Vol. 31, No. 7 Jul., 2019

# 金属线栅笼代替空心导体圆柱对 辐射波模拟器电磁特性的影响<sup>\*</sup>

杜立航, 高 成, 张 琪, 陈海林, 殷 勤

(陆军工程大学 电磁环境效应与光电工程国家级重点实验室,南京 210007)

摘 要: 主要关注空心导体圆柱的等效替代品-圆柱线栅笼的电磁特性,分别基于保角变换和等效电磁 场理论进行了等效半径的推导,在此基础上运用电磁仿真软件 CST 仿真分析了金属线栅的疏密和粗细程度对 测试区电场波形的上升沿、脉宽和峰值的影响,并且对比了圆柱线栅笼和空心导体圆柱两种结构的电场分布。 分析结果显示,双锥笼型结构完全能够等效代替空心导体圆柱,且进一步验证了等效半径理论的正确性。

关键词: 混合模拟器; 金属线栅; 等效半径; 电场分布
 中图分类号: TN823
 文献标志码: A doi:10.11884/HPLPB201931.180303

# Electromagnetic characteristics influence caused by wire cage replacing hollow conductor cylinder in hybrid simulator

Du Lihang, Gao Cheng, Zhang Qi, Chen Hailin, Yin Qin

(National Key Laboratory on Electromagnetic Environmental Effects and Electro-optical Engineering,

Army Engineering University of PLA, Nanjing 210007, China)

**Abstract:** The focus of this paper is the electromagnetic characteristics of cylindrical wire grid cage, an equivalent substitute for a hollow conductor cylinder. First of all, the equivalent radius is derived based on the conformal transformation and the equivalent electromagnetic field theory, respectively. Then, the electromagnetic simulation software CST is used to simulate the influence of the density and thickness of the metal wire grid on the risetime, pulse width and peak value of the electric field in the test area. Further, the electric field distributions of the cylindrical wire cage and the hollow conductor cylinder are compared. The results show that the cage structure can completely replace the hollow conductor cylinder and verify the rationality of the equivalent radius theory.

Key words: hybrid simulator; metal wire grid; equivalent radius; electric field distribution PACS: 02.60.Cb; 32.30.Bv; 41.20.Jb

早期高空电磁脉冲(HEMP)环境的模拟需要在极宽频段上的能量辐射。目前,能够产生这种环境的模拟 器主要有三类:有界波模拟器、开放式辐射器和混合式模拟器<sup>[1]</sup>。混合式模拟器因为能够在较大空间范围内为 大型系统的抗核电磁脉冲测试提供较好的电磁环境而越来越受到重视。国外在 20 世纪 60 年代已经开展了相 关研究,并相继建成了一批混合模拟器用于军事装备的电磁兼容测试,如美国的 ATHAMAS 和 ACHILLES-II,法国的 DPH,瑞典的 SPERANS,以及以色列的 Rafael 等<sup>[2-3]</sup>。国内也有很多学者,如谢秦川<sup>[4]</sup>、孟粉霞<sup>[5]</sup>、 毛从光<sup>[6]</sup>、朱湘琴<sup>[7]</sup>和王绍飞<sup>[8]</sup>等,对此类模拟器的主要设计参数和电磁场时间-空间分布分别进行了分析和 研究,但实际建成并应用于实验测试的在公开报道中所见不多。

典型的混合模拟器由双锥段、圆柱段、接地段和匹配负载等组成,考虑到模拟器的施工安装难度和长期应 用过程中的载荷、风阻等因素,类似于有界波模拟器的处理方法,一般用稀疏分布的金属线栅来代替金属导体板,特别是在圆柱段和接地段,形成线栅笼型结构。当然,这一技术已经广泛地应用于混合模拟器的设计和建

- 作者简介:杜立航(1981—), 男,博士研究生,从事武器装备电磁环境效应与防护技术研究; dulihang@163. com。
  - 通信作者:张 琪(1987—),男,讲师,从事雷电防护研究;emczhq@163.com。

