

# 目 录

第一章 术语和定义 .....	1
第二章 电磁干扰源 .....	5
2.1 广播、通信、雷达、导航发射设备 .....	5
2.2 工业、科学、医疗 (ISM) 设备 .....	6
2.3 架空电力线及电气牵引系统 .....	10
2.4 汽车、内燃机的点火系统 .....	11
2.5 日光灯照明设备 .....	12
2.6 电磁脉冲 (EMP) .....	13
2.7 静电放电 .....	14
2.8 公用电源 .....	15
2.9 大气干扰与宇宙噪声 .....	16
第三章 电磁干扰的传播途径及计算 .....	17
3.1 传导干扰的传播 .....	17
3.2 辐射干扰的传播 .....	20
3.3 电场场强与功率密度的关系 .....	24
3.4 系统内干扰的耦合模型 .....	26
第四章 接地、电源滤波和屏蔽 .....	28
4.1 接地 .....	28
4.2 电源滤波 .....	34
4.3 屏蔽 .....	36
第五章 电磁干扰和电磁敏感度的测试设备 .....	48
5.1 电磁干扰测试接收机 .....	48
5.2 天线 .....	54
5.3 电流探头与吸收钳 .....	57
5.4 人工电源网络 .....	61
5.5 屏蔽室、电波暗室和室外试验场 .....	63
5.6 平行板线 .....	69

5.7 横电磁波室 .....	70
<b>第六章 有关电磁兼容的国际标准和国外先进标准 .....</b>	<b>72</b>
6.1 国际无线电干扰专门委员会 (CISPR) 的历史、 组织机构和宗旨 .....	72
6.2 有关电磁兼容的国际标准和国外先进标准的对照 .....	74
6.3 联邦德国电气工程师协会标准 (VDE) .....	75
6.4 美国军用电磁兼容标准 (MIL-STD-461/462) .....	77
6.5 电磁兼容国外标准之间的差异和比较 .....	96
<b>第七章 电磁干扰特性的测试方法 .....</b>	<b>101</b>
7.1 传导干扰的测试方法 .....	101
7.2 辐射干扰的测试方法 .....	106
<b>第八章 军用设备电磁兼容特性的测试方法 .....</b>	<b>118</b>
8.1 传导发射的测试 .....	118
8.2 传导敏感度试验方法 .....	127
8.3 辐射发射的测试 .....	142
8.4 辐射敏感度的测试 .....	154
<b>第九章 计算机电磁噪声发射的测量方法 .....</b>	<b>160</b>
9.1 辐射发射的试验条件 .....	160
9.2 电源线的传导发射测量 .....	166
<b>主要参考文献 .....</b>	<b>166</b>

# 第一章 术语和定义

1.1 电磁噪声(Electromagnetic noise): 与任何信号不相关的一种电磁现象, 它通常是脉冲式的和随机的, 但可以是周期性的。(在有些国家中, 术语“噪声”不包括周期性现象)。

1.2 电磁扰动(Electromagnetic disturbance): 电磁噪声或一种无用信号, 它可以叠加到一个电信号或电量上, 并且可以导致性能的降低。

1.3 无线电噪声(Radio noise): 在射频范围内的一种电磁噪声。

1.4 电磁干扰(Electromagnetic interference): 由一种电磁扰动所引起的, 对装置、设备或系统功能的损害。

1.5 电磁环境(Electromagnetic environment): 在给定场所存在的有意产生或无意产生的电(磁)场强度(或功率密度)、电压与电流的总体。

1.6 辐射(Radiation): 由不同于传导机理所产生的有用信号的发射或电磁扰动的发射。

注: 在ITU中, 辐射的定义为: “以无线电波的形式从任何源向外的能量流动。”

1.7 发射(Emission): 通过辐射或传导从源发射的电磁能。

1.8 辐射发射(Radiated emission): 可借助于辐射(包括感应)耦合到敏感装置的发射。

1.9 传导发射(Conducted emission): 沿导体传播的电磁能。

1.10 无线电干扰(Radio interference): 由一个电磁扰动所引起的, 对接收有用无线电信号的损害。

1.11 系统间干扰(Intersystem interference): 一个系统产生的扰动对另一个系统所造成的电磁干扰。

1.12 系统内干扰(Intrasystem interference): 一个系统内产生的扰动在同一给定系统内引起的电磁干扰。

1.13 自然噪声(Natural noise): 来源于自然现象而不是由机械或其它人造装置产生的噪声。

1.14 人为噪声(Man-Made noise): 由机械或其它人造装置所产生的噪声。

1.15 喀嘶声(Click): 持续时间不大于 200ms, 两个扰动之间的间隔至少为 200ms 的扰动。一个喀嘶声可以包括几个脉冲。

1.16 宽带发射(Broadband emission): 频谱能量分布相当均匀而且连续, 以致于当测量仪器或接收机在几倍接收机带宽的频率范围内调谐时而无明显变化的一种发射。

1.17 窄带发射(Narrowband emission): 比测量仪器或接收机的带宽窄的一种发射。

1.18 乱真发射(Spurious emission): 在需要的带宽以内或以外, 与被传输信息无关的一个或多个频率上的发射。

1.19 互调(Intermodulation): 一个复杂波形中诸成分的彼此相互调制, 其结果产生了这样的波: 它的频率为原复杂波形中诸成分频率的整倍数的和与差, 即:

$$f = mf_1 \pm nf_2$$

1.20 交调(Crossmodulation): 是一种非线性效应, 由于它, 将临近频率(例如邻道)上不需要信号的调制叠加到一个需要的信号上。

1.21 抗扰度(Immunity): 一个器件、设备或系统抵抗电磁扰动的能力。

1.22 敏感度(Susceptibility): 一个器件、设备或系统对电磁扰动的敏感程度。

注: (1) 敏感度是缺乏抗扰能力的一种度量。

(2) 抗扰电平越高, 抗扰度越高; 反之, 敏感电平越低, 敏感程度越高。

1.23 电磁兼容(Electromagnetic compatibility): 一个装置, 在其所处的电磁环境中能满意地工作, 同时又不向该环境或处在该环境中的装置排放超过允许范围的扰动。

1.24 天线有效长度(Antenna effective length): 天线开路感应电压与被测场强分量之比。

1.25 天线系数(Antenna factor): 测量仪器或接收机输入端电压与场强之比; 它包括天线有效长度、失配以及传输损耗等效应。

1.26 远场区(Far field area): 处在远场距离以外的空间。所谓远场距离是指两天线间的距离等于  $D^2/\lambda$  或  $3\lambda$  (取两者中之较大者)。式中,  $D$  为较大天线的最大孔径尺寸,  $\lambda$  为对应基波的波长。

1.27 电流探头(Current probe): 是一种使用时箝在被测导线上的传感器, 借助于环绕导线的磁场而产生电流。用它可以快速地对导线中传输的工频或射频电流进行取样, 后者, 通常是对射频干扰进行测量, 此时, 电流探头的输出端接在接收机的输入端。

1.28 电波暗室(Anechoic chamber): 是用来进行辐射试验测量的微波 (通常高于 200MHz) 暗室, 在高于某些规定频率 (例如 1GHz) 上, 暗室墙壁的电压反射系数通常小于 0.01 (40dB)。

1.29 开放式室外试验场(Open-space site): 用于测量辐射电磁干扰的试验场地。此场地应是敞开的, 平坦的, 并且远离建筑物、电力线、围墙、地下电缆、地下管道。此场地的环境电磁场电平应该相当低, 以便在所选择的任一试验频率上进行辐射发射试验。实际上, 这种要求永远不可能完全实现。

1.30 人工电源网络(Artificial mains network): 接入受试设备电源线中的网络, 它在射频频段为测量扰动电压提供规定的负载阻抗, 并在射频频段上, 使设备与供电电源隔离。

1.31 V-网络(V-Network): 用于测量的一种人工电源网络, 借助它, 可分别测量每根线对地的干扰电压。

注: V-网络可设计用于任意条线路。

1.32  $\Delta$ -网络(Delta network): 用于测量的一种人工电源网络, 借助它, 可分别测量单相电路的对称的和非对称的扰动电压。

www.zhfix.com

## 第二章 电磁干扰源

构成无线电干扰的条件，首先要有干扰源。干扰源可以从不同的角度加以分类：有来源于自然界的干扰，也有人为的干扰；有有用信号的干扰，也有无用信号的干扰；有瞬态脉冲的宽带干扰，也有大功率单频的窄带干扰；有来自公用电源等通过导线而构成的传导干扰，也有通过空间传播的辐射干扰。下面列举一些有代表性的干扰源。

### 2.1 广播、通信、雷达、导航发射设备

这是一种人为干扰源。它发射的功率很大，它的基波可以产生有用信号的干扰；它的谐波与乱真发射可以构成无用信号的干扰。它可以进一步分为下列五类：

1. 广播发射设备：包括调幅或调频发射机、VHF或UHF波段的电视发射机，它们的频段覆盖如下：

调幅广播：535~1605kHz

VHF调频广播：88~108MHz

VHF电视广播：低段 54~88MHz

高段 174~216MHz

UHF电视广播：470~890MHz

2. 通信发射设备：这是数量最大，品种最多的发射设备。它包括高频电话电报、移动通信、无线传真、遥控遥测以及各种专用通信和业余通信等。这些设备占用的频谱分布在20kHz~1GHz的宽广频带内。高于1GHz时，点对点的通信通常使用接力的形式。

3. 无线电接力通信发射机：包括微波接力、卫星通信、电离层或对流层散射通信等。它们覆盖的波段如下：

如果你觉得本书很好，请浏览后删除并购买原版书籍阅读。

微波接力：分散在 2.1~11.7GHz 频段内

卫星接力：分散在 2.4~16GHz 频段内

电离层散射：400~500MHz

对流层散射：分散在 1.8~5.6GHz 频段内

4. 导航通信发射机：包括飞机导航、信标发射机、仪表着陆系统、罗兰与奥米加导航系统等。它们覆盖的频段如下：

VOR(甚高频全向信标)：108~118MHz

TACAN(塔康无线电信标台)：74.6~75.4MHz

ILS(仪表着陆系统)：

仪表着陆系统无线电信标：108~118MHz

滑道：328.6~355.4MHz

高度表：4.2~4.4GHz

测向仪：405~415kHz

罗兰 C：90~110kHz

A：1.8~2.0MHz

航海：285~325kHz；2.9~3.1GHz、5.47~5.65GHz

陆地：1638~1708kHz

5. 雷达：包括空中交通管制、空中测绘、空中搜索、地面搜索、跟踪与火控雷达、气象雷达等。由于它们的发射功率很大(峰值为 MW 量级)，短脉冲占用的频带很宽，谐波辐射严重，因而雷达是一种比较严重的干扰源。

## 2.2 工业、科学、医疗 (ISM) 设备

据统计，世界范围内的 ISM 设备的数量目前已达一亿二千万台，并以 5% 的速度逐年递增。这些设备的输出功率多为 kW 和 MW 量级。国际电热联合会 (UIE) 对目前世界上的 ISM 设备数量近似估计如下：

低于 9kHz 的感应加热设备：250,000 台

高于 9kHz 的感应加热设备：400,000 台

介质加热设备：250,000 台



医疗设备:	500,000台
超声设备:	370,000台
射频电弧焊:	550,000台
家用微波炊具:	40,000,000台
杂类:	80,000,000台

值得注意的是:并不是所有的ISM设备都工作在指定的频段上,仍有相当数量的ISM设备工作在国际电信联盟(ITU)指配的频段以外;除此之外,统计数字表明:ISM设备符合指配频率和满足CISPR极限值的百分比是很低的,详见:表2-1所示。

表2-1 ISM设备的实际工作情况

国 别	ISM设备工作在指 配频率上的百分比 (%)	ISM设备满足CISPR 限值的百分比 (%)	备 注
荷兰	大多数		
瑞典	50	100	医用ISM满足,工业 ISM很少满足
丹麦	30	10	
英国	18	3	
日本	99.5	99 60	场强极限值 端子电压极限值
全世界	30	32	

国际电热联合会(UIE)根据10个不同国家的30个ISM设备制造厂商提供的资料,汇总的ISM设备辐射场强如表2-2所示。

表2-3是英国对工业区中ISM设备的辐射场进行测量的结果。

国际无线电干扰专门委员会(CISPR)在CISPR11号出版物中对ISM设备所规定的辐射干扰极限值(自由辐射频率例外)如表2-4所示。

由表2-2至表2-4可以看出,当前,ISM设备满足CISPR极限值的百分比是很低的。

表2-2 ISM设备的辐射场强

设 备	频 段	场强 (dB $\mu$ V/m)	距离 (m)	备 注
感应加热设备	9~150kHz	55~80	100	
	150~285kHz	42~54	100	
	350~475kHz	50~65 48	100	基波 谐波
	0.7~5MHz	100	100	使用此频道者甚多
介质加热设备	3~10MHz	100	100	基波
	27.12MHz	50	30	塑料薄膜焊接 设备的谐波电平
	912MHz 2450MHz			
医疗设备	27.12MHz	48	30	谐波
	2450MHz	<10mW/cm <sup>2</sup>		
射频电弧焊		40~50	30	在 2~800MHz 上测得

表2-3 英国工业区ISM设备的辐射场强

设备类别	额定基频 (MHz)	谐波次数	距ISM设备 $d$ 处的中值场强 (dB $\mu$ V/m)	
			$d = 30m$	$d = 100m$
感应加热	0.150MHz	1	96	66
	0.35MHz	1	98	70
	0.640MHz	1	90	60
塑料焊接	27	2	58	25
		3	53	22
		4	45	26
		5	50	26
		9	50	20
粮食干燥	27	2	73	45
		3	84	52
		4	79	50
		5	86	58
		9	73	49
胶合板干燥	27	2	53	33
		3	56	33
		4	72	49
		5	78	65
		9	57	34

表2-4 CISPR对ISM设备规定的辐射干扰值

频段 (MHz)	到受试ISM设备的距离	
	30 m	100 m
0.15~0.285		50(34)
0.285~0.49		250(48)
0.49~1.605		50(34)
1.605~3.95		250(48)
3.95~30		50(34)
30~470	30(30) 在电视频带内 500(54) 在电视频带外	
470~1000	100(40) 在电视频带内 500(54) 在电视频带以外	

注：表中数值的单位为 $\mu\text{V}/\text{m}$ ，括弧中数值的单位为 $\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$ 。

分析表明，ISM设备所造成的干扰有如下几个原因：

第一，是它的功率太大屏蔽也不够好，功率泄漏大。例如，1000W的设备如有0.3%的功率泄漏，则辐射功率便为3W，而一个功率为3W的各向同性辐射源，在自由空间中30m和100m处的场强分别为110 $\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$ 和100 $\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$ (假定符合远场条件)。

第二，ISM设备的高次谐波，例如9次谐波仍然很强，因此，工作频率为2450MHz的微波烘箱的5次谐波可能对12GHz的广播卫星业务构成干扰；工作在27MHz的ISM设备的高次谐波会对航空业务造成干扰。

第三，CISPR限值对经典的广播频段的保护是足够的，但对于移动无线电业务和卫星广播业务则保护不够。例如使用低场强的陆地移动无线业务，在规定的通信质量要求(例如4级)下，接收设备处所允许的最大不需要信号要小于30 $\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$ 。

当前，对于ISM设备来说，一方面是CISPR的限值并不能对无线导航、航空业务以及移动通信提供足够的保护；另一方面，对于ISM设备的生产厂来说，在30~470MHz频段，30m

处,  $30\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$  的限值是很难达到的。

## 2.3 架空电力线及电气牵引系统

电力线造成干扰主要有两个原因:一是导线的电晕;二是由于绝缘子断裂、绑扎松脱等偶然发生的接触不良所产生的微弧以及受污染的导线表面上的火花。

电晕是由导线表面的电场梯度而引起的空气电离,它只出现在电压高于  $100\text{kV}$  的线路上,通常不会影响调频和电视的接收,只对中、长波的接收有影响;但在某些情况下,当电力线工作在例如大于  $21\text{kV}/\text{cm}$  的电压梯度下,而天气又非常恶劣时,也会对电视的接收构成干扰,这仅限于 I 频道 ( $40\sim 60\text{MHz}$ )。

电晕效应所产生的干扰噪声电平,有如下几个特性:

### 1. 频率特性

$$N(f) = N_0 + 5[1 - 2(\lg f)^2] \quad (2-1)$$

式中  $N_0$ —— $f = 0.5\text{MHz}$  时的噪声电平;

$f$ ——以  $\text{MHz}$  为单位表示的频率;

$N$ 、 $N_0$ ——噪声电平,单位为  $\text{dB}$ 。

### 2. 横向距离特性

噪声电平随距离电力线的横向距离的相对变化可用下式来表征:

$$N(\text{dB}) = N_0 + 20k \lg \frac{d_0}{d} \quad (2-2)$$

式中  $N_0$ ——距最近导线的距离  $d_0 = 20\text{m}$  时的噪声电平;

$k$ ——系数,介于 1 与 2 之间,它与导线的种类和频率范围有关。

### 3. 噪声电平的离散性

定义:  $N_{FW}$  为干燥气候时的最大可能的噪声电平;  $N_K$  为降雨天气时的最大可能的噪声电平。

则,  $N_{FW}$  统计曲线的  $\sigma = 6\text{dB}$ ,

$N_K$  统计曲线的  $\sigma = 3\text{dB}$ ;

而  $N_R$  与  $N_{FW}$  之差为  $17 \sim 22\text{dB}$ 。

表 2-5 指出  $f \approx 0.5\text{MHz}$  时在不同高压范围下的干扰区间和噪声电平；对于其它频率和距离时的干扰电平可利用式 (2-1) 与式 (2-2) 进行计算。

表 2-5 不同高压范围下的电力线干扰区间和噪声电平

电压 (kV)	干燥天气时的噪声电平 (dB $\mu\text{V}/\text{m}$ )	干扰区间 (m)
220	40~48	40~50
420	50~58	60~80
750	50~64	100~120

与电晕效应相反，由于偶然发生的接触不良所产生的微弧会对调频和电视的接收造成干扰。这种接触不良往往是由于使用了有缺陷的绝缘子、减震器或绝缘衬垫（如绝缘子断裂、绑扎松脱等）所致，尤其是在大风天气下或电力塔受振动时，接触不良现象更加明显。

电气火车和电车，由于供电母线与导电弓架的偶而接触不良，会不时地产生火花放电，从而辐射电磁噪声。此火花脉冲的宽度等于或小于微秒量级，其重复频率约为几个脉冲每秒，因而，噪声的发射频谱通常小于  $30\text{MHz}$ ，但对于高速电气火车而言，其辐射频谱可达到 VHF 频段。

## 2.4 汽车、内燃机的点火系统

汽车、内燃机的干扰主要来自点火系统、发电机、风扇、马达等。单个车辆可以辐射周期性的窄脉冲串，它的持续时间约为几个毫微秒，因而由汽车点火系统所产生的干扰频带很宽，从几百千赫到几百兆赫干扰强度几乎不变。观察表明，小轿车的电磁噪声比卡车约低  $10\text{dB}$ ，而摩托车则和卡车差不多。由实验数据可知：在距离小轿车十几米远处的辐射干扰场强约为  $10\mu\text{V}/\text{m}$ 。

汽车的电磁噪声为垂直极化（特别是在  $100\text{MHz}$  以下），并就整体而言，噪声幅值具有正态分布形式。每个汽车所产生的电

磁噪声幅值与点火系统的类型、老化、磨损情况以及车速、负载情况有关。经验表明，若车辆密度每增加一倍，干扰噪声功率谱密度便增加 3~6dB。

在观察统计基础上，国外科学家得出了预测汽车噪声对通信设备影响的数学模型（在 100~1000MHz 范围内）如下：

$$E = -34 + 10\lg B_k + 17\lg C - 20\lg R - 10\lg f \quad (2-3)$$

式中  $E$ ——中值（50%概率）场强，单位为  $\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$ ；

$B_k$ ——接收机带宽，单位为 kHz；

$C$ ——车辆频度，以辆/分表示；

$R$ ——接收机到交通马路的距离，单位为 m；

$f$ ——接收机工作频率，单位为 MHz。

〔例〕 某汽车调度站距马路 30m，所用接收机工作在 450 MHz 上，带宽为 50kHz，如果车辆频度为 15 辆/分，求由于汽车点火系统在接收机处所产生的噪声的中值场强。

〔解〕 将例中数值代入式（2-3）得：

$$\begin{aligned} E &= -34 + 10\lg 50 + 17\lg 15 - 20\lg 30 - 10\lg 450 \\ &= 14.9\text{dB}\mu\text{V}/\text{m} = 5.6\mu\text{V}/\text{m} \end{aligned}$$

为了保证 10dB 的信噪比，则有用信号强度应为：

$$14.9 + 10 \approx 25\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$$

## 2.5 日光灯照明设备

日光灯工作时，将产生电击穿脉冲，从而造成射频干扰。此干扰可以通过灯管本身，尤其是通过它的供电电源线产生辐射发射；也可以通过电源线注入到公用电源，从而构成传导干扰。D. B. Clark 曾对日光灯的辐射噪声做过研究，图 2-1 是他对两个冷阴极和一个热阴极日光灯的辐射发射所作的实测曲线，接收天线置于距灯源 1m 的位置。由图可见，热阴极灯管在 VHF 与 UHF 频段的高频辐射是很明显的。

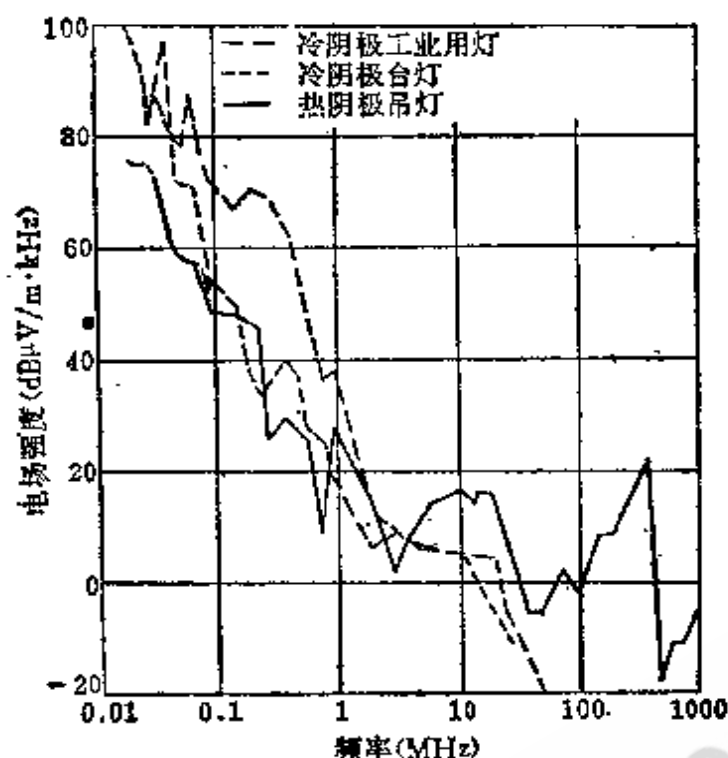


图2-1 日光灯辐射发射的实测曲线

## 2.6 电磁脉冲 (EMP)

核弹爆炸会产生电磁脉冲，它的强度约为  $10^6 \text{ V/m}$ ，伴生的磁场约为  $260 \text{ A/m}$ 。EMP 的脉宽约为  $20 \text{ ns}$ ，归一化的 EMP 频谱图如图 2-2 所示。

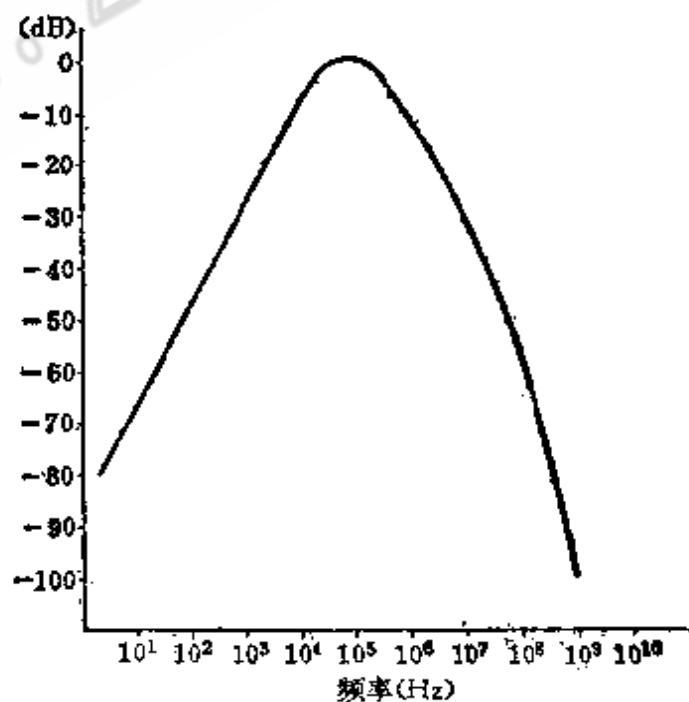


图2-2 归一化电磁脉冲频谱图

在发生雷击的近区产生的电磁场强度与 EMP 所产生的电磁场强度相近，因而用于核防护以免电路受 EMP 影响的措施同样可用于防雷。对于未加核防护的电路，EMP 有可能导致电路的功能失效，也可能烧毁电路。例如， $10^{-7}\text{J}$  的 EMP 就可以使微波混频二极管失效，对于更敏感的器件，只要  $10^{-9}\text{J}$  的 EMP 就足以使之失效。

## 2.7 静电放电

人体、飞机或设备上所积累的静电荷，常以电晕或火花方式放掉，从而造成射频干扰。这种干扰称为静电放电干扰。静电的电压从几万伏直到几十万伏，电量约为  $1\text{mC}$  以下，它有可能导致天线或接地板等的介质击穿。静电放电以及静电荷释放，会对人、元器件直至设备造成危害或干扰。例如当人走过尼龙地毯再去开门时，人手和门的金属柄之间会产生火花放电，有明显的“电击”感觉。当操作人员未采取防静电措施而直接用手去接触 CMOS 集成电路时，有可能损坏电路。经验表明，这种损坏有些是明显的，有些是潜在性的。静电荷释放的火花效应可以对邻近的电子设备构成辐射干扰。这种干扰属于宽带干扰，频谱成分从低频开始一直连续到中频频段。

经验表明，静电效应与周围环境的湿度有密切关系，在干燥多风的季节里，静电放电特别严重。正是因为这样，电子设备通常要进行静电放电敏感度试验，其方法是：将  $15000\text{V}$  的高压对  $300\text{pF}$  的电容器充电，然后使之通过一个  $500\Omega$  的电阻器，对受试设备作静电放电试验，观察受试设备是否对此发生敏感。放电试验时，在受试设备上所选择的试验点应是操作人员或维修人员通常要接触的部位，如开关、键盘、面板、电缆等。规范要求：经静电放电敏感度试验后，受试产品不能出现永久性故障。具体要求是：具有数据储存或带有标准接口可进行数据传递的产品，不能丢失数据，储存的程序不能有任何变动，不能改变状态，接口上的各点电平不得有变动。在放电和放电衰减期间，可以超差工



作，但在放电衰减之后，必须能立即自行恢复正常工作。

## 2.8 公用电源

这是一种重要的典型的传导干扰源。由于市电电源是公用的，而且电源内阻并不等于“零”，尤其是在高频频段，因而，电源除向设备提供有用的电能外，同时也提供了无用的成分。这些无用的成分通过对称的方式以及不对称的方式进入了设备，从而构成了干扰。这些无用的成分可能是十几伏的低频干扰信号，也可能是几伏的高频干扰信号，还可能是数百伏或千伏左右的尖峰脉冲干扰信号以及衰减振荡形式的干扰信号。所有这些，因为它们是通过导线而传入设备的干扰，故称为传导干扰信号。从这个意义上讲，公用供电电源同时也是一个传导干扰源。

对计算机以及应用计算技术的仪表而言，危害最大的是尖峰脉冲信号和衰减振荡形式的干扰信号，因为它们可能导致程序错误、存储损失甚至系统的损坏。据美国 IBM 公司的几位专家对计算机用公用供电电源的长期统计观察，结果是：持续时间为 10~100ms，重复频率为 10~100kHz 的尖峰脉冲干扰，平均每个月发生 50.7 次；频率范围为 400~5000Hz 的衰减振荡干扰，平均每个月发生 62.6 次。这两种类型的干扰加在一起，占来自电源而影响计算机工作的干扰事例的 88.5%，该统计观察的结果如表 2-6 所示。

表2-6 来自公用电源的干扰信号统计

干扰类型	平均每月发生的事件 (次)	占总数的百分比 (%)
衰减振荡	62.6	49.0
尖峰脉冲	50.7	39.5
其 它	15.0	11.5
总 计	128.3	100

## 2.9 大气干扰与宇宙噪声

大气干扰和宇宙噪声都是来自自然界的干扰。前者，主要来源于雷电，属于脉冲式宽带干扰，它的频谱从几赫直到 100MHz 以上；后者，是来自外层空间的干扰，它又可以分为：银河系噪声、热噪声以及异常的星球噪声。在低于 10MHz 时，宇宙噪声的电平小于大气噪声和人为干扰；在高于 50MHz，并在远离人为噪声源的环境里应用高灵敏度的宇航系统时，必须充分考虑宇宙噪声。来自自然界的射频干扰源的特性如图 2-3 所示。

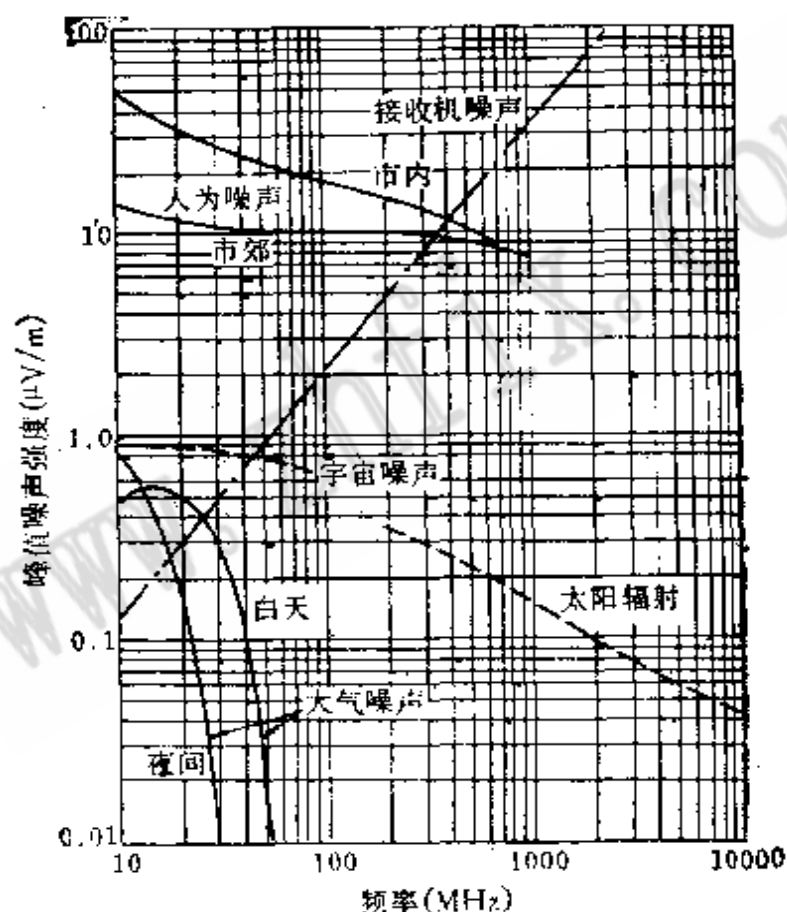


图2-3 来自自然界的射频干扰源的特性

## 第三章 电磁干扰的传播途径及计算

电磁干扰信号，从干扰源出发，经由传播途径到达接受器，构成干扰。为此，在考虑系统内或系统间的干扰原因和抑制方法时，除首先对可能的干扰源加以分析外，还必须对干扰的传播途径加以分析研究。从传播干扰的媒体加以分类时，我们可以把干扰的传播途径分为传导干扰和辐射干扰两种。

### 3.1 传导干扰的传播

传导干扰是系统内干扰的一个重要成分，按交连方法和耦合元件的不同，传导干扰又可以分为经由阻抗，经由互感，经由耦合电容而构成的干扰。

#### 3.1.1 经由阻抗的交连

这主要是经由公共电源内阻、电源供电线路的公共阻抗、公用地线阻抗以及干扰线路和敏感线路间的漏电阻抗所构成的干扰。

#### 3.1.2 经由互感的交连及其计算

经由互感的交连有两种典型情况，一为一对平行裸线间的互感交连；二为一根裸线与一根屏蔽线间的互感交连，它们的物理描述和计算用等效电路分别如图 3-1 和图 3-2 所示。

#### 3.1.3 经由寄生电容的交连及计算

经由寄生电容的交连也有两种典型情况，其一为一对裸线间的寄生电容交连；其二为一根裸线与一根接地屏蔽线间的寄生电容交连；它们的物理描述和计算用等效电路分别如图 3-3 和图 3-4 所示。

$$\text{在图 3-3 中, 有 } V_R = \frac{j\omega C_c R}{1 + j\omega R(C_c + C_R)} \cdot V_G$$

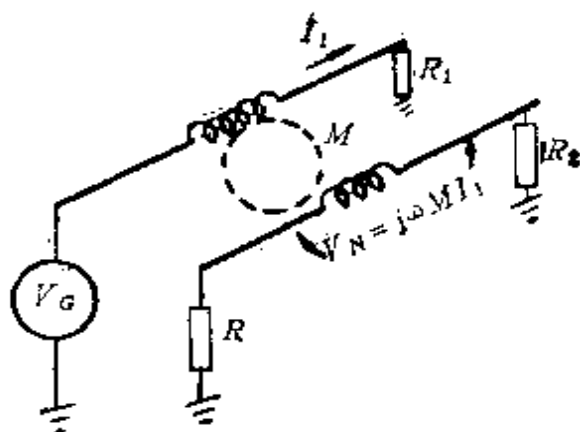


图3-1 一对平行裸线间的互感交连

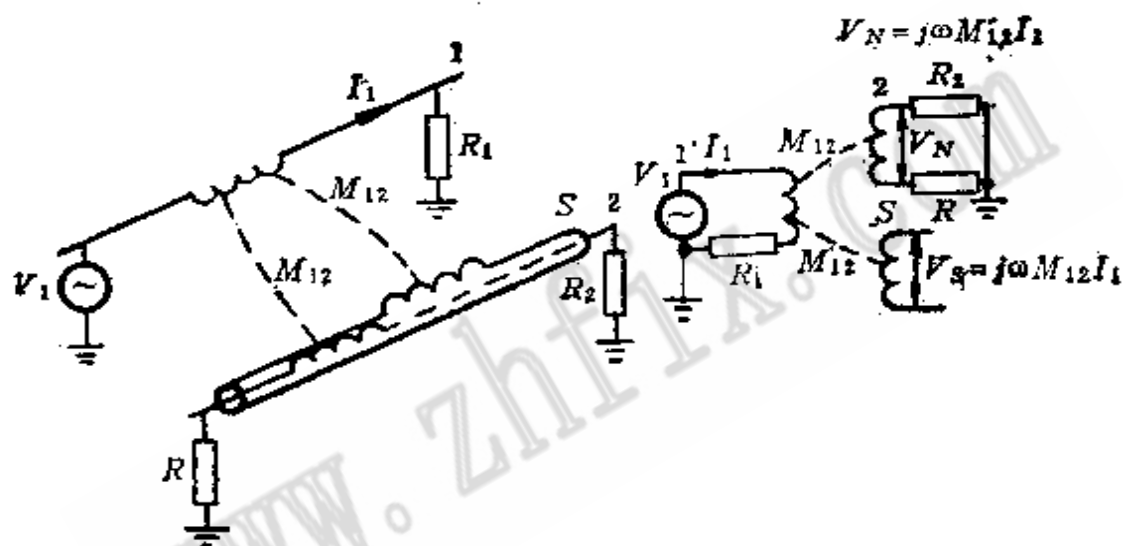


图3-2 一根裸线与一根屏蔽线间的互感交连

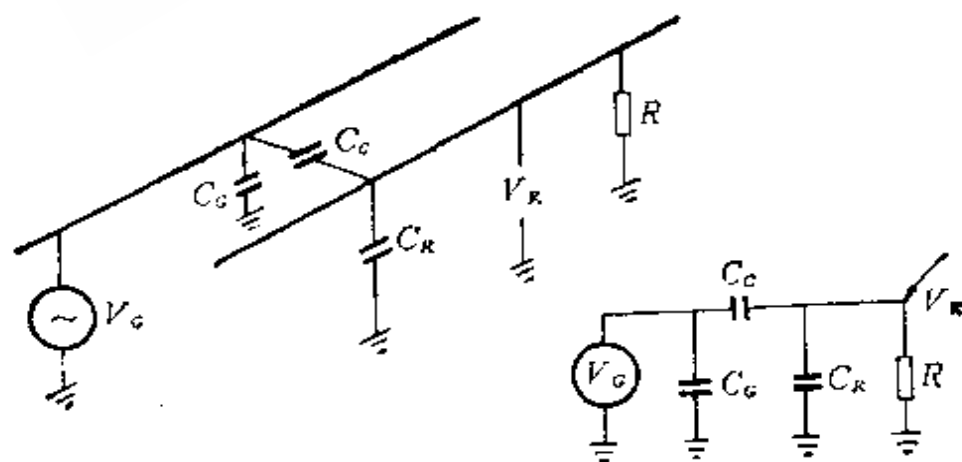


图3-3 一对裸线间的寄生电容交连

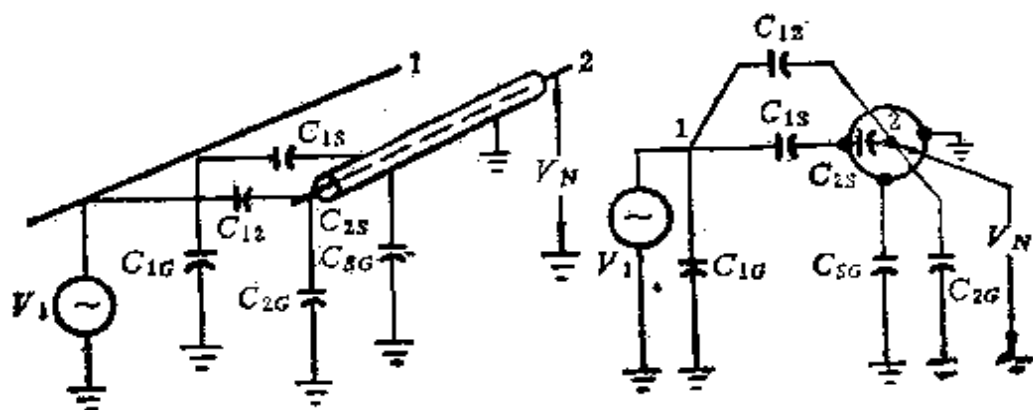


图3-4 一根裸线与一根接地屏蔽线间的寄生电容交连

如  $R \gg \frac{1}{j\omega(C_C + C_R)}$  时,

则  $V_R = V_G \frac{C_G}{C_G + C_R}$ 。

### 3.1.4 导线的自感、电容以及导线间的互感与电容的计算

1. 一根直径为  $d$  (m), 长为  $l$  (m) 的圆直导线, 在低频时自感  $L_0$ 。

可按下式求得:

$$L_0 = 0.2 \times 10^{-9} l \left( 2.303 \lg \frac{4l}{d} - 1 + \frac{\mu/\mu_0}{4} + \frac{d}{2l} \right), \text{ H}$$

式中  $\mu/\mu_0$ ——相对导磁率。

如果导线由非磁性材料 (如铜、铝等) 制成, 则上式可简化为:

$$L_0 = 0.2 \times 10^{-9} l \left( 2.303 \lg \frac{4l}{d} - 0.75 + \frac{d}{2l} \right), \text{ H}$$

当频率增高时,

$$L_0 = 0.2 \times 10^{-9} l \left( 2.303 \lg \frac{4l}{d} - 1 \right), \text{ H}$$

前两式适用于导线半径小于趋肤深度  $\delta$  的情况, 即  $d/2 < \delta$ ; 与此相反, 最后一式适用于  $d/2 > \delta$  的情况。趋肤深度  $\delta = (2/\omega\mu\sigma)^{1/2}$ , m。

2. 接地板上一对平行裸线之间的互感  $M$

可按下式求得:

如果你觉得本书很好, 请浏览后删除并购买原版书籍阅读。

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} \ln \left\{ \frac{(a_{w1} + a_{w2})^2 + d_{12}^2}{(a_{w1} - a_{w2})^2 + d_{12}^2} \right\}, \quad \text{H}$$

式中  $\mu_0$ ——自由空间的导磁率;

$d_{12}$ ——两线间距离, m;

$a_{w1}$ ——裸线 1 距接地板高度, m;

$a_{w2}$ ——裸线 2 距接地板的高度, m。

3. 接地板上一根平行于接地板的导线的电容

可按下式求得:

$$C = \frac{24.12 \times 10^{-12}}{\lg \left\{ \frac{2h}{d} \left( 1 + \sqrt{1 - \frac{1}{(2h/d)^2}} \right) \right\}}, \quad \text{F/m}$$

式中  $h$ ——导线距接地板的高度, m;

$d$ ——导线直径, m。

4. 当不考虑接地板影响时, 一对间隔为  $d_{12}$  的平行导线之间的电容

可按下式求得:

$$C_{w1w2} = (3.5 \times 10^{-10} / 2\pi) (l_{12} + 10^{-8}) \ln(d_{12}^2 / r_{w1} r_{w2}), \quad \text{F}$$

式中  $l_{12}$ ——线 1 与线 2 的公共长度, m;

$d_{12}$ ——线 1 与线 2 的间隔, m;

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ ——自由空间的磁导率, H/m;

$r_{w1}$ ——线 1 的半径, m;

$r_{w2}$ ——线 2 的半径, m。

### 3.2 辐射干扰的传播

由电磁场理论可知: 任何一段载有电流的导体都可以向外辐射电磁能量。作为辐射体, 它可以是电偶极子, 也可以是磁偶极子。按照相对于波长的辐射体尺寸大小, 分下述两种情况分别讨论辐射的传播。

#### 3.2.1 辐射体的尺寸 $L \ll \lambda$ 时

假设载流的直导线长度  $L$  及载流环的直径  $d$  与波长  $\lambda$  比足够

小 ( $L \ll \lambda$ ,  $d \ll \lambda$ ), 而且与源到观察点  $P$  的距离比较也足够小 ( $L \ll r$ ,  $d \ll r$ ); 并假定  $P$  点处于自由空间, 即附近不存在反射物或折射物, 则由载流直导线与载流环所产生的电、磁场分别由下面两种情况来讨论。

### 1. 载流直导体及其辐射场

用球坐标表示的载流直导体的物理描述如图 3-5 所示。

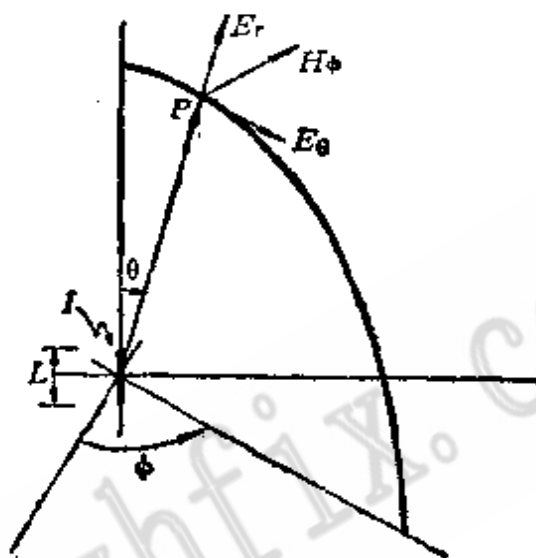


图3-5 用球坐标表示的载流直导体的辐射场

在无限短的载流直导体  $L$  中通以电流  $I$  时, 则由它所产生的电磁场的三个分量分别为:

$$\left. \begin{aligned} E_{\theta} &= \frac{IL\beta^3}{4\pi\omega\epsilon_0} \left[ -\frac{1}{j(\beta r)} + \frac{1}{(\beta r)^2} + \frac{1}{j(\beta r)^3} \right] \sin\theta \\ E_r &= \frac{IL\beta^3}{2\pi\omega\epsilon_0} \left[ \frac{1}{(\beta r)^2} + \frac{1}{j(\beta r)^3} \right] \cos\theta \\ H_{\phi} &= \frac{IL\beta^2}{4\pi} \left[ -\frac{1}{j(\beta r)} + \frac{1}{(\beta r)^2} \right] \sin\theta \end{aligned} \right\} \quad (3-1)$$

式中  $\omega = 2\pi f$ , Hz;

$\beta = 2\pi/\lambda$ ;

$\epsilon_0 = 1/36\pi \times 10^9$ ——自由空间的导磁率, F/m。

### 2. 载流环及其辐射场

用球坐标表示的载流环的物理描述如图 3-6 所示。

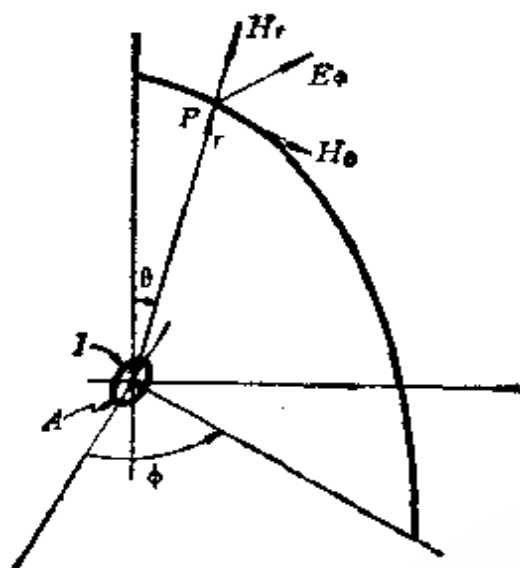


图3-6 用球坐标表示的载流环的辐射场

在面积无限小的载流环中通以电流  $I$  时，由它所产生的电磁场的三个分量分别为：

$$\left. \begin{aligned} H_{\theta} &= \frac{IA\beta^3}{4\pi} \left[ \frac{-1}{(\beta r)} - \frac{1}{j(\beta r)^2} + \frac{1}{(\beta r)^3} \right] \sin \theta \\ H_r &= \frac{IA\beta^3}{2\pi} \left[ \frac{-1}{j(\beta r)^2} + \frac{1}{(\beta r)^3} \right] \cos \theta \\ E_{\phi} &= \frac{IA\beta^2}{4\pi\omega\epsilon_0} \left[ \frac{-1}{(\beta r)} - \frac{1}{j(\beta r)^2} \right] \sin \theta \end{aligned} \right\} \quad (3-2)$$

式中  $\omega = 2\pi f$ , Hz;

$\beta = 2\pi/\lambda$ ;

$\epsilon_0 = 1/36\pi \times 10^9$ ——自由空间的导磁率, F/m。

由上述两组公式可以看出：

(1) 当源到观察点  $P$  的距离  $r \gg \frac{\lambda}{2\pi}$  (远场条件), 则  $r^{-2}$  项与  $r^{-3}$  项均可忽略不计, 此时  $r^{-1}$  项是主要的, 此谓之辐射场(平面波)。此时波阻抗  $Z_0 = E_{\phi}/H_{\theta} = 377\Omega$ ,  $E_{\phi}$  与  $H_{\theta}$  在空间上正交, 在时间上同相。



(2) 当  $r \ll \lambda/2\pi$  (近场条件) 时, 则  $r^{-3}$  项是主要的; 此时, 波阻抗  $E_0/H_0 = Z_0 \lambda/2\pi r$ , 此谓之感应场。此时  $E_0$  与  $H_0$  在时间和空间相位上均差  $90^\circ$ 。

(3) 当  $r = \lambda/2\pi$  时, 对应于远场与近场的分界, 故亦称为过渡场条件。

图 3-7 为  $E_0$  表达式中三项因子随距离  $r$  的相对变化曲线。

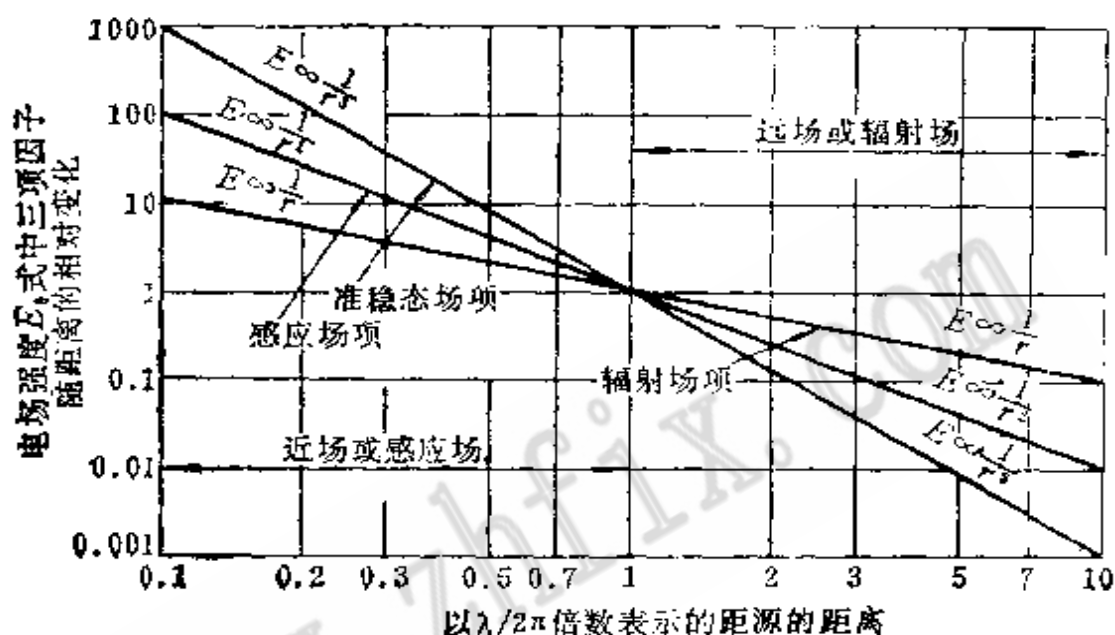


图3-7 电场强度  $E_0$  式中三项因子随距离  $r$  的相对变化曲线

### 3.2.2 当辐射体的尺寸 $D \geq \frac{\lambda}{2}$ 时

当辐射体的尺寸  $D \geq \frac{\lambda}{2}$  时, 3.2.1 节中的两组公式已不再适用, 因而, 用来区分远场与近场的条件也已不再适用。如图 3-8 所示, 假设用  $R$  来定义近场与远场的分界面, 则远场的条件应该近似满足平面波条件。为此,  $R$  的数值必须足够大, 以便保证辐射体所产生的电磁波波前到达接收天线的中心部分和两端时的相位差足够小。

由图, 下述关系成立:

$$\begin{aligned}(R + k\lambda)^2 &= R^2 + (D/2)^2 \\ 2Rk\lambda + (k\lambda)^2 &= (D/2)^2\end{aligned}$$

