

# 业余超短波无线电通信

苏联 A·Ф·普里斯基 著  
姜定华 黄惠群 译



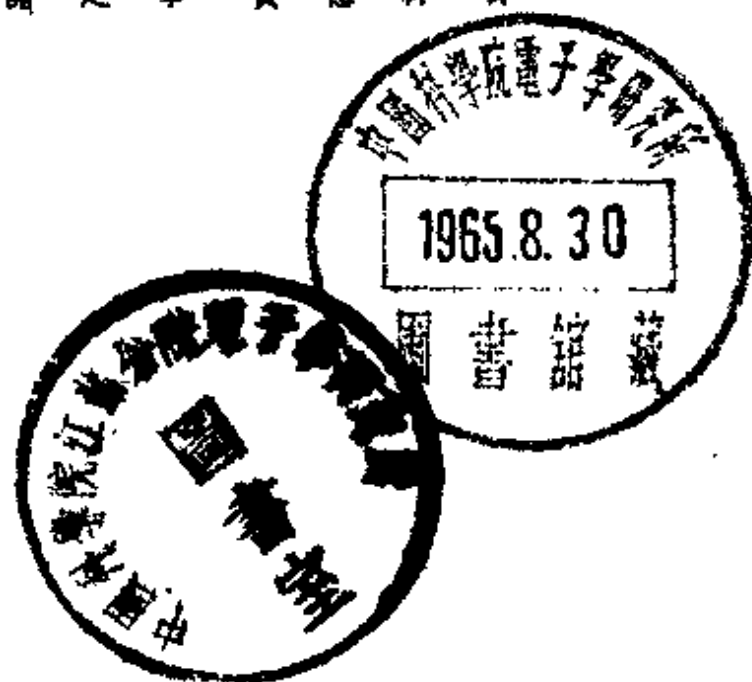
人民邮电出版社

73.458  
651  
=2

# 業餘超短波無線電通信

蘇聯 A·Φ·普隆斯基 著

關定華 黃惠群 譯



人民郵電出版社

2333. 1-02352

DL 15

А · Ф ПЛОНСКИЙ  
ЛЮБИТЕЛЬСКАЯ  
РАДИОСВЯЗЬ  
НА МЕТРОВЫХ ВОЛНАХ  
ГОСЭНЕРГОИЗДАТ  
1953

### 內 容 提 要

本書是供給對超短波感興趣並相當熟習一般無線技術基礎的業餘無線電愛好者用的。本書所討論的內容包括超短波的特性、超短波傳播的特點，以及業餘超短波設備的線路選擇、設計製造和調整的諸問題。

### 業餘超短波無線電通信

著 者：蘇 聯 А · Ф · 普 隆 斯 基  
譯 者：關 定 華 黃 惠 群  
出 版 者：人 民 郵 電 出 版 社  
北京東四區6條胡同13號  
印 刷 者：郵電部器材供應管理局瀋陽印刷廠  
發 行 者：新 華 書 店

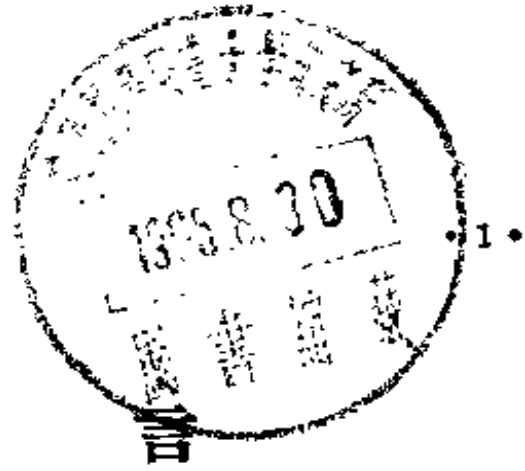
書號無106 1956年8月 瀋陽第一版第一次印刷 1—8,300册  
787×1092  $\frac{1}{32}$  51頁 印張3 $\frac{6}{32}$  字數 58,000字 定價0.35元

☆北京市書刊出版業營業許可證出字第〇四八號☆

# 目 錄

引 言	( 1 )
第一章 無綫電波的傳播	( 6 )
1. 电离層对無綫電波傳播的作用	( 6 )
2. 關於長波、中波和短波傳播的簡單知識	( 7 )
3. 超短波的傳播	( 10 )
第二章 公尺波無綫電發送設備	( 15 )
1. 电子管振盪器的自激过程	( 15 )
2. 电子管在公尺波上的工作	( 18 )
3. 公尺波振盪器的振盪系統	( 22 )
4. 振盪器振盪頻率的穩定度	( 24 )
5. 自激振盪器的綫路	( 28 )
6. 石英穩定的振盪器	( 30 )
7. 發射机中的調制	( 39 )
8. 無綫電發送設備的供电	( 44 )
9. 業余無綫電發射机的設計	( 45 )
10. 發射机的調准	( 52 )
第三章 公尺波無綫電接收設備	( 58 )
1. 無綫電接收机的机生噪音	( 58 )

2. 無綫接收設備的分類.....	(60)
3. 接收機的輸入電路.....	(66)
4. 高頻振盪的放大.....	(67)
5. 在超外差機中變頻.....	(68)
6. 調頻信號的接收.....	(69)
7. 業餘接收機的設計.....	(75)
8. 接收機的調准.....	(77)
<b>第四章 公尺波的天綫設備.....</b>	<b>(80)</b>
1. 最簡單的天綫.....	(80)
2. 複式天綫.....	(83)
3. 饋綫與天綫的匹配.....	(86)
4. 天綫設備的結構作法.....	(91)
5. 天綫的調諧.....	(94)



## 引

無線電工程中使用的電磁波頻譜非常之寬，從數十千週到數百以至數千兆周。這頻譜劃分成為長波、中短波、中波、短波和超短波幾個波段。長波波段的波長在三千公尺以上，中波和中短波波段所佔的波帶從三千公尺到五十公尺，短波波段從五十公尺到十公尺，最後超短波波段的波長在十公尺以下。超短波波段所佔頻譜的寬度超過其他所有波段的總和。因此超短波又分作公尺波、公寸波和公分波等幾個分波段。

無線電頻譜中的各個波段和分波段，它們各有互不相同而且常常是完全相反的、但又完全合乎規律的特性。既然頻譜劃分作波段是人為的，波段之間又沒有嚴格的界限，所以相鄰兩波段的相鄰頻率往往倒比同一波段二端的頻率（邊界頻率）的特性還要相像一些。

有許多原因使超高頻技術與其他波段的射頻技術有很大的不同，雖然他們之間並沒有什麼原則的區別。產生這種差別是由於：在超高頻中出現了好些因素，然而這些因素在較低的射頻中對設備工作的影響並不顯著，不為人所注意，因而在計算中對它們也是不加考慮的。

在超高频技術發展中，我國的科學佔有優先地位。А·С·波波夫不僅發明了無線電，而且也給無線電的發展指出了許多途徑。波波夫所發明的發射機曾用公尺波波段進行工作。

1922年，超高频技術作為一個獨立的無線電技術部門而誕生。這一年中在“無線電報與電話”雜誌上連續刊載了許多有關超高频振盪問題的論文。在這方面首先進行研究的是М·А·蓬奇—布魯也維奇和他的尼熱哥羅德無線電實驗室的同事們。他們獲得了波長約為1.5公尺的振盪。就在這一年用3.8公尺的波實現了無線電報通信，並且是用礦石檢波器來接收的。到1924年，С·Я·圖爾雷金製造了一架功率150瓦，用5.5公尺波長工作的電子管無線電發射機。這種發射機設計得用來通音頻電報，20公里距離以內可保證有穩定的通信。

1925—1926年間在全蘇電氣研究所（ВЭИ）的無線電學部作了研究超短波傳播的試驗。全蘇電氣研究所的發射機是用小電力接收管接推挽綫路裝成的。1927—1928年在全蘇電氣研究所設計出了用4公尺波長通信的設備。1928年Б·А·烏維堅斯基和其他蘇聯學者乘飛機和自由氣球飛行了許多次來研究超短波傳播的規律。飛行高度到1500公尺處，通信距離達60公里。Б·А·烏維堅斯基根據所作的實驗建立了超短波是在視線範圍內傳播的定律。他確定了：接收的強度與發射

天綫高度、接收天綫高度二者的乘積成正比；而與二者間距離的平方成反比。這公式稱為平方公式，經過了五年之後，即在1933年外國的文獻中才出現這一公式。

1931年，建立了波長5.8公尺的無線廣播電台，這個電台保證用超再生接收機能在半徑20—30公里範圍內獲得穩定的接收。郵電人民委員會的實驗電台也作過無線電話方面的實驗，發射距離曾達到80公里。

1932—1933年，莫斯科與諾金斯基之間有過公尺波的無線電通信綫路。

1929年，波長6公尺、電力20瓦的超短波發射機已經採用石英來作穩定。在同一年中，M·A·蓬奇—布魯也維奇研究出了柵極接地的放大器綫路，這種綫路在現代超高频設備中應用得很廣泛。

1935年，B·A·烏維堅斯基推演出了計算地平綫以外的場強的公式。在外國文獻中，這一公式很晚才出現。

在三十年代，無線電愛好者們開始能掌握公尺波。當時無線電愛好者的文獻中刊載了許多有關超短波接收機與發射機構造的文章，其中主要是便移式的，作短距離通信和採訪之用。

超短波在現代無線電技術中的比重非常大，而且還在日益增長。

超高频的使用範圍不僅限于無線電通信，而且擴展到許



多其他的技術和國民經濟的部門。在冶金業中超高頻用來對金屬進行所謂高頻熱處理，在木材加工工業中用來烘乾木材，在食品工業中用來使食品防腐，在醫藥中用來作強有力的特效醫療工具，以及等等。

在無線電廣播領域中超短波也大有前途。超高頻的波段很寬，因此，在超高頻中可以使用新的調制方法——調頻，調相和脈沖調制。新調制方法的巨大优点是能大大增加接收時的抗擾度。如果考慮到超短波干擾的影響本來就比波長較長電波的干擾小一些，那末利用超短波波段能提高無線電廣播質量的远景就益加明顯了。

超短波不僅適用於地方廣播。如果使用轉播的方式，超短波廣播的工作半徑還可以大加擴展。

無疑的將來在我國會建立起稠密的轉播網，這將在我國社會主義無線電化事業中出現一個新的階段。

為了在無線電通信方面進行實驗，短波波段中有几段和超短波分波段中的3.45公尺到3.53公尺（85000—87000千周）一段分給了無線電愛好者們使用。

無線電愛好者的短波和超短波無線電台分為三級。

初入門的無線電愛好者可領得建立和使用第三級無線電台的許可証，該級電台的天綫電力定在5瓦以下。他們有權使用3.5公尺、80公尺及160公尺的業餘波段來工作；並且在3.5公尺波段中准許通話與通報，而在80及160公尺波段

中只准許通報。

更有經驗一些的業余短波工作者可領得建立和使用第二級無綫电台的許可証，有权在 3、5、20、40、80及160 公尺的業余波段中用20瓦以下的發射机工作。他們也只許可在超短波波段中通話。

最后，領得到建立第一級电台許可証的無綫电愛好者可以在所有的業余波段上通報和通話。天綫电力不超过 100 瓦。

建立和使用業余無綫电發射台的許可証由邮电部經管無綫电俱樂部申請問題的机關頒發。

有關進行業余無綫电通信的詳細規則和有關这方面的全部必要材料見志願支援陸軍协会1950年在莫斯科出版的“短波工作者手冊”。

本書中研究的是公尺無綫电波的發生、發射、傳播和接收的問題。

本書是供給已經瞭解一般無綫电技術基礎，並在獨立制造中等複雜程度的無綫电設備方面獲有經驗的讀者用的。但为了使初入門的無綫电愛好者也便于接受起見，本書对許多問題都作了簡化。

# 第 一 章

## 無 綫 電 波 的 傳 播

### 1. 電 離 層 對 無 綫 電 波 傳 播 的 作 用

地球的大氣層由三個性質不同的層構成。其中第一層叫做對流層。對流層的上邊界離地面約11公里。這層上面的一層叫做同溫層。同溫層離地面的高度約為50公里。最高的一層叫做電離層，向上伸展到幾百公里。這一層對無綫電波的遠距離傳播起着決定性的作用。

電離層對無綫電波傳播的影響，在1920年M·B·舒列依金就已經作了研究和解釋。

電離層是導電層，其中有自由電子及離子。由於有自由的帶電質點存在，電離層在一定的條件下能折射電磁波，並將它反射回地面。因此可以把大氣中這一層比作為一個圍繞地球的龐大球形鏡面。電離層的高度不是固定的，它隨着時刻、季節以及太陽活動的性質而變化。

電磁經過兩條路徑傳播，其一是藉表面波（地皮）沿地面傳播，另一是藉空間波在大氣中傳播，空間波經電離層反射回地面，落到離發射地點很遠的地方。無綫電波只有在它的頻率不起過臨界頻率時，才能反射回來。臨界頻率就是垂直發射上去仍能被電離層反射而回到地面的電波的最高頻

率。臨界頻率依賴于电离層中电子的集中程度，电离層中电子的集中程度又受到許多因素的影響，並有相当劇烈的变化。

影响大气上層的电离程度的大部份因素都与太陽輻射有關。太陽活動中的任何变化（晝夜循环、周年循环及十一年內循环）都会使电离層中帶电質点的集中程度变化，也就使臨界頻率变化。太陽活動性的变化帶有嚴格的周期性，其强度則由太陽黑子數目判定。每經十一年会發生一次太陽黑子數量最多的情况，這時电离程度增大。在太陽活動性最大的時期內，臨界頻率顯著提高。

电波沿着地面的切綫發射時，頻率比臨界頻率高几倍的电磁波仍然可以由电离層反射回來。沿着地面的切綫發射，能被电离層反射回地面的电波的最高頻率，称为極限頻率。在太陽活動性最强的年份，臨界頻率達13兆周，而与之相应的極限頻率則達40兆周以上。

## 2. 關於長波、中波和短波傳播的簡單知識

为了更清楚的說明超短波傳播的特点，讓我們先來看一下“低”射頻电波傳播的特性。

長波、中波和短波波段的电波或者沿地面傳播到接收地点，或者由电离層反射而達到接收地点。根据距离長短、波長、時刻、电波所經過的地面的性質等不同，在接收地点收到的或者主要是地面波，或者主要是反射波。

長波的特点是地面对它的吸收較小和它能繞过地球上的

灣曲部份。距離三百公里以內時，長波傳播中起最主要作用的是表面波。距離由三百公里至三千公里時，表面波和空間波都能傳到。距離越遠，空間波的作用就越大，因此在距離遠時接收地點的場強就與晝夜時刻、季節以及電離層的狀況有關。

距離超過3000公里時，空間波佔主要地位，因為這時接收地點的場強實際上可與地面的性質無關，而僅僅決定於電離層的狀況。長波的場強在夜間差不多總是比白天大。中波的特點就是地面对中波表面波的电能吸收很多。和長波一樣，中波有繞射現象，就是電波能繞過地球上灣曲的部份。

在白天，由於電離層下面几層劇烈地吸收空間波，所以距離如在1000公里以內，是以應用表面波為主。然而距離如果很遠，表面波的強度變得很小，就收不到了。

反射波的強度在夜間大大增加，中波無線電台的工作半徑可增加至數千公里。這是因為電離層在黑夜對空間波的吸收減弱了許多倍。夜間中波電台在遠距離處造成的場強不斷有變化。衰落現象是空間波與表面波互相干擾造成的，或是由於經過不同路途傳到接收地點的几个反射波互相干擾造成的。

短波和中波一樣，表面波電能都被吸收得很厲害。電波在陸地上傳播時吸收得尤其多。短波傳播中起主要作用的是空間波。要電離層能反射短波，其電子集中程度必須比在反射

中波和長波時大得多。這時發射角愈大，發射地点与接收地点間的距离就愈短。但由某个角度  $\varphi_{kp}$  起，电离層就不再反射电波，而电波也就不能回到地面了（圖1）。因此，与最大發射角相当的有一个最短距离，在这个距离上反射波还有一些場强存在。与發射地点相距比这一最短距离更近的地方就不再有空間波，通信僅能靠表面波維持。但短波地波的工作半徑相当小，因此在与發射机相距遠某一距离以后，場强实际上已經等于零。

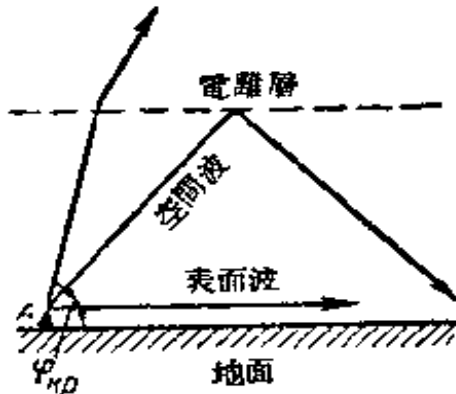


圖1. 空間波工作半徑與發射角的關係

離開發射地点漸远就可能發現下列現象：在半徑數十公里（有時達數百公里）範圍內地面波能起作用；在此範圍以外，地面波强度便逐漸減低，最后信号就接收不到了；接着就到達了所謂“靜區”（或“死寂”區），在这地帶中接收不到信号。离發射机再走远一些信号又可以收到，但收到的已是反射波了。波長愈短，靜區就愈寬，在良好的条件下活動距离就愈大。靜區的半徑也与晝夜時刻、季節和电离層的狀況等有關。

短波可以分作“晝波”，“晨昏波”和“夜波”。晝波是短波波段中頻率最高的部份。夜間电离層不反射这种波，因为夜間电离層中电子集中程度小，臨界頻率也低。晨昏波

(20公尺左右)在日出前開始能傳播。晨昏波在白天傳播的情況比晝波要差一些，晚間晨昏波造成的場強增大，但日落數小時以後，晨昏波傳播的情況就差了很多。夜波(三十公尺以上)在一晝夜中任何時刻都能被電離層反射，夜波傳播的情況基本上決定于電離層吸收的程度。在白天，夜波的場強比較小；但日落數小時以後，夜波場強將達到最大的數值。

在短波中時常可以見到信號衰落現象和回波現象，接收無線電報台時，回波現象有時很顯著。衰落現象是由于經過不同路徑傳到接收地點的電波互相干擾造成的(或由電離層反射次數不同的幾個電波相互干擾造成的)。回波是由于走過路徑較長的信號滯后所造成的。磁暴和電離層暴對短波傳播有着很大的影響。發生這種現象時，臨界頻率劇烈降低。其頻率在平時比極限頻率低許多的電磁波也不能被電離層反射了。

### 3. 超短波的傳播

超短波與長波、中波和短波不同，它在正常條件下也不為電離層所反射。只有在太陽活動性最強的年份，極限頻率提高到40兆周、有時還要高一些的時候，超短波波段中的最長電磁波能被電離層所反射。這時，這種波長的電磁波，其特性就接近于短波波段中的日波。由發射機到接收地點之間整條路上都有太陽照耀時，用五公尺左右的波作長距離通信

的情况也有过。

有时电离层会反常“特发”地反射超短波。这种现象在夏季最多，白天、夜间都有。“特发”的反射是很少发生的，而且照例是为时很短的。

频率比极限频率高许多倍的波（100兆周左右和100兆周以上）也有个别的作了远距离通信的记录。虽然在这些频率上不免会有特发的反射现象，但这种通信之可能还不能用电离层的反射来解释。距离数百公里的通信是用空间波在大气的下面几层——云、冷热空气交界处等的反射来解释的。这种现象在夜间最多。

因此，在条件优良时用公尺波可以作很远距离的通信，但是远距离通信的可能性是有限的。电视爱好者的实验证明在200公里以外可以相当经常的接收莫斯科电视台广播，这是很有意思的。采用有尖锐方向性的接收天线和发射天线，可以增加超短波无线电通信的距离。超短波只有在与视域距离相差不多的地方才能用表面波作经常而可靠的无线电通信。

地面对地波的吸收很厉害，在地面起伏不平的地带或是在森林地带、城市中地波的吸收尤其厉害。超短波的绕射能力（绕过障碍的本领）比较长的波弱得多。在距离超过视距距离时，波长愈短，表面波场强衰减得就急剧。这是由于部份电磁能超过地平线之后就射入空间，不能绕过地球的弯曲



地方再向前平射。地面的曲度对于公分波实际上已是不可克服的障碍，因此公分波电台的活动半径就等于视线距离。

对流层中电波的折射现象对超短波传播有很大的影响。大气中空气的介质常数随高度而变化；其折射系数也随高度而变化，因此超短波传播的路径就弯曲了。这时射线弯向地面。如果考虑超短波射线的曲折半径是地面曲率半径的2.5—5倍，那末由于超短波在大气中的折射而增加其传播距离的这种情况就可以十分明显地看出了(图2)。在对流层的下部，射线被弯曲得最厉害，因为在那里空气的密度和湿度都变化

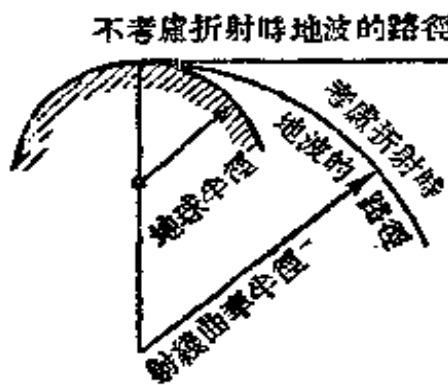


图2. 超短波在大气中的折射

得很激烈。同时在离地面近的地方，空气的湿度随着昼夜、季节和天气的情况可能在一很大范围内变化。因此电波的曲折半径就变动不定，结果超短波的场强就随着时间而变化。计算视线距离时，应考虑到大气使电波折射所

产生的影响。通常视线距离用下列公式计算：

$$D = \sqrt{2R} (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}),$$

其中R——地球半径，公里；

$h_1$ 与 $h_2$ ——发射天线与接收天线离地面的高度，公里。

地球半径约为6370公里，但对流层对电波的折射作用在空气干燥时相当于把地球半径增加到8030公里，在空气

潮濕時相當於把地球半徑增加到 10200 公里。考慮到上述現象，就可以把計算視線距離的公式改寫成另二種形式：在空氣乾燥時為

$$D_c = 4.01 \cdot (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2});$$

在空氣潮濕時為

$$D_B = 4.52 \cdot (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}),$$

其中  $D$  以公里為單位， $h$  以公尺為單位。

地球的有效半徑平均取為 8500 公里。等效半徑隨天氣、季節和晝夜時刻的不同而變化，並在氣溫倒布時，即離地面高度增加時溫度起先增加，然後又平滑降低的情況下，地球有效半徑的變化最厲害。

