

前　　言

《通信兵技师专业教材》是军委通信兵部、通信兵工程技术学校，共同组织各军区和通信兵直属单位的部分专业人员汇编的。主要目的是为了解决各军区培训通信兵技师的技术教材；同时，作为在职通信技术干部的业务学习材料。

这一套专业教材，包括基础理论教材和各种军用通信机教材两大类。属于共性的和一般原理性内容，集中写在基础理论教材中。各种军用通信机教材，侧重阐述各种机器本身的问题，使各本教材在内容上重点明确，避免过多的重复。各种基础理论教材的内容，还尽量考虑到各专业的不同要求，使之成为通用教材。

《通信兵技师专业教材》适用于具有初中毕业文化程度的技工、技师，并需补学部分高中数学知识（如指数、对数、三角函数、复数等）。在汇编教材中，主要着眼于技师应具有的专业知识，并力求教材内容尽可能全面一些，系统性强一些。各部队可根据培训对象、训练时间和要求等情况选用。

由于编写人员对毛主席无产阶级教育革命路线理解不深，对如何贯彻执行毛主席关于“教材要彻底改革”的重要指示缺乏经验，时间也比较仓促；所以，在教材的思想性、学术内容、深广度、文字等方面，都可能存在一些缺点和错误。希望各单位通过训练实践，提出修改意见，以便将来进一步审修。

通　信　兵　部

一九七三年十月

千流門
麻渡方
水東

孫子兵法
行軍篇
祖國
紅旗

目 录

第一章 无线电收信设备概述	1
§ 1—1 收信机的任务和分类.....	1
§ 1—2 收信机的组成和方框图.....	3
§ 1—3 收信机的主要质量指标.....	5
第二章 输入电路	9
§ 2—1 输入电路概述.....	9
§ 2—2 电感耦合输入电路.....	13
§ 2—3 电容耦合和电感、电容耦合输入电路.....	20
第三章 高频放大器	23
§ 3—1 高频放大器概述.....	23
§ 3—2 直接耦合放大器.....	28
§ 3—3 变压器耦合放大器.....	32
§ 3—4 自耦变压器耦合放大器.....	38
§ 3—5 调谐放大器的最大稳定放大量.....	40
第四章 中频放大器	46
§ 4—1 中频放大器概述.....	46
§ 4—2 电感耦合双调谐中频放大器.....	52
§ 4—3 外电容耦合双调谐中频放大器.....	60
§ 4—4 中频变压器.....	63
第五章 检波器	66
§ 5—1 检波器概述.....	66
§ 5—2 二极管检波器.....	69
§ 5—3 多极管检波器.....	85

§ 5—4 差拍检波器.....	88
第六章 变频器.....	95
§ 6—1 变频器概述.....	95
§ 6—2 变频器的工作原理.....	99
§ 6—3 变频器指标讨论和工作状态选择	108
§ 6—4 变频电子管及变频电路	112
第七章 超外差收信机	116
§ 7—1 超外差收信机中的干扰	116
§ 7—2 收信机的波段划分	121
§ 7—3 统调和跟踪	124
§ 7—4 中频的选择及二次变频	136
§ 7—5 音量控制和增益控制	138
§ 7—6 收信机的主要指标分析	147
第八章 无线电干扰及收信机的噪音	156
§ 8—1 无线电干扰概述	156
§ 8—2 各种干扰的来源、性质和抑制方法	158
第九章 调频收信机	167
§ 9—1 限幅器	167
§ 9—2 鉴频器	176
§ 9—3 自动频率微调	190
§ 9—4 调幅制和调频制的比较	197

第一章 无线电收信设备概述

在无线电通信中，无线电收信设备的任务就是接收、变换和利用无线电发信机所发出的高频电磁波的能量。

任何无线电收信设备都包含有三大部分，即收信天线、收信机和终端机件，如图 1—1 所示。

收信天线的作用是从空间无线电波中获取高频信号能量，并将它变成高频电势和电流，送给收信机的输入端。

收信机的作用是选择所需的高频信号，并进行放大和变换，最后用变成的低频信号电压和电流(即低频信号功率)推动终端机件工作。

终端机件是将低频信号功率，转变为原来的声音或图象。接收电话或听音电报的收信机，其终端机件为耳机或扬声器。接收图象的收信机，其终端机件为显示器。

对于不同用途的收信设备有不同的电路和技术指标，但所有的无线电收信设备的基本原理都是相同的。在无线电收信原理这门课程中，主要是讨论收信机中对无线电信号的选择、变换、放大等系统中各组成部分的物理过程、工作原理以及必要的计算等。

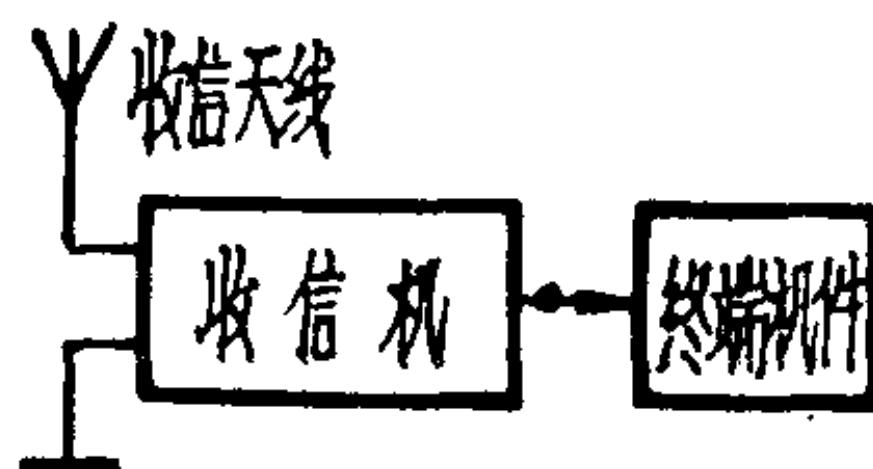


图 1—1 无线电收信设备
组成方框图

§ 1—1 收信机的任务和分类

一、收信机的任务

收信机在接收无线电信号的时候必须完成以下三个任务：

(一) 选择信号——收信设备所接收的信号是指定对象的信

号，然而在收信天线上所收到的却是各种不同频率、不同强度的信号，它们包括别的发信机发出的信号和各种干扰信号，因此收信机需要有选择信号的作用。选择信号的任务由收信机中的谐振电路系统来完成；而抗干扰作用的好坏，往往还决定于无线通信时所采用的调制制度。采用调频比采用调幅有更好的抗干扰性能，这将在以后给以叙述。

(二) 变换信号——接收信号的最终目的是使我们了解发送信号的意思，因此收信机的一个作用就是还原调制信号。从高频已调波中还原为原调制信号的过程也就是变换信号的过程。在调幅收信机中这一过程称为检波，在调频收信机中这个过程称为鉴频。另外，在超外差收信机中也还有一种变换信号的过程，它是把载波频率较高的已调信号变换为载波频率较低的已调信号，变换过程中调制的性质仍然不变。这种信号载波频率的变换与上述检波、鉴频是有区别的，我们在收信设备中称它为变频。变频并不是任何一部收信机中都有的，具有变频器的收信机称为超外差收信机。信号经过变频后使得收信机在性能上具有某些重要的特点，这在以后的章节中分别叙述。

(三) 放大信号——无线电发信机发出高频振荡信号以后，由于电磁波在传播过程中的衰减，因而在收信机天线上感应的信号电动势是很小的。为了使收信机能完成工作任务和使终端机件工作正常，就必须把微弱信号加以适当的放大，放大信号的任务由收信机中各种放大器来完成。在收信机中，有的放大器是在信号频率还原为调制信号以前，这类放大就是已调波的高频放大；有的是在信号频率还原为调制信号以后的放大，这类放大器的目的是为了满足终端机件的要求，称为低频放大。总之，收信机应有很大的放大倍数，而且在放大过程中，不应该引起严重的失真。

二、收信机的分类

现代无线电收信机的种类，按照不同的分类方法，有以下几种：

按工作种类分成无线电报、无线电话、无线电传真、无线电视等收信机。

按收信机工作频率分成长波、中波、短波及超短波收信机。

按所接收信号的调制方式分成调幅和调频等收信机。

按工作程式分成直接检波式、高频放大式和超外差式收信机。

按收信机使用的管子分成电子管与晶体管收信机。

§ 1—2 收信机的组成和方框图

直接检波式和高频放大式收信机有很多缺点，目前已为超外差式收信机所取代，但是为了比较起见，现将它们的方框图结构系统作一简单介绍。

一、直接检波式收信机

图 1—2 是直接检波式调幅收信机的方框图及其各部分输出的电压波形。其中输入电路是由可调谐的 LC 回路组成的，它可以起选择和传输信号的作用。检波器把高频已调信号还原为低频信号，经过低频放大器，就得到所需要的输出功率来推动终端机件——耳机或扬声器工作。

这种收信机的电路是比较简单的，但是它具备了三个基本作用：即选择信号、变换信号和放大信号，所以它可以接收无线电信号。这种收信机的质量是很低的，首先由于它的谐振回路的数目很少，因而选择信号的能力不强；其次在检波以前没有放大器，检波器由于小信号检波引起的非线性失真较大，因此这种电路很少使用。

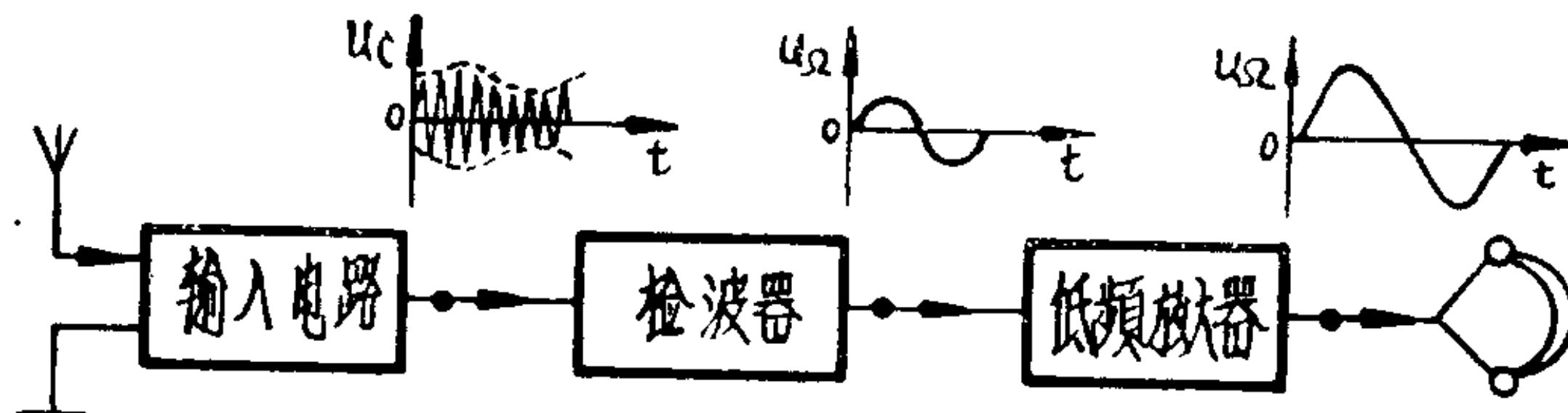


图 1—2 直接检波式调幅收信机方框图和各部分输出的电压波形

二、高频放大式收信机

图 1—3 为高频放大式调幅收信机的方框图及其各部分输出的电压波形。这里除了在直接检波式收信机中增加了高频放大器以外，其它组成是相同的。

高频放大器由电子管与可调谐的 LC 谐振回路组成，它一方面提高了收信机选择信号的能力，另一方面也放大了检波以前的高频信号。因此这种收信机的质量比直接检波式收信机有所提高。但是其性能仍不够好，因为在信号频率比较高的情况下，高频放大器的放大量和选择性都较差，所以高频放大式收信机目前也很少使用。

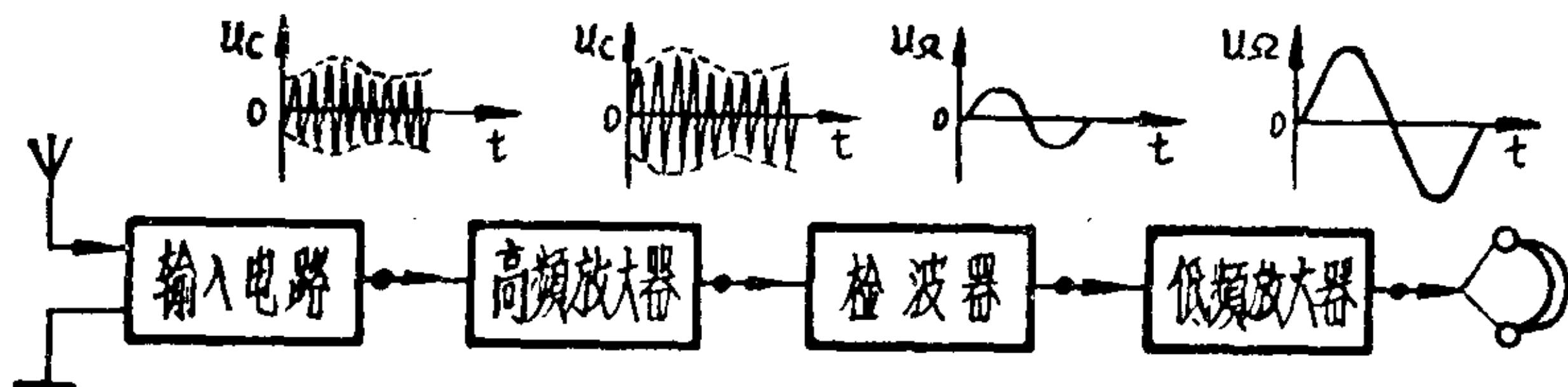


图 1—3 高频放大式调幅收信机的方框图和各部分输出的电压波形

三、超外差式收信机

图 1—4 是超外差式调幅收信机的方框图及其各部分输出的电压波形。它与高频放大式收信机不同的地方是在高频放大器与

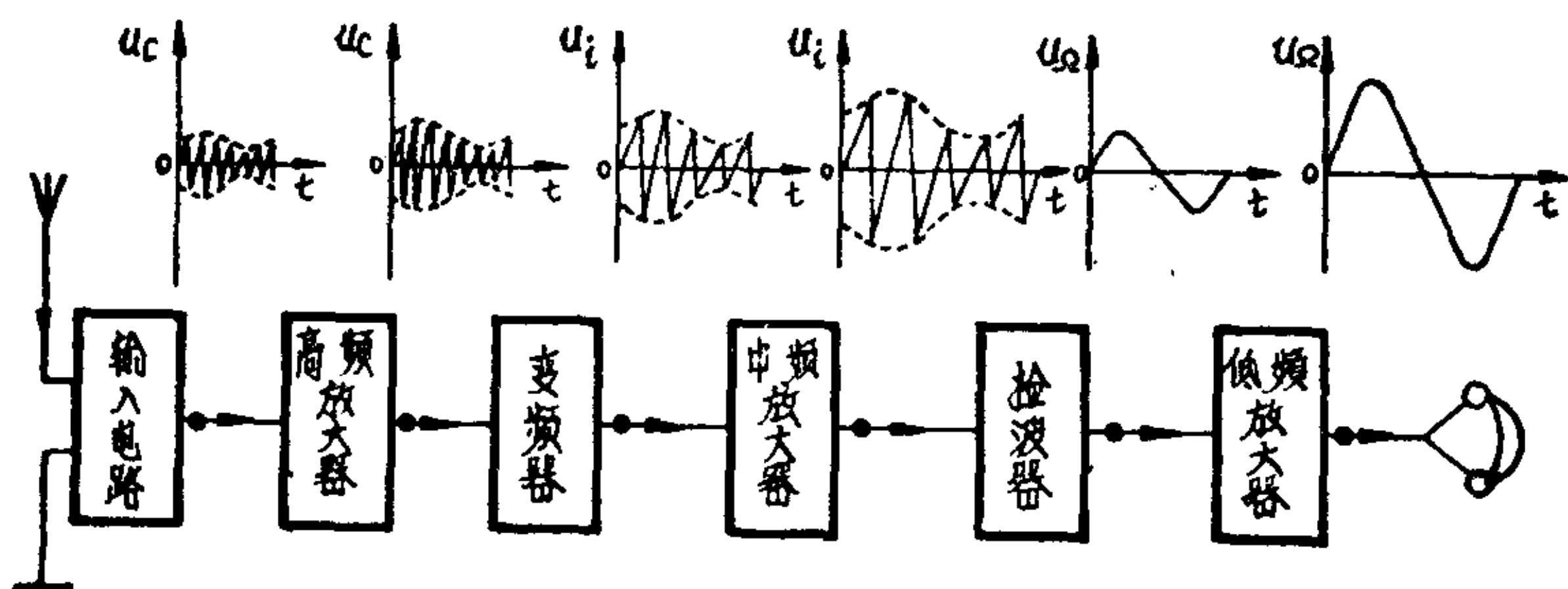


图 1—4 超外差式调幅收信机方框图和各部分输出电压的波形

检波器之间增加了两个部分——变频器与中频放大器。

变频器的作用是把外来的高频已调信号变为载频低于外来信号载频的已调波信号，且调制性质不变，我们称这种变换后的信号为中频信号。同时，当外来信号频率被变换以后，变频器应维持它输出的中频信号的频率固定不变。

对固定中频信号放大的放大器叫中频放大器。中频放大器的谐振回路在收信机使用过程中一般不必调整，因此就可以采用较理想较复杂的谐振回路，以提高收信机的选择性。同时中频放大器工作在较低的频率，它的放大作用也就较显著。

在超外差式收信机中，输入电路、高频放大器、变频器和中频放大器都具有谐振电路，因此它有很高的选择性，其中中频放大器的谐振回路对改善选择性起主要的作用。并且在超外差式收信机中，因中频放大器有足够的放大量，故接收微弱信号的能力也提高了。这就克服了前面二种类型收信机的缺点，故为现代收信机中应用最广泛的电路。

但是超外差式收信机除了上述的主要优点外，也存在一些缺点，这就是它容易受到一些特定频率信号的干扰，这些特定频率的干扰是由于变频以后引起的。这类干扰中有中频干扰（频率为中频频率附近的干扰信号）、镜像干扰（频率与接收信号相差二倍中频频率的干扰信号）以及组合频率干扰等。对于超外差式收信机的这几种干扰，我们可以采取各种措施，适当减小它们的影响，因此不妨碍超外差收信机的大量使用，这点以后讨论。

§ 1—3 收信机的主要质量指标

为了衡量一部收信机完成任务的好坏就必须对它提出一定的质量指标。收信机的主要质量指标有：灵敏度、选择性、保真度和工作稳定性。

一、灵敏度

一部收信机在接收信号的时候是不是灵敏，要看它能不能接

收到微弱的信号。如果一部收信机只能够接收到很强的信号，那么它是不灵敏的；如果它能够接收到很微弱的信号，那么它就是很灵敏的。因此收信机的灵敏度可以说明收信机接收微弱信号的能力。

收信机正常工作时（即在收信机的输出端有一定的输出功率和信号噪音比），天线上所需的最小信号感应电动势的微伏数，称为收信机的灵敏度。由于收信机的用途不同，对灵敏度的要求也不同，目前一般军用收信机的灵敏度约为几～十几微伏，最高的灵敏度可达1微伏以下。

收信机的灵敏度主要由总放大量和噪音来决定，因为在输出功率一定时，放大量愈大，天线上需要的感应电动势愈小，则灵敏度愈高。但是收信机在放大信号的同时，噪音也会加大，因此收信机的灵敏度受到噪音的限制。

收信机在一个波段内工作时，由于高频放大器对不同工作频率的放大作用不同，其灵敏度也不相同。

二、选择性

当收信机在接收某一信号时，在天线上除感应所接收的信号电压外，还将感应许多不同频率的干扰电压。收信机的选择性就是表示从许许多多不同频率的信号和干扰中选出所需信号的能力。

对军用收信机来说，选择性是很重要的指标。因为同时工作的无线电台是非常多的，这些电台的频率与架设位置常常受到某些条件的限制，不能相互离开得很远。所以收信机天线上的干扰信号电压很可能远大于有用信号的电压几百倍到几千倍，甚至几万倍，因此提高选择性就更有必要了。

选择性决定于检波以前各级的谐振回路，通常选择性的好坏可用高频系统的谐振曲线来表示。如图1—5的谐振曲线表示收信机在谐振系统不变、输入信号电压一定的情况下，离谐时输出电压与谐振时输出电压的比值和离谐量的关系曲线。当离谐量相

时，曲线愈陡，输出电压愈小，则选择性愈好。图 1—5 曲线 a 的选择性比曲线 b 的选择性要好。

但是，选择性好，必须满足所接收的信号有一定的通频带，不然的话，选择性曲线太尖锐了，输出信号就要产生失真。

三、保真度

收信机输出电压的形状与输入端高频信号调制电压的形状相似的程度就叫保真度。相似程度愈好，失真愈小。

收信机产生失真的原因是很多的，其性质和低频放大器一样，可分为频率失真、非线性失真和相位失真。

四、工作稳定性

收信机的性能必须非常稳定，工作起来才可靠。工作稳定度的意义有两个方面：一是在任何情况下，收信机不应该产生自激振荡或者接近于自激振荡；二是在工作过程中，收信机的质量指标的变动不应该超出允许的范围。

除去上述的主要指标以外，根据收信机的用途和使用条件的不同，还有一些其它的指标。如频率稳定度和准确度、一定的工作频率范围、体积、重量、供电方式、操纵和维修的要求等。

以后章节的讨论，就是围绕着对收信机提出的主要质量指标的要求而展开，主要是研究各级的作用、工作原理和工作状态的分析。有关低频放大部分在基础课中讨论过了，本书就不再叙述。

复习思考题

1. 无线电收信机应完成哪些任务？这些任务由收信机哪些

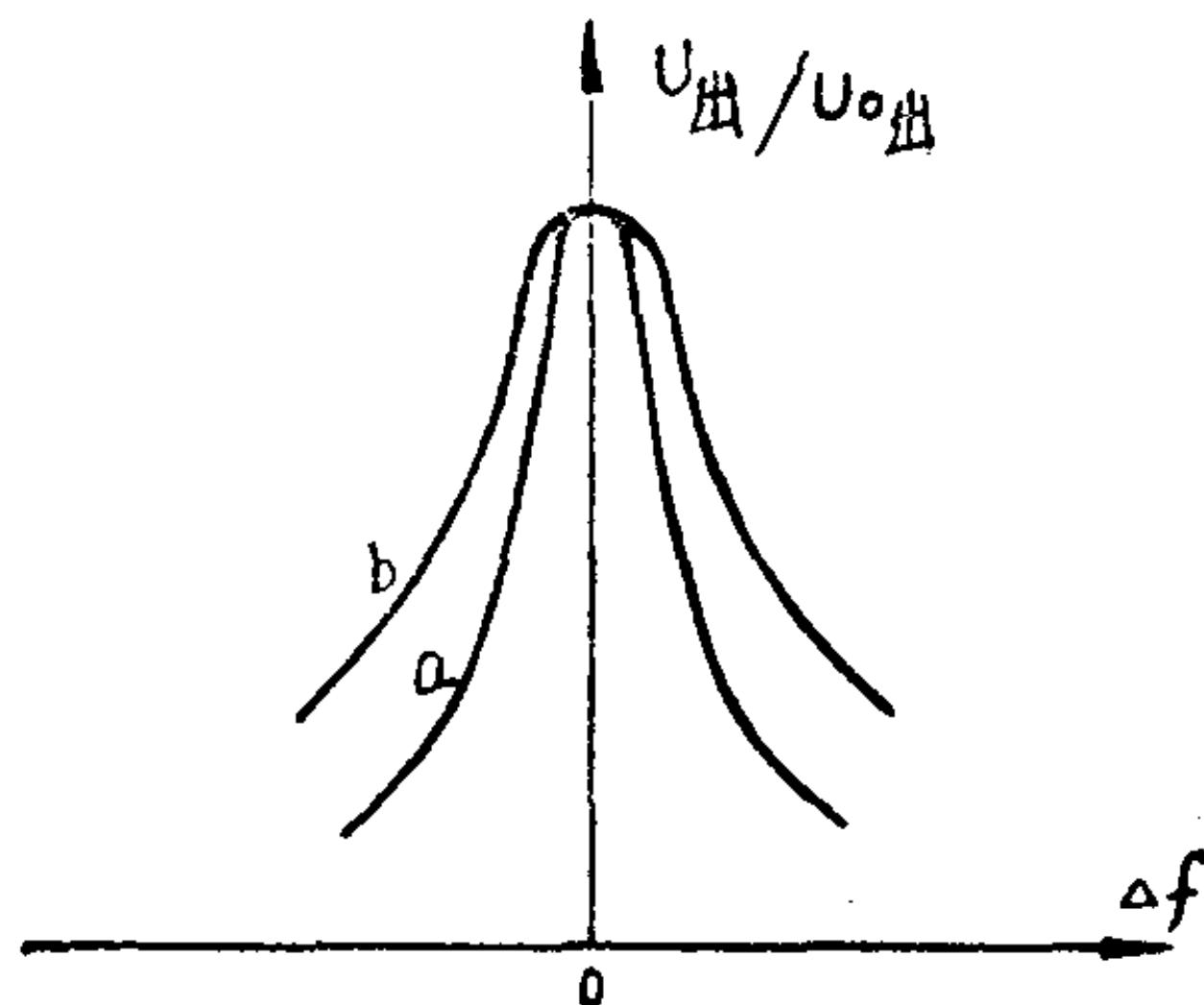


图 1—5 收信机的谐振曲线

部分来完成?

2. 画出超外差式调幅收信机的方框图。它与直接检波式、高频放大式收信机比较有些什么优点? 为什么?

3. 对无线电收信机有哪些主要质量指标的要求? 灵敏度、选择性、保真度与收信机的哪些因素有关?

4. 为了提高收信机的灵敏度, 就要提高收信机的放大量, 能不能过高增加放大量? 为什么?

5. 为什么不能过度地提高收信机的选择性?

第二章 输入电路

无线电收信机接收信号时，首先必须收下无线电发信机发出的电磁波能量，收信天线就是完成这个任务的。发信机发出的电磁波能量在收信天线中感应出与被传送信号相应的电压和电流。连接收信天线或其馈线的输出端至收信机第一个电子管输入端之间的电路称为输入电路。本章研究三种类型输入电路的有关问题，着重研究电感耦合输入电路。

§ 2—1 输入电路概述

一、输入电路的作用

输入电路的第一个作用是把天线上的信号电压传送到收信机第一个电子管的栅极上去；第二个作用是选择信号，减弱作用于第一个电子管输入端的干扰电压。

要完成第一个作用，收信天线和输入电路间应该有适当的耦合，以便于信号的传输。要完成第二个作用，输入电路应该由具有选择性的谐振电路组成。所以，输入电路一般是由耦合元件和谐振回路组成的。

二、输入电路的分类

根据天线与谐振回路耦合形式的不同，输入电路可分为下面三类：

天线与谐振回路之间的信号传输是以互感 M 来完成的，称电感耦合输入电路，如图 2—1 所示。

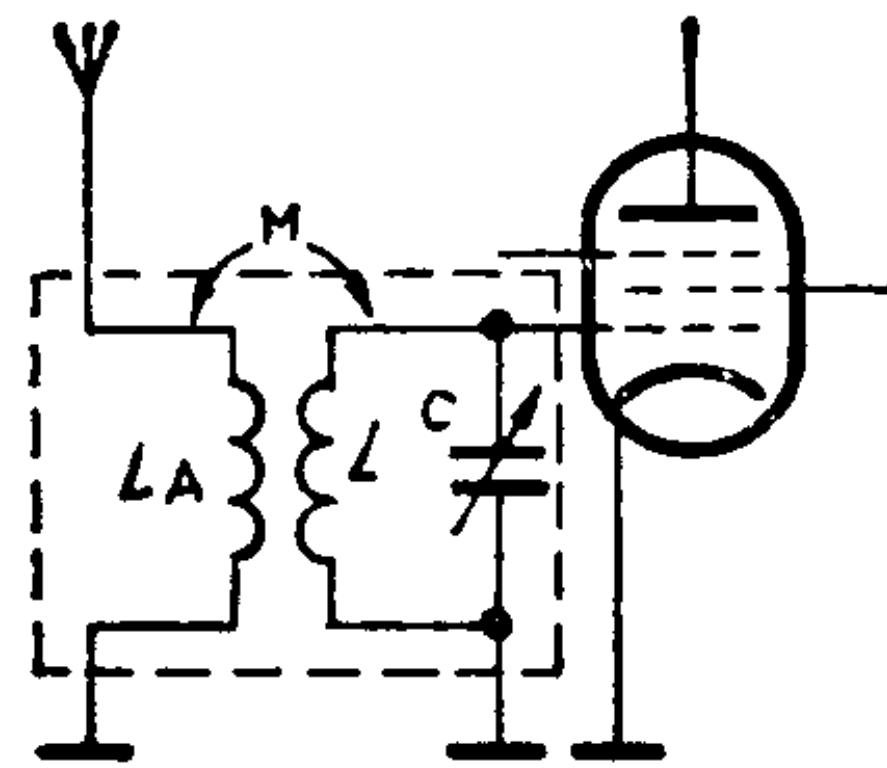


图 2—1 电感耦合输入电路

天线与谐振回路之间的信号传输是以耦合电容 C_c 来完成的，称电容耦合输入电路，如图 2—2 所示。

天线与谐振回路之间的信号传输，一部分由互感 M 完成，另一部分由耦合电容 C_c 完成的，称电感、电容耦合输入电路，如图 2—3 所示。

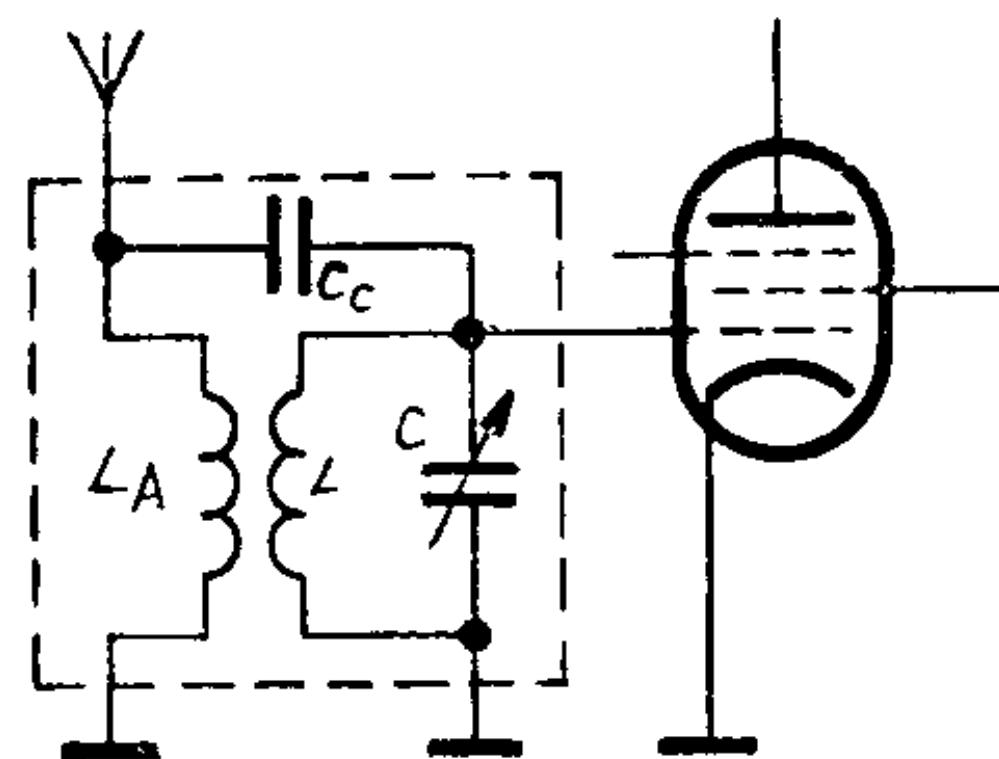
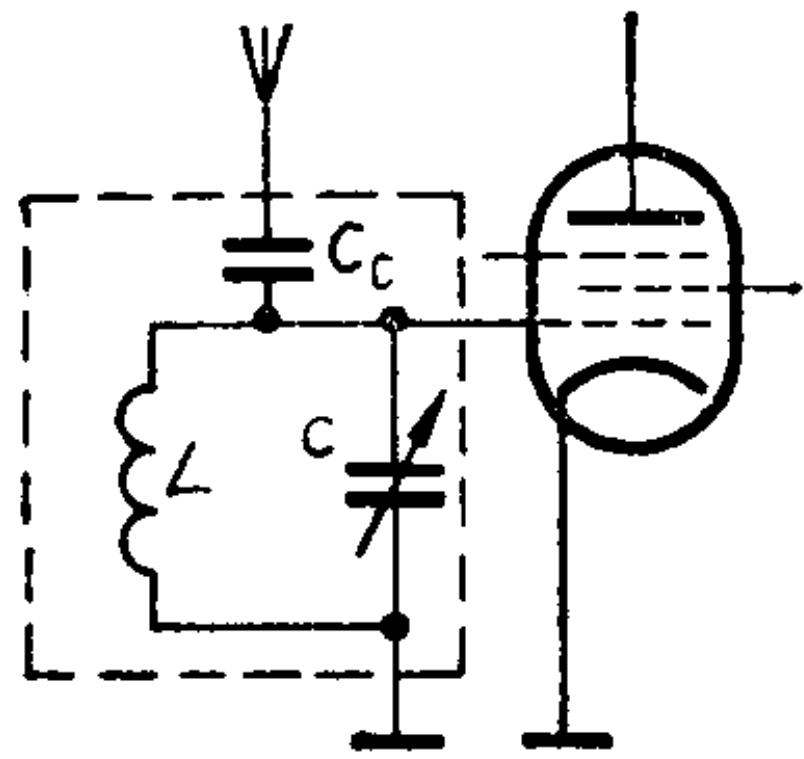


图 2—2 电容耦合输入电路

图 2—3 电感、电容耦合输入电路

三、对输入电路的主要要求

根据输入电路在收信机中所起的作用，对它有以下几个主要要求：

(一) 电压传输系数要大

图 2—4 是输入电路与天线等效电路的方框图。 E_A 为天线内有用信号的等效电动势， U 是输入电路的输出电压，亦即加到第一个电子管栅极上的信号电压。

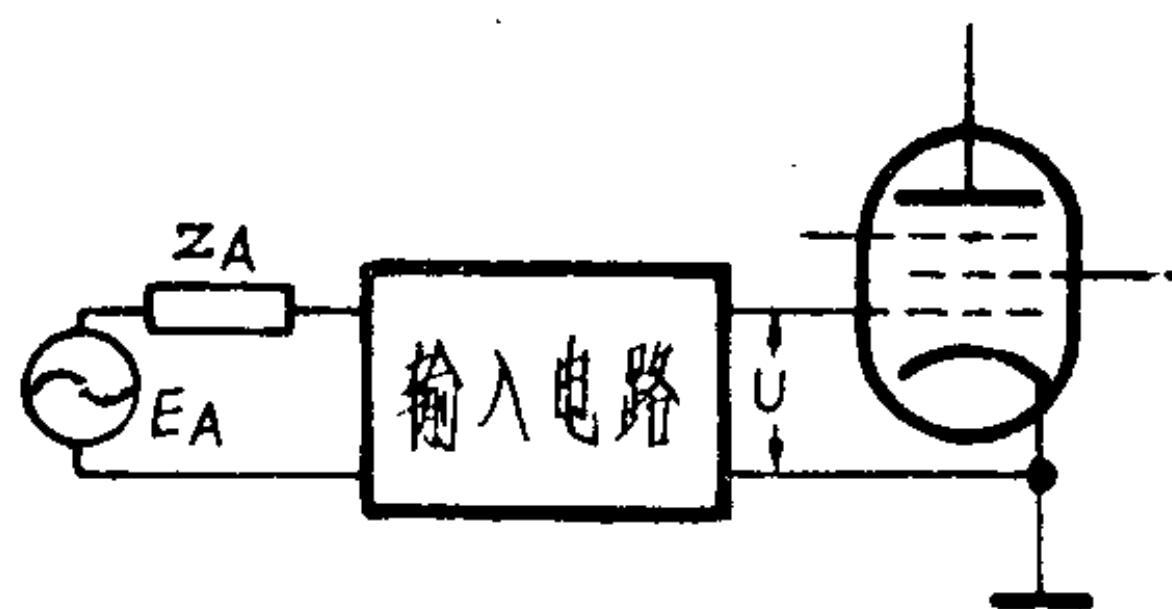


图 2—4 输入电路与天线等效电路的方框图

输入电路的电压传输系数 K 为

$$K = \frac{U}{E_A}$$

输出电压是随信号频率而变的，当回路和信号频率谐振时，输出电压最大为 U_o ，这时的电压传输系数叫谐振电压传输系数，以 K_o 表示：

$$K_o = \frac{U_o}{E_A} \quad (2-1)$$

为了很好地完成传输信号电压的任务，所以要求谐振电压传输系数 K_o 尽可能的大。

(二) 在波段内谐振电压传输系数的平稳度要好

在波段内，输入电路的谐振电压传输系数平稳度越好，则越容易保持波段内灵敏度的平稳。要做到绝对平稳是不可能的，所以有时把这个问题和高频放大器的放大量联系起来考虑，使它们之间能够互相补偿。通常高频放大器的放大量随频率升高而上升，因此可以采取谐振电压传输系数随频率升高而下降的输入电路，以使收信机在波段范围内总的放大量基本平稳。

(三) 选择性要好

为了减弱由收信天线送到收信机第一个电子管栅极上的干扰电压，故要求输入电路的选择性要好。

输入电路的选择性可以用谐振曲线来表示。谐振曲线越尖锐，通频带越窄，选择性就越好。而我们已知谐振回路的质量因数 Q_o 越高，则选择性越好。只要我们选用了认为合适的 Q_o 值以后，输入电路所讨论的选择性问题，就是不要因天线电路接入谐振回路后，所形成的等效 Q 值(称 Q' 值)与 Q_o 相差太远。有关讨论高频放大器的选择性问题，也和这个问题的实质一样。

输入电路和高频放大器的选择性，主要是抑制镜像干扰和中频干扰，而对邻近干扰的抑制作用很小。例如当工作频率 $f_o = 20$ 兆赫，质量因数 $Q_o = 100$ 时，根据 $B = \frac{f_o}{Q_o}$ 的公式，通频带 B

有 200 千赫，这比调幅电话信号的频带 6 千赫宽多了，因此在这样宽的通频带内必定会有许多邻近频率电台进入收信机而产生干扰。所以要想抑制信号频率的邻近干扰，光靠输入电路和高频放大器的谐振回路是不可能的。但对于超外差收信机的镜象干扰和中频干扰来说，由于这些干扰电台的频率离信号频率较远，所以提高输入电路和高频放大器的选择性，对抑制这些干扰有很大作用。

提高谐振回路的 Q_0 值，是要受到材料和工艺水平限制的。目前采用的高频铁磁物质做的铁芯线圈，它的 Q_0 值约在 100~250 之间。

(四) 天线引起输入回路的失谐程度要小

为了收信机的使用方便起见，输入电路和高频放大器等各级的调谐可变电容器的动片都装在一个转轴上，以便进行统一的调谐，如图 2—5 所示。由于输入回路和高频放大器回路都是对信号频率谐振的，所以二个回路的线圈 L 和可变电容器 C 都采用相同的元件。而由于天线电路经耦合元件和输入电路耦合，不可避免地要在输入电路中产生反射阻抗，不同工作频率时，天线阻抗不同，引起的反射阻抗亦不同。这样就使输入电路和高频放大器回路的谐振频率在不同的工作频率时发生不同的偏离。如果要保持高频放大器对信号频率谐振，则输入回路便失谐了。由于失谐，将使输入电路的电压传输系数降低，选择性变坏，因此应尽量减小天线对输入回路所引起的失谐程度。

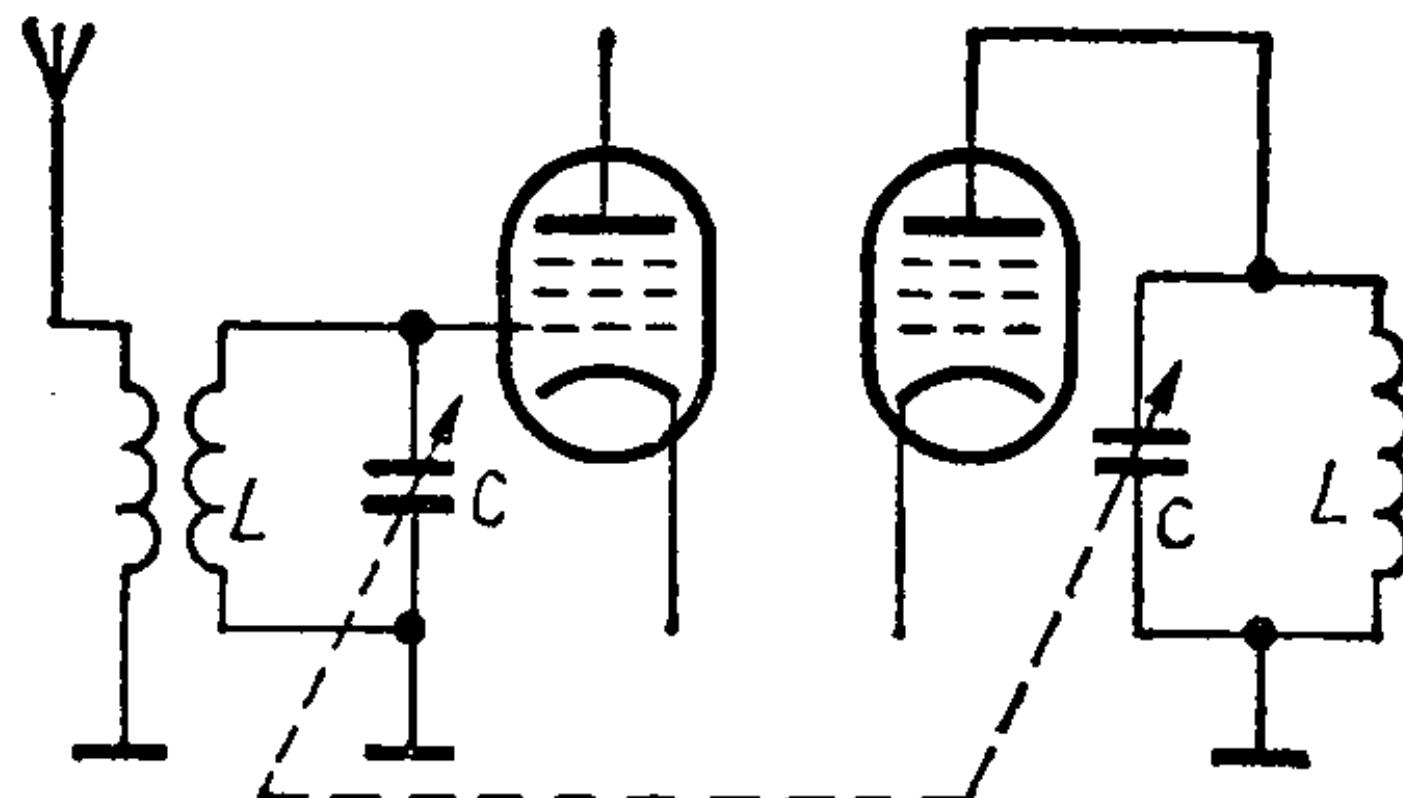


图 2—5 输入电路和高频放大器的统一调谐

四、收信天线的等效电路

有关天线理论，将在专门课程中介绍。为了便于分析输入电路的性能，这里先对收信天线作一简单介绍。

收信天线是用来收集空间电磁波能量并使之成为收信机的输入信号的。可以认为，收信天线是收信机的信号电源，可等效为信号电动势 E_A 和阻抗 Z_A 串联的电路，如图 2—6 所示。

E_A 为接收信号场强在天线中感应的等效电动势， Z_A 为收信天线阻抗，它包括天线电阻、感抗和容抗。当采用鞭状天线时，因其长度很短，天线电阻 R_A 很小，约为几~几十欧姆。鞭状天线的长度与短波波长相比，其比值 l/λ 一般是小于 $1/4$ 的，感抗不大，而容抗起了主要作用，因此，总阻抗 Z_A 等于电阻 R_A 和电容 C_A 相串联，即

$$Z_A = R_A + \frac{1}{j\omega C_A}$$

在短波范围内，鞭状天线的电容 C_A 约为 $50\sim 300$ 微微法。

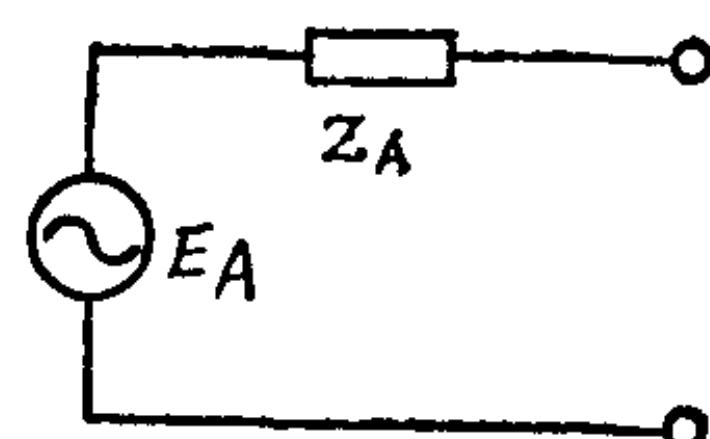


图 2—6 收信天线的等效电路

§ 2—2 电感耦合输入电路

电感耦合输入电路在目前军用短波收信机中应用最多，故本节将做较详细的分析。

一、等效电路

图 2—1 为电感耦合输入电路的线路，它的等效电路如图 2—7 所示。其中由 E_A 、 C_A 和 R_A 组成天线等效电路，看起来初级回路好象是个谐振电路，但在一般

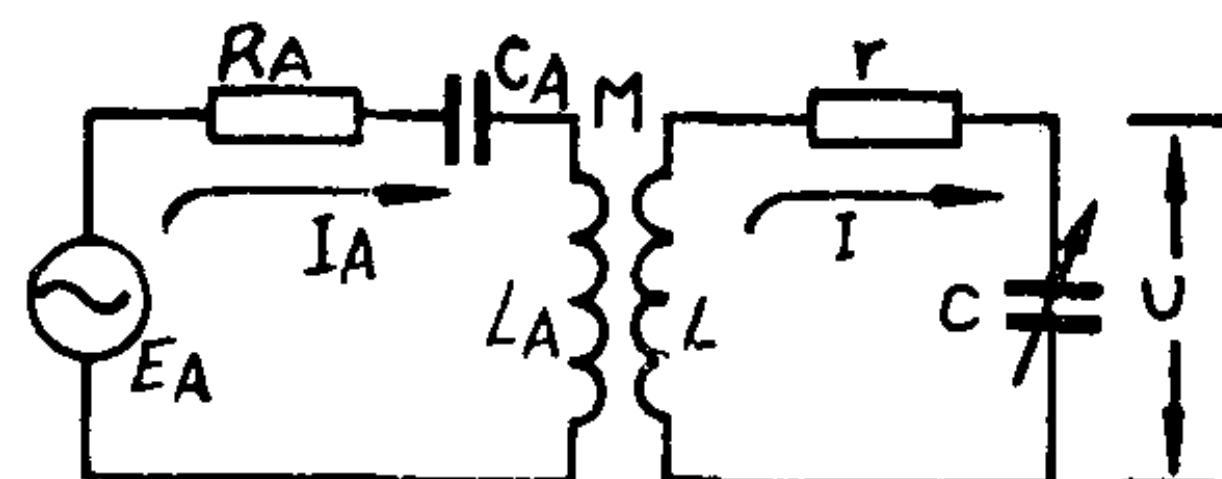


图 2—7 电感耦合输入电路的等效电路

情况下，初级回路的自然频率和工作频率相差较远，只有次级回路是谐振的。

因初级线圈 L_A 的损耗电阻 $r_A \ll R_A$ ，故初级回路阻抗为

$$Z_1 = R_A + j\left(\omega L_A - \frac{1}{\omega C_A}\right) = R_A + jX_1$$

根据耦合振荡电路理论，可将图 2—7 化为次级等效电路，如图 2—8 (a) 所示。其中互感电动势的大小为

$$E = \omega M I_A = \omega M \frac{E_A}{|Z_1|}$$

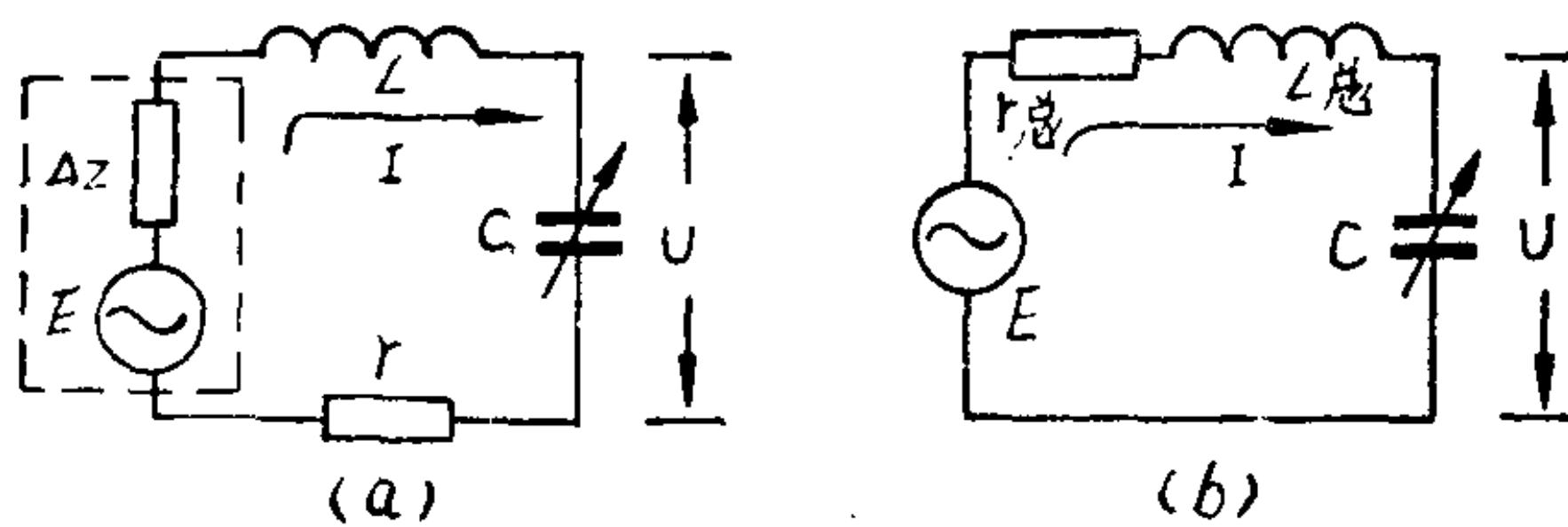


图 2—8 电感耦合输入电路的次级等效电路

反射阻抗 ΔZ 可分为反射电阻和反射电抗两部分

$$\Delta Z = \frac{(\omega M)^2}{Z_1} = \frac{(\omega M)^2}{|Z_1|^2} R_A + j \frac{-(\omega M)^2}{|Z_1|^2} X_1 = \Delta r + j \Delta X$$

为了更进一步简化，将次级回路电阻和反射电阻合并，称为

等效电阻 $r_{\text{总}} = r + \frac{(\omega M)^2}{|Z_1|^2} R_A$

把次级回路感抗和反射电抗合并，称为等效感抗

$$\omega L_{\text{总}} = \omega L - \frac{(\omega M)^2}{|Z_1|^2} X_1$$

这样，就得到图 2—8 (b) 的简化次级等效电路。因此，就可以利用串联振荡电路的理论，来分析它的性能。

二、谐振电压传输系数与选择性讨论

由图 2—8 (b) 可知，当串联谐振时，回路电容两端电压为：

$$U_o = Q'E$$

$$= Q' \frac{\omega M E_A}{|Z_1|}$$

根据谐振电压传输系数的定义，则

$$K_o = \frac{U_o}{E_A} = Q' \frac{\omega M}{|Z_1|} \quad (2-2)$$

式中 Q' 为回路等效质量因数。

$$\begin{aligned} Q' &= \frac{1}{\omega C r_{\text{总}}} = \frac{1}{\omega C (r + \Delta r)} = \frac{1}{\omega C r \left(1 + \frac{\Delta r}{r}\right)} \\ &= \frac{Q_o}{1 + \frac{\Delta r}{r}} \end{aligned} \quad (2-3)$$

先分析 K_o 与 M 的关系，由式(2-2)，当工作频率与回路阻抗 Z_1 一定时， M 越大， ωM 越大，似乎 K_o 也越大。但实际上并不是这样，当 M 加大时，反射电阻 Δr 随着 M 成平方关系增加，结果造成 Q' 显著下降， K_o 不仅不增加反而减小了。当然， M 太小，虽然 Q' 大，因 ωM 太小， K_o 也大不起来。由上分析，一定有一最佳互感量 M_k ，使谐振电压传输系数最大 ($K_o = K_{o\max}$)。 K_o 与 M 的关系如图 2-9 所示。

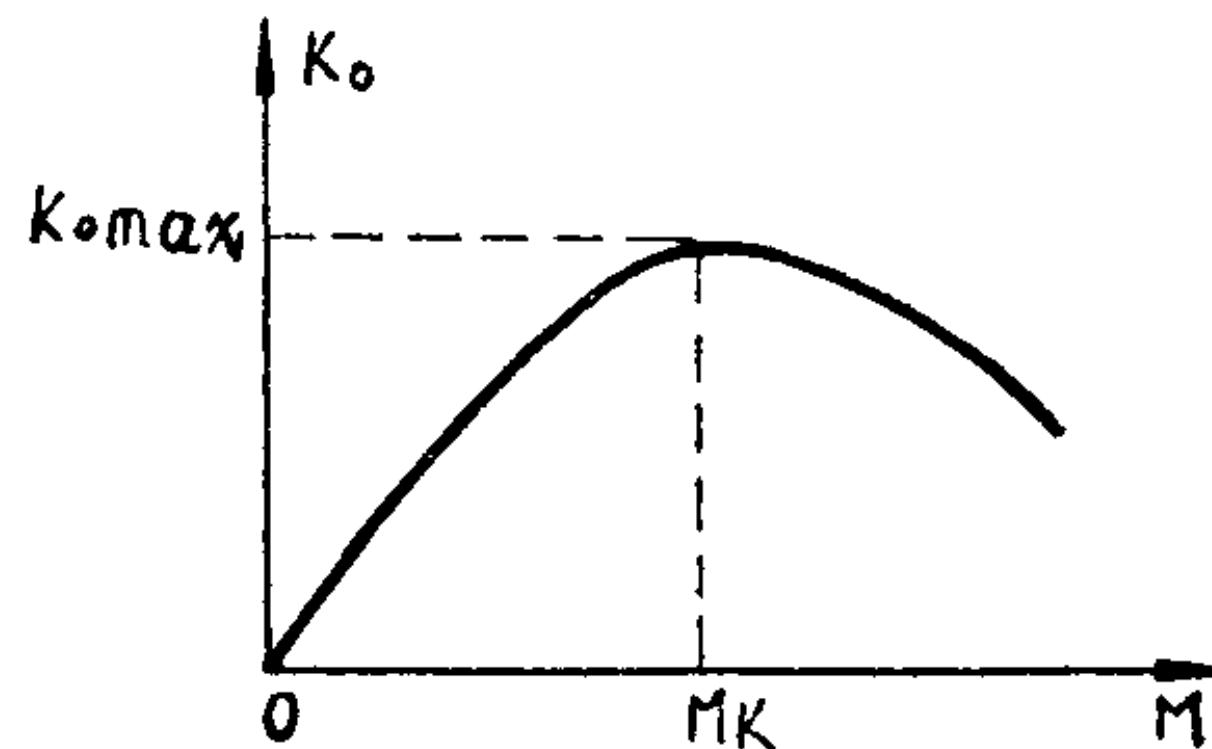


图 2-9 $K_o \sim M$ 关系曲线

在耦合振荡电路理论中已经证明，最佳耦合时，反射电阻等于回路本身电阻 r ，即

$$\frac{\omega^2 M_k^2}{|Z_1|^2} R_A = r$$

故最佳互感量

$$M_k = \frac{|Z_1|}{\omega} \sqrt{\frac{r}{R_A}}$$

由式(2—3)等效质量因数 $Q' = \frac{1}{2}Q_o$, $K_o \max = \frac{1}{2} \frac{\omega M_k}{|Z_1|} Q_o$,

由此可见, 为使 K_o 大, 要求回路本身的 Q 值要大, 且选择最佳耦合 $M = M_k$ 。

在前面提到过, 要提高输入电路选择性, 使谐振曲线尖锐, 必须提高等效质量因数 Q' 值。显然, 如果选择 $M = M_k$, 这时虽然 K_o 达到最大, 但是却使 Q' 降低太多 ($Q' = \frac{1}{2}Q_o$), 选择性太差了。

已知通频带表示式为:

$$B = \frac{f_o}{Q'}$$

设谐振回路本身 $Q_o = 100$ 时, 当选 $M = M_k$, 这时等效质量因数 $Q' = 50$, 在短波段通频带的数值:

$$B = \frac{(3 \sim 30) \times 10^6}{50} = (60 \sim 600) KC$$

而无线电话信号的频带宽度一般为 $10 KC$ 。因此, 在短波范围内工作的输入电路的通频带, 大于信号的频带很多倍, 产生频率失真的可能性基本上是不存在的, 即保真度足够。所以, 在短波段工作的输入电路, 选择性是矛盾的主要方面。这就告诉我们, 在输入电路中主要的问题是设法提高选择性, 也就是尽可能提高回路等效质量因数 Q' 。

为了兼顾 K_o 大和选择性好, 设计输入电路时, 通常选择:

$$M \leq \frac{1}{2} M_k$$

当 $M = \frac{1}{2} M_k$ 时

$$\Delta r = \frac{1}{4} \frac{\omega^2 M_k^2}{|Z_1|^2} R_A = \frac{r}{4}$$

则

$$Q' = \frac{Q_o}{1 + \frac{\Delta r}{r}} = \frac{Q_o}{1 + \frac{1}{4}} = 0.8 Q_o$$

$$K_o = \frac{1}{2} \frac{\omega M_k}{|Z_1|} \times 0.8 Q_o = 0.8 K_{o\max}$$

图 2—10 绘出了 $K_o \sim M$ 及 $Q' \sim M$ 关系曲线。可见，这时 Q' 较大，同时 K_o 与 $K_{o\max}$ 相比也小得不多。

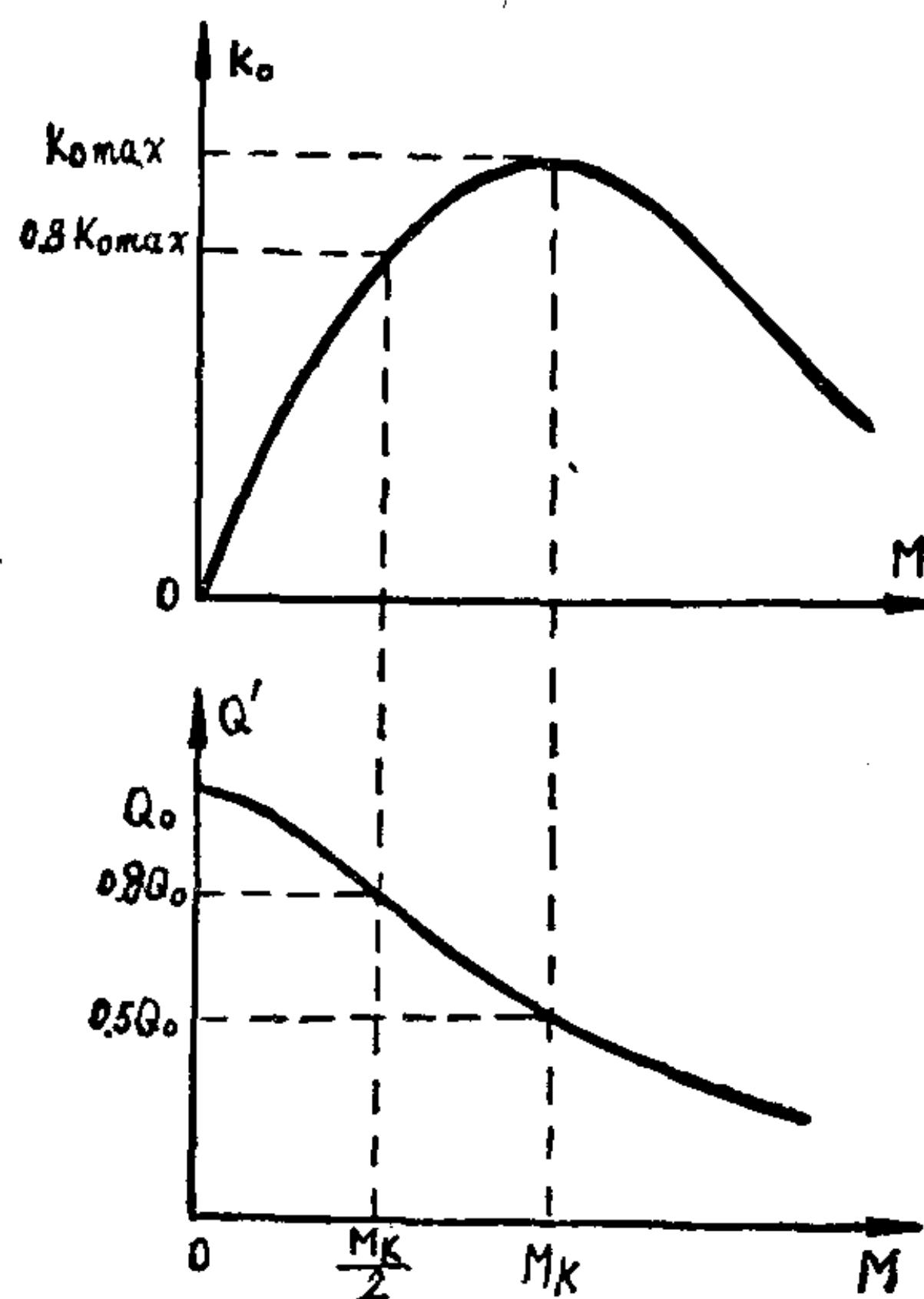


图 2—10 $K_o \sim M$ 、 $Q' \sim M$ 关系曲线

三、 K_o 在波段内平稳度的讨论

电感耦合输入电路主要元件参数是：次级回路电感 L 、电容 C 、互感 M 和天线回路电感 L_A 。 L 和 C 是根据收信机工作波段来选定的，互感量 M 则根据上面分析原则来选择。现在只剩下 L_A 如何选了，我们讨论 K_o 在波段内平稳的问题，就是解决 L_A 如何选择的问题。因此，必须了解 L_A 大小与 K_o 在波段内的平

稳度究竟有什么关系。

根据(2—2)式, $K_o = Q' \frac{\omega M}{|Z_1|}$, Q' 在一个波段内可以认为不变。因频率升高时, 感抗虽然增大(或电容减小), 但回路损耗电阻也随着增加。故下面分析当中, 认为 Q' 为一常数。

$$|Z_1| = \sqrt{R_A^2 + (\omega L_A - \frac{1}{\omega C_A})^2}, \text{ 天线回路固有谐振频率:}$$

$$f_A = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_A C_A}}$$

C_A 由天线参数给定。所以, 选择 L_A 实际上就是决定 f_A 的问题。那么, f_A 高低对 K_o 在波段内的平稳有什么影响呢? 下面分三种情况分析:

1. 选择 L_A , 使 f_A 为波段内某频率。当接收的信号频率恰好与 f_A 相等时, 天线回路串联谐振, $Z_1 = R_A$ 最小, I_A 最大, 因此互感电势 $E = \omega M I_A$ 最大, 则 $U_o = Q'E$ 最大, K_o 最大; 而当接收的频率离开 f_A 时, 天线回路失谐, Z_1 增加, I_A 减小, $E = \omega M I_A$ 减小, 使 U_o 下降, 结果造成 K_o 在波段内出现一个峰点, 如图 2—11 中曲线 a 所示。可见, K_o 在波段内是极不平稳的。

2. 选择 L_A , 使 f_A 高于最高工作频率 f_{max} 。当接收的信号频率从最低工作频率 f_{min} 到 f_{max} 时, 天线回路逐渐接近于谐振, Z_1 逐渐减小, 同时耦合阻抗 ωM 也随之增加, 由(2—2)式看出, 这两个因素同时作用的结果, 使 K_o 随工作频率的上升而急剧增大, 如图 2—11 曲线 b 所示, 在这种情况下, K_o 也是极不平稳的。

3. 选择 L_A , 使 $f_A < f_{min}$ 。当工作频率由 f_{min} 到 f_{max} 时, 天线回路离谐越远, Z_1 越增加, 但此时 ωM 随工作频率上升而增大, 这两个因素同时作用的结果, 使 K_o 在波段内变化比较平稳, 如图 2—11 曲线 c 所示。

可见，只有选择 $f_A < f_{\min}$ ，才可以使 K_o 平稳度好些。通常在短波段里选

$$f_A = (0.25 \sim 0.3) f_{\min}$$

在中波段里选

$$f_A = (0.5 \sim 0.8) f_{\min}$$

因为中波段工作频率低，天线回路通频带窄，为了不因失谐太大，造成 K_o 太小，所以中波段 f_A 选择与 f_{\min} 接近些。

四、天线回路引起次级调谐回路失谐的讨论

收信机为了使用方便，输入电路和高放级为同轴调谐，如图 2—12 所示。

由于两个回路都是对同一个信号频率调谐，所以回路元件 L 、 C 数值相同。

根据耦合振荡电路理论，当选择 $f_A < f_{\min}$ 时，天线回路呈现感性，而反射电抗呈现容性，即

$$\Delta X = -\frac{(\omega M)^2}{|Z_1|^2} X_1$$

显然，这一反射电抗抵消了次级回路一部分感抗，而引起回路失谐。此时又不能重新调可变电容 C 使输入电路谐振，因为这时虽然满足了输入电路重新获得谐振，却使高放级回路造成同样的失谐量。同时，在不同频率、不同天线、不同架设等情况下，反射电抗 ΔX 也在变化，所以说输入电路实际上很难保证谐振，基本上是处于失谐情况下工作的，这就会使收信机灵敏度和选择性等降低。为了降低不多，则必须减小反射电抗对次级回路的影响，

其方法之一是采取松耦合，通常选择 $M < \frac{1}{2} M_k$ ，即可保证天线回路引起次级回路失谐在允许范围之内。另外在次级回路并联一

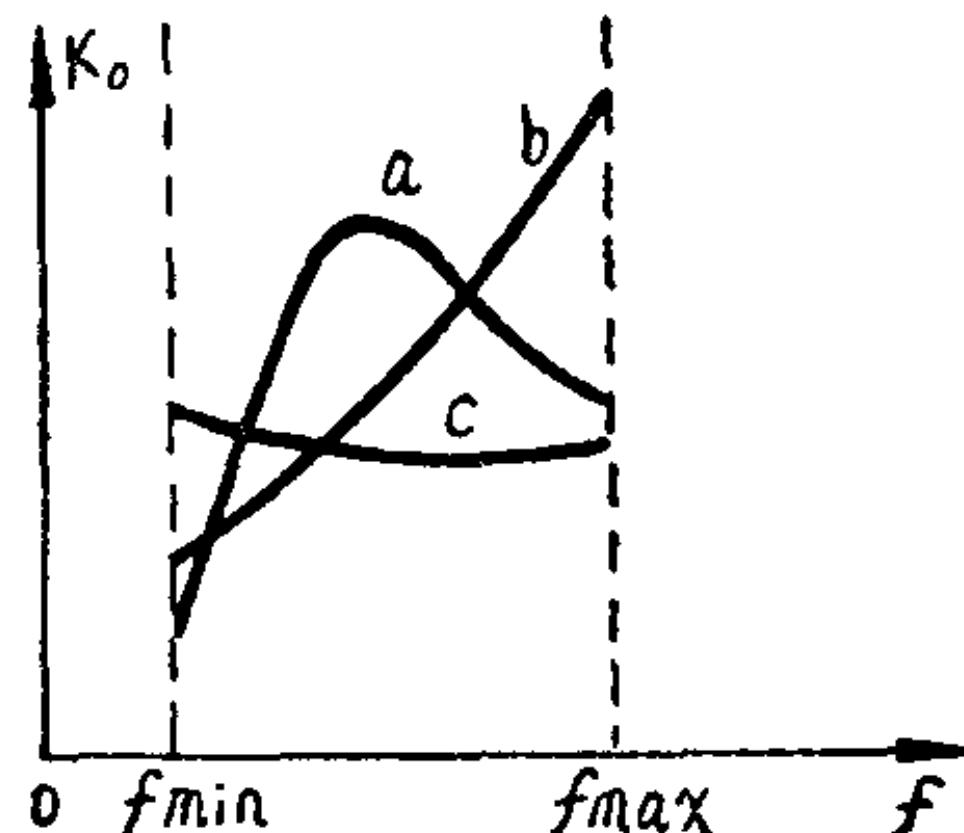


图 2—11 不同 f_A 时的 $K_o \sim f$ 曲线

半可变电容 C_t (容量一般为几~几十 Pf)，其作用是补偿 ΔX 引起的失谐，如图 2—12 所示。

有的收信机面板上装有“天线补偿”旋钮，当收信机收到信号后，再微调 C_t ，补偿反射电抗 ΔX 的影响，使收信机声音最响。但是，一般小型收信机，为了结构简单，补偿电容 C_t 在面板上并没有微调旋钮，工作时是不调整的。因此， C_t 只补偿波段中某一个频率，而在其它频率是微量失谐的。

图 2—12 中， C_g 与 R_g 的作用同低频放大器。一般选 $C_g = (100 \sim 250) Pf$, $R_g = (1 \sim 2) M\Omega$ 。

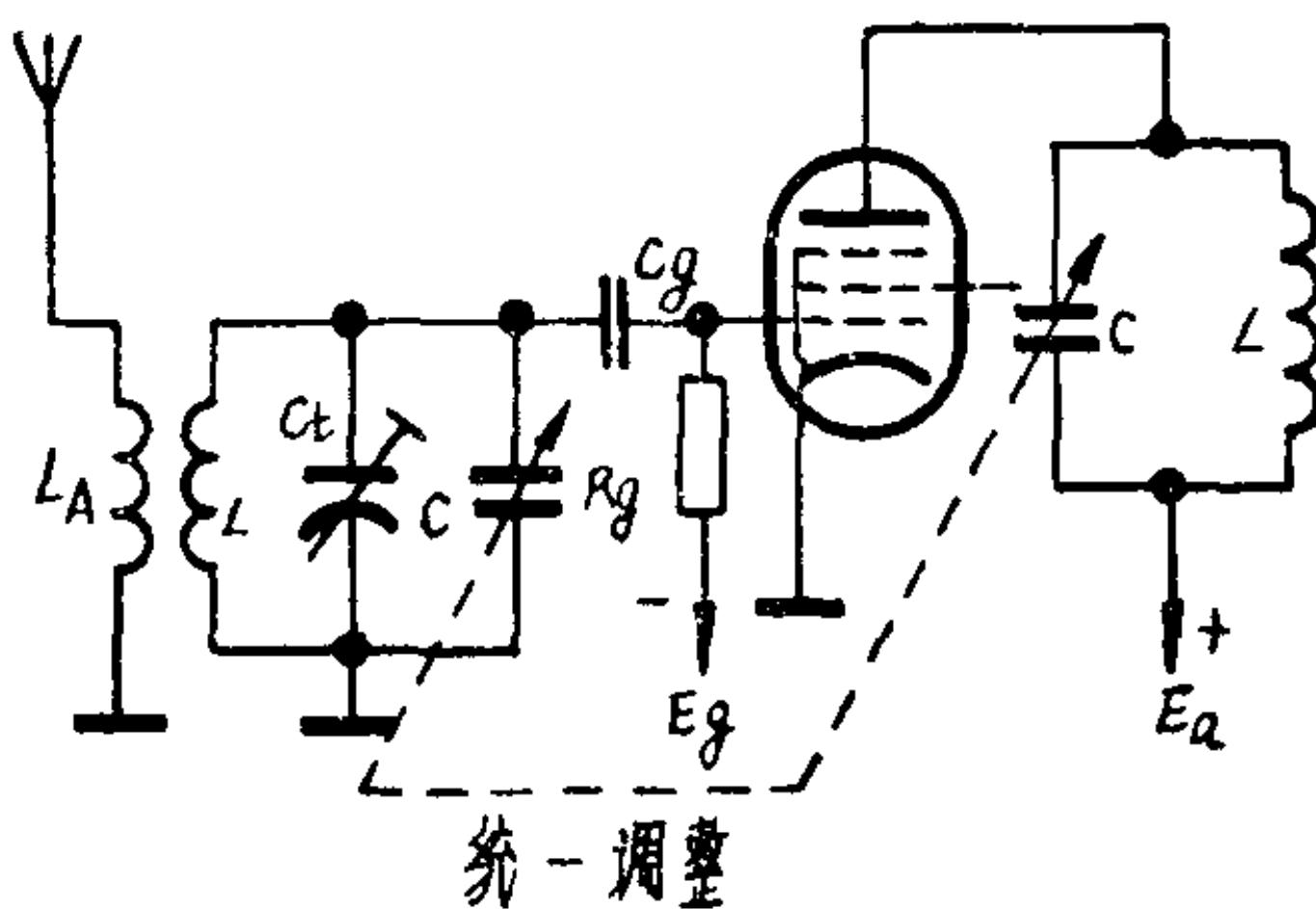


图 2—12 电感耦合输入电路的实际电路

通过以上对电感耦合输入电路的分析，我们不仅应掌握其技术内容，而且要学会分析问题的方法，即应该全面地、互相联系地看问题。从选择性高、失谐量小、谐振电压传输系数也较大来考虑，则应选择互感量 $M \leq \frac{1}{2} M_k$ ；从谐

振电压传输系数 K 。在波段内平稳考虑，应选择 $f_A < f_{min}$ ，当正确选择 M 和 L_A 时，电感耦合输入电路的性能较好，故收信机中用得最多。

§ 2—3 电容耦合和电感、电容耦合输入电路

在军用收信机中除常采用电感耦合输入电路外，下列两种输入电路也有采用，故本节对这两种输入电路作一简单介绍。

一、电容耦合输入电路

图 2—2 为电容耦合输入电路，经分析结果，谐振电压传输系

数可用下式表示

$$K_o = \omega_o^2 C_c L Q'$$

式中 ω_o 为 LC 回路的谐振角频率， C_c 为耦合电容， Q' 为等效电路的质量因数。由此可见，谐振电压传输系数 K_o 是和频率的平方成正比。因此，这种电路的电压传输系数在波段内是极不平稳的，如图 2—13 所示。这是电容耦合输入电路的最大缺点，所以在较宽波段工作的收信机中不宜采用。但它的结构简单，故可用于固定频率或分波段较窄的收信机中。

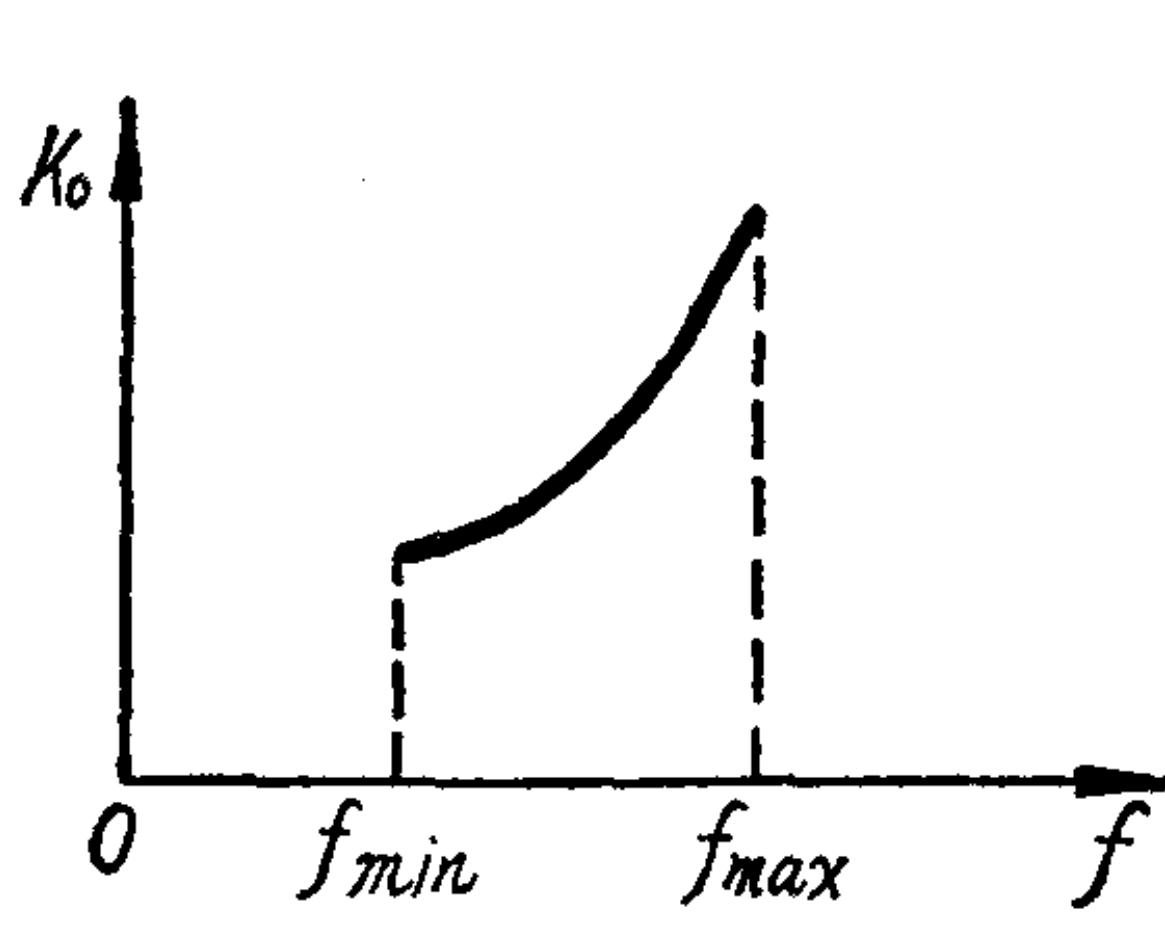


图 2—13 电容耦合输入
电路 K_o ～ f 关系曲线

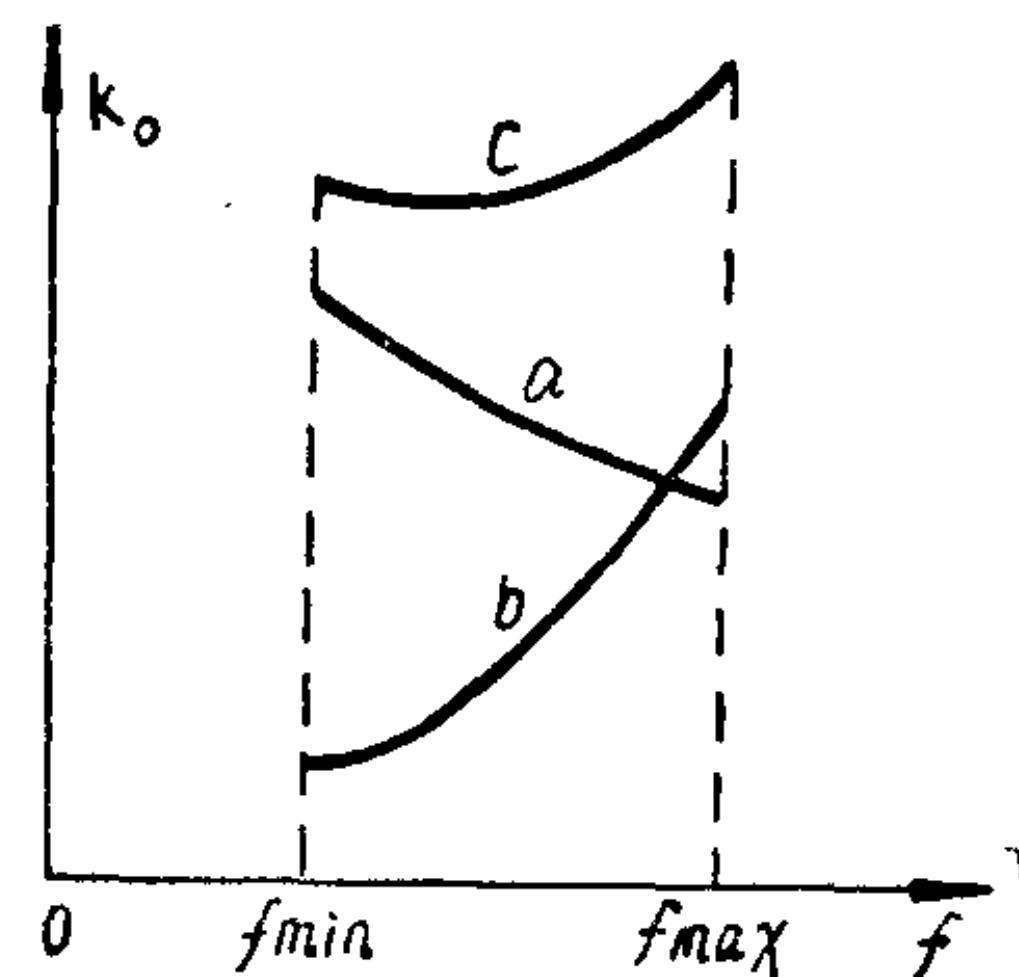


图 2—14 电感、电容耦合输入电
路的 K_o ～ f 关系曲线

二、电感、电容耦合输入电路

图 2—3 为电感、电容耦合输入电路。显然，这种输入电路是在上述两种输入电路的基础上发展而来的，因此，它具有上述两种输入电路的特点，而它主要的优点是 K_o 在波段内更为平稳。这是因为在电感耦合输入电路中，当选择 $f_A < f_{min}$ 时，则在波段内 K_o 将随频率的增加而下降，如图 2—14 中的曲线 a 所示。在电容耦合输入电路中，在波段内 K_o 是随着频率的增加而成平方律上升的，如图 2—14 中的曲线 b 所示。所以，在电感、电容耦合输入电路中，由于两种不同耦合相互的补偿作用，使合成的 K_o 与 f 的关系曲线在波段内就更为平稳，如图 2—14 中的曲线 c 所示。由于这种输入电路的波段平稳度好，故军用收信机

中也常采用。但此种电路需要两个耦合元件，结构稍复杂。

复习思考题

1. 输入电路在收信机中有哪些作用？对它有哪些要求？
2. 电感耦合输入电路中 L_A 的圈数多一点好还是少一点好？为什么？ L_A 与 L 之间的互感量 M 大些好还是小些好？为什么？
3. 试比较三种输入电路的优缺点。
4. 已知电感耦合输入电路： $f_{\max} = 1500$ 千赫， $f_{\min} = 520$ 千赫， $L = 168$ 微亨， $Q_o = 60$ ， $L_A = 60$ 微亨， $k = 0.2$ ，天线电容为 $100 \sim 120$ 微微法，计算时忽略天线的电阻，其中耦合系数

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_A L}}$$

- 求：
- (1) 回路电容的变化范围。
 - (2) 天线电路的谐振频率的变化范围。
 - (3) 波段内高频端的谐振电压传输系数。
 - (4) 波段内低频端的谐振电压传输系数。

5. 已知电感耦合输入电路： $f_{\max} = 1500$ 千赫， $f_{\min} = 520$ 千赫， $L = 168$ 微亨， $Q_o = 60$ ， $L_A = 1730$ 微亨， $k = 0.2$ ，天线电容为 $300 \sim 360$ 微微法，计算时忽略天线的电阻。

- 求：
- (1) 天线电路的谐振频率的变化范围。
 - (2) 波段内高频端的谐振电压传输系数。
 - (3) 波段内低频端的谐振电压传输系数。
 - (4) 通过4、5题的计算，得出了什么实际结论。

第三章 高频放大器

电子管放大器是由电子管和负载两个主要部分组成的。在低频放大器里，负载阻抗是不调谐的。在高频放大器中，负载对信号频率是谐振的，叫谐振放大器。谐振放大器也有两种：一种是随着外来信号频率的改变而改变其调谐的放大器叫调谐放大器。调谐放大器常被用作收信机的高频放大器。另一种是不能改变其谐振频率的，即工作在一个固定的频率上，在一个规定的通频带内能得到均匀的放大作用，这种放大器叫频带放大器。频带放大器常用作超外差收信机的中频放大器。

高频放大器和中频放大器都是放大输入高频信号的电压，有时也称为线性放大器。但根据它们各自的特点，将分二章来叙述。

§ 3—1 高频放大器概述

一、高频放大器的作用

高频放大器处于超外差收信机的输入电路和变频器之间。它的第一个作用是放大高频信号电压。由于变频管的噪音电平较高，而对信号的放大量不大，如果收信机输入电路之后直接就是变频器，则有用信号较小，噪音电平又高，这样信号噪音比就很小，影响收信机的灵敏度。有了高频放大器后，由于放大器本身的噪音电平较低，对信号又有相当大的放大，所以能提高收信机的信号噪音比，从而提高收信机的灵敏度。因此，更确切地说，高频放大器的第一个作用是提高收信机的信号噪音比。

高频放大器的负载是谐振回路，故能在输入电路的基础上进

一步选择信号，抑制干扰。与输入电路一样，高频放大器本身的工作频率较高，它的通频带也比较宽，要想依靠它来抑制谐振频率附近的邻近干扰是不大起作用的，但对超外差收信机的其他干扰，如镜像频率干扰、中频干扰等，由于这些干扰频率都离信号频率较远，有显著的抑制作用。因此，高频放大器的第二个作用是提高选择性，抑制镜像干扰和中频干扰。

高频放大器的第三个作用是抑制变频器中本机振荡能量的向外辐射。当没有高频放大器时，变频器直接和输入电路连接，变频器中的本机振荡电压较容易通过输入电路由天线辐射能量。这就对邻近电台产生干扰，并且易于为敌人测向了解本台位置。有了高频放大器，辐射的作用就大大减小了。

二、高频放大器的分类

按照谐振回路和电子管阳极电路耦合方式的不同，高频放大器有下列几种电路形式。

(一) 直接耦合高频放大器

图 3—1(a) 是直接耦合高频放大器的线路，谐振回路直接与电子管的阳极电路连接。调谐回路由 L 、 C_1 、 C_t 组成： L 是回路电感， C_1 是调谐电容，它与输入回路的调谐电容采用同轴调谐， C_t 是微调电容。调谐回路是调谐于工作频率的，信号经电子管放大后，在调谐回路两端得到放大了的信号电压，通过耦合电容 C_g 加到下一级电路上去。其他元件的作用是： R_k 为阴极电阻，阴极直流成分的电流在这里产生压降，作为放大器的栅偏压， C_k 为旁通电容器。 R_{g2} 、 C_{g2} 为帘栅降压电阻和旁通电容。 R_a 、 C_a 为去耦电阻和去耦电容，它的作用是在应用公共阳极电源时，防止高频信号通过电源内阻和公共接线等在各级之间产生不必要的耦合作用。

(二) 变压器耦合高频放大器

图 3—1(b) 是变压器耦合高频放大器的线路，在电子管的阳极电路中，接了电感线圈 L_a ，经过互感 M 和回路线圈 L 相耦合。

这种线路比起直接耦合线路，可以选择合适的耦合，以改善放大器的性能。由于回路与电子管的阳极直流电压是互相隔离的，所以不需要耦合电容 C_g 和电阻 R_g 。

(三) 自耦变压器耦合放大器

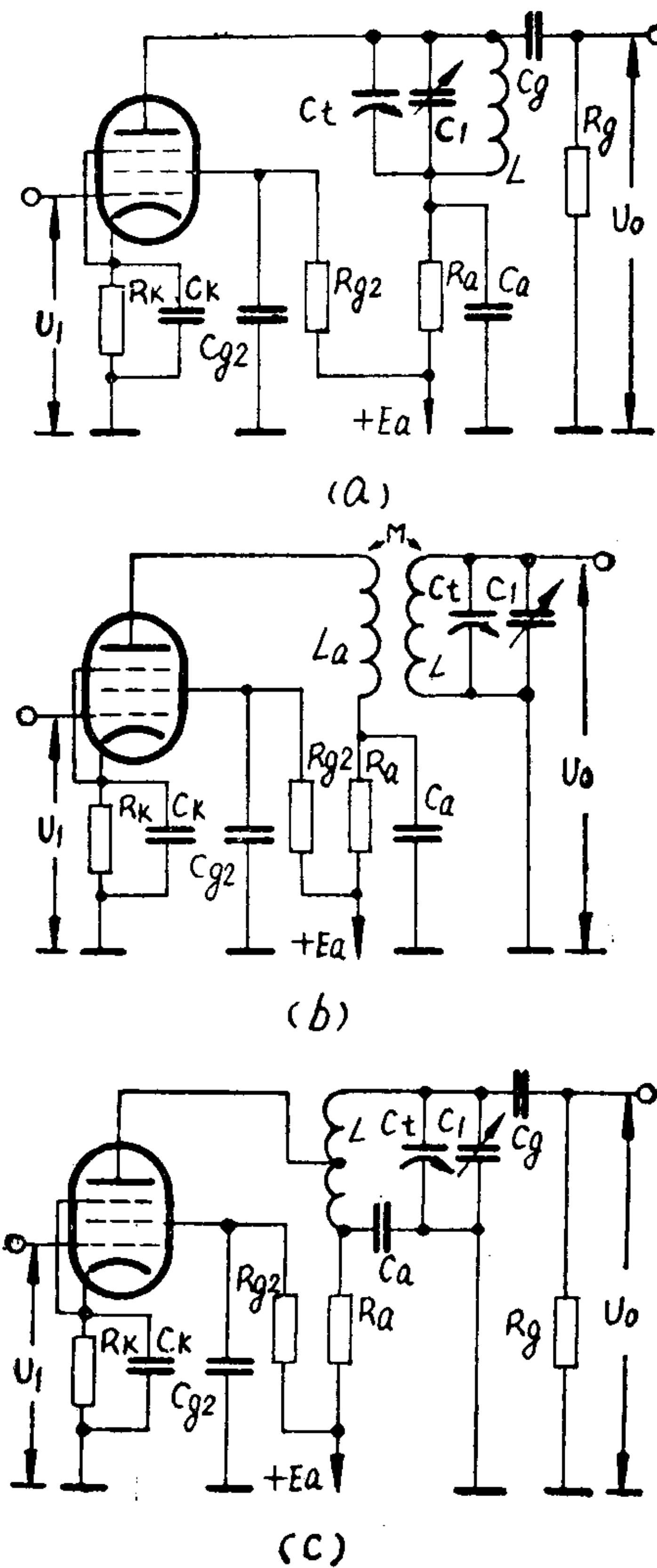


图 3—1 高频放大器线路图

图 3—1(c)是自耦变压器耦合放大器的线路，接在电子管阳极电路中的不是回路电感的全部，而只是其中的一部分。直接耦合线路可以看作是这种电路的一个特殊情况。这种线路和变压器耦合线路一样，也可以选择合适的耦合，以改善放大器的性能。

三、对高频放大器的主要要求

为了较好地完成高频放大器的任务，对高频放大器提出以下主要的要求：

(一) 放大量要大，并且在波段内比较平稳

高频放大器的放大量是它的输出信号电压和输入信号电压之比。一般所指的高频放大器的放大量是指谐振时的放大量，以 K_o 表示。即

$$K_o = \frac{U_o}{U_1} \quad (3-1)$$

U_o 为谐振时的输出电压。

若高频放大器有 n 级，前一级的输出信号即为后一级的输入信号，设第一级的输入电压为 U_1 ，第 n 级的输出电压为 U_n ，则总放大量为

$$\begin{aligned} K_o &= \frac{U_n}{U_1} \\ &= \frac{U_2}{U_1} \cdot \frac{U_3}{U_2} \cdot \frac{U_4}{U_3} \cdots \cdots \frac{U_n}{U_{n-1}} \\ &= K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdots \cdots K_n \end{aligned} \quad (3-2)$$

K_1 、 K_2 、 K_3 …… K_n 分别为第一级、第二级、第三级……第 n 级的放大量。

高频放大器的放大量愈大，一般收信机的灵敏度就愈高。若单级的放大量很大，则要求在一定放大量情况下可以减少放大器的级数。

高频放大器的谐振放大量是随着工作频率而改变的，为了使收信机在波段内灵敏度平稳，故要求高频放大器的谐振放大量在

波段内也比较平稳。

(二) 选择性要好

高频放大器的选择性是由它的谐振曲线来确定的，谐振曲线是放大量和频率的关系曲线。很明显，它和输入电路考虑的问题一样，如果谐振曲线愈尖锐，则高频放大器抑制镜像干扰和中频干扰的能力就愈强。

(三) 高频放大器的工作要稳定

高频放大器应该放大输入的高频信号电压，而不应该引起自激振荡，因为产生自激振荡就不能使放大器正常工作。同时当放大器接近自激振荡时，由于电源电压变化或更换电子管(C_{g_a} 改变)，它的质量指标(如放大量、选择性)也变化很大，也可能引起自激。因此要使放大器工作稳定，还必须远离自激状态。

(四) 失真要小

高频放大器与收信机的其他部分一样，可能产生频率失真和非线性失真。频率失真是由于不同的频率分量所得到的放大量不同而引起的，不过在高频放大器里，它的通频带很宽，故可不加考虑。而非线性失真是由于工作在电子管特性曲线的弯曲部分而产生的，因此在选择工作点时应使非线性失真愈小愈好。

四、高频放大器的工作状态

图3—1是收信机高频放大器的线路图。从线路的形式看来，好象与发信机的高频功率放大器一样，但它们在本质上是有很大区别的。在发信机中功率放大器的激励电压很大，为了提高效率和输出功率，它常常在阳流有截止的情况下工作。但在收信机的高频放大器中，输入信号是很小的，可能是几个微伏或几百微伏，为了使电压放大量大和失真小，它必须在甲类状态工作。

图3—2是收信机高频放大器的波形图。由图中可以看出，信号电压总是在电子管特性曲线的直线范围内摆动。选择直流栅偏压使工作点在特性曲线的平直部分的中央，并且在信号输入后，当信号电压正峰值时也不会出现栅流。这样，高频放大器电子管

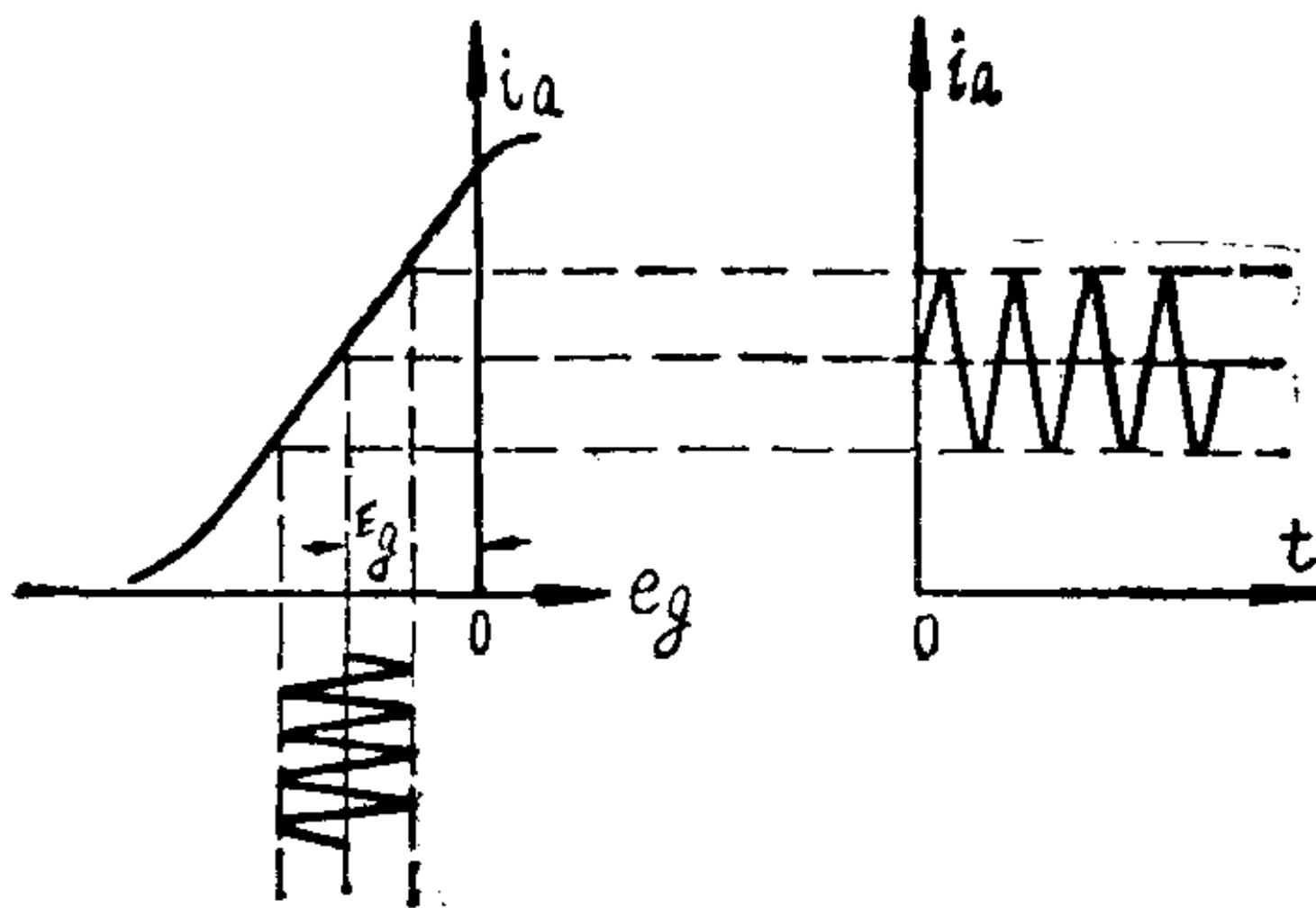


图 3—2 高频放大器的工作状态

的工作状态，比起发信机高频功率放大器工作状态就简单多了。收信电子管手册上都给出作为高频放大器时各种电子管工作的典型运用数据。有的管子甚至在零偏压工作时，对小信号输入，也不至于产生栅流。因此对高频放大器的研究，就着重讨论它的负载线路了。

