Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology

Vol. 15, No. 4

文章编号: 2095-4980(2017)04-0684-06

小金属腔体内抗干扰小型栅网电场传感器研制

罗学金

(中国工程物理研究院 电子工程研究所,四川 绵阳 621999)

要: 为了确定电子系统的电磁脉冲(EMP)易损性并设计能承受电磁脉冲(EMP)威胁的电子 系统,研究电磁脉冲(EMP)特性和电磁脉冲(EMP)耦合进入元件和电子系统的能量,以及电子系统 战术性能降级所产生的影响。介绍了封闭腔体内抗强电磁干扰的小型电磁场传感器的设计过程, 对该传感器的等效电路、匹配网络和测量方法进行了详细的理论计算分析。也对研制过程和实际 应用情况进行了介绍。得到了小型腔体内的内电磁脉冲(IEMP)环境参数。为电子系统提供了抗电磁 干扰以及加固设计的参考数据。

关键词: 内电磁脉冲; 小腔体; 网栅电场传感器

中图分类号: TN823.25

文献标志码:A

doi: 10.11805/TKYDA201704.0684

Anti-interference small mesh electric field sensor in small metal cavity body

LUO Xuejin

(Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621999, China)

Abstract: In order to determine the vulnerability of electronics system to Electro Magnetic Pulse(EMP), and to design the electronic systems which can withstand the threat of EMP, the EMP characteristics and the energy for EMP coupling into components and electronic system are studied, as well as the influence caused by degraded tactical performance of electronic systems. The design process of small electromagnetic field sensor in the closed cavity for resisting strong electromagnetic interference is introduced. Detailed analysis through theoretical calculation on the equivalent circuit of the sensor, matching network and measurement method is performed. The development process and actual applications are also introduced. Internal Electro Magnetic Pulse(IEMP) environment parameters are obtained in the small cavity body. This work provides a reference for the anti-electromagnetic interference reinforcement design of electronic systems.

Keywords: Internal Electro Magnetic Pulse; a small cavity; mesh electric field sensor

γ(χ)射线穿透金属腔体时,与壳体材料相互作用的主要机制是康普顿(Compton)效应,产生近似前向的 Compton 散射电子[1]。尽管 Compton 散射电子的运动方向与入射的 γ 光子之间有一个夹角,但大量 Compton 电子 的净前向运动与γ射线的方向相同,在金属腔体内壁 1 个电子射程(MFRe)厚度内产生的 Compton 电子,将离开金 属表面,在腔体内形成与γ射线方向相同的 Compton 电流 JC。这些携带着大约一半γ光子能量的 Compton 电子, 在腔体内高速运动过程中,通过与其行进路径中的中性原子碰撞损失其能量,并使大量原子电离,空气电导率 σ 迅速增加。而能量很低的次级电子在电场的作用下,又形成电子回流,即传导电流 σE 。Compton 电流 JC 和传导 电流 σE 一起,在金属腔体内激励出场强高、频率高的瞬态电磁场,这就是腔体的 IEMP。

抗干扰小型电场传感器设计

在 IEMP 测量中,因为有z射线的辐照,不能用带跟随器的有源探头,为了提高传感器的通光率,避免入射 的 $\chi\chi$)光子直接照射和 Compton 电子直接打在传感器的表面上形成巨大的干扰^[2],所以采用对称输出的栅网型平

收稿日期: 2015-11-16; 修回日期: 2016-05-09

Aug., 2017

行板偶极天线。再用差分的方式抑制共模的强干扰信号,放大被测的差模信号,得到需要的小腔体内的 IEMP 环境场。

1.1 问题的提出

在 IEMP 电场测量中,都是采用网栅形平行板偶极天线,天线可以等效为一个电压源与天线电容的串联(见图 1)。电压源为:

$$U_{\mathbf{p}}(t) = \mathbf{E}(t) \cdot d \tag{1}$$

式中: E(t) 为电场; d 为网栅平板的间距。网栅天线的负载为直接耦合的电阻分压器,为了与电缆匹配, $R_2=Z_0$,如图 2,天线接上负

载后,应考虑负载的分布电容 C_i ,等效电路如图 3,变换为如图 4 所示。

 $U_{\rm s}(t)$ 为负载上的电压降(包括系统传输系数 在内,一起折算到天线负载上)。

根据图 4 等效电路,可列方程:

$$\frac{C_{\rm p}}{C_{\rm p} + C_{\rm i}} U_{\rm p}(t) = \frac{1}{C_{\rm p} + C_{\rm i}} \int_0^t i(t) dt + (2R_1 + R_2)i(t) \quad (2)$$

