

1986年电磁兼容学术年会 论文集

1986 SYMPOSIUM
ON
ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY



中国电工技术学会电磁兼容专业委员会

IEEE 北京分部

一九八六年七月

前 言

在一些从事电磁兼容研究工作的专家、科技工作者的共同倡议下,经中国电工技术学会常务理事会议批准,于1984年10月在北京成立了中国电工技术学会电磁兼容专业委员会。在成立大会上决定于1986年举办首届电磁兼容学术年会,检阅我国在电磁兼容方面的研究成果,开展学术交流,磋商我国电磁兼容发展方向与途径。美国IEEE北京分部于1985年7月在北京成立后,经学会与分部商定,本届年会将由电磁兼容专业委员会与IEEE北京分部共同主办。

经过一年的征文,筹备工作,共征得论文38篇,这些论文经有关专家初审后,于1986年1月由电磁兼容专业委员会邀请有关教授、专家审定。论文题材广泛,包括有测量技术和测试设备;干扰抑制;屏蔽;干扰分析;城市干扰分析;电磁脉冲;电磁辐射危害等。其中有些文章具有较高理论水平或应用价值。体现了我国电磁兼容研究正向着深度和广度发展。

应广大电磁兼容工作者的要求,我们决定出版“1986年电磁兼容学术年会论文集”,以利于会议期间更好地开展学术交流,并通过年会论文集与不能参加会议的电磁兼容工作者进行交流,与国际同行进行交流。我们今后将不断地举办电磁兼容学术年会,继续出版年会论文集,为了做好这项工作,记载我国电磁兼容发展历程,希望能得到电磁兼容工作者及各方面专家的支持与帮助。

本论文集的编印出版工作得到中国电工技术学会秘书处和上海电器科学研究所的支持,在此特向他们致谢,并向论文作者和协助审稿的教授、专家致谢。

由于编印时间仓促,错误在所难免,敬请读者指正。

中国电工技术学会电磁兼容专业委员会
IEEE北京分部

1986年5月

目 录

测量技术及测试设备

一种产生随机脉冲信号的方法	周克生 张林昌(1)
微带三端口网络	毕镐钊(5)
电磁干扰场强测试系统—频谱仪法	冯桂山(11)
移动通信场强智能化测试仪的研制	宫晓光 卢 淦(26)
输电线无线电干扰测量方法的研究	陈春生(34)
纵向开槽漏泄同轴电缆的电磁场	郑 戢 周学松(40)
电磁兼容与电磁干扰测试室和测试设备综述	齐仕群(43)
用载流环路导板模拟匀磁场的装置及其优化设计	李家樾 孙百生(52)
双锥天线的研制总结	蒋全兴 吕仁清(64)
国外宽带各向同性探测天线现状	都世民(71)

理论分析及计算

具有均匀频谱的脉冲的参数计算	冯凯棣(79)
微机在计算通信线受强电干扰中的应用	杜丽冰(88)
电缆或金属管线的泄漏电流	宫社新(96)
无线电干扰各种测量值之间的转换	沙 斐(100)
电磁发射和敏感性测量的误差分析及测试数据处理的探讨	曲长云(109)
宽带干扰和窄带干扰	郑荣林(127)
用变分法计算电磁系统参数	白同云(134)
飞机的电磁兼容问题探讨	文 江(※)
微电脑控制柴油发电机组的电磁兼容性设计	陆小平(148)

环境干扰

VHF-UHF 频段北京城市综合无线电噪

声的初步分析	王凤兰 张林昌 蒋守宁(153)
上海地区 450 兆赫 频段环境电磁干扰分布及其影响	杨建武(170)

干扰抑制

电源线干扰的有效抑制	金国兴(177)
可控硅调光器产生的无线电干扰及其抑制	费光裕 张永康 倪爱仁 楼丁夫(186)
16 通道数据采集系统中抑制干扰的几种方法	王学栋(194)

屏蔽

电屏的脉冲屏蔽系数	吕英华(198)
双绞制对称电缆的实际屏蔽系数	罗澜波(204)
屏蔽用波导管	吴 毅(212)

电线电缆电磁兼容问题综述——电站用屏蔽控制电缆高频屏蔽性能的测试

研究.....钱 科 郑 戡(218)
核子仪表同轴和三同轴系统屏蔽性能的研究张连文(230)

干扰分析

“导线—大地”回路交越时磁耦合系数的研究韩 放(237)
在测量某些医用电气设备的漏电流中遇到的电磁干扰问题吴达明(244)
超高压输变电系统的静电感应与无线电干扰黎季勋(248)
有线载波通信系统遭受无线电干扰和抑制措施的宏观分析谢 锋(254)

电磁脉冲

有关 NEMP 及其工程防护的几个问题.....周壁华(257)

辐射危害及防止

微波辐射环境污染的卫生学评价徐培基(263)
控制射频加热设备的电磁散发鲍协文(268)
环境电磁辐射场强调查方法.....

.....赵玉峰 于燕华 张金山 李凤英 肖桂荣 王立昌等(276)

标 准

电磁干扰(FMI)规程的现状——对 FCC 和规程的反应赵秀芬(282)

编辑者 中国电工技术学会电磁兼容专业委员会

地址：上海市武宁路 505 号

印刷者 昆山县新光印刷厂

出版者 上海电器科学研究所

内部资料

酌收工本费 14.50 元

一种产生随机脉冲信号的方法

北方交通大学 周克生 张林昌

某些种类的噪声可用随机脉冲进行模拟,模拟这些噪声是一件有意义的工作。本文提出一种用微机及单板机产生随机脉冲信号的方法,所产生的随机脉冲信号的幅度和间隔可以服从所需要的统计规律,并介绍了作者用该方法制做的随机脉冲信号源的情况。

