

宽带天线开关管频率特性的理论计算

柯锦松 俞辉 王芳蕙

(中国科学院电子学研究所, 北京)

摘要 本文从理论上计算了天线开关管(又称 TR 管)的频率特性,理论模型是谐振元件的集总参数的并联,逐级进行电纳的变换。数值计算是采取 FORTRAN 语言程序在向量计算机上进行的,计算曲线与实验结果比较符合。计算曲线对于宽带 TR 管的频带设计提供了有益的参考。

关键词 天线开关管;微波滤波器;向量计算

一、引言

近代雷达为了达到抗干扰的目的,往往要求在很宽的带宽内(如 $\geq 15\%$)工作,为此对天线开关管(又称 TR 管)的带宽也提出了同样的要求。在过去国内外生产这类器件的带宽一般都在 12% 以下,为了达到带宽宽于 12% 的要求,本文进行了理论和实验研究。

TR 管的频率特性除所要求的中心频率(f_0)外,主要是指管子的带宽($\Delta f/f_0$),它一般以百分比表示。带宽是以管子在频带内的插入损耗(ΣL_{in})的大小来定义的。而 ΣL_{in} 值的大小是管子固有的介质有功损耗与管子的反射所引起的无功损耗之和。由于管子固有的介质有功损耗与频率的变化关系不大,所以 TR 管的频率特性一般是指管子的反射特性(以电压驻波比(VSWR)表示)与频率的关系。

宽带 TR 管通常采用 4—5 个谐振元件组成,即由输入窗、输出窗和 2—3 个谐振放电隙组成。在接收周期,它实质上是一个带通滤波器,频率特性设计的任务就在于选取每个谐振元件的谐振频率(f_0)、有载品质因素(Q_H)值以及谐振元件之间的相互距离(l),以使该滤波器的带宽($\Delta f/f_0$)最宽,频带内的 VSWR 最小。

在前人的工作中^[1-4],常取 TR 管谐振元件间的距离(l)为四分之一波导波长($\lambda_g/4$),这样做使理论计算大为简化,在实用上也可达到带宽等于(或小于) 12% 的要求。本文给出了谐振元件的距离为任意值,两个谐振窗的电纳与谐振放电隙元件的电纳之比亦为任意值时的频率特性的普遍表达式。这个表达式是一个复杂的复变函数。本文还用向量计算机算出了理论曲线,并把它们与实验结果进行了比较。

二、TR 管频率特性的理论表达式

设 TR 管由四个谐振元件组成。每个谐振元件的电纳均以集中参数来表达。设 b 为

中间两个谐振放电隙的归一化电纳, 则它的表达式为^[4]

$$b = B/Y_0 = 2Q_H(2 + g)(f - f_0)/f_0 \quad (1)$$

式中 $B = \omega c - 1/(\omega L)$ 为放电隙的等效电容和等效电感产生的电纳, ω 为输入信号的角频率, Y_0 为波导的本征导纳, $g = G/Y_0$ 为谐振放电隙的归一化电导, Q_H 为谐振放电隙的有载品质因素, f_0 为谐振频率, $f - f_0$ 为半带宽, $\omega = 2\pi f_0$

设输出窗的电纳为 b/α_1 , 输入窗的电纳为 b/α_2 , α_1 和 α_2 为大于 1 的比例系数, 元件间的距离为 l , 与它相应的相移为 $2\pi l/\lambda_g$, λ_g 为波导波长, 则四谐振元件 TR 管的等效电路如图 1 所示。图 1 左端为振荡源, 右端为负载; 波导的本征电导纳 Y_0 值归一化后为 1; 为了分析便利, 在图中谐振元件从右到左划分截面, 截面的编号为 1-1, 2-2, 3-3, 4-4。

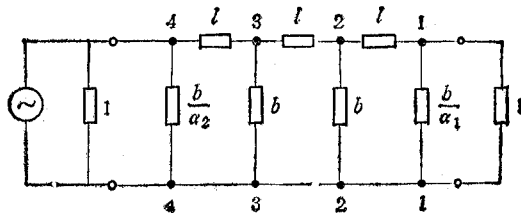


图 1 四元件 TR 管的等效电路

从 1-1 截面往右看, 由输出窗和波导所形成的电纳为

$$y_1 = 1 + jb/\alpha_1 \quad (2)$$

j 为复数符号。 y_1 转换到 2-2 面上的电纳为 $y_{1(2)}$, 其普遍的导纳变换式为

$$y_{1(2)} = (y_1 + j \tan \theta)/(1 + jy_1 \tan \theta) \quad (3)$$

式中 $\theta = 2\pi l/\lambda_g$ 。这样, 从 2-2 截面往右看, 总的导纳应为第二个谐振隙电纳 jb 与 $y_{1(2)}$ 之和, 即

