

研究与设计

射频同轴连接器设计要点

冯良平 徐 岚

(上海东光电子元件有限公司 201801)

摘要: 通过微波传输理论的分析研究,以及高频仿真软件(HFSS)的验算,研究了射频同轴连接器绝缘支撑处和内外导体尺寸突变处引起的反射问题。较好地解决了四大反射源的补偿问题。结合长期工作的实践,给出了几种射频同轴连接器(或转接器)的结构设计实例。

关键词: 射频同轴连接器 绝缘支撑 共面补偿 仿真验算

Some design art for RF coaxial connectors

Feng Liangping Xu Lan

(ShangHai TOKO Electron Element Co., Ltd. 201801)

Abstract: This paper investigated reflection problem at isolate support and size abrupt of in-out conduct of coaxial connectors, through the analysis and research of microwave transmit theory and EDA design of HFSS. Finally, it solved the compensation problem of four major reflection sources. Some instances of structure design of RF coaxial connectors are presented.

Keywords: RF coaxial connector, isolate supports, co-plane compensative, simulate investigated.

0 引言

射频同轴连接器实质上是一段带有连接结构的非均匀同轴连接体。说它不均匀是由不可避免的台阶结构形成的,这些结构必须保证内、外导体相对位置的固定与同轴电缆内外导体的连接以及与异性连接器内外导体的连接。连接要可靠,接触电阻要小,使得不连续性电容最小,无信号泄漏。有些连接器还要考虑防水、防尘结构。一般来讲,内部结构设计得越复杂,过渡台阶越多,电性能传输越不好。所以连接器内部结构只要满足必须的支撑,结构以简单为好。下面就连接器设计谈几点体会。

1 连接器与所连接电缆的特性阻抗必须一致

常用同轴电缆特性阻抗有两种:50Ω和75Ω。各种同轴电缆其特性阻抗都有公差范围,一般来讲,50Ω软性电缆公差为±2Ω,75Ω软性电缆公差为±3Ω,而50Ω硬性电缆的特性阻抗公差在±1.5Ω以内。

同轴连接器的特性阻抗(空气介质时)为:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_0}} \ln \frac{D}{d} \quad (1)$$

式中 Z_0 为连接器的特性阻抗; D 为外导体内径; d 为内导体外径; ϵ_0 为空气介电常数。

在室温和标准气压下,干燥空气的相对介电常数 $\epsilon_0 = 1.000536$, 一般情况下计算 Z_0 时,都把 ϵ_0 值近似取为 1。则 50Ω 连接器的 D/d 值为:

$$\frac{D}{d} = \ln^{-1} \frac{50}{60} = 2.3009 \approx 2.3 \quad (2)$$

为了支撑和固定中心导体与外导体的相对位置,内外导体之间必须设计有介质支撑,目前介质支撑材料有:聚四氟乙烯、聚乙烯、聚苯乙烯。

因为介质支撑的重量对电性能影响极大,这就要求介质支撑材料的密度一致性要好,一般情况下,用棒材车制的比压铸介质支撑密度一致性好。

为了保证连接器内支撑段和空气段特性阻抗一致,即同轴线每个截面的特性阻抗和所接电缆特性阻抗一致。

在介质支撑段中

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d} \quad (3)$$

式中 ϵ_r 为介质支撑的介电常数,则 50Ω 连接器以聚四氟乙烯为介质时计算得 $\frac{D}{d}$ 比值近似为 3.29。

作者简介:

冯良平,1997年前任国营767厂副总工程师,现任上海东光电子元件有限公司技术部副部长兼品证部副部长。

徐 岚,2004年毕业于上海大学电子通信系,现任上海东光电子元件有限公司微波技术部技术员。

$$\left[\begin{aligned} \ln \frac{D}{d} &= \frac{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}}{60} = \frac{50 \sqrt{2.04}}{60} = 1.1902 \\ \frac{D}{d} &= \ln^{-1} 1.1902 = 3.29 \end{aligned} \right] \quad (4)$$

2 介质支撑的设计与共面补偿

第一部分设计时确定了连接器内部特性阻抗的计算和阻抗匹配问题,从而大致就定下了结构尺寸,然而由于介质支撑的出现,支撑的 ϵ_r 和空气 ϵ_0 的差别,要保证每个截面特性阻抗相同,必然内、外导体在结构上要设计成台阶状。常见形式有以下几种:

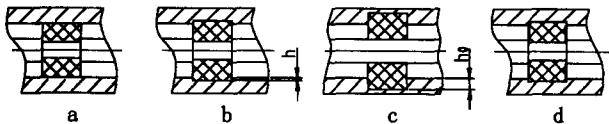


图1 介质支撑常见形式

从以上几种形式看出,在放介质支撑的地方,内、外导体形成了槽,几何形状上出现了阶梯,正因为这些阶梯,必然引入了不连续电容。

图2表示了图1中 a、b、c 不同方案下的不连续电容:

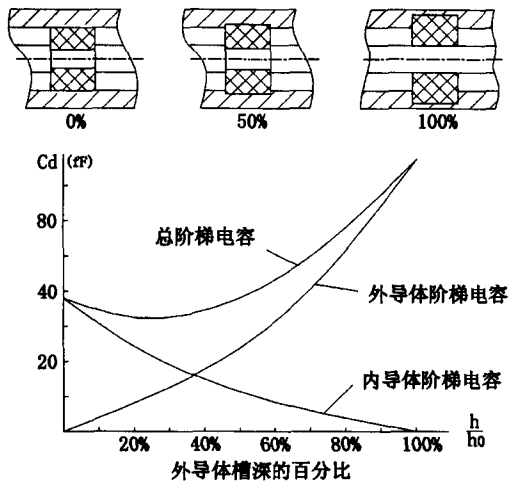


图2 不同方案下的不连接电容

各种具体加工的方案引起的不连续电容数值是不一样的,采用恰当的内、外导体槽深度组合能使不连续电容减至最小。图2表示出4FR支撑端面不连续电容与外导体槽深比例的关系曲线。设:外导体内径标称尺寸是 $\Phi 7$, 内导体外径标称尺寸为 $\Phi 3$, 并使支撑处截面特性阻抗为 50Ω 。当内导体上不切槽(图1中c), 只在外导体内径上切槽, 令其状态槽为 h_0 , 则图2中曲线表明外导体槽深 h 是 h_0 的25%左右, 而内导体槽深度在保证其截面特性阻抗为 50Ω 前提下可计算出来。这种内、外导体深度组合,

总阶梯电容最小(如图2), 结构见图3。

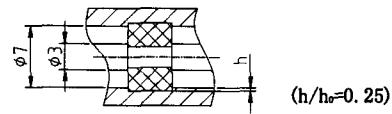


图3 总阶梯电容最小的结构

尽管在结构设计时对内、外导体支撑处进行槽深恰当组合使得不连续电容最小化,但还是存在少量不连续电容,为达到极宽频带内剩余反射很小,要对少量不连续电容作共面补偿。共面补偿就是在出现不连续的面上引进补偿,如图4所示。它是在图3的基础上进行了改进,即在介质支撑与空气交界的端面上将介质挖去一部分(构成圆环凹槽),形成小电感来补偿阶梯不连续电容。

至于圆环凹槽挖去多少,补偿阶梯不连续电容最佳,主要根据介质支撑与外导体配合松紧程度、挤压量是多少,使支撑重量保持在理论计算值为准,这就需要设计师的经验。现在可以借助高频仿

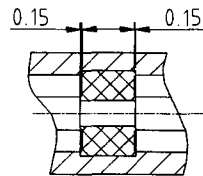
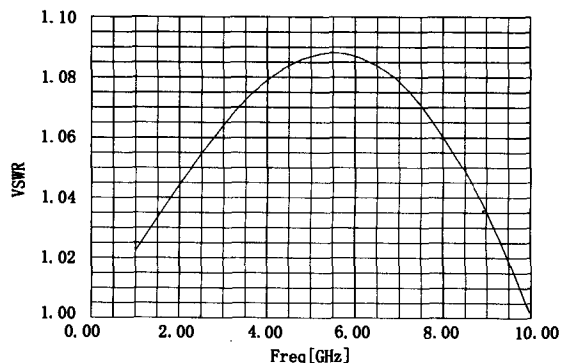
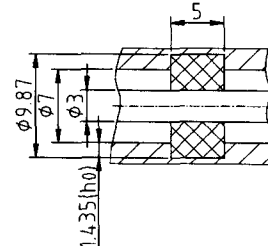