§ 3—2 直接耦合放大器

一、等效电路

图 3—1(a)为直接耦合放大器。为了便于对放大器进行分析讨论，把高频有关的因素加以考虑后，就可画出放大器阳极的等效电路，如图 3—3 所示。

图中 $C_{\text{出}}$ 为本级电子管输出电容； $R_L C_L$ 为下级电子管的输入电阻及输入电容； C_1 是主调电容； C_t 是微调电容； C_M 是接线电容、线圈分布电容等所有杂散电容的总和； L 为回路电感； r_L 为回路本身的损耗电阻； μU_1 是电子管等效内电势； R_i 是电子管的内阻。图 3—1(a)中 C_k 、 C_{g2} 、 C_a 对高频旁通，所以高频放大器等效电路中没有把 $C_k R_k$ 、 $C_{g2} R_{g2}$ 、 $C_a R_a$ 等画入等效电路内。

可将图 3—3 进一步简化成图 3—4，其中，由于耦合电容 C_g

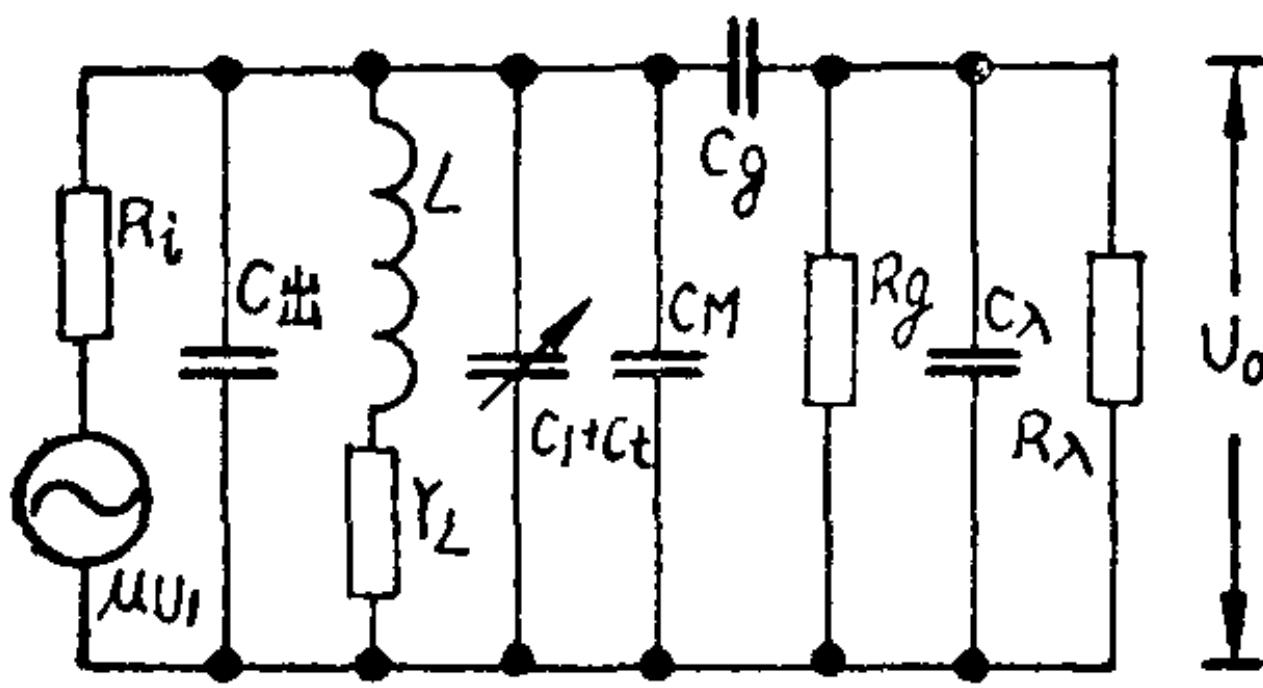


图 3-3 直接耦合放大器的等效电路

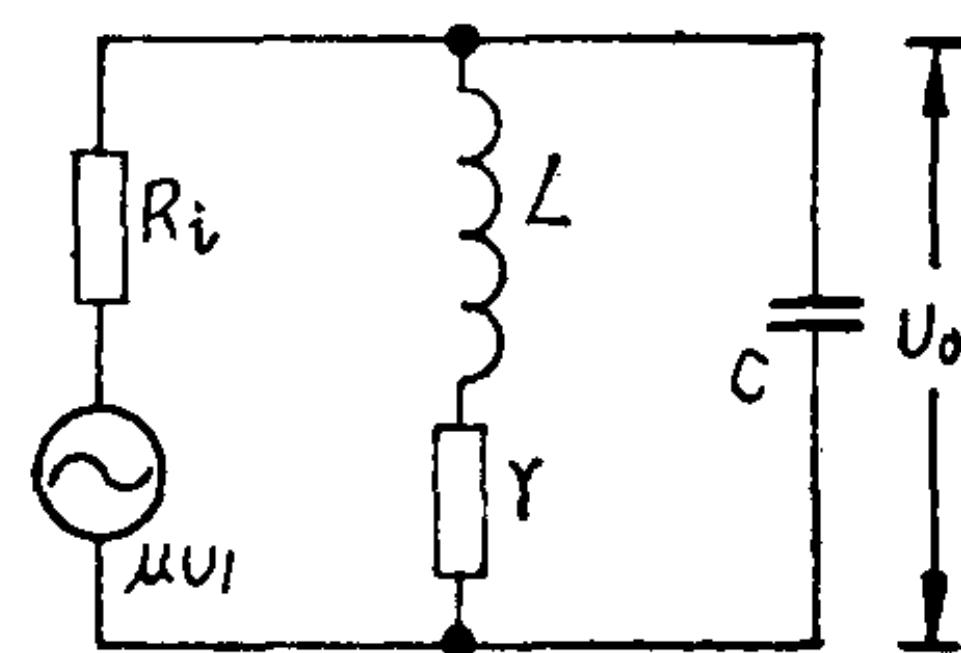


图 3-4 直接耦合放大器简化电路

对高频的阻抗不大，可认为对高频旁通，故有

$$C = C_1 + C_t + C_M + C_{\text{出}} + C_{\lambda}$$

把电阻和电感并联化为串联形式后得到

$$r = r_L + \frac{\omega_o^2 L^2}{R_g} + \frac{\omega_o^2 L^2}{R_\lambda}$$

二、谐振放大量 K_o 的讨论

当放大器的回路调谐到工作频率时，该图 3-4 中的等效谐振阻抗为 Z_o ，则

$$Z_o = Q' \omega_o L$$

谐振时输出电压 U_o 为

$$U_o = I Z_o = \frac{\mu U_1}{R_i + Z_o} Z_o$$

在一般情况下，高频五极管 R_i 很大，即 $R_i \gg Z_o$ ， Z_o 比起 R_i 可忽略不计。

故

$$U_o = \frac{\mu}{R_i} Z_o U_1 = S Z_o U_1$$

式中： $S = \frac{\mu}{R_i}$ 为电子管的互导。

谐振放大量 K_o 为

$$K_o = \frac{U_o}{U_1} = S Z_o \quad (3-3)$$

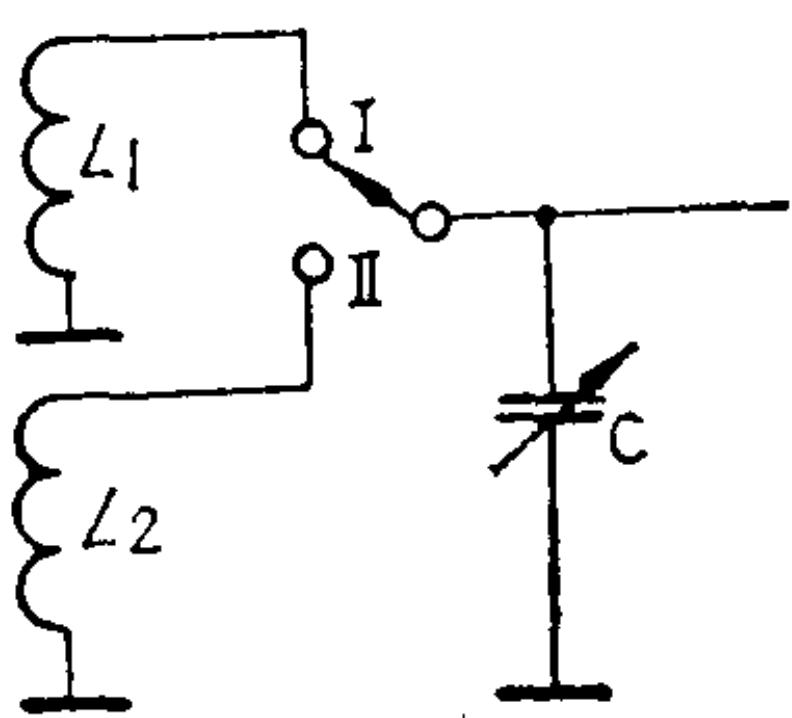


图 3—5 分波段的转换

由公式(3—3)看出,如果要使 K_o 大,应选用互导 S 较大的高频五极管,或提高高频放大器谐振回路的等效谐振阻抗 Z_o 的数值。

三、谐振放大量 K_o 在波段内平稳度的讨论

当收信机的工作频率范围很宽时,常常要将整个接收波段划分为几个分波段,每个分波段的回路通常使用同一可变电容器,而以改变回路线圈来达到转换波段的目的,如图 3—5 所示。

直接耦合放大器的谐振放大量为

$$K_o = SZ_o = S \frac{L}{Cr} = SQ' \omega_o L \quad (3-4)$$

在一个分波段内,等效的质量因数 Q' 基本上不变, L 也不变,因此,放大量与工作频率成正比。当频率由低分波段转换到高分波段时, L 变小了,因此,频率较高的分波段的低频端(可变电容 C 为最大电容量)小于较低频率的分波段低频端(可变电容 C 也为最大电容量)的放大量。

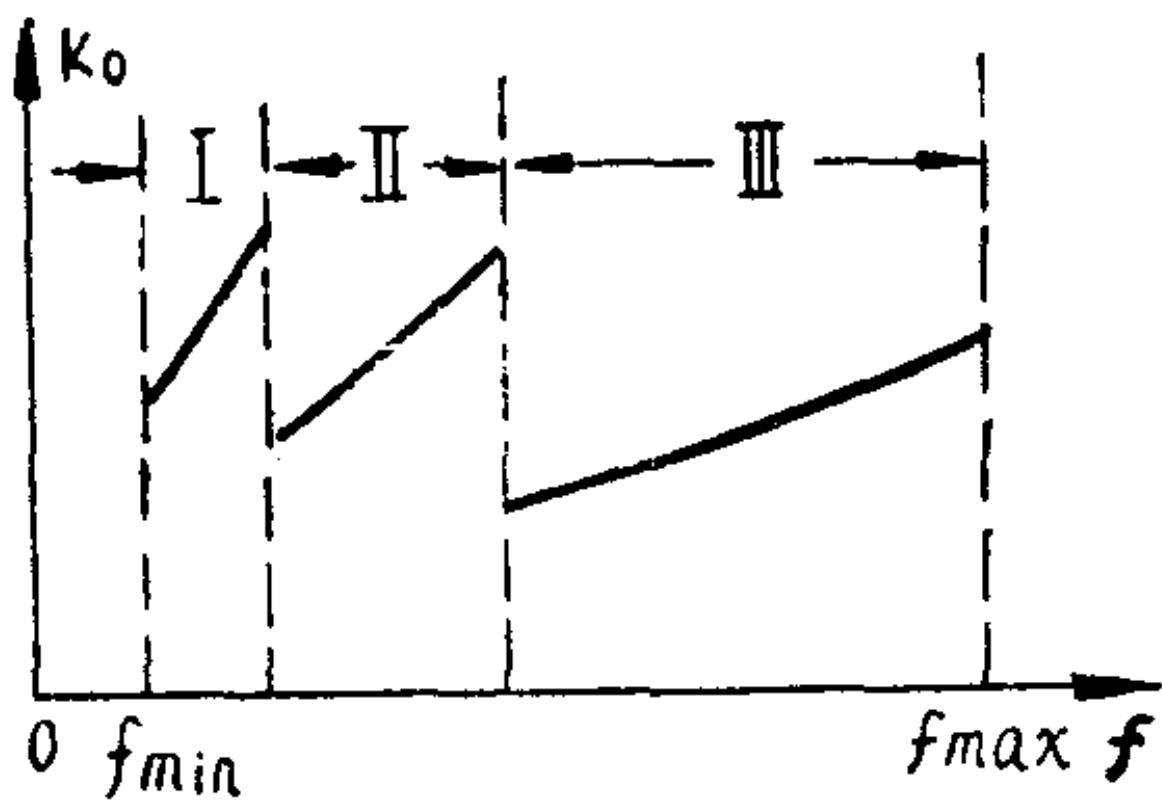


图 3—6 整个波段范围内 $K_o \sim f$ 的关系曲线

在各分波段的高频端来比较时也如此。所以,频率较高的分波段 $K_o \sim f$ 曲线便整个的降低了。这样,就整个波段范围来看, K_o 随频率的变化是很大的,也就是说 K_o 在波段内很不平稳,如图 3—6 所示。

四、选择性的讨论

为了分析放大器的选择性,必须考虑等效的质量因数 Q' 值。

从图 3—4 中可把电子管内阻 R_i 折算到回路内,则变为 $\frac{\omega_o^2 L^2}{R_i}$ 。

于是在等效回路的有效损耗电阻数值为

$$r_{\text{总}} = r_L + \frac{\omega_o^2 L^2}{R_g} + \frac{\omega_o^2 L^2}{R_\lambda} + \frac{\omega_o^2 L^2}{R_i}$$

$$= r_L \left(1 + \frac{Z_o}{R_g} + \frac{Z_o}{R_\lambda} + \frac{Z_o}{R_i} \right)$$

其中, $Z_o = \frac{\omega_o^2 L^2}{r_L}$ 是阳极回路本身的谐振阻抗。所以等效的质量因数 Q' 为

$$Q' = \frac{\omega_o L}{r_{\text{总}}} = \frac{\omega_o L}{r_L \left(1 + \frac{Z_o}{R_g} + \frac{Z_o}{R_\lambda} + \frac{Z_o}{R_i} \right)}$$

$$= \frac{Q_o}{1 + \frac{Z_o}{R_g} + \frac{Z_o}{R_\lambda} + \frac{Z_o}{R_i}} \quad (3-5)$$

其中, $Q_o = \frac{\omega_o L}{r_L}$ 是回路本身的质量因数。

要提高放大器的选择性, 则希望 Q_o 高及 $Q' \approx Q_o$ 。故必须使 $R_\lambda \gg Z_o$ 、 $R_g \gg Z_o$ 和 $R_i \gg Z_o$ 。通常在短波中, Z_o 为几千欧姆到几十千欧姆; 高频五极管的 R_i 一般能满足 $R_i \geq 4Z_o$; R_g 约为 1~2 兆欧; R_λ 也常可达到 10 倍 Z_o 。

直接耦合放大器由于谐振回路直接接在电子管阳极, 耦合很紧, 因此当电子管参数发生变化时, 对放大器的放大量和选择性影响较大。即使更换同类型的电子管, 其参数 (如内阻、互导、极间电容等) 也是不完全相同的。另外, 由于耦合紧, 工作稳定性也差。由于这种电路缺点较多, 所以一般在长、中、短波收信机中很少采用。但正因为耦合紧, 它的谐振放大量 K_o 比下述两种耦合类型的放大器要大。因此, 在超短波收信机中仍有采用。

§ 3—3 变压器耦合放大器

一、等效电路

图 3—1(b) 为变压器耦合放大器线路，它的等效电路如图 3—7 所示。图中 $R_\lambda C_\lambda$ 为下级电子管的输入电阻及输入电容；

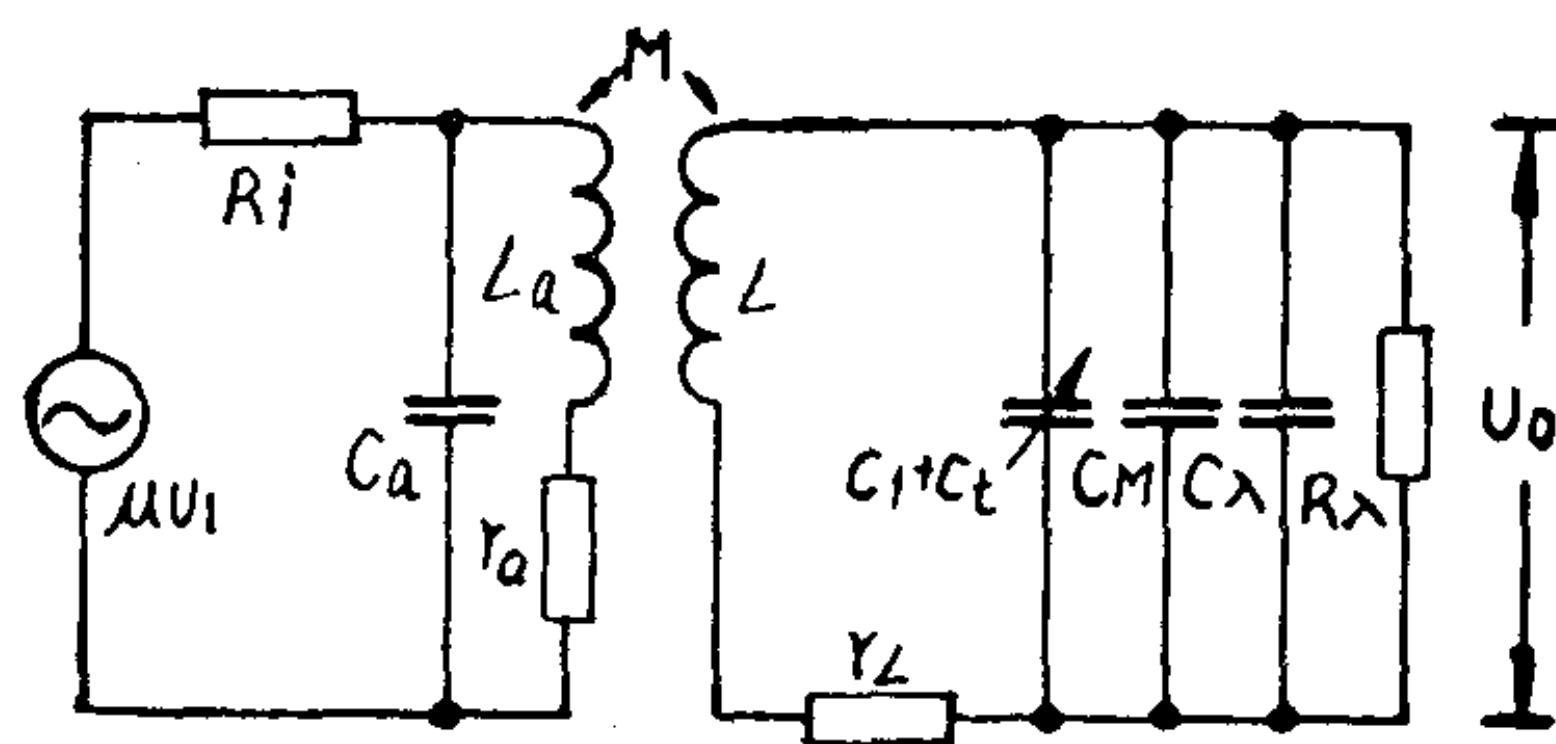


图 3—7 变压器耦合放大器的等效电路

C_1 是主调电容； C_2 是微调电容； C_M 是接线电容、线圈分布电容等所有杂散电容的总和； L 为次级回路的电感； r_L 为次级回路本身的损耗电阻； L_a 为初级电路电感； r_a 为初级回路本身的损耗电阻； C_a 为初级回路里电子管的输出电容、接线电容、线圈分布电容等所有杂散电容的总和； R_i 是电子管的内阻； μU_1 是电子管等效内电势。

可将图 3—7 进一步简化成图 3—8(a)。其中，次级电路中 $C = C_1 + C_2 + C_M + C_\lambda$ ； r 为次级电感 L 的损耗电阻 r_L 与下一级电子管输入电阻 R_λ 引进回路的电阻之和，即 $r = r_L + \frac{\omega^2 L^2}{R_\lambda}$ 。应当指出，由于初级回路 L_a 的感抗比它本身的损耗电阻 r_a 要大得多，所以 r_a 可以忽略。

把图 3—8(a) 虚线左端应用代文宁定理，可得图 (b) 的等效电路，其中

$$E_1 = \frac{\mu U_1}{\sqrt{R_i^2 + \left(\frac{1}{\omega C_a}\right)^2}} \cdot \frac{1}{\omega C_a}$$

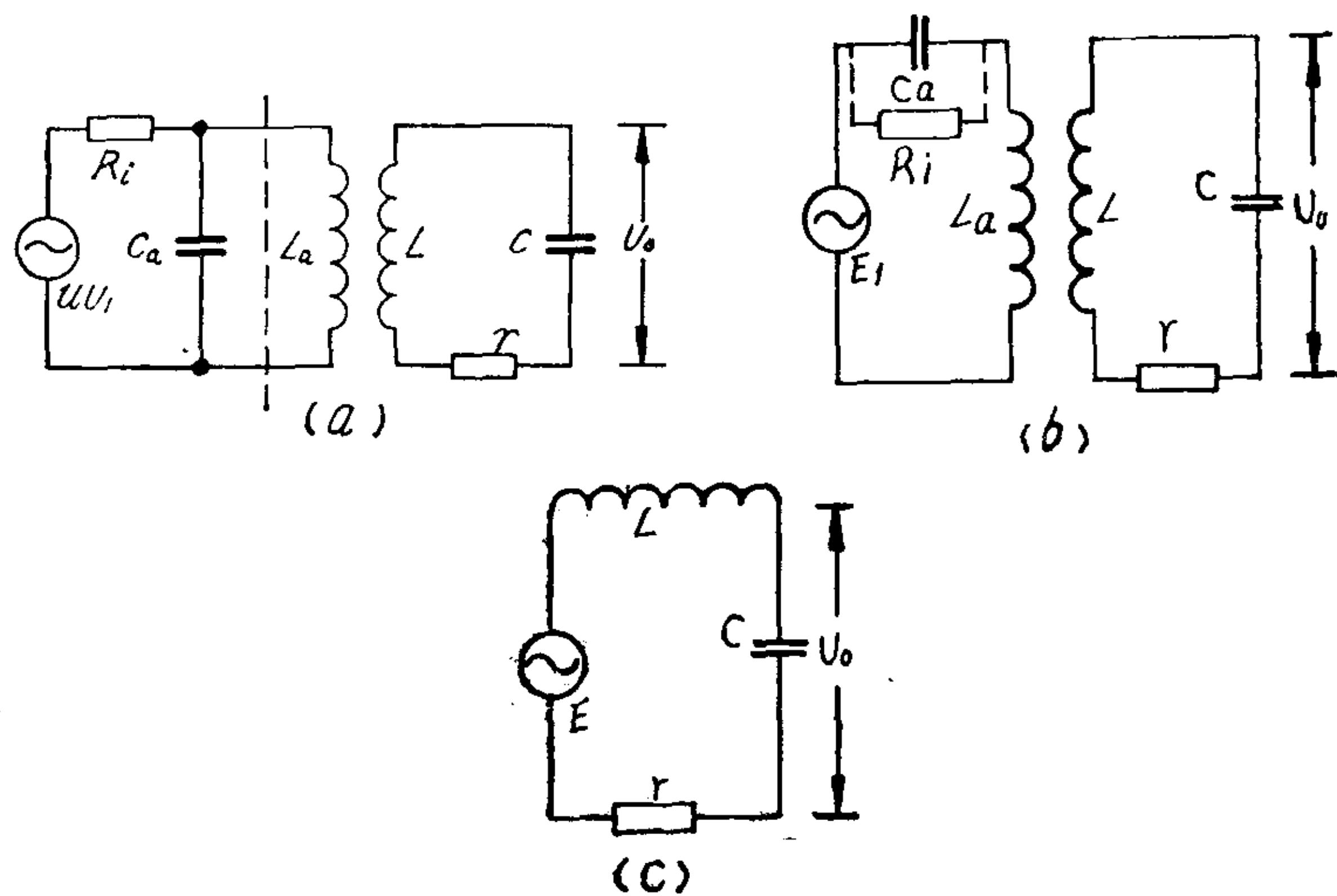


图 3-8 变压器耦合放大器的简化电路

因为

$$R_1 \gg \frac{1}{\omega C_a}$$

所以

$$E_1 = \frac{\mu U_1}{R_1 \omega C_a} = \frac{S U_1}{\omega C_a} \quad (3-6)$$

再把图 3-8(b) 的互感耦合电路等效为次级等效电路，得到图 3-8(c) 的最后简化电路。根据耦合电路分析：次级开路时初级电流 I_1 为

$$I_1 = \frac{E_1}{\omega L_a - \frac{1}{\omega C_a}}$$

则次级感应电动势 E 为

$$E = \omega M I_1 = \frac{\omega M E_1}{\omega L_a - \frac{1}{\omega C_a}} \quad (3-7)$$

于是就可依据图 3-8(c) 来讨论下述问题了。

二、谐振放大量和选择性的讨论

从图 3-8(c) 等效电路看，谐振时电容 C 两端电压

$$U_o = Q'E$$

将(3—6)和(3—7)式代入上式，可得到：

$$U_o = \frac{Q'SMU_1}{C_a(\omega_o L_a - \frac{1}{\omega_o C_a})}$$

谐振放大量 K_o 为

$$K_o = \frac{U_o}{U_1} = \frac{SQ'M}{C_a \omega_o L_a - \frac{1}{\omega_o}}$$

利用关系： $\omega_o^2 = \frac{1}{L_a C_a}$ 、 $Z_o = Q' \omega_o L$ 和 $P = \frac{M}{L}$ ，代入上式

并整理得

$$K_o = \frac{SZ_oP}{\left(\frac{\omega_o}{\omega_n}\right)^2 - 1} \quad (3-8)$$

其中 ω_n 为阳极回路的自然谐振频率； Z_o 为等效回路的等效谐振阻抗； P 为接入系数。

从公式(3—8)中可以看出，欲获得较大的放大量 K_o ，可采用互导 S 较大的高频五极管；也可以加大等效谐振阻抗 Z_o ，即提高回路的 Q 值。但应该注意的是，当加大接入系数 P 时（也就是加大 M ），反射电阻也会增加，致使 Q' 下降，等效的谐振阻抗 Z_o 减小，使放大量 K_o 减小，所以 K_o 并不是一直随着 M 的增大而增大， M 有一最佳值 M_k 使 K_o 为 $K_{o\max}$ ，但此时 Q' 显著下降，使选择性变坏。所以研究放大量 K_o 与互感 M 的关系时，则与电感耦合输入电路的分析一样，也应该与 Q' 联系起来全面考虑，不能只从放大量单方面来考虑。

图 3—9 表示了 K_o 、 Q' 与 M 的关系，从图中可见，当 $M = M_k$ 时， $K_o = K_{o\max}$ ，但 $Q' = \frac{1}{2}Q_o$ ，显然选择性太差。为了提高 Q 值以提高选择性，应选用高内阻电子管，回路本身损耗要

小，此外耦合尽可能松些，

一般取 $M \leq \frac{1}{2}M_k$ ，因此在求回路的等效质量因数时，可忽略反射电阻的影响。如等效电路图3—8(c)的回路等效质量因数 Q' 等于

$$Q' = \frac{Q_o}{1 + \frac{Z_o}{R_\lambda}}$$

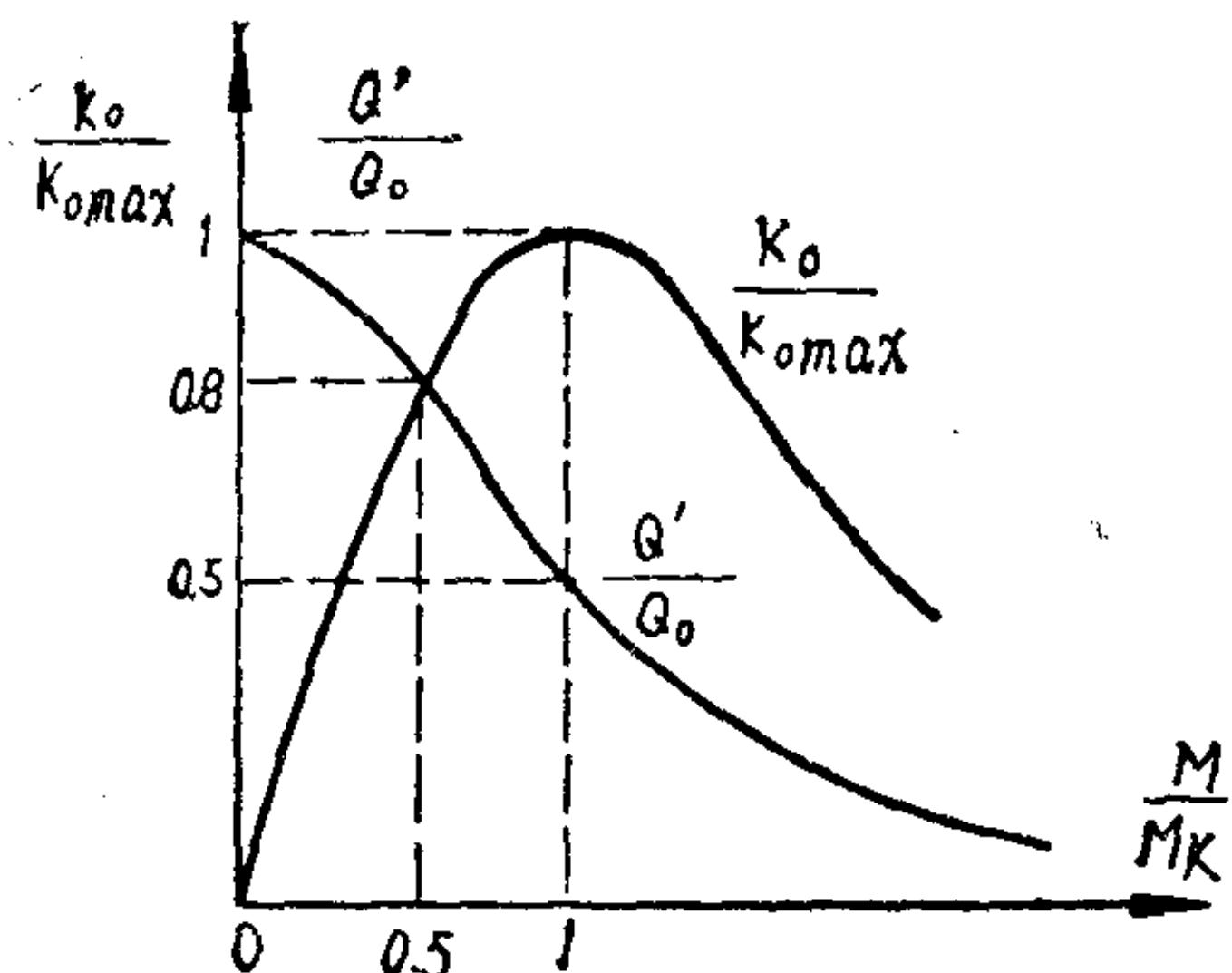


图 3-9 M 和 K_0 、 Q' 的关系曲线

上式与直接耦合放大器 Q' 比较，可看出变压器耦合放大器的选择性比直接耦合放大器的选择性要好些。

为了兼顾放大量 K_0 与选择性 Q' ，通常选

$$M \leq \frac{1}{2}M_k$$

当 $M = \frac{1}{2}M_k$ 时， $K_0 = 0.8K_{0\max}$ ， $Q' = 0.8Q_o$ ，可见谐振放大量和选择性都较高。在短波范围内，变压器耦合高放级的放大量约为 5~25，回路的等效质量因数约为几十到一百多。

三、 K_0 在波段内平稳度的讨论

由公式(3—8)可知，变压器耦合放大器的 K_0 为

$$K_0 = \frac{SZ_oP}{\left(\frac{\omega_o}{\omega_a}\right)^2 - 1}$$

K_0 在波段内的平稳度情况，除了和 Z_o 有关（这种情况在直接耦合放大器中分析过）以外，还和 $\frac{\omega_o}{\omega_a}$ 的比值有很大的关系，现分三种情况来看：

(一) 当阳极的等效回路的自然谐振频率 f_a 等于波段内某

一工作频率 f_0 时，在这工作频率 f_0 上， K_0 为最大值， $K_0 = K_{0,\max}$ 。而在其它工作频率，初级失谐， K_0 都要比 $K_{0,\max}$ 小。于是 K_0 都要下降，波段范围内 K_0 不平稳，如图 3—10(a) 所示。

(二) 如果阳极等效回路的自然谐振频率大于工作的最高频率，即 $f_a > f_{\max}$ ，以致于 $\left(\frac{\omega_0}{\omega_a}\right)^2 \ll 1$ 时

则

$$K_0 \doteq S Z_0 P \quad (3-9)$$

K_0 在分波段内随频率变化的情况由 Z_0 决定，它和直接耦合放大器的变化一样，也是 K_0 随频率 f 上升而上升。但在变换分波段时，由于可以改变接入系数 P 的数值，则可在频率低的分波段采用较小的数值，频率高的分波段采用较大的数值，使 K_0 在整个波段范围内比较平稳，如图 3—10(b) 所示。

因此一般选用 L_a 的数值使 $f_a = (2 \sim 3) f_{\max}$

$$\text{或 } f_a^2 = (4 \sim 9) f_{\max}^2 \quad \frac{1}{4\pi^2 L_a C_a} = (4 \sim 9) f_{\max}^2$$

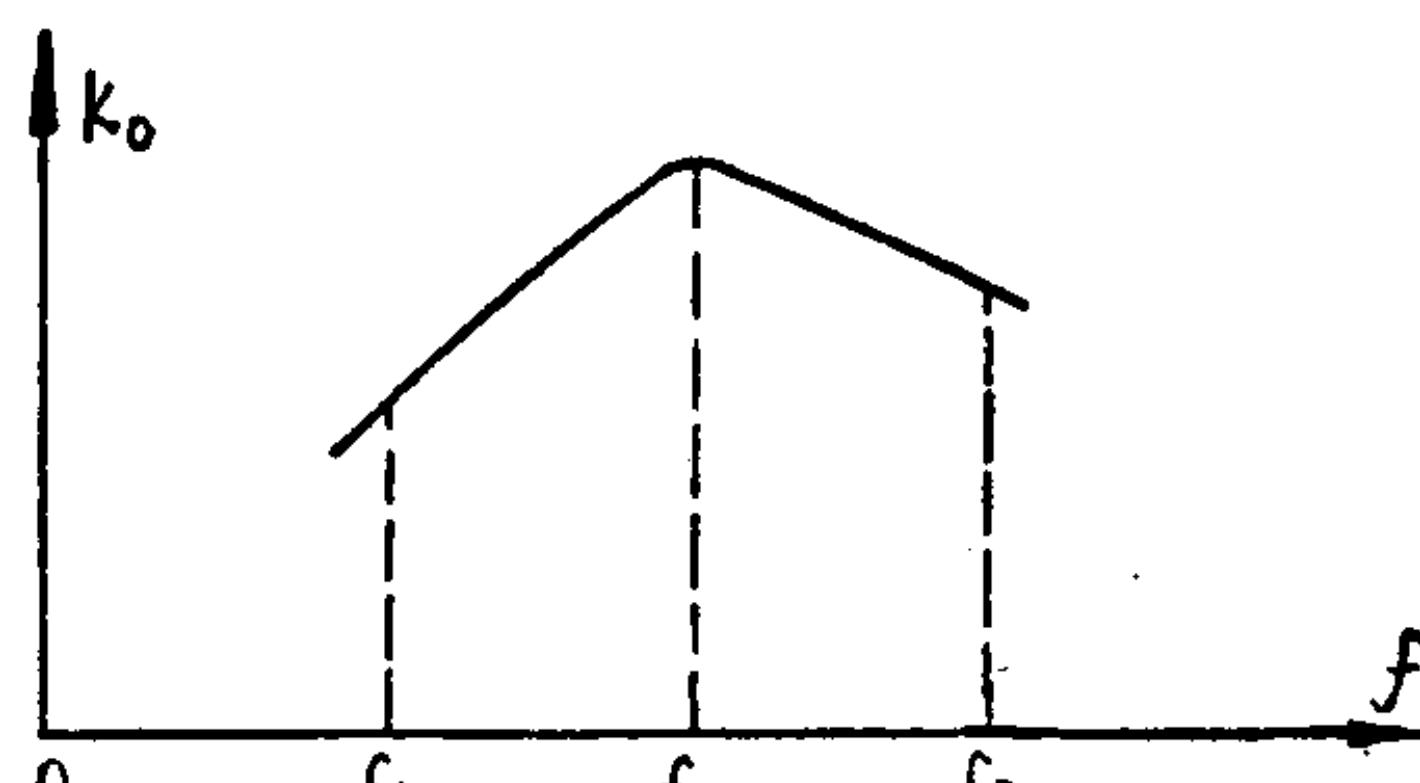
$$\text{此时 } L_a = \frac{1}{4\pi^2 (4 \sim 9) C_a f_{\max}^2} \quad (3-10)$$

(三) 如果阳极等效回路的自然谐振频率小于工作的最低频率，即 $f_a < f_{\min}$ 时，由公式(3—8)化为

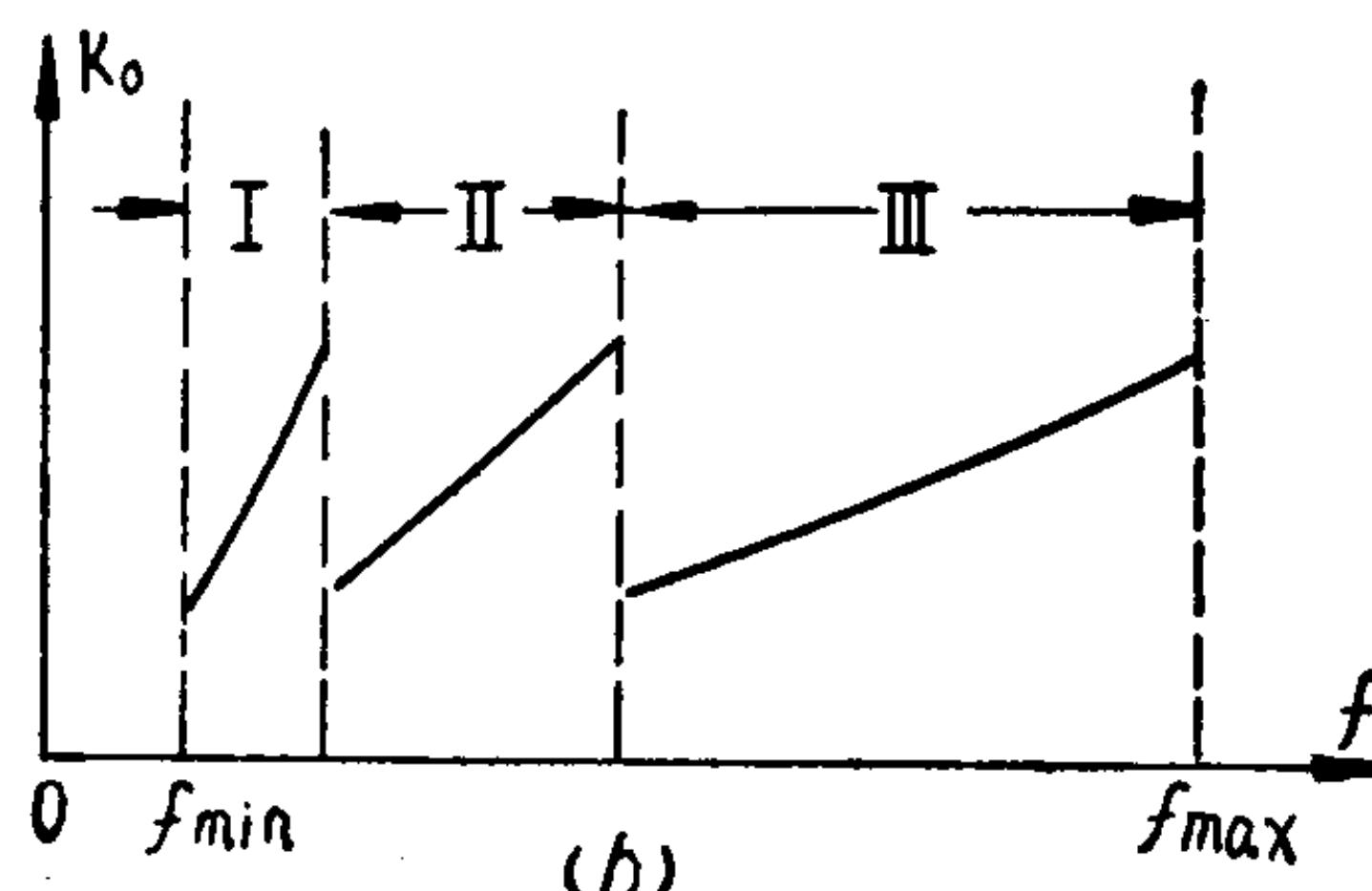
$$K_0 = \frac{S Z_0 P}{\left(\frac{\omega_0}{\omega_a}\right)^2 - 1} = \frac{S Q' \omega_0 M}{\left(\frac{\omega_0}{\omega_a}\right)^2 - 1}$$

当工作频率上升时， K_0 公式中分子 ω_0 上升，但 $\frac{\omega_0}{\omega_a}$ 也上升，因为分母的影响大于分子的影响，这样 K_0 在 f_0 上升时反而下降，但变化较小，所以在波段内 K_0 比较平稳。同时，在分波段中亦可用改变 P 的方法，使整个波段范围内 K_0 比较平稳，如图 3—10(c) 所示。

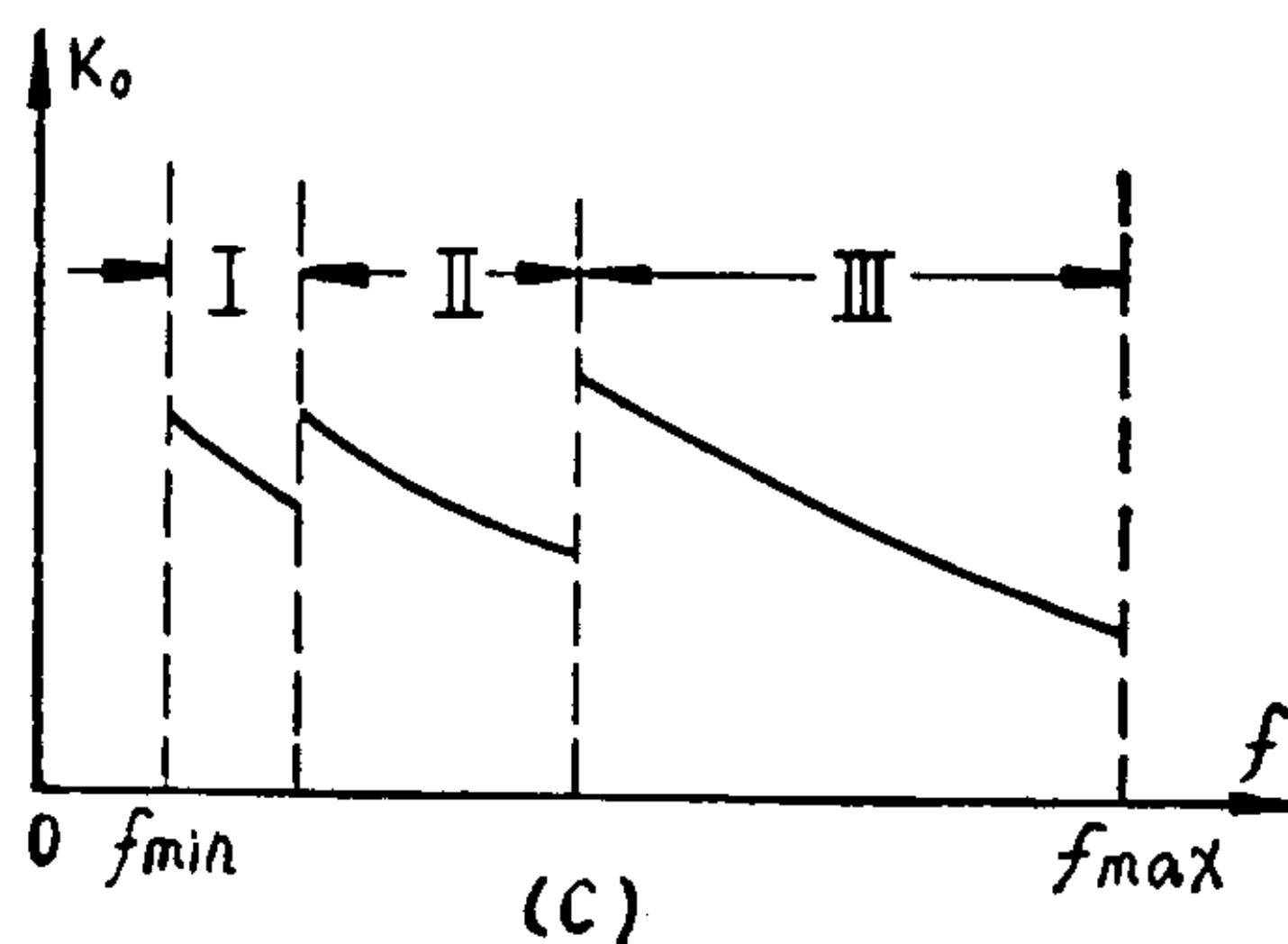
一般可选用 L_a 使 $f_a = (0.4 \sim 0.7) f_{\min}$



(a)



(b)



(c)

图 3—10 变压器耦合放大器整个波段内 $K_0 \sim f$ 的关系曲线

即
$$L_a = \frac{1}{4\pi^2 (0.16 \sim 0.49) C_a f^2 \min} \quad (3-11)$$

总之，讨论的结果表明，变压器耦合放大器 K_0 在波段内平

稳度的情况与 ω_a 、 P 这二个因素的选择有关。选择不同的 ω_a 和 P 时，所得的结论也不一样。如何选用就要根据整机的具体情况考虑，但不论选用那一种， K_a 在波段内的平稳度还是比直接耦合放大器好些。

在短波收信机中，常采用变压器耦合高放级。这时，通常采用电感耦合输入电路，因为这样可以使电感耦合输入电路的 K_a 和变压器耦合高放级的 K_a 在波段内得到补偿，从而使收信机在波段内的灵敏度较为平稳。

§ 3—4 自耦变压器耦合放大器

图 3—1(c) 为自耦变压器耦合放大器。可以把它画成图 3—11 的等效电路。

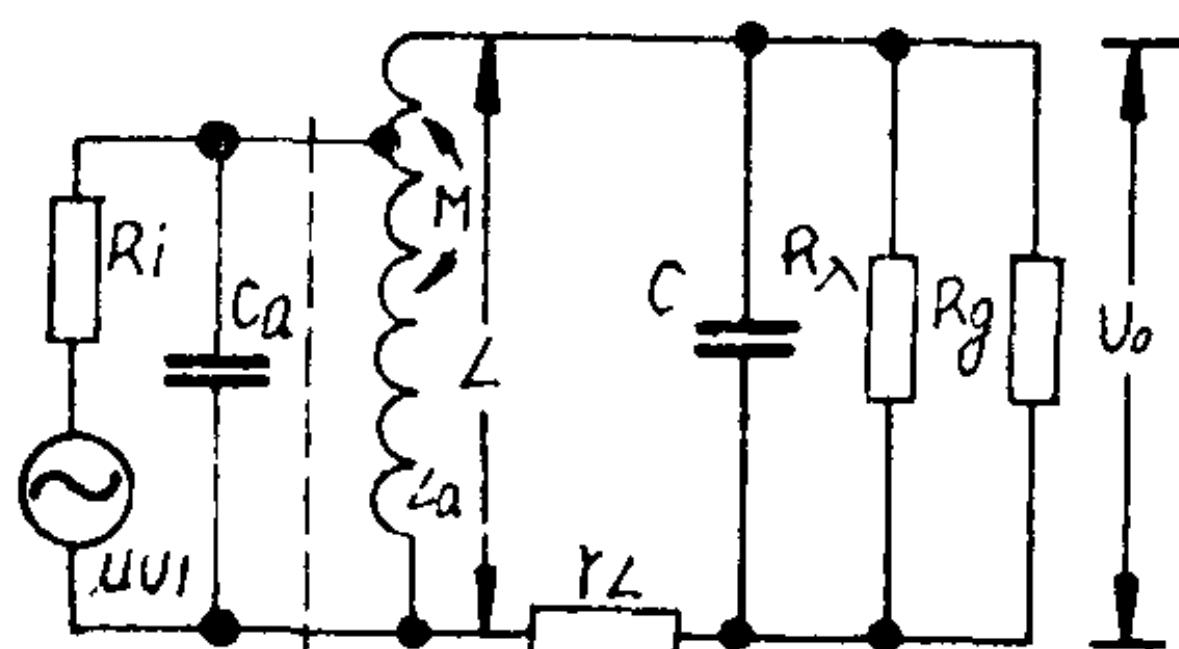


图 3—11 自耦变压器耦合高频放大器的等效电路

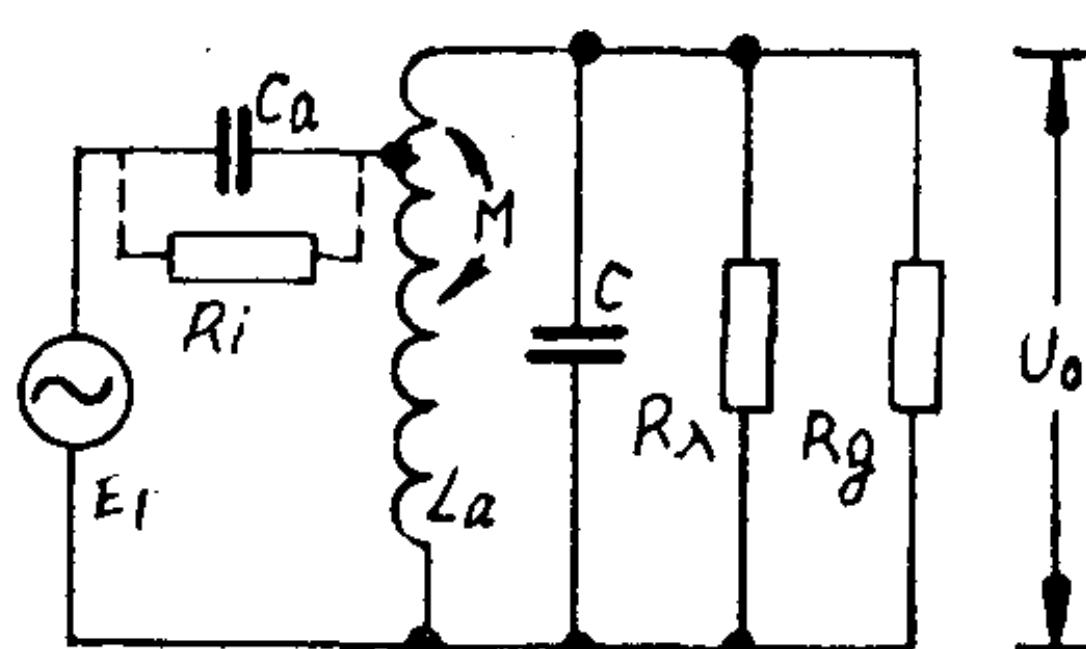


图 3—12 简化后的等效电路

图中 C 包括回路电容 C_1 、微调电容 C_t 、下一级电子管的输入电容 C_{in} 和次级的杂散电容 C_{m2} ； C_a 包括本级电子管的输出电容 C_{out} 和初级杂散电容 C_{m1} 。

在虚线左端可应用代文宁定理，将图 3—11 再化简为图 3—12 的形式。

$$\begin{aligned} \text{其中 } E_1 &= I \cdot \frac{1}{\omega_a C_a} \\ &= \frac{\mu U_1}{\sqrt{R_i^2 + \frac{1}{\omega_a^2 C_a^2}}} \cdot \frac{1}{\omega_a C_a} \end{aligned}$$

因五极管

$$R_i \gg \frac{1}{\omega_o C_o}$$

所以

$$E_1 \doteq S U_1 \frac{1}{\omega_o C_o}$$

在次级开路的情况下，初级电流 I_1 为

$$I_1 \doteq \frac{E_1}{\omega_o L_o - \frac{1}{\omega_o C_o}}$$

次级回路中的电动势

$$\begin{aligned}\dot{E} &= \dot{I}_1 (j\omega_o L_o + j\omega_o M) \\ &= j\omega_o (L_o + M) \dot{I}_1 \\ E &= \omega_o (L_o + M) I_1\end{aligned}$$

初级 R_i 折算到次级时的并联电阻为 $\frac{1}{P^2} R_i$ 。

次级感应电动势 E 既已得出，就可以求出谐振放大量（因谐振放大量是次级等效回路谐振时的放大量。谐振时，就考虑了初级的反射电抗在内，所以反射阻抗可以不推导出来）。折算到次级的电阻既已求出，就可以求出等效的质量因数。

为了避免不必要的重复推导，把以上推出的公式和变压器耦合放大器的式子比较，就可知：自耦变压器耦合放大器的次级感应电动势为 $E = \omega_o (L_o + M) I_1$ ，而变压器耦合放大器的次级感应电动势为 $E = \omega_o M I_1$ ，其中两者电流 I_1 的大小相同，所不同的地方，只是自耦变压器耦合放大器的 $L_o + M$ 代替了变压器耦合放大器的 M 。于是应用变压器耦合放大器分析的结论，就能得到自耦变压器耦合放大器的几个关系如下：

接入系数 $P = \frac{L_o + M}{L}$

谐振放大量 $K_o = \frac{S Z_o P}{\left(\frac{\omega_o}{\omega_a}\right)^2 - 1}$ (3—12)

$$\text{等效质量因数 } Q' = \frac{Q_o}{1 + \frac{Z_o}{R_\lambda} + \frac{Z_o}{R_g} + P^2 \frac{Z_o}{R_s}} \quad (3-13)$$

其它的就不详细分析了。

自耦变压器耦合高放级与直接耦合高放级相比，有下述优点：由于耦合松，反射到回路去的电阻小，所以回路的等效质量因数 Q' 高，选择性较好；本级电子管对回路影响小，不易产生自激，工作稳定。同时，由于它的耦合在不同的分波段时也是可以选择的，可以做到谐振放大量在各分波段间趋于平稳。但是，由于耦合松，也带来了谐振放大量 K_o 小的缺点。这种电路宜于在频率较高的短波收信机或超短波收信机中使用。

§ 3—5 调谐放大器的最大稳定放大量

在某些情况下，调谐放大器（包括中频放大器在内）中会发生寄生的自激振荡。自激振荡会在收信机中引起啸叫声或嗡嗡声，甚至使收信机不能正常工作。

放大器之所以产生寄生的自激振荡，主要由寄生回授而来。放大器寄生回授大致有三种途径：（1）放大器的各元件与接线间的电感和电容回授；（2）通过公用电源电路的回授；（3）通过极间电容 C_{ga} 的回授。

第一种回授采用屏蔽、合理地装配零件和合理布线的方法即可消除。例如高频放大器和中频放大器的振荡回路可采用金属屏蔽罩的装置。而第二种回授可以采用去耦电路和滤波电路的办法来消除。唯有极间电容 C_{ga} 的回授，只能在设计谐振放大器时予先考虑好。本节讨论的就是由于 C_{ga} 回授的影响，对谐振放大器的稳定性和稳定放大量之间有什么样的关系。为此，我们首先讨论谐振放大器产生自激振荡的条件和远离自激振荡后最大稳定放大量要受什么条件的限制。

下面以直接耦合放大器为例，讨论其工作稳定性问题，至于

其它形式的高频放大器和中频放大器，其分析的方法是相同的，结论也一样。

一、放大器的自激条件

图 3—13 表示由于 C_{ga} 的耦合，使得输出回路上的电压，有一部分回授到输入回路中去，现在先求出回授电压 U'_g 的大小。

图 3—13 中， Z_a 和 Z_g 分别为放大器阳极回路和栅极回路的阻抗。并假设阳极回路阻抗远小于电子管内阻。

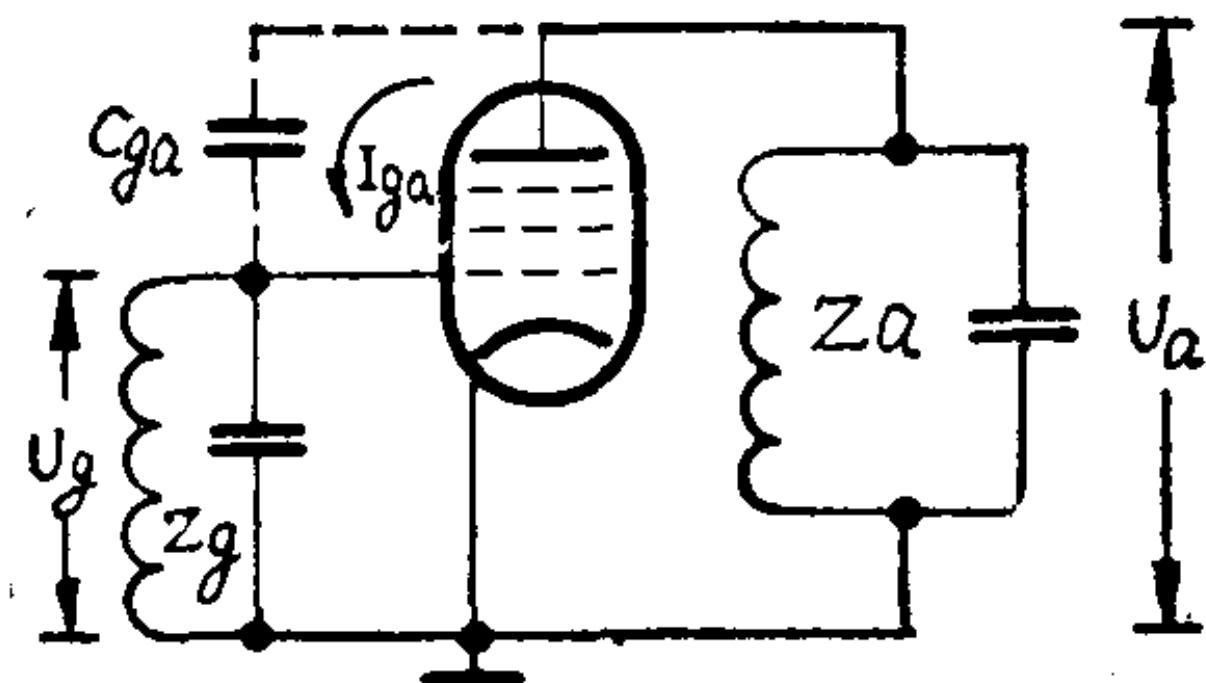


图 3—13 谐振放大器经 C_{ga} 的回授

下面推导一下经 C_{ga} 回授到栅极上的回授电压 U'_g 。

由于 C_{ga} 通常是很小的，所以 C_{ga} 的容抗 X_{cga} 远大于栅极回路的阻抗 Z_g ，于是可得出以下关系式：

$$\dot{U}_a = -K\dot{U}_g = -SZ_a\dot{U}_g$$

$$\dot{I}_{ga} = \frac{\dot{U}_a}{Z_g + \frac{1}{j\omega C_{ga}}}$$

$$= j\omega C_{ga}\dot{U}_a = -j\omega C_{ga}SZ_a\dot{U}_g$$

由电流 \dot{I}_{ga} 在栅极上产生的回授电压为 \dot{U}'_g

$$\dot{U}'_g = \dot{I}_{ga}Z_g = -j\omega C_{ga}SZ_aZ_g\dot{U}_g$$

已知振荡器的自激条件为

$$\dot{U}'_g = \dot{U}_g$$

因此谐振放大器由于 C_{ga} 的回授而引起自激振荡的条件是

$$-j\omega C_{ga}SZ_aZ_g = 1 \quad (3-14)$$

二、单级放大器的临界放大量

谐振放大器在自激条件下的放大量称为临界放大量，记作 $K_{\text{临界}}$ 。因谐振放大器的阳极回路和栅极回路都调谐在同一频率，所以通常的情况下， Z_a 和 Z_g 的阻抗相同，可写成：

$$Z_a = Z_g = Z_k$$

对于并联谐振回路

$$Z_k = \frac{(r + j\omega L) \left(\frac{1}{j\omega C} \right)}{r + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})}$$

通常

$$\omega L \gg r$$

令

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C}$$

则

$$\begin{aligned} Z_k &= \frac{\frac{L}{C}}{r + jX} = \frac{\frac{L}{Cr}}{1 + j\xi} \\ &= \frac{Z_o}{1 + j\xi} \end{aligned}$$

其中 $\xi = \frac{X}{r}$ 称为广义失谐。 $Z_o = \frac{L}{Cr}$ 是回路的谐振阻抗。

将 Z_a 、 Z_g 的关系代入公式(3-14)后可得

$$-\frac{j\omega C_{ga}SZ_o^2}{(1 + j\xi)^2} = 1$$

展开后

$$-\frac{j\omega C_{ga}SZ_o^2}{(1 - \xi^2) + j2\xi} = 1$$

$$-j\omega C_{ga}SZ_o^2 = (1 - \xi^2) + j2\xi$$

若谐振放大器满足自激条件，上面的复数等式中左端和右端必须实部相等和虚部相等，当实部相等时

得到

$$1 - \xi^2 = 0$$

$$\xi = \pm 1$$

要左端虚部等于等式的右端虚部时，只有 $\xi = -1$ 才能满足，因此只有 $\xi = -1$ 时才符合自激条件。

于是在 $\xi = -1$ 情况下自激条件变为

$$\omega C_{ga} S Z_o^2 = 2$$

将上式左右各乘一个 S 得到

$$\omega C_{ga} S^2 Z_o^2 = 2S$$

$$S^2 Z_o^2 = \frac{2S}{\omega C_{ga}}$$

因

$$K_o = SZ_o$$

所以

$$K_o \text{临界} = \sqrt{\frac{2S}{\omega C_{ga}}}$$

也就是说，当谐振放大器的放大量等于或超过临界放大量时，放大器将会产生自激振荡，为了使放大器不产生自激振荡，必须使它的放大量在波段内每一点都低于临界放大量。从临界放大量的公式看来，临界放大量只与电子管的参数和工作频率有关。放大器的工作频率愈低、 C_{ga} 愈小、电子管的 $\frac{S}{C_{ga}}$ 愈大，它愈不容易产生自激振荡，这样放大器的临界放大量也就愈大。

现将符合自激条件的 $\xi = -1$ 的物理意义阐述如下：

由前面知道， $\xi = \frac{X}{r} = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{r}$ ， ξ 为负值，表示电容的容抗大于电感的感抗。并联谐振回路中，流过电容的电流小于流过电感的电流，因此并联电路呈现电感性，所以产生自激振荡的频率必须是小于谐振回路的调谐频率。这与振荡原理中所分析的 C_{ga} 回授双回路振荡器需要使回路呈现电感性才能满足相位条件的结论相同。所以 ξ 为负值说明了自激振荡器满足相位条件。

$\xi = \frac{X}{r} \doteq Q \frac{2\Delta f}{f_o} = 1$ ，是相对失谐量在 0.707 时通频带 B 的计算公式。自激振荡要符合这个条件，就说明自激振荡频率在通

频带的边界值上，即只有在 0.707 倍谐振放大量对应的频率上，才能满足自激振荡。

由此可见， $\xi = -1$ 说明了自激振荡的相位条件，并且从相位条件推出自激振荡频率来。因此谐振放大器通过 C_{ga} 回授产生自激振荡时，自激振荡频率必须是小于调谐回路自然谐振频率 f_0 ，并且等于 $f_0 - \Delta f_{0.707}$ 。

三、单级放大器的最大稳定放大量

要放大器能够稳定地工作，就必须使放大器远离自激状态，因此放大器的最大稳定放大量应小于临界放大量。一般认为

$$K_o = (0.3 \sim 0.4) K_{o\text{临界}}$$

时，可认为已远离自激了。

$$\text{若取 } K_o = 0.3 K_{o\text{临界}}$$

就可得到最大稳定放大量的公式为

$$\begin{aligned} K_o &= 0.3 K_{o\text{临界}} \\ &= 0.3 \sqrt{\frac{2S}{\omega C_{ga}}} \\ &= 0.42 \sqrt{\frac{S}{\omega C_{ga}}} \end{aligned} \quad (3-15)$$

为了工作稳定起见，放大器在波段内任一工作频率上都不应超过这个最大稳定放大量的数值。

现在来看看多级放大器的情况，不难知道，多级放大器的第一级比单级放大器更容易产生自激振荡。对于两级放大器，可以推导出它的第一级临界放大量为

$$K_{o\text{临界}} = \sqrt{\frac{S}{\omega C_{ga}}} \quad (3-16)$$

可见两级放大器中，它的第一级临界放大量比单级放大器减小了 $\sqrt{2}$ 倍，这是由于第二级放大器通过极间电容 C_{ga} 的正回授引起的。

在多级放大器中，各级的最大稳定放大量和单级放大器最大

稳定放大量是不同的，但如果每级都远离自激条件，那么稳定放大量与级数的关系极小。因此各级的最大稳定放大量都可按公式(3—15)进行计算。

复习思考题

1. 高频放大器在收信机中有哪些作用？对它有哪些要求？
2. 高频电压放大器与低频电压放大器、发信机的高频功率放大器、低频功率放大器在电路结构和工作状态方面有哪些异同点？
3. 画出变压器耦合高频放大器的实际线路，并推导出 K_o 的计算公式。
4. 变压器耦合高频放大器的 K_o 在波段内是怎样变化的？为什么？
5. 变压器耦合高频放大器中应如何选择电子管、 L_o 和 M ？
6. 试比较三种类型的高频放大器的优缺点。
7. 引起调谐放大器工作不稳定的原因有哪些？如何克服？
8. 什么是调谐放大器的最大稳定放大量，它与哪些因素有关？
9. 如图 3—1(b) 的变压器耦合高频放大器，已知：分波段频率范围是 6.5~12.8 兆赫；电子管 6K3 的有关参数为 $S = 2$ 毫安/伏、 $R_z = 0.8$ 兆欧姆、 $C_{ga} = 0.003$ 微微法、 $C_\lambda = 7$ 微微法、 $C_{out} = 6$ 微微法、 $R_\lambda = 300$ 千欧姆； $E_a = 250$ 伏、 $E_{g2} = 100$ 伏、阳流 $I_{ao} = 9.2$ 毫安、帘栅流 $I_{g20} = 2.6$ 毫安；主调可变电容为 200~15 微微法、阳极杂散电容为 8 微微法； $Q_o = 120$ ； $P = 0.85$ 。
求：
 - (1) 回路电感 L
 - (2) 耦合线圈 L_a
 - (3) 线圈的耦合系数 k
 - (4) Q' （在计算 Q' 时应考虑电子管内阻及 R_λ 引入的衰耗）
 - (5) 计算频率为 12.8、9、6.5 兆赫时的 K_o 。
 - (6) 计算元件 R_k 、 C_k 、 R_{g2} 、 C_{g2} 的数值。

第四章 中频放大器

中频放大器位于变频器之后，是专门对固定的中频电压进行放大的设备。

中频放大器和高频放大器都是谐振放大器，它们有许多共同点，即分析高频放大器所得的结论，很多也适用于中频放大器。但是，由于中频放大器工作频率低而且固定，因此，也有其本身的特殊点，本章着重研究中频放大器的特殊点。

§ 4—1 中频放大器概述

一、中频放大器的作用

(一) 提高收信机的放大量，从而提高收信机的灵敏度。由于中频放大器工作频率较低，可以提高回路 L/C 的比值，容易获得较大的稳定放大量。因此检波以前对高频信号的放大，主要依靠中频放大器。

(二) 提高收信机的选择性，抑制邻近干扰。由于中频放大器工作频率较低，通频带较窄，而且它又是在固定的频率上工作，因而可以采用较复杂的谐振回路或带通滤波器，使谐振曲线接近理想的矩形，如图 4—1 所示。中频放大器的谐振曲线既然能在指定的通频带 B 以内放大量基本相同，而在通频带以外，放大量显著减小，因此在通频带一定的情况下，频率失真很小，并且能很好的抑制邻近干扰。所以，中频放大器又称为频带放大器。

由于中频放大器工作在较低频率和具有接近矩形的谐振曲线的特点，所以中频放大器对超外差收信机的两个重要指标——灵敏度和选择性起了主要的作用。

二、中频放大器的分类

中频放大器的线路类型主要有以下三种：

(一) 单调谐中频放大器

这种中频放大器每级只有一个调谐回路，调谐于中频（即变频器出来的频率）。它和高频放大器在线路形式上没有什么区别，仅工作于固定的频率，因此只要装好机器进行一次调整后，工作时不再需要手动调谐，所以线路结构和调整都比较简单。

单调谐中频放大器的谐振曲线与理想的矩形曲线相差甚远。当级数增多时虽有改善，但仍不如其它中放线路优越，因此单独使用单调谐中频放大器的情况较少。

单调谐中频放大器的线路形式和直接耦合及自耦变压器耦合的高频放大器线路一样，如图 3—1 所示。

(二) 双调谐中频放大器

这种放大器的负载是两个互相耦合的谐振回路。图 4—2 是电感耦合双调谐中频放大器的线路，通常双回路中 L 、 C 和 Q_0 都一样，两个回路都调谐于中频，整个双调谐电路用金属加以屏蔽（通常称为中频变压器，或叫“中周”），只是露出一对小孔以便进行调谐（通常称调“中周”），回路的调谐可能是调半可变电容，也可以调电感的铁粉芯。

除了用电感耦合双调谐中频放大器以外，还有用电容耦合的双调谐中频放大器。图 4—3 为外电容耦合双调谐中频放大器。图 4—4 为电感、电容耦合双调谐中频放大器。电容耦合双调谐电路的耦合系数决定于 C 和 C_c 。根据电工基础，电容耦合的耦合系数可求出如下：

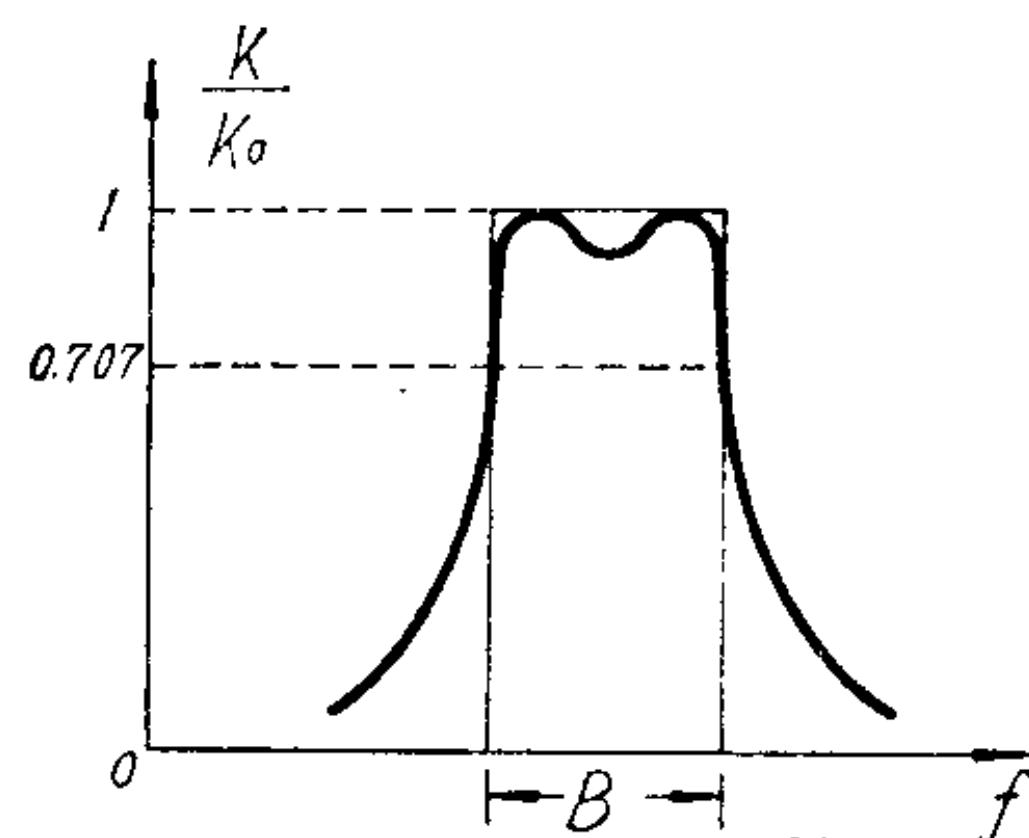


图 4—1 中频放大器的谐振曲线和理想矩形曲线

$$k = \frac{C_c}{\sqrt{(C + C_c)(C + C_c)}} = \frac{C_c}{C + C_c}$$

通常耦合电容 C_c 很小, $C_c \ll C$, 所以

$$k \doteq \frac{C_c}{C}$$

而在电感、电容耦合电路中, 耦合电容是接在线圈的一部分上, 接入系数 P 为:

$$P = \frac{L_1 + M}{L} \doteq \frac{L_1}{L}$$

式中 M 是线圈二部分之间的互感, 这时, 利用外电容耦合系数的公式, 电感、电容耦合的耦合系数 k 就是

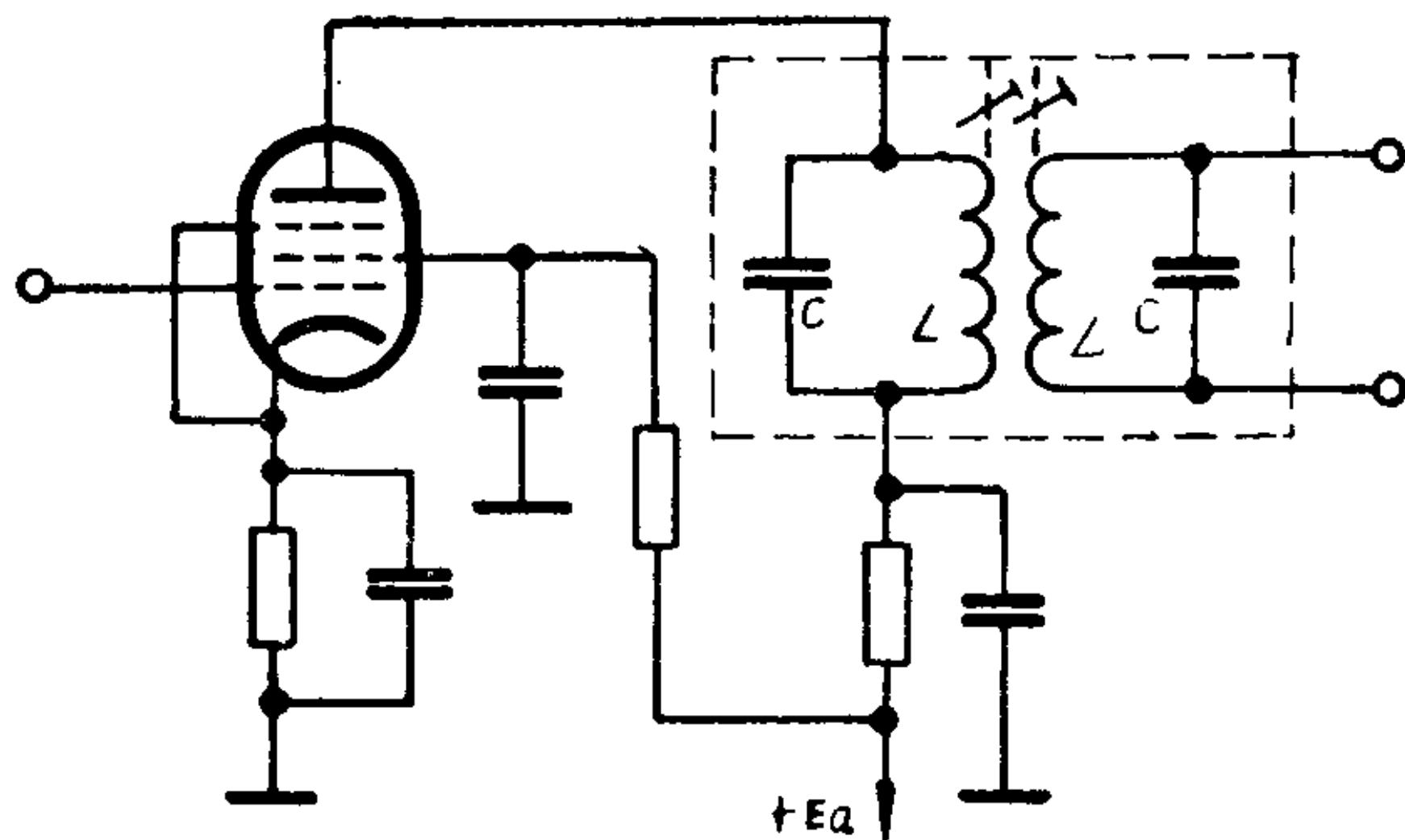


图 4—2 电感耦合双调谐中频放大器

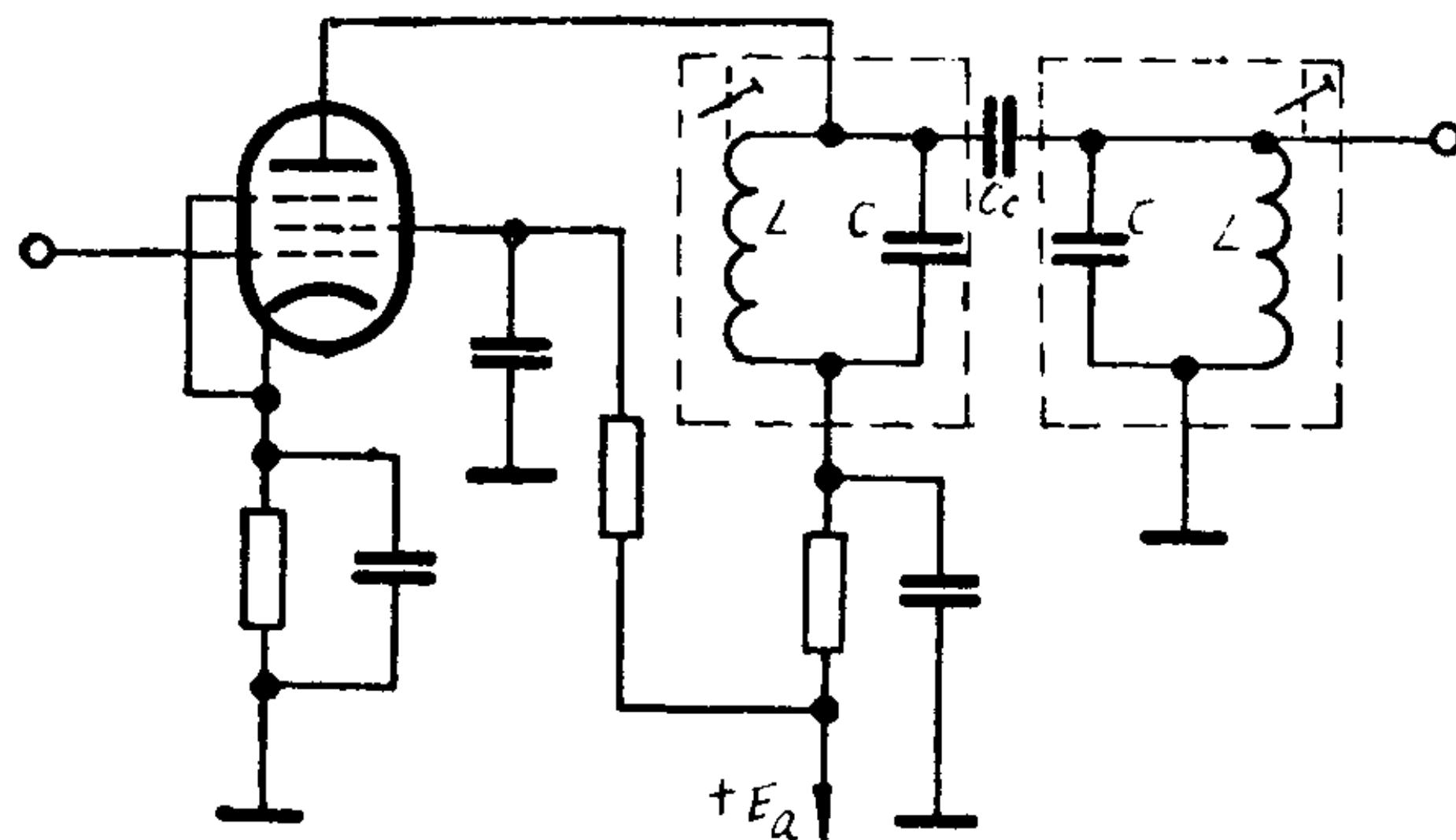


图 4—3 外电容耦合双调谐中频放大器

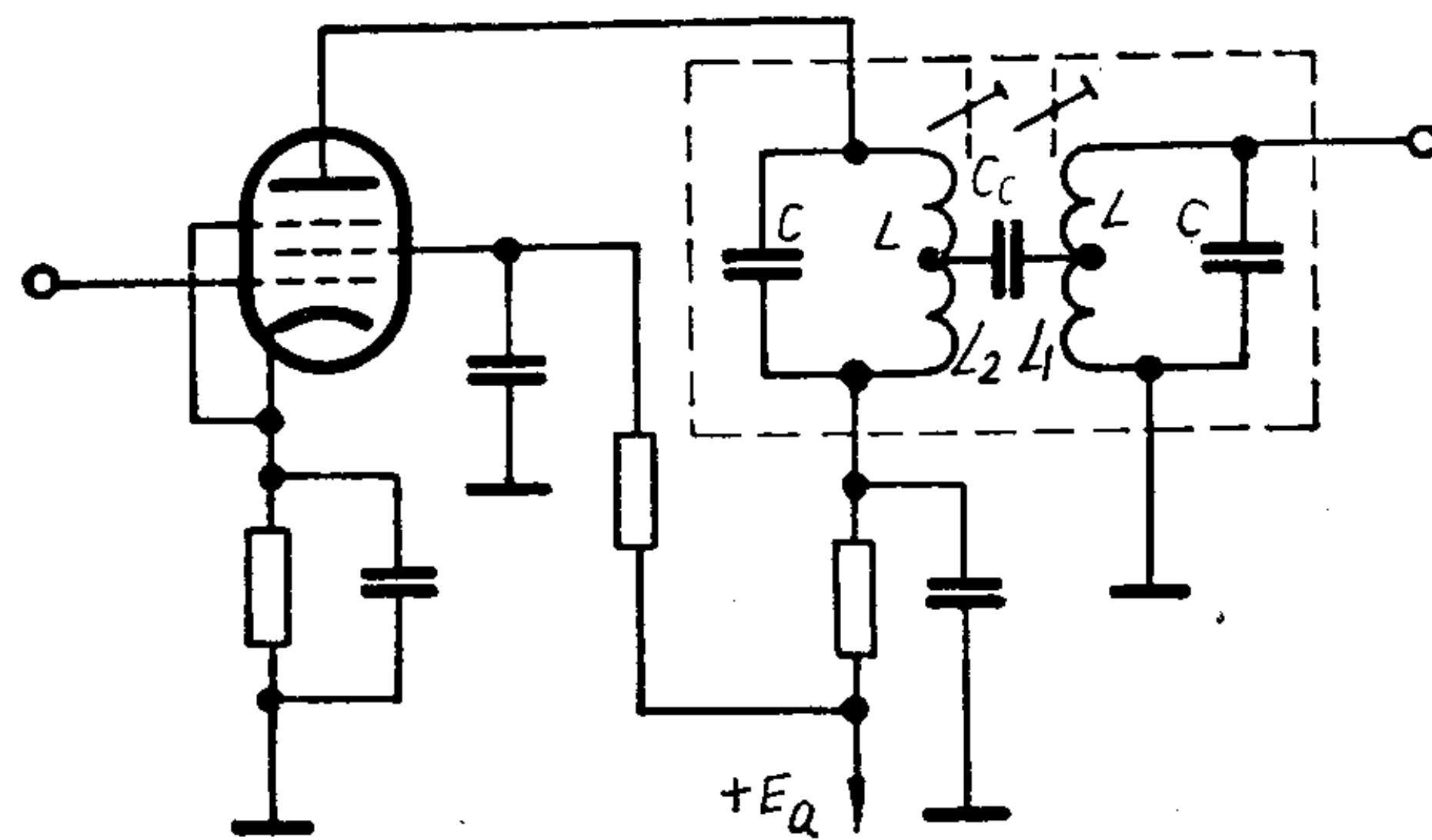


图 4—4 电感、电容耦合双调谐中频放大器

$$k = P^2 \frac{C_c}{C}$$

(三) 参差调谐中频放大器

中频放大器总的谐振曲线是由各级中频放大器的谐振曲线的乘积来决定的，即 $K = K_1 \cdot K_2 \cdots \cdots$ 。要想得到较大的放大量、较宽的通频带和接近理想的矩形谐振曲线，有时候用相同的多级中频放大器也很难达到规定的要求，于是就有了所谓参差调谐中频放大器的线路。

参差调谐中频放大器是由二级或多级单调谐中频放大器组成。在两级参差调谐放大器中，其中一级调谐在 f_1 ，另一级则调谐在 f_2 ， f_1 和 f_2 分别大于和小于中频

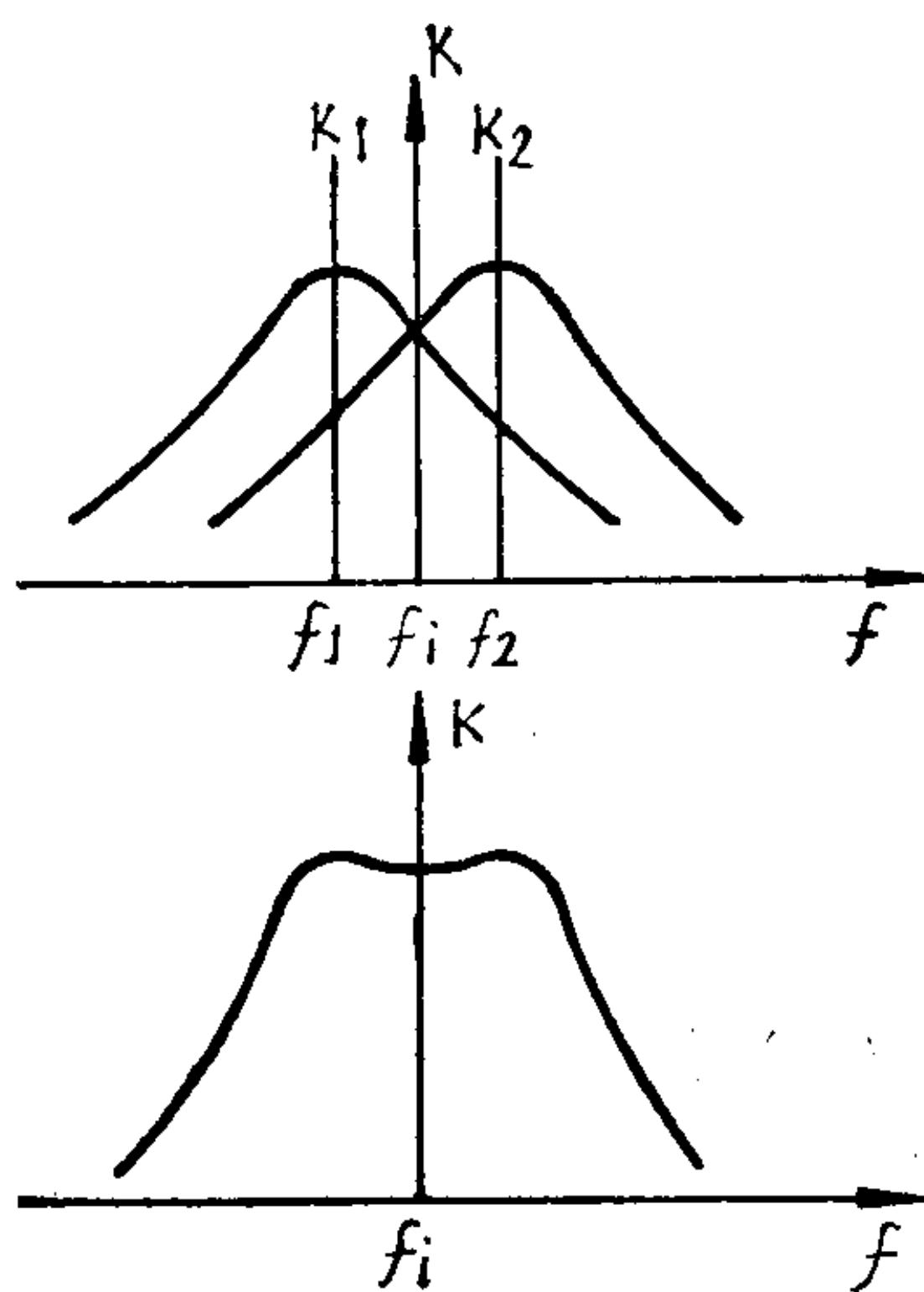


图 4—5 两级参差调谐中频放大器的谐振曲线

频率 f_i ，而且偏离 Δf 的绝对值相等。当适当选择 Δf 时，总的谐振曲线能有足够宽的通频带，而且接近于矩形，如图 4—5 所示。

参差调谐放大器和双调谐放大器一样，它的谐振曲线也可能出现单峰和双峰的情况。但参差调谐放大器的调整比较困难，因此，只有要求总放大量很大、通频带较宽和要有接近于理想矩形谐振曲线的超高频收信机中才有较广泛的应用。

双调谐中频放大器采用了较复杂的耦合振荡系统，与单调谐中放级和两级参差调谐中放级相比，在电子管数目相同的条件下，使调谐回路的数目增加一倍，它的谐振曲线比较接近矩形，这样在保证足够通频带时仍有较高的选择性，且两回路调谐于同一固定频率，调整较为方便，所以这种电路在中、短波收信机中应用较多。

三、对中频放大器的主要要求

(一) 中频放大器工作要稳定

中频放大器的放大量很大，级数也较多，为了达到中频放大器的各项指标，首先必须保证中频放大器能够正常工作，因此中频放大器的工作必须稳定。中频放大器工作稳定的意义和稳定条件与高频放大器相同。

(二) 放大量要大

超外差收信机检波以前对信号的放大量，主要决定于中频放大器。所以在灵敏度要求很高的军用收信机中，对中频放大器的放大量要求很高。根据用途不同，超外差收信机中的中频放大器一般采用一到二级，甚至二级以上。中频放大量通常可由几百到几千。

(三) 通频带宽度要达到规定的要求

中频放大器通频带的宽度可根据用途不同而提出。例如接收电报信号时，它的频带宽度只有 200~300 赫；接收电话信号时的频带宽度为 4~6 千赫；而在三路米波调频收信机中，频带宽度通常为 30~45 千赫。为了减小频率失真，通频带宽度至少应

该能容纳信号的频谱。另一方面通频带的宽度还要考虑一些其他因素(如本机振荡器的频率稳定性)而相应的加宽。一般接收语言用的中、短波收信机，其通频带约为6~10千赫。

(四) 选择性要好

中频放大器的谐振曲线基本上决定了收信机对邻近频率干扰的抑制能力。抑制邻近干扰最理想的谐振曲线为矩形曲线。当然理想的矩形曲线在实际上做不到的，所以我们只能要求在通频带之内，放大量不低于一定电平(通常指不低于最大放大量的0.707倍)，而对通频带之外的信号衰减愈大愈好。这样，一方面可以减小频率失真，另一方面可以大大抑制频带以外的邻近干扰信号，从而提高收信机的选择性。

通常以矩形系数来衡量选择性的好坏。矩形系数 K_{π} 的定义为相对放大量衰减到某种程度时的频带宽度与通频带宽度之比。例如在干扰被削弱10倍时，即放大量减小到0.1倍时的矩形系数 $K_{\pi_{0.1}}$ ，就是衰减范围的频带宽度 $2\Delta f_{0.1}$ 与通频带宽度 $2\Delta f_{0.7}$ 之比值(参看图4—6)。

$$K_{\pi_{0.1}} = \frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}} \quad (4-1)$$

同理，在放大量减小到0.01倍时的矩形系数，就是该衰减范围的频带宽度 $2\Delta f_{0.01}$ 与通频带宽度 $2\Delta f_{0.7}$ 的比值(参看图4—6)。

$$K_{\pi_{0.01}} = \frac{2\Delta f_{0.01}}{2\Delta f_{0.7}}$$

显然 $K_{\pi_{0.1}}$ 或 $K_{\pi_{0.01}}$ 愈接近于1，谐振曲线愈接近于矩形。实际上矩形系数总是大于1的，因此我们应该使

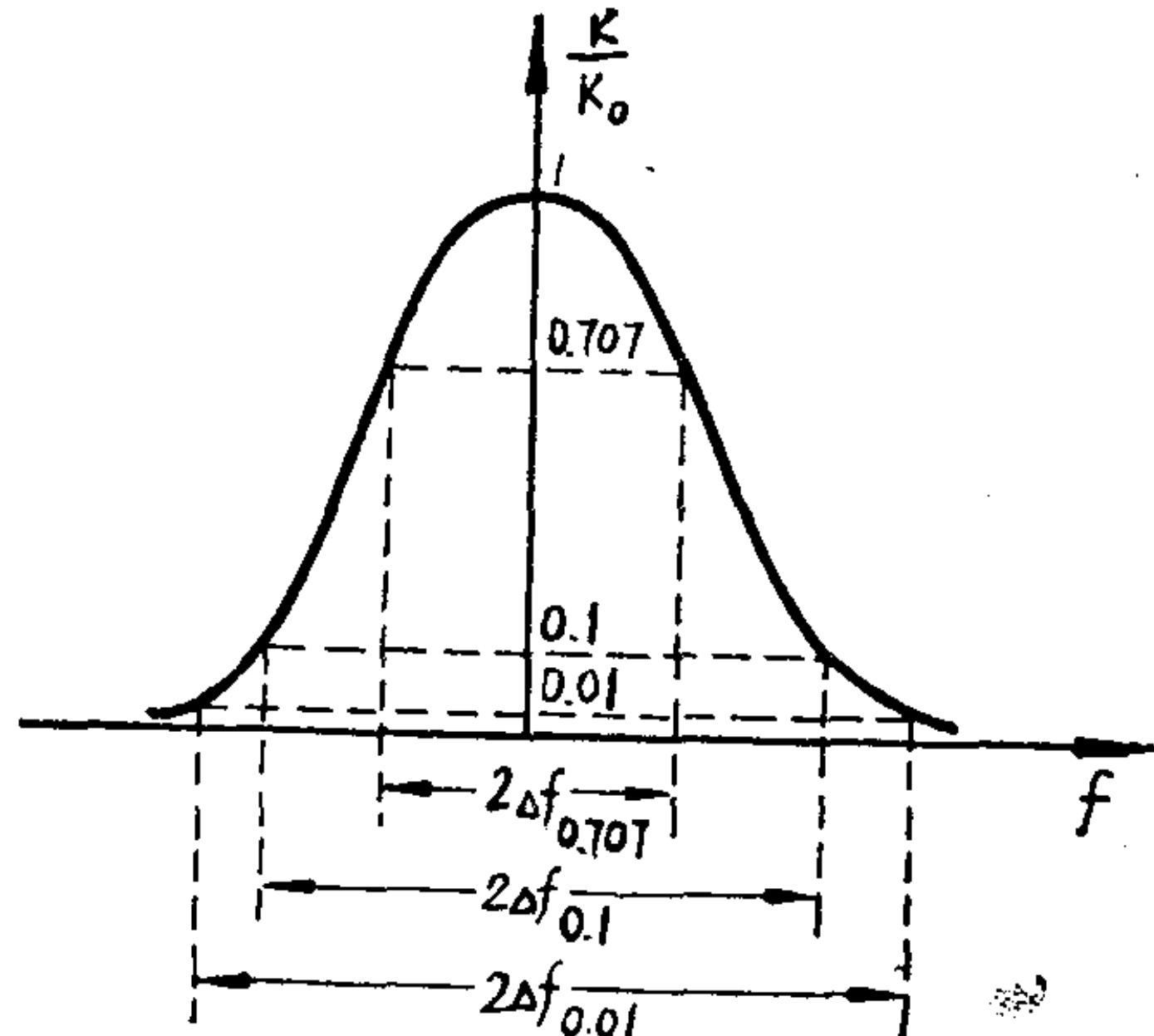


图4—6 中频放大器的矩形系数

矩形系数愈小愈好。

当放大量下降到 0.1 倍时的频带 $2\Delta f_{0.1}$ ，称为干扰带。当通频带 ($2\Delta f_{0.7}$) 一定时，干扰带越小，则干扰电压输出也越小，选择性也越好。

(五) 非线性失真要小

中放级的输入信号，已经被高放级和变频级放大到一定的数值。因此，和高放级相比较，在电子管特性曲线上的工作范围较宽，其非线性失真可能较大，为了减小非线性失真，应该正确选择电子管的工作点，使它工作在甲类。

§ 4—2 电感耦合双调谐中频放大器

中频放大器在采用单调谐回路作阳极负载时，它的线路、分析方法、结论和高频放大器完全一样。至于它的矩形系数的分析，在分析双回路调谐中频放大器时将作一对比。下面分析单级电感耦合双调谐中频放大器的放大量、谐振曲线和矩形系数。

