

---

# 网络通讯用磁性器件的要求和发展趋势

艾玛原创

对网络通讯用磁性器件，广义的理解是指网络通讯设备所需要使用的磁性器件，第一：包括 power 电源部分（包括电源上所用的功率变压器，输入输出电感，电流互感器，差共模滤波器等）；第二：数据传输部分，相对前者，对功率密度的要求被要求宽带可靠传输数据信号的要求所取代。因此，相应对磁性器件的要求就有很大差别，二者的设计理论也是截然不同的。第三：随着电磁噪声的日益恶化和相关标准的强制执行，怎样以最佳的性价比和最小的空间占用解决电磁兼容问题，也越来越成为工程师考虑的重点之一，除了要求对系统干扰源进行准确的诊断和定位外，从器件级的角度进行合理的器件设计和选型也成为解决电磁兼容的重要一环。因此，对磁性材料的合理选择成为器件设计的关键。下面，分别就以上三方面进行具体的论述。

## 第一部分：POWER 部分

随着通讯的发展，对电源的要求向更高功率密度，更低电压和更大电流方向发展。限制开关电源小型化，高频化的主要因素是电感变压器等磁性器件和有源开关管及二极管。从磁性元件角度考虑，由于工作频率的提高，电源主变压器的设计对磁芯的选型提出了新的要求，对于 DC-DC 模块来说，开关频率已经到 400kHz 以上，在这一频率使用过去常用的 PC40 材质已经达不到降低功耗的要求，必须使用 PC44, 47, 95 等材质的磁芯才能达到低功耗的要求，同时对于输出电感，由于大的直流偏置特性要求，同粉芯材料相比，铁氧体的饱和磁感应强度 ( $B_s$ ) 较低，直流偏置 (DC-BIAS) 能力较差，当不能满足降低器件高度和体积的要求时，必须使用 MPP (钼坡莫合金), SENDUAT (铁硅铝), HIGH FLUX (高磁通磁芯) 以及 IRON POWDER (铁粉芯) 等。同时，采用扁平螺旋线绕线技术，达到减小绕组空间和增加可靠性。目前，美国普思 (pluse)，美国线艺 (coilcraft)，VISHAY，日本 NEC&TOKON，日本松下，SUMIDA，英国 BI technology 等国外知名变压器公司都在大电流输出平面电感方面有批量产品供应，而国内目前还未看到类似产品。在这些产品中，有采取复合磁芯，底座采取绝缘的 NiZn，顶部采取铁硅铝的扁平螺旋线电感，如图 1 所示一款 NEC&TOKIN 的产品：



图 1:NEC&TOKIN 的一款电感，  
最大额定电流可达 30A

也有采取塑胶骨架，铁硅铝作磁芯的电感，引线接头采取压接工艺，既满足了大电流的要求接触电阻小和高可靠性的要求，又满足环保无铅的要求。VISHAY 采用作绝缘处理的粉芯材料一次冲压成型的一体化电感，由于无需骨架，线圈先单独绕制，再一次成型，不但高度更低，而且，噪声更低，可靠性更高，瞬态电流抗饱和性更强。其最大额定电流可达 60A, 瞬态磁芯饱和电流可达 120A. 同时，涡流损耗很低，工作频率可以工作到 5MHz，如图 2 所示：

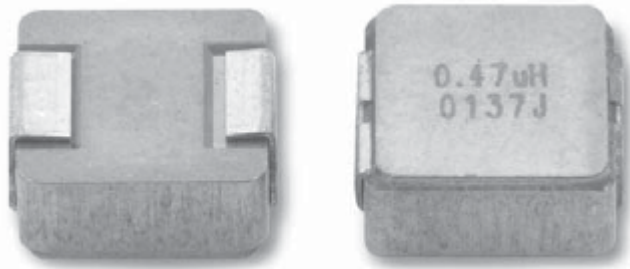


图 2: VISHAY 的大电流电感

在变压器方面，平面变压器应该是通讯行业变压器发展的趋势，目前，日本 TDK, 飞磁（以前的飞利浦），英国 MMG(现被英国 TT 集团收购)开发出了各种平面磁芯，以满足市场需求，比如，针对板上型磁芯 board mounted power supply (BMP)（即变压器绕组直接设计在电源主板的的多层 PCB 上，磁芯直接粘接在主板上即可），国际电工委员会（IEC）出台的标准 61860 中，磁芯中柱类似椭圆，既减小了主板的开口面积，又减小了每匝线圈的长度，布线的允许宽度也增加，因此， $R_{dc}/L$  更小，使得变压器的铜损更低，响应更好。如图 3 所示：

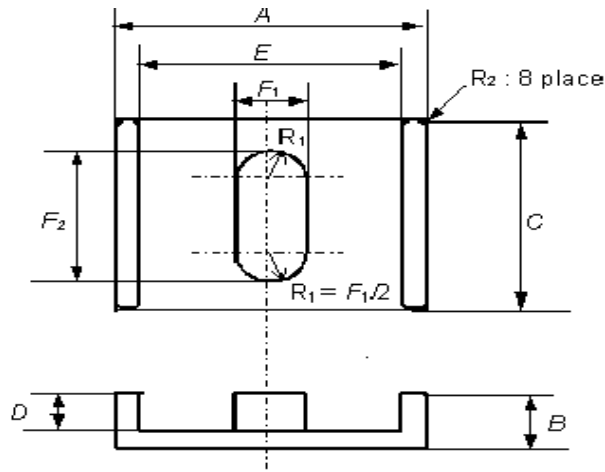


图 3

## 2: 网络变压器类

目前，互联网发展日新月异，我国互联网同欧美相比，相对较晚，这对我国来说未尝不是好处，可以减少许多不必要的弯路。涉及到电磁电感变压器的网络结构中包括传输网，交换网，和接入网，尤其今年，接入网发展速度非常快，从传输层介质来看，可以分为光纤接入技术，混合光纤同轴电缆（HFC）接入技术，铜线接入技术，目前，由于铜线接入技术能够利用传统的公共交换电话网的电话线，具有较好的性价比，比较适合中国国情而快速发展，目前 ADSL 接入网的发展速度非常快，可以预见的是，VDSL 的大规模发展已经不远了，而其中涉及的宽带变压器是最关键的器件，网络变压器区别于传统的功率变压器，其设计理论基于传输线理论，要求较高的传输带宽，而对功率要求却不高，以下就宽带变压器的设计中磁芯的应用作一简要论述。

