

EMI/EMC 设计讲座（三）传导式 EMI 的测量技术

「传导式（conducted）EMI」是指部分的电磁（射频）能量透过外部缆线（cable）、电源线、I/O 互连界面，形成「传导波（propagation wave）」被传送出去。本文将说明射频能量经由电源线传送时，所产生的「传导式噪声」对 PCB 的影响，以及如何测量「传导式 EMI」和 FCC、CISPR 的 EMI 限制规定。

差模和共模噪声

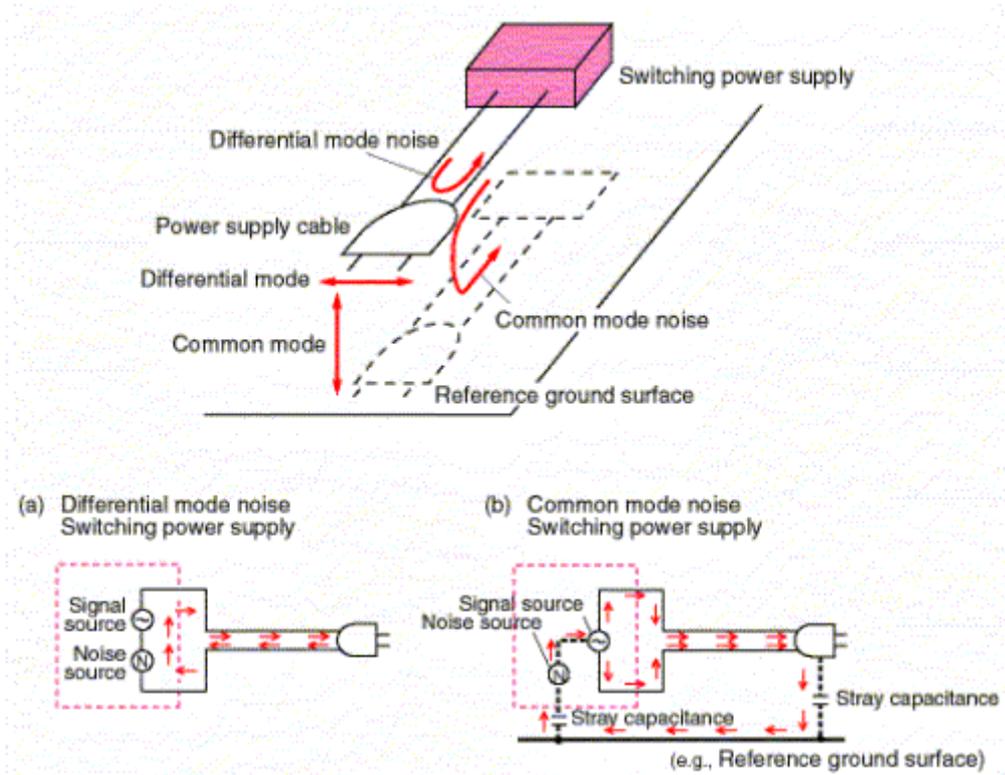
「传导式 EMI」可以分成两类：差模（Differential mode；DM）和共模（Common mode；CM）。差模也称作「对称模式（symmetric mode）」或「正常模式（normal mode）」；而共模也称作「不对称模式（asymmetric mode）」或「接地泄漏模式（ground leakage mode）」。

由 EMI 产生的噪声也分成两类：差模噪声和共模噪声。简言之，差模噪声是当两条电源供应线路的电流方向互为相反时发生的，如图 1(a)所示。而共模噪声是当所有的电源供应线路的电流方向相同时发生的，如图 1(b)所示。一般而言，差模讯号通常是我们所要的，因为它能承载有用的数据或讯号；而共模讯号（噪声）是我们不要的副作用或是差模电路的「副产品」，它正是 EMC 的最大难题。从图一中，可以清楚发现，共模噪声的发生大多数是因为「杂散电容（stray capacitor）」的不当接地所造成的。这也是为何共模也称作「接地泄漏模式」的原因。