一、等效电路

和变压器耦合高频放大器一样，双调谐中频放大器也是工作在甲类状态。因此也可用电子管放大器的等效电路来分析，而且也是从耦合电路的次级等效电路着手，重点分析负载回路。不同点只是中频放大器的初、次级回路都是对信号频率谐振的。

图 4—2 是电感耦合双调谐中频放大器的线路。它的等效电路如图 4—7 所示。

在实际电路中，由于分布电容及电子管内阻等影响，双调谐中频放大器初、次级回路的参数实际上不完全一样，但这种差别通常较小，在分析时可不予考虑，即可认为初、次级回路的参数完全相同。

把图 4—7 虚线左端应用代文字定理，可得图 4—8，其中

$$E = \frac{\mu U_1}{\sqrt{R_z^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}} \cdot \frac{1}{\omega C}$$

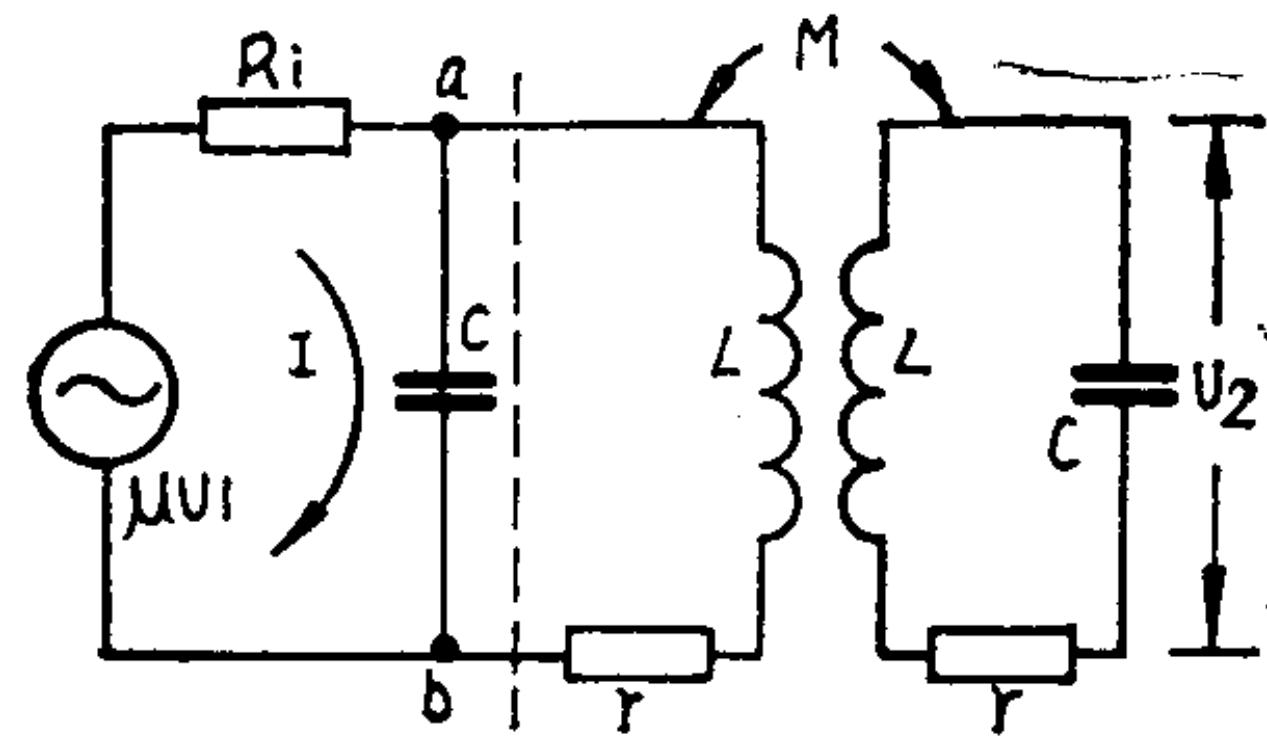


图 4—7 电感耦合双调谐中频放大器的等效电路

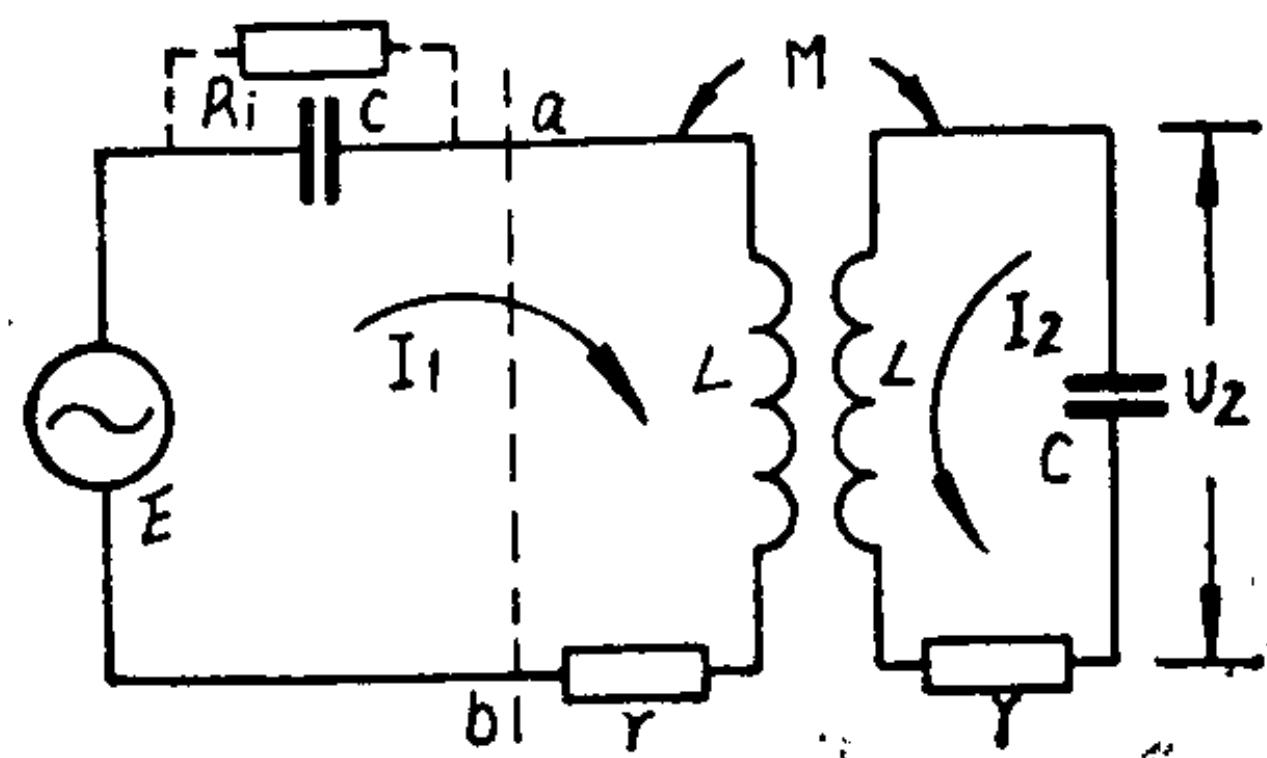


图 4—8 电感耦合双调谐中频放大器的简化电路

因中频放大器采用高频五极管, 其内阻 $R_i \gg \frac{1}{\omega C}$, 故

$$E = \frac{\mu U_1}{R_i} \cdot \frac{1}{\omega C} = \frac{S U_1}{\omega C}$$

在图 4—8 中, 初级回路对信号频率是谐振的, 故当次级开路时初级电流为

$$I_{10} = \frac{E}{r} = \frac{S U_1}{\omega C r}$$

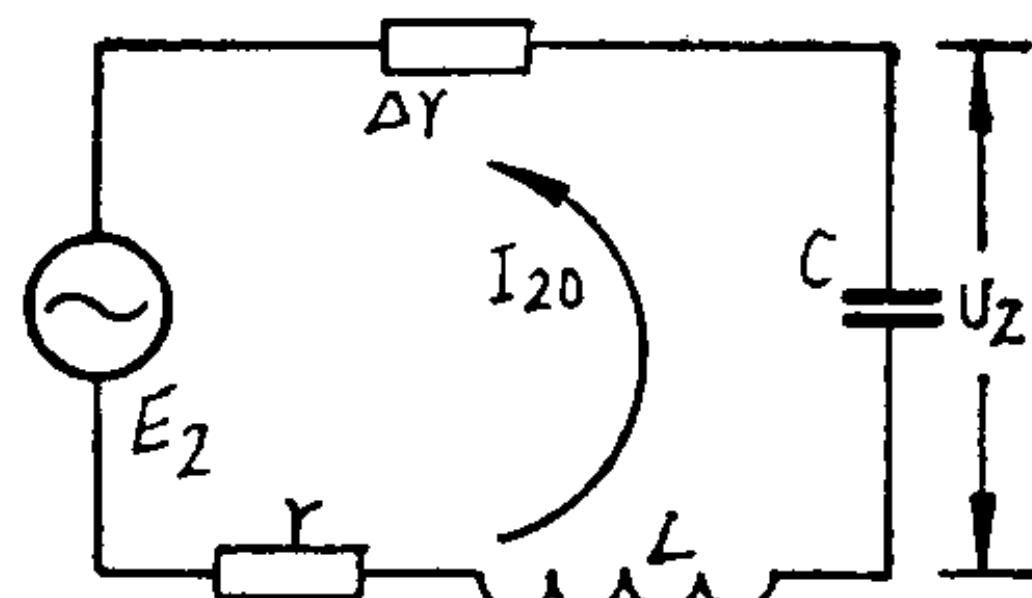


图 4—9 电感耦合双调谐中放级的次级等效电路

次级回路的互感电势和反射电阻分别为

$$E_2 = \omega M I_{10} = \frac{S U_1 M}{C r}$$

$$\Delta r = \frac{\omega^2 M^2}{r}$$

便得次级等效电路，如图 4—9 所示。下面的分析就在这个等效电路基础上进行。

二、谐振放大量的讨论

当图 4—9 等效电路谐振时，电容 C 两端电压为

$$U_{20} = Q'E_2$$

$$\text{其中 } Q' = \frac{\omega L}{r + \Delta r} = \frac{\omega L}{r + \frac{(\omega M)^2}{r}} = \frac{\omega L}{r \left[1 + \left(\frac{\omega M}{r} \right)^2 \right]}$$

则

$$\begin{aligned} U_{20} &= \frac{\omega L}{r \left[1 + \left(\frac{\omega M}{r} \right)^2 \right]} \cdot \frac{SU_1 M}{Cr} \\ &= \frac{\frac{\omega M}{r} SU_1}{\left[1 + \left(\frac{\omega M}{r} \right)^2 \right]} \cdot \frac{L}{Cr} = \frac{\beta SU_1}{1 + \beta^2} \cdot Z_o \end{aligned}$$

式中 $Z_o = \frac{L}{Cr}$ ，为单个回路的并联谐振阻抗； $\beta = \frac{\omega M}{r}$ ，

称为耦合参数，它表示初、次级回路间的耦合松紧程度。

根据谐振放大量的定义，则

$$K_o = \frac{U_{20}}{U_1} = \frac{\beta}{1 + \beta^2} S Z_o \quad (4-2)$$

公式(4—2)说明电感耦合双调谐中频放大器的谐振放大量与电子管的互导和回路谐振阻抗的乘积成正比，并且与回路的耦合参数有关。

由耦合振荡电路理论可知，在初、次级回路都对信号频率谐振时，若满足 $\Delta r = r$ ，则称为全谐振。

即 $\Delta r = r = \frac{\omega^2 M_k^2}{r}$ (M_k 为临界时的互感耦合系数)

$$\frac{\omega^2 M_k^2}{r^2} = 1$$

故 $\beta = 1$ ，此时的耦合称临界耦合，谐振放大量 K_o 则为

$$K_{o,\max} = \frac{1}{2} S Z_o$$

可见这时的电感耦合双调谐中频放大器与使用相同电子管、相同回路、工作于相同频率的单调谐中频放大器相比，谐振放大量减小了一半(单调谐中频放大器的谐振放大量与直接耦合高频放大器的相同，即 $K_o = S Z_o$)。这是因为采用了两个回路的耦合电路，在临界耦合时，耦合系统的损耗比单回路的中放级增加了一倍，所以输出减小了一半。但是，与高放级相比时，就不能从公式表面去看，应该看它的实质，否则，就会得出中放级的放大量比高放级低的错误结论。它的实质就在于中放级的工作频率低且固定的特殊点，所以其谐振阻抗 Z_o 大和稳定放大量大。因此，电感耦合双调谐中放级的谐振放大量比高放级还是要大。通常单级中放的放大量约 $30 \sim 100$ ，若采用两级时，中放级的总放大量可高达几百倍到几千倍。而高放级的放大量一般约为几倍到几十倍。

三、谐振曲线讨论

电感耦合双调谐中频放大器的选择性和保真度，是通过放大器的谐振曲线，即通过放大量和频率的关系曲线来分析的。

在电工基础的耦合振荡电路中，已讨论过不同耦合度时的谐振曲线，不过那里用的是 $I_2 \sim \Delta f$ 曲线，即当保持输入信号电压大小不变，回路参数为等振、等 Q (初、次级回路参数相同)，改变输入信号的频率时，则次级电流 I_2 将发生变化，从而得到次级电流谐振曲线。当回路间耦合松紧程度不同时，次级电流谐振曲线的形状也不同。

在这里我们要用的是 $K \sim \Delta f$ 曲线(放大量和频率的关系曲线)。但由于 K 和 U_2 成正比，而 U_2 又和 I_2 成正比，所以 K 和 I_2 也成正比。因此， $K \sim \Delta f$ 曲线的形状和 $I_2 \sim \Delta f$ 曲线的形状是一样的，如图 4—10 所示。

下面根据图 4—8 等效电路，并利用电工基础中的双调谐耦

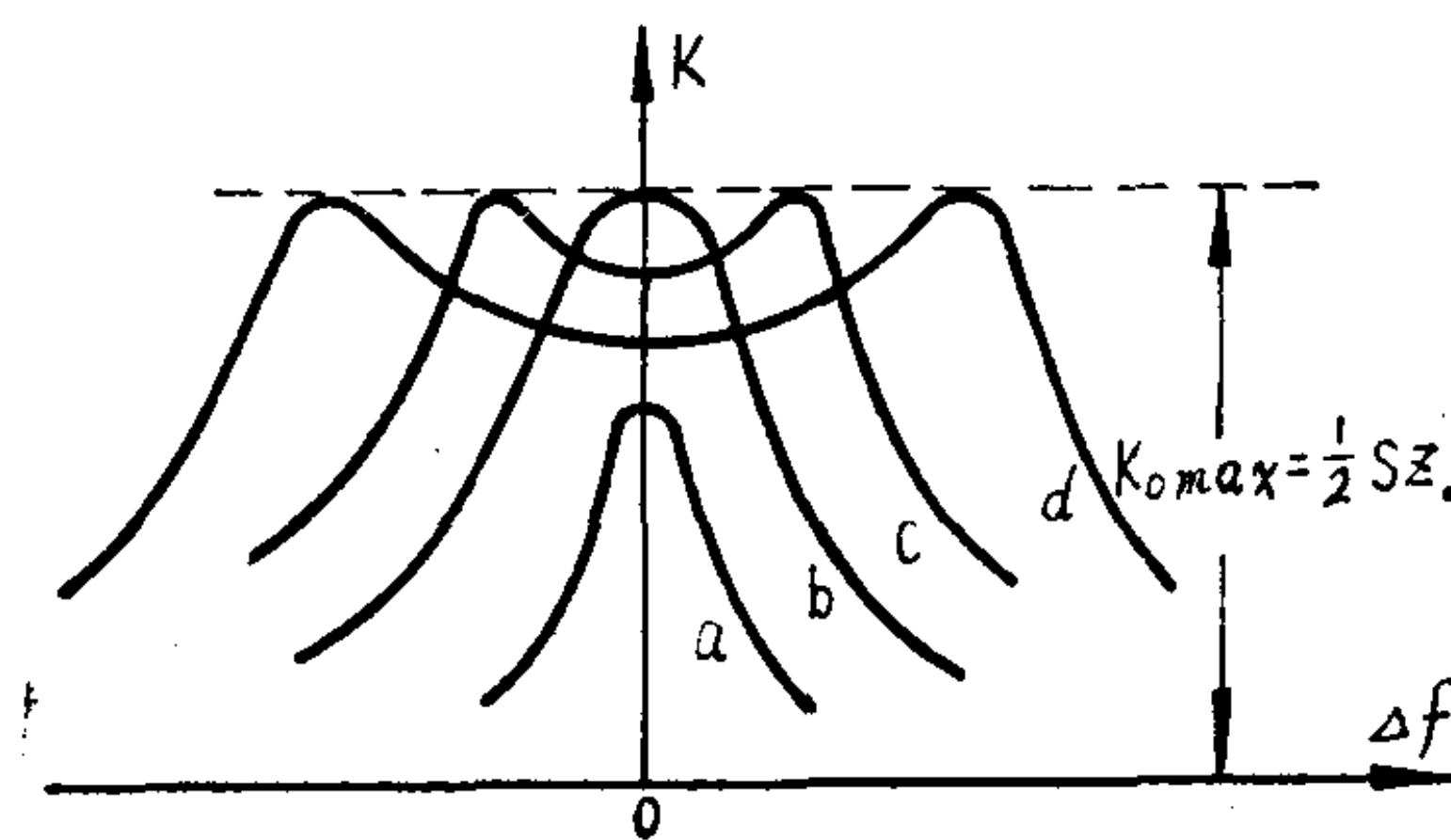


图 4—10 不同耦合度时的谐振曲线

合振荡电路的物理概念来分析其放大量与信号频率变化的关系。

1. 松耦合 ($\beta < 1$)

当初、次级间处于松耦合(即 $\Delta r < r$)时, 由于次级对初级的影响很小, 所以, 反射电阻很小。当谐振时(即电抗为零), 初级电流最大, 感应到次级的电势也是最大, 同时次级也处于谐振状态, 故次级电流也最大。不过此时只满足了回路电抗为零, 而 $\Delta r < r$, 因此, 次级电流不是最大的最大。当回路失谐时, 初级回路的电抗增大, 初级电流减小, 因而, 次级感应电势减小。同时, 由于次级的阻抗增大, 因而, 次级电流下降很快。所以, 在松耦合时, 次级回路的谐振曲线成一尖顶的单峰, 如图 4—10 曲线 a 所示。

2. 临界耦合 ($\beta = 1$)

当初、次级间处于临界耦合时, 电路满足了 $X + \Delta X = 0$ 和 $\Delta r = r$ 两个条件。所以, 次级获得功率为最大的最大值, 故次级电流也为最大的最大值。当失谐很小时, 次级电流减小很少, 曲线顶部平坦。当失谐继续增大, 则次级电流下降很快, 故曲线呈单峰平顶, 且两边下降较快, 接近理想矩形, 如图 4—10 曲线 b 所示。

3. 紧耦合 ($\beta > 1$)

当初、次级间处于紧耦合时, 在谐振情况下, 电路只满足了

$X + \Delta X = 0$, 而 $\Delta r > r$, 因而, 次级电流也就不能达到最大的最大值。但是, 当外加信号频率高于或低于中频时, 两个回路对信号频率失谐, 而两个回路都呈现同性质的电抗成分。因为, 反射电抗性质与回路电抗性质相反, 同时, 由于反射电阻减小, 因此, 在向两旁失谐的过程中, 恰好有这样对称的两点能满足 $X + \Delta X = 0$, $\Delta r = r$ 。这时, 次级回路获得了最大的最大功率和最大的最大电流。当失谐继续增大时, 由于电抗 X 的迅速增大, 反射电阻 Δr 的迅速减小, 所以, 次级感应电势减小, 次级电流也迅速减小, 故使曲线呈凹顶对称的双峰。当耦合越紧时, 双峰的距离越大, 且凹部越深, 如图 4—10 曲线 c、d 所示。

从上面三种不同的耦合程度的分析得知: 松耦合时, 虽然选择性好, 但是通频带窄, 信号容易引起失真; 同时, 谐振时的放大量也不是最大的最大值。紧耦合时, 虽然通频带宽了, 但是选择性又差了。临界耦合时, 放大量可获得最大的最大值, 而且, 谐振曲线为平顶的单峰, 接近理想的矩形, 选择性和保真度都容易满足要求, 故中放级多采用临界耦合状态工作。

在设有“宽一狭”开关的收信机中, 当“宽一狭”开关在“宽”位时, 第一、二中周都处于紧耦合(但不是最紧耦合), 曲线微呈双峰, 第三中周处于固定的临界耦合。这样, 合成曲线就更接近于理想的矩形了。因而, 在接收电话信号时, 放大量、选择性、保真度都比较理想。

四、通频带和矩形系数

在耦合振荡电路理论中, 当临界耦合($\beta = 1$)时, 有公式

$$\frac{I_2}{I_{20}} = \left| \frac{2}{\left(1 + jQ \frac{2\Delta f}{f_0} \right)^2 + 1} \right|$$

将上式中 $\frac{I_2}{I_{20}}$ 换以 $\frac{K}{K_0}$, 即可求得电感耦合双调谐中频放大器在临界耦合时的谐振曲线公式

$$\frac{K}{K_o} = \left| \frac{2}{2 + 2j\xi - \xi^2} \right| \quad (\xi = Q \frac{2\Delta f}{f_o})$$

则

$$\frac{K}{K_o} = \frac{2}{\sqrt{(2 - \xi^2)^2 + 4\xi^2}} = \frac{2}{\sqrt{\xi^4 + 4}}$$

计算通频带时以 $\frac{K}{K_o} = 0.707 = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 为计算点

$$\frac{K}{K_o} = \frac{2}{\sqrt{\xi^4 + 4}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

得到

$$\xi = \sqrt{2}$$

故

$$Q \frac{2\Delta f_{0.7}}{f_o} = \sqrt{2}$$

最后得到通频带 $B = 2\Delta f_{0.7} = \sqrt{2} \frac{f_o}{Q}$

根据电工基础，单回路的通频带 $B = \frac{f_o}{Q}$ ，因此在相同的条件下，临界耦合双调谐中频放大器的通频带比单调谐中频放大器的通频带大 $\sqrt{2}$ 倍。

至于 $\beta \neq 1$ 的情况，从图 4—10 中直接可以看出来： $\beta < 1$ 时，通频带小于 $\sqrt{2} \frac{f_o}{Q}$ ，而 $\beta > 1$ 时，通频带大于 $\sqrt{2} \frac{f_o}{Q}$ 。

下面讨论矩形系数(仍讨论 $\beta = 1$ 的情况)。

上面已经求得 $2\Delta f_{0.7} = \sqrt{2} \frac{f_o}{Q}$

以下求 $2\Delta f_{0.1}$ ：

取 $\frac{K}{K_o} = 0.1$

则得到

$$\frac{K}{K_o} = \frac{2}{\sqrt{\xi^4 + 4}} = 0.1 = \frac{1}{10}$$

于是

$$\xi^4 + 4 = 400$$

求出

$$\xi \approx 4.48$$

所以

$$\xi = Q \frac{2\Delta f_{0.1}}{f_o} = 4.48$$

最后得到

$$2\Delta f_{0.1} = 4.48 \frac{f_o}{Q}$$

因此双调谐中频放大器的矩形系数 $K_{\pi_{0.1}}$ 为

$$\begin{aligned} K_{\pi_{0.1}} &= \frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}} \\ &= \frac{4.48 \frac{f_o}{Q}}{\sqrt{2} \frac{f_o}{Q}} \\ &= 3.2 \end{aligned}$$

而在单调谐中频放大器中，单回路的谐振曲线可写成

$$\frac{K}{K_o} = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}}$$

(因为 $\frac{Z}{Z_o} = \frac{1}{1 + j\xi}$, 所以 $\frac{K}{K_o} = \left| \frac{Z}{Z_o} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}}$)

在通频带以 $\frac{K}{K_o} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 的计算点上

$$\frac{K}{K_o} = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

则

$$\xi = 1$$

亦即

$$2\Delta f_{0.7} = \frac{f_o}{Q}$$

取单回路的

$$\frac{K}{K_o} = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}} = 0.1 = \frac{1}{10}$$

于是

$$\xi^2 + 1 = 100$$

$$\xi \doteq 10$$

则

$$2\Delta f_{0.1} \doteq 10 \frac{f_o}{Q}$$

所以单调谐中频放大器的矩形系数 $K_{\pi_{0.1}}$ 为

$$K_{\pi_{0.1}} = \frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}} = 10$$

由以上分析可见，在 $\beta=1$ 的情况下，单级双调谐中频放大器比单级单调谐中频放大器的矩形系数更接近于1，也就是说，其谐振曲线形状比单调谐更接近于矩形。

§ 4—3 外电容耦合双调谐中频放大器

一、等效电路

图4—3为外电容耦合双调谐中频放大器，它的等效电路如图4—11所示。

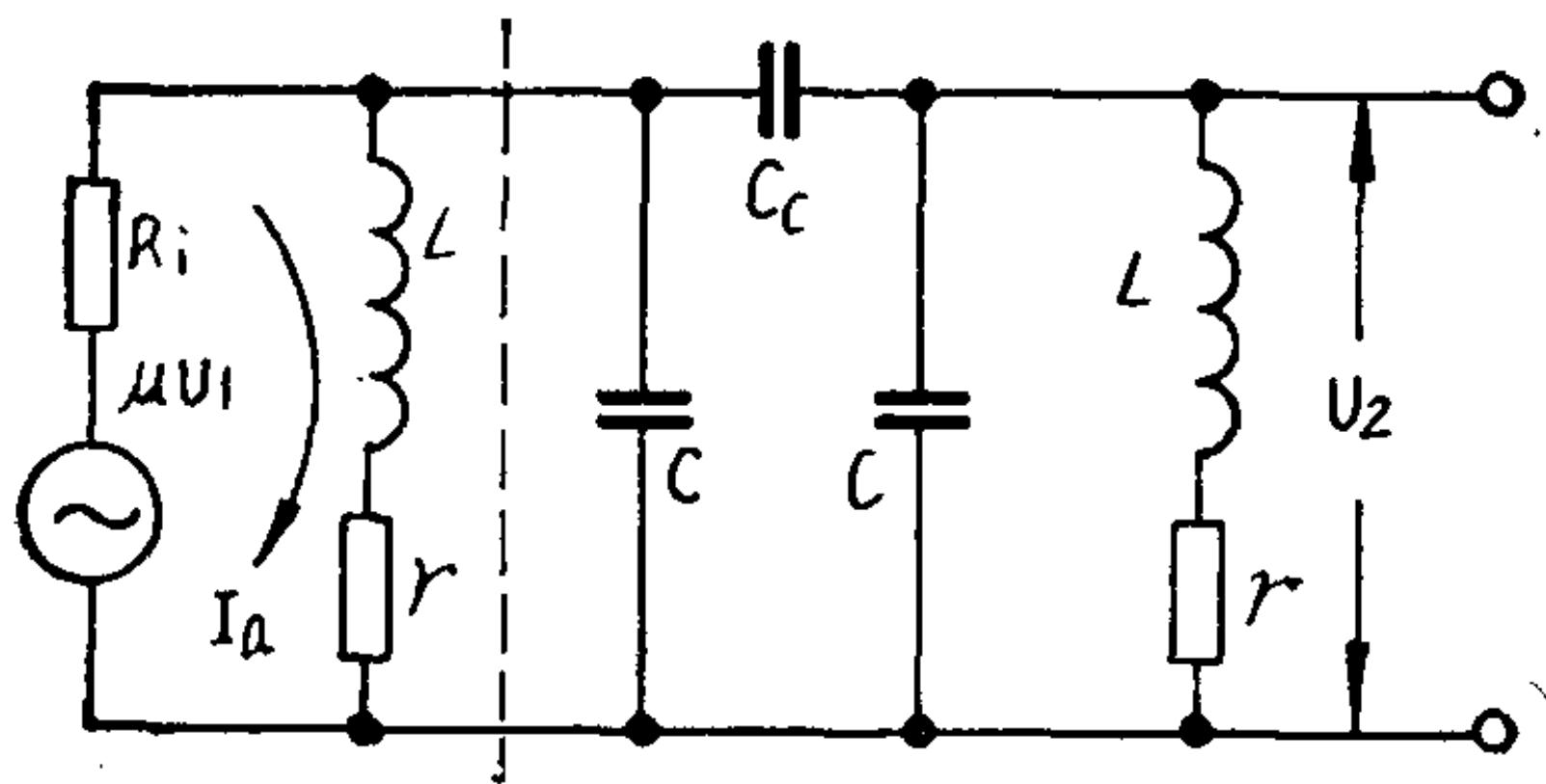


图 4—11 外电容耦合双调谐中频放大器等效电路

它的初、次级回路是相同的，即 $Z_1 = Z_2 = Z$

将虚线左边利用代文定理化简：

$$\dot{I}_a = \frac{\mu \dot{U}_1}{R_i + (r + j\omega L)} \quad \text{因} R_i \gg (r + j\omega L)$$

所以 $\dot{I}_a = S \dot{U}_1$

等效电动势 E 为 $\dot{E} = \dot{I}_a j\omega L$

$$= S \dot{U}_1 j\omega L$$

上式与电感耦合双调谐中频放大器所推导的相同。等效内阻抗 Z' 为

$$Z' = \frac{R_i(r + j\omega L)}{R_i + r + j\omega L} \doteq r + j\omega L$$

于是得到如图4—12所示的等效电路。

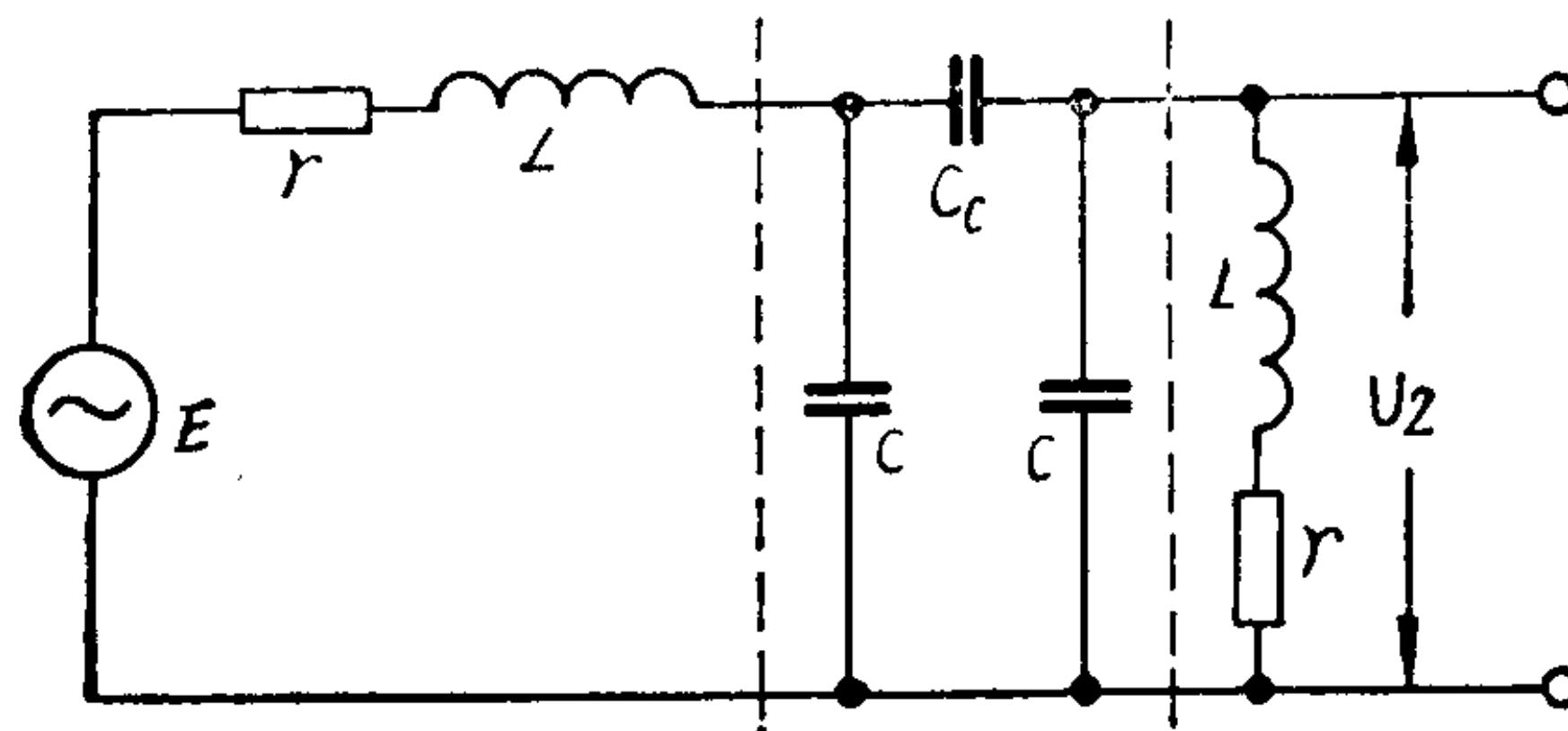


图 4—12 简化的等效电路

上图为外电容耦合简化电路，应用 $\Delta-Y$ 的互换原理，把外电容耦合变为内电容耦合的等效电路，如图 4—13 所示。

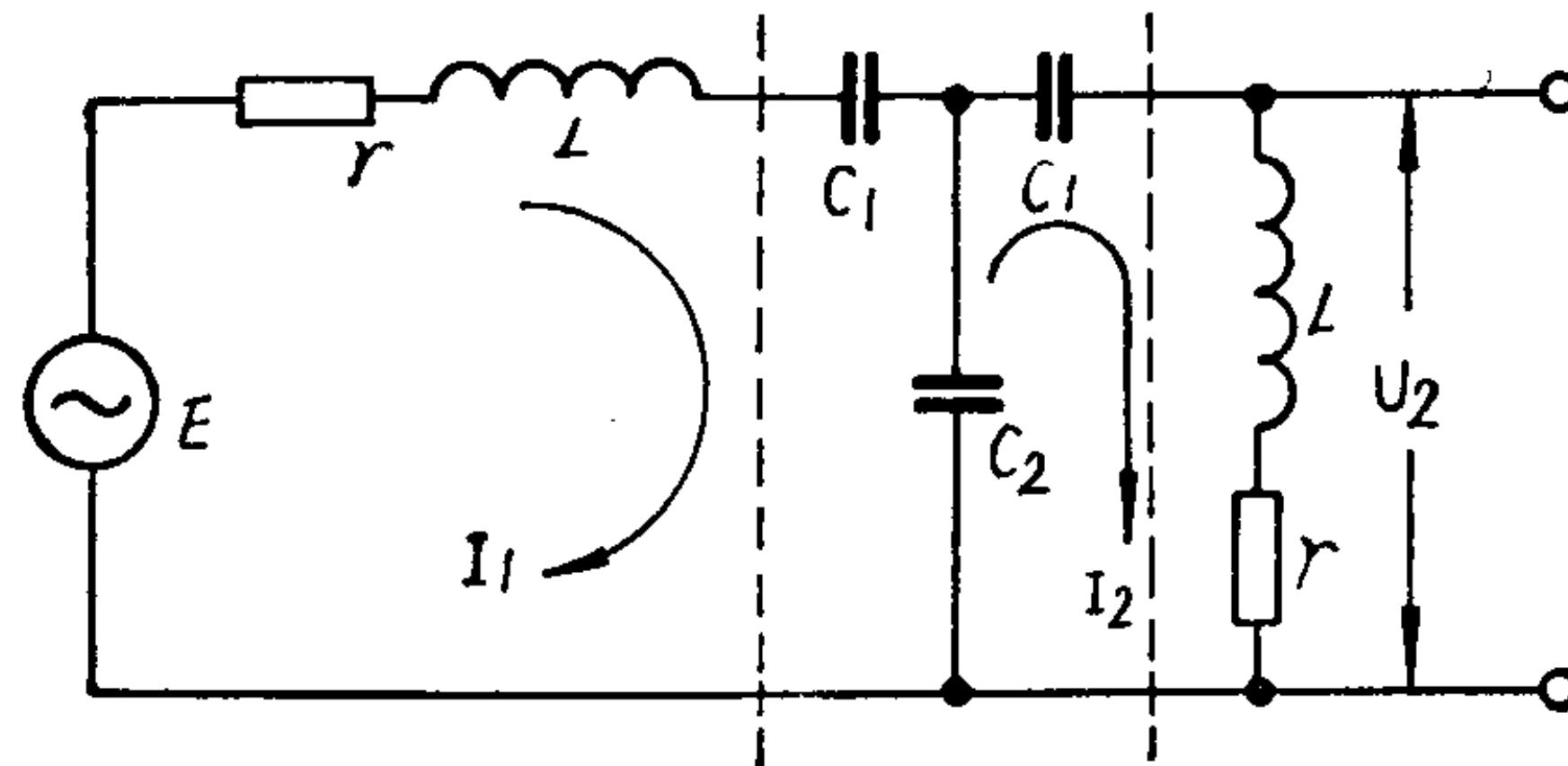


图 4—13 变化后的等效电路

当耦合电容 C_c 很小时，根据电工基础可得

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= C + 2C_c \doteq C \\ C_2 &= \frac{1}{k} (C + 2C_c) \doteq \frac{C}{k} \end{aligned} \right\} \quad (4-3)$$

式中 k 为耦合系数 $k \doteq \frac{C_c}{C}$

二、谐振放大量的讨论

将图 4—13 的内电容耦合电路，化为图 4—14 的次级等效电路。在图 4—13 中，因初、次级都是对中频频率谐振的，故初级电流是

$$I_{10} = \frac{E}{r} = \frac{SU_1\omega L}{r}$$

则耦合电势为：

$$\begin{aligned} E_2 &= I_{10} X_{12} \\ &= I_{10} \frac{1}{\omega C_2} \\ &= \frac{S U_1 \omega L}{\omega C_2 r} \end{aligned}$$

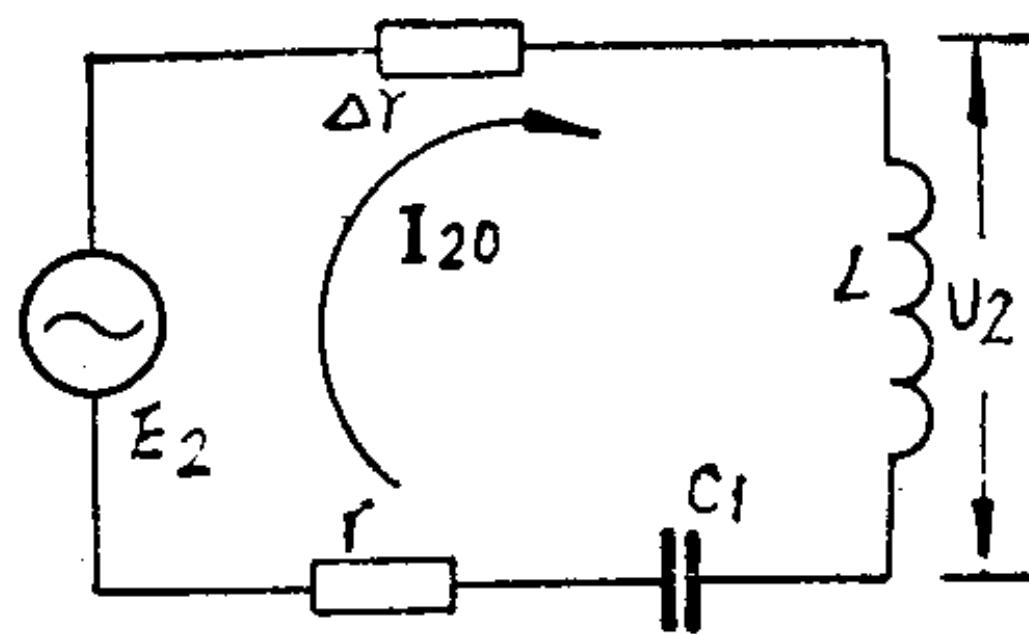


图 4-14 次级等效电路

$$(耦合电抗 X_{12} = \frac{1}{\omega C_2})$$

反射电阻

$$\Delta r = \frac{X_{12}^2}{r} = \frac{1}{\omega^2 C_2^2 r}$$

则次级电流

$$I_{20} = \frac{E_2}{r + \Delta r} = \frac{S U_1 \omega L}{\omega C_2 r (r + \Delta r)}$$

谐振输出电压

$$U_{20} = I_{20} \cdot \omega L = \frac{S U_1 (\omega L)^2}{\omega C_2 r (r + \Delta r)}$$

所以谐振放大量

$$\begin{aligned} K_o &= \frac{U_{20}}{U_1} = \frac{S \omega^2 L^2}{\omega C_2 r^2 \left(1 + \frac{1}{\omega^2 C_2^2 r^2} \right)} \\ &= \frac{\frac{1}{\omega C_2 r}}{\left(1 + \frac{1}{\omega^2 C_2^2 r^2} \right)} S \frac{\omega^2 L^2}{r} \\ &= \frac{\beta}{1 + \beta^2} S \cdot Z_o \end{aligned}$$

式中 $Z_o = \frac{(\omega L)^2}{r}$ 为谐振阻抗， $\beta = \frac{1}{\omega C_2 r}$ 为电容耦合双调

谐中频放大器的耦合参数。

从而可知电容耦合双调谐中频放大器的谐振放大量与电感耦合双调谐中频放大器的谐振放大量的表示式相同，只是耦合参数

β 的表示式不一样。所以电感耦合双调谐中频放大器的所有结论都可以应用到电容耦合双调谐中频放大器中来，这里就不一一重复了。不过，在电容耦合电路中，由于耦合电抗 $X_{12} = \frac{1}{\omega C_2}$ ，所以反射电阻 $\Delta r = \frac{1}{\omega^2 C_2^2 r}$ ，耦合系数 $k = \frac{C_c}{C}$ ，耦合参数 $\beta = \frac{1}{\omega C_2 r}$ ，这些与电感耦合的表示式是不同的，在运算中应加以注意。

§ 4—4 中频变压器

中频变压器是中频放大器的主要部件之一，它的好坏直接影响收信机的质量，所以装置中频放大器时，必须选用高质量的(Q 值高、稳定性好)中频变压器。这里以电感耦合双调谐中频变压器为例，介绍中频变压器的元件选择和结构特点。

一、中频变压器的电容

在选择回路电容 C 的容量大小时，应从放大量和工作稳定性两方面来考虑。从提高放大量来考虑，电容 C 应选择得小些。因为谐振阻抗 $Z_o = L/Cr$ ， C 小，则回路谐振阻抗大，放大量 K_o 就大。但从工作稳定性考虑，电容 C 又不能太小，因为电路中不稳定的杂散电容(如电子管极间电容、元件和接线的分布电容等)也是回路电容的一部分，这些电容的不稳定性表现在工作时机器受震，检修时线路的变动及更换电子管等方面。因此，若回路电容 C 太小，则杂散电容对回路的失谐影响就相对加大了。而回路的失谐将会降低收信机的灵敏度、选择性和保真度等指标。所以中频变压器回路电容 C 不应选得太大或太小。一般电子管的极间电容和布线电容约为 20 微微法，为了稳定，谐振回路的电容量应大于它 4 至 5 倍才好。在 455KC 或 465KC 的中频变压器里，回路电容 C 的容量通常在 80~200 微微法的范围。

二、中频变压器的线圈

当回路电容 C 确定后，就可算出回路电感 L

$$L = \frac{1}{(2\pi f_z)^2 C}$$

因为频率较低，回路电感量 L 较大，为了减小线圈的分布电容以提高稳定性，都采用了蜂房式绕制方法。另外为了减小线圈损耗以提高回路 Q 值，又采取了以下措施：

(一) 采用多股绞合线。采用多股绞合线后，能减小集肤损耗，提高了回路的 Q 值。例如单根线绕制的线圈， Q 值很少能超过 50，而使用 9 股绞合线绕制的线圈，其 Q 值可达 100。绞合线通常有 5 股、7 股和 9 股等，在军用机中多用 9 股绞合线。

(二) 采用铁粉芯。线圈中增加了铁粉芯后，既增加了电感量，又大大减少了线圈的圈数，从而使损耗电阻减小，提高了 Q 值。此外，还可以将铁粉芯制成可调的形式，以作调整电感用。

三、中频回路的屏蔽

为了避免中频回路与外界的寄生耦合，提高中放级的工作稳定性，通常采用屏蔽罩。屏蔽罩用铜、铝等良导体制成，且与机壳相连，包围着中频回路元件，隔绝高频电磁场的进入。

四、中频变压器的调整

中频变压器应该调谐在中频频率上。一般成品的中频变压器，或出厂的新机器，在出厂时已调谐在预定的中频频率。但在安装或维修后，以及受震严重等情况，都可能引起线路分布参数的变化，而使中频回路失谐。当中频回路失谐后，将对收信机的质量指标有很大的影响。因失谐后其谐振曲线的形状要发生变化，不但其谐振峰值要降低，而且谐振曲线将向左或向右发生偏移，甚至谐振曲线会变成不对称的形状。这都使收信机的灵敏度、选择性、保真度有较大的下降，其中灵敏度的降低最为明显。因此，当发现收信机灵敏度降低时，应考虑到中频回路可能失谐，这时应调谐中频回路使它与中频频率谐振。

中频变压器分电感调谐和电容调谐两种。电感调谐其线圈 Q

值高，可用云母或瓷介质的固定电容器，工作稳定性好，目前应用最广。

中频变压器的调整方法是：在中频放大器的输入端加上载波频率为中频的调幅信号，用无感起子调中频变压器次级的铁粉芯，使输出最大。然后调初级铁粉芯，使输出最大。再按上述次序反复调2~3次，直至输出不能再增大为止。如果采用多级中放，则按上述方法从最后一级中放调起，然后逐级向前。

复习思考题

1. 中频放大器在超外差收信机中有哪些作用？为什么？
2. 矩形系数如何表示？它怎样说明中频放大器的选择性好坏？
3. 画出电感耦合双调谐中频放大器的线路图，并说明它的谐振放大量与哪些因素有关？最大谐振放大量的表示式是什么？它为什么比高放级的谐振放大量要大？
4. 从物理意义上分析电感耦合双调谐中频放大器的谐振曲线，并说明为什么通常采用临界耦合状态工作？
5. 双调谐中频放大器比单调谐中频放大器有什么优点？最大谐振放大量是谁大？为什么？
6. 中频变压器失谐后对收信机产生什么影响？为什么？
7. 与高频放大器比较，中频放大器有什么优点？为什么？

第五章 检 波 器

在前面几章中，已经讨论了输入电路、高频放大器与中频放大器，在超外差收信机中，它们主要起着选择信号和放大信号的作用，我们把这些部分统称为线性部分，因为它们输入的信号频率与输出的信号频率是不变的，也就是说任何一个信号电压经过它们的传输和放大以后，只有振幅的放大，而不产生新的频率成分。

在超外差收信机中，发生频率变化的部分是检波器和变频器，信号电压经过它们的作用后，要产生频率的变化，有新的频率成分出现。后面将要提到，要完成频率变化的作用，必须要用非线性元件，所以我们把检波器和变频器称为非线性部分。

将高频已调波还原成原调制的低频信号的过程叫检波，完成检波任务的设备叫检波器。

§ 5—1 检波器概述

一、检波器的作用

检波器的作用是将高频幅调波信号还原成原调制的低频信号。检波过程和发信机的调制过程正好相反，调制时，高频电压的振幅变化要和低频信号(调制信号)的波形相似，而检波后，输出的低频信号电压的波形要和高频信号的振幅变化(包络线)相似，所以检波器也叫解调器。图 5—1 是检波器的输入和输出信号的波形。

二、检波器的组成和分类

任何一个检波器电路都是由下列三个主要部分组成的，如图

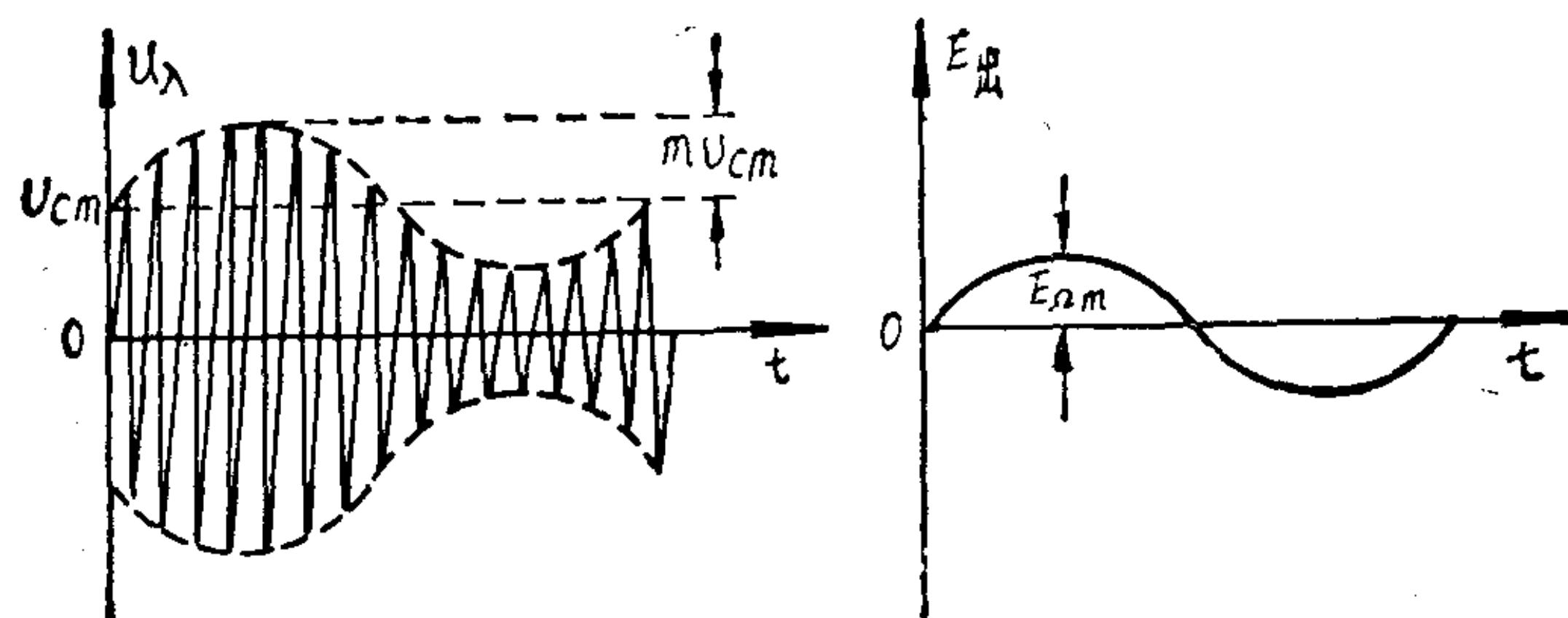


图 5—1 检波器输入和输出波形

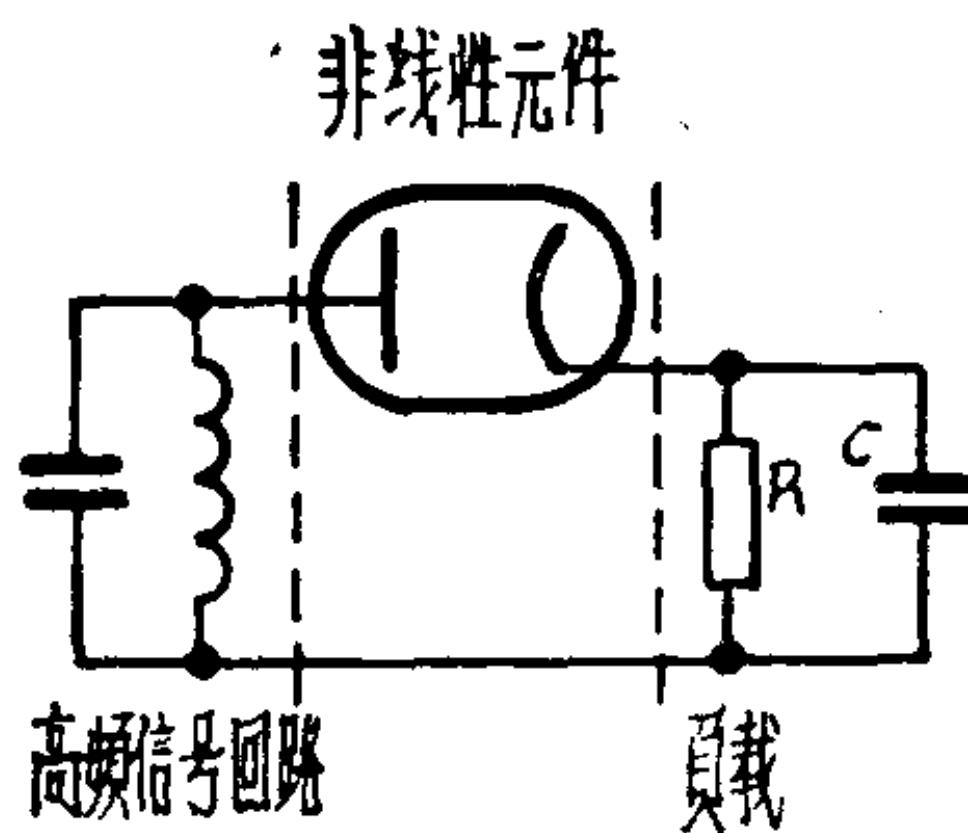


图 5—2 检波器的一般电路

器的输出电压。

由于使用非线性元件的不同，检波器又分为电子管检波器与晶体管检波器。而电子管检波器又有二极管检波器、栅极检波器和阳极检波器等。

(一) 电子管检波

电子管检波是利用电子管特性曲线的非线性来实现的。根据使用的电子管特性曲线的不同，它有下列三种：

1. 二极管检波

它是利用二极管的 $i_a \sim u_a$ 特性曲线的非线性来实现的。

2. 栅极检波

5—2 所示。第一、高频信号回路。在超外差收信机中，它是最末一级中频放大器的输出回路；第二、非线性元件。通常可用二极管、多极管或晶体管，但是最常用的是二极管；第三、负载。它是由电阻和电容并联电路组成的，它对高频信号旁路，起高频滤波作用，同时又使低频电流和直流电流产生电压降，作为检波器的输出电压。

它是利用多极管的 $i_s \sim e_s$ 特性曲线的非线性而在栅极 电 路 中完成检波作用的。

3. 阳极检波

它是利用多极管的 $i_a \sim e_s$ 特性曲线的非线性而在阳极 电 路 中完成检波作用的。

(二) 晶体管检波

晶体管检波分晶体二极管检波和晶体三极管检波。这两种检波在“晶体管收信原理”中讨论。

三、对检波器的要求

(一) 电压传输系数 K_D 要大

检波器的电压传输系数 K_D 可用下面的式子表示

$$K_D = \frac{\text{输出端音频电压的振幅}}{\text{输入端高频电压包络线变化的振幅}} \\ = \frac{E_{Qm}}{mU_{cm}} \quad (\text{见图5—1}) \quad (5—1)$$

其中: m 为调制系数

U_{cm} 为载波电压的振幅

K_D 的意义和放大器中的放大量或输入电路的电压传输系数是一样的, 在输入电压不变的情况下, K_D 越大, 检波器的输出电压也越大。二极管检波器的传输系数 K_D 小于 1。栅极和阳极检波器因为电路有放大作用, 故 K_D 大于 1。

(二) 输入电阻 R_I 要大

在超外差收信机中, 检波器的输入端即为最末一级中频放大器输出端, 检波器二极管和负载通常要吸收一部分能量, 因而增加了最末一级中放回路的损耗, 降低中放回路的 Q 值, 其大小可用并联在中放回路两端的等效电阻 R_I 来表示。此电阻称为检波器的输入电阻, R_I 越大, 损耗越小, 反之, R_I 越小, 损耗越大。为了减小中放回路的能量损耗, 提高它的选择性, 要求输入电阻 R_I 尽可能大。

(三) 失真要小

检波器失真的大小是用来衡量检波后低频信号的波形与高频信号包络线接近的程度，因此要求检波器的失真越小越好。和放大器一样，在接收电话信号时，仅考虑频率失真和非线性失真。

频率失真是用检波器的频率特性曲线来表示，所谓检波器的频率特性，就是在输入高频信号的振幅 U_{cm} 、调制系数 m 、载波频率 f_c 不变的情况下，电压传输系数 K_D 与输入高频信号调制频率 F 的关系曲线。

非线性失真是用非线性失真系数来表示的。也就是用输出电压所有高次谐波的均方根值与调制基波的有效值之比来表示，在一般的情况下，检波器的输出电压中除了调制频率 F 的基波电压 E_{Ω_1} 以外，还产生调制频率的谐波 $2F$ 、 $3F$ 、 $4F$ ……等谐波电压 E_{Ω_2} 、 E_{Ω_3} 、 E_{Ω_4} ……分量。所以非线性失真系数可表示为：

$$\gamma = \frac{\sqrt{E_{\Omega_2}^2 + E_{\Omega_3}^2 + E_{\Omega_4}^2 + \dots}}{E_{\Omega_1}} \times 100\%$$

(四) 高频滤波要好

检波器输出电压应该是低频，而不应有高频成分，如果高频滤波不好，在低频放大器里高频分量过大，这将会由于寄生回授而引起自激，使收信机工作不稳定。

§ 5—2 二极管检波器

一、二极管检波器的工作原理

二极管具有单向导电的特性，所以，可把它作为检波器中的非线性元件。下面研究在高压的作用下，二极管发生的物理现象以及检波过程。为了简单起见，分两种情况来讨论：

(一) 不接负载时，二极管电路的工作原理

不接负载的二极管电路，如图 5—3 所示。

二极管的静特性曲线可用图 5—4 来表示，当阳极电压向正方向增加时，阳流也相应增加；当阳极电压向负方向增加时，阳流

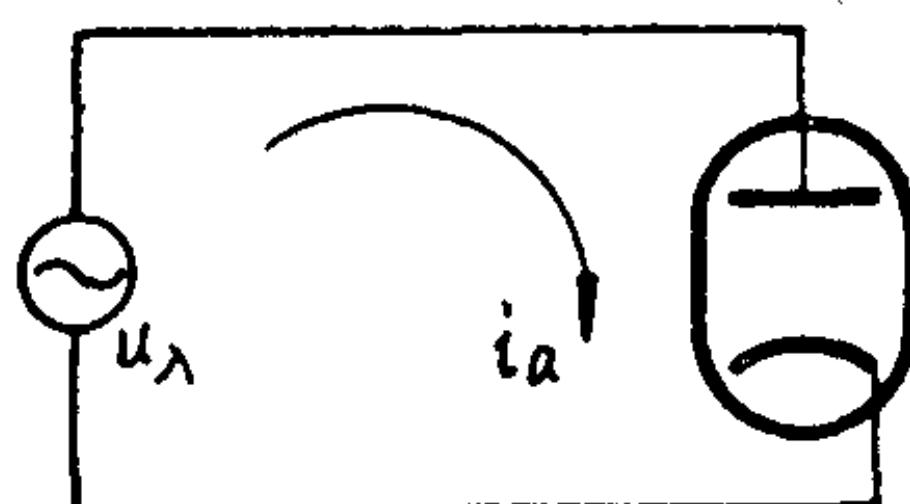


图 5—3 不接负载的
二极管电路

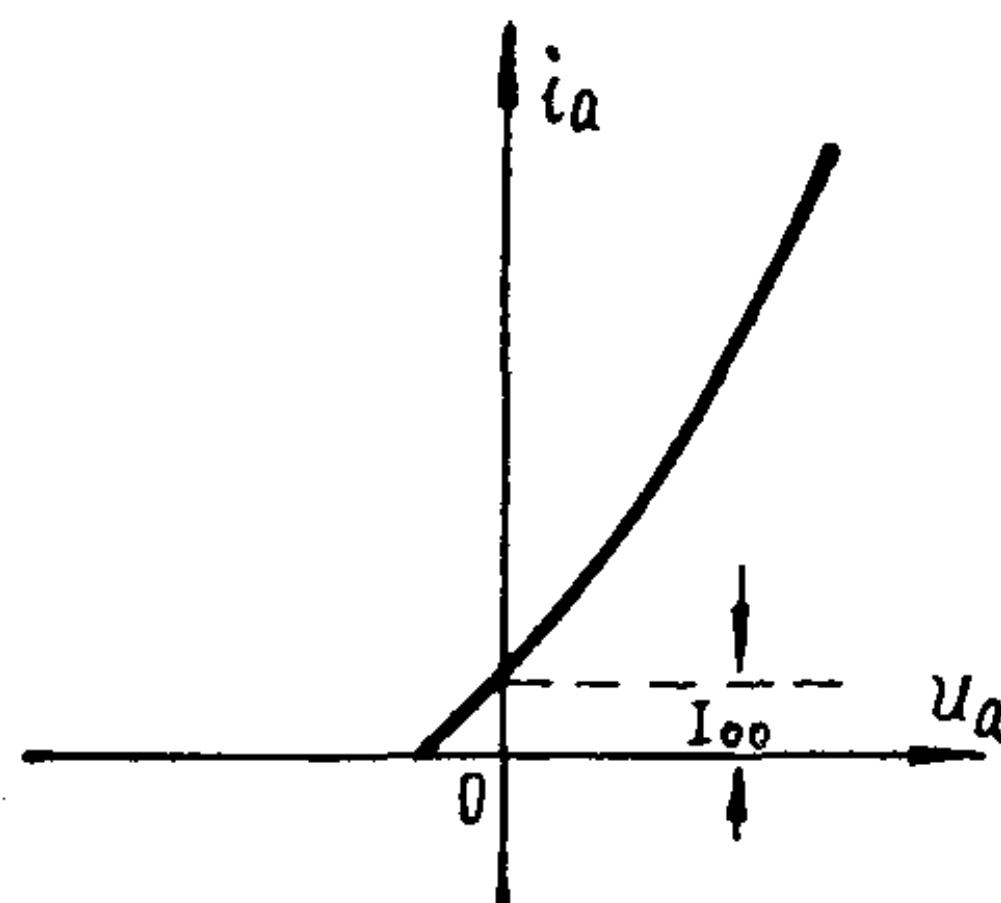


图 5—4 二极管静特性曲线

则相应减小以至截止；在阳极电压为零时，二极管仍有直流电流 I_{oo} 流过，这电流称为二极管的起始电流。

如果输入电压 u_A 是一个等幅的高频信号时，二极管的工作过程可由图 5—5 来说明，其中 (a) 是高频信号较小时的情况，称为小信号工作；(b) 是高频信号较大时的情况，称为大信号工作。

在小信号工作时，当没有外加信号电压的情况下，通过二极管的电流即为起始电流 I_{oo} ；如果加上交流信号电压，由于二极管特性曲线的非线性，阳极电流波形的正半周被“拉长”，而负半周被“压扁”，因此二极管电流的直流分量发生了变化，比起始电流 I_{oo} 增大了一个电流 ΔI_o ，比较 a、b 两种情况可看出，随着交流电压振幅的增大， ΔI_o 也增大。

在大信号工作时，二极管的阳极电流是一个余弦脉冲。同样，随着交流电压振幅的变化，二极管的阳极电流的直流分量也发生变化，交流电压振幅越大， ΔI_o 越大。

如果输入电压 u_A 是一个调幅信号时，其工作过程如图 5—6 所示。可以看出，输入高频电压的振幅变化时，二极管阳极电流的平均值 ΔI_o 也作相应地变化（图中粗线所示）， ΔI_o 不仅包含直流成分，也有低频成分，其波形与高频电压的包络线形状相似，这就是检波作用产生的结果。

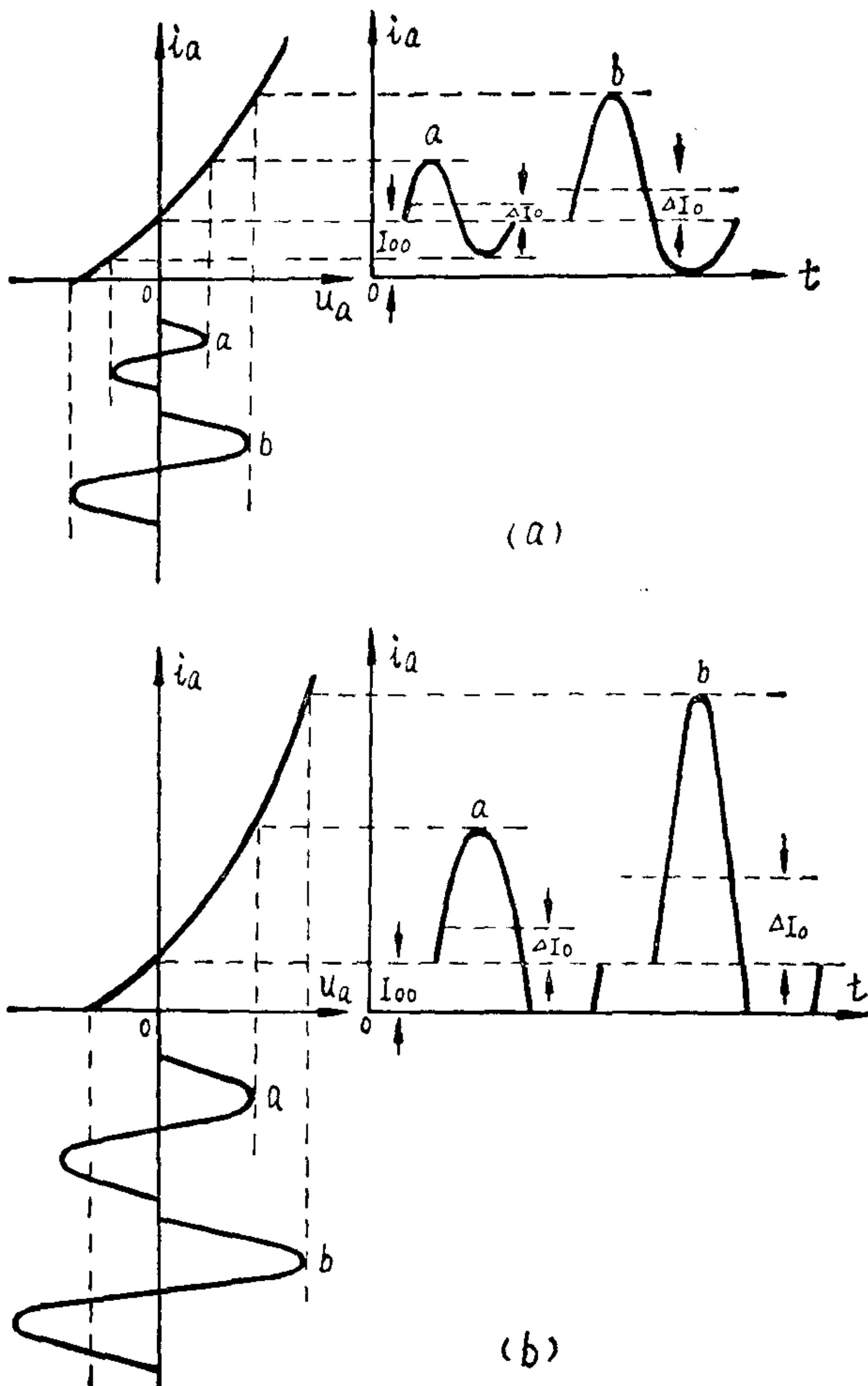


图 5—5 输入为等幅信号时二极管的工作过程

小信号工作在二极管 $i_a \sim u_a$ 特性曲线下部弯曲处，因此非线性失真比较严重。在超外差收信机中，为了减小失真，通常在检波器前加装多级放大器(高频和中频放大器)，使检波器在大信号

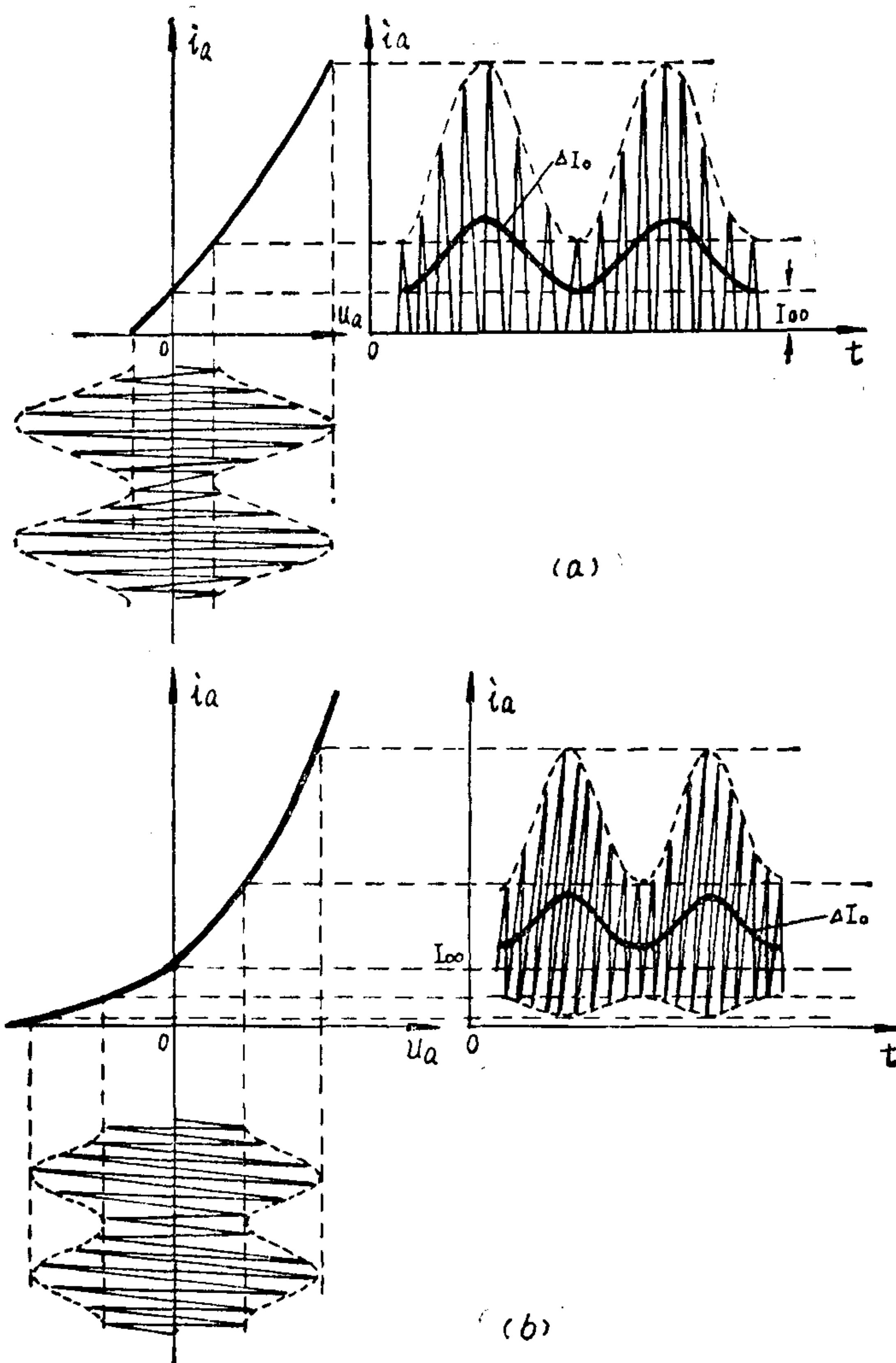


图 5—6 输入为调幅信号时二极管的工作过程

状态下工作。

下面着重讨论大信号检波的工作情况，为便于分析，可将二

极管接近于直线的特性曲线理想化，如图 5—7 虚线所示。

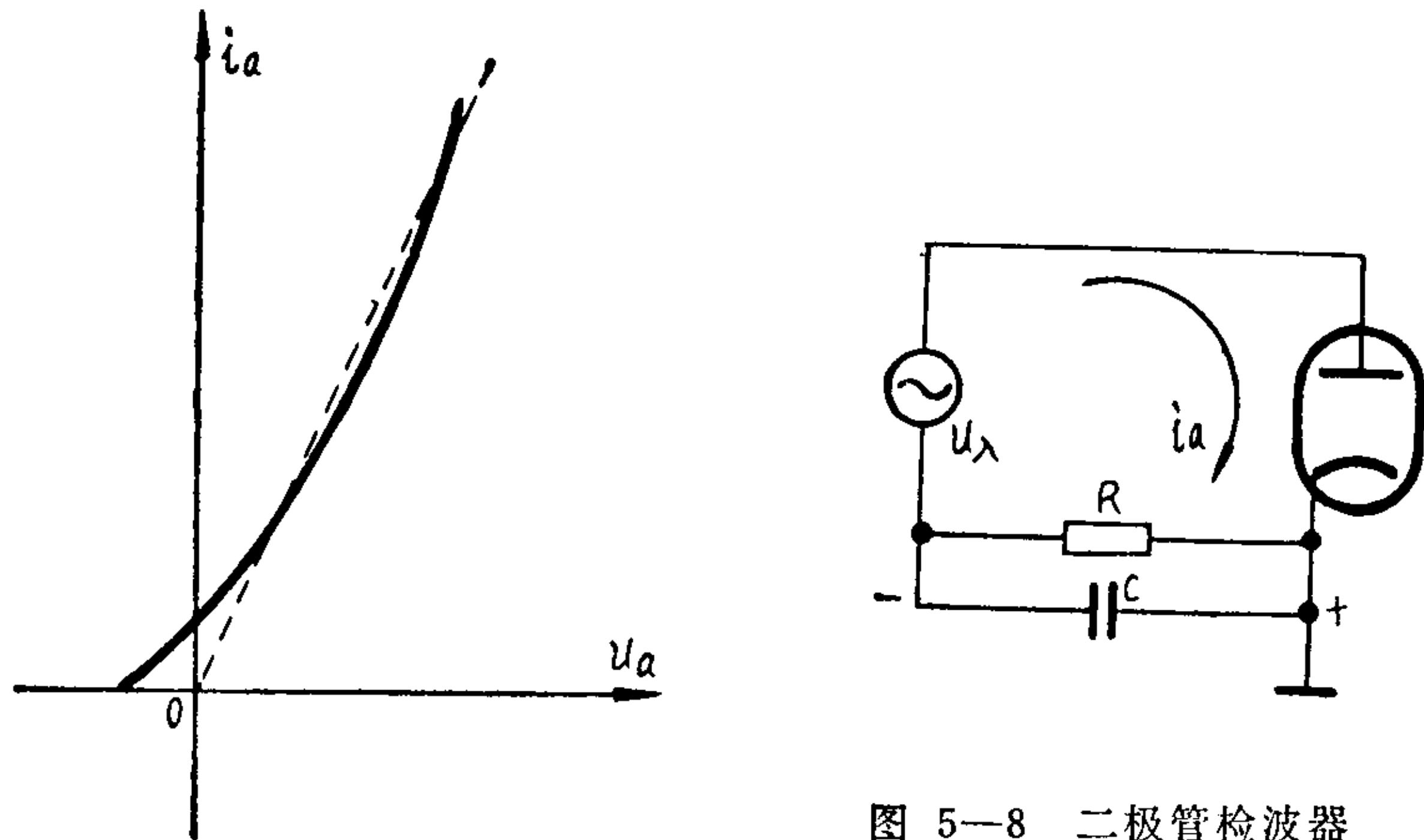


图 5—8 二极管检波器

原理电路

(二) 接负载的二极管检波器的工作原理

上述分析已知，在调幅信号的作用下，流过二极管的电流包括许多频率成分：高频、低频和直流。如果在二极管电路中接上一个 RC 并联的负载，就可以获得所需的低频电压了。图 5—8 就是接有负载的二极管检波器电路，其中电容 C 对高频来说阻抗很小，使负载两端高频电压降很小，故起到了高频滤波的作用，同时可使二极管两端的高频信号电压增加，提高了检波器的电压传输系数；另一方面，电容 C 对低频来说阻抗应很大，满足 $\frac{1}{\Omega C} \gg R$ ，保证电阻两端的低频电压不被旁通。

当检波器输入为调幅信号时，就可在负载 RC 上得到一个平均电压 E ，这个电压同时加在二极管上，而且对阳极而言为负，因此二极管两端的电压为高频信号电压与平均电压之和，其合成电压的波形如图 5—9(a) 所示。当调幅信号增大时，负压加大，反之减小，所以 (a) 的波形对纵坐标是不对称的，向左凸出，而高频电压的正负半周对称于如虚线所示的负载电压 E 。

从图中还可看出，由于 E 的存在，电子管仅在信号电压正半周很小的一段时间内导电，这样流过二极管的电流是一系列通角远小于 90° 的、高度不等的余弦脉冲电流，如图(b)所示，其外缘形状与高频幅调波的包络线相似。

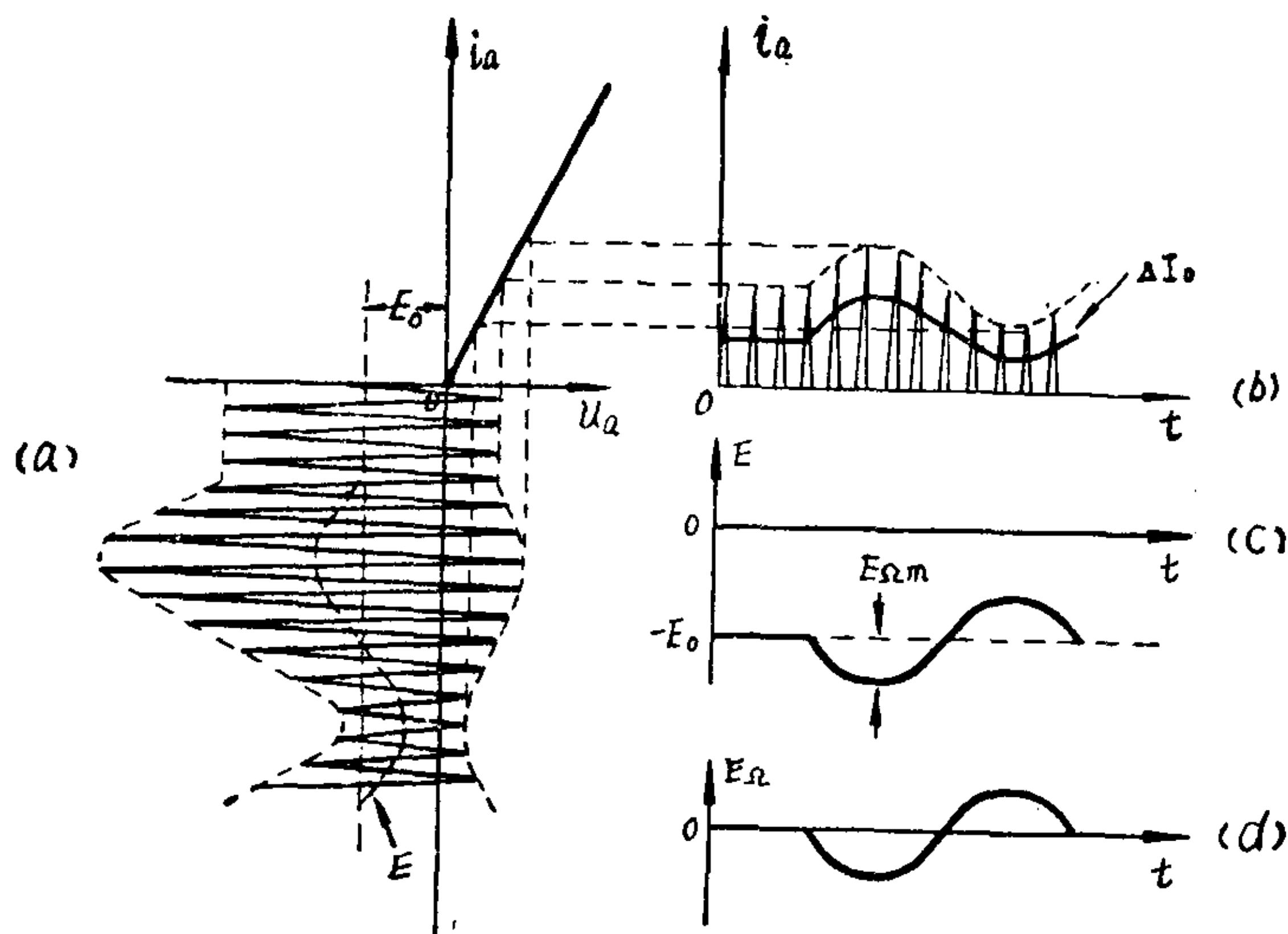


图 5—9 二极管检波器各部分的电压、电流波形

由于余弦脉冲电流的高度不等，所以它的平均电流 ΔI_0 也不等，也与高频幅调波的包络线相似，如图(b)实线所示。 ΔI_0 在负载电阻上产生压降 E ， E 对地为负， ΔI_0 越大， E 负得就越大，所以 E 的波形与 ΔI_0 是反相的，如图(c)所示。

要想把 RC 上的直流电压和低频电压分开，只要在输出端加上一个隔直流电容器 C_g 就可以了，图 5—10 的检波器电路就具有这样的作用， E 经隔直流电容器 C_g 把低频电压 E_Q (图中(d)所示)，加到下一级低频放大器的栅极上，完成了检波任务。

二、二极管检波器的指标讨论

(一) 电压传输系数 K_D

检波器的电压传输系数

为

$$K_D = \frac{E_{Qm}}{mU_{cm}}$$

而 $E_{Qm} = mU_{cm} \cos\theta$, 代入上式便得

$$\begin{aligned} K_D &= \frac{mU_{cm} \cos\theta}{mU_{cm}} \\ &= \cos\theta \quad (5-2) \end{aligned}$$

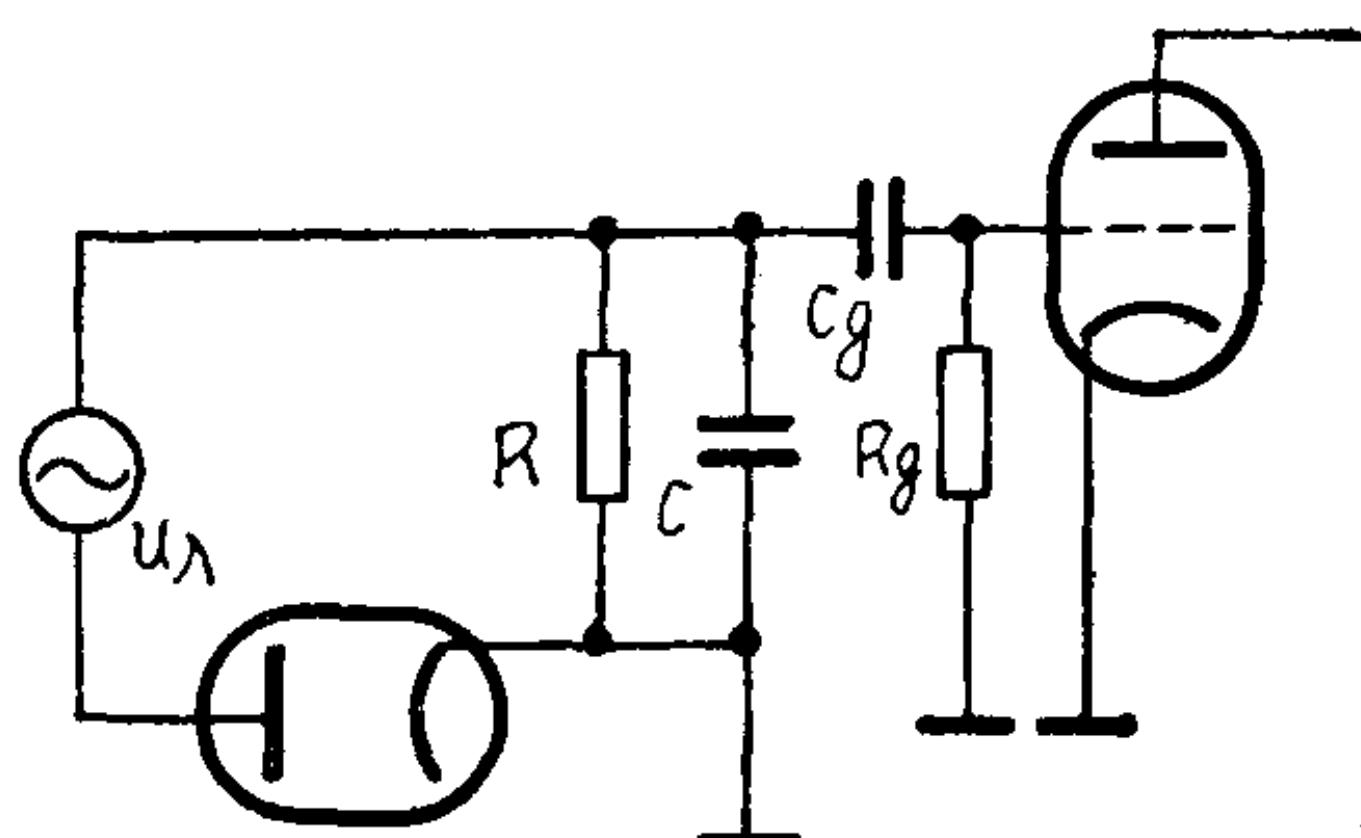


图 5-10 二极管检波器与低频放大器联接的电路

可见, K_D 和通角 θ 的大小有关。由于 $\cos\theta$ 不可能大于 1, 所以二极管检波器的 K_D 总是小于 1 的。在实际电路中, 常选 $R \gg R_i$ (R 常为几百千欧, 而 R_i 为几百欧), 所以通角很小, 约为 $10^\circ \sim 20^\circ$, 电压传输系数约等于 $0.94 \sim 0.98$ 。

(二) 输入电阻 R_λ

在超外差收信机中, 二极管检波器接到中频放大器输出回路两端, 如图 5-11 所示。它所获得的能量是由中频放大器的回路供给的, 这部分能量可认为并联在回路两端的等效电阻 R_λ 所消耗掉。检波器输入的高频信号功率为:

$$P_\lambda = \frac{U_{cm}^2}{2R_\lambda}$$

在检波器里, 只有平均电流流过负载 R 时才会消耗功率 (这里忽略了二极管本身的功率损耗, 因为一般情况下, 二极管内阻 R_i 很小, $R \gg R_i$, 可忽略。), 根据能量守恒观点, 检波器输入的高频信号功率应等于负载电阻 R 上消耗的直流功率, 即

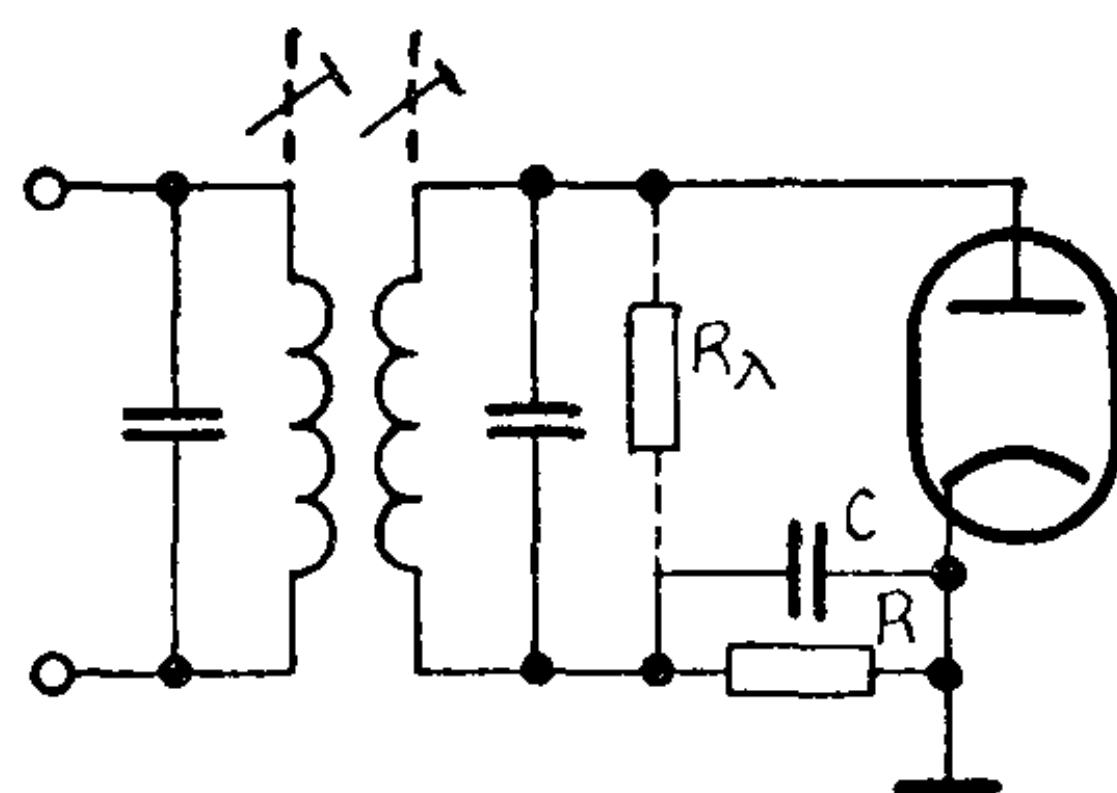


图 5-11 二极管检波器与中频放大器的联接

$$P_{\lambda} = \frac{U_{cm}^2}{2R_{\lambda}} = \frac{E_0^2}{R}$$

因为 $R \gg R_i$, $K_D = \cos \theta$ 接近于 1, 所以 $U_{cm} \approx E_0$, 则上式可得到

$$R_{\lambda} = \frac{R}{2} \quad (5-3)$$

从上式可看出, 为使 R_{λ} 大, 以减小对中频谐振回路的分流作用, 提高回路的选择性, 则 R 应选得足够大, 通常选为几百千欧。

(三) 二极管检波器的失真

1. 频率失真

从图 5—10 可以看出, 二极管检波器的频率失真与阻容耦合放大器完全一样, 其频率特性曲线如图 5—12 所示。对高音频来说, 因为电容器 C 的容抗减小, 对较高的音频旁路作用大, 使检

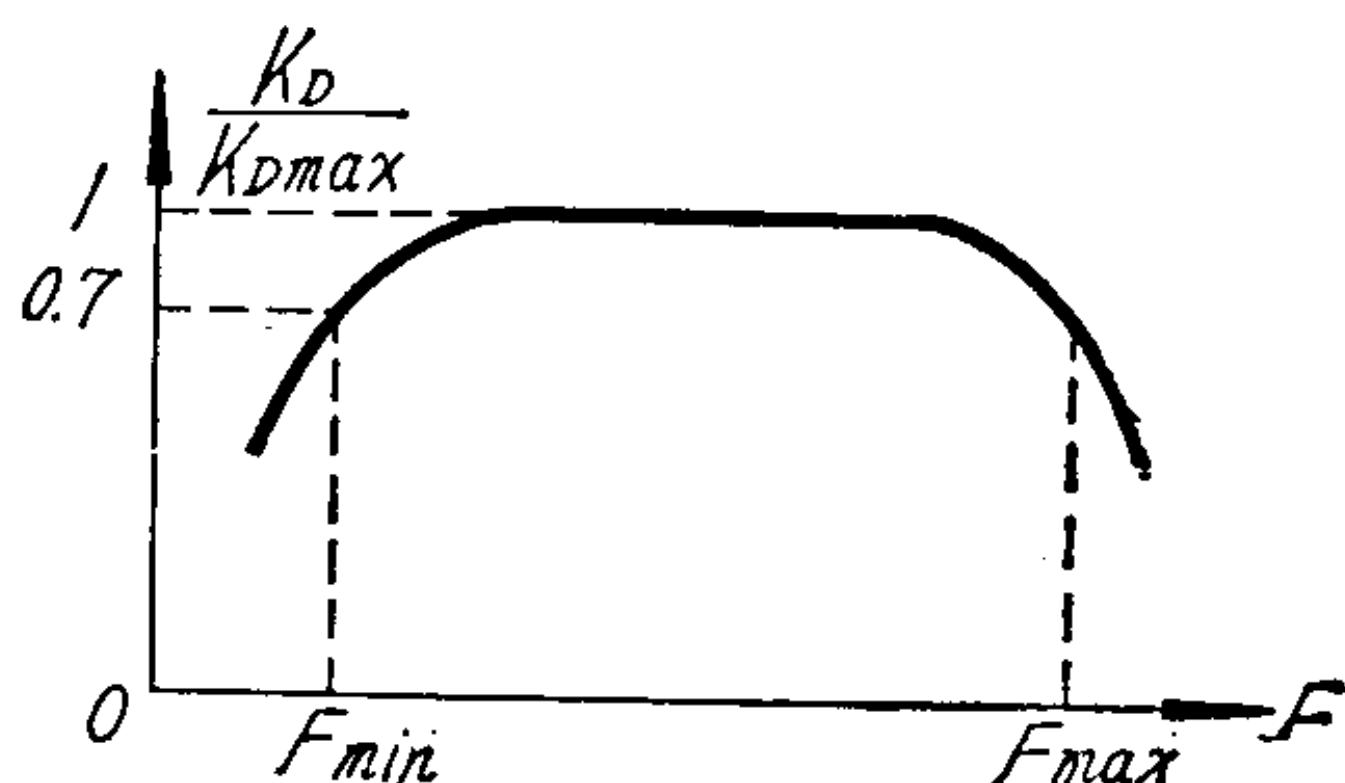


图 5—12 检波器的频率特性曲线

波器的电压传输系数 K_D 下降; 而对低音频来说, 因为隔直流电容器 C_g 的容抗增大, 较低的音频在 C_g 上的降压也增大, 使检波器的电压传输系数也要减小。只不过这里的电容

器 C 相当于阻容耦合低频放大器的杂散电容, 所以失真的公式和计算与阻容耦合低频电压放大器完全一样。

2. 非线性失真

在检波器里, 产生非线性失真的原因有三种: (1) 由于检波特性曲线的非线性; (2) 负载 RC 数值太大; (3) 耦合电路 C_gR_g 的影响。

(1) 检波特性曲线非线性所引起的非线性失真

检波器阳极电流中的平均电流 ΔI_0 与输入电压的振幅 U_{cm}

之间的关系称为检波特性，当负载电阻 R 不同时，检波特性曲线也不同，如图 5—13 所示。

如果检波特性曲线是直线或接近于直线，这样，在输入电压的振幅 U_{cm} 改变时，平均电流 ΔI_0 也成正比地改变而不会产生失真。实际上由于二极管静特性曲线在阳极电压接近于零处，弯曲很显著，所以在输入电压的振幅 U_{cm} 较小时（小信号工作），是工作在二极管静特性曲线的弯曲部分，检波特性弯曲也较显著，非线性失真比较大。

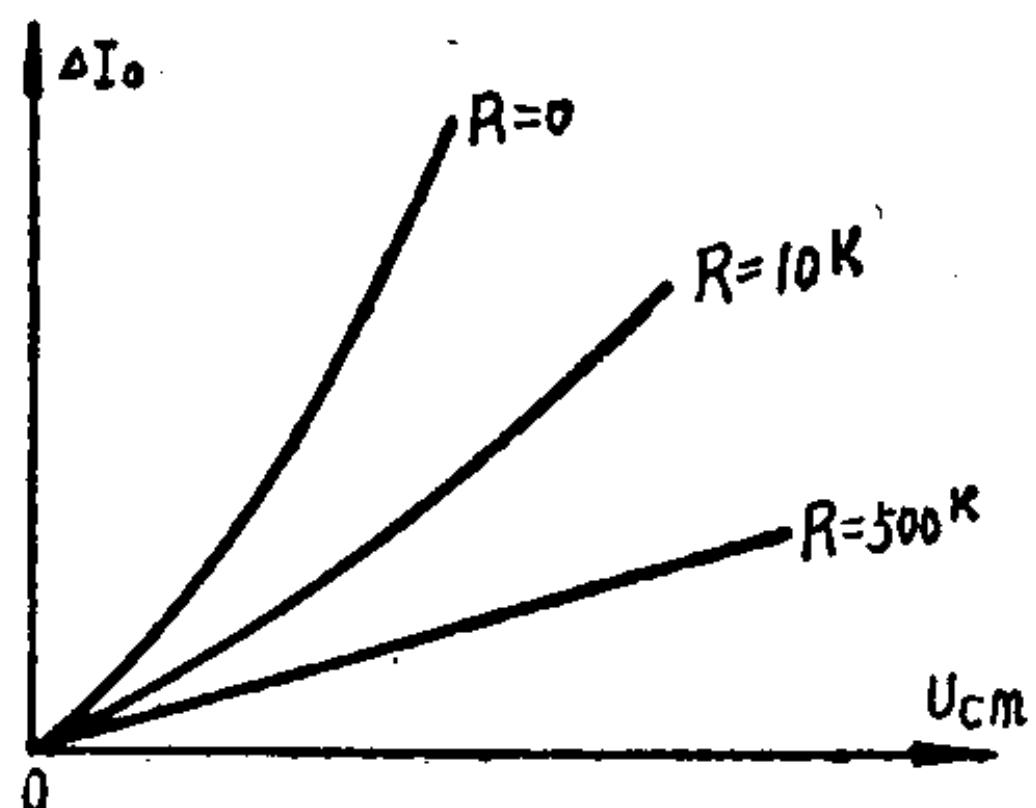


图 5—13 二极管检波器的检波特性曲线

从图中还可看出，当负载电阻 R 大时，检波特性比较平直（只有 U_{cm} 接近于零的一小段还是弯曲的），这是由于负载电阻 R 较大时，二极管的平均电流 ΔI_0 主要由负载电阻来决定，随信号振幅而变化的二极管的内阻 R_i 的影响就相对减小，因此 R 大比 R 小时有较平直的检波特性曲线。

上述分析已知，只要输入电压较大（大信号工作 $U_{cm} \geq 1V$ ）和负载电阻也较大时，由于检波特性曲线非线性而引起的失真是可以忽略的。

（2）负载 RC 数值太大而引起的非线性失真

当负载 RC 数值选择正常时，二极管检波器输入信号和负载上充放电的电压波形如图 5—14(a)、(b) 所示。由于电容器对高频阻抗很小，高频电压绝大部分加到二极管两端。当二极管瞬时阳极电压为正时，二极管导电并对电容器充电，其充电电流主要决定于它的内阻 R_i ，因为二极管内阻很小（ $1K\Omega$ 左右），所以电容器充电的时间常数很小，充电电流很大，在很短的时间内使电容器上的电压接近于高频电压的峰值（因要减掉二极管内阻的压降），这个电压对于二极管阳极来说是负的（图 5—8）。而当高频