### 基本理论

宽带变压器属于线绕式设计的磁性器件，在宽频率范围内进行能量传输，绝大多数宽带变压器广泛应用在各种低功率的电信通讯设备方面。

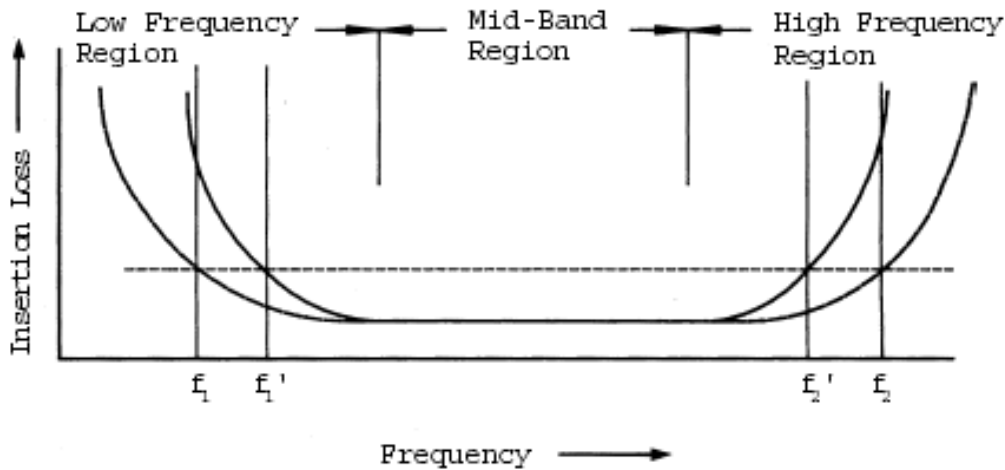


图 4

图 4 表示了宽带变压器的插损—频率曲线的典型特性. 变压器的带宽为  $f_2$  与  $f_1$  之间的频率间隔, 或者是  $f_2'$  与  $f_1'$  之间的频率间隔. 从图上可以看出, 具有陡峭的截止频率特性曲线的带宽 ( $f_2' - f_1'$ ) 比平坦陡峭频率特性 ( $f_2 - f_1$ ) 更窄. 从图上也可以看出, 三个频段分别被表示出来.

宽带变压器的截止频率根据具体的变压器的设计要求来决定, 因此, 下限频率  $f_1$  可以高于 10MHz, 也可能低于 300Hz. 带宽也可能从几百赫兹到几百兆赫. 宽带变压器设计的一个典型指标是中频带内的最大插损和截止频率处的最大允许插损. 图 2 是一个变压器的集总参数等效原理图, 将电路看成—理想变压器, 包含等效寄生电阻和感抗. 副边元件已经转换到原边, 包括寄生和负载阻抗.

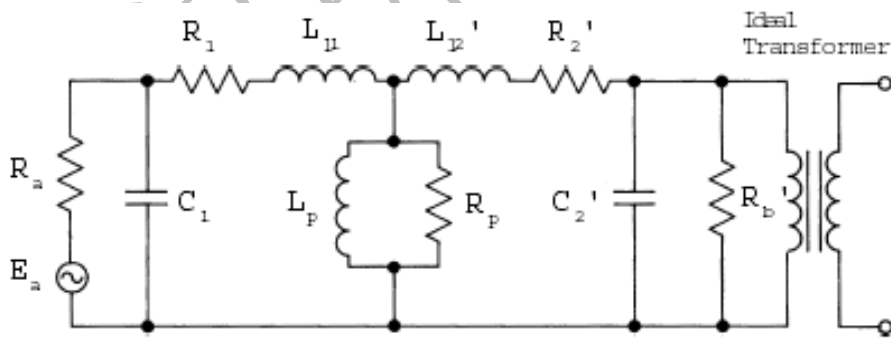


图 5: 变压器集总参数等效电路

其中

$E_a$ —表示激励源

$R_a$ —表示源内阻

$L_{11}$ —表示原边漏感

$L_p$ —表示空载下(开路)原边电感

$R_b$ —表示磁芯损耗的并联电阻

以下是副边折算到原边的元件参数:

$C_2'$ —表示副边绕组匝间分布电容  $R_2'$ —表示副边绕组的电阻

$L_{12}'$ —表示副边漏感

$R_b'$ —表示负载电阻

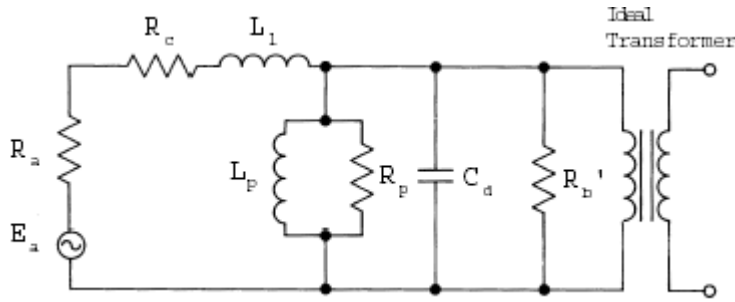


图6:简化的变压器等效电路

其中:

$$C_d=C_1+C_2' \quad R_c=R_1+R_2' \quad L_1=L_{11}+L_{12}'$$

其他电路参数请参照图2

为了简化电路,将原副边元件结合,简化的等效电路如图3,参数的物理意义列在等效电路下面.在低频区,传输特性变坏是由于低频区较低的激励阻抗所致.激励阻抗随着频率的降低而下降,导致信号衰减增加.激励阻抗中,原边励磁电感 $X_{Lp}$ 占主要部分,忽略了产生漏电流的等效并联损耗电阻.因此,插入损耗以原边并联励磁电感表示如下:

$$A_i = 10 \log_{10} \left( 1 + \left( \frac{R}{\omega L_p} \right)^2 \right) \text{ dB}$$

$$\text{这里, } R=R_a \times R_b' / R_a=R_b'$$

在大多数宽带变压器的设计中,在中心通频带内影响传输性能的主要是线圈电阻,由于线圈电阻影响的插入损耗表达式为:

$$A_i = 20 \log_{10} \left( 1 + \frac{R_c}{R_a + R_b} \right) \text{ dB}$$

$$\text{这里, } R_c=R_1+R_2'$$

在高频频段,传输特性主要受到线圈漏感和匝间分布电容的影响,此时,通常情况下线圈励磁电感和线圈电阻都必须考虑,取决于电阻的阻抗特性.在低阻抗电阻中,由于漏感导致的高频信号衰减表示如下:

$$A_i = 10 \log_{10} \left( 1 + \left( \frac{\omega L_l}{R_a + R_b} \right)^2 \right) \text{ dB}$$