一、前 言

许多人为噪声源产生噪声的物理机制,可归结为:被一个气体间隙分开的二个电位不同表面之间的放电。如火花塞打火、电机产生的噪声等。若放电过程是在某种控制信号作用下重复进行,产生的噪声可用图 1 所示的脉冲信号表示。脉冲间隔 T 和幅度 A 都在一定范围内变化。如汽车点火噪声脉冲幅度是随机变量而脉冲间隔近似具有周期性,更一般的情况,可能出现脉冲幅度都是随机变量的脉冲噪声。在实验室里模拟这种随机脉冲噪声有多种用途,例如可用于研究通信设备受其干扰时的工作情况。为此,我们提出一种用微机及单板机产生服从所需统计规律的随机幅度,随机间隔脉冲信号的方法。用服从一定统计规律的随机脉冲可以检验服从同一规律而参数不同及不同统计规律随机脉冲的模拟效果。检验某些参数变化时对设备受干扰情况的影响,以便确定一种干扰源用何种随机脉冲表示更合适。这是任意无规律随机脉冲所不及的。

作者制做的随机脉冲信号源主要指标为:

一个随机脉冲序列由 510 个脉冲构成

脉冲宽度 $1.5\mu s$

最小脉冲间隔 $100\mu s$,最大脉冲间隔 $8.4s$ 。

16 K EPROM 中存有参数 $\lambda = 1, 10, 100, 1000$

四种表示脉冲间隔服从泊松分布的数据,及四种表示脉冲幅度的数据。

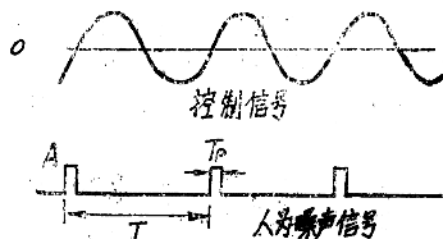


图 1

二、用微机 and 单板机产生服从所需统计规律的随机脉冲信号

图 2 是用微机 and 单板机产生随机脉冲的系统框图。产生随机脉冲信号的原理如下:

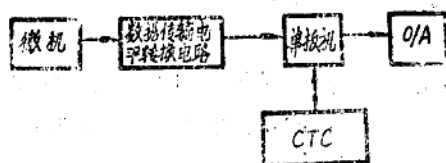


图 2 随机脉冲信号源框图

将通道控制字、时间常数及中断向量写入 CTC 后,CTC 按规定的时间向 CPU 申请中断,CPU 响应中断后,在中断服务子程序中,输出一个表示脉冲幅度的数据,接着输出一个“0”,经 D/A 转换器,即输出一个脉冲,然后向 CTC 写入新的时间常数和通道控制字,使之按新规定的时间申请中断,这样不断进行下去,即可产生一脉冲串,只要

只要

表示脉冲幅度的数据及 CTC 申请中断的时间服从所需统计规律,产生的即是幅度和间隔服从所需统计规律的随机脉冲。

产生一种随机脉冲信号需要大量表示脉冲幅度及控制 CTC 按脉冲间隔申请中断的数据。这些数据首先按一定的数学方法在微机上计算得到,通过数据传输电平转换电路(TP801I)将所计算出的数据从微机内存中转账到单板机内存中,用磁带记录这些数据可供重复使用。

计算表示脉冲幅度或间隔服从所需统计规律的数据可采用下述方法。用 $P(x)$ 表示脉冲幅度或间隔(二者均为随机变量)的概率密度函数, $F(x)$ 是相应的分布函数。 Y 是一个随机变量,在 $0 \sim 1$ 之间服从均匀分布,方程

$$Y = F(x) \quad (1)$$

的解 X 是一个概率密度为 $P(x)$ 的随机变量,例如要产生幅度服从正态分布的随机脉冲,均值为 μ 方差为 σ^2 。给定一系列 Y 值($0 < Y < 1$)解方程 (2)

$$Y = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp(- (z-\mu)^2 / 2\sigma^2) dz \quad (2)$$

得一系列 x 值,只要 Y 值服从均匀分布,则解得的 x 值服从均值为 μ 方差为 σ^2 的正态分布。只考虑正脉冲的情况,把概率密度函数在 $(\mu - 2\sigma)$, $(\mu + 2\sigma)$ 处截断,并归一化到

$$\int_{\mu-2\sigma}^{\mu+2\sigma} C_p(x) dx = 1$$

式(2)修正为

$$Y = \frac{F(x) - F(\mu - 2\sigma)}{F(\mu + 2\sigma) - F(\mu - 2\sigma)}$$

根据上述原理,作者制做了一个能产生所需统计规律的随机脉冲信号源,随机数据在 TRS-80 上计算得到。单板机采用 TP801。TP801 向外设输出二个数据需要二十几个时钟,输出脉冲的最小宽度等于 $5\mu s$ 。采用图 3 所示的“双锁存延时触发电路”可使脉冲宽度减小到 $1.5\mu s$ 。双锁存延时触发电路原理如下:TP801 向 P_{S8} 口输出一个表示脉冲幅度值的数据时,选

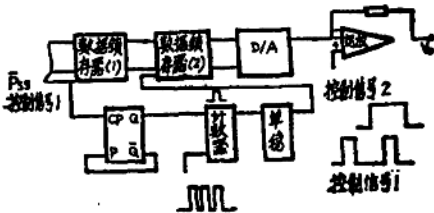


图 3 双锁存延时触发电路

通信号 P_{S8} 把锁存器 1 打开并锁存这一数据,同时触发 D 触发器,计数器开始对时钟计数,计 8 个脉冲($4\mu s$)后输出一个脉冲触发单稳,单稳输出一个宽度 $3\mu s$ 的脉冲,该脉冲打开锁存器 2,锁存器 2 在脉冲持续期间为“透明”状态。锁存器 1 中的数据通过锁存器 2 输出给 D/A 转换器, $1\mu s$ 后 P_{S8} 口接收到数据“0”,此时锁存器 2 仍为透明状态,数据“0”直接输出到 D/A 转换器。采用双锁存延时触发电路进一步减小脉冲宽度受到 D/A 转换器的速度及运算放大器带宽等因素的限制。

