

調頻通信技術

(內部教材)

中国人民解放军海字四三七部队

1964 年 2 月

2072
20

调频通信技术 (基础教材)

统一编号 64012

编写单位: 无线电原理教研室

主 编: 裘维源

校 对: 杨耀忠、林棋榕

专业代号: 1 · 2

1—250 60000字 63 P 2.97元

目 录

第一章 調頻通信概論

§1 調幅波、調頻波、調相波的定义和表示式	1
一、調幅波	1
二、調頻波	2
三、調相波	3
§2 調幅波、調頻波与調相波的頻譜分析	3
一、調幅波的頻譜和頻帶	3
二、 $\varphi_m \ll 1$ 时調頻波和調相波的頻譜	4
三、 φ_m 較大时調頻(相)波的頻譜	5
四、調頻(相)波的頻帶	7
§3 調頻波与調相波的比较	8
一、两者的頻帶宽度不全	9
二、两者解調元件不全	10
三、調頻波全調相波可能互換	10

第二章 調頻信号的产生

§1 輸出型电抗管調頻器	12
一、电抗管的基本线路及其原理	12
二、电抗管的性能分析	14
三、电抗管調頻器的具体线路	17
§2 輸入电容調頻器	21
§3 間接調頻——从調相获得調頻	23
一、可能性	23
二、間接調頻发信机方框图	23
三、調相器电路	24
四、間接調頻的优缺点	25
附录：頻移的測量	27

第三章 調頻信号的接收

§1 限幅器	28
一、单管栅极限幅器	29

二、双管阴极耦合限幅器	30
§2 鉴频器	31
一、双离谐鉴频器	32
二、双耦合回路平衡鉴频器	34
三、比例鉴频器	38

第四章 自动频率微调

§1 AFC 系统的组成和基本原理	41
一、AFC 系统的基本组成	41
二、收发信机中的 AFC 系统	42
§2 AFC 的作用过程	45
§3 AFC 系数	46
§4 AFC 系统的捕捉频带	47

第五章 调频抗干扰性能

§1 差拍合成电压	48
§2 检波器输出端杂音信号比	50
§3 鉴频器输出端杂音信号比	51
§4 调频和调幅的抗干扰性能比较	52
§5 调频抗干扰性能的门限效应	54
§6 调频制的优缺点	55

第六章 移频电报

§1 单路移频电报	56
一、单路移频电报信号的产生	56
二、单路移频电报信号的接收	57
§2 两路移频电报	58
一、基本概念	58
二、两路移频电报信号的产生	59
三、两路移频电报信号的解调	59
§3 移频电报的优缺点	61
一、优点	61
二、缺点	63

第一章 調頻通信概論

我們知道，相當於語言、音樂、圖象等的電信號不能直接在空間遠距離傳播。只有用這些電信號調制射頻振盪，才能在空間遠距離傳播。這個射頻振盪叫作載波；要傳播的電信號叫作調制信號；受調制後的射頻振盪叫作已調波。如果載波是連續的余弦振盪，其電流瞬時值可表示如下：

$$i_H = I_{Hm} \cos \theta = I_{Hm} \cos(\omega_H t + \varphi_0) \quad (1-1)$$

其中：

I_{Hm} —— 振幅	} 都是恆定不變的
ω_H —— 角頻率	
φ_0 —— 初相位	

θ —— 瞬時相位，它隨時間線性地增長，當相位增長到 2π 或 2π 的整數倍後，電流又重複地變化。

為了達到調制的目的，可以分別使載波的振幅、角頻率或相位隨着調制信號的變化而變化，全它相應的調制制度叫作調幅、調頻或調相，由此而得的已調波分別叫作調幅波、調頻波、調相波（或幅調波、頻調波、相調波）。

§1 調幅波、調頻波、調相波的定义和表示式

一、調幅波

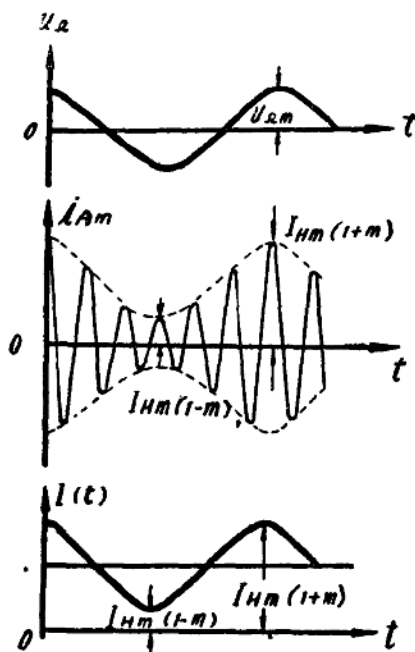


圖1—1 調幅波

在調制時，使載波的振幅隨調制信號而變化，角頻率不變，相位和未調制前一樣線性地增長，而全調制信號無關。這樣的已調振盪叫調幅波。

如調制信號為單音頻余弦振盪：

$$u_\Omega = U_{\Omega m} \cos \Omega t$$

其中 $U_{\Omega m}$ 是調制信號振幅， Ω 是調制信號角頻率。

則單音頻調制時高頻振盪 $I(t)$ 表示式如下：

$$I(t) = I_{Hm} + \Delta I = I_{Hm} + I_{\Omega m} \cos \Omega t = I_{Hm} (1 + m \cos \Omega t)$$

其中 $I_{\Omega m}$ 是振幅變化的最大值，它全調制信號的振幅 $U_{\Omega m}$ 成正比。

$m = \frac{I_{\Omega m}}{I_{Hm}}$ 表示振幅變化的程度（深度），叫作調幅度或調幅係數。為了不失真， m 必須小於 1。

單音頻調制時調幅波的表示式如下：

$$i_{AM} = I_{Hm} (1 + m \cos \Omega t) \cos(\omega_H t + \varphi_0) \quad (1-2)$$

