

师专物理专业试用教材

电子线路基础

(下册)

湖南省师专物理教材编写组编

河南科学技术出版社

电子线路基础

(下册)

湖南师专物理教材编写组编

责任编辑 马文翰

河南科学技术出版社出版发行

湖南邵阳资江印刷厂印刷

787×1092毫米 16开本 31印张600千字

1987年8月第1版 1987年8月第1次印刷

印数1—2000册

统一书号: 7245.91 定价: 3.65元

电子线路基础下册目录

第九章 无线电广播及接收机	1	10.5.3 加快开关速度的措施	36
§ 9.1 无线电广播的基本知识	1	§ 10.6 双稳态触发电路	36
9.1.1 无线电广播的基本过程	1	10.6.1 集—基耦合双稳态触发器	37
9.1.2 无线电波的传播	2	10.6.2 施密特触发器	40
§ 9.2 调幅与检波	3	§ 10.7 单稳态触发电路	43
9.2.1 调幅原理	3	10.7.1 集—基耦合单稳态触发电路	43
9.2.2 调幅波的特性	4	10.7.2 由运放构成的单稳态触发器	46
9.2.3 实际电路举例	5	§ 10.8 自激多谐振荡器	46
9.2.4 检波	5	§ 10.9 间歇振荡器	48
§ 9.3 调频与鉴频	7	练习题	51
9.3.1 调频波的表示式	7	第十一章 数字电路	53
9.3.2 调频波的频谱	8	§ 11.1 概述	53
9.3.3 鉴频	9	11.1.1 模拟电路和数字电路	53
§ 9.4 变频	13	11.1.2 数字电路的特点和研究方法	53
9.4.1 变频原理	13	11.1.3 数字电路的应用	53
9.4.2 变频电路	14	§ 11.2 进位计数制	54
§ 9.5 超外差式收音机	14	11.2.1 十进位计数制	54
附 集成化收音机电路	19	11.2.2 二进位计数制(二进制)	54
思考题和习题	23	11.2.3 任意数进位计数制	55
第十章 脉冲电路	24	11.2.4 二进制特点	55
§ 10.1 概述	24	11.2.5 二进制与十进制的相互转换	56
10.1.1 什么是脉冲	24	11.2.6 八进制和十六进制	57
10.1.2 脉冲参数	24	11.2.7 二—十进制(BCD码)	58
§ 10.2 RC电路的过渡过程	25	§ 11.3 组合逻辑基础	58
§ 10.3 RC电路的应用——脉冲波形的变换	29	11.3.1 基本逻辑门电路	58
10.3.1 耦合电路与微分电路	30	11.3.2 TTL门电路的工作原理	65
10.3.2 积分电路	31	11.3.3 MOS集成逻辑门电路	71
§ 10.4 限幅与钳位电路	31	11.3.4 逻辑代数运算规律	72
10.4.1 二极管的稳态开关特性	31	§ 11.4 组合逻辑电路	84
10.4.2 限幅电路	31	11.4.1 编码器	84
10.4.3 钳位电路	33	11.4.2 译码器	87
§ 10.5 三极管的开关特性	34	11.4.3 数码显示	90
10.5.1 稳态开关特性	34	§ 11.5 集成触发器	94
10.5.2 瞬态开关特性	35	11.5.1 基本R—S触发器	95
		11.5.2 时钟R—S触发器	96

11.5.3	基本计数触发器·····	97	12.5.1	同步分离电路·····	148
11.5.4	主从JK触发器和维持阻塞D触 发器·····	98	12.5.2	场扫描电路·····	151
§ 11.6	触发器逻辑功能的转换·····	101	12.5.3	行扫描电路·····	154
11.6.1	由JK型至D、T型的转换·····	102	§ 12.6	电视机的其他电路·····	161
11.6.2	由D型至JK、T(T')型的转 换·····	102	12.6.1	自举升压整流电路·····	161
11.6.3	由RS至D、JK、T(T')的 转换·····	103	12.6.2	高、中压直流电源电路·····	162
§ 11.7	计数器·····	103	12.6.3	A、G、C电路·····	163
11.7.1	二进制计数器·····	104	12.6.4	消除亮点与消隐电路·····	166
11.7.2	十进制计数器·····	108	§ 12.7	集成电路黑白电视机·····	167
11.7.3	N进制计数器·····	113	12.7.1	概述·····	167
11.7.4	计数器的应用·····	114	12.7.2	集成化电视接收机电路·····	167
习 题	·····	115	§ 12.8	彩色电视、色度学基本知识··	169
第十二章 电视		118	§ 12.9	彩色电视的传像与显像原理··	171
§ 12.1	光电转换和扫描·····	118	§ 12.10	彩色电显像管·····	173
12.1.1	像素和扫描·····	118	12.10.1	三枪三束彩色显像管·····	173
12.1.2	光电转换过程·····	119	12.10.2	单枪三束式彩色显像管·····	174
12.1.3	电视扫描·····	121	12.10.3	自会聚彩色显像管·····	175
§ 12.2	电视信号及其发送与接收····	123	§ 12.11	彩色电视的制式·····	178
12.2.1	全电视信号·····	123	§ 12.12	大面积着色原理与频谱间置原 理·····	179
12.2.2	电视信号的发送·····	126	§ 12.13	色信号编码中的亮度信号与色 差信号·····	181
12.2.3	电视信号的接收·····	127	12.13.1	亮度信号和色差信号的特点··	181
§ 12.3	对显像管中电子束的控制····	131	12.13.2	亮度信号和色差信号的产生··	182
12.3.1	电磁偏转原理·····	132	12.13.3	彩色全电视信号及色度信号的 压缩·····	183
12.3.2	光栅及其几何图形失真·····	133	§ 12.14	NTSC制的编码·····	184
12.3.3	中心位置调节器·····	134	§ 12.15	PAL制的调制技术·····	188
12.3.4	显像管的调制特性·····	135	§ 12.16	彩色电视机的解码电路·····	190
12.3.5	亮度与对比度的调节·····	135	12.16.1	解码器的方框图·····	190
12.3.6	灰度等级及其丢失·····	136	12.16.2	色度通道·····	191
§ 12.4	电视机信号通道电路·····	137	12.16.3	副载波形成电路·····	200
12.4.1	高频头·····	137	12.16.4	亮度通道·····	201
12.4.2	图像中频放大器·····	141	§ 12.17	彩色电视接收机的组成·····	202
12.4.3	视频检波器和视频放大器····	143	§ 12.18	彩色电视接收机的整机分析··	204
12.4.4	伴音通道·····	146	复习题	·····	214
§ 12.5	电视机的扫描电路·····	148			

第九章 无线电广播及接收机

本章根据无线电广播和接收的基本过程，阐述调制、解调、变频的工作原理和常用电路。然后综合运用前面各章的基本电路，分析超外差式收音机的典型电路及工作原理。

9.1 无线电广播的基本知识

9.1.1 无线电广播的基本过程

无线电广播是利用无线电波将信息由发送端传送到接收端，整个系统如图9.1.1所示。广播所传送的信息是语言、音乐，其频率为几十Hz至数千Hz。发送端通过声电转换器件（如话筒），将声振动信息转换成音频电信号。由于音频信号频率低，不能直接以无线电波的形式从天线上有效地辐射出去。电磁场理论指出：电信号频率愈高，辐射性能愈好。为实现广播通讯，通常是利用频率在数百kHz以上的高频振荡作为载波，把低频信息“寄载”于载波上。这种“寄载”过程称为调制。经过调制后的高频振荡称为“已调信号”，音频信息称为“调制信号”。

为了进行调制，发送设备中需设置一个频率很稳定的高频振荡器（常用晶体振荡器作为主振，经倍频后达到所需要的频率）。音频信号经音频放大器放大后，与高频放大器输出的等幅高频振荡一起送至调制器，调制器产生一个包含着音频信息特征的已调信号。然后通过高频功率放大器将已调信号放大到足够的强度，馈送至发射天线，以无线电波的形式辐射出去。