化简,得:

$$U_{\mathbf{p}}(t) = K \left[U_{\mathbf{s}}(t) + \frac{1}{\tau} \int U_{\mathbf{s}}(t) dt \right]$$
 (3)

式中: $U_s(t) = i(t) \cdot R_2$; $\tau = (C_P + C_i)R_L$; $R_L = 2R_1 + R_2$

$$K = \frac{C_{\rm P} + C_{\rm i}}{C_{\rm P}} \cdot \frac{2R_1 + R_2}{R_2} = K_{\rm C} \cdot K_{\rm R} \tag{4}$$

K 是电容分压与电阻分压两级分压器衰减系数的积。

从式(3)和式(1)可知,测得 $U_s(t)$ 后,可求出 $U_p(t)$ 和E(t)。

但是发现,用式(3)来处理电场测量结果时,电场的波形往往不归零,也有的反极性信号很大,这从物理上不好解释。χσ消失后一段时间,原先的场也应该消失。测量时电场的波形不归零主要是由于辐射环境中的天线等效电路引起^[3]。

1.2 辐射环境中的天线等效电路

空气在未受到电离辐射前,有很高的击穿电压,这时可认为空气电导率 $\sigma=0$ 。当空气受到强 γ 照射时, σ 将随 γ 脉冲而变化 $^{[4]}$,天线的等效电路将包括天线电阻与天线电容的并联(见图 5)。

根据麦氏方程, 电流密度 J 为:

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} + \varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \tag{5}$$

式中: σ 为空气介质电导率; ε 为空气介电常数。如果电场E随时间呈正弦变化,则:

$$\mathbf{J} = (\sigma + \mathrm{i}\omega \varepsilon)\mathbf{E} \tag{6}$$

通过两极板的总电流为:

 $I = \mathbf{J} \cdot \mathbf{s} = (\sigma + \mathbf{j}\omega \varepsilon)\mathbf{E} \cdot \mathbf{s} \tag{7}$

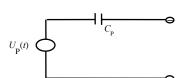


Fig.1 Connecting the voltage source capacitance with the antenna

图 1 电压源与天线电容的串联

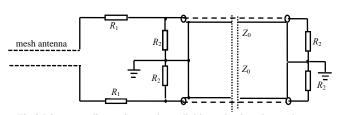


Fig.2 Direct coupling resistor voltage divider as load on the mesh antenna 图 2 网栅天线的负载为直接耦合的电阻分压器

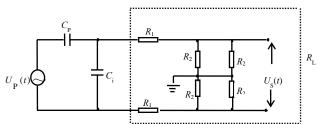


Fig.3 Equivalent circuit after antenna connected to the load 图 3 天线接上负载后的等效电路

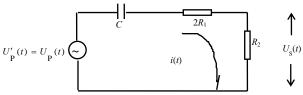


Fig.4 Simplified equivalent circuit after the antenna connected to the load 图 4 天线接上负载后的简化等效电路

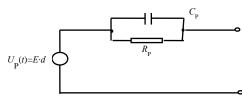


Fig.5 Equivalent circuit of antenna 图 5 天线的等效电路

天线等效阻抗为:

$$Z = \frac{U}{I} = \frac{\mathbf{E} \cdot d}{(\sigma + j\omega\varepsilon)\mathbf{E} \cdot s} = \frac{1}{\frac{\sigma s}{d} + j\omega\frac{\varepsilon s}{d}} = \frac{1}{\frac{1}{R_{p}} + j\omega C_{p}}$$
(8)

