

地阻抗与电磁干扰

王天顺

(沈阳飞机研究所, 沈阳, 110035)

摘 要 飞机上各电子设备之间的传导干扰, 主要是通过公共地阻抗的耦合而产生的。本文分析了接地面阻抗的大小对电磁干扰的影响, 并提出降低地回路干扰的较为简便且十分有效的措施。

关键词 射频阻抗 地回路干扰 浮地 穿心电容

在电子系统和电子设备内部, 往往几个设备和电路单元的电流流经一条公共地线或接地面。这些电流流过接地面时就产生压降, 造成设备之间的相互影响。在飞机上, 这种公共的接地面就是飞机的基本结构。在直流情况下, 铝合金接地面的直流电阻是很小的, 但是随着频率的增加, 趋肤效应会使这一阻抗增大, 而高频阻抗是引起电磁干扰的重要因素。特别是在今天, 以先进的复合材料代替其中部分落后的材料已经引起了飞机设计上重大技术变革。但是复合材料射频阻抗大, 导电性差, 将直接影响复合材料在飞机上的扩大应用。因此, 如何降低地阻抗引起的电磁干扰是电磁兼容设计人员非常关心的问题。不过, 正确认识材料的阻抗与电磁干扰的关系, 对于飞机电磁兼容性设计来说是一个十分重要的课题。

1 接地面阻抗

接地面的阻抗不但与频率有关, 而且与材料的厚度、相对电导率和相对磁导率有关。金属接地面的直流电阻可由(1)式计算:

$$R_{DC} = \frac{17.2}{\sigma_r t} \quad (1)$$

式中 R_{DC} ——单位面积的直流电阻, $\mu\Omega/\text{sq}$;

t ——金属接地面厚度, mm;

σ_r ——金属接地面相对于铜的电导率。

金属接地面的射频阻抗可由(2)式计算:

$$R_{RF} = \frac{369 \sqrt{\mu_r f / \sigma_r}}{1 - e^{-t/\delta}} \quad (2)$$

式中 R_{RF} ——单位面积的射频阻抗, $\mu\Omega/\text{sq}$;

收稿日期: 1999-12-28

f ——频率, MHz;

μ_r ——金属接地面相对于铜的磁导率;

δ ——材料趋肤深度, mm。

任何金属的趋肤深度可由(3)式计算:

$$\delta = 0.066 \sqrt{\mu_r \sigma_r f} \quad (3)$$

在金属物的接地面上, 任何频率范围内, 任意两点之间的地阻抗 Z_g 可用(4)式计算:

$$Z_g = (R_{DC} + jR_{RF}) \left[1 + \left(\text{tg} 2\pi \cdot \frac{d}{\lambda} \right) \right] \frac{d}{b} \quad (4)$$

式中 d ——接地面上两点之间的距离;

λ ——波长;

b ——接地面宽度。

如果接地面宽度 b 大于两点之间的距离, 且距离 $d < 0.05 \lambda$, 那么两点之间的地阻抗 Z_g 可用(5)式作近似计算:

$$Z_g \approx R_{DC} + jR_{RF} \quad (5)$$

为了便于计算, 现按(5)式将铜接地面的阻抗值列于表 1。

至于其它金属接地面射频范围内的地阻抗 Z_g 可由(6)式很容易求出:

$$Z_g = \text{表 1 中查出的值} \times \sqrt{\frac{\mu_r}{\sigma_r}} \quad (6)$$

表 1 铜接地面阻抗

Ω/sq

厚 度 频 率	0.03 mm	0.1 mm	0.3 mm	1 mm	3 mm	10 mm
10 Hz	574 μ	172 μ	57.4 μ	17.2 μ	5.74 μ	1.75 μ
20 Hz	574 μ	172 μ	57.4 μ	17.2 μ	5.75 μ	1.83 μ
30 Hz	574 μ	172 μ	57.4 μ	17.2 μ	5.75 μ	1.95 μ
50 Hz	574 μ	172 μ	57.4 μ	17.2 μ	5.76 μ	2.30 μ
70 Hz	574 μ	172 μ	57.4 μ	17.2 μ	5.78 μ	2.71 μ
100 Hz	574 μ	172 μ	57.4 μ	17.2 μ	5.82 μ	3.35 μ
200 Hz	574 μ	172 μ	57.4 μ	17.2 μ	6.04 μ	5.16 μ
300 Hz	574 μ	172 μ	57.4 μ	17.2 μ	6.38 μ	6.43 μ
500 Hz	574 μ	172 μ	57.4 μ	17.3 μ	7.36 μ	8.27 μ
700 Hz	574 μ	172 μ	57.4 μ	17.3 μ	8.55 μ	9.77 μ
1 kHz	574 μ	172 μ	57.4 μ	17.5 μ	10.4 μ	11.6 μ
2 kHz	574 μ	172 μ	57.5 μ	18.3 μ	16.2 μ	16.5 μ
3 kHz	574 μ	172 μ	57.5 μ	19.5 μ	20.3 μ	20.2 μ
5 kHz	574 μ	172 μ	57.6 μ	23.0 μ	26.2 μ	26.1 μ
7 kHz	574 μ	172 μ	57.8 μ	27.1 μ	30.9 μ	30.9 μ
10 kHz	574 μ	172 μ	58.2 μ	33.5 μ	36.9 μ	36.9 μ
20 kHz	574 μ	172 μ	60.4 μ	51.6 μ	52.2 μ	52.2 μ

续表 1

 Ω/sq

厚 度 频 率	0.03 mm	0.1 mm	0.3 mm	1 mm	3 mm	10 mm
30 kHz	574 μ	172 μ	63.8 μ	64.3 μ	63.9 μ	63.9 μ
50 kHz	574 μ	173 μ	73.6 μ	82.7 μ	82.6 μ	82.6 μ
70 kHz	574 μ	173 μ	85.5 μ	97.7 μ	97.7 μ	97.7 μ
100 kHz	574 μ	175 μ	104 μ	116 μ	116 μ	116 μ
200 kHz	575 μ	183 μ	161 μ	165 μ	165 μ	165 μ
300 kHz	575 μ	195 μ	203 μ	202 μ	202 μ	202 μ
500 kHz	576 μ	230 μ	262 μ	261 μ	261 μ	261 μ
700 kHz	578 μ	271 μ	309 μ	309 μ	309 μ	309 μ
1 MHz	582 μ	335 μ	369 μ	369 μ	369 μ	369 μ
2 MHz	604 μ	516 μ	522 μ	522 μ	522 μ	522 μ
3 MHz	638 μ	643 μ	639 μ	639 μ	639 μ	639 μ
5 MHz	736 μ	827 μ	826 μ	826 μ	826 μ	826 μ
7 MHz	855 μ	977 μ	977 μ	977 μ	977 μ	977 μ
10 MHz	1.04 m	1.16 m	1.16 m	1.16 m	1.16 m	1.16 m
20 MHz	1.61 m	1.65 m	1.65 m	1.65 m	1.65 m	1.65 m
30 MHz	2.03 m	2.02 m	2.02 m	2.02 m	2.02 m	2.02 m
50 MHz	2.62 m	2.61 m	2.61 m	2.61 m	2.61 m	2.61 m
70 MHz	3.09 m	3.09 m	3.09 m	3.09 m	3.09 m	3.09 m
100 MHz	3.69 m	3.69 m	3.69 m	3.69 m	3.69 m	3.69 m
200 MHz	5.22 m	5.22 m	5.22 m	5.22 m	5.22 m	5.22 m
300 MHz	6.39 m	6.39 m	6.39 m	6.39 m	6.39 m	6.39 m
500 MHz	8.26 m	8.26 m	8.26 m	8.26 m	8.26 m	8.26 m
700 MHz	9.77 m	9.77 m	9.77 m	9.77 m	9.77 m	9.77 m
1 000 MHz	11.6 m	11.6 m	11.6 m	11.6 m	11.6 m	11.6 m

2 地电流的产生

流经接地面的电流包括电源中线上的电流及已接地负载的地电流。如图1所示,一部分干扰信号不经由预定的导体DA流回,而是经接地面GFE流回。这是干扰源产生的干扰信号迫使一共模电流于接地面上流动。下面我们来计算地电流 I_g 的大小。

(例1) 如果有一视频放大器输出一脉冲信号,信号源接地,频率为10 MHz时的电压是40 V,负载阻抗为50 Ω 。导线电感为 $L_1 = L_2 = 0.35 \mu\text{H}$,电路至地面的寄生电容 $C_4 = 2\text{pF}$,负载电路板为浮地,它至地面的寄生电容 $C_5 = 10\text{pF}$,若接地面为1 mm厚的铝板,其产生的共模电压是多少?

