

调频技术理论及新进展

吴伯修 沈连丰 编著

人民邮电出版社

内 容 提 要

本书较系统、深入地研究调频理论及分析方法,介绍近年来调频领域的新技术、新进展。全书共九章:第一章论述了角调制的基本原理、频谱分布;第二、三章介绍了调频信号的产生,并对其通过线性系统时的畸变进行了分析;第四章到第七章,介绍了调频波的解调、调频接收时强信号抑制弱信号现象及降低门限值的方法,并对门限扩展技术、调频—调幅的直接变换技术也进行了介绍;第八章对数字角调制通信进行了论述。特别是对目前大家感兴趣的数模兼容问题进行了较详细的探讨。最后第九章作为调角技术的具体应用,对微波通信和卫星通信系统作了有关参数的计算。

本书可供从事通信与电子系统学科的师生和工程技术人员作参考。

调频技术理论及新进展

吴伯修 沈连丰 编著

责任编辑: 李小曼

人民邮电出版社出版

北京东长安街27号

北京兴华印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行

各地新华书店经售

*

开本: 850×1168	1/32	1988年5月	河北第一版
印张: 17	页数: 272	1988年5月	河北第一次印刷
字数: 450千字		印数: 1—3000	册

ISBN7115—03538—5/TN·049

定价: 5.85 元

目 录

第一章 角调制的基本原理及其频谱分布	(1)
§ 1.1 引言	(1)
§ 1.2 瞬时相位、频率和幅度的定义	(2)
§ 1.3 角调制的基本概念	(7)
§ 1.4 单音调角波	(11)
§ 1.5 多音调频波	(25)
§ 1.6 调幅—调角波	(31)
§ 1.7 多音调幅—调频波的一般理论	(35)
§ 1.8 调频—调频波的频谱	(37)
§ 1.9 多音调频波有效带宽的确定	(40)
§ 1.10 电视调频信号的频谱.....	(47)
§ 1.11 类噪声调频波的频谱.....	(49)
§ 1.12 结束语.....	(57)
第二章 调频信号的产生	(61)
§ 2.1 引言	(61)
§ 2.2 调频振荡的微分方程式	(61)
§ 2.3 准线性调频	(68)
§ 2.4 高调频线性、高频率稳定度的特高频调频振荡 器	(81)
§ 2.5 微波混合集成的多环节反馈调频振荡电路	(98)
§ 2.6 一种利用自动频率微调稳频和反调幅稳幅、工作 在1GHz的宽带调频振荡器	(108)
§ 2.7 间接调频	(112)
§ 2.8 结束语	(119)
附录 I 环路滤波器的相移特性	(122)

附录Ⅱ	电调相移器的相移特性	(124)
附录Ⅲ	平衡放大器的相移特性	(126)
第三章	调频信号通过线性系统的畸变分析	(129)
§ 3.1	引言	(129)
§ 3.2	富立叶频谱分析法	(130)
§ 3.3	动态分析方法	(146)
§ 3.4	角调波通过线性网络的瞬变响应	(167)
§ 3.5	结束语	(184)
第四章	调频波的解调	(187)
§ 4.1	引言	(187)
§ 4.2	限幅器	(188)
§ 4.3	鉴频器	(197)
第五章	调频接收的强信号抑制弱信号现象及其降低门限 值的方法	(248)
§ 5.1	引言	(248)
§ 5.2	调频接收强信号抑制弱信号现象的分析	(248)
§ 5.3	提高调频接收机强信号抑制弱信号能力的方 法	(264)
§ 5.4	调频波叠加窄带白色噪声的强信号抑制弱信号 现象	(271)
§ 5.5	窄带正态噪声通过频率检波器的规律	(278)
§ 5.6	预加重和去加重网络提高调频接收信号质量的 分析	(285)
§ 5.7	结束语	(290)
第六章	调频接收的门限及其门限扩展技术	(293)
§ 6.1	引言	(293)
§ 6.2	调频接收门限性能分析	(294)
§ 6.3	调频接收的门限扩展技术	(312)
§ 6.4	结束语	(333)