在超短波上有急劇而強烈的衰落現象，有衰落現象時，接近視線距離的地方，場強可能變化到十倍或十倍以上。因為空氣的濕度與密度變化，以及因此而發生的地球有效半徑的變化並沒有這樣迅速和劇烈，所以，這種衰落現象只能用經過不同路途而達到接收地點的電波相互干擾來解釋。在同一時間，一個波長的電波在某地點造成的場強最大時，另一波長電波在同一地點造成的場強可能恰好最小，這種情況最可以作衰落現象的特征。

在距離等於視線距離時，由雲、冷熱空氣交界點等地方反射下來的電波，可能與直射波強度相等。當雲的形狀或空氣的不均勻程度有變化時，反射條件可能有劇烈的變化，這種情

况也会引起衰落現象。

讓我來更詳細地研究一下超短波在大城市中傳播的情況，因為這種情況在無線電愛好者實際活動中最常碰到。在城市中有大量直接波和反射波互相干擾，因此場強的分布非常複雜。

影响超短波在城市中傳播的有下列因素：如建築物的高度分布情況；牆的厚度、房頂的材料；以及街道的交通等。建築物與牆的遮蔽作用最強。如果接收機和天綫都設在混凝土建築物（或有很厚的磚牆的建築物）內，那就無法接收，即使在最好的情況下，信號的响度也比用室外天綫時低許多。如果在發射機和接收機之間有高的建築物，那在接收的地點的場強就比另一與發射機相距同樣距離，但處在空曠地方的接收地點的場強小得多。如果發射機與接收機之間是開闊的空間，而接收機後面有一座高大的建築物，接收地點的場強會增高，因為接收機的天綫除直射波之外還能收到建築物牆上反射過來的電波。

安置定向天綫時，應考慮到建築物會反射電波的情況。在某些情況下，定向接收天綫輻射特性的“主瓣”不對准發射機，而偏一個角度，這時接收最強。

經驗證明，超短波在城市中傳播時的平均場強比在平坦空曠地方傳播時的場強小幾倍。計算城市中的視綫距離時，發射機的高度不由地平面算起，而由接收地點周圍房頂的平均

高度算起。但即使这样作，这种計算的实际价值仍然是相当可疑的。

## 第 二 章

### 公尺波無線电發送設備

#### 1. 电子管振盪器的自激过程

如果使任意一个机械振盪系統動作起來，例如使鐘擺擺動或使彈簧振動，然后放開不管，那么它的振幅就開始逐漸減小，最后，振動就停止了。机械振盪系統中，振盪的衰減是由支架的磨擦力，周圍介質的阻力和其它原因所引起的。如另外再消耗其它能量來補償振盪中能量的損失，就可以使振盪不衰減。例如，如果一直使用發條或者重錘上積蓄的能量來補償磨擦所引起的能量損失時，鐘擺就会一直擺動下去，直到沒有能量補償为止。

电气振盪系統和机械振盪系統一样，要使它的振盪不衰減，只有从外面輸入能量，來補償損失。在振盪器中，迴路电阻內的电磁能損耗、电介質損耗等都由屏極电源供給的直流电能來補償。換句話說，电子管振盪器將直流电的能量轉变成等幅振盪的能量。

假如迴路中使电磁能損耗的根源用一个集中的正电阻來表示，那么補償这些損耗的电源應該用一个等效負电阻來表

示，这負电阻正迴路內和正电阻串联，並且它的絕對值与正电阻相等（圖3）。

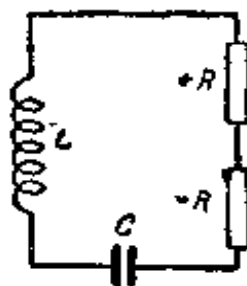


圖3. 負电阻的作用

帶負电阻的綫路有一个特点，就是它不服从歐姆定律。当負电阻兩端的电位差增大時，通过負电阻的电流不像通常的情况会增加，而是相反，电流要減少。在大多數的自激振盪器中，包括超短波振盪器，都使用电子管和負回授电路在一起，作为負电阻。

电子管屏極交流电压和控制柵極交流电压之間有 $180^\circ$ 的相移位差，乃是电子管振盪器內產生和保持等幅振盪的条件之一。在这种条件之下，电子管就成为負电阻，用以補償振盪器振盪系統內損耗了的能量。适当接好的回授电路能使屏極电压和“控制”电压之間產生必需的相位差。現在有各种各样的自激振盪器綫路。圖4, a是一种电感回授的振盪器綫路；而圖4, b是一种电容回授的振盪器綫路。第一个綫路中，把回授綫圈兩端按一定的方向接好，使屏極与柵極的交流电压之間產生所需的相移；在第二个綫路中則用兩迴路間保持一定的調諧關係來產生所需的相移。这样的例子还可以举出很多。但是不管回授电路的形式如何，它們的作用都是一样的，就是把大小、頻率和相位都合于要求的交流电压輸送到振盪器电子管的控制柵極上。

產生振盪和保持振盪的第二个条件，就是負电阻的絕對

產生振盪和保持振盪的第二个条件，就是負电阻的絕對

值要足够補償振盪系統內的正電阻，只有當迴路內的損耗等于零，或者是負的時候振盪才會產生。如果振盪電路的總電阻等于零，振盪的幅度就不變。如果振盪電路的總電阻是負的，振盪的幅度就開始增大，一直到平衡為止，在平衡時，輸入的能量與振盪系統內消耗掉的能量平衡。

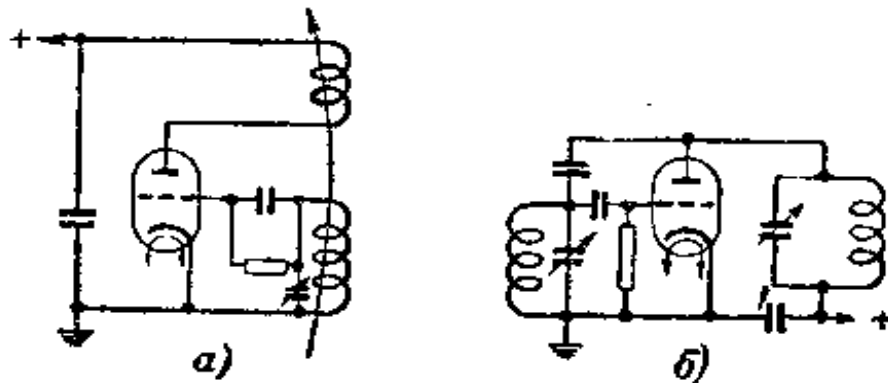


圖4. 自激振盪器線路圖 a. 電感回授的; b. 電容回授的。

我們已經說明了使迴路內振盪不衰減所必需具備的條件。剩下要說明的是振盪產生的原因，也就是說明當振盪器接通以後，它的迴路中怎樣就激勵出振盪來了。實際上要使鐘擺開始擺動，就必需有外來的推動力，使之脫離平衡狀態。在電子管振盪器內使振盪系統“動盪”起來的外力是電流的瞬間變化（電激勵），這種變化在電子管的屏極電路內不斷會發生的。在開始的那一瞬間，振盪迴路好似處在一個不穩定平衡的狀態中，極小的電流變化，也會使之失去平衡，接着在振盪迴路內就產生振盪，振盪的幅度不斷增長，一直到建立穩定的平衡為止。

超短波電子管振盪器和普通射頻電子管振盪器之間沒有

原則的差別。但是超短波振盪器的實際線路多少有些特殊的地方，因為，超短波的特點要求額外還要滿足一系列的補加條件，才能得到穩定的振盪。

## 2. 電子管在公尺波上的工作

電子管在超短波波段上工作的條件與在較長波段上工作的條件有很大的差別。在比較低的射頻中，振盪周期要比電子由電子管陰極飛到其他電極（柵、屏）所用的時間大許多倍。隨着頻率的增高，振盪周期縮短。在超高頻上，振盪周期縮短到可以和電子飛越的時間相比擬。因此電子管就失去了在較低的頻率時所具有的那種“無惰性繼電器”的特性。

假定在電子管的柵極上加上矩形脈沖交流電壓。在負半周的時候，電子管封閉，柵流等於零。當電子管一開啓，電子就向屏極運動，根據電動力學定律，電子運動時會在電子管的柵極上感應出電荷來。

在開始那一瞬間，當電子還未達到柵極時，柵極上感應的電荷引起了某一方向的電流。電子剛一穿過柵極，就開始在柵極上感應另一些電荷，這些電荷所引起的電流的方向與前一電流方向相反，因而總的感應電流開始減少。當電子到達屏極時，總感應電流減到零，因為這時趨向柵極的電子所引起的電流和離開柵極的電子所引起的電流大小相等，而方向相反。在電子管封閉的那一瞬間，也會發生相類似的現象，不過這時的柵流脈沖的符號與電子管開啓時的柵流脈沖

相反。

在比較低的射頻中，感應柵流脈沖的延續時間只佔整個振盪周期中的微不足道的一部份，柵流一次諧波的振幅也不大（圖 5, a）

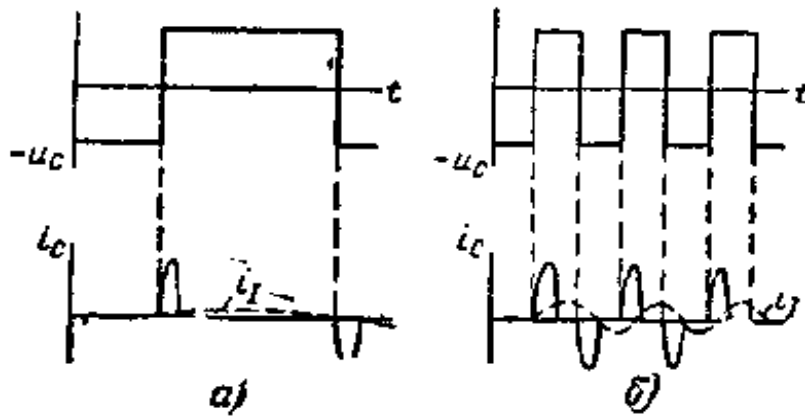


圖5. 柵流與振盪周期的關係

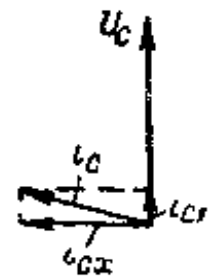


圖6. 電子管柵極電路矢量圖

在超短波中，感應柵流脈沖的延續時間已達到可以與振盪周期相比較的程度；同時柵流的一次諧波也增大了。

雖然控制柵上有很大的負偏壓，但還是有柵流（圖 5, b）存在。在柵壓  $U_c$  和柵流  $i_g$  之間有某一相位差，如圖 5, b 所示。

圖 6 是工作在超短波波段上的電子管柵極電路的簡化矢量圖。可以看出：總柵流  $i_g$  不僅有無功部份，而且有有功部份。無功電流  $i_{gx}$  改變電子管的輸入電容；而有功部份  $i_{gy}$  把電子管陰極與柵極之間的間隔旁路，因而降低了電子管的輸入電阻。理論證明，由於電子飛越時間可與振盪周期相比而產生的輸入電導是與電子飛越時間的平方、頻率平方及電



子管的互導成正比而增加的。电子管用在超短波上時所發生的輸入電阻的減小就使柵極電路中消耗的功率增大，也就是要求增加激勵級的功率。

上面曾經說過，电子管屏極電壓和柵極電壓間有 $180^\circ$ 的相位差是產生和保持振盪的必要條件之一。在超短波上，由于电子飛越的時間和振盪周期可以相比，屏壓與柵壓之間的相位差就不是 $180^\circ$ ，因此自激振盪的條件就難于實現。在短波、中波和長波上，电子管的內阻是純電阻性質的，而在超短波上电子管的內阻則是阻抗性的。所以在超高頻上，从电子管負荷得出的功率大大降低，而电子管屏極上的損耗將增大（就等子屏極迴路失調）。

在很高的頻率上，振盪的周期会比电子飛越的時間短得多。這時在一定的條件下就會產生下述這種情況，即由陰極飛出來的电子到達柵極以前，柵極就充有負電，並把這些电子斥回陰極。這時电子所積累的動能都消耗在燒熱陰極上，這就使电子管的壽命大大縮短。

电子飛越的時間与电子管陰極和柵極之間的距離成正比。对超高頻中的每一具體頻率來說，都有一个陰極与柵極之間的臨界距離。陰極和柵極之間的距離如果大于臨界距離，只有当电子管柵極上沒有交流電壓而開啓時（在柵極上有零偏壓或正偏壓時最常遇到這種情況），电子才能到達並穿過柵極。

在超短波工作時，極間電容的影響急劇增大，電子管的引綫電感和零件電感的影響也急劇增大。因此振盪器的原理綫路圖就不能表現出實在的情況。因為綫路圖上沒有表示出電子管內部的電感和電容。圖 7, a 是一個自激超短波振盪器的原理綫路圖；而圖 7.6 是加上了電子管極間電容（ $C_{ck}$ 、 $C_{ac}$  和  $C_{ak}$ ）和引綫電感（ $L_a$ 、 $L_k$  和  $L_c$ ）後的等效圖。可以看出第二個綫路圖比較複雜。

振盪器的工作在很大程度上依賴於電子管控制柵極的引綫電感  $L_c$ 、陰極引綫電感  $L_k$ 、柵極扼流圈的電感  $L_{ck}$ 、屏極與柵極之間的電容  $C_{ac}$  和屏極與陰極之間的電容  $C_{ak}$ 。

從等效圖上可以看出，這些電抗元件，形成了一個電橋，如果符合下列比例，這電橋將達到平衡狀態：

$$\frac{C_{ak}}{C_{ac}} = \frac{L_k + L_{ck}}{L_c}。$$

不难看出，在平衡時，電子管陰極與柵極上的電壓相等（ $U_c = 0$ ），回授系數等於零。因此，當五種電抗性元件（四個是電子管內部的）之間具有一定關係時，回授就不存在，也就不能具備自激振盪的條件。

如果把振盪器電子管中相應的電極短接，那麼振盪的頻率將完全取決於電極與引綫的電感和電容數值。在這種情況下，所得到的振盪頻率可以稱為是這個電子管的固有頻率，很明顯的，電子管的固有頻率是它能產生振盪的最高頻率。

这样，任何具体型号电子管所產生的振盪頻帶的上限都决定于：第一，电子管陰極与柵極之間的距离；第二，电极的电感

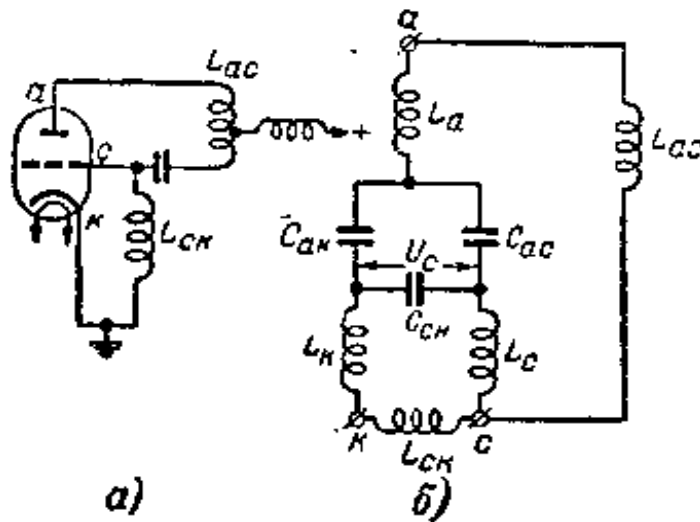


圖7. 自激超短波振盪器的原理圖 (a)和它的等效電路圖 (b)

和电容。所以超短波波段上用的發射管沿着縮小其体形这一方向發展。自然，电极的面積越小、它的电抗也就越小。因此，电极面積小、極間距离不大的小型电子管 6CL1K 就能够產生短

到公寸波的超高频振盪。功率为數百瓦的現代超短波振盪管和普通接收放大管的尺寸差不多，但在工作時需要有強力的風冷。

根据超短波的特点，已經研究出几种原則上完全新式的电子設備，它們都已獲得了廣泛的应用。在这些新式电子設備中常常把电子管的作用和振盪系統的作用結合在一起。这种管子（調速管、磁控管等等）的研究不在本書的範圍以內。

### 3. 公尺波振盪器的振盪系統

隨着振盪頻率增高和振盪功率增大，使用由电容器和电感繞圈所組成的普通振盪迴路就愈來愈不适当。頻率增高，

消耗在幅射上的能量就增大，因此迴路的質量因數下降，而綫路各元件間的寄生耦合就變得更强。

由于普通振盪迴路有上述种种特点，遂引起了采用特殊類型振盪系統的必要性：即采用諧振綫、蝶式电路、空腔振盪迴路等等。現在普通振盪迴路都用在中、小振盪功率時，波長不短于几公尺的波段上。任何一种型式振盪系統的使用范圍都由振盪器的波長和功率來決定（圖8）。

無綫电爱好者的实际制作中，目前还在和較低的射頻和較小的功率打交道，所以一般並不使用空腔振盪电路。对無綫电爱好者來講，介于普通迴路和空腔振盪器之間的振盪系統倒使他們很感兴趣。一端接有調諧用活動短路片的諧振双綫綫路就屬於这种振盪系統之列（圖9）。对称的双綫綫路既可以用在單臂式电子管振盪器中，又可以用在推挽式电子管振盪器中，但用在推挽式綫路中較好。諧振綫可以彎起來或捲成螺旋，以縮小尺寸。波長比較長的時候，在綫路的開端接上一个电容器，用來進行調諧。



圖8. 各種振盪系統的使用範圍

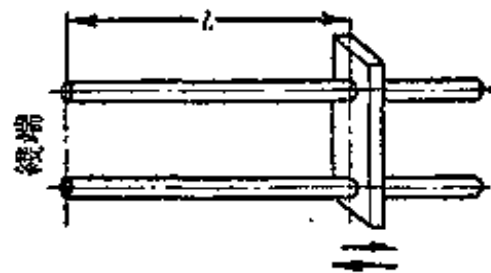


圖9. 用作爲振盪系統的諧振綫

無線電愛好者的實際工作中，可以採用另外一種振盪系統，即由兩個同心金屬圓筒組成的系統，圓筒沿母綫斷開（圖10）。這種系統相當於普通振盪迴路，它的電感約等於

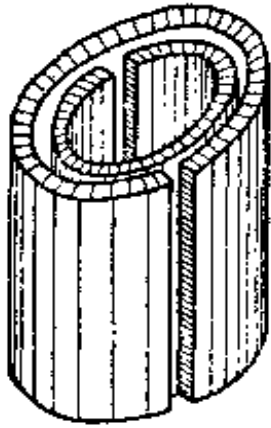


圖10.兩個同心圓筒構成的振盪系統

外圓筒的電感，而電容由外圓筒空隙的二邊緣間的電容決定，而這一電容又與內圓筒的位置有關，這種情況下，內圓筒就成為一個差動電容器的轉子。當內圓筒和外圓筒的斷開部份相重合時，空隙之間的電容最小，該系統的諧振頻率最高，當內圓筒和外圓筒的斷開部份距離最遠時，空隙之間的電容最大，（諧振頻率最低）。

#### 4. 振盪器振盪頻率的穩定度

振盪頻率主要取決於振盪系統的固有頻率，也與一系列的附加因素有關，這些附加因素隨着各種外來原因的影響而變化，就使振盪頻率無意地變動得偏離原始數值。這些因素稱為不穩定因素，有下列幾種：

1. 振盪管的工作狀態發生變化（電源電壓、電子管的參數等等發生變化）。
2. 溫度、濕度和大氣壓力發生變化。
3. 機械的影響（振動和碰撞等等）。
4. 綫路內的零件由於陳舊而使它們的參數發生變化。

現在再來按照上述的次序依次對這些因素的影響作一研

討。

电源电压对自激振荡器振荡频率的影响说明如下。正如前面所确定的，振荡器中的电子管相当于一个负电阻，它补偿振荡系统内正电阻所损耗的能量。在理想的负电阻中，电压和电流的相位差应等于 $180^\circ$ 。这样，这个电阻是纯电阻，把它接入振荡回路时不会使回路内的电抗数值发生变化。但是，实际上的负电阻，使加于其上的电压和流过该电阻的电流之间的相位差与 $180^\circ$ 多少有些不同，这也就相当于负电阻里出现了一些电抗部份。这种情况下，就等于向振荡系统补接了一个电容或电感，其数值随振荡管工作状态所决定的相移大小而变化。介入的电抗归併到回路中相应的电抗之中，因而使振荡频率发生了变化。

振荡系统基频的谐波同样要影响振荡频率，谐波的产生要用电子管特性的非直线性来解释。出现栅流时，谐波的强度增大。如果没有谐波，在谐振的时候，振荡回路电感支路和电容支路的电流绝对值相等，这些支路的无功能量相互平衡。谐波的出现，使电容支路内电流增大，因为容抗随着谐波次数的增高而减少，感抗则增大。因此，谐波就破坏了无功能量的平衡，只有在另一自动确定的较低振荡频率上这种平衡才会恢复。

振荡器负荷的改变（以后各级的反应）也可以看为使振荡管工作状态改变的原因，此外，负荷的电抗元件接到振荡

器調諧綫路以后，就对他的振盪頻率發生直接的影响。

溫度、濕度和大气压力的影响，以及机械影响和零件的陈舊等都会引起振盪器振盪系統參數的变化，以致使振盪頻率偏离原始數值。

由于各种不穩定因素所引起振盪頻率偏离标称頻率的大小表示該振盪器的穩定度。

穩定性應該分为兩種：a) 与振盪器振盪系統的固有諧振頻率相比的振盪頻率的穩定性；b) 与絕對标准頻率相比的、振盪系統固有諧振頻率的穩定性。

振盪頻率与振盪迴路的固有頻率總有不同程度的區別；振盪迴路的質量因數越小，这一區別就越大。

从理論上知道，自激振盪器的振盪頻率是由振盪器綫路內的相位關係來決定的。在穩定的工作狀態下，相位是平衡的，這時，振盪器自激电路內的相移總和等于零。我們知道，調諧好的振盪系統，其相位特性曲綫的斜度最大；並且振盪迴路的質量因數越大，相位特性曲綫越陡峭。因此，諧振系統具有下述这种特性，即当送來的振盪頻率与諧振頻率有偏差時，諧振系統会劇烈改变振盪的相位。因此很顯然，振盪迴路的質量因數越高，使振盪相位的改变就越劇烈。

