

合肥同步辐射装置高频腔分路 阻抗的测量

尤田束 刘向东 陶雄强

(浙江大学无线电电子学系, 杭州)

本文阐述用微扰法测量合肥同步辐射加速腔(HFSRAC)分路阻抗的理论依据和测量结果, 并与电子计算机计算值进行比较。从而, 对HFSRAC的特性作了初步评价。

实验结果表明, HFSRAC所采用的结构及尺寸是合理的。

关键词 铝球, 介质球, 钛酸钡, 微扰, 分路阻抗。

一、微扰理论在高频腔分路阻抗测量中的应用

1. 本高频腔是合肥同步辐射装置电子贮存环的重要部件之一, 它与高频功率源、控制环路一起构成高频系统。

分路阻抗是衡量加速结构效率的重要参量。它表示在给定高频功率损耗下, 结构中能建立多高的加速电场。

HFSRAC与一般周期性的行波加速结构有所不同, 我们直接定义高频加速腔总的分路阻抗

$$R = \left[\int_0^L E_z dz \right]^2 / P_l \quad (1)$$

因为功率损耗正比于电场的平方, 所以分路阻抗与电场振幅及电子运动状况无关, 完全取决于结构的几何尺寸及材料性能, 可以在低功率下进行测量。

从Slater的微扰公式出发, 考虑到HFSRAC结构的对称性, 把加速间隙的驻波场看成两个等幅反向运动的行波相叠加, 并合理地运用空间谐波概念, 同时, 用品质因数 Q_0 和储能 W 替代 P_l 就得到下列更便于测量和计算的形式:

$$R/Q_0 = (a_0/\sum a_n)^2 (60\lambda L^2 \delta_{max}) / (k\Delta\tau) \quad (2)$$

其中, $a_0/\sum a_n$ 称为“空间谐波含量”, 取决于结构的几何形状, 可由空间谐波的付氏分析求得; L 是结构的长度; k 为形状因子(扰动常数); $\Delta\tau$ 是微扰体体积; δ_{max} 是加速间隙中心处, 相对的频率偏移 $\left(\frac{\delta_f}{f_0}\right)_{z=0}$, 即在扰动时的最大相对谐振频率的偏移。

Q_0 的测量已为大家所熟知。 k 值可用一个专门设计的角柱形谐振腔预先校准。显然, 测得微扰体在加速腔的轴上逐点移动时, 相应各点的谐振频率偏移 δ_f , 并通过计算机按FFT程序进行运算处理, 算出 $a_0/\sum a_n$, 就可得到 R/Q_0 , 从而求出 R 值。

2. 在谐振系统中, 常用的微扰公式如下。

(1) 谐振系统中, 引入介质小球($\mu_r=1$)所引起的频偏是

$$\frac{\delta_f}{f} = -\frac{3}{4} \cdot \frac{\Delta V}{W} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 2} \right) \epsilon_0 E^2 \quad (3)$$

(2) 若微扰处的磁场 $H=0$ ，半径为 a 的金属小球引起的频偏为：

$$(\delta_f/f) = -\pi \epsilon_0 a^3 (E_z^2/W) \quad (4)$$

将式(3)和式(4)分别代入式(1)，并以 Q_0 和 W 代替 P_i ，便可获得介质微扰和金属小球微扰时的分路阻抗表达式

$$\frac{R}{Q_0} = \frac{2}{3} \left(\frac{\epsilon_r + 2}{\epsilon_r - 1} \right) \frac{[\int_0^L (-\delta_f)^{1/2} dz]^2}{\epsilon_0 \pi f^2 \Delta V} \text{ (介质)} \quad (5)$$

$$\frac{R}{Q_0} = \frac{[\int_0^L (-\delta_f)^{1/2} \cdot dz]^2}{2 \pi^2 \epsilon_0 a^3 f^2} \text{ (金属球)} \quad (6)$$

式(2)，(5)和式(6)就是我们利用微扰理论测量和计算 HFSRAC 分路阻抗的公式。

二、测试及计算结果

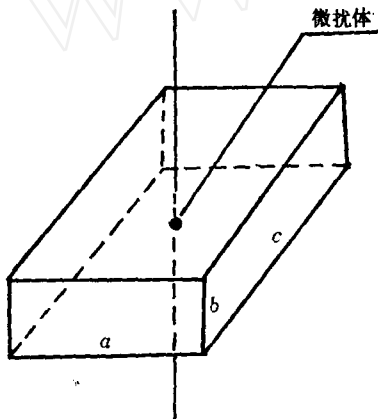


图 1 测量扰动常数的矩形谐振腔

如上所述，高频加速腔的 Q_0 可以用传统的方法预先直接测得， $Q_0=9708$ ；扰动常数 k ，可以用微扰法去测量一个 R/Q_0 ，然后再由理论公式精确计算的简单的角柱形谐振腔的频率偏移来确定。假定谐振腔的长、宽和高分别为 c ， a 和 b ，其谐振频率为， $f_0=1507.84$ MHz。体积为 $\Delta\tau$ 的微扰体放入腔中如图 1 所示的位置，测得频偏 Δf ，则可按下式计算 k 值