附录	$\delta_N = \delta f e^{-\sigma N}$ 关系式的证明	(338)
第七章	调频—调幅直接变换技术	(344)
§ 7.1	引言	(344)
§ 7.2	时延混频式调频—调幅变换器	(345)
§ 7.3	变阻调幅式调频—调幅变换器	(353)
§ 7.4	平衡式变阻调幅型调频—调幅变换器 ^[2]	(368)
附录 I	传输线变压器负载状态的分析	(374)
附录 II	平衡式变阻调幅器等效电路的分析	(376)
第八章	数字角调制通信	(379)
§ 8.1	引言	(379)
§ 8.2	数字角调波通信	(380)
§ 8.3	恒包络数字角调波的性能分析和比较	(402)
§ 8.4	恒包络数字角调波的功率谱分析	(425)
§ 8.5	非线性限带信道对恒包络数字信号传输的影响	(443)
§ 8.6	结束语	(453)
附录	MSK信号自相关函数的计算	(454)
第九章	调角技术在现代通信中的应用	(462)
§ 9.1	引言	(462)
§ 9.2	JUP-850国产化调相通信机简介	(463)
§ 9.3	数模兼容微波通信体制的考虑	(473)
§ 9.4	集成化、积木化、小型化微波接力通信系统简介	(478)
§ 9.5	调频在卫星通信中的应用	(499)
§ 9.6	频分多址的接续方式	(514)
§ 9.7	压扩调频SCPC通信线路有关参数的计算	(521)
§ 9.8	结束语	(531)

第一章 角调制的基本原理 及其频谱分布

§ 1.1 引 言

从调制理论得知, 调幅波是一种线性调制波, 它的频谱结构和调制信号的频谱分布相似, 调制的作用只是把基带信号的频谱线性地搬移到载波的两侧, 而并不改变其频谱结构。调角波则是一种非线性调制波, 在调制过程中有新的频率分量产生, 因此调角波的频谱结构不同于基带信号。一般地说, 非线性调制波的有效带宽往往是基带信号的若干倍, 从信息论的观点来看, 这种带宽较大的非线性调制波, 有较强的抗干扰能力。

调角波又可分为调频波和调相波两种, 前者的频率是与调制信号成线性变化, 后者的相位是与调制信号成线性变化。为了便于分析, 调角波一般采用下列的复时函数表示式:

$$\overrightarrow{e_\theta(t)} = A_0 e^{j(\omega_0 t + \psi_0)} \times e^{jm_\theta f(g_t)} \quad (1.1)$$

式中, $A_0 e^{j(\omega_0 t + \psi_0)}$ 是载波的指数函数, 其中 A_0 是载波幅度, ω_0 是载波角频率, ψ_0 是起始相角; $e^{jm_\theta f(g_t)}$ 是非线性调制的运算子, m_θ 是调制指数, $f(g_t)$ 是调制信号的归一化函数, g_t 是调制信号 $g(t)$ 的简写。当(1.1)式代表调相波时, 式中的 $m_\theta = m_p$ 为调相指数, $f(g_t) = g(t)$; 而当(1.1)式代表调频波时, 式中的 $m_\theta = m_f$ 为调频灵敏度, $f(g_t) = \int_0^t g(\tau) d\tau$ 。

取(1.1)式的实数部分即得调角波的实时函数表示式

$$e_\theta(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + m_\theta f(g_t) + \psi_0) \quad (1.2)$$

本章即将介绍的内容, 都是以上式为基础进行分析的, 包括: ①分

析单音、多音和复杂周期函数的角调波的频谱及其特点；②分析复合调制角调波的频谱及其特点；③确定多路话音角调波的有效带宽。由于贝塞尔函数是分析调角波的重要数学工具，因此本章也对它的特点作一简单介绍。

