單边帶調制

M. B. 維尔朱諾夫

(苏联) И. B. 洛巴諾夫 著

A. M. 謝明諾夫

俞維揚 譯

人民邮电出版社

Однополосная Модуляция

М. В. Верзунов

И. В. Лобанов

А. М. Семенов

Связьиздат 1962

内 容 提 要

本书主要內容为：1. 单边带无綫电通信的特点，它与其它調制方式的比較；2. 产生单边带調制的几种方法；3. 单边带收、发信机的結构；4. 单边带調制設备的主要电路及元件；5. 单边带調制在多路无綫电通信中的应用；6. 提高单边带发信机效率的几种可能措施。

本书对各有关問題的分析、討論都比較深入，可供从事研制单边带无綫电通信設备的人員及从事維护工作的工程师、技术員参考。

单 边 带 調 制

著 者：	(苏联)	М. В. 維尔朱諾夫
		И. В. 洛巴諾夫
		А. М. 謝明諾夫
譯 者：	俞維揚	
出版者：	人民邮电出版社 北京东四6条19号 (北京市书刊出版业营业許可证出字第〇四八号)	
印刷者：	北京市印刷一厂	
发行者：	新华书店北京发行所	
經售者：	各地新华书店	

开本 850×1168 1/32　　1965 年 11 月北京第一版

印张 9　頁数 144　　1965 年 11 月北京第一次印刷

印刷字数 239,000 字　　印数 1—2,750 册

統一书号：15045·总1514—无438

定价：(科6) 1.40 元

前　言

本书介紹了近年来特别广泛地在无綫电通信中开始采用的单边带調制問題。

书中除了介紹单边带調制的一般理論問題以外，还介紹了属于单边带設备的电路及共元件的一些問題。

在編写本书时，概括了作者們几年来在A. M. 謝明諾夫領导下在这一方面所作的研究工作。写书时所引用的一些其他著作参見各章后面所附的参考文献。

引言和第二、三、四及五章由科学技术副博士 A. M. 謝明諾夫及 И. B. 洛巴諾夫合写。

第一、六、七及八章由科学技术副博士 M. B. 維尔朱諾夫編写。

这本书是为从事单边带調制的理論和实际問題的广大科技工作者、工程师及高等院校的高年級生編写的。

目　录

引　言

要达到优良和稳定的通信，不但要增加电路，而且对通信的可靠性和准确性也有很高的要求。

为了满足这些要求，在干綫多路无綫电报和无綫电話通信綫路上除了采用一些其他加大传送信息容量的方法以外并采用单边带調制体系。这类体系不仅比調幅制、調相制或調频制更为有效，而且也更为灵活。

还在 1914 年 M. B. 舒列金就已指出过，已調幅的高频振蕩可以认为是載频 ω 和二个边带，即：上边带 $\omega+(\Omega_{мин}-\Omega_{макс})$ 和下边带 $\omega-(\Omega_{мин}-\Omega_{макс})$ 的和。发射天綫上总的电話功率等于 $P_н(1+0.5\,m^2)$，且分配在这三个成分上。当 $m=1$ 时載频振蕩部分占总功率的⅔，而在二个边带振蕩部分——只有⅓的功率；当調幅度变低时，分配在边带上的那部分功率，即在接收时有用的那部分功率，显得还要小一些。

因为載频振蕩是純簡諧波，而且本身并不包含所传送的信息。因而可以在发送时把它們从已調制振蕩的频譜中除去并在接收設备反調制时再复置。为了达到这个目的，接收設备应当有能够产生相应的振幅、频率和相位的本机振蕩。此时，发射机发射不包含載频的振蕩；这样在能量的角度上显得比調幅制要大为有利。

当发射机的天綫只发射一个边带频率的振蕩时，单边带調制可以得到更大的功率增益。M. B. 舒列金的研究中原则地提出的，应用单边带調制的无綫电話通信的概念，还在 1927—1930 年間就由 П. B. 舒馬柯夫加以发展。П. B. 舒馬柯夫把自己的研究工作放在系統地探索这一領域。只发射单边带就能传送全部信息的这种可能性的根据是二个边带包含着完全相同的被传送信号信息。

