

第七章 角度调制与解调电路

(10课时)

重点:

- 调频波的基本特性（数学表达式，波形图，频谱图，频带宽度， P_{av} ）
- 变容二极管直接调频电路的典型电路，工作原理及分析
- 变容二极管调相——间接调频电路
- 鉴频的原理与实现方法

难点:

- 调频与调相的区别
- 变容二极管直接调频电路

7.1 角度调制信号的基本特性

7.1.1 角度调制信号的数学表达式

1. 调频、调相——统称调角

调频 (FM) : 用调制信号去控制高频振荡频率, 使高频振荡的瞬时频率随调制信号规律作线性变化的过程。

调相 (PM) : 用调制信号去控制高频振荡相位, 使高频振荡的瞬时相位随调制信号规律作线性变化的过程。

设：调制信号为 $v_{\Omega}(t)$

载波信号为 $v_c = V_{cm} \cos(\omega_c t + \varphi_0)$

若为振幅调制（AM），则

$$V(t) = V_{cm} + k_a v_{\Omega}(t) = V_{cm} + \Delta V(t)$$

调幅波的数学表达式

$$v_{AM} = V(t) \cos(\omega_c t + \varphi_0) = [V_{cm} + \Delta V(t)] \cos(\omega_c t + \varphi_0)$$

ω_c, φ_0 不变。其中 k_a 为由调制电路决定的比例常数，表示单位调制信号电压引起的载波振幅的变化量。

FM: $\omega(t) = \omega_c + \Delta\omega(t) = \omega_c + k_f v_\Omega(t)$ V_{cm} 不变

PM: $\varphi(t) = (\omega_c t + \varphi_0) + \Delta\varphi(t) = (\omega_c t + \varphi_0) + k_p v_\Omega(t)$ V_{cm} 不变

2. 调角特点:

- 抗干扰能力强
- FM广播音质好，带宽比较宽，波段内容纳的电台数少；
主要用于超短波波段。

如：调频广播：（88~108）MHz，BW=150 kHz。

- 调频/调相信号所需的发射功率小。

一、调频波、调相波的一般表达式

(一) 调频信号

调频 (Frequency Modulation, 简称FM) :

设高频载波 $\nu_c = V_{cm} \cos(\omega_c t + \varphi_0)$

调制信号为 $\nu_\Omega(t)$

根据定义, FM波的瞬时角频率为: $\omega(t) = \omega_c + k_f \nu_\Omega(t)$

式中 k_f 为由调制电路确定的比例系数, 单位是: rad/sv

表示单位电压引起的角频率的变化量。 ω_c 为中心角频率。

FM波的瞬时相位为：

$$\begin{aligned}\phi(t) &= \int_0^t \omega(t) dt + \phi_0 \\ &= \omega_c t + k_f \int_0^t v_{\Omega}(t) dt + \phi_0 \\ &= \omega_c t + \phi_0 + \Delta\phi(t)\end{aligned}$$

调频波的一般表达式：

$$v_{FM} = V_{cm} \cos \varphi(t) = V_{cm} \cos[\omega_c t + \varphi_0 + \int_0^t k_f v_{\Omega}(t) dt]$$

由上分析知：

调频波的瞬时角频偏 $\Delta\omega(t) = k_f v_{\Omega}(t) \propto v_{\Omega}(t)$

瞬时相位偏移 $\Delta\varphi(t) = k_f \int_0^t v_{\Omega}(t) dt \propto v_{\Omega}(t)$ 的积分

最大角频偏

$$\Delta\omega_m = k_f \left| \nu_\Omega(t) \right|_{\max}$$

最大相偏

$$\Delta\varphi_m = k_f \left| \int_0^t \nu_\Omega(t) dt \right|_{\max}$$

(调频波相位变化的最大值)

(二) 调相 (Phase Modulation 简称PM)

设高频载波为 $\nu_c = V_{cm} \cos(\omega_c t + \varphi_0)$

调制信号为 $\nu_\Omega(t)$

由定义知：

调相信号的瞬时相位

$$\varphi(t) = \omega_c t + \varphi_0 + \Delta\varphi(t) = \omega_c t + \varphi_0 + k_p v_\Omega(t)$$

瞬时角频率 $\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_c + k_p \frac{dv_\Omega(t)}{dt} = \omega_c + \Delta\omega(t)$

式中 k_p 为由调制电路确定的比例系数，单位是rad/v，
表示单位电压引起的相位变化量。

调相波的一般表达式：

$$v_{PM} = V_{cm} \cos \varphi(t) = V_{cm} \cos[\omega_c t + \varphi_0 + k_p v_\Omega(t)]$$

由上分析知：

调相信号的瞬时相位偏移： $\Delta\varphi(t) = k_p \nu_\Omega(t)$

瞬时角频偏： $\Delta\omega(t) = k_p \frac{d\nu_\Omega(t)}{dt}$

最大角频偏： $\Delta\omega_m = k_p \left| \frac{d\nu_\Omega(t)}{dt} \right|_{\max}$

最大相偏： $\Delta\varphi_m = k_p \left| \nu_\Omega(t) \right|_{\max}$

（调相波相位变化的最大值）

二、单音频信号调制时调频波、调相波的数学表达式

调制信号为单音频信号 $v_{\Omega}(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t$ 时，对

$v_c = V_{cm} \cos \omega_c t$ 进行调频，调相。

设 $\omega_c \gg \Omega$ 可分别写出调频波和调相波的数学表达式。

1. 调频（FM）时

$$\Delta\omega(t) = k_f v_{\Omega}(t) = k_f V_{\Omega m} \cos \Omega t = \Delta\omega_m \cos \Omega t$$

其中 $\Delta\omega_m = k_f V_{\Omega m}$ 为最大角频偏

$$\Delta\varphi(t) = k_f \int_0^t v_{\Omega}(t) dt = \frac{k_f V_{\Omega m}}{\Omega} \sin \Omega t = M_f \sin \Omega t$$

其中 $M_f = \Delta\varphi_m = \frac{k_f V_{\Omega m}}{\Omega}$ 为最大相位偏移，称为调频波的
“调频指数”。

