

贈閱

微波功率晶体管 測量选集

(內 部)

国营北京电子管厂

一九七四年十二月

内部资料 注意保存

编辑者 北京电子管厂科学技术通讯编委会

出版者 北京电子管厂技术情报室

印刷者 北京印刷九厂

目 录

- (一) 转移函数计和导纳电桥用于微波功率晶体管测量的
改进(1)
- (二) 1 千兆赫功率晶体管振荡器的设计制造和晶体管振
荡功率的测量(12)
- (三) 1 千兆赫 5 瓦和 10 瓦微波晶体管功率增益的测量(23)

转移函数计和导纳电桥用于微波功率 晶体管测量的改进

107 车间、清华大学分校赴厂协作队

一、前言

在晶体管测量中,特征频率 f_T 是一个重要的测量参数。一般的集中参数测量 f_T 的仪器,误差比较大,这是由于它的收集极短路条件不易满足,为要取得信号,就须在收集极到地之间接一负载电阻 R_2 ,如图 1 所示,在超高频率,由于晶体管输出阻抗比较低,短路条件就更难实现。

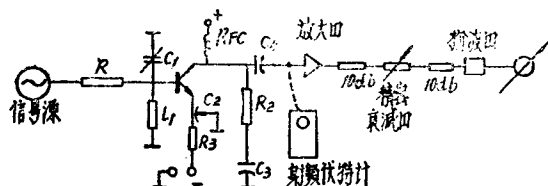


图 1 集中参数测量 f_T 仪器的电原理图

转移函数计系测量四端网络转移参量的一种仪器,通过测量一定频率 f 下的转移电流比 h_{21e} , 则由其模 $|h_{21e}|$ 可算出 f_T 。

$$f_T = |h_{21e}| \cdot f \quad (1)$$

上式在 $|h_{21e}|$ 按每倍频程 6db 下降的频率范围内有效,一般选择合适的频率范围使

$$2 < |h_{21e}| < 10 \quad (2)$$

则符合上述条件

这种仪器采用分布参数电路(同轴线),损耗小,并且短路,开路条件容易实现,故测量误差比上述集中参数仪器要小,另一方面,这种仪器还可构成导纳电桥,能够测 H , Y , Z 参数,对了解晶体管特性参量,指导管子设计和制造工艺有一定的帮助。

国产 ZYH—1 型转移函数计适用于低频、小功率晶体管,对目前试制的超高频大功率管已不敷应用。主要在两方面:

1. 测试座:微波功率管的封装,基本上都是采用 H 型(带状线)管壳,而仪器所附的测试座都只适用于 B 型管壳。

2. 电流范围:功率管的工作电流很大,往往需要测大电流(I_G)下的 f_T 。而仪器的偏置电流限额为 100mA (见说明书),

为了应用 ZYH—1 型转移函数计测量微波功率管的 f_T , H , Y 等高频参数,就要解决这两个问题。

(1) 设计适合于H型管壳的测试座,

(2) 扩展电流范围到 2 A 或更高。

另外为适应车间实际条件, 对仪器使用时的系统 (主要是检测器部) 作些改变, 同时为计算转移电流比 $|h_{21e}|$ 的模值, 还设计一个诺模图, 供测量时使用。

下面对上述工作进行一个简单的小结

二、转移函数计和导纳电桥的基本原理

转移函数计和导纳电桥的电原理图如图 2 所示, 转移函数计的工作原理在说明书中已有详细叙述, 这儿不再重复。导纳电桥的工作原理, 说明书中未涉及, 这儿做些补充说明。

导纳电桥 (见图 2b), 由四根同轴线 (特性阻抗 $Z_c = 50 \Omega$) 互相连接于 P 点, 其中两根端接标准阻抗 G_s, B_s , 其模值皆为 $20m\Omega$, 第三根接待测导纳, 第四根终端接指零仪器, 用三个连续可变的耦合环在每条线靠近 P 点处, 分别感应出电压 (V_a, V_b, V_x)。设输出线长度为零, 所有耦合环皆由相同幅度和相位的电流 I 供电, 改变耦合环和线间的互感 M_a, M_b, M_x , 则检波器得到零示 (平衡) 的条件为

$$0 = I_x + I_b + I_a = Y_x V_x + G_s V_a + j B_s V_b = -j W I (Y_x M_x + G_s M_a + \pm j B_s M_b). \quad (3)$$

$$\therefore G_s = |B_s| = 1/Z_c$$

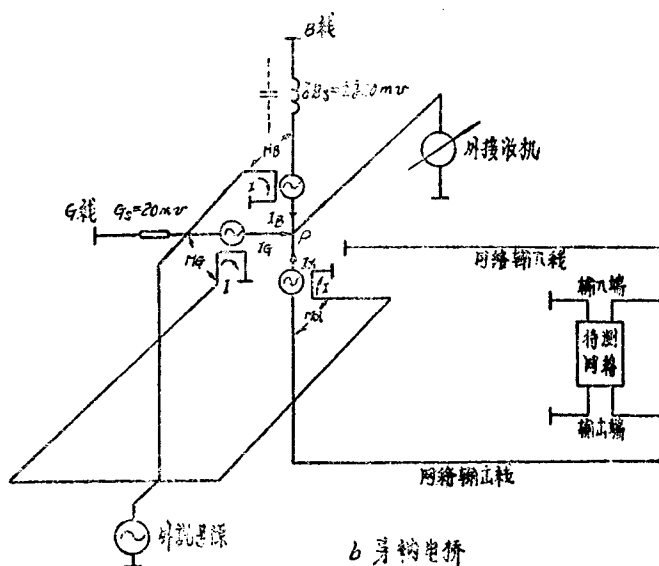
$$\text{故 } I_a = V_a G_s = |B_s| V_a \quad (4)$$

$$\text{代入(3)式, 则 } -Y_x Z_c = \frac{M_a}{M_x} \pm j \frac{M_b}{M_x} = A + j B \quad (5)$$

