

宽带射频阻抗匹配变压器设计

Design of Radio Frequency Impedance Matching Transformers

孙栋 编译

摘要: 文章讨论一种阻抗比为1:4的不平衡到不平衡(unun)宽带射频阻抗匹配变压器的设计。

关键词: 宽带, 阻抗匹配, 变压器, 设计

中图分类号: TM4 文献标识码: B 文章编号: 1606-7517(2015)12-5-17

在高频电路中,常常使用阻抗匹配器件,它们一般被用来匹配元器件的阻抗和电路(或系统)的特性阻抗。在某些电路中,希望阻抗匹配能够实现多个八度音阶频率的覆盖范围,同时要求其插损很低。为了向阻抗匹配变压器设计人员提供一些参考资料,本文对阻抗比为1:4的不平衡到不平衡(unbalanced to unbalanced)宽带阻抗匹配变压器的设计进行讨论。这种变压器在无线通信系统的一般混合电路和信号合、分路器中很有作用,对放大器链路的级间耦合也很有益。同时,宽带 un-un 阻抗匹配变压器对测试电路、光接收系统、宽带阻抗匹配微波电路以及天线耦合也很有用。用于高频电路设计与仿真的现代计算程序中都将这种器件纳入了各自的工具箱。

宽带 un-un 阻抗匹配变压器包含有一个缠绕了双股传输线的环形铁氧体磁芯,导线之间通过釉质膜隔离。结合常规传输线阻抗匹配变压器设计元件,就可能建立起一个真正的宽带组合,见图1所示。对于1:4的阻抗变换比而言,这种设计方法可以提供很高的效率。

常规阻抗匹配变压器之能量的传递,主要是在其初级线圈和次级线圈之间通过磁耦合进行的,这也是这类变压器具有良好低频响应能力的原因。假设其铁氧体磁芯没有

损耗,负载和源阻抗是纯电阻性的,而且只考虑其磁化电感的影响,由此获得的变压器低频简化模型结构示于图2。在最大能量转移的情况下,该低频模型的响应由器件的插入损耗决定,其表达式为:

$$A_{gc} = \frac{P_g}{P_c} = \frac{R_g^2 + 4X_m^2}{4X_m^2} \quad (1)$$

式中, P_g 是电源的最大可用功率; P_c 是负载功率, R_g 是源阻抗, X_m 是磁抗。 X_m 这个磁抗参数可以通过以下式(2),由工作频率 f 和磁芯的磁化电感 L_m 求得:

$$X_m = 2\pi f L_m \quad (2)$$

L_m 的值取决于初级线圈的匝数和磁芯的电感因子 Al 。通常情况下,这个电感因子 Al 是由铁氧体磁芯制造厂商提供的,其单位为纳亨(nH)/平方匝数(nH/t²)。因此,以nH为单位的磁化电感可以表示为:

$$L_m = N_p^2 Al \quad (3)$$

把式(3)参数代入对应的磁抗公式中,再将计算结果代入插损公式中,就可以求得变压器的低端截止频率 f_i :