其中天线阻抗为:

$$R_{\rm p} = \frac{d}{\sigma s} = \frac{\varepsilon}{\sigma C_{\rm p}} \tag{9}$$

天线电容为:

$$C_{p} = \frac{\varepsilon s}{d} \tag{10}$$

有负载的天线等效电路见图 6。

1.3 天线电容与天线电阻

根据美国人 N Vittitoe 的测量结果, 辐照时空气的介电常数 ε 值基本不变, 所以天线电容 C_n 值基本上是个常数。

由式(9)中,天线阻抗为 R_p α_1/σ ,而电导率 σ 与 γ 脉冲密切相关,空气电导率由 2 部分组成,早期起主要作用的是电子电导率,后

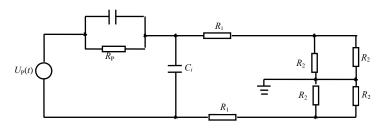


Fig.6 Antenna equivalent circuit with loads 图 6 有负载的天线等效电路

期起主要作用的是离子电导率,在这里,只考虑电子电导率:

$$\sigma(t) \sim \sigma(t) = emeN_{e}(t) \tag{11}$$

式中: e为电子电量; $N_{e}(t)$ 为电子数密度。

自由电子在电场 E 的作用下,以平均速度 ν 通过空气漂移,其比值 ν/E 称为电子迁移率 μ_e 。由于电子的焦耳热, μ_e 并非常数,在 3×10^3 V/m $\leq E \leq 3\times10^5$ V/m 场强范围内, μ_e 的表达式:

$$\mu_{\rm e} = 0.25\sqrt{E^*/E} \tag{12}$$

式中 $E^* = 3 \times 10^4 \text{ V/m}$ o

如果/剂量率是一个指数函数,

$$\dot{D} = Ae \tag{13}$$

式中A是常数。则电子数密度 N_e 与 γ 剂量率关系如下:

$$N_{\rm e} = 2 \times 10^{15} \frac{\dot{D}}{a + \alpha} \tag{14}$$

式中: a 为电子吸附率, $a = 1 \times 10^8 \,\text{s}^{-1}$; $\alpha = 2 \times 10^8 \,\text{s}^{-1}$ 。空气电导率为:

$$\sigma_{\rm e} = 0.8 \times 10^{-4} \frac{\dot{D}}{a + \alpha} \sqrt{\boldsymbol{E}^* / \boldsymbol{E}} \tag{15}$$

在 IEMP 实验中,瞬时咖玛计量率 $\dot{D}_{max}=1\times10^8$ (Gy)/s (S_i)[即是 1×10^{10} rad/s],辐照腔体内, $\textbf{\textit{E}}_{Z}$ 或 $\textbf{\textit{E}}_{r}$ 大约为 3.3×10^3 V/m,则 $\sigma_{e}=0.8\times10^{-4}\dot{D}$,峰值电导率为 $\sigma_{max}=8\times10^{-3}$ S / m。

$$\begin{cases}
R_{p} = d/(8 \times 10^{-13} \dot{D}) \cdot s \\
R_{p_{min}} = d/(8 \times 10^{-13} \times 1 \times 10^{10}) \cdot s = 0.01/(8 \times 10^{-3} \times 25 \times 10^{-4}) = 500 \,\Omega
\end{cases}$$
(16)

2 网栅电场传感器的研制

2.1 设计原理

电场传感器实际上是栅网型平行板偶极天线。它本身是一个平衡机构,有一定的抗辐射干扰能力。为了减少天线极板的电子发射和电子收集,把 0.05 mm 厚的铝箔做成了栅网状,增加了"透明度"。栅网天线的电容和无

网孔天线的电容是一样的,也就是说天线接收灵敏度不变。在这种情况下,正负极板处于等电位状态,于是,场不因导电栅(Conducting grids)板本身存在而改变。

