



中华人民共和国国家军用标准

FL 0122

GJB/Z 132—2002

军用电磁干扰滤波器选用和安装指南

Guide of selection and installation for military EMI filters

2002—07—19 发布

2002—12—01 实施

中国人民解放军总装备部 批准

目 次

前言 Ⅲ

1 范围 1

2 引用文件 1

3 术语和定义 1

3.1 通带 1

3.2 阻带 1

3.3 过渡带 1

4 滤波器特性 1

4.1 概述 1

4.2 技术参数 2

4.3 低通滤波器 5

4.4 高通滤波器 5

4.5 带通滤波器 6

4.6 带阻滤波器 7

4.7 有源滤波器 8

5 传导干扰特性 9

5.1 概述 9

5.2 共模和差模干扰 10

5.3 传导敏感度的要求 13

6 电源 EMI 滤波器选用要求 14

6.1 概述 14

6.2 选用准则 15

6.3 预计传导干扰 15

6.4 基本电路与阻抗特性 16

6.5 集中参数的滤波元件 16

6.6 漏电流与安全性 19

6.7 插入损耗的实验确定 20

6.8 环境温度的影响 20

6.9 高频性能 21

6.10 最大额定电流和电压 21

6.11 几个具体问题 21

7 电源 EMI 滤波器安装要求 22

7.1 一般要求 22

7.2 安装位置 22

7.3 公共接地加回路 23

7.4 表面处理 24

7.5 接地点的位置 25

7.6 与屏蔽体的连接 25

GJB/Z 132—2002

附录 A （规范性附录） 集中参数元件低通滤波器的插入损耗 27

附录 B （资料性附录） 传导敏感度要求 31

前 言

本指导性技术文件附录 A 是规范性附录,附录 B 是资料性附录。

本指导性技术文件由中国人民解放军总装备部电子信息基础部提出。

本指导性技术文件起草单位:信息产业部电子第四研究所、中国航空第一集团公司第三〇一研究所、中国船舶重工集团公司第七研究院第七〇一研究所、东南大学。

本指导性技术文件主要起草人:赵 磊、景莘慧、吴彦灵、汤恒正、胡景森、蒋全兴。

军用电磁干扰滤波器选用和安装指南

1 范围

本指导性技术文件提供了军用电磁干扰滤波器性能特性、选用准则、推荐的安装方式和干扰源特性等的技术要素和基本要求。

本指导性技术文件适用于军用交流和直流电源电磁干扰滤波器的选择和安装。

2 引用文件

下列文件中的有关条款通过引用而成为本指导性技术文件的条款。凡注日期或版次的引用文件,其后的任何修改单(不包括勘误的内容)或修订版本都不适用于本指导性技术文件,但提倡使用本指导性技术文件的各方探讨使用其最新版本的可能性。凡不注日期或版次的引用文件,其最新版本适用于本指导性技术文件。

GB/T 7343-1987 10kHz~30MHz 无源无线电干扰滤波器和抑制元件抑制特性的测量方法

GJB 72-1986 电磁干扰和电磁兼容性名词术语

GJB 151A-1997 军用设备和分系统电磁发射和敏感度要求

3 术语和定义

GJB 72-1986 确立的以及下列术语和定义适用于本指导性技术文件。

3.1 通带 pass band

信号通过滤波器时衰减小于某一定值的频带。

3.2 阻带 stop band

信号通过滤波器时衰减超过某一规定值的频带。

3.3 过渡带 transition band

位于通带和阻带之间的频带。

4 滤波器特性

4.1 概述

分离信号,抑制干扰是滤波器广泛和基本的应用。电磁干扰滤波器(以下简称 EMI 滤波器)是抑制电气电子设备传导干扰、提高电气电子设备传导敏感度水平的主要手段,也是保证电气电子设备整体或局部屏蔽效能的重要辅助措施。实践表明,即使对一个经过很好设计并且正确采用屏蔽和接地措施的设备或系统,也仍然会有不需要的能量经传导进入此设备或系统,导致设备或系统的性能降低或引起失效。如图 1 所示,在屏蔽设施的电源进入处,使用了滤波器,可以滤去电源线和信号输入/输出线中传导干扰。

滤波器是一种装置。它对某一个或几个频率范围(频带)内的电信号给以很小衰减,使这部分信号能顺利通过;对其它频带内的电信号则给以很大的衰减,从而尽可能地阻止这部分信号通过。

根据滤波器对频率的选择性能或根据通带和阻带所处范围的不同,滤波器可分为四类,如图 2 所示:

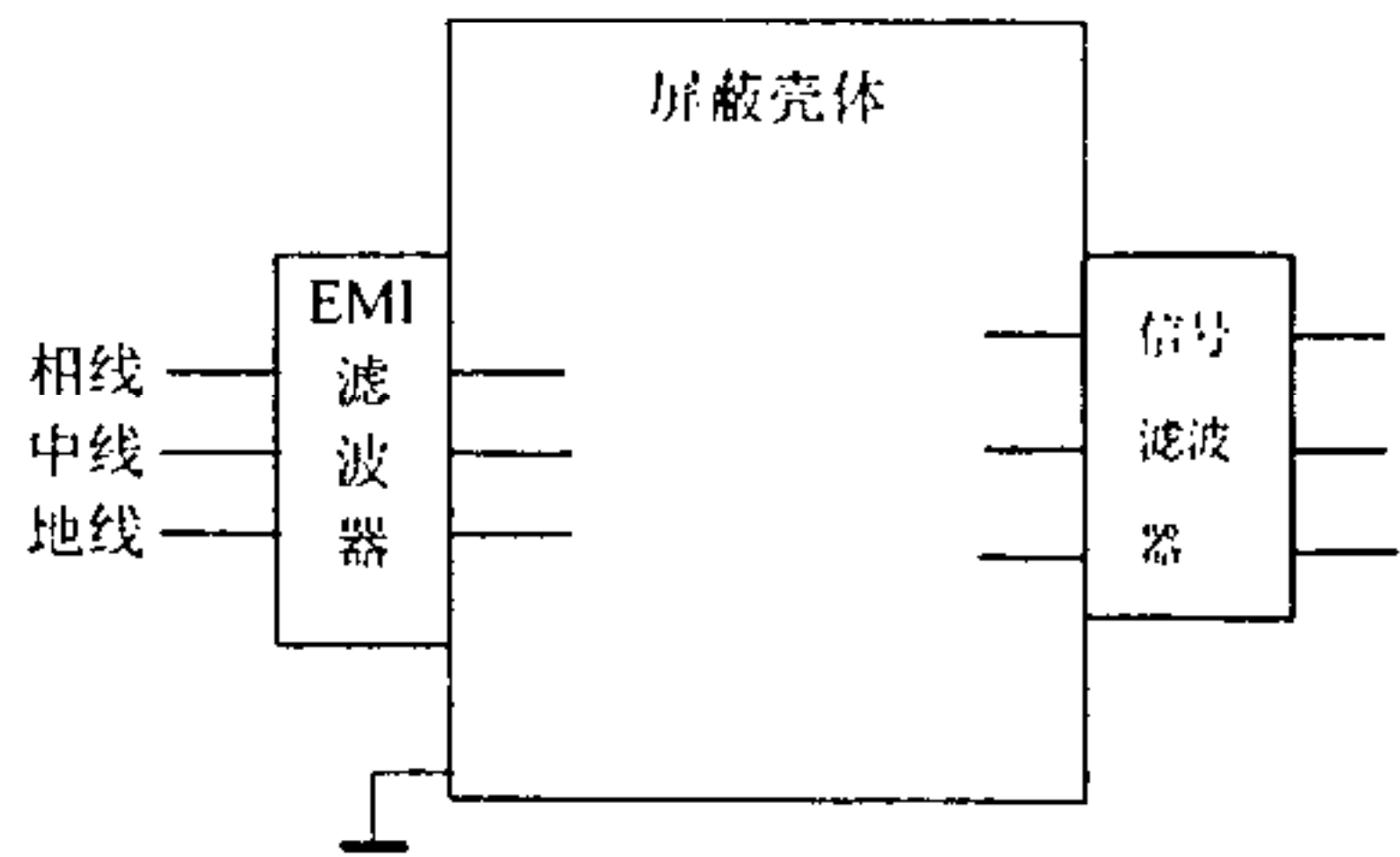


图 1 滤波器典型安装

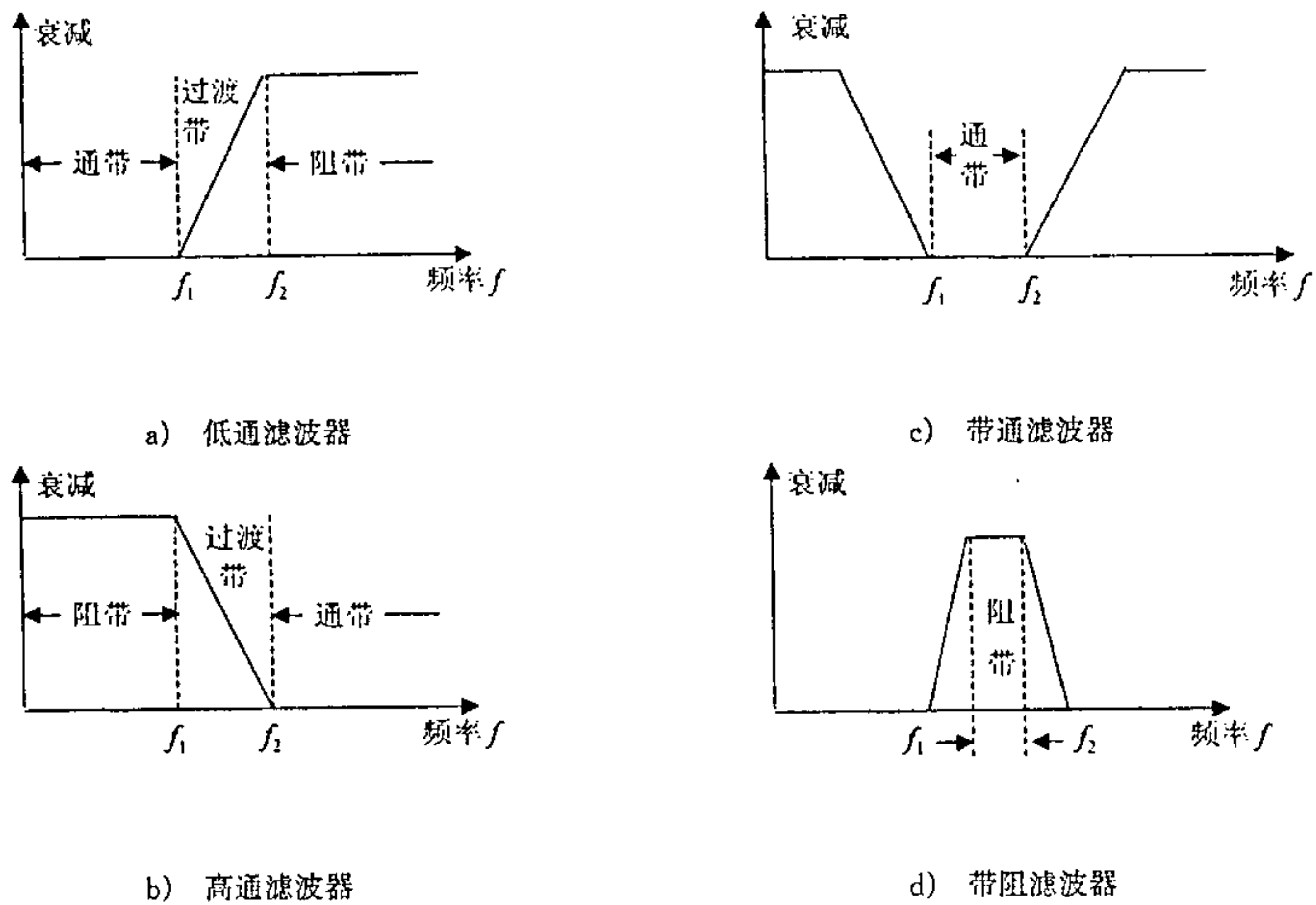


图 2 四类滤波器的衰减特性示意

- a) 低通滤波器,它的通带由零延伸至某一规定的上限频率 f_1 ,阻带则由 f_2 延伸至无限大($f_2 > f_1$)。
- b) 高通滤波器,它的频率特性与低通滤波器相反;阻带位于低频范围内,通带则由 f_2 延伸至无限大。
- c) 带通滤波器,它的通带限定在两个有限频率 f_1 和 f_2 之间,通带两侧都有阻带。
- d) 带阻滤波器,它的阻带限定在两个有限频率 f_1 和 f_2 之间,阻带两侧都有通带。

根据滤波器的应用特点,可分为信号选择滤波器和 EMI 滤波器两类。其中在滤波器的设计、应用和安装时,主要考虑它对所选择信号的幅度、相位影响最小的这类滤波器,即信号选择滤波器;相反,主要考虑对电磁干扰有效抑制的,即 EMI 滤波器。从频率选择的角度来说,电源 EMI 滤波器属低通滤波器。

使用电源 EMI 滤波器有两个目的,其一要抑制经电源线进入敏感设备或系统的电磁干扰;其二要抑制传导发射。电源 EMI 滤波器包括无源滤波器(反射型滤波器、损耗型滤波器)和有源滤波器。

4.2 技术参数

4.2.1 插入损耗

4.2.1.1 基本表达式

插入损耗是滤波器的重要参数,是频率的函数。通常把插入损耗随频率变化的曲线称为滤波器的频率特性。插入损耗是由于在源与负载之间,因网络的插入,而引起负载上功率的减少。通常以分贝数表示,见式(1)。

$$IL = 20\lg(U_2/U_1) \dots\dots\dots (1)$$

式中:

IL ——插入损耗,dB;

U_1 ——信号通过滤波器在负载上建立的电压,V;

U_2 ——不接滤波器时,同一信号在同一负载上建立的电压,V。

若知道滤波器网络的 A 参数 A 、 B 、 C 、 D 和源阻抗 Z_g 、负载阻抗 Z_L (如图3所示),可由式(2)计算滤波器的插入损耗。

$$IL = 20\lg \left| \frac{AZ_L + B + CZ_g Z_L + DZ_g}{Z_g + Z_L} \right| \dots\dots\dots (2)$$

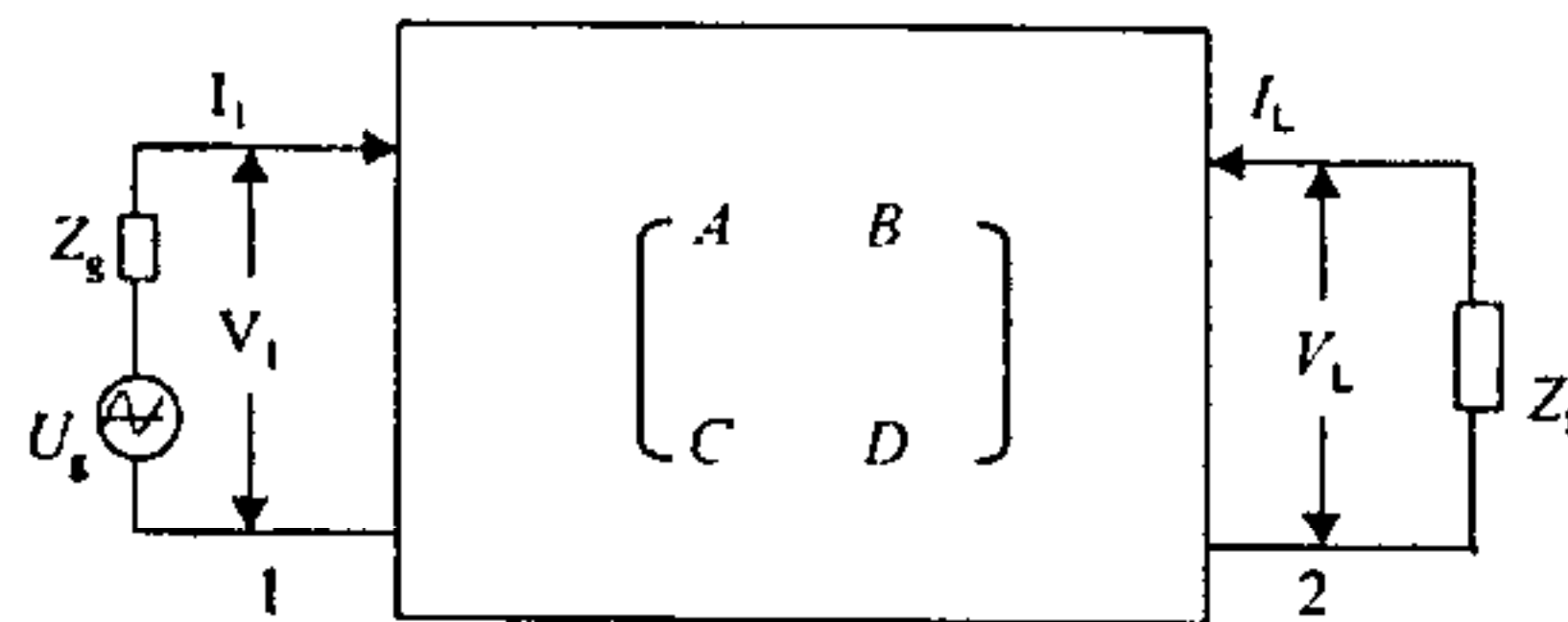


图3 四端滤波器电路

4.2.1.2 源和负载阻抗的影响

滤波器通常希望工作在规范规定的输入阻抗和输出阻抗中。当源和负载阻抗与滤波器规范规定的阻抗不同时,输出响应会发生变化,插入损耗受 Z_g 和 Z_L 影响。若图3中所示电路不匹配。假定阻抗 Z_g 和 Z_L 是电阻性的,即 $Z_g = R_g$, $Z_L = R_L$,在无滤波器时,最大功率 P_{max} 由式(3)表示。

$$P_{max} = \frac{|U_g|^2}{(R_g + R_L)^2} R_L \dots\dots\dots (3)$$

式中:

P_{max} ——最大功率,W;

U_g ——源电压,V;

R_g ——源的电阻, Ω ;

R_L ——负载电阻, Ω 。

当滤波器插入在源与负载之间时,输出功率 P_{out} 为式(4)表示。

$$P_{out} = \frac{|U_L|^2}{R_L} \dots\dots\dots (4)$$

式中:

U_L ——滤波器负载端的电压,V。

因此,滤波器阻抗不匹配时的插入损耗由式(5)表示。

$$IL = 20\lg \left(\frac{R_L}{R_g + R_L} \left| \frac{U_g}{U_L} \right| \right) \dots\dots\dots (5)$$

当 $R_L = R_g$ 时,滤波器的插入损耗由式(6)表示。

$$IL = 20\lg\left(\frac{1}{2}\left|\frac{U_g}{U_L}\right|\right) \dots\dots\dots (6)$$

当 $R_L = R_g = R_0$, R_0 为滤波器的特性阻抗, 滤波器阻抗匹配时的插入损耗由式(7)表示。

$$IL = 20\lg\left(\left|\frac{U_1}{U_L}\right|\right) \dots\dots\dots (7)$$

式中:
 U_1 ——电路中无滤波器时信号源的输出电压, V;
集中参数元件低通滤波器插入损耗表达式见附录 A。

4.2.2 额定电压

额定电压是滤波器正常工作的标称电压。EMI 滤波器的额定电压应保证在预期条件下都能可靠地工作。例如, 电源 EMI 滤波器, 用在 50Hz/60Hz 单相电源的滤波器, 额定电压为 250V; 用在 50Hz/60Hz 三相电源的滤波器, 额定电压为 440V。若 EMI 滤波器输入电压为一短时间的持续脉冲, 或电压变化范围很大, 则规定滤波器的额定电压尤为重要。

4.2.3 额定电流

额定电流是在额定电压和指定环境温度条件下, 所允许的最大连续工作电流。要求 EMI 滤波器在额定电流工作时, 不降低插入损耗性能。

4.2.4 工作频率

工作频率是保证 EMI 滤波器正常工作的工作电源频率。为了满足不同场合的要求, EMI 滤波器工作频率分别被设计成直流、交流 50Hz、交流 400Hz 等。不同工作频率的 EMI 滤波器不能混用。

4.2.5 漏电流

EMI 滤波器的漏电流是指经加载到指定频率的额定电压后, 将其接地端与电源的安全地连接断开, EMI 滤波器的接地端与滤波器(电源)任意端的电流。漏电流的大小将涉及人身安全。

4.2.6 试验电压

检验 EMI 滤波器的耐压及安全性能。有两种加试验电压的方法。一种为加在电源或负载各相端子之间, 称为线-线试验电压; 另一是加在电源或负载任一端子和地端之间, 称线-地试验电压。在选用滤波器时, 必须准确了解该滤波器的试验电压的频率、幅值和加载试验电压的持续时间。否则会影响安全使用。

4.2.7 放电电阻特性

EMI 滤波器在额定电流条件下工作时, 当把该滤波器从额定电压的电源上断开 1s 后, 滤波器(电源)端间存在的电压要降到安全值以下, 以避免人碰到刚从电源上拔下来的电源插头而遭电击。

4.2.8 绝缘电阻

EMI 滤波器应规定在一定电压条件下任何部分的绝缘电阻, 以及不同温度下的修正因子。

4.2.9 机械性能

EMI 滤波器的机械性能参数主要包括:

- a) 尺寸、重量、安装孔位置;
- b) 可焊性;
- c) 引出端机械强度, 如抗弯性、抗拉性等;
- d) 力学性能, 如振动、冲击试验等。

4.2.10 可靠性

EMI 滤波器应有可靠性要求, 使其与设备的可靠性要求相协调。

4.2.11 插入损耗测量

在 GB/T 7343-1987 中规定了 EMI 滤波器插入损耗的测量方法。标准的测量方法是在 50Ω 系统内进行测量。即在被测 EMI 滤波器的输出端端接输入阻抗为 50Ω 的接收机, 在它的输入端端接与

接收机输入阻抗完全相同的信号发生器,当然,连接器和电缆的阻抗都应与该测量系统匹配。在这种特定条件下来测量 EMI 滤波器的插入损耗特性。这种方法又分为:

- a) 不加额定电流/电压的测量;
- b) 加额定电流/电压的测量。

EMI 滤波器的插入损耗值与测试频率、输入/输出阻抗、是否加载等因素有关。标准测量方法测得的 EMI 滤波器的插入损耗与滤波器应用时实现对 EMI 信号的衰减不可能一致。这是因为在这两种情况下 EMI 滤波器的端接负载不相同,EMI 滤波器在实际应用时端接的负载不可能是 50Ω 的纯电阻,绝大多数都是随频率在很大范围内变化的阻抗。

按标准测量法来测量 EMI 滤波器插入损耗特性时,通常,对电源 EMI 滤波器,在 $10\text{kHz}\sim 30\text{MHz}$ 频域内测量它的对称(差模)插入损耗特性,在 $10\text{kHz}\sim 100\text{MHz}$ 频域内测量它的非对称(共模)插入损耗特性。对损耗型滤波器,它的插入损耗测量频率范围为 $10\text{kHz}\sim 1\text{GHz}$ 。

实际情况是滤波器负载阻抗是不确定的,尽管设备或分系统是已知负载阻抗(即设备或分系统的输入阻抗),但所选用的滤波器往往不一定合适,因此要得到滤波器的最佳衰减,其插入损耗应采用现场测量的方法。插入损耗不仅取决于电磁干扰频率的大小,同时也取决于源和负载的阻抗特性。用标准测量法测得的 EMI 滤波器的插入损耗与实际运用时得到的电磁干扰的衰减量,在某些频率范围往往相差较大。

有关标准测量和加载测量的要求和步骤按 GB/T 7343-1987 的规定。

4.3 低通滤波器

低通电源 EMI 滤波器让电源频率通过,衰减较高的谐波和射频。通过电容器和电感器的组合,对电磁干扰来说,是串臂的高阻抗、并臂的低阻抗。由这些集中参数构成的低通滤波器的性能和插入损耗的计算见附录 A 的第 A.1~A.5 章。

4.4 高通滤波器

高通滤波器在减少电磁干扰方面得到了广泛应用。例如从信号通路中滤去交流(AC)电源频率的干扰信号,或抑制较低频率的环境信号。图 4 表示 LC 高通滤波器的基本原理图和频率特性。

