

单边带收信机的 自动频率微调

王根发 編著

人民邮电出版社

單邊帶收信机的自动頻率微調

王根发 編著

人民邮电出版社

內 容 提 要

本书讲无线电短波单边带接收机的自动频率微调系统。比較了几种不同电路的优缺点，推荐了比較切合实用的具体电路，介紹了一些维护經驗与测试方法。书末有附录，浅显地讲解了接收无线电单边带信号的基本原理，可供无线电台初級技术人員参考。

单边带收音机的自动频率微调

編著者:	王	根	发
出版者:	人	民	邮
	电	出	版
	社		
	北京东四6条19号		
	(北京市书刊出版业营业许可证出字第〇四八号)		
印刷者:	北	京	市
	印	刷	一
	厂		
发行者:	新	华	书
	店	北	京
	发	行	所
經售者:	各	地	新
	华	书	店

开本 787×1092 1/32	1966 年 4 月北京第一版
印张 2 页数 32	1966 年 4 月北京第一次印刷
印刷字数 44,000 字	印数 1—3,450 册

統一书号:15045·总1553—无457

定价:(科6)0.28 元

目 录

一、引言	1
二、自动频率微调电路的分类及其优缺点	5
三、采用电抗管的自动频率微调电路的作用原理	7
四、采用四相同步电动机的自动频率微调电路的作用原理	18
五、用四相同步电动机的自动频率微调电路的维护检验方法	25
六、本地 100 千赫载频振荡器	30
七、第二外差振荡器	36
八、第一外差振荡器	38
九、振荡电路程式及其频率稳定度	40
十、自动频率微调作用的性能检验方法和一般要求	45
十一、一般四相同步电动机的技术规格	46
附录、单边带信号的接收及单边带接收机的工作原理	48

一、引 言

目前广泛使用的无线电短波单边带通信方式，与双边带通信方式相比有很多优点。这些优点是：

1. 当进行无线电短波单边带通话时，除了很弱的载波外，发信机只发射无线电频率中的一个边带，把发射的信号频谱缩窄了一半。这样，一方面在有限的短波波段范围内可以安插更多路数的信号；另一方面，由于频带减半，大大地减少了由于短波通信频率拥挤所引起的通信干扰和噪声。因此可以提高通信电路中的信号干扰比。

2. 在一条无线电单边带电路中，可以实现同时发送或接收电报、电话、传真等信号的多路通信。因此可以大大提高无线电收发信设备及天线设备的利用率。

3. 可以减轻选择性衰落所引起的非线性失真*。在进行短波双边带电话通信时，信号的选择性衰落现象往往严重地影响通信质量。当有选择性衰落时，可能使载频的减弱大于边频，有时甚至使载频电平降落到小于总的边带电平，于是形成过调制而产生非线性失真。另外，接收双边带振幅调制信号时，还可能出现边频选择性衰落，此时上、下边频经电离层反射发生相位偏差。结果在检波器输出电压中，上、下边频所产生的各个低频分量不同相，严重时甚至可能反相，而使某些低频分量衰减或等于零，这时接收信号便十分困难。

接收无线电单边带信号时，供最后检波用的载频系在收音

* 請參看附录中关于单边带信号的接收及接收机的基本工作原理的說明。

机中产生或恢复的，此载频振荡的幅度，因此不决定于发信机的发射或电波传播中的衰落变化情况。边带选择性衰落所引起的相移，对单边带接收方式来讲也没有不良影响，因为单边带接收中的上、下两个边带是互相独立的。因此，单边带通信可以避免短波通信中常有的选择性衰落的影响。

4. 由于频带减半，噪声功率也减半，从信号干扰比的观点来看，相当于信号功率提高一倍，因此可以得到 3 分贝增益；由于选择性衰落现象所引起的非线性失真减少，也可以得到约 3 分贝的好处；同时用相同的电子管作为发信机强放级时，最高工作电压 U_{ZD} 相等，则在调制度为 m 时，单边带通信中接收机输出电压与 $m U_{ZD}$ 成正比，而双边带通信中接收机输出电压与 $\frac{m U_{ZD}}{1+m}$ 成正比。二者相比，在单边带工作时输出电压可以增大 $\frac{m U_{ZD}}{\frac{m U_{ZD}}{1+m}} = 1+m$ 倍。当 $m=1$ 时，输出电压可以增大 2