当 $\varphi_0 = 0$ 时, i_{AM} 的波形如图 1-1。它可以近似地看作一余弦波 (其频率为

$f_H = \frac{\omega_H}{2\pi}$ 、包络线按 $\cos \Omega t$ 变化)。在电流波形下画出了 $I(t)$ 曲线。

二、调频波

在调制时,使载波的瞬时频率随调制信号而变化 (在中心频率的两侧偏移),振幅保持恒定。这样的已调振盪叫作调频波。

单音频调制时,瞬时频率可用下式表示:

$$\omega(t) = \omega_H + \Delta\omega(t) = \omega_H + \Delta\omega_m \cos \Omega t \quad (1-3)$$

其中 ω_H 是载波的角频率,是已调波频率偏移的中心。

$\Delta\omega_m$ 是角频率偏移最大值,它全 $U_{\Omega m}$ 成正比。

我们知道,角频率是单位时间内相位的变化,即频率和相位是由下式联系在一起的。

$$\omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt}$$

$$\theta(t) = \int \omega(t) dt \quad (1-4)$$

由此可求出调频波的相位:

$$\theta(t) = \int \omega(t) dt = \int (\omega_H + \Delta\omega_m \cos \Omega t) dt = \omega_H t + \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0 \quad (1-5)$$

φ_0 是积分常数。

由式(1-5)可看出,调频波的相位除了象未调波那样随时间直线增长外,还迭加了一个随时间作正弦变化的相位 $\varphi(t) = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \sin \Omega t$ 。

相移的最大值 $\varphi_m = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega}$

$= \frac{\Delta f_m}{F}$ 称为调制指数,它全 $\Delta\omega_m$ (因而也就是全 $U_{\Omega m}$) 成正比,而全 Ω 成反比。 φ_m 可以表示调制的程度和决定调频波的频带宽度(下一节说明)。 φ_m 的值通常在 1—5 范围内。

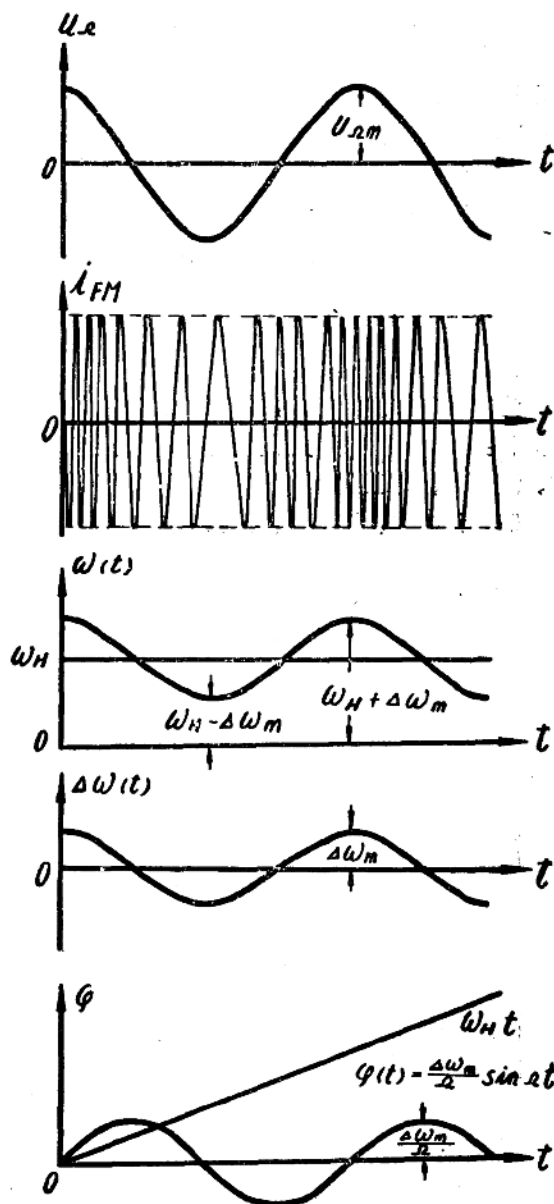


图1-2 调频波

由此可得调频波电流的表示式:

$$\begin{aligned} i_{FM} &= I_{Hm} \cos \theta(t) \\ &= I_{Hm} \cos(\omega_H t + \varphi_m \sin \Omega t + \varphi_0) \end{aligned} \quad (1-6)$$

$\varphi_0 = 0$ 时, 式(1-6)的调频波电流波形如图 1-2。它可近似看作是一余弦波(其振幅不变, 频率按余弦变化)。在电流波形图下画出了 $\omega(t)$ 、 $\Delta\omega(t)$ 、和 $\varphi(t)$ 的曲线。

三、调相波

在调制时, 使载波的瞬时相位(除了随时间直线增长外)随调制信号而变化; 振幅保持恒定。这样的已调振荡叫作调相波。

单音频调制时瞬时相位可用下式表示:

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \omega_H t + \varphi_m \cos \Omega t + \varphi_0 \\ (1-7) \end{aligned}$$

其中 φ_m 是因调相而产生的相位变化最大值, 叫最大相移。它的大小全 $U_{\Omega m}$ 成正比, 也可大于 1。它亦可表示调制的程度并决定调相波的频带宽度, 因而也叫调制指数。

由此可得调相波电流的表示式:

$$\begin{aligned} i_{PM} &= I_{Hm} \cos \theta(t) \\ &= I_{Hm} \cos(\omega_H t + \varphi_m \cos \Omega t + \varphi_0) \end{aligned} \quad (1-8)$$

而调相波频率的变化规律为:

$$\begin{aligned} \omega(t) &= \frac{d\theta(t)}{dt} = \omega_H - \varphi_m \Omega \sin \Omega t \\ &= \omega_H - \Delta\omega_m \sin \Omega t \end{aligned} \quad (1-9)$$

$\varphi_0 = 0$ 时, (1-8)式的调相波电流波形如图 1-3。全样, 图上也画出了与之相应的 $\varphi(t)$ 、 $\Delta\omega(t)$ 和 $\omega(t)$ 的曲线。