$$f_i = \frac{10^9 R_g}{4\pi N_p^2 Al} \quad (4)$$

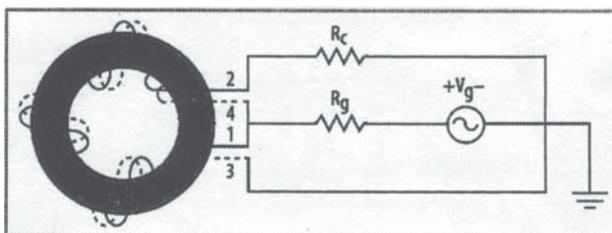


图1

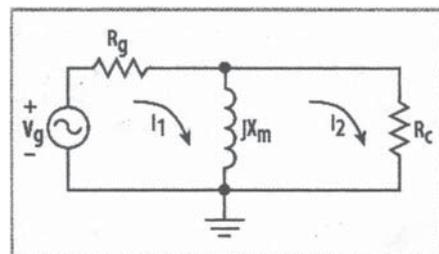


图2

f_c 这个值随初级线圈匝数的增加而降低。在给定了截止频率后,通过上式也可以计算出正确的初级线圈匝数。因为电感的单位定为 nH,所以此处使用了 10^9 因子。

传输线变压器初级线圈和次级线圈之间的电耦合增强了高频能量的转移。图 3 所示为一个传输线 1:4 un-un 变压器的高频模型,鉴于其长度很短,没有考虑损耗。在这种理想模型中,源阻抗和负载阻抗都被假设是纯电阻性的。这种高频模型响应也是由其插损确定的。此外,源功率和二次负载功率间的比率是:

$$A_{gc} = \frac{P_g}{P_c} = \frac{Z_o^2 [2R_g [1 + \cos(\beta l)] + R_c \cos(\beta l)]^2 + (R_g R_c + Z_o^2) \sin^2(\beta l)}{4R_g R_c Z_o^2 [1 + \cos(\beta l)]^2} \quad (5)$$

式中, R_g 为源阻抗, R_c 是负载阻抗, Z_o 是传输线特性阻抗, βl 为相位因子, $l = Kl =$ 传输线长度(此处是波长,是小数值)。

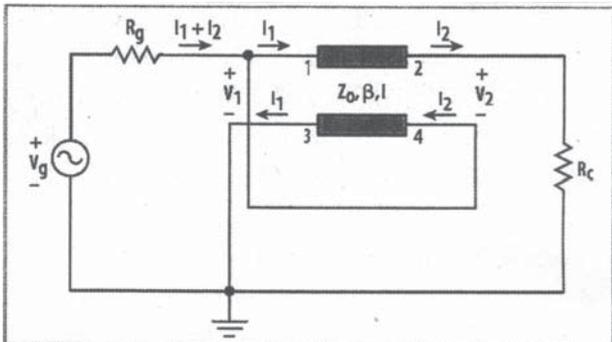


图3

从式(5)可见,若要获得良好的宽带高频响应特性, Z_o 值的优化十分重要。对于二分之一波长 ($\lambda/2$) 的传输线长度,能量转移是无效的,并且比四分之一波长 ($\lambda/4$) 长度的传输线的最大值小 1dB。由此可见,传输线的长度越短,其高频响应的带宽越大。对最大功率的传输而言,最佳传输线的特性阻抗和负载阻抗分别是:

$$Z_{out} = \sqrt{R_g R_c} \quad (6)$$

$$R_c = 4R_g \quad (7)$$

源阻抗和负载阻抗之间必须有 1:4 的转换,才能实现阻抗匹配。因此,传输线的特性阻抗和源阻抗及负载阻抗之间的关系可以表示为:

$$Z_o = 2R_g = \frac{R_c}{2} \quad (8)$$

以上是采用不同的方法求得的三组结果,它们彼此间吻合良好。使用 MATLAB 软件和 ADS 数值模型进行分析所获得的响应与实验检测获得的 VNA 测量值虽有少许差异,但近似相等。其可解释为,理论模型没有把变压器结构中所

采用的各元件的复杂特性完全考虑在内,而是几乎按照理想的元件建模的,以上公式代表了线圈变压器的等效电路简化模型。研究发现,需要采用一种能够把电阻性和电抗性效应随频率和匝数增加而变化的情况考虑在内,以建立更精确的模型。这些模型还考虑到了匝间电容的影响,它会降低电感的自谐振频率。虽然本文给出的简化设计公式受这些因素的影响,但仍然可以给出很有意义的结果,能够取代 1:4 阻抗匹配变压器设计中常常涉及到的且更麻烦的经验式处理方法。利用这些简化的公式,就可以用来设计频率范围很宽(三个八度音阶)的低插损、低成本变压器。若在这种变压器设计中使用绞合传输线,通过改变传输线单位长度的绞合次数,将可以调节特性阻抗,使其最适合于所需要的通带。单位长度绞合次数增加,将使特性阻抗减小。