瞬时角频率

$$\omega(t) = \omega_c + \Delta\omega(t) = \omega_c + \Delta\omega_m \cos \Omega t$$

瞬时相位

$$\varphi(t) = \omega_c t + \Delta\varphi(t) = \omega_c t + M_f \sin \Omega t$$

于是得到调频波的数学表达式

$$v_{FM}(t) = V_{cm} \cos(\omega_c t + M_f \sin \Omega t)$$

结论：(1) $\Delta\omega_m = k_f V_{\Omega m} \propto V_{\Omega m}$

$$(2) M_f = \frac{k_f V_{\Omega m}}{\Omega} = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} = \frac{\Delta f_m}{F} \propto \frac{V_{\Omega m}}{\Omega}$$

2. 调相 (PM) 时

$$\Delta\varphi(t) = k_p v_{\Omega}(t) = k_p V_{\Omega m} \cos \Omega t = M_p \cos \Omega t$$

其中 $M_p = \Delta\varphi_m = k_p V_{\Omega m}$ 为最大相位偏移，称为调相波的“调相指数”。

$$\Delta\omega(t) = k_p \frac{dv_{\Omega}(t)}{dt} = -k_p V_{\Omega m} \Omega \sin \Omega t = -\Delta\omega_m \sin \Omega t$$

其中 $\Delta\omega_m = k_p V_{\Omega m} \Omega$

$$\omega(t) = \omega_c + \Delta\omega(t) = \omega_c - \Delta\omega_m \sin \Omega t$$

$$\varphi(t) = \omega_c t + \Delta\varphi(t) = \omega_c t + M_p \cos \Omega t$$

于是得到调相波的数学表达式

$$v_{PM}(t) = V_{cm} \cos(\omega_c t + M_p \cos \Omega t)$$

结论： (1) $\Delta\varphi_m = M_p = k_p V_{\Omega m}$

(2) $\Delta\omega_m = k_p V_{\Omega m} \Omega = M_p \Omega$

三、调频波、调相波的时域波形

设 $v_{\Omega}(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t$ ，对 $v_c(t) = V_{cm} \cos \omega_c t$ 进行调频和调相，所得到的 $\Delta\omega(t)$ 、 $\Delta\varphi(t)$ 及 v_{FM} 、 v_{PM} 波形如图 7.1.1 所示。

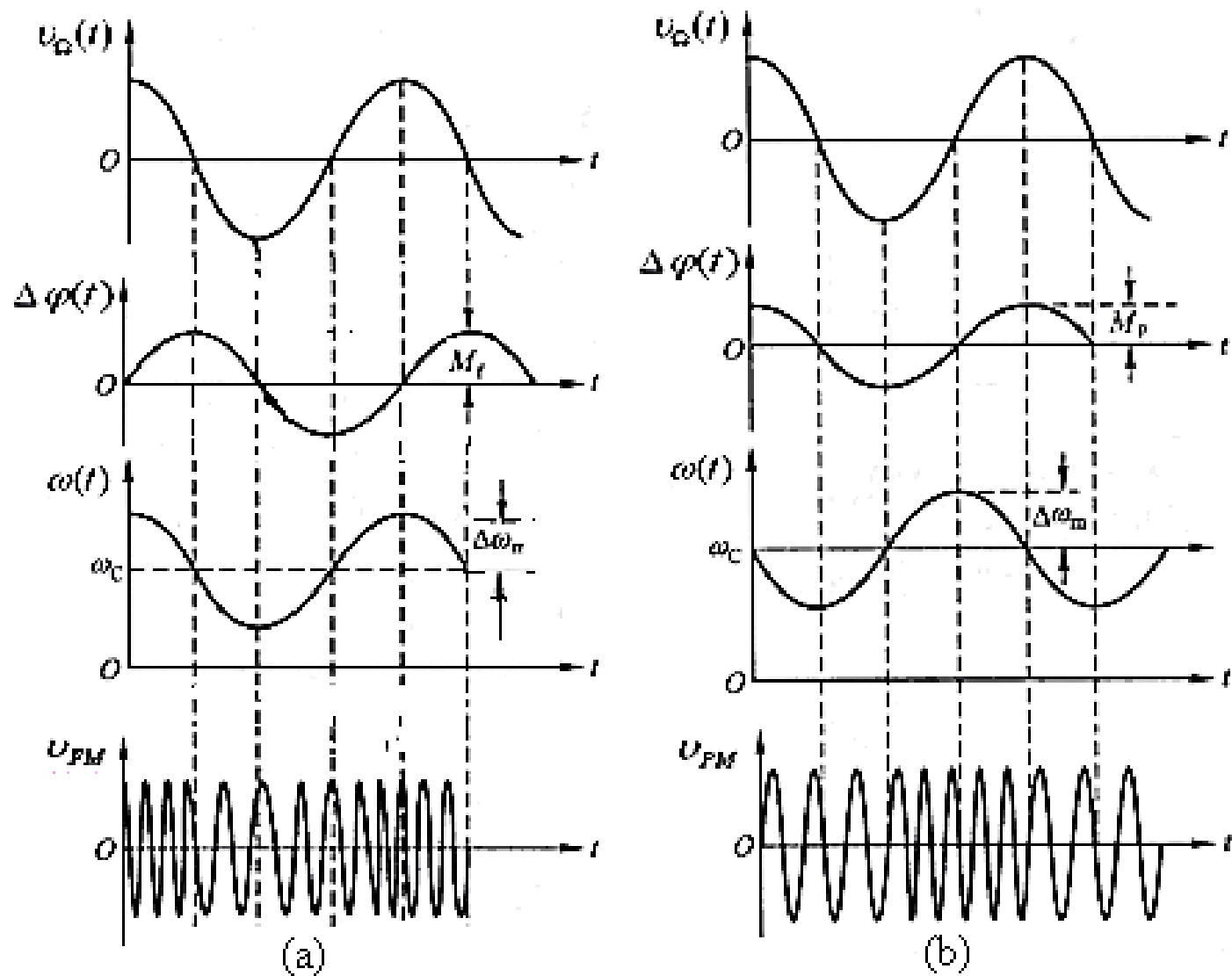


图7.1.1 单音频调制时调频波、调相波波形
(a) 调频波 (b) 调相波

当 $v_{\Omega}(t)$ 为三角波时，对 $v_c(t) = V_{cm} \cos \omega_c t$ 进行调制，得到的 $\Delta\omega(t)$ 、 $\Delta\varphi(t)$ 及 v_{FM} 、 v_{PM} 波形如图7.1.2所示。