假設振盪系統的固有頻率完全固定不变。更假設，由于不穩定因素的影响，在自激振盪电路某一部份的相位發生了一些变化，因此相位平衡破坏了。为了恢復相位的平衡，必須

把振盪頻率移到与原始值有些相差的地方。这一頻移就使振盪系統的相位發生相应的改变，因而相位平衡又重新恢復。

很明顯的，振盪器振盪迴路的質量因數越高，恢復相位平衡所需要的頻移就越小，振盪頻率也就越接近振盪迴路的固有頻率。

这样，对振盪器振盪系統固有諧振頻率而言的、振盪頻率的穩定性要由振盪系統的質量因數來決定。

以上我們假定振盪系統的固有頻率是固定不變的。事实上，固有頻率与各种外在因素或多或少有些關係。对于这些因素影响而言的振盪系統的穩定程度称为振盪系統的标准度。

振盪系統的頻率溫度系數是它的标准度的重要指标之一，它表示溫度变化攝氏一度時，振盪系統的諧振頻率变化多少倍。普通振盪迴路的溫度系數依赖于电容器电容溫度系數的大小、綫圈电感溫度系數的大小以及这二者之間的比例。通常都对这些系數加以選擇，使在溫度变化的影响之下，由于电容改变而引起的頻率变化能用电感的溫度变化來補償。合理地選擇振盪迴路的各种參數能提高迴路的标准度。例如，增大振盪迴路电容器的电容就可減少电子管輸入电容对振盪頻率的影响。

由于上述可見，要提高振盪器的總穩定度就應該提高振盪系統的質量因數和改善它的标准性。



前面也提到过，随着振盪频率的增高，普通振盪迴路的质量因数将降低。振盪迴路的标准度也降低，振盪器的稳定度因此下降。

用作振盪系统的双綫綫路的质量因数比用集中电容和电感所组成的普通振盪迴路的要高得多。从理論上知道，双綫綫路当长度等于四分之一波長或者是四分之一波長的整倍數時，它的质量因数最高。四分之一波長的綫路，不論从质量因数高來講，或者从結構方面來講，都是最恰当的一种。

空腔振盪迴路的质量因数很高，接近于石英諧振器的质量因数。这是因为它沒有消耗在幅射中的損失；同时由于趨膚效应，消耗在电介質中的損失也很小。空腔諧振器的标准度比普通振盪电路高許多倍。虽然如此，在小功率的無線电爱好者發射机中采用笨重的空腔振盪电路顯然还是不合适的。

### 5. 自激振盪器的綫路

我們已經指出过，超高频振盪器和普通电子管振盪器之間並沒有原則上的差別。在所有的情况下，电子管振盪器中都是將屏極电源的直流电能轉变为电磁振盪的电能。但是超短波振盪器的綫路却是很特別的，这是由于超短波具有前几節所講的特点。

因为在無線电爱好者的实际工作中不使用特殊類型的振盪器綫路（磁控管綫路，調速管綫路等等），所以我們在这

里只簡單地研究一下应用最廣的三極管振盪器綫路。

超短波振盪器分为兩類：單臂式綫路和推挽式綫路。圖7 是一个典型單臂式振盪器的原理圖和它的等效圖。現在这种綫路在小型發射机構造中使用最廣。

为了提高振盪器振盪頻率的穩定度，在它的屏極綫路內常常接入一条双綫綫路或同心綫綫路。

超短波發射机經常使用对称天綫工作。在这种情况下采用推挽式振盪器綫路最合适。圖 11, a 是推挽式綫路中应用最廣的一种形式。在推挽式振盪器中采用对称双綫綫路很方便（圖11, b）

圖11所示綫路有許多种变形。它們之間的差別主要是構造的不同，以及振盪系統內的附加部件等不同。

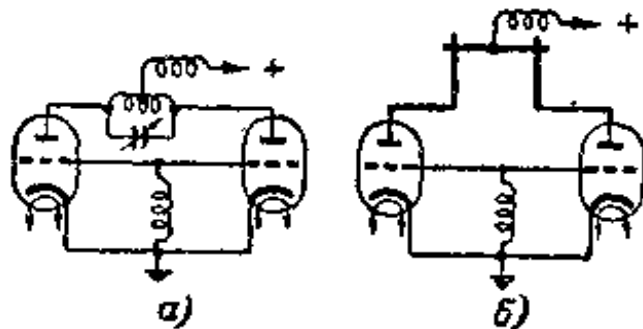


圖11. 標準推挽綫路

圖 12, a 是一种振盪器綫路，在它的屏路和柵路內都有調諧迴路。选定这两个振盪迴路的調諧可以不困难地確定所要求

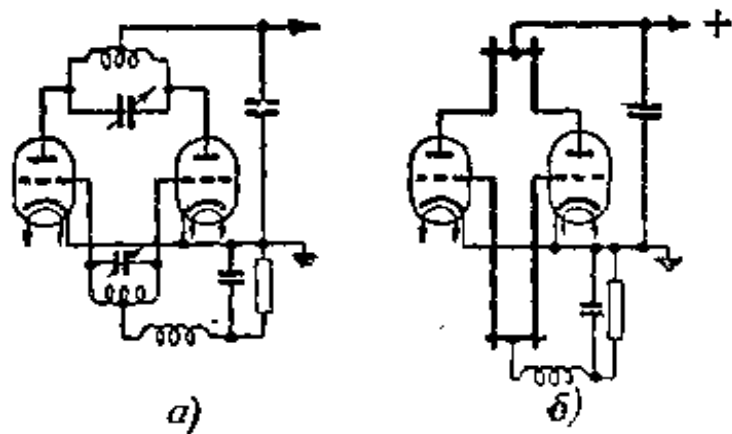


圖12. 屏路和柵路都有迴路的推挽綫路

的振盪器工作狀態和擴大振盪器自激的頻率範圍。圖12,6是使用長綫的類似綫路。

用變壓器耦合綫路的振盪器工作不穩定，所以很少採用。

超短波振盪器工作得好壞在很大的程度上取決於它的構造。這種振盪器結構的特點將要在“業餘超短波發射機的設計”這一節中加以研究。

### 6. 石英穩定的振盪器

採用一定方式由石英晶體切割下來的石英片具有所謂壓電的特性。如果把它放在兩個金屬薄片——兩個電極之間，那麼在這兩個電極上加有符號相反的電荷時，就會使石英片發生機械變形（壓縮或擴展）。石英片兩個面上電荷的符號改變時，石英變形的性質也就隨之而變。

如果在石英片的兩個電極上加上一個交變的電位差，那麼石英片將振盪起來，其振盪頻率等於作用於石英上的交流電壓的頻率。

石英片也和其它的機械振盪系統一樣具有固有諧振頻率，固有頻率由石英的彈性，石英片的尺寸等等來決定。如果所加的交流電壓頻率和石英片固有諧振頻率一樣，就會產生諧振，石英機械振盪的幅值急劇增大。這時在決定石英片頻率的方向上（在超短波石英上是厚度）正好擺下彈性波的半波長。

石英片中的压电现象是可逆的。石英片压缩和扩展时，在它的面上就产生电荷，电荷的极性由变形的性质来决定。

由于石英片具有压电特性，所以它是一种电气机械振荡系统，其作用和图13的振荡回路相类似。在这个电路内， $R_1$ ——石英谐振器的等效电阻； $L_1$ 和 $C_1$ ——等效电抗参数； $C_0$ ——静止电容，等于石英片的极间电容与接线电容的总和。

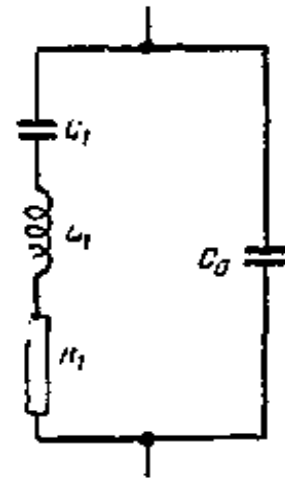


图13. 石英谐振器的等效线路

石英等效回路有两个彼此相近的谐振频率。在并联谐振频率(或“反谐振”频率)上，石英就像一个并联振荡回路，它的总阻抗是电阻性的，并且很大。在串联谐振频率(有时就简称它为谐振频率)上，石英相当于串联振荡回路。它的总阻抗是电阻性的，并等于等效电阻  $R_1$ 。石英谐振器等效电路的质量因数为

$$Q = \frac{\omega L_1}{R_1}。$$

这里的  $\omega L_1$  与储藏在回路内的能量成正比，而  $R_1$  则与振荡一周期内损失的能量成正比。

石英的  $Q$  值比普通振荡回路，甚至比起空腔谐振器的质量因数都要大许多倍。石英谐振器的等效电感  $L_1$  比较大(大到几十亨利，在低频时可能达到几百亨利)；而它的等效电阻

$R_1$ 却相当小（只有几十欧姆）。制造具有这种参数的电感线圈实际上不可能，所以普通振荡回路的品质因数不可能高于几百；而石英谐振器的品质因数则可能达到几十万。

由于石英谐振器等效电感大和它的等效电容相应地小（等效电容是百分之几或者千分之几微微法），谐振器以外的、具有较大电容和较小电感的线路元件对于石英的等效参数影响极小。

事实上，用普通电工技术的方法就可以把外部元件的电感和电容换算到石英等效回路内，把它们当作和  $C_1$ 、 $L_1$  串联。显然，大电容和很小的电容串联以后，差不多不使小电容有什么改变。同样的，小电感与大电感串联时，对大电感的影响也极小。十分清楚，在普通振荡回路内，外部元件对回路各种参数的影响，也就是对电路谐振频率的影响却要大几百倍、几千倍。

由于石英坚固、化学上稳定、弹性及热膨胀温度系数小等等原因，石英谐振器与其他振荡系统比较起来，它的标准性最高。

石英片有上述性质，所以用石英稳定的振荡器在振荡频率稳定性方面超过其他类型的振荡器。

现在石英片的频率可以作到 100 兆周，但是制造频率高于 10—15 兆周的石英谐振器有很大的困难，因为随着频率增高，石英片厚度要成比例的减薄，石英片就变得越来越脆。

同時隨着石英頻率的增高，石英生產上的誤差和加工質量的好壞對其質量因數的影響也隨着增大。所以這種石英很貴，無線電愛好者很少能使用它。

用壓電石英穩定的振盪器分為所謂直接振盪式線路和利用牽引現象的線路。在直接振盪器式線路內，石英諧振器起一個基本的原始的振盪系統作用。所以在石英斷開或者損壞時振盪就停止。在利用牽引效應的振盪器內，石英諧振器不是原始的振盪系統，而是用某種方法與原始的振盪系統發生聯系，當它們的頻率很相近的時候就將振盪系統的振盪牽引過來。在這種振盪器中石英不參與產生振盪。

圖14上的曲線表示牽引式振盪器的振盪頻率和其中的原始振盪迴路調諧間的關係，這種曲線稱為牽引迴線。

這曲線的縱軸代表振盪頻率  $f_{\text{ген}}$ ；而橫軸代表振盪器振盪迴路的固有頻率  $f_{\text{конт}}$ 。

假設振盪迴路的固有頻率大大地低於與之有電耦合的石英諧振器的頻率，那麼在這種情況下，和在普通自激振盪器中一樣，振盪頻率僅僅取決於迴路的調諧，而且是直線的關係。

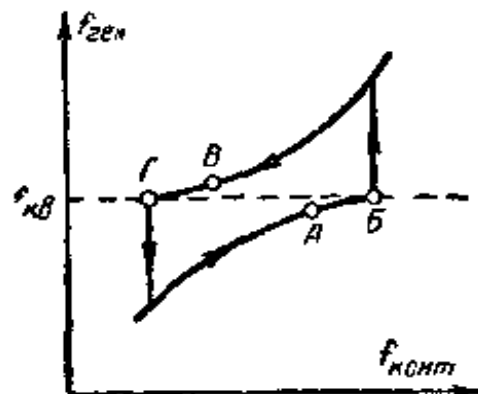


圖14. 牽引迴線

隨着振盪器迴路頻率的升高，振盪頻率也增高；但是，振盪頻率漸漸接近石英頻率，振盪頻率與迴路調諧的直線關係

就漸漸被破壞。振盪頻率開始落后于振盪迴路的諧振頻率，在石英諧振頻率附近時（牽引迴綫上的 A—B 段）振盪頻率几乎与振盪迴路的諧振頻率無關，基本上由石英諧振器決定。這個時候，振盪器工作在牽引狀態下，換句話說，石英已經起了穩定作用。

迴路的頻率繼續增高，振盪頻率几乎不起變化，但不久以后又發生了劇烈的變化，綫路又變成像普通的自激振盪器一樣工作。

如果現在把振盪迴路的頻率降低，振盪頻率變化的過程也是一樣的。在牽引迴綫圖 B—Γ 這一段上，振盪頻率又重新由石英決定，然后又發生頻率跳越。

牽引式綫路的一項重大缺點是振盪頻率可能从牽引迴綫的一個支路跳越到另一個支路。在牽引工作狀態下，達到最高的頻率穩定性的條件和達到最大振盪穩定度的條件之間存在着很尖銳的矛盾：振盪頻率越是接近晶体頻率，頻率的穩定性就提高，而振盪的穩定度就降低。在頻率的跳越點附近，頻率的穩定性最高，而振盪的穩定度最低。

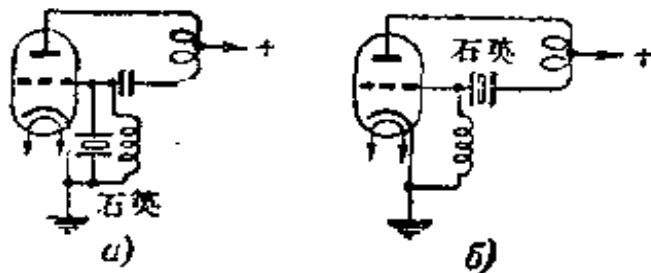


圖15. 用牽引作用的振盪器綫路

牽引式振盪器的優點是可以利用質量因數低，在直接振盪式綫路內不起激勵作用的石英，對工作在超高频上

的石英片來講，這一優點尤為突出，因為它的質量因數通常要比工作在低射頻上的石英片的質量因數低。在其他波段上，牽引綫路的這個優點並不突出，所以頻率低到10—15兆周以下時，就很少採用這種類型的石英振盪器。

圖15中畫有與圖7相當的超短波牽引式振盪器的兩種電路變形。

在圖15,a上，石英並聯在電子管的柵極和陰極之間，成為旁路。在石英片並聯諧振的頻率上，振盪器柵極電路的總阻抗最大，振盪就在該頻率附近產生。

圖15,b上，石英串聯在柵極綫路內，用作為耦合元件。在石英片串聯諧振的頻率上，它的阻抗最小。所以它並不像15,b的綫路一樣，在並聯諧振附近產生振盪；而是在串聯諧振頻率附近才產生振盪。

諧振器沒有激勵時在兩個綫路中都能產生振盪。在與石英頻率不同的頻率上同樣也會自勵，一般這種情況都發生在振盪器屏極電路十分失調的時候。

圖16是兩個直接振盪式的綫路，在低射頻中應用很廣泛。這兩種綫路在公尺波上也可以使用。

圖16,a中，屏極振盪迴路的頻率應該調諧得比石英諧振頻率高一些；而圖16,b中就應該調諧得比石英諧振頻率低一些。

適用於超高頻的石英片製造困難，價錢較高，因而，在



無線電愛好者的實際制作中采用它們的可能性受到限制。所以無線電愛好者一般都采用頻率較低的石英片。

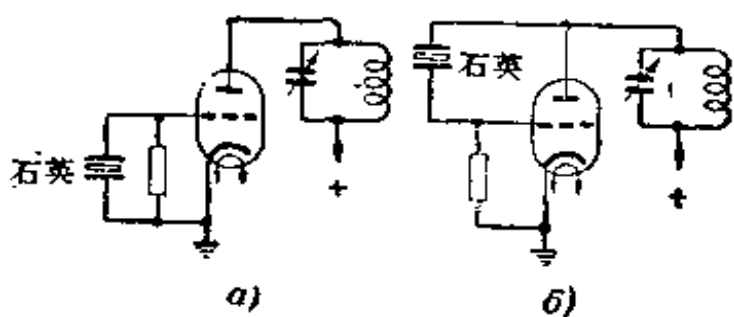


圖16.直接振盪式石英振盪器電路

在超短波上有兩種辦法來使用諧振頻率較低的石英片。其中一個辦法是在發射機倍加級中將石英諧振器的

頻率倍增；另一個辦法是利用石英的機械諧波。

然而利用倍頻又會使發射機級數增加、綫路複雜，這就是用這個方法取得石英穩定的超短波的缺點。利用石英諧振器的機械諧波，不需要增加發射機的級數，所以從這觀點來講，這種方法是值得重視的。

石英諧振器和所有機械振盪系統一樣，不僅在諧振基頻上能激勵，而在基頻的諧波上也能激勵。如果給石英片的電極加上一個交流電壓，其頻率是石英諧振頻率的整倍數，這時沿着決定諧振器振盪頻率的方向（在這裡是沿厚度方向）正好擺上數目等於諧波次數的整數彈性半波駐波。如果所加電壓的頻率是石英片固有諧振頻率的兩倍，沿其厚度方向就有兩個半波；如所加電壓頻率為石英固有諧振頻率的三倍，就有三個半波；其餘依此類推。如果所加電壓的頻率是石英諧振頻率的偶次倍數，石英片相對兩面上的電荷大小與符號都相

同，因此石英片不会变形，振盪也不会產生（圖 17, a）。如果所加电压的頻率是石英諧振頻率的奇次倍數，石英片相对的兩面上电荷的符号就相反（圖 17, b），石英片就按所加交流电压的頻率而振盪。因此，石英諧振器只有在奇次机械諧波上才能激勵。

石英片在次數很高（直到第十九次—第廿一次）的机械諧波上的反应都可以看見。但是在普通振盪器綫路中，例如在柵極与陰極間接有石英的綫路中，只能激勵出第三次諧波的振盪，最好的情況下頂多也只能激勵出第五次諧波的振盪，

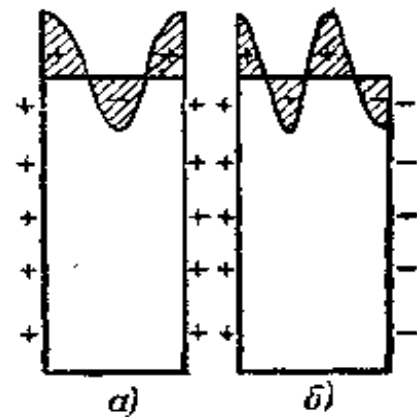


圖 17. 石英在機械諧波上的激勵

而且輸出的電力比石英工作在基頻上時要小許多倍。這可解釋如下。隨着所使用机械諧波次數的增高，石英諧振器的等效電容  $C_1$  近似的與諧波次數成比例地減少（這由公式  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  可看出；頻率增大  $n$  倍， $LC$  的乘積將減少  $n$  倍）。靜止電容  $C_0$  等于石英極板間的電容、電子管輸入電容及接綫電容的總和，這數值是固定不變的。因此  $C_1/C_0$  減少，振盪器振盪系統的總阻抗便降低了。

要提高柵極電路的總阻抗，也就是說要提高輸出電力，可在石英諧振器上並聯一電感，其數值由試驗決定。總和阻抗的數值可以用與電感及石英並聯的特用微調電容器來調

諧。

圖 13 中画有使用基頻 12.3 兆周石英片的七次机械諧波的振盪器，並註明了它的各种數據。这里机械諧波的頻率与相应的电气諧波相近，但可能稍高或稍低。变更振盪器柵路的總阻抗能在一定範圍內变更振盪的頻率。与石英諧振器並联接上一个电感元件后，振盪器的綫路就不再是直接振盪式的了。如果補加电感和石英靜止电容所構成的振盪迴路固有頻率比屏極迴路的諧振頻率低的話，即使石英損坏，綫路仍能振盪，这时石英自然是变成最普通的电容器。可能發生寄生自

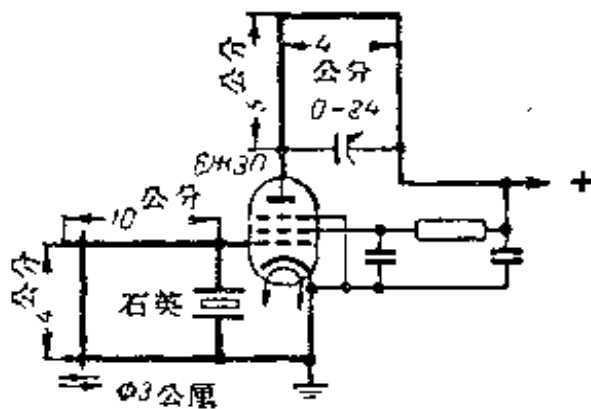


圖18.在机械諧波上工作的石英振盪器綫路

激是这綫路的最大缺点。

使用石英机械諧波的石英振盪器用下列办法調准。將屏極振盪迴路粗略的調到所选定的机械諧波頻率，選擇柵路中的电感，使調准時接在柵路中的直流毫安計讀數最大

(电表的刻度应为 0—1 毫安)。然后，平滑地改变屏極振盪迴路的調諧，並注視毫安計的讀數变化。如果柵流也是平滑的变化，这就是說，石英諧振器沒有参与振盪。柵流曲綫如有急劇下降的地方，在低次諧波（第九——第十一次以下）時下降地方的边上有凸起的峯值，这就是有石英穩定的