平行板电容器两极板采用了低原子序数的铝质材料, 网栅板代替实心板, 这样就尽可能地减少极板材料上次级电子的发射和收集。内电磁脉冲传感器可看成一对偶极子天线, 它是对称的, 在瞬时 /或 X 射线辐照时,每一个栅板上有相同的次级效应,输出的共模信号几乎是相同的。差分放大电路可以抵消共模信号,检出并放大差模信号。信号输出采用电阻分压器直接耦合网络,便于与同轴电缆阻抗匹配,传感器等效电路如图 7 所示。

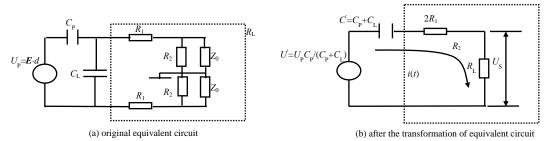


Fig.7 Equivalent circuits of electric field sensor 图 7 电场传感器的等效电路

2.2 栅网电场传感器研制、传输标定

根据电场传感器的等效电路,可以列方程:

$$\left(\frac{C_{\mathrm{p}}}{C_{\mathrm{p}} + C_{\mathrm{L}}}\right) \cdot U_{\mathrm{p}}\left(t\right) = \frac{1}{C_{\mathrm{p}} + C_{\mathrm{L}}} \int_{0}^{t} i(t') \mathrm{d}t' + \left(2R_{1} + R_{2}\right) i\left(t\right) \tag{17}$$

式中: C_p 为栅网天线电容; C_L 为直接耦合的分布电容,也就是天线的负载电容; R_1 和 R_2 为网络分压电阻;i(t)为传感器输出电流。

经简化,可以得出栅网天线感应电压 $U_{\mathfrak{p}}(t)$ 与网络输出电压 $U_{\mathfrak{s}}(t)$ 之间的关系:

$$U_{p}(t) = A_{V} \left[U_{s}(t) + \frac{1}{\tau} \int_{0}^{t} U_{s}(t') dt' \right]$$
(18)

式中: $U_s(t) = i(t)R_2$, 是传感器输出电压; $\tau = (C_p + C_L) \times R_L$ 是传感器的时间常数:

$$A_{\rm v} = \frac{C_{\rm p} + C_{\rm L}}{C_{\rm I}} \cdot \frac{2R_{\rm I} + R_{\rm 2}}{R_{\rm 2}} \tag{19}$$

 $A_{\rm v}$ 是传感器本身的衰减系数,它是电容分压和电阻分压两级分压比的积。表 1 是试验用传感器参数,图 8 是小型电场传感器在小腔体内的安装与小腔体在 $p(\chi)$ 射线照射下的试验状态照片。图 9 是电场传感器在 TEM 室中的灵敏度标定校准示意图。

表 1 部分试验用的电场传感器参数

Table1 Part of electric field sensor parameters for the test

Table 1 fait of electric field sensor parameters for the test											
model	measured parameters	plate area/cm²	plate spacing/cm	antenna capacitance/pF	network re	esistors/ Ω R_2	partial pressure coefficient/A _V	time constant τ/ns			
DCC-1	$E_{\rm Z}$	180.0	1	16.0	452	51	26.8	21.4			
DCC-2	E r	90.0	1	8.0	450	51	33.4	14.0			
DCC-3	$\boldsymbol{E}_{\mathrm{Z}}$ or $\boldsymbol{E}_{\mathrm{T}}$	60.0	1	5.3	451	51	41.2	11.3			
DCC-4	$\boldsymbol{E}_{\mathrm{Z}}$ or \boldsymbol{E} r	28.3	1	2.9	450	51	66.6	9.2			





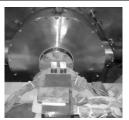


Fig.8 Small electric field sensor,a small cavity installation diagram and state diagram in χ(χ) rays environment test 图 8 小型电场传感器和小腔体安装图以及在χ(χ)射线环境下的试验状态图

