

# 关于SF—1A型高频收发讯机调试的一些问题

鞍山电业局继电班 谢葆炎

随着电力工业的迅速发展，超高压线路上的高频通道常遇到相当拥挤的情况，为此对在一些中短距离的线路上按装高频保护时，其工作频率往往要在接近300千周或更高的频带段上工作。对目前系统常用的SF—1A型收发讯机，当频率在250kc附近及以上时调试则有较多的困难，本文是叙述我们调试中遇到的一些问题及一些粗浅看法。

## 一、关于操作控制V<sub>1A</sub>回路的问题

为了消除振荡输出回路的残压，SF—1A型发讯机是将SF—1型的振荡与方波操作输出共用的V<sub>2</sub>管回路分开，V<sub>2</sub>管专作振荡用，增加V<sub>1A</sub>管作为操作控制输出回路。V<sub>1A</sub>是用6J8管，有关回路的连接于图1a中示出。我们调试的机器的频率是用于在230至280千周间，在试验过程中发现BY—1变压器的输出波形（中放管V<sub>3</sub>的控制栅输入）很不正弦，幅值也很低，甚至出现驼峰形的波形，这样功放输出变压器BY—3的二次侧就不可能获得正弦输出也不能获得最低限度的功率输出。我们分析BY—1输出波形不好的原因是由于V<sub>1A</sub>管工作电位选择的问题，自图1a可看出，V<sub>1A</sub>的控制栅在无输入讯号时与阴极同电位，廉栅作为操作（方波）控制，当V<sub>1A</sub>有输出（通过高频方波）的时段内廉栅与阴极同电位、截止（无

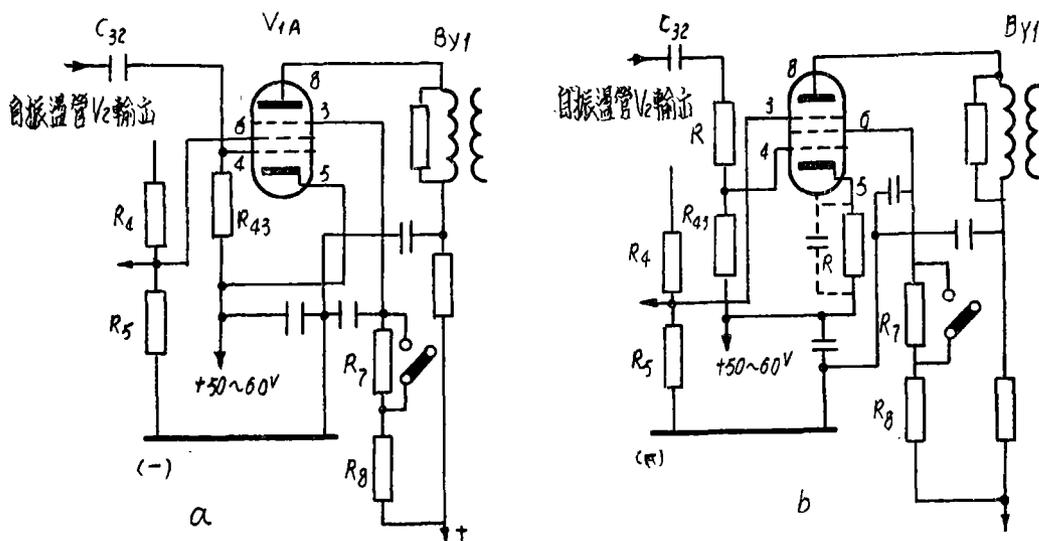


图1 发讯振荡输出回路接线原理。

a. 原接线

b. 更改后接线

高频讯号)时则较阴极电位负50伏左右;抑制栅的电位则较阴极正150伏(电源为220伏)或50伏(电源为110伏)左右,该栅极所串接的 $R_7$ 电阻由于栅流甚小根本不能起到降压的作用。 $V_{1A}$ 选用这样的电位关系是难以获得线性输出的,更加以振荡管 $V_2$ 输出至 $V_{1A}$ 控制栅上(即 $R_{43}$ 上)的电压值达十数伏,显然其输出BY-1的二次是不能获得正弦输出的。