接收天线上感应出各种高频信号，通过调谐电路选出所需电台的已调信号，经检波器从已调信号中检取音频信号，放大后推动扬声器还原成声音。

综上所述，无线电广播的基本过程是：在发送端将低频信息经过调制变成高频的已调

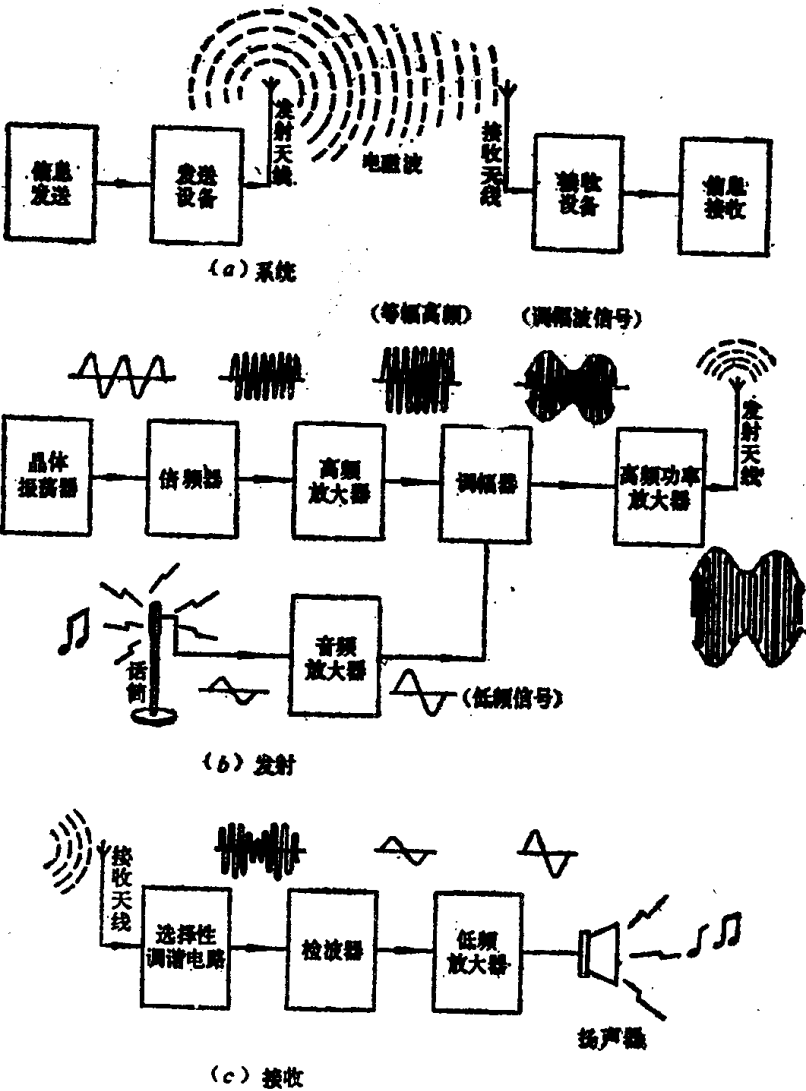


图9.1.1 无线电广播系统（以调幅为例）

信号，通过发射天线以电磁波的形式辐射出去；电磁波在空中传播；在接收端的接收天线感应为已调信号，经解调变成音频信息。

9.1.2 无线电波的传播

从发送端到接收端，是利用无线电波在空间的传播来实现无线电通讯的。电波在空间的传播情况，因频率不同而有着不同的特征和规律。工程上常将无线电波划分为不同的波段。表9.1.1给出无线电波波段的划分及其主要应用。

大家知道，由于太阳光和宇宙射线的作用，使高空大气层的气体分子电离，形成所谓“电离层”。电离层对电磁波的传播情况影响很大。对长波和中波，电离层虽会反射，但吸收也强，故长波靠在地面绕射进行传播，距离一般不超过3千公里；中波与长波相似，白天电离层下降，靠地面绕射传播，距离不远，晚上电离层升高，可由电离层反射形成所谓“天

表9.1.1 无线电波波段的划分

波段名称		频段名称	波长范围	频率范围	主要用途
超长波		甚低频YLF	10km以上	30kHz以下	水下通信（如潜艇之间通信）
长波		低频LF	10km	300~30kHz	电报
中波		中频MF	200~1000m	1500~300kHz	调幅无线电广播
短波		中高频IF	50~200m	6~1.5MHz	电报、业余通讯、调幅广播
		高频HF	10~50m	30~6MHz	电报、业余通讯、调幅广播
超短波	米波	甚高频YHF	1~10m	300~30MHz	电视、导航、业余通讯、调频广播
	分米波	特高频UHF	10~100cm	3000~300MHz	电视、导航、雷达等
微波	厘米波	超高频SHF	1~10cm	30~3GHz	电视、导航、雷达、卫星通信等
	毫米波	极高频EHF	1~10mm	300~30GHz	雷达、遥感、射电天文等
波	亚毫米波		1mm以下	300GHz以上	理论和技术已趋成熟、正开拓应用之中
注：Hz——10 ³ Hz；MHz——10 ⁶ Hz；GHz——10 ⁹ Hz					

波”，传播距离大大增加。短波沿地面传播衰减很快，电离层对短波吸收不大，反射较强，因而可利用电离层的一次或多次反射，完成远距离甚至是环球通讯。超短波能穿透电离层，电离层中反射小，遇上障碍物不易绕射，需要采用较高的发射天线和接收天线，在直线视距范围内实现通讯，距离较远时则需采用中继站接力方式；或者利用通讯卫星，实现远距离通讯。

图9.1.2给出无线电波各种传播方式的示意图。

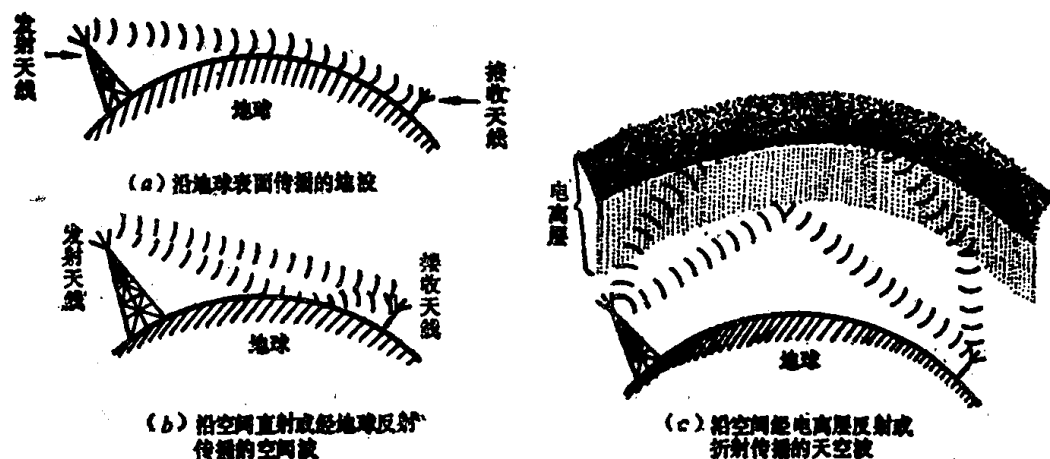


图9.1.2 无线电波传播方式示意图

9.2 调幅与检波

调制方式通常分调幅、调频和调相三种。高频载波的振幅按调制信号的规律而变化，称为调幅；高频载波的频率按调制信号的规律而变化，称为调频；高频载波的相角按调制信号的规律而变化，称为调相。本节讨论调幅及其解调（即检波）问题。