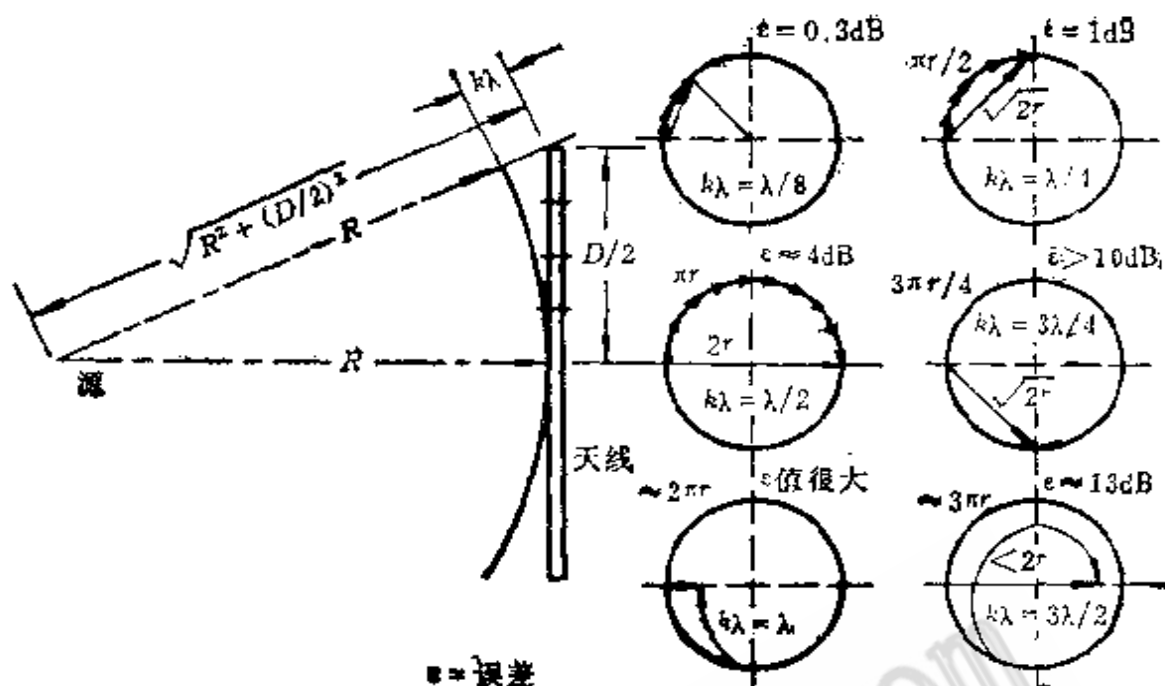


图3-8 辐射体尺寸  $D \geq \frac{\lambda}{2}$  时的远场条件

在实际应用中,

$$2Rk\lambda \gg (k\lambda)^2$$

因而,  $2Rk\lambda \simeq (D/2)^2$  或  $R = \frac{D^2}{8k\lambda}$

当选  $k = \frac{1}{8}$  时, 则  $R = \frac{D^2}{\lambda}$

此时, 对应的误差为 0.3dB。

### 3.3 电场场强与功率密度的关系

在微波领域内, 人们常常使用功率密度  $P_D$  作为对功率流量的度量, 但在电磁干扰和广播领域内, 人们更多地使用场强这个术语而不是功率密度。有时在电磁干扰领域内同时使用场强和功率密度来规定极限值。下面是两者的关系。

根据定义,  $P_D = \frac{E^2}{Z} \text{ (W/m}^2\text{)}$

$$P_{\text{dBW/m}^2} = 20 \lg E_{\text{V/m}} - 10 \lg Z$$

$$\begin{aligned}
 \text{或} \quad P_{\text{dBmW/m}^2} &= E_{\text{dBV/m}} - 10 \lg Z + 30 \text{ dB} \\
 &= E_{\text{dBV/m}} - 90 \text{ dB} - 10 \lg Z \\
 &= E_{\text{dB}\mu\text{V/m}} - 116 \text{ dB} \quad (\text{当 } Z = 377 \Omega \text{ 时})
 \end{aligned}$$

式中  $E$ ——以  $\text{V/m}$  表示的电场强度；

$E_{\text{dB}\mu\text{V/m}}$ ——以  $\mu\text{V/m}$  表示的电场强度；

$Z$ ——波阻抗，在远场条件下， $Z = 120\pi = 377 \Omega$ 。

表 3-1 是按  $Z = Z_0 = 377 \Omega$ ，并根据上述关系式，即  $E_{\text{dB}\mu\text{V/m}} = P_{\text{dBmW/m}^2} + 116 \text{ dB}$  而算出的场强与功率密度的关系。

表 3-1 场强与功率密度的关系

$\text{V/m}$	$\text{dB}\mu\text{V/m}$	$\text{W/m}^2$	$\text{dBW/m}^2$	$\text{W/cm}^2$	$\text{dBW/cm}^2$	$\text{mW/cm}^2$	$\text{dBmW/cm}^2$
10.000	200	265.000	+54	27	+14	26.500	+44
7.000	197	130.000	+51	13	+11	13.000	+41
5.000	194	66.300	+48	6.6	+8	6.630	+38
3.000	190	23.900	+44	2.4	+4	2.390	+34
2.000	186	10.600	+40	1.1	0	1.060	+30
1.000	180	2.650	+34	0.27	-6	265	+24
700	177	1.300	+31	0.13	-9	130	+21
500	174	663	+28	0.066	-12	66	+18
300	170	239	+24	0.024	-16	24	+14
200	166	106	+20	0.011	-20	11	+10
100	160	27	+14	$27 \times 10^{-4}$	-26	2.7	+4
70	157	13	+11	$13 \times 10^{-4}$	-29	1.3	+1
50	154	6.6	+8	$6.6 \times 10^{-4}$	-32	0.66	-2
30	150	2.4	+4	$2.4 \times 10^{-4}$	-36	0.24	-6
20	146	1.1	0	$1.1 \times 10^{-4}$	-40	0.11	-10
10	140	0.27	-6	$2.7 \times 10^{-5}$	-46	0.027	-16
7	137	0.13	-9	$13 \times 10^{-6}$	-49	0.013	-19
5	134	0.066	-12	$6.6 \times 10^{-6}$	-52	$66 \times 10^{-4}$	-22
3	130	0.024	-16	$2.4 \times 10^{-6}$	-56	$24 \times 10^{-4}$	-26
2	126	0.011	-20	$1.1 \times 10^{-6}$	-60	$11 \times 10^{-4}$	-30
1	120	$27 \times 10^{-4}$	-26	$27 \times 10^{-8}$	-66	$2.7 \times 10^{-4}$	-36
0.7	117	$13 \times 10^{-4}$	-29	$13 \times 10^{-8}$	-69	$1.3 \times 10^{-4}$	-39
0.5	114	$6.6 \times 10^{-4}$	-32	$6.6 \times 10^{-8}$	-72	$66 \times 10^{-4}$	-42

(续)

V/m	$\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$	W/m <sup>2</sup>	$\text{dBW}/\text{m}^2$	W/cm <sup>2</sup>	$\text{dBW}/\text{cm}^2$	mW/cm <sup>2</sup>	$\text{dBmW}/\text{cm}^2$
0.3	110	$2.4 \times 10^{-4}$	-36	$2.4 \times 10^{-8}$	-76	$24 \times 10^{-6}$	-46
0.2	106	$1.1 \times 10^{-4}$	-40	$1.1 \times 10^{-8}$	-80	$11 \times 10^{-6}$	-50
0.1	100	$27 \times 10^{-5}$	-46	$27 \times 10^{-10}$	-86	$2.7 \times 10^{-6}$	-56
$70 \times 10^{-3}$	97	$13 \times 10^{-6}$	-49	$13 \times 10^{-10}$	-89	$1.3 \times 10^{-6}$	-59
$50 \times 10^{-3}$	94	$6.6 \times 10^{-6}$	-52	$6.6 \times 10^{-10}$	-92	$66 \times 10^{-8}$	-62
$30 \times 10^{-3}$	90	$2.4 \times 10^{-6}$	-56	$2.4 \times 10^{-10}$	-96	$24 \times 10^{-8}$	-66
$20 \times 10^{-3}$	86	$1.1 \times 10^{-6}$	-60	$1.1 \times 10^{-10}$	-100	$11 \times 10^{-8}$	-70
$10 \times 10^{-3}$	80	$27 \times 10^{-8}$	-66	$27 \times 10^{-12}$	-106	$2.7 \times 10^{-8}$	-76
$7 \times 10^{-3}$	77	$13 \times 10^{-8}$	-69	$13 \times 10^{-12}$	-109	$1.3 \times 10^{-8}$	-79
$5 \times 10^{-3}$	74	$6.6 \times 10^{-8}$	-72	$6.6 \times 10^{-12}$	-112	$66 \times 10^{-10}$	-82
$3 \times 10^{-3}$	70	$2.4 \times 10^{-8}$	-76	$2.4 \times 10^{-12}$	-116	$24 \times 10^{-10}$	-86
$2 \times 10^{-3}$	66	$1.1 \times 10^{-8}$	-80	$1.1 \times 10^{-12}$	-120	$11 \times 10^{-10}$	-90
$1 \times 10^{-3}$	60	$27 \times 10^{-10}$	-86	$27 \times 10^{-14}$	-126	$2.7 \times 10^{-10}$	-96
$700 \times 10^{-6}$	57	$13 \times 10^{-10}$	-89	$13 \times 10^{-14}$	-129	$1.3 \times 10^{-10}$	-99
$500 \times 10^{-6}$	54	$6.6 \times 10^{-10}$	-92	$6.6 \times 10^{-14}$	-132	$66 \times 10^{-12}$	-102
$300 \times 10^{-6}$	50	$2.4 \times 10^{-10}$	-96	$2.4 \times 10^{-14}$	-136	$24 \times 10^{-12}$	-106
$200 \times 10^{-6}$	46	$1.1 \times 10^{-10}$	-100	$1.1 \times 10^{-14}$	-140	$11 \times 10^{-12}$	-110
$100 \times 10^{-6}$	40	$27 \times 10^{-12}$	-106	$27 \times 10^{-16}$	-146	$2.7 \times 10^{-12}$	-116
$70 \times 10^{-6}$	37	$13 \times 10^{-12}$	-109	$13 \times 10^{-16}$	-149	$1.3 \times 10^{-12}$	-119
$50 \times 10^{-6}$	34	$6.6 \times 10^{-12}$	-112	$6.6 \times 10^{-16}$	-152	$66 \times 10^{-14}$	-122
$30 \times 10^{-6}$	30	$2.4 \times 10^{-12}$	-116	$2.4 \times 10^{-16}$	-156	$24 \times 10^{-14}$	-126
$20 \times 10^{-6}$	26	$1.1 \times 10^{-12}$	-120	$1.1 \times 10^{-16}$	-160	$11 \times 10^{-14}$	-130
$10 \times 10^{-6}$	20	$27 \times 10^{-14}$	-126	$27 \times 10^{-18}$	-166	$2.7 \times 10^{-14}$	-136
$7 \times 10^{-6}$	17	$13 \times 10^{-14}$	-129	$13 \times 10^{-18}$	-169	$1.3 \times 10^{-14}$	-139
$5 \times 10^{-6}$	14	$6.6 \times 10^{-14}$	-132	$6.6 \times 10^{-18}$	-172	$66 \times 10^{-16}$	-142
$3 \times 10^{-6}$	10	$2.4 \times 10^{-14}$	-136	$2.4 \times 10^{-18}$	-176	$24 \times 10^{-16}$	-146
$2 \times 10^{-6}$	6	$1.1 \times 10^{-14}$	-140	$1.1 \times 10^{-18}$	-180	$11 \times 10^{-16}$	-150
$1 \times 10^{-6}$	0	$27 \times 10^{-16}$	-146	$27 \times 10^{-20}$	-186	$2.7 \times 10^{-16}$	-156

### 3.4 系统内干扰的耦合模型

如图 3-9 所示, 一个电压源或电流源, 经由布线 (事实上, 它也是一个无意的发送天线), 到达发送天线。设计师的意图显然是: 通过发送天线把预定的功率辐射出去, 经过辐射耦合通道,

即自由空间到达接收天线，然后再经过传导耦合通道——导线，把接收到的能量传到接收器。但事实上，除预计的传播途径外，来自源的整个传导通道，包括装置、布线、零件等与从接收天线到接收器的传导通道构成了无意的传导耦合和辐射耦合，它们的传输函数前者用  $TV$ 、 $TI$  等，后者用  $TE$ 、 $TH$  等符号表示。

图 3-9 代表存在于系统内的一般干扰耦合的传输函数模型。当然研究一个具体系统内的干扰问题时，要根据该系统的实际线路布局作具体分析，求出具体的传输函数模型，再加以计算。

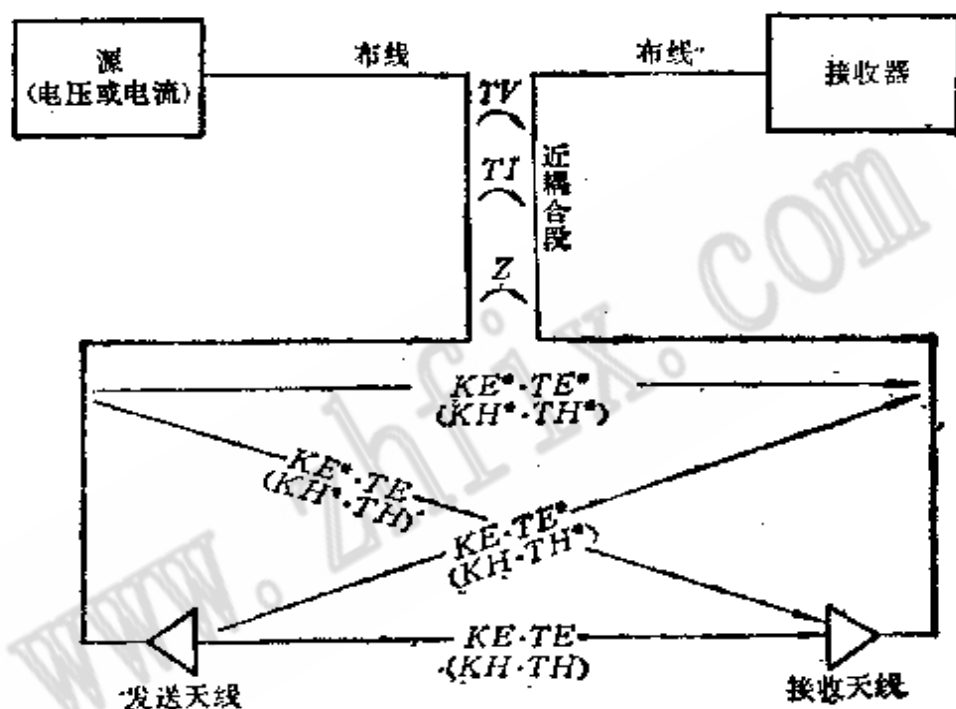


图3-9 系统内干扰的耦合模型

$TV$ —电压传输函数； $TI$ —电流→电压的传输函数； $KE$ —电压→ $E$ 场的传输函数（天线源）； $TE$ — $E$ 场→电压的传输函数（天线接收器）； $KE^*$ —电压→ $E$ 场的传输函数（线源）； $TE^*$ — $E$ 场→电压的传输函数（线接收器）； $KH$ —电流→ $H$ 场的传输函数（天线源）； $TH$ — $H$ 场→电压的传输函数（天线接收器）； $KH^*$ —电流→ $H$ 场的传输函数（线源）； $TH^*$ — $H$ 场→电压的传输函数（线接收器）； $Z$ —公共阻抗。

具体计算时可按实际的线路布局，根据传导耦合与辐射耦合的几种典型情况和基本计算公式加以计算。为了简化计算，通常假定所有的干扰效应都是相加的，而且不考虑相位关系。

## 第四章 接地、电源滤波和屏蔽

在电磁兼容领域里，屏蔽主要是为了衰减来自空间或泄漏到空间的辐射电磁干扰；电源滤波主要是为了滤除来自或注入公用电源的传导干扰；而接地技术的应用，有时是为了解决传导干扰，有时是为了解决辐射干扰。为了从实践上对电磁干扰加以控制，从而实现电磁兼容的目的，必须对接地、滤波和屏蔽的原理、技术加以研究和分析。

### 4.1 接 地

所谓接地，就是在两点间建立传导通路，以便将电子设备或元件连接到某些通常叫作“地”的参考点上。保证接地良好的主要目的有二：一是为了防止在雷击时或带有高压的元件、布线击穿时机壳带电，避免操作人员遭到电击，对应这种情况的地叫作“保护地”；二是为了减少由于公共阻抗、电场或其它干扰耦合所造成的电磁干扰，对应这种情况的地叫作“测量地”。前者属于安全问题，超出本书范围，本书的重点是讨论后者。

#### 4.1.1 接地平面上两点间的阻抗

理想的接地平面是一个零电位零阻抗的导体，平面上任意两点间的电位差为零，因此，它可以用作所有信号的参考点。但事实上这种理想的接地平面是不存在的，即便是超导体，由于平面上两点间存在着过渡时间的延迟，也会呈现电抗效应。由理论分析可知：接地平面上距离为  $l$  的两点间的阻抗为：

$$\begin{aligned} Z &= R_{RF}(1 + |tg 2\pi l / \lambda|) \\ &= K R_{DC}(1 + |tg 2\pi l / \lambda|) \end{aligned}$$

$$\simeq K R_{DC}(1 + 2\pi l / \lambda) \quad \text{当 } l < \frac{\lambda}{10} \text{ 时,}$$

$$\approx KR_{DC} \quad \text{当 } l < \frac{1}{20} \lambda \text{ 时,}$$

$$\approx 2KR_{DC} \quad \text{当 } l \approx \lambda/8, 3\lambda/8 \text{ 时}$$

式中  $R_{DC}$ ——直流表面电阻;

$K$ ——大于1的常数, 代表射频表面电阻与直流表面电阻的比值;

$$R_{RF} = 0.26 \times 10^{-6} \sqrt{\mu f / \sigma};$$

$\sigma$ ——相对于铜的某金属的导电率;

$\mu$ ——相对于铜的某金属的导磁率。

由上式可见, 接地平面上两点间的阻抗, 当  $l > \lambda/8$  时, 可以变得相当大。

#### 4.1.2 由接地平面上有限的公共阻抗而产生的耦合

图4-1表明两个不同的电路共用一个接地平面作为地回路时, 由有限的公共阻抗  $Z$  而构成耦合。由第1个回路(干扰源)在公共阻抗  $Z$  上所产生的电压为:

$$V_c = \frac{ZV_1}{R_{g1} + R_{L1} + Z} \approx \frac{ZV_1}{R_{g1} + R_{L1}} \quad (\text{当 } Z \ll R_{g1} + R_{L1} \text{ 时})$$

作为受害者, 在第2个回路的负载电阻  $R_{L2}$  上所产生的电压为:

$$V_i = \frac{R_{L2}V_c}{R_{g2} + R_{L2}} \quad (\text{当 } Z \ll R_{g2} + R_{L2} \text{ 时})$$

将  $V_c$  代入  $V_i$  式中, 得出:

$$V_i = \frac{ZR_{L2}V_1}{(R_{g1} + R_{L1})(R_{g2} + R_{L2})}$$

以dB表示的由于公共阻抗所引起的两回路间的串扰为:

$$CT_{dB} = 20 \lg [ZR_{L2} / (R_{g1} + R_{L1}) \cdot (R_{g2} + R_{L2})]$$

由上式  $V_i = ZR_{L2}V_1 / (R_{g1} + R_{L1})(R_{g2} + R_{L2})$  可以看出: 干扰电压线性正比于两个不同电路共用接地平面的公共阻抗  $Z$ 。

#### 4.1.3 电场屏蔽与接地

电场屏蔽的作用就是用接地的金属板或机壳将两个电路  $A$  与

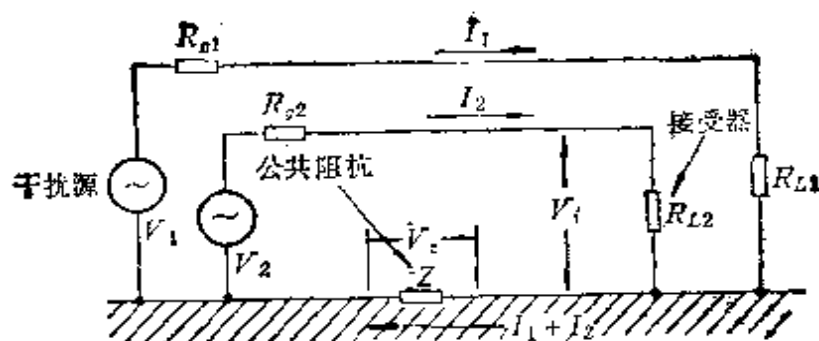


图4-1 两回路通过接地平面公共阻抗的耦合

$B$  隔开，从而把电路间的相互干扰减小到最小程度，使电路由分布电容泄漏出去的能量经屏蔽板或机壳短接入地而不致串入另一电路中。理论分析和实践都表明：如果屏蔽不接地或接地不好，则电场的干扰反而比不采用屏蔽更严重些。为此，要取得良好的屏蔽效果，屏蔽体必须接地良好。屏蔽体与地间的阻抗越小，屏蔽效果就越好。一般要求屏蔽与地间的接触电阻小于  $2\text{m}\Omega$ ，在要求严格的场合，接触电阻应小于  $0.5\text{m}\Omega$ 。当屏蔽体通过一段导线与地相连时，导线的截面应尽量大。例如用扁平状编织线以减小直流和交流电阻，同时要尽量缩短导线的长度，以减小导线感抗的影响。

#### 4.1.4 一点接地、多点接地与混合接地

一点接地就是指所有的地连接都直接连到一个唯一的“地”参考点上，以免形成多个地回路。当系统具有多个分机时，分机机架与线路地要保持分开；在每个分机内的线路接地系统都要一点接地，然后把每个分机的接地用母线互连起来，再接到整个系统的总的唯一的参考地上。

当频率相当高，波长  $\lambda = \frac{c}{f}$  降到可以和系统接地平面的尺寸或电缆尺寸相比较时，一点接地将不再适用。如所周知， $\lambda/4$  长的地线相当于  $\lambda/4$  的短路线，看进的阻抗相当于开路。当传输的信号为脉冲时，必须从频谱概念出发加以考虑。例如上升时间为  $1\text{ns}$  的脉冲，其上半功率点的频率为  $f_c = 1/2\pi\tau = 157\text{MHz}$ 。



此时，对应的波长为： $\lambda/4 = 0.48\text{m}$ 。实践经验表明：良好的接地要求地线长度远远小于 $\lambda/4$ 。

多点接地，是指每一个接地都直接接到就近的接地板上的一点，以减小地线长度。接地板可以是机座，可以是地线，或者对于大系统来说，也可能是建筑物的结构件。原则上，只要可能，尽量选用大的导电件作为接地。多点接地的优点是线路结构比单点接地简单并可最大限度地减小高频驻波效应。与此相反，多点接地则形成多个地回路，因而接地质量非常重要。经验表明：多点接地需要很好地维护，以避免由于腐蚀等原因而在接地系统中出现高阻抗。

当线路中同时存在有高频、视频、音频信号时，往往需要采用混合接地方式。所谓混合接地，通常有两种方法：其一是，在一个系统中，对于高频或中频线路采用多点接地，而对于音频、视频电路则采用一点接地，最后再用母线把它们互连起来；其二是，在一点接地基础上，将那些仅仅要求高频接地的点通过电容器加以就近接地，从而实现混合接地的目的。但需要特别注意，防止这些电容器与接线电感构成谐振。

容许的地线长度，取决于通过地线的电流大小和容许的电压降。一般说来，如果存在有对此电压降高度敏感的电路，则地线长度必须限制在 $0.05\lambda$ 以下；反之，则可以达到 $0.15\lambda$ 。图4-2和图4-3是说明在一个系统内实现一点接地、多点接地以及混合接地的示例。

#### 4.1.5 有关接地的设计指南

1. 当地线长度小于 $0.05\lambda$ 时，采用一点接地，当地线长度大于 $0.15\lambda$ 时，采用多点接地。当地线长度介于 $0.05\lambda$ 与 $0.15\lambda$ 之间时，接地方式取决于地线的实际布置以及被接地电路的传导发射极限和传导敏感度极限。

2. 当线路必须处理宽频谱信号（例如窄脉冲）时，需要采用混合接地。

3. 在视频或高频范围内，发生接地回路问题时，可采用浮地

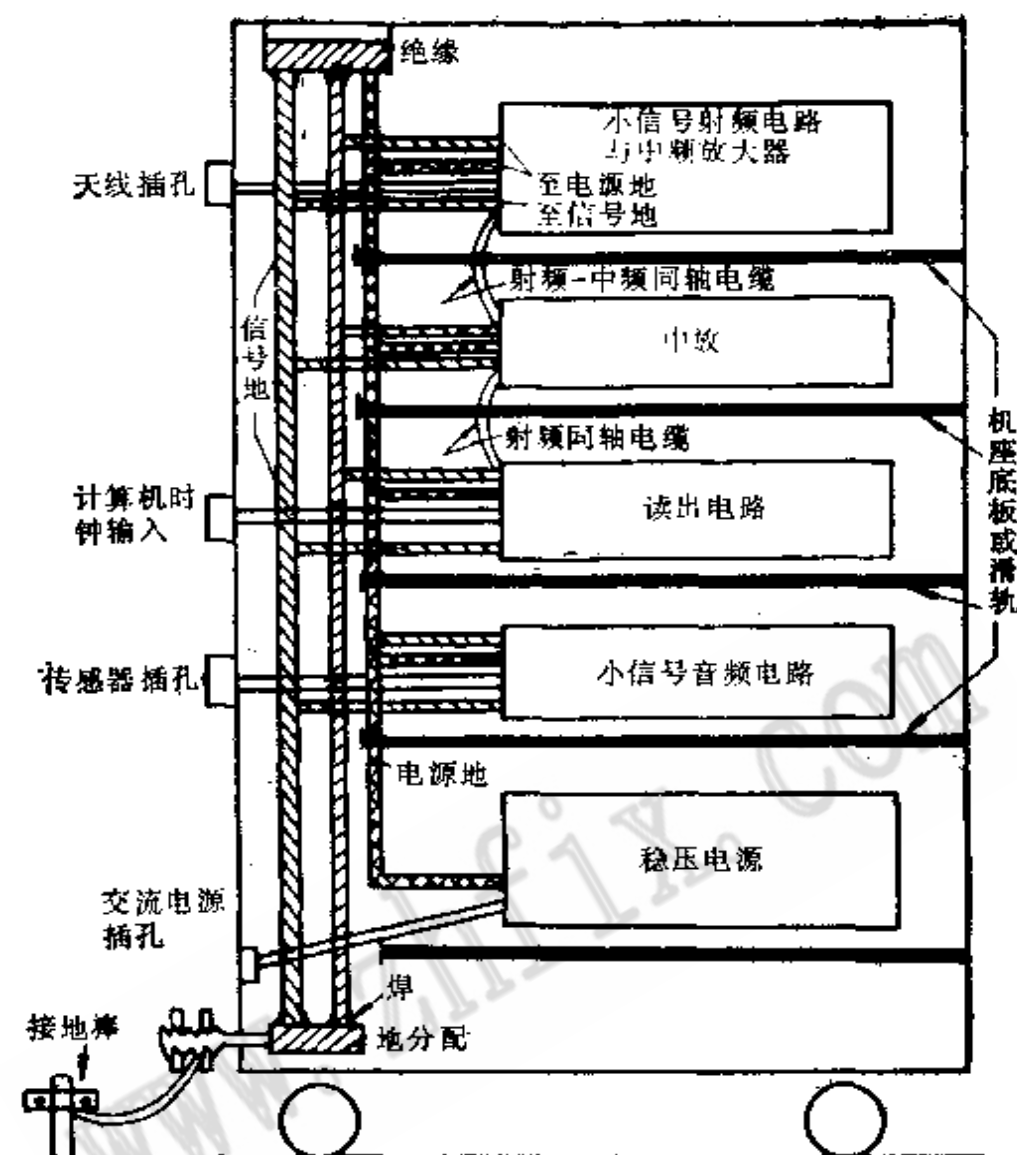


图4-2 上架式插箱系统内接地情况

分离技术。

4. 务使所有地线尽可能短。

5. 用作参考点的接地板，必须具有高传导率而且要易于保持良好的传导率。

6. 要使信号回零地、信号屏蔽回零地、电源系统回零地、机架地相互之间保持分离的接地系统，最后再使所有这些回零线在一个参考点上接在一起。

7. 对于那些产生大电流或通断电流变化的电路，要提供分离的接地系统或分离的回零线，以减少对其它电路的瞬态干扰。

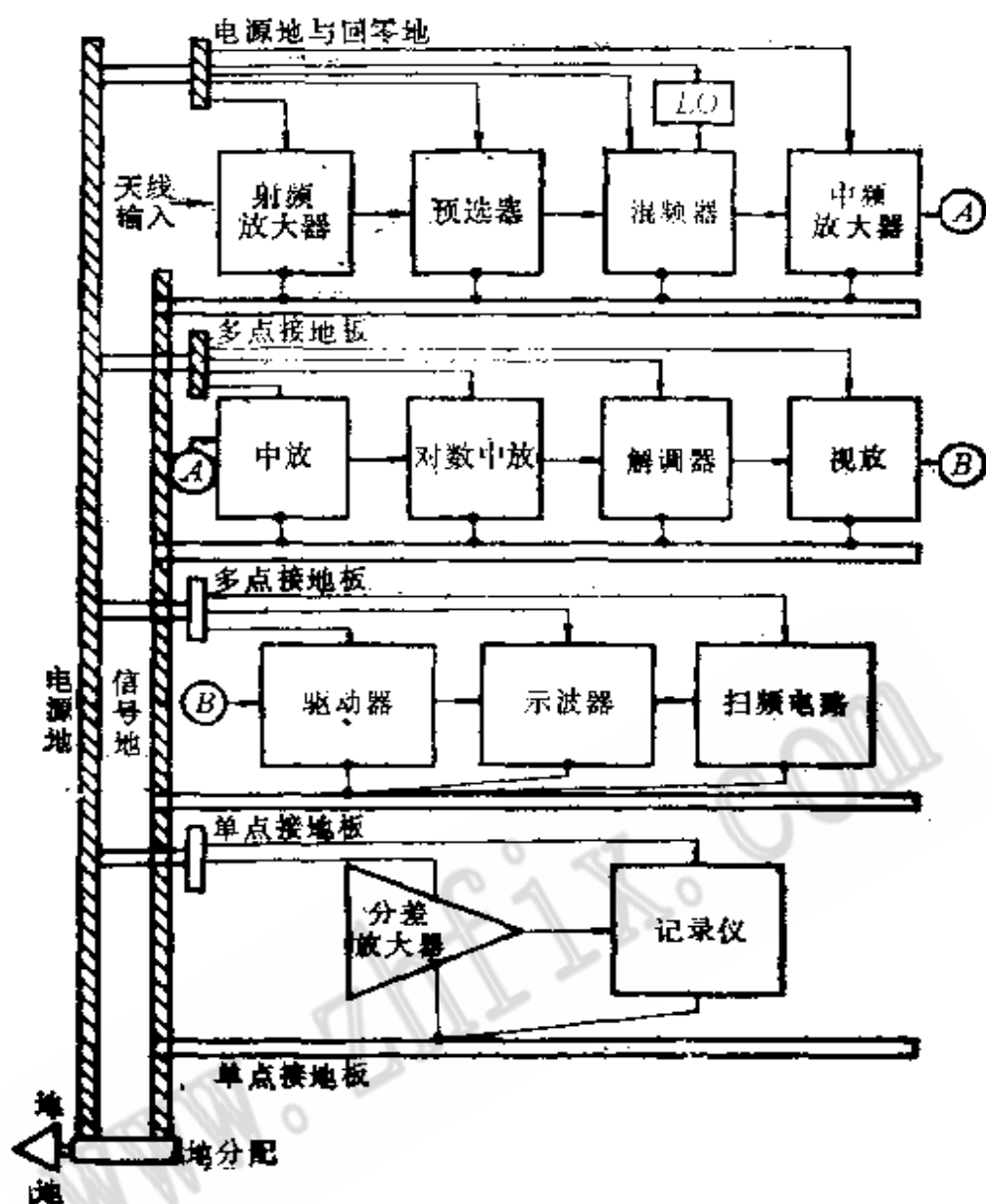


图4-3 图4-2中实现混合接地的方式

8. 务使小信号电路的地线与所有其它地线分开。
9. 当信号线与电源线必须交叉时，应使之相互垂直。
10. 采用平衡的分差电路，以减少接地电路干扰的影响。
11. 当需要采用同轴电缆作信号传输时，对于低频线路，宜用屏蔽作为信号回零并在源端一点接地；对于高频线路，则应采用多点接地。
12. 对于小信号传输，应使用多重屏蔽的传输线，每层屏蔽均应采用一点接地。

## 4.2 电 源 滤 波

为了滤除来自公用电源的传导干扰,需要在供电电源的输入端装设电源滤波器。此滤波器对于直流、50Hz、400Hz的衰减必须很小(例如等于或小于0.2dB),同时要对10kHz到1GHz的信号至少要能提供60dB的衰减。

### 4.2.1 电源干扰的模式和对电源滤波器的基本要求

来自电源的干扰有两种模式:共模干扰和分差模式干扰。共模干扰的特征是相线到地以及中线到地均存在明显的干扰电压,但相线与中线之间不存在或存在很小的干扰电压。与此相反,分差模式干扰是在相线与中线之间存在着明显的干扰电压,但相线对地或中线到地不存在或存在很小的干扰电压。为了隔离、滤除或测量来自电源的干扰,首先必须确定干扰的模式。

对电源滤波器的基本要求如下:

1. 通常,在额定负载条件下,允许滤波器的最大压降小于电压额定值的2%;(在电源频率上);10kHz以上的所有谐波失真至少比基波(电源频率)小80dB。
2. 在电源频率上的电抗电流小于额定满载电流的10%。
3. 对于给定的源和负载阻抗,在整个工作频带内滤波器的衰减频率特性要符合规定的要求。
4. 滤波器的尺寸、重量和安装形式以及对电场、磁场、电磁场的屏蔽均应符合规定的要求。

### 4.2.2 电压与电流额定值

滤波器的电压额定值必须足够高,以保证在最高供电电压(包括脉动成分及瞬态脉冲在内)条件下,滤波电容器不被击穿。滤波器的电流额定值要按最大可能负载连续工作状态来设计。要保证在额定负载条件下,滤波器的电感线圈不致饱和;从负载看进的包括滤波器、电源变压器在内的总内阻要足够小,以保证必要的电压调整率。

不论是电压额定值还是电流额定值,在设计上均要求足够,

但要适当，不必要的过大的余量设计会导致体积、重量、空间和成本的增加，这同样是不允许的。

#### 4.2.3 滤波器的最大允许输入电容数值

为了保证滤波器的低频特性，通常，滤波器的电容，例如第一级输入电容，选择得相当大，但其最大容量要受两个因素制约。

其一为电抗电流。例如，选用第一级输入电容为 $10\mu\text{F}$ 时，则对于 $50\text{Hz}$ 的电源频率，有，

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{6.28 \times 50 \times 10^{-6}} = 319\Omega$$

当电源电压为 $220\text{V}$ 时，电抗电流为：

$$I = \frac{220}{319} = 0.7\text{A}$$

如第一级输入电容为 $250\mu\text{F}$ 时，电抗电流为：

$$I = 17.5\text{A}$$

根据对电源滤波器的基本要求，此电流不得超过总额定负载电流的 $10\%$ 。

对输入电容的第二个限制因素是对安全的保证。为了防止电击，此电容的数值必须小于安全标准文本所规定的数值。

#### 4.2.4 滤波器的频率特性

滤波器的最重要特性为插入损耗的频率特性。它定义为 $20\lg(E_1/E_2)$ 。式中， $E_1$ 为线路中接有滤波器时信号源的输出电压， $E_2$ 为线路中不接滤波器时信号源的输出电压。插入损耗随频率的变化称为滤波器的频率特性。

在确定滤波器的频率特性时，必须同时考虑带通特性和带阻特性。如果需要通过的频率与需要抑止的频率非常接近时，则滤波器的频率特性必须足够陡峭，而这意味着需要大量精密的元件，因而使成本增加。

作为滤波器元件，除准确度要求较高外，还必须具有较高的可靠性，这是因为滤波器元件数值的任何变化，均意味着频率特性的改变，从而导致电磁干扰抑止特性的变坏。相对于其它元件

的变质或损坏而言, 由元件可靠性所引起的电磁干扰故障更难于诊断和发现。

### 4.3 屏蔽

屏蔽的形式多种多样。它可以是隔板, 也可以是盒式封闭体, 也可以是电缆屏蔽或连接器式的屏蔽。屏蔽体可以是实心的、非实心的(有空隙的); 也可以是电缆外面的编织层。屏蔽的效果可用屏蔽有效度来表示。它不仅与屏蔽材料有关, 而且与材料的厚度、应用频率、辐射源到屏蔽层的距离以及屏蔽层不连续的形状和数量有关。

#### 4.3.1 电场源与磁场源的波阻抗

给定点的波阻抗定义为: 在该点上的总电场与总磁场之比。对于仅含电偶极子的辐射源而言, 波阻抗为:  $E_r$  与  $E_\theta$  的矢量和对  $H_\phi$  的比值。对于仅含磁偶极子的辐射源而言, 波阻抗为:  $H_r$  对  $H_\theta$  与  $H_\phi$  的矢量和之比。波阻抗随距离  $r$  (以  $\lambda/2\pi$  的倍数表示) 的变化关系如下图4-4所示。

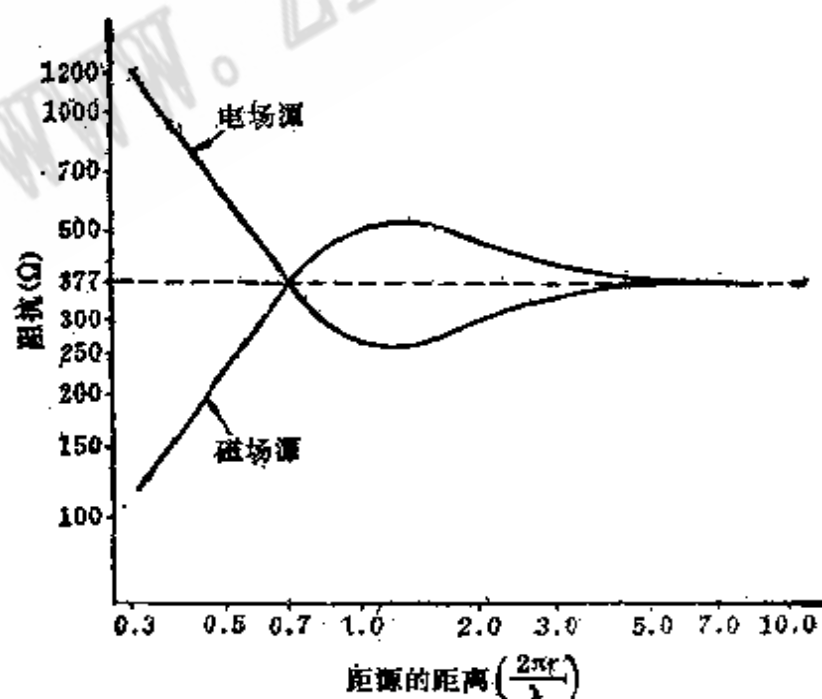


图4-4 波阻抗与距离的关系曲线

由图可见, 电场源在近区呈现高的波阻抗特性, 但磁场源在近区则呈现低的波阻抗特性。这里所谓“高”与“低”是相对于自由空间或远场条件下的波阻抗 $377\Omega$ 而言的。这一点对于考虑如何选择屏蔽材料时很重要, 因为波在屏蔽材料表面上的反射取决于表面对入射波所呈现的阻抗不连续的程度。

当距离辐射源很远, 亦即  $r \rightarrow \infty$  时,  $E_{\theta} \simeq \frac{-IL\beta^2}{j4\pi\omega\epsilon_0 r}$

$E_r \simeq 0$  (与  $E_{\theta}$  比较)

$$H_{\phi} = \frac{-IL\beta}{j4\pi r}$$

因此, 当  $r \rightarrow \infty$  时, 波阻抗  $\eta_0 = \frac{E_{\theta}}{H_{\phi}} = \frac{\beta}{\omega\epsilon_0} = \frac{1}{C\epsilon_0} = 377\Omega$

#### 4.3.2 实心材料的屏蔽有效度

屏蔽体对电磁波起衰减作用, 由下列三种机理构成:

1. 在屏蔽材料的表面对入射能量的反射。这是由于空气与金属交界面上阻抗不连续的原因造成的。反射的机理仅与阻抗不连续有关而与材料厚度无关。

2. 未被反射而进入屏蔽层的能量在穿越屏蔽层时的能量衰减。

3. 进入屏蔽层并到达屏蔽层的另一表面时, 遇到了另一个金属空气交界面, 一部分能量反射回屏蔽层内, 从而在屏蔽层内产生多次反射。

第1项的反射产生“单次反射损耗”, 以  $R$  表示。第2项为通过屏蔽层产生的衰减, 以  $A$  表示。第3项为“多次反射校正项”, 以  $B$  表示。只有在  $A \leq 15\text{dB}$  时, 才考虑  $B$  项, 当  $A$  足够大时,  $B$  项可以忽略不计。综上所述, 总的屏蔽有效度  $S$  为:

$$S_{\text{dB}} = R_{\text{dB}} + A_{\text{dB}} + B_{\text{dB}} \quad (4-1)$$

在源至屏蔽层距离较近的情况下, 由于屏蔽层的表面阻抗在数值上与磁场的波阻抗相近, 因而在屏蔽磁场时, 反射损耗很小; 此时屏蔽有效度  $S$  主要由通过屏蔽层所产生的衰减  $A$  决定。反之,

屏蔽电场时, 由于电场的波阻抗数值比屏蔽层的表面阻抗高得多, 故此时总的屏蔽有效度主要由反射损耗  $R$  所决定, 对屏蔽材料厚度没有要求。

下面拟就屏蔽有效度  $S$  中的三项因子分别加以分析:

### (1) 吸收衰减 $A$

由于吸收衰减发生在屏蔽体内, 因而它与波的类型 (电场波或磁场波) 无关。根据理论计算, 吸收衰减  $A_{dB}$  为:

$$A_{dB} = 3.34 \times 10^{-3} t \sqrt{f G \mu} = 3.34 t \sqrt{f_{MHz} G \mu} \quad (4-2)$$

式中  $A$  ——以dB表示的衰减;

$t$  ——以密尔 (0.0254mm) 为单位表示的屏蔽体厚度;

$G$  ——相对于铜的导电率;

$\mu$  ——相对于真空的材料的导磁率。

图4-5是以铜 ( $G=1$ ,  $\mu=1$ )、铁 ( $G=0.17$ ,  $\mu=1000$ )、高导磁率镍钢 ( $G=0.06$ ,  $\mu=80000$ ) 为参数, 按  $A_{dB} = 3.34 t \sqrt{f_{MHz} G \mu}$  所描绘的吸收衰减  $A$  相对于频率的变化曲线。

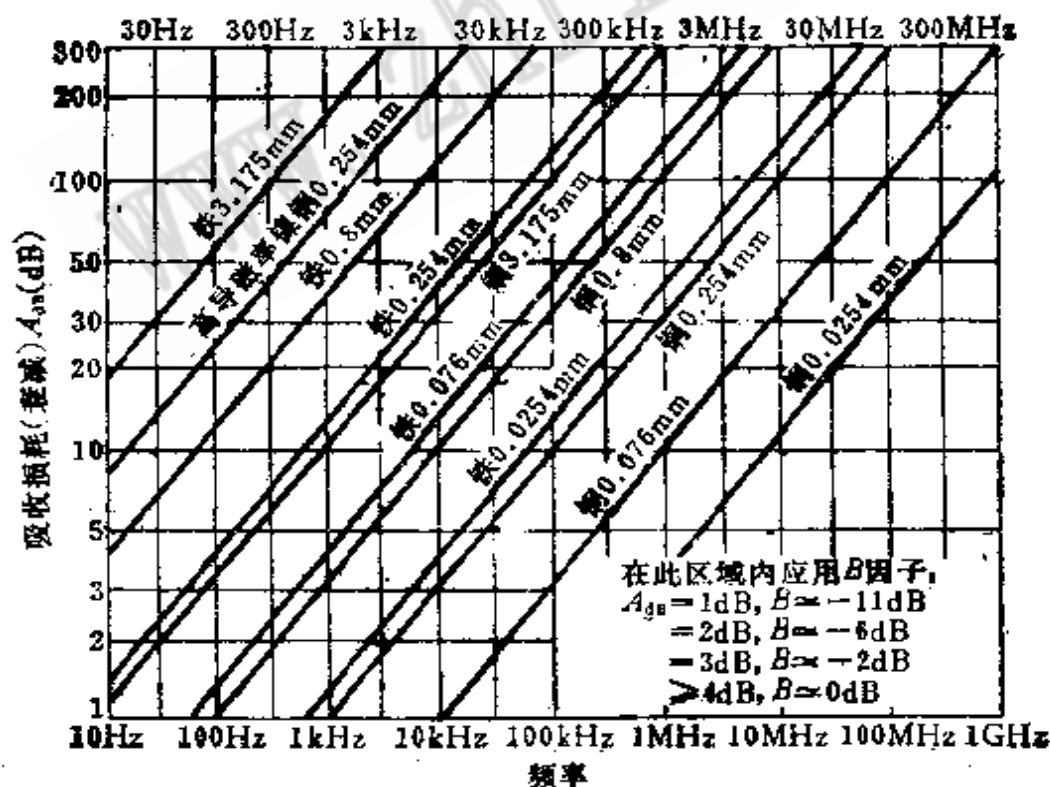


图4-5 吸收衰减  $A$  对频率的变化曲线



(2) 反射损耗  $R$ 

根据计算, 材料的特性阻抗  $Z_0$  为:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}}$$

式中  $\mu$  —— 导磁率,  
 $\sigma$  —— 导电率,  
 $\epsilon$  —— 介电常数。

对于大多数的绝缘材料而言,  $\sigma \ll j\omega\mu$ , 因而, 此时  $Z_0 \approx \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ , 对于空气或真空,  $Z_0 = Z_0 = 377 \Omega$ 。

对于大多数的导体而言,  $\sigma \gg j\omega\epsilon$ , 此时  $Z_0 \approx \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}}$ 。

反射损耗既与屏蔽层的表面阻抗有关, 也与波阻抗有关, 后者是源的类型 (电场或磁场) 以及源到屏蔽层的距离的函数。

1) 对于平面波, 反射损耗  $R_{dB}$  为:

$$R_{dB} = 108 + 10 \lg(G/\mu f_{MHz}), \text{ dB} \quad (4-3)$$

式中之  $G$  与  $\mu$  的定义与第(1)节中的定义相同。

图4-6为以铜和铁为参数并按距离  $r = 25.4 \text{ mm}$ 、 $r = 30 \text{ m}$ , 所绘制的平面波反射损耗  $R_{dB}$  相对于频率的变化曲线。

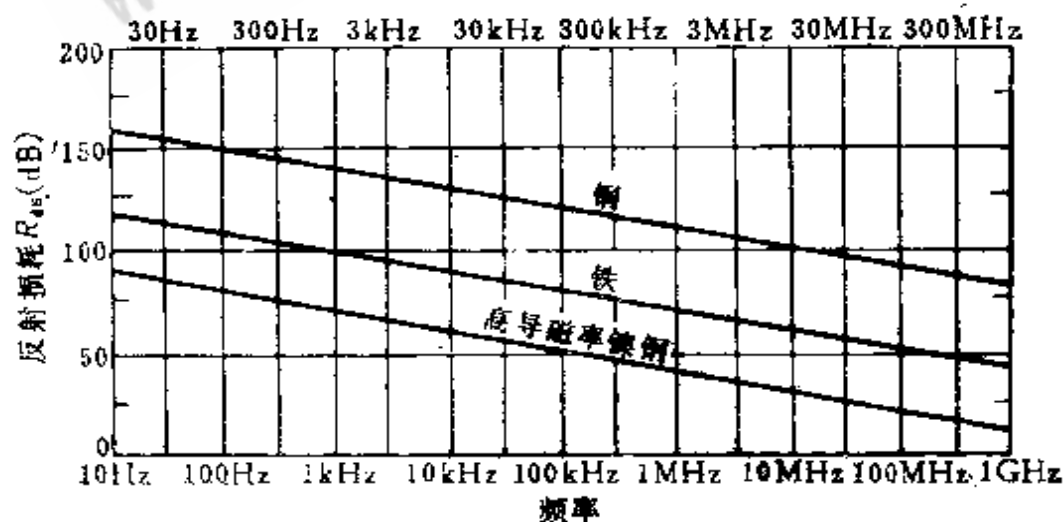


图4-6 平面波反射损耗对频率的变化曲线

2) 对于高波阻抗的电场波, 反射损耗  $R_{dB}$  为:

$$R_{dB} = 354 + 10 \lg \left( \frac{G}{f^3 \mu r^2} \right), \text{ dB} \quad (4-4)$$

式中  $r$  ——从源到屏蔽体的距离, 单位为英寸。

图4-7是以铜为参数并按距离  $r = 25.4 \text{ mm}$ 、 $r = 1 \text{ m}$ 、 $r = 30 \text{ m}$  所绘制的电场波反射损耗  $R_{dB}$  相对于频率的变化曲线。

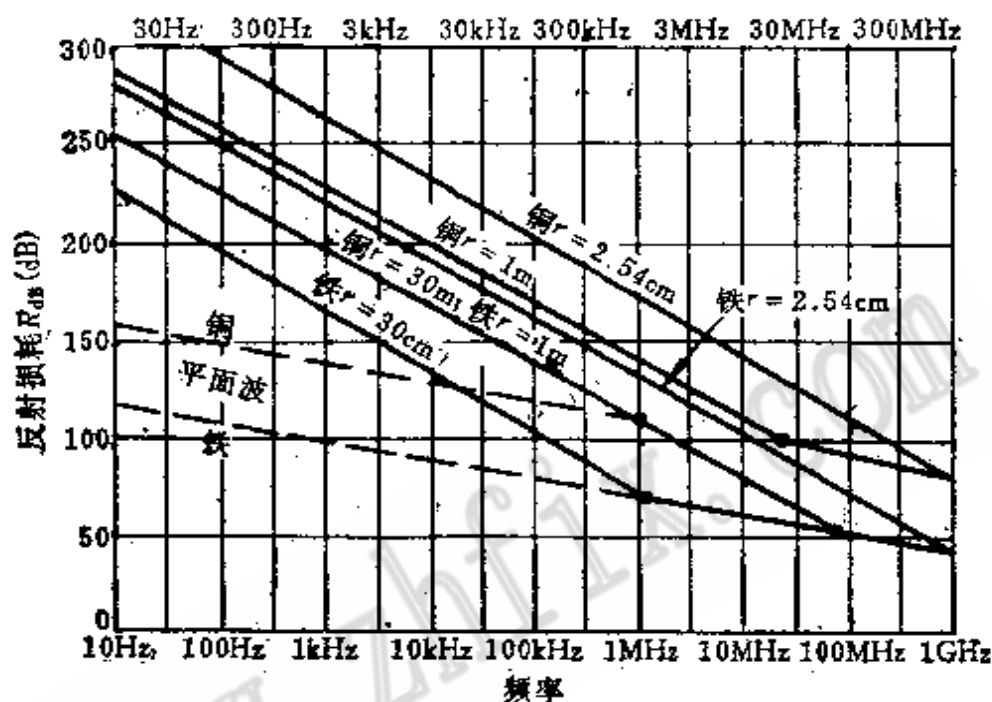


图4-7 电场波反射损耗  $R_{dB}$  与频率的关系

3) 对于低阻抗的磁场波, 反射损耗  $R_{dB}$  为:

$$R_{dB} = 20 \lg \left[ (0.462/r) \sqrt{\mu/fG} + 0.136 r \sqrt{Gf/\mu} + 0.354 \right], \text{ dB} \quad (4-5)$$

图4-8为以铜和铁为参数并按距离  $r = 25.4 \text{ mm}$ 、 $r = 30 \text{ m}$  所绘制的低阻抗磁场波反射损耗  $R_{dB}$  对于频率的变化曲线。

### (3) 内部反射

每当波遇到不连续的界面时, 一部分能量将透过阻抗不连续的界面, 另一部分能量则从界面反射回来。波在屏蔽层内部的传播和反射也是这样。通常, 当  $A > 15 \text{ dB}$  时, 内部的多次反射效应可以忽略不计, 但当  $A$  值较小时, 例如很薄的屏蔽层, 则应计入多次反射修正项  $B$ , 由理论计算可知;

$$B = 20 \lg |1 - W^{-1/10} (\cos 0.23 A - j \sin 0.23 A)| \quad (4-6)$$

式中,  $W = 4 \frac{(1 - m^2)^2 - 2m^2 - j 2^{3/2} m (1 - m^2)}{[1 + (1 + 2^{1/2} m)^2]^2}$ ;

$$m = 0.3015 D (f \sigma_r / \mu_r)^{1/2}.$$

除在低频段对低阻抗场(磁场)的屏蔽外,  $W \approx 1$ 。

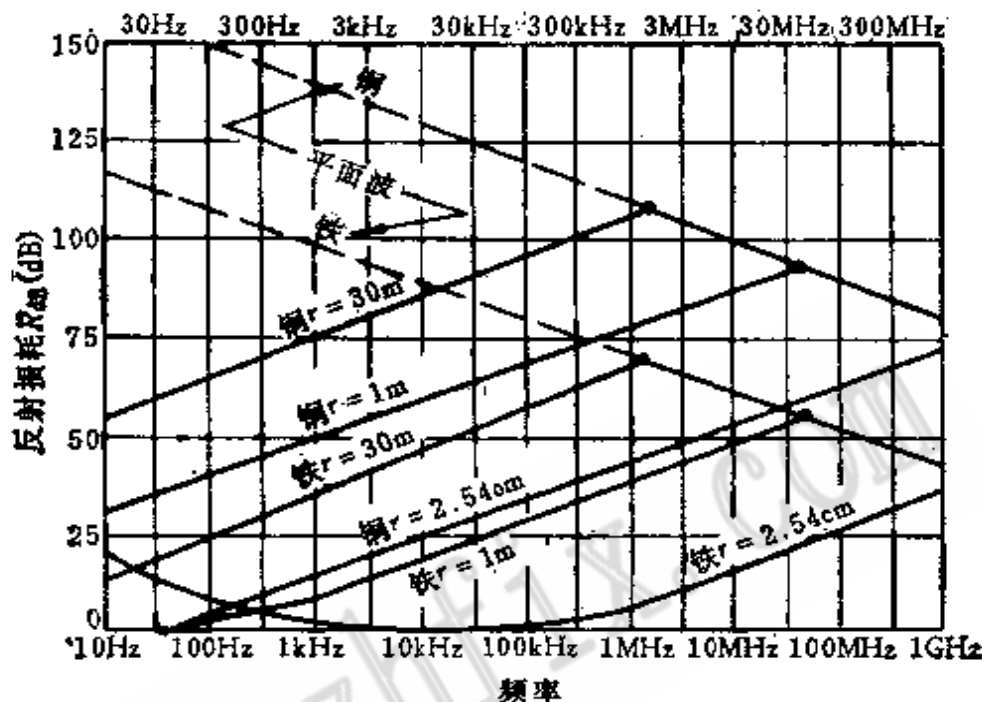


图4-8 磁波反射损耗 $R_{db}$ 对频率的变化曲线

### 4.3.3 多层实心屏蔽

当要求对较强的磁场或电场, 或者既对电场也对磁场进行屏蔽时, 可以采用多层屏蔽。它们可以有三种形式:

- (1) 既对电场也对磁场的屏蔽;
- (2) 对电场的多层屏蔽;
- (3) 对磁场的多层屏蔽。

在如上的几种情况下, 总的吸收衰减由总的屏蔽材料厚度来决定, 但反射衰减则发生在每一个交界面上。因而, 对多层屏蔽而言, 在结构上虽增加一些复杂性, 但总的屏蔽有效度则大大增加。当然, 这里假定每层屏蔽材料并不是彼此直接接触, 而是隔有一定的空间, 这个空间可以是空气, 也可以是任何介质材料。

对于那种既对电场也对磁场的屏蔽以及多层电场屏蔽, 总的

屏蔽有效度为每个单层屏蔽的屏蔽有效度的和。但对于多层磁屏蔽，通常，每层并不是完全相同的，这是因为要使每层屏蔽都必须工作在磁饱和工作点以下。

例如，用两层壳状磁屏蔽材料屏蔽一个磁场源时，靠近源的屏蔽层的材料选择，应使之具有较高的磁饱和电平，它的相对导磁率 $\mu_r$ 只要达到中等数值即可。这一层把磁场强度减小到一定的适当数值后，第二层（即外层）屏蔽材料的选取，应该是具有较低的磁饱和数值，但具有很高的相对导磁率 $\mu_r$ 。

表 4-1 给出了一个磁场源外面放置两层壳状磁屏蔽材料时的一些参数。

表 4-1 双层磁屏蔽的参数

	外层材料	内层材料
材料种类	CO-Netic AA	Netic S3-6
起始导磁率	20,000	300
0.02(T) 时的 $\mu_r$	80,000	500
饱和磁平 (T)	0.75	2.2

从表 4-1 可以看出：最接近源的内层屏蔽材料 Netic S 3-6 的饱和磁平为 2.2 T，而它的 $\mu_r$ 只有 500。通过内层的屏蔽，把磁场强度加以适当衰减，使得在外屏蔽层表面的磁场强度小于或远小于 0.75 T，然后，由于外层材料的 $\mu_r$ 很高，故可以提供相当大的屏蔽有效度。

#### 4.3.4 薄膜屏蔽

当屏蔽层厚度小于  $\lambda/4$  时，称为薄膜屏蔽。此时的屏蔽往往是在一个支持材料上的金属膜。由公式 (4-2) 可以看出：吸收衰减随着膜厚的减小而线性地减小，又由公式 (4-6) 可以看出：随着膜厚的越来越小， $B$  值会趋于负，而数值本身越来越大，因而它的效果是把薄膜的总的屏蔽有效度降低。

作为一个例子，表 4-2 给出了薄膜铜在频率为 1MHz 和 1GHz 以及各种屏蔽厚度时的屏蔽有效度。

表4-2 计算的薄膜铜的屏蔽有效度 (dB)

屏蔽层厚度	1050 Å		12500 Å		21960 Å		219600 Å	
频率	1MHz	1GHz	1MHz	1GHz	1MHz	1GHz	1MHz	1GHz
吸收损耗 $A$	0.014	0.44	0.16	5.2	0.29	9.2	2.9	92
单次反射损耗 $R$	100	79	109	79	109	79	109	79
多次反射校正项 $B$	-47	-17	-26	-0.6	-21	0.6	-3.5	0
屏蔽有效度 $S$	62	62	83	84	88	90	108	171

由表可见, 随着薄膜屏蔽层厚度的增加, 屏蔽有效度  $S$  增加得很快。在计算此表中数值时, 假设入射波是平面波。实际上测得的数值与计算值相差不超过10dB, 这一方面是由于薄膜本身的厚度不够均匀, 另一方面是由于测量时的误差所致。

#### 4.3.5 非实心 (有空隙) 的屏蔽

由于下述一些原因, 需要采用非实心 (有空隙) 的屏蔽。这些原因包括: (1) 有些地方需要栅状开孔; (2) 用于通风或用于进出导线、电缆、表头、指示灯、显示屏等的开孔; (3) 为进出人手所开的孔。

非实心的屏蔽包括: 栅状孔眼、编织材料以及蜂窝形材料。下面按此顺序加以讨论, 最后再讨论面板孔。

##### 1. 栅网孔眼的分析

对于通过金属屏蔽中开孔泄漏信号的分析是基于传输线的理论。对于非实心材料屏蔽, 例如栅网屏蔽, 它的总的屏蔽有效度是由以下几个部分构成的:

$$S = A_a + R_a + B_a + K_1 + K_2 + K_3 \quad (4-7)$$

式中  $A_a$ ——某种特定不连续形状的衰减, dB;

$R_a$ ——栅网孔眼的单次反射损耗, dB;

$B_a$ ——多次反射校正项, dB;

$K_1$ ——计及相同的孔眼数目时的修正项, dB;

$K_2$ ——计及趋肤深度时低频修正项, dB;

$K_3$ ——计及相邻孔眼间耦合时的修正项, dB。

式(4-7)中的前三项对应式(4-1)中的三项,即对应实心材料的吸收衰减、单次反射衰减和多次反射修正项;后三项是考虑到非实心材料屏蔽的特点所作的修正。

当考虑栅状孔眼时,式(4-7)中的各项因子按下述方法计算:

### (1) $A_e$ 项的计算

假设入射波的频率低于截止频率 $f_c=c/\lambda$ (截止尺寸为矩形孔最大尺寸的2.0倍或圆形孔半径的3.412倍),则:

$$A_e=27.3(d/W), \text{ dB(矩形孔)} \quad (4-8)$$

$$A_e=32.0(d/D), \text{ dB(圆形孔)} \quad (4-9)$$

式中  $d$ ——孔眼深度, cm;

$W$ ——垂直于 $E$ 场的孔眼的宽度, cm;

$D$ ——圆形孔眼的直径, cm。

〈例〉 入射波的频率为100Hz,圆形孔眼的直径为1cm,深度为1cm,求 $A_e$ 。

〈解〉 入射频率显然低于截止频率,故按式(4-9)计算可得: $A_e=32\text{dB}$ 。

### (2) $R_e$ 项的计算

由孔眼所引起的单次反射损耗 $R_e$ 与入射波的阻抗有关,同时也与孔眼的形状有关。 $R_e$ 项可由下式确定:

$$R_e=20\lg([1+4K^2]/4K), \text{ dB} \quad (4-10)$$

式中  $K=W/\pi r$ (低阻抗场和矩形孔眼);

$K=D/3.682r$ (低阻抗场和圆形孔眼);

$K=j6.69 \times 10^{-6}fW$ (平面波和矩形孔眼);

$K=j5.79 \times 10^{-6}fd$ (平面波和圆形孔眼);

$r$ ——源到屏蔽的距离, cm。

### (3) $B_e$ 项的计算

多次反射校正项 $B_s$ 由下式确定:

$$B_s = 20 \lg \left\{ 1 - \frac{(K-1)^2}{(K+1)^2} 10^{-A_s/10} \right\}, \text{ dB (当 } A_s < 15 \text{ dB 时)}$$
(4-11)

(4)  $K_1$ 项的计算

当源到屏蔽的距离大于孔眼间隔时,  $K_1$ 按下式计算:

$$K_1 = -10 \lg an, \text{ dB (当 } r \gg W, r \gg D \text{ 时)}$$
(4-12)

式中  $a$ ——每个孔的面积,  $\text{cm}^2$ ;

$n$ ——每平方厘米的孔眼数。

当源到屏蔽的距离很近时,  $K_1$ 项可忽略不计。

(5)  $K_2$ 项的计算

$K_2$ 项的修正是考虑到当趋肤深度与屏蔽栅网线的直径或孔眼间隔可以比较时所加入的修正项, 这种情况发生在低频频段。趋肤深度修正项的经验公式如下:

$$K_2 = -20 \lg(1 + 35P^{-2.3}), \text{ dB}$$
(4-13)

式中  $P$  = 线的直径/趋肤深度 (栅网状屏蔽);

$P$  = 孔眼间导线宽度/趋肤深度 (穿孔板)。

(例) 求对10kHz信号, \*24B & S线的趋肤深度效应。

(解) 对于铜线, 趋肤深度  $d = 6.6/\sqrt{f}(\text{cm})$ ,  $f = 10$  kHz时  $d = 0.066\text{cm}$ 。\*24线的直径为0.05cm,  $P = 0.05/0.066 = 0.757$ , 故  $K_2 = -36.6\text{dB}$ 。

(6)  $K_3$ 项的计算

当屏蔽体上的孔眼分布很密而且孔眼的深度小于孔眼的宽度时, 屏蔽有效度相对说来很高, 这是相邻孔眼间耦合作用的结果。这一点对于分析小孔眼特别重要。相邻孔眼耦合修正项按下式计算:

$$K_3 = 20 \lg(\coth[A_s/8.686]), \text{ dB}$$
(4-14)

## 2. 编织材料的性能

到目前为止, 还没有用来计算编织材料屏蔽有效度的精确方法。这些数据只能靠制造厂给出或借助于试验求得。一般说来,

编织材料的屏蔽有效度随着频率的升高而降低，随着编织密度的增加而增加。对小于100kHz的磁场，屏蔽有效度随着频率、编织密度以及材料导磁率 $\mu$ 的增加而增加。

编织层的金属覆盖率至少应达到85%。通常，编织层由非铁磁性材料制成，但当考虑到既要屏蔽电场又要屏蔽磁场时，必须把高导磁率和高导电率材料组合起来使用。

### 3. 蜂窝形屏蔽材料

当需要通过屏蔽体通风时，常常采用蜂窝结构式通风窗。当然，此时用以安装通风窗的屏蔽体必须足够结实。与屏蔽栅网比较，蜂窝结构可在给定频段内提供更大的衰减，在机械特性上，更加结实可靠并不易氧化变质。

蜂窝式通风窗的屏蔽有效度的计算是基于截止波导理论，因而它与波导的尺寸和长度以及波导的数目有关。表4-3是边长为0.32cm，深为1.27cm六角形蜂窝结构钢制通风窗的屏蔽有效度。

表4-3 六角形蜂窝结构钢制通风窗的屏蔽有效度

频率 (MHz)	屏蔽有效度 (dB)
0.1	45
50	51
100	57
400	56
2200	47

### 4.3.6 面板孔的屏蔽

这里所说的面板孔，包括为安装电表表头和各种数字显示器等在面板上所开的大孔以及为通风与穿过开关、电位器等在面板上所开的小孔。对于前者，屏蔽的方法有两种：其一是在面板里面，在表头（或数字显示器）的壳体外面加一屏蔽罩，并使之通过一个屏蔽衬垫（如海绵状的金属网）与面板连接。其二是在表头上罩上一个导电玻璃，再使此罩通过一个屏蔽衬垫与面板连接。表4-4给出了具有不同表面电阻数值的导电玻璃，在0.25~300MHz的频率范围内，对于平面波的屏蔽有效度。光的传播与表面



电阻的数值有关，电阻率越低（即导电率越高），光的传播性能越差。

对于轴孔、通风孔等不能采取加屏蔽罩的方法。此时，可把开孔看成一段截止衰减器，衰减量则取决于孔的深度，即面板的厚度。这种原理同样可应用于对裂缝、焊缝的分析。对于小的圆形轴孔，如果轴本身是非金属的，则可以把圆孔当作圆形截止波导来设计。低于截止频率时，衰减是圆波导长度和频率的函数。理论上，利用截止波导技术可以获得80~100dB的衰减。轴孔的深度决定衰减量的大小，而小圆孔的直径则决定截止频率。

表4-4 导电玻璃对平面波的屏蔽有效度

表面电阻 ( $\Omega/\text{m}^2$ )	20	60	100	140	180
屏蔽有效度 (dB)	23.5	17	14	12	9.5

由理论可知，金属管的最低截止频率 $f_c$ 只与管的横向截面的内尺寸有关，其关系由下式来确定。

圆波导管： $f_c = 17.5/d$

矩形波导管： $f_c = 15/b$

式中  $f_c$ ——截止频率，GHz；

$d$ ——圆波导管内直径，cm；

$b$ ——矩形波导管内宽边长，cm。

电磁场从一端传到另一端的衰减 $A$ 与管的长度或孔的深度 $l$ 成正比，其关系式为：

$$A = 54.5(l/\lambda_c)[1 - (\lambda_c/\lambda)^2]^{1/2}, \text{ dB}$$

式中  $l$ ——管的长度（孔的深度），m；

$\lambda$ ——被屏蔽波的波长；

$\lambda_c$ ——截止波长。

在设计通风用金属管时，首先应根据泄漏电磁场的最高频率 $f$ 确定 $f_c$ ，使 $f_c \gg f$ ，一般取 $f_c = (5 \sim 10)f$ ；其次，按需要选圆管或方管，再根据截止频率的表达式算出管的横截面的内尺寸；第三，按要求的衰减量计算管的长度，一般要使 $l \geq 3d$ 或 $l \geq 3b$ 。

## 第五章 电磁干扰和电磁敏感度的测试设备

电磁兼容试验主要包括两个部分：即电磁干扰的测试和电磁敏感度的测试。电磁干扰测试接收机是测试干扰的核心设备，与它配套的有天线、电流探头、电压探头、功率钳、人工电源网络以及宽带功率源等。除此以外，为进行辐射发射的测量，还需要有符合规范要求的测试场所，包括屏蔽室、电波暗室和室外试验场以及用来产生强场进行电磁敏感度试验的横电磁波小室和平板线等。

### 5.1 电磁干扰测试接收机

用来测量电磁噪声的接收机，应符合国际无线电干扰专门委员会（CISPR）16号出版物的要求，对于具有准峰值检波电路的接收机，这些要求是：

#### 5.1.1 基本特性

基本特性应符合表5-1的要求。

表5-1 电磁干扰测试接收机的基本特性

项 目	频段 A 10~150 kHz	频段 B 0.15~30 MHz	频段 C、D 30~300MHz 300~1000 MHz	允许误差
6dB带宽	200Hz	9kHz	120kHz	符号CISPR 16号出版物
准峰电压表的充电时间常数	45ms	1ms	1ms	± 20%
准峰电压表的放电时间常数	500ms	160ms	550ms	± 20%
表头的机械时间常数	160ms	160ms	100ms	± 20%

项 目	频段 A 10~150kHz	频段 B 0.15~30 MHz	频段 C、D 30~300MHz 300~1000 MHz	允许误差
检波器前电路的过载系数	24dB	30dB	43.5dB	
检波器与指示器之间直流放大器的过载系数	6dB	12dB	6dB	

### 5.1.2 标准脉冲响应

对于至少在 $b$  MHz以下具有均匀频谱, 重复频率为 $c$  Hz, 大小为 $a$   $\mu$ Vs的脉冲, 干扰测量接收机在所有调谐频率上的响应, 应和与脉冲发生器具有相同源阻抗的信号发生器在该调谐频率上所产生的未调制的电动势均方根值为2 mV (66 dB  $\mu$ V) 的正弦信号的响应相等。

当上述源阻抗与干扰测量仪的输入阻抗相等时, 则在干扰测量仪输入端的信号电平的均方根值为1 mV (60 dB  $\mu$ V)。

对于不同频段, 上述各常数 $a$ 、 $b$ 、 $c$ 如表5-2所示。

表5-2 A、B、C、D各频段的常数

频 段	$a$ ( $\mu$ Vs)	$b$ (MHz)	$c$ (Hz)	误差 (dB)
A (10~150kHz)	13.5	0.15	25	$\pm 1.5$
B (0.15~30MHz)	0.316	30	100	$\pm 1.5$
C (30~300MHz)	0.044	300	100	$\pm 1.5$
D (300~1000MHz)	0.044	1000	100	$\pm 1.5$

### 5.1.3 脉冲重复频率响应

干扰测量接收机测量脉冲信号时, 对脉冲重复频率的响应应该符合CISPR16号出版物中有关图表规定的误差范围。在指定的一些重复频率上的允许误差应符合表5-3的要求。

表5-3 接收机指示不变时, 输入脉冲幅度与  
重复频率的关系

重复频率 (Hz)	脉冲的相对等效电平 (dB)		
	A 频段 (10~150kHz)	B 频段 (0.15~30MHz)	C、D 频段 (30~1000MHz)
1000	—	-4.5 ± 1.0	-8.0 ± 1.0
100	-4.0 ± 1.0	0(基准)	0(基准)
60	-3.0 ± 1.0	—	—
25	0(基准)	—	—
20	—	+6.5 ± 1.0	+9.0 ± 1.0
10	+4.0 ± 1.0	+10.0 ± 1.5	+14.0 ± 1.5
5	+7.5 ± 1.5	—	—
2	+13.0 ± 2.0	+20.5 ± 2.0	+26.0 ± 2.0
1	+17.0 ± 2.0	+22.5 ± 2.0	+28.5 ± 2.0
孤立脉冲	+19.0 ± 2.0	+23.5 ± 2.0	+31.5 ± 2.0

#### 5.1.4 选择性

干扰测量仪的总选择性曲线(通带曲线), 应处于 CISPR16 号出版物规定的允许误差之内。测量时, 应该使干扰测量仪的输出指示保持恒定, 而使输入正弦波的电压幅度随频率变化。

A 频段、B 频段及 C、D 频段的总选择性(通带)曲线应分别处于图5-1、图5-2及图5-3的界限之内。

#### 5.1.5 中频抑制比与镜像抑制比

干扰测量接收机的中频抑制比与镜像抑制比均不得小于 40dB。对于 D 频段采用多个中频的情况下, 每个中频都应符合上述要求。

#### 5.1.6 乱真响应

除了中频与镜频外, 其它频率的输入正弦波电压与使干扰测量接收机产生相同指示的调谐频率的输入正弦波电压的比率不得小于 40dB。出现这种假响应的频率可能是:

$$-\frac{1}{m} - (nf_L \pm f_I), \quad \frac{1}{K} f_s$$

式中  $n, m, K$ ——整数;

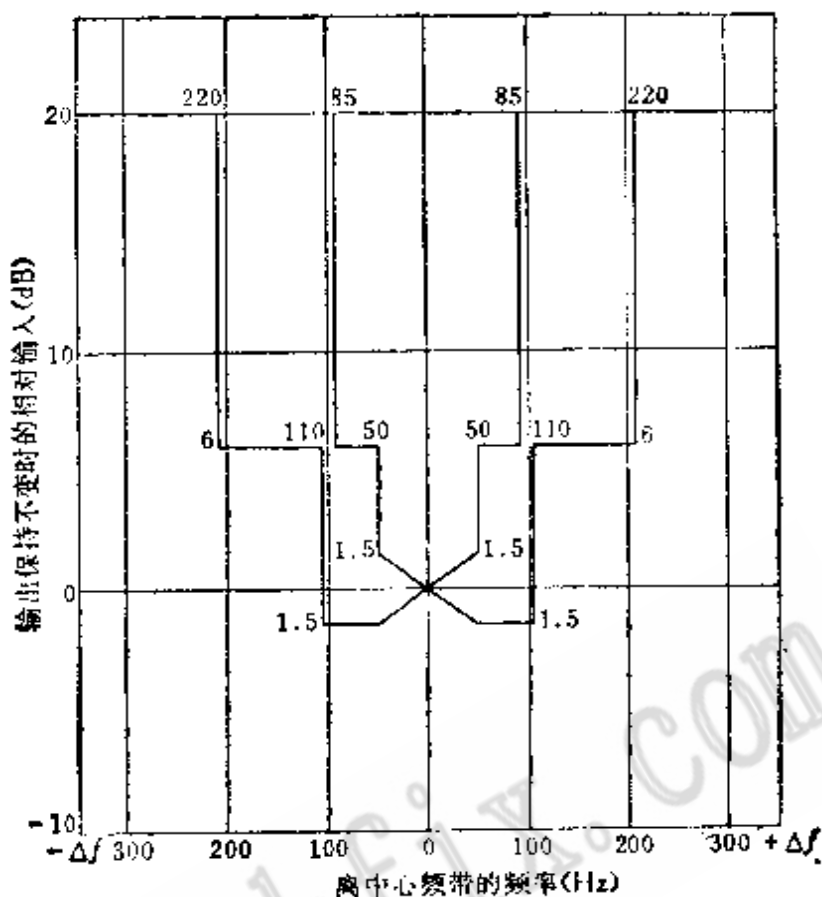


图5-1 A频段的总选择性界限

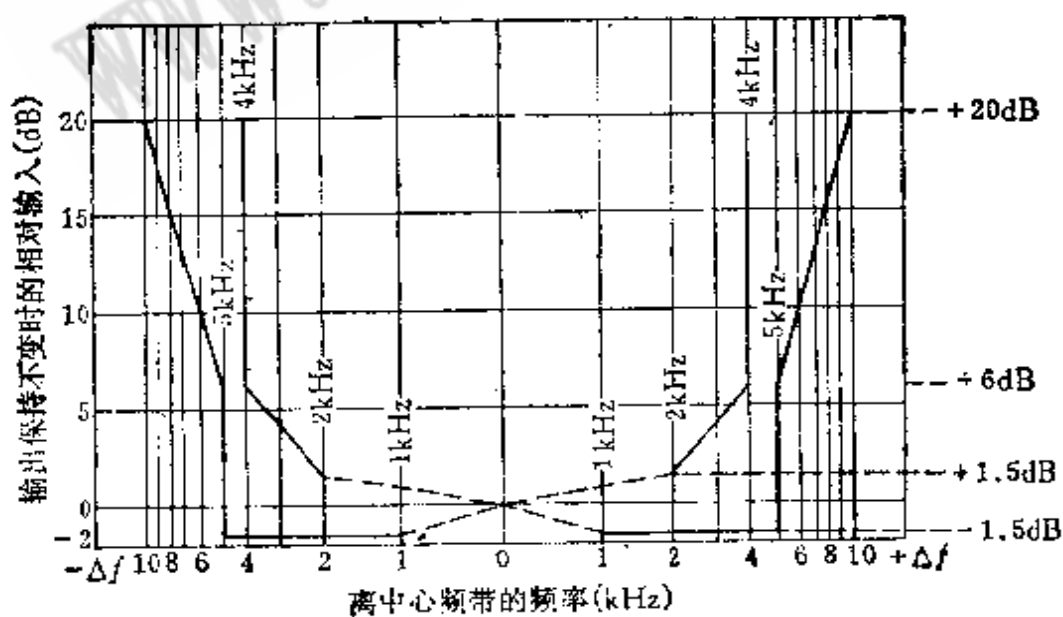


图5-2 B频段的总选择性界限

如果你觉得本书很好，请浏览后删除并购买原版书籍阅读。

$f_L$ ——本机振荡器频率；

$f_r$ ——中频；

$f_0$ ——调谐频率。

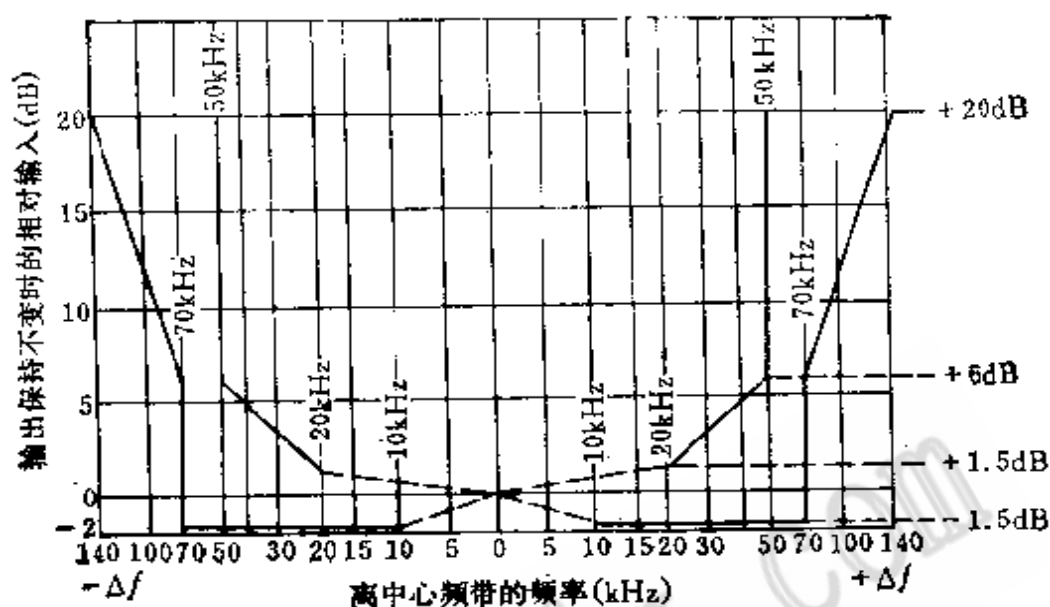


图5-3 C、D频段的总选择性界限

### 5.1.7 屏蔽有效性

对于A频段，屏蔽应达到：当干扰测量仪置于10mA/m的环境场中时，移去天线，在输入端连接一段至少为1m的合适馈线，并正确地加以端接（可以屏蔽），则干扰测量仪不应有场强指示。

对于B、C、D频段，屏蔽应达到：当移去天线时，场强指示应跌到比原测得值低60dB或者没有指示，移去天线时，可将天线输入端子屏蔽起来。

### 5.1.8 电压与场强的测量精度

正弦波电压的测量误差不得大于 $\pm 2\text{dB}$ 。

在连接有规定的天线的情况下，均匀正弦波场强的测量误差不得大于 $\pm 3\text{dB}$ 。

### 5.1.9 其它特性及示例

除5.1.1至5.1.8项的要求属于CISPR的基本规定因而必须满足外，其它比较重要的特性还有：接收机射频输入端的电压驻波比、噪声系数、本振发射以及接收机频率刻度的准确度等。

作为代表性的电磁干扰接收机产品，这里将美国 E. T. N. 公司生产的EMI自动测试系统中的 NM-37/57 A 接收机的部分技术特性列于表5-4。

表5-4 AILTECH NM-37/57 A-SL接收机的部分技术特性

频段	30~1000MHz分为8个分段
中频	20.5MHz(30~192MHz) 16.0MHz(186~1000MHz)
射频输入驻波比	典型值: 1.25(30~192MHz) 1.35(186~1000MHz)
频率准确度	$\pm 2\%$
增益平坦度	典型值: $\pm 1\text{dB}$ ; 最大值: $\pm 3\text{dB}(-15\sim+50^{\circ}\text{C})$
电压测量范围	140dB(0.1 $\mu\text{V}$ ~1V)
电压测量准确度	$\pm 2\text{dB}(\text{CW})$ ; $\pm 3\text{dB}$ ; 脉冲
失真响应抑制	镜像、互调、失真抑制 $>60\text{dB}$
灵敏度(窄带CW信号); BW = 10kHz	-17dB $\mu\text{V}$ 或-124dBm(30~192MHz) -10dB $\mu\text{V}$ 或-117dBm(186~1000MHz)
灵敏度(宽带、脉冲信号、峰值检波)	5.6 $\mu\text{V}/\text{MHz}$ (30~192MHz) 10 $\mu\text{V}/\text{MHz}$ (186~1000MHz)
噪声系数	9.5dB(30~192MHz) 16.5dB(186~1000MHz)
本振发射	50PW
屏蔽有效度	典型值: 100dB
特点	手动或计算机控制EMI自动测试,可在20Hz~40GHz频率范围按下列规范: CISPR/VDE/FCC及MIL-STD-461自动测试。

## 5.2 天 线

在应用干扰测量接收机时，必须配以各种传感器，以便测量干扰电流、干扰电压、干扰功率或干扰场强。天线属于场传感器。为保证测量的一致性，对各种传感器的基本要求应作出规定。下面是CISPR16号出版物对辐射干扰测量时所用天线的规定。

### 5.2.1 10kHz~150kHz频段

磁场天线。经验证明，在此频段内观察到的干扰事例主要是磁场分量造成的。在接上天线的情况下，应符合对接收机规定的带宽要求。

测量辐射干扰的磁场分量时，应使用电屏蔽的环形天线，天线的尺寸应不超过边长为60cm的正方形，也可使用合适的铁氧体磁棒天线。

### 5.2.2 150kHz~30MHz频段

#### 1. 电场天线

测量电场分量时，可以使用对称天线或非对称天线。使用非对称天线时，测量的只是对垂直布置的鞭状天线有影响的电场。在测量结果中应说明所用天线的类型。

如果辐射源与天线之间的距离不超过10m时，天线的总长度应为1m；距离大于10m时，天线的总长度最好仍为1m，但在任何情况下，都不得超过距离的10%。

#### 2. 磁场天线

测量辐射干扰的磁场分量时，必须采用上述的电屏蔽的环形天线。

### 5.2.3 30~300MHz频段（辐射干扰测量用）

电场天线。天线应是一个对称偶极子天线。当频率等于或高于80MHz时，天线的长度应为谐振长度；频率低于80MHz时，天线长度应等于80MHz时的谐振长度，并用适当的变换装置进行调谐，使之与馈线相匹配。同时还应通过一个平衡/不平衡变换器来完成与测量仪器输入的连接。



天线应能对所有极化方向的入射波均能进行测量。天线中心距地面的高度应能在  $1 \sim 4\text{m}$  范围内调节。

#### 5.2.4 300~1000MHz频段 (辐射干扰测量用)

##### 1. 电场天线

天线应能测量入射波的垂直分量, 又能测量入射波的水平分量。天线中心在地面以上的高度应能在  $1 \sim 4\text{m}$  范围内调节。

##### 2. 复杂天线

由于频率在  $300 \sim 1000\text{MHz}$  范围内偶极天线的灵敏度很低, 因而可以采用较复杂的天线。

#### 5.2.5 美国 ANSI C63.2 中有关无线电干扰测量仪天线的规定

##### 1. 对各个频段建议采用的传感器如表5-5所示。

表5-5 各频段采用的传感器

传 感 器	频率范围 (MHz)			
	0.010~0.15	0.15~30	30~515	470~1000
杆状天线	有	有	无	无
偶极子天线	无	无	有	有
双锥天线	无	无	有	无
对数周期天线	无	无	有	有
锥形对数螺旋天线	无	无	有	有
环状天线	有	有	无	无
电压探头	有	有	有	无
电流探头	有	有	有	无
吸收钳	无	无	有	无

##### 2. 关于宽带天线的说明

在  $30 \sim 220\text{MHz}$  频段内, 最好使用锥形天线, 在  $200 \sim 1000\text{MHz}$  频段内, 最好使用锥形对数螺旋或对数周期天线, 但每种天线都必须提供天线系数。

圆极化天线, 如锥形对数螺旋天线, 在某些应用方面并不合适, 是不可取的。

### 5.2.6 辐射敏感度试验用大功率天线

为进行辐射敏感度试验, 需要产生 $1\text{ V/m}$ 到 $200\text{ V/m}$ 的场强, 如果试验是在开场条件下进行, 则需要有频段配套的功率源和对应各频段的大功率天线。

通常, 在 $10\text{ kHz}\sim 30\text{ MHz}$  频段, 使用双平行线天线; 当输入 $50\text{ V}$ 左右电压时, 在 $1\text{ m}$ 距离上可以产生约 $20\text{ V/m}$ 的场强。

在 $20\sim 300\text{ MHz}$  频段, 可使用高场强双圆锥天线, 以美国EATON96002型高场强双圆锥天线为例, 为在 $1\text{ m}$ 距离上产生 $10\text{ V/m}$ 与 $100\text{ V/m}$ 的场强所需要的输入功率(近似值)相对于频率的关系如表5-6所示。

表5-6 EATON96002双圆锥天线参数

频率 (MHz)	增益	场 强		
		$10\text{ V/m (W)}$	$20\text{ V/m (W)}$	$100\text{ V/m (W)}$
20	0.0334	99.8	399.2	
50	0.111	30	120.1	3003.0
80	1.12	3.0	11.9	297.6
100	1.05	3.2	12.7	317.5
140	0.586	5.7	22.8	568.8
180	1.50	2.2	8.9	222.2
200	1.77	1.9	7.5	188.3
240	0.712	4.7	18.7	468.2
260	0.865	3.9	15.4	385.4
280	1.05	3.2	12.7	317.5
300	0.56	6.0	23.8	595.2

在 $200\sim 1000\text{ MHz}$  频段, 可使用对数周期天线, 它可以接受数百瓦的输入功率而在 $1\text{ m}$ 距离上产生 $200\text{ V/m}$ 的场强。以EATON96005型对数周期天线为例, 为在 $1\text{ m}$ 和 $3\text{ m}$ 距离上产生规定的场强所需输入功率(W)相对于频率的关系分别如表5-7与表5-8所示。

表5-7 EATON96005对数周期天线参数 (1m距离)

频率 (MHz)	增益	1 V/m (W)	10 V/m (W)	100 V/m (W)	200 V/m (W)
200	1.88	0.0177	1.77	177	710
300	2.5	0.013	1.30	130	533
400	3.3	0.010	1.0	101	404
500	3.3	0.010	1.0	101	404
600	4.5	0.0074	0.74	74	296
800	4.7	0.0071	0.71	71	283
1000	4.2	0.008	0.80	80	317

表5-8 EATON96005对数周期天线参数 (3m距离)

频率 (MHz)	增益	1 V/m (W)	10 V/m (W)	100 V/m (W)	200 V/m (W)
200	1.88	0.16	16.0	*	*
250	2.1	0.143	14.3	*	*
300	2.5	0.12	12.0	*	*
350	2.9	0.103	10.3	*	*
400	3.3	0.091	9.1	910	*
500	3.3	0.091	9.1	910	*
600	4.5	0.066	6.66	666	*
700	4.1	0.073	7.3	730	*
800	4.7	0.064	6.4	640	*
900	4.7	0.064	6.4	640	*
1000	4.2	0.071	7.1	710	*

\* 代表超过1000W。

### 5.3 电流探头与吸收钳

正如天线属于场传感器一样, 电流探头则是电流传感器。电流探头实质上是个高频、宽带的电流互感器。与使用人工电源网络测量干扰电压不同, 它是测量干扰电流的。前者适用于民用电磁兼容规范, 但在美军电磁兼容标准中, 规定干扰电流的极限值, 因而必须使用电流探头测量。测量干扰电流有它的优点, 那就是不需要断开被测导线或电缆, 只要用钳口卡住被测导线或线束即可。

### 5.3.1 电流探头的工作原理

电流探头的工作原理可用图 5-4 加以说明。

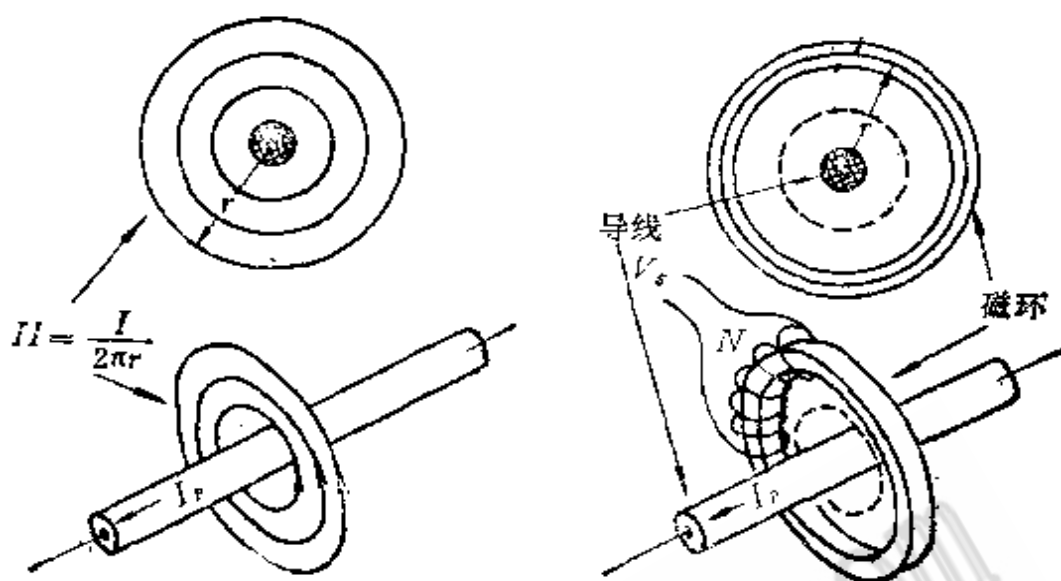


图5-4 电流探头的工作原理

根据安培定律:

$$I = \int_0^{2\pi r} H \cdot ds \text{ 或 } H = \frac{I}{2\pi r}$$

式中  $I$  ——导线中电流, A;

$H$  ——环绕导线的磁场强度, A/m;

$r$  ——距导线中心的径向距离, m。

实际情况是: 环绕导线的是具有高导磁率的铁氧体磁环, 因而几乎所有的磁力线都集中在环中。如果在圆环上绕上线圈, 则由于环中的变化磁通, 将在线圈两端感生电压  $V$ ;

$$V = -N \frac{d\phi}{dt} = -\mu AN \frac{dH}{dt} = -\frac{\mu AN}{2\pi r} \frac{dI}{dt}$$

式中  $N$  ——线圈匝数;

$A$  ——磁环的截面积;

$\mu$  ——磁环的导磁率。

由上式可见, 电流探头输出端的感应电压与磁环的导磁率、截面积、线圈匝数、导线中电流的变化率成正比。

### 5.3.2 电流探头的传输阻抗和基本电气参数

传输阻抗定义为： $Z_t = \frac{E_s}{I_p}$

式中  $E_s$ ——接有  $50\Omega$  负载的电流探头输出端的电压；

$I_p$ ——被测导线中的电流。

以 dB 表示时，有：

$$Z_{dB\Omega} = E_{dBmV} - I_{dBmA}$$

典型的电流探头传输阻抗与频率的关系曲线如图 5-5 所示。

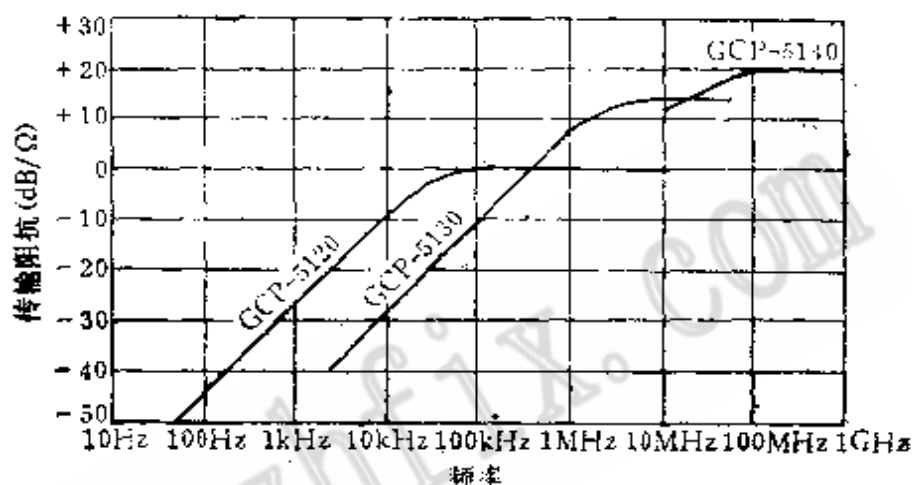


图5-5 典型的电流探头传输阻抗变化曲线

作为商品，电流探头共有三种类型：第一种是卡口式的；第二种是固定窗口式的；第三种是表面电流测量探头。典型的卡口式电流探头的电气要求和参数如下：

1. 插入阻抗：越小越好，否则将会改变被测导线（或线束）的真实情况。通常要求小于  $0.5\Omega$ 。
2. 传输阻抗  $Z_T$  或传输导纳  $Y_T$ ：通常要求  $Y_T < S$ 。
3. 频率特性：频率下限通常为  $10\text{kHz}$ ，上限目前已可达  $1\text{GHz}$ 。
4. 对外电磁场的抗扰度：一般要求达到  $10\text{V/m}$ 。
5. 探头对外电流的抑制：通常要求大于  $40\text{dB}$ 。
6. 被测导线中直流电流小于  $300\text{A}$  或工频电流小于  $100\text{A}$  时不饱和。

### 5.3.3 吸收钳

功率吸收钳是用来测量 1GHz 以下的辐射功率的。一般认为：在 1GHz 以下，受试样机的辐射发射主要是通过电源线、信号线、控制线等对外辐射；而高于 1GHz 时，则同时可从机壳的缝隙、通风孔、窗口、连接器、开关甚至于把手等从设备机体的六个面向外辐射。功率吸收钳的实质是电流探头加上一段吸收负载，吸收负载的作用是使被测导线中高频干扰成分的传播保持阻抗匹配状态，然后在这种情况下，测出干扰电流，从而对被测导线中的干扰功率作出估计或校准。

图 5-6 是用于 30~300MHz 之间干扰功率测量的功率吸收钳的结构图。

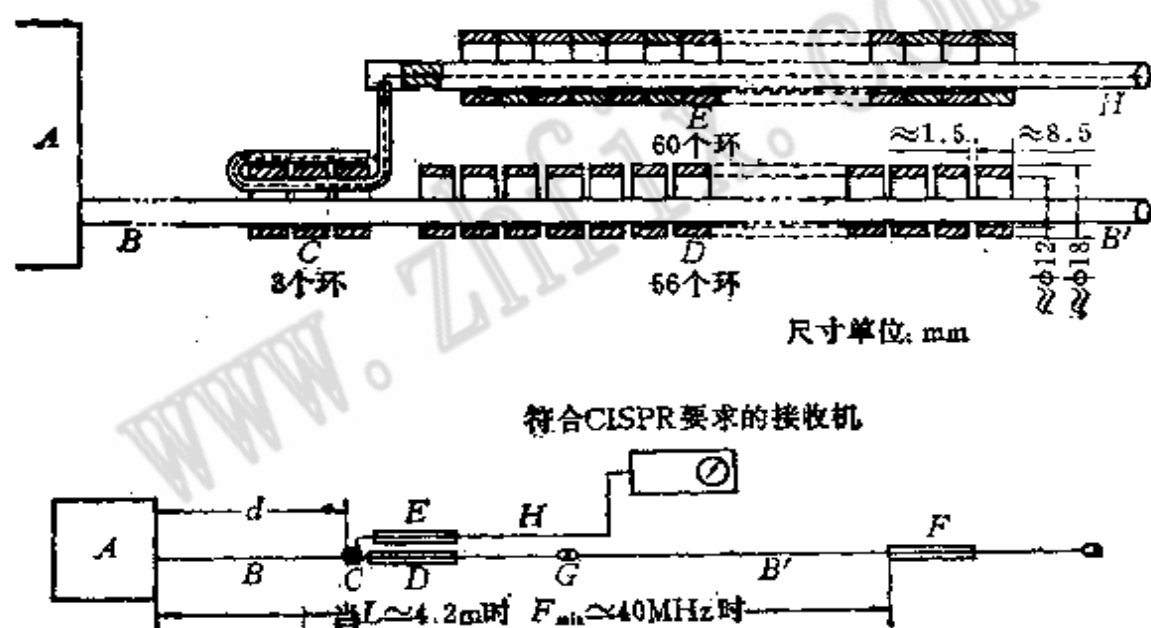


图 5-6 功率吸收钳的结构

如图所示，受试样机的电源线 B 直接接到电网。C 是围绕电源线放置的电流互感器或电流探头，它的输出电压与电源线中的总合电流成正比。D 和 E 是铁氧体管或是一系列铁氧体环，分别围绕电源线和干扰测量仪器的屏蔽导线放置。在用于 30~300 MHz 频段的实际吸收钳中，D 由 56 个铁氧体环构成，E 由 60

个铁氧体环构成。电流互感器  $C$  由 3 个铁氧体环构成，绕有一匝屏蔽导线。安装时， $C$  和  $D$  的相对位置要固定，并适当地靠近在一起，使之能一起沿电源导线移动。 $D$  和  $E$  都是其各自电缆的负载。

吸收钳的典型技术要求如下：

1. 频率范围：30~300MHz；
2. 输入阻抗：对被测线路呈现的阻抗为 100~250  $\Omega$ ，其中，电抗分量不应超过模的 20%；
3. 对来自电网的传导干扰能提供至少有 10dB 的衰减；如果在低频不能达到此数值，则应再增加一个吸收器；
4. 当受试样机的工作电流为 25 A 时，所引入的测量误差小于  $\pm 1$  dB；
5. 应给出插入损耗的校准曲线。

#### 5.4 人工电源网络

人工电源网络是一种耦合装置，用来测量来自受试设备电源线的而不是来自供电电源的传导发射。换言之，它是一种隔离网络，它的作用有三：其一，只允许有用的交流或直流电能进入受试设备；其二，是使受试设备与供电电源射频隔离，以防止来自后者的射频干扰信号进入干扰测试设备；其三，是使呈现在受试设备两端的阻抗保持规定的特性。

图 5-7 和图 5-8 分别是一个典型的人工电源网络的原理电路图及其阻抗对频率的变化曲线。

由原理电路图可见，串联电感将接到公用电源的电源线与受试样机射频隔离，但同时又为用 50Hz 与 400Hz 供电的受试样机提供供电通路。来自电源的射频噪声为  $C_1$  所旁路，而来自受试样机电源线的射频噪声则通过  $C_2$  耦合到 50k  $\Omega$  插座上。

苏联近年来向 CISPR 提出一个一般形式的人工电源网络的建议方案，它有如下几个特点：第一，频带较宽，包括  $A$ 、 $B$  两个频段；第二，电流容量较大，可达 100 A；第三，相对说来元

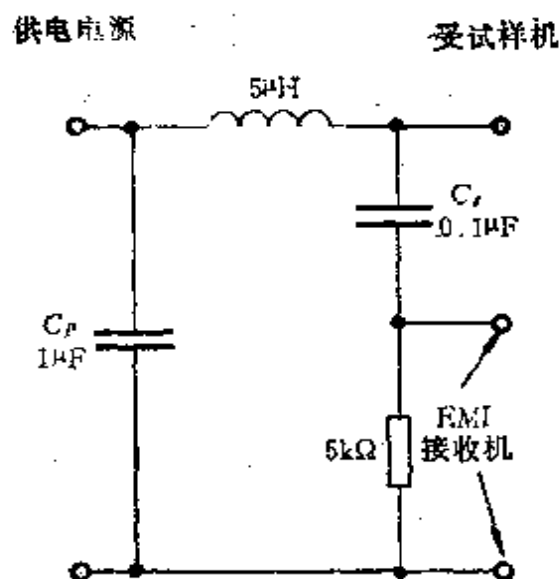


图5-7 典型的人工电源网络的原理电路图

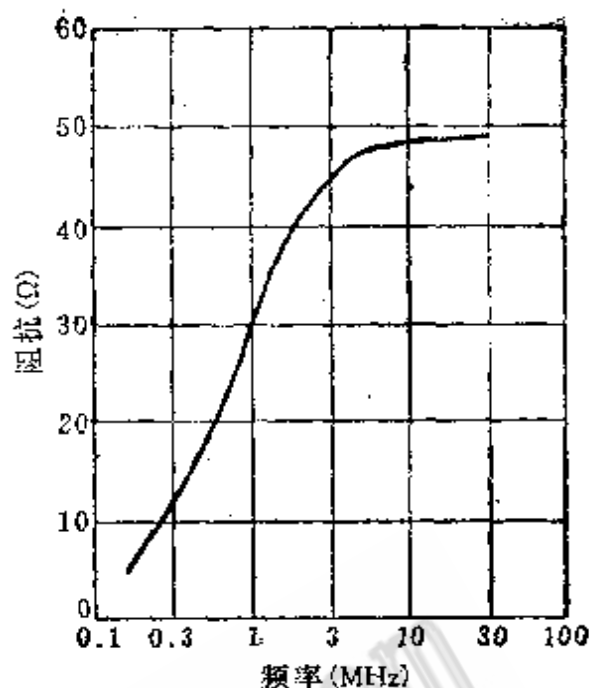


图5-8 典型的人工电源网络的阻抗频率的变化曲线

件品种少；第四，线路和结构标准化程度高。它的具体技术条件如下：

1. 频率范围：9kHz~30MHz；
2. 最大电流：100 A (50/60Hz)；
3. 最大工作电压：250 V；
4. 电压降：跨人工电源网络中电感线圈的电压降，在 100 A (50Hz) 时，为 2.5 V；
5. 温升：在环境温度为 20℃，工作电流为 100 A (50Hz)，工作 1 h 后的最大温升为 45℃；
6. 电感线圈：用直径为 6mm 的铜线，在绝缘材料的线圈管上，按节距 8mm 共绕 35 圈。电感线圈的直径为 130mm。此线圈在金属机箱内时电感量为 50 $\mu$ H，在机箱外测得的电感为 58 $\mu$ H。在整个 35 圈上，每隔 4 圈在 4 圈上并联一个 430 $\Omega$  的电阻器；
7. 线路结构原理图如图 5-9 所示。



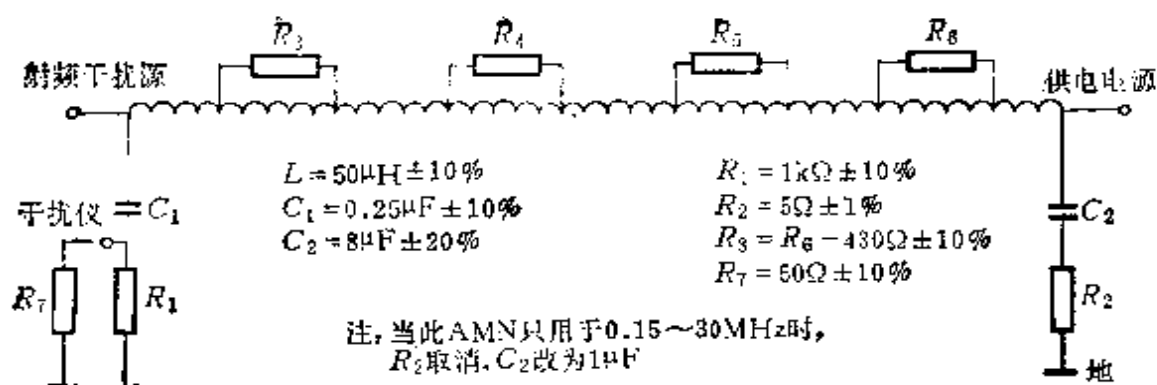


图5-9 人工电源网络的一般形式

8. 输入阻抗的容许误差：在0.15~30MHz频段内为 $\pm 20\%$ ，在9~150kHz频段内为：

$$\pm \left( 13.5 + \frac{79}{f} \right) \%$$

9. 线数：此网络适用于接在一根电源线上，当电源系统多于一根线时，可在每根电源线上接一同样的人工电源网络。

测量接入二线电路（直流或单相交流）的受试设备注入到公用电源的干扰电压时，有时需要测对称的（两根电源线之间以及两线中点到地）干扰电压；也有时需要测出非对称的（任一根电源线到地）干扰电压。之所以如此，是因为上述任何一种干扰电压都会对接入同一二线电路的设备构成干扰。为适应此要求，需要设计相应的不同形式的所谓 $\Delta$ 形人工电源网络和V形人工电源网络，而且每种形式均应有50Ω和150Ω两种，以适应不同规范的要求。