单边带已調振蕩是一种振幅-频率（振幅-相位）調制的振蕩。它的振幅随着調制振蕩的瞬間振幅变化規律而变化；而它的频率则

随着調制振蕩的瞬間頻率变化規律而变化。

单边带調制是这样一种信号变换，此时信号体积并沒有变形，而信号只是沿着频率軸移动了。在这种調制方式中整个发射机发送的功率全都消耗在信息的传送上。

在图 B.1 中載有表示在几种不同的載频和第二边带抑止值的情况下单边带調制在能量上的增益曲綫图（在发送端）。纵軸表示功率比值，即采用单边带調制时在一个边带上所得到的功率与发射管在同一額定功率时采用一般調幅制时在二个边带上所得到功率的比值。这一比值(N)是指标性的。因为在接收单边带調制振蕩时检波的有用效果是由一个边带的电压所构成的，而在接收一般振幅調制的振蕩时——是由二个边带的电压所构成的。

在横軸上标明边带抑止程度的数值(n')。

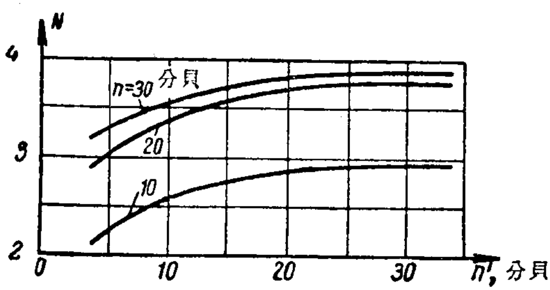


图 B.1

由曲綫可以看出，当不需要频率成分的抑止程度达到 25—30 分貝时，单边带調制在功率上的优点在发送端几乎已經全部实現了。这时单边带发射机的有效功率大約四倍于双边带調幅发射机。的确，当載频和一个边带被完全抑止掉时单边带信号的峰值功率将为 $P_н(1+m)^2$，而双边带調幅振蕩的峰值功率为 $P_н m^2$。

因此，

$$N=\frac{P_н(1+m)^2}{P_н m^2},$$

因而当 $m=1$ 时 $N=4$。

除了直接在无綫电路发送端上的功率增益以外，采用单边带調制因为允許使接收設备的通带縮窄，故还可以得到附加的二倍功率

增益。

此外，当采用单边带无綫电通信时在短波频段中由于选择性衰落所引起的失眞对于接收的影响将减少。这也相当于几乎二倍的功率增益。

这样，由調幅制改为单边带制时，在功率上的等效增益接近于16倍，即10—12分貝。

譬如說，50千瓦的調幅发射机应設計得能够保証給出200千瓦的峰値功率，而能够保証同样等效功率信号的单边带发射机却只需要在輸出端得到仅12.5千瓦的峰値功率。

此外，还应当考虑到：在单边带发射机中当不用导频工作时，所需要的电源功率与調制系数成正比。如果考虑到10%的載频剩余，平均調制系数为0.5并假設談話占全部时間的50%，那末采用单边带調制所需要的电源平均功率約为它的最大功率的25%。

采用单边带通信的优点还在于有可能实現自动化半双工通信，即由发送轉换为接收及由接收轉换为发送可以不用人工轉换。

在某些实际情况中（例如在飞机上的通信設备中）限制提高发射机功率的因素是天綫端上的最大允許电压；在这类情况下，单边带发射机也比其他調制方式的发射机具有显著的优点。单边带发射机和等效功率的双边带調幅发射机相比，它的天綫和饋綫系統的高频电压和电流可以减少¾。

用作单边带无綫电通信的設备在技术上必須克服的已知困难是：必需能够很好地濾去相邻的频率成分，因而在发送端和接收端要采用高选择性的回路，以及要求以高度的准确性来复置被抑止了的載频（在接收端）。

大量实驗和理論研究工作表明，功率在20到30瓦以下的发射机天綫中不需要的频率成分的抑制要不少于30—35分貝；在接收端复置的載频与发送端被抑止的載频之差，对高质量无綫电話通信来說应不大于20—30赫；而对足够清晰的通話，则应不大于100—200赫。

要滿足上述要求不能不在单边带无綫电路上采用比一般要求更高的頻率稳定标准（在短波无綫电路上总的頻率稳定度不应低于 1×10^{-6}）以及整个单边带信号放大通路中必須有較好的綫性。

現时，在单边带无綫通信的干綫电路上为了保証以高度的准确性来复置載頻，接收端通常采用有导頻信号的工作方法。一般采用数值比双边带調幅制时压低 20—30 分貝的載頻剩余作为导頻信号。在接收端用专門的濾波器分出这个导頻信号，然后經过自动微調系統来控制本机振蕩器的頻率。

