

概述

监管机构规定的噪声限度使共模 EMI 方案在电子设备的制造和使用中成为必需考虑的因素。一般依靠共模滤波器来抑制线路传导的共模干扰。在设计合理的情况下，这些滤波器能够成功且可靠地减少共模噪声。但是，要取得共模滤波器的成功设计，就要洞察滤波器元件的非理想特性——特别是电感。此文件旨在为滤波器设计人员提供必要的知识，以确定影响滤波器性能的关键特性。

介绍

共模噪声的滤波通常没有像差模滤波那样被很好地了解。此文论述共模滤波器的实际问题，特别是有关共模电感方面。共模噪声是在对地的一个导体组的两根导线同时产生的，而差模噪声发生在导线路径之间。检查滤波器的频率响应特性，它结合了不同的共模扼流器构造。滤波器设计人员应较好地了解共模电感，并且选择的共模电感结构要能够获得想要的衰减特性，而不会因过度设计或元件的欠缺设计而产生额外成本。

I. 噪声类型和噪声源

在所有的设备中，功率转换器通常是主要的噪声源。功率转换器一般在开关频率的谐波中产生共模和差模噪声，还会经常产生一些宽频差模噪声。¹

功率转换器的传导干扰由很多原因引起。转换器运作的性质（例如：导线频率的整流和开关波形）以及电路磁性能引起几种独特的噪声类型；同时，元件的电容效应和整体机械结构，如底座，以及半导体元件本身增加它们自身的击穿电压。在离开开关稳压器中需要一个输入 L-C 平滑滤波器，但这些电感和电容本身就可以是 EMI 源。如果电感是由较

高 Q 的材料构成，它将产生大量振铃和频谱噪声能量。而且，转换器的开关噪声可能通过电感的分布电容耦合到导线。电源变压器也可以有类似于滤波电感器的振铃和耦合方式，并且产生其自身的 EMI。

有一些半导体噪声源，它们与不同材料结点（接触噪声）中的温度（热噪声）以及连接装置中的电洞移动（散粒噪声）相关。有因直流载流电子器件引起的低频噪声（调制、闪变或 $1/f$ 噪声），由于半导体在高磁场中的非欧姆特性（热载波噪声）、电荷载子的产生和复合（产生—复合噪声）和因栅极感生电荷引起的由源极到漏极电流的改变，从而产生的 FET 栅极感应噪声。²

