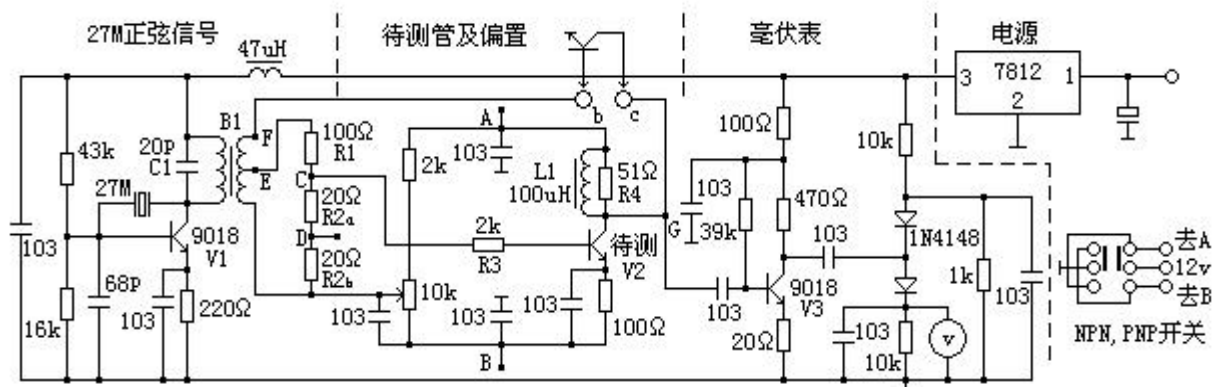


小功率晶体管 f_T 测量电路



一、电路原理：

电路由 27M 正弦中频信号发生器，待测管及其偏置电路，高频毫伏表，电源四个模块组成。

测量的基本原理：三极管的特征频率 f_T 也称作增益带宽积，即 $f_T = \beta f_o$ ，也就是说，如果已知当前三极管的工作频率 f_o 以及高频电流放大倍数，就可算出特征频率 f_T 。使用石英晶振可得到准确的信号频率 f_o ，关键在于测出电流放大倍数 β 。V2 是待测晶体管，它的基极电流 $I_b = U_i / R_3$ ，集电极电流为 $I_c = U_o / R_4$ ，那么 $\beta = I_c / I_b = (U_o * R_4) / (U_i * R_3)$ ， R_3 与 R_4 是已知量，所以只须测得 U_o 与 U_i 的比值即可。当然，发此计算不很精确，还需进一步修正。毫伏表输入端接 R_{2a} （即 C 点的电压值）上可测得 U_i 值，由于此时毫伏表已超量程，所以测得的 U_i 不准确，因此应间接测量，可测量 R_{2b} （D 点）的电压值 U_{ib} ， $U_i = 2 * U_{ib}$ ，这样不但可防止超量程，而且可减少信号源内阻引起的测量误差，实测的 $U_i = 2 * 2.67 = 5.34$ 个单位。那么次级绕组 E 点电压为 $U_i * 140 / 40 = 18.7$ 个单位，F 点电压为 37.4 个单位。

信号发生器：它是电容三点式振荡电路。其中 27M 晶振等效为电感，晶振工作在泛音谐振状态，所以 V1 集电极输出须有选频回路。选频回路由 B1、C1 构成。B1 的初级电感量为 3.2uH，初级是在高频小磁环上绕 7 匝，次级两个绕组者是 1 匝。B1 与 10pF 电容并联时谐振频率为 27M，而 C1 取值 20pF，剩余 10pF，所以频率为 27M 时 B1、C1 构成的谐振回路为容性，等效为 10pF 电容，该电容与晶振及 68pF 构成电容三点式振荡电路。

待测管电路：分两步分测量，一是电流放大倍数的测量，二是 cb 结势垒电容的测量。测量出 cb 结势垒电容后可对电流放大倍数进行修正，如果不修正，测量出的小功率管电流放大倍数会偏小 10%—30%，中功率管的会偏小数倍。如果只是粗略测量，不必测出势垒电容，直接对电流放大倍数修正 15% 即可。待测管的发射极接 100 欧电阻，对该电阻的功率有一定要求，可用 4 个 390 欧电阻并联得到。电路中的两个电感（47uH 与 100uH）可用普通的色环电感，Q 值不要求很高，Q 值太高对电路稳定工作没有好处。