在图 4 中,是将优化的和非优化的特性阻抗值都把插入损耗看作是 K 的函数。相比较下,采用了优化特性阻抗时将比特性阻抗非优化时增加了插入损耗,减小了带宽。所以,使用绞合线很容易获得最佳特性阻抗值。

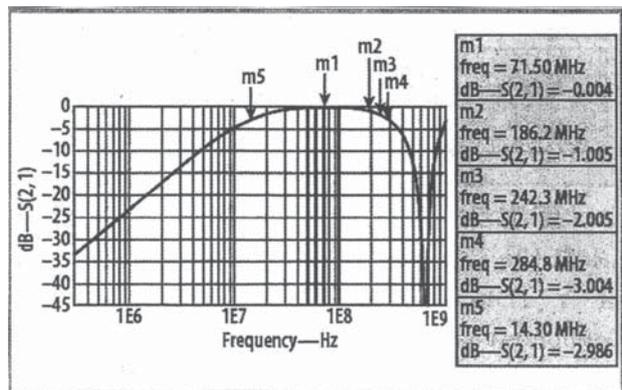


图4

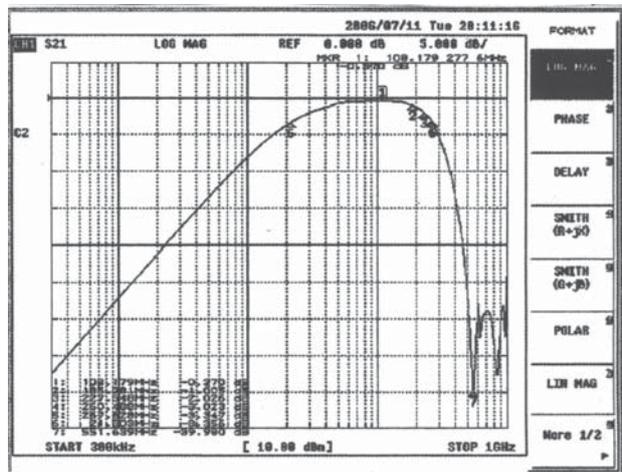


图5

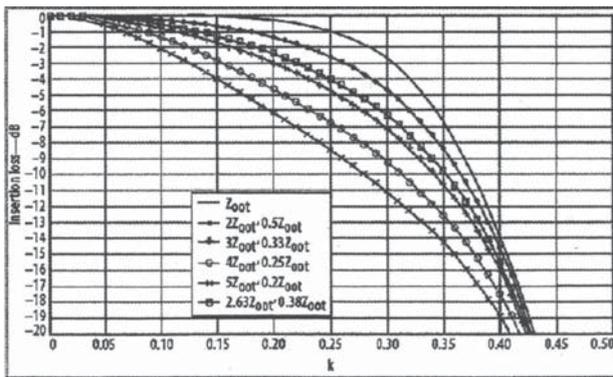


图6

为了比较,设计采用了 Agilen Technologies 公司的 ADS(Advanced Design System) 计算机辅助工程 (CAE) 软件套件对设计产品的性能进行仿真,同时用商用微波矢量网络分析仪 (VNA) 对设计原型样机进行测量。分析结果显示了负载功率和源功率之间的关系。