图4 共面补偿结构

真软件(HFSS)计算校准设计的正确性,而且可以修改,不断完善,直至最佳状态。图5是对图1-c, 图3, 图4的结构形式进行仿真计算验证 VSWR 设计效果(条件:特性阻抗 50Ω , $\epsilon_r = 2.03$)。

从图5仿真验算结果可清楚看出,(c)种方案最好,频率在10GHz时 VSWR 也未超过1.01,说明对不连续性电容补偿是有效果的。



(a) 按图1-c设计的同轴线

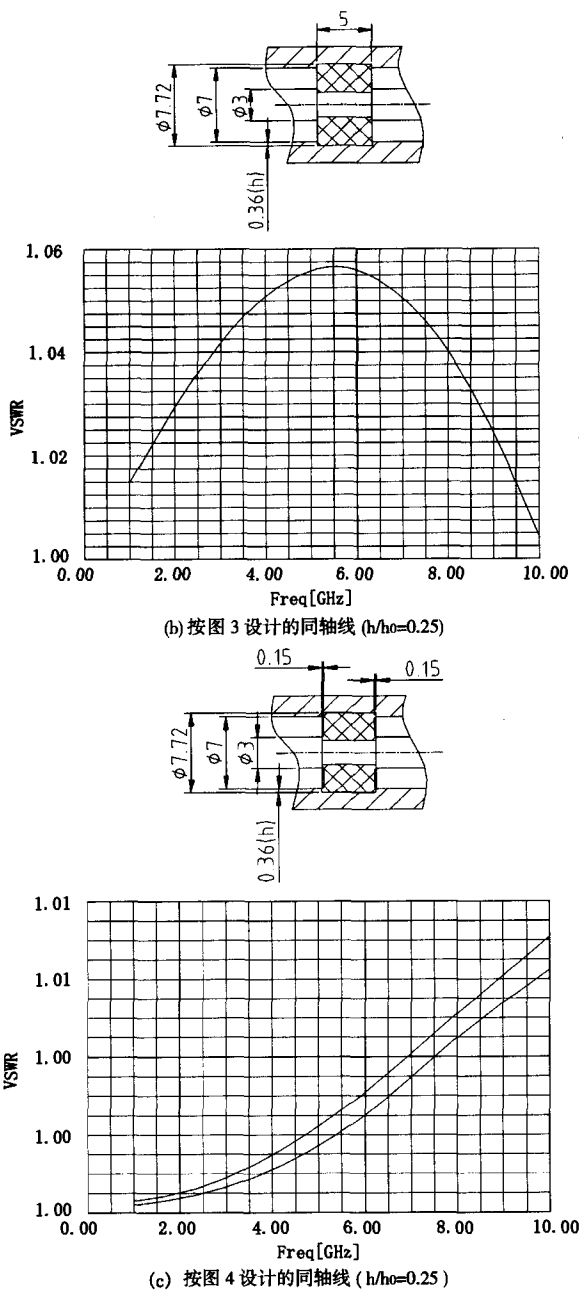


图 5 VSWR 与 f 关系曲线

3 连接器内、外导体大尺寸向小尺寸过渡问题

内、外导体大尺寸向小尺寸过渡的结构形式在连接器设计中经常出现,导体的截面突变处引起阶梯电容产生反射很大,所以必须进行补偿。

(1)锥体过渡补偿方法(见图 6)

这种过渡方法,斜角 α 越小,过渡段越长,加工越困难,浪费原材料,而且装配时轴向尺寸也不易控制。

从电性能上看,这种方法补偿频带很窄,现在普遍不采用。只有在 $\frac{D}{D'} > 5.48$ 情况下采用(见图 7),

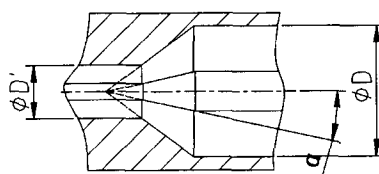


图 6 锥体过渡补偿方法

例如在 7/16 型转 2.9 型,7/16 型转 2.4 型的转接器中才出现这种情况。这类转接器,由于 7/16 型使用频率比较低(如 1GHz~4GHz),所以将锥体过渡改为直角台阶轴向错位(图 7b),电性能(VSWR)也近似相同。