导线电感为0.35 μH ,对应于10 MHz时的感抗为21 Ω ,那么电流 $I_1 \approx I_2 \approx I_3 \approx 0.6 \text{ A}$ 。

$$V_{CE} \approx 40 - I_1 j 2 \pi f L_1 \approx 27 \text{ V}, \quad I_4 \approx V_{CE} / X_{C4} \approx 3 \text{ mA}$$

$$V_{DE} \approx 0.6 \times j 2 \pi f L_2 \approx 13 \text{ V}, \quad I_5 \approx V_{DE} / X_{C5} \approx 8 \text{ mA}$$

$$I_g \approx 11 \text{ mA}$$

查表1得1mm厚的铜接地面10MHz时的阻抗为 $1.16\text{m}\Omega$ 。将铝的 $\mu_r = 1, \sigma_r = 0.6$ 代入(6)式,求得铝接地面的阻抗为 $1.5\text{m}\Omega$,所以产生的共模干扰电压为 $17 \mu\text{V}$ 。

若电路板接地, $I_g \approx 0.7 \text{ A}$, 则产生的共模干扰电压为 1 mV 。

3 公共地阻抗耦合分析

公共地阻抗耦合是电磁耦合的一个重要途径, 下面就这个问题做简要的分析。

如图2所示, 地电流 I_g 流过地平面产生共模电压 U_i 。此电压如同电磁干扰源, 使回路ABCDEF GHA及ABCIJFGHA上流动着干扰电流。如果电路接地, 即信号基准点和负载基准点接在各自的机壳上, 则电压 U_i 出现在两个接地点之间。此电压在两个信号电缆中分别引起电流 I_1 和 I_2 。但是 I_1 和 I_2 流经的阻抗不同, 所以在负载输入端由于不平衡引起差模电压 U_o 。

