

孪生 TR 开关管相位特性的研究*

柯锦松 董国忠 王芳惠
(中国科学院电子学研究所)

提 要

本文从实验上研究了平衡天线开关中孪生 TR 管的两单管间的相位差对开关接收损耗和接收驻波比的影响。结果表明,当两单管间的相位差大于 30° 时,则接收损耗将大于 0.5dB,接收驻波比也相应增大。文中还将实验结果和理论计算作了比较。

本文还研究了由三级插入式放电管组成的孪生 TR 管中各级管子的相位与整管相位的关系;结果表明,这个关系近似地符合相位叠加原则。

一、引 言

对于平衡式天线开关,接收损耗是一个很重要的“冷”参量,该参量的大小直接影响回波信号进入接收机的大小,因而影响整个雷达的接收特性。平衡式天线开关是由一只孪生 TR 管和两个 3dB 电桥组成的,如图 1 所示。假设 3dB 电桥是理想电桥,即相位差是 $\pi/2$ 、功率耦合比为 3dB、没有损耗和反射,则整个开关的接收损耗将取决于孪生 TR 管

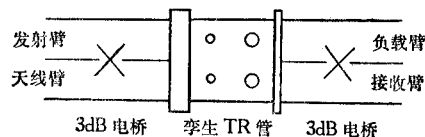


图 1 平衡天线开关

Fig. 1 Balance duplexer

的两单管间的相位差、两单管的衰减和反射^[1]。当制造 TR 管的介质选定后,则影响接收损耗的主要因素为两单管间的相位差和管子的反射。一般地说来 TR 管调谐后,反射是很小的,于是相位差就成为影响接收损耗的主要因素。文献 [2] 从理论上也证明孪生 TR 管的相位差对接收损耗有很大影响;相位差越大,接收损耗就越大。

在分米和厘米波段,大功率孪生 TR 管一般采用分级的插入式结构^[3],并且,大多采用损耗低的石英或陶瓷作管子的介质材料。由于每级谐振腔中所用放电管介质的几何尺寸、金属元件的几何尺寸以及它们的相互位置不完全相同,因此变换每级放电管时,将引起孪生 TR 管的相位差的变动^[4],从而影响整个平衡式天线开关的接收损耗。我们以 L 波段大

* 1980 年 8 月 27 日收到。

功率孪生 TR 管 (D4008) 为对象, 较系统地研究了变换各级插入管对单管的相位和孪生管两单管间的相位差的影响以及这种相位差对整个天线开关接收特性的影响。

二、插入式孪生 TR 管相位特性的测量和结果

我们所测的 D4008 管系由三级插入式放电管和相应的腔体组成的, 详细结构见文献 [3]。

相位测量用的是一般短路反射法, 即测量调换管子后驻波极小点位置的相对变动, 所得的结果是相对相位差。测量线路如图 2 所示, 设 Δx 为变换管子后所得的驻波极小点位置的差值, 则这两个管子的相对相位差为(以度表示)

$$\Delta\phi = \frac{360^\circ}{\lambda_g} \Delta x \quad (1)$$

式中 λ_g 为波导波长。

测量的第一步是测出孪生管腔体的单边槽路中变换管子时所引起的相位差。测量方式分两种, 第一种方式是测

第二级和第三级管子时用的。具体做法是: 测第二级管子的相位差 $\Delta\phi_2$ 时, 保持第一级管子和第三级管子不动; 而测第三级管子的相位差 $\Delta\phi_3$ 时, 保持第一级管子和第二级管子不动, 然后以该级中的任一只管子为基准, 其他管子都相对于它进行测量。第二种方式是测第一级管子时用的。具体做法是: 保持第二级和第三级基准管不动, 测量每一对第一级管子头尾对换时产生的相位差 $\Delta\phi_1$ (即一对管子头尾两段在同一槽路中引起的相位差)。第一级管子是从波导的 H 面横向插入波导腔体的一对管子, 且贯穿双联波导的两边槽路。 $\Delta\phi_1$ 是以每对管子的一固定端为基准测得的。