倍，或输出功率可以增大 4 倍，即有 6 分贝的增益。因此总共可以得到 12 分贝的功率增益。

5. 双边带通信时，即使在不发送消息时也有较大的载频功率发射，因此消耗电力较大。单边带在通信的情况，把载频的发射抑制到了一定限度，因此可以节省电力消耗，而提高发信机的效率。

6. 用普通收信机很难正确接收单边带信号，因此，无线电单边带通信还具有一定程度的保密作用。

单边带通信方式虽有上述许多优点，但为了能够接收单边带信号，一般须在接收机中加入本地振荡信号。而且为了保证对单边带信号的接收满意，应避免加于检波电路中的本地载频和经转变后的外来信号载频不相同，否则就会产生频率失真。

本地載頻和經轉變后的外来信号載頻不相同，是因發信方面的載頻振蕩器不穩定，或因收信機本地振蕩頻率不穩所引起的。當本地載頻和經轉變后的外来信号載頻之間頻差為 Δf 赫時，在單邊帶收信機中檢波得出來的邊帶信号頻率也就要偏差 Δf 赫。例如對方發出的話音信号為 300 赫~2700 赫，那末在這樣情況下，從單邊帶收信機檢波電路中輸出的邊帶話音信号將是 $(300\sim 2700) \pm \Delta f$ 赫，听起来显然已有失真。當頻率偏差較大，失真嚴重時，接收話音信号便有困難。在接收雙邊帶信号時，即使收信機的本地振蕩偏离 Δf 赫，但檢波電路輸出的低頻信号仍是 300 赫~2700 赫，即與對方發出的話音頻率相同，不致引起語言失真。二者相比，可知單邊帶收信機的本地振蕩的穩定度及其如何能與所要接收的單邊帶信号中的載頻、經過轉變后的頻率，在通信過程中經常保持良好的同步，顯得特別重要。因此在無線短波單邊帶收信機的電路中，一般均具有自動頻率微調電路，借以糾正本地載頻與外来信号載頻不“同步”現象。

作為例子，在圖 1.1 中示有對第二外差振蕩器加自動頻率

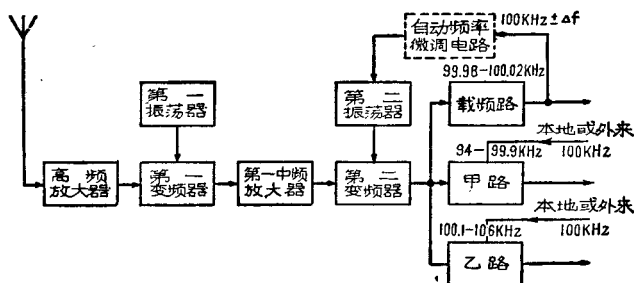


圖 1.1 單邊帶收信機方框簡圖

微調的单边带收信机的方框图。图中所介紹的单边带收信机是采用一般常用的二次变频电路。經第一次变频后得到的中頻頻率較高，如有采用 2800 千赫的。經第二次变频后得到的中頻頻率通常为 100 千赫。单边带收信机中所应用的晶体滤波器，对 100 千赫来讲虽較易制作，但为了提高收信机的假象信号比的性能，有必要采用二次变频电路，并提高第一中頻的頻率。經第二次变频后得到的信号，仍包含轉移后的外来載頻和上边带及下边带。这些信号經放大、滤波后分别进入載頻放大路、甲路放大路和乙路放大路。載頻放大路輸出的載頻信号，作用到自动頻率微調电路。如果接收到的載頻信号頻率有偏差，那末通过自动頻率微調电路的作用，便会去修正第二振蕩器的頻率，直至自动控制电路达到最后平衡为止。至于是让自动頻率微調电路作用到第二振蕩器、或作用到第一振蕩器，其优缺点各如何，将在以后第七、第八、第九等部分另行介紹。