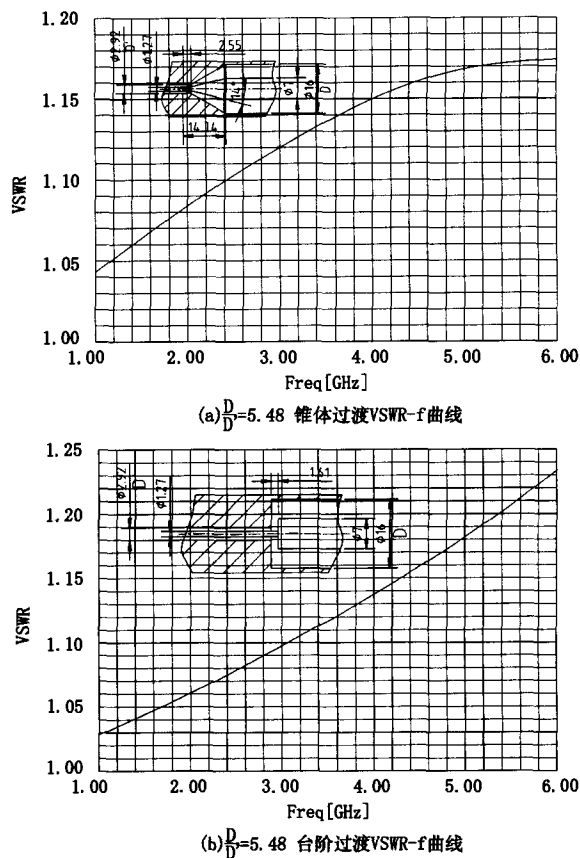


图 7 $\frac{D}{D'} = 5.48$ 锥体过渡与台阶过渡 VSWR 曲线

通过比较,图 7(b)略好一些。

(2)台阶式过渡轴向错位(见图 8)

有关实验表明,当 $\frac{D}{D'} < 3$ 时通常采用台阶式轴向错位 Δ 的方式来补偿阶梯电容,效果比较明显。

$$\Delta = \frac{D'}{K} \ln \frac{D}{D'} \quad (5)$$

$$K_{50\Omega} = 3.09$$

$$K_{75\Omega} = 3.04$$

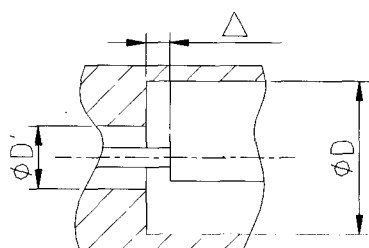


图 8 台阶式过渡轴向错位

为了验证上述结论,取出 N 型转 SMA 型的台阶过渡处一段图,进行仿真计算,再对尺寸修正完善,得到图 9 所示验证结果。

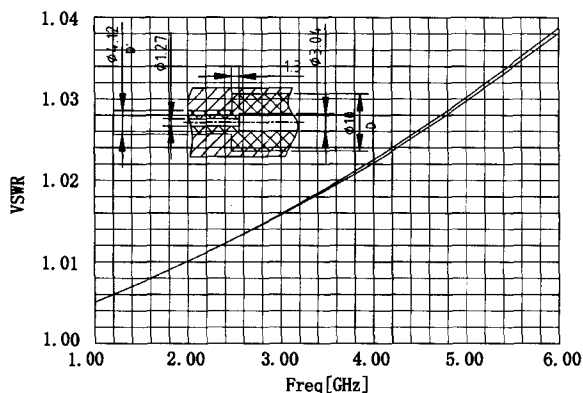


图 9 N 型转 SMA 型的台阶过渡仿真结果

从图 9 看出,当 $\Delta < 3$ 时采用台阶轴向错位过渡,对阶梯电容补偿效果比较好。当然在尺寸上、介质选择上还可以进一步改进。

所以在设计连接器支撑时,支撑处不但要重点考虑反射和不连续电容补偿问题,而且还要考虑支撑的重量以及支撑与内、外导体的配合间隙问题。因为这两个因素对电性能影响很大,必须要求支撑重量恒定,与金属配合无间隙。

4 控制连接器的开口部尺寸

(1) 连接器标准中的“机械电气基准面”

这个面非常重要,它是在连接状态下承担轴向力和电导通的基准面,又是连接器口部设计的基准面。

对于外导体口部接触处,过去很多型号,如 7/16 型、N 型,都用弹性良好的青铜材料做成开槽形式,现在都改进了,采用黄铜材料不开槽结构形式,并与外壳做成一体,如图 10 所示。

因为现在多数工厂都有先进的数控车床,加工时能保证口部接触面与轴线很垂直,保证电接触良好。

这种结构有几个优点:

- ①省去了昂贵的青铜材料;
- ②节省了加工时间;

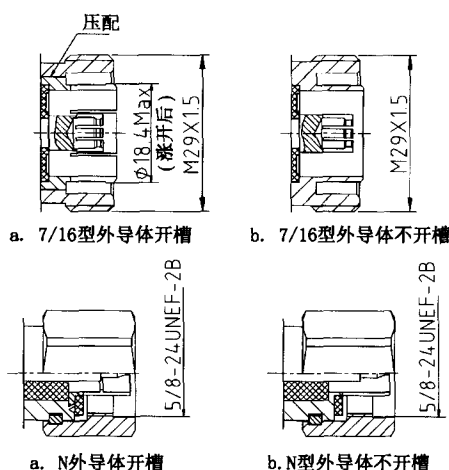


图 10 外导体开槽与不开槽的结构图

③与外壳做成整体,降低了过去两体压配面间的接触电阻;

④可承受较大轴向连接压力。

(2) 中心导体接插部位设计

除了平接头以外,所有射频同轴连接器中心导体的连接形式都是以接插头形式连接的,如图 11 所示。

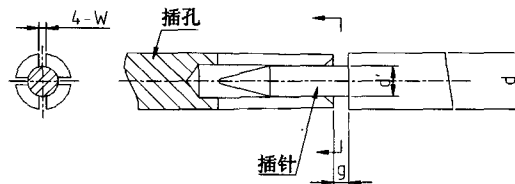


图 11 接插头形式连接的中心导体

为了保证电性能接触良好,插孔必须用弹性的青铜材料做成,再通过收口热处理,保证其硬度在 HRC28~32 之间(镀青铜),使其径向具有弹力对插针有压力夹紧作用。还要保证圆周各处压力均匀,接触电阻均匀,电流分布均匀。标准中给出各种型号插孔的插拔力要求,以及插拔次数的寿命要求。

在图 11 中的结构中,公母导体轴向间隙 g 插孔开槽宽度 w 以及槽的数量对 VSWR 都有影响。其关系式如下:

$$S = 1 + 0.25fg \ln \left(\frac{\pi d - Nw}{\pi d' - Nw} \right) \quad (6)$$

式中 f 为工作频率(以 GHz 计算); g 为插孔与插针肩之间轴向间隙,其值对 S 影响最大, d 、 d' 、 w 以 mm 为单位; n 为槽数。对于插接式连接器, g 是一定存在的,如果 g 是负值,插孔、插针之间要产生碰撞,这是不允许的,经验证明 g 值控制在 0.05~0.15 之间比较理想。

5 连接器与电缆连接

连接器与电缆连接部是出现不连续电容、引起反射的四大反射源之一。连接器与电缆连接方式多种多样,没有统一规定,常用方式有:

(1) 旋接方式(图 12)

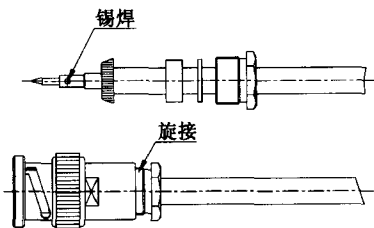


图 12 旋接方式

这种方式是连接器中心导体与电缆中心导体焊接,电缆编织网依靠压紧螺母推动锥体压紧于连接器本体的内壁上,推力使橡胶垫圈轴向收缩径向膨胀夹紧电缆的外皮。其优点是连接牢固,具有一定的防潮作用,允许端套类零件重复使用,装配可在简易场合下操作,不需要特殊的工具,只需口钳和扳手即可完成。

(2) 完全压接式(图 13)

电缆的中心导体与连接器中心导体、电缆编织网与连接器外壳都是压接固定的。其优点是成本低,质量稳定,适合于大量生产。缺点是连接零件不能再次使用,并且需要特殊的压接工具。

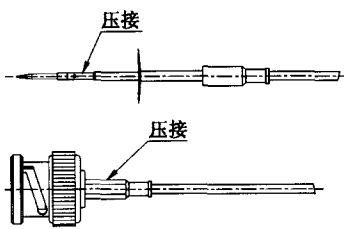


图 13 完全压接式

(3) 焊压式(图 14)