当发射机的激励器和接收机的本机振蕩器具有較高的稳頻度（达到 1×10^{-6} 或更高的数量級）而且对于信号重現的质量相对地要求不太高时，就不一定必需采用导頻。

但是要指出，当把单边带无綫电路用在对高速移动物体，例如对高速飞机的通信时，发射作为接收机本机振蕩器自动頻率微調系統工作所必需的导頻看来仍然是必要的。如果沒有这样的自动微調系統即使在很高的頻率稳定度条件下由于“多不勒”效应所造成的頻率变化也不能得到高质量的通信。

現时，单边带調制已經稳定地用于短波通信的实际工作中了，而且由于頻譜的节約和多途传播所引起的失眞現象的減少也順利地在超短波波段上逐步推广了。因为由于多途传播而引起的失眞在超短波波段上达到很大的数值。

单边带調制体系应用的范围已經不仅限于固定发射机而且推广到工作在短波和超短波波段的移动通信設备上了。

在超短波和特高頻頻段上产生单边带信号及其反調制的問題，現时并不显得比把单边带应用在其他通信制式上所产生的問題要复杂些。

电子管設計、高质量濾波器的制造和現代化的頻率稳定方法方面的进展直接地促进了单边带无綫电通信可能应用范围的加速扩展。

第一章 单边带已調振蕩的特点

§ I.1 各种随机过程是調制信号的特点

在无綫电通信中必需和各种不規則时間函数的調制信号发生联系；例如在传送語言时送話器輸出端上的电压；接收来自电报机械所发送的非周期性的电文的脉冲序列；电視攝象机輸出端上的电压等等。这些信号属于所謂不規則的或者随机的过程，是时間的函数 $u(t)$，同时不能完全固定地决定于变数 t。为了分析随机过程，通常采用統計的或者概率的近似法。在通信技术上所遇到的随机过程最常見的是所謂平稳随机过程，即它的概率特性与时間无关。平稳随机过程的一些参数可以在某个足够大的但是是有限的时間段內来求得，同时应认为此过程是继續下去的，并且是沒有改变的。

此时，观察的間距愈长，所測得的参数值与此过程的常数就差得愈小。

电气信号的最重要参数是：概率密度、能量頻譜、最大值、平均值、均方根值、随机值与平均值的差的均方值（离散度）。

随机过程的最重要特性是所謂分布的微分函数或称作概率密度，它的意义可由下列文字来說明：取某一連續随机值 $u(t)$，它可以为从 $U_{мин}$ 到 $U_{макс}$ 間距內的任意值。因为 $u(t)$ 的值的数目是无穷的，那末这个所取数值为固定值 U_0 的概率等于零。从函数 $u(t)$ 的所有各种可能数值中，在某一瞬間 t_1，取从 u 到 $u+du$ 的无穷小的間距。函数 $u(t_1)$ 落在这个間距內的概率正比于其长度，即 $P(u, u+du)=w(u)du$。

函数 $w(u)$ 在数值上等于随机值 $u(t)$ 在无穷小的間距 du 內出現的概率与这个长度 du 的比值，称为概率分布的微分函数或概率密度。

显然，在有限值 u_1 和 u_2 間距內随机值 $u(t)$ 出現的概率等于

$$P(u_1<u<u_2)=\int_{u_1}^{u_2} w(u)\,du.$$

如果已知函数 $u(t)$ 的极小和极大值，那么位于这个間距內的随机值的概率等于

$$\int_{u_{мин}}^{u_{макс}} w(u)\,du=1.$$

已知概率密度后可以决定随机过程的某些参数。

随机值的平均統計值可由下式求得

$$\overline{u}=\int_{-\infty}^{+\infty} uw(u)\,du. \qquad (\text{I}.1)$$

在随机值上面的一横表示集和平均值。这意味着：如果多次地重复随机过程 $u(t)$ 而且每次在时間 t_1 的瞬間求出 $u(t_1)$ 的数值，則結果可以得到一系列随机值 $u(t_1)$ 的数值：

$$u(t_1)_1、u(t_1)_2、\cdots u(t_1)_n.$$

当 $n\to\infty$ 时，求出这些数值的平均值，我們就得到集和平均值。

均方值为

$$\overline{u}^2=\int_{-\infty}^{+\infty} u^2w(u)\,du. \qquad (\text{I}.2)$$

随机值与其集和平均值的差的均方值或离散度为

$$\sigma^2=\overline{(u-\overline{u})^2}=\overline{u}^2-(\overline{u})^2. \qquad (\text{I}.3)$$

