CISPR 25^[1] 和 MIL-STD-461E^[2] 等。单极子天线主要用来测量电子设备辐射的电场强度^[3-8], 其主要的工作频段为 9 kHz ~ 30 MHz, 一般由垂直放置的拉杆和阻抗匹配放大器组成, 天线拉杆接收电磁波并将其转换成电流, 经放

大器放大后, 输出到输出端口。不同厂家的天线拉杆外径有些许不同, 但拉杆长度一般都为 1 m^[9-13]。为了方便用户使用, 厂家通过调整阻抗匹配和放大器频率响应, 使得单极子天线的天线系数在整个工作频段都维持在一定值附近, 这一值通常为 10 dB(1/m)。

为了使单极子天线可以精确测量电场信号, 需要对单极子天线系数进行准确校准。大部分 EMC 标准都要求测试天线的天线系数应溯源到开阔场, 但由于单极子天线一般都工作在 30 MHz 频率以

收稿日期: 2024-03-25; 修回日期: 2024-04-16

基金项目: 广东省市场监督管理局科技计划项目(2023CJ03)。

作者简介: 刘冠君(1994-), 广东省计量科学研究院工程师, 研究方向: 无线电计量, 邮箱: lgj_hit@126.com。

下,其工作波长很长,很难找到合适的开阔场依据自由空间传输模型原理来校准。目前单极子天线的校准方法主要有计算场强法^[14-17]、三天线法^[18]、GTEM 室法^[19-22]和等效电容法^[23-31],等效电容法是最常用的单极子天线校准方法,相比于其它三种方法,等效电容法具有使用便捷简单、重复性好、频率范围宽、环境适应性强等特点。

本文主要针对基于等效电容法单极子天线校准开展了相关的研究工作。针对市面上各厂商杆天线接口不一致的问题,基于等效电容法的工作原理,设计了一款小型化、高通用性的单极子天线校准器,该校准器采用了印制电路板工艺,结构简单、适用性强,仿真和实测结果表明该校准器可以很好应用于单极子天线的校准工作中。此外,本文还给出了基于该校准器的等效电容法校准单极子天线天线系数的测量不确定度评定过程和评定结果。

1 等效电容法的工作原理

天线系数是单极子天线的主要计量参数,主要体现在单极子天线所接收的场强大小与天线输出电压的关系,其定义如式(1)所示。

$$AF = \frac{E}{V_L} \quad (1)$$

式中, AF 为天线系数,单位为 $1/m$; E 为测试点场强强度,单位为 V/m ; V_L 为接收机测得单极子天线输出端口电压值,单位 V 。式(1)若转换为对数单位形式则为:

$$AF(dB(1/m)) = E(dB(V/m)) - V_L(dBV) \quad (2)$$

由于单极子天线的工作频率常为 $9\text{ kHz} \sim 30\text{ MHz}$,其对应的波长很长,很难找到合适的开阔场并依据自由空间传输模型来校准。其次,由于单极子天线本身尺寸大(约 1 m),其最高工作频率为 30 MHz ,也很难采用标准场法来校准。考虑到可实现性,常采用等效电容法来校准单极子天线,等效电容法的工作原理如图 1 和图 2 所示。

等效电容法的工作原理是:利用一个电容 C_E 来模拟单极子天线的天线杆,采用电阻分压原理,通过电容 C_E 向有源单极子天线的有源底座注入电压 V_0 ,并测量有源单极子天线的有源底座信号输出口输出电压 V_L ,从而得到该天线的天线系数。

依据天线的工作原理,测试点场强强度 E 可通过式(3)获得。

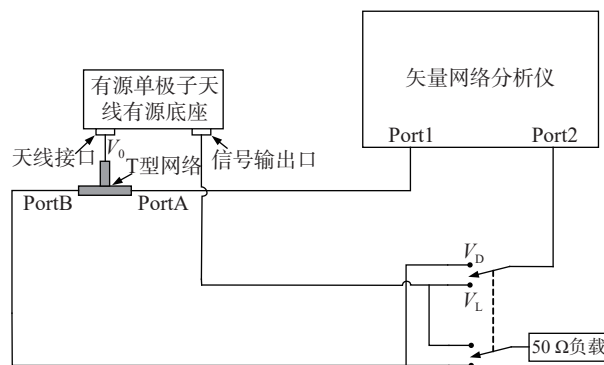


图 1 等效电容法原理图
Fig.1 Schematic diagram of the equivalent capacitance method

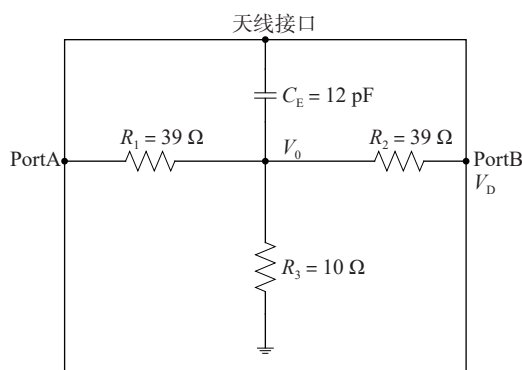


图 2 T型网络结构图
Fig.2 Schematic diagram of T-network

$$E(dB(V/m)) = V_0(dB(V)) - h_E(dB(m)) \quad (3)$$

式中, E 为测试点场强强度; V_0 为注入点电压; h_E 为单极子天线的有效高度,对于 1 m 长单极子天线而言,其值一般为 0.5 m 。将式(3)代入式(2),得到式(4)。