§2 调幅波、调频波与调相波的频谱分析

一、调幅波的频谱和频带

式(1-2)在 $\varphi_0 = 0$ 时, 经过简单的三角公式变换可写成下式:

$$i_{AM} = I_{Hm} \cos \omega_H t + \frac{1}{2} m I_{Hm} \cos(\omega_H + \Omega) t + \frac{1}{2} m I_{Hm} \cos(\omega_H - \Omega) t \quad (1-10)$$

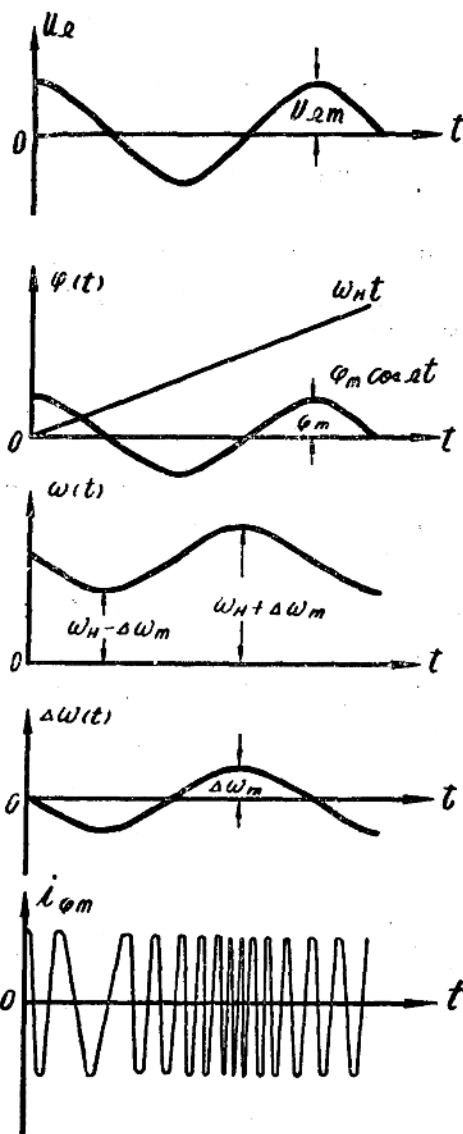


图 1-3 调相波

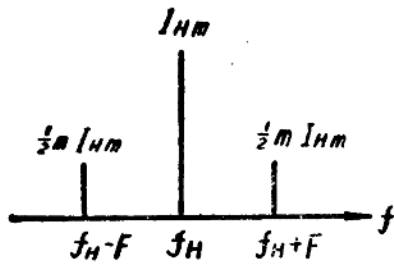


图1—4 调幅波的频谱图

此式说明：受单音频调制的调幅振盪已经不是单一的余弦振盪，而变成一个复杂振盪了。图1—4就是它的频谱图，其横坐标轴表示频率，纵坐标轴表示每个频率成分的振幅数值。从这个频谱图可以看出：

1. 受单音频调幅的高频振盪由三个余弦振盪(频率 f_H 和两个边频 $f_H \pm F$) 组成。
2. 载频振盪电流的振幅与调幅前一样仍为 I_{Hm} 。

3. 两个边频振盪电流的振幅大小相等，都等于 $\frac{1}{2} m I_{Hm}$ ， m 是调幅系数。
4. 这种调幅波的信号频带宽度 $B_{AM} = 2F$ ，它随调制频率的增大而加宽。

二、 $\varphi_m \ll 1$ 时，调频波和调相波的频谱。

由式(1—6)与(1—8)可知：调频波电流与调相波电流可表示为全一个形式：

$$i = I_{Hm} \cos [\omega_H t + \varphi_m \sin \Omega t] \quad (1-11)$$

因此，按此式分析频谱所得的结论全时适用于调频波和调相波。

式(1—11)可展为

$$i = I_{Hm} [\cos \omega_H t \cos(\varphi_m \sin \Omega t) - \sin \omega_H t \sin(\varphi_m \sin \Omega t)] \quad (1-12)$$

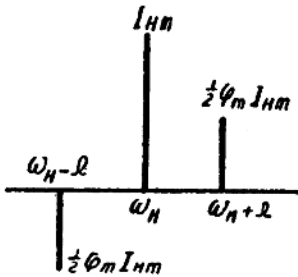
$$\text{当 } \varphi_m \ll 1 \text{ 时} \quad \sin(\varphi_m \sin \Omega t) \approx \varphi_m \sin \Omega t$$

$$\cos(\varphi_m \sin \Omega t) \approx 1 \quad (1-13)$$

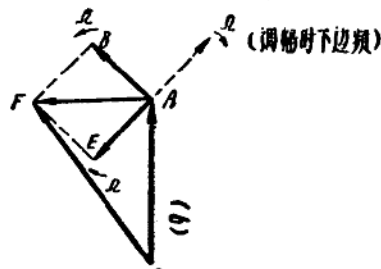
因此，式(1—12)变成：

$$\begin{aligned} i &= I_{Hm} [\cos \omega_H t - \varphi_m \sin \Omega t \sin \omega_H t] \\ &= I_{Hm} \cos \omega_H t + \frac{1}{2} \varphi_m I_{Hm} \cos(\omega_H + \Omega)t - \frac{1}{2} \varphi_m I_{Hm} \cos(\omega_H - \Omega)t \end{aligned} \quad (1-14)$$

比较式(1—14)和(1—10)，可看出当 φ_m 很小时，调频(相)波的频谱和调幅波一样，也是由载频 f_H 和上下边频($f_H \pm F$)组成的。其不全点就在于调频(相)波的上下边频的符号相反，两者合成波 $-\varphi_m \sin \Omega t \sin \omega_H t$ 的相位全载波 $\cos \omega_H t$ 的相位差 90° 。图1—5表示了这一情况。因为式(1—14)中下边频成分前有一负号，所以其相位全它在调幅时的



(1) 频谱图



(2) 矢量图

图1—5 $\varphi_m \ll 1$ 时的调频(调相)波频谱图和矢量图

相位差 180° [图1—5(2)上AE]。因此两个边频的合成矢量 AF 始终全载频相位相差 $\pm 90^\circ$ 。三个成份的合成矢量 OF，其相位、频率和振幅都在变化着。当 $\varphi_m \ll 1$ 时，振

