

数字与模拟电子线路教学小丛书

单边带技术

张树京 冯锡生 编

高等教育出版社

内 容 提 要

本书是数字与模拟电子线路教学小丛书中的一本。书中简要地介绍了单边带技术的基本原理。

全书共四章。简要地介绍了单边带信号的特点和单边带通信机组成;叙述了单边带信号的调制与解调原理;介绍了单边带线性功率放大技术;介绍了单边带接收的某些重要概念和整机设计思想。

本书可作为高等学校电子技术类专业学生及有关师生的教学参考书,也可供从事电子线路设计的工程技术人员参考。

本书经电工教材编审委员会电子线路编审小组委托孙仁琦副教授审稿,同意作为高等学校教学参考书出版。

新华书店北京发行所发行
通县觅子店印刷厂印装

*

开本 787×1092 1/32 印张 9.875 字数 205,000

1984年10月第1版 1985年10月第1次印刷

印数 00,001—4,200

书号 15010·0642

定价 1.85 元

前 言

现代社会离不开通信,并且对通信的需求量越来越大,对通信质量要求也越来越高。研究如何在保证通信质量的前提下开辟新的信道,扩大通信容量,提高信道利用率是所有通信工作者共同努力的方向,也是当前非常迫切需要解决的问题。

单边带通信是解决提高信道利用率的有效途径之一,尤其是在无线通信系统中,它的效益比较明显。单边带技术的突出优点是信号传输频带窄,因而节约使用带宽;同时它还能节约信号功率和提高抗干扰性能。这些优点是惹人注目的。

单边带技术最早在有线通信系统内采用,并公认为它是一种非常有效和可靠的通信制式。但当时在同步和线性问题没有得到解决,不能在无线通信系统内使用。随着科学技术的进步,特别是频率合成技术、边带滤波技术以及线性功率放大技术等发展后,在无线通信系统内采用单边带通信制式已经不成问题了。

国外从五十年代开始,首先在国际定点短波通信中采用单边带技术,然后发展到短波远洋通信和超短波移动通信等领域内使用。七十年代开始又将单边带技术与调频技术同时在微波通信和卫星通信系统内复合使用,因而使单边带通信又开辟了一个新的领域。

我国对单边带通信虽然起步稍晚，但发展速度也是很快的。目前国产的单边带通信设备以及部分进口的产品已经大量在邮电、国防、交通、电力、石油等部门广泛采用，因此非常有必要向广大读者介绍有关单边带通信方面的内容。

目前各校通信专业所采用的高频电子线路教材介绍单边带技术的内容比较少，也有必要为专业教师和高年级学生编写一本适合于自学的教学参考书，以作为选修课的教材用。本书就是为此目的而编写的。

本书主要介绍单边带技术的基本原理和客观评价、单边带调制、单边带线性功率放大器以及单边带接收机等。根据编者所收集到的国内外资料，以及编者在生产和科研、教学实践中的体会努力想把本书写好，但由于本人水平有限，难免书中有不妥之处，恳请读者批评指正。

编者

一九八四年十月

目 录

第一章 单边带通信概述

1.1 单边带信号的特点	1
1.2 单边带通信的主要优缺点	16
1.3 单边带通信的种类	31
1.4 单边带通信机的组成	39
1.4.1 单边带通信机的组成原则	39
1.4.2 单边带发射机的组成	50
1.4.3 单边带接收机的组成	59
附录	63

第二章 单边带信号的调制与解调

2.1 晶体二极管调制器的分析方法	67
2.2 各种单边带调制器	77
2.2.1 平衡调制器	77
2.2.2 桥型调制器	83
2.2.3 环型调制器	85
2.3 在设计中应考虑的几个问题	95
2.3.1 二极管调制器的传输系数(或损耗)	96
2.3.2 阻抗匹配条件	104
2.3.3 平衡措施	107
2.3.4 过载问题	112
2.4 关于调制器的实际指标	120
2.5 单边带解调器	123
2.6 有源单边带调制器和解调器	129
2.7 边带滤波器	134