9.2.1 调幅原理

图9.2.1为三极管调幅原理电路。晶体管T工作于非线性区域，我们可将管子的特性用多项式表示：

$$i_c = a_0 + a_1 U_{be} + a_2 U_{be}^2 + a_3 U_{be}^3 + \dots,$$

其中 $a_0, a_1, a_2, \dots$ 为由管子特性决定的常数。为简单起见，设 U_{be} 的高次项可以忽略，则

$$i_c = a_0 + a_1 U_{be} + a_2 U_{be}^2. \quad (9.2.1)$$

假设高频等幅载波为 $v_c = V_c \cos \omega t$ ，调制信号

为单一频率的正弦信号 $v_m = V_m \cos \Omega t$ 。通常有 $\omega \gg \Omega$ 。那么 图9.2.1 调幅原理电路

$$U_{be} = v_c + v_m = V_c \cos \omega t + V_m \cos \Omega t. \quad (9.2.2)$$

将(9.2.2)式代入(9.2.1)式，运用三角函数关系式

$$\cos^2 \alpha = \frac{1}{2} (1 + \cos 2\alpha)$$

和 $2\cos \alpha \cos \beta = \cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)$

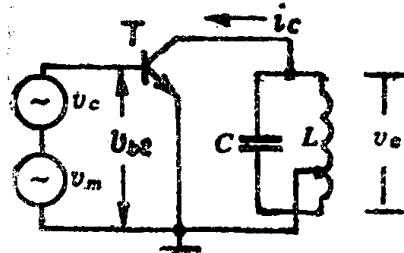
$$\begin{aligned} \text{可得 } i_c &= a_0 + a_1 (V_c \cos \omega t + V_m \cos \Omega t) + a_2 (V_c \cos \omega t + V_m \cos \Omega t)^2 \\ &= a_0 + \frac{1}{2} a_2 (V_c^2 + V_m^2) + a_1 (V_c \cos \omega t + V_m \cos \Omega t) \\ &\quad + \frac{1}{2} a_2 (V_c^2 \cos 2\omega t + V_m^2 \cos 2\Omega t) \\ &\quad + a_2 V_c V_m [\cos(\omega - \Omega)t + \cos(\omega + \Omega)t]. \end{aligned} \quad (9.2.3)$$

可见， i_c 中包含：

直流分量 $a_0 + \frac{1}{2} a_2 (V_c^2 + V_m^2)$ ；

基波分量 $a_1 (V_c \cos \omega t + V_m \cos \Omega t)$ ；

二次谐波分量 $\frac{1}{2} a_2 (V_c^2 \cos 2\omega t + V_m^2 \cos 2\Omega t)$ ；



和频、差频分量 $a_2 V_{cm} V_m [\cos(\omega + \Omega)t + \cos(\omega - \Omega)t]$ 。

如果LC回路调谐在频率 ω 上, 注意 $\Omega \ll \omega$,

则回路输出电压 U_o 为 ω 、 $\omega + \Omega$ 、 $\omega - \Omega$ 三者的迭加。即:

$$U_o = nZV_{cm}\{a_1 \cos \omega t + a_2 V_m [\cos(\omega + \Omega)t + \cos(\omega - \Omega)t]\} \quad (9 \cdot 2 \cdot 4)$$

式中 n 为LC回路的接入系数, Z 为LC回路的谐振阻抗。

利用三角函数关系式将(9·2·4)式变为:

$$U_o = V_{om}(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t = V_o(t) \cos \omega t. \quad (9 \cdot 2 \cdot 5)$$

式中 $V_o(t) = V_{om}(1 + m \cos \Omega t) = nZa_1 V_{cm}(1 + m \cos \Omega t)$,

$m = 2a_2 V_m / a_1$ 称为调幅度。

(9·2·5)式表明: 输出电压 U_o 的频率为 ω , 振幅随时间按调制信号

$U_m = V_m \cos \Omega t$ 的规律而变化。就是说, U_o 是调幅波。

这样就实现了调幅。图9·2·2示出了调幅的波形图。

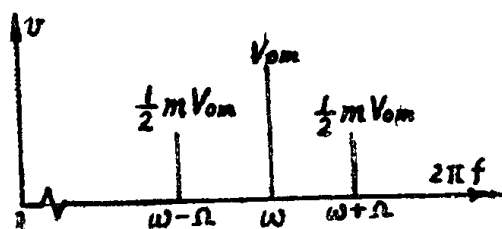
不难看出, 如果三极管工作在线性范围, 即在(9·2·1)式中取非线性项系数 $a_2 = 0$, 则 $m = 0$, $U_o = V_{om} \cos \omega t$ 。就是说, 若管子是线性的, 输出 U_o 为等幅高频振荡; 只有当非线性因子 a_2 不为零时, 才有调幅波产生。说明调幅是非线性作用的结果。事实上, 从(9·2·3)式和(9·2·4)式看出, 和频 $\omega + \Omega$ 、差频 $\omega - \Omega$ 是输入讯号中所没有的新的频率成分, 反映三极管T起了非线性变换的作用。因此, 调制是一种非线性变换, 要实现调制, 必须有非线性元件。

从上述可以概括调制的基本过程是: 将高频载波和调制信号输送给非线性元件, 变换成具有各种频率成分的分量, 经过选择性元件的作用, 选出其中的频率为 ω 、 $\omega \pm \Omega$ 的分量, 从而完成调幅任务。

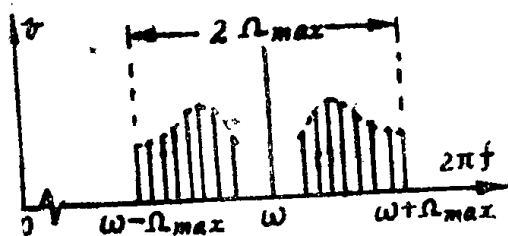
9.2.2 调幅波的特性

一、调幅波的频谱

在调制信号为单一频率的正弦信号的情况下, 从(9·2·4)式看出, 调幅波包含三个不同频率的正弦波分量, 其频率是载波频率 ω 、上边频 $\omega + \Omega$ 和下边频 $\omega - \Omega$ 。频谱图如图9·2·3(a)所示。



(a)



(b)

图9·2·3 调幅波的频谱

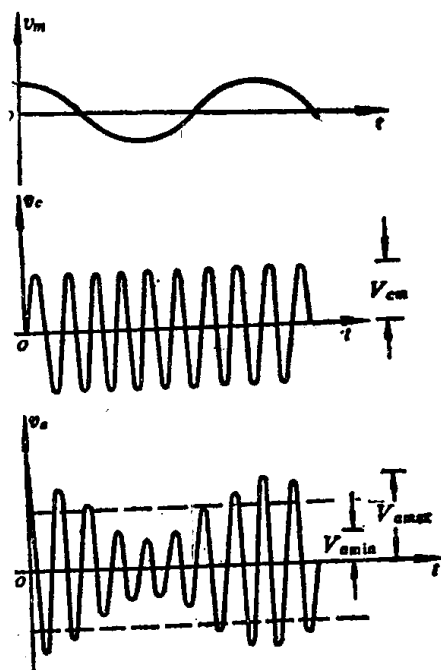


图9·2·2 调幅波形图

实际调制信号,常常是由许多频率分量组成的复杂信号。如声音信号为20~20,000HZ,中、短波广播的调制信号为50~5000HZ。对应的调幅波的频谱分布在载频两边,并各占据一定的频带,如图9.2.3(b)所示。不难看出,调幅波的频带宽度应等于调制信号最高频率的两倍(2Ω_{max})。

二、调幅波的功率

如果负载是阻值为R的纯电阻,调幅波的载波功率为:

$$P_o = V_{om}^2 / 2R \quad (9.2.6)$$

上、下边频功率为:

$$P_{w+} = P_{w-} = \left(\frac{m}{2} V_{om} \right)^2 / 2R = \frac{m^2}{4} P_o \quad (9.2.7)$$

调幅波的总功率(即对调制信号一周的平均功率)为:

$$P_a = P_o + P_{w+} + P_{w-} = \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) P_o \quad (9.2.8)$$

由此看出:①调幅度 m 愈大,边频功率和总功率愈大。调幅波中传送信息的靠边频、载波只起“运载”作用,不包含任何信息,因此希望 m 愈大愈有利。但是 m 不能大于1。否则,将形成调幅波的包络线(振幅)与调制信号因不成线性关系,产生“过调制”失真。②未调制时, $m=0$, $p_a=p_o$;最大调幅时, $m=1$, $p_a=1.5p_o$,边频总功率占调幅波的总功率的三分之一。实际广播时的平均调幅度 $m \approx 0.3$,边频总功率不到调幅波总功率的5%。可见调幅波的功率利用率是很低的。