上式左边的负号可以靠旋转 M_x 来消除, 按 (5) 式可从耦合环的角度和特性阻抗 Z_c 计算出 (读出) Y_x 。

作为近似, 互感 M 和最大耦合 M_0 , 转角 α 关系如下

$$M = M_0 \cos \alpha \quad (6)$$



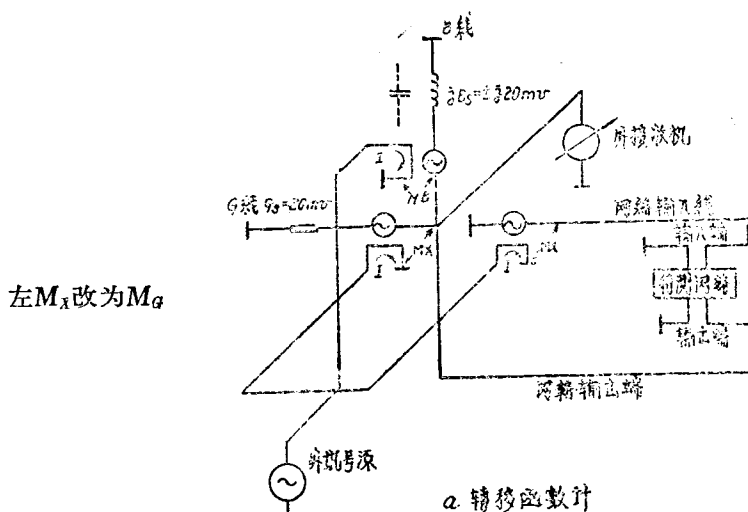


图2 转移函数计和导纳电桥原理图

上面推导的关系假定 Y_X 和节点 P 距离为 0，这在实际上是不可能的。实际上是在 P 和 YX 之间加一输出线（调到 $\lambda/2$ 或 $\lambda/4$ 奇数倍）。第一种情况（ $\lambda/2$ ），导纳未变；第二种情况（ $\lambda/4$ 奇数倍）线始端的电流（电压）对应于终端的电压（电流），因此，终接于线的阻抗 Z_L 变为始端的导纳 $Y_0 = Z_L / Z_0^2$ 。这也就是说，测未知导纳时，输出线长度调到 $\lambda/2$ ，（或整数倍）；而测阻抗时，则输出线长度调到 $\lambda/4$ （或奇数倍）。

至于转移函数计和导纳电桥的使用方法，测量步骤等，在说明书中已有详细叙述，这儿也不再重复了。

三、系统及其部分改变

按说明书，转移函数计使用时，须配置外信号源，本地振荡源，中放等等，构成测量系统（图略）。这系统需要设备较多，占地方较大，调节也不便。由于本车间只有一台信号源，又没有中放，为此将系统做些改变，如图 3 所示，

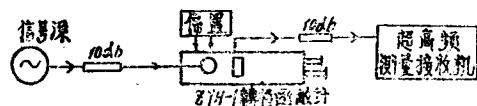


图3 转移函数计测量系统图

这系统比较简单，只要一台信号源，和一台超高频接收机即可进行测量。

本厂计量室用的是说明书中所列的系统，我们将两系统进行过对比，结果是一致的，这是由于两系统原理是一样的，图 3 的接收机本身就包含了本振、混频和中放等，只不过是组装在一个机器（接收机）中而已。

这系统优点是，（1）调节使用方便；（2）需设备少，占地方小，紧凑；缺点是接收机工作频率范围有限，我们用的是上无仪 QG—7 超高频测量接收机，频带是 400—1000 MHz，在这频率范围以外，需换别的接收机才能工作。

偏量电路如图 4 所示，0—15V 的稳压输出由 WYJ—56 稳压器提供，3 A 电流表系稳

压器内部所附电表，在电流超过 250mA 时使用，这时将外接 250mA 表短路，10K 和 1K 电位器分别是偏流粗调节和细调。

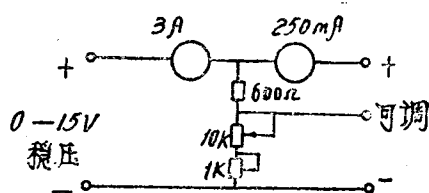
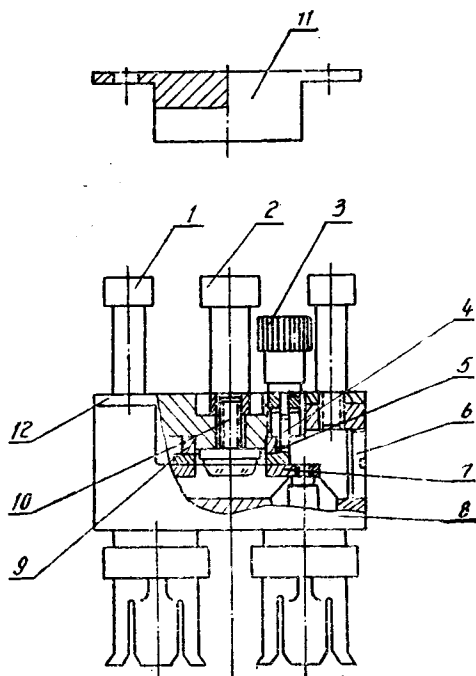


图4 偏置电路图

四、H型管测试座设计和电长度的确定

ZYH—1 仪器原附测试座，适用于 B 型晶体管，即三条细腿的管子，而超高频功率晶体管用 H 型管壳，即带状线管壳，为此要重新设计一个测试座。



- | | |
|--------------|--------------------|
| 1 固定螺钉 (2 个) | 7 内导体铜条 |
| 2 H 型晶体管固定螺钉 | 8 底座 (原 Π 型接头) |
| 3 阻尼器 | 9 聚四氟乙烯热块 (2 个) |
| 4 阻尼器电阻 | 10 H 型晶体管 |
| 5 小铜块 | 11 复原 Π 型接头的上盖 |
| 6 端盖 | 12 上盖 |

