

# 现代通信电源中的电磁兼容问题研究

李书芳 高攸纲 (北京邮电大学)

[摘要] 针对现代通信电源中广泛应用的开关电源中存在的传导干扰,提出了共模、差模噪声源模型及共模、差模噪声的预估方法,并阐述了电源滤波器插入损耗的计算方法,上述理论对电源电磁干扰(EMI)滤波器的设计、选用具有直接的指导意义。

关键词: 通信电源 电磁干扰 噪声源模型 电源滤波器 插入损耗

## 1 引言

通常,对电源 EMC 的研究也是围绕构成电磁干扰(EMI)的三要素,即干扰源、干扰传输途径和干扰接收器来进行的。干扰传输途径包括辐射发射和传导发射两种。在抗 EMI 信号的辐射危害方面,屏蔽是最好的措施,而对付它的传导发射,滤波则是一种极为有效的方法。

按照干扰信号对于电路作用的形态不同,可将电源系统内的干扰分为共模干扰和差模干扰两种,电源线上的任何传导干扰信号,都可表示成共模和差模干扰两种方式。本文主要以现代通信电源中广泛使用的开关电源为对象进行研究。

## 2 开关电源的噪声分类

开关电源的噪声源和负载 AC 电网的连接方式如图 1 所示。虽然噪声源是个单端口网络,但由于 AC 电网具有火线(L)、中线(N)和地线(G),所以实际上噪声源输给两个 AC 线端,即 L 端和 N 端构成双端口网络。可将它们简化为共模、差模等效电路,都分别对应同一个单端口噪声源,总噪声为共模、差模噪声之和。图 1 中  $I_{CM}$  表示共模电流的流向,  $I_{DM}$  表示差模电流的流向。

一个开关电源是直接传导发射有关的元件(如图 2 所示)。当开关管转为“关”时,集电极与发射极间的电压快速上升达 500V,它产生的电流经集电极与地之间的分布电容返回整流

桥。这个按开关频率工作的脉冲串电流是共模噪声。分布电容包含两个支路,其一是开关管外壳和其散热板之间(若接地);另一个是变压器原副方向之间(按典型电路方式接地)。

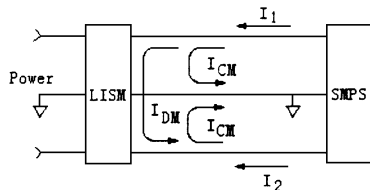


图 1 共模、差模电流的流向

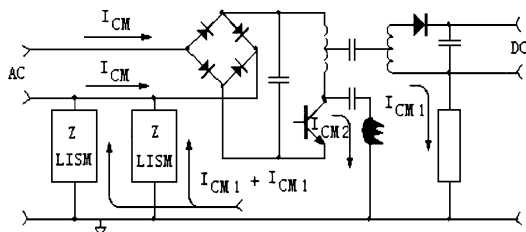


图 2 开关电源共模发射路径

在 10kHz~1MHz 开关频率范围内共模噪声源的并联模型如图 3 所示,其电容支路  $C_p$  具有比其它任何元件更高的阻抗,是个容性的共模噪声源模型。 $C_p$  典型的容量范围为 500~3000pF,  $R_p > 10k\Omega$  (低于 500kHz 时)。共模噪声基本上是由开关频率的谐波组成。