$\Delta\phi_1$, $\Delta\phi_2$ 和 $\Delta\phi_3$ 的测量结果如表 1, 表 2 和表 3 所示。

表 1 第一级放电管的相对相位差 $\Delta\phi_1$ 的测量结果

Tab. 1 Relative phase-difference $\Delta\phi_1$ of the first-stage discharge tubes

管 号	44#	62#	61#	35#	40#	老 60#	55#	60#
$\Delta\phi_1$ (度)	-12.2	-5	-4.3	-1.4	-1	3.6	4.4	13

表 2 第二级放电管的相对相位差 $\Delta\phi_2$ 的测量结果

Tab. 2 Relative phase-difference $\Delta\phi_2$ of the second-stage discharge tubes

管 号	17#	1#	2#	15#	31#	6#	22#	12#	25#	5#	7#	11#	29#
$\Delta\phi_2$ (度)	0	0.3	0.3	0.4	0.4	0.5	0.5	0.5	0.6	0.7	0.7	0.7	1.1

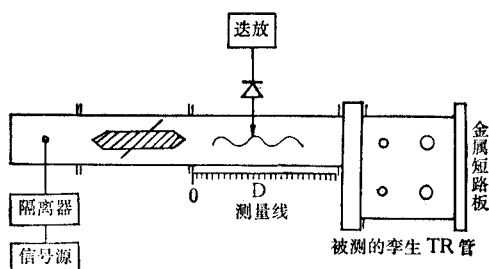


图 2 测量 TR 管相位的线路图

Fig. 2 Schematic diagram for measuring the phase of TR tube

表 3 第三级放电管的相对相位差 $\Delta\phi_3$ 的测量结果Tab. 3 Relative phase-difference $\Delta\phi_3$ of the third stage discharge tubes

管号	9#	7#	5#	14#	4#	8#	1#	13#	12#	20#	6#
$\Delta\phi_3$ (度)	-18.5	-12.2	-8.4	-5.7	-4.4	-2.3	0	0.8	1.4	2.5	2.6
管号	19#	17#	18#	22#	11#	21#	2#	23#	16#	3#	
$\Delta\phi_3$ (度)	3.8	3.2	4.5	4.7	6.3	8.1	11.2	12.2	28.3	35.8	

表 2 和表 3 中 $\Delta\phi_2 = 0$ 和 $\Delta\phi_3 = 0$ 的管子是作基准的管子。 $\Delta\phi_1$ 是一对管子头尾两段的相位差。表 1 的结果是以管子无排气管端为基准的, 所以一般都不为零。我们用孪生管两边的腔体测同样系列的管子, 发现结果是很一致的, 这表示腔体两边的固有相位差可忽略不计。实验发现每一级插入管从腔孔径向的不同角度插入时也要引起微小的相位差(在 1° 以内), 所以在测量中每根管子的插入方向应保持不变。

从表 1、表 2 和表 3 的数据可以看出, 第三级管的相位差离散最大, 第二级管的最小。这是由于第三级结构比较复杂, 几何尺寸和相应位置的零散大。而第二级结构简单, 几何尺寸比较一致。第一级的相位差离散亦较大, 但这种离散是由一对管子头尾的介质厚度和充填陶瓷球不均匀引起的。

测量的第二步是测出孪生管的两单管之间的相位差。测量的目的是在第一级管子头尾存在相位差的前提下, 配置相位适当的二、三级管子, 使孪生管的两单管之间的相位差最小。起初, 测量时所用的管子是随便搭配的, 但实验表明, 孪生管的两单管之间的相位差近似地等于各级管子在腔体两槽路中的相位差的总和, 它符合相位叠加原则, 即:

$$\Delta\phi_{AB} \cong \Delta\phi_{1(A,B)} + \Delta\phi_{2(A,B)} + \Delta\phi_{3(A,B)} \quad (2)$$

