

混响室条件下线缆共模干扰临界辐射干扰场强测试研究

胡德洲* 魏光辉 潘晓东 卢新福

(陆军工程大学电磁环境效应国家级重点实验室 石家庄 050003)

摘要: 为在混响室中线缆共模干扰时的设备(EUT)进行临界辐射干扰场强测试,并确保与开阔场中测试结果一致,该文推导了线缆上共模电流满足的方程,将共模电流分解为相应的特征电流,计算了终端负载任意时线缆最大方向性系数的变化范围。以单导体传输线和同轴线为EUT,分别在混响室和开阔场中测试线缆的临界干扰场强,对计算结果进行了验证。结果表明:最大方向性系数的计算结果可以保证两种不同场地中测试结果的一致性,双线的共模干扰以及同轴线均可以等效为单线,且线缆弯曲对测试结果基本没有影响。

关键词: 混响室; 临界干扰场强; 线缆; 方向性系数

中图分类号: TN06

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2019)04-0837-08

DOI: 10.11999/JEIT180328

Investigation on the Radiated Interference E-field Threshold Testing for Common-mode Interference of Transmission Lines in Reverberation Chambers

HU Dezhou WEI Guanghui PAN Xiaodong LU Xinfu

(National Key Laboratory on Electromagnetic Environment Effects, Army Engineering University, Shijiazhuang 050003, China)

Abstract: To test the radiated interference E-field threshold of Equipment Under Test (EUT) with common-mode interference of transmission lines in reverberation chambers and unify the test results with the open areas, the range of the maximum directivity of the lines with random loads is calculated by the derivation of the equation of the common-mode currents and decomposition of the currents into the corresponding characteristic ones. The calculated results are validated with the experiments performed in a reverberation chamber and an open area, respectively, with a single conductor line and a coaxial cable as the EUT. The theoretical and experimental results show that the test results in the two different areas can be unified with the calculated results. The common mode interference of two conductor lines and coaxial cables can be equivalent to single conductor lines and the bend of the lines almost has no influence on the test results.

Key words: Reverberation chamber; Radiated interference E-field threshold; Transmission line; Directivity

1 引言

为评估设备在复杂电磁环境下正常工作的能力,辐射敏感度测试是常用的手段,一般包括两个层次,即给定场强下的敏感度通过性测试以及临界辐射干扰场强测试^[1]。混响室作为一种新型的辐射敏感度测试场地,具有建造成本低、测试过程简单、低功率产生高场强等特点,近年来受到了国内

外学者的广泛关注^[2-5]。目前,混响室测试法已被国军标GJB151B-2013、国际电工委员会标准IEC 61000-4-21所采用^[6,7],但一般用于设备辐射敏感度的通过性测试。用于临界辐射干扰场强测试时,由于测试机理与传统场地(如开阔场、GTEM室、电波暗室等)不同,同一设备的测试结果通常也差别较大,具体测试方法尚有待研究^[8-10]。

为此,文献^[11]指出,被测设备(Equipment Under Test, EUT)的方向性系数是影响混响室与传统场地测试结果相关性的重要因素,并基于混响室和均匀场中EUT敏感元件接收功率相等,推导了混响室中EUT的临界辐射干扰场强计算公式

收稿日期: 2018-04-11; 改回日期: 2018-12-13; 网络出版: 2018-12-20

*通信作者: 胡德洲 hdz199075@sina.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61372040)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (61372040)

$$E_s = \sigma \sqrt{\frac{3 \ln(1/P)}{D_{\max}}} \quad (1)$$

其中, P 为EUT的干扰概率, D_{\max} 为EUT的最大方向性系数, σ 是与混响室中平均能量密度相关的物理量, 可以由不同搅拌位置的场强计算, 计算公式为 $\sigma = \sqrt{\sum_{i=1}^N |E|^2 / (6N)}$, E 为场强的有效值, N 为搅拌次数。

因此, D_{\max} 是在混响室条件下准确测定EUT临界辐射干扰场强并保证与传统场地结果相一致的必要参数。当EUT较为复杂时, D_{\max} 的值可以采用Wilson的方法根据EUT的电尺寸进行估计^[12]。但是该方法是基于EUT球面波展开模式系数的实部、虚部相互独立且服从正态分布得出的, 当EUT外形简单(例如线缆)时, 该方法可能会产生较大误差^[13]。

进行辐射敏感度测试时, 线缆是外部电磁能量与设备耦合的主要途径之一。线缆上电流的回路一般包括线间回路和对地回路, 相应的干扰模式称为差模干扰和共模干扰, 其中以共模干扰最难防范^[14,15]。现有文献中有关计算混响室中线缆响应的文献较多, 计算方法一般基于传输线模型^[16-18], 但该模型本质上计算的是线缆终端负载的差模响应, 计算共模响应时一般需要假设线缆靠近地面, 因为传输线模型并不适用于线缆远离地面的情况^[19]。

为了在混响室中对线缆共模干扰的EUT进行临界辐射干扰场强测试, 本文对线缆共模干扰时 D_{\max} 的范围进行了计算。首先推导了线缆上共模电流满足的方程, 通过将共模电流分解为特征电流, 在线缆终端边界条件不确定的情况下计算了 D_{\max} 的取值范围。然后分别以单导体传输线和同轴线为EUT, 将混响室条件下的测试结果与开阔场进行比较, 为混响室条件下实际设备的临界辐射干扰场强测试奠定基础。