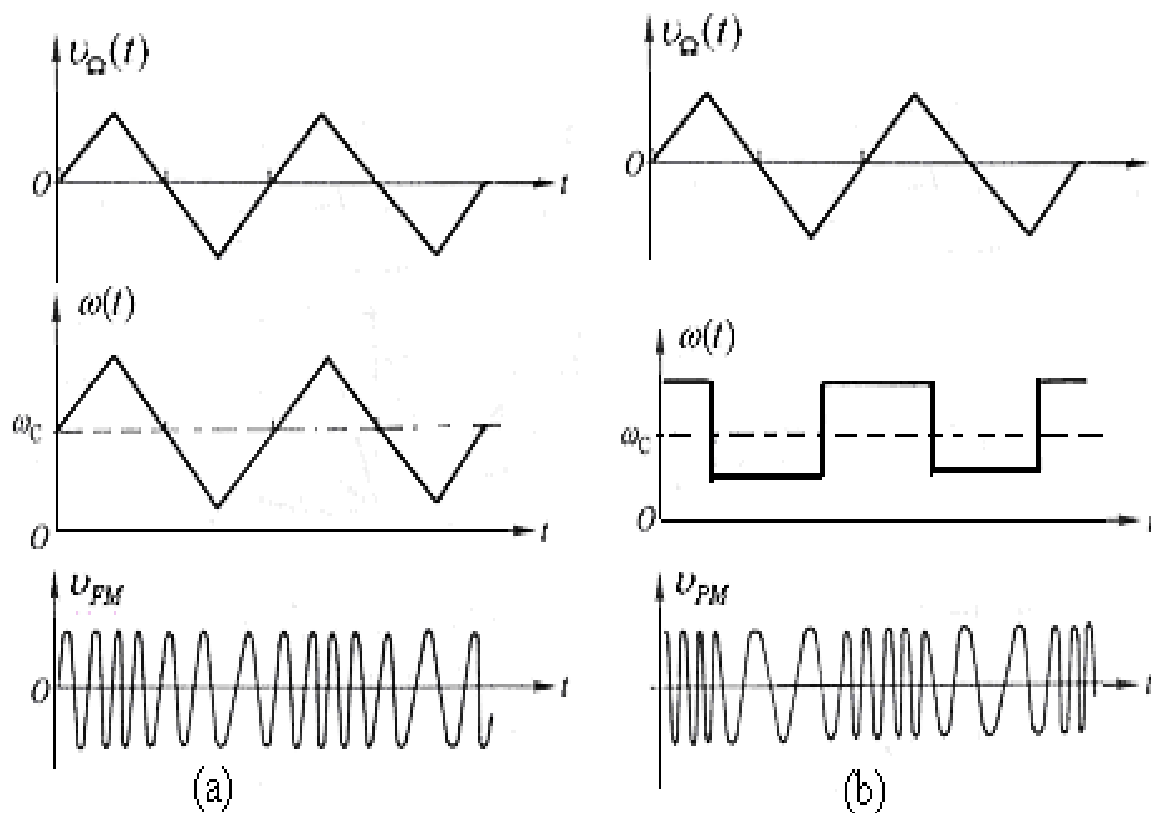


图7.1.2 三角波调制时调频波、调相波波形
(a) 调频波 (b) 调相波

四、小结

1、单音调制的调频波和调相波的表达式均可用 M_f (或 M_p) 以及定义截然不同的三个角频率参数 ω_c 、 Ω 和 $\Delta\omega_m$ 来描述。

其中 ω_c 为载波角频率，即瞬时角频率变化的平均值；

Ω 为调制信号的角频率，表示瞬时频率变化快慢的程度。

$\Delta\omega_m$ 为最大角频偏，表示瞬时角频率偏离中心频率 ω_c 的最大值。

2、单音调制时两种调制波的 $\Delta\omega(t)$ 和 $\Delta\varphi(t)$ 均为简谐波，但是它们的最大角频偏 $\Delta\omega_m$ 和调频指数 M_f （或调相指数 M_p ）随 $V_{\Omega m}$ 和 Ω 变化规律不同，如图7.1.3所示

