

建設
BIANSHE

線電收發信機說明書

(附 調 頻 制 原 理)

廖世靜 楊樹聲 合譯

華東電信出版社
電信建設叢書

電信建設叢書之八

無線電收發信機說明書

(附調頻制原理)

廖世靜譯

華東電信出版社

無線電收發信機說明書

定價人民幣 15,000元

譯 者 廖 世 靜

出 版 者 華東電信出版社
上海膠州路322號

印 刷 者 中國科學公司
上海延安中路537號

版權所有★翻印必究

一九五一年十二月初版 1-2000

目 錄

調頻制原理	1
接力無線電收發信機說明書	19
SCR-300-A 背負式軍用收發信機說明書	47
SCR-536-A-B-C手提式收發話機說明書(楊樹聲譯)	61
TCS收發信機說明書	77

調 頻 制 原 理

基本定義和關係

1. 什麼叫調變 (Modulation)

無線電的功用是把我們的信息 (Intelligence) 借電磁波在空中的傳播, 送給遙遠的接收人。我們的信息, 可以用語音作代表。借送話器的幫助, 先得到和語音的強弱和音調對應的語音電流。不論語音電流如何繁雜, 總可以分成許多分量, 例如

$$i = I \cos \Omega t \text{-----}(1)$$

其中 $\Omega = 2\pi F$, F 為音調, 即每秒變換週數, I 為這個週率分量的強度。由許多不同強度和週率的分量來組成我們的複雜語音電流。普通講話中 F 的範圍大致是 30 至 3000 週/秒, 音樂中 F 的範圍是 30 至 15000 週/秒。所以由 30 週/秒至 15000 週/秒這一週段稱為成音週段, 其中的任一週率都稱為音週。

假如用導線將上面說的語音電流送到不太遠的對方, 例如市內電話, 則借受話器的幫助, 對方便可得到發話人的信息。假如我們把這語音電流送到發射天線上, 希望能產生電磁波, 傳播到遙遠的接收人, 那就不成功, 因為週率太低, 不能產生有效用的電磁波, 這是發射天線的放射特性注定了的。任何導體 (例如發射天線) 如要把加上的電流效率很高的放射出去成為電磁波, 第一條件即是電流的週率要相當高, 例如廣播週率為每秒一兆週之譜, 短波週率為每秒 10 兆週之譜, 最短波週率為每秒 100 兆週之譜等, 這些較成音週率高得非常多的週率, 稱為放射週率, 或簡稱射週 (Radio Frequency)。

可是我們人的發聲器官發不了如此高的射週, 如何利用無線電來傳遞信息呢? 辦法有的。利用機械如電子管和振蕩晶體等產生射週振蕩電流, 把我們的語音電流加上, 即使所產生的射週振蕩按照我們的語音電流來相應的有點「變動」, 再送到發射天線, 產生電磁波, 播到遙遠的對方, 對方收到了, 再把這射週電磁波上的「變動」部分挑下來, 而這「變動」便相當於發話人的語音, 即是要傳遞的信息。這種產生射週振蕩的機器叫振蕩器, 使振蕩器的振蕩按照語音電流「變動」的手續叫做調變, 從接收的電磁波中挑下「變動」部分的手續叫做反調變 (Demodulation) 或叫檢波 (Detection)。至於振蕩器所產生的射週振蕩電流, 並不是信息的本身, 只利用他的週率高, 可以放射, 作為傳遞的工具, 像一個送信的信差一樣, 所以我們稱牠為載波 (Carrier)。

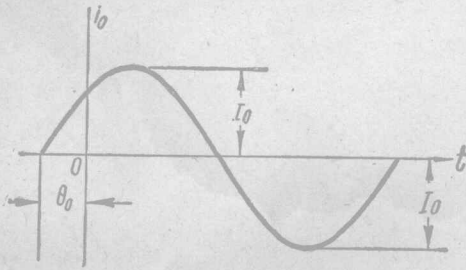
2. 調變的種類

振蕩器所產生的射週振蕩電流可寫如下式:

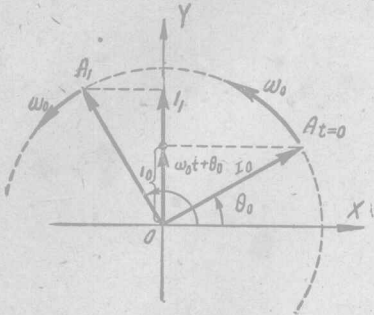
$$i_0 = I_0 \sin(\omega_0 t + \theta_0) \text{-----}(2)$$

其中 I_0 為振蕩的強度, 稱為振幅 (Amplitude)。 $\omega_0 = 2\pi f_0$, f_0 為載波頻率或週率 (Frequency)。 θ_0 為位相角 (Phase Angle)。 t 表示時間。凡是交流電都用這樣三個數值 I_0 、 f_0 、 θ_0 來決定。可用圖形表示, 如圖一。假如移動時間起計算時刻, θ_0 可除去。牠決定正弦曲線在 t 軸上的移前或移後。

(2) 式所表示的交流電, 還可以用旋轉矢量來表示如圖二。 OA 矢量的長度為 I_0 , 以每秒 ω_0 弧度



圖一



圖二

的角速度(或每秒 f_0 轉的快慢),沿反時針方向旋轉,其在 Y 軸上的射影的長即為電流的值 i_0 。在起始的地位($t=0$ 時)其地位為 OA ,至 t_1 秒鐘以後($t=t_1$ 時)其地位為 OA_1 。所以 θ_0 決定 OA 矢量出發點的地位。這旋轉矢量的想法,以後我們要用着的,所以先提到一下。

在這樣的等幅等頻等相的連續電流上,要加上一點和語音電流(即(1)式)成比例的變動,當然我們會想到或者是 I_0 受變動,或者是 ω_0 受變動,或者是 θ_0 受變動。調變 I_0 、 ω_0 、 θ_0 的制度,分別叫做調幅(Amplitude Modulation,或簡寫AM),調頻(Frequency Modulation或簡稱FM)和調相(Phase Modulation或簡寫P.M.)制。當然此外還有許多種調變制度,但都不是我們現在要介紹的,所以不提。讓我們再把這三種制度,分別說明。

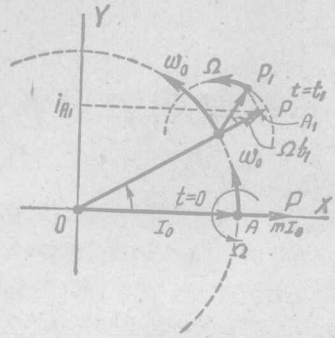
3. 調幅 (A.M.)

這種調變法最常用,所以我們最熟悉。牠的意義是說(2)式中的 I_0 已不再是不變的常數 I_0 ,而是 $I_0(1+m \cos \Omega t)$,與時俱變。其變動部分的大小為 mI_0 , m 為小於1的數字,與語音的強度 I_0 成正比。其變動的快慢和語音的音頻一樣。把這個變動的振幅換入(2)式即得調幅電流

$$i_0 = I_0(1+m \cos \Omega t) \sin \omega_0 t \quad (3)$$

θ_0 因為只是一個不變的常數,所以不要。通常 m 稱為調幅百分數或調幅指數(Amplitude Modulation Index)。

(3)式可用旋轉矢量表示如圖三。起始點(即 $t=0$)矢量的地位如 OAP 。 $AP=mI_0$, $OA=I_0$, OA 矢量以等速 ω_0 旋轉, AP 則以 Ω 速度以 A 為中心而旋轉。至 t_1 秒鐘後($t=t_1$) OA 轉 $\omega_0 t_1$ 角度,達到 OA_1 的地位。同時 AP 轉了 Ωt_1 角度,所以不與 OA 在一直線上,而和 OA_1 線成 Ωt_1 角度,其在 OA_1 線的射影點為 A_1 。 OA_1 在 Y 軸上的投影,即為調幅電流 i_A (即(3)式)在 t_1 時刻的瞬間值 i_{A1} 。



圖三

4. 調相 (P.M.)