毫伏表由信号放大单元、检波单元构及数字万用表构成。放大单元由 V3 担任，其发射极串接 20 欧电阻，可大大提高输入阻抗，同时也有利于提高放大倍数的稳定性。2 个 1N4148 构成倍压检波电路。1N4148 为典型的硅二极管，正导通压降大于 0.5v，当信号小于 0.5v 时，所能提供的检波输出电流十分微弱，可认为无法检波，因此电路中通过 10K 电阻与 1K 电阻为 2 个二极管分别提供 0.5v 左右的偏置电压。毫伏表的最大输出电压为 3.5v，超过此值 V3 可能进入非线性放大区域。

电源：分两部分，一是由 7812 三端稳压产生稳定的 12V 电压。二是 NPN—PNP 转换开关，通过此开关切换，可使 AB 点的电压反置。

电路制作规范遵循高频电路制作的基本原则，引线要短一些，毫伏表不要靠近信号发生电路，应靠近待测管输出电路。地线分布要合理，四个模块地线各自集中，不要相互交叉，敷铜板未用部分可全部接地。电路中 F 点与 G 点引出两条线用于测量 C_{be} 电容，这两条线不要太长、太宽，并且两个接线点 b 和 c 不要太近，最好中间有屏蔽线，如果电路设计得好，b、c 点分布电容耦合的信号几乎不会在毫伏表中表现出来。同样，C 点的信号通过 R3 耦合到待测管的基极，这两点之间要有一点的距离（如 1—2cm），两点间最好也有地线（或电源线）屏蔽。总之只要布线合理，无须对各模块使用屏蔽盒独立屏蔽。测量电流放大倍数与测量 C_{bc} 可设计成使用开关切换，但开关的分布电容与分布电感可能严重影响测量精度。

二、激励电平的控制：

信号发生器的功率输出可达 20mW 以上。测量方法如下：机械万用表接串接 1N4148 构成检波电路并测量 B1 两端电压，可知 B1 上的正弦信号的峰值电压（约 6 到 10 伏）。注意，无须检波电容，因为万用表的分布电容可代替检波电容和负载电阻，如果使用数字万用表，最好加一个负载电阻，因为数字表阻抗太高，干扰脉冲可能使测量的结果偏大。接下来在 B1 上并联一个电阻并观察峰值电压的变化情况。当并联的电阻值小到几千欧时，峰值电压开始明显下降。此时在并联电阻的损耗的有效功率接近信号发生器的输出的最大功率。如果用示波器观察峰值变化情况，应使用 10:1 探头，以减少示波器的输入容抗对电路的影响。得知信号源的负载能力后，就可预知次级所允许的负载电阻值。

B1 的初级与次级匝数比为 7 倍，也可把匝数比取得更大一些，这样，次级负载对初级的影响会比较小。电路设计时，次级负载设计为 150 欧，从初级看进去，等效负载为 $150 \times 7 \times 7 = 7.5$ 千欧。从 C 点看进去，信号原的内阻小于 40 欧大于 $40/150$ 欧，约 30 欧，含极少量感抗，具体计算比较麻烦，故从略。C 点的输出直接驱动待测管 V2 是不合理的，因为输入电平太大会造成 V2 偏离甲类工作状态，进入甲乙类甚至进入丙类状态，电路的放大作用不是线性的，将给测量带来极大困难。因此电路中串接 R3，以减少输入信息的幅度。R3 也不能太大，否则电路的分布电容可能的影响测量。由于存在信号源内阻，实际 I_b 值会比测量值稍偏少一点，因此计算时 I_b 时也可以加入内阻一并计算。

电路中通过 R1 与 R2 分压得到 V2 所需的激励电平，那么多大的电平才是合理的？一味减小输入电平，会造成输出变得很小，对毫伏表的灵敏度要求很高，各种干扰信号可能影响测量，电路制作工艺也会变得比较复杂，所以应找到一个恰当的输入电平。当 V2 的 be 结的交流信号峰峰电压差在 26mV 之内（即交流信号幅度小于 13mV），可认为 V2 处于线性放大状态，而 V_{be} 每增加 26mV，集电极电流增大为原来的 2.7 倍，所以集电极电流在两个峰值时的电流比应小于 2.7 倍才能使 be 结电压波动小于 26mV，确保工作于线性放大区。实际上 V2 的静态工作电流限制了输入电流，设集电极的两个峰值电流为 I_1 与 I_2 ，静态电流为 I_o ， I_c 为交流峰值电流，则有：