(图5 H型管用测试座装配图 M1:1)

$Z_0 = 50 \Omega$ ，否则将会引起测量（特别是导纳参数的测量）误差。

原 Π 型接头中间的一段是内导体为方形截面的同轴线 (如图 6 所示)，其外导体直径 $D = 14 \text{ mm}$ ，内导体截面边长 $a = 5.5 \text{ mm}$ ，可以把内导体等效为截面积相等的圆形，其直径满足下列关系： $\frac{\pi}{4} d^2 = a^2$

为了制造简单起见，我们将原有的一个 Π 型接头进行修改，制成 H 型测试座，同时考虑到以后可能在低频进行测量，还设计一个复原用的上盖，使用这上盖可将测试座复原为 Π 型头，用于低频扩展支架上进行低频测量。所以这测试座兼 Π 型头作用，是两用元件。

1. 测试座的设计；

(1) 设计图如图 5 所示，主要分上盖和底座两部分 (见图 5 的 11, 8)，底座即原 Π 型头铣去中间一块而成。上盖是新加的部分，其上装有 H 型晶体管和防自激的阻尼器，上盖与底座靠两个固定螺钉 (图 5 中的 1) 连接在一起，

(2) H 型晶体管通过固定螺钉 (图 5 中的 2) 与测试座相连，散热条件良好，实验可知，耗散 10W 时，温升很小。管子的基极，收集极带状引线夹在测试座的内导体铜带中 (图 5 中的 5.7)，成了内导体的一部分，这样不致引起附加的反射。

(3) 关于特性阻抗的设计：

测试座本身应该不引起附加的小反射，即除了晶体管以外的其他部分 皆应保持特性阻抗为

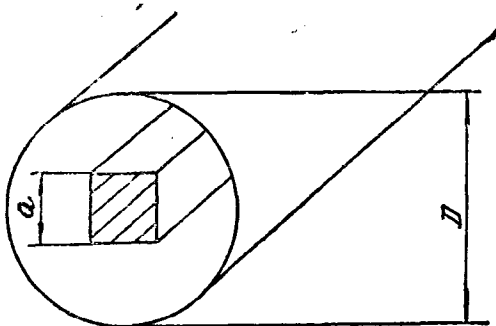


图6 内导体为方形截面的同轴线

我们将内导体分成上下两半，以便将基极、收集极引线夹在其中，上面一半即一小铜块（图5中的5），下面的一半即一铜线（图5中的6），这两半连同夹在其中的带状引线、构成截面为边长 $a=5.5\text{mm}$ 的方形，这在设计时要注意保证之。

小铜块借助聚四氟乙烯垫块（图5中的9）与上盖连成一体，它们之间是用环氧树脂粘上的。注意聚四氟乙烯垫块要做的短小，以减小产生的附加反射（不均匀性）。

2. 测试座的电长度问题，

在测量时，首先要调节输入，出线长度，使用的Ⅰ号开路 and 短路头，这些开路、短路头是为所附的标准测试座（B型管）设计的，它们的电长度为4.5cm（即接头端面到参考面电距离）详见说明书中有关章节的说明。

现所用的是Ⅱ型头修改而成的测试座，非标准的，为此需用实验方法测定测试座的电长度（即接头端面到参考面电距离）方法如下：

（1）将开路头插入输出插座中，调节输出线长度，至接收机指零，记下线长度 l_1 。（讯号源频率可以任意）然后拔出开路头。

（2）新测试座不接入管子，这样可认为其输入，输出端是开路的，将测试座插入待测插座中，调节输出线长度至接收机指零，记下线长 l_2 。

（3）计算 $\Delta l = l_2 - l_1$ ，若 $\Delta l > 0$ ，表示测试座电长度比4.5cm（标准值）短 Δl ；若 $\Delta l < 0$ ，表示测试座电长度比4.5cm（标准值）长 Δl ，这样每次用开，短路头调节线长之后，要进行修正，例如，若 $\Delta l > 0$ ，则每次调正后，将输入输出线分别加长 Δl 即可。

实验测定我们的测试座的结果： $l_1=164.5\text{cm}$ ， $l_2=165\text{cm}$ ， $\Delta l=0.5\text{cm}$ ，这说明每次调正线长后，须将输入，输出线分别加长0.5cm。

五、电流范围的扩展

按ZYH-1转移函数计说明书，偏置网络，允许通过的电流为100mA，这样的电流限额对小功率管是够用的但对大功率管就不够了。例如5W管，测量电流一般达500—700mA，对10W管则电流达1—1.5A。

为此，需将电流限额提高，以满足大电流测量的要求。

我们剖析偏置电路的结构，这是一个T型

$$d = \sqrt{\frac{4}{\pi} a^2}$$

于是 $d = 6.15\text{mm}$ (7)

同轴线（圆形截面）特性阻抗 Z_0 为

$$Z_0 = 138 \lg D/d = 138 \lg \frac{14}{6.15} \quad (8)$$

$$Z_0 \approx 50 \Omega$$

可见上面方形截面内导体的同轴线特性阻抗近似为 50Ω ，为此，我们设计的测试座中间的一段也是由方形截面内导体的同轴线构成

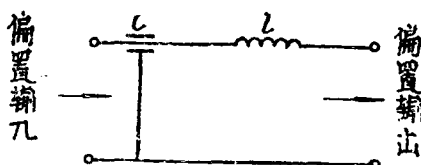


图7 偏置滤波网络

滤波器，其电原理图，如图7所示，由穿心电容 C 和色码电感 L 组成，允许通过电流受色码电感 L 的限制。用阻容电桥测量色码电感量约 $80\mu\text{H}$ ，系由很细的漆包线绕制而成，所以通不过很大电流。