## 5.5 屏蔽室、电波暗室和室外试验场

目前，用于辐射发射和辐射敏感度测量的场地不外乎下列几种：（1）屏蔽室；（2）电波暗室或局部电波暗室；（3）室外试验场。

### 5.5.1 屏蔽室

屏蔽室的主要作用是能对外来的电磁场加以屏蔽，从而保证室内的环境电磁场电平达到规定的要求，并保证内部的发射源所

产生的电磁场不泄漏到室外，构成对外干扰。但屏蔽室实质上是由导电材料构成的封闭六面体，因而当内部置有发射源（例如受试物体的辐射发射）时，将产生反射，并在某些频率点上会产生谐振，从而在室内不同位置测得的结果不同，误差显著增加。为此，在普通屏蔽室测量辐射发射的数据只能是初步的，例如寻找受试设备的最大辐射发射的频率点；但当测量结果不会产生争议时，也是有效的。

### 1. 由屏蔽室壁反射所引起的谐振

为便于分析，我们把屏蔽室认为是一个由导电材料构成的矩形腔体。图 5-10 为屏蔽室的边界条件及数值的表示图。

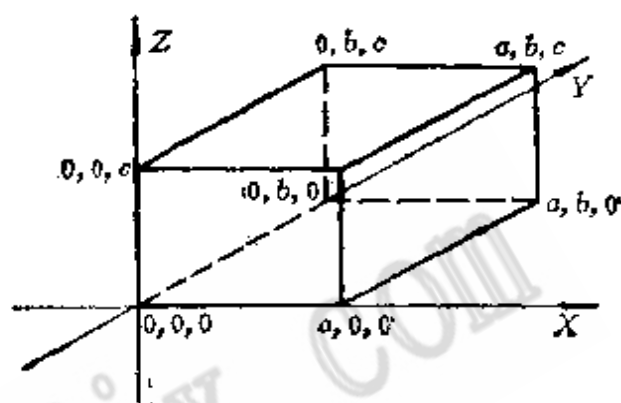


图5-10 屏蔽室的边界条件及数值

如图所示，在  $X = 0, a$ ； $Y = 0, b$ ； $Z = 0, c$  边界处，电场的数值应为零。由理论分析可知：当屏蔽室某一个方向的尺寸为半波长的整倍数时，将产生谐振，谐振频率可用下式表示：

$$f_{\text{MHz}} = 150 \sqrt{\left(\frac{l}{a}\right)^2 + \left(\frac{m}{b}\right)^2 + \left(\frac{n}{c}\right)^2}$$

式中  $l, m, n$  —— 整数 (0, 1, 2, 3 …)；

$a$  —— 屏蔽室的宽度；

$b$  —— 屏蔽室的长度；

$c$  —— 屏蔽室的高度。

当屏蔽室的容积为：宽  $\times$  长  $\times$  高  $= 12' \times 18' \times 8'$  时，发生谐振的频率点如图 5-11 所示。

由图可见，对应不同的模和腔体尺寸，矩形腔存在有大量的谐振点。符合上述尺寸的屏蔽室的  $\text{TE}_{110}$  模的最低谐振频率接近 49MHz。当然，这些谐振频率只是一些离散点，而且是已知的，测试时要心中有数。

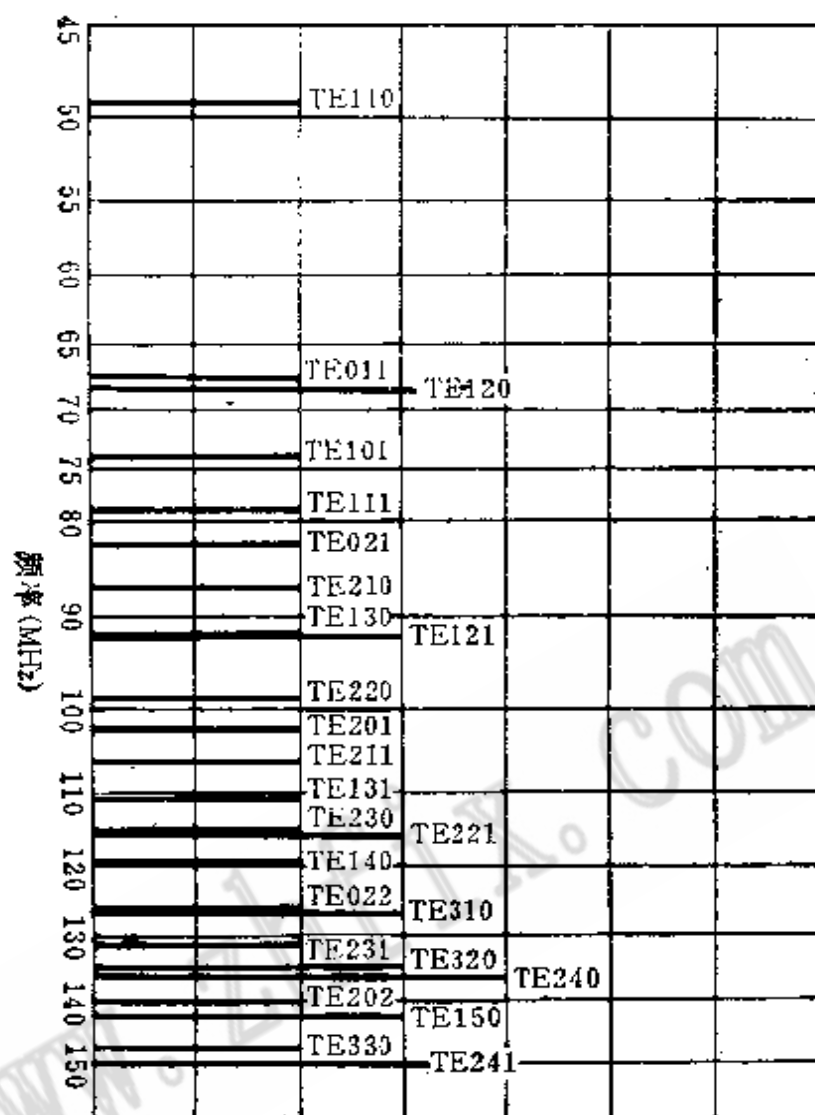


图5-11 宽×长×高=12'×18'×8'时屏蔽室的谐振频率

## 2. 屏蔽室多路径反射的合成效应

图 5-12 和图 5-13 是一个体积为宽×长×高=12'×20'×8'的屏蔽室及室内测试装置布置的顶视图和侧视图。

由图可见，由杆状天线(或受试物体)所发射的电磁波可能通过 5 种不同途径到达受试物体(杆状天线)。图中路径①、②、③的距离分别为 1、2.5、3 m，其中，路径①、②相差 1.5 m；路径①、③相差 2 m。显然，凡是波程差为  $\lambda/2$  整倍数(奇、偶数)的两路径反射的合成结果将分别得到加强和抵消。以此图中的路径①、②、③为例，并假设处于远场条件下；最不利的情况，也

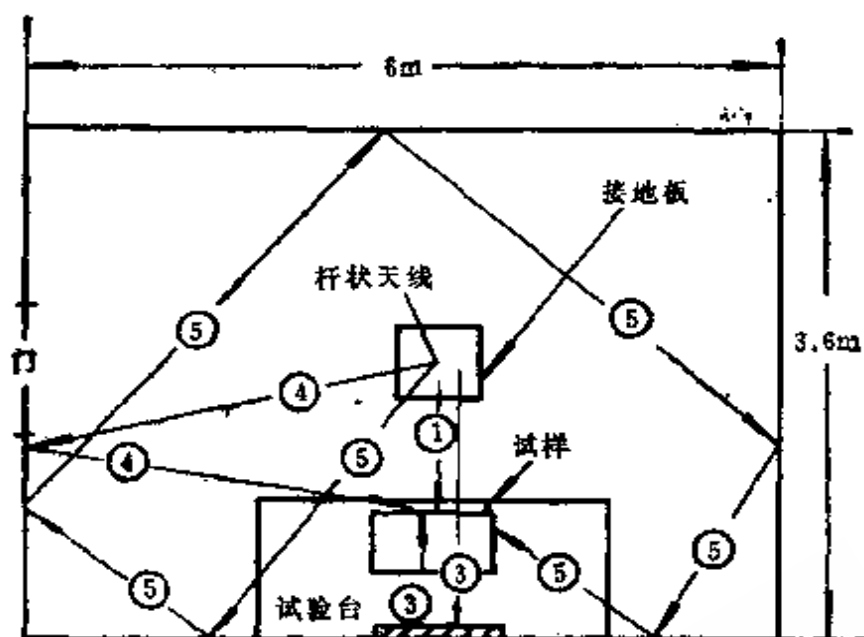


图5-12 屏蔽室及室内布置的顶视图

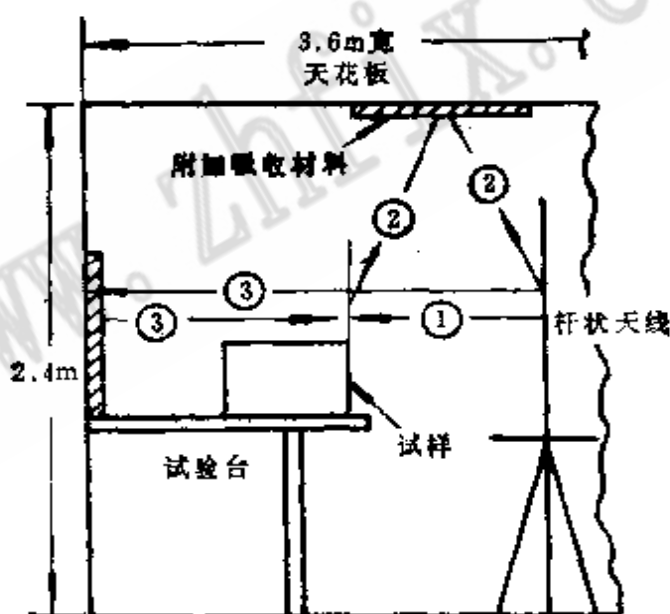


图5-13 屏蔽室及室内布置的侧视图

就是由于反射所引起的误差最大时发生在：路径①、②、③的合成结果恰好是由于同相相加而形成最大；或者是另一种情况，即在某些频率下，路径①、②、③的合成结果恰好是由于反相相消而形成最小值。这两种极端情况的比值可以达到；

$$\sigma_M = \frac{E_1 + E_2 + E_3}{E_1 - (E_2 + E_3)} = \frac{1 + 1/2.5 + 1/3}{1 - (1/2.5 + 1/3)} = \frac{1.73}{0.27} \\ = 16\text{dB (峰-峰值)}$$

### 3. 减少屏蔽室反射误差的措施

为了减少多路径反射所造成的误差,首先,应尽量延长一切可能的反射波路径,降低反射波的幅度。为此,实际而有效的方法是:

(1) 尽量加大屏蔽室的容积,同时使受试物体与接收天线的距离尽量缩短,例如 1m。但收、发距离太近时,要注意近区效应,也就是说要保证入射到受试物体上的接近平面波,同时要保证发射天线的主波瓣相对于受试物体的体积而言要足够宽。

(2) 对于最近的反射路径,针对反射点,局部地加以吸收材料,以减少反射波的幅度。

#### 5.5.2 电波暗室

在普通屏蔽室内测量受试设备的辐射发射时,由于反射的影响使得精确测量有一定困难。为此,类似消声室的设计,可在屏蔽室内壁装以对电磁波有吸收作用的吸收体。吸收体通常作成金字塔形或尖劈状,以保证阻抗的连续渐变,从而保证对内置发射源的功率吸收而最大限度地减小反射。吸收材料要能在宽频带(例如 300MHz 到 40GHz)内吸收较大的功率而且要能阻燃。为保证室内场的均匀,吸收体的长度相对于暗室工作频率下限所对应的波长而言要足够长。电波暗室的优点是室内场相当均匀,可以模拟自由空间,但缺点是它的工作频率下限很难做到米波以下,而且当容积较大时造价相当可观。

近年来,国际市场上出售一种叫做屏蔽、吸收、标准地面反射的电波暗室。它的地板能很好地模拟室外地面土壤反射特性,其它五面由吸收体组装而成。代表性的产品是美国 KEENE 公司的 86/3 系统,它的主要技术特性如下:

整个暗室的容积:  $10.6 \times 3.9 \times 4.4\text{m}^3$

净工作容积:  $6.0 \times 2.4 \times 3.0\text{m}^3$

控制室的容积:  $2.4 \times 3.7 \times 2.4\text{m}^3$

测试距离: 可达 3 m

受试设备尺寸：高达 2 m

直径可达 2 m

主要频率范围：25~1000MHz

相对于理论值的场地衰减校正因子：

在 100~1000MHz 范围内：±5dB

在 30~100MHz 范围内：±15dB

测量的不确定度：±3dB

射频屏蔽效果：磁场：1kHz 时，20dB

100kHz 时，100dB

电场：（平面波）

到 1GHz 时，120dB

到 40GHz 时，100dB

### 5.5.3 室外试验场

一个符合要求的室外试验场，往往是用作精确测定受试设备辐射反射极限数值的场地。图 5-14 给出了对室外试验场的尺寸要求。

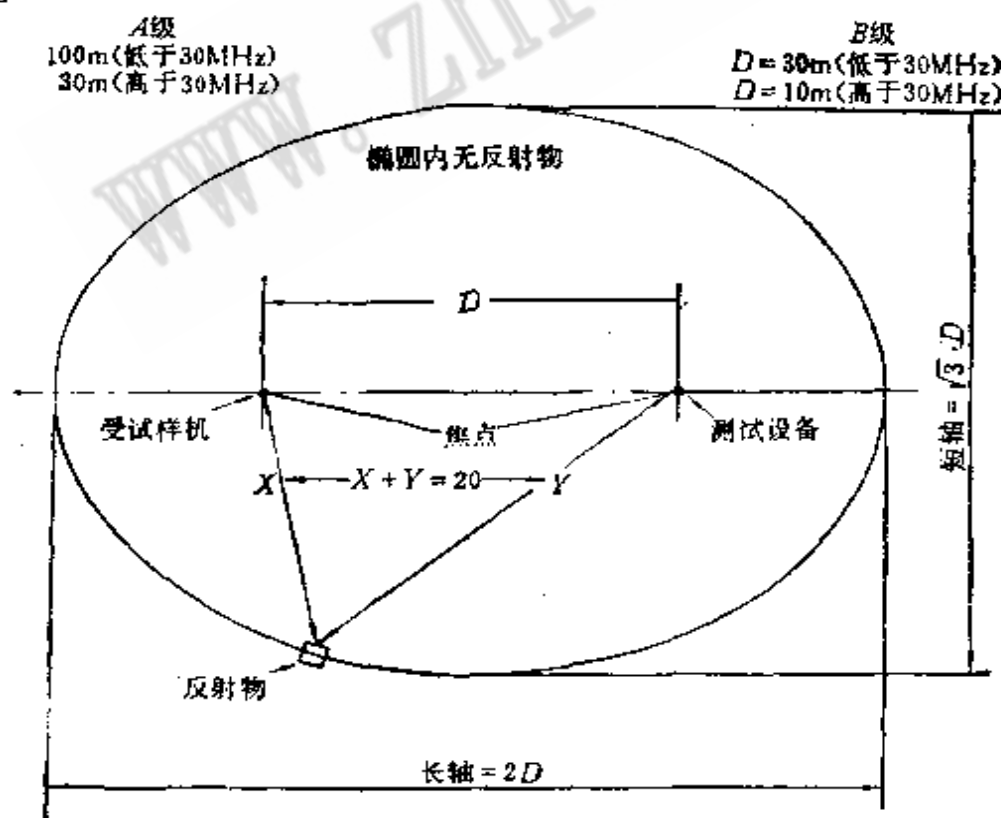


图5-14 椭圆形试验场

对室外试验场的技术要求是：在一个足够大的椭圆形广场内不存在反射物。在椭圆的两个焦点上，分别放置发射源与接收设备。椭圆的两个焦点的距离通常为几十米（例如 30 m 及 100 m），因此，整个试验场的大小接近操场的面积。重要的是场内不能有反射物，对周围不能造成电磁污染，同时要保证试验场的环境电磁场电平符合要求，例如，一般要比待测的辐射干扰的最小电平至少低 10dB。为满足如上一系列要求，国外的室外试验场多选在远离城市的郊区。例如，选在市郊远离交通要道，远离架空电力线和电气铁道的僻静的小山顶上。受试物体要放在一个木结构的室内，外面天线的高度以及与受试物体的距离都是可以调整的。为保证反射的稳定性，在地面上铺设铝网，测试设备放在与受试设备隔离的地下室内。整个试验场的管道、电缆、照明等都是经过精心设计的。这种试验场可以进行从小型设备直到十几米的大型设备的电磁兼容试验。应该说，完全满足上述要求的试验场是比较理想的，但建造这样的试验场，牵涉的问题很多，而且造价相当昂贵。

## 5.6 平行板线

平行板线是从平行双导线演变来的，它可为电磁敏感度试验提供较强的均匀电场。板间为横电磁场，即电场横向跨接在上、下两板之间，而磁场则平行于两板。

图5-15为一典型尺寸的平行板线。

平行板线的终端阻抗最好接以片状电阻以保持整个平行板间的场强均匀；但如果靠近终端处不用作工作区时，也可端接以集中参数的固定

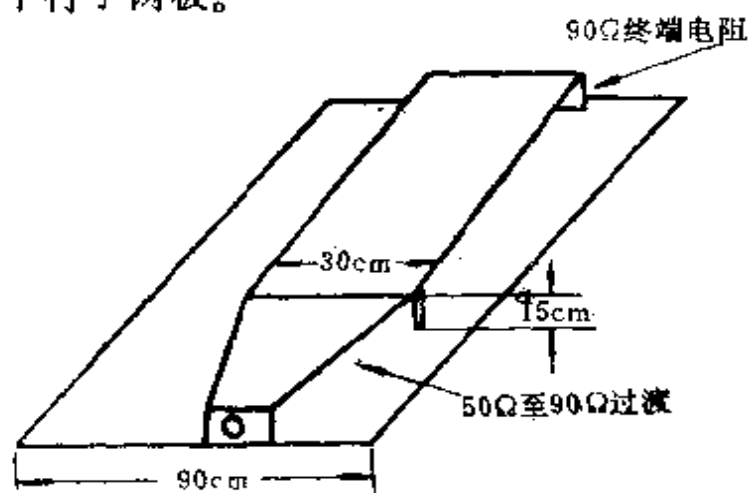


图5-15 平行板线

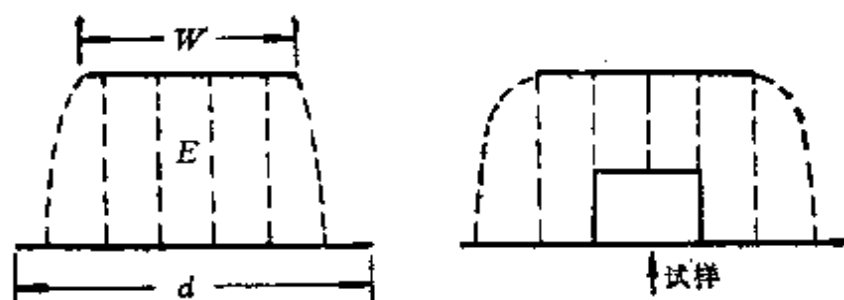


图5-16 试样置于板间的平行板线侧视图

电阻。

图 5-16 是平行板线的侧视图。

当将受试样品置于平行板间时，原来的均匀电场将发生畸变。此时，由于试样（假设是金属外壳）的顶部与平行板线的上板之间的电容  $C$  增加，随之，这一部分的电场也将增加，从而改变了原来设计的均匀电场数值。为此，通常规定受试样品的体积应小于板间容积的  $1/3$ 。

平行板线的下板应连接到屏蔽室的接地外壳。可将小型监测用环形天线或探针置于板内，其输出经过双重屏蔽电缆引到外部检波器。

与使用大功率源激励天线产生强场的方法比较起来，平行板线有如下几个优点：第一，可在宽频段范围内产生平面波；第二，所有能量集中在平行板间，因而不需要很大的激励功率源就可以在板间产生高于  $10\text{ V/m}$  的场强。第三，与其它产生强场用以进行电磁敏感度试验的方法和装置比起来，平行板线的造价低，易于推广使用。

平行板线的主要缺点是：可用空间有限，因而限制了受试物体的尺寸，如欲加大平行板线的尺寸，则将进一步降低谐振频率。另外，平板线的最高可用频率为  $100\sim 150\text{ MHz}$ ，最后，由于平行板线不是完全封闭场，因而在板的两侧多少还有些泄漏。

## 5.7 横电磁波室

正如同平行板线是从平行双导线演变而来的一样，横电磁波



室是从同轴线演变而来的，它也是用来为敏感度试验提供较强的均匀电磁场。横电磁波室最初由美国 NBS 设计，用来建立标准的均匀的电磁场。

图5-17是横电磁波室的顶视图和侧视图。

如图所示，横电磁波室由矩形外导体和平板中心导体所构成。中心导体或称为中隔板，置于顶壁与底壁的中间。小室的两端通过渐变部分与精密  $50\Omega$  N 型连接器连结。小室中心的场是均匀的横电磁波，而且波阻抗的数值非常接近自由空间的波阻抗  $377\Omega$ 。

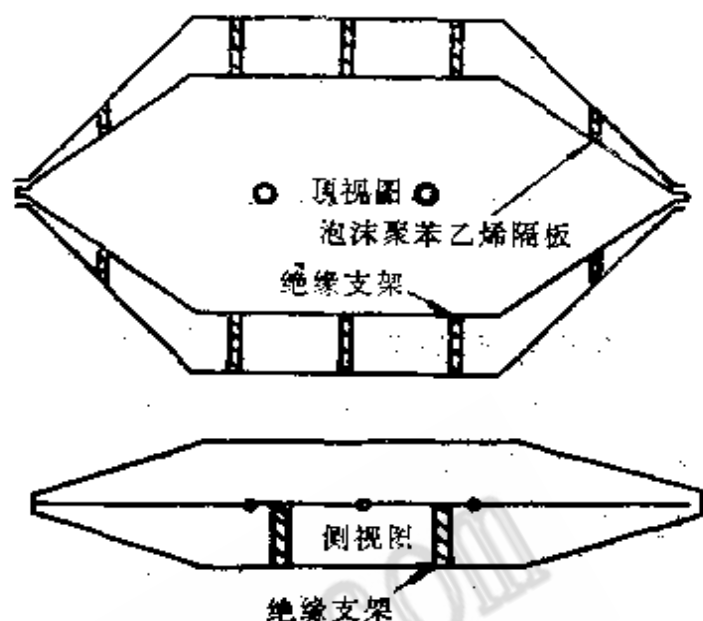


图5-17 横电磁波室的顶视图和侧视图

对于宽×长×高=740mm×1000mm×600mm的小室，中隔板与外壁之间部分的电场强度，由计算可知为：

$$E = 23.6\sqrt{P_n}, \text{ V/m}$$

式中， $P_n$ 为通过小室的功率，场强垂直于中隔板。调整外部激励源功率的大小，可以改变小室内的场强。当横电磁波室用于电磁敏感度试验时，可根据外加功率源的功率计算出受试设备的失效极限值。

横电磁波小室也可用于测定来自受试设备的电磁干扰。此时，受试设备置于室内中隔板上，两端接以检波器，以指示电磁干扰的大小。

横电磁波小室的上限频率依赖于小室的尺寸，对于宽×长×高=740×1000×600的小室而言，最高频率为250MHz。如欲进一步增加小室的可用空间，其最高频率也将进一步下降。

## 第六章 有关电磁兼容的国际标准和国外先进标准

### 6.1 国际无线电干扰专门委员会 (CISPR) 的历史、组织机构和宗旨

在介绍有关电磁兼容的国际标准和国外先进标准之前, 这里首先要介绍一下国际无线电干扰专门委员会 (CISPR) 的历史、组成、涉及范围及出版物。对于 CISPR 的极限值, 则结合其它标准介绍。

CISPR 成立于 1934 年, 它是由国际电工委员会 (IEC) 发起和主办的一个专门委员会。它在很多方面与 IEC 类似, 但在成员和程序方面与 IEC 有所不同。

在成员方面, 除 IEC 的各国家委员会外, 下列组织也是 CISPR 的成员:

EBU: 欧洲广播联盟

OIRT: 国际无线电电视组织

CIGRE: 国际大电网会议

UNIPED: 国际电能生产者联合会

UIC: 国际铁路协会

UITP: 国际公共运输联合会

UIE: 国际电热联合会

此外, CISPR 还与 CCIR (国际无线电通信咨询委员会)、ICAO (国际民航组织) 保持协调与密切联系, 并可互派观察员。

CISPR 下设六个分委员会, 它们的范围和出版物如下:

SCA: 射频干扰测量和统计方法。

它负责制订有干扰测量接收机和基本测量方法方面的规范。它的秘书国是美国。

出版物有：CISPR 16 号、17 号出版物。

SCB：来自工业、科学、医疗（I. S. M.）射频装置的干扰。  
它负责制订来自下列诸设备的射频干扰极限值：

- （1）ISM 设备；
- （2）数据处理设备；
- （3）大功率半导体管控制装置。

秘书国为加拿大。出版物有 CISPR 11、11A、19。

SCC：来自架空电力线、高压设备与电气牵引系统的干扰。  
秘书国为法国。

出版物有：CISPR 18。

SCD：来自汽车、内燃机点火系统的干扰。

出版物有：CISPR 12。

SCE：射频接收机的干扰特性。

它负责制订来自收音机、电视机的干扰极限值以及这些接收机的抗扰度和特殊的测量方法。秘书国为意大利。

出版物有：CISPR 13。

SCF：来自马达、家用电器、照明设备等的干扰。

它负责制订来自马达、家用电器、小功率半导体控制装置、照明设备的射频干扰极限值和测量方法。秘书国为荷兰。

出版物有：CISPR 14、15。

以上是有关 CISPR 的历史和组织机构情况。

国际无线电干扰专门委员会（CISPR）的总的宗旨和目的是：  
促进有关无线电干扰方面的国际协议的建立和为国际贸易提供方便。具体有以下几个方面任务和目的：

（1）保护无线电接收，防止来自诸如：各种电气器具、点火系统、工科医（ISM）设备以及电视机与收音机等干扰对无线电接收的危害；

（2）对于干扰测量方法和测量设备作出规定；

（3）规定上述干扰源的干扰极限值；

（4）规定收音机、电视机的抗扰极限值，并研究抗扰测量

方法;

(5) 研究由于对电气设备采取的抑制干扰措施对安全规范的影响;

(6) 与 CCIR 保持协调, 以保证两者的有关规范是兼容的;

(7) 与国际上其它致力于干扰抑制的国际组织保持协调。

## 6.2 有关电磁兼容的国际标准和国外先进标准的对照

见表 6-1。

表6-1 有关电磁兼容的国际标准对照

国别 (或机构)	家用电器	工、农、医设备
CISPR	CISPR14	CISPR12
EEC	EEC/82/499	制订中
澳大利亚	AS1044	DR73117
比利时	RC14-2-58	RC16-61966
加拿大	CSAC108-54	SOR75-629
丹麦	377规程、43规程	44规程
芬兰	T33-72, 1972	T33-72
法国	EEC/82/499	EEC(制订中)
联邦德国	VDE0875/7-71	VDE0871/6-78
匈牙利	KPKZP263-6	KPMSZ263-2
以色列	草案	
意大利	EEC/82/499	制订中
日本	JRTC	PTT第65项
荷兰	NEN10001	NEN10001
挪威	NEMKO	NEMKO
波兰	PN70/E06008	PN71/E06208
罗马尼亚	STAS6048	STAS6048
南非	R2247	R2247
西班牙	UNE20507	UNE20506
瑞典	SEN471004	SIND-FS74-2
瑞士	SSV	SSV
苏联	1-72部分	5-72部分
英国	BS800	BS4809, BS800
美国		FCC第15部分、第18部分

### 6.3 联邦德国电气工程师协会标准 (VDE)

世界各地的技术设备出口商都非常关心联邦德国 VDE 的电磁兼容标准。这是因为 VDE 关于电磁兼容的标准在联邦德国是强制性的，履行了立法手续的。此外，VDE 关于电磁兼容的标准，在世界各国有关规范中是最严的，满足了 VDE 的电磁兼容标准，几乎所有国家的 EMC 规范都可以满足。

VDE 首先把产品分为两大类：第一类是：非有意产生射频信号的设备，例如家用电器。这一类设备按 VDE 0875/6·78 的极限值执行。

图 6-1 给出了 VDE 0875/6·78 关于家用电器的射频干扰极限曲线。

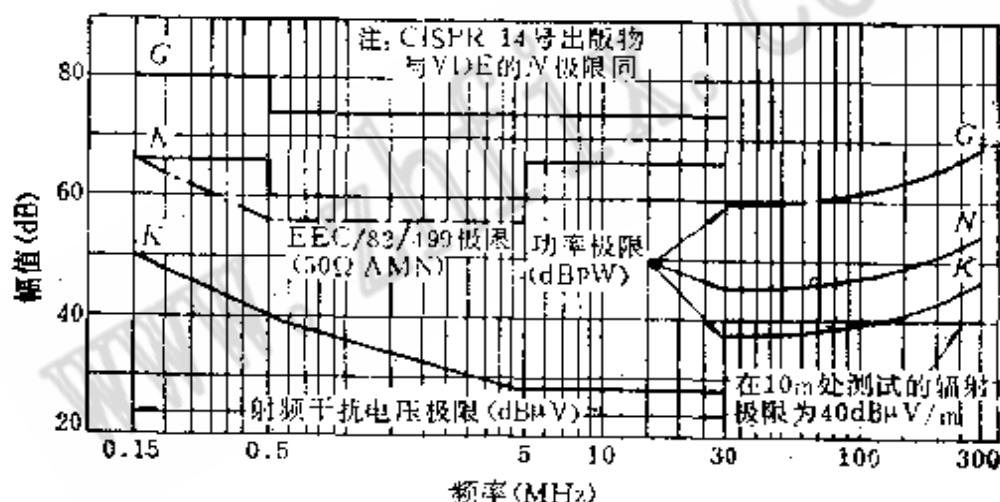


图6-1 VDE0875/6·78的射频干扰极限

大多数设备均应满足 VDE 0875/6·78 极限值曲线中的“N”线；“G”线仅适用于工作在工业区的设备；而“K”线则适用于工作在无线电接收站或远程控制场所的设备。“N”极限是用 150Ω 的人工电源网络测定的，而 EEC/82/499 的等效“N”极限则是用 50Ω 人工电源网络测得的。

第二类产品是产生和处理射频信号的设备，例如 ISM 设备和数据处理设备。这类设备按 VDE 0871/6·78 的极限值执行。图

6-2 与图 6-3 分别给出了 VDE 0871、CISPR 与 FCC 第 15 部分关于电源线传导干扰与辐射发射干扰的极限, 而测量传导干扰时, 都是用  $50\Omega + 50\mu\text{H}$  的人工电源网络。

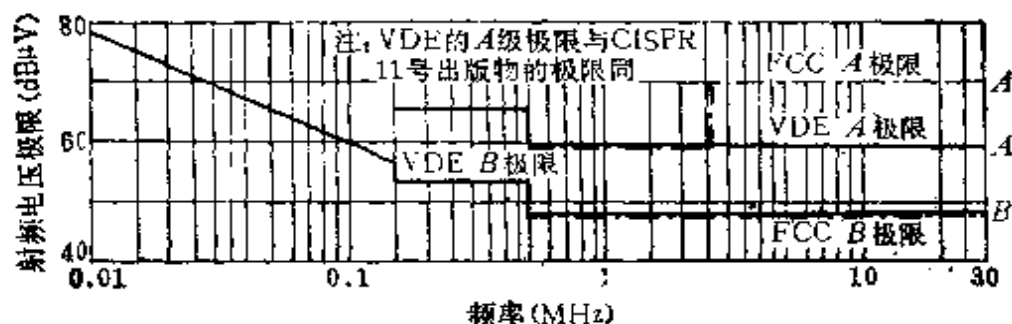


图6-2 VDE0871/6·78、CISPR与FCC第15部分的电源线传导干扰极限

注: CISPR11号出版物的极限是:  
在电视频道内为 $30\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$ ,  
在其它频道为 $54\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$ 。

注: 高于 $470\text{MHz}$ 时, VDE要求  
在 $10\text{m}$ 距离上测量,  
极限值比此值高 $10\text{dB}$ 。

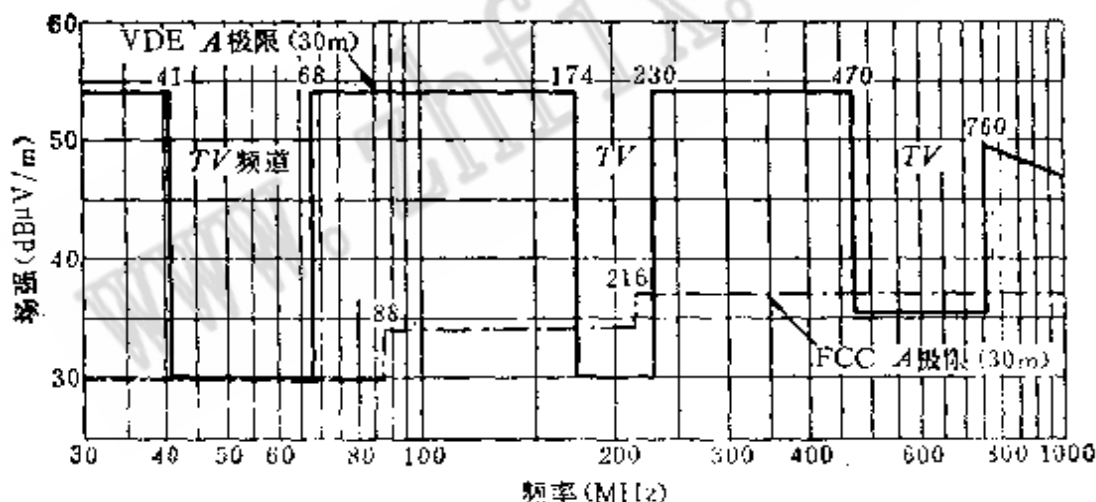


图6-3 VDE0871/6·78、CISPR与FCC第15部分对A级设备规定的射频干扰极限

在 VDE 0871/6·78 中, 按严格程度把受试设备分成 A、B、C 三级, 其定义如下:

**A 级极限:** 是任何产品都必须满足的最低要求。它相当于 CISPR 11 号出版物的极限值要求和美国 FCC 第 15 部分的要求。它比 VDE 的 B 级极限值放宽  $12\text{dB}$ 。

B级极限：它适用于在联邦德国销售的下列种类产品：便携式仪表及个人计算机等。当单个设备具有长于1 m的电缆时，则对所有这类电缆，要在30~300 MHz范围内进行干扰功率的检验，其允许极限为33~44 dBpW（按频率的对数曲线线性增加）。

C级极限：远比A级极限放宽得多，安装在工业区后进行测量。满足C级极限的设备必须有特殊许可证。

#### 6.4 美国军用电磁兼容标准（MIL-STD-461/462）

美国军用电磁兼容标准是一套完整的历史悠久应用广泛具有权威性的标准。代表性的基础性的文件为：MIL-STD-461B：《为控制电磁干扰而制订的电磁发射和敏感性要求》与MIL-STD-462：《电磁干扰特性的测量》，下面对前者作较详细的介绍和解释：

##### 6.4.1 MIL-STD-461B的组成部分和适用范围

它共由下列十个部分组成：

1. 为控制电磁干扰对电磁发射和电磁敏感度提出的总要求；
2. 对机载设备和分系统（包括相应的地面辅助设备）的要求（A<sub>1</sub>类）；
3. 对星载和弹载设备和分系统（包括相应的地面辅助设备）的要求（A<sub>2</sub>类）；
4. 对地面装置（固定的和移动的，包括履带式和轮式卡车）内的设备和分系统的要求（A<sub>3</sub>类）；
5. 对海面舰艇内的设备和分系统的要求（A<sub>4</sub>类）；
6. 对潜艇内的设备和分系统的要求（A<sub>5</sub>类）；
7. 对地面非临界区内的辅助设备和分系统的要求（B类）；
8. 对战术和专用卡车及机动设备的要求（C<sub>1</sub>类）；
9. 对在临界区内的机动发电机及其有关部件、不能中断的电力装置（UPS）以及可移动的供电和用电设备（MEP）的要求（C<sub>2</sub>类）；
10. 对民用电气和电机设备的要求（C<sub>3</sub>类）。

### 6.4.2 对MIL-STD-461B试验内容的分解

#### 1. MIL-STD-461B的传导敏感度试验项目

MIL-STD-461B的不同部分要求进行的传导敏感度试验项目如图6-4所示。

		敏感变						
		部分						
		2	3	4	5	6	7	
CS01 <sup>8,10</sup>	电源线 30Hz~50kHz	X <sup>10</sup>	X	X <sup>10</sup>	X	X	X	
CS02 <sup>12</sup>	电源线 50kHz~400mHz	X	X	X	X	X <sup>2</sup>	X <sup>2</sup>	
CS03	互调 15kHz~10GHz	X	X <sup>8</sup>	X <sup>8</sup>	X	X	X	
CS04	无用信号抑制 30Hz~20GHz	X	X <sup>8</sup>	X <sup>8</sup>	X	X	X	
CS05	交调 30Hz~20GHz	X	X <sup>8</sup>	X <sup>8</sup>	X	X	X	
CS06 <sup>13</sup>	尖峰 200V, 10μs	X <sup>14</sup>	X					
	200V, 15μs	X <sup>9</sup>						
	100V, 10μs			X <sup>13</sup>				
	400V, 5μs			X <sup>10</sup>	X	X	X	
	100V, 15μs		X					
CS07	噪声抑制电路	X	X	X	X	X		
CS09 <sup>13</sup>	结构电流 60Hz~100kHz	X		X	X	X		

图6-4 传导敏感度试验项目

#### 2. MIL-STD-461B的传导发射试验项目

MIL-STD-461B的不同部分要求进行的传导发射试验项目如图6-5所示。



		部分							
		2	3	4	5	6	7	9	10
CE01	电源线与控制线 30Hz~15kHz	X <sup>1</sup>	X <sup>2</sup>	X <sup>3</sup>	X <sup>4</sup>	X <sup>4</sup>			
CE03	电源线与控制线 15kHz~50MHz	X <sup>5</sup>	X <sup>5</sup>	X <sup>5</sup>	X <sup>6</sup>	X <sup>6</sup>	X <sup>7</sup>		
CE06	天线端 — 接收机 — 热待用 — 发射	X <sup>1</sup> X <sup>1</sup> X <sup>8</sup>	X <sup>2</sup> X <sup>2</sup> X <sup>2</sup>	X <sup>3</sup> X <sup>3</sup> X <sup>3</sup>	X <sup>4</sup> X <sup>4</sup> X <sup>4</sup>	X <sup>4</sup> X <sup>4</sup> X <sup>4</sup>	X <sup>5</sup> X <sup>5</sup> X <sup>5</sup>	— — —	— — —
CE07	瞬态 时域, 电源线	X <sup>7</sup>	X <sup>3</sup>	X <sup>7</sup>			X		
UM04	电源线 15kHz~50MHz							X <sup>10</sup>	
UM05	电源线 50kHz~50MHz								X <sup>20</sup>

图6-5 传导发射试验项目

## 3. MIL-STD-461B 的辐射敏感度试验项目

MIL-STD-461B 的不同部分要求进行的辐射敏感度试验项目如图 6-6 所示。

## 4. MIL-STD-461B 的辐射发射试验项目

MIL-STD-461B 的不同部分要求进行的辐射发射试验项目如图 6-7 所示。

## 5. 对上述 1 至 4 条中注的解释

- 1——仅适用于安装在具有反潜作战能力的飞机上的设备；
- 2——仅当合同上规定时才适用；
- 3——根据电流大小和采购机关的不同极限值不同；
- 4——根据电流大小的不同极限值也不同；

敏感度
-----

	部分								
	2	3	4	5	6	7	8	9	
RS01	X <sup>1</sup>		X <sup>8,16</sup>	X	X				
RS02	X	X	X	X	X	X			
	X <sup>14</sup>	X							
	X								
		X	X <sup>14</sup>						
			X <sup>7</sup>	X	X				
RS03 <sup>16</sup>	X <sup>15</sup>	X	X <sup>7,16</sup>	X <sup>17</sup>	X	X			
UM04								X <sup>21</sup>	

发射
----

	部分									
	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
RE01	X <sup>1</sup>	X <sup>2</sup>	X <sup>15</sup>	X	X					
RE02	X <sup>15</sup>	X	X <sup>15</sup>	X	X	X <sup>15</sup>				
RE03 <sup>8</sup>	X	X	X	X	X	X				
UM03							X			
UM04								X		
UM05									X <sup>20</sup>	

图6-6 辐射敏感度试验项目

图6-7 辐射发射试验项目

- 5 ——使用陆军采购的人工电源网络；
- 6 ——交流电源线和直流电源线的极限是不同的；
- 7 ——对于陆军的采购是不适用的；
- 8 ——适用性因采购机关而异；
- 9 ——对于电源频率 $\pm 5\%$ 以内是不适用的；
- 10 ——对于陆军的采购，交流电源线不适用；
- 11 ——如果电路的灵敏度 $\leq 100 \text{ mV}$ ，采购机关可以略去此项；
- 12 ——一定要加在连接器输入端，而不是加在电源线；
- 13 ——为保证安全应限制在安全值以下；
- 14 ——对于海军采购和空军采购是无效的；
- 15 ——极限值因采购单位而异；
- 16 ——高于  $10 \text{ GHz}$  时，适用性要受限制；
- 17 ——极限值应随预期使用环境的不同而不同；
- 18 ——仅对于工作频率 $\leq 100 \text{ kHz}$  而且灵敏度 $\leq 1 \mu\text{V}$  的海军采购才适用；
- 19 ——对于  $> 240 \text{ kVA}$  的发电机是不适用的；
- 20 ——仅仅适用于 1 组装置；
- 21 ——仅当使用电子控制器和线路时才适用。

### 6.4.3 MIL-STD-461B对极限值的规定

#### 1. CE 01

1.1 CE 01 的适用范围：本要求适用于下列各类引线：引自其它设备、配电板或分系统的交、直流电源线，或向其它设备、配电板或分系统供电的交直流供电线；地线或被测设备或分系统内部不接地的中线；测试样品向继电器、线圈、电子管等提供能量或进行控制的控制线路。除非有关司令部或代理机构特别说明，本要求不适用于信号线，例如时标、中频、音频、点火、数字、高频等信号线。对于陆军的设备和分系统来说，本要求只有在订货合同中专门提出时才适用。

##### 1.1.1 直流和连接线：本要求适用于 $30 \text{ Hz} \sim 15 \text{ kHz}$ 范围内

的窄频发射。

1.1.2 交流线：本要求适用于海军的设备和分系统。适用于从试样的电源频率至 15 kHz 范围内的窄频带发射。

## 1.2 CE01 极限

1.2.1 直流线：在直流线上的电磁发射不应超过图 6-8 中相应曲线的数值，如果测试设备的有效带宽不超过 75 Hz，应全部满足极限要求。

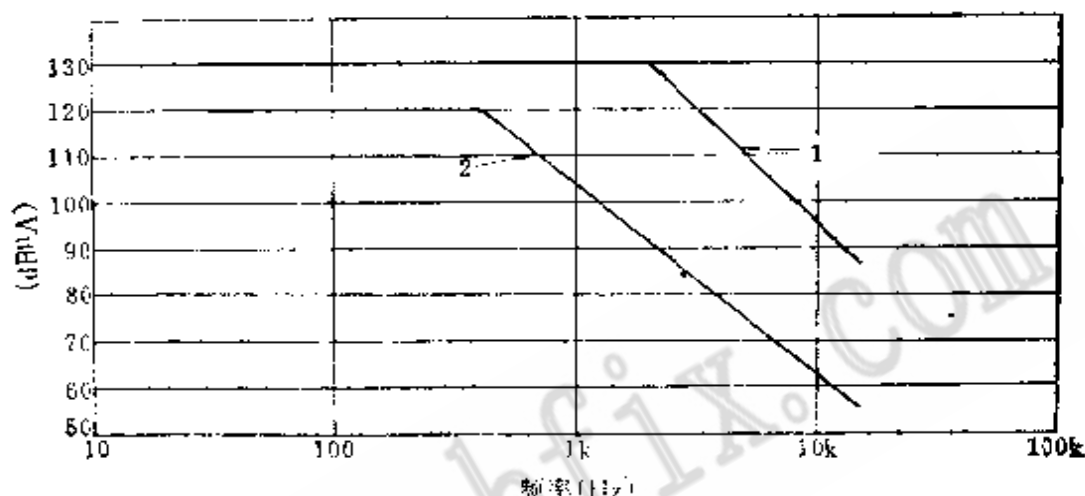


图6-8 CE01极限，直流线和连接线

1—陆军和空军的设备和分系统；2—海军的设备和分系统，  
对于直流线，本极限曲线适用于负载电流 $\leq 1\text{A}$ 的设备和分系统，对于负载电流 $> 1\text{A}$ 的设备和分系统，本极限应放宽，  
对直流如下： $\text{dB放寬量} = 20\lg(\text{负载电流})$ 。

1.2.2 交流线：在交流线上的电磁发射不应超过图 6-9 中相应的极限曲线。

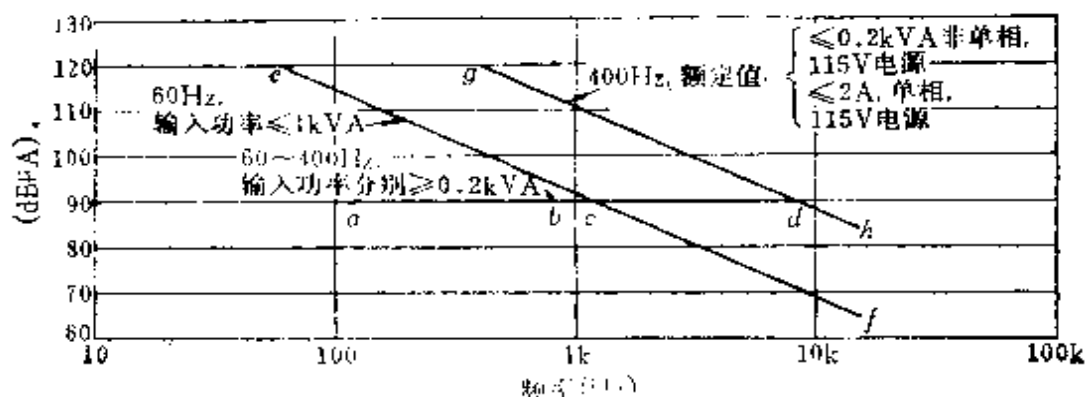


图6-9 CE01极限，交流线，窄频带发射

极限按下列方法确定:

1. 对于工作容量 $\leq$ 图示额定值的设备, 其极限曲线为  $ecf(60\text{Hz})$  和  $gdh(400\text{Hz})$ 。

2. 对于工作容量 $>$ 图示额定值的设备, 其极限为:

a.  $60\text{Hz}$  的设备用  $abcf$  线;

b.  $400\text{Hz}$  的设备用  $bedh$  线。

3. 对于负载电流 $>1\text{A}$ 的设备和分系统, 其极限应放宽如下:

$$\text{dB放宽量} = 20 \lg (\text{负载电流}).$$

### 1.2.3 连接线

#### (1) 陆军和空军的要求

a. 相互连接的控制线: 在这些线上的电磁发射不应超过图 6-8 中相应曲线的值, 如测试设备的有效带宽不超过  $75\text{Hz}$ , 则应满足极限。

b. 相互连接的信号线: 如果要求信号线也符合本要求规定, 其极限值应在考虑信号的传输、其特定的功率电平、必需的信息带宽和脉冲上升时间等的基础上逐例给出。这样的极限必须经过有关司令部或代理机构批准。

#### (2) 海军的要求

a. 对于外层屏蔽相连的控制线和信号线, 以及一对对绞线在一起的双绞线来说, 其电磁发射不应超过图 6-8 相应曲线的值。

b. 对于有隔离的外层屏蔽的控制线和信号线, 以及一对对互相分开的双绞线来说, 其极限值应在考虑到信号的传输、其特定的功率电平、必需的信息带宽及脉冲上升时间等的基础上逐例给出。这样的极限必须经过有关司令部或代理机构的批准。

## 2. CE03

2.1 CE03 的适用范围: 本要求适用于下列各类引线: 引自其它电源的交、直流电源线或向其它设备、配电板或分系统供电的交、直流供电线; 地线或被测设备或分系统内不接地的中线; 试样向继电器、线圈、电子管等提供能量或进行控制的控制线路。

除非有关司令部或代理机构特别说明,本要求不适用于信号线。例如时标、中频、音频、点火、数字、高频等信号线。对于陆军用的设备和分系统来说,本要求适用于同时采用线路阻抗稳定网络的设备和分系统。

## 2.2 CE03 极限

2.2.1 直流线:直流线上窄频带电磁发射不应超过图 6-10 中相应曲线的值,宽带电磁发射不应超过图 6-11 中相应曲线的值。

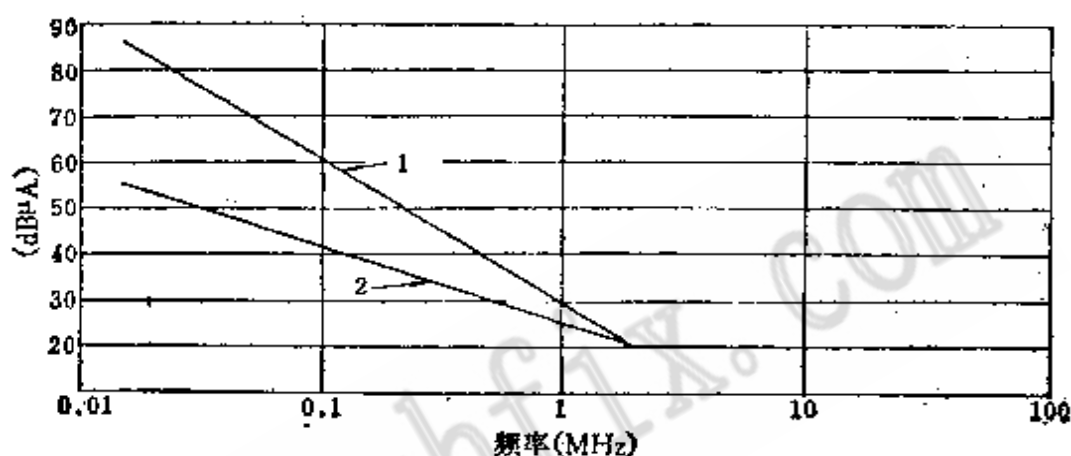


图6-10 CE03极限,直流线、连接线和交流线,窄频带发射(陆军和空军用)

1—陆军和空军的设备和分系统;2—海军的设备和分系统。对于直流线,本曲线适用于负载电流 $\leq 1\text{A}$ 的设备和分系统;对于负载电流 $> 1\text{A}$ 的设备和分系统,其 $15\text{kHz} \sim 2\text{MHz}$ 范围内的极限应放宽如下:将相应于 $15\text{kHz}$ 的曲线的端点换成 $20\lg(\text{负载电流})$ 与 $2\text{MHz}$ ,  $20\text{dB}\mu\text{A}$ 的对应点之间连一直线。

## 2.2.2 交流线

a. 陆军和空军的要求:交流线上窄带电磁发射不应超过图 6-10 中的值,宽带电磁发射不应超过图 6-11 中的值。

b. 海军的要求:交流线上的窄带电磁发射不应超过图 6-12 中的值,宽带电磁发射不应超过图 6-13 中的值。

## 2.2.3 连接线

a. 陆军和空军的要求

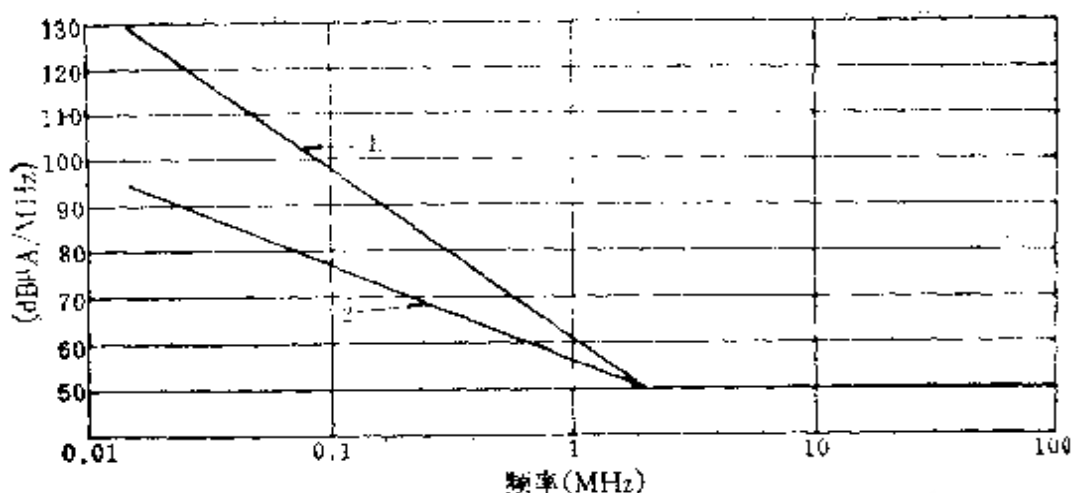


图6-11 CE03极限、直流线、连接线和  
交流线，宽频带发射（陆军和空军用）

1—陆军和空军的设备和分系统；2—海军的设备和分系统。  
对于直流线，本曲线适用于负载电流 $\leq 1\text{A}$ 的设备和分系统；对于负载电流 $> 1\text{A}$ 的设备和分系统，其在 $15\text{kHz} \sim 2\text{MHz}$ 范围内的极限应放宽如下：将相应于 $15\text{kHz}$ 的曲线端点值换成 $20\lg(\text{负载电流})$ 与 $2\text{MHz}$ 、 $50\text{dB}\mu\text{A}/\text{MHz}$ 的坐标点连成一直线。