当 $\frac{I_1}{I_2} < 2.7$ 时 V2 工作于线性放大区，因此有

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{I_o + I_c}{I_o - I_c} < 2.7, \text{ 得 } I_c < 0.46I_o$$

若电流增益为 $\beta = 20$, $I_o = 10\text{mA}$

$$\text{那么 } I_b = \frac{I_c}{\beta} < \frac{0.46I_o}{20} = 0.23\text{mA}$$

也就是说这种情况下, I_b 应当小于 0.23mA 才可确保激励电流不会过大。接下来计算一下实际的激励电流: B1 的初级峰值交流电压最大为 10V , 那么次级为 $10\text{V}/7=1.4\text{V}$, 经 R_1 、 R_2 分压后为 0.40V , 所以 $I_b=0.40/2\text{k}=0.2\text{mA}$ 。因此本电路可确保电流增益为 20 倍 $I_o=10\text{mA}$ 时, V2 的三极管的激励电流不会过大, 此三极管 f_T 大于 540M 。如果 V2 的电流增益小, 允许 I_o 小一些。通常, I_o 变化会对 f_T 有一定的影响, 对于大部分小功率三极管, I_o 在 $5\text{—}50\text{mA}$ 时, f_T 接近其最大值。顺便说明, 测得 f_T 为 540M , 经修正后, 实际 f_T 可能达到 700M 。

R_3 将信号传送给 V2, 分布电容、电感也可能把信号耦合过去, 会不会影响测量呢? 判断方法如下: 接上 9014, 测得 V2 的输出电压 v_1 , 在 R_3 上并联 13K 电阻 (阻值为 1.73K 欧), 测得电压 v_2 , 如果 $v_1/v_2=2\text{k}/1.73\text{k}$, 说明分布电容可忽略, 经实测等式成立, 误差在 1% 以内, 说明只要布线合理, V2 输入端的分布电容可忽略。

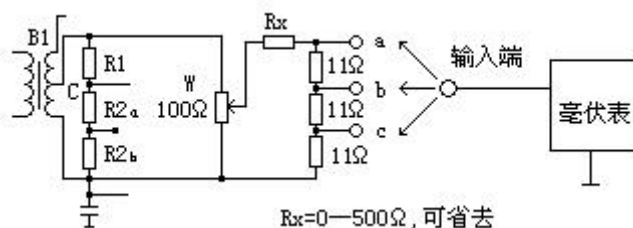
三、毫伏表的输入电抗:

设 9018 的 f_T 值 600M , C_{bc} 为 2pF , 经计算, 该毫伏表的阻抗为容性, 约 200欧 左右, 与实测值完全一致。测量方法如下: 取 20pF 电容两个, 毫伏表的输入串接 1 个 20pF 电容, 测得 C 点电压 V_1 , 串接 2 个 20pF 电容 (即 10pF) 测得电压 V_2 。设频率在 f_o 时 20pF 电容的容抗为 A , 毫伏表的输入容抗为 X 则有:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{X + A/2}{X + A}, \text{ 由此算得 } X = A \frac{V_1 - V_2/2}{V_2 - V_1} = 200\text{欧}$$

四、解决毫伏表的非线性问题:

在 B1 上外接如下临时电路, 其中 R_x 可省去, 如果电位器 W 质量不太好, 调节精度不够, 可适当串接 R_x 以改善调精度。3 个 11欧 电阻应使用相同的产品, 焊接时引线要短, 否则引线电感引起的电压变化会在毫伏表中表现出来。



毫伏表输入端接 a 点, 调节 W 使毫伏表显示为 3.04伏 , 再测 b 点及 c 点电压。记 3 次测得的电压为 Vo_1 , Vo_2 , Vo_3 。

毫伏表输入端接 a 点, 调节 W 使毫伏表显示为 $Vo_3\text{伏}$, 再测 b 点及 c 点电压。记 b 与 c 点 2 次测得的电压为 Vo_4 , Vo_5 。毫伏表输入端接 a 点, 调节 W 使毫伏表显示为 $Vo_5\text{伏}$, 再测 b 点及 c 点电压。记 b 与 c 点 2 次测得的电压为 Vo_6 , Vo_7 。