II. 实际与理论的滤波器频率响应

实际滤波器并不遵循标准滤波布局的理论（贝塞尔、切比雪夫和巴特沃斯——看附录 A）。例如，图 1 显示一个典型的二阶低通滤波器的预期频率响应。

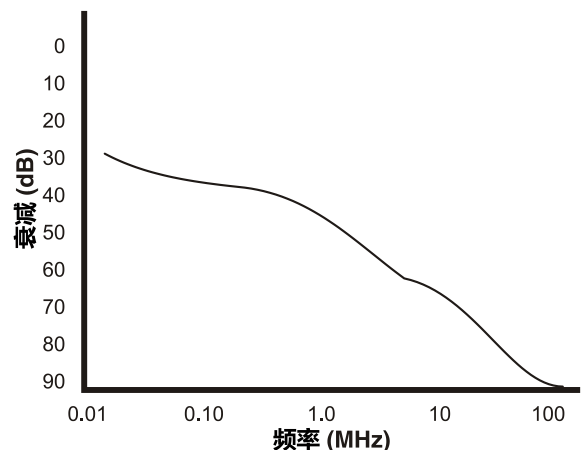


图 1. 预测用线艺 E3493 共模电感器和 0.005 μF 电容器的二阶滤波器的理想频率响应

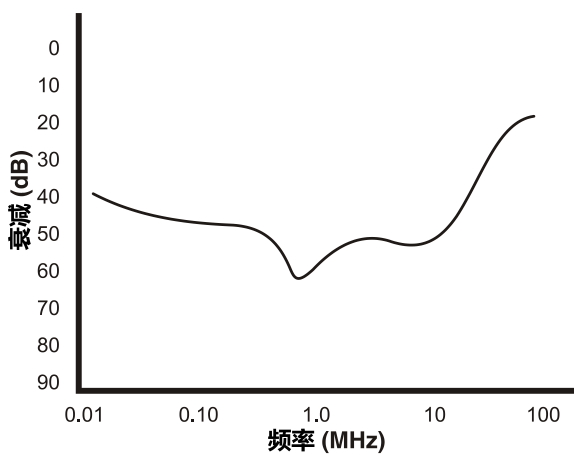


图2. 实测用线艺 E3493 共模电感器和 0.005 μF 电容器的二阶滤波器的频率响应

但是，因共模电感（以及所有电感）的自谐特性，所测得的响应实际与图 2 相似。

在低于谐振频率的条件下，滤波器元件几近理想，标准的滤波结构产生近乎理论的结果。在理想的情况下，电感阻抗与频率成正比，但这只针对大线号铜线绕制的长且是单层的空芯圆柱形线圈而言（如：“理想”线圈）。

在高于自谐频率的条件下，电感开始充分发挥其寄生元素的影响，特别是分布电容（Cd）。

Cd表示一个电感的有效容量，并且是由邻近的铜线线圈引起的（图3）。正是分布电容使电感具有自谐频率特性 $(\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}})$ 。

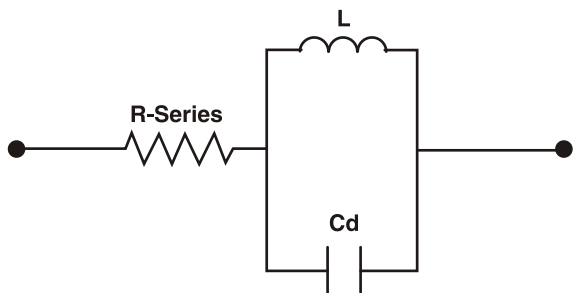


图3. 电感模型（一个共模电感线圈）

电感的其他非理想方面包括漏电感，是每个绕组串联的电感。所有多绕组扼流圈都有漏电感。一个绕组的漏电感是不通过同一磁芯耦合到任何其他绕组

的电感量，并且在变压器中是不受欢迎的，因为它储存能量而不将它转化到结构中的其它绕组上。然而在一个低通滤波器中，漏电感增加滤波器的衰减。对于线频率共模扼流圈（如：由于绕组耦合，差分信号通过，不衰减），非耦合漏电感有助于抑制高频差模噪声。

电阻损耗如铜（ I^2R ）和磁芯损耗也会影响衰减。用于扼流圈的铜线线径由所需电流量来确定。电流越大，铜线越大。例如，1安培的线频率电流，需要26 AWG铜线来得到250圆密耳，以支持电流。当频率增大时，电流使用的横截面积（对于单股线）减小（集肤效应）。如果要支持高频电流，对于约100 kHz以上的频率，应使用多股线（利兹线，每股绝缘）。对于只需通过线频率的低通电感滤波器，因集肤效应而衰减较大，这实际上更为可取。

电容有其自身的寄生效应。对于滤波器应用，麦拉、云母和陶瓷电容是最有用的，由于它们的寄生效应最小（串联电感和电阻，并联电阻），它们有高自谐频率。

III. 线圈结构

图4给出了电感的三种线圈结构。在所有标准结构中，最简单且最不容易产生分布电容的是单层线圈。单层线圈的开始端和结束端彼此相距很远，这样就能减少电容耦合。多层线圈（两层或以上）不仅在开始端到结束端（通常结束端与开始端相近）有电容，而且层与层之间也有电容。在线圈结构中，多

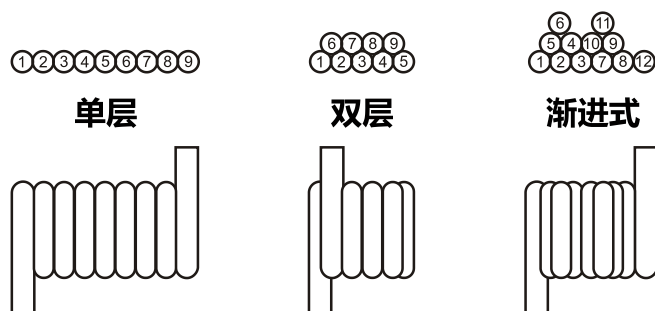


图4. 三种线圈结构

层结构的电容最大（因此，低通电感滤波器在高频衰减最小）。

单层和多层线圈结构之间的一个折衷是第三种结构：渐进式绕线（迭绕）。渐进式绕线是通过先绕几圈，再往后绕几圈（“三步前，两步后”），重复此步骤来完成的。如此一来，开始端和结束端就能相隔尽可能远，圈数与多层线圈相同，但不会交错。渐进式线圈结构的分布电容介于单层线圈和多层线圈之间。

