

EMC传导干扰滤波电路的设计

2017年电源网工程师巡回培训会西安站分享讲义

陶显芳

2017.06.17

EMC传导滤波电路的设计

@ 1.0

什么是EMC

1.1 什么是EMC

➤ **EMC** (Electromagnetic Compatibility 电磁兼容) 是指设备或系统在一定的电磁环境中, 能符合要求运行的能力, 并且不会对其它环境中的任何设备产生无法忍受的电磁干扰。它包括两个方面的要求: 一方面是指设备在正常运行过程中对所在环境产生的电磁干扰不能超过一定的限值 (**EMI**) ; 另一方面是指器具对所在环境中存在的电磁干扰具有一定程度的抗扰度, 即对电磁干扰的敏感度 (**EMS**) 。

➤ **EMI** (Electromagnetic Interference 电磁干扰) 是指任何能使其它设备或系统性能降级的电磁现象。

➤ **EMS** (Electromagnetic Susceptibility 电磁耐受性) 是指机器在执行应有功能的过程中可忍受周围电磁环境影响的能力 (抗干扰能力)

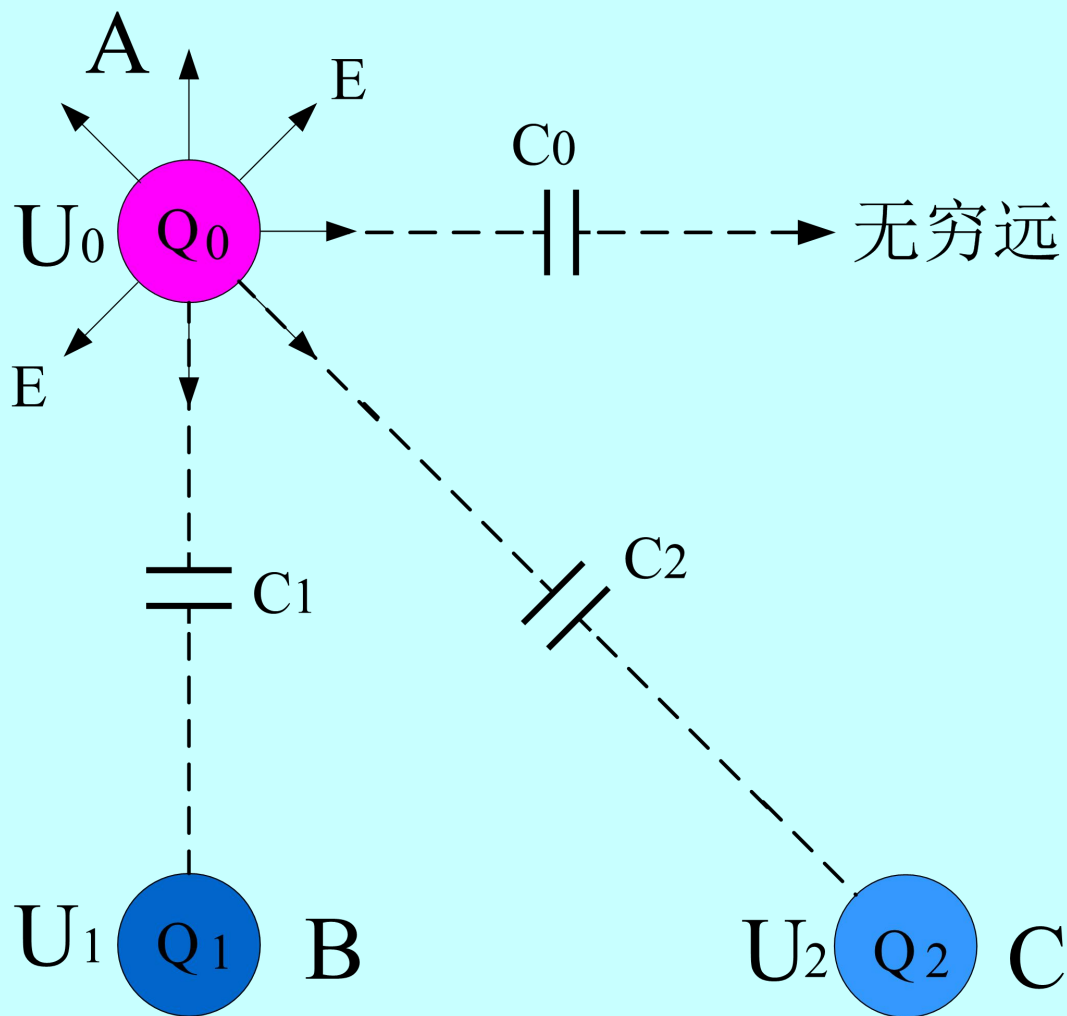
1.2 电子线路中的电磁干扰

- **电磁干扰 EMI** (Electromagnetic Interference) ，有两种：**传导干扰**和**辐射干扰**。目前，产生电磁干扰的设备主要是设备中的开关电源。
- **传导干扰**主要是电子设备产生的干扰信号是通过导线或公共电源线进行传输，互相产生干扰。**传导干扰**又分**共模干扰**和**差模干扰**。
- **辐射干扰**是指电子设备产生的干扰信号是通过带电导体产生的电、磁感应产生的，通过电、磁感应可把某个电路网络中的干扰信号传给另一个电路网络或电子设备。**辐射干扰**分**电场辐射**和**磁场辐射**。**辐射干扰**还可分**近场辐射**和**远场辐射**，**近场辐射**通过互相感应还可以把**辐射干扰**转化成**共模传导干扰**。
- 目前，**传导干扰**相对于**辐射干扰**来说，比较容易解决，只要增加电源输入电路中EMC滤波器的节数，并适当调整每节滤波器的参数，基本上都能满足要求；但对于**辐射干扰**，难度要大好多，主要原因是，开关电源的功率密度和工作频率以及其它电路的工作频率都在不断提高，**辐射干扰**也越来越严重，解决的方法一般都要对PCB板进行重新排板，或更改电路布局或结构。

1.3 电磁感应与电磁干扰

- 电磁感应是产生电磁干扰的主要原因。电磁干扰分电场干扰 EI (Electro Interference) 和磁场干扰 MI (magnetic Interference) 两种。
- 电场和磁场分别是两种性质不同，可携带能量的介质，它们的分布，充满整个宇宙空间，并且两者之间的能量可以互相转换；当某处电磁场的位能产生变化时，整个宇宙空间中的电磁场都需要重新进行分布，并以每秒钟30万公里的速度在真空中进行传播，因此，电、磁干扰无处不在。
- 产生电场干扰的基本原因，主要是带电物体的电荷在不断地进行重新分布，相当于两带电导体之间的分布电容在不断进行充放电；产生磁场干扰的基本原因，主要是流过导体中的电流大小和方向在不断改变，相当于两导体之间分布电感（互感）产生的磁通大小和方向在不断变化。
- 电磁感应分电场感应和磁场感应，与电场感应相关的是分布电容，而与磁场感应相关的是分布电感，因此，深刻理解分布电容和分布电感的特性是解决EMI问题的关键。

1.4 电场感应系数



- 带电物体在本质上就相当于一个充了电的电容，在它的周围会产生电场，并使周围的物体感应带电，而电容量 C 就相当于两个带电物体互相产生电场感应的系数。
- 图中， C_0 为自感系数， C_1 、 C_2 为互感系数。
- 当带电体中的电荷进行重新分布时，带电导体中的位移电流也会产生不断变化。
- ESD 的本质就是两个孤立导体互相感应的过程。

1.5 电场感应系数与电容

➤ C_0 、 C_1 、 C_2 在数值上分别为：

$$C_0 = \frac{Q_0}{U_0} ; \quad C_1 = \frac{Q_1}{U_1} ; \quad C_2 = \frac{Q_2}{U_2}$$

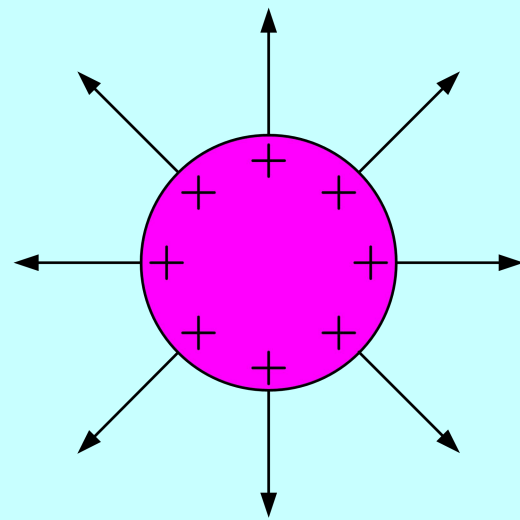
➤ C_0 为带电物体A的自感系数，表示它带电是相对于无限远处的0电位，如果把物体A看成是一个孤立电容，则其电容量就等于 C_0 。

➤ C_1 为带电物体A与带电物体B之间的互感系数； C_2 为带电物体A与带电物体C之间的互感系数。

➤ 我们也可以把物体B和物体C看出是一个孤立电容，但其电容量并不等于 C_1 和 C_2 ，因为 C_1 、 C_2 不是物体B和物体C相对于无限远处的0电位， C_1 和 C_2 应该被分别看成是物体B和物体C相对于物体A的分布电容的容量，这一点需要值得注意。

1.6 孤立导体的电容

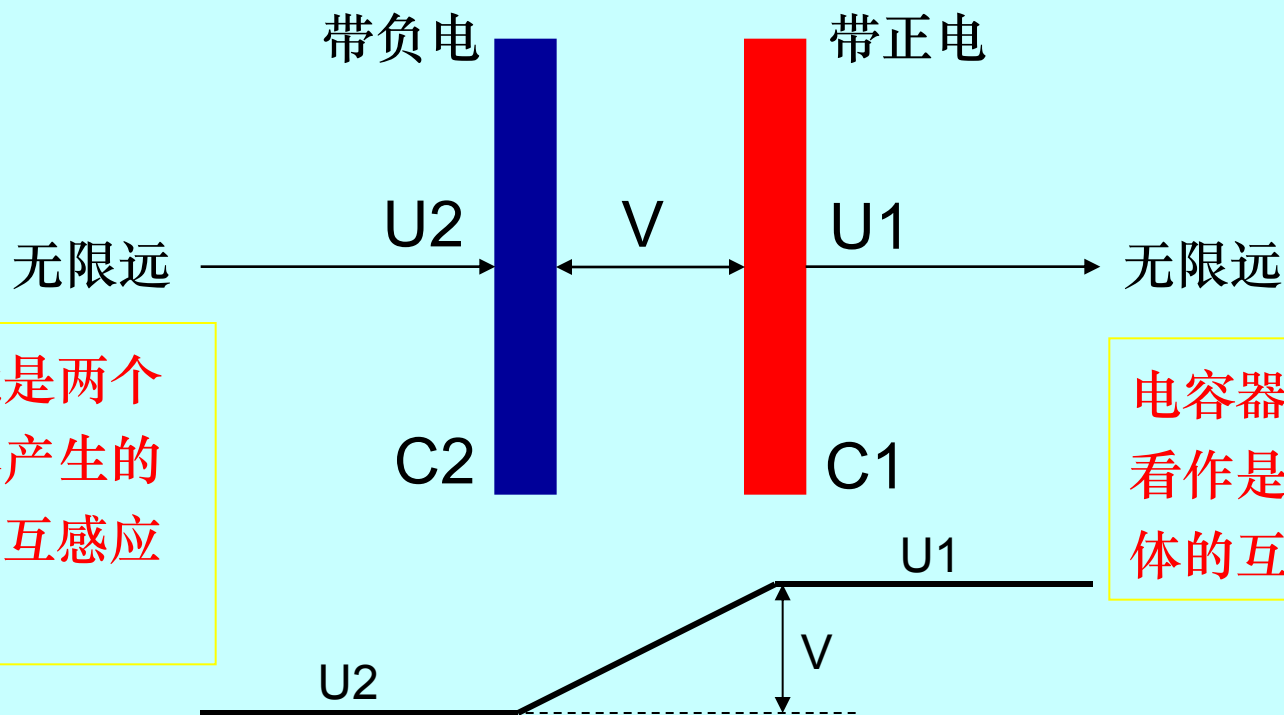
- 在带电导体的周围空间会散发出电场，电场是一种具有能量的物质，它在真空中以每秒30万公里的速度向整个宇宙空间辐射。
- 设孤立导体带的电荷量为 Q ，电位为 U ，则电荷量 Q 与电位 U 的关系可以写为： $Q = CU$
- 式中比例系数 C 是一个与电荷量和电位无关的常数，它与导体的几何形状和大小有关，所以人们把这个比例系数 C 称为孤立导体的电容（或自感系数）。电容的物理意义是带电导体每升高（或降低）单位电位（电压）所需要的电荷量。



把带电体当成一个电容看待，就可以对电路进行定性分析和定量计算。

- 孤立球导体的电容等于表面积除以半径： $C = \frac{Q}{U} = 4\pi\epsilon r$ （对于无限远处）
- 地球相对于无限远处的电容量约为：708uF，相对于电离层大约为1.1F。

1.7 电容与电容器



电容器就是两个带电导体产生的电场，相互感应的结果。

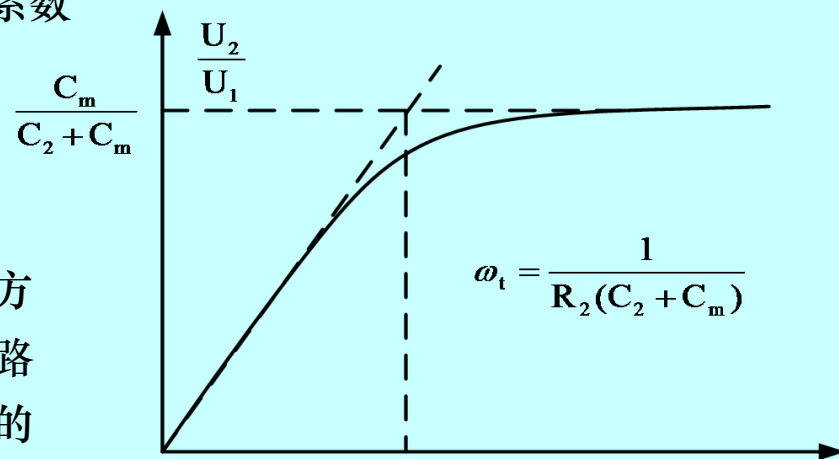
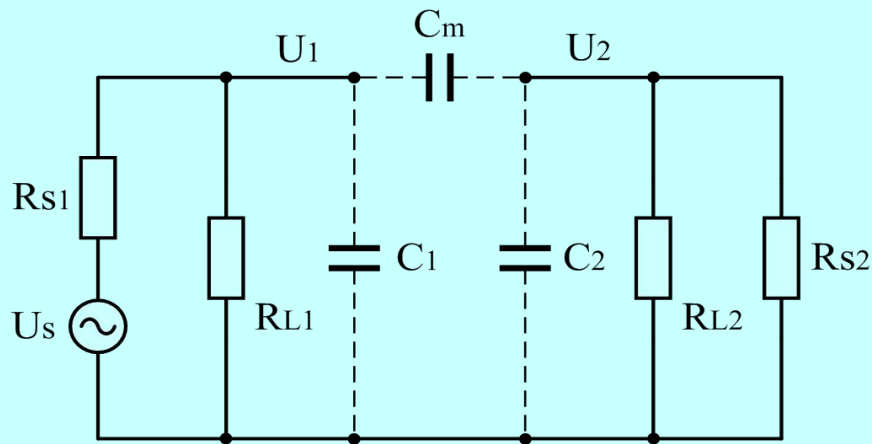
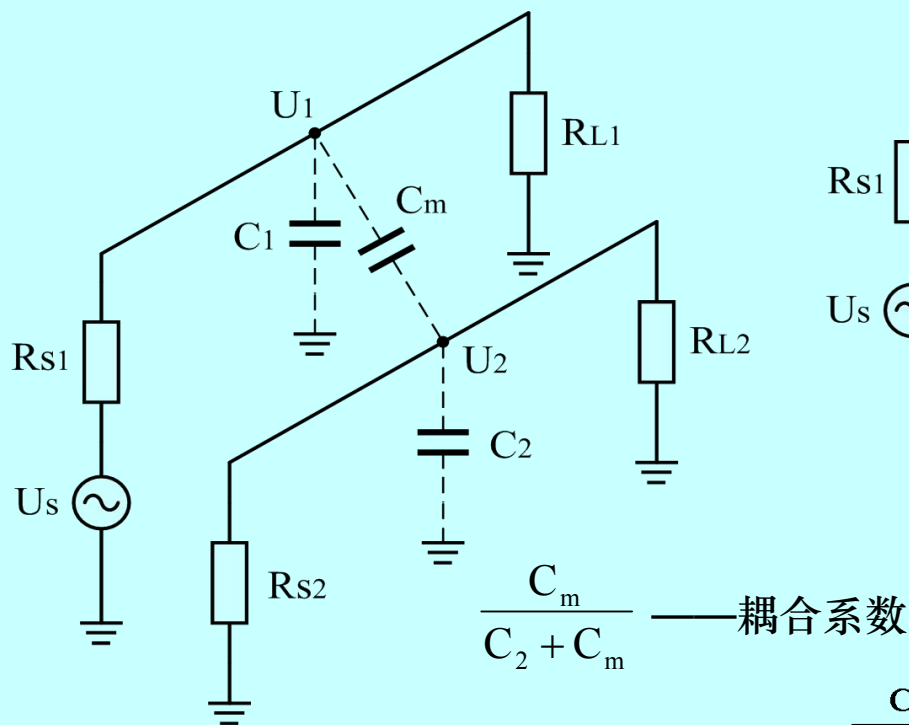
电容器的容量可以看作是两个带电物体的互感系数。

➤ 电容器可以看成是两个孤立导体的组合，其中一个带正电，另一个带负电。当两带电体处于恒定电场之中时，两个孤立导体之间的电容为：

$$C_1 = \frac{Q}{U_1}, \quad C_2 = \frac{-Q}{U_2}, \quad \frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} = \frac{U_1}{Q} + \frac{U_2}{-Q} = \frac{V}{Q}$$