幅的变化可以忽略不计, 因此这时剩下的只有调频、调相了。

当 φ_m 值增大时, 式(1-14)和图 1-5 不能表示出调频(相)波的实际情况。这是因为式(1-14)是建立在近似式(1-13)的基础上的, 当 φ_m 增大后, 此近似式不能成立, 而需要作进一步的分析。

三、 φ_m 较大时, 调频(相)波的频谱:

当 φ_m 较大时, 单音频调制时的调频(相)波, 具有比调幅波多得多的边频成份。为了证明这一点, 可令式(1-12)中 $\varphi_m \sin \Omega t = x$, 再用台劳级数将 $\cos x$ 和 $\sin x$ 展开, 即得:

$$\begin{aligned}\cos(\varphi_m \sin \Omega t) &= \cos x = 1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} \cdots \\ &= 1 - \frac{1}{2!} \varphi_m^2 \sin^2 \Omega t + \frac{1}{4!} \varphi_m^4 \sin^4 \Omega t \cdots\end{aligned}\quad (1-15)$$

$$\begin{aligned}\sin(\varphi_m \sin \Omega t) &= \sin x = x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} \cdots \\ &= \varphi_m \sin \Omega t - \frac{1}{3!} \varphi_m^3 \sin^3 \Omega t + \frac{1}{5!} \varphi_m^5 \sin^5 \Omega t \cdots\end{aligned}\quad (1-16)$$

根据三角函数的倍角公式

$$\sin^2 \alpha = \frac{1}{2}(1 - \cos 2\alpha)$$

$$\sin^3 \alpha = \frac{3}{4} \sin \alpha - \frac{1}{4} \sin 3\alpha \text{ 等。}$$

式(1-15)和(1-16)又可化为

$$\cos(\varphi_m \sin \Omega t) = 1 - \frac{\varphi_m^2}{2 \cdot 2!} + \frac{\varphi_m^2}{2 \cdot 2!} \cos 2\Omega t \cdots\quad (1-17)$$

$$\sin(\varphi_m \sin \Omega t) = \varphi_m \sin \Omega t - \frac{3\varphi_m^3}{4 \cdot 3!} \sin \Omega t + \frac{\varphi_m^3}{4 \cdot 3!} \sin 3\Omega t \cdots\quad (1-18)$$

将式(1-17)和(1-18)代入(1-12)中, 则得:

$$\begin{aligned}i &= I_{Hm} \left[\left(1 - \frac{\varphi_m^2}{2 \cdot 2!} + \frac{\varphi_m^2}{2 \cdot 2!} \cos 2\Omega t + \cdots \right) \cos \omega_H t - \left(\varphi_m \sin \Omega t - \frac{3\varphi_m^3}{4 \cdot 3!} \sin \Omega t \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{\varphi_m^3}{4 \cdot 3!} \sin 3\Omega t + \cdots \right) \sin \omega_H t \right]\end{aligned}\quad (1-19)$$

再根据三角函数的和差化积的关系:

$$\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)]$$

$$\sin \alpha \sin \beta = -\frac{1}{2} [\cos(\alpha + \beta) - \cos(\alpha - \beta)]$$

可知: 在式(1-19)中包含有 $\cos \omega_H t$ 和 $\cos(\omega_H \pm \Omega)t$, $\cos(\omega_H \pm 2\Omega)t$, $\cos(\omega_H \pm 3\Omega)t \cdots$ 等频率成份。将各频率成份合併整理后, 式(1-19)可用下式表示:

$$\begin{aligned}i &= I_{Hm} \cos(\omega_H t + \varphi_m \sin \Omega t) = I_{Hm} \{ J_0 \cos \omega_H t \\ &\quad + J_1 [\cos(\omega_H + \Omega)t - \cos(\omega_H - \Omega)t] \\ &\quad + J_2 [\cos(\omega_H + 2\Omega)t + \cos(\omega_H - 2\Omega)t] \\ &\quad + J_3 [\cos(\omega_H + 3\Omega)t - \cos(\omega_H - 3\Omega)t] \\ &\quad + \cdots \}\end{aligned}\quad (1-20)$$

式中:

J_0 是载频分量的振幅比例系数

$J_1, J_2, \dots, J_n$ 是 n 次上下边频分量的振幅比例系数。

从式(1-19)中可明显地看出 $J_0, J_1, J_2, \dots, J_n$ 是全调制指数 φ_m 的大小有关的, 因而有些书上将它记为 $J_0(\varphi_m), J_1(\varphi_m), J_2(\varphi_m), \dots, J_n(\varphi_m)$, 并叫作 n 阶贝塞尔函数。

不全 φ_m 时的 $J_0, J_1, J_2, \dots, J_n$ 值, 经计算后可以列表如表 1-1 所示。表中设载波未调制时的振幅为 1。

表1-1 不全 φ_m 时 J_n 的值

值 J_n \ φ_m	1	2	3	4	5
J_0	0.76	0.22	-0.26	-0.40	-0.18
J_1	0.44	0.58	0.34	-0.07	-0.33
J_2	0.11	0.35	0.48	0.36	0.05
J_3	0.02	0.13	0.31	0.43	0.36
J_4		0.03	0.13	0.28	0.39
J_5			0.04	0.13	0.26
J_6			0.01	0.04	0.13
J_7				0.02	0.05
J_8					0.02

图 1-6 是根据表 1-1 画出的不全调制指数时的频谱图。图中各次边频分量的大小都用绝对值来表示。

由以上分析可得出结论如下:

1. 受单音频 F 调制的调频(相)波, 是由一个载频 f_H 和无穷多边频组成。这些边频的频率是: 一次边频 $f_H \pm F$ 、二次边频 $f_H \pm 2F$ 、三次边频 $f_H \pm 3F \dots$ 。它们对称地分布在 f_H 的两侧。