標誌。在這峯值附近振盪頻率由石英控制。應該指出，並不是所有的石英片都能在機械諧波上激勵，只有在基頻上振動很強的石英片才会在機械諧波上激勵。

石英諧振器在機械諧波上激勵時，振盪器屏極負荷上輸出的功率可以与石英在基頻上工作時所得輸出功率相比較。

### 7. 發射机中的調制

現在，業余超短波發射机一般說來都是作為發話用的。作發話用時使用經過調制的高頻（超高频）振盪。

調制就是用改變振幅、頻率或相位的方法來控制所發射的振盪；根據這一點現在有幾種形式的調制，其中運用最廣的是調幅和調頻。

調幅時，在發射机天綫中高频電流的振幅隨送話器感受的音頻振盪規律而變化，如果沒有音頻調幅電壓，則發射出去的只有所謂載頻振盪，若是用任一個音頻在發射机中進行調幅，則發射的電波就不像沒有調制時的情況一樣，只有一個頻率，而是有三個頻率：載波和兩個邊頻。各邊頻與載波的差值都等於調制的音頻。

播送語言或播送音樂時，發射机中用來進行調幅的不只一個音頻而是許多音頻，因此邊頻的數量也就大大增加，發射出來的是由載波頻率和兩個邊頻帶組成的整個頻譜。

調幅——這是歷史上第一種調制形式，然而直到現在，長波、中波和短波波段上用的還是這種調制佔優勢。這是因

为調幅信号的頻譜比較窄，因而电台佔用的頻帶也比較小，在一个波段內能容下的电台數量也最多。

在無綫电爱好者实际工作中往往是在發射机末級進行調幅，在末級推動級中進行的較少。調幅电压可加到电子管的各个電極上。有的在控制柵極上完成調幅、偏压柵極調幅，有在电子管簾柵極上完成調幅，也有在屏極上、抑制柵極上完成調幅的。我們不准备一一分析所有这些種類的調幅；只想指出，其中最簡單的是柵極調幅，而最完善的是屏極調幅。

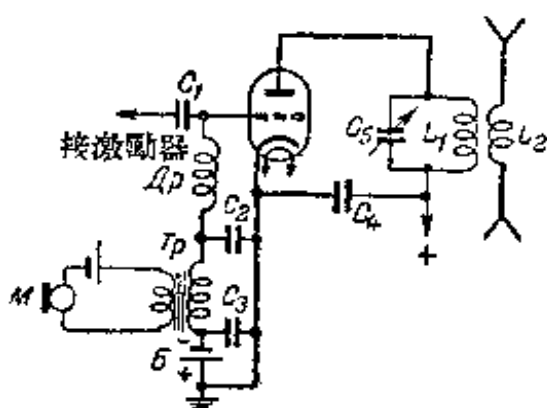


圖19. 最簡單的控制柵極調制綫路

現在超短波上廣泛采用的是調頻，但是在無綫电爱好者的实际工作中仍然采用調幅，因此我們还是举出最簡單的控制柵極和屏極調幅綫路作为例子。

圖19中表示一个最簡單的控制柵極調幅綫路。高频电压經過电容器  $C_1$  加到电子管柵極上；而負偏压則經過送話器变压器 調制变压器  $T_p$  的次級綫卷和高頻扼流圈  $L_p$  加到柵極上。送話器  $M$  接在变压器的初級綫卷上。这样，柵極上的电压便由直流偏压和取自变压器次級綫卷的音頻交流电压所組成。將变压器次級綫卷旁路的电容器  $C_2$  用來使調制設備不受高频电流作用。电容器  $C_2$  的容量不应超过 500—1000 微

微法，否則它對於音頻電流的阻抗值太小，將會使發射機的頻率特性變壞。使柵偏壓電池 B 旁路的電容器 C<sub>3</sub> 用來防止音頻電流流到偏壓電路中，並用來形成音頻電流到達電子管陰極的通路。這種線路僅在發射機功率不大而送話器發出的電動勢較大時才能保證有足夠的調制度，（調制度是天綫中電流的振幅在調幅時的增長值與無調幅時的振幅值之比）。

送話器變壓器 TP 的變換系數選擇在 1:25 至 1:50 範圍內。如果發射機功率大，可藉專門的送話器放大器（調幅放大器）將音頻電壓增大。這種放大器的輸出變壓器的變換系數建議取為 1:1 至 4:1 左右。

圖 20 是附有調幅變壓器的最簡單的屏極調幅線路圖。調幅變壓器 TP<sub>2</sub> 的次級繞卷、電源和高頻扼流圈 ΔP<sub>1</sub> 三者串聯接入振盪器電子管 Π<sub>1</sub> 的屏極迴路中。TP<sub>2</sub> 同時兼用作為音頻放大器的輸出變壓器。電子管 Π<sub>2</sub> 的屏極電壓中包括屏極直流電壓和感應在調制變壓器次級繞卷中的低頻交流電壓兩部分。調幅級電子管的功率應該與振盪級電子管的功率大致相等。在大功率的發射機中採用推挽線路的調幅器比較適當。

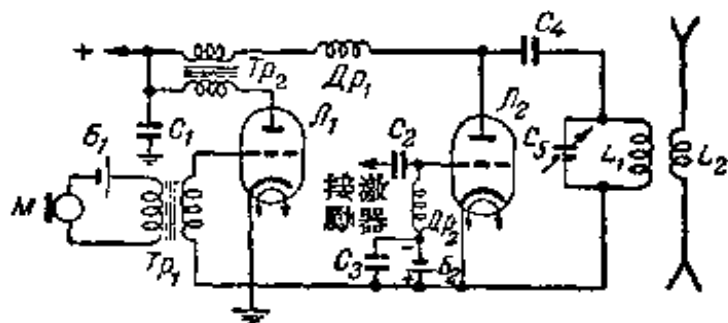


圖20. 最簡單的屏極調制線路

讓我們再簡短地敘述一下調頻。頻率調制時，發射機發射的振盪頻率按音頻振盪而變化，振盪的頻率對於標稱值的偏移（頻移）的變化與調制電壓的振幅成正比，而與調制電壓的頻率無關。

頻率調制信號的振幅是不變的，因此發射機的功率在發射時是不變的，並等於發報工作狀態時的功率。這是頻率調制的巨大優點。頻率調制的優點還在於有高度的抗擾性和有限制振幅的可能性，限制振幅是一種反干擾的有效方法。

在調幅時一般的是在發射機的末級控制振盪，而在調頻時，絕大部份是對主控振盪器進行調制。調制時使用調頻器，其功用是使主控振盪器的頻率按音頻振盪而變化。

讓我們簡單分析一下最常用的帶有電抗管的調頻器電路。

電抗管是輸出阻抗為電抗性的電子管級，其輸出電抗按不同電路接法可為電感性的，也可為電容性的。在電抗管輸出電路中，電壓和電流之間有近於 $90^\circ$ 的相移。若電抗管工作狀態改變，相移也將在一定範圍內變化。因此也就改變了電子管的等效電感或等效電容。如果把電抗管的輸出接到主控振盪器的振盪迴路路上，振盪頻率就將隨着加到調頻器輸入處的音頻振盪而變化。

圖21是實際的電抗管電路，其上並附有所有數據。調頻器的靈敏度就是頻率偏移與電抗管輸入處音頻電壓的比，這

數值取決於電容值 $C_1$ 。採用這種線路再經過兩三級倍頻，就能得到相當大的頻率偏移（大於20千周）。

圖22是一部業餘調頻超短波發射機的原理圖。

發射機由四電子管級組成：

電子管， $\Pi_1$ ——調頻器，按電抗管線路接成； $\Pi_2$ ——電子耦合的主控振盪器，按倍頻狀態工作； $\Pi_3$ ——倍頻器； $\Pi_4$ 和 $\Pi_5$ ——末級推挽放大器，按倍頻（或三倍頻）狀態工作。放大器的屏極負荷是一諧振雙綫。發射機輸出功率約為4千瓦左右，頻率偏移約為25千周。

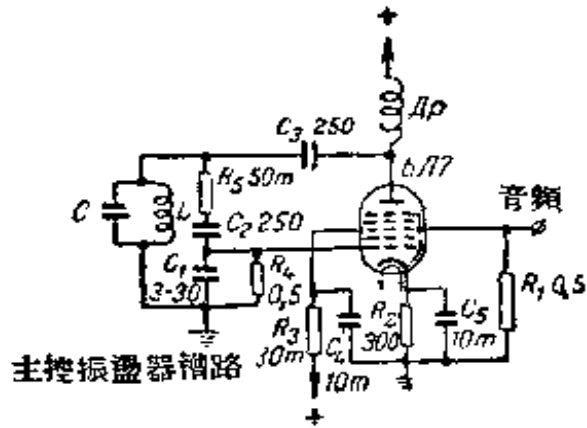


圖21. 電抗管線路

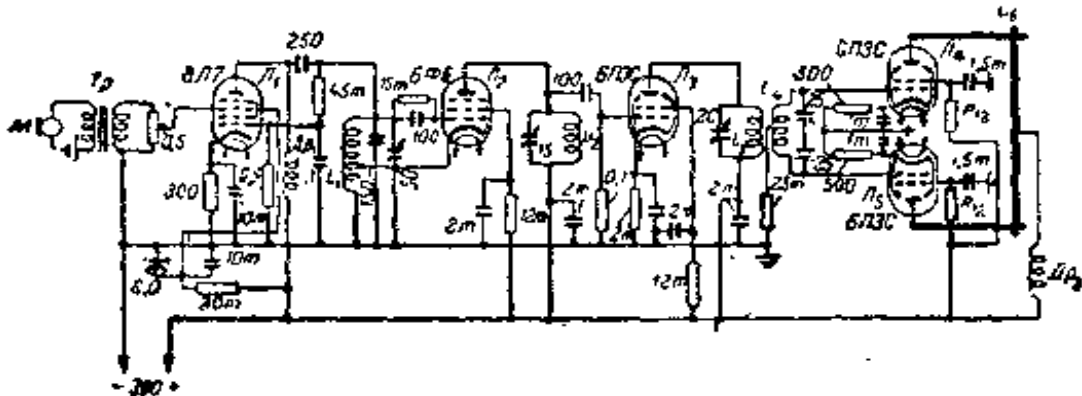


圖22. 調頻發射機線路

扼流圈： $\Delta p_1$ —用0.12漆包綫繞100圈，綫架直徑10公厘；  
 $\Delta p_2$ —用0.1漆包綫繞20圈，綫架直徑10公厘。

發射機很簡單而效果也令人滿意。其缺點是在倍頻級和末級放大器中採用的是電子管 6J3C；如果使用特種類型



的超短波电子管，例如双四极管ГУ—29和ГУ--32，上述线路的工作就更加稳定，并能得到更大的输出功率。

更复杂更完善的发射机线路，将在“业余超短波发射机的设计”这一章中叙述。

### 8. 無線电發送設備的供电

发射机工作质量的好坏在很大程度上取决于它的电源。直流电压滤得不好就会使信号受到交流电流的寄生调幅；电源的电力不足或者内阻过高都会使电源电压在发射时有过大的变动。上面已经指出，电源电压的变动是使发射机工作不稳定的最严重的因素之一。所以对现代无线电发射台电源的要求很严格。

建议可以采用下列方法来使电源电压稳定：

1. 正确地选择电源变压器和自耦变压器的功率，以减小它们线卷上的电压降。
2. 采用磁铁饱和式或其它形式的交流稳压器。
3. 用单独的变压器来供电给主振振荡器电子管的灯丝，在某些情况下并用镇流管来稳定灯丝的电压。
4. 用有稳压设备的整流器来供电给主振振荡器的屏极电路。

上面所介绍的一些方法主要是对主振振荡器的供电来说的。发射机中间各级和末级的电源电压的改变对发射频率的影响要小得多，因此没有必要去稳定它们的电源电压。对末

級屏压濾波質量的要求同样也小得多。

强放各級所用供电整流器的綫路有各式各样的。要根据發射机功率大小來決定采用哪种型式的整流器。功率为五瓦的發射机例外地可以用一个真空二極管整流器來供电，这时强放級的屏压應該在濾波器扼流圈以前接出來。这种發射机也可以采用硒整流器。二十瓦的發射机采用两个真空二極管整流器供电比較合适，其中一个供电給主振振盪器和中間各級；而另一个則供电給輸出級。一百瓦發射机的輸出級一般采用充气管整流器來供电。

充气管整流器的优点是充气管內阻小，而且具有同样參數的充气管比真空二極管尺寸要小。

應該記住，充气管整流器的負荷應該是电感性的。所以这种整流器的濾波器不能做成 $\Pi$ 形，而要做成 $\Gamma$ 形，即是先接到扼流圈，而不是先接到电容器。

还要指出，發射机直流电路內扼流圈的电感量过大会在整流器濾波器中引起过电压現象，这就是發報時產生喀呖声的原因之一，所以从通話轉向通報時，最好用电阻將扼流圈旁路。

### 9. 業餘無線电發射机的設計

業餘無線电發射机的設計任务包括：選擇發射机的綫路、發射管的型号、調制或者鍵控(如發報)的方式；以及对綫路的工作状态和各种元件作近似的电能方面的計算。

無論是在專門的無線电文献或者是在業餘無線电文献

中，对發射机电能方面的計算都有詳細的叙述；这种計算基本上也适用于工作波長为几公尺的三極管或四極管超短波振盪器。

我們可以根据对所設計發射机提出的技術要求——波長、有效功率、振盪頻率穩定度、設備的大小等來選擇發射机的綫路、振盪系統的形式、級數、电子管的類型等等。



圖23.他激式發射機方塊圖  
1—主振振盪器；2—緩衝級；  
3—倍頻器；4—末級放大器。

業余超短波無線電發射机和所有其他各型电子管發射机一样，可以分为自激式和他激式兩類。自激式發射机的振盪迴路直接与天綫耦合，天綫就是振盪迴路的有效負荷。他激式振盪器將來自激勵器（高频电源）的振盪加以放大。

圖23上画有他激式發射机的方框圖。其中把自激式振盪器用作主振振盪器。緩冲級是电压放大系數很小的非諧振放大器。倍頻器用以从激勵器頻率中將所需要的諧波分出來。末級放大器則用來放大信号的功率。

自激式發射机的优点是構造簡單。缺点是頻率穩定度較他激式發射机为低。因为自激式發射机直接和天綫相接，天綫的电气參數滲入振盪迴路的电抗元件中，对發射机的頻率有着很大的影响。天綫的电導使振盪迴路旁路，使其質量因數減低，歸根到底也就使振盪頻率的穩定度降低。在自激式

發射機中，所需的有效功率由一個電子管級來供給，得到的振盪不再放大，因此對這種發射機輸出功率的要求與對它的振盪頻率穩定度方面提出的要求是互相矛盾的。

他激式發射機中的主振振盪器一般都是功率小的，其電子管在輕載狀態下工作。這種情況下，主振振盪器零件的溫度升降低，因此他所產生的振盪頻率的穩定度能有所提高。除此以外，為了提高頻率穩定度，主振振盪器和負荷間使用弱的耦合，並採用電壓放大系數約等於一的緩沖級，以及儘可能地消除主振振盪器和緩沖級中的柵流。主振振盪器的振盪頻率通常選得比發射機的工作頻率低幾倍，這是因為在比較低的頻率上，參數穩定較容易，寄生電容耦合和各種不穩定因素的影響比較小，振盪迴路的質量因數能提高，並有可能利用石英諧振器。

現在，自激式發射機幾乎完全被他激式發射機所排擠，只有當對發射機的主要要求是結構簡單和輕巧時，才採用自激式發射機，例如報導用的小型小功率發射機。這種發射機中

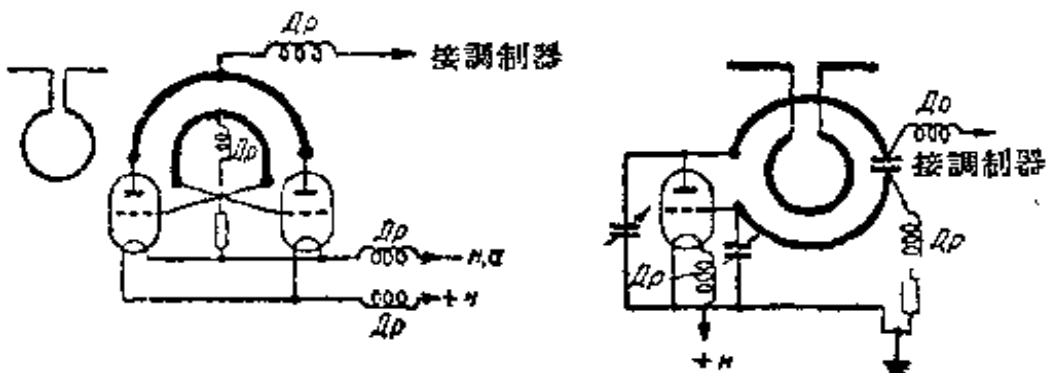


圖24. 自激式發射機標準線路

采用屏調制，供通話用。圖24是兩個自激式超短波發射機的最簡單的綫路圖。

圖25是一個報、話兩用他激式超短波發射機的綫路圖，這種綫路既能用作調幅，也能用作調頻。

這架發射機有十個電子管，其中包括氣體穩壓管。各電子管（電子管級）的作用如下： $\Pi_1$ （6A7）——調頻器，采用電抗管綫路； $\Pi_2$ （6Ф6）——主振振盪器，采用電子耦合綫路。振盪器柵極綫路中的迴路調諧在頻率 21.5 兆周左右；而屏極迴路則調諧在43兆周上。 $\Pi_3$ （6Π9）——石英穩定式主振振盪器。石英振盪器電子管陰極迴路的頻率調得稍高于石英的頻率（10.75或者 21.5 兆周）。石英振盪器在通報及用調幅法通話時使用。在后一種情況下也可以采用具有平滑調諧的振盪器。 $\Pi_4$ （CF4C）——氣體穩壓器，它穩定主振振盪器和調頻器電子管的簾柵電壓。 $\Pi_5$ （6Π6C）——倍頻器。倍頻器屏極迴路的頻率調諧在86兆周。它与末級之間用電感耦合。 $\Pi_6$ （ГУ—32）——推挽式功率放大器。功率放大器屏極綫路中的迴路頻率調在86兆周上。作報時的鍵控是在陰極電路中進行的。調幅時使用屏極簾柵極調幅法。 $\Pi_7$ （6Ж8）——調幅放大器（調幅時使用）的前置放大級。使用動圈式送話器或晶体送話器時使用到這一前置放大級。 $\Pi_8$ （6H7C）——充作電壓放大器（第一個三極管）和倒相級（第二個三極管）。 $\Pi_9$ 和 $\Pi_{10}$ （6Π3C）——推挽式音頻功率放

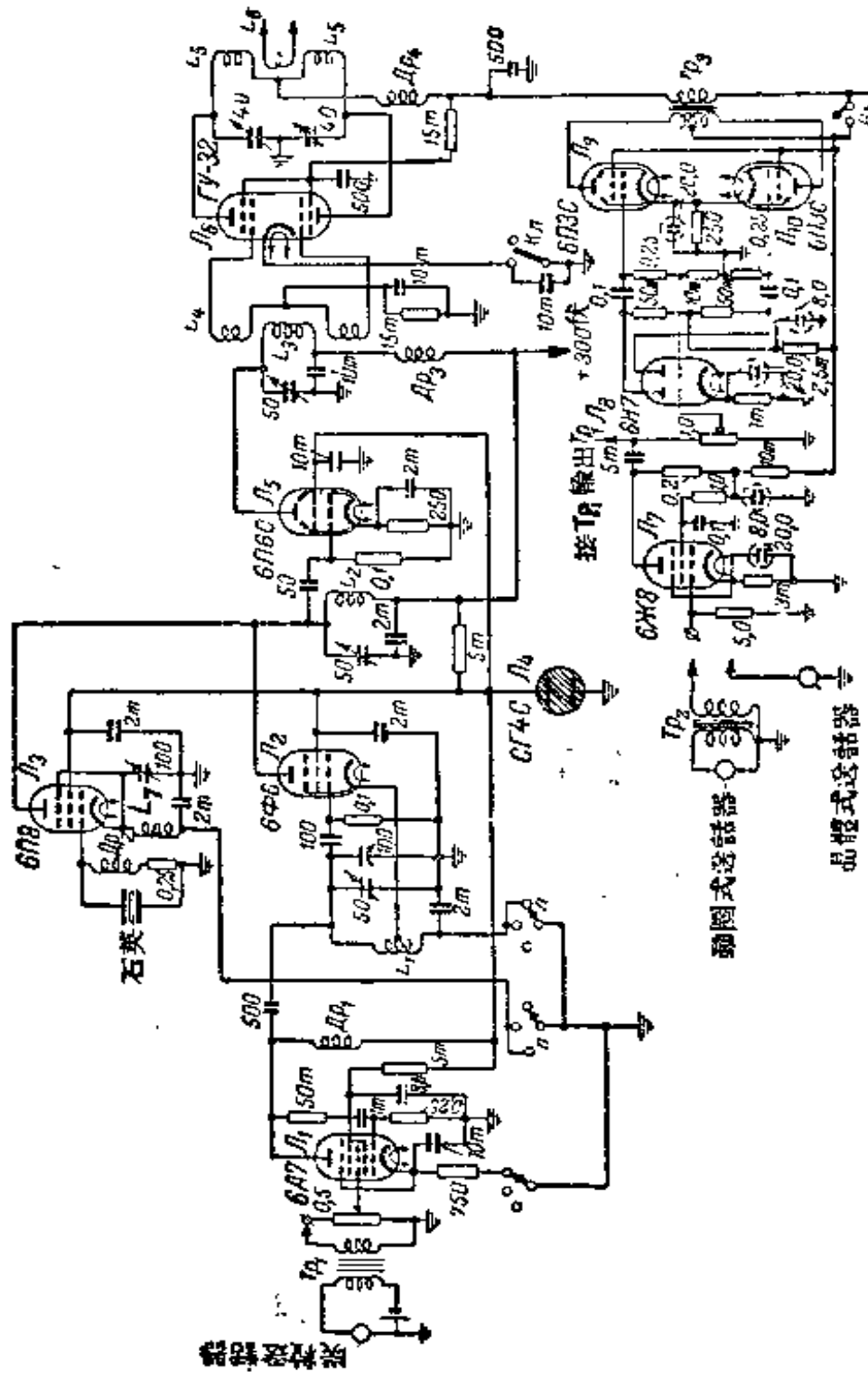


圖25. 報話兩用發射機線路圖 繞圈的大概數值:  $L_1$ —6匝, 直徑20公厘, 由下面數第一  
 同引出抽頭;  $L_2$ —3匝, 直徑15公厘;  $L_3$ —4匝, 直徑15公厘;  $L_4$ —2×2匝, 直徑15  
 公厘;  $L_5$ —3×2匝, 直徑20公厘;  $L_6$ —1匝, 直徑25公厘;  $L_7$  (頻率10.7兆周石  
 英用)—3匝, 直徑15公厘。扼流圈 $AP_1$ 、 $AP_2$ 、 $AP_3$ 和 $AP_4$ 各2毫亨。