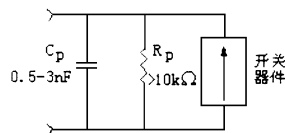


图 3 共模噪声源模型

当开关管转为“开”时,储能电容  $C_s$  的能量由 AC 电网和整流桥提供,它被开关管变换器的快速开关频率所变换,并通过变压器形成脉冲电流  $I_L$ ,它具有非常丰富的开关频率谐波。储能电容不是一个纯电容,它有串联电阻和电感。当整流桥处开关管“开”时,在 AC 电网端,  $I_L$  会产生一个由电容的  $L$ 、 $R$ 、 $C$  所呈现的阻抗电压,这就是开关电源产生差模发射源的原理(如图 4 所示)。这个源阻抗由储能电容和二极管整流桥组成,所以是个低阻抗源。当整流桥处开关管“关”时,会产生一个尖峰电流,它随 AC 电网频率重复,因此也产生电网频率的谐波,由于二极管整流桥无正偏,所以噪声源为高阻抗,以上  $I_L$  谐波的低阻抗源和二极管热噪声的高阻抗源并不存在同一频率和同一时间上,而是被二极管的交替转换所控制,这两部分合成的差模噪声源模型绘于图 5(a)、(b)中。

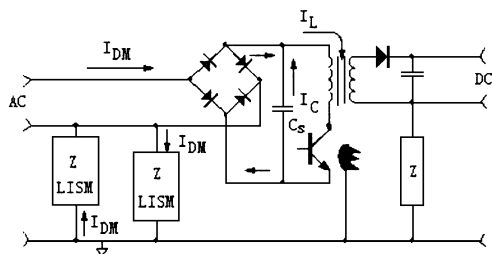
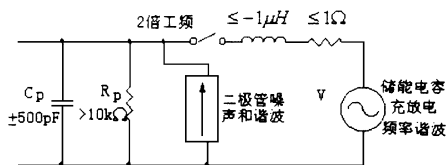
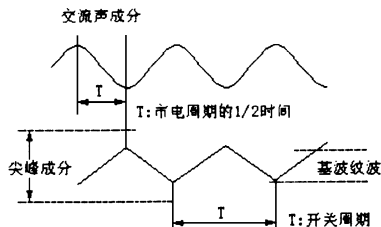


图 4 开关电源差模发射路径



(a) 差模噪声源模型



(b) 开关稳压器的纹波电压

图 5

### 3 开关电源共模及差模噪声的预估

对共模噪声的预估,往往采用直观实用的等效电路图 6。现举一实例如下:

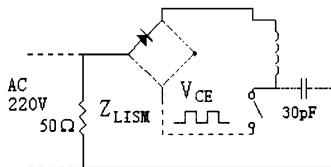


图 6 共模噪声等效电路

设开关电源输入交流电压 220VAC,开关频率 50kHz,开关管与散热器之间的分布电容  $C_k$  为 30pF。

求:通过 VDE0871B 级标准的条件。

1) 开关管集电极与发射极间电压  $V_{CE}$  峰值:由储能  $C_s$  提供电压  $220 \times \sqrt{2} = 311V$ ,考虑开关管在“关”瞬间电感产生的过冲电压,叠加后  $V_{CE} \approx 500V = 174dB\mu V$ 。

2)  $V_{CE}50kHz$  的基波成分见图 7:

$174 - 4 = 170dB\mu V$

3) 为了测量在输入交流端的噪声电平,接入人工电源网络 LISN,阻抗  $50\Omega$ 。输入交流端(即人工电源网络两端)的噪声电平是  $C_k$  和  $Z_{LISN}$  的分压比:

$$\frac{50}{\frac{1}{\omega C_k} + 50} = 4.71 \times 10^{-4}$$

相当 - 66.5dBμV

4) VDE0871B 级要求 50kHz 处的传导干扰极限值 66dBμV(如图 7)。

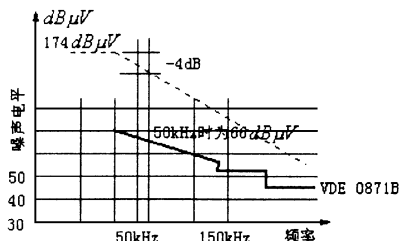


图 7 VDE0871B 级标准的开关电源滤波器设计图

5) 开关电源在 50kHz 处共模传导干扰的超标值:

$$170 - 66.5 - 66 = 37.5 \text{ dB}\mu\text{V}$$

6) 表 1 列出开关频率 20~300kHz 时,共模传导干扰的超标值。

表 1 共模传导干扰的超标值

| 开关频率<br>(kHz)      | 20   | 30 | 40   | 50 | 100 | 300 |
|--------------------|------|----|------|----|-----|-----|
| 允许最大发射电平<br>(dBμV) | 73.4 | 69 | 67.2 | 66 | 60  | 54  |