第三章 单边带信号的线性功率放大

3.1 线性放大器概述	140
3.1.1 放大器的动态工作情况	140
3.1.2 放大器的效率	141
3.1.3 线性放大器的一般说明	142
3.2 线性功率放大器中所用的电子管及功率 电子管工作点的选择	149
3.3 单边带线性功率放大器中的失真分析	155
3.4 线性放大器中减小失真的方法	166
3.5 线性高频功率放大器工作状态的估算	179
3.6 互调失真的近似计算	194

第四章 单边带接收机

4.1 单边带接收机的方案选择	207
4.2 单边带接收机的组成原则	215
4.2.1 组成单边带接收机应注意的问题	215
4.2.2 单边带接收机的增益分配原则	218
4.2.3 单边带接收机的选择性分配原则	222
4.3 单边带接收机的主要技术指标	239
4.3.1 灵敏度	240
4.3.2 选择性	250
4.4 单边带接收机的前端电路	268
4.4.1 输入回路	269
4.4.2 高频放大器	273
4.4.3 混频器	278
4.5 单边带接收机中的自动控制电路	287
4.5.1 自动增益控制(AGC)	287
4.5.2 自动调谐(ATC)	300
4.5.3 自动保护(APC)	304
参考文献	308

第一章 单边带通信概述

单边带调制是在调幅制的基础上发展并分化出来的一种新的通信制式。其实,单边带通信的理论早就成熟,并且在有线电载波通信中亦早已实现。那么,为什么在无线电通信中没有及时普及推广呢?这主要是受到技术上的限制,尤其是对收发两端载频稳定性和边带滤波器的技术要求都非常高,在当时的技术条件下不能满足单边带通信的要求。

但是随着生产技术的不断发展,尤其是频率合成技术和滤波技术的日趋完善,晶体管工艺和集成电路的普及提高,使得在无线电波段(甚至扩展到甚高频波段)内实现单边带通信的各个技术难关均已逐个攻破。目前,全固体化的单边带收音机已经大量生产和使用,各种功率的全固体化或混合式的单边带发信机亦有许多产品。在无线电通信业务日益增多,信道十分拥挤的情况下,单边带通信具有占用频带窄,发射功率小等突出优点,必然引起人们的格外重视。

本章讨论四个问题,即单边带信号的特点;单边带通信的主要优缺点;单边带通信的种类;单边带通信机的组成。重点是第一个问题。

1.1 单边带信号的特点

单边带调制是在调幅制的基础上发展出来的。因此,要想了解单边带信号的特点就必须先从调幅波信号讲起。

大家都知道，调幅器是具有二个输入端口和一个输出端口的网络，如图 1.1 所示。它的一个输入端口引进音频调制信号 $u_{\Omega}(t)$ ，另一个输入端口引进载频 $u_{\omega_0}(t)$ ，而在输出端取出调幅波 $u_o(t)$ 。



图 1.1 调幅器的一般框图

现在假定调制信号是单音频，即

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

载频是

$$u_{\omega_0}(t) = U_{\omega_0 m} \cos \omega_0 t$$

则输出的调幅波将为

$$u_o(t) = U_{\omega_0 m} [1 + m \cos \Omega t] \cos \omega_0 t \quad (1.1-1)$$

其中 $m = \frac{U_{\Omega m}}{U_{\omega_0 m}}$ 称为调幅度。

根据式(1.1-1)可以画出调幅波形，如图 1.2(a)所示，它是以时间 t 为变量的，称为“时间函数”。

由此波形可见，调幅波的特点是其包络随调制信号而变化，但其频率是固定不变的，并等于载频 ω_0 。

式(1.1-1)还可写成另一种形式，即

$$\begin{aligned} u_o(t) = & U_{\omega_0 m} \cos \omega_0 t + \frac{m}{2} U_{\omega_0 m} \cos(\omega_0 + \Omega)t \\ & + \frac{m}{2} U_{\omega_0 m} \cos(\omega_0 - \Omega)t \end{aligned} \quad (1.1-2)$$