9.2.3 实际电路举例

图9.2.4为一简易调幅波发射机的实际电路图。图中由 T_1 、 L_1 、 C_1 、 C_3 等组成电感三点式振荡电路,用以产生频率约为1MHz的高频振荡,通过 L_2 与 L_1 的耦合,作为载波信号 v_c 。调制信号 v_m 从A端加入。 T_2 为调幅管, R_4 、 R_5 、 R_6 组成 T_2 的直流偏置电路,使 T_2 的静止工作点位于刚好导通的位置。 C_4 对载波而言可认为短路,对调制信号来说可认为开路。 L_3 、 C_6 组成并联调谐回路,谐振于载波频率(1MHz)上,通过 L_4 与 L_3 的耦合,在 L_4 两端输出调幅波,馈送到发射天线上。

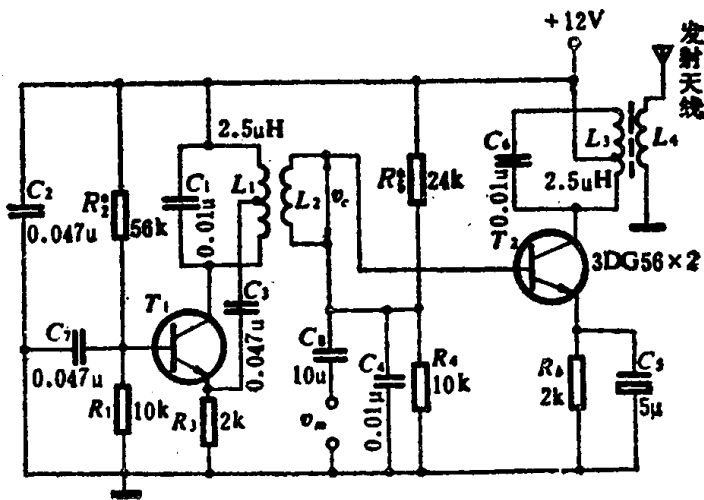


图9.2.4 简易调幅波发射机

9.2.4 检波

把低频的调制信号从调幅波中检取出来,称为振幅检波,简称检波。检波过程是一种频率变换过程,因此实现检波,必须利用非线性器件。通过非线性器件将调幅波变换成许多频

率的分量，再采用具有低通滤波特性的检波负载，从中选取所需的调制信号（对应于调幅波的包络曲线）。

检波电路中常用的非线性器件是晶体二极管。按调幅波信号的大小不同，通常分大信号直线性检波和小信号平方律检波两种。在一般接收机中，多属于直线性检波。下面我们只讨论大信号直线性检波的情况。

图9·2·5是二极管检波的原理电路。D为检波二极管； R_L 、 C_L 组成具有低通特性的检波负载。在输入的调幅波电压 U_i 较大（大于0.5V）时，调幅波的正半周包络线位于二极管正向特性的线性范围，如图9·2·6（a）所示，属直线性检波；在 U_i 较小（不到0.2V）时，调幅波的正半周包络线位于二极管正向特性的弯曲部分，属平方律波。

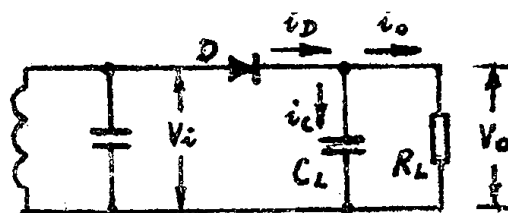


图9·2·5 检波原理电路

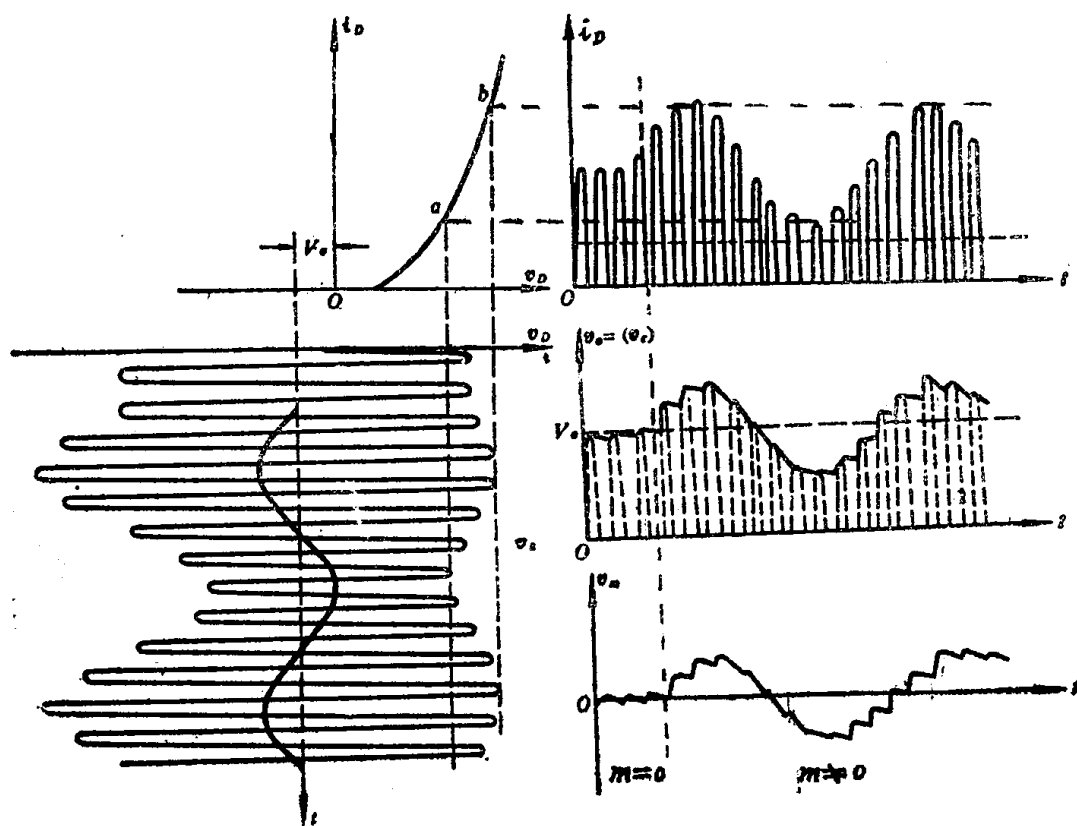


图9·2·6 大信号直线性检波原理

在大信号的情况下，若 $m = 0$ ，这时输入 U_i 为等幅的载波电压。由于二极管D的单向导电性，当 U_i 的幅值超过电容 C_L 的端电压（即检波的输出电压 U_o ）时，D导通，其电流 i_D 绝大部分给 C_L 充电，极少部分 i_o 流经 R_L ；当 U_i 的幅值未超过 C_L 的端电压时，D截止， C_L 向 R_L 放电，保持流经 R_L 的电流 i_o 基本不变。在 R_L 、 C_L 取值恰当的条件下，输出电压 U_o 基本保持不变，与输入 U_i 的振幅包络线基本上相同。若 $m > 0$ ，同样的道理，D导通， C_L 充电；D截止， C_L 向 R_L 放电。注意在 U_i 幅度增大时，D导通时间增长，电流 i_D 幅值增大，使 C_L 充电电量增多，放电电量减少，输出电压 U_o 跟着增大； U_i 幅度减小时，D导通时间缩短，电流 i_D 幅值减小， C_L 充电电量减少，放电电量增多，输出电压 U_o 跟着减小。于是，在 $m \neq 0$ 时，输出电压 U_o 仍