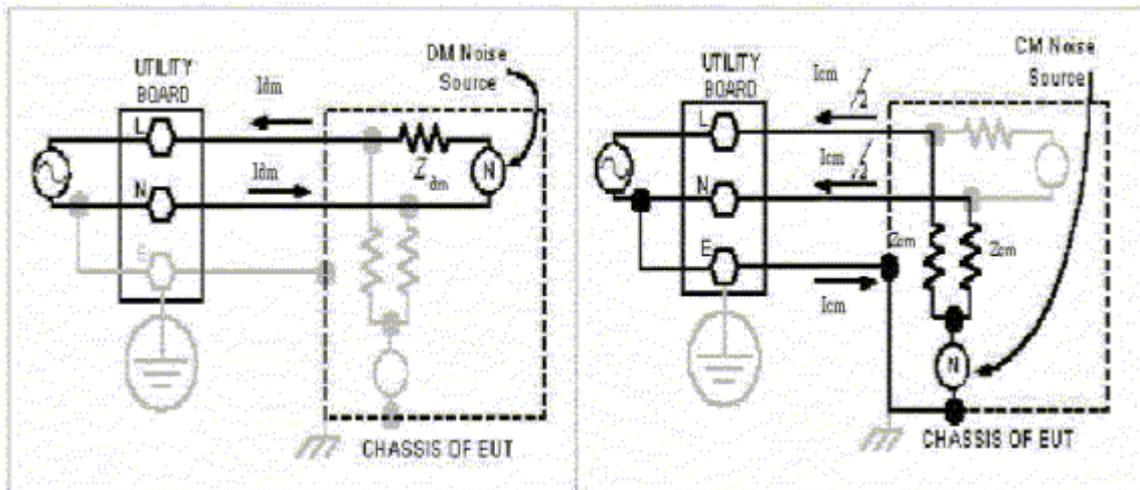
在图二中，L 是「有作用（Live）」或「相位（Phase）」的意思，N 是「中性（Neutral）」的意思，E 是「安全接地或接地线（Earth wire）」的意思；EUT 是「测试中的设备（Equipment Under Test）」之意思。在 E 下方，有一个接地符号，它是采用「国际电工委员会（International Electrotechnical Commission；IEC）」所定义的「有保护的接地（Protective Earth）」之符号（在接地线的四周有一个圆形），而且有时会以「PE」来注明。DM 噪声源是透过 L 和 N 对偶线，来推挽（push and pull）电流 I_{dm} 。因为有 DM 噪声源的存在，所以没有电流通过接地线路。噪声的电流方向是根据交流电的周期而变化的。

电源供应电路所提供的基本的交流工作电流，在本质上也是差模的。因为它流进 L 或 N 线路，并透过 L 或 N 线路离开。不过，在图二中的差模电流并没有包含这个电流。这是因为工作电流虽然是差模的，但它不是噪声。另一方面，对一个电流源（讯号源）而言，若它的基本频率是电源频率（line frequency）的两倍----100 或 120Hz，它实质上仍是属于「直流的」，而且不是噪声；即使它的谐波频率，超过了标准的传导式 EMI 之限制范围（150 kHz to 30 MHz）。然

而，必须注意的是，工作电流仍然保留有直流偏压的能量，此偏压是提供给滤波抗流线圈（filter choke）使用，因此这会严重影响 EMI 滤波器的效能。这时，当使用外部的电流探针来量测数据时，很可能因此造成测量误差。



图一：差模和共模噪声



图二：差模和共模噪声电路

CM 噪声源有接地，而且 L 和 N 线路具有相同的阻抗 Z。因此，它驱动相同

大小的电路通过 L 和 N 线路。不过，这是假设两者的阻抗大小相等。可以清楚地观察到，假使双方的阻抗不均衡（unbalanced），「不对称的」共模电流将分布在 L 和 N 线路上。这似乎是「用词不当」或与原定义不符，因为 CM 本来又称作「不对称模式」。为了避免混淆，此时的模式应该称作「非对称（nonsymmetric）模式」，好和「不对称模式」做区分。在大多数的电源供应电路中，在这个模式下所发出的 EMI 是最多的。

利用不等值的负载或线路阻抗，就能够有效地将 CM 电流转换成一部分是 CM 电流，另一部分是 DM 电流。例如：一个 DC-DC 转换器（converter）供应电源给一个次系统，此次系统具有不等值（不均衡）的阻抗。而且在 DC-DC 转换器的输出端存在着尚未被察觉的共模噪声，它变成一个非常真实的（差动）输入电压涟波，并施加给次系统。没有次系统内建的「共模拒斥率（common mode rejection ratio; CMRR）」可以参考，因为此噪声不完全是共模的。到最后，此次系统可能会发生错误。所以，在产生共模电流时，就要马上降低它的大小，这是非常重要的，是第一要务。