$$AF(dB(1/m)) = V_0(dB(V)) - h_E(dB(m)) - V_L(dBV) \quad (4)$$

由图 2 可知,注入电压 V_0 和端口 PortB 的输出电压 V_D 的关系如式(5)。

$$V_0 = \frac{Z_0 + R_2}{Z_0} V_D \quad (5)$$

式中, R_2 为分压电阻; Z_0 为矢量网络分析仪端口 2 的内阻。将式(5)代入到式(4),得到天线系数 AF 的计算公式:

$$AF(dB(1/m)) = V_D(dB(V)) + 20\lg\left(\frac{Z_0 + R_2}{Z_0}\right) - h_E(dB(m)) - V_L(dBV) \quad (6)$$

对于 1 m 长单极子天线而言, h_E 值一般为 0.5 m 。根据图 2 所示的 T 型网络结构图可知, R_2 值为 39Ω , Z_0 值为 50Ω ,则式(6)可简化为:

$$AF(\text{dB}(1/\text{m})) = V_D(\text{dB}(\text{V})) + 5\text{dB} - (-6\text{dB}(1/\text{m})) - V_L(\text{dBV}) \quad (7)$$

当使用矢量网络分析仪来校准有源单极子天线系数时,通过两次测量不同输出端口的 S 参数,上式可简化为:

$$AF = S_{21D} + 5\text{dB} - (-6\text{dB}) - S_{21L} = \Delta S_{21} + 11 \quad (8)$$

式中, S_{21D} 为测量 T 型网络 Port A 至 T 型网络 PortB 的 S_{21} ; S_{21L} 为测量 T 型网络 Port A 至有源单极子天线有源底座信号输出出口的 S_{21} 。

2 基于等效电容法的校准器的仿真与设计

射频印制电路板技术是通过微带线、带状线、共面波导等传输线的形式,对同轴或波导内射频信号进行传输,其易于与其他集总元件集合,具有集成化、小型化、一致性好等特点。本文基于微带电路的工作原理,将其与集总元件集合,设计了一款低成本、小型化、高通用性的 T 型网络。

2.1 T 型功分器的设计

为了便于集成集总电阻电容元件,采用了微带电路的传输线形式来设计 T 型功分器,其结构如图 3 所示。采用了相对介电常数 ϵ_r 为 4.4,损耗角正切 $\tan\delta$ 为 0.02,厚度 h 为 1.6 mm 的 FR4 电路板作为传输基板,通过在微带传输线上开缝并留焊盘的方式来集成集总电阻和电容。

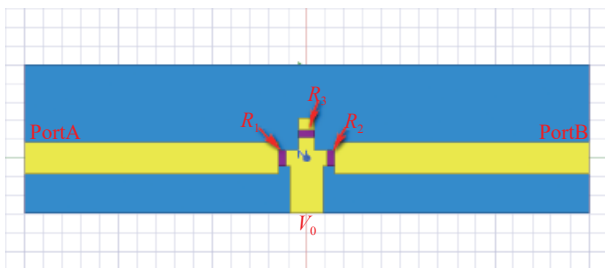


图 3 T 型功分器示意图

Fig.3 Schematic diagram of T-type power divider

为了让射频信号能正常传输,并降低传输端口的反射,需确保微带传输线的特征阻抗也为 50Ω ,微带传输线的特征阻抗 Z_0 可以通过式(9)和式(10)来计算,从而可以确认线宽 w 。

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 12(h/w)}} \quad (9)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}(w/h + 1.393 + 0.667 \times \ln(w/h + 1.444))}} \quad (10)$$

使用三维电磁软件进行仿真,并对各个尺寸进行优化,得到最终的结构尺寸,并进行加工,功分器的实物如图 4 所示。输入端口 Port A 端口驻波的仿真和实测如图 5 所示,其中仿真和实测结果最大差值为 0.004,可见实测值和仿真结果吻合得很好,端口驻波 VSWR 都在 1.10 以下,端口反射小。 V_0 点与 PortB 的分压系数可通过将两个端口的得到的 S_{21} 作差得到,其分压系数的仿真和实测结果如图 6 所示,其中仿真和实测结果最大差值为 0.03dB,可见其在整个频段都很平坦,其值约为 5.01dB,与理论计算结果基本一样。