載頻放大器除了上述用途外，还用来产生自动增益控制的柵偏压，及作調整指示之用。此外当不用本地載頻时，还可分别供給甲、乙路放大器检波电路中所需的重置載頻。

甲、乙路放大器分别首先把上边带和下边带信号进行放大、滤波，然后輸出至检波器对接收到的信号进行检波。在此检波电路中同时須送入本地或外来 100 千赫載頻。用本地 100 千赫載頻重置进行检波的优点是本地載頻电压固定，缺点是外来信号經变频后如頻率有偏离时，检波后得到的信号有頻率失真，自动頻率微調电路的功用就是要消除这种失真。如用外来載頻轉变为 100 千赫，放大后作为重置載頻进行检波的話，优点是即使外来信号經变频后頻率有偏离，但此时检波电路中的边带信号和轉变后的外来載頻信号頻率同样地有偏离，因此頻率偏差的影响可以抵消，检波后得到的边带信号頻率不致有頻率失真。

但这并不是說这时单边带收信机的自动頻率微調电路可以不要，因为載頻放大路的滤波器通帶很窄，如果收发信机的振蕩器工作不够稳定，倘无自动頻率微調跟踪的話，那末便极易失掉外来載頻而接收不到对方的信号。用轉变后的外来載頻进行检波的缺点是外来信号受到无綫电波传播衰落变化的影响，幅度变化不定。故此法已很少采用。

二、自动頻率微調电路的 分类及其优缺点

目前采用的自动頻率微調电路有两种，一种是采用电抗管控制方式；另一种是采用同步电动机控制方式。

采用电抗管控制电路的优点是：

1. 沒有机械动作部分，因此反应快。
2. 不受机械振动影响。
3. 綫路及设备結構較简单，制作較容易。

采用电抗管控制电路的缺点是：

1. 剩余失諧*較大，接收传真信号及多路音頻电报信号不甚适宜。理論上不能把頻率失諧修正到零，因为电抗管是依靠失諧頻率在鑑頻或鑑相电路中产生的直流电压而工作的，如果自动頻率微調后剩余失諧为零，那末电抗管也就无法工作。

2. 微調灵敏度与用四相同步电动机的电路相比較差。須有足够大的頻率偏离，才能使頻率检波器有足够大的輸出电压，以控制电抗元件，进行微調。

* 剩余失諧——在有自动頻率微調系統的控制下达到平衡状态时，本地振蕩頻率与外来載頻的偏差。

3. 微調范围較小。因为电抗元件中的电抗数值的变化有一定的限度。

4. 遇信号衰落時間較长时,易于失去自动頻率控制作用而形成失調。因为在用电抗管的自动頻率微調系統中,电抗元件所呈現的电抗大小,随着頻率偏离的数值而变化,从而使受控制的外差振荡器的頻率有相应的变化、而达到頻率微調的目的。如果某一瞬間,信号受选择性衰落的严重影响而大为衰减或消失,使电抗元件所呈現的电抗数值完全恢复到原来的数值,同时使受控制的外差振荡器的頻率,变为原来未經微調、有較大偏离的頻率。当信号恢复正常后,由于这时外差振荡頻率偏离較大,可能使再收到的載頻經变频后落在窄带載頻滤波器的通頻带之外,因而使自动頻率微調系統失去作用,最后将影响对信号的正常接收。

采用四相同步电动机控制电路的优点是:

1. 剩余失諧小,微調后的頻率偏差可不大于 1 赫。

2. 微調作用灵敏。由于它是利用相位的变化来微調外差振荡器頻率的偏离,所以只要頻率有微小的偏离,經過一段時間后,就可以产生足够的相位移以使电动机轉动,故控制作用灵敏,可以保证高度的頻率吻合。

3. 頻率微調范围較寬。因为电动机轉动时,是带动一只空气可变电容器(即微調电容器),只要外差振荡器回路中这个微調电容器設計恰当,頻率微調的范围可以有相当的寬度。

4. 不受信号选择性衰落的影响。遇外来載頻突然衰落时,电动机暂时停止旋轉,这时受控的外差振荡器的頻率并不变为原来未被控制的頻率,而系处于已受微調的頻率上。当外来信号恢复正常后,不会产生由于微調系統停止工作、而使轉變后的載頻信号落到窄带滤波器通頻带之外的情况(除非在信号衰