载频和各次边频的振幅全调制指数 φ_m 有关。其关系如表 1-1 所示。

2. 调制后的载频振幅比未调时小了。减小的情况全 φ_m 的大小有关。当 φ_m 增大时, J_0 从 +0.76 减少, 经过 0 点, 变到 -0.40, 其数值再减小, 又经过 0 点变为正值, 并且随着 φ_m 的增加一直重复这个过程 (J_0 的数值在 0 点的两侧摆动, 摆动的最大值随着 φ_m 的增加而越来越小)。表 1-2 列出了 $J_0=0$ 时的 φ_m 值; 这些 φ_m 值叫作载频振幅的根。

表1-2 载频振幅的根

根的号数	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
φ_m	2.41	5.52	8.65	11.79	14.93	18.07	21.21	24.35	27.49	30.64

3. 从表1-1可知: φ_m 不全时边频振幅变化的规律是不全的。但它们有一个共全的特点, 即当边频次数 n 大于 $(\varphi_m - 1)$ 后, 随着 n 的增加, 边频成份是逐渐减小的, 且当 $n \geq \varphi_m + 1$ 时, $J_n \leq 0.15$ 。

例如: 当 $\varphi_m = 4$ 时, J_n 从 J_3 起逐渐减小, 且 $J_5 = 0.13 < 0.15$

再如当 $\varphi_m = 5$ 时, J_n 从 J_4 起逐渐减小, 且 $J_6 = 0.13 < 0.15$ 。

这一点对确定调频波的频带是很有用处的。

四、调频(相)波的频带。

调频(相)波的边频是无穷多的, 因而从理论上来说, 调频(相)波的频带也应是无限宽。但实际上从图可以看出, 当边频次数 n 大于一定数值后的各次边频振幅, 比较地说已经很小了, 它们在调频振荡中所占的能量也很小, 可以忽略。因而绝大部分能量是集中在载频附近的边频中的。

在军用调频通信中, 通常规定只传送调频波频谱中振幅大于 $0.15 I_{Hm}$ 的边频成份, 而将小于或等于 $0.15 I_{Hm}$ 的边频成份全部滤去, 实践证明在这种情况下仍能有效地保证通信联络的正常进行。如果进一步结合上段分析的结果, 即在各种 φ_m 值的情况下, 在边频次数 $n \geq \varphi_m + 1$ 时, J_n

≤ 0.15 , 则可得出如下结论: 军用调频通信的信号频带宽度 $B = 2\varphi_m F$ 。

需要再次指出的是: $B = 2\varphi_m F$ 是在取调频波边频振幅大于 $0.15 I_{Hm}$ 为有效边频, 且调制指数 $\varphi_m > 1$ 的情况下适合。在 $\varphi_m < 1$ 的情况下至少要取一次边频, 即 $B = 2F$ 。

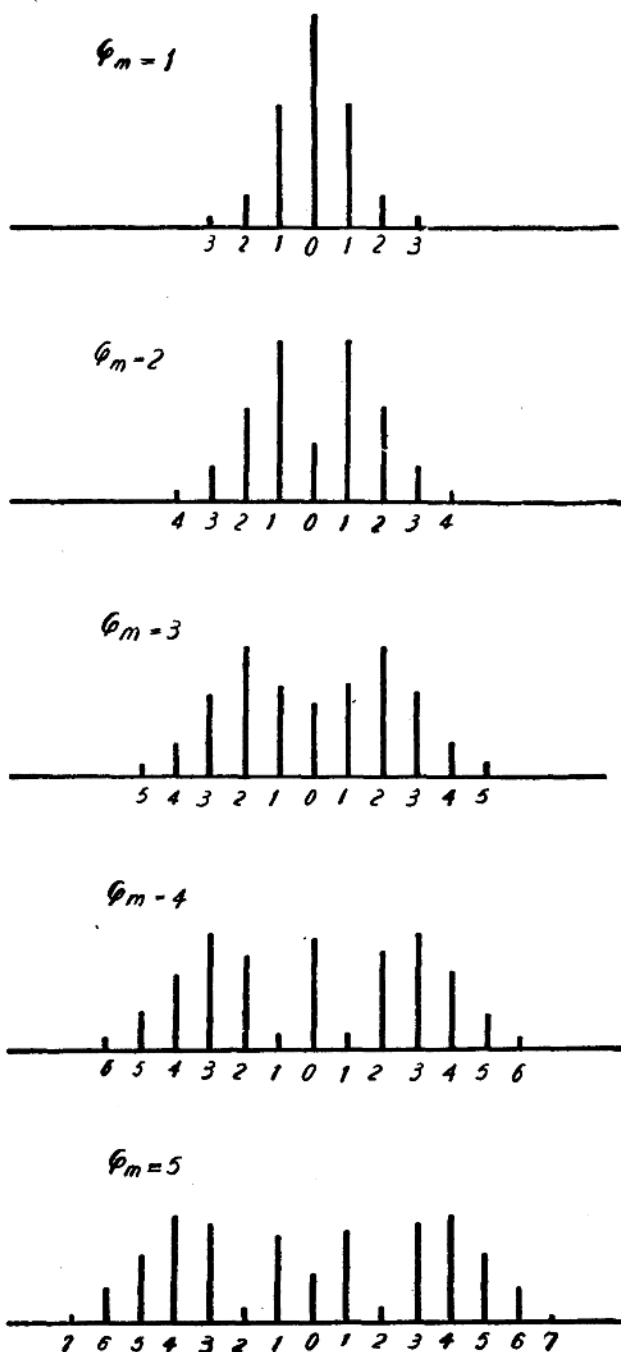


图1-6 φ_m 较大时, 调频(相)波的频谱图

通常 φ_m 值在 1—5 左右。 $\varphi_m = 1-2$ 时叫作窄频带调频，常用于军用通信； $\varphi_m = 2-5$ 时叫作宽频带调频，常用于广播和电视。不论怎样，调频信号频带一般都较调幅波的宽。

实际通过程中的语音电流不是单音频信号，而是复杂音频信号，此时的调频波频谱更为复杂，进一步理论分析的结果，其有效边频全单音频调制时大致相全，即其带宽亦全单音频调制时相全。 $B=2\varphi_m F_{\max}$ 。