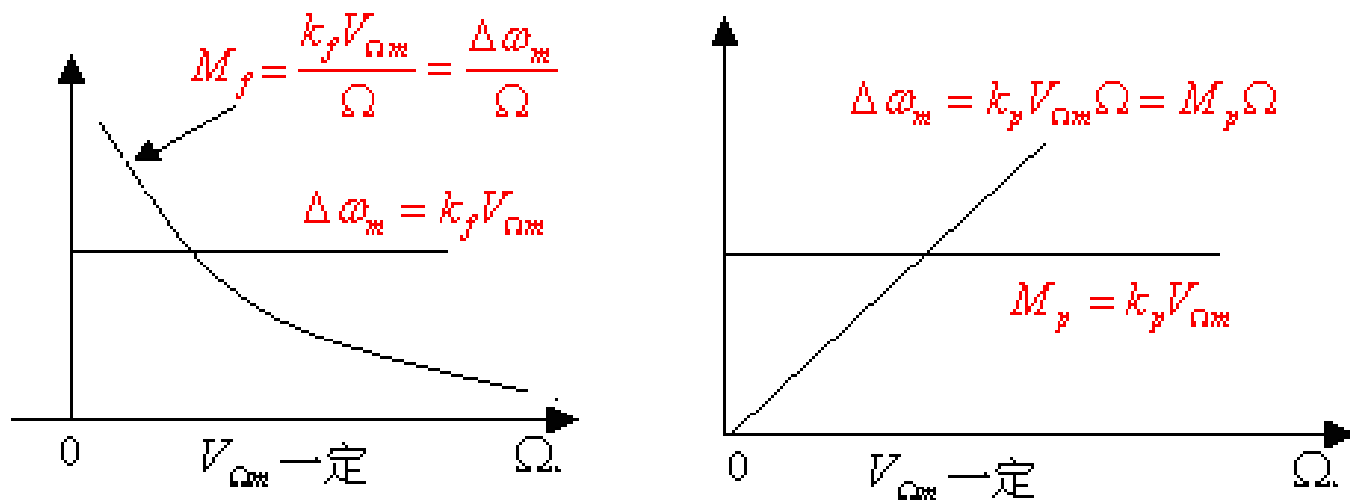


图7.1.3 $V_{\Omega m}$ 一定时， $\Delta\omega_m$ 和 M_f （或 M_p ）随 Ω 变化的曲线

3、通式：

$$\beta_f = \frac{\Delta f_{max}}{f_c} \approx \frac{\Delta \omega_m}{\Omega}$$

$$\Delta \omega_m = M\Omega \quad \text{或} \quad \Delta f_m = MF$$

$$\text{其中 } \Delta \omega_m = 2\pi \Delta f_m, \quad \Omega = 2\pi F$$

例7.1.1 有一正弦调制信号，它的频率范围为300~3400Hz，对于不同频率的调制信号，它们的振幅相同，调频时最大频偏 $\Delta f_m = 75\text{kHz}$ ；调相时最大相移 $M_p = 1.5 \text{ rad}$ 。

试求：（1）调频时调制指数 M_f 的范围；

（2）调相时最大频偏 Δf_m 的变化范围。

解：在调频时，因为 $\Delta\omega_m = k_f V_{\Omega m}$ 与 Ω 无关，当 $F(\Omega)$ 变化时， $\Delta\omega_m$ 不变；

而
$$M_f = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} = \frac{\Delta f_m}{F}$$

所以
$$M_{f \max} = \frac{\Delta f_m}{F_{\min}} = \frac{75}{0.3} = 250(\text{rad})$$

$$M_{f \min} = \frac{\Delta f_m}{F_{\max}} = \frac{75}{3.4} = 22(\text{rad})$$

显然， $M_f \propto \frac{1}{F}$ 且大于1。

调相时, 因为 $M_p = k_p V_{\Omega m}$ 与 Ω 无关, 当 $F(\Omega)$ 变化时, M_p 不变;

$$\text{而} \quad \Delta\omega_m = M_p \Omega = M_p 2\pi F$$

$$\text{所以} \quad \Delta f_{m\min} = M_p F_{\min} = 1.5 \times 300 = 450(\text{Hz})$$

$$\Delta f_{m\max} = M_p F_{\max} = 1.5 \times 3400 = 5100(\text{Hz})$$

显然调相时, 随着 $F(\Omega)$ 的变化, Δf_m 会产生很大的变化。

7.1.2 调角信号的频谱

由于在 $v_{\Omega}(t)$ 为单频率信号时

$$v_{FM} = V_{cm} \cos(\omega_c t + M_f \sin \Omega t) \text{ 和}$$

$$v_{PM} = V_{cm} \cos(\omega_c t + M_p \cos \Omega t) \text{ 相似;}$$

瞬时相移 $\Delta\varphi_{FM}(t) = M_f \sin \Omega t, \Delta\varphi_{PM}(t) = M_p \cos \Omega t$

v_{FM} 和 v_{PM} 无本质区别，所以，可将单频率调制时的调角信号（调频、调相信号）写成统一的表达式：

$$v(t) = V_{cm} \cos(\omega_c t + M \sin \Omega t)$$

其中 M 代替 M_f 或 M_p ，因而调频、调相信号具有相似的频谱。

$$\begin{aligned} v(t) &= V_{cm} \cos(\omega_c t + M \sin \Omega t) = V_{cm} \operatorname{Re}[e^{j(\omega_c t + M \sin \Omega t)}] \\ &= V_{cm} \operatorname{Re}[e^{j\omega_c t} \cdot e^{jM \sin \Omega t}] \end{aligned}$$

式中 $e^{jM \sin \Omega t}$ 是 Ω 的周期性函数，其傅立叶级数展开式为：

$$e^{jM \sin \Omega t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(M) e^{jn\Omega t}$$

式中 $J_n(M) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{jM \sin \Omega t} e^{-jn\Omega t} d\Omega t$