电压由正峰值减小时，只要它的数值小于电容器两端的负压，二极管就停止导电，这时候电容器上的电压要经过电阻 R 放电，由于放电的时间常数 RC 大 ($R \gg R_s$)，因此电容器两端的电压下降缓慢，当下降不多时，第二个周期的高频电压又将超过电容器上的负压而使二极管再度导电，并且在很短时间内，又使电容器两端电压充到接近于高频电压的峰值，这样不断地重复，就可得到 RC 上的电压波形，其平均值如图 5—14(b) 的粗线所示。

当负载 RC 选择过大时，放电时间常数很大，电容 C 上的电压不能很快地减小，因此在某一段时间内（图 5—14(c) t_1 与 t_2 之间）电容 C 上的负电压始终大于外来信号正峰值，所以不管输入电压如何改变，二极管都处于截止状态，负载两端的电压（输出电压）就不受信号控制，而是取决于由 RC 放电时间常数所决定的放电电压，这就要产生非线性失真了。

要避免这种失真，必须适当地选择 RC 的数值，使电容器的放电速度加快，使它跟上幅调波包络线变化的速度，防止

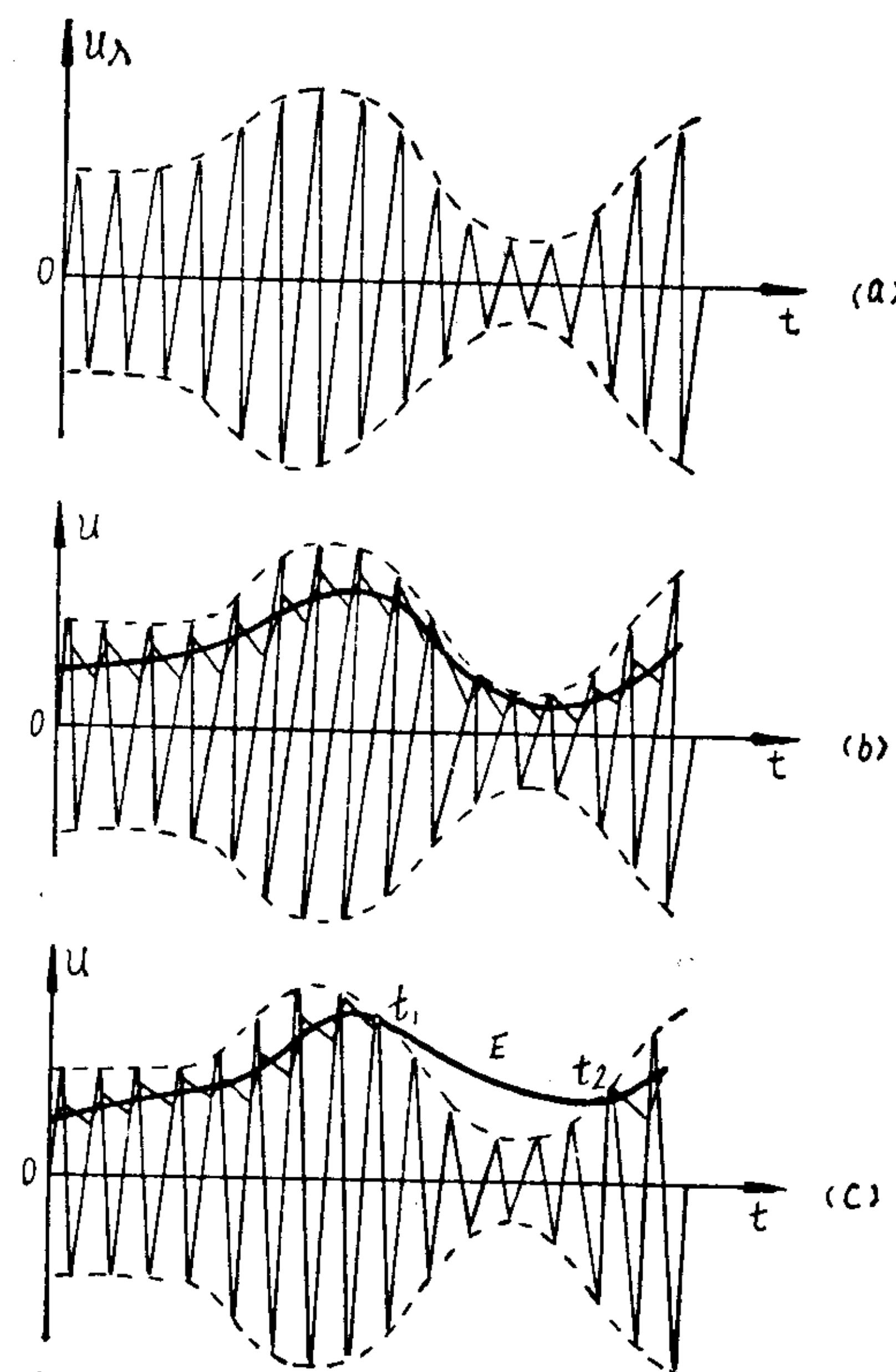


图 5—14 二极管检波器输入信号与负载上的电压波形

二极管在任何一个高频周期内完全停止导电就可以了。

幅调波包络线变化的速度越快，即幅调波的话音频率越高，调幅度 m 越深时，越容易产生这种失真。

通过数学推导，可得出不失真的条件为

$$RC\Omega_{\max} \leq \frac{\sqrt{1-m^2}}{m} \quad (5-4)$$

一般取 $m = 0.5$ ，上式则为

$$RC\Omega_{\max} \leq 1.73 \quad (5-5)$$

此式即为选择 RC 的条件。

(3) 隔直流电容 C_g 和栅漏电阻 R_g 的影响所引起的失真

前已知道， $C_g R_g$ 的作用是使检波后的直流电压不加到低频放大器的栅极，而仅把低频信号加到音频放大器的输入端(图 5—15)，这样低频放大器的栅偏压就不会随信号强弱而改变。但附加

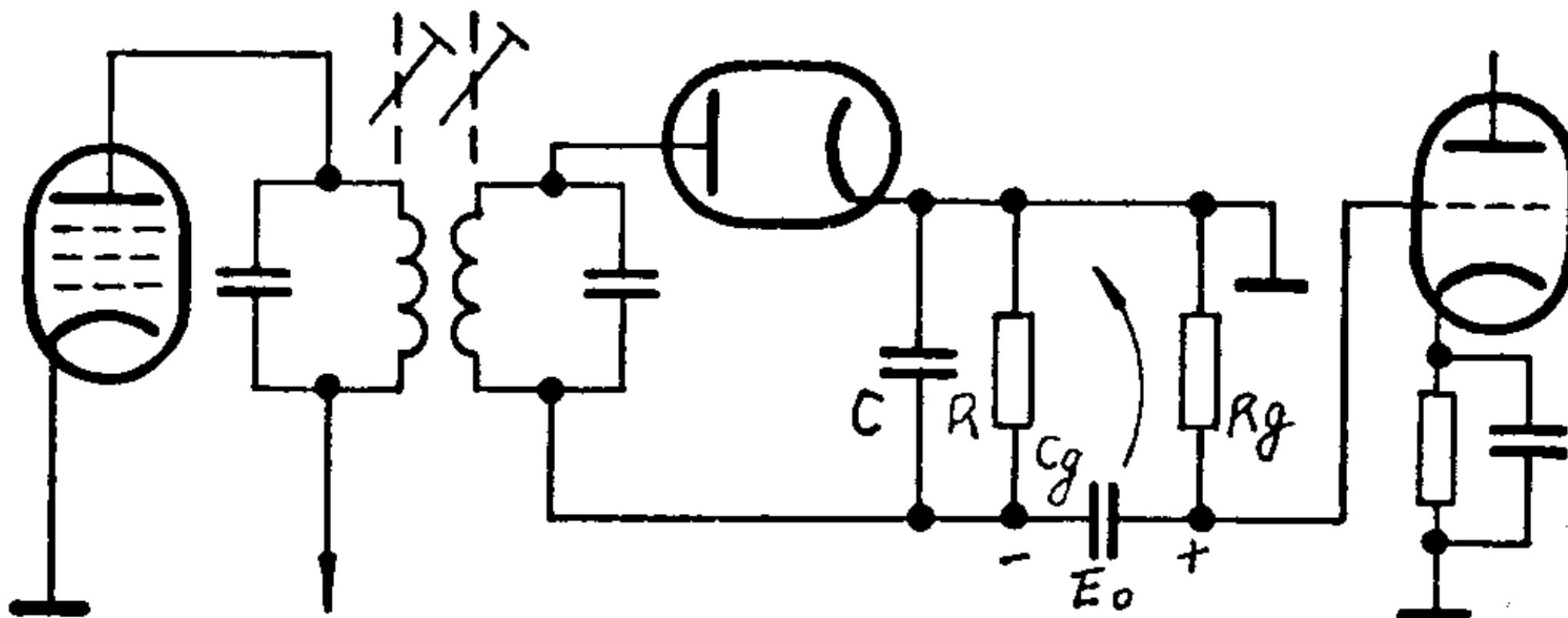


图 5—15 二极管检波器电路

$C_g R_g$ 电路后，将可能引起非线性失真，其原因是由于电容器 C_g 经 R_g 和 R 放电时，在二极管阳极与阴极之间产生一负电压，使二极管不导电，破坏了检波器的正常工作。

在检波过程中，隔直流电容器 C_g 上有一直流电压 E_0 ，当检波器负载电阻 R 远大于二极管内阻 R_i 时， $K_D \approx 1$ ，所以

$$E_0 \approx U_{cm}$$

其中： U_{cm} 为载波电压的振幅。

若加入调幅度 $m = 100\%$ 的幅调波信号，由于幅调波振幅的变

化，在某一瞬时，输入电压的振幅最小值减小到零，那么二极管截止，负载 R 上的电压 E 也应变为零。但是因隔直流电路的存在，即使在负载时间常数 RC 很小时，由于电容器 C_g 的直流电压 E_0 向电阻 R_g 和 R 放电，在负载 R 上产生电压 U_z 为

$$U_z = E_0 \frac{R}{R + R_g}$$

又因为放电时间常数 $C_g (R_g + R)$ 很大，放电速度很慢，负载 R

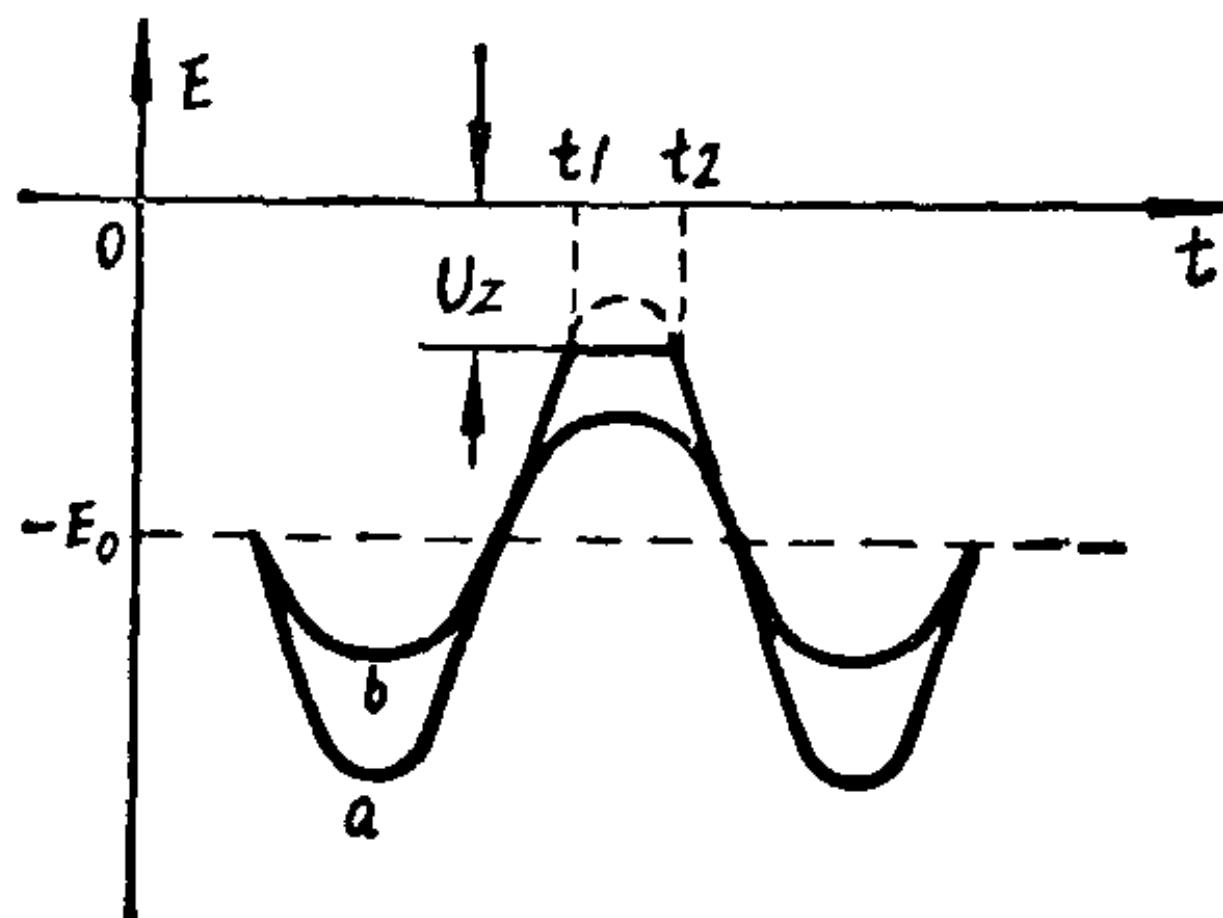


图 5-16 由于 $R_g C_g$ 电路而产生失真的示意图

上的电压将在 t_1 至 t_2 的时间内保持近似不变（见图 5-16）。电压 U_z 使二极管的阳极比阴极电压为负，因此在输入电压小于 U_z （图中 a 示）的整段时间内（从 t_1 至 t_2 内），二极管都截止，负载上的电压决定于 U_z ，而不决定于输入信号的振幅，所以引起了失真。

为了避免这种失真，必须使输入电压振幅的最小值 $U_{c\min}$ 都大于这截止电压 U_z ，即

$$U_{c\min} \geq U_z$$

调幅信号的电压振幅最小值为

$$U_{c\min} = U_{cm} (1 - m) \doteq E_0 (1 - m)$$

则不产生失真的条件为

$$E_0 (1 - m) \geq \frac{R}{R + R_g} E_0$$

化简

$$R_g \geq \frac{m}{1 - m} R \quad (5-6)$$

从式(5-6)可见，这种失真与调制频率无关，所以它比由于负载 RC 时间常数过大而引起的失真更为有害。 m 越大， R 越大，

要求不失真时 R_g 也应越大。通常 m_{\max} 约为 0.8~0.9，则 R_g 应取

$$R_g \geq (4 \sim 9) R \quad (5-7)$$

归纳以上对失真的分析，可得到下面几点结论：

(1) 在二极管检波器中，要使频率失真小，电容器 C 的数值不能太大。

(2) 为了减小由于检波特性曲线弯曲而引起的非线性失真，检波器应大信号 ($U_{cm} > 1V$) 工作，并且负载电阻 R 应选得大一些。

(3) 当负载 RC 数值太大时，由于电容器 C 放电的速度跟不上幅调波包络线变化的速度，因而要引起非线性失真。这种失真在调制音频较高时容易产生，为了避免这种失真， RC 的数值选择不能太大。

应该指出，根据可容许的频率失真要求所计算出来的电容器数值，通常大于非线性失真所计算出来的电容器数值，也就是说，在一般情况下，能满足二极管检波器的非线性失真的要求，那么频率失真是很小的，可以不必考虑。

(4) 在二极管检波器接有其它耦合元件，如隔直流电路 $C_g R_g$ 时，由于 C_g 对 R_g 和 R 放电而引起非线性失真，这一种失真只要存在，在整个音频范围内都可能出现，为了避免这种失真， R_g 选择应足够大。

(5) 最后应该指出，电阻和电容均是线性元件，它们单独存在是不会引起非线性失真的。产生非线性失真的根本原因还是二极管的非线性作用（例如在某些高频周期内，它完全停止导电所引起的）。

三、二极管检波器主要元件的选择原则

从检波器的质量指标讨论中可看出，检波器工作的好坏和它的主要元件选择有很大关系，因此必须正确选择。

(一) 二极管的选择

二极管的选择应从减小非线性失真和使电压传输系数大的观点出发，选择静特性曲线较直、内阻较小(即曲线斜率较大)的二极管，如 6X2、6X6 或复用管 6Γ2Π、1S5 等。

(二) 负载电阻 R 的选择

负载电阻 R 不应选得太小， R 太小会产生以下的缺点：①电压传输系数小；②输入电阻小；③由于检波特性曲线弯曲而引起的非线性失真大。但是 R 也不能选得太大，否则会因 RC 时间常数太大而引起非线性失真。在中、短波收信机中，通常 R 选在 0.2~0.5 兆欧。

(三) 负载电容器 C 的选择

电容器 C 选择不应太大也不应该太小， C 太小，高频电压要在 C 上产生压降，因而加到二极管两端的高频电压减小，使电压传输系数变小，同时高频滤波也不好。但是 C 也不能太大，如果 C 太大，则①频率失真加大；②非线性失真也加大；③对音频旁通加大，使电压传输系数减小。通常电容 C 选择在 50~250 微微法。

(四) 隔直流电路的选择

栅漏电阻 R_g 应满足式(5—7)不失真的要求，同时也不能太大，否则低放将产生闭塞现象，一般 R_g 选择在 0.5~2 兆欧，而 C_g 要求对音频呈现的阻抗很小，使之满足

$$\frac{1}{\Omega_{\min} C_g} < 0.1 R_g \quad (5-8)$$

C_g 常选择在 0.01~0.1 微法。

四、二极管检波器常用线路举例

图 5—17(a) 是常用的二极管检波器电路。有时为了节省电子管，采用复合管，如二极——五极管，其二极管部分作检波器，而五极管部分作音频放大，电路见图(b)示。检波器的负载是采用分段负载(二级滤波)的电路，其总的负载电阻由 R_1 、 R_2 组成，而输出的音频电压则由电位器 R_2 的中间抽头引出，改变它的位

置，就可以控制音频输出电压的大小，常称为人工音量控制。采用分段负载的优点是：

(1) 减小了由于 $C_g R_g$ 的影响而引起的非线性失真，因为 $C_g R_g$ 仅并联在部分的电阻上，所以由于 C_g 的放电在负载上的降压 U_Z 减小了。

(2) 多一级滤波，可使高频滤波性能更好，提高了收信机的工作稳定性。

但是采用分段负载，由于部分音频电压要降在 R_1 上，使电压传输系数减小，因此 R_1 不能选择太大，一般 R_1 选择为

$$R_1 = \left(\frac{1}{5} \sim \frac{1}{10} \right) R_2 \quad (5-9)$$

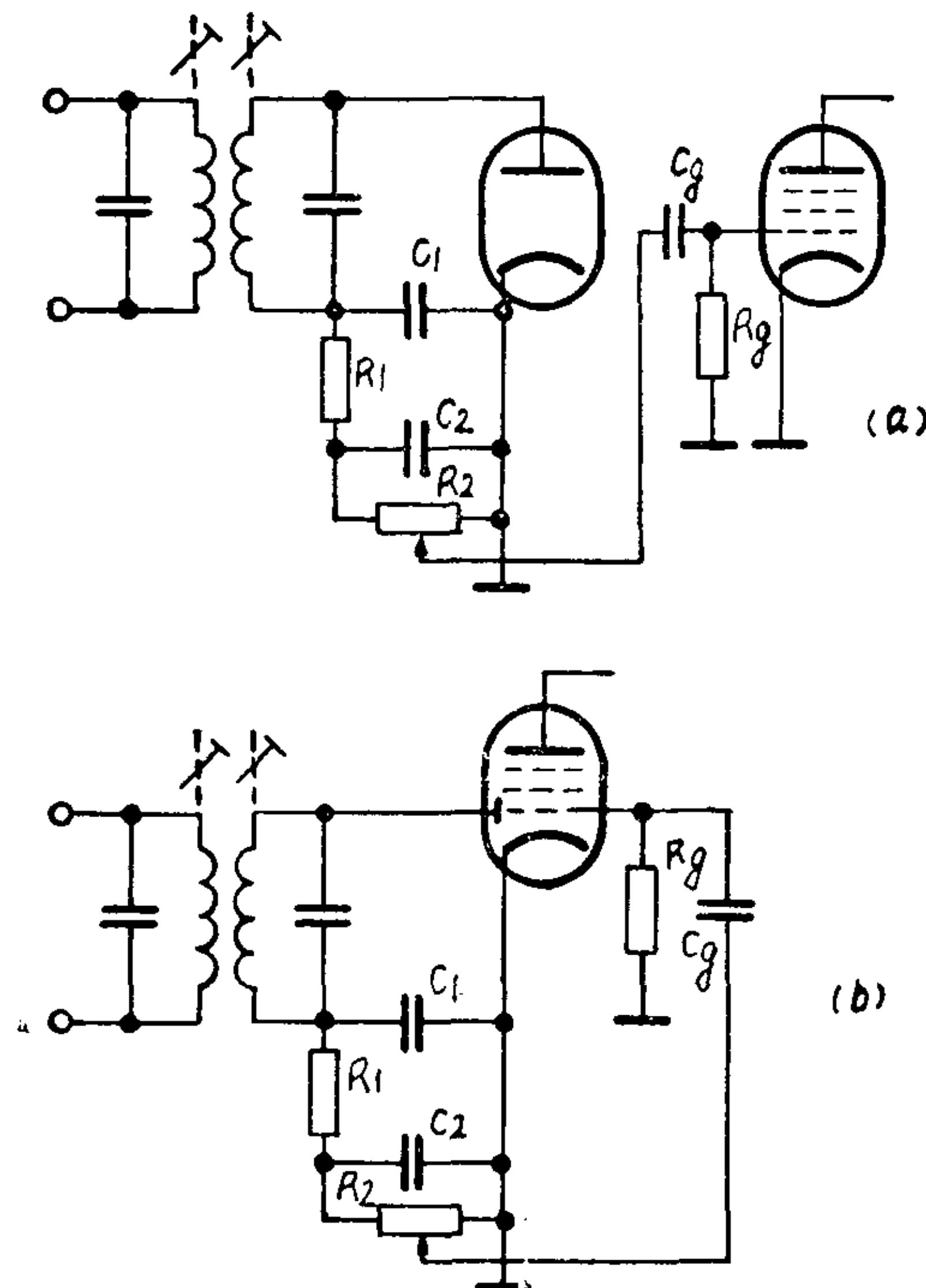


图 5-17 常用二极管检波器电路

五、并联二极管检波器

在许多情况下，中频放大器的回路上带有直流高压（如单谐振回路中频放大器），因此二极管检波器的电路应采用并联接法，如图 5—18 所示。这种电路称为并联二极管检波器（前述二极管检波器为串联二极管检波器），其检波原理基本上相同，高频信号经耦合电容 C 加到二极管二端，由于二极管的单向导电，电流为高频脉冲，平均电流中包含直流和低频成分，因为 C 对低频呈现

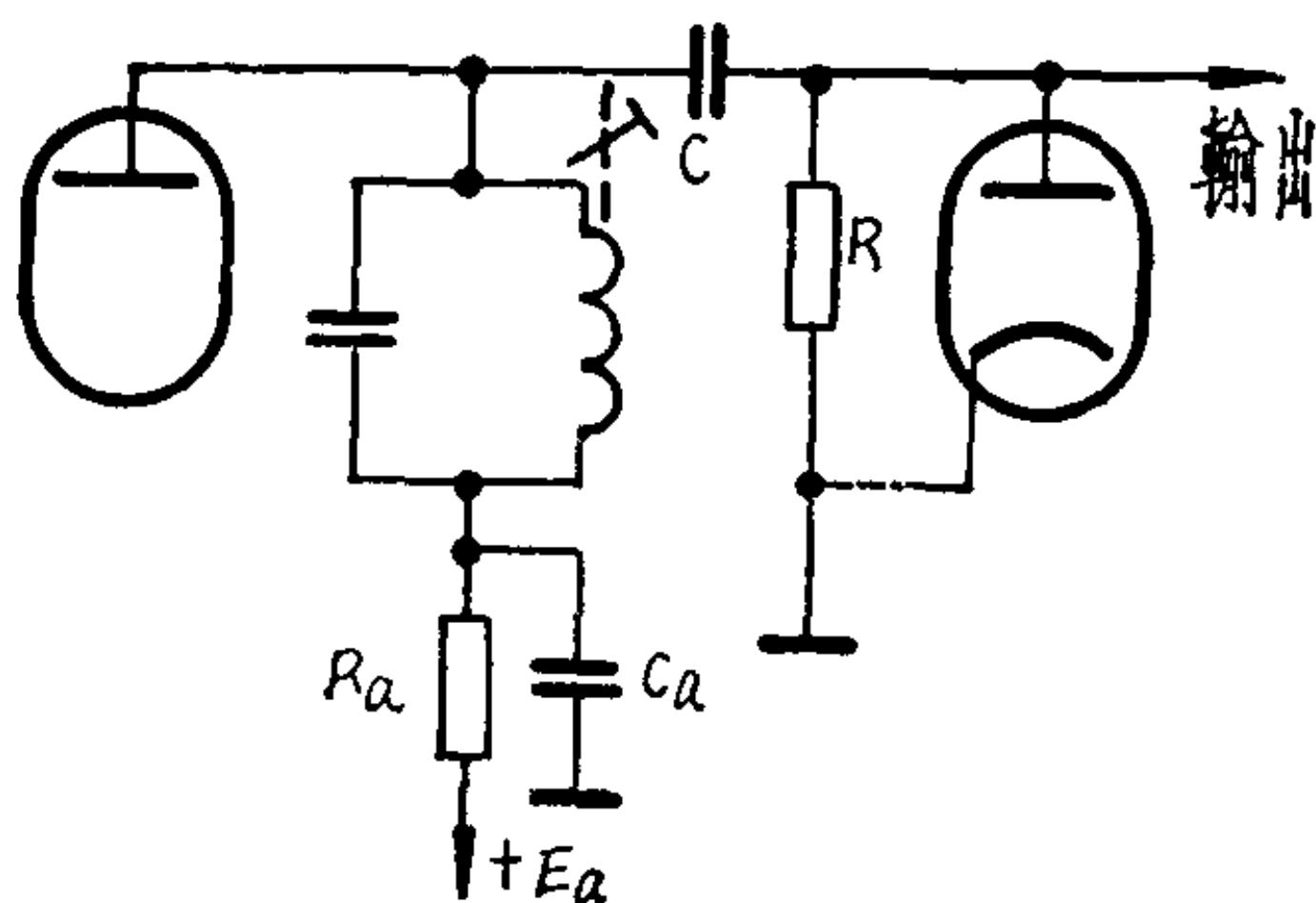


图 5—18 负载电阻 R 和二极管并联的检波器电路

的容抗很大， $\frac{1}{\Omega C} \gg R$ ，故直流和低频电流只流过 R ，产生压降起到了检波作用。

并联电路的最大缺点是输入电阻小，因为高频电压不仅加在二极管上，同时也加在 R 两端，因此不仅平均电流流过 R 要消耗功率，而且高频电流流过 R 也要消耗功率，所以检波器所消耗的功率增加了，消耗的功率为

$$P = \frac{E_0^2}{R} + \frac{U_{cm}^2}{2R}$$

根据能量守恒观点，它应等于输入的信号功率，即

$$P = \frac{U_{cm}^2}{2R_\lambda} = \frac{E_0^2}{R} + \frac{U_{cm}^2}{2R}$$

同样，在 $R \gg R_\lambda$ 的情况下， K_D 接近于 1， $U_{cm} \approx E_0$ ，所以

$$R_\lambda = \frac{1}{3}R \quad (5-10)$$

由此可知，当负载电阻与二极管并联时，其输入电阻比串联时要小，这就说明了它对回路的分流作用大，选择性变坏，所以它仅使用在谐振回路带有高压的电路中，如以后要讨论的延迟式

自动增益控制就是采用这种型式的电路。

§ 5—3 多极管检波器

检波器也可以用多极管组成，常用的多极管检波器有栅极检波器和阳极检波器等。

一、栅极检波器

栅极检波器电路如图 5—19 所示，栅漏电阻 R_g 与耦合电容 C_g 组成自生偏压电路， C_g 对高频旁通，对音频呈现很大的容抗。在阳极电路中， R_a 为阳极负载， C_a 对高频旁通，提高了滤波性能。

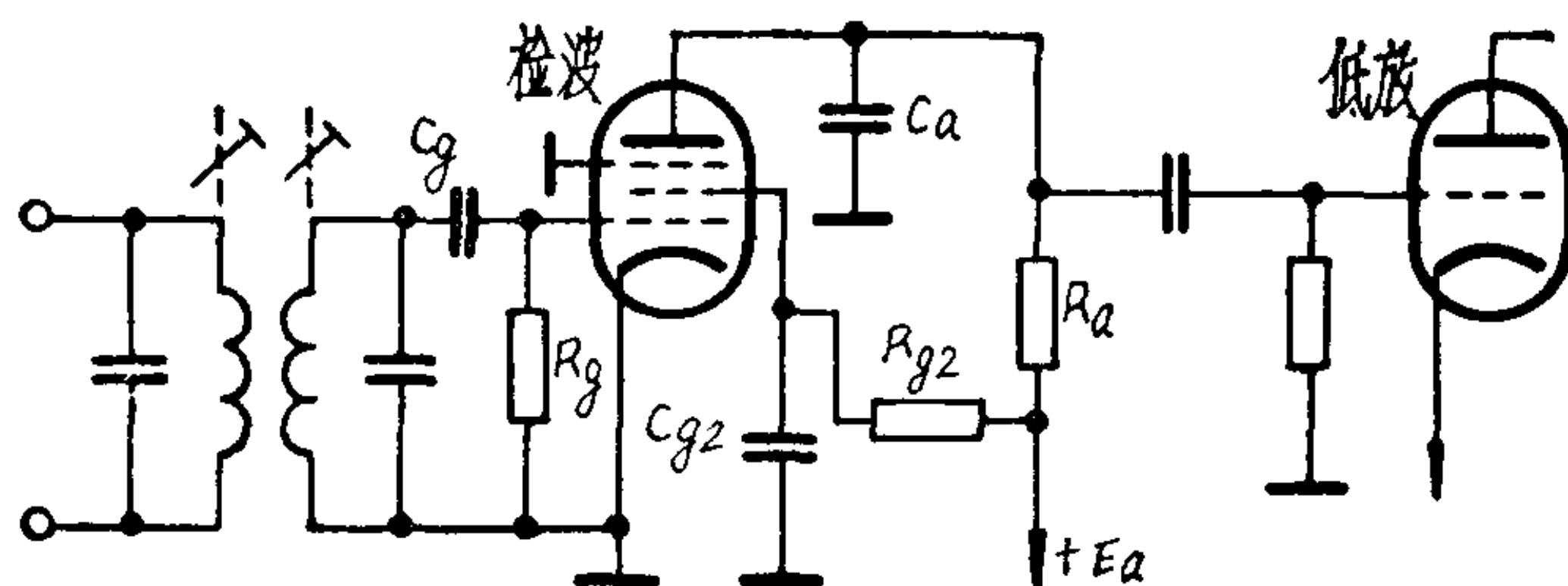


图 5—19 栅极检波电路

C_g 通常选用 100~250 微微法， $R_g = 1 \sim 5$ 兆欧。

栅极检波相当于并联二极管检波兼多极管低频放大器，如果只看栅极电路，它相当于并联二极管检波电路，这里的栅极和二极管检波器中的阳极所起的作用是一样的，所不同的是，栅极检波不是利用 $i_a \sim u_a$ 特性曲线，而是利用 $i_g \sim e_g$ 特性曲线的非线性。

图 5—20 是栅极检波器的工作原理图，与二极管检波一样，在栅极电路内完成检波以后，栅极与阴极间有直流分量、低频分量和高频分量，如图(a)示。如果栅极电压不超过电子管阳极特性曲线 $i_a \sim e_g$ 直线部分，则阳极电流的形状(图(c)示)与栅极电压

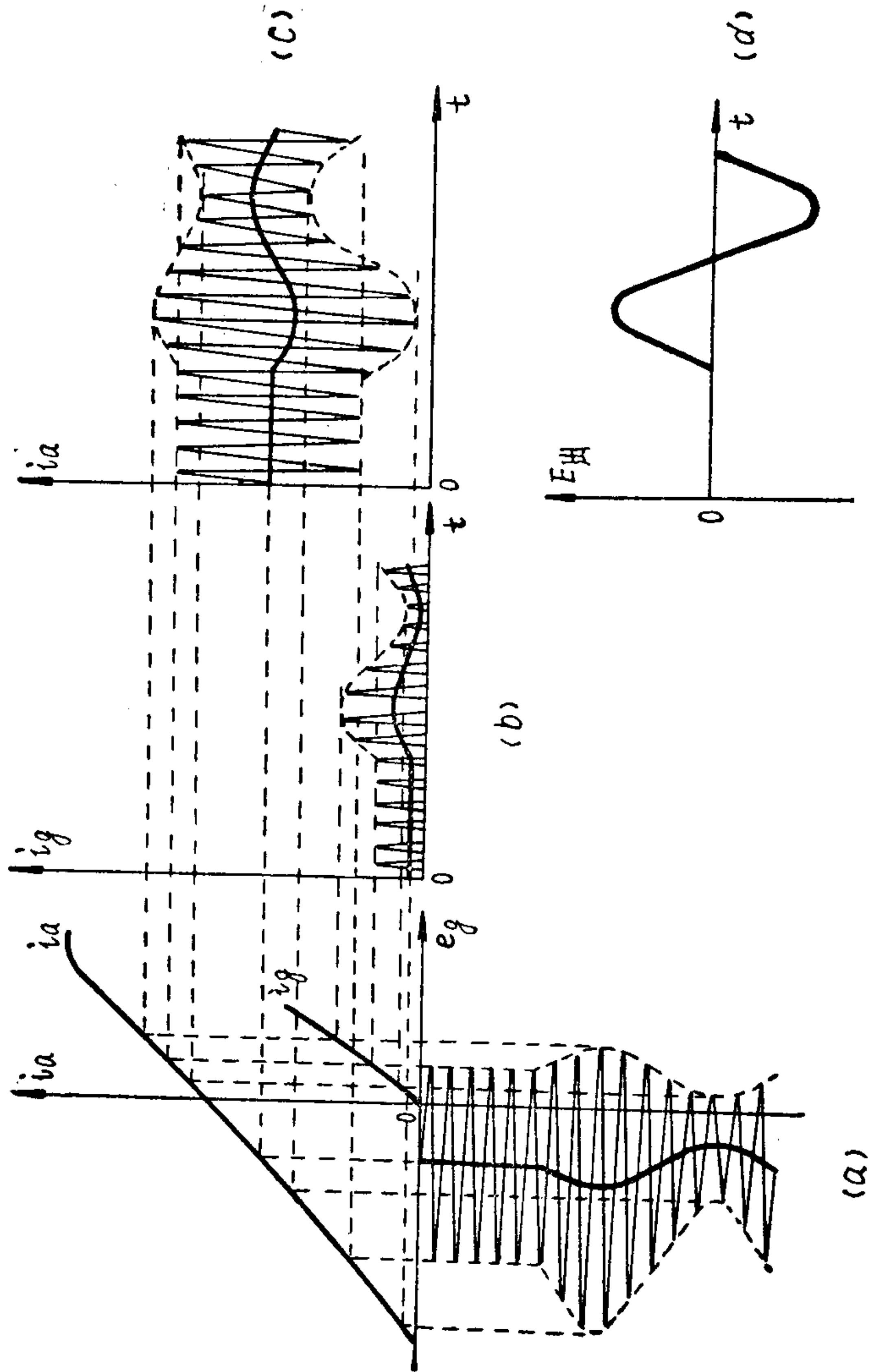


图 5—20 栅极检波器的工作原理图

的形状是相似的，因而也有上述的三个分量，但是高频分量经 C_a 旁通，低频分量经隔直流电容器加到下一级的栅极上，如图(d)示。所以栅极检波器起到了检波和放大低频电压的作用。

应该指出，在没有高频信号输入时，栅极检波器的阳极电流（直流）是很大的，有高频信号输入以后，由于栅极电路里产生了负压，使阳极的直流电流减小，这一点与二极管检波器是不相同的。

在小信号工作时，由于 $i_a \sim e_g$ 特性曲线的弯曲，栅极检波器要产生非线性失真；当信号太强时，由于栅负压加大，将使电子管工作在 $i_a \sim e_g$ 特性曲线的弯曲部分，甚至于超过截止值，也要产生严重的非线性失真。

栅极检波器因具有放大作用，电压传输系数大于 1，所以有时也用在要求电子管少的简单收信机中，而在超外差收信机中很少采用。

二、阳极检波器

图 5—21 为阳极检波器的原理线路。它与栅极检波器不同之处，在于栅极电路中接有固定的负偏压 E_g ，此负偏压大小的选择，使电子管的起始工作点在 $i_a \sim e_g$ 特性曲线的弯曲部分或截止偏压 E_{g0} 处。

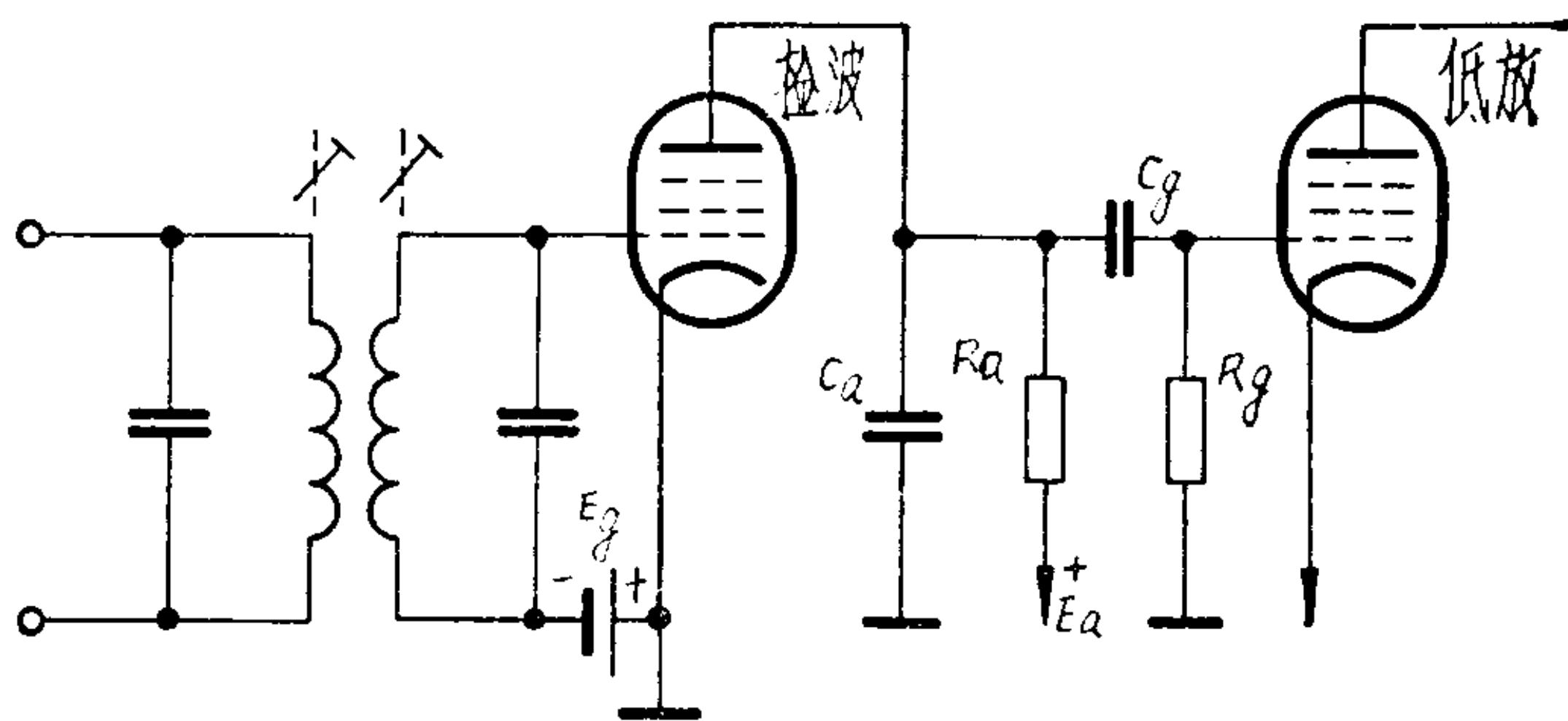


图 5—21 阳极检波器的原理电路

阳极检波器的工作原理可用图 5—22 来说明，当调幅信号电

压加在检波管的栅极时，它与固定的负偏压共同作用，将在阳极电路上引起脉冲电流，如图(b)示。脉冲高度与输入信号电压的幅度成正比，所以阳流中包含有直流分量、低频分量和高频分量，同样地，高频分量经 C_a 旁通，而低频电压经隔直流电容器加到下一级。

阳极检波器工作在无栅流状态，所以它的输入电阻比二极管检波器与栅极检波器要大得多。由于阳极检波时，电子管有放大作用，所以其电压传输系数也大于 1。

从图 5—22 不难看出，在输入的高频电压很小时，电子管工

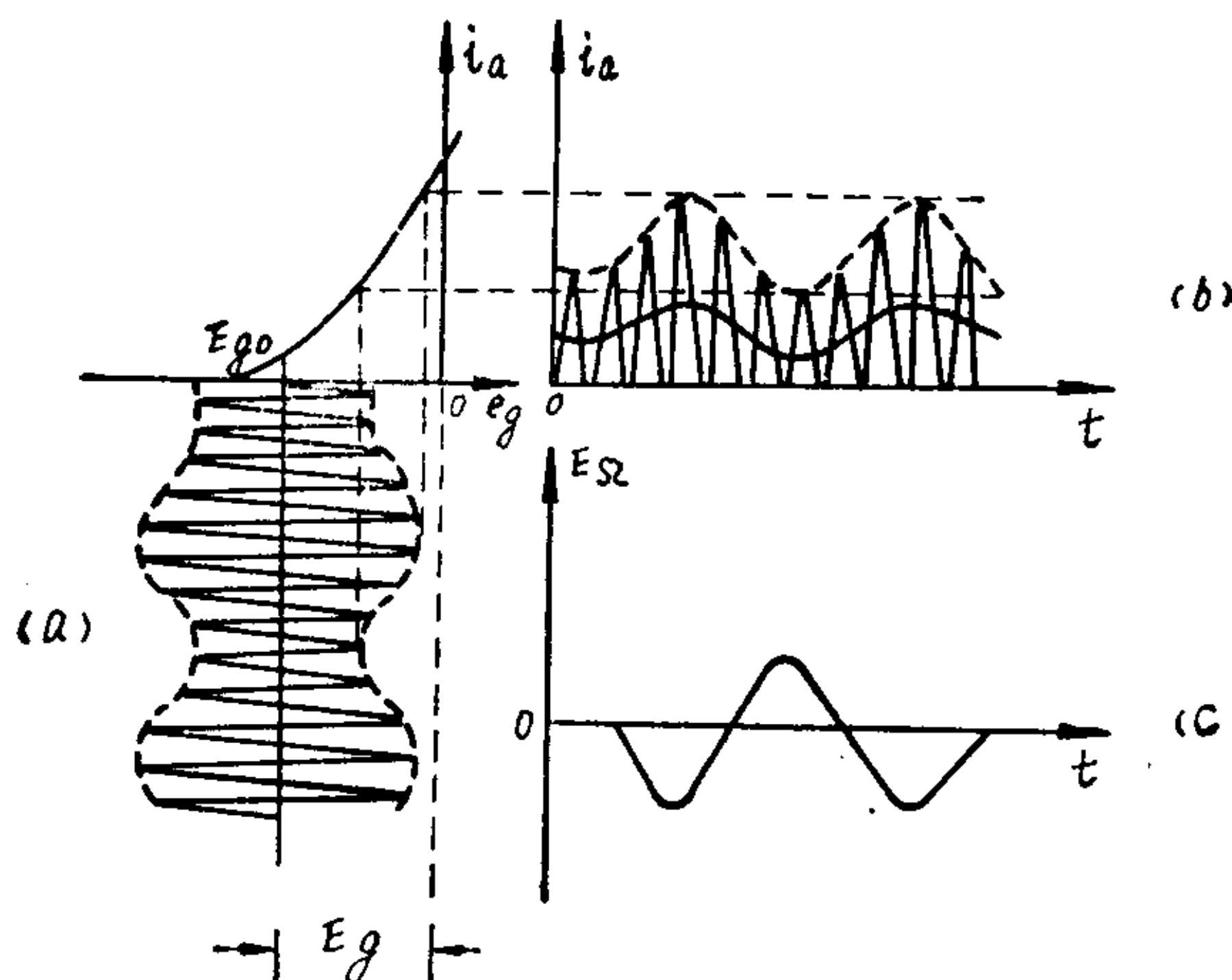


图 5—22 阳极检波器的工作原理图

作在 $i_a \sim e_g$ 特性曲线的弯曲部分，将要产生非线性失真。在输入高频电压太大时，栅极瞬间电压有可能大于零，而出现栅流，也要产生非线性失真，并使输入电阻大大地减小，正因为这个原因，它在收信机中很少采用，而仅用在要求输入电阻大的仪表中。

§ 5—4 差拍检波器

一、差拍检波的必要性

无线电报信号如果是调幅报，则经上述的检波器进行检波，

即可取得音频电报信号。如果是等幅报，单独把它送到检波器，检波后得到的是直流脉冲，如图 5—23 所示，从这样的直流脉冲中是分辨不出电码符号的。

为了收听等幅报信号，必须设置一个差频振荡器也叫差拍振荡器。差拍振荡电压为等幅波，它的频率和信号频率相差一个音频，把差拍振荡电压和信号电压同时加在检波器输入端，利用电子管或晶体管的非线性作用，即可得到二者频率之差的音频电压，在耳机中听到电码的

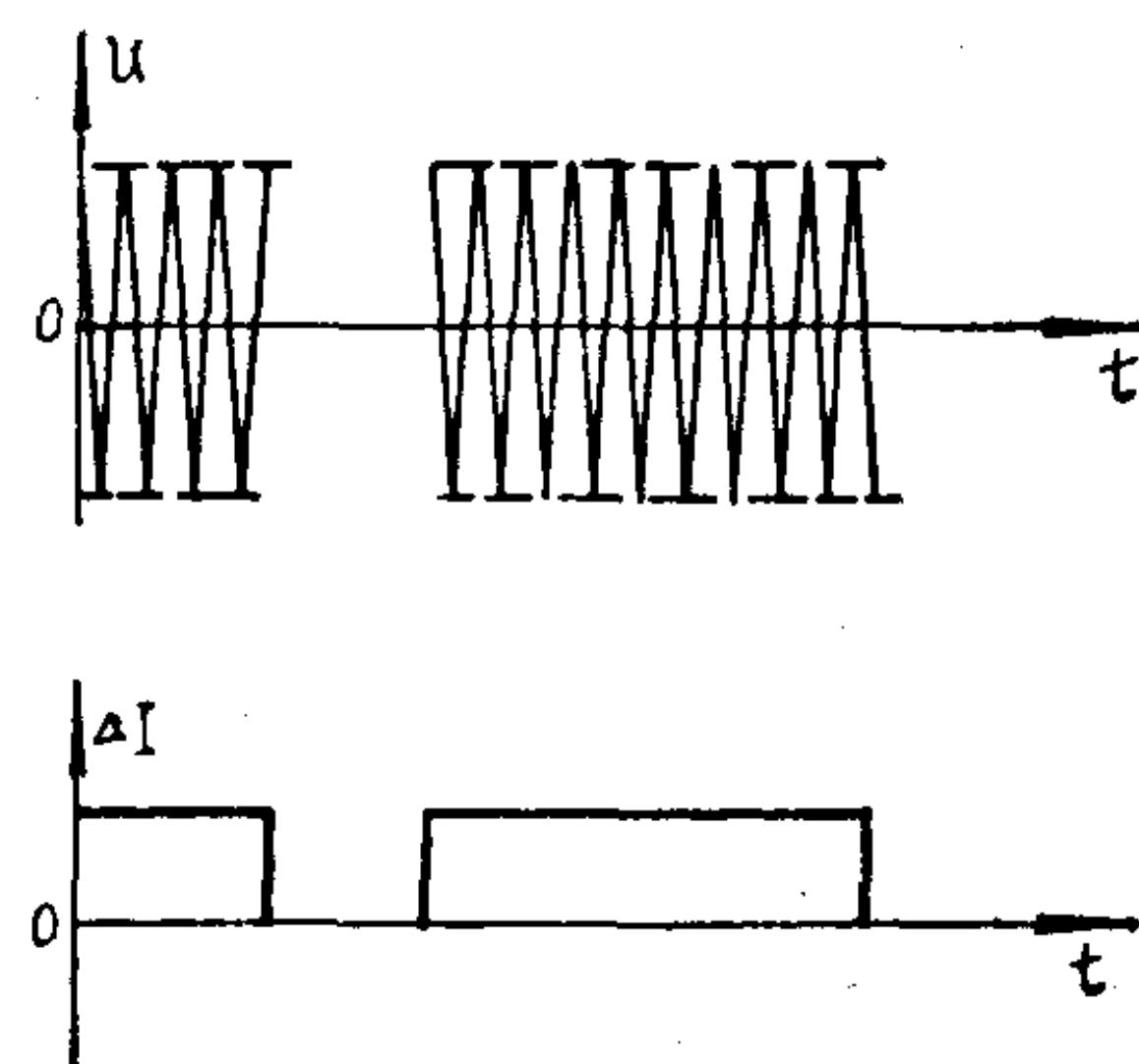


图 5—23 等幅报信号及检波后
输出的直流脉冲

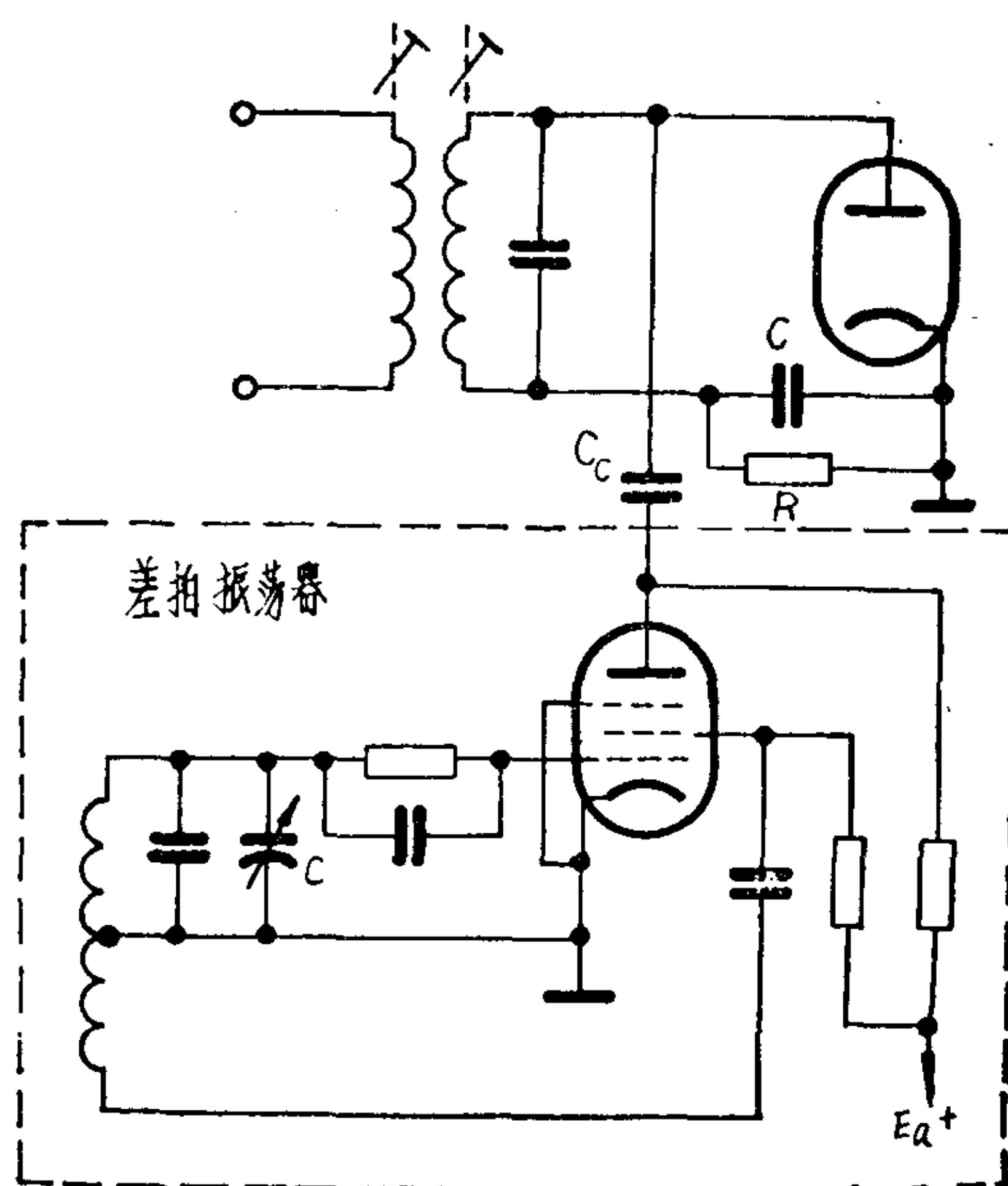


图 5—24 差拍检波电路

“的答”声，这种收听等幅报的方法叫差拍检波法。

二、差拍检波的工作原理

差拍检波器电路包括两部分，如图 5—24 所示。一是二极管检波器；二是差拍振荡器。

如何获得外缘按音频变化的差拍合成电压，是研究差拍检波的关键，因此我们先看看两个不同频率电压合成后的波形。如图 5—25 所示，两个不同频率电压合成后的电压振幅不是等幅波了。其所以变成这样，是因为二个电压频率不同，它们在某一瞬间刚好同相而相加（如图中“1”点和“3”点），而在另一瞬间又刚好反相而抵消（如图“2”点和“4”点），而图中其它各点不是完全同相又不是完全反相，也就是相加时不是最大，相抵消时也不是最小，故得到合成波电压的振幅是变化的。从图 5—25 上还可以看出，合成电压外缘（包络线）的变化频率等于两个电压频率之差。例如从图中“1”～“3”段来看，在这段时间内， u_1 变化了五周，

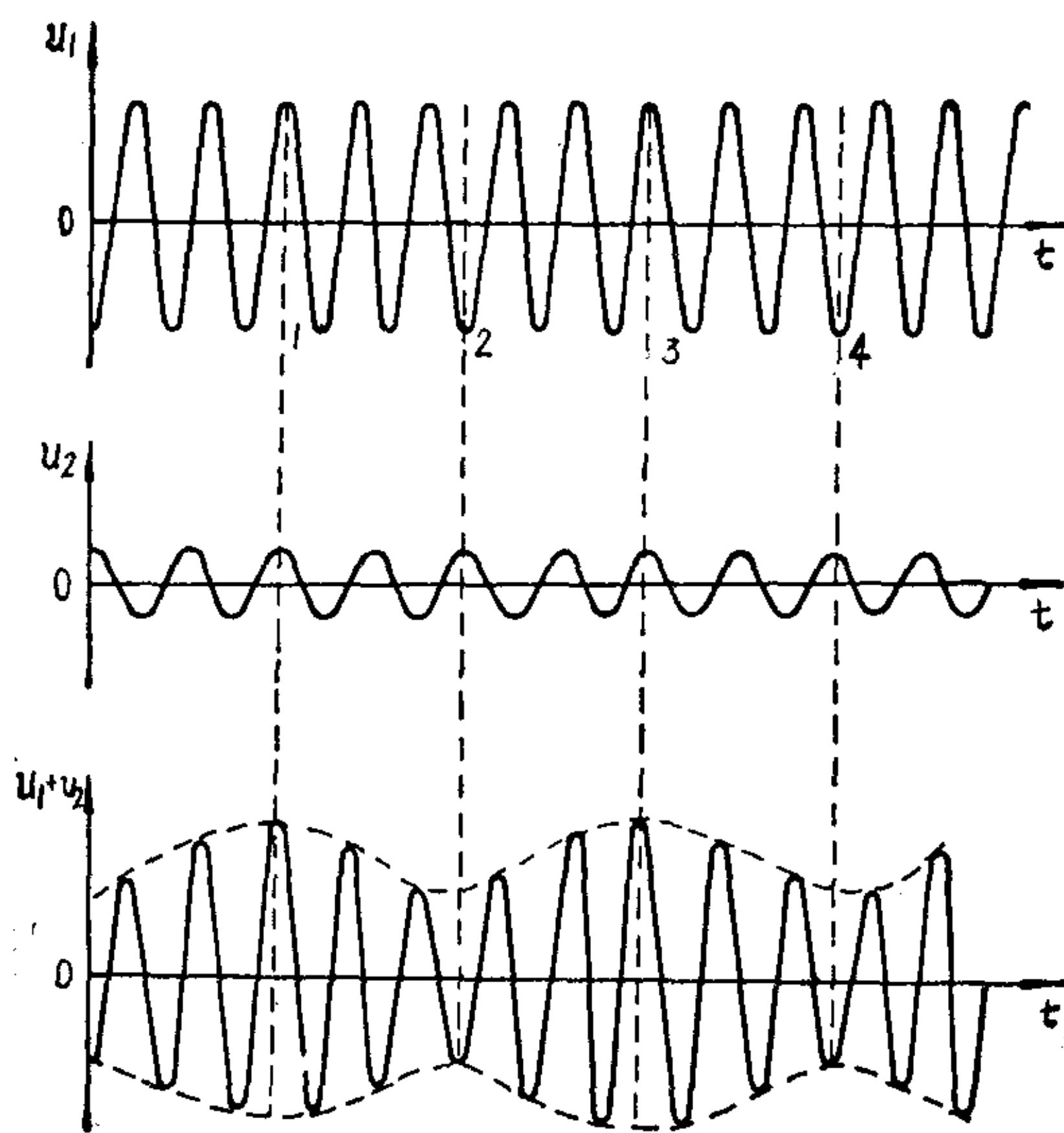


图 5—25 两个不同频率电压的合成波

而 u_2 变化了四周，结果合成电压外缘刚好变化了一周。

为了更好地理解差拍合成波的特点，下面我们结合波形、矢量来分析合成波电压的振幅和相位变化的情况。

设差拍振荡电压 $u_1 = U_{1m} \cos \omega_1 t$ ，信号电压 $u_2 = U_{2m} \cos \omega_2 t$ ，而且 $U_{1m} \gg U_{2m}$, $\omega_2 > \omega_1$ ，我们用旋转矢量来表示它们的关系。振荡电压矢量 \bar{U}_{1m} 以角速度 ω_1 旋转，信号电压矢量 \bar{U}_{2m} 以角速度 ω_2 同方向旋转，由于 $\omega_2 > \omega_1$ ，所以 \bar{U}_{2m} 转得比 \bar{U}_{1m} 快。从相对速度观点看，可看做 \bar{U}_{1m} 固定， \bar{U}_{2m} 围绕 \bar{U}_{1m} 以 $\omega_2 - \omega_1$ 的角速度作圆周旋转。此时，合成电压矢量 \bar{U}_m 应该是固定矢量 \bar{U}_{1m} 与旋转矢量 \bar{U}_{2m} 的矢量之和。 \bar{U}_m 的变化情况可用图 5—26 来说明。图中 \overline{OA} 为固定矢量 \bar{U}_{1m} , \overline{AC} 是以 A 为中心做圆周旋转的矢量 \bar{U}_{2m} , 合成电压矢量 \bar{U}_m 应等于 0 点和圆轨迹上某点的连线。当 \bar{U}_{2m} 转到和 \bar{U}_{1m} 同相的点 D 时， \bar{U}_m 最大，即 $\bar{U}_{m\max} = \overline{OA} + \overline{AD} = \overline{OD}$ ，当 \bar{U}_{2m} 转到和 \bar{U}_{1m} 反相的点 E 时， \bar{U}_m 最小，即 $\bar{U}_{m\min} = \overline{OA} - \overline{AE} = \overline{OE}$ ， \bar{U}_{2m} 每转一周，差拍合成电压的振幅就出现一次最大值和最小值。

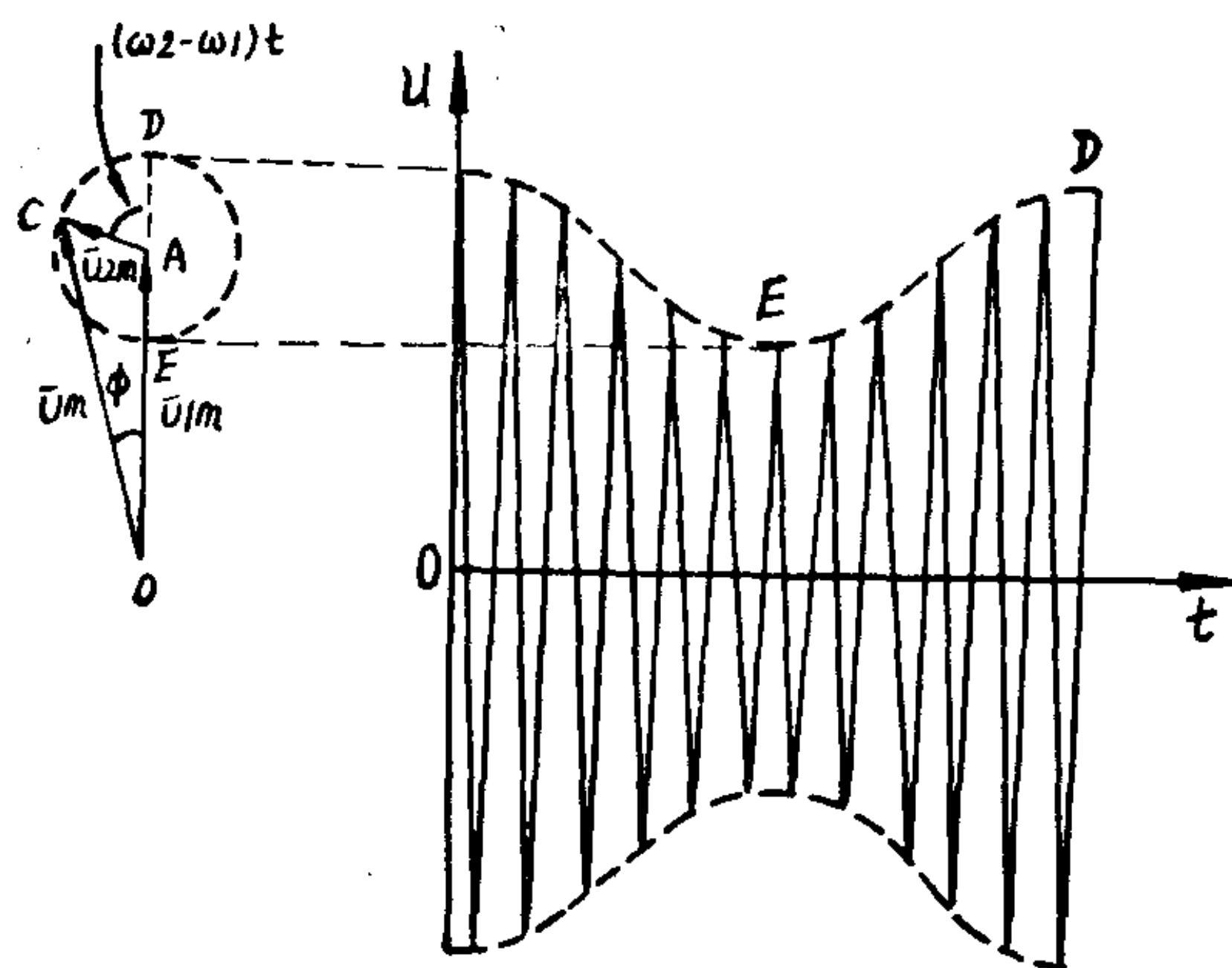


图 5—26 差拍合成电压的矢量图和波形图

根据上面分析，我们结合波形图可以找出合成电压振幅 U_m

的变化规律。当 u_1 和 u_2 的相位差从同相经反相又到同相时，相位差变化了一个周期。在这一段时间内， u_1 交变的周期数和 u_2 交变的周期数相差也必为一个周期。与此同时，合成电压 u 的振幅从最大经最小又到最大，恰好也变化了一个周期。显然合成电压振幅变化的频率就等于 u_1 和 u_2 的差频。这一点从矢量图上是可以看出的，因为 \bar{U}_{2m} 绕 A 点以 $\omega_2 - \omega_1$ 角速度旋转一周时，合成电压 U_m 的大小也变化了一周，所以合成电压振幅变化的频率等于 $f_2 - f_1$ 。如果 $f_2 - f_1$ 等于某一音频 F ，则合成电压的振幅也按音频 F 而变化。

此外，从矢量图上还可看出，在合成电压振幅 U_m 作周期性变化的同时，还伴随着相位的变化，图中 ϕ 就是 \bar{U}_m 对基准矢量 \bar{U}_{1m} 的相角， ϕ 角的大小也随时间而变化。

综上所述，合成电压不仅其振幅随差频变化，其相位也随差频变化，不过对接收幅调波的收信机来说，其检波器对相位变化不引起反应，因此差拍合成波的检波和幅调波检波情况相似，检波后可以得到音频电压。

但是必须指出，差拍合成波并非用音频电压经过“调幅”的方式而得到的高频幅调波，它只是把两个不同频率的高频波直接迭加后形成的，因此，差拍合成波本身不包含其它新的频率成分，只是其幅度按相差的音频而变化。把这样的合成波送到检波器经过检波元件的非线性作用，便可得到音频输出。其检波原理与前面分析的二极管幅调波检波道理是一致的。

三、差音频调调节

为了使报务员能根据自己听觉的需要，去调节电报的“答”声的音调高低，差频的音调应当是可以调节的。一般为 $800 \sim 1000$ 周时，听起来比较悦耳。要调节音调，就要改变差频，根据 $F = |f_2 - f_1|$ 的关系，我们只要改变 f_1 或 f_2 ，就可以使 F 变化，从而使音调变化。

一般机器中都用改变差频振荡频率 f_1 的办法来实现音调调

节。图 5—24 中差频振荡回路上并联小可变电容器 C , 就是用来调节音调的。图 5—27 表示信号频率不变, 改变差频振荡频率 f_1 时音调变化的情况。当 f_1 从低于 f_2 逐渐增高时, 差频由高变低, 音调也由高变低。当 $f_1 = f_2$ 时, 差频为零, 此时听不到声音, 称为“0 差点”。当 f_1 超过 f_2 时, 差频由低变高, 音调也由低变高。由于人耳只能听到从 30~20000 周的频率, 所以“0 差点”附近和高过 20000 周的差频人耳就听不到了。在图 5—27 中用斜线表示可听到的音频范围。

四、对差频振荡器的要求

总的来说, 与对其它振荡器的要求一样, 即振荡电压和振荡频率要稳定, 对收信机其它电路影响要小。所以要加强屏蔽, 采用弱耦合输出, 即耦合电容 C_c 很小, 通常为几个 Pf , 有的机器还只利用分布电容把振荡电压耦合到检波器输入端。并且通常采用电子耦合振荡器, 以利频率稳定。另外为了使振荡器工作稳定, 有的采用振荡频率的二次谐波输出供给差拍检波。这样基波频率较低, 不仅有利于频率稳定而且也有利于减小对其它级的影响。

复习思考题

1. 什么叫检波? 试用波形说明其检波原理。
2. 绘图说明二极管检波器中大信号检波时, RC 的充放电过程。
3. 对检波器质量指标的要求有哪些? 检波器产生频率失真和非线性失真的原因是什么? 为什么?

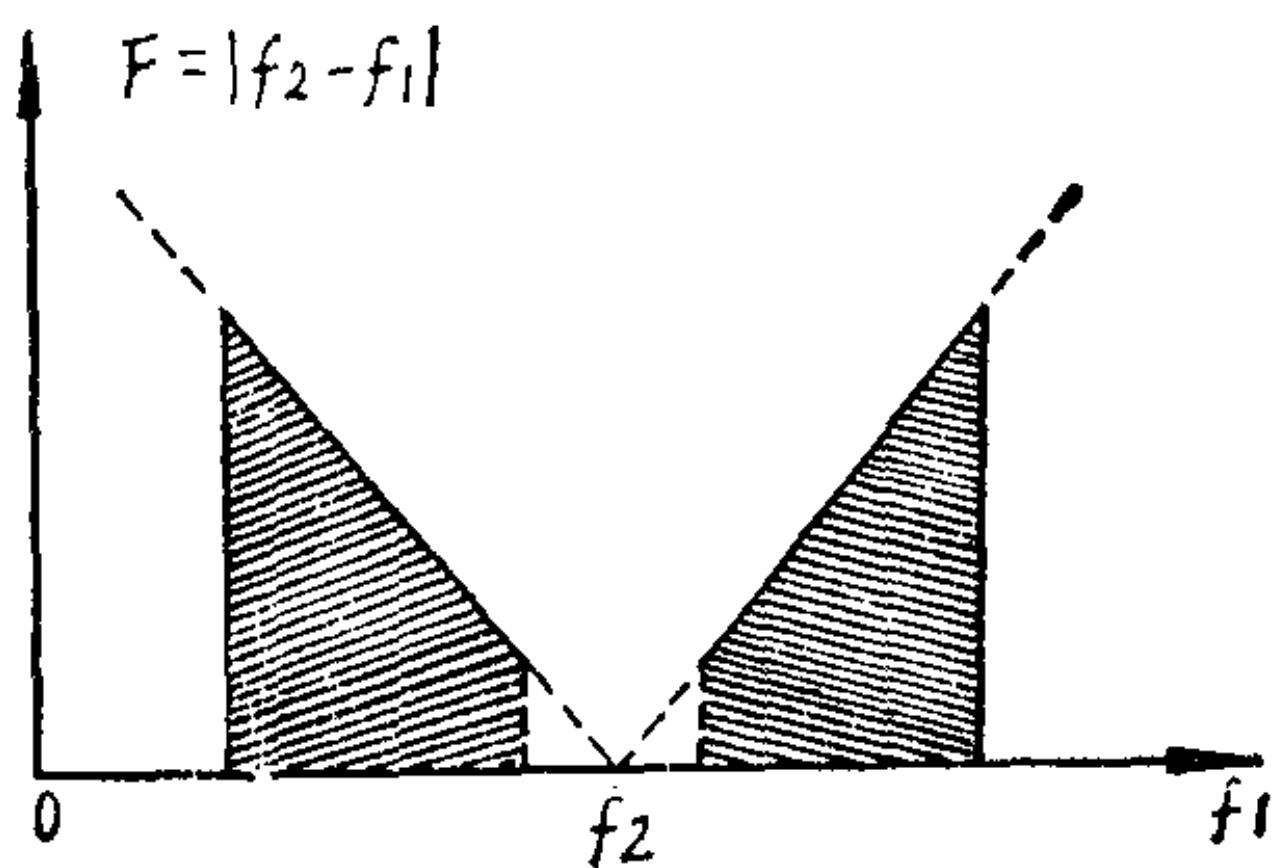


图 5—27 差频调节

4. 检波器各元件选择原则是什么？为什么？
5. 试画出一个二极管检波器与低频放大器相耦合的电路。
6. 何谓差拍检波？试画出其电路并绘图说明其工作过程。
7. 设最高调制音频 $F_{max} = 3000$ 赫和 $F_{max} = 15000$ 赫，试分别计算 RC 的数值各为多大？
8. 图 5—8 中的 C 和图 5—17 中的 C_1 开路，会产生什么现象？为什么？

第六章 变 频 器

通过对中频电压放大器的分析，使我们认识到，超外差收信机检波以前的放大量和选择性主要是由中频放大器决定。但是，送到中频放大器的中频信号电压是怎样得来的呢？也就是说怎样把高频信号变成中频信号呢？这就是本章要研究的变频问题。

§ 6—1 变频器概述

一、变频器的作用

在超外差收信机中，变频器的作用是将外来的高频信号变为载波频率固定且较低的中频信号，其调制性质与形状不应改变。图 6—1 表示等幅、调幅信号的输入波形及经变频后的输出波形。

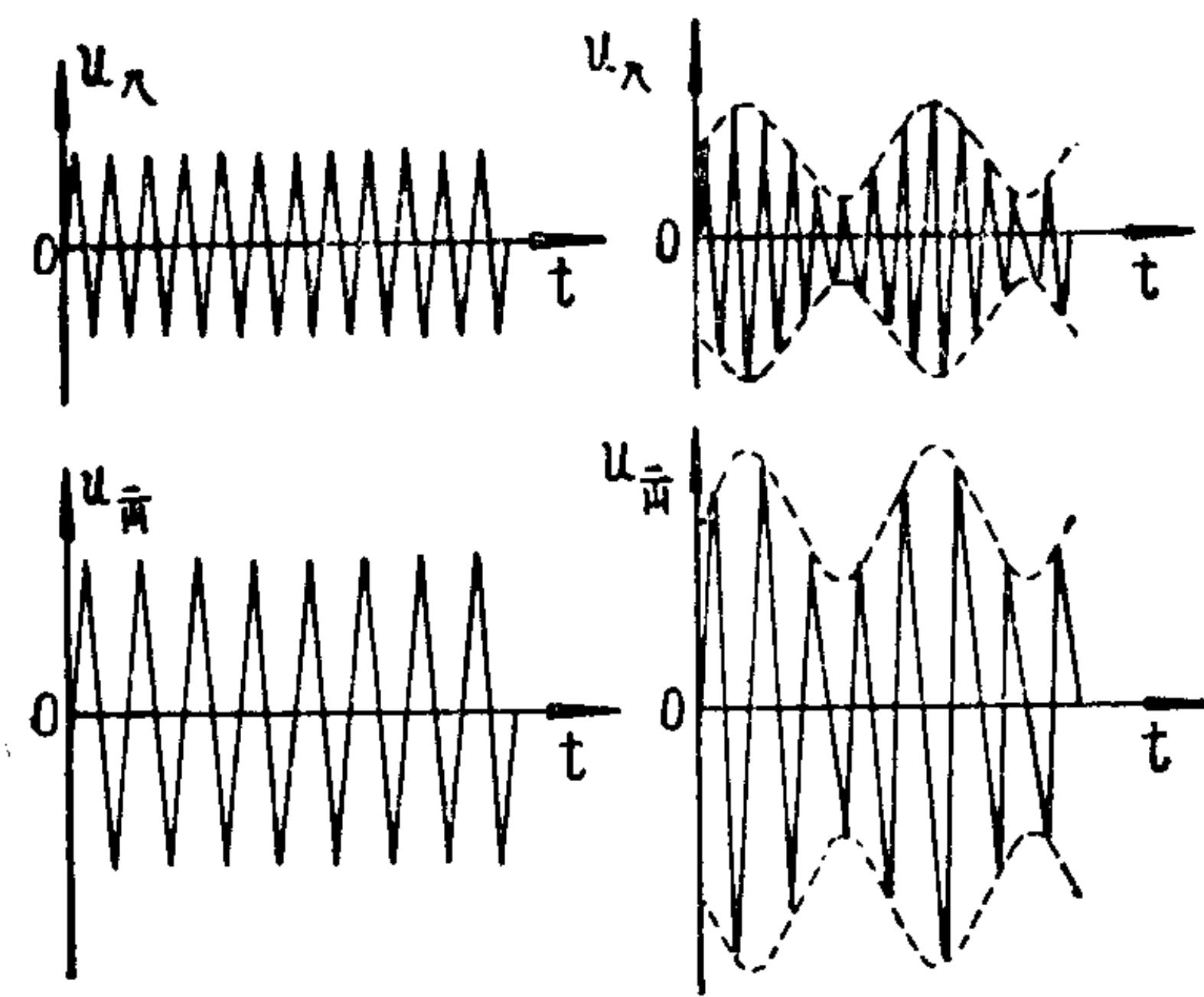
既然变频器将外来的高频信号变为载波频率固定且较低的中频信号，因此中频放大器就可以工作在固定的且较低的频率上，这就容易得到较理想的谐振曲线及较高的放大量，且工作更加稳定。这样，就可提高收信机的灵敏度和选择性。超外差收信机正因为有了变频器才有可能采用中频放大器，得到较为优越的性能，所以变频器在超外差收信机中占有重要的地位。

二、变频器的组成和分类

为了完成变频的任务，变频器应由下列三个部分组成，如图 6—2 所示。

(一) 本机振荡器：用来产生频率为 f_L 的高频电压，在接收波段范围内，本机振荡频率 f_L 可高于也可低于信号频率 f_c 一个固定的中频 f_i ，即

$$f_i = f_L - f_c \quad \text{或} \quad f_i = f_c - f_L$$



(a) 等幅信号输入及
变频后输出波形

(b) 调幅信号输入及
变频后输出波形

图 6—1 变频器输入及输出波形

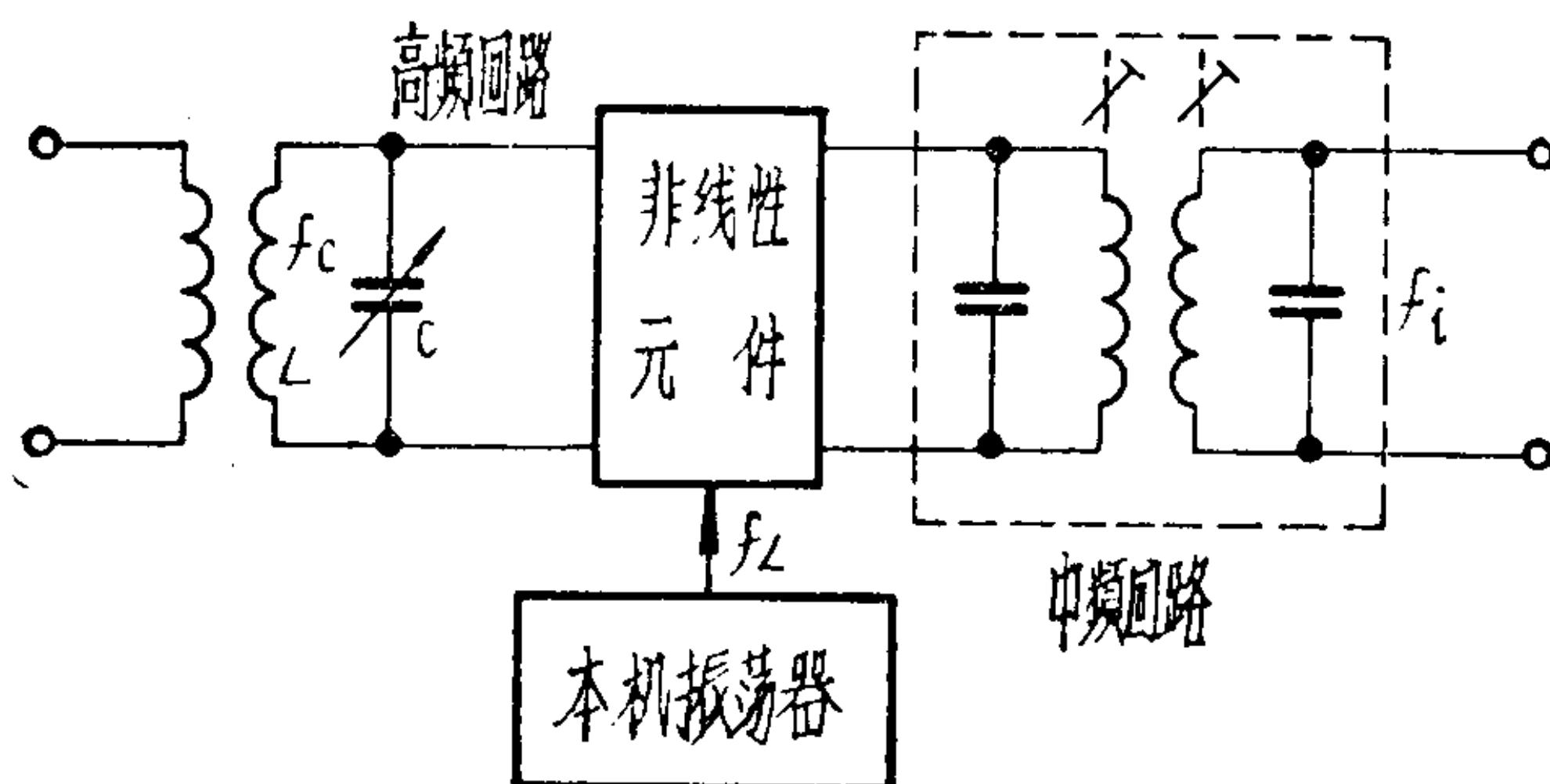


图 6—2 变频器的组成方框图

所以，本机振荡频率要随外来信号频率的改变而改变。

(二) 谐振回路：它一般有两个，一个接在变频器的输入端，是信号回路，在图中为 LC 并联回路，它调谐在信号频率，用来选择高频信号，通常它就是输入电路或高频放大器的阳极负载；另一个是中频回路，它接在变频器的输出端，作为它的阳极负载，用来选择中频信号。

(三) 非线性元件：在非线性元件上加上外来高频信号电压和本机振荡电压，经过非线性变换，在变频器的阳极电流中有许多组合频率成分，其中就有中频，经过中频谐振回路的选择，可得到所需要的中频电压。非线性元件可用电子管也可用晶体管。

变频器的电路形式很多，根据所使用的非线性元件不同，可分为电子管变频器和晶体管变频器，而电子管变频器又可分为多栅管(七极管或复合管)变频、五极管变频、三极管变频与二极管混频等。

变频器按信号电压与本机振荡电压加入的方式不同，也可分为单栅变频器和双栅变频器，单栅变频器是把信号电压与振荡电压加到混频管的同一栅极上，而双栅变频器是把信号电压与振荡电压分别加到混频管的不同栅极上。

变频时，用一个电子管同时完成产生本机振荡电压与频率变换过程的装置，称为变频器。如果变频时所需的本机振荡电压是由另外一个电子管产生的，则称为混频器。有时二者又统称为变频器。

三、变频器的工作过程

变频器的变频过程，可以利用频谱图来说明。在图 6—3 中，设高频信号电压为单一音频调制的幅调波，其载频为 f_c ，上、下边频各为 $f_c + F$ 和 $f_c - F$ 。这三个频率成分单独看都是等幅波，将它们画成频谱图，如图 6—3(a) 所示。另外，设本振电压频率 f_L 比 f_c 高一个中频 f_i ，它是等幅波，只有一个频率，其频谱图如图 6—3(b) 所示。

u_c 和 u_L 作用在一个电路上，将要产生差拍现象。由于非线性元件的非线性作用，在输出回路产生了许多频率成分的电流。其中包括：本振与信号载波的差频 $f_L - f_c = f_i$ ，本振与信号上边频的差频 $f_L - (f_c + F) = f_i - F$ 和本振与信号下边频的差频 $f_L - (f_c - F) = f_i + F$ 等频率成分。这三个频率成分单独看也是等幅波，由于它们都在中频通频带之内，所以都有输出。至于其它频

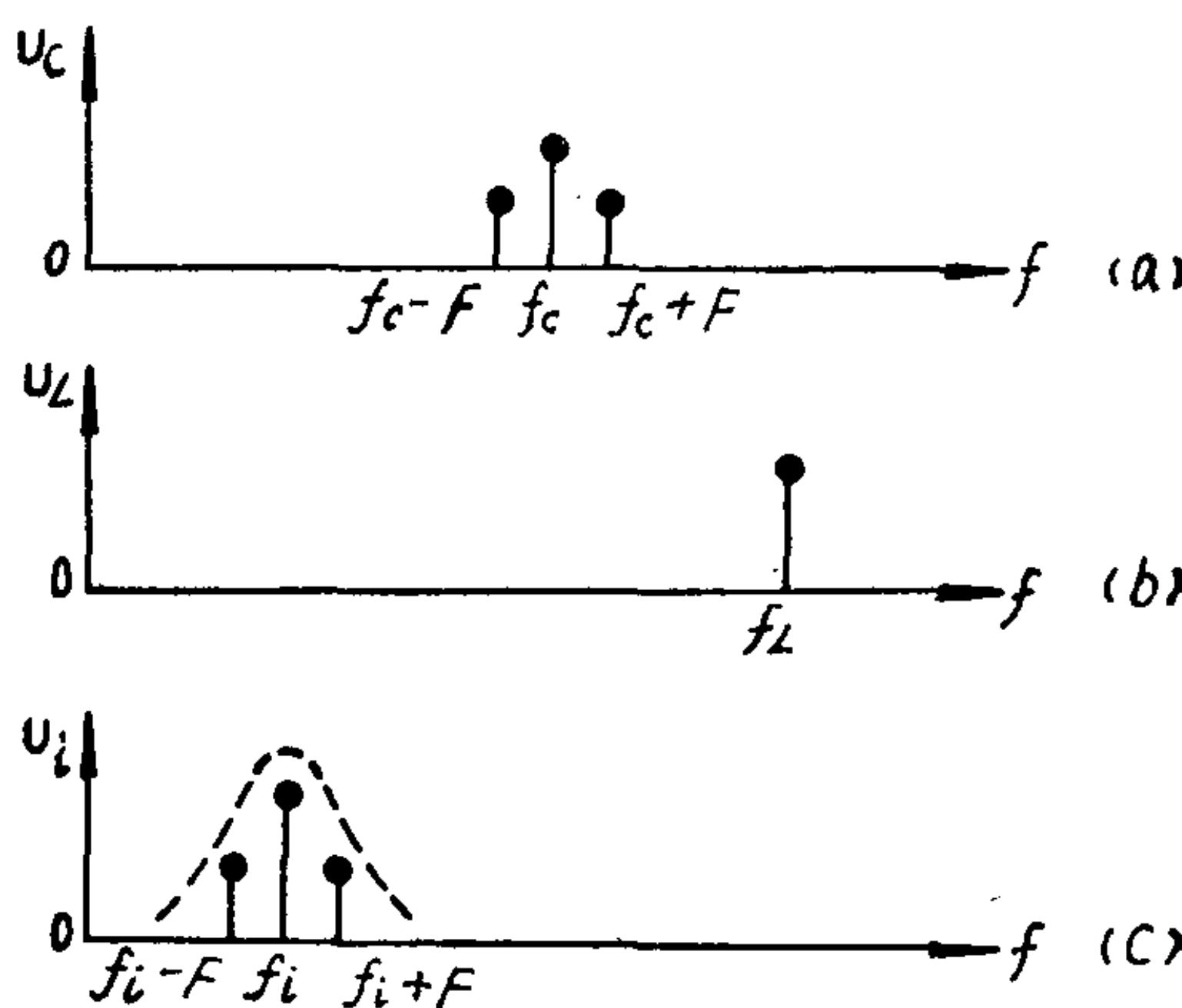


图 6—3 变频器的频谱关系

率成分的电流，由于中频回路的选频作用而无输出。把输出信号画成频谱图，如图 6—3(c) 所示。

比较(a)图和(c)图可知，高频信号经过变频后，仅仅把载波频率降低了，而调制特性没有改变。

四、对变频器的要求

根据变频器的作用，可提出如下要求：

(一) 变频增益要大

变频器输出端的中频电压与输入端的高频信号电压之比称为变频增益，即

$$K = \frac{\text{输出的中频电压}}{\text{输入的信号电压}} = \frac{U_{im}}{U_{cm}}$$

它的意义相当于放大器的放大量。

(二) 失真要小

变频器的失真通常只考虑频率失真和非线性失真，而非线性失真又可分为包络线失真、交叉失真与干扰失真等。

(三) 工作要稳定

变频器的阳极回路调谐于中频频率，而栅极回路却调谐于高

频频率，因此在一般情况下，不会象高频放大器那样易于产生自激振荡。

这里所指的工作稳定是在正常情况下，各项指标只能在允许的范围内变化。变频器工作的稳定性主要决定于本机振荡器的频率稳定度，这将在本章第三节中详细讨论。

(四) 噪音要小

收信机的灵敏度在很大程度上决定于输入端的信号噪音比，如果不考虑外部杂音，输入端的信号噪音比主要决定于第一个电子管，其次与变频管也有很大关系，所以尽量减小变频级的内部噪音对提高收信机的灵敏度有着重要的意义。

§ 6—2 变频器的工作原理

为了便于分析，本节先讨论单栅变频原理，然后讨论双栅变频原理。而单栅变频原理的某些结论也适用于双栅变频。

一、单栅变频器

图 6—4 为五极管单栅变频器的电路，这里信号电压 U_s 与振荡电压 U_L 都加在电子管的第一栅极上。高频信号电压通过耦合电容 C_s 加在电子管的第一栅极上，本机振荡电压经耦合电容 C_c

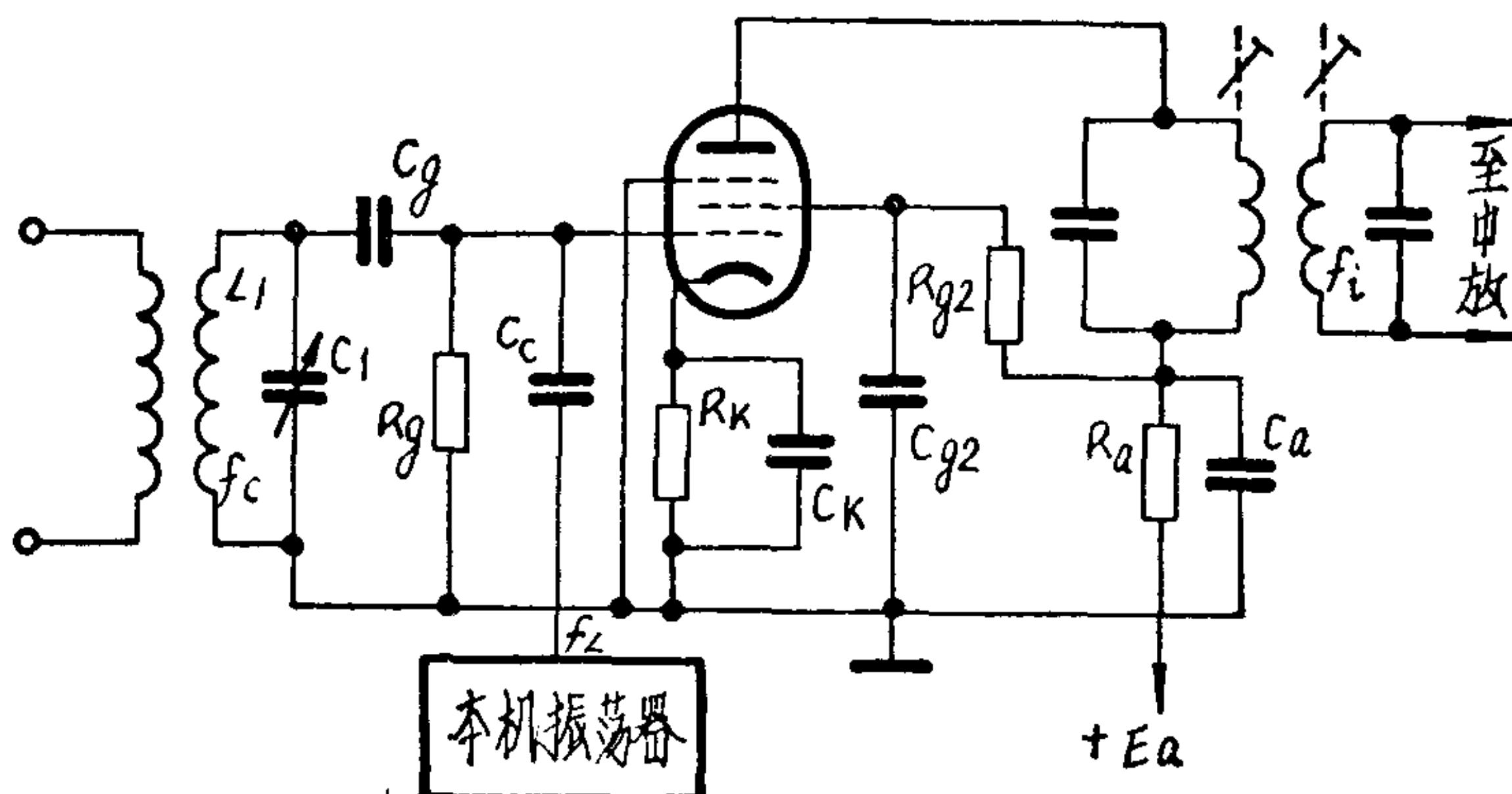


图 6—4 五极管单栅变频电路

也加到电子管的第一栅极上。

本机振荡器的线路就是一般的自激振荡线路，正确选择本机振荡电路的元件，在接收波段范围内，可使振荡频率 f_L 高于（或低于）信号频率 f_c 一个中频 f_i 。

单栅变频器的变频过程就是把信号电压 U_c 和本机振荡电压 U_L 叠加起来，并送到混频管中，经过混频管的非线性作用，在它的阳极电流中产生许多组合频率成分，其中有中频频率成分。由于阳极回路调谐于中频，对中频呈现的阻抗很大，所以中频电流在回路上有很大的压降，而对其他频率成分，因为失谐很大，阻抗很小，输出小到可以忽略不计，故阳极回路只有中频电压输出。

单栅变频器可以工作在 $i_a \sim e_g$ 特性曲线弯曲部分或有截止状态，下面对这两种状态进行分析。

（一）阳流无截止时的情况

图 6—5 是遥截止管 $i_a \sim e_g$ 及相应的 $S \sim e_g$ 特性曲线。变频器工作在电子管 $i_a \sim e_g$ 特性曲线弯曲部分时，对于不同的工作点，就有不同的互导 S ，为便于分析，将接近于直线的 $S \sim e_g$ 特性曲线理想化，如图中的虚线所示。

由于信号电压振幅远小于本机振荡电压的振幅，所以变频管互导的变化主要决定于本机振荡电压。当栅极上加有振荡电压 $u_L = U_{Lm} \cos \omega_L t$ 时，互导 S 随振荡电压变化，如图 6—6 所示。互导 S 的变化可写成：

$$S = S_0 + S_{1m} \cos \omega_L t$$

式中， S_0 为互导的固定分量，决定于固定偏压 E_g ； S_{1m} 为互导中的基波 (ω_L) 分量的振幅，它的大小决定于本机振荡电压的振幅 U_{Lm} 。