2 基本理论

2.1 线缆上共模电流满足的方程

以中心位于原点、与直角坐标系 Z 轴重合、长度为 L 、导体半径为 a 、间距为 d 的平行双线为研究对象, 记两根导线表面电流分别为 I_1, I_2 , 则共模电流可以表示为

$$I_C = (I_1 + I_2) / 2 \quad (2)$$

记电流产生的矢势为 \mathbf{A} , 假设导体表面电流集中于导体中心, 忽略导线端点的影响。对于平行双线, 矢势 \mathbf{A} 只有 Z 方向分量 $A_z(z)$ 。在两根导线表面, $A_z(z)$ 的表达式分别为^[20-22]

$$\left. \begin{aligned} A_{z1}(z) &= \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{-L/2}^{L/2} [g_1(z-z')I_1(z') + g_2(z-z')I_2(z')] dz' \\ A_{z2}(z) &= \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{-L/2}^{L/2} [g_2(z-z')I_1(z') + g_1(z-z')I_2(z')] dz' \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

其中, μ_0 为真空中的磁导率, g_1, g_2 均为格林函数, 表达式为

$$g_1(z) = \frac{e^{jk\sqrt{a^2+z^2}}}{\sqrt{a^2+z^2}}, \quad g_2(z) = \frac{e^{jk\sqrt{d^2+z^2}}}{\sqrt{d^2+z^2}} \quad (4)$$

将式(3)中两式求和, 结合式(2), 可得

$$\begin{aligned} &A_{z1}(z) + A_{z2}(z) \\ &= \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{-L/2}^{L/2} [I_1(z') + I_2(z')] [g_1(z-z') + g_2(z-z')] dz' \\ &= \frac{\mu_0}{2\pi} \int_{-L/2}^{L/2} I_C [g_1(z-z') + g_2(z-z')] dz' \end{aligned} \quad (5)$$

令

$$T_z(z) = \int_{-L/2}^{L/2} I_C [g_1(z-z') + g_2(z-z')] dz' \quad (6)$$

则有

$$A_{z1}(z) + A_{z2}(z) = \mu_0 T_z(z) / 2\pi \quad (7)$$

记电磁场的标势为 φ , 根据洛伦兹规范

$$\frac{dA_z(z)}{dz} - j\omega\mu_0\epsilon_0\varphi = 0 \quad (8)$$

以及

$$E_z = -\partial\varphi/\partial z + j\omega A_z \quad (9)$$

得到

$$\frac{d^2 A_z(z)}{dz^2} + k^2 A_z(z) = -j\omega\mu_0\epsilon_0 E_z(z) \quad (10)$$

式中, ω 为电磁波的角频率, ϵ_0 为真空中电容率。

假设导线为理想导体, 则导线表面电场切向分量 $E_z(z) = 0$, 因而在导线表面矢势 A_z 满足1维波动方程

$$\frac{d^2 A_z(z)}{dz^2} + k^2 A_z(z) = 0 \quad (11)$$

分别用 $A_{z1}(z), A_{z2}(z)$ 替换式(11)中的 $A_z(z)$, 并将得到的两个方程求和可得

$$\frac{d^2 [A_{z1}(z) + A_{z2}(z)]}{dz^2} + k^2 [A_{z1}(z) + A_{z2}(z)] = 0 \quad (12)$$

将式(7)代入式(12), 得到共模电流满足的方程

$$\frac{d^2 T(z)}{dz^2} + k^2 T(z) = 0 \quad (13)$$

该方程的通解可以表示为

$$T_z(z) = K_1 e^{jkz} + K_2 e^{-jkz} \quad (14)$$

其中, K_1, K_2 为常数, 由导线终端边界条件决定。

2.2 最大方向性系数计算

为计算导线的 D_{\max} , 需要对式(6)和式(14)求解, 根据导线终端边界条件确定 K_1, K_2 , 进而得到共模电流 I_C 。但由于实际设备的复杂性和终端边界条件的多样性, 仅仅计算个别确定边界条件下的 D_{\max} 是不够的。另外, 进行临界干扰场强测试前获得线缆终端边界条件存在困难, 而且会大大降低测试效率。为此, 这里将 I_C 表示为特征电流的线性组合, 在线缆边界条件不确定的情况下, 通过特征电流的辐射场对 D_{\max} 的范围进行估计。

2.2.1 特征电流

由于式(6)和式(14)是线性的, 可以令

$$\left. \begin{aligned} \int_{-L/2}^{L/2} [g_1(z-z') + g_2(z-z')] I_{C1}(z') dz' &= e^{jkz} \\ \int_{-L/2}^{L/2} [g_1(z-z') + g_2(z-z')] I_{C2}(z') dz' &= e^{-jkz} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

得到

$$I_C(z) = K_1 I_{C1}(z) + K_2 I_{C2}(z) \quad (16)$$

通过这种方法^[23], 将求解式(6)和式(14)转化为求解式(15)和式(16), 将共模电流 I_C 表示为 $I_{C1}(z), I_{C2}(z)$ 的线性组合。 $I_{C1}(z), I_{C2}(z)$ 即为前文中所说的 I_C 的特征电流。

式(15)属于第1类Fredholm积分方程, 除了个别情况下能找到解析解以外, 该方程的解是不适定的, 即在进行数值计算时, 方程右侧数据的微小扰动就会给计算结果带来较大的误差^[24]。但由于计算机本身就有舍入误差, 所用数据的误差不可避免。因此, 正则化的方法被用来计算其稳定解。Landweber迭代法是一种常见的正则化方法, 当积分方程右端有较大扰动时仍然可以得到稳定的计算结果, 本文采用该方法对式(15)进行求解。

以式(15)中第1式为例, 记 $G(z, z') = g_1(z-z') + g_2(z-z')$, 对其离散, 得到

$$h \sum_{q=0}^{n-1} G(z_p, z'_q) I_{C1}(z'_q) = e^{jkz_p} \quad (17)$$

其中, $p = 1, 2, \dots, m, q = 0, 1, \dots, n-1, h = L/n, z_p = -L/2 + qh, m > n-1$, 且 m, n 均为正整数。