式中: $\Delta\phi_{1(A,B)}$ ——第一级一对管子头尾间的相位差; $\Delta\phi_{2(A,B)}$ ——第二级管子在腔体两槽路中的相位差; $\Delta\phi_{3(A,B)}$ ——第三级管子在腔体两槽路中的相位差; A 和 B ——腔体两槽路的代表符号。

在数值上, $\Delta\phi_{1(A,B)} = \Delta\phi_1$, $\Delta\phi_{1(B,A)} = -\Delta\phi_1$; $\Delta\phi_{2(A,B)} = \Delta\phi_{2(A)} - \Delta\phi_{2(B)}$, $\Delta\phi_{3(A,B)} = \Delta\phi_{3(A)} - \Delta\phi_{3(B)}$, $\Delta\phi_1$ 、 $\Delta\phi_{2(A)}$ 、 $\Delta\phi_{2(B)}$ 和 $\Delta\phi_{3(A)}$ 、 $\Delta\phi_{3(B)}$ 可分别从表 1、表 2 和表 3 中查得, 查表时可以不管角码(A)和(B); 但是这些数据应用于孪生管腔体的两边槽路时, 就必需注意槽路的符号, 例如, 同一对第一级管子从 B 边槽路插入 A 边槽路, 则 $\Delta\phi_{1(A,B)} = \Delta\phi_1$, 而从 A 边槽路插入 B 边槽路, 则 $\Delta\phi_{1(B,A)} = -\Delta\phi_1$ 。又如, 同一个第二级管子插入 A 边槽路, 则 $\Delta\phi_{2(A)} = \Delta\phi_2$; 插入 B 边槽路, 则 $\Delta\phi_{2(B)} = \Delta\phi_2$, 第三级管的应用同第二级的一样。

利用式(2), 可以给相位差离散较大的各级插入管经适当的组合使孪生管的两单管之间的相位差最小, 以使总接收损耗降到最低。举例说明如下:

按表 4 中插图, 从表 1 查得第一级的 60# 管子的 $\Delta\phi_{1(A,B)} = \Delta\phi_1 = 13^\circ$, $\Delta\phi_{1(B,A)} = -\Delta\phi_1 = -13^\circ$; 从表 2 查第二级的 1# 和 2# 管的 $\Delta\phi_{2(1\#)} = \Delta\phi_{2(2\#)} = \Delta\phi_2 = 0.3^\circ$; 从表 3 查得第三级 7# 管的 $\Delta\phi_{3(7\#)} = \Delta\phi_3 = -12.2^\circ$, 13# 管的 $\Delta\phi_{3(13\#)} = 0.8^\circ$, 21# 管的 $\Delta\phi_{3(21\#)} = 8.1^\circ$; 再将这几个管子按表 4 所示的几种组合进行 $\Delta\phi_{(A,B)}$ 的测量, 测量的结果和用式(2)计算的结果列于表 4。

表 4 孪生管两单管间相位差的测量和计算结果

Tab. 4 The measured and calculated results of the phase-difference of the dual-tubes

各级管子的组合方式	D4008 孪生 TR 管两单管的相位差 $\Delta\phi_{AB}$ (度)		计算值与测量值之差
	测量值	按式(2)的计算值	
<p>第一级 A 边 60 B 边 二级 1 7 13 2</p>	1.2°	$13^\circ + [0.3^\circ - 0.3^\circ] + [(-12.2^\circ) - 0.8^\circ]$ $= 13^\circ + 0^\circ + (-13^\circ) = 0^\circ$	$0^\circ - 1.2^\circ$ $= -1.2^\circ$
<p>A 边 60 B 边 1 13 2 21</p>	4.7°	$13^\circ + [0.3^\circ - 0.3^\circ] + [0.8^\circ - 8.1^\circ]$ $= 13^\circ + 0^\circ + (-7.3^\circ) = 5.7^\circ$	$5.7^\circ - 4.7^\circ = 1^\circ$
<p>A 边 60 B 边 1 21 2 7</p>	7°	$-13^\circ + [0.3^\circ - 0.3^\circ] + [8.1^\circ - (-12.2^\circ)]$ $= -13^\circ + 0^\circ + 20.3^\circ = 7.3^\circ$	$7.3^\circ - 7^\circ = 0.3^\circ$