$$y_2 = jb + (y_1 + j \tan \theta)/(1 + jy_1 \tan \theta) \quad (4)$$

同理, 从 3-3 面往右看的总导纳为

$$y_3 = jb + y_{2(3)} \quad (5)$$

最后可得出整个 TR 管的总纳导 y_4 为

$$y_4 = jb/\alpha_2 + y_{3(4)} \quad (6)$$

将(5)一(2)式逐一代入(6)式, 则得 y_4 的具体表达式,

$$y_4 = j\frac{b}{\alpha_2} + \left\{ \left\{ \left[jb + \frac{\left(1 + j\frac{b}{\alpha_1}\right) + j \tan \theta}{1 + j\left(1 + j\frac{b}{\alpha_1}\right) \tan \theta} \right] + j \tan \theta \right\} + j \tan \theta \right\} / \left\{ 1 + j \left[jb + \frac{\left(1 + j\frac{b}{\alpha_1}\right) + j \tan \theta}{1 + j\left(1 + j\frac{b}{\alpha_1}\right) \tan \theta} \right] \tan \theta \right\}$$

$$\left\{ 1+j \left\{ j b + \frac{\left[j b + \frac{\left(1 + j \frac{b}{\alpha_1} \right) + j \tan \theta}{1 + j \left(1 + j \frac{b}{\alpha_1} \right) \tan \theta} \right] + j \tan \theta}{1+j \left[j b + \frac{\left(1 + j \frac{b}{\alpha_1} \right) + j \tan \theta}{1 + j \left(1 + \frac{b}{\alpha_1} \right) \tan \theta} \right] \tan \theta} \right\} \tan \theta \right\} \quad (7)$$

可以看出,这是一个以 b 、 α_1 、 α_2 、 θ 为变量的复变函数。照此方法,我们可以导出 n 个谐振元件组成滤波器总导纳的表达式,那将是 n 层重叠的以导纳转换(3)式为基础的复变函数。不难看出,如谐振元件间的相互距离不相等,则 θ 将为 θ_1 、 θ_2 、 θ_3 、 \dots 所代替;如所有谐振元件的电导不相等,则 b 将为 b_1 、 b_2 、 b_3 、 \dots 所代替,但仍可逐步导出类似于(7)式的导纳表达式。

从(7)式可以得到整个 TR 管的反射系数

$$\Gamma = (1 - y_4)/(1 + y_4) \quad (8)$$

由此可以求得 TR 管异纳产生的无功损耗

$$L = 10 \log [1/(1 - |\Gamma|^2)] \text{ (dB)} \quad (9)$$

由于 y_4 是一个以 b 、 α_1 、 α_2 和 θ 为变量的复变函数,所以 Γ 和 L 也是同样变量的函数。但谐振元件的电导 b 与其有载 Q_H 值、频率 f 、谐振频率 f_0 的关系由(1)式表示,所以(7)和(9)式也是 f 、 f_0 、 Q_H 的隐函数,它们也就是 TR 管频率特性的理论表达式。

三、TR 管频率特性的计算结果

表征 TR 管频率特性的无功损耗的(9)式是一个复杂的复变函数,我们利用 FORTRAN 语言程序在向量计算机(VX-80)上进行了计算。计算结果由终端绘图机直接给出,如图2—图5所示。

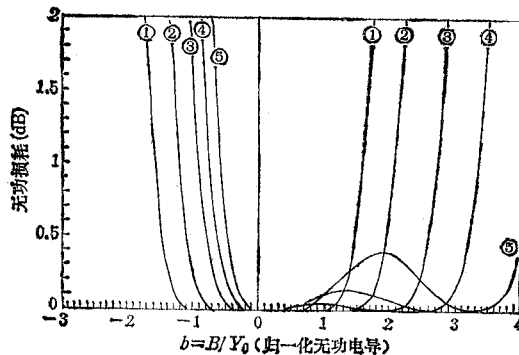


图2 四元件 TR 管频率特性的计算曲线

- ① $l = \lambda_g/4$, $P = \tan(2\pi l/\lambda_g) = \infty$; ② $l = (\lambda_g/4 + \lambda_0/4)/2$, λ_0 为自由空间波长, $P = 4.587$;
 ③ $l = \lambda_0/4$, $P = 2.185$; ④ $l = 0.866\lambda_0/4$, $P = 1.520$; ⑤ $l = 0.533\lambda_0/4$, $P = 1.11$

