



内 容 简 介

本书以铁路上使用的TW-9型电台为例,详细介绍了电台的工作原理及常见故障的处理。全书共分五章,包括概论、发射机、接收机、天线、传播和场强,以及便携式电台的使用和维修。

本书可供从事便携式电台使用和维修人员参阅,亦可供中等技术学校和技工学校有关专业参考。

便携式电台的原理及维修

李德余 主编

中国铁道出版社出版

责任编辑 黄成士 封面设计 王毓华

新华书店北京发行所发行

各地新华书店经销

中国铁道出版社印刷厂印

开本: 787×1092 1/32 印张: 9 插页: 1 字数: 205 千

1984年3月第1版 1984年3月第1次印刷

印数: 0001—6,000册 定价: 0.80元

前 言

随着国民经济的发展，便携式电台的数量日益增多，为了满足使用和维修人员的需要，我们在从事这种电台工作过程中，积累了一些粗浅经验和体会，在此基础上编写了这本书。

本书讨论的便携式电台，实际上是袖珍式电台，因为袖珍式电台的名称国标上已归纳在便携式电台中，所以本书采用了国标规定。

本书先介绍电台基本原理，并结合原理介绍一部分维修经验。此外，还另立专章讨论故障检修。本书不涉及高深数学推导，可供具有中学程度读者阅读。

本书有些章节的资料和数据取之于近年来国内外杂志和书籍，有一部分是工作中的体会和经验。由于我们都是从事铁路无线工作，取材无疑偏重于铁路方面，好在基本理论都相同，读者可举一反三。

本书第一、四章由李德余执笔，第二章由毕雪凝执笔，第三章由朱锦清执笔，第五章由张治荃执笔。

本书在编写过程中，承铁道科学研究院通信信号研究所无线研究室有关同志给予帮助；本产品的制造协作单位烽火机械厂为本书提供部分内容，在此谨向他们表示感谢。

由于我们水平有限，书中内容难免会有不少缺点和问题，欢迎广大读者批评指正。

目 录

第一章 概 论

第一节	便携式电台发展简史	1
第二节	便携式电台的种类和用途	2
第三节	调频波的基本性质	5
第四节	调频与调相	10
第五节	频偏与频道间隔	13
第六节	调频制的优缺点	18
第七节	阻塞与互调干扰	25
第八节	同频干扰和杂波干扰	32

第二章 发射机

第一节	发射机的分类、主要技术指标及术语	37
第二节	发射机的组成	43
第三节	话音调制部分	46
第四节	主振兼三倍频及调频电路	52
第五节	倍频器	59
第六节	射频功率放大器	66
第七节	功率晶体管	76
第八节	无线电台几种特殊电路	81

第三章 接收机

第一节	接收机的组成	89
第二节	高频放大器	107
第三节	一本振兼二倍频器	112
第四节	混频器	116

第五节	中频放大器	122
第六节	鉴频器	138
第七节	低频放大器	148
第八节	静噪电路	151
第九节	稳压电路	154
第四章	天线、传播和场强	
第一节	天 线	156
第二节	传 播	173
第三节	场 强	186
第五章	便携式电台的使用和维修	
第一节	便携式电台的使用	201
第二节	便携式电台的维护	204
第三节	便携式电台故障的检修	218
附录:	镍镉电池的使用、保管和维护注意事项	276
附表 1:	国产镍镉单体密封蓄电池主要技术性能	277
附表 2:	电台测量仪表	278
附图 1:	TW-9型电台发射机电原理图	
附图 2:	TW-9 型电台接收机电原理图	

第一章 概 论

第一节 便携式电台发展简史

自从电子管问世以来，人们利用这些电真空器件制造出许多点对点的无线电台，在人类通信史上开创一个新的纪元。随着国防和国民经济的发展，点对点的无线电台已不能满足要求，于是供移动用的便携式电台便产生了。当时由于受使用频段和电真空器件等方面的限制，便携式电台不但体积较大，而且在重量和功耗方面的指标也不能满足要求，所以除国防外，民用方面很少采用。

1946年起，世界各国开始对调频制超高频无线电台进行调查和研究。1948年拟定出关于这种电台的基本要求，并开始研制设备。1950年便携式电台除了使用30MHz频段外，60MHz和150MHz频段的设备也开始使用。对便携式无线电台来说，使用频段越高，天线也就越短，携带也就越方便。1950年使用的设备都还是普通电子管，1952年发展到用小型电子管，1955年才开始使用超小型电子管。