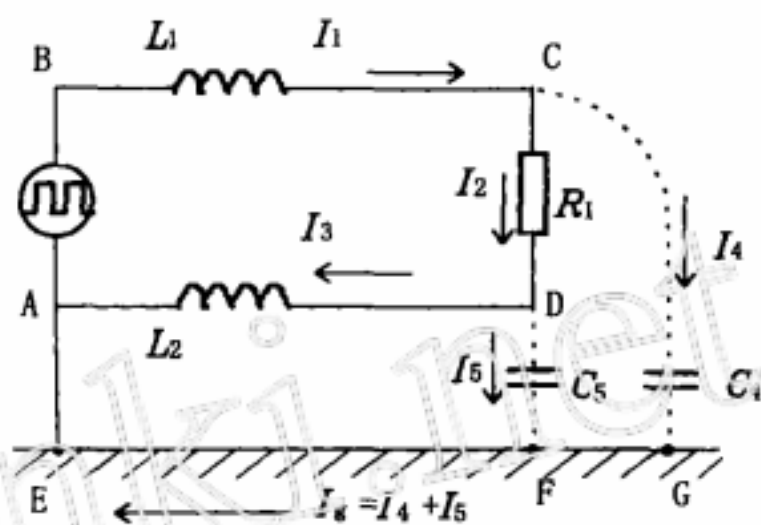


图1 地电流的形成

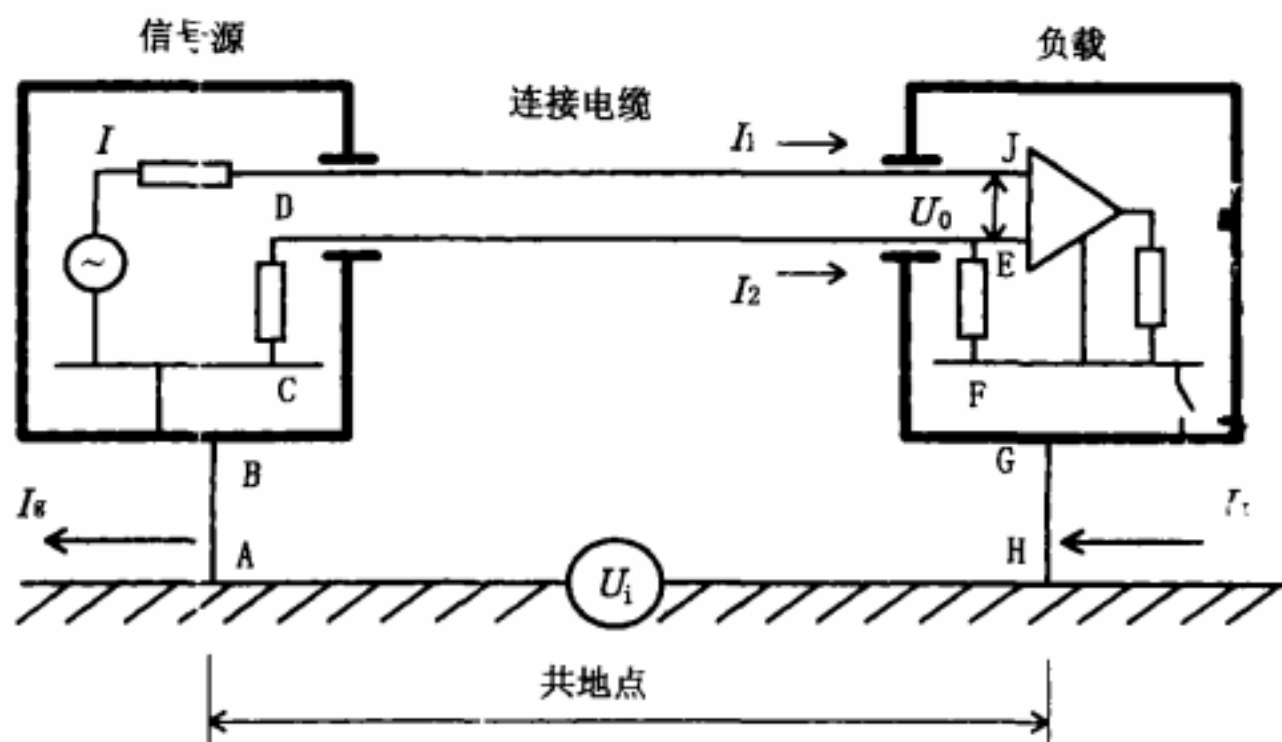


图2 公共地阻抗耦合

两个设备安装在飞机上, 流经这些公共阻抗的电流可以成为一个独立的信号源。

干扰电流在公共地阻抗 Z_g 上形成的电压 U_i , 通过地回路耦合路径, 部分耦合到受害接收器的输入端。我们把受害电路输入端产生的电压 U_o 与公共地阻抗上产生的干扰电压 U_i 之比定义为地回路干扰。 U_o 与 U_i 之比与许多因素有关, 例如连接线的直径、长度、电路阻抗、电路结构及电路的接地状况等。在不平衡系统中, 当信号和负载的参考点都接地时, U_i 被信号源阻抗和负载阻抗分成两部分。在信号源阻抗和负载阻抗相同的条件下, 则每个阻抗上的电压为 $U_i/2$ 。因此低频时, 就有二分之一的共模干扰电压耦合到受害接收器的输入端。这时, 如果干扰频率和敏感设备的工作频率相同, 将会

造成严重的干扰。

4 敏感设备的频率响应特性

频率响应通常对干扰效应总是有抑制作用,除非干扰全部落在通带内。事实上大部分的电磁干扰问题都出现在受干扰端的截止带处。所以,受害放大器的截止带性能相当重要。在许多应用场合,放大器的截止带性能类似普通的滤波器,超过截止频率时,放大器的增益开始变小。短路杂散电容是造成截止带性能降低的主要原因。放大器在截止带内的相对增益 G 可用(7)式计算:

$$G_{dB} = -10 \lg[1 + (f_1/f_c)^{2n}] \quad (7)$$

式中 f_1 ——干扰频率;
 f_c ——放大器截止频率;
 n ——放大器级数。

5 实例分析

5.1 示例

(例2) 如果飞机上有一干扰设备,工作频率为 10 MHz,安装在阻抗为 1.5 mΩ 的铝接地面上,其信号端和负载端均接地,工作时产生的地电流 $I_g = 0.7$ A。邻近有一接收机,调谐频率为 2 MHz,灵敏度为 1 μV,试求该设备对接收机是否造成干扰?如果干扰设备和接收机都安装在阻抗为 0.1 Ω 的复合材料板上,情况又怎么样呢?