1. 线圈绕制和电流负荷试验：关键在加粗 L 的线径，我们用 $\phi 75\text{mm}$ 漆包线，绕于 $\phi = 2\text{mm}$ 的杆上，共密绕20圈，用Q表测在 $f = 33.8\text{MHz}$ 下电感量 $L = 1.6\mu\text{H}$ ，其感抗在 40MHz 下为 400Ω ，可见低频下也有足够抗流作用。

对这线圈作了电流负荷试验：

通过电流 I (A)	压降 (V)	消耗功率 (W)	温度 ($^{\circ}\text{C}$)
2	0.04	0.08	33
3	0.06	0.18	35
5	0.10	0.50	41

3. 高频性能试验：

电感线圈电感量 $L = 1.6\mu\text{H}$ ，较原来 $80\mu\text{H}$ 小许多，但我们主要是用于超高频段，所以小电感呈现感抗很大，例如： $f = 400\text{MHz}$ ， $\omega L = 4000\Omega$ ，所以对超高频有足够扼流作用，实验证明了这点，换上这个滤波网络后对测量结果没有影响，和原先用色码电感的情况是一样的。从转移函数计的结构来看也可得到解释，因输入输出偏置网络分别靠近短路端和零电压端，所以在这里并联一个网路对电路的影响很小。

进一步，如果需要通过更大电流，则可换用更粗的漆包线做电感线圈，而如需在低频下工作，则可将线圈绕在超高频铁芯上，以增加电感量。

实验中温度是用半导体点温度计测量，室温是 32°C 。

可见这线圈允许通过 5A 以下电流，而通过 $2\sim 3\text{A}$ 是很安全的。

2. 结构：电感线圈装于原色码电感的位置，并焊接之，如图8所示。

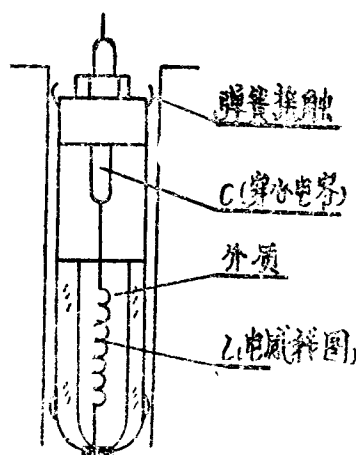


图8 偏置网络结构示意图

六、 f_T 的计算与仪器使用时注意事项

1. f_T 的计算——诺模图

转移函数计在实际上最常见的用途是测 f_T ，但这是一种间接测量方法，首先由测出的 h_{21s} 的实部 B 和虚部 A ，计算出模 $|h_{21s}| = \sqrt{A^2 + B^2}$ ，而后求得 $f_T = f \cdot |h_{21s}|$ 。

每次用计算尺算 $|h_{21s}|$ ，不仅费时费事，而且容易出错。

为了迅速精确地求得 h_{21s} 的模值，我们根据诺模图原理绘制出计算图，如图9所示，尺 A 、 B 数值范围 $0\sim 1.5$ ，尺 C 数值范围 $0\sim 2.25$ 和仪器的量程是吻合的。

使用方法：用直尺连接 $A \cdot B$ 尺上的数值点，则直尺与 C 尺的交点的数值，即为 $|h_{21s}| =$

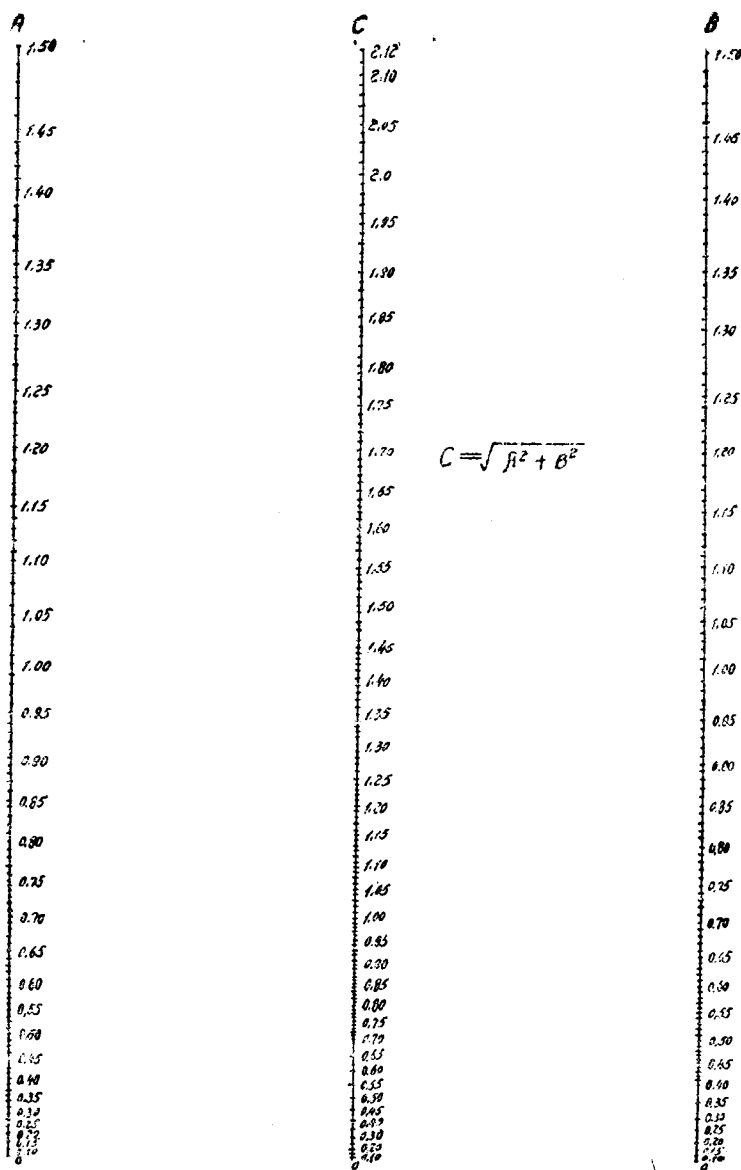


图9 轉移函数模值計算图

$\sqrt{A^2 + B^2}$ 。

2. 使用时注意事项

转移函数计的使用方法在仪器说明书中已有详细叙述，这儿不再重复，只说明几点注意事项：

(1) 在调节输入，输出线长度时，接收机有时会出现假的另点，这可从混频电流变化得到鉴别。消除假另点的方法是在接收机前面加一个衰减器，实验可知这衰减器的衰减量为10db即已够了。