通过变压器原副方绕组之间分布电容支路的共模噪声,计算方法相同。

对差模噪声的预估,可采用图 5(a) 所给的差模噪声源模型。在此不详述。

## 4 电源 EMI 滤波器插入损耗的计算方法

电磁干扰滤波器是防止电子设备内部产生的干扰噪声通过电源线污染外界公共电网的有效工具;由于滤波器内部的对称性,所以同时也是防止通过电源线将外界电网的干扰噪声引入电子设备的有效工具。前者为电磁干扰(EMI),后者为电磁敏感度(EMS)或抗扰度。电源 EMI 滤波器对干扰噪声的抑制能力用插入损耗  $I. L$  (Insertion Loss) 来衡量。插入损耗定义为:没有滤波器接入时,从噪声源传输到负载的功率  $P_1$ ,和接入滤波器后,噪声源传输到负载的功率  $P_2$  之比,用 dB(分贝)表示,滤波器接入前后的电路如图 8(a)、(b) 所示。

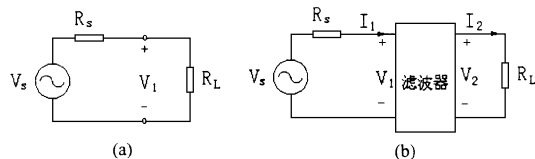


图 8

$$I. L = 10 \lg \frac{P_1}{P_2}$$

由图 8(a) 可得:

$$I. L = 10 \lg \frac{V_1^2}{V_2^2} = 20 \lg \frac{V_1}{V_2}$$

由图 8(b) 网络的传输方程可得:

$$I. L = 20 \lg \left| \frac{a_{11} R_L + a_{12} + a_{21} R_s R_L + a_{22} R_s}{R_s + R_L} \right| \quad (1)$$

对图 8(b),我们是采用参数表示滤波器网络,参数矩阵为:

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}$$

对共模插入损耗  $I. L_{CM}$  和差模插入损耗  $I. L_{DM}$  的计算方法需分别讨论。

电源滤波器的典型电路如图 9(a)、(b)。9(a) 为一般性能电路,9(b) 为高性能电路。

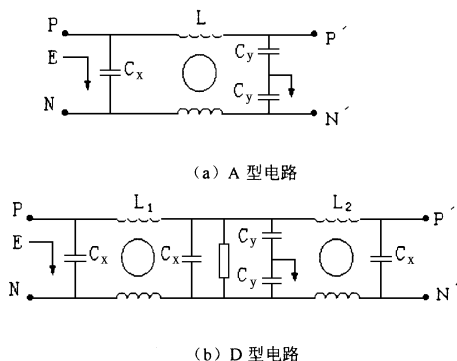


图 9

### 4.1 共模插入损耗 $I. L_{CM}$ 的计算

共模扼流圈  $L$ ,是在一个闭合磁环的上下两个半环上,分别绕制同相、同匝的线圈,此结构对相线或零线对地形成的共模干扰具有电感抑制作用,而对相线和零线间所形成的差模干扰和工频供电电流无电感抑制作用,因而命名为共模扼流圈。

共模扼流圈的电感值可用下式表示:

$$L = 4 \times 10^{-9} N^2 \mu_i A / D$$

式中:  $D$  为磁环平均直径(cm);  $A$  为磁环截面积( $\text{cm}^2$ );  $\mu_i$  为磁环初始导磁率;  $N$  为线圈匝数。