设备安装在 1.5 mΩ 铝接地面上,产生的共模干扰电压是 1 mV。例中干扰源频率是接收机截止频率的 5 倍,接收机为二级放大。将这些数据代入(7)式,求得接收机的相对增益为 -28 dB。由于放大器的频率特性,使干扰信号衰减到只有原来的 1/25。若不考虑地回路干扰值,进入接收机的干扰电平是 40 μV。为了保证敏感设备不受干扰,要求干扰电压低于接收机灵敏度 20 dB,就是说进入接收机的干扰电平必须低于接收机灵敏度的 1/10,即 0.1 μV。所以 40 μV 的干扰电压显然太大,这就需要采取一些措施。

5.1 降低电磁干扰的措施

5.2.1 电路板浮地

减小公共地阻抗可以降低电磁干扰,但是有些时候,降低地阻抗需要付出的代价太大了,特别是对于飞机上的复合材料。在这种情况下,只有寻找别的办法。

图 3 绘出了含 3 m 长连接线,线径为 0.644 mm,负载阻抗为 100 Ω 的不平衡系统地回路干扰值。

图 3 中有两条曲线,一条是信号源和负载都接地的电路,其地回路干扰值为 -6 dB,直到 10 MHz 以后有较明显的下降。另一条是信号源端接地,负载端电路板浮地,电路板至地的电容值为 8.84 pF。这种电路在低频时地回路干扰值很低,频率在 100 MHz 时,地回路干扰值最差,但也能达到 -26 dB。

对于例 2,如果在负载端浮地,其电路板的面积与电路板离机壳底面高度之比达到

100 cm, 该电路板至地的电容值恰好为8.84 pF。此时, 在 10 MHz 的频率点上, 其地回路干扰值为 -44 dB。也就是说使干扰信号衰减了 1/158, 进入接收机的干扰电平是 0.25 μ V, 但是, 仍然不满足要求。