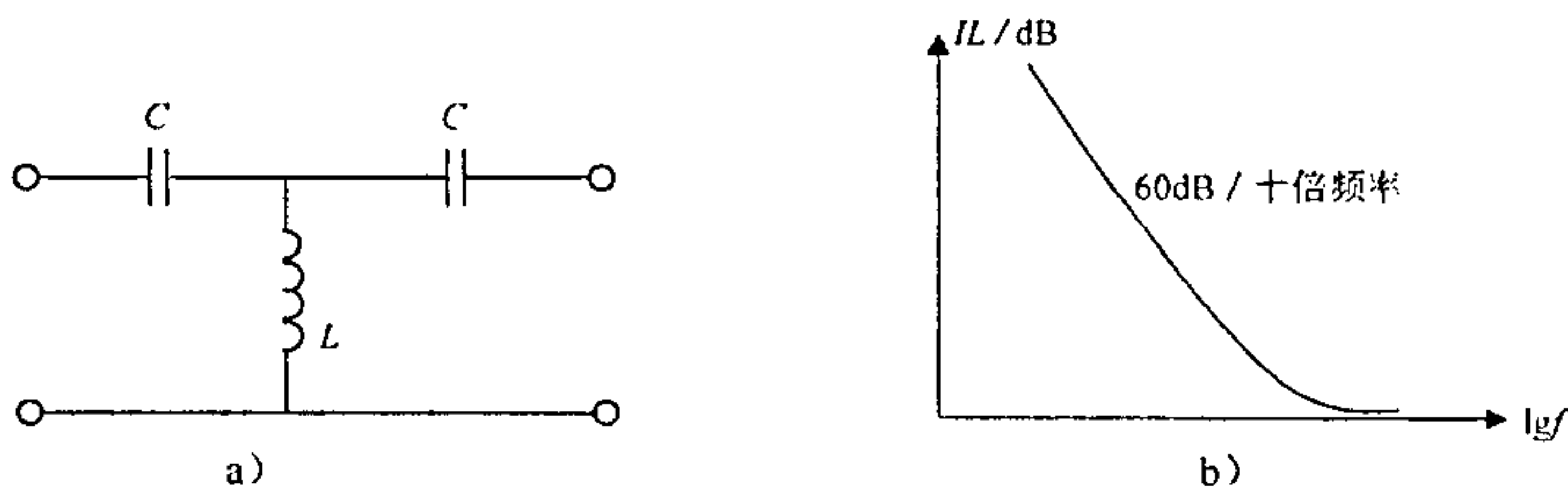


图 4 高通滤波器原理图

将低通滤波器的电感器由电容器代替,电容器由电感器代替,元件的值互为倒数,即电容器(或电感器)值由低通滤波器的电感器(或电容器)值的倒数代替,可将低通滤波器变换成高通滤波器。反之亦然。

源端和负载端保持不变。低通滤波器插入损耗的值就是高通滤波器插入损耗的值。低通滤波器在频率为 f 处的衰减量,在通常的频域内,现在是高通滤波器在频率为 $1/f$ 处的衰减量。

例如, π 型巴特沃斯¹⁾(Butterworth)低通滤波器,截止频率为 10kHz ,在相同的输入和输出条件下,由低通变为高通时,其元件值互为倒数,如图 5 所示。图 5 a)表示低通滤波器;图 5 b)表示高通滤波器。

1) 巴特沃斯(Butterworth)滤波器的特点是:具有一个靠近零频率(直流)处的最平通带,趋向阻带时,衰减单调增大,在 $f = \infty$ 上出现无限大值。也称最平响应低通滤波器。

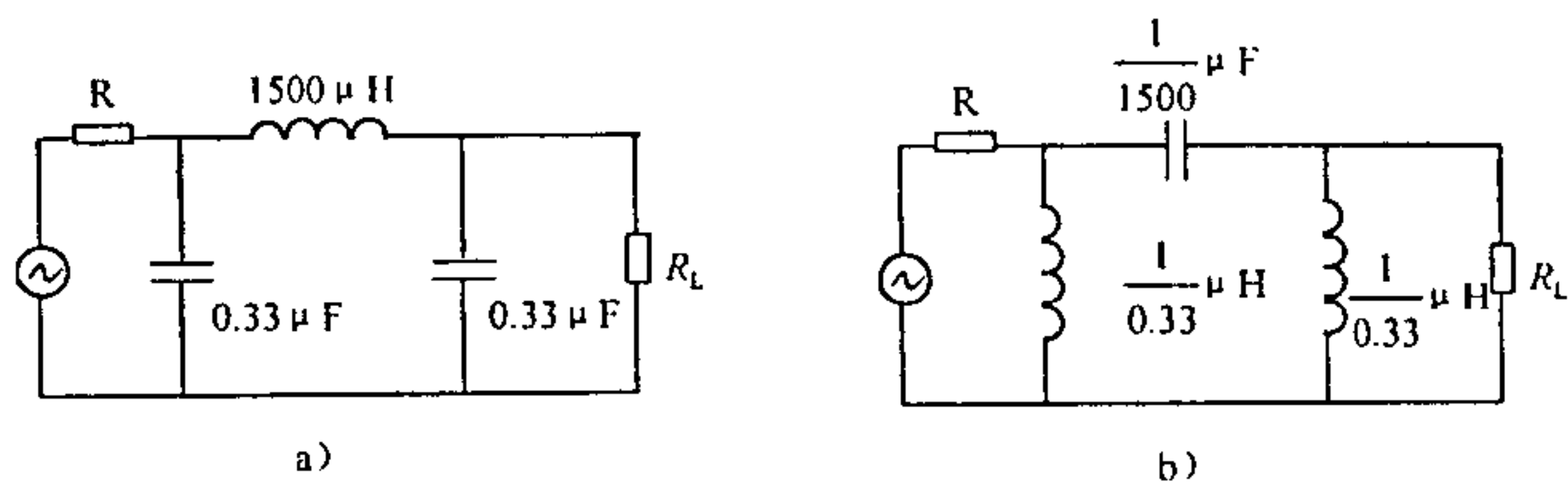


图5 低通变为高通滤波器示意图

4.5 带通滤波器

带通滤波器可使规定频带内的信号通过,阻止该频带外的信号通过。图6表示带通滤波器原理图和它的特性。

带通滤波器其频率变量 f_b , 可以通过式(8), 由低通滤波器的频率变量 f_L 变换而成。

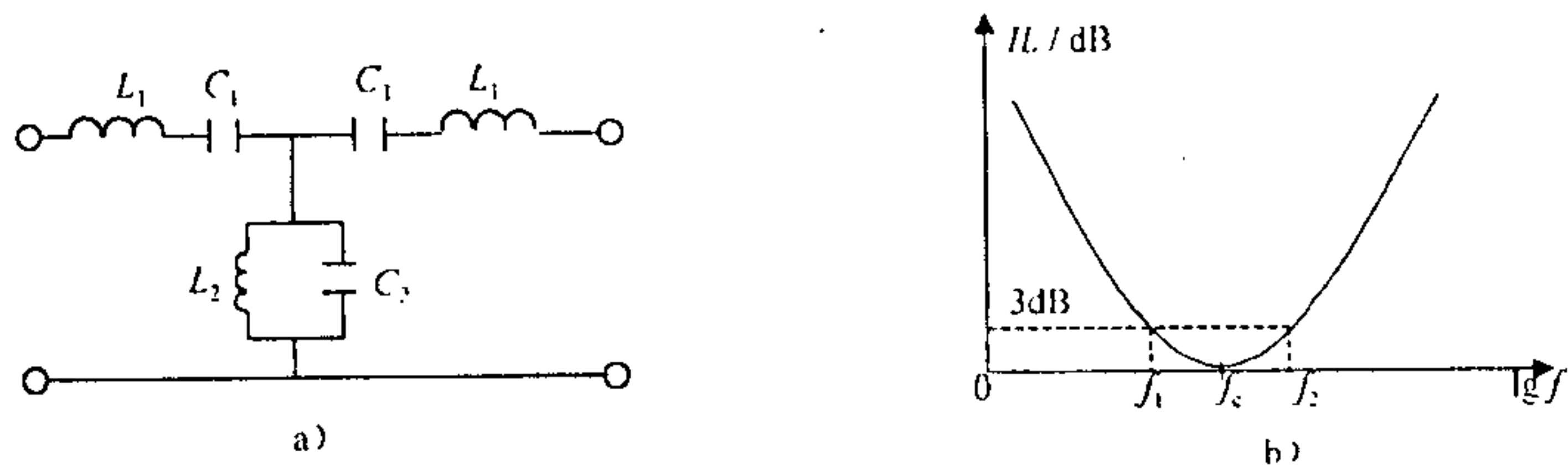


图6 带通滤波器及其特性

$$f_L = \frac{f_c}{f_2 - f_1} \left(\frac{f_b}{f_c} - \frac{f_c}{f_b} \right) \dots\dots\dots (8)$$

式中:

- f_c ——带通滤波器的中心频率,Hz;
- f_1 ——带通滤波器频率响应特性曲线上 3dB 插入损耗处的下截止频率,Hz;
- f_2 ——带通滤波器频率响应特性曲线上 3dB 插入损耗处的上截止频率,Hz。

中心频率 $f_c = \sqrt{f_1 f_2}$, 于是有

$$f_L = 0 \text{ 与 } f_b = \pm f_c$$

以及

$$f_L = \pm f_{cut} \text{ 与 } f_b = \pm f_2 \text{ 和 } \pm f_1$$

上述关系式中 f_{cut} 为滤波器频率响应特性曲线上 3dB 插入损耗处定义为滤波器的截止频率。

低通滤波器的通带为 $0 \sim f_{cut}$, 带通滤波器的通带为 $f_1 \sim f_2$ 。

为了得到单个带通,滤波器的串联各臂(如图6)所示的响应频率是等于通带的中心频率 f_c , 由式(9)表示。

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 C_2}} \dots\dots\dots (9)$$

于是各元件的值可以从标准的低通滤波器原理图,用式(10)和式(11)得出。

$$C_1 = \frac{f_2 - f_1}{2\pi Z_0 f_1 f_2} \quad L_1 = \frac{Z_0}{2\pi (f_2 - f_1)} \dots\dots\dots (10)$$

$$C_2 = \frac{1}{\pi Z_0(f_2 - f_1)} \quad L_2 = \frac{Z_0(f_2 - f_1)}{4\pi f_1 f_2} \dots\dots\dots (11)$$

式中:

Z_0 ——滤波器特性阻抗, Ω 。

4.6 带阻滤波器

4.6.1 概述

带阻滤波器的滤波网络衰减规定频带内的干扰。该滤波器的用法是将其串联在干扰源和负载之间。带阻陷波滤波器可以在很窄的频带内,深度抑制干扰,并可抑制:

- a) 在接收机输入端的带外强干扰;
- b) 接收机输入端不希望有的镜像干扰频率;
- c) 在发射机级间或输出端的馈通信号;
- d) 交流或直流电源配电线中的谐波干扰;
- e) 雷达脉冲重复频率干扰;
- f) 整流器的纹波干扰;
- g) 在音频放大器的输入端或级间的中频或拍频振荡器馈通信号、不希望有的外差信号、音调信号;
- h) 在测量谐波发射或乱真发射时,从发射机到电磁干扰接收机输入端的强基波信号;
- i) 计算机时钟频率干扰。

带阻滤波器有两种形式。一为使用电感和电容元件组成的 LC 带阻滤波器;另一为使用电阻和电容元件组成的 RC 带阻滤波器。

4.6.2 LC 带阻滤波器

LC 带阻滤波器可以通过对带通滤波器各臂串并联电感器和电容器演绎而来,如图 7 所示。与带通滤波器相似,串并联电感器和电容器的谐振频率等于带阻滤波器的中心频率,即 $f_c = \sqrt{f_1 f_2}$, 这里 f_1 和 f_2 为截止频率。各元件的值可由谐振和截止条件按式(12)和式(13)得出:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi Z_0(f_2 - f_1)} \quad L_1 = \frac{Z_0(f_2 - f_1)}{2\pi f_1 f_2} \dots\dots\dots (12)$$

$$C_2 = \frac{f_2 - f_1}{\pi Z_0 f_1 f_2} \quad L_2 = \frac{Z_0}{4\pi(f_2 - f_1)} \dots\dots\dots (13)$$

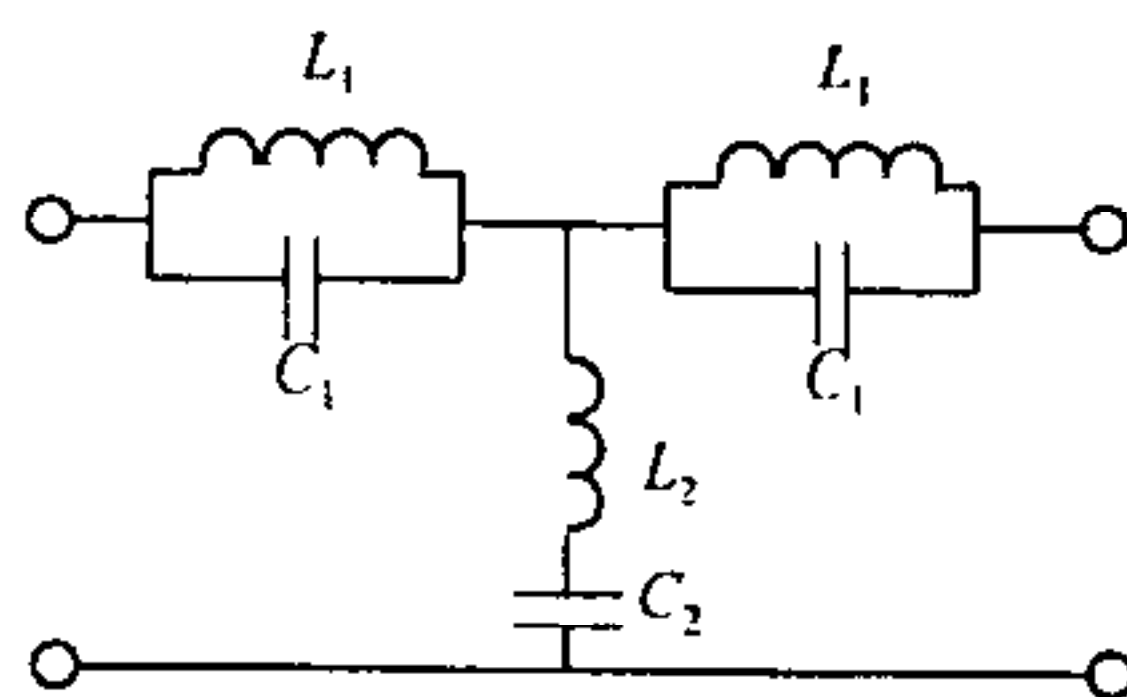


图 7 LC 带阻滤波器

4.6.3 RC 带阻滤波器

对于低频应用,约在 1MHz 以下,由双 T 型电阻器和电容器滤波器构成高 Q 值带阻滤波器,如图 8 所示。双 T 型滤波器在低频时可以获得电路 Q 值约为 100 的数量级。这样高的 Q 值如从电感—电容型滤波器得到,是很不经济的。这类型滤波器在较高频率使用时,受寄生效应的限制。双 T 型滤波电路的陷波频率 f_n 由式(14)得出。

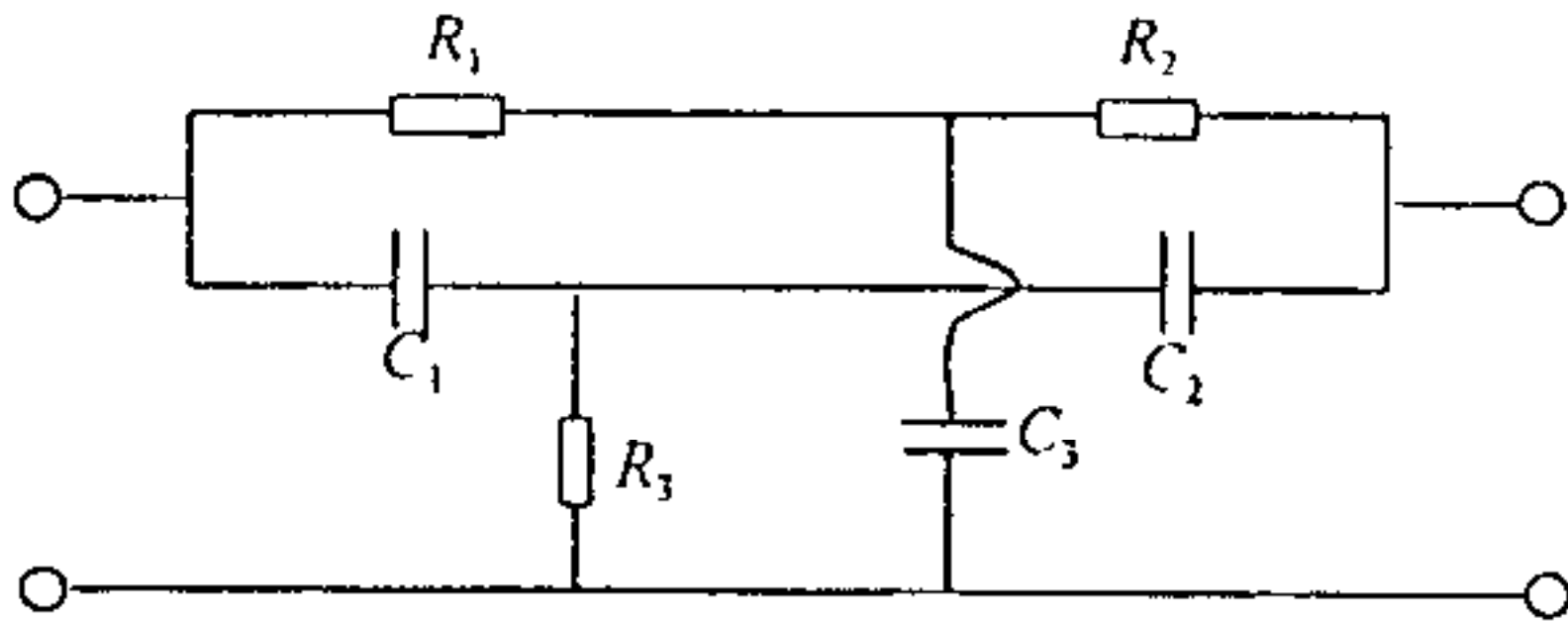


图 8 RC 带阻滤波器

$$f_n = \frac{0.1592 \sqrt{K}}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \dots\dots\dots (14)$$

式中：

$$K \text{——} \frac{C_1 + C_2}{C_3} = \frac{R_1 R_2}{R_3 (R_1 + R_2)} = 1, \text{ 对称电路条件时;}$$

$$R_3 \text{——} R_1 / 2K;$$

$$C_3 \text{——} (C_1 + C_2) / K。$$

有三个特殊情况,即 $K = 1$ 时,为对称电路,如图 9,此时 $f_n = 0.1592/RC$;当 $K = 0.5$ 时,三个电阻相等,为图 10 所示,此时 $f_n = 0.1125/RC$;当 $K = 2$ 时,三个电容相等,如图 11 所示,此时 $f_n = 0.2251/RC$ 。

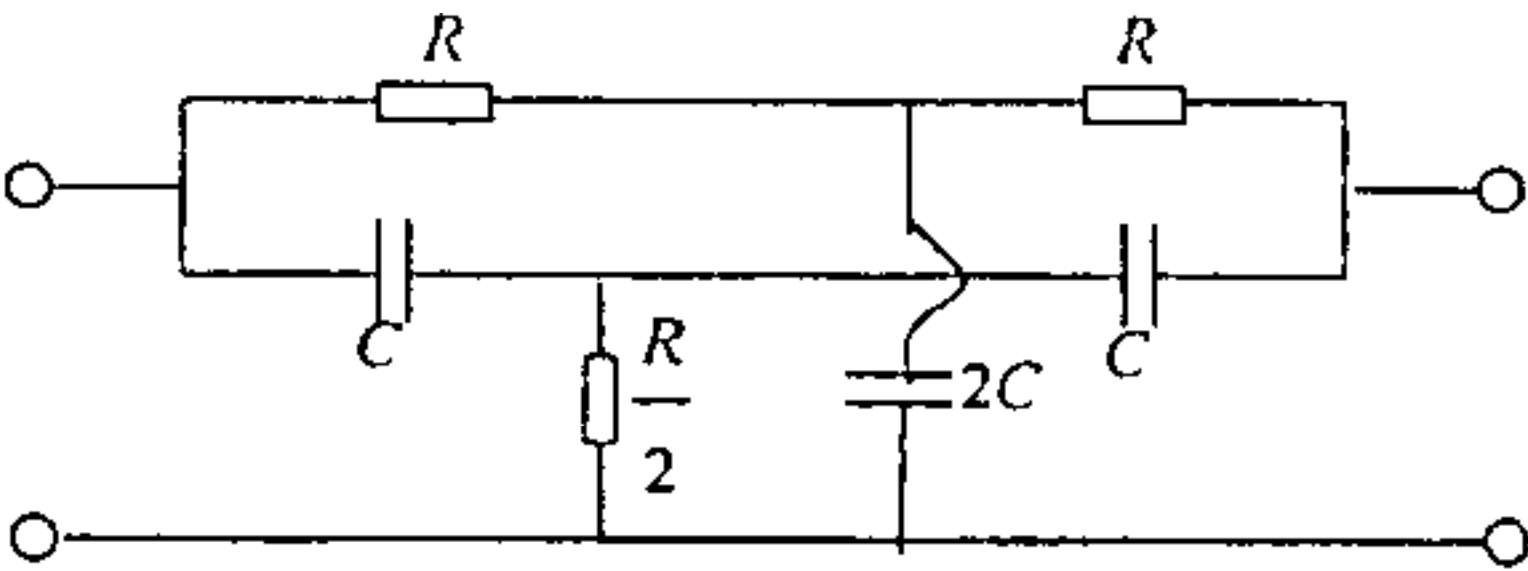


图 9 K = 1 时双 T 网络

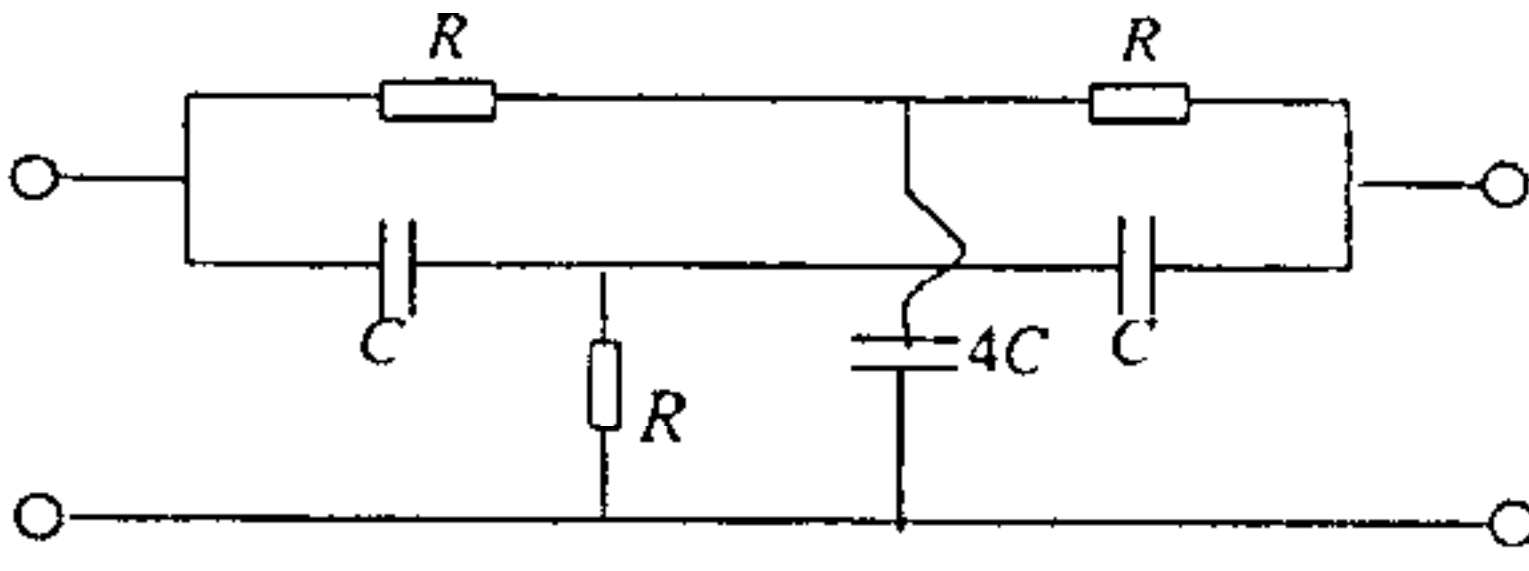


图 10 K = 0.5 时双 T 网络

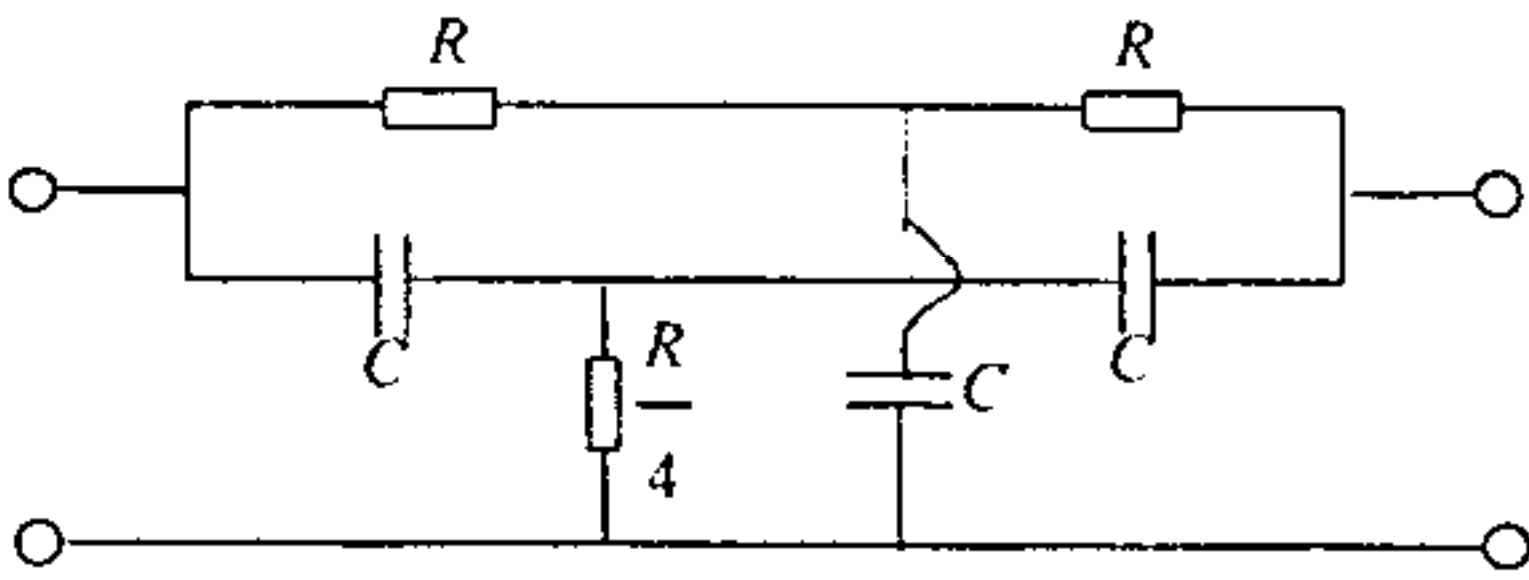


图 11 K = 2 时双 T 网络

必须指出,双 T 型陷波滤波器的参数,在零频率(传输函数为零的那个频率点)时,必须准确地选取。为了尽可能地达到零频的要求,在网络中要仔细地调平衡;一个简便的调整方法是使用微调电容器或电位计。