1951年世界上出现第一个晶体管，由此使人们预见到便携式电台将会有个突破性飞跃，有可能制造出体积小、重量轻、功耗低的无线电台。在1958~1959年间，便携式电台开始进入晶体管化时代，最初功率放大级采用超小型电子管构成混合式的设备，1965年开始实现了全晶体管化。七十年代末，除发射机部分电路外，便携式电台已经完成全部集成化阶段，重量也从几公斤下降到500克左右。

1958年后，由于采用晶体管器件，对便携式无线电台的

需要量(据欧洲一些国家统计)大约每年以20%速度增长。所以在150MHz频段内日趋拥挤,这就要求便携式电台的频道间隔实现窄带化,以便容纳更多的频率点。1958年第一次开始窄带化,150MHz频段由100kHz的频道间隔减小到50kHz。60年代又进一步实现窄带化,由50kHz减小到20kHz,400MHz的便携式电台也从50kHz减小到25kHz(由于150MHz频段比较拥挤,1961年开始又研制400MHz便携式电台)。

虽经二次窄带化,又开拓了400MHz新频段,但仍不能满足发展的需要,1972年起开始研制800MHz频段的便携式电台。为了充分利用无线电频谱,除了开拓新频段外,目前正在进行第三次频道间隔窄带化,使频道间隔缩窄到 $16\frac{2}{3}$ 和12.5kHz,以便容纳更多的频率点。

我国已经生产出150MHz频段的便携式电台,目前正在发展400MHz频段电台。国家要求在1983年以后停止生产频道间隔为50kHz以上的电台,使我国电台设备跨进世界先进行列。

第二节 便携式电台的种类和用途

便携式电台包括两种发射功率等级:一种功率为1~2W的电台(电子工业部定为便携型),另一种功率为0.1~1W(电子工业部定为袖珍型)。这种分类方法,有时混淆不清,国标已把袖珍型的名称取消,归在便携型中。本书讨论的主要是1W以下的电台。这种电台是采用收发同频单工工作方式。这种便携式电台主要用作流动人员之间或流动人员与固定点之间,如在机场、交通、码头、港口、铁路、建筑、公安以及军事等方面通信联络使用。近年来,便携式无线电台在铁路各部门应用很广泛,诸如车长、车号员及养路维修人员

等。这种电台不仅可以通话，而且可以作为传送数据或遥控信息。它与有线通信比较，具有构成通信快（不必架设电线路）、使用灵活机动以及投资费用少等优点。

还有一种异频单工电台，收发使用二个频率，又称为半双工。当固定电台为双工制时，收发使用二个频率；如果流动人员使用同频单工电台，则无法通话，必须使用异频单工电台，才能构成通信。此外，二部便携式电台间距离相隔很远或者中间有障碍物，无线电台间无法构成通信时，可以利用第三部电台予以中继。中继电台可以架设高处或用较大发射功率，以便扩大场强覆盖范围。此时流动人员的无线电台必须采用异频单工制。图1-1是西德联邦铁路站场中使用的一种中继方式。

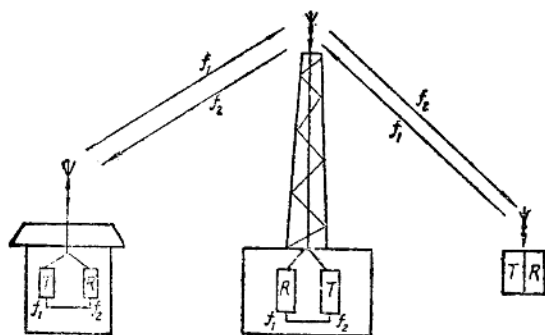


图 1-1 中继方式

这种使用方法有一定优点，特别是便携式电台目前还不可能进一步再缩小体积和减轻重量，那么可以设法采用小功率（如发射机功率为10mW）无线电台，由于发射功率小，电池功耗也小，这样可以采用小容量电池，从而使重量减轻，体积也就相应减小。这种利用中继电台来解决场强覆盖不足