$J_n(M)$ 是以 M 为参数的 n 阶第一类贝塞尔函数，随 M 的变化曲线如图 7.1.4 所示。

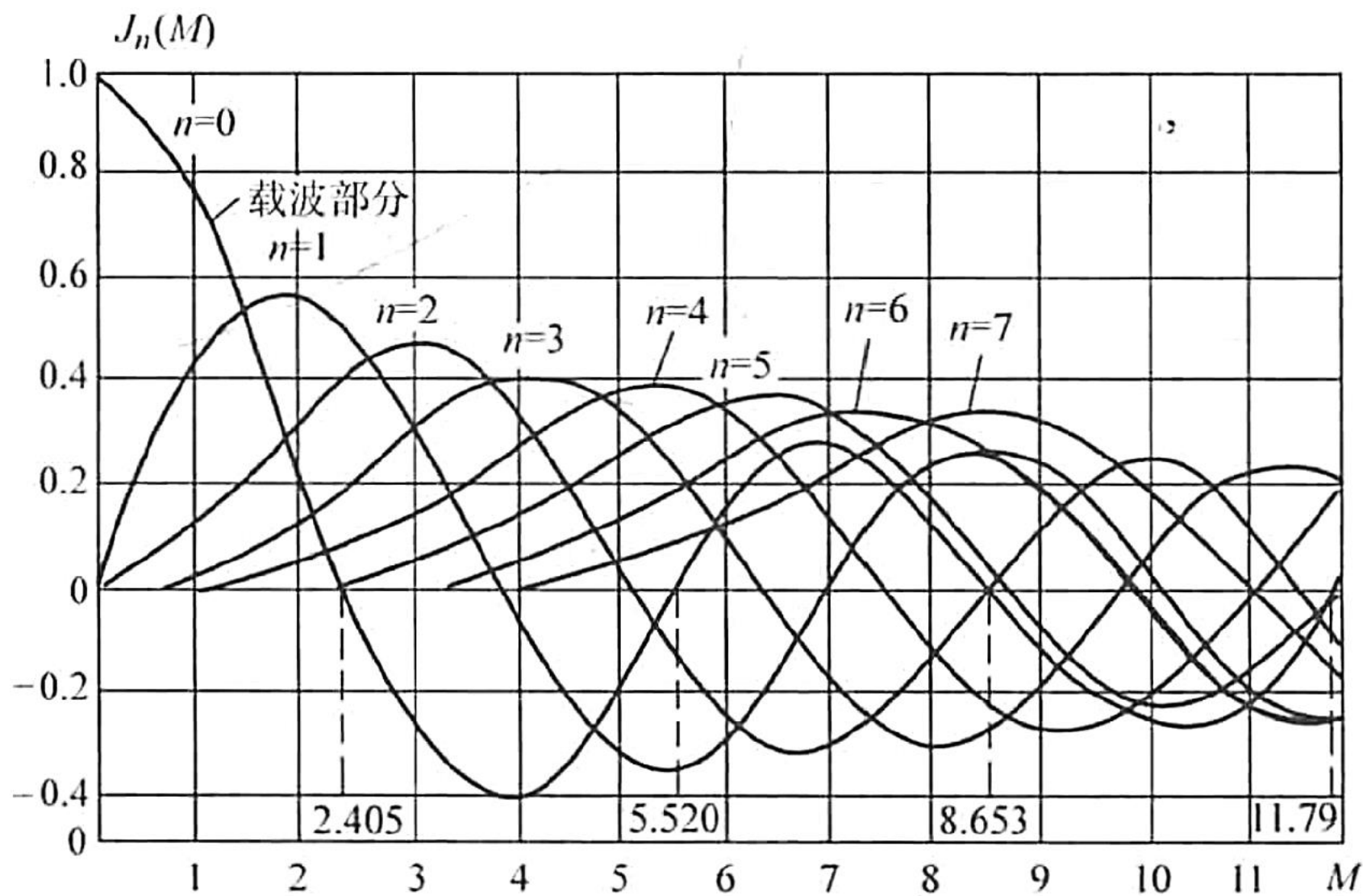


图7.1.4 贝塞尔函数曲线

$J_n(M)$ 具有下列性质

(1) $J_n(M)$ 随着 M 的增加近似周期性地变化，且其

峰值下降；

$$(2) \quad J_n(M) = \begin{cases} J_{-n}(M) & n \text{ 为偶数} \\ -J_{-n}(M) & n \text{ 为奇数} \end{cases}$$

$$(3) \quad \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(M) = 1$$

(4) 对于某些固定的 M ，有如下近似关系

当 $n > M + 1$ 时， $J_n(M) \approx 0$

于是代入调角信号表达式得：

$$v(t) = V_{cm} \operatorname{Re} \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(M) e^{j(\omega_c t + n\Omega t)} \right]$$

其傅立叶级数展开式为：

$$\begin{aligned} v(t) = & V_{cm} J_0(M) \cos \omega_c t \\ & + J_1(M) V_{cm} [\cos(\omega_c + \Omega)t - \cos(\omega_c - \Omega)t] \\ & + J_2(M) V_{cm} [\cos(\omega_c + 2\Omega)t + \cos(\omega_c - 2\Omega)t] \\ & + J_3(M) V_{cm} [\cos(\omega_c + 3\Omega)t - \cos(\omega_c - 3\Omega)t] \\ & + \dots \end{aligned}$$

由上式得到 $v(t)$ 中包含的成分：

载频： ω_c

振幅： $J_0(M)V_{cm}$

第一对边频： $\omega_c \pm \Omega$

振幅： $J_1(M)V_{cm}$

第二对边频： $\omega_c \pm 2\Omega$

振幅： $J_2(M)V_{cm}$

⋮

⋮

第n对边频： $\omega_c \pm n\Omega$

振幅： $J_n(M)V_{cm}$

结论：调角波的特点

(1) 单频率调制的调角波，有无穷多对边频分量，对称的分布在载频两边，各频率分量的间隔为 F 。所以FM、PM实现的是调制信号频谱的非线性搬移。

(2) 各边频分量振幅为 $V_{\Omega m} = J_n(M)V_{cm}$ ，由对应的贝塞尔函数确定。奇数次分量上下边频振幅相等，相位相反；偶数次分量上下边频振幅相等，相位相同。

(3) 由贝塞尔函数特性知：对应于某些 M 值，载频和某些边频分量为零，利用这一点，可以将载频功率转移到边频分量上去，使传输效率增加。

调角波的频谱结构与调制指数 M 密切相关。

调幅波在调制信号为单音频余弦波时，仅有两个边频分量，边频分量的数目不会因调幅指数 M_a 的改变而变化。调角波则不同，它的频谱结构与调制指数 M 有密切关系， M 越大，具有较大振幅的边频分量数越多，如图7.1.5所示，这是调角波频谱的主要特点。