为了叙述方便, 将式(17)写成矩阵的形式, 记为

$$\mathbf{GI} = \mathbf{b} \quad (18)$$

其中,

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{G} &= (g_{pq})_{m \times n}, g_{pq} = hG(z_p, z'_q) \\ \mathbf{I} &= [I_{C1}(z'_1) \quad I_{C1}(z'_2) \quad \dots \quad I_{C1}(z'_{n-1})]^T \\ \mathbf{b} &= [e^{jkz_1} \quad e^{jkz_2} \quad \dots \quad e^{jkz_m}]^T \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Landweber迭代法的迭代格式为^[25]

$$\mathbf{I}_{t+1} = \mathbf{I}_t + g\mathbf{G}^*(\mathbf{b} - \mathbf{GI}_t) \quad (20)$$

其中, t 为非负整数, \mathbf{G}^* 为 \mathbf{G} 的伴随矩阵, $g \in (0, 1/\|\mathbf{G}\|^2)$, $\|\mathbf{G}\|$ 表示矩阵 \mathbf{G} 的范数。对于给定的初始值 \mathbf{I}_0 , 用 \mathbf{E} 表示单位矩阵, 第 t 次迭代时 \mathbf{I}_t 可以写为

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_t &= \mathbf{I}_{t-1} + g\mathbf{G}^*(\mathbf{b} - \mathbf{GI}_{t-1}) \\ &= (\mathbf{E} - g\mathbf{G}^*\mathbf{G})\mathbf{I}_{t-1} + g\mathbf{G}^*\mathbf{b} \\ &= g \sum_{i=0}^{t-1} (\mathbf{E} - g\mathbf{G}^*\mathbf{G})^i \mathbf{G}^*\mathbf{b} \\ &\quad + (\mathbf{E} - g\mathbf{G}^*\mathbf{G})^t \mathbf{I}_0 \end{aligned} \quad (21)$$

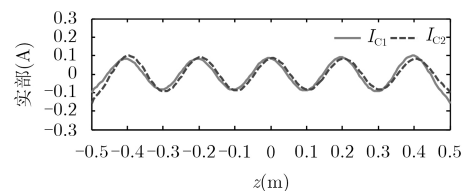
取初始迭代值 $\mathbf{I}_0 = g\mathbf{G}^*\mathbf{b}$, 得到

$$\mathbf{I}_t = g \sum_{i=0}^t (\mathbf{E} - g\mathbf{G}^*\mathbf{G})^i \mathbf{G}^*\mathbf{b} \quad (22)$$

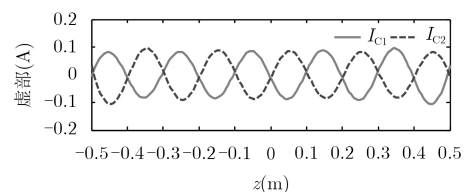
采用上述方法对式(15)求解, 即可得到特征电流 I_{C1}, I_{C2} , 计算过程中100次迭代时结果已经基本稳定, 实际计算时迭代次数为200次。图1给出了参数为 $a=1$ mm, $d=5$ mm, $L=1$ m 的平行双导线在频率 $f=1.5$ GHz 时的特征电流的实部、虚部的大小。

2.2.2 特征电流辐射场

为了计算共模电流的最大方向性系数, 先对特征电流 I_{C1}, I_{C2} 的辐射场进行计算。将导体分为 N_L 等份, 当 N_L 足够大时, 每一小段导体上电流的辐射场可以采用电偶极子的辐射场来近似。将所有小段导体的辐射场叠加, 即可得到整个导体的辐射场。为方便计算, 将电偶极子的辐射场写成直角分



(a) 实部



(b) 虚部

图1 共模干扰特征电流

量形式。位于原点且与 Z 轴平行的电偶极子的辐射场可以表示为^[26]

$$\left. \begin{aligned} E_x(\omega) &= \frac{lxzI_0e^{-j\omega r/c}}{4\pi\epsilon_0r^2} \left[\frac{3}{cr^2} + \frac{3}{j\omega r^3} + \frac{j\omega}{c^2r} \right] \\ E_y(\omega) &= \frac{lyzI_0e^{-j\omega r/c}}{4\pi\epsilon_0r^2} \left[\frac{3}{cr^2} + \frac{3}{j\omega r^3} + \frac{j\omega}{c^2r} \right] \\ E_z(\omega) &= \frac{lz^2I_0e^{-j\omega r/c}}{4\pi\epsilon_0r^2} \left[\frac{3}{cr^2} + \frac{3}{j\omega r^3} + \frac{j\omega}{c^2r} \right] \\ &\quad - \frac{lI_0e^{-j\omega r/c}}{4\pi\epsilon_0} \left[\frac{1}{cr^2} + \frac{1}{j\omega r^3} + \frac{j\omega}{c^2r} \right] \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

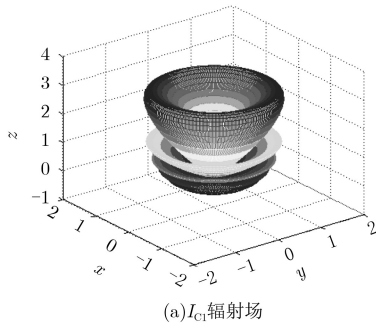
其中, c 为光速, l 为电偶极子长度, I_0 为电流幅值, (x, y, z) 为观察点的直角坐标, r 为观察点到电