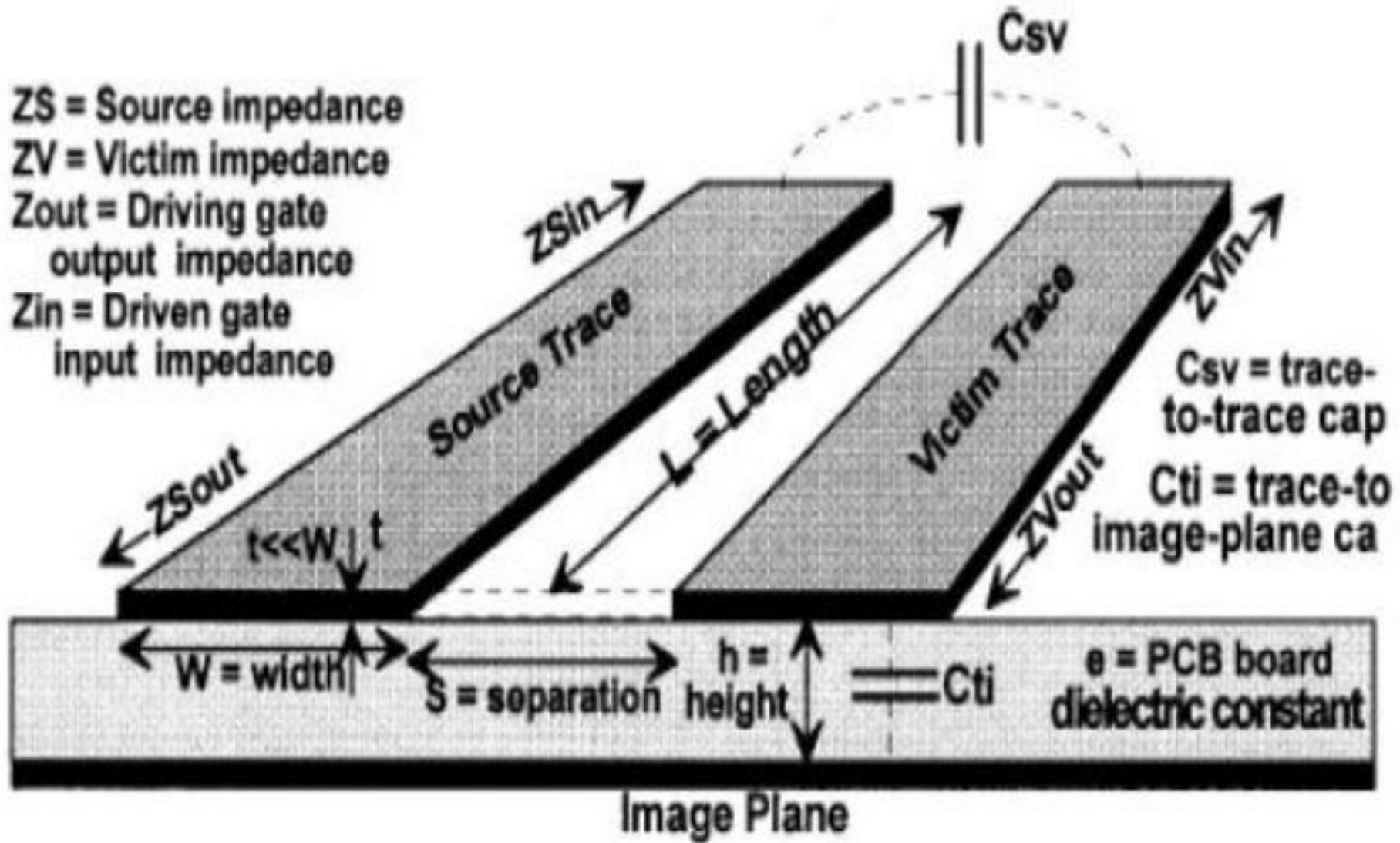
即，两个孤立导体之间的电容为： $C = \frac{Q}{V}$ ——相当于两个电容串联

1.8 电场感应干扰的等效电路



➤ 想减小两电路之间电场相互干扰，最好的方法是减小电路之间的耦合系数，即减小两电路之间的耦合电容，也就是尽量减小带电导体的面积，及远离其它电路，两根互相干扰的导体尽量不要互相平行，以及降低工作频率。

1.9 PCB板两导体产生的EMI串扰



Trace crosstalk geometry for predicting EM

1.10 多层PCB布板原则

多层PCB板布层原则：

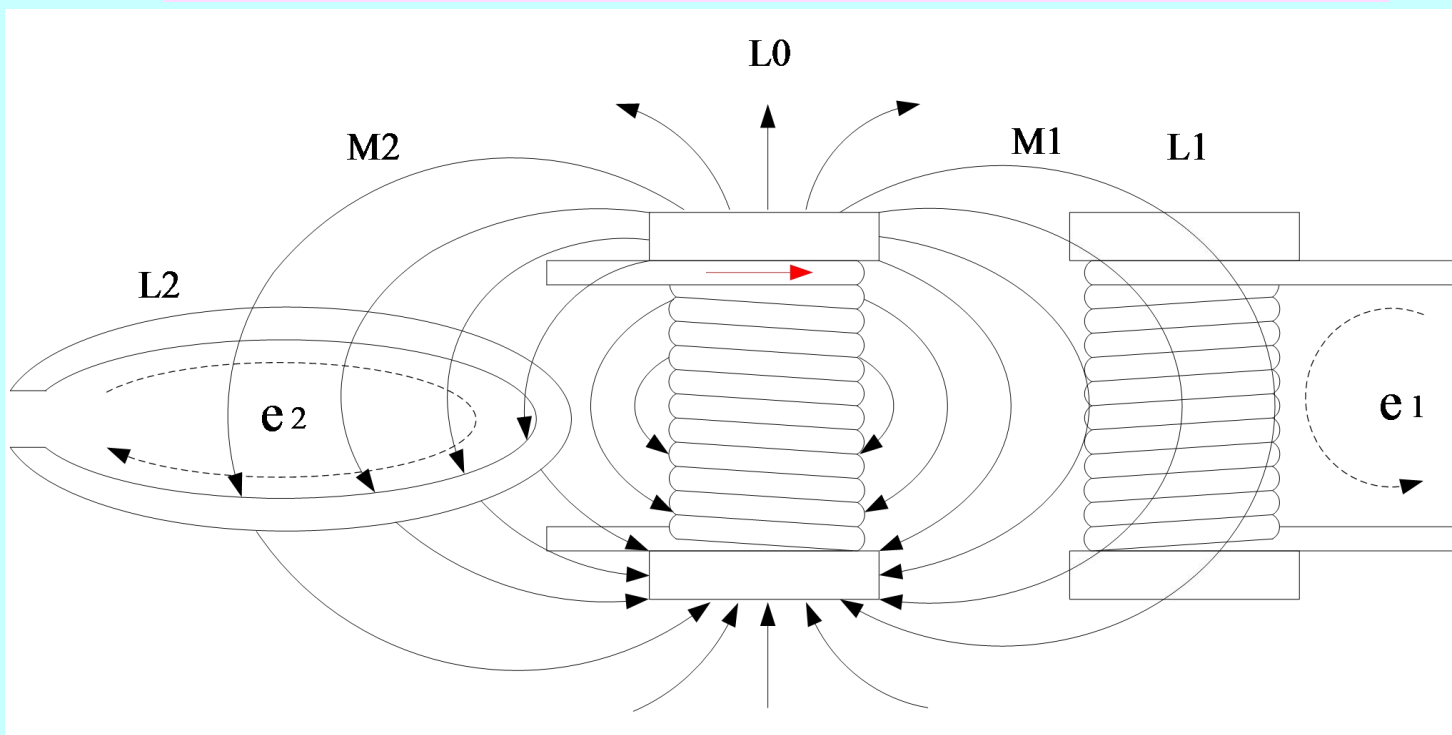
- a. 元件面的下面（第二层）为地平面层（信号地），应尽量利用地平面层对其它层进行电磁屏蔽；
- b. 所有信号层尽量与地平面层（信号地）相邻，不跨分割区；
- c. 尽量避免两信号层相邻；
- d. 无相邻平行布线层；
- e. 尽量把电源地与信号地分开；
- f. 电源层尽可能与其对应的地层（电源地）相邻。

下面是四层PCB板的几种优选方案：

方案	电源层数	地层数	信号层数	1	2	3	4
1	1	1	2	S	G	P	S
2	1	1	2	G	S	S	P
3	1	1	2	S	P	G	S

一般可选方案1和3。

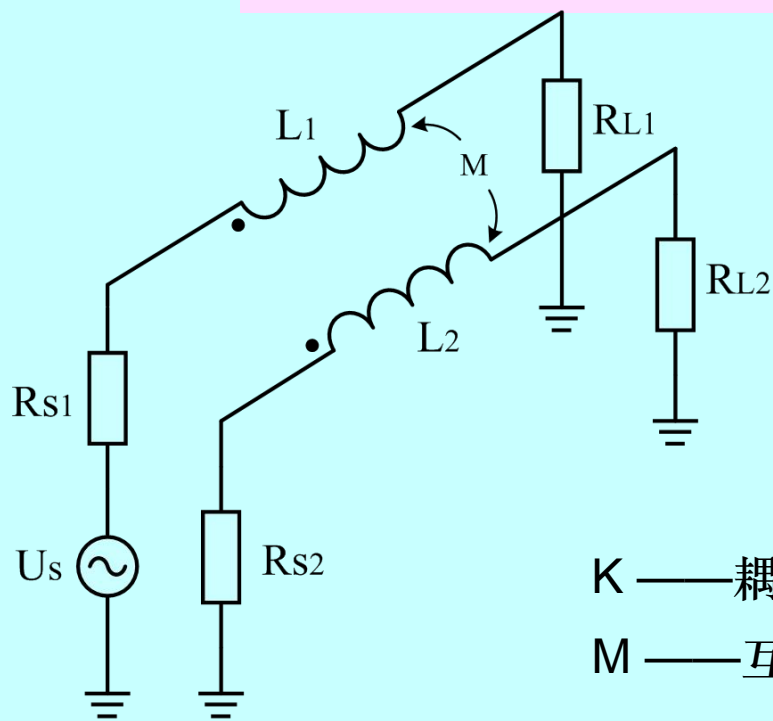
1.11 电感线圈产生的电磁感应



➤ 当导体中有电流流过时，在导体的周围会产生磁场，并使周围的导体感应带电，而互感M就是两载流体互相产生此场感应的系数。

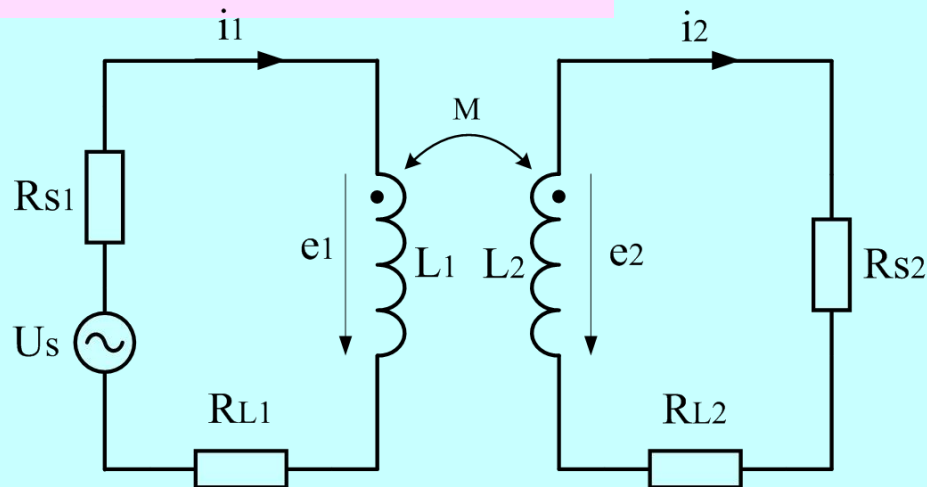
$$e = d\Phi/dt = NSdB/dt = Ldi/dt ; \quad e_1 = M_1di/dt , \quad e_2 = M_2di/dt , \quad \Phi$$
为磁通量，S为磁通面积，N为线圈匝数，B为磁感应强度，L0、L1、L2为各线圈的电感量、M1、M2为互感。

1.12 磁场感应干扰的等效电路



(a) 磁场耦合示意图

K —— 耦合系数
M —— 互感



(b) 磁场耦合等效电路

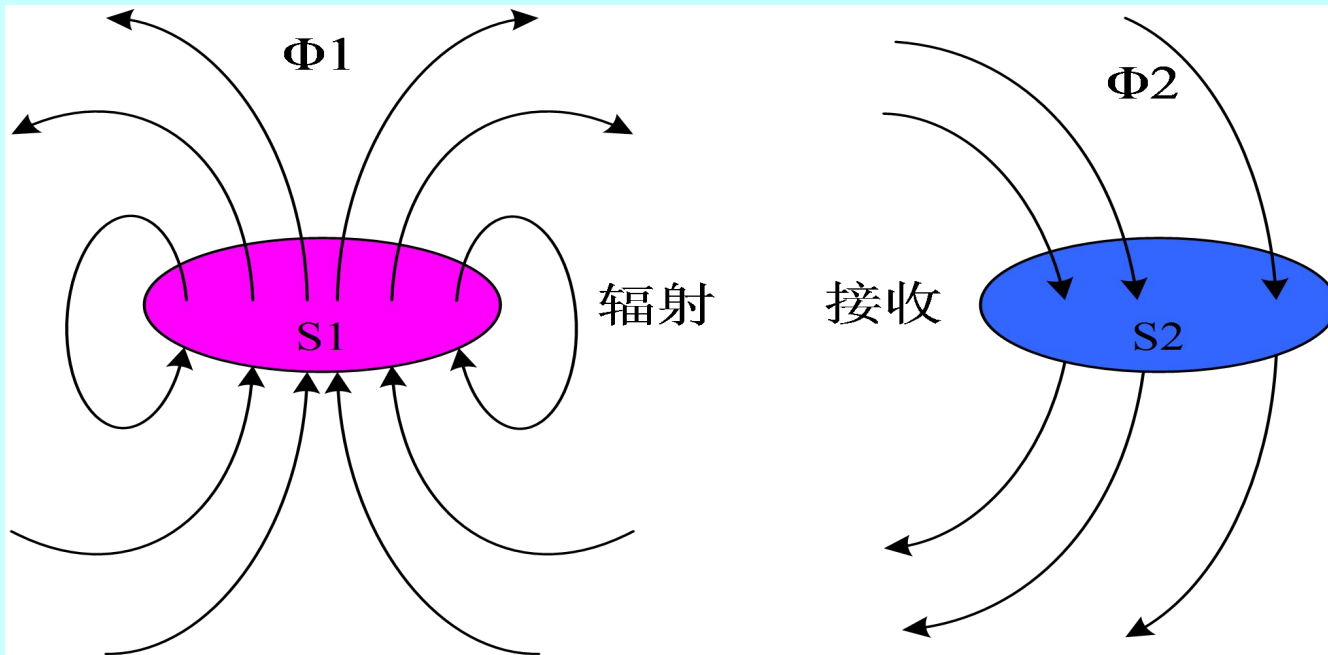
$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad e_1 = L_1 \frac{di_1}{dt}$$

$$e_2 = -M \frac{di_1}{dt} = -L_2 \frac{di_2}{dt}$$

➤ 想减小两电路之间磁场相互干扰，最好的方法是减小电路之间的耦合系数K，即减小两电路之间的互感M，尽量减小两电流回路的面积，及远离其它电路，或降低工作频率，两根互相干扰的导体尽量不要互相平行。

1.13 减小电流回路的面积是排除干扰的最佳选择

➤ 磁场辐射干扰主要是流过高频电流回路产生的磁通窜到接收回路中产生的，因此，要尽量减小流过高频电流回路的面积和接收回路的面积。



式中：e1、Φ1、S1、B1、L、i1 分别为辐射电流回路中产生的电动势、磁通、面积、磁通密度、分布电感、回路电流；

$$e_1 = \frac{d\Phi_1}{dt} = \frac{S_1 dB_1}{dt} = L \frac{di_1}{dt}$$

$$e_2 = \frac{d\Phi_2}{dt} = \frac{S_2 dB_2}{dt} = M \frac{di_2}{dt}$$

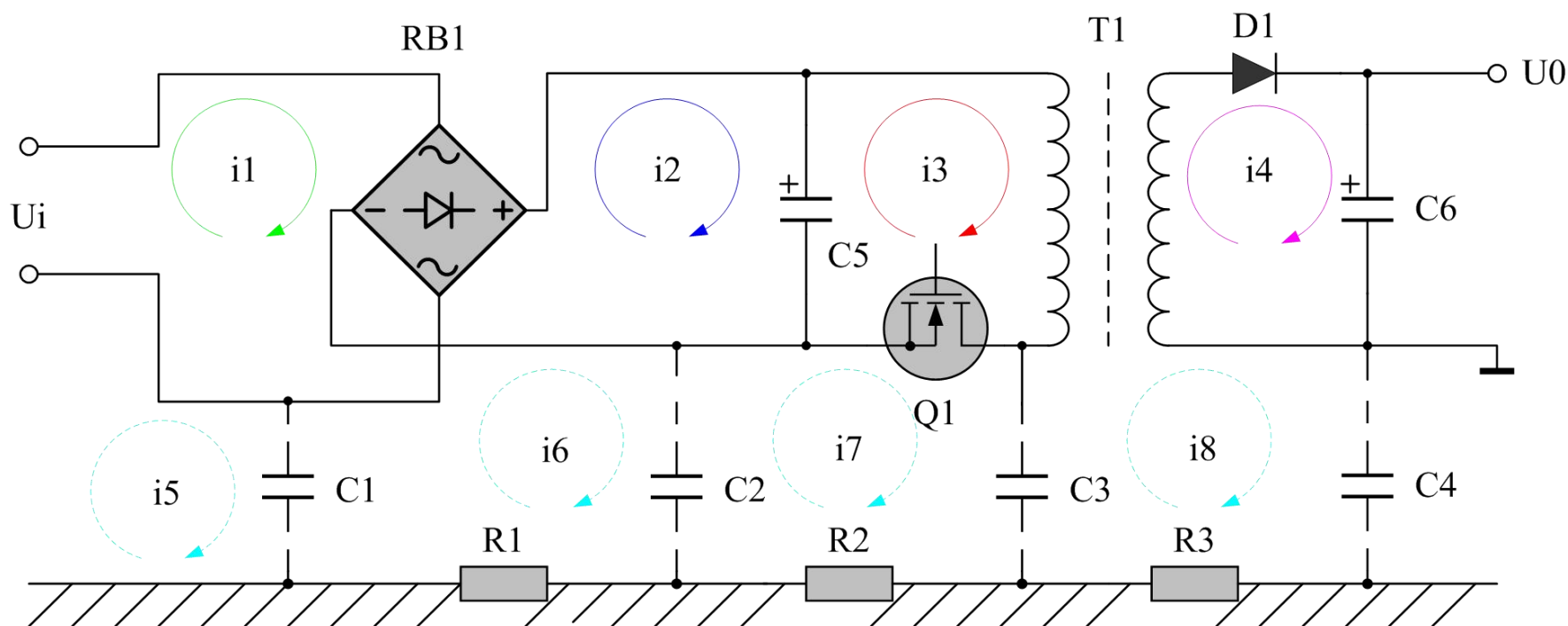
式中：e2、Φ2、S2、B2、M、i2 分别为辐射电流回路中产生的电动势、磁通、面积、磁通密度、互感、回路感应电流。