大器，工作在AB<sub>2</sub>類狀態。

此發射機用轉換開關  $\Pi$  來由一種工作狀況轉到另一種工作狀況，轉換開關  $\Pi$  可以將主振盪器和調頻器的陰極綫路斷開，並且可以將調幅器的屏極供電綫路斷開。

上面所說的這種發射機在發報和作調頻通話時，輸出功率約為20瓦左右，而在作調幅通話時，則為12瓦左右。

這種綫路不是供無綫電愛好者完全仿制用的，但是獨立設計比之更簡單或者更複雜的發射機時，可以把它當作基礎。

多級超短波發射機最好採用柵極接地的放大級。早在1929年著名的蘇聯學者 M. A. 蓬奇—布魯也維奇就已提出了柵接地式放大器的綫路。在超高频波段內，這種綫路與普通陰極高频接地式放大綫路比較起來具有一定的優越性。

在柵接地的綫路中，電子管的控制柵極處在高频零電位上，而激勵電壓加在陰極上，這樣陰極就用作信號極。在這種綫路中負荷接在屏極和柵極之間，不像普通綫路里把負荷接在屏極和陰極之間，所以控制柵就成為一個屏蔽，減弱放大級輸入電路和輸出電路間的耦合。屏極與柵極間的電容並不和普通放大器那樣會引起寄生回授，所以這種電容不需要中和（平衡），綫路就能穩定地工作，這就使得不僅可以採用五極管和四極管，而且也可以採用三極管。在柵接地的放大器內，產生回授的是電子管屏極與陰極之間的電容，但是這個

电容很小，在公尺波上不足以使放大級產生自振。

在柵接地的放大器中有很深的電流負回授，它減低了本級的放大率。所以柵接地功率放大器所需要的激勵功率要比普通放大器的激勵功率大幾倍。柵接地放大級的輸入阻抗小，輸出阻抗大，在這方面它好像一個升壓變壓器。在使放大器輸入和前一級輸出迴路匹配時對這點應該加以考慮。

柵接地的放大器可以接成單臂式的，也可以接成推挽式的。下面我們舉出一個超短波發射機的簡單線路（圖26）作為例子，該發射機的輸出級是用三極管按柵接地推挽式放大器線路接成的。

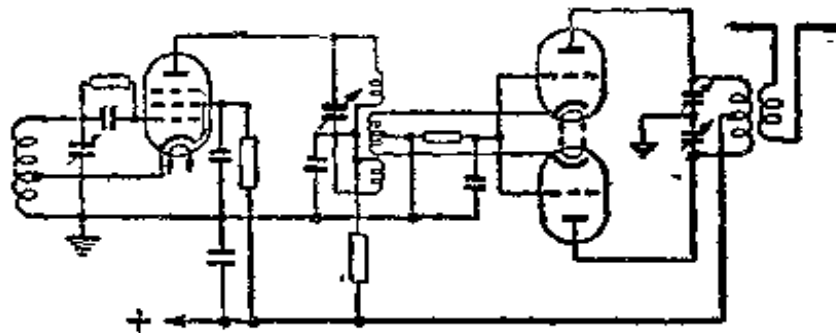


圖26. 柵接地推挽式放大器線路

在設計製造超短波發射機的过程中，要特別注意各個零件的質量和正確的安裝位置。各零件安裝的位置應該使接線最短，而寄生耦合和的影響最小。必須留意，激勵器的振盪迴路要儘可能離開那些發熱的機件遠些，或者用罩子隔熱，而發射機的各機件應該不怕潮濕。

最好用鍍鎳的黃銅做機殼，這種黃銅的導電系數高，不



容易氧化；用鋼較差一些，採用鋁或者杜拉鋁則頂不好，因為鋁和鋁合金的表面都蓋有一層結實的氯化物膜，这样就使銲接困難，氯化物膜的導電性差，因而使電的接觸不良。

安裝發射機要用鍍銀單心硬銅線。電源電壓最好用母綫——寬的黃銅條來輸送，母綫與機殼之間用雲母墊片隔開，其間存在着很大的分布電容。

自激發射機（圖24）陰極綫路內的扼流圈與它的振盪系統間接地發生關係：扼流圈的電感一變，振盪器的工作狀態就要變化，它的振盪頻率也就有某種程度上的改變。所以扼流圈和振盪迴路一樣，標準性要高，損耗要小。它們應該用粗的銅綫作成。

在超高頻上對絕緣材料的要求較高。把較低射頻上使用的絕緣子（膠木板、膠紙板等等）用在超短波上時，它的絕緣性質便會下降。採用介電常數高的材料會使寄生電容增加。高頻絕緣瓷料做的絕緣子用在超高頻上時電介質損耗最小，使用它可以得到極好的效果。有機玻璃、多甲基丙烯酸樹脂只能在功率小時使用。如果發射機的功率比較大（五十瓦以上），那絕緣子周圍的電場強度大，絕緣子受高頻加熱作用，有機玻璃軟化另件變形。

### 10. 發射機的調準

發射機的調準是設計和製造發射機的最終階段。應對用實驗方法來調準特別重視，因為在業餘條件下，僅能用實驗

方法來選擇綫路元件的最合適的數值。

最簡單的自激式公尺波發射機的調准實際上可以不用儀器來進行。這種調准主要的是調整振盪的波長。當沒有波長計時，用雙綫的長綫來調整為最簡單。

在有限長度的短路綫中產生駐波，駐波是自振盪電源傳向負荷的入射波與自負荷返回電源的反射波疊加而形成的。駐波的特点是：綫路上電壓和電流按正弦變化，有波節和波腹，在波節處電壓或電流等於零，而在波腹處電壓或電流為最大。當波長已定和綫的工作條件不變時，波節和波腹的位置始終不變，並且電壓波節與電流波腹重合，而電流波節也與電壓波腹相重合。

圖 27, a 中示有  $1/4$  波長短路綫中電壓和電流變化的特性；圖 27, b 是使用半波長短路綫的情況；最後，圖 27, b 表明  $3/4$  波長短路綫的工作情況。從這些圖形可以看出，兩個相鄰波節或波腹之間的距離等於  $1/2$  波長。這就是用長綫測量波長的基本原理。

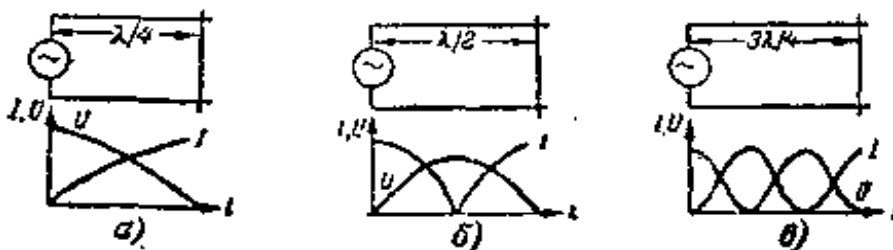


圖27. 長綫上電壓與電流的分布

自制測量用短路綫的結構見圖28。綫是由兩根裸銅綫組

成，銅綫的直徑越大越好，或者最好用管子。綫的長度要等于被測波長的一倍半以上，而二導綫之間的距離約為數公分。綫端與耦合環連接，振盪器電能經過耦合環加到綫上。用一短接條順着綫路移動，短接條上接有1伏、0.075安培

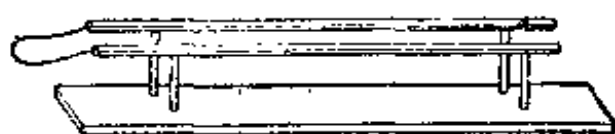


圖28. 自製測量綫的構造

的小燈泡，作為指示器。移動跳綫時，小燈泡周期性地發亮和熄滅。耦合環與振盪器振盪迴路之

間的距離要選得在電壓波腹處小燈泡並不特別亮。這樣，便能更準確地確定小燈泡最亮時短接條的位置。將跳綫自綫路之始端移到終端，記下移動過程中小燈泡最亮時的各個位置。如前所述，相鄰兩個最亮位置之間的距離等于加到綫上的振盪的半波長。為了提高測量的準確度，要記下兩個最邊的小燈泡最亮的位置。於是，波長依下式決定。

$$\lambda = \frac{2l}{n-1},$$

其中： $l$ —所選兩個小燈泡最亮位置之間的距離；

$n$ —所選二位置之間這段綫上，小燈泡最亮的位置數目，包括選定的二位置在內。

採用小燈泡做為指示器，能夠得到足夠高的測量準確度：要進一步提高準確度，可採用高頻微安計做為指示器。

應當記住：給自激式發射機連接天綫，以及改變天綫與

發射機的耦合，會引起發射機波長的偏差。

用公尺波諧振式波長計來調諧發射機更方便一些。

調諧多級的他激式發射機較為複雜，並需要採用測量儀表。為了調准這種發射機最好具有下列儀表：1) 測量直流和50周交流電流和電壓，以及電阻的萬用電表；2) 測量高頻或超高頻電壓的陰極伏特計；3) 諧振式波長計或具有刻度的接收機。

調准程序如下：

1 仔細地檢查綫路的布置情況，接綫是否正確，並用歐姆計測量各電路的電阻。

2. 接入電源電壓，並測量各電子管的屏壓、燈絲電壓和控制柵極的負偏壓。

3. 用波長計調諧主振振盪器。

4. 根據各電子管屏極綫路或柵極綫路中毫安計的指數調諧以後各級。屏極毫安計指數最小或柵極毫安計的指數最大（在帶柵流的工作狀態下）的情況就表明該級已準確調諧在主振振盪器的頻率（或諧波）上。調諧某電路級時，屏流下落的大小決定於該級的工作狀態。如果該級的負荷過大，屏流的減小可能不明顯，因此，在該級輸出端接一電子管伏特計，按照該伏特計的最大指數進行調諧，結果要好一些。要記得，毫安計應接在直流電路中，並應用電容器把它們旁路；但相反，電子管伏特計却是要接在高頻電路中，因此應特別注意，

使連接伏特計與發射機的導線儘可能的短。陰極伏特計的輸入電容相當大（約5—7微微法），若與振盪迴路並聯，將改變振盪迴路的調諧。為了減小這個影響，伏特計必要經過1—2微微法的電容器接入。這樣一來伏特計度盤上的刻度當然就錯了，但是在這種情況下並不需要知道電壓的絕對數值（讀數的比例性質仍然存在）。

5. 大致地確定發射機的有效功率。為此目的，利用接着一圈導線上的白熾燈泡。選擇發射機輸出迴路與該一圈導線間的耦合，使燈泡最亮（在某些情況下還需要選擇耦合線圈的圈數，以使電路與負荷相匹配）。根據燈泡的光亮程度和燈泡的功率可以近似地確定發射機的有效功率。

6. 將高頻毫安計（安培計）接在天線中，以選定天線與發射機最佳耦合。天線電流最大時，耦合最好。

振盪頻率升高時，該級產生寄生自激的危險也增加，產生寄生自激可能有各種各樣的原因，產生自激的特點也不一樣。檢驗發射機是否有寄生振盪並不是困難的。這只要使主振盪器停止振盪，如果這時在發射機輸出處發現有高頻電壓，這就說明線路中存在有寄生自激。

上面推薦的方法只在振盪器電子管控制柵極上加有固定偏壓，或由陰極電流獲得自給偏壓時才可以使用。如由柵極電流取得自給偏壓，這個辦法就不適用，因為把主振盪器斷開會使下幾個電子管的屏流急劇增長，結果會使這些電子

管燒毀。

用電子管柵極電流取得自給偏壓時，要確實知道是否有寄生自激現象，應該用減少激勵電壓幅度的辦法（或者使主振盪器失調，效果也一樣）。

如果這時發射機輸出處高頻電壓有所降低，那么就沒寄生自激，或至少是沒有非常明顯的寄生自激存在。如果激勵電壓降低很多以後，輸出的高頻電壓仍不降低，那么就說明在發射機中有寄生振盪存在。

是否有寄生自激現象也可以用接收機來確定。

要防止發射機中產生寄生振盪，就必須：把高頻電路仔細的隔離起來；用扼流圈和電容器把供電電源去耦合；在屏極或柵極電路中接入電阻（各約10歐）或扼流圈（接法是与屏極或柵極串聯）；儘可能的減少調諧到同一頻率的迴路數量；合理的布置零件与接綫等。

發射機放大級的自激常常是由于經過電子管極間電容產生的寄生回授引起的。上面已經講過，在普通放大綫路中，寄生回授是通過屏柵電容，而在柵接地放大器綫路中則是經過屏陰電容形成的。柵接地放大器綫路只在公寸波才會產生自激，因為屏陰電容的大小只在公寸波上才足夠引起振盪。普通綫路中極間電容的中和辦法在一些發射設備的手冊中都列有。使用柵接地綫路時必需注意，使電子管屏極電路与陰極電路之間的電容量儘可能的小。

## 第 三 章

# 公尺波無線電接收設備

### 1. 無線電接收機的機生噪音

上面已經指出過，振盪頻率升高，無線電接收機天綫所收到的噪音電平隨之降低。頻率在15兆週以下時這種外部噪音基本上可解釋為由於大氣現象所致；在更高的頻率上，外部噪音則要由宇宙輻射來解釋。

在長波、中波和短波波段上，外部噪音比接收機的機生噪音強許多倍；而在超短波上，如果沒有工業干擾和汽車打火干擾，接收機電子管、零件和迴路的噪音就佔主要地位了。在70兆週以上的頻率時，外部噪音電平極小，與接收機機生噪音比較起來可以忽略掉，而把接收機機生噪音看作是主要的干擾。

接收機機生噪音電平對於其靈敏度是一個限制。靈敏度提高得超過一定的數值就不能得到良好的效果，因為噪音和有用的信號將同時得到放大。實際上，信號雜音比要足夠大，信號才能收得到。收聽等幅振盪（電報）時，信號要能聽得清楚，信號雜音比最低應在 $-5 \sim +5$ 分貝範圍內，接收調幅的電話信號時，信號雜音比最低應在 $+10 \sim +15$ 分貝範圍內。很顯明的，接收機的噪音電平愈低，就能接收愈弱的信號。因此超短波無線電接收的主要問題之一就是儘可能的降低接

收机的机生噪音。

超短波無綫电接收机中產生噪音的主要原因是电子管。產生电子管噪音的原因主要有三种：1) 电子管總电流(陰極电流)發生起伏現象(瞬間变化)；2) 由于總电流在电子管屏極以及其电压比陰極為正的各柵極之間分配的变化而引起起伏現象；3) 电子管輸入处感应出噪音。

电子管總电流的起伏現象在任何頻率上都有。由于电流分配產生的噪音也不管什麼頻率都有，而且电子管柵極增多，这种噪音的电平也隨之增高。因此在超短波中最好不使用多柵極的电子管。柵極电路中感应的噪音是超短波波段中特有的現象。这种噪音的產生是由于电子飛越時間的影响，因此隨着頻率和电子飛越時間增長感应的噪音电平也增高。

在公尺波波段中可以使用普通的电子管。但這時噪音电平比起使用特殊的超短波电子管來(如6Ж1Ж、6С1Ж及6К1Ж)要高許多倍，收到的信号的清楚程度下降，这歸根結底也就要求增加通信对象——發射机的功率。

为了計算方便我們假設电子管似乎本身不產生噪音，而只放大噪音。並認為噪音电压是加在电子管柵極上的。在电子管輸入处作用的噪音來源又設想为“噪音”电阻的形式，接在电子管柵極与陰極之間。电子管噪音电阻愈大，实际上所產生的噪音电平也就愈高。

本書附錄的表中列有一些接收放大管的噪音电阻數值。



## 2. 無線接收設備的分類

大家都知道，有兩大類無線電接收機，即直接放大式接收機與超外差式接收機。直接放大式無線電接收機有兩個缺點——就是通帶較寬和放大系數較小。這是因為隨着頻率升高，電子管級的放大系數降低。在超外差接收機中這些缺點要小得多。

在超外差機中，收到的信號由高頻轉變為較低的中頻。中頻放大器的通帶比高頻迴路窄許多，而放大級在放大中頻時的放大系數比在高頻時高得多。

變頻在接收機的變頻級（混頻級）進行。中頻  $f_{np}$  是所接收信號和輔助振盪器（本機振盪器）二者的頻率差。如果本機振盪器的振盪頻率與接收到的信號頻率相差等於中間頻率，就有中頻振盪輸出到變頻管的負荷上。這在如下兩種情況下都有可能：一是本機振盪器振盪頻率高於接收到的信號頻率；一是本機振盪器振盪頻率低於接收到的信號頻率。因此調諧在任何地方都可能同時接收兩個電台，其中一個電台的頻率高於本機振盪器頻率，而另一電台的頻率低於本機振盪器頻率。

這樣；在超外差接收機中除主要頻道之外，還有另外一個鏡像頻道，這是很大的干擾來源。主要頻道與鏡像頻道的頻率差等於  $2f_{np}$ 。超外差機的輸入電路及高頻電路都調諧在主要頻道，因此鏡像頻道的信號就削弱了很多。接收機高

頻电路的通帶越窄，中頻越高，鏡像干擾電平就越低。但中頻  $f_{np}$  升高，中頻放大器的放大系數即降低，其通帶也變寬。因此最好不要把中間頻率提得過高。

在設法消除鏡像頻道時用兩次變頻可得良好效果。第一中頻定得相當高，以便消除鏡像頻道，第二中頻較低，原因上面已經談過了。

業余超短波無線電通信中，直接放大式的接收機主要用在便攜設備上，而且這種接收機都使用超再生綫路。

在無線電技術發展初期超再生接收機就已為人所知並採用了。後來由於它本身的缺點，這些缺點在長波和中波上特別顯著，這種接收機完全被再生式和超外差式等接收機排擠掉了。只是在超高頻技術開始發展時，才重新使用超再生的辦法。

普通再生式接收機接收調幅波時其回授定在自振點附近。

工作點離自振點越近，接收機的靈敏度越高，但穩定性就越低。電子管的工作情況稍有變化（例如屏壓升高），接收機就會自己振盪起來。這時再生器產生的振盪與接收到的振盪造成差拍，在耳機中就會聽見使信號失真的嘯聲。

最大靈敏度和最高穩定度二條件之間的矛盾在超再生機中解決了。超再生式接收機電子管的柵極上除了有外來信號之外，還補加有一個超音頻交流電壓，使工作點在振盪點附近

作週期性的擺動。因此振盪電路的等值電阻值時正時負，振盪也就斷斷續續。振盪斷續的頻率通常稱為抑制頻率。

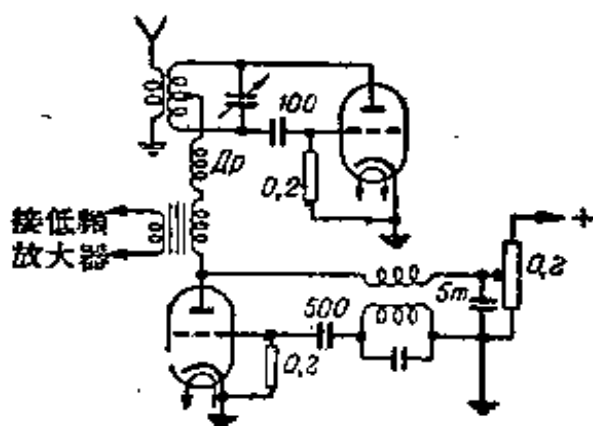


圖29. 有獨立抑制頻率發生器的超再生線路

超再生式接收機分為兩種。一種接收機中，加在檢波管柵極電路上的交流電壓是由獨立的抑制頻率振盪器產生。這種超再生機的典型線路見圖29。另一種超再生式接收機中，振盪的斷續靠適當選定柵

路的时间常數（柵路電容器的電容和柵漏電阻）而得到。這種線路稱為自生抑制線路。用自生抑制的超再生式接收機的典型線路見圖30。

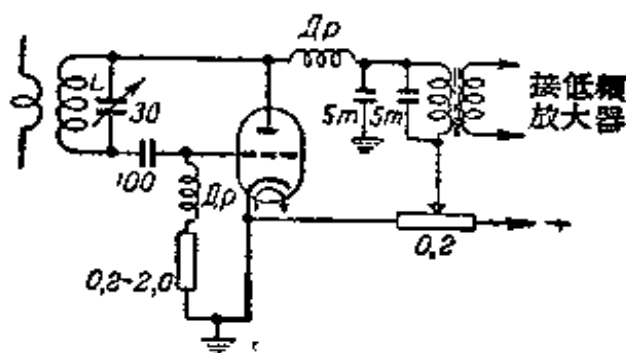


圖30. 自生抑制的超再生線路。  
線圈L用10公厘導線繞6圈

在有獨立抑制頻率振盪器的超再生機中，抑制頻率是固定的，這頻率由該抑制振盪器的調諧決定。在沒有信號時，超再生電路中的振盪幅度週期性的增大然後又減小，並且各振盪電壓脈沖的形狀和振幅是相同的。外來的信號使脈沖的形狀改變並使振盪的幅度增加。振盪幅度的增高與信號強度有關，在有調制時隨信號的

外包綫而变。檢波器輸入处振盪电压幅度增長有变化就使檢波器輸出处整流后的电压作相应的改变。在这种情况下超再生机可能有两种工作情况。

如果在断續振盪中振盪先達到平衡状态然后才受到抑制，則檢波器輸出处的整流电压与外來信号之間成对數關係。在这种工作状况下对振幅有限制作用，結果外來信号振幅小的時候灵敏度最大，振幅增高灵敏度即降低。

如果在断續振盪時振盪尙未達到平衡状态就已經受到抑制，則檢波器輸出端电压的改变与信号强度成正比。在这情况下沒有限制作用，調制后的信号外包綫不失真。但这种工作情况不很好，因为在这种情况下工作时，接收机灵敏度很难作得高。

帶自生抑制的綫路与有独立抑制頻率振盪器的綫路不同，其抑制頻率不是固定的。外來信号促使振盪迅速增長，但既然這時振盪所達到的最大振幅不变（振幅只与冊路的時間常數有關），振盪的断續就更为頻繁。信号强度增加抑制頻率也增高。檢波器輸出处整流后的电压与振盪断續的頻率有關，因之也就隨調制后的信号的外包綫而变，而且輸出电压与外來信号电压振幅之間的關係是对數關係。