§ 1.2 瞬时相位、频率和幅度的定义

为了便于分析和比较，首先要对复合调制波的瞬时幅度、频率和相位下定义。

若已调波的幅度和相位都是随时间变化的函数，并分别用 $A(t)$ 和 $\psi(t)$ 表示，则此已调波的实时函数表示式为

$$f(t) = A(t) \cos[\omega_c t + \psi(t)] \quad (1.3)$$

其复时函数表示式为

$$\overrightarrow{f(t)} = A(t) e^{j\theta(t)} = A(t) [\cos\theta(t) + j\sin\theta(t)] \quad (1.4)$$

式中

$$\theta(t) \stackrel{\text{def}}{=} \omega_c t + \psi(t) \quad (1.5)$$

故有

$$f(t) = R_s \overrightarrow{f(t)} = A(t) \cos\theta(t) \quad (1.6)$$

若 $A(t)$ 的变化不过零轴，则该复合调制波的瞬时幅度为 $A(t)$ ，瞬时相角为 $\theta(t) = \omega_c t + \psi(t)$ ，瞬时角频率为 $\omega_i(t) = d\theta(t)/dt$ 。

大家知道，调幅波的频率是固定的，它的瞬时幅度随调制信号成线性变化，故有 $\psi(t) = \psi_0$ ， $A(t) = A_0 + k_a g(t) = A_0 [1 + m_a g(t)]$ 。这里 k_a 为调幅灵敏度， m_a 为调幅度；调相波的幅度是固定的，它的瞬时相角随调制信号成线性变化，故有 $A(t) = A_0$ ， $\psi(t) = \psi_0 + k_p g(t)$ ，这里 k_p 为调相灵敏度。若 $g(t)$ 是归一化的，则 k_p 的值等于调相指数 m_p 。仿照以上两种调制波的表示式，可以定义调频波的瞬时角频率为 $\omega_i(t) = \omega_c + k_f g(t)$ ，这里 k_f 为调频灵敏度，但一般说来， k_f 的数值并不等于调频指数 m_f ，因为调频波的瞬时相角 $\theta(t)$ 和

瞬时角频率 $\omega_i(t)$ 存在着积分关系。早期人们没认识到它们的这一关系而将调频电流 i 定义为

$$i = A_o \cos \{ (\omega_o + k_f g(t)) t + \psi_o \} \quad (1.7)$$

因此产生了不合理现象，因为它通过电感 L 时，就在其两端产生如下的电压降：

$$V_L(t) = L \frac{di}{dt} = V_1 \sin \{ (\omega_o + k_f g(t)) t + \psi_o \} \quad (1.8)$$

式中

$$V_1 = -A_o L (\omega_o + k_f g(t) + k_f t g'(t)) \quad (1.9)$$

由此可见，电感 L 两端的电压降是随时间 t 的增长而加大，而且会一直增大到无穷，显然这样的结果是不符实际的。为此从瞬时角频率和瞬时相角的关系定义

$$\omega_i(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (1.10)$$

就可避免上述不合理现象的产生，因为这时调频波的瞬时相角为

$$\theta(t) = \int_0^t \omega_i(\tau) d\tau = \omega_o t + k_f \int_0^t g(\tau) d\tau \quad (1.11)$$

因此，这样定义的调频波表示式为

$$f(t) = A_o \cos \left[\omega_o t + k_f \int_0^t g(\tau) d\tau \right] \quad (1.12)$$

而这样定义的调频电流，在通过 L 时所产生的电压降为

$$V_L(t) = L \frac{di}{dt} = V_2 \sin \left[\omega_o t + k_f \int_0^t g(\tau) d\tau \right] \quad (1.13)$$