$$k = \frac{\Delta f abc}{2f_0 \Delta\tau} \quad (7)$$

这样，分路阻抗的测量只需沿腔轴拉动一个扰动体，测出沿轴不同位置的 δ_f ，并绘出 $\delta_f = F(Z)$ 曲线。

1. 测试装置 测试装置如图 2 所示。测试过程应尽量避免机械振动和外界电讯号的干扰。为保证微扰体沿轴平稳地移动，并确知其所在腔内的位置，拉线采用弹性较小的优质外科手术线，腔体两端安装有有机玻璃的对中夹持板，同时，配备了较好的传动机构及准确的读数装置。

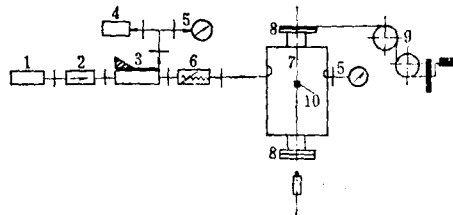


图 2 微扰测试装置示意图

- 1——讯号源(XG-13)；2——隔离器；3——定向耦合器；4——数字频率计(Sab.8601A)；
- 5——电平指示器；6——可变衰减器；7——腔体；8——对夹持板；9——读数装置；
- 10——微扰体。

2. 测试及计算结果 用来测试的微扰体参数列于表 1。

表 1 微扰体参数

| 微 扰 体 | 材 料 | 扰动常数 | 圆 柱 体 | | 球 体 |
|-------|-----|------|--------|--------|--------|
| | | | 直径, cm | 高度, cm | 半径, cm |
| (1) | 钛酸钡 | 3.95 | 0.596 | 0.612 | 0.455 |
| (2) | 钛酸钡 | 3.95 | 0.998 | 0.400 | |
| (3) | 铝 | 3.00 | | | |

测试分四种不同情况：(a) 两介质块重叠。(1) 在上面，(2) 在下面；(b) 两介质块重叠，(2) 在上面，(1) 在下面；(c) 铝球；(d) 单独介质块(1)。(a)~(c) 三种情况的 $\delta_r = F(z)$ 曲线示于图 3 ((d) 所测得数据未画成 $\delta_r = F(z)$ 曲线)。

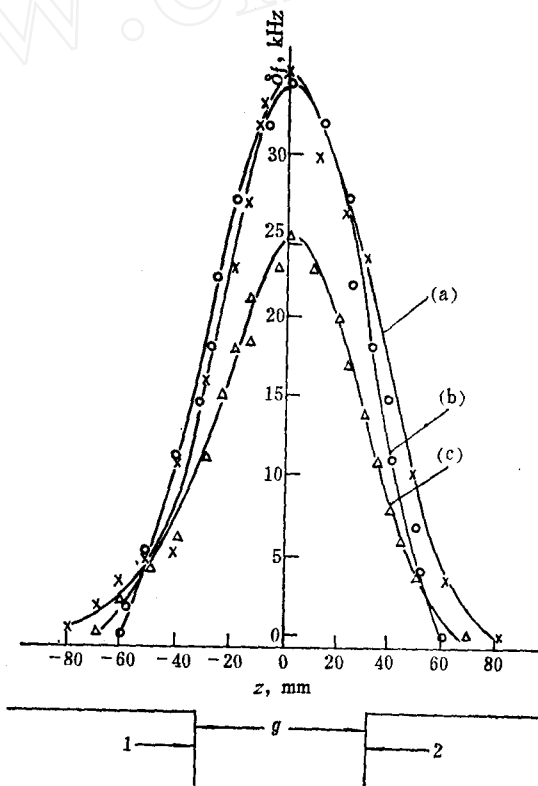


图 3 微扰体在轴上不同位置所引起的频偏

(1) $f_0 = 204.20$ MHz; (2) 1, 2 是漂移筒端面。

根据图 3，按照式(2)计算所得的分路阻抗列于表 2。

表 3 是根据式(5)或式(6)计算的分路阻抗。

由表 2 和表 3 两组数据可以看出，对于同一微扰体，用空间谐波分量比的方法所求得的分路阻抗值比直接按定义求积分所得的分路阻抗值小。两组数据中，所有以介质为微扰体的计算值，表 2 的值和表 3 的对应值相差较大，而以铝球为微扰体时，表 2 的值与表 3 的相应值则相当接近。这是因为在微扰定理的实际应用中，要求微扰体附近的场值在微扰