为了测定变压器的低频响应,必须知道铁氧体磁芯的性能,因为磁芯的电感因子 AL 与特定频率有关。除此之外,还需要获得内部的源阻抗 (R_g), 这样,设计中就可以求得低频截止频率 (f_c), 然后利用公式 (4) 就能够计算得到所需要的初级线圈匝数 (N_p)。如要确定高频响应,则需要知道传输线在所需要的工作频率上的一些特性量值,例如特性阻抗 (Z_0)、传播速度 (V_p) 以及相位因子 (β)。获得了源阻抗值 R_g 和负载阻抗值 R_c , 则可以根据公式 (6) 求出特性阻抗 Z_{opt} 的最佳理论值。求得了传输线的各项特性参数,高频截止频率 (f_c) 和传输线的实际特性阻抗 (Z_0), 即可以计算出传播速度 (V_p) 和相位因子 (β)。利用实际特性阻抗值 (Z_0) 和特性阻抗最佳值 (Z_{opt}) 之差值, 就可以最终求得 f_c 频率时的插入损耗。图 4 示出了如何通过实际特性阻抗 (Z_0) 和插入损耗求得 K 值。已知 K 、 V_p 和 f_c 值, 即可通过公式 (9) 计算出达到规格所需要的传输线长度:

$$l = K\lambda = K \frac{V_p}{f_c} \quad (9)$$

现在,我们使用 Mathworks 公司的 MATLAB 数学分析软件来研究这种变压器器件模型的响应。分析中,把单独的低频响应 (公式 1) 和 高频响应 (公式 5) 的插入损耗响应结合在一起进行。将所需要的目标值代入 MATLAB 各公式,可以获得宽带变压器的最终响应。为了执行 MATLAB 模型数值响应的电气性能仿真,使用了 ADS 建模软件。这种软件有一个很有用的内部源模型。称为:

XFERRUTH, 其变量参数包括匝数 (N), 电感因子 (AL), 传输线特性阻抗 (Z), 传输线电气长度 (E), 以及计算传输线长度所需要的参考频率 (F)。

为了对变压器响应进行散射参数 (S 参数) 进行仿真, ADS 采用的 S-Param 建模器,按照了规定的步长和刻度步长调节初始 (开始) 的和最终 (停止) 的扫频频率。源阻抗和负载阻抗由一个阻抗值为 Z 的被称为 Term 的特殊终端表示。图 7 为 ADS 仿真中所使用的电路。

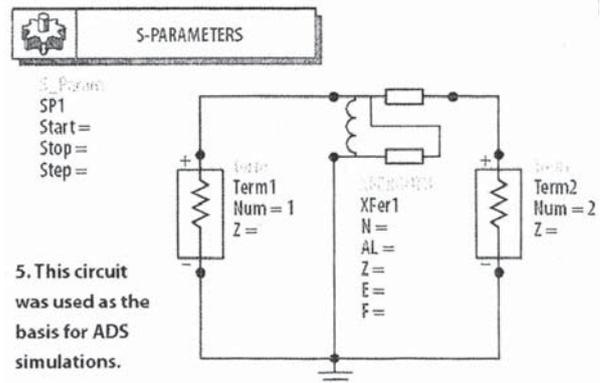


图7

实验检测在一个 300kHz 至 3.8GHz 的模型上进行。所使用的分析仪配备有 50Ω 端接阻抗的非平衡测试端口。由于宽带 un-un 阻抗匹配变压器具有非平衡终端,转化比率为 1:4, 为了让该器件与测试设备相匹配,需要另一个转换比率为 4:1 的器件来执行阻抗转换。图 8 图 9 显示了所