由于共模干扰在相线和零线间等值同相,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,我们只需计算相线对地或零线对地中的其中一路就足够了。

单环共模插入损耗的计算:图 10 为单环共模等效电路。

由图 10 可求出 A 参数矩阵:

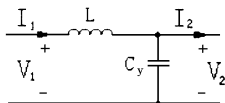


图 10 单环共模等效电路

$$a_{11} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} = 1 - \omega^2 L C_y$$

$$a_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} = j\omega L$$

$$a_{21} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} = j\omega C_y$$

$$a_{22} = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} = 1$$

将参数 A 代入(1)式,可得  $I. L_{CM}$ :

$$\begin{aligned} I. L_{CM} &= 20 \lg \left| \frac{a_{11} R_L + a_{12} + a_{21} R_S R_L + a_{22} R_S}{R_S + R_L} \right| \\ &= 20 \lg \left| \frac{j\omega L + (1 - \omega^2 L C_y) R_L + R_S + j\omega C_y R_S R_L}{R_S + R_L} \right| \\ &= 10 \lg [ (R_S + R_L - \omega^2 L C_y R_L)^2 + (\omega L + \omega C_y R_S R_L)^2 ] \\ &\quad - 20 \lg (R_S + R_L) \end{aligned} \quad (2)$$

双环共模插入损耗的计算方法与上述相

$$\begin{aligned} I. L_{DM} &= 20 \lg \left| \frac{a_{11} R_L + a_{12} + a_{21} R_S R_L + a_{22} R_S}{R_S + R_L} \right| \\ &= 20 \lg \left| \frac{R_L (1 - \omega^2 L_e C_{x_2}') + j\omega L_e + j\omega R_S R_L (C_{x_1} + C_{x_2}' - \omega^2 L_e C_{x_1} C_{x_2}') + R_S (1 - \omega^2 L_e C_{x_1})}{R_S + R_L} \right| \\ &= 10 \lg [ R_L (1 - \omega^2 L_e C_{x_2}') + R_S (1 - \omega^2 L_e C_{x_1}) ]^2 + [ \omega L_e + \omega R_S R_L (C_{x_1} + C_{x_2}' - \omega^2 L_e C_{x_1} C_{x_2}') ]^2 \\ &\quad - 20 \lg | R_S + R_L | \end{aligned} \quad (3)$$

双环差模插入损耗的计算方法同上。

用户选择滤波器时,最关心插入损耗性能,但是往往插入损耗相近的滤波器,在实际运用中效果相差甚远。究其主要原因是,相近插入损耗的滤波器可由不同的电路实现,这和理论上是吻合的,因为插入损耗本身是个多解函数。

所以选择滤波器时首先应选择适合你所用的滤波电路和插入损耗性能,要做到这一点,就

同。

#### 4.2 差模插入损耗 $I. L_{DM}$ 的计算

对差模干扰起作用的除了线间电容  $C_x$  外,两只  $C_y$  电容串联后也构成线间电容,虽然共模扼流圈理论上对差模干扰不起作用,但在实际生产中,两个绕组不可能做到完全对称(引线长度和漏感的不完全对称),所以存在一定的残余漏感  $L_e, L_e$  的值一般是  $L/1000$ 。

单环差模插入损耗的计算:图 11 给出单环差模等效电路。由图 11 可求出 A 参数矩阵,其中下式中  $C_{x_2}' = C_{x_2} + C_y/2$

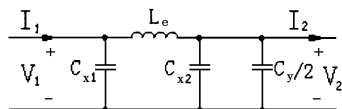


图 11 单环差模等效电路

$$a_{11} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} = 1 - \omega^2 L_e C_{x_2}'$$

$$a_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} = j\omega L_e$$

$$a_{21} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} = j\omega (C_{x_1} + C_{x_2}' - \omega^2 L_e C_{x_1} C_{x_2}')$$

$$a_{22} = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} = 1 - \omega^2 L_e C_{x_1}$$