3 小型传感器应用研究

组件盒模拟小腔体是尺寸为 20 cm×7.5 cm×12 cm 的矩形立方体金属铝封闭壳体。组件盒模拟小腔体内 IEMP 环境场的测量,采用通光能力强的新小型平板网栅与差分放大器组成抗干扰的双对称差动测量传输系统^[5],图 10 所示是在 $\chi(\chi)$ 射线环境下进行小腔体内栅网测量 IEMP 电场参数的示意图。

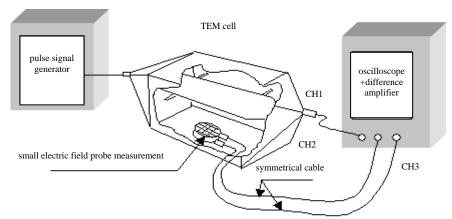


Fig.9 Small mesh type electric field sensor calibration 图 9 小型网栅型电场传感器校准示意图

采用 DCC-4 新型高灵敏度、小体积对称型网栅电场传感器,在 $\chi(\chi)$ 射线环境下进行了 γ 射线照射小型金属组件盒的腔体内 IEMP 电场测量。新研制的小型化、高灵敏度 IEMP 测量系统主要由网栅探头和差分放大器组成。该测量系统在 $\chi(\chi)$ 射线辐射环境下开展了试验,采用 20 号差分放大器取到了真实的差分信号波形。利用 IEMP 测量系统测出金属腔体内 IEMP 场与理论计算的最大误差小于 20%。表 2 是 IEMP 试验数据。通过 $\chi(\chi)$ 环境下瞬时 $\chi(\chi)$ 年级,证明了新研制的 IEMP 电场测量系统,能够完成小腔体、弱电场的测量。当然,测量的最小 IEMP 电场也只有 205 V/m,但利用该测量系统,基本上满足了较小腔体内 IEMP 场分布规律测量。

表 2 IEMP 实验 Ez 测量结果数据 Table2 Ez measurement data of IEMP experiment

				-	
serial-number	γ pulse rising frontier/ns	before the end //pulse half width/(Gy·ns ⁻¹)	$\gamma(Gy)/s(S_i)$	Ez field strength/(V·m ⁻¹) in the body cavity IEMP	distance between experimental cavity and target surface/cm
1(NO:2)	58	110/127	8.7×10^{8}	475	post target surface
2(NO:3)	64	6.19/98	6.3×10^{7}	235	22
3(NO:4)	59	10/108	9.3×10^{7}	270	26
4(NO:5)	56	8.7/102	8.3×10^{7}	241	26
5(NO:7)	65	13 2/111	1.2×10^{8}	205	22

4 结论

通过多年研究,确定了小腔体内 IEMP 测量技术路线。根据小型,传 感器通光性能好,对密封小腔体内场 扰动小的原则,研制出的网栅电场传 感器,安装于小腔体盒内,在强火(x)

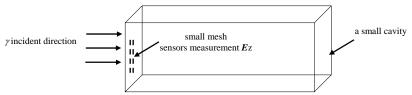


Fig.10 IEMP simulation test device of small cavity body 图 10 组件盒模拟小腔体 IEMP 试验装置

射线环境的试验条件下得到了小型腔体内清晰、干净的电磁脉冲电场波形。对小腔体而言,是国内首次进行这种复杂环境下抗强电磁干扰电场的测量研究,并取得明显突破。为今后小型封闭腔体的数值模拟计算边界条件的界定提供了实验依据。同时为电子系统提供了抗电磁干扰以及加固设计的参考数据。

致谢: 传感器研制工作得到了中国工程物理研究院电子工程研究所张茜梅、郑英彬 2 位同仁的大力帮助,特表示衷心的感谢。

参考文献:

[1] LONGMIRE C L, GIBERT J L. The Electric and Magnetic fields coupling theory DNA 5687F[Z]. Theory of EMP coupling in

the source region, 1980.