IV. 实际数据和描述

一般而言，在高于自谐频率时，扼流圈消耗很大，在非常有限的频段（最多几倍频段）产生固定且大量的电阻；超出此有限频段，扼流圈就主要呈现电容性（图5）。

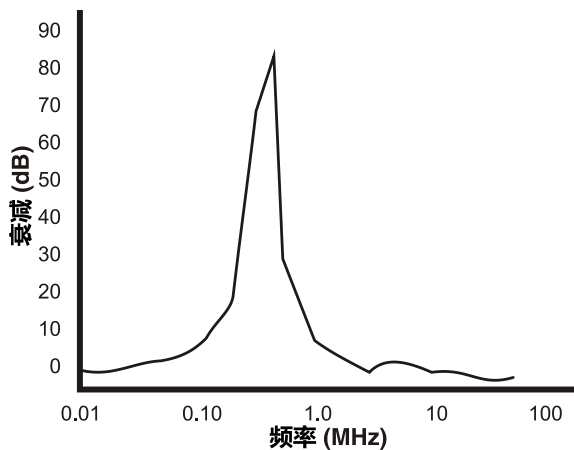


图5. 典型的电感阻抗特性
(线艺E3490)

一个滤波器电感的自谐频率决定滤波器自身的谐振频率；最大衰减一般是接近该频率时实现的。

电容（二阶滤波器结构中）决定滤波器在高于谐振频率时的衰减特性（图6），并且在电容很小的情况下，由于电感响应，滤波响应衰减迅速减小。较大值的电容在有限的频段谐振后将会增大衰减的斜率。用于保持高频稳定性的一个非常大的滤波电容

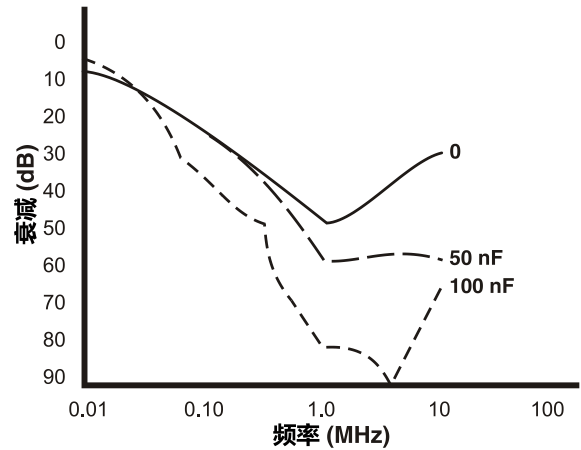


图6. 在不同匹配电容值下，使用线艺E3495的二阶滤波器的频率响应

器，会造成谐振后的衰减增大，超过在谐振频率时实现的衰减。

表1显示各种共模扼流圈的一个线圈的电气特性。

产品型号	电感@10kHz (mH)	频率 (MHz)
E3499	20.70	0.2 to 0.3
G6252	17.70	0.2 to 0.3
E3490	10.90	0.3 to 0.4
E5705	6.44	0.5 to 1.0
P104	4.00	0.5 to 1.0
E3493	3.30	0.5 to 1.0
A-S	2.60	1.0 to 2.0
A-P	2.50	1.0 to 2.0
F5806	1.70	1.0 to 2.0
F5593	1.50	0.5 to 1.0
B-S	1.20	1.0 to 2.0
B-P	1.20	1.0 to 2.0
B-D	1.20	1.0 to 2.0
F3495	1.08	1.0 to 2.0
C-D	0.85	0.5 to 1.0
C-P	0.84	1.0 to 2.0
C-S	0.80	1.0 to 2.0
E3506	0.71	1.0 to 2.0
D-D	0.27	2.5
D-S	0.27	4.0
E-S	0.26	5.0 to 6.0
E-D	0.23	3.0 to 4.0
E-P	0.21	5.0 to 6.0