然与输入 U_i 的包络线基本上相同,如图9.2.6(b)所示。由此可见,对检波电路来说,输入是高频的调幅信号,输出是低频调制信号,实现了检波的要求。

直线性检波电路可能存在两种失真:对角失真和负峰切割失真。前者是由于 $R_L C_L$ 取值过大, C_L 放电太慢,致使在 U_i 幅值减小时, U_o 跟不上 V_i 的包络线的变化,如图9.2.7(a)所示,形成对角线失真。实际的检波电路在输出端需加上阻容耦合电路,如图9.2.8中的 C_3, R_3 ,这样就使检波负载的直流阻抗 $R(R = R_1 + R_2)$ 和交流阻抗 $r(r = R_1 + R_2 // R_3)$ 不相同,可能使输出 U_o 的负半周的峰值顶部被切掉,产生负峰切割失真。为避免对角线失真,应恰当选取时间常数 $R_L C_L$ 之值,在调幅收音机中, $R_L C_L$ 约为 $50 \mu s$ 左右。为避免负峰切割失真,若下级放大电路的输入电阻 R_3 在 $2 \sim 5 k\Omega$ 之间,则 R_L 为 $5 k\Omega$ 左右。

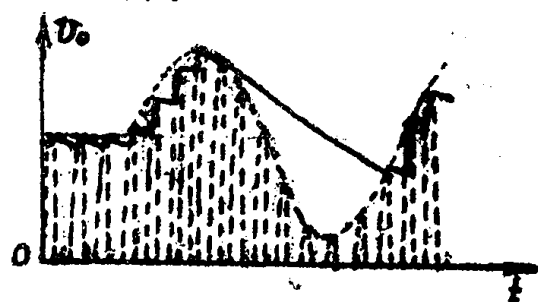
图9.2.8为晶体管收音机中采用的检波电路。从中频放大输出级调谐回路取出调幅信号 U_i 加到检波电路的输入端,经二极管 D 检波后,中频成分由 C_1, C_2, R_1 组成的低通滤波电路滤除,直流与低频成分通过电位器 R_2 经耦合电容 C_3 输出低频信号 U_m ,送至后面的低频放大级。

9.3 调频与鉴频

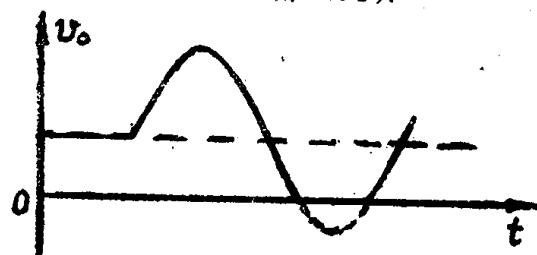
载波频率按照调制信号规律变化而振幅保持不变,称为频率调制,简称调频。调频信号,如图9.3.1所示。当调制信号为正向峰值时,频率为最大值,调制信号减小,频率降低,调制信号减小到负向峰值,频率达到最小值,调制信号从负峰增大到正峰,频率跟着由最小值增大到最大值。

9.3.1 调频波的表示式

设载波为 $v_c = V \cos \omega_c t$, 调制信号为, $U_m = V_m \cos \Omega t$, 调频后, 调频波的瞬时频率 $\omega(t)$ 围绕着 ω_c 随调制电压线性地改变, 因此有:



(a) 对角线失真



(b) 负峰切割失真

图9.2.7 检波失真

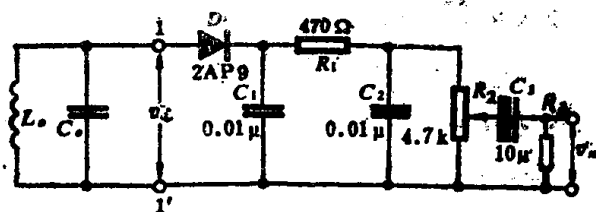


图9.2.8 实际检波电路

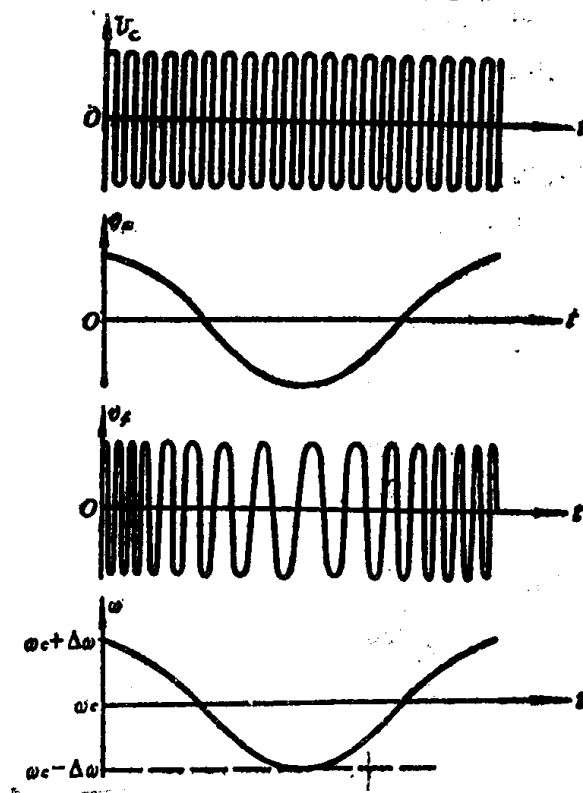


图9.3.1 调频波的波形

$$\omega(t) = \omega_c + K V_m \cos \Omega t = \omega_c + \Delta \omega \cos \Omega t \quad (9.3.1)$$

式中K为比例系数, $\Delta \omega = K V_m$ 称为频偏, 表示由调制电压引起的最大频率偏移量。

众所周知, 简谐波的瞬时角频率等于相位对时间的变化率, 即 $\omega = d\theta(t)/dt$, 反之, 瞬时相位则等于角频率对时间的积分, 即:

$$\theta(t) = \int \omega(t) dt$$

将(9.3.1)式代入上式得:

$$\theta(t) = \int_0^t (\omega_c + \Delta \omega \cos \Omega t) dt = \omega_c t + \frac{\Delta \omega}{\Omega} \sin \Omega t + \theta_0$$

设初相角 $\theta_0 = 0$, 则调频波的数学表示式为:

$$v_f = V_f \cos \theta(t) = V_f \cos [\omega_c t + m_f \sin \Omega t] \quad (9.3.2)$$

式中 $m_f = \frac{\Delta \omega}{\Omega}$ 称为调频系数, 表示最大的相位偏移量。

9.3.2 调频波的频谱

利用三角函数关系式

$$\cos(\alpha + \beta) = \cos \alpha \cos \beta - \sin \alpha \sin \beta$$

将(9.3.2)式展开成:

$$v_f = V_f [\cos \omega_c t \cos(m_f \sin \Omega t) - \sin \omega_c t \sin(m_f \sin \Omega t)] \quad (9.3.3)$$

要分析上式的频谱, 必须将 $\cos(m_f \sin \Omega t)$ 和 $\sin(m_f \sin \Omega t)$ 展开为傅立叶级数, 并用第一类贝塞尔函数来表达, 即:

$$\cos(m_f \sin \Omega t) = J_0(m_f) + 2J_2(m_f) \cos 2\Omega t + 2J_4(m_f) \cos 4\Omega t + \dots$$

$$\sin(m_f \sin \Omega t) = 2J_1(m_f) \sin \Omega t + 2J_3(m_f) \sin 3\Omega t + 2J_5(m_f) \sin 5\Omega t + \dots$$

式中 $J_n(m_f)$ 是宗量为 m_f 的 n 阶第一类贝塞尔函数, 其值视宗量 m_f 和阶数 n 而定。

经过简单的数学运算, 可以得出调频波的级数展开式为:

$$\begin{aligned} v_f = & V_f J_0(m_f) \cos \omega_c t + V_f J_1(m_f) \cos(\omega_c + \Omega)t - V_f J_1(m_f) \cos(\omega_c - \Omega)t \\ & + V_f J_2(m_f) \cos(\omega_c + 2\Omega)t + V_f J_2(m_f) \cos(\omega_c - 2\Omega)t \\ & + V_f J_3(m_f) \cos(\omega_c + 3\Omega)t - V_f J_3(m_f) \cos(\omega_c - 3\Omega)t + \dots \end{aligned} \quad (9.3.4)$$