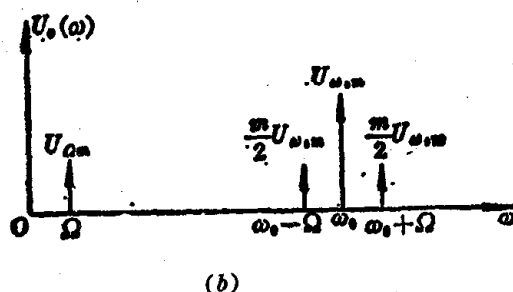
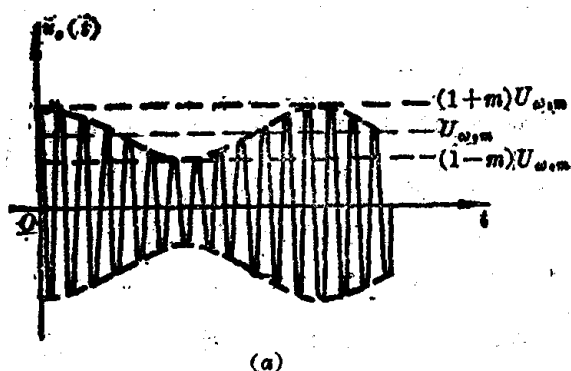


图 1.2 单音调制时的调幅信号

它是由三种频率成分所组成，即载频 ω_0 和上下边频 ($\omega_0 \pm \Omega$)。若将它们画在以频率 ω 为横坐标的平面上，就象图 1.2(b) 所示，则可得到调幅波的频谱图。其中， $U_o(\omega)$ 是“频率函数”。它和时间函数一样，也可以用来表征一个信号的特点。因为 m 值总是小于 1 的，所以调幅波内的载频分量幅度必然要比边频幅度大得很多。调幅波上下边频的幅度是相等的。

由式 (1.1-2) 可见，调幅波内的载频分量是不带有信息的，因为它的幅度 $U_{\omega_0 m}$ 和频率 ω_0 均为常数，与调制信号无关。真正带有信息的是边频分量，它们的幅度 $\frac{m}{2}U_{\omega_0 m} = \frac{U_{\omega_0 m}}{2}$

和频率($\omega_0 \pm \Omega$)均随调制信号而变。载频在调幅器内仅仅起到频率搬移的作用。

既然载频在调幅波内是个不带信息的成分, 那么, 不将它送到信道内去传输也就不会影响有用信息的传递, 这是提出单边带调制的第一个根据。同时可以看到, 在调幅波内上下边频所带的信息是完全一样的。因此, 如在信道内只传输其中一个边频, 就能够提高传信效率约一倍, 这是提出单边带调制的第二个根据。单边带调制习惯上用符号 SSB 来表示。