与输出电压 $Vo_1\text{—}Vo_7$ 对应的输入电压 $Vi_1\text{—}Vi_7$ 是通过电阻分压得到的, 具有以下比例关系 $Vi_1:Vi_2:Vi_3=Vi_3:Vi_4:Vi_5=Vi_5:Vi_6:Vi_7=3:2:1$, 易得 $Vi_1:Vi_2:Vi_3:Vi_4:Vi_5:Vi_6:Vi_7=27:18:9:6:3:2:1$, 理

想性况下，Vo1—Vo7 的比例关系应与 Vi1—Vi7 的比例关系相同。

受到二极管检波的非线性影响，Vo1—Vo7 实测的结果当然不是以上比例，如何修正读数电压呢？在大信号输入时，线性良好，可用数学方法描述：输入电压每增加一个单位，输出电压增加 k 伏，Vi 变化 k 的值不变。用图像法表达，k 就是线性区域的斜率，设此值为 k。如果已知 k，那么理想输出值 $V_x=kVi$ 。此时 V_x 就会满足以上比例关系。

由于大信号输入时，线性良好，可取 Vi1 与 Vi3 为参考点计算进行计算：

$$k=(Vo1-Vo3)/(Vi1-Vi3)=(3.04-1.04)/(27-9)=0.111$$

不宜选取 Vi1、Vi2 或 Vi2、Vi3 作为参考点，因差值小测量误差大一些。

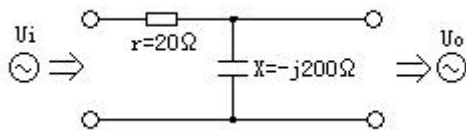
序号	输入 Vi	输出值 Vo	理想输出值 $V_x=k*Vi$	修正值	简单修正
1	27	V1=3.04	3	0.04	0.04
2	18	V2=2.06	2	0.06	0.04
3	9	V3=1.04	1	0.04	0.04
4	6	V4=0.708	0.667	0.04	0.04
5	3	V5=0.412	0.333	0.08	0.08
6	2	V6=0.326	0.222	0.10	0.1
7	1	V7=0.264	0.111	0.15	0.15

其它误差分析：

①、Vi1—Vi7 的比例关系通过三组测量得到，第一组的 Vi3 的误差会传递给第二组，第二组的 Vi5 的误差会传递给第三组，这将导至 Vi5 与 Vi6 的误差较大，可能影 Vo5 与 Vo6 的测量，但这并不重要，因为 Vi5 与 Vi6 信号很小，其它因素导至 Vo5 与 Vo6 测量误差会更大一些（如温度影响）。

②、输入信号不能太大，否则 9018 三极管进入非线性区。当 Vo 大于 3.5V 后，线性变差。

③、测 b 点电压时，信号源的内阻约为 20 欧，而毫伏表的容抗为 200 欧，会不会影响测量。

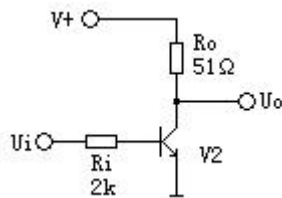


$$\dot{U}_o = \dot{U}_i \frac{-j200}{20 - j200}, \text{ 取模得 } U_o = \frac{200U_i}{\sqrt{20^2 + 200^2}} = 0.995U_i$$

可见，信号源的内阻引起的传输损耗可忽不计。

五、关于电流放大倍数的准确测量：

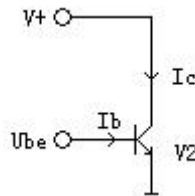
测量电路如下：



$$\beta = \frac{I_c}{I_b} = \frac{U_o / R_i}{U_i / R_o} \approx \frac{U_o / 50}{U_i / 2000}$$

从上式知道，当已知 U_o 与 U_i 的比值及输入输出阻抗就可求得电流放的倍数，并不需要知道 U_o 与 U_i 的精确值，只要比值足够精确即可。然而以上算式仅仅是应用欧姆定理粗略确定了电流放大倍数测量的基本思路，为了准确测量还必须应用电路分析的方法作进一步分析。