注: 无功电导即电纳

图 2 示出了给定 $\alpha_2 = 1.89$ 、 $\alpha_1 = 2.25$ 并以 l 为参量计算出的四元件 TR 管的无功损耗 L 与谐振放电电纳 b 的变化曲线。从图 2 的曲线可以得出以下几点重要结论：谐振元件间距离越小于 $\lambda_g/4$ ，TR 管的带宽越宽，但频带内的起伏度越大，而且每条曲线对于 $b = 0$ 点越显得左右不对称，只有 $l = \lambda_g/4$ 的曲线才是左右对称的。

从(1)式可看出， $b = 0$ ，则 $f = f_0$ ，即 $b = 0$ 对应于谐振放电元件的谐振频率，所以整条曲线往右偏移则表示整管的中心频率高于谐振元件的谐振频率，两者的差值随 l 相对于 $\lambda_g/4$ 的缩短程度而增大。我们定义 $L \leq 0.2\text{dB}$ (即 $\text{VSWR} \leq 1.55$) 的频率范围为带宽，并以 Δb 表示；另外，以 b' 表示整管中心频率的 b 值与 $b = 0$ 的差值为频率的偏移值，则从图 2 可以定量算出对于不同的距离 l 的 Δb 值和 b' 值，如表 1 所示。

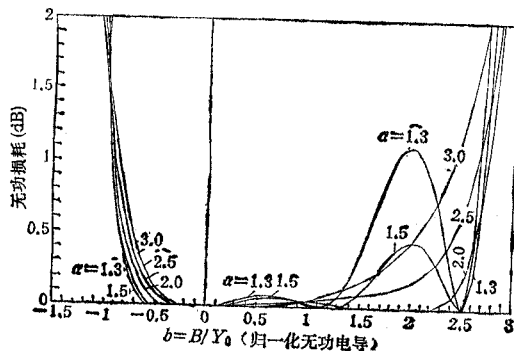
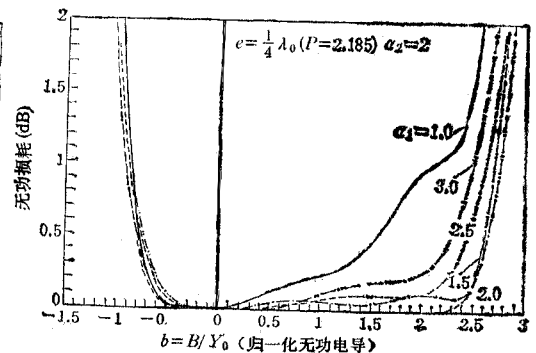
表 1

谐振元件间距离 l	$\lambda_g/4$	$(\lambda_g/4 + \lambda_0/4)/2$	$\lambda_0/4$	$0.866\lambda_0/4$	$0.533\lambda_0/4$
带宽 Δb	2.72	2.81	3.16	3.55	4.21
频偏 b'	0	0.42	0.90	1.22	1.77

还需指出，当 $l \geq \lambda_g/4$ 时，则 $\theta \geq \pi/2$ ， P 为负值，设 P 的值为 ∞ ， -4.587 ， -2.185 ， -1.52 ， -1.11 ，则计算所得的 5 条曲线与图 2 的 5 条曲线完全相似，只不过曲线的左右不对称是相反的，即管子的中心频率向左偏移，也就是管子的中心频率低于谐振元件的谐振频率。上面算出的 Δb 值和 b' 值也完全一样。

从以上的结果可以看出，为了增宽 TR 管的带宽，适当地使谐振元件间的距离偏离 $\lambda_g/4$ 是一个有效的方法。但偏离不能太大，否则频带内的起伏度将剧增。从图 2 的曲线⑥可看出，当 $l = 0.533\lambda_g/4$ 时，频带内的起伏度高达 0.4dB ，它将大大超过 $\text{VSWR} \leq 1.55$ 的定义标准。

图 3 示出了给定 $l = \lambda_0/4$ (即 $P = 2.185$)， α_1 和 α_2 同步变化时的计算曲线，图中的 5 条曲线的 α ($=\alpha_1 = \alpha_2$) 值从①到⑤分别为 1.3、1.5、2.0、2.5 和 3.0。比较曲线之间的差别可以得出，只有当 $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha \approx 2$ 时所得曲线为最佳。也就是在频带内起伏度比较小的情况下，可得到较宽的带宽。当 α_1 和 α_2 不同步变化时，即设 α_1 (或 α_2) = 2，而使 α_2 (或 α_1) 单独变化时的计算曲线如图 4 所示。从曲线间的比较同样得出，只有当 α_1 (或