表1. 共模扼流圈自谐频率范围和初始电感值。
注意比较双层(-D)和等效结构的单层(-S)以及渐进式绕线(-P)扼流圈的自谐频率的变化。

对于相似的结构，当初始电感（在10 kHz和20 kHz之间测得的）增大时，谐振（电感有用的和理论上可预测的频率极限）一般会减小。此外，当层数增加时（保持相同的圈数），以层次绕制电感的自谐频率会减小。

表中的渐进式或迭绕(-P)线圈显示的自谐频率与单层(-S)版本的相同。渐进式绕线允许多层线圈在增加圈数的同时保持单层线圈的最佳特性。

因我们的实验是为了确定不同的扼流圈和扼流圈结构对典型的EMI滤波器结构的衰减影响，为此我们使用图7所示的电路来保持所有电路元件恒定，除电感元素以外。

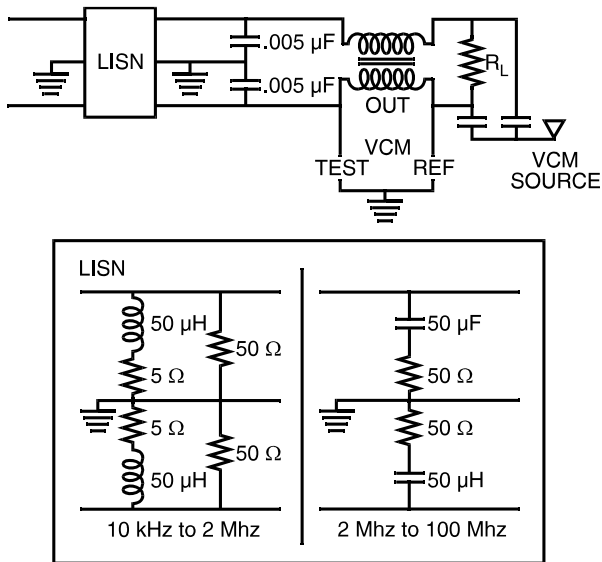


图7. 用于测量共模信号衰减的测试电路

刚开始我们觉得有必要确定加到共模电路中的差分功率(60 Hz)是否会影响滤波器的高频共模衰减。假设共模电路在差分运作下，电感与它们的相对极性相互的耦合以致它们大小相等与相反（差分所产生）方向的磁通线被抵消，差分信号不应有感抗，因此不应因差分信号出现磁芯饱和。要证明此点，我们用图8带负载 R_L 的电路来提供通过扼流圈的额定电流。

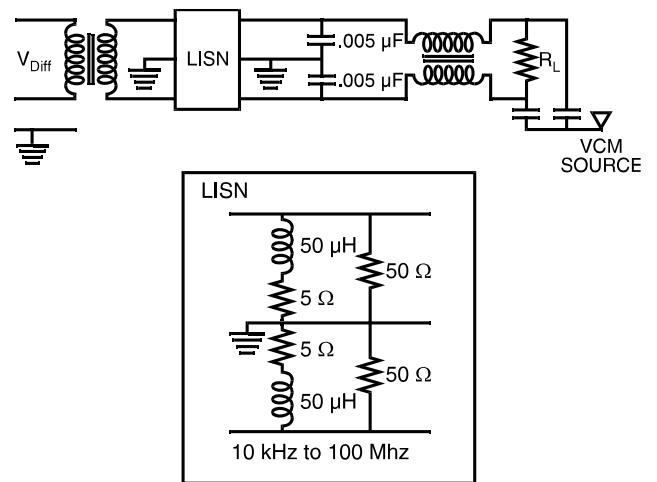


图8. 同时应用共模信号和差分(60 Hz)功率的测试电路

“功率”电路的LISN（看附录B）在2 MHz分开于标准的50 μ Henry/5 Ohm布置（低于2 MHz）和50 μ Farad/50 Ohm布置（在高于2 MHz时为噪声源提供50 Ohms）之间。就所要求的功率元件，分开LISN（稍后在2 MHz接合衰减曲线）能提供比其中任何一种布置都更为精确的复合LISN。