使阻抗均衡则是第二要务。此外，由于共模和差模的特性，共模电流的频率会比差模的频率大。因此，共模电流会产生很大的射频辐射。而且，会和邻近的组件和电路发生电感性与电容性的耦合。通常，一个 5uA 的共模电流在一个 1m 长的导线中，所产生的射频辐射量会超过 FCC 所规范的 B 类限定值。FCC 的 A 类规范限制共模电流最多只能有 15uA。此外，最短的交流电源线，依照标准规定是 1m，所以电源线的长度不能比 1m 短。

在一个真实的电源供应电路里，差模噪声是被一个「摆动电流（swinging current）」，或「脉冲电流（pulsating current）」启动的。但是，DM 噪声源很像是一个电压源。另一方面，共模噪声是被一个「摆动电压（swinging voltage）」启动的。但 CM 噪声源的行为却比较像是一个电流源，这使得共模噪声更难被消除。它和所有的电流源一样，需要有一个流动路径存在。因为它的路径包含底盘（chassis），所以外壳可能会变成一个大型的高频天线。

返回路径

对噪声电流而言，真正的返回路径（return path）是什么呢？

实体的电气路径之间的距离，最好是越大越好。因为如果没有 EMI 滤波器存在的话，部分的噪声电流将会透过散布于各地的各种寄生性电容返回。其余部分将透过无线的方式返回，这就是辐射；由此产生的电磁场会影响相邻的导体，在这些导体内产生极小的电流。最后，这些极小的返回电流在电源供应输入端的总和会一直维持零值，因此不会违反「Kirchhoff 定律」——在一封闭电路中，过

一节点的电流量之代数和为零。

利用简单的数学公式，就可以将于 L 和 N 线路上所测得的电流，区分为 CM 电流和 DM 电流。但是为了避免发生代数计算的错误，必须先对电流的「正方向」做一定义。可以假设若电流由右至左流动，就是正方向，反之则为负方向。此外，必须记住的是：一个电流 I 若在一线路中往一个方向流动时，这是等同于 I 往另一个方向流动的（Kirchhoff 定律）。

例如：假设在一条线路（L 或 N）上，测得一个由右至左流动的电流 $2\mu\text{A}$ 。并在另一条线路上，测得一个由左至右流动的电流 $5\mu\text{A}$ 。CM 电流和 DM 电流是多少呢？就 CM 电路而言，假设它的 E 连接到一个大型的金属接地平面，因此无法测量出流过 E 的电流值（如果可以测得，那将是简单的 I_{cm} ）。这和一般离线的（off-line）电源供应器具有 3 条（有接地线）或 2 条（没有接地线）电线不同，不过，在后续的例子中，我们将会发现对那些接地不明的设备而言，其实它们具有一些泄漏（返回）路径。

以图一为例，假设第一次测量的线路是 L（若选择 N 为首次测量的线路，底下所计算出来的结果也是一样的）。由此可以导出：

$$I_L = I_{cm}/2 + I_{dm} = 2\mu\text{A}$$

$$I_N = I_{cm}/2 - I_{dm} = -5\mu\text{A}$$

求解上面的联立方程式，可以得出：

$$I_{cm} = -3\mu\text{A}$$

$$I_{dm} = 3.5\mu\text{A}$$

这表示有一个 $3\mu\text{A}$ 的电流，流过 E（这是共模的定义）。而且，有一个 $3.5\mu\text{A}$ 的电流在 L 和 N 线路中来回流动。