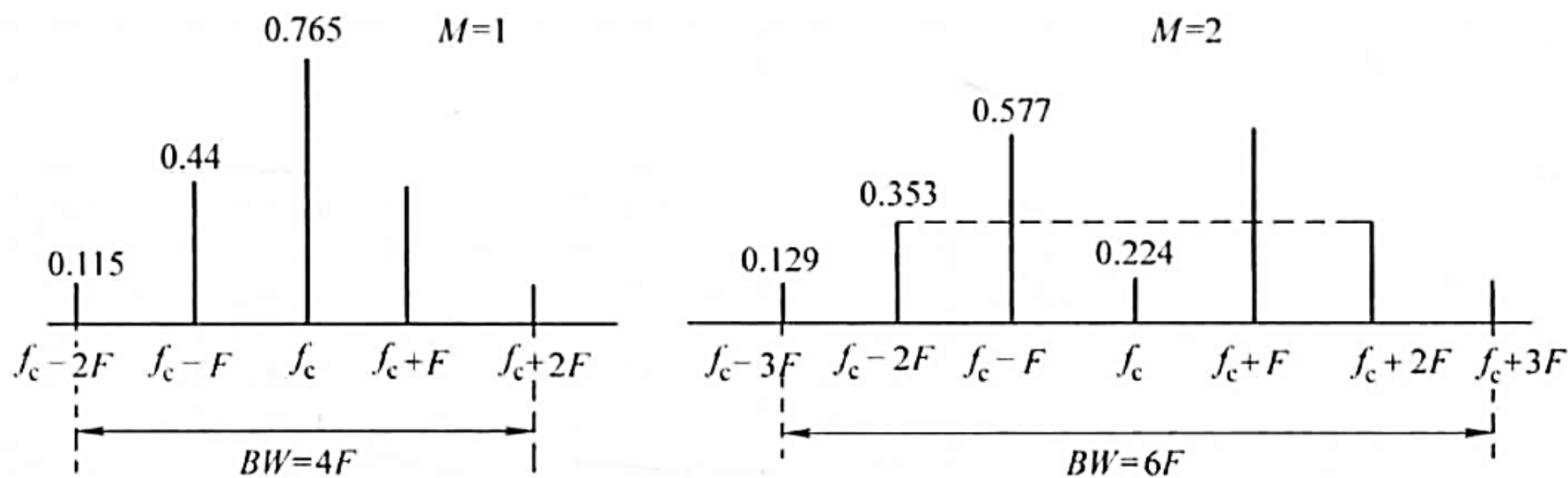


图 7.1.5 $M=1$ 和 $M=2$ 时调角波的频谱图

(4) 调角信号的平均功率 (在单位负载上)

$$P_{av} = J_0^2(M) \frac{V_{cm}^2}{2} + J_1^2(M) \frac{V_{cm}^2}{2} + J_{-1}^2(M) \frac{V_{cm}^2}{2} + \dots$$

$$= \frac{1}{2} V_{cm}^2 [J_0^2(M) + J_1^2(M) + J_{-1}^2(M) + J_2^2(M) + J_{-2}^2(M) + \dots]$$

$$= \frac{1}{2} V_{cm}^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(M) = \frac{1}{2} V_{cm}^2 = P_c = \text{载波功率}$$

所以，调制前后功率不变，只是功率的重新分配。

∴保留下来的边频分量确定了带宽。

理论上，调角信号的带宽为无限宽，但通常规定 $J_n(M)V_{cm} < V_{cm}$ 的 1%（或10%）可忽略。

7.1.3 调角信号的频谱宽度

例如：若忽略 $\frac{J_n(M)V_{cm}}{V_{cm}} < 1\% = 0.01$ 的分量

表7.1.1中列出了截止到 $\frac{J_n(M)V_{cm}}{V_{cm}} < 1\% = 0.01$ 时，

宗数为 M 的 n 阶第一类贝塞尔函数表。

表7.1.1 宗数为M的n阶第一类贝塞尔函数表

$J_n(M)$ $n \backslash M$	0	0.5	1	2	3	4	5	6
0	1	0.939	0.765	0.224	-0.261	-0.397	-0.178	0.151
1		0.242	0.440	0.577	0.339	-0.066	-0.328	-0.277
2		0.03	0.115	0.353	0.486	0.364	0.047	-0.243
3			0.020	0.129	0.309	0.430	0.365	0.115
4			0.003	0.034	0.132	0.281	0.391	0.358
5				0.007	0.043	0.132	0.261	0.362
6					0.011	0.049	0.131	0.246
7					0.003	0.015	0.053	0.130
8						0.004	0.018	0.057

调角信号实际占据的有效频谱宽度为：

$$BW_{\varepsilon} = 2LF$$

式中，L为有效的上边频（或下边频）分量的数目，F为调制信号的频率。

在高质量的通信系统中，取 $\varepsilon = 0.01$ ，即忽略 $J_n(M) < 1\%$ 的分量，相应的 BW_{ε} 用 $BW_{0.01}$ 表示；

在中等质量通信系统中，取 $\varepsilon = 0.1$ ，即忽略 $J_n(M) < 10\%$ 的分量，相应的 BW_{ε} 用 $BW_{0.1}$ 表示；

实际上，利用贝塞尔函数的性质，当 $n > M+1$ 时， $J_n(M) \approx 0$
用卡森公式近似表示调角信号的有效频谱宽度，即

$$BW_{CR} = 2(M+1)F$$

BW_{CR} 比较接近 $BW_{0.1}$ 。由于 $\Delta f_m = MF$ ，上式又可表示为

$$BW_{CR} = 2(\Delta f_m + F)$$

当 $M_f \ll 1$ ，为窄带调制，此时 $BW_{CR} \approx 2F$ ($\Delta f_m \ll F$)

显然，窄带调频时，频带宽度与调幅波基本相同，
窄带调频广泛应用于移动通信台中。

当 $M_f \gg 1$ ，为宽带调制时，此时有 $BW_{CR} \approx 2\Delta f_m$ ($\Delta f_m \gg F$)

总结:

- 调频波和调相波的频谱结构及带宽与调制指数有密切的关系，调制指数越大，应当考虑的边频分量数目就越多，无论对于调频还是调相均是如此。
- 当调制信号振幅恒定时，调频波的调制指数 M_f 与调制频率 F 成反比，而调相波的调制指数 M_p 与 F 无关。因此，它们的频谱结构、频带宽度与调制频率之间的关系就互不相同。

图7.1.6 中画出了当 $V_{\Omega m}$ 一定（调频信号 $\Delta f_m = k_f V_{\Omega m} / 2\pi$ 一定，或调相信号 $M_p = k_p V_{\Omega m}$ 一定），调制信号频率变化时调频波、调相波的频谱图。