EMC传导滤波电路的设计

@ 2.0

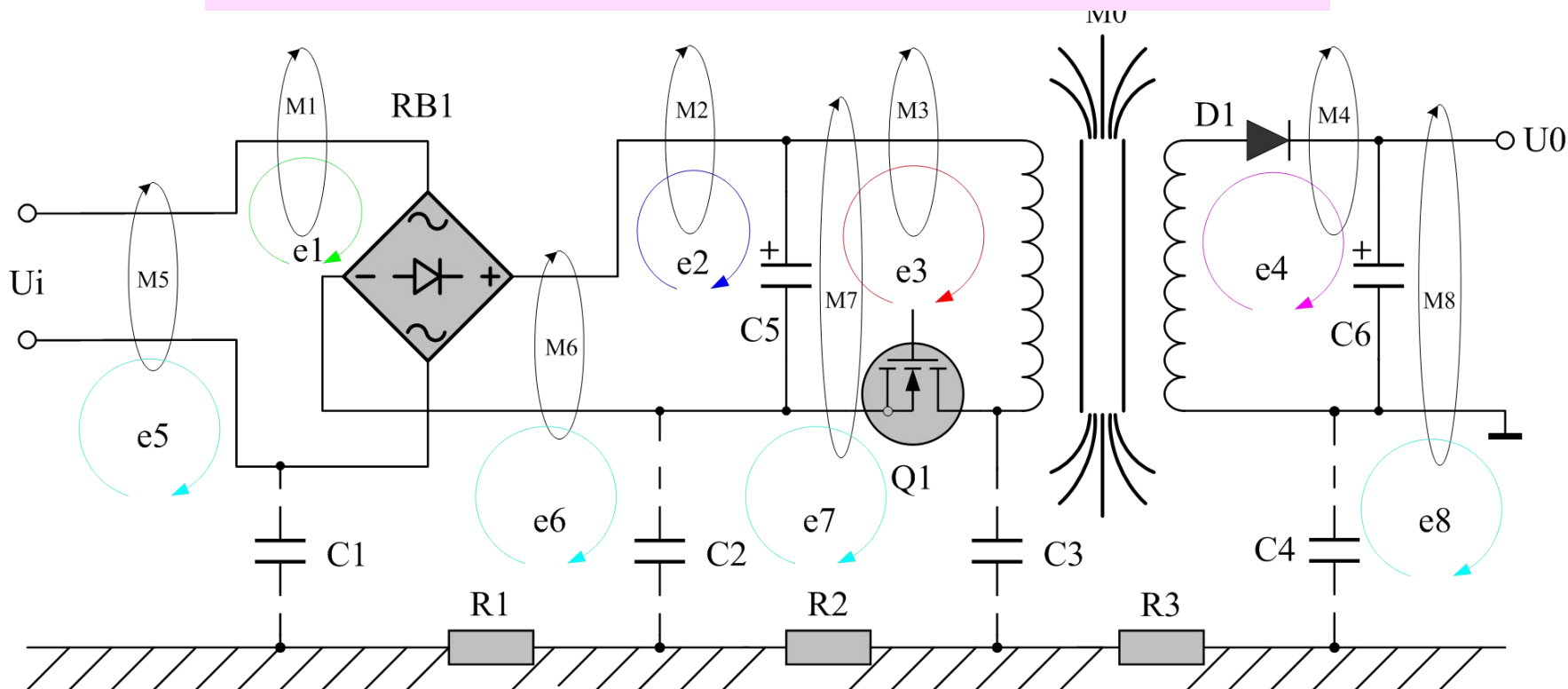
传导干扰详解

2.1 各电流回路之间产生串扰 ①



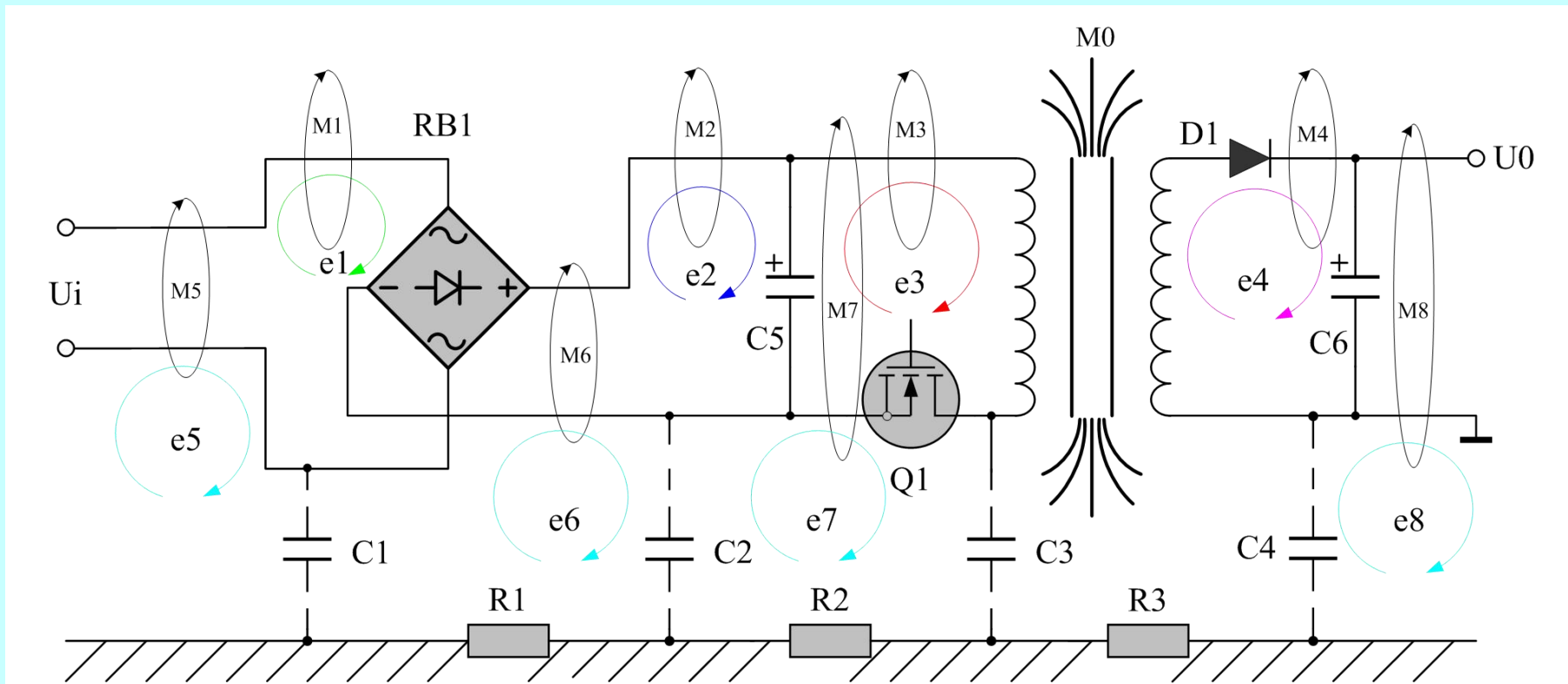
➤ 我们可以把每个回路都看成是一个感应线圈，当某个回路中有电流流过时，另外一个回路中就会产生感应电动势，从而产生干扰。减少干扰的最有效方法就是**尽量减少每个回路的有效面积，和降低干扰脉冲电压或电流的变化率（ dv/dt 或 di/dt ）**；但降低电压或电流的变化率会增加开关管的功率损耗。图中 i_3 、 i_4 的电流回路是最大的干扰源，排板时应该尽量减小 i_3 、 i_4 的电流回路的面积。

2.1 各电流回路之间产生串扰 ②



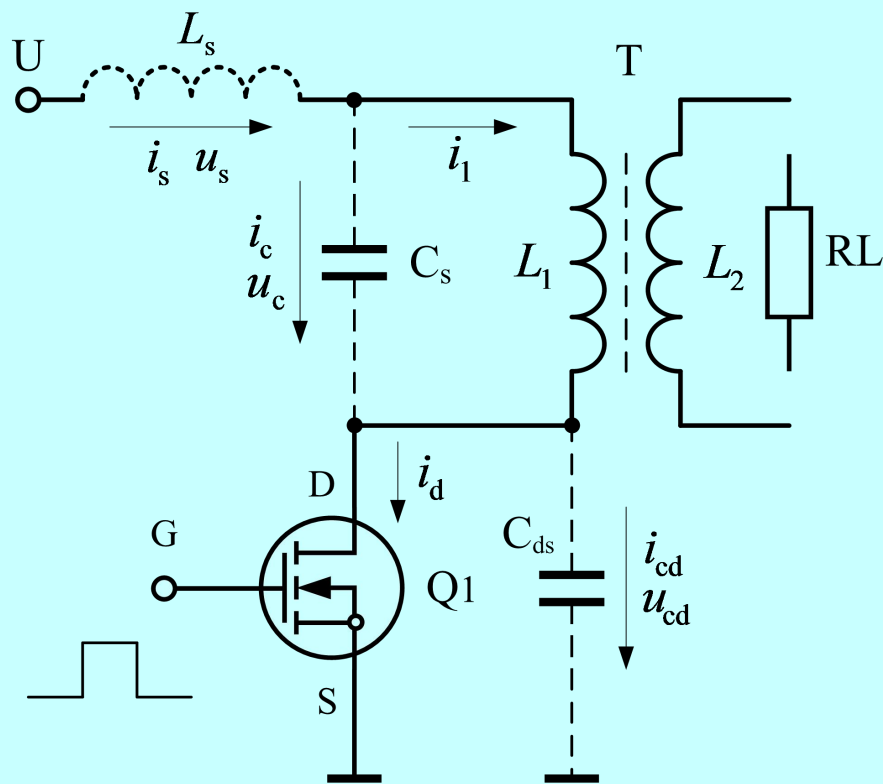
- 当某个回路中有电流流过时，在另一个回路中就会产生感应电动势。
- $e1$ 、 $e2$ 、 $e3$ 、 $e4$ 为差模干扰信号； $e5$ 、 $e6$ 、 $e7$ 、 $e8$ 为共模干扰信号。
- 共模信号的一端是整个线路板，另一端是大地。
- 电路板中的公共端不能算为接地，不要把公共端与外壳相接，除非机壳接大地，否则，公共端与外壳相接，会增大辐射天线的有效面积，共模辐射干扰更严重。
- 降低辐射干扰的方法，一个是对干扰源进行屏蔽，另一个是减小各个电流回路的面积（减小磁场干扰），和减小带电导体的面积及长度（降低电场干扰）

2.2 变压器漏磁对各电流回路产生电磁感应干扰



➤ 在所有电磁感应干扰之中，**变压器漏感产生的干扰是最严重的**。如果把变压器的漏感看成是变压器感应线圈的初级，其它回路都可以看成是变压器的次级线圈，则在变压器周围的回路中，都会被感应产生干扰信号。除了变压器漏感之外，还有分布电容，当电流流过漏感与分布电容组成的回路时，会产生很高的 di/dt 和 dv/dt 值，从而使漏感产生的漏辐射更加严重。

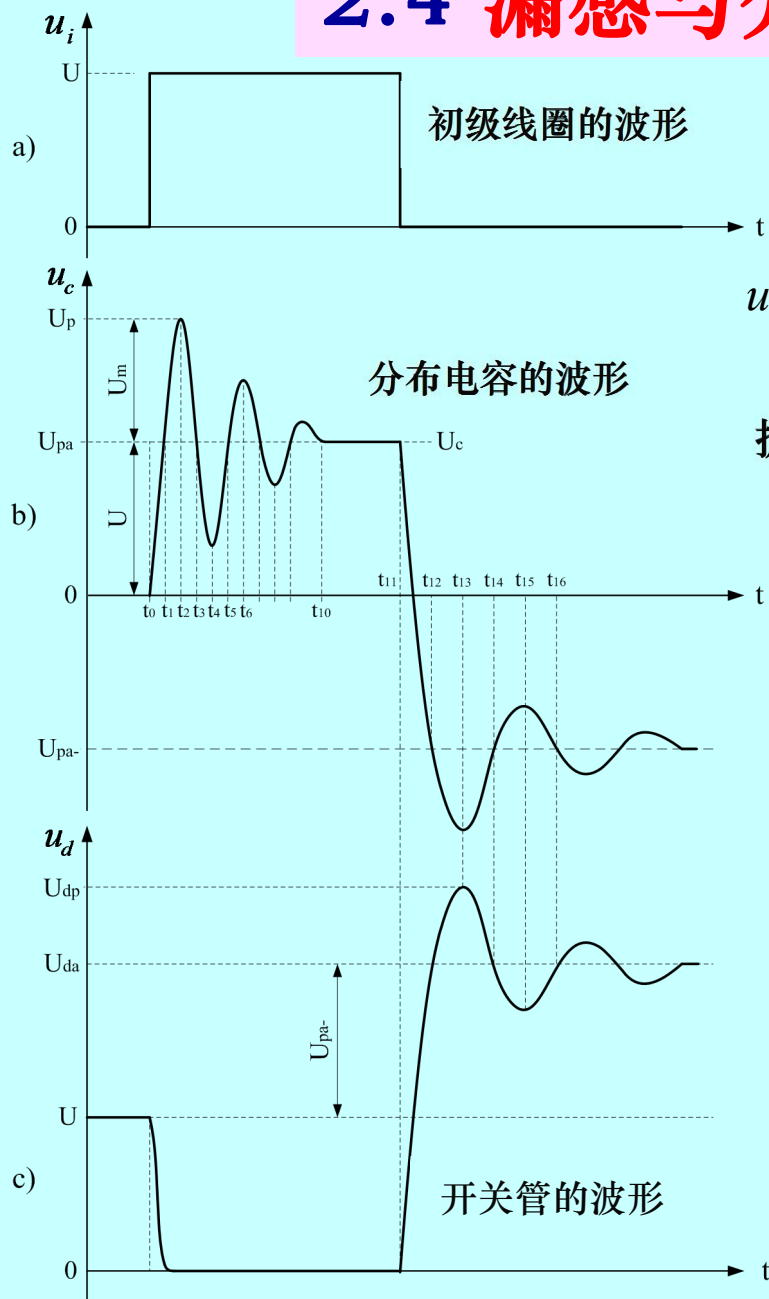
2.3 漏感与分布电容组成的电流回路容易产生辐射干扰



图中， U 为输入电压， L_s 为变压器的漏感， C_s 为变压器初级线圈的分布电容，由于 L_s 和 C_s 的时间常数相对于变压器初级线圈电感的时间常数比较小，因此流过 L_s 和 C_s 的电流速率相对比流过 L_1 的电流速率高很多，当 $Q1$ 导通和关断时，输入电压或电流的改变，都会使 L_s 和 C_s 、 C_{ds} 产生谐振，使 L_s 和 C_s 、 C_{ds} 两端的电压幅度比输入电压还要高。这种高频谐振不但会产生很强的电磁辐射，并且还会产生很高的尖峰脉冲电压，很容易把开关管击穿。

➤ 减少干扰的方法，一个是减小变压器初级线圈的漏感，并对变压器进行磁屏蔽，另一个是尽量减少变压器初级线圈的分布电容；另一方面是尽量减少每个电流回路的有效面积，特别是要减小电源开关管电流回路的面积。

2.4 漏感与分布电容产生冲击振荡



Q1导通时:

$$u_{cs} = U_{cs} e^{-\alpha t} \sin \omega t + U_{cs} = \frac{L_{\mu}}{L_s + L_{\mu}} U (e^{-\alpha t} \sin \omega t + 1)$$

振荡频率: $\omega \approx \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}}$; 衰减因子: $\alpha = \frac{1}{2RC_s}$

$$u_{cs} \approx U(e^{-\alpha t} \sin \omega t + 1) \quad \text{—— Q1导通} \quad (4-17)$$

Q1关断时:

$$u_{dc} \approx U(e^{-\alpha t} \sin \omega t + 2) \quad \text{—— Q1关断} \quad (4-18)$$

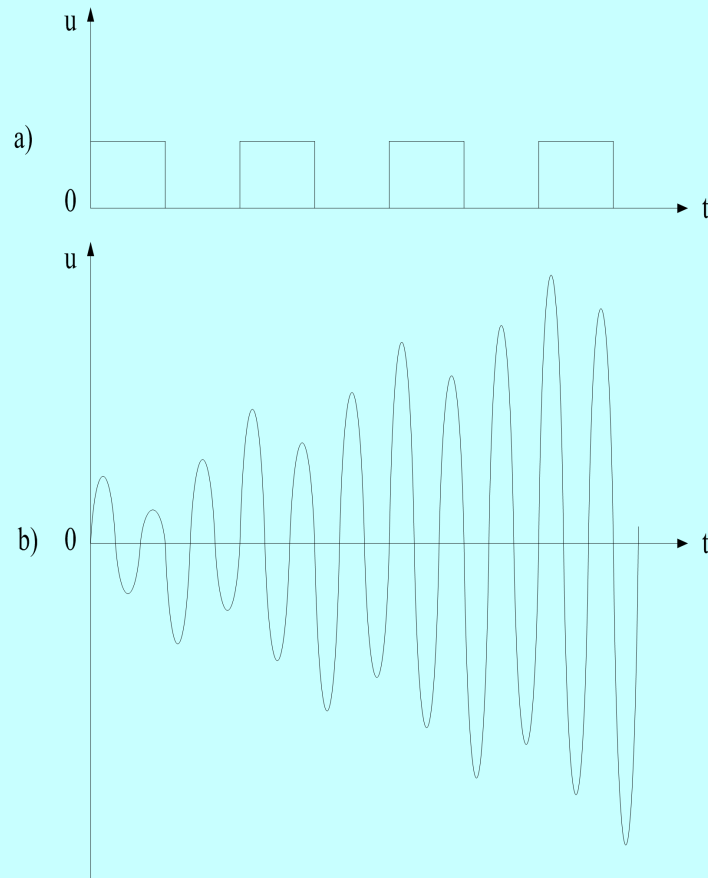
振荡频率: $\omega \approx \frac{1}{\sqrt{L_s C_{ds}}}$; 衰减因子: $\alpha = \frac{R}{2L}$

2.5 电磁辐射干扰的产生过程

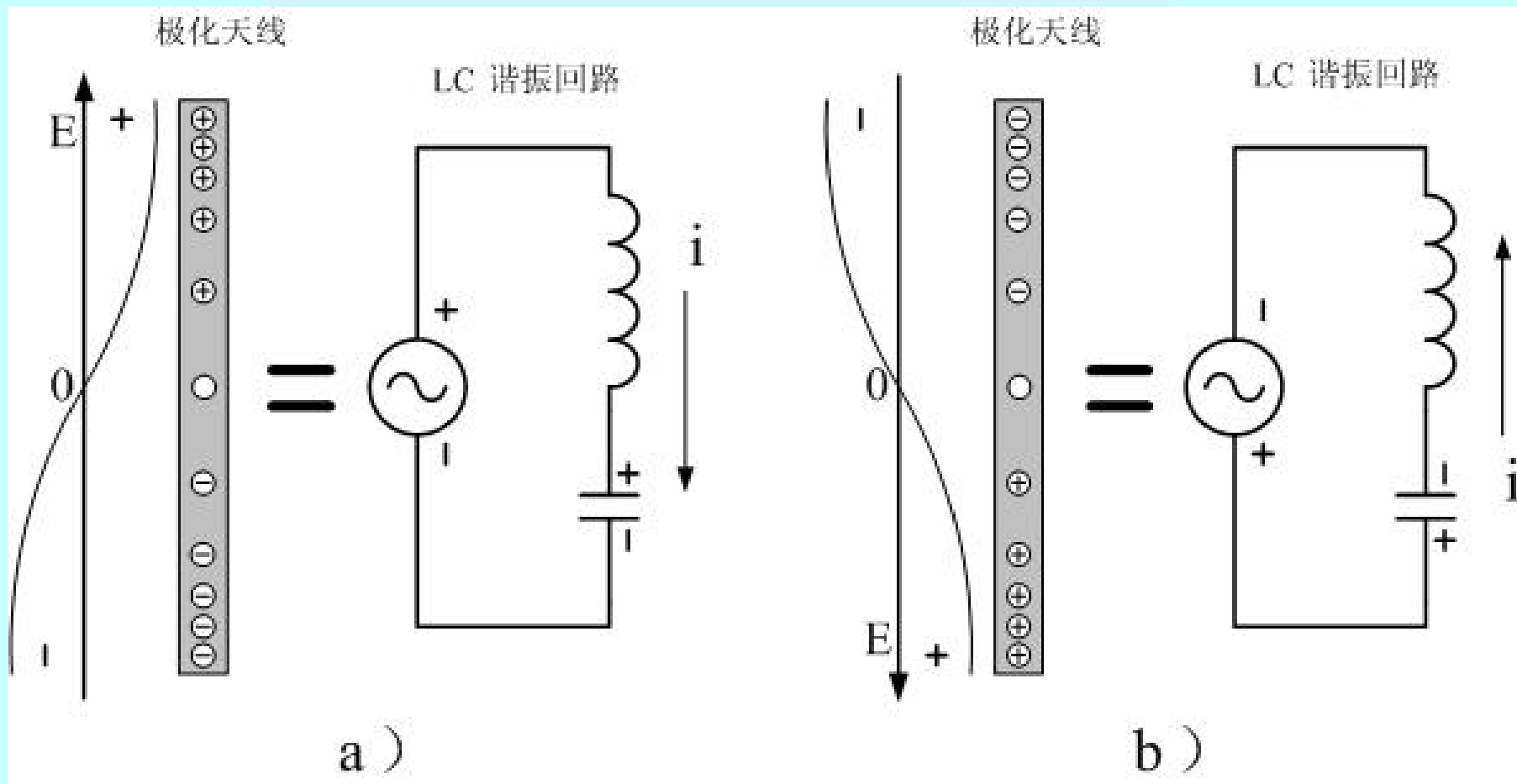
➤ 电磁干扰一般都是由脉冲波产生，因为脉冲波形通过电磁感应很容易对其它回路激励起高频振荡，脉冲波形含有非常丰富的高次谐波，而高频振荡又会产生很强的电磁辐射。振荡频率的高低与脉冲波形的变化率有关，而幅度则与冲击脉冲的幅度和变化速率有关；还与冲击脉冲的重复频率以及相位有关，因为高频振荡的建立需要一个能量积累的过程，即，单个脉冲和多个脉冲对振荡回路的影响是不一样的。