再举一个例子：假设测得一个 $2\mu\text{A}$ 的电流在一条线路中由右至左流动，而且在另一条线路中没有电流存在，此时，CM 电流和 DM 电流为多少？

$$I_L = I_{cm}/2 + I_{dm} = 2\mu\text{A}$$

$$I_N = I_{cm}/2 - I_{dm} = 0\mu\text{A}$$

对上面的联立方程式求解，可得出：

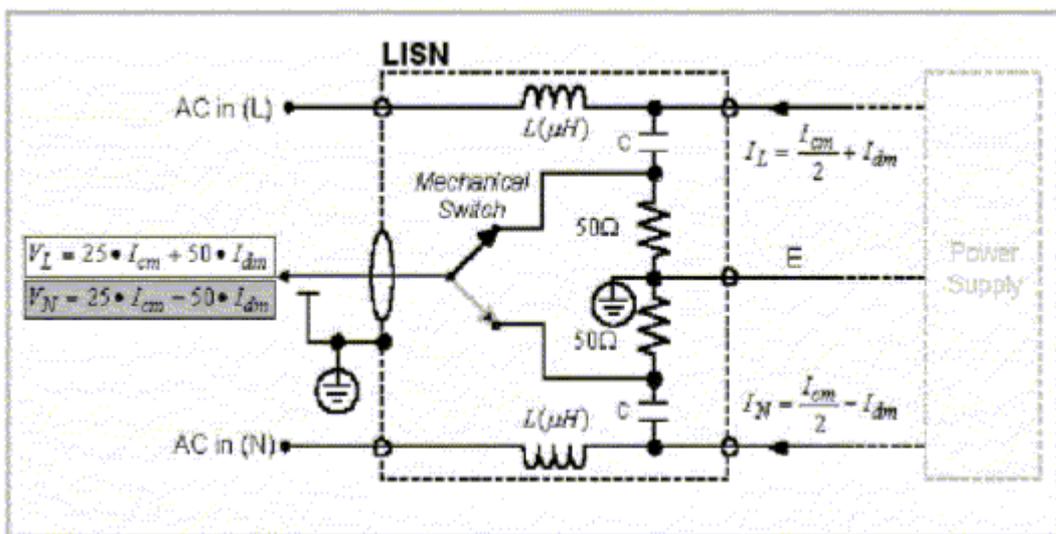
$$I_{cm} = 2\mu\text{A}$$

$$I_{dm} = 1 \mu A$$

这是「非对称模式」的例子。从此结果可以看出，「非对称模式」的一部分可以视为「不对称（CM）模式」，而它的另一部分可视为「对称（DM）模式」。

传导式 EMI 的测量

为了要测量 EMI，我们必须使用一个「阻抗稳定网络（Impedance Stabilization Network; ISN)」。和 ISN 类似的 LISN 已被应用到离线的电源供应电路中，其全名是「线路阻抗稳定网络（Line Impedance Stabilization Network; LISN)」或「仿真的主要网络（Artificial Mains Network; AMN)」。如图三所示，那是一个简易的电路图。若产品想要通过「国际射频干扰特别委员会（International Special Committee on Radio Interference; CISPR)」所制定的「CISPR 22 限制（limits）」规定，就必须采用符合 CISPR 16 规范所定义 LISN；CISPR 16 是 CISPR 22 所参考的标准。



图三：一个 CISPR LISN 的简易电路图

使用 LISN 的目的是多重的。它是一个「干净的」交流电源，将电能供应给电源供应器。接收机或频谱分析仪可以利用它来读出测量值。它提供一个稳定的均衡阻抗，即使噪声是来自于电源供应器。最重要的是，它允许测量工作可以在任何地点重复进行。对噪声源而言，LISN 就是它的负载。