(2) 实验中观察到同一个管子的 f_T 值，在不同时候测量，有一定分散性，即不能完全重复。其原因和多种因素有关，例如管子插入情况，线长调节，讯号源频率变化，偏置电流

电压的调节，标准电纳调节等等都会有影响，所以为了使测量结果有良好的重复性，应当保证上述各因素一致，特别是讯号源频率和输入，出线长及标准电纳的调节要一致，如果这些方面有偏差，则不易得到重复的结果。实验证明只要仔细地调节，各次测量之间误差是很小的。因此，对操作时的要求是比较严格的。

七、实验研究

1. H型晶体管 f_T 的测量，

利用上面叙述的测试座，对 3DA 39(1GC, 5W) 的 f_T 进行了测量，使用转移函数计测 h_{21e} ，测量条件 $V_{ce}=10V$ 所得到的不同频率 f 下的 $|h_{21e}|$ 和 f_T 如下表所列：

$f(\text{MHZ})$		400	500	600	700	795
$ h_{21e} $	$I_c=100\text{mA}$	3.42	2.90	2.26	2.14	1.84
	$I_c=200\text{mA}$	3.84	2.94	2.38	2.25	1.90
$f_T(\text{GC})$	$I_c=100\text{mA}$	1370	1450	1390	1500	1450
	$I_c=200\text{mA}$	1530	1470	1430	1580	1510

绘成曲线，见图10、11。

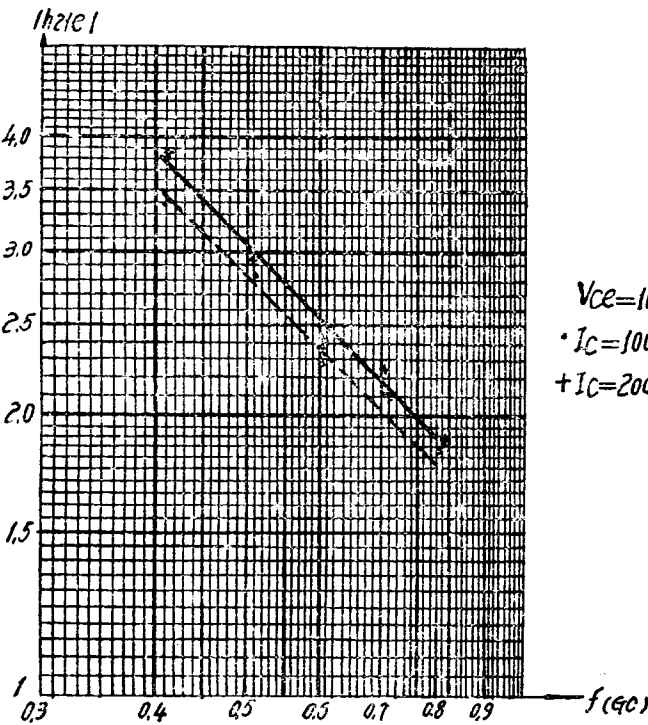


图10 3DA39 短路电流放大系数随频率变化关系曲线

座实测的偏差不大，（最大偏差小于 $\pm 6\%$ ），符合目前测量的要求。

由图 10 可见 共发 短路电流放大系数的模 $|h_{21e}|$ 在一定频率范围内（400—800 MHZ）是按每倍频程 6db 下降的。即满足 $|h_{21e}| = f_T/f$ 关系图₁₀ 中曲线是一条斜直线）。这和理论上予期的结果是一致的。

严格说来，实测的点围绕斜直线波动，也就是说在不同频率下测量 f_T 不是一个常数而是围绕某个平均值波动，这从图11的曲线看的很明显。这个波动（或偏差）产生的原因是多方面的，例如调节的精度、频率误差以及测试座的频率响应等等。显然，这偏差愈小愈好。

由图 10, 11 可知这个测试

2. f_T 和收集极电流 I_C 关系。

在 $f=600\text{mc}$ 下对上面的 3DA39, 测量了 f_T 随 I_C 变化关系, 如图 12 所示, 可以看出 f_T 随电流变化有一最大值 f_{max} , 约为 1450MHz, 之后随电流进一步加大, f_T 逐渐下降, 由图可知, 电流动态范围是很大的, 当电流达 0.8A , f_T 尚未降到峰值 f_{max} 的一半。(注: 继续测下降 f_T , 最好降低讯号频率, 以保证 $|h_{21e}|$ 不致过低, 否则带来误差。)