<sup>\*</sup> 收稿日期:2018-11-02; 修订日期:2019-01-10

基金项目:国防科技基金项目(3602039);装备预研基金项目(614220601011704)

造,然而,就金属线栅笼的一些具体细节尚待分析和讨论,比如,金属线栅笼的等效半径,线栅疏密和粗细程度 对辐射场波形参数和分布的影响等。

本文主要研究圆柱线栅笼代替空心导体圆柱对辐射波模拟器电磁特性的影响,首先分别基于保角变换和 等效电磁场理论进行了等效半径的推导,并在此基础上运用电磁仿真软件 CST<sup>[9]</sup> 仿真分析了金属线栅的疏密 和粗细程度对测试区电场波形的上升沿、脉宽和峰值的影响,最后对比了圆柱线栅笼和空心导体圆柱两种结构 的电场分布。分析结果表明,笼型结构完全能够等效代替空心导体圆柱,且进一步验证了等效半径理论的正确 性。

# 1 等效半径的理论推导

图 1 给出了混合模拟器的整体结构,其圆柱 部分采用金属线栅笼代替空心导体圆柱,如图 2 所示,在半径为 A 的圆柱面上等间距平行分布着 N 条半径为 a 的金属线,围绕同一圆心间隔 2π/ N 的角度,假设其等效空心导体圆柱的半径为 R<sub>eq</sub>,因为空心圆柱(虚线)的厚度很薄,文中在推 导过程中近似忽略。本部分先后运用保角变换



图 1 混合模拟器结构图

理论和等效电磁场理论,分别推导金属线栅笼的等效半径,推导过程中,所涉及的三种坐标系——直角坐标 (*x*,*y*,*z*)、圆柱坐标系(ψ, φ, *z*)和球面坐标系(*r*, θ, φ)在图 2(a)中已经标明。



Fig. 2 Schematic drawing of cylindrical wire cage 图 2 圆柱线栅笼结构图

#### 1.1 基于保角变换的推导

对于双锥笼型天线的辐射场,因为我们重点关注的是 $E_z$ 和 $H_\phi$ ,其大小受z影响较小,这里假设与z无关。 定义变量

$$\begin{cases} \zeta = x + jy = \psi e^{j\phi} \\ w = u + jy \end{cases}$$
(1)

$$\begin{cases} \boldsymbol{\zeta} = A \ (\mathbf{e}^{Nw} + 1)^{1/N} \\ \boldsymbol{w} = \frac{1}{N} \ln \left[ \left( \frac{\boldsymbol{\zeta}}{A} \right)^{N} - 1 \right] \end{cases}$$
(2)

其中

$$\frac{\zeta}{A} = e^{j\frac{2\pi n}{N}}, \quad n = 0, 1, 2, \cdots, N-1$$
 (3)

由式(2)扩展可得

$$\begin{cases} u = \frac{1}{2N} \ln\left[\left(\frac{\psi}{A}\right)^{2N} - 2\cos(N\phi)\left(\frac{\psi}{A}\right)^{N} + 1\right] \\ v = \frac{1}{N} \left\{ \arctan\left[\frac{\left(\frac{\psi}{A}\right)^{N}\sin(N\phi)}{\left(\frac{\psi}{A}\right)^{N}\cos(N\phi) - 1}\right] + \pi k \right\}, \quad k = 0, 1, 2, 3, \cdots, 2N - 1 \end{cases}$$
(4)

其中

$$\frac{\psi}{A} = \left[e^{2Nv} + 2\cos(N\phi)e^{Nu} + 1\right]^{1/2N}$$
(5)

$$\phi = \frac{1}{N} \left\{ \arctan\left[\frac{e^{Nu}\sin(Nv)}{e^{Nu}\cos(Nv) + 1} + \pi k\right] \right\}, \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots, 2N - 1$$
(6)

