

无线电爱好者丛书

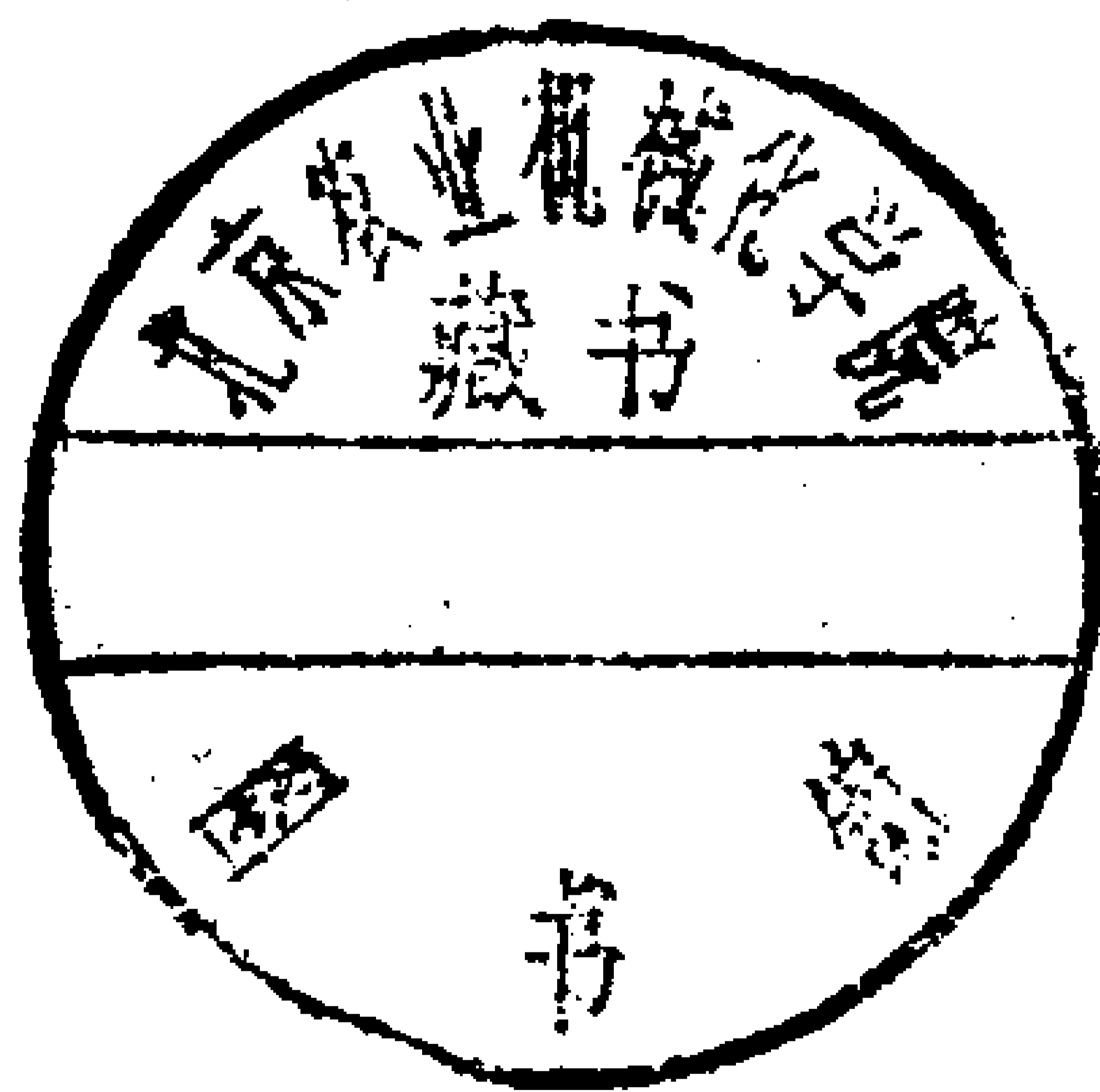
收音机中的新技术



无线电爱好者丛书

晶体管收音机中的新技术

王新成 编著



人民邮电出版社

内 容 提 要

本书介绍了晶体管收音机中较新颖的电路。例如：采用场效应管的高放、变频电路，低噪声前置放大电路；使用变容管、发光二极管、恒流二极管及陶瓷滤波器的各种电路；低电压收音机电路；使用集成电路的收音机电路；另外还有高保真度低放电路和全波段收音机电路，其中包括频率均衡器、音调控制器、等响度控制器、通频带控制器、立体声收音电路及设备。

无线电爱好者丛书
晶体管收音机中的新技术
王新成 编著

人民邮电出版社出版
北京东长安街27号
天津新华印刷一厂印刷
新华书店北京发行所发行
各地新华书店经售

开本：787×1092 1/32 1982年10月第一版
印张：11 20/32 页数：186 1982年10月天津第一次印刷
字数：265 千字 插页：6 印数：1—292,000册

统一书号：15045·总2639-无6209

定价：0.92 元



中国电子学会科学普及读物编辑委员会

主 编：孟昭英

副主编：杜连耀

编 委：毕德显 吴朔平 叶培大 任 朗
吴鸿适 童志鹏 陶 棫 顾德仁
王守觉 甘本祓 (兼常务编委)
张恩虬 何国伟 周炯槃 邱绪环
陈芳允 秦诒纯 王玉珠 周锡龄

本书责任编辑：邱绪环

2506/25

丛 书 前 言

电子科学技术是一门发展迅速、应用广泛的现代科学技术。电子技术水准是现代化的重要标志。为了尽快地普及电子科学技术知识，中国电子学会和出版部门约请有关专家、学者组成编委会，组织编写三套有不同特点的、较系统的普及丛书。

本丛书是《无线电爱好者丛书》，由人民邮电出版社出版。其余两套是：《电子应用技术丛书》，由科学普及出版社出版；《电子学基础知识丛书》，由科学出版社出版。

本丛书密切结合实际讲述各种无线电元器件和常用电子电路的原理及应用；介绍各种家用电子设备（如收音机、扩音机、录音机、电视机、小型电子计算器及常用测试仪器等）的原理、制作、使用和修理；提供无线电爱好者所需的资料、手册等。每本书介绍一项实用无线电技术，使读者可以通过自己动手逐步掌握电子技术的一些基本知识。本丛书的读者对象是广大青少年和各行各业的无线电爱好者。

我们希望广大电子科学技术工作者和无线电爱好者对这套丛书的编写和出版工作提出意见，给以帮助，以便共同努力，为普及电子科学技术知识，为实现我国四个现代化作出贡献。

目 录

第一章 特殊半导体器件及其应用	1
1-1 场效应管	1
1-2 变容二极管	19
1-3 发光二极管	27
1-4 稳压二极管	33
1-5 恒流二极管	38
1-6 陶瓷滤波器	44
1-7 硅晶体管	53
第二章 低电压收音机	62
2-1 放大器在低电压供电下的工作情况	62
2-2 振荡器在低电压供电下易产生的问题	65
2-3 低压供电时增强AGC的方法	66
2-4 提高压降适应性的方法	70
2-5 输出、输入变压器设计	72
2-6 钻石7J1型和山花C153型1.5伏收音机简介	77
2-7 低电压收音机适用的电池	80
第三章 集成电路收音机	85
3-1 线性集成电路的特点	85
3-2 单功能通用集成电路及其应用	91
3-3 集成运算放大器及其应用	101
3-4 模拟乘法器的功能	121
3-5 收音机专用集成电路	134
3-6 厚、薄膜电路及其应用	143
第四章 全波段收音机的高频电路	147

4-1	全波段收音机概说	147
4-2	高频电路的组成和要求	150
4-3	调幅收音机高频电路	152
4-4	调频收音机高频电路	166
4-5	降低噪声的方法	175
4-6	高频电路中的新技术	181
第五章	全波段收音机的中频电路	191
5-1	中频电路的性能	191
5-2	中频电路的结构形式	194
5-3	自动增益控制	202
5-4	中频通频带控制	210
5-5	调频信号的解调	215
5-6	锁相技术在中频电路中的应用	223
5-7	附属电路	234
5-8	调频立体声解调器	239
第六章	高保真度低频放大电路	248
6-1	高保真度低频放大电路概况	248
6-2	频率均衡、补偿电路	253
6-3	高质量辅助放大器	263
6-4	等响控制电路	266
6-5	音调控制	272
6-6	通频带控制电路	281
6-7	功率放大器的种类和特点	286
6-8	有变压器的功率放大器	291
6-9	无变压器的功率放大器	296
6-10	开关型功率放大器	309
6-11	音频电路的结构选择和装配	312

6-12	高保真度电路的电源.....	315
6-13	超甲类功率放大器.....	320
6-14	立体声辅助电路.....	326
第七章	放声系统	332
7-1	扬声器的选择	332
7-2	音箱设计	338
7-3	分频器	350
7-4	声音的修饰和美化.....	357
7-5	放声系统的装配和调试	360

附图：1.熊猫B—11型收音机电路图

附图：2.海鸥101型收音机电路图

附图：3.红灯735型收音机电路图

第一章 特殊半导体器件及其应用

自从晶体管问世以来，电子器件就分为两大类，即电真空器件和半导体器件。半导体器件虽然出现得晚，但由于具有独特的优点，很快就后来居上。尤其是最近十几年来，发展速度十分惊人。新材料，新工艺和新器件层出不穷。电子线路也日新月异发生着变化。

本章主要介绍七种特殊半导体器件。其实它们早已用在各种电子线路中。有些在收音机中也已应用多年了。这里把它们称做特殊器件，只不过是和**普通晶体管**相区别而已。

1-1 场效应管

场效应管的理论早在1930年就已提出，但受当时的工艺和材料限制，直到1958年才开始正式投入生产。现在我国生产的场效应管就有多种规格和型号。最近几年已在收音机或扩音机等设备中开始应用。许多书刊都介绍过它们的工作原理。这里就不再重复了。只介绍一下它的特点、种类及在收音机电路中的应用。

1. 独特的优点

场效应管除了和一般半导体器件一样具有体积小、功耗低等优点外，还具有下列独特的优点：

(1) 场效应管是压控器件，即在一定的条件下，它的漏

极电流只取决于栅极电压，而栅极上基本上不消耗功率。这就减轻了前级信源的负载，因而耦合方便，电路简单、这一特点和电子管很相似。

(2) 漏极电流 i_D 与栅极电压 U_g 有近似平方律的关系，因此对于到达它的输入端的二个以上的信号电压所产生的组合频率只有和频及差频，不致产生高次组合频率。因此其互调失真可比一般晶体管好1~2个数量级，使接收能力大为提高。

(3) 输入阻抗高。在直流和低频应用时，~~结~~型场效应管(JFET)输入阻抗在 $10^7 \Omega$ 以上，绝缘栅型场效应管(MOSFET)在 $10^9 \Omega$ 以上。这是因为场效应管的输入回路工作在PN结反向偏置(JFET)和电绝缘(MOS)状态下，不象晶体管的输入回路工作在PN结的正向偏置状态下。因此便于和恒流源匹配(如陶瓷拾音器、高阻话筒、电子管等)，并能进一步提高电路的某些性能。

(4) 场效应管是一种低噪声器件，质量较好的JFET的噪声系数可小于1dB，而高频噪声一般都在5dB以下。因此场效应管收音机灵敏度高。在没有输入信号时，基本上听不到收音机本身的噪声。为实现低噪高保真度创造了条件。

(5) 场效应管种类繁多，电路设计灵活性大，不同导电极性的场效应管，其栅偏压可正可负，甚至可以在零偏压下工作。而电子管只能在负偏压下工作，晶体管只能在正向偏压下工作。

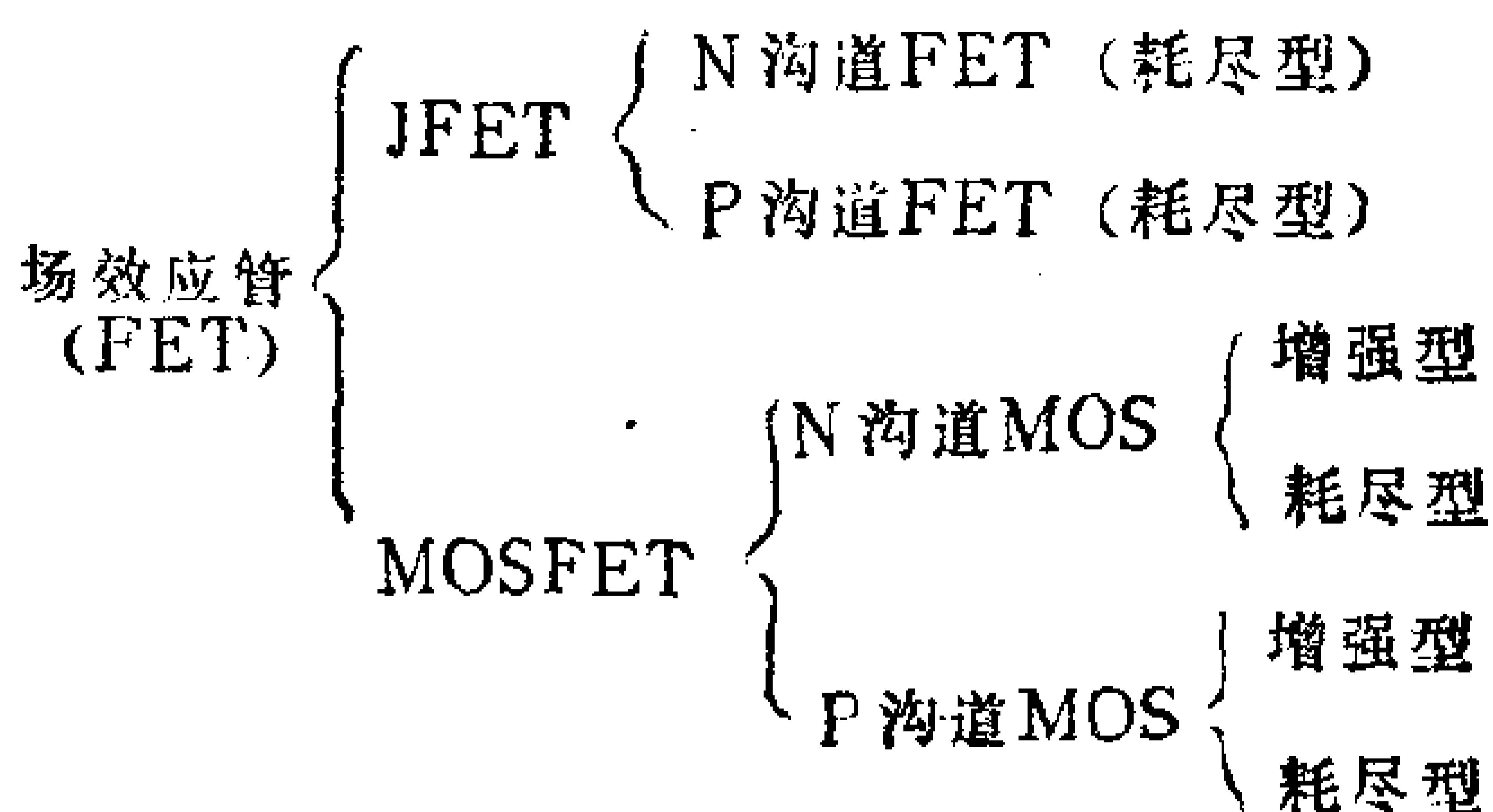
(6) 场效应管动态范围大，基本上克服了晶体管易阻塞的缺点。使收音机的非线性失真、交叉调制和互调失真降到一个新水平。

除此以外，场效应管不易受温度和辐射影响，本身还有一个零温度系数工作点。就是说栅偏压在某一合适值时，漏极电流

不受温度影响。因此在恶劣环境中（如卫星、导弹和飞船中）稳定性比晶体管好。

2. 种类和参数

常用的场效应管有两大类，即结型（JFET）和绝缘栅型或叫金属氧化物半导体型（MOSFET）且每一型根据其导电沟道的材料不同又分为P沟道N沟道两种。P沟道和N沟道的MOS场效应管又可分为增强型和耗尽型两种。为了清楚起见，将它列成下面的分类表。



不同类型的场效应管具有不同的转移特性，必须施加不同极性的电压才能正常工作。表1-1是各类管的符号、转移特性和电压极性表。

现在使用的绝大多数场效应管都是硅材料制成的，此外砷化镓场效应管和“金属—氮化物—半导体”场效应管（MNS）也发展很快。

场效应管的各种参数中，比较重要的有三个，即夹断电压 U_P 、饱和漏电流 I_{DSS} 和低频跨导 g_m （增强型无 U_P 和 I_{DSS} ）。它们的定义如下：

夹断电压 U_P ：在 U_{DS} 为某一定值时，使 I_{DS} 近似为零的偏压值 U_{GS} 。

饱和漏电流 I_{DSS} ：在栅偏压为零时，漏极所加电压大于 U_P

表 1-1 场效应管的符号, 转移特性和电压极性表

结构类型	工作方式	符号	转移特性	电压极性	
			$I_{DS} \sim U_{GS}$	U_{GS}	U_{DS}
N沟道结型	耗尽型			-	+
P沟道结型	耗尽型			+	-
N沟道绝缘栅型	增强型			+	+
	耗尽型			正负皆可, 一般用负。	+
P沟道绝缘栅型	增强型			-	-
	耗尽型			+	-

时的沟道电流。

低频跨导 g_m : 表示栅极电压 U_{GS} 对 I_D 的控制能力,

即
$$g_m = \frac{dI_D}{dU_{GS}} \quad \text{或} \quad g_m = \frac{\Delta I_P}{\Delta U_{GS}}$$

g_m 是衡量场效应管放大作用的重要参数, 相当于电子管的

跨导 S 。它可由公式 $g_m \approx -\frac{2I_{DSS}}{U_p} \left(1 - \left| \frac{U_{GS}}{U_p} \right| \right)$ 求得, 也可用图解法在转移特性曲线上求得。

场效应管的其他参数具有和一般晶体管相似的意义, 可在半导体器件手册中查到。表1-2给出适于收音机使用的几种场效应管的主要参数。表中的MOS管都是内部带保护电路的。

3. 基本场效应管放大级的设计方法

场效应管可用于高、低频信号的放大，但最基本的单元放大级如图1-1所示（这里画的是结型管）。图(a)是用分压偏置的情况；图(b)是提高输入阻抗的接法；图(c)是用自给偏置的情况。

下面以分压偏置为例，分析基本放大单元的工作原理。

图1-1(a)的电路可用等效电路（图1-2）来表示。在图中

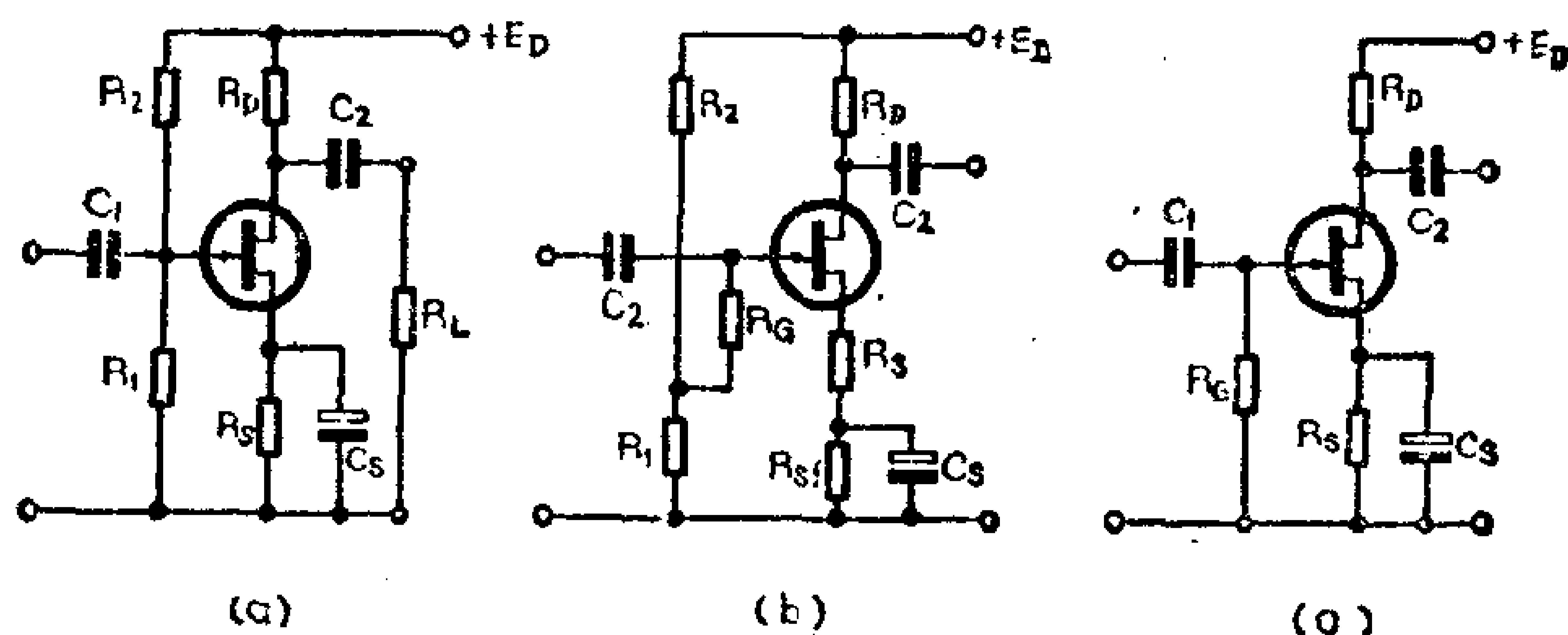


图 1-1 场效应管基本放大级

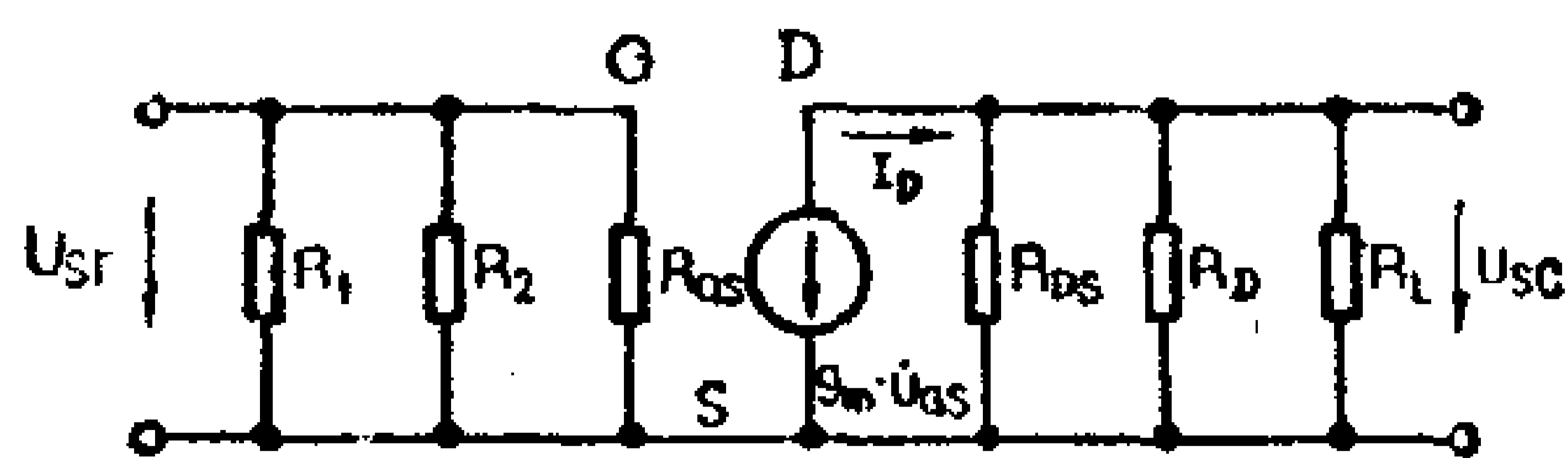


图 1-2 图1-1(a)的等效电路

如不考虑分布电容的影响，电路有下列关系：

$$U_{GS} = U_{sr}$$

$$U_{sc} = g_m U_{GS} (R_{DS} \parallel R_L \parallel R_D) \quad \text{令} \quad R'_L = R_D \parallel R_L,$$

则
$$U_{sc} = g_m U_{GS} (R_{DS} \parallel R'_L)$$

放大器增益 K_U 为：

$$K_U = \frac{U_{sc}}{U_{sr}} = g_m (R_{DS} \parallel R'_L)$$

表1-2

收音机常用场效应管的主要参数

参 数 型 号	I_{DSS}	V_P	R_{GS}	g_m	f_M	f_0
	ma	V	Ω	μv	MHz	MHz
3DJ2	0.3—10	<1—91	$\geq 10^7$	≥ 2000	≥ 300	
3DJ6	0.3—10		$\geq 10^7$	≥ 1000	≥ 300	
3DJ7	1—35	<1—91	$\geq 10^7$	>3000	≥ 90	
3DO2 B	0.3—20	<1—71	$\geq 10^8$	≥ 5000	≥ 300	
3DO4 B	0.3—10	<1—91	$\geq 10^9$	≥ 3000	≥ 200	
3DO6 B	1—3		$\geq 10^9$	≥ 2000		
4DO1 B	1—10			≥ 5000		≥ 100
4DO2 B	1—20			≥ 5000		≥ 200
参 数 型 号	BV_{DS}	BV_{GS}	I_{DSM}	P_{DM}	用 途	
	V	V	ma	mw		
3DJ2	20	20	15	100	高放、混频、振荡	
3DJ6	20	20	15	100	中放、低噪声低放	
3DJ7	20	20	15	100		
3DO2 B	12	15	25	100	高放、中放	
3DO4 B	15	25	15	100	高放、中放	
3DO6 B	30	35		100	大幅度低放	
4DO1 B					调幅高、中频电路	
4DO2 B					调频高、中频电路	

当 $R'_L \ll R_{DS}$ 时, 近似有:

$$K_U \approx g_m \cdot R'_L$$

电路输入阻抗为:

$$R_i = (R_1 \parallel R_2) \parallel R_{GS}$$

一般 $R_{GS} \gg (R_1 \parallel R_2)$, 因此, 近似为

$$R_i \approx R_1 \parallel R_2$$

输出阻抗为:

$$R_o = R_{DS} \parallel R'_L \approx R'_L$$

在图1-1(b)中, 由于接入了 R_G 和 R_S , 因此输入阻抗和增益变为:

$$R_i = R_G + (R_1 \parallel R_2)$$

$$K_U = \frac{g_m R'_L}{1 + g_m R_S}$$

根据以上基本关系, 场效应管基本放大单元可按以下步骤设计:

(1) 选择电源电压 E_D : 它的大小应满足:

$$E_D = (1.1 \sim 1.5) (U_{PP} + U_{DSS} + U_S)$$

式中 U_{PP} 是要求输出信号峰峰值; $U_S = I_D R_S$ 是源极电压, 一般约为 $(0.2 \sim 0.3) E_D$

(2) 确定工作点: 原则是保证有最大的线性工作区。一般在输出曲线族上图解, 也可在已定 R_1 、 R_2 的情况下由以下关系式求得。

$$U_{GS} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E_D - I_D R_S$$

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2$$

$$U_{DS} = E_D - I_D (R_D + R_S)$$

(3) 由增益要求确定 R_D 。有时也可用下式确定

$$R_D = \frac{E_D - (U_{DS} + U_S)}{I_D}$$

(由增益要求确定 R_D 时, 先确定了 R_D 再定工作点)。

(4) 源极电阻 R_S ;

$$R_S = \frac{U_S}{I_D}$$

(5) 分压电阻 R_1 、 R_2 ，根据 U_{GS} 要求定，

$$I_{DS}R_S - |U_{GS}| = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E_D$$

如果有 R_G 时，应使 $R_G \gg R_1, R_2$ 。

(7) 旁路和耦合电容:

$$C_S \geq (5 - 10) \frac{1}{2\pi f_d R_S}$$

$$C_1 = C_2 \geq (3 - 10) \frac{1}{2\pi f_d R_0}$$

式中 f_d 为放大级低频截止频率， R_0 泛指与 C_1 、 C_2 构成回路的回路电阻值。

4. 高频电路中的应用

这里所指的高频电路，是指检波器以前的电路，即包括高放、中放、混频和本机振荡等电路。场效应管用于收音机的高频电路，基本上克服了晶体管收音机噪声大、易过载的缺点，使整机灵敏度、选择性、像频抑制比和中频抑制比都得到很大改善。场效应管转移特性的平方律关系使得交互调制得到改善。因此近来公认场效应管是制作高级收音机的良好器件。

目前，我国生产的中、高级收音机多采用了场效应管作高放和混频，并逐渐向中放、本振和普及机型中推广和过渡。基本电路形式有单管共源放大，双管共源一共栅级联放大和双栅管共源放大等几种。图1-3就是在国产一、二级机中的应用实例。图(a)是海鸥101型一级机的调频高放电路，选用了单栅高跨导

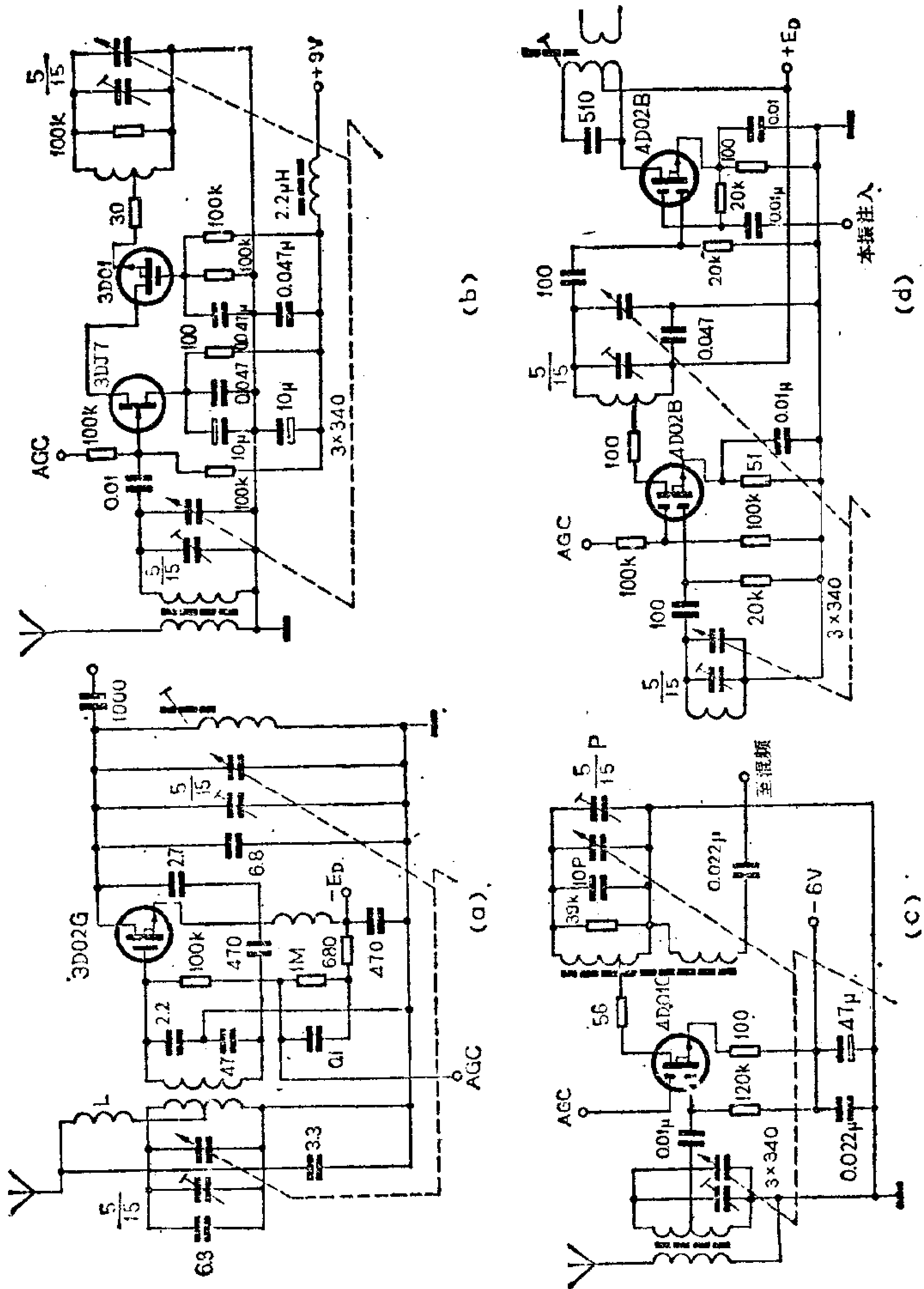


图 1-3 用场效应管的高放、混频电路

(a)

(b)

(c)

(d)

MOS管3D02G作共源调谐放大；图(b)是熊猫 B01型一级机的调幅高放电路（中波）。它采用共源—共栅级联放大。共源级用高跨导的FET管3DJ7，其噪声小而增益高。共栅极用MOS管3D01，其极间电容小，输出阻抗高。整级高放稳定增益高，性能良好。图(c)是红灯735型一级机的调幅（中波）高放电路，选用了双栅MOS管4D01C。它的电路是共源调谐放大，利用双栅特点便于加AGC。这里着重介绍一下双栅MOS管的特点。

双栅MOS管是专为收音机、电视机高频电路而研制的高跨导、高可靠性场效应管。它有两个栅极 G_1 和 G_2 。 G_1 专用于信号输入， G_2 用于AGC输入或本振输入。它的栅漏反馈电容 C_{gd} （约0.01~0.03pF）比单栅管（如3D01C的0.6pF）要小1~2个数量级。根据调谐放大器稳定增益公式

$$K_U \approx 0.42 \sqrt{\frac{g_m}{\omega_c C_{gd}}}$$

可知，降低 C_{gd} 能提高稳定增益。而且它的跨导也比单栅管高。实践证明，双栅MOS管用于调谐放大器的稳定增益可与共源—共栅级联电路比美，而电路却简单得多。此外，第二栅 G_2 的夹断电压 U_{P2} 是特殊设计的。用于AGC时控制范围大，控制过程平稳。它用于混频时噪声低，谐波干扰少，增益高。

双栅MOS管的转移特性比单栅管更接近理论上的平方律关系。因此对非线性失真，交叉调制和互调失真的抑制能力更强。输出阻抗也比单栅管高、更有利于增益的提高。在设计中内部施加了保护装置，可靠性比较高。双栅MOS管有可能是今后收音机、电视机中重要的高频放大器件。

图(d)是海鸥1301型二级机的高放和混频电路（中波），其中两级都采用了双栅MOS管。

场效应管混频器需要注入较高的本振电平，这一点在设计电路时应予以注意。

场效应管由于输入阻抗高，用于振荡电路时可使频率稳定度有所提高。图1-4是一个二次变频超外差收音机的二本振电路，其振荡频率2.465MHz。注入二混频器后与2MHz的一中频信号差拍成465KHz的二中频。

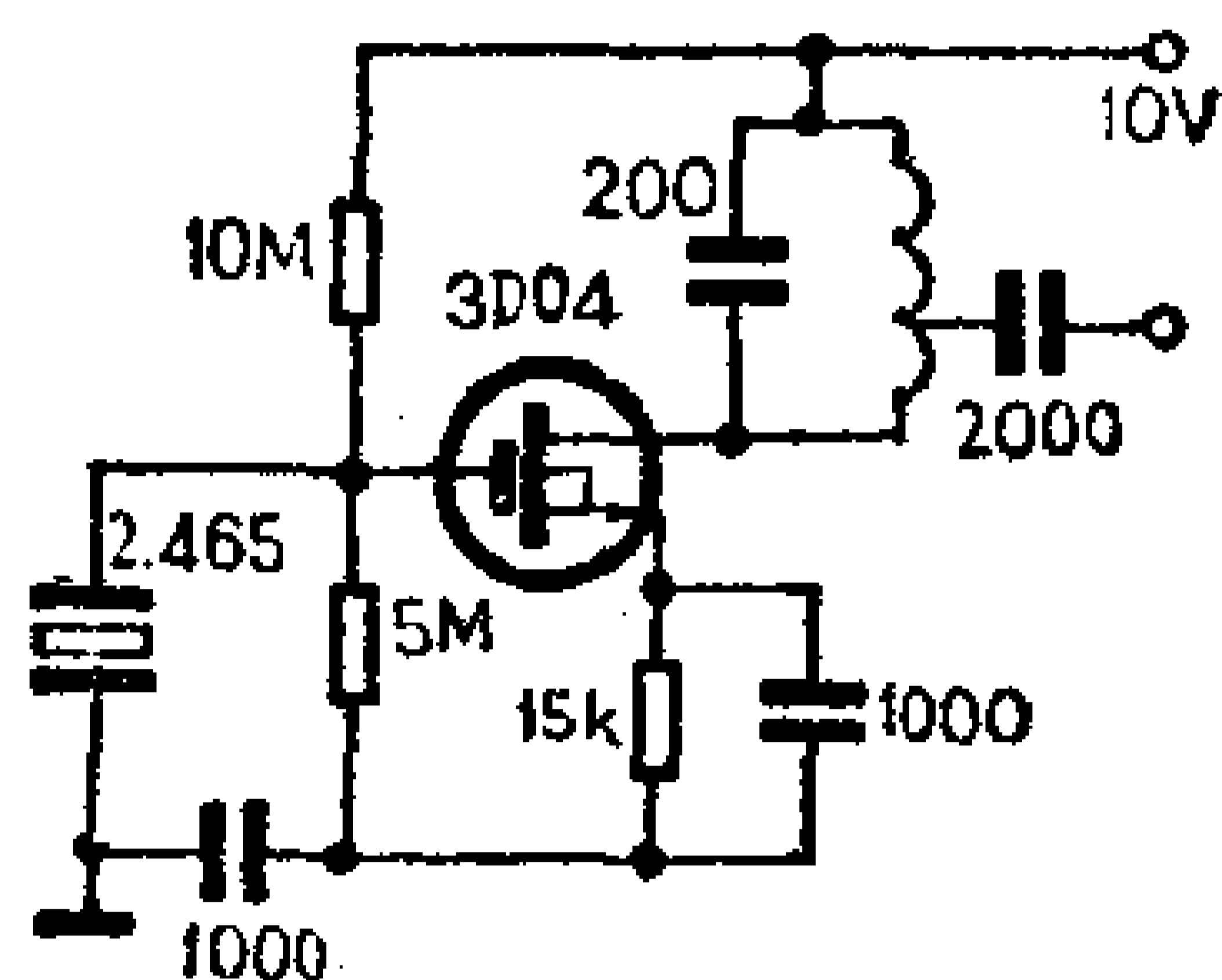


图 1-4 用FET的第二本振电路

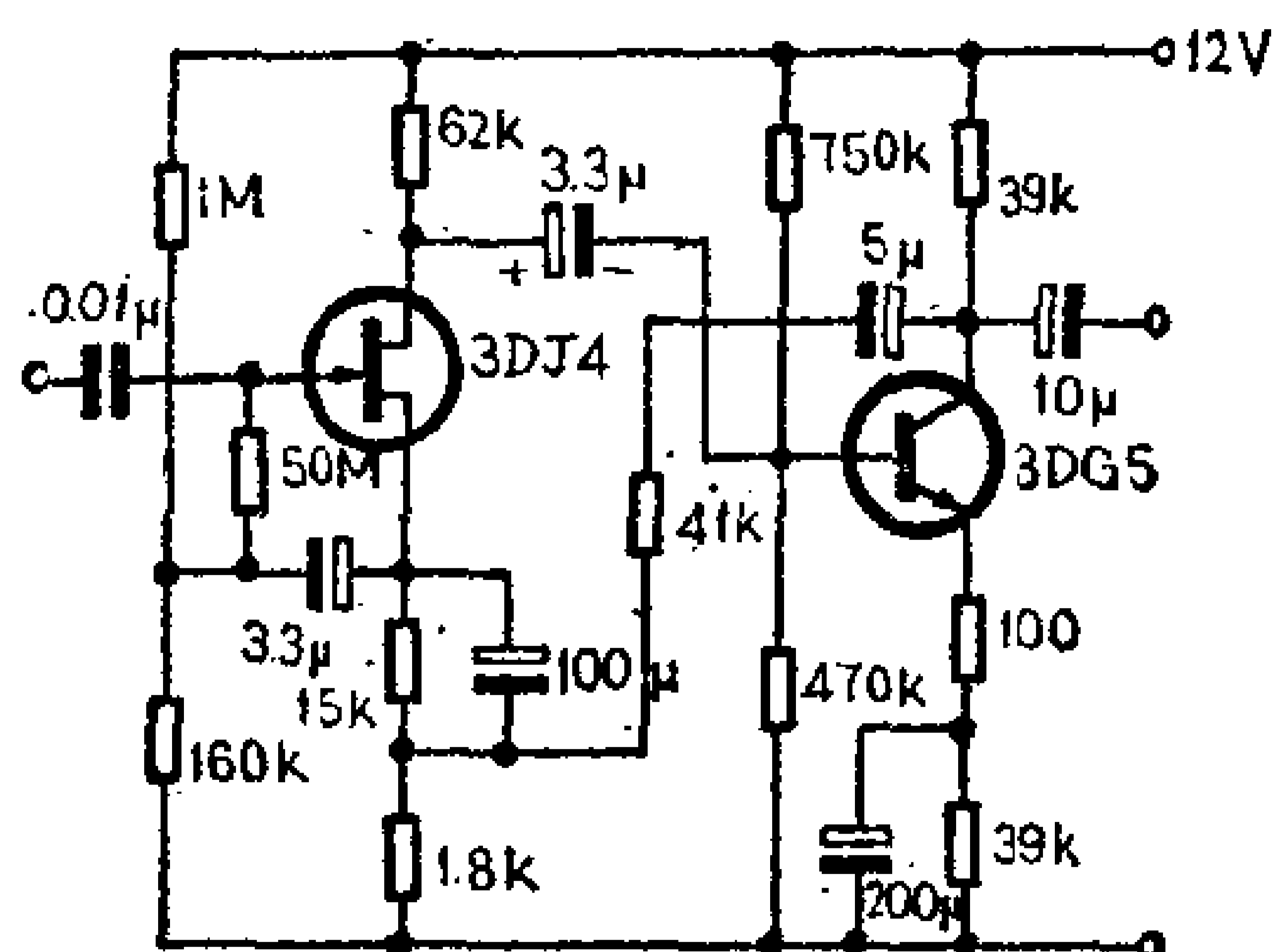


图 1-5 高阻低噪前放电路

5. 低频电路中的应用

图1-5是一个高阻抗低噪声前置放大器的电路。这里选用了低噪声场效应管3DJ4和低噪声晶体管3DG5。为了提高输入阻抗，栅极偏置用了自举电路，而且在源极加了电流负反馈。该电路增益为26dB，输入阻抗大于150MΩ，3dB频响为10Hz~30KHz。

图1-6是海鸥101型机的前置低放电路。它的前面是高阻抽头电位器的等响控制电路，其输出阻抗约100K。该电路输入阻抗约为300K，便于与之匹配。如果采用一般晶体管作的射随器，虽然也能完成匹配，但射随器没有电压增益，本身噪声又大，存在信噪比低的缺点。

收音机低频电路中的所有功能，场效应管都能很好地胜

任，且比一般晶体管好。最近几年，国外开始生产纵向场效应功率管，它虽然才在高保真度功率放大器中初露头角，但其优良的性能已引起人们的普遍注意。看来晶体管收音机实现全场效应管化已经是可能的事了。

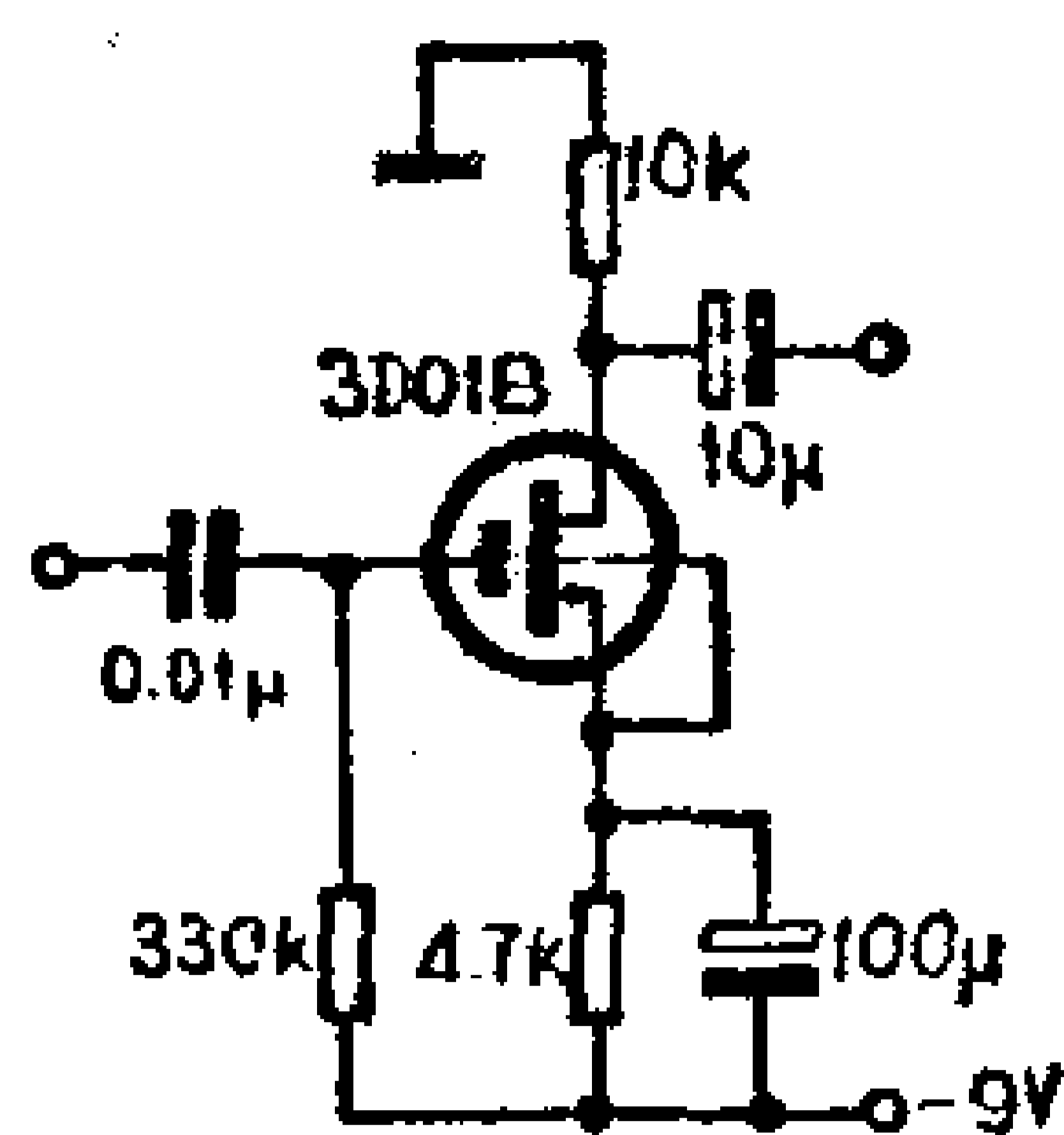


图 1-6 海鸥101机的前置放大级电路

6. 控制电路中的应用

这里所说的控制电路，包括音调、等响、通频带、AGC等电路。

在音调控制电路中，如果用一般晶体管，需要用大容量电容，就经济性和体积来说是不利的。此外由于输入输出阻抗低，会出现高低端提升不足的缺点。如果用场效应管做音调控制，其性能会不逊色于电子管。图1-7是衰减式音调控制的实例。当然也可以用于反馈式控制（见图1-9）。设计该电路时应注意，不要使后级增益过高，因为场效应管栅漏电容 C_{GD} 较大，设后级增益为K倍，经反馈作用后， C_{GD} 的等效值会增大 $(1-K)$ 倍。这种现象称为“密勒效应”，它会使高音控制特性变坏。

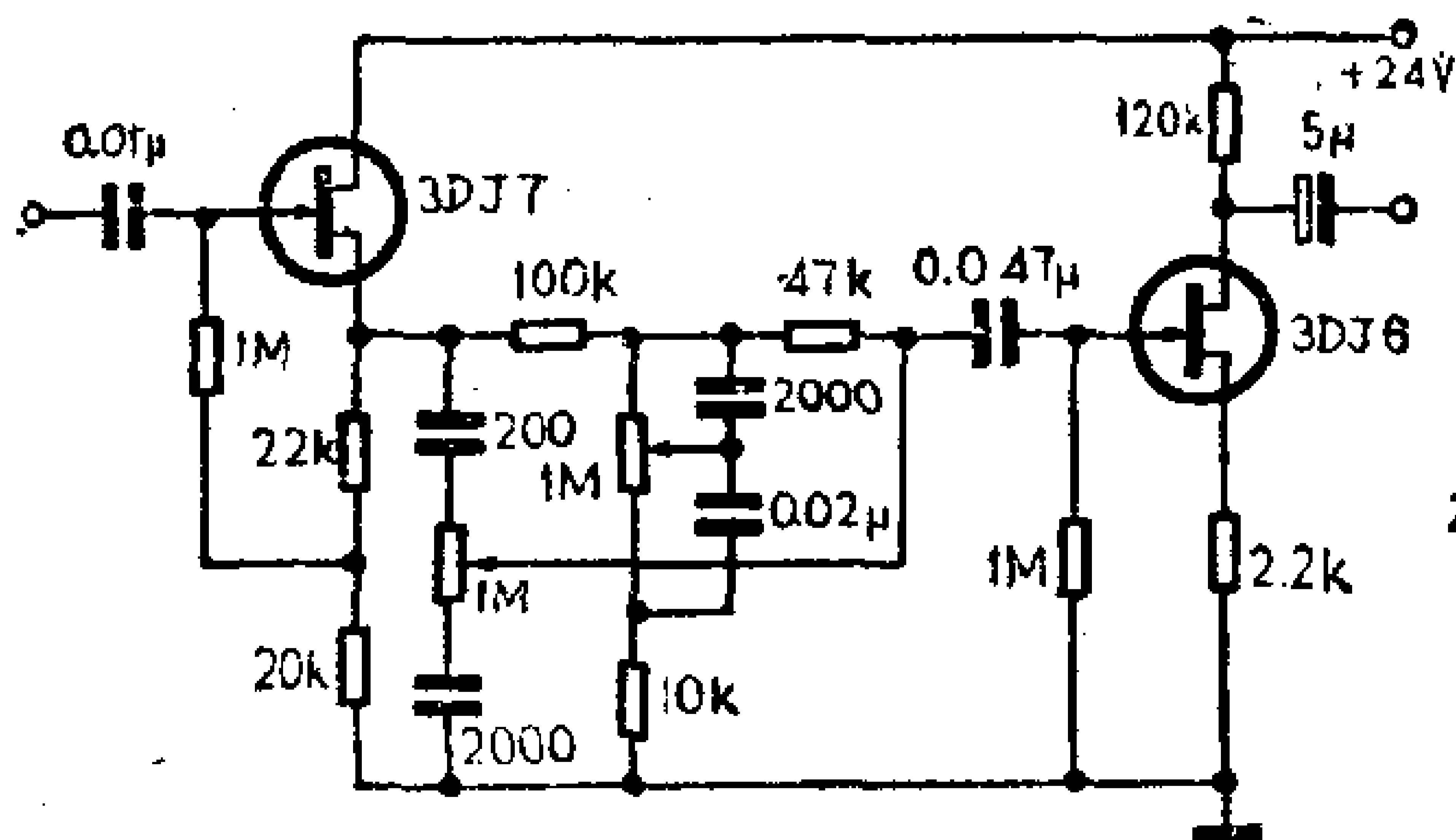


图 1-7 衰减式音调控制器

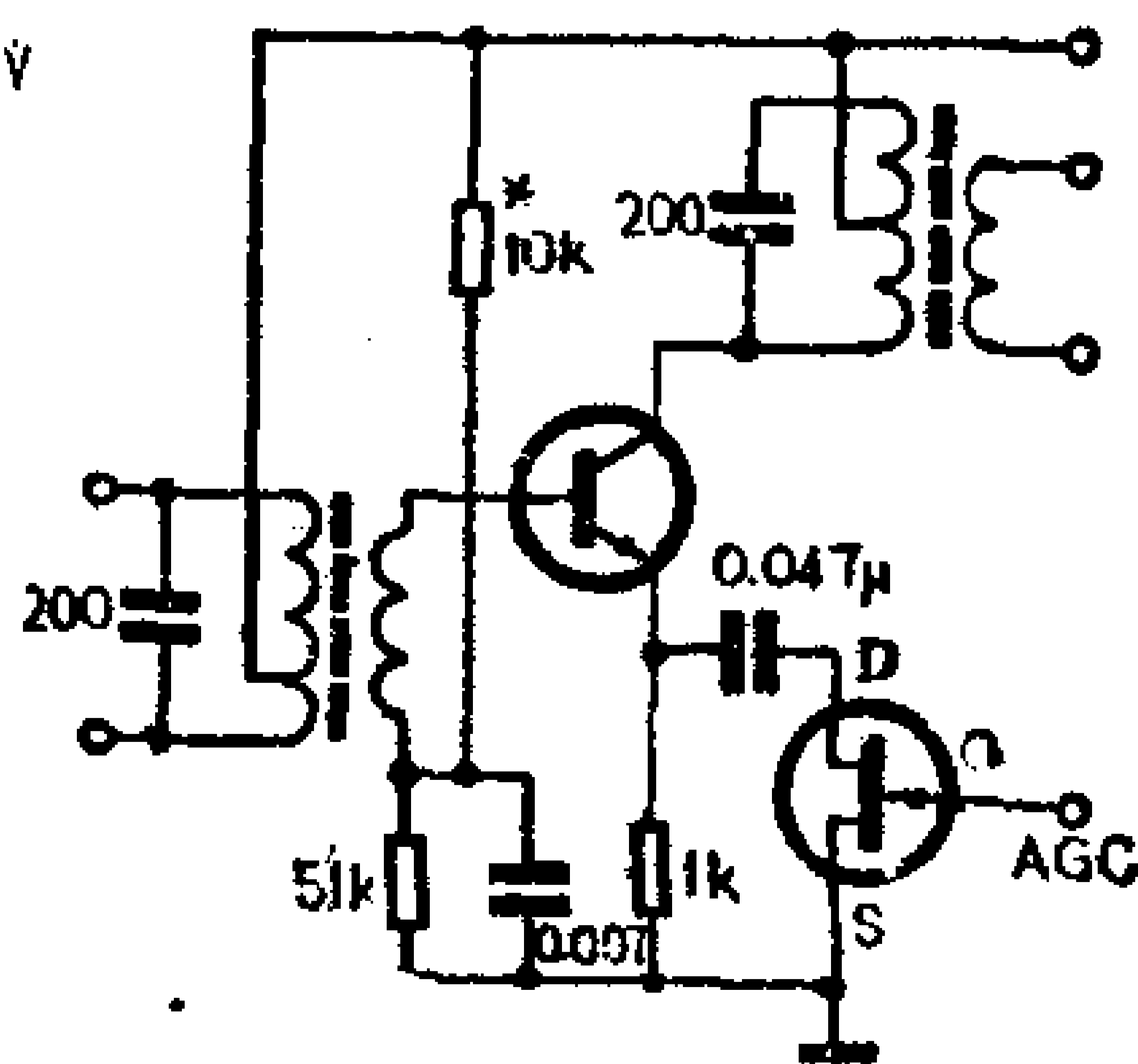


图 1-8 AGC电路之一

图1-8是用其沟道电阻进行AGC的电路。从场效应管放大原理可知，栅极电压实质上是控制沟道电阻的大小，源漏之间等效成一个可变电阻，其值随栅压而变化。如果把此电阻与中放管的射极旁路电容串联，用AGC电压控制沟道电阻值的大小，就能用控制反馈量来完成增益控制，其优点是失真度很小，且不改变中放管的直流工作状态。

图1-9是一架场效应管收音机的电路，共用了六只结型场效应管，五只一般三极管。为了便于业余爱好者仿制，全部选用了收音机通用元件，没有选用易损坏的MOS管。由于FET的输入阻抗高，故输入回路作成升压式的，故具有电压增益。混频级采用外来信号从栅极输入，而本振则从源极输入的方法。本振是频率稳定度较高的克拉泼振荡器， D_1 是磷砷化镓发光二极管，用作稳压偏置电源兼电源消耗指示。如果找不到，也可用两只硅二极管串联起来代替。这时需把2.7K的限流电阻换成5.1K。

为了保证60dB的中频增益，中放用了高跨导的3DJ7，级间用阻容耦合，输入输出均用双调谐回路， BG_3 、 BG_4 的源极加有两端陶瓷滤波器，可得到约12dB的选择性。

前置低放是一高增益恒流源负载放大器（原理后述），如果没有恒流二极管（2DH05），可用7.5K的电阻代替，但增益会下降。当然也可以由其他各种恒流源（例如用三极管）代替，但电路会复杂一些。

音调控制电路采用了负反馈形式，推动级是一个反馈对电路，特点是增益高，工作稳定，频响好。功放用两只中功率锗管组成并联推挽（原理见6-8节），保真度高，输出功率大。

该机性能指标如下：

频率范围：中波 535~1605KHz

短波 3.9~7MHz

7~18MHz

灵敏度：均不劣于 $100\mu\text{V}$

选择性：大于32dB

频响特性：100Hz—6500Hz (-3dB)

音调控制：100Hz \pm 10dB

10KHz \pm 7.5dB

不失真输出功率：不小于500 mW；最大输出功率2W。

各变压器可参照图1-10参数自制。B₁用M_x-400型140mm长磁棒作铁芯，B₂、B₃可用电子管收音机用的输入线圈例如LT102A、LT103A代用。B₄用LTF-3型骨架绕制，B₅、B₆用LT102、LT103型骨架绕制。

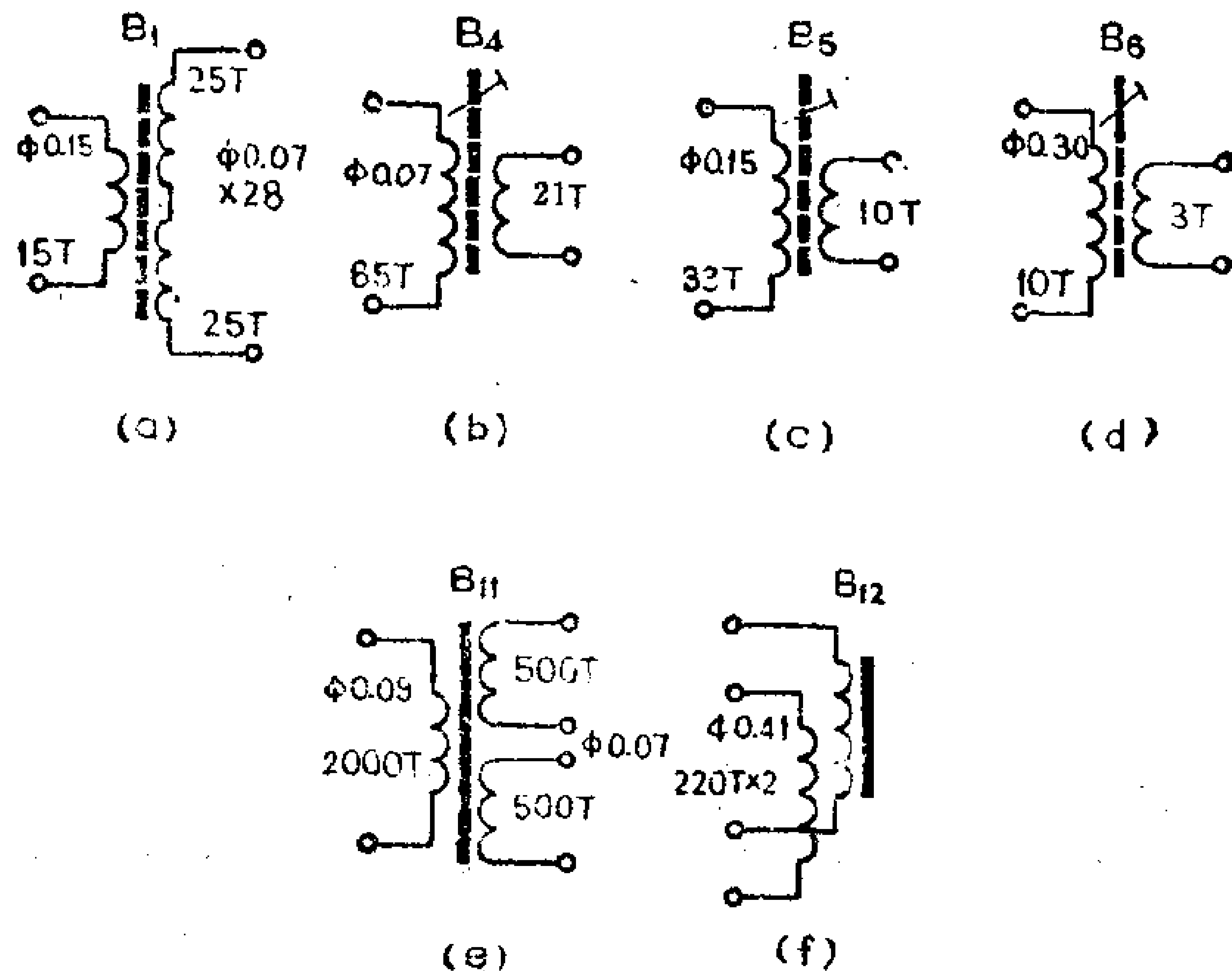


图 1-10 各变压器数据

7. 提高性能的方法

使用过场效应管的人都感到，这种器件有点美中不足的地方就是跨导低，大部分产品的 g_m 在 $1\text{m}\Omega$ 左右。最近几年虽然出现了一些所谓高跨导管，其 g_m 也只是在 $3\text{--}5\text{m}\Omega$ 范围内，远低于高跨导电子管和晶体管。这就在某种程度上限制了在收音机中的应用。此外MOS管太脆弱，使用中稍有不慎就会不知不觉地损坏。甚至有些管子还未使用其性能就已变坏或损坏了。下面介绍两种提高跨导和一种提高可靠性的方法。

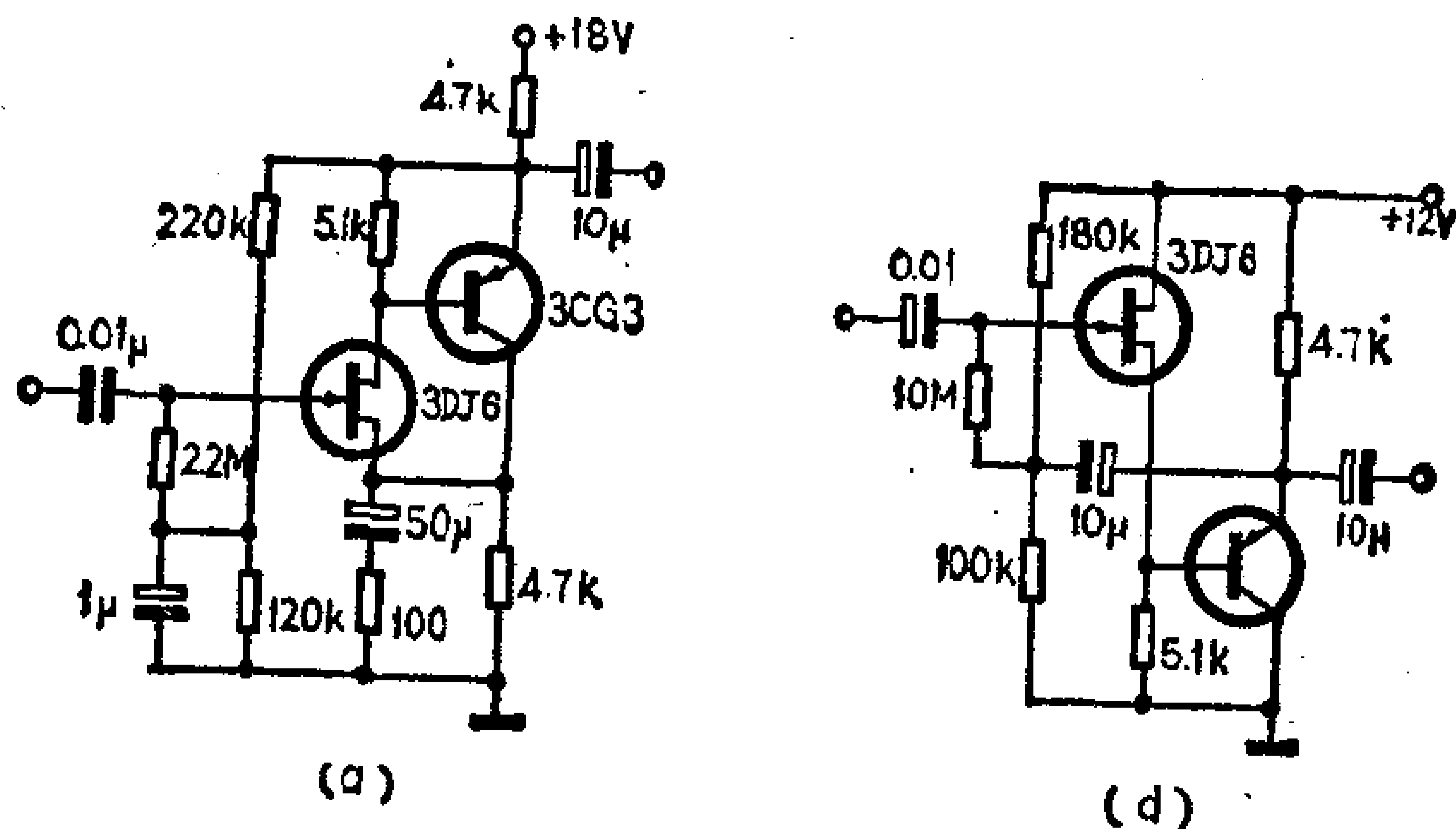


图 1-11 晶体管一场效应管复合电路

(1) 组合电路

一般晶体管的等效跨导都在 $30\text{m}\Omega$ 以上，如果与场效应管合理组合，就可既保留场效应管的优点，又能补救其跨导低的缺点，并使性能得到进一步改善。

图1-11是常用的两种组合方法。图(a)是共源一共集组态，电压增益约为 30dB ，输入阻抗 $2.2\text{M}\Omega$ ，输出阻抗 $4.3\text{K}\Omega$ ，失真度 $<0.5\%$ ，最大输出电压可达 4V 。很适于做前置放大器。

图(b)是共漏一共集组态，用了自举使输入阻抗高达 $100\text{M}\Omega$ —

Ω ，输出阻抗在 100Ω 以下。适于作阻抗变换器。

还可以根据需要组合成其他一些组态。

(2) 恒流源作负载

从场效应管单元放大器的增益公式 $K_V = g_m R'_L$ 可知，当下级输入阻抗比较高时， $K_V \approx g R_D$ (R_D 是漏极负载电阻)。在 g_m 一定的情况下，增大 R_D 可提高增益。但过大的 R_D 会使工作点偏移到预夹断区，这是不允许的。另外，如果 R_D 过大，会使管压降得太多，使非线性失真加大。所以在一般电路中都用同时提高电源电压，加大 R_D 的方法解决。但这也是受管子耐压等极限参数限制的。常用电路中电源电压在 $12-50V$ 范围， R_D 取几千欧至几十千欧，增益在 $10-30$ 倍之间。

如果用恒流二极管代替 R_D ，在其他条件不变的情况下，可使电压增益提高二、三个数量级。用很低的电压就可得到较高的增益。如图1-12(a)所示的电路中，当电源电压为 $9V$ 时，增益可达 $40dB$ ， $3V$ 时，仍可达 $20dB$ 。这种方法很简单，效果也很好，为低跨导管开辟了新途径。当然这个恒流二极管也可用三极管和场效应管恒流源代替（见同图b），但都没有用恒流二极管简单。

(3) 保护电路

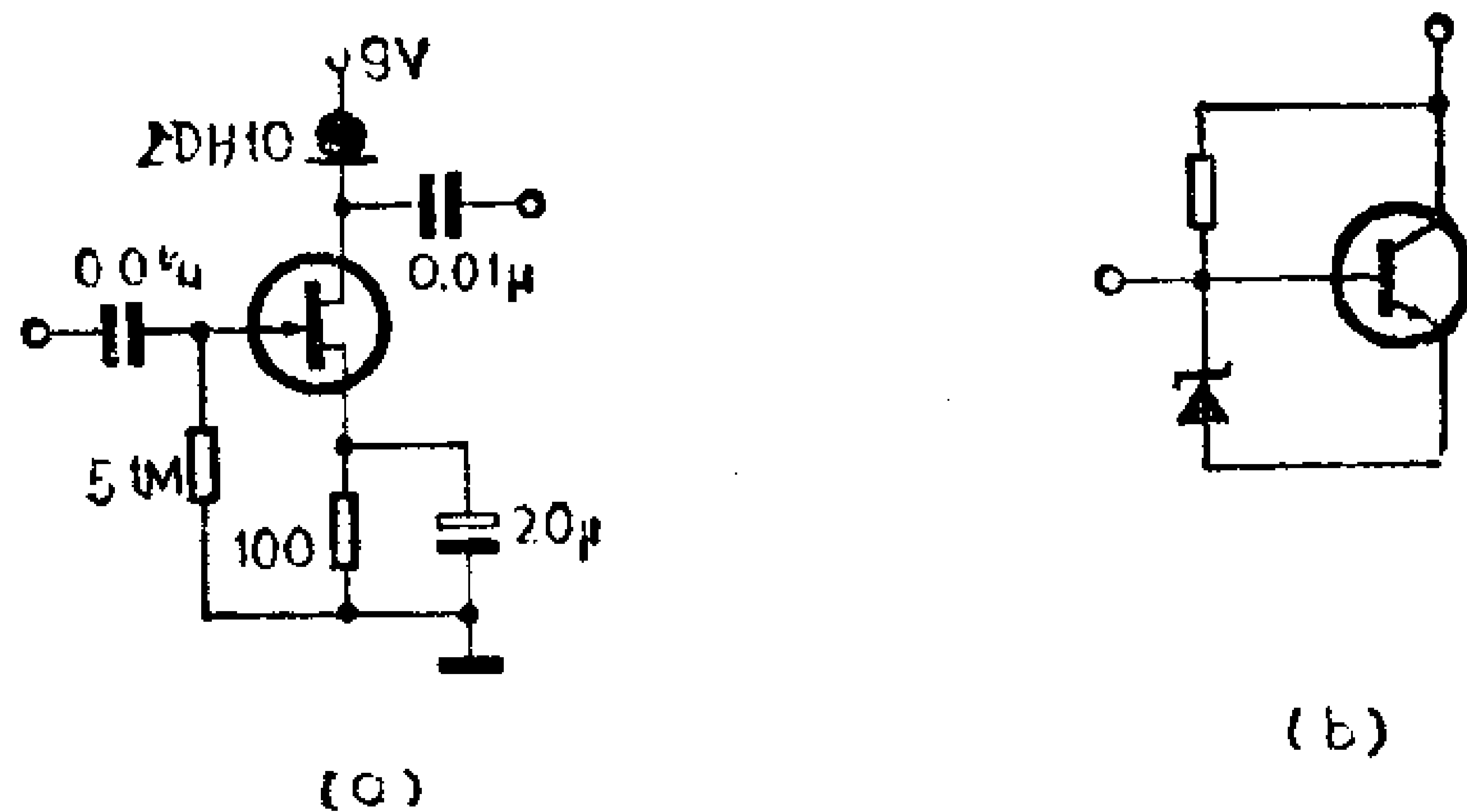


图 1-12 用恒流源作漏极负载

MOS管的栅极处于栅绝缘状态,感应电荷不易泄放掉,积累电压超过击穿电压 BV_{GS} 就会引起栅击穿,因此保存及焊接时要将三个管脚短路,待焊入电路后才去掉短路线,近来用于收音机的MOS管均有内部保护电路,如图1-13所示。即在栅、源之间施加一对背靠背的串联稳压二极管。其稳压值约30V左右。当栅极出现超过30V的感应电压时,稳压管导通,使积累电荷泄放掉。场效应管的栅漏绝缘介质(S_iO_2)耐压一般高于50V,因此不会被击穿。在正常情况下,稳压管处于截止状态,对场效应管输入阻抗影响不大。