将 A 参数代入(1)式可得  $I. L_{DM}$

要求你了解你所用电源的等效噪声源阻抗和所需要对噪声的抑制能力。符合“知己知彼,百战不殆”的客观规律。

## 5 小结

本文主要针对现代通信电源中存在的传导干扰,提出了共模、差模噪声源模型及共模、差模噪声的预估方法,并阐述了 (下转第 22 页)

路单元。对于电源来说,它的输出应成为树枝状,其地线应为树根状。同时,每个电路单元内部也采用同样方式。对于低电平信号的电路如:预放器、接放器等,其电路元器件的地线应接在离树根最近的同一分树根上。由(3)式可知,此时在它上面只有  $E_g$  一个干扰电势,且由于地线最短,使得干扰电势  $E_g$  较小。采用并联单点接地体系,可将电源线与信号线分开,高电平与低电平分开,大电流与小电流分开,输入与输出分开。但对于数字摄录机中的数字处理等高频电路,地线的长度若为  $1/4$  波长的奇数倍,则地线阻抗会变得很高。这时“地线”变成“天线”,可以向外辐射干扰信号。

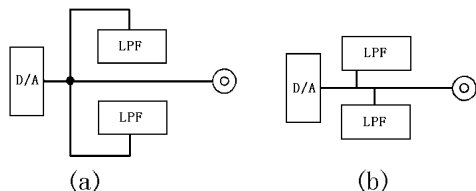


图9 数字电路接地方框图

如图9(a)所示地线连接,由于地线阻抗很高,致使数字摄录机的视频输出产生辐射干扰。图9(b)所示电路,通过改善地线的连接,采用多点就近接地,从而消除了电磁辐射。由此可见数字处理等高频电路地线的长度应小于信号波长的  $1/20$ ,采用图10所示多点就近接地体系,降低地线阻抗。这里应当注意的是,在数字摄录机中多点就近接地体系应是并联单点接地体系的补充,多点就近接地应只在本单元电路

中实施,而切勿接入其它单元电路中,引出不必要的干扰。

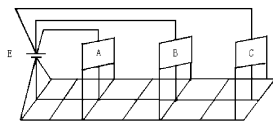


图10 多点就近接地体系

## 4 结束语

通过对数字摄录机的电磁兼容与地线设计进行研讨,不仅使数字摄录机各项技术指标达到了预期的要求,而且也可为其它数字影视产品的设计提供有益的借鉴,使我们对电磁兼容技术在数字影视产品中的应用有了更深入的了解。当然,数字摄录机的电磁兼容与地线设计并不局限于上述问题,还有许多内容,但由于字数有限,在此不再赘述。

## 参 考 文 献

- 1 《电子设备结构设计原理》. 江苏科学技术出版社.
- 2 片桐久志.《电路理论和电路图的界限》.
- 3 佐藤宪一.《电路中的噪声对策》.
- 4 吕英华、王昕玮. 多层印制板的电磁兼容设计. 电子科技导报, 1997, 11.

注:周唯诚,中国电子学会高级会员。现任北京JVC电子产业有限公司开发中心部长,高级工程师,从事摄录机、录像机技术工作17年,并在日本JVC公司技术部学习设计开发技术一年。

本文于1999年8月收到。

(上接第13页) 电源滤波器插入损耗的计算方法,上述理论对电源电磁干扰(EMI)滤波器的设计、选用具有直接的指导意义。

## 参 考 文 献

- 1 王鸿麟等. 现代通信电源. 人民邮电出版社, 1998年7月.

- 2 叶治政等. 开关稳压电源. 高等教育出版社, 1993年12月.

注:李书芳,1963年生,博士后,副教授,中国电子学会青年工作委员会委员、电磁兼容委员会委员。主要从事电磁兼容领域的教学及科研工作,已发表相关论文10余篇。

本文于1999年7月收到。