表 2 按式(2)计算的分路阻抗值

| 微 扰 体 | $a_0/\Sigma a_n$ | $\delta_{n=1}$, kHz | $k\Delta r$, cm ³ | R , M Ω |
|------------|------------------|----------------------|-------------------------------|------------------|
| 钛酸钡(1)+(2) | 0.3379 | 35.00 | 1.91 | 1.62 |
| 钛酸钡(2)+(1) | 0.3234 | 36.00 | 1.91 | 1.52 |
| 铝球(3) | 0.3309 | 24.50 | 1.18 | 1.74 |
| 钛酸钡(1) | 0.3295 | 11.50 | 0.62 | 1.43 |

($\bar{R}=1.58\text{ M}\Omega$)

表 3 按式(5)或式(6)计算的分路阻抗值

| 微 扰 体 | $\int_0^L (-\delta_r)^{1/2} \cdot dz$ | R/Q_0 , Ω | R , M Ω |
|------------|---------------------------------------|--------------------|------------------|
| 钛酸钡(1)+(2) | 12.76 | 207.8 | 2.018 |
| 钛酸钡(2)+(1) | 13.61 | 236.7 | 2.298 |
| 铝球(3) | 11.66 | 197.6 | 1.920 |
| 钛酸钡(1) | 7.38 | 197.2 | 1.910 |

($\bar{R}=2.030\text{ M}\Omega$)

前后基本保持不变。而我们采用的介质(钛酸钡), $\epsilon_r=38$, 它虽能产生较大频偏, 给实验带来方便, 但高 ϵ_r 介质, 表面电场集中, 使场产生畸变, 增加高次空间谐波的含量, 导致分路阻抗值较明显的偏差。

由此看来, HFSRAC 的分路阻抗应以铝球为微扰体时的结果为准。

三、结 论

合肥同步辐射装置加速腔的分路阻抗, 测得为 1.74—1.91 M Ω , 略高于国外结构相似的射频腔分路阻抗 1.12—1.24 M Ω ^[6]。这可能是由于 HFSRAC 没有“加载板”, 减少了高频损耗, 有利于提高加速效率。但是, 由于漂移筒端部没有“加载板”, 且漂移筒的内径又偏大, 因而加速间隙之间的电场似乎不够集中。从图 3 可见, 场向两个漂移筒内延伸, 在距两端面约 3 cm 的地方仍然有场存在, 这将导致电子通过间隙时, 渡越时间增长, 这是 HFSRAC 不足之处。

此外, 由图 3 还可以看到, HFSRAC 间隙的场分布类似于“高斯分布”, 不像国外有些加速结构的场分布呈“马鞍形”, 间隙两端的场强约比间隙中心处高 20%^[2]。笔者认为, 在高功率打火方面, “高斯分布”场形可能比“马鞍形”场分布较为安全。

总的看来, HFSRAC 分路阻抗的测量和计算, 都得到了较为满意的结果。

HFSRAC 分路阻抗的测量工作得到了周文教授的支持和帮助, 对计算公式的推导提供了宝贵的参考资料, 在此深表谢意。

参 考 文 献

- [1] Weaver, J. N. et al., Shunt Impedance Measurement on an Accelerating Structure, High Energy Physics Lab., Stanford University, HEPL, TN-68-2, April, 1968.
- [2] Allen, M., Schwarz, H., Shunt Impedance Measurements on a PEP Production Cavity, PTM-165, July, 1978.

- [3] Ayers, W. R. et al., Measurement of Interaction Impedance in Periodic Structures, Microwave Lab., Stanford University, ML-403, June, 1957.
- [4] 张兆镛, 微波管高频系统的测量, 国防工业出版社, 1982年, 第1—3章.
- [5] 汤世贤, 微波测量, 国防工业出版社, 1981年, 第5章.
- [6] Allen, M. A. et al., RF Cavity for SLAC Storage Ring, SLAC-78, TID-4500(49th), 1967.

SHUNT IMPEDANCE MEASUREMENTS ON HFSR ACCELERATING CAVITY

YOU TIAN SU LIU XIANG DONG TAO XIONG QIANG

(Department of Radio Electronic Engineering, Zhejiang University, Hangzhou)

ABSTRACT

This paper describes the methods of shunt impedance measurements according to Slater's perturbation theorem on the Hefei Synchro Radiation Accelerating Cavity (HFSRAC). The results are compared to the computer calculated shunt impedance. The performances are also evaluated initially.

The experiments show that the design and dimensions of the HFSRAC are reasonable.

Key words Aluminium sphere, Dielectric bead, Perturbation, Shunt impedance.