假如(2)式中的 θ_0 不再是一個常數,而是一變數,其變動幅度 φ 和語音電流的強度 I_0 成正比,其變動快慢和語音的音調相同,即

$$\theta_0 = \varphi \cos \Omega t$$

代入(2)式得調相電流

$$i_\varphi = I_0 \sin(\omega_0 t + \varphi \cos \Omega t) \\ = I_0 \sin(\omega_0 t + m_\varphi \cos \Omega t) \quad (4)$$

其中 m_φ 稱為調相指數(P.M. Index.)就等於相位偏移(Phase Deviation) φ 。 φ 應以弧度計(Radian),每弧度約為57度,所以通常又寫成若干度。我們特別要記在心裏, φ 是和語音強度 I_0 成正比例的。

我們要傳遞的信息(即 $i_0 = I_0 \cos \Omega t$),就這樣隱含在載波電流相位的微小變動裏面,雖然變動微小,對方就從這微小的變動裏,窺探發訊人要傳遞給他的信息。

(4)式所表示的調相電流,還可以用旋轉矢量表示得更明顯如圖四。出發時(即 $t=0$ 時),矢量 OA

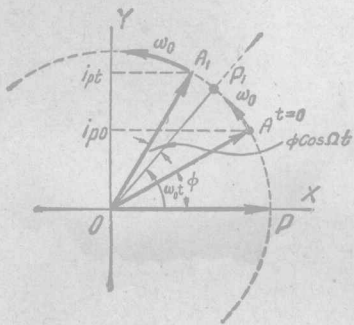


圖 四

本應在 X 軸上，但是由調相的關係，牠比應有的地位超前了 ϕ 度，而在 OA 的地位。電流的瞬間值不為零而為之 $i_p t_0$ 。至 t_1 秒鐘後 ($t = t_1$)，OA 本應轉至 OP_1 的地位 (與 OP 成 $\omega_0 t_1$ 角度)，可是又因為調相的關係，而比應有的地位超前了 $\phi \cos \Omega t_1$ 度，而落在 OA_1 的地位，此時的瞬間電流則為 $i_p t_1$ 。再過若干秒鐘之後，OA 將比其應有地位落後若干度。其超前或落後的最大範圍為 ϕ 度，由語音的強度 I_v 來決定。所以調相的意思，就是載波電流的相位角，由語音電流來控制使牠超前或落後。

5. 調頻 (F.M.)

調頻即是保持(2)式(即載波電流)中的 I_0 和 θ_0 (假定其為零)不變，而令 ω_0 受一點變動，其變動與語音電流(即(1)式)成比例，所以可寫受了調變的 ω_0 為 ω ，即

$$\omega = \omega_0 + D \cos \Omega t \dots \dots \dots (5)$$

或 $f = f_0 + d \cos \Omega t$
 其中 $D = 2\pi d$ ，與語音強度 I_v 成正比例(請讀者特別記牢)， d 稱為頻率偏移 (Frequency Deviation)。 f 稱為瞬間頻率。(5) 可用圖形表示如圖五。牠的意

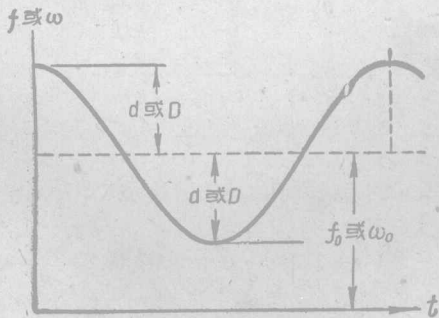


圖 五

義，很易看出，即瞬間頻率在載頻的兩旁，來復的變動，變動的波形和語音電流的波形一樣。

讓我們用旋轉矢量來表示調頻電流 i_f 。假令矢量起動時 (即 $t = 0$ 時) 的地位在 X 軸上如圖六，此時的轉動瞬間速度，從(5)式可知其為 $\omega_0 + D$ (在(5)式中令 t 為零)。因為矢量的轉速時刻變動， t 秒鐘後，矢量的地位，應和 X 軸成一角度 Δ ，這個 Δ 的

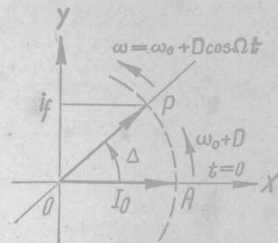


圖 六

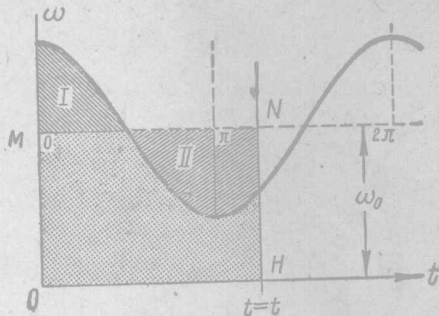


圖 七

數值，便不能是 $(\omega_0 + D \cos \Omega t) t$ 了！也不是 $(\omega_0 + D) t$ 。這一點觀念很要緊，請讀者稍微想一想。正確的 Δ ，應該拿圖七上有黑點部分的面積來代表。這塊面積等於 $OMNH$ (即 $\omega_0 t$) 減去 (II) 部分，加上 (I) 部。這樣算出的結果是

$$\Delta = \omega_0 t + \frac{D}{\Omega} \sin \Omega t$$

因此調頻電流應為

$$\begin{aligned} i_f &= I_0 \sin \Delta \\ &= I_0 \sin \left(\omega_0 t + \frac{D}{\Omega} \sin \Omega t \right) \\ &= I_0 \sin \left(\omega_0 t + m_f \sin \Omega t \right) \dots \dots \dots (6) \end{aligned}$$

$$m_f = \frac{D}{\Omega}$$

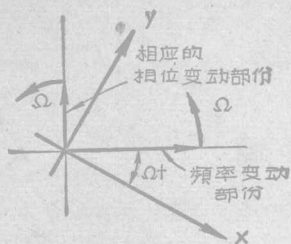
其中 m_f 稱為調頻指數 (F.M. Index)，和頻率偏移 D 即語音強度 I_v 成正比例，和語音頻率 Ω 成反比例。

到此地為止，我們是拿單音來代表全部語音的，其實語音包含音週波段內的許多單音，每一單音的 Ω 和牠引起的頻率偏移 D 都不同。假如這些頻率偏移中可容許的最大偏移為 D_M ，最高的音頻為 Ω_M ，這兩個數值的比值，我們稱為偏移比 (Deviation Ratio)，即

$$\text{偏移比} = \frac{D_M}{\Omega_M}$$

這是一個很有用的數值，請讀者記清楚牠的定義，以免引起淆混。

試比較(5)與(6)兩式，我們發現一個很重要的關係。(5)式頻率變動部分 $D \cos \Omega t$ 引起(3)式載波電流中相應的相位變動為 $+\frac{D}{\Omega} \sin \Omega t$ 。圖八表示這一個關係。由圖上所示，頻率變動部分除以 Ω ，同時向後轉 90° 度，即得相應的相位變動部分。同樣把相位變動部分乘以 Ω ，前進 90° 度，即得相應的頻率變動部分。這一點很混人，却很重要，請讀者記牢。



圖八

6. FM 和 PM 間的關係

由5節末尾所說的關係，再比較(6)式和(4)式，就可明瞭 FM 和 PM 之間的關係。

先看(6)式：

$$i_f = I_0 \sin(\omega_0 t + \frac{D}{\Omega} \sin \Omega t)$$

其中的 $(D/\Omega) \sin \Omega t$ 部分可以視為由假想的語音電流

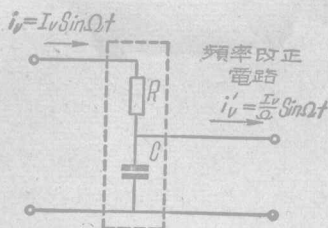
$$i'_v = \frac{I_v}{\Omega} \sin \Omega t \dots\dots\dots(7)$$