偶极子的距离。

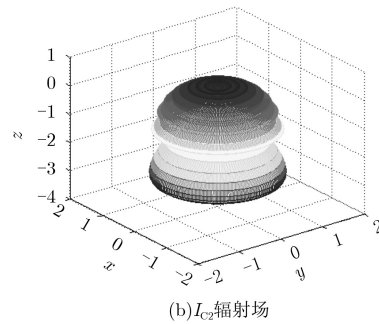
根据式(23), 在计算 I_{C1} , I_{C2} 的基础上, 将 N_L 个电偶极子的辐射场叠加, 即可求得特征电流 I_{C1} , I_{C2} 的辐射场。图2给出了观测距离 $r=10$ m时 I_{C1} , I_{C2} 的辐射场的计算结果, 采用到原点距离的大小表示了辐射场的强度。其中, $N_L=200$, $f=1.5$ GHz, 导线参数与图1中相同。

2.2.3 最大方向性系数

记导线1上共模特征电流 $I_{C1}(z)$, $I_{C2}(z)$ 产生的辐射场为 $E_{11}(r, \theta, \varphi)$, $E_{12}(r, \theta, \varphi)$, 导线2上共模特征电流 $I_{C1}(z)$, $I_{C2}(z)$ 产生的辐射场为 $E_{21}(r, \theta, \varphi)$, $E_{22}(r, \theta, \varphi)$, $\rho = K_2/K_1$, (r, θ, φ) 为球坐标系中坐标, 则导线的最大方向性系数可以表示为



(a) I_{C1} 辐射场



(b) I_{C2} 辐射场

图2 特征电流辐射场

$$\begin{aligned} D_{\max} &= \frac{4\pi |K_1(E_{11} + E_{21}) + K_2(E_{12} + E_{22})|^2_{\max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |K_1(E_{11} + E_{21}) + K_2(E_{12} + E_{22})|^2 \sin\theta d\theta d\varphi} \\ &= \frac{4\pi |E_{11} + E_{21} + \rho(E_{12} + E_{22})|^2_{\max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E_{11} + E_{21} + \rho(E_{12} + E_{22})|^2 \sin\theta d\theta d\varphi} \end{aligned} \quad (24)$$

从式(15)可以看出, $I_{C1}(z)$, $I_{C2}(z)$ 关于 $z=0$ 对称, 因而 E_{11} 与 E_{12} , E_{21} 与 E_{22} 同样具有对称性, 只需要取 $0 \leq |\rho| \leq 1$, 即可将线缆终端边界条件的所有可能情况包含在内。在计算特征电流 I_{C1} , I_{C2} 的辐射场的基础上, 结合式(24), 采用数值积分的方式, 可求得双导体传输线共模辐射时 D_{\max} 的范围, 计算结果如图3所示。从图3中可以看出, D_{\max} 随导线电尺寸增加迅速增大, 且 D_{\max} 的最大值与最小值之间的差异在3 dB左右。对于工程应用而言, 取二者对数中值就能将所有可能的边界条件包含在内, 且不会造成显著的误差。

另外, 将线缆共模干扰时 D_{\max} 的值与基于球面波理论时 D_{\max} 的估计值相比, 二者有明显不同的规律。因此, 基于球面波理论的 D_{\max} 的估计方法对于线缆是不适用的。

2.2.4 双导体传输线等效为单导体传输线

上述内容对双导体传输线共模干扰时的 D_{\max} 进行了计算, 采用同样的方法, 可以得到单导体传输线的 D_{\max} 。对于线上电流为 I_s 、半径为 a 的单导体传输线, 在导线表面, 电流产生的矢势为

$$A_z(z) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{-L/2}^{L/2} g_1(z-z') I_s(z') dz' \quad (25)$$

$A_z(z)$ 显然满足式(11), 因此 $A_z(z)$ 可以表示为

$$A_z(z) = K_1 e^{jkz} + K_2 e^{-jkz} \quad (26)$$

与双线类似, 可以将电流 I_s 表示为特征电流的线性组合。将单线的特征电流记为 I_{s1} , I_{s2} , 对于单线, 式(15)改写为

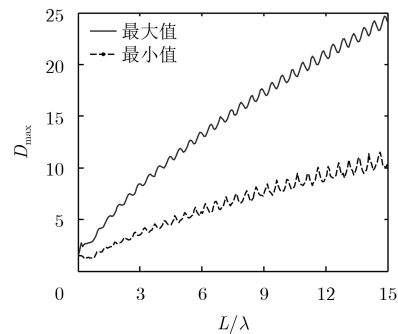


图3 双导体传输线共模干扰时 D_{\max} 的范围

$$\left. \begin{aligned} \int_{-L/2}^{L/2} g_1(z-z')I_{s1}(z')dz' &= e^{jkz} \\ \int_{-L/2}^{L/2} g_1(z-z')I_{s2}(z')dz' &= e^{-jkz} \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

采用Landweber迭代法求解特征电流，然后计算 D_{\max} 的取值范围，计算结果如图4所示。可以看到，单线的 D_{\max} 与双线共模干扰时的 D_{\max} 几乎没有差别。为对计算结果进行检验，图4中与将FEKO软件仿真得到的单极子天线 D_{\max} 的值与 D_{\max} 的MATLAB编程计算值进行了比较。单极子天线作为终端电流为0的一种单线，其 D_{\max} 的值应位于计算结果的范围之内。可以看到，计算值与仿真值符合较好。因此，对于混响室条件下的临界干扰场强测试，双线的共模干扰可以直接采用单线等效。