随机脉冲信号源的误差分为两种,一是脉冲幅度误差,二是脉冲间隔误差。脉冲幅度误差由 D/A 转换器的分辨率决定,采用 8 位 D/A 转换器、基准满量程电压 $5V$,幅度误差为

$$\pm 5 + (256 - 1) = \pm 0.0196 V$$

脉冲间隔误差由 CTC 定时误差决定。根据 CTC 定时公式

$$T = t_0 \cdot P \cdot T_0$$

TP801 单板机 $t_c = 0.5008 \mu s$, P 是定标系数为 16 或 256, T 是时间常数是一个在 1—256 之间的任意整数。定标系数 16 时误差为 $\pm 4 \mu s$, 定标系数是 256 时误差为 $\pm 123 \mu s$ 。考虑到执行程序所需的时间后, 作者制做的随机脉冲信号源脉冲间隔在 $100 \mu s$ — $524.8 ms$ 之间时。定标系数是 16, 误差 $\pm 4 \mu s$, 当脉冲间隔在 $524.8 ms$ — $8.4 s$ 之间时, 定标系数为 256, 脉冲间隔误差为 $\pm 128 \mu s$

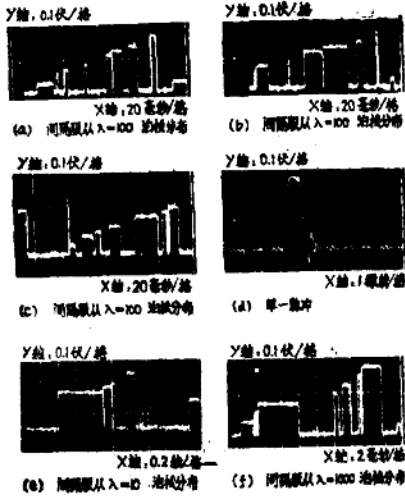


图 4

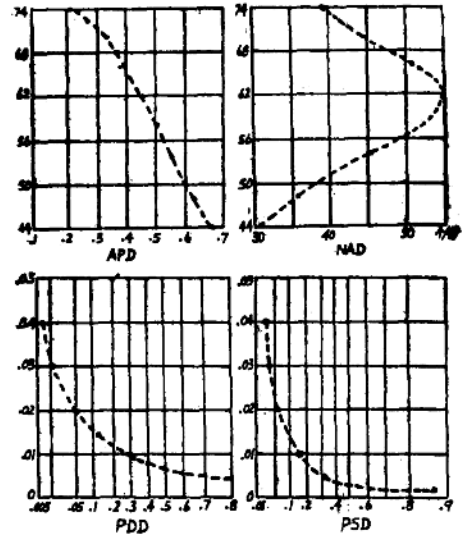


图 5 随机脉冲频谱特性

表 1

$L_0 = 44 \text{ dB}$	$APD(0) = 0.56 \text{ E} + 00$	$NAD(0) = 0.31 \text{ E} + 02$
$L_1 = 48 \text{ dB}$	$APD(1) = 0.61 \text{ E} + 00$	$NAD(1) = 0.36 \text{ E} + 02$
$L_2 = 54 \text{ dB}$	$APD(2) = 0.56 \text{ E} + 00$	$NAD(2) = 0.46 \text{ E} + 02$
$L_3 = 58 \text{ dB}$	$APD(3) = 0.51 \text{ E} + 00$	$NAD(3) = 0.54 \text{ E} + 02$
$L_4 = 62 \text{ dB}$	$APD(4) = 0.45 \text{ E} + 00$	$NAD(4) = 0.56 \text{ E} + 02$
$L_5 = 64 \text{ dB}$	$APD(5) = 0.42 \text{ E} + 00$	$NAD(5) = 0.52 \text{ E} + 02$
$L_6 = 66 \text{ dB}$	$APD(6) = 0.39 \text{ E} + 00$	$NAD(6) = 0.52 \text{ E} + 02$
$L_7 = 68 \text{ dB}$	$APD(7) = 0.36 \text{ E} + 00$	$NAD(7) = 0.49 \text{ E} + 02$
$L_8 = 70 \text{ dB}$	$APD(8) = 0.32 \text{ E} + 00$	$NAD(8) = 0.45 \text{ E} + 02$
$L_9 = 72 \text{ dB}$	$APD(9) = 0.28 \text{ E} + 00$	$NAD(9) = 0.44 \text{ E} + 02$
$L_{10} = 74 \text{ dB}$	$APD(10) = 0.21 \text{ E} + 00$	$NAD(10) = 0.40 \text{ E} + 02$
$0.000 \text{ E} + 00 \dots \dots \dots \text{INFINITY}$		$PDD(31) = 0.100 \text{ E} + 01$
$0.500 \text{ E} - 02 \dots \dots \dots \text{INFINITY}$		$PDD(32) = 0.785 \text{ E} + 00$
$0.100 \text{ E} - 01 \dots \dots \dots \text{INFINITY}$		$PDD(32) = 0.337 \text{ E} + 00$
$0.150 \text{ E} - 01 \dots \dots \dots \text{INFINITY}$		$PDD(34) = 0.121 \text{ E} + 00$
$0.200 \text{ E} - 01 \dots \dots \dots \text{INFINITY}$		$PDD(35) = 0.804 \text{ E} - 01$
$0.300 \text{ E} - 01 \dots \dots \dots \text{INFINITY}$		$PDD(36) = 0.187 \text{ D} - 01$
$0.400 \text{ E} - 01 \dots \dots \dots \text{INFINITY}$		$PDD(37) = 0.935 \text{ E} - 02$
$0.000 \text{ E} + 00 \dots \dots \dots \text{INFINITY}$		$PSD(31) = 0.100 \text{ E} + 01$
$0.250 \text{ E} - 02 \dots \dots \dots \text{INFINITY}$		$PSD(32) = 0.873 \text{ E} + 00$
$0.500 \text{ E} - 02 \dots \dots \dots \text{INFINITY}$		$PSD(33) = 0.312 \text{ E} + 00$
$0.100 \text{ E} - 01 \dots \dots \dots \text{INFINITY}$		$PSD(34) = 0.187 \text{ E} + 00$
$0.200 \text{ E} - 01 \dots \dots \dots \text{INFINITY}$		$PSD(35) = 0.561 \text{ E} - 01$
$0.300 \text{ E} - 01 \dots \dots \dots \text{INFINITY}$		$PSD(36) = 0.374 \text{ E} - 01$
$0.400 \text{ E} - 01 \dots \dots \dots \text{INFINITY}$		$PSD(37) = 0.281 \text{ E} - 01$