从表 4 可以看出, $\Delta\phi_{AB}$ 的计算值和实验值是很接近的, 还可看出, 第一级管子的头尾相位差较大时, 可从第二级或第三级管子的相反相位差得到补偿。

为了进一步证实相位叠加原则, 我们用 4 对第一级管, 7 只第三级管子, 2 只第二级管子同 1 个孪生管腔体进行 30 多种组合, 对每一种组合的孪生管的两单管间的相位差进行测量, 测量结果和用式 (2) 计算结果的差值的分布情况列于表 5。

从表 5 可以看出, 组合后的孪生管, 它的相位差可用式 (2) 直接计算, 而无需去测量。

表 5 $\Delta\phi_{AB}$ 的实验值与计算值之差的分布

Tab. 5 Distribution of the difference value between experimental results and computed results of the phase-difference $\Delta\phi_{AB}$.

$\Delta\phi_{AB}$ 的式(2)计算值与整管实验值之差(度)	0°—1°	1.1°—2.0°	2.1°—3.0°	3.1°—4.0°	4.1°—5.0°
放电管的组合数	13	9	5	1	2

三、孪生管相位差对平衡式天线开关特性的影响

为了研究孪生管相位差对平衡式天线开关接收特性的影响,我们在式(2)计算结果和实验结果的基础上,适当地配置 $\Delta\phi_{AB}$ 等于 0°、30°、60° 和其它角度值的孪生管,用同一个腔体进行接收损耗和接收驻波比的测量,测量线路如图 3 所示。与孪生管相接的两个 3dB 电桥的特性如下: 在 $\pm 4\%$ 频带内,电压驻波比小于 1.05; 两路功率耦合比的差小于 $\pm 0.3\text{dB}$; 隔离度大于 40dB。

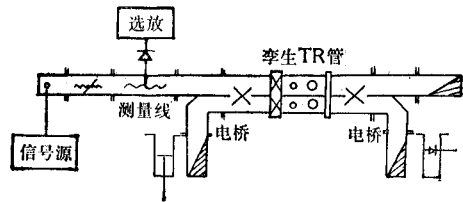


图 3 测量平衡天线开关接收特性的线路图

Fig. 3 Schematic diagram for measuring the receiving characteristics of the balance duplexer