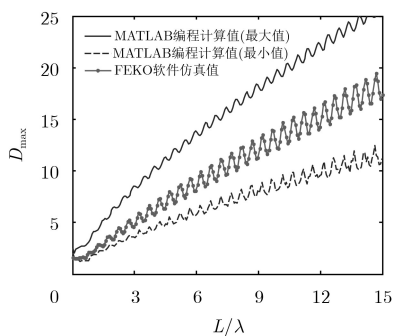


图4 单线 D_{\max} 的范围

3 试验验证

3.1 试验方案

为了对以上计算结果进行验证，同时检验式(1)对于线缆为主要耦合通道的EUT的适用性，本文进行了两组试验：第1组试验以单线为EUT。从上述分析可以看到，单线的 D_{\max} 与双线共模干扰时的 D_{\max} 是等效的，双线的共模信号需要接地才能测试，采用单线试验较易操作；第2组试验以同轴线为EUT。同轴线是一种带有屏蔽层的特殊双线，在微波信号传输中广泛使用，可以尝试将同轴线等效为单线，用以检验本文 D_{\max} 计算结果的普遍意义。

试验具体步骤如下：(1)在混响室中得到导线在一定干扰概率 P 时的临界干扰功率 W_s 以及参数 σ ，通过上文中计算得到的 D_{\max} 的上下限 $D_{\max, h}$ 、 $D_{\max, l}$ 根据式(1)计算导线的临界辐射干扰场强 E_{sl} 、 E_{sh} 。(2)在开阔场中对导线进行多角度辐照，得到开阔场中的最大接收功率 W_{\max} 。(3)根据开阔场中辐照场强的平方与 W_{\max} 之间的线性关系，得到线缆接收功率为 W_s 时的最小辐照场强 E_u 。若 E_u 位于 E_{sl} 、 E_{sh} 之间，即可验证 D_{\max} 计算结果的正确性。

干扰概率 P 时与临界干扰功率 W_s 的关系如图5所示，通过混响室中线缆接收功率 W 的概率分布函数(Cumulative Distribution Function, CDF)，人为给定干扰概率 P ，即可得到 W_s 。参数 σ 可以由文献[11]中式(11)，根据多个搅拌位置时混响室中的场强计算。试验中 P 均取20%，混响室搅拌次数均为30次。线缆一端接50 Ω 负载，另一端接电光转换器，将电信号转换为光信号，由光纤传输至光电转换器，通过频谱仪观察接收功率 W 。

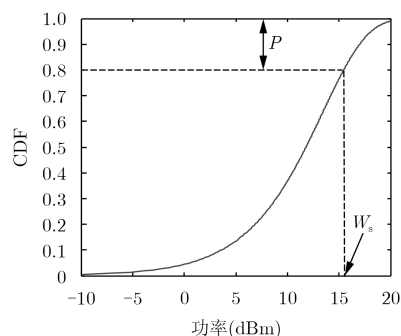


图5 P 与 W_s 关系示意图

3.2 单线试验

试验时单线长度为0.82 m。为了在较宽频段对 D_{\max} 的计算值进行检验，试验频段为150~750 MHz以及2.6~3.8 GHz，频率间隔分别为50 MHz以及100 MHz。单线电尺寸范围0.41~2.05, 7.11~10.39。

通过混响室中的测试结果可以对表1中的各个参数进行计算。然后在开阔场中对线缆进行多角度辐照，记录线缆的最大接收功率 W_{\max} 。开阔场试验中用场强计测量了线缆移出时测试区域附近多个点的场强，取平均值作为线缆所处位置的环境场强。根据辐照场强的平方与 W_{\max} 之间的线性关系，得到线缆接收功率为 W_s 时的最小辐照场强 E_u ，即为开阔场中线缆的临界干扰场强。图6比较了 E_u 与 E_{sl} 、 E_{sh} 大小关系，可以看到，大多数频点 E_u 均位于 E_{sh} 附近，且不小于 E_{sl} 。理想情况下 E_u 应当位于 E_{sh} 与 E_{sl} 之间，试验误差主要来自2个方面：(1)开阔场测试时，在有限的辐照次数下，很难找到线缆真实的最敏感方向，因而 E_u 会略微偏大；(2)开阔场中的场环境与理想均匀场存在差异，通常允许场强有 ± 3 dB(即50%)的非均匀性， E_u 的测量值存在误差。因此，在考虑测试误差的情况下， D_{\max} 的计算结果得到了验证。

3.3 同轴线试验

为了实现微波信号的传输，实际使用的线缆一般带有屏蔽层。当线缆受到外部电磁波辐射时，线缆的屏蔽层会产生感应电流，感应电流通过线缆的

表1 混响室中参数计算结果(单线)