在概率論中証明有所謂“挨尔哥得”定律（Эргодическая теорема）可以适用于平稳过程。根据这一定律随机值的集和平均值等效于随机过程的时間平均值。

因此随机值的平均統計值可以看作为数值 $u(t)$ 的时間平均值，即可看作为不变成分。类似地，在平稳过程时的均方值是过程的平均功率。

对于很多随机过程而言，随机值具有正值和負值的概率是相等的。因此它的平均值（即直流成分）等于零。此时，离散度 $\sigma^2=\overline{u}^2$，具有随机过程平均功率的意义。如果随机值 $u(t)$ 代表电压或电流則

$\sigma=\sqrt{\overline{u^2}}$——为它的有效值。

随机值 $u(t)$ 可以认为是具有某一概率的，比 $U_{макс}$ 小某个数值的值。出現瞬間值超过最大值的概率可以认为是无穷小的。从以后所介紹的資料可以看出，为了决定单边带发射机放大通路的要求，知道 $U_{макс}$ 值是必要的。

对于通信技术来說，一个称为峰值系数的派生参数是很重要的。这个参数是函数的最大值对有效值的比：

$$P=\frac{U_{макс}}{\sigma}.$$

另一个称为动态范围 d 的参数，即电話信号的最高和最低音量的电平比：

$$d=U_{макс}/U_{мин}.$$

对表达語言的随机过程而言，$P\approx3-4$，$d=40$ 分貝。

根据“里雅普諾夫”(ляпунов)定理[参考文献 I .1]各独立随机值的和的分布随着被加数的数目的增加而趋向于正态分布的規律，共条件是被加数的数目要足够大，而且被加数本身为一阶数值。

許多調制信号（其中也包括語言）可以认为是具有随机振幅值和相位值的，数量足够多的正弦波振蕩复合的結果。这就是为什么考虑把表达語言的随机过程作为近似于正态分布的理由。

服从于正态分布規律的随机值 u 的概率密度可以用数学式子来表达：

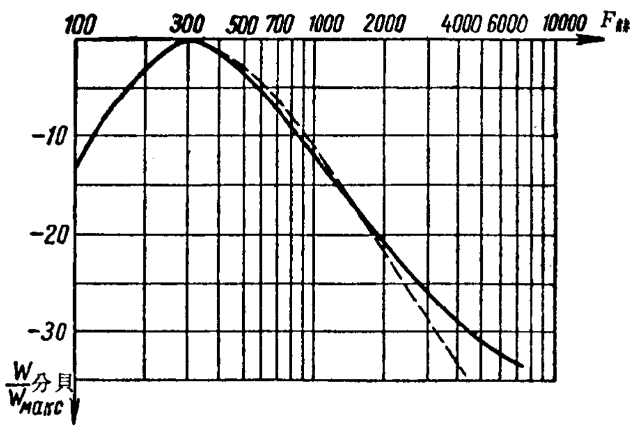
$$w(u)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma}\,e^{-\frac{u^2}{2\sigma^2}}. \qquad (\text{I}.4)$$

随机值 $u(t)$（随时間变化）的均方值的频譜密度也是随机过程的最重要特性之一，它常称为函数 $u(t)$ 的能量频譜。如果用 $u(t)$ 代表电压，那末 $\overline{u^2}$ 就表示在等于 1 欧的电阻上发散的平均功率。平均功率在各频率上的分配表現为能量频譜 $W(\omega)$。

换言之，能量频譜是包含在频带寬度为 1 赫内的平均功率（按时間）。

在分析用于通信技术上的随机过程时，这个参数具有重大的意义，因为随机过程的理論頻譜可能占有很寬的頻带。但是这类过程能量的主要部分集中于很窄的頻带中，即实际上用于通信电路的頻带中。知道了能量頻譜后就可以选择电路的通带，使得大部分的能量集中在这一頻带內。

图Ⅰ.1中（实綫）示有用实驗方法求得的俄語的頻譜密度对頻率的关系曲綫[参考文献Ⅰ.2]。主要能量集中在相当窄的頻带內。此时能量最密集的是頻譜的低頻部分。普通用于一般通話的頻带为300—3400赫，此时不仅有足够的清晰度而且仍有相当眞实度。对于质量較高的广播則要求更寬的，例如50—7000赫的頻带。