在技术上实现抑制载频的办法通常是采用平衡调制器, 如图 1.3 所示。其中图(a)为单平衡调制器, 图(b)为双平衡调制器或称环型调制器。

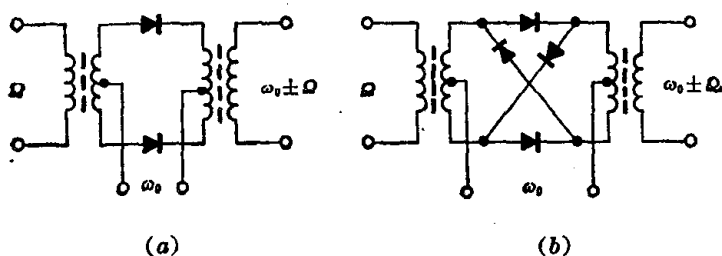
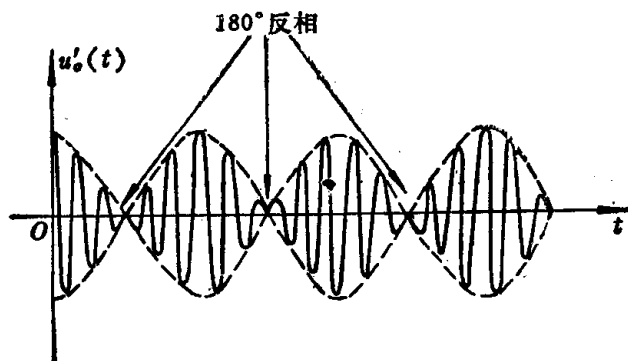


图 1.3 平衡调制器

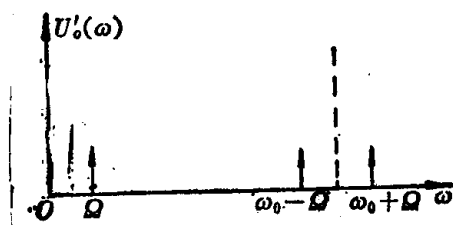
关于平衡调制器的工作原理将在第二章内分析, 这里从略。由图可见, 只要各元件参数是均匀的, 变压器的中心抽头能保证电路的平衡性, 输出变压器初级内通过的载频电流就将是大小相等, 方向相反。因此在次级内不会再有载频分量, 而只有边频分量和其它组合波。现在假定所有组合波分量的幅度为零(其中有的是在电路内互相抵消了, 有的是靠后面的边带滤波器来抑制), 则根据式(1.1-1)可直接写出平衡调制器的输出电压为

$$\begin{aligned}
 u'_o(t) &= mU_{\omega_0 m} \cos \Omega t \cos \omega_0 t \\
 &= U_{\Omega m} \cos \Omega t \cos \omega_0 t
 \end{aligned}
 \quad (1.1-3)$$

根据三角展开公式可知, $u'_o(t)$ 内就只包括上下边频 $(\omega_0 \pm \Omega)$, 相应于这类信号的波形和频谱如图 1.4。



(a)



(b)

图 1.4 单音调制时的双边带信号

由图 1.4(a) 可见, $u'_o(t)$ 的波形除了在包络上有变化外, 应特别注意它们在相位上还有变化。这是因为它的包络 $\cos \Omega t$ 每当 $\Omega t = \pm (2n+1) \frac{\pi}{2}$ 时, 就要反相一次。因此在每个包络零点处均出现 180° 载频反相, 亦即这类波形兼有调幅和调相的性质, 这是它的特点。

如果在平衡调制器的后面接一个边带滤波器，它能理想地通过一个边频，而抑制另一个边频，则就可以得到单边带信号了。根据式(1.1-2)可知，当载频和下边频都被取消后，剩下的上边频信号就可写成

$$\begin{aligned} u_{SSB}(t) &= \frac{m}{2} U_{\omega_0} m \cos(\omega_0 + \Omega)t \\ &= \frac{1}{2} U_{\omega_0} m \cos(\omega_0 + \Omega)t \end{aligned} \quad (1.1-4)$$