假设所有的金属线栅都在  $u = u_0$  的等电位面(即 $\zeta = A$ )上,那么,可以定义一个新的变量 v 满足

$$\boldsymbol{\zeta} = \boldsymbol{A}(1+\boldsymbol{v}) \tag{7}$$

联合式(2),当υ→0时可以推出

$$w = \frac{1}{N} \ln \left[ (1+v)^{N} - 1 \right] = \frac{1}{N} \ln \left[ 1 + Nv + o(v^{2}) - 1 \right] = \frac{1}{N} \ln \left[ Nv (1 + o(v)) \right] = \frac{1}{N} \ln (Nv) + o(v)$$
(8)

因此,当 $v \rightarrow 0$ 时电位函数 u 的近似表达式为

$$u \approx \frac{1}{N} \ln(N|v|) \tag{9}$$

令  $u = u_0$ , |v| = a/A, 可以得到  $u_0$  的近似表达式

$$u_0 \approx \frac{1}{N} \ln(\frac{Na}{A}) \tag{10}$$

当距离圆柱线栅笼很远即  $|\zeta| \rightarrow \infty$  时,式(2)的第二式变为

$$w = \frac{1}{N} \ln\left[\left(\frac{\zeta}{A}\right)^{N}\right] + \ln\left[1 - \left(\frac{\zeta}{A}\right)^{N}\right] = \ln\left(\frac{\zeta}{A}\right) + o(\zeta^{-N})$$
(11)

为了避免 w 有无穷多解,我们只考虑  $0 \leq \arg(w) \leq 2\pi$ ,因此,电位 u 可以写成  $\psi$  的函数,即

$$u = \ln\left(\frac{\psi}{A}\right) + o(\psi^{-N}) \tag{12}$$

那么,现在我们可以定义一个半径为 R<sub>eq</sub>的空心导体圆柱,它与圆柱线栅笼在同样的位置产生相同的电位,即

$$u' = \ln\left(\frac{\psi}{A}\right) \tag{13}$$

假设我们恰好选在  $\psi = R_{eq}$  处的电位相同,即  $u' = u_0$ ,则

$$u'_{0} = \ln\left(\frac{R_{eq}}{A}\right) = \frac{1}{N}\ln(\frac{Na}{A})$$
(14)

因此,我们得到了由 N 条半径为 a 的金属线栅组成的圆柱线栅笼的等效半径 R aa满足

$$\frac{R_{\rm eq}}{A} = \left(\frac{Na}{A}\right)^{1/N} \tag{15}$$

当然,式(15)只有满足 Na/A ≪1时才能成立,这就对我们如何选择金属线栅增加了限制条件。

#### 1.2 基于电磁等效理论的推导

许多研究人员长期以来一直在研究辐射物体的电磁等效性,这产生了基于电磁等效理论<sup>[11]</sup>的复杂辐射结构的简单等效模型。等效性标准的问题可以根据相同的总辐射场或相同的总电流来定义,甚至是不同几何形状的相同有效阻抗。目前似乎没有出现一个统一的标准,它完全取决于具体需求及其应用。在本文中,不同结构辐射的电磁场被作为比较和建立电磁等效的基础,主要涉及两种结构:圆柱线栅笼和空心导体圆柱。

当频率较低时,所获得的结果原则上仅适用于接近纯导体的线栅笼,本文分析的就是纯导体的情况。对于

时间变量 t 和空间坐标变量 z,遵循以下双侧拉普拉斯变换定义

$$(t,z)$$
  $\leftarrow$  拉普拉斯变化  $(s,\zeta)$  (16)

对于圆柱线栅笼,由于围绕同一圆心均匀分布着许多平行金属线,我们定义一个变量——A<sub>1,n</sub>,即线栅 1 到线栅 *n* 的弦间距,它的取值为

$$A_{1,n} = \begin{cases} a, n = 1 \\ | \psi_1 - \psi_n |, n = 2, 3, \cdots, N \end{cases}$$
(17)

由于任意两条连续导线(第 n 条和第 n+1 条)之间的夹角为 2π/N,因此可以将式(17)写为

$$A_{1,n} = 2A\sin\left[\frac{\pi}{N}(n-1)\right], \ n = 2, 3, \cdots, N$$
(18)