由图 6—6 还可看出，当电子管工作在无截止情况时， S_{1m} 与 U_{Lm} 成正比。

下面分析信号电压与本机振荡电压同时加到电子管栅极时，阳极电流中怎样出现中频分量。我们已经知道，当电子管的内阻

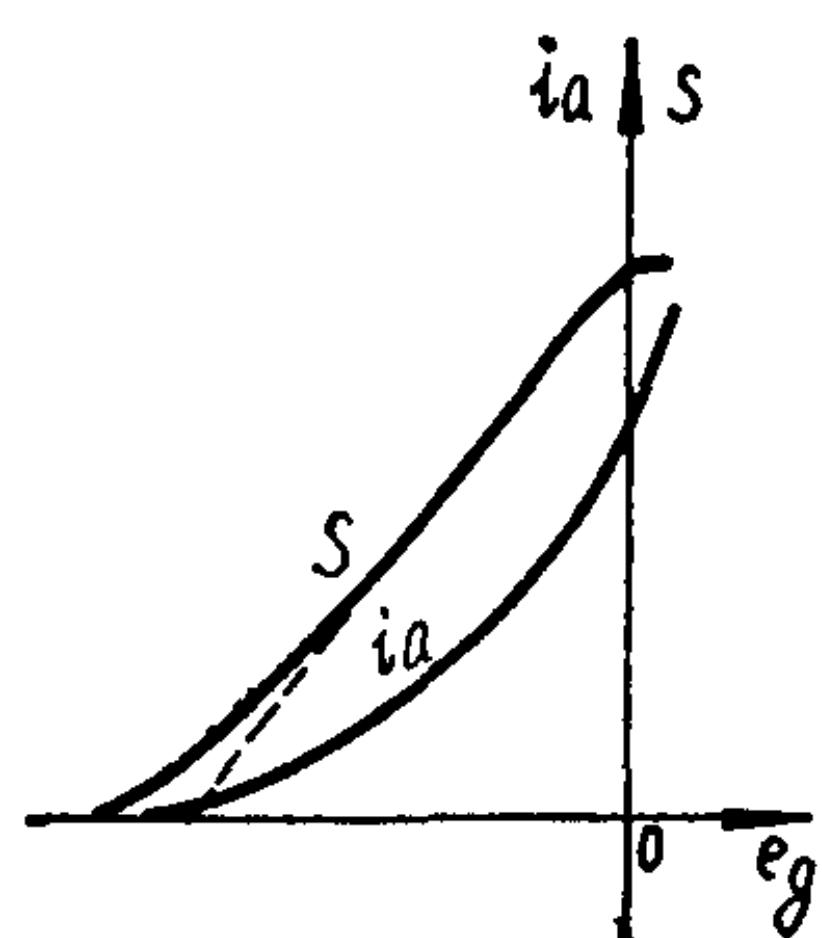


图 6—5 遥截止管 $i_a \sim e_g$
特性曲线及相应
的 $s \sim e_g$ 特性曲线

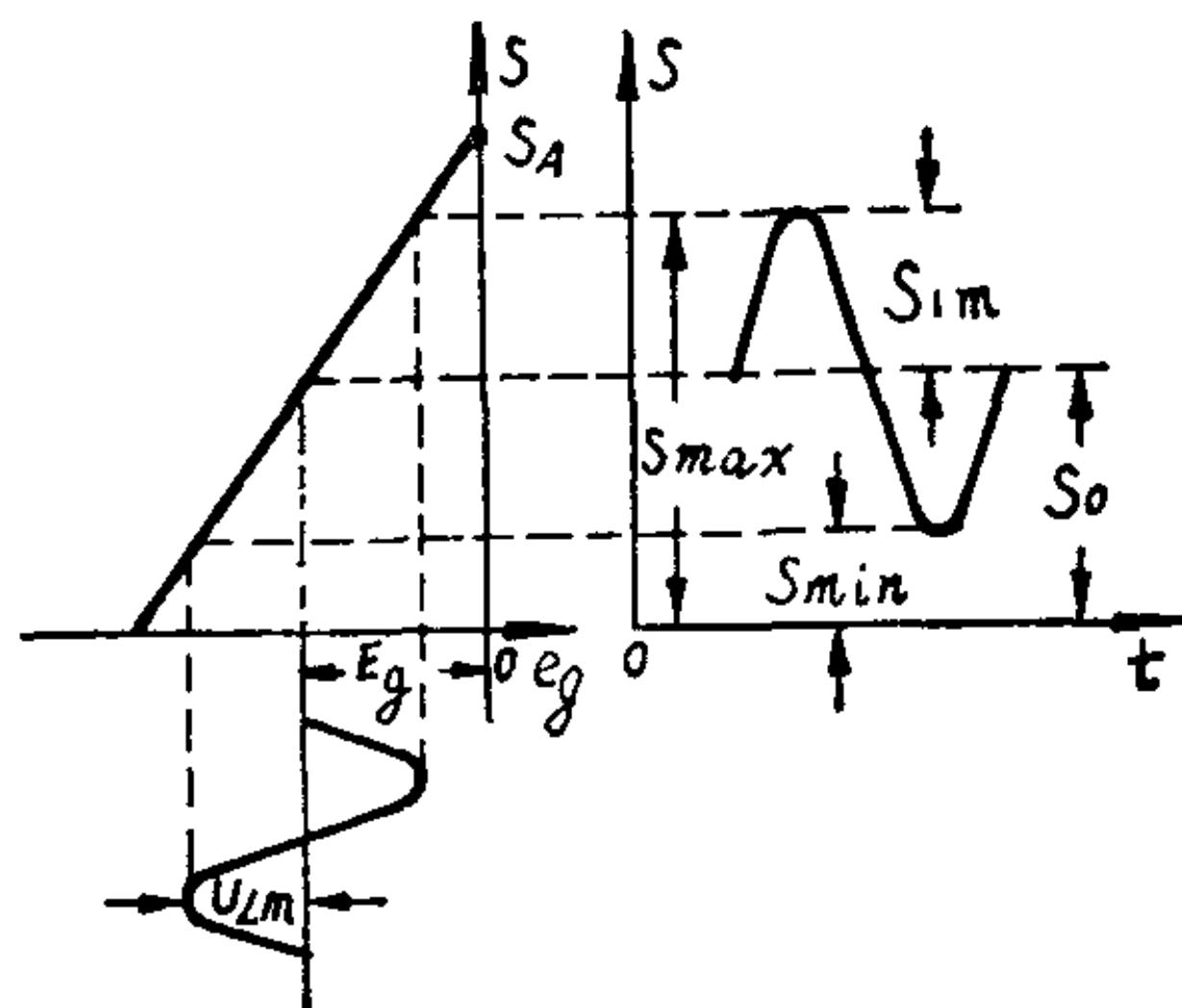


图 6—6 电子管互导在本机振荡电压作用下的周期性变化

远大于负载阻抗时，阳流的交变分量可近似写成：

$$i_a = S u_c, \text{ 而信号电压 } u_c = U_{cm} \cos \omega_c t$$

所以

$$\begin{aligned} i_a &= (S_0 + S_{1m} \cos \omega_L t) \cdot U_{cm} \cos \omega_c t \\ &= S_0 U_{cm} \cos \omega_c t + S_{1m} U_{cm} \cos \omega_L t \cdot \cos \omega_c t \end{aligned}$$

利用三角变换公式

$$\cos \alpha \cdot \cos \beta = \frac{1}{2} \cos (\alpha + \beta) + \frac{1}{2} \cos (\alpha - \beta)$$

假设 $\omega_L > \omega_c$, i_a 则可写成：

$$\begin{aligned} i_a &= S_0 U_{cm} \cos \omega_c t + \frac{1}{2} S_{1m} U_{cm} \cos (\omega_L + \omega_c) t \\ &\quad + \frac{1}{2} S_{1m} U_{cm} \cos (\omega_L - \omega_c) t \end{aligned} \quad (6-1)$$

式中第三项就是差频(即中频)成分电流，它的振幅 I_{im} 为

$$I_{im} = \frac{1}{2} S_{1m} U_{cm} \quad (6-2)$$

综合上述分析，可得到如下的结论：

- 变频必须依靠电子管(或其它元件)的非线性作用才能完成，其基本原理是利用本机振荡电压控制变频管的互导来实现的，变频后的中频即为信号频率与本机振荡频率之差。

$$f_i = f_L - f_c \text{ 或 } f_i = f_c - f_L$$

2. 中频电流的振幅为 $I_{im} = \frac{1}{2} S_{1m} U_{cm}$, 根据中频放大器的分析, 若中频变压器的回路谐振阻抗为 Z_o , 则在变频器阳极负载上的降压振幅值应为

$$U_{im} = I_{im} Z_o = \frac{1}{2} S_{1m} U_{cm} Z_o$$

可见变频器输出中频电压振幅同外来信号电压振幅 U_{cm} 成正比, 也就是说中频输出电压的包络线形状与外来信号的包络线形状相同。

3. 变频器的变频增益为

$$K = \frac{U_{im}}{U_{cm}} = \frac{\frac{1}{2} S_{1m} U_{cm} Z_o}{U_{cm}} = \frac{1}{2} S_{1m} Z_o \quad (6-3)$$

通常把中频电流振幅 I_{im} 与信号电压振幅 U_{cm} 的比值称为变频互导, 以 S_b 表示。它说明信号电压对中频电流的控制能力。根据 I_{im} 的表示式, 则变频互导应为:

$$S_b = \frac{I_{im}}{U_{cm}} = \frac{\frac{1}{2} S_{1m} U_{cm}}{U_{cm}} = \frac{1}{2} S_{1m} \quad (6-4)$$

常用变频管的 S_b 值可从电子管手册中查得。

从(6-3)式可见, 变频增益 K 与 S_{1m} 成正比, 由图 6-6 可知, 在电子管阳流无截止的情况下, S_{1m} 与振荡电压的振幅 U_{Lm} 成正比, 所以变频增益与本机振荡电压成正比, 随着振荡电压的增加, K 也增加, 但是 K 的增加是有限制的, 由图 6-6 可知, $S_{1m} = \frac{S_{max} - S_{min}}{2}$, 如果工作偏压 E_g 选在 $S \sim e_g$ 特性曲线的直线段的中点, 振荡电压选择得恰当, 使互导在整个直线范围内变化, 则 $S_{min} = 0$ 、 $S_{max} = S_A$ 、 $S_{1m} = \frac{S_A}{2}$, 所以当电子管工作在无截止的情况下, 最大的变频互导为栅偏压等于零时的互导 S_A 的四分之一, $S_{bmax} = \frac{S_A}{4}$, 如果本机振荡电压再加大, 会使工作

范围超出 $S \sim e_g$ 特性曲线的直线范围，变成有截止的工作状态。

(二) 阳流有截止的情况

阳流有截止时与无截止时的分析方法基本相同，只是互导 S 不是按纯正弦变化，而是如图 6—7 所示，按非正弦作周期性变化，根据余弦脉冲分析， S 可展开为：

$$S = S_0 + S_{1m} \cos \omega_L t + S_{2m} \cos 2\omega_L t + \dots$$

其中： S_0 为互导的固定分量

S_{1m} 为互导的基波 (ω_L) 分量的振幅

S_{2m} 为互导的二次谐波 ($2\omega_L$) 分量的振幅

同样的，当 $U_c \ll U_L$, $Z_0 \ll R_i$ 时，变频管的阳极电流可写成：

$$i_a = S u_c, \text{ 而信号电压 } u_c = U_{cm} \cos \omega_c t$$

$$i_a = (S_0 + S_{1m} \cos \omega_L t + S_{2m} \cos 2\omega_L t + \dots) U_{cm} \cos \omega_c t$$

$$= S_0 U_{cm} \cos \omega_c t + \frac{1}{2} S_{1m} U_{cm} \cos (\omega_L + \omega_c) t$$

$$+ \frac{1}{2} S_{1m} U_{cm} \cos (\omega_L - \omega_c) t$$

$$+ \frac{1}{2} S_{2m} U_{cm} \cos (2\omega_L \pm \omega_c) t + \dots$$

由上式可知，由于互导对偏压的关系为非线性，变频结果，在阳流中出现 ω_c 、 $(\omega_L - \omega_c)$ 、 $(\omega_L + \omega_c)$ 、 $(2\omega_L \pm \omega_c)$ 等等组合频率分量。其中 $\frac{1}{2} S_{1m} U_{cm} \cos (\omega_L - \omega_c) t$ 即为所需的中频分量，它与无截止情况一样，所以完全可利用无截止情况所得到的前二点结论。对于其它的组合频率成分，由于阳极回路的滤波作用，没有输出。

(三) 阳流无截止和有截止两种工作状态的比较

前面分析已知，在阳流无截止的情况下，互导的基波分量 S_{1m} 与振荡电压振幅 U_{Lm} 成正比；而在阳流有截止的情况下，互导 S 的波形为高度近似相等的余弦脉冲，如图 6—8 所示。它的

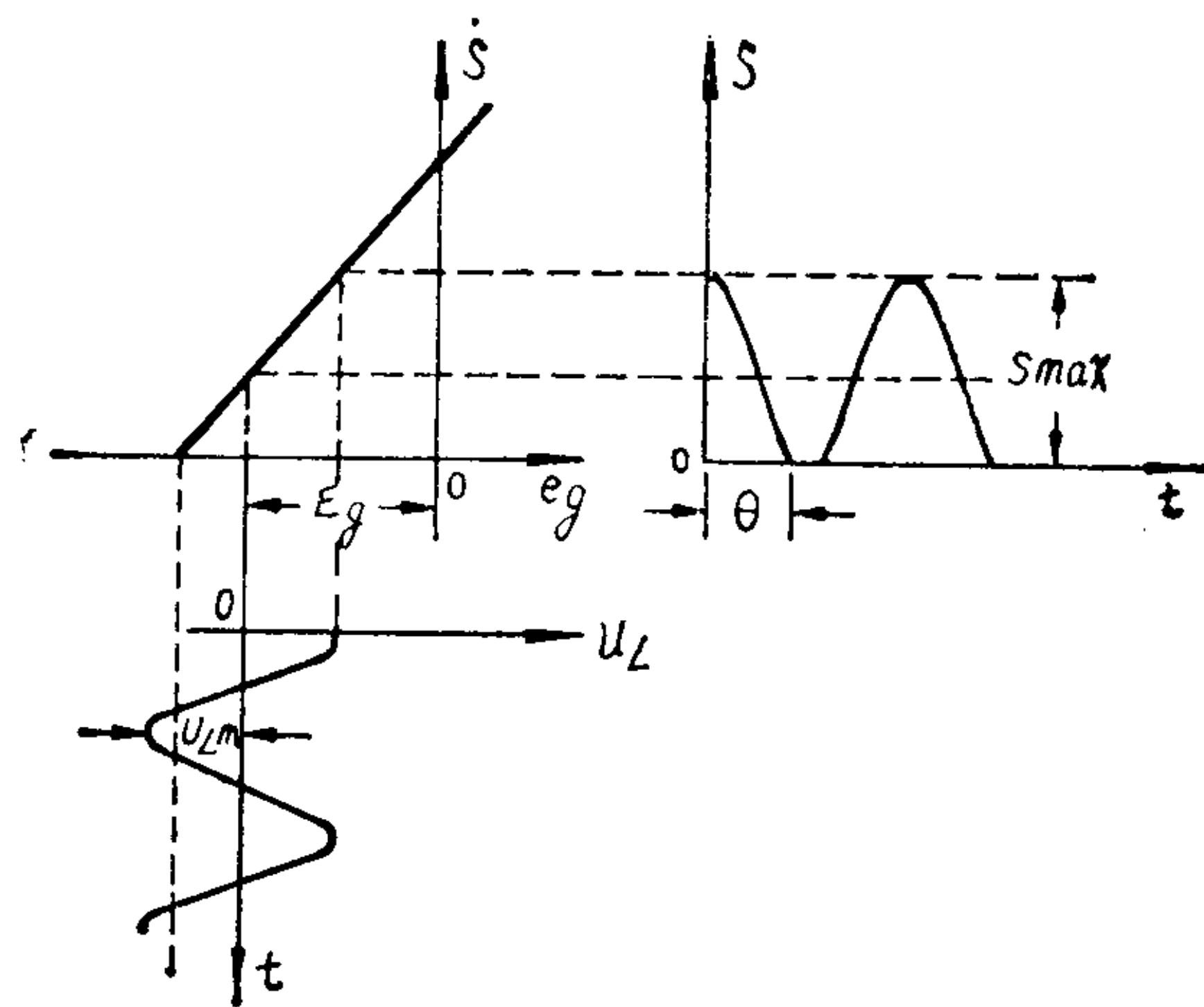


图 6—7 阳流有截止时互导波形

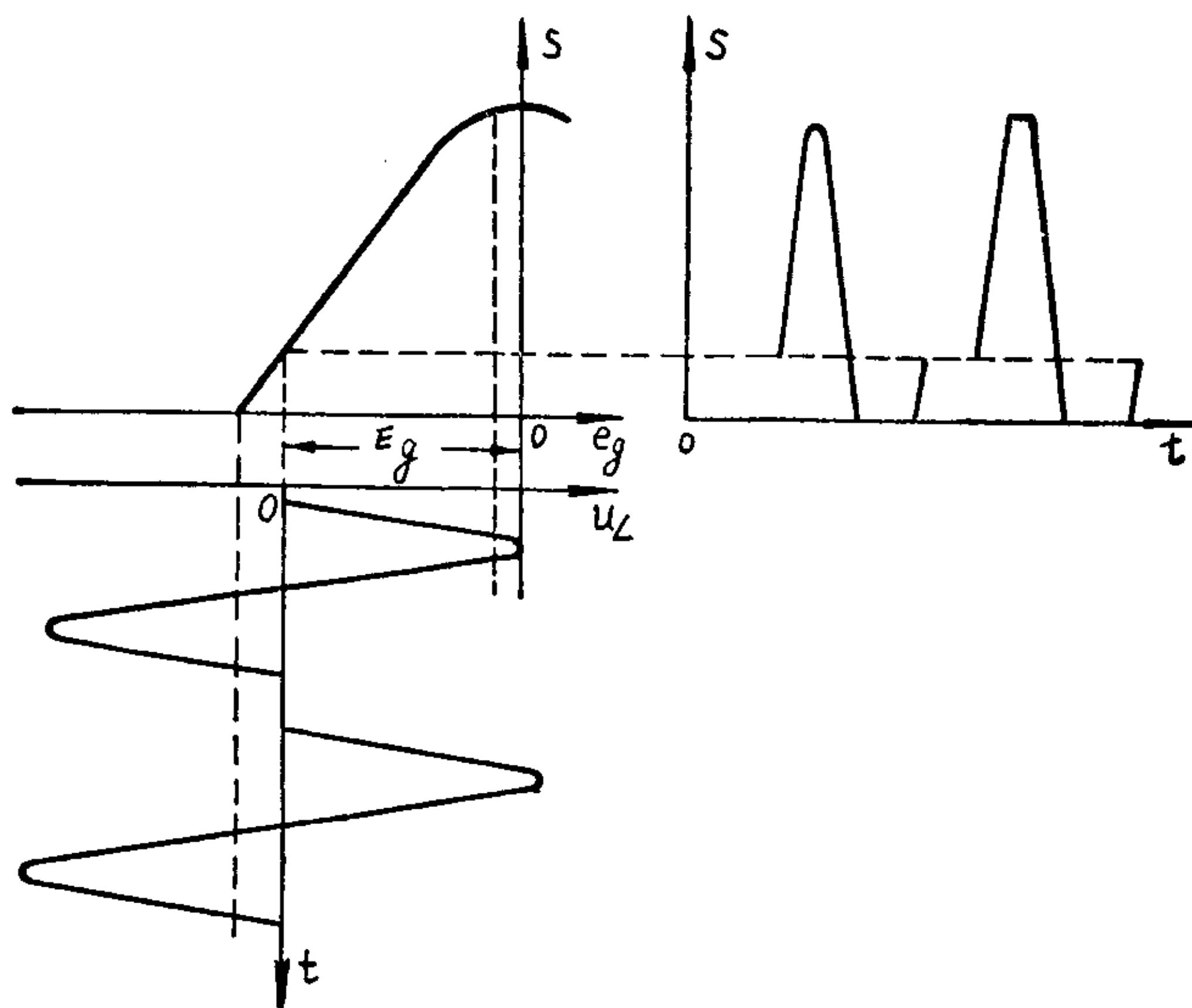


图 6—8 振荡电压不同时 S 波形

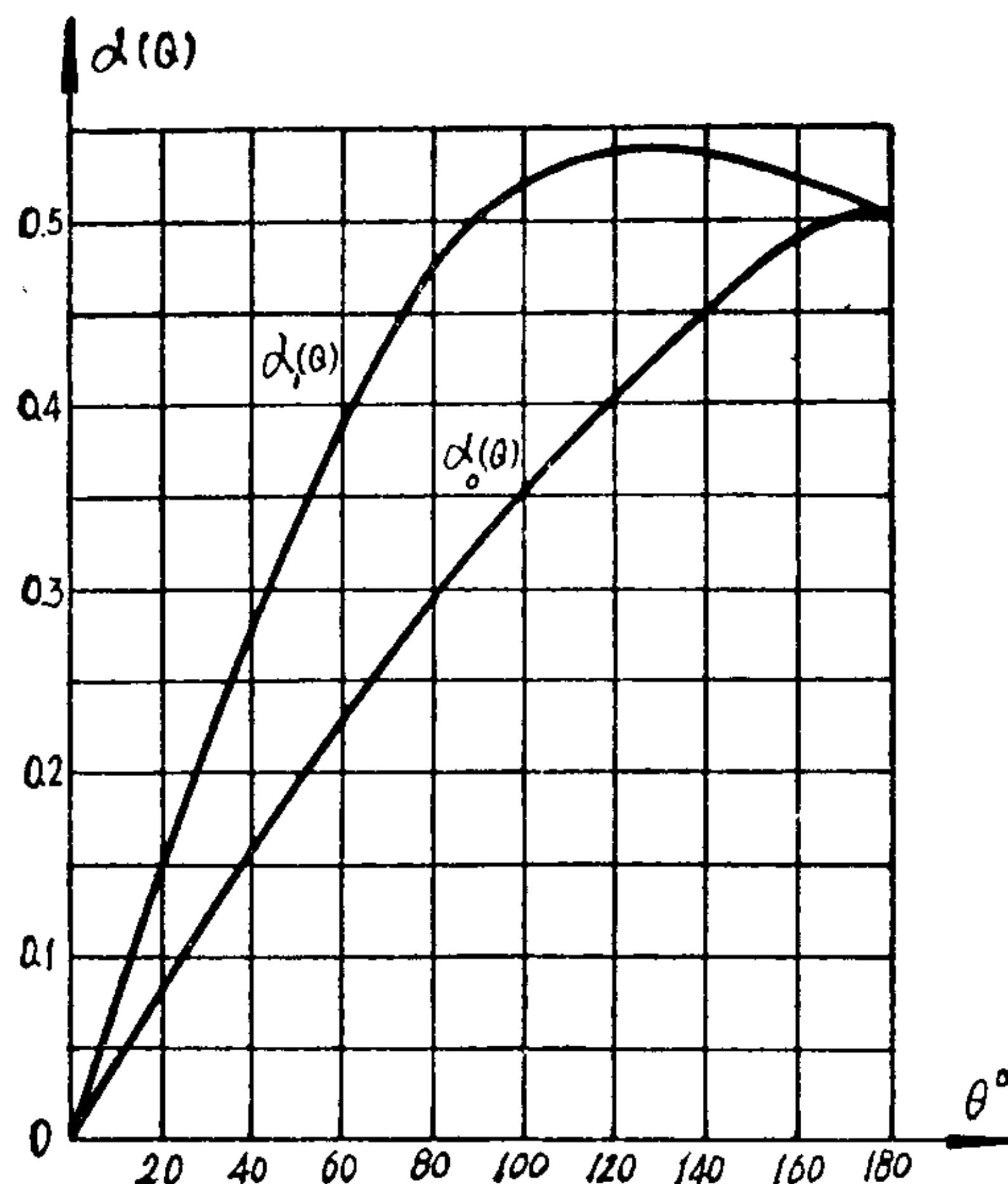


图 6—9 $\alpha(\theta) \sim \theta$ 曲线

基波分量 $S_{1m} = S_{max}\alpha_1(\theta)$ ，在余弦脉冲分析中已知，通角 θ 在 $90^\circ \sim 180^\circ$ 范围内变化时， $\alpha_1(\theta)$ 基本不变(参看图 6—9 $\alpha(\theta) \sim \theta$ 曲线)。所以，当振荡电压在某一范围内变化时(使 θ 在 $90^\circ \sim 180^\circ$ 范围内)，变频互导基本不变。

在波段工作的收信机中，它的本机振荡电压的振幅随着振荡频率改变而改变，也就是说在波段的高低端振荡强弱是不同的。在阳流无截止状态工作时，变频互导在波段内变化很大。而在阳流有截止状态工作时，适当地选择本机振荡电压振幅，使互导波形的通角在 $90^\circ \sim 180^\circ$ 范围内变化，这样变频互导就基本不变。所以从保证变频器的变频增益在波段内的平稳来看，变频器应该工作在有截止状态。

但是在阳流有截止状态工作时，由于 S 的波形为非正弦，所以变频后将会产生许多组合频率成分，今后会讲到，这些组合频

率成分会引起超外差收信机所特有的干扰，为此，变频器又不应该工作在有截止状态，而应在无截止状态下工作，如何选择，视具体要求而定。一般军用机选在接近有截止的无截止状态。

二、双栅变频器

双栅变频的原理电路如图 6—10 所示，图中非线性元件采用五栅管，本机振荡电压经耦合电容 C_c 加到第一栅极上，信号电压加在第三栅极上，第二栅极与第四栅极连在一起为帘栅，第五栅接地为抑制栅。

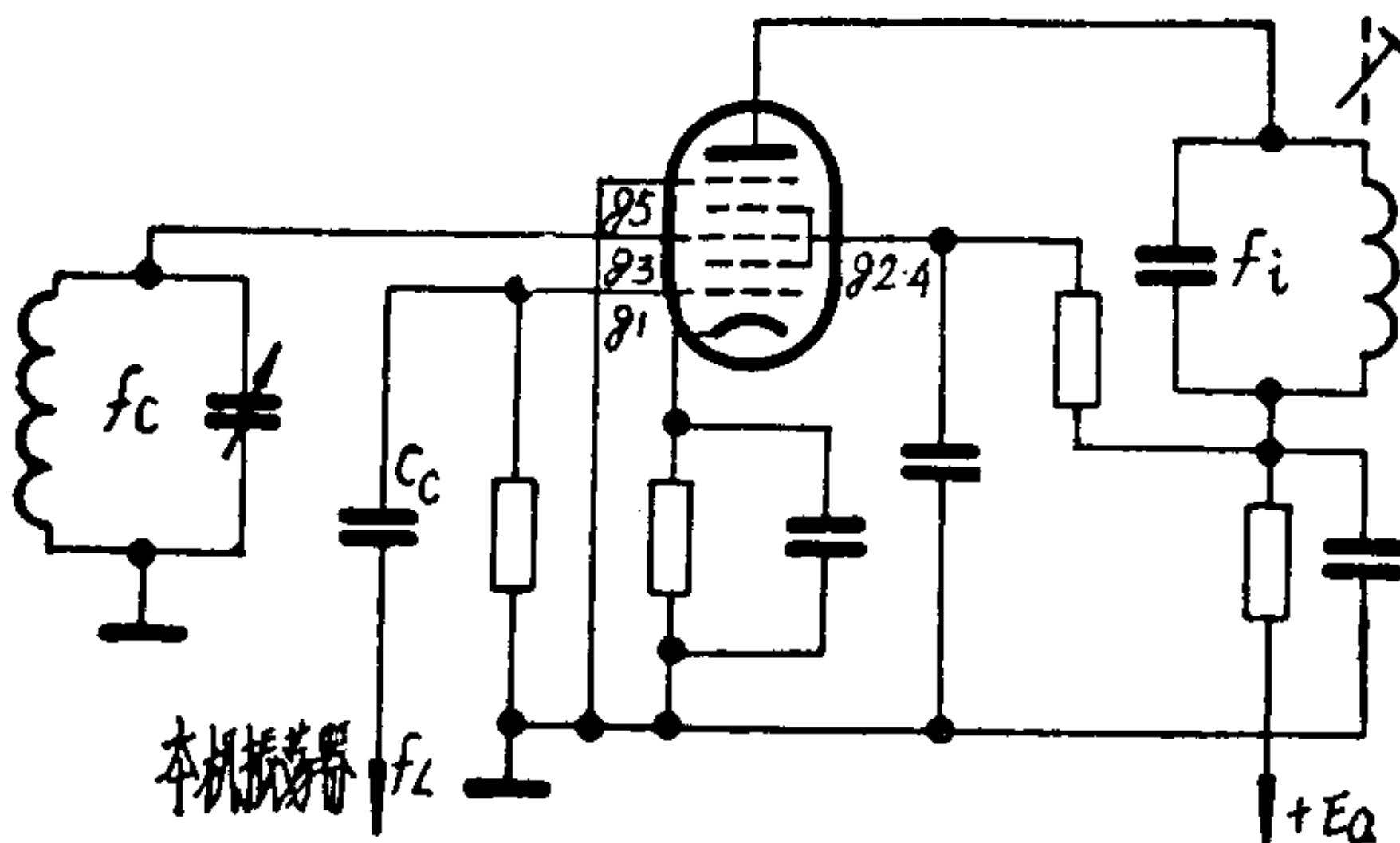


图 6—10 双栅变频器原理线路

由于信号电压和本机振荡电压加在不同的栅极上，故阳极电流受双重控制，第一栅极距阴极近，阴极附近的电场主要由第一栅极电压来决定，因此第一栅极起着控制电子管总电流的作用。第三栅极距阴极远，并加上第二栅极的屏蔽作用，所以第三栅的电压对阴极附近的电场影响极小，控制总电流作用也极小，但是它却能控制阳极与帘栅极的电流分配，第三栅极电位越负，电子越不易穿过它，也就是说返回到第二帘栅极的电流就越大，阳极电流就减小。

图 6—11 画出了具有双重控制作用的电子管 $i_a \sim e_{g_3}$ 特性曲线组，其中每一条曲线表示第一栅极为某一固定电压时，阳流对第三栅极电压的关系。从特性曲线组来看，不论 E_{g_1} 为何值，阳

流的截止偏压(图中 E_{g30})都一样。这是因为当 e_{g3} 负到一定值($e_{g3} \leq E_{g30}$)时，不论 E_{g1} 大小如何，即不论穿过第一栅的电子有多少，它都无法穿过第三栅而飞到阳极，一般称 E_{g30} 为第三栅的截止负压。

由于特性曲线是扇形展开的，而不是互相平行的，因此对于某一固定的信号栅偏压 E_{g3} ，每一条曲线相应点的斜率(即互导 $S = \left. \frac{\Delta i_a}{\Delta e_{g1}} \right|_{E_{g1} = \text{常数}}$)

是不同的，这就是说不同的 E_{g1} 就有不同的互导，则可作 $S \sim e_{g1}$ 的关系曲线，它接近于直线。为了便于分析，将它理想化，如图 6—12 所示。当电子管第一栅极上加上本机振荡电压时，互导 S 也作相应的变化，因此本机振荡电压仍起着控制电子管互导的作用。所以说，振荡电压和信号电压加在一个栅极上或分别加在二个栅极上都可获得相似的变频作用，因此单栅变频的数学分析和结论对于双栅变频也是适用的。

以下有几点说明：

1. 在收信机中，因加到变频器上的信号电压通常很小(以微伏或毫伏为单位)，而振荡电压是比较大的(通常为几伏)，所以上面分析互导时，仅考虑振荡电压控制电子管的互导，这与实际情况是相符的。

2. 在双栅变频中，电子管的非线性不仅体现在 $i_a \sim e_{g3}$ 特性曲线的弯曲(图 6—11)，即使这些曲线都是直线，只要它们彼此之间是不平行的(即扇形展开的)，当振荡电压变化时，电子管的

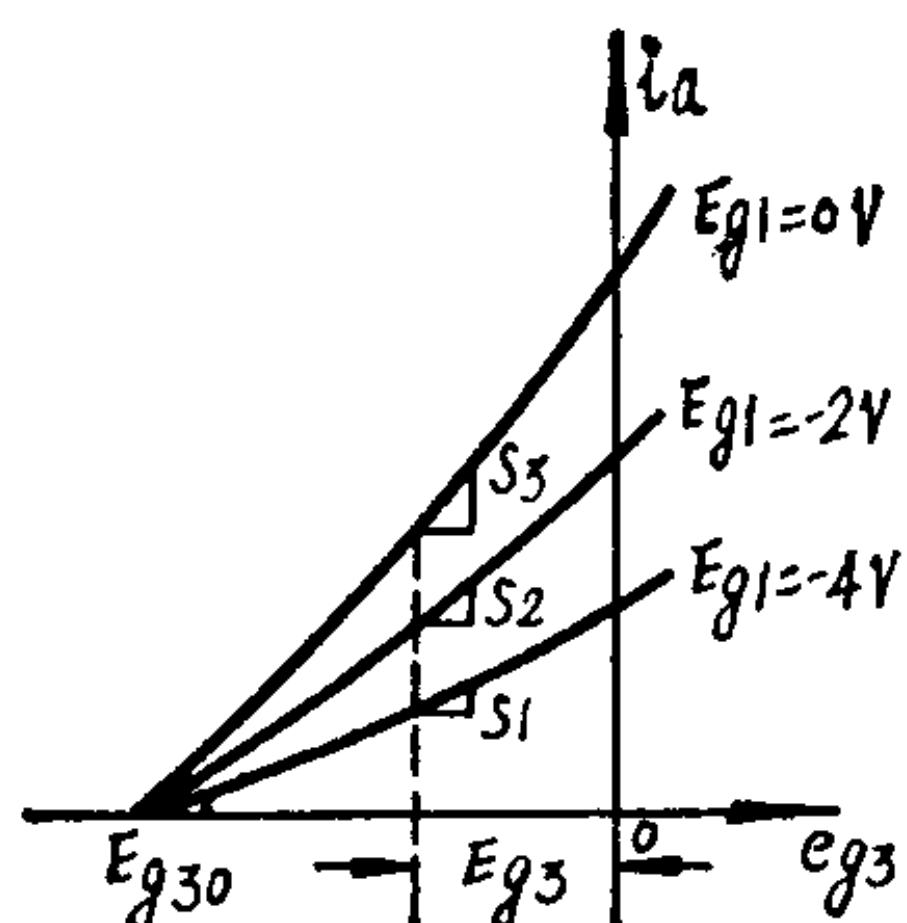


图 6—11 对于不同 E_{g1} 的 $i_a \sim e_{g3}$ 特性曲线

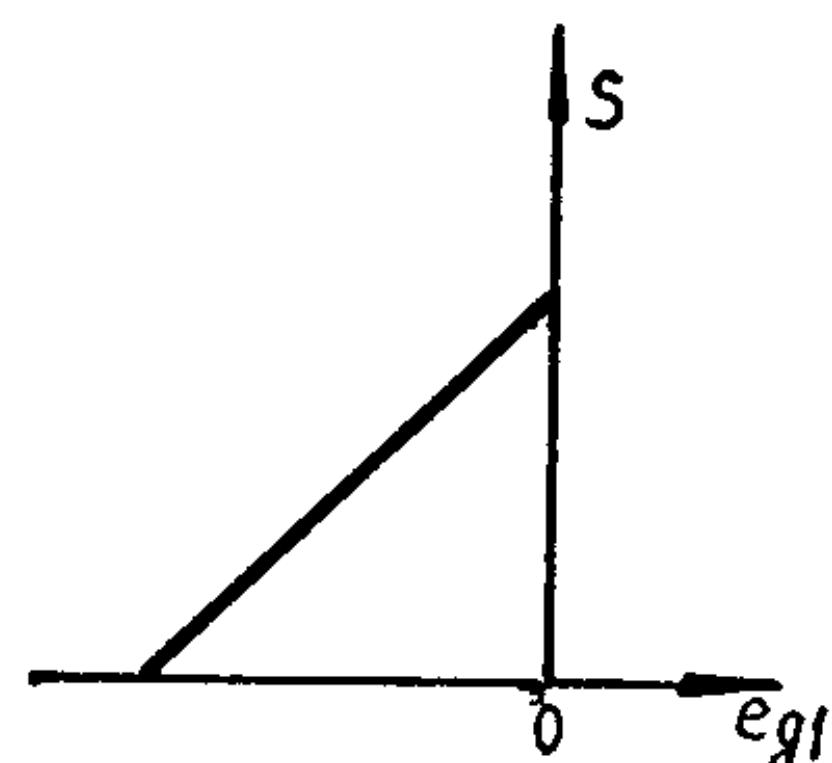


图 6—12 $S \sim e_{g1}$ 特性曲线

互导 S 也要相应变化，因此仍然可以起到变频的作用。

3. 在多栅变频管中，哪个电极加信号电压，哪个电极加振荡电压，可以根据电子管手册中查出。

三、单栅和双栅变频器的比较

单栅变频器无需用特殊的电子管，一般都用五极管，这样在收信机中就能采用同型管，减少备分器材，这对小型军用机是很重要的。同时，因五极管噪音小，所以在超高频（指米波）收信机中，为了减小噪音，常用五极管组成的单栅变频器。

单栅变频器最大的缺点是：信号电压与振荡电压同加在一个栅极上，信号回路与本振回路不可避免地要产生直接耦合，使回路调谐困难。因为本机振荡回路对于信号频率是失谐的，因此将在信号回路中反射一个电抗，当调整本机振荡回路时，反射到信号回路的电抗也要改变，使信号回路失谐；同样地信号回路对本机振荡回路也要反射一个电抗，所以在调整信号回路的同时，也会使反射到振荡回路的电抗改变，而引起振荡频率的改变，这样相互影响的现象称为牵引效应。单栅变频器的牵引效应严重，将使收信机采用同轴电容调谐时的调整大为复杂。

双栅变频器因两电压分别加在不同的栅极上，避免了信号回路与本机振荡回路之间的直接耦合，牵引效应大为减弱，由于双栅变频需要用特殊的电子管，内部噪音也大，因此仅用于长、中、短波收信机中。

§ 6—3 变频器指标讨论和工作状态选择

一、变频器指标讨论

（一）变频增益

因为变频器也有放大信号电压的作用，所以高频信号经过变频后，不仅载波频率被变成中频，而且输出的电压振幅也增大了。变频增益 K 的表示式为

$$K = \frac{U_{im}}{U_{cm}} = \frac{\frac{1}{2}S_{1m}U_{cm}Z_o}{U_{cm}} = \frac{1}{2}S_{1m}Z_o$$

将变频互导 $S_b = \frac{1}{2}S_{1m}$ 代入上式，这样变频器增益可用下式表示：

$$K = S_b Z_o$$

可见，变频增益表示式与直接耦合高放级放大量 $K_o = SZ_o$ 很相似，这里只是以变频互导 S_b 代替电子管互导 S 。

要求变频增益尽量高，这不但可以提高收信机的灵敏度，而且能有效地提高信号噪音比。为了提高变频增益，就要想法提高变频互导 S_b 和提高中频变压器回路谐振阻抗 Z_o 。

(二) 工作稳定性

变频器的阳极回路调谐于中频，栅极回路调谐于高频，因此在一般情况下，不象高频电压放大器那样容易产生自激振荡和工作不稳定现象。这里所谓的工作稳定问题，主要指本机振荡器由于振荡频率不稳和振荡振幅不稳，所造成变频器工作不稳定的问题。

本机振荡器主要是供给变频器以一定大小和一定频率的振荡电压，振荡功率不作要求。为了使干扰叫声小及变频器工作稳定，要求本机振荡器的振荡频率和振幅要十分稳定。

频率稳定：本振频率不稳是变频器的输出中频频率不稳的根源。因为变频器输出端的中频变压器是调谐在固定的中频 f_z 上的，如果本振 f_L 不稳，它和信号频率 f_c 之差就不是准确的中频 f_i ，这就使中频变压器失谐，变频增益与中放级放大量都要降低。同时由于中频频率的变动，使要收听的信号“跑掉”。振荡频率愈高这种现象也愈严重，主要发生在短波波段里。现举例说明：设接收信号 $f_c = 18MC$ ，则要求振荡频率 $f_L = 18 + 0.465 = 18.465MC$ ，如果由于某种原因使振荡频率变低了千分之一，成为 $18.465 \times (1 - 0.001) = 18.446535MC$ ，则经过变频后得：

$$f_i = f_L - f_c = 18.446535 - 18 = 446.535KC$$

使中频变压器离谐了 $465 - 446.535 = 18.465KC$ 。一般中频变压

器的通频带不超过 $10KC$ ，显然，失谐很严重，使信号处在通频带之外，即所谓信号“跑掉”了。所以在收听短波电台时，当开机不久调好一个电台，过了一会儿声音慢慢小了，甚至完全听不见了，此时必须重新调谐一下收信机。这是由于收信机内温度升高，振荡回路的元件受热后参数变化，因此造成频率的变化。

振幅稳定：如果本振电压不稳，则引起变频互导变化，造成变频增益不稳，使收信机灵敏度不稳。因此，要求在波段内都能保持可靠的振荡，并且整个波段内振荡电压的大小变化不大。因为频率高时振荡回路的谐振阻抗高，故在一个波段内一般是振荡电压随频率增高而增大，即高频端比低频端振荡强，但不能相差太大，一般在波段中振荡电压变化两倍是允许的。

如上所述，要提高变频器的工作稳定性，就要求本机振荡器输出的电压振幅和频率要稳定。发信设备中所讲的各种自激振荡器电路，都可作本机振荡器电路，其中应用最多的是电感回授三点电路和变压器回授电路。但必须采取稳压稳频措施，如用稳定电源，负温度补偿电容，绕制线圈时不要太松以及安装振荡回路元件时要远离发热体，如电源变压器、电子管尤其是功率管、整流管和功率较大的电阻等。线圈潮气的侵入，会降低质量因数，故有时必须施行封蜡、屏蔽等措施。

(三) 噪音

收信机的灵敏度在很大程度上决定于输入端的信号噪音比，如果不考虑外部噪音，收信机输入端的信号噪音比主要决定于第一个电子管的内部噪音。噪音大，弱信号就有可能被噪音所淹没，灵敏度就低，为此应尽量减小第一个电子管的噪音。

电子管的噪音是由电子管内部电子流不规则运动所引起的，其原因很多，而电流在几个电极上分配的变动就是其中的一个，电子管电极越多，分配的变动就越大，所以噪音也就越大。在中、短波收信机中，常用多栅管变频器。由于它的噪音比高频放大器要大得多，所以在军用机及高质量的收信机中，为了减小第一个

电子管的噪音，提高灵敏度，一般都加一至二级高频放大器。

在超高频收信机中，因为多栅管的噪音电平高及本身的极限频率限制等缺点，不能采用多栅管变频。而最常用的是五极管、三极管、二极管或晶体二极管变频。

二、变频器工作状态的选择

选择变频器工作状态时，必须力求变频增益大、失真小以及内部噪音电平低。然而上面这些指标又常常互相存在着矛盾，所以必须适当选择变频器的元件及其工作状态，妥善地解决这些矛盾。

变频器的工作状态，除了与直流电压大小有关外，在很大程度上决定本振电压 U_{Lm} 和信号电压 U_{cm} 的大小。

(一) 本振电压 U_{Lm} 的选择

当混频管各极直流电压一定时，本振电压 U_{Lm} 决定变频增益的大小。因本振电压 U_{Lm} 大小决定变频互导 S_b 的大小，变频互导 S_b 又决定着变频增益的大小。

变频互导 S_b 和本振电压 U_{Lm} 间通常有如图 6—13 的关系曲线。可见在无截止状态时， U_{Lm} 增大， S_b 相应增大，从而变频增益 K 增大。而在有截止状态，且 $\theta = 180^\circ \sim 90^\circ$ 时， U_{Lm} 增大， S_b 基本不变，变频增益 K 也基本不变。因此，采用本振电压 U_{Lm} 很大的办法来追求过大的变频增益是不实际的，这一点在维修工作中应加以注意。

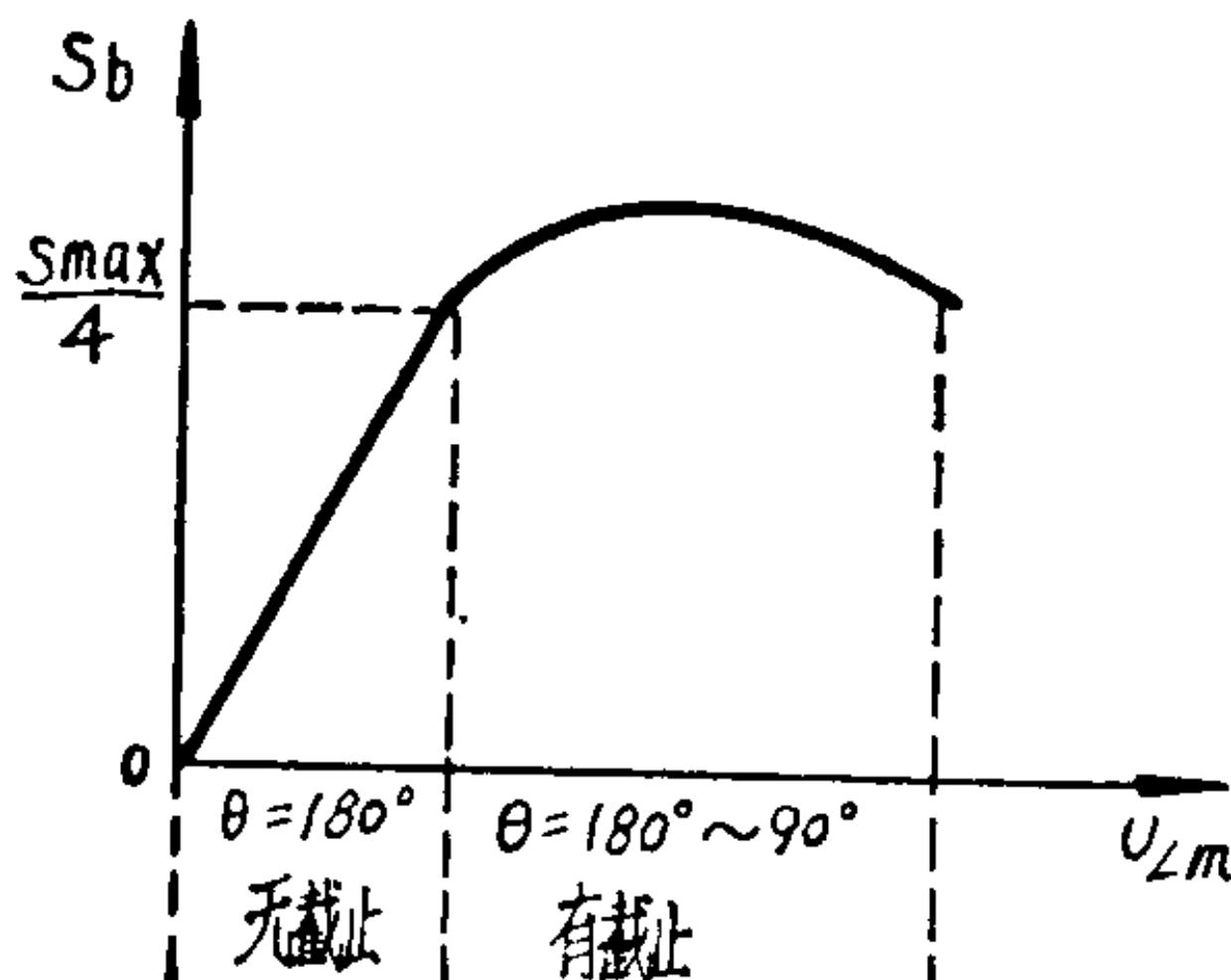


图 6—13 $S_b \sim U_{Lm}$ 关系曲线

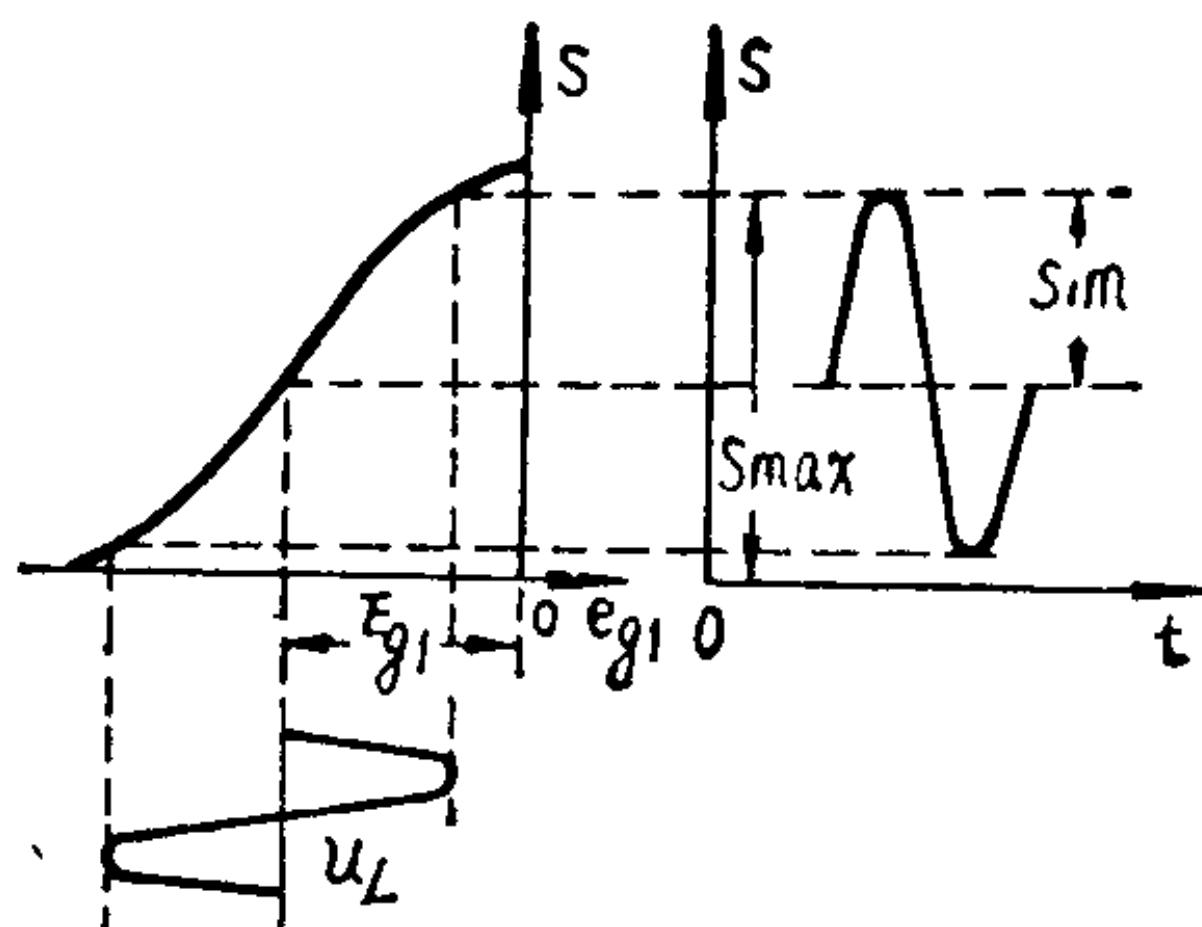


图 6—14 无截止时的最大 S_{im}

从得到较大而且较稳定的变频增益出发，使 U_{Lm} 大些并工作在有截止工作状态是有利的。但是工作在有截止工作状态时，互导呈脉冲波，谐波成分较大，使得混频管阳流中包含较多而且较大的组合频率成分，其输出谐波相应也大些，这样容易产生组合频率干扰，所以 U_{Lm} 大了也是有缺点的。如果 U_{Lm} 较小，工作在无截止状态，从减少干扰哨声来看是有利的，但是变频增益受 U_{Lm} 影响大，不够稳定，若 U_{Lm} 很小，变频增益将很小，也不是我们所希望的。

综上所述，如果要求变频器引起的干扰哨声小，而变频增益及其稳定性不作过高要求时，可选阳流无截止工作状态，此时应将混频管的工作点选在 $S \sim e_{g1}$ 曲线的直线段的中点上，如图 6—14 所示，而本振电压的振幅 U_{Lm} 以不超过直线段为宜。如果要求变频增益大而且稳定，但干扰哨声不做过高要求时，可选阳流有截止工作状态，但 U_{Lm} 不应过大，以使阳流通角不小于 90° 为宜。若干扰哨声和增益兼顾时，可选接近有截止的无截止状态。一般对于各种不同电子管， U_{Lm} 的值约在 3~12 伏之间。

(二) 信号电压 U_{cm} 的选择

输入信号电压过大时，可能破坏输出中频电流振幅 I_{im} 与信号电压振幅 U_{cm} 间的直线关系，而产生较大的信号外缘失真。但是信号电压过小时，信号可能压制不了变频器的内部噪音，使信号噪音比得不到满足。所以输入信号电压幅度 U_{cm} 要适当，以兼顾失真小与噪音小为宜。

输入信号电压的大小，决定于变频之前对信号放大到什么程度。放大量过大时，不仅信号过强易引起失真，同时也给干扰信号的通过创造了有利条件。通常按照对军用收信机灵敏度的要求，在变频器之前只设输入电路，加一级高放。

§ 6—4 变频电子管及变频电路

前面分析变频器工作原理时，引用的是原理电路，现在根据

对变频器的要求，研究变频器采用的电子管及常用的变频电路。

用于变频器的电子管，除希望其噪音电平尽可能低外，为了得到较大的变频增益，同时为了减小电子管对输出中频回路选择性的影响，应采用互导大、内阻大的电子管。

在中、短波收信机中，大都采用多栅管来做变频器，这时，本机振荡器系由多栅管中某几个电极来组成。有时也采用三极——七极复合管来完成本机振荡和混频作用，也可以采用三极管或五极管作为混频，而另外设置本机振荡器。

一、变频电子管

图 6—15 是五栅管 6A2 的构造示意图。结构和它相似的有 6SA7、1A2、1R5 等。从阴极数起，第一栅叫振荡栅，作混频管

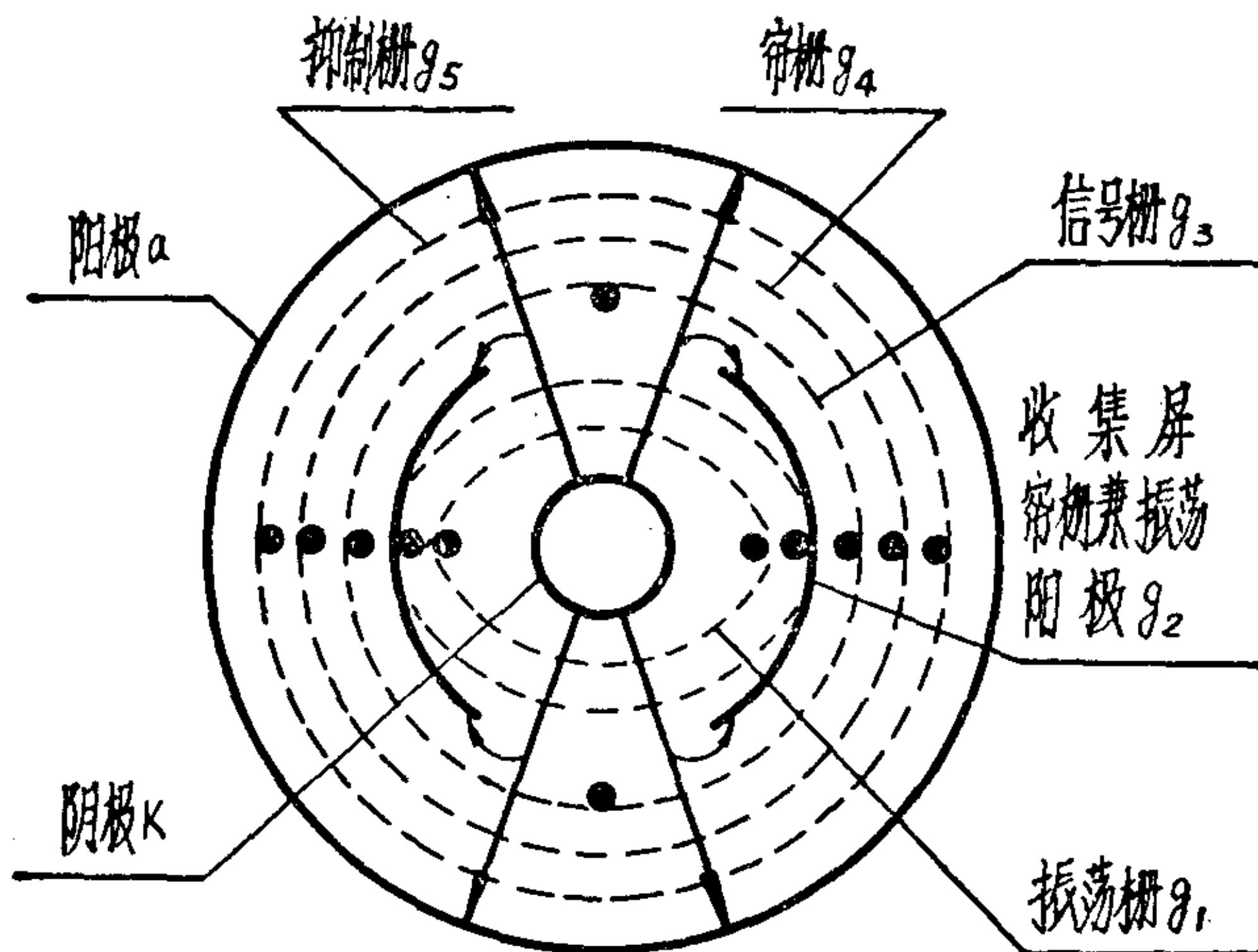


图 6—15 五栅变频管 6A2 的构造

用时，从此栅接入振荡电压；作变频管用时，它和阴极、第二栅、第四栅组成振荡器。第二栅和第四栅相接，叫帘栅极，作变频管用时当做振荡阳极。第二栅介于第一栅与第三栅之间，屏蔽第三栅对振荡回路的影响，从而使振荡频率稳定。第三栅是信号栅，

第五栅是抑制栅。工作时，信号栅极上加有适当的负压，保证信号加至栅极时的栅极电压在负的区域内变动。电子由阴极发出以后，先受第一栅振荡电压的控制，穿过第二栅后，受到第三栅的阻滞，在第二栅和第三栅之间形成空间电荷，再受第三栅上信号电压的控制，而后才到达阳极。

6A2 变频管构造上的特点是，在第二栅上有两个金属片，称为收集屏，它挡住了向阳极方向运动的电子，对应收集屏的空隙是第三栅的两个金属杆，具有负电位，使通过第二栅后的电子流分成两股，一股飞向阳极，另一股被收集屏吸收，而不会返回阴极。这样，信号栅电压变动时，只会影响二股电流的分配，对总电流影响很小。于是 6A2 做变频管使用时，如果振荡电路采用总电流回授，则可保证振荡器工作不受信号电压的影响，因而使振荡频率稳定。

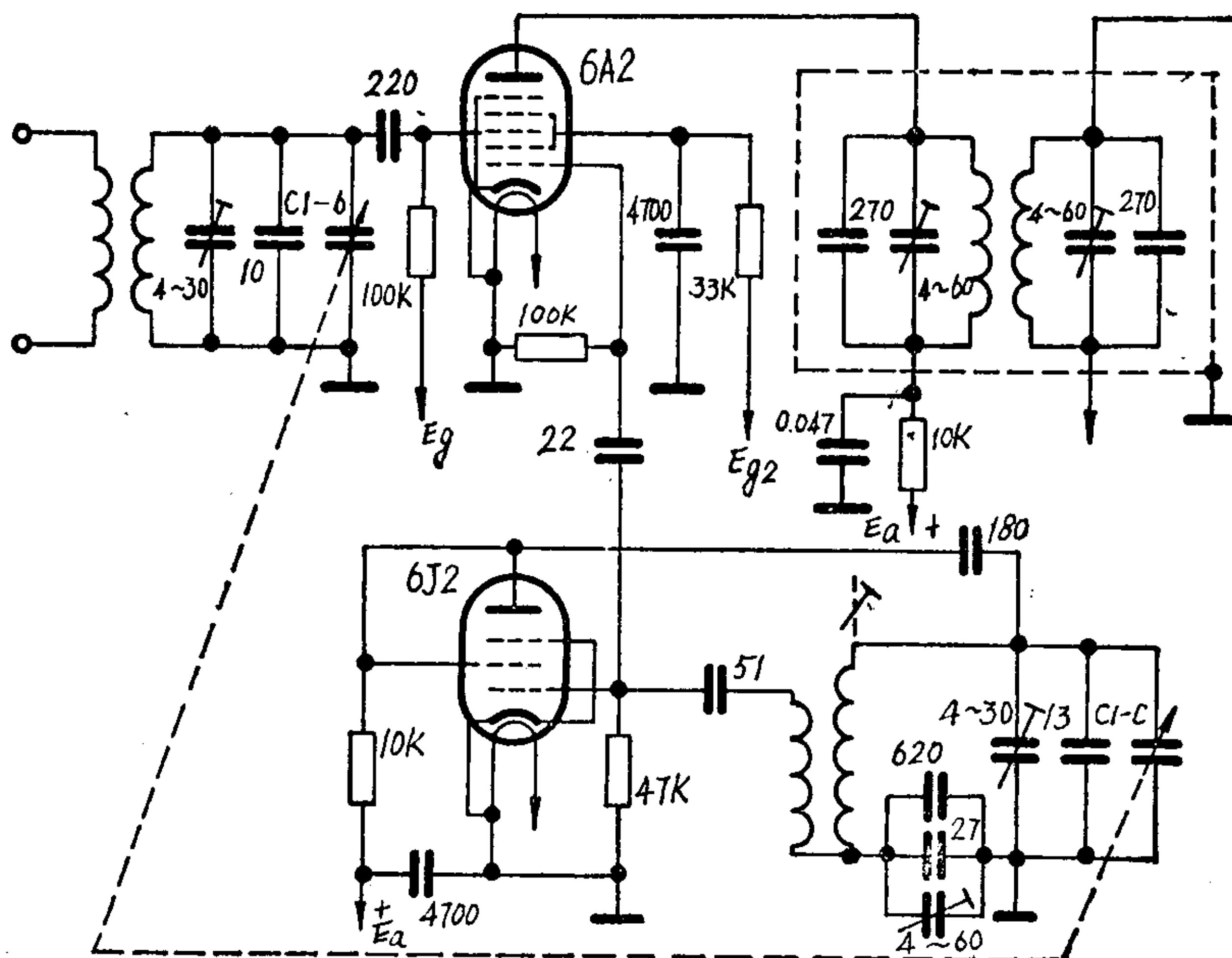


图 6—16 某收信机变频级线路

二、变频电路

变频器的实际电路有多种形式，但变频的实质都是一样的。都是利用本机振荡电压控制变频管互导变化，从而使变频管阳流中含有新的频率成分，再利用中频变压器将其中的 $f_e = f_L - f_c$ 这一中频选择出来。因此，我们不一一列举所有的变频电路，着重介绍某收信机的变频电路，如图 6—16 所示。图中 6A2 为变频管，本机振荡器用 6J2 接成变压器耦合振荡电路，振荡电压经 $22Pf$ 电容耦合到 6A2 管的第一栅，第三栅接信号回路。

复习思考题

1. 变频器的作用是什么？对它有哪些要求？变频器的组成及各部分的作用是怎样的？
2. 分析单栅变频在阳流无截止和有截止状态下变频原理，并比较两种状态的优缺点。
3. 单栅、双栅变频器中非线性作用分别体现在什么地方？
4. 单栅变频时，如变频器和高放选用同样的电子管、相同的回路阻抗 Z_o ，并且都采用直接耦合，问为什么最大变频增益仅为放大器最大放大量的四分之一？
5. 画出由 6A2 五栅变频管组成的双栅变频电路，并说明此管的构造及电路对稳频的作用。
6. 试分析：(1) 本机不振荡；(2) 本机振荡弱；(3) 本机振荡太强；(4) 本机振荡频率和振幅不稳定，对收信机性能的影响，为什么？

第七章 超外差收信机

前几章对组成超外差收信机的各级进行了讨论，但并不是所有问题都解决了。要组成一部完整的超外差收信机，还必须有一些附属设备和附加元件，本章将对这些附属部分加以研究。

§ 7—1 超外差收信机中的干扰

收信机工作时，虽然调准了所要收听的信号，但还会听到不需要的其它信号，使收信工作发生困难。这就是我们通常所说的干扰。干扰有以下几种：

一、邻近干扰

在接收信号的过程中，如果干扰电台的频率和接收的有用信号频率相近，则干扰和信号一起进入收信机而形成干扰，这种干扰叫做邻近干扰。高频放大式收信机中这种干扰比较严重，超外差收信机中这种干扰较少，因为外来信号的频率已经降低为中频，如果中频回路元件质量高且调整准确，邻近干扰将被大大抑制，很难通过中频放大器。例如要收听的信号的频率是 $7000KC$ ，干扰信号频率为 $7050KC$ ，二者的频差是 $50KC$ 。频差与信号频率的比是

$$\frac{50}{7000} \times 100\% = 0.71\%$$
，相对频差不到百分之一。经变频后，设中频为 $465KC$ ，则干扰信号就变为 $415KC$ ，二者频差仍为 $50KC$ ，但比值却变为 $\frac{50}{465} \times 100\% = 10.8\%$ 。而中放谐振回路的通频带只有 $10KC$ ，对这样大相对频差的邻近干扰抑制能力很强。

超外差收信机中由于采用了变频级和中放级，对邻近干扰有

很强的抑制作用，这是它的优点。但是任何事物都具有二重性，也正是因为它采用了变频级和中放级，又出现了一些特有干扰的缺点。不过，这种缺点可以采取措施克服，其优点是主要的。下面就来讨论三种特有干扰和抑制的措施。

二、超外差收信机中的特有干扰

(一) 中频干扰：若干扰电台的频率等于或接近于超外差收信机的中频频率，干扰信号有可能漏过收信机前几级而进入中频放大器，即使中频放大器有很好的矩形系数，也无法消除这种干扰。

一般中波收信机比短波收信机容易受到中频干扰，因为中波收信机的输入电路和高放调谐回路对中频失谐不太大，而短波收信机的这些回路对中频失谐很大，即使有中频干扰信号窜入，其电压很小，引起的干扰也很小。

消除中频干扰的方法，就是提高输入电路和高放级的选择性，使中频干扰信号不能到达变频级的信号栅极。另一方法是在天线电路中加接中频陷波器，滤去干扰的中频信号，如图 7—1 所示。

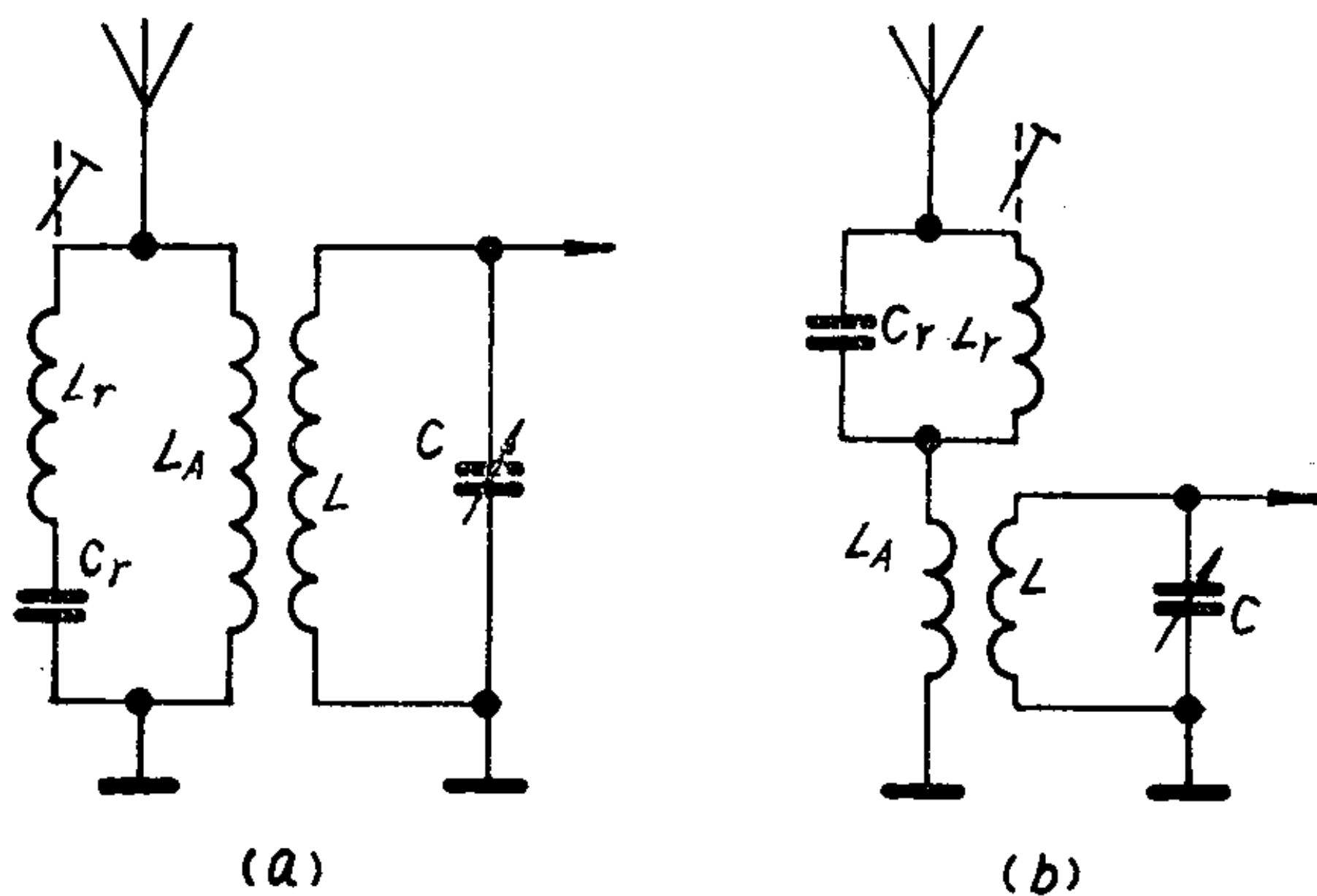


图 7—1 中频陷波器

图 7—1 中的 (a) 是在输入电路的天线线圈两端，并联一个由 L_r, C_r 所组成的串联谐振电路。 L_r 为可调铁粉心的线圈，串联电

路调谐在中频频率上，当谐振时陷波器的阻抗最小，即等于纯电阻 r （电感 L 中的损耗电阻），它远小于 L_A 的感抗，这样在天线中感应的中频电动势，便直接经陷波器旁通至地，因此，输入电路中基本上不存在中频的干扰电势了。对于其它电台的频率来说，陷波器并不谐振，而且离谐越远（接收信号的频率和中频相差越远），陷波器阻抗就越大，对于 L_A 的影响便越小，故对接收正常信号的影响就越小。

图 7—1 中的 (b) 是采用并联谐振电路，并联电路 L, C 串联在天线电路中，并调谐在要消除的干扰频率上，由于并联谐振结果，其谐振阻抗 Z_0 很大，这样即使在天线中感应有中频干扰电势，但天线线圈中通过的中频干扰频率电流为数甚小或接近于零。对其它频率的信号，由于陷波器处于失谐状态， Z 很小，故对正常信号的接收影响很小。

(二) 镜像干扰：超外差收信机在接收信号过程中，经变频后始终输出一个中频频率的信号，当本机振荡频率 f_L 采用比所需外来信号频率 f_c 高一个中频 f_i 时，经变频后输出中频信号。若同时有一个干扰信号 f'_c ，它比本机振荡频率 f_L 高一个中频，即 $f_i = f'_c - f_L$ ，同样经过变频后，也有一个干扰的中频信号输出。这两个信号变频后载频都是中频，同时通过中放到达收信机的输出端，干扰信号就形成对所需外来信号的干扰。此干扰信号频率 f'_c 比所需外来信号频率高两个中频数值，如图 7—2(a) 所示。

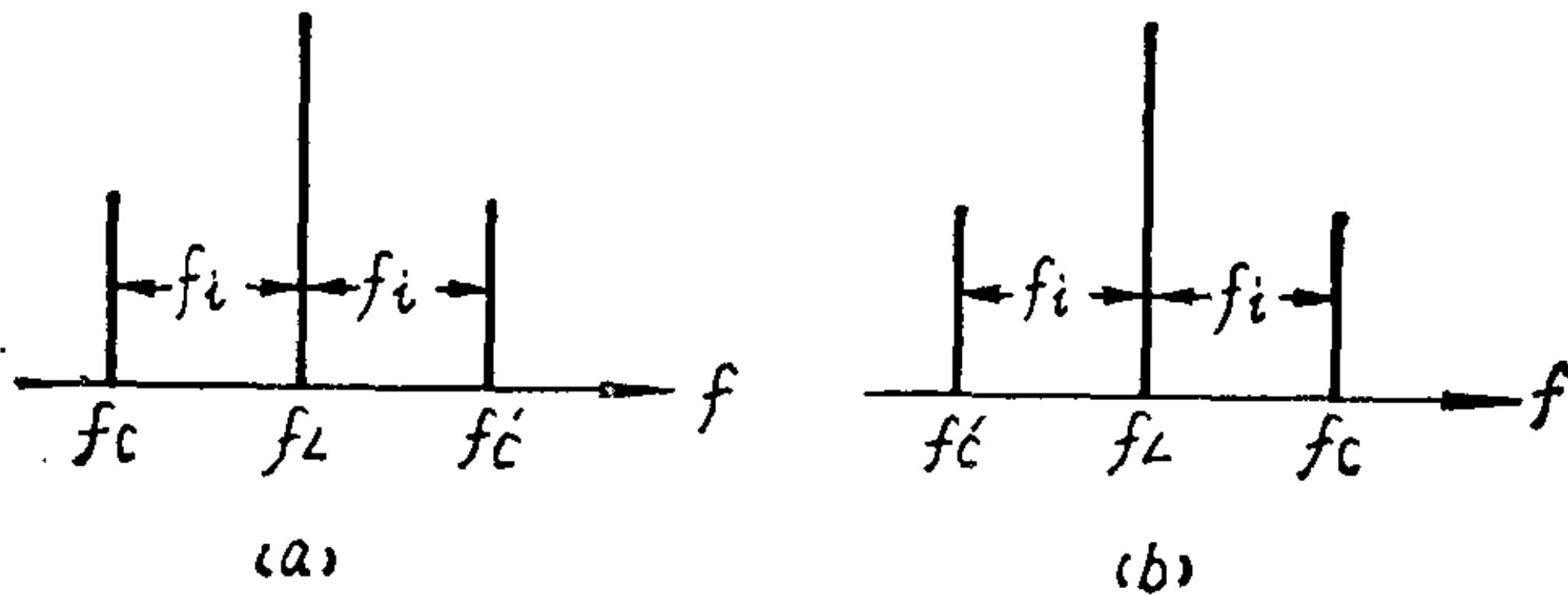


图 7—2 镜像干扰示意图

同样情形，若本机振荡频率 f_L 采用比所需外来信号频率 f_s 低一个中频 f_i 时，则干扰信号频率 f_c' 是低于所需外来信号频率两个中频，如图 7—2(b)。

从上图看出 f_c 和 f_c' 是对称于 f_L 的两边，所以把 f_c' 称为 f_c 的镜像频率，这种干扰就称为镜像干扰或对称干扰。

为了抑制镜像干扰，主要是提高输入电路和高放级的选择性。显然，高频调谐回路的干扰带越窄，则抑制镜像干扰的能力越强。图 7—3(a) 表示不同干扰带时抑制镜像干扰的情况。可见谐振曲线 b 的干扰带较窄，镜像干扰频率 f_c' 已落在干扰带以外，抑制了镜像干扰。

另一种抑制镜像干扰的方法是适当的提高中频数值，使镜像干扰频率距高频回路的谐振频率更远而被抑制，见图 7—3(b)。但是中频数值不能提得过高，否则抑制邻近干扰的能力就要减弱。这个问题将在 § 7—4 中讨论。

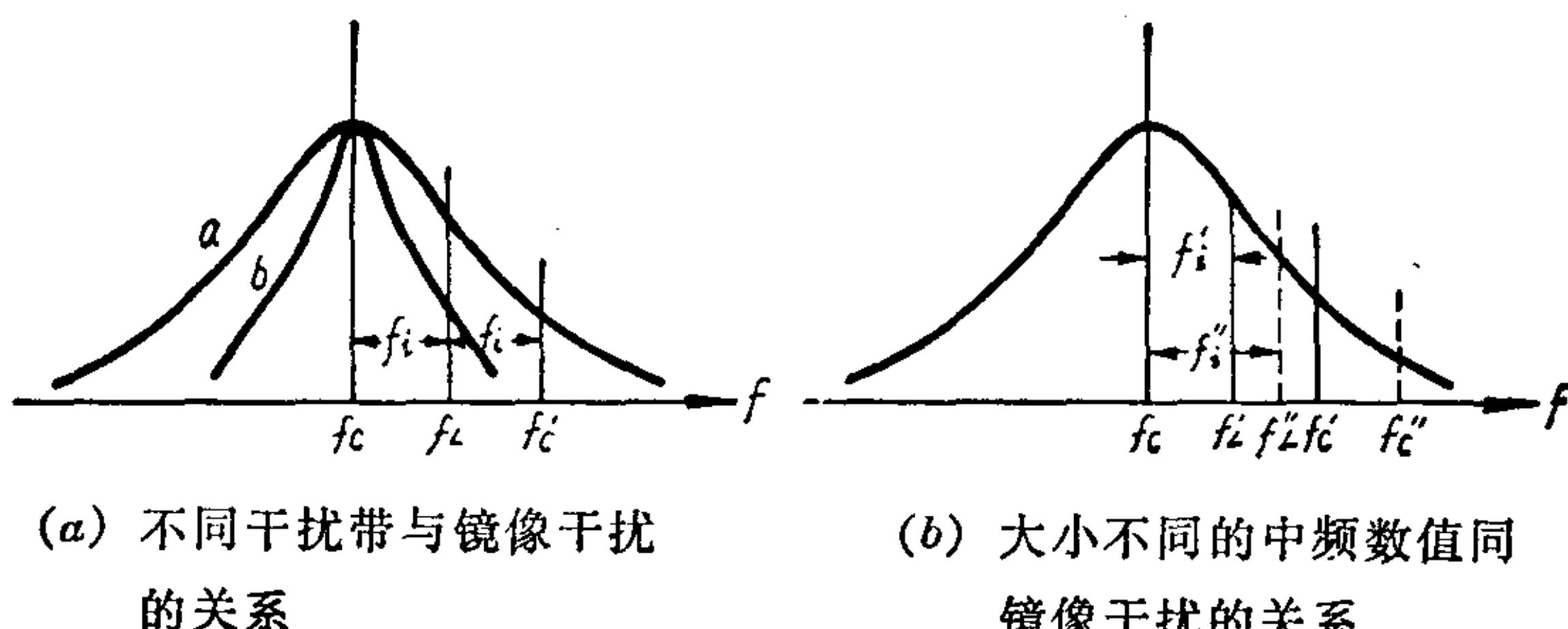


图 7—3 镜像干扰的抑制

(三) 组合频率干扰：在变频器中已知，当信号电压和干扰电压同时加到变频器输入端时，变频管的阳极电流中不仅含有中频、信号频率、干扰频率和本机振荡频率的成分，而且还有这些频率的各种组合频率和各次谐波的组合频率。当组合频率等于中频，便引起组合频率干扰。

对各次谐波组合的可能性很多。举例来说：假如中频 $f_i = 460$

千赫，接收 $f_c = 1460$ 千赫的有用信号时，本机振荡的频率为 $f_L = 1000$ 千赫（此收信机的中频为 $f_i = f_c - f_L$ ），当有一干扰信号频率为 $f_n = 1270$ 千赫时，则干扰信号的二次谐波和本机振荡频率的三次谐波差拍的结果，就得到中频频率。因为

$$3f_L - 2f_n = 3 \times 1000 - 2 \times 1270 = 460 \text{ 千赫}$$

我们把这种组合频率干扰写成一般的式子，就可以得到

$$mf_L - nf_n = f_i$$

或

$$nf_n - mf_L = f_i$$

其中 m 、 n 都是正整数。

简化上式，得到组合频率的干扰频率 f_n 为

$$f_n = \frac{m}{n}f_L \pm \frac{1}{n}f_i$$

对于 $m = 2$ 和 $n = 2$ 时干扰频率将是

$$f_n = f_L \pm \frac{1}{2}f_i$$

这个干扰频率位于信号频率与镜像频率 ($f'_c = f_L \pm f_i$) 之间，它比镜像频率更靠近信号频率，因此变频以前的高频振荡回路系统对该组合频率的抑制作用比对镜像干扰的抑制更小，所以危害更大。

当组合频率干扰信号和中频很接近，譬如说是 $f_i \pm 3$ 千赫时，则检波后将会听到 3 千赫的干扰噪声。

当然干扰信号和本机振荡的高次谐波的振幅是不大的，而且谐波的次数越高，它们的振幅越小，故干扰的影响较小。

为了削弱组合频率干扰，应当：(1) 把信号电压减小到可以工作在电子管特性曲线的直线范围，以免阳极电流出现较大的信号谐波成分；(2) 把工作点选在互导和本机振荡电压的关系曲线 ($S \sim e_{g1}$ 曲线) 直线部分的中点上；(3) 本机振荡电压的振幅不应太大，同时振荡器应加以屏蔽；(4) 提高输入回路和高放回路的选择性。

在收信机收到信号的情况下，受到上述任何一种干扰，除可

能产生信号混杂外，还可能听到啸叫声。这是因为由信号所产生的中频和干扰所产生的中频，两者可能相差一个音频，经差拍检波而产生叫声。

§ 7—2 收信机的波段划分

无线电收信机除了特殊用途只在指定的频率上工作以外，一般都在较宽的频率范围内工作，因此常常把收信机的工作频率范围划分几个分波段。

一、波段划分的原因

(一) 一部工作频率范围很宽的收信机，在调谐的时候，如果是改变调谐回路的某一可变元件，实际上是很困难的，因为在很宽的波段内都能调谐，就必须使可调元件的最大值和最小值的比值很大。例如，某一收信机，其最高频率为 25 兆赫，最低频率为 0.55 兆赫。我们把它的最高工作频率和最低工作频率的比值称为波段系数 K_d ，于是

$$K_d = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = 45.5$$

这部收信机是采用可变电容器来调谐的，则其最大容量与最小容量的比值必须满足以下关系：

$$\frac{C_{\max} + C_0}{C_{\min} + C_0} = \left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}} \right)^2 = K_d^2 \quad (7-1)$$

其中 C_{\max} 和 C_{\min} 为可变电容器的最大容量与最小容量， C_0 为回路的附加电容、分布电容、杂散电容的总和，在短波段内， C_0 通常为 4~40 微微法。

$$\begin{aligned} \text{由公式 (7-1)} \quad & \frac{C_{\max} + C_0}{C_{\min} + C_0} = \left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}} \right)^2 \\ & = (45.5)^2 \doteq 2070 \end{aligned}$$

很明显，变化比这么大的可变电容器，制造起来是很困难的，并且体积必然较大。

(二) 由于波段太宽, 调谐元件的变化很大, 这就使得收信机高放级的回路阻抗 Z_0 在波段内变化很大, 因而引起高放的放大量在波段内很不平稳, 由于最大放大量受到最大稳定放大量的限制, 因此最低放大量就很小, 这样为了满足收信机灵敏度的要求, 就不得不增加放大器的级数, 这又增加了收信机的体积和重量。

(三) 收信机的调谐旋钮所能转动的角度是有限的, 假如波段范围太宽, 也就是说波段所要接收的电台数目很多, 则调谐旋钮转动一个很小的角度, 谐振频率就产生很大的变化, 很难保证刻度及调谐频率的准确性, 为了满足这二方面的要求, 就不得不使收信机的缓动装置大大复杂起来。

为了克服上述缺点, 必须把整个波段划分为若干分波段。

二、波段划分的方法

军用收信机划分波段的原则是: 每个分波段的波段系数不能过大, 以便保证整个波段内收信机各项质量指标能满足要求, 同时分波段个数不宜太多, 以免线圈个数太多使收信机的结构复杂和体积增大。

最常用的一种波段划分方法, 是保持 K_d 为常数。如把 $f_{\min} \sim f_{\max}$ 的收信波段范围, 划分成三个分波段, 由图 7—4 可知, 第一分波段的 $K_{d1} = \frac{f_1}{f_{\min}}$, 第二分波段的 $K_{d2} = \frac{f_2}{f_1}$, 第三分波段的 $K_{d3} = \frac{f_{\max}}{f_2}$ 。

$$K_{d3} = \frac{f_{\max}}{f_2}$$

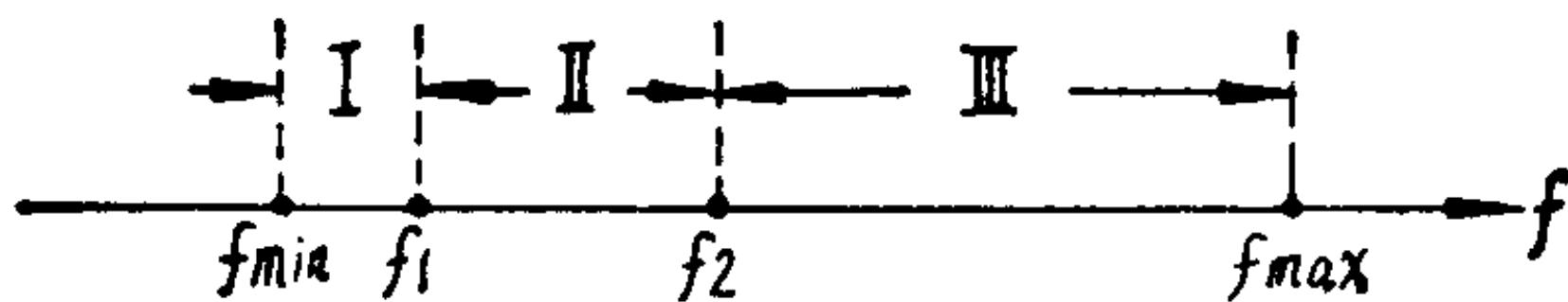


图 7—4 分波段的划分

若

$$K_{d1} = K_{d2} = K_{d3} = K_d$$

则

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = K_d^s$$

依此类推，若把 $f_{\min} \sim f_{\max}$ 的频率范围划为 n 个分波段时

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = K_d^n \quad (7-2)$$

这样划分后，当用可变电容器作调谐元件时，更换分波段只需改变回路的电感量即可。这种划分方法的优点是比较简单，分波段数目不多。但是各分波段所包含的频率宽度不一样，频率越高的分波段，包含的频率范围越宽，所以不能利用同一刻度盘。下面就介绍一下这种波段划分的方法。

保持波段系数 K_d 为常数的波段划分方法是这样的：先选择一个合适的 K_d' ，通常取 $K_d' = 1.2 \sim 3$ 之间，然后根据

$$K_d'^{n'} = \frac{f_{\max}}{f_{\min}}$$

进行计算。因为全波段范围 f_{\min}, f_{\max} 已知，且 K_d' 已经选定，因此可求出 n' 。 n' 可能不是整数，这样就取一个比 n' 稍大的正整数 n 。 n 即划成 n 个分波段的个数。然后重新用 n 代入上式，求出 K_d ， K_d 就是能把 $f_{\min} \sim f_{\max}$ 划分为 n 个分波段的波段系数。

$$K_d = \sqrt[n]{\frac{f_{\max}}{f_{\min}}}$$

K_d 求出以后，可以马上写出各分波段的边界频率来，即第一分波段为 $f_{\min} \sim K_d f_{\min}$

第二分波段为 $K_d f_{\min} \sim K_d^2 f_{\min}$

.....