图4是随机脉冲信号源产生的几种随机脉冲信号照片,由于脉冲宽度仅有1.5微秒,而脉冲宽度可达几百毫秒,实际波形难以在照片上反映。图4中的波形与实际产生的波形有二点区别。1. 脉冲幅度有规律变化,每隔一个为“0”,不等于“0”的逐步递增。2. 产生的不是如图4(d)所示的窄脉冲,而是在下一个脉冲到达之前幅度保持不变。实际使用时对应每个脉冲边沿处产生如图4(d)所示窄脉冲,脉冲幅度随机变化,图4反映了随机脉冲信号源产生的随机脉冲间隔变化情况,实测结果表明产生的随机脉冲时间与设置的时间相符,由图⁴也反映出随机脉冲源产生的脉冲幅度变化情况。

作者用北方交大电磁兼容研究室研制的电磁干扰统计参量软件测量系统(有关内容不属本文范畴,在此不作介绍)测量了随机脉冲的统计特性。图5及表1是间隔服从 $\lambda=100$ 泊松分布,幅度服从均匀分布随机脉冲统计特性测量结果。测量频率0.14MHz、PDD、PSD测量电平是58dB。

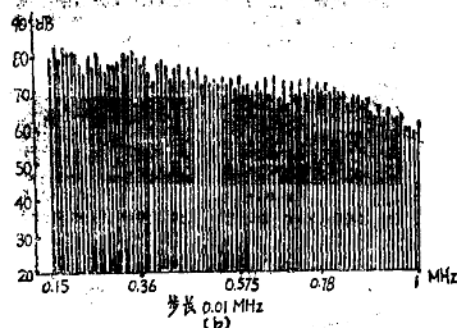
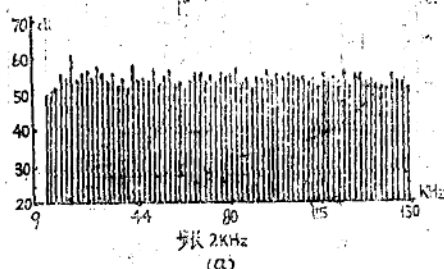


图6 间隔服从 $\lambda=100$ 泊松分布,幅度服从均匀分布随机脉冲频谱特性

图6是同一种随机脉冲的频谱特性测量结果,测量仪器系采用ESH3干扰、场强测试仪及ZSKT记录仪。

三、结 论

制作的随机脉冲信号源可以产生所需统计规律随机脉冲。本文提出的产生随机脉冲信号的方法是可行的。受D/A转换器件及运放性能等因素的影响,随机脉冲信号源产生的脉冲还不够窄,频谱宽度也不够宽,如何解决这一问题作者是进一步研究的问题。

参 考 资 料

- [1] H, Hartin "A generalised model of man made electrical noise" IEEE 1978 Symposium on EMC;
- [2] N, Hyten-Cavallius "Radio noise meter response to random Pulses by Computer Simulation" IEEE Vol P.A.S-93 No. 3;
- [3] CISPR 第8号出版物《CISPR 报告和研究课题》(1969)的第三/第四次补充,机械工业部上海电器科学研究所编译;
- [4] 同克生 "软件在电磁干扰统计参量研究中的应用及APD模型初探" 北方交大研究生毕业论文。

微带三端口网络

航空部 615 所 毕锡钊

提 要

本文主要介绍了微带三端口网络的原理、性能以及设计。并用此设计方法制作了两种三端口器件,一种频率范围自 7.5~12GHz,另一种为 850~1250 MHz,两种器件的输出端口间的隔离度大于 20dB,两路输出不平衡度不大于 ± 0.1 dB,使用此种器件测量可降低对信号源与两个外接衰减器的要求。

一、引 言

在互调,交调传导敏感度测试中,需要一种三端口网络,如图 1 所示,该器件功能是将“信号源 1”输出信号与信号源 2 输出信号进行相加,即起合成器作用,同时它能逆态工作即成为功分器。

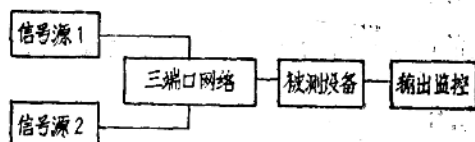


图 1 交调、互调传导敏感度测试

有许多微波电路可作功分器(合成器),而输出端互相隔离的功分器不是具有正交输出,就是具有同相输出,而正交输出功分器多为支线耦合器,短槽混合结^[1]和反相耦合器等,按结构来说有波导,同轴,带线、微带线等结构功分器。

但当要求输出功率不等,相位相等时,则采用分裂 T 微带功分器^[2]尤为合适。它和其它功分器相比,具有结构对称,紧凑及加工简单等特点。该器件用途极广除作合成器外,尚可作功分器用于一泵多参、多路混频器的接收机中,以及单脉冲与相干连续波雷达中故此三端口网络以功分器状态进行论述。

二、分裂 T 功分器原理及其计算公式

分裂 T 功分器可从 N 路功分器推导出来^[3],只将 m 个输出端口接在一起形成一个端

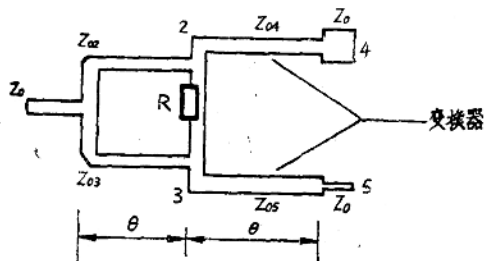


图 2 微带分裂 T 功分器

口,而剩下(N-m)端口接在一起则形成另一端口,再用 $\lambda/4$ 阻抗变换器连接起来以变换阻抗大小达到所需的功率比。该功分器的中心导体图形及设计方程如图 2 所示。