要使超再生机最灵敏，抑制頻率應該与所接收的振盪的頻率有一定的關係。如果抑制頻率太高，則抑制時間不够，不足以使振盪達到最大幅度。因此在長波与中波上，接收到

的頻率與抑制頻率間得不到最好的比例，因為這時抑制頻率將處在音頻波段內，聽起來成為一種嘯聲。

接收到的頻率與抑制頻率間的最佳比例實際上只有在短波和超短波上才能到。當工作在 85—87 兆週上時，最適當的抑制頻率約為等於 200 千週。

超再生式接收機的靈敏度可以到 2—3 微伏左右。由於超再生機的靈敏度很高，接收機輸入處的起伏電壓在沒有信號時放得很大，在耳機中會聽到超再生機特有的雜音，當調諧到一個電台時這雜音就沒有了。

超再生式接收機除靈敏度高之外，由於限幅作用脈沖干擾還會減弱，這種接收機非常簡單，而接收調頻信號，又能令人滿意，這都是它的優點。移動式超短波電台要求尺寸小、重量小、用電經濟和有足夠高的靈敏度，超再生式接收機有上述這些優點，所以在移動式電台中採用這種接收機。

超再生機的缺點是選擇性弱，發射太強，穩定性低（當超再生週路與天綫直接耦合時）和接收未經調制的電報信號不方便，在有電報信號時雜音周期性的降低，只有憑這點才能發現電報信號和接收電報信號。

為了消除輸到天綫的寄生發射和提高超再生機調諧的穩定度，在超再生級和天綫之間接一高頻放大級。為了同樣的目的，在電源綫路中要接一扼流圈或偶合濾波器。

在所謂超超再生接收機，即帶一超再生檢波器的超外差

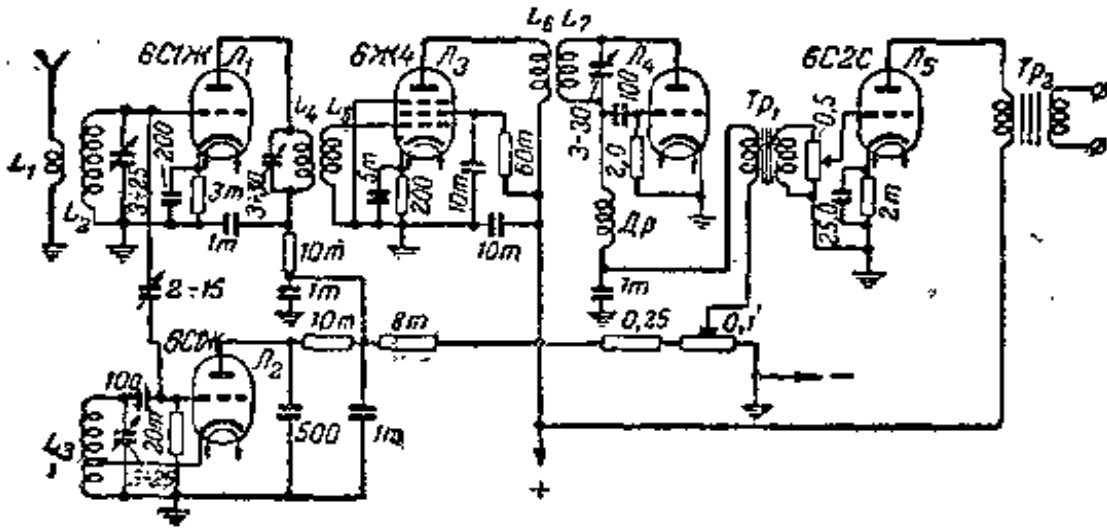


圖31. 超超再生接收機綫路

綫圈數據： $L_1$ —4匝； $L_2$ —6.5匝； $L_3$ —4匝，1.5匝處有接頭（綫圈 $L_1$ 、 $L_2$ 和 $L_3$ 的直徑均為12公厘）； $L_4$ 及 $L_5$ —各12匝（其間距離約5公厘）； $L_6$ —10匝； $L_7$ —15匝（綫圈 $L_4$ 、 $L_5$ 、 $L_6$ 及 $L_7$ 的直徑均為18公厘）

机中，超再生机的缺点大大减少。圖 31 所示就是這類綫路中的一种。綫路中电子管的功能如下： $\Pi_1$ ——混頻管； $\Pi_2$ ——本机振盪器； $\Pi_3$ ——中頻放大級； $\Pi_4$  (6C1K) ——超再生檢波器及放大系數高的中頻放大級， $\Pi_5$ ——低頻放大器。超超再生式接收机的中頻定得相当高——約25—40兆週，以使超再生級的增益大。

超超再生式接收机与普通的超再生机一样，适用于接收調頻信号。接收等幅振盪（电報）時要補加一个頻率与中頻相差 800—1000 週的本机振盪器（圖中未圖出）。

### 3. 接收机的輸入电路

接收机的輸入电路用來联結天綫与第一电子管控制柵。同時輸入电路的選擇性要相当高。

在短波、長波和中波上，輸入电路与天綫間通常选用弱耦合，以減少天綫电路阻抗反射入迴路而引起的失調。然而在超短波波段中，迴路的特性阻抗小，因此如用耦合弱，輸入綫路的电压輸系数將变得非常低。

耦合增加時有用信号將大大增加，耦合近于最佳值時，有用信号達到最大；而這時輸入迴路中的固有雜音电平却顯著降低，因为耦合增加時天綫反射入迴路的阻抗也增加了。

由于上述原因，在超短波上輸入迴路与天綫电路之間通常采用强耦合。但是在沒有高頻放大級的普通再生式接收机或超再生式接收机中，輸入迴路与天綫間的耦合不得不用弱的，因为强耦合会破坏再生机（超再生机）中的振盪，或破坏其工作的穩定性。

要使加到輸入电子管柵極上的信号电压尽量强，就要使輸入迴路的損失達到最小。應該指出，电子管与迴路連接会大大降低迴路的質量因數，因此最好減低迴路与柵路的耦合。为了这个目的在超外差式接收机和質量高的直接放大式接收机中，輸入迴路与电子管之間使用自耦变压器耦合。同時改变輸入迴路与天綫及电子管的耦合系数，可以选定一位置，使輸入电路的电压傳輸系数最大。

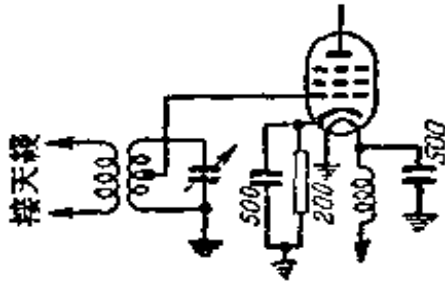


圖32.接收機輸入綫路

圖32中为超短波接收机的典型输入电路圖。

#### 4. 高頻振盪的放大

为了提高公尺波超外差式接收机的灵敏度，它設計得能在机中將收到的頻率放大。超高頻放大器通常使用諧振式电路，並用自耦变压器來連接迴路，放大器中有一个或几个电子管級。超短波接收机放大級的电路見圖33。

選擇超高頻放大器的电子管型式時由兩個參數決定：即內部噪音電平和工作頻率上的放大系數。电子管的噪音級愈低，放大系數愈高，則

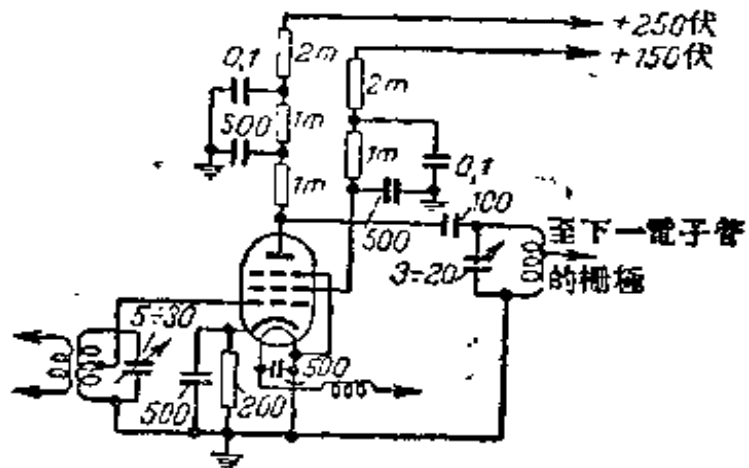


圖33.接收機高頻放大級綫路

使用这种电子管效果就愈好。在公尺波上可使用高互導率的金屬壳电子管6ЖК4或小型玻璃壳电子管 6ЖК1Ж 及 6ЖК3П。后兩種电子管可适用于一直到40公分的波長。

每種电子管都有一頻率極限，在頻率極限处該級的放大系數等子一。頻率再增高，电子管不但不把接收到的振盪放大，反而会使振盪減弱。圖33中的綫路如果使用上述几种电



子管中的任一种，則在頻率為85兆週時放大系數約為2—4。

我們已經提過，電子管的柵極數量增加，其內部噪音電平也將增加。五極管中的噪音電平比三極管中大幾倍。但在普通諧振放大器中不能使用三極管，因為三極管屏柵電容大，如第二章所述，在高頻上會產生寄生振盪。只有在柵接地放大器綫路中才能使用三極管，這種綫路的優點在前一章中已談過了；柵接地放大級在波長1.5公尺左右的放大系數為2—5。

現在來看一下超高頻放大器的若干特點。超短波接收機的放大通常在最後幾級中調整，因為前幾級的增益應該最大，以使信號雜音比保持最大。這裡應特別注意接在屏極、簾柵極和陰極電路中的去耦濾波器。因為考慮到容量大的電容器具有寄生電感，所以有必要用兩節的去耦濾波器，其中一節的電容器容量用0.1—0.5微法，另一節中的電容器用幾十或幾百微微法。這種濾波器在很寬的頻帶中濾波都很好。根據同樣的設想常把容量一大一小的兩個電容器並聯連接。

### 5. 在超外差機中變頻

在長波、中波和短波的一部份波段上都用多柵管變頻。但在超高頻上主要要求之一就是降低噪音電平，因此這時用五極管或三極管進行混頻，而在公分波中則甚至使用兩極管或晶體混頻器來混頻。

在公尺波波段中使用五極管混頻器，而且通常都接成單

栅变频电路（接收到的信号与本机振荡送到五极管的同一栅极上）。图34是简化了的五极管混频器线路。用6ZK12K型电子管作变频管可得良好效果。

为了消除外来信号频率对本机振荡器频率可能产生的影响，并为了提高本机振荡器频率的稳定性，常常不使用本机振荡器的基频，而

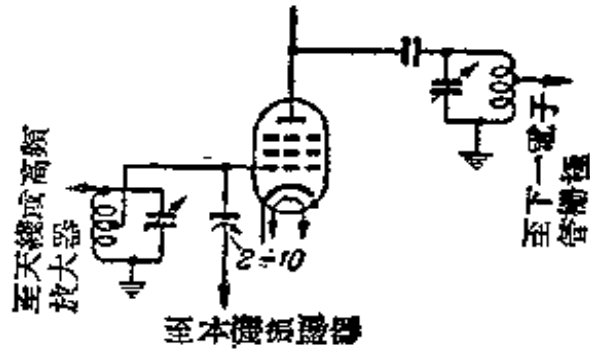


图34. 五极管混频器的简化线路

用它的某一个谐波。但应指出，直接用本机振荡器的谐波而不将其放大，则变频互导率就降低，因之信号杂音比也降低。在基频上变频互导率相当于放大工作状态时互导率的28%左右。用谐波时变频互导率差不多与谐波次数成比例地降低。

### 6. 调频信号的接收

接收调频信号用的超外差式接收机都特别装有二个专用的部分：限幅器；检频器。

调频信号由于在传播时衰减不均匀和其他原因常发生寄生的调幅现象。限幅器用来限制（切去）信号的幅度，使幅度维持不变。限幅器另一重要功能就是抑制脉冲干扰，脉冲干扰的幅度常会比有用信号电平大许多倍。

有许多种不同的限幅器线路。图35上画出了一种最简单的线路。这种线路中利用电子管栅极电流限幅。限幅器的输入接到中频放大器的输出。栅极电流的直流成份流经电阻R，

在它上面產生电压降。这电压是加在限幅器电子管的控制栅極上的，他就起負偏压的作用。送到限幅器輸入端的信号振幅越大，电子管栅極的偏压也就越大，这一級的放大系數就越小。限幅管屏極和簾栅極电压不超过50—60伏。

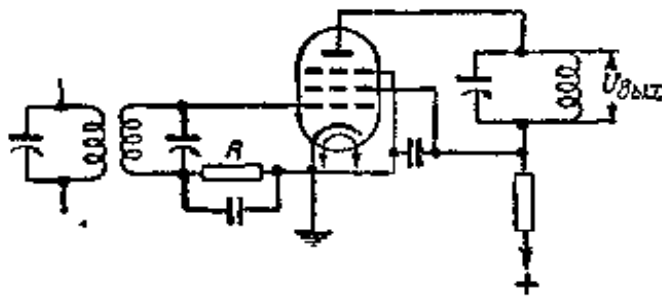


圖35. 限幅器綫路

上述簡單綫路的缺点就是限制点高（4—6伏），而且限幅器的特性曲綫的坡度不够大。

用複雜的限幅器綫路或用几个限幅級效果就比較好。

但是在業余無綫电工作条件下这样複雜不能說是合理。

應該考慮到調頻信号接收机的高頻放大，特别是中頻放大應該比普通接收机大，因为要使限幅器好好工作所要的交流电压比普通檢波器所要求的交流电压大得多。

檢頻器的功能是将高頻（超高頻）的調頻电压变为声頻电压。

普通的諧振迴路就可用作为一个簡單的檢頻器，这时將它調諧到使調頻振盪的載波頻率正落在其諧振曲綫一个斜坡的中部。不难確信，当頻率偏動時，工作点便在諧振曲綫的斜坡上上下下移動，結果由迴路上得出的高頻电压振幅也就有变化。所得到的調幅电压可用普通的檢波器变为声頻。

在再生式接收机和超再生式接收机中就采用上述簡單的檢頻办法。这种办法的缺点就是迴路上高频电压的頻率变化与振幅变化之間沒有一个嚴格的直綫關係。因此調頻电压变为調幅电压時就有顯著的非直性失真。失真的原因就是振盪迴路諧振曲綫的斜坡不直。

在超外差机和質量高的直接放大式接收机中使用鑑頻器綫路來作檢頻器。圖36中就是这种綫路中的一种。

接在双二極管屏極間的並联迴路与限幅器屏極电路中的迴路通过电感耦合在一起。兩迴路都調諧到接收机的中頻（如果使用直接放大綫路，則調到載波頻率）。

大家都知道，諧振時兩耦合电路中的二电压之間有  $90^\circ$  的相位差。接到鑑頻器的振盪頻率偏動時，

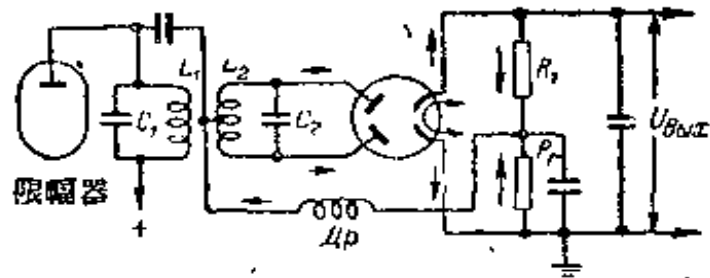


圖36. 鑑 頻 器

二迴路电压間的相位

差也隨着左右变化。另一方面，把电压由迴路  $L_1 C_1$  接到綫圈  $L_2$  之中点，因此任一瞬間双二極管每一屏極上的电压都等于下列二电压之和：即經电容器  $C$  送來的一次电压及由于电感耦合在綫圈  $L_2$  相应的半个綫圈中 感应出的二次电压。双二極管兩個屏極上的一次电压相位相同，而二次电压相位相反。

諧振時，亦即送來振盪的頻率等于迴路的諧振頻率時，在每個屏極上一次電壓與二次電壓間的相位差都是  $90^\circ$ 。因此，雙二極管兩個屏極上的電壓振幅相等，當負荷電阻相等時，整流後的電壓降絕對值相等而符號相反。檢頻器輸出處的總和電壓等于二負荷電阻上整流電壓的和，在這時就等于零。

當頻率偏離諧振頻率時，雙二極管兩個屏極上一次電壓與二次電壓的相位差已不相等，結果雙二極管兩個屏極上的電壓大小也就不同。因此在這情況下電壓沒有互相抵消，而檢頻器輸出處的總和電壓就不再像在諧振時一樣等于零。檢波器輸出處總電壓與所加振盪頻率的關係見圖37。曲線的中段是直綫形的，在這段範圍之內整流得出的電壓就準確的隨着收到信號的頻率而變化。檢波器輸出電路的時間常數選用得很小，以避免由于已整流電壓的惰性而引起失真，因為已整流電壓的變化應該能反映出信號頻率的最快變化。

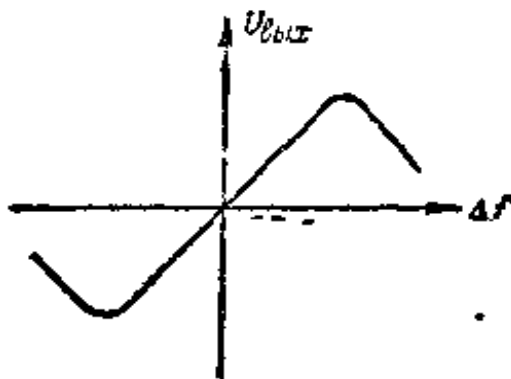


圖37. 檢頻器特性

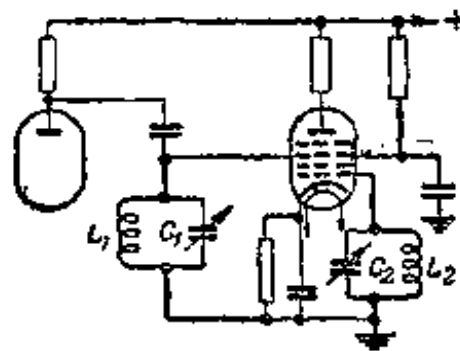


圖38. 相位檢波器簡化電路

調頻信號也可以用相位檢波器來檢頻。相位檢波器在超

外差机和直接放大式接收机中都可以使用。这种线路简化后的情况见图 38。

假设在线路的两个回路中都有谐振频率的交流电压。同时又假设两回路电压间之相位差，亦即六极管两控制栅电压之相位差均能由 $0^\circ$ 变至 $180^\circ$ 。电压的振幅可选得使任一栅极上电压为负半週时屏流都极微小。这样，只有当两栅极的电位都是正值时才有屏流（是指用矩形电压的情况下）。如果二电压是同相的，屏极电流的脉冲延续时间等于控制电压的半週期（图39, a）。如果电压间相位差 $90^\circ$ ，脉冲的延续时间减到二分之一（图39, b）。最后如果栅极电压的相位是相反的，就没有屏流（图39, c）。

这样，改变二控制电压间的相位差，就可以使屏流的平均值变化。

相位检波器工作情况如下（图38）。限幅器出来的电压送到七极管第三栅极（迴路  $L_1$

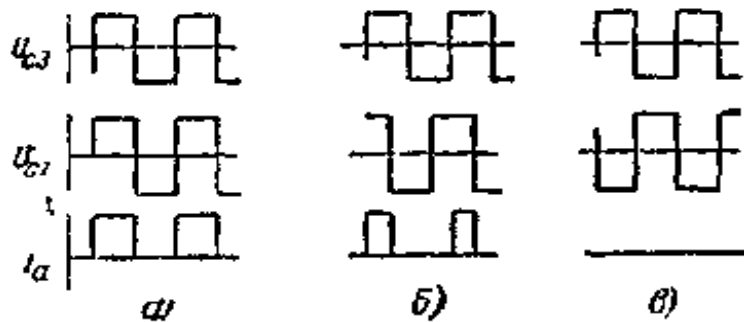


图39. 相位检波器的工作

$C_1$ )。接在第一栅极上的迴路  $L_2 C_2$  与外面的感应隔离，迴路中的振荡由第三栅极控制的电子流激励。如果这迴路调谐到信号频率（或是中频），迴路中激励的电压的相位就比第三栅极上电压相位落后  $90^\circ$ 。信号电压的频率升高将使相位差

增加，頻率降低就使相位差減少。在調頻時就發生振盪頻率在諧振值附近擺動的這種情況。既然信號電壓與  $L, C$  迴路的電壓二者間的相位差改變，就得屏流的平均值變化，因而屏流的平均值也就会接着用來調制信號的聲頻而變化。聲頻電壓從用作為電子管屏極負荷的電阻上取得。在  $L, C$  迴路的電容量最小的時候，相位檢波器工作的條件最為有利。

圖 40 中舉一個業餘接收機線路為例說明相位檢波器的實際應用。

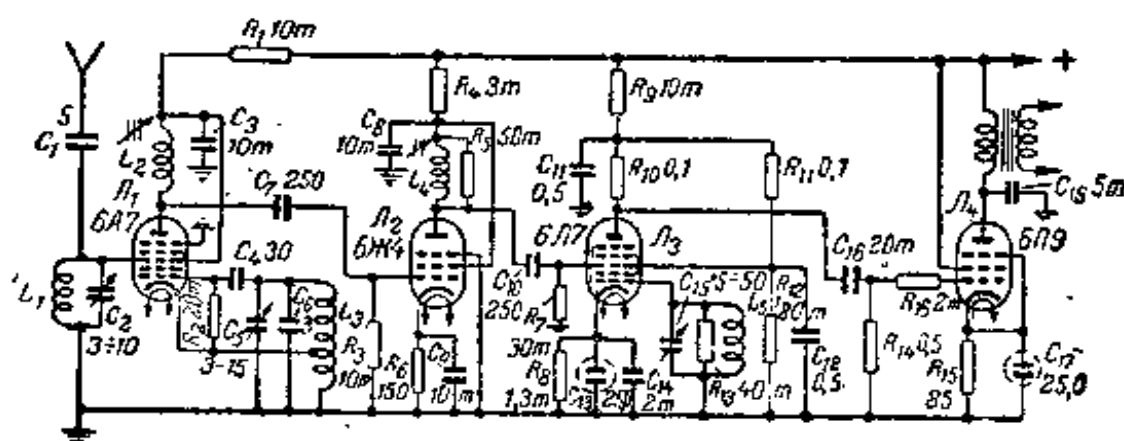


圖40. 有相位檢波器的接收機線路

這個接收機是四燈超外差式接收機，有一級中頻放大。其中  $J_1$  (6A7) —— 變頻器； $J_2$  (6K4) —— 中頻放大器； $J_3$  (6J7) —— 限幅器，相位檢波器及低頻前置放大器； $J_4$  (6P9) —— 低頻末級放大器。