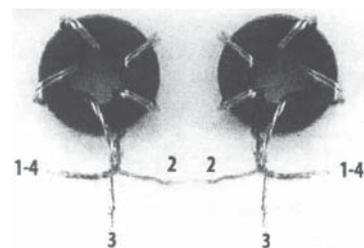


图8

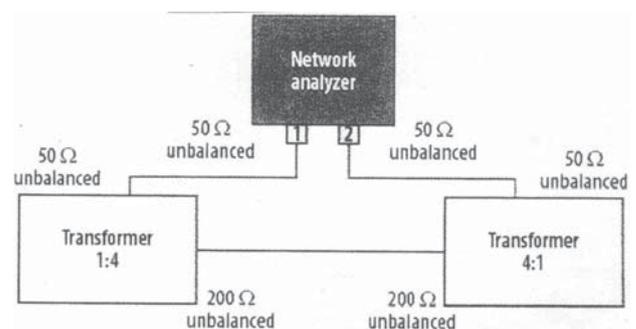


图9

有的终端连接。测试终端和所有用测试的线缆都经过校准，以最大限度地减少它们出现错误的可能性。插入损耗和通常响应利用对数幅值传输系统进行分析。

以下，对几种不同测量条件下的分析式 (MATLAB)、数值式 (ADS) 和实验模型各自得到的结果进行比较。实验采用环形铁氧体磁芯模型 E1003C5。其几何和电磁特性数据为：外直径 10mm，内直径 5mm，宽度 3mm，相对磁导率 $\mu_r=11$ ，电感值为 4.2nH/匝，电感因子 $AL=2$ 。该模型专门用于 500kHz~50MHz 的频率范围。其使用 #30AWG 导线作传输线，每厘米传输线长度的绞合次数为 5。在 130MHz 频率时，传输线的特性阻抗为 38Ω，相位因子 (β) 为 4.551rad/m，传播速度 (V_p) 为 1.7952×10^8 m/s。对于 50Ω 的源阻抗，根据公式 (8)，最佳特性阻抗值则为 100Ω，意味着是 0.38 倍的关系。在这一偏差以及 3db 插入损耗下的 K 值是 0.2207。由此构建的第一个器件的线圈匝数为 4，因此传输线的长度为 9cm。图 5、图 6 和图 10 分别示出了由分析、数值计算和实验三种情况下得出的频率—插入损耗关系曲线。表 1 则汇总了主要的参数值，包括了最大幅值、-3dB 频率 (f_{max} 、 f_{i-3dB} 、 f_{s-3dB}) 适当的带宽 (BW) 以及与模型值相比较的频率偏差百分比之下的各种插入损耗结果。由表中可见，通过分析、数值计算和实验方法三者所得出的结果之间的偏差非常小。信号频率最大时例外，这是由于测量装置中噪声和其它寄生效应造成的测试系统的局限性。在幅值基本稳定的测试频带上，信号电平的变化是几乎察觉不到的，或许这就是最大信号幅度频率的报告中出现偏差的原因。