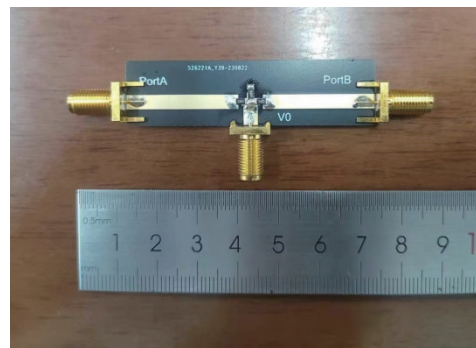


图 4 T 型功分器实物图

Fig.4 Actual diagram of T-type power divider

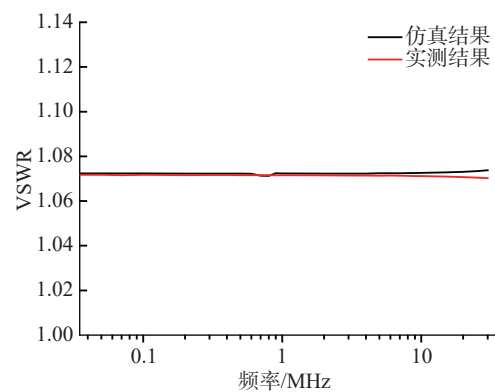


图 5 Port A 端口驻波比仿真和实测结果

Fig.5 Simulation and measured results of VSWR at Port A

2.2 载入等效电容 C_E 的 T 型网络

载入等效电容 C_E 的微带传输线模型如图 7 所示,将其单独建模,与 2.1 中的 T 型功分器进行级联仿真,并添加监测端口,如图 8 所示。

对级联模型进行仿真计算, V_0 点与 PortB 的分压系数可通过将 Port4 和 Port2 两个端口的 S_{21} 做差得到,其仿真结果如图 9 所示。可以看出,载入等效电容 C_E 后,对分压系数影响不大,在整个工作频段

范围内,其值仍约为 5dB。

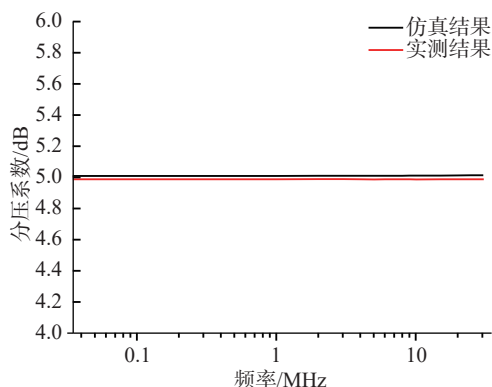


图 6 T 型功分器分压系数仿真和实测结果
Fig.6 Simulation and measured results of voltage division coefficient of T-type power divider

极子天线校准器进行加工,实物如图 10 所示。

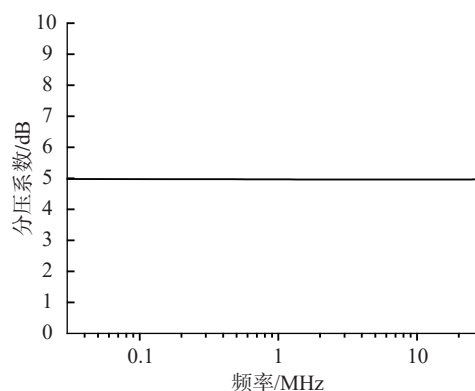


图 9 载入等效电容 C_E 的分压系数仿真结果
Fig.9 Simulation results of the voltage division coefficient loaded with equivalent capacitance C_E

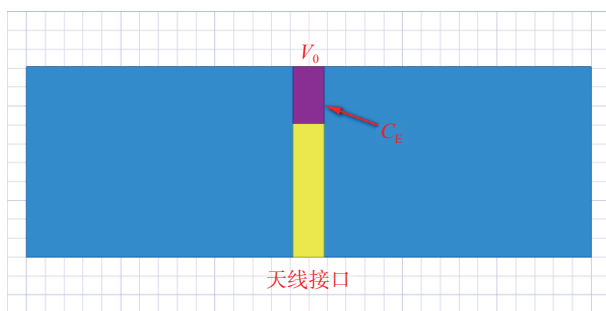
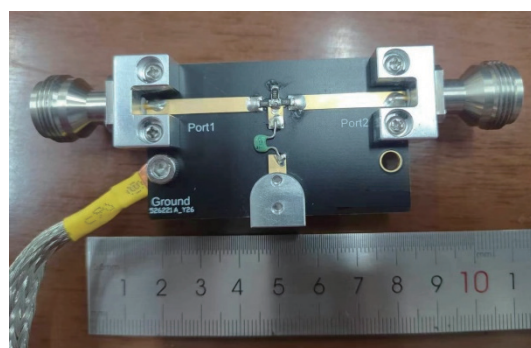


图 7 载入等效电容 C_E 的微带传输线模型
Fig.7 Model of a microstrip transmission line loaded with equivalent capacitance C_E