式中

$$V_2 = -A_o L (\omega_o + k_f g(t)) \quad (1.14)$$

上式不同于(1.9)式，不会出现 $t \rightarrow \infty$ 时 $V_2 \rightarrow \infty$ 的情况，可见用

(1.10)式作为瞬时角频率的定义是合理的。

瞬时频率还可定义为 $f(t)$ 在单位时间内过零轴的数目。对调频波使用这样的定义也能得到与上述定义相同的结果。若以 $f(t) = \cos \omega_c t$ 正弦型信号为例，它在相邻两过零点的平均周期为 $T = 2\pi / \omega_c$ ，那么该正弦型信号的角频率就是该信号在 π 秒间过零轴的数目。这定义也可应用到当调角波的调制相角为 $s(t) = k_f \int_0^t g(\tau) d\tau$ 的情况。例如当 $f(t) = \cos(\omega_c t + s(t))$ 的两个相邻过零点的出现时间分别为 t_1 和 t_2 时，就有

$$\omega_c(t_1 - t_2) + s(t_1) - s(t_2) = \pi \quad (1.15)$$

若 $|t_1 - t_2|$ 足够小，则有如下关系

$$s'(t) = \frac{s(t_1) - s(t_2)}{t_1 - t_2} \quad (1.16)$$

解(1.15)和(1.16)式，得

$$t_1 - t_2 = \frac{\pi}{\omega_c + s'(t)} \quad (1.17)$$

若 $s(t)$ 在 τ 时间内可以看成固定不变，那么在 τ 时间内 $\cos(\omega_c t + s(t))$ 的过零轴数目为

$$\frac{\tau}{t_1 - t_2} = \frac{\tau(\omega_c + s'(t))}{\pi}$$

从而可得出， $\cos(\omega_c t + s'(t))$ 的瞬时角频率为

$$\omega_i(t) = \omega_c + s'(t) = \frac{\pi}{t_1 - t_2} = \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (1.18)$$

由此可见，以上对调频波瞬时角频率的两种定义都能导致相同和合理的结果，前一种定义适用于幅度变化不过零的调频波，后一种定义更适合于用来分析幅度变化出现过零的调频波，因为两种定义是等效的，所以以后的讨论只采用前一种瞬时角频率的定义。

若 $f(t)$ 是如下的复杂信号：

$$f(t) = \sum_{n=1}^N A_n \cos(\omega_n t + \theta_n) \quad (1.19)$$

则同样可以应用上述的定义来确定其幅度变化和频率变化函数。计算时把上式改写为复时函数将更为方便，即

$$\overrightarrow{f(t)} = \sum_{n=1}^N A_n(t) e^{j\phi_n(t)} \underline{\text{def}} \overrightarrow{A(t)} e^{j\theta(t)} \quad (1.20)$$

式中

$$\left. \begin{aligned} A(t) &= \{ (R_e \overrightarrow{f(t)})^2 + (I_m \overrightarrow{f(t)})^2 \}^{1/2} \\ R_e \overrightarrow{f(t)} &= \sum_{n=1}^N A_n(t) \cos \phi_n \\ I_m \overrightarrow{f(t)} &= \sum_{n=1}^N A_n(t) \sin \phi_n \end{aligned} \right\} \quad (1.21)$$

$$\theta(t) = I_m (\ln \overrightarrow{f(t)}) = \text{tg}^{-1} \frac{I_m \overrightarrow{f(t)}}{R_e \overrightarrow{f(t)}} \quad (1.22)$$

$$\omega_i(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} = \frac{d}{dt} I_m (\ln \overrightarrow{f(t)}) \quad (1.23)$$

具体计算时，较方便的方法是在复数平面上求矢量和，从而可确定合成信号的矢量幅度 $A(t)$ 、相角 $\theta(t)$ 和瞬时角频率 $\omega_i(t)$ 。例如，由如下两个调频波叠加：

$$\cos \phi_1(t) = \cos(\omega_1 t + m_1 \sin pt) \quad (1.24)$$

$$\rho \cos \phi_2(t) = \rho \cos(\omega_2 t + m_2 \sin qt + \psi_0) \quad \rho < 1 \quad (1.25)$$

叠加后的复合已调波信号为

$$f(t) = \cos \phi_1(t) + \rho \cos \phi_2(t) \underline{\text{def}} R_e A(t) e^{j\theta(t)} \quad (1.26)$$