为获得较大的正弦输出,我们将 $V_{1A}$ 按图1b方式改接;于阴极串接1.0~1.5千欧电阻以取负栅偏压,(电源电压为110伏时尚并接一数千微法电容)将抑制栅(管脚3)与廉栅(管脚6)电位互换,并将电阻 $R_7$ 改为150千欧,使廉栅与阴极电位差在70伏左右,于讯号栅输入回路串接100~200千欧电阻以降低加于讯号栅的电压,使 $V_{1A}$ 在线性放大范围内工作。更改后BY-1即能获得良好的波形,发讯机的功率很容易就能调整到16瓦以上的输出,拔去晶体后及操作管加-4.5伏时发讯机输出残压均低于规定的要求。

## 二、受訊滤波回路的问题

众所周知,当频率较高时收讯回路的调整是困难的,一方面收讯槽路的通过波带不能满足1300—1400周的规定;另一方面闭点闭塞电压 $U_c$ 与起动电压 $U_n$ 的比远超出2.5的规定。

目前我们已将通过波带放宽到2400周以下即为合格,即便这样在调试频率为280千周的两台时也难满足要求。试验时即使将耦合电容 $C_{37-39}$ 全部焊开,两谐振槽路仍存在耦合的回路,我们分析是由于两电感数卷 $L_3$ 、 $L_4$ 屏蔽不良引起的。两电感虽用铜外罩分别屏蔽,但两外罩用一导线连接而于 $L_4$ 的一头接负,我们将铜外罩的连线断开并将 $L_3$ 的外罩直接接地,这样耦合现象就降低多了。此外又将 $L_3$ 、 $L_4$ 电感的微调螺旋铁心取去以降低电感值(约降到0.4毫亨左右)、耦合电容用最小值且将不用的耦合电容的两端引线全部拆除后再次调整通频带才勉强达到规定的2400周以下。

需要指出, $L_3$ 电感接地实际上是接在输入的屏蔽引线的屏蔽罩上,此罩是于机器外接线端子处接地,这对屏蔽而言接地点是不够良好的。

关于闭塞始点电压过高 $u_c/u_n$ 大于2.5的问题是由于高放输出变压器频率特性不良引起的,目前我们只能采用将 $\lambda_0$ 检波二极管改用双三极管,以其一边用作检波另一边用作直流放大的方法来解决。

上述的办法是不理想的,希望制造厂能从回路参数选择上加以研究解决的办法,例如收讯槽路的两个回路采用分隔按装并以外壳直接接地以改善屏蔽、提高 $L_3$ 、 $L_4$ 电感的Q值等等,对高放变压器BY-4如不能改善以获得宽频特性时,那BY-4也可以如 $L_3$ 、 $L_4$ 一样按50—100千周及100—300千周选用不同的参数。

## 三、收訊机的选择性特性试验

该试验是于入口加4倍闭塞始点电压( $U_c$ ),改变输入频率找出收讯电流(即恆流)为0.5毫安及9.5毫安时相对应的4个频率 $f_1$ 、 $f_1'$ 、 $f_2'$ 、 $f_2$ 值(图2),以计真对称系数 $K_{c1}$ 、 $K_{c2}$ 及选择系数 $K_1$ 、 $K_2$ 。这试验为收讯机最后一个项目,若不合格时则需从头做起破费时。为此我们在试验收讯滤波器通过波带时采用另一方法来检验,以求及早发现可能存在的问题。

闭塞始点电压 $U_c$ 为在中心频率 $f_0$ 下使收讯输出电流为0.5毫安时加于收讯机入口的电压值, 起动电压 $U_n$ 则为使收讯电流自10毫安降到9.5毫安时加于入口的电压值, 收讯电流(实质上是 $\lambda_{10}$ 管的屏流)的大小是决定检波负载 $R_{25}$ 上的电压值, 当电位调好后, 其关系是固定的, 即 $R_{25}$ 上的电压达某一定值 $U_b$ 后,  $\lambda_{10}$ 的电流即为0.5毫安, 此关系与外加的频率无关。在进行选择性试验时, 当在 $f_0$ 频率下加 $1U_c$ 时