3. h_{11e} 的测量。

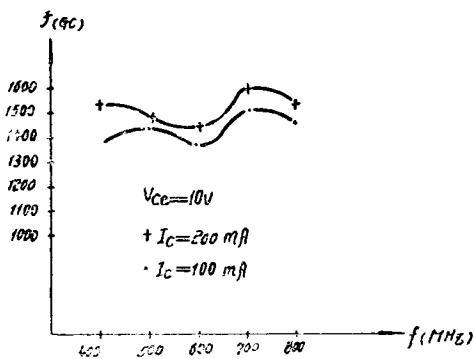


图11 3DA39 f_T 值随测试频率 f 的变化

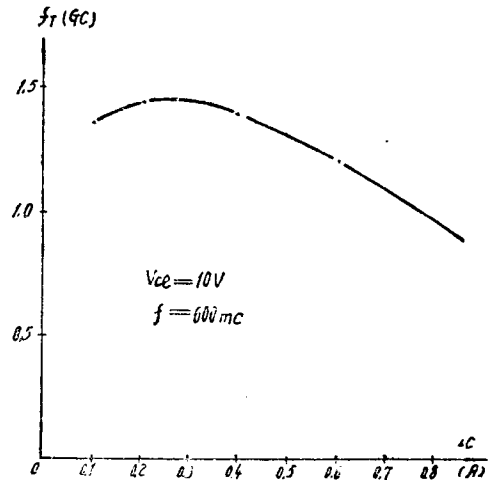


图12 3DA39 f_T 随收集极电流的变化关系曲线

使用导纳电桥 (即换用导纳指示器), 对上述同一管测 h_{11e} 。在不同频率下测得的 h_{11e} 的结果, 如图 13 所示, 可以看出共发射法时, 收集极短路的输入阻抗随频率变化很大, 当频率为 400, 600MHz 时呈电容性, 而当频率为 800MHz 和 1000MHz 时则呈电感性阻抗, 而在 600 和 800 之间的某个频率, 电抗为零, 呈纯电阻, 有的文献[注]认为这时的纯电阻即晶体管的基极电阻 $r_{bb'}$ 。显然, 由曲线可知, $r_{bb'} = 3\Omega$ 。

但是, h_{11e} 的精确表达式应为:

$$Re h_{11e} = r_{bb'} + \omega L_b + \frac{\omega_T}{\omega} \frac{26}{I_C} + \omega_T L_s \quad (9)$$

为此, 为了得到微波晶体管的 $r_{bb'}$ 上述 h_{11e} 的测量不是一种有效的方法。

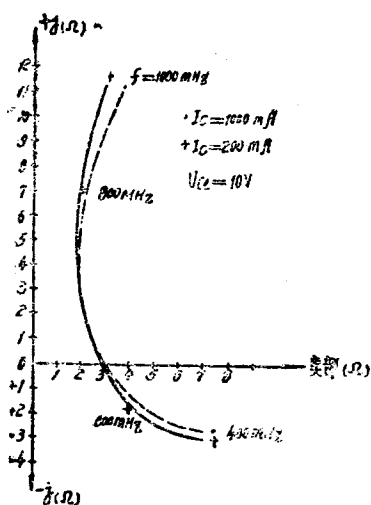
在[注]中介绍一种用测量噪声系数来确定 $r_{bb'}$ 的方法, 其原理是根据噪声系数和 $r_{bb'}$ 大小有关。但这种方法也是很繁复的。所以我们可以把上述 h_{11e} 的值作为 $r_{bb'}$ 的估计值; 另一方面 h_{11e} 表征小信号下的输入阻抗, 对分析晶体管和设计线路有一定参考价值。

h_{11e} 的电阻分量和电抗分量随收集极电流的变化曲线, 如图 14 所示, 可见, 在一定电流范围内, h_{11e} 与电流的关系不大, (电抗分量随电流有些上升)。

注: 1. General Radio Experimenter

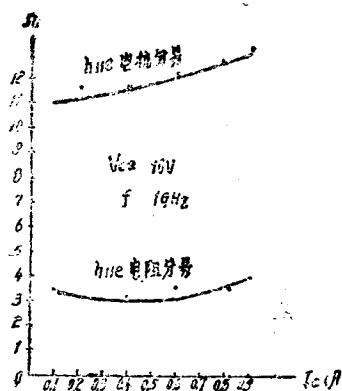
V33.N5. Mag, 1959

2. 科技参考 (半导体) 1972年第七期



+j(Ω) 改为 $\text{Im}(h_{11e})(\Omega)$
实部改为 $\text{Re}(h_{11e})(\Omega)$

图13 3DA39 在不同频率下的 h_{11e}

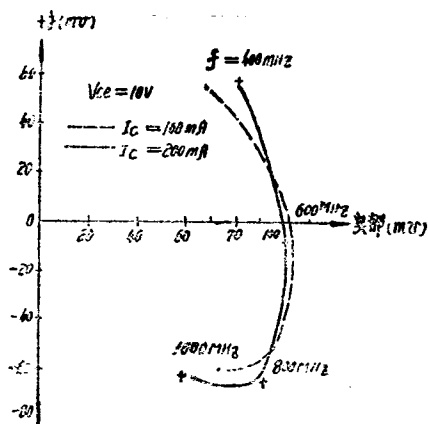


$I_C(A)$ 改为 $I_C(A)$
 Ω 改为 (Ω)

图14 h_{11e} 随电流的变化关系曲线

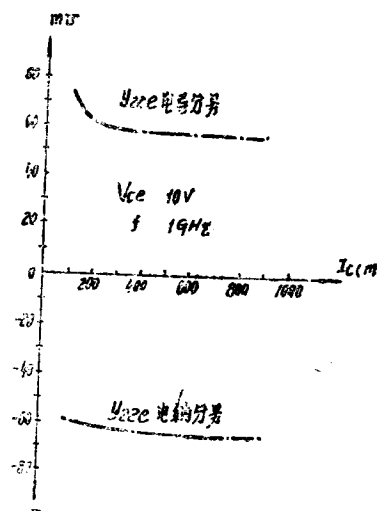
4. y_{22e} 的测量。

用导纳电桥还可测晶体管的短路导纳 y_{22e} 。在不同频率下测得的 y_{22e} ，如图 15 所示， y_{22e} 的电导和电纳分量随收集极电流的变化，如图 16 所示，



+j(mS) 改为 $\text{Im}(Y_{22e})(mS)$
实部(mS) 改为 $\text{Re}(Y_{22e})(mS)$

图15 3DA39 在不同频率下的 y_{22e}



mS 改为 (mS)
 $I_C(mA)$ 改为 (mA)