4.7 有源滤波器

用于低频滤波时,有源滤波器可减小尺寸。由有源元件组成的有源滤波器有三种形式,如图 12 所示。图 12a)表示当干扰通过串联的调整器(有源电感器)时,呈现大的阻抗通路。图 12c)表示借助并联的调整器(有源电容器),将干扰信号旁路到地。图 12e)表示应用了将干扰信号相抵消的技术,即通过一个高增益的反馈电路产生的信号与干扰信号大小相等,方向(或符号)相反的技术。在有源滤波器中不匹配条件是不太重要的。

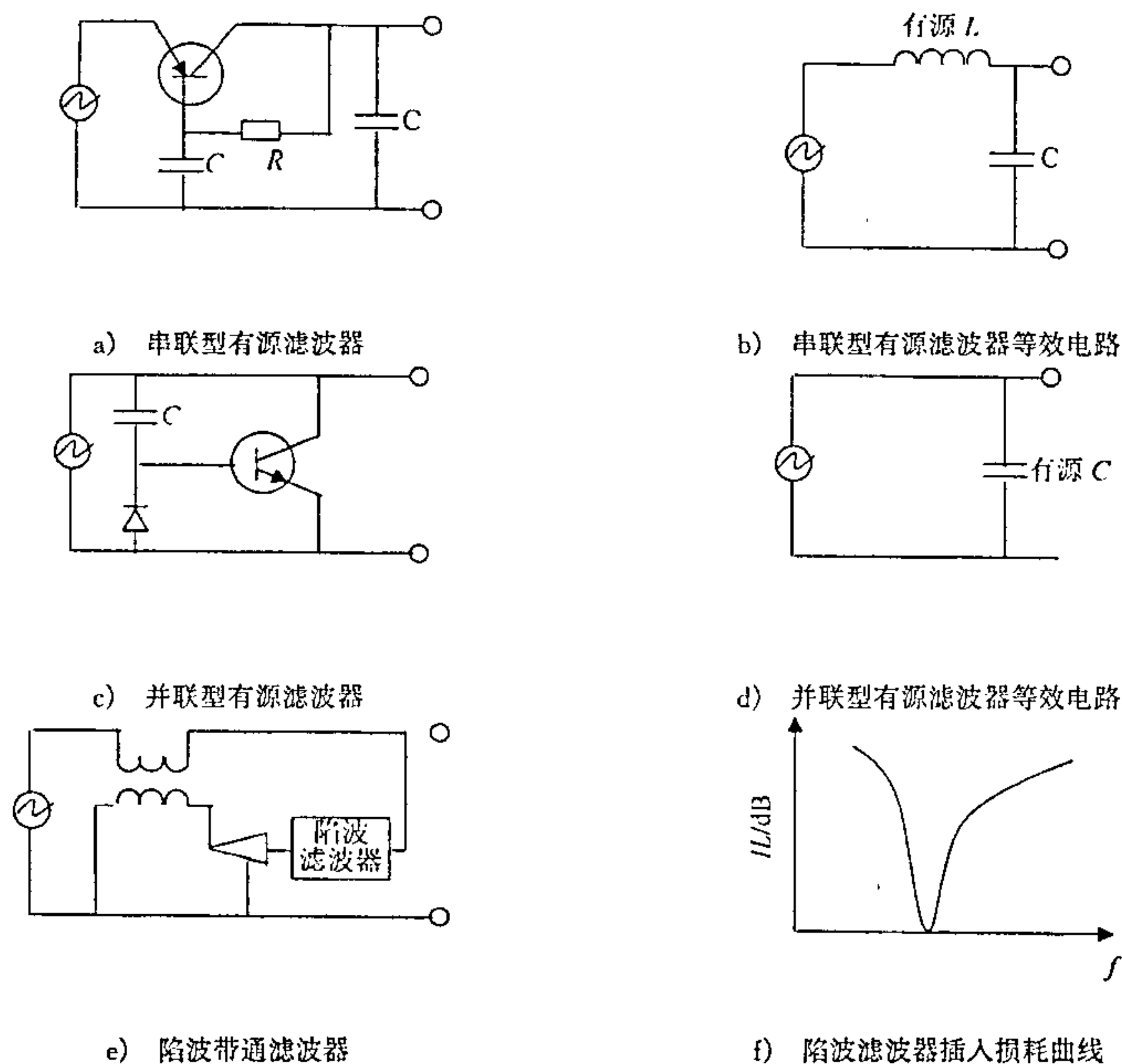


图 12 有源滤波器

5 传导干扰特性

5.1 概述

电子系统内各设备之间或电子设备内各单元电路之间,通过各种互连线,如电源线、传递信号的导线以及公用地线等,有可能使一个电子设备(或单元电路)的电磁能量传输到其它设备(或单元电路),从而对其造成干扰。

5.1.1 沿电源线传导

在公共电网中,连接着各种各样的电气、电子和机械设备,这些设备在启动、工作、切断电源时,都要向公共电网传输频谱相当宽的电磁干扰。此外,在电子系统或电子设备内部,会通过电源线构成各部分的相互干扰。图 13 说明了干扰源(如伺服机构的电动机)发出的干扰沿电源线耦合给敏感设备的情况。这种干扰在采用可控硅调速的场合,将会成为一个十分严重的问题。

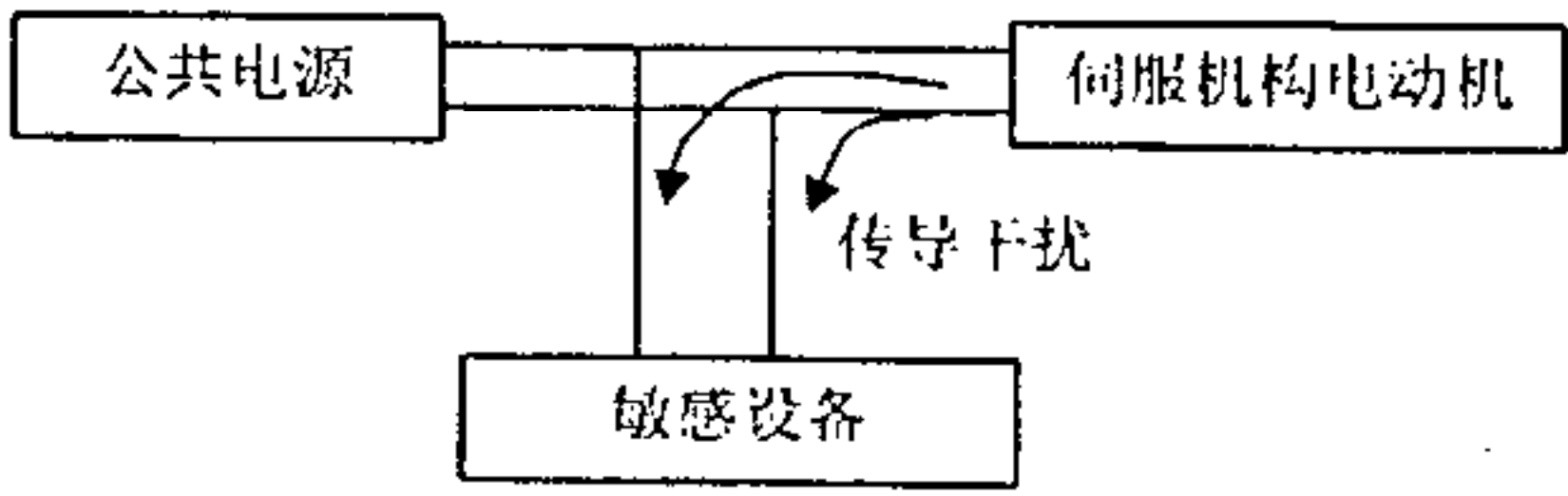


图 13 沿电源线的传导干扰

5.1.2 通过公共电源内阻耦合

一些电子设备或一些电路单元共用一个电源时,如图 14 所示,由于电源内阻 R_g 和公共阻抗 R 的作

用,电路 2 的电源电流如果发生任何变化都将会影响电路 1 的电源电压。

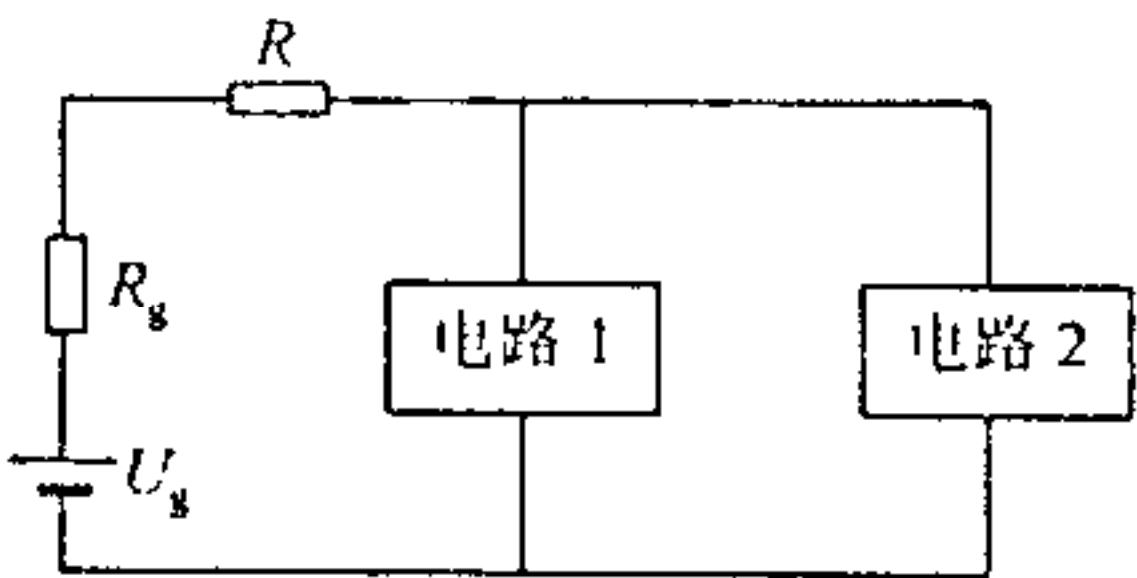


图 14 公共电源内阻的耦合

5.1.3 通过公共地线耦合

在电子系统或电子设备内部,往往几个设备或几个电路单元的电流回路流经一段公共地线,如图 15 所示。各设备或单元的电流在流过地线阻抗 R_g 时,就产生压降,造成各设备或单元对地电压的相互影响或牵制。由图 15 可知,电路 1 和电路 2 的对地电压为 $U_g = (I_1 + I_2)R_g$ 。任一电路的电流变化势必会影响另一电路的对地电压。

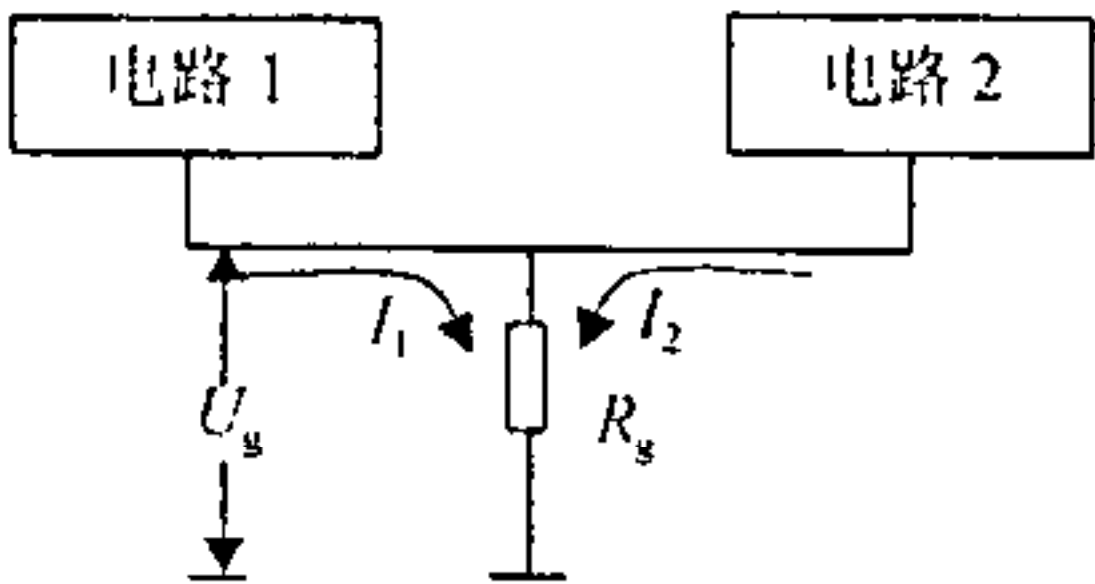


图 15 公共地线阻抗的耦合

5.2 共模和差模干扰

5.2.1 概述

任何传导干扰可分为共模(不对称)干扰和差模(对称)干扰,如图 16 的所示。共模干扰是传输线的所有导线(图中的相线和中线)与公共地之间出现,且会引起传输线所有导线的电位相对于公共地同时作相同大小变化的干扰;差模干扰是引起传输线中一根导线(图中的相线或中线)的电位相对于另一根导线(图中的中线或相线)的电位发生变化的干扰。图中,共模干扰电流 I_{CM} 在某一频率上,其电位幅度和相位均相同;差模干扰电流 I_{DM} 是电源线回路的一个干扰信号电流。总的干扰电流是共模和差模干扰电流之和。

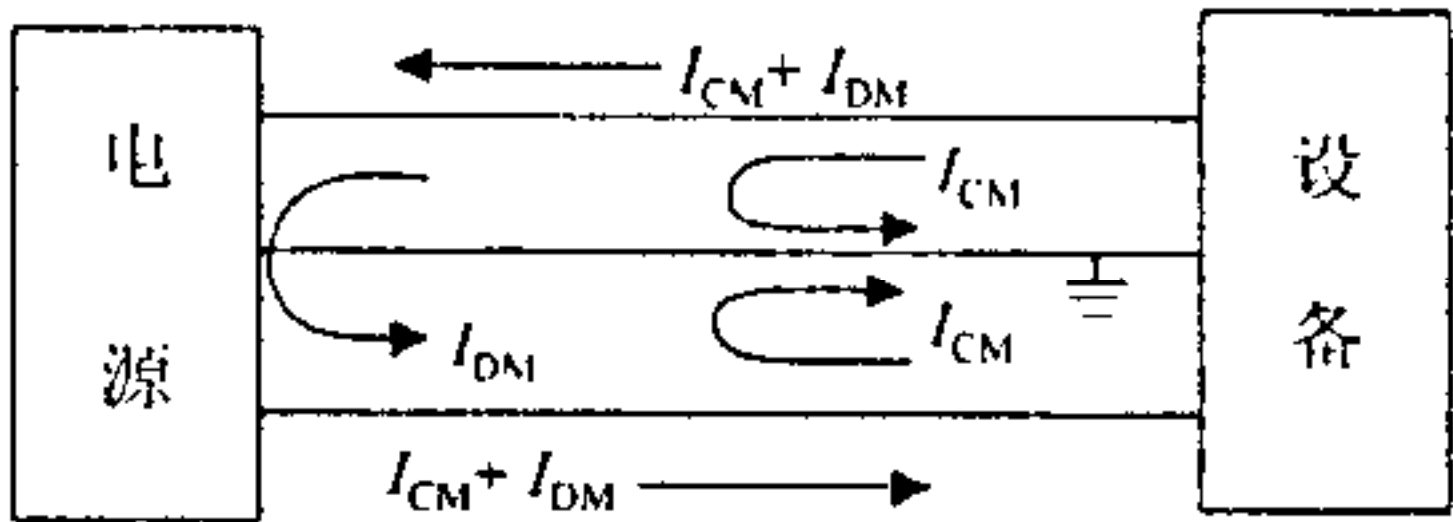


图 16 共模和差模干扰电路

在实际使用中,设备电路内或设备电源内的干扰源以容性或感性耦合到与设备相连的电源、信号和控制电缆上。干扰信号可以是差模形式或共模形式或者两者组合的形式传输。差模干扰通常与电源低频开关噪声有关,共模干扰与高频开关元件、内部电路电源、内部电缆耦合有关。

5.2.2 共模插入损耗计算实例

典型的电源 EMI 滤波器电路,如图 17a)所示,其共模插入损耗的等效电路为图 17b)。图中 C_x 为线

—线电容器, C_y 为线—地电容器称 Y 电容器, 共模扼流圈 L 是一个在闭合磁环的上下两个半环上, 分别绕制绕向相反、匝数相同的线圈。此结构对相线 P 或中线 N 对地所形成的共模干扰具有电感抑制作用, 而对相线 P 和中线 N 间所形成的差模干扰和工频供电电流无电感抑制作用, 故称其为共模扼流圈。

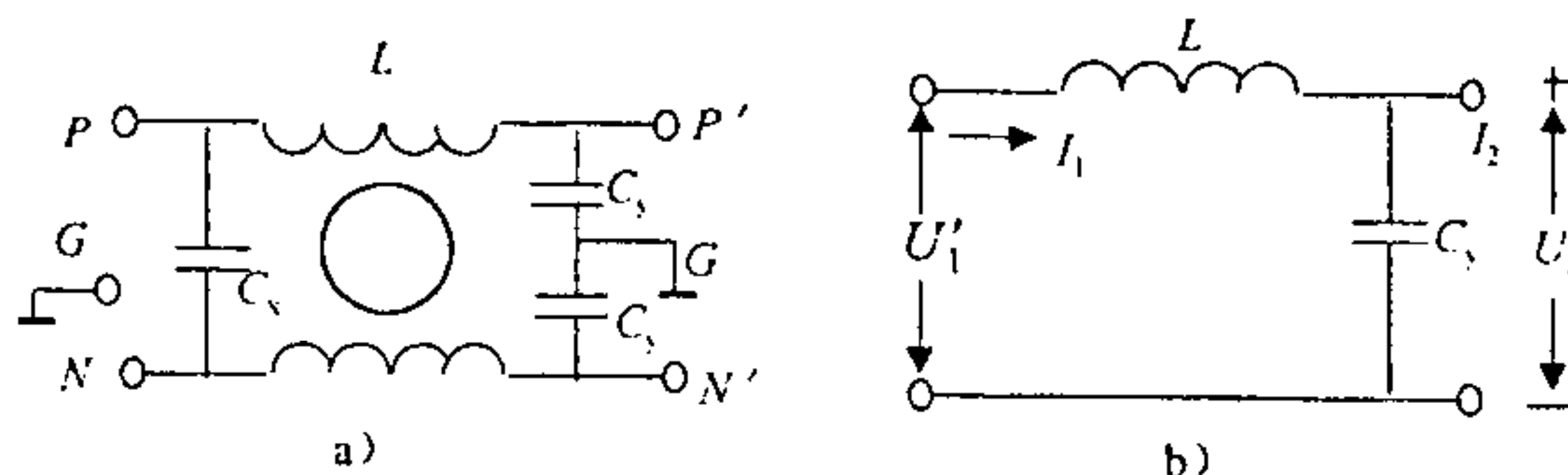


图 17 EMI 电源滤波器及其等效电路

共模扼流圈的电感值可由式(15)计算。

$$L_c = 4 \times 10^{-9} n^2 \mu_r A / D \quad \dots\dots\dots (15)$$

式中:

L_c ——共模扼流圈电感量, H;

n ——线圈匝数;

μ_r ——磁环相对磁导率;

A ——磁环截面积, cm^2 ;

D ——磁环平均直径, cm。

由于相线和中线的共模干扰等值、同相, 所以 C_x 对共模干扰不起作用, 只有 C_y 对共模干扰起作用。根据电路对地的对称性, 只需计算相线对地或中线对地的其中一路就足够了。

图 17b) 为图 17a) 的共模等效电路, 计算该等效电路的网络参数 A 、 B 、 C 和 D 后, 将其代入式(2), 就可按式(16)计算出共模干扰的插入损耗。简略步骤如下:

$$A = \left. \frac{U_1}{U_2} \right|_{I_2=0} = 1 - \omega^2 LC \quad \text{终端开路时电压传输系数的倒数}$$

$$B = \left. \frac{U_1}{I_2} \right|_{V_2=0} = j\omega L \quad \text{终端短路时的正向转移阻抗}$$

$$C = \left. \frac{I_1}{U_2} \right|_{I_2=0} = j\omega C \quad \text{终端开路时的反向转移导纳}$$

$$D = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} = 1 \quad \text{终端短路时的电流传输系数的倒数}$$

式中:

ω —— $2\pi f$ 。

将 A 、 B 、 C 、 D 的值代入式(2),

$$\begin{aligned} IL_{\text{CM}} &= 20 \lg \left| \frac{AZ_L + B + CZ_g Z_L + DZ_g}{Z_g + Z_L} \right| \\ &= 20 \lg \left| \frac{j\omega L + (1 - \omega^2 LC)Z_L + Z_g + j\omega CZ_g Z_L}{Z_g + Z_L} \right| \\ &= 20 \lg \left| \frac{(Z_g + Z_L - \omega^2 LCZ_L) + j(\omega L + \omega CZ_g Z_L)}{Z_g + Z_L} \right| \\ &= 10 \lg [(Z_g + Z_L - \omega^2 LCZ_L)^2 + (\omega L + \omega CZ_g Z_L)^2] \\ &\quad - 20 \lg (Z_g + Z_L) \quad \dots\dots\dots (16) \end{aligned}$$

式中:

IL_{CM} ——共模插入损耗, dB。

5.2.3 共模和差模干扰的判别

5.2.3.1 概述

图 16 说明了传导干扰可以分为共模(不对称)干扰和差模(对称)干扰,在电路中共模干扰电流在相线和地线、中线和地线之间流动,而差模干扰电流是在相线和中线、相线和相线之间流动。由于抑制共模干扰和差模干扰的措施不同,就要在实际工作中识别共模干扰和差模干扰,以便如何选择电源 EMI 滤波器的电路结构。