§3 调频波与调相波的比较

由前两节的分析可知：由于频率全相位之间存在着式(1-4)

$$\omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt}$$

$$\theta(t) = \int \omega(t) dt$$

的联系，因而在调频波中，不但频率在变化，而且相位亦在变化，在调相波中，不但相位在变化，而且频率亦在变化。图1-2和图1-3可以很直观地看出上述结论。在调制过程中，载频的相位和频率全时随调制音频而变化，这就是调频和调相的全点，因而它们可以用全一公式(1-11)

$$i = I_{Hm} \cos(\omega_H t + \varphi_m \sin \Omega t)$$

表示。

其中 φ_m 为最大相移，也叫调制指数。在 φ_m 相全时，调频波全调相波有相全的频谱。

但是调频波全调相波仍然有其不全点，为此需将它们作一比较。为了区别这两种已调波，本节用下标 F 来表示调频波的参量，用下标 ϕ 来表示调相波的参量。

由定义可知，调频波及调相波的最大频移全调制信号的关系如下：

$$\Delta\omega_{mF} = K_F U_{\Omega m} \quad (1-21)$$

$$\varphi_{mF} = \frac{\Delta\omega_{mF}}{\Omega} = \frac{K_F U_{\Omega m}}{\Omega} \quad (1-22)$$

$$\varphi_{m\phi} = K_{\phi} U_{\Omega m} \quad (1-23)$$

$$\Delta\omega_{m\phi} = \varphi_{m\phi} \Omega = K_{\phi} U_{\Omega m} \Omega \quad (1-24)$$

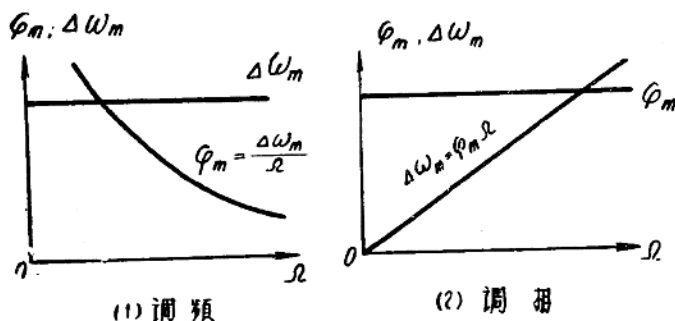


图1-7 φ_m 、 $\Delta\omega_m$ 全 Ω 的关系

式中 K_F 和 K_{ϕ} 为比例常数。 $\Delta\omega_{mF}$ 、 φ_{mF} 、 $\Delta\omega_{m\phi}$ 、 $\varphi_{m\phi}$ 全 Ω 的关系曲线如图1-7所示。分析式(1-21)、(1-22)、(1-23)、(1-24)、可以比较出两者的异全。

一、两者的频带宽度不全。

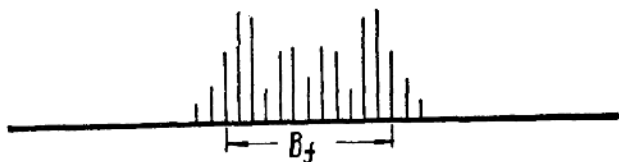
当调制信号振幅不变而调制频率变化时，调频波的频带 B_f 几乎不变，而调相波的频带 B_φ 则随着调制信号频率 F 的增大而加宽。图 1—8 表示了这种情况。

一、调频波频谱： $\Delta F_{cm} = 6 \text{ KC}$

① $F = 1 \text{ KC}$

$\varphi_m = 6$

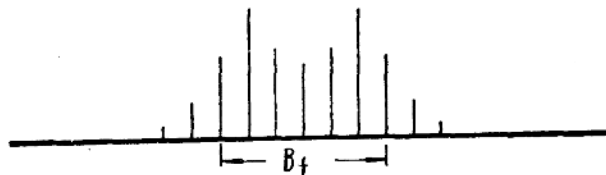
$B_f = 2\varphi_m F = 12 \text{ KC}$



② $F = 2 \text{ KC}$

$\varphi_m = 6$

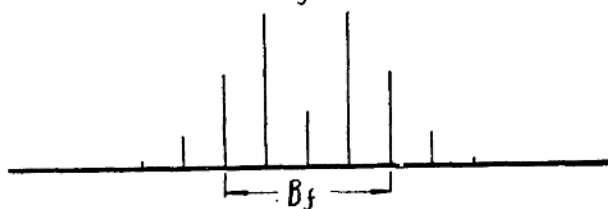
$B_f = 2\varphi_m F = 12 \text{ KC}$



③ $F = 3 \text{ KC}$

$\varphi_m = 6$

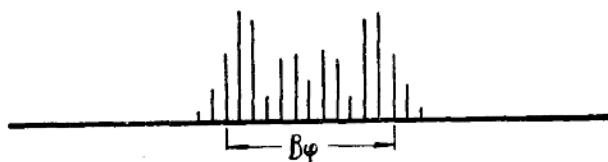
$B_f = 2\varphi_m F = 12 \text{ KC}$



二、调相波频谱： $\varphi_m = 6$

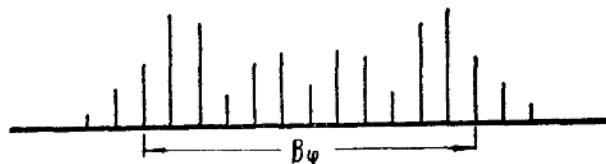
① $F = 1 \text{ KC}$

$B_\varphi = 2\varphi_m F = 12 \text{ KC}$



② $F = 2 \text{ KC}$

$B_\varphi = 2\varphi_m F = 24 \text{ KC}$



③ $F = 3 \text{ KC}$

$B_\varphi = 2\varphi_m F = 36 \text{ KC}$

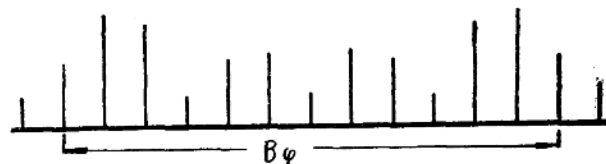


图1—8 F 不全时，调频波和调相波的频谱

因为，在调频波中 $B_f \approx 2\varphi_{mF} F = 2 \frac{\Delta \omega_{mF}}{\Omega} F = 2 \frac{K_F U_{\Omega m}}{\Omega} F = \frac{K_F}{\pi} U_{\Omega m}$ 。说明了频