这种连接方式除了中心导体与电缆中心导体的连接是焊接在一起的不同点外,与(2)相似。

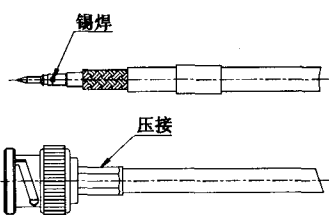


图 14 焊压式

(4) (终端)焊接方式(图 15)

连接器的中心导体与电缆中心导体、连接器的外壳与电缆外导体都采用焊接连接。这种连接方法仅限于半硬性和半软

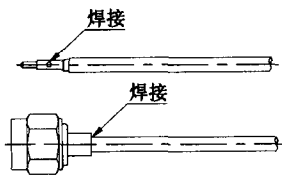


图 15 (终端)焊接方式

性同轴电缆。

连接器与电缆连接方法还有很多种方式,不论何种连接方式必须保证:

- ①中心导体与外导体同轴;
- ②保证中心导体在口部尺寸中的位置尺寸;
- ③电缆的绝缘体与外壳之间配合间隙不要过大,间隙过大的空气层对电性能影响很大;
- ④确保绝缘耐压要求。

6 扩频可改善电性能,降低 VSWR 值

射频同轴连接器的上限频率或称截止频率或称可能的模变频率,通常由式(7)确定:

$$f_c = \frac{2C_0}{\pi(D+d)\sqrt{\epsilon_r}} \quad (7)$$

式中: f_c —表示连接器的上限频率;

C_0 —电磁波在真空中的传播速度 (3×10^{11} mm/s);

D —外导体内径(mm);

d —内导体外径(mm);

ϵ_r —绝缘介质的相对介电常数。

对于空气介质,其 $\epsilon_r = \epsilon_0$ 近似为 1,则有:

$$f_{c_0} = \frac{2C_0}{\pi(D+d)\sqrt{\epsilon_0}} \quad (8)$$

C_0 、 π 皆为常数,只要缩小 D 、 d 、 ϵ_r 值,射频同轴连接器的截止频率 f_c 值就上升。但是无论 D 、 d 、 ϵ_r 如何变,必须保持 $Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d}$ 值恒定(如 50Ω 、 75Ω),不然就失去与电缆阻抗匹配的意义。

为了在保持 Z_0 不变,达到扩频的目的,其方法有:

- (1) ϵ_r 不变,同时缩小 D 、 d

例如同轴截面 $\frac{d}{D} = \frac{7}{16}$ (7/16 型连接器), $f_c = 8.$

3GHz。

将 7/16 缩小至 3/7 (N 型连接器), $f_c = 18.$ 3GHz

- (2) 缩小 ϵ_r 值

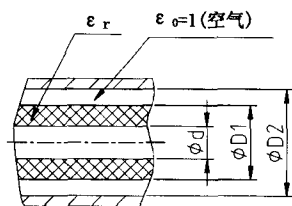
①将中心导体与内导体之间的介质设计成空气与实体介质混合的混合介质,如图 16。

截面上混合(等效)介电常数 ϵ_h 可通过下式计算

$$\epsilon_h = \frac{\ln \frac{D_2}{d}}{\frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{D_1}{d} + \frac{1}{\epsilon_0} \ln \frac{D_2}{D_1}} \quad (9)$$

那么该截面特性阻抗即为

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_h}} \ln \frac{D_2}{d} \quad (10)$$

图 16 Z_0 不变, 缩小 ϵ_r 扩频

如果 Z_0 确定, 可进一步算出 D_2 、 d 的尺寸。

②将中心导体与外导体之间介质降至最小, 即空气介质 $\epsilon_0 = 1$, 则

$$Z_0 = 60 \ln \frac{D_2}{d} \quad (11)$$

这样, 截止频率 f_c 只与 D 、 d 有关了, 例如 3.5 型, 2.92 型, K 型同轴连接器, 都是在 SMA 型基础上扩频后而规范成的新型号。

实践证明, 大多数型号的工作频率都控制在截止频率 f_c 的 70% 以内, 即工作频率小于 $0.7f_c$, 那么如何保证连接器在其工作频率范围内有良好的电性能、反射小、VSWR 值小呢?