| f (GHz) | $D_{\max, h}$ | $D_{\max, l}$ | σ ($V \cdot m^{-1}$) | W_s (dBm) | E_{sh} ($V \cdot m^{-1}$) | E_{sl} ($V \cdot m^{-1}$) |
|--------------|---------------|---------------|----------------------------------|----------------|----------------------------------|----------------------------------|
| 0.15 | 2.72 | 1.28 | 5.73 | 17.76 | 9.86 | 8.95 |
| 0.20 | 2.86 | 1.33 | 6.60 | 20.60 | 11.32 | 10.55 |
| 0.25 | 3.36 | 1.64 | 5.01 | 15.06 | 10.01 | 8.71 |
| 0.30 | 4.06 | 1.85 | 6.59 | 15.54 | 11.78 | 9.85 |
| 0.35 | 4.18 | 1.89 | 4.38 | 14.67 | 9.79 | 7.61 |
| 0.40 | 4.68 | 2.29 | 4.68 | 10.38 | 6.68 | 5.25 |
| 0.45 | 5.30 | 2.28 | 5.40 | 10.77 | 7.99 | 6.63 |
| 0.50 | 5.34 | 2.43 | 5.89 | 9.70 | 9.02 | 7.65 |
| 0.55 | 5.86 | 2.77 | 6.76 | 12.15 | 10.36 | 8.77 |
| 0.60 | 6.43 | 2.82 | 5.84 | 11.31 | 8.30 | 7.09 |
| 0.65 | 6.38 | 3.01 | 5.76 | 9.78 | 7.51 | 6.04 |
| 0.70 | 6.94 | 3.11 | 7.13 | 10.73 | 8.17 | 6.30 |
| 0.75 | 7.48 | 3.06 | 7.41 | 11.83 | 8.35 | 6.56 |
| 2.60 | 16.49 | 8.16 | 9.46 | -10.7 | 3.44 | 2.75 |
| 2.70 | 17.38 | 7.44 | 5.42 | -6.56 | 4.73 | 3.99 |
| 2.80 | 18.09 | 7.38 | 9.30 | -3.16 | 7.53 | 6.08 |
| 2.90 | 17.75 | 8.63 | 10.34 | -2.20 | 7.38 | 5.71 |
| 3.00 | 18.56 | 8.16 | 8.91 | -5.72 | 7.04 | 5.84 |
| 3.10 | 19.40 | 8.01 | 10.53 | -4.96 | 8.83 | 7.32 |
| 3.20 | 18.97 | 9.16 | 10.55 | -5.08 | 7.60 | 6.02 |
| 3.30 | 19.79 | 8.50 | 10.76 | -9.74 | 7.71 | 5.94 |
| 3.40 | 20.70 | 8.60 | 9.15 | -9.05 | 7.26 | 6.07 |
| 3.50 | 20.12 | 9.57 | 7.98 | -12.65 | 6.23 | 5.08 |
| 3.60 | 20.87 | 9.10 | 7.38 | -10.99 | 4.97 | 3.81 |
| 3.70 | 21.89 | 9.03 | 11.16 | -1.89 | 7.95 | 6.41 |
| 3.80 | 21.34 | 10.12 | 8.15 | -6.18 | 6.35 | 5.32 |

转移阻抗化为差模电压对终端负载产生干扰。另外,上文中计算中假设线缆为直线,但实际线缆形状各异,若在混响室中只能对直线进行测试,显然会给实际测试造成很大不便,影响本文方法的适用范围。为了研究屏蔽线缆为主要耦合通道的EUT

在混响室条件下进行临界辐射干扰场强测试的可行性,这里尝试将屏蔽线缆等效为单导体传输线,以常见的同轴线为EUT,将上述内容中单导体传输线 D_{\max} 的计算结果应用于同轴线,首先研究了混响室中直线和弯线对测试结果的影响,然后分别在混响室和开阔场中进行试验,比较了两种场环境下的临界辐射干扰场强测试结果。

同轴线的试验方案与单线相同。试验频率2.6~3.8 GHz,各个测试频点间隔100 MHz。同轴线长度约为0.965 m,电尺寸范围8.36~12.22。首先在混响室条件下研究了线缆弯曲对测试结果的影响,结果如图7所示。由于混响室中任意EUT的接收功率服从指数分布^[27],而指数分布可以通过样本均值来描述,图7比较了直线和弯线接收功率的均值之间的差异。可以看到,无论直线还是弯线,接收功率均值之间的差异最大为约1.5 dBm。试验结果表明,混响室中线缆摆放形状对测试结果几乎没有影响,这是由混响室中电磁场的辐照、极化方向的统计均匀性决定的。

根据混响室中的试验结果,采用单线试验中相同的方法,可以得到表2中的各个参数。然后在开阔场中进行试验,得到同轴线收功率为 W_s 时的最小辐照场强 E_u ,图8中比较了 E_u 与 E_{sl} , E_{sh} 的值。可以看到,在考虑开阔场中测试误差的情况下,混响室中计算得到的 E_{sl} , E_{sh} 与开阔场测得的 E_u 基本相符。因此,在混响室中对同轴线为主要耦合通道的EUT进行测试时,同轴线的 D_{\max} 的特性与单线是等效的。

4 结论

为了在混响室条件下对线缆共模干扰的EUT进行临界辐射干扰场强测试,本文通过推导线缆上共模电流满足的方程,将共模电流分解为特征电流,计算了线缆终端负载不确定时 D_{\max} 的取值范围,并分别以单导体传输线和同轴线为EUT对计算结果

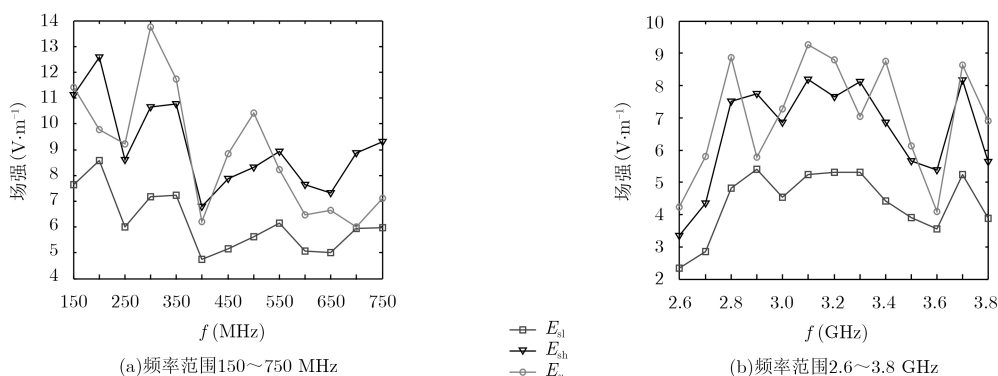


图6 混响室与开阔场临界场强比较

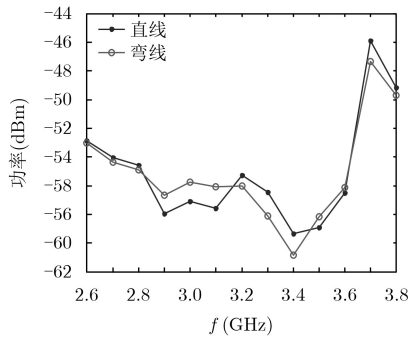


图7 直线和弯线接收功率平均值比较

表2 混响室中参数计算结果(同轴线)