在选用电源 EMI 滤波器时,对设备所受干扰也要分析以何种(共模或差模)干扰为主,这一前提就得判断共模干扰和差模干扰各自占的比例,以此可初选电源 EMI 滤波器电路结构和要求插入损耗值。

5.2.3.2 从干扰源判别

设备和分系统由于外界空间辐射而感应产生的干扰,如雷电、设备附近产生的电弧、电台和其他大功率装置在设备和分系统电源线上产生的干扰是共模干扰;共电源的马达、开关电源、可控硅等产生的电磁干扰会在设备和分系统的电源线上产生差模干扰。

5.2.3.3 从频率上判别

通常差模干扰频率主要集中在 1MHz 以下,而共模干扰频率一般分布在 1MHz 以上。

5.2.3.4 用测量仪器判别

利用共模干扰在某一频率上,其电位幅度与相位均相同,即相线和中线相对于地的共模干扰电流总是相同的;相线和中线差模干扰电流的幅度相同,相位相反,对地线是两倍的共模电流的特点。用仪器测量来判别在不同线路间的大小和性质。

用频谱仪和电流卡钳就可以进行测量。

具体步骤如下:

- 将电流卡钳卡在相线或中线上,记录下某一频率下的电磁干扰的大小,即 $I(f_1)$;
- 将电流卡钳同时卡在相线和中线上,若观察不到 a) 的 $I(f_1)$, 则此时全为差模干扰,不含共模成份。如果还能观察到 a) 的 $I(f_1)$, 即在 $I(f_1)$ 中有共模干扰分量。继续判据是否只有共模干扰分量;
- 将电流卡钳分别卡在相线和中线上,若在两根线上测得的 $I(f_1)$ 的幅度相同,则是共模干扰;如不相同,则就包含了差模干扰分量。

5.2.4 网络法测共模干扰和差模干扰

5.2.4.1 网络结构

在选用 EMI 滤波器时要想有效地抑制传导干扰,除要知道总的传导干扰以外,还要区分和确定共模干扰(CM)和差模干扰(DM)分量的大小。

由 Paul-Hardin 设计的电路在测量传导干扰时,能方便地区分共模干扰(CM)和差模干扰(DM),如图 18 所示。这个网络中的关键元件是 T_1 和 T_2 、开关 S。 T_1 和 T_2 是 1:1 的变压器,起隔直流作用,且要求在 10kHz~50MHz 频率范围内,其频率响应基本上是平坦的。开关 S 是由两个同步工作的单刀双掷开关组成。其目的是能同步连接接线端子 3—5 和 4—6 或 3—6 和 4—5。

由于按 GJB 151A-1997 测量电源线传导干扰时,是采用线路阻抗稳定网络(LISN)隔离电源干扰,于是,图 18 接线端子对 1—2 应通过 LISN 信号输出端口接于相线,称相线电压为 U_p ,接线端子对 3—4 应通过 LISN 信号输出端口接于中线,称中线电压为 U_N 。图中“+”接芯线、“-”接地。

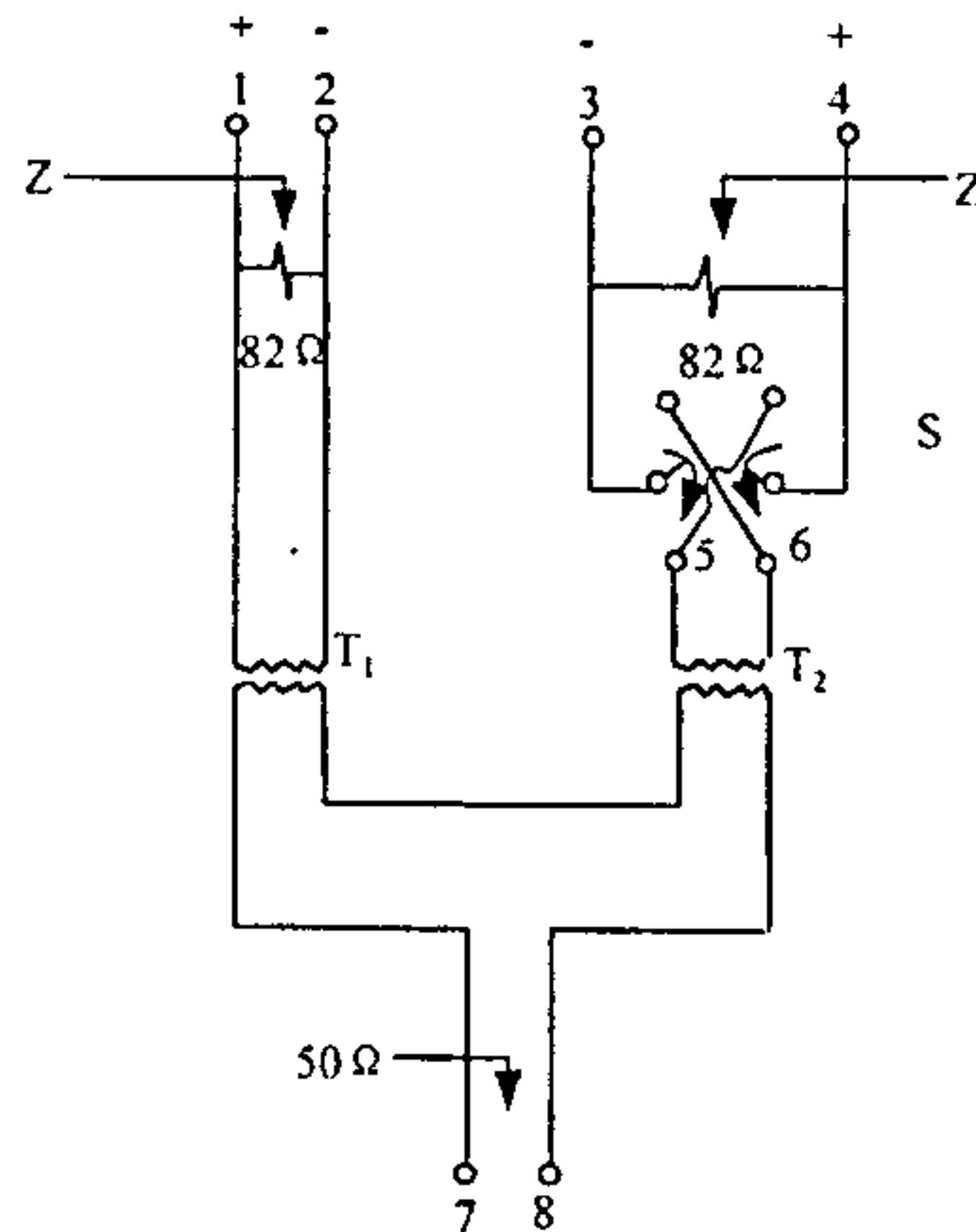


图 18 Paul-Hardin 网络

5.2.4.2 共模干扰和差模干扰电压表达式

实际上,上述 U_P 和 U_N 分别是相线与地线以及中线与地线之间的电压,则共模电压 U_c 和差模电压 U_d 可由式(17)和(18)表示:

$$U_c = (U_P + U_N) / 2 \quad (17)$$

$$U_d = (U_P - U_N) / 2 \quad (18)$$

式中:

U_P ——1—2 端的相线对地电压, V;

U_N ——3—4 端的中线对地电压, V。

当开关 S 处于 3—6 和 4—5 闭合时,在图 18 接线端子对 7—8 上用接收机或频谱仪可测得电压 U_{78} , 并由式(17)得式(19):

$$U_{78} = U_P + U_N = 2U_c \quad (19)$$

式中:

U_{78} ——7—8 端第一次测得的电压, V。

同样,开关 S 处于另一位置 3—5 和 4—6 时,测得 U'_{78} , 并由式(18)得式(20):

$$U'_{78} = U_P - U_N = 2U_d \quad (20)$$

式中:

U'_{78} ——7—8 端第二次测得的电压, V。

于是上述两次测量就分别测出共模干扰电压和差模干扰电压来。

在图 18 中,在接线端子对 7—8 端接 50Ω 电阻(或输入阻抗为 50Ω 的测量仪器连接时,且为纯阻性),接线端子对 1—2 或 3—4 的阻抗 Z 为 50Ω。

5.3 传导敏感度的要求

5.3.1 众所周知,EMI 滤波器性能是用正弦波信号进行测量的。只能作为制造方评价其制造质量的依据。在实际使用时,电磁干扰信号是比较复杂的。如民用有浪涌冲击、电快速脉冲群等要求;在军事装备

中,电气电子装置如发射机、应答机、控制设备等要满足国家军用标准的要求,如 GJB 151A-1997 规定武器装备中的电子、电气设备都得进行 CS101、CS106 和 CS114 的传导敏感度试验;飞机和空间系统上的电子设备应进行 CS115 传导敏感度试验;水面舰艇和潜艇中的电子、电气设备应进行 CS116 传导敏感度试验。可见,装在电子设备中的 EMI 滤波器很自然的要接受传导敏感度试验,否则会影响电子设备传导敏感度的验收试验。

5.3.2 组成 EMI 滤波器的各种元件,如电容器、电感器、扼流圈等,工作在快速上升沿、高能量的瞬态脉冲环境下,其性能会发生变化,或发生故障,或失效损坏。EMI 滤波器经受传导敏感度试验是十分必要的。

5.3.3 传导敏感度 CS101、CS106、CS114、CS115 和 CS116 项目的具体要求见 GJB 151A-1997 中 5.3.5、5.3.9、5.3.11、5.3.12 和 5.3.13 条;或参见本指导性技术文件附录 B。

6 电源 EMI 滤波器的选用要求

6.1 概述

EMI 滤波器的种类繁多,其构成可由简单的单一电容器或电感器到由数个元件(包括无源的和有源的)组成的滤波网络(如图 12 c)和图 17 a)所示的),以及形式各异的 EMI 滤波器,可供不同需要使用。使用 EMI 滤波器时,总是希望在 EMI 滤波器的通带内,其对能量传输的衰减很小,而在通带以外,传输能量则受到很大的衰减。众所周知,插入损耗是滤波器最重要的性能指标。在电源 EMI 滤波器抑制设备或分系统传导干扰时,即使选择插入损耗相近的滤波器,实际效果也会相差甚远,因为相近插入损耗的滤波器可由不同的电路实现,所以插入损耗是多解函数。

电源 EMI 滤波器制造商提供的插入损耗值,是在测量系统阻抗匹配条件下测得的数值,这种阻抗与实际应用的相关性并不密切。如图 19 所示,测量系统阻抗不同时,其插入损耗在 150kHz 时可相差 20dB。由图 19 还可看出,在低阻抗测量系统(如 5Ω)中,没有出现谐振。考虑到实际使用,应考虑输入/输出阻抗对插入损耗的影响。

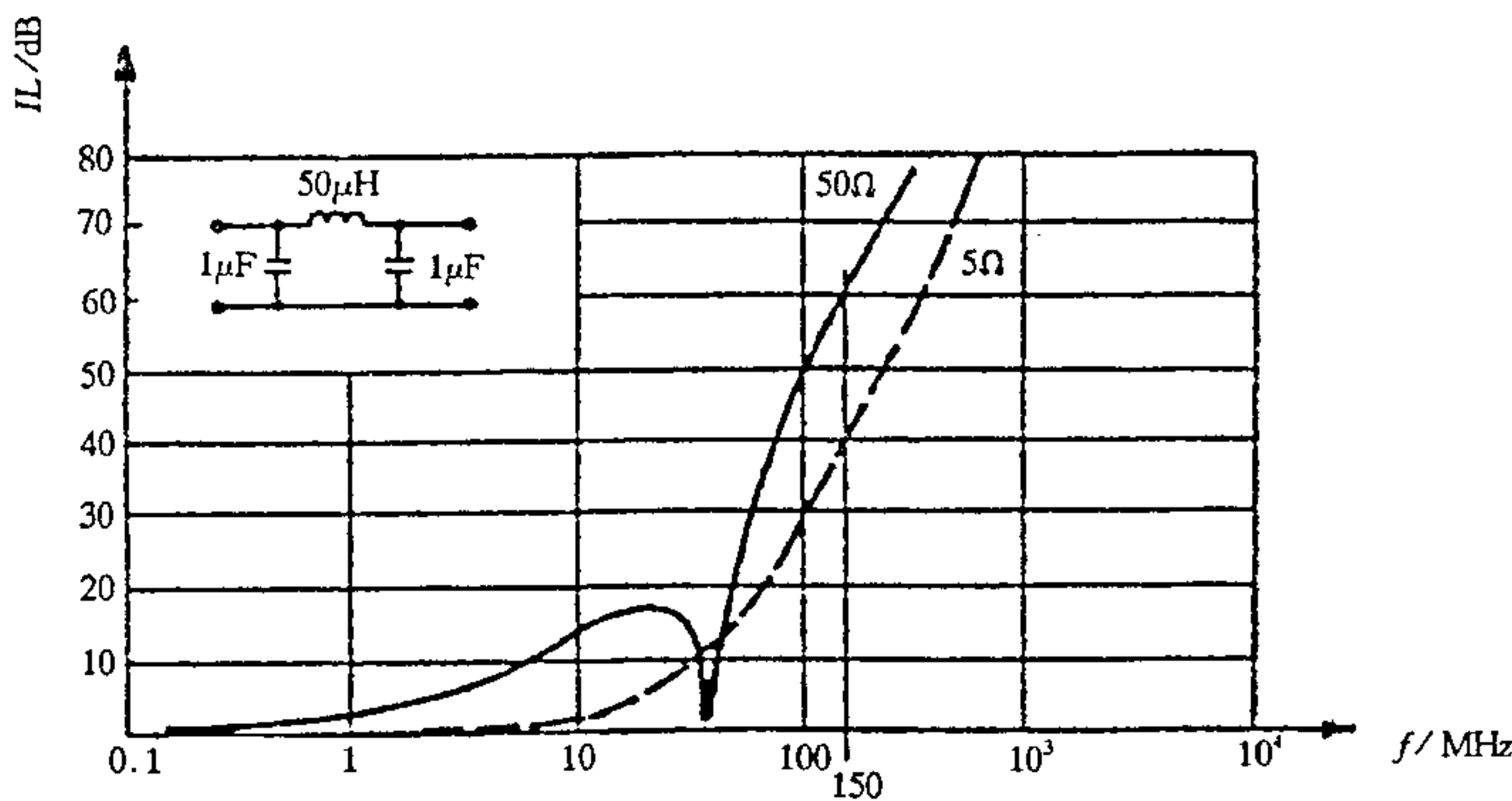


图 19 插入损耗是测量系统阻抗的函数

标准 50Ω 插入损耗测量只是用来验证批量生产的滤波器的一致性,以及用来定性评价具有相同电路的滤波器的性能的一种方法。

电源 EMI 滤波器是由电感器和电容器等组成的低通滤波器,它的阻抗特性即使已按 6.4 条要求进行了选取。在实际应用中,仍然存在效果相差很多的现象,特别是发生在负载为重载或满载的情况。这是由于电源 EMI 滤波器中电感器件在负载为满载时,容易产生磁饱和现象,导致电感量急剧下降,使插

入损耗指标大大变差,这种现象尤以有差模电感的滤波器居多。对于电源 EMI 滤波器,由于差模电感要流过电源相线或中线中的全部工作电流,如果差模电感设计不当,电流一大差模电感就很容易饱和。当然也不排除共模扼流圈,因生产工艺的缺陷,两个绕组不对称,造成在负载为满载时而产生饱和现象。

电源 EMI 滤波器与普通滤波器相比还有如下特点:

- a) 电源 EMI 滤波器往往工作在不匹配的条件下,干扰源的阻抗特性变化范围很宽,且是频率的函数。由于经济和技术上原因,不可能设计出全频段不匹配的电源 EMI 滤波器;
- b) 电磁干扰频谱很宽,从低频到超高频都存在电磁干扰能量。滤波器元件在这个频率范围内的高频特性显得十分复杂,难以用元件的集中参数来表示滤波器的高频特性;
- c) 电磁干扰的电流幅度变化大,有可能使电源 EMI 滤波器出现饱和效应;
- d) 电源 EMI 滤波器对传输的有用信号或电源工作电流的损耗也应降低到最低程度;在阻带范围内应具有足够大的衰减量,把传导干扰电平降低到规定的范围内。

为使所选用的电源 EMI 滤波器满足所要求的衰减量,必须准确、合理、有效地选好和用好 EMI 滤波器。

6.2 选用准则

6.2.1 概述

从分析将要安装 EMI 滤波器的设备或分系统所存在传导干扰信号的类型(即,是共模干扰还是差模干扰占主导地位或两者处于同等重要地位)入手,确定干扰信号的大小,选取合适的 EMI 滤波网络、正确选择电源 EMI 滤波器两端与负载阻抗和源阻抗的组合,初步确定插入损耗的要求,来解决该设备或分系统存在的传导干扰超标问题,经试验验证把其控制到满足有关电磁兼容性标准规定的限值之内。

6.2.2 准则

对于需要采取滤波措施的设备或分系统,总是希望在采取滤波措施后,能全部抑制干扰信号,而对有用信号应无丝毫影响。然而,实际情况并非如此,如按插入损耗要求采购的电源 EMI 滤波器,使用时经常会达不到预期效果,这是由于滤波器的有效性不仅取决于源和负载阻抗的大小,还取决于电磁干扰的性质。因此,正确选择和使用电源 EMI 滤波器十分重要。选择滤波器的一般准则如下:

- a) 工作频率和所要抑制的干扰频率应确定清楚;
- b) 选用的电源 EMI 滤波器网络结构应与该设备或分系统的传导干扰特性相适应;
- c) 电源 EMI 滤波器应与端接负载正确搭配;
- d) 计算的插入损耗应加 10dB 的安全裕量;从产品样本选取的电源 EMI 滤波器,其插入损耗应加 20dB;
- e) 电源 EMI 滤波器的额定电流应取实际电流值的 1.5 倍;
- f) 尽量避免将电源 EMI 滤波器用于负载为重载或满载的情况;
- g) 要正确选择电源 EMI 滤波器的耐压值及承受瞬态干扰的能力;
- h) 选用的电源 EMI 滤波器的漏电流要小;
- i) 电源 EMI 滤波器的可靠性应与设备或分系统的可靠性相协调;
- j) 电源 EMI 滤波器的安全性应符合有关标准的规定;
- k) 用于高频情况时,应选择高频性能好的电源 EMI 滤波器;
- l) 若单级滤波器达不到衰减陡峭要求或要求总的电感量小时,可考虑两级或两级以上的滤波器;
- m) 选用的电源 EMI 滤波器安装形式应与设备的结构相匹配,以有利于安装;
- n) 用于三相电源系统的三相电源 EMI 滤波器,应考虑缺相时,其它两相承受缺相时耐压的能力。

6.3 预估传导干扰

在决定选用 EMI 滤波器网络结构及参数之前,首先要确定该设备传导干扰的特性和大小。

通常,在未安装 EMI 滤波器之前,按有关标准,例如 GJB 151-1988 或 GJB 151A-1997 对该设备电源线进行测试,将测试结果与标准的要求相比,分析、预估共模干扰和差模干扰的大小以及两者的分布情

况,如图 20 所示。如果设备在该频率范围内有传导干扰电平超出标准规定的限值,如 GJB 151A-1997 中 CE102 的要求,并分析是哪种类型的传导干扰占主导地位,是 CM 还是 DM,还是 CM 及 DM 处于同等重要的地位。这个分析可指导选用何种电源 EMI 滤波器的网络结构和参数。按图 20 分析可看出,共模干扰电平超出了标准规定的限值,在该设备中传导干扰中占很大比重。因此,首先要从抑制共模干扰入手,同时要考虑差模干扰的抑制。



图 20 CM 和 DM 分布

需要指出,着手解决传导干扰的过程是提高设备电磁兼容性的过程。因此应不断改进电源 EMI 滤波器的元件参数,直到满足要求为止。

6.4 基本电路与阻抗特性

低通滤波器是在电磁兼容技术领域中用得最多的一种滤波器,是用来抑制高频电磁干扰,它们基本电路形式及相应的插入损耗见 4.3、4.7 条以及附录 A。

在实际应用中,要有效地抑制电磁干扰信号,必须根据电源 EMI 滤波器两端将要连接的源阻抗和负载阻抗,按图 21 a)所示的组合,来选择电源 EMI 滤波器的网络结构和参数,才能得到满意的抑制效果。图 21 b)进一步说明了正确与错误的阻抗搭配组合,这是应用电源 EMI 滤波器要遵循的原则,也是选用合适 EMI 滤波器的依据。

当电源 EMI 滤波器两端阻抗都处于失配状态时,电磁干扰信号会在它的输入和输出端口产生反射。失配越大,则反射越大。在电源 EMI 滤波器实际应用中,可用此法,在希望抑制的电磁干扰信号频率范围内,实现最大可能的失配,使需要抑制的电磁干扰信号得到最大可能的减小,实现对电磁干扰信号更加有效的抑制。这就是为什么选择和应用电源 EMI 滤波器时,一定要注意端口阻抗的正确搭配,尽可能构成大的反射的原因。

在选购电源 EMI 滤波器时,有的电源 EMI 滤波器在其标牌上标出了电源和负载端接要求,这可能为某特定电子设备所设置,无普遍意义。因此在选购时必须按图 21 提供的原则进行源和负载端接。

电感性滤波器在高频时呈现高的串联阻抗;在低频时,此电感器呈现一个实际上与它的导线相同的阻抗。在高频时,此电感器(由于铁氧体的存在)是有损耗的,将使阻抗增加。

电容性滤波器接在线-地之间,对高频干扰信号呈现低阻抗路径,而低频干扰信号呈现高阻抗路径。

6.5 集中参数的滤波元件

6.5.1 概述

电源 EMI 滤波器的构成基本上是由电容器、电感器和扼流圈组成,这些元件的好坏,直接影响到电源 EMI 滤波器的滤波效果和可靠性,对其要求分别如下。

6.5.2 电容器

金属化纸介电容器,它的尺寸相对较小,但抑制射频干扰的能力较差,因为在引线和电容器金属薄膜之间的接触电阻很大。标准的由铝箔绕制的电容器所用的频率范围最高可达 20MHz,如果希望用于更高频率,则受电容和引线的限制。

电容器实际工作时,是既有电阻又有电感。这是由于电容器板极金属箔的电感、引线电感、金属箔的电阻、引线和箔之间的接触电阻造成的。这可由图 22 来说明,不同类型的电容器其电感和电阻的影响是不同的。由于电感的影响,电容器在低频时,呈现容抗,一直要维持到使电容器达到自谐振频率为止。超过此频率时,电容器就呈显感抗的性质。应注意,电容器引线长度对自谐振频率的影响。

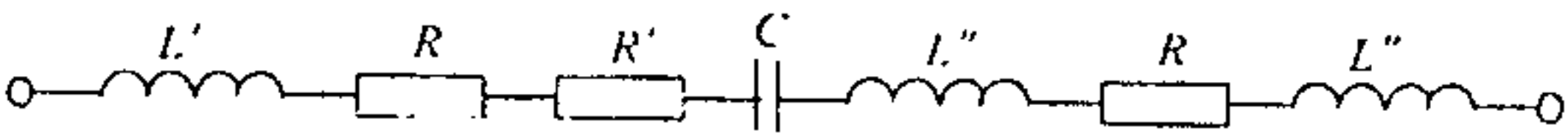
源阻抗		负载阻抗	
		高	低
源阻抗	高	 电容器 π型 双π型	 L型 双L型
	低	 L型 双L型	 电感T型 双T型

a)

正确连接		不正确连接	
滤波器输出	负载	滤波器输出	负载

b)

图 21 电源 EMI 滤波器等效网络和连接方法



L' - 引线电感; R - 引线薄膜间的接触电阻; R' - 金属片薄膜层电阻; C - 电容; L'' - 电极金属膜卷绕电感。

图 22 金属化薄膜电容器等效电路

小容量的云母和陶瓷电容器的频率可达约 200MHz。圆形结构的陶瓷电容器的高频性能比方形或

矩形结构要好。

陶瓷电容器高频性能较好,额定电压较低,电容量仅几个纳法拉。高损耗陶瓷电容器对于时间、温度、电压来说是不稳定的,受瞬态干扰易损坏。由于它的体积小,常用于印制电路板上滤波。

陶瓷电容器的缺点,易受工作电压、电流、频率、寿命和周围环境影响。陶瓷介质的成分决定着容量和特性,如负温度或零温度系数。甚高频(VHF)低通应用时,陶瓷电容器的尺寸较小。另外瓷电容器坚固耐用,且可靠性高。