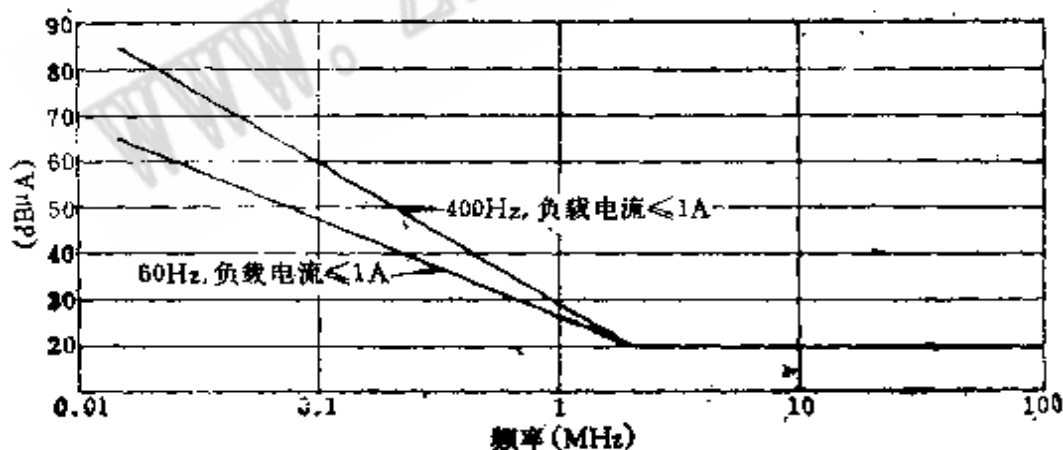


图6-12 CE03极限，交流线，  
窄频带发射（仅为海军用）

对于负载电流 $> 1\text{A}$ 的设备和分系统，其在 $15\text{kHz} \sim 2\text{MHz}$ 范围内的极限应放宽如下：将相应于 $15\text{kHz}$ 的曲线端点的值换成 $20\lg(\text{负载电流})$ 与 $2\text{MHz}$ 、 $20\text{dB}\mu\text{A}$ 的坐标点连成一直线。

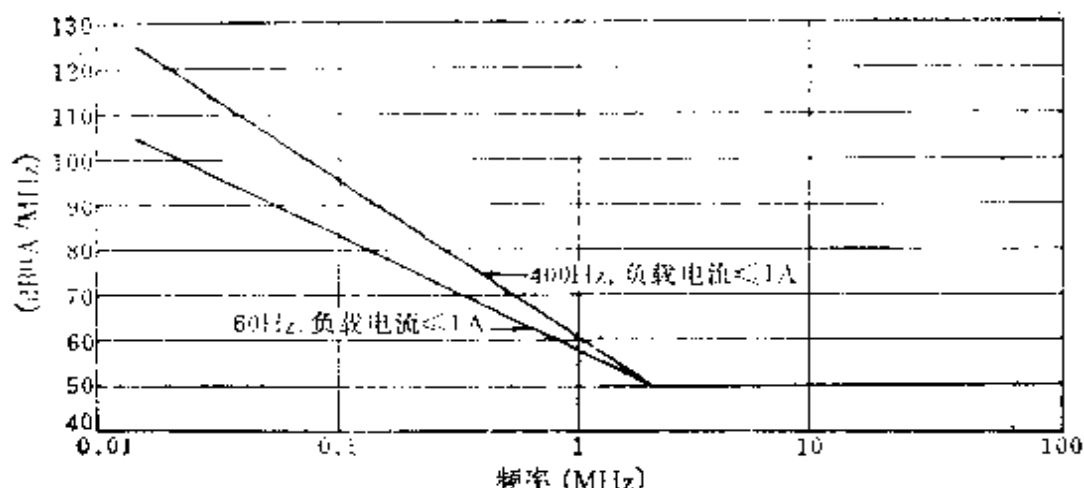


图 6-13 CE03 极限, 交流线, 宽频带发射 (仅为海军用)

对于负载电流  $> 1A$  的设备和分系统, 其在  $15kHz \sim 2MHz$  范围内的极限应放宽如下: 将相应于  $15kHz$  的曲线端点值换成  $20lg(\text{负载电流})$  与  $2MHz$ 、 $50dB\mu A/MHz$  的坐标点连一直线。

(a) 相互连接的控制线: 这些线上窄带电磁发射不应超过图 6-10 中相应曲线的值, 宽带电磁发射不应超过图 6-11 中相应曲线的值。

(b) 相互连接的信号线: 如果要求信号线亦符合本要求的规定, 其极限值应在考虑到信号的传输、其特定的功率电平、必需的信息带宽以及脉冲上升时间等的基础上逐例给出。这样的极限必须经过有关司令部或代理机构的批准。

#### b. 海军的要求

(a) 对于外层屏蔽相连的控制线和信号线, 以及一对对绞纹在一起的双绞线来说, 其电磁发射不应超过图 6-10 中相应曲线的值 (窄带发射) 和图 6-11 中相应曲线的值 (宽带发射)。

(b) 对于外层屏蔽断开的控制线和信号线, 以及一对对互相分开的双绞线来说, 其极限值应在考虑到信号的传输、其特定的功率电平、必需的信息带宽以及脉冲上升时间等的基础上逐例给出。这样的极限必须经过有关司令部或代理机构的批准。

### 3. CE06

#### 3.1 CE06 适用范围: 本要求适用于有天线馈线或与天线



相连的设备和分系统。绝对峰值功率小于或等于 $-10\text{dBW}$ 的发射机可以不受本要求中关于谐波和乱真发射部分的限制。只要出现下列情况之一者,本要求中关于发射机(工作状态)谐波和乱真发射部分的要求,不适用于仅为陆军所用的设备和分系统:(a)发射机平均功率超过 $5\text{kW}$ ;(b)试样的基频超过 $1.24\text{GHz}$ ;(c)试样的天线是发射机的一部分,并且不能用假负载来代替;(d)工作于 $1.24\text{GHz}$ 以下,有波导传输线的设备和分系统。上述四种情况适用RE03。本要求的频率范围与试样的工作频率有关,本要求中的发射机(工作状态)部分的要求,在试样的必需带宽内或基频的 $\pm 5\%$ 范围内不适用。

3.2 CE06 极限:在试样天线接头处的传导发射不应超过下列给定值:

#### 3.2.1 接收机

- a. 窄频带发射:  $34\text{dB}\mu\text{V}$
- b. 宽频带发射:  $40\text{dB}\mu\text{V}/\text{MHz}$

#### 3.2.2 发射机(热待用状态)

- a. 窄频带发射:  $34\text{dB}\mu\text{V}$
- b. 宽频带发射:  $40\text{dB}\mu\text{V}/\text{MHz}$

3.2.3 发射机(工作状态):除二次、三次谐波以外的所有谐波和乱真发射的最大功率应比基频功率低 $80\text{dB}$ 。二次和三次谐波的功率应抑制: $40 + 10\lg P$  ( $P$ 为基频峰值功率,单位为 $\text{W}$ )或 $80\text{dB}$ ,取其中之低者。

### 4. CE07

4.1 CE07 适用范围:本要求对空军和海军的设备和分系统中的下列引线的应用应逐例确定:引自其它设备或分系统的交、直流电源线,或向其它设备或分系统供电的交、直流电源线。

4.2 CE07 极限:导电开关的瞬时电压不应超过:

- a. 交流线:额定电压(均方根)值的 $\pm 50\%$ ;
- b. 直流线:额定电压的 $+50\%$ ,  $-150\%$ 。

### 5. CS01

5.1 CS01 适用范围:本要求适用于设备和分系统的电源线,包括地线和设备或分系统内不接地的中线。在电源频率的  $\pm 5\%$  内,本要求不适用。如果在设备或分系统内没有灵敏度优于  $100\text{mV}$  的线路,只要经过有关司令部或代理机构的批准,本要求可以取消。对于仅为陆军用的设备和分系统来说,本要求只适用于直流线与订货合同中规定的其它线。

5.2 CS01 极限:当将等于或小于图 6-14 中数值的电磁能量注入到试样的电源线上时,该试样不应出现误动作,降低性能或超出具体设备和分系统规范中所允许的范围。

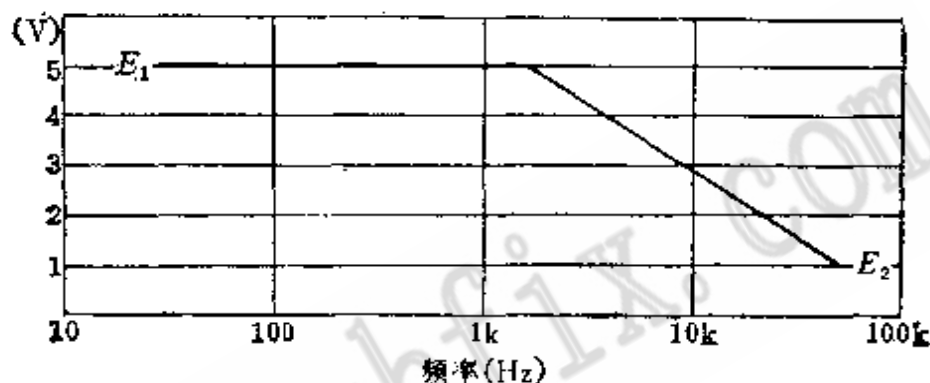


图6-14 CS01极限

$E_1$ —10%电源电压或 5V (均方值), 选其中之低者;

$E_2$ —1%电源电压或 1V (均方值), 选其中之高者。

5.2.1 如符合下列情况,亦认为满足本要求:受试样机采用规定的功率源,将其输出调到在  $0.5\Omega$  的负载上通过  $50\text{W}$  的功率,此时在试样的电源输入端的电压低于图 6-14 的值,并且试样对该信号源的输出不敏感。

## 6. CS02

6.1 CS02 适用范围:本要求适用于设备和分系统的电源线,包括地线和设备或分系统内不接地的中线。

6.2 CS02 极限:将内阻为  $50\Omega$  的信号源在校准电阻上给出的  $1\text{V}$  电压加到试样的电源输入端上,该试样不应产生任何误动作,不应降低性能或超出该设备或分系统规范中所允许的范围。该测试信号应直接加到试样电源输入端而不通过其电源引线。如

果内阻为  $50\Omega$  的信号源输出 1W 功率, 在试样的电源输入端的电压小于所要求的数值, 而试样对该信号源的输出不敏感时, 则亦认为满足本要求。

## 7. CS03

7.1 CS03 适用范围: 本要求适用于接收设备和分系统, 例如接收机、音频放大器、无线电收发两用机等。本要求适用的频率范围与试样的工作频率有关。对于陆军的设备和分系统来说, 只有在订货合同中专门提出时才适用。

7.2 CS03 极限: 试样不应有任何超过具体设备或分系统规范中规定的两种信号的互调产物, 这两种信号为:

a. 1 号信号源输出比相应于 MIL-STD-462 中规定的标准参考电平高 66dB 的信号。当频率在 200~400MHz 或 2~25MHz 范围内时, 输出高 80dB 的信号。

b. 2 号信号源输出比标准参考电平高 66dB 的信号, 但其功率电平低于 10dBmW。

## 8. CS04

8.1 CS04 适用范围: 本要求适用于接收设备和分系统, 例如接收机、高频放大器、无线电收发两用机等。本要求适用的频率范围与试样的工作频率有关。对于陆军的设备和分系统来说, 本要求只有当订货合同中专门提出时才适用。

8.2 CS04 极限: 当试样加上图 6-15 所示的测试信号时, 该试样不应产生任何不希望响应。

## 9. CS05

9.1 CS05 适用范围: 本要求适用于接收设备和分系统, 例如接收机、高频放大器、无线电收发两用机等。本要求适用的频率范围与试样的工作频率有关。对于陆军的设备和分系统来说, 本要求只有当订货合同中专门提出时才适用。

9.2 CS05 极限: 当试样加上第 2 个信号发生器的下述信号, 比相应于 MIL-STD-462 规定的标准参考电平高 66dB 但其功率不超过 10dBmW 时, 该试样不应由于交叉调制而出现任何

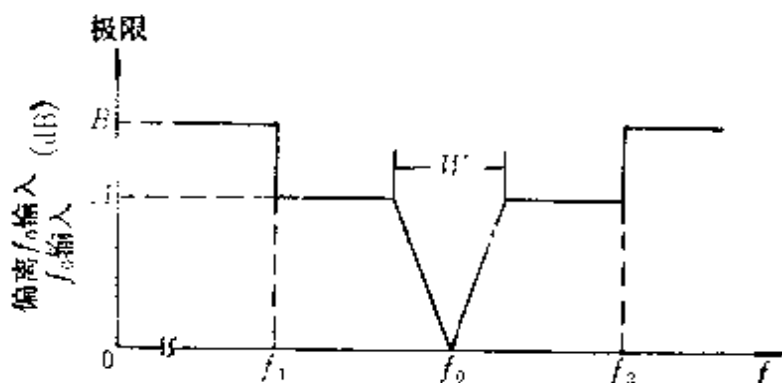


图6-15 CS04极限

$f_0$ —接收机调谐频率或放大器通带的中心频率；

$f_1$ —接收机最低调谐频率或放大器通带最低频率；

$f_2$ —接收机最高调谐频率或放大器通带最高频率；

$W$ —接收机选择曲线上80dB点间的带宽；1—A点

的极限比相应于标准参考输出电平的输入电平高80

dB；2—B点的极限；对于接收机，为 0dBmW；

对于放大器，应在技术要求中规定。

误动作，降低性能或超出具体设备或分系统规范中所允许的范围。

## 10. CS06

10.1 CS06 适用范围：本要求适用于设备和分系统的电源线，包括地线和设备或分系统内不接地的中线。

10.2 CS06 极限：当将测试用尖峰信号（波形如图 6-16 所示）依次加到样品的交、直流电源输入线上时，该试样不应有任何误动作，性能降低或超出具体设备或分系统规范中所允许的范围。图中的  $E$  值和  $t$  值给定如下。每一尖峰信号应叠加在电源线的电压波形上。

a. 尖峰信号 1（陆军）： $E_1 = 100\text{V}$ ； $t_1 \leq 10\mu\text{s}$

b. 尖峰信号 2（空军和海军），

$$E_2 = 400\text{V}；t_2 \leq 5\mu\text{s}$$

## 11. CS07

11.1 CS07 适用范围：本要求适用于采用啸声抑制线路的接收设备和分系统。

## 11.2 CS07 极限

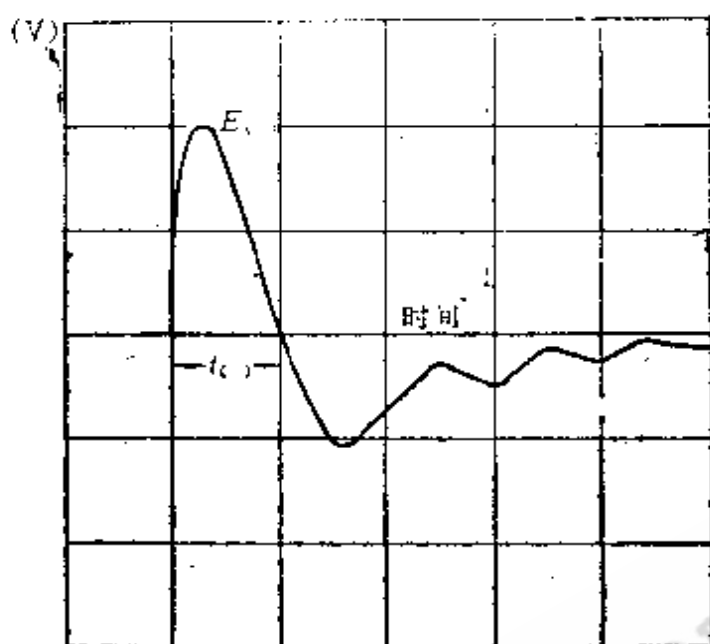


图6-16 CS06和RS02极限

试样应加上其波形如图上 $E(t)$ 值和 $t_c$ 值给定的尖峰信号。

11.2.1 要求1：当试样的输入端，用  $50\Omega$  的脉冲信号发生器匹配地加上一个  $90\text{dB}\mu\text{V}/\text{MHz}$  的电压时，该试样的噪声抑制线路应接通。

11.2.2 要求2：当将下列两个信号加到试样输入端时，该试样的噪声抑制线路应接通。其中一个信号是未调制的高频信号，其频率为接收机的调谐频率，其幅值为相应于噪声门限值的高频电压的  $2/3$ ，另一个信号是  $50\text{dB}\mu\text{V}/\text{MHz}$  的脉冲信号。

## 12. CS09

12.1 CS09 适用范围：本要求适用于海军的设备和分系统中频率范围等于或低于  $100\text{kHz}$  工作灵敏度等于或低于  $1\mu\text{V}$ （例如  $0.5\mu\text{V}$ ）的设备和分系统。

12.2 CS09 极限：当将数值等于或小于图 6-17 中规定的电流通过试样中适当的测试点时，该试样不应产生任何误动作，性能降低或超出具体设备或分系统规范中所允许的范围。

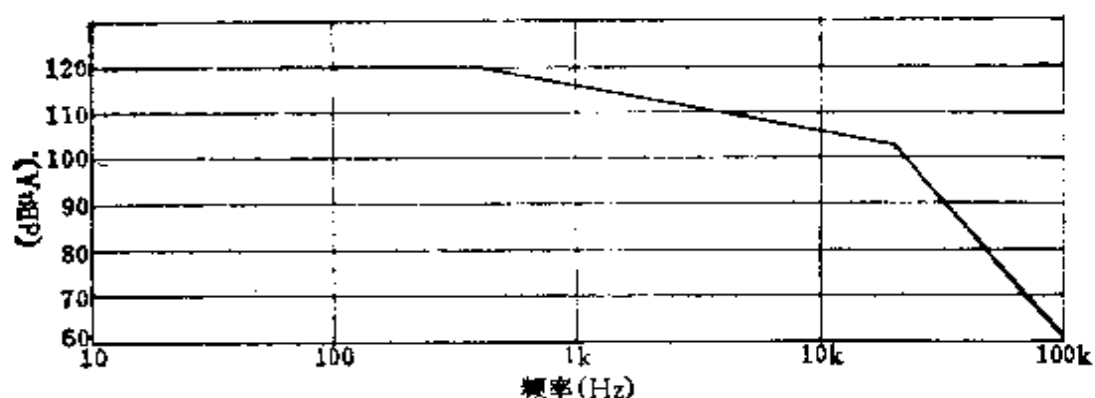


图6-17 CS09极限

13.1 RE01 适用范围：本要求适用于海军的、安装于固定的或移动的地面装置内的设备和分系统。如果需要，本要求可应用于设备和分系统、电缆以及试样的连接线等的辐射发射。本要求适用于基频和所有包括谐波在内的乱真发射，但不适用于天线的辐射。

13.2 RE01 极限：磁场的辐射发射不应超过图 6-18 给定的电平。

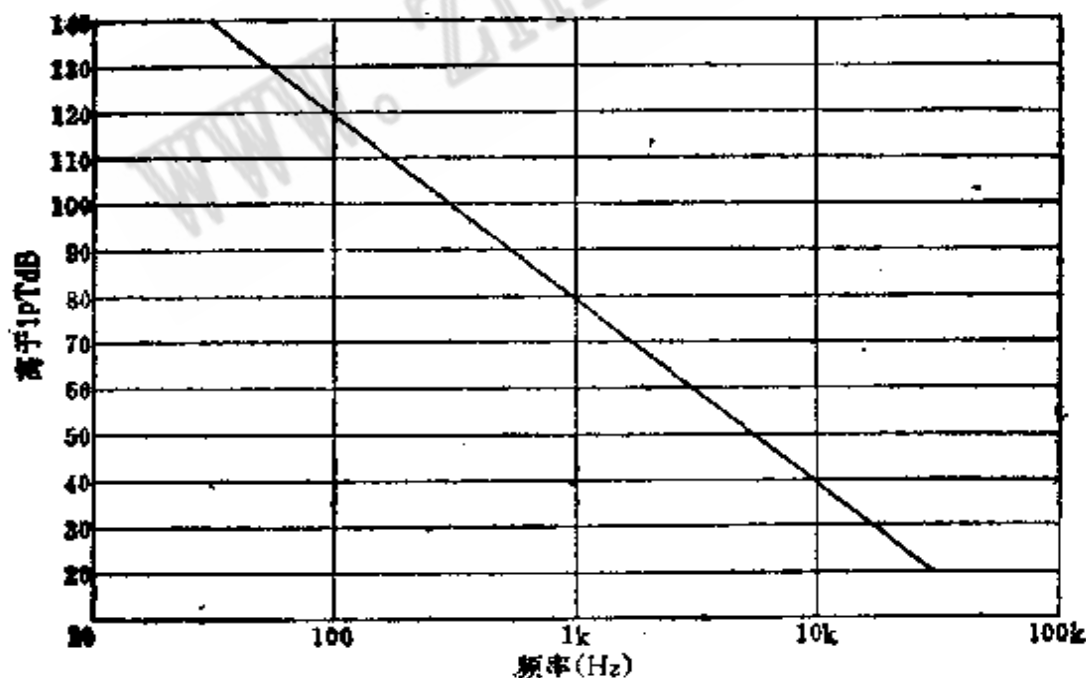


图6-18 RE01极限

14.1 RE02 适用范围：本要求适用于设备和分系统、电缆以及试样的连接线等的辐射发射。在窄频带时，本要求可应用于基频和包括谐波在内的所有乱真发射，但不能应用于天线的辐射。本要求适用于 14kHz~1GHz 范围内的宽频带发射。

14.2 RE02 极限：电场的辐射发射不应超过下面的规定。在大于 30MHz 时，无论是水平极化波或垂直极化波都应满足本要求的极限。

a. 窄频带电场发射：窄带电场的辐射发射不应超过图6-19的极限曲线，其测试距离为 1m。

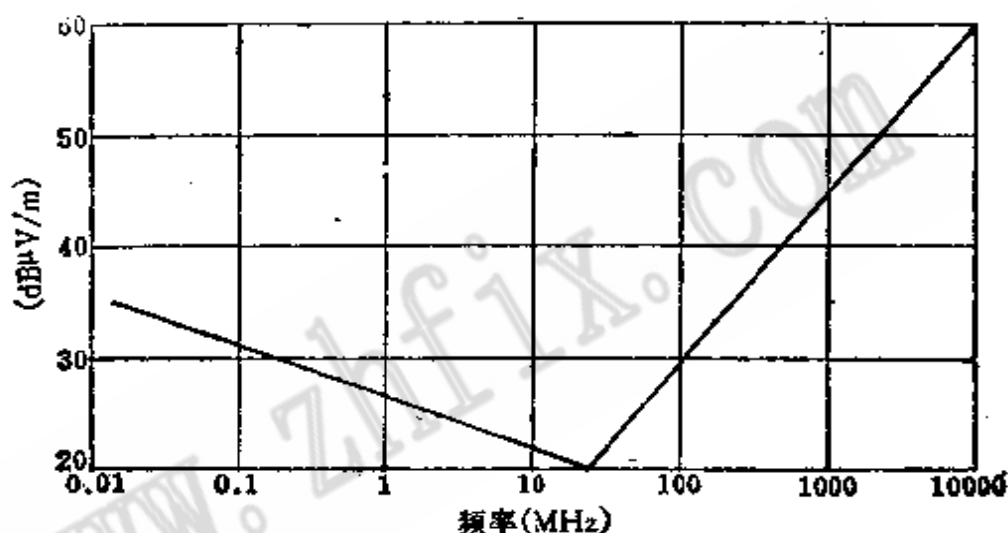


图6-19 RE02极限，窄频带发射

对于海军的平均功率 $\geq 10W$ 的发射机，其在基频的极限应放宽为 $10\lg P$  ( $P$ 为基频的平均功率，W)。

b. 宽频带电场发射：所有设备和分系统的宽频带电场的辐射发射不应超过图 6-20 的极限曲线，其中包括由下列部件的开关作用而引起的瞬时发射：(1) 自动周期性工作的电子或电气开关线路；(2) 按钮操纵的收发开关的启动（即发射机的键控）；(3) 人工操作开关。

## 15. RE03

15.1 RE03 适用范围：本要求适用于有天线馈线或与天线相连的设备和分系统。绝对功率峰值小于或等于 $-10dBW$ 的发射机不受本要求的限制。本要求适用的频率范围与试样的工作频

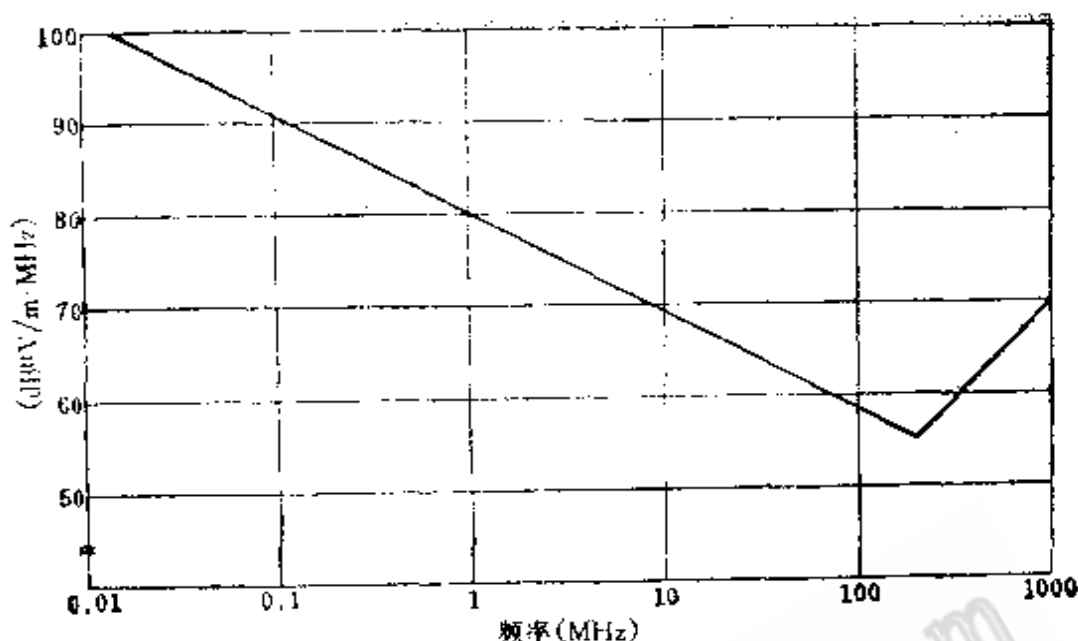


图6-20 RE02极限, 宽频带发射

对于仅为陆军用的设备和分系统, 对人工操作开关的瞬时发射的极限应放宽20dB。

率有关。在试样的必需带宽或基频的 $\pm 5\%$ 频率范围内, 不适用本要求。

a. 陆军的要求: 当符合下述任一条件时, 本要求适用于仅为陆军用的发射设备和分系统: (a) 发射机平均功率超过 5kW; (b) 试样的基频超过 1.24GHz; (c) 试样的天线是发射机的一部分, 而且不能用合适的假负载来代替; (d) 频率低于 1.24GHz, 但有波导传输线的设备和分系统。

b. 空军和海军的要求: 当乱真发射和谐波发射无法用 CE06 来确定时, 经订货部门同意可适用本要求。

15.2 RE03 极限: 除二次和三次谐波以外的所有谐波和乱真发射, 其峰值功率应比基频功率低 80dB。二次和三次谐波的功率应抑制:  $40 + 10\lg P$  ( $P$  为以 W 表示的基频峰值功率), 或 80dB, 取其中之较低者。

## 16. RS01

16.1 RS01 适用范围: 本要求适用于海军的, 安装于固定的或移动的地面装置中的设备和分系统。如果需要, 本要求可用



于设备和分系统以及它们有关的电缆和接头。

16.2 RS01 极限：当试样置于其值小于或等于图 6-21 相应的极限曲线的磁场中时，该试样不应产生任何误动作，性能降低或超出具体设备或分系统规范中所允许的范围。

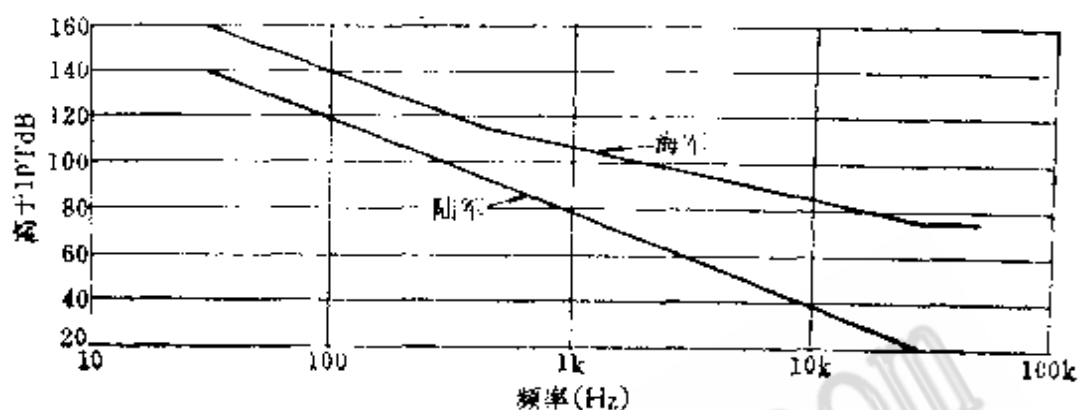


图6-21 RS01极限

## 17. RS02

17.1 RS02 适用范围：本要求适用于下述设备和系统。

a. 第1部分——尖峰信号试验适用范围：RS02的这部分适用于国防部所有部门使用的设备和系统。

b. 第2部分——电源频率机壳敏感度试验适用范围：本要求适用于空军和海军用的设备和分系统，对于陆军的设备和分系统而言，本要求只有在订货合同中专门提出时才适用。

## 17.2 RS02 极限

a. 第1部分——尖峰信号极限：当给试样依次加上图 6-16 所示波形的尖峰信号时，该试样不应产生任何误动作，性能降低或超出具体设备和分系统规范中所允许的范围。 $E$  和  $t$  的数值给定如下：

(a) 尖峰信号1 (陆军)

$$E_1 = 100 \text{ V}; t_1 \leq 10 \mu\text{s}$$

(b) 尖峰信号2 (空军和海军)

$$E_2 = 400 \text{ V}; t_2 \leq 5 \mu\text{s}$$

b. 第2部分——电源频率机壳敏感度：当给围绕试样的导

线通以 20A 电流时（其频率与试样的电源频率相同），该试样不应产生任何误动作，性能降低或超出具体设备和分系统规范中所允许的范围。

### 18. RS03

18.1 RS03 适用范围：本要求适用于 14kHz~10GHz 范围内所有设备和分系统。

18.2 RS03 极限：当给试样加上小于或等于下述规定的辐射电场时，该试样不应产生任何误动作，性能降低或超出具体设备和分系统规范中所允许的范围。在大于 30MHz 时，无论是水平极化波还是垂直极化波均应满足本要求。以陆军应用为例，规定的辐射电场如下：

14kHz~2MHz;	1V/m
2~30MHz;	10V/m
30~2000MHz;	5V/m
2~10GHz;	5V/m
大于 10GHz;	20V/m

## 6.5 电磁兼容国外标准之间的差异和比较

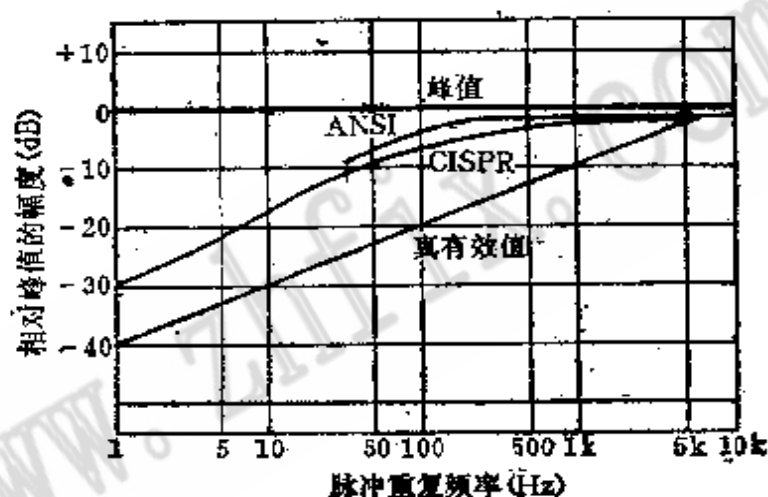
有关电磁兼容的许多国外标准中，除允许的极限值有些差异外，在测试方法和设备上也不完全相同。其中，明显的差别有二：其一是，CISPR、VDE 和 ANSI 要求用准峰值（QP）检波器测量，而美国军用标准则要求用峰值检波器测量。准峰值测量正比于广播收听者的主观噪声效果，峰值测量则能更好地反映孤立脉冲或低重复频率脉冲的干扰，而这种低重复率脉冲有可能导致一个军用系统的失效。在检波器的线路构成上，相对于准峰值检波器而言，峰值检波器具有更快的充电时间常数和较慢的放电时间常数。表 6-2 是 CISPR 规定的准峰值检波器的基本特性。

为了进行比较和计算，在图 6-22 及图 6-23 中分别给出了不同类型检波器对通过 -6dB 带宽为 9kHz 和 120kHz 滤波器的不同重复频率脉冲的相对响应。

表6-2 准峰值检波器的基本特性

频率范围	10~150kHz	0.15~30MHz	30~1000MHz
-6dB带宽	200Hz	9kHz	120kHz
充电时间常数	45ms	1ms	1ms
放电时间常数	500ms	160ms*	550ms

\*ANSI C63.2规定为 600ms。

图6-22 不同类型检波器对通过9kHz  
带宽滤波器脉冲的相对响应

由上面二图可见，要想确定脉冲干扰时准峰值检波器与峰值检波器指示值间的关系，必须根据干扰脉冲的重复频率、被测频段、接收机的对应带宽以及给定的曲线查出。由此可见，这是很不方便的；而且当干扰信号不是纯粹的规则的脉冲波时，作出判断困难更大。正因为如此，现代的国外电磁干扰接收机，既备有峰值检波，也有准峰值检波，还有平均值检波，在硬件上实现转换，非常方便。

第二个明显的区别，也是难以相互比较和换算的就是：在美军的电磁兼容标准中使用电流探头加上  $10\mu\text{F}$  穿心电容方法测量

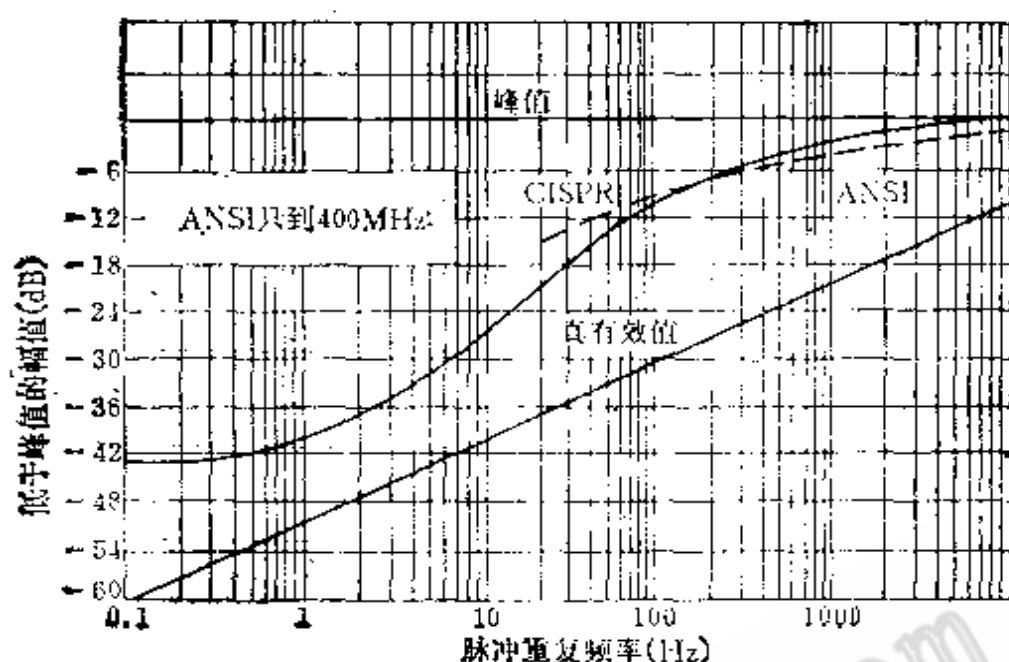


图6-23 不同类型检波器对通过120kHz  
滤波器脉冲的相对响应

传导干扰电流；而联邦德国 VDE 和 CISPR 则使用人工电源网络作隔离，用干扰测量接收机测量干扰电压，前者的极限是用  $\text{dB}\mu\text{A}$  给出，后者的极值是用  $\text{dB}\mu\text{V}$  给出的。

为了比较，美国的一些科学家在一篇题为《VDE0871/0875 与 MIL-STD-461A 的传导发射极限的比较》一文中，作了很有意义的理论分析和计算。作为比较计算的基础是下面三个等效电路：前两个电路是按联邦德国 VDE 标准画出的，整个频率范围为  $10\text{kHz}\sim 30\text{MHz}$ ，分别由两个电路加以实现，见图 6-24 和图 6-25；最后一个电路是按 MIL-STD-461A 的要求画出的，见图 6-26。

图 6-24 与图 6-25 中元件数值与 VDE0871/0875 的规定相同。一般说来，商用供电电源的输出阻抗主要是电感性的。对于大电网，供电电源的阻抗数值在几十欧以下。但受试设备的输入阻抗可以是感性（直接接变压器时），也可以是容性（当接有电源滤波器时）。基于这种假定，为了进行比较计算，分别给它们赋以下列数值：

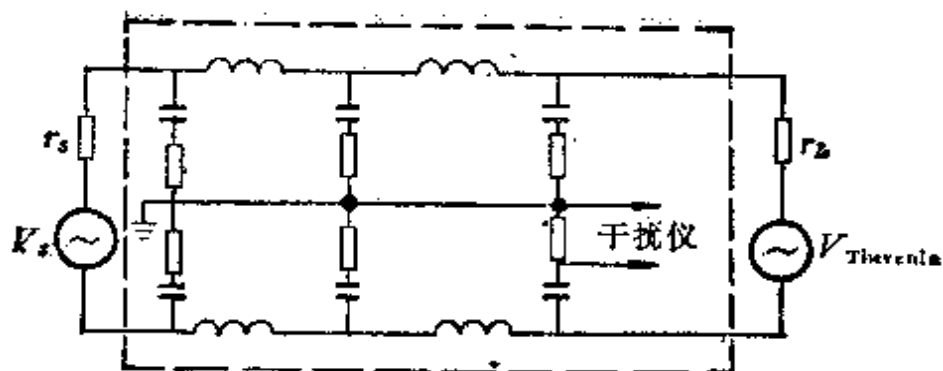


图6-24 VDE0871/0875的等效电路

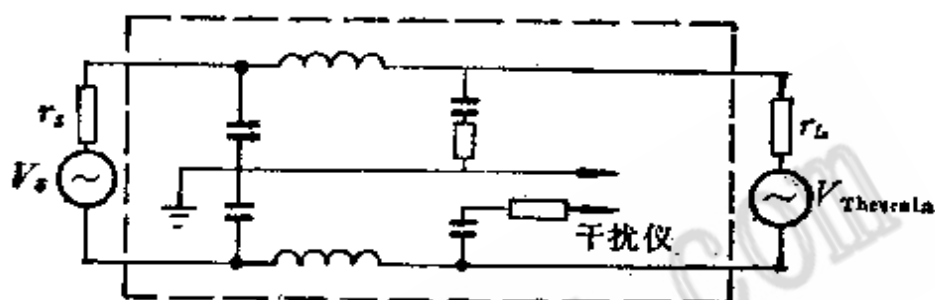


图6-25 VDE0871/0875的等效电路

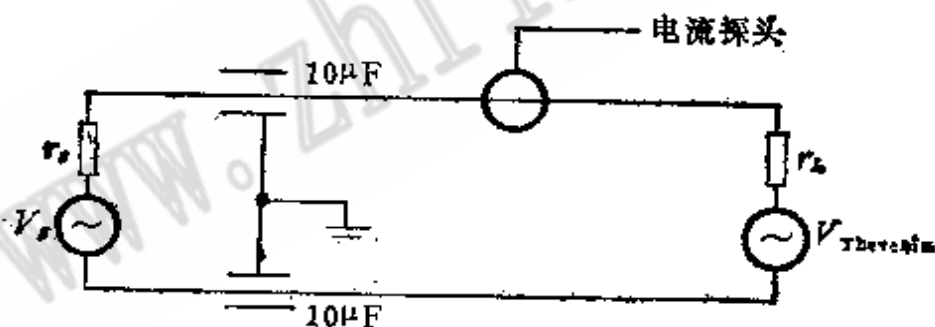


图6-26 MIL-STD-461A的等效电路

$r_s$ —供电电源的内阻； $V_s$ —供电电源的电压； $r_L$ —受试设备的输入阻抗； $V_{Thevenin}$ —根据Thevenin定理求得的受试设备的等效干扰电压。

源阻抗：0.1 $\Omega$ ，1 $\Omega$ ，10 $\Omega$

源相角：0°，45°，90°

负载阻抗：0.1 $\Omega$ ，1 $\Omega$ ，10 $\Omega$ ，100 $\Omega$

负载相角：-90°，-4.5°，0°，45°，90°

关于  $V_{Thevenin}$  的求法是这样的：将 VDE0871/0875 B 级极限数值代入图 6-24 与图 6-25 中接干扰接收机的两端，再根据上面

对源和负载赋予的数值,反过来求出对应上面赋值的  $V_{\text{Thevenin}}$ 。然后,将此  $V_{\text{Thevenin}}$  代入图 6-26 中,求出电流,再与 MIL-STD-461A 中规定的干扰电流极限进行比较,即可得出比较结论。鉴于各种数值的组合很多,故论文作者利用 FORTRAN 语言编成了程序,借助于计算机求解,并画出了相应的比较曲线。一般说来,大致的结论是这样:在频率高于 300kHz,负载阻抗低于  $10\Omega$  时, MIL-STD-461A 比 VDE0871/0875 B 级严得多;反之,在频率低于 10kHz,负载阻抗大于  $1\Omega$  时, VDE0871/0875 B 级比 MIL-STD-461A 稍严。CISPR 的传导干扰极限值仅仅相当于 VDE 的 A 级,比 B 级放宽大约 10dB,故没有必要把 MIL-STD-461A 的极限与 CISPR 或 VDE0871/0871 的 A 级极限进行比较。总的结论是:VDE 的 B 级与 MIL-STD-461A 的比较要根据频率和负载阻抗的数值而定。

## 第七章 电磁干扰特性的测试方法

本方法是参照美国 HP 公司对 CISPR、VDE、FCC 要求的综合而编写的，它不适用于军品。

### 7.1 传导干扰的测试方法

CISPR 11 号出版物、FCC 第 15 部分与 VDE 0871 要求使用人工电源网络测量电源线的传导干扰；VDE 0877 则要求使用电压探头测量所有输入、输出与控制电缆上的传导发射。上述这些规范对传导发射的测试条件和方法规定如下：

#### 7.1.1 一般测试条件

首先，受试样机应能代表批量生产的产品，不允许特殊加工和特殊的预处理。测试时，环境温度应保持在受试产品允许的工作温度范围之内，并按产品使用说明书的规定使受试样机经历足够的预热时间。

受试样机的布局应使之有可能产生最大的传导发射。应考虑到受试产品的变型或增加的特性以及供电电源负载，电缆或外部设备。

受试设备应工作在可能产生最大传导发射的典型的有意义的工作状态。

#### 7.1.2 使用人工电源网络的测试

下述方法是使用“V”型人工电源网络测试共模电压的要求和方法，这种方法适用于所有使用公用市电的产品。使用“Δ”型人工电源网络测试差模电压的方法尚在考虑中。

##### 1. 人工电源网络的安装

人工电源网络的外壳、测试仪表的机壳、接地板等应在电气上搭接在一起，再接到地，并使它们都处于相同的射频电位。

要确保人工电源网络与金属墙壁处于射频同电位。人工电源网络的外壳与金属墙壁应用下列方式中的一种搭接在一起:

(1) 将人工电源网络的外壳直接连到金属墙壁;

(2) 用一个至少 3cm 宽, 最多 10cm 长的金属带将人工电源网络的外壳与金属墙壁连接起来;

(3) 如有必要使用更长的连接带时, 带的相对长与宽之比应小于 3:1。

## 2. 人工电源网络的连接

除地线外, 所有受试设备的电源线应各自通过人工电源网络连到供电电源。

必须在受试设备的每一电源线上测量传导发射。被测的电源线应连到测试用人工电源网络; 所有其它辅助设备的电源线应连到附加的人工电源网络。

## 3. 从受试设备到人工电源网络的连接

应按下述方法连接:

(1) 对于具有可拆卸电源电缆的受试设备, 应在受试设备与人工电源网络之间连接以长为 1 m 的非屏蔽电源电缆, 此电缆应该与金属墙壁平行。

(2) 对于具有固定连接的, 长于 1 m 的非屏蔽电源电缆的受试设备, 应用不超过 1 m 长的电源电缆取代原电源电缆, 受试设备与人工电源网络的连接仍与 (1) 同。

(3) 对于具有固定的屏蔽的电源电缆或者在电源电缆中带有射频干扰抑制的元件的电源电缆, 应按下述方法连接到人工电源网络:

将固定的电源电缆紧密地前后叠绕成长为 30~40cm 的电缆束, 并使之紧靠在受试设备一边。然后用一根外加的 1 m 长的非屏蔽电源电缆将人工电源网络与受试设备的固定电源电缆连接起来, 并使之平行于金属墙壁。

## 4. 试验方法 (1)

此方法是基于联邦德国 VDE 0877 而编写的。它是所有提交



VDE 合格试验的产品都必须遵照执行的，也是用作比较试验的标准方法。

### (1) 一般设备的试验方法

根据适用情况，将受试设备按图 7-1 至图 7-4 中的一种加以布置。由于受试设备、附属电缆与金属墙壁之间的耦合电容会对试验结果有影响，因此，试验设备的布置排列要尽可能与相应的图例一致。

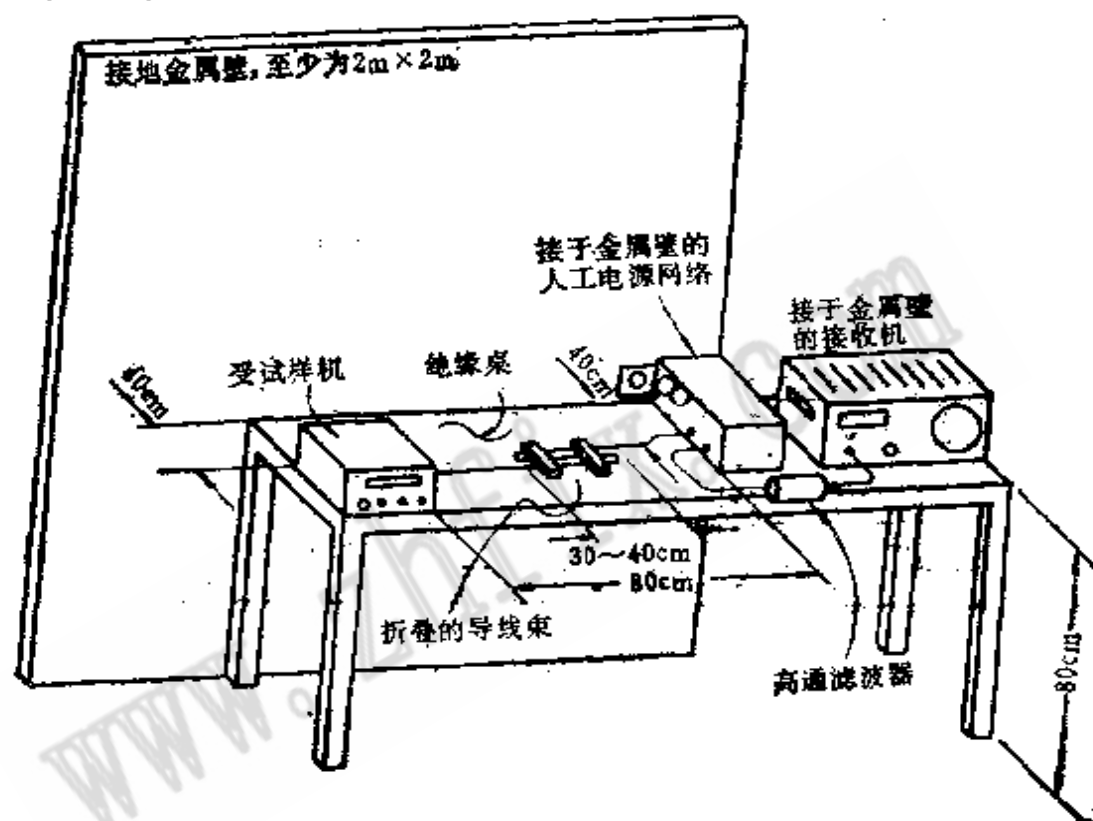


图7-1 台式设备传导干扰试验的典型布局

受试产品至少要在 220V、50Hz 与 120V、60Hz 电源上进行测试。

为保护接收机的输入衰减器，在人工电源网络与接收机之间一定要加高通滤波器。

测量时，首先选好适用的带宽，在 10kHz~30MHz 频率范围内缓慢地进行扫频，记录下距规定极限值 20dB 以内的所有点的频率和幅值。

在其它标称电源电压与标称电源频率的组合点上，对在扫频

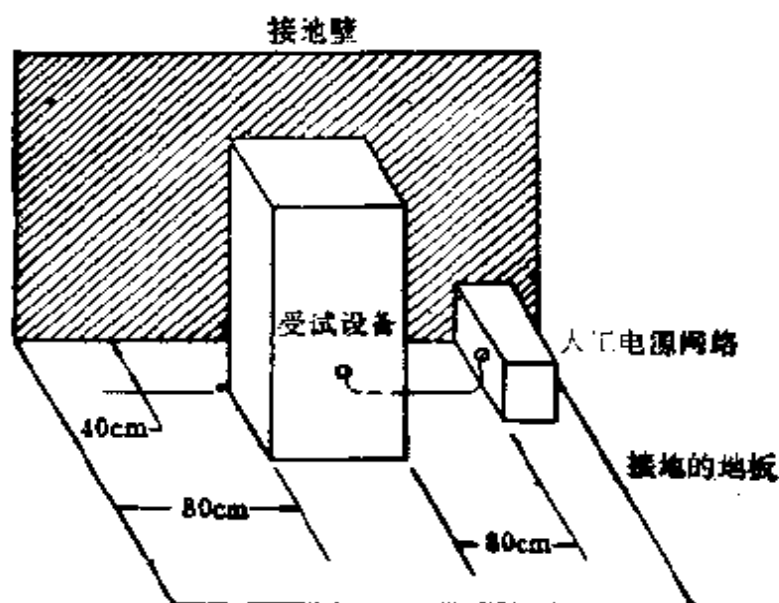
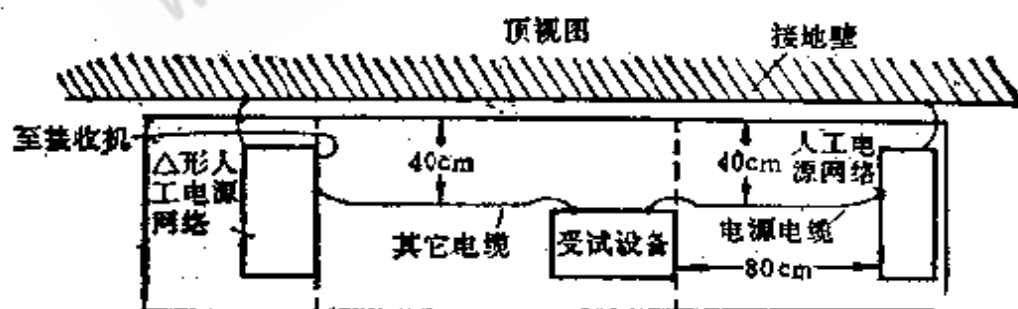
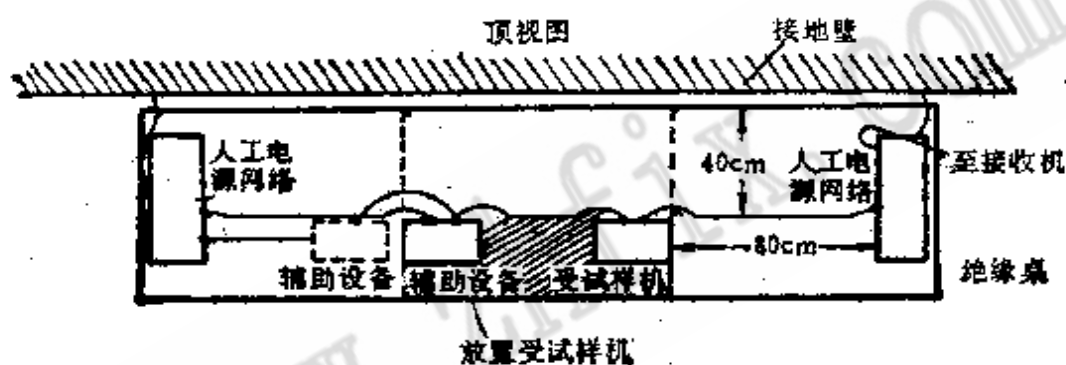