测量接收损耗的方法是通常的替代法,在某些频率上用功率反射法进行校正,结果基本相同。测量电压驻波比是在两种状态下进行的: (1)发射臂接匹配负载, (2)发射臂

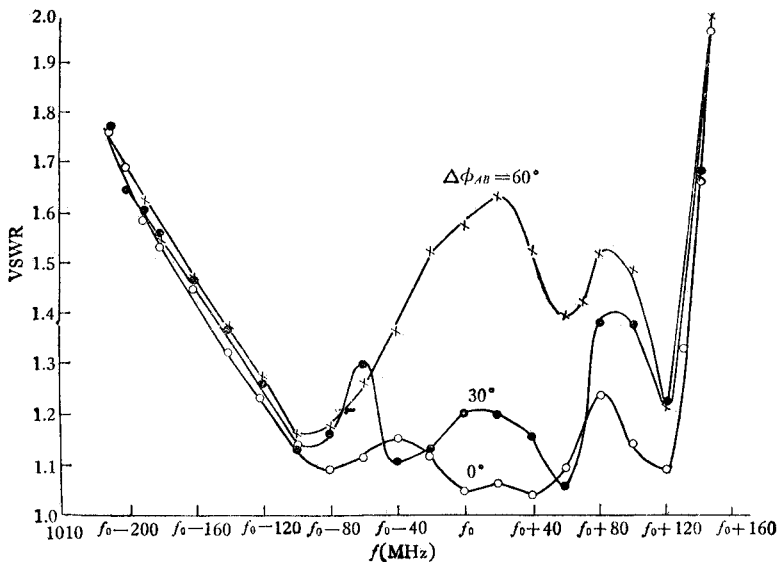


图 4 平衡式天线开关接收驻波比的频率特性

○— $\Delta\phi_{AB} = 0^\circ$ ●— $\Delta\phi_{AB} = 30^\circ$ ×— $\Delta\phi_{AB} = 60^\circ$ (发射臂接匹配负载)
 Fig. 4 Frequency characteristics of the receiving VSWR of the balance duplexer
 ○— $\Delta\phi_{AB} = 0^\circ$ ●— $\Delta\phi_{AB} = 30^\circ$ ×— $\Delta\phi_{AB} = 60^\circ$
 (Emitting arm is connected to matched load)

接短路器。由 D4008 管组成的平衡式天线开关的接收损耗和接收驻波比的频带特性的实验结果示于图 4、图 5 和图 6。图中曲线以 D4008 管的三个相位差为参量。

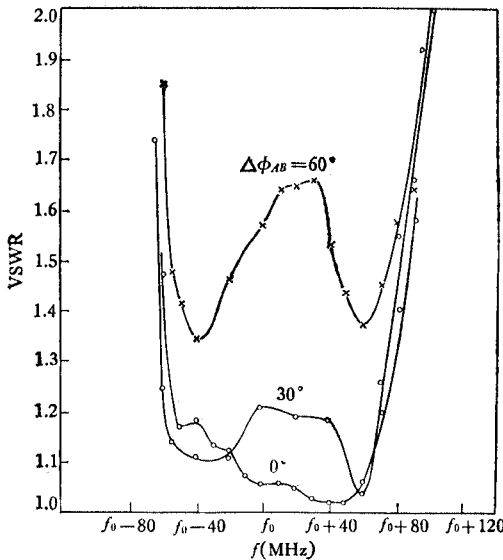


图 5 平衡天线开关接收驻波比的频带特性

○—— $\Delta\phi_{AB} = 0^\circ$ ●—— $\Delta\phi_{AB} = 30^\circ$ ×—— $\Delta\phi_{AB} = 60^\circ$
 (发射臂接短路器)

Fig. 5 Frequency characteristics of the receiving VSWR of the balance duplexer

○—— $\Delta\phi_{AB} = 0^\circ$ ●—— $\Delta\phi_{AB} = 30^\circ$ ×—— $\Delta\phi_{AB} = 60^\circ$
 (Emitting arm is connected to shorter)

从图 4—图 6 的曲线可以看出，孪生 TR 管的两单管之间的相位差 $\Delta\phi_{AB}$ 对天线开关的接收损耗和接收驻波比都有明显的影响。当 $\Delta\phi_{AB}$ 大于 30° 时，接收损耗大于 0.5dB；当 $\Delta\phi_{AB}$ 大于 60°

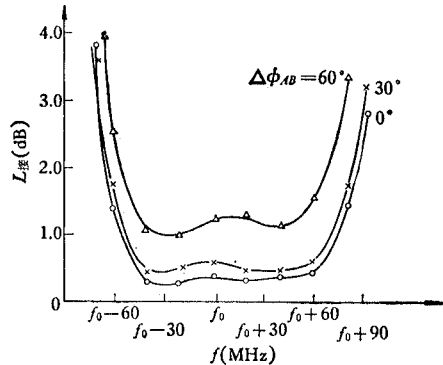


图 6 平衡天线开关接收损耗的频带特性

○—— $\Delta\phi_{AB} = 0^\circ$ ×—— $\Delta\phi_{AB} = 30^\circ$
 ▲—— $\Delta\phi_{AB} = 60^\circ$