假设圆柱线栅笼和空心导体圆柱的激励电压源都为 $\widetilde{V}(s)$ ,可以分别获得两种结构远场区域中纵向电场和切向磁场的表达式

$$\widetilde{E}_{z}(r,\alpha,s) \approx -\frac{\widetilde{V}(s)}{2} \frac{\cos(\alpha)}{\widetilde{L}(\gamma,\alpha)} \frac{\mathrm{e}^{-\gamma r}}{r} \widetilde{C}_{\mathrm{f}}$$
(19)

$$\widetilde{H}_{\phi}(r,\alpha,s) \approx \frac{\widetilde{V}(s)}{2Z_0} \frac{1}{\widetilde{L}(\gamma,\alpha)} \frac{\mathrm{e}^{-\gamma}}{r} \widetilde{C}_{\mathrm{f}}$$
(2)

其中,线栅笼的结构因子为

$$\widetilde{C}_{\rm f} = NI_{\rm o}(\gamma A \cos \alpha) \tag{21}$$

$$\widetilde{L}(\gamma,\alpha) = \cos\alpha \sum_{n=1}^{N} \mathbf{K}_{0}(\gamma A_{1,n} \cos\alpha) + \widetilde{h}(s) \mathbf{K}_{1}(\gamma a \cos\alpha)$$
(22)

$$\tilde{h}(s) = 2\pi a \, \frac{Z(s)}{Z_0} \tag{23}$$

式中: $I_0$ 为第一类零阶修正贝塞尔函数; $\gamma$ 为媒质的传播常数;r和 $\theta = 90^{\circ} - \alpha$ 为球面坐标变量; $K_0$ 表示第二类 零阶修正贝塞尔函数; $K_1$ 表示第二类一阶修正贝塞尔函数; $\tilde{Z}(s)$ 表示线栅笼单位长度的轴向阻抗; $Z_0$ 表示媒质的特性阻抗。

同样的,我们也可以获得空心导体圆柱的远场表达式

$$\widetilde{E}'_{z}(r,\alpha,s) \approx -\frac{\widetilde{V}(s)}{2} \frac{\cos(\alpha)}{\widetilde{L}'(\gamma,\alpha)} \frac{\mathrm{e}^{-r}}{r} \widetilde{P}_{\mathrm{f}}$$
(24)

$$\widetilde{H}_{\phi}'(r,\alpha,s) \approx \frac{\widetilde{V}(s)}{2Z_0} \frac{1}{\widetilde{L}'(\gamma,\alpha)} \frac{\mathrm{e}^{-r}}{r} \widetilde{P}_{\mathrm{f}}$$
(25)

其中,空心圆柱导体的结构因子

$$P_{\rm f} = I_0 \left( \gamma R_{\rm eq} \cos \alpha \right) \tag{26}$$

$$\widetilde{L}'(\gamma,\alpha) = \cos\alpha I_0 \left(\gamma R_{eq} \cos\alpha\right) K_0 \left(\gamma R_{eq} \cos\alpha\right) + \widetilde{h}'(s) \frac{1}{\gamma R_{eq} \cos\alpha}$$
(27)

$$\tilde{h}'(s) = 2\pi R_{\rm eq} \frac{\tilde{Z}'(s)}{Z_0}$$
(28)

式中: $\tilde{Z}'(s)$ 表示空心导体圆柱单位长度的轴向阻抗。

综合上述两种结构的远场表达式,可以看出,它们都是频率变量 s 和观察角度 α 的复杂函数,假设观察角 度相同,这里可以忽略其对场量的影响。基于相同辐射远场,考虑到圆柱线栅结构和空心导体圆柱之间的电磁 等效性,得到如下等效条件

$$\frac{\tilde{C}_{\rm f}}{\tilde{L}(\gamma,\alpha)} = \frac{\tilde{P}_{\rm f}}{\tilde{L}'(\gamma,\alpha)} \tag{29}$$

假设两种结构都是纯导体(即负载阻抗都为零),式(29)可以进一步写成

$$\sum_{n=1} K_0 \left( \gamma A_{1,n} \cos \alpha \right) - N I_0 \left( \gamma A \cos \alpha \right) K_0 \left( \gamma R_{eq} \cos \alpha \right) = 0$$
(30)