图7-2 地板固定设备传导干扰试验的典型布局



搜索中已测出的最大干扰信号，再进行点频测量，以确保产品不超过规范的极限。

## (2) 适用于手握式受试设备的试验方法

对通常工作在手握状态而无地线连接的受试设备, 应使用“仿真手”进行测试。仿真手的等效电路为  $200\mu\text{F}$  电容器与  $500\Omega$  电阻器串联。测试时, 把它连接在受试设备与参考地之间。如果受试设备的外壳是由不导电的材料构成的, 则应在人手通常握住的地方缠绕上金属箔, 再将仿真手接在金属箔与参考地之间。

### 5. 试验方法 (2)

本方法是基于 FCC 第 15 部分制订的。它用于 FCC 合格试验, 也用于研究设备间的相互作用。

首先, 按 4.(1) 条《一般设备的试验方法》中的要求布置受试设备, 并按该条要求进行试验。

对于处在最大发射电平的频率或者最接近极限值的频率进行监视。

布置好受试设备、附属电缆及关联外部设备后, 确定传导发射是否与布局有关。应检查足够多的频率点, 试验足够多的布置方案, 以保证结论的可信赖性。

要进行足够数目的典型布局试验, 以确定来自受试设备的最“坏”状态下的传导发射; 但需要研究的仅仅是那些在实际应用中有可能发生的布局。

将试验中发现的相互作用现象记录下来, 并记下最“坏”的布局和传导发射结果, 以便需要时重复进行试验。最好是拍些照片。

#### 7.1.3 使用电压探头的测试

使用电压探头测量交流电源线以外的电缆上的发射, 正在研究中。这些试验适用于交流电源线以外的超过  $2\text{m}$  长的非屏蔽电缆, 例如: 电池电缆、遥控电缆等。此项试验的允许极限应比 CISPR 11 号出版物与 VDE A 级所规定的传导发射极限值放宽  $14\text{dB}$ 。

#### 7.1.4 电磁噪声功率试验

对于在长于  $1\text{m}$  的电缆上测量电磁噪声功率的方法正在研究中。

## 7.2 辐射干扰的测试方法

标准的辐射干扰测试方法是在符合要求的开放试验场上进行的，在测试结果无争议的前提下，屏蔽室内的测量也是有效的。

### 7.2.1 一般测试条件

受试样机应能代表批量生产的产品，不允许特殊加工和特殊的预处理。测试时，环境温度应保持在受试产品允许的工作温度范围之内，并按照产品使用说明书使受试样机经过足够的预热时间。

### 7.2.2 开放试验场试验

辐射发射的测量应在开阔、平坦、无障碍、均匀一致的场地上进行。在此场地上，应该没有建筑物、电力线、围墙、树木等，并且没有地下电缆、管道等（除测量设备与受试设备需要者外）。铁丝网或其它反射物应距离试验场地足够远，以避免引入附加的未知的因素。

在 3m、10m、30m 距离上测量时，必须要使用无覆盖的导电的地网，以保证准确的，可重复的测量。

图 7-5 为开阔场地的示意图。

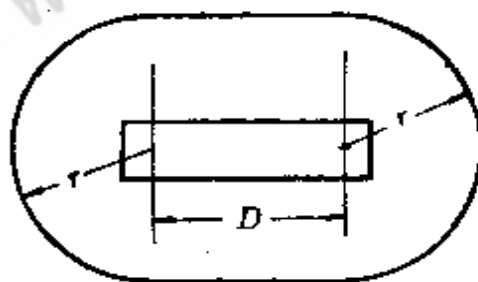


图7-5 开阔试验场地

RE1,

$D = 100\text{m}$ , 低于 30MHz

$D = 30\text{m}$ , 高于 30MHz

RE2,

$D = 30\text{m}$ , 低于 30MHz

$D = 10\text{m}$ , 高于 30MHz

RE3,

$D = 3\text{m}$ , 30MHz ~ 100MHz

### 1. 图 7-5 中 $D$ 值的确定原则

(1) 按 CISPR 11 号出版物、VDE 0871A 级以及 FCC 第 15J 部分 A 级的要求试验时:

当频率  $f < 30\text{MHz}$  时,  $D = 100\text{m}$ ,

当频率  $f > 30\text{MHz}$  时,  $D = 30\text{m}$ ;

(2) 按 VDE 0871B 级与 FTZ1115 的要求试验时:

当频率  $f < 30\text{MHz}$  时,  $D = 30\text{m}$ ,

当频率  $f > 30\text{MHz}$  时,  $D = 10\text{m}$ ;

(3) 按 FCC 第 15J 部分 B 级要求试验时:

当频率为  $30 \sim 1000\text{MHz}$  时,  $D = 3\text{m}$ 。

### 2. 对场地上障碍物的要求

(1) 当  $r < 30\text{m}$  时, 要求场地上没有任何凸出物;

(2) 当  $r > 30\text{m}$  时, 允许有矮小的树木存在;

(3) 当  $r > 150\text{m}$  时, 允许有围墙、小汽车、及矮小建筑物;

(4) 当  $r > 300\text{m}$  时, 允许有较大的建筑物。

### 3. 关于导电金属地网的要求

地网应置于试验区, 即直接布置受试设备与测试设备的区域上。地网可由  $6\text{mm}$  铝丝网构成, 或镀锌铁丝网 ( $6\text{mm}$ ) 构成, 工作频段可以达到并包括 UHF。地网要保持近似的水平面(为了排水, 可稍稍有些倾斜)。整个地网的尺寸至少为  $10\text{m}$  宽,  $40\text{m}$  长, 以适应  $30\text{m}$  距离的测量。接合部应至少每隔  $10\text{cm}$  加以焊接或锡焊。地网紧固时应注意: 温度升高也能保持地网的平整。经验表明, 地网不需要接地, 如果愿意接地, 最好是在地网的四周, 大约每隔  $3\text{m}$ , 加以接地。地网上面一定不要覆盖任何东西, 一层沥青或混凝土均会引起多重反射, 从而对高频率的测量造成困难。

场地必须经过检测, 以保证符合要求。

### 4. 场地衰减的测量方法

第一步: 试验系统的布置如下图 7-6 所示。

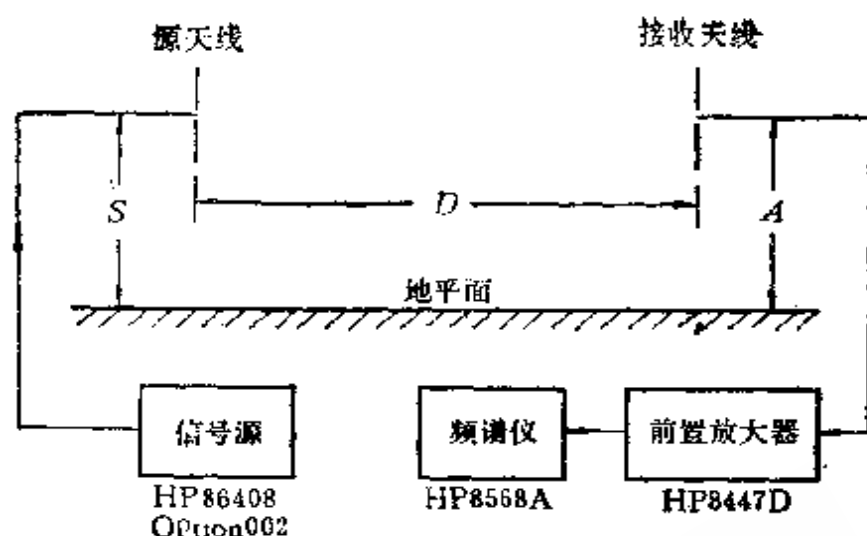


图7-6 测量场地衰减的试验系统

第二步：如在试验系统中包括前置放大器，则应测出放大器的净增益和电缆衰耗。如在系统中不包括前置放大器，则只需测出电缆衰耗（两种情况均从信号源的输出测到频谱仪的输入）。具体步骤如下：

（1）用全部电缆和连接器（在场地衰减测量中实际使用的）将信号源、前置放大器与频谱仪连接起来。用一对N型连接器取代收发天线。

（2）调节信号发生器的输出电平（ $V_{e1}$ ），使得频谱仪上的显示处在它的线性区域，而且不论在30MHz（此时增益最大），还是在1000MHz（此时增益最小），均远远大于频谱仪的本身噪声电平。注意，一定要保证前置放大器的工作状态不能进入非线性区域。

（3）按如下要求设置频谱仪的有关控制旋钮，然后测量放大器与电缆的净增益或电缆衰耗。

频率跨度：10MHz

分辨带宽：自动

视频带宽：自动

扫描时间：20ms

在下列频率上，记录  $V_{G1}-V_{R1}$  的数值：

30MHz、40MHz、50MHz、60MHz、70MHz、80MHz、90MHz、100MHz、120MHz、140MHz、160MHz、180MHz、200MHz、220MHz、240MHz、260MHz、280MHz、300MHz、350MHz、400MHz、450MHz、500MHz、550MHz、600MHz、650MHz、700MHz、750MHz、800MHz、850MHz、900MHz、950MHz、1000MHz。

(4) 将取代天线的一对连接器去掉，恢复收、发天线及各自的连接电缆。

第三步：测量场地衰减。

- (1) 将信号源调到需要的测量频率上；
- (2) 将源天线与接收天线调到  $\lambda/2$ ；
- (3) 将接收天线的高度调到表 7-1 给出的数值，并将发射天线的高度调节到 2m；
- (4) 将信号源的输出调到一个合适的电平上。注意，一定不要使前置放大器工作在非线性区域。此外，必须注意要避免频谱仪的互调失真。记下  $V_{G2}$ 。
- (5) 在频谱仪上测出接收信号  $V_{R2}$ ；
- (6) 在每一规定频率上，对于规定的天线高度、极化和间隔都测完后，返回到第一步。

第四步：计算以 dB 为单位的场地衰减。

场地衰减  $SA = V_{G2} - V_{R2} - (V_{G1} - V_{R1})$

第五步：将测量结果与表 7-1 上给出的计算结果进行比较，对于给定的频率范围，在所有天线高度上测得的最小衰减值与计算值之差应小于  $\pm 3\text{dB}$ 。

表 7-1 是理论计算的场地衰减值。其中 (a) 为水平极化值，(b) 为垂直极化值。

表7-1(a) 场地衰减的计算值 (水平极化)

频 率 (MHz)	$D = 10 \text{ m}$		$D = 30 \text{ m}$	
	天线高度(m)	衰减 (dB)	天线高度(m)	衰减 (dB)
30	4	21.3	6	33.8
40	4	20.8	6	36.2
50	3.8	21.5	6	35.6
60	3.2	22.1	6	35.1
70	4	21.6	6	34.8
80	4	20.7	6	33.6
90	3.7	21.3	6	34.2
100	3.3	22.6	6	34.5
120	2.8	25	6	36.3
140	2.4	25.9	5.7	36.4
160	2.1	26.3	5.9	36.1
180	1.9	27.6	6	37.1
200	1.7	28.8	5.4	38.4
220	1.5	29.3	4.9	38.8
240	1.4	29.6	4.5	39.2
260	1.3	30.7	4.2	40.3
280	1.2	31.5	3.9	41
300	1.1	31.7	3.6	41.3
350	1	33.8	3.1	43.3
400	3	35	2.7	44
450	2.7	35.9	2.4	45
500	2.4	36.9	2.2	46
550	2.2	37.5	2	46.6
600	2	38.1	2	47.3
650	1.8	39	5.3	48.3
700	1.7	39.6	5	48.9
750	1.6	40.2	4.6	49.5
800	1.5	40.9	4.2	50.2
850	2.3	41.3	4.1	50.6
900	2.2	41.8	3.7	51.1
950	1.2	42.4	3.5	51.7
1000	1.1	42.7	3.5	52



表7-1(b) 场地衰减的计算值 (垂直极化)

频率 (MHz)	$D = 10\text{ m}$		$D = 30\text{ m}$	
	天线高度(m)	衰减 (dB)	天线高度(m)	衰减 (dB)
40	2.72	18.3	3.32	26
50	2.25	19.2	2.7	27
60	1.9	20.1	2.2	28
70	1.62	21.2	2	29.2
80	1.38	22.4	2	30.6
90	1.28	23.6	2	32
100	1.1	24.5	2	33.2
120	1	26.1	2	34.9
140	1	27.6	2	36.2
160	1	29.4	2	37.6
180	4	30.2	2	38.9
200	4	30.3	2	39.9
220	3.6	31	2	41
240	3.3	31.6	2	42.2
260	3	32.3	2	43.3
280	2.8	32.7	2	44.3
300	2.6	33.7	6	44.8
350	2.2	34.8	6	44.2
400	1.9	35.8	5.7	44.9
450	1.7	36.6	5.1	45.8
500	1.5	37.4	4.5	46.6
550	1.4	38.2	4.1	47.4
600	1.3	38.7	3.8	47.9
650	1.2	39.4	3.5	48.6
700	1.1	40.2	3.2	49.4
750	1	40.8	3	50
800	1	41.4	2.8	50.6
850	1.8	42.1	2.7	51.1
900	1.7	42.6	2.5	51.6
950	1.6	43.1	2.4	52
1000	1.5	43.6	2.3	52.5

### 7.2.3 测试距离

在10kHz~1000MHz 频率范围内测量辐射发射的距离 如表 7-2所示。

表7-2 辐射发射测试距离

频率 (MHz)	测试距离 (m)	频率 (MHz)	测试距离 (m)
<i>RE1</i> <sub>1</sub>		0.01~30	30
0.01~30	100	30~470	10
30~88	30	470~1000	10
88~174	30	<i>RE3</i> <sub>1</sub>	
174~230	30	30~88	3
230~1000	30	88~216	3
<i>RE2</i> <sub>1</sub>		216~1000	3

表中的*RE1* 代表 CISPR11号出版物、FCC 第15J 部分 A级与 VDE 0871A级的要求；

表中的 *RE2* 代表 VDE 0871B 级与FTZ1115的要求；

表中的*RE3* 代表 FCC 第15 J 部分 B 级的要求。

这里的测试距离是指天线中点的垂直投影到受试设备的最近表面的距离。

### 7.2.4 接收天线的结构形式

#### 1. 10kHz~30MHz 频段

##### (1) 基本的结构形式

在10kHz~30MHz 频率范围内，测量辐射发射时，应使用 CISPR 16 号出版物所规定的环形天线，测试距离应符合表 7-2的规定。环形天线的底边应高于地平面 1 m，天线能围绕其垂直轴旋转，以便在每个干扰频率上都能获得最大的读数。

##### (2) 补充的结构形式

10kHz~30MHz 频率范围内的辐射发射测量，也可以利用环形天线在 3m 距离和1m 的高度上进行。如果采用此种补充的 3m 法，适用的极限值如图 7-7 所示。

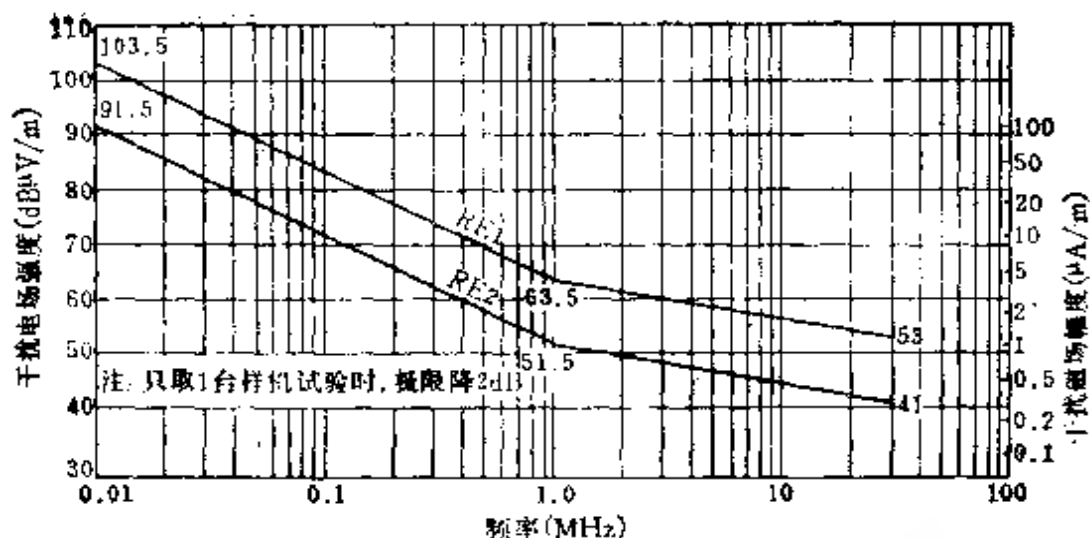


图7-7 3m法测量时适用的磁场强度极限

如果利用 3m 法测量时，测得的干扰信号超出了极限值，为了确定合格与否，仍需按表 7-2 规定的距离测试。

## 2. 30~1000MHz 频段

在 30~1000MHz 频率范围内测量辐射发射时，最好采用经过校准的，调谐的，半波长偶极子天线，其它线性极化天线也可以使用，只要其测试结果与使用半波长偶极子天线测得的结果可相互比较即可。

天线应能旋转，以便既能测量水平极化也能测量垂直极化。对于水平极化和垂直极化，“天线高度”应该测量到天线的中心。测量垂直极化时，半波长偶极子（或其它天线）的最低点距离地平面至少为 25cm。

### 7.2.5 受试设备的布置

建议对所有多单元系统，应首先对基本的系统进行试验。所谓基本系统，是由系统控制器加上每种与该控制器一起应用的一个外部设备组成。附加的外部设备可最后与基本系统一起试验或与模拟器一起试验。在后一情况下，必须首先对模拟器进行试验，以确认其屏蔽效能足够好，因而它对受试设备与模拟器组成系统的辐射发射的贡献可以忽略不计。如果受试设备是计算机，而且它接有许多相同类型的外部设备，那末测量时，只需接上一

台即可。

受试设备的试验条件:

受试设备的布置和工作状态, 应使之既能代表实际的应用情况, 又能产生最大的辐射发射。受试设备应按该设备的电源要求施加额定电压。所有的测量均应在规定的电源电压和电源频率上进行。

#### 7.2.6 关联设备与模拟器

受试设备需要在功能上与其它设备相互作用时, 可以连接实际的关联设备, 也可以连接模拟器 (假如此模拟器的影响可以单独确定), 以提供有代表性的工作条件。重要的是: 任何用来代替实际关联设备的模拟器, 应能真正地代表被模拟关联设备的电气特性, 甚至于机械特性, 尤其是关于射频信号和阻抗。

#### 7.2.7 受试设备的接地

受试设备应按使用说明书中的安装要求加以接地。如果受试设备在实际工作时不接地, 则应在不接地状态下试验。当受试设备提供有接地端子或内部接地线, 而且这些端子或地线是用于实际安装条件下, 该地线应该接到接地平面 (或接地装置), 以模拟实际安装条件。任何包括在受试设备电源线插头的内部接地线, 应该通过公用电源设施加以接地。

#### 7.2.8 在试验场地上受试设备的布置

在试验场地上, 受试设备的布置应尽可能地模拟实际使用情况, 并使之与关联设备尽可能地排列得紧凑些, 以模拟最“坏”状态。根据受试设备的实际使用情况, 分下面两种情况区别对待:

(1) 对于正常情况下置于台上工作的所谓台式设备, 受试设备应放在一个绝缘的桌上, 桌面比试验场地地平面高出 $H$ 。为便于试验, 可将试验桌放在旋转台上。在这种情况下, 桌的高度加上旋转台的高度应近似地高出试验场地地平面 $H$ 。如果只使用旋转平台, 则此平台的绝缘性能应尽可能的好。当受试系统中的关联设备或外部设备较多, 无法全部摆在试验桌上时, 可将其中的

一个或几个摆在低于桌面的绝缘架上，但应使之尽可能地接近。应首先考虑把那些不需经常观测的设备、仪表置于桌面下方的绝缘架上。

桌面距试验场地地平面的高度 $H$ ，按FCC试验时取1.0m；按VDE与CISPR进行试验时，为0.8m。

(2) 对于正常情况下置于地板上使用的所谓落地式设备，应将它置于旋转平台上（如果可能）。平台的绝缘性能应足够好，平台高出地平面的高度小于或等于0.15m。受试设备应置于平台的中心。如受试设备由多个设备单元组成，则受试系统中诸设备应根据实际应用情况，围绕平台中心布置，并尽可能使之密集，以模拟最“坏”状态。

### 7.2.9 互连电缆

电源线、信号线、地线、互连电缆以及诸关联设备的布置应尽可能地模拟典型应用情况。互连电缆的型式和长度应与具体设备规范的要求一致。当对电缆长度无规定时，应尽可能选用1m。

在作合格试验时，应按下列两种方法布置互连电缆和设备。为保证符合VDE（方法1）与FCC（方法2）的规范要求，用来试验互连电缆和设备布置的两种方法都是需要的。为了对不同试验场地进行比较，方法1是受试设备电缆的最好布置方法。

#### 方法1：

(1) 对于放置在距地面1.0m高的桌面上的台式设备，互连电缆应在与桌面同高的高度上布置。在水平方向上，可以在距离受试设备1.5m的方圆内布置，然后垂直地连接到地平面。互连电缆要能与受试设备一起旋转。

(2) 对于放置在地板上的落地式设备，互连电缆应在与受试设备的电缆插孔或连接器同高的高度上布置。在水平方向上，可在距受试设备1.5m的方圆内布置，然后垂直地连到地平面。

(3) 对于具有多台设备的受试系统，相邻设备的间隔应为10cm。

#### 方法2：

如果你觉得本书很好，请浏览后删除并购买原版书籍阅读。

应变换受试设备与互连电缆的布置,以确定最大的辐射发射。要研究足够数目的布置方案,以保证记录的确是最大发射;当然,只有那些实际上可能发生的方案才是有意义的,应该考虑的。

超过实际互连需要的电缆,应在近似电缆的中央部分,将多余部分前后折叠成30~40cm长的电缆束。

对使用长于4m互连电缆的系统,设备与电缆的布置方法有专门规定。

### 7.2.10 试验方法

#### 1. 一般方法

首先用宽带天线测量,找出最接近规范极限值的临界频率;然后,用调谐到每一临界频率的偶极子天线测量,测量时应调节天线高度和极化,以确定实际的信号电平。

对于规定的测试距离和极化,对应的天线高度如表7-3所示。

应在每一规定天线高度上,记下发射电平随频率变化的数据。将记录的最大发射电平与规范极限进行比较,确定是否超差。

表7-3 不同测试距离的天线高度

测试距离 (m)	天线高度 (m)	
	水平极化	垂直极化
3	在1~4m内搜索	
10	1.5, 2.2	1.5, 2.25, 4
	3.0, 4.0	
30	3.0, 4.5, 6.0	2.5, 5.0

根据FCC的规定,测试距离为3~10m时,天线的搜索高度为1~4m;当测试距离大于10m直到30m时,天线的搜索高度为2~6m。

## 2. 具体的试验方法

按下列具体的步骤记下最大辐射发射：

(1) 将受试设备置于电绝缘的试验台上,并按规定调整好到接收天线的距离。受试设备的前面板应面对天线。

(2) 将天线置于水平极化,按表 7-3 调整天线到某一高度,再使接收机在天线的工作频段扫频。为了覆盖规定的频率,可能需要更换天线。

(3) 在某一频率上,信号达到  $RE_2$  极限值的10dB 以内时,记下此时接收机的读数和频率。

(4) 在前面已记录的频率上,按表 7-3 变换天线高度,再改变天线为垂直极化,记下对于每一频率、天线高度与极化的最大电平读数。

(5) 使受试设备旋转 $90^\circ$ ,重复上述步骤(2)至步骤(4),直到受试设备的4个面都已做过试验为止。

## 第八章 军用设备电磁兼容特性的 测试方法

本方法是参照 Donald. R. J. White 所著《电磁干扰与兼容》手册丛书而编写的。它适用于军用电气设备、机电设备，其中一部分也适用于美国联邦通信委员会 FCC 和国际无线电干扰专门委员会 CISPR 标准中的一些测量。

### 8.1 传导发射的测试

传导发射试验，在概念上，可按图8-1理解。MIL-STD-462/462B要求试验的项目如表 8-1所示。

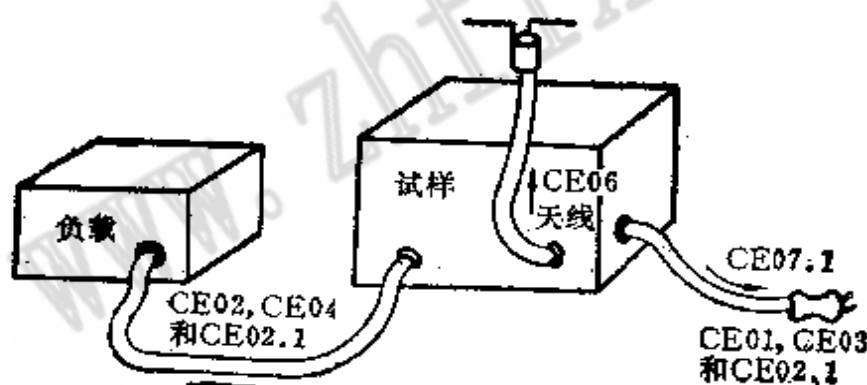


图8-1 传导发射试验的概念

传导发射试验注意事项：

1. 电缆，引线和接地板间的最小间隔应为 5cm；
2. 从试样到馈电容器的长度不应该超过 1 m；
3. 连接馈通电容器和分离点的每根电源线长度应该是  $30 \pm 2\text{cm}$ 。电流探测器沿该长度移动，最后放置在使电磁干扰仪读数最大的位置上；
4. 试样和电磁干扰仪应从分开的两相交流电源供电，所以这样要求是为了用一个有屏蔽外壳的电源线滤波器使试样和测量



仪器之间隔离；

5. 电磁干扰测量仪器应该通过隔离变压器连到交流电源。为了防止在测试设备中射频地电流的环流，有必要在这一点断开机壳电源地。

表8-1 MIL-STD-462/462B的传导发射试验

项目	试验方法	频率范围 (MIL-STD-462)	MIL-STD-462	MIL-STD-462B
CE01	电源线	30Hz~20kHz	适用	任选
CE01	直流电源线	30Hz~50kHz	见注1	任选
CE02	控制线与信号线	30Hz~20kHz	适用	任选
CE03	电源线	20kHz~50MHz	适用	注2
CE04	控制线与信号线	20kHz~50MHz	适用	注2
CE05	倒置滤波器	30Hz~50MHz	注3	作废
CE06	天线端子	10kHz~12.4GHz	适用	适用
CE07.1	尖峰	不适用	不适用	适用

### 8.1.1 交、直流电源线传导发射试验

由表8-1可知，交、直流电源线传导发射试验包括CE01与CE03。它们对应的频率范围分别为：30Hz~20kHz与20kHz~50MHz。

MIL-STD-462B取消了CE01至CE04而代之以CE02.1。在MIL-STD-462B中，30Hz~15kHz部分的试验是可以不作

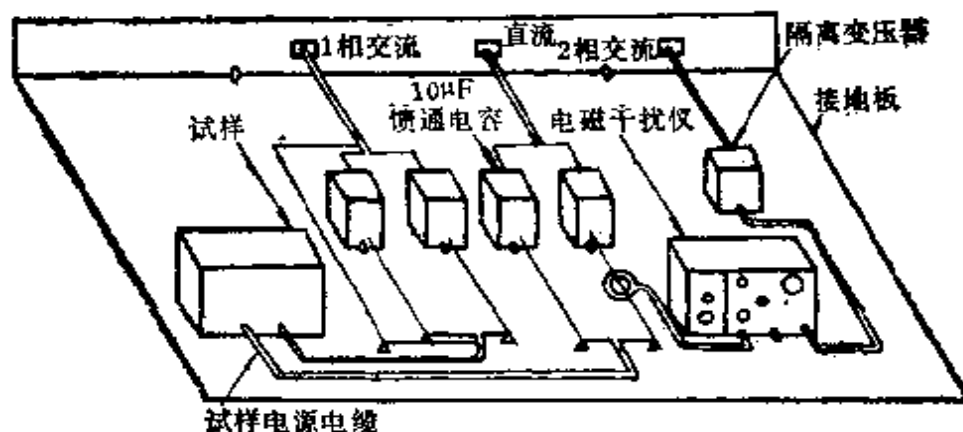


图8-2 CE01与CE03电源线试验的试验装置

的, 但  $15\text{kHz} \sim 50\text{MHz}$  的试验是需要的。之所以如此, 由于最高的发射电平通常来自交流电源和它的谐波; 另外一个原因是, 使受试设备免受电源噪声干扰是比较困难的。

用于 CE01 与 CE03 试验的典型试验装置如图8-2、图8-3所示。与图8-2相比, 图8-3的试验装置更加接近大多数实验室的实际情况。

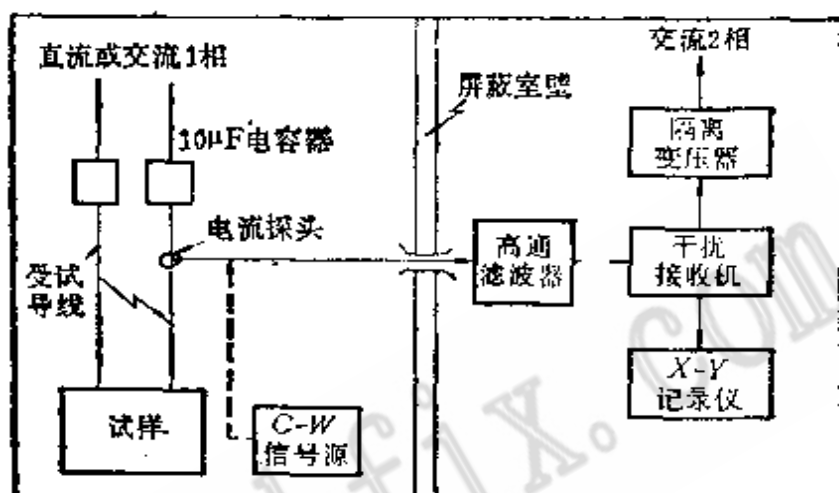


图8-3 CE01电源线测量的典型试验装置

### 8.1.2 CE07.1 电源线试验方法

CE07.1 适用于能产生瞬态或尖峰信号的设备, 它是建议中的 MIL-STD-462B 要求的试验项目。它主要是在时域里测量瞬态或尖峰的幅值, 因而不需要扫频。注意, 不要与适用于陆军的 CE07 试验相混淆。

图8-4与图8-5给出了在电源线上测量瞬态的典型试验装置。

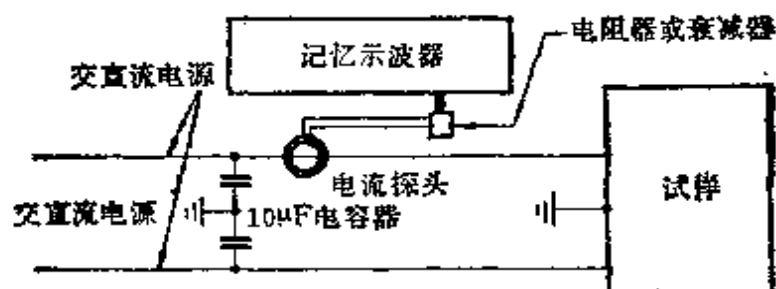


图8-4 电流尖峰的测试装置

前者是借助电流探头测量电流尖峰脉冲的装置，后者是借助于电压探头测量电压尖峰脉冲的装置。

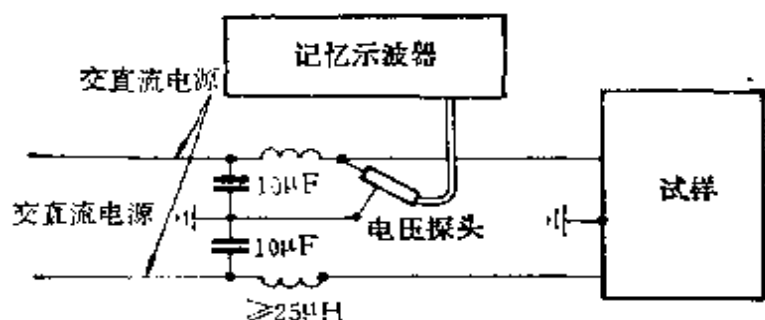


图8-5 电压尖峰的测试装置

电压尖峰的测试装置应注意事项：

1. 接地板和机壳间的直流连接阻抗不应超过  $2.5\text{m}\Omega$ ；
2. 电缆，引线和接地板之间的最小间隔应为  $5\text{cm}$ ；
3. 试样和电磁干扰测量仪器应该由分开的两相交流电源进行供电。这样要求是为了通过一个屏蔽电源线滤波器在试样和测试仪器之间提供附加隔离；
4. 电流探测器应该沿着互连电缆移动，最后放置在使电磁干扰仪读数为最大的位置上；
5. 电流干扰测量仪应该通过一个隔离变压器连到交流电源。为了防止在测试设备中射频地电流的环流，有必在这一点断开机壳电源地。

下面是关于电流尖峰与电压尖峰测试的说明：

#### 1. 电流尖峰测试

(1) 如图 8-4 所示，将电流探头置于靠近  $10\mu\text{F}$  电容器处，探头的传输阻抗在  $10\text{kHz}\sim 50\text{MHz}$  频率范围内应该平坦。电流探头的输出接到记忆示波器或接到具有相同带宽的峰值存储电压表。

(2) 使受试设备改变工作模式，至少改变 5 次（或者按试验计划的规定）。对每一种工作模式或功能的 5 次变换，选取最大的读数加以记录。

(3) 假定示波器或峰值存储电压表的带宽比电流尖峰脉冲

宽度（按幅度 50% 计算）的倒数更宽，则可把电压的记录视为窄带，因而：

$$I_{dB\mu A} = V_{dB\mu V} - Z_{dB\Omega}$$

## 2. 电压尖峰测试

将电压探头接在与  $10\mu F$  电容器串联的电感器靠近的一端。要求串联电感与测量仪器输入分布电容的谐振频率高于  $50MHz$ ；同时要求串联电感与  $10\mu F$  电容器构成的谐振低于  $10kHz$ ，故串联电感的数值大约为  $25\mu H$ 。

## 3. 使用人工电源网络测试电流尖峰或电压尖峰

在图 8-4 或图 8-5 中，用人工电源网络取代  $10\mu F$  电容器（与电感器），只要此电源网络终端接以  $50\Omega$  衰减器时，能在  $10kHz$  到  $50MHz$  频率范围内提供  $30\sim 50\Omega$  即可。测电流尖峰时，探头应放在靠近人工电源网络地方；测量电压尖峰时，人工电源网络的输出应接到示波器或存储电压表。

### 8.1.3 控制线与信号线的传导发射试验

控制线与信号线的传导发射试验对应 MIL-STD-462 的 CE02 与 CE04，它们的频率范围分别为  $30Hz\sim 20kHz$  与  $20kHz\sim 50MHz$ 。

按 CE02.1 规定需要测量的信号线有：音频、时钟、数字数据、中频、计算机接口、点火电路等。

此试验的目的是确认受试设备的信号线与控制线上的传导发射等于或小于允许的极限值，以防止它们对接在这些线另一端的敏感设备造成传导干扰。

要注意，在  $30Hz\sim 50MHz$  频率范围内有用信号（如时钟信号与数据等）的传输不应受此约束。例如：一相敏检波器需要一个  $10V$ ， $5kHz$  的等幅参考信号，则在  $600\Omega$  传输线上的预期电流为： $I = V/R = 10V/600\Omega = 16.7mA = 84dB\mu A$ ，而 MIL-STD-462 的 CE02 极限为  $74dB\mu A$ ，故超过  $10dB$ ，但这是允许的，因为它是有用信号的传输。

适用于 CE02 与 CE04 测试的试验装置如图 8-6 所示。

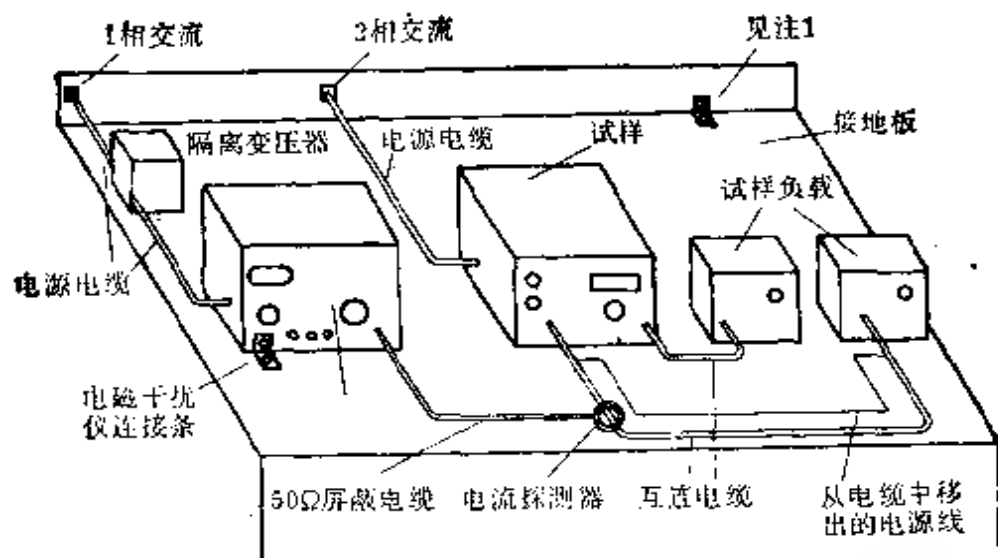


图8-6 CE02与CE04控制线与信号线的测试装置

#### 8.1.4 天线端的传导发射试验

此试验对应 MIL-STD-462 的 CE06 和 MIL-STD-462B 的 CE06.1，它们的测试频率范围为：10kHz~10GHz。

CE06 试验适用于在设计上连接天线的发射机、接收机、射频放大器与其它设备。试验的目的在于确认存在于上述设备天线端子的传导发射电平等于或小于允许的极限值。

由射频装置输出端的传导发射所引起的天线辐射，是通信设备系统间电磁干扰的最严重的来源之一。例如，来自发射机的不需要的调制边带的发射、谐波发射和其它的乱真发射以及来自接收机的有害的本地振荡、时基晶振、合成频率等信号。通常可以在天线端子检测出来自机内继电器、电风扇的宽带电磁干扰的发射，为此，本试验的目的是保证这些不需要的发射电平不会经过天线传导发射的方式造成辐射干扰。

CE06试验不适用于在设计上使用固定（不可拆卸）天线的设备或平均输出功率大于5kW（+67dBm）的发射机。对于这种设备，按RE03方法试验。在MIL-STD-462B的CE06.1中还规定：此试验也不适用于使用短拉杆天线的发射机。

CE06 试验包括测量来自接收机或工作在待用状态的发射机

的窄带与宽带天线传导发射。来自受试设备的任何这类发射均不应超过：

34dBV(50 $\mu$ V)：窄带发射

40dBV/MHz(100 $\mu$ V/MHz)：宽带发射

处于实际发射状态的发射机，所有超出设计或需要发射带宽（或者以载波频率 $f_0$ 为中心， $\pm 0.05f_0$ ）以外的天线传导发射不应超过图8-7与图8-8给出的极限。

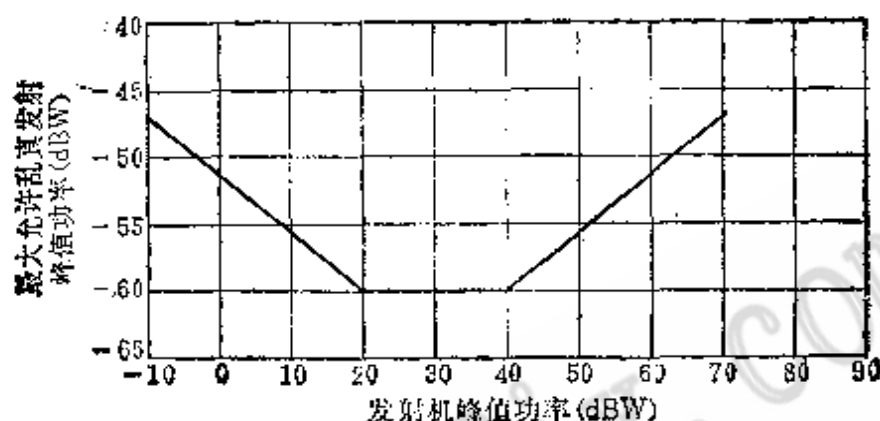


图8-7 MIL-STD-461A规定的CE06与RE03极限

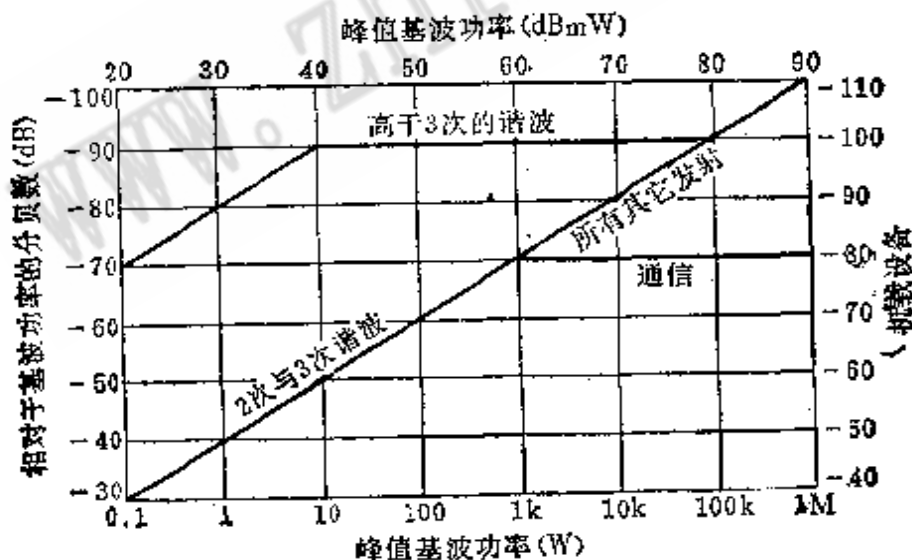


图8-8 MIL-STD-461A与MIL-STD-461B  
规定的CE06与RE03极限

CE06与CE06.1适用的频率范围取决于受试设备的工作频段，详见表8-2的规定。

表8-2 MIL-STD-461/462B CE06/CE06.1  
规定的传导发射试验频段

受试设备工作频率范围	试验频率范围	
	MIL-STD-462, CE06	MIL-STD-462B, CE06.1
10Hz~30kHz(VLF)	10kHz~10MHz	10kHz~1GHz
30~300kHz(LF)	10kHz~100MHz	10kHz~1GHz
300Hz~3MHz(MF)	10kHz~600MHz	10kHz~1GHz
3MHz~30MHz(HF)	10kHz~1GHz	10kHz~1GHz
30~50MHz	10kHz~3GHz	10kHz~1GHz
50~300MHz(VHF)	10kHz~3GHz	10kHz~10GHz
1.24~10GHz(UHF/SHF)	10kHz~12.4GHz	10kHz~10GHz
大于10GHz	采用RE03试验	10kHz~10GHz

CE06/CE06.1的试验装置如图8-9、图8-10、图8-11和图8-12所示。

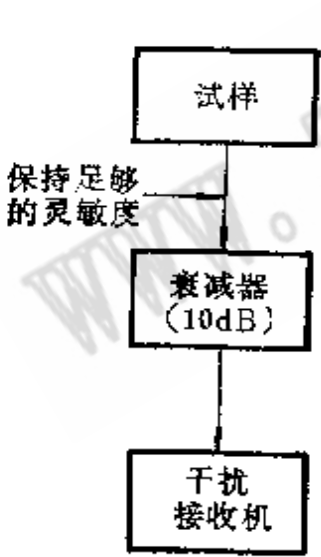


图8-9 适用于接收机、射频放大器、热待用发射机的CE06试验装置

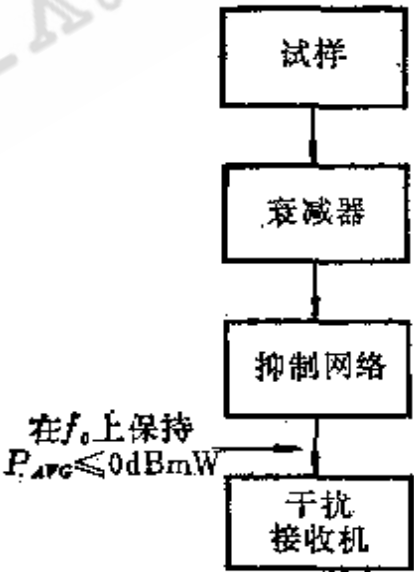


图8-10 适用于 $P_{avg} \leq 43\text{dBm}$ ,  $f_{Hi} \leq 1.24\text{GHz}$ 发射机的CE06/CE06.1试验装置

当受试设备为接收机、射频放大器、待用状态的发射机时，应采用图8-9。缓冲用的衰减器(典型的是10dB)可以保证在两端(受试设备端与接收机端)存在任意电压驻波比的情况下，测量比

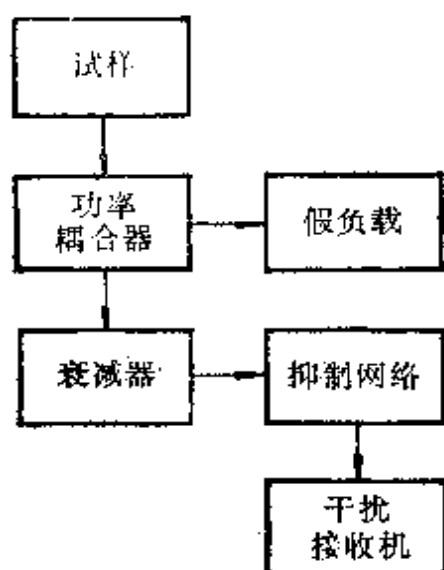


图8-11 适用于 $43\text{dBm} > P_{\text{avg}} < 67\text{dBm}$ ,  $10\text{kHz} \leq f_0 \leq 300\text{MHz}$ 发射机（无天线）的CE06/CE06.1试验装置

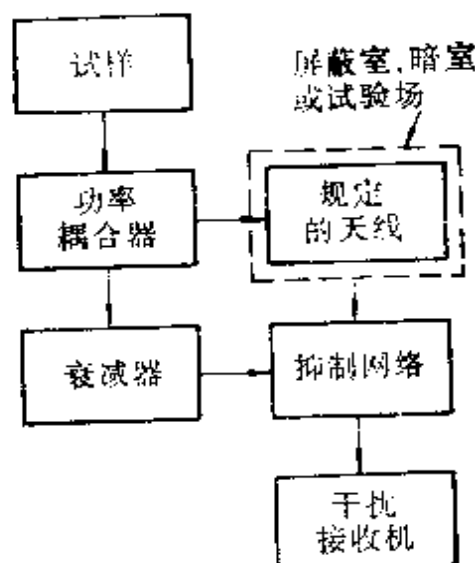


图8-12 适用于 $43\text{dBm} > P_{\text{avg}} < 67\text{dBm}$ ,  $1.24\text{GHz}$ 发射机（规定天线）的CE06/CE06.1试验装置

较准确。但衰减器的数值不能过大，以便保证有足够的测量灵敏度。

对于平均功率输出不超过 $43\text{dBmW}$ （ $20\text{W}$ ），最高有意产生频率不超过 $1.24\text{GHz}$ （MIL-STD-462B要求 $10\text{GHz}$ ），处于发射状态的发射机，应采用图8-10的试验装置。其中的射频衰减器至少应能负荷 $20\text{W}$ ，并能提供足够的衰减，以保持到达电磁干扰接收机的输入功率远小于最大额定输入（通常为 $2\text{W}$ 或 $33\text{dBmW}$ ）。为此，其中的射频功率衰减器最好选取 $10\text{dB}$ 。

图8-10中的抑制网络只调谐到受试设备的基频上。它的目的是在较强基频发射情况下能进行较弱的天线传导测量，不致由于电磁干扰接收机的乱真响应导致错误读数。假定接收机的乱真响应为 $70\sim 80\text{dB}$ ，灵敏度为 $-73\text{dBmW}$ ，则基频的发射在接收机的输入端应减小到 $0\text{dBmW}$ 。

对于平均功率输出超过 $43\text{dBmW}$ 但小于 $67\text{dBmW}$ 的发射机（处于发射状态）进行测量时，应采用图8-11或图8-12，选择的依据如下：



(1) 当受试设备的工作频率范围为  $10\text{kHz}\sim 30\text{MHz}$ ，而且没有规定的天线时，应采用图8-11的试验装置，但需经订货单位批准。

(2) 当受试设备的工作频段为  $10\text{kHz}\sim 1.24\text{GHz}$ ，而且在设计上备有规定天线时，应采用图8-12的试验装置。

根据CE06.1，另外需要考虑的一点是：尽可能地使用实际上准备使用的天线。

当受试发射机的平均功率大于  $67\text{dBmW}$  或者受试设备的工作频率范围超过  $1.24\text{GHz}$  时，不进行 CE06 试验，而按 RE03 进行远场辐射试验。

当受试设备具有工作在  $1.24\text{GHz}$  以下的波导传输线时，接收机需经波导-同轴转换再耦合到波导上去。

## 8.2 传导敏感度试验方法

传导敏感度试验在概念上可按图8-13理解，具体试验项目如表8-3所示。

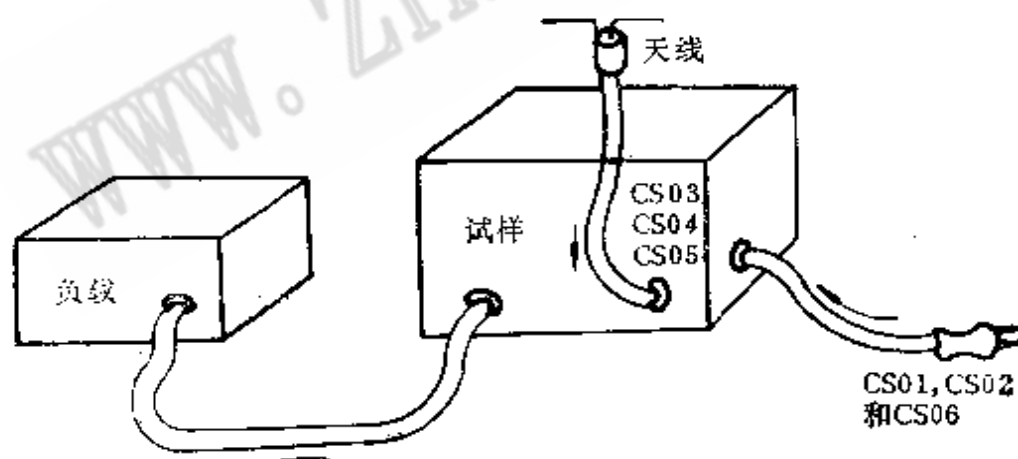


图8-13 传导敏感度的概念

通常，对传导敏感度试验，在试验装置的布局上无特殊规定。试验时，受试设备的故障形式包括：设备的完全失效、性能降低或功能失效。为保证所观察的现象确实是敏感度试验的结果而不是其它的随机现象，应该重复进行试验并证实此现象确实与