落瞬間，自動頻率微調系統已停止工作，而外差振蕩器頻率不穩，又發生了變化，且此頻率變化的數值超過了載頻窄帶濾波器的通頻帶寬度）。

5. 可以直接觀察微調的工作情況。一般在單邊帶收音機的面板上，均裝有頻率微調電動機的轉動指示設備，可以直接看到頻率偏離程度和自動頻率微調進行的情況。

採用四相同步電動機控制電路的缺點：

1. 反應不如用電抗管快。
2. 比較不耐振動。
3. 綫路較複雜，設備精密度要求較高，製作較困難。

比較上述兩種不同控制電路的優缺點，可以知道使用四相同步電動機的控制電路的效果，總地來說較電抗管控制電路為優。因此，目前大多數單邊帶收音機中均採用四相同步電動機的自動頻率微調電路。

三、採用電抗管的自動頻率微調 電路的作用原理

採用電抗管的自動頻率微調電路，由兩個主要部分組成：鑑頻器（或鑑相器）及控制器。

圖 3.1 所示是採用電抗管的自動頻率微調系統的方框圖。

鑑頻器的作用是產生一直流電壓，它的正、負極性與轉變後的外來載頻對載頻路放大器頻帶中心（此中心頻率一般為 100 千赫，與本地振蕩器的設計振蕩頻率相等）的失諧相對應，而電壓的大小與失諧大小成正比。

圖 3.2 是鑑頻器的特性曲綫。

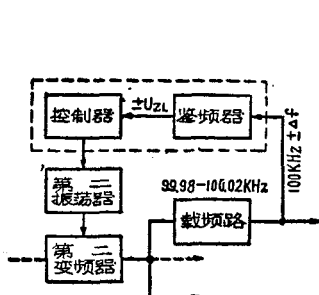


图 3.1 用电抗管的自动频率微调系统的方框图

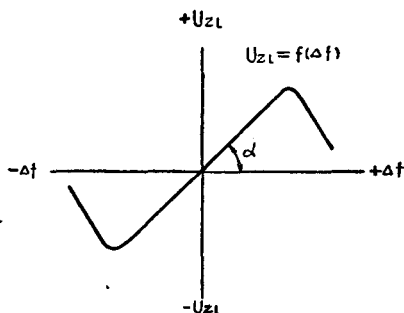


图 3.2 鉴频器的特性曲线

图 3.3 是利用电抗管回授的控制器电路。图的左边部分是控制器部分，图的右边部分是振荡器部分。图中 C_1 的作用是隔断直流，以防止 B^+ 电压加到控制器的控制栅。 R_0 可用 5 兆欧， C_0 可用 20 微微法。在振荡频率 f_0 下，有 $R_0 \gg \frac{1}{\omega_0 C_0}$ 的关系 [$\omega_0 = 2\pi f_0$]。