在高阻抗电路中,由于分布电容导致的高频信号衰减表示如下:

$$A_i = 10 \log_{10} \left( 1 + \left( \omega CR \right)^2 \right) \text{ dB}$$

回顾以上三个频段的插入损耗特性,可以得出以下结论:在变压器设计中,铁氧体磁芯的材料特性和形状决定最低截止频率处 $f_1$ 的每匝最高电感量.也就决定了低频处达到设计要

---

求的电感量所需要的最少线圈匝数. 较少的线圈匝数恰好是中心频段达到低插损要求所希望的, 也有利于满足频率高端 $f_2$ 好的频率响应所需要低的绕组寄生参数的要求.

## 低频和中频频段宽带变压器

在宽带变压器的应用设计中, 比较合适的磁芯是在低端下限频率处有尽量高的初始磁导率的MnZn材料, 比如磁导率为5K或7k, 非常适合用于低频和中频宽带变压器的设计中. 一般来说, 变压器并联励磁电感并不是最关键的参数, 只要随着频率的提高, 磁芯材料的磁导率为常数或者减小的速度比频率提高的速度慢即可. 可以肯定的是, 设计变压器时, 只要下限频率 $f_1$ 在MnZn铁氧体的 $\mu_i-f$ 曲线的平坦部分即可. 虽然在变压器的整个通频带内, 磁性材料的磁导率已经减小, 但实际上对变压器的通带特性没有影响. 在宽带变压器的设计过程中, MnZn铁氧体的几何尺寸应该尽量减小线圈电阻和电感之比, 即 $R_{dc}/L$ , 换句话说, 在磁芯上绕一匝的直流电阻和电感量的比值必须尽量小. 国际电工委员会在IEC 60133号文件里已经设计定义了最小的 $R_{dc}/L$ 值的罐型磁芯. 其它形状诸如EP型和PQ型磁芯也能够用于宽带变压器的设计中, 通常情况下, 最后选择何种磁芯还会受到诸如线圈绕制的难易, 线圈端头处理和其他机械设计的约束所限制.

## 带静态直流偏置磁场的宽带变压器

在设计带静态直流偏置电流的变压器器时, 通过开气隙磁芯来克服励磁电感的跌落. 通过厂家提供的汉纳曲线可以帮助设计工程师评估直流偏置对电感量的影响.

## 高频段宽带变压器

虽然对高中低频段并没有一个明确的划分, 但以下主要推荐使用NiZn材料作为高频宽带变压器设计的磁芯. 主要是指带宽超过500kHz以上的宽带变压器的设计. 在这段频率范围内, 考虑磁芯材料的复数磁导率特性变得尤为重要, 而不象在低频段设计变压器, 仅仅考虑磁芯的简单的磁性常数, 比如电感因子 $A_L$ .

还有很重要的一点必须考虑到, 那就是高频段变压器通常用于低阻抗电路中, 因此, 要求的激励阻抗也比较低, 这就意味着需要的线圈的匝数较少, 因此, 线圈电阻变得更小, 对器件性能的影响变得不再重要, 设计准则即最小化 $R_{dc}/L$ 不再考虑. 此时, 设计的焦点主要关注在磁芯形状和在下限频率 $f_1$ 处到达要求的激励阻抗的同时尽量减小绕组的漏感所要求的磁性材料特性.

既然材料的磁导率特性以及磁芯损耗直接影响激励阻抗的大小, 因此, 在高频频段宽带变压器的设计过程中就必须考虑到这些参数的影响. 图4, 图5和图6是磁芯的阻抗, 等效并联

感抗 $X_p$ 以及等效并联损耗电阻 $R_p$ 的频率特性。

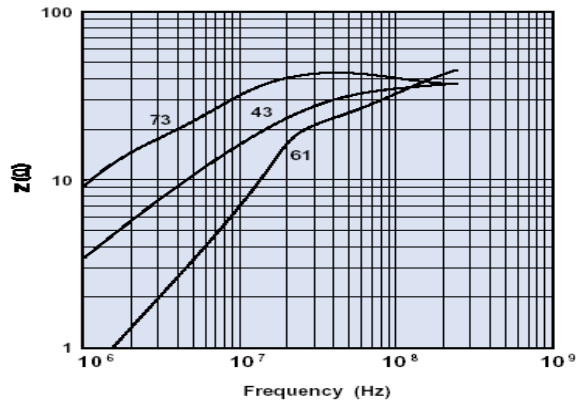


图7

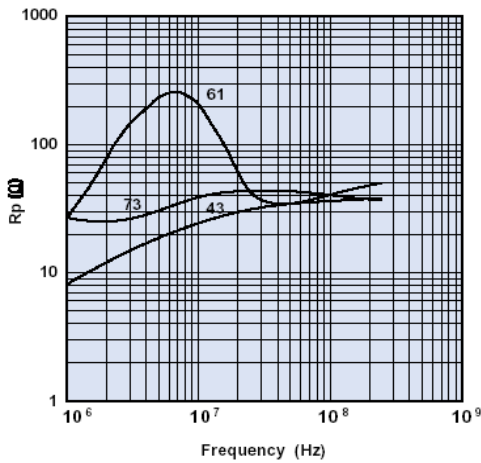


图8

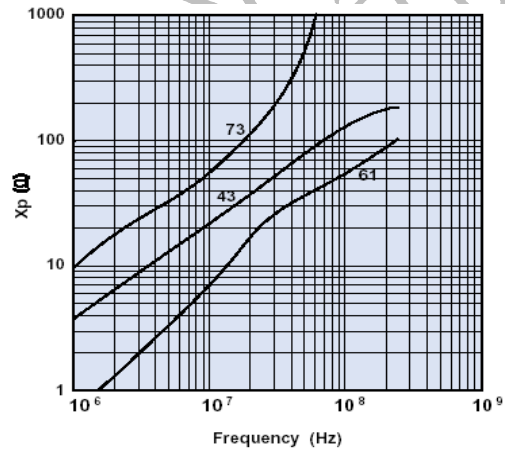


图9

对高频频段宽带变压器来说, 环形磁芯是最佳选择, 达到要求的电感所需的匝数较少, 绕制也比较容易, 然而, 较少的匝数对于获得期望的阻抗变比带来一定的难度. 为了最小化线圈的漏感, 建议原副边采取双绞线形式以达到原副边的紧密耦合.