对于高频应用,穿心电容器的自谐振频率可高达 1GHz,是三端电容器,如图 23 所示。

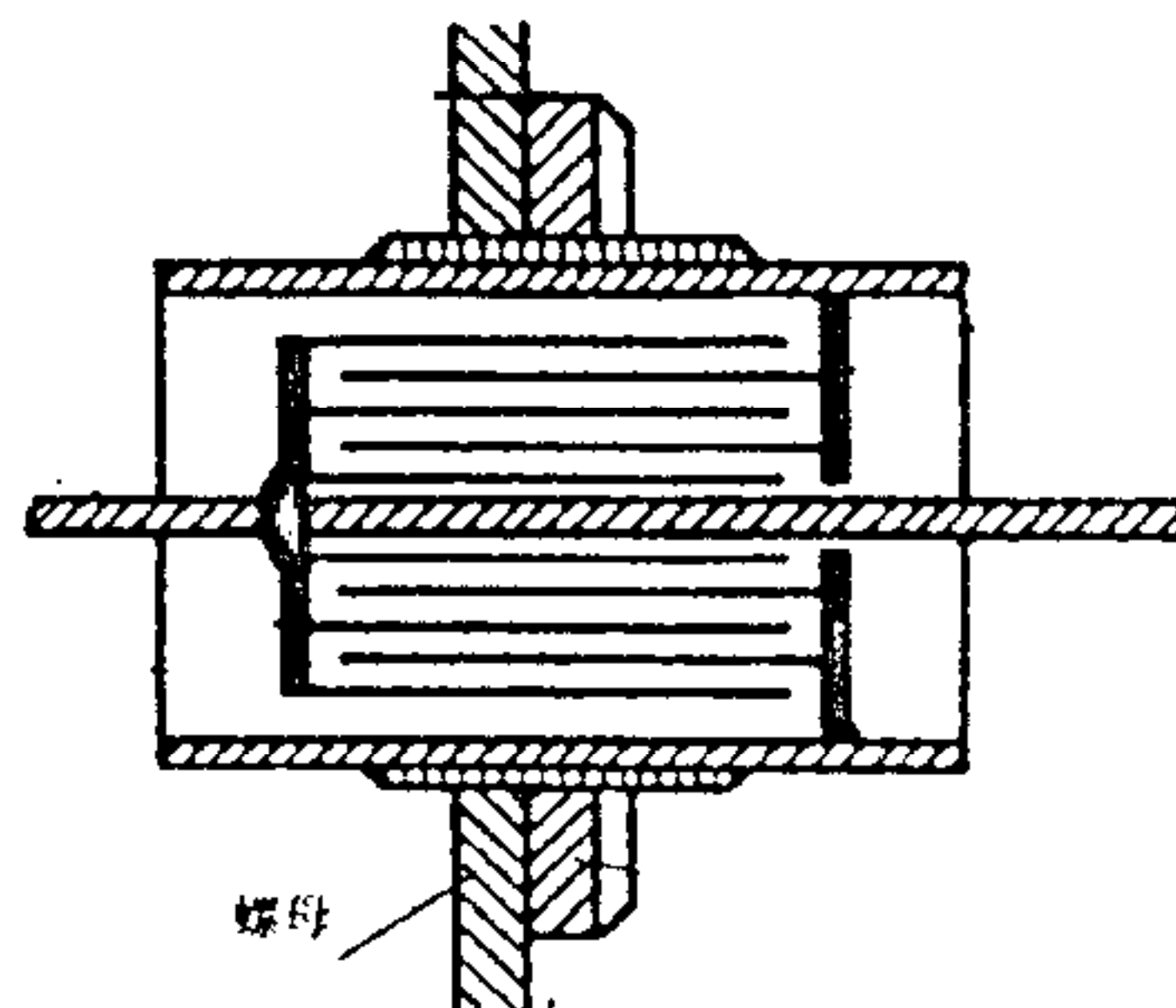


图 23 穿心电容器结构示意图

电解电容器可用于直流(DC)滤波。它是一个单极元件,由于有高的损耗因子和高的串联电阻,因此在射频应用时就差些。随着使用时间的增加,损耗也加大,电容量减小。在射频(RF)旁路应用时,将其跨接在直流(DC)电源的输出端上。

若在小空间应用大容量电容器时,优选固态钽电解电容器,它对过电压较敏感,极性接反会损坏,其损耗因子比纸介和聚脂的要高,高频特性差。大的钽电容器在 2MHz~5MHz 下其阻抗最小,但要取决于结构和电容量。

6.5.3 电感器

实际的电感器都存在电阻和分布电容。在低频端电感线圈呈感抗,其阻抗随频率成比例地增加,当电感与分布电容产生并联谐振时,阻抗最大,呈纯电阻。当高于自谐振频率后,电感线圈因分布电容的作用将呈容性,失去电感固有的特性。因此,电感线圈的使用频率应低于其自谐振频率。

空气芯的电感器与磁芯电感器相比,它的磁力线扩展范围大,容易产生干扰。另外磁芯电感器比空气芯敏感,因为它在磁芯中集中更多的外部磁场,在线圈上产生更多的感应电动势。但要注意磁芯饱和问题。

线圈芯的大小由要求的电感和额定电流确定;磁芯材料的选取由工作频率和额定电流确定。铁粉芯可以用于所有直流(DC)系统和大多数的 50Hz 场合。铁镍钼导磁合金磁芯的电感器可用在 50Hz 大电流装置和所有 400Hz 的场合。

6.5.4 共模扼流圈

电源 EMI 滤波器中共模电感线圈(扼流圈)是在由软磁铁氧体材料或非晶态软磁合金材料制成的磁环上绕制了两组线圈,如图 24 所示。若要求电源 EMI 滤波器低频性能好,则两个线圈的电感量要大些;若要求高频性能好,则要求两个线圈的分布电容小。这与构成磁环的磁性材料特性有关。软磁铁氧体材料温度范围窄,如在 -25℃~+85℃ 内环境温度里工作;如果要求高低温性能更高,可使用非晶态软磁合金材料,如 FeNi 基非晶态合金。

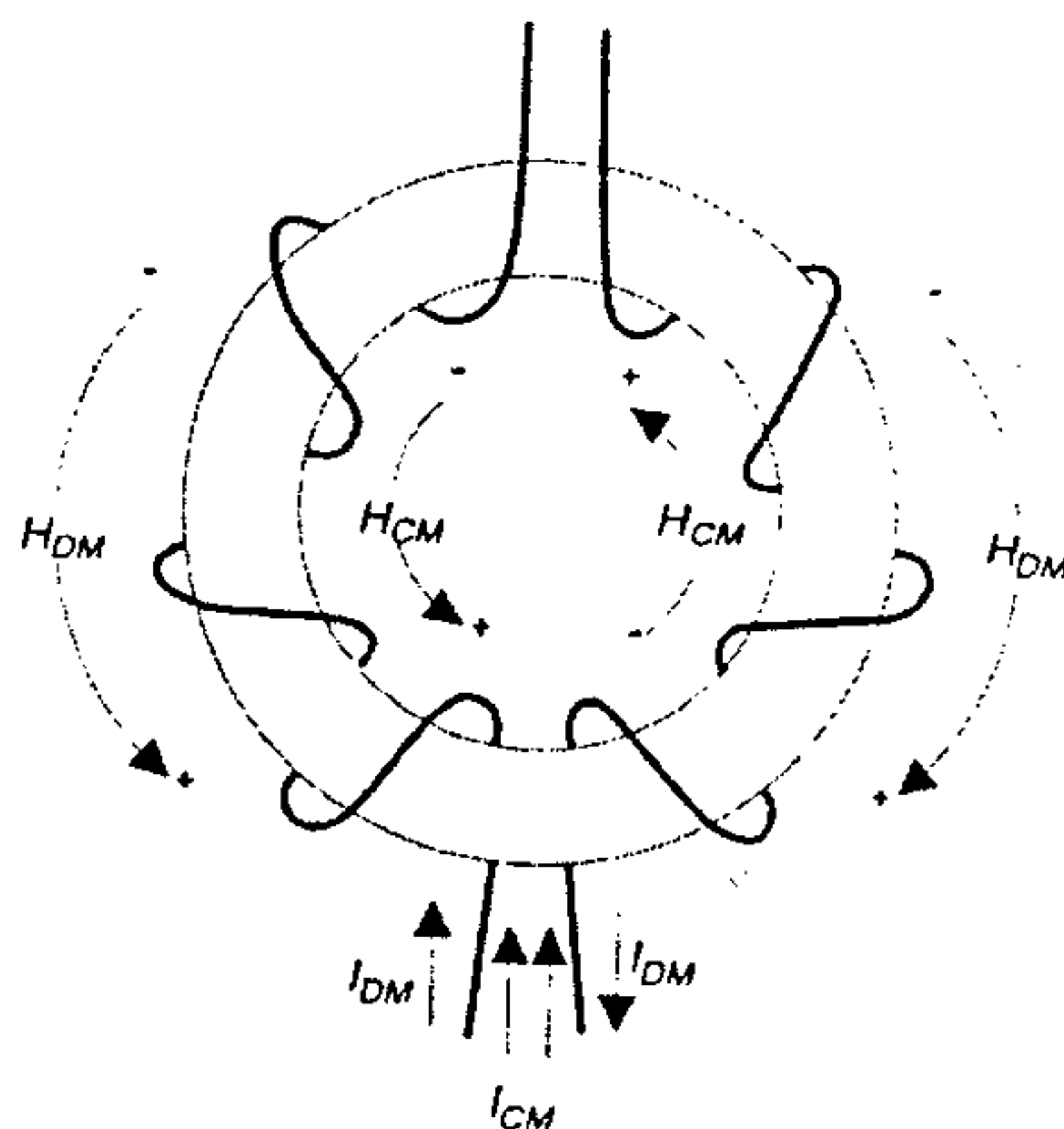


图 24 共模扼流圈示意图

电感线圈(扼流圈)磁性材料和绕组,能保证在小的磁芯上有很大的电感量,以能流过共模电流,以致在磁芯上两绕组的外侧由于差模电流感应出磁场来。于是使磁芯饱和,而没有磁通量。共模线圈的绕制方向见图 24。要求绕组的线匝间分布电容最小或相邻绕组间电位差最小。单层绕组是用于小电流情况,绕制时应覆盖磁芯圆周的 $3/4 \sim 7/8$ 。用于大电流情况,导线选用大的线径,双层绕制。

大部分的铁氧体材料的铁芯,在 $1\text{MHz} \sim 2\text{MHz}$ 以上损耗很大。环形铁芯包括铁粉压制而成的,使用频率可扩展到 $3\text{MHz} \sim 300\text{MHz}$ 。

6.6 漏电流与安全性

电源 EMI 滤波器是用于设备或分系统电源入口处抑制传导干扰。该滤波器不仅要承受设备或分系统电源变换器可能产生的尖峰脉冲干扰,而且还可能承受来自电网的浪涌冲击,其干扰持续时间长(毫秒级)、幅度高(如 2000V)。这些干扰通常由滤波器的两个电容器 C_x (称 X 电容器)和 C_y (称 Y 电容器)承受,如图 17 所示。X 电容器是接在单相电源线的相线和中线之间,如果 X 电容器被击穿,相当于交流电网被短路,这是十分危险的。Y 电容器是接在相线或中线和地线之间,如果 Y 电容器被击穿,相当于交流电网的电压加到设备的外壳,会威胁人身的安全和参考电路的地安全。

漏电流是电源 EMI 滤波器加载指定频率的额定电压后,断开图 17 中的 G 端与电源安全地的连接,滤波器 G 端到电源任意端的电流。只要 EMI 滤波器的外壳与电源系统的安全地线连通,EMI 滤波器相线与地线之间的漏电流经电源安全地线构成回路,不会造成危险。然而,万一 EMI 滤波器的地与电源的安全地之间发生故障(如断开),或连接不正确,如人体触及 EMI 滤波器外壳或接有 EMI 滤波器的设备,人体便构成漏电流的地回路,就可能造成人身伤害。人体有感觉的电流(人刚好能察觉出来的那种电流)通常在 $0\text{mA} \sim 1\text{mA}$ 之间,反应电流(不可预料的不自觉反应的最小电流,且会由于其二次效应而发生事故)为 $1\text{mA} \sim 4\text{mA}$ 。

如果滤波网络的所有引出端与 EMI 滤波器外壳(即接地端 G)间的绝缘措施都完整无损,漏电流的大小取决于 Y 电容器的电容量。Y 电容器的电容量可由式(21)估算:

$$C_y = \frac{I_1}{U_m \times 2\pi f_m} \times 10^6 \dots\dots\dots (21)$$

式中:

C_y ——Y 电容器的电容量, nF;
 I_l ——Y 电容器的漏电流, mA;
 U_m ——电源电压, V;
 f_m ——电源频率, Hz。

因此,对所选用的电源线 EMI 滤波器要检验这两个电容器的安全性。

6.7 插入损耗的实验确定

在设备的入口处未安装 EMI 滤波器时,测量设备的传导发射和传导敏感度,将其结果与要求的标准规定的限值相比较,两者之间相差多少分贝,电源 EMI 滤波器的作用就是要补上这个差值,以便满足标准的要求。下面以传导发射为例,说明其找出这个差值的过程。

- a) 测量设备在未安装电源 EMI 滤波器时的传导发射,找出其传导发射试验值的最大包络线,如图 25 中曲线(1);
- b) 与标准要求的传导发射限值(图 25 中曲线(2))相比较;
- c) 计算上述两个步骤的差值,得到需要的插入损耗值,如图 25 中曲线(3);
- d) 考虑到电源 EMI 滤波器是低通滤波器,将曲线(3)转换为低通滤波器插入损耗形式如曲线(4)。此时的插入损耗为选用 EMI 滤波器所需要的插入损耗;
- e) 电源 EMI 滤波器插入损耗的标准测量方法是在 50Ω 的测量系统中进行的,实际的源和负载阻抗对滤波器生产厂家来说是未知的,为保险起见,从产品样品上选取滤波器时,插入损耗应加上 20dB,如图 25 中曲线(5)。这就是要求的插入损耗。

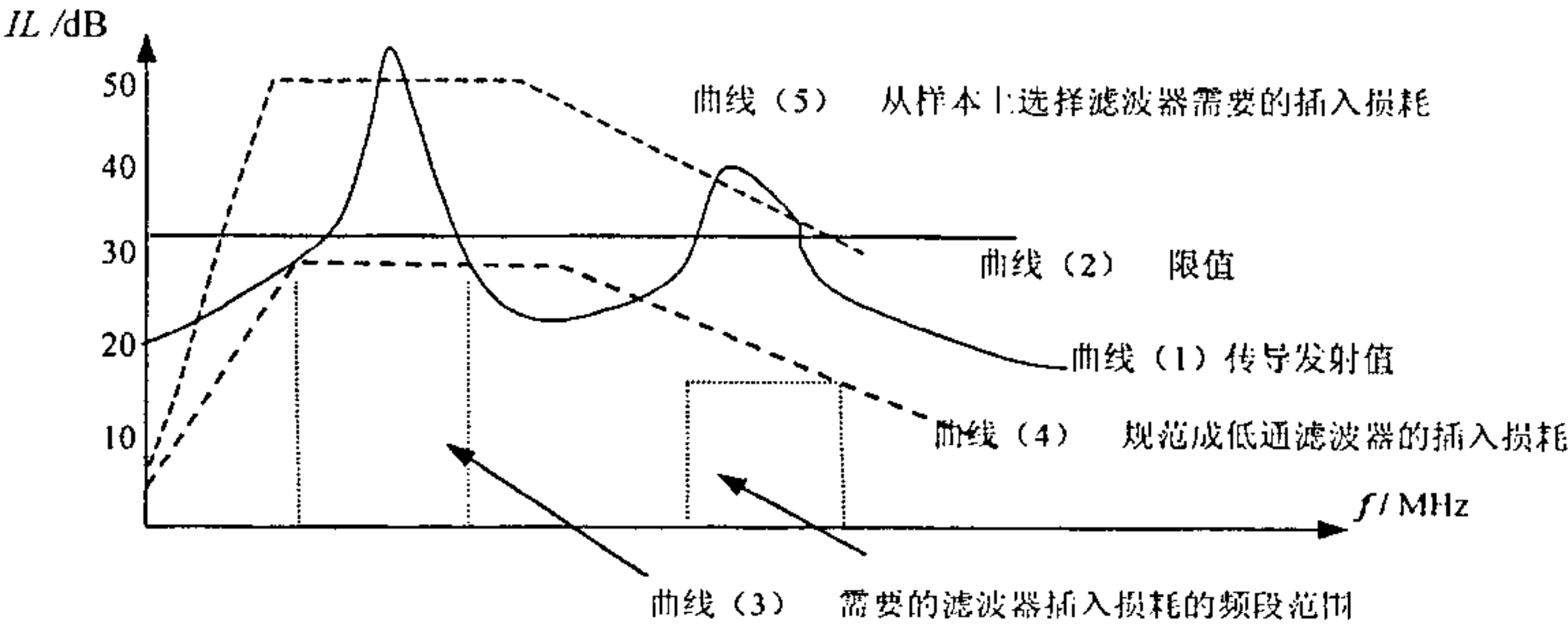


图 25 确定 EMI 滤波器插入损耗

6.8 环境温度的影响

有些滤波器特别是电源 EMI 滤波器,一般采用高磁导率的软磁材料的铁氧体,相对磁导率 $\mu_r = 7000 \sim 10000$,但其居里点温度不高,优质的仅为 130℃ 左右,磁导率越高,居里点温度越低。

除特殊说明外,EMI 滤波器的额定电流值是在室温 25℃ 下给出的;同样给出的典型插入损耗值或曲线,也是指在 25℃ 下。

随着环境温度升高,主要由电感导线的铜损、磁损耗以及周围环境温度等原因,导致温度高于室温,结果难以确保插入损耗的性能,甚至烧坏滤波器。滤波电容器的最高工作温度是 85℃。因此,应根据实际可能的最大工作电流和工作环境温度来选择滤波器额定电流。

当滤波器工作温度小于 85℃ 时,滤波器工作电流、额定电流与环境温度之间的关系,由式(22)决定:

$$I_p = I_R \sqrt{\frac{T_{max} - T_a}{T_{max} - T_R}} \dots\dots\dots (22)$$

式中:

I_P ——容许的最大工作电流, A;

I_R ——25℃时的额定电流, A;

T_{max} ——容许的最高工作温度, ℃;

T_a ——环境温度, ℃;

T_R ——室温, 25℃。

由式(22)可见, 在环境温度 T_a 为 25℃ 时, 则 $I_P = I_R$; 当 T_a 为 45℃ 时, 则 $I_P = 0.816 I_R$; 当 T_a 为 55℃ 时, 则 $I_P = 0.7 I_R$; 当 T_a 为 85℃ 时, $I_P = 0$ 。

6.9 高频性能

滤波器高频性能十分重要, 由于组成滤波器的元件, 如电容器, 它的引线是有电感的, 电感器线圈上又存在着寄生电容, 尽管这些电容、电感很小, 在频率较高时, 它们的影响是不能忽略的。理想电容滤波器的引线长度对插入损耗的影响, 如图 26 所示。曲线“1”的引线长度为 18cm、曲线“2”为 12cm、曲线“3”为 8cm 以及曲线“4”如 0.6cm。在某一频率时, 电容滤波器的引线会产生串联谐振。此时, 阻抗最小、插入损耗最大。随着电容器引线长度的变化, 谐振频率将会发生移动; 高于谐振频率时, 该滤波器会失效。

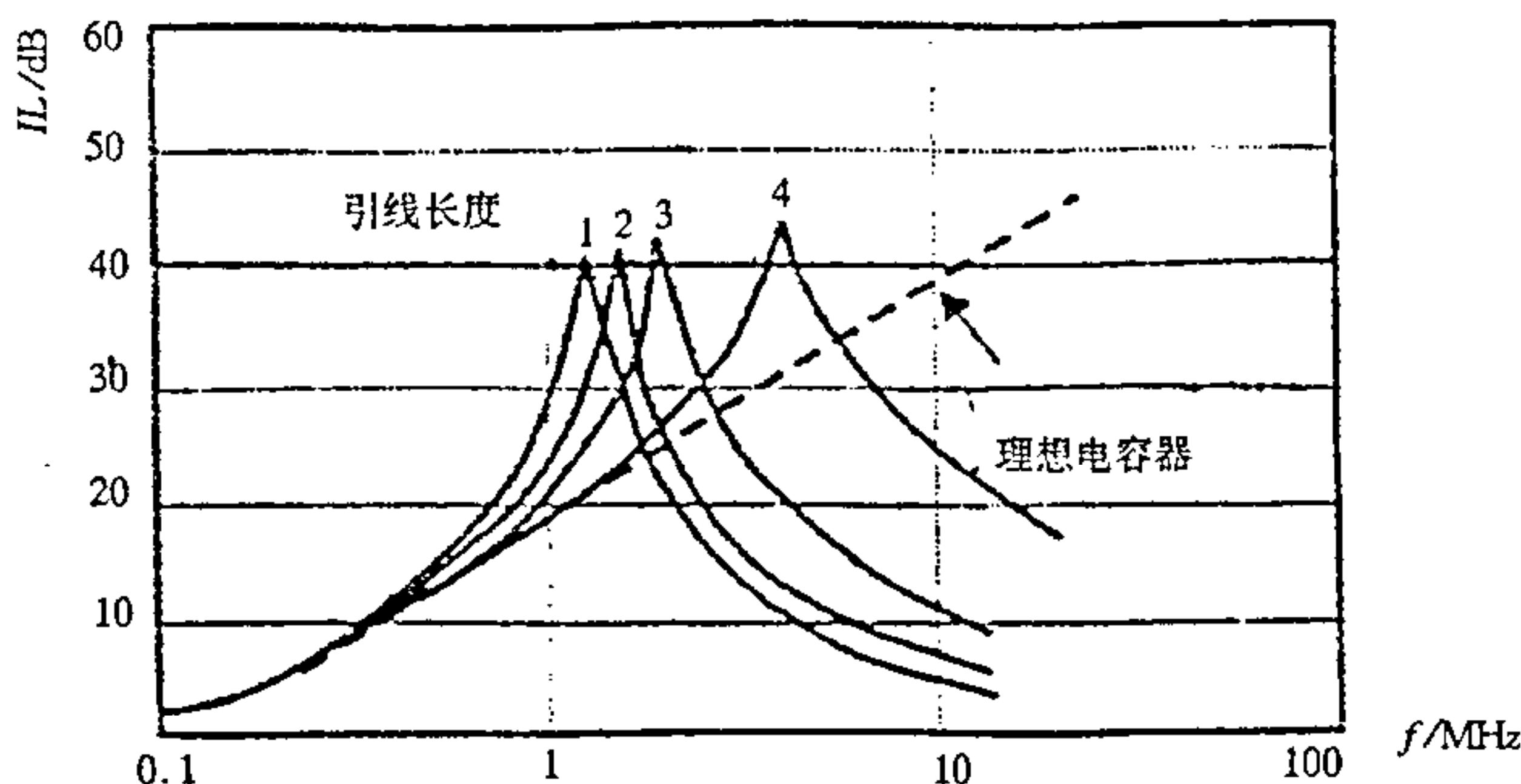


图 26 引线长度对插入损耗的影响

另外, 由于电源 EMI 滤波器内部的高频器件之间的耦合, 在高频时, 插入损耗也会减小。

即使滤波器的电路结构完全相同, 由于器件的特性不同, 器件安装方式不同, 内部结构不同, 其高频性能也会有差别。

因此, 要选择高频性能较好的电源 EMI 滤波器用于高频电路, 以获得好的滤波性能。

6.10 额定电流和电压

在选用电源 EMI 滤波器时, 滤波器的额定电流应考虑包括任一瞬态干扰值及其占空因数、连续电流额定值。大多数滤波器的电感磁芯在峰值电流下可能饱和。电压额定值的选取应按 4.2.2 条要求。

6.11 几个具体问题

有几个具体问题说明如下:

- 电容器滤波器在需要抑制的频率范围内, 阻抗应小于 1Ω ;
- 电源 EMI 滤波器应具有一定的耐尖峰电压能力, 能够经受输入瞬态电压的冲击;
- 电源 EMI 滤波器在额定工作条件下, 应能连续长期工作;
- 不应一味追求滤波器的体积越小越好, 应在考虑滤波器的额定电流和低频特性的前提下, 才考

虑体积的减小;

- e) 抑制瞬态干扰时,在电源 EMI 滤波器之前应采用相应的抑制器,如雪崩二极管、变阻器、充气放电管等,以防止大能量的干扰。

7 安装要求

7.1 一般要求

EMI 滤波器的安装质量将直接影响滤波的效果,安装恰当,方法正确,才能对电磁干扰起到预期的滤波作用。通常应考虑如下几点:

- a) EMI 滤波器是安装在干扰源一侧,还是安装在受干扰对象一侧,由干扰的传输途径而定;
- b) EMI 滤波器的输入引线和输出引线不能交叉,且必须远离;
- c) EMI 滤波器的安装避免产生二次辐射;
- d) EMI 滤波器应有良好的高频接地,EMI 滤波器的接地点应和设备机壳的接地点取得一致,滤波器的接地线应尽可能短;
- e) 电源 EMI 滤波器应安装在设备或屏蔽体的电源入口处,并对滤波器加以屏蔽;
- f) 不应将电源 EMI 滤波器的电源端和负载端的电线捆扎在一起;
- g) 壳体和地之间的射频阻抗应尽可能保持低阻抗;
- h) 应尽量减小滤波器电源和负载公共地阻抗的耦合;
- i) 电源 EMI 滤波器最好安装在设备壳体上,而不是印制电路板上,且壳体安装面积足够大。

7.2 安装位置

7.2.1 推荐的安装方法

安装方式不正确,即使滤波器性能十分好,也不能有效消除干扰。

推荐将滤波器安装在设备机壳上,如图 27a)所示;控制滤波器输入与输出端间的电磁耦合,如图 27b)所示;利用设备屏蔽控制滤波器输入端与输出端间的耦合,如图 27c)所示。机箱壁如有漆层应清除,并清洗干净。

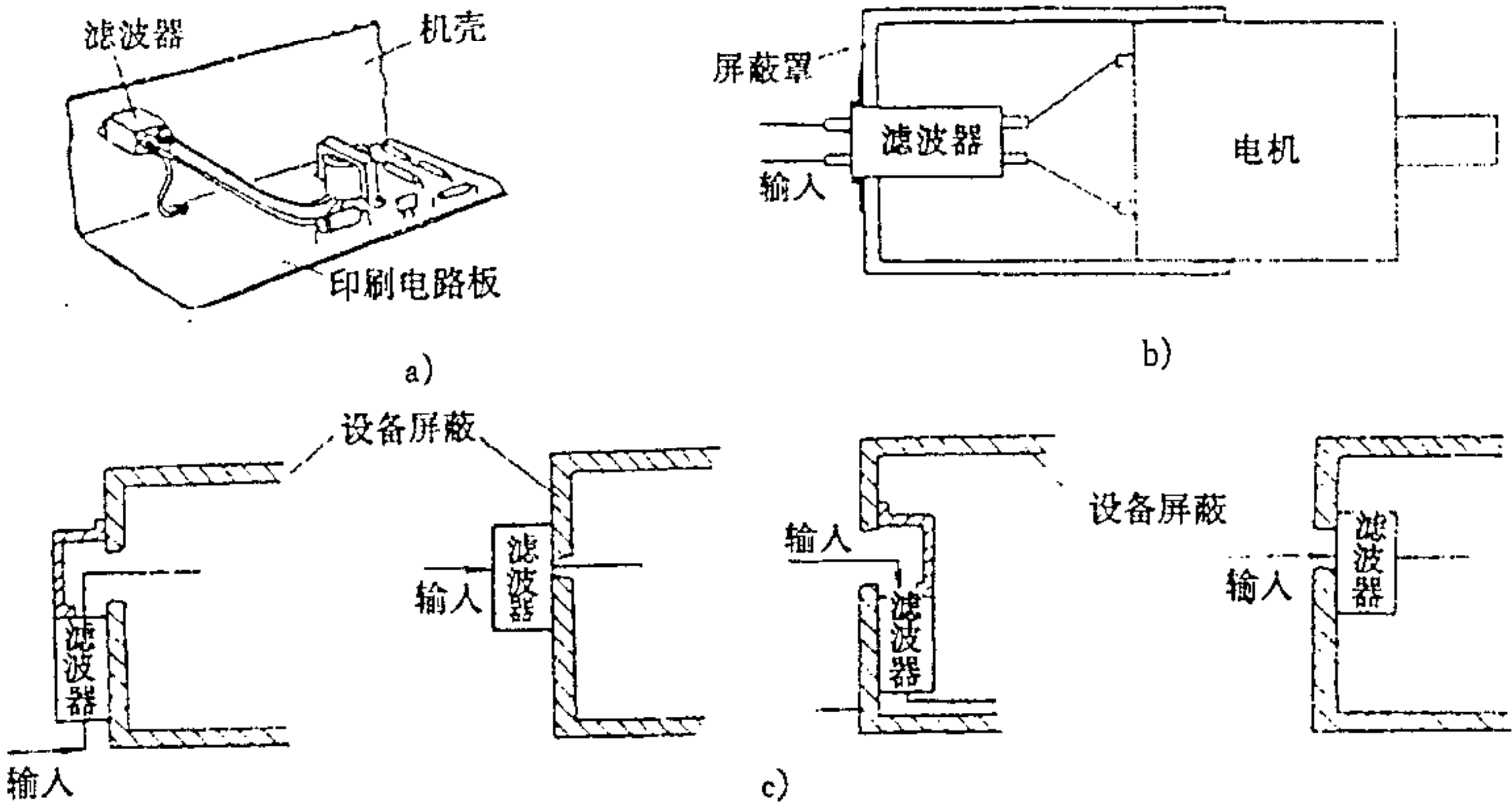


图 27 推荐的安装方法

7.2.2 安装的注意事项

7.2.2.1 电源输入线过长的影响

有时为了安装空间或设备的体积要求,滤波器安装位置的选择余地较小,误认为可随意安装,如图 28 a)所示。滤波器的电源线输入端导线过长,造成电网上的干扰没有经过滤波就导入设备内部,干扰内部电路。

7.2.2.2 滤波器输入线、输出线间耦合

滤波器的输入线、输出线靠得过近或交叉,位置安排不当,如图 28 b)和 c)所示。这就会在高频干扰信号通过输入线和输出线时,干扰信号发生直接耦合。

7.2.2.3 滤波器接地不良的影响

由于滤波器的外壳必须“接地”,即必须安装在设备的金属机壳上,这从滤波器的电路如图 17 可看出,只有当共模电容 C_y 接地时,才能将线路上的共模干扰旁路掉。如机箱内壁上有涂漆层,在没有去掉漆层就安装滤波器,会导致接地不良。

如图 29 所示,在干扰源与敏感设备之间接有 π 型滤波器,该滤波器的作用是使来自干扰源的电流沿图中路径①流动,而不影响敏感设备的工作。但是由于接地不良,而形成接触(搭接)电感 L_b 和电阻 R_b ,此时该点的阻抗 $Z_b = R_b + j\omega L_b$,当该阻抗大到一定程度时,将有干扰电流经图中回路②,到达敏感设备,使滤波器未起到隔离干扰的作用。如使该点接地良好(或搭接好),使 $Z_b = 0$,则干扰电流将不会流经敏感设备,从而使干扰受到抑制。

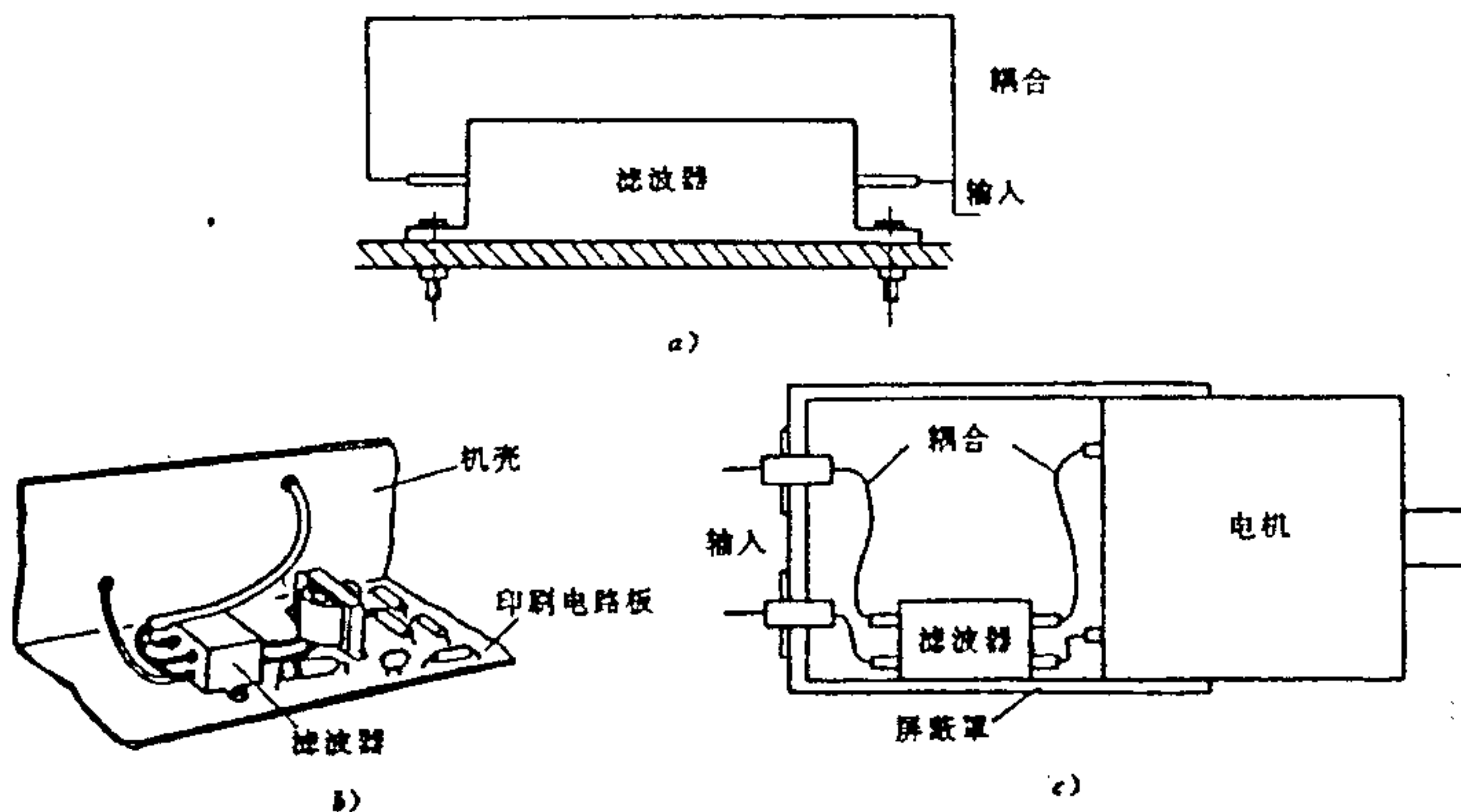


图 28 不正确的安装方法

另外,接地不良,例如由于振动使接地点松动,该接地点就起着一组间歇式触点的作用。即使通过该接地点的电流为直流或工频交流,在此点上所产生的火花仍可能会产生频率高达几百兆赫的干扰信号。

7.3 公共接地回路

在安装电源 EMI 滤波器时,要避免如图 30 a)所示的公共接地阻抗问题,这是由于接地线过长的缘故,致使电源 EMI 滤波器输入和输出之间存在公共耦合阻抗 Z_g ,滤波器上的电压 U 和负载上的电压 U_0 由式(23)表示:

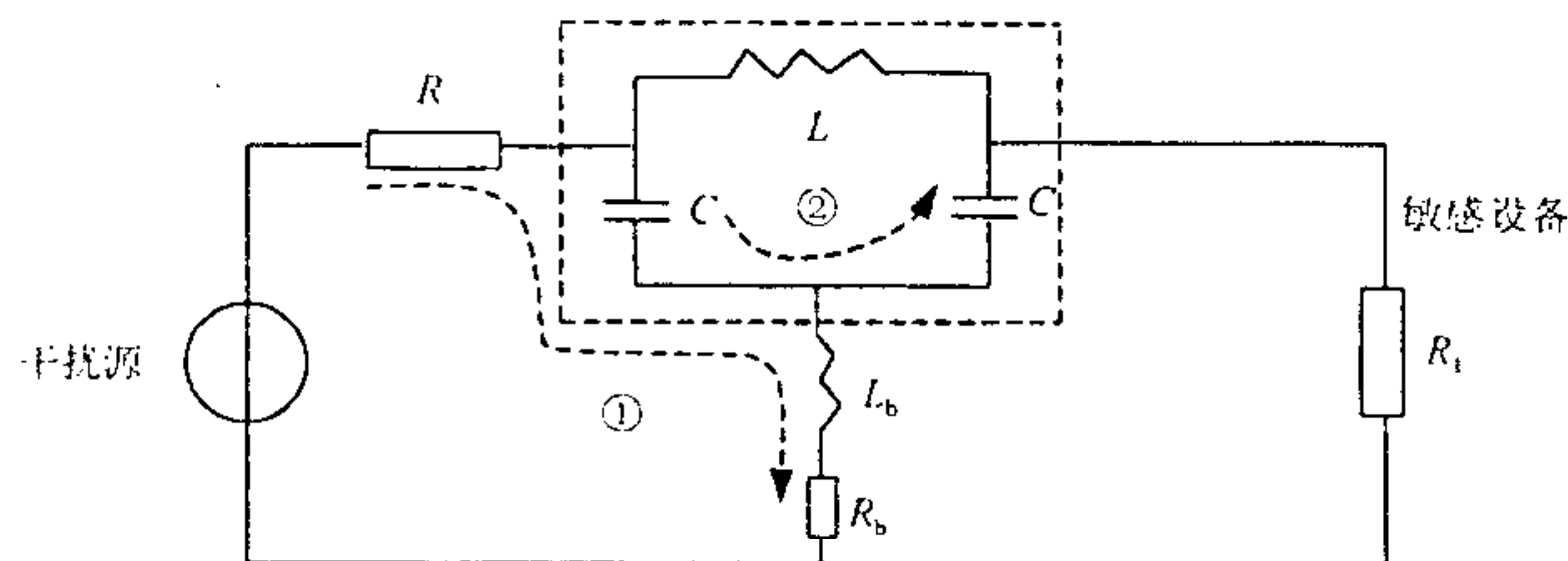
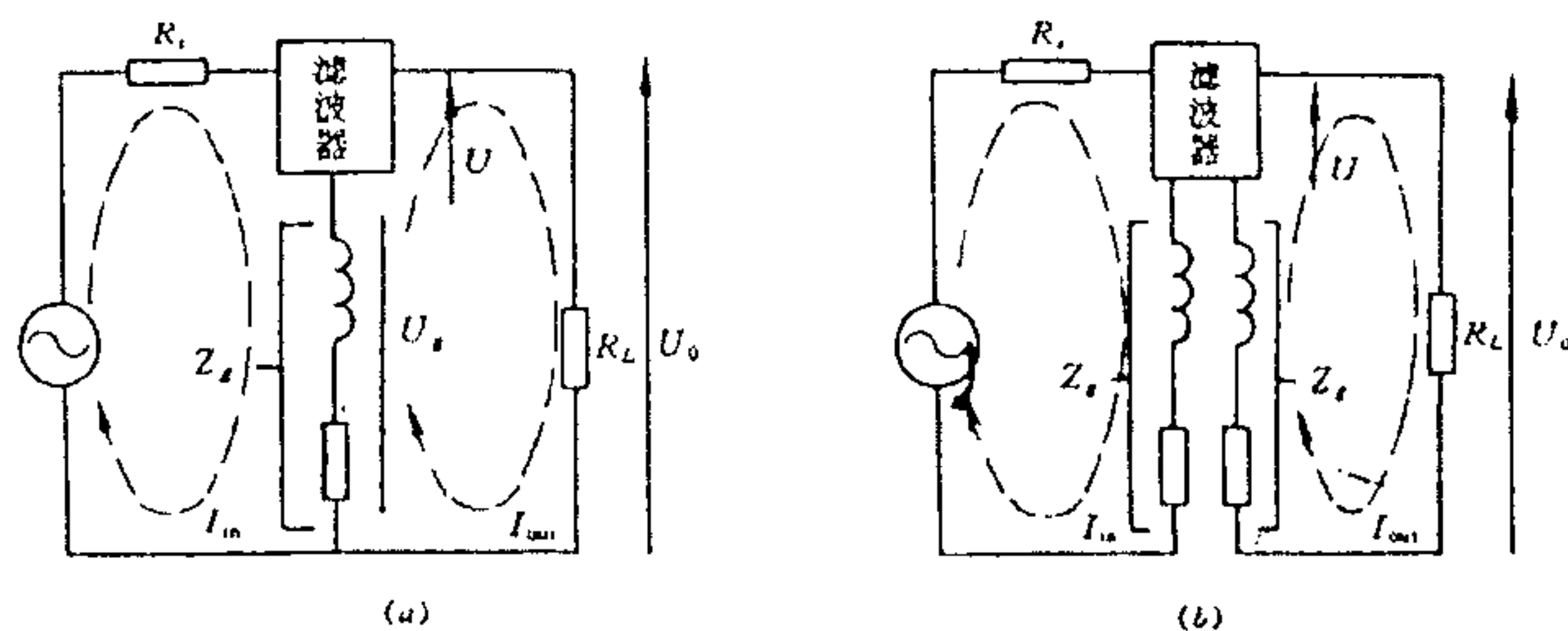


图 29 不良接地的影响



a) 公共阻抗耦合的等效电路; b) 输入输出分开接地的等效电路

图 30 公共接地阻抗的等效回路

$$U_0 = U + U_g = U + Z_g(I_{in} - I_{out}) \dots\dots\dots (23)$$

式中:

- U_g ——公共接地阻抗上引起的压降,V;
- I_{in} ——滤波器电源回路的 EMI 电流,A;
- I_{out} ——滤波器负载回路的 EMI 电流,A。

如果滤波器主要用来抑制设备产生的 EMI 信号,EMI 信号在经滤波器抑制后,它在电源端的电流 I_{in} 比负载端 I_{out} 小很多,即 U_g 会是一个很可观的量。因此,在公共耦合阻抗 Z_g 上的支路上有一个很大的 EMI 信号电压。这个 EMI 信号电压便经公共接地回线耦合到滤波器的电源端,由此削弱以致丧失滤波器对设备产生的 EMI 信号的抑制能力。同样,也会降低对来自电源线 EMI 信号的抑制能力。

若按图 27 推荐的办法来安装电源 EMI 滤波器,可消除公共耦合阻抗的影响,这时其电源端和负载端回线的阻抗等效电路如图 30 b)所示。尽管在其电源回路和负载回路都有回路阻抗 Z_g ,但相互间没有电磁耦合路径。此时,负载上电压 U_0 可由式(24)表示。

$$U_0 = U + Z_g I_{out} \dots\dots\dots (24)$$

与式(23)相比,不含 I_{in} 项。这就说明负载端的 EMI 信号不会耦合到电源端。反之亦然。从而避免了由于公共阻抗耦合造成电源 EMI 滤波器抑制 EMI 信号能力下降的问题。

7.4 表面处理

7.4.1 将电源 EMI 滤波器安装于设备机壳上时,滤波器和设备机壳之间的两个安装表面,尤其在设备机壳有涂覆层时,应清洗干净,使其表面无任何外界杂质(如污物、粉屑、防腐剂等)以及不导电的薄膜层

(如油漆、阳极氧化膜、氧化层和其它金属氧化薄膜)。可以使用多种机械和化学的方法来消除出现在表面上的各种物质。在清洁之后,应尽快安装,如有可能应在 20min 内完成。如果在清洁和安装的时间间隔超过 2h,则必须进行临时性的保护涂覆。当然在安装之前,必须去掉临时保护涂覆,并保证安装时该表面保持干燥。

7.4.2 电源 EMI 滤波器与金属屏蔽体安装时,还应注意不同金属间的电化学腐蚀,应尽量减少或防止腐蚀。由于电子设备的壳体材料和电源 EMI 滤波器壳体材料是固定的,不是电源 EMI 滤波器设计师能控制的。但选用时可以按照电化序的要求尽量选用电化序相近的金属,可利用电镀层或加过渡垫圈的办法来弥补。达到减小或消除由于不同金属之间接触造成电化学腐蚀。

7.4.3 电源 EMI 滤波器与电子设备或屏蔽体之间的接触,其接触电阻应小于 50mΩ,以满足降低噪声的要求。如接触电阻增大,其不良影响见 7.2.2.3 条和图 29。

7.5 接地点的位置

7.5.1 电源 EMI 滤波器的接地点应和设备机壳的接地点取得一致,因为电源 EMI 滤波器的漏电流和电磁干扰电流在流经两个接地点的途径时,会将电磁干扰电流引入到设备内部的其它部分,所以应尽量缩短电源 EMI 滤波器的接地线。

电源 EMI 滤波器的外壳上通常有一个专用的地线接线端子。人们通常用一根长导线将电源 EMI 滤波器连接到设备的机壳上。在高频时,这根长导线的阻抗是很大的,起不到对干扰有效旁路作用。表 1 给出了长度为 10cm、不同直径的铜导线在不同频率下的阻抗。

表 1 10cm 长铜导线阻抗

频 率	导 线 直 径		
	6.5mm	2.7mm	0.65mm
10Hz	$5.14 \times 10^{-5} \Omega$	$3.27 \times 10^{-5} \Omega$	$5.29 \times 10^{-3} \Omega$
1kHz	$4.29 \times 10^{-5} \Omega$	$6.32 \times 10^{-5} \Omega$	$5.34 \times 10^{-3} \Omega$
100kHz	$4.26 \times 10^{-2} \Omega$	$5.4 \times 10^{-2} \Omega$	$7.16 \times 10^{-2} \Omega$
1MHz	$4.26 \times 10^{-2} \Omega$	$5.4 \times 10^{-1} \Omega$	$7.14 \times 10^{-1} \Omega$
5MHz	2.13Ω	2.7Ω	3.57Ω
10MHz	4.26Ω	5.4Ω	7.14Ω
50MHz	$2.13 \times 10^1 \Omega$	$2.7 \times 10^1 \Omega$	$3.57 \times 10^1 \Omega$
100MHz	$4.26 \times 10^1 \Omega$	$5.4 \times 10^1 \Omega$	$7.14 \times 10^1 \Omega$
150MHz	$6.39 \times 10^1 \Omega$	$8.1 \times 10^1 \Omega$	$1.07 \times 10^2 \Omega$

7.5.2 屏蔽室的电源 EMI 滤波器应放置在供电电源线进线的附近,不应为了节约空间,将其放置在较远的地方,否则不利于抑制共模干扰。

7.6 与屏蔽体的连接

7.6.1 永久性连接

如图 31 所示的电源 EMI 滤波器与屏蔽体的连接,要求保证屏蔽体是连续的,或者说不因安装电源 EMI 滤波器破坏了屏蔽体的完整性,造成泄漏。通常电源 EMI 滤波器的外壳是金属的,可先在电源 EMI 滤波器的输出端焊上一个圆盘,如图 31 的“1”,材料为铜质,再在屏蔽体“5”的孔周围焊一金属圆环“2”,最后将“1”和“2”焊接在一起。用螺母“4”拧在导线管“3”上。安装完毕后检查泄漏,要注意各材料之间热缩性的匹配,防止由于焊接而变形。