图16 y_{22e} 随电流变化关系曲线

八、误差分析和讨论

1. 转移函数计和导纳电桥，从原理上来说，误差是比较小的，在说明书中给出误差计算公式，实际上有时误差会超过计算值，这是由于仪器制造上的缺陷，如尺寸不准确，传输线

段有损耗和反射以及测试座设计问题等，都会造成误差。

例如本车间 ZYH—1 型转移函数计在 $f=1\text{GC}$ 下，误差很大，因用精度校准 Π 型头测量其 $\beta \approx 1$ ($\beta \approx 0.6$)，故 f_r 不能在 $f=1\text{GC}$ 下测量，最高只能用到 800mc 。

在 $400-800\text{mc}$ 精度校准，符合要求。

又如起初发现导纳指示器，在测匹配负载时，读数不对（不为 1），经过调整修理后解决了这个问题，可见对仪器的精度校准，及必要的调整修理能减少误差，并使其达到较高精度。

2. 信号源波形有时出现畸变，也会影响测量精度，需要用采样示波器监视。

3. 微波晶体管一般低频增益很高，所以容易产生振荡，如有寄生振荡则测量结果的误差也较大。因转移函数计输入，输出线段的短路条件在低频或其他频率可能不是短路而呈现很高抗，满足自激条件而振荡。须采用阻尼器，原仪器所附阻尼器系 50Ω 电阻和一瓷片电容串联，实验证明，对微波晶体管， 50Ω 电阻尚嫌太大，不能抑制振荡，须下降至 3Ω 才能（3DA39 管）可靠地起阻尼作用。（我们取 2.8Ω ）。实验可知，这阻尼器对测量结果没有影响。（用 3DA37）小功率管实验， 50Ω 和 2.8Ω 的结果一致。

4. 由于测试座的电长度和标准电长度（ 4.5cm ）不同，故每次调整输入，输出线长度后，要进行修正（详见第四节）。否则将会引入很大误差。

5. 调节时（如讯号源频率，输入、出线长，标准电纳等）要仔细，否则误差较大，且不易得到可重复的结果（见第七节）

九 结 束 语

ZYH—1 型转移函数计和导纳电桥，在解决测试座和电流限额等问题后，可以测量超功率管的 f_r , h , y 参数。

从 ZYH—1 本身原理来看，用于更高频率是有困难的，因它是以开短路为条件的，而微波频率下严格的开短路较难实现，匹配条件较易实现，所以进一步应改为 S 参数测量，后者是以匹配为条件的。

由于我们水平限制和时间仓促，工作中难免有缺点错误，望请同志们批评指正。

1千兆赫功率晶体管振荡器的设计制 造和晶体管振荡功率的测量

北京电子管厂、清华大学绵阳分校

一、前 言

为了解决 3DA37 振荡功率的测量问题，我们设计了一个便于测量用的晶体管振荡器，对影响振荡输出的各个因素进行实验研究，并对调整和测量中出现的问题进行了分析和讨论。同时建立相应的测量系统。

二、振荡输出功率测量系统和晶体管振荡器原理简述

1. 振荡功率测量系统。

测量晶体管振荡功率的系统如图 1 所示。晶体管装于微波振荡器后，加上偏置电源，产生微波振荡， $f = 1\text{GC}$ ，通过可调探针耦合输出，

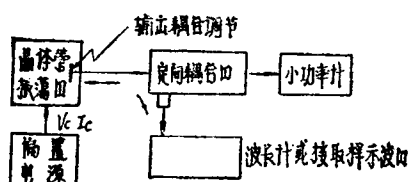


图 1 振荡功率测量系统方框图

经定向耦合器到达小功率计，进行功率测量。波长计接于定向耦合器的辅助臂输出座，以进行频率测量，也可换接取样示波器观察振荡输出波形情况，或接频谱分析仪进行频谱分析。探针片插入振荡腔体的深度是可调的，作为输出耦合阻抗匹配的调节。当探针片调至最佳耦

合时，这时输出最大，设为 P_o ，此即为晶体管振荡功率，偏置电源的电压 V_{cc} ，电流为 I_o ，则振荡器的效率为： $\eta = P_o / V_{cc} I_o$ (1)

2. 晶体管振荡器，

上述系统中核心部分是晶体管振荡器。微波频率下晶体管振荡器一般都采用共基接法，这是因为振荡器也是一个放大器（具有反馈网络），而共基放大器较共发射放大器有较高功率增益（实验表明约高 2—3db）和高的效率，所以做成振荡器时，即做成再生式反馈放大器时，也采用共基接法。

一般晶体管振荡器采用三种型式：电感三点式（哈特莱），电容三点式（考比兹）和改进型电容三点式（克拉泼）。如图 2 所示，

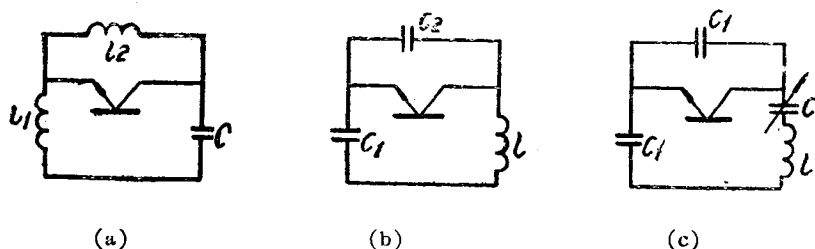


图 2 三种基本振荡电路型式

因超高频下要求电感很小, 而小电感不易做到高 Q 值, 所以一般不用电感三点式, 而用电容三点式, 这时 C_1, C_2 可以是晶体管封装(管壳及引线)的寄生电容和极间电容, 它们构成反馈网络中的电容分压器, 但是电容三点式也有缺点, 其一是改变反馈时 (C_1, C_2 改变), 谐振频率也受影响; 另一是频率稳定性差, 振荡频率 f 为