还可以利用多孔磁芯取代相邻的两个磁环改善磁环的性能, 同相等的尺寸因子 $C_1$ 的单磁环相比, 多孔磁芯具有更短的每匝线圈长度, 所以设计的变压器具有更高的带宽, 许多宽带变压器利用NiZn铁氧体取得了良好的效果. 如果利用单磁环达不到要求的带宽, 可以使用多孔NiZn铁氧体磁芯来设计.

## 总结

变压器的下限频率 $f_1$ 特性是选择铁氧体最重要的因素, 在 $f_1$ 频率处要求有尽量高的初始磁导率. MnZn材料下限频率 $f_1$ 低于500kHz的变压器设计. 超过这个频率, 必须使用NiZn材料.

在低频和中频频段, 选取磁芯外形的规则是使每匝线圈的直流电阻尽量小. 如果电路要

求有直流偏置电路,可以参照汉纳曲线选取开气隙磁芯.在高频频段,选择NiZn铁氧体材料.小磁环和多孔磁芯为优选的磁芯外形.

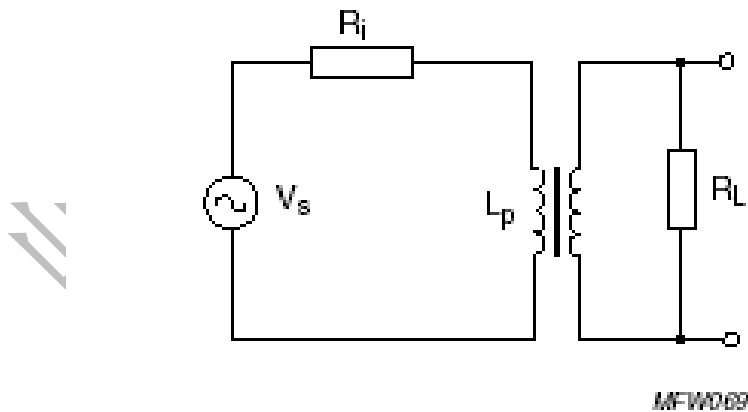
线圈的匝数尽量小以便降低漏感和匝间分布电容.原边和副边绕组通过双绞线达到紧耦合以减小漏感.

对 ADSL 网口变压器,目前普遍选择的是 EP (EP13/EP10/EP7) 磁芯.在信号传输中,必须要求阻抗匹配,以降低信号的反射和振荡,同时,由于磁芯磁化的非线性,会产生高次谐波,如何降低高次谐波是提高网络传输质量的关键参数,因此,磁芯的总谐波失真 THD (Total harmonic distortion) 必须尽量小,对于磁芯工作在小信号情况下,材料特性满足 Rayleigh (瑞利) 方程,因此,需要使用高磁导率磁率和适当开气隙.通过理论推导可知,谐波中偶次谐波正好抵消,只有奇次谐波,而三次谐波占绝大部分,因此,只要减小三次谐波的幅度,THD 即可明显降低.因此,对磁芯材料厂家来说,如何调整材料配方和烧结工艺以降低三次谐波就变得非常重要.

三次谐波计算公式如下:

$$\text{THD} \approx V_3 / V_1 \text{ or } 20 \cdot 10 \log (V_3 / V_1) [\text{dB}]$$

THD 的测试电路如下:



Equivalent test circuit for THD measurement.