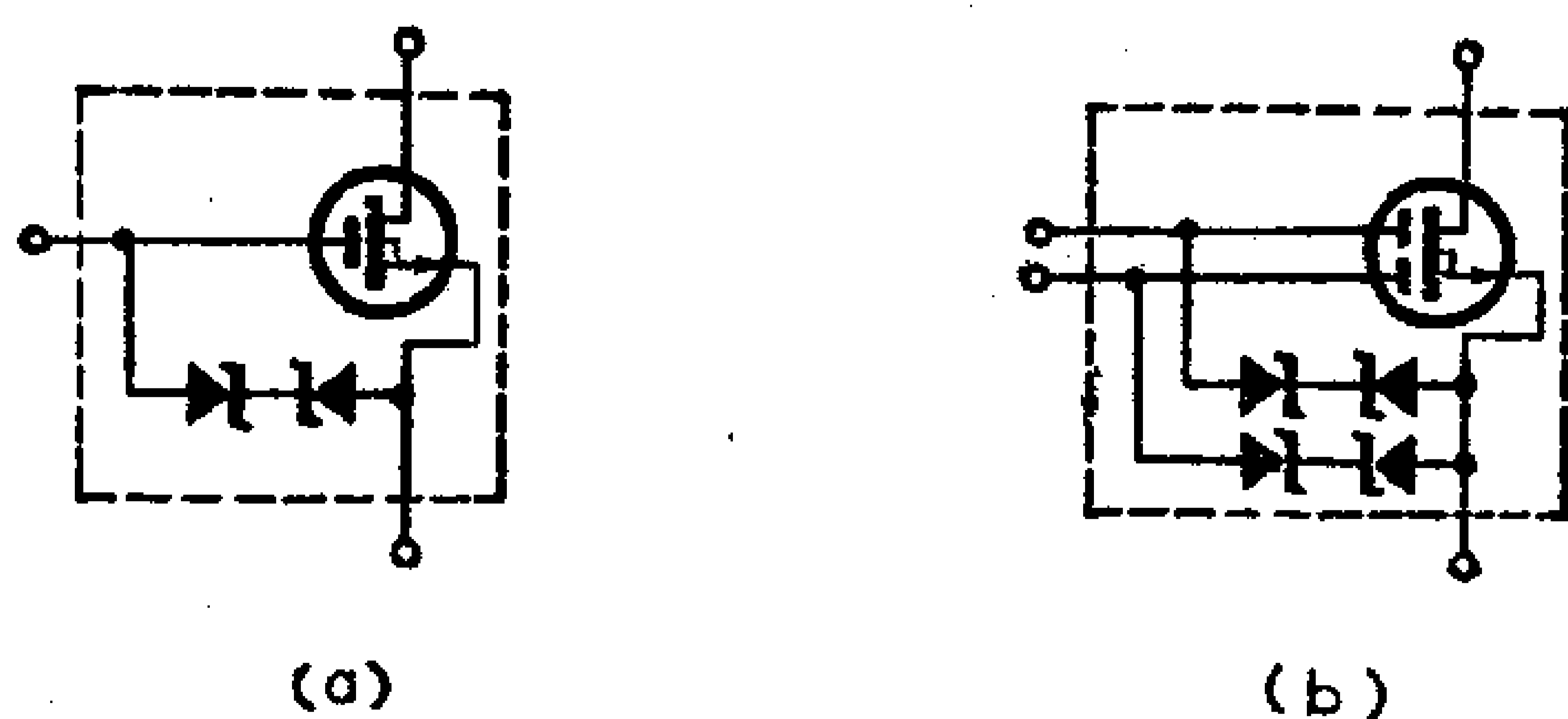


图 1-13 有内部保护管的MOS管

8. 使用中的注意事项

任何一种电子器件,不管其性能如何优良,如果使用不正确,不仅不能发挥其优点,搞不好还会损坏。场效应管有它自己独特的脾气,在使用中应着重注意下面几点:

(1) 场效应管种类繁多,使用前必须认清型号辨明导电极性,不要盲目接入电路。(2) JFET管的漏、源极在结构上是对称的,可以互换使用,但栅-源偏置应是负的,JFET管噪声性能和抗辐射性能均比MOS管好,可靠性和工作稳定性也较高。但是交叉调制和互调失真比MOS管大,输入阻抗也稍低些。(3) 没有保护装置的MOS管,在贮藏或不用

时，应将三个电极短路，避免栅极悬空，测试和安装时，要求仪表、电烙铁外壳和线路板均需良好接地。由于近年来工艺的进步，MOS管的可靠性已有很大提高，可以不用电烙铁的余热焊接，但须注意，应先焊接漏、源极，后焊接栅极，拆下时也最后焊下栅极。即便是带有保护装置的MOS管，存贮藏和使用时也要注意，以免意外损坏。（4）由于输入阻抗高，电极间或线路板上的灰尘，油污以及受潮后均会降低输入阻抗，因此要注意保持清洁。特别要注意焊后仔细清洗残留焊油。此外在弱信号和前置放大器中最容易感应交流声，要采取屏蔽措施。

1-2 变容二极管

变容二极管是利用其PN结的结电容可变原理制成的半导体器件。在电路中当做可变电容元件应用。过去多用于专用通信设备或仪器的倍频、限幅、开关和频率微调等电路。但目前已大量用于电视机和调频收音机的调谐器中了。这种调谐器称为电调谐器，由于变容管体积小，能防尘防潮、抗冲击振动，寿命长，所以以崭新的方式解决了收音机中动作最大，故障率最高的调谐机构，而且由此派生出了许多如自动调谐、预选节目等等新技术，使收音机无论从质量和使用方便上都提高到一个新水平。

1. 工作原理

变容二极管的外形和伏安特性与普通二极管没什么区别，但它是工作于反向偏置区，即在反向击穿电压和接触电位之间的区域里。因此没有电流流过二极管，基本上不消耗功率。从

人们熟悉的PN结原理可知，结电容的大小与偏压有关，反向偏压越高，结电容越小；反之结电容越大。其典型的特性曲线如图1-14所示。该曲线是非线性的。

变容二极管的等效电路可用图1-15简化表示。其中 C_j 是可变的结电容 $C_j \approx C_d$ ； R_s 是串联电阻（包括接线、引线和体电阻）； L_s 是引线电感。这几个参数都是反向偏压 U_d 的函数，其中 C_j 与 U_d 的关系比较重要，可表示为：

$$C_j = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{U_d}{U_0}\right)^n}$$

式中 C_0 是零偏压时的结电容； U_0 是接触电位，硅变容管 $U_0 = 0.5 \sim 0.75 \text{ V}$ ；砷化镓变容管 $U_0 = 1.1 \sim 1.2 \text{ V}$ 。 n 是由结的浓度梯度决定的常数，约0.3~5。图1-14的曲线也可近似用上式表示。

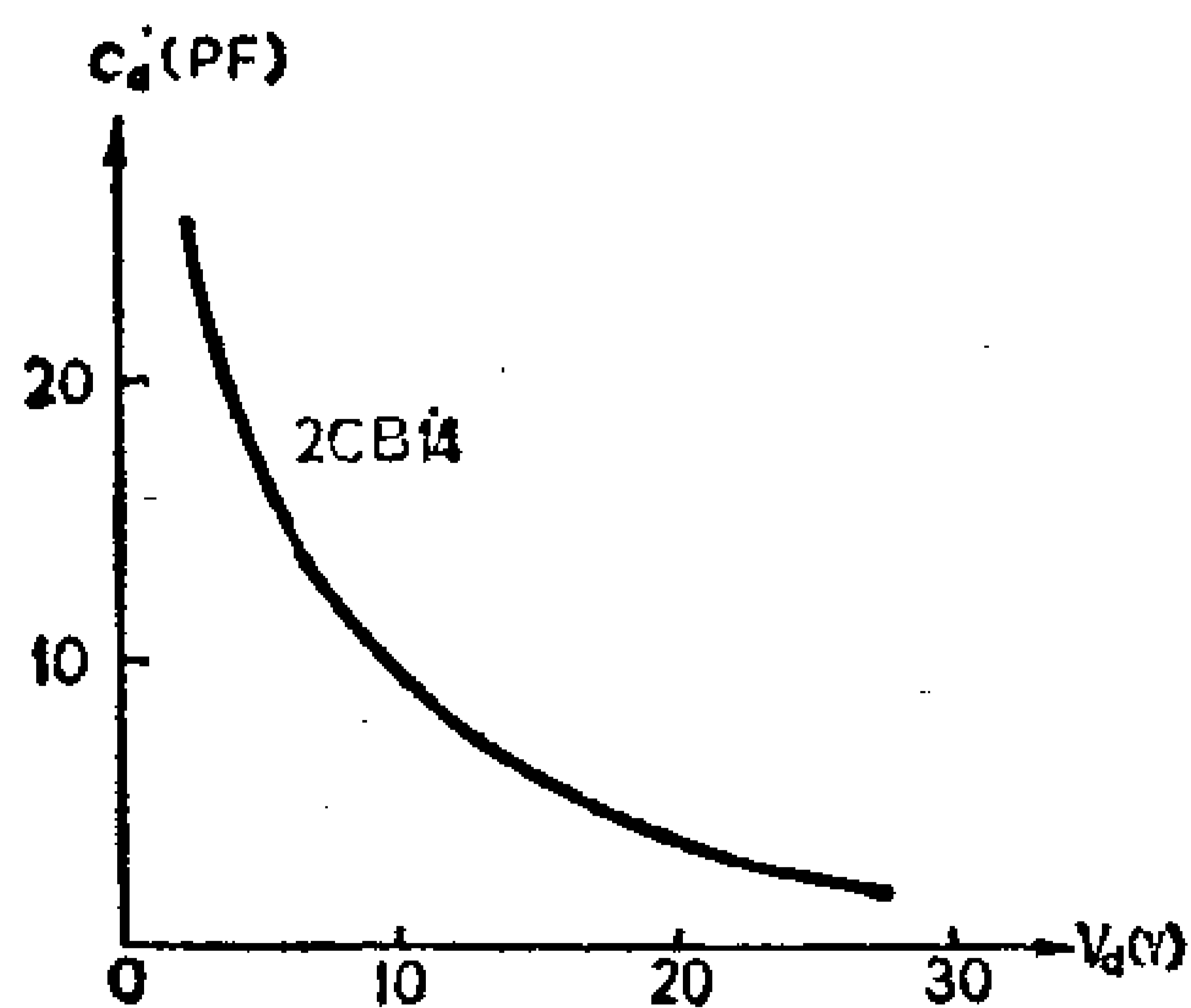


图 1-14 典型的PN结电容特性曲线



图 1-15 变容二极管的等效电路

2. 主要参数

(1) 击穿电压：是变容管发生雪崩击穿的电压值(BV_d)，它决定了变容管控制频率范围的上限，也就是决定了最小结电容。

(2) 结电容变化范围：指在工作电压范围里的结电容变化范围。在收音机和电视机中，一般规定反偏压 3 ~ 25 V 范围里的结电容大小。对调幅收音机要求 $C_d = (230 \sim 280) \sim 13 \text{ pF}$ 左右，对调频收音机要求 $C_d = 20 \sim 3 \text{ pF}$ 左右。由于反偏较小时， $C_d \sim U_d$ 曲线的曲率较大，温度特性和互调性能差，一般变容管都避免工作在低偏压下。但这就限制了控制频率范围的下限。

(3) 电容比：指结电容范围里，最大电容与最小电容之比。

由公式 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 和 $C_i = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{U_d}{V_0}\right)^n}$ 可得出频率覆盖公式

为 $\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \frac{C_{\max}^{\frac{1}{2}}}{C_{\min}^{\frac{1}{2}}} = \left(\frac{V_0 + V_{d\max}}{V_0 + V_{d\min}}\right)^{\frac{n}{2}}$ 上式决定了变容二极管的频率覆盖。当 $n = 2$ 时，加以适当的校正电路，就可得到线性的 $f \sim U_d$ 曲线。

(4) Q 值：是变容二极管的品质因数，它反映了对回路能

表1-3 几种变容二极管的主要特性

型 号	击穿电压 (V)	C_d-3V (pF)	C_d-25V (pF)	变 比	Q 值 (-3V)
2AC1	30	25	2		
2CC1	25	27	3.6		250 (50MHz)
2CB14	30	20	3	5~7	250~300 (50MHz)
303B	30	18~30	3~5	>6	
DB300	30	18	6.8		110 (50MHz)
B112	30	180	10		

量的损耗。它是一个多因素的复杂函数，远不如机械可变电容器的 Q 值高。

其他参数也具有一般二极管相应参数的意义，这里就不再介绍了。总之，对变容二极管的要求是 $C_d \sim U_d$ 线性好，变比大， Q 值高， R 小，温度特性好。常用变容二极管主要参数如表1-3。

3. 值得注意的特性

在变容管早已生产的几十年内，收音机中迟迟不能采用这种器件的主要原因是变容二极管的某些性能不好，不能满足收音机对抗干扰和选择性的要求。如今世界上电台密集，功率日益增大，频谱拥挤，甚至互相重迭，干扰日甚一日。变容二极管作为一种非线性器件和压控器件，很容易引起失调、频移和交互失真。因此要使这种器件能代替可变电容器，必须设法克服下述特性引起的失真。

(1) 寄生交变电容引起的失真

对于图1-16的基本电谐振回路，当回路两端出现较大的交流信号时，这个交流信号迭加在直流控制电压 U_d 上，使 C_d 也随交流信号变化。这个变化的电容称为寄生交变电容。当寄生交变电容增大的一瞬间，回路谐振频率降低，同时谐振阻抗降低，输出减小；反之，谐振频率增高，谐振阻抗增大，输出增大。谐振曲线随交流信号周期左右移动，输出幅度受到调制。当然一个或数个受调制的干扰（如干扰电台）也会引起上述调制，使干扰信号转移到有用信号上，形成交互调制。

(2) 非线性特性引起的失真

由于 $C_d \sim U_d$ 曲线的非线性，在回路两端的交变信号引起的寄生交变电容在信号正负半周内大小不一样，如图1-17所

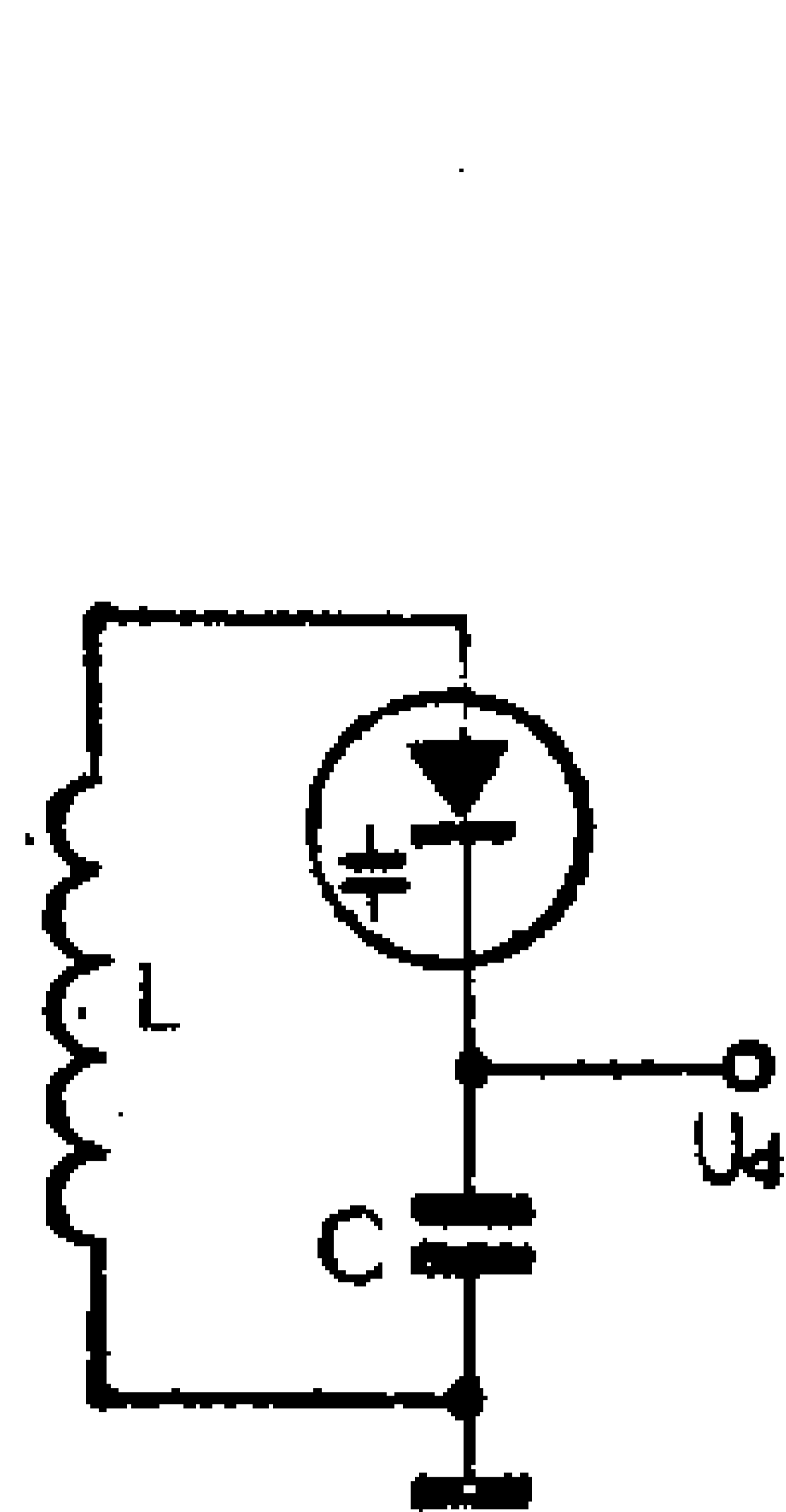


图 1-16 用变容管组成的谐振回路

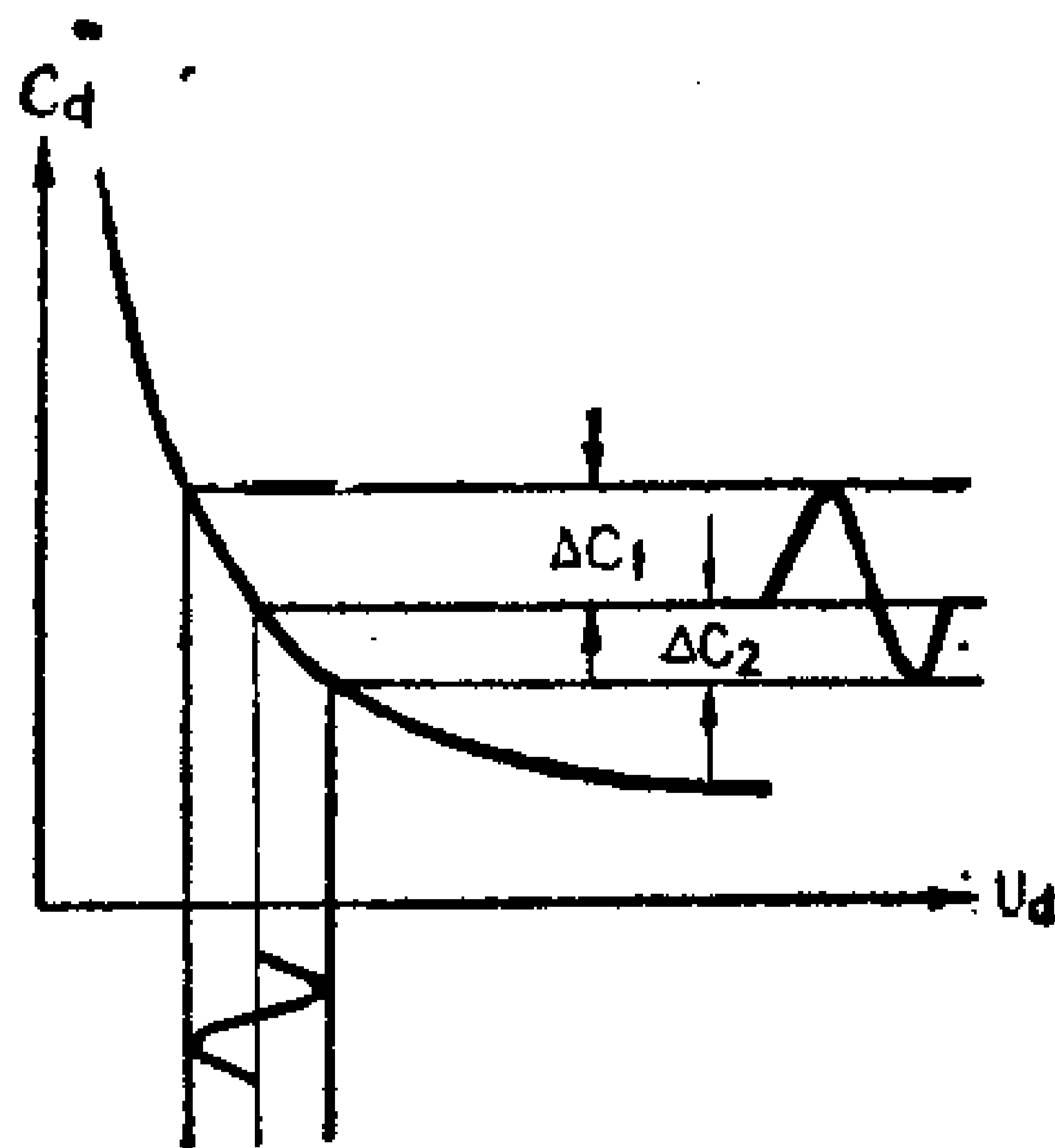


图 1-17 $C_d \sim U_d$ 特性的非线性

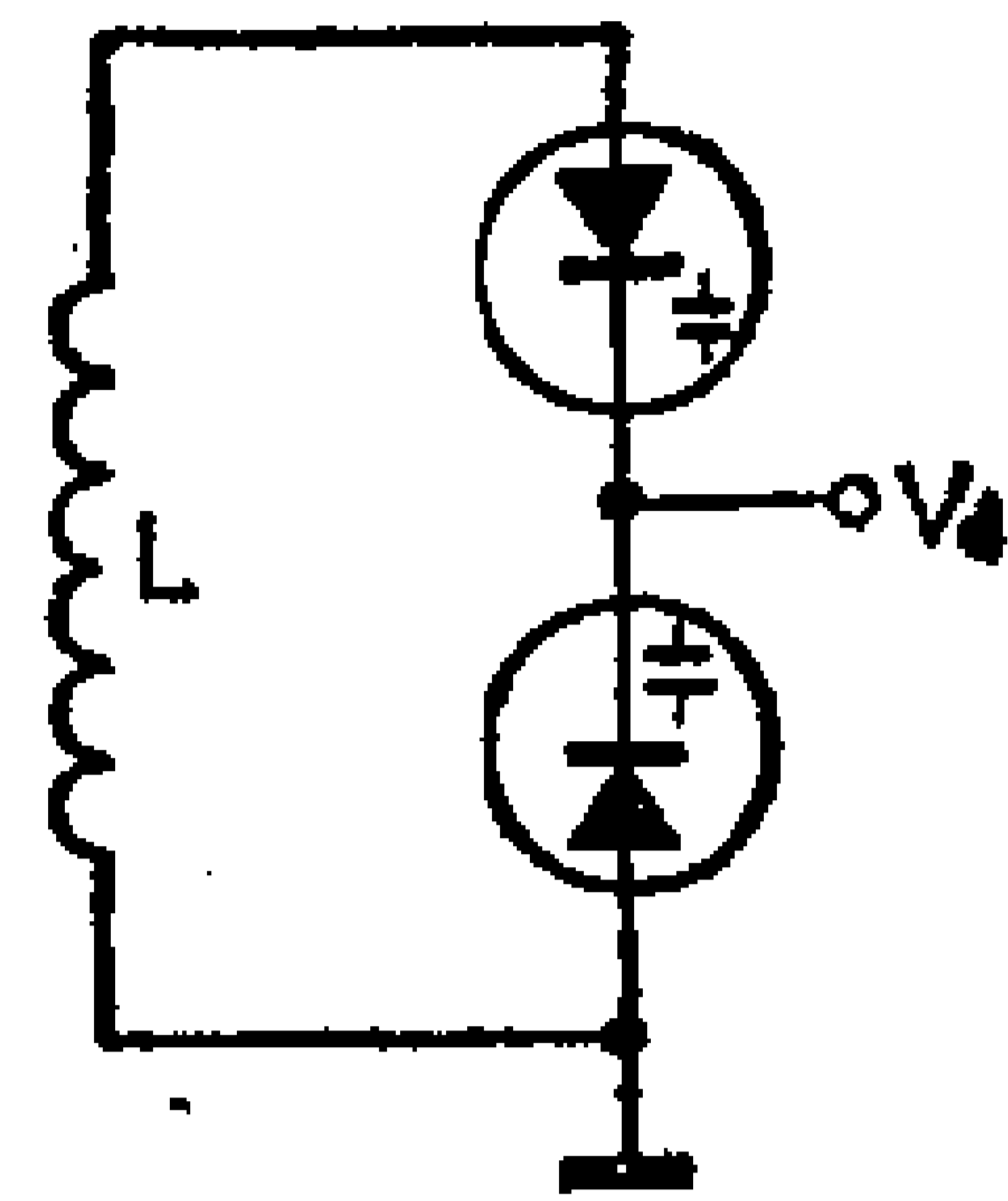


图 1-18 两变容管串联运用

示。这种现象将使回路输出的非线性失真增大。当偏压 U_d 较低时，由于曲线曲率大，这种现象更为严重。

(3) 电容温度特性引起的频移

变容二极管的电容温度系数约 $0.03 \sim 0.05\% / ^\circ\text{C}$ ，对要求频率稳定度高的电路和调频收音机，由于结电容随温度的漂移也会引起失调和频移。

上述现象是变容二极管所特有的，现在采取了多种措施克服和改善这些缺点，常用的方法有：

(1) 采用反向串联组态，如图1-18所示。这样在交流信号的任意半周内，一个管的寄生交变电容量增大，另一个则减小，二者互相抵制，能使互调失真减小 $15 \sim 20\text{dB}$ 。

(2) 进行温度补偿。可用与变容二极管温度系数大致相同的硅二极管与之串联。补偿后能保持在 $\pm 0.005\% / ^\circ\text{C}$ 的水平，性能已高于 LC 回路。

(3) 采用校正电路。先把本振的 $C_d - U_d$ 曲线校正成近似直线，再把高放输入输出回路校正成多点折线，从而实现多点统调，如图1-19所示。这里可得到十分理想的统调特性。这是机械可变电容所不能做到的。因为它最多只能实现三点统调。

(4)在电路上采取改进措施,如用高偏压,多个回路同步调谐,以改善选择性,并与场效应管配合,减小交互失真。实践证明采用5调谐回路的结构方式,其性能已高于用4连可变电容器。

(5)改进变容二极管的性能,尤其注意提高其 Q 值,减小 R_s 。现在国外已制成调频和电视机用砷化镓变容二极管,其性能已达到:在470MHz下, $Q=480$, $R_s=0.075\Omega$ 。它比硅变容二极管的 R_s 平均值小二个数量级。

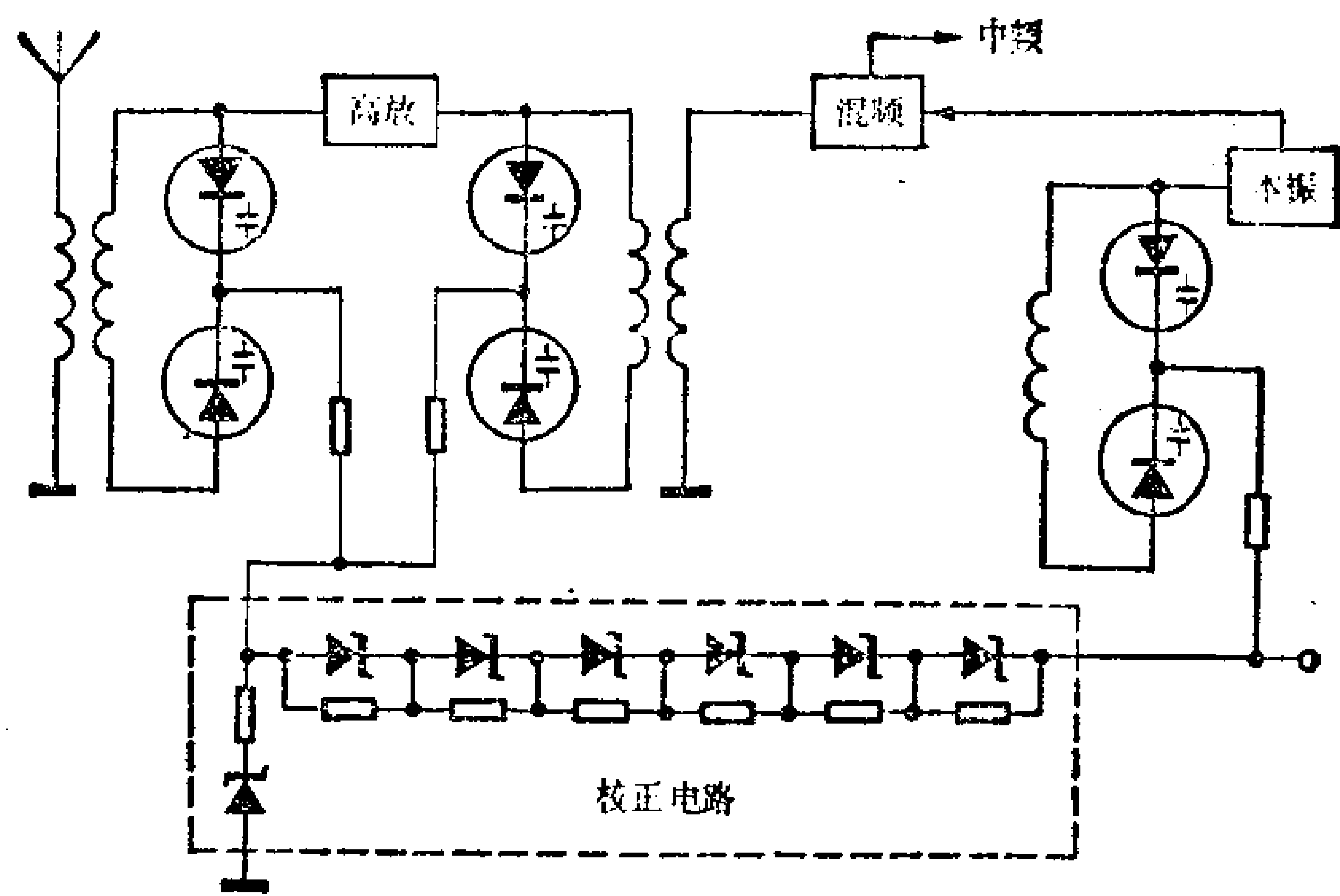
4. 调频电调谐器

调频波段的覆盖系数只有1.2,所以在调频波段实现电调谐要比中短波中容易得多。在我国目前一个地区能收到的调频台数目不多,对选择性要求可以降低些。图1-20是一个适于业余爱好者自制的简易电调谐高频头。工作频率88—108MHz,输入回路用宽频带非调谐回路。两个变容二极管分别对高放输出回路和本振回路进行同步调谐,相当于双连可变电容。设置有三路预选开关,用电位器 $VR_1\sim VR_3$ 分别可对3个电台节目预选。以后收听时只接通 $K_1\sim K_3$ 的一个相应开关就行了。高放用共基极电路,不加偏压也有放大作用,且有良好的限幅特性。振荡用改进型电容三点式振荡器,并设有AFC电路。

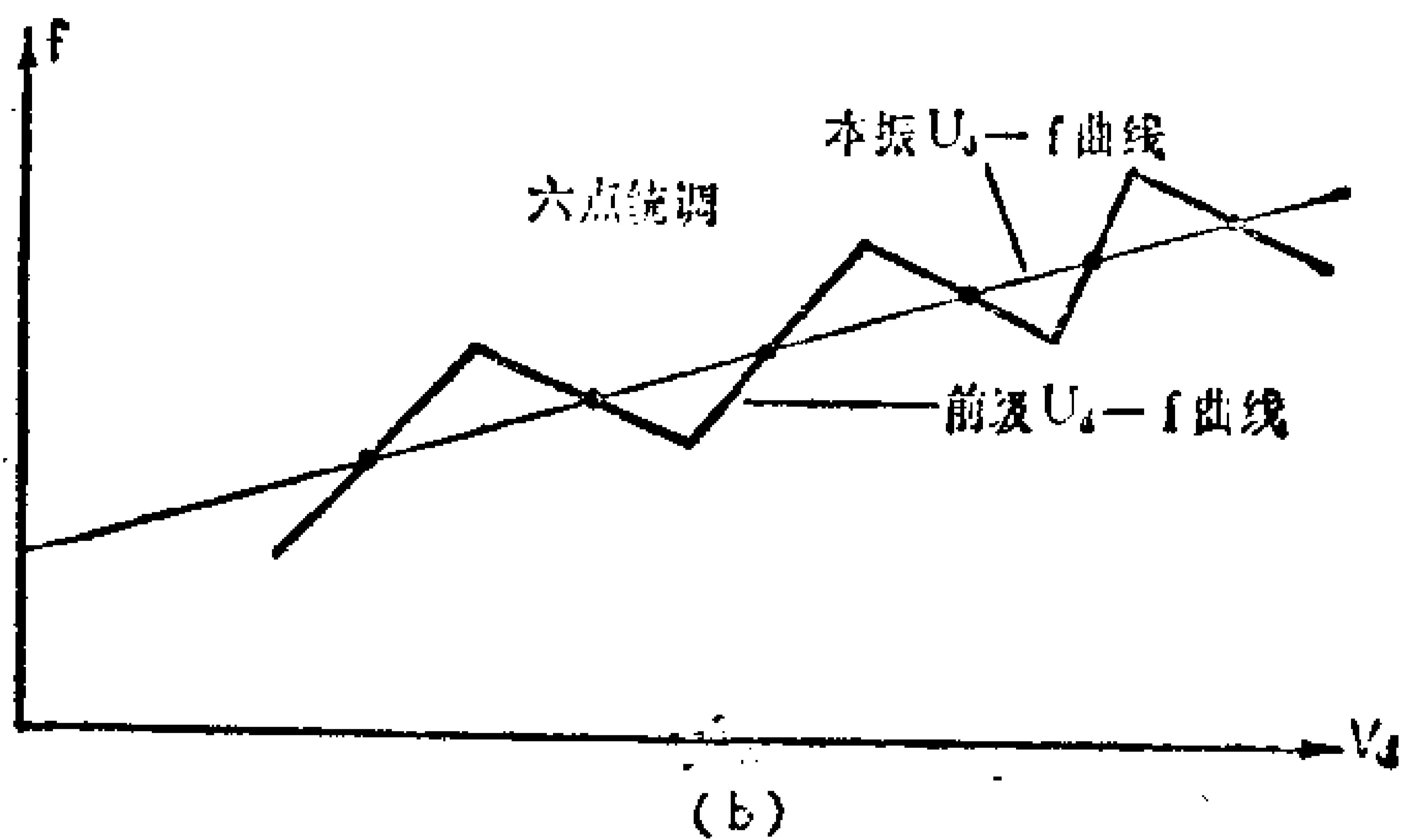
更高级的调频电调谐高频头如图4—16,它是高级立体声收音机中的实际电路。

5. 调幅电调谐器

中波调幅波段频率低,波段覆盖系数大,要求变容二极管变比大于20。单个管是难以满足此要求的。因此现在多采取在一块硅片上同时制作多个管,然后一一并联起来的结构,以满足



(a)



(b)

图 1-19 利用校正电路得到多点统调

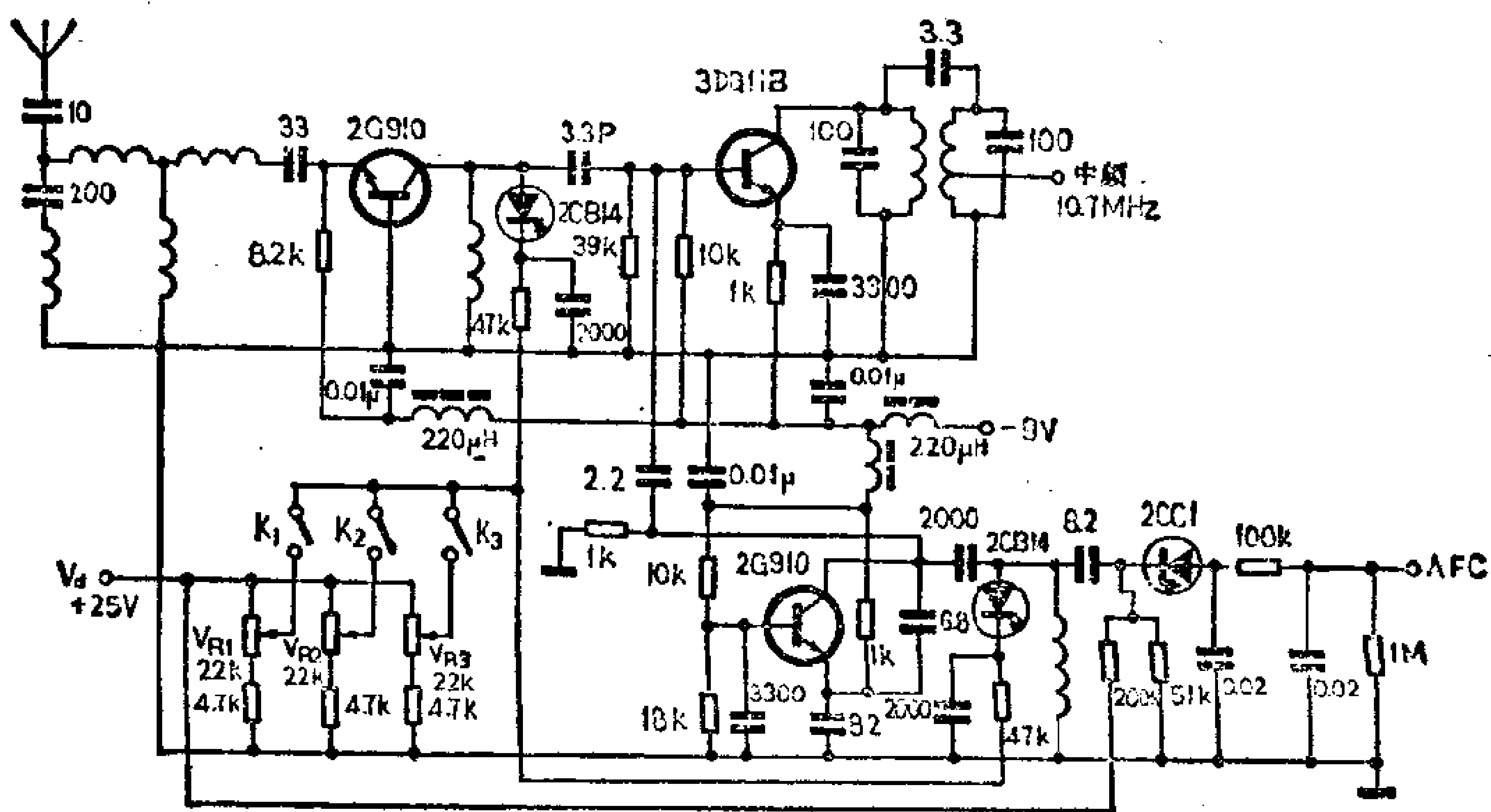


图 1-20 电调谐高频头

中波大容量、大变比的要求。

各短波波段只要划分得使覆盖系数相近，就可用开关二极管进行电子波段转换，如图1-21所示。这里 D_{K1} 、 D_{K2} 用开关二极管。

图1-22是中波电调谐收音机高频头的实际电路图。采用了10配对5组调谐回路，输入和高放输出回路均采用多级稳压管进行 $C_d \sim U_d$ 曲线校正，以达到

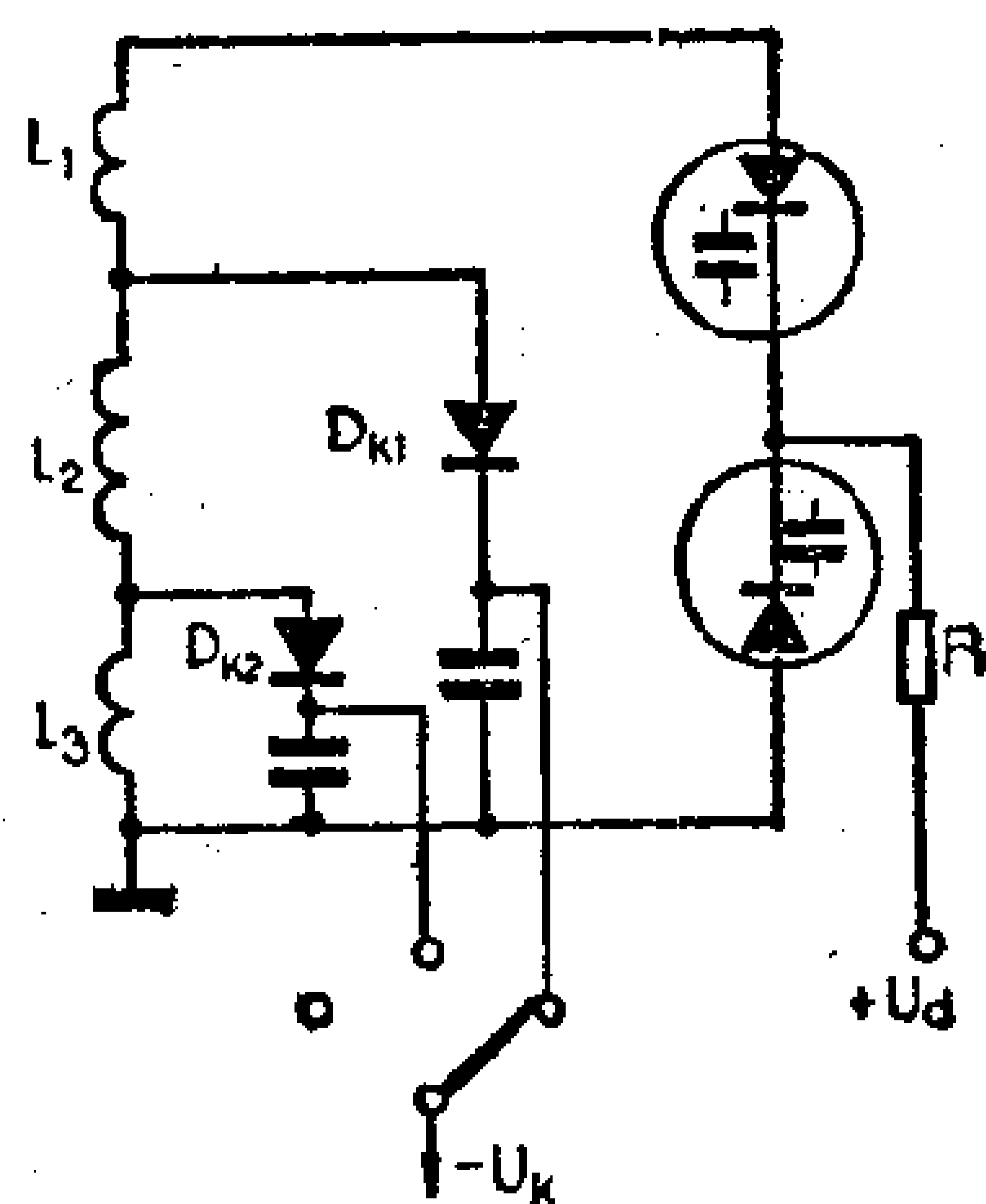


图 1-21 电子波段转换原理

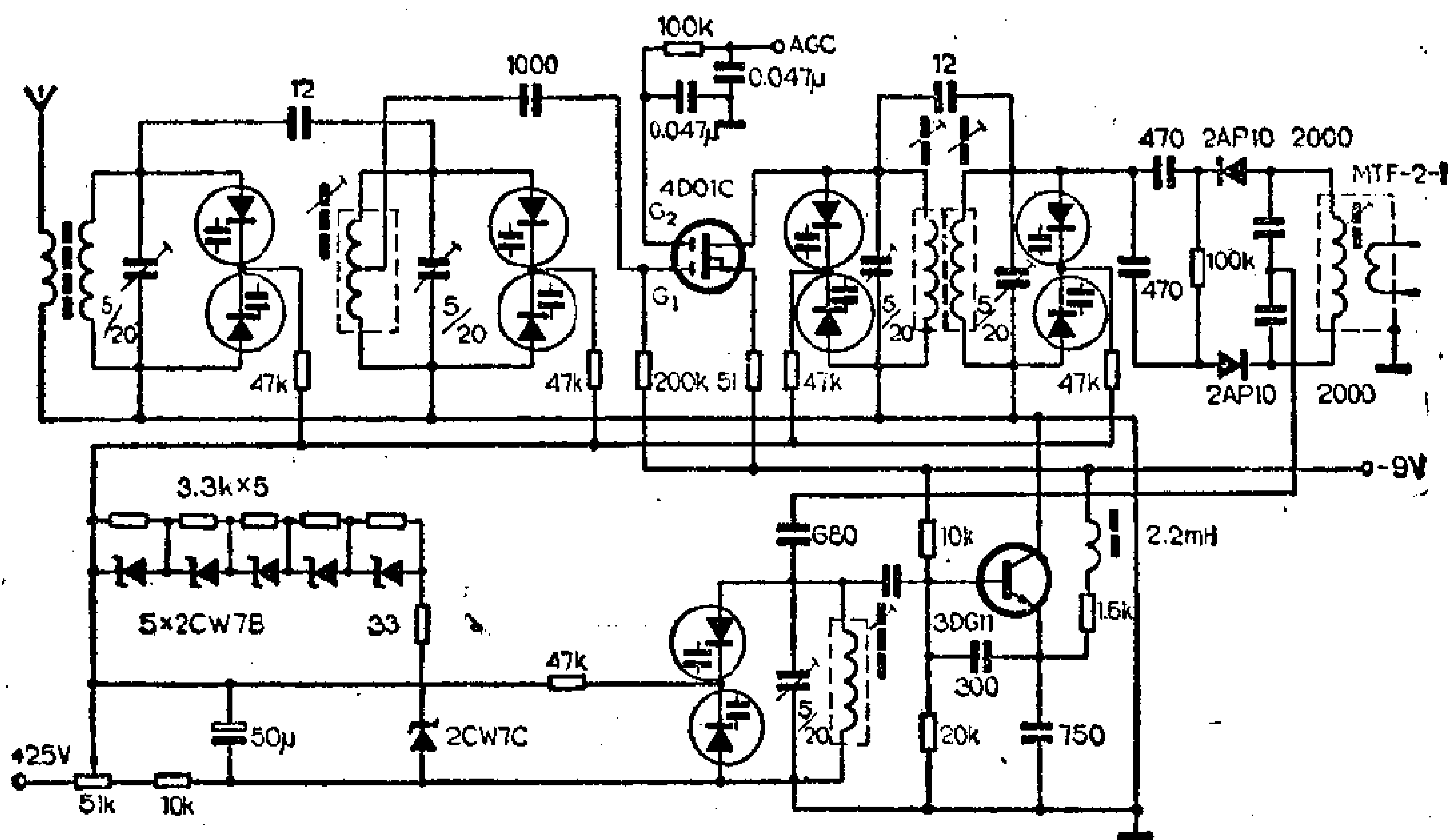


图 1-22 电调谐中波收音机高频头电路

多点统调。高放用双栅场效应管，并加有AGC。混频用二极管平衡混频器，减小了谐波干扰，增益损失可在中放中弥补。这个电调谐器可用于高级全波段收音机，能给出15dB的增益，选择性26dB。

6. 电调谐的发展动向

电调谐是利用电位器控制调谐电压来实现的，因而中放之前的电路很容易做成独立单元，放置在收音机中的任意有利部位，给整机设计带来了方便。目前在西欧这项技术发展很快，主要动向是一方面寻找新型材料，改革工艺，制造性能更好的变容管；另一方面是改进外围电路，充分利用先进的新技术，使性能进一步提高，使用更为方便。采用的主要新技术是：利用锯齿电压实现自动调谐，指触、遥控选台，数字显示，并和集成电路结合制成系列化产品。进一步利用微处理机和频率合成技术实现使用全部自动化等。采用变容管后派生出来的这些技术，虽然在收音机中刚刚开始应用，但已显示出了无比的优越性，将来迟早会代替机械可变电容器成为高频调谐电路的主要形式。

1-3 发光二极管

发光二极管是一种半导体电光器件，常用在自动控制和电子仪器中作信号显示器件和光电控制的光源。由于功耗低、体积小，近年来一些高级收音机用来作调谐指示、数字频率和波段显示。

1. 发光原理

发光二极管也是PN结构成的，也具有单向导电性。但所用的材料与普通二极管不同，它是由碳化硅、砷化镓、磷砷化镓等半导体材料制成的。发光二极管两端加上正向偏置时，电子和空穴在扩散过程中相遇复合，复合时产生的能量以光的形

式表现出来。不同材料制成的发光二极管发光波长也不相同，例如碳化硅二极管发光波长6000埃，呈现黄色；砷化镓二极管发光波长5600埃，呈现绿色；磷砷化镓二极管发光波长6500埃，呈现红色，……。

还有一类发光二极管本身发红外光，管芯上涂有稀土元素的荧光粉，当红外光照射在荧光粉上时，荧光粉受激发而发出可见光。这种发光方式与高压水银灯很相似。

2. 特性和参数

发光二极管比其他电光器件具有独特的优点，如电压低（为荧光管的1/5），寿命长（比荧光管长2—3个数量级），可靠性高，显示速度快，体积比绿豆稍大，可直接与晶体管以及集成电路配用。因此近年来发展很快。目前国外发光二极管的产量已接近普通二极管，其中绝大多数是发红光的磷砷化镓管，约占发光管产量的80%。这主要是因为磷砷化镓管正向结电压低，耐震性能好，价格便宜的缘故。

发光二极管的管芯做成不同的形状，就可显示出复杂的符号以及文字等，用的最多的是发光数字管。每个数字管由7段或8段条状发光二极管组成，如图1-23所示，可显示出0~9的阿拉伯数字。目前这种数字管已广泛用来在收音机中进行频率、波段、时间等显示，具有清晰醒目，发光柔和等优点。而且增加了收音机的美观感。

发光二极管的参数分为电参数和光参数两类。电参数与普通二极管基本相同。不过其正向起始导电电压比较高，不象锗、硅二极管只有0.2V和0.7V，而在1.2~6V范围内。具体数值根据材料不同而异，例如碳化硅管为6V，砷化镓管为2.3V，磷砷化镓为1.5V等。

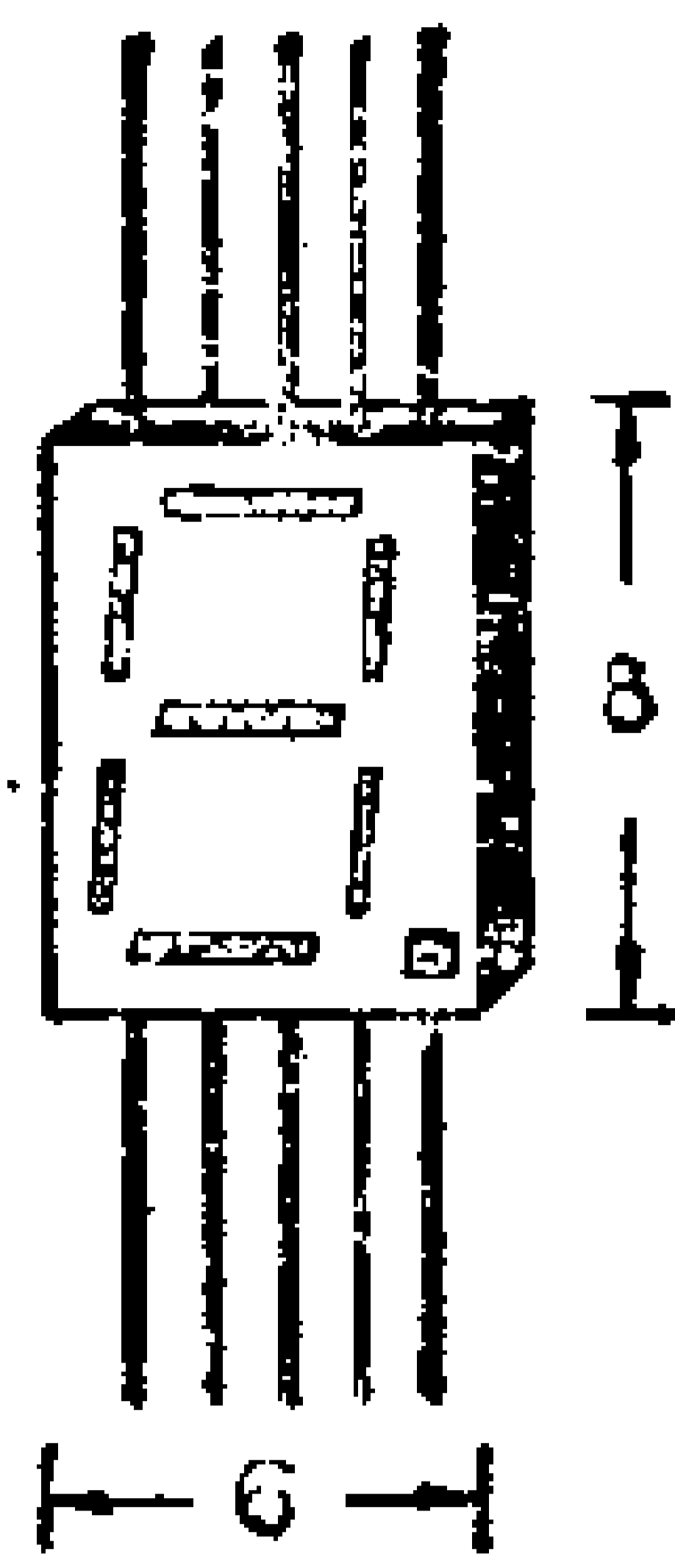


图 1-23 发光二极管组成的数码管

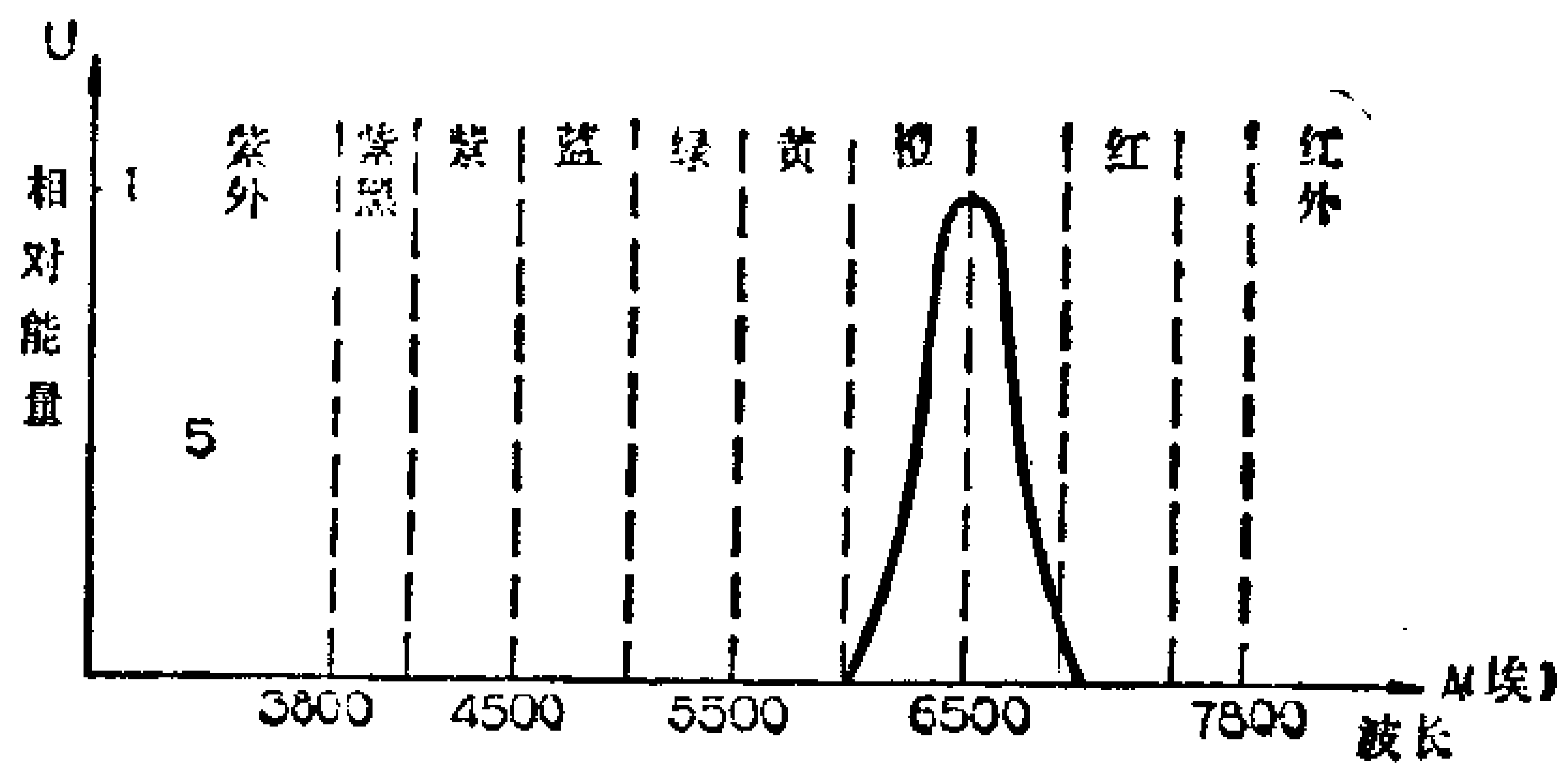


图 1-24 发光二极管光谱特性

光参数中比较重要的有光谱分布曲线和发光强度角分布曲线，它们分别定义为：

(1) 光谱特性：曲线表示，其横座标表示光线的波长，纵座标表示相对能量。曲线表示发光二极管能量的分布情况。图1-24是磷砷化镓二极管的光谱分布曲线，能量集中在6700埃左右。因此，它呈现红光。从图可看出，发光二极管的光谱分布曲线和LC谐振回路的谐振曲线相似，其峰值波长相当于中心频率，决定了发光颜色。谱线带宽相当于通频带，决定了发光的饱和度（纯度）。通带越窄，光的单色性越好。发光二极管的带宽一般不大于400埃，可见其色饱和度是比较高的。

(2) 发光方向性：多是用极坐标表示。它类似定向天线

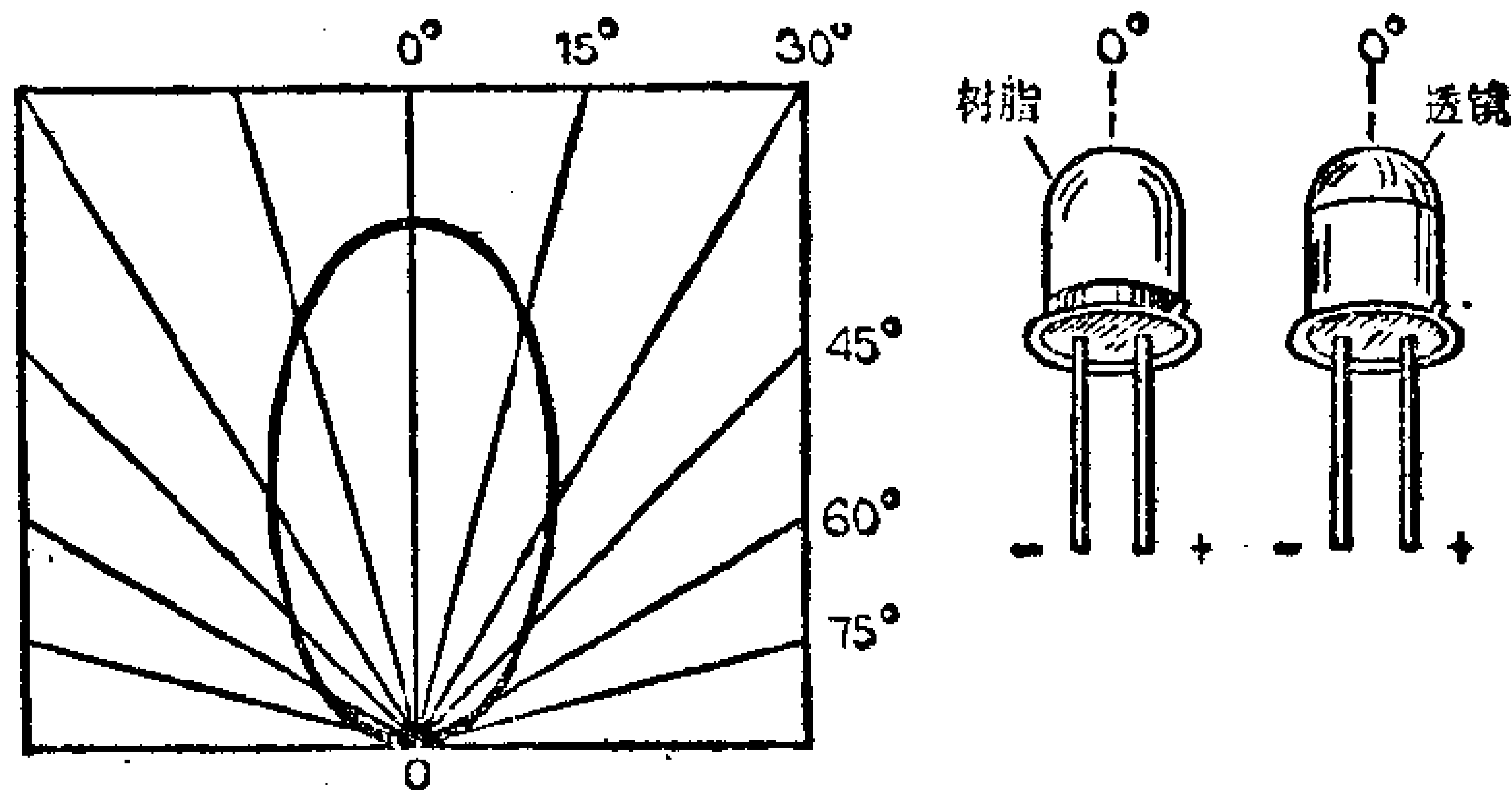


图 1-25 发光二极管发光方向性

的方向性(波瓣)图。图1-25是磷砷化镓二极管的发光方性性图和外形图。从图中看到 0° 处最强,愈向两旁光也愈弱。发光二极管是由透明树脂封装的。管帽头部形成一个半球形发光罩,其作用相当于一个聚光透镜。因此发光强度随观察角的大小而变化。聚光效果的好坏用发光分散角 θ 的大小衡量, θ 角越小,聚光越好,方向性越强。但 θ 过小不利于侧面观察,一般 θ 角在 $130^\circ-60^\circ$ 之间。

其他光学参数还有发光亮度、发光波长、字体尺寸(数字发光管)等。适于收音机用的发光二极管和七段数字管主要参数见表1-4。

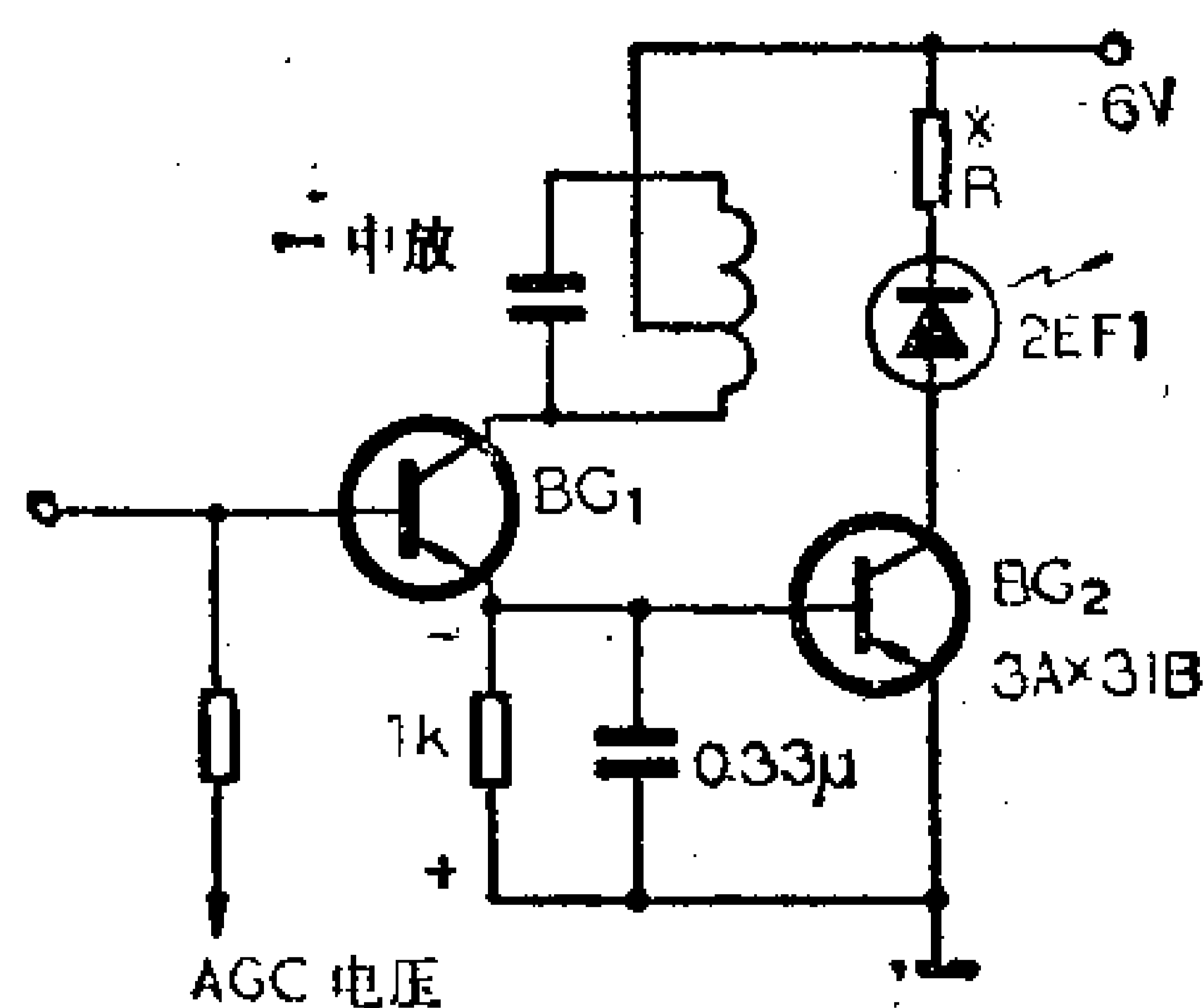


图 1-26 用发光二极管作调谐指示器

表1-4 几种发光二极管和发光数字管的参数

参数 名称	型号	发光亮度	正向电压	反向漏电流	反向击穿电压	发光波长	极限电流	极限功率
		呎·朗伯	V	μA	V	\AA	mA	mW
磷砷化镓 二极管	2EF1A	20	1.5~2	<50	>5	6300~6800	70	150
	2EF1B							
	2EF1C							
磷砷化镓 数字管	2EFS1	15 (t段全亮)	1.5~ 1.8	<50	>5	6300~6800	150	200
	2EFS2						200	300

3. 在收音机指示电路中的应用

这里介绍一个磷砷化镓发光二极管用于调谐指示的电路,

如图1-26所示。控制信号来自受AGC控制的中放管 BG_1 射极电阻上的电压。该电压被 BG_2 放大后驱动发光二极管。当调谐准确时，AGC电压最大，一中放的 I_e 最小，射极电阻上压降也最小， BG_2 的 I_c 最小，发光最暗；相反，偏调时亮度增强。利用这一特点就能帮助做到准确调谐。这种调谐指示电路和电子调谐指示管和调谐指示电压表相比，体积要小得多，可以用在袖珍型和微型收音机中。

在使用电池作电源的收音机中，发光管可用来指示电池放电情况，例如图1-9中的 D_1 ，要有稳压和电源电压指示作用。当电池电压下降到不足以推动二极管发光时，就说明应该更换电池了。当然也可用在稳压电源中，并作稳压和照明指示灯用。如果装在度盘指针上，更是一个别开生面的发光指针。