在准静态(频率较低)情况下,即 | γA |≪1 时,等效半径的表达式为

$$\mathbf{R}_{\mathrm{eq}} = [aA_{1,2}A_{1,3}\cdots A_{1,N}]^{1/N}$$

将前文中的弦间距表达式(18)代入式(31),可以推出式(15)与式(31)是等价的,也就是说由保角变换理论 和等效电磁场理论分别推导的等效半径是相同的。

#### 2 仿真模型的建立

为验证等效半径的正确性,首先利用表达式(15)计算在相同等效半径  $R_{eq}=1$  m 的情况下,不同线栅条数 N 和不同线栅半径 a 时的圆柱线栅笼半径 A,计算结果如表 1 和表 2 所示;然后在 CST 微波工作室中,分别依 据表 1 和表 2 建立如图 1 所示的双锥笼型天线模型,图中 y 轴与模拟器平行,x 轴与模拟器垂直且与地面平 行,z 轴与地面垂直,坐标原点位于天线中心在地面的投影处。模拟器物理参数除圆柱线栅笼半径 A 之外均采 用文献[12]中的取值:半锥角  $\theta_0=32^\circ$ ,圆柱线栅笼半径长 L=7 m,天线高 H=6 m,两端接地部分也采用笼 形结构,与大地夹角为 45°,逐渐削锥并以 Z=150 Ω 接地。大地的特性参数取值分别为; $\varepsilon_r=10, \mu_r=1, \sigma=$ 0.001 S/m。

表 1 a=0.01 m 时 N 不同取值对应的圆柱线栅笼半径 Table 1 Radius of cylindrical grid cage corresponding 表 2 N=18 时 a 不同取值对应的圆柱线栅笼半径 Table 2 Radius of cylindrical grid cage corresponding (31)

to different values of N when $a=0.01$ m		to different values of a when $N=18$			
N	A/m	a/m	A/m		
6	1.755	0.001	1.267		
12	1.213	0.002	1.216		
18	1.106	0.005	1.152		
24	1.064	0.01	1.106		

为了使测试区域场强符合高空核电磁脉冲(HEMP)要求,考虑到天线辐射对源波形发生一定程度的失真,波形参数指标都会有所下降,激励源脉冲波形参数选择如下:电压峰值 $V_p=1$  MV,上升沿 $t_r=1.2$  ns,半峰宽 $t_{hw}=30$  ns。

#### 3 线栅疏密及粗细程度对场的影响

在不改变激励源和终端负载的情况下,仅仅改变金属线栅的条数和半径,保持其他物理参数基本不变。经 过仿真计算,我们首先分别选取模拟器的近场和远场的电场波形进行对比和讨论;然后选取不同的截面观察其 电场分布及变化规律。以此来分析金属线栅的疏密和粗细程度对整个模拟器辐射电场的影响。

#### 3.1 改变线栅条数时的电场波形变化

当线栅半径固定为 0.01 m,线栅条数分别取 6,12,18,24 和空心导体圆柱时,近场监测点(3,3,3)的电 场波形如图 3(a)所示,其波形参数列于表 3。通过对比可以看出,随着线栅数量的增加,电场波形的最高峰值 逐渐减小,前沿上升时间逐渐减小,脉宽逐渐增大;远场监测点(15,3,3)的电场波形如图 3(b)所示,其波形参 数列于表 4。对比之后可以看出,远场波形的变化规律与近场波形略有不同,随着线栅数量的增加,电场波形 的最高峰值稍稍增大,除线栅条数 N=6 时的前沿上升时间稍小、脉宽稍大外,其他四种情况基本一致。