图 10

同时,为了进一步降低 THD,磁芯厂家对磁芯的外形结构也作了优化.如图 11 所示的



中心柱类似椭圆的 EPO 或 EPX 磁芯，通过这种改进，THD 得到进一步改善（图 11b 中，CDF 表示谐波失真因子）。

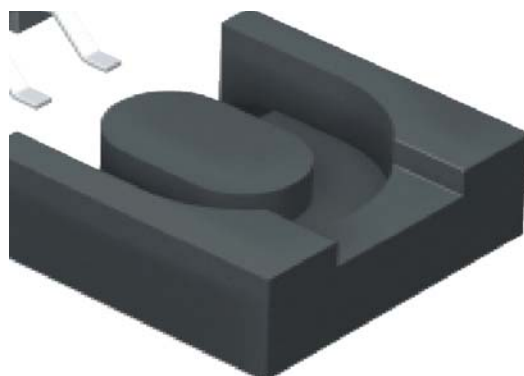


图 11a

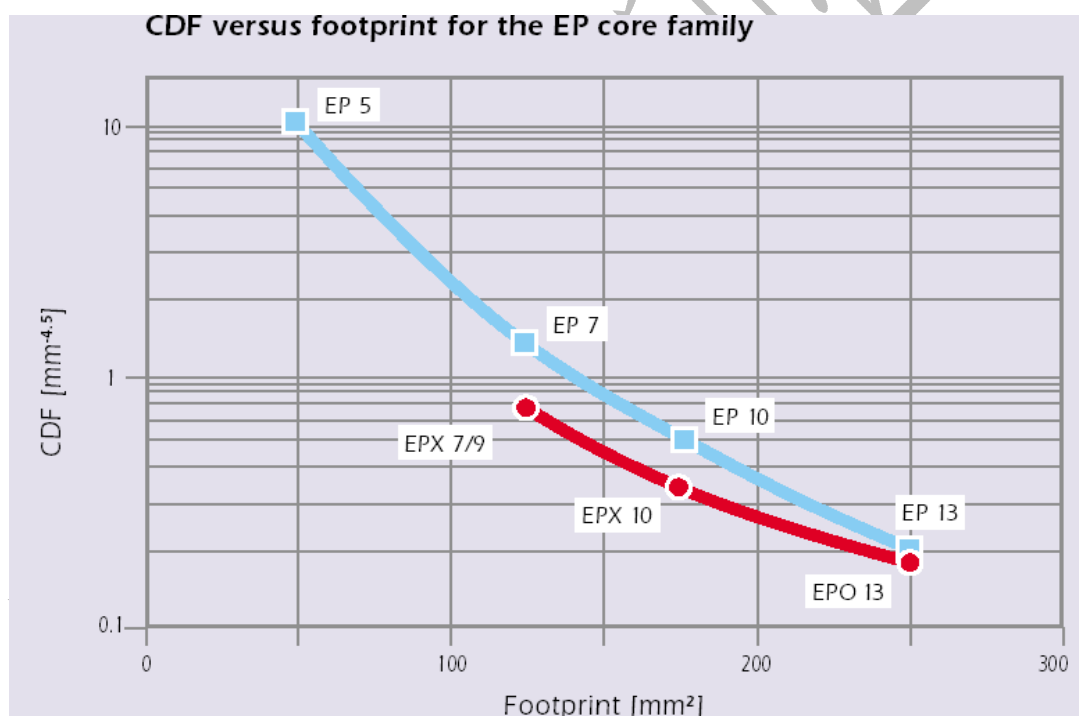


图 11b

在宽带变压器中，除了常用的 1:1 以外，还有其它阻抗变换比，下面是常用的变比方式：

## 宽带阻抗变换器常用变换电路汇集

序号	变换电路	传输系数 $T \approx T_1 \times T_2$		传输线		磁芯数	$L_p/L$	备注
		$T_1 (\beta \ll 1)$	$T_2 ( \omega L  \gg R)$	形式	最佳特性阻抗			
1) 1:1 隔直		$1 + (R/4\omega L)^2$	$1 / \{ 4R_g R_b [ (R_g + R_b)^2 \cos^2 \beta + 1 + ((R_g R_b + 2Z^2)/2Z)^2 \sin^2 \beta ] \}$	一根传输线	$Z_0 = (R_g R_b)^{0.5} / 2$	1	4	
2) 1:1 倒相		$1 + (R/4\omega L)^2$	$1 / \{ 4R_g R_b [ (R_g + R_b)^2 \cos^2 \beta + 1 + ((R_g R_b + 2Z^2)/Z)^2 \sin^2 \beta ] \}$	一根传输线	$Z_0 = (R_g R_b)^{0.5}$	1	4	用于几百兆赫以下
3) 1:1 不平衡-平衡		$1 + (R/4\omega L)^2$		三线传输线	$Z_{00} \approx (R_g R_b)^{0.5} / 2$	1	4	也可以用一根双线传输线加一个平衡绕组实现, 此时 $Z_0 = (R_g R_b)^{0.5}$
				一根传输线	$Z_0 = (R_g R_b)^{0.5}$			
4) 1:2.25 不平衡-不平衡		$1 + (R/4\omega L)^2$		三线传输线		1	4	几百兆赫以下
5) 1:4 不平衡-不平衡		$1 + (R/4\omega L)^2$	$1 / \{ ( 4R_g R_b ( 1 + \cos^2 \beta ) )^2 \times \{ ( ( R_g R_b + Z^2 ) / Z )^2 \sin^2 \beta + [ R_b \cos^2 \beta + 1 + 2R_g ( 1 + \cos \beta ) ]^2 \} \}$	一根传输线		1	1	传输线的最大长度约为自由空间波长的 1/8

序号	变换电路	传输系数 $T \approx T_1 \times T_2$		传输线		磁芯数	$L_p/L$	备注
		$T_1(\beta l \ll 1)$	$T_2( \omega L  \gg R)$	形式	最佳特性阻抗			
6) 1:4 不平衡 -平衡		$1 + (R/\omega L)^2$	$1 / (4R_g R_b (1 + \cos^2 \beta l))^2 \times \{ ((R_g R_b + Z^2)/Z)^2 \sin^2 \beta l + [R_b \cos^2 \beta l + 2R_g (1 + \cos \beta l)]^2 \}$	一根传输线	$Z_0 = (R_g R_b)^{0.5} / 2$	1		
7) 1:4 平衡 -平衡		$1 + (R/4\omega L)^2$	$1 / 4R_g R_b [ (R_b/2 + R_g)^2 \cos^2 \beta l + ((R_g R_b + Z^2)/Z)^2 \sin^2 \beta l ]$	一对传输线	$Z_0 \approx (R_g R_b)^{0.5}$			
8) 1:4 平衡-平衡 (cable)		$1 + (R/2\omega L)^2$						
9) 1:4 不平衡-平衡		$1 + (R/\omega L)^2$		一对传输线	$Z_0 \approx (R_g R_b)^{0.5}$	2	1	
10) 1:4 不平衡-不平衡		$1 + (R/\omega L)^2$		三线传输线	$Z_{0e} \approx (R_g R_b)^{0.5}$	1	1	
11) 1:4 平衡-平衡				三线传输线	$Z_{00} \approx (R_g R_b)^{0.5}$	1	1	

序号	变换电路	传输系数 $T \approx T_1 \times T_2$		传输线		磁芯数	$L_p/L$	备注
		$T_1 (\beta \ll 1 < 1)$	$T_2 ( \omega L  \gg R)$	形式	最佳特性阻抗			
12) 1:4 不平衡-平衡		$1 + (R/\omega L)^2$		三线传输线	$Z_0 = (R_g R_b)^{0.5}$	1	1	
13) 1:4 不平衡-不平衡		$1 + (R/\omega L)^2$			$Z_0 = (R_g R_b)^{0.5}$			
14) 1:9 不平衡-不平衡		$1 + (5R/\omega L)^2$		一对传输线	$Z_0 = (R_g R_b)^{0.5}$	2	1/5	
15) 1:9 不平衡-不平衡		$1 + (R/\omega L)^2$		三线传输线	$Z_0 = (R_g R_b)^{0.5}$	1	1	
16) 1:9 平衡-平衡		$1 + (R/\omega L)^2$		一对传输线	$Z_0 = (R_g R_b)^{0.5}$	1	1	
17) 2.25:1 不平衡-不平衡		$1 + (2R/9\omega L)^2$	$1/R_g R_b [(R_g R_b + Z^2/Z)^2 \times (2/3 R_g + 3/2 R_b)^2 \cos^2 \beta]$	三根传输线	$Z_0 = (R_g R_b)^{0.5}$	3	9/2	

### 注意:

- l 为一个绕组的传输线长度, 或所套磁环的长度,
- L 为一个绕组的电感量, 或所套磁环单导线的电感量
- Z 为传输线特性阻抗
- Z<sub>0</sub> 为最佳特性阻抗
- Z<sub>0o</sub> 为奇模特性阻抗
- Z<sub>0e</sub> 为偶模特性阻抗
- R<sub>g</sub> 为电源内阻
- R<sub>b</sub>' 为折算至初级的等效负载(=R<sub>b</sub>/n<sup>2</sup>, n 为匝比)
- β 为相位常数(2π/λ<sub>g</sub>)
- L<sub>p</sub> 为负载开路时的初级电感
- T<sub>0</sub> 为最佳传输系数
- R<sub>0</sub>=R<sub>g</sub>R<sub>b</sub>' / (R<sub>g</sub>+R<sub>b</sub>' )
- T<sub>1</sub> 并联电感传输系数
- T<sub>2</sub> 变换电路本身的传输系数