➤ 辐射干扰一般是通过电、磁感应的形式在空间进行传播的，辐射源一般都是载流体，或产生电磁场的电流回路。载流体中的位移电流会产生很强的电磁辐射，特别是产生位移电流导体的长度正好等于半个波长（或半个波长的整数倍）的时候，回路就会产生谐振（并联谐振或串联谐振），其振幅要比感应电压高很多。

➤ 位移电流在导体中产生辐射最强的地方是电源线，以及其它插排线，因为这些导体的长度比较长。



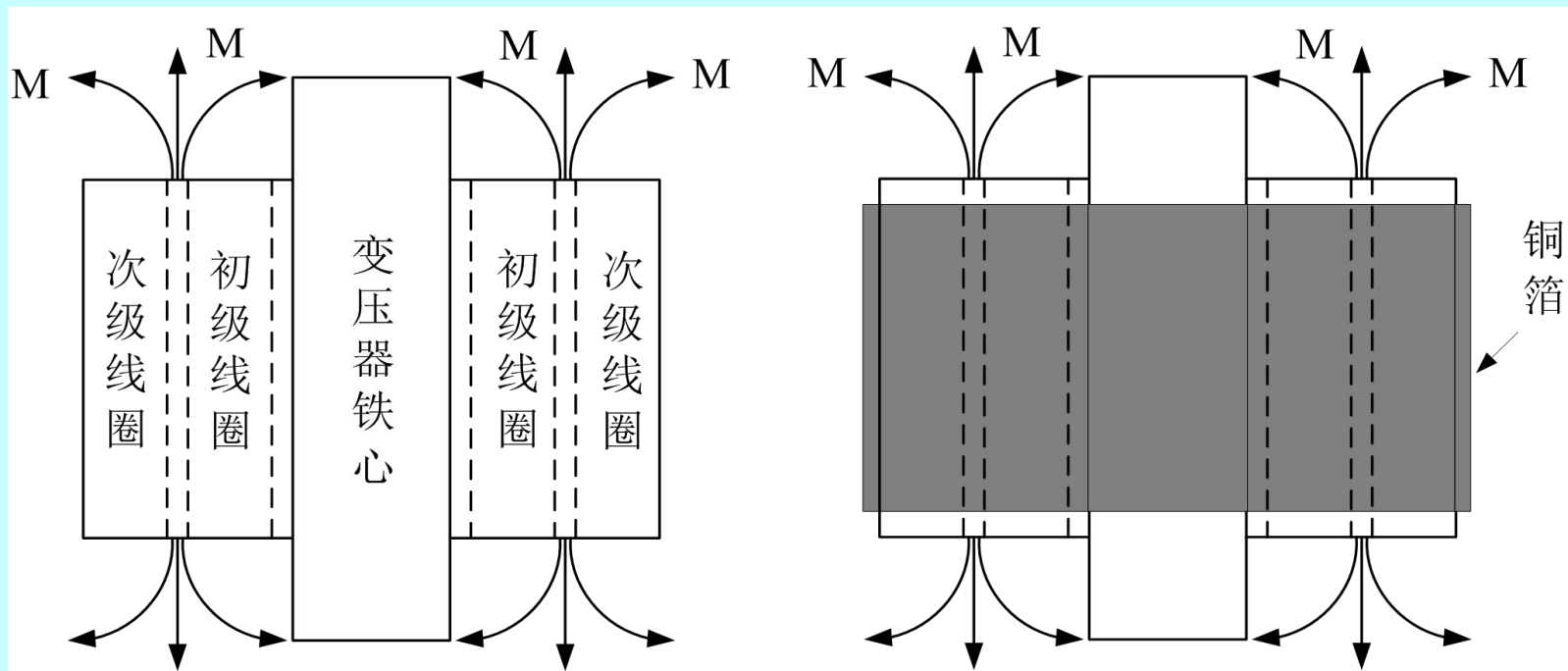
2.6 电磁场极化天线的原理



➤ 任何一根导线，不需要构成回路，只要周边存在电磁场，它就会被极化，并在体内产生位移电流，当电磁场变化的速率正好与位移电流的相位同步时，位移电流就会被增强，并产生谐振，天线就是这个工作原理。当电子设备中的导线长度超过20分之一波长时，就得考虑其天线的功能。**电源线是产生电磁辐射干扰的最严重的**

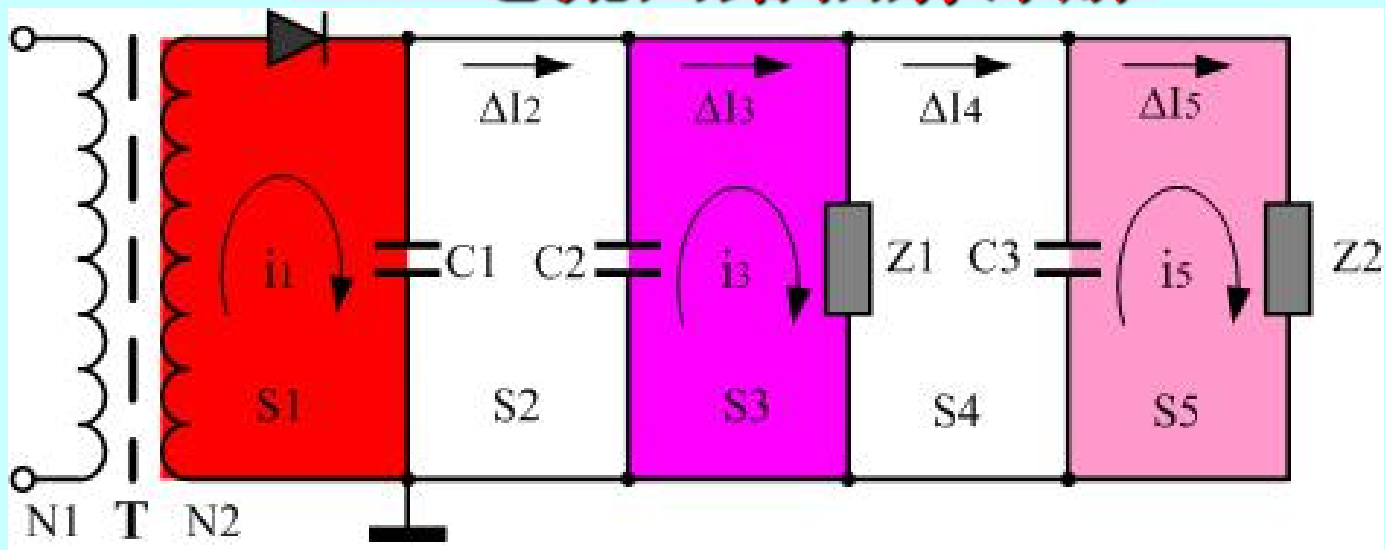
2.7 减小变压器漏感产生辐射干扰的对策

用铜箔对变压器进行屏蔽



- 对变压器屏蔽，主要是减小变压器漏感产生的磁通对周围电路产生电磁感应干扰，以及对外产生电磁辐射干扰。
- 对变压器屏蔽，可用导磁良好软磁材料，直接对漏磁通进行屏蔽，也可以用导电性能良好的铜箔进行间接屏蔽；当交变漏磁通穿过铜箔的时候会在铜箔产生涡流，而涡流产生的磁场方向正好与漏磁通的方向相反，部分漏磁通就可以被抵消，因此，铜箔对磁通也可以起到很好的屏蔽作用。

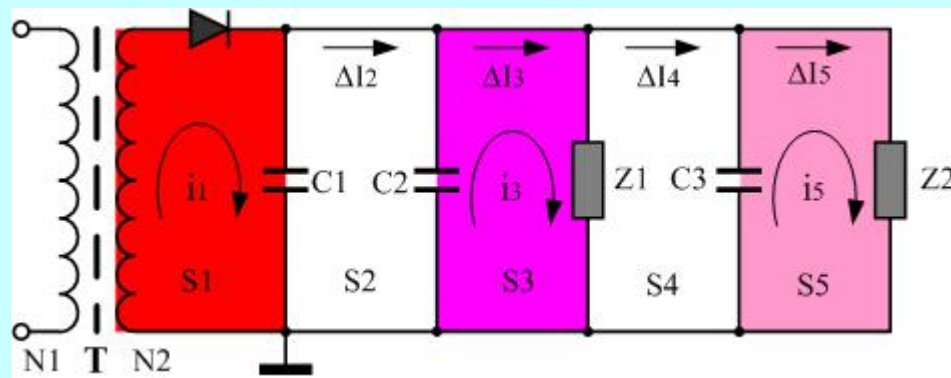
2.8 电流回路辐射详解



- S1为整流输出滤波回路，C1为储能滤波电容， i_1 为回路高频电流，此电流在所有的电流回路中最大，其产生的磁场干扰也最严重，应尽量减小S1的面积。
- 在S2回路中，基本上没有高频回路电流， ΔI_2 主要是电源纹波电流，高频成分相对很小，所以S2的面积大小，基本上可以不需特别考虑。
- C2为储能滤波电容，专门为负载Z1瞬间提供能量，Z1、Z2是高频动态负载，不是单纯负载电阻，高频电流 i_3 基本上靠C2提供，C2的位置相对来说非常重要，它的连接位置应该考虑使S3的面积最小，S3中还有一个 ΔI_3 ，它主要是电源纹波电流，也有少量高频电流成份。
- 在S4回路中，基本上也没有高频回路电流， ΔI_4 主要为电源纹波电流，高频成分相对很小，所以S4的面积大小，基本上也不需要特别考虑。
- S5回路的情况基本上与S3回路相同， i_5 的电流回路面积也应要尽量的小。

2.9 不要采用多个回路串联供电

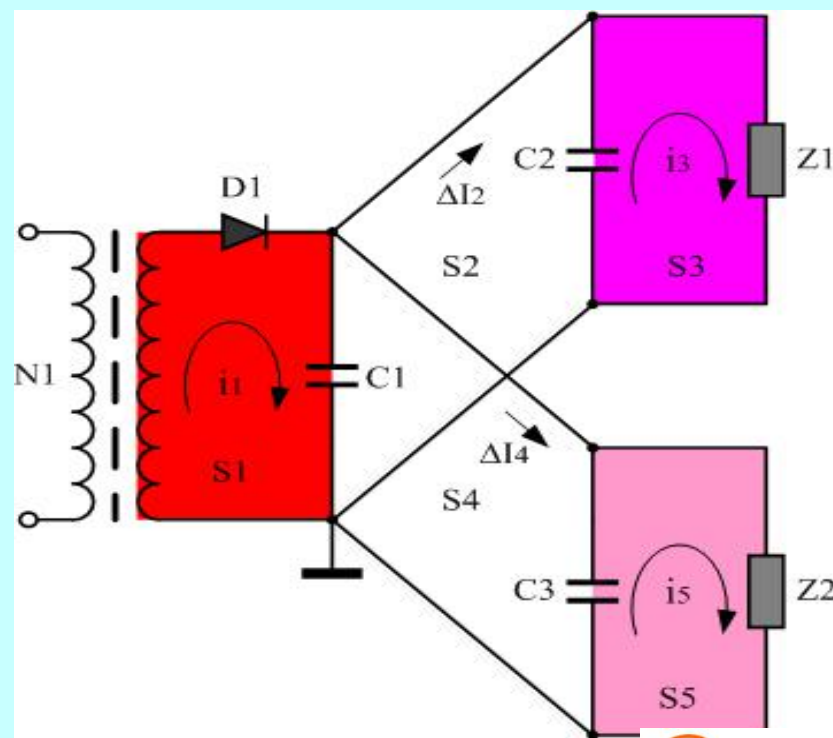
右上图的几个电流回路，互相串联在一起进行供电，很容易产生电流交叉干扰，特别是在高频放大电路中，会产生高频噪音。



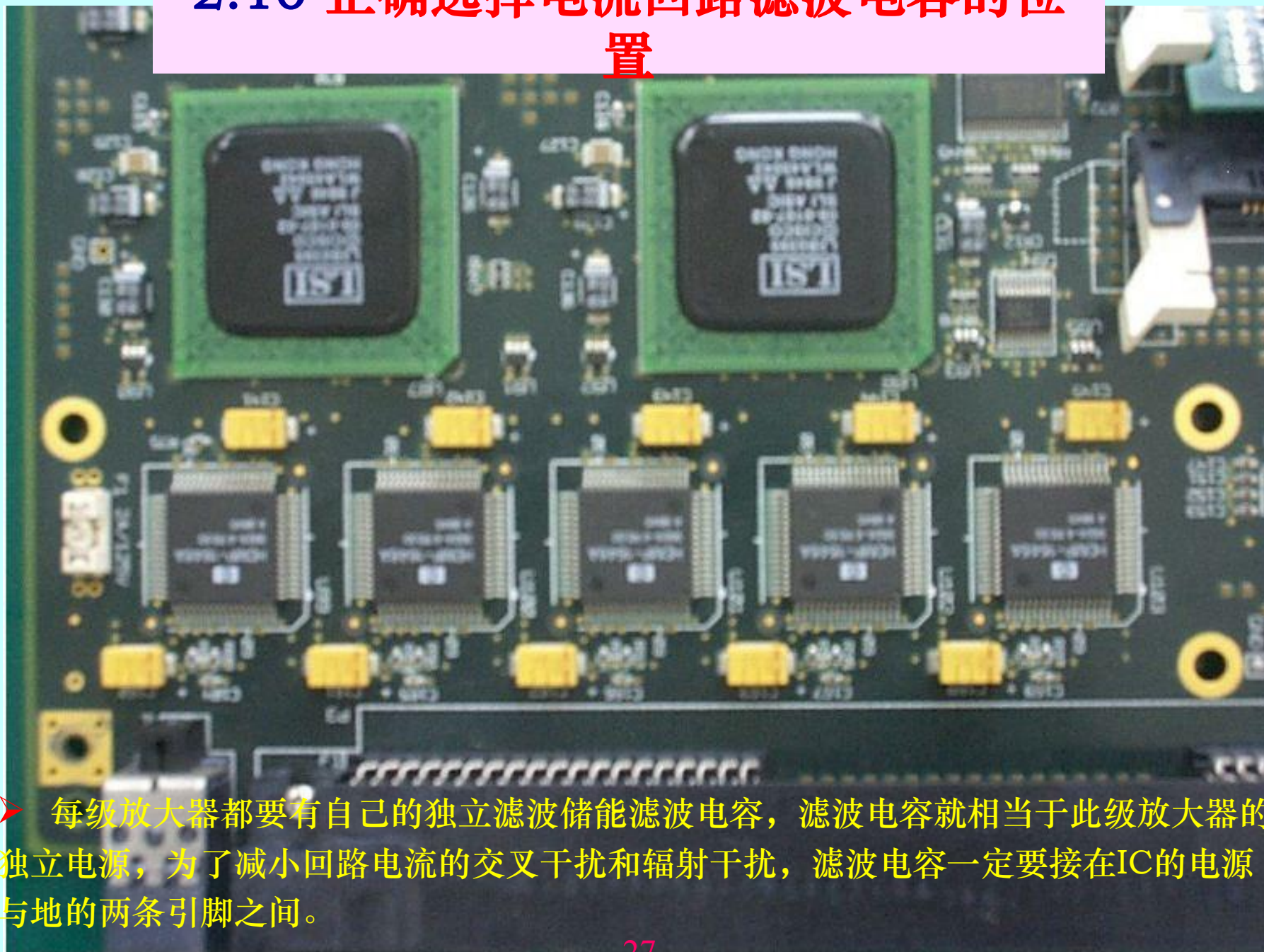
各回路电流产生交叉干扰的原因是：

$\Delta I_2 = \Delta I_3 + \Delta I_4 + \Delta I_5$ ，各电流之间互相产生干扰。

右下图中各个电流回路，互相分开，采用并联供电，每个电流回路都是独立的，不会产生电流交叉干扰。



2.10 正确选择电流回路滤波电容的位置



➤ 每级放大器都要有自己的独立滤波储能滤波电容，滤波电容就相当于此级放大器的独立电源，为了减小回路电流的交叉干扰和辐射干扰，滤波电容一定要接在IC的电源与地的两条引脚之间。

EMC传导滤波电路的设计

@ 3.0

传导干扰的测量方法

3.1 EMC与3C认证

- 自从上个世纪70年代以来，很多电子设备，特别是数码电子设备，开始大量进入办公室和家庭，数码电子设备在使用过程中会互相产生电磁干扰，使电子设备不能正常工作。与此同时，通信设备使用的频率也被政府的相关部门作为一种自然资源进行保护和管理，必须有偿使用，即：谁使用通信设备都得向通讯委员会（我们国家是无线电管理委员会）申请使用工作频率，和支付频率使用费。如，我们现在使用手机，每个月都得向无委会交5元钱频率使用费。
- 为了保证消费者的权益，即：频率使用者购买的频率以及其它电子产品的功能是可用的，因此各国都相继对商业数码电子产品的EMI和EMC制定了相关规章，符合这些规章的产品就称为具有电磁兼容性（Electromagnetic Compatibility）的产品。
- 我国于1981年才加入国际化标准组织，1986年才开始引进国外相关技术标准并开始筹建实验室，直到2001才开始正式实施（主要是为了加入世贸与国际接轨），因此，我国目前很多认证标准还处于不断完善的过程之中。
- 2001年12月3日，国家质量监督检验检疫总局和国家认证认可监督管理委员会一起对外发布了《强制性产品认证管理规定》，对涉及安全、EMC、环保要求的产品实行“统一目录、统一标准与评定程序、统一标志和统一收费”的强制性认证管理。并将原来的“中国商检CCIB”认证和“长城CCEE认证”统一为“中国强制认证”（China Compulsory Certification），其英文缩写为“CCC”，故又简称“3C”

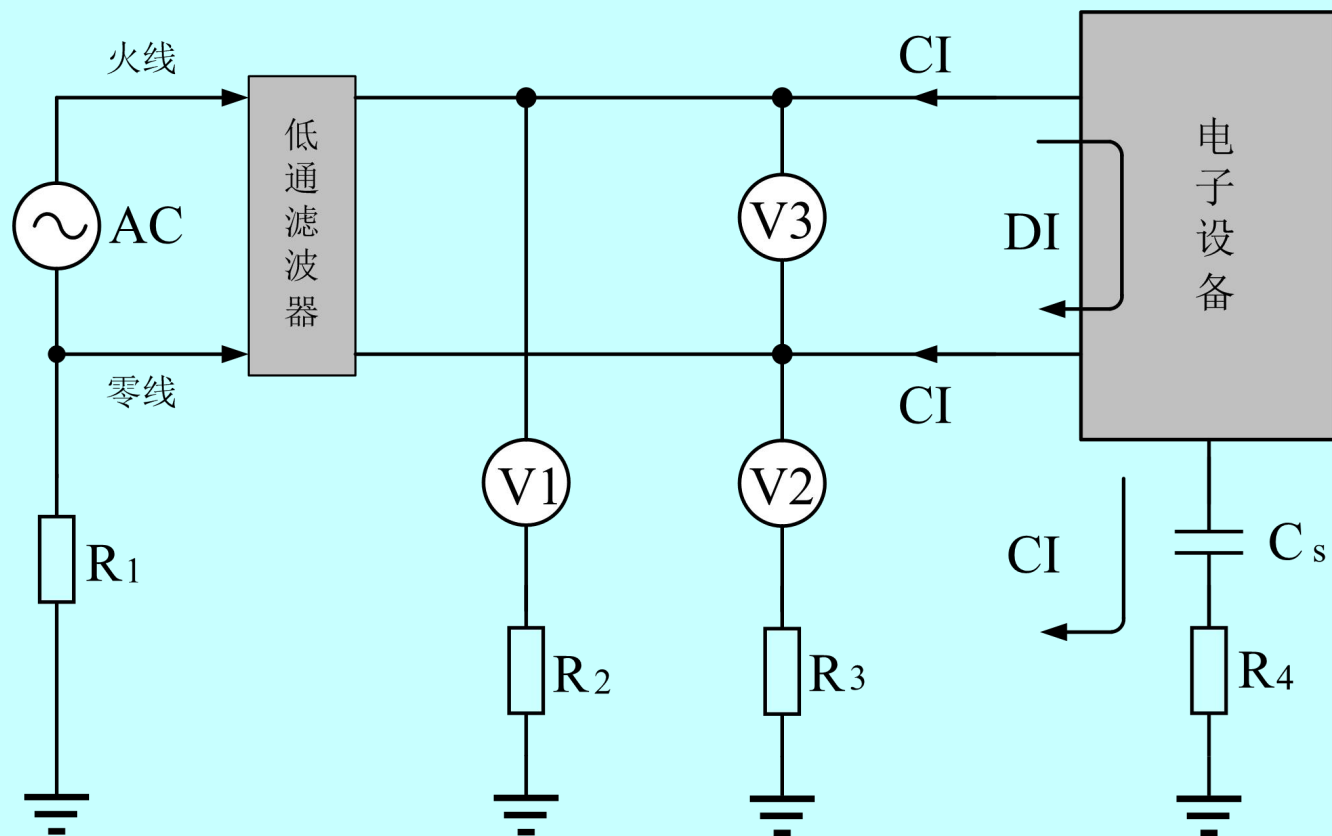
3.2 各国对电子产品进行安全和EMC认证的标志

国家 Country	认可标志 Mark
中 国 China	  CB
欧 洲 Europe	  
德 国 Germany	  
美 国 USA	  
日 本 Japan	  
加拿大 Canada	  
巴 西 Brasil	 

国家 Country	认可标志 Mark
法 国 France	
荷 兰 Holland	
瑞 士 Switzerland	
奥地利 Austria	
意大利 Italy	 
俄罗斯 Russia	
澳 洲 Australia	

EMC与安全均需权威部门进行认证!!!