发光数码管在收音机中的最重要用途是作数字显示。由于这牵涉到脉冲电路中的矩阵、计数器和译码器等，超出了本书的范围，这里就不介绍了。

由于发光二极管瞬态响应好，近年来已代替传统的动圈表头作显示器用。用数只发光二极管和一块集成电路或几只三极管组成的峰值位移式电平阶度表，既可做收录机中的录音峰值电平监视，又可做收音时放大器峰值功率监视。这种电平表反映迅速、量程宽阔，线性良好，是动圈表头无法比拟的。动听的音乐配以跳动的彩色光点，给人以优美的感觉，难怪现在一些新式的收录机都采用了这种电平显示器。

图1-27是五阶度电平表的电路图，电位器 W_1 从扬声器端（或低放电路中其它点）取出取样电压，由 D_1 、 C_1 构成的检波器得到半波音频电压。检波电路的时间常数约为 $C_1 R_2 \approx 0.0155$ 秒，所以显示的是百分之一秒内峰值的平均值。 BG_1 和 D_2 构成对数放大器。因为晶体管的输入特性是非线性的，电流

与电压呈指数关系，造成小信号灵敏度低。把BG₁的负载改成具有指数特性的二极管后，电流小时阻抗大，电流大时阻抗小，就克服了上述缺点。BG₂是激励放大器。W₂是灵敏度调整电位器。D₃、R₅、C₂组成延时熄灭电路，使发光二极管熄灭得慢一点。当信号增强到D₃导通时，充电时间常数是R_{D3}C₂（R_{D3}是D₃的正向内阻），此值很小，不影响后面发光二极管的点亮。当输入信号下降到D₃截止时，放电时间常数是R₅C₂，比R_{D3}C₂大得多，这样发光二极管就熄灭得慢一些，减小了闪烁效应，使人感到光点更加悦目。

D₃—D₇相当于串联的阶度开关，每阶开关电平差一个正向管压降。BG₃~BG₇的发射结正向压降均为0.6~0.7V，所以当来自w₂的信号大于1.2V时，BG₃导通，LED₁点亮，大于1.8V时LED₂点亮。依次类推，信号越强点亮的发光二极管数目越高，完成了阶度显示。

发光二极管的数目可根据所需要的量程范围来选，一般选5~12个。电路安装完毕后，应进行调试。在无信号输入时将W₂置最大位置，调R₃使BG₁处于临界截止状态。当音频电平为零分贝或输出功率为额定值时，调W₁使三分之二的发光二极管点亮。于是调整就告结束。当然零分贝值的光点数也可根据个人的条件和爱好随意选择。如果只显示功率，可按图

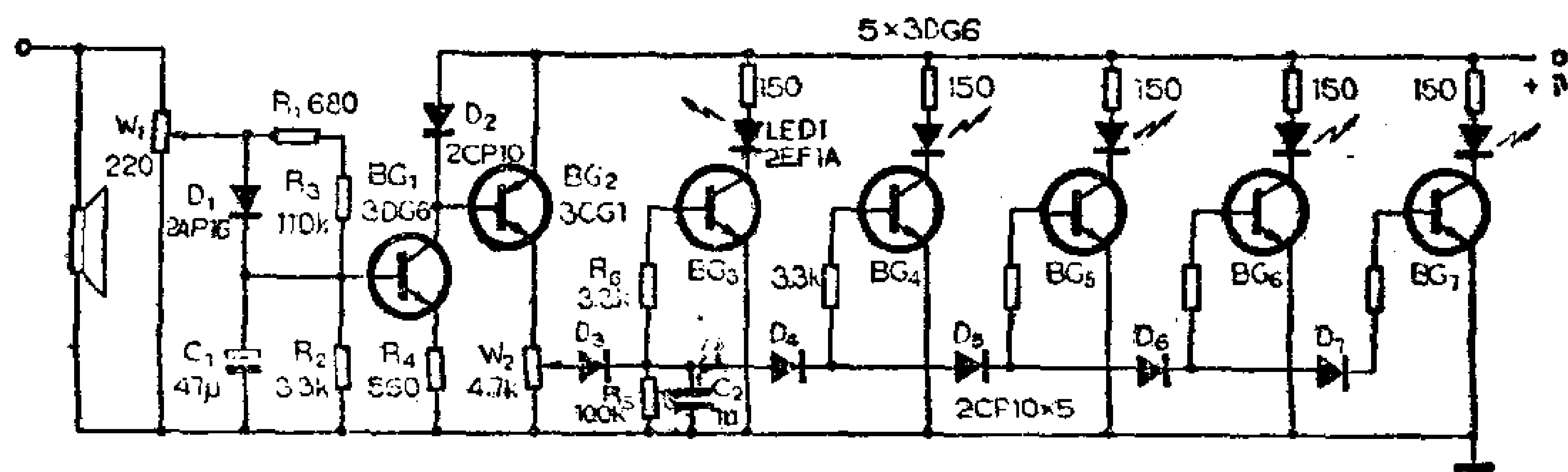


图 1-27 用分立元件组成的发光二极管电平阶度表

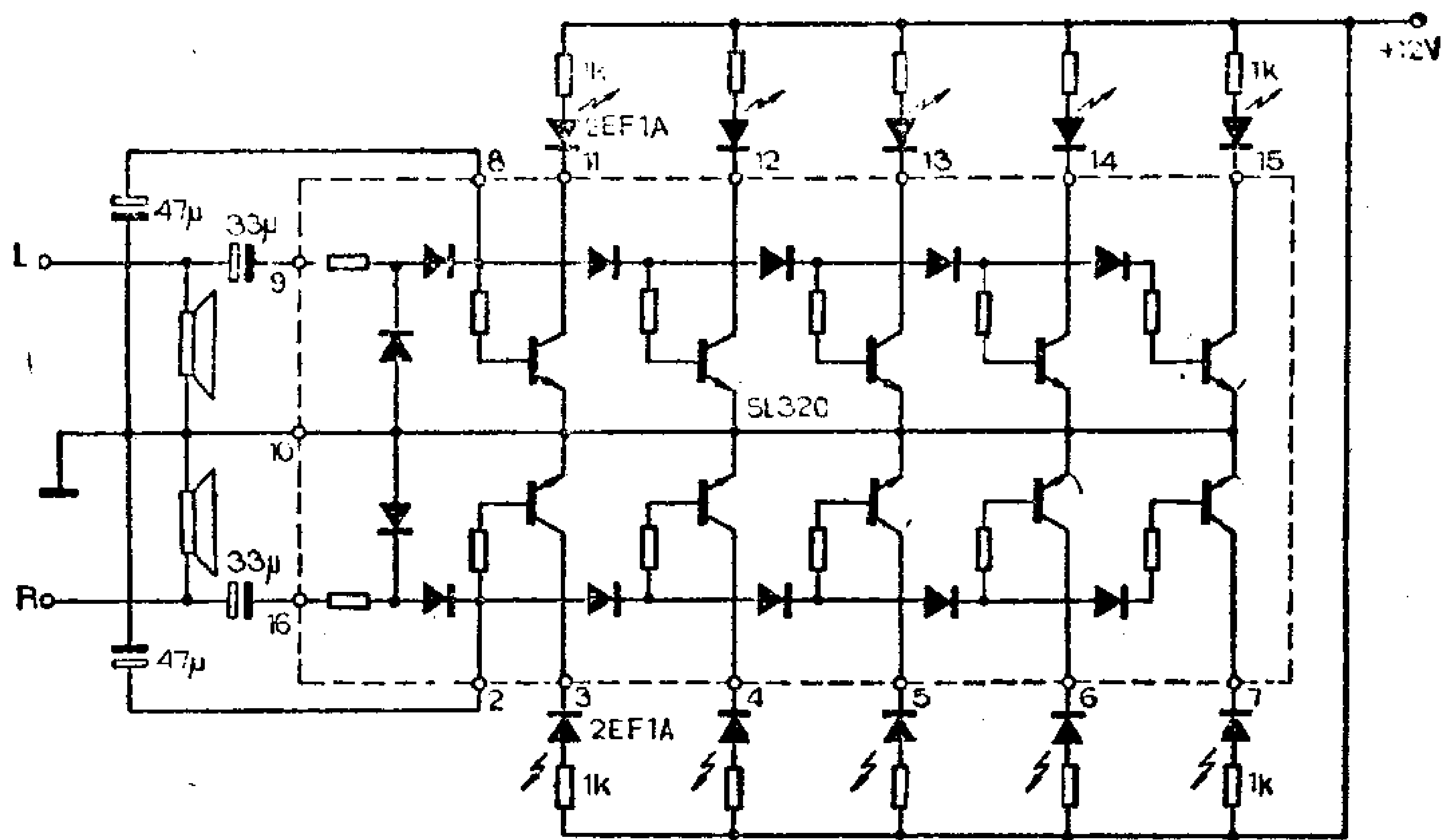


图 1-28 用集成电路SL320组成的发光二极管电平阶度表

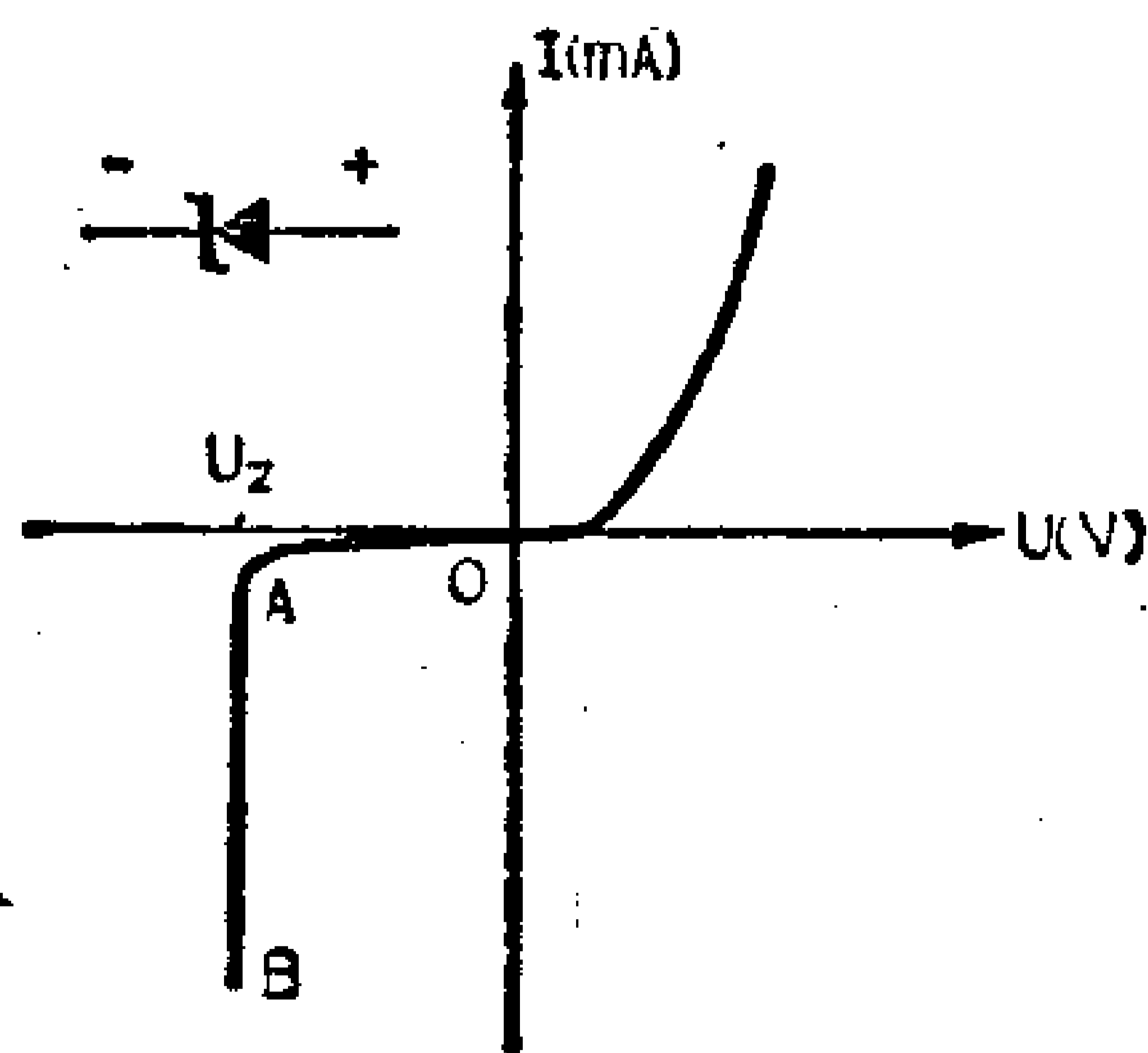


图 1-29 稳压二极管典型伏安特性

1-28用国产集成驱动器SL320组成阶度表。

1-4 稳压二极管

稳压二极管是人们很熟悉的一种半导体器件，广泛应用于稳压电源中，其实稳压管除作恒压源外，还可当作非线性电阻和变容二极管应用在收音机电路中。

1. 特性和参数

稳压二极管（也叫齐纳二极管）是硅面接触二极管，图1-29是其典型的伏安特性。当反向电压达到其击穿电压 U_Z 时，稳压管进入反向击穿状态，这时其内阻很小，相当于一个恒压源。击穿电压 U_Z 也就是管子的稳压值。稳压值的大小主要取决于晶体管的电阻率。在制造过程中控制电阻率，就可以制造出从一伏到几百伏的稳压管。

目前一般认为PN结的可逆击穿有两种。当 U_Z 小于6V时称强电场击穿，具有负温度系数；当 U_Z 大于6V时称雪崩击穿，具有正温度系数。而 U_Z 在6V左右时，两者兼而有之，具有零温度系数。因此稳压值6V左右的稳压管电压稳定系数最高。例如国产高精度稳压管2DW₇型系列，稳压值为5.8—6.5V。为了进一步减小温度影响，内部还串了一个正向补偿二极管，电压稳定系数高达0.005%，常用来作标准电压器件。

稳压管在反向击穿以前静态电阻极高，约有几兆欧至几十兆欧，反向击穿后，静态电阻急剧减小，只有几十欧至几百欧，因此稳压管是一个典型的非线性电阻。

稳压管反向偏置时的起始结电容有几百微微法，反向电压越大，结电容越小。反向击穿后结电容不再变化。因此稳压管可以代替变容管用在某些电调谐和AFC电路中。

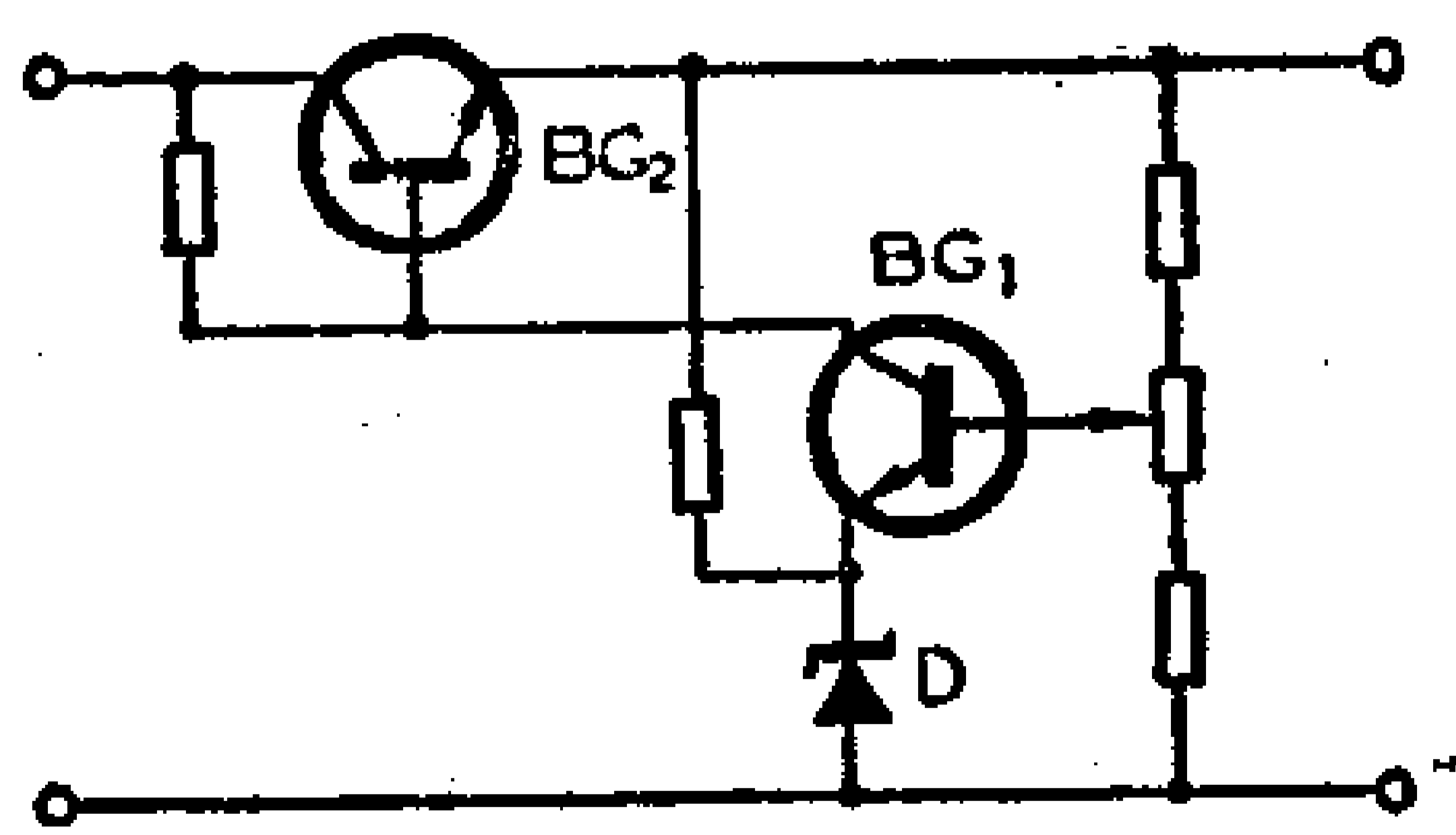


图 1-30 串联稳压电路

稳压管的主要参数见表1-5。下面介绍在收音机电路中的应用。

表1-5 几种稳压管和恒流管的主要参数

名称		稳压管		恒流管	
		2CW11— 2CW20	2DW7A— 2DW7C	2DH03— 2DH80	2DH1— 2DH8
稳定电压 U_Z	V	3.2—17	5.8—6.5		
稳定电流 I_H	ma			0.3—8	0.1—5
饱和电压 U_S	V			≤ 1.5	2—4
击穿电压 U_B	V			30—100	20—80
电压(电流) 稳定系数	%/°C	-0.05— +0.095	0.005		≤ 0.001
动态电阻	Ω	10—70	10—25	$> 2M\Omega$	2—10M Ω
耗散功率	W	0.25	0.2		

2. 用于稳压电源

无论是串联，并联或开关型稳压电源中，稳压管起着关键的作用。图1-30是串联型稳压电源的稳压电路。这里稳压管D串联在比较放大管的射极电路中，作为标准电压。基极上的取样电压与标准电压值比较后，由集电极输出放大的误差信号去控制调整管，使输出电压稳定。

3. 用于稳定晶体管的直流偏置

硅管和低电压收音机中常用图1-31所示的简单并联型稳压电路作为整机（功放除外）的偏置电源，称为稳压偏置电路。稳压偏置电路大大地提高了收音机的降压性能，使收音机电压下降30%以后仍能正常工作。稳压点 U_A 的电压一般在1.5V左右，稳压管负的电压温度系数正好补偿晶体管温度升高时集电

极电流的增加。

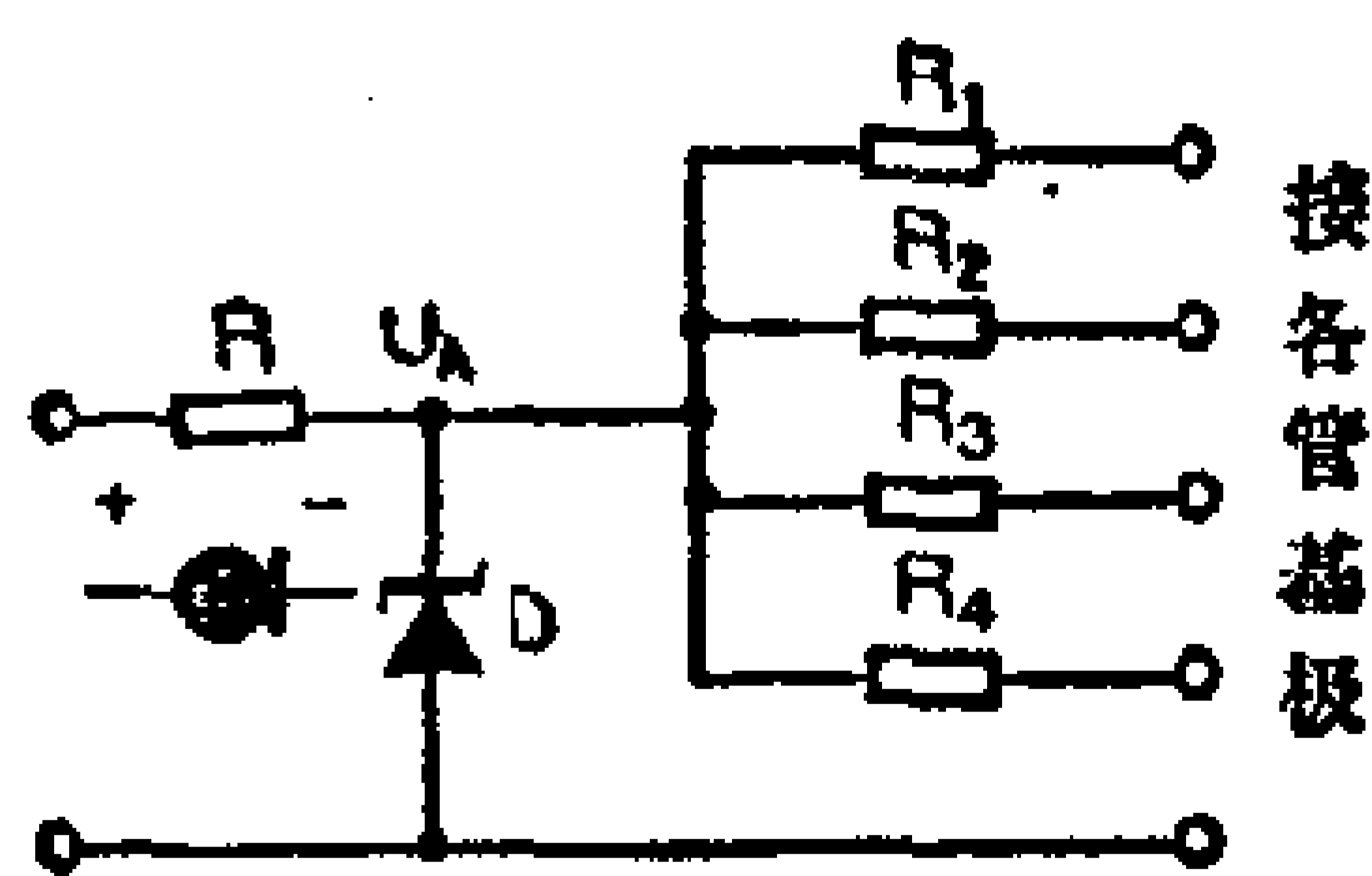


图 1-31 稳压偏置电路

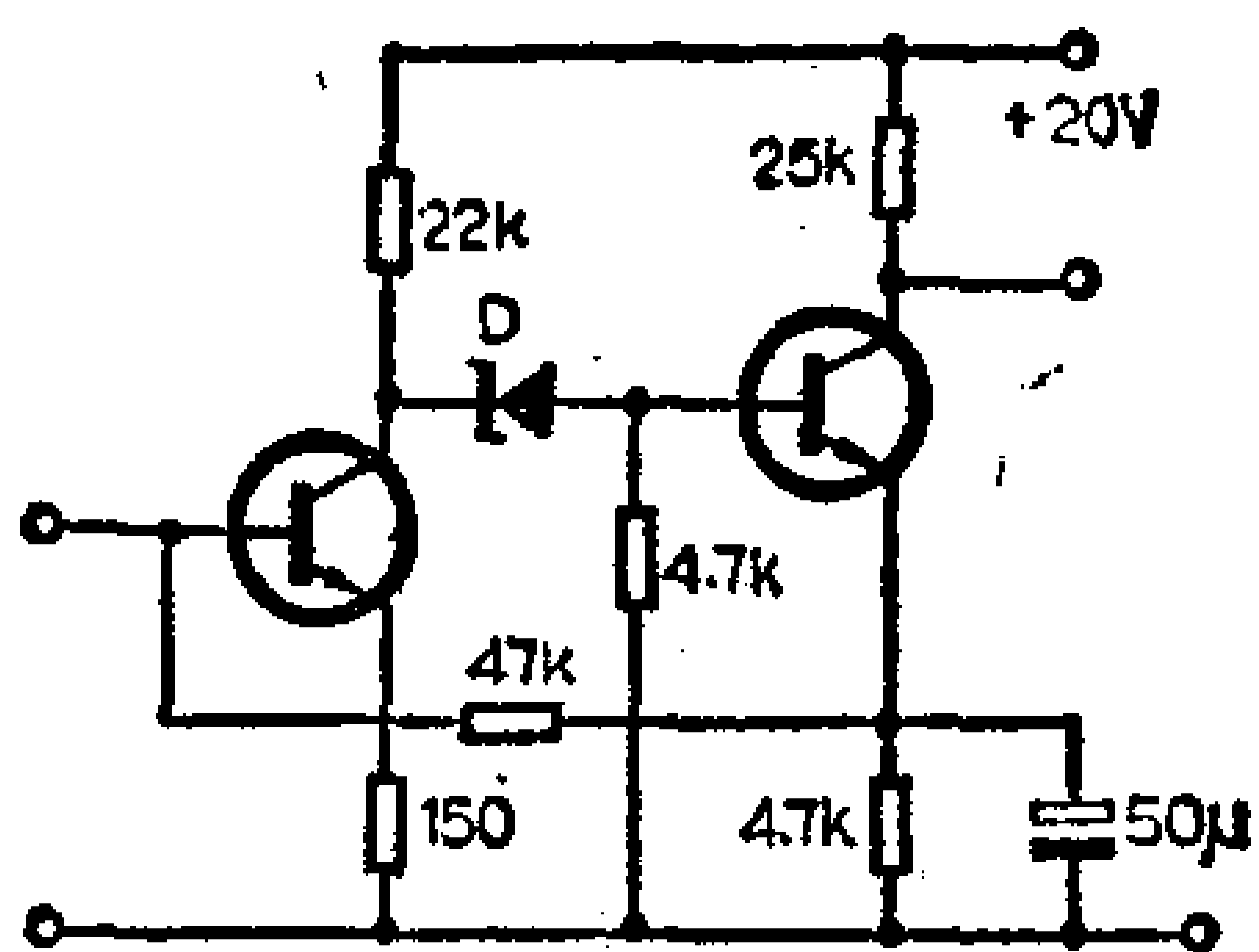


图 1-32 在直流耦合电路中稳压管作电位偏移用

实际电路中为了降低成本，常用残次品硅三极管的一个结或普通面结硅二极管代替。这时是利用PN结的正向特性稳压的，稳压性能稍差，而且要两只管串联使用，使稳压点的电压仍在1.5V左右（对硅管偏置而言）。

4. 用于直流放大器耦合，作电位偏移用

直流和缓变信号不能用电容器和变压器作级间耦合。因此直流放大器大多数是前后级直接连接，称为直接耦合放大器。有两级以上的低放收音机也常用直接耦合放大器。由于收音机电源电压都用得较低，前后级的直流电平很难配合，工作点互相牵连严重。如果用稳压管作耦合元件，能较好地解决这一问题。图1-32所示的并一串反馈时电路中，由于稳压管D降低了前级输出直流电位，使后级可有较高的工作电压 U_{ce} ，从而扩大了放大器的动态范围，避免了强信号失真。由于稳压管工作于反向击穿状态，动态电阻很小，一般只有十几欧姆，几乎可以无衰减地传递信号。如果选择合适的稳压值，可使放大器输出和输入的直流电平相等，以满足级联要求。但需注意，稳压管工作在反向击穿状态时噪声相当大，此电路不适于作前置放大。

5. 用于退耦电路

在多数放大器中，各级晶体管集电极回路的交流电流都要流过电源部分，一般常用的RC平滑滤波器对频率较低的成分仍有较大的电阻，要产生电压降。因此各级放大器就会通过电源内阻互相耦合起来。当级数较多时就可能形成自激。稳压管组成的各种恒压源由于内阻很小，都可兼作稳压和退耦电路，且与信号频率无关，用在高低频电路中效果都很好。

6. 用于过压保护电路

由于稳压管的反向击穿是可逆的，因此可以用在过压保护电路中。如图1-13中的双栅MOS型场效应管，在栅、源之间接了稳压值30V的过压保护电路。

在大功率功放电路中，输出管常因激励电压过高而损坏。因此可在输出管发射结上并联一只稳压管，组成直流过压保护电路，只要选择稳压值低于输出管的发射结反向击穿电压 $B_{U_{ebo}}$ ，就可保证输出管可靠工作，而不致损坏。

其他的过压保护电路中，也可利用稳压管的非线性电阻作用而完成其保护功能。

7. 用于检波电路

稳压管反向伏安特性转折明显，且线性比普通二极管好，因此用于检波电路有效率高，失真小的优点。图1-33是稳压管检波电路，为使稳压管处于反向击穿状态附近，所以加了反偏电压，

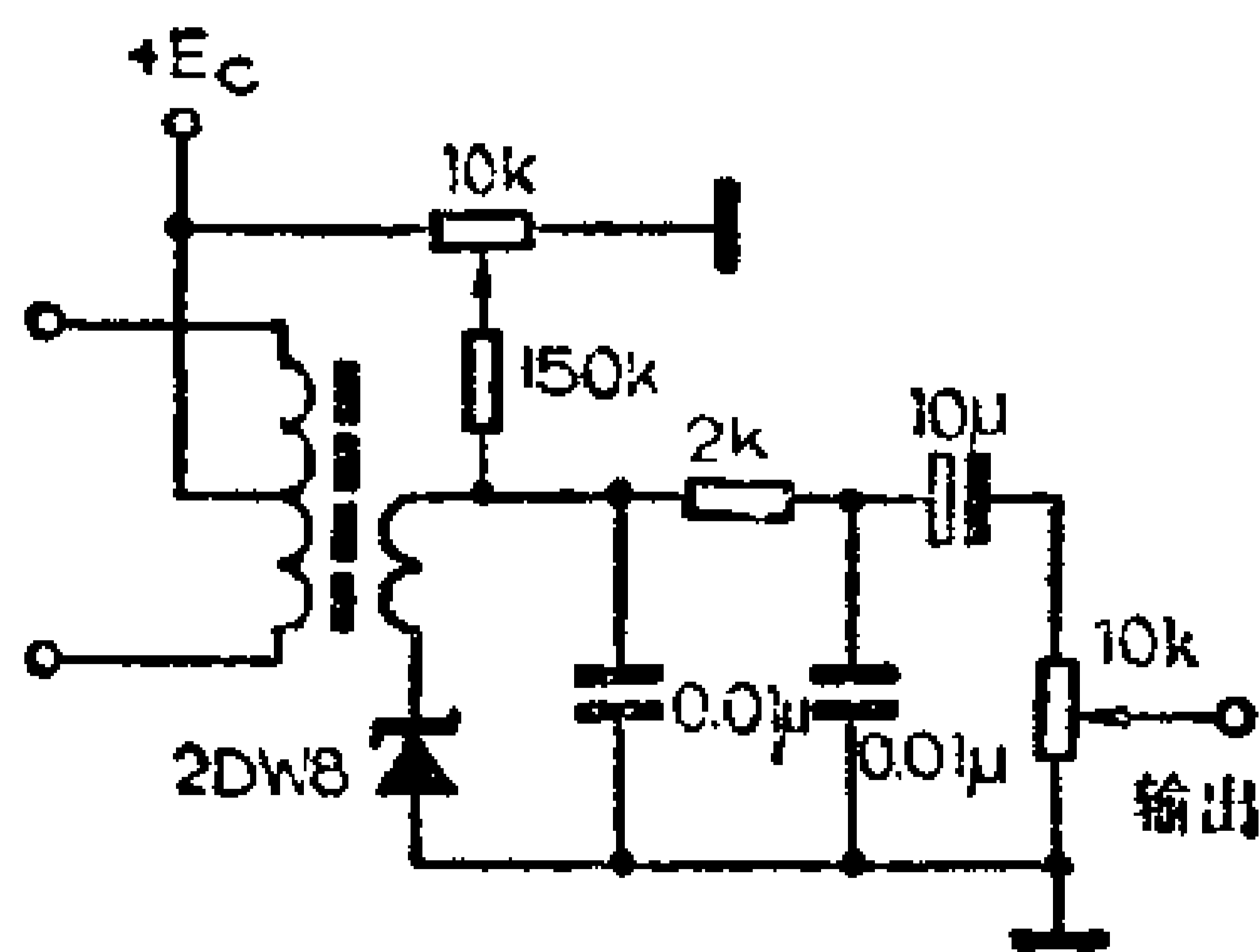


图 1-33 以稳压管作检波用

检波后的信号用隔直电容耦合到检波负载，以防止检波负载对偏置分流。

稳压管在测量电路、运算放大电路以及调谐和自动控制中用途极广，远不止上面几例。由于超出了收音机电路的范围，这里就不介绍了。

1-5 恒流二极管

恒流二极管是最近几年才出现的一种半导体器件。由于它是一个两端恒流元件，因此能使过去较复杂的恒流源电路大大简化，而且有恒流性能好，体积小，可靠性高等优点。

恒流二极管在收音机电路中还未应用过，为了推广这种器件，本书中的恒流源大都选用了恒流二极管。

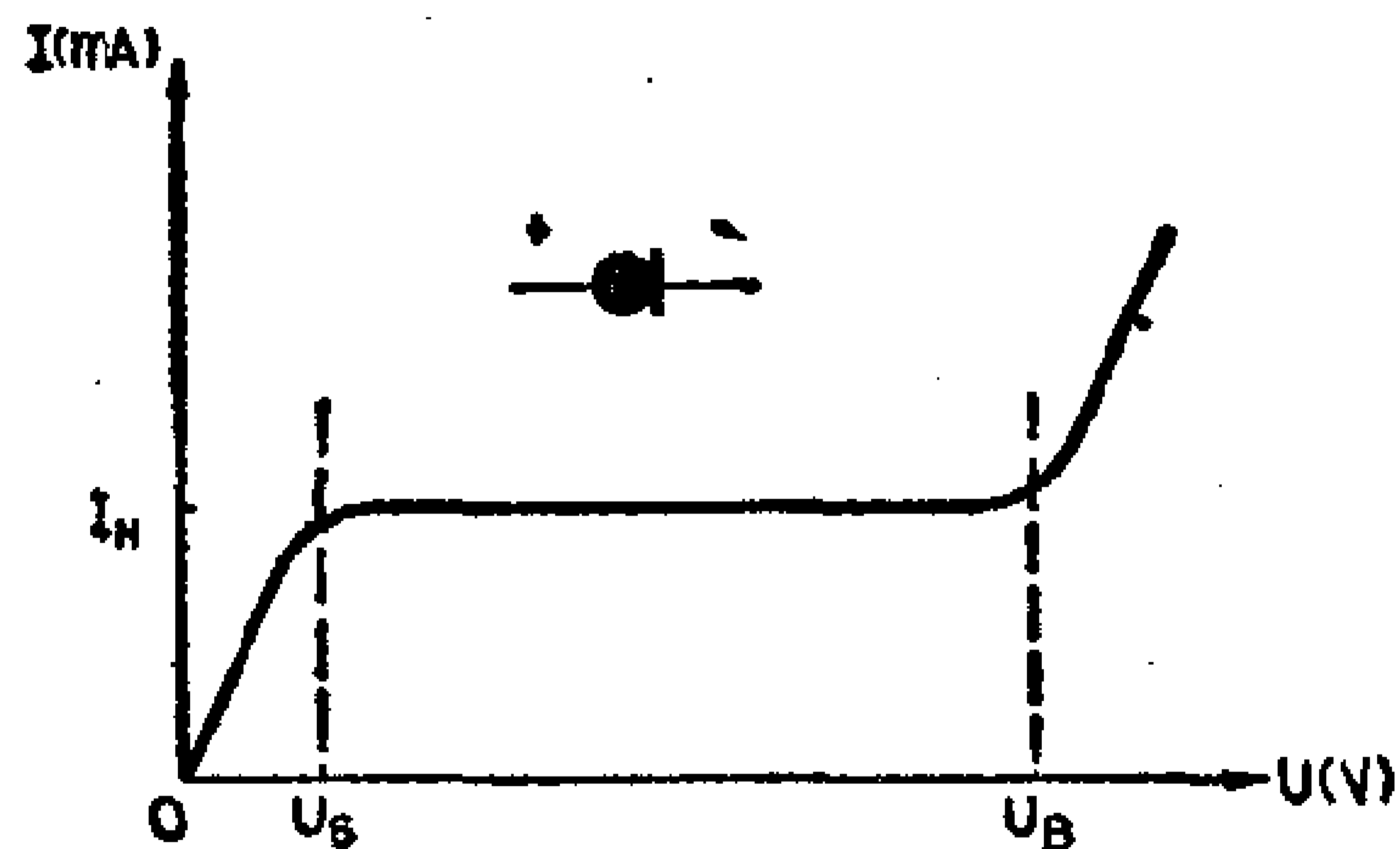


图 1-34 恒流二极管的伏-安特性

1. 特性和参数

恒流二极管也叫稳流二极管，是利用多数载流子的场效应原理制成的，类似结型场效应管的工作原理。图 1-34 是它的伏安特性曲线。当加在恒流管两端的正向电压不大于 U_s 时，电流基本随电压线性增长。一旦电压超过 U_s ，电流就不随电压而增长。 U_s 称恒流管的饱和电压。也就是恒流管正常工作

的最低电压。但当电压超过某一定值 U_B 后，电流又开始增长， U_B 称为正向击穿电压。正向电压在 U_S-U_B 范围变化时，流过恒流管的电流几乎不变，这就是恒流管的正常工作区域。

恒流二极管的主要参数如下：

(1) 饱和电压 U_S ：恒流二极管进入恒流工作区域所需的最低正向电压。显然 U_S 越小越好，它是由工艺和材料决定的，一般在 $2\sim 4\text{ V}$ ，优良的在 1 V 以下。

(2) 击穿电压 U_B ：恒流二极管能维持恒流工作的最高电压。当超过 U_B 过多时，恒流管就会过热损坏， U_B 越多，恒流范围越大。一般 U_B 均大于 20 V ，有的甚至大于几百伏。

(3) 恒定电流 I_H ：恒流二极管所提供的恒定电流数值。不同型号的恒流二极管 I_H 值也不同，使用时可根据需要选择。目前生产的恒流管， I_H 最小的有几十微安，最大的达十几毫安。需要扩大恒流范围时，可并联应用。如需大幅度扩大恒流范围，可按图1-35电路连接应用。该电路可把恒流值扩大为原来的 $(1+\beta)I_H$ 倍。

恒流二极管的其他参数见表1-5。由于其参数与稳压管有对偶关系，为了便于对比和记忆，因此列于同一表内。

下面介绍恒流二极管在收音机电路中的应用。

2. 用于恒流源电路

恒流二极管恒流源与常用的恒流三极管恒流源相比较，具有电路简单，不需要偏置电源抗幅射性能强，温度稳定性高等优点。因此完全可以取代三极管恒流源。

图1-36是二极管恒流源差分放大器电路。差分放大器中，常用“共模抑制比”（CMRR）来说明抑制零点漂移的性能，即：

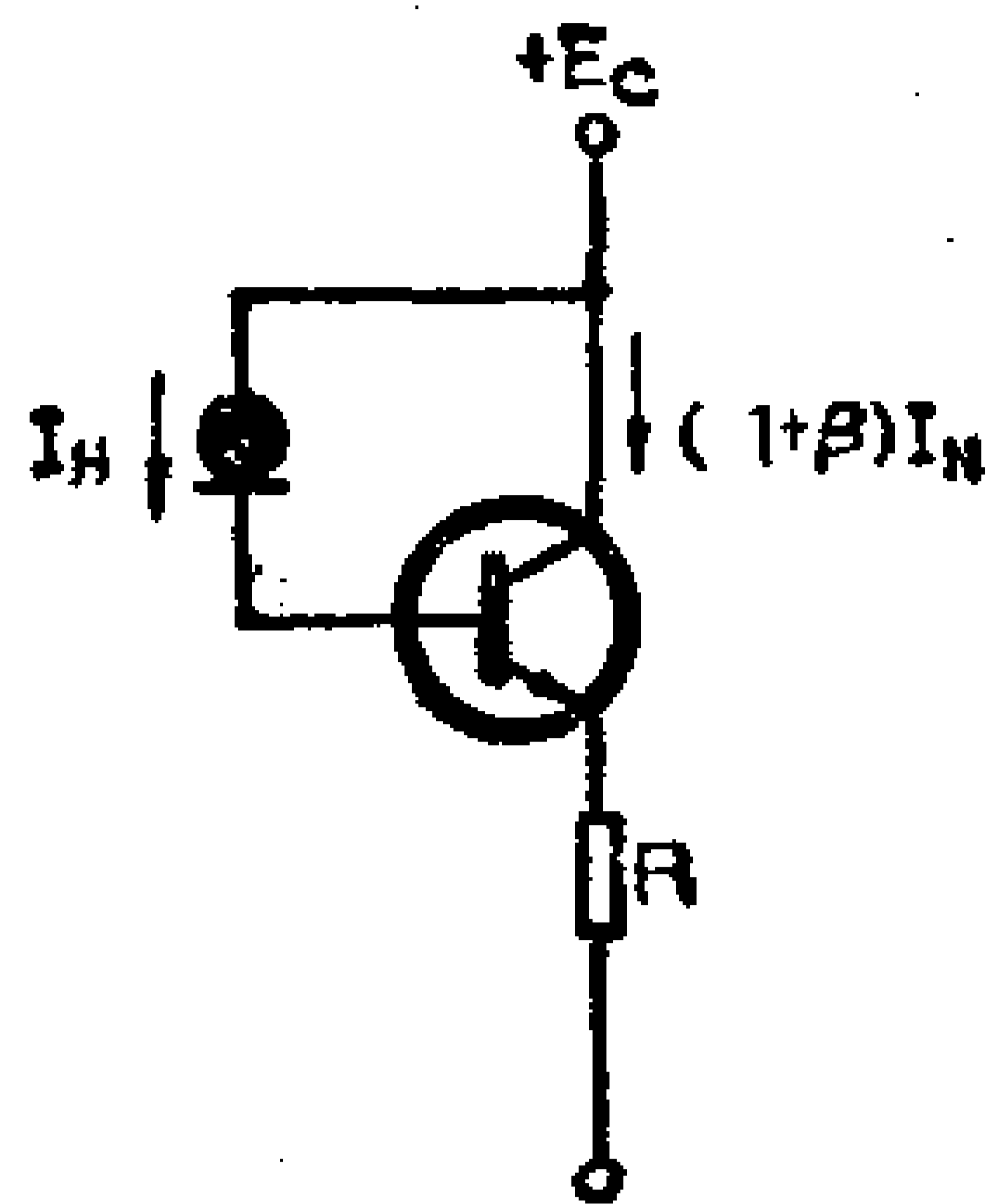


图 1-35 扩大恒管工作电流法

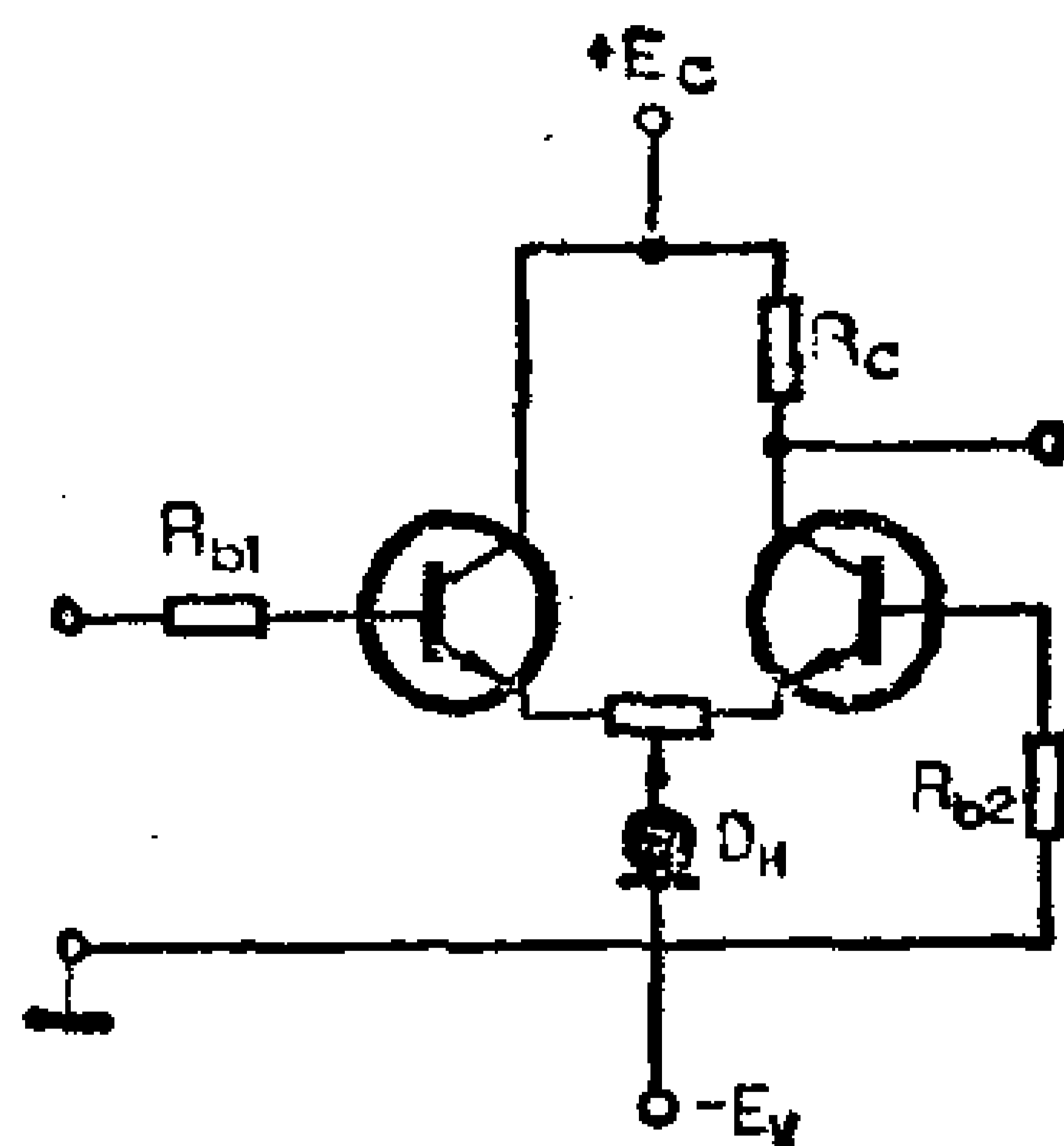


图 1-36 用 \$D_H\$ 作恒流源的差分放大级

$$CMRR = \frac{K_d}{K_c}$$

式中， K_d 是放大器对差分信号的放大倍数， K_c 是对共模信号的放大倍数。

要提高CMRR，只有两个途径，一是电路尽量对称，二是尽可能加大射极的共模反馈电阻 R_e 。但在单端输出的差分放大器中，零点漂移不能靠电路参数的对称性来抵消，只有增大 R_e 对共模信号产生强烈的负反馈来减小。因此常用三极管恒流源代替 R_e 。三极管恒流源的内阻一般在几十千欧至几百千欧之间，而恒流二极管的动态内阻高达数兆欧，如果用恒流二极管代替三极管恒流源，CMRR比三极管恒流源差分放大器高一、二个数量级，而前者电路要简单得多。

当然其他类型的恒流源也可由恒流二极管代替。

3. 用于偏置电路

在图1-31稳压偏置的基础上，若把限流电阻 R 换成恒流二极管，就成了性能更好的恒流稳压偏置电路，比稳压偏置电路具有更好的降压性能，只要电源电压能维持不低于 $U_A + U_S$ ，稳压点的电压就恒等于 U_A 。可见这种偏置电路即使是电源电压

变化数倍甚至数十倍，而放大器的工作点基本不变。因此不但适于小信号放大器，也适于大信号放大器。例如在后面图1-54所示的变压器推挽功放中，采用稳压恒流偏置时，当电源电压从20 V下降到2 V，放大器仍能正常工作，交越失真小于允许范围。这种优良的性能，是其他任何偏置电路都不能比拟的。

4. 用于提高放大器的增益

从阻容耦合低频放大器的电压增益公式 $K = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}}$ 可知，

在晶体管选定的条件下，要提高增益，只有加大交流负载 R'_L 的阻值。当下级输入阻抗很高时，也就是加大集电极电阻 R_C 的值。但 R_C 的增大受工作电压等限制，过大的 R_C 使管子上的 U_{ce} 很小，晶体管将进入饱和区而产生失真。利用恒流二极管直流内阻小，交流内阻大的特点，用以代替 R_C ，就能得到较高的电压增益，工作原理如下：

在图1-37所示的恒流源负载放大器及其 h 等效电路中，电压增益公式为

$$K_V = -\frac{\beta \frac{r_H \times 1/h_{oe}}{r_H + 1/h_{oe}}}{r_{be}}$$

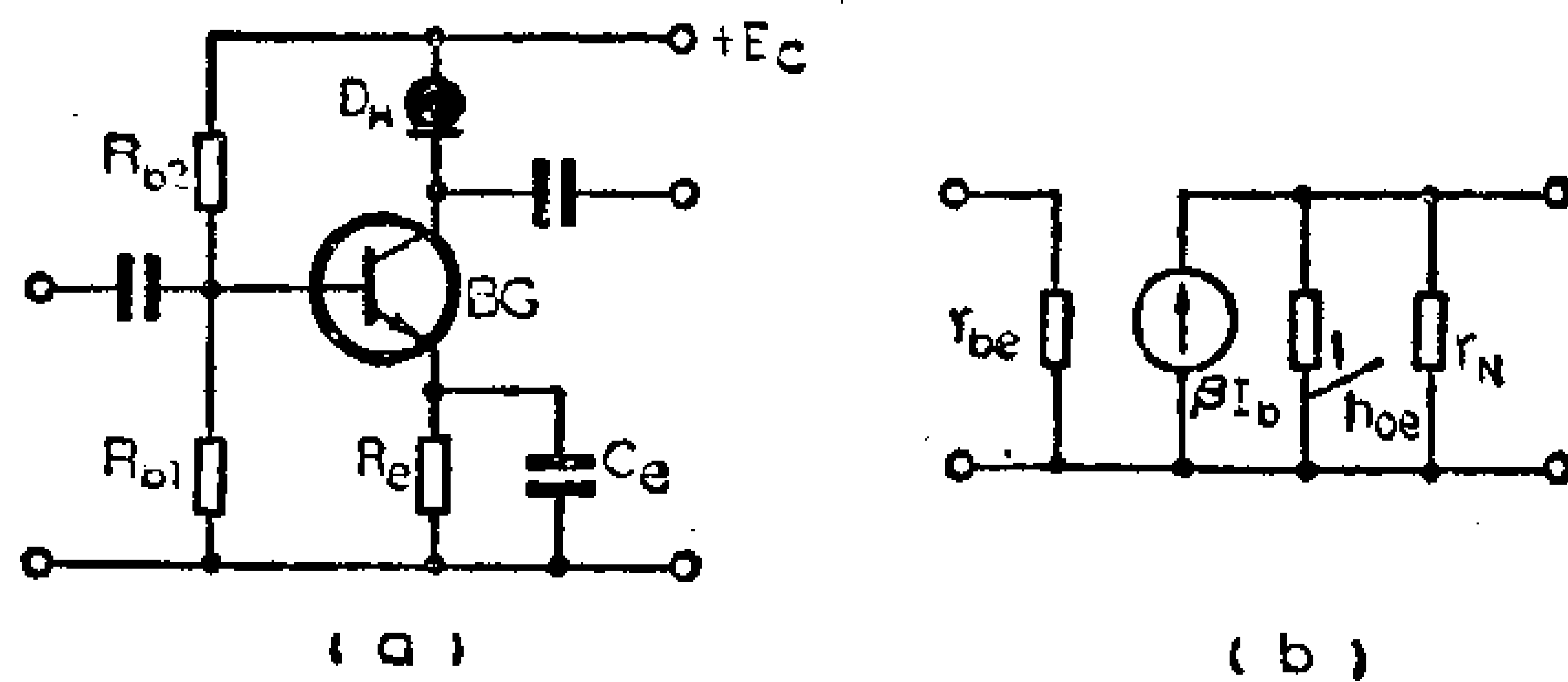


图 1-37 用恒流二极管作直流负载

式中 r_H 是恒流二极管 D_H 的交流内阻，由于 $r_H \gg 1/h_{oe}$ ，因此上式可近似为：

$$K_v = -\frac{\beta I/h_{oe}}{r_{be}}$$

一般小功率三极管输出阻抗 $1/h_{oe}$ 在几十至几百千欧范围，使恒流源负载放大器比一般用电阻作负载的放大器增益高一、二个数量级。因此特别适于作高灵敏度前置放大器，也很适于作OTL、OCL电路的电压激励级以及稳压电源中比较放大器等负载。这种方法也可用于场效应管放大器和集成电路放大器中用来提高电压增益。

5. 用于稳定放大器的增益

电源电压下降等因素会引起收音机高频和中频增益下降，使灵敏度降低，如果把恒流二极管用在收音机高频和中频电路中，就能稳定放大器增益。防止上述现象发生。

在图1-38所示的中频放大器中，其增益为

$$K = -\frac{y_{fe}n_1n_2}{g}$$

式中 y_{fe} 是晶体管的共射 y 参数等效电路的正向导纳，近似等于跨导 g_m ， n_1 、 n_2 分别为输出调谐回路和下级输入回路对调谐回路的接入系数， g 为输出谐振回路的电导。

若不考虑 C_{ce} 的影响， y_{fe} 与射极电流 I_e 有下列关系：

$$y_{fe} = \frac{I_e}{26}$$

代入上式，则
$$K \approx -\frac{I_e n_1 n_2}{26 \cdot g}$$

上式说明调谐放大器的增益在一定程度上与 I_e 有关，只要保证

I_e 不变,放大器的增益就比较稳定。根据以上原理在中放射极串入一只恒流二极管,就能使放大器具有增益稳定,抗阻塞能力强的优点。如果把偏置电路改成恒流稳压偏置,效果则更好。

6. 用于限流保护

大功率放大器和稳压电源等电路中,常因输出短路而烧毁晶体管,如果用恒流二极管组成简单的限流保护电路,就可防止上述事故发生。图1-39是一种稳压电源的实际电路。 D_{H1} 、 D_1 、 D_2 、 D_3 组成限流电路,防止输出短路时烧调整管。 D_{H1} 同时是 BG_3 的恒流源负载,使 BG_3 有很高的电压增益,并能承受较高的电压而不被击穿。因而在电源电压波动时对输出电压影响很小。 D_{H2} 供给稳压管 D_4 的工作电流,使基准电压更加稳定。

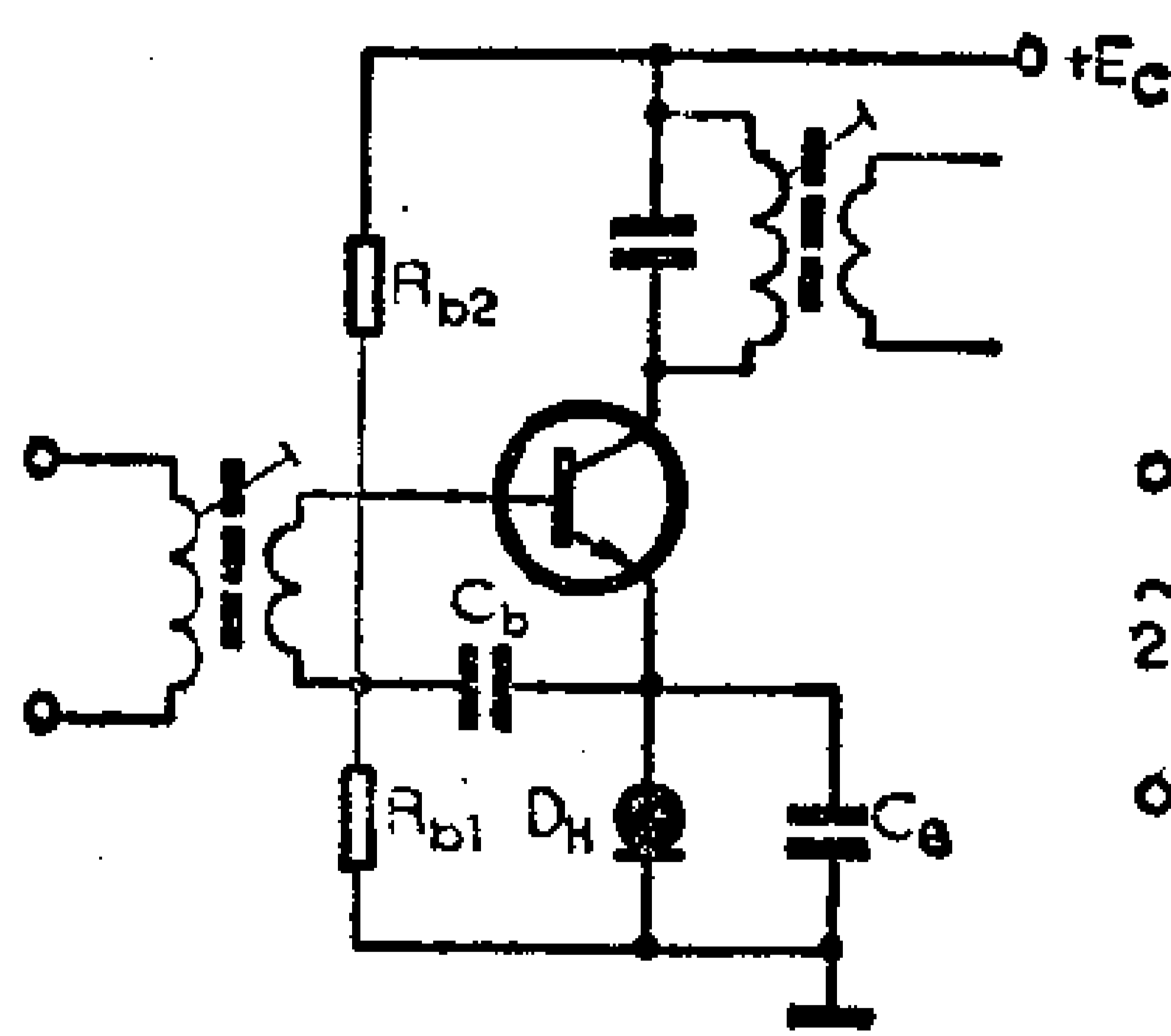


图 1-38 以恒流二极管作射极电阻以稳定 I_e

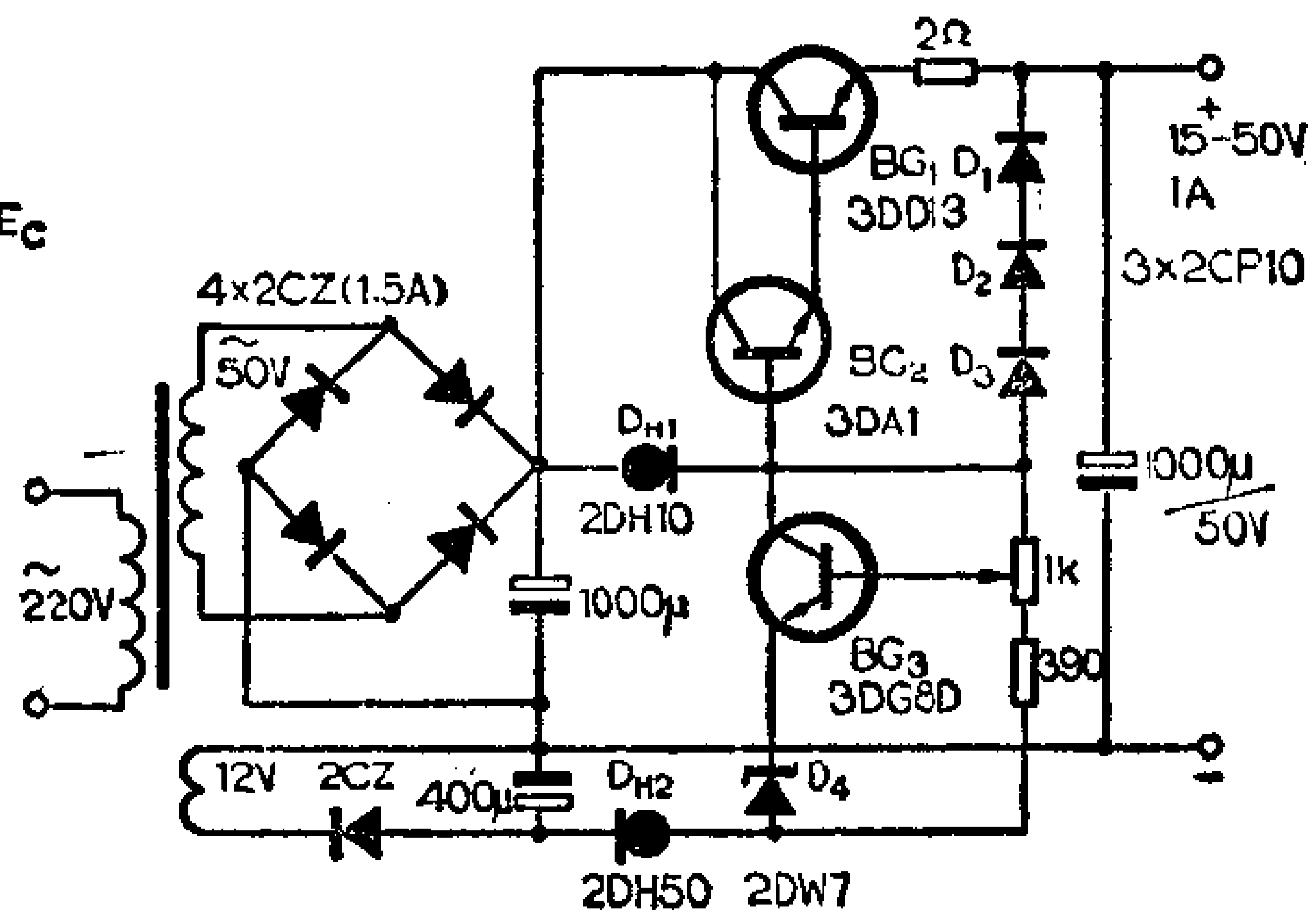


图 1-39 恒流二极管用于稳压电源中

该稳压电源电压可调范围为1.5~50V,输出电流稳定在1A左右。

目前市售恒流二极管较少,业余爱好者不易得到。但从它的特性曲线可知,很象场效应管输出曲线族中的一支。因此可

用场效应管按图1-40连接后代用。当 $R = 0$ 时恒流值 I_H 等于 $U_{GS} = 0$ 时的 I_D 值，即饱和漏电流 I_{DSS} 。改变 R 的阻值可得出

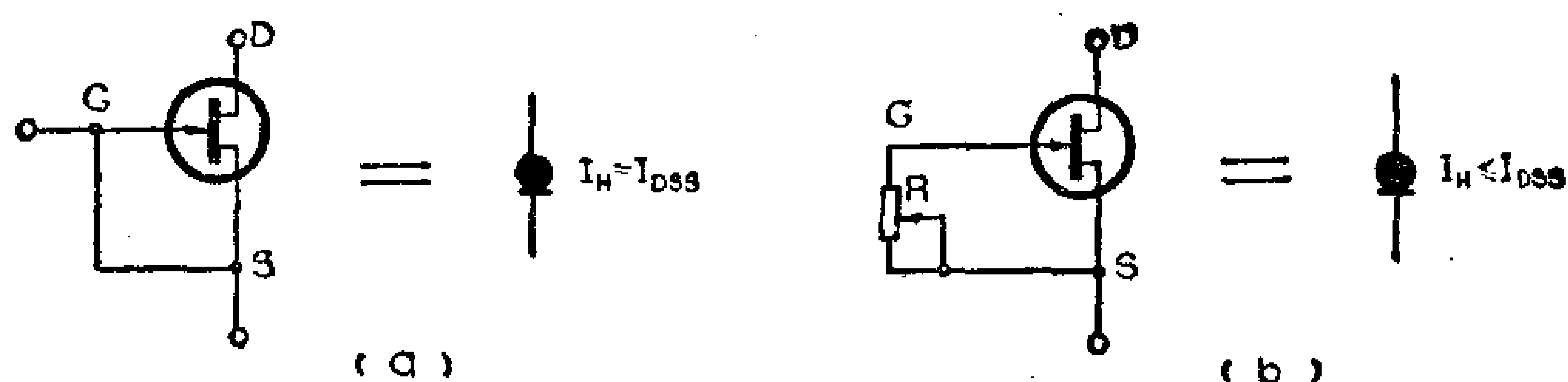


图 1-40 用场效应管代替恒流二极管

小于 I_{DSS} 的各种恒流值。这种代用品的效果与恒流二极管相近，但应选择夹断电压小而输出电阻大的结型场效应管较合适。

恒流二极管还可以用于平滑滤波器、AGC控制、自动调谐、数模转换等电路中。

1-6 陶瓷滤波器

陶瓷滤波器是具有选频特性的一种固体器件。它由于体积小，温度稳定性高，生产工艺简单，近几年来电气性能也迅速得到改进和提高，现在已逐步用来代替各种LC谐振回路完成选频作用。

陶瓷滤波器种类繁多，本节只介绍适用于收音机的陶瓷滤波器的特性及应用。

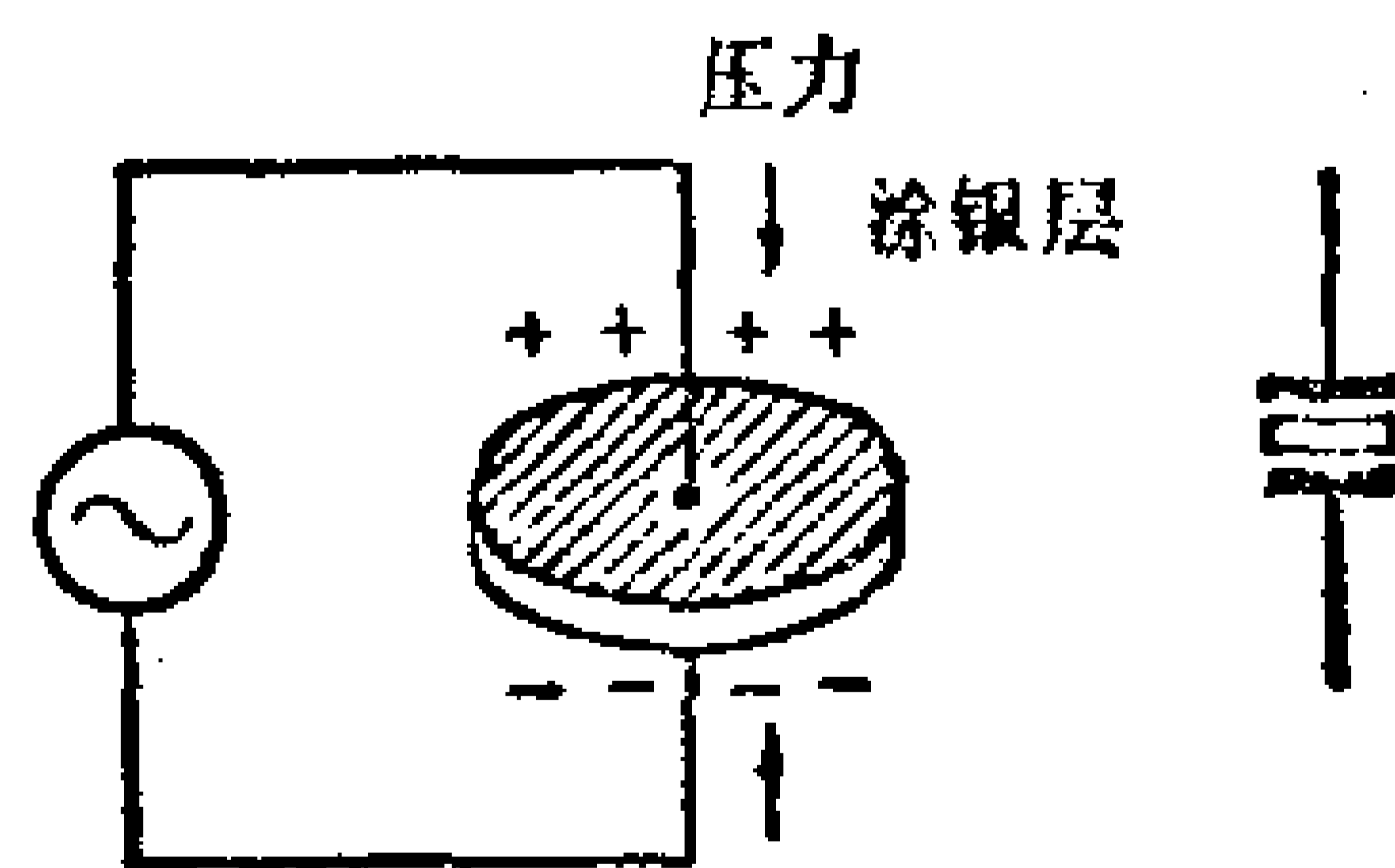


图 1-41 压电效应

1. 压电效应

当机械力作用到某些陶瓷片上时，陶瓷介质由于机械力引起内部正负电荷中心相对位移而发生极化，导致陶瓷片两面出

现符号相反的正负电荷。反之，将陶瓷片置于电场中，电场作用也会引起内部正负电荷的中心位移，此位移又导致介质形变。上述现象称为压电效应（图1-41）。这种具有压电效应的陶瓷片称为压电陶瓷。