这就是单边带信号的表示式，相应于它的波形和频谱如图1.5所示。

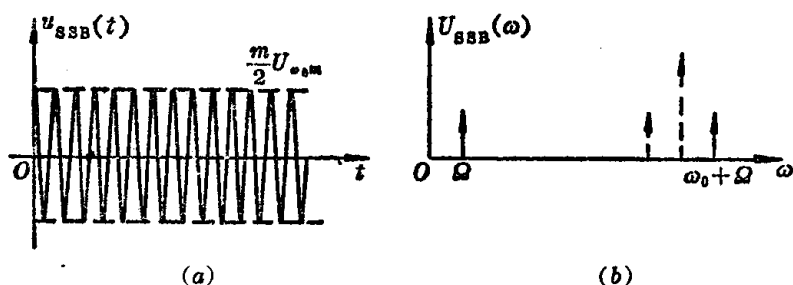


图 1.5 单音调制时的单边带信号

由图可见，在单音调制时单边带信号是个等幅波，这是它的特点。粗看起来，似乎它同载频差不多。但实际上它们之间有着本质的不同。第一，载频的幅度是常值，而单边带信号的幅度是与调制信号幅度有关的；第二，载频的频率也是常值，而单边带信号的频率是与调制信号的频率有关。总之，载频是没有受调制的振荡，而单边带信号是已调波，决不可将它们混淆起来。

到现在为止都是讨论单音调制的情况，虽然已经揭示出单边带信号的一些特点，但还不够。因为真实的调制信号(例

如话音信号) 决不是一个频率, 而是一个复杂的频谱, 所以应该研究一下在传送整个频谱的情况下单边带信号具有什么特点。

但是, 真实的信号及其频谱是很复杂的, 因为它们都带有随机性质, 需要应用随机信号才能表达出来, 这样, 在运算上会带来困难, 所得的结论也不能一目了然, 所以习惯上都用双音频信号来代替真实信号, 这要比单音调制更接近于实际情况。

现在就来分析双音调制时的调幅波和单边带信号。假定调制频率是 Ω_1 和 Ω_2 , 因此调制信号就可写成

$$u_{\Omega}(t) = U_{\Omega_1 m} \cos \Omega_1 t + U_{\Omega_2 m} \cos \Omega_2 t \quad (1.1-5)$$

经过三角变换后又可写成(见本章附录)

$$u_{\Omega}(t) = A(t) \cos \varphi(t) \quad (1.1-6)$$

其中幅度

$$A(t) = \sqrt{U_{\Omega_1 m}^2 + U_{\Omega_2 m}^2 + 2U_{\Omega_1 m}U_{\Omega_2 m} \cos(\Omega_2 - \Omega_1)t} \quad (1.1-7)$$

相角

$$\varphi(t) = \Omega_1 t + \arctan \frac{U_{\Omega_2 m} \sin(\Omega_2 - \Omega_1)t}{U_{\Omega_1 m} + U_{\Omega_2 m} \cos(\Omega_2 - \Omega_1)t} \quad (1.1-8)$$

它们都是时间函数。

根据调幅波的公式, 在双音调制时可写成

$$u_{AM}(t) = U_{\omega_0 m} (1 + m_1 \cos \Omega_1 t + m_2 \cos \Omega_2 t) \cos \omega_0 t \quad (1.1-9)$$

其中 $m_1 = \frac{U_{\Omega_1 m}}{U_{\omega_0 m}}$ 和 $m_2 = \frac{U_{\Omega_2 m}}{U_{\omega_0 m}}$ 。

式(1.1-9)也可写成

$$u_{AM}(t) = [U_{\omega_0 m} + A(t) \cos \varphi(t)] \cos \omega_0 t \quad (1.1-10)$$

由式(1.1-10)可知, 在调幅波内调制信号的变化(即有用信息) 仅仅反映在包络上面, 而频率始终是不变的, 并等于载频。

但是在单边带信号内情况就不同了。根据单边带信号的公式可写成

$$\begin{aligned} u_{SSB}(t) &= \frac{m_1}{2} U_{\omega_0 m} \cos(\omega_0 + \Omega_1)t \\ &\quad + \frac{m_2}{2} U_{\omega_0 m} \cos(\omega_0 + \Omega_2)t \\ &= \frac{1}{2} [U_{\Omega_1 m} \cos(\omega_0 + \Omega_1)t \\ &\quad + U_{\Omega_2 m} \cos(\omega_0 + \Omega_2)t] \end{aligned} \quad (1.1-11)$$