太 5 近场波形参数				衣 4 近场波形梦致				
Table 3         Waveform parameters of near field				Table 3         Waveform parameters of far field				
number of	electric field peak	risetime	half width	number of	electric field peak	risetime	half width	
wires $N$	$E_{\rm p}/({\rm kV} \cdot { m m}^{-1})$	$t_{\rm r}/{ m ns}$	$t_{\rm hw}/{ m ns}$	wires $N$	$E_{\rm p}/({\rm kV} \cdot {\rm m}^{-1})$	$t_{\rm r}/{ m ns}$	$t_{\rm hw}/{ m ns}$	
6	76.073	1.079	9.301	6	26.345	1.027	7.07	
12	70.380	0.706	15.438	12	26.482	1.056	6.857	
18	67.682	0.658	15.452	18	26.596	1.058	6.853	
24	66.794	0.649	15.464	24	26.680	1.055	6.854	
hollow conductor	66.020	0.631	15.468	hollow conductor	26.743	1.053	6.851	
cylinder				cylinder				

通过上文中的对比和分析,总体来说,除 N=6之外,其他四种波形曲线均具有相同的趋势,且线栅越密越 接近空心导体圆柱,波形越趋向一致。分析其原因可能是由于线栅稀疏时,各线栅之间的间距较大,圆柱面效 应不明显,高频分量辐射较多。因此,在设计模拟器时,选择的线栅数量不宜太少,但太多又会增加线栅笼载



Fig. 3 Influence of number of wires on waveform of electric field 图 3 线栅疏密程度对电场波形的影响

#### 3.2 改变线栅半径时的电场波形变化

当线栅条数固定为 18,根据实际工程中金属线栅的常用尺寸,半径分别取 *a*=0.001 m,0.002 m,0.005 m 和 0.010 m 时,近场监测点(3,3,3)的电场波形如图 4(a)所示,除电场峰值从 71.944 kV/m 逐渐降到 67.682 kV/m之外,其他波形参数相差不大;远场监测点(15,3,3)的电场波形如图 4(b)所示,无论是电场峰 值、上升沿还是脉宽,都基本保持一致。可以得出结论,在一定范围内取值的线栅半径对辐射电场的影响远没 有线栅条数大。考虑工程实际,为减轻线栅笼重量和安装方便,线栅半径选取 *a*=0.001 m。



Fig. 4 Influence of wire radius on waveform of electric field 图 4 线栅粗细程度对电场波形的影响

## 4 电场分布对比

结合前文分析,双锥笼型天线模拟器的物理参数选择如下:线栅条数 N=18,线栅半径 a=0.001 m。那 么,金属线栅笼和空心导体圆柱两种结构的模拟器电场分布各有什么特点呢?下面,我们从不同角度来观察其 具体情况。



首先,图5给出了t=33 ns时两种结构x=0平面的电场分布,可以看出,电磁波从双锥天线的顶点向天线

的下方辐射电磁波,同时电磁波贴着圆柱天线向两边传播;入射波到达地面后,经地面反射,出现反射波;很明显,由于笼型结构存在间隔,天线内部也有电场分布,而空心圆柱是封闭导体,内部被屏蔽,不存在电场分布,电 磁波只在其外表面传播。



Fig. 6 Electric field distribution in the y=5 m plane



其次,从 y=5 m 截面图中也可以清晰地看出,空心导体圆柱内的电场一直为零,而线栅笼内部有一定的场分布,进一步验证了图 5 的结论。



Fig. 7 Electric field distribution in the z=6 m plane 图 7 z=6 m 平面的电场分布

最后,通过对比两种结构的在 z=6 m 平面内的电场分布,如图 7 所示,我们发现:(1)在整个平面内电场分 布以 x=0 和 y=0 严格对称,且两种结构电场分布极为相似;(2)在圆柱体末端,虽然两种结构都采用削锥结 构,但连接方式和位置的不同导致电场分布略有不同;(3)在圆柱内部有无电场分布成为区别两种结构的标志。

综合前面三个截面电场分布的讨论,可以得出结论,N=18,a=0.001 m 的双锥笼型天线模拟器与空心导体圆柱结构相比除电场峰值略有增大之外,其他各项波形参数均在可控范围内,可以很好地模拟所需的电磁环境,能够等效地代替空心导体圆柱结构。而且,通过一系列的计算、建模和仿真,也验证了等效半径理论的正确性,这对模拟器设计与建造过程中减轻载荷、减小风阻和降低安装难度具有很大的帮助。