(a) 正面图

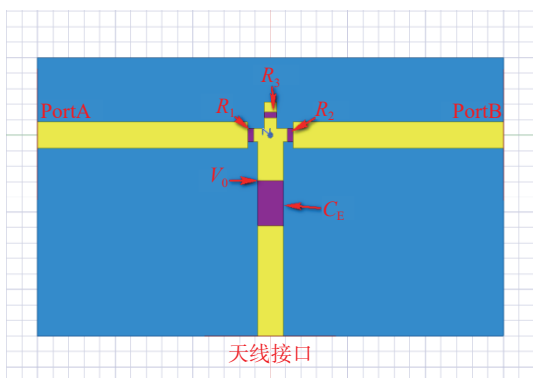
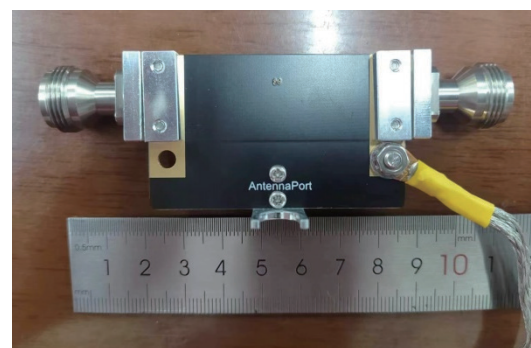


图 8 级联仿真模型示意图
Fig.8 Schematic of cascading simulation model



(b) 反面图

图 10 单极子天线校准器实物图
Fig.10 Physical image of monopole antenna calibrator

2.3 高通用性的 T 型网络

由于市面上各厂家的单极子天线接口都不一致,为了适用各种接口的单极子天线,设计了 L 型开口夹,该 L 型开口夹总长度为 20 mm,可以大大减小引线长度对测量结果的影响,其开口宽度 9 mm,可以适用市面常见单极子天线的校准。对所设计的单

3 基于该校准器的单极子天线测量不确定度评定

基于 TEM 室法的工作原理,参照 CISPR 16-1-6 标准,并结合式(8),考虑到可能影响到测量结果的其它因素,采用等效电容法测量单极子天线系数的数学模型可表示为:

$$\begin{aligned}
 y &= AF \\
 &= S_{21D} - S_{21R} + 20\lg \frac{Z_0 + R_2}{Z_0} - h_E \\
 &= \Delta S_{21} + A_{T\text{-network}} - h_E \quad (11)
 \end{aligned}$$

式中, ΔS_{21} 为网络分析仪两次测量 S_{21} 之差, 单位为 dB; $A_{T\text{-network}}$ 为 T 型网络分压系数, 单位为 dB; h_E 为天线有效高度, 单位为 dB(m)。

依据上式以及不确定度来源分析, 上述各个分量彼此不相关, 对其各项求偏导得到灵敏系数, 并考虑其它非理想因素, 得到不确定度传播率公式:

$$\begin{aligned}
 u_c^2(y) &= (1)^2 u_{\Delta S_{21}}^2 + (1)^2 u_{T\text{-network}}^2 + (-1)^2 u_{c-h}^2 + u_{pg}^2 + u_{repeat}^2 \\
 &= u_{\Delta S_{21}}^2 + u_{T\text{-network}}^2 + u_{c-h}^2 + u_{pg}^2 + u_{repeat}^2 \quad (12)
 \end{aligned}$$

根据数学模型, 校准天线系数的不确定度来源为网络分析仪引入的不确定度分量以及测量过程中一些其它非理想因素所导致的影响量, 其中包括:

1) $u_{\Delta S_{21}}$, 其为测量 ΔS_{21} 时由网络分析仪引入的不确定度分量, 其中包括: 网络分析仪的非理想性引入的不确定度分量 $u_{\Delta S_{21\text{meas}}}$ (dB) 和测量 $\Delta S_{21} = S_{21D} - S_{21R}$ 时, 端口失配引入的不确定度分量 $u_{\text{port-mismatch}}$ (dB);

2) T 型网络等效自电容 C_E 的值的引入的不确定度分量 u_{C_E} (dB);

3) 天线放大器的增益不稳定引入的不确定度分量 u_{pg} (dB);

4) T 型网络非标准引入的不确定度分量 $u_{T\text{-network}}$ (dB);

5) 天线有效高度值引入的不确定度分量 u_{c-h} (dB);

6) 测量重复性引入的不确定度分量 u_{repeat} (dB)。

3.1 标准不确定度分量的评定

3.1.1 测量 ΔS_{21} 时由网络分析仪引入的不确定度分量 $u_{\Delta S_{21}}$

1) 网络分析仪的非理想性引入的 AF 的不确定度 $u_{\Delta S_{21\text{meas}}}$ 。

网络分析仪测量 S_{21} 的影响包括非线性、分辨力, 引入的不确定度分量由两部分构成, 分别是测量 S_{21D} 和 S_{21R} 时引起的, 即 $u_{S_{21\text{-network}}} = \sqrt{u_{S_{21D}}^2 + u_{S_{21R}}^2}$, 该项可用矢量网络分析仪厂家给出的不确定度计算方法进行估算:

当 $|S_{21D}| \approx -20\text{dB}$ 时, $U_{VNA}(|S_{21D}|) = 0.06\text{dB} (k=2)$, $u_{S_{21D}} = 0.06\text{dB}/2 = 0.03\text{dB}$;

当 $|S_{21R}| \approx -40\text{dB}$ 时, $U_{VNA}(|S_{21R}|) = 0.12\text{dB} (k=2)$,

$u_{S_{21R}} = 0.12\text{dB}/2 = 0.06\text{dB}$ 。

可得到式(13)。

$$u_{\Delta S_{21\text{meas}}} = \sqrt{u_{S_{21D}}^2 + u_{S_{21R}}^2} \approx 0.07\text{dB} \quad (13)$$

2) 测量端口失配引起的 S_{21} 的不确定度分量 $u_{\text{port-mismatch}}$ 。

端口失配导致 S_{21D} 和 S_{21R} 测量不准引起的不确定度分量, 分别是测量 S_{21D} 和 S_{21R} 时端口失配引起的, 其分布为反正弦分布。依据网络分析仪的技术参数及指标可查出, 网络分析仪的接收机和信号源的回波损耗在全频段为 26dB 以上, 相应的不确定度可表达为:

$$u_{S_{21\text{-port-match}}} = \sqrt{u_{S_{21D\text{-MIS}}}^2 + u_{S_{21R\text{-MIS}}}^2}$$

同时参见式(14)。

$$\delta M_D^\pm = 20 \log \left[\frac{1 \pm (|\Gamma_S| |S_{11}| + |\Gamma_R| |S_{22}| + |\Gamma_S| |S_{21}|^2)}{|\Gamma_S| |S_{11}| |\Gamma_R| |S_{22}| + |\Gamma_R| |\Gamma_S| |S_{21}|^2} \right] \quad (14)$$

由于 T 型网络对称性可知, $S_{11}=S_{22}$, 并设 $\Gamma_P = \Gamma_S = \Gamma_R$, 并用相同的反射系数 Γ_P 表达发送和接收端口, 上述公式可进一步简化为:

$$\delta M_D^\pm = 20 \log \left[1 \pm (2|\Gamma_P| |S_{11}| + |\Gamma_P|^2 |S_{21}|^2) \right] \quad (15)$$

将实际测量结果代入上述公式, 最终得到:

$$\Delta S_{21D\text{-MIS}} = 0.0409\text{dB} \quad (16)$$

$$u_{S_{21D\text{-MIS}}} = \Delta S_{21D\text{-MIS}} / \sqrt{2} \approx 0.029\text{dB} \quad (17)$$

$$\Delta S_{21R\text{-MIS}} = 0.0525\text{dB} \quad (18)$$

$$u_{S_{21R\text{-MIS}}} = \Delta S_{21R\text{-MIS}} / \sqrt{2} \approx 0.037\text{dB} \quad (19)$$

所以可得到式(20)。

$$u_{\text{port-match}} = \sqrt{u_{S_{21D\text{-MIS}}}^2 + u_{S_{21R\text{-MIS}}}^2} = 0.047\text{dB} \quad (20)$$

以上两项在 S_{21} 测量时, 因其独立不相关, 则由网分测量 S_{21} 引起的总的不确定度:

$$u_{\Delta S_{21}} = \sqrt{u_{S_{21\text{meas}}}^2 + u_{\text{port-match}}^2} \approx 0.084\text{dB} \quad (21)$$

3.1.2 T 型网络等效自电容 C_E 的值的引入的不确定度分量 u_{C_E}

该量反映了实际所用等效电容值偏离理想电容值的影响。由 CISPR16-1-6: 2014 可知, 当天线底座的输入阻抗模值远小于理想电容和等效电容的阻抗模值时, 有天线等效电容的偏差导致的天线系数的

偏差为:

$$\delta_c = 20\lg \frac{C_E}{C_E + \Delta C_E} \quad (22)$$

式中, $C_E=12\text{pF}$, 为 T 型网络中实际所用的电容值, 实际本文采用最大相对误差为 5% 的高精度独石电容; C_E 是在给定频率下天线振子的理想等效电容值, 则可假定 0.6pF 的偏差。而在 1 m 的天线杆上从 9 kHz ~ 30 MHz 的 C_E 选定值有 2pF 变化, 取中间值 1pF, 对应电容值分配为 $\pm 1.6\text{pF}$ 的不确定性因素是公平合理的, 在应用的频段内, 假设为矩形分布, 则有:

$$\delta_{c+} = 20\lg \frac{C_E}{C_a + \Delta C_E} \approx -1.09\text{dB} \quad (23)$$

$$\delta_{c-} = 20\lg \frac{C_E}{C_a - \Delta C_E} \approx 1.24\text{dB} \quad (24)$$

$$\Delta\delta_c = \Delta\delta_{c-} - \Delta\delta_{c+} \approx 2.33\text{dB} \quad (25)$$