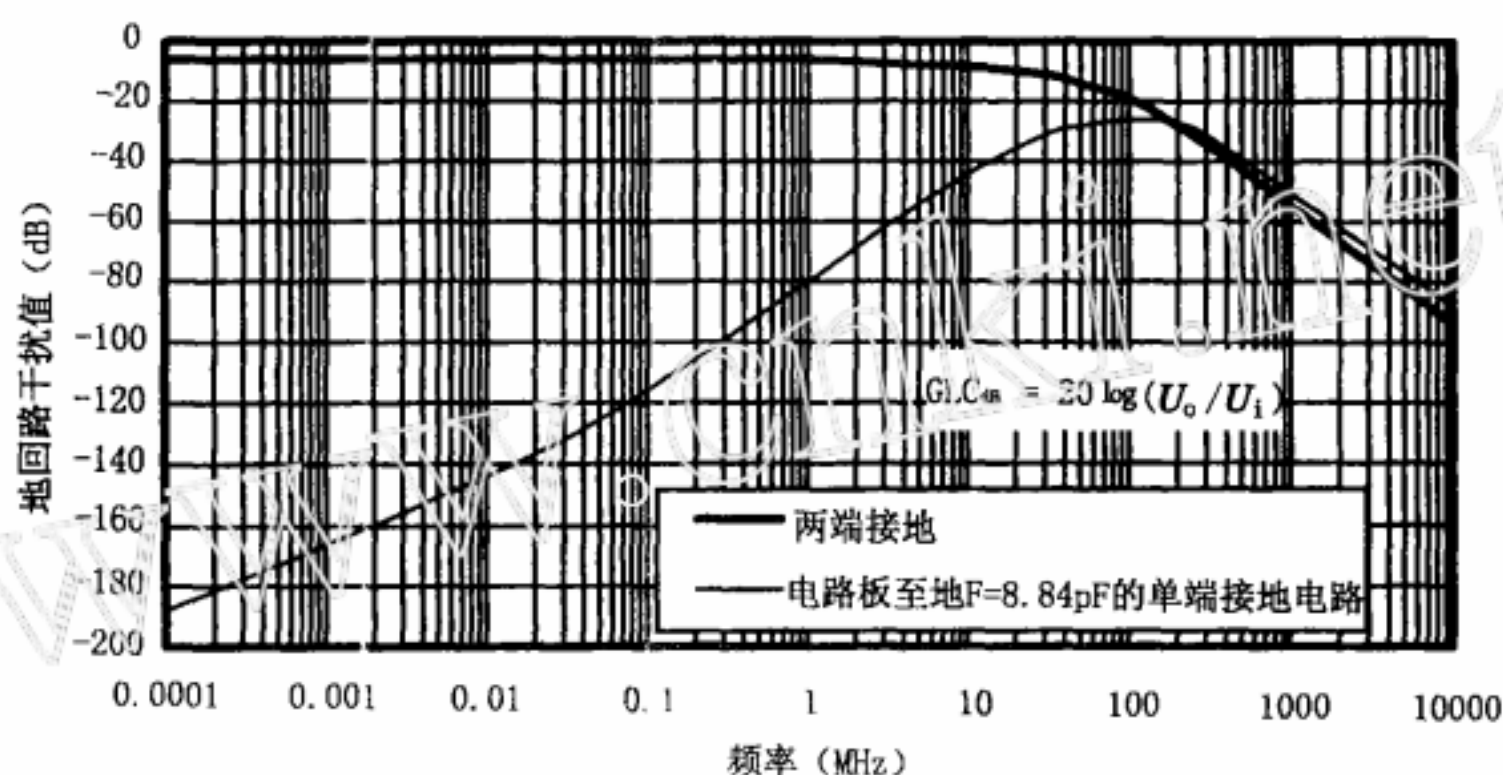


图3 两端接地和单端接地电路地回路干扰值

5.2.2 在设备壳体上安装穿心电容

电路板浮地, 高频时地回路干扰值增大, 可以在设备壳体上安装穿心电容来弥补。穿心电容自感小, 谐振频率高, 适合于高频的场合, 况且它容易安装, 价格合理。穿心电容的作用与信号源和负载的阻抗关系十分密切, 在大阻抗的条件下, 穿心电容的好处非常明显。如果电路板浮地, 高频时浮接电容变成几乎短路的情况下, 穿心电容就显得十分有用。图4绘制了信号源阻抗和负载阻抗为 100 Ω 的情况下, 安装 100 pF 和