计算公式:

$$\frac{\text{端“4”功率}}{\text{端“5”功率}} = \frac{1}{K^2}$$

$$Z_{02} = Z_0 \sqrt{(1+K^2)K} \quad (1)$$

$$Z_{03} = \sqrt{\frac{1+K^2}{K^3}} Z_0 \quad (2)$$

$$Z_{04} = Z_0 \sqrt{K}; \quad Z_{05} = \frac{Z_0}{\sqrt{K}}$$

$$R = \frac{1+K^2}{K} Z_0 \quad (3)$$

$$\text{中心频率时 } \theta = \frac{\pi}{2}$$

式中: K 为正整数。

上述公式推导应考虑到下述诸因素:

1. 功率由“1”端馈入并和馈线 Z_0 匹配;
2. 阻抗为 Z_{02}, Z_{03} 带线的电长度均为 $\theta = \frac{\pi}{2}$ (中心频率时);
3. 外接负载: $R_2 = KZ_0, R_3 = \frac{Z_0}{K}$;
4. 要求端“3”的输出功率为端“2”的输出功率 K^2 倍(等功分器时 $K^2 = 1$)。

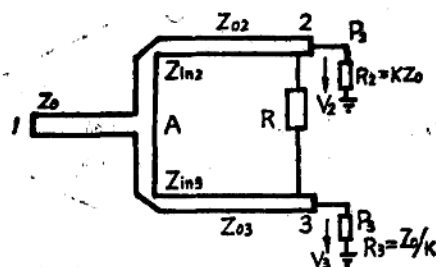


图 3 功分器等效原理图

由图 3 得:

$$Z_0 = \frac{Z_{in2} \cdot Z_{in3}}{Z_{in2} + Z_{in3}} \quad (4)$$

因
$$\frac{P_2}{P_3} = \frac{Z_{in3}}{Z_{in2}} = \frac{1}{K^2} \quad (5)$$

而
$$Z_{in3} = \frac{Z_{03}}{\frac{Z_0}{K}} \quad (6)$$

将式(5), (6)代入式(4)最后得:

$$Z_{03} = \sqrt{\frac{1+K^2}{K^3}} \cdot Z_0 \quad (7)$$

$$Z_{02} = K \sqrt{(1+K^2)} Z_0 \quad (8)$$

若在2,3端接入电阻R并不消耗功率,如从器件“2”端或“3”端输入功率时,则在理想情况下“3”端与“2”端不会有功率输出,故可得到输出端口的隔离,称此电阻为隔离电阻。一般采用金属膜电阻。

下面将定性地说明两路彼此隔离的条件,将图3改画成图4的等效电路。

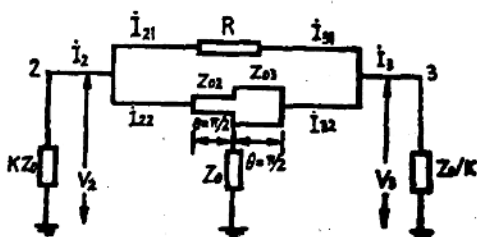


图4 功分器等效网络图

由2端输入功率,在“3”端产生电流: $\dot{I}_3 = \dot{I}_{31} + \dot{I}_{32}$, 其中 $(-\dot{I}_{31})$ 与 $\dot{I}_{21}$ 同相, 但 $(-\dot{I}_{32})$ 比 $\dot{I}_{22}$ 在相位上迟后 $\varphi = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2} = \pi$, 故 $\dot{I}_{32}$ 与 $\dot{I}_{22}$ 同相。若 $\dot{I}_{22}$ 与 $\dot{I}_{21}$ 同相, 则必有 $\dot{I}_{31}$ 和 $\dot{I}_{32}$ 反相, 故适当选择R使 $\dot{I}_{31} + \dot{I}_{32} = 0$ 就得到两端间口的彼此隔离, 至于隔离电阻R可从网络分析中求得。图4改成图5的 π 形网络

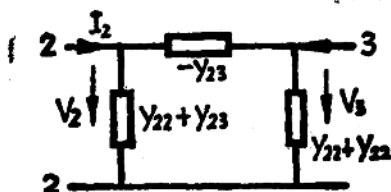


图5 功分器 π 形等效电路

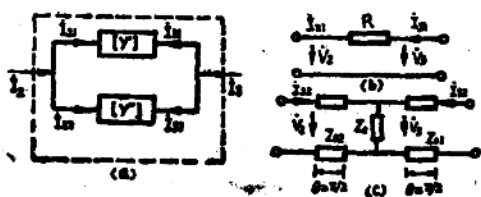


图6

图5中可知要求“2”端和“3”端隔离,须 $Y_{23} = 0$, 图4是由两个四端网络并联而成,可画成如图6所示级联四端网络。

第一个网络如图6(b)所示,第二个网络如图6(c)所示,因此导纳矩阵为 $(Y)' + (Y)''$ 之和,即 $Y = (Y)' + (Y)''$ 。为使2,3两端口互相隔离须 $Y_{23} = Y_{23}' + Y_{23}'' = 0$, 而图6(b)(c)的a,b,c,d参量矩阵分别为:

$$\begin{bmatrix} a' & b' \\ c' & d' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & R \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} a'' & b'' \\ c'' & d'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_{02} \\ j/Z_{02} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & jZ_{03} \\ j/Z_{03} & 0 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} -\frac{Z_{02}}{Z_{03}} & -\frac{Z_{02} \cdot Z_{03}}{Z_0} \\ 0 & -\frac{Z_{03}}{Z_{02}} \end{bmatrix}$$

把 a. b. c. d 常数参数换算成 Z 参量, 再由 Z 参量换算成 Y 参量得 $Y_{23}' = \frac{1}{R}$, $Y_{23}'' = \frac{Z_0}{Z_{02} \cdot Z_{03}}$, 由 $Y_{23}' + Y_{23}'' = 0$ 得隔离电阻 $R = \frac{1+K^2}{K} Z_0$, 在 $K=1$ 时为等功分器, $R=2Z_0$ 。

三、改进分裂 T 功分器

如文[2]所述, 为改善输入端口电压驻波比和使功分器等相位转移特性最佳化在输入端口加了一节 $\lambda/4$ 阻抗变换器。这样除改善输入端口的电压驻波比外, 还展宽了器件的频带与提高了器件隔离度, 其中心导体图形与计算公式如图 7 所示。