- [2] 白同云,赵姚同. 电磁干扰与兼容[M]. 长沙:国防科技大学出版社, 1991. (BAI Tongyun,ZHAO Yaotong. Electromagnetic Interference and Compatibility[M]. Changsha,China:National University of Defence Technology Press, 1991.)
- [3] VITTITOE N. Models for electromagnetic pulse production from underground nuclear explosions, part IV:models for two nevada soils[R]. SC-RR-72 0173, 1972.
- [4] 凯瑟著 B E. 电磁兼容原理[M]. 肖华庭,译. 北京:电子工业出版社, 1985. (CASEY B E. Electromagnetic Compatibility Principle[M]. Translated by Xiao Huating. Beijing:Publishing House of Electronics Industry, 1985.)
- [5] BAUM C E. EMP simulation and its impact on EMP testing[Z]. The Third Symp. and Tech. Exhibition on EMC, Rotterdam,

作者简介:



罗学金(1956-), 男, 重庆市人, 高级工程师, 主要研究方向为 NEMP/IEMP/SGEMP 模拟试验方法、测试技术、信号传输与脉冲功率技术.email:lxjin530@sina.com.

海洋环境下信息感知与融合技术交流大会征文通知

为了深入交流海上目标信息获取与处理技术领域的研究成果,推进海上信息处理技术不断的创新发展,海军航空工程学院与中国雷达行业协会拟于 2017 年 10 月 19 日至 20 日,在山东省烟台市举办"2017 年海洋环境下信息感知与融合技术交流大会"。届时将邀请国内著名院士、专家就相关领域的最新研究成果做大会报告,热忱欢迎国内相关领域研究人员积极投稿并到会交流指导。会议期间,将同期举行优秀论文交流、中国电子学会青年人才托举学术沙龙、雷达与信号处理系统专委会专家报告、军民融合交流会等分论坛活动。

主办单位: 海军航空工程学院 中国雷达行业协会

协办单位:中国电子学会青年科学家俱乐部雷达与信号处理系统专委会

海洋科学与技术国家实验室 中科院海洋所 国家海洋局第一研究所

上海威固信息技术有限公司 上海宏皓海洋电子科技有限公司 长春维鸿东光电子器材有限公司

媒体支持:《海军航空工程学院学报》、《现代雷达》、《中国雷达》、《雷达学报》、《太赫兹科学与电子信息学报》

承办单位:海军航空工程学院 中国电子学会青年科学家俱乐部雷达与信号处理系统专委会

征稿范围 (但不限于): 1.海洋信息网络体系技术; 2.海洋环境观测与特性认知; 3.海洋目标观测与特性认知; 4.雷达/光电等海上目标探测与识别; 5.水下环境感知与目标探测识别; 6.航空航天海上遥感; 7.海空多平台海量数据处理与信息融合; 8.海洋信息获取系统新体制与新平台; 9.海洋智能信息处理与大数据; 10.海洋与目标探测试验、评估; 11.海洋环境下装备抗干扰技术; 12.海洋信息技术军民融合

征文要求:论文观点明确,论据充分,引证准确,文字简练,图表清晰,语言通顺,尚未公开发表。论文中涉及保密问题,由作者自行脱密处理,并由各单位保密部门出据证明,扫描后发送至投稿邮箱。稿件截止日期为2017年8月30日,论文请发送至:cxlcxl1209@126.com(请注"交流论文"),无论采纳与否,概不退稿。优秀论文将推荐至《海军航空工程学院学报》等专业领域杂志刊登。

会务事项: 1.报名方式: 参会人员通过会议网站 www.innovation-union.com、微信、等方式报名,也可扫码在线报名。

2.会议费用: 2600元/人, 食宿统一安排, 费用自理。

3.保密事项:本次研讨会属非密会议,请参会代表严格执行国家保密安全规定。

4.参会人员报到事项、交流具体地址等另行通知。

联系方式: 海军航空工程学院 陈小龙 0535-6635689, 15653501569 邮箱: <u>cxlcx11209@126.com</u> 《海军航空工程学院学报》编辑部 孙校书 0535-6635480, 13053504066 中国雷达行业协会军民结合部 闫瑞华 010-68652457, 13801174492 邮箱: 13801174492@sina.com

> 海军航空工程学院 二O一七年五月八日

中国雷达行业协会 二〇一七年五月八日

中国电子科技集团海洋信息研究院