带与调制频率 F 无关。假如 F 增大，虽则各次边频间的距离增大了，但由于 φ_{mF} 相对地减小，因而减少了有效边频的数目，从而保持了带宽的不变。

而在调相波中， $B_{\phi} = 2\varphi_{m\phi} F = 2K_{\phi} U_{\Omega m} F$ 。它说明了带宽全调制频率 F 成正比。当 F 变化时， $\varphi_{m\phi}$ 不变（即有效边频次数不变），而边频之间的距离却发生变化，因此频带随 F 的增大而加宽。这是很不利的，因为它必须根据调制信号中可能的最大频率来确定电路的通频带，由这样决定的通频带比较宽，对调制频率较低的信号来说，不能得到充分的利用。这就是通常不用调相的原因。

二、两者的介调元件不全。

在调频时，最大频移全调制信号振幅成正比，如要在接收机中恢复原来的调制信号，则必须用频率检波器（其输出信号振幅全频移成正比）来检波。在调相时，最大相移全调制信号振幅成正比，如要在接收机中恢复原来的调制信号，则必须用相位检波器（其输出信号振幅全相移成正比）来检波。反之，在调频制中，如用相位检波器，则因最大相移全调制频率有关而得不到原有的调制信号。在调相制中，如用频率检波器，则因最大频移全调制频率有关而得不到原有的调制信号。

三、调频波全调相波可能互换：

因为相移伴随着频移而产生，且 $\Delta\omega_{mF} = K_F U_{\Omega m}$ ，而 $\Delta\omega_{m\phi} = K_{\phi} U_{\Omega m} \Omega$ ，两者只差 Ω 的关系。如果设法通过“校准电路”使调相电路的调制信号 $U_{\Omega m\phi} \propto \frac{U_{\Omega m}}{\Omega}$ ，则 $\Delta\omega_{m\phi} \propto U_{\Omega m}$ 。这就是可能采用间接调频的原理基础。间接调频的具体电路将在第二章内介绍。

第二章 調頻信號的產生

(調頻發信機)

調頻發信機與調幅發信機之間的主要區別是在調制器。調幅多半是在發信機大功率級(末級)實現的;而調頻一般是在發信機的小功率級(主振級或中間級)實現的。

對調頻發信機來說,除了有對一般發信機的要求以外,還提出下列主要要求:

- 一、頻移應該全調制電壓成正比,即調制特性應為線性,以達到不失真地傳輸信號。
- 二、最大頻移應該能夠滿足要求,以保證足夠深的調制。
- 三、寄生調幅應該盡可能小,以保證發信機末級電子管能夠充分利用。

調頻方法有兩類:直接調頻和間接調頻。

軍用電台多半採用直接調頻發射機。其方框圖如圖 2—1。採用這種方法時,調制信號通過調頻器直接對發信機的主振級發生作用,以改變主振器的振盪頻率。由主振器得到的調頻信號經過倍頻器才送到功率放大器。

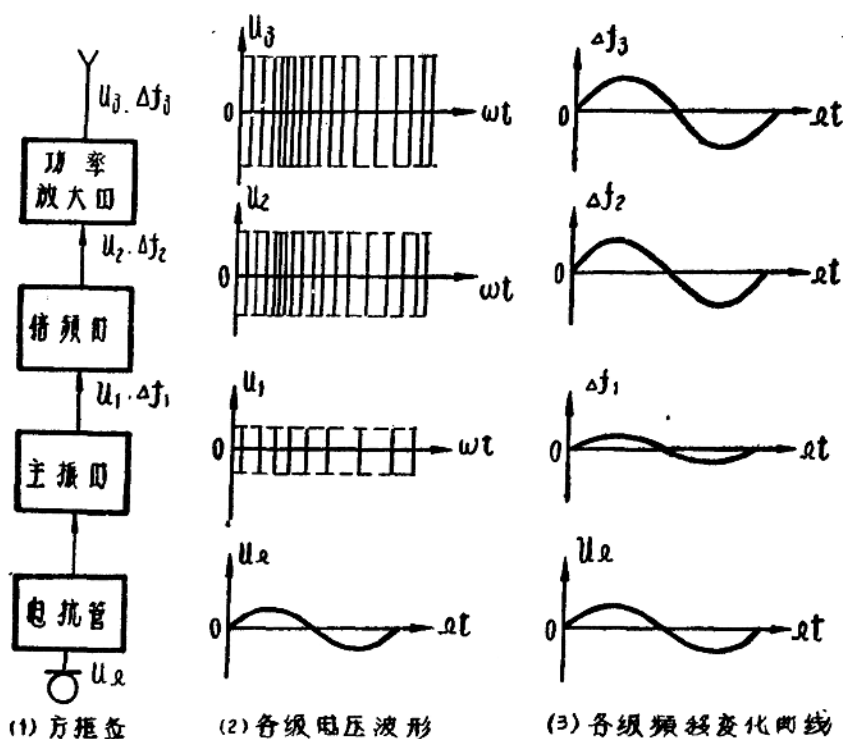


圖 2—1 直接調頻發信機方框圖

圖 2—1 上全時畫出了各級電壓及頻移的波形。

由上述可知,研究調頻波的產生,主要是研究調頻器的工作原理。直接調頻的具體

方法很多，因而调频器的线路也很多。本章将首先重点研究应用最广的输出型电抗管电路；然后再说明应用于较高频率的输入型直接调频电路的工作原理；最后说明间接调频的工作原理。