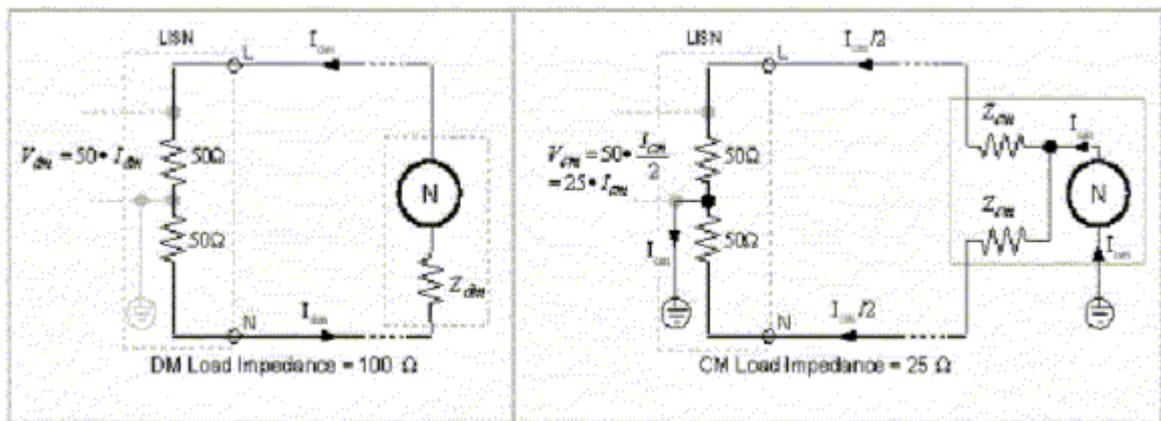
假设在此 LISN 电路中，L 和 C 的值是这样决定的：

电感 L 小到不会降低交流电源电流（50/60Hz）；但在期望的频率范围内（150 kHz to 30MHz），它大到可以被视为「开路（open）」。电容 C 小到可

以阻隔交流电源电压；但在期望的频率范围内，它大到变成「短路（short）」。

上面的叙述（几乎）是为真的。在图三中，主要的简化部分是，缆线或接收机的输入阻抗已经被包含进去了。将一条典型的同轴缆线连接到一台测量仪器（分析仪或接收机或示波器…等）时，对一个高频讯号而言，此缆线的输入阻抗是 50 欧姆（因为传输线效应）。所以，当接收机正在测量这个讯号时，假设在 L 和 E 之间，LISN 使用一个「继电/切换（relay/switch）电路」，将实际的 50 欧姆电阻移往相反的配对线路上，也就是在 N 和 E 之间。如此就能使所有的线路在任何时候都能保持均衡，不管是测量 VL 或 VN。

选择 50 欧姆是为了要仿真高频讯号的输入阻抗，因为高频讯号所使用的主要导线之阻抗值近似于 50 欧姆。此外，它可以让一般的测量工作，在任何地点、任何时间重复地进行。值得注意的是，电信设备的通讯端口是使用「阻抗稳定网络」，它是使用 150 欧姆，而不是 50 欧姆；这是因为一般的「数据线路（data line）」之输入阻抗值近似于 150 欧姆。



图四：对 DM 和 CM 噪声源而言，LISN 所代表的负载阻抗

为了了解 VL 和 VN，请参考图四。共模电压是 25Ω 乘以流向 E 的电流值（或者是 50Ω 乘以 $I_{cm}/2$ ）。差模电压是 100Ω 乘以差模电流。因此，LISN 提供下列的负载阻抗给噪声源（没有任何的输入滤波器存在）：

CM 负载阻抗是 25Ω，DM 负载阻抗是 100Ω。

当 LISN 切换时，可以由下式得出噪声电压值：

$$V_L = 25 \times I_{cm} + 50 \times I_{dm} \quad \text{或} \quad V_N = 25 \times I_{cm} - 50 \times I_{dm}$$

这是否意味着只要在 L-E 和 N-E 上做测量，就可以知道 CM 和 DM 噪声的

相对比例大小？

其实，许多人常有这样的错误观念：「如果来自于电源供应器的噪声大部分是属于 DM 的，则 VL 和 VN 的大小将会相等。如果噪声是属于 CM 的，则 VL 和 VN 的大小也会相等。但是，如果 CM 和 DM 的辐射大小几乎相等时，则 VL 和 VN 的测量值将不会相同。」