假设其满足矩形分布, 半宽 $\Delta\delta_c/2 \approx 1.31\text{dB}$ 。则 $u_{c_a} = \Delta\delta_c/2/\sqrt{3} \approx 0.76\text{dB}$ 。

3.1.3 天线放大器的增益不稳定引入的不确定度分量 u_{pg}

按照相关标准文献中提供的数据, 在放大器正常工作条件下, 其增益波动引起的天线系数偏差估计值, 标准不确定度 $u_{pg} = 0.05\text{dB}$, 其服从正态分布。

3.1.4 T 型网络非标准引入的不确定度分量 $u_{T-network}$

由校准原理图可知, 参考测量与校准测量之间, 差了一个分压系数 A_{tt} , 其值为:

$$A_{tt} = 20\lg\left(1 + \frac{R}{50}\right) \quad (26)$$

式中, R 为标称 39Ω 的高精度贴膜电阻, 最大相对误差为 1%。因此, $R=(39\pm 0.39)\Omega$, 服从矩形分布, 那么:

$$A_{tt} = 20\lg\left(1 + \frac{39}{50}\right) \approx 5\text{dB} \quad (27)$$

标准不确定度:

$$\delta_{T-network} = 20\lg\left(\frac{50+39+0.39}{50+39}\right) \approx 0.038\text{dB} \quad (28)$$

因 R 服从矩形分布, 故该修正项服从矩形分布:

$$u_{T-network} = \delta_{T-network}/\sqrt{3} \approx 0.022\text{dB} \quad (29)$$

3.1.5 天线有效高度值引入的不确定度分量 u_{c-h}

由天线的等效高度给出的天线系数的修正项为: $\delta_h = 20\lg \frac{1}{h_e}$, 其中 h_e 为天线有效高度, 文献给出

其计算公式为:

$$h_e = \frac{\lambda}{2\pi} \tan \frac{\pi h}{\lambda} \quad (30)$$

由于 $h=1\text{ m}$, 9 kHz ~ 30 MHz 范围内 $\lambda \geq 10\text{ m}$, $\lambda \gg h$, $\tan \frac{\pi h}{\lambda} \approx \frac{\pi h}{\lambda}$, 因此, 通常估计在 30 MHz 频点处, 由上式计算得到的有效高度为 $h_e=0.517\text{ m}$, 此时该计算值与估计值的偏差最大, 相对偏差为 $\delta_{h_e-30\text{MHz}} = h_e/h_E - 1 = 3.4\%$, 保守一些, 可将其估值为 4%, 相应的对数值为 $20\lg(1+4\%) = 0.341\text{dB}$ 。当实际的工作频率未知时, 可假定工作频率在 9 kHz ~ 30 MHz 范围内随机变化。那么, 可以近似地将修正项 δ_k 估计为服从以 $\delta_h = 20\lg\left(\frac{1}{0.5}\right) = 6.021(\text{dB/m})$ 为中心, 以 0.341dB 为半宽的矩形分布, 其标准不确定度为: $u_{c-h} = \frac{0.341}{\sqrt{3}} \approx 0.19\text{dB}$ 。

3.1.6 重复测量 S_{21} 引入的不确定度 $u_{S_{21}-repeat}$

考虑到连接和校准的重复性, 用网络分析仪独立校准测量 10 次, 得到测量结果。按照贝塞尔公式, 在所测的频段内取标准差最大的值为最终结果, 这部分的不确定度用 A 类统计不确定度计算式来给出:

$$u_{repeat} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n \left(\Delta S_{21i} - \left|\Delta S_{21}\right|\right)^2}{n-1}} = 0.3\text{dB} \quad (31)$$

3.1.7 合成标准不确定度

天线系数不确定分量汇总表如表 1 所示。

以上各项标准不确定度分量是互不相关的, 所以合成标准不确定度为:

$$u_c = \sqrt{u_{\Delta S_{21}}^2 + u_{C_E}^2 + u_{pg}^2 + u_{repeat}^2 + u_{c-h}^2} \approx 0.84\text{dB} \quad (32)$$

3.1.8 扩展不确定度

使用该校准器校准单极子天线天线系数的合成标准不确定度接近于正态分布, 取 $k=2$, 此时校准结果的置信水平是 0.95, 扩展不确定度为:

$$U = ku_c = 1.7\text{ dB} \quad (33)$$

4 实验验证

依托所设计的单极子天线校准器, 采用 SCHWARZBECK 公司型号为 VAMP 9243 的单极子天线作为测量对象, 天线布置如图 11 所示。按照上文方法与步骤进行测量, 并将实验数据与送检中国计量科学研究院的数据进行比对, 两者数据比对

如图 12 所示,其中黑方块曲线是本文的校准结果,红三角曲线是送检中国计量科学研究所的校准结果,蓝方块曲线是本文与送检中国计量科学研究所的校准结果差值。可以看出,两者的测量结果吻合