第 n 个分波段为 $K_d^{(n-1)} f_{\min} \sim f_{\max}$

以上的波段划分方法，在相邻的分波段中是互相衔接的，当在某些情况下，例如更换电子管，分布电容会产生变化，这些分布电容是并在振荡回路上的，因而会引起各分波段的频率变化，

这就有可能使得某些相邻的分波段频率不能衔接，因而在欲接收的频率范围内会出现“空白点”。

为避免以上缺点，应该把每一分波段的最低频率减小，同时把最高频率增加。减小和增加的数约为边界频率的 $2\% \sim 3\%$ ，这叫做波段的重叠(或叫波段复盖)。

例如已知某收信机的频率范围为3.125~25兆赫，选用 $K_d = 2$ ，可把它划分为三个波段。

第一分波段的频率：3.125~6.25兆赫

第二分波段的频率：6.25~12.5兆赫

第三分波段的频率：12.5~25兆赫

为了避免“空白点”的出现，将这些分波段的边界频率扩展 2% ，则可得到

第一分波段频率：3.062~6.375兆赫

第二分波段频率：6.125~12.75兆赫

第三分波段频率：12.25~25.5兆赫

波段划分和重叠，常用在中、短波范围的通信收信机中，而在超短波范围，通常都划分为几个规定范围。如电视应用在50~100兆赫，米波调频多路接力机用在60~100兆赫，这些波段系数都很小，因此不再需要划分分波段了。

§ 7—3 统调和跟踪

一、统调

(一) 统调的必要性

波段工作的收信机，不仅其输入电路和高放的调谐回路中要用可变电容器，使这些回路对波段中的信号频率调谐，而且，为了保证使波段中的外来信号经过变频后，都能输出一个载波为固定中频的信号，就要求本机振荡器的频率能随外来的信号频率作相应的变化。因此，在本机振荡回路中也要用可变电容器来调整其频率。这样，高频各回路都要用可变电容器调整。如果分别进

行调整，不仅手续繁杂，而且调整困难。为了调整使用方便，高频各回路的可变电容器应采用同轴装置，用一个公共旋钮来进行调整，如图 7—5 所示。这种调整方法称为统一调整，简称统调。

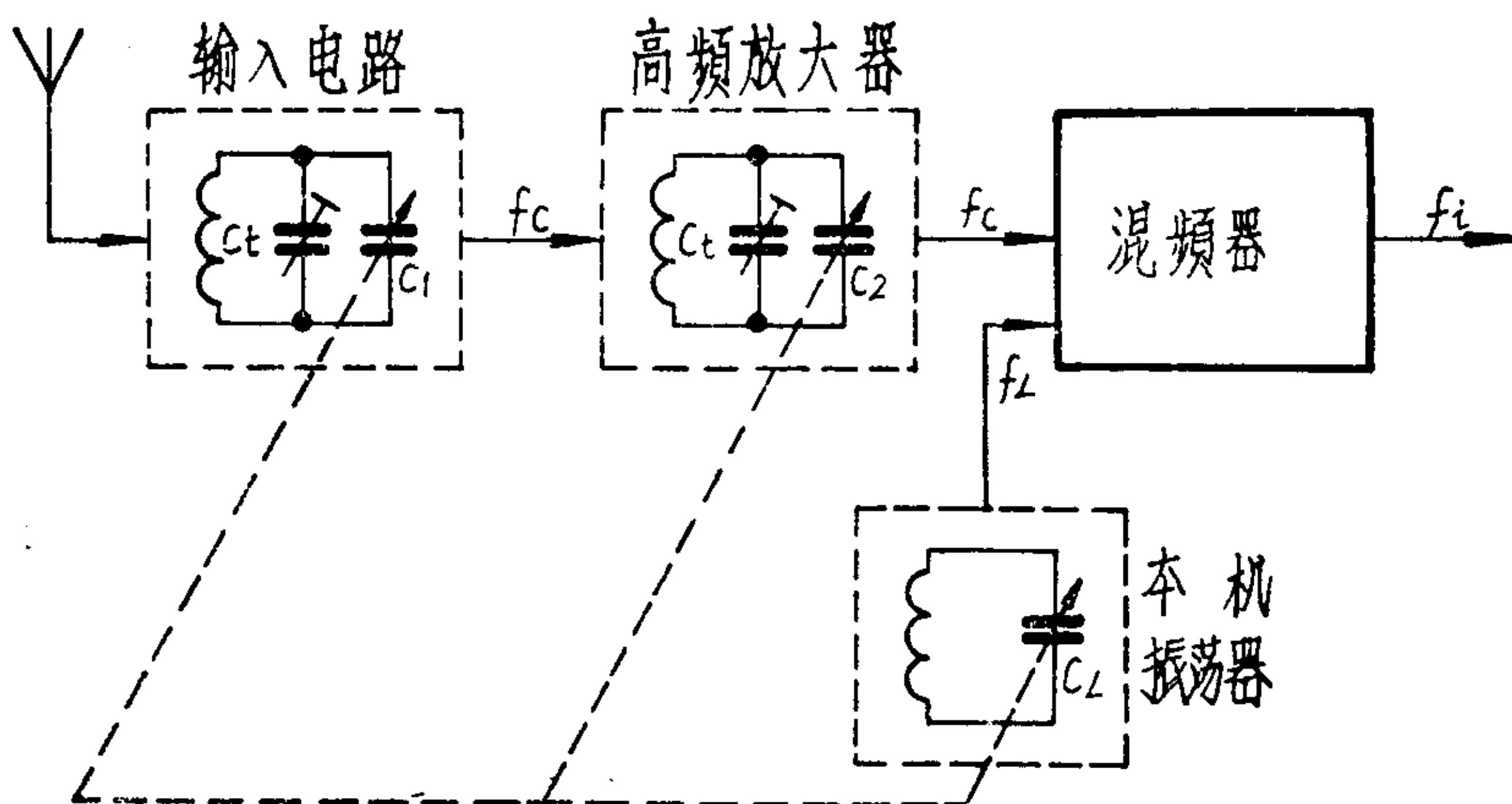


图 7—5 超外差收信机的统一调整

(二) 对统一调整的要求

- 所有的高频信号回路(包括输入电路及高放级的调谐回路)，都必须调谐在同一频率上；
- 在整个工作波段范围内，本机振荡频率必须同高频信号回路的固有频率相差一个固定的中频。

(三) 统一调整存在的问题

首先我们讨论第一个要求。输入电路和高放回路为同频同调，因此，我们采用相同的回路电感和相同且同轴的可变电容器。但是这些元件即使完全相等，由于它们装置位置不同，线路附加给回路的电容也不同。这些分布电容包括管子的输入(或输出)电容、接线电容及线圈的分布电容等。这些分布电容量一般很小，但对高频端不可忽视。为了使高频端能准确调谐，通常在输入电路和高放回路并接一个半可变修整电容器 C_r 。在中、短波范围内，其

容量约 2~20 微微法。由此可知，统调的第一个要求是比较容易满足的。

其次，我们讨论统调的第二个要求。为了简化统一调整机构，使制造方便，人们将本振的回路电容也采用和高频信号回路相同且同轴的可变电容器，如图 7—6。这样做是否能满足第二个要求呢？下面我们根据同轴电容器 C 的动片旋转在不同角度(θ)时，本振频率与高频信号回路的固有频率的关系进行具体分析。

在图 7—6 中，设本振频率 f_L 比信号回路频率 f_c 高一个中频 f_x ，则 L_c 大于 L_L 。

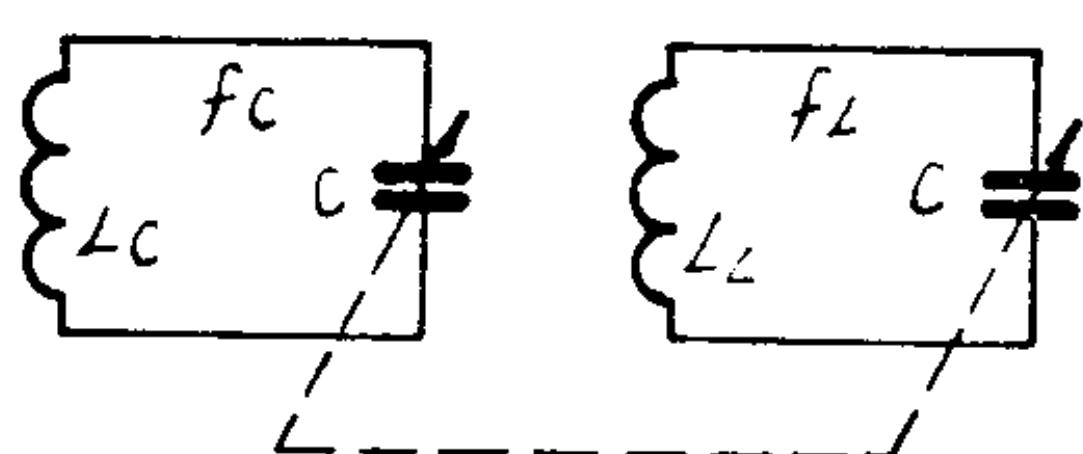


图 7—6 可变电容器相同且同轴时
的信号回路和本振回路

根据频率公式，信号回路的固有频率为：

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_c C}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_c}} \cdot \frac{1}{\sqrt{C}} \quad (7-3)$$

本机振荡的振荡频率为：

$$f_L = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_L C}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_L}} \cdot \frac{1}{\sqrt{C}} \quad (7-4)$$

在一个波段内 L_c 和 L_L 是不变的，改变频率是依靠改变电容 C ，从式(7—3)、(7—4)可见， f_c 和 f_L 都与 $\frac{1}{\sqrt{C}}$ 成正比变化。通常为了使收信机的频率度盘刻度均匀起见，都采用接近直线频率式的可变电容器，即回路电感一定时，回路谐振频率和电容器的转角 θ 基本上成直线关系。因此， f_c 和 f_L 又与转角 θ 成正比变化。可见 $\frac{1}{\sqrt{C}}$ 也与 θ 成正比变化，并可用下式表示

$$\frac{1}{\sqrt{C}} = a + b\theta \quad (7-5)$$

上式中 a 和 b 都为常量。将式(7-5)代入式(7-3)和式(7-4)中可得

$$\begin{aligned} f_c &= \frac{1}{2\pi\sqrt{L_c}} (a + b\theta) \\ &= \frac{a}{2\pi\sqrt{L_c}} + \frac{b}{2\pi\sqrt{L_c}} \theta \end{aligned} \quad (7-6)$$

$$\begin{aligned} f_L &= \frac{1}{2\pi\sqrt{L_L}} (a + b\theta) \\ &= \frac{a}{2\pi\sqrt{L_L}} + \frac{b}{2\pi\sqrt{L_L}} \theta \end{aligned} \quad (7-7)$$

式(7-6)和式(7-7)分别表示 f_c 和 f_L 随电容器转角 θ 而变化的方程式。可见它们都是直线方程式，画在 $f \sim \theta$ 座标的图上应为直线，如图 7-7 所示。图中 $f_c \sim \theta$ 直线与纵座标 f 的截距为 $\frac{a}{2\pi\sqrt{L_c}}$ ，它的斜率为 $\frac{b}{2\pi\sqrt{L_c}}$ ，而 $f_L \sim \theta$ 直线与纵座标 f 的截距为 $\frac{a}{2\pi\sqrt{L_L}}$ ，它的斜率为 $\frac{b}{2\pi\sqrt{L_L}}$ 。横座标从 0° (即容量最大)到 180° (即容量最小)。

由图 7-7 可见，由于 L_c 大于 L_L ，所以 f_L 直线的斜率 $\frac{b}{2\pi\sqrt{L_L}}$ 就大于 f_c 直线的斜率 $\frac{b}{2\pi\sqrt{L_c}}$ 。因此，当改变可变电容器的转角 θ 时， f_L 应比 f_c 变化得快。这样就说明对统调的第二个要求不能满足，即 f_L 与 f_c 之间的差值不能保持不变。例如，假定 $\theta = 0^\circ$ 时， f_L 和 f_c 相差恰为中频 f_i ，则随 θ 的增大，二者相差就大于中频 f_i 。此时除波段的低端一点以外，其它点本振回路和信号回路的固有频率相差都不是固定中频。则当信号回路对外来信号调谐时，经过变频后，输出的不是中频。但中放级

的回路是调谐在预定的中频 f_i 上的，这样就会使中频回路失谐，从而使收信机的灵敏度、选择性、保真度等性能变差。而且变频后输出的频率与中频偏差越大，影响也越严重。为了保证收信机的电气性能，必须采取措施，这就是下面要讨论的内容。

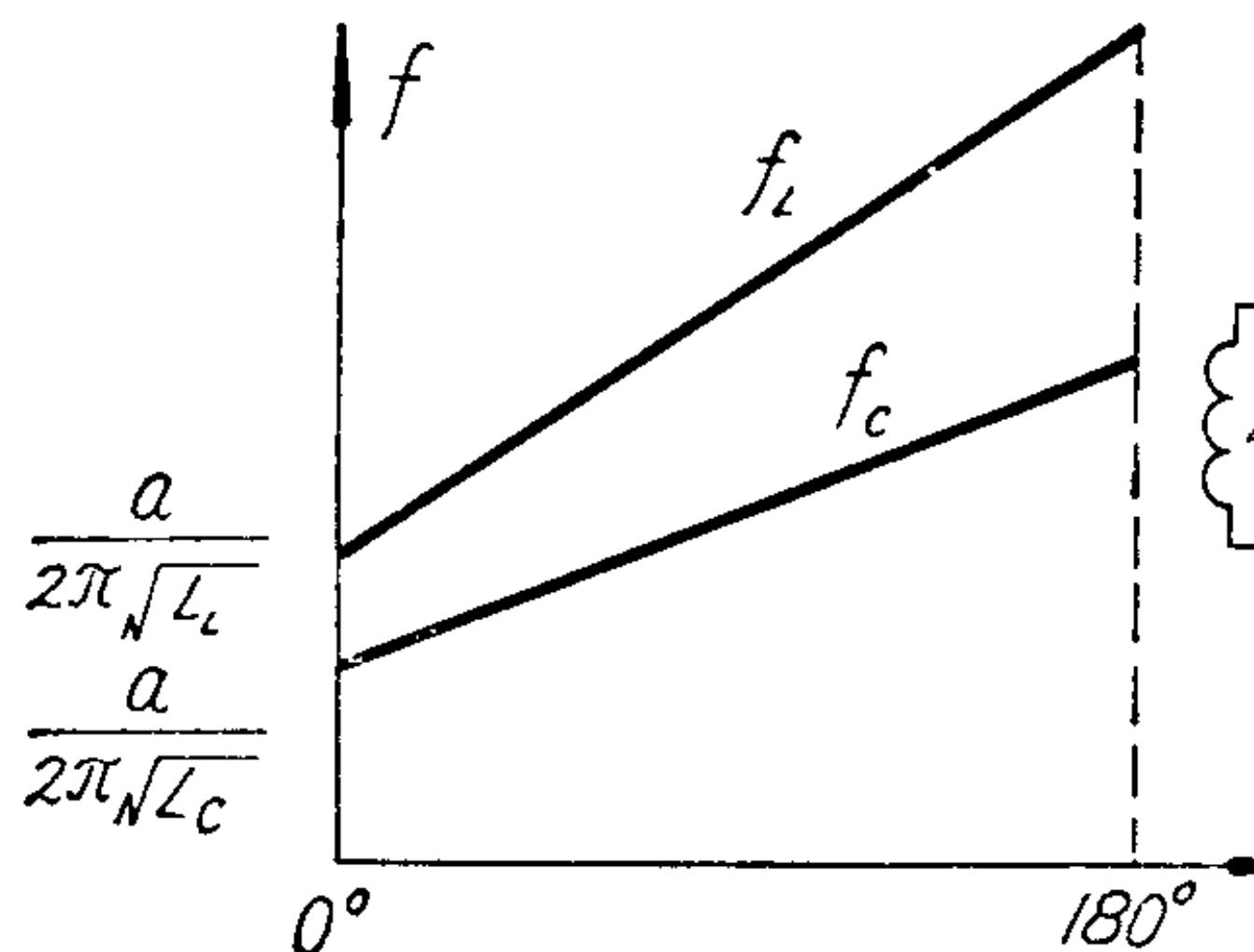


图 7-7 未跟踪时 f_c 、 $f_L \sim \theta$ 的关系

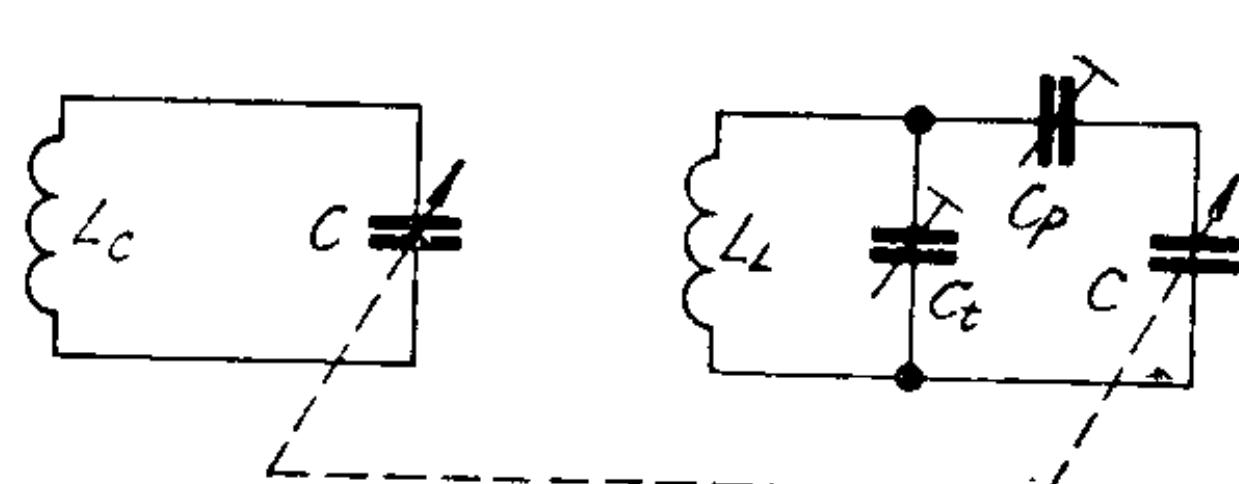


图 7-8 三点跟踪时的信号回路和本振回路

二、跟踪

在整个工作波段范围内，改变本机振荡回路，使本振频率与信号回路的固有频率相差一个固定中频的过程称跟踪。

(一) 三点跟踪

实现跟踪有几种方法，目前在收信机中常用的是附加电容器法，如图 7-8 所示。这种方法是在本机振荡回路内串接一个半可变的电容器 C_P （称为垫补或垫整电容）和并接一个半可变的电容器 C_t （称为补偿或修整电容）。适当调整 L_L 、 C_P 及 C_t ，可以在波段内三个点上获得跟踪，所以称三点跟踪。其它频率都有一定的跟踪偏差，但只要这个偏差在允许范围内，对收信机性能的影响就不会太大。点点跟踪虽然对提高收信机的性能有好处，但要实现它较困难，所以在实际中很少采用。

下面结合图 7-9 说明三点跟踪的原理。图中虚线表示理想的本振频率随电容器转角的变化情况，可见它和信号回路频率 f_c 随 θ 变化的直线相平行，即二者保持相差为固定的中频 f_i 。

未考虑 C_P 和 C_t 的作用时，本振频率实际的变化如图中上面的实线，它不可能和理想的 f_L 虚线重合。我们附加 C_P 和 C_t 的目的，就是要使本振实际频率的变化尽可能接近理想的 f_L 虚线。在三点跟踪的情况下，只有三点落在理想的虚线上，我们来看看这三点是如何获得跟踪的。

由于 L_L 决定 f_L 实线的斜率，只要我们正确的选择 L_L 的数值，就能够使 f_L 实线在波段的中间 b 点和 f_L 虚线相交，因此在这一点得到了跟踪，这时电容的转角为 θ_2 。

本机振荡回路内的总电容量，按图 7—8 的接法，应等于

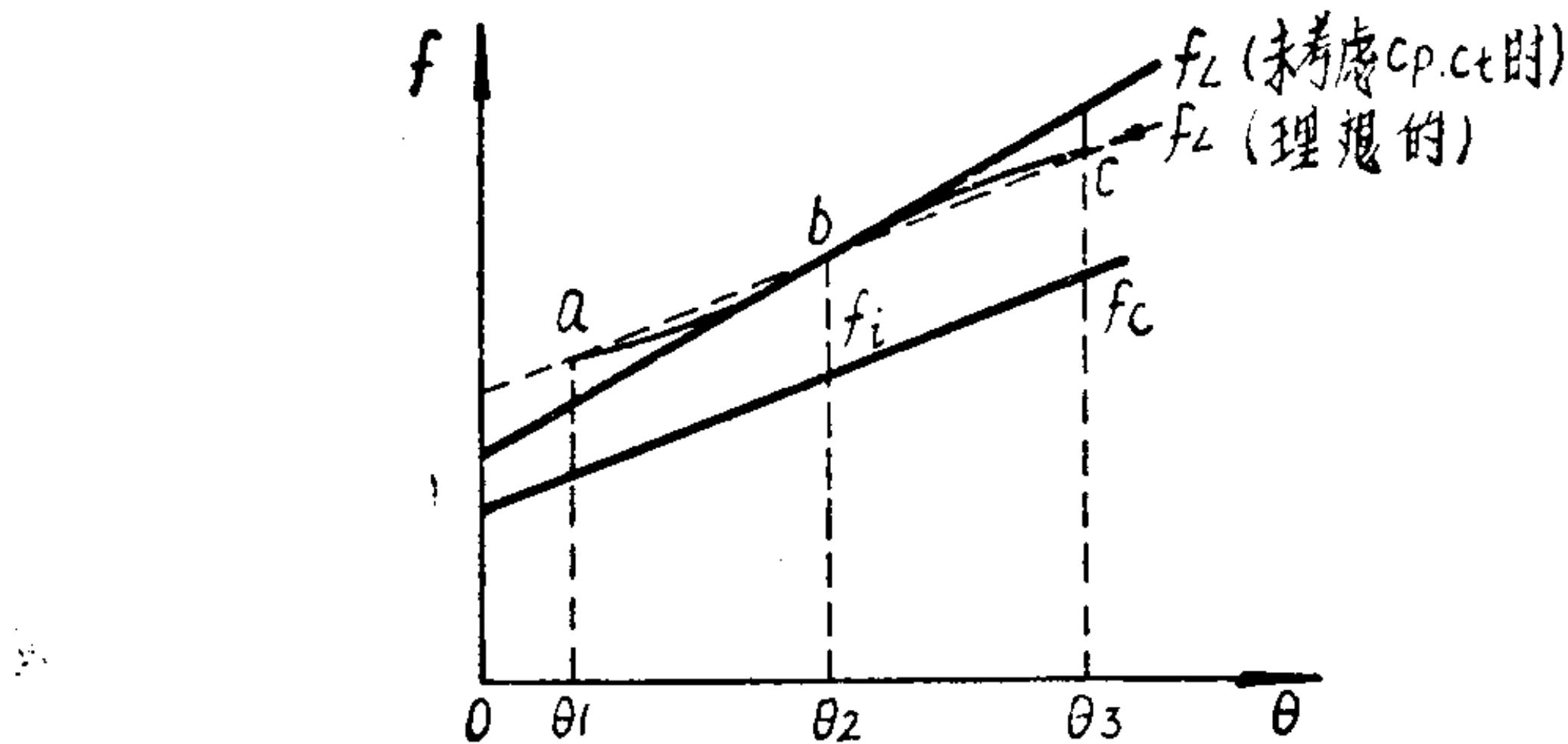


图 7—9 三点跟踪时 $f_c, f_L \sim \theta$ 的关系

$$C_o = C_t + \frac{C_P C}{C_P + C} \quad (7-8)$$

在波段的高端时，可变电容器 C 的容量较小，同它串联的垫整电容 C_P （通常为几百到几千微微法）比此时的 C 大很多，故 C_P 可以忽略不计；而同它并联的补偿电容 C_t （通常为几到几十微微法）不能忽略。根据(7—8)式可见此时回路的总电容量为

$$C_{o\min} = C_t + C$$

因此，随着 C 的减小，回路总电容量缓慢减小，使得 f_L 上升也缓慢，如图 7—9 中 bc 曲线所示。只要我们正确选择 C_t 的数值，就能够使 c 点落在 f_L 虚线上，在这一点得到了跟踪，此

时电容器的转角为 θ_3 。

在波段的低频端时，可变电容器 C 的容量较大，和它并联的 C_t 容量很小，可以忽略不计；而和它串联的 C_P 比此时的 C 大得不多，不能忽略。根据(7—8)式可见回路的总电容量为

$$C_{\text{max}} = \frac{CC_P}{C_P + C}$$

因此，随着 C 的增大，回路总电容量缓慢增大，使得 f_L 下降也缓慢。而且 C 越增大， C_P 的作用越大， f_L 下降也越缓慢，如图 7—9 中 ba 曲线所示。只要我们正确选择 C_P 的数值，就能够使 a 点落在 f_L 虚线上，在这一点得到了跟踪，此时电容器的转角为 θ_1 。

综合上面分析，由于在本振回路中串联了大容量的 C_P 和并联了小容量的 C_t ，如图 7—8，使本振频率 f_L 随电容器转角 θ 加大而上升的规律发生了变化，它不是直线关系，而是一条变化缓慢的曲线 abc 。从图 7—9 中可见，它比较接近理想的 f_L 虚线，并且使 f_L 与信号回路频率在三点 [$f_1(\theta_1)$ 、 $f_2(\theta_2)$ 、 $f_3(\theta_3)$] 上得到了跟踪。其它各点均有一定的跟踪偏差，但比未加 C_P 、 C_t 时的偏差要小得多，故提高了收信机的性能。

(二) 二点跟踪

工作在短波波段的超外差收信机常采用二点跟踪，如图 7—10 所示。此时，本振回路中只并接补偿电容 C_t 。 C_t 的作用和三点跟踪时相同。调整 C_t 可使波段的高频端得一跟踪点，调整 L_L 可以使波段的低频端得一跟踪点，在波段内其它各点均有一定的跟踪偏差。与三点跟踪相比，二点跟踪时偏差较大。但在短波波段中，由于信号频率 f_c 较高，可以允许较大的绝对偏差 Δf ，而相对偏差 $\frac{\Delta f}{f_c}$ 仍不超过允许值。二点跟踪时，本振回路省了一个元件，跟踪调整也要简单些。

(三) 跟踪偏差和跟踪点的选择

f_L 与 f_c 之差偏离中频 f_c 的数值 Δf 称跟踪偏差。它的存在可能引起中频回路或高频信号回路对信号失谐。但我们知道收信机的灵敏度主要决定于中放级，而且中放级的谐振曲线比高频部分的谐振曲线要窄得多，同样的失谐量 Δf (即跟踪偏差) 所引起的增益下降，中放级要比高频部分严重，如图 7—11 所示。所以收信机通常是工作在使中放级正确调谐的情况下。实际上，当我们使用收信机时，旋转频率度盘使输出最大，就是使本振频率与信号频率之差为 f_i ，而使中放级谐振。此时，高频信号回路可能略为失谐，但由于高频信号频率 f_c 较高，相对失谐量 $\frac{\Delta f}{f_c}$ 一般都较小，不会超出高频谐振曲线的通频带，因而对灵敏度、选择性和保真度的影响不大。一般允许的最大跟踪偏差 Δf_{\max} ：中波段应小于(2~3)千赫；而短波波段 Δf_{\max} 可到(10~20)千赫。

如果跟踪点的位置选择不当，会使最大跟踪偏差 Δf_{\max} 过大，因此必须正确选择跟踪点。三点跟踪时，中间跟踪点 $f_2(\theta_2)$ 的位置以选择在波段的正当中为好。从图 7—9 可以看出， b 点在当中时， ab 和 bc 的距离相等，使得最大跟踪偏差最小。如果选择 b 点靠近 a 点，如图 7—12 所示，此时， ab 间的偏差虽然小了，但 bc 间的最大跟踪偏差 Δf_{\max} 就过大。同理，当选择 b 点靠近

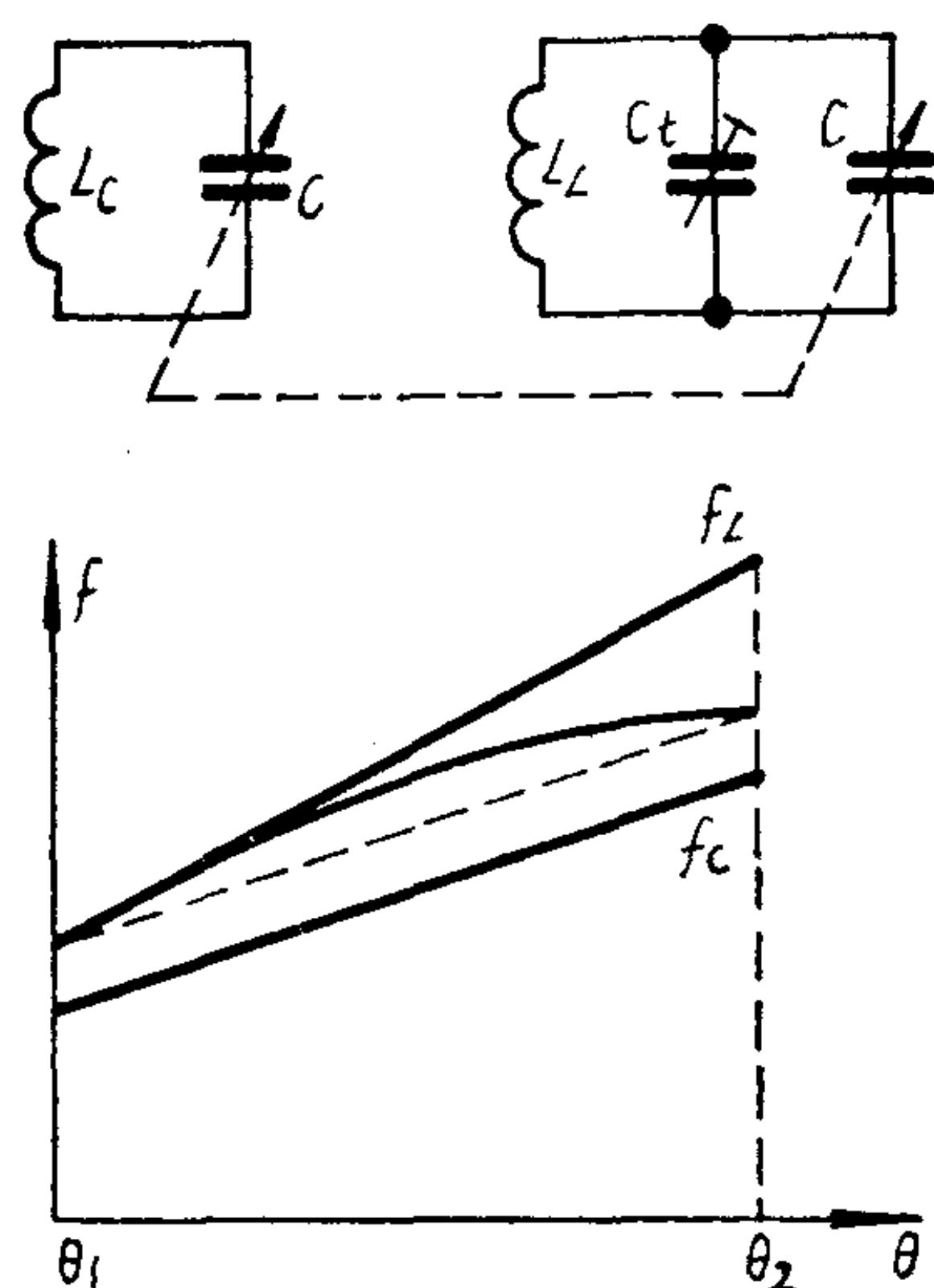


图 7—10 二点跟踪时的回路和 $f_L, f_c \sim \theta$ 关系

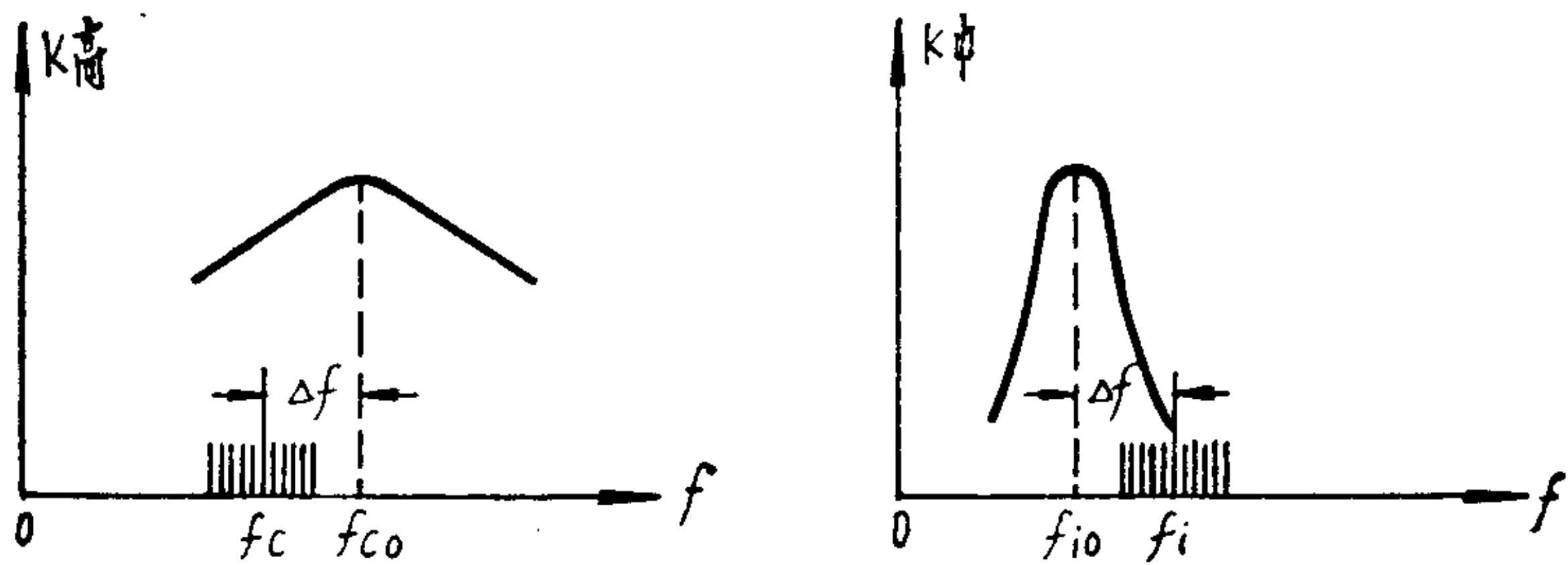


图 7-11 同等偏差下, 高频和中频回路失谐情况

c 点时, 将使 ab 间的 Δf_{\max} 过大。所以 b 点选在波段的正当中最好。

两边跟踪点 $f_1(\theta_1)$ 和 $f_3(\theta_3)$ 位置不应选在波段的最高端和最低端, 而应选在其附近较好。不然, 也会使跟踪偏差增大, 如图 7-13 中 $\Delta f'_{\max} > \Delta f_{\max}$ 。

正确的跟踪频率常用以下经验公式计算:

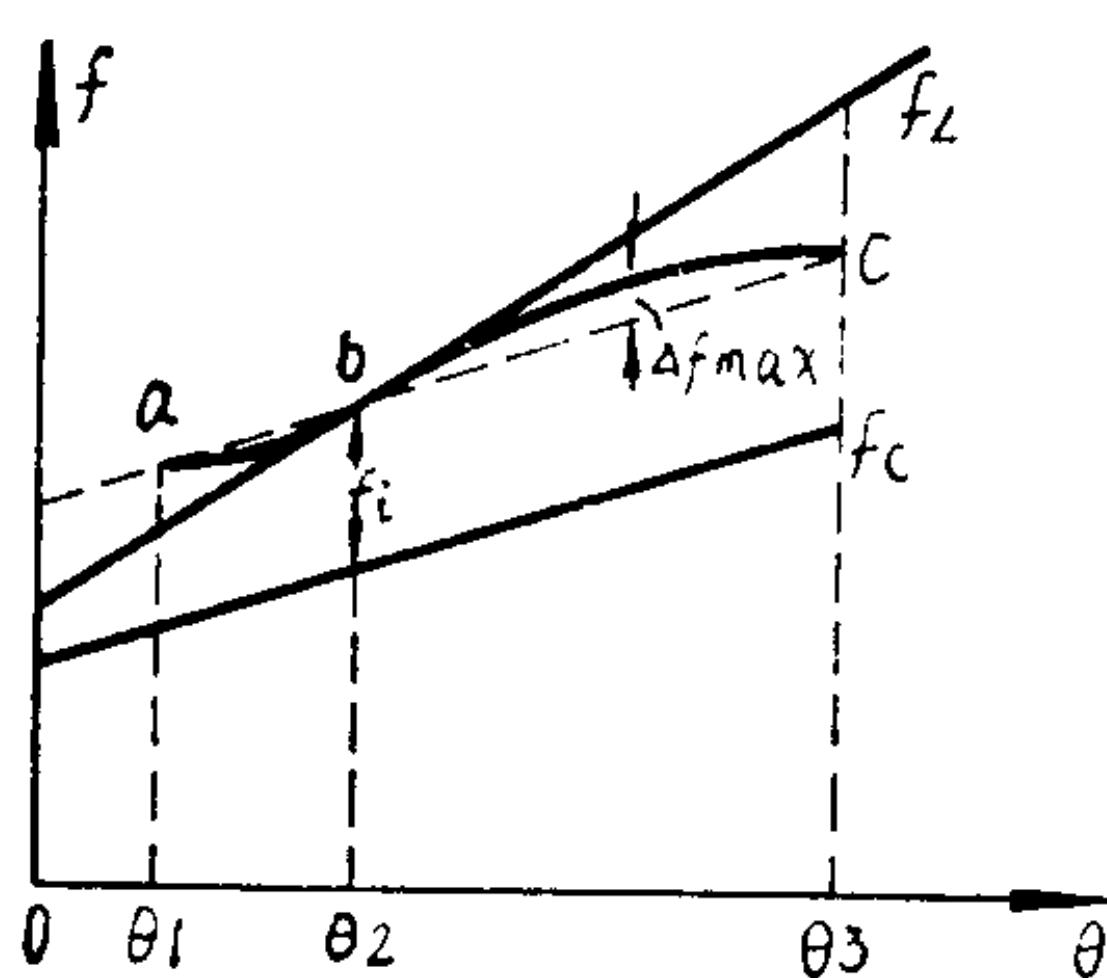


图 7-12 中间跟踪点位置
对 Δf_{\max} 的影响

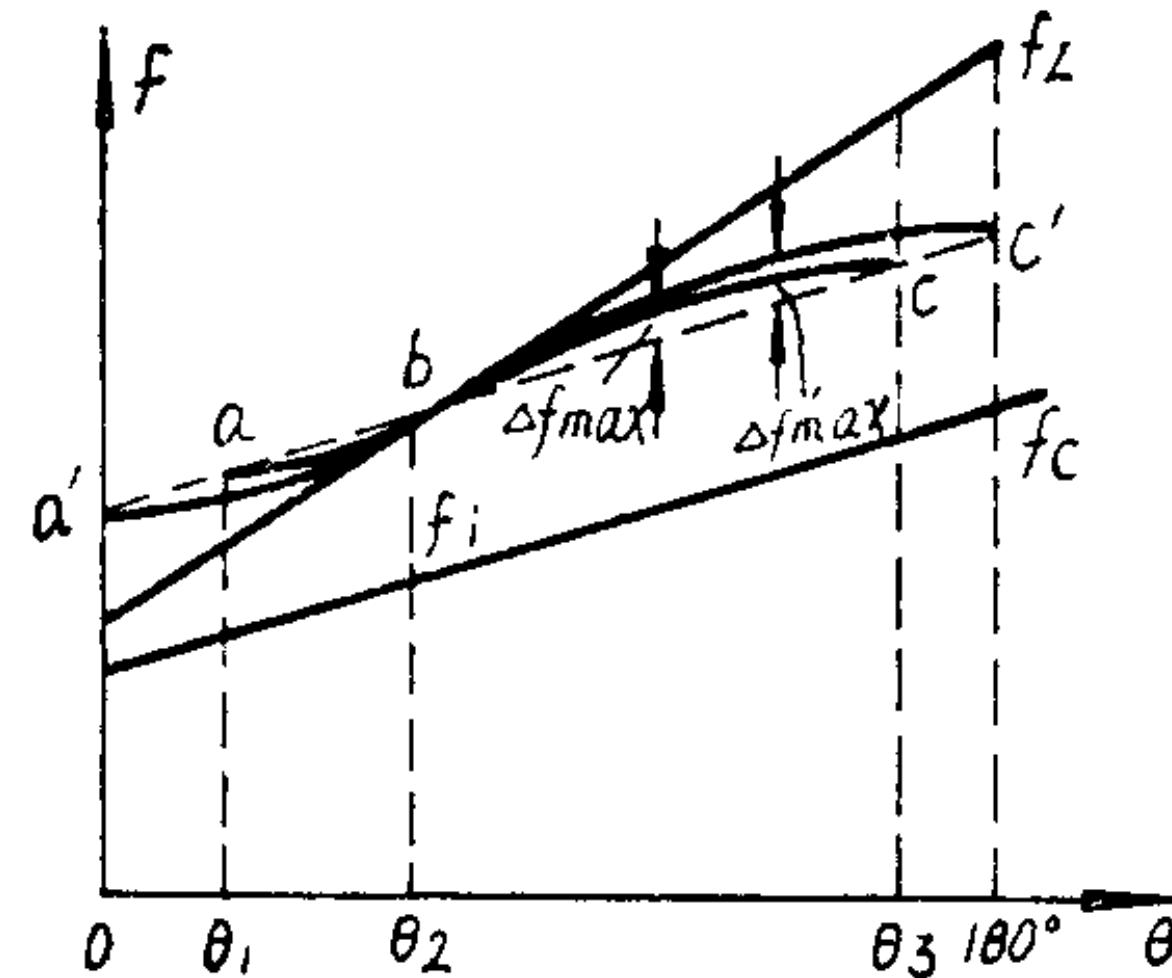


图 7-13 两边跟踪点位置
对 Δf_{\max} 的影响

$$f_1(\theta_1) = f_{\min} + \frac{f_2 - f_{\min}}{4} \quad (7-9)$$

$$f_2(\theta_2) = \frac{1}{2}(f_{\max} + f_{\min}) \quad (7-10)$$

$$f_3(\theta_3) = f_{\max} - \frac{f_{\max} - f_2}{4} \quad (7-11)$$

式中 f_{\max} 及 f_{\min} 分别是分波段的最高及最低频率。

在波段系数 $\frac{f_{\max}}{f_{\min}}$ 不大时，可以认为 $f_1 \approx f_{\min}$, $f_3 \approx f_{\max}$ 。

对于成品机器，则采用说明书中给定的跟踪频率数据。

三、跟踪调整方法

(一) 调整的时机

在收信机的频率度盘机械装置正常的情况下，若发现频率度盘指示误差较大，则通常是由于本机振荡器频率发生变化，产生了附加跟踪偏差而引起的。因为收信机在正确跟踪的情况下，收到的信号频率与度盘的指示频率是一致的。也就是说，把度盘指示的频率对准信号频率后，本机振荡频率 f_L 和信号频率 f_c 之差为中频 f_i (本振采用高调谐)。如果本机振荡频率 f_L 发生了变化，例如 f_L 升高了，那么当度盘指示频率对准信号频率时，本振频率与信号频率之差就大于中频 f_i 。为了得到准确的中频，就要增大本振回路的可变电容器，使本振频率下降。而本振回路可变电容的转轴是和度盘连着的，因而度盘指示的频率就要低于欲接收的信号频率。反之亦然。这样就使频率度盘指示发生了误差。遇到这种情况时，就要进行跟踪调整。

(二) 调整的方法

跟踪调整时，应使各级工作正常，且各级中频变压器都调谐在预定的中频 f_i 上。

跟踪调整所需要的仪器有：高频信号产生器、收信机等效天线、输出指示电表及耳机或扬声器。其联接关系如图 7-14 所示。

由于成品收信机的跟踪元件已经确定，调整较为方便。若收信机采用三点跟踪，其调整方法步骤如下：

1. 按照说明书指定的跟踪频率，调整度盘频率与信号产生器频率一致，通常按波段的 f_2 、 f_1 、 f_3 顺序进行。由信号产生器输

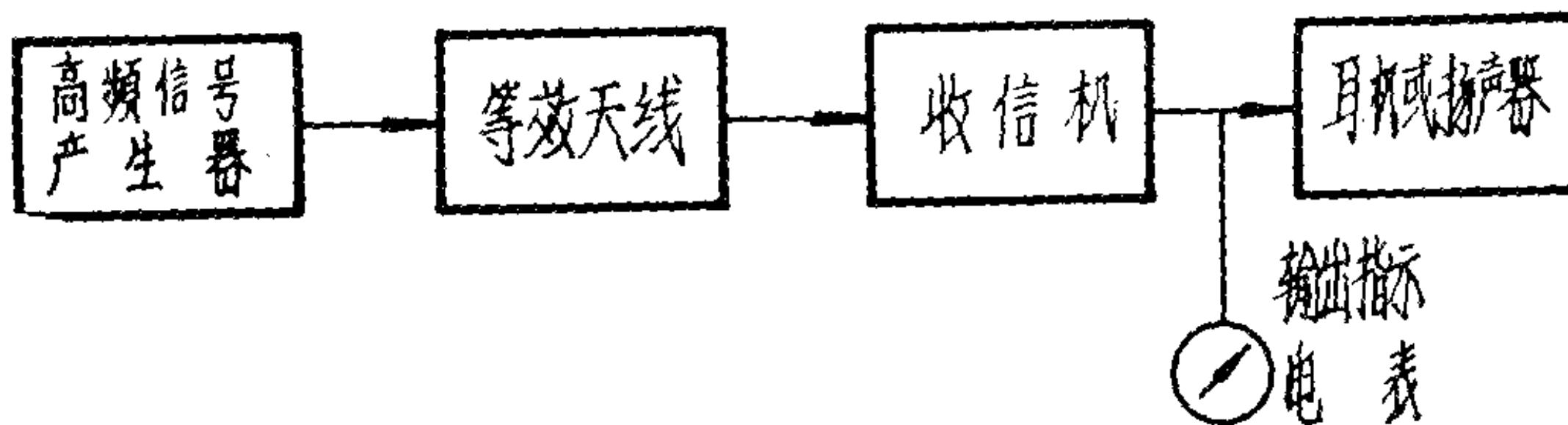


图 7-14 跟踪调整时的线路联接

出这个频率的调幅信号，调整本振回路元件（在 f_2 上调电感 L_L ，在 f_1 上调垫整电容 C_P ，在 f_3 上调补偿电容 C_t ）使收信机输出最大。

2. 为了使本振回路的振荡频率与信号回路的固有频率得到固定中频，还必须调整信号回路与来自信号产生器的频率谐振。通常在波段的 f_1 上调信号回路电感 L_s ，在 f_3 上调修正电容 C_t ，使收信机输出最大。

3. 在进行上述调整时，由于调好一个频率后再去调另一个频率，回路元件数值有了变化，就会影响原先调好的那一个频率，因此每一个步骤在不同频率上必须反复调整 2~3 次，使该波段的三个频率都得到正确跟踪。

本振回路与信号回路的调整可按 1·2 步骤分别进行，也可以在同一个跟踪频率上先调好本振回路，紧接着调信号回路。调信号回路时，由于要调输入电路，所以必须考虑天线的影响，要按说明书的要求接上等效天线。

若收信机采用二点跟踪，也可采用类似方法进行调整，先在 f_1 调电感，后在 f_2 调补偿电容，然后反复几次即可。

（三）调整时的注意事项

跟踪调整时应注意不要错调在镜像频率上 (f_L 高于 f_c 一个中频时，镜像频率 f'_c 比 f_c 高二倍中频)，所以在短波高波段每调整一跟踪点，都必须进行检查。方法是：不动收信机度盘原来指示的跟踪频率位置，将信号产生器的频率提高二倍中频（如跟踪点

频率为 7 兆赫，中频为 465 千赫时，信号产生器的频率应由 7 兆赫提高到 7.93 兆赫，并增加其输出，如果能听到镜像信号，则表明调整是正确的；如果听不到，而在降低二倍中频后才听到镜像信号，则表示调整错误，必须重新调整。

四、本机振荡回路频率的选择

根据跟踪的要求，本机振荡频率 f_L 必须与信号频率 f_c 相差一个中频 f_i 。为满足这个要求， f_L 可以有两种选择方式：

低调谐：此时本机振荡频率低于信号频率一个中频，即 $f_L = f_c - f_i$ 。

高调谐：此时本机振荡频率高于信号频率一个中频，即 $f_L = f_c + f_i$ 。

这两种调谐方式各有优缺点，现比较如下：

1. 本机振荡器采用低调谐时

优点是本机振荡频率低，频率稳定度较好。

缺点是在中、短波段中，本机振荡器的波段系数较大，这样本机振荡回路电容的最大容量与最小容量相差很大，使电容器制造有困难。

例如收信机的频率范围是 (550~1600) 千赫，中频为 465 千赫，则本机振荡频率范围为 (85~1135) 千赫，本机振荡器的波段系数为

$$K_d = \frac{1135}{85} \doteq 13.3$$

$$K_d = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \frac{\frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\min}}}}{\frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\max}}}} = \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}}$$

则要求本机振荡回路电容

$$\frac{C_{\max}}{C_{\min}} = K_d^2 = 13.3^2 = 177$$

就是说可变电容器的最大与最小容量要差 177 倍，这实际上

是不易做到的，所以一般中、短波收信机不采用低调谐。

但在超短波运用条件下，上述缺点就不存在。因为信号频率比中频高得多，低调谐时，本振波段系数增加不多，而且本振频率稳定度高，所以在超短波收信机中常用低调谐，有些短波收信机的高波段也用低调谐。

2. 本机振荡器采用高调谐时

此时的优缺点与低调谐时相反。

例如用上述相同的条件在高调谐时，本振回路电容 $\frac{C_{\max}}{C_{\min}} = 4$ ，即最大容量与最小容量的差值减小，这样的可变电容器是很容易制造的。

另外，由于波段系数不大，振荡强弱在波段内变化也不大，使得变频增益较为平稳。因此，目前中、短波段收信机中一般都采用高调谐。此时，本机振荡频率稳定度差些，但可以采用一些稳频措施来提高其频率稳定性。

§ 7—4 中频的选择及二次变频

中频的选择对收信机的结构和质量指标有很大的影响，我们经常提到的中频是 465KC，为什么要选择这个频率呢？下面就来讨论这个问题。

一、中频选择原则

选择中频时，应该考虑灵敏度、选择性、抑制镜像干扰和工作稳定性等问题。

当选用的中频较低时，有以下优点：

(1) 可提高中放级的放大量。因为中放级的最大谐振放大量为 $K_o \max = \frac{1}{2} S \frac{L}{C_r}$ ，频率较低时，可取较大的 $\frac{L}{C}$ 值，使 K_o 增大。

(2) 提高了中放级的选择性。因为频率低，中放级的通频带

变窄，选择性提高，对邻近干扰的抑制能力加强了。

(3) 不易产生寄生振荡。因为工作频率低，各种寄生回授也弱了。

但中频较低时，镜像频率更接近信号频率，使收信机高频部分谐振回路对它的抑制作用减弱。

当选用的中频较高时，其优缺点恰好与中频较低时相反。

此外，中频应选在收信机工作波段范围以外和没有大功率发信机的波段内，否则容易产生中频干扰。

综上所述，为了使收信机具有良好的性能，中频不应选得太低或太高。所以，中、短波收信机的中频一般选在中波和长波的波段之间，通常为 $450\sim480KC$ ，以 $465KC$ 用得较多。在超短波收信机中，中频一般为几兆赫。

二、二次变频

为了收信机的选择性更好，抑制邻近干扰的能力更强，同时又能很好地抑制镜像干扰，超短波收信机与抗干扰能力较好的短波收信机常采用二次变频线路。二次变频收信机的方框图，如图 7—15 所示。

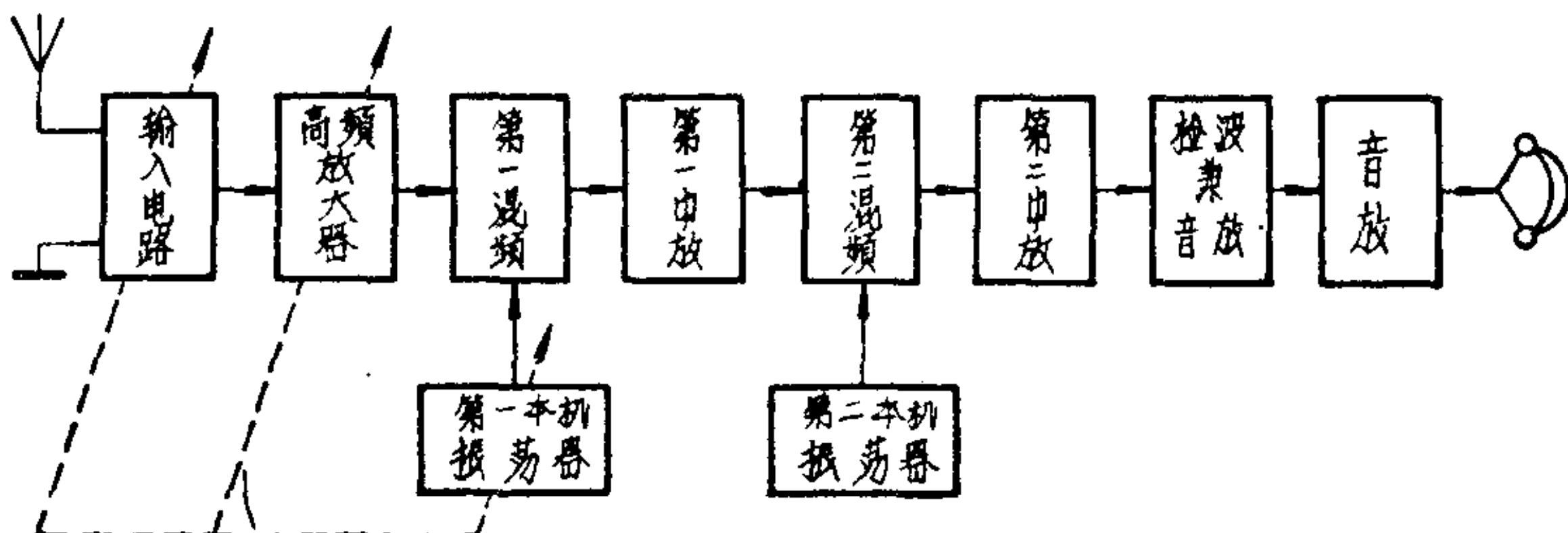


图 7—15 二次变频超外差收信机的方框图

在二次变频的收信机里，第一中频选择得比较高（常在 $1\sim4$ 兆赫），以提高对镜像干扰的选择性。而第二中频选择得比较低（常在 460 千赫附近），以便满足对邻近干扰选择性的要求。

§ 7—5 音量控制和增益控制

现代超外差收信机中，普遍具有音量控制和增益控制电路。采用这两种电路的必要性，是由收信机的使用条件决定的。通常收信机是供接收很多的无线电信号使用的，这些无线电发信台的功率不等，离接收地点的远近也不一样。所以接收不同电台信号时，在收信天线中感应电动势的大小也不相同，它们的幅度变化范围（由几微伏到几伏）非常宽。如果收信机的音量和增益不能控制，一方面不能保证收信机输出适当的声音强度；另一方面，在接收强信号时易引起收信机的电子管过载，即工作于 $i_a \sim e_g$ 特性曲线的上、下端弯曲部分而产生较大的非线性失真。因此，收信机需要有音量和增益控制设备。

一、音量控制

图 7—16 是一种常见的音量控制电路，它是控制低频放大器输入信号大小的。检波器的输出端用一个可变电位器 R_g 作负载，改变电位器抽头的位置，即“音量控制”旋钮的位置，就可以改变检波器的输出或低频放大器的输入信号电压的大小，也就是调节了收信机输出的音量。

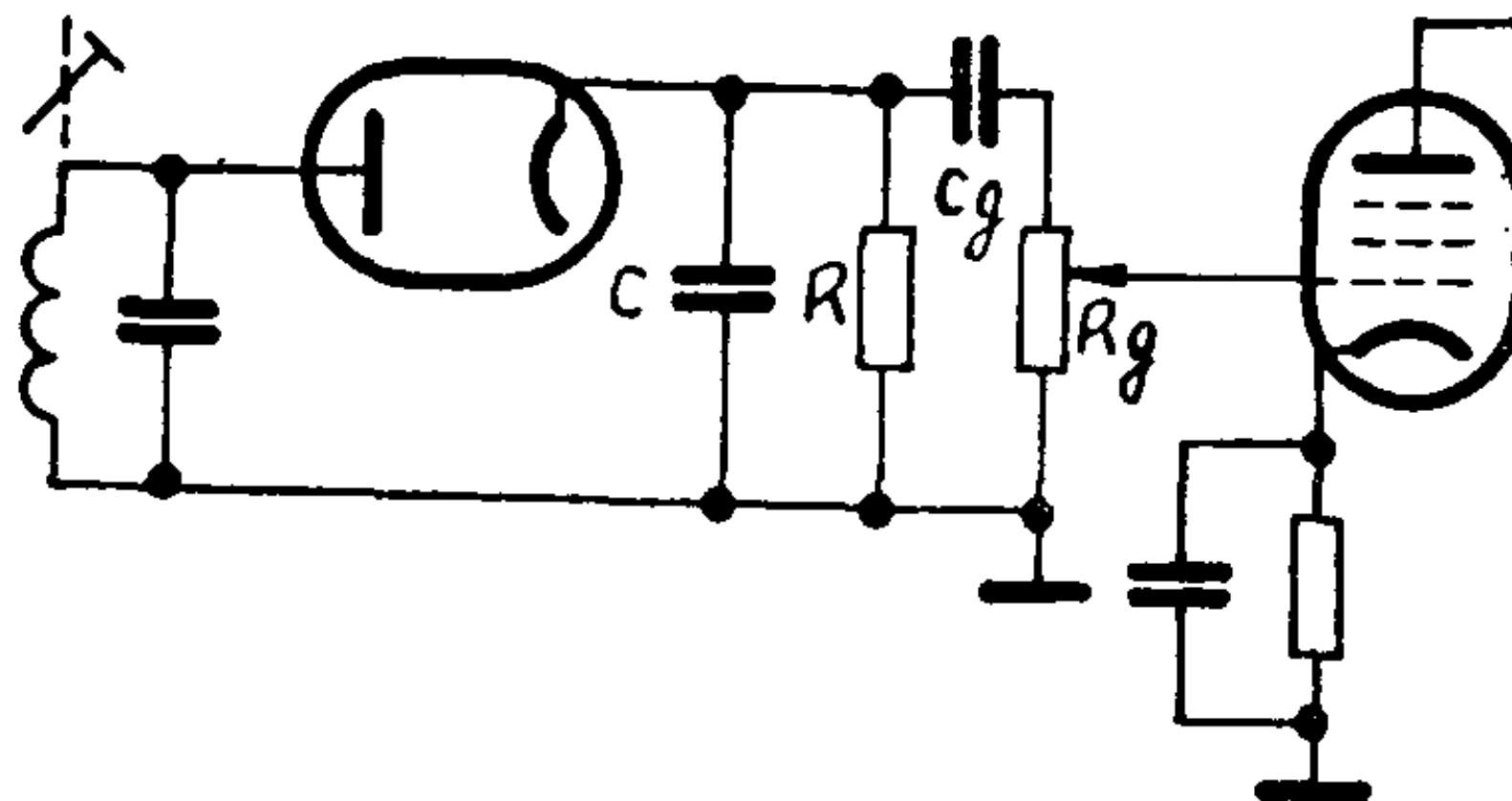


图 7—16 音量控制电路

二、增益控制

音量控制虽然可以改变收信机输出的音量，但是它控制的是低频部分，只能使低频部分的电子管不过载，而检波以前各级的

过载问题并不能解决。要解决这个问题，必须控制检波器以前放大器的放大量，即需要增益控制。常用的增益控制有人工的和自动的两种。但不管用那种形式，它们的控制原理都是一样的。即通过改变电子管电极的电压去控制放大管的互导，从而达到增益控制的目的。

(一) 人工增益控制

人工增益控制通常是利用可变电位器，即“射频增益”旋钮，改变高放或中放管的电极电压，使其互导改变，从而控制了这些级的增益。图 7—17 是几种控制高频放大器增益的人工增益控制

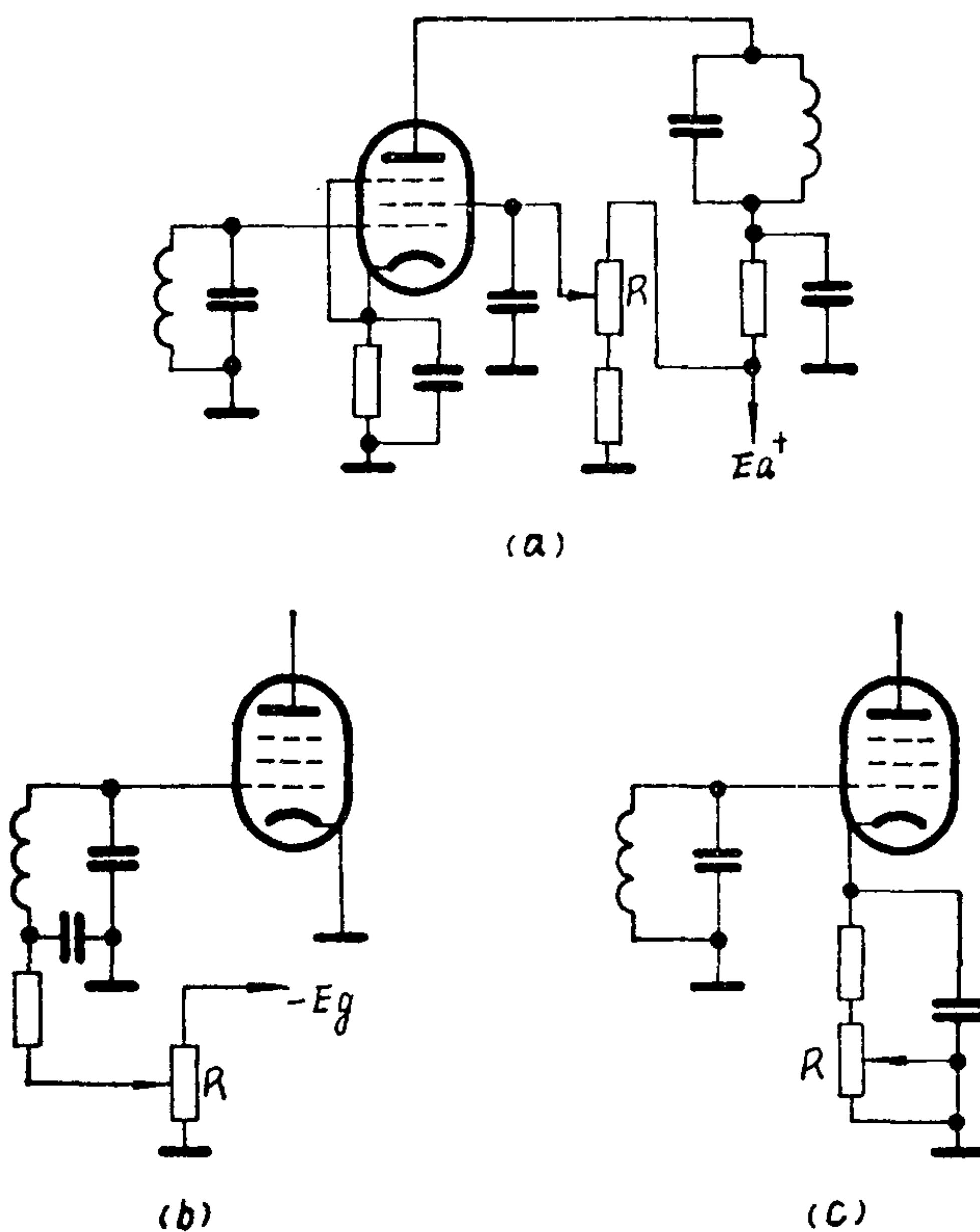


图 7—17 人工增益控制电路

的原理图。(a)为利用可变电位器 R 来控制高频放大器的帘栅极电压；(b)为控制高频放大器的栅极偏压；(c)为控制高频放大器的阴极偏压。因为高频放大器的谐振放大量都和电子管的互导 S 成正比，所以上述改变 G_2 、 G_1 电压引起 S 的变化，都能使高频放大器的放大量获得改变。

(二) 自动增益控制

自动增益控制，不仅能保护收信机因强信号而引起过荷，同时还起着另一种非常重要的作用——克服衰落现象。在短波工作时，由于电波传播中的衰落现象，电台在接收地点的电场强度通常都不断变动，有时最大的场强与最小场强之比能达到 1000，同时由于车辆和飞机中的收信机在行进中接收使场强改变等原因，就会使接收的信号的大小显著而快速地变动着。这样借助于人工调整而不断地均衡输出电压是根本办不到的，因此在输入信号强度变化很快、很大的情况下，自动增益控制是不可缺少的。

收信机的输入信号电压，经高放和中放后，再经检波作用，其输出的平均电压与输入信号电压的振幅成正比。如果把这个电压中的音频交流滤去，就可得到一个正比于输入信号载波振幅的直流电压。然后把这个直流电压以负偏压的形式送到受控制的中频放大器或高频放大器的栅极上，在收信机输入信号增大时，则检波后的直流电压也成正比地增加，使受控电子管的栅负偏压也增加，因而增益减小。自动增益控制的作用就是希望经过控制作用后，保持收信机输出端的电压，在大信号或小信号输入时几乎不变。

要想在较大范围内改变受控电子管的栅极偏压来改变它的放大量，受控级一般不采用锐截止特性曲线的高频五极管，而采用遥截止特性曲线的高频五极管。否则，自动增益控制的作用范围较小。

图 7—18 是遥截止电子管的 $i_a \sim e_g$ 特性曲线和它作为受控级(高放、中放)的工作情况。当输入信号较小时，检波器输出的

控制电压较小，加到受控管的栅负偏压 $E_{g'}$ 也较小，此时电子管的互导 S 较大，因此高放或中放的放大量较大。若输入信号电压增大，检波器输出的直流电压也大，加到受控管的栅负偏压 $E_{g''}$ 就增大，被控管的 S 就减小，从而使高放或中放放大量减小。

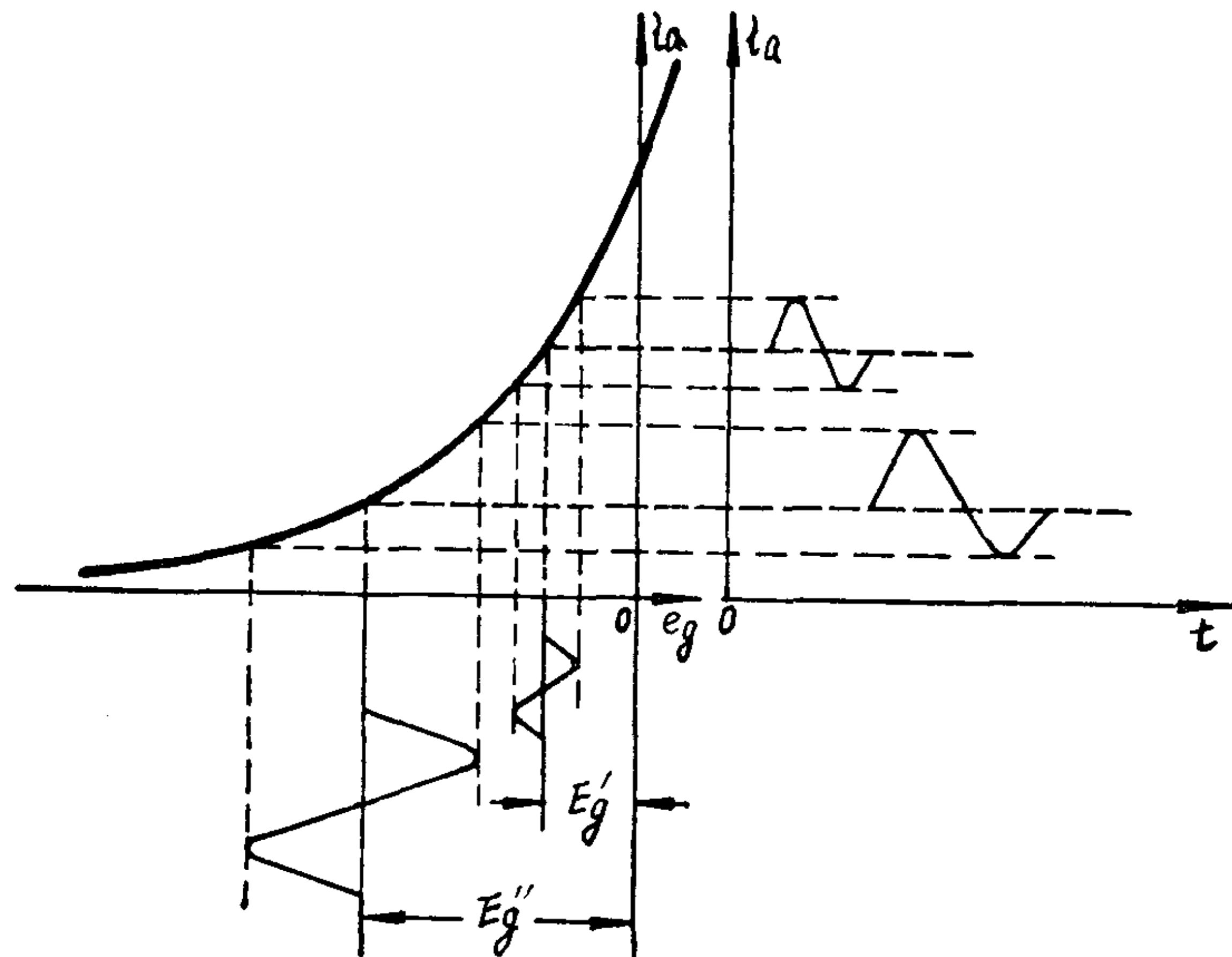


图 7-18 遥截止电子管的特性曲线

自动增益控制分为简单自动增益控制和延迟式自动增益控制。

1. 简单自动增益控制

图 7-19 是简单自动增益控制电路。二极管检波器的输出电压(含音频和直流)与输入信号电压的振幅成正比。负载电阻 R_ϕ 的负端与电阻电容 R_ϕ 、 C_ϕ 相接， R_ϕ 和 C_ϕ 组成低通滤波电路(对音频阻抗而言， $R_\phi \gg X_{c\phi}$ ，所以检波后的音频成分降在 R_ϕ 上，直流成分降在 C_ϕ 上)，使加到各受控级的负压为一纯直流电压。在各个受控制电子管的栅极调谐回路上也接有去耦电路 $R_{\phi 1}$ 、 $C_{\phi 1}$

和 $R_{\phi 2}$ 、 $C_{\phi 2}$ ，其目的是防止各受控级间经自动增益控制线路而引起的回授作用。

由于 C_{ϕ} 上的电压是检波后的直流电压成分以负偏压的形式接到受控放大器栅极上的，这个电压随外来信号电压的大小变化，从而控制受控级的互导作相应变化。这样就使得在强信号输入时，不会因收信机的增益太大而使电子管过荷。而在弱信号时，自动增益控制的负偏压不大，故对增益影响很小。

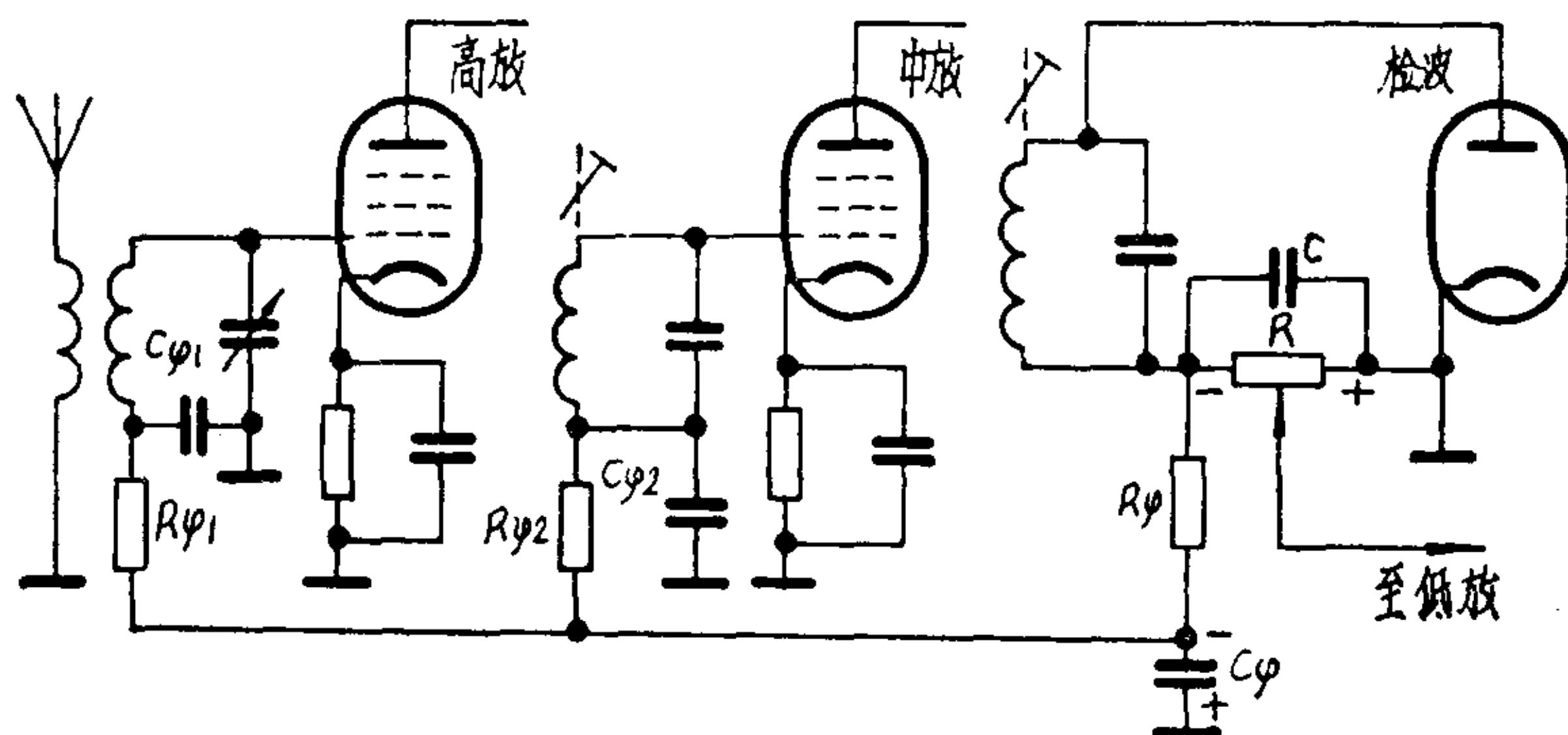


图 7-19 简单的自动增益控制电路

图 7-20 为自动增益控制特性曲线，它表示收信机输入高频信号电压和输出音频电压的关系。从曲线可以看出自动增益控制的作用。

在没有自动增益控制时，如果检波前各级放大电子管都工作在特性曲线的直线段而没有栅流，检波负载上的音频电压与收信机输入信号成正比，如图 7-20 曲线 a 所示。在有了自动增益控制设备后，各受控电子管的增益随输入电压幅度的增加而降低，所以检波器的输出电压随输入信号电压增长的速率就变得缓慢了，如图 7-20 曲线 b 所示。

从图 7-19 可以看出，简单自动增益控制线路简单，便于普通收信机采用。但这种线路无论在接收任何信号，甚至接收微弱

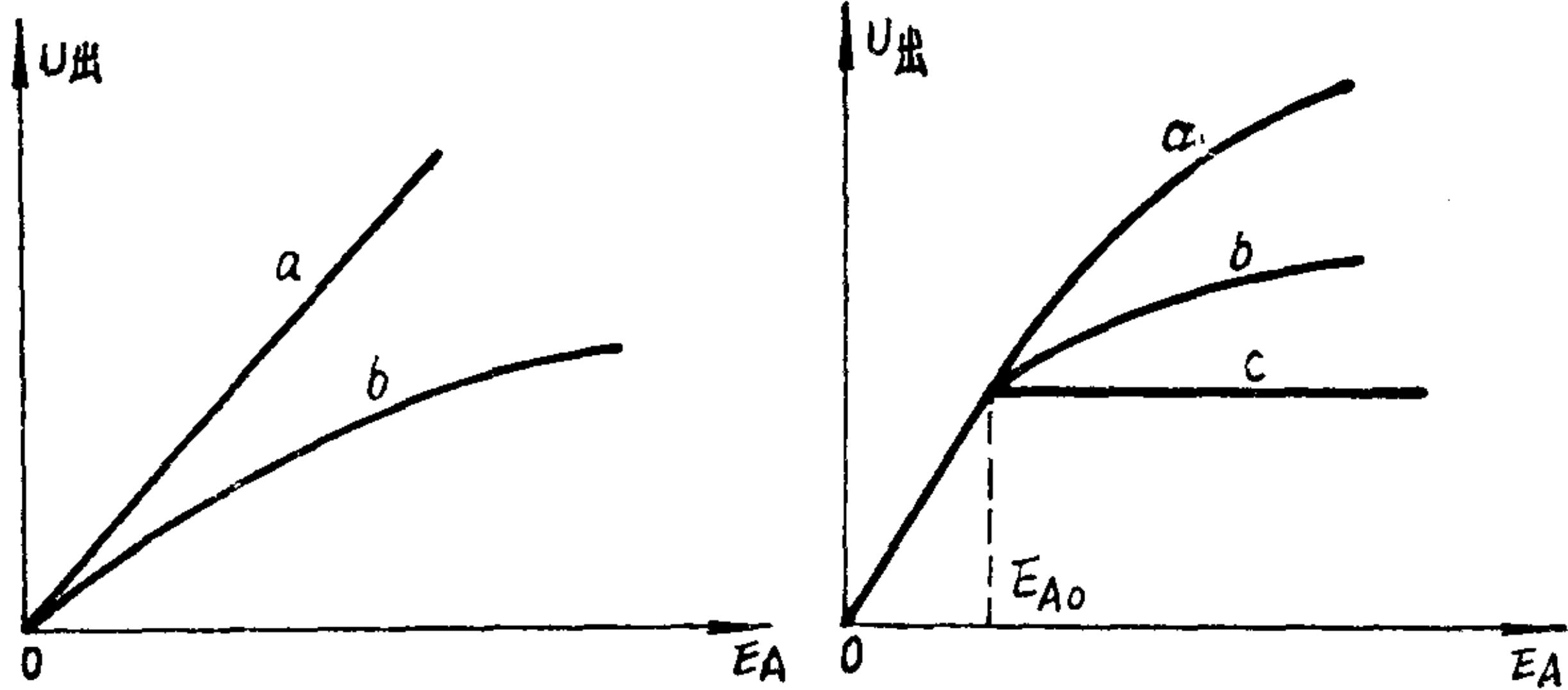


图 7-20 简单自动增益控制特性曲线

a 无自动增益控制的特性曲线
b 延迟式自动增益控制特性曲线
c 理想自动增益控制特性曲线

图 7-21 延迟式自动增益控制特性

信号的时候，都有一个负压加到受控级的栅极上，使放大量减小。为了克服这一缺点，在有些超外差收信机中采用延迟式自动增益控制电路。

2. 延迟式自动增益控制

当接收信号的强度超过某一电压数值时，自动增益控制才起作用的电路，称为延迟式自动增益控制电路。这一电压是自动增益控制是否起作用的分界电压，称为延迟电压。

延迟式自动增益控制特性曲线如图 7-21 所示。在 $E_A < E_{A_0}$ 时，自动增益控制不起作用，收信机维持了应有的放大量。在 $E_A > E_{A_0}$ 以后，收信机的输出电压 $U_{\text{出}}$ 随外来信号 E_A 的变化而缓慢的变化。

图 7-22 为延迟式自动增益控制电路。由 V_1 的左二极管作信号检波， V_1 的右二极管作延迟自动增益控制检波。电容器 C_e 为耦合电容，自动增益控制检波器为并联检波电路， R 为其负载电阻。 E_z 是延迟电压，它由低频放大器的阴极偏压供给，使阴极

为正电位。当在天线上的感应电动势 E_A 很小时，使自动增益控制检波器的输入电压峰值小于 E_z ，自动增益控制检波器就没有输出，因而没有自动增益控制作用，只有在 E_A 大到一定程度以后，检波器的输入电压大于串联的负压，检波器才开始工作，也就产生了自动增益控制作用。这样，保证了弱信号时有一定的放大量，达到了延迟自动增益控制的目的。

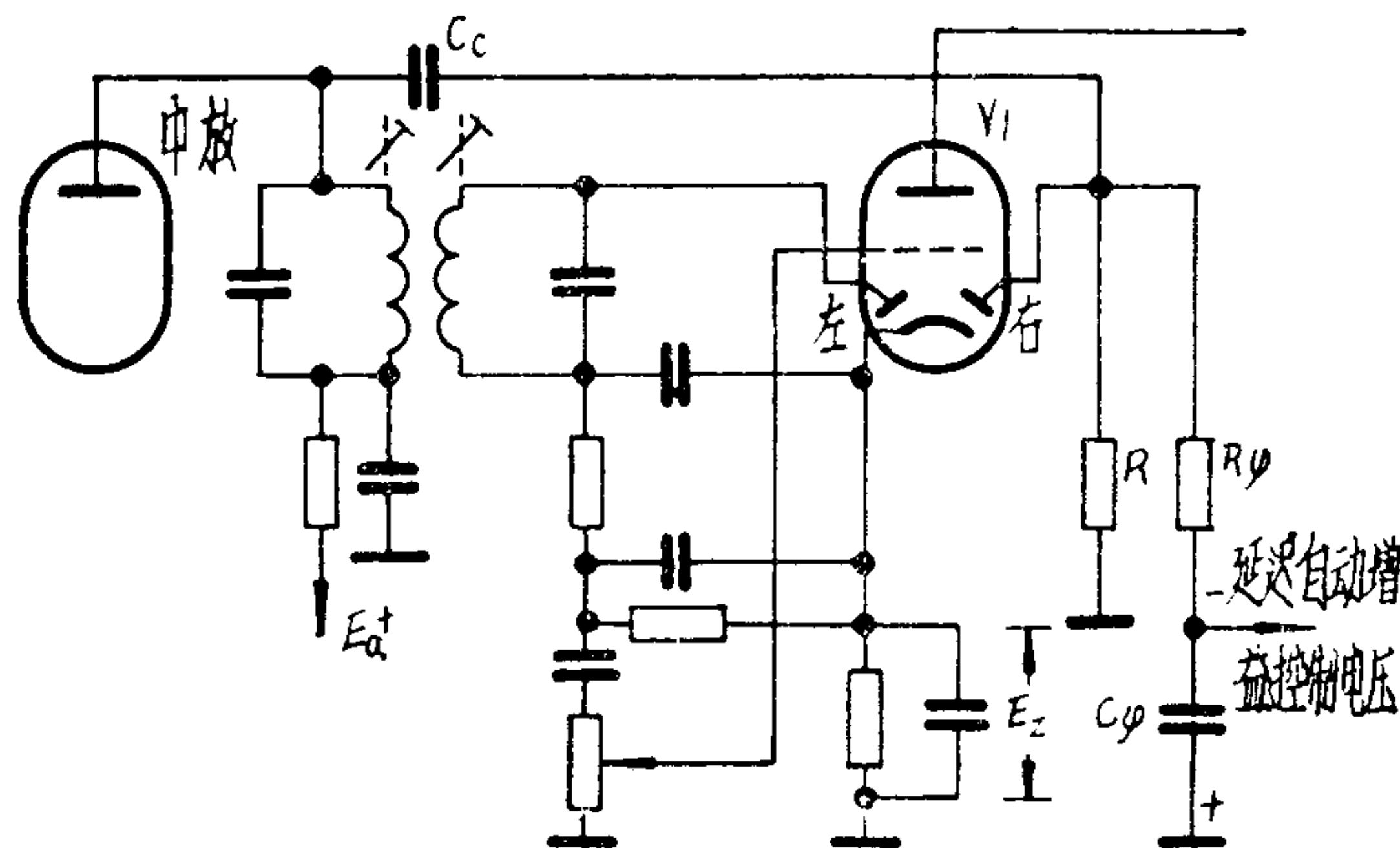


图 7-22 延迟式自动增益控制电路

应该注意，在延迟式自动增益控制电路中，信号检波器与自动增益控制检波器，不能合用一个电路，以免延迟电压加到信号检波器上去，并使它在外来信号小的时候不能检波，而在信号大的时候产生非线性失真。

图 7-22 中，检波和延迟式自动增益控制电路是分开的，自动增益控制的输入信号由中频放大器的初级回路经 C_C 耦合进入延迟式自动增益控制的检波器，当然由次级耦合出去也是可以的，不过两个检波器同时作为次级谐振回路的负载，它必然会使初、次级回路的质量因数有所不同，从而使中频谐振曲线变坏。因此常将两检波器分别接在初、次级回路上。

在实际收信机中，延迟电压也可以从收信机中的直流高压经

分压而取得。

3. 自动增益控制电路的元件选择

(1) 电子管的选择

前面已讲过受控的放大管要采用遥截止特性的可变互导管，遥截止的 $S \sim e_g$ 特性曲线如图 7—23 所示。它具有很长的尾部，即阳流在栅负压很大时才截止，且互导 S 随 e_g 的改变而变化，这样自动增益控制负压就能有效地控制其互导，而又不致引起失真。如果采用锐截止管，则容易造成栅负压增大阳流被截止，而产生较大的失真。

(2) R_s 、 C_s 数值的选择

最后我们讨论一下滤波器时间常数 R_s 、 C_s 数值的选择问题。 R_s 、 C_s 是滤除音频的滤波器，所以在音频范围内 R_s 应远大于 X_{c_s} 。

一般常用数据是 $R_s = 1 \sim 3$ 兆欧， $C_s = 0.01 \sim 0.05$ 微法。

R_s 、 C_s 选择过小时，会引起接收信号的反调制作用与

频率失真。从图 7—19 看出， C_s 两端的负压就是自动增益控制的负压。当 R_s 上负压高于 C_s 两端负压时，就通过 R_s 向 C_s 充电；反之，就通过 R_s 放电。因而 R_s 、 C_s 乘积的时间常数 τ_s 的大小，决定了 C_s 两端的负压的变化速度。如果 τ_s ($\tau_s = R_s \cdot C_s$) 太小，就不能有效地滤去音频成分，而使送到受控放大器栅极的负压随音频而变化，有可能引起放大器失真。因为在接收过程中，信号的振幅不但随着接收地点场强变化（例如衰落现象），而且也随着信号的调制变化。在图 7—24 中可以看出，在音频电压没有全部滤掉时，自动增益控制电压也受调制的影响。因此在 t_1 的瞬间收信机的

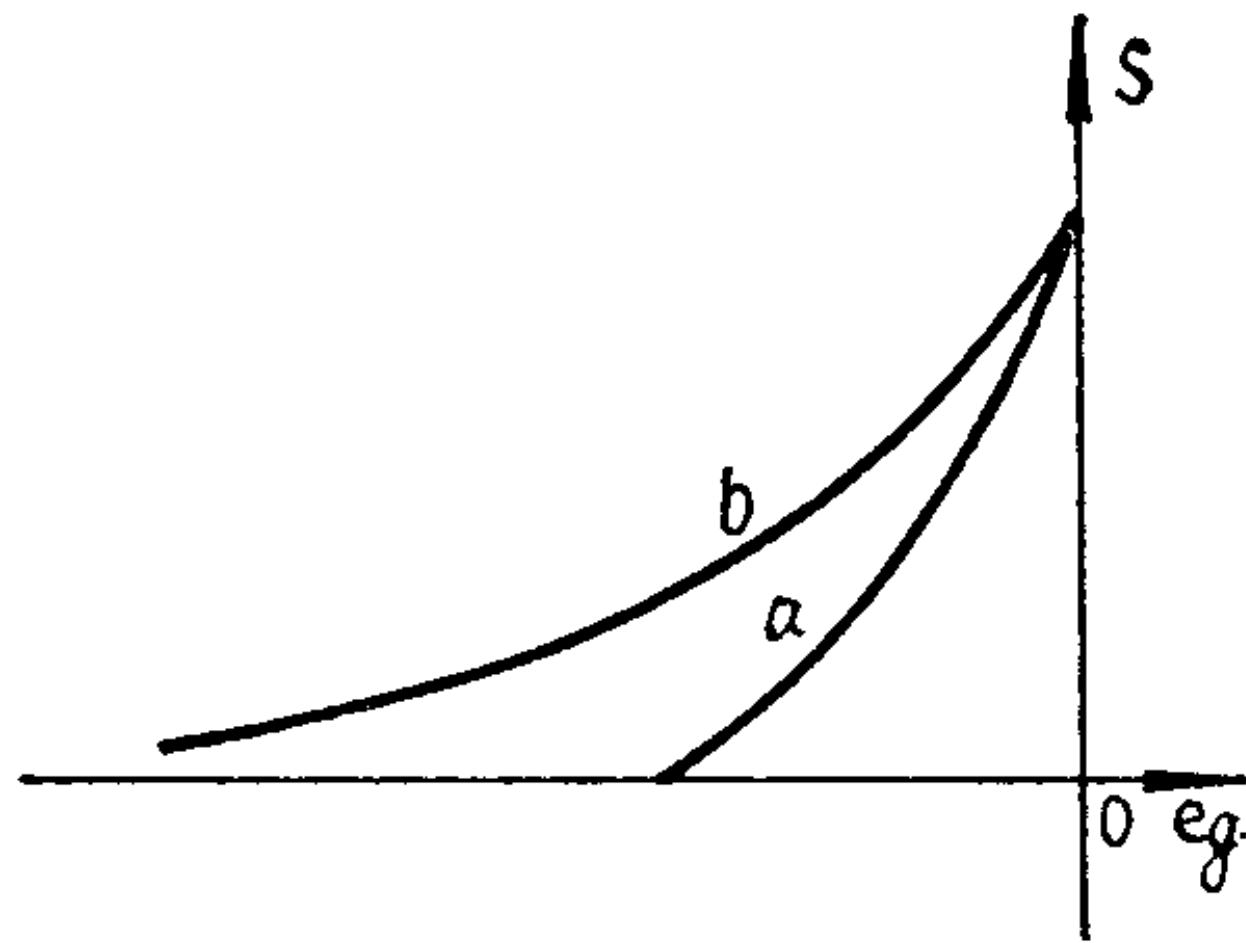


图 7—23 锐截止和遥截止电子管
 $S \sim e_g$ 特性曲线

放大量小，在 t_2 瞬间收信机的放大量大，这样就使得在接收信号过程中放大量随调制信号的改变而改变，也就是产生了反调制的作用， R_sC_s 的滤波不好，反调制的作用就厉害。由于 R_sC_s 对不同频率的低频信号的减弱有所不同，所以产生了频率失真。通常接收调幅信号时， R_sC_s 的时间常数应为0.02~0.2秒。当 R_sC_s 太大时，自动增益控制电压将不随外来信号载波而改变，这对于克服衰落现象，也是不好的。

接收等幅键控电报信号的时候， R_sC_s 的数值应该大一些。因为电报信号的振幅是断续的，如果 R_sC_s 的数值小了，就不能保持控制电压为一直流电压，于是在电码的间隔中，控制电压消失了，此时收信机的放大量很大，放大量骤增而产生很大的噪音，造成电报电码的点划不清，因此收报时的 R_sC_s 的时间常数应该大些，通常约为0.1~1秒。所以报、话都用自动增益控制的收信机，在转换报、话时，必须转换 R_sC_s 的数值。另外，在收等幅键控电报信号时，必须将自动增益控制电路和检波电路分开，另设专门的自动增益控制检波器。否则检波器将一直对差拍振荡电压检波，产生较大的负压送到受控各级，使收信机的灵敏度大大下降，且基本上不受外来信号电压振幅的变化，失去了自动增益控制的作用。由于上述原因，有些收信机在收等幅键控电报信号时都将简单自动增益控制电路断开，不用自动增益控制。

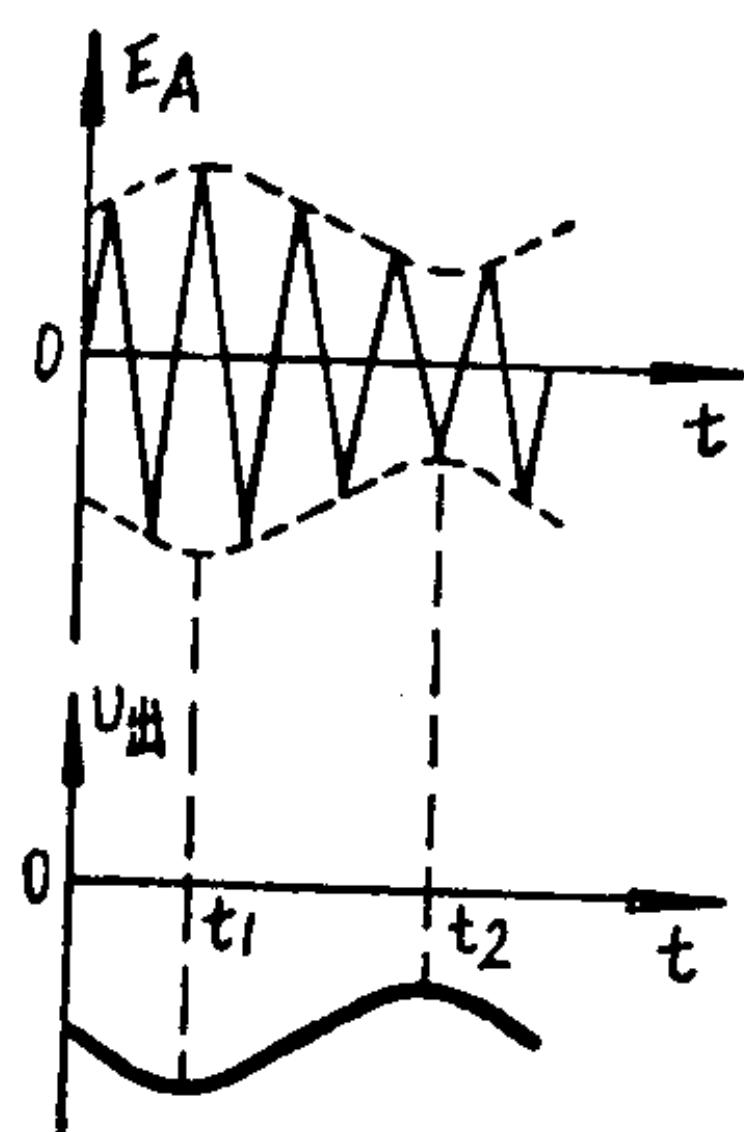


图 7-24 R_sC_s 滤波不良时的控制电压的波形

此 R_s 的数值应该大一些，以免产生对中频回路或音频负载 R 的旁路作用，影响了正常的接收。在简单自动增益控制电路中，应

使 $R_g \gg R$ ；在延迟式自动增益控制电路中，其检波负载电阻应取得大一些，通常为 1~2 兆欧。在把自动增益控制电压加到受控电子管栅极上去时，也要避免线路间的寄生回授，因此在受控电子管栅极电路里都有一去耦电路，通常去耦电阻为 100 千欧左右，去耦电容为 0.05 微法左右。

§ 7—6 收信机的主要指标分析

在 § 1—3 中，提出了收信机的主要指标要求。在以后研究各级工作原理时，都是围绕着提高质量指标，从各自的电路型式、工作状态、元件数值等方面进行了讨论。现在，我们从全局的观点出发，对收信机总的电气指标进行分析，以得到较全面的理解。

一、灵敏度

给收信机输入一个标准信号，使收信机输出标准功率，而且信号与机内噪音的功率比值为一定时，收信机输入端所需的最小天线电动势的微伏数，称为收信机的灵敏度。显然，输入端所需的微伏数越小，收信机的灵敏度就越高。

为了便于比较各收信机的电气指标，必须在标准的条件下进行才有意义。标准条件主要是指标准输入信号、标准输出功率和标准的输出信号噪音比。它的数值，在收信机的使用说明书中，都有明确的规定。

在调幅收信机中，标准输入信号通常规定为：收等幅报时为一单一频率的载波信号；收话时，调制频率 $F = 400$ 赫或 1000 赫，调幅度为 30% 的幅调信号。调制频率是根据话音功率主要集中在 400~1000 赫，而调幅度为 30% 是根据话音信号的平均调幅度所确定的。

标准输出功率是根据收信机的终端机件来决定的：通常用扬声器输出的收信机，标准输出功率常为额定功率的 $\frac{1}{10}$ ，用耳机的收信机则以 10 毫瓦作标准输出功率。标准输出功率常换算为标

准输出电压，例如终端机件是 600 欧姆的扬声器，标准输出功率为 500 毫瓦，那么标准输出电压可用下式进行换算：

$$E_{\text{标准}} = \sqrt{PR} = \sqrt{0.5 \times 600} = \sqrt{300} = 17.3 \text{ 伏(有效值)}.$$

调幅收信机选择标准的信号噪音功率比通常为 10:1，信号噪音电压比是 3:1；实际为

$$\frac{\text{信号功率} + \text{机内噪音功率}}{\text{机内噪音功率}} = \frac{10}{1}$$

即输出的信号功率远大于机内噪音功率，以保证可以分辨所需信号。

灵敏度是收信机的重要指标，它的高低直接影响到通信距离。军用收信机要求有较高的灵敏度，一般都在 15 微伏以下。

对于同一部收信机，在载波相等的条件下，收等幅报的灵敏度比收话时要高。这是因为差拍检波时得到的音频振幅就等于信号载波的振幅，而收话时检波得到的音频振幅只有当幅调波的调幅度为 100% 时，才等于载波振幅，实际上话的平均调幅度通常只有 30% 左右，因此收话时检波得到的音频振幅通常只有载波振幅的 30% 左右。所以，当两种信号的载波振幅相等时，电报信号检波比电话信号检波输出大。此外，收等幅报时，往往不用自动增益控制，检波前面各受控放大器的增益也比收话时高。因此，收等幅报的灵敏度比收话时高。

一部收信机的灵敏度，由收信机对信号的总增益和机内噪音的大小两方面因素决定。机内噪音问题将在第八章中讨论。一般在机内噪音不影响收听的情况下，灵敏度主要由总增益来保证。

收信机的总增益 K 等于收信机输出的终端机件(耳机或扬声器)上的电压 U_Ω 和收信机天线上感应的高频信号的外缘电压 mE_A 的比值：

$$K = \frac{U_\Omega}{mE_A}$$

即：

$$E_A = \frac{U_\Omega}{mK}$$

其中 m 为调幅度， E_A 为天线上高频信号的载波电压。

可见当输出电压 U_Ω 一定时，总增益 K 越大，天线上所需的高频信号载波电压 E_A 越小，即灵敏度越高。

收信机对信号的总增益也等于各级增益的乘积。短波调幅超外差收信机各级增益的一般数据为：

输入电路——5 到 10 倍，高放——5 到 25 倍，

变 频——5 到 15 倍，中放(单级)——30 到 100 倍，

检波(二极管)——0.5 到 0.8 倍，低放——10 到 80 倍，

功放(功率灵敏度)——10 到 60 毫瓦/伏² (若要折算为电压增益，可按终端耳机或扬声器的阻抗和所需功率，算出终端电压，再按功率灵敏度算出功放激励电压，而后求出功放电压增益)。

以上为一般数据，所以有一定范围，但对于某一具体收信机来说，其各级增益数据基本上是确定的。

收信机的灵敏度低，达不到规定的指标，是收信机常见的故障。引起灵敏度低的原因是多方面的，除了由于机内噪音增大而使灵敏度降低外，收信机中任何一级的放大量降低，都将引起全机灵敏度的降低。当测试出来的灵敏度不符合质量指标的要求时，可分别测量各级放大量(各级的放大量可根据说明书的数据，若没有这个数据，可按上述所给的数值来估计)。一般放大器放大量下降的原因有：各电极电压下降(可能由于降压电阻变质等原因)、电子管衰老、谐振回路失谐、跟踪统调不良、电容器与电感线圈受潮、多股铜线的线圈中有某几股断线的现象等等，可用检修的方法恢复其灵敏度的指标。

二、选择性

收信机的选择性是用来表示收信机选择有用信号和抑制干扰信号的能力。在第一章中我们是用谐振曲线来表示选择性的好坏，但在测试时，由于保持输入电压不变的情况下，离谐越大，

输出电压越小，这样就不容易测出谐振曲线来，所以应用的很少。下面我们说明常用的选择性表示方法。

图 7—25 表示便于测量的选择性曲线。它表示当收信机不改变调谐时，其灵敏度与外来载波频率的关系。选择性曲线即在不同的离谐频率(以不同的离谐量 Δf 表示)时的失谐灵敏度 E_A 和谐振时的灵敏度 E_{A_0} 的比值，对应于离谐量的关系曲线为 $\frac{E_A}{E_{A_0}} \sim \Delta f$ 曲线。图中纵坐标左边是以 $\frac{E_A}{E_{A_0}}$ 表示，右边折算为分贝表示，其折算公式为：

$$N = 20 \lg \frac{E_A}{E_{A_0}} \text{ (分贝)}$$

在中、短波调幅收信机中，对抑制邻近干扰能力的要求，通常是离谐 9~10 千赫时， $\frac{E_A}{E_{A_0}}$ 为 63~10000 倍，即 N 为 36~80 分贝。

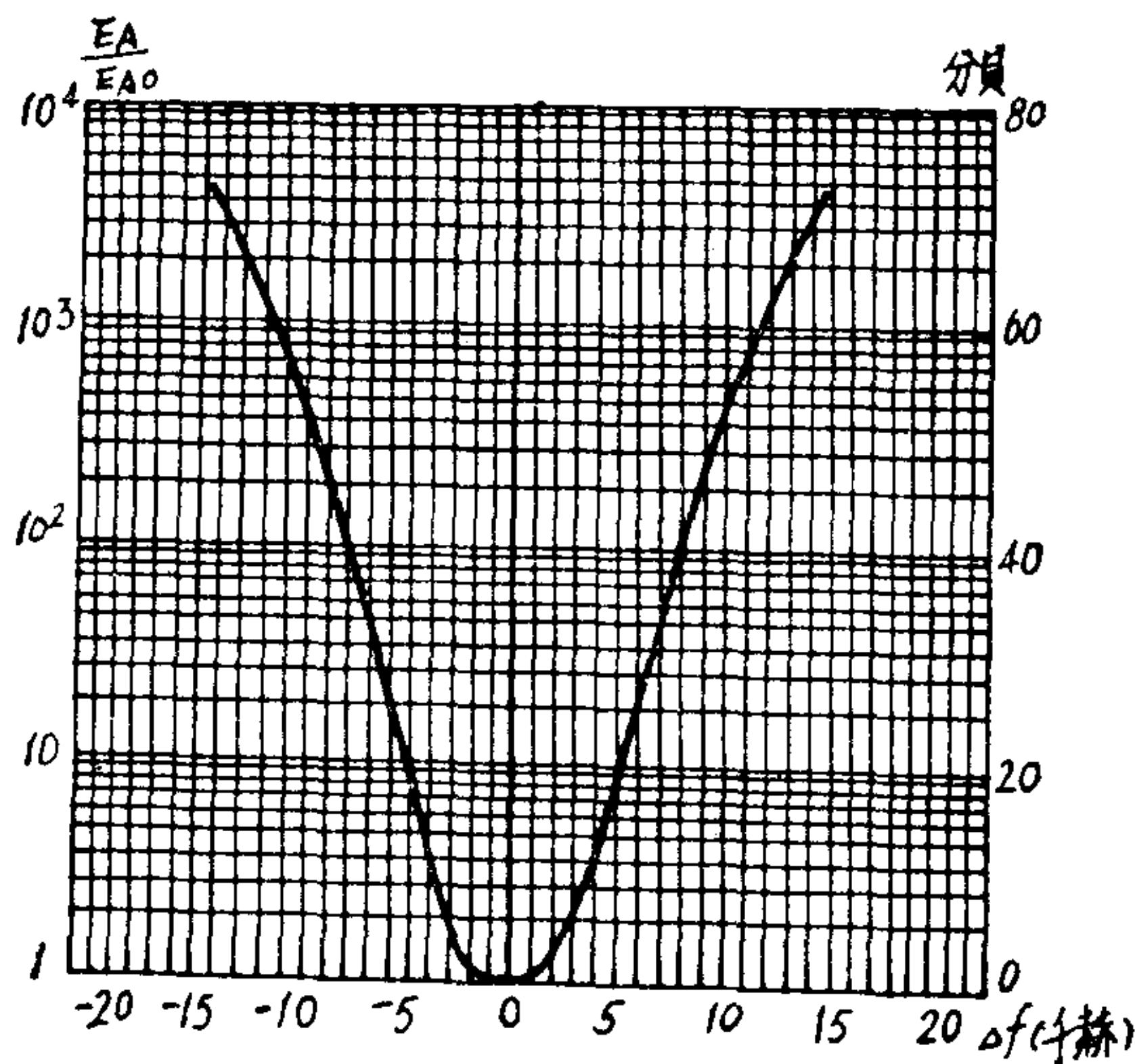


图 7—25 收信机的选择性曲线

选择性曲线一般反映了收信机高频和中频部分的谐振特性，但还不足以说明整个收信机的选择性。在超外差收信机中，为了说明对镜像频率干扰和中频干扰抑制的能力，常用镜像抗拒比和中频抗拒比表示。镜像或中频抗拒比是指收信机谐振时的输出电压与离谐至镜像或中频频率时的输出电压之比。这个比值越大，说明收信机抑制镜像或中频干扰的能力越强。但由于远离谐振时的输出电压很小，不易测量准确，所以常用离谐至镜像或中频频率时的灵敏度 E_A 和谐振时的灵敏度 E_{A_0} 的比值来表示镜像抗拒比或中频抗拒比。对镜像抗拒比通常要求 $10^2 \sim 10^4$ 倍，即 40~80 分贝。对中频抗拒比的要求通常为 $10^3 \sim 10^4$ 倍，即 60~80 分贝。

收信机在高频端时，因通频带较宽，抑制镜像干扰的能力最差；而在低频端时，离中频最近，对中频干扰的抑制能力最差。因此测量镜像抗拒比常在收信机高频端进行，测量中频抗拒比则在收信机的低频端进行。

收信机对邻近干扰的选择性主要决定于中频放大器，而抑制中频和镜像干扰是由变频前(输入电路和高频放大器)的调谐回路来决定。在测试后发现选择性的质量指标下降时，主要的原因可能是回路的失调、电感线圈受潮、多股的回路线圈有某几股断线的现象等，可用检修的方法恢复其性能。

三、保 真 度

信号通过收信机时，可能使加到终端机件上的电流、电压波形与收信天线中感应电动势的调制信号波形不同，这就是收信机的失真。常用失真的大小说明收信机的保真度，失真越小，则保真度越高。失真可分为频率失真、非线性失真和相位失真。在接收话音和电报信号时，频率失真和非线性失真的影响较大，而相位失真的影响较小，所以现在对相位失真不予讨论。

频率失真是用收信机的频率特性曲线(图 7—26)来表示。它说明收信机当输入电压的振幅和调制系数不变的情况下，输出电压与输入电压的调制频率 F 之间的关系。

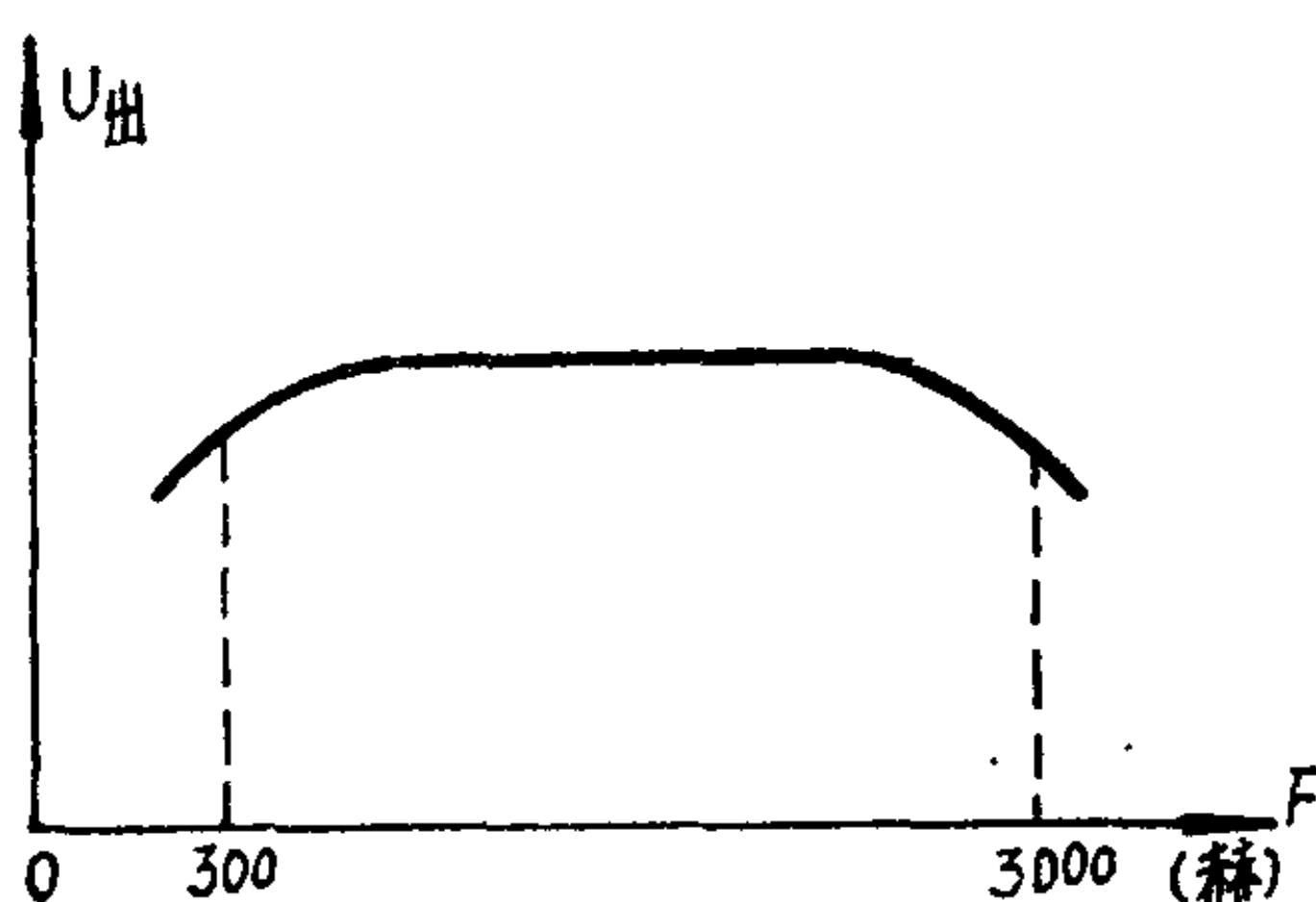


图 7-26 收信机的频率特性曲线

由于军用收信机通常只要求用来收话，能听清楚语言就可以了，所以可允许较大的频率失真，一般要求在 300~3000 赫范围内输出电压不下降 0.707 倍即可。

频率失真的大小，在高频和中频部分，决定于它们的通频带。由于高放的通频带较宽，失真是很小的。中放的通频带较窄，在正常情况下，可以保证信号的整个频带都得到放大，频率失真较小，但若中频变压器调整不当，或失调了，其谐振曲线可能和理想的矩形相差较大，就会产生频率失真。发现后，应重新调整好。在低频部分，频率失真决定于它们的频率响应曲线的平直范围，其影响因素已在低频放大器中讨论过了，这里不再重复。