图Ⅰ.1

虽然由于頻带寬度的限制带来一些失眞，但随机过程的統計特性在这种限制下并沒有带来显著的改变。

知道了頻譜密度可以很容易地計算出在給定頻带 $\omega_1-\omega_2$ 內随机过程的平均功率

$$\overline{u}^2=\frac{1}{2\pi}\int_{\omega_2}^{\omega_1}W(\omega)\,d\omega. \qquad (\text{Ⅰ}.5)$$

为了分析随机过程，所謂相关函数有着很大作用。相关函数的

意义可解釋如下：設有二个随机过程 x 和 y 各具有离散度 σ_x^2 和 σ_y^2 和相应的統計平均值 $\bar{x}$ 和 $\bar{y}$。假設这些函数是互相有关的。可以以接收設备輸入端和輸出端上的脉冲杂音作为这类相关随机过程的例子。在随机过程中的相关程度可用相关系数来表示，其解析公式可表达为：

$$R=\frac{\overline{(x-\bar{x})\ (y-\bar{y})}}{\sigma_x\sigma_y}. \tag{I.6}$$

随着随机值之間相关程度的不同，相关系数可以由 -1 到 $+1$ 的数值。

如果 x 和 y 的过程是独立的，那末相关系数等于零。

通常很有兴趣的是随机值偏离其平均值的（时間）平均值——公式(I.6) 的分子。这个数值称为相关函数。在实际上也常遇到所謂自相关系数和自相关函数。

自相关系数表示在所取定的 t 到 $t+\tau$ 时間内，在同一个随机值的各数值之間的相关程度。如果取函数 $u(t)$的平均值等于零，則函数和自相关系数可以用下列关系表示：

$$\left.\begin{aligned} B(\tau)&=\overline{u(t)\ u\ (t+\tau)} \\ R(\tau)&=B(\tau)/\sigma^2 \end{aligned}\right\} \tag{I.7}$$

以后，我們将把自相关函数叫做相关函数，只在必要的情况下才加以說明。相关函数是随机过程的重要特性。根据 $B(\tau)$ 的減小速度（随着 τ 的增长而引起），可以判断这个随机过程的結构。

但是，相关函数对于决定能量頻譜具有最大的意义。相关函数和能量頻譜之間有着下列关系：[参考文献 I.3]

$$B(\tau)=\int_0^\infty W(\omega)\cos\omega\tau d\omega, \tag{I.8}$$

$$W(\omega)=\frac{2}{\pi}\int_0^\infty B\ (\tau)\cos\omega\tau d\tau. \tag{I.9}$$

在很多情况下，求 $B(\tau)$是比較簡单的。知道了相关函数后，应用（I.9）式就可以計算能量頻譜。

§ I.2　調制信号的解析表示法

随机过程不能解析地表达为时間的函数。但是很多的通信信号(例如按随机規律变化的电压或电流)在最普通的形式下可以表达为二个函数的乘积：

$$a(t)=A(t)\cos\varphi(t), \tag{I.10}$$

其中 $A(t)$和 $\varphi(t)$都是随机的。

这样的信号表示并不在信号頻譜上附加上某种限制，虽然这一函数应用在分析所謂窄頻带过程，即頻带的絕对寬度显著地小于它的中心頻率的这类过程时最为有效。在这里，函数 $A(t)$与 $\cos\varphi(t)$相比显得是一个很慢地随时間改变的函数，其物理意义呈現为随机过程的包絡綫。

如果不附加对頻譜寬度的限制，則公式（I.10）可以用来表示寬頻带过程的調制信号。

为了說明函数 $A(t)$和 $\varphi(t)$的意义，让我們采用解析信号的概念[参考文献 I.4]。

許多調制信号，其中包括反映語言的調制信号可以认为是很多諧振蕩的和，并且可以用富里哀級数的形式来表示：

$$a(t)=A(t)\cos\varphi(t)=\sum_{K}(r_K\cos\Omega_K t+S_K\sin\Omega_K t). \tag{I.11}$$

調制信号的这种表示方式是一种随机过程，是非常具有条件性的，因为此时假定函数 $a(t)$和在时間 T 内的实际随机过程相符合，而在这一段时間以外，它呈現周期性。

大家知道，級数（I.10）为某个矢量在复数平面实数軸上的投影的和。同一个矢量在虛数軸上的各个投影的和可以用类似的級数来表示：

$$b(t)=A(t)\sin\varphi(t)=\sum_{K}(r_K\sin\Omega_K t-S_K\cos\Omega_K t). \tag{I.12}$$