1、关于 f_T ：



如上图，通常认为晶体管三极管是电流控制型的器件，也就是说微小的输入电流 I_b 变化会引起引烈的输出电流 I_c 变化。然而从本质上讲，是 I_c 的变化是由于 be 结电压 V_{be} 引起的，可用 $I_c = g_m V_{be}$ 表示， $I_b = g_m V_{be} / \beta$ ，式中的 β 是指忽略结电容时的电流放大倍数，与直流放大倍数相近。在 V_{be} 的作用下，从发射极过来的电流，大部分进入集电集，少量进入基极，进入基极的电流造成 be 结间存在一个等效微变电阻 R_{be} 。在高频情况下，电流放大作用变小，甚至失去放大能力。当 $I_b = I_c$ 时对应的频率为 f_T 。

影响 f_T 的因素有四个（或者说影响电流增益的因素）：

(1) be 结的扩散电容。 be 结的输入阻抗分两部分，一部分是输入电阻 R_{be} 。另一部分是扩散电容引起的容抗 X_{be} ，频率高时， X_{be} 是主要的。 R_{be} 与 X_{be} 都是指微变等效阻抗。

(2) 基区渡越时间

(3) 集电极势垒渡越时间

(4) bc 结势垒电容的影响。

其中第(1)与第(4)两个因素对本电路的影响很大，有必要作进一步分析。

$$\frac{\dot{I}_b}{\dot{U}_{be}} = \frac{1}{-jX_{be}} + \frac{1}{R_{be}}$$

$$\frac{U_{be}}{I_b} = \frac{X_{be}}{\sqrt{1 + (X_{be} / R_{be})^2}}, \quad (\text{取模计算阻抗})$$

$$\text{令 } k = X_{be} / R_{be}$$

$$\text{当 } k \ll 1, \text{ 用二项式定理展开得 } U_{be} \approx I_b X_{be} (1 - k^2 / 2) \approx I_b X_{be}$$

由上式得知，若 k 取 $1/5$ ，那么忽略 R_{be} 仅用 X_{be} 来计算 U_{be} 的模，产生的误差不超过 2%，若 k 取 $1/10$ ，计算误差不超过 0.5%，得到 U_{be} 可进行以下计算：

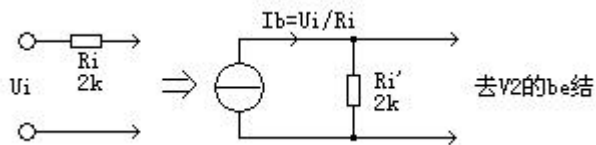
$$\text{由 } I_c = U_{be} g_m, \text{ 易得 } I_c = I_b X_{be} g_m = I_b \frac{1}{2\pi f C_{be}} g_m$$

$$\text{可改写为 } \beta f = \frac{g_m}{2\pi C_{be}} = f_T, \text{ 其中 } \beta = \frac{I_c}{I_b} \text{ 且满足 } k \ll 1$$

可见如果 f 已知，只需通过测量 I_c 和 I_b 算得 β ，进而得到 f_T （式中的 C_{be} 可看作 be 结扩散电容 C_b 与 bc 结势垒电容 C_{bc} 之和）。

2、 I_b 的测量：

为了便于测量 I_b ，电路中 I_b 由 U_i 加限流电阻 R_i 提供，因三极管的输入阻抗很小，所以 U_i 电压基本上都加载于 R_i 上，所以 $I_b = U_i / R_i$ 。具体计算如下，先把恒压源变换为恒电流源，以方便计算：



经过变换后， I_b 确实是 U_i / R_i ，但同时也产生了一个与 R_{be} 并联的电阻 R_i' ，会不会影响 k 的值呢？

$$R_{be} \approx \beta R_m = \beta \frac{26\text{mV}}{I_c}, \text{ 若 } I_c = 5\text{mA至}50\text{mA}, \beta = 100 \text{ 则 } R_{be} = 520\Omega \text{至} 52\Omega$$