Fig. 6 Frequency characteristics of the receiving loss of the balance duplexer

○—— $\Delta\phi_{AB} = 0^\circ$ ×—— $\Delta\phi_{AB} = 30^\circ$
 ▲—— $\Delta\phi_{AB} = 60^\circ$

时；则接收损耗大于 1dB；接收驻波比也有明显的上升。因此，一般要求平衡天线开关的接收损耗小于 0.5dB，驻波比小于 1.4，所以必须使孪生 TR 管的相位差 $\Delta\phi_{AB}$ 小于 30° 。

比较图 4 和图 6 的曲线，可以看出，接收损耗的带宽 Δf_L 比接收驻波比的带宽 Δf_s 窄得多，如取 $\Delta\phi_{AB} \leq 30^\circ$ ，若以接收损耗 $L_{接} \leq 0.5\text{dB}$ 为带宽定义，则 $\Delta f_L \cong 110\text{MHz}$ ；若以接收驻波比 $\text{VSWR} \leq 1.4$ 为带宽定义，则 $\Delta f_s \cong 280\text{MHz}$ 。由于接收损耗是决定进入接收机回波信号大小的量，它包含着接收驻波比、相位特性、电桥因素等多方面的影响，因此我们认为以接收损耗的频带特性来定义平衡式天线开关的带宽是比较正确的。很明显，在驻波比的频带特性曲线的低频段和高频段(如图 4：低频段频率界于 $(f_0 - 120) - (f_0 - 50)\text{MHz}$ ，高频段频率界于 $(f_0 + 70) - (f_0 + 130)\text{MHz}$ ，尽管电压驻波比小于 1.4，但接收损耗却急剧增大，显然，这些频率已不能使用了。为了检测接收损耗在高低频段可能出现的奇异点。我们还用扫频源观测这些频段的通过特性，得到的波形和图 6 曲线相似，并未发现突变的奇异点。文献[5]提出用图 3 的线路来测量孪生 TR 管的电压驻波比，我们认为，这是不可能的，因为平衡天线开关的接收驻波比不仅和孪生管的特性有关，而且和电桥的特性，各臂的阻抗特性有关[6]。

比较图 4 和图 5，可以看出，当发射臂接短路器时，接收驻波比的带宽要比发射臂接匹配负载时窄得多。而且，这两种情况下的带宽都与孪生管的相位差关系不大。这说明

到了边频,孪生 TR 管和电桥的反射系数增大,将使它们对天线臂的接收驻波比的影响远远大于管子相位差对天线臂的接收驻波比的影响。而且,发射臂的阻抗特性也将对接收驻波比产生很大影响。当发射臂接负载时,在边频上管子和电桥的反射虽已很大,但是反射信号被发射臂的负载所吸收,使天线臂的测量线无法检测到,但接收臂上的晶体检波器却能敏感地检测到衰减,所以图 6 所显示的频带就比图 4 所显示的频带窄得多。但当发射臂接短路器时,在边频上管子和电桥的反射经该短路器又反射回天线臂,并为该处的测量线所检测;不言而喻,接收臂的晶体检波器也同时检测到衰减,所以图 5 和图 6 所显示的带宽几乎相等。

四、分析和讨论

如平衡天线开关中两个电桥是理想的(实验中所用的电桥很接近于理想),则孪生管两单管的相位差、反射系数和发射臂等效短路面的位置对整个开关接收损耗的影响可由下式表示^[1]:

$$L_{\text{接}} = 10 \lg \left| \frac{1}{\cos^2 \left(\frac{\Delta\phi_{AB}}{2} \right) (1 - S_{11}^2) (1 + S_{11} \cos 2\phi)^2} \right| \text{ (dB)} \quad (3)$$