## 3 电磁兼容部分

随着国家 CCC 认证的强制实施, 欧美以及日本出口的安全规定的强制执行和加强检验等级 (由 A 级到 B 级), 电子产品的电磁兼容设计难度和设计方法都必须引起工程师的注意, 在实施电磁兼容过程中, 对 EMC 元器件和材料的正确选取是重要的最后一环, 因此, 必须对磁性材料的特性必须进行充分的了解。

大家知道, 干扰分为传导干扰和辐射干扰两种干扰途径, 而传导干扰由分为共模 (CM) 和差模 (DM) 干扰, 本文主要讨论传导干扰 (对辐射干扰在以后的文章再论述), EMC 常用的磁芯分为几类: 包括 MnZn 铁氧体; NiZn 铁氧体; 铁粉芯; 铁硅铝等, 非晶超微晶材料。

下面分别就以上材料各自的特点一一介绍:

共模电感 (CMC) 常常选用高导 MnZn 材料, 这是为了尽量提高电感量 (尤其是低频段, 只有提高磁导率才能提高线圈的阻抗, 增加对低频噪声的抑止效果), 然而, 由于 MnZn 的磁导率常用的为 7000 左右, 最高也就 12000 左右, 因此, 在低频段还不足以提供足够高的阻抗。而非晶或超微晶材料却具有非常高的初始磁导率达到几万, 如图 12 所示, 因此, 在低频有更高的阻抗, 过去未普遍使用, 有以下几个方面的原因: 一方面是价格偏高, 另一方面对电磁兼容未强制执行, 另外, 由于非晶超微晶高频特性较差, 无法跨越 MnZn 的使用频段, 使其使用性受到限制, 目前德国 VAC 公司开发出了特别适合作共模电感的材料。其阻抗曲线如图 13