图 3 放电间隙和窗的电纳比 α 对频率特性的影响图 4 电纳比 α_1 (或 α_2) 单独变化对频带特性的影响
 $l = \lambda_0/4$ ($P = 2.185$); $\alpha_2 = 2$; $\alpha_1 = 1.0, 1.5, 2.0, 2.5, 3.0$ (从④到⑧)

$\alpha_2) \approx 2$ 时的曲线为最佳。计算结果还指出, α_1 或 α_2 的单独变化具有互换性, 即 TR 管网络具有互易性。另外, 计算结果还表明, 对于任意的谐振元件间距离, 也只有当 $\alpha_1 = \alpha_2 \approx 2$ 时, 才能得到最佳的频率特性曲线。

四、与实验结果的比较

表征 TR 管频带特性的(7)式和(9)式只是 θ 、 b 和 α 的函数, 而频率 f 是包含在 b 和 θ 的表式之中的, 所以从 b 、 θ 和 α 为变量的计算曲线(图 2、3、4), 对所有波段的 TR 管都是适用的。实验中通常把 TR 管的频率特性表为反射的电压驻波比 VSWR 与频率 f 的关系曲线, 为了使理论计算便于与实验结果相比较, 必需利用(1)式把变量 b 值表为频率 f , 并利用下式把无功损耗 L (dB) 表为电压驻波比 VSWR (有时也用 ρ 表示), 即

$$L = 10 \log [1/(1 - |\Gamma|^2)] = 10 \log [(\rho + 1)^2/4\rho] \text{ (dB)}$$

实验是用 D4034 TR 管进行的。该管的中心频率 $f_0 = 2000\text{MHz}$, 即 $\lambda_0 = 15\text{cm}$ 。在理论计算的指引下, 我们放弃了过去 TR 管设计中通常采用的 $l = \lambda_g/4$ 或 $l = (\lambda_g/4 + \lambda_0/4)/2$, 而取 $l = \lambda_0/4 = 37.5\text{mm}$ ($P = 2.185$); 其他数据取: 谐振放电隙的 $Q_H = 5.03$, $g = 0.1$, $\alpha_1 = 2.25$, $\alpha_2 = 1.89$, $\lambda_g = 206.4\text{mm}$ 。这些数据对于坐标的变换是有用的。

理论计算曲线和实验结果的比较示于图 5。图中横坐标为频率 f 和电纳 b ; 纵坐标为无功损耗 L 和电压驻波比 VSWR。比较图 5 中的曲线可以得出: (1) 实验曲线和理论计算的带宽均为 15% (以 $VSWR \leq 1.6$ 为定义), 两者相当符合; (2) 实验中所用的 $\alpha_2 = 1.89$, $\alpha_1 = 2.25$ 虽不完全等于 2, 但已可得到较好的结果, 这意味着对输入窗和输出

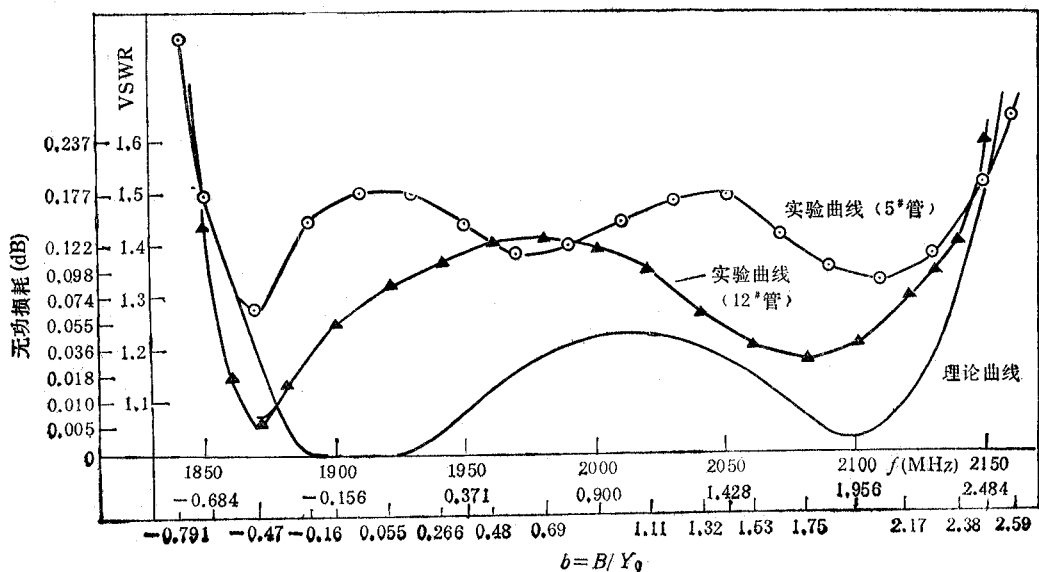


图 5 理论曲线与实验结果的比较

窗的制作要求不是十分苛刻; (3) 实验曲线比理论计算曲线差一些, 这是因为输入窗的电导较大, $g \geq 0.2$, 另外谐振元件的机械公差也有一定的影响。