3.3 对传导干扰信号进行测量的原理



$$V_1 = CI - DI$$

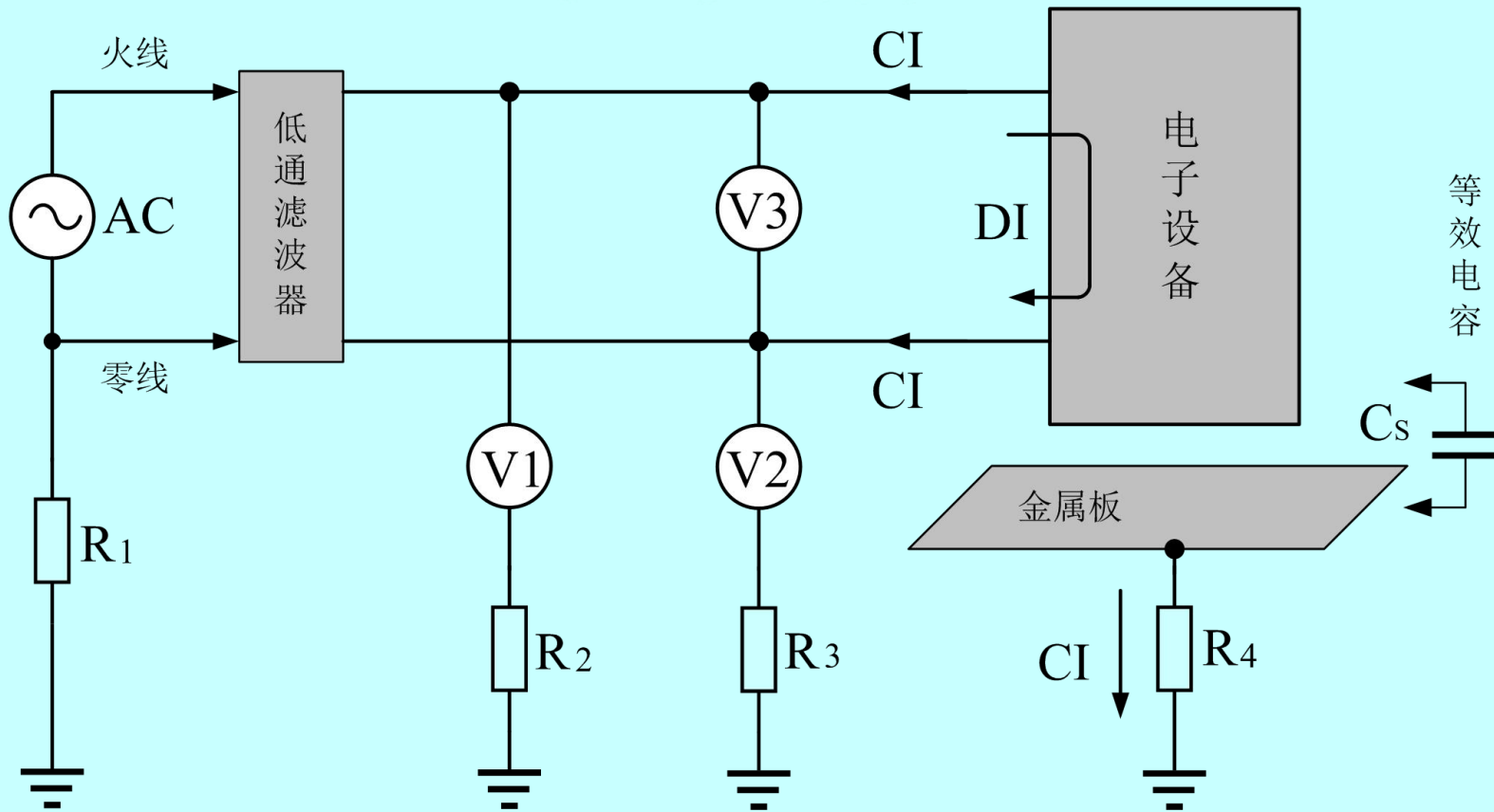
$$V_2 = CI + DI$$

$$V_3 = DI$$

R₁、R₂、R₃、R₄为接地电阻，C_s为分布电容。大多数情况下，V₁与V₂相等。

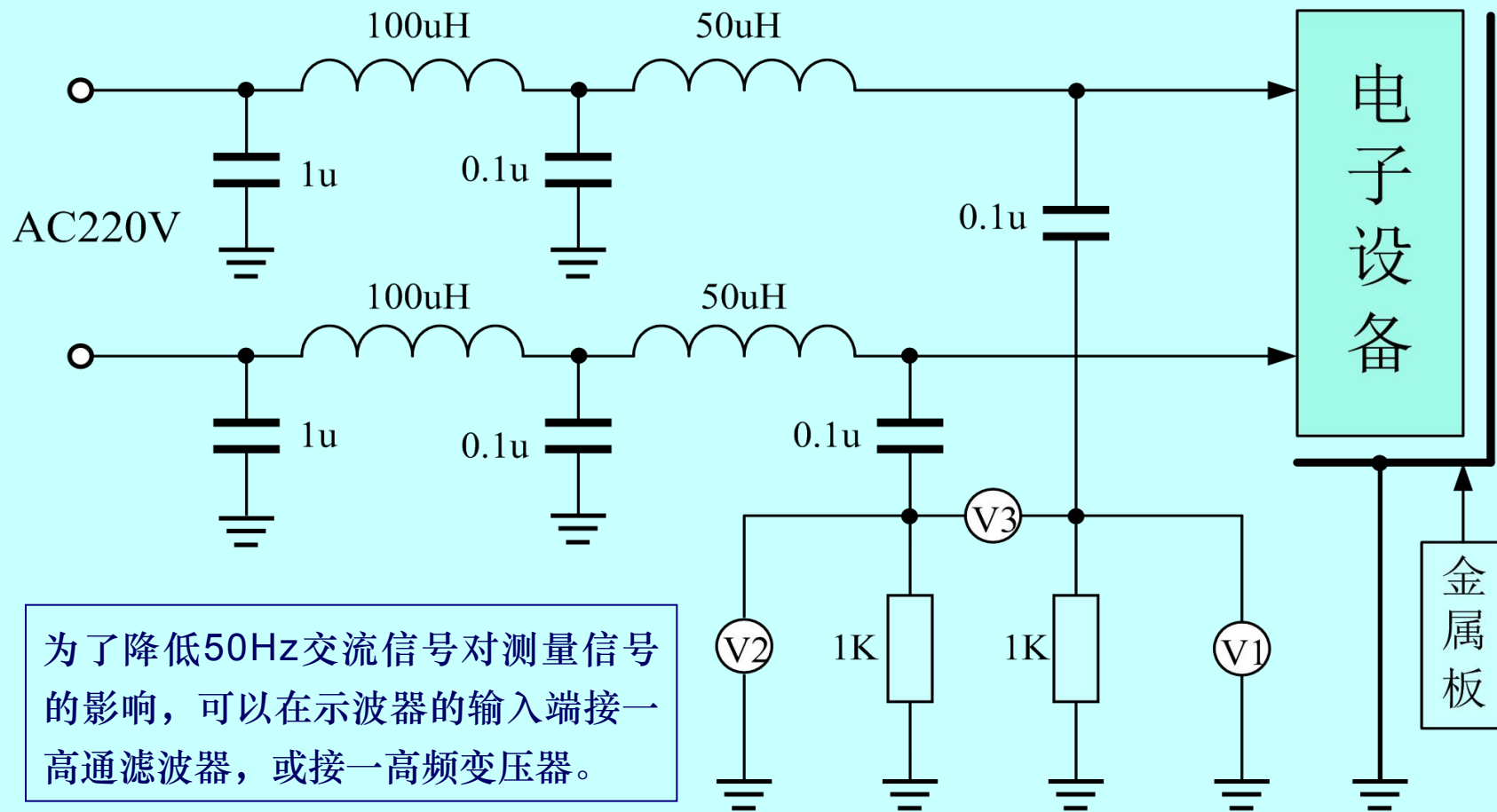
CI 为共模干扰，DI 为差模干扰，V₁、V₂、V₃ 为频频仪或示波器（或其它测量仪器），低通滤波器由带铁芯的电感线圈组成。

3.4 传导干扰的测量方法



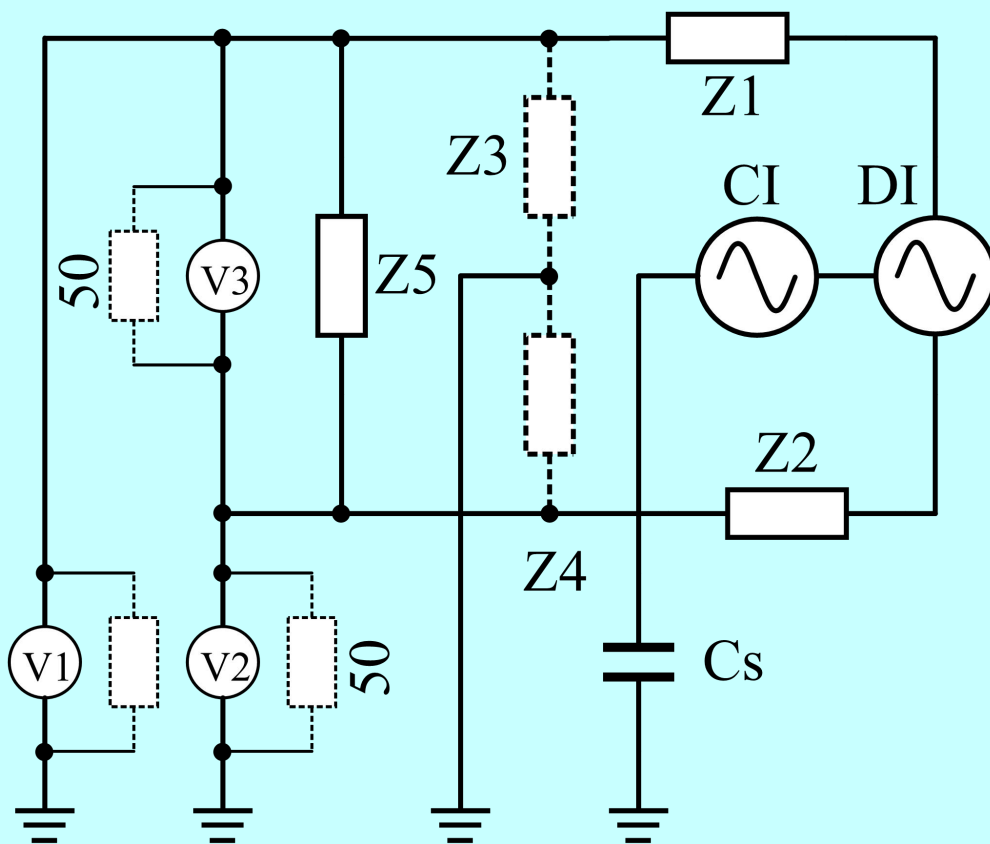
- V1、V2、V3 最好用频谱仪或高频示波器来进行测量，也可以用高频毫伏表来测量。调节金属板的面积大小就可以改变分布电容C1的大小，从而改变共模测试电压的大小。
- 传导干扰的带宽一般为150KHz~30MHz，因此，低通滤波器的分布电容一定要很小。
- 顺便指出，EMI测试是有标准的，必须经过权威部门的标准试验室进行测试合格才能算数，自己测试只能算摸底。

3.5 传导干扰测量电路



➤ 在对电子设备进行传导干扰信号测量之前，最好先找一台已经认证合格的机器（同一型号）进行测试，然后把测试结果记录下来，把测试结果与认证合格机器的数据进行对比，并把测试结果进行规范化。所谓规范化，就是利用补差的方法，把测试结果做成一条直线，以利于观测和对比。测量时要特别注意最大值和最小值。

3.6 传导干扰的测量原理



- V1、V2、V3的数值，在50欧姆的内阻上测得的电压均应小于40db/uV，而CI和DI的幅度一般都大于100Vp，因此，Z1、Z2、Z3、Z4、Z5、Cs等阻抗对传导干扰信号的衰减最少要100db（十万倍）。
- 降低传导干扰的方法是加大Z1、Z2的阻抗，和尽量减小Z3、Z4、Z5和Cs的数值。

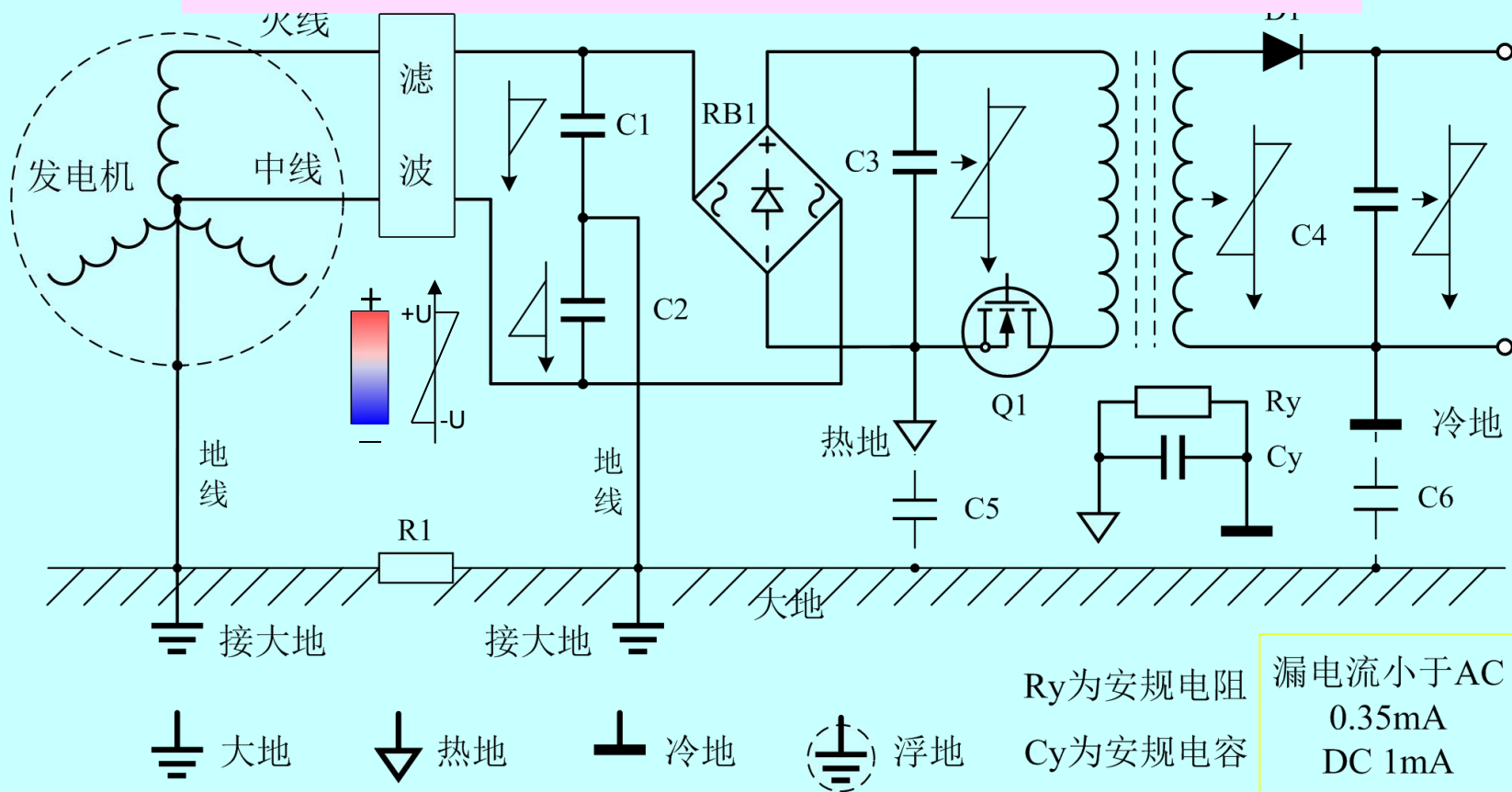
➤ 传导干扰信号频率的低端为150KHz，高端为30MHz，由于Cs的阻抗与频率相关，因此共模干扰在频率的高端尤为严重。有些2类和3类电子产品，因为没有接大地，所以Z3、Z4均没有安装。