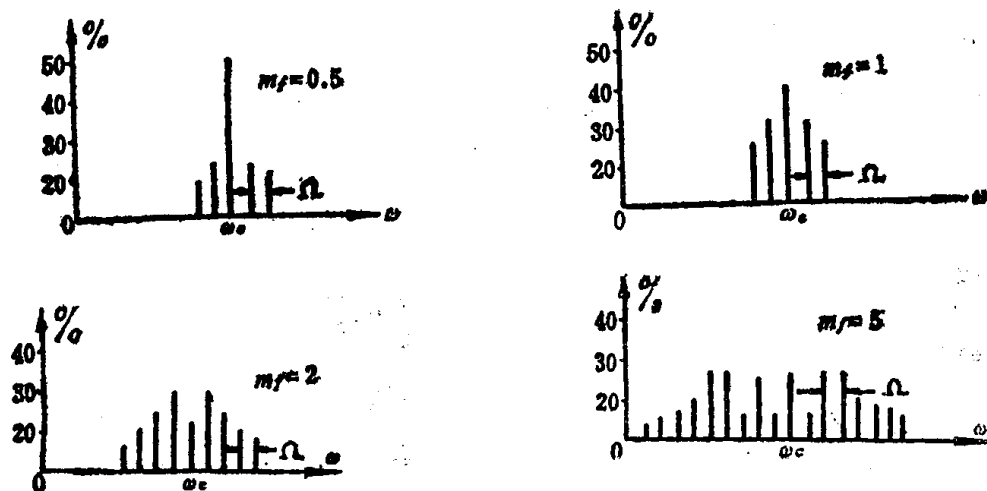


图9.3.2 不同 m_f 值的频谱图

式(9.3.4)中的中心频率是 ω_0 ，中心频率分量的振幅为 $V_c J_0(m_f)$ ，边频分量的振幅由贝塞尔函数 $J_n(m_f)$ 决定。表9.3.1列出 m_f 分别为0.5、1、2、…的 $J_n(m_f)$ 值，由此可以获得调频波的频谱图。

分析调频波的频谱，可以得出：

一、 m_f 值愈大，幅度较大的频边分量增多，有效带宽增大。

表 9.3.1 $J_n(m_f)$ 值表

$n \backslash m_f$ $J_n(m_f)$	0.5	1	2	3	4	5	6	7	8
0	0.939	0.765	-0.224	-0.260	-0.397	-0.176	0.151	0.300	0.0172
1	0.242	0.440	0.577	0.339	-0.066	-0.328	-0.277	-0.005	0.235
2		0.115	0.353	0.486	0.364	0.047	-0.243	-0.301	-0.113
3		0.020	0.129	0.309	0.430	0.364	-0.115	-0.163	-0.291
4			0.034	0.132	0.281	0.391	0.353	0.158	-0.105
5				0.043	0.132	0.261	0.362	0.348	0.186
6				0.011	0.049	0.131	0.246	0.339	0.338
7					0.015	0.053	0.130	0.234	0.321
8						0.018	0.057	0.012	0.224
9							0.021	0.05	0.126
10								0.024	0.061
11									0.026

二、对一定的 m_f 值， n 值增大，边频振幅虽有起伏，但总的趋势是减小的。当 $n > m_f + 1$ 时，边频分量的幅度小于载波幅度的十分之一。工程上常取调频波的有效带宽为

$$B = 2(m_f + 1) \Omega / 2\pi = 2(m_f + 1)f \quad (9.3.5)$$

对于调频广播，式(9.3.5)中的 f 应取调制信号的最高频率 f_{max} 。在要求较高的场合下，需要保留振幅为载波幅度的1%的边频分量，则调频波的带宽应取：

$$B = 2(1 + m_f + \sqrt{m_f})f_{max} \quad (9.3.6)$$

9.3.3 鉴频

从调频波中检出调制信号，即调频波的解调，称为鉴频。鉴频电路的形式很多，其基本原理都是首先把等幅的调频波变换为幅度按调制信号规律变化的调频调幅波，然后用振幅检波电路把幅度的变化检出来，得到调制信号。这个过程如图9.3.3所示。

下面先介绍斜率鉴频电路，然后介绍应用较多的比例鉴频电路。

一、斜率鉴频电路

图9.3.4(a)为斜率鉴频的原理电路。它可分成两部分。

(1) L_1C_1 失谐回路。使载波频率 f_c 位于回路谐振曲线斜边的中心点上，如图9.3.4(b)所示。不难看出，当调幅波的瞬时频率降低时，接近回路的谐振频率，回路输出电压增大；反之，当瞬时频率升高时，偏离谐振频率更远，输出电压减小。这样，调频波 V_{f1} 通过 L_1C_1 回路后变成调频调幅波 V_{f2} 。

(2) 幅度检波器。其工作原理与调幅波的检波相同，其输出 V_m 是与 V_{f2} 的包络线形状一致的调制信号。

斜率鉴频电路简单，但非线性失真大，只适用于要求不高的场合。

二、比例鉴频电路

图9.3.5为对称形比例鉴频原理电路。T为调频波的调谐放大电路的放大管， L_1C_1 为T的集电极负载回路， L_2C_2 和 L_3 为鉴频电路的输入回路。 L_1C_1 和 L_2C_2 均调谐于调频波的中心频率 f_c 上， L_2 与 L_1 之间为弱耦合， L_3 与 L_1 之间为紧耦合。 L_1C_1 、 L_2C_2 以及 L_3 起到将输入的一个等幅调频波 $\dot{V}_i$ 变成两个幅度随调制信号变化的调频调幅信号 $\dot{V}_{i1}$ 、 $\dot{V}_{i2}$ 。 D_1 、 D_2 、 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 、 C_3 、 C_4 和大电容 C_6 组成对称式的振幅检波电路，把 $\dot{V}_{i1}$ 和 $\dot{V}_{i2}$ 变成调制信号 V_o 。其中 D_1 、 D_2 为检波二极管。

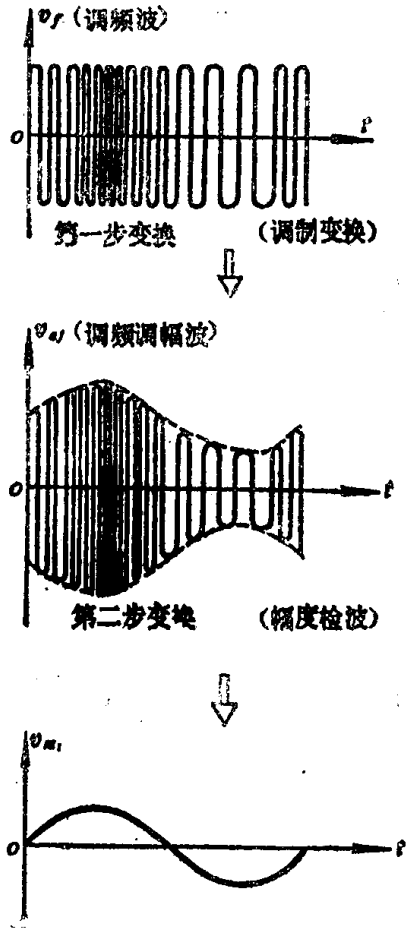
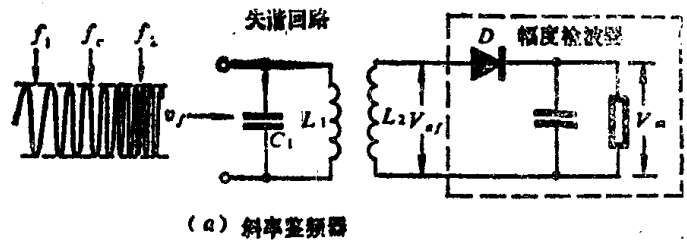
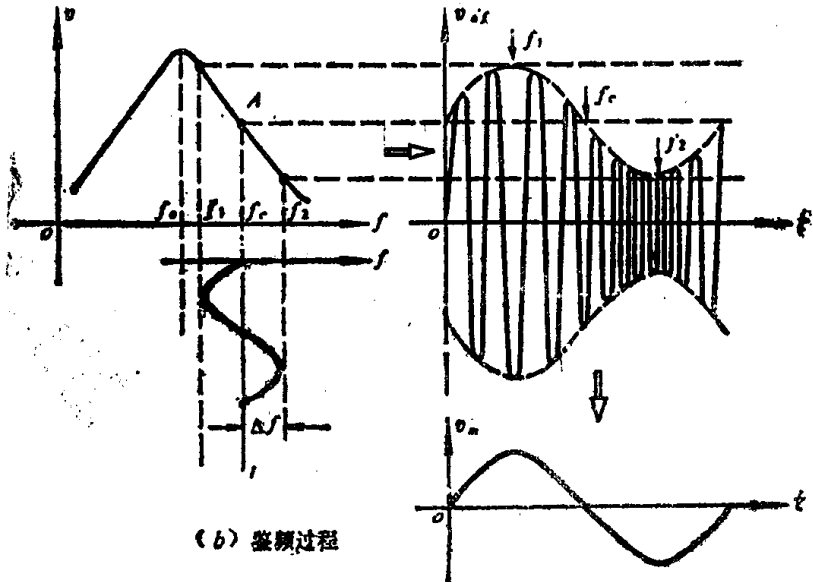