若在压电陶瓷两面分别贴上金属片，装上电极，当一个交变电压加在电极上时，由于压电效应作用，陶瓷片产生机械振动，此振动又能转换成电信号输出。

一定几何尺寸的压电陶瓷片，本身都具有一个固定的振荡频率。当外加交变电压的频率和压电陶瓷的固有频率相同时，机械振动最强，输出的电信号也最大，这种现象叫谐振，与LC回路很相似。因此压电陶瓷片可以等效成一个LC谐振回路。

由于压电陶瓷片输出的电信号是由机械振动转换来的，而机械振动的频响很尖锐，所以Q值很高，能达到几千甚至几十万，这是LC回路所望尘莫及的。

目前常用的压电陶瓷材料有锆钛酸铅 $[Pb(ZrTi)O_3]$ ，钛酸钡 $(BaTiO_3)$ 和钛酸铅 $(PbTiO_3)$ 等。

2. 两端陶瓷滤波器

图1-41所示的结构就是一个简单的两端陶瓷滤波器。在实

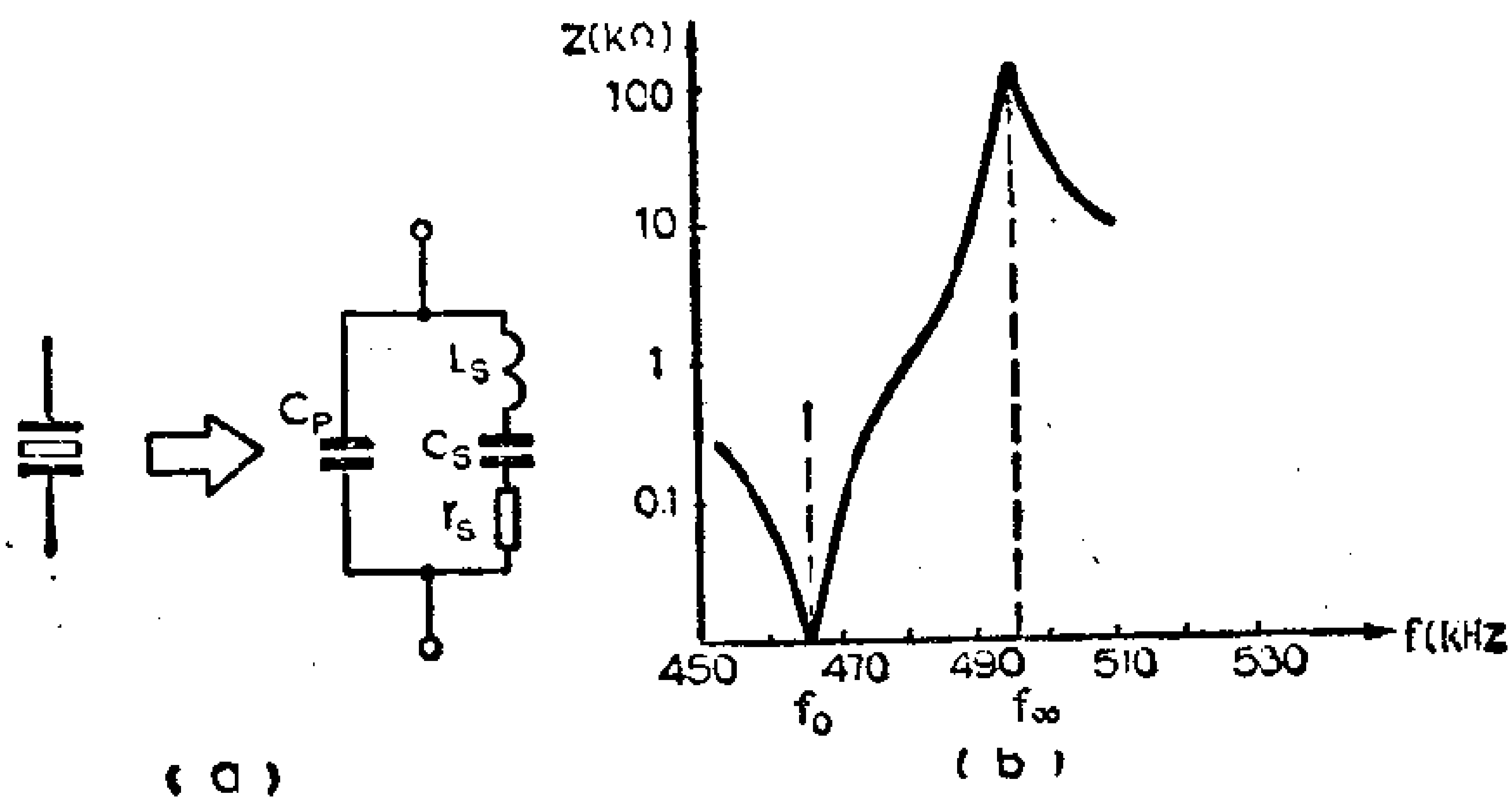


图 1-42 压电陶瓷的等效电路和阻抗特性

际应用中常制成矩形，陶瓷片两面敷银，然后夹在有弹性的金属电极之间，封装在塑料壳中。

两端陶瓷滤波器可等效成一个如图1-42(a)所示的LC谐振回路。 L_s 是动态等效电感， C_s 是动态等效电容，一般在200-600pF范围， r_s 是谐振电阻，一般小于50Ω， C_p 是并联电容，是由表面的敷银层形成的平板电容，电容量大约10pF左右。

由等效电路可求出二个谐振频率 f_0 和 f_∞ ，分别为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s C_s}},$$

$$f_\infty = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s \frac{C_s C_p}{C_s + C_p}}}$$

f_0 称串联谐振频率， f_∞ 称并联谐振频率。调幅收音机中常用的两端陶瓷滤波器的 $f_0 = 465\text{KHz}$ ， $f_\infty \approx 495\text{KHz}$ 。

图1-42(b)是465KHz两端陶瓷滤波器的特性曲线。由于 $C_p \ll C_s$ ，所以 f_0 与 f_∞ 之间的范围是很窄的，在此范围里等效电路呈感性。这时陶瓷滤波器可当作一个电感量很大的电感。频率高于 f_∞ 和低于 f_0 时等效电路都呈容性。

两端陶瓷滤波器谐振曲线尖锐，谐振电阻小，但和单调谐回路一样，存在通带窄和矩形系数差的缺点。

3. 三端陶瓷滤波器

把两端陶瓷滤波器的电极分割成互相绝缘的两部分，就构成了一个三端陶瓷滤波器。图1-43是三端陶瓷滤波器的构造、等效电路和特性曲线图。其中 L_s 、 C_s 和 r_s 的含义和两端陶瓷滤波器相同， C_p 和 C_r 分别为输入和输出端的固有电容， B 为等效变压器。变压比 n 决定于输入电极和输出电极的面积比。 n

也可近似表示为：

$$n = \sqrt{C_p/C_r}$$

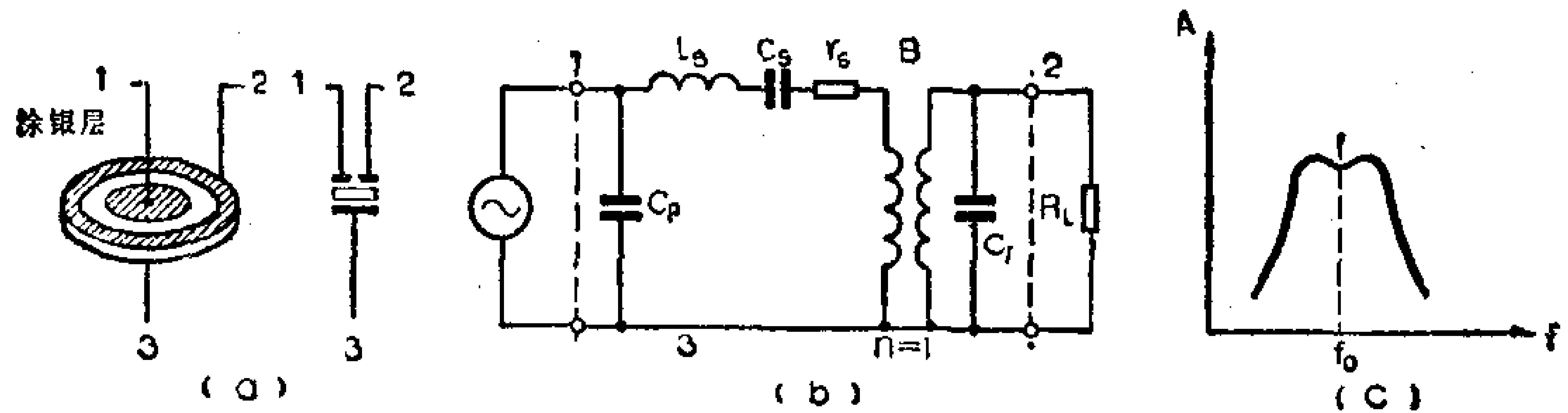


图 1-43 三端陶瓷滤波器

当输入端加入信号时，如果输入信号的频率等于初级回路的串联谐振频率，初级回路就发生串联谐振，引起陶瓷片作较大的机械振动。由于压电效应，此振动又转换成电信号从次级回路输出。

三端陶瓷滤波器可以等效成一个双调谐回路，因此通带宽，矩形系数好，性能比两端陶瓷滤波器优越。

4. 四端陶瓷滤波器

要进一步减小矩形系数，就得把多个两端或三端陶瓷滤波器连接成四端网络，组成所谓的四端陶瓷滤波器。

最简单的四端陶瓷滤波器是由两个两端陶瓷滤波器连接成 Γ 形网络而成，如图1-44所示。该网络中， DL_1 的串联谐振频率与 DL_2 的并联谐振频率相同，都等于 f_0 。因此当外加信号频率等于 f_0 时， DL_1 的阻抗很小，而 DL_2 的阻抗很大，故信号衰减很小。 f_{ω_2} 是 DL_2 的串联谐振频率。此时 DL_2 阻抗很小，信号被短路，出现一个衰减峰。 f_{ω_1} 为 DL_1 的并联谐振频率，此时 DL_1 阻抗很大、信号通不过，又出现一个衰减峰。根据要求设计合适的 DL_1 和 DL_2 的串、并谐振频率，就可做出各种要求的四端

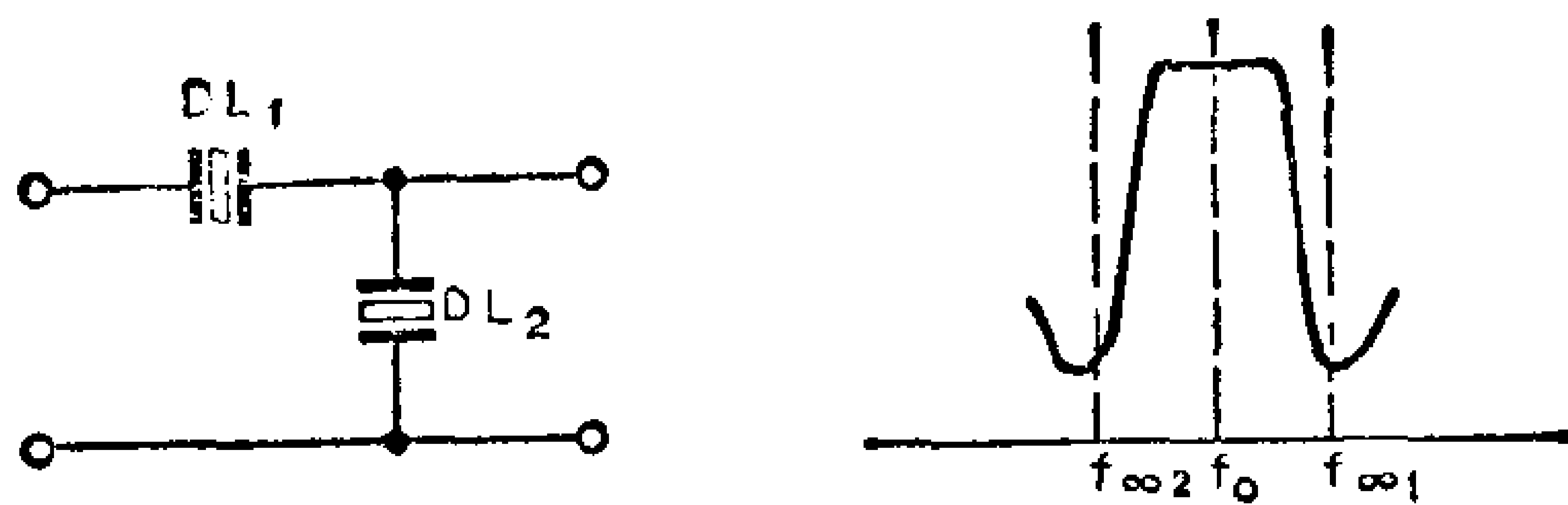


图 1-44 四端陶瓷滤波器

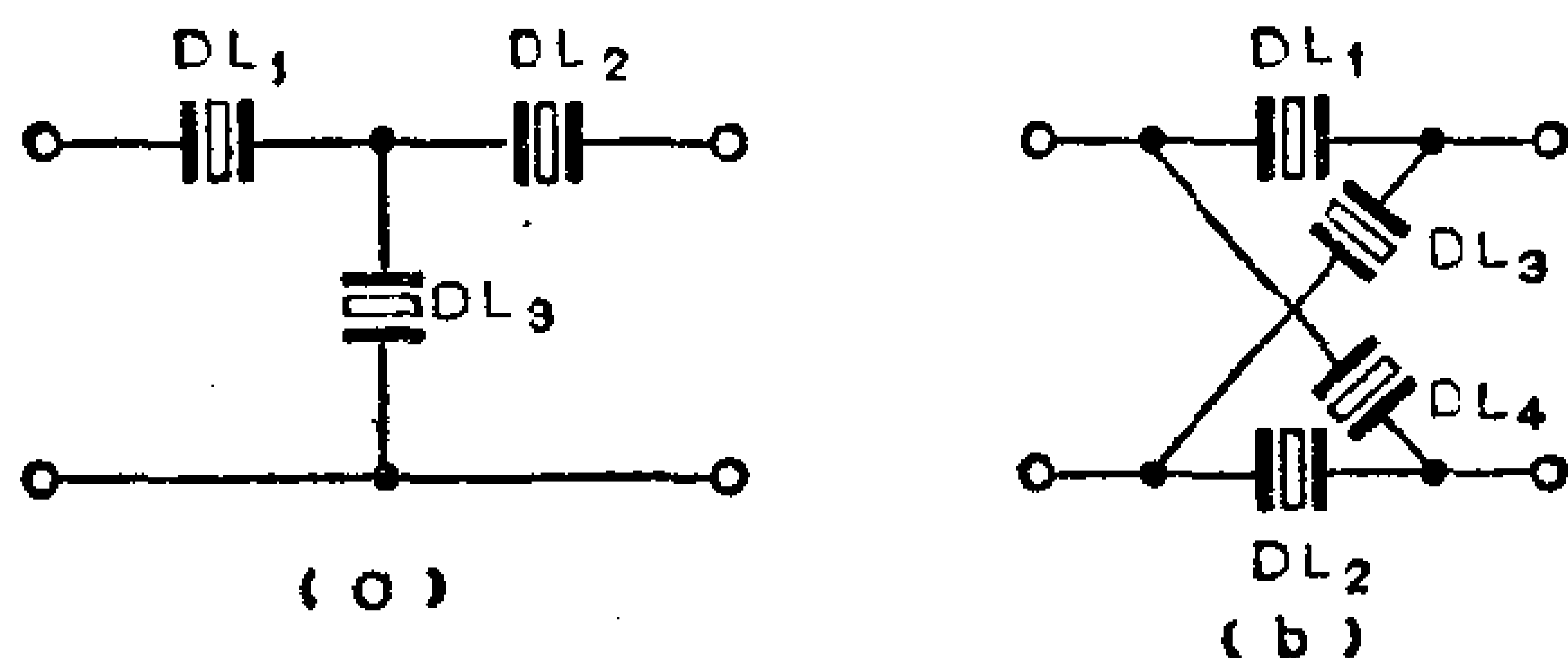


图 1-45 T型和桥式陶瓷滤波网络

陶瓷滤波器。

四端陶瓷滤波器除 Γ 形网络外，常见的还有T型网络和桥式网络，如图1-45所示。T型网络中 DL_1 和 DL_2 的串联谐振频率与 DL_3 的并联谐振频率相同。这样，在通频带内， DL_1 、 DL_2 和 DL_3 方能形成性质相反的电抗，从而得到所需的通带性能。桥式网络的通带比较宽，在通带内、 DL_1 、 DL_2 与 DL_3 、 DL_4 也应具有性质相反的电抗。为了提高性能，实际应用中常用多级串联，例如LT465H组合滤波器就是用15个两端滤波器联成7级T型网络组成的。

收音机常用的各种陶瓷滤波器参数见表1-60下面介绍陶瓷滤波器在收音机电路中的应用。

5. 用于短波提升器

短波提升器能以最简单的形式把短波增益提高10dB以上，因此在多波段普及型收音机中得到广泛的应用。但是过去的提

表1-6

收音机常用陶瓷滤波器的参数

名称	参数	中心频率	通带宽度		谐振电阻	插入损耗	输入阻抗	主要用途
		f_0 (KHz)	$\Delta f-3dB$ (KHz)	$\Delta f-6dB$ (KHz)	r_s (Ω)	(dB)	(K Ω)	
二 端	LTX1A (2L465A)	465 ± 1.5	7		≤ 20			滤波、 中频旁路
	LTX1B (2L465B)	465 ± 2	6		≤ 20			
	LEC-1-A	465 ± 2	15		≤ 30			短波提升
	LBC-1-B	465 ± 2	4.7		≤ 30			
三 端	3L465	465 ± 1.5	≥ 4			≤ 6	2/1	代替调 幅中周
	LBC-2	465 ± 2	5~15			≤ 6	1	
四 端	LBC-6-465A	465 ± 1	1.5			< 15	1	作中频 旁路和集 中滤波器
	LBC-6-465B	465 ± 1	2—4.4			< 15	1	
	LBC-6-465C	465 ± 1	5			< 15	1	
	LT465H	465 ± 1		10		< 6	1	
高 频	L7-10.7	10.7 MHz	≥ 250			≤ 10	1—2	调频收 音机
	LT10.7	10.7 MHz	≥ 240			≤ 8	300 Ω	

升器由LC串联回路组成，如图1-46虚线所示。该电路中，当 C_T 选定后， L_T 只能小于或等于理论值，不能大于理论值，否则 L_T 与 C_T 及2200pF的耦合电容等形成并联谐振接入变频管的射极，对中频产生吸收，不仅使提升器失去作用，反而使短波变频增益大幅度衰减，给调试工作带来麻烦。业余爱好者在没有仪器的情况下，很难把 L_T 调得准确。如果用两端陶瓷滤波器作提升器，则不用调整，而且性能稳定、体积很小。例如用LBC-1-B作提升器时，在18MHz的增益提升量可达15dB，相当于加了一级高放。

用于提升器的两端陶瓷滤波器要选择谐振阻抗小的型号，

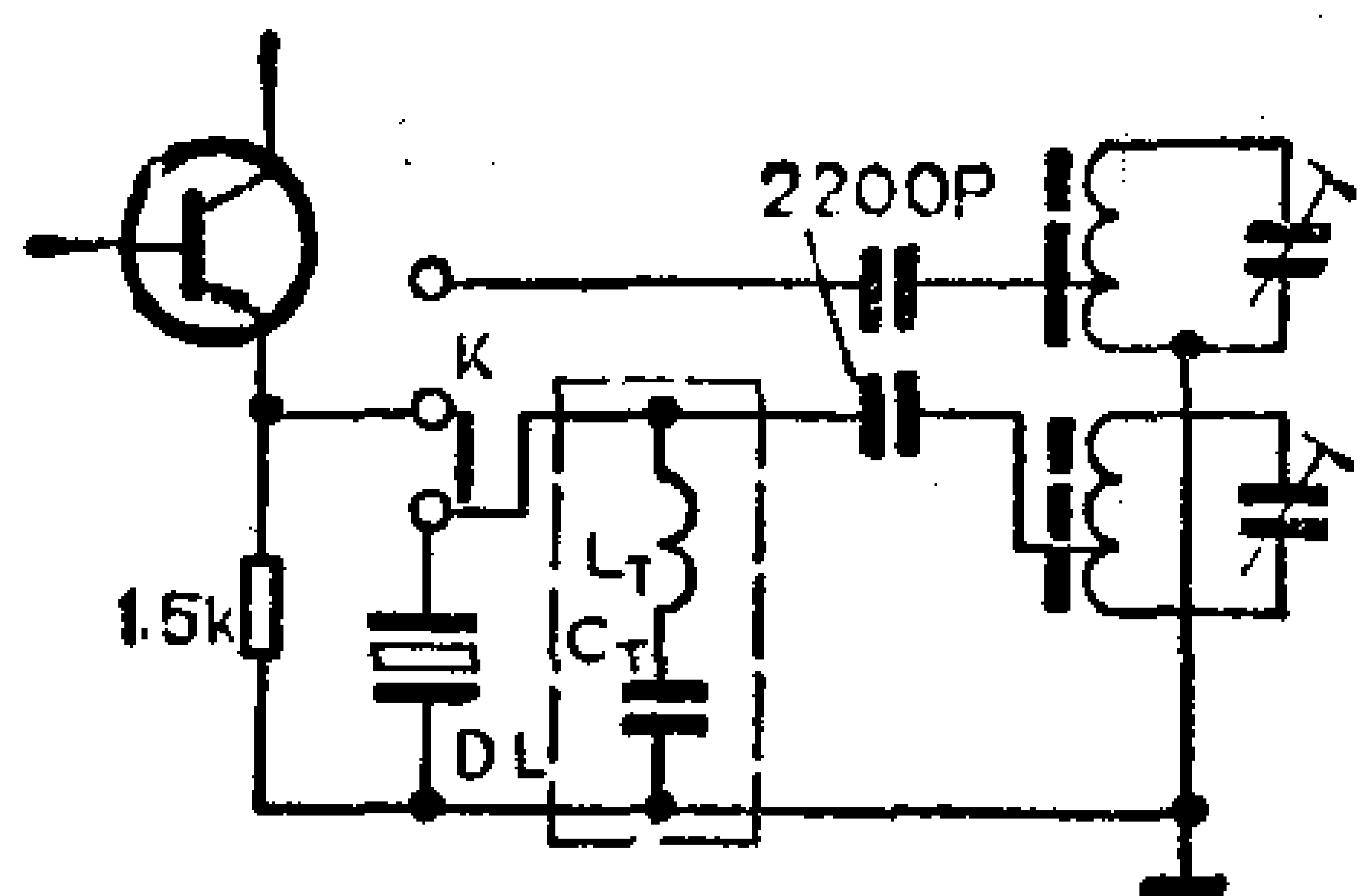


图 1-46 短波提升电路

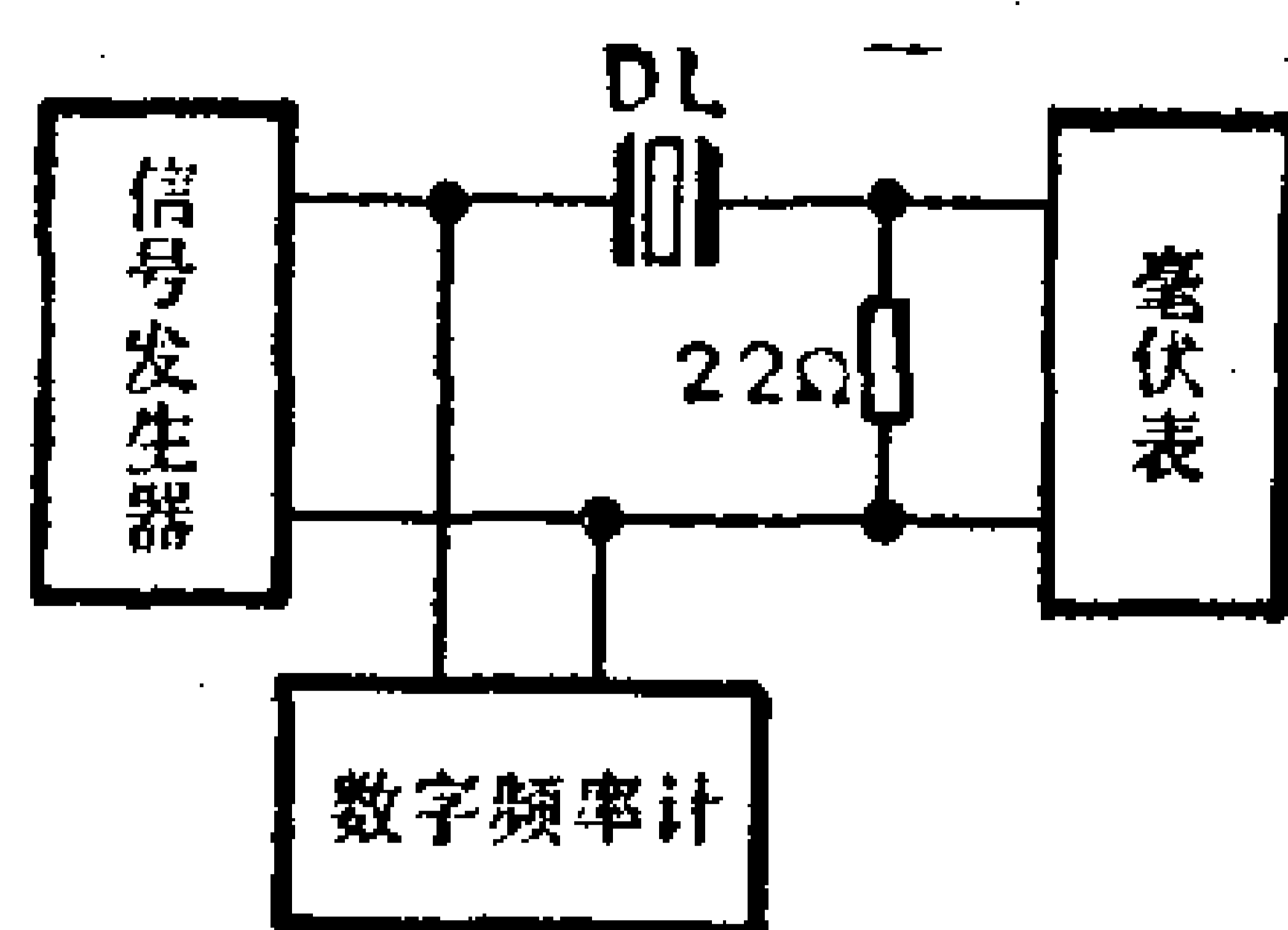


图 1-47 测陶瓷滤波器接线图

通带可窄一些。并要测试一下实际串联谐振频率，把中放级的中频变压器都调在这个频率上，才会有明显的效果。简易测试方法见图1-47。

6. 代替中频旁路电容和耦合电容

在中频放大器中，常用两端陶瓷滤波器代替中频管的射极旁路电容，从而提高对中频的选择性。在阻容耦合中放电路中，耦合电容也可用两端陶瓷滤波器代替。这两种方法都可得到6-10dB的选择性，相当于一级单调谐中频变压器的作用。

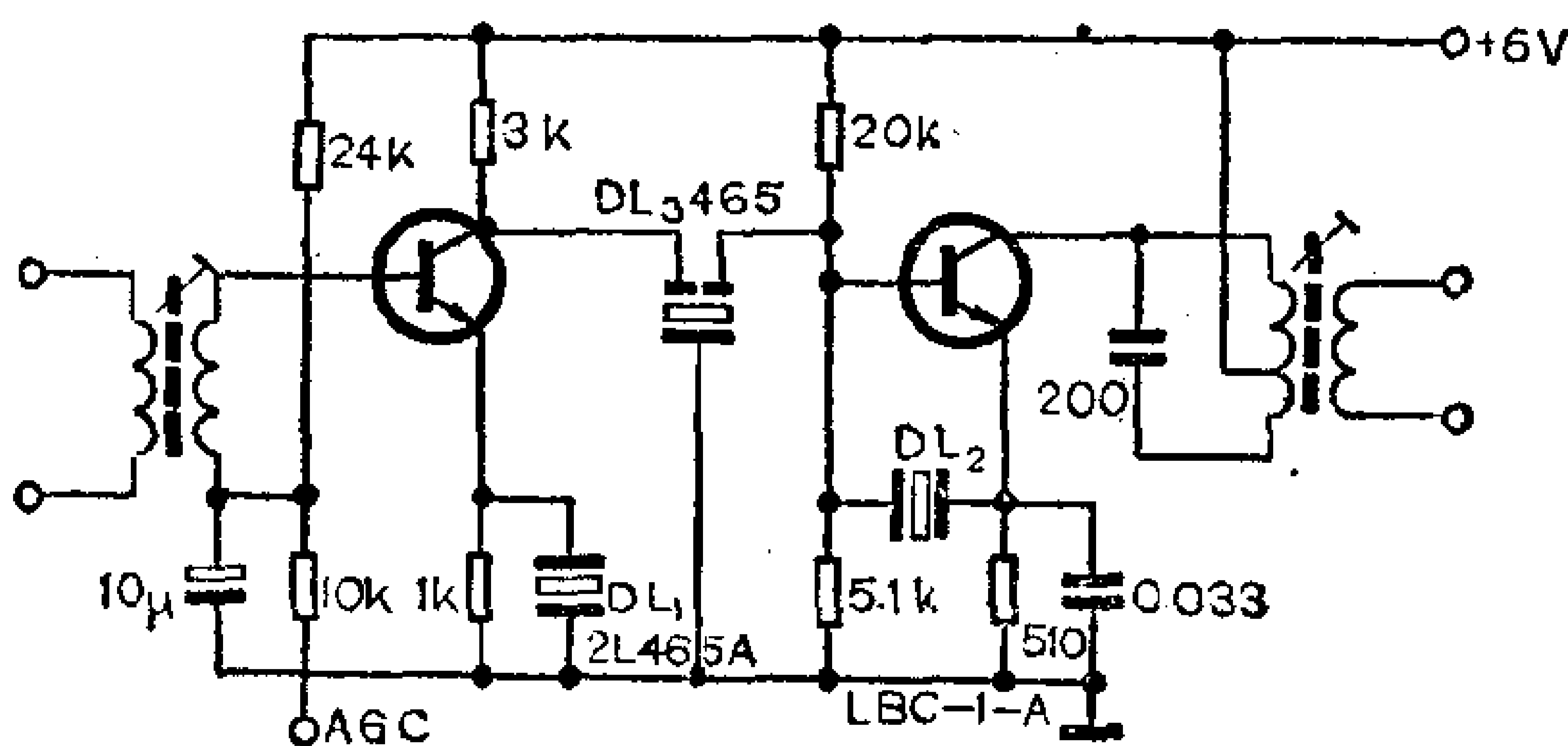


图 1-48 陶瓷滤波器在中放中的应用

图1-48的中频放大器就用了三只两端陶瓷滤波器。 DL_1 、 DL_2 用于中频旁路， DL_3 用于中频耦合。该放大器增益54dB，通频带6.5KHz，选择性不劣于40dB。

应该注意，两端陶瓷滤波器并联在射极电阻上时，该电阻不应小于 510Ω 。最好并下偏流电阻上，但在一中放中，下偏流电阻一般接AGC电路，并接有滤波电解电容，这时可把射极电阻增至 $1\text{K}\Omega$ 以上，并选用窄带滤波器并联在射极电阻上。这样有利于消除干扰和噪声。而用于二中放旁路和耦合的两端陶瓷滤波器应选择宽带的。这对改善音质有好处。

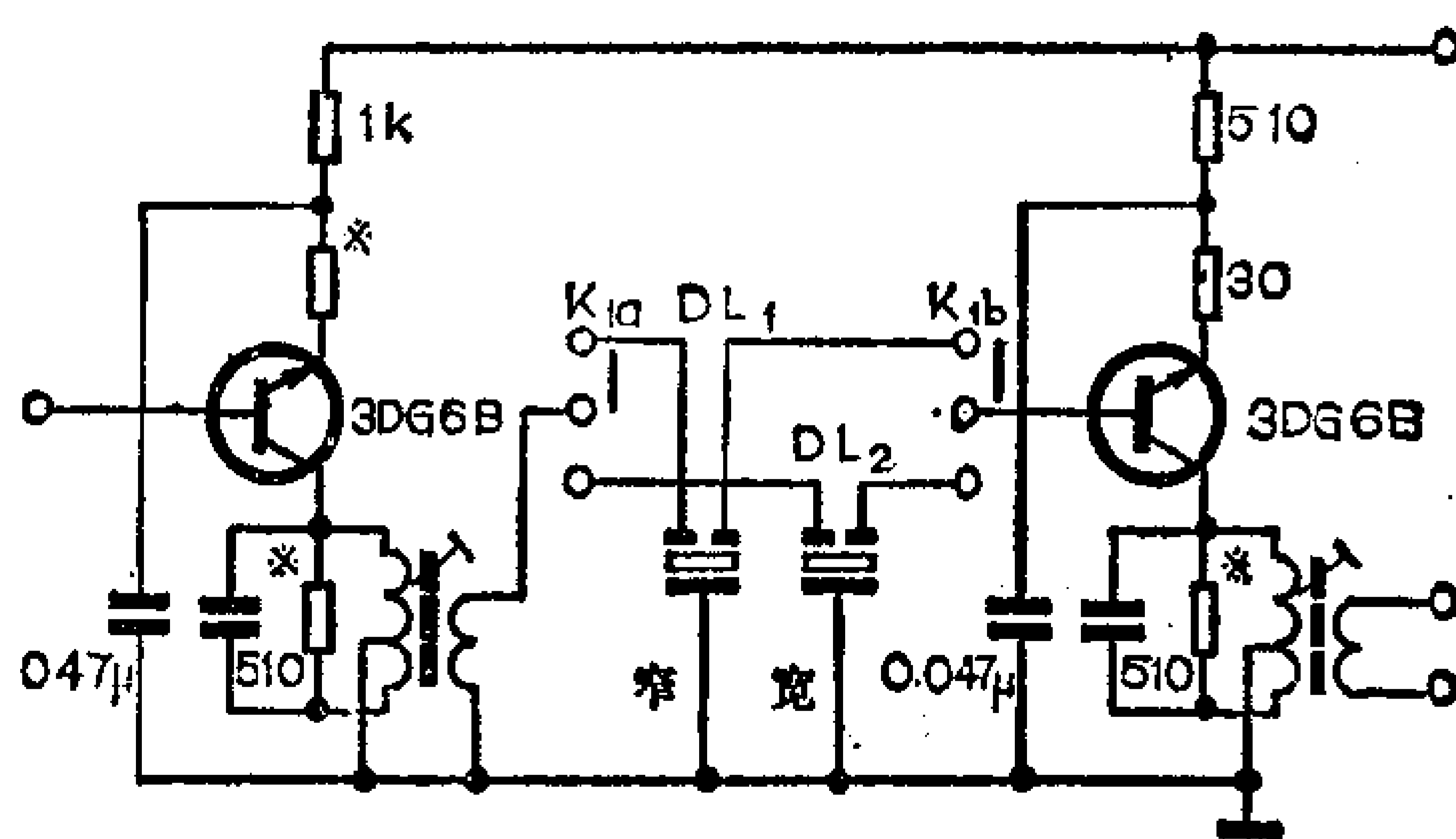


图 1-49 以陶瓷滤波器作中频变压器

7. 代替中频变压器

三端和四端陶瓷滤波器通频带宽，矩形系数小，因此具有良好的选择性，可以代替中频变压器。图1-49是牡丹2241调幅中放的一部分电路。两只四端陶瓷滤波器用在一、二中放之间。收听语言广播时接入窄带滤波器 DL_1 。这时整机通频带 $5\sim 7\text{KHz}$ 使语言清晰度提高。收听音乐时，接入宽带滤波器 DL_2 。这时整机通频带约 $8\sim 10\text{KHz}$ 。这两只滤波器都是由多个二端陶瓷滤波单元组成的组合网络，选择性均大于 40dB 。

目前，集中选择中频放大器用得很广。这种放大器较好地解决了增益和稳定性之间的矛盾，但需性能良好的集中滤波器。四端陶瓷滤波器正符合此要求。因此给集中选择频放大器

的发展提供了有利的条件。

8. 用于鉴频器

用高频两端陶瓷滤波器可制成体积小，不用调整的陶瓷鉴频器。这种鉴频器已得到应用，电路见5-5节。

9. 使用中应注意的事项

陶瓷滤波器是一种固体器件，而且是参数不可调元件，使用中必须注意以下几点：

(1) 由于频率特性曲线近似矩形，所以相位特性不好，群延时失真大，偏调时容易产生机震等。必须和中频变压器配合使用，并使陶瓷滤波器的带宽略大于中频变压器的带宽。

(2) 用三端或四端陶瓷滤波器代替中频变压器时要注意阻抗匹配，否则选择性和通频带内的级波系数将变坏。有的产品插入损耗比较大，要用提高中放增益和增加级数等办法来弥补损失。

(3) 由于参数不能微调，一个电路中使用多只陶瓷滤波器时要事先测量一下中心频率等参数，尽量选择中心频率相近的使用。这样才能保证最好的整机灵敏度和选择性。

最近几年，新型的陶瓷滤波器不断出现，质量也在不断提高。频率特性有做成“馒头形”（高斯曲线）的超线性相移陶

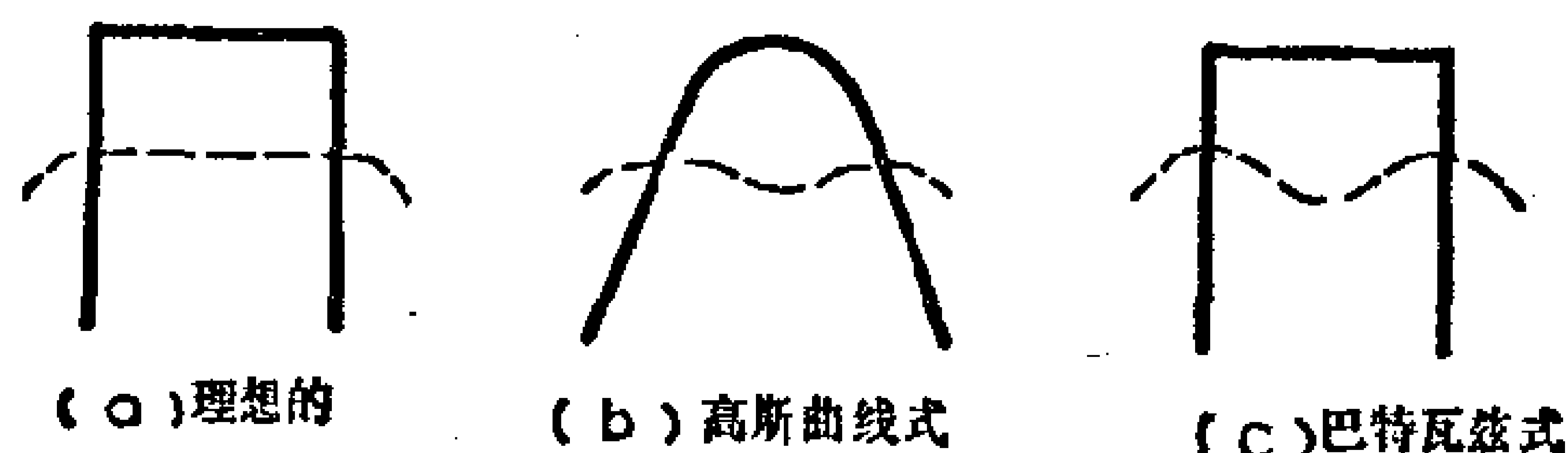


图 1-50 各种陶瓷滤波器的特性

〔实线—幅频特性；虚线—相位（群延时）特性〕

瓷滤波器及声表面波滤波器等各种高稳定度，高Q值、耐高温产品层出不穷。现在各种压电陶瓷器件已成我国重要的电子产品之一，它们广泛应用在通信、超声、电声，计测和信息处理等各个领域。

1-7 硅 晶 体 管

硅晶体管与锗晶体管相比有许多显著的优点，例如性能稳定，反向饱和电流小，温度特性好等。所以硅管收音机具有性能好，电路简单等优点。再者自然界的硅资源要比锗丰富得多，因此推广和应用硅管，对促进我国收音机工业的发展具有重要意义。

硅管虽然有其优点，但是如果不注意其特点，往往收不到预期的效果。本节以目前产量最高的硅平面管为例，介绍硅管的特点和使用注意事项。

1. 硅管和锗管的差别

早期的晶体管，基本上是用合金生长和扩散工艺制造的锗管，因此过去的收音机都是用锗管装制的。六十年代后期，硅平面工艺基本完善，硅管的产量和质量都远远超过了锗管，自一九七二年全国收音机专业会议上提出推广和应用硅管后，已专门设计了一批适于收音机使用的硅管，见表1-7。

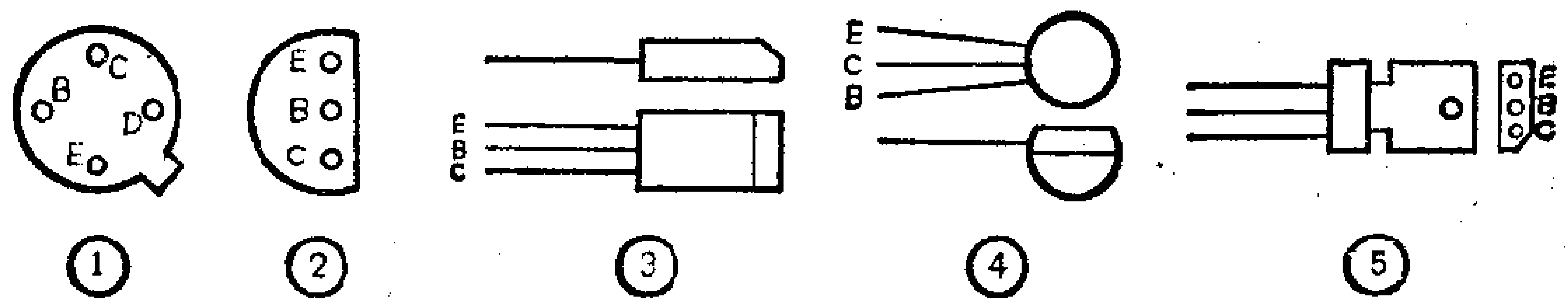
硅管和锗管由于材料和制造工艺不同，在性能和参数上也是有所差别的，这些差别主要是：

(1) 硅管的反向饱和电流 I_{cb0} 要比锗管小得多。例如小功率高频管3DG6的 $I_{cb0} \leq 0.1\mu A \sim 0.01\mu A$ ，而性能相近的锗管3AG80的 $I_{cb0} \leq 10\mu A$ ，后者比前者大100~1000倍。所以在设

表1-7

收音机专用硅三极管的主要参数

型号	参数	用途	直流参数		交流参数				极限参数			电极位置								
			I_{cbe} (μA)	h_{fe}	f_a (MHz)	f_T (MHz)	C_{ob} (pf)	N_F (dB)	BV_{cbo} (V)	I_{CM} (mA)	P_{CM} (mW)									
3DG200	A B C	高放、变频振荡、 低放	≤ 0.1	25~270					≥ 15			1								
3DG201			≤ 0.05										≥ 100	≤ 3	≤ 4	≥ 25	20	100	2	
3DG202																				3
3DG203																				4
3DG204		调频机	≤ 0.1	25~120					≥ 15	10	100	2								
3DG205		高频头					≤ 1.6	≤ 4.5				3								
3CX 3DX	200A 201A 202A 200B 201B 202B	低放及互 补功放	≤ 1	55~400					≥ 12	300	300	1								
													2							
														3						
3CX203 3DX203 3CX204 3DX204	A B A B	互 功 补 放	≤ 5	55~400									1							
															5					



设计硅管电路时， I_{cbo} 对工作总的影响可忽略不计。

(2) 硅管由于采用了先进的平面工艺，所以截止频率高，噪声系数小，寿命长，抗交扰调制性能比锗管好。性能较好的小功率硅平面管工作频率800MHz时，噪声系数 $N_f \leq 2.5$ dB，使用寿命可达一百万小时，基本上是半永久性的。

(3) 在体积和散热条件相同的情况下，硅管的允许耗散功率要比锗管大，高温性能也较好。例如硅功率管的最大允许结温达175℃，而锗功率管只有90℃。

(4) 硅管的PN结正向压降约0.7伏，伏安曲线很陡，而锗管的PN结正向压降约0.25伏，伏安曲线没有硅管陡。

(5) 硅管的饱和压降 U_{ces} 比锗管大（开关管除外），发射结反向击穿电压比锗管低得多。

综合上述，前三条是硅管的优点，后两条则是其缺点。这些缺点会影响硅管收音机的降压性能、输出功率和可靠性。从上述差别还可以看出，设计硅管电路时，应在偏置电路上多下功夫。

2. 发射结正向压降 U_{be} 对工作点的影响

在锗管放大器中，工作点不稳定的主要原因是反向饱和电流 I_{cbo} 随温度的变化，所以常用图1-51 (a) 所示的分压偏置电路。在这里使流入 R_{b1} 的电流远大于注入基极的电流。

在硅管放大器中，工作点不稳定的主要原因是发射结正向

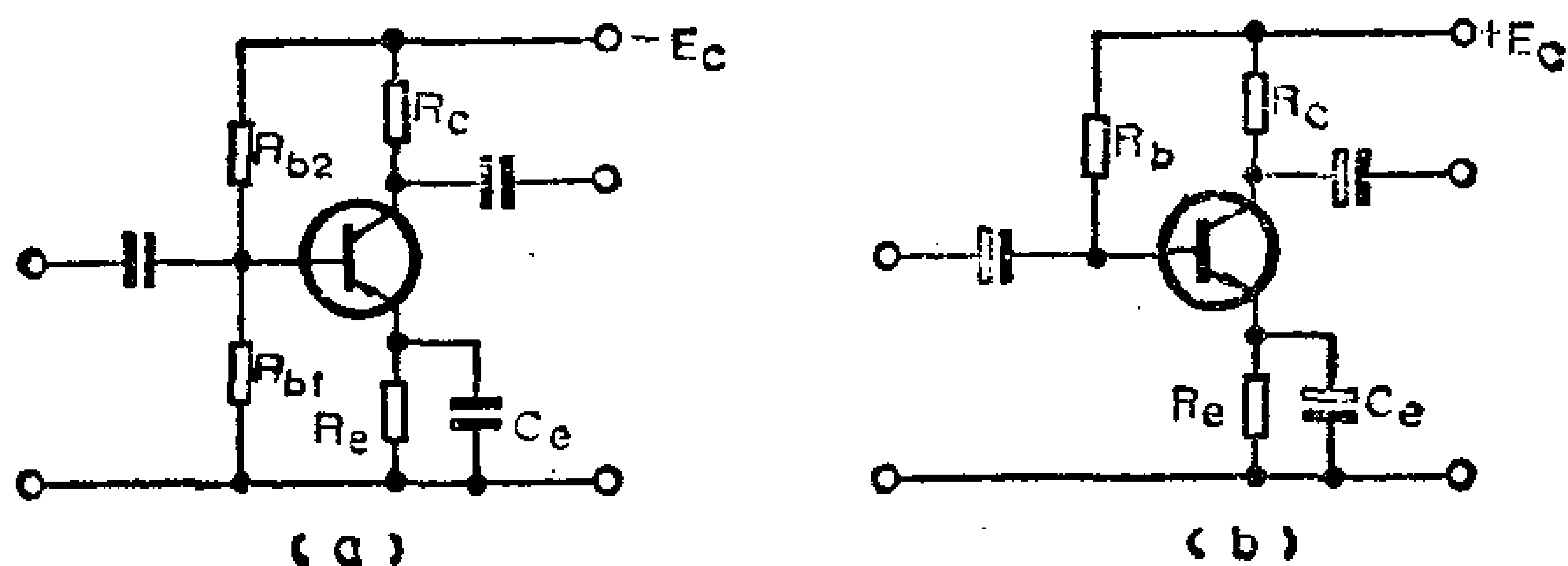


图 1-51 两种偏置电路

压降 U_{bc} 随温度的变化。因此要减小 V_{bc} 的影响，就得使基极注入电流为恒流值。在图 1-51 (b) 所示的偏置电路中，在 E_c 、 I_c 和 R_c 与图 (a) 电路相同的条件下， R_b 可用得很大，接近于恒流源偏置，因而适用于硅管放大器。但是这种电路的工作点受电源电压的影响较大，必须加稳压电路才有较好的稳定性。下面我们分析电源电压下降硅管放大器的影响。

由于硅管的 U_{bc} 比锗管大，而且发射结的伏安特性曲线很陡，电源电压下降会引起工作点严重漂移。例如在图 1-52 的特性曲线上，当工作电流都为 1mA 时，锗管的发射结正向压降 $V_{be} = 0.25\text{V}$ ，硅管的 $U_{bc} = 0.75\text{V}$ ，当电源电压下降 10% 时，锗管的 U_{bc} 变化量 $\Delta U_{bc} = 0.25 \times 10\% = 0.025\text{V}$ ，而硅管的 U_{bc} 变化量 $\Delta U_{bc} = 0.75 \times 10\% = 0.075\text{V}$ ，这时锗管的集电极电流只下降了 0.3mA ，而硅管则下降了 0.7mA ，大约是锗管的 2 倍多。因此，要使硅管的工作点稳定度（对电源）提高到锗管的水平，就必须把硅管的 ΔU_{bc} 控制在原来的 $1/3$ 左右，即当电源电压变化 10% 时，基极电压的变化控制在 3% 左右。

由此可见，在使用干电池时，压降对硅管工作点影响很大，所以现在几乎所有的硅管收音机都采用图 1-53 所示的稳压偏置电路，该电路的电源电压变化 10% 时，稳压点的电压只变化 2.5% 左右，已经超过了一般锗管的压降性能，并能对 I_{cb0}

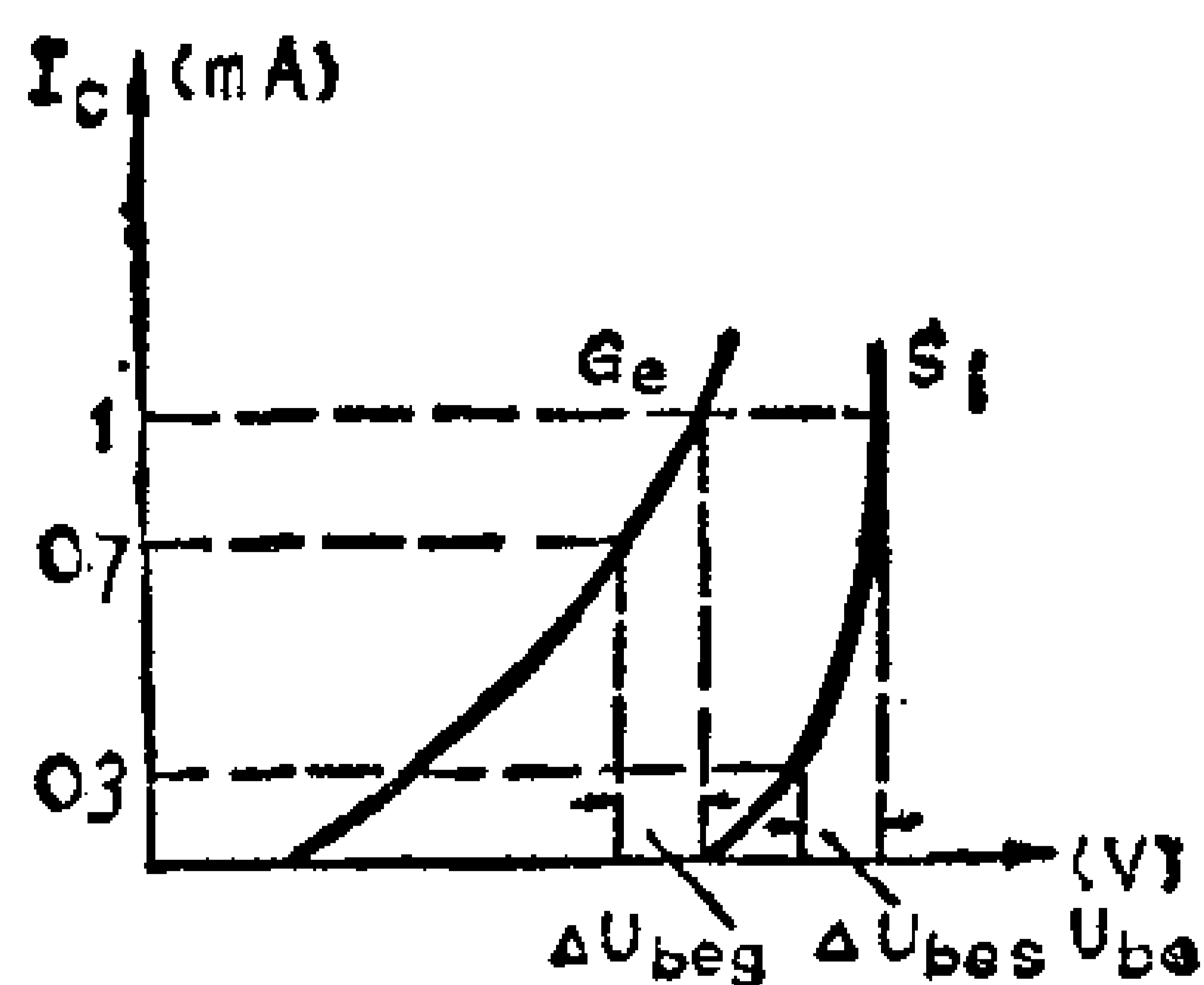


图 1-52 硅管和锗管的发射结特性曲线

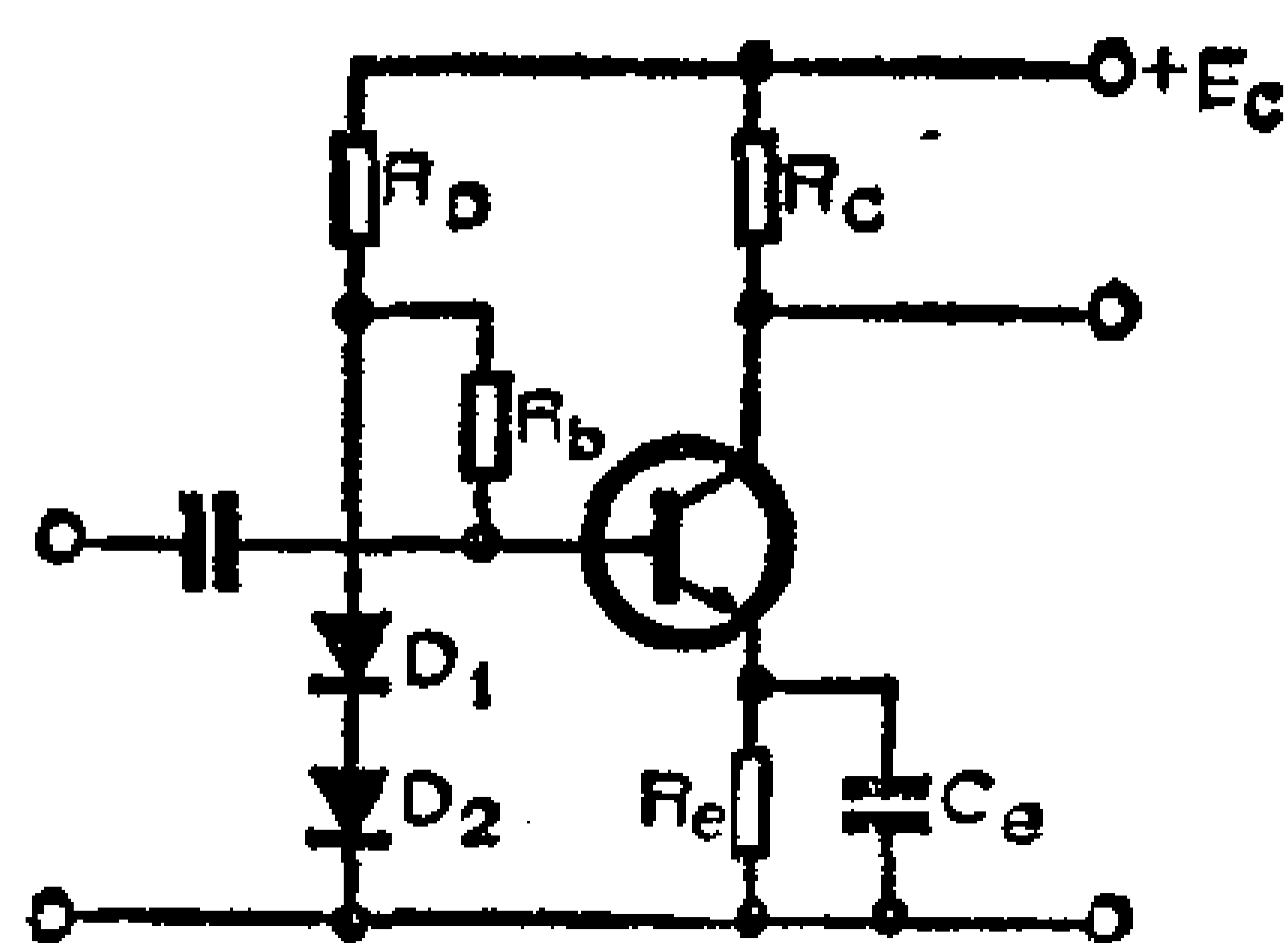


图 1-53 硅管稳压偏置供电电路

随温度的变化起补偿作用。当温度升高时，晶体管集电极电流趋向增大，而 D_1 、 D_2 的正向压降趋向减小，从而使晶体管集电极电流减小。

在使用稳压电源的晶体管收音机中，基本不存在压降对工作点的影响，这时 U_{be} 随温度的变化是主要的，所以仍以用电流反馈偏置为好。

3. 偏置电路与交越失真的关系

在推挽功率放大器中，为了消除交越失真，工作点一般选在甲乙类状态，即无信号时，仍保持一定大小的静态电流。在硅管功率放大器中，由于 U_{be} 的影响，即使工作点在甲乙类状态，但电压稍有下降，工作状态就变成乙类，从而产生了严重的交越失真。因此锗管功放中常用的偏置方法不能照搬到硅管功放中来。

图1-54是各种偏置电路的特性比较图。当电源为6V时将工作点调整到甲乙类状态，然后逐渐降低电源电压，降到5V时分压偏置式的放大器已变为乙类状态；到1.8V时恒流稳压和恒流补偿式偏置式放大器才变为乙类状态。可见后两种偏置电路很适于硅管功率放大器。恒流稳压式偏置是不可调偏置电路，要根据不同的晶体管选择不同参数的D和 D_{II} ，以满足工作

点的要求，在大规模生产时，要先进行元件参数分类。恒流补偿式偏置要用实验的方法来确定合适的 R_1 和 R_2 的并联值，使之

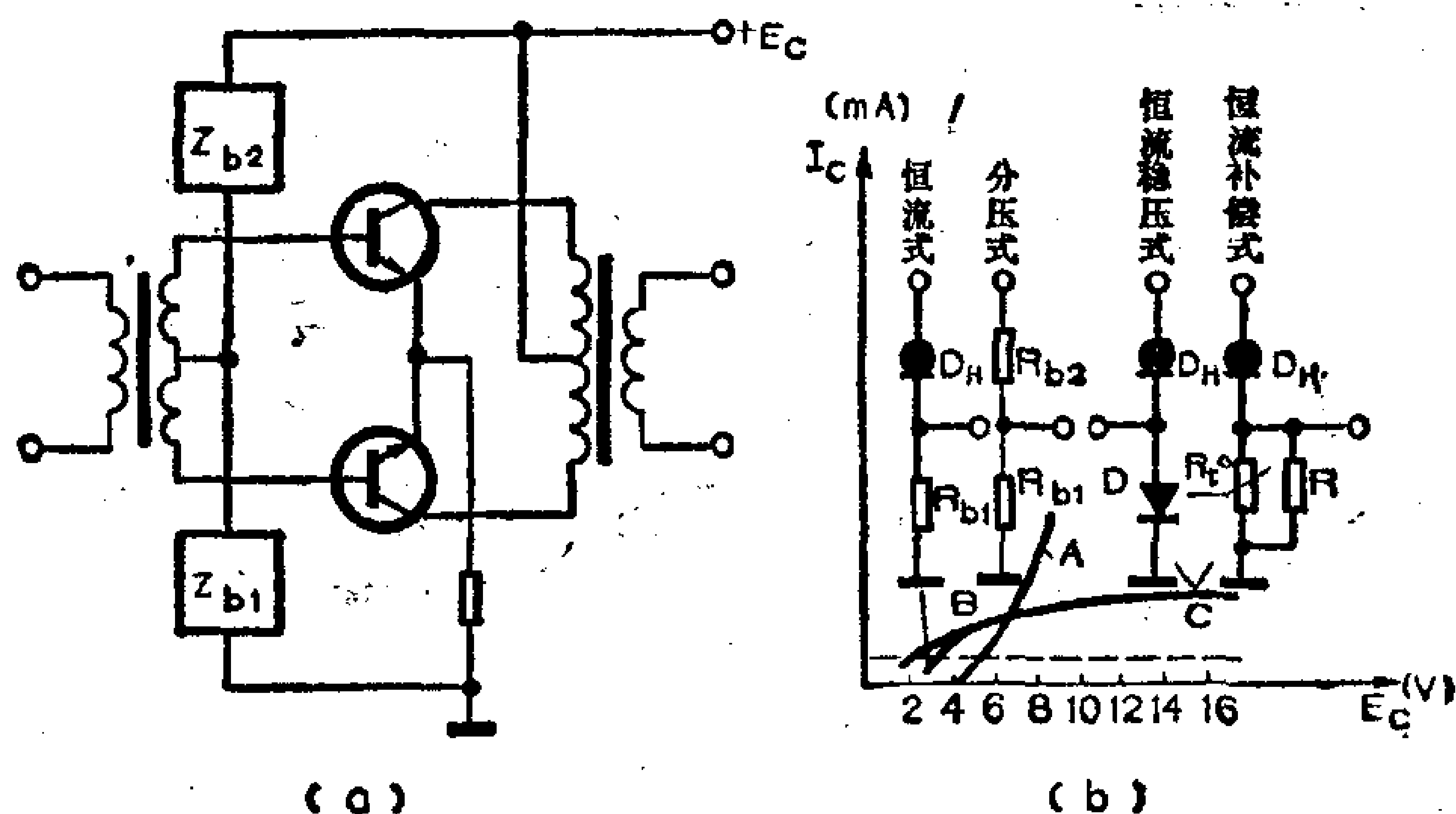


图 1-54 各种偏置电路（推挽）的比较

得到理想的补偿效果。因此这两种偏置电路调试稍麻烦一点，但他们能适应大幅度的电压变化。例如从2-20V范围里放大器均能正常工作。因此称之为电压自适应功率放大器。

4. 硅管低频电路中的寄生超音频振荡的防止

最近几年，晶体管直耦式低频放大器和OTL、OCL等无变压器功率放大器得到广泛应用。在这些电路中为了提高性能，往往加有深度负反馈，使放大器通频带的两端相移较大，加之硅管的截止频率高，很容易在某些频段变成正反馈而产生自激振荡。超音频振荡人耳虽听不见，但它的危害很大，使放大器功耗急剧增加，并产生严重的失真，甚至烧毁功率管。因此必须防止寄生超音频振荡发生。电路中需用加RC相位校正网络的方法防止。图1-55中接有虚线的元件就是这种校正网络，实际应用中并不是所有这些元件都得加上，其中以 C_3 、 C_5 、 R_3 和 C_6 比较重要。其中 C_3 可用几百pF的， C_6 约几万pF； R_3 可等于

所用扬声器直流电阻，而 $C_5 = L/R_3^2$ 。

5. 发射结的过压保护

硅平面管的发射结反向击穿电压 BV_{ebo} 虽比合金扩散管和台面管高，但比合金管要低得多，一般在4V左右。因此不能工作在加到基极的信号电压突然反向而且电压很高的情况。大功率放大器多工作在接近乙类状态，输入信号的瞬时反向电压或干扰脉冲有时会超过 BV_{ebo} ，造成发射结反向击穿。因此在设计电路时要考虑限制输入电压或加上反向保护电路。最简单的方法是在发射结上并一个稳压值小于 BV_{ebo} 的稳压管以吸收过高的瞬时反向电压。

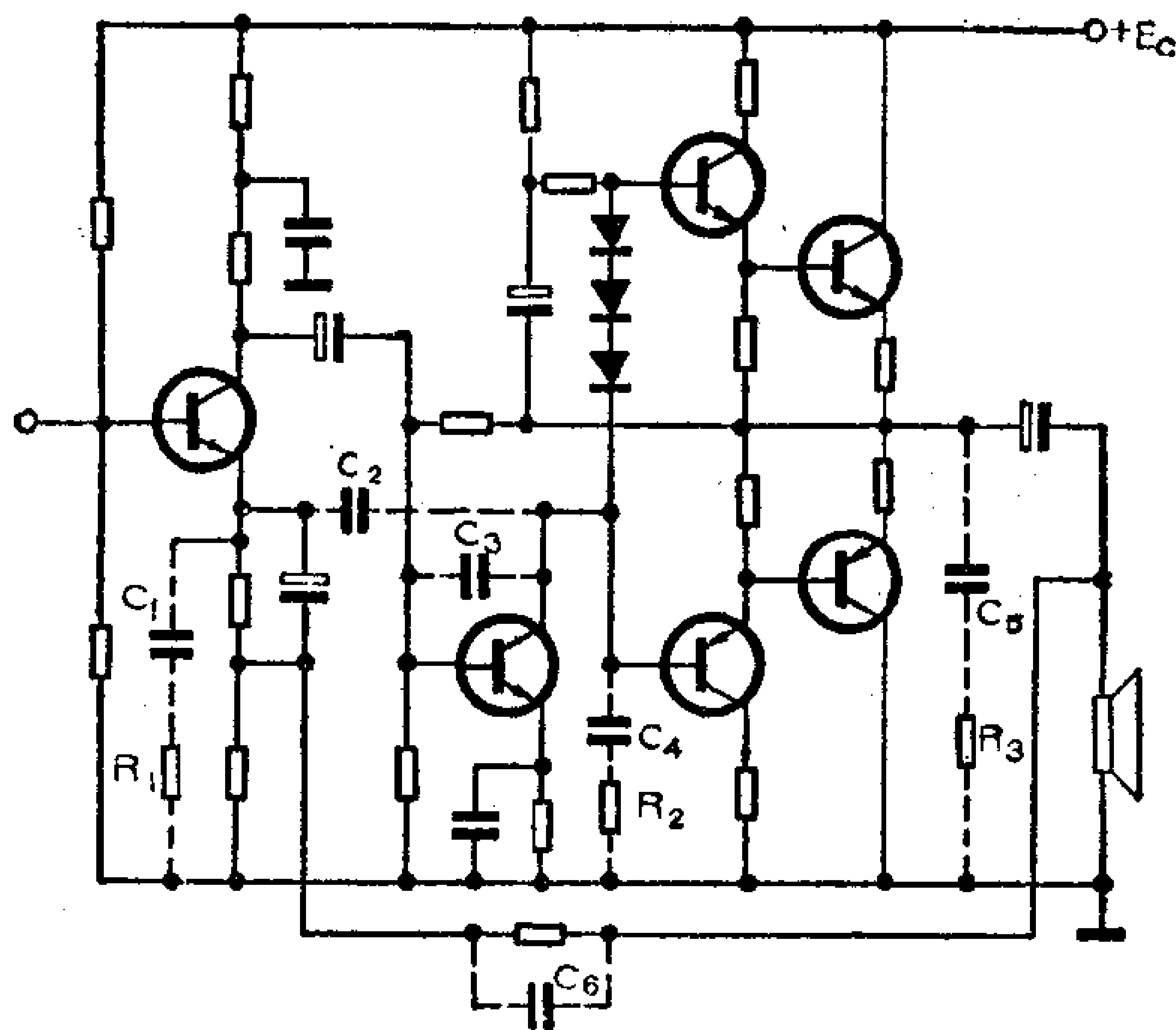


图 1-55 防止自激的移相网络（虚线部分）

6. 浦江207型硅管收音机简介

浦江207型收音机是全硅管超外差式二波段收音机，电路见图1-56。 $BG_1 \sim BG_4$ 均采用稳压偏置电路，由 D_3 、 D_4 和 R_3

組成，穩壓電壓為 $1.3\sim 1.4\text{V}$ 。當電源電壓下降 50% 時，即從 6V 降到 3V ，穩壓電壓只下降 8% 左右。它保證變頻、中放和低放級仍能正常工作。功放用恒流穩壓式偏置。恒流管用次品結型場效應管代替，其餘電路和普通收音機同。

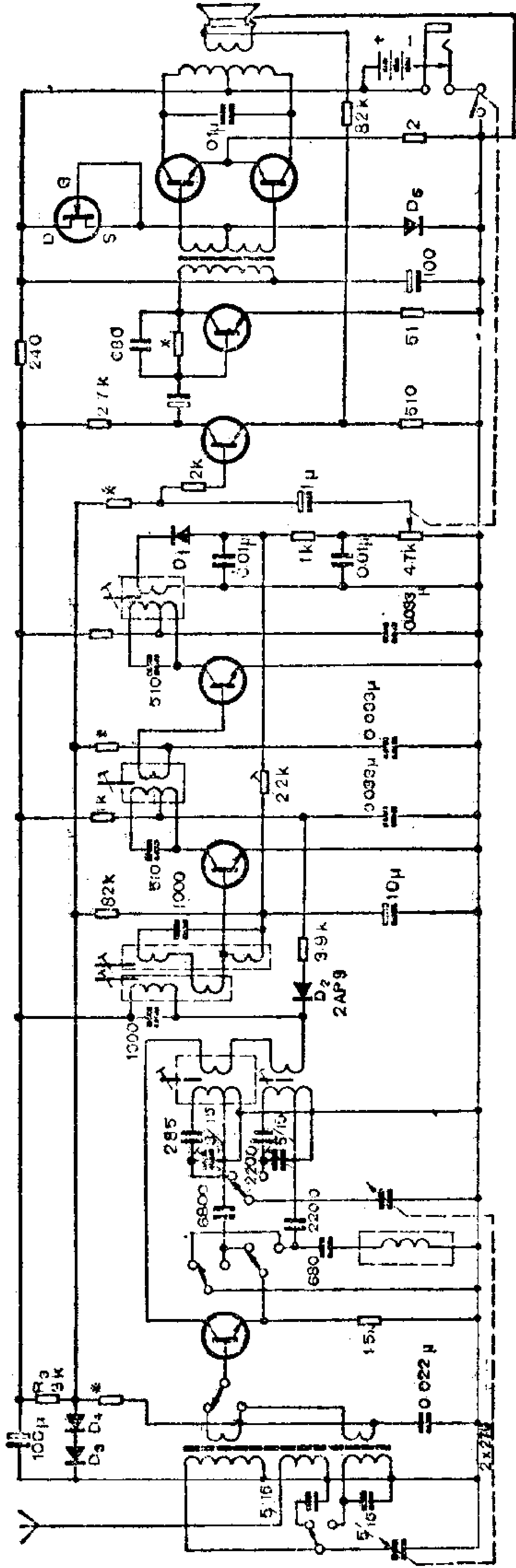


图 1-56 浦江207型全硅管收音机电路

第二章 低电压收音机

低电压收音机主要是为了解决小型收音机的体积和节电问题而出现的。收音机的体积缩小后，按过去的传统方法，自然是选用小号电池，可是小号电池单位体积的容量比大号电池小得多，而且放电稳定性较差。据统计表明，使用R₆型（5*）电池的收音机，百分之八十的收听时间工作在欠压状态，收听效果是很差的。此外小号电池寿命短，不便贮存，使用也不经济。