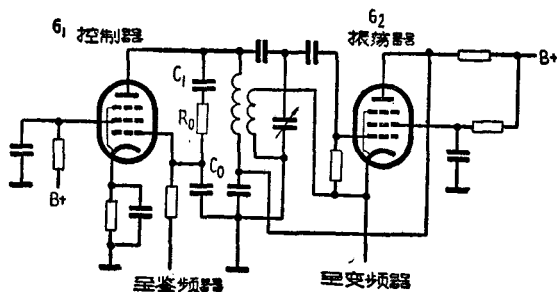


图 3.3 具有电抗回授的控制器电路

图 3.4 是图 3.3 的简化等效电路。振荡电压由振荡器的谐振回路直接加至控制管的板极，并经过 R_0 C_0 电路而加至控制

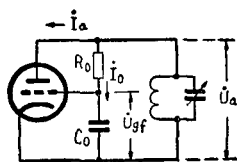


图 3.4 控制器的简化等效电路

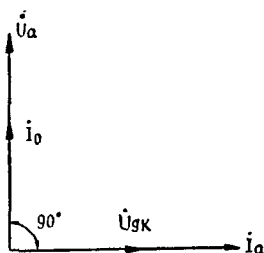


图 3.5 控制器的向量图

管的栅极。

图 3.5 是控制器的向量图。

令向量 $\dot{U}_a$ 表示加于 G_1 电子管的板极与阴极间的振荡电压。因 $R_0 \gg \frac{1}{\omega_0 C_0}$ ，我们可以认为通过 $R_0 C_0$ 的电流向量 $\dot{I}_0$ 与 $\dot{U}_a$ 同相。这电流流经电容 C_0 时，在电容上，也就是在控制栅与阴极间得到一滞后于电流 $\dot{I}_0$ 90° 的电压 $\dot{U}_{gk}$ 。因为控制栅极的电位对板流的影响远大于板极电位的影响，所以控制管的板极电流 $\dot{I}_a$ 与控制栅电压可视为同相，即滞后于板极上振荡电压 $\dot{U}_a$ 90° 。换句话说，控制管的板极——阴极间呈现为一感抗，因此可以某一等效电感来代替。因为这个等效电感与外差振荡器的谐振电路是并联的，所以它的数值的大小将直接影响到外差振荡器的频率。当控制管的控制栅上所加的电压改变时，等效电感的数值也随着改变，因而使振荡器的频率受到调整。如果将鉴频器的输出电压 $\pm U_{ZL}$ 接到控制管的控制栅极上，就可以自动地对外差振荡器频率进行调整。

应该指出，图 3.5 的向量图只是在用五极管作控制管时才是正确的。用三极管时，板极的交流电流 $\dot{I}_0$ 不再与控制栅极电压 $\dot{U}_{gk}$ 同相，因为对三极管来说，不能忽略振荡电压 $\dot{U}_a$ 对

板极电流 $\dot{I}_a$ 的影响。因而用三极管时，电压 $\dot{U}_a$ 与板极电流 $\dot{I}_a$ 間的相移不等于 90° ，結果控制管除呈現有电納成分外，还有电导成分。所以实际上也就不需要三极管作控制管。

控制管等效电感的計算

因为 $R_0 \gg \frac{1}{\omega_0 C_0}$ ，通过 $R_0 C_0$ 电路的电流： $\dot{I}_0 = \frac{\dot{U}_a}{R_0}$ ；所以控制管栅极上的电压：

$$\dot{U}_{gK} = \dot{I}_0 \frac{1}{j\omega_0 C_0} = \frac{\dot{U}_a}{j\omega_0 C_0 R_0},$$

控制管板极电流的基波：

$$\dot{I}_a = S_1 \cdot \dot{U}_{gK} = \frac{S_1}{j\omega_0 C_0 \cdot R_0} \cdot \dot{U}_a$$

(S_1 为电子管基波的互导)。

由此得控制管的板极——阴极間的阻抗：

$$Z_a = \frac{\dot{U}_a}{\dot{I}_a} = j \frac{\omega_0 C_0 R_0}{S_1},$$

而控制管的等效电感：

$$L_d = \frac{C_0 R_0}{S_1}.$$

如果已經知道 S_1 与控制栅上的电压的关系，那末就不难求得 L_d 与控制栅上电压之間的关系及振荡器的频率 f 与 U_{zL} 之間的关系。

另一种較常用的电抗管电路是工作于 $\frac{1}{\omega_0 C_0} \gg R_0$ 的条件。此时图 3.3 中的 C_1 电容器与 C_0 电容器位置对換，而控制栅极也改接至 C_0 与 R_0 的接点处，如图 3.6 所示。改接后控制管的板极——阴极間呈現为一容抗。

控制器的灵敏度与鑑頻器的灵敏度 $\frac{\partial U_{ZL}}{\partial f}$ (見图 3.2) 一起, 表示出自动频率微調系統使收音机保持准确調整的能力。

无自动频率微調时, 在某一情形下振荡器频率的增量 $\Delta_1 f_0$ 与在同样条件下有自动频率微調时所有的频率增量 $\Delta_2 f_0$ 的比值, 称为微調系数 Q ($Q = \frac{\Delta_1 f_0}{\Delta_2 f_0}$)。使用自动频率微調系統, 可以使振荡器的频率偏移减少到几十甚至几百分之一。不难証明,

$$\text{微調系数} \quad Q = 1 + \left| \frac{\partial f_0}{\partial U_{ZL}} \cdot \frac{\partial U_{ZL}}{\partial f} \right|.$$