EMC传导滤波电路的设计

@ 4.0

EMC滤波电路设计

4.1 什么是热地、冷地、浮地、大地

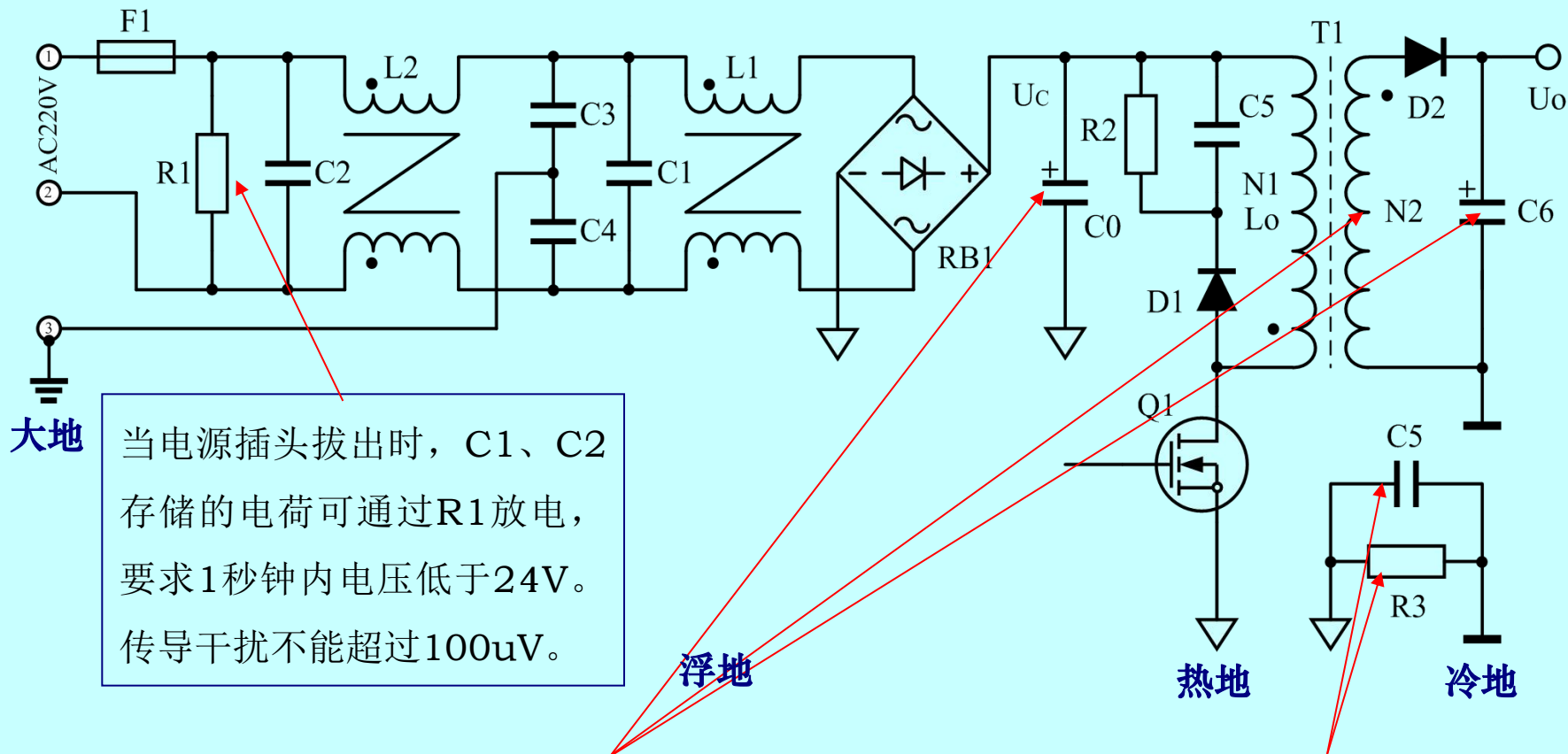


- 热地带电，不能触摸！而冷地也会带电，但冷地带的是静电，冷地带静电的电位虽然没有硬性规定，但要求其带电的电荷不能超过4.5微库伦。
- 浮地的定义是：其电位与大地完全相同，但在线路上没有与大地连接。
- 当两系统之间的静电电位差大于4kV时，要用一个Y电阻和一个Y电容连接于两个系统的公共地之间，但对地漏电不能超过AC0.35mA，DC1mA。

4.2 热地、冷地、浮地、大地的意义

- “地”的本意是地球，把地球当成“零电位”，接“地”的意思，就是把各个电流回路的一端（正或负）都接到0电位上，以便对其它端点的电位进行测量。由于地球是个大电容，其它带电体也相当于一个电容，如果把地球的电位定义为0电位，那么其它带电体的电位都得跟地球来比较，如果不是进行比较，单独带电体的电位大小是没有意义的。
- 接地的更重要目的是为了人体安全，因为人体的电位总是认为是与大地相同的，只要人体能触及的电子设备外壳或保护层接了地（接大地），当人体触及这些电子设备的外壳或保护层的时候，人体就不会触电。所以最于安全来说，接地是必须的。
- 在实际应用中，为了接线简单，很多人都习惯地把电路中的公共连接线也叫做地线，但这个地线与真正接地的地线是有区别的，因此，人们一般都把隔离变压器次级回路的公共连接线称为“冷地”，而把隔离变压器初级回路的公共连接线称为“热地”。其区别是“热地”是带电的，不能触摸，“冷地”虽然带静电，但可以触摸。
- “浮地”的概念很少有人用，但在EMC电路设计中“浮地”的概念很重要。“浮地”是指在电路中，与大地电位相同，而又不与大地连接的电路，例如，变压器次级线圈的中心抽头或线圈的中心、滤波电容的中心（相当于两个电容串联）、天线振子的中心等，这些地方都可看成为“浮地”。

4.3 EMC滤波电路中各种地的连接



只有开关变压器次级线圈的中心或滤波电容的中心处才是0电位（浮地），其余地方，包括冷地，对大地均带电。

当电源输出电压（或静电）高于4000V时，变压器次级电路的分布电容存储的电荷可能会大于4.5微库仑。解决办法是在冷热地之间跨接一个电阻（8.2M）和电容（1000~2000P）。

4.4 EMC滤波电路设计要点

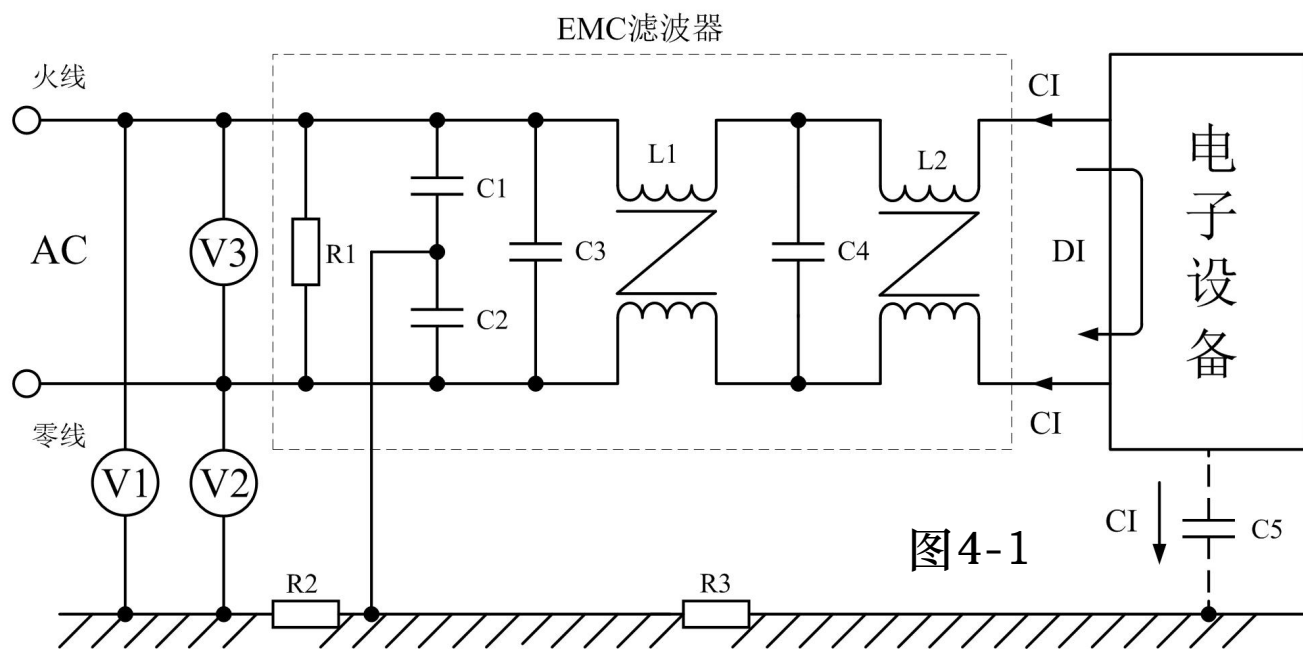


图4-1

$$V1 = CI - DI$$

$$V2 = CI + DI$$

$$V3 = DI$$

CI为共模干扰

DI为差模干扰

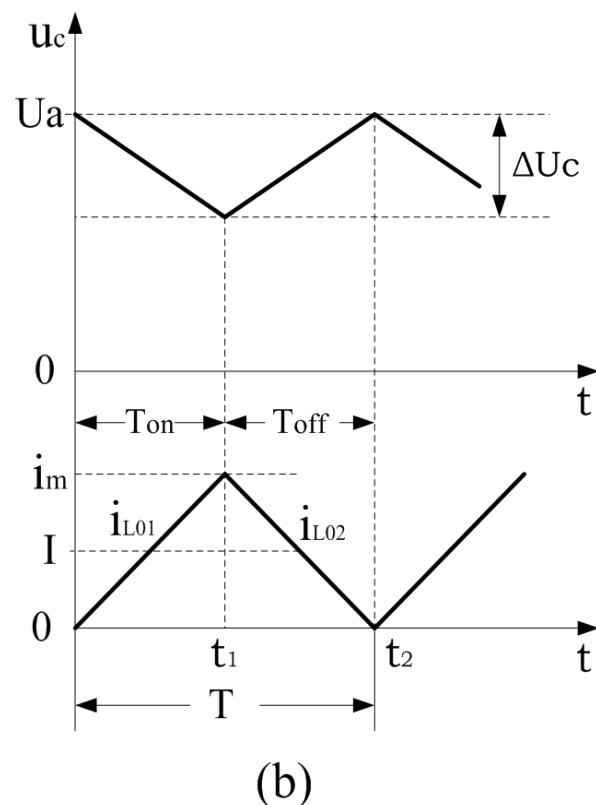
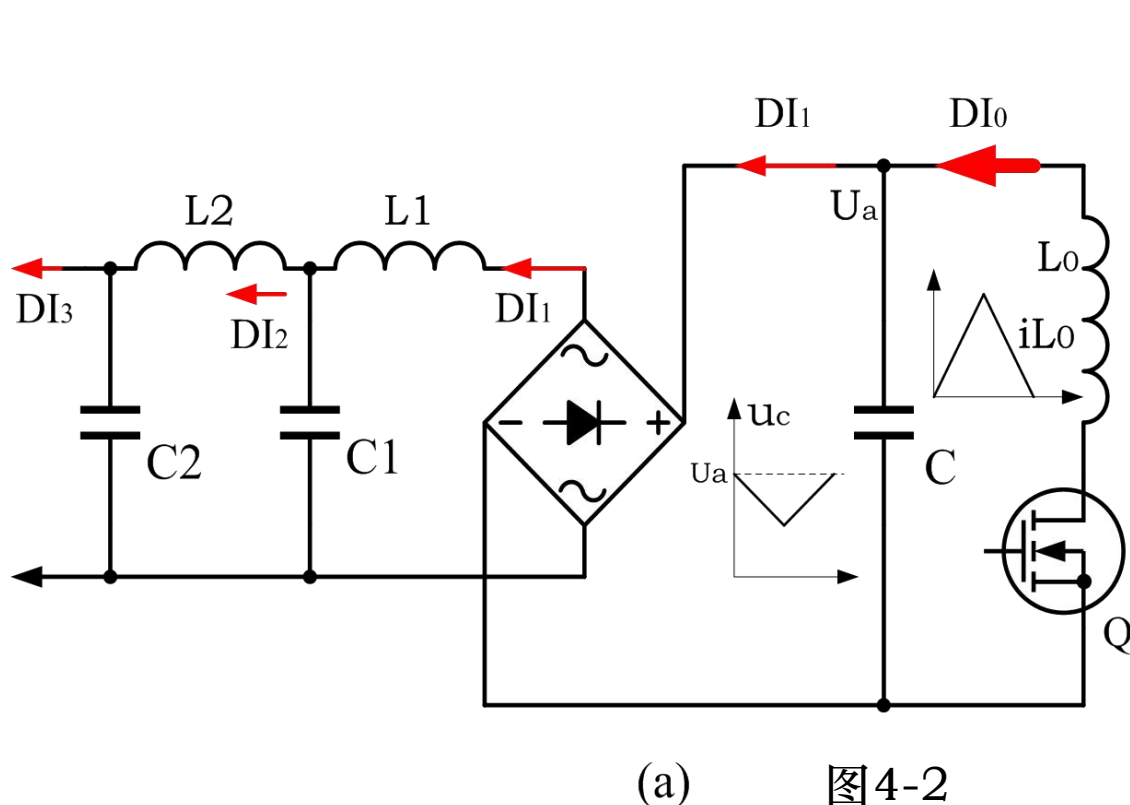
C1、C2为Y电容，
C3、C4为X类电容。

L1为共模干扰抑制
电感，L2为差模抑
制电感。

➤ EMC标准规定，电子产品的传导干扰一般不能超过34dB/uV(50uV)，假设电源开关管产生的干扰信号幅度为300Vp(对地)，则EMC滤波器需要对干扰信号衰减6百万倍（ 6×10^6 ）。显然光靠一级LC滤波器是不够的，所以一般EMC滤波器最少都需要两级LC滤波器。

➤ 上图是典型的EMC滤波电路原理图，对EMC滤波电路进行设计就是对电路中各个元器件的参数进行计算和选择。首先我们先来计算DI差模信号的大小。实践证明，大部分差模信号都是由开关电源电路产生的，我们可以从开关电源的整流滤波电路为界，前面归EMC滤波电路，后面归开关电源电路。这样，整流滤波电容两端的高频纹波电压基本上就是开关电源的差模传导干扰电压（忽视感应干扰电压）。

4.5 滤波电路参数计算



第一步:

我们先计算滤波电容器C两端的纹波电压。图(b)中, i_{L01} 为流过开关变压器T的励磁电流(锯齿波), U_a 为开关电源工作电压, ΔU_c 为滤波电容器C的纹波电压, T_{on} 为开关电源管导通时间, T_{off} 为开关电源管关断时间, DI_0 为开关管产生差模干扰信号(锯齿波), DI_1 为经滤波电容C滤波后输出的差模干扰信号, DI_2 为经 L_1 、 C_1 滤波后输出的差模干扰信号, DI_3 为经 L_2 、 C_2 滤波后输出的差模干扰信号, L_1 、 L_2 为差模电感, 即, 图4-1中 L_2 、 L_1 共模电感的漏感。

计算过程-1

电容器C两端的纹波电压: $\Delta U_C = \frac{q}{C}$ —— (1), q 为电容器C存储电荷的变化量

电荷变化量: $q = IT_{on}$ —— (2), I 为电容器在导通期间输出的平均电流

平均电流: $I = \frac{I_m}{2}$ —— (3), I_m 为流过变压器初级线圈的最大电流值

最大电流值: $I_m = \frac{U_a}{L_0} T_{on} = \frac{2I_a}{D}$ —— (4)

U_a 为工作电压, L_0 初级线圈电感, D 为占空比, I_a 为开关电源的平均工作电流。

开关电源的平均工作电流: $I_a = \frac{P}{U_a}$ —— (5), P 为开关电源的功率。

最后求得: $\Delta U_C = \frac{I_m T_{on}}{2C} = \frac{2I_a}{D2C} \times T_{on} = \frac{P}{CDU_a} T_{on}$ —— (4—1)

计算过程-2

第二步:

我们再来计算图4-2中第一级EMC滤波电容器C1两端的纹波电压,即,第一级EMC滤波器的输出电压。图(a)中,由于DI1是DI2的好几十倍,我们可以认为,DI1电压几乎全部降在L1上,因此有:

$$\text{电感L1两端的电动势: } e = L_1 \frac{di}{dt} \approx \Delta U_C = \frac{P}{DCU_a} T_{on} \quad \text{—— (6)}$$

$$di = \frac{\Delta U_C}{L_1} dt = \frac{PT_{on}}{DL_1CU_a} dt \quad \text{或: } i = \int \frac{\Delta U_C}{L_1} dt = \int \frac{PT_{on}}{DL_1CU_a} dt \quad \text{—— (7)}$$

$$\text{由此可以求得: } \Delta U_{C1} = \frac{q_1}{C_1} = \frac{I_{C1}}{C_1} T_{on} = \frac{I_{C1m}}{2} T_{on} = \frac{PT_{on}^3}{2DL_1C_1CU_a} \quad \text{—— (4—2)}$$

$$\text{或: } DI_1 = \Delta U_{C1} = \frac{PT_{on}^3}{2DL_1C_1CU_a} \quad \text{—— (4—3)}$$

$$\text{及: } L_1C_1 = \frac{PT_{on}^3}{2DC \times \Delta U_{C1} \times U_a} \quad \text{—— (4—4)}$$

计算过程-3

➤ 上面 (4-1)、(4-2)、(4-3)、(4-4) 式就是分级计算EMC滤波器的方法或公式。由于，下一级EMC滤波电路与L1、C1滤波器的工作原理完全相同，为了简单，每级滤波器的参数都选得一样（但实际应用中最好互相错开，以防分布参数完全相同，影响滤波效果），因此，这里只需计算第一级滤波器的参数即可，后面多级EMC滤波的参数可按平均分配。下面我们举例计算说明：

➤ 假设图4-2中， $U_a=300V$ ， $P=150W$ ， $D=0.5$ ， $T_{on}=10\mu S$ （ $F=50kHz$ ）， $C=200\mu$ ，根据 (4-1) 式，可求得滤波电容两端的高频纹波电压为 $0.05V_{pp}$ ，即，开关电源产生的差模传导干扰信号为 $0.025V_p$ 。再根据 (4-2) 式，可求得C1滤波电容两端的高频纹波电压为：

$$\Delta U_{C1} = \frac{PT_{on}^3}{2DL_1C_1CU_a} = \frac{2.5}{L_1C_1}10^{-12} \quad \text{或:} \quad L_1C_1 = \frac{2.5}{\Delta U_{C1}}10^{-12}$$

➤ 根据EMC标准规定，传导干扰信号最大值为 $40db/\mu V$ ，如果再预留 $6db$ 的余量，就是 $50\mu V$ （约等于 $100\mu V_{pp}$ ），与前面计算结果正好相差500倍，即，两级EMC滤波对干扰信号最少要衰减500倍。假设L1、C1这级滤波器衰减量为22.4倍，根据假设条件，可求得： $\Delta U_{C1} \approx 2230\mu V_{pp}$ 。进一步可求得： $L1 \times C1 \approx 1100 \times 10^{-12}$ （HF），如果选 $C1=1\mu F$ ，则 $L1=1.1mH$ 。

4.6 计算结果分析

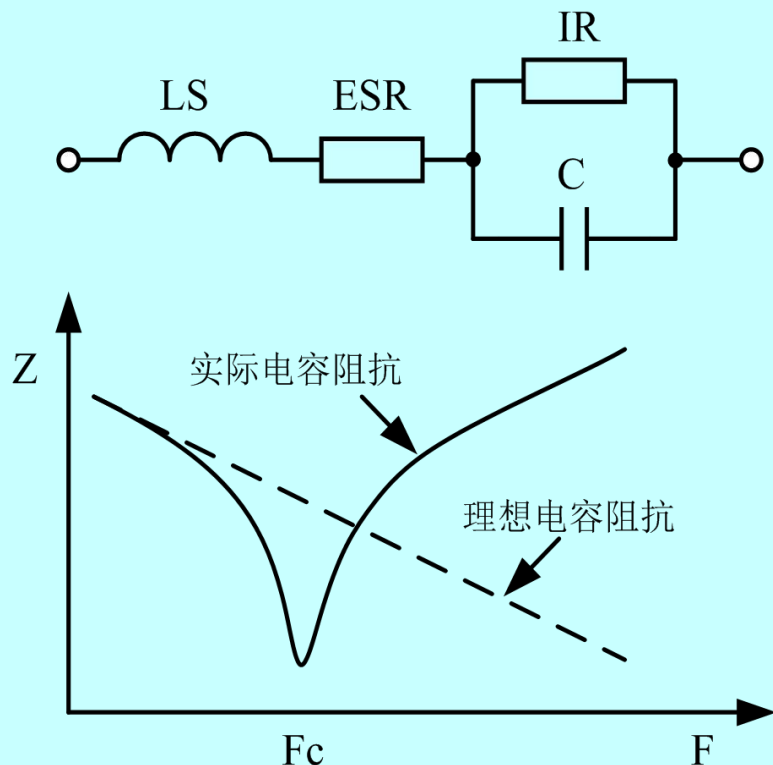
➤上面我们一直都是用 V_{pp} 值来计算，这是因为 ΔU 是个锯齿波，在 T_{on} 期间， ΔU 的变化量正好对应锯齿波的下降时间，其值变化范围由 $+V_p$ 变到 $-V_p$ 。最后计算结果除2就是它的半波峰值，而峰值与有效值两者相差大约为3db（1.414倍）。