小型收音机在体积不变的条件下改用大号电池后，遇到的第一个问题就是必须降低工作电压。例如用四节R₆型电池的袖珍收音机，改用R₂₀型（1*）电池后，原来位置只能装得下一节R₂₀型电池，工作电压不得不从6伏降到1.5伏（这里所指的低电压，均指1.5伏）。电压降低后会出现一系列新问题，本章主要介绍解决这些问题的基本方法。

2-1 放大器在低电压供电下的工作情况

1. 小信号情况

由于一般三极管在小电流时的饱和压降都很小，远小于工作电压。故在小信号级用1.5伏供电是毫无问题的。例如一般的小功率三极管，工作电流 $I_C = 1\text{mA}$ 时，锗管的饱和压降 $U_{ce} \leq 0.1\text{V}$ ，硅管的 $U_{ce} \leq 0.2\text{V}$ ，开关管则更小，它们的饱

和压降远小于1.5 V。因此 6 伏电压的放大器和1.5伏电压的放大器增益在小信号工作情况下基本相同，只是1.5 伏电压时，受三极管输出特性曲线起始部分非线性的影响，输出信号略有畸变。小信号工作情况如图2-1(a)所示。

在大信号时，由于工作电流大，1.5伏电压的放大器若不采取有效措施就会产生限幅，造成严重的畸变，如图2-1(b)所示。

在实际的低电压放大器中，为了使晶体管得到较高的工作电压 U_{ce} ，负载电阻 R_C 比正常电压时要小得多，因此低压供电下放大器的实际电压增益比较低，致使低压收音机往往要增加一级低放来弥补增益损失。

低电压收音机中，除功放外，其它各级都可认为是小信号工作状态。

2. 大信号情况

低压收音机的功放电路多采用变压器耦合推挽放大器，由输出功率的公式

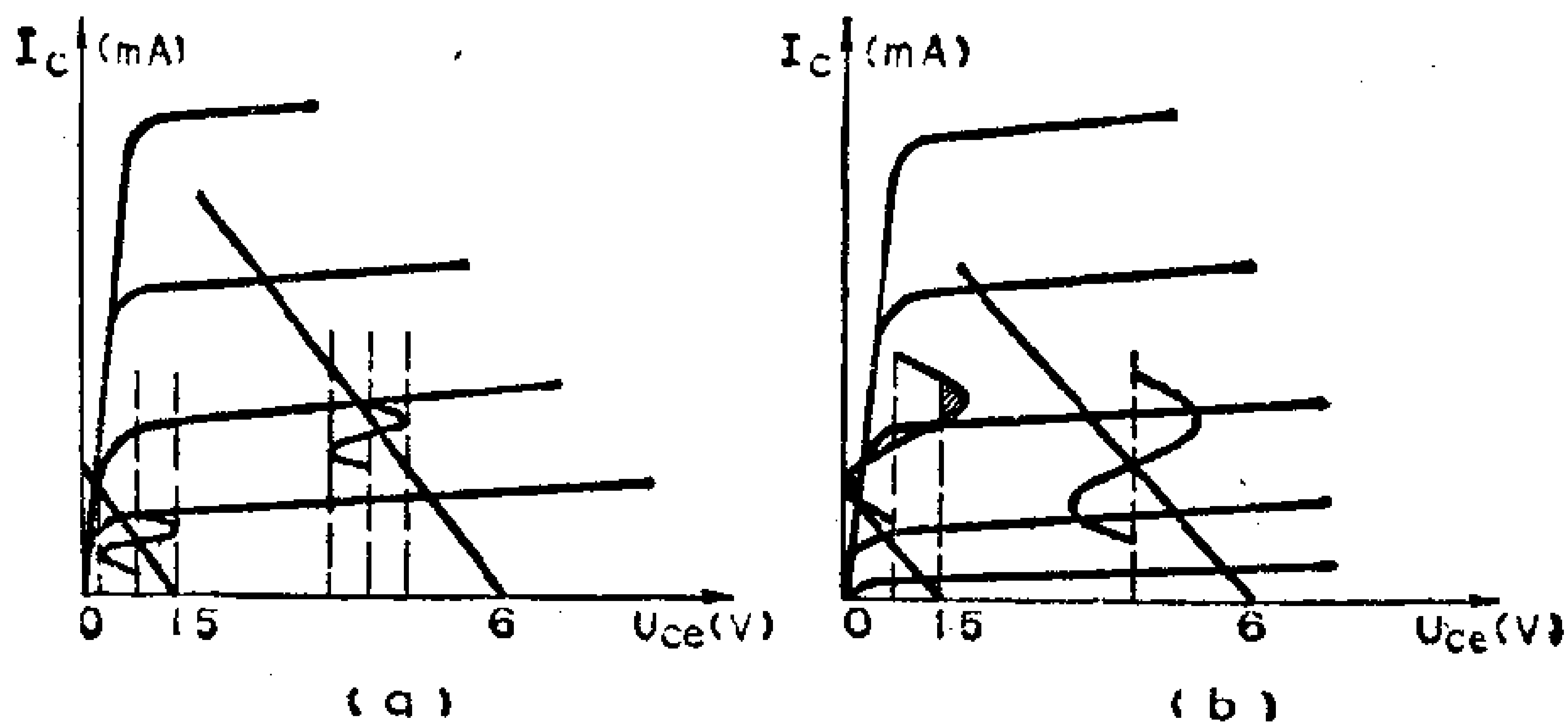


图 2-1 不同电压供电下的负载线

$$P = \frac{E^2}{2R_L}$$

可知，当电压从 6 伏降到 1.5 伏时，要使输出功率 P 不变，负载 R_L 必须减小到原来的 $1/16$ 。在负载线方程 $U_{ce} = E_C - I_C R_L$ 中， R_L 减小后，负载线斜率增大，如图 2-2 所示，负载线由原来的 AB 变成现在的 CD 。 $\triangle AOB$ 和 $\triangle COD$ 的面积表示放大器的输出功率。因此当 $\triangle COD = \triangle AOB$ 时，低压放大器的输出功率才和原来相等。这种方法实质是把工作电流 I_C 提高 4 倍来保持输出功率不变的。

上面分析只是理想情况，没有考虑三极管的饱和压降 U_{ces} 。实际上三极管大电流时的 U_{ces} 比小电流时要大得多，工作电流提高 4 倍后，输出功率只提到约 2.7~3.3 倍，也就是要扣除 $\triangle COD$ 中斜线部分的面积。因此要使输出功率和原来相同，工作电流应提高到 4.5~5 倍才行。

功放级的工作电流大幅度提高后，使整机电流成倍增加，又带来了一些新问题，如功放容易和前级通过电源内阻引起交连而使收音机发生自激低频振荡；提高了对功放管最大集电极电流 I_{cm} 的要求；容易产生前级工作电压随信号波动而引起本振出现“降压频偏”，以及使低压机降压性能本来就差的毛病加

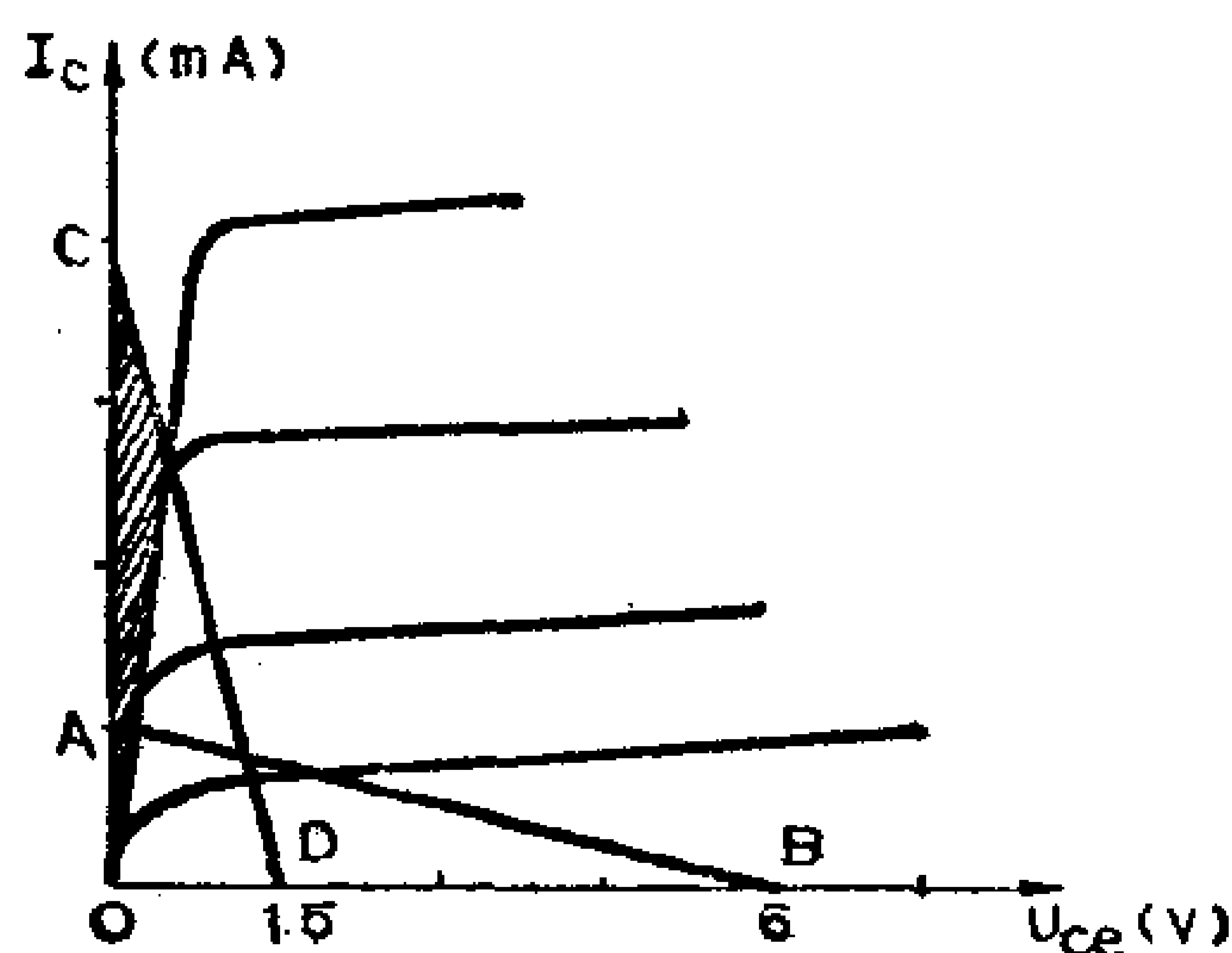


图 2-2 R_L 不同时的负载线

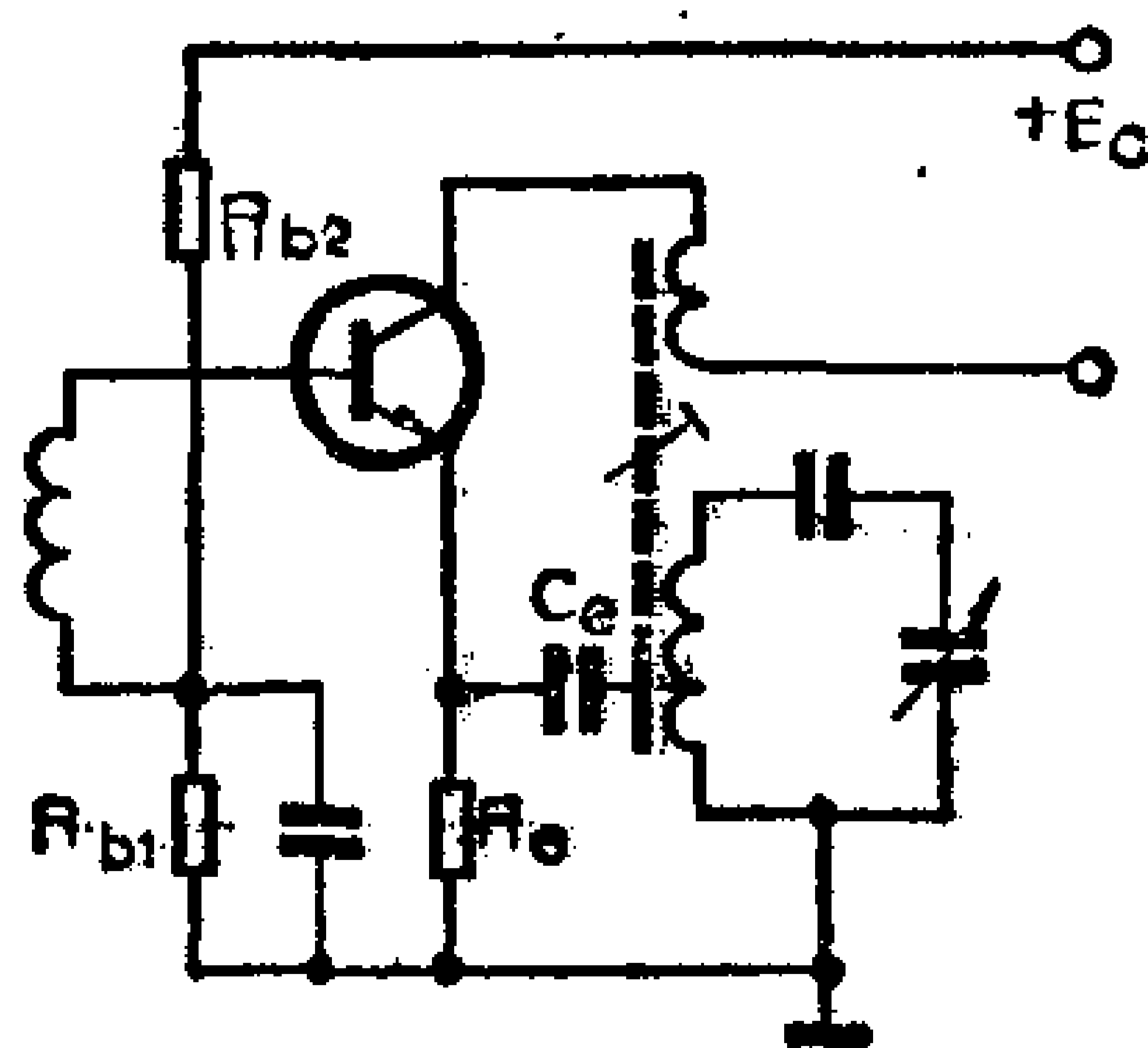


图 2-3 本振电路

剧。因此低电压收音机的输出功率不应设计得太大，并要在电路上采取措施设法消除以上毛病。

2-2 振荡器在低电压供电下易产生的问题

1. 停振现象

从理论上讲，振荡器在低电压下是能够工作的。但在实际使用中发现，只要电压稍有下降或振荡线圈受潮，就易发生停振现象，在短波高段尤为严重。分析其原因，主要是低压振荡器中为了保证晶体管有较高的工作电压 U_{ce} ，减小了射极电阻 R_e 的阻值。由于 R_e 通过 C_e 并联在振荡器的一部分线圈上（如图2-3所示），故 R_e 的减小使回路Q值下降。再者， R_e 小了，振荡回路注入发射极的高频电压也下降，使振荡器负载加重，功率贮备量减小。因此一旦电压下降，就不能满足振荡器的幅度条件而停振。线圈受潮以后，Q值会降低，使振荡强度减弱以至停振。

要防止发生停振现象，就必须使振荡器有足够的功率贮备量，也就是说要提高振荡强度，常用的方法有适当增大集电极电流，采用高Q值的振荡线圈，提高抽头位置，增大注入电容 C_e ，采用稳压偏置等。把变频电路改成共发调基形式也有明显的效果，但在短波段易发生频率牵引现象，因此在多波段收音机中应采用单独的本机振荡器。

2. 降压频偏

在短波或中波强信号时，由于整机电流增加很大，且随信号大幅度波动，从而引起电源电压也随之波动。晶体管的共基

输出电容,即集电结电容 C_{ob} 的大小与 U_{cb} 有关,而电容 C_{ob} 是振荡回路参数的一部分,波动的电源电压使 C_{ob} 产生变化。这相当于进行附加调频。 C_{ob} 与 U_{CB} 的关系曲线如图2-4所示。当电压较低时 C_{ob} 很大,例如 C_{ob} 在1.5伏时要比6伏时约大3倍,且随 U_{CB} 变化很剧烈。因此用低电压时附加调频使本振频率随电压波动而变化的幅度也大。这就使输出信号的幅度也跟着电源电压波动而变化,通过功放后引起更大的电流变化,形成恶性循环,引起严重的嘭嘭叫声和失真,这种现象称之为“降压频偏”。

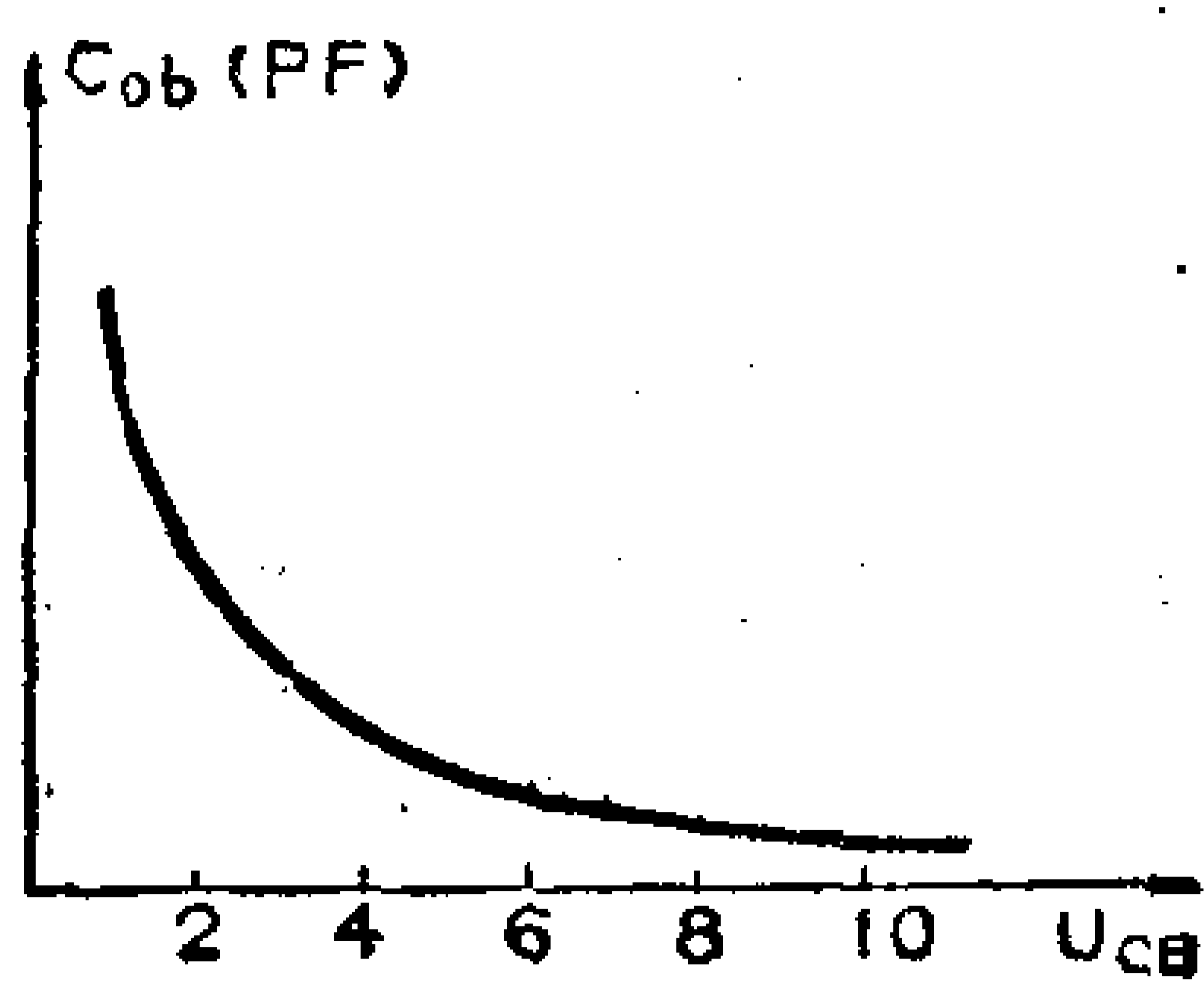


图 2-4 C_{ob} - U_{CB} 特性曲线

降压频偏在中波或小功率输出时不明显,在短波或大功率输出时较严重。因此降压频偏是低电压收音机的主要问题之一。从产生降压频偏的原因看,集电极电压 U_{CB} 不稳定的影响是主要的,因此本振电路必须用专门的稳压器馈电(见后述)。

2-3 低压供电时增强AGC的方法

晶体管放大器的动态范围比较小,强信号阻塞问题严重。在我国许多大城市和强力电台附近,实测场强高达1000毫伏/米。在这种情况下没有足够AGC范围的晶体管收音机均会阻塞,低电压收音机中这种现象就更严重了。这里就提出一个问题,1.5伏收音机的AGC范围到底多大时才能抑制阻塞发生呢?

当电源电压降低后,不阻塞电平也相应降低,1.5伏收音机末级中放的最大不阻塞电平是6伏收音机的1/4。另外,为了使1.5伏收音机和6伏收音机具有相同的灵敏度,高频增益

应相等。最大不阻塞场强等于最大不阻塞电平除以高频增益，显然1.5伏收音机的最大不阻塞场强是6伏收音机的1/4。

综合上述，要使1.5伏收音机的中放末级不发生阻塞现象，必须把AGC范围加大到6伏收音机的16倍才行。低电压收音机是普及机型，只有用最简单的办法满足上述要求才有实际意义。

这里介绍几种低压收音机中常用的AGC方法。这些方法当然也可以用在非低压收音机中，用来进一步增大AGC范围。

(1) 正向分流法

在一中放或二中放的发射结上同向并联一个二极管，见图2-5。此二极管的起始电压应比三极管发射结的起始电压稍高一些，而上升陡度应比三极管的陡，这样在弱信号时二极管不影响放大器增益，当信号

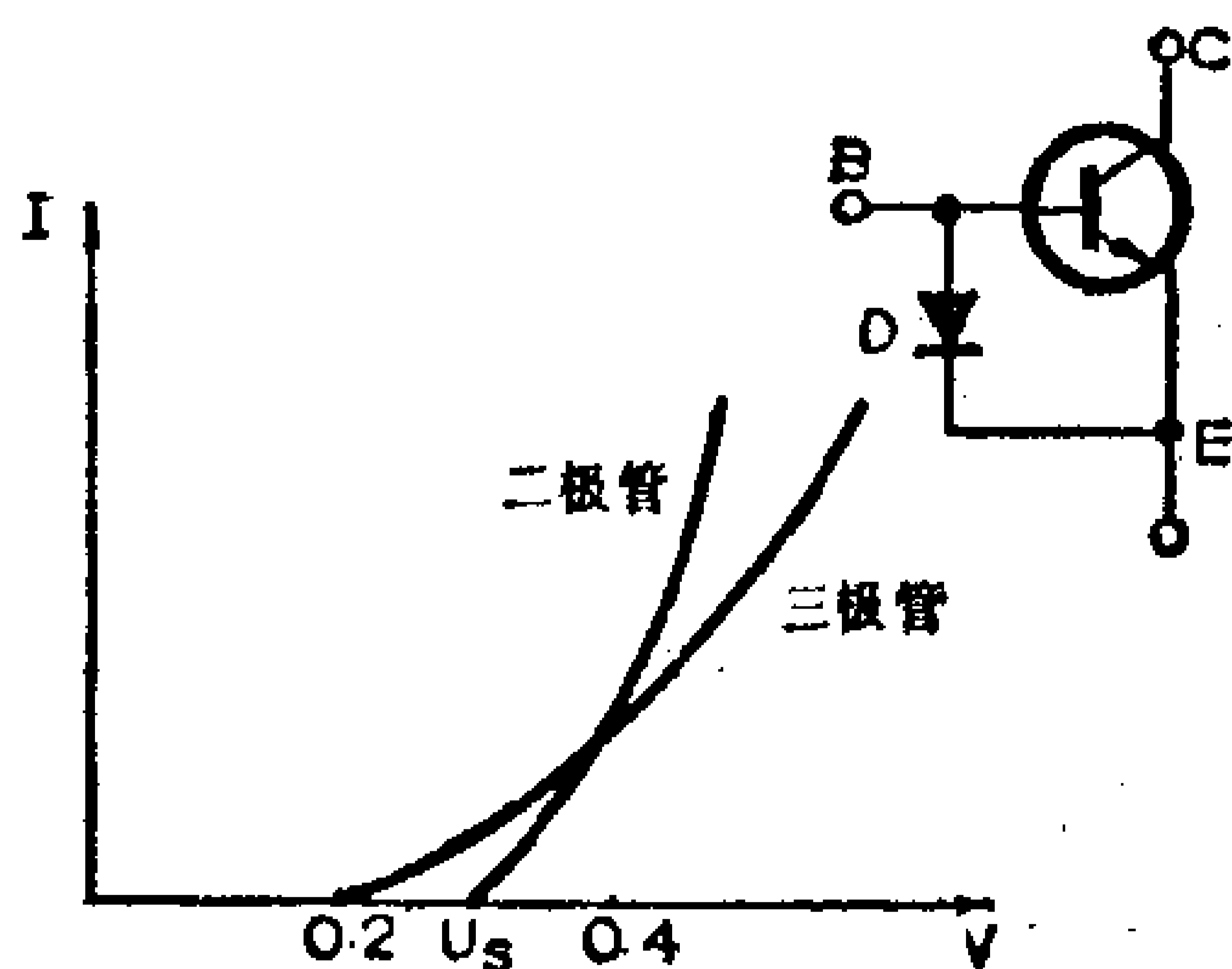


图 2-5 正向分流法

电平超过 U_s 时，二极管开始分流，限制了注入三极管的电流。分流二极管的特性必须在“晶体管图示仪”上与三极管发射结的仔细对比，使之符合图2-5的关系。否则效果会降低。这种控制方法可做为辅助AGC控制。

(2) 动态阻尼和二次AGC

在第一中频变压器的初级回路并联一只锗二极管，当输入信号电平增强时，二极管内阻减小，使中频变压器的Q值下降，信号受到衰减，这种方法称动态阻尼，电路见图2-6(a)。

二次AGC也是利用二极管内阻变化来限制信号电平的，原理如图2-6(b)。主要由D和 R_1 、 R_2 组成控制电路，当信号由弱增强时，由于一次AGC控制作用，一中放晶体管集电极

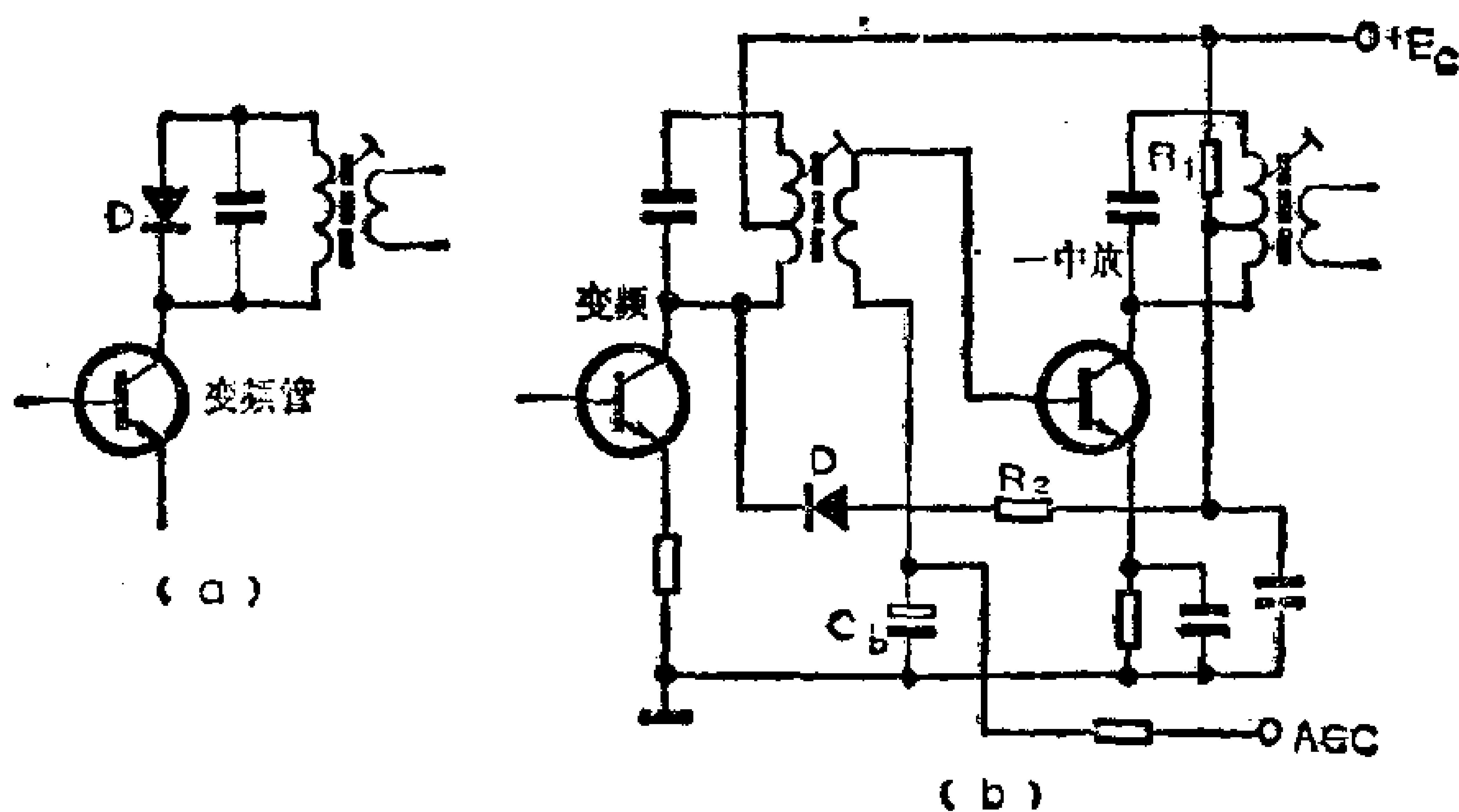


图 2-6 动态阻尼

电流减小， R_1 上的压降也减小，使二极管D的反偏减小，反向电阻减小，D、 R_2 与 B_1 初级的一部分并联，使 B_1 的Q下降，限制了变频增益。

(3) 三极管检波

三极管检波电路如图2-7所示， R_1 、 R_2 是偏置电阻，VR是检波负载，C是滤波电容。三极管检波器实际上是工作点很低的放大器。它可得到10-15dB的增益。其主要缺点是失真较大，但这在低电压收音机中是无关系要的。实践证明只要加上合适的偏压，可使失真减至允许范围内。如果对失真度要求较高时，可用加负反馈等方法克服，例如音频信号改从射极输出。

三极管检波器，能使AGC电压提高3-7倍，很适于低电压收音机采用。

(4) AGC放大器

采用直流放大电路，能得到较强的AGC信号，从而得到很大的控制范围。图2-8是一个简单的AGC放大器， R_1 是限流电阻，D是检波二极管， C_1 是中频滤波电容， R_2 是放大管BG的偏置电阻。 R_3 、 C_2 是输出滤波元件，它们的乘积决定控制特

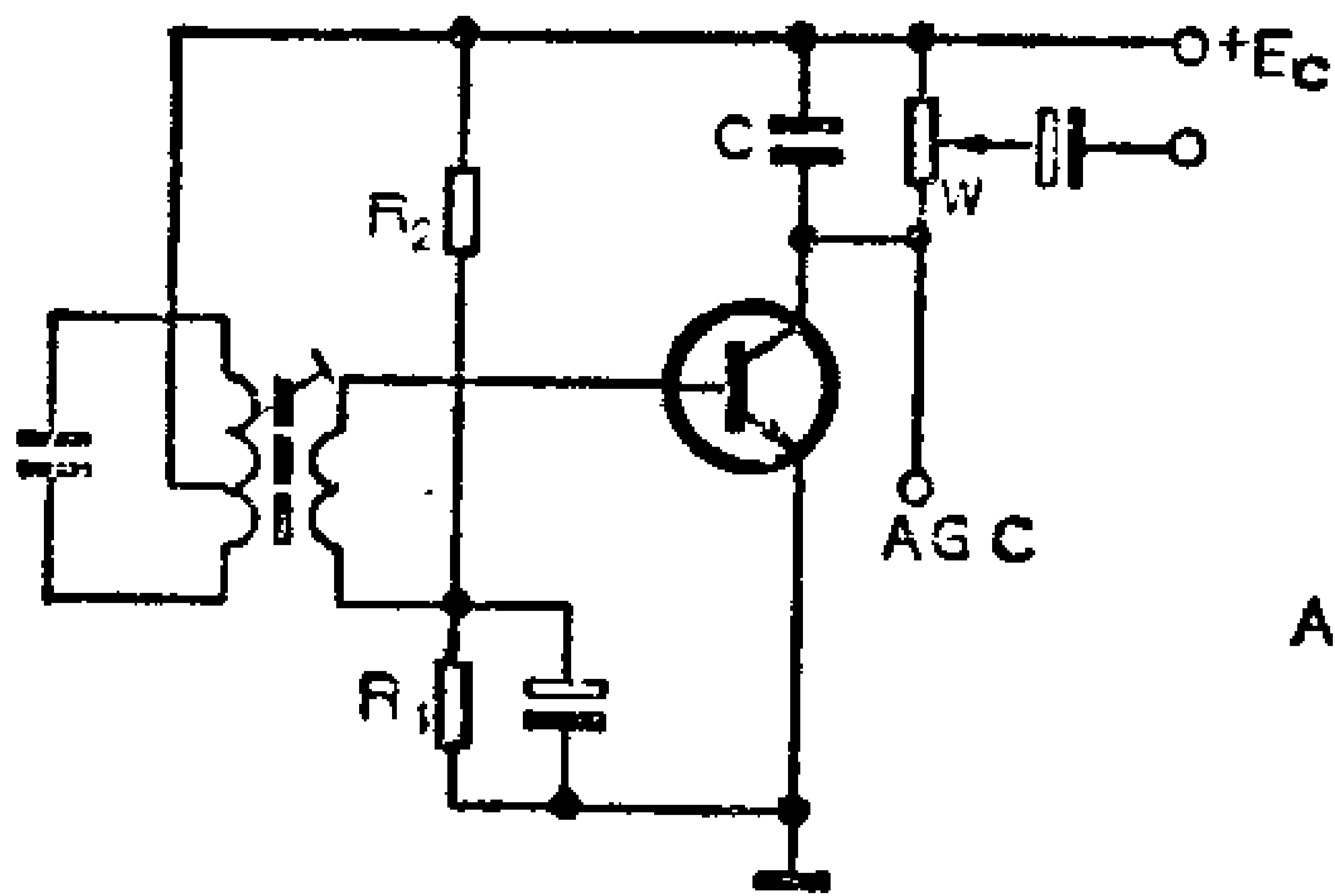


图 2-7 三极管检波

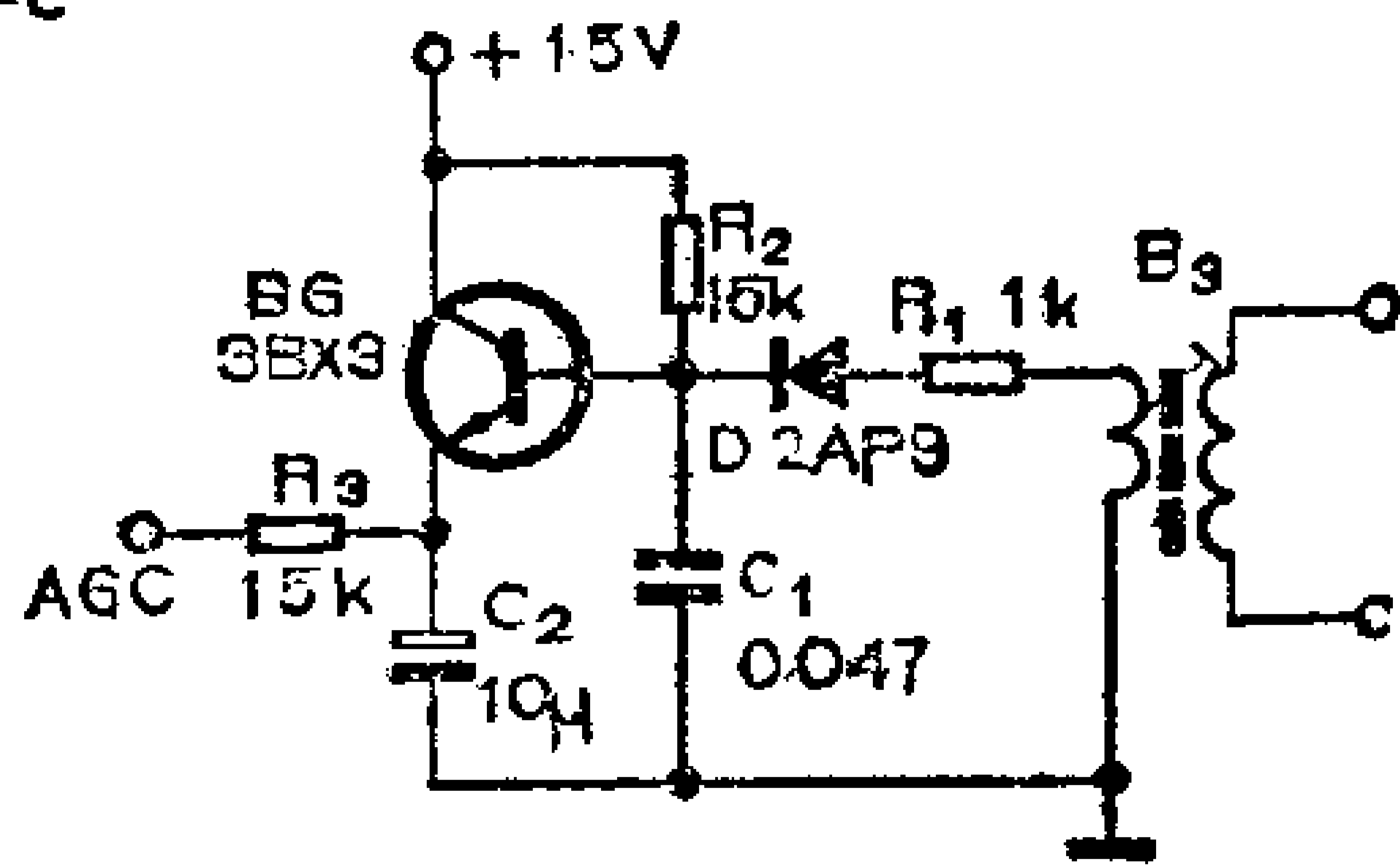


图 2-8 AGC放大器

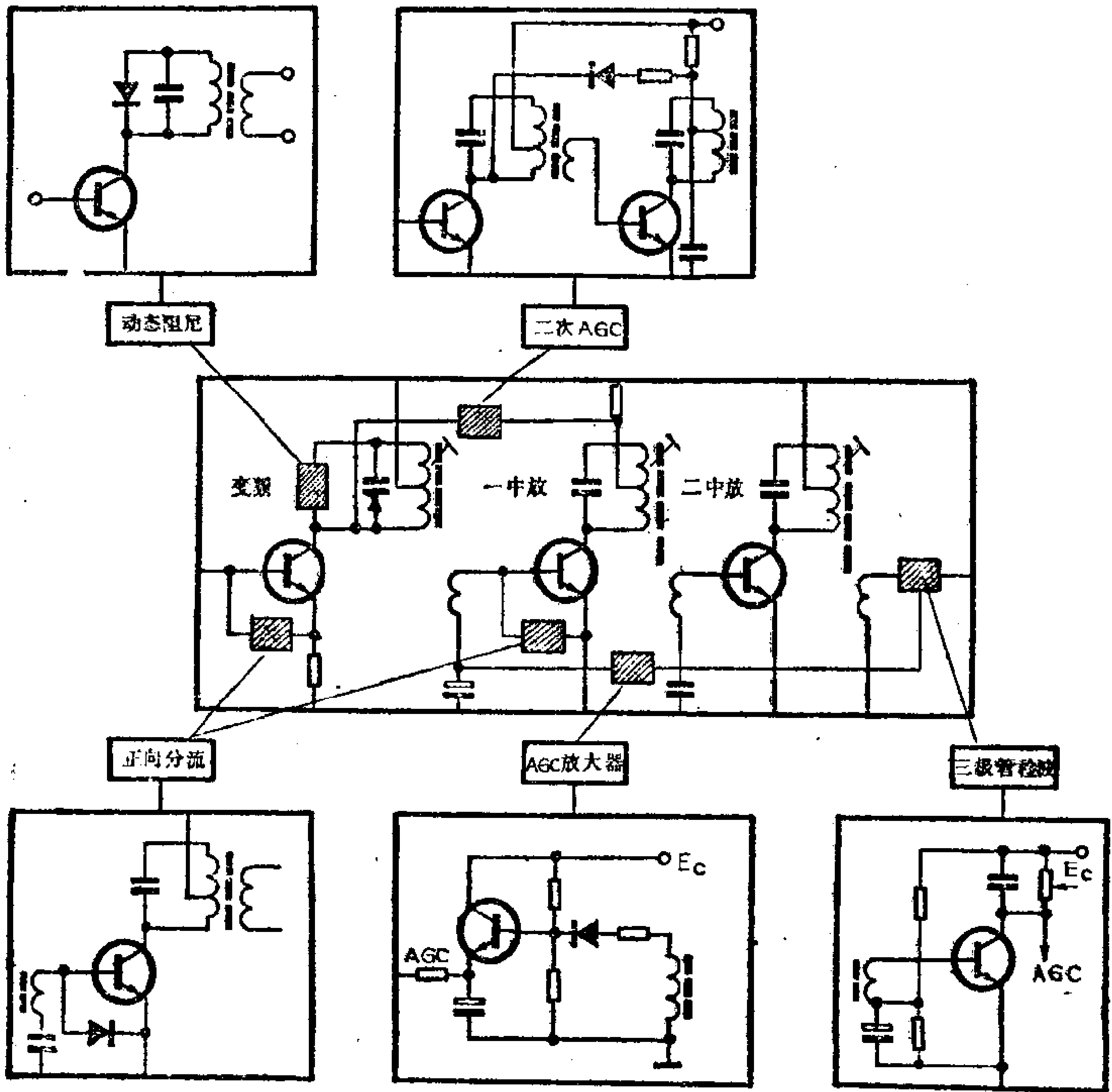


图 2-9 增强AGC的几种办法

性。该电路实际上是一个射极输出器，使检波后的AGC电流增强 $(\beta + 1)$ 倍，因此控制作用较强，适于AGC指标要求较高的低电压收音机采用。

除以上几种方法外，还可用变压比小的第三中频变压器，被控管用高 β 管，并把发射极直接接地等。

为了清楚起见，把上述方法归纳成图2-9所示的示意图，供选择AGC方案时参考。

2-4 提高压降适应性的方法

1. 低电压收音机的压降性能为什么差

从前面分析可知，低电压功率放大器是用增大工作电流来换取所需功率的，因此低电压收音机的整机电流比功率相同的6伏收音机大好几倍。例如一架输出功率150毫瓦的1.5伏收音机，最大电流大于200毫安，而功率相同的6伏收音机，最大电流只有50毫安左右。干电池在大电流放电时，电压稳定性比较差，而且寿命短，因此用在低电压收音机中的电池电压下降得很快。

另外，低电压晶体管放大器动态范围小，电压稍有变化，工作点就会偏移至线性区域的边沿，造成输出信号失真甚至使晶体管截止。

以上两个因素就是低电压收音机压降适应性差的主要原因。压降性能是衡量低电压收音机的重要指标之一。为了节约电池，一般要求电压下降40% (0.9V) 收音机仍能正常工作。要达到这个指标，必须对有关电路用稳压电源馈电。

2. 提高压降性能的方法

电源电压下降对收音机各级电路的影响是不同的，电压下降约33%时，输出功率约减小一半，但由于人耳听觉响度与功率呈对数关系，这时主观感觉上音量降低并不明显。此外功放级占整机耗电量的70%以上，因此功放用电池直接馈电比较合适。但为了消除降压交越失真，功放最好用恒流稳压偏置或恒流补偿偏置。

混频、中放和低放各级在电源电压下降后工作点会偏移，从而引起灵敏度下降，并产生啸叫和汽船声。因此它们的偏置电路应采用稳压电源馈电，而集电极回路仍可用电池直接馈电。

本机振荡器（包括变频器）在电压下降后会产生停振现象，电压波动时还会产生降压频偏，因此偏置和集电极都须用稳压电源馈电。

综合上述情况，低压收音机用图2-10所示的馈电方案比较合理而又简单。该方案中所有偏置电路（除功放级外）都接在双重稳压器上。这样进一步提高了收音机的压降性能。实验表

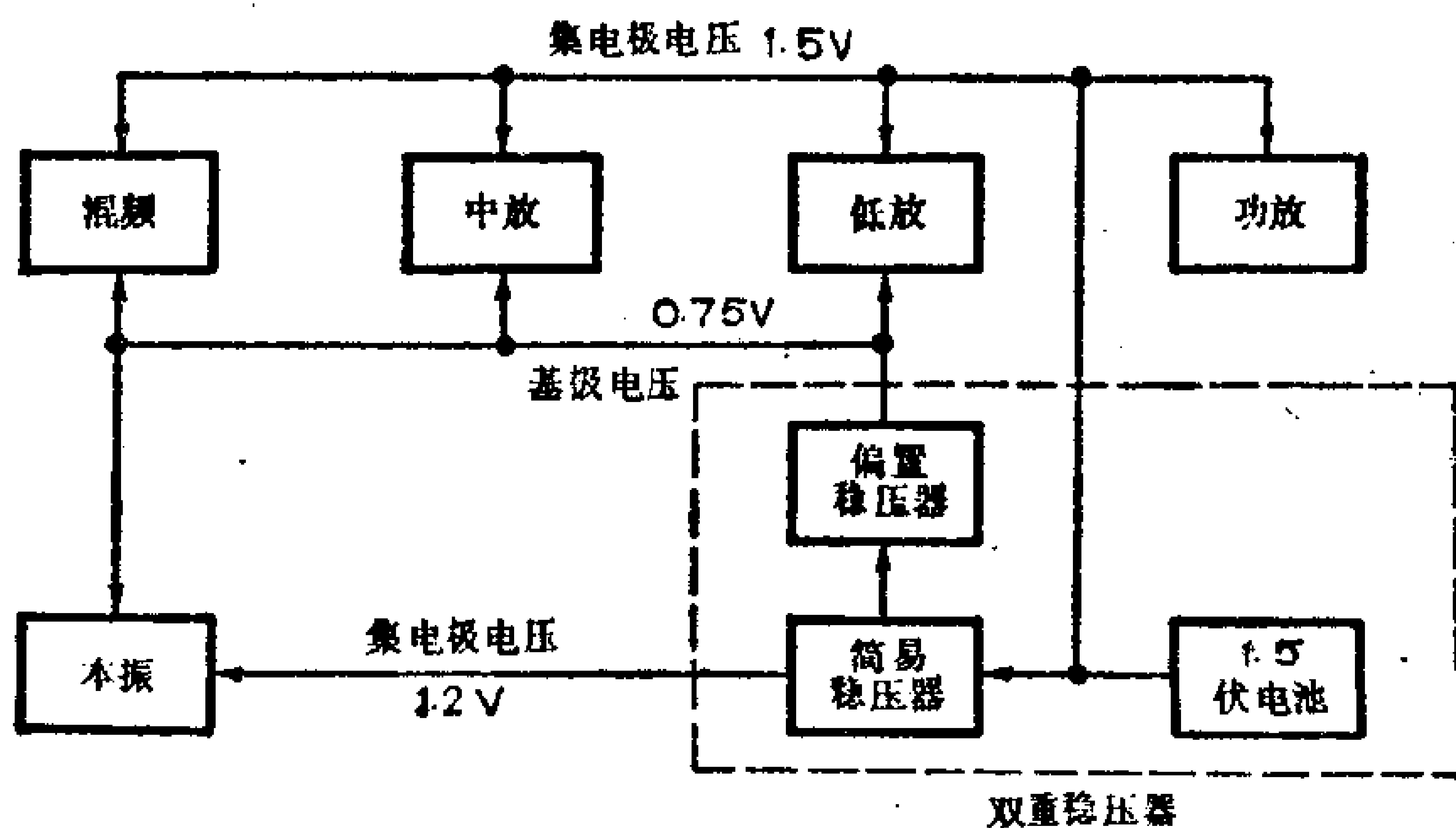


图 2-10 低压收音机供电方案

明，在最高频率为26MHz时，电池电压降至报废电压(0.85伏)仍未发生停振现象，也没有啸叫和汽船声，只是声音小一些。

图2-11是该馈电方案的实际电路。BG₁、D₁、D₂等组成简单稳压电源。当电池用旧，内阻增大时，此稳压器相当于一个电子滤波器，这时C_b折合到输出端，相当于在射极上接了一只(1 + β₁) C_b的大电容，使之有良好的滤波作用，有效地防止了汽船声产生。

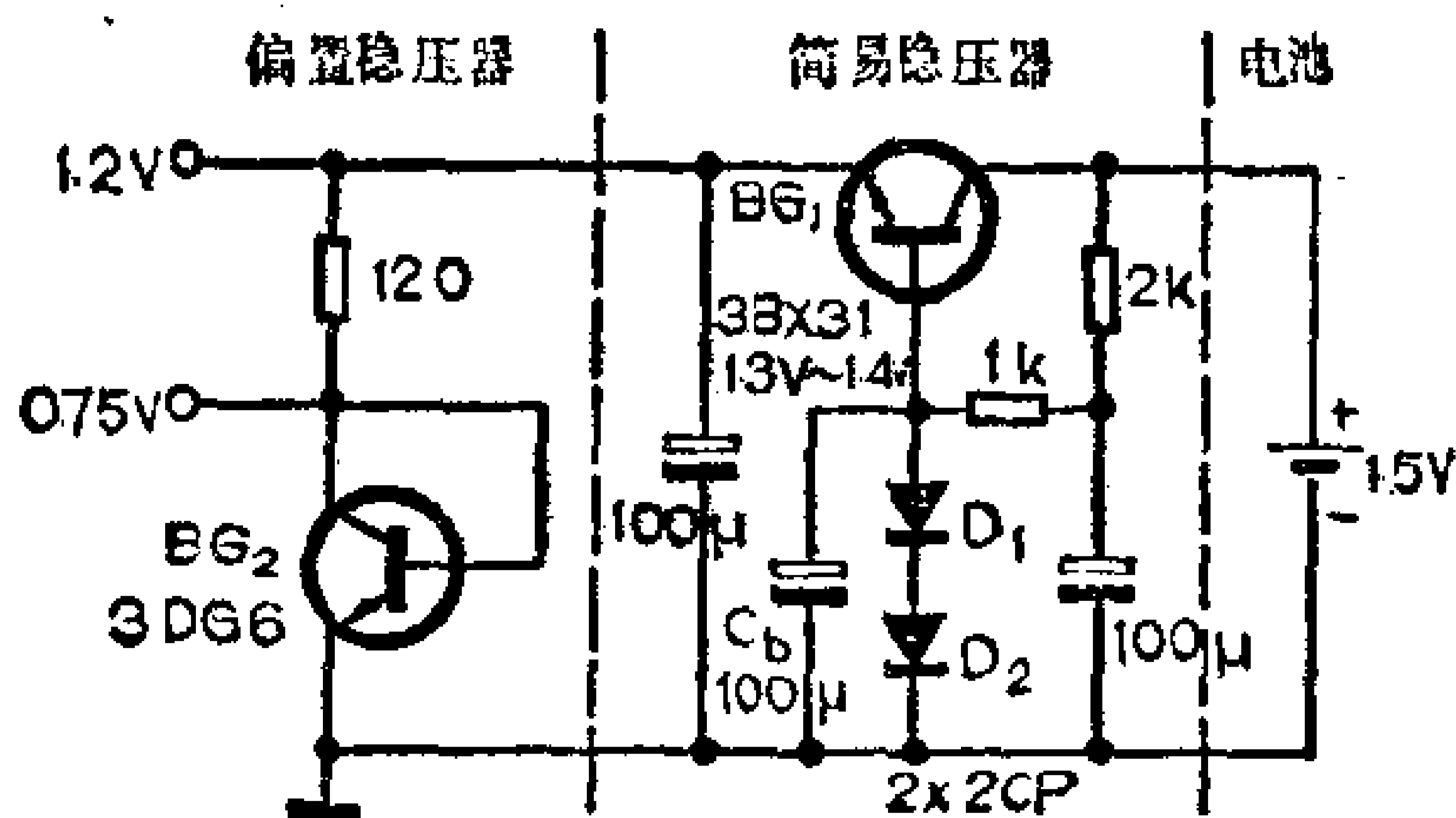


图 2-11 稳压馈电方式一例

偏置稳压器由三极管BG₂和120Ω的电阻组成。

该电路具有性能良好、电路简单和功耗低的优点，适于多波段低电压收音机采用。

2-5 输出、输入变压器设计

从前面已知，1.5伏收音机输出变压器的初级阻抗是6伏收音机的1/16。如果把晶体管的饱和压降 U_{ces} 也考虑进去，初级阻抗只是6伏收音机的1/20—1/25。阻抗降低后初级圈数很少，窗口面积比较富裕，允许用较粗的导线绕制，所以直流损耗很低，这对变压器设计是十分有利的。

1. 输出变压器设计

(1) 确定初级电感量

$$L_1 = \frac{R'_L}{2f_d} = \frac{\eta_B \cdot E_C^2}{4f_d \cdot P_{SC}} (H)$$

其中 f_d 为最低截止频率，要求较高的收音机取 $f_d=100$ Hz，一般取300—400Hz； η_B 为变压器效率，低压收音机中取 $\eta_B=0.9$ ， P_{SC} 为额定输出功率。

当 $f_d=100$ Hz， $\eta_B=0.9$ ， $E_C=1.5$ V时，上式简化为

$$L_1 \approx \frac{0.005}{P_{SC}}$$

(2) 确定铁芯截面积

$$S = \frac{(15 \sim 20) P_{SC}}{f_d}$$

当 $f_d=100$ Hz时，上式简化为

$$S = (0.15 \sim 0.25) P_{SC}$$

(3) 计算初级圈数

$$N_1 = K \sqrt{\frac{U_1 l_m}{S}}$$

式中 K 是系数，通常取210—400，铁芯窗口大些， K 取高些，窗口小些， K 取小些。 l_m 是铁芯中磁力线的平均长度。

(4) 计算变压比

$$n = \sqrt{\frac{2R'_L \eta_B}{R_y}}$$

式中 R_y 为扬声器阻抗，初级阻抗 R'_L 由下式计算，

$$R'_L = \frac{(E_C - U_{ces})^2}{2P_{SC}}$$

(5) 计算次级圈数

$$N_2 = \frac{N_1}{n}$$

(6) 计算导线直径

$$d_1 = \sqrt{\frac{P_{sc}}{2E_c\eta_B}}$$

当 $E_c = 1.5\text{V}$, $\eta_B = 0.9$ 时, $d_1 \approx 0.6\sqrt{P_{sc}}$

$$d_2 = 0.7\sqrt{\frac{P_{sc}}{R_y}}$$

例: 设计一个低电压收音机输出变压器。已知 $E_c = 1.5\text{V}$, $P_{sc} = 100\text{mw}$, $R_y = 8\Omega$ 。

初级电感量:

$$L_1 = \frac{0.005}{0.1} = 0.05\text{H}$$

铁芯截面积; 取系数为0.2

$$S = 0.2 \times 0.1 = 0.02(\text{cm})^2$$

用 E_{102} 型铁芯, 选厚 0.5cm , $S = 0.5 \times 0.5 = 0.25 > 0.02(\text{cm})^2$

初级圈数: 取 $k = 210$, E_{102} 型铁芯 $L_m = 3.685(\text{cm})^2$

$$N_1 = 210 \sqrt{\frac{0.05 \times 3.685}{0.25}} \approx 180 \text{圈}$$

变压比 n : 如果用 $3\text{AX}31\text{B}$ $U_{ces} \leq 0.3\text{伏}$,

$$R_L = \frac{(1.5 - 0.3)^2}{2 \times 0.1} = 7.2\Omega$$

$$n = \sqrt{\frac{2 \times 7.2 \times 0.9}{8}} \approx 1.27$$

次级圈数: $N_2 = \frac{180}{1.27} \approx 140 \text{圈}$

线径: $d_1 = 0.6 \times \sqrt{0.1} \approx 0.2\text{mm}$

$$d_2 = 0.7 \times \sqrt[4]{\frac{0.1}{8}} \approx 0.23 \text{ mm}$$

由上例可知，低压收音机输出变压器的变压比接近于1，为了进一步提高效率，可做成自耦式，甚至不用绕次级（当 $n \leq 1.05$ 时），把扬声器直接并联在初级上，如图2-12所示，这两种输出变压器的实际效率都高达0.95以上。

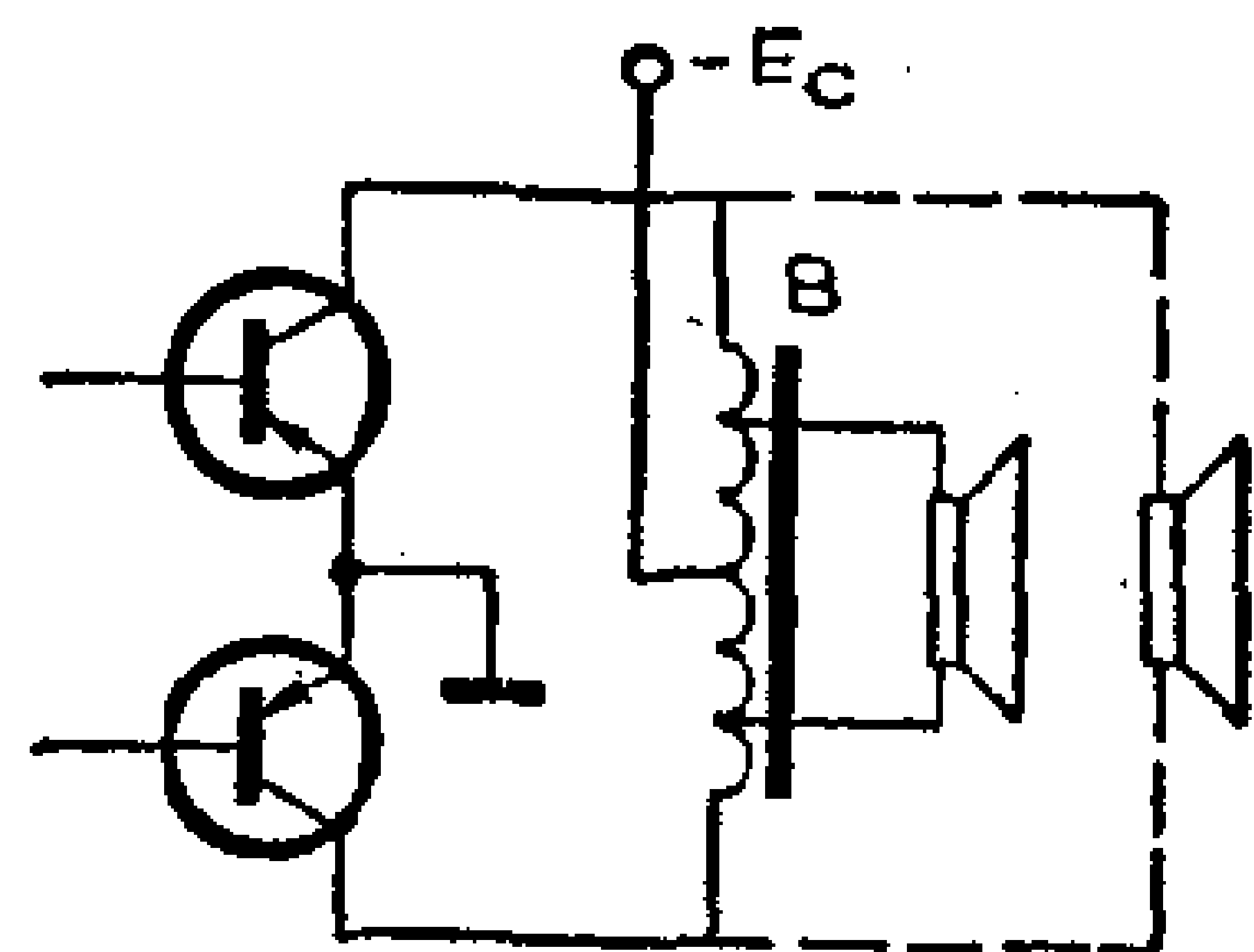


图 2-12 自耦式输出变压器

2. 输入变压器设计

(1) 确定电感量

$$L = \frac{R'_c}{4f_d}$$

低压收音机中，激励级的最佳负载 R'_c 取1-3千欧，因此初级电感量要大于2亨利，否则频响就差了。为了提高效率，应尽量减小线圈的直流电阻。

(2) 确定铁芯截面积

$$S = \frac{I_c^2 L}{3000}$$

(3) 计算初级圈数

$$N_1 = (210 \sim 400) \sqrt{\frac{L \cdot l_m}{S}}$$

(4) 确定变压比

$$n = \sqrt{\frac{\eta_B R_C}{R_i}}$$

式中 R_C 为激励级的输出阻抗， R_i 为功率放大级的输入阻抗。在一般晶体管收音机中 n 取5:1~1:1，低电压收音机中取

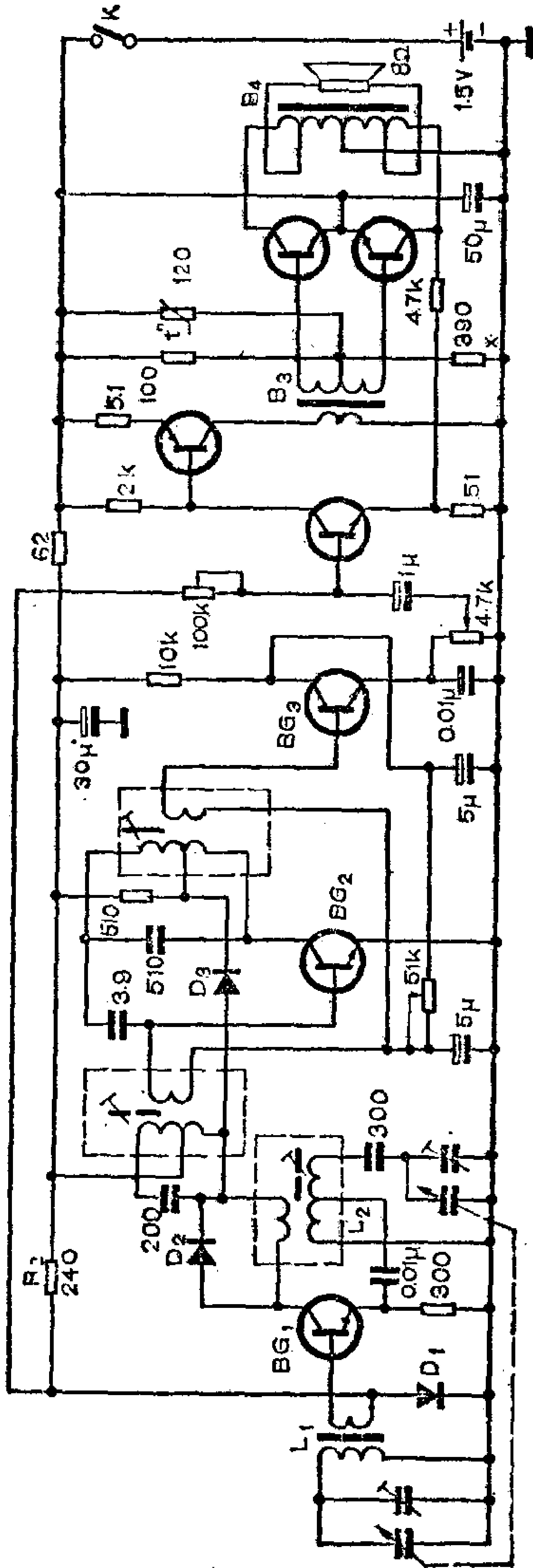


图 2-13 钻石7J1型收音机电路图

1:1~1:2 (单臂) 和1:1×2~1:2×2 (推挽)。

(5) 确定次级圈数

$$N_2 = \frac{N_1}{n}$$

(6) 根据晶体管的工作电流查表或计算线径。在窗口允许情况下, 应选用较粗的导线, 以保证机械强度和减小直流损耗。

为了进一步提高低压收音机变压器的效率可选用坡莫合金或铁铝合金做铁芯。这样在同样的输出功率下比用普通硅钢片节省一些电能。

根据上述方法设计的输入、输出变压器, 由于降低了初级阻抗, 使收音机低频增益显著下降, 因此要增加一级低放或用其他方法来弥补增益损失。功率放大如果用并联推挽电路, 可改善低频频响。

2-6 钻石7J1型和山花C153型1.5伏 收音机简介

钻石7J1型1.5伏收音机是硅锗混合7管中波超外差式收音机, 电路如图2-13所示。变频级用 D_1 、 R_2 组成稳压偏置电路。为了克服电压降低时停振缺点, 变频级工作电流调得较大, 电压较高时振荡幅度很强, 所以用 D_2 进行振荡幅度限制。

本机只有一级中放, 为保证整机增益, 用了失真较小的电压负反馈式三极管检波器, 并用了双控AGC和二次AGC。所谓双控AGC, 就是AGC同时控制 BG_2 和 BG_3 的工作电流。

前置低放用直耦互补放大器, 电路比较简单, 增益较高。功率放大级用了效率很高的自耦输出变压器。

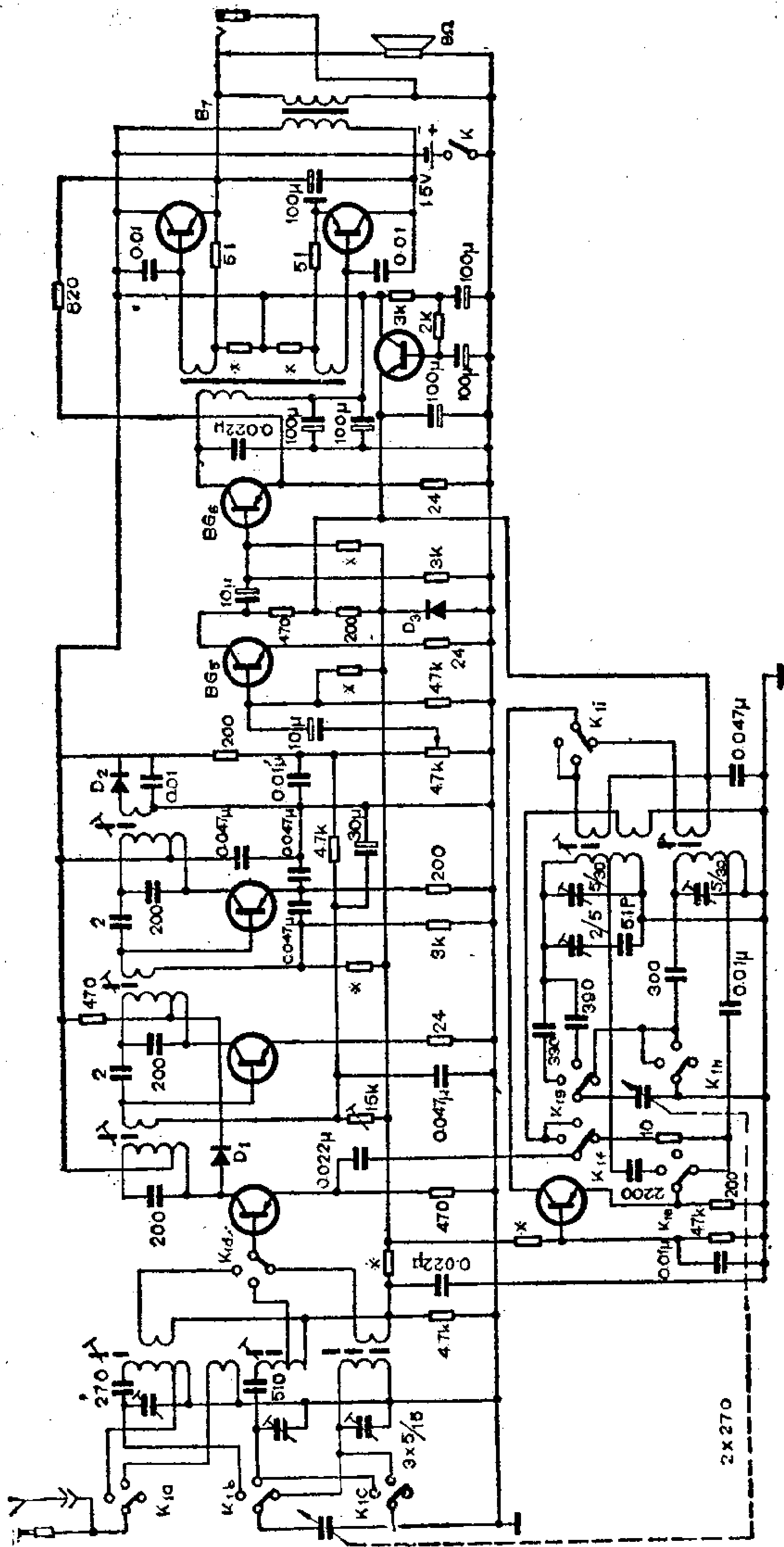


图 2-14 山花C153型收音机电路图

整机灵敏度不劣于1毫伏/米，选择性14dB，输出功率约100毫瓦。

山花C153型1.5伏收音机是锗管9管三波段袖珍式收音机，电路如图2-14所示。整机采用了电子滤波器和简单二极管并联稳压馈电。短波用谐波混频，较好地克服了降压频偏。设有普通AGC和二次AGC电路，低放加有较深的负反馈，功放用并联推挽，因此音质较好。