因此 R_{be} 与 $R_i = 2000\Omega$ 并联后，阻值变化不超过20%，仍可确保 $k \ll 1$

3、 I_c 的测量：

通过测量 U_{ce} 间接得到 I_c ，集电极的负载由 $R_o = 51\Omega$ 与毫伏表的输入容抗 $X_h = 200\Omega$ 并联构成。

$$\dot{I}_c = \dot{U}_{ce} \left(\frac{1}{R_o} + \frac{j}{X_h} \right)$$

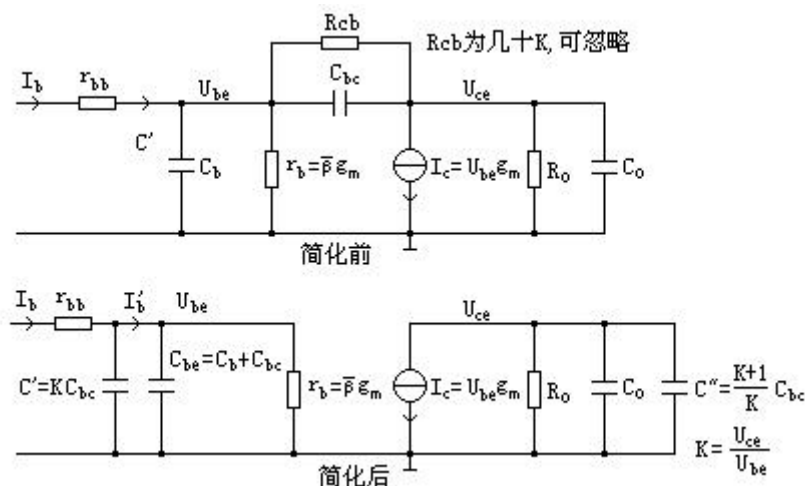
$$\text{取模后 } I_c = U_{ce} \frac{1}{R_o} \sqrt{1 + (R_o / X_h)^2} \approx U_{ce} / 49.5\Omega$$

可见 $R_o \ll X_h$ 时，负载容抗对 I_c 的测量的影响不大

4、精确计算放大倍数

由于实际电路存在 V_2 集电极负载电阻 R_o ，所以有集电极输出电压 U_{ce} 。从晶体管内部的等效电路来看， U_{ce} 通过 cb 结势垒电容对基极产生反馈作用，影响了电电流放大倍数的准确测量。当电压放大系数 $K = U_{ce} / U_{be}$ 值较大时， cb 结电容对基极电流的影响不可忽略。

设 cb 结电容为 C_{bc} ，由密勒定理得知 C_{bc} 可等效为两个电容，一个是接在 be 间的电容 $C' = (K+1)C_{bc}$ ，一个是接在 ce 间的电容 $C'' = (K+1)C_{bc} / K$ 。下图为用密勒定理简化的 V_2 等效电路：



图中各参数可按如下确定：

$$C_{be} = g_m / 2\pi f_T, \text{ 式中 } C_{be} = C_b + C_{bc}$$

$$K = U_{ce} / U_{be} \approx \frac{I_c R_4}{U_{be}} = \frac{U_{be} g_m R_4}{U_{be}} = R_4 g_m$$

$$C' = K C_{bc} = R_4 g_m C_{bc}$$

由于 I_b 被 C' 分流一部分，所以真正进入 be 结的电流减少，所以放大倍数的计算需修正如下：

$$\text{直接测量到的交流放大倍数 } \beta = \frac{I_c}{I_b}, \text{ 实际倍数为 } \beta' = \frac{I_c}{I'_b}$$

$$I'_b = I_b \frac{C_{be}}{C' + C_{be}}, \text{ 将 } C_{be} \text{ 与 } C' \text{ 代入得 } I'_b = I_b \frac{1}{1 + 2\pi f_T R_4 C_{bc}}$$

$$\text{因此 } \beta' = \beta(1 + 2\pi f_T R_4 C_{bc})$$

$$\text{代入 } f_T = \beta' f_0 \text{ 得}$$

$$f_T = f_0 \frac{\beta}{1 - \beta 2\pi f_0 R_4 C_{bc}} = f_0 \frac{\beta}{1 - \beta R_4 / X_{bc}} \quad \text{式(1)}$$