➤在实际应用中，L1、L2 一般都是用共模电感来代替，因此，**要求共模电感的漏感要尽量大一些**，特殊情况可选用磁心为两个窗口或三个窗口共、差模滤波电感，这种电感的两个线圈分别绕在两个窗口内，两个线圈之间的漏感很大。这种电感的两个线圈分别绕在两个窗口内，它同时起到共模抑制和差模抑制的作用，采用3个窗口磁芯绕制的电感，其漏感比采用2个窗口磁芯绕制的电感更大。如果漏感不够大，那只好把滤波电容器的容量尽量加大，但滤波电容器容量加大后，要注意电容器的截止频率。

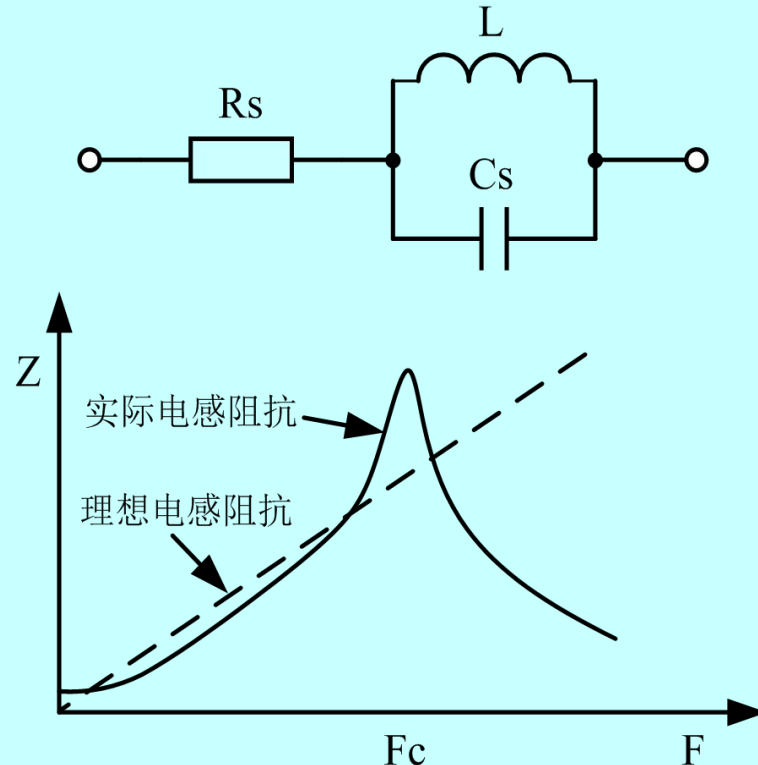
➤上面计算结果对于直接传导的差模基波信号进行抑制是非常有效的。需要注意的是：聚酯膜电容器（X电容器）存在分布电感，以及EMC滤波电感存在分布电容，电容器中的分布电感会与电容产生串联谐振，而电感器中的分布电容会与电感产生并联谐振，因此，电容器和电感器都分别存在一个谐振频率，这个谐振频率正好就是电容器和电感器的截止频率 F_c 。EMC滤波器最好选用多个不同数值的电感和不同容量的电容器组成 π 滤波，才能避免组合后，两个电容器或两个电感器的两个截止频率互相重叠，这样才能使由电容器和电感器组成的EMC滤波器对不同频率的EMI干扰信号均有效。

➤对于由电磁感应产生的共模干扰信号（高次谐波），加大X电容器的容量一般是无效的，必须从滤波器的结构方面采取措施，滤波器的几个元器件最好排列成一条直线，不要首尾靠近，避免信号通过空间辐射产生串扰。

4.7 正确使用滤波电容和滤波电感的频率特性



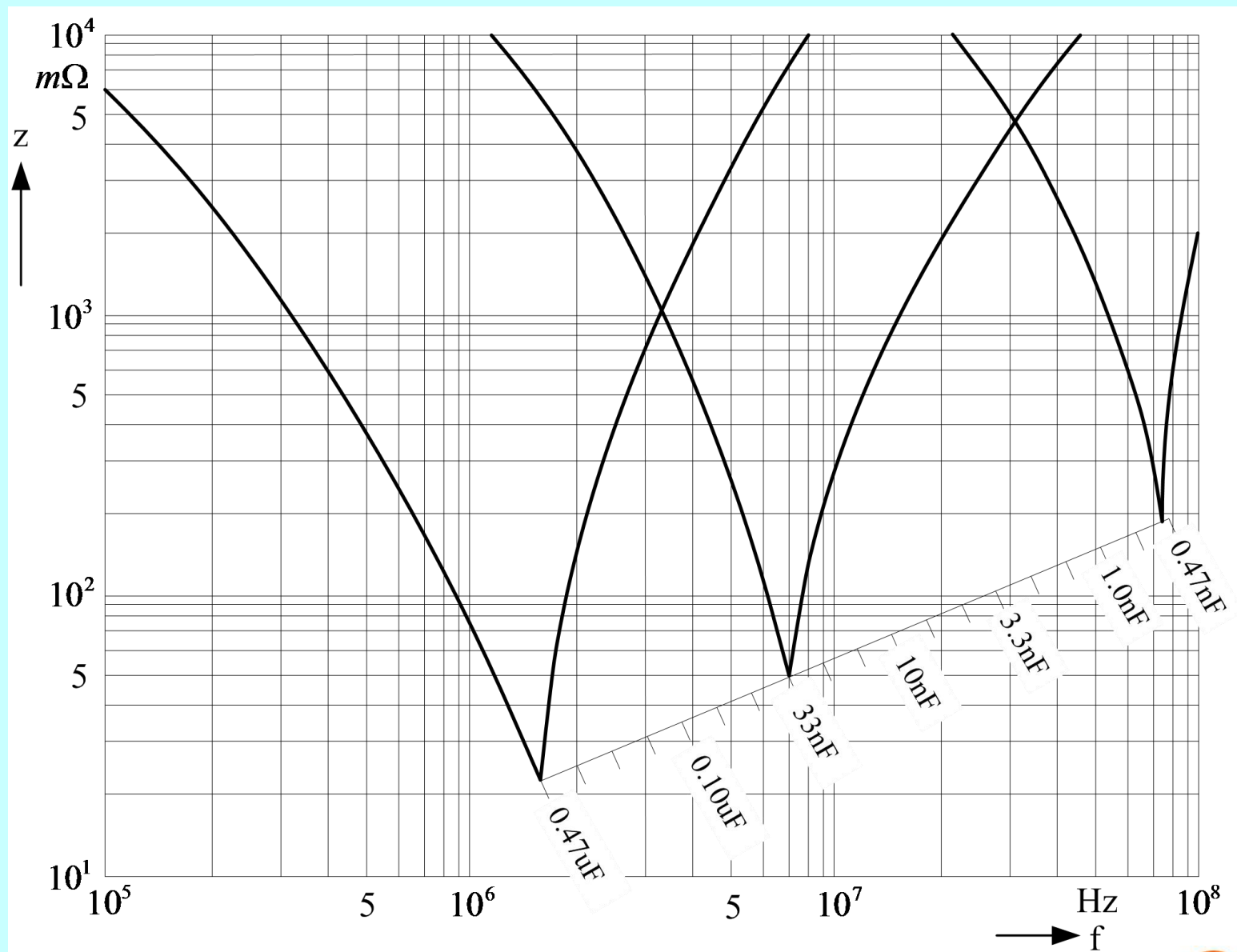
聚酯膜电容的等效电路及阻抗



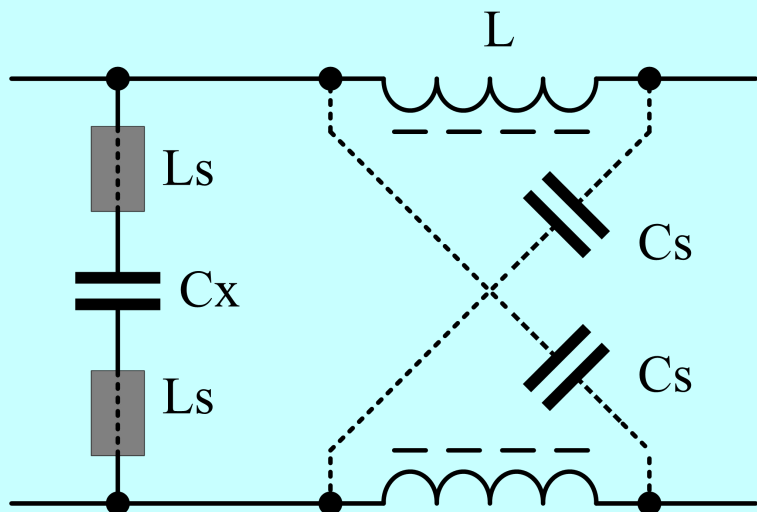
EMC滤波电感的等效电路及阻抗

➤ 正确选用电容器或电感器的截止频率（ F_c ），可以大大提高EMC滤波器的工作效率，并且还可以降低成本。例如，当某干扰频率正好与电容器或电感器的截止频率（ F_c ）相同时，可以大大提高EMC滤波器对干扰信号的滤波效果，并且还可以降低成本。

4.8 电容器的截止频率



4.10 改变滤波电容和电感的截止频率



➤ 当某频率点刚好超标时，可通过改变电容器或电感器的截止频率（ F_c ），以达到超标点频率正好落到 F_c 上。

➤ 改变滤波电容器的截止频率可以在电容器的两端分别套一磁珠（相当于一个小电感），使差模滤波电容的截止频率向频率的低端偏移；改变滤波电感的截止频率可以用两个小电容器分别与共模（或差模）电感的两组线圈交叉并联，使电感的截止频率向频率的低端偏移。两个电容交叉连接，可增强对差模干扰信号滤波的作用。

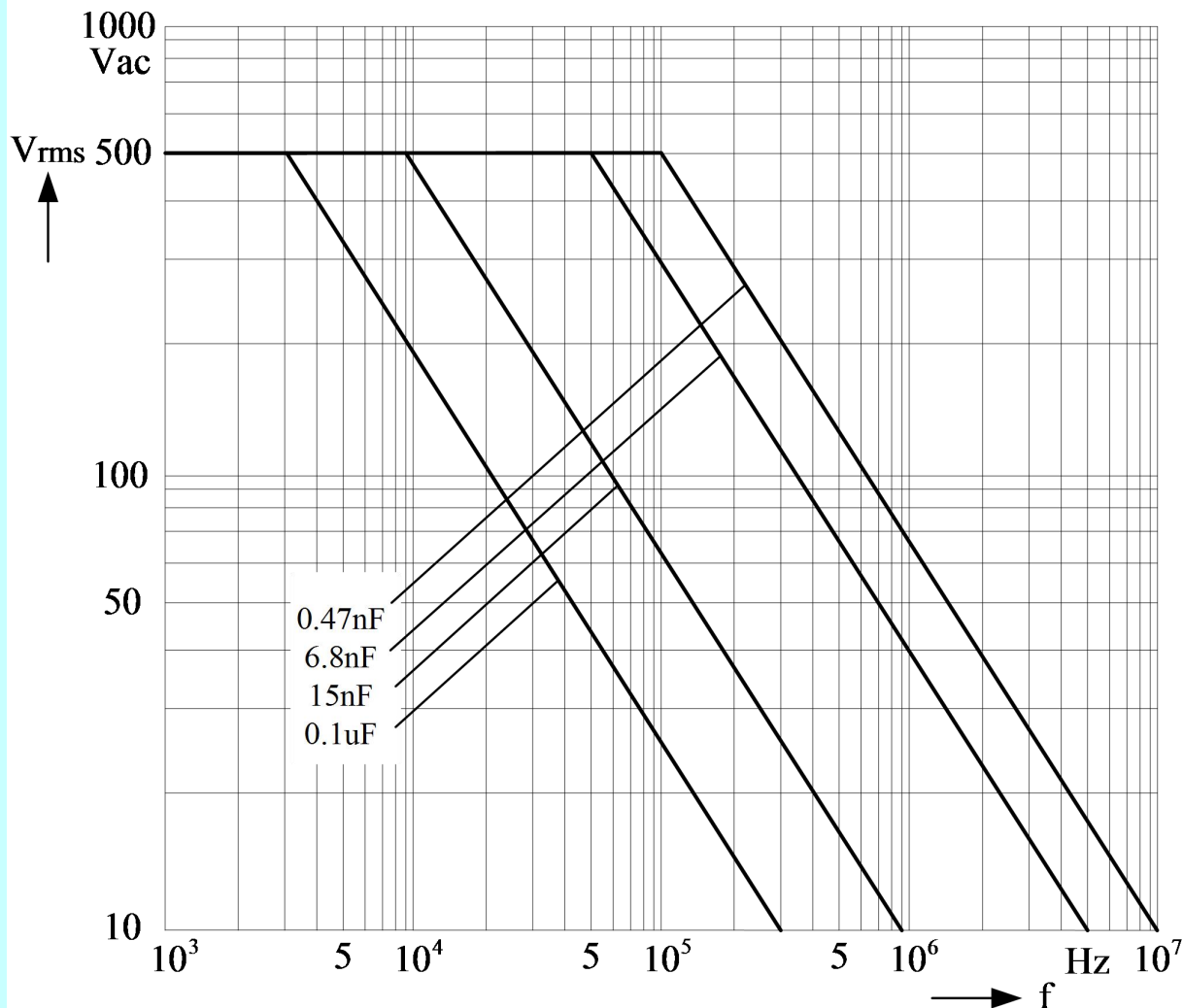
➤ 目前市场上X电容器的种类和规格非常多，不要片面追求小体积，体积小的X电容，内阻和分布电感都比较大，允许纹波电流很小，不宜用于高频滤波。

4.11 电容器的额定工作电压

➤ 电容器的安全使用是一个非常重要的事情，各种电容器的安全特性是不一样的。选用电容器的时候必须考虑：电容器的额定工作电压分直流额定工作电压和交流额定工作电压。由于电容器的交流额定工作电压与工作频率有关，所以，一般电容器都只标直流额定工作电压，只有工作频率固定（一般为50Hz）时，电容器才标出交流额定工作电压，如X电容。

➤ 电容器的交流额定工作电压一般都不能超过直流额定工作电压的三分之一，并且工作频率每增加一倍，交流额定工作电压最少也要下降一倍。

2000Vdc/500 Vac



CBB81电容器额定工作电压与频率的关系

EMC传导滤波电路的设计

@ 5.0

浪涌抑制电路设计

5.1 带防雷功能的EMC滤波电路-1

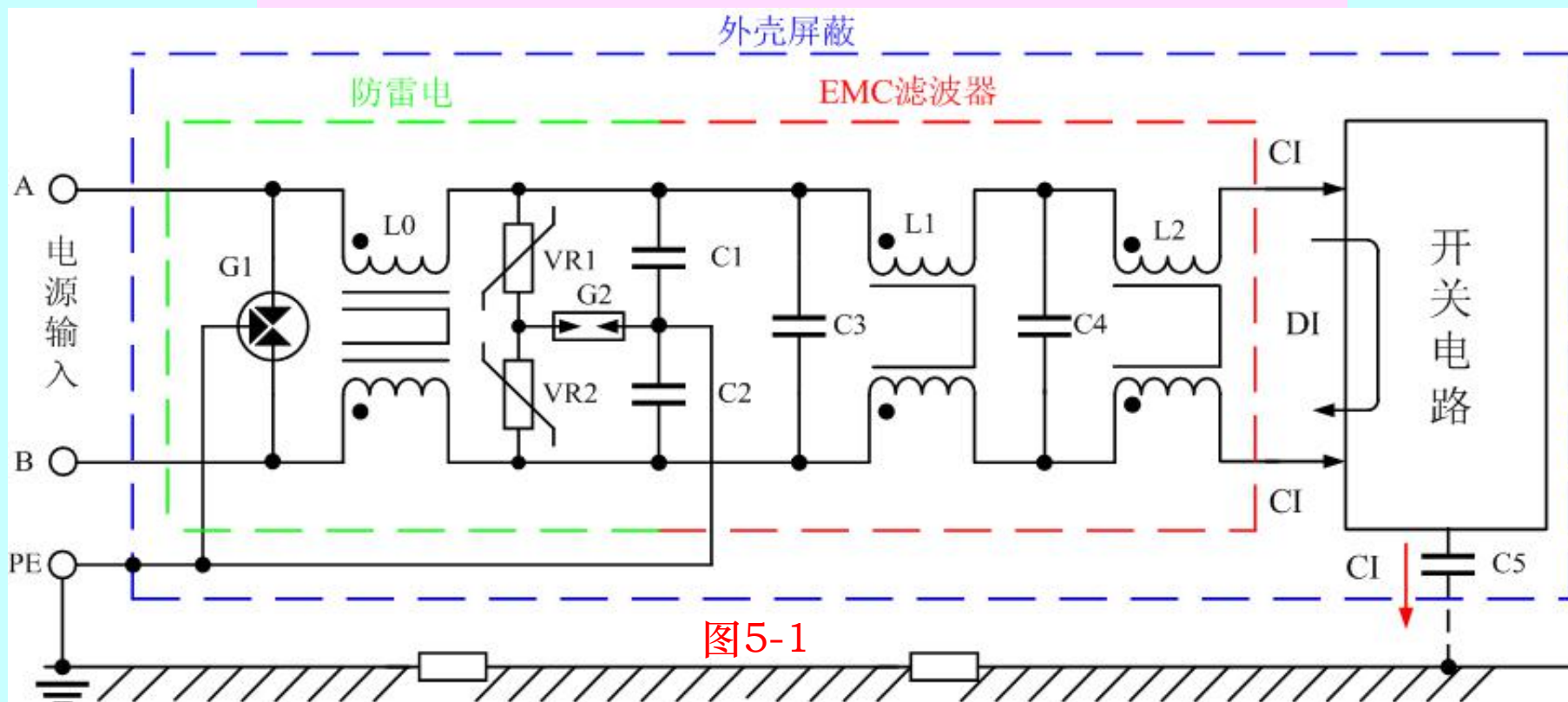
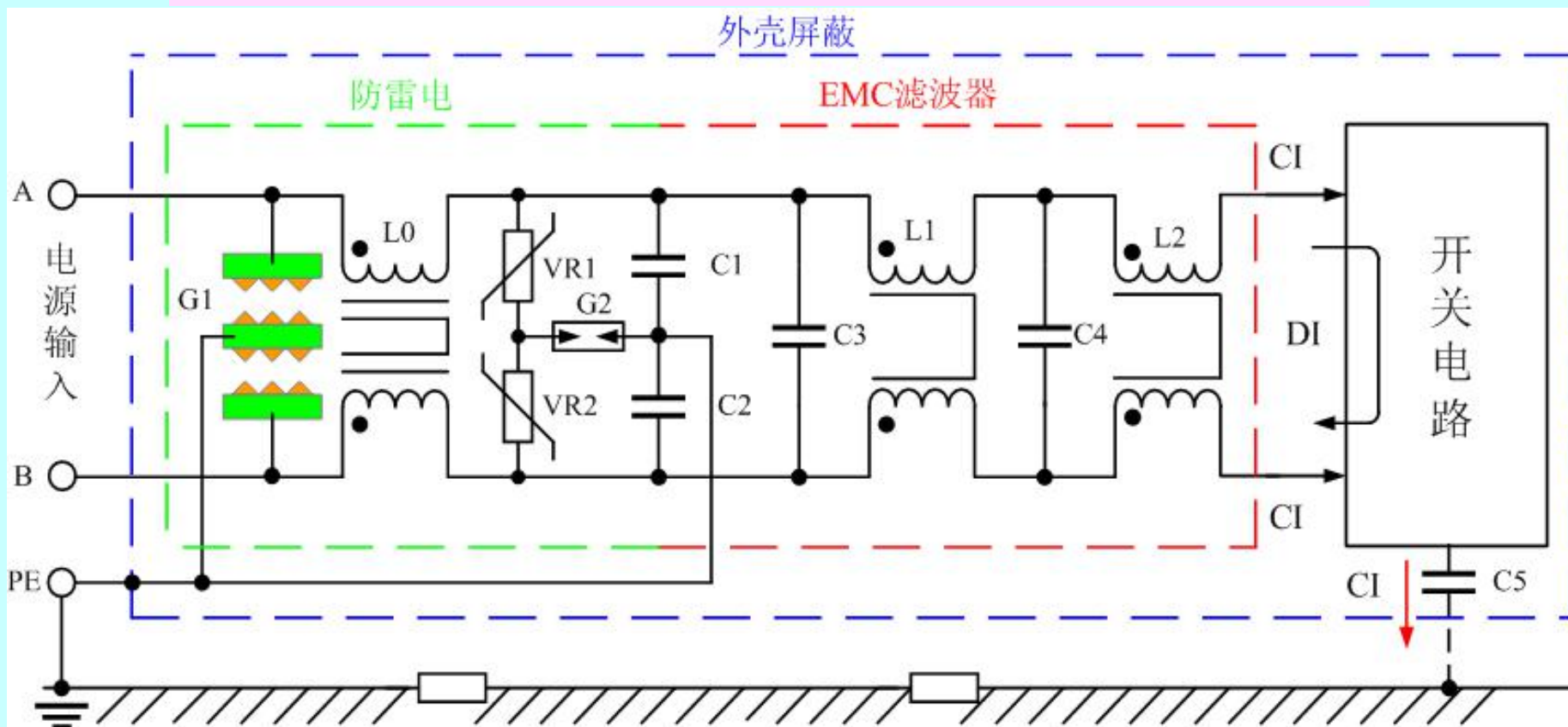