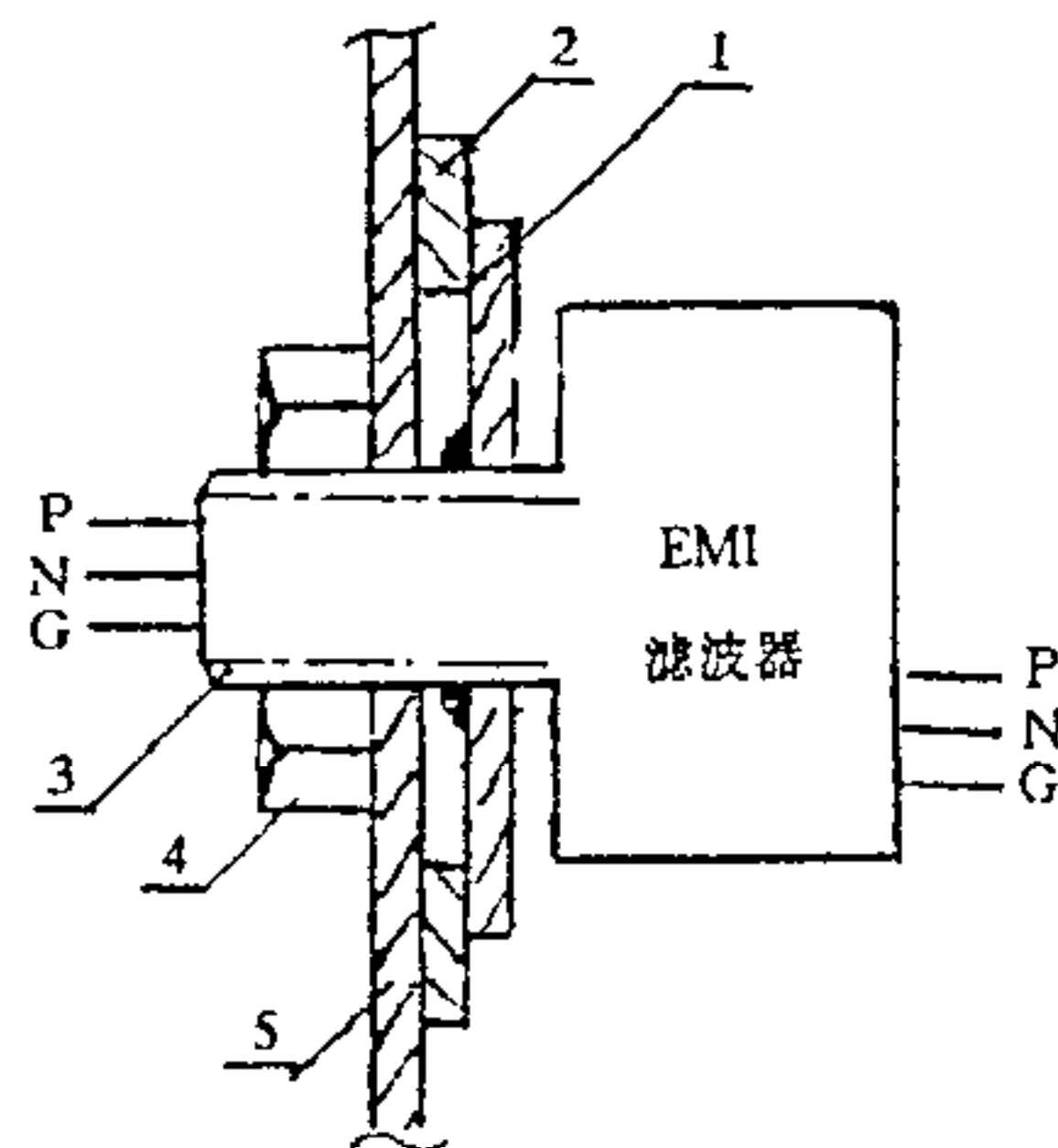


图 31 永久性连接的示意

7.6.2 半永久性连接

为防止屏蔽体外因安装电源 EMI 滤波器造成电磁泄漏,又不希望使用焊接的办法,应在电源 EMI 滤波器与屏蔽体的接触面之间使用电磁密封衬垫,保证不泄漏电磁波。电磁密封衬垫的性能取决于接触电阻、所施加的压力和接触点的几何形式。通常性能较好的密封衬垫使用的频率范围在几千赫兹到十几个吉赫兹,能提供 80dB~100dB 的屏蔽效能。电磁密封衬垫,其品种规格十分多,要注意所用的电磁密封衬垫的安装要求,如有的电磁密封衬垫,在安装时,要有一定形变量。又如电子设备既要要求电磁密封,又要要求气密性,因此选用电磁密封衬垫要同时满足这两个要求。注意半永久性密封衬垫维修后应保持其原有的屏蔽性能。

附录 A
(规范性附录)

集中参数元件低通滤波器的插入损耗

A.1 电容器滤波器

最简单的 EMI 滤波器是将电容器并联在有干扰的导体和地之间,如图 A.1 所示。它旁路高频能量,而可通过希望的低频电源/信号电流。其插入损耗由式(A.1)表示。

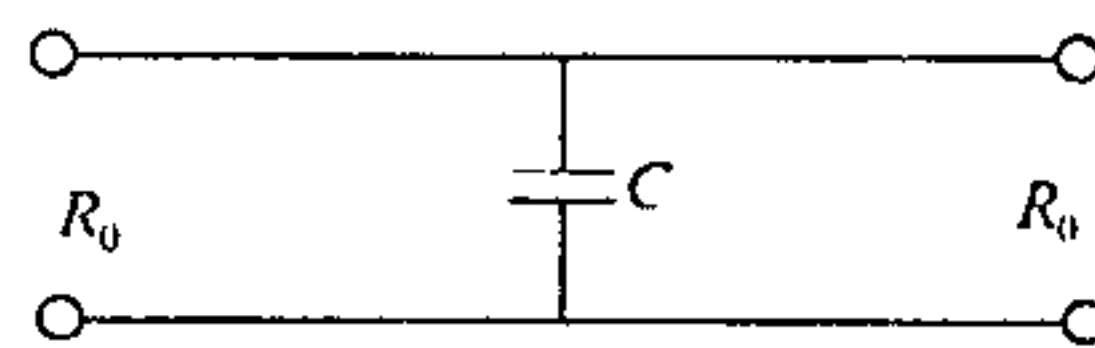


图 A.1 电容器滤波器

$$IL = 10\lg[1 + (\pi f R_0 C)^2] \dots\dots\dots (A.1)$$

式中:

f ——电路中信号频率,Hz;

R_0 ——源或负载阻抗, Ω ;

C ——滤波器电容,F。

实际上,电容器既有串联电阻又有电感。它来自于电容器极板的电感,引线电感,电容器极板的电阻,引线与板的接触电阻。这些感性和阻性的影响随电容器类型不同而不同。由于这些感性影响,电容性将呈现谐振。在谐振频率以下时,滤波器呈现容抗;在谐振频率以上时,呈现感抗。

A.2 电感器滤波器

在有干扰的导体中串联电感器,如图 A.2 a)所示,构成另一类的最简单的滤波器,其插入损耗由式(A.2)表示:

$$IL = 10\lg\left[1 + \left(\frac{\pi f L}{R_0}\right)^2\right] \dots\dots\dots (A.2)$$

式中:

L ——滤波器电感,H。

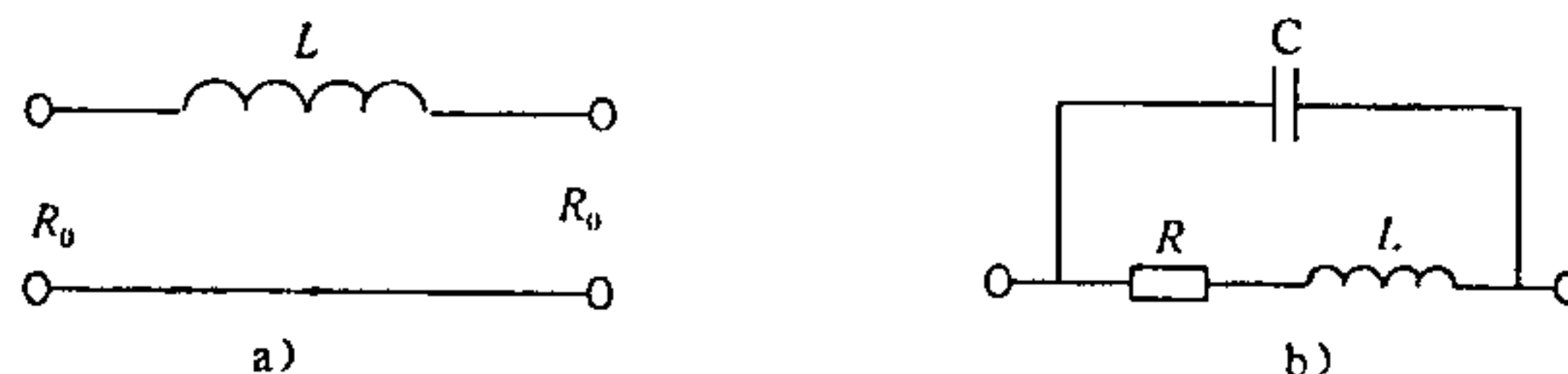


图 A.2 电感器滤波器

实际上,电感器还包含了串联电阻和绕组间电容,如图 A.2 b)所示。绕组间电容会使滤波器产生谐振。在谐振频率以下时,滤波器呈现感抗;在谐振频率以上时,呈现容抗,且阻抗下降。

当源和负载阻抗很高时,电容器滤波器较有效;源和负载阻抗很低时,则有效性下降。当源和负载阻抗很低,且感抗比较高时,电感器滤波器较有效;源和负载阻抗高时,则有效性下降。因此,在设计一个合适的滤波器时,必需了解干扰源的阻抗和设备的负载阻抗。

A.3 L 型(LC)滤波器

L 型滤波器由电感器和电容器构成,因电容器的位置不同可构成两类,如图 A.3 所示。其中,图 A.3 a)适用于低的源阻抗,高的负载阻抗;图 A.3 b)适用于高的源阻抗,低的负载阻抗。

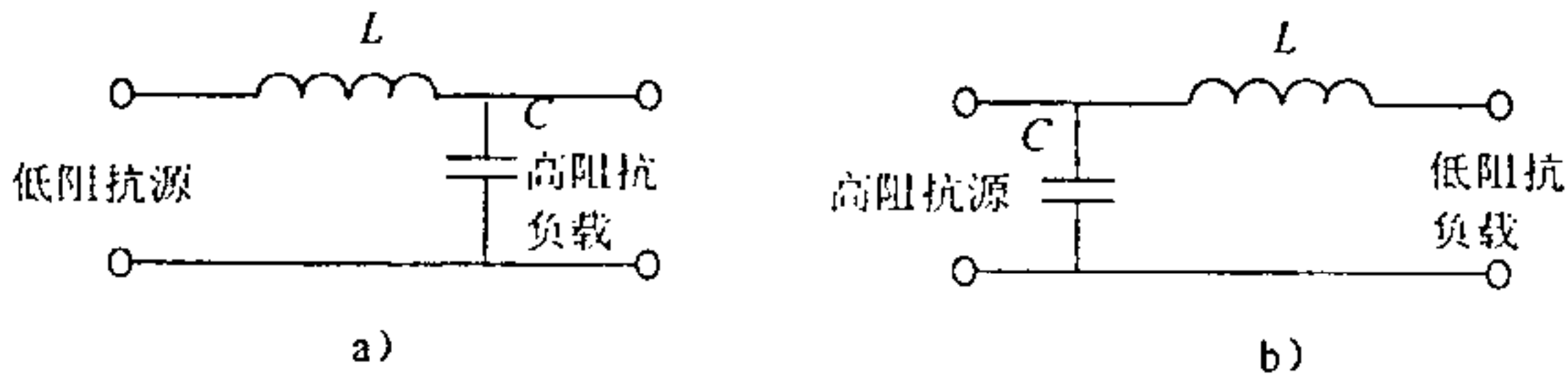


图 A.3 L 型滤波器

当源阻抗和负载阻抗相等时, L 型滤波器的插入损耗与电容器 C 接入线路的位置(或方向)无关;当源阻抗和负载阻抗不相等时,若电容器并联于较高的阻抗(源或负载)端,可获得最大的插入损耗。

当源和负载的阻抗相等,即为 R_0 时, L 型滤波器的插入损耗由式(A.3)表示。

$$IL = 10\lg\left[1 + \frac{(1-d)^2}{d} \frac{F^2}{2} + F^4\right] \dots\dots\dots (A.3)$$

式中:

- d —— L/CR_0^2 , 称衰减系数;
- F —— f/f_0 ;
- f_0 —— $\sqrt{2}/2\pi R_0 C = \sqrt{2}R_0/2\pi L$, 当 $d = 1$ 时;
- f_0 —— $\sqrt{2}/2\pi \sqrt{LC}$, 当 $d \neq 1$ 时;
- f ——电路中信号频率。

如果衰减系数 $d = 1$, 滤波器特性由通带变为阻带。L 型滤波器,即 LC 滤波器,同单个元件组成的电容器或电感器滤波器相比较,在高频时,LC 滤波器具有较好的滤波性能。当输入信号是瞬态干扰时, L 型滤波器可能产生谐振和振荡(振铃)。

A.4 π 型滤波器

π 型滤波器由两个电容器和一个电感器组成,如图 A.4 所示,是在实际中使用最普遍的类型。其优点是制造容易,在宽的频带上有较高的插入损耗,体积适中。

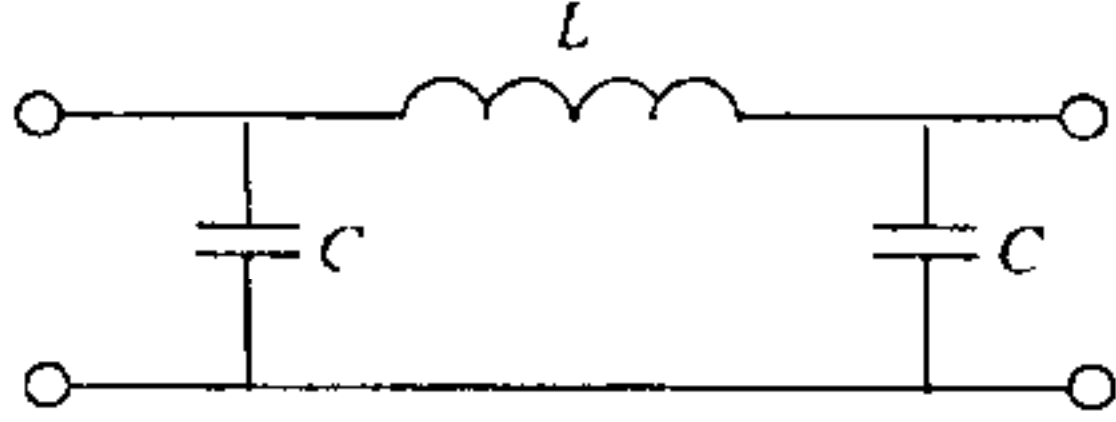


图 A.4 π 型滤波器

当 $Z_g = Z_L = R_0$ 时,其插入损耗由式(A.4)表示。

$$IL = 10\lg\left[1 + F^2 \frac{(1-d)^2}{d^{2/3}} - 2F^4 \frac{1-d}{d^{1/3}} + F^6\right] \dots\dots\dots (A.4)$$

式中:

- d —— $L/2CR_0^2$, 称衰减系数;
- F —— f/f_0 ;

$$f_0 = \frac{1}{\pi \sqrt{2LC}} = \frac{R_0}{\pi L} = \frac{1}{2\pi R_0 C}, \text{当 } d = 1 \text{ 时};$$

$$f_0 = \frac{1}{\pi (4R_0 LC^2)^{1/3}}, \text{当 } d \neq 1 \text{ 时}.$$

π 型滤波器抗瞬态干扰不太有效,可用金属材料将滤波器屏蔽起来,以改善其高频性能。要求 π 型滤波器有大幅度的衰减,只有将使用频率降得十分低。例如,用于屏蔽室的电源滤波。

A.5 T 型滤波器

T 型滤波器由两个电感器和一个电容器组成,如图 A.5 所示。该型滤波器对减小瞬态干扰是有效的。

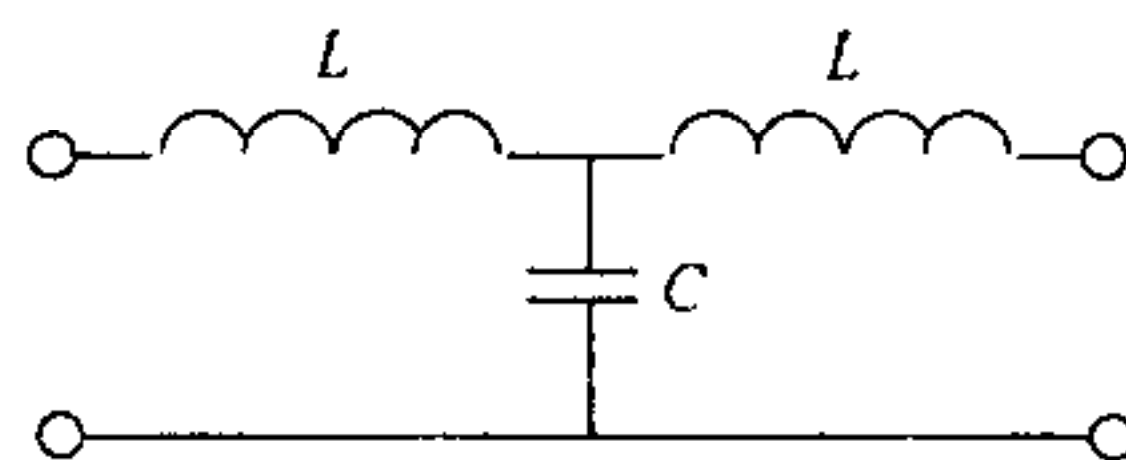


图 A.5 T 型滤波器

当 $Z_g = Z_L = R_0$ 时,其插入损耗由式(A.5)表示:

$$IL = 10 \lg \left[1 + F^2 \frac{(1-d)^2}{d^{2/3}} - F^4 \frac{1-d}{d^{1/3}} + F^6 \right] \dots\dots\dots (A.5)$$

式中:

d —— $R_0^2 C / 2L$ 称衰减系数;

F —— f/f_0 ;

$$f_0 = \frac{1}{\pi \sqrt{2LC}} = \frac{R_0}{2\pi L} = \frac{1}{\pi R_0 C}, \text{当 } d = 1 \text{ 时};$$

$$f_0 = \frac{1}{\pi} \left(\frac{R_0}{4L^2 C} \right)^{1/3}, \text{当 } d \neq 1 \text{ 时}.$$

π 型和 T 型滤波器根据衰减系数 d 的值不同,有三种响应状态。当 $d = 1$ 时,有最佳的衰减响应,接近理想的(巴特沃斯滤波器)的响应曲线,如图 A.6 所示。当 $d > 1$ 时为带有纹波电压的过衰减响应。当 $d < 1$ 时,为在频带边缘有较差的下降率的欠衰减响应。

A.6 损耗线滤波器

在某些使用场合下,由低损耗元件组成的滤波器,由于阻抗不匹配,在输出端会产生较高的干扰电压。此时,使用磁性材料(例如铁氧体)的损耗特性组成的损耗型滤波器是有用的。例如,在空心同轴线内、外导体间填充磁损耗和介电损耗很高的材料后,同轴传输线的电磁损耗比填充空气时增大若干倍,这就形成了损耗传输线。损耗线滤波器可提供 60 多分贝的插入损耗。

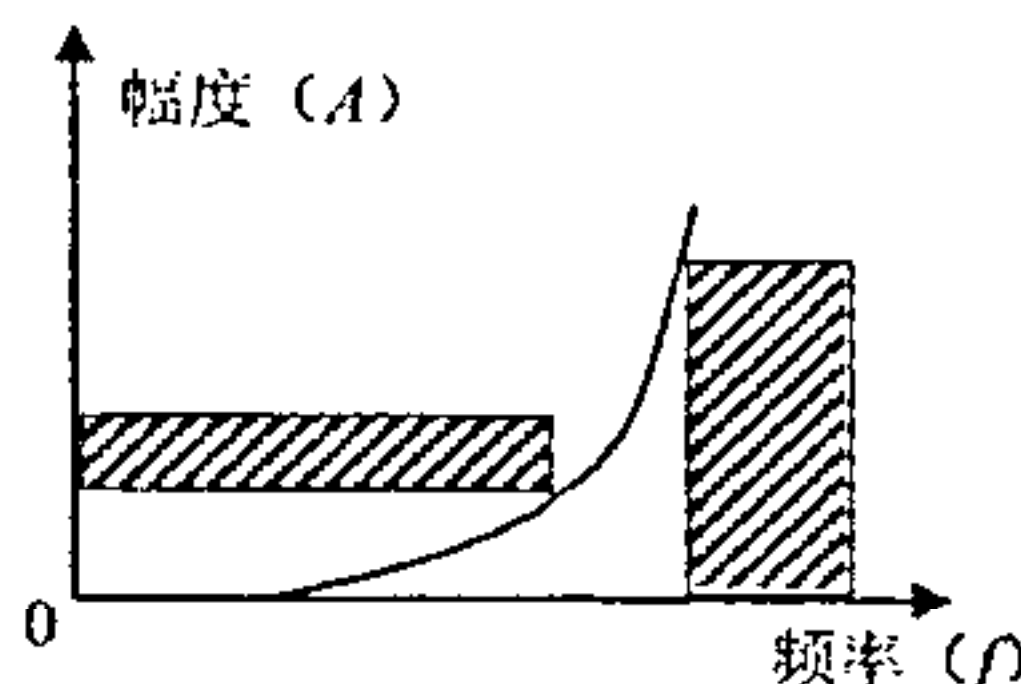


图 A.6 巴特沃斯滤波器衰减特性

长为 l 的一段损耗线做成的 EMI 滤波器,当其接源内阻为 Z_g 和负载阻抗 Z_L 的情况下的插入损耗由式(A.6)表示。

$$IL = 8.68\alpha l - 20\lg |1 - \Gamma_1\Gamma_2| + 20\lg |1 - \Gamma_1\Gamma_2\exp(-2\gamma l)| + \dots\dots\dots (A.6)$$

$$\Gamma_1 = (Z_0 - Z_g)/(Z_0 + Z_g) \dots\dots\dots (A.7)$$

$$\Gamma_2 = (Z_0 - Z_L)/(Z_0 + Z_L) \dots\dots\dots (A.8)$$

- 式中:
- l ——损耗线长度,m,
 - α ——衰减常数。
 - Γ_1 ——信号源端反射系数;
 - Γ_2 ——负载端反射系数;
 - γ ——传播常数;
 - Z_0 ——滤波器特性阻抗, Ω 。

式(A.6)的插入损耗由两类组成,即本征损耗和失配损耗,其中第一项 αl 代表了损耗线的本征损耗,第二项 $|1 - \Gamma_1\Gamma_2|$ 代表了入射波产生的损耗,第三项 $|1 - \Gamma_1\Gamma_2\exp(-2\gamma l)|$ 代表了反射波产生的损耗。
如果 Γ_1 和 Γ_2 是同号的,则 $|1 - \Gamma_1\Gamma_2|$ 小于1,第二项就为正,使损耗线滤波器的插入损耗增加;如果 Γ_1 和 Γ_2 不同号,则使插入损耗小。

第三项与频率有关。一般来说,其值域为 $0 < |1 - \Gamma_1\Gamma_2\exp(-2\gamma l)| < 2$ 。这里当 $\alpha l < 1.5$, $\Gamma_1\Gamma_2\exp(-2\gamma l) \rightarrow 1$ 这时第三项几乎可以忽略不计。当 αl 很小,即滤波器的 $\alpha l \rightarrow 0$, $\exp(-2\gamma l) \rightarrow 1$ 。在此条件下,第二项和第三项相互抵消。相比之下,还是 αl 大时为好。最坏结果为 $\Gamma_1\Gamma_2 \rightarrow -1$, 这时的插入损耗会减小 6dB。

附录 B
(资料性附录)
传导敏感度要求

B.1 CS101

按 GJB 151A-1997 要求,CS101 是对军用设备和分系统的交流和直流电源线(不包括回线)电源传导敏感度的要求。其目的是在允许电源电压波形失真的脉动电压条件下,确保军用设备和分系统的性能不降低。

CS101 规定了一种对所有受试设备均适用的极限值,按受试设备额定电源电压,包括交流和直流,大于 28V 及不大于 28V 给出了两种极限值试验曲线,如图 B.1 所示。