它的瞬时幅度 $A(t)$ 和相角 $\theta(t)$ 可从图(1.1)直接求得，

$$A(t) = [1 + \rho^2 + 2\rho \cos \phi(t)]^{\frac{1}{2}} \quad (1.27)$$

$$\theta(t) = \text{tg}^{-1} \frac{\sin \phi_1 + \rho \sin \phi_2}{\cos \phi_1 + \rho \cos \phi_2} = \phi_1 + \text{tg}^{-1} \frac{\sin \phi}{1 + \rho \cos \phi} \quad (1.28)$$

所以

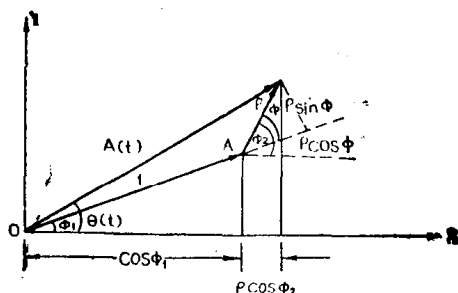


图 (1.1) 两个调频矢量之和

$$f(t) = A(t) \cos[\phi_1 + \psi(t)] \quad (1.29)$$

式中

$$\phi_1(t) = \omega_1 t + m_1 \sin pt$$

$$\psi(t) = \tan^{-1} \frac{\rho \sin \phi}{1 + \rho \cos \phi}$$

瞬时角频率

$$\begin{aligned} \omega_i(t) &= \frac{d\theta(t)}{dt} \\ &= \omega_1 + m_1 p \cos pt + \frac{\rho \cos \phi + \rho^2}{1 + 2\rho \cos \phi + \rho^2} \frac{d\phi}{dt} \end{aligned} \quad (1.30)$$

以上分析表明，两个不同载频的调频波相叠加，可以被看成为幅度和频率都在变化的复合调制波。由于第一调频波的幅度大于第二调频波的幅度，故称前者为这种复合调制波的主控信号，它的频率变化线性地反映在复合调制波的频率表示式中，如式(1.26)右边前两项所示。至于上式的第三项则是第二调频波所引起的附加频率变化。因为第二调频波的幅度较小，所以这种附加调频也比较小。在调频接收时，如把有用信号看成主控信号，而把干扰视为附加信号，则可很方便地利用以上分析来探讨调频波的抗干扰能力，对此我们将在以后详细加以讨论。

§ 1.3 角调制的基本概念

调角波可以用下式表示:

$$e_{\theta}(t) = A_o \cos(\omega_o t + \psi(t) + \psi_o) \quad (1.31)$$

若 $e_{\theta}(t)$ 是调相波, 则

$$\psi(t) = m_p g(t) \quad (1.32)$$

若 $e_{\theta}(t)$ 是调频波, 则

$$\psi(t) = k_f \int_0^t g(\tau) d\tau \quad (1.33)$$

其中, $g(t)$ 是调制信号, $\psi(t)$ 是受 $g(t)$ 调制时 $e_{\theta}(t)$ 的瞬时相角。

从(1.32)和(1.33)式可以看到, 调相波的瞬时相角与调制信号成比例, 而调频波的瞬时相角则与调制信号的积分线性成比例。显然, 这两种调角波的表示式分别为:

调相波

$$e_{PM}(t) = A_o \cos[\omega_o t + m_p g(t)] \quad (1.34)$$

调频波

$$e_{FM}(t) = A_o \cos\left[\omega_o t + k_f \int_0^t g(\tau) d\tau\right] \quad (1.35)$$

虽然这两式的起始相角都假定为零, 但不会因此而失去它们的一般性。

若 $g(t) = \sin \Omega t$, 并把它代入(1.34)和(1.35)式即得:

正弦型单音调相波

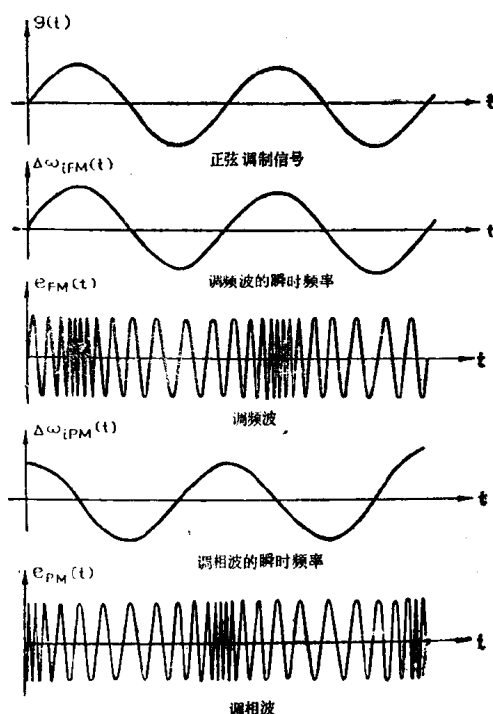
$$e_{PM}(t) = A_o \cos(\omega_o t + m_p \sin \Omega t) \quad (1.36)$$

正弦型单音调频波

$$\begin{aligned} e_{FM}(t) &= A_o \cos\left(\omega_o t - \frac{k_f}{\Omega} \cos \Omega t\right) \\ &= A_o \cos(\omega_o t + m_f \cos \Omega t) \end{aligned} \quad (1.37)$$

以上两式比较表明, 单音调频波也是一种调相波, 不同的是调频波

的调制指数 m_f 反比于调制角频率 Ω ，而调相波的调制指数 m_p 与 Ω 无关。此外，单音调相波也是一种调频波，它与单音调频波的差别在于调相波的最大角频偏 $(m_p\Omega)$ 与调制角频率 Ω 成正比，而调频波的最大角频偏与 Ω 无关。同时这两种调制波的频率变化规律也不一样，调频波的频率变化与调制信号成比例，即调频波在调制信号以正斜率过零轴时，其频率的增加速率最大，而在调制信号以负斜率过零轴时，其频率的减小速率最大；调相波的频率变化则有所不同，它与调制信号的导数成比例，因此它在调制信号出现正峰值时，其频率的减小速率最大，而在调制信号出现负峰值时，其频率的增加速率最大。图(1.2)绘出了调制信号及与它相对应的调频波和调相波的关系曲线。



图(1.2) 正弦调制信号及其相应的调频波和调相波

把调角波用如下复时函数表示：

$$\vec{e}_\theta(t) = A_0 e^{j(\omega_0 t + \psi_0)} e^{j\psi(t)} \quad (1.38)$$

式中， $\psi(t) = m_\theta g(t)$ 。上式可展开成如下的 ψ 幂级数：

$$\vec{e}_\theta(t) = A_0 e^{j(\omega_0 t + \psi_0)} \left[1 + j\psi_1 - \frac{1}{2!} \psi_1^2 - j \frac{1}{3!} \psi_1^3 + \cdots \right] \quad (1.39)$$

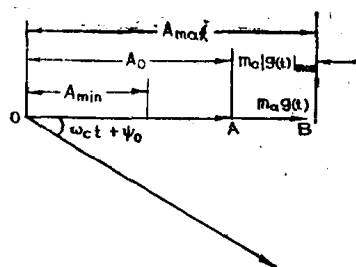
式中， ψ_1 是 $\psi(t)$ 的简写。在图(1.3)的 $|\psi_1|_{\max}$ 大于1或略小于1时，上式的 ψ_1 高次项就不能忽略，此时 $\vec{e}_\theta(t)$ 是非线性调制波。但当 $|\psi_1|_{\max} \ll 1$ 时，上式中 ψ_1 的高次项就可以忽略，这时 $\vec{e}_\theta(t)$ 是近似的线性调制波，因而(1.39)式可写成

$$\begin{aligned} \vec{e}_\theta(t) &\approx A_0 (1 + j\psi_1) e^{j(\omega_0 t + \psi_0)} \\ &= A_0 (1 + jm_\theta g(t)) e^{j(\omega_0 t + \psi_0)} \end{aligned} \quad (1.40)$$