的方式，最大缺点是使用频率增加一倍。所以，在频率点相当拥挤和流动人员对电台的体积和重量要求不高的情况下，不宜采用。

通常用的便携式电台发和收部分都是装在同一机壳内，收发间隔工作的单工方式。因为如将收发分装二处，而且同时收发，那么就会造成声回授，以致不能通信。

便携式电台是否能够大量发展使用，主要取决于设备的小型化，特别对一些作业条件恶劣的工种（如铁路站场中的调车员、检车员，消防队员等）来讲，需要的程度尤为迫切。便携式电台的小型化关键是采用集成电路和大力降低功耗，因为到目前为止，便携式电台改进不大的是扬声器和电池，其中电池问题尤为突出，它占整机的体积和重量的 $1/3 \sim 1/2$ 。其他元器件虽有改进，而电池不解决，仍然不能将设备做得很小。在目前解决电池的主要关键是降低无线电台的功耗，减少待收电流，提高发射机效率。其次减小整机供电电压，即由12.5V改为9V或7.5V，这就要求发展低电压大功率晶体管。以前也曾采用过声控发射方式来节约电能，但因开关电路动作时造成掉字现象，降低通话明瞭度，从而没有得到推广。

扬声器小型化后降低灵敏度，不能保证原有性能，目前还有待进一步取得技术上的突破。

便携式电台的进一步小型化和低功耗是今后长期努力的方向，随着设备小型化，它的使用量将会大幅度增长。

图1-2为便携电台接收机消耗功率随着采用晶体管和集

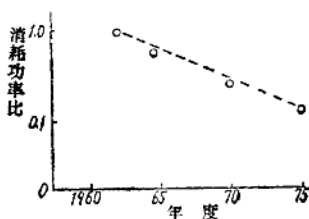


图 1-2 便携式电台接收机消耗功率情况

成电路而逐年下降。可以看出，1960年到1975年几乎降低了90%，可以预见，在消耗功率方面将会进一步下降。

第三节 调频波的基本性质

任何一个电量（电压或电流）如果随时间按照正弦律变化时，其瞬时值可用下式表示：

$$a = \sin\left(\frac{2\pi}{T_0}t + \theta_0\right) = A_0 \sin \varphi \quad (1-1)$$

式中 A_0 ——振幅；

T_0 ——振荡周期；

θ_0 —— $t=0$ 时的相角；

φ ——在时间等于 t 时的相角。

A 、 T 和 θ 的角注“0”表示所指的参数不随时间而变化，也就是说这些参数的导数等于0即

$$\frac{dA_0}{dt} = 0, \quad \frac{dT_0}{dt} = 0, \quad \frac{d\theta_0}{dt} = 0$$

如果这些条件中有一个不能满足，这个波就失去了正弦波的性质，成为一种复合波。这种复合波是由许多简单的正弦波组合而成的。正弦波的数目和它们的振幅、相位取决于被强制着变化的参数的选择（指随着调制信号而变化的参数），也就是说它由振幅、周期或相位变化来决定；同时与能决定其中某一个随时间而变化的函数的性质有关。如果为了传送某一信号，只有 A 、 T 、 θ 中之一个参数被强制变化，那末我们称它为纯调幅、纯调频或纯调相。

在大多数情况下都是混合调制。例如，在调频波中存在着调幅波。但是，这种混合调制中只有一种调制方式是有用的，而另一种则是和主调制同时产生的寄生调制；它是由于调制技术不完善或已调波通过电路时产生频谱失真所引起。

寄生调制是有害的，应设法除去或减少它的不良影响。

要消除或减小寄生调制，可以在发射机或接收机中加以解决。例如，在调频接收机里加限幅器，就可以消除寄生调幅。

要把语音（或其它信息）利用无线电波传送出去，只用低频方式是困难的。为了充分利用无线电频谱，可以把低频信息调制到无线电频率上，由高频转变为电磁场予以辐射出去。调频制电台就是使高频频率变化与调制信号的振幅保持线性函数关系，从而把信息传播出去。

纯音频调制的调频或调相波可用下式表示：

$$a = A_0 \sin(\omega_0 t + m \sin \Omega t) \quad (1-2)$$

式中 m —— 调频指数，其值为 $m = \frac{\Delta f}{\Omega}$ ；

ω_0 —— 载频；

Δf —— 频偏；

Ω —— 最高调制频率。

利用简单的三角变换，可以把 a 的表示式变为：

$$a = A_0 [\cos(m \sin \Omega t) \sin \omega_0 t + \sin(m \sin \Omega t) \cos \omega_0 t] \quad (1-3)$$