變頻線路是普通的。本机振盪器用屏極高頻接地的三點線路（本机振盪器用變頻管的簾柵極作為屏極）。變頻管的

屏極电路中有迴路  $L_2$ ，調到中頻 10.5 兆週。這迴路並聯一柵漏電阻  $R_3$ ，这样就使得通帶寬度足以通過調頻信号的頻譜。為了同樣的目的電子管  $J_2$  的屏極迴路  $L_4$  上也並聯了一個電阻  $R_5$ 。中頻振盪由電子管  $J_2$  的屏極送到電子管  $J_3$  的振盪柵極（第三柵極）上。

在這個電子管的控制柵电路中接有調到中頻的迴路  $L_1$ ， $C_{13}$ 。電子管  $J_3$  屏極电路中接有去耦濾波器  $R_9$ ， $C_{11}$ 。聲頻電壓由負荷電阻  $R_{10}$  送出。

電阻  $R_{10}$  使本綫路不會自己產生低頻振盪。綫路中其他部份都是普通的，無需再加解釋。

在這個接收機綫路中加上一級或幾級高頻放大，工作效果就更要好得多。將多柵極的變頻管改為五極管混頻器，另加一獨立的本機振盪器也是好的。

### 7. 業餘接收机的設計

設計接收機的原始數據是決定接收機靈敏度、選擇性、波段、接收信号的性質（電報、調頻電話或調幅電話）、輸出功率，以及尺寸、重量、電子管數量、供电方式等的技術要求。

技術要求的性質由接收機的用途來決定。在便攜式電池接收機中最好用超再生綫路。這種設備的大小和普通的電話筒差不多。在便攜式無線電台中也廣泛使用所謂收發兩用綫路，在其中同一套電子管一時用在發射機中，一時用在接收



机中。

圖 41 中所示即为此類綫路中的一种。电台用兩個三極

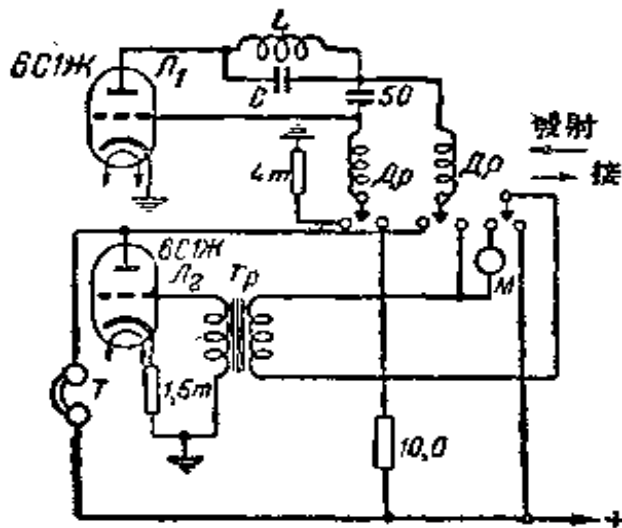


圖41. 便携式無線電台綫路

管 6C1K 構成。

把轉換開關倒在“發射”位置時，一个电子管  $\Pi_1$  用作为自激振盪器；而另一电子管  $\Pi_2$  用作为調制器。發射机中使用屏調幅。耳机  $T$  的綫圈用作調制扼流圈。 $M$ ——晶体送話器。

把轉換開關到在“接收”位置時，綫路变为有一級低頻放大的超再生式接收机。接收信号使用电话耳机。电台用屏極乾電池 БАС—Г—80 供电，在發射時消耗电流約7毫安左右；接收時則消耗电流約为 2.5 毫安。

沒有高頻放大的超再生机和再生式接收机一样，都会發射电磁能，因而是干擾的來源。因此在城市內使用的固定式設備中最好不用这种接收机。

超外差式接收机的使用范围要廣一些。在便携式設備中可以用电子管數量少的超外差机，使用“指形管”。在固定式設備中对尺寸和电子管數量沒有这样嚴格的限制，可以使用兩次变频的接收机。

業余無線電通信接收機的一個特點，就是通常總把供給業余電台應用的短波波帶或超短波波帶“擴展”到整個刻度盤；因而簡化了接收機的結構與調諧。在這種接收機中，高頻迴路可以固定調諧在業余波段中間的頻率上，這就可以只有一個可變電容器（裝在第一本機振盪器振盪迴路上）。本機振盪器的屏極電壓需要加以穩定。

接收機結構最好作成幾個獨立部份，裝在黃銅或鋼的底殼上。零件的選擇、安排、隔離和接線應根據第二章所提出的意見進行。

準備在幾個波段（短波波帶和超短波波帶）上使用的接收機最好採用筒形的波段轉換開關（圖42）。沒有這種轉換開關時使用可換線圈的方法來交換波段。普通的疊片狀

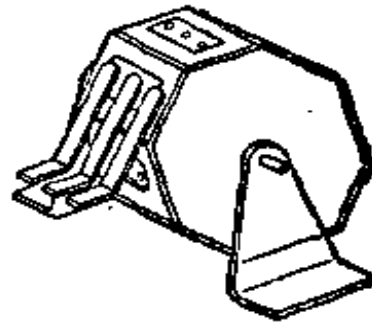


圖42. 筒形“筒”轉換開關

轉換開關在超短波工作不适宜，因為會使迴路間產生有害的電容耦合。

### 8. 接收機的調准

超短波接收機調准的次序與較低射頻用的接收機一樣。首先要校對接收機的線路，配准電子管的工作狀態。然後就依次調准低頻放大器（УНЧ）、檢波器（Д）、中頻放大器（УПЧ），最後調准變頻器（П）和超高频放大級（УВЧ）。

測量時電表的接法如圖43所示。調諧時使用標準信號發生器（ГСС）。電子管伏特計ИВ通過容量約為1—2微微法的電容器接在被研究級的輸出端。用輸出計ИВ來測量接收機輸出端的低頻電壓。

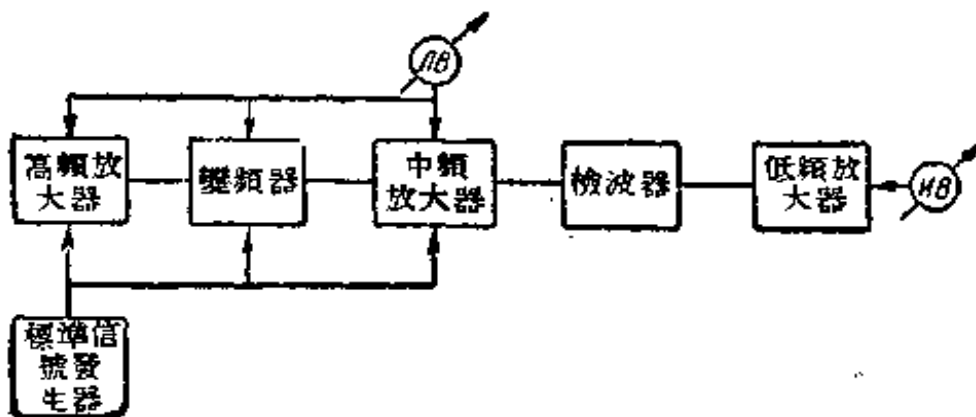


圖43. 校準接收機時儀表的接法

各級的諧振按測量儀表最大指數來調諧。把聲頻純音所調制的中頻電壓送到混頻管的輸入端。此電壓的大小應選得使接收機以後各級都工作在電子管特性曲線的直線部份，否則由於限制作用，中頻放大器的最大增益值就不會很顯著地表現出來，而準確的調諧也就不可能了。

中頻放大器的頻率特性曲線用下列方法測得。平滑地改變標準信號發生器的頻率；並相應地改變輸入電壓使放大器輸出處的電壓始終維持在0.5—1伏的固定數值，每隔200—300週記錄一次頻率（看發生器的刻度盤，或用外差式波長計測得）及衰減器的指數。此後，計算出測量中所用發生器最高電壓數值與每個測量頻率時的發生器電壓之比。根據這

數據就作出頻率特性曲綫。

曲綫的水平軸綫上是頻率，而垂直軸綫則表示标准信号發生器最大輸出电压与各頻率時电压值之比。

接收机中頻放大器和低頻放大器的放大系數为沒有限幅的条件時輸出电压与輸入电压之比。可以作振幅特性來檢查放大器的直綫性。振幅特性就是放大器輸出端的电压与輸入端电压的關係。

放大器頻率失真的程度可根據其頻率特性來確定，頻率特性就是輸出电压与輸入电压的調制頻率間的關係。測頻率特性時將标准信号發生器的內部調制關掉，將“外部調制”插孔和音頻發生器輸出端相連，而标准信号發生器的載波定准在放大器通帶的中間。變更音頻振盪器的調諧時必須注意使輸入电压与調制系數均不變。理想的頻率特性曲綫是一條与頻率軸平行的直綫。這相當于完全沒有頻率失真的情況。

在調頻發射机中常常要加強聲頻上帶，因為語言或音樂頻譜中這一帶的電力比在低頻要小得多。加強聲頻上帶使電力分布更均勻，也就能更好的抑制干擾。要避免接收時發生失真，接收机的頻率特性做成斜的，切去發射時提高了的聲頻上帶，補償低頻不足的地方。

圖 14 上画出了發射机頻率特性曲綫（曲綫 I）、接收机頻率特性曲綫（曲綫 II）和總傳輸頻率特性曲綫（曲綫 III）。

高頻放大器的調諧原則上与中頻放大器的調諧沒有區

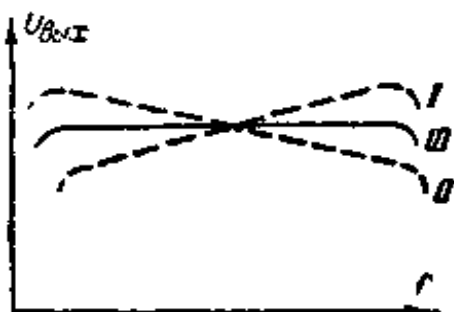


圖44. 發射頻率特性曲線

別。輸入迴路和本機振盪器迴路只要在一点上，即在波段中間的一个頻率上統調就够了，因为波段是很窄的。高频放大器調諧到业余波段中間的頻率之后，把本机振盪器接上，按接收机輸出端

电表最大指數確定本机振盪器的頻率。为了更穩定起見，本机振盪器的頻率应抵于所接收的信号頻率。

在調諧迴路時最好使用帶黃銅頭或碳化鐵頭的特制調諧棒。如果把碳化鐵放入迴路中輸出儀表指數增加，而放進黃銅時指數減少，則迴路的頻率應該降低。如果相反，放進黃銅頭使儀表指數增加，而放進碳化鐵頭時儀表指數減少，則迴路的頻率應該提高。

檢查接收机的總灵敏度 and 檢查它的選擇性一样，必須用标准信号發生器，而且所用發生器还必須帶有能準確讀出輸出电压的衰減器。

## 第 四 章

### 公尺波的天綫設備

#### 1. 最簡單的天綫

在超短波上使用最廣的天綫系統是半波振子，常見到的

有以下几种：1) 电流饋电的鉛垂振子；2) 电压饋电的鉛垂振子；3) 电流饋电的水平振子；4) 电压饋电的水平振子。讓我們來研究这几種類型中每一种的特点。

电流饋电的鉛垂振子是一个金屬桿，其特点是在水平面內發射是平均分布的，也就是說它沒有方向性。由于这原因这种天綫主要是在电台对分布在各不同方向的通訊对象通信時使用。这种天綫在鉛直面的發射特性曲綫見圖45。振子的長度理論上等于半波長，但由于离地很近，振子的波長增加，因此計算这种天綫時应使用下列公式：

$$l = 0.476\lambda,$$

其中： $\lambda$ ——波長，公尺； $l$ ——振子長度，公尺。

理論上饋电点应在振子發射部份的中間，但因为鉛垂振子的下端比上端更接近地面，沿天綫的电容分布就不对称，因而也就破坏了电流和电压分布的对称性。为了抵消地的影响必

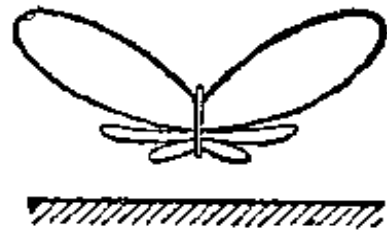


圖45. 鉛垂振子在鉛垂面內的發射特性曲綫

須把饋綫 送电的綫 接到中点之下，使振子的上半段比下半段長3—5%。在距离振子至少半波長的範圍內饋綫應該与振子的軸綫垂直，也就是說饋綫應該是水平的。鉛垂振子的位置越高，鉛垂面內發射特性曲綫的瓣就越平，最大發射方向越低，發射距离越远。

电压饋电的鉛垂振子也是一个金屬桿，其長度也按照計

算電流饋電鉛垂振子的公式來計算。但和前者有不同的地方，就是饋綫接在振子的下端，饋綫接到發射機或接收機可以是鉛垂的，也可以與天綫的軸綫成一角度。這種振子在水平面的發射圖形是一個正圓，而鉛垂面發射圖形和圖45中所畫的特性曲綫類似。但在這種情況下，發射方向的斜度要比電流供給時大一些。因此要與同一距離通信，用電壓饋電振子就要比用電流饋電的振子放得位置高一些。這種天綫非常簡單，所以在便移設備中使用很廣。

電流饋電的水平振子在水平面內有方向性，當電台與一個通信對象通信時使用這種天綫，這時最大發射方向應該對着通信對象。這種天綫在水平面的發射特性曲綫見圖46。饋綫接在發射部份的正中間。振子的長度也用前述情況中使用的公式計算。

電壓饋電的水平面振子方向特性曲綫是不對稱的。這種型式的天綫因缺點很多應用不廣，也不能推薦在業餘活動中使用。

短波中使用很廣的單饋綫天綫也可以算作最簡單的天綫



圖46. 水平振子在水平面的發射特性曲綫

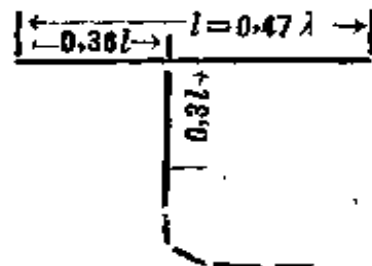


圖47. 單饋綫式天綫

之列。这种天綫的作用与电流饋电的半波水平振子相似。这种天綫的計算見圖47。

最后應該指出，为了使接收最强，發射天綫与接收天綫应力求一样，因为鉛垂振子發射的振盪用鉛垂天綫接收起來最好，而水平振子發射的电波用水平天綫接收起來最好。

### 2. 複式天綫

当要求把电能在水平面中某一特定方向發射，並且在鉛垂面內的發射角要尽可能的平時（远距离通信），就要使用複式天綫。如前節中所述，普通水平振子在水平面內具有方向性，而且其特性在兩個相反的方而各有一最大值。如果在水平振子后面距离四分之一波長的地方放一个与之平行而長度等于偶極子長度的導綫，天綫的發射特性就成为圖48中所画的样子。

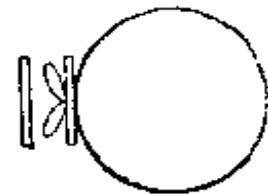


圖48.有反射器的水平振子發射特性曲綫

這時振子后面導体起鏡子的作用，因而称之为反射器。由于波的反射，向反射器方面發射的强度与接收反射器方面來的信号强度都減弱很多，同時向發射振子方面發射强度与接收發射振子方而來的信号强度都大大增加。

为了使方向特性更尖銳，在振子之前要放置几根与之平行長度約等于 $0.45\lambda$ 的導向器導体。这种天綫的數據及其發射特性曲綫見圖49。



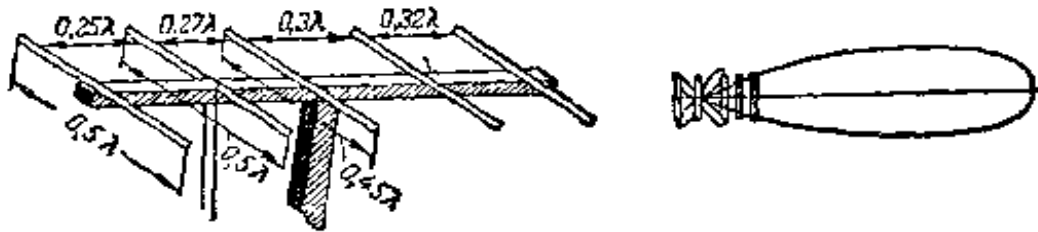


圖49.有無源振子的定向天綫

所有上述的天綫都有一个共同的缺点，就是發射方向对水平面还不够平。在多層天綫中这个缺点要小得多。

在多層天綫中振子裝有上下几層。圖50中示出当天綫層數增加時鉛垂面內發射特性曲綫的变化情形。

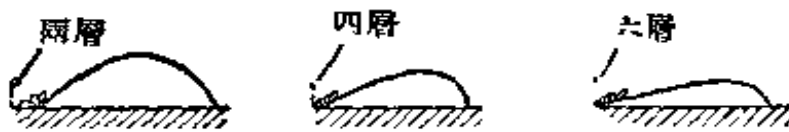
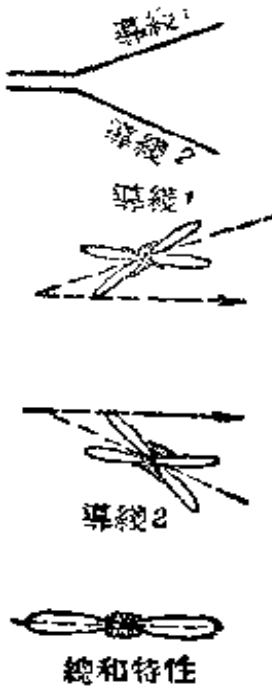


圖50.多層天綫在鉛垂面內的發射特性曲綫隨層數不同而變化的情況



多層天綫可以用水平振子構成，也可以用鉛垂振子構成。整个天綫在水平面內的方向特性決定于每層天綫單獨存在時的發射圖形。水平振子或V形振子組成的多層天綫具有方向性。由V形振子構成的多層天綫的作用見圖51。V形振子兩臂（導綫）發射特性曲綫相加以后得到的總發射特性曲綫就具有方向性。

選擇天綫的型式時應該根据对整个电台的要求出發。要記得，增加天綫的層數

圖51. V形振子的作用

就相当于把普通振子的高度提高，也就等于增加普通振子的有效高度。因此，只有在必需使通信距离達到很远而提高天綫又有限制時，才适于使用多層天綫。

複式天綫獲取的电磁能比普通天綫要多，因而能大大提高接收响度和降低干擾的影响。

上面已經提过，水平振子發射出來的电波用鉛垂振子接收較差，而水平振子用來接收鉛垂振子發射出來的信号也不大合适。这种现象不但在簡單天綫中有，就是在複式天綫系統中也有。

同相天綫系統是一种方向特性很尖銳的複式天綫。这种系統包括許多單元幅射器（鉛直振子或水平振子、V形振子等），它們經相当的間隔沿着一条直綫布放着。幅射器的饋电是同相的。發射最大的方向与幅射器所列的直綫垂直。

圖 52 中举出一个水平振子構成的同相天綫系統作为例子。同相天綫系統的長度  $l$  越長，發射特性曲綫的主瓣就越尖銳（圖 53）。增加幅射器的數目和增加幅射器間的距離都能增加

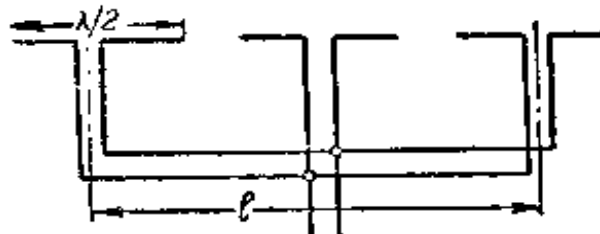


圖 52. 由水平振子構成的同相天綫

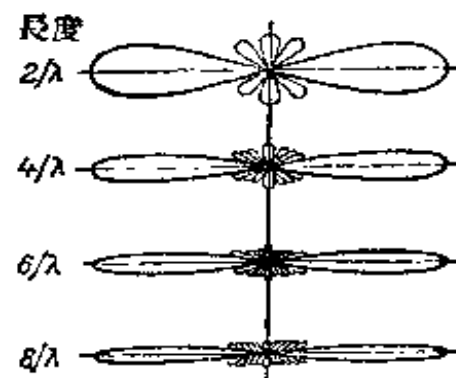


圖 53. 同相天綫發射特性曲綫隨其長度不同而變化的情況

這長度。但是同相天線系統各元件之間的距離增加得超過某個臨界數值之後，方向圖上的副瓣就會增大。使用簡單鉛垂

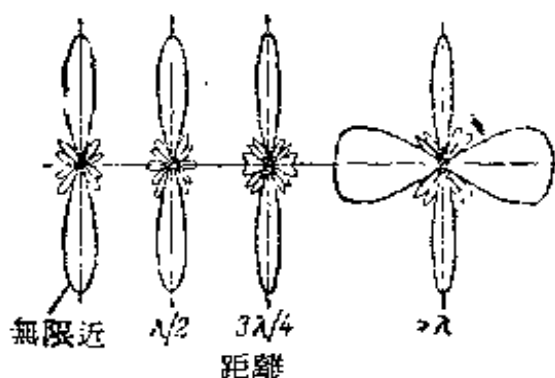


圖54. 同相天線之發射特性曲線在元件間有各種不同距離時的情況

振子時，臨界距離約等於四分之三波長。如果同相天線系統中的元件本身在水平面具有方向性，臨界距離就會大一些。圖54表明同相天線元件間距離增加時其發射特

性改變的情況。

### 3. 饋綫與天線的匹配

饋綫（供電綫）是天線與發射機（或接收機）之間的連接環節。發射天線和接收天線的工作質量與饋綫、天線及發射機的輸出級（或接收機的輸入電路）三者之間的匹配是否正確有很大的關係。