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} L}} \quad (2)$$

由于某种因素使寄生电容 C_1, C_2 变化, 则直接引起 f 漂移。特别是用于晶体管的振荡功率测量时, 由于管子数量很多, 各管子分布电容不一致, 将使振荡出来频率相差很大, 造成测试时困难和麻烦。为此采用改进电容三点式, 它和前者差别在于多一个电容 C 串联于电感支路中, 此时 f 为

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{1}{\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C}\right) L}}} \quad (3)$$

当 $C \ll C_1, C_2$ 时

$$f \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4)$$

电容 C 取得远小于 C_1 和 C_2 , 则 C_1 和 C_2 对频率影响就比较小了, 即晶体管分布电容对频率的影响大大减小使频率稳定度提高, 也使我们测试时, 各管子的振荡频率的差别减小, 由(4)式中还可以看出另一优点, 即振荡频率 f 可以比较高, 适合于超高频率下运用。

三 晶体管振荡器的设计

1. 改进电容三点式振荡器的电原理图, 如图 3 所示

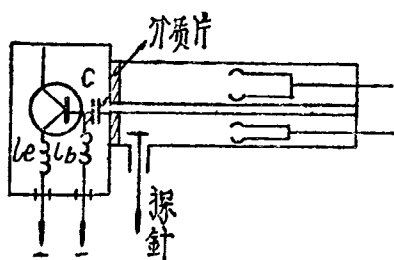


图 3 晶体管振荡器的电原理图

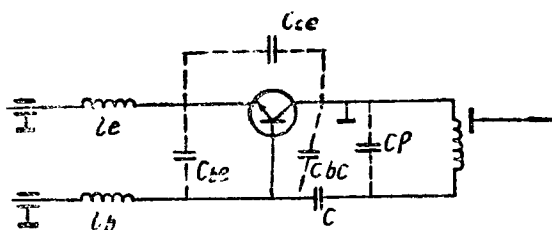


图 4 振荡器等效电路图

这振荡器的内部元件很少, 除了同轴腔和晶体管以外, 只有扼流圈 L_b, L_e 和结构电容 C , 而反馈元件是利用本身寄生参量 (如分布电容、极间电容等) 构成的。振荡器的等效电路, 如图 4 所示。

2. 设计考虑

在设计晶体管振荡器时, 对线路元件和结构有如下几个考虑:

(1) 谐振腔设计

为了保证高 Q 值, 采用同轴腔, 而不用集中参数元件的谐振回路, 而且腔体内表面光洁

度要高,加工后表面镀银,以减小高频损耗。

尺寸计算:为使同轴腔有较高 Q 值,按[注]中所列曲线,外内导体直径比 $D/d=2.5$ 时 Q 值较高、对应的特性阻抗 $Z_0=55\Omega$ 选 $d=1.2\text{cm}$

$$\text{则 } D=(1.2) \cdot (2.5)=3.0\text{cm}$$

$$\text{单波型条件: } \frac{\pi}{2}(D+d) < \lambda \quad (5)$$

$$\frac{\pi}{2}(3.0+1.2)=6.6\text{cm}$$

$$\lambda=30\text{cm}(f=1\text{GHz})$$

满足抑制高次波型条件、保证只有 TEM 波。

长度 l 比 $\frac{\lambda}{4}$ 要短,因同轴腔开路端有缩短电容主要由

端口的分布电容 C_p 和结构电容 C 组成 (见图 4 等效电路),由等效电路可知,由于 C_{cs}, C_{cs} 比较大,所以 C_{cs}, C_{bs}, C_{bc} 对谐振条件近似没有影响,谐振条件: $\frac{1}{\omega(C+C_p)} = Z_0 \tan \beta l$ (6)

结构电容类似于同心圆柱间电容,可用下式近似计算

$$C=0.243 \frac{\epsilon l_1}{\lg D_1/d_1} \quad (\text{pf}) \quad (7)$$

$$\text{设 } l_1=0.5\text{cm} \quad d_1=0.4\text{cm}$$

$$\epsilon=2 \text{ (聚四氟乙烯)} \quad D_1=0.8\text{cm}$$

$$\text{代入(7)式 } C=0.8 \text{ pf}$$

$$\text{分布电容 } C_p \approx 1\text{pf}$$

$$\text{代入(6)} \quad l = \frac{\lambda}{2\pi} \tan^{-1} \frac{1}{\omega(C+C_p)Z_0}$$

$$l = \frac{30}{2\pi} \tan^{-1} \frac{1}{2\pi \times 10^9 (0.8+1) 55 \times 10^{-12}} = 4.9\text{cm}$$

实际振荡器,谐振时腔长为 5cm 左右,所以证明上述计算是合理的。

为了适应各种晶体管和不同的结构电容量,我们使腔长有一定的调节范围,即用可调短路活塞调节腔长。设计的可调范围是 $l=3\sim 6.5\text{cm}$ 。实际上只在 5cm 附近微调一点即够用了。

(2) 晶体管振荡功率测量装置和一般振荡器的区别在于前者是大量晶体管的测试,而且为保持外观,管腿引线既不能焊接也不能剪短;另一方面晶体管要逐个测试,数量大,为此要使管子的装卸和固定尽量方便迅速。所以要专门设计管座,针对 3DA37 用的 B 型管壳特点,用聚四氟乙烯圆柱中嵌入细镍管构成管座。(见总装配图 15 中的 15—20)。

(3) 由于 B 型管壳的收集极接外壳,故线路设计时使收集极接地 (见图 3, 4), 以减小分布参数的影响。同时管壳接地管子耗散功率经腔体散逸,腔体起散热片作用。

(4) 输出耦合可调,以调节输出匹配。为此采用探针片耦合,片的插入深度可以方便调节。

(5) 实验发现 L_b, L_c 不仅是扼流圈,而且对反馈有很大影响, (特别是 L_c), 所以按理它们也应做成可调的,但这样会给使用和测试带来很大的不便,为此拿几个典型管子 (3DA

[注]“マイクロ波基础回路の設計”p165