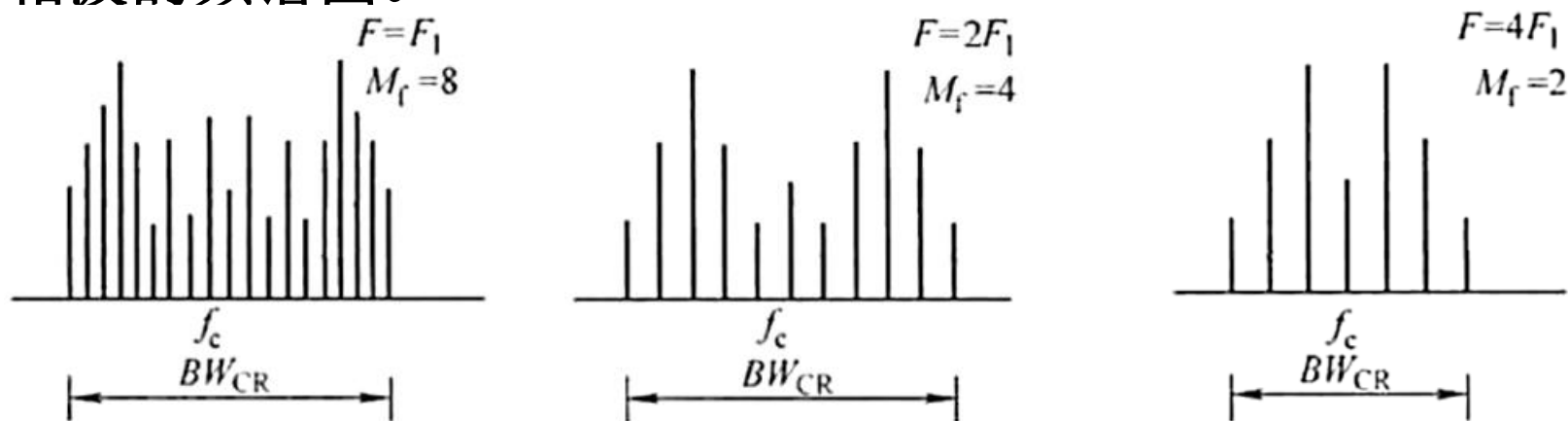


图7.1.6 (a) $V_{\Omega m}$ 一定时，调制信号频率 F 变化时调频波的频谱图

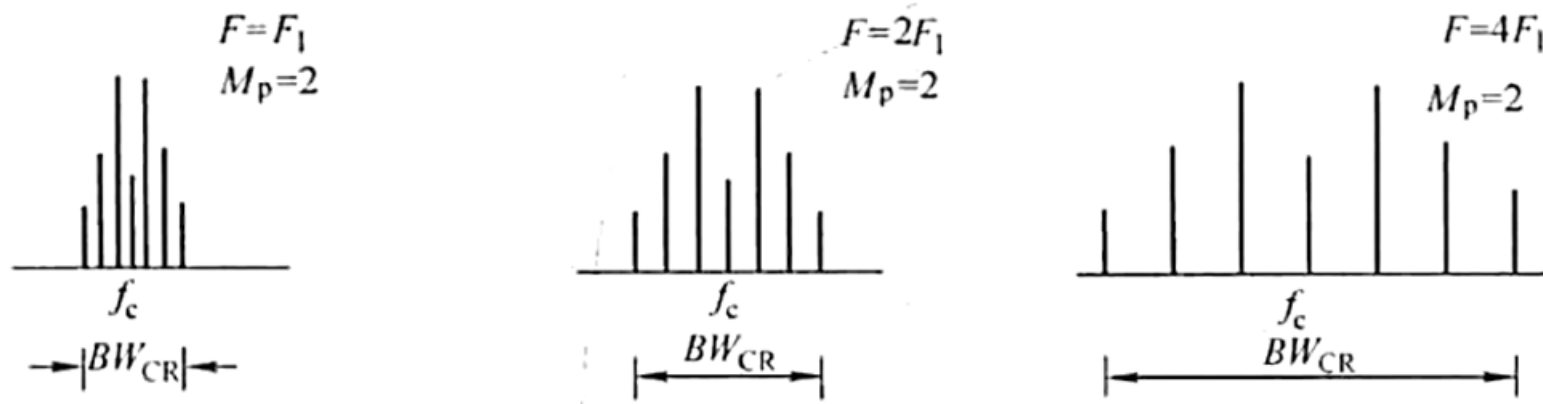


图7.1.6 (b) $V_{\Omega m}$ 一定时，调制信号频率 F 变化时调相波的频谱图

如图7.1.6所示，我们可以得到以下**结论**：

- **对于调频来说**，由于 M_f 随 F 的增长而降低，应当考虑的边频分量变少，同时各边频分量之间的距离变大，边频分量数目变少和边带分量稀疏这两种变化对于带宽的影响恰好是相反的，所以总的效果使带宽的变化较小。因此，有时把调频叫做恒定带宽调制。
- **对于调相来说**，调制指数 M_p 与 F 无关，它是恒定的，因而应当考虑的边频数目不变。但当调制频率 F 增长时，边频分量之间的距离变大，因而带宽随之成比例地变宽。调相波的带宽，在调制频率的低端和高端相差极大，所以其频带的利用是不经济的。这正是模拟通信系统中调频要比调相应用广泛的主要原因。

上面讨论了单音频调制时两种调角信号的有效频谱宽度。如果调制信号为复杂信号，则调角信号的频谱分析就十分繁琐。但是，**实践表明，复杂信号调制时，大多数调频信号占有的有效频谱宽度仍可用单音频调制时的公式表示，**仅需将其中的F用调制信号中的最高调制频率 F_{\max} 取代， Δf_m 用最大频偏取代。例如，在调频广播系统中，按照国家标准规定 $(\Delta f_m)_{\max}=75$ kHz， $F_{\max}=15$ kHz，通过计算求得

$$BW_{CR} = 2 \left[\frac{(\Delta f_m)_{\max}}{F_{\max}} + 1 \right] F_{\max} = 180 \text{ kHz}$$

$$BW_{0.01} = 2 \times 8 \times 15 = 240 \text{ kHz}$$

实际中，可选取频谱宽度为200 kHz，即上述**计算结果的折中值。**

例7.1.2 已知音频调制信号的最低频率 $F_{\min} = 20\text{Hz}$,

最高频率 $F_{\max} = 15\text{kHz}$, 若要求最大频偏 $\Delta f_m = 45\text{kHz}$

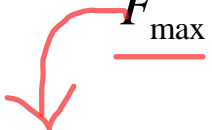
- (1) 求相应调频信号的调频指数 M_f , 带宽 **BW** 和带宽内各频率分量功率之和。
- (2) 假定调频信号总功率为 **1W**, 画出 **F=15 kHz** 对应的频谱图。
- (3) 求相应调相信号的调相指数 M_p 、带宽和最大频偏。