非线性失真是以非线性失真系数 γ 表示：

$$\gamma = \frac{\sqrt{U_{\Omega_2}^2 + U_{\Omega_3}^2 + U_{\Omega_4}^2 + \dots}}{U_{\Omega_1}} \times 100\%$$

式中 U_{Ω_1} 、 U_{Ω_2} 、 U_{Ω_3} 、 U_{Ω_4} ……是输出电压中和调制电压频率相当的基波、二次谐波、三次谐波、四次谐波……电压的有效值。 γ 越小，非线性失真越小。对于高质量的收信机， $\gamma \leq 5\%$ ，一般要求在 $\gamma \leq 10\%$ 以下。

非线性失真的大小，主要决定于各级的工作状态。我们知道，

不管是高放、中放或低频放大器，在他们正常工作时，都是工作在特性曲线的直线部分。如果电极电压的变化，使放大器工作于 $i_a \sim e_g$ 特性曲线的弯曲部分，而使放大的幅调波外缘产生非线性失真，而且信号的调幅度越大，失真也越大。

另外，在使用收信机时必须准确调谐，音量和增益控制旋钮不应旋的过大，以免使放大管过载，引起放大失真。同时耳机或扬声器输入功率过大，也易产生发音失真。

四、工作稳定度

在第一章已叙述过，对收信机工作稳定度有两个方面的要求：一是各放大器不应产生自激振荡，以免收信机产生有害的叫声；二是收信机在正常工作时，其质量指标只能在允许范围内变化。

收信机的工作是否稳定，决定它能否可靠的完成收信任务，所以有重要的意义。

收信机中的放大器产生了自激，其现象是在耳机或扬声器中听到叫声。低频部分的放大器产生自激后是音频振荡，听到的是音频叫声。高放或中放产生自激，听到的叫声不可能是本身的高频振荡，而一般是本身振荡和外来信号混合后，经检波得到的差频叫声。在没有外来信号时，可能是机内杂乱电压对自激振荡调幅后，经检波听到的叫声，所以一般高放和中放自激后所产生的叫声为啸叫声，它和音频振荡叫声不同。

各放大器产生自激的原因，一般都是寄生耦合引起的。

关于电气指标稳定性方面，除了由于工作频率或波段改变，使高频回路的阻抗有所改变，从而引起灵敏度和选择性有一定的变化外，一般收信机的主要电气指标不应有过大的变化，否则将影响其电气性能，不能保证通信任务的顺利完成。因此，必须加强收信机的日常维护管理工作，注意防震、防潮、防尘，按正规调整方法使用，是保持收信机电气指标稳定的重要措施。

五、频率准确度

在军事通信中，对频率准确度有着严格的要求。所谓频率准

确度是指收信机度盘指示的频率和接收信号的实际频率的差别程度。差别越小，则频率准确度越高。造成频率不准的原因有下述两方面：

(一) 跟踪点产生偏移：机器使用时受震或本振检修后，更换了回路元件或电子管等，使本振频率有了变化，从而使跟踪点产生偏移。这使得度盘指示频率和外来信号频率有了误差，度盘指示就不准确。因此，在度盘机构正常情况下，发现度盘频率不准，就要调整本振回路元件，在指定跟踪点进行校准。

(二) 度盘机构发生误差：度盘和回路调整元件(如回路可变电容器)之间都要采用一定机械装置进行传动，如传动机构联结不精密就会使度盘指示频率不准，有时还造成度盘的再定程度变坏(再定度大)。为此就要提高传动机构的精密度。

复习思考题

1. 什么是中频干扰和镜像干扰？怎样消除它们的影响？当一部收信机在同一个频率上，既收到所需信号，又收到一个干扰信号，你如何辨别这是何种干扰？
2. 收信机为什么要进行波段划分？划分的方法是怎样的？
3. 为什么要进行跟踪统调？超外差收信机有一级高放时参加跟踪统调的回路有哪几个？
4. 什么叫三点跟踪？附加电容法三点跟踪的原理是怎样的？试画图说明。
5. 什么叫跟踪偏差？如何正确选择跟踪频率减小跟踪偏差？
6. 超外差收信机中，本机振荡频率高于或低于信号一个中频有何优缺点？在不同场合如何选择本机振荡频率？
7. 中频的选择原则是什么？中频选择得过高过低有何利弊？中频选择应考虑哪些问题？
8. 收信机中为什么要使用音量控制和增益控制？人工增益控制与自动增益控制在作用和控制方法上有何区别？

9. 画图说明简单自动增益控制电路的原理。
10. 画出延迟式自动增益控制的实际电路，说明其工作原理及优点。
11. 自动增益控制电路中 R_sC_s 的作用是什么？接收电话和电报时应如何选择 R_sC_s 的大小？
12. 超外差收信机的主要质量指标有哪些？它们如何表示？分别决定于哪些因素？

第八章 无线电干扰及收信机噪音

无线电收信机的工作情况，除和它本身的电气和机械性能有关外，还受外界和它本身的各种干扰源的影响。这些干扰和有用信号一起作用在收信机上，若干扰很大，收信机就不能正常接收，因而影响通信的可靠性。为了从干扰中分辨出有用信号，就要求作用在收信机上的有用信号足够大。干扰越强，要求有用信号越大。因此，干扰的强弱也决定收信机的灵敏度。这就是§7—6中所讲的：灵敏度的高低必须满足一定信号噪音比的道理。显然，要想提高收信机的灵敏度，就应该设法减小干扰的影响，这就是本章讨论的主要内容。

§ 8—1 无线电干扰概述

收信机在收信过程中，终端机件除得到所需要的信号外，所有其它信号和杂乱音响统称为干扰。

干扰按其来源通常分为：

(1) 外部干扰：由天线接收而来。来源于工业设备中的电火花、无线电发信台的干扰，称人为干扰。来自大气中的雷电现象，称天电干扰。

(2) 内部干扰：由收信机电路和电子管中电流起伏所产生的干扰叫收信机的内部噪音。

又根据干扰在无线电收信机输入端上所造成电压的特征，可分为：

(1) 平滑干扰：这类干扰的电压峰值不超过电压平均值的3~4倍，如图8—1所示。

(2) 脉冲干扰：这类干扰延续时间短，它的峰值远大于平均电压的3~4倍，如图8—2所示。

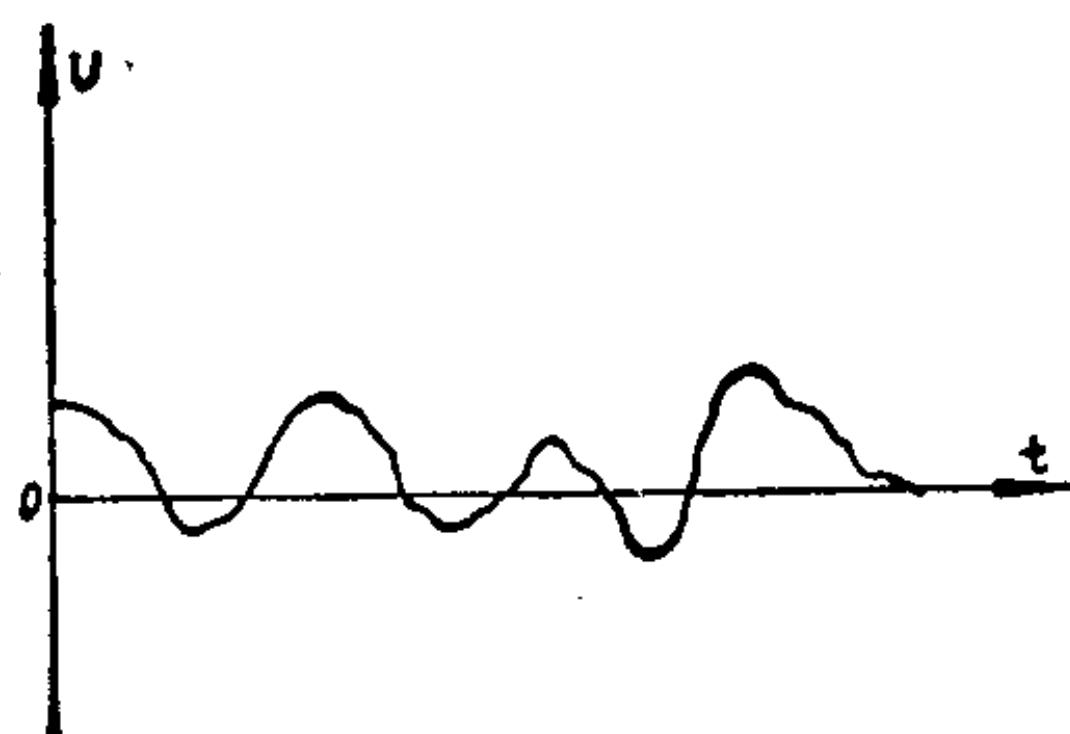


图 8—1 平滑干扰

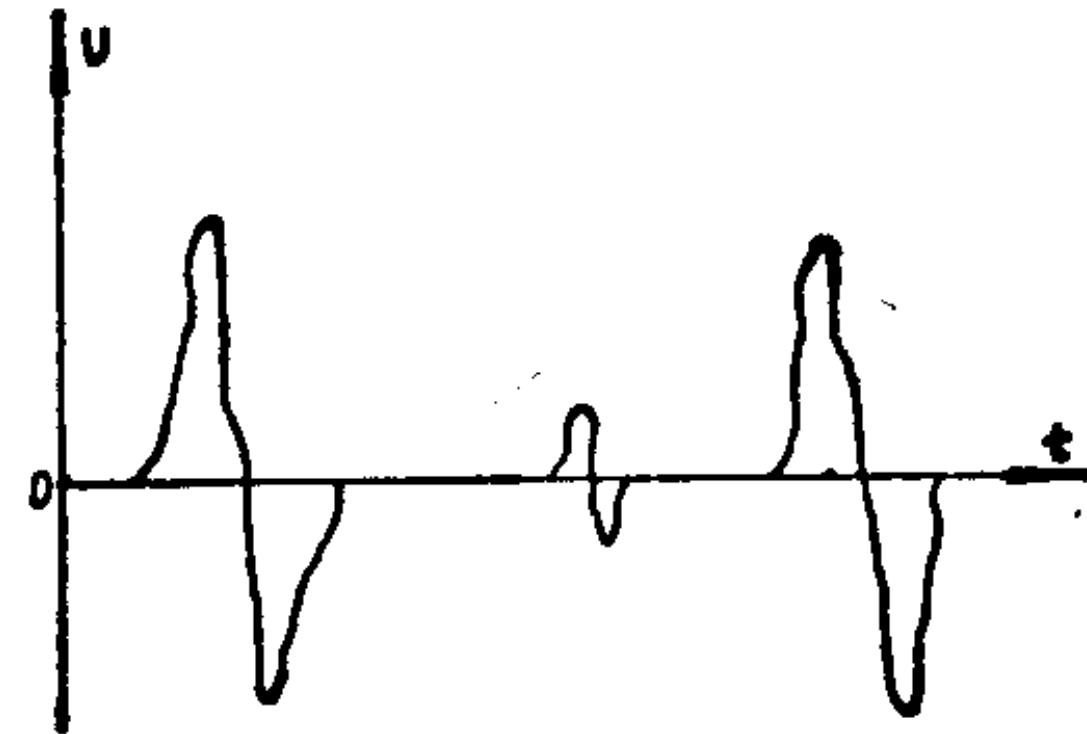


图 8—2 脉冲干扰

平滑干扰听起来是或轻或重的沙沙声。而脉冲干扰听起来是或强或弱、或长或短的喀喀声。收信机的内部噪音是典型的平滑干扰，而天电干扰则属脉冲干扰。所有这些干扰会使收信机输出讨厌的喀啦声、嗡嗡声或啸叫声和不需要的电台信号。因而使收信质量降低，收听困难，甚至根本不能收听。下面就以脉冲干扰为例来讨论干扰电压对收信机的作用。

假设在电磁波的作用下，天线中形成了如图8—3(a)所示的脉冲干扰电压。它在收信机高频部分各振荡回路中就会造成触发振荡电压，使振荡回路内产生频率为回路自然谐振频率的自由振荡，如图8—3(b)所示。这种振荡的振幅和触发的干扰电压大小成比例，而衰减的速度就由回路的质量因数来决定。 Q 值越高，振荡的衰减越慢，振荡也就延续得越久。衰减的自由振荡电压，经检波以后获得的干扰电压如图8—3(c)所示。它通过低频放大后，在耳机或扬声器中产生或强或弱的喀喀声。假如经过第一个脉冲干扰触发产生的衰减振荡还没停止以前，第二个脉冲干扰又相继到来，回路的自激振荡便连续发生，这样脉冲干扰对无线电收信机的作用就连续不断，干扰的特征接近了平滑干扰。因此在一定的条件下，可以认为平滑干扰与许多时间间隔非常短的接踵而来的脉冲干扰所起的作用相同。

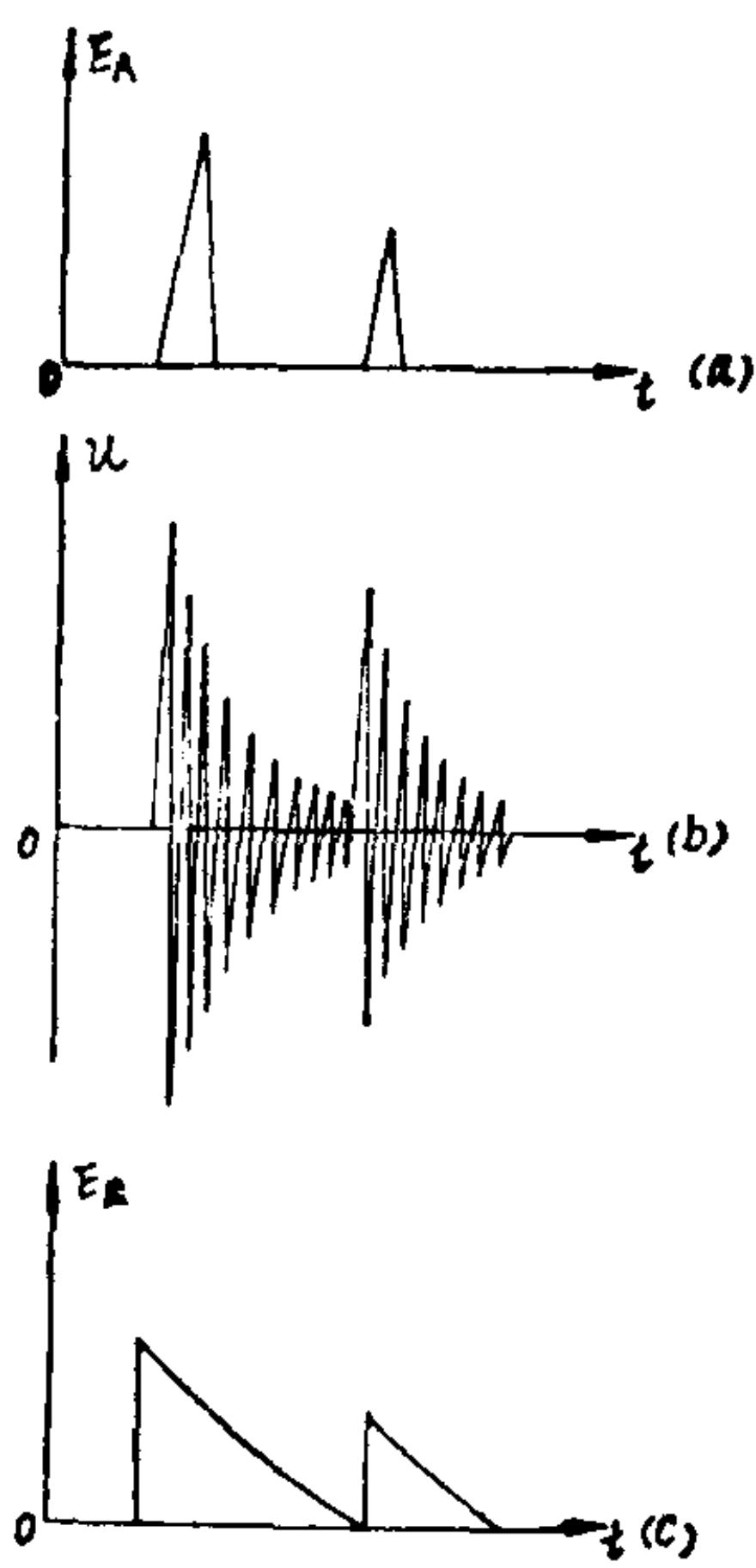


图 8—3 脉冲干扰对收信机的作用

干扰进入收信机；三是减低收信机对干扰的灵敏度。

不同质的矛盾，只有用不同质的方法去解决。抑制各种干扰就要分析干扰的来源、性质，从而分别找出具体的防止方法。现将各种干扰分述如下：

一、天电干扰

大气中发生的各种自然现象而引起的干扰，称为天电干扰。其主要来源是雷电、带电的水滴和灰尘运动、宇宙间太阳电磁波的辐射、大气电离层的变化以及灰尘、水滴、雪花等带电微粒与天线接触等引起的。其中以雷电产生的干扰最为严重。

对于天电干扰的实验统计资料表明，天电干扰的强度随着季节（夏天强些，因为雷电现象较多）、昼夜（夜间较强）、无线电收信机所在的地理位置（在雷电多而强的地方较强，如我国的南方）

根据回路振荡产生的信号的谐波分析原理可以证明，干扰电压是频率不连续（或连续）的各谐波成分的总和。干扰电压和通频带宽度有关。通频带越宽，干扰电压通过收信机的频谱成分也就越多。因此，压缩收信机的通频带是收信机抑制干扰的一种方法。

§ 8—2 各种干扰的来源、性质和抑制方法

由于干扰和信号往往是混杂在一起的，因此，要消除干扰的全部影响是有很大困难的，我们只能尽量地减弱干扰的影响，以保证通信质量。现在防止干扰的方法大致有三种：一是降低接收地点的干扰电压（或功率）同信号电压（或功率）的比值；二是防止

而有所不同。

天电干扰的电能常随着无线电收信机工作频率的上升而降低。因为无线电波在不同频率上传播的特点，使天电干扰和频率的关系有着重大的影响。长波和中波基本上是沿着地面迂回传播的，因此闪电在这些波段内的作用可以传播到很远的距离，并且干扰电场强度很大。在短波波段无线电波传播主要由大气电离层的高度(随季节和昼夜而变化)决定。由于短波在夜间传播较好，天电干扰的电能在这一段时间内也升高。在超短波范围内，无线电波是直接传播的，因此仅在收信机的直接可见闪电火花的直线范围内，对收信机才起干扰作用。

天电干扰属于脉冲干扰。因雷电是一阵阵的，大部分是间隔较长而突然起伏的巨大脉冲。雷电脉冲没有一定的频率，因此，干扰所占频带较宽。其能量是频率较低部分大，频率较高部分小。所以，在长、中波段中，天电干扰影响较大。抑制天电干扰的方法有：

(1) 选择较高的通信频率，使收信机接收天电干扰的能量减低。所以超短波通信时，收信机的外部杂音干扰很小。

(2) 采用方向性很强的定向天线，是防止天电干扰也是防止各种无线电干扰进入收信机的有效办法。这种天线能够接收预定方向来的信号，但对其它各方向进入的干扰则很不灵敏。这样就限制了干扰混入收信机。但定向天线的结构较为复杂，架设也比较困难，且对于每一个方向的通信都要设置单独的天线，因此这种方法只适合于干线通信的固定电台。

(3) 减弱收信机对干扰的灵敏度。具体方法是：采用限幅电路，限制干扰振幅，以达到减小干扰的输出，即小于最大信号的干扰电压输入限幅器时，它能正常通过，而突然来的脉冲干扰，却被限制在最大信号的范围之内，如图 8—4 所示。另一种抑制脉冲干扰的装置是噪音抑制器，它实际上是一个阻塞脉冲干扰的电子管电路。当振幅很大的脉冲干扰进入收信机时，电子管暂不起作用，因而输出波形中脉冲干扰减弱了。它的工作原理在有关军

用机中讨论。

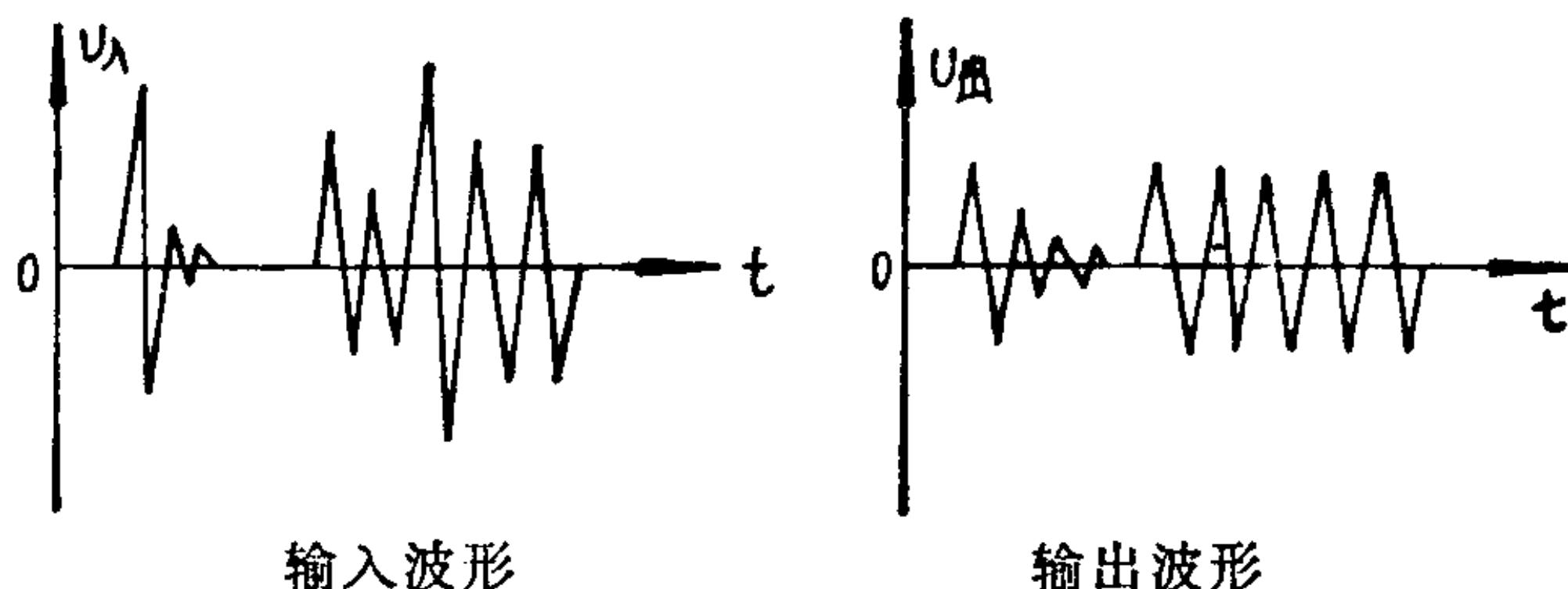


图 8—4 限幅器的输入、输出波形图

二、工业干扰

工业干扰通常是指各种各样的电工设备在工作过程中所造成的对无线电收信机的干扰。其来源很多，如油机的点火系统、有轨电车、无轨电车、继电器、有整流子的电机、电疗器械等等。

工业干扰可能由两条路径侵入无线电收信机。一条路径是通过天线进来；另一条是通过交流市电的电源线。

工业干扰的功率很小，只有当天线和干扰源相距不到 200~400 米时，这种干扰才会对无线电收信机起重大的影响。而在电源网内则可以传播 5~10 公里。

工业干扰大多数情况下是脉冲干扰，但有时因干扰的经常发生，使前后脉冲重复衔接，形成较平滑的干扰。它的干扰频谱也较宽，在城市或工矿区因工业干扰的能源较近，所以工业干扰相当大，农村地区较小。就工作频率来说，频率越高影响越小。

降低工业干扰电能有效的方法是：(1)在干扰源抑制干扰。一是采用消火花设备，二是把发射电磁振荡的电器屏蔽起来，以减弱干扰源的作用。(2)在和干扰源联接的交流市电网内接入专门的保护滤波器。图 8—5 表示这类滤波器的电路，电容器 C_b 通常为 0.1~0.25 微法，扼流圈 L_b 为 0.5~5.0 毫亨。为了消除干扰对整流器中电源变压器次级绕组的静电感应，可用一层金属屏蔽(图 8—5 中虚线所示) 把初级绕组和其余绕组分隔开来。这个屏

蔽层可用直径 0.1~0.2 毫米的绝缘铜线绕成一层，其中一端接地。

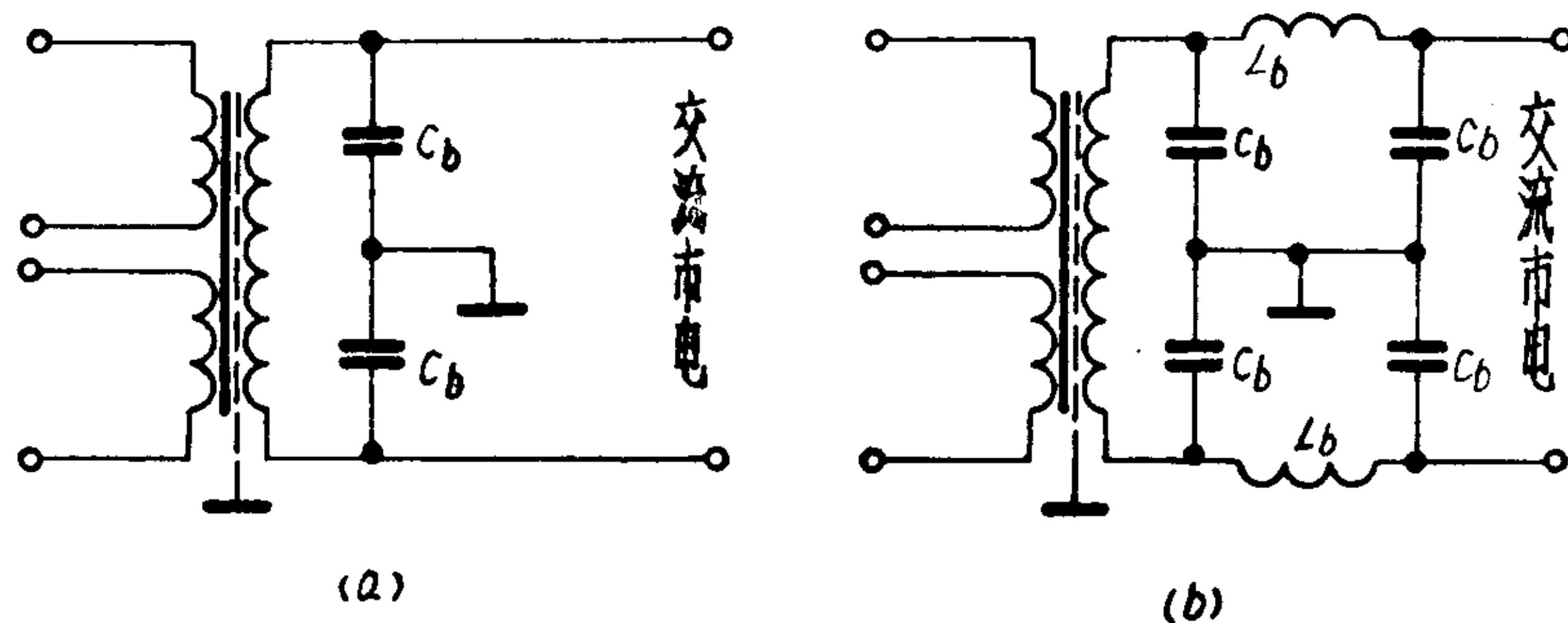


图 8—5 在电源变压器的初级绕组电路中接入滤波器

在接收方面可以考虑：（1）使收信天线尽量远离最强的干扰源和带干扰的电力网（如高压供电线路）。（2）采用防杂音天线。因为工业干扰大部分是波长较长（即频率低）且沿着地面传播，因此，若把天线架高，馈线采用屏蔽，这样对工业干扰的灵敏度会降低。（3）收信机全机和各部分用金属屏蔽，以使干扰源对收信机的影响最小。（4）将收信机设置在远离城市和工矿区的地域。

虽然我们可以采用上述措施避免工业干扰的产生并防止其进入收信机，但由于战时条件的限制，一般说不可能做到彻底消除，因此要求军用收信机本身要有良好的抗干扰性能。因为工业干扰既为脉冲性又兼有平滑性，所以一般多采用限幅器来减弱它的影响。

三、电台干扰

无论是自己电台或敌人扰乱电台发出的信号，只要影响到正常接收，统称为电台干扰。这种干扰来源于邻近的强力发信台或者附近收信机中的本机振荡器。要防止电台干扰，除了远离干扰电台和加强收信机的屏蔽外，由于电台干扰都有一定的方向和固定频率，因此可以采用定向天线来防止干扰进入收信机，在收信机内部也可设法提高选择性以防止电台干扰。此外对于某一频率

的干扰还可采用陷波器来把它滤去。

关于在超外差收信机中出现的各种电台干扰在§7—1中已讨论过了，就不再重复。

四、收信机内部噪音

无线电收信机的内部噪音通常是指收信机本身的各个元件所造成的，并和有用信号一起通过收信机输出端的电压和电流。产生这些电压和电流的原因是收信机各元件中带电粒子的不规则运动——电起伏，这样的电压叫起伏电压，起伏电压在耳机或扬声器中所反应的是连续不断的沙沙声。灵敏度很高的收信机，当把天线摘掉，并把音量调到最大时，就可以听见这种噪音电压形成的沙沙声。收信机的内部噪音是由于电阻、振荡回路和电子管所形成的。下面讨论在收信机的这些元件里形成噪音电压的原因。

(一) 电阻噪音

导体内的自由电荷——电子，处在不断的运动中。这种运动的强弱由导体的温度决定，温度越高，运动就越强。电子在运动时由于互相碰撞而使电子的运动方向和速度极不规则，电子的不规则运动所引起的电流也是不规则的，称为起伏电流。电流流过电阻时，就会产生起伏电压，起伏电压可以看作是许多互相衔接而极短暂的单元脉冲电压。而所有的单元脉冲电压相加起来就构成整个电阻二端间的噪音电压。

起伏电压具有平滑干扰的性质，频谱分析中可以认为是频率

从零到无穷大的无数正弦电压的总和，振幅大小几乎相等。因此在整个无线电频率的范围内都会受到影响，而且是均匀的。

在理论上分析噪音电阻 R_N 时，可以用一个无噪音电阻 R 和噪音电动势 E_N 串联的等效电路来代表，如图 8—6 所示。

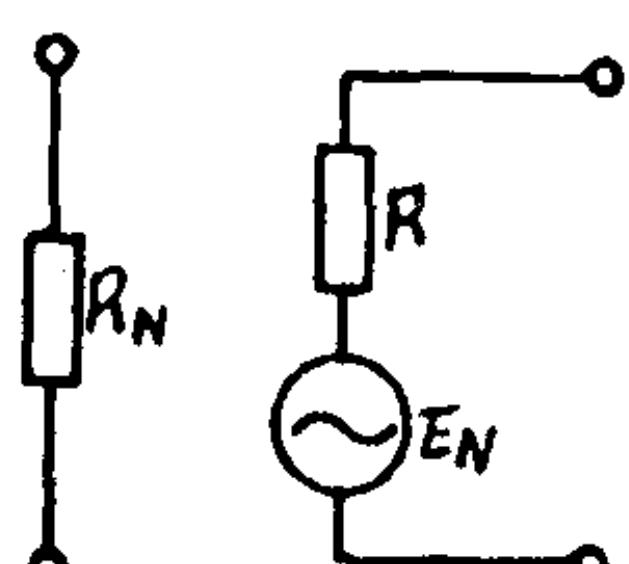


图 8—6 等效噪音电阻

噪音电动势有效值的平方为：

$$E_N^2 = 4KTRB \quad (8-1)$$

其中 $K = 1.37 \times 10^{-23}$ 焦耳/度，称波茨曼常数， T 为电阻 R 的绝对温度， B 为噪音电势的作用频带。公式说明了噪音电势的平方与电阻数值、绝对温度和收信机的通频带成正比。电阻温度增高时，电子的不规则运动加剧，所以噪音电势就增大。电阻中由于电子不规则运动造成的噪音频带很宽，但真正在终端机件中起作用的，只有在收信机通频带范围之内的噪音，而其它频率的噪音则不能通过收信机的各级，因此噪音电势的平方同收信机的通频带成正比。由此可见，收信机的通频带越宽，虽则保真度好，但外来干扰和内部噪音也都增大。

当振荡回路谐振时，它的阻抗为纯电阻 Z_0 ，因此可以把振荡回路产生的噪音电压与由电阻等于 Z_0 所产生的噪音电压相等效。

(二) 电子管的噪音

电子管噪音有以下四种：

1. 弹射效应噪音：由于阴极发射电子不规则而引起的噪音。
2. 分配噪音：由于电子流在正电位电极间的分配并不是固定不变的，而是时刻在杂乱的变化着，这样便使各极电流因分配不均匀而产生了附加波动，从而引起了噪音，称为分配噪音。显然，电极越多，吸收电子的各极间的电子流的分配更加复杂，因而噪音越大，这就是多极管噪音大的原因。
3. 气体噪音：由于电子管工作时，管内的残余气体分子发生电离，由于电离过程中带有不规则的特性；另外，气体电离后，正离子移向阴极时，又会局部的和空间电荷中和，因而使阳极电流起伏变化增加，故噪音大为增加。这种气体噪音，对于用久了的电子管有漏气现象时，更为严重。

4. 感应栅极噪音：这是由于在靠近栅极的其它电路或引线中电子不规则运动，而在栅极上产生感应电势，经放大管放大后形成的噪音。因此，要求各电极间引线要分开且不要互相平行。

电子管的噪音强度通常用等效噪音电阻来衡量。先把在电子管阳极电路中所形成的噪音电压换算到栅极，再使它等效成噪音

电阻产生的噪音电压。也就是说，电子管的噪音电阻就是指这样一个电阻，假如把它接在一个理想的（没有噪音的）电子管输入端上，它在电子管阳极电路内所造成的噪音电压和有噪音电子管所造成的噪音电压相等。因而，电子管的噪音越大，它的噪音电阻也越大。

总之，电子管的噪音是由电子流的起伏变动所引起的，电子流的波动越厉害，噪音也越大。在超短波中，由于频率很高，周期很短，电子流起伏变化的影响大，因此，在超短波范围内对电子管的噪音问题要特别加以注意。

（三）噪音系数及克服内部噪音的方法

1. 噪音系数

在§7—6中分析灵敏度指标时，说明了收信机维持一定的信号噪音比是决定灵敏度的主要条件之一。只有信号功率比噪音功率大一定比例时，即信号噪音功率比（或信号噪音电压比的平方）有一定的数值，才能分辨出信号来。

如果收信机是理想的，即其本身不产生噪音，则在其输入端的信号噪音比是多少，其输出端也就是多少。所以只要输入信号功率比干扰功率大一定比例，以便能够分辨出信号来，则收信机输出端的信号也能分辨出来。但是由于收信机有内部噪音，其输出端的信号噪音比值就会比输入端的小。为了要维持输出端的信号噪音比，就必须提高输入端的信号功率，因此收信机的灵敏度就要降低。由此可见，收信机的内部噪音越小，其灵敏度就越可能高。为此，需要一个能判定收信机内部噪音影响的参量，这个参量就是噪音系数，通常以 N_F 来表示。

其定义是：收信机输入端的信号噪音比对其输出端信号噪音比的比值，就是该收信机的噪音系数。以下式表示：

$$N_F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o}$$

上式中， S_i 是输入端的信号功率， N_i 是输入端的噪音功

率， S_o 是输出端的信号功率， N_o 是输出端的噪音功率。

若收信机不产生噪音，则其噪音系数等于1。但在实际中是不可能做到的， N_F 总是大于1。收信机产生的噪音越大，噪音系数也越大，性能就越差。

2. 收信机内部噪音的克服方法

为了使噪音系数接近于1，提高输出端的信号噪音比，以改善收信机的灵敏度，就必须克服收信机的内部噪音。但由于它是收信机的电路元件和电子管产生的，其性质是典型的平滑干扰，具有连续的很宽广的频谱，同时在很宽的频率范围内，它的强度也是很均匀的。因此对工作于各种波段的收信机都有影响，这样就很难彻底排除。通常有以下几种方法减小收信机的内部噪音：

(1) 采用质量较高的元件和噪音较小的电子管；并尽量少用多栅管，特别是收信机的第一级最好不使用多栅管，因为这个电子管的噪音电压将得到最大的放大，这是不适宜的。

(2) 由于变频管产生的噪音较大，为了提高信号噪音比，在变频级之前加一级或两级高放，而且是选用噪音小的电子管。

(3) 在安装上焊接要牢固，布线要合理，以防止接触电阻产生的噪音和感应栅极噪音。

(4) 由于噪音电压频谱很宽、强度均匀，所以噪音随收信机的通频带的加宽而增高，故通频带不宜太宽。同时，通频带窄也有削弱外部干扰的效果。

在超短波收信机中，内部噪音是主要的干扰源。这是由于在超短波范围内，天电干扰和工业干扰的能量随频率的升高而越来越小，但内部噪音因频率增高、通频带加宽而大大提高。所以在超短波收信机中不采用多栅管作为放大或变频。

为了判断干扰的来源，通常采用短路天线的方法。如果将天线短路到地后即能消除，则干扰是外来的；如不能消除，则说明干扰是收信机内部产生的。

复习思考题

1. 无线电干扰有几种？它们有什么特点？怎样减小它们的影响？
2. 收信机内部噪音是怎样产生的？它的性质如何？怎样减小收信机内部噪音的影响？
3. 什么是噪音系数？它和收信机的灵敏度有什么关系？

第九章 调 频 收 信 机

接收调频信号的收信机称调频收信机。图 9—1 是超外差式调频收信机的方框图和各部分的输出电压波形。

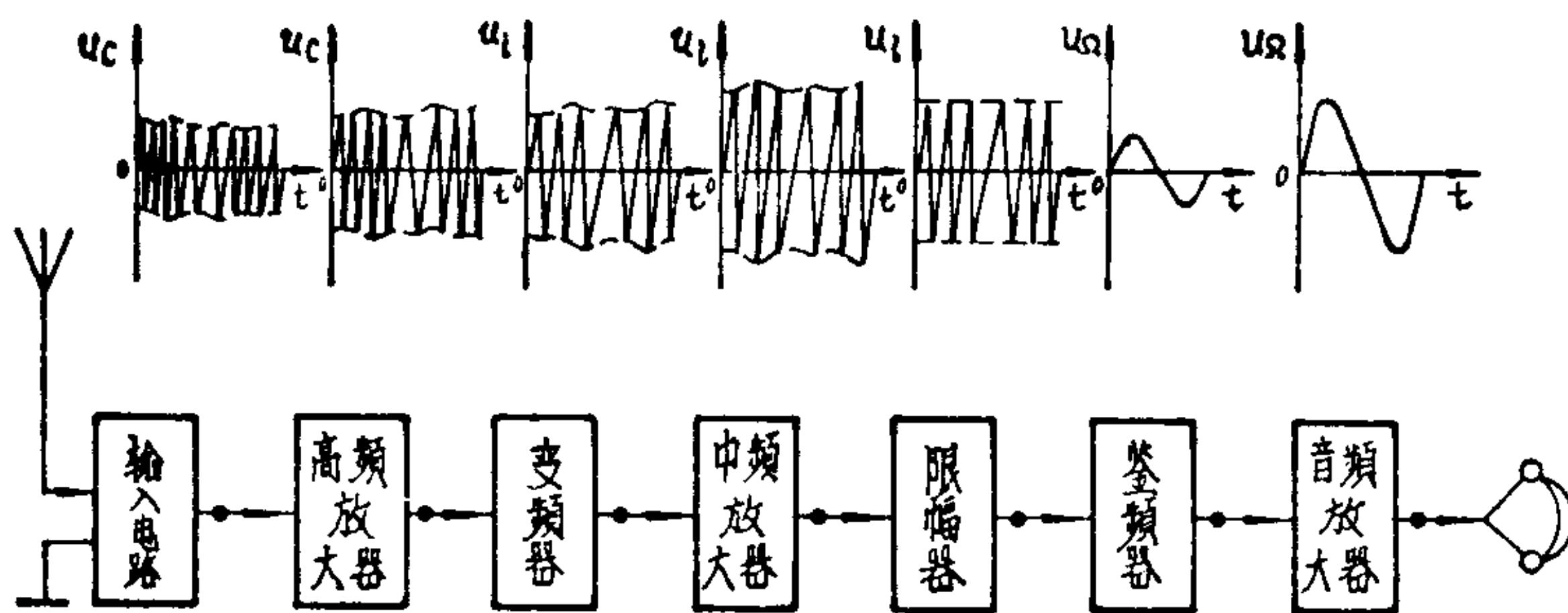


图 9—1 超外差式调频收信机方框图和各部分输出电压波形

从方框图中可知，调频与调幅收信机有许多共同点，中频放大器以前各级基本上相同。其主要不同点在于解调部分，调频收信机没有检波器，而有限幅器和鉴频器。本章着重研究调频收信机的特殊部分的工作原理。

§ 9—1 限 幅 器

一、限幅器概述

限幅器在中频放大器之后，鉴频器之前，它的作用是消除外界干扰或收信机内部噪音、谐振曲线弯曲所产生的寄生调幅，保持鉴频器输入端的中频信号电压恒定不变，从而提高调频收信机的抗干扰能力。限幅器的输入、输出电压波形如图 9—2 所示。

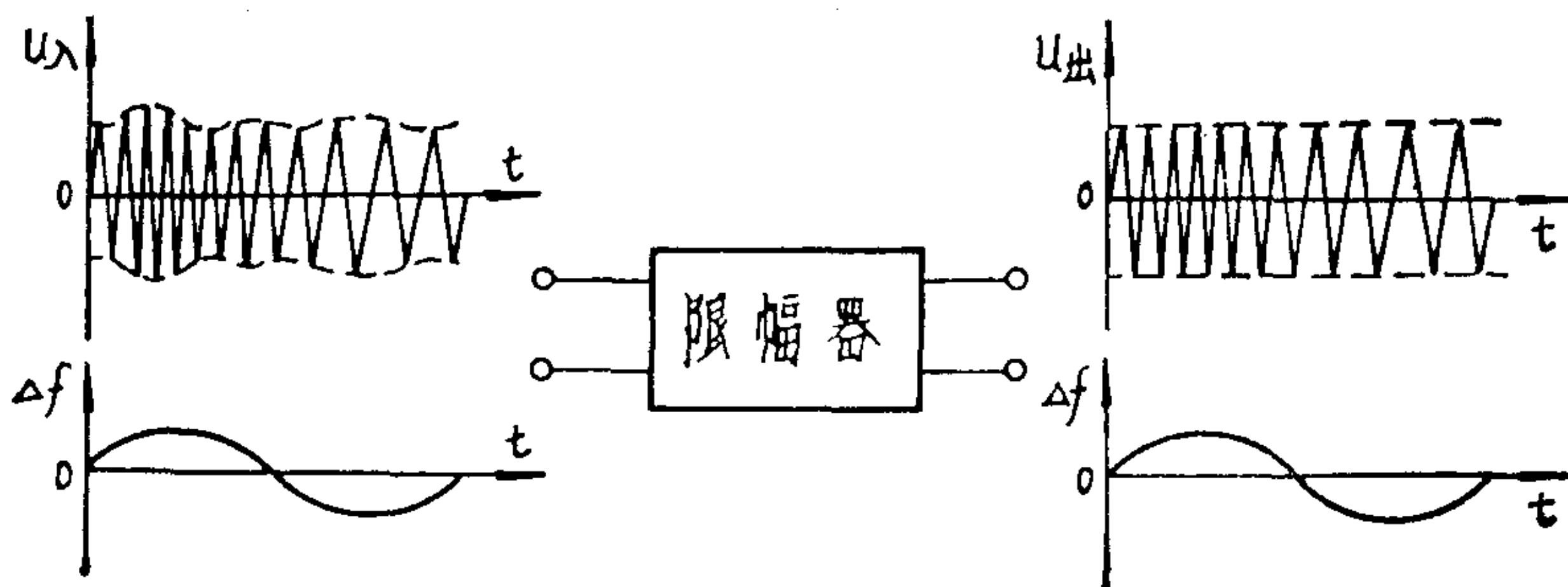


图 9—2 限幅器的工作情况

对限幅器的要求主要是：限幅性能要好。所谓限幅性能好，就是在输入信号电压的振幅变化时，限幅器输出电压的振幅基本上不发生变化，而且在输入电压很小时，限幅器就开始起作用。

限幅器的限幅作用，可以利用栅极、帘栅极、阳极电路的作用或几个电路的混合作用而得到。最常用的有栅漏偏压限幅器和双三极管限幅器，下面分别介绍它们的工作原理。

二、栅漏偏压限幅器

(一) 栅漏偏压限幅器的工作原理

栅漏偏压限幅器的原理电路如图 9—3 所示，它基本上是一个中频放大器，不过它工作在有栅流的情况下，并使用了栅漏偏压。电子管一般采用锐截止管，它的阳极电压和帘栅压加得很

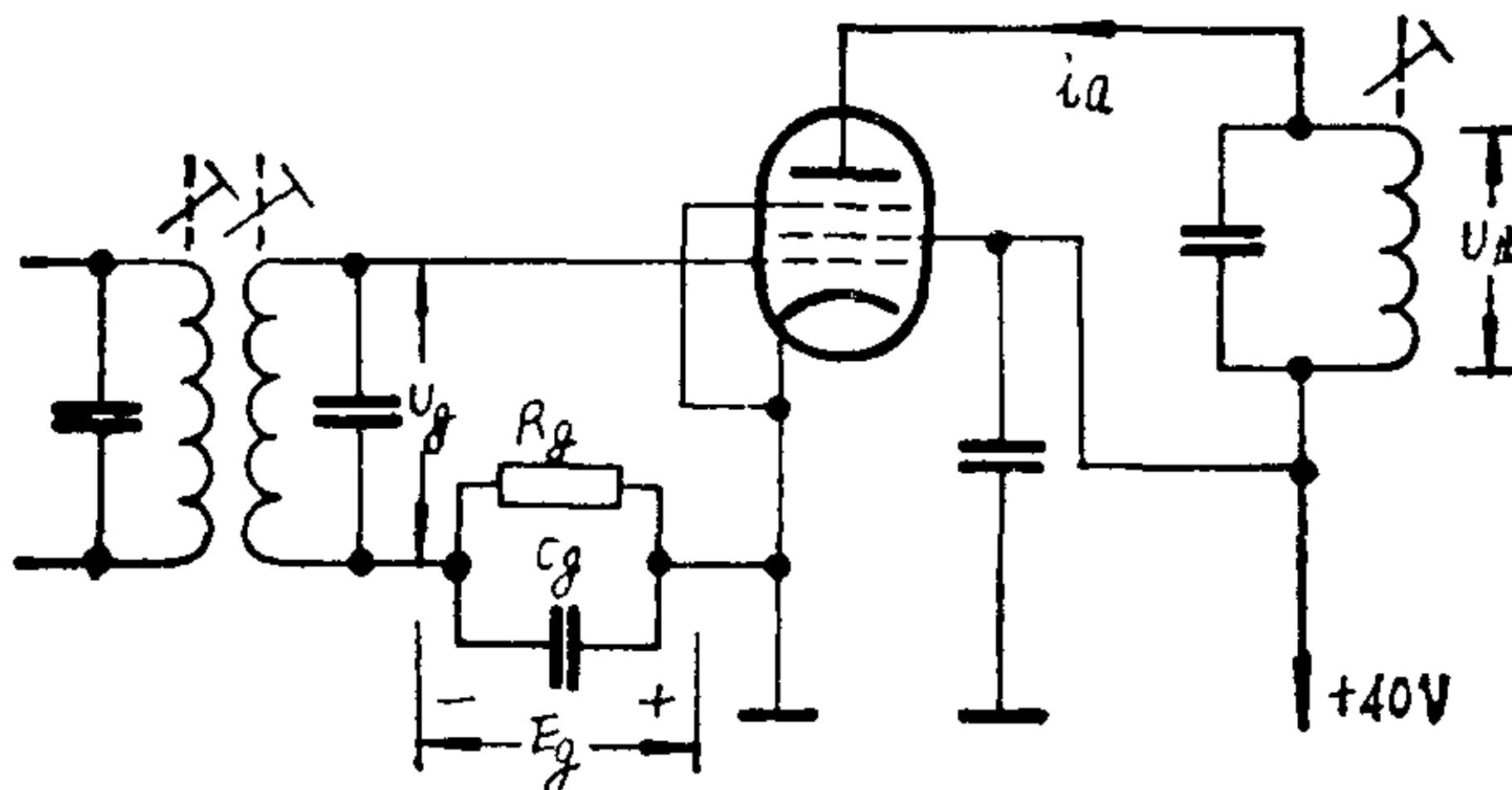


图 9—3 限幅器的原理电路

低，约为30~45伏，有时甚至是帘栅电压还稍高于阳极电压，而在这种情况下，栅极电压很小或等于零时，阳极电流也会出现饱和和甚至达到很快下降的程度，同时阳流的截止偏压也很小。

栅漏偏压限幅器是利用栅流的作用和阳极电流的饱和得到限幅的。

利用栅流的作用来限幅时，其原理与自动增益控制相类似。工作时由中频放大器输入一个较大的信号电压，使电子管产生栅流，栅流流经 C_gR_g 将产生很大的栅漏偏压，使信号的负半周超过阳流截止值。当信号电压加大时，栅流加大，栅偏压随之增大，使放大量降低；同时栅流对前级起着分流作用，信号大时，对前级分流作用加大，这就使前一级放大量减小，结果使限幅器的输出电压基本保持不变。

利用阳极电流的饱和进行限幅的基本原理是：由于限幅管工作在阳极电流饱和的状态下，所以输入电压在某一范围内变化时，阳流脉冲的大小基本保持不变，基波也基本不变。

为了更好理解限幅器的工作原理，我们结合图9—4进一步加以说明。

设限幅器的输入端分别加上两个振幅不等的信号电压 U_{g1} 和 U_{g2} ，其中 U_{g1} 与 U_{g2} 的频率相同，但 $U_{g2} = 2U_{g1}$ 。信号输入后，由于栅漏偏压的自动调节作用， $E_{g2} > E_{g1}$ ，而最大的栅压 e_{gm2} 和 e_{gm1} 则相差很小，如图9—4所示。

阳极电流是一个脉冲波，它除了包含有基波成分外，还有大量的谐波。因为限幅器的阳极负载为谐振于中频的振荡回路，因此中频成分（即基波成分）有很大的输出。其它谐波成分都在回路通频带以外，故被滤掉，所以限幅器的输出电压还是一个中频正弦波形。

基波电流可按无线电发信原理所提到的计算方法求出，即：
 U_{g1} 产生的基波电流

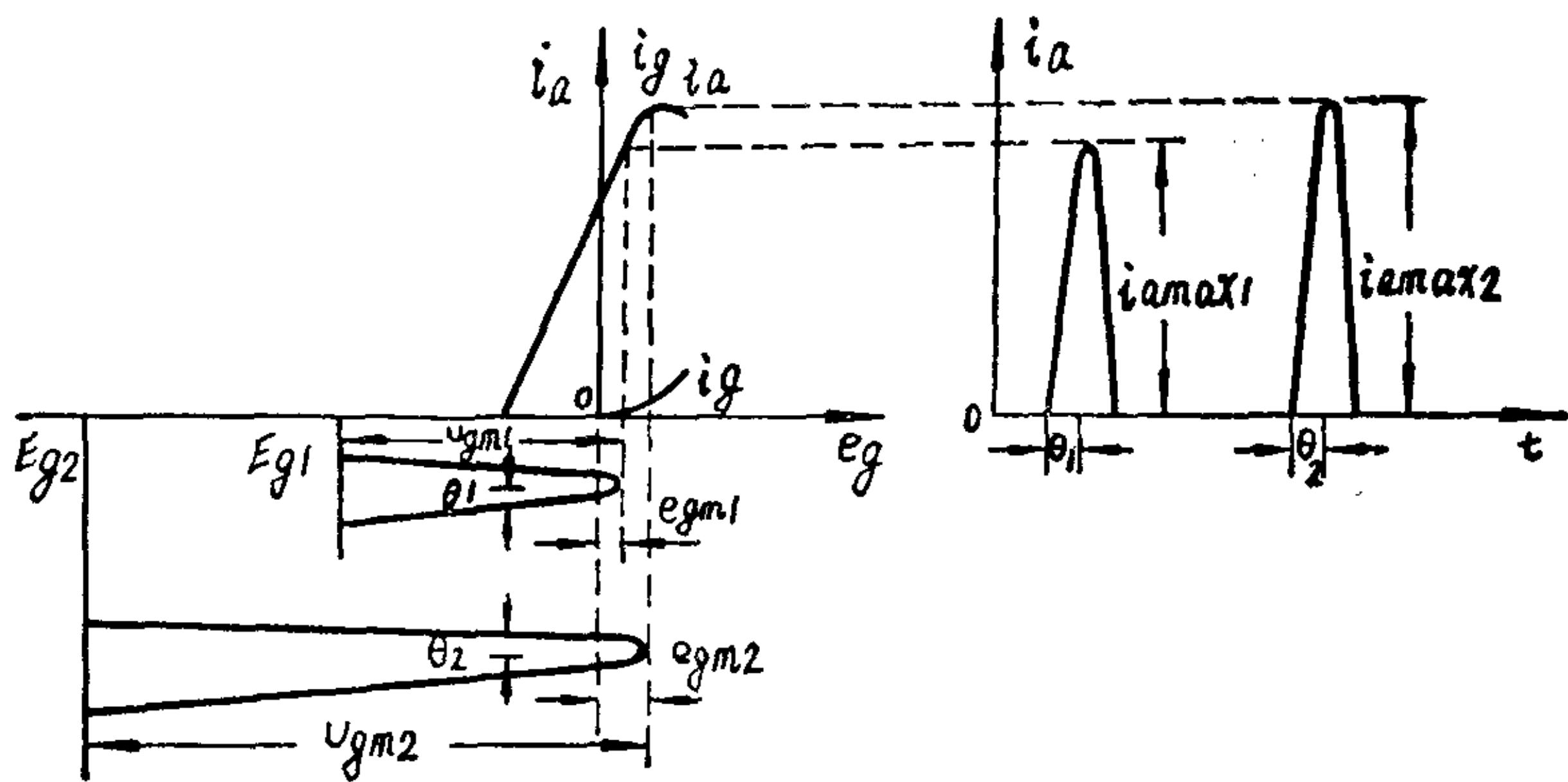


图 9—4 限幅器输入大小信号时的情形

$$(I_{a1})_1 = i_{a\max_1} \alpha_1(\theta_1)$$

U_{g2} 产生的基波电流

$$(I_{a1})_2 = i_{a\max_2} \alpha_1(\theta_2)$$

比较一下图 9—4 中的 i_a 波形可以看出

$$i_{a\max_1} < i_{a\max_2}$$

但

$$\theta_1 > \theta_2$$

亦即

$$\alpha_1(\theta_1) > \alpha_1(\theta_2)$$

由图可以看出, $i_{a\max_1}$ 与 $i_{a\max_2}$, θ_1 和 θ_2 的差值是不大的, 因此:

$$(I_{a1})_1 \doteq (I_{a1})_2$$

当限幅器的中频负载为 Z_0 时, 则阳极回路的中频电压

$$U_{\text{出}} = I_{a1} Z_0$$

故

$$(U_{\text{出}})_1 \doteq (U_{\text{出}})_2$$

这就是说, 只要限幅器能保持丙类运用, 使其通角 θ 很小时, 即使它的输入电压变化很大(如变化了一倍)时, 其输出电压还可以近似不变, 这就说明了限幅器的限幅作用。

实际上, 因为阳极电流脉冲峰值的增加比通角的减小对 I_{a1} 的

影响要稍大，所以输出电压还是随信号电压的增加而稍有增加。如果将阳压和帘栅压同时降低，使在信号电压的正峰值处阳流就达到饱和，就可以限制阳流脉冲的增长，而得到更有效的限幅作用。但是用更大信号输入时，由于信号正峰值进入了 $i_a \sim e_g$ 曲线的下降部分，结果会使输出下降。

(二) 限幅特性

限幅器限幅作用的好坏，常用限幅特性曲线来表示。所谓限幅特性曲线就是限幅器输出电压与输入电压的关系曲线，如图 9—5 所示。

由图可知，当输入信号电压很小时，由于限幅器还不能工作在丙类，所以输出电压随输入电压的增加而增加；当输入电压超过 U_p 时，限幅器起作用，输出电压基本上不随输入电压变化；当输入电压很大时，由于信号正峰值工作在 $i_a \sim e_g$ 特性曲线的下降部分，所以输出电压随输入电压增加而略有减小。

图中 U_p 是限幅器开始起限幅作用时的电压，通常称门限电压。 U_p 小，说明输入电压很小时，限幅器就起作用，这样可以减少中频放大器的级数。例如，一般栅漏偏压限幅器的门限电压约为 1~2 伏，为了对寄生调幅大的信号能有效的限幅，输入电压要大于门限电压二倍左右，因此输入到限幅器的信号电压应有 2~4 伏。要在限幅器输入端得到 2~4 伏的中频信号电压，就要求中频放大器应有足够的放大量，即要有足够的级数。门限电压越大，级数就要越多，反之则相反。因此我们要求限幅器的门限电压要小。

(三) C_g, R_g 时间常数的讨论

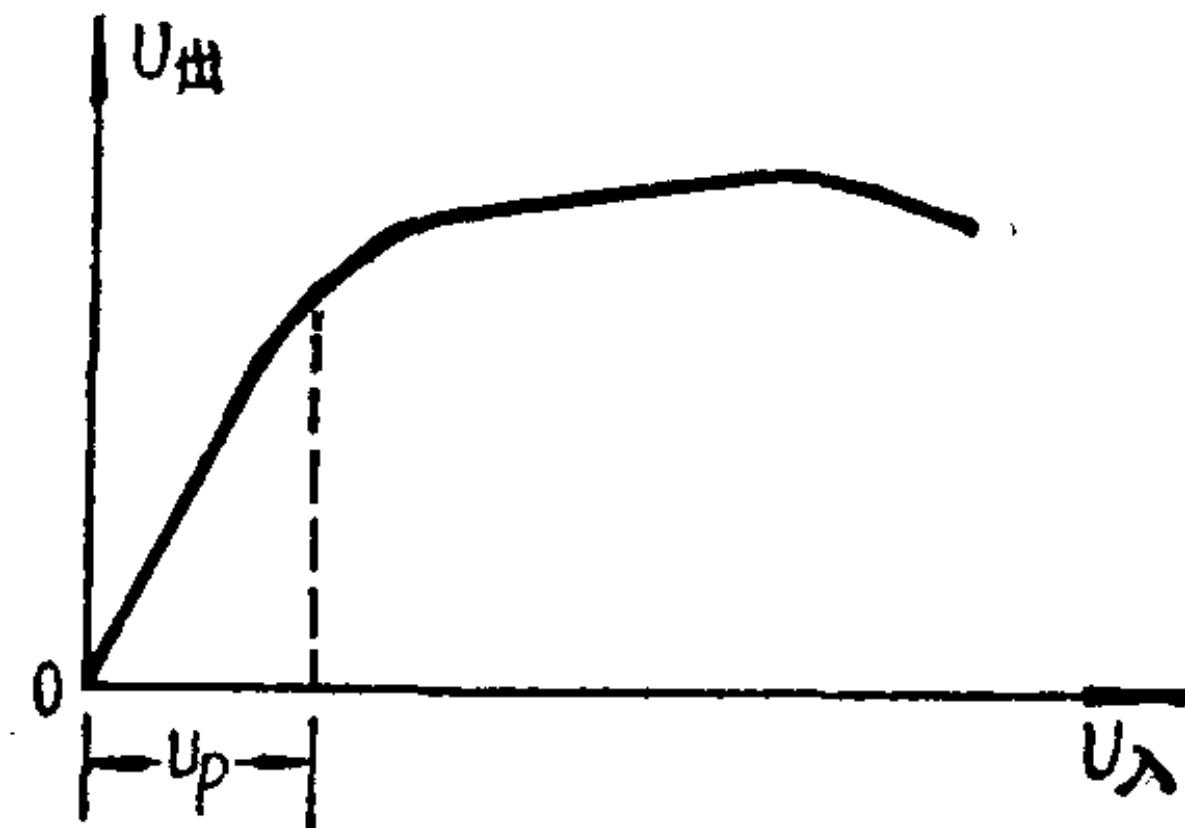


图 9—5 限幅特性曲线

栅极电路中 $C_g R_g$ 的作用有两个：即栅漏偏压的建立和它的自动调节作用。下面我们将分别讨论 $C_g R_g$ 时间常数大小对它们的影响。

由于栅流在 $C_g R_g$ 上充电和放电的结果，在 $C_g R_g$ 上将产生一个稳定的偏压。从图 9—4 的分析中知道，由于 $\theta_g < 90^\circ$ ， C_g 充电的时间不到信号周期的一半，其它时间没有栅流， C_g 要经过 R_g 放电。要维持一个稳定的偏压， $C_g R_g$ 的时间常数应比信号的周期大得多。

$C_g R_g$ 电路的时间常数，就是电容 C_g 经 R_g 放去全部电荷的 63% 所需要的微秒数。在中频为 465 千赫时，常选用 C_g 为 50 微微法， R_g 为 300 千欧姆。那么 $C_g R_g$ 所决定的时间常数就等于

$$\begin{aligned}\tau &= C_g R_g = 50 \times 10^{-12} \times 300 \times 10^3 \text{ 秒} \\ &= 15 \times 10^{-6} \text{ 秒} \\ &= 15 \text{ 微秒}\end{aligned}$$

我们把这个时间常数的大小和输入信号一个周期的大小作一比较，中频为 465 千赫的调频信号的周期

$$T = \frac{1}{465 \times 10^3} \doteq 2 \text{ 微秒}$$

这就可以看出，输入信号的一个周期等于 $C_g R_g$ 电路时间常数的 $\frac{2}{15}$ 。因此在电子管栅流截止后电容 C_g 放电是很少的。亦即栅漏偏压能在 C_g 放电的时间内稳定下来，并继续维持栅漏偏压。

对于中频为几兆赫以内的限幅器， $C_g R_g$ 的时间常数在 1~25 微秒的范围内。

栅漏偏压自动调节作用的意思是栅偏压的变化能够与信号振幅的变化相适应，也就是说， $C_g R_g$ 的时间常数应与振幅变化的周期相近，当信号振幅增大时，栅偏压能随之增大，使 e_{gm} 不致超出很多，这样 U_{out} 就基本上保持不变，达到了限幅的目的。

在具体的选择时间常数时，应考虑两种情况：一种是频调波

幅度的变化是由于中频放大器谐振曲线弯曲或受到了某种平滑干扰，它的幅度变化较慢， $C_g R_g$ 时间常数的选择应该大一些，通常为 5~25 微秒左右；另一种情况是由于受到了脉冲性的干扰，因其幅度变化很快，可选用较小的时间常数，一般为 1~5 微秒左右。

为了解决时间常数的矛盾，可采用两级时间常数不同的限幅器串联，如图 9—6 所示。其中第一级的时间常数 $C_{g1}R_{g1}$ 可选

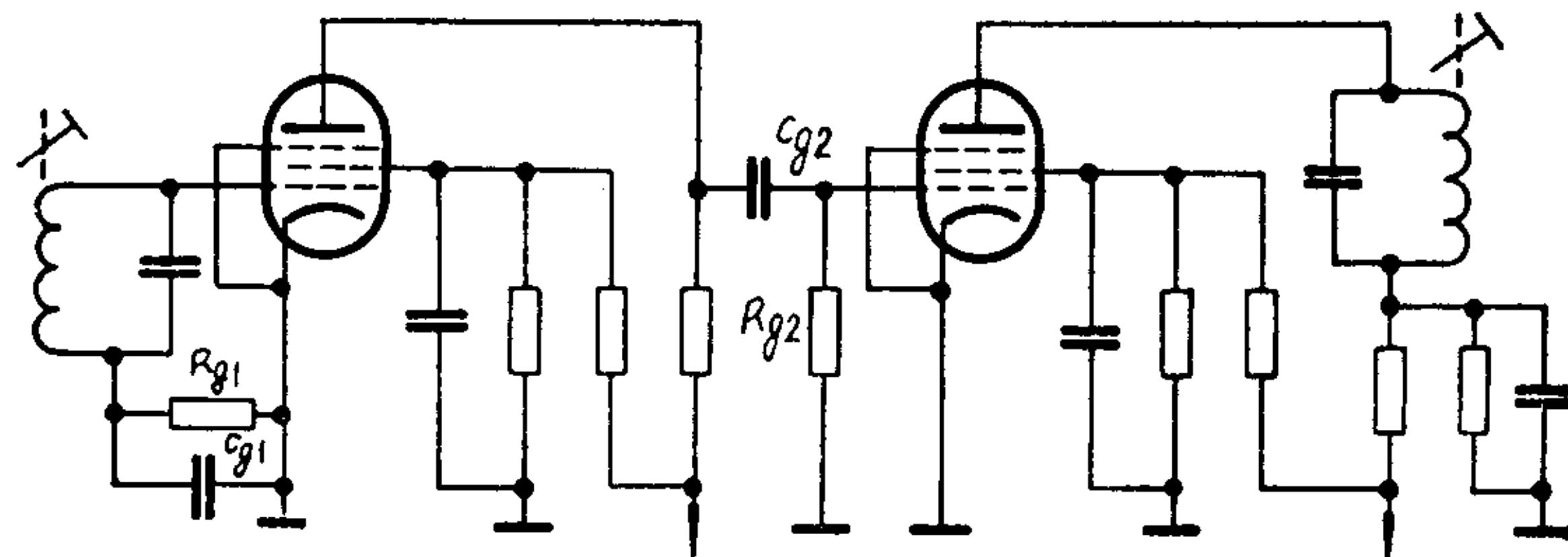


图 9—6 两级限幅器

1~5 微秒，第二级的时间常数 $C_{g2}R_{g2}$ 可选 5~25 微秒，这样两级限幅器的综合作用，就可以抑制上述两类型质的干扰。

另外，当采用两级限幅时，门限电压较小，如图 9—7 所示。其原因在于当输入信号较小时，第一级限幅器起了放大作用，因而其输出电压超过了第二级限幅器的门限电压。

栅漏偏压限幅器的线路比较简单，而且与中频放大器相类似，同时它能有效的进行限幅，因此在军用机中应用较多。其缺点是电压传输系数低，限幅特性不太好。因此有时为了得到较好

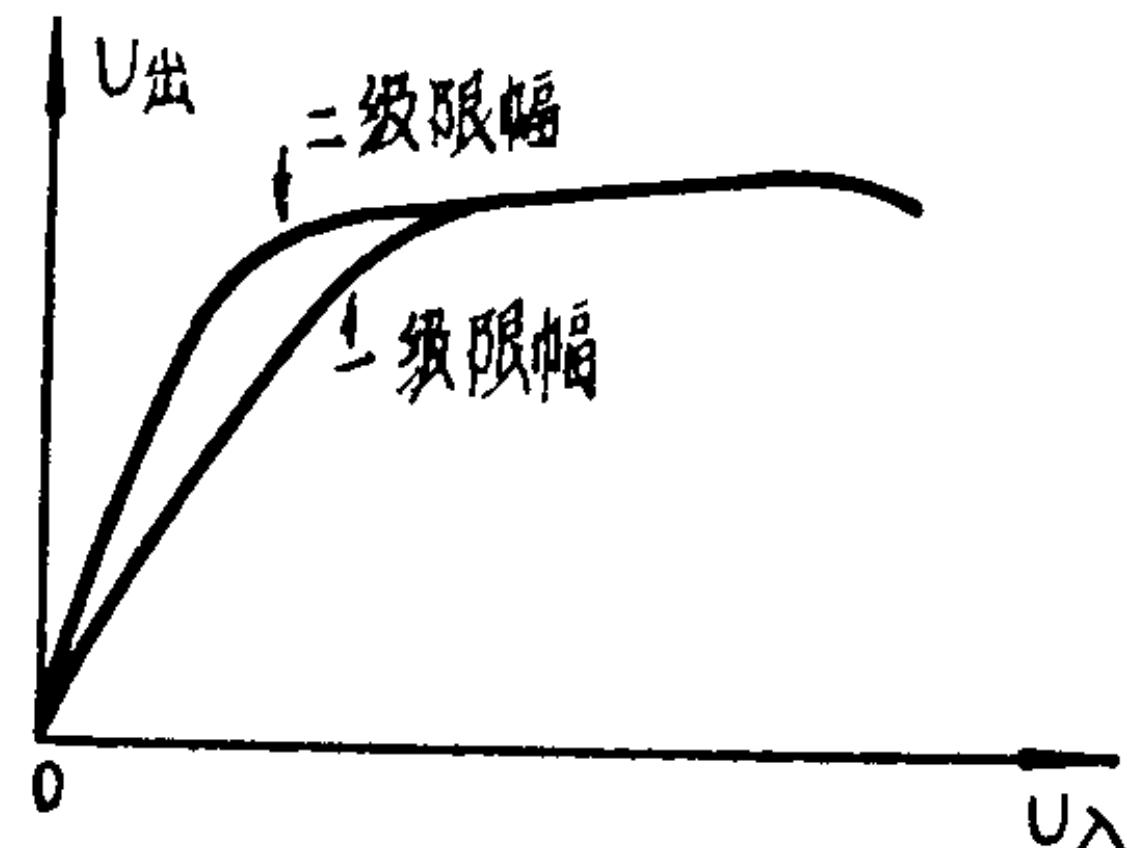


图 9—7 一、二级限幅特性比较
—173—

的限幅特性，采用双三极管限幅器。

三、双三极管限幅器

双三极管限幅器的原理线路如图 9—8 所示。左边的三极管 V_1 接成阴极输出器，它的输入电压 U_{λ} 与输出电压 U_K 同相。右边的三极管 V_2 接成栅极接地的放大器。左边三极管的输出电压就是右边三极管的输入电压 U_{g2} ，对 V_2 的栅极电压而言， $U_{g2} = -U_K$ ，所以两个三极管的输入电压相差 180° 。

双三极管限幅器是利用阳流截止作用的限幅器，其工作原理可用图 9—9 的图解来说明。阴极电阻 R_k 的数值是这样来选择的，即使它在两个栅极上造成的偏压 E_g 都处于两个管子阳流特性的弯曲部分 (A_1 和 A_2 点上)。

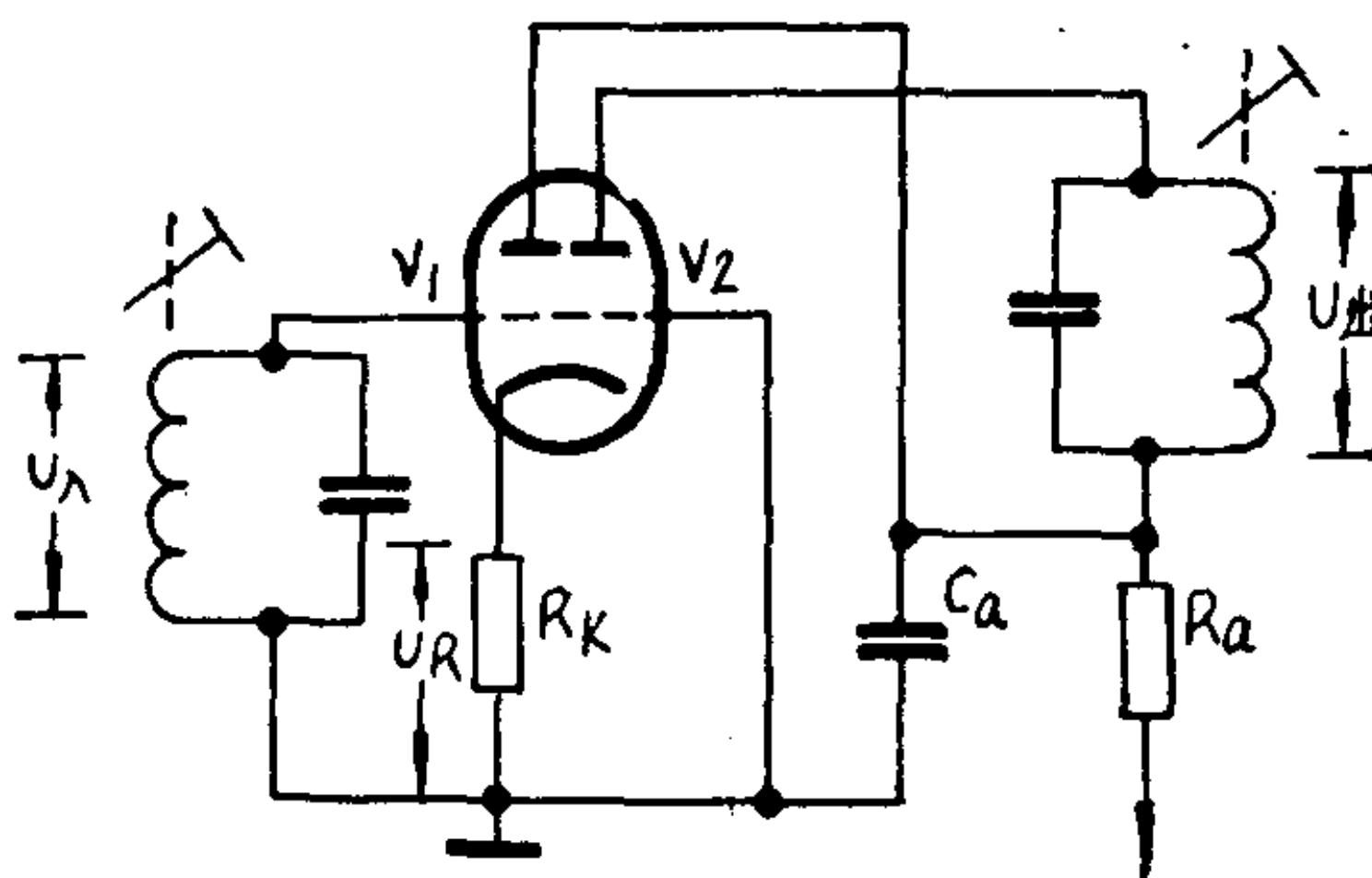


图 9—8 双三极管限幅器

在图中所示的工作状态下，当限幅器的输入电压较小时，那么输出电压差不多与输入电压成正比，即限幅器作为一般的放大器工作，如曲线 a 所示。当输入电压很大时，每个三极管的阳极电流的负半周都有一部分达到了阳流截止的位置，因此在 V_2 的阳流中，产生了上下半周有了限制的阳极电流。当输入电压在更大的范围内增大时，阳流截止所限制的 i_{a2} 波形基本上不变，因此调谐在输出电路中的基波(中频成分)电压也几乎不变，即输出电压基本不变。

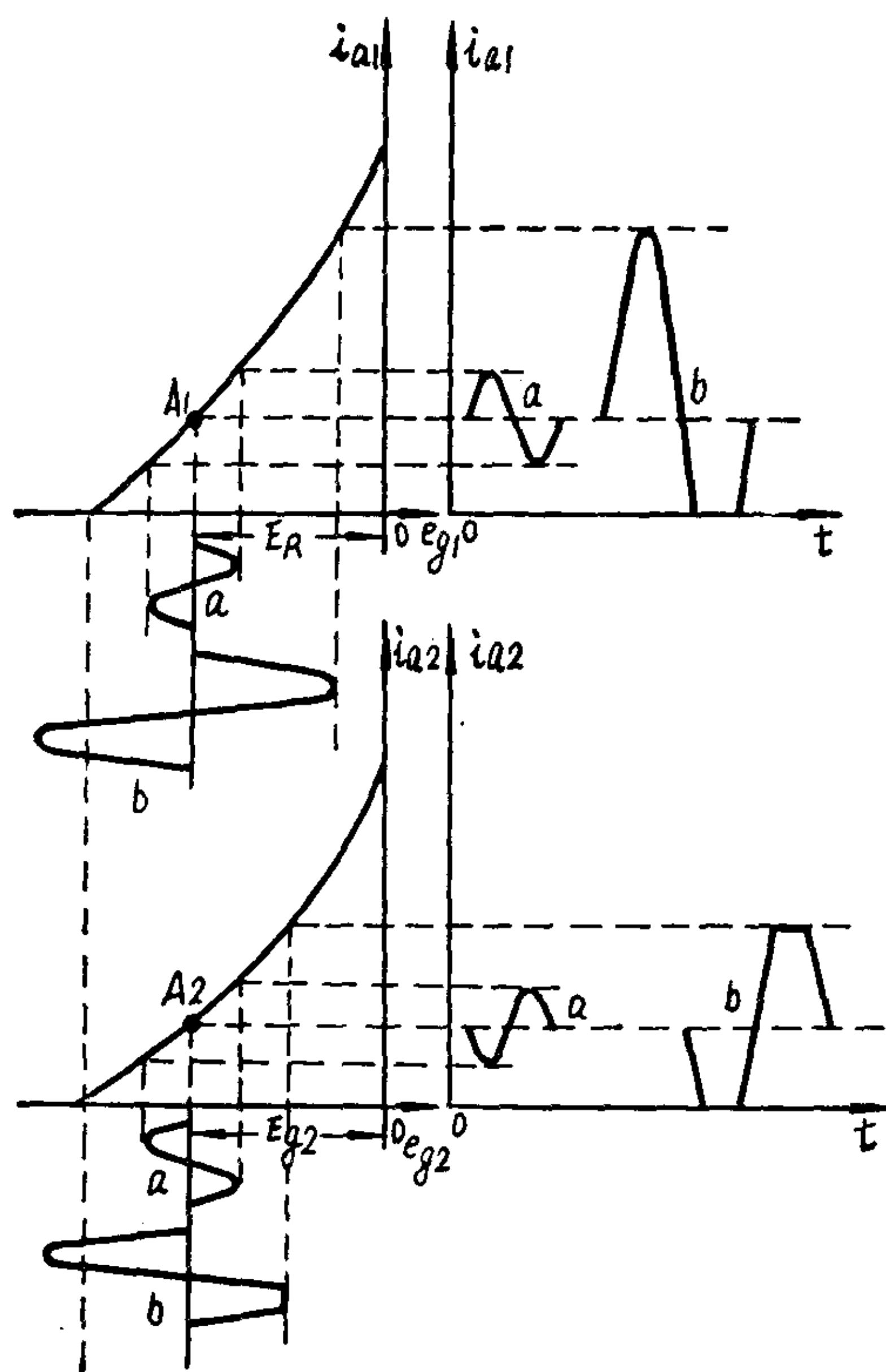


图 9—9 双三极管限幅器的工作曲线

这种限幅器的优点是门限电压 U_p 小(1 伏左右), 输出电压大(10~20 伏左右), 而且限幅器特性曲线的形状较好。由于前两个优点, 采用这种限幅器, 可以使限幅之前所需的放大量小一些。改变电阻 R_k 的数值可以调节工作点, 即调节门限电压的数值, R_k 越大, 工作点 A_1 、 A_2 越向左移, E_g 就越大, 而 U_p 就越小。这种线路的缺点是线路较复杂。

§ 9—2 鉴 频 器

一、鉴频器概述

(一) 鉴频器的作用

鉴频器位于调频收信机的限幅器之后和音频放大器之前，它的作用相当于调幅收信机中的振幅检波器。鉴频器的任务就是从频调波信号中还原出原调制的音频信号，如图 9—10 所示。

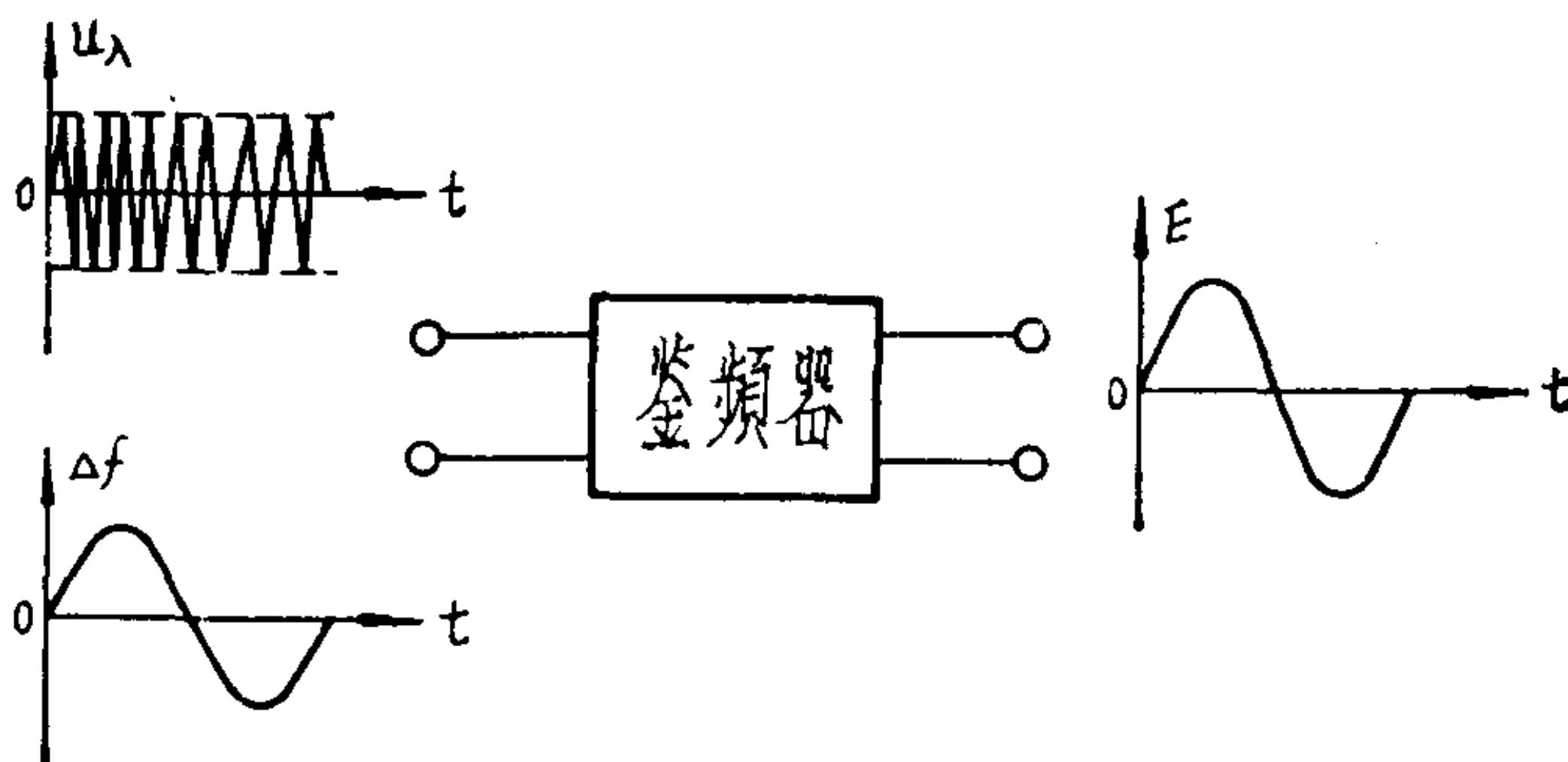


图 9—10 鉴频器的输入、输出波形

(二) 鉴频器的分类

鉴频器的工作物理过程，简单的说就是把频率变化的频调波变为相应的振幅变化的幅调波，然后再通过二极管的非线性作用，还原出相应的音频信号。所以鉴频器也称为频率——振幅检波器。按照它的这种作用来看，凡输出电压与信号的频率偏移成正比的电路，都可作为鉴频器。根据鉴频器线路的不同，可把它分为离谐鉴频器、相位鉴频器等。

(三) 对鉴频器的要求

为了更好地完成鉴频的任务，对鉴频器有以下几个主要的要求。

1. 非线性失真要小

因为频调波中的频率偏移 Δf 反应着调制电压的规律，所以对鉴频器非线性失真的要求，就是鉴频器的输出电压 E 与频率偏

移应有直线的关系。 E 与 Δf 的关系常用 $E \sim \Delta f$ 曲线来表示。 $E \sim \Delta f$ 曲线称为鉴频特性曲线，如图 9—11 所示。

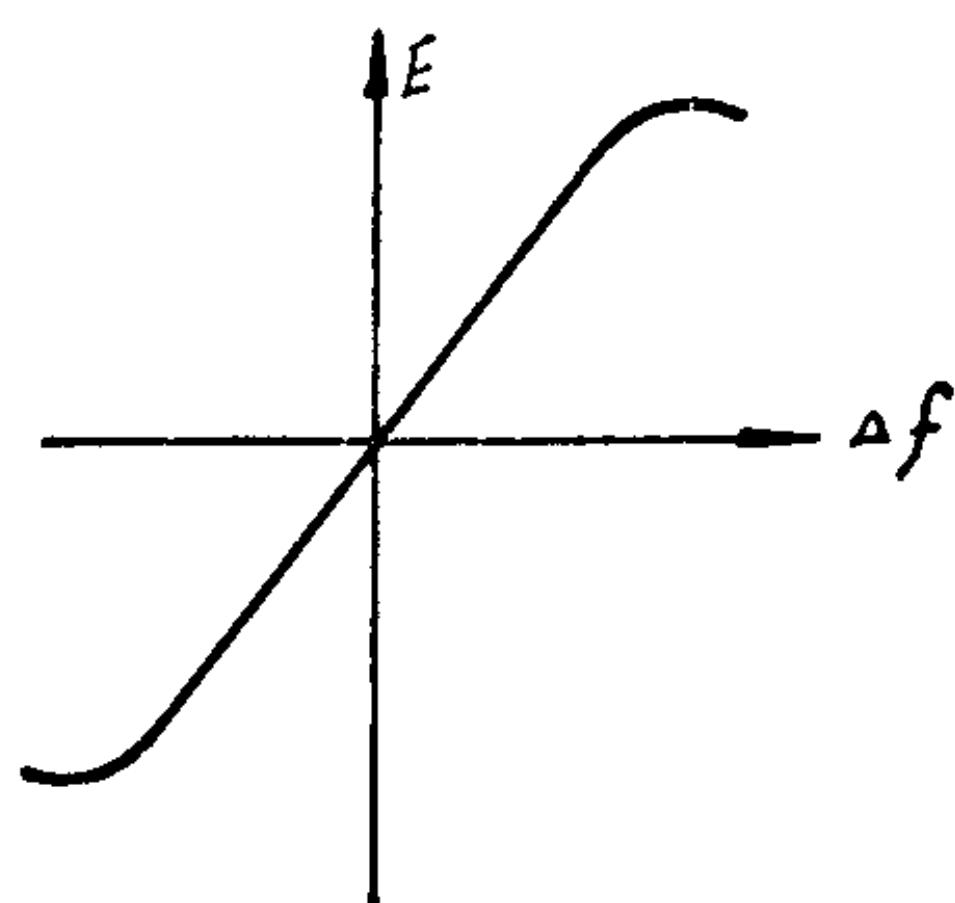


图 9—11 鉴频特性曲线 鉴频互导 S_o 愈大，则在同样频率偏移的情况下，鉴频器的输出电压愈大。

可见，若要鉴频器的非线性失真小，信号的频率偏移应摆动在鉴频特性曲线的直线范围内。

2. 鉴频互导要大

鉴频特性曲线直线部分的斜率称为鉴频互导。用 S_o 表示

$$S_o = \frac{\Delta E}{\Delta f}$$

3. 鉴频灵敏度要高

鉴频灵敏度高是表示鉴频器在输入较小信号时也能正常工作。在收信机灵敏度要求一定时，鉴频灵敏度愈高，则高频部分的放大量可以减小。这样就可以使高放、中放的级数减少，收信机的结构就可以简单一些。

二、离谐鉴频器

(一) 单回路离谐鉴频器

最简单的鉴频器如图 9—12 所示，称为单回路离谐鉴频器。它的线路结构是最简单的，表面看和调幅收信机中的二极管检波器一样，但它的次级回路对频调波的中心频率 f_0 是离谐的。

图中初级回路 L_1C_1 调谐到频调波信号的中心频率 f_0 上，次级回路的 L_2C_2 则

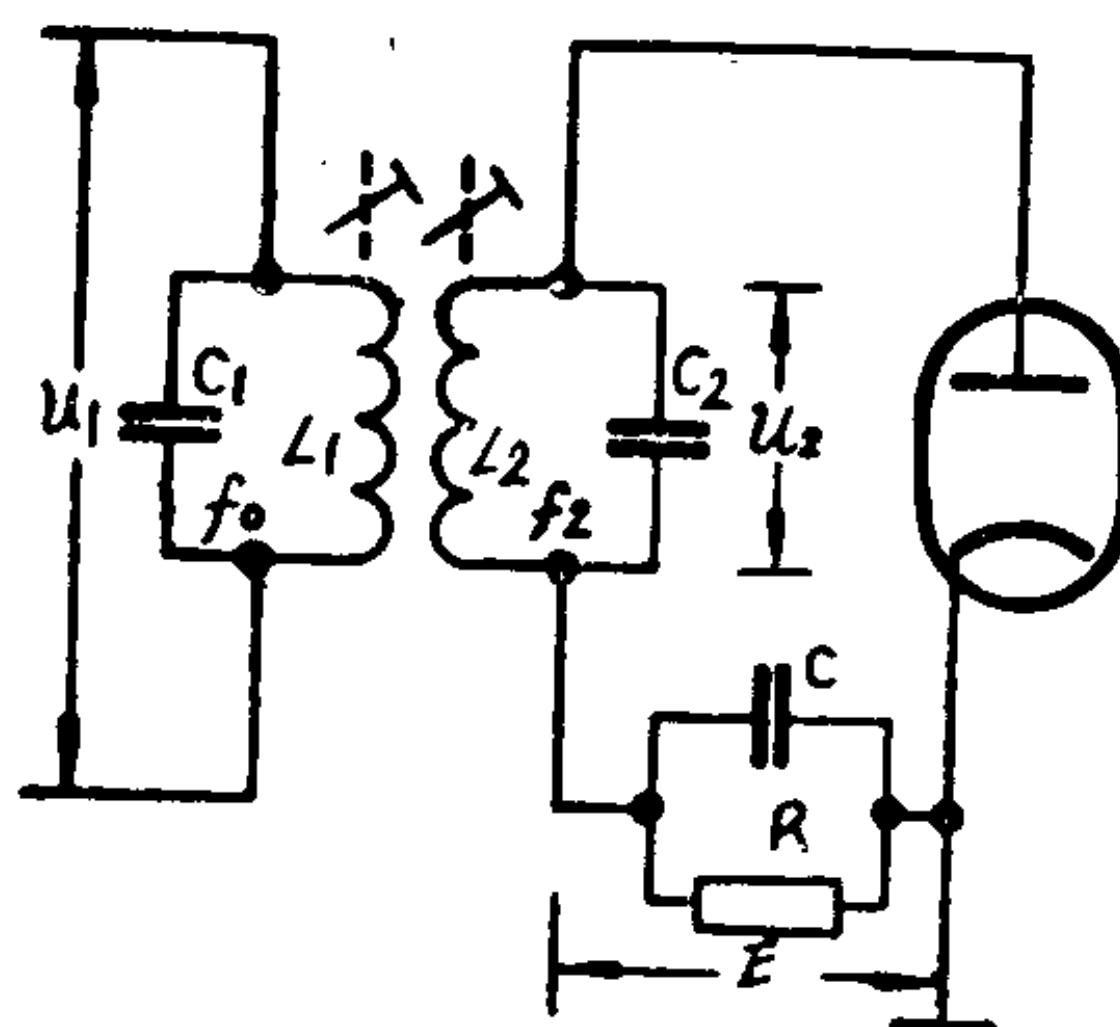


图 9—12 单回路离谐鉴频器

调谐在 f_2 上, 而 f_2 低于(或高于) f_0 。当输入信号频率变化时, 次级回路两端的电压 u_2 的振幅就相应发生变化, 如图 9—13 所示。如果谐振曲线的两边为直线, 则振幅的变化和频率的变化成正比, 然后用一般检波的方法把幅度变化的高频电压变为音频电压。