为了更清楚起见，我们首先来研究一下频偏比较小，即系数 $m \ll 1$ 时已调波的性质。在这情况下，可以认为：

$$\sin(m \sin \Omega t) \approx m \sin \Omega t$$

$$\cos(m \sin \Omega t) \approx 1$$

因此式 (1-3) 可写成下式：

$$\begin{aligned} a &= A_0 (\sin \omega_0 t + m \sin \Omega t \cos \omega_0 t) \\ &= A_0 \left[\sin \omega_0 t + \frac{m}{2} \sin(\omega_0 + \Omega) t \right. \\ &\quad \left. - \frac{m}{2} \sin(\omega_0 - \Omega) t \right] \quad (1-4) \end{aligned}$$

比较式 (1-3) 和 (1-4) 可以看出, 调频波或调相波的频谱在 m 值很小时, 和调幅波的频谱一样, 也是由载频 ω_0 及两个边频 (上边频 $\omega_0 + \Omega$ 和下边频 $\omega_0 - \Omega$) 组成。它与调幅波唯一不同点是, 两个边频的合成波 $m \sin \Omega t \cos \omega_0 t$ 的相位与载频 $\sin \omega_0 t$ 的相位差 90° 。

在这种情况下, 两个边频的振幅都等于 $\frac{mA_0}{2}$, 亦即 m 完全与调幅制代表振幅变化大小的调幅系数相当。

这种情况可用矢量图 (图1-3) 来解释。在图上固定的矢量 OA 表示频率为 ω_0 的载波振幅, 而矢量 AC_1 及 AC_2 分别表示两个边频的振幅。由于 $\sin(\omega_0 - \Omega)t$ 前的符号为负, 所以其中一个边频 (即下边频) 的相位和它在调幅时的相位差 180° 。因此, 两个边频的合成矢量 AD 始终与载频相位相差 $+90^\circ$ 或 -90° , 三个波的合成矢量 OD 的相位和振幅都在变化着。但当 $m \ll 1$ 时, 振幅的变化可以忽略不计, 这时剩下的只有调相。

当频偏增大, 也就是当 m 值增大时, 式 (1-4) 和图 1-3 上的矢量图, 就不能表示出调频或调相时的实际情况, 也不能给予我们正确的概念。这是因为, 单靠载频和仅仅一对边频不可能代表一个相位或频率在较大的范围内按正弦律变化, 而振幅是保持严格不变的波。

实际上, 只要分析一下式

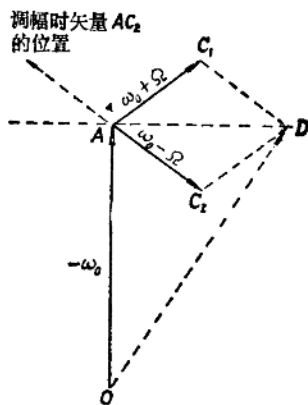


图 1-3 $m \ll 1$ 时调相的矢量图

(1-3) 就可以知道, 频率或相位的周期性变化, 会产生大量的附加频率。当调制频率相同时, 调频波或调相波的频谱

要比调幅波的频谱宽得多。

为了能够不失真地复演出以调频方式发送出去的信号，应该保证使整个已调波的频谱能不失真地通过整个高频系统，也就是从发射机的调制器到接收机的鉴频器的整个系统中，频谱中各个成分间原有的振幅和相位间的相互关系应保持始终不变。如果这些要求不能满足，就会产生寄生调幅和瞬时频率变化规律的失真。要是寄生调幅的分量不是太大，则可用接收机中的限幅器把它去掉。频率与时间关系的改变使所发送的信号产生失真，而这种失真在接收时是不可能去掉的。

调频波从理论上说，它的频谱是无限宽，但是实际上整个调频波的能量绝大部分是保存在载频附近的一些频率中，所以，如果滤去离载频较远的边带，对信号的波形没有什么显著影响。

根据理论分析可知，在 m 值很小时（即 $m < 0.5$ 时）调频时频谱宽度和调幅时相似，它决定于第一对边频，因此频谱的宽度等于 2Ω 。当系数 m 值在0.6到1之间，第二对边频比较大，以致不能忽略，因此，频谱的宽度就应是 4Ω 。