所引起的調相電流，其調相指數 $m_p = \frac{D}{\Omega}$ 。實際上的語音電流是

$$i_v = I_v \sin \Omega t \dots\dots\dots(8)$$

其強度為 I_v 而不是假想的 I_v/Ω 。要從真實語音電流(8)得到假想的語音電流(7)，可利用一個頻率改正

電路(Frequency Corrective Network, 或 Predistortor) 如圖九。圖中電阻 R 的數值比電容 C 的電抗數值為大即可。所以將語音電流，先經過頻率改正電路，然後再加以調相手續，得出的電流即為調頻電流。這種直接由調相入手，間接得到調頻的間接調頻方法，Armstrong 創用以後，到現在還是常常應用。



圖九

再看(4)式

$$i_p = I_0 \sin(\omega_0 t + \varphi \cos \Omega t)$$

其中相位變動部分 $\varphi \cos \Omega t$ ，隱含着相應的頻率部分，按5節末尾所說的方法，可見上式的瞬間頻率為

$$\omega = \omega_0 - \varphi \Omega \sin \Omega t$$

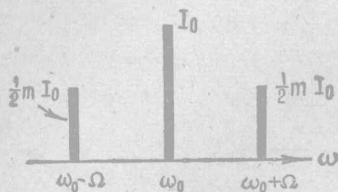
因此(4)式亦可視為一相當的調頻電流，其當量調頻指數 (Equivalent F.M. Index) m_{feq} 為

$$m_{feq} = \varphi = m_p$$

7. 頻譜的分析

大家都知道，受了調幅的射週電流，可以分成三個不同頻率的分量，一個是載波頻率 ω_0 ，一個是載頻與音頻之差 $(\omega_0 - \Omega)$ ，一個是載頻與音頻之和，而且這三個分量的強弱彼此有一定的關係如圖十所示：

$$i_{AM} = I_0(1 + m \cos \Omega t) \sin \omega_0 t$$



圖十

受了調頻和調相之後的射週電流，可寫作下式的形式：

$$i_M = I_0 \sin(\omega_0 t + m \sin \Omega t) \dots\dots\dots(9)$$

其中 m 為調變指數，如為 FM 則 $m_f = D/\Omega$ ，如為 PM 則 $m_p = \varphi$ ，此地 D 與 φ 都與語音強度 I_v 成比例。

(9)式可以用數學方法,分成許多頻率不同的分量,各有相當的強度或振幅,結果如下:

$$\begin{aligned}
 i &= I_0 \sin(\omega_0 t + m \sin \Omega t) \\
 &= J_0(m) \sin \omega_0 t \\
 &+ J_1(m) \sin(\omega_0 + \Omega)t \\
 &- J_1(m) \sin(\omega_0 - \Omega)t \\
 &+ J_2(m) \sin(\omega_0 + 2\Omega)t \\
 &+ J_2(m) \sin(\omega_0 - 2\Omega)t \\
 &+ J_3(m) \sin(\omega_0 + 3\Omega)t \\
 &- J_3(m) \sin(\omega_0 - 3\Omega)t \\
 &+ \dots
 \end{aligned}$$

$$\text{或 } i_m = \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(m) \sin(\omega_0 + k\Omega)t \quad (10)$$

從(10)式可見,就頻譜分佈來說,調幅的情形最簡單了。無論調頻或調相,除了載波頻率 ω_0 一個分量之外,在 ω_0 之上和之下,還有無數個邊頻(Side Frequency)。從 ω_0 起頭,向右邊數,各為第一上邊頻,第二上邊頻,……第 k 上邊頻等。向左邊數,各為第一下邊頻,第

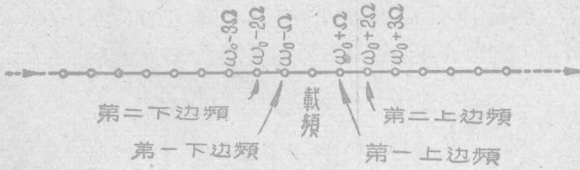


圖 十一

二下邊頻,……第 k 下邊頻等。彼此相隔一個等距離 Ω ,在 ω 軸上分佈着,如圖十一。各個邊頻的強度或振幅都視調變指數 m 的大小,而為各級貝氏函數(Bessel Function)。式中 $J_k(m)$ 表示,變數為 m 的

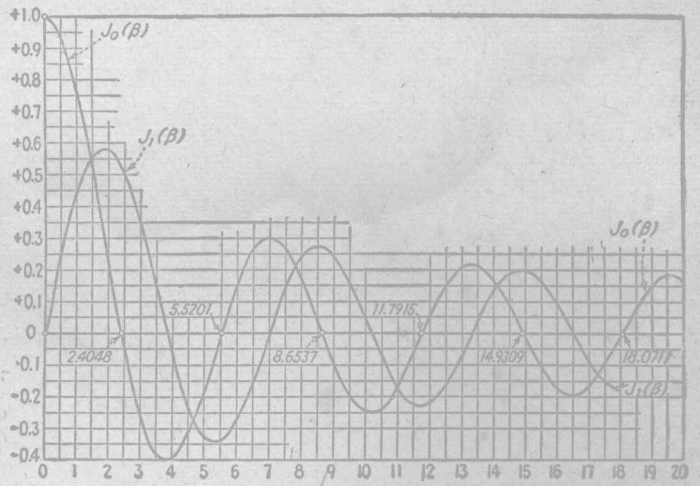


圖 十二

k 級貝氏函數。

貝氏函數也許很可能有許多讀者還不熟悉。其實貝氏函數在工程上用處非常多,可以說是工程技術人員少不了的工具,而且牠本身也並不是性質古怪的函數,相反的,牠的特性就數學的立場看,非常正常。只是好像一個面孔不漂亮,不善交際,而性格非常溫和的朋友一樣,雖然他的朋友不多,但是只要你願同他交往,他便是你的好朋友。我們把牠的性質介紹幾個圖和一個表,供讀者參考。

$J_k(m)$ 的數值視 m 與 k 而定。圖十二表示 $J_0(m)$ 與 $J_1(m)$ 因 m 而變的情形(圖中 m 寫作 β),其他更高級的貝氏函數曲線與此相仿。附表為各級貝氏函數的數值,可供讀者參考。

m	$J_0(m)$	$J_1(m)$	$J_2(m)$	$J_3(m)$	$J_4(m)$	$J_5(m)$	$J_6(m)$	$J_7(m)$	$J_8(m)$	$J_9(m)$	$J_{10}(m)$	$J_{11}(m)$	$J_{12}(m)$
1	.7652	.4401	.1149	.0196	.0025	.00025	.0 ⁴ 21	.0 ⁵ 15	.0 ⁷ 94	.0 ⁸ 525	.0 ⁹ 2631	.0 ¹⁰ 12	.0 ¹² 25
2	.2239	.5767	.3528	.1289	.034	.00704	.001	.0 ³ 175	.0 ⁴ 222	.0 ⁵ 25	.0 ⁶ 25	.0 ⁷ 23	.0 ⁸ 19
3	-.2601	.3391	.4861	.3091	.1320	.04303	.0114	.0 ² 255	.0 ³ 494	.0 ⁴ 844	.0 ⁵ 1293	.0 ⁶ 179	.0 ⁷ 228
4	-.3971	-.066	.3641	.4302	.2811	.1321	.0491	.0152	.0 ² 403	.0 ³ 94	.0 ⁴ 195	.0 ⁵ 37	.0 ⁶ 624
5	-.1776	-.3276	.0466	.3648	.3912	.2611	.131	.0534	.01841	.0 ² 552	.0 ³ 1468	.0 ⁴ 351	.0 ⁵ 763
6	.1506	-.2767	-.2429	.1148	.3576	.3621	.2458	.1296	.05653	.0212	.0 ² 696	.0 ³ 205	.0 ⁴ 545
7	.3001	-.0047	-.3014	-.1676	.1578	.3479	.3392	.2336	.128	.0589	.02354	.0 ² 833	.0 ³ 266
8	.1717	.2346	-.133	-.2911	-.1054	.1858	.3376	.3206	.2235	.1263	.0608	.0256	.0096
9	-.0903	.2453	.1448	-.1809	-.2655	-.05504	.2043	.3275	.3051	.2149	.1247	.0622	.0274
10	-.2459	.0435	.2546	.0584	.2196	-.2341	-.0145	.2167	.3179	.2919	.2075	.1231	.0634
11	-.1712	-.1768	.139	.2273	-.015	-.2383	-.2016	.0184	.225	.3089	.2804	.201	.1216
12	.0477	-.2234	-.085	.1951	.1825	-.0735	.244	-.1703	.0451	.2304	.3005	.2704	.1953