因为在方括号内的函数与式(1.1-5)十分相似, 因此只要用符号

$\Omega'_1 = \omega_0 + \Omega_1$ 和 $\Omega'_2 = \omega_0 + \Omega_2$ 代替, 就可得

$$u_{SSB}(t) = \frac{1}{2} [A'(t) \cos \varphi'(t)] \quad (1.1-12)$$

$$\begin{aligned} \text{其中 } A'(t) &= \sqrt{U_{\Omega_1 m}^2 + U_{\Omega_2 m}^2 + 2U_{\Omega_1 m}U_{\Omega_2 m} \cos(\Omega'_2 - \Omega'_1)t} \\ &= \sqrt{U_{\Omega_1 m}^2 + U_{\Omega_2 m}^2 + 2U_{\Omega_1 m}U_{\Omega_2 m} \cos(\Omega_2 - \Omega_1)t} \\ &= A(t) \end{aligned} \quad (1.1-13)$$

$$\varphi'(t) = \Omega'_1 t + \arctan \frac{U_{\Omega_2 m} \sin(\Omega'_2 - \Omega'_1)t}{U_{\Omega_1 m} + U_{\Omega_2 m} \cos(\Omega'_2 - \Omega'_1)t}$$

$$\begin{aligned}
 &= (\omega_0 + \Omega_1)t + \arctan \frac{U_{\Omega_2 m} \sin(\Omega_2 - \Omega_1)t}{U_{\Omega_1 m} + U_{\Omega_2 m} \cos(\Omega_2 - \Omega_1)t} \\
 &= \omega_0 t + \varphi(t)
 \end{aligned} \tag{1.1-14}$$

将式(1.1-13)和(1.1-14)代入式(1.1-12)后可得

$$u_{SSB}(t) = \frac{1}{2} A(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] \tag{1.1-15}$$

式(1.1-15)是很重要的结论,它说明:单边带信号的包络与调制信号有关,而且它的相位也受调制信号的影响,因此它可以称为“调幅-调相波”。

只要将式(1.1-15)与(1.1-10)比较一下就容易发现:调幅波的包络是随调制信号的瞬时值 $A(t) \cos \varphi(t)$ 呈线性变化的,但其频率不变;而单边带信号的包络是随着调制信号的包络 $A(t)$ 呈线性变化。因此这两种调制方式在调制理论中都称为“线性调制”,但应注意它们的线性对应关系是不同的。这里所谓“线性”是指在调制产物中不应产生与调制信号非线性对应关系的新的频率分量,例如调频或调相就属于非线性调制,理论上,它的调制产物具有无限多个频率,它们与调制信号非线性对应关系。

根据式(1.1-11)也可以画出在双音调制时的单边带信号频谱,如图1.6所示。

由图可见,单边带调制就是将调制信号的频率在频率轴上实现频率的搬移,搬移后的位置决定于载频的大小,而搬移后的频谱结构应与调制信号的频谱结构保持线性关系。

前面已经提到,双音调制要比单音调制更接近于真实的调制信号,同时对单边带信号的特点有了更进一步的了解。那

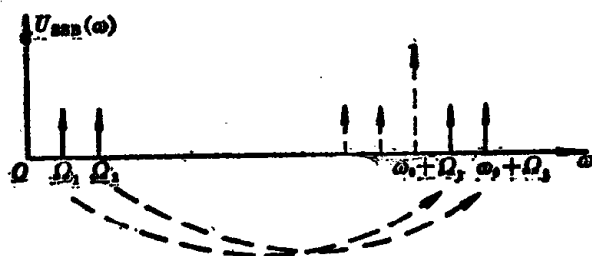


图 1.6 双音调制时的单边带信号频谱

么, 是否有必要来讨论多音调制或真实信号调制的情况呢? 有的资料已经证明, 双音调制的结论完全可以推广到真实调制信号的情况, 亦即从波形上看, 单边带信号具有调幅-调相波的特点, 从频谱上看, 单边带信号具有线性搬移的特点。