图9.3.3 鉴频过程



(a) 斜率鉴频器



(b) 鉴频过程

图 9.3.4 斜率鉴频电路及过程

管; R_1, R_2 为平衡电阻, 使电路保持对称; C_3, C_4, R_3, R_4 为低通滤波型的检波负载; 大电容 C_5 能保持端电压 V_{AB} 恒定, 起抗干扰的作用。

为便于分析电路的工作原理, 首先画出等效电路。

调频信号 $\dot{V}_1$ 分两路, 一路经 L_2 与 L_1 的弱耦合, 在 $L_2 C_2$ 激起电压 $\dot{V}_2$; 一路经 L_3 与 L_1 的紧耦合, 在 L_3 上感应出电压 $\dot{V}_1$ 。注意 Q 点是 L_2 的中心抽头, 由此得到如图 9.3.6 所示的等效电路 (忽略 R_1, R_2)。由等效电路可得:

$$\dot{V}_{i1} = \dot{V}_1 + \frac{1}{2} \dot{V}_2, \quad \dot{V}_{i2} = \dot{V}_1 - \frac{1}{2} \dot{V}_2. \quad (9.3.7)$$

设两个检波电路对称, 电压传输系数为 K , 则检波的输出电压分别为:

$$V_{C3} = K |\dot{V}_{i1}|, \quad V_{C4} = K |\dot{V}_{i2}|.$$

$$\text{而} \quad V_{AB} = 2 V_{R3} = V_{C3} + V_{C4},$$

所以鉴频电路的输出电压为:

$$\begin{aligned} V_O = V_{C3} - V_{R3} &= \frac{1}{2} (V_{C3} - V_{C4}) \\ &= \frac{1}{2} K (|\dot{V}_{i1}| - |\dot{V}_{i2}|). \end{aligned} \quad (9.3.8)$$

注意: (9.3.7) 式服从矢量的加减法则, $\dot{V}_{i1}$ 和 $\dot{V}_{i2}$ 的大小不仅取决于 $\dot{V}_1$ 和 $\dot{V}_2$ 的幅值, 而且还取决于 $\dot{V}_1$ 与 $\dot{V}_2$ 之间的相位关系。根据谐振回路的相频特性, 随着调频波瞬时频率的变化 $\dot{V}_1$ 和 $\dot{V}_2$ 间的相位差相应地起变化, 从而引起 $\dot{V}_{i1}$ 和 $\dot{V}_{i2}$ 的幅度随之改变, 起到将调频波变成调频调幅波的作用。下面按三种情况进行讨论。

① $f = f_c$; 即调频波的频率处于中心频率。此时 L_1 中电流 $\dot{I}_1$ 相位滞后 $\dot{V}_1 90^\circ$, 次级线圈 L_2 中感应的电动势 $\dot{E}_2 (= -j\omega M \dot{I}_1)$ 比 $\dot{I}_1$ 滞后 90° , 由于 $L_2 C_2$ 是谐振的, 其电流 $\dot{I}_2$ 与 $\dot{E}_2$ 同相, $\dot{I}_2$ 在电容 C 上的压降 $\dot{V}_2$ 又比 $\dot{I}_2$ 滞后 90° 。结果使 $\dot{V}_2$ 与 $\dot{V}_1$ 的相位差 90° 。而 L_3 与 L_1 紧

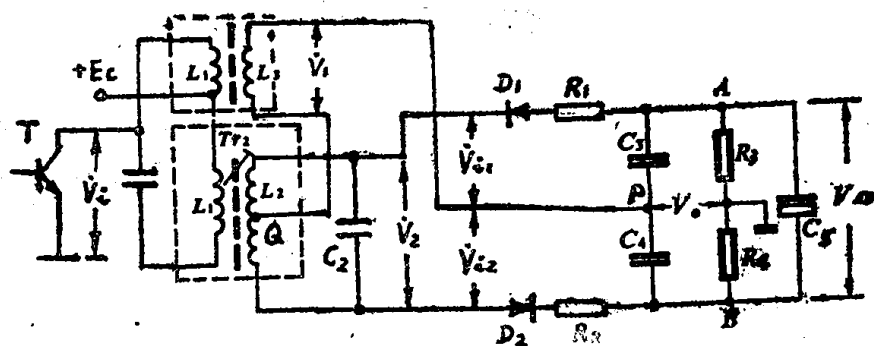


图 9.3.5 比例鉴频原理电路

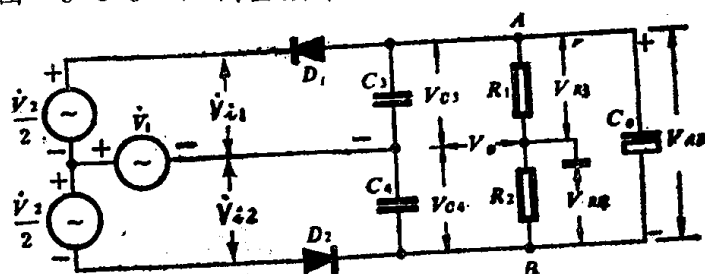


图 9.3.6 等效电路

耦合, $\dot{V}_1$ 与 $\dot{V}_2$ 同相。因而 $\dot{V}_1$ 与 $\dot{V}_2$ 相位差为 90° , 如图9.3.7(a)所示。

合成电压 $\dot{V}_{i1}$ 与 $\dot{V}_{i2}$ 大小相等, 如图9.3.8(a)所示。

② $f > f_c$: 此时, $\dot{V}_1$ 、 $\dot{V}_2$ 、 $\dot{I}_1$ 、 $\dot{E}_2$ 的矢量关系不变, 但由于 L_2 、 C_2 回路失谐, 且呈电感性 ($\omega L_2 > 1/\omega C_2$),

于是 $\dot{I}_2$ 滞后于 $\dot{E}_2$, 结果 $\dot{V}_1$ 与 $\dot{V}_2$ 的相位差小于 90° , 合成电压 $|\dot{V}_{i1}| > |\dot{V}_{i2}|$, 见图9.3.7(b)和9.3.8(b)。

与 $f = f_c$ 时比较, 可以看出

$\dot{V}_{i1}$ 的幅度增大了, $\dot{V}_{i2}$ 的

幅度减小了。并且, 频率 f 愈升高, $|\dot{V}_{i1}|$ 将愈大, $|\dot{V}_{i2}|$ 将愈小。但是, 当 $f \gg f_c$ 时, 由于回路失谐严重, $\dot{V}_1$ 、 $\dot{V}_2$ 的幅度显著降低, 则 $|\dot{V}_{i1}|$ 将反而减小。

③ $f < f_c$: $\dot{V}_1$ 、 $\dot{V}_2$ 、 $\dot{I}_1$ 、 $\dot{E}_2$ 的矢量关系仍然不变, 但 L_2 、 C_2 失谐呈电容性, $\dot{I}_2$ 超前于 $\dot{E}_2$, 结果 $\dot{V}_1$ 与 $\dot{V}_2$ 的相位差大于 90° , 合成电压 $|\dot{V}_{i1}| < |\dot{V}_{i2}|$, 如图9.3.7(c)和图9.3.8(c)所示。