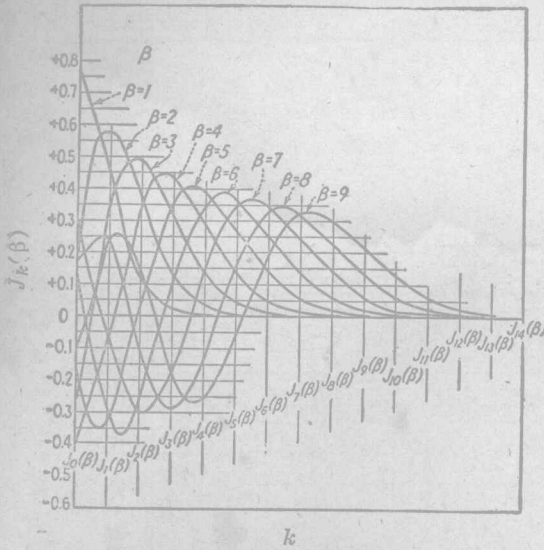


圖 十 三

圖十三表示 m (圖上寫作 β , 請注意) 為各種整數時, $J_k(m)$ 因 k 而變的情形。從圖上我們可以看出, 當調變指數 m 相當大的時候 (譬如說, 大於 3), 如 $k \geq 1.3 m$, $J_k(m)$ 以下可以略而不計。工程實例却是從第 $J_m(m)$ 以下, 即略而不計, 即第 m 個上下邊頻以下的各邊頻, 就工程上的精密度說, 可以不計了。我們可以說, 調頻和調相了的射週電流裏, 有 m 個上邊頻和 m 個下邊頻 (如 m 不為整數, 則用與 m 最相近的整數) 就夠了。這是很幸運的, 假如高的邊頻強度不小下去的話, 我們設計收發訊機時頻率寬度的困難, 便會大到無法解決了。圖十四十五表示 $m=2$ 和 5 時各邊頻強度分佈的另一種表示法。

如 m 非常小, 譬如說小於 0.01, 除了第一上下邊頻以外, 其他都可以不計了。此時和調幅的情形很相像。

8. 射週頻帶寬度

射週頻帶寬度是指以載頻為中心伸延到兩旁的一個波帶寬度, 電流的頻率如在此寬度以內, 收發訊機的電路, 可以讓他不受衰減的通過, 在此寬度以外, 便予以很大的衰減, 不讓通過。

用調幅制時, 頻帶寬度, 只要通過上下兩邊頻即可, 換句話說, 即是音週範圍的 2 倍。譬如說, 最高音調為 5 千週, 則射頻寬度 10 千週即足。現在的問題是, 假如用調頻或調相

制, 頻帶寬度要多少呢?

決定頻帶寬度的第一個條件是能讓有用的邊頻電流通過。除此以外還要考慮對於干擾和雜音的排斥性能, 後面再說到。現在先就通過有用邊頻的要求來討論最小的頻帶寬度。

先從調變指數 m 想起。 m 愈大, 則在載頻兩旁, 有用的邊頻分量個數也愈多, 因之所需的頻帶寬度也愈大。為便於說明, 假定 m 相當大, 第 m 個 (與 m 最近之整數) 以後之邊頻舍而不計。這是一個總原則, 讓我們再分調頻和調相兩種情形, 更進一步攷察。

(a) 調 頻

此時調頻指數 $m f$ 與頻率偏移 D (即語音電流強度 I_w) 成正比例, 而與語音電流通率 Ω 或 F 成反比。即

$$m f = \frac{D}{\Omega}$$

先決定 F 或 Ω 的範圍。譬如調頻廣播中 F 最高約為 15KC (千週)。

次決定語音電流最大的強度, 即音週波段內最大的頻率偏移 d_{max} 或 D_{max} 。譬如調頻廣播中最大約為 10KC, 那麼在 $F = 15KC$ 時, 偏移比 = $75/15 = 5$, 此時有用邊頻上下各有 5 個, 故頻帶寬度應為 $2 \times$

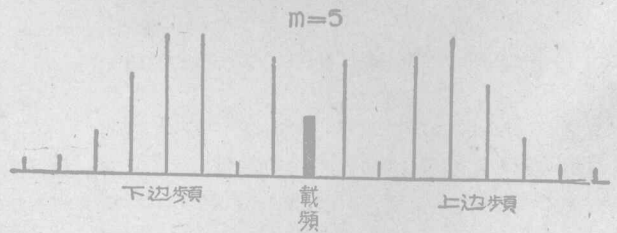


圖 十 四

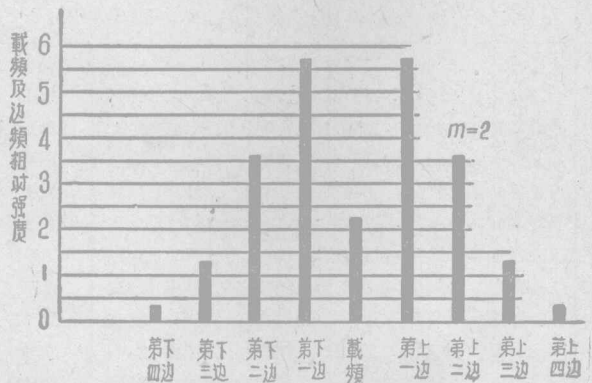


圖 十 五

$5 \times 15 = 2 \times 75 = 2 \times d_{max} = 150 \text{ KC}$ 。即 15 千週音調，需要 150 千週射週頻帶，方能沒有失真。

如用 150 KC 射頻寬度， F 變低時，例 $F = 30$ 週是否也沒有失真呢？此時調頻指數 $m_{30} = 75000/30 = 2500$ ，應各有 2500 個有用上下邊頻（每相鄰二邊頻間距離為 30 週），因此所需寬度為 $2 \times 30 \times 2500 = 150 \text{ KC}$ ，所以仍然沒有失真。

從上面例子可見，調頻時頻帶寬度，由偏移比來決定，這就是我們開頭要給偏移比下個定義的用意。假如所用的偏移比不是 5，最高音頻也不是 15 KC，頻帶寬度可依上述步驟推算。茲再舉一例。某通訊 FM 收發機所採用偏移比為 2.5，最高音頻為 12 KC，依上述方法，其頻帶寬度為 $2.5 \times 12 \times 2 = 60 \text{ KC}$ ，其最大偏移為 30 KC。

(b) 調相

此時 $m_p = \varphi$ ，與語音電流強度 I_v 成比例。如最大偏移 $\varphi_{max} = 5$ 弧度，最高音頻 $F_{max} = 15 \text{ KC}$ ，則頻帶寬度為 $2 \times 5 \times 15 = 150 \text{ KC}$ 。如音頻降低，例如 $F = 30$ 週，則所需頻帶為 $2 \times 30 \times 5 = 300$ 週即足。用 150 KC 富富有餘。所以在調相時，射頻寬度由最高音頻和最大相移決定。

發射機和調變器

調頻或調相發射機的構造和調幅發射機不同的地方，主要在調變器部分。經過調變器之後產生的調頻或調相電流，再經過相當的強力放大之後收到發射天線，方框圖如圖十六。產生調頻或調相電流的振蕩器和調變器部分的結構，大致比調幅的相當部分複雜。強力放大和調幅制的相當部分一樣，就是丙類射週放大器。以下根據常用的調變器的構造原理來分別加以說明，並提出應用各種調變器的發射機作例子。