一般地说, 用双音调制信号来代表真实调制信号不仅在单边带调制内使用, 而且在其它调制系统内也同样采用。因此, 在测试收发信机指标时, 送等幅双音调制信号要比经典地送单音调制信号确切得多, 这点值得注意。

现在将等幅双音调制时单边带信号的特点再作一些说明, 此时调制信号可写成

$$u_{\Omega}(t) = U_{\Omega m} [\cos \Omega_1 t + \cos \Omega_2 t] \quad (1.1-16)$$

相应地, 式(1.1-7)可写成

$$\begin{aligned} A(t) &= \sqrt{U_{\Omega m}^2 + U_{\Omega m}^2 + 2U_{\Omega m}^2 \cos(\Omega_2 - \Omega_1)t} \\ &= U_{\Omega m} \sqrt{2[1 + \cos(\Omega_2 - \Omega_1)t]} \\ &= 2U_{\Omega m} \cos\left(\frac{\Omega_2 - \Omega_1}{2}t\right), \end{aligned} \quad (1.1-17)$$

式(1.1-8)可写成

$$\varphi(t) = \Omega_1 t + \arctan \frac{U_{\Omega m} \sin(\Omega_2 - \Omega_1)t}{U_{\Omega m} + U_{\Omega m} \cos(\Omega_2 - \Omega_1)t}$$

$$\begin{aligned}
&= \Omega_1 t + \arctan \frac{\sin(\Omega_2 - \Omega_1)t}{1 + \cos(\Omega_2 - \Omega_1)t} \\
&= \Omega_1 t + \arctan \frac{2 \sin\left(\frac{\Omega_2 - \Omega_1}{2}t\right) \cos\left(\frac{\Omega_2 - \Omega_1}{2}t\right)}{2 \cos^2\left(\frac{\Omega_2 - \Omega_1}{2}t\right)} \\
&= \Omega_1 t + \left(\frac{\Omega_2 - \Omega_1}{2}\right)t = \left(\frac{\Omega_1 + \Omega_2}{2}\right)t \quad (1.1-18)
\end{aligned}$$

因此,代入式(1.1-6)后可得

$$u_a(t) = 2U_{om} \cos\left(\frac{\Omega_2 - \Omega_1}{2}t\right) \cos\left(\frac{\Omega_1 + \Omega_2}{2}t\right) \quad (1.1-19)$$

式(1.1-19)也可从式(1.1-16)直接推导出来。由此可见,等幅双音调制信号实际上就是一个差拍信号,其差拍频率为 $\frac{\Omega_2 - \Omega_1}{2}$,也就是它的包络变化拍节。式(1.1-19)可以画成波形,如图1.7(a)所示。

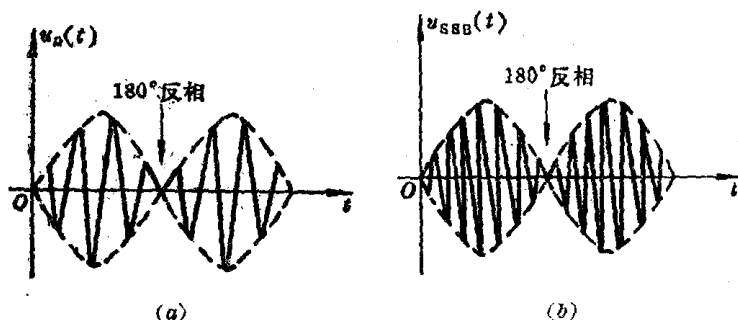


图1.7 等幅双音的时间波形和等幅双音调制的单边带信号

经过单边带调制后,可得等幅双音调制的单边带信号如下:

$$u_{SSB}(t) = \frac{1}{2} A(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]$$

将式(1.1-17)和(1.1-18)代入后得