忽略测量误差（约4分贝），差分输入似乎不影响电路的共模衰减，即使在高频（通过10 MHz）。

图9和10显示使用标准扼流圈和0.005 μ F电容器的二阶滤波器，并且使用LISN负载的共模衰减。

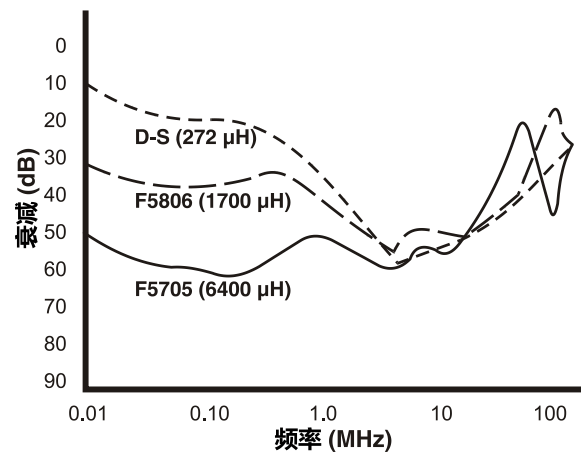


图9. 用0.005 μ F电容器和各种环形电感的二阶滤波器的共模衰减

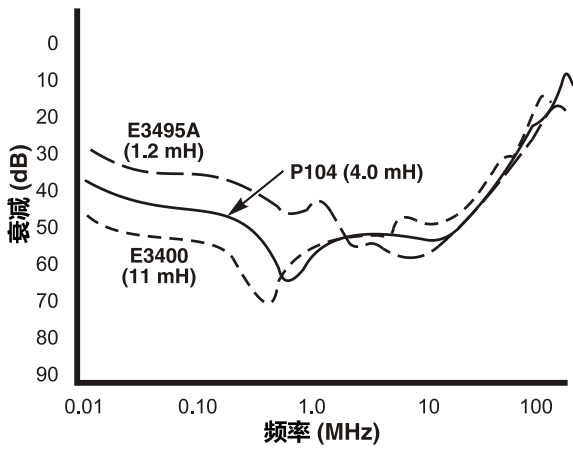


图10. 用0.005 μ F电容器和各种E形磁芯电感的二阶滤波器的共模衰减

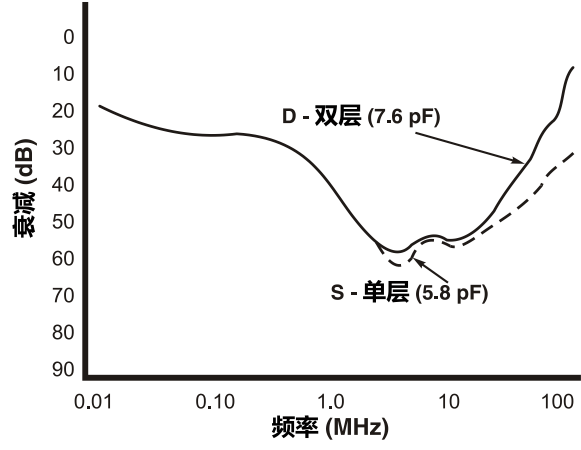


图12. 单层和双层绕制的线圈的不同分布电容对衰减的影响

低于10 MHz和高于70 MHz时，衰减图形变化很大，但在这些频率之间提供非常相似的衰减。高于10 MHz时，电容及其异常影响滤波器的衰减，高于70 MHz时，随着频率增大，扼流圈的分布电容在扼流圈转移越来越多的噪声信号。如果增大扼流圈的分布电容（例如，绕多层），滤波器衰减进一步减少并且在较低频率时呈现这一减少。

对比三种结构（S=单层；P=渐进式；D=双层）的衰减数据，单层和渐进式绕制的扼流圈之间的差异不是非常大；但在高频时双层结构的衰减比渐进式或单层扼流圈的都要小。

图11和12显示各种扼流圈和结构增大分布容量（绕双层）的影响。

图13显示漏电感对衰减的影响。如所预料的，增大漏电感可能会略微增大高频共模衰减。但从测定的数据来看，此趋势并不明显，而且漏电感的典型变化似乎对共模电感的性能影响不大。