圖 十 六

(甲) 調 相

使主振器的射頻電流的相位受調變，我們當然可以從振蕩電路着想，直接得到我們需要的調相偏

移。這種直接的方法是可以的。但是常用的調相器，都是利用相移法(Phase Shift)，所以我們在此只介紹相移法的原理。

9. 相移法調相器

相移法，也可以說是直接從調幅入手，間接得到調相的間接方法。我們都知道，調幅器的輸出中有兩部分，一部分是單純的載波，一部是有調幅的邊帶：

$$i_A = I_0 \sin \omega_0 t + (m_a I_0 \cos \Omega t) \sin \omega_0 t$$

甲(載波) 乙(邊帶)

假如我們單把邊帶部分抽出，並把裏面的射週部分相位移動一個固定的角度，普通都是加或減 90 度（不一定非 90 度不可），譬如以下用加 90 度來說，即 $m_a I_0 \cos \Omega t \sin(\omega_0 t + 90)$ 。既經移動相角之後，再和單純的載波合在一起，利用矢量（圖十七）的幫助，並且假定 m_a 非常小，我們得到下面的結果：

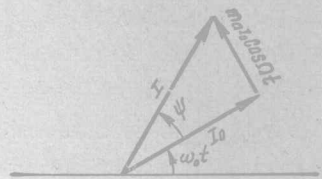


圖 十 七

$$i = I_0 \sin \omega_0 t + m_a I_0 \cos \Omega t \sin(\omega_0 t + 90^\circ) = I \sin(\omega_0 t + \psi) \quad (11)$$

其中

$$I = \sqrt{I_0^2 + m_a^2 I_0^2 \cos^2 \Omega t} = I_0 \sqrt{1 + m_a^2 \cos^2 \Omega t} = I_0 (1 + \frac{1}{2} m_a^2 \cos^2 \Omega t) \approx I_0 \quad (12)$$

$$\psi = \tan^{-1} \left(\frac{m_a I_0 \cos \Omega t}{I_0} \right) = \tan^{-1}(m_a \cos \Omega t) = m_a \cos \Omega t - \frac{1}{3} m_a^3 \cos^3 \Omega t + \dots \approx m_a \cos \Omega t \quad (13)$$

把(12)及(13)代入(11)得

$$i = I_0 \sin(\omega_0 t + m_a \cos \Omega t) \quad (14)$$

這就是調相電流，調相指數和相位偏移 φ ， m_p 都是 m_a 。

上面(12)及(13)是假定 m_a 非常小才得到的近似值，所以調幅百分數應該非常低。因此振幅 I 可以說就等於 I_0 ，雖然稍微有一點剩餘調幅的存在，可以

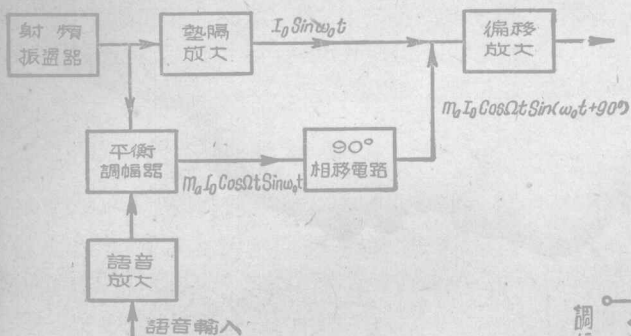


圖 十八

利用以後的各級放大器來除去。 ψ 中固然有第一項以外的各項代表失真，假如 φ 或 m_a 維持下列的不等式關係：

$$m_a \leq 0.2$$

那麼失真的程度就非常小了。假如容忍 10% 的音頻三次諧失真， m_a 就可以大到 0.5。

現在我們可根據上面的原理繪一方框示意圖如圖十八。所以用平衡調幅器的原故，就是為了免除要抽掉載波部分的原故。圖十九表示平衡調幅器的結構，牠的理由可以從圖上看出，無需多說。圖二十就是和圖十八唇合的一個實際線路，裏面除了 90° 相移電路需要稍加說明以外，其餘都很易明瞭。 C 是用來抵消 L 的感抗，使 CL 電路內的電流近於電阻性的電流。當無語音輸入時，上下兩個 L 內的載波電流對次級 L_1 所產生的感應，互相抵消，而無輸出。有語音輸出時，上下兩個 L 內的電流不平衡，不平衡的分量，和調幅邊帶成比例使 L_1 內有感應而產生對 T_4 的輸入。

應該再申明，圖二十只說明相移法原理和應該包括的手續，至於實現這方法的電路，就千變萬化，非一定照樣不可的。圖十八和圖二十，是最原始的 E.H. Armstrong 的設計，所以用來作例子。

(乙) 間接調頻發射機

調頻發射機的調頻部分，可分為兩大類，一類是直接從

振蕩電路上設法直接得到大量調頻偏移，可用電抗管調頻器(Reactance Tube Modulator) 作代表；一類是直接從調相着手，間接得到調頻的間接方法。間接方法中所用的調相手續，大多是利用相

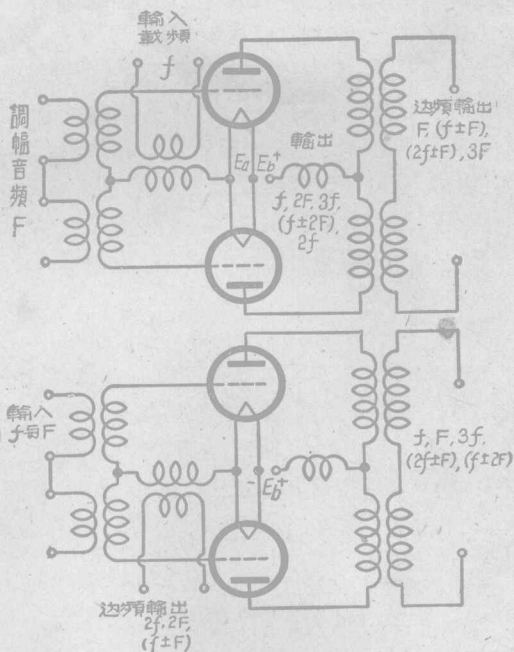


圖 十九

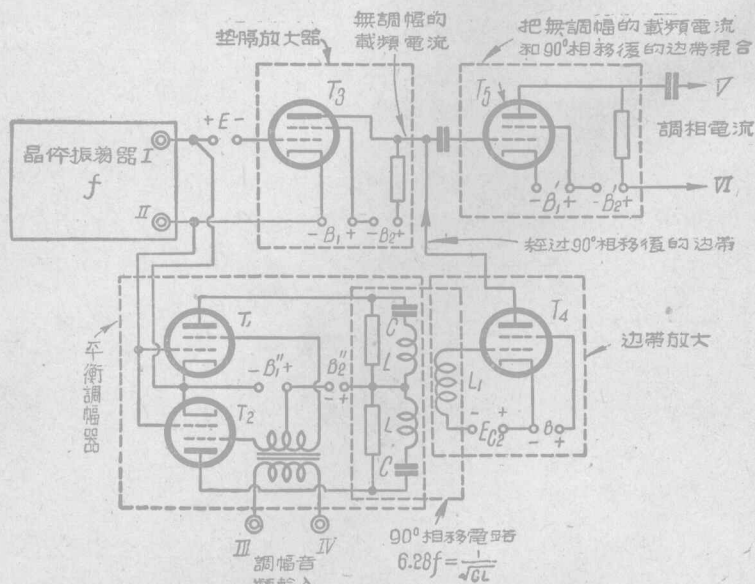


圖 二十

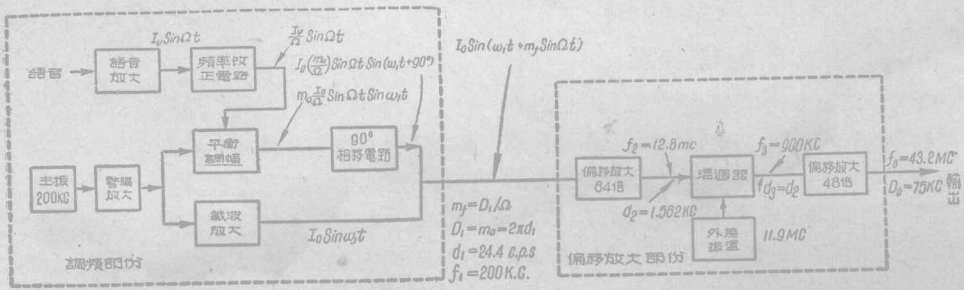


圖 二 十 一

移法：先得到小量調頻偏移，再接着一串偏移放大。調頻制的正式實驗，要算 E.H. Armstrong 的間接調頻機了，他就是用的這個辦法。所以我們先介紹間接調頻法原理，也用 Armstrong 的機器作例子。Armstrong 發射機的構造如圖二十一。