解: 调频信号的调频指数 M_f 与调制频率成反比, 即

$$M_f = \frac{\Delta \omega_m}{\Omega} = \frac{\Delta f_m}{F}$$

$$\text{所以 } M_{f \max} = \frac{\Delta f_m}{F_{\min}} = \frac{45 \times 10^3}{20} = 2250(\text{rad})$$

$$M_{f \min} = \frac{\Delta f_m}{F_{\max}} = \frac{45 \times 10^3}{15 \times 10^3} = 3(\text{rad})$$



$$BW_{CR} = 2 \times (3 + 1) \times 15 \times 10^3 = 120(\text{kHz})$$

因为 $F=15\text{kHz}$ 对应的 $M_f=3$ ，从表7.2.2可查出

$$J_0(3) = -0.261, J_1(3) = 0.339, J_2(3) = 0.486,$$

$$J_3(3) = 0.309, J_4(3) = 0.132,$$

由此可画出对应调频信号带宽内的频率图，共9条谱线，如图所示。

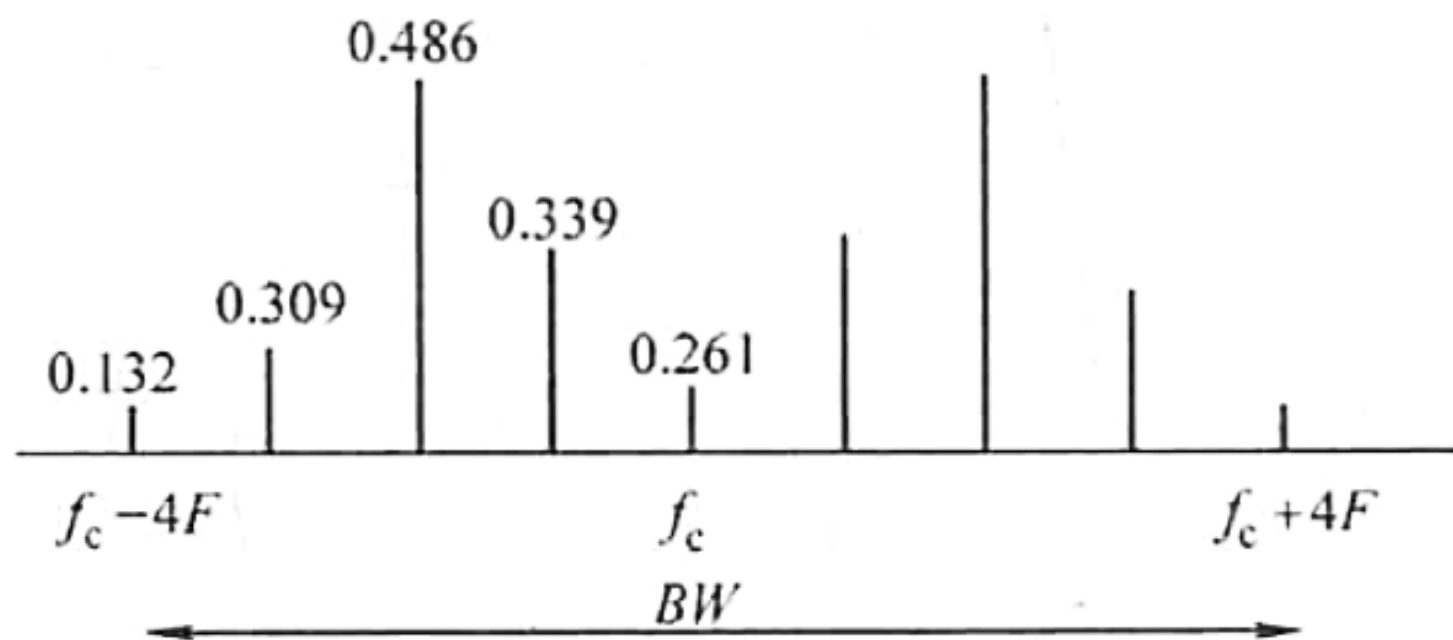


图 7.1.7 例 7.1.2 的频谱

因为调频信号总功率为1W，故 $V_{cm} = \sqrt{2}V$ ，所以带宽内功率之和

$$P = \frac{J_0^2(3)V_{cm}^2}{2} + 2\sum_{n=1}^4 \frac{J_n^2(3)V_{cm}^2}{2} = \frac{V_{cm}^2}{2} [J_0^2(3) + 2\sum_{n=1}^4 J_n^2(3)] \approx 0.996(\text{W})$$

调相信号的最大频偏是与调制信号频率成正比的，为了保证所有调

制频率对应的最大频偏不超过**45kHz**，除了最高调制频率外，其余调制

频率对应的最大频偏必然小于**45kHz**。另外，调相信号的调相指数 M_p

与调制频率无关。

$$\text{由 } \Delta f_m = M_p F \text{ 可得 } M_p = \frac{\Delta f_{m\max}}{F_{\max}} = \frac{45 \times 10^3}{15 \times 10^3} = 3$$

调相波的 $M_p = k_p V_{\Omega m}$ 与 F 无关

$$\text{所以 } \Delta f_{m\min} = M_p F_{\min} = 3 \times 20 = 60(\text{Hz})$$

$$\Delta f_{m\max} = M_p F_{\max} = 3 \times 15 \times 10^3 = 45 (\text{kHz})$$

$$BW_{CR} = 2 \times (3 + 1) \times 15 \times 10^3 = 120 (\text{kHz})$$

由以上结果可知，若调相信号最大频偏限制在45kHz以内，则带宽仍为120kHz，与调频信号相同，但各调制频率对应的最大频偏变化很大，最小者仅为60Hz。

作业:

7.7 7.8 7.9 7.10 7.11 7.12

预习: 7.2 7.3