整机灵敏度中波1毫伏/米，短波30~100微伏。短波最高工作频率18MHz，选择性20dB，频响不劣于150~4000Hz，输出功率大于100毫瓦。

表2-1 几种电池的特性和规格

类型	型号	公称电压 (伏)	最大尺寸(毫米)		充 电 率		最大放电率		公称容量 (安时)
			直 径	高	电 流 (安)	时 间 (时)	电 流 (安)	终 止 电压	
锌 锰 电 池	R 20 (1号)	1.5	34	61.5					1.2*
	R 14 (2号)	1.5	26	50					0.4*
	R 10 (4号)	1.5	21	37					0.24*
	R 6 (5号)	1.5	14	50					0.11*
镍 镉 电 池 (二次)	GN Y 3	1.25	33	61	0.6	7	0.6	1.0	3.0
	GN Y 1.5	1.25	26	51	0.3	7	0.3	1.0	1.5
	GN Y 0.225	1.25	26.1	8.5	0.045	7	0.045	1.0	0.225

* 放电参考容量，供估算充电容量用。

2-7 低电压收音机适用的电池

如何合理地使用和选择电池，在低电压收音机中是很有意义的，因此有必要研究一下电池的情况。电池的种类很多，目前收音机中常用的有锌锰电池和镍镉电池，本节就介绍一下这两种电池的性能和使用方法。这些内容对所有使用电池的收音机都有参考价值。

1. 锌锰电池的性能

常用的锌锰电池见表2-1，这些都是圆形电池，除此外还有方形和扁形的。所谓电池的性能，主要是指放电性能。电池的放电情况分两种，即使用放电和内部自然放电。使用放电就是电池的正常使用寿命。图2-15是R₂₀型锌锰电池的放电曲线。从曲线可以看出，放电初期，电压急剧下降，中期下降较缓慢，末期又急剧下降。总的来说放电稳定性较差。这是锌锰电池的主要缺点。从曲线还可看出，间歇放电比连续放电时间长得多。间歇放电可有效地延长使用寿命。内部自然放电从电池制成后就开始，一直到电能枯竭为止。

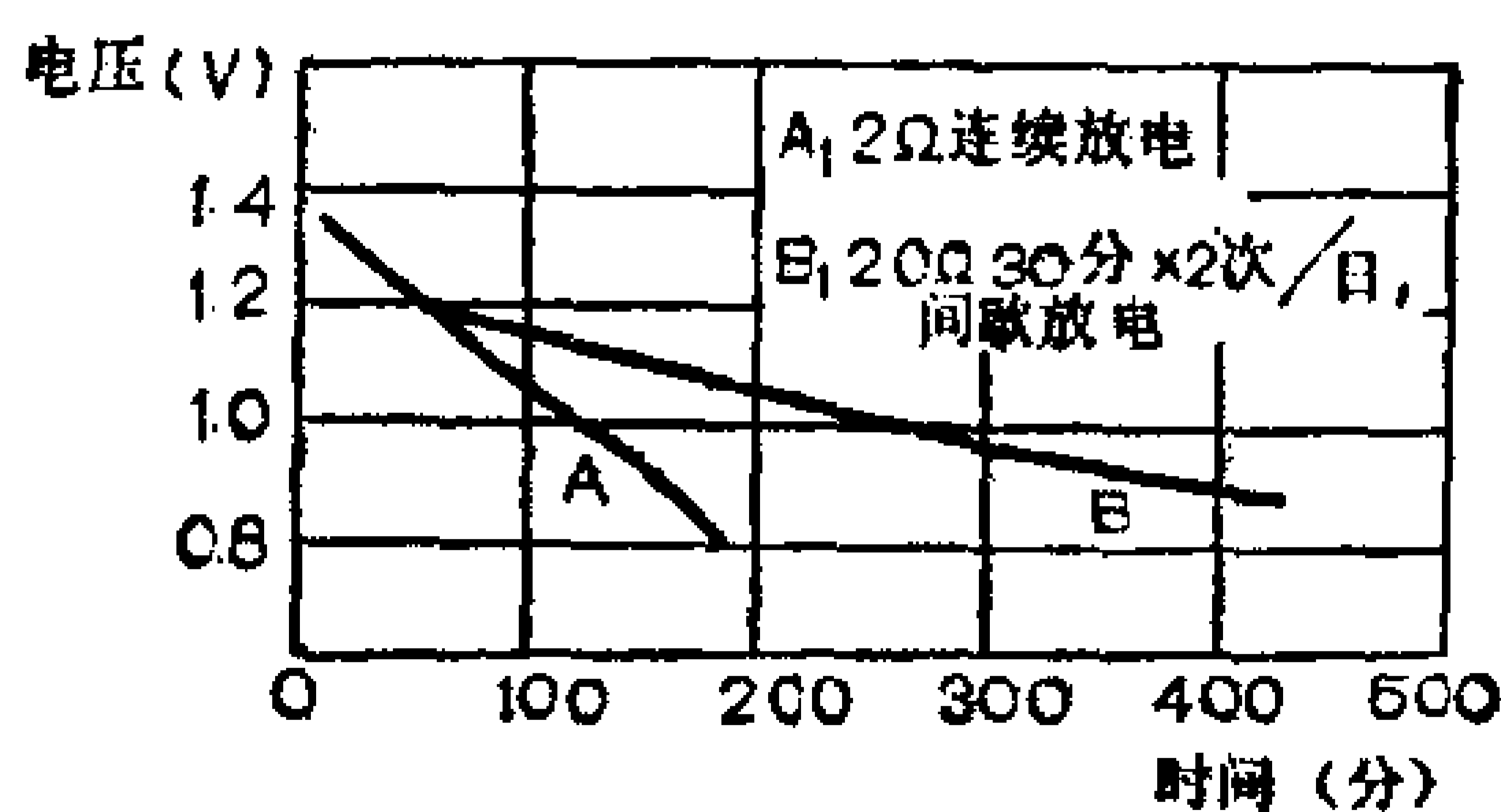


图 2-15 R₂₀ 电池放电曲线

内部自然放电严重地影响其贮藏寿命。

电池的放电性能与温度有密切关系，在 0°~40℃ 以内，内部自然放电较小，使用放电稳定性好。0℃ 以下，内部自然放电很小，基本可以忽略，贮藏寿命较长，但使用放电性能也很差。40℃ 以上，内部自然放电增加，尤其在湿热环境中，电

池的绝缘变差，容易遭受腐蚀。这时如果是轻负载间歇使用则基本上以内部自然放电为主，使用和贮藏差别不大。

电池还有一个特点，就是大号电池单位体积的容量比小号电池要大得多。因此大号电池具有容量大，内阻低，放电电流大，价格低等优点。如R₂₀型电池放电持续时间是R₁₄型的3倍以上，是R₆型的10倍以上，而且放电电流愈大，小号电池的寿命愈短。

锌锰电池的公称电压为1.5V，报废电压根据情况确定，收音机可在0.9V，收录两用机在1V左右。压降性能较好的收音机，当电压下降45%时仍不产生失真和汽船声。低电压收音机在使用R₂₀型电池时，最低工作电压应设计在0.9伏左右较合适。

2. 锌锰电池的合理使用

锌锰电池应该随购随用，不要长时间贮藏，贮藏时应放置在低温干燥的环境中，以间歇使用为好。

低电压收音机的特点是工作电流很大，因此以选用R₂₀型电池比较适宜，这样按平均放电电流250毫安计算，每天工作半小时，可工作20小时以上。为了进一步延长寿命，过去常用加注食盐或氯化铵饱和溶液的办法，但效果不十分显著。锌锰电池虽然是一次电池，但多年来许多无线电爱好者的实践证明，用小电流充电的办法可大大地延长其使用寿命，请看下面的实验。

用一节R₂₀型电池串接6Ω的电阻放电，来模拟低电压收音机的工作情况，连续放电4小时40分钟后，电压降到0.9V，终止放电。休息48小时后，电压回升到1.5V，再继续放电可持续3小时40分钟，休息后第三次放电可持续2小时，第4次

可持续1小时40分。经几次放电后虽然休息后电压仍能回升到1.5伏，但一接负载立即降到0.85V，能量已经枯竭了，寿命共计12小时。

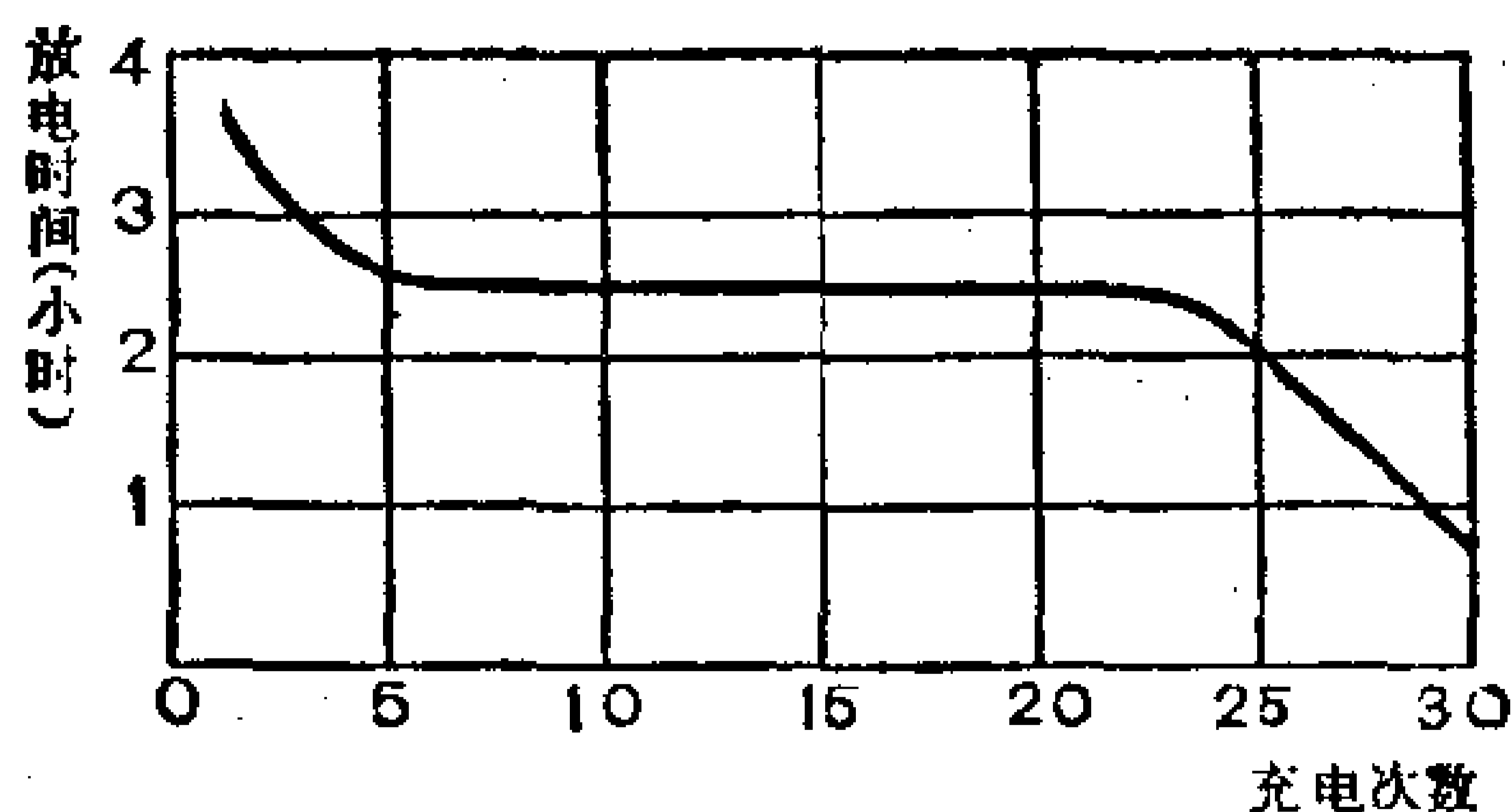


图 2-16 R₂₀ 电池充放电曲线

然后用小电流充电后又继续放电，第一次放电和新的一样，以后每次充电后放电时间逐渐减少，只要锌皮没有被蚀，一直可充电至25次以上，只是持续放电时间短了些。这时去掉封口沥青，加注氯化铵饱和溶液后，又可充电数十次，放电性能如图2-16所示，这样能使电池寿命延长到120—180小时，等于不充电工作寿命的10—15倍。足够一架输出功率200mW的低电压收音机使用一年以上。

充电时应注意，放电终止电压控制在1~1.2V以上，停止使用后立即充电，充电后贮藏性能很差，应立即使用。充电容量为放电容量的180%左右，最好用单向脉冲小电流充电。充电电流R₄₀型300mA，R₂₀型100mA，R₁₄型60mA，R₁₀型50mA，R₆型30mA，充电时间可按表2-1以参考容量计算，例如R₂₀参考容量1.1安时，按充电要求，充电时间 $t = 1.1 \times 180\% = 2$ 安时，用100mA充要充 $2/0.1 = 20$ 小时，图2-17是简单的充电器，一次可充1—8节R₂₀型电池，二极管的耐压要大于400V，整流电流要大于0.5A，灯泡起限流作用，电容器形成10%的反冲，改善充电性能。

3. 镍镉电池的性能

镍镉电池是二次电池，质量较好的充放电循环寿命达500次以上。镍镉电池分两种，即烧结型和密封型。收音机中使用的是后一种，因此以后一种为例介绍其性能和使用方法。常用密封型镍镉电池的性能见表2-1。

镍镉电池比锌锰电池有如下优点：

(1) 使用寿命长，表2-1所列几种型号的镍镉电池循环使用寿命都可达到500次以上。而锌锰电池一般只能使用一次，即使充电，效果也比镍镉电池差得多。

(2) 放电电压比较稳定，图2-18是两种电池放电特性曲线的比较情况。

(3) 内阻小，允许大电流放电，可以连续使用。

(4) 有较宽的使用温度范围，在 -40°C 到 $+50^{\circ}\text{C}$ 范围具有工作能力。长期贮藏不需要低温环境。

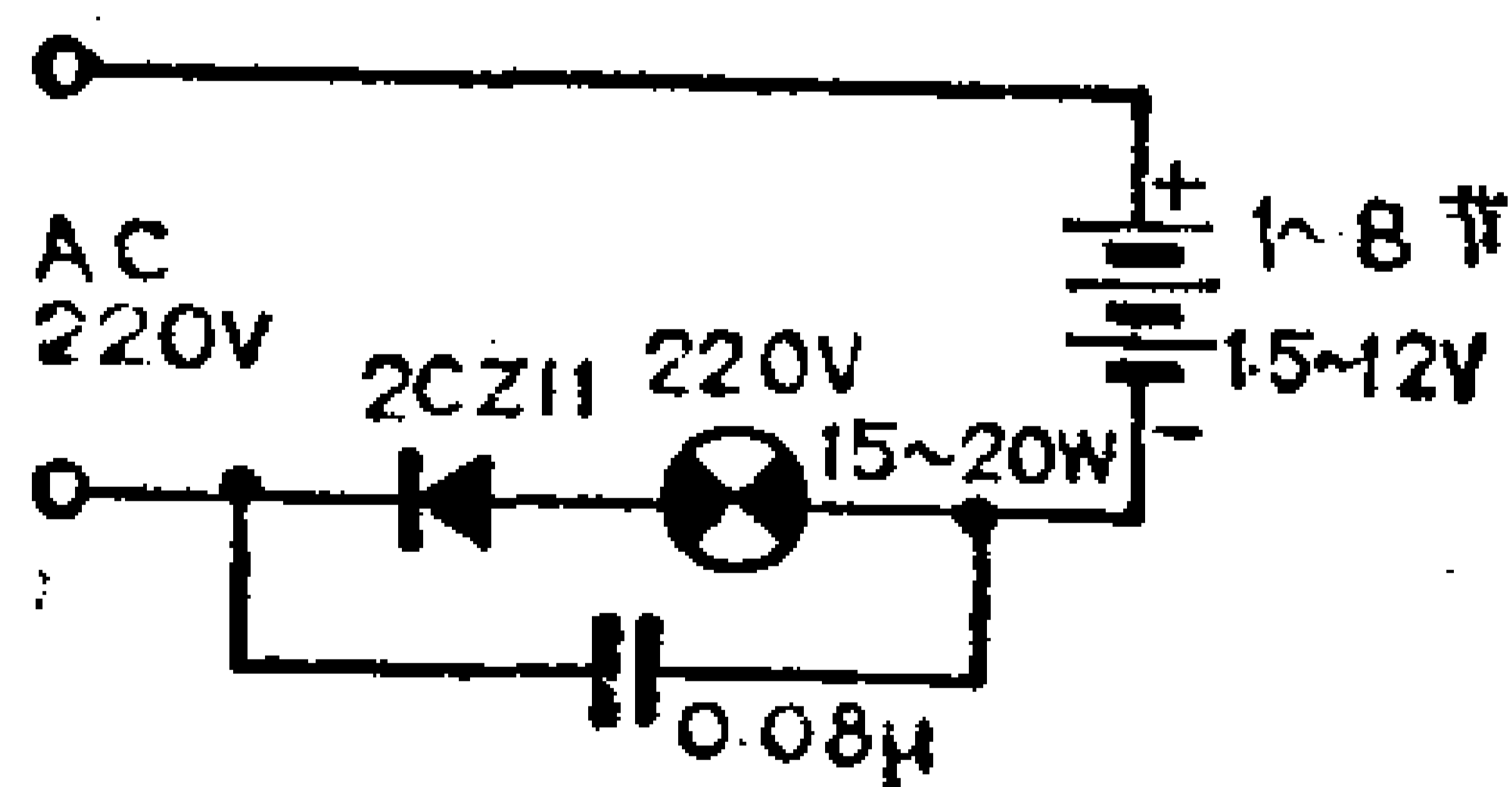


图 2-17 简单充电器电路

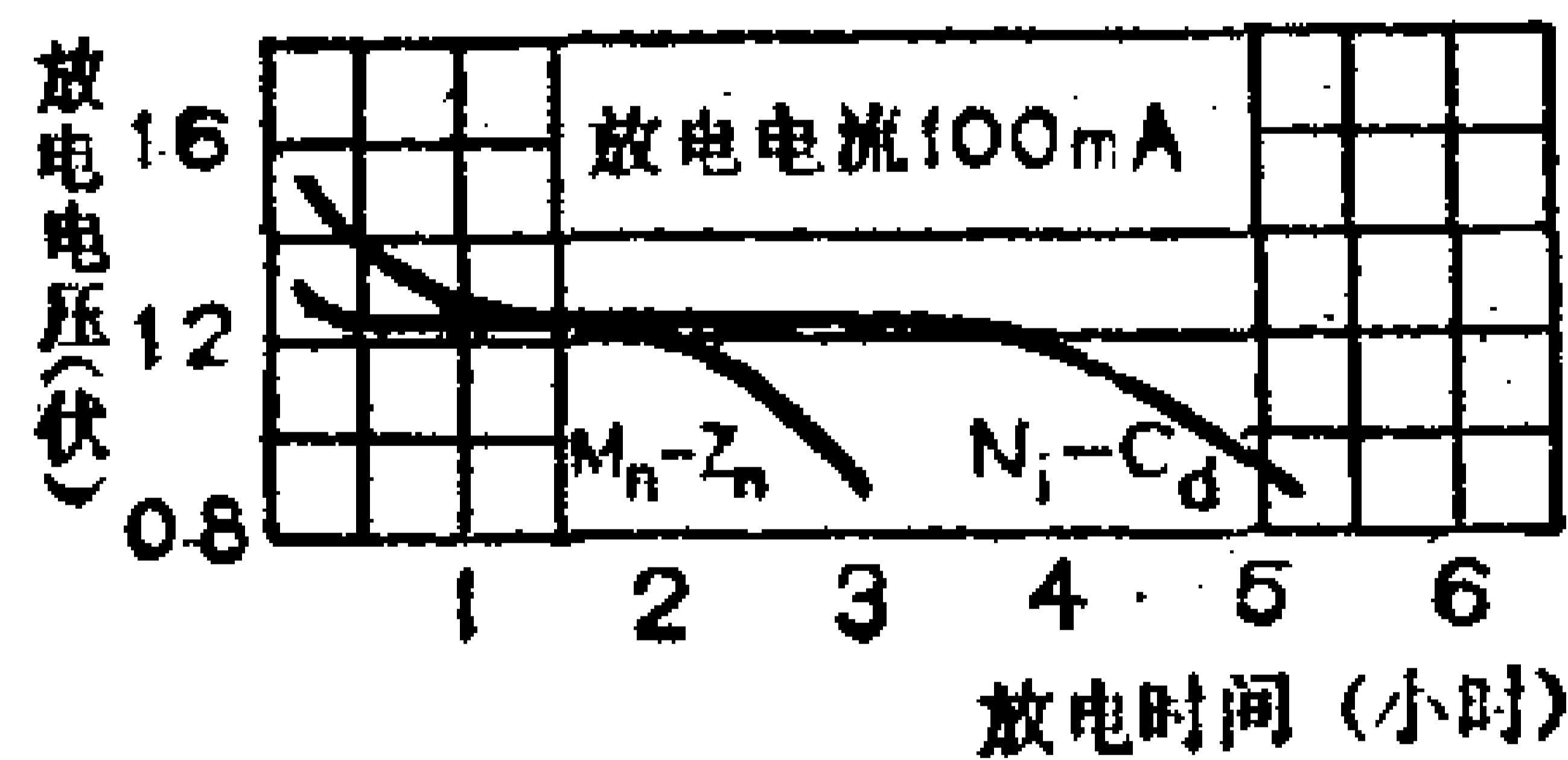


图 2-18 镍镉电池和锰锌电池的放电曲线

可见镍镉电池是一种比较优良的电源，很适于收音机采用，只是目前价格太贵。

4. 镍镉电池的使用

新出厂的镍镉电池一般都处于放电状态（未经充电），在使用前按表2-1的充电电流连续充电18小时左右，充电终止电

压不超过1.6伏，然后使连续放电（按表2-1放电率），放电终止电压不小于1伏。经过几次充放电循环以后容量方能合格，这时才能正式使用。

长期贮藏后的电池，也应按上述方法恢复其容量后再使用。

使用中放电电流和时间应做必要记录，供充电时参考，充电终止电压还不能超过1.6伏，超过电压过高，容易引起爆炸事故，最好用恒流源充电。

贮藏时应保持环境干燥通风，温度应低于35℃，严禁与酸性物质放在一起。当电压下降到1伏以前就应充电，这样能延长电池寿命。电池盖中心的气孔不要阻塞，阻塞后充电时也容易引起爆炸。如果冒出溶液出现白花后应立即擦干净。此电液有碱性有腐蚀性。

多个电池串、并组合时应该用炭精棒点焊，不宜用电烙铁焊接，以防高温损坏。

镍镉电池由于成本高，目前在收音机中使用还不普遍，但它是很有发展前途的电池。

现在我国已开始生产两种新型的锌锰电池，一种是用高分子材料的胶料作隔膜代替糊料，这种隔膜很薄，能增加正极的体积，从而增长了使用时间。目前市面上销售的“高容量”电池就是这种新产品。

在高容量电池的基础上，用一定浓度的氯化锌溶液改变电解液的成分，就制成了性能更好的“超高容量”电池。

这两种新型的锌锰电池寿命长，使用后期不出水冒浆，所以不会腐蚀机件，最适于做晶体管收音机的电源。

第三章 集成电路收音机

集成电路是继电子管电路和晶体管后出现的新电路形式，十几年来，发展十分迅速。从初期的小规模集成电路（每芯片上几十个元件），经后来的中规模（几百元件）和大规模（几千元件），到今天的超大规模集成电路（十万元件以上），已经经历了四代，现在仍在高速发展中。毫无疑问，集成电路必定是今后电子线路的主要形式。

集成电路首先最大量地应用在计算机等数字电路中，随着各种电子设备迫切要求高可靠性和小型化，促使集成电路本身也不断发生变革。继数字集成电路以后，又出现了各种线性集成电路。线性集成电路使采用模拟信号传输的雷达、通信和广播设备迅速集成化。例如从一九七二年以后，黑白和彩色电视接收机已实现了全集成化。由于种种原因，收音机的集成化没有电视机那么快，但从长远观点来看，实现全集成化是今后收音机电路的发展方向。

本章就收音机集成化问题作一些基本介绍。这里所说的集成电路是指半导体集成电路。

3-1 线性集成电路的特点

集成电路虽然是在硅平面晶体管的基础上发展起来的，但其本质上已是新一代电子线路。不能看成是晶体管电路的微型化。

本节主要从工艺和电路上简单地介绍一下线性集成电路的特点，以帮助理解集成电路的工作原理。

1. 集成电路中的元件与工艺特点

集成电路也是由晶体管、电阻和电容组成的，但集成电路中的这些元件与分立电路中的元件有很大的不同。这就决定了集成电路的形式与分立元件电路有相当大的区别，集成电路中的三极管是用硅平面工艺制成的，其性能类似于普通的平面硅三极管，但在高频和大功率方面远不如分立的三极管，典型的数值是截止频率一般在500MHz以下，最大集电结耗散功率在几百以下，一般只有几十毫瓦。而且NPN管容易制作，PNP管不易制作，性能也不好。例如横向PNP管或寄生PNP管的电流放大系数很小，只有0.2~5，一般只用于电平转换或耦合。

集成电路中的二极管和三极管结构完全相同，根据不同用途，可把三极管的三个极适当组合，组成性能不同的二极管。最常用的是把集电极和基极短路，然后和发射极组成二极管来使用。这种组态的优点是正向电压低（约0.85V），高频特性好。

集成电路中的电阻是由P型或N型半导体组成的，称为扩散电阻，温度系数是正的，阻值随温度变化很显著，阻值在50Ω~30k范围，击穿电压低，频率特性不好。高阻值电阻是由薄膜或夹断沟道构成的，精度很差，误差大于±50%。

集成电路中的电容器是利用PN结的结电容或以二氧化硅为介质的平板电容原理制成的。PN结电容器容量小，有极性，Q值低，电容量还随电压变化。介质电容是用硅片本身和铝膜作极板，二氧化硅作介质构成的，其容量也很小，一般在

1000pF以下。电感现在还无法集成。

集成电路中的所有元件都同时制作在一小块（约1 mm²）硅片上，元件之间用PN结作隔离。电容和电阻比分立元件差得多，而且成本高，不易制作。因此在电路设计中应尽量避免使用无源元件。硅平面工艺还有一个特点，就是在不同硅片或同一硅片不同位置上制作的元件参差性很大，有时公差达100%，而在同一硅片相邻位置制作的元件一致性很好，所以保证绝对精度不如保证相对精度容易。利用这一特点，可得到十分优良的级间匹配性能。

集成电路中的元件及上述工艺特点，决定了电路中尽可能地多用三极管和二极管，而把电容和电阻数目压缩至最少，没有电感。这就使电路的结构形式和设计思想发生了根本的变化。

2. 偏置电路

制作分立元件电路时，一般是先测量三极管的参数，再调整偏流电阻，确定其工作点。而在集成电路中，三极管和偏置元件是同时制成的，为了能使三极管在很大的 h_{fe} 范围内都能稳定地工作，在电路上采用了稳压、恒流、自补偿和反馈等偏置方法。

稳压偏置电源常用图3-1所示的电路，图（a）是利用二极管的正向特性稳压的，电压输出值和二极管个数具有整数比关系。图（b）是用三极管稳压， BG_1 作调整管， BG_2 作稳压管。

输出电压 $U_0 = \left(1 + \frac{R_1 + r_{be1}}{R_2}\right) U_{be2} - U_{be1}$ ，调整 R_1 与 R_2 的比值

可得到不同的电压值。这两种电路不但用作偏置电源，还广泛作为各种小电流稳压源使用。

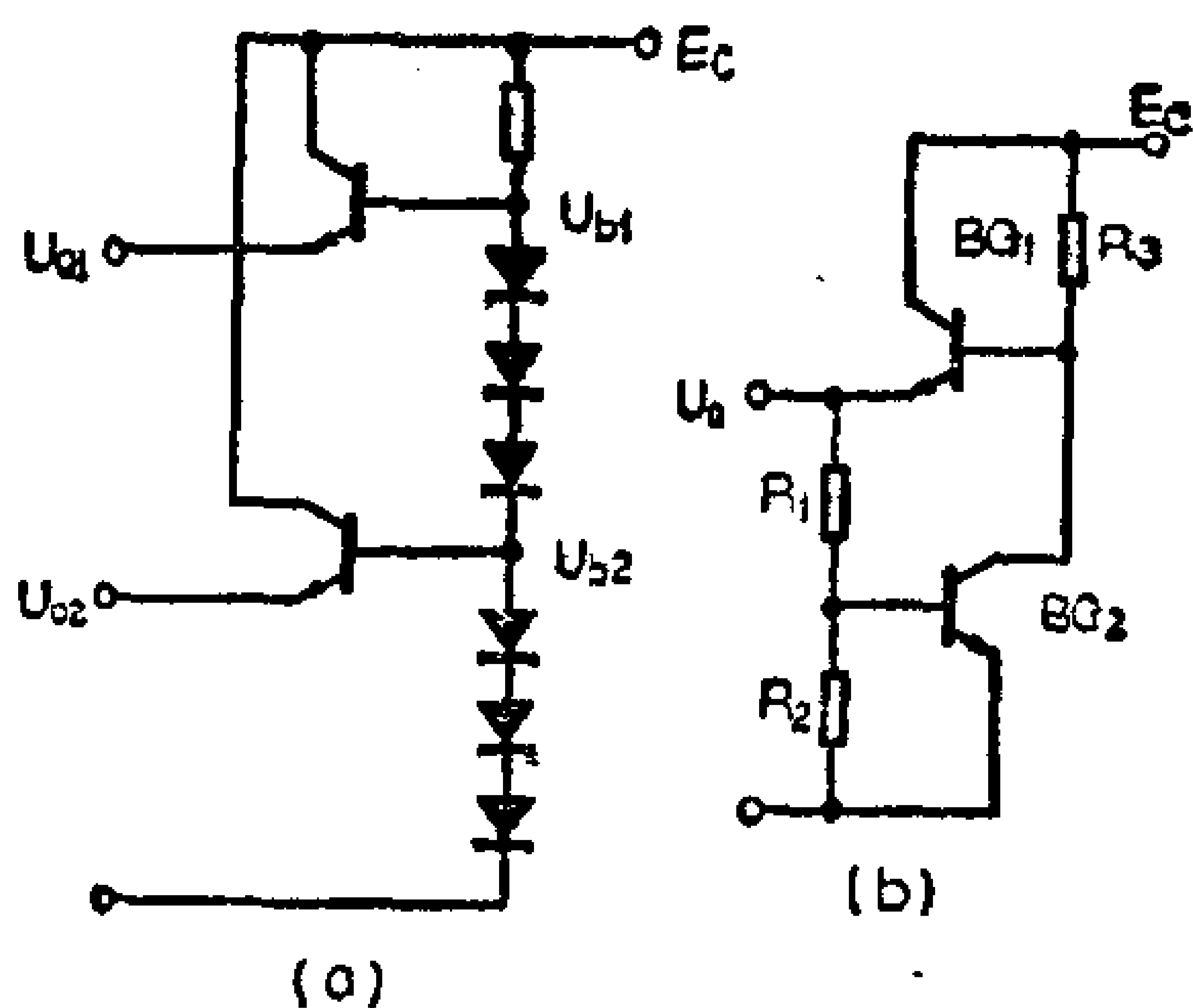


图 3-1 稳压偏置电源电路

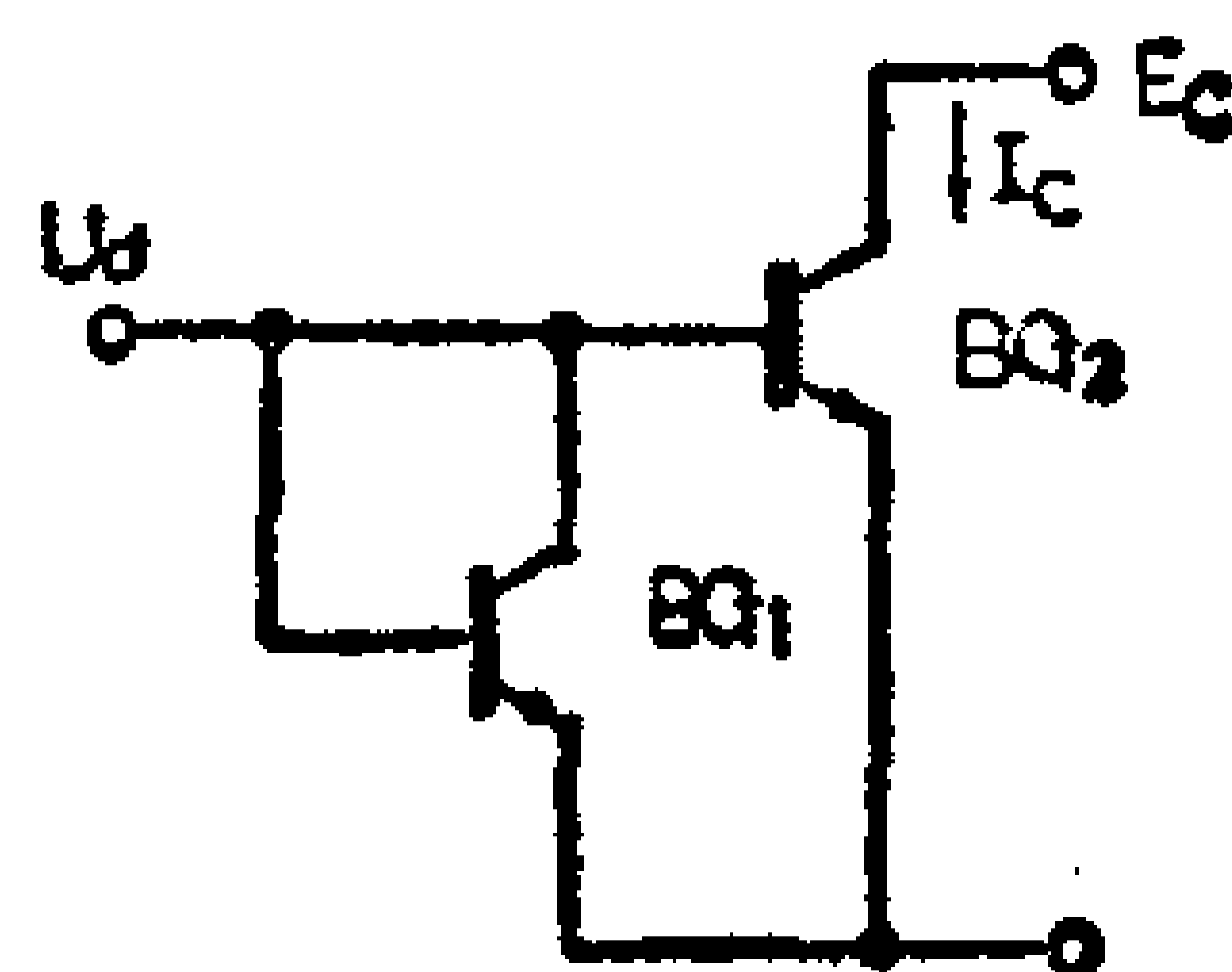


图 3-2 恒流源偏置

恒流偏置如图3-2所示。 BG_1 和 BG_2 是同一基片上相邻的两个三极管，所以它们的温度特性也相同。当 BG_2 的 U_{be} 降低时（温度升高时） BG_1 的结压降也降低，分流作用增大，使 BG_2 的 I_b 不致增大，那么 I_c 也可保持稳定，所以具有误差小，放大量稳定，温度特性好等优点。

自补偿电路是利用夹断型沟道电阻与三极管 h_{fe} 成正比的关系实现的。在图3-3所示的反馈对电路中，

$$I_{c2} = \frac{E_c (R_2 + R_f/h_{fe}) + R_1 U_{BE}}{R_4 (R_1 + R_2) + R_4 R_f/h_{fe}}$$

则 I_{c2} 与 h_{fe} 无关，当 R_f 采用沟道电阻时，就能达此目的。

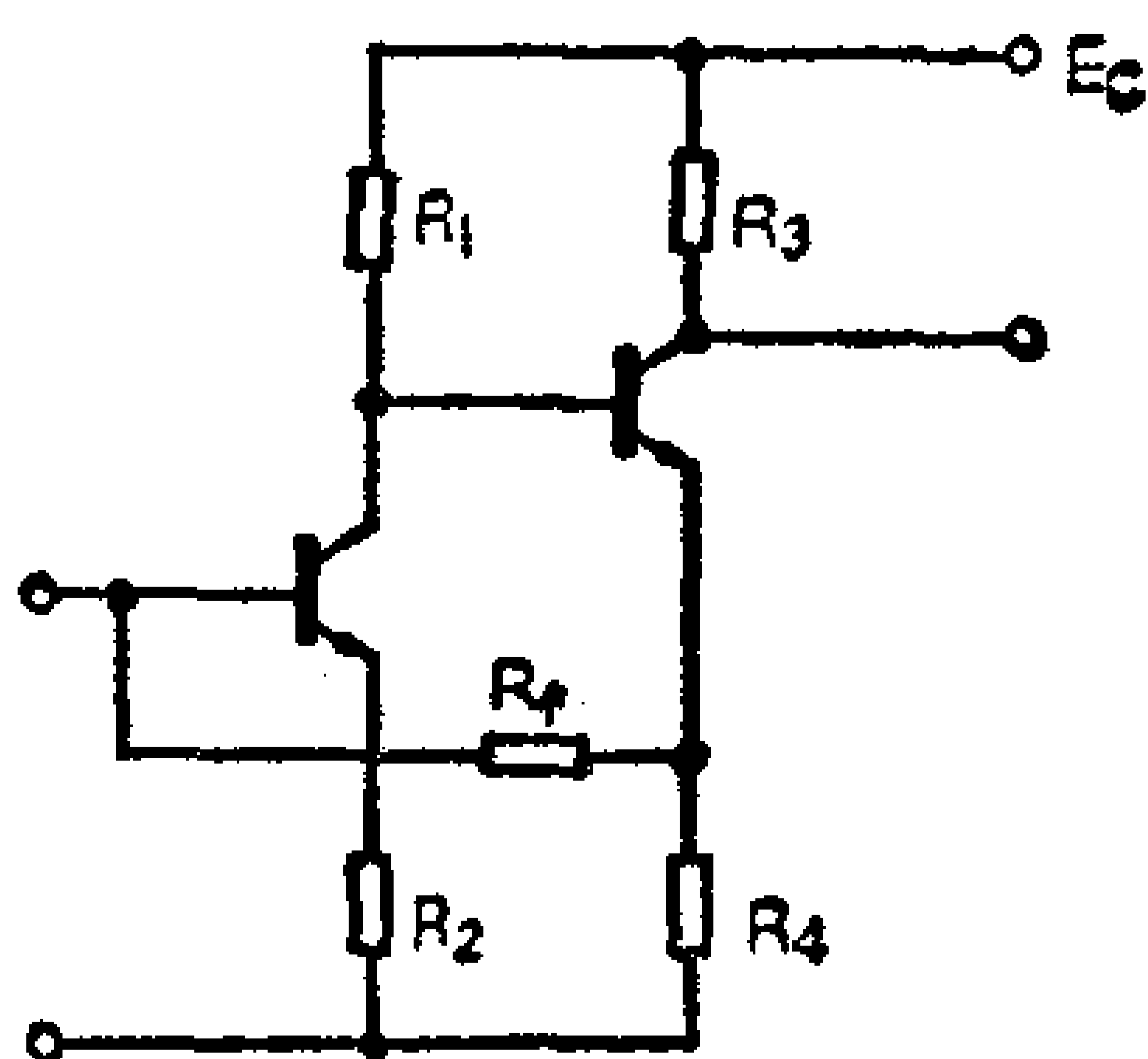


图 3-3 用反馈对作自补偿电路

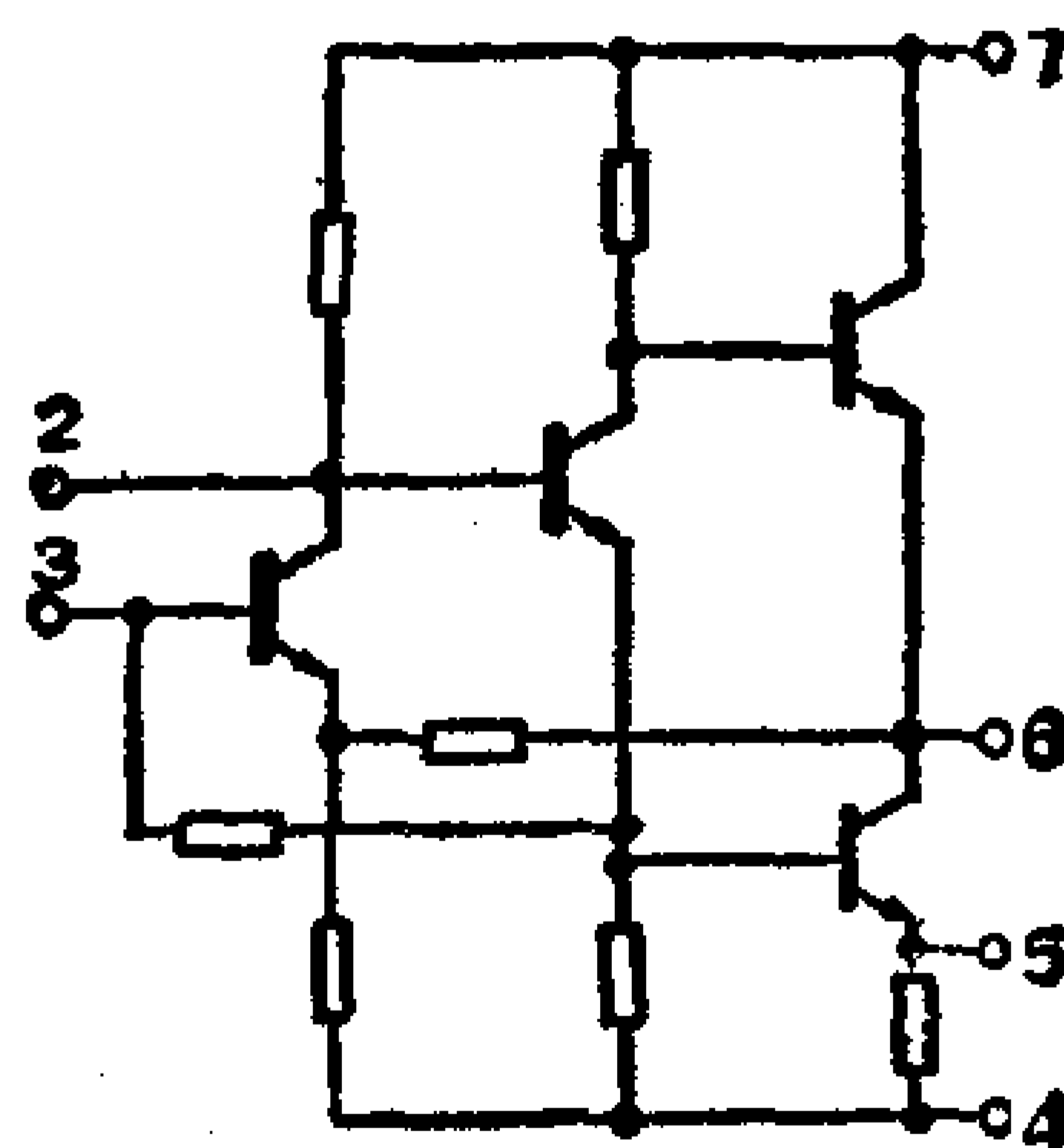


图 3-4 4E310内电路

负反馈是晶体管电路中常用方法之一，集成电路中也广泛利用负反馈来稳定工作点。例如图3-4所示的4E310宽带功率放大器中，就用了多路负反馈。

3. 耦合电路

在分立元件电路中多用电容或变压器作耦合元件，集成电路中由于不易集成电容和不能集成电感，所以多采用直接耦合。直耦电路必须先解决前后级的直流电位转换，常用的方法是用射随器、稳压管、互补管和恒流源等进行转换，如图3-5所示。这种直耦电路由于相邻元件相对精度很高，正孔良好，再用前面所讲的偏置方法，其稳定度胜于阻容耦合的分立元件电路。

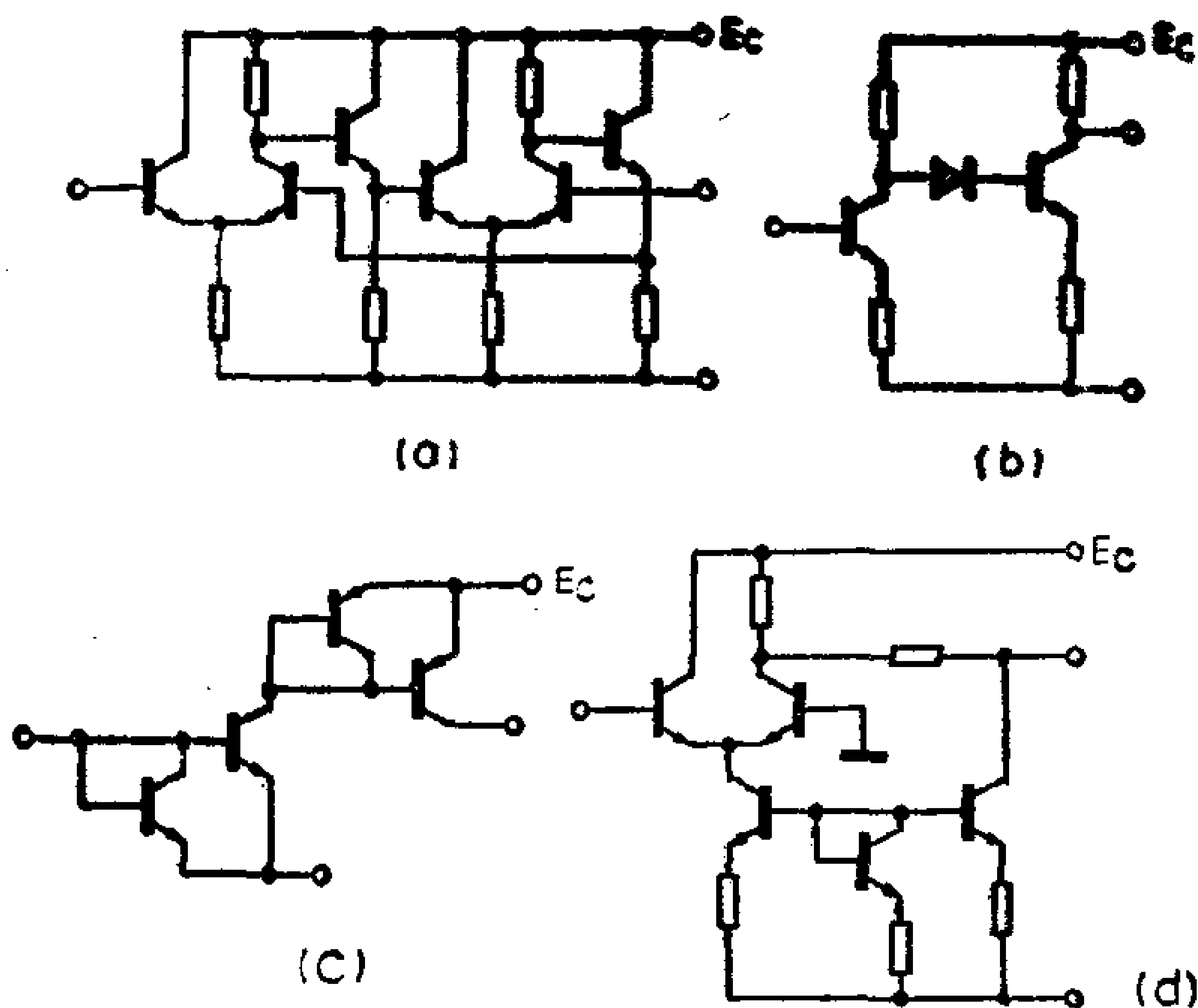


图 3-5 各种直接耦合用直流电位转换电路

4. 放大器的基本形式

在各种形式的放大器中，差分放大器是通用性最强的电路之一，从直流到超高频的广大范围内，均能良好地工作。差分

放大器用的电容最少，适于直接耦合，输出输入匹配灵活，最适于集成电路采用。而且利用集成电路相邻元件误差少的特点，能制出共模抑制比相当高的差分放大器，为这种放大电路开辟了更广的用途。例如运算放大器就是一个典型的例子。恒流源差分放大器具有逻辑功能，除作放大器外，还可作振荡、混频、AGC、检波、鉴频等用途，其性能远远超过了分立元件电路。因此差分放大器成了集成电路中的最基本形式。

5. 收音机集成电路的形式

从国内外民用电子设备集成化情况来看，究竟采用什么样的电路结构，还没有最后的结论。早期的集成化收音机，基本上是模拟分立元件收音机的电路形式，把能够集成的元件集成在一块硅片上，然后和外国元器件组装成整机。图3-6就是一个收音机集成电路的实例。它再配上变频、功放以及各种电阻、电容、中频变压器、音频变压器才能组成收音机。其外围元件数量比集成电路元件数量稍多一些。收音机的性能与分立元件机相当。这种结构形式称为单片式集成电路收音机。

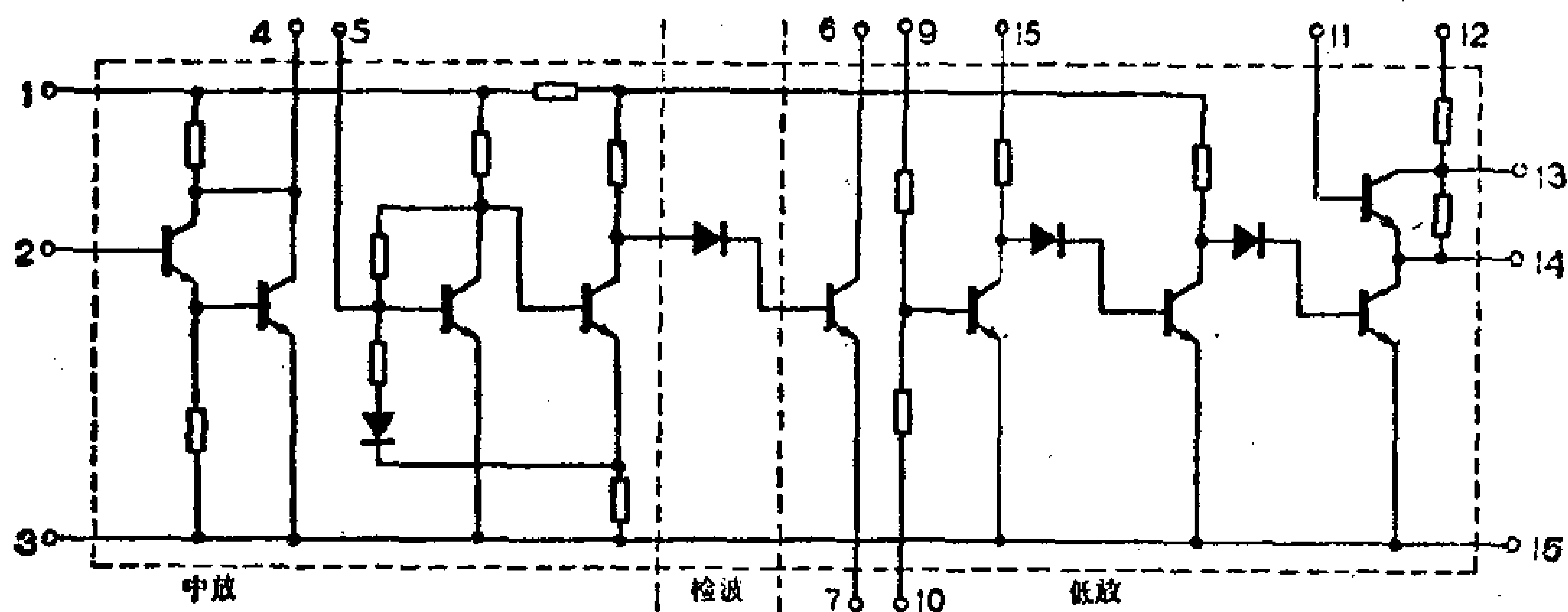


图 3-6 收音机用集成电路实例之一

在高级收音机中采用把整机电路分别集成在数块硅片上的

多片式结构。例如把调频高频头，调幅高频头，低频电路分别集成在三块硅片上。另一种结构形式是用单功能通用集成电路，例如宽带放大器、运算放大器等多片式结构。这种结构设计灵活，但成本高，焊点多。大规模集成电路迅速发展以后，在电路复杂的高级机中又开始采用单片式结构了。

近几年来，混合集成电路在高频和大功率方面进展很快，在半导体集成电路中不易制作的元件以及其它多数外围元件，都能在混合集成电路中完成，而且精度很高。因此出现了用混合集成电路作基板，半导体集成电路作外贴元件的全集成化结构，使外围元件只限于磁棒、可变电容和扬声器等。这种结构有可能是收音机集成化的发展方向。

3-2 单功能通用集成电路及其应用

单功能通用集成电路都是小规模集成电路，其外形和大小都和普通小功率三极管差不多。这种集成电路可靠性高，使用灵活，具有一定的通用性，其价格已能降到和分立三极管相当。适于收音机使用的这类电路很多，这里只介绍几种具有代表性的产品。

1. SR2800型高、中频放大器

该电路由三只三极管、二只二极管和五只电阻组成，属恒流源差分放大形式。电路和外形如图3-7所示。它要求直流电源电压不高，其工作频率可从直流到100MHz。接法比较灵活，可接成图3-8的各种组态。在收音机中可作高放、中放、限幅、检波和振荡等。类似产品还有FZ3、8FL1、7×C2、4E301、FZD1等。

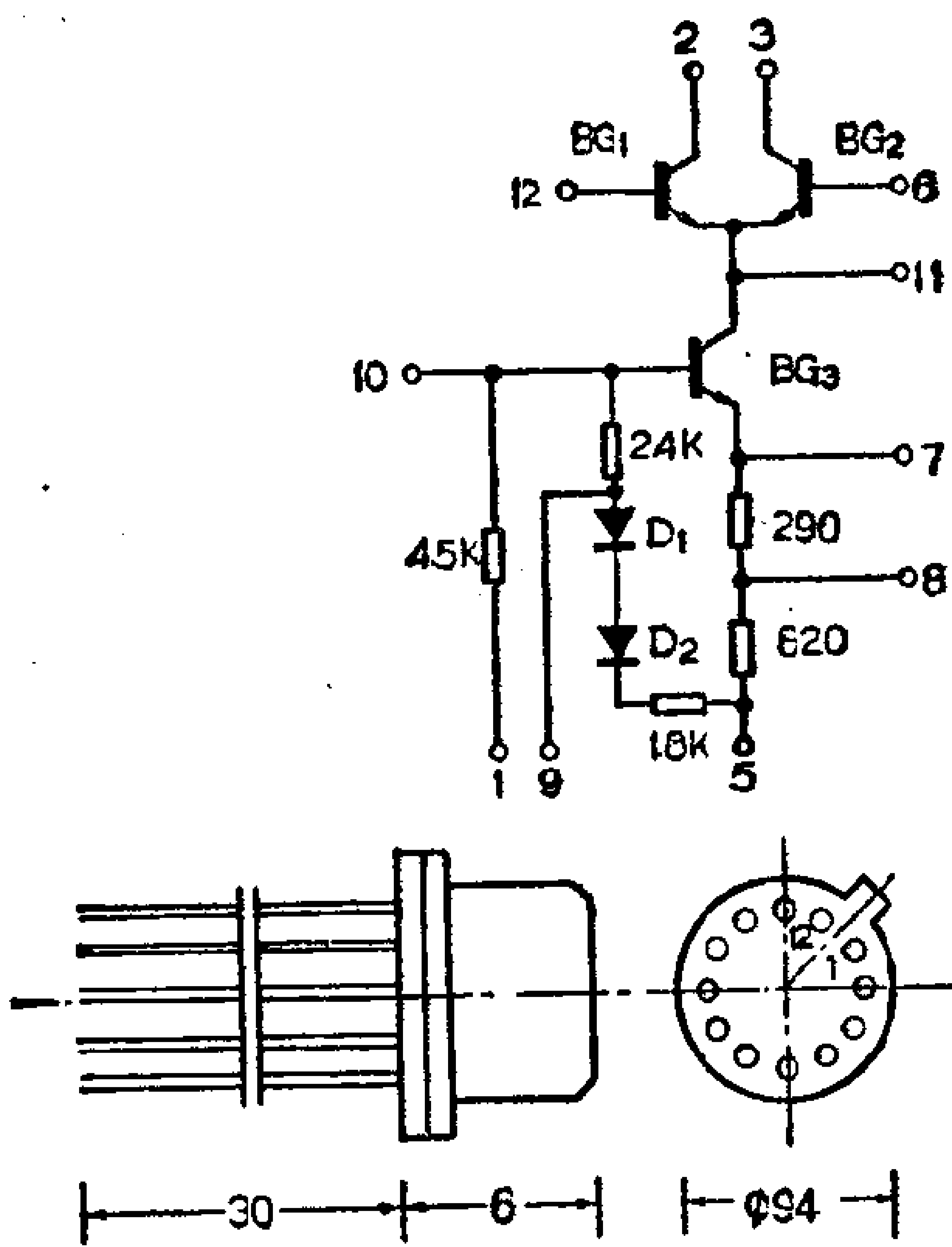


图 3-7 SR2800集成电路内电路和外形

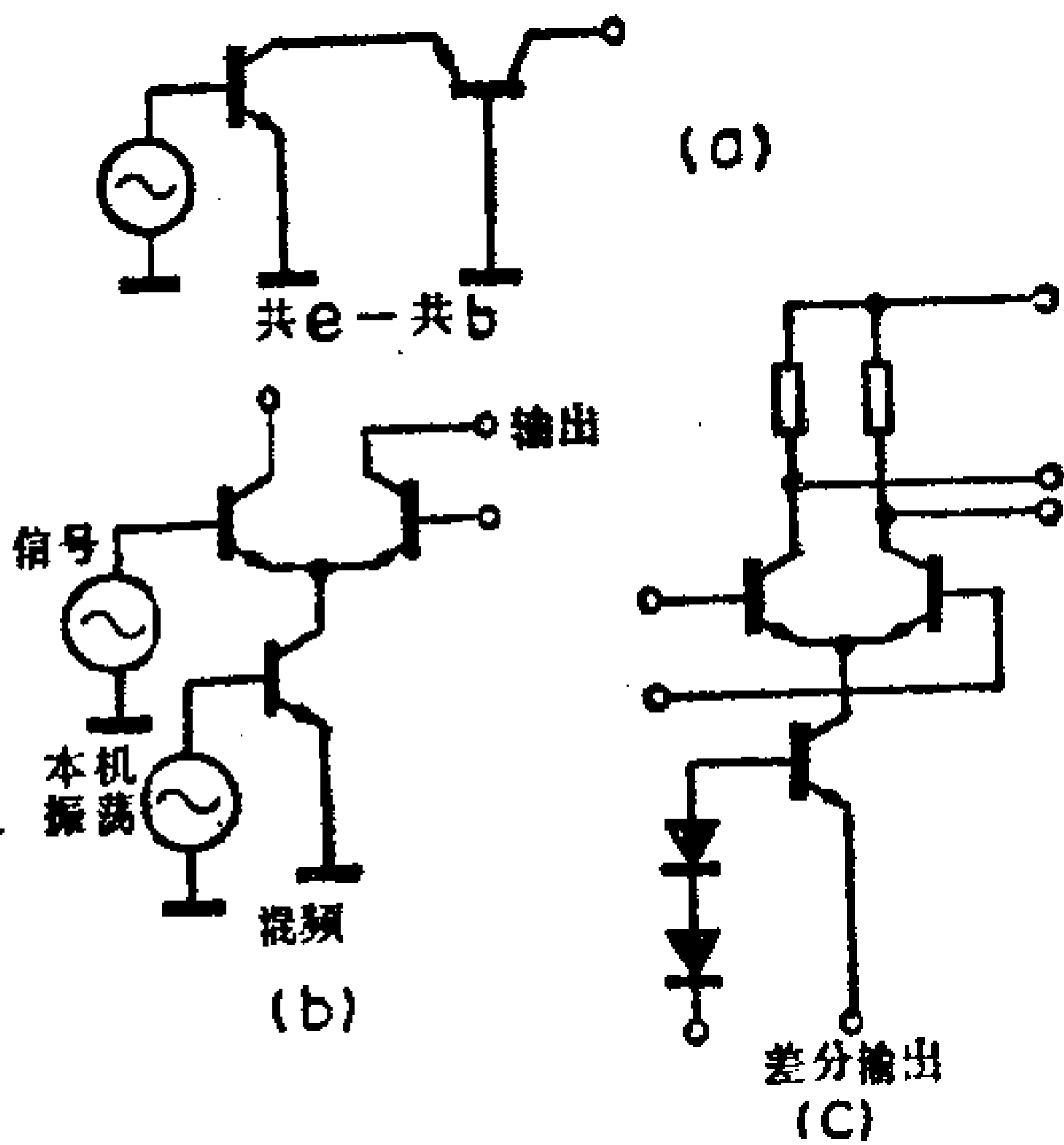


图 3-8 SR2800可能接成的几种组态

图3-9是SR2800用于调频高频头的电路。L₁C₁组成输入回路，调谐范围88-108MHz，调频高频信号加至组件中的BG₃基极（参看图3-7），经高频放大后，由集电极输出加到混频管BG₁的射极。L₂C₂组成振荡回路，BG₂用作本机振荡，振荡

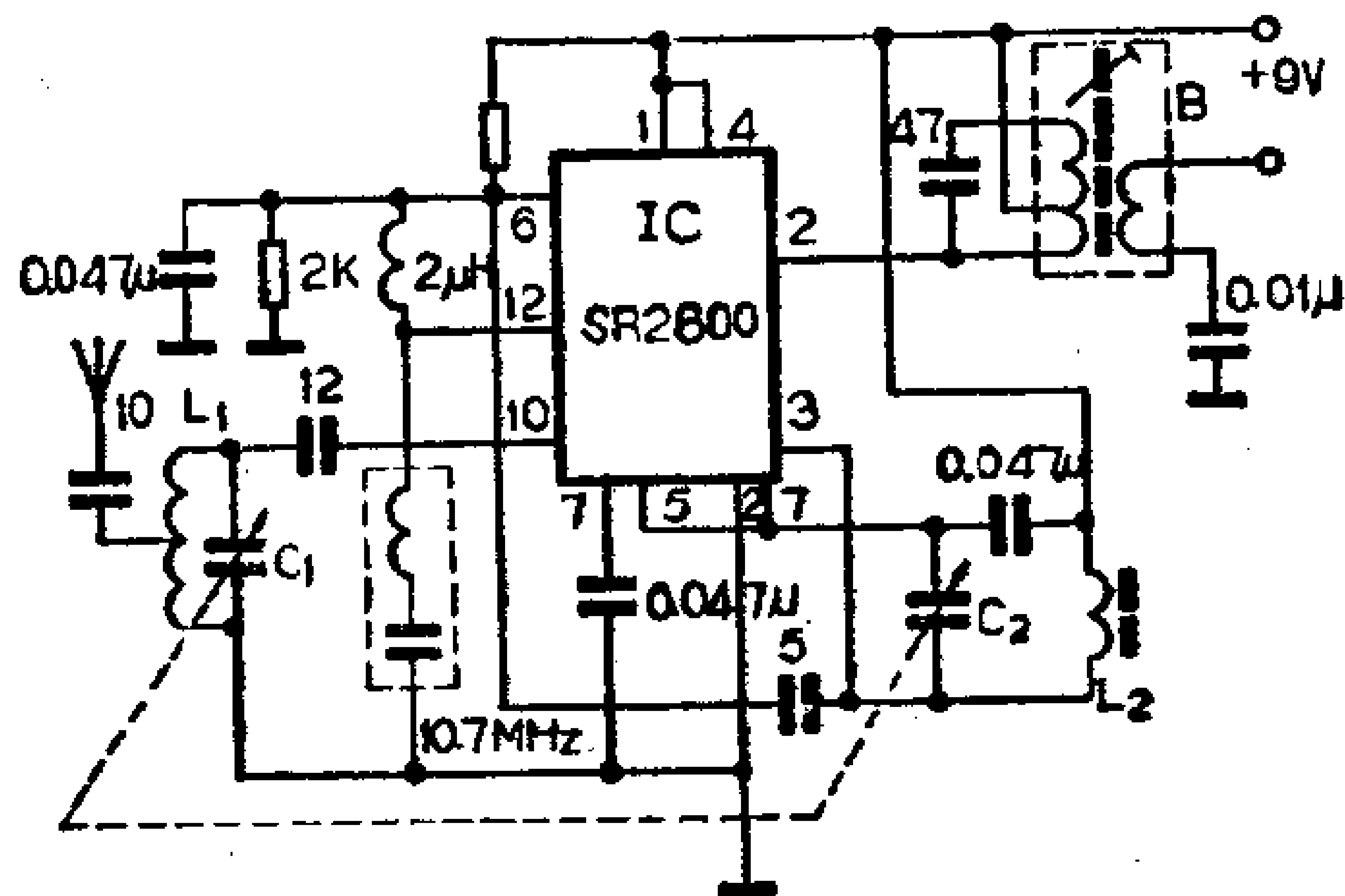


图 3-9 用SR2800作变频器

输出经5P的电容加到 BG_1 基极。10.7MHz的中频信号由 BG_1 集电极输至中频变压器 B 。12脚所接的中频陷波器是用来改善中频干扰和使振荡回路工作稳定。

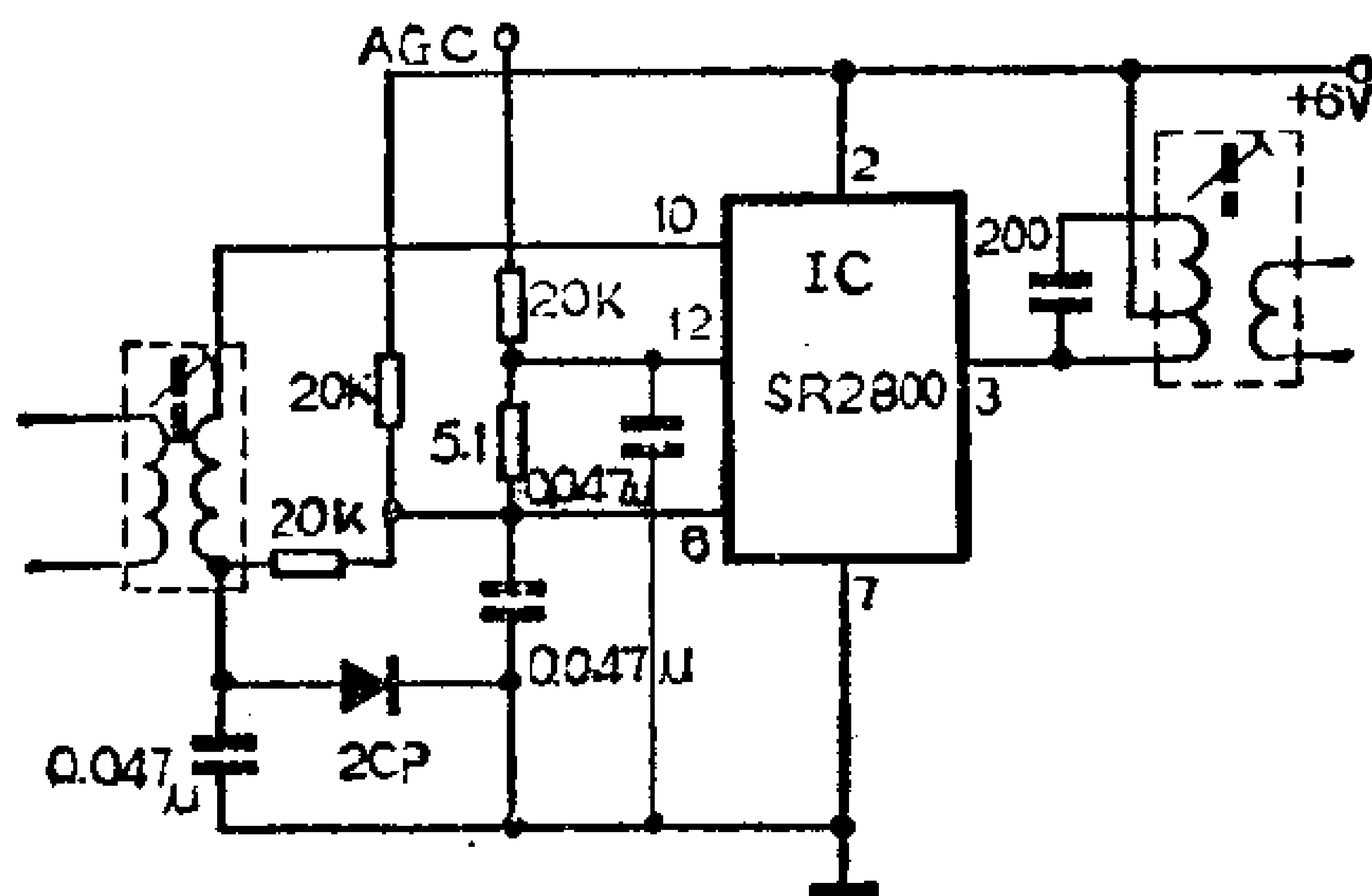


图 3-10 SR2800作中放

图3-10是用于调幅中放的电路。组件中的 BG_1 与 BG_2 组成共e—共b级联中放， BG_1 用作AGC。用改变分流比的方法进行增益控制，优点是控制范围大（大于40dB），不影响前级谐振回路的频率特性。