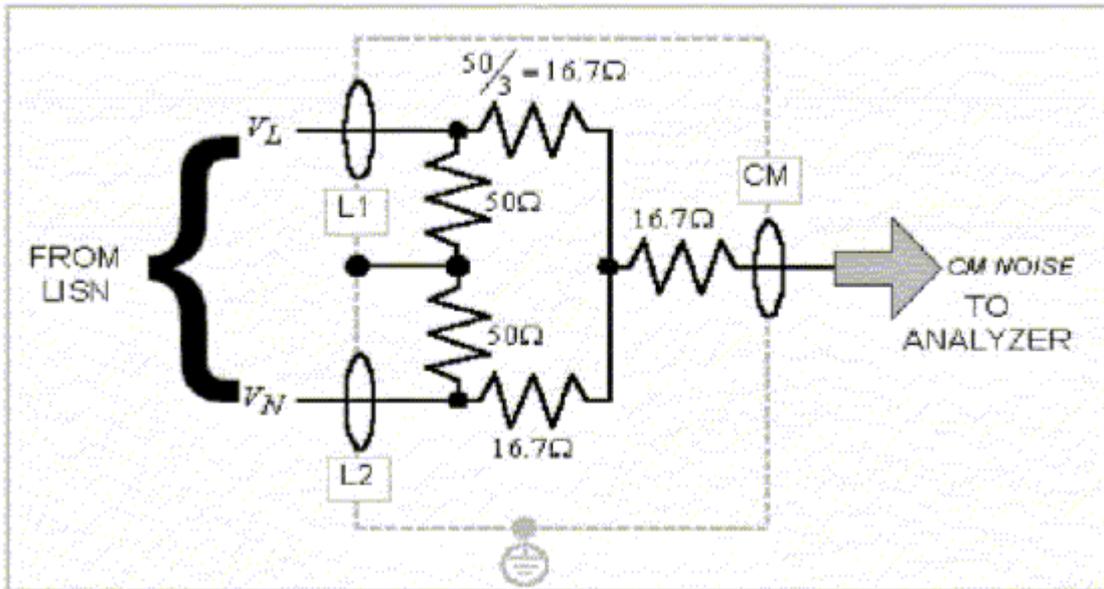
如果这样的观念正确的话，那就表示即使在一个离线的电源供应器中，L 和 N 线路是对称的，但 L 和 N 线路上的辐射量还是不相等的。在某一个特殊的时间点，两线路上的个别噪声大小可能会不相等，但实际上，射频能量是以交流电源频率，在两条线路之间「跳跃」着，如同工作电流一样。所以，任何侦测器测量此两条线路时，只要测量的时间超过数个电压周期，VL 和 VN 的测量值差异将不会很大的。不过，极小的差异可能会存在，这是因为有各种不同的「不对称性」存在。当然，VL 和 VN 的测量结果必须符合 EMI 的限制规定。

使用 LISN 后，就不需要分别测量 CM 和 DM 噪声值，它们是利用上述的代数公式求得的。但有时还是需要各别测量 CM 和 DM 噪声值，譬如：为了排除故障或诊断错误。幸好有一些聪明的方法可以达到各别测量的目的。我们举两个例子：

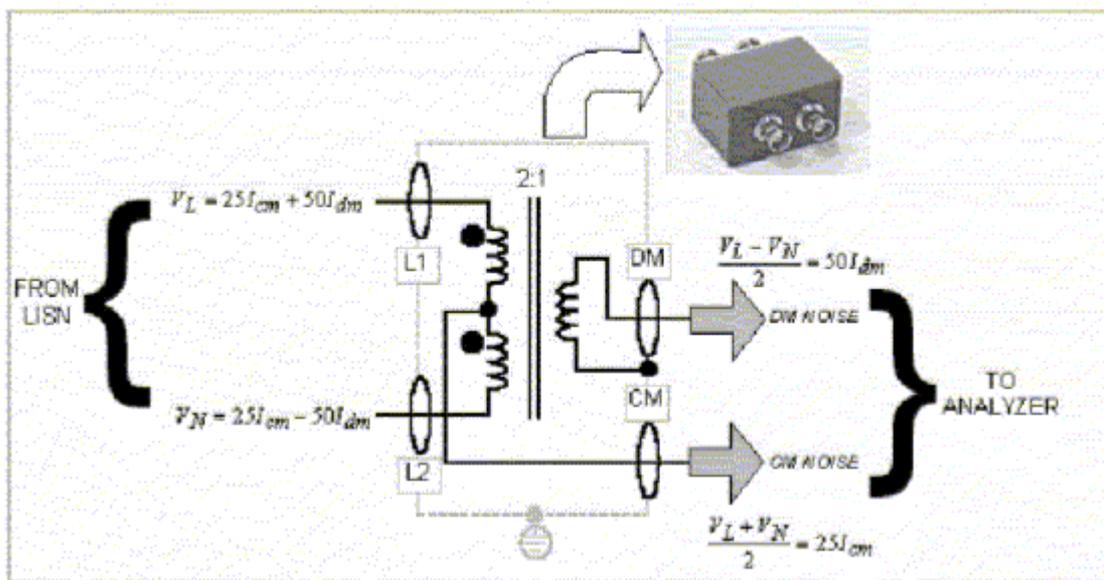
有一种装置称作「LISN MATE」，不过，目前已经很少被使用了。它会衰减 DM 噪声约 50dB，但不会大幅衰减 CM 噪声（约仅衰减 4dB）。它的电路如图五所示。