其次，当系数 m 在1到2之间时，就必须考虑到第三对和第四对边频，因此，频谱的宽度达到 $6 \sim 8\Omega$ 。调制系数更大时，频谱的宽度接近于 $2m\Omega$ 。这就是说，边频的最高次数 n （这对边频的振幅必须考虑，不能忽略不计）接近于调制系数 m 。例如，当 $m = 5$ 时，所有大于 $n = 6$ 的边频的振幅不超过10%；当 $m = 7$ 时，要满足这一要求就需要 $n > 8$ ；当 $m = 15$ 时，则必须 $n > 16$ ，其余类推。

根据上述道理，当调制系数 m 很大时，频谱的宽度可以认为近似地等于最大频偏值的两倍。

众所周知，调频波的主要功率集中在载频附近的边频

上，远离载频的边频可以忽略不计，这种情况对于收发信机在相隔较远时是正确的。但相邻的无线电台离得不远，它们的场强覆盖又相互重叠，并且它们的载频间隔很近，这时，即使是较弱的高次边频，落到相邻电台的频道内也能产生很大的干扰。便携式电台的使用距离是不定的，而且频道间隔与高次边频有关，所以必须研究边频电平不超过某一数值的带宽，以便分析有害性干扰。从图 1-4 的曲线可以看出，频道间隔、频偏以及边频带宽之间的关系。

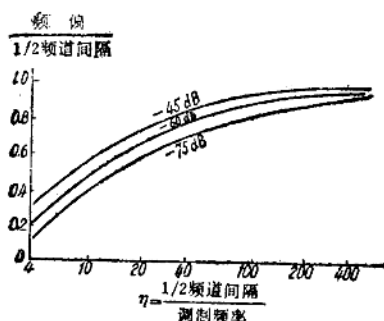


图1-4 $\frac{\text{频偏}}{\frac{1}{2}\text{频道间隔}}$ 与 $\frac{\frac{1}{2}\text{频道间隔}}{\text{调制频率}}$ 的关系曲线

例如，如果从已知的频道间隔出发，设频道间隔为 150 kHz，最高的调制频率为 7.5 kHz，那么可得 $\eta = \frac{75}{7.5} = 10$ ，如果给定的条件要求频道边界上的边带电平不超过 -60 dB，于是得到：

$$\frac{\text{频偏}}{\frac{1}{2}\text{频道间隔}} = 0.48$$

因此频偏 = $0.48 \times 75 = 36 \text{ kHz}$

由此可见，当频道间隔一定时，调制频率减低，频偏就可以增加；反之，当频偏保持一定时，调制频率越高，频道（频道边界上的边带电平给定时）也越宽。

第四节 调频与调相

调频波的产生通常有两种方式：一种是直接调频；另一种为间接调频（是利用调相转变为调频）。

现在讨论间接调频方式，由此可以看出相位和频率之间的关系。

图1-5表示在复数平面上，矢量 A 与相角 θ 的关系。假定信号矢量 A 在复平面上以恒角速度 ω 旋转，如图1-5所示。起始点为0，矢量 A 以反时钟方向旋转，如每秒旋转 360° （或 $2\pi\text{rad}$ ）； $\omega = 2\pi f = 2\pi \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ ， $f = \left(\frac{1}{2\pi}\right) \times 2\pi \frac{\text{rad}}{\text{s}} = 1\text{Hz}$ 。如矢量旋转每秒为 $1000\pi\text{rad}$ ，则 $f = \frac{1}{2\pi} \times 1000\pi \frac{\text{rad}}{\text{s}} = 500\text{Hz}$ 。要增加矢量的角速度（或频率），则必须增加单位时间内相角的变化率。同理，降低相角变化率，也使频率降低。矢量的瞬时频率与单位时间内相角（ θ ）变化率成正比。瞬时频率可以写成为：

$$f_{in} = 2\pi \frac{d\theta}{dt}$$

(1-5)