10. 間接調頻法原理

假使我們的語音電流，先經過音頻改正電路(例如圖九所示)，然後再施以調相手續(例如9節所述)。按6節所述 FM 和 PM 的關係，我們便間接得到調頻電流。圖二十一中調頻部分的構造就是按照這個原理，這一部分和圖十八相同，只多了一個音頻改正電路，實際的線路，就是圖二十(改正器的輸出接 III, IV 兩頭)，原來機器中頻率改正電路之前還有一個加重器 (Preemphasis 或 Preaccentuator) (牠的意義，以後再提到)，因為我們着重在如何實現調頻的主題，所以圖上從略。

為了免除在經過調相手續時，引起失真，按照9節所述，應該

$$\frac{D_1}{\Omega} \leq 0.2$$

在低音頻時，上式最難維持。所以語音放大級的增益，應妥為設計，使在音頻段的最低端，上式仍可成立。

假如最低音頻為 30 週，最高音頻為 15 千週。如在 30 週時，上式成立，則頻偏只有 6 週，而偏移比僅有 $6 \div 5000 = 0.00048$ 。輸出偏移比為 $5(75 \div 15)$ ，所以應有 $5 \div 0.0004 = 12.500$ 倍的偏移放大 (Deviation Amplification)。

實際上，Armstrong 發射機中，最高音頻固然是 15 千週，而無失真的最低音頻，到不了 30 週，因為調頻部分的輸出中偏移是 24.4 週，而不是 6 週，所

以無失真的最低音頻要高到 $24.4 \div 0.2 = 122$ 週了。即令容許 10% 的音頻三次諧失真，也要高到 $24.4 \div 5 = 48.8$ 週。因此 122 週以下的音調，不能有十足的調頻。

就偏移 24.4 週說，偏移比只有 $24.4 \div 15000 = 0.0016$ ，要放大到 5，也要 $5 \div 0.0016 = 3074$ 倍。

11. 偏移放大

間接小量調頻法，必需使用一串偏移放大器，偏移放大器就是普通的丙級工作的頻率倍昇器 (Frequency Multiplier)。假如調頻器的瞬間頻率為 $\omega = \omega_1 + D_1 \sin \Omega t$ ，則經過一次倍昇器之後的瞬間頻率為 $2\omega = 2\omega_1 + 2D_1 \sin \Omega t$ ，經過一次 N 倍放大之後的間頻率為 $N\omega = N\omega_1 + ND_1 \sin \Omega t$ 。偏移被放大 N 倍 (由 D_1 變為 ND_1)，載頻也同時被放大 N 倍 (ω_1 變為 $N\omega_1$)。因此主振頻率必需比輸出到天線上的頻率低，以便同時和偏移受到放大。

偏移需要放大的總倍數，可能和載頻需要放大的總倍數相等，也有時不一樣。假如相等，從調頻器之後，用頻率倍昇器放大了；假如不相等，便又遇到一個問題。解決的辦法，就是 Armstrong 所想的外差 (Heterodyne) 辦法。請看他的例子，參照圖二十一。從主振頻率 200KC 到輸出頻率 43.2MC 需要 216 倍的放大，和偏移應該放大的 3074 倍不相等。所以先放大 64 倍，偏移由 24.4 放到 1.562 千週，載頻由 200KC 放到 12.8 兆週。至此另用一個 11.9 兆週的外差振盪器輸出，和調頻電流，同時加入混週器，使載頻由 12.8 兆週，降低到兩個射週的差數即 $12.8 - 11.9 = 0.9$ 兆週，而偏移却還是 1.562 千週。這種辦法，就是普通的外差收音機原理。從此以後，再把偏移和載頻 (0.9 兆週) 一同放大 48 倍，便得到 43.2 兆週的載頻和 75 千週的偏頻了。

(丙)直接調頻發射機

12. 電抗管調頻器原理

電抗管的線路很多，我們譬如以圖二十二為例，來說明電抗管的一般原理。其中 T_0 為振蕩管， LC 為頻率決定的主要部分， T_M 為電抗管。我們主要着眼於射週電流部分，為明瞭起見，化簡為圖二十二(b)。

先假定圖二十二(b)中 XY 兩點左面的電路不存在，振蕩器之振蕩頻率主要的(暫時不管決定作用比較小的其他因素)由 LC 來決定，決定條件是 L 的感抗和 C 的容抗相等，所以

$$2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC}$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \text{振蕩頻率}$$

此時 LC 內各有相等而反相的電流 I ，如圖二十二(c)， E 為此時的振蕩電壓。

至此再將 XY 左面的電路接上，看有什麼影響。因 R_1C_1 跨接於 E 的兩端，所以有 I_1 流過。因為 R_1 的電阻比 C_1 容抗大得多，至少是 5 倍，所以電流 I_1 主要由 R_1 決定，因此就和 E 同相如圖二十二(d)。

C_1 兩端的電壓 E_1 ，為 C_1 的容抗和 I_1 的乘積，所以相

位比 I_1 落後 90° ，這電壓就是振蕩電路所送給電抗管的柵壓。電抗管的屏極負荷，為 R_1C_1 電路和 LC 槽路並聯。但是 LC 電路的總阻抗，在諧振時為一純電阻 L_{12} (LC 電路內實際上不能無電阻，而上面計算 f 時假定 LC 電路內無電阻的存在，理由是這電阻很小，對頻率的決定作用不大)，比 R_1C_1 的阻抗小，因此近似的說，電抗管屏極的輸出電流 i_p ，我們當牠完全流入 LC 電路中。 i_p 的大小，可利用電抗管的等值電路圖二十二(e) 來計算，圖上 μ_m, r_{pm} 各為電抗管 T_m 的放大因數及內阻。因為 r_{pm} 及 R_{12} 均為純電阻，所在矢量圖上 i_p 和 E_1 反相。

我們求出的 i_p 即是振蕩器接上 XY 左面的電路以後，槽路中(即 12 兩點之間)增加的電流。原來振蕩器單獨存在，振蕩達到平衡狀態時，無此電流的存在，現在又增加了 i_p ，平衡狀態即不復成立，振蕩器即不能不改到另一個平衡狀態去振蕩，因而振蕩頻率不再是原來的 f ，而改為另一個頻率 f_0 了。

新的 f_0 是什麼呢？

從矢量圖上看出，假設 f_0 和原來 f 相差不遠， i_p 總是比 E 的相位超前 90° 的。 XY 兩點左面電路對 LC 電路的影響，好像是在 12 兩點之間加一假想的小電容 C_0 一樣如圖二十二(f)， f_0 的決定應該是