图六是一种以变压器为基础的装置，它是利用共模电压无法使变压器工作的原理；因为本质上需要差动的一次测电压，才能使变压器线圈内的磁通量「摆动（swing）」。它不像 LISN MATE，此时 CM 和 DM 噪声是一起输出。

不过，上述的两种方法都需要修改 LISN 电路。因为一般的 LISN 只提供 VL 或 VN，无法同时提供这两者。最好是购买 CM 和 DM 噪声有分离输出的 LISN。此外，也应该要有总和检视的功能，以确定是否有遵守技术规范的限制。



图五：LISN MATE



图六：CM 和 DM 分离器

传导式 EMI 的限制

对 EMI 而言，滤波器是做何用途呢？表一列出了 FCC 和 CISPR 22 的 EMI 限制规定。此表中比较特殊的是，除了可用 $\text{dB } \mu\text{V}$ 计量以外，也可以用 mV 来计量。这对那些讨厌使用对数（logarithm）计算的设计者而言很便利。

在对数的定义里： $\text{db} = 20 \log_{10} [V1/V2]$ ， $V1/V2$ 是输入输出电压的比值。所以， $\text{dB } \mu\text{V}$ 表示是以 $1 \mu\text{V}$ 为对数的比较基准。下式是 mV 转换成 $\text{dB } \mu\text{V}$ 的公式：

$$(dB \mu V) = 20 \times \log[mV/10^{-6}]$$

譬如：0.25mV 可以透过公式，得出： $20\log_{10}[0.25 \times 1,000/1] \cong 48 \text{ dB } \mu V$ 。

而 dB μV 转换成 mV 的公式如下：

$$(mV) = (10^{(dB \mu V)/20}) \times 10^{-3}$$

CLASS A (Industrial)								
Freq (MHz)	FCC Part 15				CISPR 22			
	Quasi-peak		Average		Quasi-peak		Average	
	dB μV	mV	dB μV	mV	dB μV	mV	dB μV	mV
0.15-0.45	NA	NA	NA	NA	79	9.0	66	2.0
0.45-0.5	60	1.0	NA	NA	79	9.0	66	2.0
0.5-1.705	60	1.0	NA	NA	73	4.5	60	1.0
1.705-30	69.5	3.0	NA	NA	73	4.5	60	1.0
CLASS B (residential)								
Freq (MHz)	FCC Part 15				CISPR 22			
	Quasi-peak		Average		Quasi-peak		Average	
	dB μV	mV	dB μV	mV	dB μV	mV	dB μV	mV
0.15-0.45	NA	NA	NA	NA	66-58.9*	2.0-0.7*	58-48.9*	0.63-0.22*
0.45-0.5	48	0.25	NA	NA	58.9-58*	0.7-0.63*	48.9-46*	0.22-0.2*
0.5-5	48	0.25	NA	NA	58	0.63	46	0.2
5-30	48	0.25	NA	NA	60	1.0	50	0.32

* this is a straight line on the standard dB μV vs. log(f) plot. See worked example.

表一：传导式 EMI 的限制

必须注意的是，FCC 并没有规定平均的限制值，只规定了「准峰值 (quasi-peak)」。虽然，FCC 有认可 CISPR22 的限制值。但是，FCC 不允许两者混用或并用。设计者必须择一而从。不过，以目前的情况来看，FCC Part 15 势必会逐渐和 CISPR 22 完全一致的。

表二是 dB μV 与 mV 的快速转换对查表，我们可以利用上述的公式来转换 dB μV 、mV；或利用表二查得。

mV	dB μ V	mV	dB μ V
1.000 e-3	0.000	0.398	52.000
1.259 e-3	2.000	0.501	54.000
1.585 e-3	4.000	0.631	56.000
1.995 e-3	6.000	0.794	58.000
2.512 e-3	8.000	1.000	60.000
3.162 e-3	10.000	1.259	62.000
3.981 e-3	12.000	1.585	64.000
5.012 e-3	14.000	1.995	66.000
6.310 e-3	16.000	2.512	68.000
7.943 e-3	18.000	3.162	70.000
0.010	20.000	3.981	72.000
0.013	22.000	5.012	74.000
0.016	24.000	6.310	76.000
0.020	26.000	7.943	78.000
0.025	28.000	10.000	80.000
0.032	30.000	12.589	82.000
0.040	32.000	15.849	84.000
0.050	34.000	19.953	86.000
0.063	36.000	25.119	88.000
0.079	38.000	31.623	90.000
0.100	40.000	39.811	92.000
0.126	42.000	50.119	94.000
0.158	44.000	63.096	96.000
0.200	46.000	79.433	98.000
0.251	48.000	100.000	100.000
0.316	50.000		