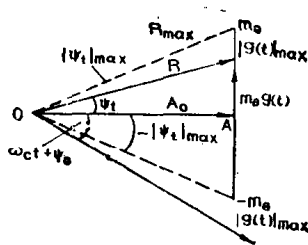
把它与下列调幅波的表示式进行比较：

$$\vec{e}_{AM}(t) = A_0 (1 + m_a g(t)) e^{j(\omega_0 t + \psi_0)}$$

它们的主要差别是：①调角波的幅度 A_0 是固定不变的，而调幅波的幅度 $A(t)$ 则是随着调制信号在 $A_0(1 \pm m_a |g|_{\max})$ 之间变化，如图(1.3A)所示；②调幅波的相角 $\omega_0 t + \psi_0$ 与调制信号无关，其合成矢量始终与载波矢量重合，如图(1.3A)所示；而调角波的相角则是随着调制信号在 $\omega_0 t + \psi_0 \pm |\psi_1|_{\max}$ 之间变化，如图(1.3B)所示。图(1.3A)的 $m_a g(t)$ 是调幅波的旁频分量所合成的矢量，由于它与载波矢量 A 相重合，因此只起着调幅作用，所以称它为同相矢量或调幅矢量。图(1.3B)的 $m_\theta g(t)$ 是调角波的旁频分量所合成的矢量，它与载波矢量 A 相垂直，从而使调角波的合成矢量偏离载波矢量 ψ_1 相角，所以称 $m_\theta g(t)$ 为异相矢量或调相矢量。从图(1.3B)还可看到，当 $m_\theta g(t)$ 在 $\pm m_\theta |g(t)|_{\max}$ 范围内变化时，调角波的合成矢量除了相角 ψ_1 在 $\pm |\psi_1|_{\max}$ 范围变化外，其幅度也在 A_0 和 $R_{\max}$ 间变化。这就意味着调角分量不仅有调角作用，而且也有调幅作用，但主要是调角，因为振幅的变化比较小。



(a)



(b)

(a) 调幅波

(b) 调角波

图 (1.3) 调幅波和调角波的矢量合成图

在 $|\psi_t|_{max} \ll 1$ 条件下, (1.39) 式中 ψ_t 的二次及二次以上的高次项可以忽略, 这时调角波的合成矢量是由载波和一对旁频的合成矢量所组成, 所以是窄带调角波。但是在 $|\psi_t|_{max}$ 与 1 可以比较时, ψ 的二次及二次以上高次项就不能忽略, 这时调角波的合成矢量由载波和多对旁频分量的合成矢量所组成, 因此是宽带调角波。图(1.4)是在某一瞬时根据(1.39)式描绘的宽带调角波的合成矢量图, 从图上可以看到, (1.39)式右边所有的偶次方项的矢量都与载波矢量平行, 因此称之为调幅矢量; 所有的奇次方项的矢量都与载波矢量垂直, 因此称之为调相矢量。调相矢量进行角调制时所引起的调幅作用完全由调幅矢量的作用所补偿, 从而使合成矢量 R 等于 A_0 , 即维

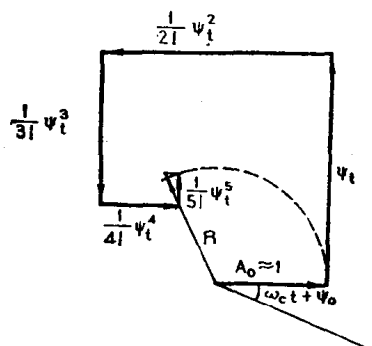


图 (1.4) 宽带调角波的合成矢量图

持调角波的幅度固定不变。

§ 1.4 单音调角波

(1.39)式虽然对于调角波的非线性调制特性理解起来很直观,但这种幂级数的表示式没有直接给出调角波的各频谱分量,因此在作频谱分析时,以它为基础就不方便,本节及以下各节将利用贝塞尔函数对已调波展成三角级数来进行分析。

在深入研究复杂调制信号 $g(t)$ 的调角波频谱之前,首先讨论单音调制信号 $g(t)=\cos\Omega t$ 或 $\sin\Omega t$ 的调角波频谱。