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(C+C_0)L}}$$

此時 C_0 的電流 i_p 加上 C 的電流 I_c ，大致和 L 的電流 I 相等。

C_0 的大小由 i_p 決定。 i_p 的大小，又隨

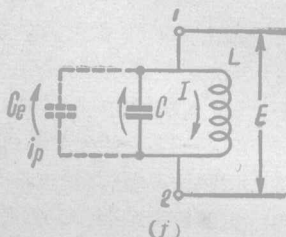
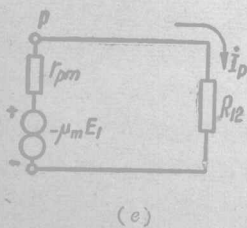
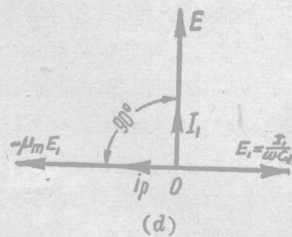
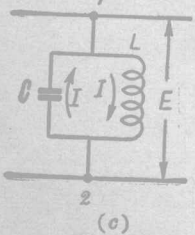
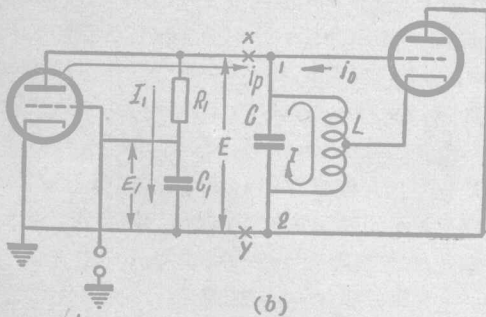
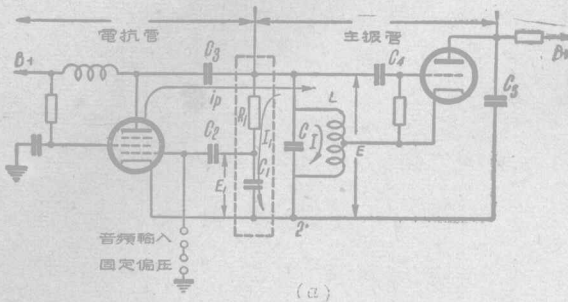


圖 二十 二

τ_{pm} 和 μ_m 來定。而這兩個常數，是由 T_m 的總柵壓（偏壓 E_c 和語音電壓的總和）控制的。所以語音電壓控制 C_s ，因而控制振盪頻率 f_0 ，假如電路設計合適， f_0 和原來 LC 決定的 f 之差，即振盪頻率的調變，可以和語音電壓成正比例，而失真很小，即是振盪器的輸出，就是我們要的調頻電流。

從這個例子，我們看出電子管 T_M 的作用好像就是在槽路裏產生一個附加的 C_s 一樣，所以電抗管名稱的來源，可以想像了。

振盪電路，要想反射一個和本身電壓相差 90° 的電流回到自己電路裏來，單是電子管 T_M 還不濟事，必需還有 R_1C_1 電路的幫助。所以我們叫 R_1C_1 電路為 90° 相移電路，各種電抗管調頻器的區別，大致都是由於這種電路的變化。

13. 中心頻率穩定方法

上面我們說明電抗管原理時說，因為新添的 i_p ，使原來的振盪平衡狀態破壞，振盪器必需改到另一個平衡狀態，即用另一個新的振盪頻率來振盪。電抗管調頻器直接得到頻率偏移可以相當大，表示振盪器可以改換頻率，而仍能取得平衡，維持振盪的範圍相當大。這種振盪器，我們說牠很有彈性(Soft)。

原來振盪器就是一個放大器，牠的輸出電力必需有一部分投給收入或控制部分，以便不需外加輸入而自己維持下去。這一部分回投電力必需大小適當，相位適當，即是需要回投電路適當，方能達到平衡狀態，連續振盪。回投電路，在一種振盪頻率時“回投適當”，在另一頻率時，不見得還是“回投適當”。單只變動槽路的 LC ，固然可以改變振盪頻率，如果回投電路本身沒有彈性，來適當的配合改變了的新環境，新頻率的振盪便不能維持。只能在某一單獨頻率或很小的頻率範圍以內振盪的振盪器，我們就說牠是剛性(Stiff)的振盪器。

剛性的振盪器，譬如很好的晶體振盪器，我們不能利用語音電流來控制牠，使牠直接產生調頻電流，牠的頻率也就不會雜亂地，無意義的漂動(Drift)或不穩定。彈性大的振盪器，固然可加上調頻，也就因為有彈性，牠的頻率也可能有我們不願要的漂動。

上面說過，電抗管調頻器，需要有彈性的，而且彈性很大的振盪器。彈性大，可以調頻，固然我們需要；彈性大，中心頻率就不穩而有漂動，漂動在調頻制又絕不容許。因此電抗管調頻器必需配有中心頻

率穩定機構，來免除必不可免的漂動。

漂動是一種慢慢的變動，每秒鐘大約總在 40 次以下，即是漂動頻率大約不出每秒 40 週之譜。所以中心頻率穩定方法就是一種控制機構，不許頻率有 40 週以下的變動，但可以有更快的變動。當然語音頻帶中 40 週以下的音調也隨着被去掉，不過對於整個語音，並無顯著的影響。

下面舉幾個穩定方法的例子。

(A) 利用外差和鑑頻器 (Frequency Discriminator)

這是最常用的方法。鑑頻器以後再說到，牠的作用就是輸出一個低週電壓，低週電壓的大小，和頻率，要與輸入高頻電壓中心頻率上的偏移部分成正比。

譬如用 G.E. 廠出品的某式調頻發射機為例，參看圖二十三。主振週率 F_1 為 5.3 兆週，9 倍之後得 47.7 兆週為輸出中心頻率 F 。假如 F_1 上有一點漂動 ΔF_1 ，9 倍之後的漂動為 $9\Delta F_1$ 。另用一剛性的振盪器，頻率為 F_0 ，3 倍之後得 46.7 兆週。經過變頻混合器後的頻率為 F_b ，即 1 兆週，同時還有一點偏移 $9\Delta F_1$ 。如 F_b 恰為 1 兆週，鑑頻器便沒有輸出電壓。如有偏移，譬如說 $(+9\Delta F_1)$ ，輸出中便有一個電壓 $(+E_d)$ ，送到電抗管的柵上，去變更振盪器此刻的頻率，使牠退回 (ΔF_1) ，抵消原有的 $(+9\Delta F_1)$ 漂動。如為 $(-\Delta F_1)$ 漂動，鑑頻器的輸送電壓便反相而為 $(-E_d)$ ，送到電抗管的柵上，振盪器的頻率又增加 $(+\Delta F_1)$ ，去抵消原有的 $(-\Delta F_1)$ 。這樣以使得中心頻率，穩定到每兆週只有 25 週以下的漂動。

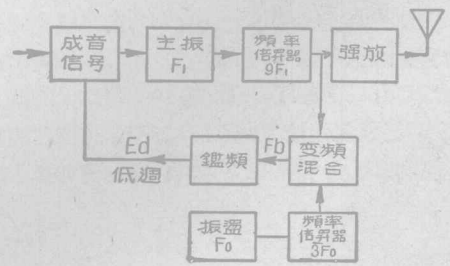


圖 二十三

這裏所以要用一次外差，使鑑頻器的輸入中心頻率由 47.7 兆週，降為 1 兆週的理由是為了增加漂動偏移對中心頻率的顯著性 ($9\Delta F_1$ 偏移在 1 兆週上比在 47.7 兆週上顯著)。

爲了不讓 40 週以上的語音調變偏移，被中心頻率穩定線路抑除，鑑頻器的輸出，必先經某種濾波電路或限制器 (Preventer)，濾除 40 週以上的輸出電壓。

(B) 利用頻率倍降 (Frequency Divider) 和機械控制

圖二十四是 Weston Electric 廠某式調頻機的结构示意圖。主振頻率是 F_1 (5.8125 兆週) 經過 8 倍頻率放大之後即是輸出頻率 F_0 (46.5 兆週)。從主振器分接到 2^{10} 倍的頻率倍降器，頻率降低到 $F_1/2^{10}$ ，即 $F_2 = 5.676269$ 千週，輸入到控制馬達。同時還有一個頻率為 F_2 的剛性振盪器的輸出，也接入控制馬達。控制馬達的兩個輸入的接法是這樣的：假設 F_1 ，沒有漂動，馬達便不轉動，假如有漂動 ΔF_1 ，頻率倍降器的輸出中心頻率上也有 $\Delta F_1/2^{10}$ 的微小漂動，這樣控制馬達失去平衡，而轉動振盪電路的修整電容 C_1 ，把 F_1 的漂動抵消。