現証明如下。图 3.7 所示是控制器的特性曲綫。它相当于 $+U_{ZL}$ 产生 $-\Delta f_0$ 的情形。图 3.8 中曲綫 1 是鑑頻器的靜特性曲綫; 曲綫 2 是原点移到 $\Delta_1 f_0$ 的、根据控制器靜特性曲綫 $\Delta f_0 = \varphi(U_{ZL})$ 而得出的 $U_{ZL} = \varphi'(\Delta f)$ 曲綫。(注意图 3.2 及 3.7 中的 α 和 β 即图 3.8 中的 α 与 β)

$$\text{因} \quad Q = \frac{\Delta_1 f_0}{\Delta_2 f_0} = 1 + \frac{\Delta_1 f_0 - \Delta_2 f_0}{\Delta_2 f_0}$$

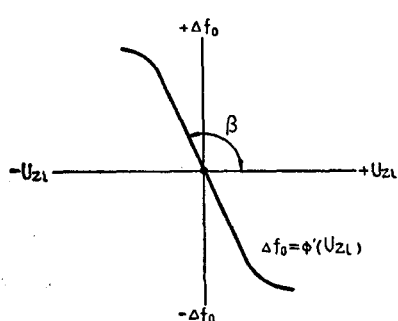


图 3.7 控制器的特性曲綫

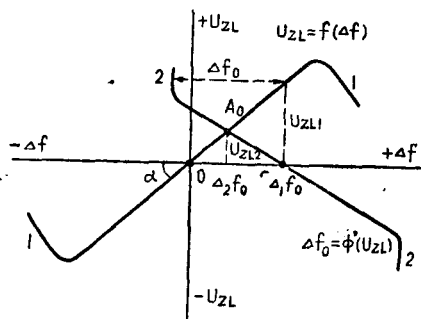


图 3.8 用图解法确定动态平衡点

及

$$\Delta_2 f_0 = \frac{U_{ZL2}}{\tan \alpha} = \frac{U_{ZL2}}{\frac{\partial U_{ZL}}{\partial f}}$$

$\left(\frac{\partial U_{ZL}}{\partial f} \right)$ 是鑑頻器靜特性曲線的斜率

$$\begin{aligned} \text{和 } \Delta_1 f_0 - \Delta_2 f_0 &= U_{ZL2} \cdot \cot[90^\circ - (180^\circ - \beta)] \\ &= U_{ZL2} \cdot \cot(\beta - 90^\circ) \\ &\approx -U_{ZL2} \tan \beta \\ &= U_{ZL2} \cdot \frac{\partial f_0}{\partial U_{ZL}} \end{aligned}$$

$\left(\frac{\partial f_0}{\partial U_{ZL}} \right)$ 是控制器靜特性曲線的斜率

$$\text{最后得 } Q = 1 - \frac{\partial f_0}{\partial U_{ZL}} \cdot \frac{\partial U_{ZL}}{\partial f}$$

我們把两个靜态特性曲線繪在同一图上，就可以表明自动頻率微調系統的作用：如果被調整的振蕩器有一瞬时失諧 $+\Delta_1 f_0$ ，則按曲線 1 在鑑頻器的輸出端就出現一个电压 U_{ZL1} ，并作用于控制元件的輸入端，这时按曲線 2 控制元件就力图把被穩定振蕩器的頻率相反地改变 $-\Delta f_0$ 。但当振蕩器的頻率改变时， $\Delta_1 f_0$ 随着改变， U_1 也改变。結果实际上变化途径是沿曲線 1 最后到达平衡点 A_0 ，也就是曲線 1 和 2 的交点。它表明通过鑑頻器和控制器的作用，振蕩器的失諧由 $\Delta_1 f_0$ 减小到了 $\Delta_2 f_0$ 。即 $\Delta_1 f_0$ 是起始失諧，而 $\Delta_2 f_0$ 是剩余失諧。但为了使微調作用生效， Q 必須大于 1， $\frac{\partial f_0}{\partial U_{ZL}}$ 及 $\frac{\partial U_{ZL}}{\partial f}$ 必須有相反的符号。故得

$$Q = 1 + \left| \frac{\partial f_0}{\partial U_{ZL}} \cdot \frac{\partial U_{ZL}}{\partial f} \right|$$

从以上討論可以了解要减小剩余失諧值(当起始失諧值給定时)