式中: $\Delta\phi_{AB}$ ——孪生管两单管间的相位差(度); S_{11} ——孪生管两单管的反射系数,设两单管完全一样; $\phi = \frac{2\pi l}{\lambda_g}$ (度),其中 λ_g ——波导波长; l ——发射臂短路面到电桥的距离。式(3)对数分母中的第一个括弧表达孪生管相位差的影响,第二个括弧表达反射的影响,第三个括弧表达发射臂短路面位置的影响。

分析几种接近于我们的实验条件的情况。设 $S_{11} = 0$, 相应的驻波比 $VSWR = 1.00$ (实验管 D4008 管在中心频率的 $VSWR \leq 1.05$), 则式(3)变为

$$L_{\text{接}} = 10 \lg \frac{1}{\cos^2 \left(\frac{\Delta\phi_{AB}}{2} \right)} \text{ (dB)} \quad (4)$$

这时发射臂短路面的位置对 $L_{\text{接}}$ 不发生任何影响,而且把它换成匹配负载时,结果也一样。我们用扫频源进行观测,在 $VSWR \leq 1.4$ 的情况下,确实观测不出短路面位置和匹配负载对开关通过特性的影响。

再则,如孪生管的 S_{11} 的影响不能忽略,为了使发射臂短路面的位置对 $L_{\text{接}}$ 的影响最小,则必须选择适当的位置使式(3)中的 $\cos 2\phi = 0$ (即必须使 $2\phi = 4\pi l / \lambda_g = 2n\pi \pm \pi/2$), 这时式(3)变为:

$$L_{\text{接}} = 10 \lg \frac{1}{\cos^2 \left(\frac{\Delta\phi_{AB}}{2} \right) (1 - S_{11}^2)} \text{ (dB)}. \quad (5)$$

设 $S_{11} = 0.2$, 相应的 $VSWR = 1.5$, 由式(4)和式(5)计算的接收损耗 $L_{\text{接}}$ 和孪生管相位差 $\Delta\phi_{AB}$ 的关系曲线如图 7 所示。

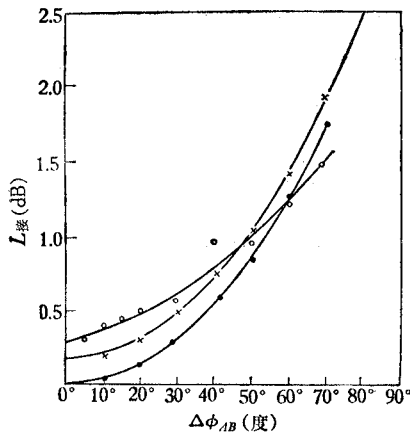


图7 接收损耗与李生管相位差 $\Delta\phi_{AB}$ 的关系
 ×——计算曲线 ($S_{11} = 0$, $VSWR = 1.00$)
 ●——计算曲线 ($S_{11} = 0.2$, $VSWR = 1.50$,
 $\cos 2\psi = 0$)
 ○——实验曲线 ($f = f_0$, $VSWR \leq 1.05$)
 Fig. 7 Dependence of the receiving loss on
 the phase-difference of the dual-TR tubes
 ×——computed curves ($S_{11} = 0$, $VSWR =$
 1.00),
 ●——computed curves ($S_{11} = 0.2$, $VSWR =$
 1.50 , $\cos 2\psi = 0$),
 ○——experimental curve ($f = f_0$, $VSWR \leq$
 1.05).