如果研究一下天線設備的等效電路就會清楚，饋綫的一端的負荷是天線發射等效阻抗，另一端的負荷是發射機輸出電路或接收機輸入電路的等效阻抗。因此匹配的条件就是使饋綫的波動阻抗和負載阻抗相等。

波動阻抗不由饋綫長度決定，而由饋綫的參數決定。波動阻抗可用下式求出近似值

$$W = \frac{30}{C_1},$$

其中： $C_1$ ——單位長度電容（1公分長饋綫的電容），微微法。

这公式对普通的双线馈线适用，对于同轴电缆也适用。

馈线与负载匹配不当就会使能量损失。接收天线、馈线及接收机输入电路三者之间匹配不正确时就会发生如下现象：因为在这种情况下，接收机的输入阻抗不等于馈线的波动阻抗，部份接收到的能量就由接收机输入处反射回来，再回到天线去。但是在与馈线联结的地方天线的视在阻抗不等于馈线的波动阻抗，因此一部份能量二次反射又跑到接收机的输入处，但这些二次电波与一次波之间已经有了某些时间差。因此就出现波的干涉现象，使信号减弱。为了消除干涉现象实际上只要使馈线与一端负载正确匹配就行了（最好是与接收机输入电路正确匹配）。

频率升高时馈线中的介质损失也增高。馈线越长，其衰减就愈大。因此必需努力使馈线尽可能的短。在双线明线中频率增高发射损失也剧烈上昇。同轴馈线的发射损失小，所以在超高频中使用这种馈线好一些。各种型式的同轴电缆质量指标不同。内部用磁珠绝缘的电缆效果最好，用橡皮绝缘的最坏。

明线双线是对称的，因而用来直接供电给对称天线很好。当天线与馈线联结处的视在阻抗与馈线的波动阻抗相等时就不需要任何匹配设备。电流供电的半波振子发射电阻约等于73欧姆，因此馈线的波动阻抗也应该等于这个数值。直径为1.5公厘、绝缘厚度为0.3公厘的双心绞线的波动阻抗就是

这样大小。在不得已時可取用做电源綫用的普通花綫。

波動阻抗小的双綫饋綫衰減相当大，因此波動阻抗約为600歐姆的饋綫用得更多一些，这种饋綫自然不能直接与天綫連接。要使这种饋綫与天綫匹配，可使用耦合变换器。最常用的是把饋綫作三角形接到天綫(圖55)。这里三角形部份起变换器的作用，其輸入阻抗等于饋綫的波動阻抗，而輸出阻抗等于天綫設備在其連接点之間的總阻抗。匹配变换器用下式計算

$$l = 0.475\lambda; a = 0.125\lambda; b = 0.15\lambda; B = 75d;$$

其中： $\lambda$ ——波長，公尺；

$d$ ——饋綫導綫直徑，公厘。

为了使饋綫与天綫匹配可使用匹配短綫，匹配短綫是長度为 $\frac{1}{4}$ 波長的短路綫，它接到饋綫上接近天綫的地方(圖56)。在超高频上饋綫的波動阻抗是电阻性的，而这時天綫在饋电

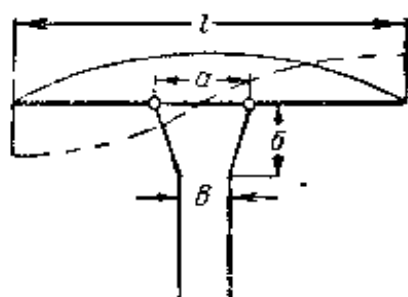


圖55. 饋綫與天綫之間的三角形接法

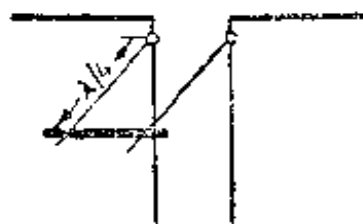


圖56. 匹配短綫之連接

处的阻抗可能有电抗成份，会引起反射而使能量損失。匹配短饋綫的用途是：第一，抵消电抗成份；第二，將天綫的电阻与饋綫电阻匹配，使傳遞功率最大。正確的选定短綫的長

度就可以完成第一个功能；使短綫接入点与饋綫接入点間的距离最恰当就可以完成第二个功能。

我們研究了用行波双綫饋綫來給对称天綫饋电的問題。对称發射天綫也可以用駐波饋电，但这种办法不大好。

饋綫在用駐波工作時，其波動阻抗与天綫阻抗不相匹配，因而此饋綫中电压与电流間有  $90^\circ$  的相位差。饋綫中兩条導綫的二电流之間的相位差与二电压之間的相位差都是  $180^\circ$ ，在兩導綫周圍產生的磁場是相反的，相互抵消。因此实际上就沒有發射。饋綫長度按下式計算：

$$\text{当振子用电压饋电時 } l_{\phi} = 0.9 \frac{\lambda}{4} (2n - 1);$$

$$\text{当振子用电流饋电時 } l_{\phi} = 0.9 \frac{\lambda}{2} n;$$

其中：n——任意整數。

饋綫也可以使它有任意長度。這時它用串联或並联連接电容器來調整(圖57)。串联連接电容器相当于縮短饋綫；並

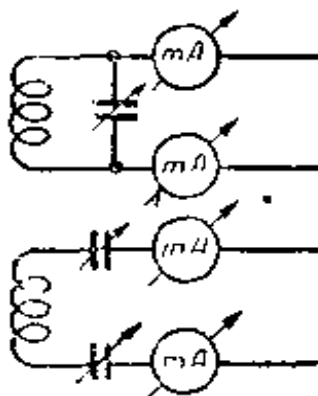


圖57.調諧饋綫

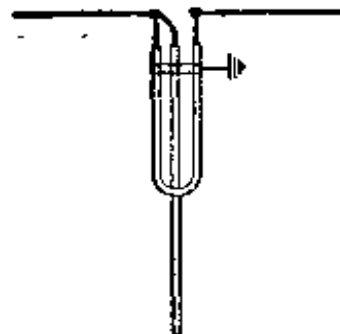


圖58.接入移相設備

联連接电容器則相当于延長饋綫。

上面已經提过，明綫比同軸綫

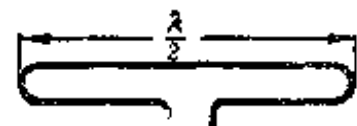


圖59.環套振子

的衰減大，因此在超短波最好的采用同軸綫。

同軸綫是不对称的，与对称天綫工作时要用特殊的匹配元件。由对称天綫接到同軸綫要經過相移設備，使半边振子的电压与另半边的电压相差 $180^\circ$ 。

这样振子的兩边都能够接到同軸電纜的内部導體，而外部導體接地。相移設備見圖58。相移電纜的“电”長度等于半波長，而实际長度由下式計算。

$$l_{\phi} = \frac{\lambda}{2\sqrt{\epsilon}}$$

其中： $\lambda$ ——工作波長，公尺；

$\epsilon$ ——同軸電纜内部絕緣的介質常數（整个用聚苯乙烯絕緣的電纜  $\epsilon = 2.3$ ）。

我們現在以兩個半波振子端点相联而成的环套振子为例，來研究同軸電纜与对称天綫間的匹配方式（圖59）。其中下面一振子的中間切開，以便与饋綫連接。环套振子中二振子的導綫直徑相等時，它与饋綫連接处的阻抗約为300歐姆。相移設備的輸出阻抗为同軸電纜波動阻抗的四倍。如果饋綫和相移設備都用75歐姆的同軸電纜作成，則相移設備的輸出阻抗就等于环套振子的輸入阻抗（300歐姆）。

如果相移設備的輸出阻抗不等于所用天綫的輸入阻抗，則可用耦合變換器——長度为四分之一波長的電纜來匹配。这段電纜的波動阻抗用下列公式計算，

$$W = 2\sqrt{R_{Bx} \cdot W_{\phi}} = \sqrt{R_{Bx} \cdot W_{B_{\text{max}}}}$$

其中：W——耦合變換器的波動阻抗；

$W_{\phi}$ ——饋線的波動阻抗；

$W_{B_{\text{max}}}$ ——相移設備的輸出阻抗；

$R_{Bx}$ ——天綫輸入阻抗。

使用環套天綫時也可以使用明綫式雙綫饋線，而且這時它比波動阻抗約等於73歐姆的普通半波振子還要方便些，因為它可以與波動阻抗較高（300歐姆）的饋線直接連接。雙綫饋線的綫間距離是導綫直徑的5.5倍時它的波動阻抗就是這樣大。

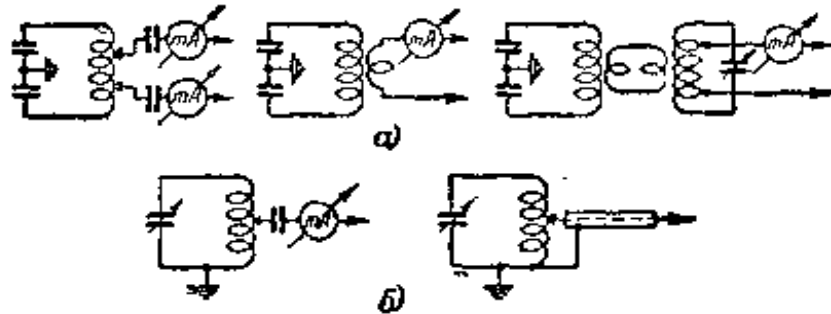


圖60.對稱饋綫(a)及不對稱饋綫(b)與發射機之間的耦合

圖60, a 中畫有對稱饋綫與發射機輸出迴路各種不同耦合方法；圖60, b 中所畫的是使用不對稱饋綫時類似的接法。由抑制諧波的观点看來電感耦合比較好一些。

#### 4. 天綫設備的結構作法

無線電通信的效果與天綫設備的質量有關。在遠程通信方面，几瓦電力，使用好天綫工作，效果就比几十瓦或几百



瓦电力用坏天綫工作時效果好。天綫的質量不僅与选择与計算的正確性有關，而且还与一系列外部因素有關，如周圍环境的濕度，附近物体的影响等等。天綫設備只有結構上正確作好，他的指标才会近于理論數值。

超短波天綫通常用直徑10至30公厘的銅管或鋁管作成。水平半波振子的典型結構見圖61。

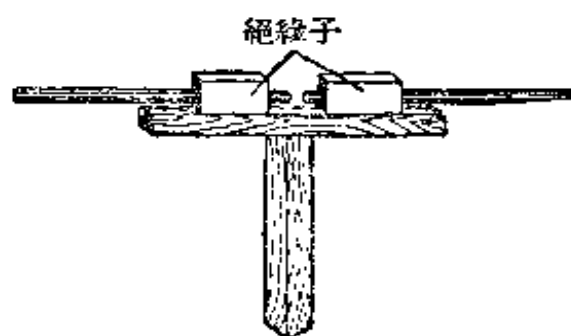


圖61. 水平振子的標準結構

对于固定天綫構件用的絕緣子質量要特別加以注意。天綫設備設在露天中，並且受潮濕的影响，黃膠板和夾布膠板等類材料会吸收潮气，所以在室

外天綫上不宜应用。有机玻璃的优点是不怕潮濕和机械加工容易，在接收天綫的結構中可以采用。在發射天綫上只有發射振盪电力小的時候才可以采用有机玻璃，因为場强很大的超高频場中有机玻璃会軟化，变形。最好的絕緣材料是高频陶磁。高频陶磁不吸收潮气，介質特性很好。陶磁的缺点（这只在業余者的条件下才会感到）就是加工困难。現在工業上大量出產了各种各样的高频陶磁絕緣子，这些絕緣子可以在不同形式下用在業余者的結構之中。不得已的情况下可以使用浸过蟲膠並經過烘乾的夾布膠板或黃膠板。

有一种特殊形式的电流饋电鉛垂半波振子，業余者对这

种振子很感兴趣，这主要是因它簡單。振子上半段長度等于 $\frac{\lambda}{4}$ ，作成同軸電纜內部導体的延續，下半段長度相同，由灣向下面的外部导体形成、实际上下半段是用銅管作成，銅管上部与同軸電纜的外部导体連接。圖62, a中画有这种天綫的示意圖。

用同样办法也可以構成鉛垂振子多層天綫。这种天綫的示意圖見圖62, b。

超短波中旋轉式定向天綫使用得很廣泛。这种天綫既有普通定向天綫的全部优点，又能与不同方向的通信对象進行通信。通常用电动机經過減速器把轉數減到每分鐘2—3轉以轉動天綫。天綫在水平面內的位置用指示器來確定。天綫的軸与变阻器的滑動子相接，变阻器与毫安計串联接在直流或交流电路中（看电表的型式而定）。天綫旋轉時变阻器的电阻变化，因之电表电路中电流变化，指針位置也就改变。毫安計的刻度盤上直接刻出了罗盤方位和度數。在工作時电表放在值机員桌上，他可以按表上指針的位置把天綫旋轉到所需的用度。

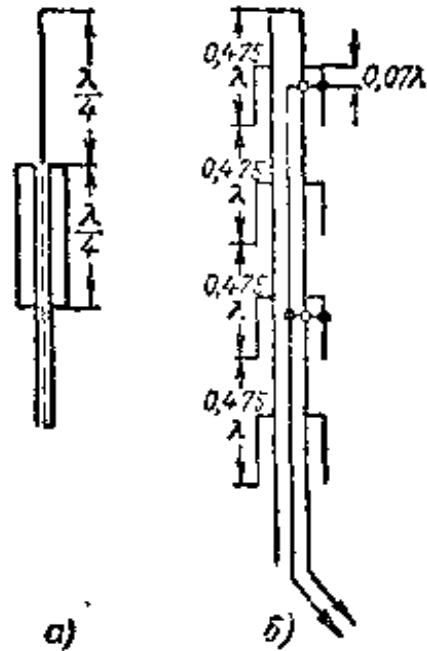


圖62. (a) 鉛垂振子的構造；  
(b) 鉛垂振子構成之多層天綫的構造

在設計天綫設備的構造時應該考慮到，饋綫与振子連接處、饋綫內的接头处和轉灣的地方有可能反射电波。用導綫

在設計天綫設備的構造時應該考慮到，饋綫与振子連接處、饋綫內的接头处和轉灣的地方有可能反射电波。用導綫

絞接的辦法把兩段饋綫連接起來會使能量受損失，而且振盪頻率愈高，這個損失就愈大。要減少損失，就要用整條電纜來做饋綫。如果同軸綫是由几截電纜接起來的，則連接處一定要作得使波動阻抗不變。

波動阻抗為75歐姆的標準同軸電纜的內部絕緣最常用聚合乙烯樹脂作成。這時外導體與內導體直徑的比約等於7.2/1。如果內部是空氣絕緣，由於介質常數降低，這比例就減為3.5/1。考慮到這一點，在按圖63辦法作成的接頭處內導體的直徑應該相應地加大。



圖63. 兩段同軸電纜的正確連接

使用聚合乙烯絕緣或氟代乙烯絕緣的明綫或雙綫時，接頭處要銲接不能纏繞，兩綫之間的距離也不應增加。裸綫應用橡皮帶絕緣。饋

綫不應該作直角或銳角轉彎，改變方向應該緩和，曲度半徑要大。

### 5. 天綫的調諧

外部因素對天綫工作的影響無法計算，因此製造天綫設備的最後階段就是用實驗方法調准和調諧天綫。在調准時要檢查天綫與饋綫的匹配並加以配准，測量天綫上的功率，以及測出天綫的發射圖形。

實際上使饋綫與天綫三者的阻抗匹配絕對準確是困難的，因之即使它們很接近，饋綫的長度最好還是選得為相應

的 $\frac{1}{4}$ 波長的整倍數。

檢查明綫式双綫上行波的状态並不困難。這只需要測量饋綫上各点的电流或电压。在整条饋綫上电流或电压大小不变就是純粹行波的標誌。如果饋綫中电流由某最大值变到最小值，但不等于零，則在饋綫上除行波之外还有駐波存在。

当电流由最大值变到零時饋綫上僅有駐波。用小的氖气灯沿饋綫移動，看灯的亮度就可以知道电压是否到处一样。

任意長度的饋綫在駐波状态下工作時的調諧方法是把电表（高频毫安計）接在饋綫導綫上电流波腹处（通常就在發射机輸出处），調到电表讀數最大時即表示已達諧振。

天綫用 current 饋电時，由發射机輸出級送入天綫的功率可以就直接用調諧用的指示器來測量。知道天綫的輸入阻抗  $R_{Bx}$ （型式选定了的天綫所特有的）及饋綫中的电流，就可以用下式計算出功率：

$$P_A = I^2 R_{Bx}$$

我們所研究过的大部份天綫系統都有方向性。实际上由于周圍物体的影响，天綫的發射特性会与理論上的特性相差很顯著。准確的測繪發射圖形要使用複雜的儀器。在業余活動中可以只能限于近似的測繪發射圖形。为此可以使用最簡單的礦石接收机，把它接在振子的中間（64, a），或使用圖 64, 6 綫路的电子管接收机。測量用接收机的調諧由振子的長度決定，調諧相当鈍，可以容許發射机頻率有 5—10% 的偏

差。电子管接收机的灵敏度要能在一公里以内的開曠地帶接收功率为一瓦特左右的發射机天綫發出的电波。

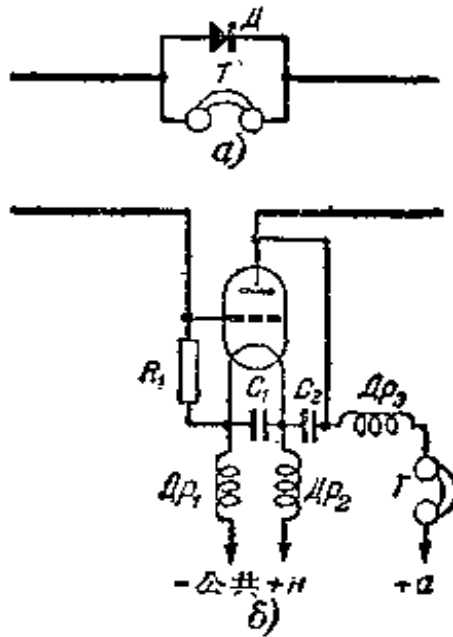


圖64. 測量用接收機的綫路

測繪方向特性用下面的办法。測量用接收机在以發射天綫所在位置为圓心，半徑200—300公尺的圓周上移動。圓周划分为6—12段，每段上測出的接收强度都記錄下來。這時接收机的振子要对正發射机（有時把接收机固定而旋轉發射天綫还要好一些。接收强度用听觉判断，这当然大大的降低測量的准確程度。响度

按业余通信中使用的九巴系統來判定。如果發射机功率够大的話，就可以用測量儀表來代替耳机。

天綫的方向特性靠選擇天綫元件的長度和元件間的距离來調節（見封里的表格）。



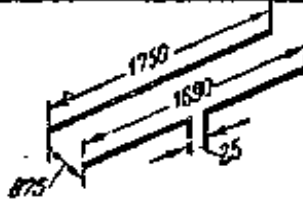



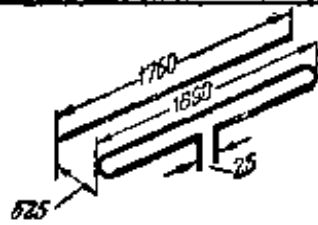
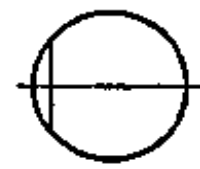
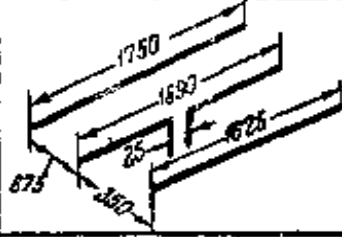
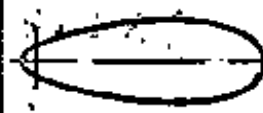
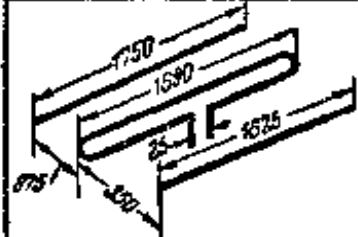
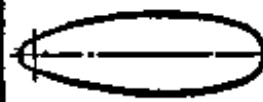
附錄1: 一些接收放大管的噪音电阻数值

電子管型號	類 型	電 壓 (伏)			電 流 (毫安)			等值噪音 电阻, 千 歐姆
		屏 極	簾 柵 極	控 制 柵 極	屏 極	簾 柵 極	陰 極	
6C1K	三極管—放大器	180	—	—5	4.5	—	4.5	1.25
6K4	三極管—放大器	150	150	—2	—	—	12.5	0.92
6K3	五極管—放大器	250	100	—3	9.2	2.4	11.6	10.5
6K3	五極管—放大器	250	100	—3	3	0.8	3.8	5.8
6K4	五極管—放大器	250	125	—1	11.8	4.4	16.2	3.3
6ZK4	五極管—放大器	300	150	—2	10	2.5	12.5	0.72
6K1K	五極管—放大器	250	100	—3	5.5	1.8	7.3	9.4
6K4	三極管—混頻器	150	—	—1*	—	—	6.5	0.95
6C1K	三極管—混頻器	150	6-1	—1*	2.8	—	2.8	6-1
6K4	五極管—混頻器	300	150	—1*	5.2	1.3	6.5	2.75
6K4	五極管—混頻器	250	125	—1*	3	1.1	4.1	13
6K1K	五極管—混頻器	250	100	—1*	2.3	0.8	3.1	33
6A7	七極管—混頻器	250	100	0	3.4	8.5	11.9	240
6A7	七極管—變頻器	250	100	—3	2.4	7.1	9.5	255

\* 振盪週期的峯值時。

附註：五極管用作三極管放大器及三極管混頻器時，簾柵極與屏極連接在一起。

附錄2: 業餘超短波天綫的數據

天綫型式	尺寸, 公厘	經過簡化的 方向特性	輸入阻抗, 歐姆
振子			70
帶反射器的振子			60
環套振子			300
帶反射器的環套振子			70
帶反射器及導向器的振子			20
帶反射器及導向器的環套振子			100