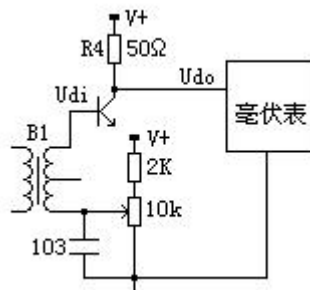
$$\text{即 } \beta' = \frac{\beta}{1 - \beta R_4 / X_{bc}}$$

由于基区渡越时间和集电极势垒渡越时间的影响，将造成 U_{be} 与 U_{ce} 的相位差不是 180 度， K 的值含有复数分量，可能给计算带来误差。 U_{be} 与 U_{ce} 的相位差可用双踪示波器来观察，但由于受到基极电阻的影响，用示波器也未必得到正确结果，因此考此使用间接方法测量。方法如下：既然 K 值对测量影响很大，就相办法降低 K 值，取 R_4 换为 10 欧测量，测得 9018 三极管的 f_T 基本不变，可见 K 的复数分量不大，对测量的影响可忽略。

上面说到 R_4 换为 10 欧是有前提的，集电极负载是由 R_4 和引线（极电极引线及电路板引线）及去耦电容串联构成的，引线分布电感的影响必须可以忽略。如何确认可以忽略呢？用最短导线将 R_4 （50 欧）两端短路，用示波器观察极电极与 D 点的交流电压，测得幅度减少了 20 倍，可见分布电感的感抗为 2.5 欧，如果它与 10 欧电阻串联，回路阻抗为 11 欧，计算时用 11 欧， f_T 偏大 10%。

5、 C_{bc} 的测量：

由式（1）知，该电路要准确测量出 f_T 还须知道 C_{bc} 的值或者它在该电路中的容抗 X_{bc} ，所以电路中设计了 C_{bc} 容抗的测量电路：



$$\frac{\dot{U}_{do}}{\dot{U}_{di}} = \frac{R_4}{R_4 - jX_{bc}}$$

当 $R_4 \ll X_{bc}$ ，取模后

$$\frac{R_4}{X_{bc}} \approx \frac{U_{do}}{U_{di}}, \text{ 代入式(1)得}$$

$$f_T = f_0 \frac{\beta}{1 - \beta U_{do} / U_{di}}$$

6、fT 具体计算：

$$\beta = \frac{I_c}{I_b} = \frac{U_{ce} / 49.5}{U_i / R_i} = \frac{U_{ce} / 49.5}{18.7 / 2000} = 2.16$$

(1) 粗略计算放大倍数：

$$f_T = f_0 \frac{\beta}{1 - \beta U_{do} / U_{di}} = 27M \frac{\beta}{1 - \beta U_{do} / 37.4}$$

(2) 计算

注：计算过程中，所有的电压都是相对值，而不是伏特单位。

七、总体误差：

信号源输出幅度变化会引起测量误差，本电路没有加入稳幅措施，输出幅度受温度影响较大。上电后，振荡器升温，会造成幅度变化 1—2% 左右。

毫伏表的热温定性也会对测量带来影响。如温度变化会对小信号检波带来较大影响。

电路全部使用精度低的碳膜电阻，常温下精度可达 1—2%，但随着温度变化，误差变大。

实际测量时，工作电流不同、三极管的直流放大倍数不同、温度不同等各种因素影响、制作工艺不同，产生的误差也同尽相同。所以简单使用以上算式计算 f_T ，精度不一定很高。但总体上说，常温下，对于放大倍数达 100 倍以上 f_T 在 100M—400M 的工作 $I_c=10mA$ 时的小功率管，测量误差有望可控制在 $\pm 5\%$ 以内。测量相同条件下的中功率管， $\pm 15\%$ 。测量频率在 f_T 为 700M—1000M 率管或 f_T 为 50—100M 的小功率管误差 10%。以上误差仅是理论上的估计，而不是使用标准仪器对比得到。

另一方面，由于基区渡越时间和集电极势垒渡越时间的影响，随着频率的提高有效进入集电极的电流还会

变小，即 g_m 会变小，并且有移相。根据 $\beta f_0 = \frac{g_m}{2\pi C_{be}} = f_T$ ，式中 g_m 指 f_0 条件下的参数，随着测试频率 f_0 提高， g_m 也改变，计算出来的 f_T 自然也不相同。所以 f_T 的测量与 f_0 的选取也有一定关系。