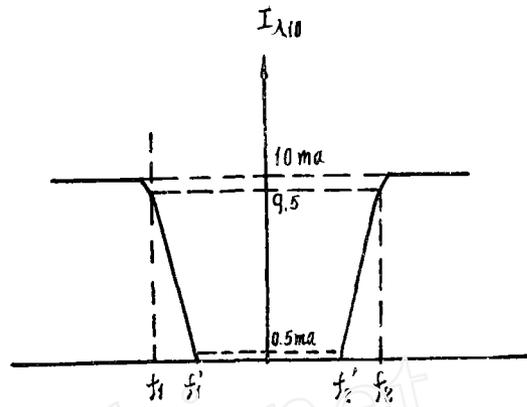


图 2

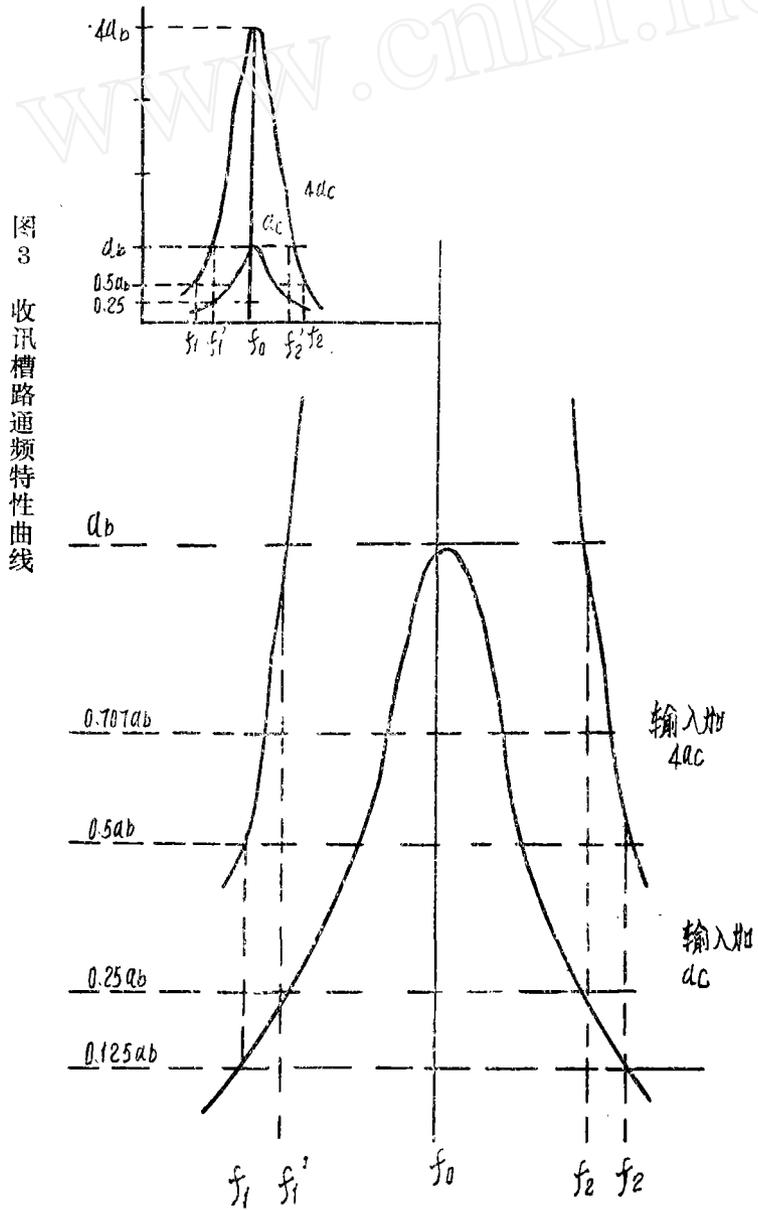


图 3 收讯槽路通频特性曲线

$R_{25}$  的电压必然大于  $U_b$ ，如不考虑收讯放大回路的饱和则为  $4U_b$ ，收讯电流为零，当改变输入讯号的频率使收讯电流再次为 0.5 毫安时  $R_{25}$  上的电压必然为  $u_b$  值。自图 3 看出，这试验的实质是检验收讯槽路的通频带特性，图 3 中的  $f_1' / f_0$ 、 $f_2'$  频率值与图 2 是相对应的。 $f_1'$ 、 $f_2'$  两点也就是当输出值为中心频率  $f_0$  输出值的  $1/4$  时相对应的频率值。根据这一理由就可以在收讯槽路通频带特性（即测量  $R_{25}$  上的电压与中心频率  $f_0$  下的输出电压的 0.707 倍相对应的两个通频）合格后，进一步找出  $R_{25}$  上的电压与  $f_0$  频率下的输出电压的  $0.25 (1/4)$  倍相对应的两个通频（即固定输入讯号改变输入频率），此两通率即为  $f_1'$  及  $f_2'$ 。

至于图 2 中的  $f_1$ 、 $f_2$  频率的性质也是一样的，但我们不能事先作准确的检验，原因是尚不知道  $U_n$  与  $U_c$  的关系。但若按  $U_c / U_n$  为 2 来考虑时，那  $f_1$ 、 $f_2$  两频率就相当  $R_{25}$  的电压为  $f_0$  频率下的输出电压的  $0.125 (1/8)$  相对应的两个通频带。

于表 1、2 中列出用两种方法试验所得的结果，表 1 的机器其中心频率为 280 千周，由于增加放大级， $U_c / U_n = 1.35$ ，故用测电压的方法没有找  $f_1$ 、 $f_2$  值，表 2 的中心频率为 232.5 千周，此机器  $U_n = 1.2$  伏， $U_c = 2.42$  伏，用测  $R_{25}$  电压法找  $f_1$ 、 $f_2$  是按  $R_{25}$  上的电压为  $f_0$  频率下电压的 0.125 时的通频值来确定。

表 1

方 法 \ 结 果	$f_1' (f_0.25U_M)$	$f_2' (f_0.25U_M)$