对客户要求使用频率比较高、VSWR 值低的情况下可采用扩频方式控制 VSWR 值及稳定性, 因为扩频后的连接器 VSWR 值与频率 f 的曲线变的比较“平坦”。在原扩频前要求的工作频率范围内, VSWR 不会随频率 f 上升得特别快, 原因是原采用的实体介质内部质量分布不均匀, 具体 ϵ_r 值不能准确掌握, 造成截面的阻抗不一致, 加上内外导体台阶突变造成的不连续电容, 反射大而造成 VSWR 值上升。

解决方法是将介质变成空气介质, 由于空气介质 ϵ_0 的均匀性, 就消除了截面阻抗 Z_0 不一致的缺陷。为了保证 Z_0 的标准值, 相应的外导体的 D 也变小了。这样, f_c 就上升了, 所以说, 扩频可改善射频同轴连接器的 VSWR 值。

例如, SMA 型接 SFT304 电缆, 将 SMA 型扩频至 3.5 型。由于 SMA 型与 3.5 型在连接上可互换, 所以完全满足客户要求。

客户要求 10GHz 时, $VSWR < 1.15$, 按 SMA 传统结构设计, 如图 17 所示, 明显存在三处主要反射源, 又很难补偿, 仿真验算达不到要求, 实物测得 $VSWR = 2.56$ (10GHz 时), 更不符合客户要求。

对图 17 的结构进行改进, 采用扩频方法, 将其内部结构设计成 3.5 型结构, 介质为空气, 并且对接口部尺寸进行严格控制 ($0 \sim 0.05$), 对台阶截面产生的不连续电容进行补偿 ($\Delta = 0.35$), 再进行仿真验算, 效果有很大改善 (如图 18 所示)。实物测得 10GHz 时, $VSWR = 1.08$, 完全满足客户要求。

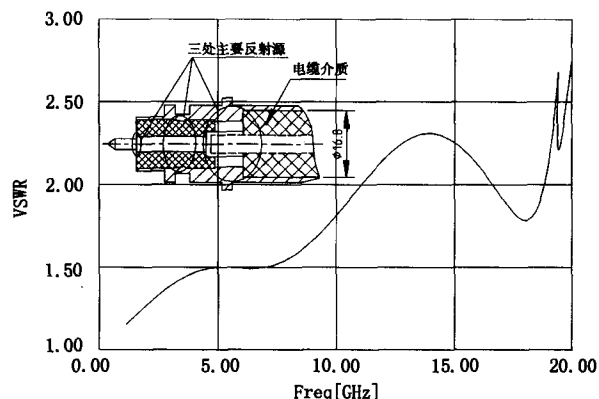


图 17 不良结构图 VSWR-f 曲线

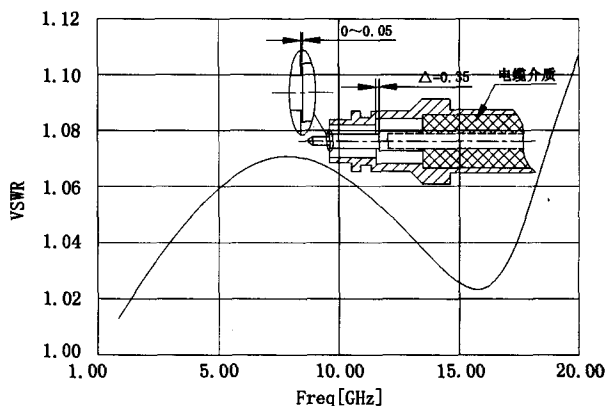


图 18 合格结构图 VSWR-f 曲线

7 总结

射频同轴连接器在微波段传输线中相当于一非均匀的同轴线形的“桥梁”, 要求该“桥”使信号无损耗地通过。但是绝对无损耗是做不到的, 必须精心设计, 还要精心制造, 设计时对主要的四处反射源 (口部接插连接部位、介质支撑部位、导体台阶部位及接电缆部位) 要进行精确的计算和补偿。

另外, 对绝缘支撑介质均匀性、重量都有很严格的要求, 必要时采用适当的扩频方法来改善电性能。在有条件的情况下, 设计时可借助于高频仿真软件 (HFSS) 验算设计的准确性, 进行修改完善, 这样就省略了大量的试生产时间, 快速适应市场需求。

参考文献

- [1] 郑兆翁. 同轴式 TEM 模通用无源器件 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 1983.
- [2] 连接器与开关第七届、第八届学术会议论文集, 2002 2004.
- [3] Rosenberger catalog1 contents. Basics.
- [4] 国际电工委员会. IEC 标准译文集. 电子工业部标准化研究所, 1988.
- [5] Amphenol 样本.