得很好,在整个工作频率范围内,两者测量结果之差的绝对值都要小于两者测量结果的扩展不确定度的平方和根 $\sqrt{U_1^2 + U_2^2} = \sqrt{1.4^2 + 1.7^2} = 2.2\text{dB}$,很好的验证了使用该校准器校准单极子天线的可行性。

表 1 单极子天线不确定度汇总表

Tab.1 Summary table of uncertainty for calibrating monopole antenna

不确定度来源	值/dB	概率分布	包含因子	灵敏系数	u_i/dB
网络分析仪的非理想性	0.07	正态分布	2	1	0.04
测量端口失配	0.084	U型分布	$\sqrt{2}$	1	0.059
T型网络非标准引入的 $u_{T\text{-network}}$	0.038	正态分布	$\sqrt{3}$	1	0.022
等效电容 C_E 不准确引入的 u_{C_E}	1.31	均匀分布	$\sqrt{3}$	1	0.76
天线放大器增益不稳定引入的 u_{pg}	0.10	正态分布	2	1	0.05
天线有效高度引入的 u_{c-h}	0.34	均匀分布	$\sqrt{3}$	1	0.19
S_{21} 测量重复性引入的 u_{repeat}	0.3	正态分布	2	1	0.3

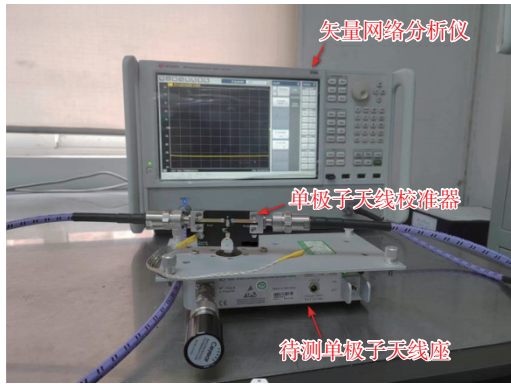


图 11 等效电容法测量单极子天线现场实物图

Fig.11 Actual image of monopole antenna measurement using the equivalent capacitance method

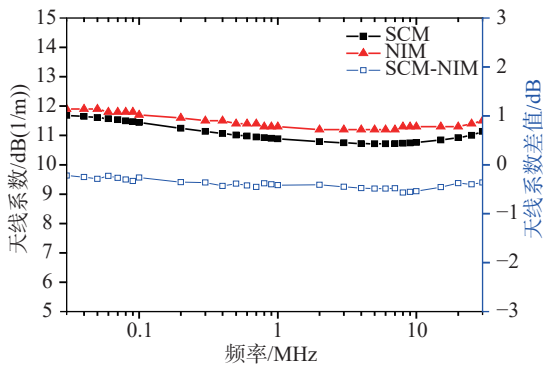


图 12 不同机构实验结果对比

Fig.12 Comparison of experimental results from different institutions

5 结论

等效电容法是实验室校准单极子天线天线系数最常用的方法之一,其具有测量频率宽、适用性强、

重复性好、成本低等特点。本文基于等效电容法的工作原理,设计了一款小型化、高通用性、低成本单极子天线校准器,通过仿真和实验验证了该校准器的可行性。讨论了使用该校准器校准单极子天线的实验步骤和影响其测量结果的主要因素,并给出了其测量不确定度的评定过程和评定结果。基于该校准器,对一现有单极子天线进行测量,并与送检中国计量科学研究所的测量结果进行了对比,两者测量结果吻合得很好,很好验证了使用该校准器校准单极子天线天线系数的可行性。使用该校准器校准单极子天线,可以快速并准确完成单极子天线的校准工作,且测量结果不确定度约为 1.7dB ($k=2$)。

参考文献

- [1] IEC. Vehicles, boats and internal combustion engines - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers: CISPR 25 [S]. IEC, 2021.
- [2] DEPARTMENT OF DEFENSE INTERFACE STANDARD. Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment: MIL-STD-461E [S]. DEPARTMENT OF DEFENSE, 1999.
- [3] 胡广. 电磁兼容低频辐射发射测试方法分析与研究 [D]. 南京: 南京信息工程大学, 2017.
- [4] 曾霞, 黎小娇, 程娟, 等. 电动汽车 150kHz ~ 30MHz 电磁辐射发射仿真建模方法研究 [J]. 汽车电器, 2023(10): 12-16,21.
- [5] 潘勇, 王维龙, 徐静. 0.15MHz ~ 30MHz 零部件/模块的辐射发射—ALSE 法场地确认方法 [J]. 电子质量, 2016(1): 84-87.
- [6] Zingarelli M, Grego R. 去除杆天线电场测量中同轴电缆的耦合效应 [J]. 安全与电磁兼容, 2016 (2): 89-91.
- [7] Turnbull L. The groundplane resonance-problems with radiated emissions measurements below 30 MHz[C]. Automotive EMC Conference 2007, 2007.