实验曲线亦示于图7中,与计算曲线相比较可以看出,实验曲线和计算曲线基本上是相符的。 $\Delta\phi_{AB} \leq 50^\circ$ 时,实验值大于理论计算值,这是由于在式(5)中未考虑李生管的有功介质损耗。 $\Delta\phi_{AB} = 0$ 时损耗的实验值 $L_{k\#} \cong 0.3\text{dB}$,这主要是介质的有功损耗和电桥各因素所引起的。电桥各因素中功率平分系数 k 的影响是主要的,它所引起的损耗为^[7]:

$$L_k = 10 \lg \frac{1}{1 - k^2} \text{ (dB)} \quad (6)$$

实验中所用的电桥的功率耦合比为 $3 \pm 0.3\text{dB}$, 相应的 $k = -0.065$ 和 $k = 0.074^*$, 则从式(6)可算出 $L_k = 0.018\text{dB}$ 和 0.024dB 。从图4和图5可以得到,在当 $\Delta\phi_{AB} = 0$ 的频带内开关的接收驻波比 $VSWR \leq 1.2$, 其相应的损耗为 0.039dB , 可见, $\Delta\phi_{AB} = 0$ 时, $L_{k\#} \cong 0.3\text{dB}$ 、主要是由介质的有功损耗引起的。

五、结 论

插入式李生 TR 管的两单管间的相位差可以根据相位叠加原则,适当选取各级插入管的相位来进行补偿。因而能够用适当地组合相位零散度较大的各级管的办法,使李生 TR 管的两单管间的相位差最小。

李生 TR 管的相位差对平衡天线开关的接收特性(主要是接收损耗和接收驻波比)有很大影响。计算和实验结果均表明,当相位差 $\Delta\phi_{AB} \geq 30^\circ$ 时,则接收损耗将大于 0.5dB 。

平衡天线开关的带宽以接收损耗的频率特性来定义要比以接收驻波比的频率特性来定义更恰当、更正确。

本项工作得到彭钧、黄国祥、邓纯和等同志的支持和帮助;符春久同志参加了部分工作;所用的前置腔体得到王志云、刘炳志等同志的大力协助,插入管的制作得到李金鳌、陆鑫宝、芦玉华、蒋易德、胡庭楼等同志的大力协助,在此一并致以衷心的感谢。

参 考 文 献

- [1] A. Kraszewski, Microwave Gas Discharge Devices, London Illife Books Ltd (1967).
 [2] Б. Е. Рубинштейн, Радиотехника, 15 (1960), 16.

* 一个电桥的功率耦合比 c 与功率平分系数 k 有如下关系^[1]:

$$c = 10 \lg \frac{2}{1 + k}$$

当 $c = 3.3\text{dB}$ 时, $k = -0.065$; 当 $c = 2.7\text{dB}$ 时, $k = 0.074$; 当 $c = 0.3\text{dB}$ 时, $k = 0$, 功率完全平分。

- [3] 柯锦松等, 电子学通讯, **1** (1979), 129.
- [4] Б. Е. Рубинштейн, Радиотехника, **15** (1960), 14.
- [5] L. W. Roberts et al. 著, 唐良芬译, 国外电子器件, 1964年, 第4期, 第30页.
- [6] Б. Е. Рубинштейн, Радиотехника, **17** (1962), 47.
- [7] C. W. Jones, IRE Trans. on MTT, **MTT-5** (1957), 4.

INVESTIGATION OF THE PHASE PERFORMANCE IN DUAL-TR TUBE

Ke Jin-song, Dong Guo-zhong, Wang Fang-huei

(Institute of Electronics, Academia Sinica)

In this paper, the influences of phase difference between two single tubes of dual-TR tube on receiving loss and receiving VSWR in balanced duplexer are investigated experimentally. The experimental results show, if the phase difference is greater than 30 degrees, then the receiving loss will exceed 0.5 dB and the VSWR will increase correspondingly. It shows that the experimental results are comparable with the theoretical calculations.

The relation between the phase of individual stage of the three-stage plug-in discharge tube and the phase of the dual-TR tube is investigated. The experimental result indicates that this relation approximately obeys the superposition principle.