| f (GHz) | $D_{\max,h}$ | $D_{\max,l}$ | σ ($V \cdot m^{-1}$) | W_s (dBm) | E_{sh} ($V \cdot m^{-1}$) | E_{sl} ($V \cdot m^{-1}$) |
|-----------|--------------|--------------|-------------------------------|-------------|-------------------------------|-------------------------------|
| 2.6 | 16.85 | 7.01 | 18.07 | -50.82 | 15.00 | 9.67 |
| 2.7 | 16.49 | 7.89 | 21.06 | -52.00 | 16.48 | 11.40 |
| 2.8 | 17.26 | 7.59 | 17.18 | -52.50 | 13.70 | 9.09 |
| 2.9 | 17.98 | 7.67 | 19.97 | -55.88 | 15.84 | 10.35 |
| 3.0 | 17.64 | 8.95 | 16.93 | -55.01 | 12.43 | 8.85 |
| 3.1 | 18.54 | 7.78 | 13.18 | -55.50 | 10.38 | 6.72 |
| 3.2 | 19.08 | 8.09 | 14.60 | -53.20 | 11.28 | 7.34 |
| 3.3 | 18.75 | 9.25 | 15.23 | -54.40 | 11.00 | 7.73 |
| 3.4 | 20.01 | 8.26 | 14.32 | -57.29 | 10.95 | 7.03 |
| 3.5 | 20.14 | 8.61 | 13.95 | -56.83 | 10.45 | 6.83 |
| 3.6 | 19.86 | 9.46 | 11.41 | -54.43 | 8.15 | 5.63 |
| 3.7 | 21.16 | 9.03 | 12.54 | -43.85 | 9.17 | 5.99 |
| 3.8 | 21.04 | 9.52 | 13.97 | -47.08 | 9.95 | 6.69 |

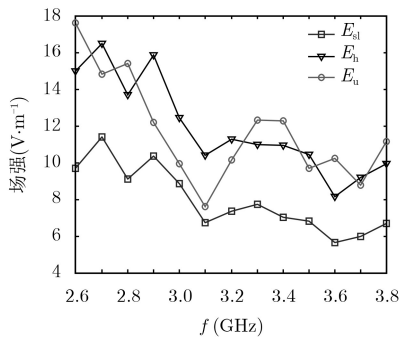


图8 混响室与开阔场临界场强比较(同轴线)

进行了验证。综合理论分析和试验结果，可以得出以下结论：(1)通过将共模电流分解为2个特征电流，计算了边界条件不确定时线缆共模干扰的 D_{\max} 的取值范围，因而计算结果对于线缆任意终端负载时共模干扰的临界干扰场强测试都是适用的；(2)双线共模干扰时的 D_{\max} 以及同轴线的 D_{\max} 与单线是等效的，在混响室中进行临界场强测试时可以直接视为单线；(3)由于混响室的辐照方向和极化方向的统计均匀性，线缆弯曲对混响室中的临界辐射干扰场强测试结果几乎没有影响。

参考文献

- [1] AMADOR E, KRAUTHAUSER H G, and BESNIER P. A binomial model for radiated immunity measurements[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2013, 55(4): 683–691. doi: 10.1109/TEMC.2012.2231942.
- [2] SELEMANI K, RICHALOT E, LEGRAND O, et al. Energy localization effects within a reverberation chamber and their reduction in chaotic geometries[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2017, 59(2): 325–333. doi: 10.1109/TEMC.2016.2617322.
- [3] ARNAUT L R, MOGLIE F, BASTIANELLI L, et al. Helical stirring for enhanced low-frequency performance of reverberation chambers[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2017, 59(4): 1016–1026. doi: 10.1109/TEMC.2016.2641386.
- [4] MIGLIACCIO M, GIL J J, SORRENTINO A, et al. The polarization purity of the electromagnetic field in a reverberating chamber[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2016, 58(3): 694–700. doi: 10.1109/TEMC.2016.2528503.
- [5] MONSEF f, SERRA R, and COAAZ A. Goodness-of-fit tests in reverberation chambers: Is sample independence necessary?[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2015, 57(6): 1748–1751. doi: 10.1109/TEMC.2015.2451211.
- [6] GJB151B-2013: 军用设备和分系统电磁发射和敏感度要求与测量[S]. 国军标2013.
GJB151B-2013: Electromagnetic emission and susceptibility requirements and measurements[S]. China Military Standard 2013.
- [7] IEC 61000-4-21: ElectroMagnetic Compatibility (EMC)-Part4-21: Testing and measurement techniques-reverberation chamber test methods[S]. IEC Standard 2008.
- [8] 贾锐, 王庆国, 王树昕, 等. 混响室条件下辐射敏感度表征方法研究[J]. 北京理工大学学报, 2016, 36(1): 100–104.
JIA Rui, WANG Qingguo, WANG Shuqiao, et al. Research on the characterization of susceptibility threshold in reverberation chamber[J]. *Transactions of Beijing Institute of Technology*, 2016, 36(1): 100–104.
- [9] 熊久良, 刘心愿. 基于位置替代法的无线电引信混响室敏感度测试方法[J]. 高电压技术, 2015, 41(1): 320–326. doi: 10.13336/j.1003-6520.hve.2015.01.045.
XIONG Jiuliang and LIU Xinyuan. Susceptibility test method of radio fuze in reverberation chamber based on position substitution method[J]. *High Voltage Engineering*, 2015, 41(1): 320–326. doi: 10.13336/j.1003-6520.hve.2015.01.045.
- [10] AMADOR E, MIRY C, and BOUYGE N. Compatible susceptibility measurements in fully anechoic room and reverberation chamber[C]. Proceeding of the 2014