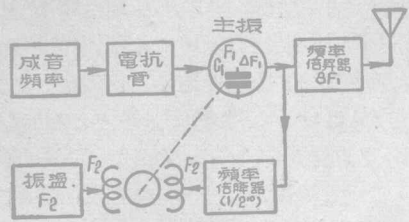


圖 二十四

這裏要注意的是大約 40 週以上的語音調變不使馬達轉動。輸出中最大偏移為 75 千週，在 F_1 上只有 $75 \div 8 = 9.375$ 千週，經過頻率倍降以後，便只有 $\Delta F_2 = 9.16$ 週。假如語音頻率大於 45.8 週，那麼頻率倍降器輸出中的調頻指數便不會大於 0.2，所以輸出電壓的相位變動最大不過 0.2 弧度，或 11.5 度，這對同期馬達 (控制馬達) 的影響，不過是 45.8 週以上的微小振動而矣，因為馬達惰性的原故，便不會有真正的轉動。但是如頻率在 45.8 以下，如為漂動，便有真正的轉動了。

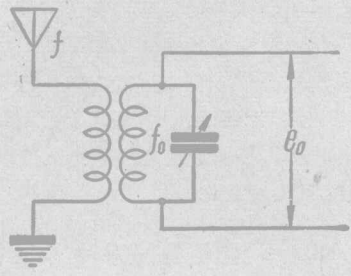
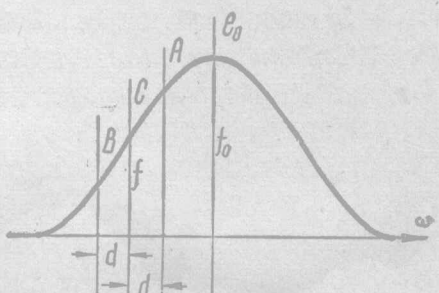


圖 二十五

收訊機和鑑頻器

14. 收訊機構造

調頻收訊機的基本作用，就是把收到的調頻波中，中心頻率兩旁的頻率調變部分取出，也就是把頻率調變轉為振幅調變，以便送入普通的揚聲器，發出聲音。

假如中心頻率恰在一個諧振電路的諧振頻率的附近，利用諧振曲線的直線部分，即可得到調幅波，如圖二十五，接着經過檢波器如礦石之類，便可收聽調頻波。當然這種簡陋的線路不能達良好的成效，無甚大實用價值，但是可以簡單地表示調頻收訊的道理，同時也可以說明普通調幅收訊機稍微去諧時，可以有調頻信號竄入的道理，所以提到一下。

正式調頻收訊機都是外差式，結構大致如圖二十六所示。因為調頻制的載頻必需在高週頻帶以上如最短波、超短波的範圍 (理由在「干擾和雜音」裏說到)，所以常用兩次外差，降到實用的第二中週，也有

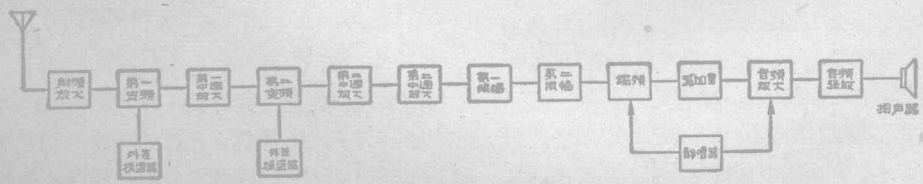


圖 二十六

只用一次外差的。中週放大之後，為免除剩餘的寄生調幅，普通常用兩級限幅器 (Limiter)。調頻制的精神是保持振幅的不變，所以寄生的剩餘調幅會引起成音的失真，可以想見。限幅器的作用便是為了濾除這種振幅的小變動的。既經限幅之後，再輸入鑑頻器，把調頻化為調幅。輸出的調幅波，再經過普通的成音放大及強放，送入揚聲器。假如發射機有加重 (Preemphasis) 措施，在鑑頻器之後，應經過減加重 (Deemphasis) 措施，後再送入成音部分。假如有語音調頻，雜音便受到很嚴重的壓制，但只有載波，雜音便無所控制，特別顯著，這是調頻制的特性。為免除無語音調頻時的雜音，所以通常都有靜嘈器 (Squelch) 的設備如圖上所示。

15. 限幅器 (Limiter)

限幅器通常都是一只尖銳斷絕 (Sharp Cut-off) 的五極管如 (5J7 等，利用柵流、簾流或屏流的飽和 (Saturation) 現象，使輸出的強度不隨輸入的大小變動。輸出曲線如圖二十七。從圖上看出，要得有效的限幅，必需輸入限幅器的電壓強度達到相當水準，所以限幅器以前的射頻增益必需足夠，以便微弱的信號也能達到限幅作用的水準。

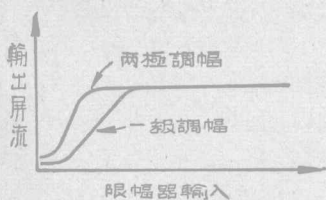


圖 二 十 七

16. 靜嘈器 (Squelch)

靜嘈器的原理，就是利用鑑頻器在無語音調頻時檢得的強大雜音，來提高靜嘈放大器的直流輸出，去增加音頻放大的偏壓，直到斷流的程度，將音頻放大部分關閉，暫時不工作。有語音調頻時，雜音被抑低，靜嘈放大器的輸出，不够使音頻低放斷流，所以音頻放大部分立刻恢復工作。

17. 加重和減加重

調頻制廣播中常有加重和減加重的設備，就是在發射機中，把語音中的高頻音調強度特別予以加重的提高，在收訊機中，再把加重了的高頻部分，予

以相應的壓低即減加重，以便又恢復語音中原來應有的強度。所以這樣做的理有二。一、因為音頻輸入中的高頻音調強度通常比較低頻音調弱得多，如不予提高，那麼低音部分雖有 100% 的調變 (頻移達最大值，如調頻廣播中常為 75 千週)，而高音部分仍不能十足的調變，頻移寬度，未能盡量利用。二、最主要的，收音機中的雜音和干擾以高頻部分 (5 至 15 千週) 為最強，如語音有加重，那麼減加重的手段，就是壓抑干擾和雜音的有利武器。

圖廿八 a 和 b 就是加重和減加重線路的一例。語音輸入接加重器的輸入，實際放大器的柵控電壓為電感 L 上的電壓降，和頻率成正比，所以高頻部分受了加重。鑑頻器的輸出，接入減加重器，實際上電容 C 上的電壓降才是控柵上輸入電壓，和頻率成反比，所以受了減加重，把加重去掉，恢復到正常語音。

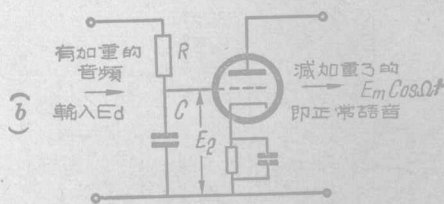
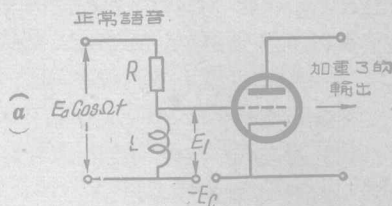


圖 二 十 八

從圖上我們看出：

$$E_1 = E_a \frac{\Omega L}{\sqrt{R^2 + \Omega^2 L^2}} = \frac{E_a}{\sqrt{1 + \frac{1}{\Omega^2 \tau_a^2}}}$$

$$\text{即 } \left(\frac{E_a}{E_1}\right)^2 = 1 + \frac{1}{\Omega^2 \tau_a^2} \quad \tau_a = \frac{L}{R}$$

$$E_2 = E_d \frac{1}{\Omega C \sqrt{R^2 + \frac{1}{\Omega^2 C^2}}} = \frac{E_d}{\sqrt{1 + \Omega^2 \tau_d^2}}$$

$$\tau_d = RC.$$

$$\text{即 } \left(\frac{E_d}{E_2}\right)^2 = 1 + \Omega^2 \tau_d^2$$