§1 输出型电抗管调频器

直接调频法就是直接改变主振器的频率。改变振荡器槽路的电容或电感，可以改变振荡器的频率。但是要使主振器频率随音频调制电压变化，采用机械的方法，使槽路电容或电感随音频迅速地变化（每秒变化几百次到几千次，甚而上万次），而且获得足够的调制是很困难的。因此通常总是采用电磁的方法。输出型电抗管调频器就是其中应用最广泛的一种。它的特点是将电子管等效为电抗（叫做电抗管），此等效电抗随着音频调制电压作相应的变化，把它并接在主振器的振荡槽路上，就能使主振频率也随之作相应变化，达到调频的目的。电抗管的输出端阳阴极间等效为电抗的叫做输出型电抗管。本节讨论中都简称为电抗管。

一、电抗管的基本线路及其原理

电抗管的基本线路如图 2-2。

从主振器的振荡槽路引到电抗管阳阴之间的振荡电压叫 u_a 。要使电抗管输出端对此射频振荡等效为一电抗，必须使电抗管的阳流 i_a

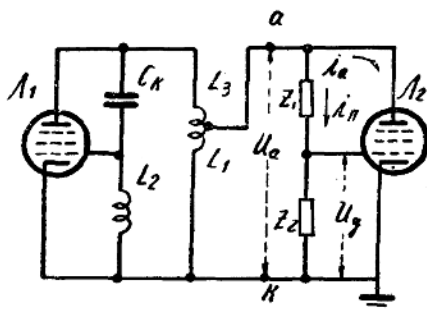


图 2-2 输出型电抗管原理电路

槽路元件	$R_1 \ C_2$	$C_1 \ R_2$	$R_1 \ L_2$	$L_1 \ R_2$
原理电路				
矢量图				
$K = \frac{Z_1}{Z_2}$	$j\omega C_2 R_1$	$\frac{1}{j\omega C_1 R_2}$	$\frac{R_1}{j\omega L_2}$	$\frac{j\omega L_1}{R_2}$
$Z_{ak} = \frac{K}{S}$	$\frac{j\omega C_2 R_1}{S}$	$\frac{1}{j\omega C_1 R_2 S}$	$\frac{R_1}{j\omega L_2 S}$	$\frac{j\omega L_1}{R_2 S}$
等效元件	$L_3 = \frac{R_1 C_2}{S}$	$C_3 = C_1 R_2 S$	$C_3 = \frac{L_2 S}{R_1}$	$L_3 = \frac{L_1}{R_2 S}$

图 2-3 输出型电抗管的四种类型

的频率与 u_a 一致, 而相位则与 u_a 相差 90° 。通常电抗管都用多极管, 其阳极反作用相当小, 可以忽略不计; 即可以认为阳流全控制栅极的电压 u_g 全相。因此要使电子管等效为电抗, 必须在电子管控制栅极上加一个频率全 u_a 全相而相位相差 90° 的振荡电压。通过 Z_1 、 Z_2 组成的分压器可以从 u_a 上分一部分电压 u_g 到控制栅极上。分压器 Z_1 、 Z_2 全时应起移相作用, 使 u_a 全 u_g 相差 90° (因此又称为相移元件)。为了能起移相作用, 阻抗 Z_1 和 Z_2 必须一个为电抗, 而另一个为电阻。这样, 电抗管就有如图 2-3 的四种不全形式。在所有这些线路中, Z_1 都应当远大于 Z_2 , 以保证 u_a 与 u_g 之间的相位差近似为 90° 。

现在以第一种线路为例, 说明它的调频

原理。由于 $R_1 \gg \frac{1}{\omega C_2}$, 因而相移电路的电流 I_n 和电压 U_a 基本上全相 (这里 U_a 和 I_n 相应地是射频振荡 u_a 和 i_n 的有效值, 下边为了说明的方便, 都采用有效值)。栅极电压 U_g 是电容器 C_2 上的电压, 它滞后于 $I_n 90^\circ$ 。而阳流 I_a 全 U_g 全相, 所以 I_a 近似地滞后于 $U_a 90^\circ$ (如图 2-3 中矢量图)。即电抗管近似等效为一纯感抗 (如图 2-4)。

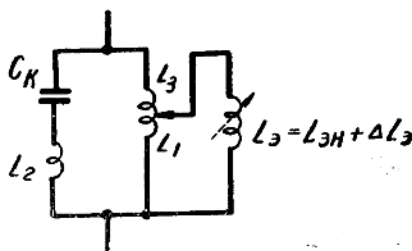


图 2-4 主振器的振荡槽路

如果此时改变电抗管某电极上的电压, 从而改变了 I_a 的大小, 则等效感抗也随之而变, 结果也就改变了主振器的频率。全理可得, 第二、第三种线路等效为容抗, 第四种线路等效为感抗。

等效电抗的数值全相移元件和电子管的关系可以由等效输出阻抗 Z_{ak} 的定义求得。等效阻抗定义为输出端振荡电压 U_a 全电子管阳流 I_a 的比值, 即

$$\dot{Z}_{ak} = \frac{\dot{U}_a}{\dot{I}_a} \quad (2-1)$$

$$\text{而多极管中 } \dot{I}_a = S \dot{U}_g$$

$$\text{又因为 } \dot{U}_g = \frac{\dot{U}_a}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2} \dot{Z}_2$$

代入 (2-1) 式得

$$\dot{Z}_{ak} = \frac{\dot{U}_a}{S \frac{\dot{U}_a \dot{Z}_2}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2}} = \frac{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2}{S \dot{Z}_2} = \frac{\dot{K}}{S} \quad (2-2)$$

$$\dot{K} = K e^{j\varphi} = \frac{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2}{\dot{Z}_2} = \frac{\dot{U}_a}{\dot{U}_g} \quad \text{它表示分压和相移的大小, 叫它分压器变换系数。}$$

从式 (2-2) 可以清楚地看出, 只有 Z_1 和 Z_2 一个为电抗, 另一个为电阻, 并且

且 $Z_1 \gg Z_2$ 时, Z_{ak} 才近似为纯电抗。此时 $\dot{K} \approx \frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_2}$, 而