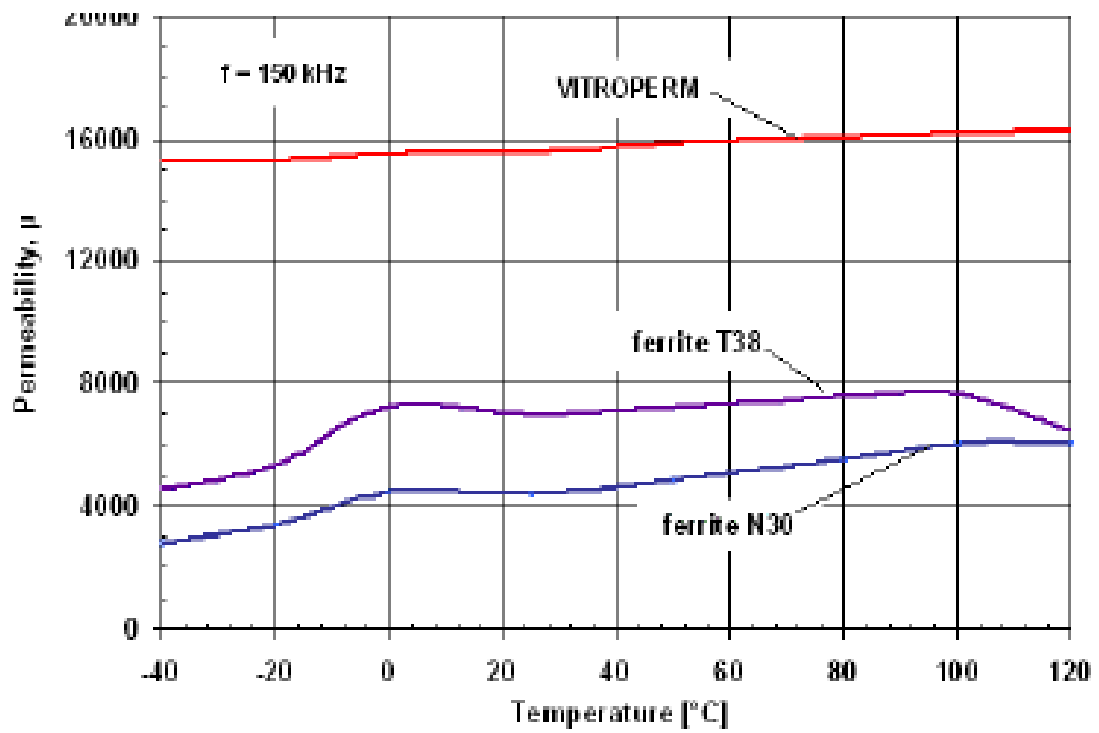


图 12

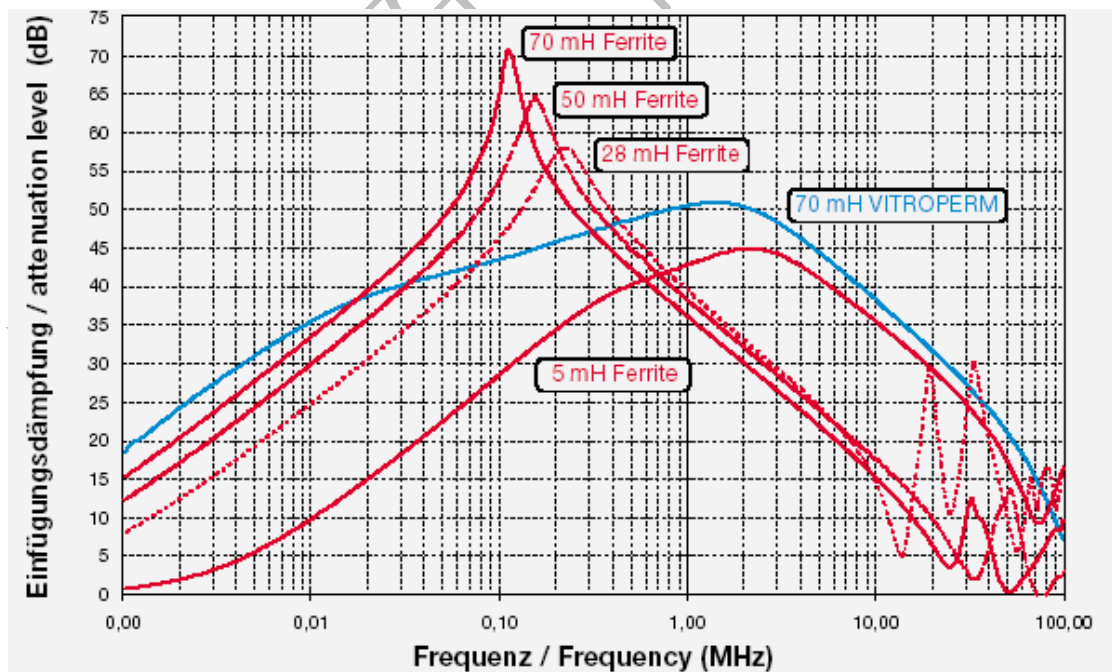


图 13a

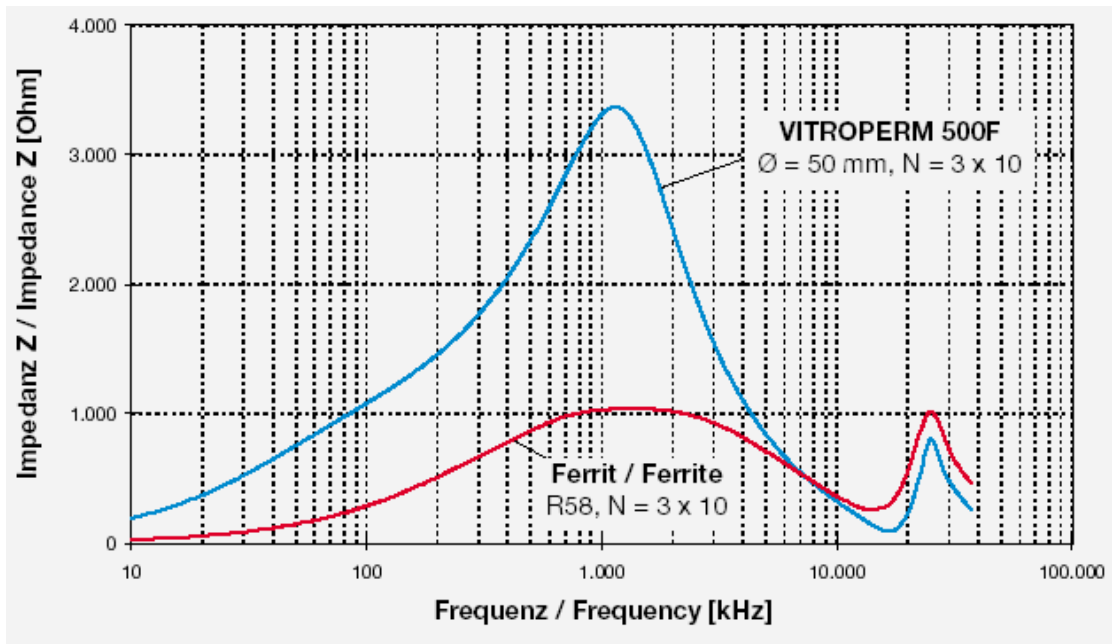


图 13b

从图 12a 和 12b 可以看出，超微晶材料 VITROPERM 覆盖的频率范围比 MnZn 更宽，尤其在低频段，能够更好的抑制的低频噪声，相同线圈匝数情况下，提供更高的阻抗，

同时，从图 13 可以看出，相同的阻抗对应的磁芯体积大大减小，这对于空间限制非常严格的通讯电源来说，非常具有诱惑力。

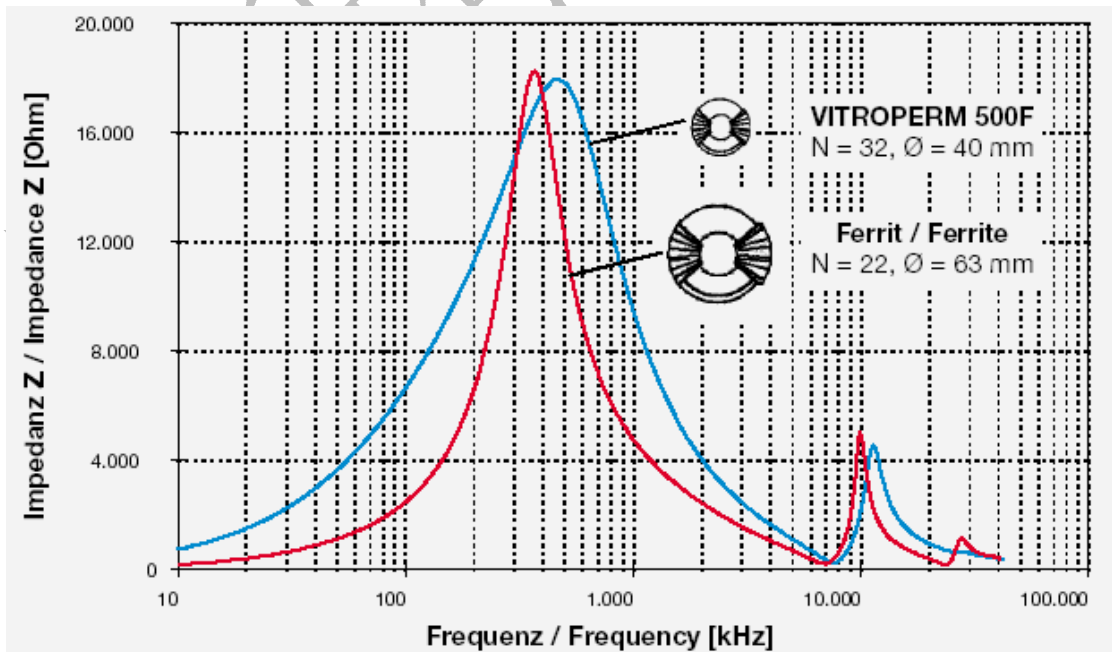


图 14

而差模电感由于需要避免磁芯的饱和, 因此, 对于大电流, 常常选用能够抵抗直流偏置的材料, 包括铁粉芯, 铁硅铝, 高磁通磁芯 (high flux), MPP 等. 具体选择何种材料根据实际需要和性价比进行选型, 以下为各种材料参数的比较.