### 5 结 论

本文首先分别基于保角变换和等效电磁场理论进行了等效半径的理论推导,给出了等效半径的两种表达 式;并在此基础上运用电磁仿真软件 CST 仿真分析了金属线栅的疏密和粗细程度对测试区波形参数和电场分 布的影响。仿真结果表明,空心导体圆柱的等效替代品-圆柱线栅笼具有良好的电磁特性。所得结论对混合模 拟器的设计和建造具有一定的参考价值。

#### 参考文献

- [1] Baum C E. EMP simulators for various types of nuclear EMP environments: An interim categorization[J]. IEEE Trans Antennas and Propagation, 1978, 20(1): 35-53.
- [2] IEC61000-4-32-2002, Electromagnetic compatibility(EMC)-Part 4-32: Testing and measurement techniques—high-altitude electromagnetic pulse (HEMP) simulator compendium[S].
- [3] Giles J C, Prather W D. Worldwide high-altitude nuclear electromagnetic pulse simulators[J]. IEEE Trans Electromagnetic Compatibility,

2013, 55(3):475-483.

- [4] 谢秦川,陈明,李进玺,等. 水平极化电磁脉冲模拟器空间场的数值模拟[J]. 强激光与粒子束, 2004, 16(10):1304-1306. (Xie Qinchuan, Chen Ming, Li Jinxi, et al. Numerical simulation of space-time distribution of field of horizontally polarized electromagnetic pulse simulators. High Power Laser and Particle Beams, 2004, 16(10): 1304-1306)
- [5] 孟粉霞,夏洪富,王建国. 电磁脉冲辐射波模拟器笼形天线的理论和数值研究[J]. 微波学报,2007,23(s1):6-10. (Meng Fenxia, Xia Hongfu, Wang Jianguo. Theoretical and numerical studies on cage antenna of EMP radiating-wave simulator. Journal of Microwaves, 2007, 23(s1):6-10)
- [6] 毛从光,周辉. 辐射波 HEMP 模拟器关键参数数值分析[J]. 核电子学与探测技术,2009,29(6):1348-1352. (Mao Congguang, Zhou Hui. Key parameters analysis of hybrid HEMP simulator. Nuclear Electronics and Detection Technology, 2009, 29(6): 1348-1352)
- [7] 朱湘琴,王建国,蔡利兵,等. 辐射波电磁脉冲模拟器笼形天线辐射特性的并行计算[J]. 强激光与粒子束, 2011, 23(6):1597-1601. (Zhu Xiangqin, Wang Jianguo, Cai Libing, et al. Parallel computation for radiation characteristics of cage antenna of radiating-wave EMP simulator. High Power Laser and Particle Beams, 2011, 23(6): 1597-1601)
- [8] 王绍飞,郭俊,谢彦召,等.水平极化辐射波电磁脉冲模拟器辐射波形特征及分布规律[C]//全国辐射物理学术交流会. 2014. (Wang Shaofei, Guo Jun, Xie Yanzhao, et al. Waveform and distribution of field of horizontally polarized radiating-wave EMP simulator// National Conference on Radiation Physics. 2014)
- [9 张敏.CST 工作室用户全书[M].成都:电子科技大学出版社,2004. (Zhang Min. CST microwave studio user book. Chengdu: University of Electronic Science and Technology Press, 2004)
- [10] Baum C E. Design of a pulse radiating dipole antenna as related to high frequency and low frequency limits[J]. Sensor and Simulation Notes, Note 69, 1969.
- [11] Umashankar K R, Baum C E. Equivalent electromagnetic of a concentric wire as compared to a circular properties cage cylinder[J]. Sensor and Simulation Notes, Note 252, 1979.
- [12] Du Lihang, Gao Cheng, Chen Hailin, et al. Simulation and analysis of a small biconical antenna radiation simulator[C]// IEEE 5th International Symposium on Electromagnetic Compatibility. 2017.