表8-3 MIL-STD-462/462B规定的传导敏感度试验

试验项目	试验方法	频率范围	
		MIL-STD-462	MIL-STD-462B
CS01	电源线	30Hz~50kHz	30Hz~50kHz
CS02	电源线	50kHz~400MHz	50kHz~400MHz
CS03	互调	30Hz~10GHz	15kHz~10GHz
CS04	无用信号抑制	30Hz~10GHz	15kHz~10GHz
CS05	交叉调制	30Hz~10GHz	15kHz~10GHz
CS06	尖峰, 电源线	无频率要求	无频率要求
CS07	噪声抑制电路	无频率要求	无频率要求

外加敏感度试验信号幅度直接有关。通常,在记录前要重复3次,并求出敏感度试验的门限值。

当受试设备不包括任何放大器,或者不与外界连接时,通常不要求进行传导敏感度试验,例如:机电继电器、电磁马达与发电机、电气工具与机器以及汽车等。值得注意的是:凡是满足不作敏感度试验条件的设备,往往都是电磁干扰源。

### 8.2.1 CS01电源线敏感度试验

CS01对应的频段为:30Hz~50kHz; CS01与CS01.1分别适用于MIL-STD-462与MIL-STD-462B。

CS01与CS01.1电源线传导敏感度试验极限如图8-14所示。

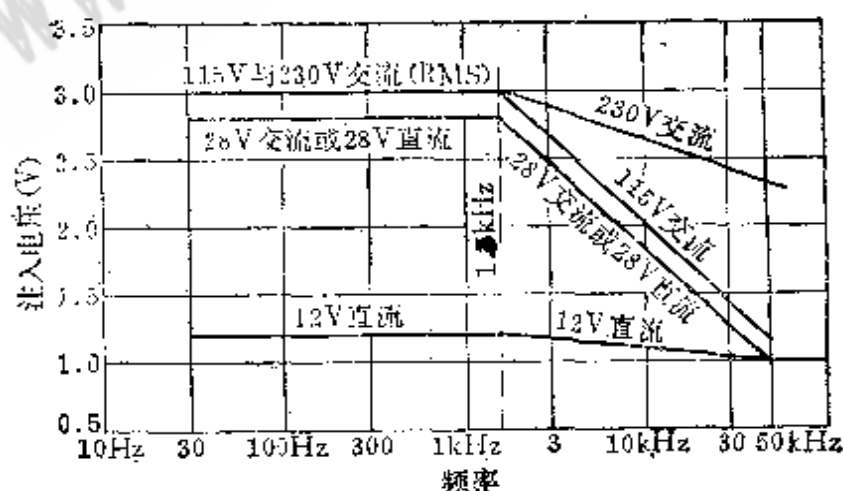


图8-14 CS01电源线传导敏感度试验极限

由图可见,对于115V交流供电的受试设备,在1.5kHz以下

注入电压为3V(RMS)，从1.5kHz到50kHz按对数规律下降到1.2V(RMS)。对于由28V直流或28V交流供电的设备，注入电压与前大致相同：低于1.5kHz时为2.8V(RMS)，从1.5kHz到50kHz按对数规律下降到1.0V(RMS)。当信号源不能提供规定的电压数值，只要能在0.5Ω的负载电阻上输出50W，而受试设备对此并不敏感时，也认为是符合要求。

在30Hz~50kHz频率范围内的电源线传导敏感度试验的试验装置和自动试验装置如图8-15和图8-16所示。

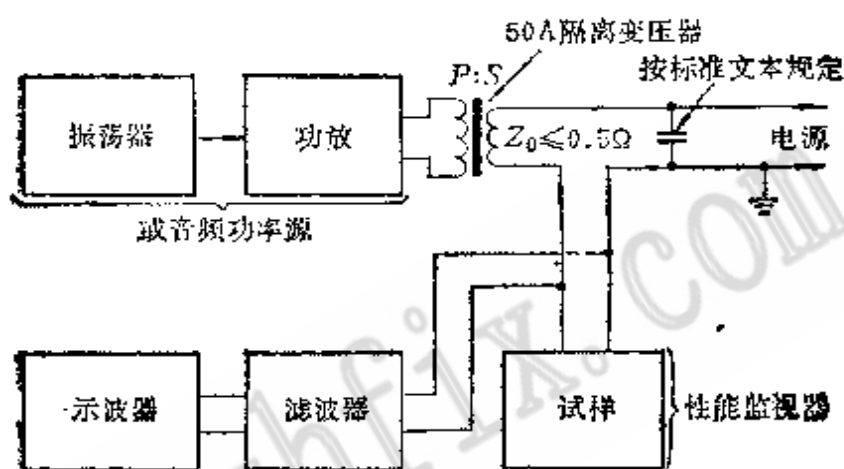


图8-15 CS01电源线传导敏感度试验线路

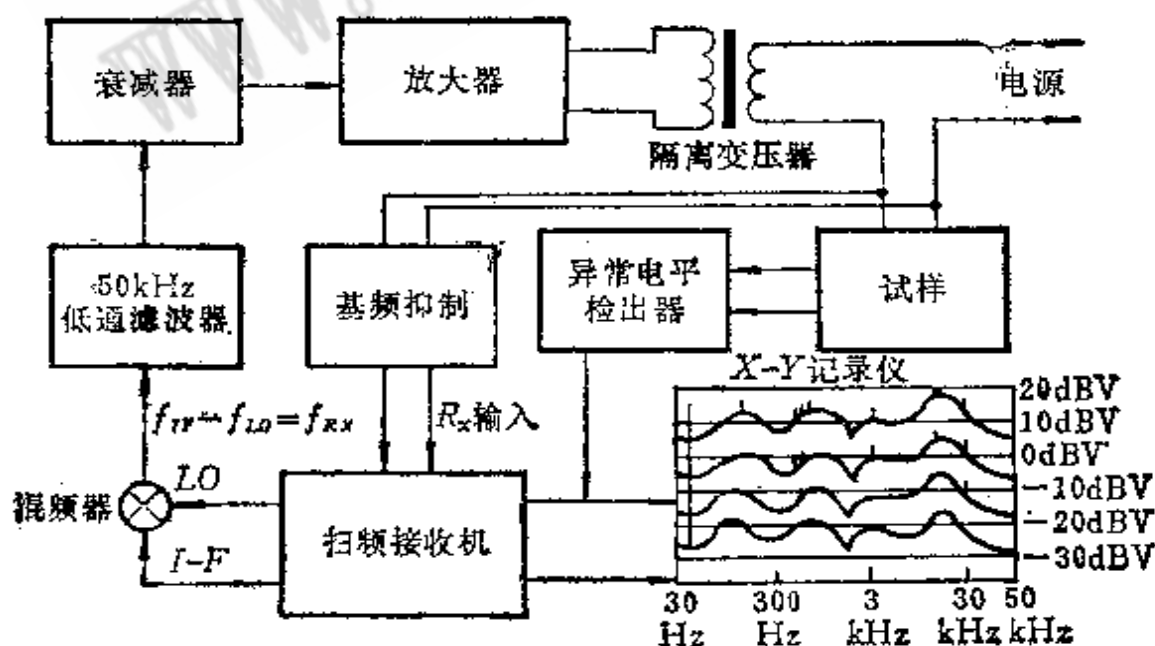


图8-16 CS01自动测试线路

由于隔离变压器具有一定的输出阻抗,因而在大电流时跨变压器的压降明显增加,为此可能不得不提高供电电压,以补偿这部分电压降。

如果从隔离变压器次级看进去的输出阻抗(当初级接以信号源时)不知道,则可按下式计算输出阻抗  $Z_o$ ;

首先,在变压器初级加一信号,测出开路次级电压  $V_{oc}$ ,再在次级跨接一个已知负载  $R_L$ ,测出闭路次级电压  $V_{cs}$ ,则下式成立:

$$V_{cs} = I(R_L + Z_o) = IZ_o + V_{oc};$$

$$I = V_{cs}/(R_L + Z_o) \text{ 或 } Z_o = \frac{R_L(V_{oc} - V_{cs})}{V_{cs}}$$

在30Hz~50kHz 频率范围内,按十进制,在每10倍频程内测量一点,从30Hz测到50kHz,但两个端点必须包括在内,例如:30Hz、300Hz、3kHz、30kHz、50kHz,测得的阻抗应小于或等于0.5Ω,若不能满足此要求,则应调整匝数比,直到获得所要求的阻抗为止。

隔离变压器满载时不应饱和,并应有小于1μH的漏感,次级电流可达35A(交流或直流),压降为10%。

### 8.2.2 CS02 电源线敏感度试验

CS02对应的频段为50kHz~400MHz,它适用于MIL-STD-462与MIL-STD-462B中。

CS02与CS02.1规定的极限值如图8-17所示。

适用于50kHz~400MHz,CS02电源线传导敏感度试验的试验装置如图8-18、图8-19所示。

图8-18中的电容器用来与电源隔离,它的数值的确定,应使在最低试验频率时,阻抗小于5Ω(例如对于50kHz选1μF)。为了保证在频率很高时不致产生自身谐振,试验时不得不更换电容器。

串联的电感器的数值约为25μH。根据MIL-STD-462的陆军3号通告,需用人工电源网络代替串联电感器。图8-19就是适应此要求而设计的试验线路。

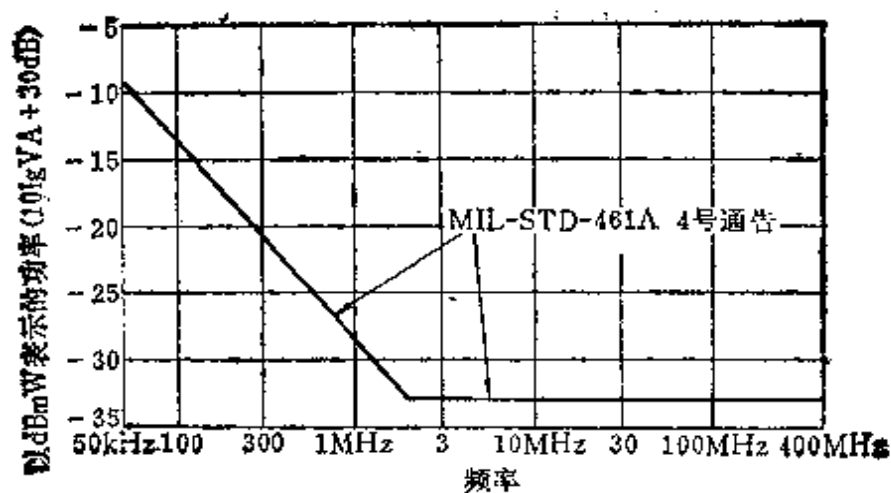


图8-17 CS02与CS02.1的极限

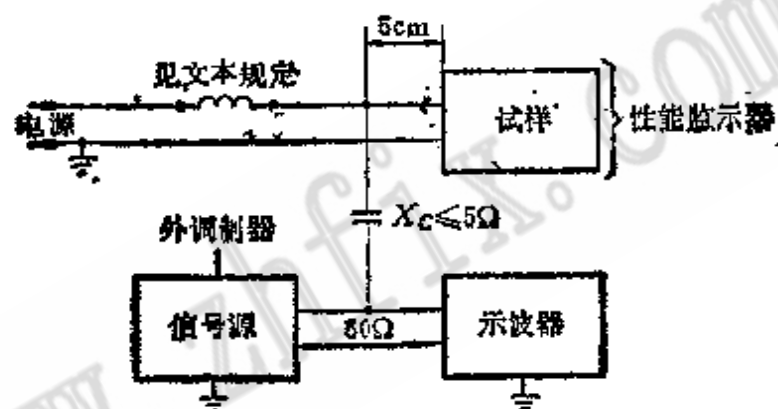
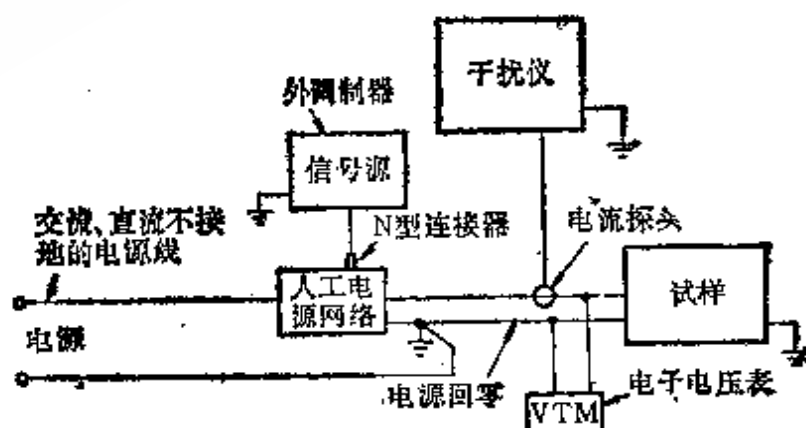


图8-18 CS02电源线传导敏感度试验装置

图8-19 适用于陆军的CS02电源线  
传导敏感度试验装置

CS02与CS02.1的极限值要求是基于这样一个目的：从  $50\Omega$  信号源给受试设备电源输入端（不包括电源电缆）加以  $1\text{ V}$  电压。当信号源为  $+30\text{ dBmW}$ （在匹配状态下， $+30\text{ dBmW}$  的指示为  $7\text{ V}$ ）时还不能在受试设备电源输入端产生  $1\text{ V}$  电压，但受试设备对此电压并不敏感时，亦认为受试设备是符合要求的。

### 8.2.3 CS06电源线敏感度试验

本试验的目的是测量受试设备对电源线上尖峰信号干扰的敏感度，它在所有不接地的交、直流输入电源线上进行。

用于此试验的尖峰信号发生器应具有以下特性：

- (1) 脉冲宽度： $10\mu\text{s}$
- (2) 脉冲重复频率： $3\sim 10\text{ p.p.s}$
- (3) 电压输出：不小于  $200\text{ V}$ （峰值）
- (4) 输出频谱： $25\text{ kHz}$ 时， $160\text{ dB}\mu\text{V}/\text{MHz}$   
 $30\text{ MHz}$ 时减到  $115\text{ dB}\mu\text{V}/\text{MHz}$
- (5) 相位位置控制： $0\sim 360^\circ$
- (6) 信号源阻抗（有输入变压器）： $0.06\Omega$
- (7) 变压器电流容量： $30\text{ A}$
- (8) 外同步： $50\sim 800\text{ Hz}$
- (9) 外触发： $0\sim 20\text{ p.p.s}$

尖峰信号的波形如图8-20所示。

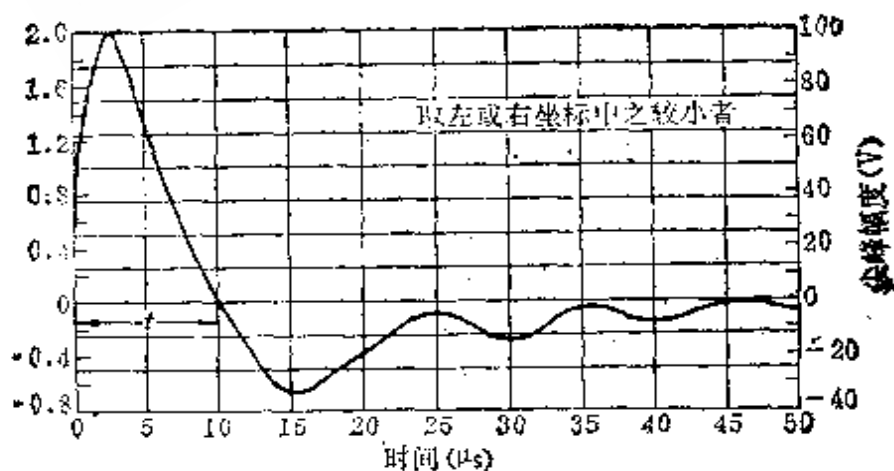


图8-20 CS06试验用尖峰脉冲信号

用于 CS06 试验的串联注入式和并联注入式试验装置分别如图8-21与图8-22所示。

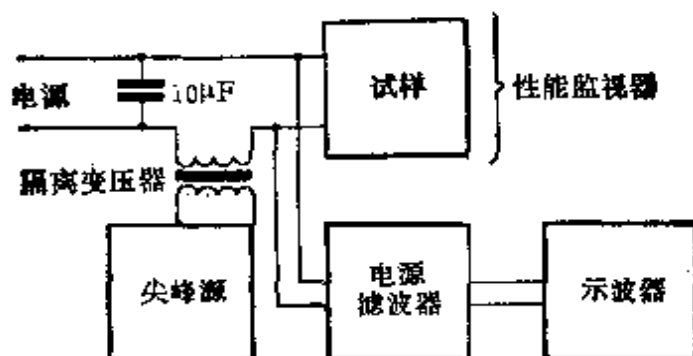


图8-21 CS06试验装置（串联注入式）

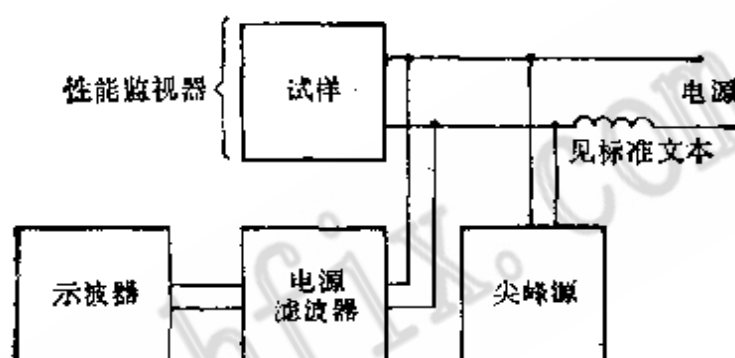


图8-22 CS06试验装置（并联注入式）

在串联注入式线路中的  $10\mu\text{F}$  电容器和并联注入式线路中的高频扼流圈都是用来隔离供电电源与受试设备的，以免所加尖峰被电源所分压（串联注入时），或者被供电电源所旁路（并联注入时）。

试验时，应将正向、负向、单个的和重复的（6~10 p.p.s）尖峰信号加到试样的不接地的电源线，持续时间不超过 30min。尖峰信号应与电源频率同步，并放置在电源频率的  $0 \sim 360^\circ$  的任意位置上，观察它对受试设备敏感度的影响。如发现受试设备对尖峰信号敏感，则应记下它的门限电平、重复频率以及在交流波形上的相位位置。

#### 8.2.4 CS03互调抑制试验

这是接收机性能敏感度试验的重要一项。互调形成的机理是：

处于接收机通带以外，未经前置级足够衰减的两个或多个信号，经过射频放大级或混频器的非线性作用后，产生了新的频率成分，其中之一，恰好处于接收机的通带之内时，于是被当作有用信号加以处理。

能在接收机内产生互调干扰的信号，必须满足如下关系式：

$$|mf_1 \pm nf_2| = f_0 \quad (8-1)$$

或 
$$\left| m \frac{f_1}{f_0} \pm n \frac{f_2}{f_0} \right| = 1 \quad (8-2)$$

式中  $f_1$ 、 $f_2$ ——产生互调干扰的两个信号的频率；

$m$ 、 $n$ ——正整数（1，2，3等）；

$f_0$ ——接收机的调谐频率。

将式（8-2）按接收机调谐频率加以规范化后，如图8-23所示。

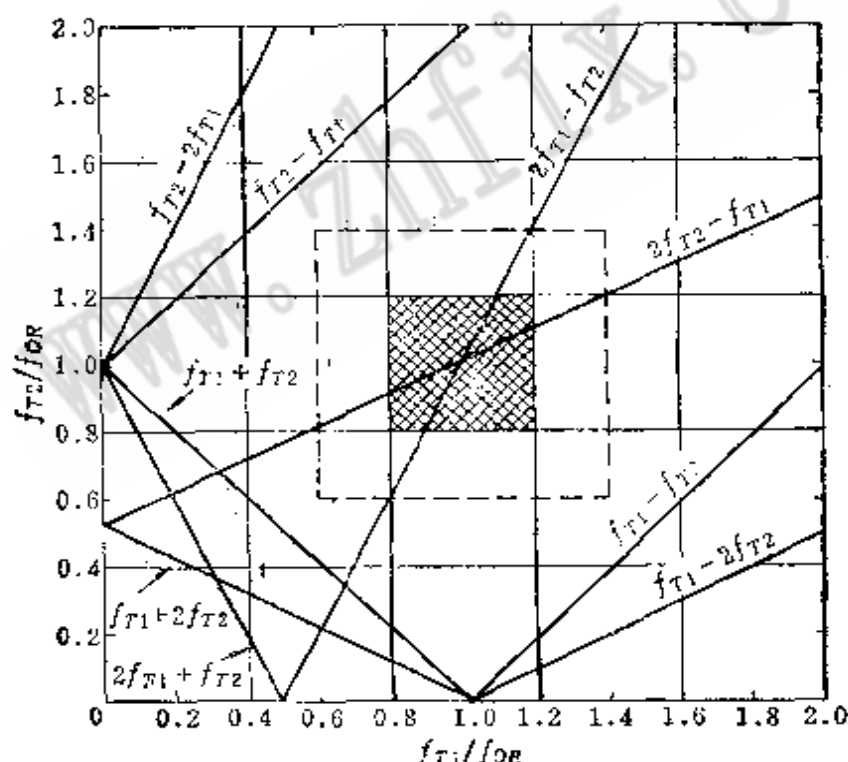


图8-23 二阶与三阶互调图

二、三、五阶互调的关系式如表8-4所示，一般说来，二阶与三阶互调是最严重的。



表8-4 二、三、五阶互调的关系式

互调阶数	互调产物	互调阶数	互调产物
2 阶 ( $m + n = 2$ )	$f_1/f_0 + f_2/f_0 = 1$ $ f_1/f_0 - f_2/f_0  = 1$ $f_1/f_0 + 2f_2/f_0 = 1$ $ f_1/f_0 - 2f_2/f_0  = 1$	5 阶 ( $m + n = 5$ )	$f_1/f_0 + 4f_2/f_0 = 1$ $ f_1/f_0 - 4f_2/f_0  = 1$ $2f_1/f_0 + 3f_2/f_0 = 1$ $ 2f_1/f_0 - 3f_2/f_0  = 1$ $3f_1/f_0 + 2f_2/f_0 = 1$ $ 3f_1/f_0 - 2f_2/f_0  = 1$ $4f_1/f_0 + f_2/f_0 = 1$ $ 4f_1/f_0 - f_2/f_0  = 1$
3 阶 ( $m + n = 3$ )	$2f_1/f_0 + f_2/f_0 = 1$ $ 2f_1/f_0 - f_2/f_0  = 1$		

〈例〉 设一空中交通管制通信发射机调谐到 360MHz, 接收机调到 300MHz, 并与发射机处于同一地点, 试求可能与此 360MHz 发射组合而在接收机内形成二阶、三阶互调频率的其它发射机的发射频率。

〈解〉 此时,  $f_1/f_0 = 1.2$ , 由图 8-23 查出, 在  $f_1/f_0 = 1.2$  的情况下, 能够产生二阶、三阶互调的  $f_2/f_0$  为:

$$f_2/f_0 = \begin{cases} 0.1 & \text{三阶互调} \\ 0.2 & \text{二阶互调} \\ 1.1 & \text{三阶互调} \\ 1.4 & \text{三阶互调} \end{cases}$$

此中, 最严重的是  $f_2/f_0 = 1.1$  与 1.4 的两种情况。所以  $f_2 = 330 \text{ MHz}$  与  $f_2 = 420 \text{ MHz}$  是最严重的潜在的互调干扰。至于  $f_2/f_0 = 0.1$  与 0.2 的两个频率, 由于远离接收机的调谐频率, 因而经过了足够的衰减。

CS 03 的极限, 根据 MIL-STD-461B 规定为: 高于标准响应电平 66 dB 的两个信号加在受试设备输入端时, 由此两信号所产生的互调产物, 在 30 Hz ~ 10 GHz 频率范围内, 应无输出。

图 8-24 为 CS 03 互调测试的试验装置图。

对图中测试设备的要求如下:

(1) 能给出所需输出并能覆盖本测试要求频率范围的信号

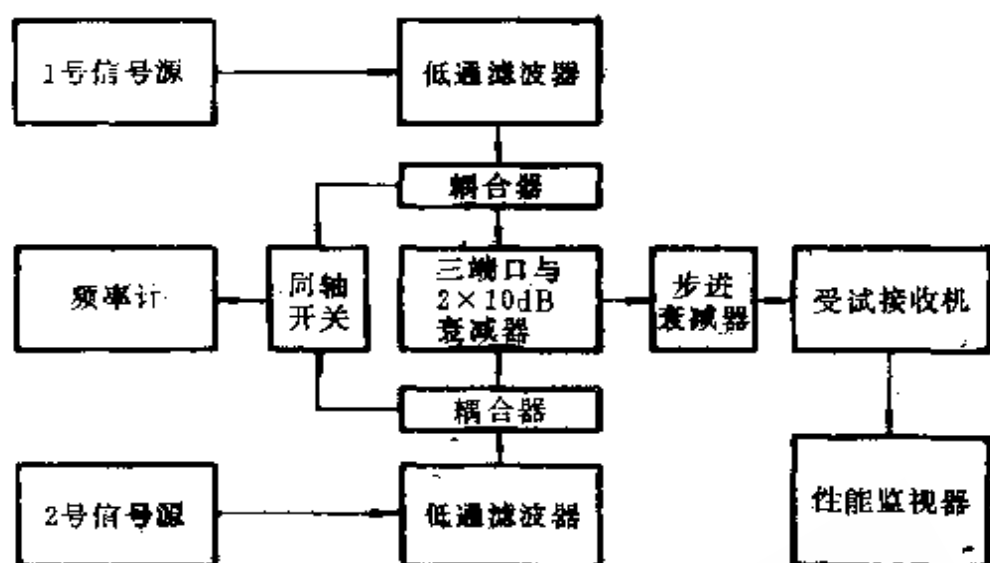


图8-24 CS03互调测试的试验装置

源，最好是同一厂家生产的相同型号的两个信号源；

(2) 能在信号发生器之间给出至少为 20 dB 隔离的三端网络，并能保持适当的匹配；

(3) 低通滤波器应能滤除信号源的所有谐波。

测试互调时，首先，依次调好两个信号源，将频率调到  $f_0$  (试样的调谐频率)，输出均调到标准的响应输出；最后，使 1 号信号源加调制，2 号源不加。

调偏 1 号源的频率，同时逐步加大输出，直到输出比标准响应高 66 dB，但刚好没有反应。记下此时的频率为  $f_1$ ， $f_1 - f_0 = \Delta f$ ；再将 2 号源的频率置于  $f_0 + 2\Delta f$ ，并从该点起向上扫频，直到  $10f_0$  或 10 GHz (取二者中之较小者)，检查是否有互调产物出现。当确认为互调产物时，同时降低两个源的电平，直到刚好出现互调为止，然后算出互调抑制比。

用同样的方法，将 1 号源置于  $f_0 - \Delta f$  处，将 2 号源从  $f_0 - 2\Delta f$  扫频到  $0.1f_0$  或 30 Hz (取其中之较高者)，检查是否有互调产物出现。

整个测试互调的方法如图 8-25 所示。



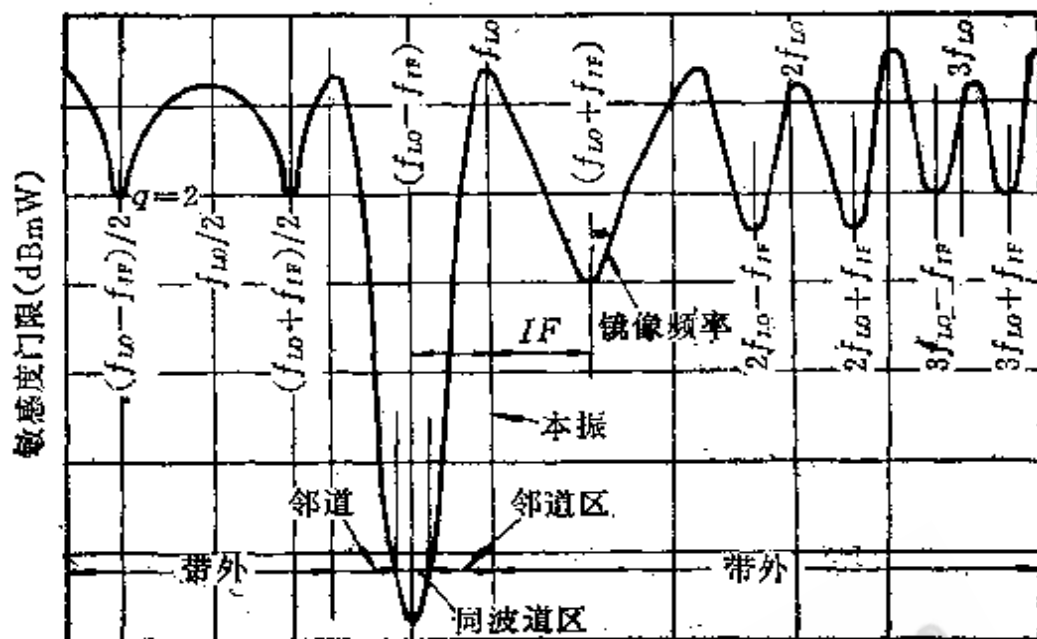


图8-26 外差接收机乱真响应的概念

由式 (8-3) 与式 (8-4), 对于  $P$  与  $Q$  的前 3 个整数可算出二、三、四阶乱真响应如表 8-5 所示。

表8-5 二、三、四阶乱真响应

$P$	$Q$	$f_{SR}$ (乱真响应)	$f_{SR}$ 的近似值 (当 $f_{LO} \gg f_{IF}$ 时)
1	1	$f_{LO} + f_{IF}$	有用信号 (或镜像) 响应
		$f_{LO} - f_{IF}$	镜像 (或有用信号) 响应
1	2	$0.5(f_{LO} + f_{IF})$	$0.5f_{LO}$
		$0.5(f_{LO} - f_{IF})$	$0.5f_{LO}$
2	1	$2f_{LO} + f_{IF}$	$2f_{LO}$
		$2f_{LO} - f_{IF}$	$2f_{LO}$
2	2	$f_{LO} + 0.5f_{IF}$	$f_{LO}$
		$f_{LO} - 0.5f_{IF}$	$f_{LO}$
1	3	$0.33(f_{LO} + f_{IF})$	$0.33f_{LO}$
		$0.33(f_{LO} - f_{IF})$	$0.33f_{LO}$
3	1	$3f_{LO} + f_{IF}$	$3f_{LO}$
		$3f_{LO} - f_{IF}$	$3f_{LO}$

〈例〉 一导航接收机，调谐到 130 MHz，明显地收到了附近地区 L 频段的雷达调制，接收机的中频为 30 MHz，试问是否有此可能？

〈解〉 由题意，接收机的本振频率为  $f_{LO} = f_0 + f_{IF} = 130 \text{ MHz} + 30 \text{ MHz} = 160 \text{ MHz}$ 。根据式 (8-4)，设  $P = 8$ ， $Q = 1$ ，则

$$f_{SR} = \frac{8 \times 160 \text{ MHz} \pm 30 \text{ MHz}}{1} = 1250 \text{ MHz 或 } 1310 \text{ MHz}$$

因此，可以认为工作在 1250 MHz 的雷达是引起接收机乱真响应的干扰源。

CS 04 乱真响应测试的试验装置如图 8-27 所示。对图中试验设备的技术要求与对 CS 03 试验装置的设备要求相类似。

CS 04 试验用的测试信号如图 8-28 所示；测试时，信号发生器的调谐和扫频范围以及对应的电平数值等，在图 8-29 中一并给出。

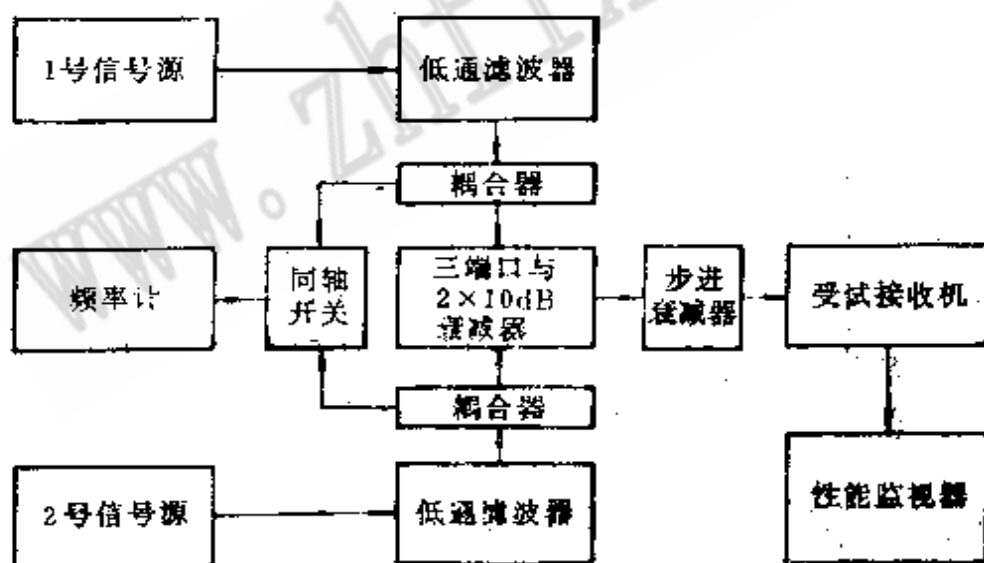


图8-27 CS04乱真响应测试的试验装置

进行CS 04 试验时，使用的频率范围如下：

(1) 放大器：2号信号源应从  $0.05 f_1$  扫频到  $f_1$ ，从  $f_2$  扫到  $20 f_2$ 。这里， $f_1$  为放大器的下限截止频率， $f_2$  为上限截止频率。

(2) 接收机：信号源应在如下频率范围内扫描，但在接收

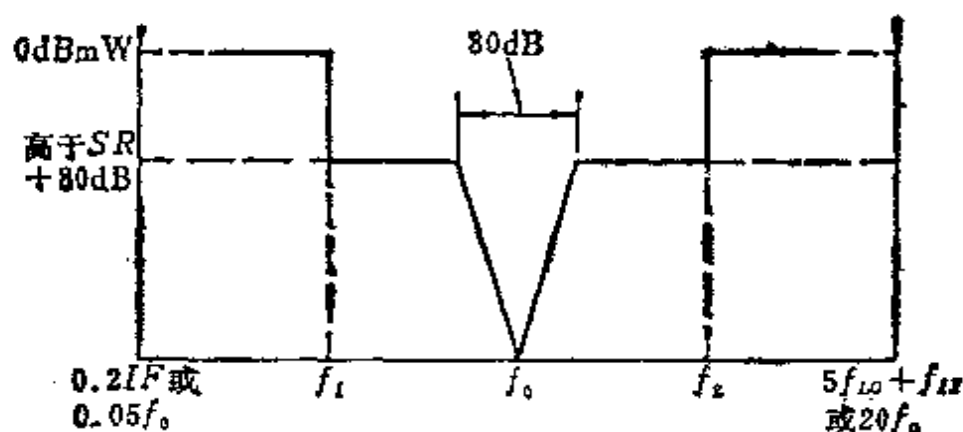


图8-28 CS04试验的测试信号

$f_1$ —受试接收机的最低调谐频率,  $f_2$ —受试接收机的最高调谐频率,  $SR$ —标准响应电平。

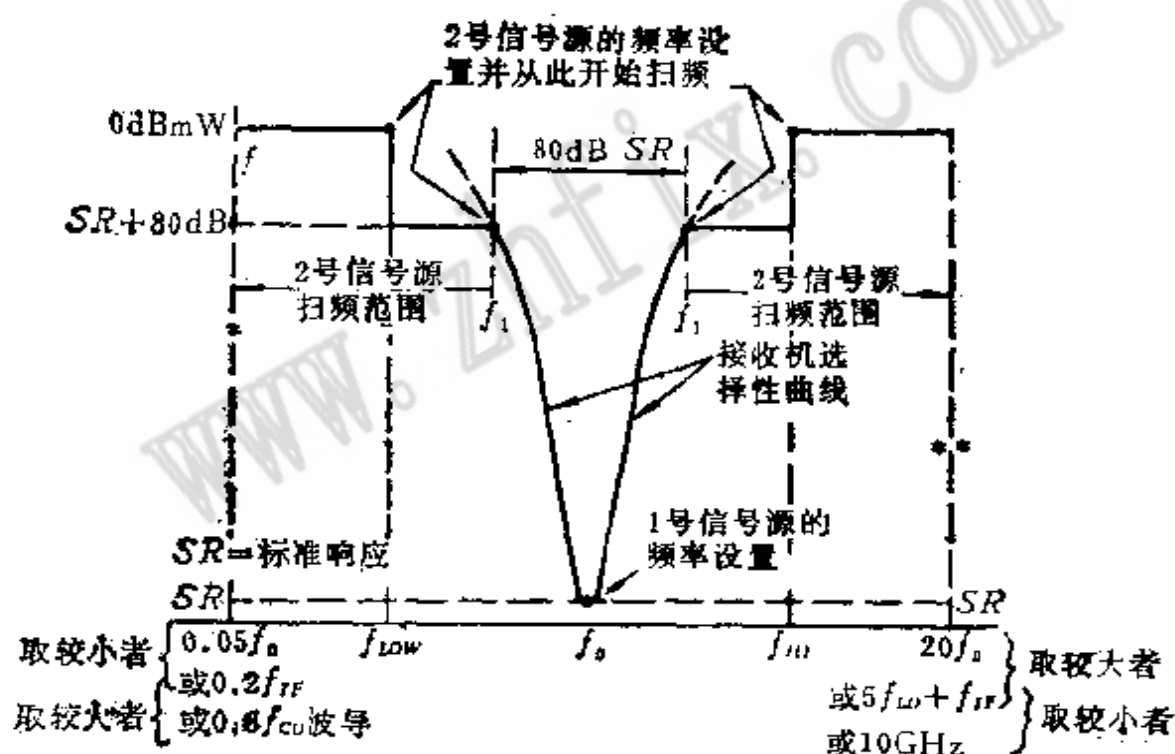


图8-29 CS04试验时, 信号源的调谐和扫频说明  
 $SR$ —标准响应。

机选择性曲线上两个 80 dB 点之间的频率范围可免除此试验。下限频率应从 A 栏中取最低者, 上限频率应从 B 栏中取较高者 (不应超过 10 GHz)。

A 栏	B 栏
中频/5	5 倍本振频率+中频
$0.05f_0$	$20f_0$

当受试接收机为多次变频时, A 栏中的中频取最低中频, B 栏中的中频和本振取最高频率。

对于具有波导输入的接收机, 测试的频率范围从  $0.8f_{co}$  到 B 栏中的最高数值, 但不超过 10 GHz,  $f_{co}$  为波导截止频率。

具体的测试步骤可参考 CS 03 的测试和图 8-29。

### 8.2.6 CS05 交调抑制试验

CS 05 也是接收机性能敏感度试验的重要项目。交调形成的机理是: 足够强的邻道发射信号, 通过接收机的前置级后, 足以能使射频放大级工作在非线性区; 当有用信号经过此放大器加以处理时, 被无用信号中的调制信息加以交叉调制。

交调与互调或乱真响应的原理不同, 它不包括载频与接收机本振的混频, 而是由邻道信号的调制信息直接转移到有用信号。因而, 接收不到有用信号时, 也就没有交叉调制。

CS 05 的试验装置与 CS 04 同。具体试验方法可参照图 8-30 所示。

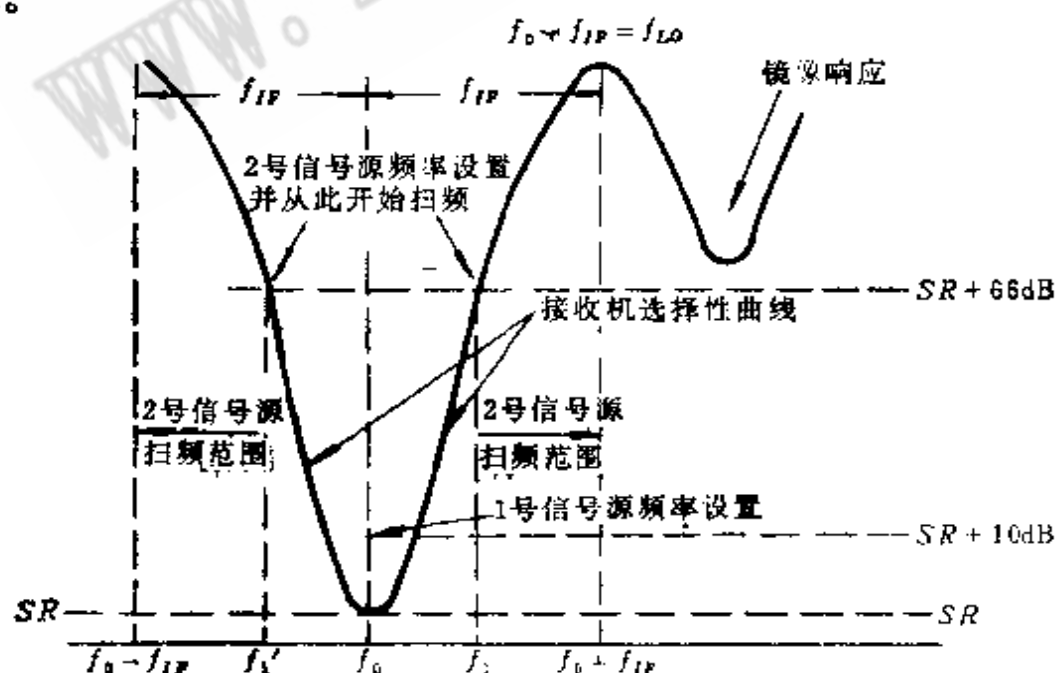


图8-30 CS05试验中信号源的调谐、扫频范围和电平

### 8.3 辐射发射的测试

辐射发射试验方法列于表 8-6, 这些试验有的也适用于 FCC 和 CISPR。

表 8-6 MIL-STD-462/462B 辐射发射试验

试验项目	试验方法	频率范围 (MIL-STD-462)	MIL-STD-462	MIL-STD-462B
RE01	磁场	30Hz-30kHz	适用	适用
RE02	电场	14kHz-10GHz	适用	适用
RE03	乱真与谐波	10kHz-40GHz	适用	适用
RE04	磁场	20Hz-50kHz	适用	适用
RE05	车辆与发动机 驱动设备	150kHz-1GHz	适用	见UM03
RE06	架空电力线	14kHz-1GHz	适用	见UM02
UM02	架空电力线	14kHz-1GHz	见RE06	适用
UM03	车辆与发动机 驱动设备	150kHz-400kHz	见RE05	适用

#### 8.3.1 RE01 磁场试验方法

RE01 方法用来测量电气设备和机电设备辐射的磁场。它在 30Hz~30kHz 频率范围内, 测量来自各单元、电缆和互连导线上的辐射磁场; 这里包括发射机的基波辐射、乱真辐射和振荡器辐射, 但不包括天线发射的辐射。工作频率超过 30 MHz 的设备可免作此项试验。

RE 01 磁场试验的极限如图 8-31 所示。

由图可见, 纵坐标的磁通密度数值, 随着频率的增加以每 10 倍频程 40 dB 的速率下降。这对应这样的情况: 长线与电缆间的磁耦合是以 20 dB/10 倍频程的速率随着频率的增加而增加, 而点源与检测点间的磁耦合则以 60 dB/10 倍频程的速率随着频率的增加而增加。这些情况的几何平均值为 40 dB/10 倍频程。

由于电磁干扰接收机是用 dB $\mu$ V 刻度的, 直接用图 8-31 中的 dBpT 是不方便的。因此, 应算出它们不同量值之间的关系。



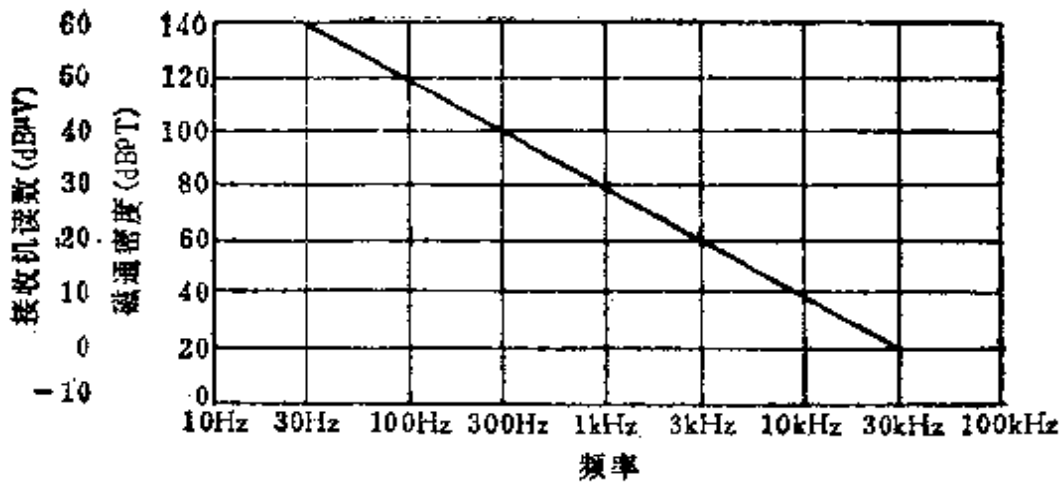


图8-31 RE01磁场试验的极限

图 8-32 是RE 01 磁场测试的典型试验装置。图中的左 半 部为在试验装置中使用的标准磁环传感器的参数：

$$\frac{e_i}{B} = 2 \pi N A f \times 10^{-10} = 3.1 f \times 10^{-12}$$

式中  $e_i$ ——串联感应电压；  
 $B = 1 \text{ pT}$ ；  
 $N$ ——匝数；  
 $A$ ——环面积 ( $\text{cm}^2$ )；  
 $f$ ——频率 (Hz)。

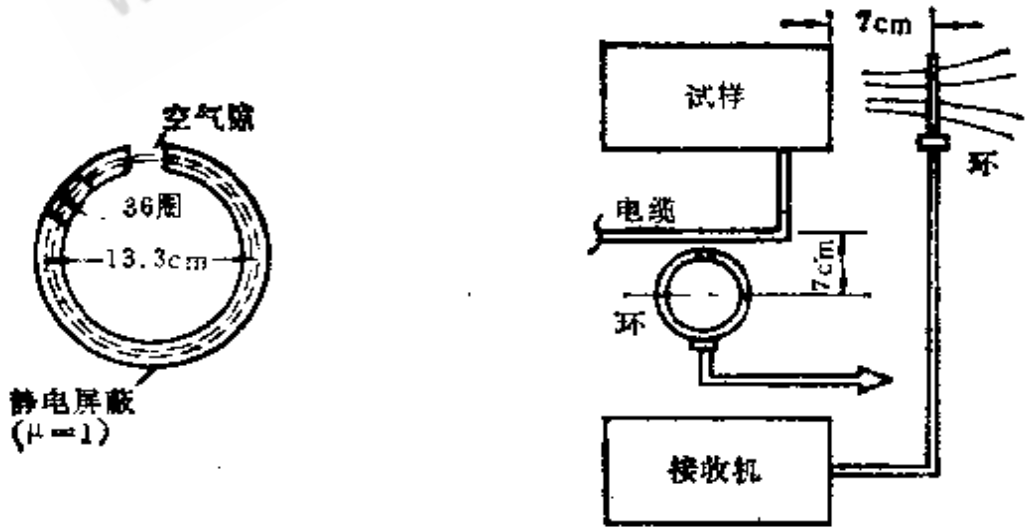


图8 32 RE01磁场测试的典型试验装置

如图，磁环传感器的电压磁场变换系数为：

$$V_L = 2 \pi N A f \times 10^{-10} \text{ V/pT} = 3.1 f \times 10^{-12} \text{ V/pT} \quad (8-5)$$

式中  $V_L$  —— 单位磁通密度 (pT) 产生的串联感应电压；

$N$  —— 环形线圈的匝数，这里  $N = 36$ ；

$A$  —— 以  $\text{cm}^2$  为单位的环形面积，这里  $A = 139 \text{ cm}^2$ ；

$f$  —— 以 Hz 为单位的频率。

将式 (8-5) 变换为  $\mu\text{V}$ ，可得：

$$V_L = 3.1 f \times 10^{-8} \mu\text{V/pT} \quad (8-6)$$

将式 (8-6) 改写为：

$$B_{\text{pT}} = 32 \times 10^4 V_{\mu\text{V}} / f \quad (8-7)$$

式中  $V_{\mu\text{V}}$  为以  $\mu\text{V}$  表示的电磁干扰接收机的测量数值。若以 dB 表示时，式 (8-7) 可写为：

$$B_{\text{dBpT}} = 110 \text{ dBpT}/\mu\text{V} - 20 \lg f + V_{\text{dB}\mu\text{V}} \quad (8-8)$$

$$\text{或} \quad V_{\text{dB}\mu\text{V}} = -110 \text{ dB} + 20 \lg f + B_{\text{dBpT}} \quad (8-9)$$

由图 8-31 可查出： $f = 1 \text{ kHz}$  时，极限值为：80 dBpT。因此，由式 (8-9) 可得：

$$V_{\text{dB}\mu\text{V}} = -110 \text{ dB} + 60 \text{ dB} + 80 \text{ dBpT} = 30 \text{ dB}\mu\text{V}$$

上述的对应关系已在图 8-31 的最左边的坐标上给出。

应用图 8-32 试验装置的具体试验步骤如下。

(1) 将磁环传感器放在距受试设备某一表面大约 7 cm 处，环形平面应平行于受试设备表面；应特别注意，将环面置于信号泄漏地方，例如接缝、接头、电缆等；

(2) 使电磁干扰接收机从 30 Hz 扫频到 30 kHz，找出最大辐射频率，并加以记录。要特别注意那些临界频率，如电源频率及其谐波，本地振荡器频率等；

(3) 调谐电磁干扰接收机到 (2) 项确定的任一频率上，把磁环传感器放在距受试设备表面 7 cm 处，并使环形平面平行于该表面。对于电缆，环形平面应与电缆一致，环面中心与电缆的距离为 7 cm；

(4) 在试样的所有表面移动磁环传感器，同时监测干扰接

收机的输出，记下最大辐射点；

(5) 在最大辐射点，转动传感器的平面，使干扰接收机给出最大读数，并记录该读数；

(6) 低于 200Hz 时，每倍频程至少测两个最大辐射频率；高于 200 Hz 时，每倍频程至少取三个最大辐射频率。

### 8.3.2 RE04 磁场试验方法

RE 04 与 RE 04.1 用来测量来自受试设备（包括它们的电缆和互连导线）的在 20Hz~50kHz 频率范围的磁场辐射发射。本方法适用于发射机的基波发射和所有假信号发射，但不包括从天线发射的有用辐射。工作频率大于 30 MHz 或不能产生磁场的设备都可免除此项试验。

MIL-STD-461/B 为 RE 04 试验规定的极限值是：从 20 Hz 到 50 kHz 均为 60 dBpT。

从 20 Hz 到 50 kHz 规定统一的极限值的理由是考虑到这样的补偿效果，即电缆的耦合随频率的增加而增加（+20dB/10 倍频程），但电源谐波却随频率增加而减小（至少 -20dB/10 倍频程）。