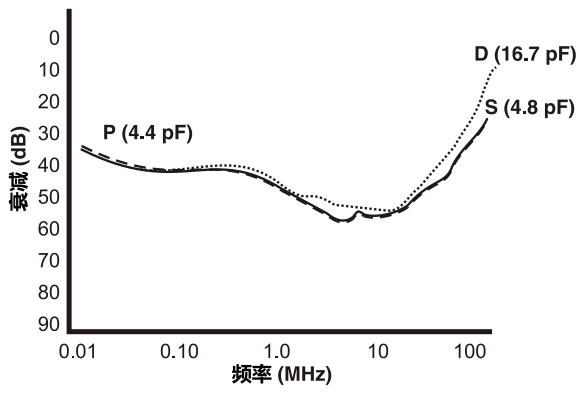


图11. 单层和双层绕制的线圈的不同分布电容对衰减的影响

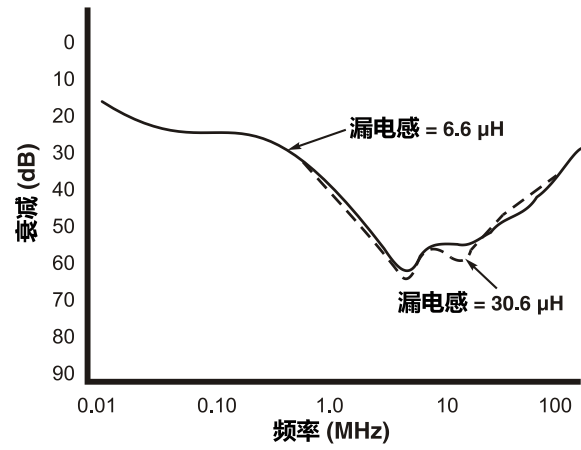


图13. 漏电感对衰减的影响

V. 讨论

测得的数据可用于以下方面：

1. 数据显示共模滤波器响应与更为熟悉的差模L-C滤波器相同。共模滤波器响应可以通过用标准的L-C计算来做出相当准确的预测，除了元件使用时呈现非理想的特性。例如，图2显示理论计算一个使用3.3 mH的共模扼流圈、0.005 μ F的电容和LISN负载的L-C滤波器的频率响应。就这些元件值，可预计每十倍频程20dB的高频率衰减。从相同的滤波器的实际响应（图2所示）可以看出，低于谐振频率时测得的衰减率（在一倍频程的响应内）与预期的斜率和近似值很一致。对低于电感自谐频率的情况来说这是很有用的，可简单地计算出用来得到所需衰减的元件值。
2. 数据还显示，共模滤波器在共模电感的自谐频率下得到衰减的最大值。电感的自谐频率因此可用来指示是否应调整电容值或电感值以便在特定的频率或频段得到更大的衰减。例如，图6显示改变滤波电容值引起的衰减差异。如果想要4 MHz条件下的衰减，可以看到，通过把电容值从50 nF 增大到100 nF，可把衰减从55 dB增大到85 dB；然而即使电感值有较大的变化，影响都非常微小。
3. 总之，共模滤波器响应可分为三个频率段：(A) 低于电感自谐频率的频段，在此频段基于元件值的计算适用；(B) 接近电感自谐频率的频段，在此频段滤波器得到最大的衰减；(C) 高于电感自谐频率的频段，此频段的响应受滤波器电容影响。

结语

共模滤波器响应与理论预测的性能有很大的不同。如果把非理想元件响应考虑进去，滤波器性能可以得到解释并得以操纵。共模电感是确定一典型滤波

电路响应的主要元件。共模电感影响滤波器频率响应的大小（可得到的最大衰减）和形状（谐振频率）。

滤波器设计人员应认真考虑1 MHz至30 MHz之间的滤波响应，以确定多层电感略微减小的衰减是否可接受。如果规定电感为单层，那么可能产生不必要的成本和尺寸劣势。各绕组的绕线模式(Cd)比两绕组的关系（漏电感）更为重要。

扼流圈的分布电容减小高频衰减，而多层线圈增大电感的分布电容。渐进式绕线可以得到与多层线圈相同的圈数，并且通常能容纳的圈数比单层线圈的还要多。渐进式绕制的电感其分布电容与单层绕制的相似。要减小高于FCC和VDE规定极限的噪声电压，滤波器设计人员可选择渐进式绕制的电感。

附录A

当通有较高的电流时，无源滤波器能够很好地用来消除进入一器件（或出自一器件并进入到线路）的多数传导噪声。存在很多滤波器结构，并且每种结构都有其自身的优势。一般会考虑的滤波布局是切比雪夫，巴特沃斯和贝塞尔。