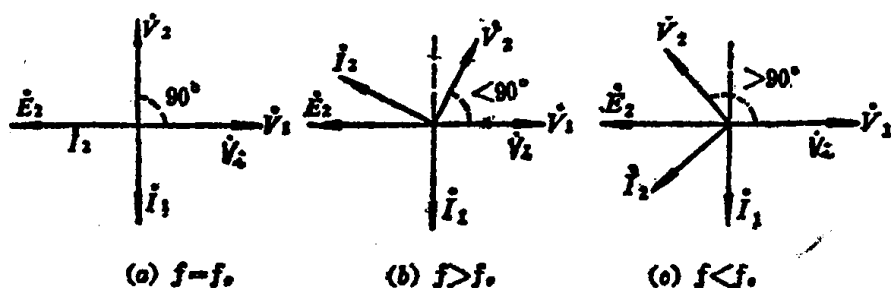


图9.3.7 初、次级回路中电压、电流矢量关系

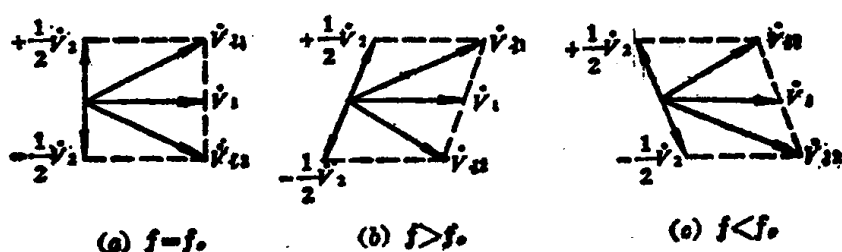


图9.3.8 $\dot{V}_{i1}$ 、 $\dot{V}_{i2}$ 随频率变化的矢量图

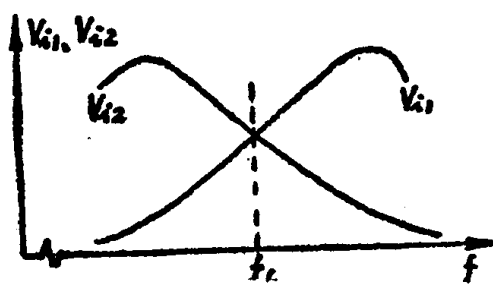


图9.3.9 $|\dot{V}_{i1}|$ 、 $|\dot{V}_{i2}|$ 与频率的关系

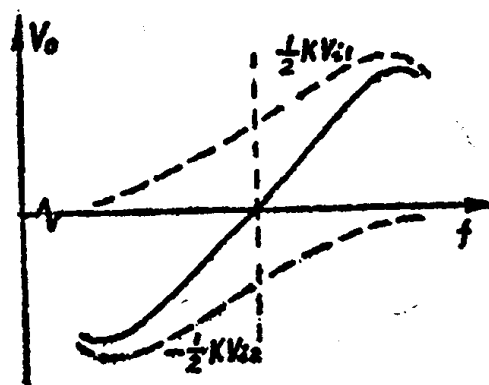


图9.3.10 鉴频曲线

$\dot{V}_{i1}$ 和 $\dot{V}_{i2}$ 的大小随频率的变化规律如图9.3.9所示。根据(9.3.8)式, 可得鉴频输出电压 V_o 随频率的变化规律, 即鉴频特性曲线, 如图9.3.10所示。从图看出, 输出电压的大小与调频波频率的变化成比例, 于是达到了鉴频的目的。还可看出, 输出电压与频率在较大的范围内有较好的线性关系, 表明由鉴频引起的非线性失真是很小的。

§ 9.4 变频

变频是只变换信号的载波频率、不改变信号的调制类型（如调幅或调频）和调制参数的一种非线性变换。在电子技术领域中，特别是在无线电广播和通讯技术中，常常要进行这种频率的变换。例如，在超外差式接收机中，需要把不同波段的频率较高的调幅波或调频波（称为高频信号），变换成为固定的频率较低的调幅波或调频波（称为中频信号），以便于采用频率固定的中频放大器来放大信号，这样容易实现选择性好、增益高、性能稳定的放大，使接收机性能指标大大提高。

9.4.1 变频原理

变频原理电路如图9.4.1所示。其中 U_s 是输入的高频调制信号， U_r 是本机的高频振荡（简称本振）电压；T为变极管，工作于非线性状态，起非线性变换作用；LC为T的集电极调谐回路。

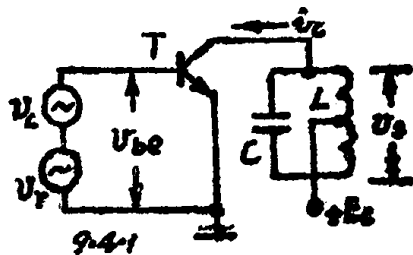


图9.4.1 变频原理电路

假设输入的高频信号是调幅波：

$$U_s = V_s(t) \cos \omega_s t = V_s(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_s t, \quad (9.4.1)$$

本振电压 $U_r = V_r \cos \omega_r t$ 。

晶体管T的特性用(9.2.1)式来表示，经过类似于调幅原理的运算，得到，

$$\begin{aligned} i_c = & a_0 + \frac{1}{2} a_2 [V_s^2(t) + V_r^2] + a_1 [V_s(t) \cos \omega_s t + V_r \cos \omega_r t] \\ & + \frac{1}{2} a_2 [V_s^2(t) \cos 2\omega_s t + V_r^2 \cos 2\omega_r t] \\ & + a_2 V_s(t) V_r [\cos(\omega_r - \omega_s)t + \cos(\omega_r + \omega_s)t]。 \end{aligned} \quad (9.4.3)$$

将LC回路调谐在 $\omega_s = \omega_r - \omega_s$ 上，则输出电压为

$$\begin{aligned} U_s = & n Z a_2 V_r V_s(t) \cos(\omega_r - \omega_s)t = n Z a_2 V_r V_s(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_s t \\ = & V_s(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_s t。 \end{aligned} \quad (9.4.3)$$

比较(9.4.3)式与(9.4.1)式，可见 U_s 与 U_s 只是将载波频率由高频 ω 变换为中频 $\omega_s = \omega_r - \omega_s$ ，而调制类型（调幅）和调制参数(m)都没有变化。

从(9.4.3)式可以看出：中频电压的幅度 $V_s (= n Z a_2 V_r V_s)$ 与输入的高频信号的幅度 V_s 、本振电压 V_r 成正比，同时还与管子的非线性系数 a_2 有关。

图9.4.2绘出变频过程的频谱关系。从中看出，变频后的中频信号与变频前的高频信号只是载频不同，中频信号的频谱相当于高频信号的频谱在频率坐标轴上平移了一个位置，其相互间的频谱关系没有改变。因此信号的包络没有改变，达到了变频的目的。

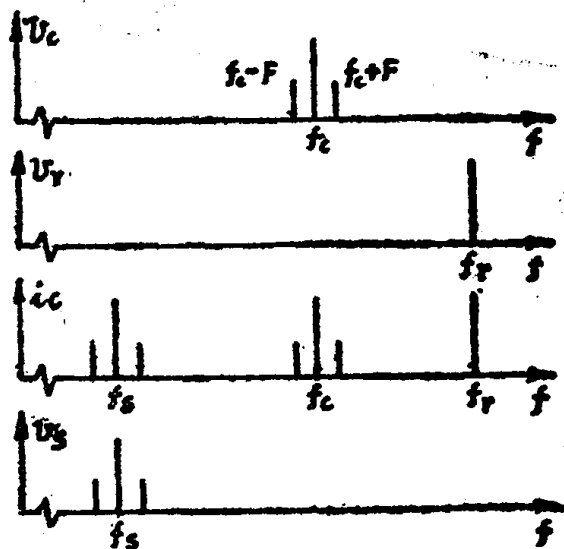


图9.4.2 变频过程的的频谱关系