2. 5G722型反馈放大器

该电路是利用负反馈稳定工作点的直耦放大器，也称为“反馈对”放大器。可用于变频、中放、检波、低放等。电路图见图3-11。同类产品还有7×F2、7×F3、XT30、8FZ1等，它们的主要参数都差不多，如功率增益 ≥ 20 dB，带宽10~100MHz，空载功耗 ≤ 90 mW。

图3-12是5G722用于调幅收音机高中频部分的电路， IC_1 用作变频，采用了共基调射形式。这种变频器在短波时的频率牵引作用比普通三极管变频器要小。外围电路也和三极管变频器一样。 IC_2 用作中放， C_e 和 R_e 是为提高增益而附加的。 IC_3

用作检波和低放，检波作用是第一个 BG_1 集电结(参看图1-11)完成的，电位器 VR 是调整检波器工作点的，使检波效率最高。第二个三极管用作低频放大， R_c 是为提高输出幅度而加的。

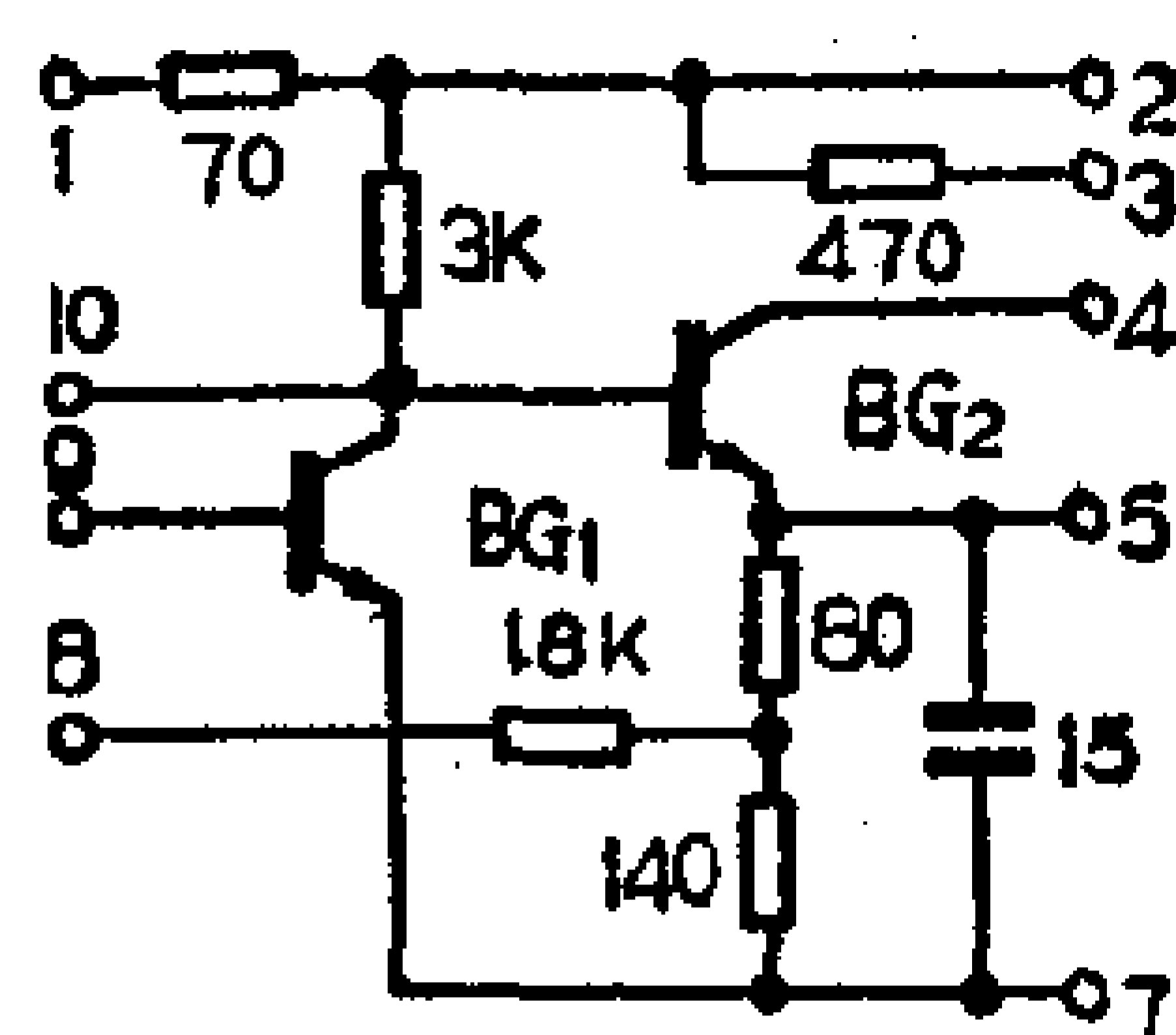


图 3-11 5 G 722内电路图

3. 5G724型低频放大器

在5G722的基础上加一个复合射随器，就成了5G724型放大器，如图3-13所示。它的输入阻抗在 $200\text{K}\Omega$ 以上，电压增益25dB，输出电压不小于 1V ($R_L = 600\Omega$)。可用作高阻抗前置放大、低放、音调控制、倒相等。

图3-14是5G724在低频电路中应用的实例。它由三只5G724分别组成前置放大、音调控制兼低放及倒相电路。两只分立三极管作OTL功率放大，该电路输出功率不小于 250mW ，频响 $50\text{Hz} \sim 10\text{kHz}$ ，音调提升范围 $\pm 10\text{dB}$ 。

4. 5G37型功率放大器

5G37是为电视机设计的集成功率放大器，当然也可以用在收音机中。图3-15是其内部及外围电路。 $BG_1 \sim BG_4$ 组成前置级， $BG_5 \sim BG_7$ 接成三个串联二极管，供给 BG_8, BG_9, BG_{10} 静态偏压，同时与 3K 的电阻串联作为前置级的负载。输出管 BG_{11} 和 BG_{12} 组成OTL电路。接在 BG_1 射极到输出端的 10k 电阻构成负反馈电路。 BG_1 和 BG_9 是横向PNP三极管，放大系数很小，只起倒相作用。

该放大器输出功率 3W ，频响 $50\text{Hz} \sim 17\text{kHz}$ ，失真度 $\leq 3\%$ ，静态电流约 40mA 。类似产品还有5G31 (1W)。其它集成功率放大器还有5G924 (3W)，7XF6 (15mW)，XT41

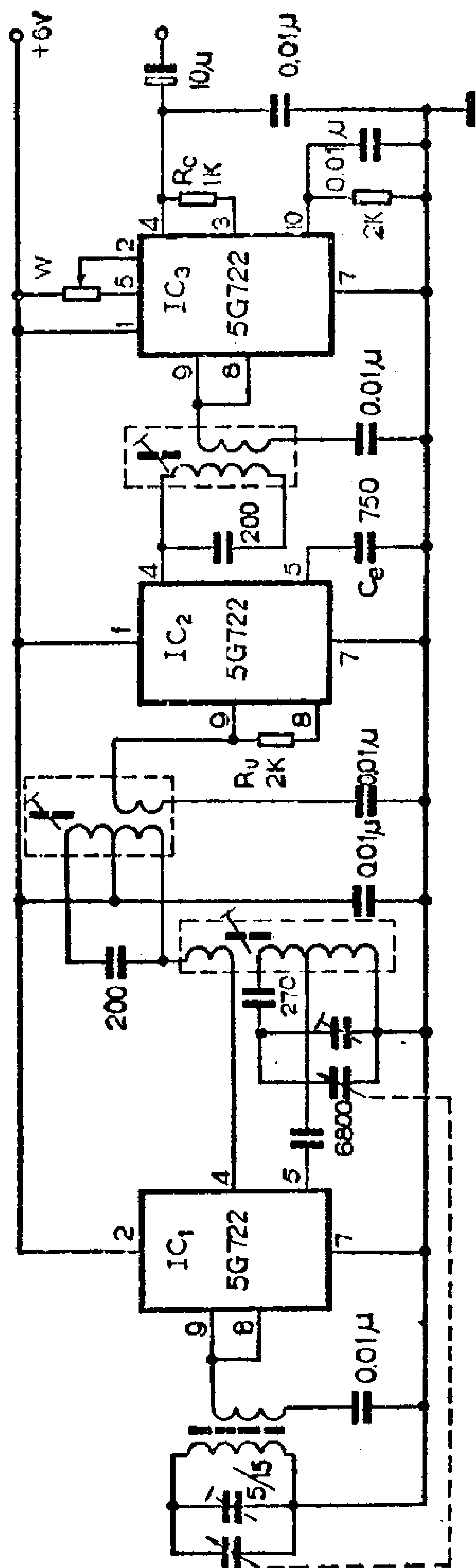


图 3-12 5G722用作变频及中波

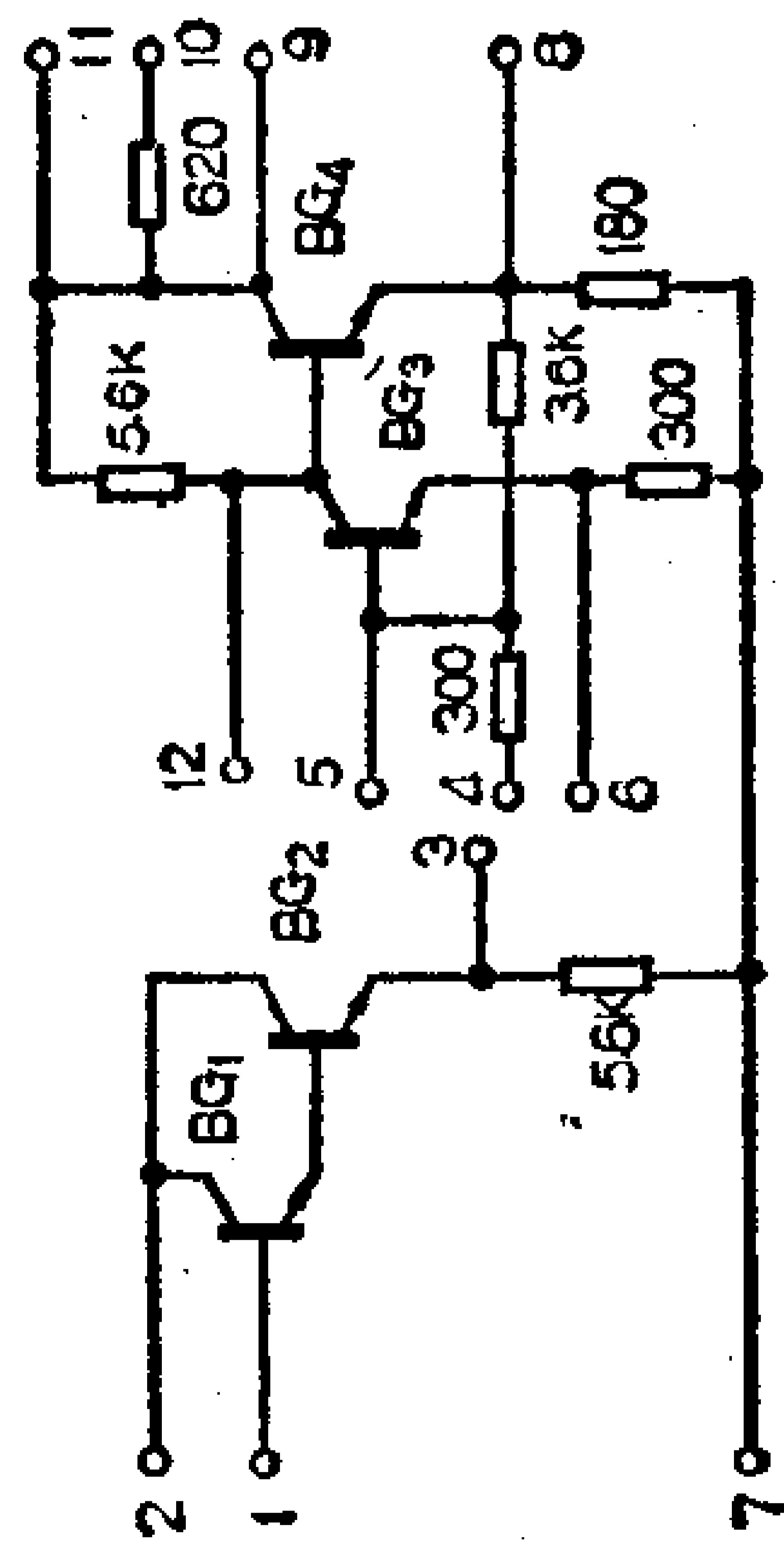


图 3-13 5G724内电路

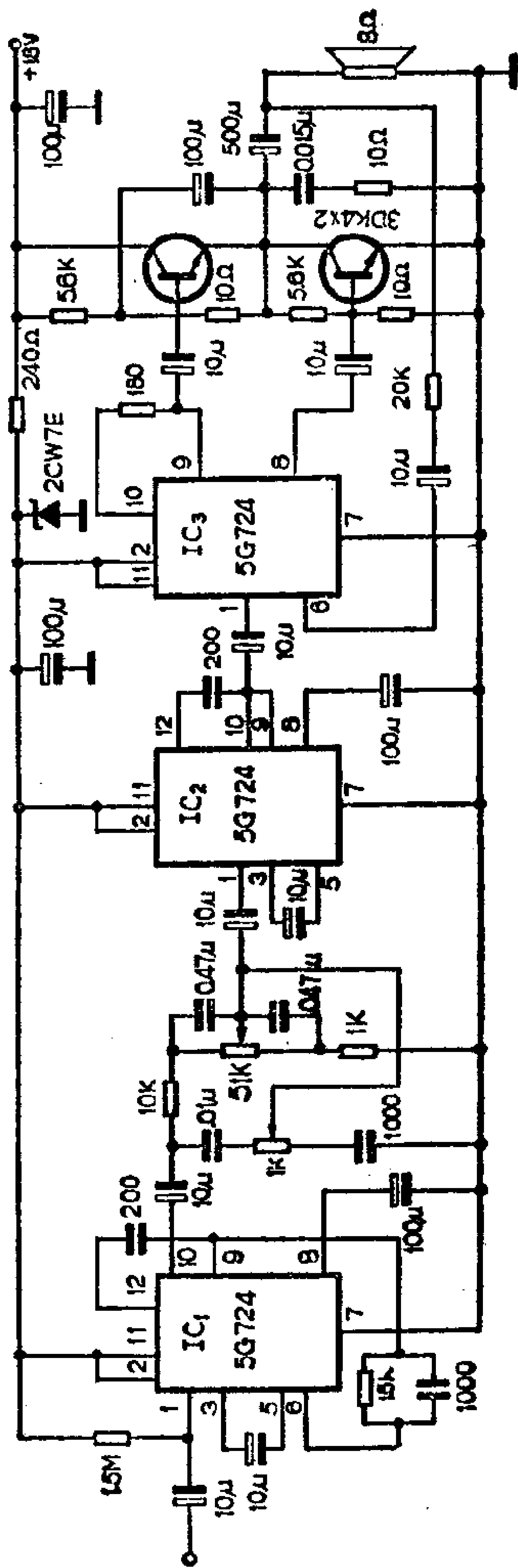


图 3-14 5G724用于低放的实例

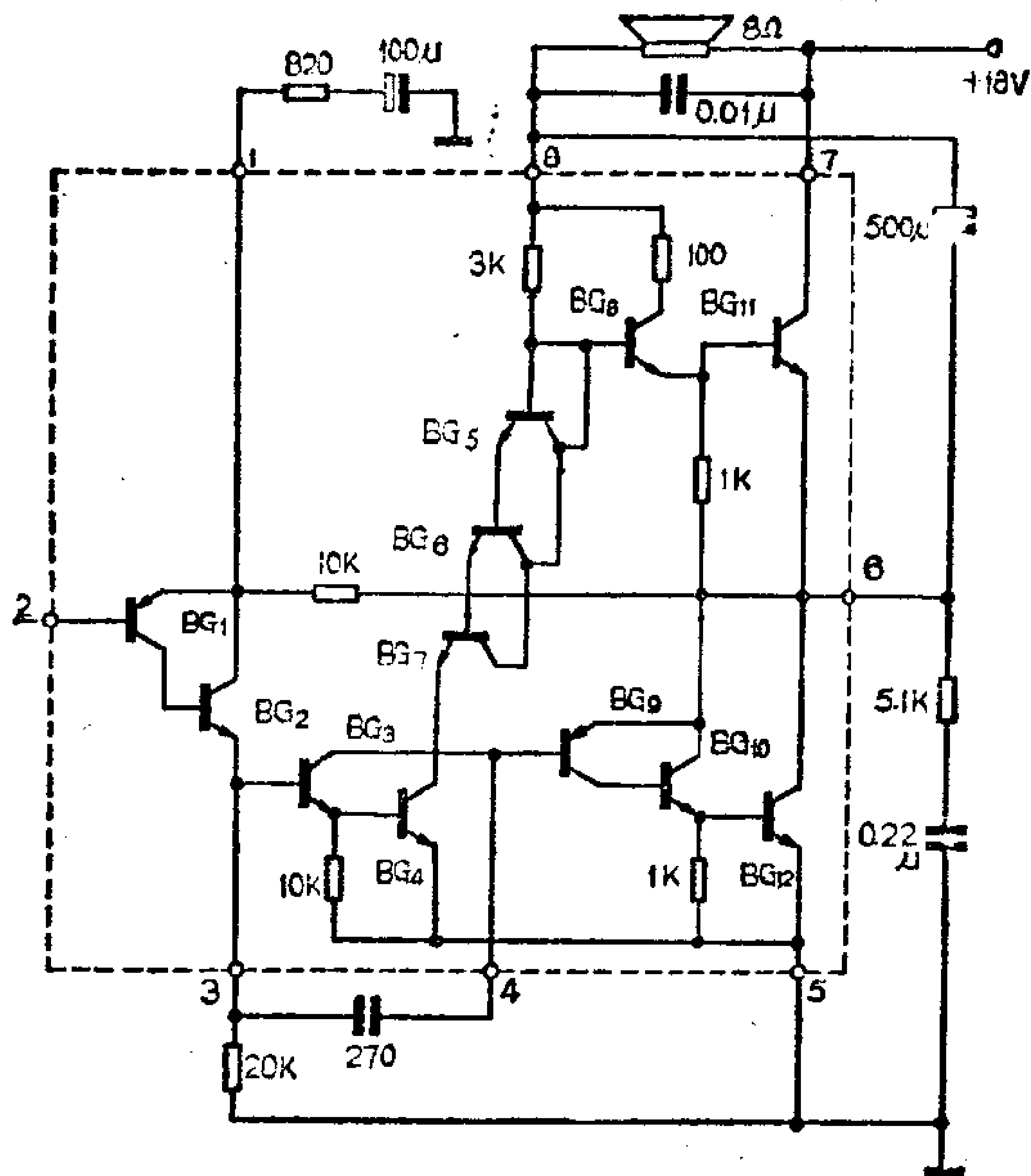


图 3-15 5G37内部电路

(30-150mW) 等。

5. WB812型稳压电源

该集成稳压电源有四种规格，性能如表3-1。内电路如图3-16。它可以用于高保真度收音机或扩音机中。集成稳压电源要作得功率很大是比较困难的，目前常见的产品大都是小功率的，如WC737 (2-37V, 200mA)。5G11 (3.5~24V, 200mA)、5G13

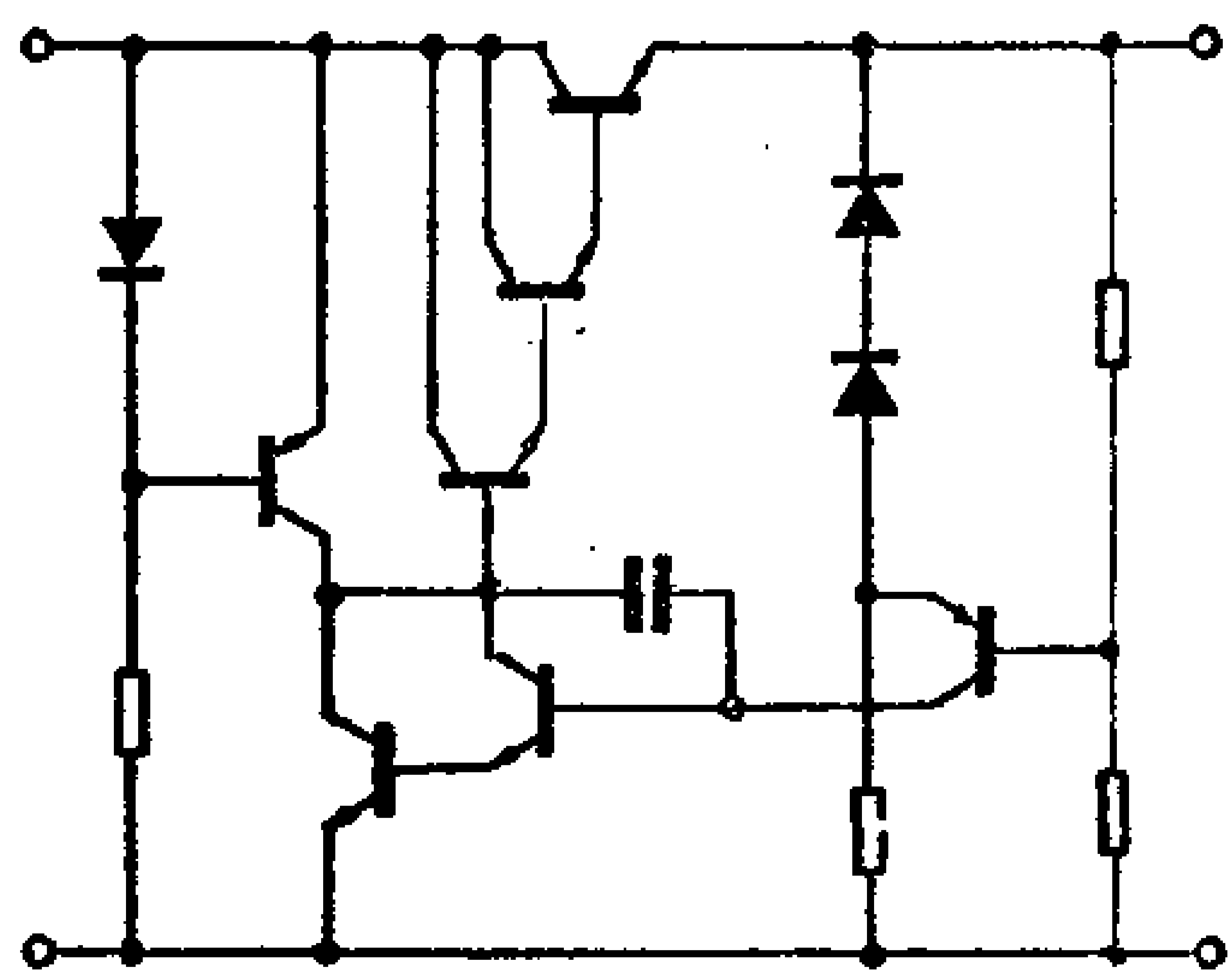


图 3-16 WB812内电路

(3.5~24V, 30mA) 等。

表3-1

WB812集成稳压电源的特性

型号	输出电压	最大 输出电流	最大 输入电压	电压调整率	内阻	最大功耗
	U_0 (V)	I_{omax} (A)	U_{imax} (V)	O (%/V)	R_0 (Ω)	P_M (W)
WB812-0.5	12 \pm 0.5	0.5	26	0.16~0.04	0.2	7
WB812-1		1			0.1	15
WB812-2		2			0.05	30
WB812-5		5			0.02	40

6. 5G925型综合电路

5G925是一个多用途集成电路，内部电路如图3-17所示。它可以完成检波、AGC、静噪控制、直流放大，倒相等作用。在3端外接电位器控制 BG_1 的偏流，使电路能得到不同的性能。

(1) 作静噪控制：调节1、3端外接的 BG_1 管偏流电位器，使 BG_1 基极的电位高于噪声振幅，即 $(U_{b1} - U_{e1}) > U_{NF}$ 时， BG_1 就可起到静噪作用（静噪原理见5-7节）。

(2) 作检波：利用 BG_1 的发射结作检波二极管，4端外接滤波电容。

(3) 作倒相：可以同时利用 BG_1 管的检波输出加到 BG_5

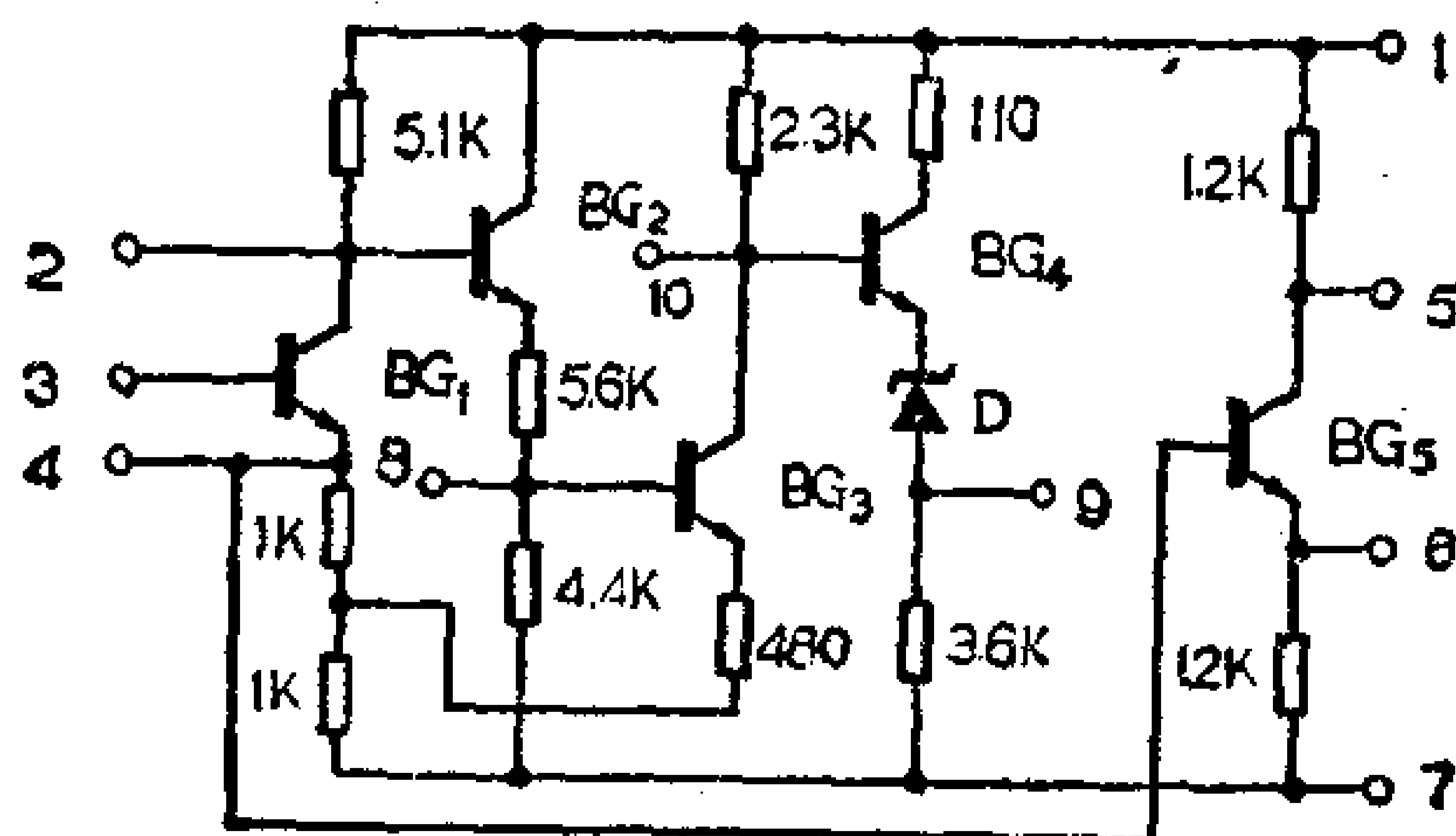


图 3-17 5G925内电路

的基极，在 5、6 端得到倒相输出信号。

(4) 作 AGC：中频信号加到 3 端，经 $BG_1 \sim BG_4$ 放大后，由稳压管 D 检出直流控制信号，从 9 端输出，送到前级控制中放或高放增益。

(5) 作直流或低频放大：8、9 端对地加旁路电容 $BG_1 \sim BG_4$ 就构成一直流放大器，可用于直流或低频放大。

7. 通用集成电路收音机的性能

用单功能通用集成电路组装的收音机，比起分立元件收音机来，在技术上是一大进步。在分立元件收音机中，为了降低成本和简化电路，往往是一管多用，为了兼顾各方面的性能，只好采取折衷方案。而一块单功能集成电路中最少也有两只以上的三极管，功能分工比分立电路的细，能使各部分电路均工作在最佳状态，为提高性能创造了条件。一些分立元件电路中较难解决的问题，在集成电路中可迎刃而解。例如要提高普及机的抗阻塞能力，就得加强 AGC 作用，采用 AGC 放大器有较好的效果，但会使成本增加，电路也会复杂化，使得在普及机中无法采用。在集成电路中，可在不增加元件数量的情况下做到很宽的 AGC 范围。此外单功能集成电路收音机能使外围元件减少 15—25%，各项性能指标都可高于同类型的分立元件收音机。图 3-18 是一个三级机电路，其典型指标是：

灵敏度：中波 (535—1605KHz) 1mV/M

短波 (3.9—12MHz) 200 μ V

选择性：34dB

AGC 范围：40dB

最大输出功率：450mW

单功能集成电路收音机还未完全摆脱分立元件收音机的形

式，要想进一步提高性能会受到集成电路数目的限制。其次外围元件还嫌多，不利于进一步缩小体积。

3-3 集成运算放大器及其应用

集成运算放大器本来是模拟计算机中的器件，由于它具有理想放大器的特性，因此被公认为是通用性最强的集成电路之一。最近几年集成运算放大器的成本大幅度下降，所以广播、通信和自动化设备中，已开始采用它来提高性能。

1. 集成运算放大器的基本概念

运算放大器实质上是一个放大倍数很高的直流放大器。初期的运算放大器是以差分放大器为主的分立元件电路，由于其体积大，性能不好，现在已基本不用了，所以这里所说的运算放大器都是指集成运算放大器。

运算放大器主要用在模拟计算机中作加、减、微分、积分等运算，也可以作程序控制、有源滤波、非线性函数发生器等。近几年来又被推广到收音机的小功率电路中，例如作调谐放大、低频放大、振荡、检波等。由于其性能十分优良而且工作可靠，电路简单，又无需调整工作点，所以是很有发展前途的电路。

运算放大器之所以具有优良的性能，是因为它可以等效成一个理想放大器。一个理想放大器应该具备的条件是：放大倍数、带宽和输入阻抗无穷大，失调电压（电流）和输出阻抗等于零。此外最好能双端输入、单端

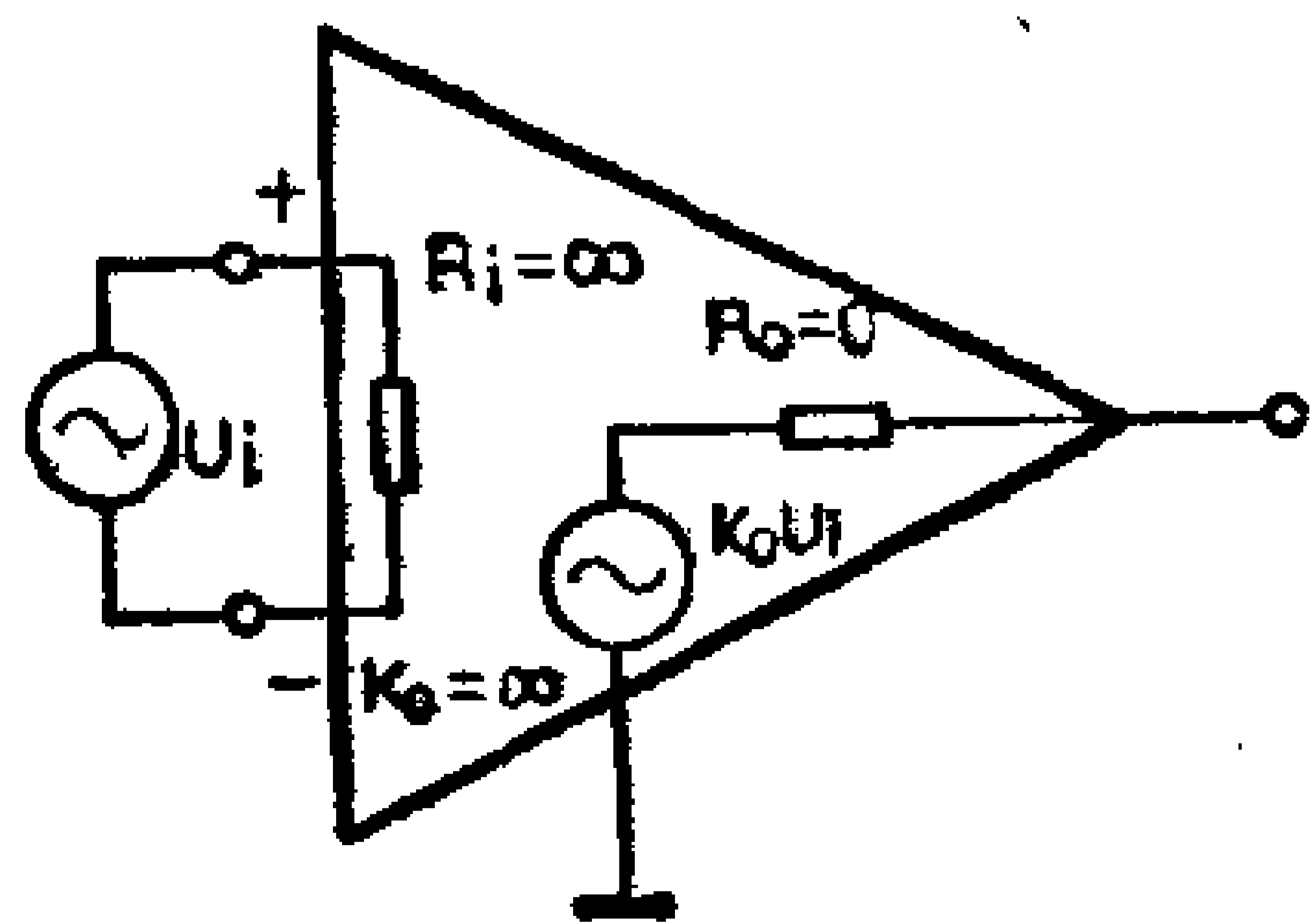


图 3-19 理想放大器

输出，如图3-19所示。运算放大器可近似认为满足上述条件。需要指出，这里所说的运算放大器已不是模拟计算机中的逻辑电路，而是一个理想通用放大器，只不过继续借用运算放大器的名字而已。

一个完整的运算放大器是由内部电路、反馈电路和附属电路三部分组成。内部电路就是运算放大器本身的电路，可以等效为上述理想放大器。反馈电路是最重要的外围元件，它决定了运算放大器的功能。由于负反馈加得很深，使得电路特性与内部参数基本无关，仅仅取决于反馈网络的参数。这就是运算放大器具有通用性的原因。附属电路包括馈电、调零、消振和防堵塞等电路。它们是保证放大器正常工作所不可缺少的部分。

2. 运算放大器的内部电路

运算放大器的内部电路可以说是一个性能良好的差分放大器，不管是什么型号，其内部电路均可分成输入放大级、电压驱动级和输出级三部分。

输入放大级要求输入阻抗高，失调小，温度漂移小和噪声低。

恒流源差分放大器具有良好的失调电压和温度漂移性能，而且共模抑制比很高，能减小同相增益，是输入放大级常采用的形式。其性能要求可以在此基础上进一步改进，例如若要求较高的输入阻抗和减小输入偏置电流，可采用高 h_{fe} 三极管，也可用复合管或场效应管，但复合管的失调电压，温度漂移和噪声性能不如单只高 h_{fe} 管，场效应管则更差；要提高增益，减小噪声也可用恒流源负载。为了使用灵活，输入级大都是双端输入、双端输出的形式。

电压驱动级主要作用是获得尽可能高的电压增益，并提供足够的驱动电流以推动输出级。此外要求对输入放大级和输出级尽量不产生影响。主要电路形式有双端输入、单端输出式差分放大。和恒流源负载单管电压放大器等。

输出级要求能以零电位为中心输出正向和负向电压。由于驱动级多为单端输出，因此要进行直流电平转换。常用转换方式有横向PNP管，射极输出器和稳压管，稳压管会产生大量噪声，因此用得很少。输出电路以互补推挽和射极输出器为主要形式。

下面以几个国产典型产品为例，介绍运算放大器的具体电路。

图3-20是8FC1型运算放大器的内电路，BG₂、BG₃组成输入放大级，其输出加到BG₄、BG₅组成的驱动级。BG₆、BG₇组成复合射极输出级。由于射极输出器的电压增益小于1，所以把R₁₂的一端引回来，接在BG₈射极电阻R₁₀、R₁₁之间，利用R₁₁的正反馈作用使电压增益得到提高。直流电平移动是靠R₅上的降压实现的，以满足零输入时，输出为零的要求。BG₁和EG₈是恒流电路，BG₉作温度补偿。

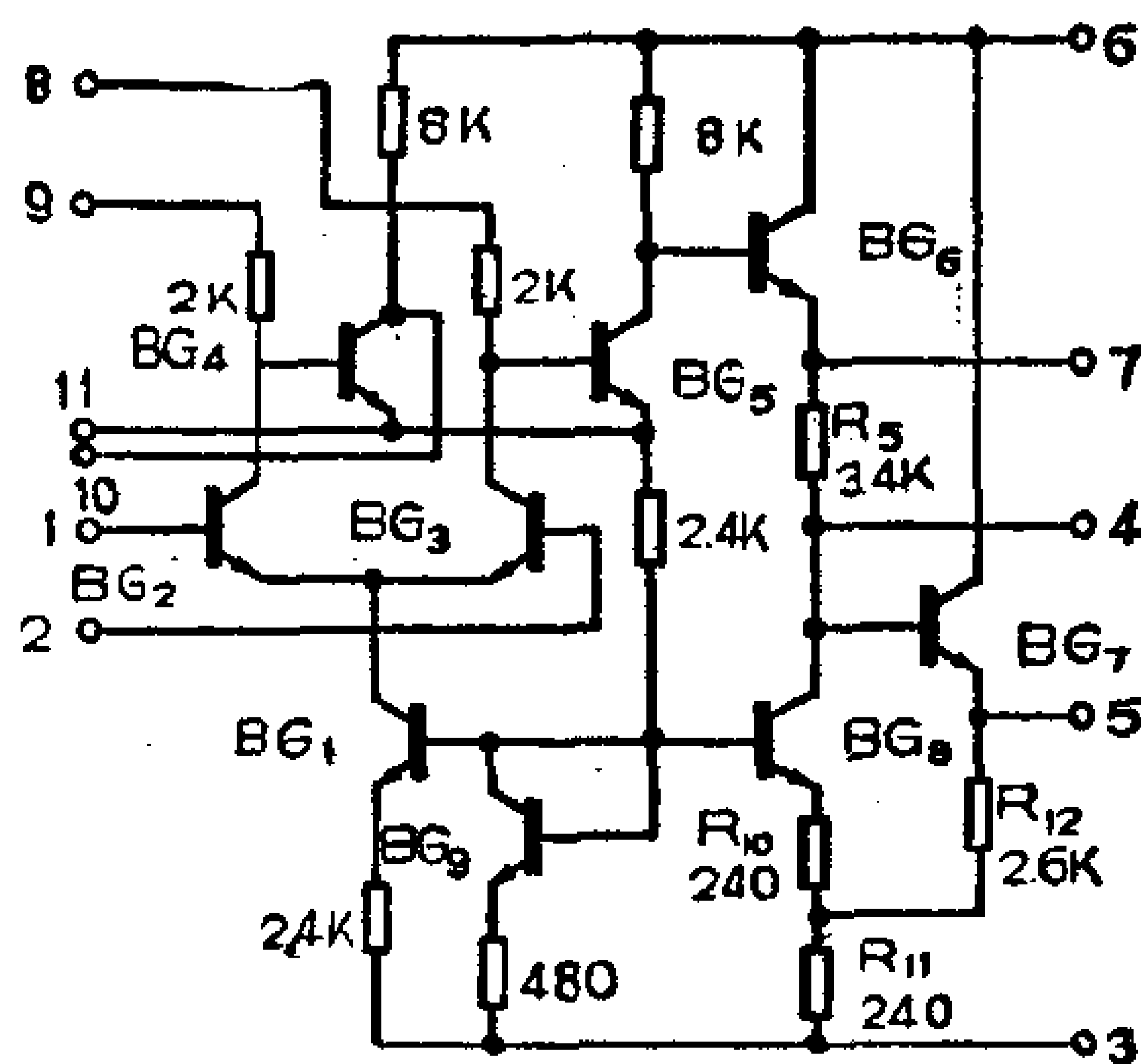


图 3-20 8FC1内电路

图3-21是8FC2型的内部电路。可以看出，它是8FC1的改进电路，其中BG₁、BG₂组成射极输出器，作用是提高输入阻抗，减小输入偏置电流。BG₃、BG₄组成输入差分放大级。

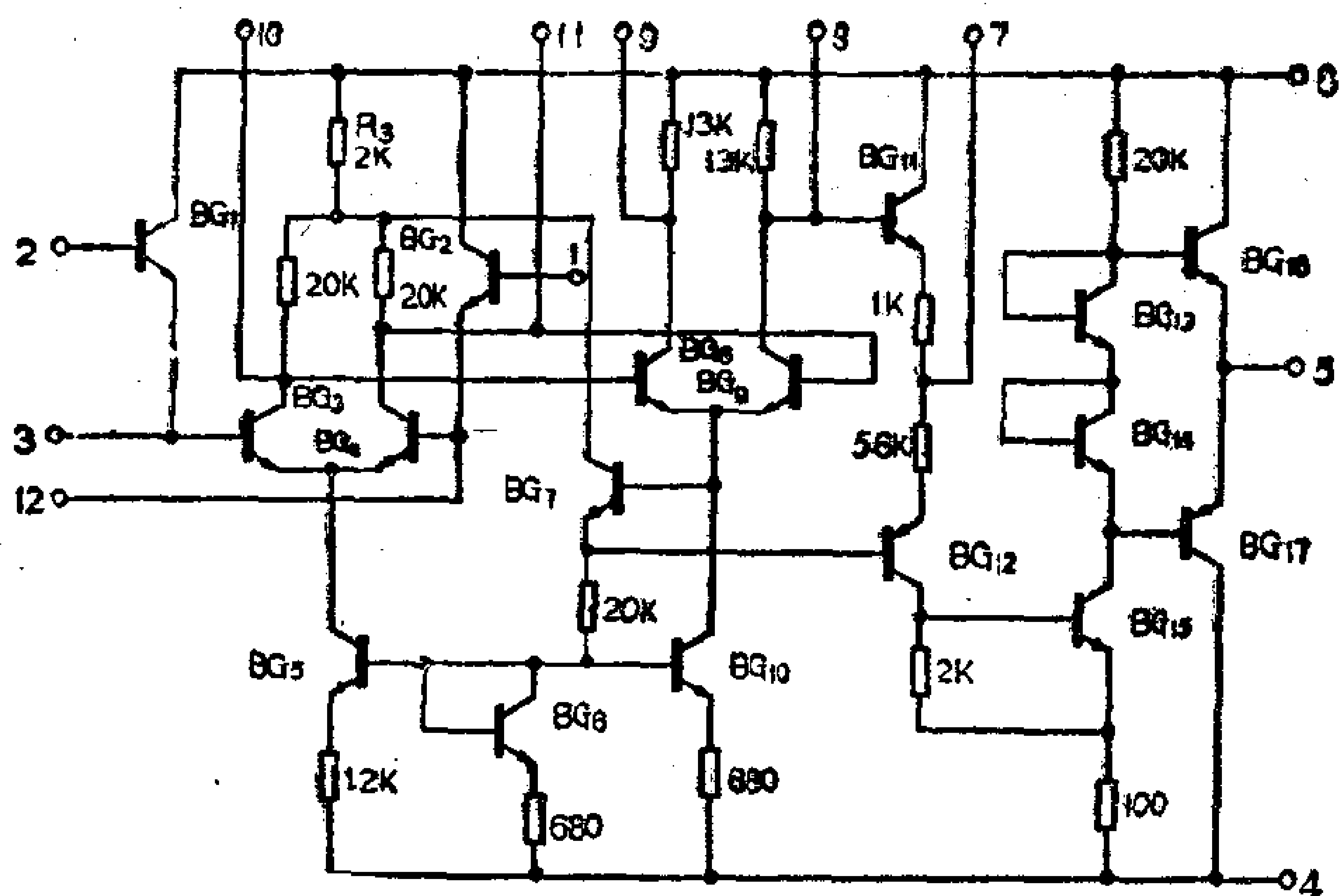


图 3-21 8FC2

BG₈、BG₉组成第二级差分放大。BG₇是共模反馈，从BG₈、BG₉射极取出共模信号，经BG₇放大后接到R₃下端，以提高电路共模抑制比和减小零漂。BG₁₁和BG₁₂完成直流电平移动。BG₁₅是电压驱动级。BG₁₆和BG₁₇是互补输出级。由BG₁₃、BG₁₄供给静态偏压，避免交越失真，同时起温度补偿作用。BG₅、BG₁₀是恒流源电路。BG₆起稳压及温度补偿作用。

图3-22是NG04型的内部电路，输入放大级由BG₁~BG₃组成，BG₁、BG₃与BG₂、BG₄组成互补的共射一共基差分对，BG₅、BG₆作它的有源负载。这种输入电路增益高，单级增益达200~500倍，输入、输出阻抗高，差动和共模输入范围大。BG₇、BG₈提供BG₅、BG₆所需的基极电流，并保证差分两臂的对称性，提高共模抑制比。BG₁₁、BG₁₂组成缓冲放大级，能更好地发挥有源负载的优点，提高输入级和驱动级的增益。BG₁₇、BG₁₆组成电压驱动级，BG₁₇是放大管，BG₁₆是它的恒流源负载，电压增益高达1000倍。BG₁₅作二极管稳压提供

BG_{18} 稳定偏置电压。 BG_{21} 、 BG_{23} 、 BG_{24} 组成互补输出电路， BG_{19} 、 BG_{20} 供给输出级静态偏压。 BG_{10} 、 BG_{13} 是恒流源，供给输入级偏压。 BG_9 、 BG_{14} 作稳压及温度补偿。 BG_{22} 、 R_8 和 BG_{18} 、 R_4 组成短路保护，前者是正向保护，后者是负向保护。当外接负载过小或短路时， R_8 上的压降加大开启保护管 BG_{22} ，分走 BG_{21} 的部分基极电流，使输出电流减小，从而保护了 BG_{21} 。同理， R_4 上的压降开启 BG_{18} ，减少 BG_{17} 的基极电流，从而保护 BG_{23} 、 BG_{24} 。

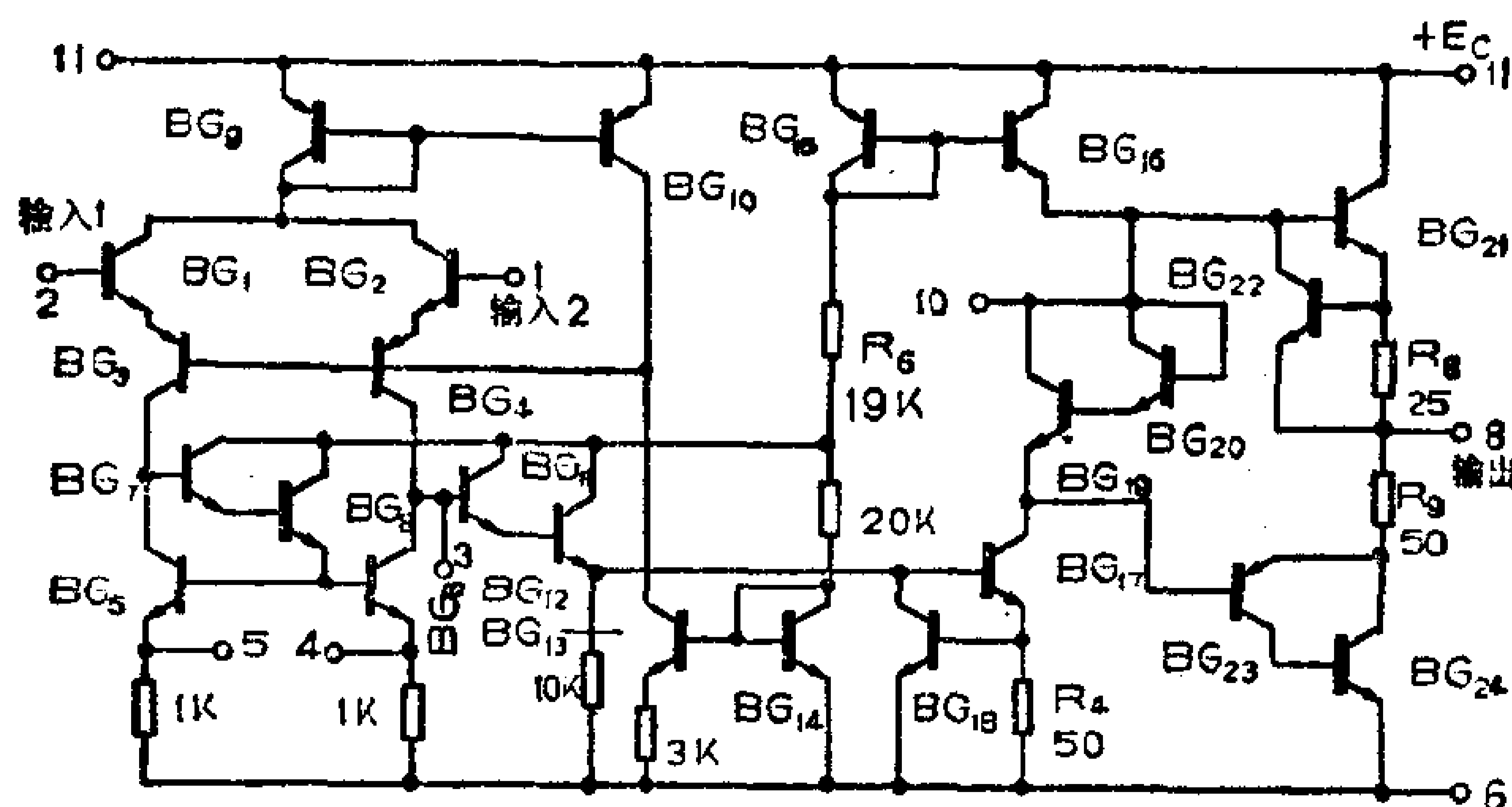


图 3-22 NG01 内部电路

从前面几个实际电路可以看出，集成运算放大器的内部电路基本上大同小异，使用时在满足要求的情况下，只要性能相近，就可以互换。这是运算放大器的一个重要优点。表 3-2 是常用国产集成运算放大器的特性表，这些型号都可以应用在收音机中。

最近以来，集成运算放大器涌现出了不少新产品，如斩波式、绝缘式、大功率、高速度、宽频带、高输出电压等，为运算放大器的应用开辟了更广阔的领域。

表3-2

常用集成运算放大器的特性

型号	输入失调电压 U_{rs} (mV)	输入失调电流 I_{rs} (μ a)	开环电压增益 K_{vo}	最大输出电压 U_{pp} (V)	开环带宽 Δf (-3dB)	共模抑制比 CMRR (dB)	功耗 P_c (mW)	特点	类似型号
8FC1	≤ 5	≤ 2	$2 \sim 4 \times 10^3$	± 5	300KHz	≥ 80	≤ 120	多用途	7×C1; BG301; 5G922; XL750; FC1; 4E304;
8FC2	≤ 3	≤ 0.1	3×10^4	± 12		≥ 80	150	中增益	4E312; XT51; 5G23; FC3;
NG04	1~3	0.05~0.1	$1 \sim 4 \times 10^5$	± 13	5~7Hz	90	60	高增益 低漂移	5G24; BG305; XFC77; 4E302; 4E322;
FC52	≤ 4	≤ 0.1	10^4	± 10	1	90	200	低漂移	FC3C; XFC78; FC72;
BG311	≤ 5	≤ 50	10^4	± 24		80	90	高输出电压	BG303; 5G28;
XFC-79					40MHz			宽频带	5G27; FC91;

3. 运算放大器的反馈电路

在分析晶体管电路时，常借助网络理论来简化分析，例如

把晶体管放大器等效成一个四端网络，高频电路用Y参数方程分析；低频电路用H参数方程分析。如果把运算放大器当作理想放大器看待，则其闭环等效电路用变形Z参数表示比较方便，如图3-23所示。图中 Z_{in} 表示输入阻抗， Z_{ou} 表示输出阻抗， K_f 表示闭环增益（传输系数），它是频率的函数，所以要表示成 $K_f(j\omega)$ 。 Z_{in} 、 Z_{ou} 和 $K_f(j\omega)$ 是分析运算放大器闭环电路的基本参数。

运算放大器是一个双端输入、单端输出的器件，基本输入方式有三种，即同相输入，反相输入和差动输入，如图3-24所示。在收音机电路中用的最多的是前两种形式。在同相输入电路中，反馈电路的形式是电压串联负反馈，其基本参数可表示为：

$$Z_{in} = \frac{K_0 Z_i}{1 + Z_f/Z_r}$$

$$Z_{ou} = \frac{1 + Z_f/Z_r}{K_0} \cdot Z_0$$

$$K_f(j\omega) = 1 + \frac{Z_f}{Z_r}$$

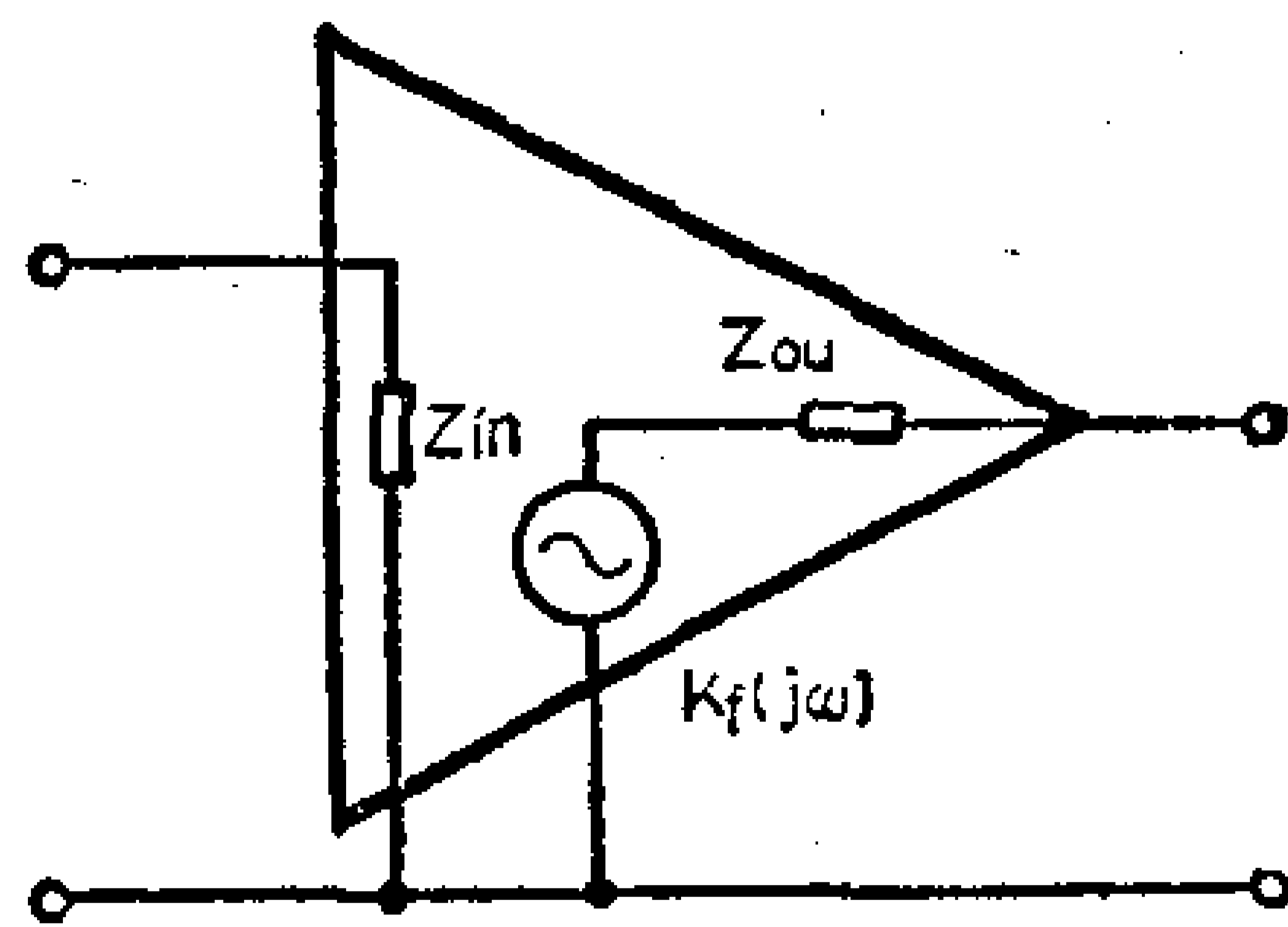


图 3-23 用变形Z参数等效理想放大器

式中 Z_i 、 Z_0 、 K_0 分别是运算放大器的开环输入阻抗，输出阻抗和电压增益。 Z_f 、 Z_r 是反馈网络的阻抗。

在反相输入电路中，反馈电路的形式是电压并联负反馈，其基本参数为：

$$Z_{in} = Z_r$$

$$Z_{ou} = \frac{1 + Z_f/Z_r}{K_0} \cdot Z_0$$

$$K_f(j\omega) = -\frac{Z_f}{Z_r}$$

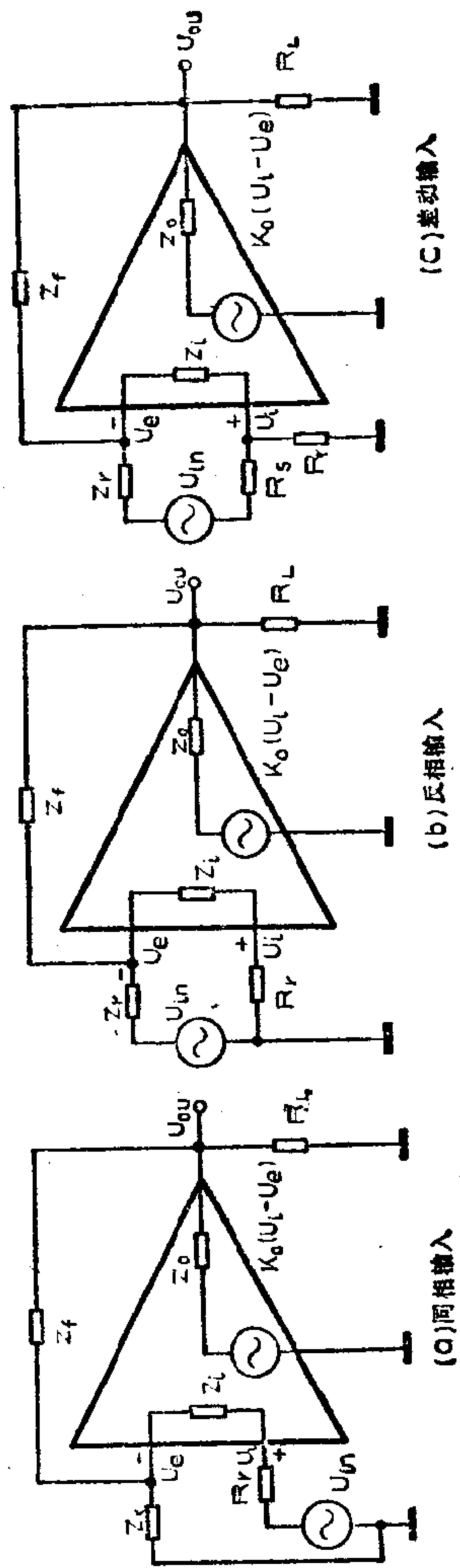


图 3-24 运算放大器的几种不同输入方式

输入方式和反馈形式的不同决定了两种电路的特性，同相输入电路的输出和输入电压同相，输入阻抗高，闭环增益也稍大一些；而反相输入电路的输出和输入电压反相，输入阻抗低。

前面已经讲过，运算放大器的闭环特性只取决于反馈电路的特性，与内部参数无关，从上述传输函数公式也可看出这一点。下面我们举例进一步说明这个问题。

用一个单调谐中频变压器代替 Z_f ，就组成了中频放大器，如图3-25 (a) 所示。此电路是反相输入电路，其增益为：

$$K_f(j\omega) = \frac{-R_2/R_s}{1 + j\omega R_2 C + \frac{R_2}{j\omega L}}$$

在中频频率 f_0 下， $\omega_0 C R_2 = R_2/\omega_0 L = Q$ ，则上式为：

$$K_f(j\omega) = \frac{-R_2/R_s}{1 + jQ \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)}$$

这就是单调谐回路的频响特性公式，其曲线如图3-25 (b) 。

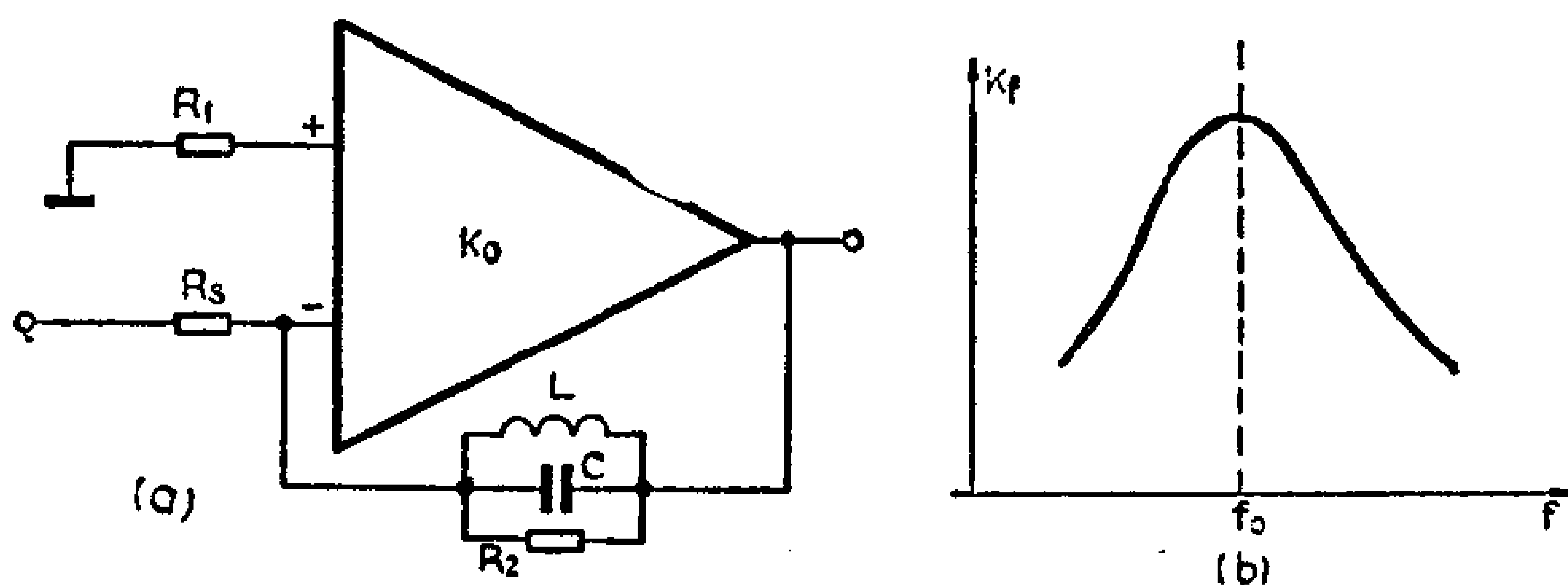


图 3-25 用运算放大器组成的中放及其特性曲线

图3-26 (a) 是一个有源滤波器电路，根据同相输入电路的增益公式得：

$$K_f(j\omega) = 1 + \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_2 C}$$

在截止频率 $\omega_0 = \frac{1}{R_2 C}$ 时，增益下降3dB，画出频响曲线如图3-

26 (b)。它是一个最基本的低通滤波器。

从上面两个例子看出，只要设计合适的反馈网络，就可得到所需的频响特性，用不着去考虑运算放大器本身的参数。这一特点给电路设计和调试带来了极大的方便，而且电路工作在深度负反馈下，具有良好的性能和高度的稳定性，这就是使用运算放大器的优点。

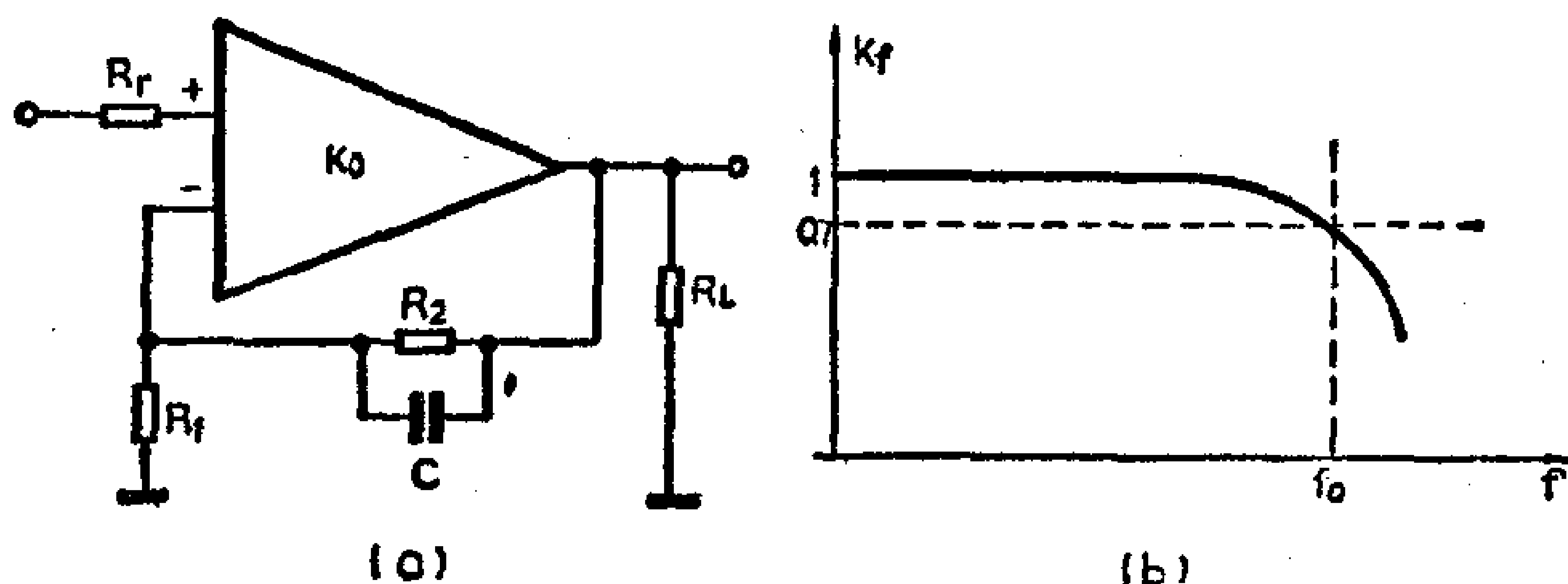


图 3-26 用运算放大器作的有源滤波器电路和特性

4. 运算放大器的附属电路

附属电路主要包括馈电、调零、防阻塞、消振以及其它一些保护电路，这些电路都是保证运算放大器正常工作所必不可少的。

(1) 馈电

运算放大器都是按正负两组电源而设计的，在使用中一般也应加正负两组电压。有时为了简单起见，也可用单组电源馈电。

(2) 调零

理想的运算放大器在输入电压为零时，输出电压也应为零。但由于工艺问题，各晶体管和电阻不可能完全对称，以致

使实际的运算放大器当输入电压为零时，输出电压并不为零。故一般应设有调零电位器。因在闭环电路中，调整前级放大器的工作状态很灵敏，因此调零电位器接在越往前越好。在多数产品中，电路设计时已考虑了调零电位器的接入，大都是接在输入放大级的集电极，用改变集电极电压差的方法实现调零。在输入偏置电流较大的产品中，也可在两个输入端接上电位器，让偏流流过电位器，有意造成两输入偏流不平衡来实现调零。这两种调零电路如图3-27所示。

有些低漂移和输入偏流很小的运算放大器没有专门接调零电位器的位置，改变输入偏流也不明显，这时可根据输出偏离零点的极性，在输入放大级的相应集电极电阻上并接一个高阻抗电位器，使集电极电阻不平衡而改变输入级的集电极电位差，使输出为零，如图3-28所示。