理想的切比雪夫低通滤波器布局是通频带（和阻尼）中的纹波量和截止频率的衰减斜率之间的折衷。切比雪夫滤波器时间响应的稳定特性与阻尼因素、允许的纹波以及截止频率的衰减斜率有关。当截止频率的衰减斜率增大时，瞬态响应就变得没那么稳定，有振铃倾向，并且相位响应的线性变小。

巴特沃斯低通滤波器布局是最小纹波的切比雪夫滤波器设计，提供平坦响应，截止频率之前没有衰减，并且阻尼因素约为0.7。过了截止频率，衰减开始并继续以每十倍频程20倍的贝尔率衰减。巴特沃斯时间响应有一些振铃，并且相位响应不理想，但可预测。

巴特沃斯滤波器的总体响应适于快而简单的近似法。在理想情况下，贝塞尔滤波器保持非常稳定和线性的相位响应，但频率响应则一般；贝塞尔滤波器的时间响应表现极佳，不会有大量的过冲或振铃。

作为噪声抑制器使用的滤波器必须能在事先确定的频段消除尽可能多的噪声。只要滤波器的固有振铃低（自身不会成为噪声源），较之滤波器的时间响应，频率更是一个重大的问题。在一个共模滤波器中，差分信号不会遭遇滤波，因此任何与相位或时间响应有关的问题只影响共模噪声。当滤波器用于阻止噪声进入器件的电力线时，相位和时间响应甚至对于差分电压来说都是不重要的。

巴特沃斯布局对于EMI滤波器的设计来说是一个合适的开始点；它们易于模拟、近似估算和构造，有良好的频率响应，较小的振铃。

附录B

测试一元件或器件的主要目的是能够用相同的结果来重复测试，不管测试的时间或地点。当测试要求电力线稳定或至少要标准时，通常需要做调整，不然会出现虚假的结果。

电力线输出阻抗可能会改变，从一点到另一点变化多达40 Ohms，这样就使得不同点之间基于线路重复性进行的估算变得不可靠。线路阻抗稳定网络（LISN，或人工电源网络：AMN）允许基于均匀线的测试，不管地点。线路阻抗标准已被设计出来了，有几家审批独立安全机构还对其进行了规定（如：FCC和VDE，看图14）。³

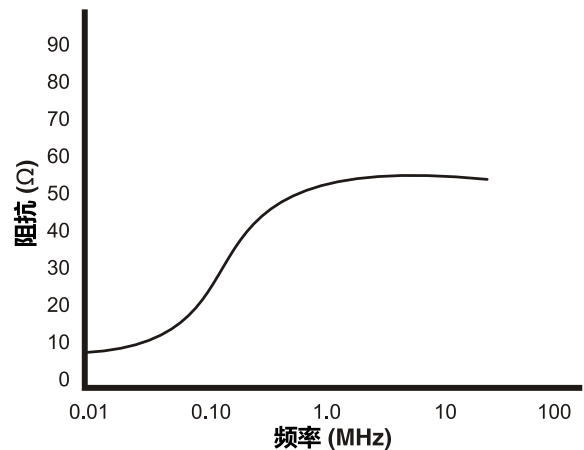


图14. FCC Docket 20780 和 VDE 0876 Part 1 规定的LISN特性

(1) Schneider, Len M. "Noise Sources Equivalent Circuit Model for Off-Line Converters and Its use in Input Filter Design." Proceedings of Powercon 10, March 1983, P. C-1.

(2) Scidmore, A.K. "Noise in Amplifiers." Lecture Notes for ECE-341—Linear Active Circuits, University of Wisconsin: 1982.

(3) Nave, Mark "Line Impedance Stabilizing Networks: Theory and Use." RF Design, April 1985, P. 54.

Kendall, C.M. and Schmid, A.A. "Characteristics and Control of EMI in a Switching Regulator Power Converter." Proceedings of Powercon 10, March 1983, P. C-4.

Head, Mike "Know RF-Emission Regulations Pertaining to Your Design." EDN, August 1981.

Kociecki, John "Predicting the Performance of Common-Mode Inductors." Powerconversion International, March 1984, P. 56.

Carsten, Bruce W. "Design Techniques for the Inherent Reduction of Power Converter EMI." Proceedings of Powercon 11, March 1984, P. D-2.

Nye, J.F. Physical Properties of Crystals. Oxford University Press, 1972.

Williams, Arthur B. Electronic Filter Design Handbook. McGraw-Hill, 1981.