Comparison of Inductor Core Materials					
	Iron Powder 铁粉芯	Hi-Flux 高磁通磁芯	Super-MSS 铁硅铝	Molybdenum Permalloy 钼坡莫合金	Ferrite 铁氧体
Basic Magnetic Material Composition	Iron	50% Nickel, 50% Iron Alloy	85% Iron, 9% Silicon, 6% Aluminum Alloy	81% Nickel, 17% Iron, 2% Molybdenum Alloy	Manganese-Zinc Oxides Joined with Iron Oxides
Permeability Range	3 to 85	14 to 160	60 to 125	14 to 350	Single Air Gap
Maximum Saturation Flux Density (Teslas)	2.0	1.4	1.0	0.7	0.4
Typical Core Loss at 50 kHz, 0.05 Tesla (mW/cm <sup>3</sup> )	330 (75-Perm.)	170 (125-Perm.)	80 (125-Perm.)	55 (125-Perm.)	5 (TDK PC40 <sup>o</sup> )
Typical Core Loss at 100 kHz, 0.1 Tesla (mW/cm <sup>3</sup> )	3400 (75-Perm.)	1500 (125-Perm.)	800 (125-Perm.)	550 (125-Perm.)	70 (TDK PC40 <sup>o</sup> )
Curie Temp. ( C)	750	500	600	400	200
Maximum Operating Temperature ( C)	130	130 to 200			130 to 200
Core Shapes	Various	Rings (Toroidal) Only			Various

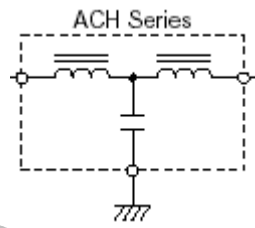


Relative Price	Low	High	Medium	High	Medium
----------------	-----	------	--------	------	--------

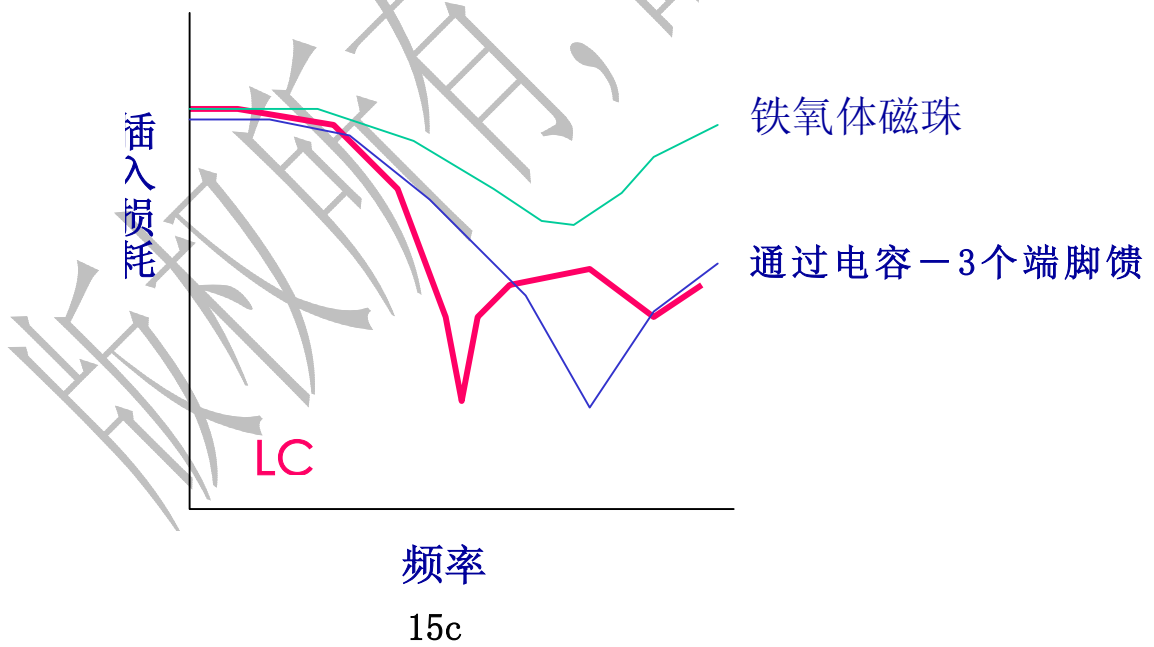
同时,为解决数据传输中的噪声干扰,国外公司(尤其是日本)开发出了各种三端滤波器和两端带阻滤波器,如图 15a, b, c 可以看出三端滤波器的外观,结构以及与磁珠和三端电容的插损比较.

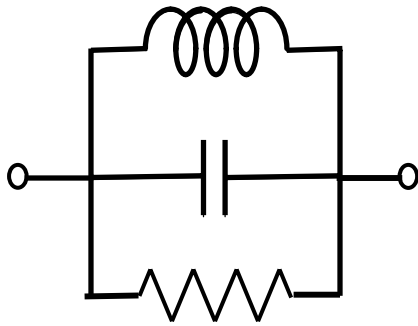


15a

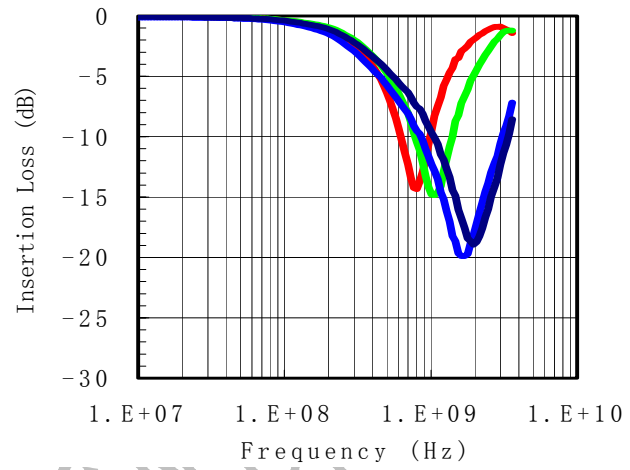


15b





16a



16b

从图16可以看出,带阻滤波器采用R, L, C并联复合结构,通过并联谐振产生高阻抗,通过电阻吸收干扰信号能量.在特性的频率点具有尖锐的插损特性,其中心频率分820MHz, 1000MHz, 1500 MHz, 2200MHz, 频率恰好在移动通讯频带内,对于解决3G通讯设备中特定频率的干扰有良好的效果.