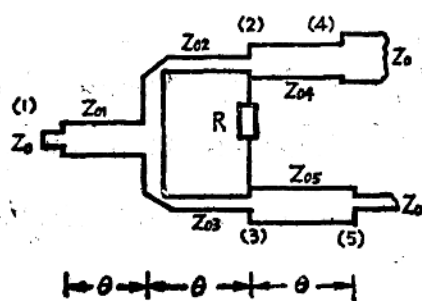


图 7 改进分裂功分器

$$\theta = \frac{\pi}{2} \text{ (在中心频率上)。隔离电阻 } R = \frac{1+K^2}{K} Z_0 \quad (12)$$

若需达到倍频程带宽, 可采用多节形式, 文[5]报道两节带宽达 2:5:1, 三节为 4:1, 四节为 5:1, 七节为 10:1, 其通用型功分器原理如图 8 所示。

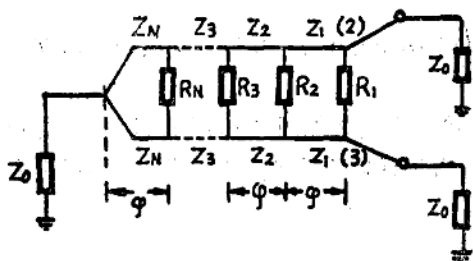


图 8 通用型宽带功分器电路

由于图 8 结构对称性,文[4]作者科恩采用了文[5]的奇偶模分析方法,得出了奇偶模激励等效电路,并算出奇偶模反射系数 Γ 、 Γ_0 等。最终求得输入端的反射系数:

$$\Gamma_{in} = \frac{S^N + a_{N-1}S^{N-1} + \dots + a_1S + a_0}{S^N + b_{N-1}S^{N-1} + \dots + b_1S + b_0} \quad (13)$$

式中: $S = j\cot\varphi$; φ = 每节电长度; N = 节数。

由此进行网络综合。在 $N=2$ 情况下,可用传输线理论得到满足最佳特性下的隔离电阻 R_1 和 R_2 。

$$R_2 = \frac{2Z_1 \cdot Z_2}{\sqrt{(Z_1 + Z_2)(Z_2 - Z_1)} \cot^2 \varphi 3} \quad (14)$$

$$R_1 = \frac{2R_2(Z_1 + Z_2)}{R_2(Z_1 + Z_2) - 2Z_2} \quad (15)$$

式中:

$$\varphi 3 = 90^\circ \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{\frac{f_2}{f_1} - 1}{\frac{f_2}{f_1} + 1} \right) \right] \quad (16)$$

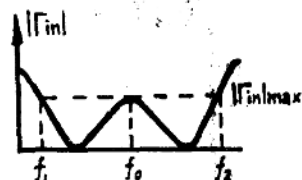


图 9

f_1, f_2 为等波纹边缘频率(见图 9)。

对于 $N \geq 3$ 节复杂情况下的精确计算公式与换算成各图表见文[4]、[6]。

四、实验结果

我们采用聚四氟乙烯玻璃纤维敷箔板作为微带线基片,采用照相制版,刻蚀,镀金等工艺制作一个 L 波段功分器(计算按第二节所述公式从略)。

该材料 $\epsilon = 2.55$,厚度为 1 mm。为使结构紧凑图形较小做成圆环形,并采用微波电阻作为隔离电阻,如图 10 所示。频率从 700~1250 MHz。而输出端口输出不平衡度小于 ± 0.1 dB,两输出端口隔离度大于 20 dB(见表 1)。

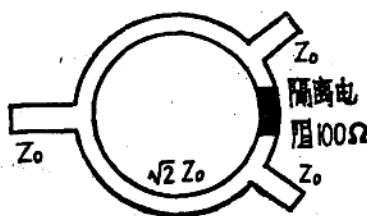


图 10 L 波段功分器结构图

表 1 L 波段功分器隔离度

f(MHz)	700	770	800	900	1000	1100	1200	1250
隔离度(dB)	20	21.2	21	20.2	20	20.1	20	20

我们还制作了一个改进型 X 波段微带功分器,在输入端加了一节 $\lambda/4$ 变换器,并考虑了接电容的影响。该功分器采用 $\epsilon_r = 9.08 \times 25 \times 30$ mm 陶瓷片作衬底,经制版、真空镀膜、光刻、

镀金等工艺而成。具体形状及计算公式如图 7 所示。输入端、输出端均采用 L8—50KFD 连接器，经测试表明频率从 7~11GHz，两输出端口不平衡度小于 0.2dB，两输出端口间的隔离度大于 20dB，见表 2 和图 11。

表 2 X 波段改进功分器输出端隔离度

频率 GHz	7	7.5	8.18	8.49	8.53	9.75	9.93	10.07	10.11	10.34	10.6	10.73	10.91	11	11.35	11.6	12.2
隔离度 dB 2 对 3 端	19.4	20.8	21	23	20.6	21	23.2	24.2	22.8	24.9	25.4	24.2	25	25	21.8	20.2	20
隔离度 dB 3 对 2 端	19.6	21	21.8	23	20.4	21	23.8	23.6	22.8	25.8	25.4	25	25	25	21.8	20.6	20