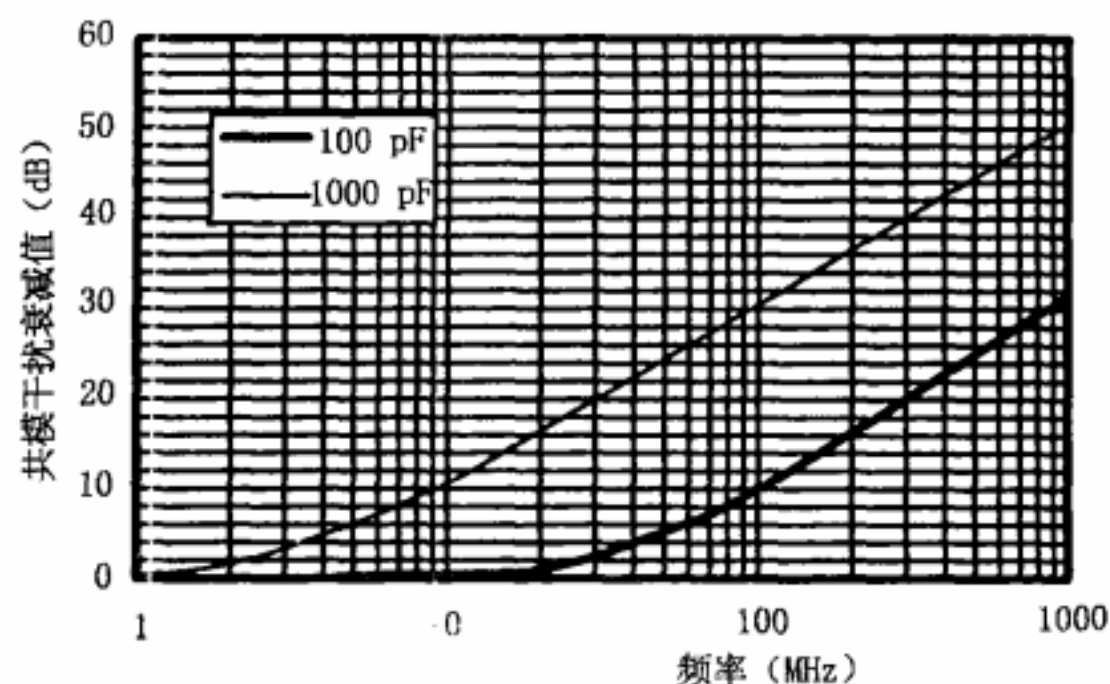


图4 安装穿心电容所得到的额外共模干扰衰减

1 000 pF 的穿心电容所得到的额外共模干扰衰减。只要在设备壳体上安装 1 000 pF 的穿心电容, 在 10 MHz 获得 11 dB 的衰减, 使干扰信号降至 0.07 μ V, 满足了要求。

如果设备安装在 0.1 Ω 的复合材料板上, 产生的共模干扰电压为 70 mV, 要使干扰

(下转第 56 页)

分、软件工程术语、流程图图形符号、编程语言约定、各种文档编制要求、安全性(可靠性、维修性)设计、适航质量保证一直到适航评审、测试、验收和管理都必须制订一套完整的规范(标准),以确保软件开发有序、配置合理和高可靠性等要求的实现。而这些起基础技术支撑作用的“标准群”依层次构成了标准综合体的全体。民机的技术指标的标准化是综合标准化的核心,在型号研制不断深化的过程中,将其依次转化为系统规范、研制规范,最后细化到各组成单元的产品规范,这些型号专用规范,决定着产品技术和质量水平并逐步实现系统的最佳化。

4 结束语

新一代民用运输机的基本型作为技术密集的产品,直接研制单位达数十家,协作单位上百家。涉及机械、电子、冶金、化工等工业部门,涉及气动、强度、结构、燃油、液压、环控、飞控、雷达、导航、电气、电子综合,以及可靠性、维修性、安全性、人机工程、可生产性、可运输性、包装贮存等专业领域。标准化范围广,协调关系复杂,要想设计出21世纪先进水平的民用运输机,必须要有一个统一的设计要求,元器件、原材料选用范围和法定标准。因此,加强民机系统的技术基础工作,特别是大力推行型号综合标准化,其意义是不容置疑的。

在型号研制经费有限的情况下推行综合标准化,可使我们少走弯路,从而获得型号研制的高质量和良好的综合效益。这个环境的创造包括:所制订标准的高质量;标准资料与信息的流通;贯标的检查与奖惩等多个环节的配套协调。同时相应基础试验设备和各类计量检测设备的完善与提高以及基础理论与方法的广泛应用同样十分重要。

(上接第19页)

信号降至 $0.1\mu\text{V}$,就得衰减117 dB。而在敏感设备上采取措施,最多只能衰减83 dB,显然是不行的。所以,还得在干扰设备上采取措施。从例1中看出,只要将负载电路板浮地,就可以把地电流从0.7 A降到11 mA。如果这样,产生的共模干扰电压可降到1.1 mV,那么只要衰减81 dB就能使干扰信号降至 $0.1\mu\text{V}$ 。

6 结束语

接地面材料的射频阻抗大一些,产生的电磁干扰也要大一些,这是一个不利因素。但是可以通过其它干扰抑制措施予以克服,一般来说干扰源电路的两端接地比单端接地所产生的地电流大几十倍甚至上百倍。同时,我们也看到频率在200 MHz以上,两端接地的电路比单端接地的抗干扰能力要强一些。所以,在飞机的电路设计中,必须按实际情况综合利用抗干扰技术。

参 考 文 献

- 1 林国荣编著. 电磁干扰及控制. 北京: 全华科技图书股份有限公司出版, 1990
- 2 吴本炎、李道恺. 电子电路的电磁兼容性. 北京: 人民邮电出版社, 1982