表二：dB μ V 与 mV 的对查表

再观察一下表一中的类别 B，尤其是 150 kHz 至 450 kHz，和 450 kHz 至 500 kHz 的区域。实际上，对 CISPR 而言，这是一个连续的区域，因为 dB μ V 对 log(f)的限制线在 150 kHz 到 500 kHz 的区域内是一条直线。在 150 kHz 至 500 kHz 之间，CISPR 均限曲线（传导式 EMI）的任一点之 dB μ V 值可由下式求出：

$$(dB \mu V_{AVG}) = -19.07 \times \log(f_{MHz}) + 40.28$$

为了方便计算和记忆，上式可以改写成：

$$(dB \mu V_{AVG}) = -20 \times \log(f_{MHz}) + 40$$

在这个区域内的「准峰值限制」正好比「平均限制」高 10dB。所以，在 150 kHz 至 500 kHz 之间，CISPR 准峰值限制曲线（传导式 EMI 的任一点之 dB μ V 值可由下式求出：）

$$(dB \mu V_{QP}) = -19.07 \times \log(f_{MHz}) + 50.28$$

同样的，上式也可以改写成：

$$(dB \mu V_{QP}) = -20 \times \log(f_{MHz}) + 50$$

CISPR 22 类别 B 在 150 kHz 至 500 kHz 之间的限制值，实际上是上述的化约式。就数学定义而言， $A \times \log(f\text{MHz}) + c$ 是一条直线（如果水平轴具有对数刻度），其斜率为 A，当频率（f）为 1MHz 时，它通过 c 点。就 CISPR 22 类别 B 而言，虽然它的 $\text{dB} \mu\text{V}$ 直线在 500 kHz 处被截断，但是它的渐近线（asymptote）仍会通过 40 或 $50\text{dB} \mu\text{V}$ ，这分别是「均限曲线」和「准峰值限制曲线」的 c 点（亦即，频率为 1MHz 时的 $\text{dB} \mu\text{V}$ 值）。

例如：当频率为 300 kHz 时，CISPR 22 类别 B 的 EMI 限制值是多少呢？利用上述的公式，均限值等于：

$$-19.07 \times \log(0.3) + 40.28 = 50.25 \text{dB} \mu\text{V}$$

因为准峰值限制比均限值多 10 dB，所以它是 $60.25 \text{dB} \mu\text{V}$ 。

比较表一中的准峰值限制，是否意味着当超过 450 kHz 时，FCC 标准会比 CISPR 22 严格？首先，FCC 标准是以美国国内的电源电压为测量基准；而 CISPR 则是使用更高的电源电压来测量。所以这是「准橘成枳」的问题，不能相提并论。此外 FCC 虽然没有定义均限值，但是当 CISPR 22 的准峰值限制和均限值之差超过 6 dB 以上时，它放宽了限制（约 13 dB）。因此，在实务上，符合 CISPR 标准的产品也会符合 FCC 的标准。

有人说：「频率大约在 5 MHz 以下时，噪声电流倾向于以差模为主；但在 5 MHz 以上时，噪声电流倾向于以共模为主。」不过这种说法缺乏根据。当频率超过 20 MHz 时，主要的传导式噪声可能是来自于电感的感应，尤其是来自于输出缆线的辐射。本质上这是共模。但对一个交换式转换器而言，这并不是共模噪声的主要来源。如表一所示，标准的传导式 EMI 限制之频率测量范围是从 150 kHz 至 30 MHz。为何频率范围不再向上增加呢？这是因为到达 30 MHz 以后，任何传导式噪声将会被主要的导线大幅地衰减，而且传输距离会变短。但缆线当然还会继续辐射，因此「辐射限制」的范围实际上是从 30MHz 到 1GHz。

结语

来自电源电路的 EMI 是很难察觉的。因为工程师都习惯将电源供应器想象成一个「干净的」电源，殊不知，越是习以为常的组件，越可能是会发射 EMI 的「黑盒子」。