入口加 $4u_c$	276289	283332
测 $R_{25}$ 的 $0.25U_M$	276547	283682
差 值	285	350

表 2

方 法 \ 结 果	$f_1 (f_0.125U_M)$	$f_1' (0.25U_M)$	$f_2' (0.25U_M)$	$f_2 (0.25U_M)$
加 $4u_c$	229371	230215	234883	235911
测 $R_{25}$ 电压	229760	230210	234710	235980
差 值	- 398	+ 5	+ 173	- 69

自表中看出用两种方法进行试验时，其结果相差不大，误差的原因我们认为是由于仪表读值引起的，进行表 2 的试验时选用校为准确的仪表，所以误差也少一些。

目前对采用这种试验方法，我们还没有足够的经验，但在进行通带试验的同时一并检查其选择性这不会增加多少工作量，但以后不致返工那是可以肯定的，如再积累较多经验时则有可能用所述的方法以代替加  $4U_c$  的方法，这样可使试验方法简化一些。

## 四、输出串谐回路

发讯机输出的串谐回路按理是不应损耗功率的，按调试规程规定串谐回路的压降不应大于所加电压的10%，这对频率为200千周以下的机器是容易达到的，但当我们这次调280千周的一台时，其压降则达16%多，于表3列出该机器的串谐回路在几个不同调谐频率是输入与输出回路的电压值（输出回路接100欧电阻）。

表3

调谐频率	输入电压	输出电压	压降 $\frac{u_{入}-u_{出}}{u_{入}}\%$
98 K C	2.2 V	2.0 V	9.1%
215 K C	2.2 V	2.0 V	9.1%
315 K C	6.0 V	2.0 V	67%
280 K C	24 V	20 V	16.7%

当频率超过280K<sub>c</sub>时，回路损耗显著增大，是什么原因引起的，由于现场试验条件限制未能进一步查找。

## 五、改变高频输出电流表的量程

我们到货的收发讯机其高频输出电流表均为1安量程的热电对型电表，由于我们是在短线路上采用，要求较小的输出功率，这样输出电流就看不准了，为此我们用一盒型的铁芯绕制一个变比约1：130左右的高频变流器，于变流器的二次输出经一2 AP5型二极管接到原高频表的表头上，以代替“热电对”，重划刻度，这样就能很简便地将电表改为250毫安的量程，改善后一方面便于读数，同时也可以利用此表直接测量输入阻抗。