1. 调相波

设 $g(t)=\sin\Omega t$, 则由(1.31)、(1.32)两式可知,此时的调相波可表示为

$$\begin{aligned} e_{PM}(t) &= A_0 \cos(\omega_0 t + \psi(t) + \psi_0) = A_0 \cos(\omega_0 t + m_p g(t) + \psi_0) \\ &= A_0 \cos(\omega_0 t + \beta \sin \Omega t + \psi_0) \end{aligned}$$

式中, β 也是调相波的调相指数,但它比 m_p 的定义更广泛,它定义为由调制信号引起的最大相偏,其值正比于调制信号的幅度。由后面的分析将会看到, β 的这一定义也同样适用于调频波,这时它又是调频波的调频指数,这将在后面加以分析。

为了便于分析,令 $\psi_0=0$ (不会使该式失去普遍性),从而有

$$e_{PM}(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \beta \sin \Omega t) \quad (1.41)$$

而瞬时角频率为

$$\begin{aligned} \omega_i(t) &= \omega_0 + \beta \Omega \cos \Omega t \\ &= \omega_0 + \Delta \omega \cos \Omega t \end{aligned} \quad (1.42)$$

式中, $\Delta \omega \triangleq \beta \Omega$ 为调相波的最大角频偏。由此可见,单音调相波也是一种调频波,其最大角频偏正比于调制信号的角频率 Ω 。

根据 β 值的不同,调相波又可分为窄带调相波和宽带调相波,

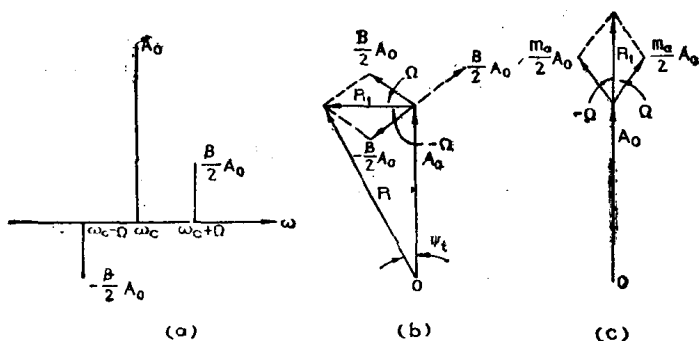
兹将分别讨论之。

(1) 窄带调相波

若 $\beta \ll 1$, 则(1.41)式可表示为

$$\begin{aligned} e_{PM}(t) &= A_o(\cos\omega_o t \cos(\beta \sin\Omega t) - \sin\omega_o t \sin(\beta \sin\Omega t)) \\ &\approx A_o(\cos\omega_o t - \beta \sin\Omega t \sin\omega_o t) \\ &= A_o \cos\omega_o t - \frac{A_o \beta}{2} \cos(\omega_o - \Omega)t + \frac{A_o \beta}{2} \cos(\omega_o + \Omega)t \end{aligned} \quad (1.43)$$

称这时的调相波为窄带调相波。从上式可知, 窄带调相波的频谱分量只有载波以及上下的一对幅度相等、符号相反的边频分量, 我们称这样的边频为奇对称分量。图(1.5A)绘出了窄带调相波的频谱。图(1.5B)绘出了窄带调相波的合成矢量图, 它清楚地表明相偏 ψ_t 是由奇对称边频矢量 R_1 垂直于载波矢量所引起的。因为此时 $\beta \ll 1$, 故有 $\psi(t) = \beta \sin\Omega t \ll 1$, 因此图(1.5B)中合成矢量的幅度 R 近似地与载波幅度 A_o 相等, 这意味着此种窄带调相波的幅度基本上是固定不变的。



(a) 窄带调相波的频谱 (b) 窄带调相波矢量图 (c) 调幅波矢量图
图(1.5) 窄带调相波的频谱图和矢量图

为了便于比较, 我们把单音调幅波的合成矢量绘于图(1.5c)上。由图可见, 调幅波也只有载波和上、下一对边频分量, 但这一