这样，可以认为某个解析信号

$$a(t)+ib(t)=A(t)e^{i\varphi(t)},$$

在复数平面上可以用一个旋轉矢量来代表，它的长度为

$$A(t)=\sqrt{[a(t)]^2+[b(t)]^2}, \qquad (\text{I}.13)$$

旋轉的角速度为

$$\frac{d\varphi(t)}{dt}=\frac{d}{dt}\left[\operatorname{tg}^{-1}\frac{b(t)}{a(t)}\right]. \qquad (\text{I}.14)$$

因而解析信号的实数部分为有效信号 $a(t)=A(t)\cos\varphi(t)$。解析信号矢量的模数称为有效信号的瞬間幅度值。瞬間角速度的概念是和正弦信号角速度的概念一致的。

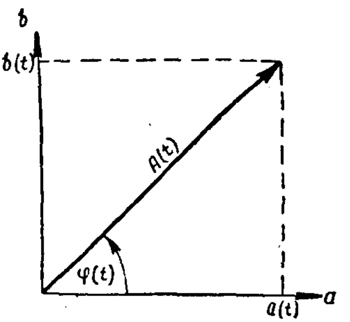


图 I.2

实际上，如果采用 $a(t)=A\cos\Omega t$ 則 $b(t)=A\sin\Omega t$，因此，

$$\frac{d\varphi}{dt}=\frac{d}{dt}\left[\operatorname{tg}^{-1}\frac{\sin\Omega t}{\cos\Omega t}\right]=\Omega.$$

因此，解析信号矢量的瞬間角速度可以称为瞬間頻率：

$$\frac{d\varphi(t)}{dt}=\Omega(t). \qquad (\text{I}.15)$$

瞬間頻率的概念和普通的頻率的概念所不同的在于前者是一时間函数，因而具有某一种頻譜。

§ I.3　調制信号和单边带信号参数之間的关系

根据对已調幅振蕩的一般表达式的討論，我們可求出調制函数 $a(t)=A(t)\cos\varphi(t)$ 的参数和单边带信号的参数之間的关系。假設单边带信号是在頻率 ω_0 上形成的，且 ω_0 显著地超过調制振蕩頻譜最高頻率。

从数学上来說，調制是一种被調制参数乘以乘数 $[1+ma'(t)]$

的演算。其中 m——表示調制系数，表示調制参数对被調制参数的作用程度，而 $a'(t)$——为由下式决定的調制函数

$$|a'(t)| \leqslant 1 \qquad (\text{I}.16)$$

当用諧振蕩 $S=S_0\cos\omega_0 t$ 被振幅調制时，它的幅值 S_0 按下列規律而变化：

$$S=S_0+a(t)=S_0\left(1+\frac{a(t)}{S_0}\right).$$

为了满足(Ⅰ.16)式的条件，引用規一化的調制函数 $a(t)$ 的标准。最好采用$\dfrac{1}{|A(t)|_{макс\ макс}}$作为标准乘数而且只規定幅値乘数，因为$|\cos\varphi(t)|\leqslant 1$。在这种情况，标准化了的瞬間幅值可以表达为

$$A'(t)=\frac{A(t)}{|A(t)|_{макс\ макс}}, \qquad (\text{I}.17)$$

而且已調幅振蕩的公式将呈現下列形式：

$$S(t)=S_0[1+m_{макс}A'(t)\cos\varphi(t)]\cos\omega_0 t. \qquad (\text{I}.18)$$

这里， $m_{макс}=\dfrac{|A(t)|_{макс.\ макс}}{S_0}$——为振幅調制系数的峰值。显然，对于不失眞的調制来説 $m_{макс}\leqslant 1$。在經过若干三角換算以后，可以把(Ⅰ.18)式写成下列形式：

$$S(t)=S_0\cos\omega_0 t+\frac{m_{макс}A'(t)S_0}{2}\cos[\omega_0 t+\varphi(t)]+$$

$$+\frac{m_{макс}A'(t)S_0}{2}\cos[\omega_0 t-\varphi(t)].$$

这个公式的第一项是載频，第二項和第三項相应为已調幅振蕩的上边带和下边带。

让我們单独地来研究其中一个边带振蕩的公式，例如上边带的公式

$$f(t)=\frac{m_{макс}A'(t)S_0}{2}\cos[\omega_0 t+\varphi(t)].$$

对于具体过程来説，$m_{макс}$、S_0 和 $|A(t)|_{макс.\ макс}$值为常数。因而代入(Ⅰ.17)式后上述公式可以写成