构建的第二个器件其线圈的匝数为 6，传输线长度 11cm。随着匝数的增加，低端截止频率降低，高端截止频率也因传输线长度的增加而降低。对于低端截止频率，分

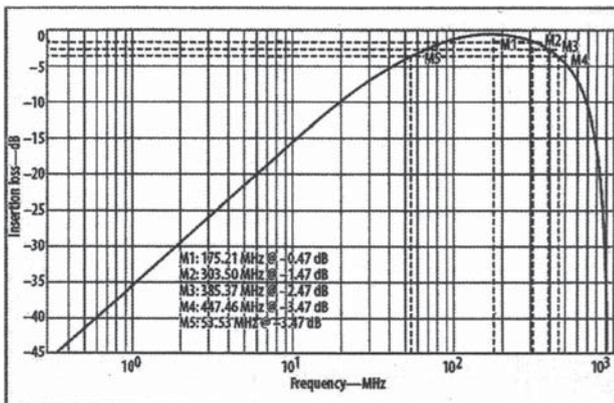


图10

表1

Comparing analytical, numerical, and experimental results for the devices			
	ANALYTICAL	NUMERICAL	EXPERIMENTAL
$N_p = 4 \text{ e } l = 9 \text{ cm}$			
f_{max}	175.21 MHz -0.470 dB	172.20 MHz / 2.3% -0.024 dB	241.82 MHz / 38% -0.596 dB
f_{i-3dB}	447.46 MHz -3.470 dB	447.00 MHz / 0.1% -3.024 dB	420.95 MHz / 5.9% -3.583 dB
f_{s-3dB}	53.53 MHz -3.470 dB	53.60 MHz / 0.1% -3.024 dB	53.20 MHz / 0.6% -3.571 dB
BW	393.93 MHz	393.40 MHz / 0.1%	367.75 MHz / 6.7%
$N_p = 6 \text{ e } l = 11 \text{ cm}$			
f_{max}	103.56 MHz -0.270 dB	106.20 MHz / 2.5% -0.007 dB	145.65 MHz / 40.6% -0.455 dB
f_{i-3dB}	337.60 MHz -3.270 dB	363.30 MHz / 7.6% -3.007 dB	325.58 MHz / 3.6% -3.452 dB
f_{s-3dB}	24.82 MHz -3.270 dB	24.90 MHz / 0.3% -3.013 dB	33.82 MHz / 36.3% -3.445 dB
BW	312.78 MHz	338.40 MHz / 8.2%	291.76 MHz / 6.7%
$N_p = 8 \text{ e } l = 14 \text{ cm}$			
f_{max}	70.64 MHz -0.180 dB	71.50 MHz / 1.2% -0.004 dB	108.18 MHz / 53.1% -dB
f_{i-3dB}	274.20 MHz -3.180 dB	284.80 MHz / 3.9% -3.004 dB	267.63 MHz / 2.4% -3.347 dB
f_{s-3dB}	14.22 MHz -3.180 dB	14.30 MHz / 0.6% -2.986 dB	21.51 MHz / 51.3% -3.356 dB
BW	259.98 MHz	270.50 MHz / 4%	246.12 MHz / 5.3%

析方法和数值计算方法所得出的结果与预期值一样。但实验响应与理论模型都不是完全吻合。但高频响应之值正如预期所想，三种方法获得的结果吻合良好。

由图 11、图 12 和图 13 可以看到，采用分析、数值计算和实验三种方法所得的结果是：插入损耗都是频率的函数。图中，分析和数值计算的结果之间存在微小的差别，这是由于模型的不完善性所致。另则，实验结果证明了模型的正确性，但低频限值处例外，因为此处出现的误差较大，其原因如前所述，是由于理论模型没有考虑到变压器中各元件的所有寄生因素影响。