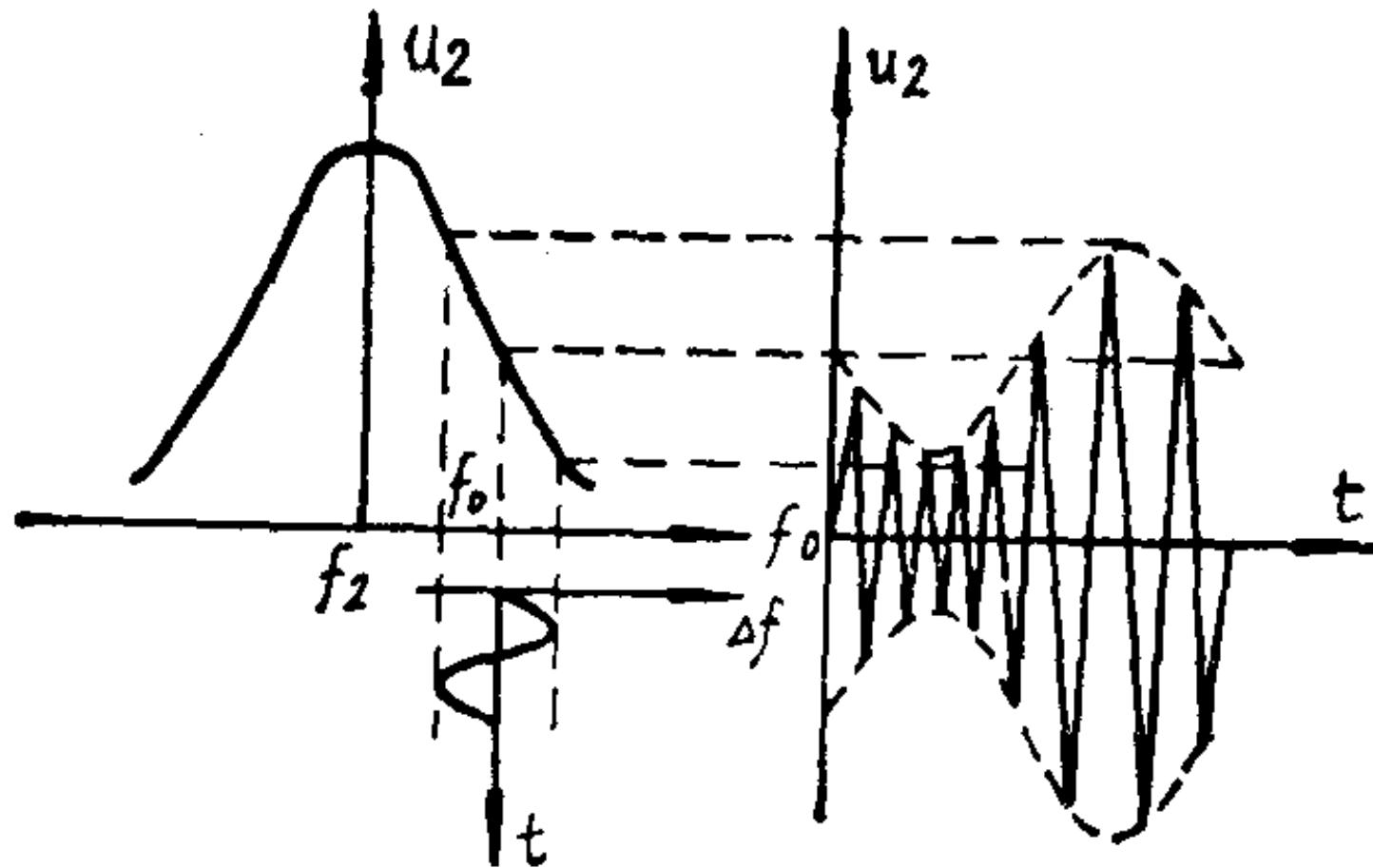


图 9—13 单离谐电压波形

单回路离谐鉴频器结构简单, 但由于谐振曲线不平直而引起的非线性失真比较大, 因此很少应用。

(二) 双回路离谐鉴频器

为了克服单回路离谐鉴频器非线性失真大的缺点, 可以采用双回路离谐鉴频器, 如图 9—14 所示。

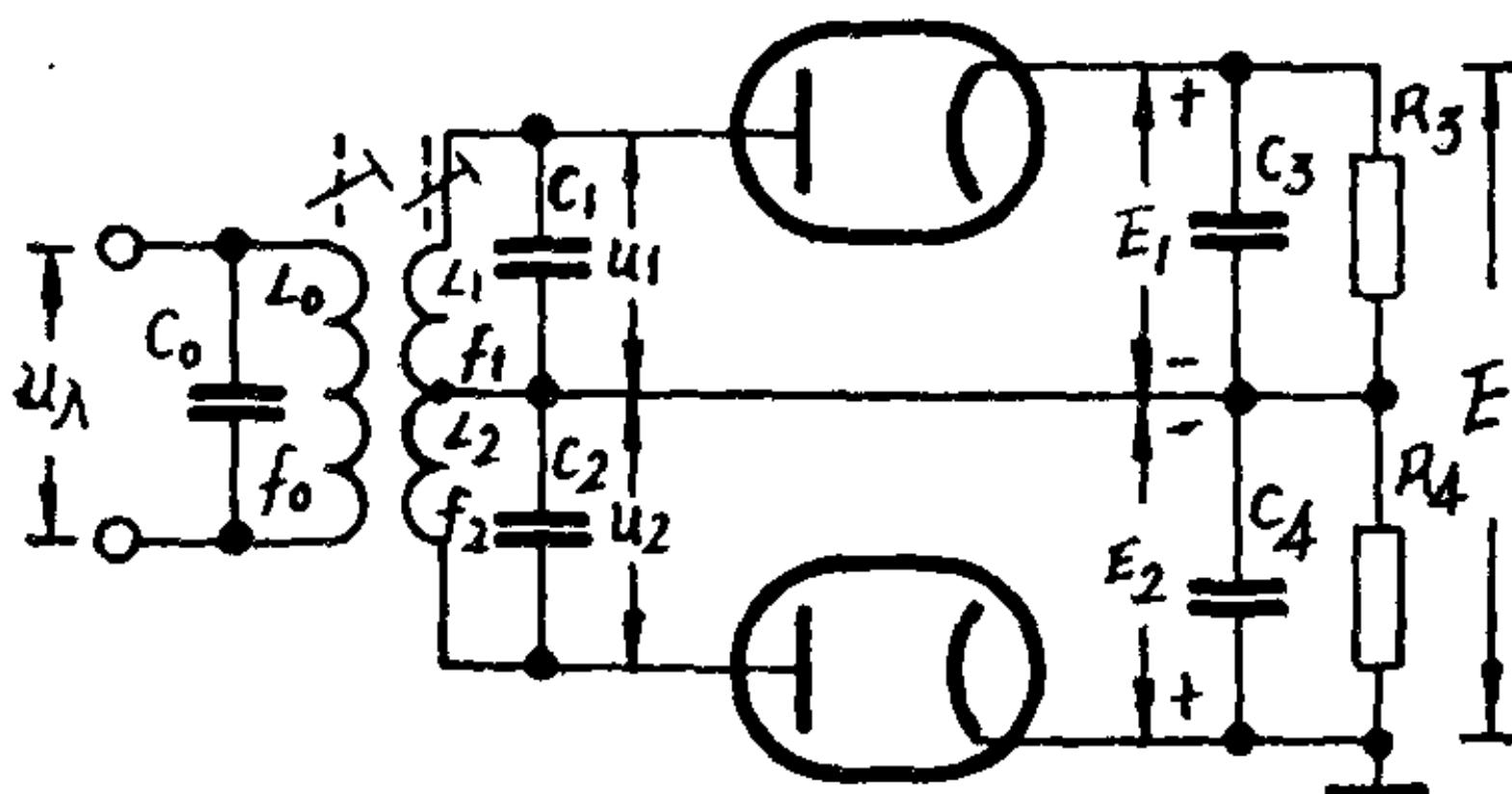


图 9—14 双回路离谐鉴频器

图中, 初级回路 L_0C_0 是调谐在频调波信号的中心频率 f_0 上。而次级回路的 L_1C_1 调谐在频率 f_1 上, 比 f_0 高 Δf_0 , L_2C_2 调谐在频率 f_2 上, 比 f_0 低 Δf_0 , 即:

$$f_1 = f_0 + \Delta f_0$$

$$f_2 = f_0 - \Delta f.$$

R_3C_3 和 R_4C_4 为音频负载; E 为本级的输出电压。

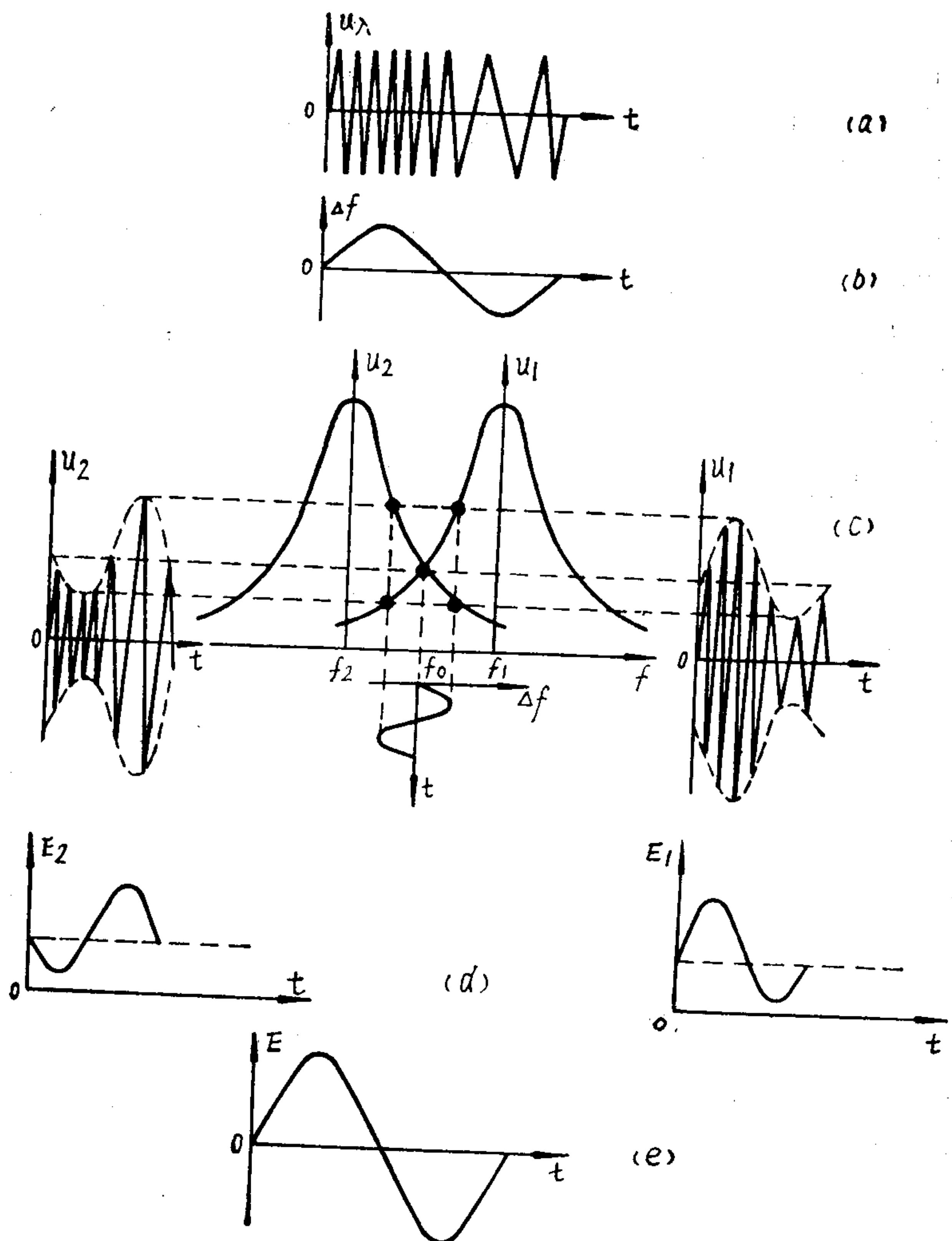


图 9-15 双离谐鉴频器各部分电压波形

1. 双离谐鉴频器的工作原理

假设鉴频器的输入电压为一单音频调制的频调波，如图9—15(a)(b)所示。当信号电压 u_1 的频率为中心频率 f_0 时，次级两个回路的失谐程度相同，故 $u_1 = u_2$ ；当信号频率为 $f_0 + \Delta f$ 时， $L_1 C_1$ 回路失谐程度减小， u_1 的振幅增大，而 $L_2 C_2$ 回路的失谐程度加大， u_2 的振幅减小，故 u_1 的振幅大于 u_2 的振幅；当信号频率为 $f_0 - \Delta f$ 时，情况与上述相反。 u_1 和 u_2 的波形都是又调幅又调频的波形，只是 u_1 和 u_2 包络线的变化是反相的，如图9—15(c)所示。

u_1 和 u_2 分别送到二极管检波器，检波原理和前述一样。在 $R_3 C_3$ 和 $R_4 C_4$ 音频负载上的电压分别为 E_1 和 E_2 ，如图9—15(d)。鉴频器的输出电压是两个检波器输出电压的合成，根据二极管导电电流流经负载的方向，标明了 E_1 和 E_2 的正负号，所以输出端的电压 E 是 E_1 和 E_2 之差，即 $E = E_1 - E_2$ ，如图9—15(e)所示，它和调制信号的规律一样，因此完成了鉴频任务。

2. 双离谐鉴频器的鉴频特性曲线

表示输出音频电压与输入信号频率偏移的关系曲线称为鉴频特性曲线。由于检波后的平均电压 E_1 和 E_2 是与 u_1 和 u_2 的振幅成正比的，所以在不同频率时， E_1 、 E_2 与 u_1 、 u_2 的振幅具有相同的变化规律。而输出电压 $E = E_1 - E_2$ ，所以把 E_2 的曲线反过来和 E_1 相加就可以得到 E 和 Δf 的关系曲线，即鉴频特性曲线，如图9—16所示。

对于每一种鉴频电路来说，只要得到它的鉴频特性曲线以后，就可以根据输入调频信号的频偏规律找出输出电压的波形来。对于任何类型的鉴频器，其特性曲线的直线范围应超过输入信号的最大频偏，否则会引起严重的失真。

和单离谐鉴频器一样，由于谐振曲线的不平直， u_1 、 u_2 的振幅与频率偏移不成正比，则经检波后 E_1 、 E_2 也不可能与频率偏移成正比，因而引起了失真。 E_1 和 E_2 的失真，可用谐波分析的

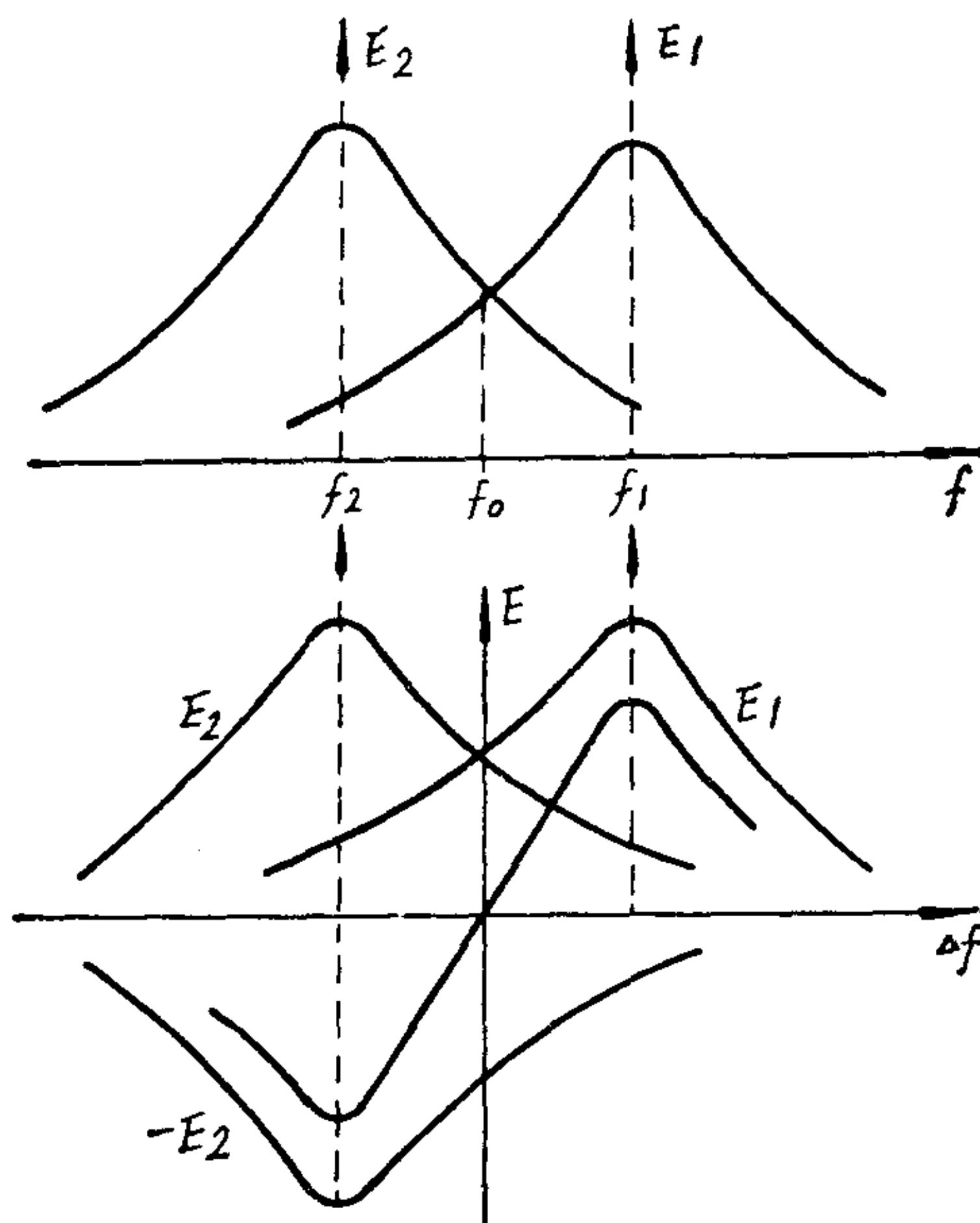


图 9-16 鉴频特性曲线

方法分解为直流成分、基波成分和二次谐波成分，如图 9-17 所示。由图可见，两管的二次谐波成分的相位相同，而两管的基波成分相位相反。根据输出电压 E 为 E_1 和 E_2 之差，故直流和二次谐波在输出电压中互相抵消，而基波成分则相加。由于双离谐鉴频器中没有二次谐波输出，因此它的鉴频特性比单离谐好，即失真要小。

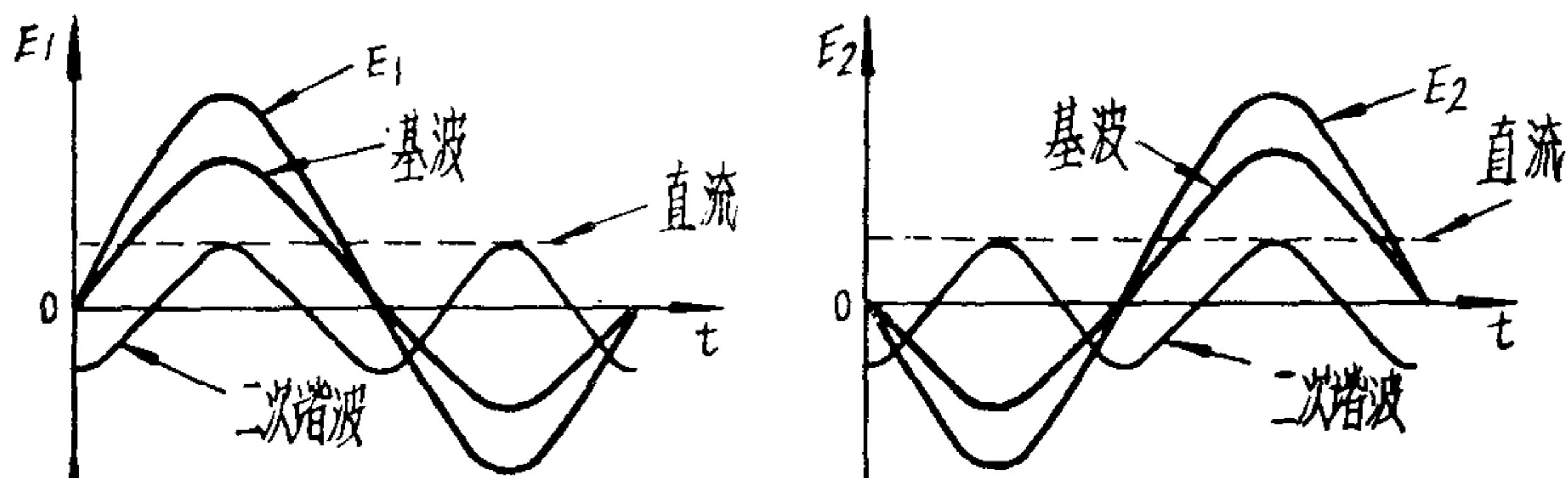


图 9-17 E_1 和 E_2 的谐波分析

双回路离谐鉴频器的主要缺点是：两个回路的失谐量要相等，调整过程中回路间会互相影响，所以调整比较困难。

三、电感耦合相位鉴频器

为了克服双回路离谐鉴频器调整的困难，在很多调频收信机中，采用相位鉴频器。

图 9—18 是电感耦合相位鉴频器的电路，其中 L_1C_1 和 L_2C_2 是电感耦合回路，初、次级均调谐在中心频率 f_0 上。次级回路的两端，各联接二极管检波器。图中 C_c 是耦合电容并起隔直流的作用。 L_a 为高频扼流圈，它构成二极管的直流通路，同时又防止高频电压经 C_4 与地短路。 C_3R_3 、 C_4R_4 是二极管检波器的负载。 C_3C_4 对高频旁通，音频则在 RC 上得到压降，并输出到下一级音频放大器的栅极上。

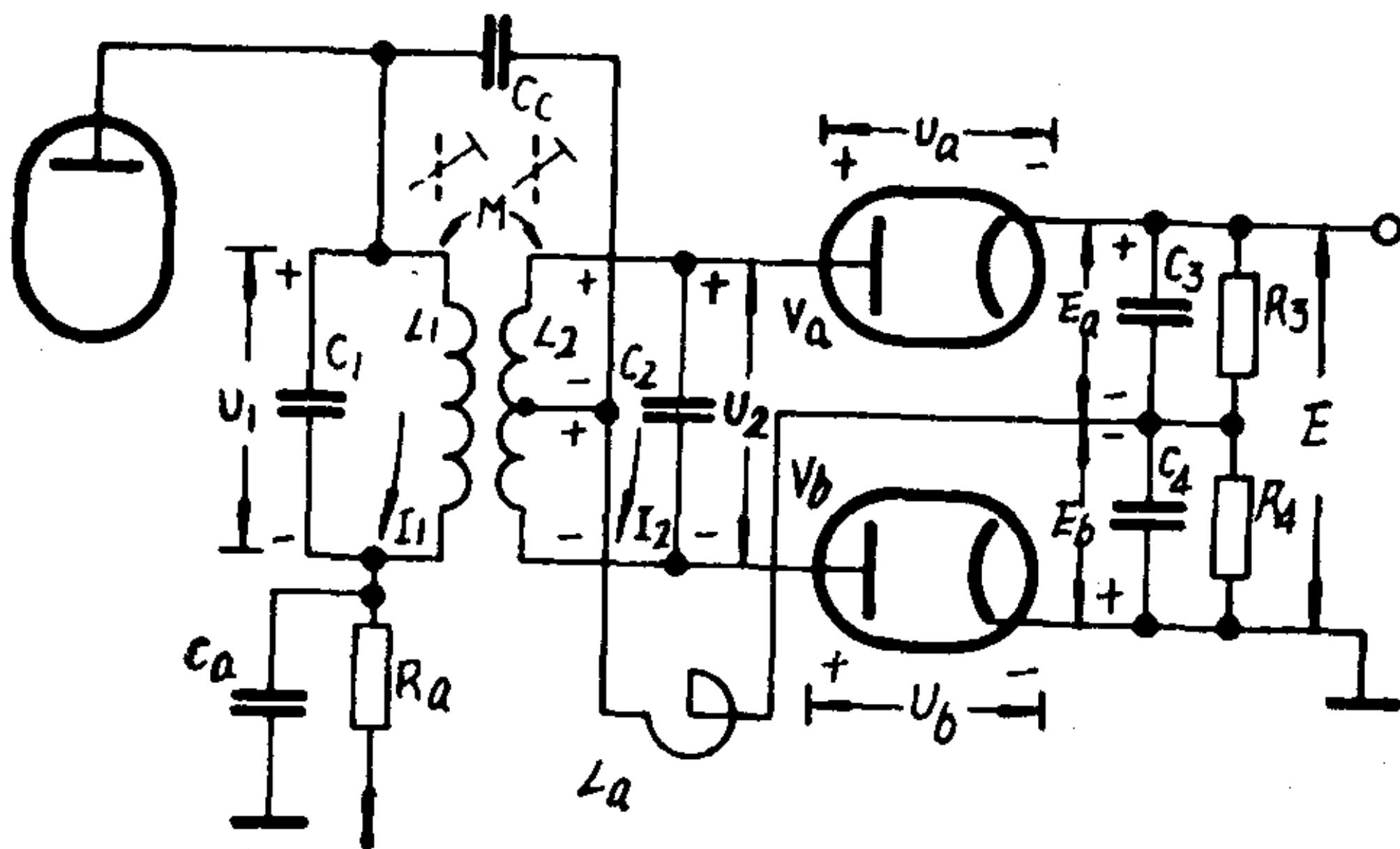


图 9—18 电感耦合相位鉴频器线路

(一) 电感耦合相位鉴频器的工作原理

电感耦合相位鉴频器的工作原理，可以用向量图的关系来说明。令输入的高频信号电压 U_1 为 L_1C_1 回路上的电压， U_2 为 L_2C_2 回路上的电压， U_a 、 U_b 分别为两个二极管上的电压， I_1 和 I_2 分别为 L_1C_1 与 L_2C_2 回路中的电流。

由线路图中的高频通路可知

$$\begin{aligned}\dot{U}_a &= \dot{U}_1 + \frac{1}{2} \dot{U}_2 \\ \dot{U}_b &= \dot{U}_1 - \frac{1}{2} \dot{U}_2\end{aligned}\quad \left. \right\} \quad (9-1)$$

以 U_1 的向量为基准，可以画出它的向量图。流过 L_1 的电流为

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{j\omega L_1}$$

可见 I_1 滞后 $U_1 90^\circ$ 。

I_1 流过 L_1 在 L_2 上产生的感应电动势为

$$\dot{U} = -j\omega M \dot{I}_1$$

可见 U 与 U_1 的相位相差 180° ，这时向量的关系如图 9-19 中的 (a) (b) (c) 所示。

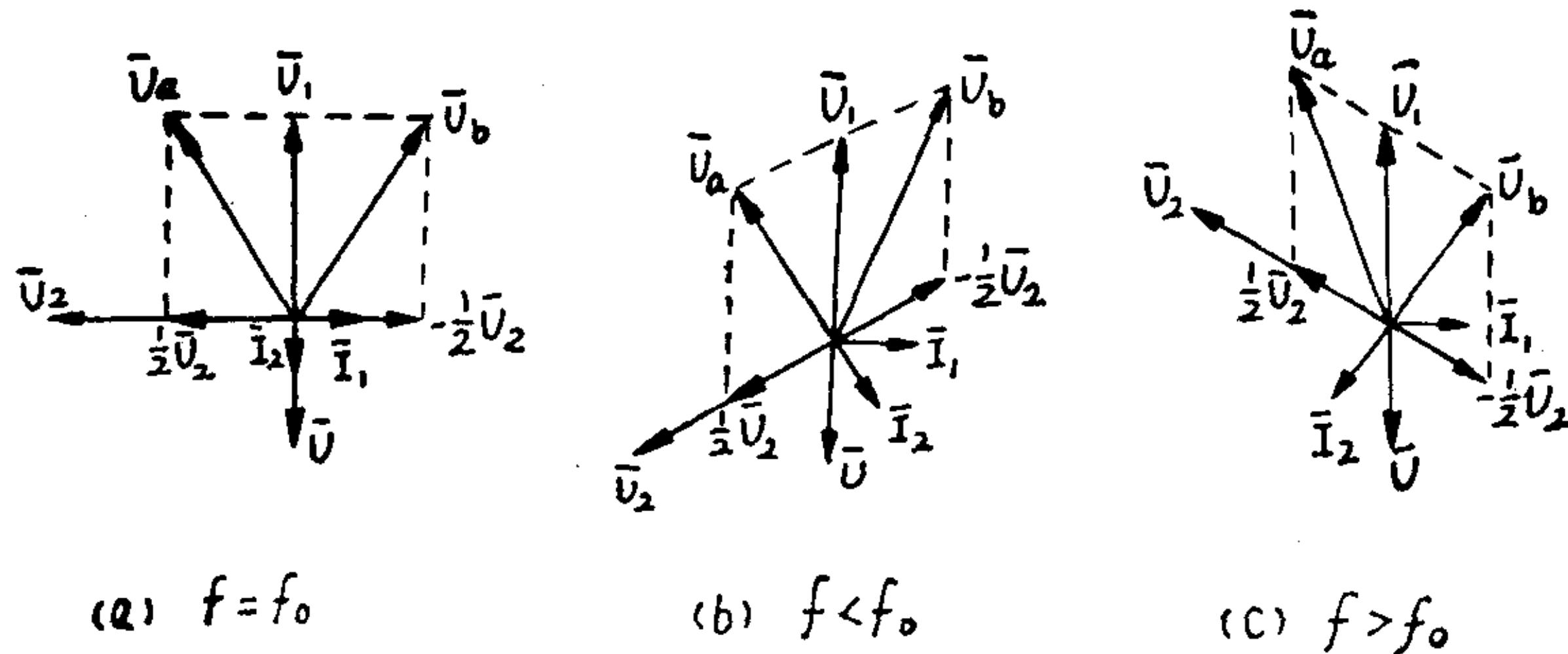


图 9-19 电感耦合相位鉴频器的向量图

感应电动势 U 在次级回路中推动一个电流 I_2 ， I_2 与 U 的相位关系可由次级串联等效电路（参看图 9-20）决定。由于调频信号的瞬时频率对于次级回路有时是谐振的，有时是失谐的，因此， I_2 与 U 的相位关系是变化的，也即次级回路两端的电压 U_2 与 U_1 的相位关系是变化的。但不管怎样变化， U_2 与 U_1 的相位关系不外乎下面三种情况，现分别讨论如下：

1. $f = f_o$: 当外来信号频率与次级回路的自然谐振频率相同时, 次级回路呈现串联谐振现象, 回路的等效阻抗呈现电阻性, 次级回路的电流 I_2 就与 U 同相。 U_2 是 I_2 在 C_2 上的压降。并且

$$\dot{U}_2 = \frac{\dot{I}_2}{j\omega C_2}$$

因此, U_2 的相位滞后 $I_2 90^\circ$, 所以 U_2 相位超前 $U_1 90^\circ$ 。

根据(9—1)式, 作向量图如图 9—19(a) 所示。由图可知, 这时 $U_a = U_b$ 。

U_a 和 U_b 是高频电压成分, 加在二极管检波器两端进行检波。因为二极管检波器的输出电压是由高频电压振幅的大小来决定的, 所以检波后音频负载两端的电压 $E_a = E_b$, 故输出电压 $E = E_a - E_b = 0$ 。即当外来信号为中心频率时, 鉴频器的输出电压为零。

2. $f < f_o$: 当外来信号频率小于次级回路的自然谐振频率时, 由于次级回路失谐, 次级串联电路的等效阻抗呈现电容性, 所以 I_2 导前 U 一个角度 φ (参看图 9—20)。 I_2 流过 C_2 时, 在 C_2 上产生的压降 U_2 仍滞后 $I_2 90^\circ$, 因此 U_1 与 U_2 的相位差大于 90° 。

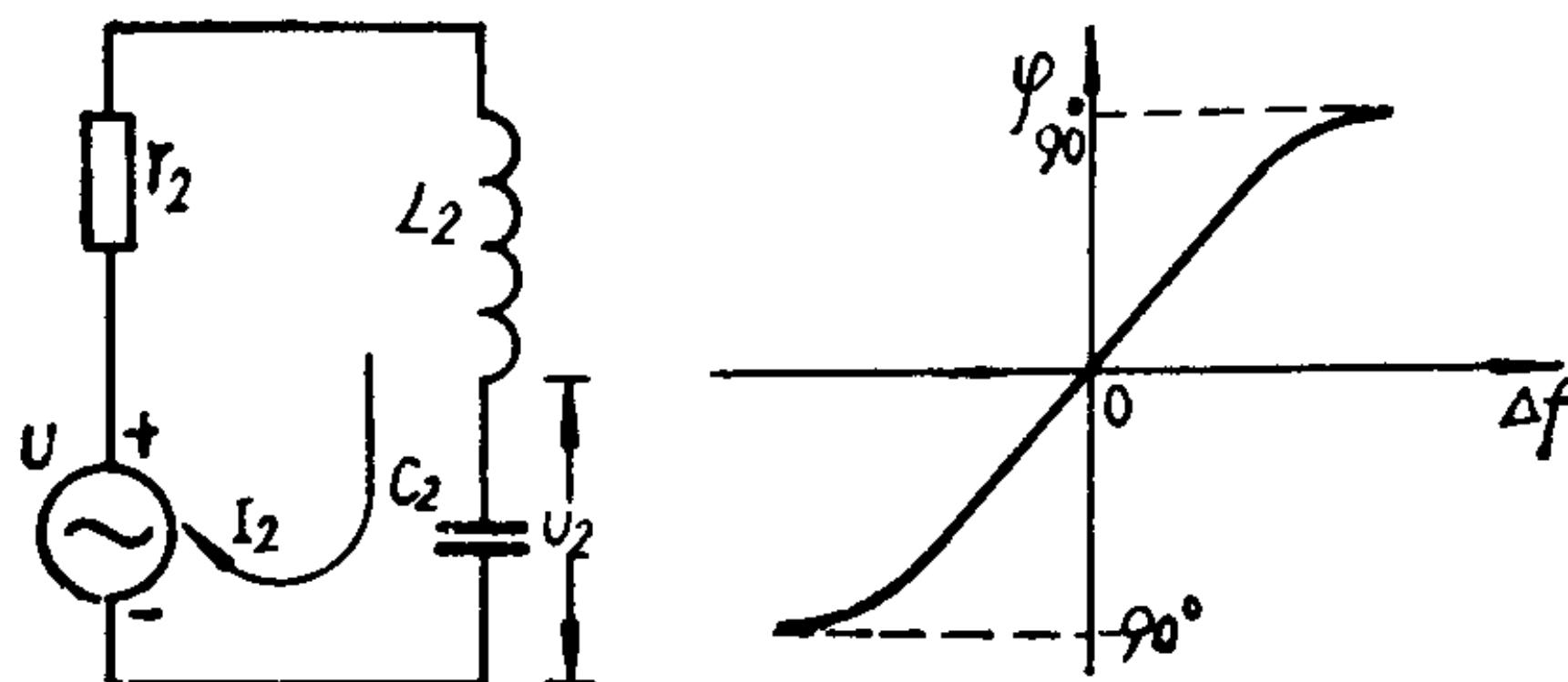


图 9—20 次级等效电路与相位曲线

同样, 根据(9—1)式作向量图, 如图 9—19(b)。由图可知, 这时 u_b 的振幅大于 u_a 的振幅。经检波后 $E_b > E_a$, 输出的电压 E 为负。

在 $f < f_0$ 的范围内，离谐愈大，即信号的频率偏移 Δf 愈大时， U 与 I_2 的相位差 φ 愈大， φ 的大小决定于

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{X}{r} = \tan^{-1} Q \frac{2\Delta f}{f_0}$$

当 $\Delta f \ll f_0$ 时， $\varphi \approx Q \frac{2\Delta f}{f_0}$ 。由此可知， Δf 较小时， φ 与 Δf 成正比变化。失谐愈厉害， φ 角愈大，如图 9—20 所示。于是 U_1 和 U_2 的相位差随着频率偏移 Δf 的增大而增大，因而 u_a 的振幅亦随之逐渐减小， u_b 的振幅则随之逐渐增大，经检波后负载上负压 E 也随着 Δf 的增加而增大。

3. $f > f_0$: 当外来信号频率大于次级回路的自然谐振频率时，由于次级回路失谐，次级串联电路的等效阻抗呈现电感性，所以 I_2 就滞后 U 一个角度 φ 。同样， C_2 上的电压降 U_2 仍滞后 $I_2 90^\circ$ 。因此在 $f > f_0$ 时， U_1 和 U_2 的相位差小于 90° ，故 u_a 的振幅大于 u_b 的振幅，如图 9—19(c) 所示。经过检波后， $E_a > E_b$ ，输出的电压 E 为正。

同理，在 $f > f_0$ 范围内，输入信号的频率偏移 Δf 逐渐增大时， u_a 的振幅随之逐渐增大， u_b 的振幅则随之逐渐减小，检波后正电压 E 也随着 Δf 的增大而增大。

当输入信号为一单音频调制的频调波时，如图 9—21(a)(b) 所示，则可以根据上面分析的结果画出 u_a 、 u_b 的波形，如图(c)(d) 所示。由此可见，它是一个又调幅又调频的高频电压，而且当 Δf 向正方向增加时， U_a 的振幅加大，而 U_b 的振幅减小；当 Δf 向负方向增加时， U_a 的振幅减小，而 U_b 的振幅增大。经检波后的电压 E_a 、 E_b 如图(e)(f) 所示，而输出电压 $E = E_a - E_b$ ，如图(g) 所示，可见输出电压 E 和调制信号电压的变化规律完全相同，这样就完成了鉴频任务。

(二) 电感耦合相位鉴频器的鉴频特性曲线

根据以上向量图的分析，可画出电感耦合相位鉴频器的鉴频

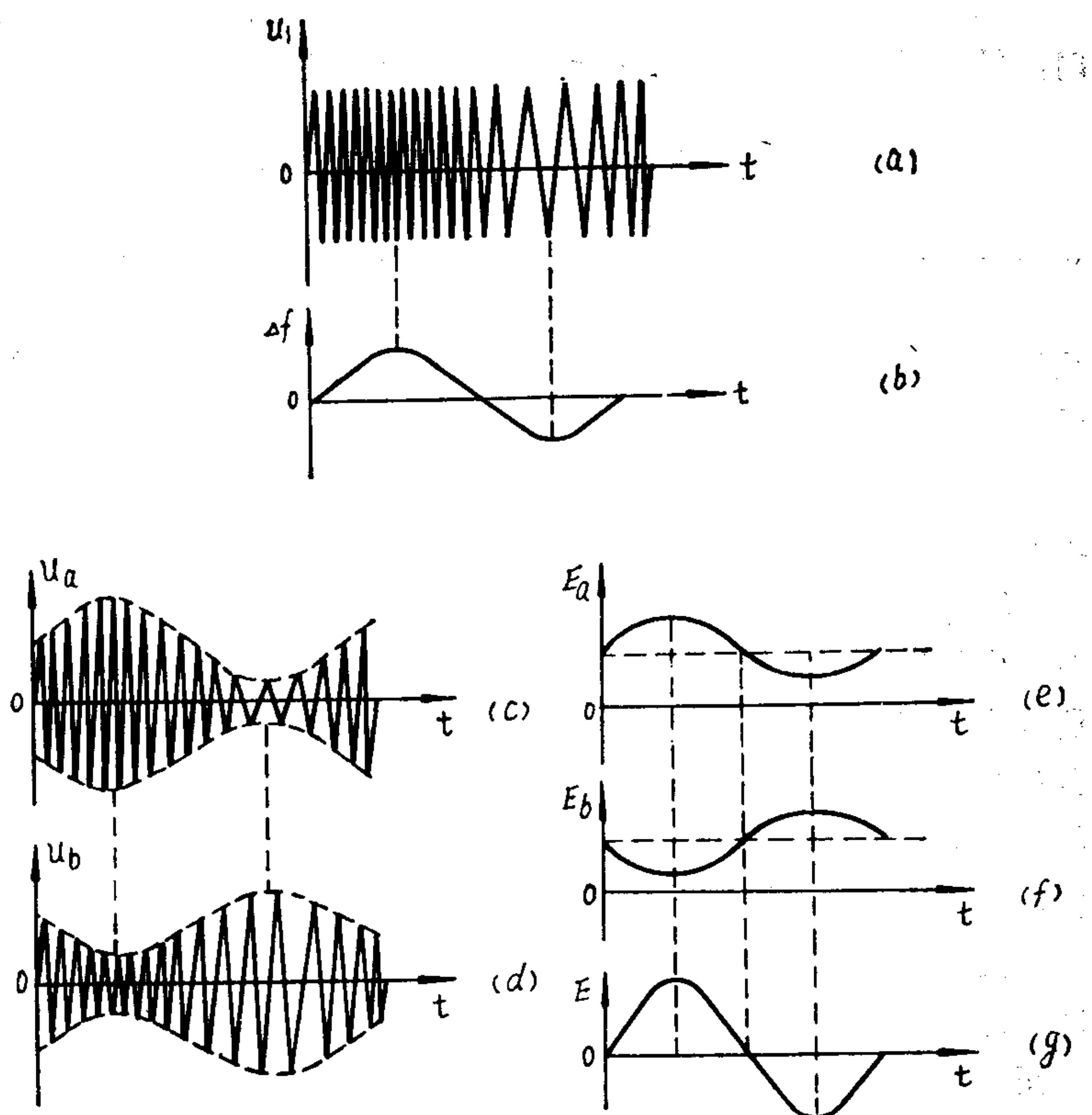


图 9-21 电感耦合相位鉴频器各电压波形

特性曲线，如图 9-22 所示。

当外来信号等于中心频率，即 $\Delta f = 0$ 时，因 $U_a = U_b$ ，检波后 $E_a = E_b$ ，所以 $E = 0$ ，故特性曲线通过坐标零点。

当外来信号频率高于中心频率，即 $\Delta f > 0$ 时，因为 u_a 的振幅大于 u_b 的振幅，所以 E 为正值。反之在 $\Delta f < 0$ 、即 Δf 为负时， E 为负值。

E_a 和 E_b 在 $\pm \Delta f$ 较小时为直线性变化的原因：主要是信号工作在通频带内， u_1 和 u_2 的振幅基本没有变化，而相位 φ 的变

化与 Δf 成正比，所以 u_a 和 u_b 的振幅就与 Δf 成正比的变化。

E_a 和 E_b 在 $\pm \Delta f$ 较大时产生弯曲的原因：主要是信号为 $f_0 \pm \Delta f$ 时，已超出了通频带的范围， u_1 和 u_2 的振幅有显著的下降，并且次级等效电路 U 和 I_2 的相位 φ 的变化也较缓慢，甚至趋向 90° 不变，所以特性曲线在此时产生了弯曲部分。

要鉴频特性曲线的平直范围加宽，可适当加宽相位鉴频器回路的通频带。要提高鉴频灵敏度，可提高回路的 Q 值，因为

$\varphi = \tan^{-1} Q \frac{2\Delta f}{f_0}$ ，在曲线的直线部分时， Q 值大的，相同的 Δf 可得到较大的 φ 值，因此可使 E_a 和 E_b 得到较大的变量， $E \sim \Delta f$ 曲线的斜率就可增大，这样就可在相同的 Δf 时，得到较大的 E ，如图 9—23。因为 $Q_1 > Q_2$ ，所以由 Q_1 所决定的鉴频特性曲线的灵敏度就要高些。

电感耦合相位鉴频器由于有较好的鉴频特性、失真小、鉴频互导高、容易调谐等优点，故在一般调频收信机中应用较广泛。

(三) 电感耦合相位鉴频器的调谐

没有调谐好的相位鉴频器，会产生严重的失真现象，鉴频器的调谐就是把它的振荡回路调到所需要的中频上。

电感耦合相位鉴频器是用下述方法进行调谐的：先将等幅的

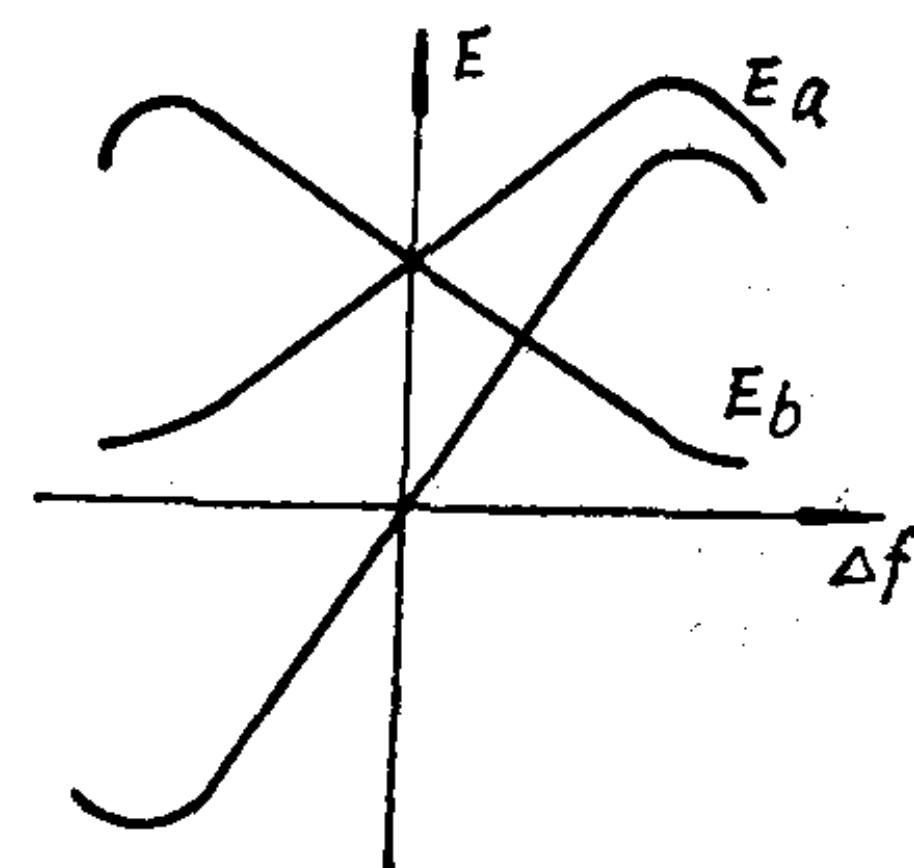


图 9—22 电感耦合相位鉴频器的鉴频特性曲线

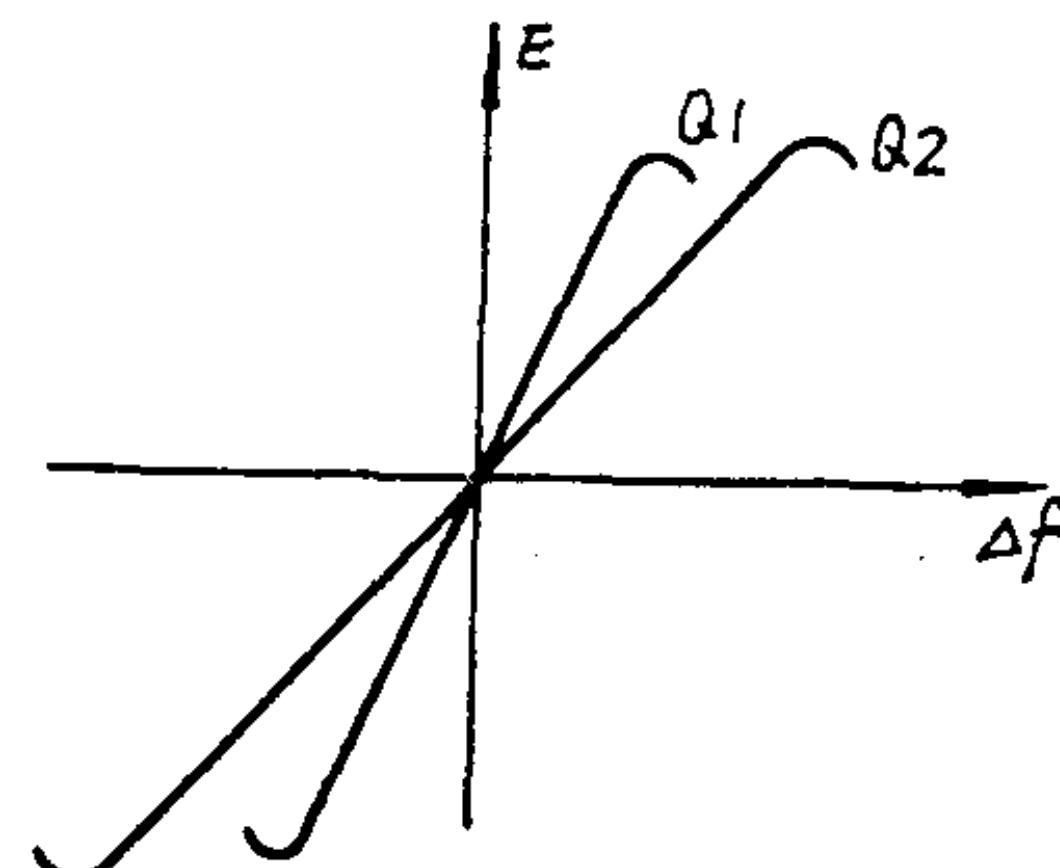


图 9—23 不同 Q 值时的鉴频特性曲线

高频信号产生器的频率调到收信机所需要的中频上，信号产生器的输出端接到限幅器栅极上，再把直流真空管电压表(或高阻抗直流电压表)接到鉴频器输出端的一个音频负载 C_3R_3 或 C_4R_4 上(最好是接到 C_4R_4 上，因为它的一端是接地的)。负载 C_3R_3 、 C_4R_4 上的电压具有图9—18所示的极性，直流电压表应按这个极性接入。线路联接好之后，就可以调谐初级回路，使电表指示的输出最大。然后再调次级回路，此时应将电表改接全部负载，调整次级回路使输出端的电表读数指示为零。最后按上述步骤反复进行几次即可。在调次级回路时，最好能利用零点在度盘中央的差动电表，以防止在调谐过程中电表反打。

四、电容耦合相位鉴频器

上节讨论的相位鉴频器，它的两个振荡回路之间是通过电感耦合的，所以称为电感耦合相位鉴频器。有些收信机，为了提高线圈质量，常用铁氧体做成封闭的盒子，把线圈封闭在中间，两个线圈之间没有互感耦合，对于这种结构的线圈只能采用电容耦合。因此这里介绍一种电容耦合相位鉴频器。

图9—24是电容耦合相位鉴频器的电路，它的两个回路均调谐在中心频率上，并且初、次级线圈之间没有电感耦合，而是通过耦合电容 C_c 把初级回路和次级回路的电压加在两个二极管上。

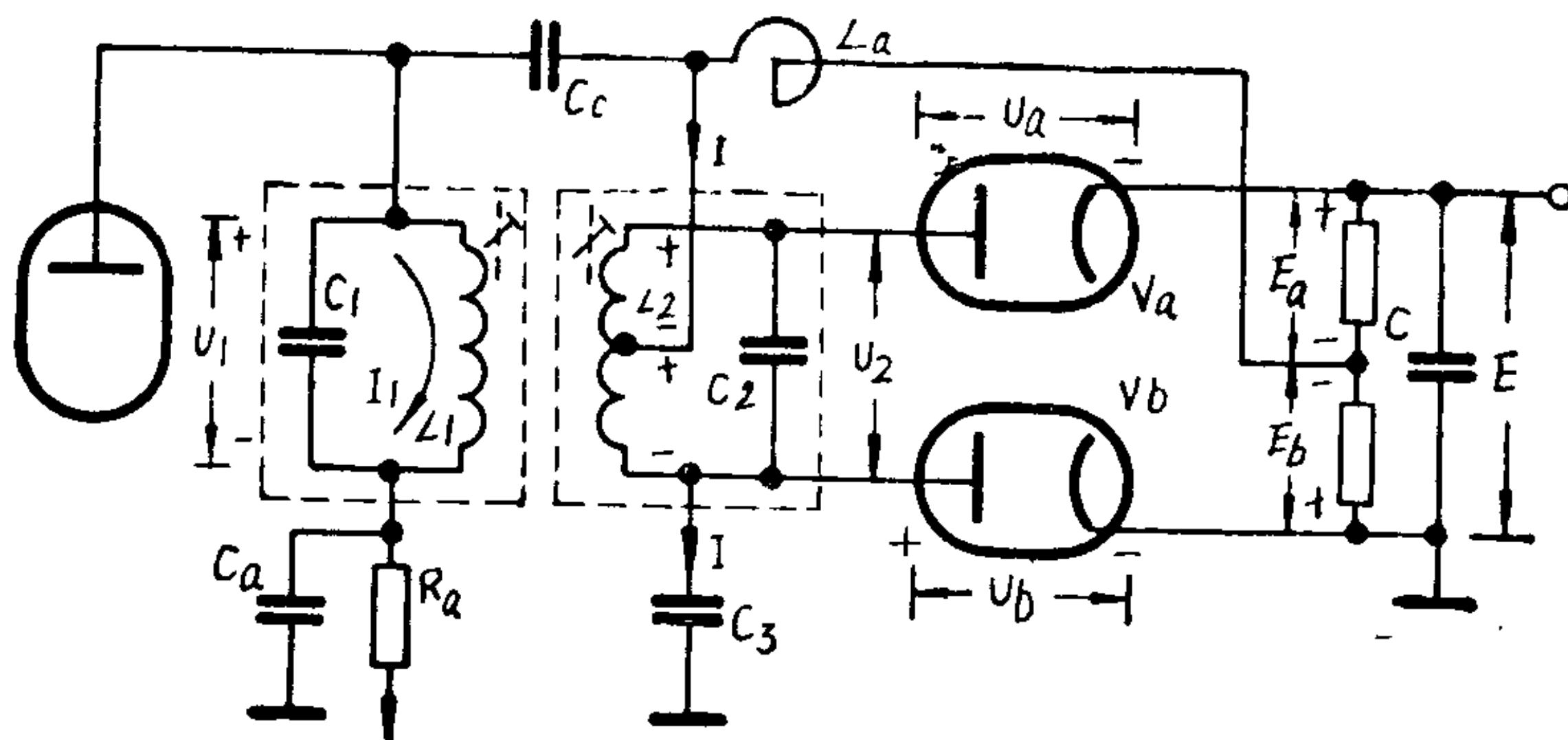


图9—24 电容耦合相位鉴频器

对于高频通路而言，和电感耦合相位鉴频器一样，二极管两端的高频电压仍然是

$$\dot{U}_a = \dot{U}_1 + \frac{1}{2} \dot{U}_2$$

$$\dot{U}_b = \dot{U}_1 - \frac{1}{2} \dot{U}_2$$

以 \dot{U}_1 的向量为基准，可以画出它的向量图。

电容 C_3 的容量很小（通常为几个微微法），它的阻抗比次级回路的阻抗大得多，因此由 \dot{U}_1 产生的流过次级回路和 C_3 的电流 I ，主要决定于 C_3 的阻抗，故 I 为电容性电流，并导前于 \dot{U}_1 90° 。

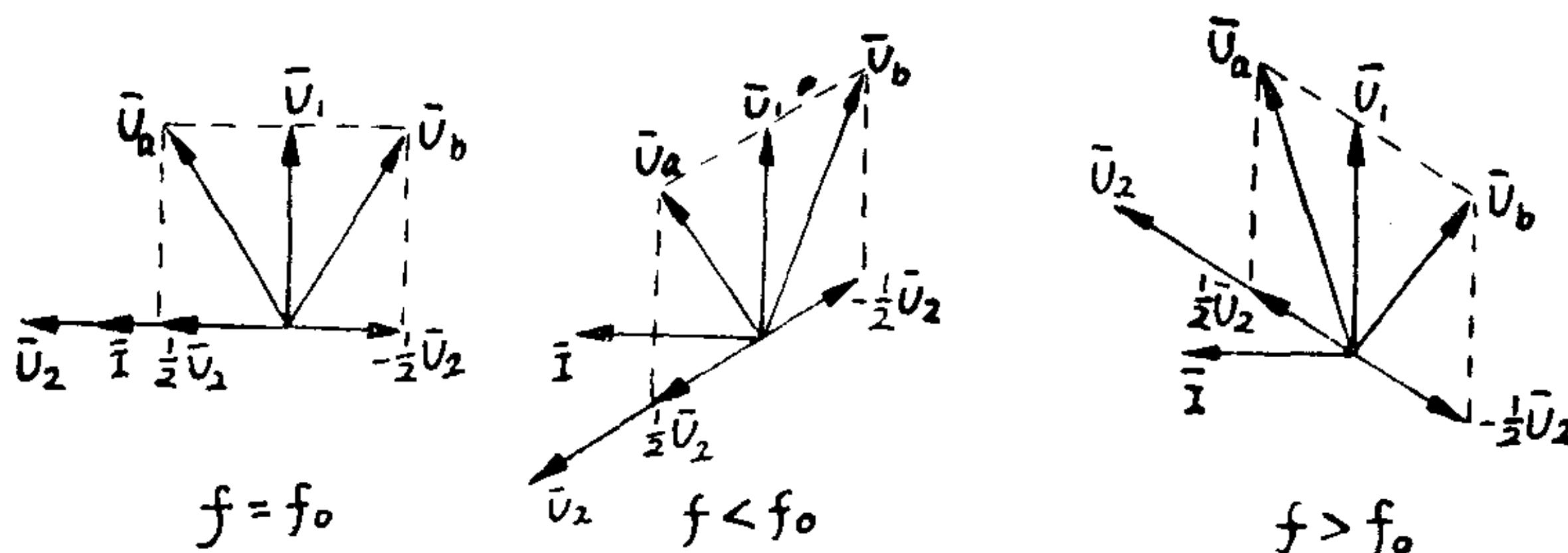


图 9—25 电容耦合相位鉴频器的向量图

\dot{U}_2 是电流 I 流过次级回路的压降， \dot{U}_2 和 I 的相位关系决定于次级并联回路所呈现的阻抗性质。当外来信号频率 f 等于次级调谐回路的谐振频率 f_0 时，并联电路呈现电阻性， \dot{U}_2 与 I 同相；当 $f < f_0$ 时，并联回路呈现电感性， \dot{U}_2 导前 I 不到 90° 的相位；当 $f > f_0$ 时，并联回路呈现电容性， \dot{U}_2 滞后 I 一个不到 90° 的相位。

\dot{U}_a 和 \dot{U}_b 的向量可用作图的方法画出，如图 9—25 所示。由此可知， u_a 和 u_b 是一个既调幅又调频的高频电压，这个电压加在检波器上，经检波作用后，当 $f = f_0$ 时， $E_a = E_b$ ，所以输出电压 $E = 0$ ；当 $f < f_0$ 时， $E_a < E_b$ ，所以输出电压 E 为负；当

$f > f_0$ 时, $E_a > E_b$, 故输出电压 E 为正。

根据图 9—25 可以画出电容耦合相位鉴频器的鉴频特性曲线, 如图 9—26 所示。

当输入信号为一频调波时, 输出就是一个音频电压, 起到了鉴频的作用。

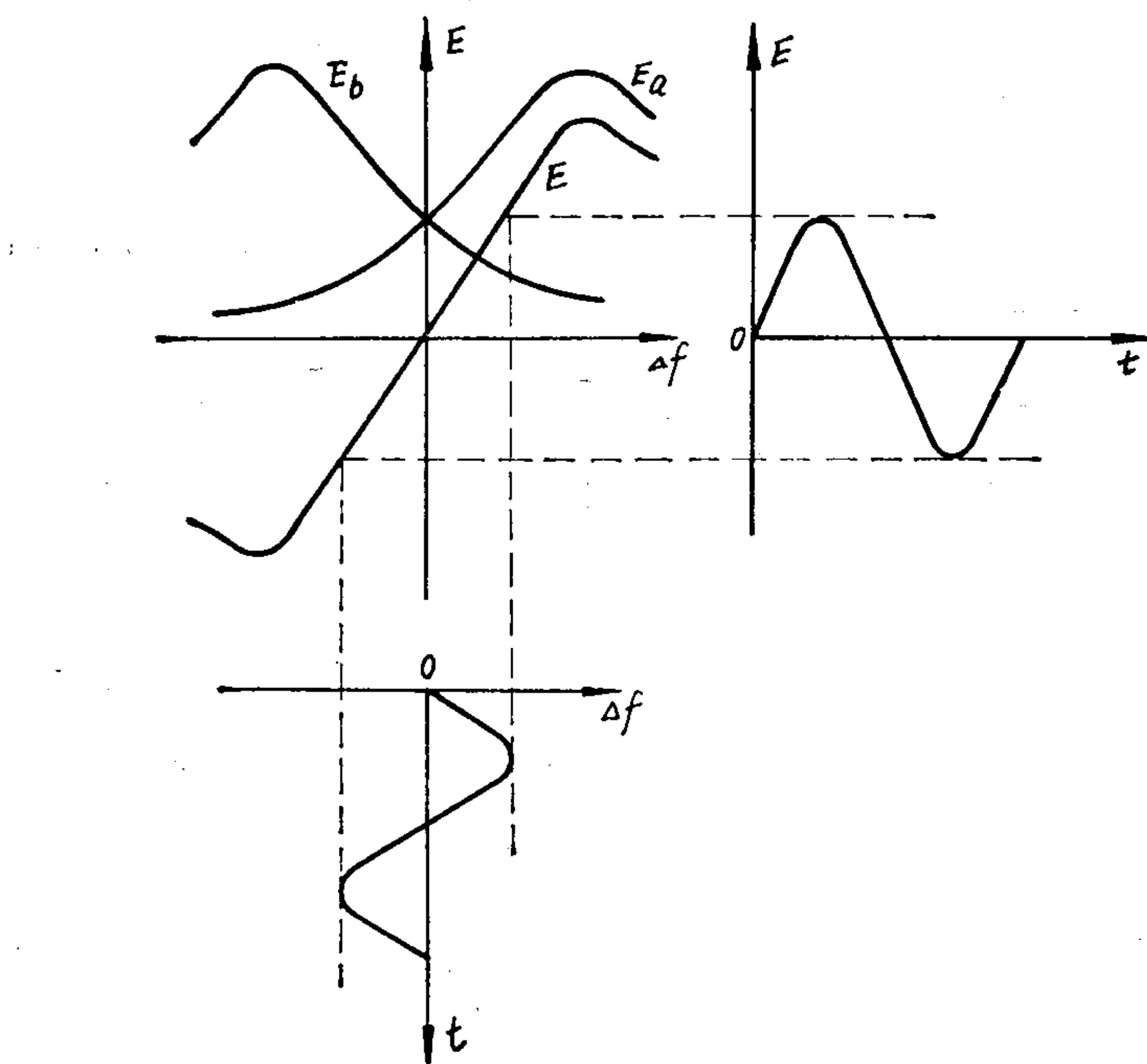


图 9—26 电容耦合相位鉴频器的鉴频特性

§ 9—3 自动频率微调

一、自动频率微调概述

在现代无线电通信中, 为了不寻找、不微调的通信, 对频率稳定度提出了很高的要求, 并规定了一定的质量指标。无线电发信设备的频率稳定度主要决定于振荡器的频率稳定度, 而收信机,

则主要是决定于本机振荡器。

频率不稳定的因素，主要是由于温度、湿度、大气压力的变化，以及电源电压变化对振荡器和振荡回路元件的影响而引起的。这种变化是一个缓慢漂移的过程，因此频率不稳定的现象也叫频率漂移。

晶体振荡器有较高的频率稳定度，但对于直接调频发信机来说，为了得到较大的调制系数，就不宜采用晶体振荡器作主振器。收信机中，本机振荡器需要随外来信号频率的变化改变自己的振荡频率，以保持中频为一固定不变的数值，采用晶体振荡器则不能获得连续的工作频率范围。因此目前稳定频率的方法广泛采用在振荡回路参数稳定的基础上（如用高质量的 LC 元件、密封、隔离、负温度补偿等），再采用自动频率微调的稳频措施。

对发信设备而言，自动频率微调系统的作用是保持主振器的载波频率（对调频而言是中心频率）不变或变化很小。对收信设备而言，自动频率微调系统的作用就是当外来信号与本机振荡频率之间的差频不等于中频时，自动频率微调系统就自动改变本机振荡器的频率，使差频始终保持或接近于中频频率。

自动频率微调广泛应用在调频制的无线电设备中，在调幅无线电设备中有时也有应用。

自动频率微调系统的基本原理在于：将被稳定的频率与标准频率进行比较，利用二者的偏差本身来自动减小这个偏差。图 9—27 是该系统的方框图，其中有二个主要元件：一是鉴频器，

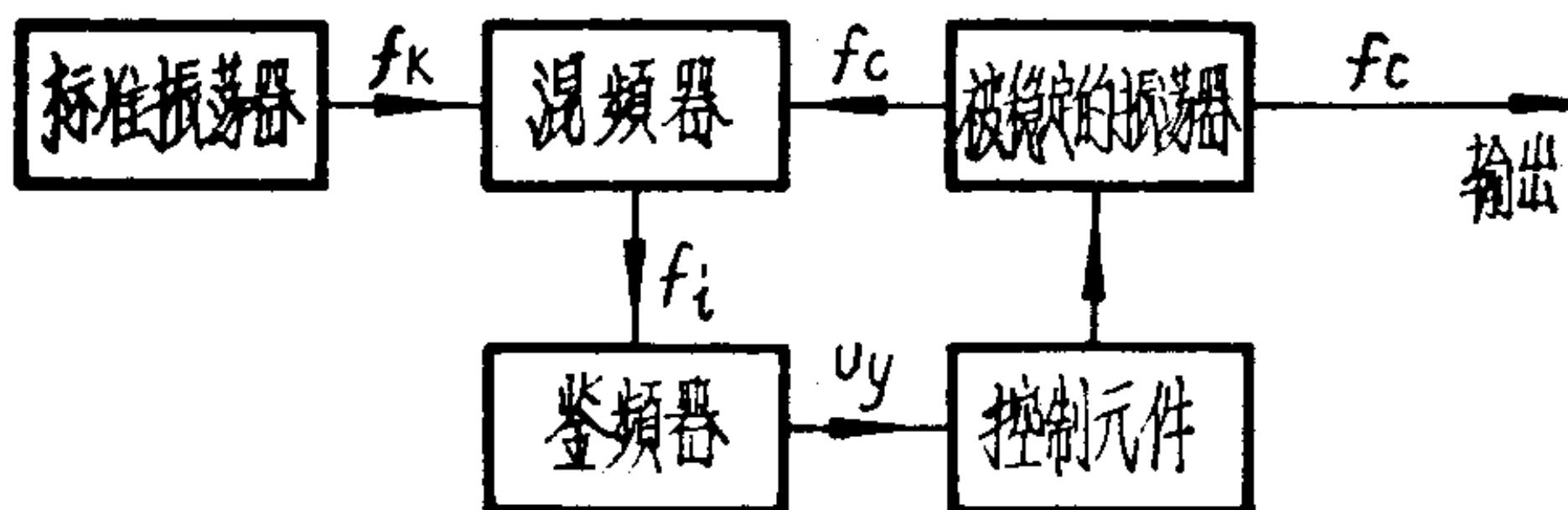


图 9—27 自动频率微调方框图

它的作用是判别出标准频率 f_k 和被稳定振荡器频率 f_c 之间的偏差，并产生和这个偏差相应的输出控制电压；另一个是控制元件，它是根据控制电压的不同，直接改变被稳定振荡器的频率，并使之趋近于要求的标准。

控制元件通常有电气的和机械的两种，常见的电气控制元件就是电抗管。下面我们讨论以电抗管为电气控制元件的自动频率微调系统的工作原理。

二、自动频率微调系统的工作原理

在自动频率微调系统的方框图中， f_k 是标准振荡器的频率， f_c 是被稳定振荡器的频率， f_i 是 f_k 与 f_c 的差频，即 $f_i = f_k - f_c$ （或 $f_i = f_c - f_k$ ）。当混频器输出为准确的 f_i 时，自动频率微调系统不应起作用。若被稳振荡器在不稳定因素作用下，频率变化了 Δf_H ，则差频 f_i 也发生同样数值的变化，这时差频等于 $f_i \pm \Delta f_H$ ，通常 Δf_H 称为起始失谐或起始频移。鉴频器在差频电压的作用下，即输出一个控制电压，而电抗管在鉴频器输出电压的作用下，就能使被稳振荡器频率发生变化，其方向与起始失谐方向相反。

图 9—28(a) 为鉴频器的特性曲线，曲线通过 $U_s \sim \Delta f$ 座标的原点，因为鉴频器工作在 f_i ，只有输入到鉴频器的频率为 f_i （即 $\Delta f = 0$ ）时，才能使 $U_s = 0$ 。而当外来信号频率与 f_i 失谐时，鉴频器输出有一电压 U_s 。电抗管的特性曲线如图 9—28(b) 所示，当电抗管输入的控制电压 $U_s = 0$ 时，受电抗管作用的振荡器的频率为规定的频率 f_c （亦即 $\Delta f = 0$ ）。当 U_s 不等于零时，振荡器频率就按电抗管特性曲线的规律发生变化。当振荡器的频率受外界影响产生变化时，电抗管的特性曲线就上下平移，假设振荡器的频率受外界的影响上升了一个 $+\Delta f_H$ ，那么曲线就向上平移，即在 $U_s = 0$ 时，已有了一个 $+\Delta f_H$ ，如图(b) 虚线所示。

在自动频率微调系统中，鉴频器和电抗管是一个系统的连续作用的环节，鉴频器的输出电压即为电抗管的输入控制电压，为

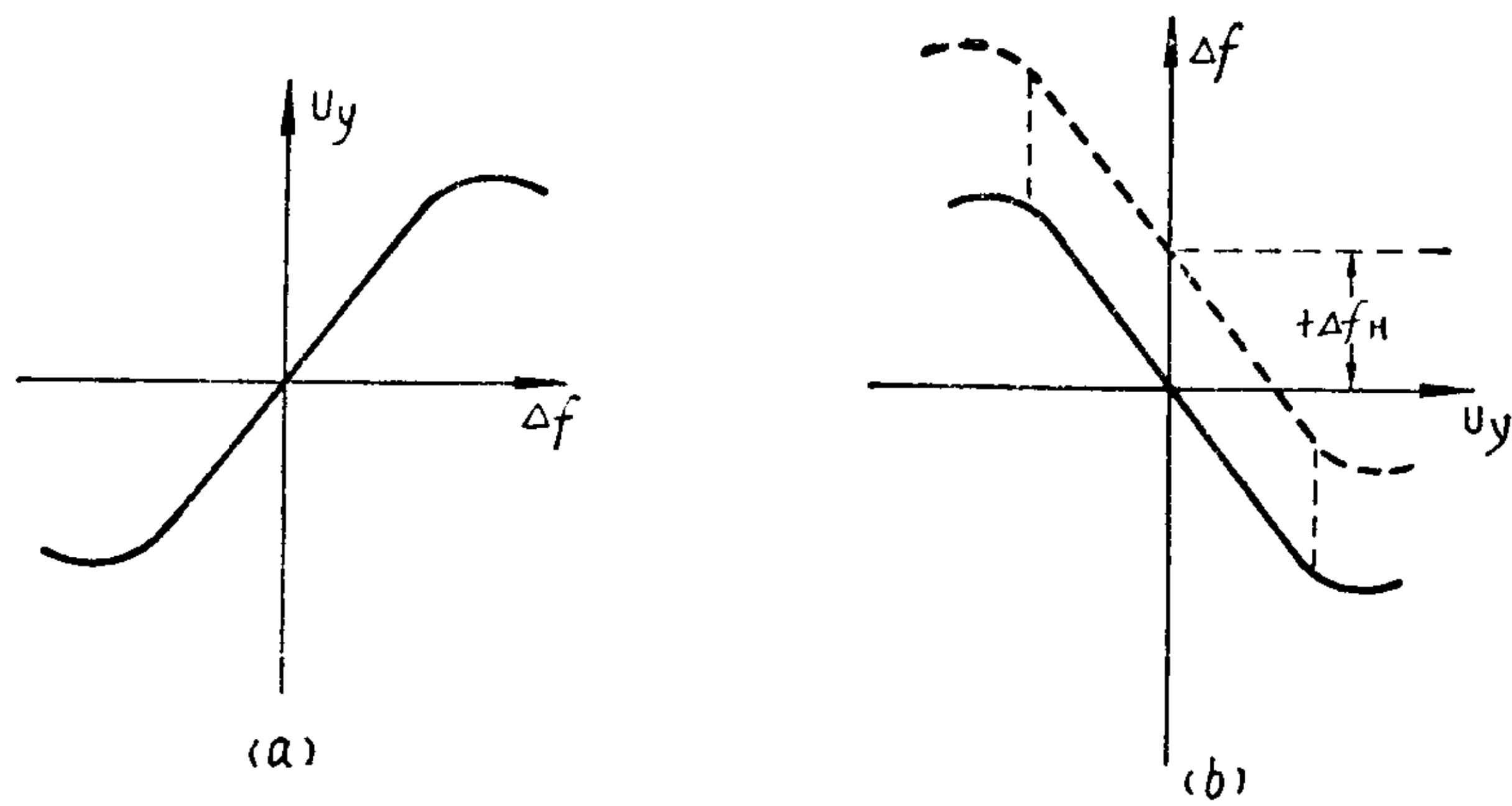


图 9—28 鉴频器和电抗管特性曲线

此必须把鉴频器和电抗管的特性曲线统一画在 $U_s \sim \Delta f$ 的坐标系上，同时用两条特性曲线进行分析，如图 9—29 所示。图中曲线 a 为鉴频器特性曲线，曲线 b 为当被稳振荡器的频率不稳上升 $+ \Delta f_H$ 时的电抗管特性曲线。下面我们就以被稳振荡器频率不稳产生 $+ \Delta f_H$ 为例，讨论自动频率微调系统的工作物理过程。

当被稳振荡器有一个瞬时失谐 Δf_H （见图 9—29），这时鉴频器将输出一个控制电压 U_{sH} （见图 9—29 中的 A 点），并作用于控制元件电抗管。电抗管也就力图根据自己的特性曲线把被稳振荡器的频率改变，降低一个 Δf_1 数值。假如自动频率微调系统这时是断开的，那么被稳振荡器将会变化一个 $- \Delta f_1$ 。但是在自动频率微调闭合的情况下，发生的过程就不同了。只要被稳振荡器的频率在控制元件作用下刚一离开 A 点，开始沿着 $A \rightarrow A'$ 方向变化，鉴频器的输出电压也相应的起了变化，立即会出现新的控制电压 U'_{sH} 。在控制电压从 U_{sH} 变到 U'_{sH} 的时间内，被稳振荡器的失谐从 $+ \Delta f_H$ 减到 $+ \Delta f_{H'}$ ，这时作用于控制元件的电压是 U'_{sH} ，这个电压力图将频率降低一个 Δf_2 数值（见图

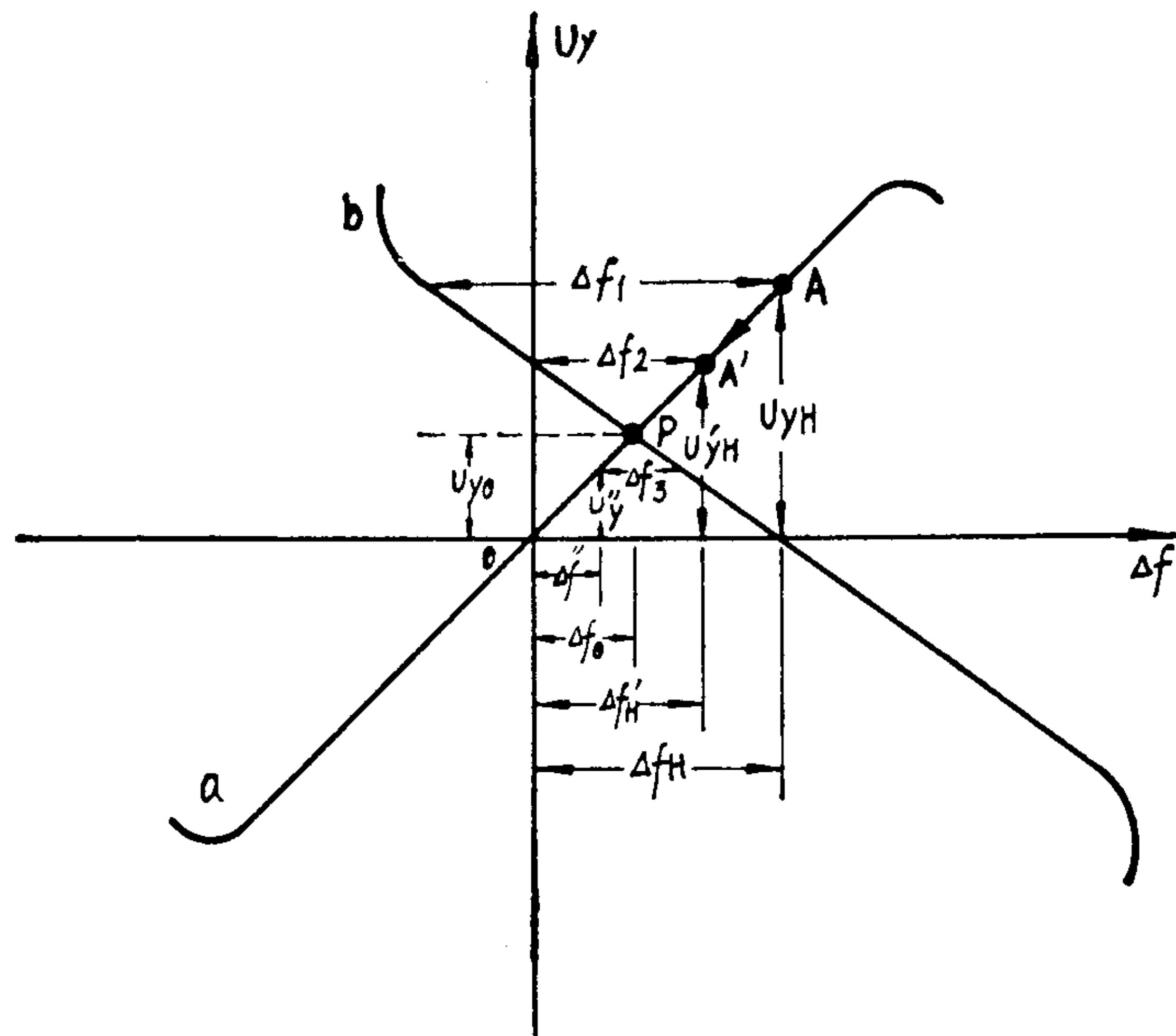


图 9—29 图解法确定动态平衡点

9—29 中的 A' 点), 亦即使被稳振荡器的频率趋向于 f_0 (即 $\Delta f = 0$)。这样和上面的现象相似, 在整个自动频率微调系统中产生一系列的连锁反应, 最后稳定在两特性曲线的交点 P 上。但请注意, 以上一系列的变化, 并不象上面所说的那样跳跃式的变化, 电路中的物理量的变化是连续的。也就是工作点 A 是沿着 鉴频特性曲线由 $A \rightarrow A'$ 方向连续地变化着。

再看一下平衡点 P 的情况, 以判断它是不是稳定的平衡点。如果变化超过了 P 点, 而到了频移为 $\Delta f''$ 的地方, 这时鉴频器输出电压相应为 $U_{y''}$ 。由电抗管特性曲线 b 可知, 它将使频率增高 Δf_3 数值, 这样又象上面分析一样, 产生一系列连锁反应, 工作点又沿着鉴频特性曲线回到 P 点。因此, 起始失谐 $+ \Delta f_H$ 减小到失谐 $+ \Delta f_0$, 这个 $+ \Delta f_0$ 即对应于自动频率微调系统的稳定平衡状态。

如果 $\Delta f_H < 0$, 整个系统的工作原理仍然相同, 但最后的 Δf_0 也应小于零。

以上分析可以得出二点结论:

(1) 稳定下来的振荡频率并不等于原先频率的数值 f_c , 而是偏离了一个 Δf_0 , 这个 Δf_0 叫剩余失谐。从图 9—29 的曲线中可以看出, 加大鉴频器和电抗管特性曲线的斜率, 即增加鉴频灵敏度和电抗管的调制灵敏度, 就可以使剩余失谐减小。

为了改进自动频率微调的工作, 减小剩余失谐, 可加直流放大器, 将鉴频器输出的直流电压加以放大, 这样鉴频器输出的直流电压对频率控制的作用也就加强了。

(2) 要使自动频率微调系统起稳频的作用, 必须正确联接鉴频器与电抗管的极性, 否则反而起到反作用。

三、带有自动频率微调的调频收、发信机方框图

调频收信机采用自动频率微调系统的方框图, 如图 9—30 所示。

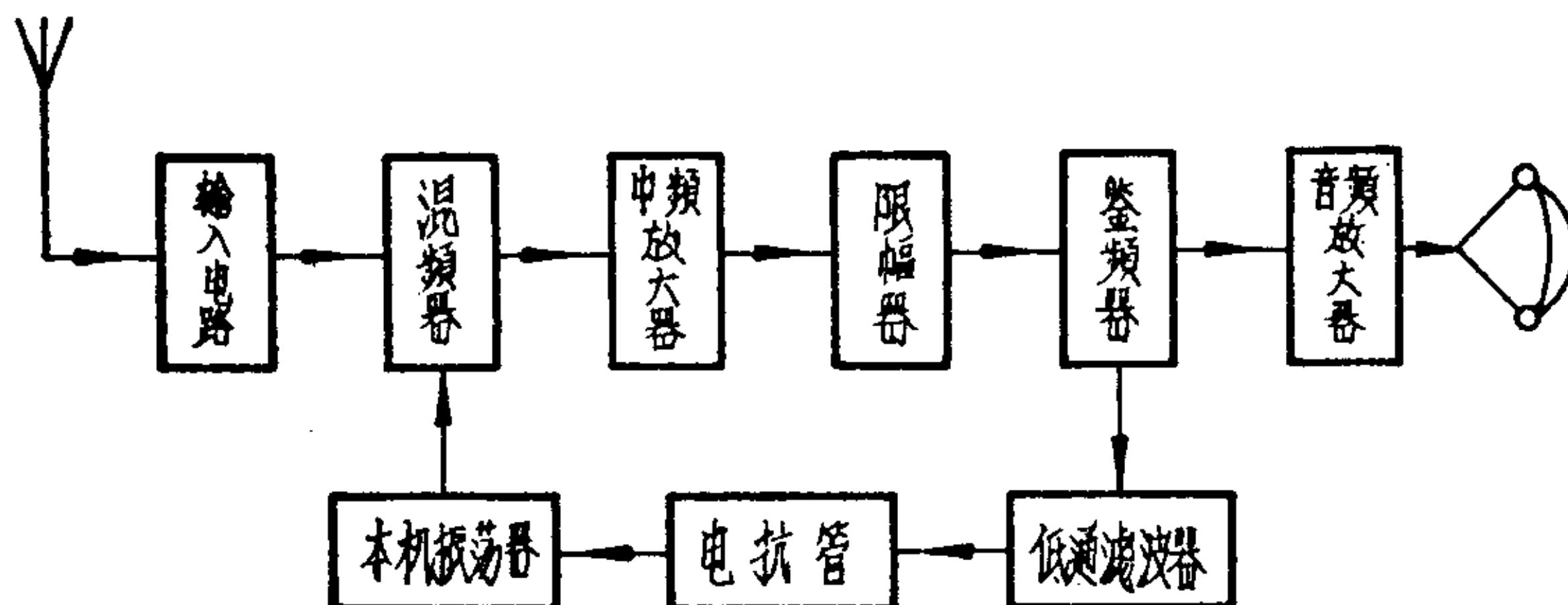


图 9—30 带有自动频率微调的调频收信机方框图

这里被控制的振荡器, 就是本机振荡器。收信机中自动频率微调的作用就是保持外来信号频率与本机振荡频率之差为一中频。当外来信号频率稳定不变而本机振荡频率不稳时, 变频后就偏离了中频, 于是鉴频器的输出端有一控制电压作用于电抗管, 使本机振荡频率变化, 减小由于本机振荡频率不稳产生的偏差,

使变频器输出的信号接近于中频频率；另外，当本机振荡频率稳定而外来信号频率不稳时，变频后的频率也会偏离中频，由于自动频率微调系统的作用，也会使差频保持接近于中频，达到自动频率微调的目的。不过前面已提到自动频率微调系统是有剩余失谐的，所以当外来信号频率或本机振荡频率不稳时，都只能使差频保持一个较小的偏差，改善收信机的工作状况，完全把差频纠正过来是不可能的。

自动频率微调系统中有一个由 RC 组成的低通滤波器，如图 9—31 所示。 RC 的时间常数很大，它只允许频率低于 20 赫以下的电压通过。有了这个低通滤波器，自动频率微调系统就不会使收信机产生反调制的影响。

直接调频的发信机有时也采用自动频率微调，其方框图如图 9—32 所示。

自动频率微调的作用是使主控振荡器的中心频率几乎保持不变，亦即稳定频调波的中心频率，以得到高的频率稳定性。滤波器和前面提到的作用相同，可以滤去鉴频器输出端的调制电压，免得控制的电压有调制电压的成分加到电抗管上，引起发信机的反调制。

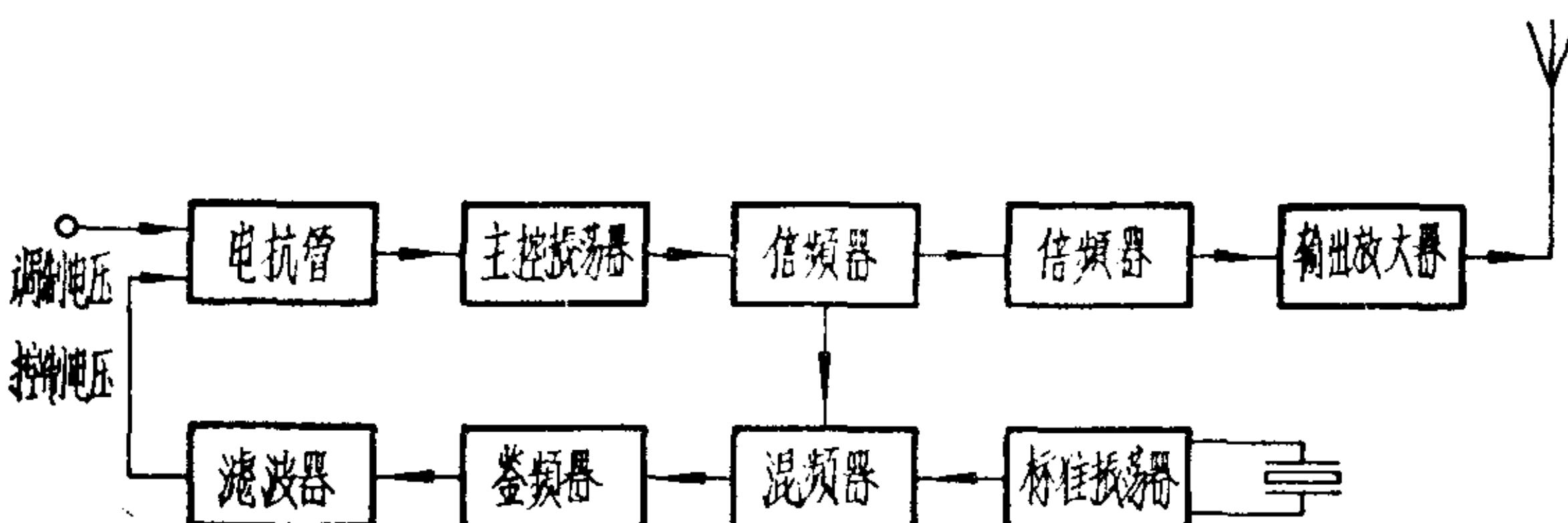


图 9—31 低通滤波器

四、自动频率微调的使用注意事项

由于使用自动频率微调以后，可以保证在通信中不用寻找和微调，因此在带有自动频率微调系统的收、发信机，在下列情况下都应用自动频率微调：

1. 在远距离通信时使用，因为在远距离通信时，接收地点的信号很弱，如果再有失谐，则可能听不到信号。使用自动频率微调后，可保证振荡回路基本谐振，以增大输出。
2. 在几个电台组成的无线电网中使用，使几个电台之间的通信联络更加可靠。
3. 在行进中进行通信联络时，由于振动可能使频率变化，使用自动频率微调后，可减小由于振动而引起的频率变化的影响。

在下列情况下不用自动频率微调：

1. 在工作频率附近有强干扰时，则可能由于自动频率微调的作用，把干扰信号拉到通频带之内，而使所需的信号听不清楚，甚至听不到，因此这时应把自动频率微调断开。
2. 在校准收、发信机时不用自动频率微调，以保证校试准确。

§ 9—4 调幅制和调频制的比较

调频制有许多优点，现从抗干扰性能、电子管利用程度和音质三个方面和调幅制比较一下。

一、抗干扰性能

调幅制和调频制在抗干扰性能方面的比较是在下列条件下进行的：

1. 收信机输入端的载波振幅相同；
2. 干扰电压与载波电压之比相同；
3. 干扰与信号相比干扰很小；
4. 收信机的通频带相同。

当干扰和信号进入收信机时，如果干扰和信号的频率不同，

则由于差拍的结果就会有干扰对信号的调幅作用和干扰对信号的调频作用。干扰对信号的调频作用对调幅收信机没有影响，而对调频收信机有影响；干扰对信号的调幅作用由于调频收信机有限幅器，因此没有影响，而对调幅收信机有影响。下面就比较这两种影响。

实际上的干扰电压总是由很多不同频率的干扰电压所组成的，当考虑到整个频带受有干扰的情况，我们可以从收信机输出端的干扰频谱图来比较调幅与调频抗干扰的情形。

图 9—33 的纵坐标表示干扰电压，横坐标表示信号与干扰的差频频率。在调幅收信机中，收信机输出的干扰电压与干扰的频率无关，而仅决定于干扰的幅度。若各频率的干扰振幅相等，则收信机输出的总干扰电压可用矩形面积 $OFE D$ 来表示。在调频收信机中，由于鉴频器的输出电压和频率偏移成正比，因此干扰输出的大小与干扰和信号的频率差 F_n 成正比，故它在图 9—33 上是一条斜线，当 $F_n = 0$ 时， $U_n = 0$ ，即斜线通过零点。由此可知，调频收信的干扰总电压可用三角形面积 OFE 表示。

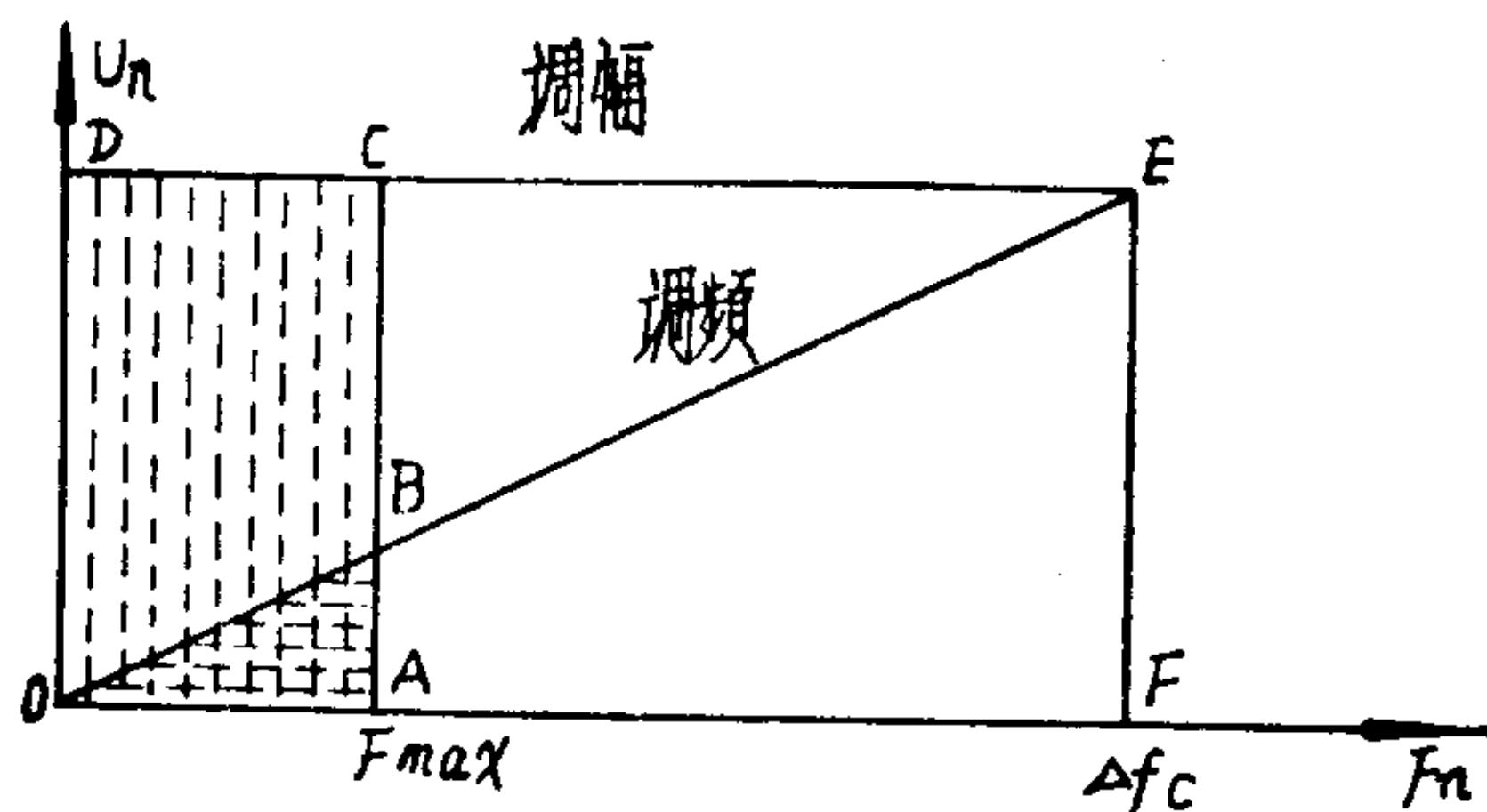


图 9—33 调幅与调频的干扰频谱

由于低频放大器的通频带是有一定限度的，频率太高，低频放大器输出就很小，所以总干扰电压只需计算在两倍于最高调制音频 ($2F_{max}$) 范围以内的干扰即可。这时调幅收信机输出的总干扰电压为二倍于矩形 $OACD$ 的面积；调频收信机输出的总干扰电

压为二倍于三角形 OAB 的面积。由此可知，调频制比调幅制有较高的抗干扰能力。

在通常情况下，信号的频率偏移比最高调制音频大好几倍 ($m_f > 1$)，则信号就要求收信机有足够的频带。信号的频移大，鉴频器的输出信号电压也大，但由于频带宽，干扰电压输出也大。由于输出干扰电压的频率等于差频 F_n ，而 F_n 最大不能超过 $2F_{\max}$ ，否则，低频放大器基本无输出。因此当 m_f 愈大时，有效杂音输出基本不变，而输出信号电压加大，这就大大提高了信号噪音比，也就进一步提高了调频收信机的抗干扰能力。

另外，在调频制中还采用了加重与去加重电路，削弱了高音频范围内的噪音，从而提高了收信机的抗干扰能力。加重与去加重电路的作用和原理简述如下：

在调频收信机中，由于输出干扰电压与差频 F_n 成正比。差频愈高，输出愈大(参看图 9—33)，因此在高音频范围内，噪音较为严重。而在话音信号中，高音频成分却相对地比低音频能量小。这样，高音频部分的信号噪音比很低。如果在输出之前把高音频噪音减弱，信号的高音频成分也相应的减弱了，这样不仅不能提高信噪比，而且产生了失真。当我们在发信机中有意把高音频成分提高(加重)，而在收信机中相应把高音频降低(去加重)，则可避免失真，同时可以提高信噪比。例如：原先话音成分中低音频振幅与高音频振幅之比为 5:1，在发信机中将其变为 5:3，这样在收信机接收后仍为 5:3，若在收信机输出之前设法将高音频振幅减小，恢复到原先 5:1 的比值，则话音不会失真，但在减弱高音频的同时，将高音频范围内的噪音减小了，从而提高了信号噪音比。

加重和去加重电路如图 9—34 所示。(a) 图为加重电路，它由电阻和电感线圈组成。频率愈高，感抗愈大，旁通作用愈小，加到电抗管栅极上的电压就愈大；相反，对频率愈低的音频电压旁通作用就愈大，加到电抗管栅极上的电压就愈小，这就完成了

加重任务。

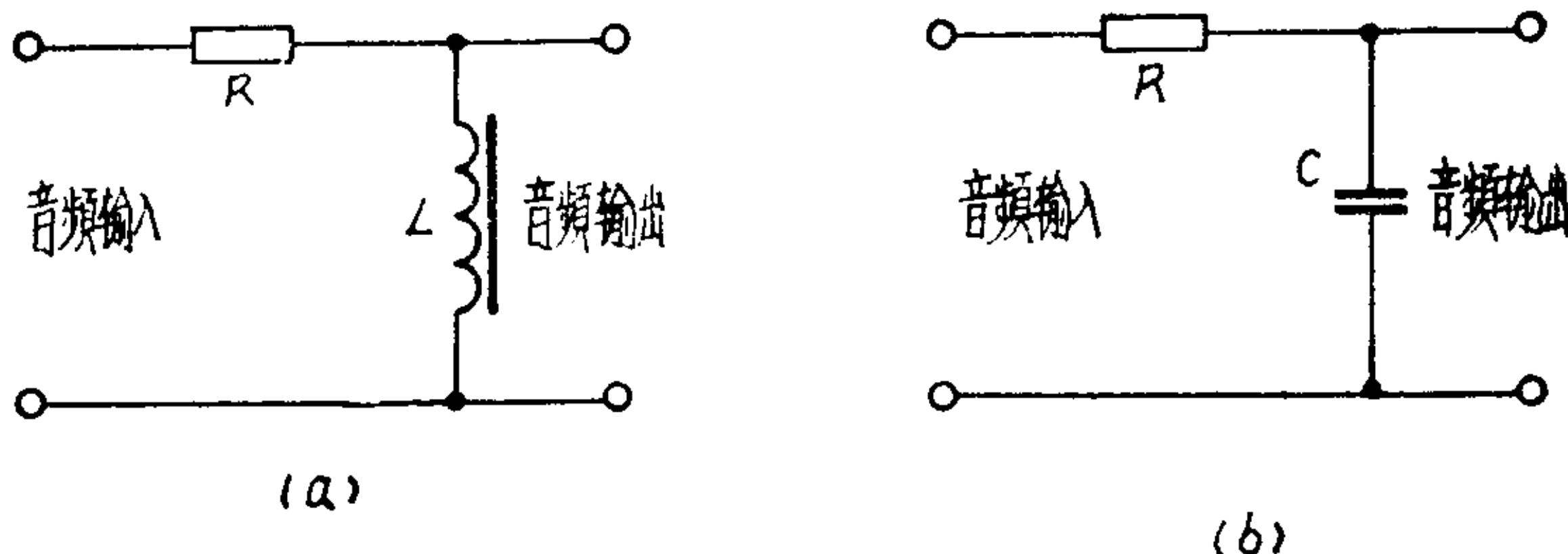


图 9—34 加重和去加重电路

(b) 图为去加重电路，它由电阻和电容器组成。频率愈高的音频电压，电容器的旁通作用就愈大，输出就愈小；反之则相反。只要该电路的元件选择适当，就可以保证信号不失真，完成了去加重任务，从而提高了收信机的抗干扰能力。

二、电子管利用程度

电子管的利用程度调频比调幅要好。因为在调频工作时，已调波的振幅是不变的，即调频工作状态相当于电报工作状态，因此它的电话状态功率可以等于电子管的额定功率。而调幅工作时，电话状态功率接近于载波状态功率，它是小于电子管额定功率的。因此调频比调幅更能充分利用电子管，也就是说，在电子管额定功率相同时，调频所发射的功率要比调幅时大。

三、音质

在收听信号的质量方面，调频比调幅好。这是因为调频制中的调制度 $m_f > 1$ ，频调波所占的带宽比调幅要宽。调幅制中，通常规定带宽为10千赫，这样调制信号的最高音频频率就必须限制在5千赫以内。在说话或演奏音乐时，其中有高于5千赫的频率，调幅收信机就不能满意的收到。而调频制带宽较宽，则能收到音频中频率较高的音频信号，因而音质较好。

调频也有一些缺点，主要缺点是所需频带较宽，不适宜用于

长、中波波段。而在短波时，也因电离层的变化不规则，不仅产生衰落现象，并使频率与相位都受到附加调制，造成严重干扰。因而一般也不适合在短波波段中应用，只适合用在超短波范围。另外，线路结构方面也比较复杂。

复习思考题

1. 调频收信机为什么要有限幅器？它的作用是什么？调幅收信机能不能采用限幅器？
2. 画出栅漏偏压限幅器的电路，并说明它的工作原理。
3. 什么叫限幅器的门限电压？试解释限幅特性曲线各部分形成的原因。
4. 为什么调频收信机在未收到信号时的噪音特别大，收到信号后就很清晰？
5. 试用波形说明双回路离谐鉴频器的工作原理。
6. 双回路离谐鉴频器线圈 L_1 的铁粉芯由于振动而遗失，问电路会引起什么变化？
7. 试用向量分析说明电感耦合相位鉴频器的工作原理。
8. 电感耦合相位鉴频器（1） C_c 开路后，对电路产生什么影响？（2）其中有一个二极管的灯丝烧断后，对电路有何影响？
9. 调幅收信机能不能收到调频信号？调频收信机能不能收到调幅信号？为什么？要想收到需要什么条件？
10. 试用图解法说明自动频率微调的工作原理。
11. 自动频率微调有无作用范围？为什么？
12. 调频通信与调幅通信相比较有何优缺点？为什么？
13. 试画出超外差调频收信机的电路图。已知条件为：
 - (1) 电感耦合输入电路；
 - (2) 一级变压器耦合高频放大器；
 - (3) 双栅注入混频，本机振荡为三点电感式；
 - (4) 两级外电容耦合中频放大器；

- (5) 一级栅漏偏压限幅器;
- (6) 双回路离谐鉴频器;
- (7) 一级阻容耦合音频电压放大器，一级变压器耦合音频放大器，一级音频推挽功率放大器。