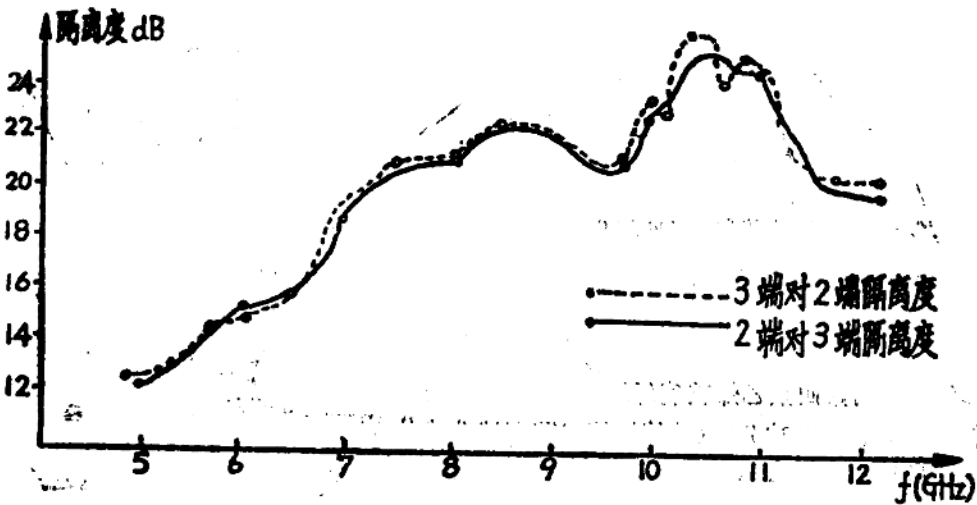


图 11 X 波段功分器隔离 I~F 曲线

经测试，该功分器输入和输出端口电压驻波比在频段内为 1.08~1.4。此外，我们还制作了一个两节宽带形式的功分器，其外形尺寸为 56×36×18mm，并以 2mm 厚聚四氟乙烯作基片。采用对称带状线结构，中心导体图形为两个圆环，以减少不连续来改善器件带宽、驻波比等性能。按三节公式(14)~(16)计算得如图 12 所示图形(计算从略)。

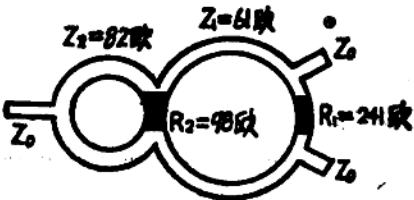


图 12 两节宽带功分器

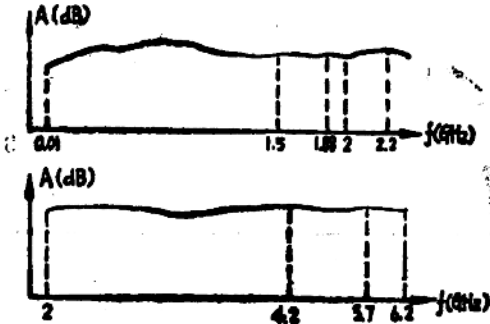


图 13 宽带功分器输出端幅频特性

(下接第 83 页)

电磁干扰场强测试系统—频谱仪法

北京无线电计量测试研究所 冯桂山

摘 要

本文详细推导了环境干扰场强测试系统的天线校正系数(K)和场强(E)的公式,进行了详细的误差分析。并有与 AILTECH 仪器公司 NM 系列场强计的比对和计量院的检定结果。最后简单介绍了用本测试系统测量各种干扰的方法。

一、引 言

随着电子技术的迅速发展,在科研、生产各个领域使用的电子设备和电子系统日益增多,占用的频段也日益广阔,从极低频一直到毫米波段。在这种情况下,如何保证一些电子设备和另一些电子设备同时工作,而相互不产生影响与干扰,这就是电磁兼容课题所要研究的问题。例如,导弹和宇宙飞船发射基地,观察跟踪站或者遥测船上,由于那里电子设备密集,又有许多遥测指令、通讯和雷达跟踪信号不断被发射和接收,并常常是同时进行。这些信号的谐波、失真和假信号都会干扰正确信号的接收和发射,甚至误触发导弹的点火系统而造成事故。因此,必须随时随地对周围电磁环境进行监视,测出干扰信号的频率和强度,及时防止和抑制不必要的损失。

目前,国外对这个问题也很重视,已有了先进的自动电磁干扰测试系统,象美国 AILTECH 仪器公司生产的一种电磁干扰/电磁兼容自动测试系统,它能在 20 Hz 到 40 GHz 内,由可编程控制器和电子计算机自动控制,按 MIL-STD-461 标准进行全自动测试,也可按 CISP R/ANSI/VDE 标准全自动测试。但是这套设备价格昂贵,目前我国使用的电磁干扰仪和电磁场测量仪大多是手动的,即用手调整频率旋钮,用表头指示场强值大小,并且只有当调谐到某个干扰信号的频率上时,表头才有指示。而没有调谐到的那些信号,表上就没有指示。用这种测试方法对全频段逐点测试、调整,既慢又费时,况且空间电磁干扰信号无论大小、方向,还是频率,都是随时间变化的,要长时间监视,实时观察,准确测定,几乎是不可能的。为了随时监视“电磁背景”,我们采用频谱仪加天线组成一套电磁干扰场强测试系统。这个系统能迅速测出 10 MHz~18 GHz 频率范围内所有电磁干扰信号的频率和大小,并由于频谱仪具有很宽的扫频宽度,频率响应比较平坦,分辨率和灵敏度均较高,及动态范围大等优点,它可以同时测量大小相差 70 dB 的干扰信号,这就大大缩短了测量时间,也不容易丢失信号,从而提高了测量的可靠性。因此,频谱仪加天线系统是测量环境电磁场的有力工具。

另外,这套测试系统既可以测量窄带信号,也可以测量宽带信号。如果加上不同的传感器,则不仅可以测量辐射干扰,还可以测量传导干扰。本文重点叙述测量辐射干扰的原理和方法。

二、测试系统原理

频谱仪加天线组成的环境场强测试系统,由接收天线、传输电缆和定标的频谱仪三部分

天线, 测量低于 100 MHz 的电磁场, 采用美国 AIL TECH 仪器公司制造的菱形天线和双锥线(如图 3 所示)。

电缆的作用是把天线上感应的电压传送到频谱仪的输入端口。为了保证天线功率的全部传输, 要求电缆损耗越小越好。并且为了减小反射和损耗, 对电缆接头也有一定要求, 希望接头的接触电阻小, 电磁波在接触处引起的反射和泄漏小。本系统在 100 MHz~1 GHz 使用的电缆是外导体用金属丝编织而成的软同轴线, 长 10 米。1 GHz~18 GHz 频段使用的电缆是上海电信传输线研究所研制的 SDV-50-5-3 型半刚性同轴电缆, 长 2.6 米。接头采用专门设计的微波特性比较好的 N 型接头。电缆损耗和驻波由自动网络分析仪 HP- $\times 1 \times \times$ 测定。如图 4 和图 5。图 6、7、8 分别给出天线增益和校正系数。