从表 1 可以算出 D4034 管 ($\lambda_0 = 15\text{cm}$, $\lambda_g = 20.64\text{cm}$) 在不同的谐振元件间距离 l 下相对应的带宽 ($\Delta f/f_0$) 值和频偏 ($\Delta f'$) 值, 为此将(1)式中 b 对 f 求导数, 得

$$\Delta b = 2Q_H(g + 2)\Delta f/f_0 \quad (10)$$

对 D4034 管 $2Q_H(g + 2) = 21.126$, 所以 $\Delta f/f_0 = \Delta b/21.126$, $\Delta f' = b'/21.126$, 具体结果如表 2 所示。

表 2

距离 l	$\lambda_g/4$	$(\lambda_g/4 + \lambda_0/4)/2$	$\lambda_0/4$	$0.866\lambda_0/4$	$0.533\lambda_0/4$
D4034 的 $l(\text{mm})$	51.6	44.5	37.5	32.5	20.0
$\Delta f/f_0(\%)$	12.8	13.3	15.0	16.8	19.9
$\Delta f'(\%)$	0	1.99	4.24	5.78	8.37
$\Delta f/f_0(\%)$ 观测值	/	/	15.0	/	/
$\Delta f'(\%)$ 观测值	/	/	6.0	/	/

从表 2 的数据可以看出, 谐振元件间的距离 l 从 $\lambda_g/4$ 减少到 $0.533\lambda_0/4$, 即 D4034 管的 l 从 51.6mm 缩短到 20.0mm 时, 则带宽从 12.8% 增加到 19.9%, 而频偏 ($\Delta f'$) 从 0 增大到 8.37%, 这些数据为设计管子的工作频带提供了有价值的参考。此外, 从表 2 的最后一行看到, 实测的频偏值 6% 大于理论值 4.24%, 这可能与谐振元件本身的相移引起距离的进一步缩短有关^[3]。

从(10)式可以看出, 为增加带宽 $\Delta f/f_0$, 对给定的 Δb 值可以用减小谐振放电隙的 Q_H 值(如加宽谐振膜片间距离)来获得, 但这样往往使 TR 管的热参量变差, 如漏过功率和点火功率增大。

五、结 论

本文给出了 TR 管频率特性的理论表达式及其计算结果。它对于所有波段都是适用的。计算结果表明, 随着谐振元件间的距离 l 偏离 $\lambda_g/4$ 增大, 则管子的带宽增宽, 频带内起伏度也增大。当两边谐振窗的电纳约为谐振放电隙元件电纳的一半时, 可得最佳的频率特性。理论结论和实验结果比较符合, 这些结果对设计 TR 管的带宽给出了有价值的参考。

参 考 文 献

- [1] L. D. Smulin, C. G. Montgomery, Microwave Duplexer, McGraw-Hill, (1948), Chap. 3.
- [2] A. Kraszewski, Microwave Gas Discharge Device, London, Iliffe Books Ltd, (1967), Chap. 4
- [3] И. В. Лебедев, Резонансные Разрядники Антенных Переключателей, Советское Радио, Москва, (1976), Глава 3.
- [4] 电子管手册编辑委员会主编, 天线开关管设计手册, 国防工业出版社, 1983 年。
- [5] T. S. Chen, RCA Rev., 15(1954) 6, 204—229.

THEORETICAL CALCULATION OF BANDPASS CHARACTERISTICS OF WIDE-BAND TR TUBE

Ke Jinsong Yu Hui Wang Fanghui

(Institute of Electronics, Academia Sinica, Beijing)

Abstract The Bandpass characteristics of microwave duplexer TR tube have been calculated theoretically. The theoretical model is that the multiple resonant elements with lumped parameter are shunted, and then the susceptances of these element are transposed step by step. Numerical calculation have been carried out on vector computer with FORTRAN language. Numerical results are in agreement with experimental ones. These calculated results will provide useful reference for designing wide-band TR tube.

Key words TR tube; Microwave filter; Vector computation