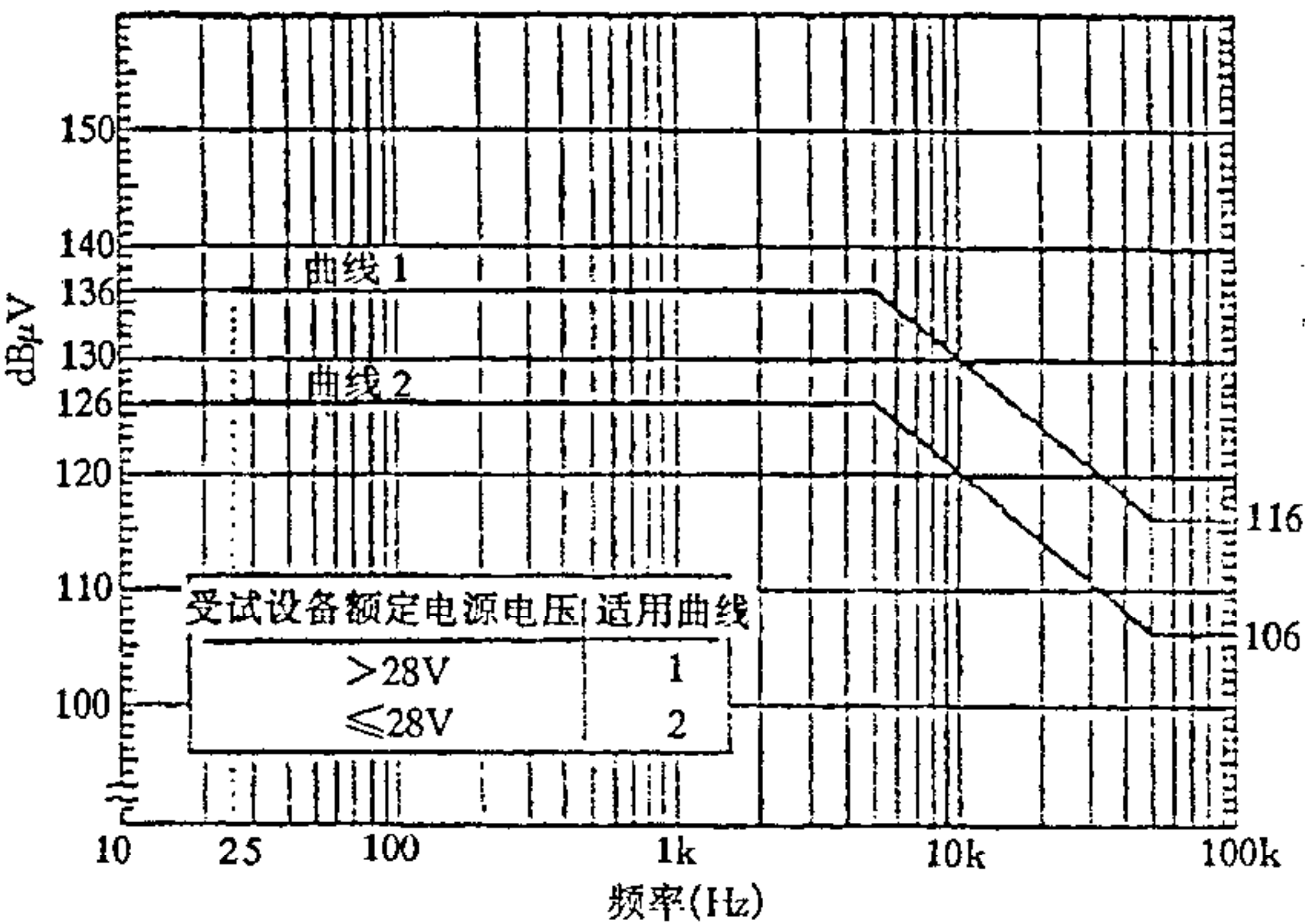


图 B.1 CS101 极限(AC 和 DC)

B.2 CS106

由于我国在贯彻 GJB 151-1986 中的 CS06 项目时,发现该试验项目既是 EMC 的薄弱环节,又可通过改进或增加措施,提高设备抗电源线尖峰信号的能力。因此,在制定 GJB 151A-1997 时保留了该试验项目,称为 CS106。CS106 主要考核设备抗瞬态干扰的能力。CS106 和 CS116 也不能相互替代,因为 CS106 是直接耦合而 CS116 为间接耦合。试验波形见图 B.2。

B.3 CS114

CS114 是 10kHz~400MHz 电缆束注入传导敏感度要求,是 GJB 151-1986 修订时新增加的项目,适用于受试设备外部接口所有电缆。其目的是模拟平台外天线发射所产生的电磁场对平台电缆感应形式的电流。该要求的特点是它所提供的数据与平台所感应的电流直接相关,并作为实验室试验依据。

CS114 规定了对所有受试设备均适用的五种极限曲线,与相应的平台及频率范围有关,如何选取按 GJB 151A-1997 表 4 规定。相应极限见图 B.3 所示。该极限值曲线,虽然是由各种飞行器在最恶劣条件下测得的数据导出。但在谐振时,飞行器屏蔽的效果为零,故把这些结果应用于其它平台也同样合理。这些结果可用作与系统级在外部环境下所测得的感应电平比较的基础。

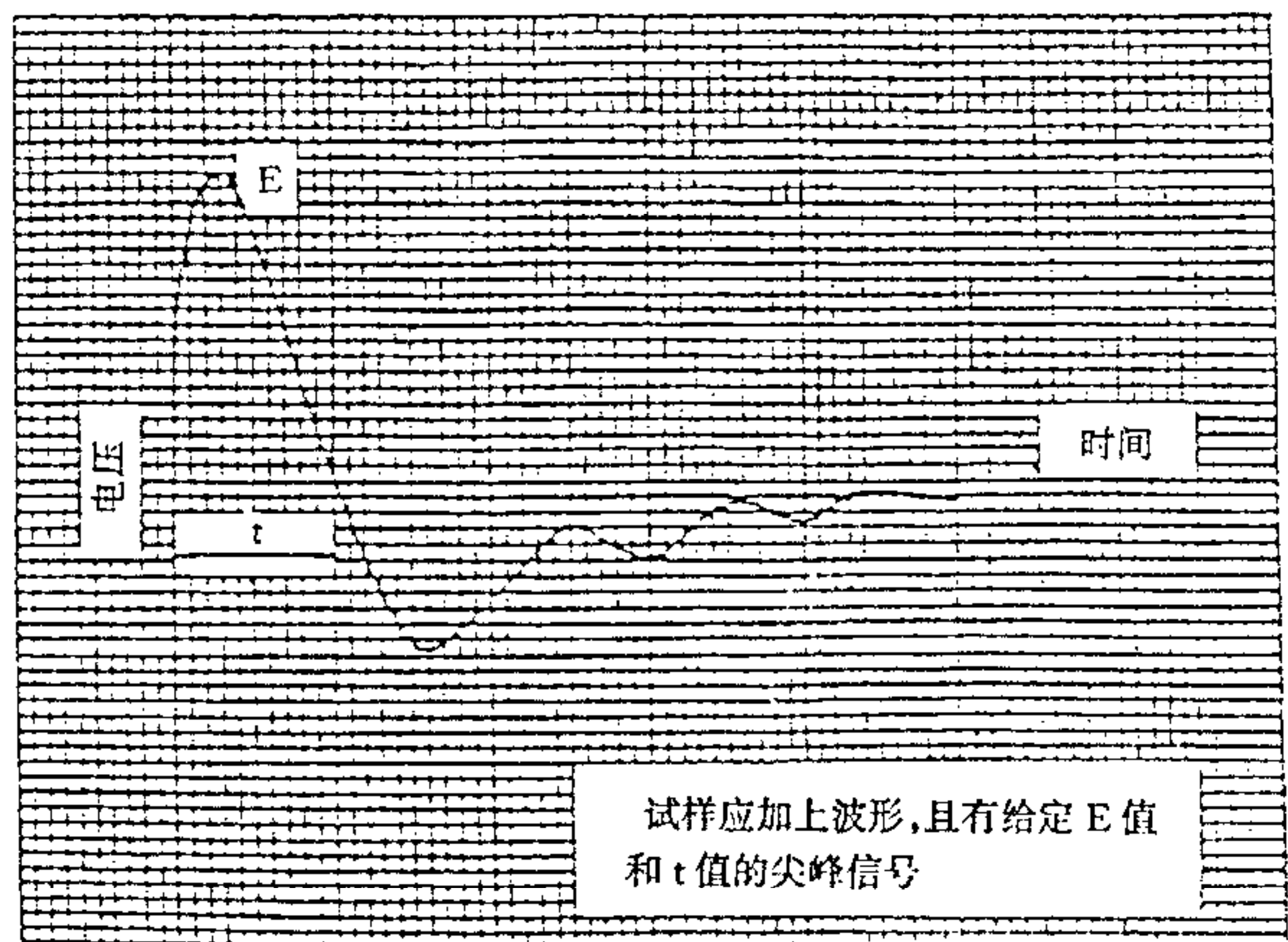


图 B.2 CS106 试验信号波形

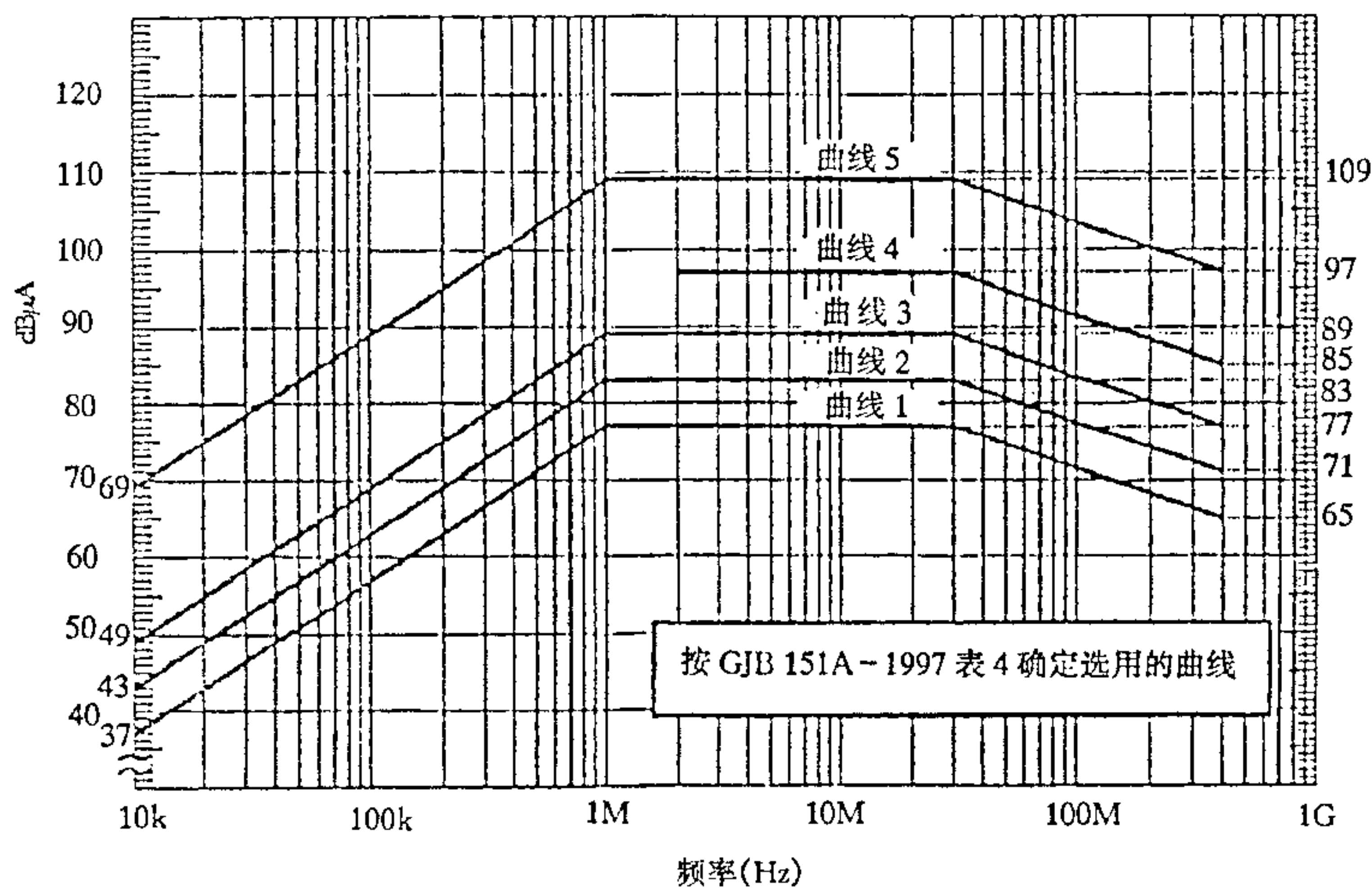


图 B.3 CS114 极限

B.4 CS115

CS115 是确定军用设备和分系统经电缆束注入脉冲激励的传导敏感度,是一种校准试验的信号,以 30Hz 的重复频率进行 1min 试验,试验波形见图 B.4。

由于规定了该试验的上升时间为 2ns,与开关动作中断时电感器件所产生的波形上升时间相一致;脉冲宽度为 30ns,是把单次脉冲的能量标准化,这一脉冲宽度可把脉冲的上升和下降部分分隔较远,满足对不同电路的检验要求;幅度为 5A(在 100Ω 环路阻抗校准夹具两端的电压为 500V),是满足飞行器瞬态环境中可观察到的感应电流;脉冲重复频率为 30Hz 是考虑试验确保受试设备经能受足够数量的脉冲,使受

试设备充分经受试验,提高受试设备抗干扰的可靠性。

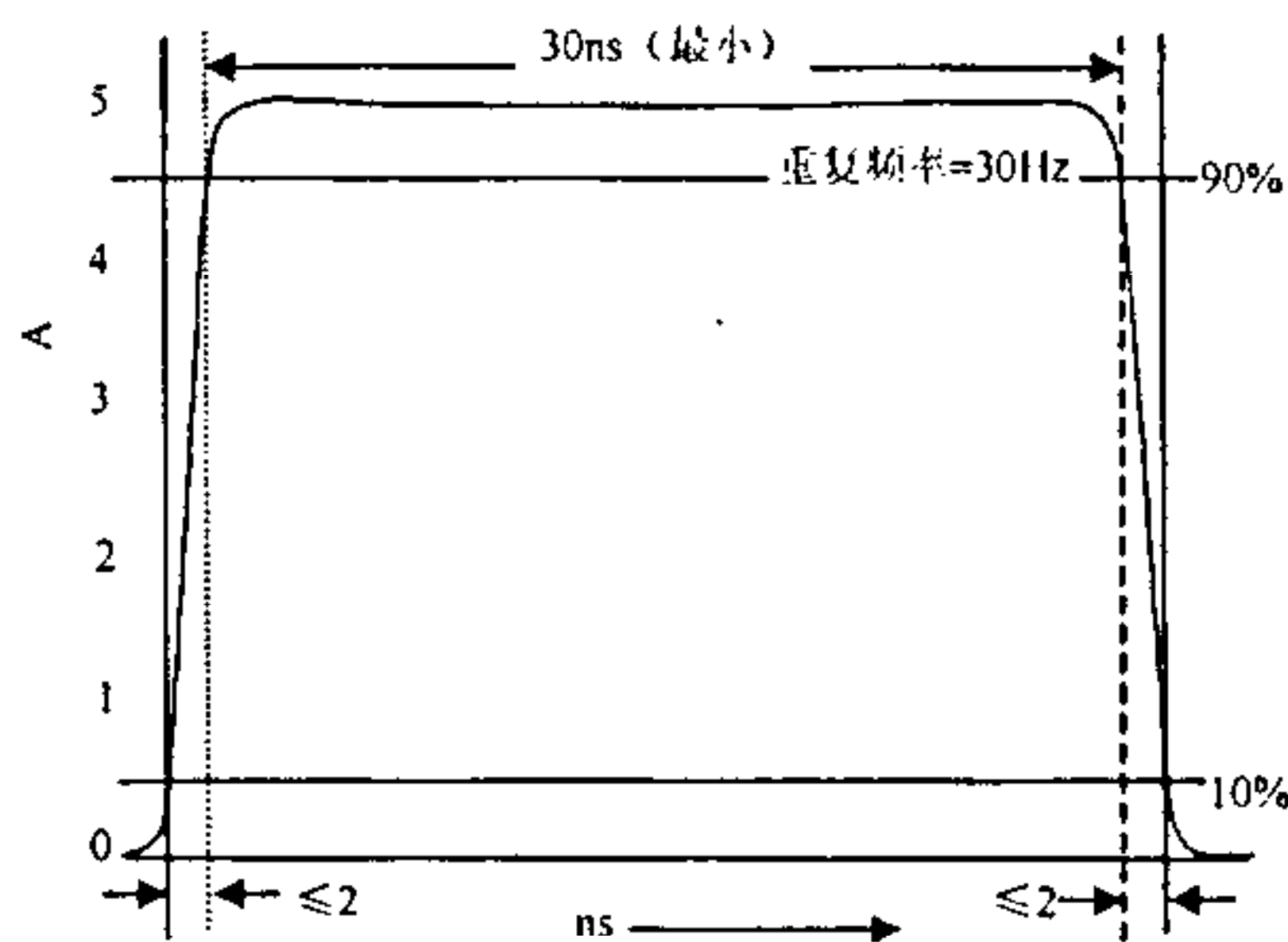


图 B.4 已校准的信号源特性

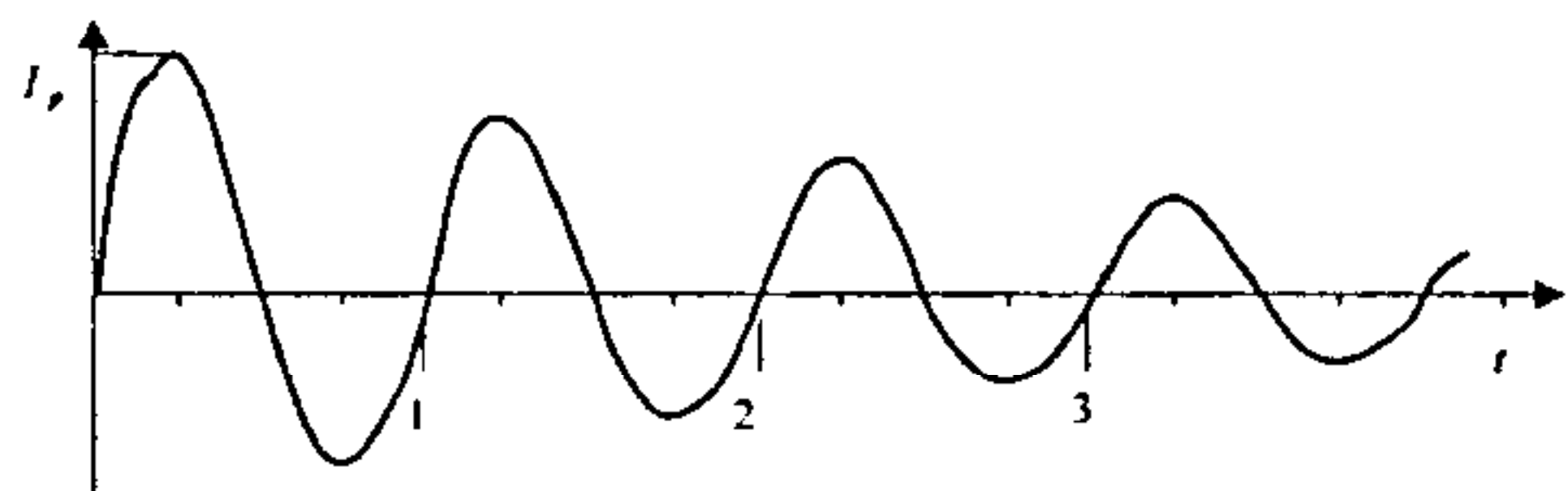
B.5 CS116

CS116 是确定军用设备和分系统经电源线和电缆阻尼正弦瞬态传导敏感度,适用于受试设备外部接口所有互连线及电源线,但不包括电流回线,是模拟由于固有谐振激励而在平台内产生的脉冲电流和电压波形。由于受试设备的平台遇到强电磁脉冲时,感应受试设备内的电流和电压波形,因受固有谐振的影响,其波形通常是阻尼正弦波。平台内部由于开关动作等引起的瞬变也会产生类似的波形。波形及极限值见图 B.5 和图 B.6。

图 B.5 是规格化的阻尼正弦波,由不同试验频率确定的一组有限的阻尼正弦波,用来模拟由于受试设备平台外部激励,如核电磁脉冲,雷电和电气开关动作引起的阻尼正弦波形。在电源线上,平台开关动作的瞬态效应会产生差模干扰;在外部环境(或平台内部)场的耦合效应引起的瞬态变化,在电缆接口处会产生共模干扰。

图 B.6 是规定了试验电流的限值,是指在外部的瞬态环境下,出现的最大感应电平。在谐振频率以下,耦合量与频率成正比,由曲线可知,频率较低处的拐点设在平台出现最坏情况的谐振频率上,频率较高的拐点是设在瞬态环境频谱值下降的频率上。

试验可依据总体要求,即受试设备或分系统和互连电缆所在总体要求的保护等级来调整曲线幅度(提高或降低)。不能指望将全部的保护要求都落在受试设备上。



1. 规格化的波形: $e^{-(\pi ft)/Q} \sin(2\pi ft)$

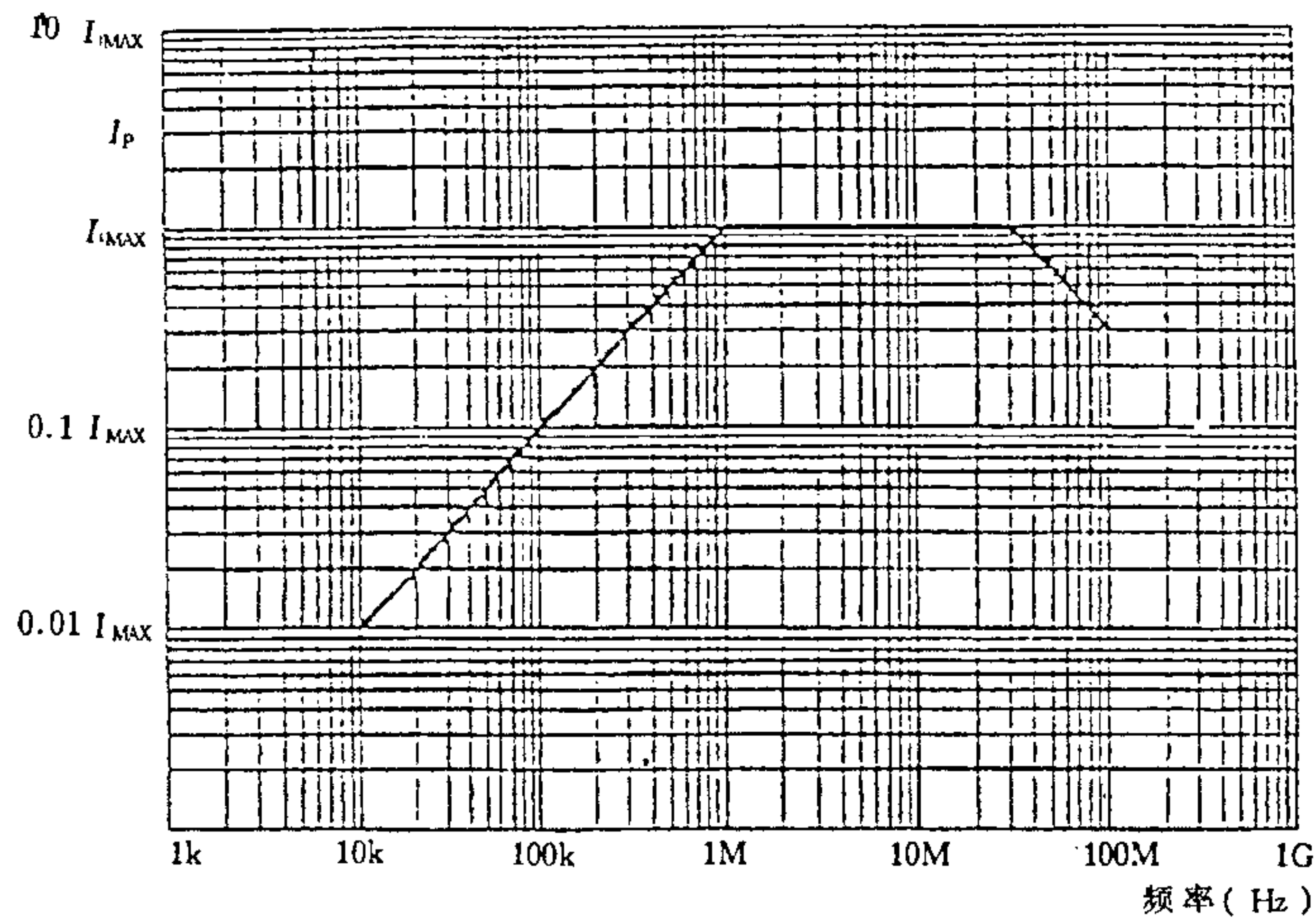
式中:

 - f —— 试验频率, Hz;
 - t —— 时间, s;
 - Q —— 阻尼因子, 15 ± 5 。
2. 按下述确定阻尼因子: $Q = \frac{\pi(N-1)}{\ln(I_P/I_N)}$

式中:

 - Q —— 阻尼因子;
 - N —— 周期数(例如 $N=2, 3, 4, \dots$);
 - I_P —— 第 I 周期峰值电流;
 - I_N —— 第 N 周期峰值电流。
3. 按照图 B.6 确定。

图 B.5 典型的 CS116 阻尼正弦波形



注：陆军和海军 $I_{MAX} = 10A$ ；空军 $I_{MAX} = 5A$ 。

图 B.6 CS116 极限

中 华 人 民 共 和 国
国家军用标准
军用电磁干扰滤波器选用和安装指南
GJB/Z 132—2002

*

总装备部军标出版发行部出版
(北京东外京顺路7号)
总装备部军标出版发行部印刷车间印刷
总装备部军标出版发行部发行
版权专有 不得翻印

*

开本 880×1230 1/16 印张 2½ 字数 78 千字
2002 年 9 月第 1 版 2002 年 9 月第 1 次印刷
印数 1—400

*