图5-1

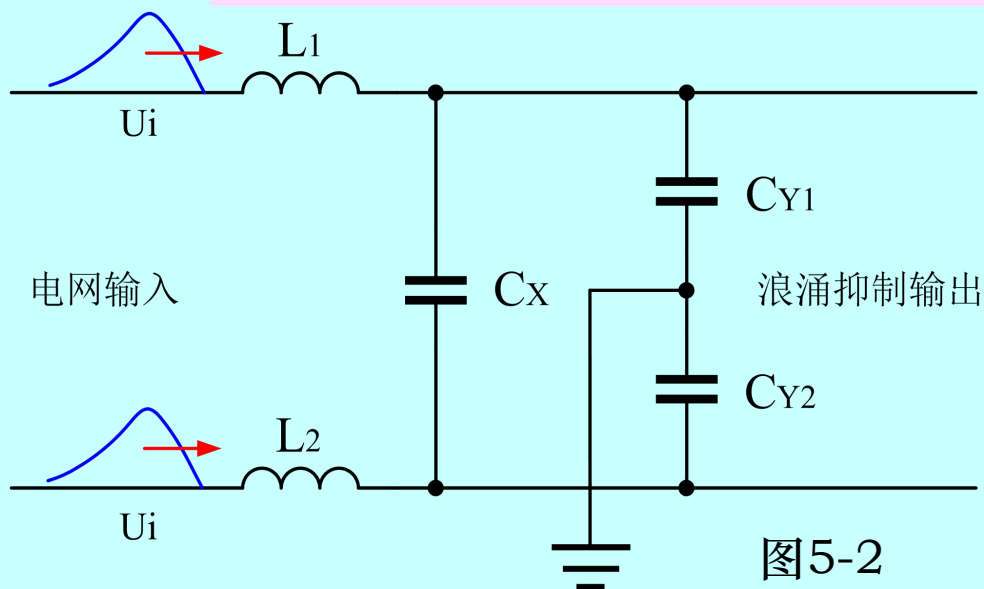
➤ G1、L0、VR1、VR2、G2是防雷电路，G1首先对2000Vp以上的共、差模脉冲电压进行放电，使浪涌脉冲电压限制在2000Vp以下，然后再经电感L0和VR1、VR2、G2进行限幅，使共、差模脉冲电压的幅度进一步降低到1000Vp以下；C1、C2的主要作用是对共模窄脉冲电压进行抑制，而C3、C4主要是对差模脉冲电压进行抑制，L1、L2主要是对共模脉冲电压进行抑制。最后可使共模脉冲电压降低到600Vp以下，差模电压降低到400Vp以下。L0不但可以抑制二次雷电浪涌电压，同时与C3、L1、C4、L2组合，还可以平滑整流滤波电路产生的电流脉冲。C1、C2为Y1类电容，两个电容之和不能超过5000pF。

5.2 带防雷功能的EMC滤波电路-2



➤ 在PCB板上直接设置放电间隙，代替放电管，也是一种很好的方法。放电管的优点是放电电压可以选择得比较低，但放电管的成本比较高，并且放电管的残流电压过低还会容易使输入电压短路。在PCB板上设置放电装置的缺点是放电电压基本是固定的，放电电压相对比较高（6000Vp以上），但通过后续电路继续进行抑制，浪涌脉冲电压会逐步降低，而PCB放电间隙的放电电流可以做得很大，基本不存在残留电压低对输入短路的问题。

5.3 浪涌电压 ($\leq 4000\text{V}$) 抑制电路设计



➤ 对 4000V_p 以下的浪涌电压进行抑制，一般只需采用LC电路进行限流和平滑滤波，把脉冲信号尽量压低到2~3倍脉冲信号平均值的水平即可。

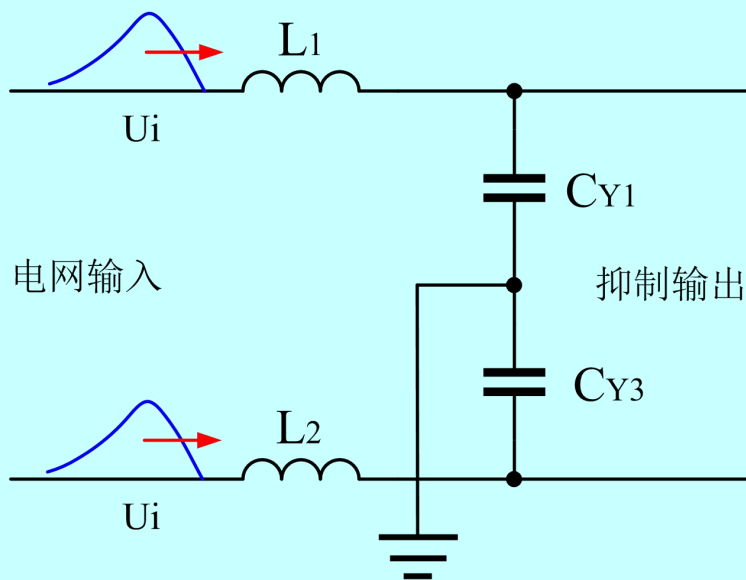
➤ 由于 L_1 、 L_2 有50周电网电流流过，电感很容易饱和，因此， L_1 、 L_2 一般都采用一种漏感很大的共模电感。

➤ 一般 C_X 电容可承受 4000V_p 的差模浪涌电压冲击， C_Y 电容可承受 5000V_p 的共模电压冲击。正确选择 L_1 、 L_2 和 C_X 、 C_Y 参数的大小，就可以抑制 4000V_p 以下的共模和差模浪涌电压。但如果两个 C_Y 电容是安装在整机线路之中，其总容量不能超过 5000pF ，如要抑制浪涌电压超过 4000V_p ，还需选用耐压更高的电容器，以及带限幅功能的浪涌抑制电路。

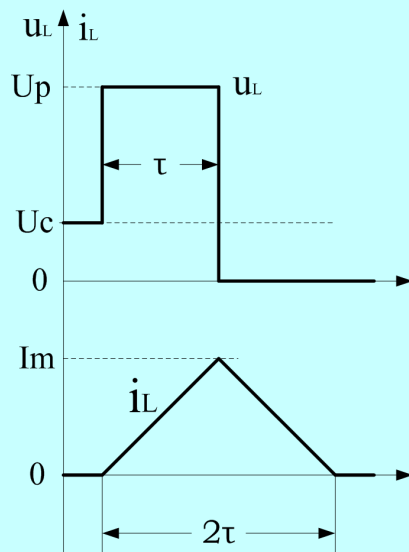
➤ 所谓抑制，只不过是把尖峰脉冲的幅度降低了一些，然后将其转换成另一个脉冲宽度相对比较宽，幅度较为平坦的波形输出，但其能量基本没有改变。

➤ 两个 C_Y 电容的容量一般都很小，存储的能量有限，其对共模抑制的作用并不很大，因此，对共模浪涌抑制主要靠电感 L_1 和 L_2 ，但由于 L_1 、 L_2 的电感量也受到体积和成本的限制，一般也难以做得很大，所以上面电路对雷电共模浪涌电压抑制作用很有限。

5.4 共模浪涌抑制电路参数的计算 ①



(a)



(b)

➤ 图(a)中，L1与CY1、L2与CY2，分别对两路共模浪涌电压进行抑制，计算时只需计算其中一路即可。

➤ 假说，共模信号是一个幅度为 U_p 、宽度为 τ 的方波，CY电容两端的电压为 U_c ，则流过电感的电流为一宽度等于 2τ 的锯齿波：

流过电感的电流为： $i_L = \frac{U_p - U_c}{L} t$ ，流过电感的最大电流为： $I_m = \frac{U_p - U_c}{L} \tau$

在 2τ 期间流过电感的平均电流为： $I_L = \frac{I_m}{2}$

5.4 共模浪涌抑制电路参数的计算 ②

由此可以求得CY电容在 2τ 期间的电压变化量为：

$$U_c = \Delta U_c = \frac{q}{C} = \frac{I \times 2\tau}{C} = \frac{(U_p - U_c)\tau^2}{LC} \quad \text{—— (5-1)}$$

或
$$LC = \left(\frac{U_p}{U_c} - 1\right)\tau^2 \quad \text{—— (5-2)}$$

➤ 上式是计算共模浪涌抑制电路中电感L和电容CY参数的计算公式，式中， U_c 为CY电容两端的电压，也是浪涌抑制电路的输出电压， ΔU_c 为CY电容两端的电压变化量，但由于雷电脉冲的周期很长，占空比很小，可以认为 $U_c = \Delta U_c$ ， U_p 为共模浪涌脉冲的峰值， q 为CY电容存储的电荷， τ 为共模浪涌脉冲的宽度， L 为电感， C 为电容。

➤ 根据上面公式，假设浪涌峰值电压 $U_p=4000V_p$ ，电容 $C=2500p$ ，浪涌抑制电路的输出电压 $U_c=2000V_p$ ，则需要电感L的数值为1H。显然这个数值非常大，在实际中很难实现，所以上面电路对雷电共模抑制的能力很有限，此电路还需进一步改进。

5.5 差模浪涌抑制电路参数的计算

➤ 差模浪涌电压抑制，主要是靠图5-2中的滤波电感L1、L2 和滤波电容CX，L1、L2滤波电感和CX滤波电容等参数的选择，同样可以用（5-2）来进行计算。

$$LC = \left(\frac{U_p}{U_c} - 1 \right) \tau^2 \quad \text{—— (5-2)}$$

➤ 但上式中的L应该等于L1和L2两个滤波电感之和，C=CX，Uc等于差模抑制输出电压。一般，差模抑制输出电压应不大于600Vp，因为很多半导体器件和电容的最大耐压都在此电压附近，并且，经过L1和L2两个滤波电感以及CX电容滤波之后，雷电差模浪涌电压的幅度虽然降低了，但能量基本上没有降低，因为经过滤波之后，脉冲宽度会增加，一旦器件被击穿，大部分都无法恢复到原来的状态。

➤ 根据上面公式，假设浪涌峰值电压Up=4000Vp，脉冲宽度为50uS，差模浪涌抑制电路的输出电压Uc=600Vp，则需要LC的数值为14mH×uF。显然，这个数值对于一般电子产品的浪涌抑制电路来说还是比较大的，相比之下，增加电感量要比增加电容量更有利，因此最好选用一种有3个窗口、用矽钢片作铁芯，电感量相对较大（大于20mH）的电感作为浪涌电感，这种电感共模和差模电感量都很大，并且不容易饱和。

➤ 顺便指出，整流电路后面的电解滤波电容，同样也具有抑制浪涌脉冲的功能，如果把此功能也算上，其输出电压Uc就不能选600Vp，而只能选为电容器的最高耐压Ucp（400Vp）。

EMC传导滤波电路的设计

@ 6.0

开关电源的安全要求

GB8898 (IEC60065) 安全标准简介

6.1 GB8898安全标准简介

- 2001年以前，我们国家把安全标准定义为“长城CCEE认证”标准，认证机构是中国电工产品认证委员会（China Commission for Conformity Certification of Electrical Equipment），CCEE 成立于1984年。
- 中国加入世贸以后，为了与国际接轨，中国成立了一个国家监督检验检疫总局和国家认证认可监督管理委员会，并于2001年12月3日一起对外发布了《强制性产品认证管理规定》，对第一批列入目录的19类132种产品实行“统一目录、统一标准与评定程序、统一标志和统一收费”的强制性认证管理。将原来的“中国商检CCIB”认证和“长城CCEE认证”统一为“中国强制认证”（英文名称为China Compulsory Certification），其英文缩写为“CCC”，故又简称“3C”认证。
- 由于EMC很少涉及到人身的安全问题，但EMC的标准问题与安全标准同样重要，前者是专门针对电子设备相互之间的安全可靠使用问题，而后者则是针对用户的人身安全问题，实际应用中，两者之间也存在界线模糊的问题，因此在电路设计中，我们应该对两者都需要同时考虑。

6.2 安全标准中的几个关键术语

- (1) 基本绝缘 (basic insulation) : 指对防触电进行基本防护而对带电件所加的绝缘。
- (2) 附加绝缘 (supplementary insulation) : 指对基本绝缘所增添的独立绝缘, 以便在基本绝缘万一失效时仍能防止触电。
- (3) 双重绝缘 (double insulation) : 指包括基本绝缘和附加绝缘的绝缘。
- (4) 加强绝缘 (reinforced insulation) : 指对带电件所加的单独绝缘系统, 其防触电等级在本标准规定的条件下相当于双重绝缘。
- (5) I 类设备 (class I apparatus) : 指其防触电不仅依靠基本绝缘而且采用附加安全措施的设备。在基本绝缘万一失效时, 有措施使可触及的导电件与设备安装中的固定线路里的保护(接地)导体相连接, 从而使可触及的导电件不会带电 (有保护接地线)。依靠基本绝缘+接地提供防触电保护。
- (6) II 类设备 (class II apparatus) : 指其防触电不仅依靠基本绝缘而且采用诸如双重绝缘或加强绝缘之类的附加安全措施的设备。它不备有保护接地措施, 也不依靠设备安装中的防护条件。

- (7) 电网电源 (supply mains) : 指工作电压高于34Vp的设备供电的电源。
- (8) 保护接地端子 (protective earth terminal) : 指为了安全原因而必须与接地的元件相连接的端子。
- (9) 可触及件 (accesible part) : 指用标准型试验指能触及的部分。
- (10) 爬电距离 (creepage distance) : 指沿两导电元件间绝缘体表面测得的最短距离。
- (11) 间隙 (clearance) : 两导电元件间在空气中测得的最短距离 。
- (12) 正常使用条件: 温度 $15^{\circ}\text{C} \sim 35^{\circ}\text{C}$, 湿度 $45\% \sim 75\%\text{RH}$, 气压 $86\text{kPa} \sim 106\text{kPa}$ 、通风、额定电源电压的0.9或1.1倍; 可触及的手调控制器件调到任何位置; 任何负载连接或不连接时; 接地端子接地或不接地时等以上所有条件最不利的组合。
- (13) 故障条件 : 指除正常使用条件外, 顺次地施加每个条件以及与之有关的从逻辑推理得出的其他条件。如: 对开关管的CE、灯丝进行短路、把带电件安全罩的固定螺丝或类似装置拧松1/4圈等。

安全标准中的几个关键术语

(14) 总要求：在正常使用条件或故障条件下不出现危险，设备的设计和结构要具备以下措施：防触电、防爆炸、防辐射、防过高温、防起火、防人身受机械不稳定性运动和运动部件的伤害。

(15) 防起火：防止电视机在正常或故障状态下工作时，由于部件短路或过热导致某些材料起火，而造成人身与财产损失。

(16) 防触电：防止人体触及到超过安全电压的部件时，电流对人体造成的危害(A、B、C、D)。

A、可触及件不应带电。天线、地线端子、连接各种换能器的任何端子（连接独立扬声器的端子除外）即使不可触及也不应带电。任何两个可触及件或接点间、在任何可触及件与试验用电源一极间漏电 $\leq 0.35\text{mA}$ 或直流 1mA ，天线端子的放电容量 $\leq 4.5\mu\text{C}$ 则认为不带电。

B、通风孔要求：用 $\phi 4\text{mm} \times 100\text{mm}$ 的金属针自由插入，插入的深度不超过其长度且应使进入机内的悬挂外物（如项链）不能与带电件接触。

安全标准中的几个关键术语

- C、** 连接端子要求：用 $\phi 1\text{mm}$ 的标准试验针、 $\phi 1\text{mm} \times 100\text{mm}$ 的裸导线连接各端子应无触电危险。
- D、** 电源插头在电源开关闭合或断开状态拔出电源插座后不应带电（一般电视机电源开关应处于闭合状态）。
- E、** 机壳要有足够的强度来抵挡外力的作用，最弱处应能承受刚性试验指 $50\text{N}/10\text{s}$ 向内的作用力，试验钩 $20\text{N}/10\text{s}$ 向外的作用力。
- F、** 结构要求：设备的结构与设计应保证可触及件、用手挪开保护盖后而暴露的可触及件无触电危险。带电件不得使用吸湿材料做绝缘，如未浸渍的木材、纸和类似的纤维材料等。
- G、** I 类设备要有可靠的安全接地端子，使用基本绝缘将可触及件与带电件隔离。II 类设备应采用双重绝缘或加强绝缘将可触及件与带电件隔离。

6.3 对开关电源的安全要求

- 1、当开关电源的输入、输出电压，交流超过34Vp，直流超过24V时，需要考虑触电问题。安规规定：任何两个可触及件之间，或任何一个可触及件与电源的一极，或任何一个可触及件与大地，对于工作在亚热带的机器漏电不要超过0.7mA_p或直流2mA，对于工作在温带的机器不要超过0.35mA_p直流1mA。
- 2、输入电压为交流220V的开关电源，冷热地之间的爬电距离必须大于6mm；两输入引线端口的爬电距离必须大于3mm。
- 3、开关电源冷、热地之间的耐压要求大于交流2000V，因此，开关电源变压器初、次级之间的耐压也要求大于交流2000V，并且开关电源变压器作为安全件需要事先进行安全认证。
- 5、当开关电源的输出电压高于4000V时，要考虑静电问题。假设带电体对地的分布电容为1000PF，则带电体存储的电荷量就可能超过4.5微库仑。安规规定：任何可触及件所带电荷不允许超过4.5微库仑。
- 6、当电源插头拔离插座时，插头两端电压在1秒钟之内应该低于24V（安全电压）。

谢谢各位

陶显芳: taoxianfang@sina.cn