图 8-33 是 RE 04 磁场测量的典型试验装置图。

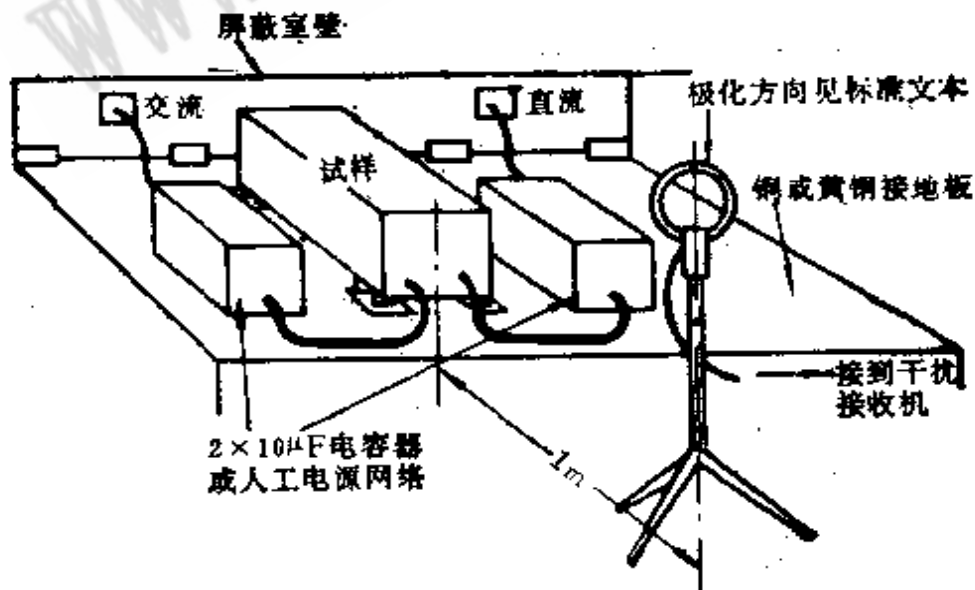


图8-33 RE04磁场测量的典型试验装置

如前所述, RE 04 试验的极限为在 20 Hz 到 50 kHz 频率范围内均为 60 dBpT。如果在图 8-33 中使用与图 8-32 中相同的磁环传感器, 则由式 (8-9),  $V_{dB\mu V}$  为:

$$\begin{aligned} V_{dB\mu V} &= -110\text{dB} + 20\lg f + 60\text{dBpT} \\ &= -50\text{dB}\mu\text{V} + 20\lg f \end{aligned} \quad (8-10)$$

由此可见, 在频率低端, 要求干扰接收机的灵敏度相当高。以  $f = 20\text{Hz}$  代入式 (8-10) 得:

$$V_{dB\mu V} = -50\text{dB}\mu\text{V} + 20\lg(20\text{Hz}) = -24\text{dB}\mu\text{V}$$

### 8.3.3 RE02 电场辐射发射试验

本方法用于测量从电子设备、电气设备和机电设备辐射的非天线电磁发射, 包括从所有单元、电缆及互连导线上的辐射发射。本方法也适用于发射机基波辐射和乱真辐射、振荡器辐射以及宽带发射, 但不包括天线的辐射发射。

窄带发射的测量应从 14 kHz 到 10 倍最高使用频率或预期产生的频率或 1 GHz (取其中之较高者); 宽带发射的测量范围为 14 kHz ~ 1 GHz。

RE 02 电场测量的典型测试装置如图 8-34 与图 8-35 所示。

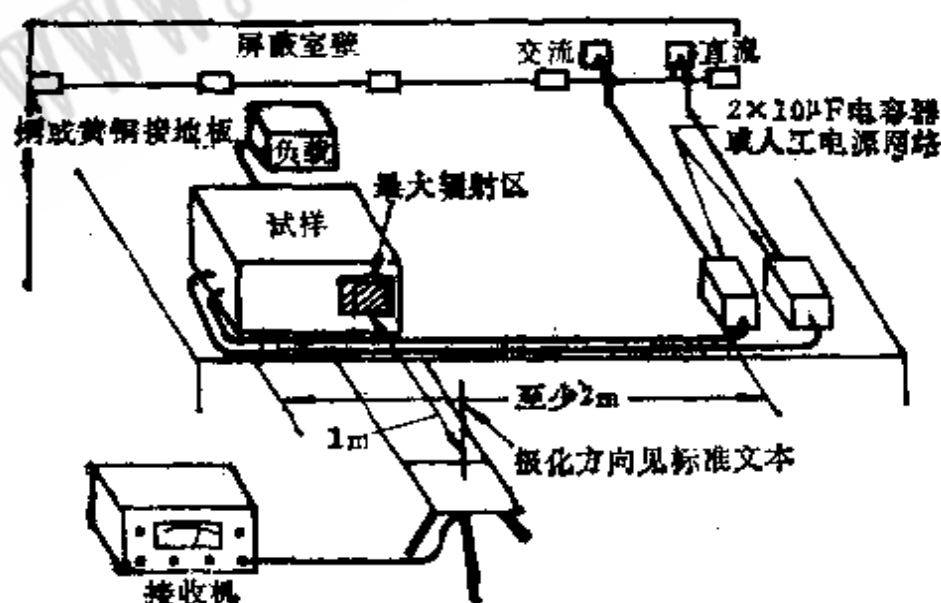


图8-34 RE02电场测量的典型测试装置

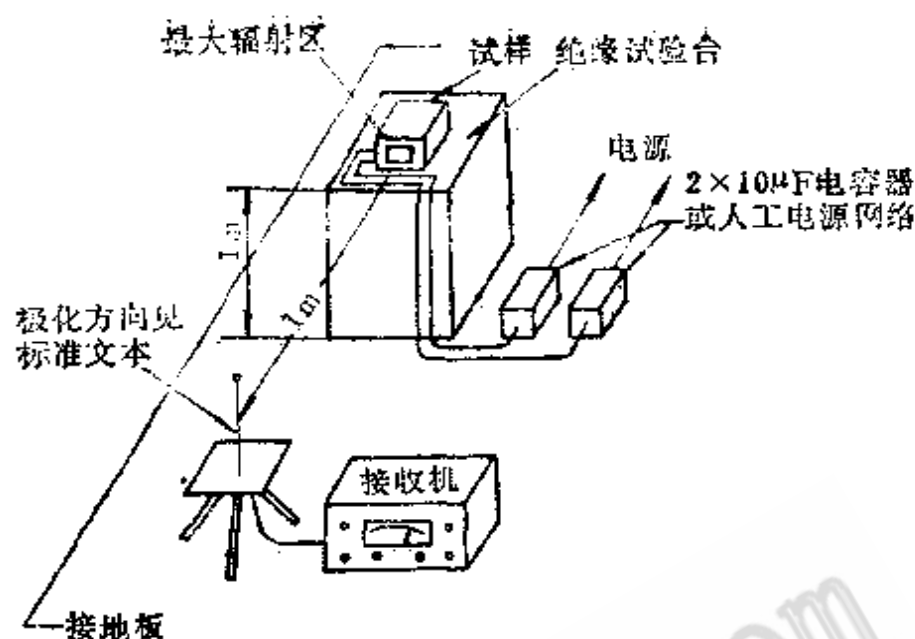


图8-25 适用于便携式设备的RE02电场测试的典型测试装置

这两种典型测试装置的主要区别在于：前者模拟安装于金属甲板、机架上或直接置于金属接地平面的设备；后者主要模拟那些安装在木制（或玻璃纤维）船，非金属甲板或桌上的设备。例如便携式电动手工具便属于后者。

上述两种装置共同的一点是：只能试验较小的试样，而且只包括一至二个单元。当受试物体相当大或者受试设备包括较多单元时，则天线与最近、最远单元的距离差将与测试距离1m可以比较，从而产生了电场梯度的问题。除此以外，天线对最远单元所张的角度已经超过了天线的波瓣宽度（在30 MHz以上）。为解决上述两个问题，设计了一种适用于试验大型试样及多单元系统的典型试验装置。下面的图8-36用来说明电场梯度与波瓣宽度两个问题；图8-37是为减少梯度效应所采取的措施。

RE 02 试验方法是最通用的试验方法；但由于将天线置于容积有限的屏蔽室内测量，因而RE 02 方法的测试误差最大。下面简述一些误差源及其部分解决的方法：

#### （1）屏蔽室金属壁对天线负荷效应

部分解决方法：加大屏蔽室容积，加高屏蔽室的天花板，以

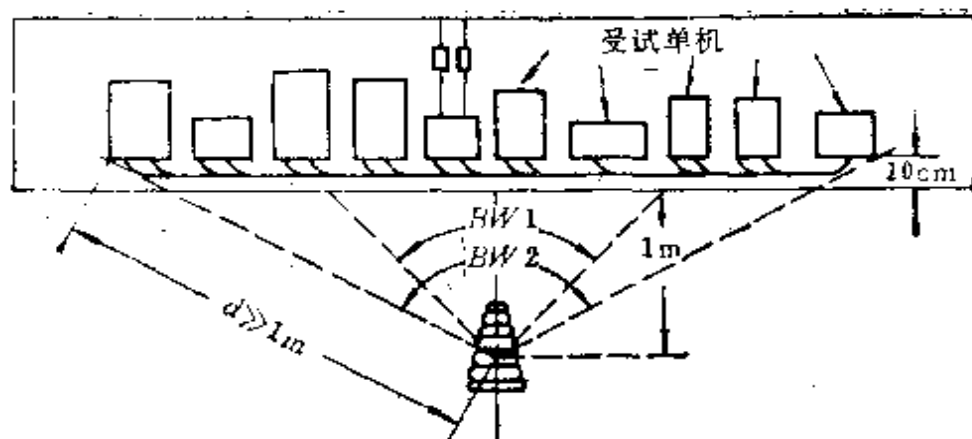


图8-36 多单元系统试验时电场  
梯度效应和天线波瓣宽度误差

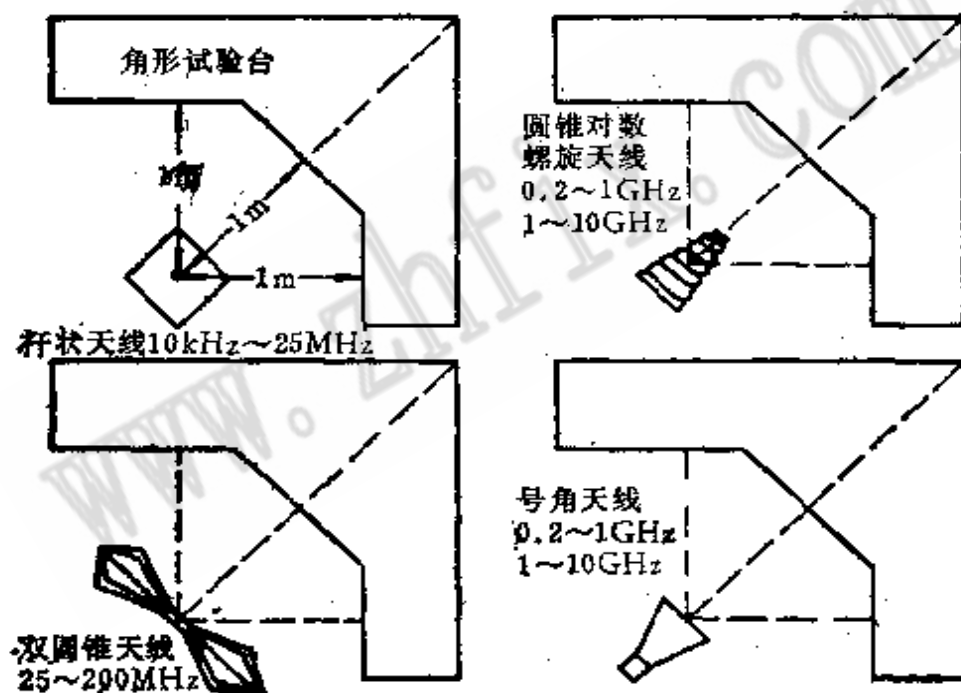


图8-37 为减少电场梯度的试验装置

减少对天线的负荷效应。此外，可在 10 kHz ~ 200 MHz 频率范围内使用有源天线。

## (2) 屏蔽室多重反射效应

部分解决方法：在受试设备的后方以及天花板和地板上的反射区域，装设射频吸收材料，加大屏蔽室容积和加高天花板。将试验台置于屏蔽室的中心而不靠近任一壁面。

### (3) 天线的电场梯度

部分解决方法：使用小型有源天线，可在 200 MHz 以下解决由于天线产生的电场梯度效应。

### (4) 由于受试设备而产生的电场梯度

部分解决方法：利用自动测试设备在不同的试验位置重复测量，以减小由于受试设备而产生的电场梯度效应。

### (5) 极化效应

部分解决方法：将天线倾斜  $45^\circ$  测量，然后再在天线系数上加以 3 dB。

### (6) 天线的电压驻波比效应

部分解决方法：正确选择天线和衰减器，以减少天线到接收机输入端的电压驻波比。

与 RE 02 有关的一个感兴趣问题是：RE 02 的窄带辐射发射极限与 RS 03 的辐射敏感度极限之差。已知最低的 RS 03 极限为  $1\text{ V/m}$ ，因而根据 RE 02 的极限曲线可求出如下点频上的 RE 02—RS 03 差值  $\Delta$  如表 8-7 所示。

表 8-7 RE 02、RS 03 以及安全余量

极限	14kHz	1MHz	25MHz	1GHz	10GHz
RE02	35dB	27dB	20dB	44dB	60dB
RS03	120dB	120dB	120dB	20dB	120dB
$\Delta$ 值	85dB	93dB	100dB	76dB	60dB
RE02*	113dB	105dB	98dB	70dB	86dB
$\Delta$ 值*	7dB	15dB	22dB	50dB	34dB

\* 将测试距离 1m 换成 5cm 时的相应极限值。

表 8-7 中的 RE 02 极限值是对应 1m 的测试距离，因而相应的 RE 02—RS 03 安全余量  $\Delta$  值尚比较满意。但当受试设备的间隔很小，例如只有 5cm 或者同处于一个机架上时，情况又将如何？

对应测试距离 1m，近区与远区的分界波长为：

$$\frac{\lambda}{2\pi} = 1\text{ m}, \therefore \lambda = 2\pi f = 48\text{ MHz}$$

因此, 低于 48 MHz 的测量, 可以认为属于近场测量。由于在近场区域测量时场强中起主导作用的是  $1/r^3$  因子, 因而当频率低于 48 MHz 时辐射公式应校正为:

$$20\lg(1/r_1^3) - 20\lg(1/r_2^3) = 20\lg\left(\frac{r_2}{r_1}\right)^3 = 60\lg\frac{r_2}{r_1}$$

当测试距离由 1 m 改为 5 cm 时,  $r_2/r_1 = 1\text{ m} / 5\text{ cm} = 20$ ,

故辐射公式应校正为:

$$60\lg\frac{r_2}{r_1} = 60\lg 20 = 78\text{ dB}$$

当频率处于 48 MHz ( $\lambda/2\pi = 1\text{ m}$ ) 与 955 MHz ( $\lambda/2\pi = 5\text{ cm}$ ) 中间时, 校正数值一部分依赖于近场关系 ( $1/r^3$ ), 一部分依赖于远场关系 ( $1/r$ , 此时  $1/r = 20 = 26\text{ dB}$ )。当频率高于 955 MHz 时, 测试距离 1 m 或 5 cm 均符合远场条件, 因而此时的校正为 26 dB。

将上述校正关系 (48 MHz 以下时为 78 dB, 955 MHz 以上时为 26 dB) 加到表 8-7 中的 RE 02 项即可求得 RE 02\* 的相应数值。由此算出的安全余量为从 14 kHz 的 7 dB 到 1 GHz 的 50 dB。显然, 在低频端安全余量太小, 而高频端的安全余量过大。

#### 8.3.4 RE03 乱真与谐波辐射

MIL-STD-462/462B 的 RE 03/RE03.1 试验方法用于在开阔场地上测量来自发射设备的乱真发射和谐波发射 (以辐射场形式)。当 CE 06 的直接耦合技术不能应用时, 可使用此方法。当 CE06 与 RE 03 方法均可采用时, 应使用 CE 06, 因为 RE 03 方法是比较费钱和费时间的, 而且找到一个合格的开阔试验场地也是比较困难的。然而当处于以下情况时, 可使用本方法:

- (1) 发射机平均输出功率大于 5 kW;
- (2) 基波频率超过 1.24 GHz;
- (3) 受试设备天线是发射机整体的一部分, 并且不能用合适的等效负载来代替。



进行RE 03 试验时，测试频率范围如表 8-8 所示。

表8-8 RE03方法的频率覆盖

设备工作频率	测试频率范围
10kHz~30kHz	10kHz~30MHz
30kHz~300kHz	10kHz~100MHz
300kHz~3MHz	10kHz~600MHz
3MHz~30MHz	10kHz~1GHz
30MHz~300MHz	10kHz~3GHz
300MHz~1.24GHz	10kHz~12.4GHz
1.24GHz~5GHz	低端：同轴为 200MHz 波导为 $0.8f_{co}$ 高端：10GHz或 $5f_o$ (取较高者)
5GHz~12.4GHz	低端：同轴为 200MHz 波导为 $0.8f_{co}$ 高端： $5f_o$ 或40GHz (取较低者)

在进行谐波与乱真测量之前，需要对试验进行设计，以保证正确地选择仪器。有不同的准则可供选择 and 遵循，但 MIL-STD-462中提出的要求似乎有些过严而不必要。

首先，关于测试距离的选择。

根据 3.2.2 节的有关公式可知：为保证远场条件（误差大约为 0.3 dB），当天线尺寸  $D \geq \lambda / 2$  时，测试距离  $R = D^2 / \lambda$ ；当天线尺寸  $D \leq \lambda / 2$  时，近场与远场的分界，即过渡场条件为：

$$R = \lambda / 2\pi$$

〈例〉 测量一导航发射机的谐波与乱真发射，已知频率  $f = 12\text{kHz}$ ，求测试距离。

〈解〉 对应  $f = 12\text{kHz}$  的波长  $\lambda = 25\text{ km}$ ，根据公式  $R = \lambda / 2\pi$ ，可求得  $R = 4\text{ km}$ 。

但如果按MIL-STD-462 规定的准则，可得  $R = 3\lambda$ ，则最小测试距离为 75 km。

又如, 测试一工作在  $L$  频段 ( $\lambda = 0.23 \text{ m}$ ) 具有 40 dB 增益天线 ( $D \approx 10 \text{ m}$ ) 的发射机的谐波与乱真辐射时, 最小测试距离  $R$ , 根据公式  $R = D^2 / \lambda$ , 求得  $R \approx 400 \text{ m}$ , 但根据 MIL-STD-462 的准则, 求得  $R = 2 D^2 / \lambda$ , 最小测试距离  $R$  为 800 m。事实证明, 对应 1 dB 的误差, 距离  $R$  仍可进一步减小到  $R = \frac{D^2}{2\lambda}$ 。

其次, 是关于接收机或频谱仪灵敏度的计算和选择。

在自由空间条件下, 远场的辐射功率密度  $P_D$  为:

$$P_D = \frac{E^2}{Z} = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2}, \text{ W/m}^2 \quad (8-11)$$

或 
$$E = \sqrt{\frac{P_t G_t Z}{4\pi R^2}} = \sqrt{\frac{30 P_t G_t}{R^2}}, \text{ V/m} \quad (8-12)$$

式中  $E$  ——在测试点的电场强度;

$P_t$  ——在频率  $f_0$  的峰值发射功率 (W);

$G_t$  ——在  $f_0$  时的发射天线功率增益;

$Z$  ——波阻抗, 在远强条件下,  $Z = 120\pi = 377 \Omega$ ;

$R$  ——由试样到测试点的距离 (m)。

根据天线系数的定义:  $AF = E/V$ , 公式 (8-12) 可改写为:

$$V = 10 \lg \left( \frac{30 P_t G_t}{R^2} \right) - AF_{\text{dB}} \quad (8-13)$$

式中  $V$  ——接收机或频谱仪输入端的电压。

根据 MIL-STD-461B 的要求, 高于三次谐波的分量至少应比基波低 100 dB, 以及信号噪声比应优于 10 dB, 再考虑到将 dBV 变换为 dBμV 时应加上 120 dB 等几个因素, 则要求接收机或频谱仪的灵敏度  $V_s$  为:

$$V_{\text{dB}\mu\text{V}} = 10 \lg \left( \frac{P_t G_t}{R^2} \right) - AF_{\text{dB}} + 25 \text{ dB} \quad (8-14)$$

或 
$$P_{\text{dBm}} = 10 \lg \left( \frac{P_t G_t}{R^2} \right) - AF_{\text{dB}} - 82 \text{ dB} \quad (8-15)$$

式 (8-15) 是对于 50 Ω 测量系统求得的。

将式 (8-14) 与式 (8-15) 绘成图 8-38, 图中, 以天线系数  $AF$  为参数, 横坐标为  $10 \lg (P_t G_t / R^2)$ , 纵坐标为接收机的灵敏度。

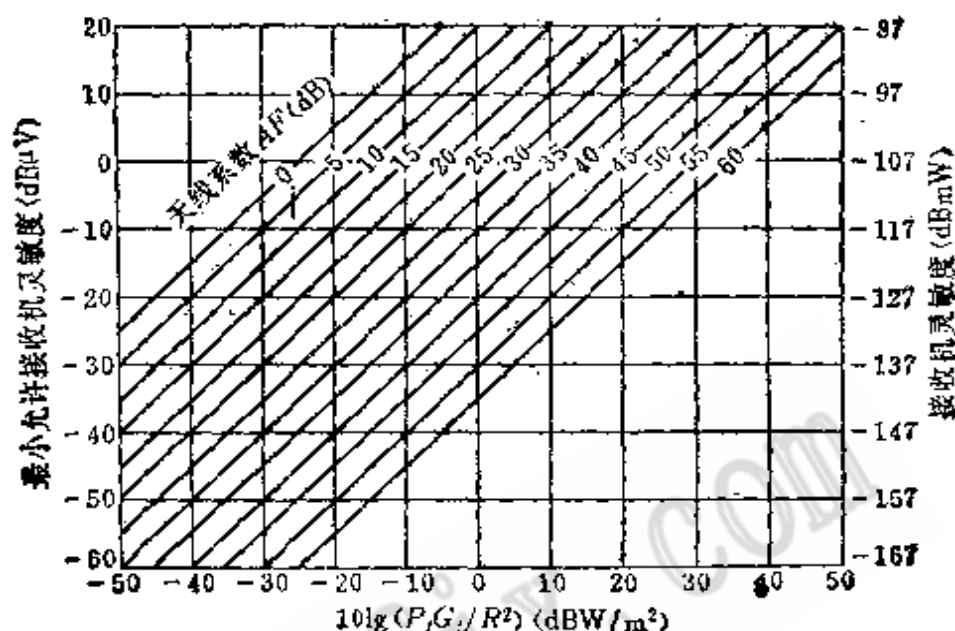


图8-38 要求的RE03测量系统灵敏度

〈例〉 测量罗兰C发射机的谐波与乱真发射, 求最小测试距离和接收机的灵敏度。已知  $f_0 = 100 \text{ kHz}$  ( $\lambda = 3 \text{ km}$ ),  $P_t = 10 \text{ kW}$ ,  $G_t = 3 \text{ dB}$ 。

〈解〉 因为  $D < \lambda / 2$ , 远场条件为  $\lambda / 2\pi$ , 故  $R = \frac{3000}{2\pi} \approx 500 \text{ m}$ 。

$$\text{因 } P_t G_t / R^2 = \frac{10^4 \times 2}{(500)^2} \approx 0.08 = -11 \text{ dBW/m}^2$$

应用  $104 \text{ cm}$  的有源杆状天线,  $AF_{\text{dB}} = 6 \text{ dB}$ , 根据参数  $AF = 6 \text{ dB}$ ,  $P_t G_t / R^2 = -11 \text{ dB}$ , 可由图 8-38 查出  $V_{\text{dB}\mu\text{V}} = 8 \text{ dB}\mu\text{V}$ 。

如按  $R = 3\lambda$  准则, 则可算出所需接收机的灵敏度为  $-17 \text{ dB}\mu\text{V}$ 。

典型的RE03 试验装置如图 8-39 与图 8-40 所示。

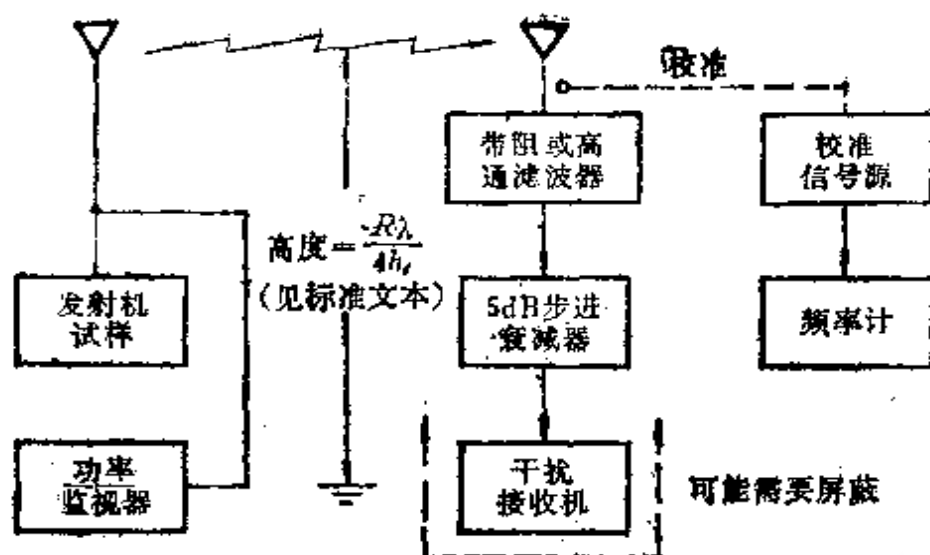


图8-39 应用自动电磁干扰接收机的  
RE03测试装置 (10kHz~1GHz)

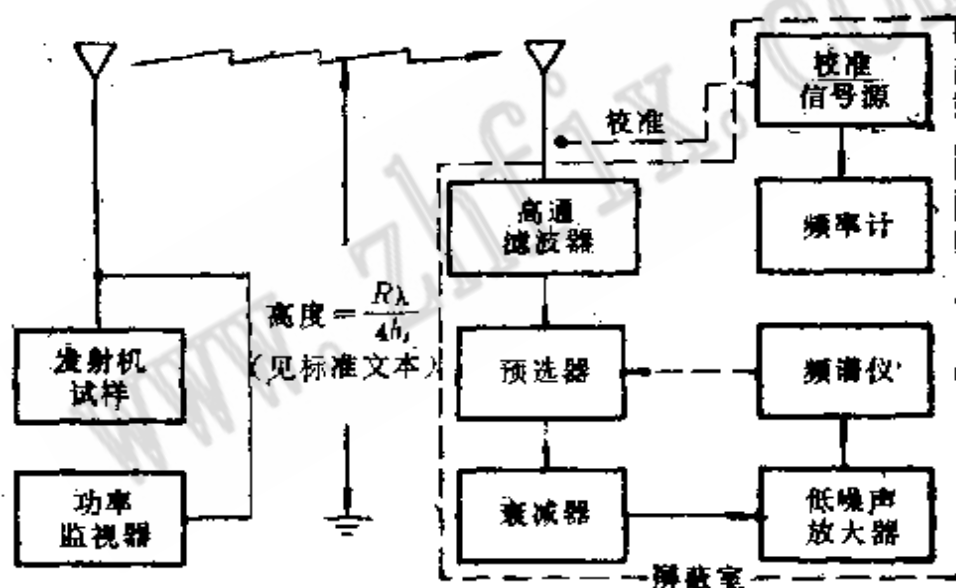


图8-40 RE03测试的典型试验装置

频谱分析仪与接收机两者比较，各有优缺点，可根据具体要求和条件决定取舍。

#### 8.4 辐射敏感度的测试

辐射敏感度试验方法共有四种，列于表8-9。辐射敏感度试验的概念可按图8-41理解。

表8-9 MIL-STD-462/462B辐射敏感度试验

试验项目	试验方法	频率范围	MIL-STD-462	MIL-STD-462B
RS01	磁场	30Hz~30kHz	适用	适用
RS02	磁感应场		适用	适用
RS03	电场	10kHz~12.4GHz	适用	适用
(T)RS04	电场	10kHz~30MHz	适用	适用

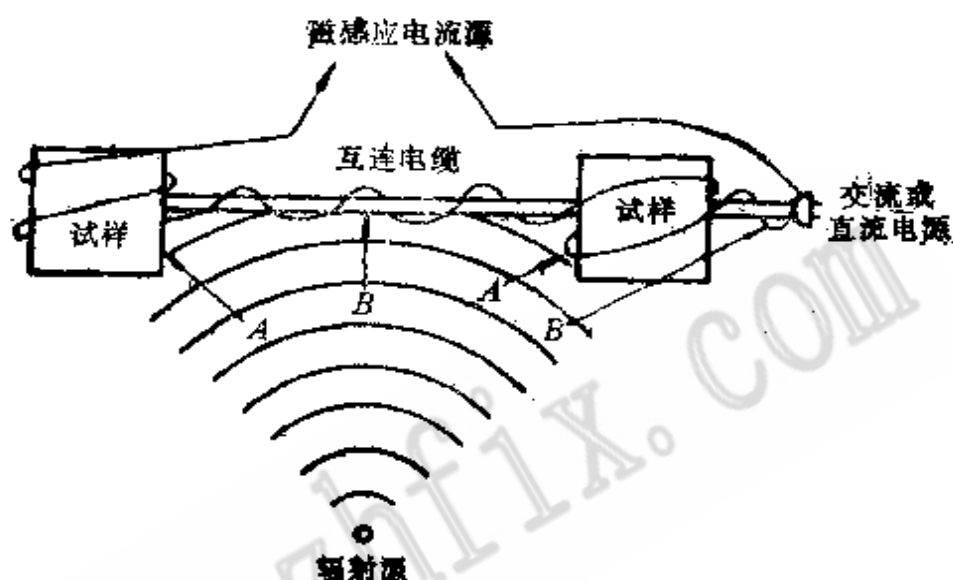


图8-41 辐射敏感度试验的概念

A—机壳穿透，B—电缆耦合。

#### 8.4.1 RS01磁场辐射敏感度

本测试方法的试验目的是测定受试设备是否对磁场辐射敏感。

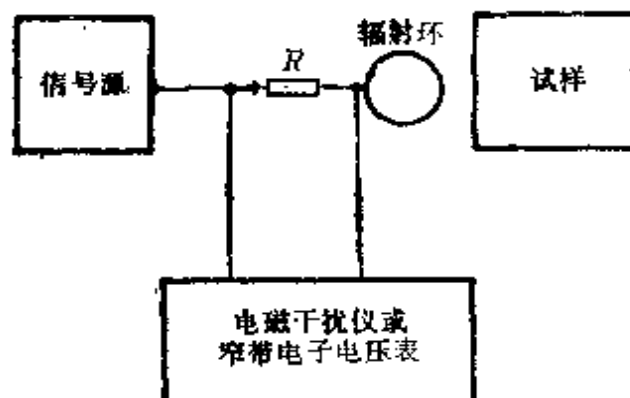


图8-42 RS01 磁场辐射敏感度试验装置

RS01 的试验装置如图 8-42 所示。

图中的信号源应能给辐射环馈以足够的电流,使在 30Hz 到 30kHz 频率范围内,产生超过适用极限 20~30dB 的磁通密度。

要求辐射环能在距环面大约 5cm 处,产生  $5 \times 10^5 \text{ T/A}$  的磁通密度。辐射环应支撑在木制物体上或类似的非导体材料上。

用作监视的电磁干扰仪或窄带电子电压表应能在 30Hz~30kHz 频率范围内读出电平低于 30 $\mu\text{V}$  的读数,该设备的 3dB 带宽应等于或窄于 10Hz。

测试时步骤如下:

(1) 将场强辐射环放置在距试样表面 5cm 处,辐射环面应平行于试样表面;

(2) 给辐射环馈以足够的电流,以产生比对应测试频率极限值大约高 20~30dB 的磁通密度;

(3) 在 30Hz~30kHz 范围内改变频率,并在受试物体的整个表面上、信号输入和输出电缆上以及插座上移动辐射环,测定对试样产生最大影响的频率和位置;

(4) 将辐射环放在最大敏感度的地方,调节辐射环电流,直到外加场强不影响试样的性能为止。

记下并算出敏感度极限。

#### 8.4.2 RS02 磁感应场敏感度试验

本试验的目的是测定受试设备对磁感应场的敏感度。

用于测试电缆和机壳(方箱)的磁感应场敏感度的试验装置分别如图 8-43 和图 8-44 所示。

用于 RS02 测试的两种重要仪器是尖峰信号发生器和自耦变压器。前者应符合 CS06 的规定,后者要能负荷 RS02 测试中所要求的电流。

测试分为电缆敏感度测试和机壳(方箱)敏感度测试两种,每种测试中又分电源频率测试和尖峰信号测试两类。

(1) 电缆敏感度测试

1) 电源频率测试:把两根载流绝缘导线绕到受试装置中的

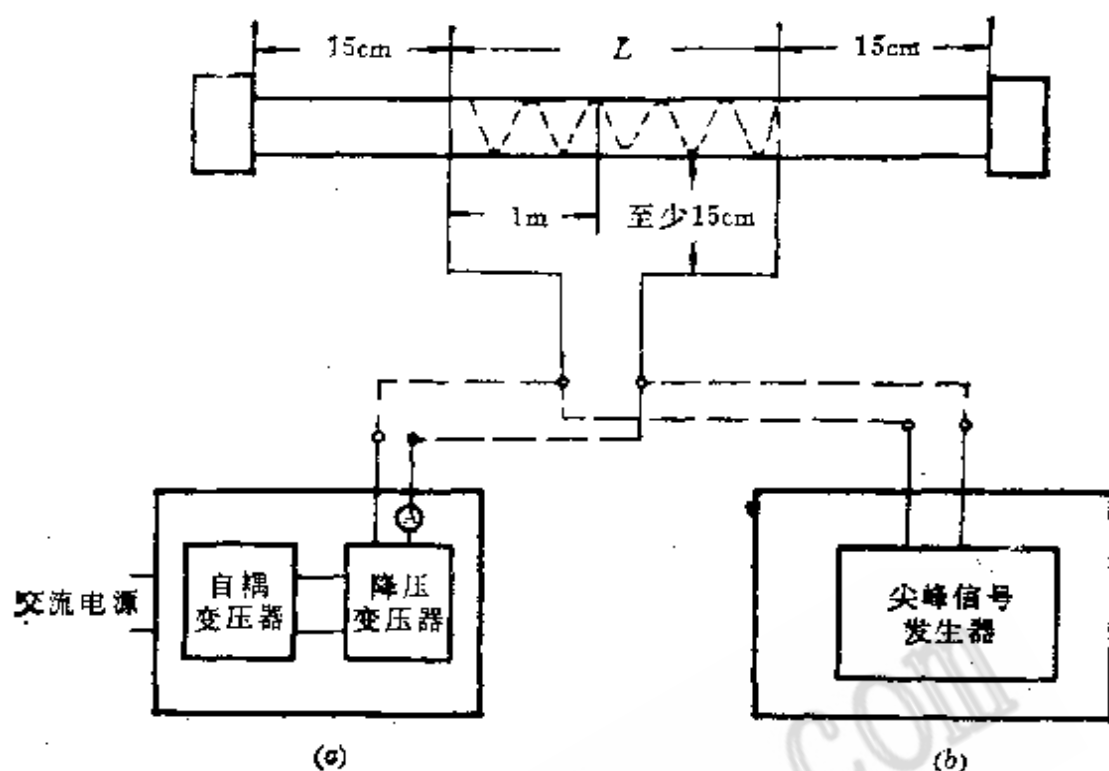


图8-43 RS02电缆磁感应场敏感度测试的试验装置  
 $L$ —实际装置中的电缆长度，或至少为  $1.5\text{m}$ 。

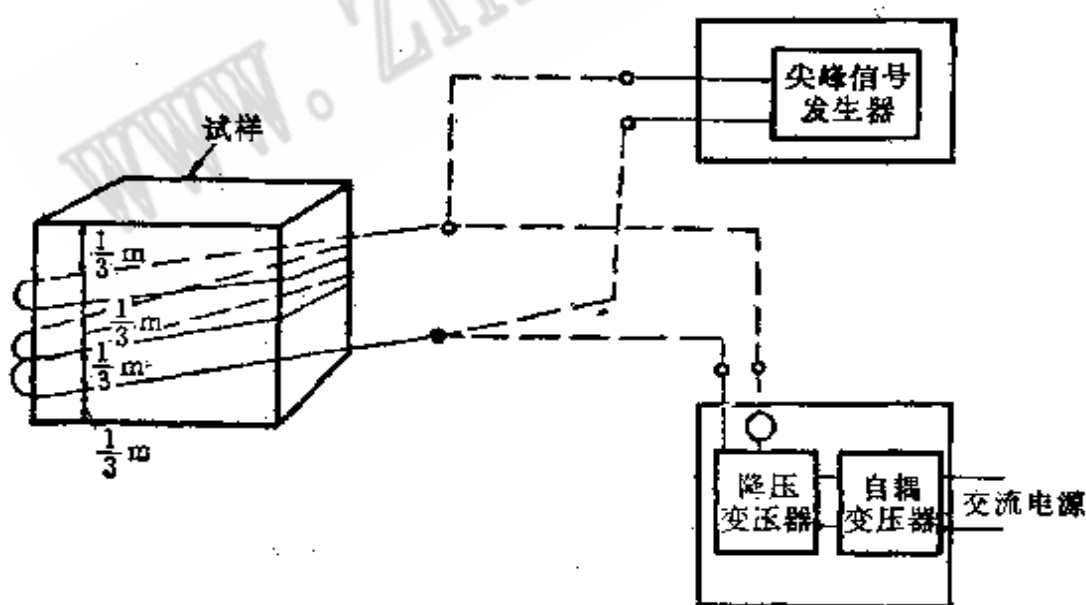


图8-44 RS02机壳（方箱）磁感应敏感度测试的试验装置

每个线束上，绕法是每米两匝螺旋形绕法（等距），绕在距导线束两端  $15\text{cm}$  之内的全部长度上（见图 8-43），同时把要求的电

流（其频率与受试设备电源的频率相同）送到测试导线上，监测受试设备的敏感度；

2）尖峰信号测试：把符合规定的尖峰信号按图8-43的布置馈入两根载流绝缘导线，同时监测受试设备的敏感度。

### （2）机壳（方箱）敏感度测试

1）电源频率测试：用绝缘线在受试设备的机壳上绕若干圈，线匝应如图8-44所示，每隔 $1/3$  m绕一圈，然后用带子加以紧固。把符合极限数值的电流（其频率与受试设备的电源频率相同）馈入导线内，监测试样的敏感度。

2）尖峰信号测试：按图8-44馈入规定的尖峰信号，同时监测其敏感度。

在进行RS02试验中应注意以下事项：

（1）交流电源的输入、输出电缆不进行电缆敏感度测试。

（2）电缆敏感度测试的目的不是为了测试个别的单根导线，而是为了测试导线组或导线束，导线束的结构应事先规定。

（3）两根绝缘载流导线的绕制要保持离开电缆插座15cm。

（4）所有电缆至少应高出地面5cm。

（5）为了减少测试时间，尽可能同时对多个机壳（方箱）和多个导线束进行测量。

（6）测试时使用的电源频率必须是工作系统中使用的电源频率。

### 8.4.3 RS03电场辐射敏感度测试

本项试验的目的是确保受试设备处在频率范围为14Hz~1GHz内的电场中时，不出现任何性能下降、故障或其它不良影响。

RS03的极限对于各类设备是不同的。A<sub>3</sub>类（地面装置内的设备和分系统）的要求如表8-10所示。

在宽频带电场敏感度测试中，应注意如下几个事项：

（1）因为需要辐射的功率很大，数量级从几十瓦直到近千瓦，因而必须使用能承受大功率的天线。



表8-10 对A<sub>3</sub>类设备的RS03试验极限

频率范围	电场 (V/m)			
	陆 军	海军接收机位置	其它地点	空 军
14kHz~2MHz	1	1	10	10
2~30MHz	10	1	10	10
30~2000MHz	5	1	5	5
2~10GHz	5	1	40	5
大于10GHz	20	1	40	20

(2) 注意测试设备不能受强场的影响。

(3) 测出受试设备敏感频率, 在这些频率处测定敏感度门限值。

## 第九章 计算机电磁噪声 发射的测量方法

本章内容包括计算机辐射发射的测量方法和电源线传导发射的测量方法。这些方法适用于计算机系统、计算机以及与计算机主机连用的外部设备的试验。美国FCC规定：对B类计算机的认证需要使用此种测量方法。

### 9.1 辐射发射的试验条件

在一般情况下，进行计算机辐射发射试验时，要遵守下列条件：

#### 9.1.1 试验场地

总的说来，要求试验场地要能保证测量结果的真实性和可重复性。对于定型试验，原则上应在符合规定要求的室外开放试验场上进行；在下述情况下，在工厂、实验室等处进行试验也是允许的。对于那些只能在其使用场所测试的计算机而又没有符合要求的实验室、工厂或其它设施可资利用时，则只有在该计算机的使用现场进行测试。

##### 1. 开放场地试验

辐射发射噪声的测量应该在开放的、平坦的、无障碍物的广场上进行。关于对开放试验场的详细要求见FCC公报OST55。

##### 2. 在实验室、工厂或其它设施中试验

当在实验室、工厂、电波暗室、专用场地或其它设施中试验的结果与在开放试验场的试验结果存在着相依关系时，则前者的试验结果也是可以接受的。为了证明在这些变通场所试验的结果与在开放试验场的试验结果相关，必须在30~1000MHz整个频段内足够多的点频上进行试验和证实。

##### 3. 在屏蔽室中的试验

在屏蔽室中进行的辐射测量,只适用于确定受试设备频率特性的轮廓,它不能用于确定发射的真实电平,除非可用事实证明屏蔽室中的试验结果与开放试验场的试验结果存在着相依关系。

#### 4. 用户安装现场试验

当上述 1、2 项的条件不能满足时,允许在最终用户的安装现场进行试验。在这种情况下,“受试设备(EUT)”则包括设备本身与安装场所。由于安装场地的大小和具体结构会影响测量结果,故这种辐射发射测量结果只对特定的安装场地是有效的、正确的。同样,在这种情况下的传导发射测试结果也可能是只对特定安装场所有效。然而,当一个给定的计算机系统已在三个或多于三个代表性安装场地进行过试验,则试验结果可以代表所有安装场所,因而可以用来判断该计算机系统是否符合发射要求。

#### 5. 特殊设备的试验要求

在某些情况下,可能需要对特殊的受试计算机制订一组明确的要求,以便对试验电磁噪声发射时的试验条件、受试设备的运行状态等作出规定。这些要求应编成文件并纳入受试设备的测试报告中,以便用来确定受试计算机是否符合 FCC 等规范的要求。

### 9.1.2 测试仪器

测试电磁干扰时,应使用符合 CISPR 16 号出版物或 ANSI C 63.2 要求的接收机,当然也可以使用频谱分析仪进行测量,但需要备有合适的附件,以提供足够的灵敏度和过载保护,从而保证在规定的频率范围内进行准确的、可重复的各种发射测量。对于某些专项的测量,也可以使用其它仪器,只要用这些仪器测得的数据与使用符合规定要求的接收机所测得的数据存在着相依关系即可。

#### 1. 检波器功能与带宽

进行辐射发射测量时,电磁噪声干扰接收机或频谱仪应附有准峰值的检波器,它们的 6dB 带宽,在 30~1000MHz 频段内测量场强时,不应窄于 100kHz。

#### 2. 测量单位

辐射发射测量的单位，应以 $\mu\text{V}/\text{m}$ 或 $\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$ 表示，并标明规定的测试距离。测试仪器上的读数，均应借助于适当的变换因子将它们变换为 $\mu\text{V}/\text{m}$ 或 $\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$ 。

### 3. 天线

最好使用经过校准的、调谐的半波偶极子天线来测量辐射发射电平。其它线性极化天线也可以使用，只要其测得的结果与使用调谐偶极子测得的结果存在着相依关系即可。天线应该既能测量水平极化，也能测量垂直极化。

#### (1) 天线至受试设备的距离

测试天线到受试设备的距离可以是 $3 \sim 30\text{m}$ 。当给出的辐射极限对应 $3\text{m}$ 时，受试设备应摆在 $3\text{m}$ 距离上测试；但如果是因为设备尺寸、位置等因素，不得不在更远的距离上，直到 $30\text{m}$ 处测试，则应利用每增加10倍距离场强降低 $20\text{dB}$ 的关系换算成 $3\text{m}$ 的极限。当给出的辐射极限对应 $30\text{m}$ 时，则可在 $3 \sim 30\text{m}$ 距离上测量，但最后仍应换算成 $30\text{m}$ 的极限。

天线与受试设备的水平距离应该是计算机或系统与天线间的最近点之间的距离。

#### (2) 天线高度变化

为获得最大的信号强度，测量辐射发射时，应变化天线的高度。当测试距离达到并包括 $10\text{m}$ 时，天线高度应在 $1 \sim 4\text{m}$ 间变化；超过 $10\text{m}$ 时，天线应在 $2 \sim 6\text{m}$ 间变化。这些高度变化范围对于水平极化和垂直极化均适用，但应注意垂直极化时，在任何频率上，振子的最低点距离地表面不得小于 $25\text{cm}$ 。

以上是针对开放试验场的情况而言的，对于其它的试验场所，可以使用不同的高度数值。

### 9.1.3 预备性试验

在近距离上进行初步性的辐射测量，以确定受试设备的发射特性，常常是很有用的。在近距离上测量，可以更容易地确定受试设备的频率特性和受试设备能产生最大辐射发射的布局。为进行这种预备性试验，通常可以不在室外试验场，而在变通的室内

进行试验。但试验工程师应清醒地知道，这种试验结果仅仅是初步的，只供参考，有争议时，仍应回到开放试验场进行。

#### **9.1.4 扫频范围**

对于辐射测量，应在30~1000MHz频率范围内扫频搜索；对于传导发射测量，应在450kHz至30MHz频率范围内扫频搜索。扫频时，应记下6个最大发射的电平和对应频率。

#### **9.1.5 受试计算机系统的布局和试验**

对所有多单元系统，首先应进行基本系统试验。所谓基本系统就是系统控者加上每种型式的外部设备各一件。然后，再使附加的外部设备与基本系统或模拟机（或教练机）一起试验。在利用模拟机试验时，应首先对模拟机或教练机进行试验，以确认其屏蔽等性能足够好，因而它们对于整个受试系统的发射影响不大。如果受试计算机在设计上准备连接多台相同类型的外部设备，则试验时，只要连接一台该型外设即可。

受试设备的布局和工作方式应使之能在典型的应用中产生的发射最大。电源线与信号线的配置、接地以及试验系统中设备的实际布置和互连电缆，均应尽可能地模拟典型的应用情况。受试设备应按产品标准的要求，以额定电压供电。

产生最大发射的布局，通常在直观上是难以判断的。为此，在多数情况下，必须作些反复试验，例如：移动接口电缆线或转动受试设备，以观察效果。只有那些在正常使用中有可能发生的布局才需要加以考虑。

受试设备应按设计要求工作在规定的负载条件下（包括电气与机械两个方面）。负载可以是真实的也可以是模拟的。

当受试设备需要在功能上与其它单机连接时，可接以实际的接口单机，也可以接模拟器，只要此模拟器的效应可以单独确定即可。重要的一点是用来代替实际接口单机的模拟器，能在电气特性上，特别是在射频信号与阻抗上，代表实际的接口单元；在某些情况下，也还要求在机械特性上也能代表实际的接口单元。

由于使用模拟器必然要增加一些不确定度，因此要尽可能避

免使用。当一个装置，在设计上要求与特定的主机或外设连用时，则在强制性认证中，必须与该特定的主机或外设一起试验。

如果受试设备是一个需要单独测量、检验其射频噪声发射极限的外部设备，则受试设备至少应与一个工作在典型布局的主机或模拟器一起试验，而不需要与所有可能的主机或在各种可能的布局下进行试验。

接口电缆必须连到受试设备的适用接口端。应研究改变电缆布局对电磁噪声发射的影响，以便找出产生最大发射的布局，然后在试验报告中加以准确地描述和记录。

互连电缆的型式和长度应与产品标准中的要求一致。如果电缆长度是可变的，试验人员应选择可能产生最大发射的电缆长度。需要用户单独购买的电缆以及屏蔽电缆或专用电缆，均应在使用说明书上注明要求并在试验中使用。

电缆的多余部分，应在电缆的大约中心部分，折叠成30~40cm的电缆束。如果是因为电缆太硬或多余部分太长，或者试验需要在用户使用现场进行，多余部分电缆的布置留给试验人员自行处理。

如果有相同型式的多个接口端口，只要能证实增加的电缆对测试结果影响不大，则只把电缆连到该种型式的一个接口端口即可。

应按制造厂的要求和预期的使用条件将受试设备接地。如受试设备正常工作时不接地，则应在不接地状态下进行试验。如果受试设备备有接地端子或内部接地线，则应把它们连到接地板。

#### **9.1.6 试验环境**

试验环境应满足下列条件：

##### **1. 环境电磁场电平**

在受试设备不加电的情况下，在放受试样品处的传导的与辐射的环境电磁噪声电平与环境信号电平，至少应比适用规范或标准的允许极限值低6dB。然而，当环境电磁场电平加上受试设备的电磁噪声发射之和不超过适用极限时，则可以认为受试设备是符

合规范极限要求的。

如果在规定测量范围内某些频率点上，环境场或供电电源的环境电平超出了适用规范的极限，可以采用其它试验方法以证明受试设备符合规范要求。下面是一些可以接受的变通的试验方法。

可在比规定测试距离更近的距离上测试，然后再把试验结果折算成规定距离的数据。

可在广播电台停播的时间和工业环境干扰较低的时间对临界的频段进行测量。

可在屏蔽室或电波暗室内进行测量。屏蔽室的测量结果通常不能用作合格与否的判断依据；然而，在屏蔽室内可以观察受环境干扰影响前后的相对发射电平。借助于这些观察结果以及在试验场地上的测试，可以相当准确地测定受环境干扰影响的受试设备的发射场强。

## 2. 环境温度

如果在产品标准中没有规定更宽的允许温度范围时，试验场所的环境温度最好保持在 $10\sim 40^{\circ}\text{C}$ 范围内。如果受试设备及测试仪器在试验场所已放置足够长时间并已达到热平衡，在环境温度稍稍超出 $10\sim 40^{\circ}\text{C}$ 的范围，同时测试结果又不致引起争议时，也是可以接受的，但测试仪器的温度影响误差必须已知，据以进行读数修正。

### 9.1.7 试验平台

正常情况下置于桌上工作的台式仪器，应放在距地面1 m高的不导电的桌上进行试验。为便于试验，此桌可置于旋转平台上；此时，桌子与平台的总高度仍应近似地保持1 m。

当限于桌面面积，不可能把受试计算机系统的全部单元放置于桌面上时，可将其中的几件放在桌面下的绝缘架子上。

### 9.1.8 接地板

辐射发射试验时，最理想的是使用接地板，但不是必须使用。当存在下述任一种情况时，在开放试验场进行试验最好使用接地金属网。这些情况是：地面的导电率随季节、气候变化较大；

存在有暴露在外面的电源电缆或控制电缆；试验场地处在铺砌的路面上。

在用户安装设备场所进行试验时，不要求使用接地板，除非接地板是用户安装设备场地的永久性的一部分。

## 9.2 电源线的传导发射测量

电源线的传导发射应在受试设备电源线的线-地间测量。测量时，应接上符合规范要求的人工电源网络。

最好在辐射发射试验之前进行电源线的传导发射试验，这是因为电源线的传导发射试验通常在室内进行，试验时间较短；另外，受试设备在低频时的屏蔽有效度应该是足够的。

### 9.2.1 传导发射试验时的布局

受试设备应置于距离接地传导表面 ( $2\text{m} \times 2\text{m}$ ) 40cm 处，并应使之与任一其它接地传导表面保持至少 80cm 的距离。当然，地面驻立式设备自然应该放置在接地的地板上。

如受试设备不备有软电源电缆，则应将其置于距人工电源网络 80cm 处，然后用短于 1 m 的导线与人工电源网络连接起来。

如受试设备备有软电缆，则应在软电缆的插头端测量电压，超过 80cm 的软电缆的多余部分，应前后折叠成不超过 30~40cm 长的线束。

对于手握式受试设备，测量方法与台式设备相同。仅由直流电池供电的设备，不需要进行电源线传导发射试验。对于经过隔离变压器或电源再接到公用电源的受试设备，应进行电源线传导发射试验。

### 9.2.2 接地

人工电源网络的外壳、测试设备的外壳、接地板等，应在电气上接到一起，保证在射频上处于同电位。

## 主要参考文献

- [1] Donald R. J. White, MSEE/PE: A handbook Series on Electromagnetic interference and compatibility



- [2] Bernhard Keiser, D. SC. E. E, Principles of Electromagnetic compatibility
- [3] CISPR Publication 16
- [4] MIL-STD-461/462/463
- [5] CISPR (C. O) 902  
TC77
- [6] Revision to Sections 765.008 and 765.009 of HEWLETT PACKARD  
Company Standard, Enviromental Tests
- [7] 美国 E. T. N 公司有关 EMC 技术的样本
- [8] 邝达璇先生来华讲学讲义
- [9] Fcc Methods of Measurement of Radio noise emission from Computing Devices
- [10] C. GARY, Radio interference generated by power lines and distribution equipment