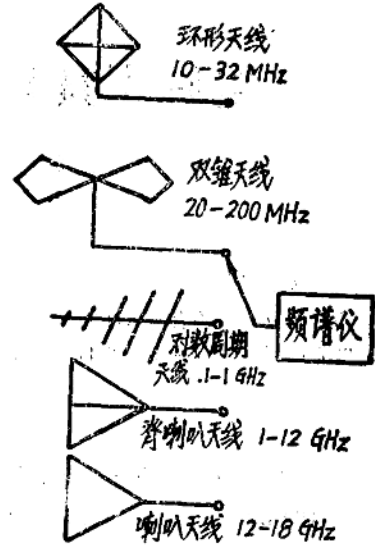


图 3

频谱仪通常按 dBm 定标, 在测量场强时, 需要变换成场强单位。对 50 Ω 的系统有: 0 dBm 即 47 dB μ V = 107 dB μ V

为了测量方便, 可把式 (15) 改写成下面形式:

$$\begin{aligned} E(\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}) &= K(\text{dB}/\text{m}) + L(\text{dB}) + 107(\text{dB}\mu\text{V}) + V_r(\text{dBm}) \\ &= A(\text{dB}/\text{m}) + V_r(\text{dBm}) \end{aligned} \quad (16)$$

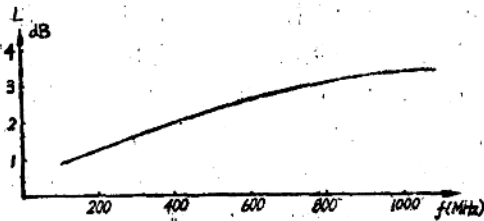


图 4 5° 电缆损耗曲线

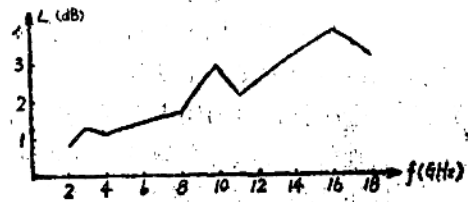


图 5 10° 电缆损耗曲线

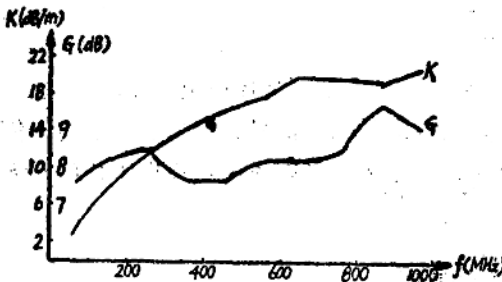


图 6 对数周期天线增益和校正系数

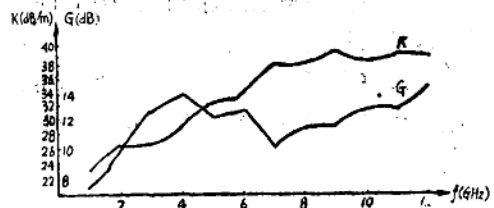


图 7 双脊喇叭天线增益和校正系数

式中: $A = K(\text{dB/m}) + L(\text{dB}) + 107(\text{dB}\mu\text{V})$

做出 $A \sim f$ 曲线以便查找, 如图 9, 图 10。

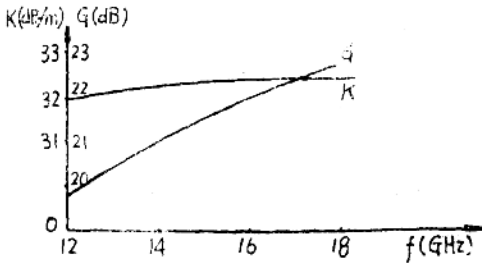


图 8 2cm 喇叭天线增益和校正系数

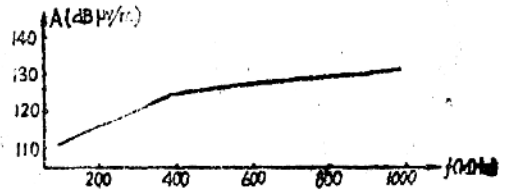


图 9 $A = K(\text{dB/m}) + L(\text{dB}) + 107\text{dB}\mu\text{V}$

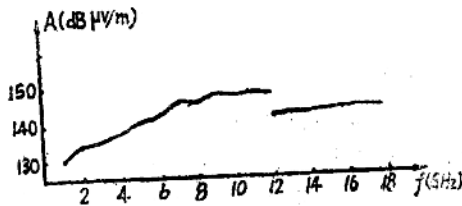


图 10 $A = K(\text{dB/m}) + L(\text{dB}) + 107\text{dB}\mu\text{V}$

四、测量误差分析

测量精度取决于测量设备和测量方法及测量技术。本系统主要有以下几种误差:

1. 频谱仪测量端口电压的误差 δ_1

影响频谱仪幅度测量的因素很多, 例如, 频谱仪的频率响应, 校准信号精度, 显示器垂直刻度精度, “参考电平/线性灵敏度”开关精度, 分辨带宽的性能, 输入衰减器的精度, 噪声电平的影响, 扫描轨迹和失配误差等。

(1) 频率响应包括混频器的混频响应, 输入衰减器的响应, 混频模式增益的变化(因频段不同增益也不同), 预选器的频响等。由于频率响应的影响, 在不同频率下, 信号相对幅度的测量也不同。

(2) 为了减小测量误差, 在频谱仪上一般都附有一个已知频率和幅度精度的校准信号。在每次测量之前, 对频谱仪幅度和频率进行校准, 由于校准信号的误差, 使测量精度也有一定的误差。

(3) “幅度显示精度”取决于检波器的精度, 显象管的性能和垂直放大器的性能。在测量一个垂直位置上的信号相对于另一个垂直位置上的信号时, 幅度显示误差就会影响幅度测量精度。

(4) 当按 dBm(或 dBmV) 校准时, 显示器的顶部刻度线代表“幅度参考电平”。这个参考电平的数值取决于输入衰减器和“参考电平”开关(即 IF 增益)。在某个特定的参考电平位置上, IF 增益的误差影响参考电平的精度。当用一个标准信号校准参考电平时, 则校准