- [8] Bongartz F J, Deckers J, Heina M, *et al.* Proposal for the validation of absorber lined shielded enclosures for CISPR 25 emission tests[C]. 2009 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2009.
- [9] 陈嘉兴,张新林,姜博,等.基于有源匹配技术的 EMC 测试天线设计与实现 [J/OL]. [2024-04-16].<https://doi.org/10.16180/j.cnki.issn1007-7820.2024.09.011>.
- [10] Aberle J T. Two-port representation of an antenna with application to non-foster matching networks[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2008, 56(5): 1218-1222.
- [11] Yang H, Kim I, Kim K. Non-foster matching of a resistively loaded vee dipole antenna using operational amplifiers[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2015, 64(4): 1477-1482.
- [12] Strachen N, Mohammadi E, Booske J, *et al.* Active, ultra-wideband, electrically small antennas for high-power transmission in the HF band[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2021, 70(3): 1600-1611.
- [13] Xia Y, Xue W, Li Y, *et al.* A low frequency ultra-wideband electrically small monopole antenna for HF/VHF application[J]. *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*, 2019, 34(7): 1050.
- [14] Randa J. Correction factor for nonplanar incident field in monopole calibrations[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 1993, 35(1): 94-96.
- [15] Kim J H, Park J I. Development of standard monopole antenna for antenna factor measurement[C]. 1997 Proceedings of International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 1997.
- [16] Carnell D G, Larsen E B, Cruz J E, *et al.* NIST calibration procedure for vertically polarized monopole antennas 30 kHz to 300 MHz[J]. NASA STI/Recon Technical Report N, 1991, 91: 29432.
- [17] Kawalko S F, Kanda M. Numerical and analytical monopole nonplanarity correction factors[J]. *IEEE transactions on electromagnetic compatibility*, 1998, 40(2): 176-179.
- [18] Ishii M, Shimada Y. Measurement of electrically short monopole antenna by three-antenna method[C]. CPEM 2010, 2010.
- [19] Jang T H, Lim J H, Lee B W. An Alternative Method for Calibration of monopole and loop antenna in GTEM Cell[C]. 2016 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2016.
- [20] 魏继虎,孟东林,宋晓茜.一种低交叉极化小口径超宽带天线的设计 [J]. *计量科学与技术*, 2023, 67(2): 36-41,74.
- [21] Hui P. Small antenna measurements using a GTEM cell[C]. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Digest. Held in conjunction with: USNC/CNC/URSI North American Radio Sci. Meeting (Cat. No. 03CH37450), 2003.
- [22] Icheln C, Vainikainen P, Haapala P. Application of a GTEM cell to small antenna measurements[C]. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1997, 1997.
- [23] Zhenfeil S, Weilong W, Ming X. Capacitance correction factor of Equivalent Capacitor Substitution Method (ECSM) for monopole antenna calibration[C]. Proceedings of 2014 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation, 2014.
- [24] 罗喜明,吴传昕,黄品芳,等.标准喇叭天线远场参数校准技术研究 [J]. *计量技术*, 2017(10): 47-50.
- [25] Sugiura A, Alexander M, Knight D, *et al.* Equivalent capacitance substitution method for monopole antenna calibration[C]. 2012 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2012.
- [26] Kim J H, Park J I, Kang J S, *et al.* Uncertainty improvement of monopole antenna calibration using equivalent capacitance substitution method[C]. 2016 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2016), 2016.
- [27] TÜRETKEN B. An alternative method for determining the antenna factor of a monopole[J]. *The Applied Computational Electromagnetics Society Journal (ACES)*, 2005, 1: 231-234.
- [28] Song Z F, Xie M. Accurate capacitance extraction in Equivalent Capacitor Substitution Method (ECSM) for monopole antenna calibration[J]. *Applied Mechanics and Materials*, 2014, 568: 411-415.
- [29] American National Standard for Electromagnetic Compatibility. Radiated Emission Measurements in Electromagnetic Interference Control-Calibration Antennas (9 kHz to 40GHz): ANSI C63.5 [S]. ANSI, 2006.
- [30] CISPR. Radio disturbance and immunity measuring apparatus – EMC antenna calibration: CISPR16-1-6 [S]. CISPR, 2014.
- [31] 国家市场监督管理总局. 9kHz ~ 30MHz 鞭状天线校准规范: JJF 1706-2018[S]. 北京: 中国质检出版社, 2018.

本文编辑: 霍祎炜

(上接第 77 页)

- [29] Martorella M, Giusti E, Demi L, *et al.* Target recognition by means of polarimetric ISAR images[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2011, 47(1): 225-239.
- [30] Vaupel T, Eibert T F. Comparison and application of Near-Field ISAR imaging techniques for far-field radar cross section determination[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2006, 54(1): 144-151.
- [31] Zhang Y X, Jiao Y C, Zhu M D, *et al.* A linear-scan-based wideband single-cut near-field RCS measurement technique with wide effective angle coverage[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2023, 22(9): 2300-2304.
- [32] Watanabe T. Image-based radar cross section synthesis for a cluster of multiple static targets[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2023, 72: 1-13.

本文编辑: 霍祎炜