单位时间内相角变化率 $\left(\frac{d\theta}{dt}\right)$ 大时，矢量的瞬时频率

(f_{in}) 增加。 $\frac{d\theta}{dt}$ 小时，则 f_{in}

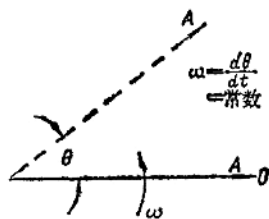


图1-5 矢量 A 与角 θ 的关系

下降。瞬时相角的变化产生瞬时频率的变化，反之亦然。

如果载频的相对相位随着调制信号的振幅而变化，就称

为调相。如图 1-6 所示，矢量 A 随着调制信号的振幅在 0 轴上下摆动，音频信号的振幅决定了相移 (θ) 值的大小；而音频信号的频率决定了单位时间内的相角变化率 ($\frac{d\theta}{dt}$)。在图 1-6 中的位置 1 和 2 处相角变化率为 0，而此时相移为最大。矢量在 0 位置时，相角变化率为最大，而此时相移为 0。因此，矢量的角速与载频频率有关 ($\omega = 2\pi f$)。所以，载频相角的变化实际上也是频率调制。这个过程称为间接调频。频移和相移往往同时存在，频移的瞬时值（在中心频率上下摆动）是与瞬时相角变化率成正比。

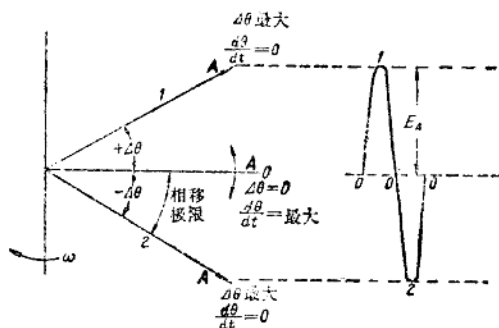


图1-6 调相波与调制信号关系

在图 1-6 中的 1 和 2 位置相角瞬时变化率为 0，此时频偏也为 0。矢量在 0 的位置时，相角瞬时变化率为最大，此时瞬时频偏也是最大。图 1-7 表示调制信号振幅与相移和频移的关系。从图中可以看出调频和调相的相角相差 90° 。瞬时相角是调制信号 E_M 振幅的函数。瞬时频率取决于调制信号的振幅变化率。瞬时频率决定于调制频率 ($\frac{1}{T_a}$) 和调制信号的振幅 (E_M)。如果 E_M 增加，则相移也增加，此时矢量在规定的时间内旋转很大的角度。这意味着大速度也就产

生大频偏。若调制频率增加，矢量以最少的时间旋转较大的角度，结果也就增加频偏。所以，间接调频是由调相转变而来，可以用下式计算：

$$\Delta f = \Delta \theta \Omega \cos \Omega t \quad (1-6)$$

式中 $\Delta \theta$ ——最大相移（取决于音频振幅），

Ω ——调制信号频率；

$\cos \Omega t$ ——任意时间调制信号的振幅变化。

当 Ω 为 0 或 π rad 时，信号振幅最大；假定最大相移为 60° (或 $\frac{\pi}{3}$ rad)，调制信号为 2000 Hz，则：

$$\begin{aligned} \Delta f &= \Delta \theta \Omega \cos \Omega t \\ &= \frac{\pi}{3} \times 2000 \times (\pm 1) = \pm 2094 \text{ Hz} \end{aligned}$$

直接调频时频偏只决定于调制信号的振幅，间接调频则不但与调制信号的振幅有关，而且也与调制信号的频率有关。为了使调频不受调制信号的频率影响，则必须将调制信号先送到低通滤波器（低通滤波器的输出只与相移成反比），这时由调相而转变为调频只与相移成正比。由于线性的调相只能在较小的范围内实现，不容易得到很大的频偏（这也就是间接调频的最大缺点），所以，为了取得几 kHz 或十几 kHz 的频偏，那就要求有多次倍频才能取得。

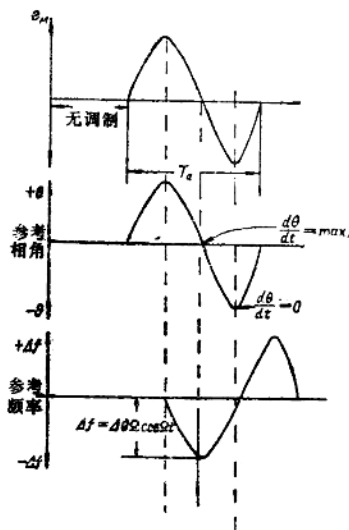


图1-7 调制信号振幅与相移和频移的关系