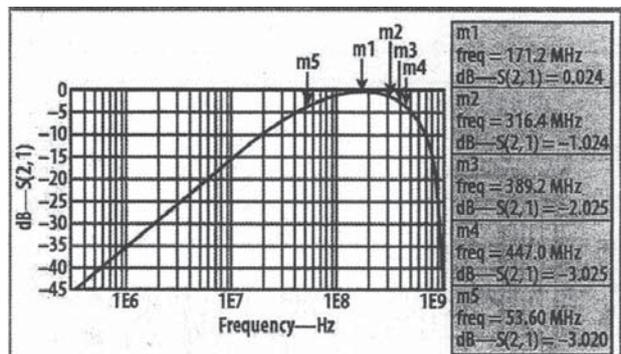


图11

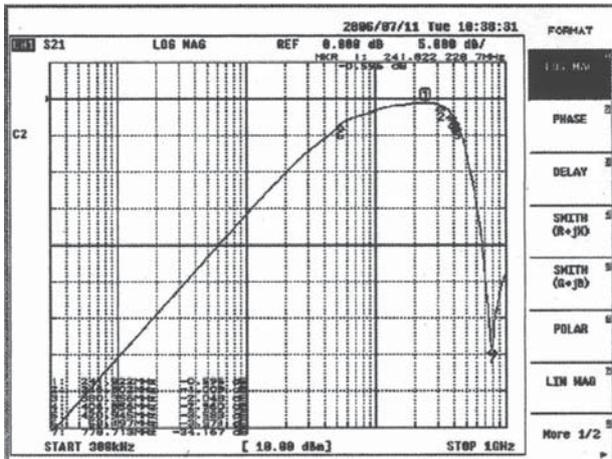


图12

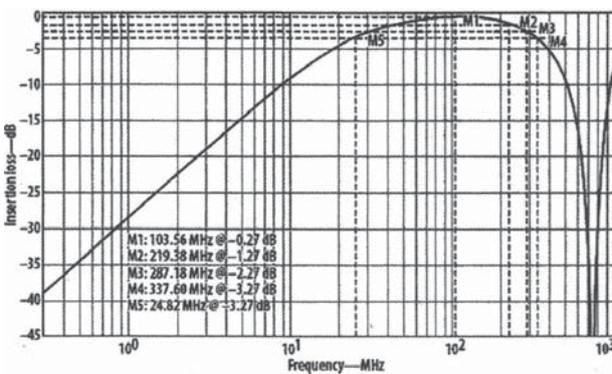


图13

为了进一步进行比较，又构建了一个匝数为 8，传输线长度为 14cm 的变压器。图 14、图 15 和图 16 分别描述了它利用分析、数值计算和实验三种方法所获取的结果是：在低端截止频率上，分析方法和数值计算方法所得结果一致，但实验结果与理论模型不吻合。不过，在高端截止频率上获得的量值彼此接近，也都接近预期值。由此可见，这种变压器随着其匝数的增加，低端截止频率降低；与此相类似，随着其传输线长度增加，高端截止频率也将降低。

(参考文献略)

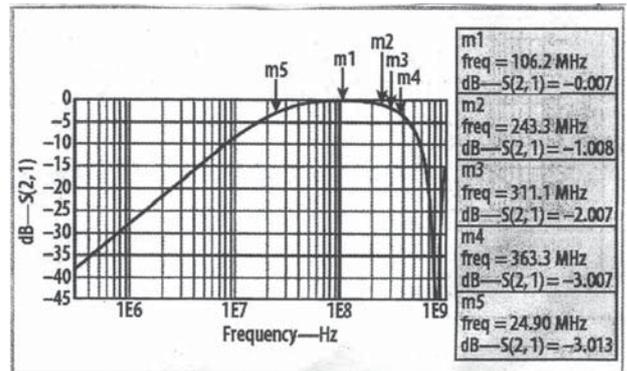


图14

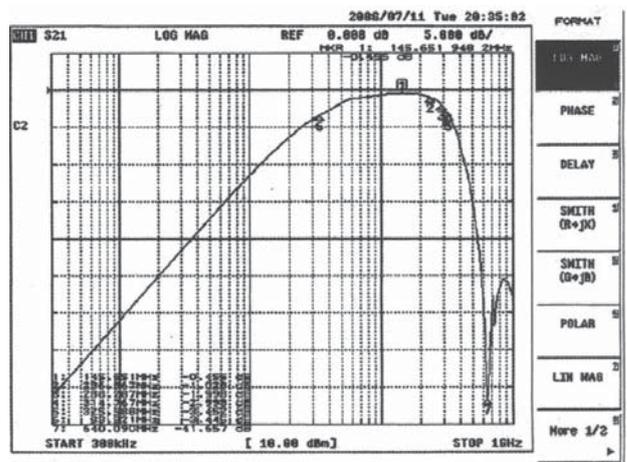


图15

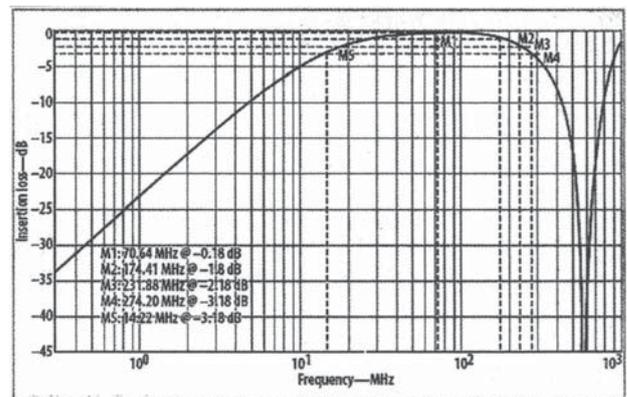


图16