- International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2014). Gothenburg, Sweden, 2014: 860–865.
- [11] HU Dezhou, WEI Guanghui, PAN Xiaodong, *et al.* Investigation of the radiation immunity testing method in reverberation chamber[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2017, 59(6): 1791–1797. doi: [10.1109/TEMC.2017.2698141](https://doi.org/10.1109/TEMC.2017.2698141).
- [12] WILSON P F, HILL D A, and HOLLOWAY C L. On Determining the Maximum Emissions From Electrically Large Sources[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2002, 41(1): 79–86.
- [13] HILL D A, CAMELL D G, CABCEY K H, *et al.* Radiated emissions and immunity of microstrip transmission lines: theory and reverberation chamber measurements[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 1996, 38(2): 165–172. doi: [10.1109/15.494619](https://doi.org/10.1109/15.494619).
- [14] 孙铁雷, 林程, 曹万科. 带有屏蔽线缆的电动车辆动力系统共模模型与预测[J]. *电工技术学报*, 2012, 27(2): 128–132.
SUN Tielei, LIN Cheng, and CAO Wanke. Common mode prediction on cable shielded drive system in electric vehicle[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2012, 27(2): 128–132.
- [15] 林福昌, 姚宗干, 代新, 等. 屏蔽电缆共模感应干扰的数值计算方法[J]. *高电压技术*, 1997, 23(4): 9–11.
LIN Fuchang, YAO Zonggan, DAI Xin, *et al.* Numerical calculation of common-mode interference coupled in a shielded cable[J]. *High Voltage Engineering*, 1997, 23(4): 9–11.
- [16] MAGDOWSKI M and VICK R. Closed-form formulas for the stochastic electromagnetic field coupling to a transmission line with arbitrary loads[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2012, 54(5): 1147–1152. doi: [10.1109/TEMC.2012.2193130](https://doi.org/10.1109/TEMC.2012.2193130).
- [17] MAGDOWSKI M, TKACHENKO S V, and VICK R. Coupling of stochastic electromagnetic fields to a transmission line in a reverberation chamber[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2011, 53(2): 308–317. doi: [10.1109/TEMC.2010.2097267](https://doi.org/10.1109/TEMC.2010.2097267).
- [18] CERRI G, LEO D, MOGLIE F, *et al.* Theoretical and experimental analysis of the field-to-line coupling in a reverberation chamber[J]. *IEEE Proceedings: Science, Measurement and Technology*, 2006, 153(6): 201–207. doi: [10.1049/ip-smt:20060014](https://doi.org/10.1049/ip-smt:20060014).
- [19] VUKICEVIC A, RACHIDI F, RUBINSTEIN M, *et al.* On the evaluation of antenna-mode currents along transmission lines[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2006, 48(4): 693–700. doi: [10.1109/TEMC.2006.884511](https://doi.org/10.1109/TEMC.2006.884511).
- [20] HE Z, ZHA L P, and CHEN R S. Efficient analysis of EM scattering by using higher-order hierarchical linear-linear basis functions[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2016, 15: 305–308. doi: [10.1109/LAWP.2015.2442616](https://doi.org/10.1109/LAWP.2015.2442616).
- [21] GU Jihong, DING Dazhi, HE Zi, *et al.* A low frequency EFIE-MLFMA solver based on approximate diagonalization of the Green's function[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2017, 65(12): 7150–7156. doi: [10.1109/TAP.2017.2759786](https://doi.org/10.1109/TAP.2017.2759786).
- [22] CHEN Shitao, ZHANG Tiancheng, DING Dazhi, *et al.* EMI analysis of field-line-circuit coupling model based on time domain integral equation method[C]. IEEE Electrical Design Of Advanced Packing & System (EDAPS) Symposium, Hang Zhou, China, 2017.
- [23] LUGRIN G, TKACHENKO S V, RACHIDI F, *et al.* High-Frequency electromagnetic coupling to multiconductor transmission lines of finite length[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2015, 57(6): 1714–1723. doi: [10.1109/TEMC.2015.2475156](https://doi.org/10.1109/TEMC.2015.2475156).
- [24] 吕琪. 不适定问题的迭代正则化方法研究[D]. [硕士学位论文], 武汉理工大学, 2012.
LUE Qi. The research of iterative regularization methods for ill-posed[D]. [Master dissertation], Wuhan University of Technology, 2012.
- [25] 赵占山. 结构故障诊断的几种方法[D]. [硕士学位论文], 哈尔滨工业大学, 2006.
ZHAO Zhanshan. Several identification method on the structure fault diagnosis[D]. [Master dissertation], Harbin Institute of Technology, 2006.
- [26] MENG J, TEO Y X, THOMAS, D W P, *et al.* Fast prediction of transmission line radiated emissions using the hertzian dipole method and line-end discontinuity models[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2014, 56(6): 1295–1303. doi: [10.1109/TEMC.2014.2318720](https://doi.org/10.1109/TEMC.2014.2318720).
- [27] HILL D A. Plane wave integral representation for fields in reverberation chambers[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 1998, 40(3): 209–217. doi: [10.1109/15.709418](https://doi.org/10.1109/15.709418).
- 胡德洲: 男, 1990年生, 博士生, 研究方向为电磁环境效应试验评估技术.
- 魏光辉: 男, 1964年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为电磁兼容与防护技术.
- 潘晓东: 男, 1980年生, 讲师, 博士, 研究方向为电磁兼容与防护技术.
- 卢新福: 男, 1988年生, 博士, 研究方向为电磁环境效应试验评估技术.