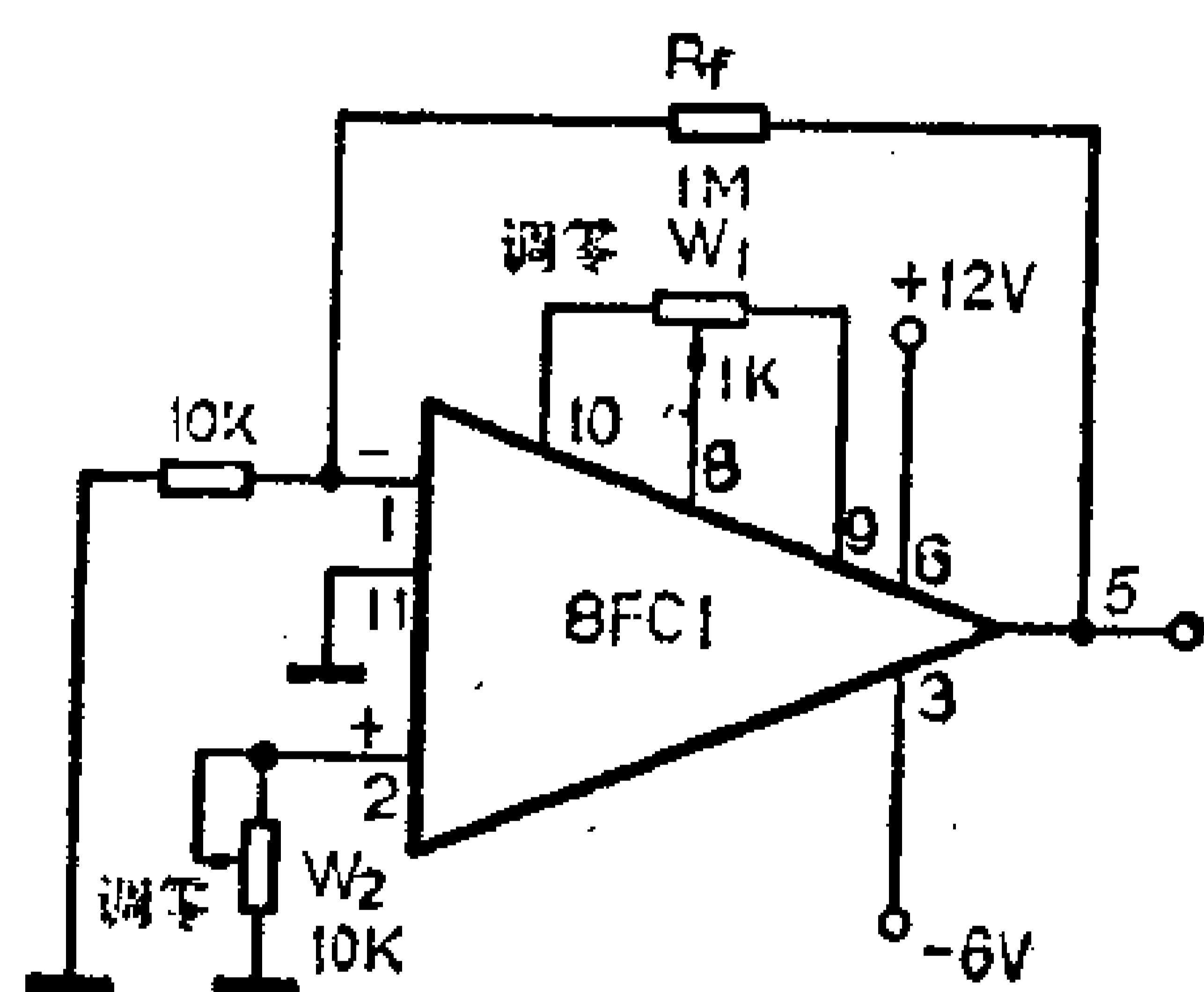


图 3-27 调零电路之一

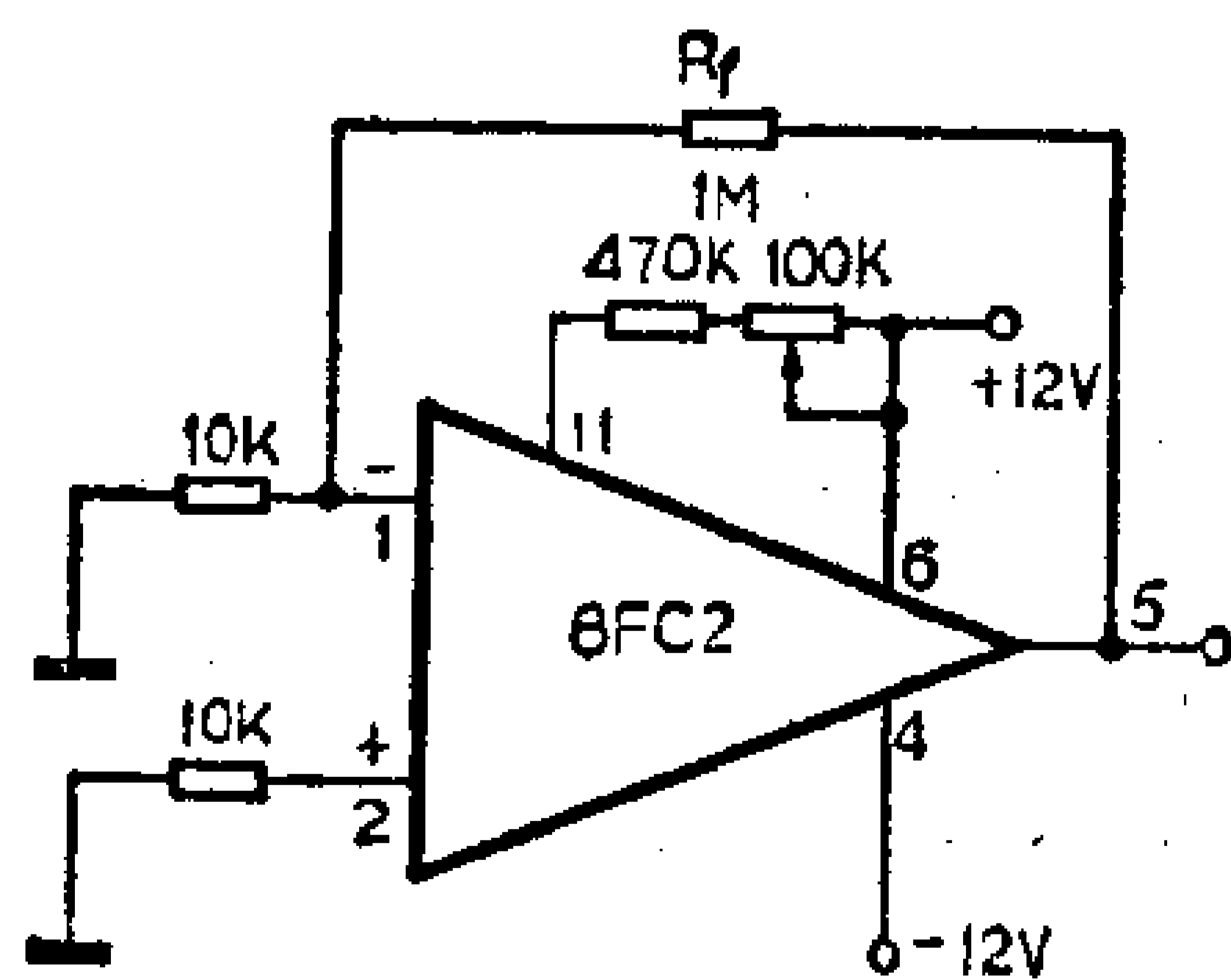


图 3-28 调零电路之二

(3) 防止阻塞

在反相输入端加入过大的信号或干扰后，放大器的工作将不正常，例如发生信号加不进去，不能调零，输出出现间歇等。这时即是把输入信号减小，有时，电路仍不能复原，必须断电后重新加电或把输入信号去掉等一段时间后才能复原。这种现象叫阻塞，也叫闭锁。

阻塞现象一般多是输入级的晶体管饱和，反相输入端和输出端失去相位相反的性质，电路变成正反馈，使输入级进一步饱和而造成的。如果电路中的某一电容被大信号充电后没有放电回路，或共模输入电压超过规定值等也会造成阻塞。

为了防止阻塞，就先要防止输入管饱和，例如在图3-29中，用三极管自动断开强信号（图a）或用二极管进行箝位（图b）。

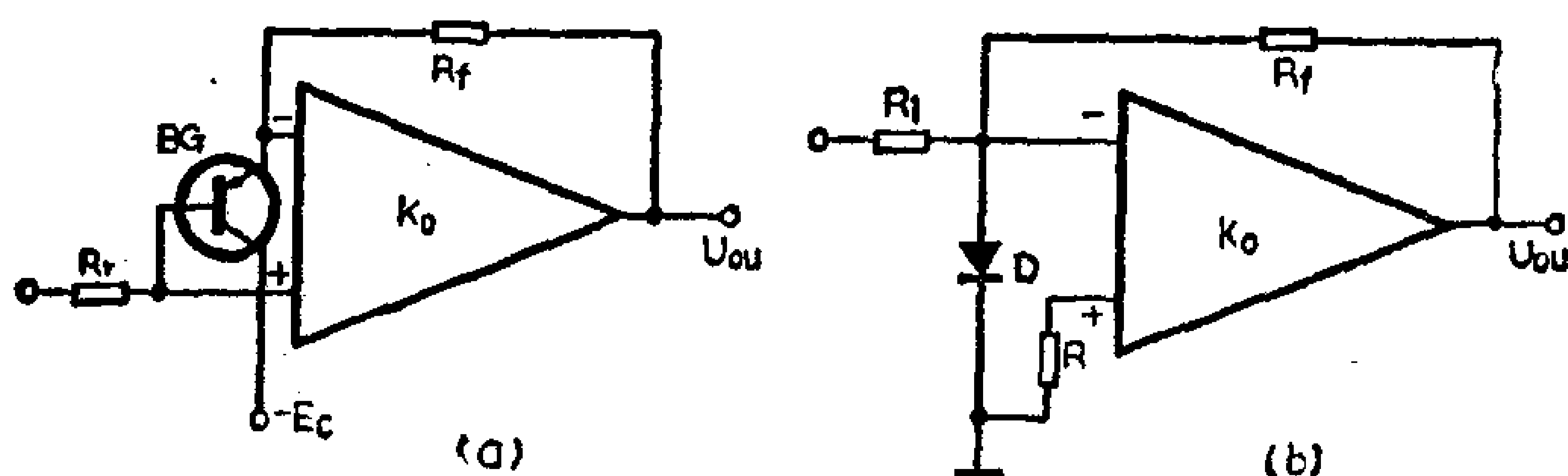


图 3-29 防阻塞电路

5. 消振

运算放大器是一个增益很高的器件，使用中又多加有深度的负反馈，所以在通频带的两端及频率很高时会产生较大相移。当这些附加相移达到 180° 时，将使负反馈变成正反馈，从而常常产生寄生自激振荡。开环增益愈大，反馈愈深，这种振荡就愈容易发生。这是高频端情况。低频端的振荡主要是多级放大器通过共公电源内阻耦合而产生的，可以用加强退耦的方法消除*。高频振荡则用相位补偿法消除。图3-30是几种常用的消振方法，这些方法是利用RC移相电路使相位滞后，消除了

* 请注意，有时由于发生过强的超音频自激振荡，从而导致间歇阻塞振荡，所听到的只是超低频的阻塞频率（例如有些“汽船声”），但并不是超低频振荡。

自激条件。这就是所谓积分补偿法，也叫开环补偿。

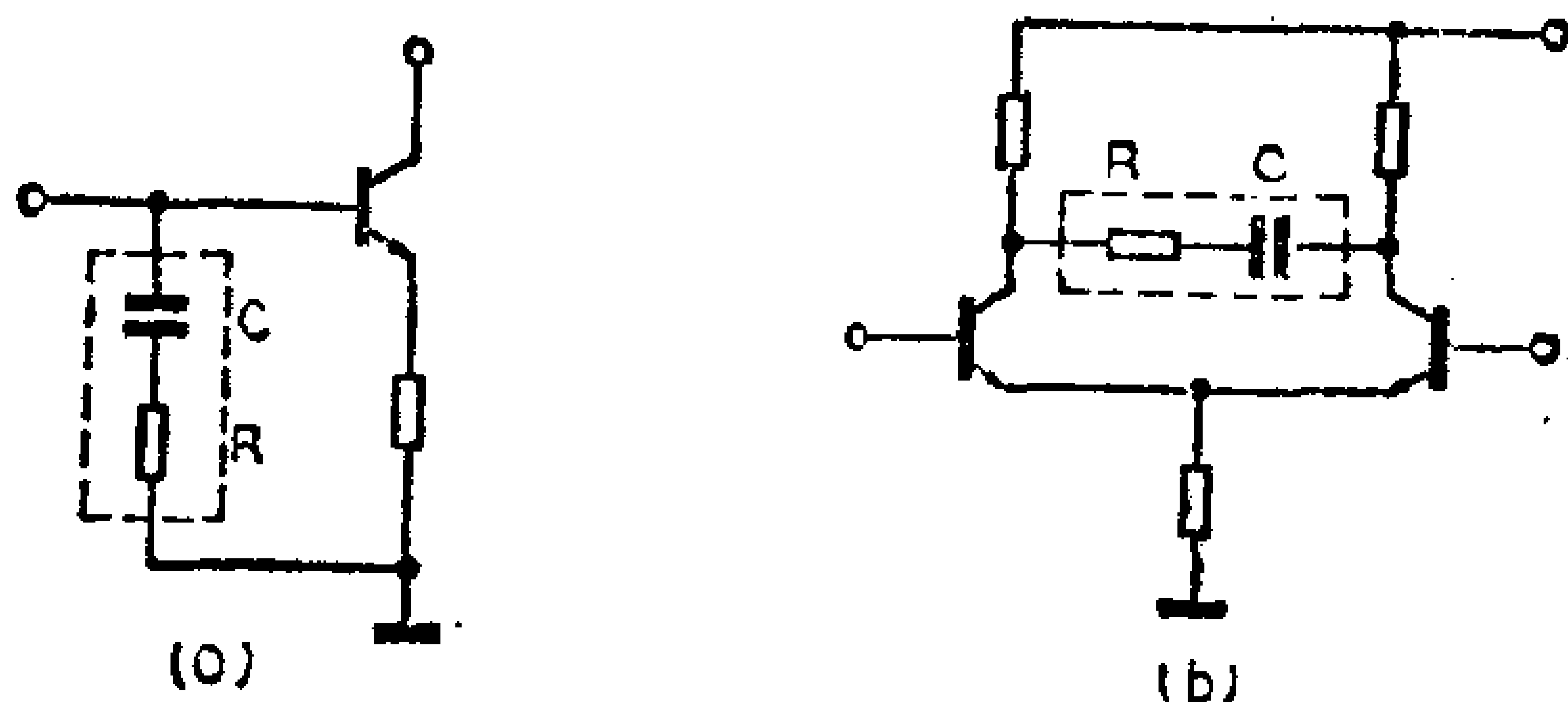


图 3-30 几种消振电路

积分补偿会使带宽变窄，因此有时还采用微分补偿，其原理是在补偿频率范围内，使反馈电路的相位超前，而使整个环路的相移保持在 180° 以内。这种补偿方法是多是通过反馈网络中的电抗元件实现的，也叫闭环补偿法，能使通带扩宽。加了微分补偿后有时也可能自激振荡会更厉害，这时只要再加一点积分补偿就可消除振荡。

图3-31是常用运算放大器外围电路的接法。

为了进一步扩展运算放大器的功能，可以增加适当的外围元件，并使电路性能更趋完善。例如图3-32(a)可降低噪声，提高输入阻抗；图(b)可增加输出功率。

6. 运算放大器在收音机中的应用

从表3-2可知，各种运算放大器的特性是有差别的，如开环增益、带宽、失调等都不一样，所有指标都满足理想条件是办不到的。一般情况是开环增益高的频带窄；反之频带宽的，则开环增益低。运算放大器一般用在收音机的小信号电路里，需依用途而选择。一般在中、高频电路中，应选择宽频带、高速度的型号；在低频电路中，应选择中、高增益的型号。下面介绍几种实际的应用电路。

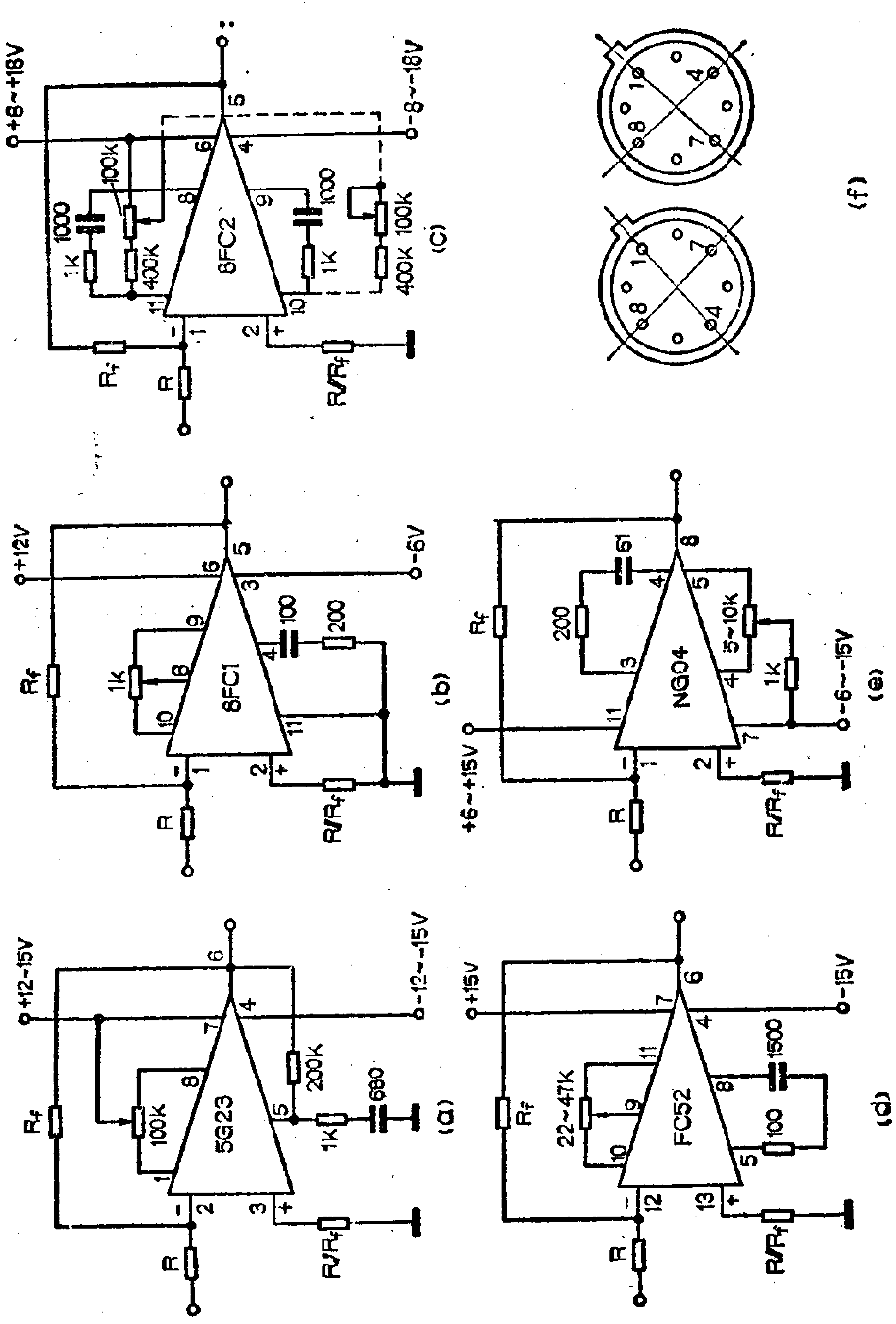


图 3-31 常用运算放大器外围电路

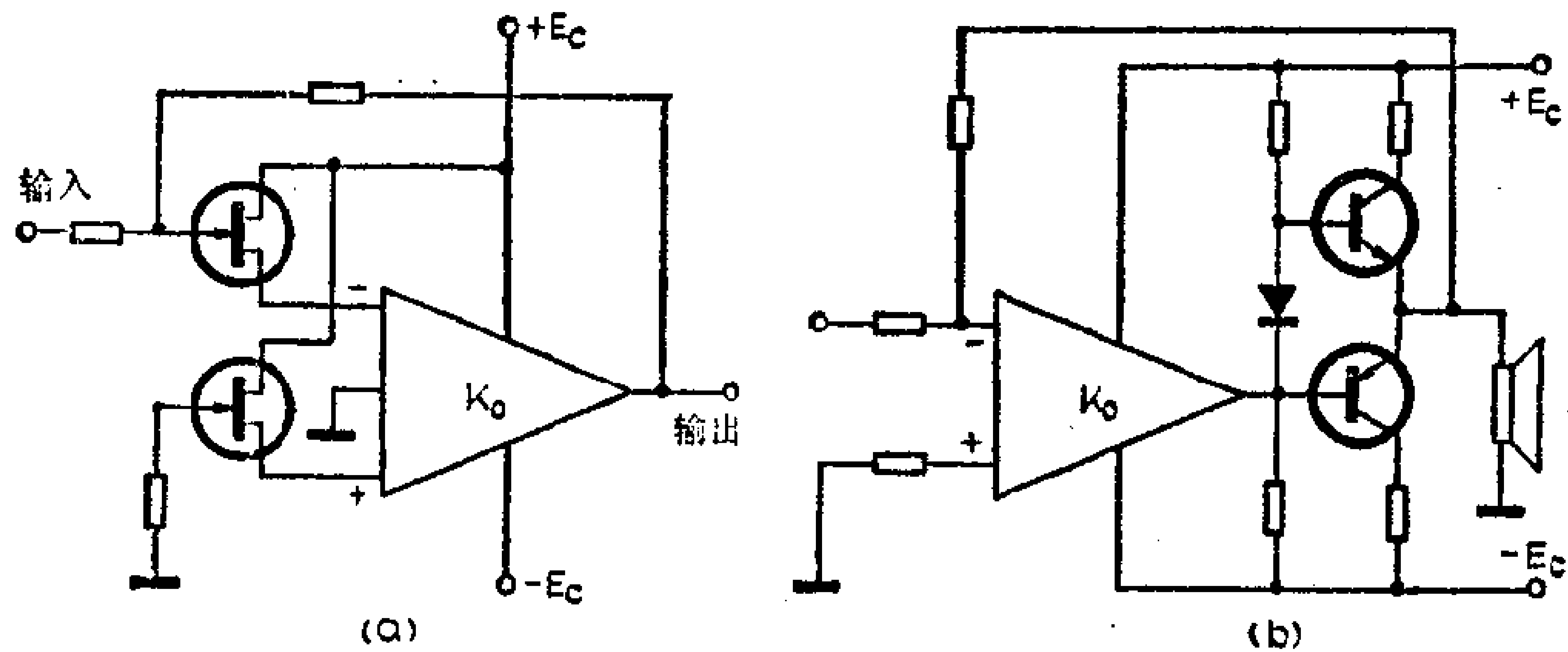


图 3-32 改进电路

(1) 中频放大器

在运算放大器的反馈回路接入 LC 回路就可构成调谐放大器，这在前面已介绍过。为了进一步提高选择性和抗交扰调制的能力，在输入和输出端也加上调谐回路，就可构成性能较完善的调谐放大器。图3-33是465KHz的中频放大器，反馈回路中接入并联谐振回路，在465KHz时阻抗最大，故此时反馈量最小，增益最大。这样一级中放就能满足整机增益需要。图示

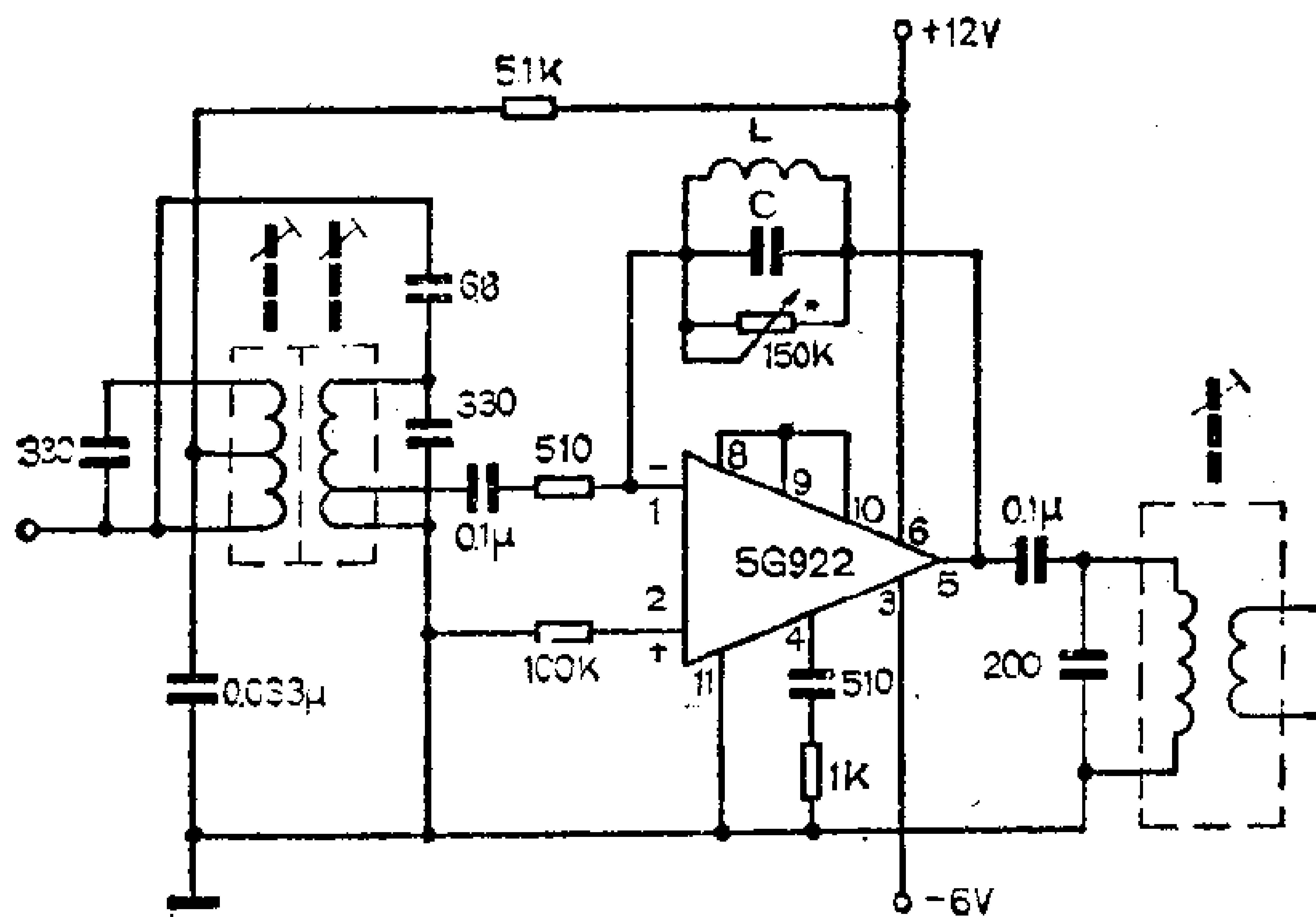


图 3-33 中频放大器

电路的中频增益约为50dB，选择性达24dB。与反馈回路并联的150K 电位器用以调节反馈回路的Q值。电路处于深度直流负反馈下，所以省去了调零电路。

(2) 检波器

图3-34是两种检波器的常用接法，以图(a)为例说明工作

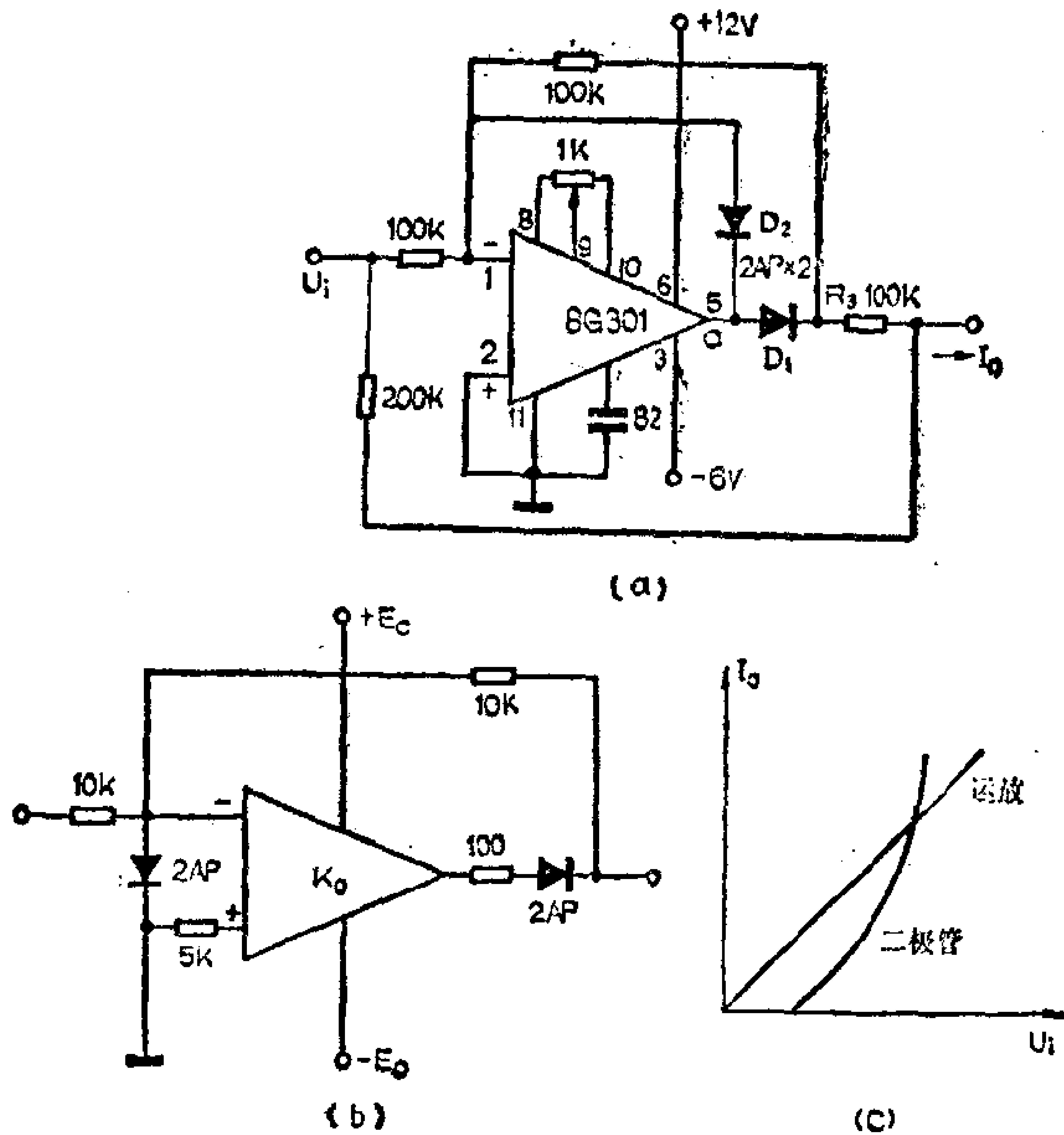


图 3-34 检波器

原理。当输入为 $+U_i$ 时，输出端 a 点近似为零（忽略 D_1 、 D_2 的正面内阻）， D_1 被反向偏置， R_3 上无电流流过，这时输出

电流 $I_{0+} = \frac{U_i}{200K\Omega}$ 。当输入为 $-U_i$ 时，输出电流 I_0 由两部分

组成，即 $I_{0-} = \frac{U_i}{100K} + \left(\frac{-U_i}{200K}\right) = \frac{U_i}{200K\Omega}$ ， $I_{0+} = I_{0-}$ 完成了

检波作用。这是一个精密的检波器，线性非常好，起点电压减小到3毫伏数量级，可得到理想的二极管特性，如图(c)所示。

(3) 低频放大器

图3-35是一个用集成运算放大器接成的低频放大器实际电路。运算放大器用阻容耦合时工作点十分稳定，调整增益只需改变反馈网络的反馈比，输入阻抗也可按匹配要求进行调整。图(a)电路增益30dB，输出阻抗小于 20Ω ，最大输出电压为 $\frac{1}{2}E_c$ 。改变反馈回路的特性，还可组成所需性能的均衡放大器，图(b)是唱片均衡放大器的实例。

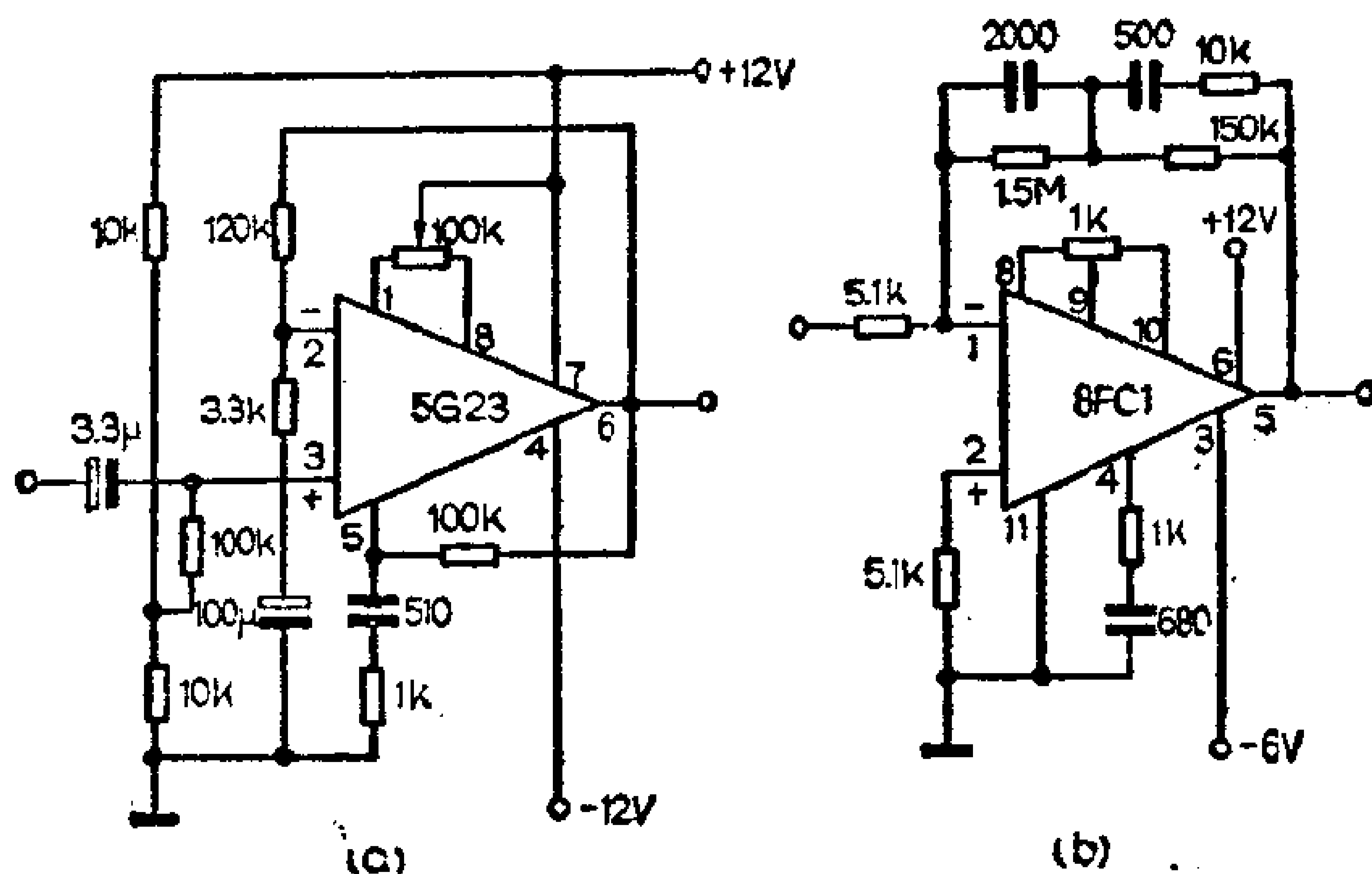


图 3-35 低频放大器

(4) 低噪声高阻抗前置放大器

运算放大器的噪声性能不如低噪声三极管输入阻抗有时也不能满足要求，这时可在前面加一级场效应管或低噪声三极管。当然运算放大器也应选择低噪声的型号。图3-36是两个实际电路，图(a)电路的输入阻抗可达到 $10^{10}\Omega$ 数量级。图(b)则可达到 $10^6\Omega$ 数量级。同相输入范围也比单用 $7\times C1$ 大。最适于作低电平前置放大器。

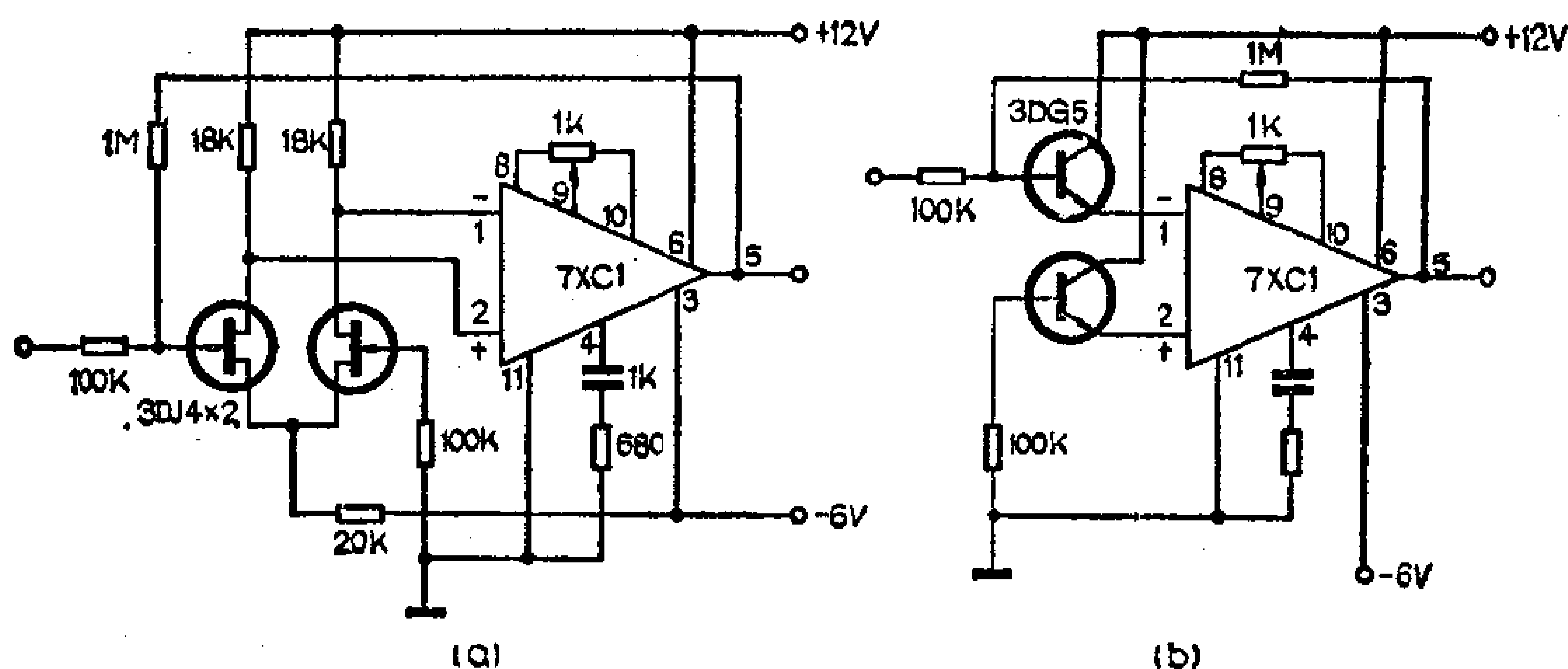


图 3-36 低放电路

(5) 有源滤波器

晶体管收音机的电子分频、通频带控制及噪声切除等电路中，广泛应用着有源滤波器。反馈型音调控制实质上也是有源滤波器的一个特例。用集成运算放大器作有源滤波器，具有设计简单，性能优越等优点，在近来已得到广泛的应用。在后面第6-5节，第6-6节各电路中的三极管都可用运算放大器代替，其效果要比三极管好得多。

(6) 驱动功率放大器

目前OTL、OCL、DC功率放大器应用十分普遍，如果用运算放大器作电压放大器，驱动这些电路的输出级，则电路十分简单，调整很容易。如图3-37所示的OCL电路中，只需调整运算放大器的调零电位器，使无输入时输出为零就可以了。图中BG₁是IC的恒流源，BG₂、BG₃是恒流源负载，在要求不高的电路中，它们都可以省去，如图3-38所示。BG₄为恒压源，用以稳定输出管偏置。

图3-39是一个完整的全集成低频电路。IC₁作电压输出器，IC₂作电压放大器，IC₃是集成功率放大器。该电路用单组电源供电，电路很简单适于作台式收音机或电视机的低频电路。

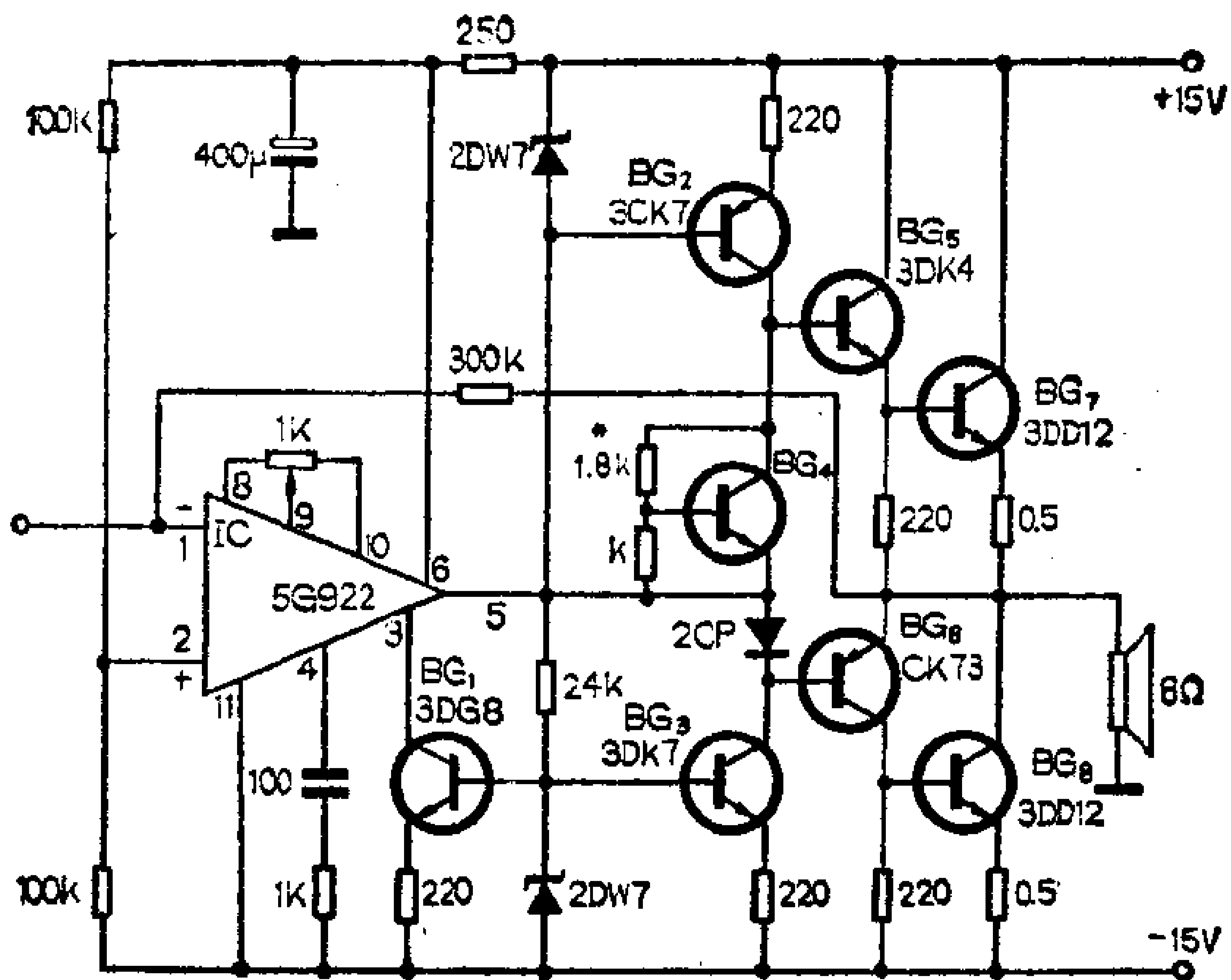


图 3-37 用运算放大器作驱动级

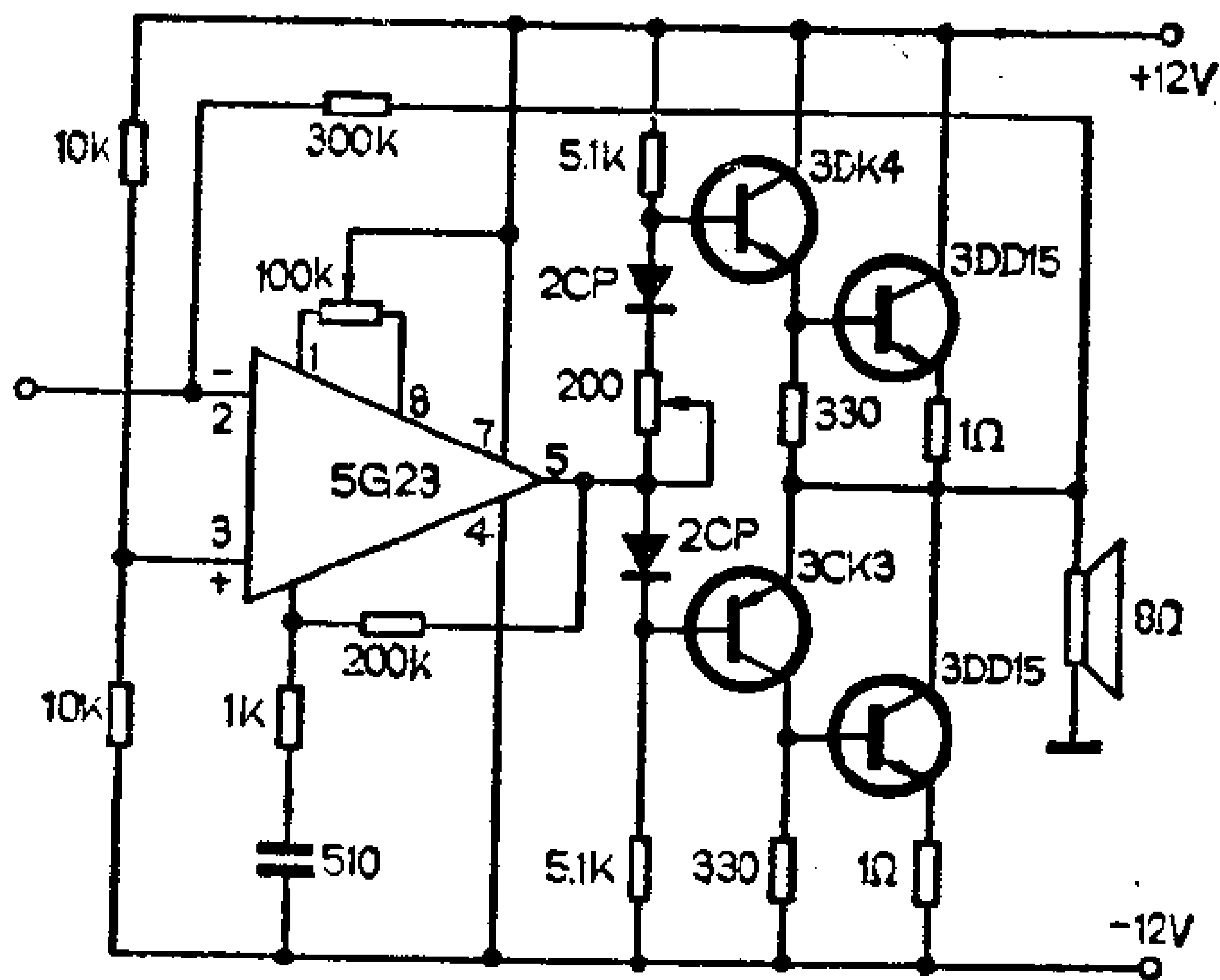


图 3-38 简化电路

(7) 稳压电源

图3-40是运算放大器用于稳压电源的两个例子。图(a)是高电压（与稳压管相比而言）电路，图(b)是低电压电路。BG₁是调整管，它也是一个射极输出器。如果要增加输出电

流，可采用多级复合射随器，BG₂是短路保护管。

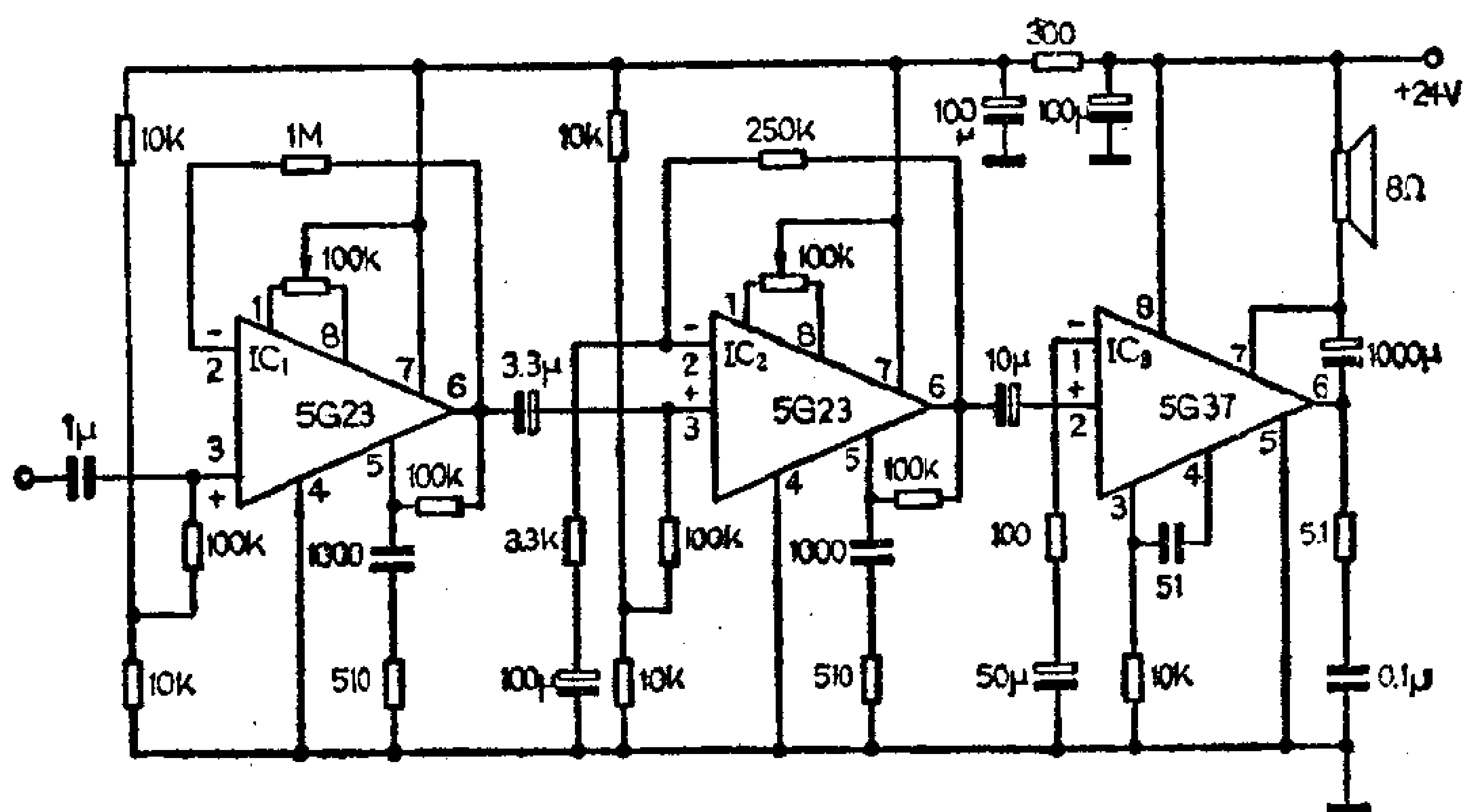


图 3-39 全集成低放电路

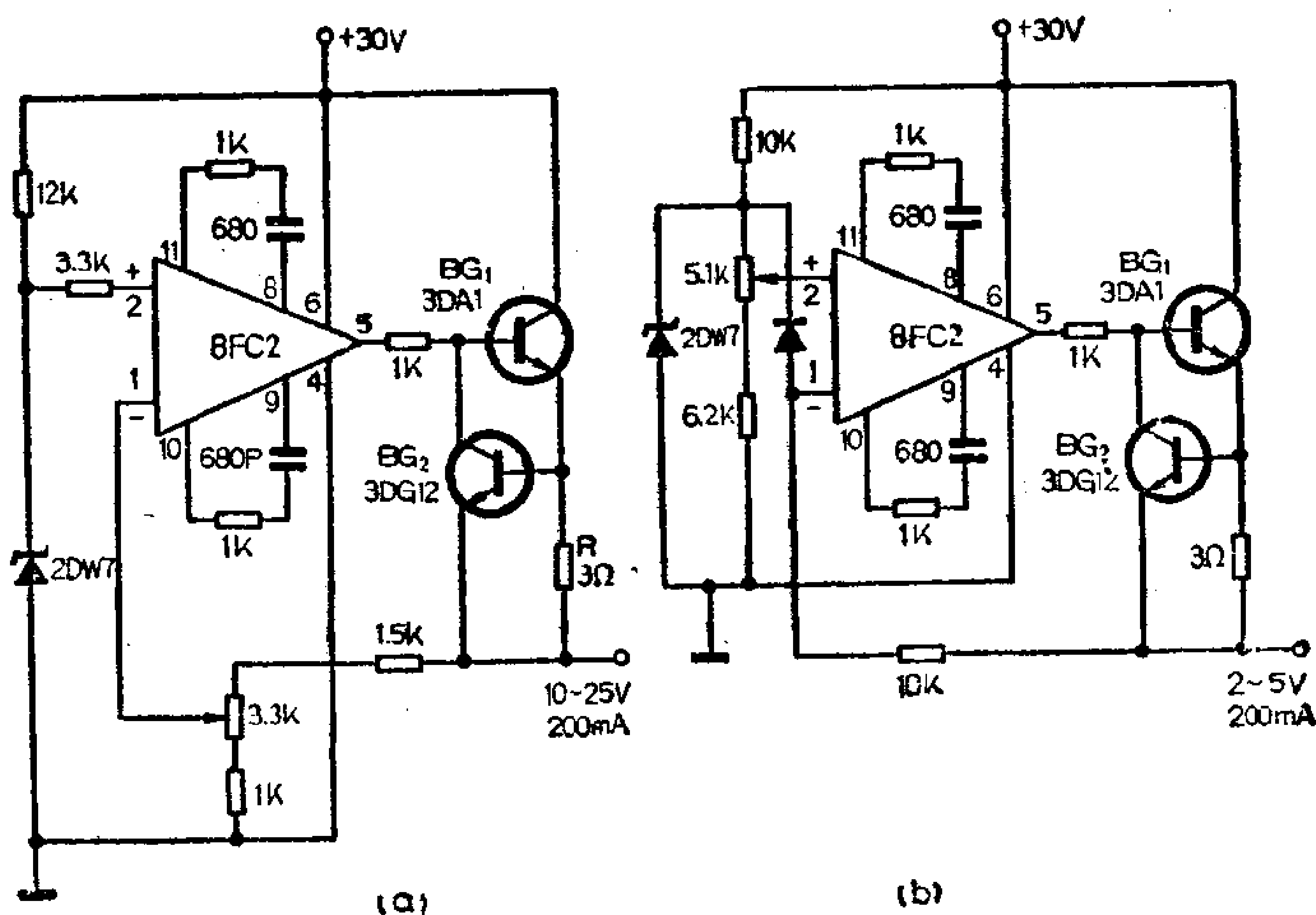


图 3-40 稳压电源

3-4 模拟乘法器的功能

前面所介绍的单功能通用集成电路和集成运算放大器，都不是为收音机专门设计的电路。收音机要实现全集成化，必须根据本身的特点，设计生产自己专用的集成电路。目前电视机集成化的工作发展很快，已形成了以差分放大器为基础的模拟乘法器基本单元，较好地完成了检波、鉴频、AGC、正弦振荡，选通放大、开关等功能。电视机的信号通道部分与收音机很相似，为实现收音机集成化提供了一条捷径，就目前世界上的收音机专用集成电路看，其基本单元正是由模拟乘法器组成的。所以在介绍收音机专用集成电路之前先介绍一下模拟乘法器的原理和功能。

1. 模拟乘法器的工作原理

最简单的三极管模拟乘法器就是一个恒流源差分放大器，如图3-41所示。它有两个输入端和一个输出端。

由晶体管原理可知

$$I_{c1} = \frac{\alpha I_0}{1 + e^{-\frac{qu_1}{KT}}}$$

式中 q 为电子电荷， $q = 1.60 \times 10^{-19}$ 库仑； K 为波尔兹曼常数， $K = 1.38 \times 10^{-23}$ 瓦·秒/度； T 为绝对温度； α 为晶体管共基极电流放大倍数； I_0 为恒流电流。

同理可得：

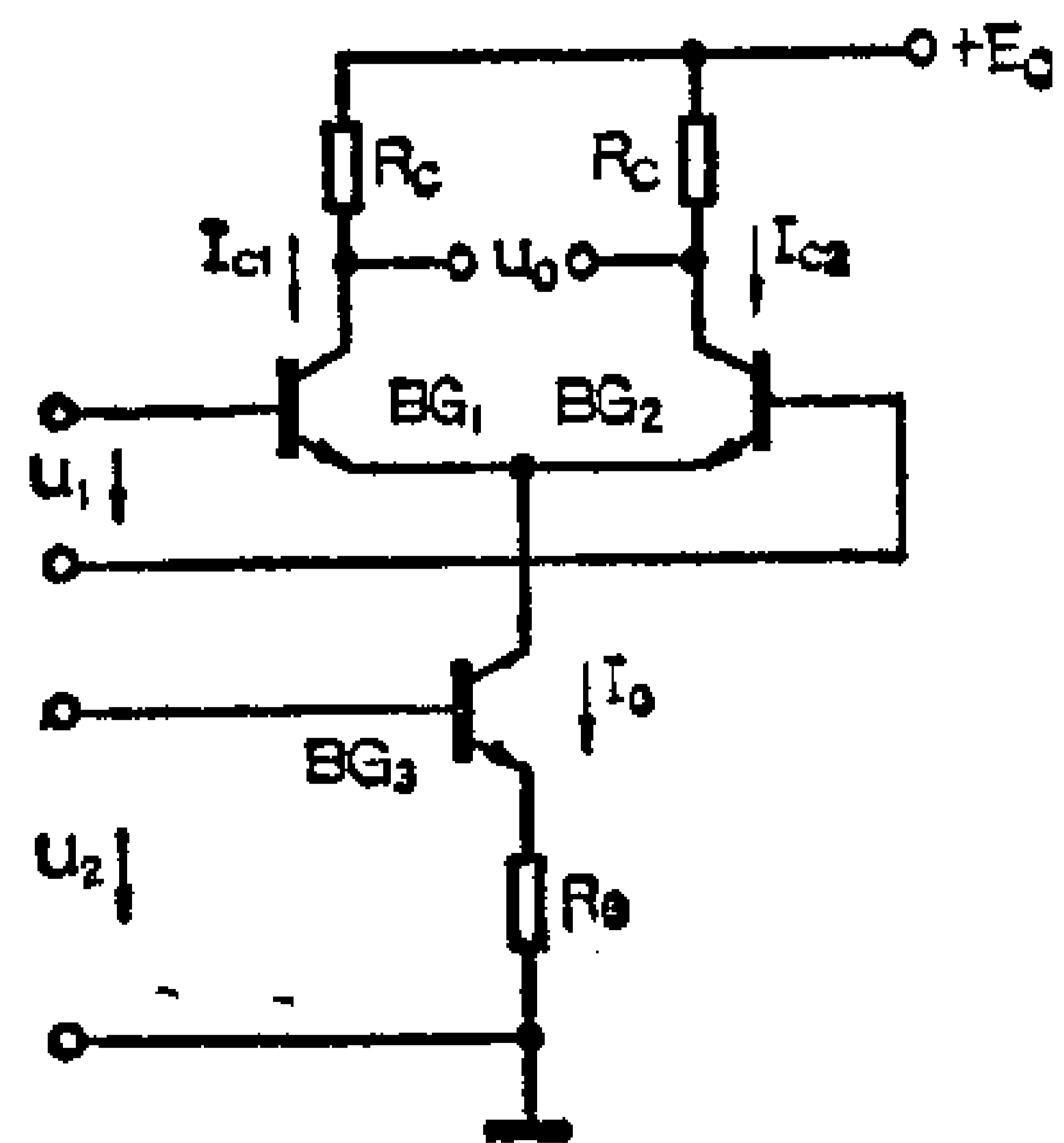


图 3-41 最简单的模拟乘法器电路

$$I_{C2} = \frac{\alpha I_0}{1 + e^{\frac{qu_1}{KT}}}$$

将上式微分，求得放大器的等效跨导 g_{mo} 为：

$$g_{mo} = \frac{\alpha I_0 q}{4KT}$$

则双端输出差分放大器的增益 K_u 为

$$K_u = \frac{U_0}{U_1} = 2g_{mo}R_C = \frac{\alpha q}{2KT} I_0 R_C$$

如果在 BG_3 的基极再加一控制信号 U_2 时，对交流信号而言有：

$$\begin{aligned} U_0 &= K_u U_1 = \frac{\alpha q}{2KT} R_C i_0 U_1 \\ &= \frac{\alpha q}{2KT} R_C (I_0 + \Delta I_0) U_1 \\ &= \frac{\alpha q}{2KT} R_C I_0 U_1 + \frac{\alpha q}{2KT} R_C g_{m3} U_1 U_2 \\ &\quad \left(g_{m3} = \frac{\Delta I_0}{U_2} \right) \end{aligned}$$

式中右侧第二项表明，输出电压 U_0 和两个输入电压 U_1 、 U_2 之乘积有关。由此可见，恒流源差分放大器具有乘法功能，这种功能是由电路模拟的，所以称为模“拟乘法器”。

上述模拟乘法器有一个缺点，就是不能抑制 BG_3 的零点漂移。而且 U_2 只能单端输入，使用上也不很方便。现在的实际集成电路中已不应用这种电路，而广泛地采用另一种形式的模拟乘法器，如图3-42所示。其中 $BG_1 \sim BG_4$ 相当于前述电路中的 $BG_1 \sim BG_2$ ， $BG_5 \sim BG_8$ 相当于前电路中的 BG_3 。 BG_8 主要作温度补偿用。下面分析这种模拟乘法器的工作原理。

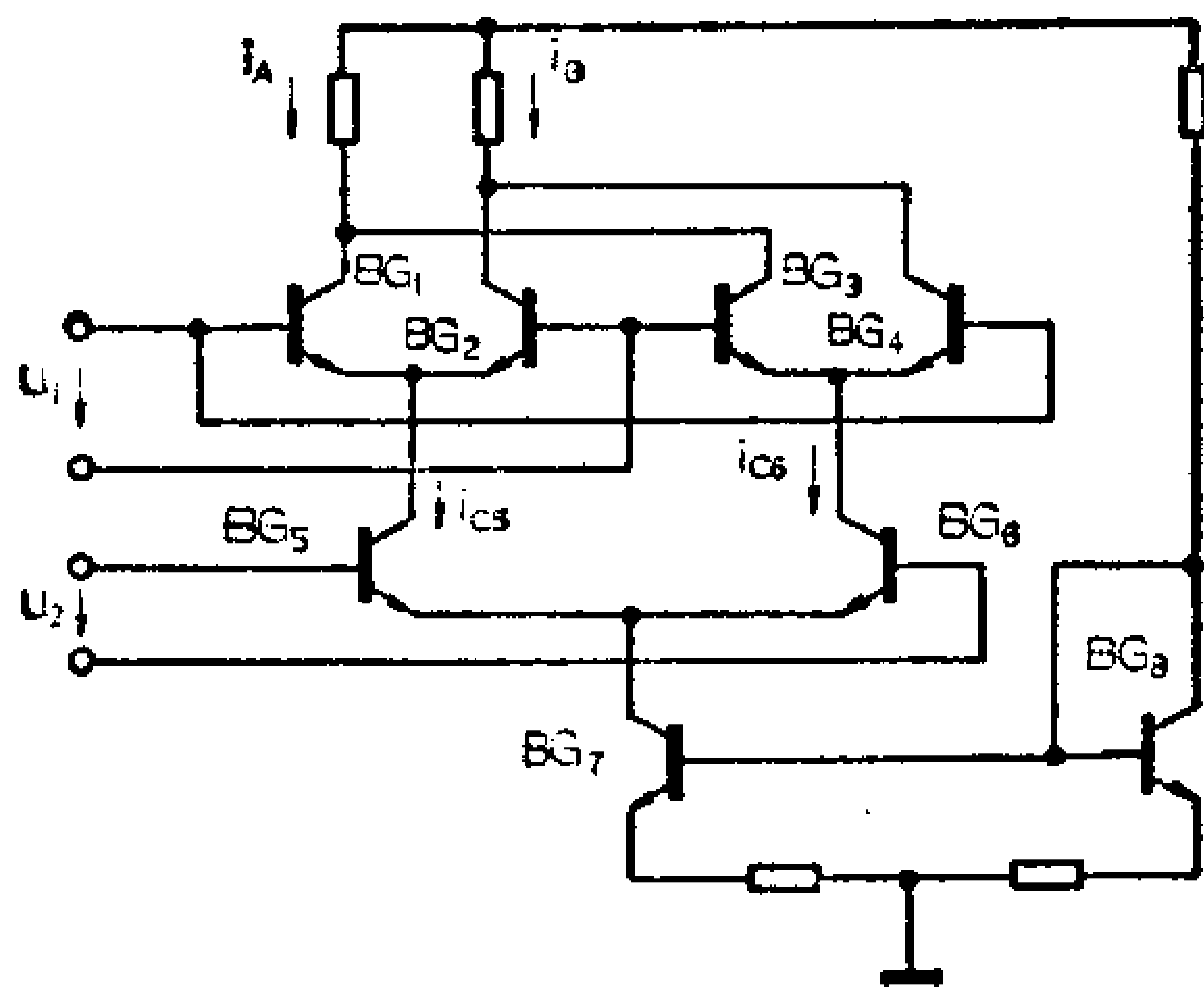


图 3-42 模拟乘法器电路

BG₅、BG₆的差分电路:

$$i_{C5} = g_{m5} U_2 = \frac{\alpha i_0 e^{-\frac{qu_2}{KT}}}{1 + e^{-\frac{qu_2}{KT}}}$$

$$i_{C6} = -g_{m6} U_2 = \frac{\alpha i_0}{1 + e^{-\frac{qu_2}{KT}}}$$

对于BG₁~BG₄的差分电路,

$$i_{C1} = g_{m1} U_1 = \frac{\alpha i_0 e^{-\frac{qu_1}{KT}}}{1 + e^{-\frac{qu_1}{KT}}}, \quad i_{C2} = -g_{m2} U_1 =$$

$$= \frac{\alpha i_0}{1 + e^{-\frac{qu_1}{KT}}}$$

$$i_{C3} = -g_{m3} U_1 = \frac{\alpha i_0}{1 + e^{-\frac{qu_1}{KT}}}, \quad i_{C4} = g_{m4} U_1 =$$

$$= \frac{\alpha i_0 e^{-\frac{qu_1}{KT}}}{1 + e^{-\frac{qu_1}{KT}}}$$

$$i_A = i_{C1} + i_{C3} = \frac{\alpha i_0 [e^{-\frac{qu_2}{KT}} e^{-\frac{qu_1}{KT}} + 1]}{(1 + e^{-\frac{qu_1}{KT}}) (1 + e^{-\frac{qu_2}{KT}})}$$

$$i_B = i_{C2} + i_{C4} = \frac{\alpha i_0 (e^{-\frac{qu_1}{KT}} + e^{-\frac{qu_2}{KT}})}{(1 + e^{-\frac{qu_2}{KT}}) (1 + e^{-\frac{qu_1}{KT}})}$$

模拟乘法器输出的总电流 i_C 为：

$$i_C = i_A - i_B$$

$$= \alpha i_0 \frac{e^{\frac{qu_2}{2KT}} - e^{-\frac{qu_2}{2KT}}}{e^{-\frac{qu_2}{2KT}} + e^{\frac{qu_2}{2KT}}} \cdot \frac{e^{\frac{qu_1}{2KT}} - e^{-\frac{qu_1}{2KT}}}{e^{\frac{qu_1}{2KT}} + e^{-\frac{qu_1}{2KT}}}$$

$$= \alpha i_0 \cdot \tanh \frac{qu_2}{2KT} \cdot \tanh \frac{qu_1}{2KT}$$

当 $\frac{qu_1}{2KT} < 1$ ， $\frac{qu_2}{2KT} < 1$ 时，所得：

$$i_C \approx \alpha i_0 \cdot U_1 \cdot U_2 \left(\frac{q}{4KT} \right)^2$$

输出电压 U_0 为：

$$U_0 = i_C R_C = \alpha i_0 \left(\frac{q}{4KT} \right)^2 R_C \cdot U_1 \cdot U_2 = K U_1 \cdot U_2$$

式中 $K = \alpha i_0 \left(\frac{q}{4KT} \right)^2 R_C$ 称增益系数。

与图3-40的模拟乘法器相比，该电路的输出电压和两个输入电压是单纯的相乘关系，没有和 U_1 成正比的项。也就是说

不仅能抑制 U_1 中的共模成分，也能抑制 U_2 中的共模成分。而且两个输入端都能双端输入。在实际的集成电路中，还采用其它一些形式的模拟乘法器，但都是在该电路的形式基础上变化的。

从上面分析可知，模拟乘法器中每个三极管均工作在线性放大状态。但就输出和输入之间的关系而言，具有非线性变换作用。这就是它能完成振荡、检波和鉴频等非线性功能的根本原因。

下面分别介绍模拟乘法器是怎样完成自动增益控制、振荡、检波和鉴频功能的。

2. 用模拟乘法器完成自动增益控制

先分析增益与控制信号 U_{AGC} 的关系。用模拟乘法器作AGC时（参阅图3-43），信号 U_i 从BG₃基极输入， U_{AGC} 则从差分放大器基极输入。

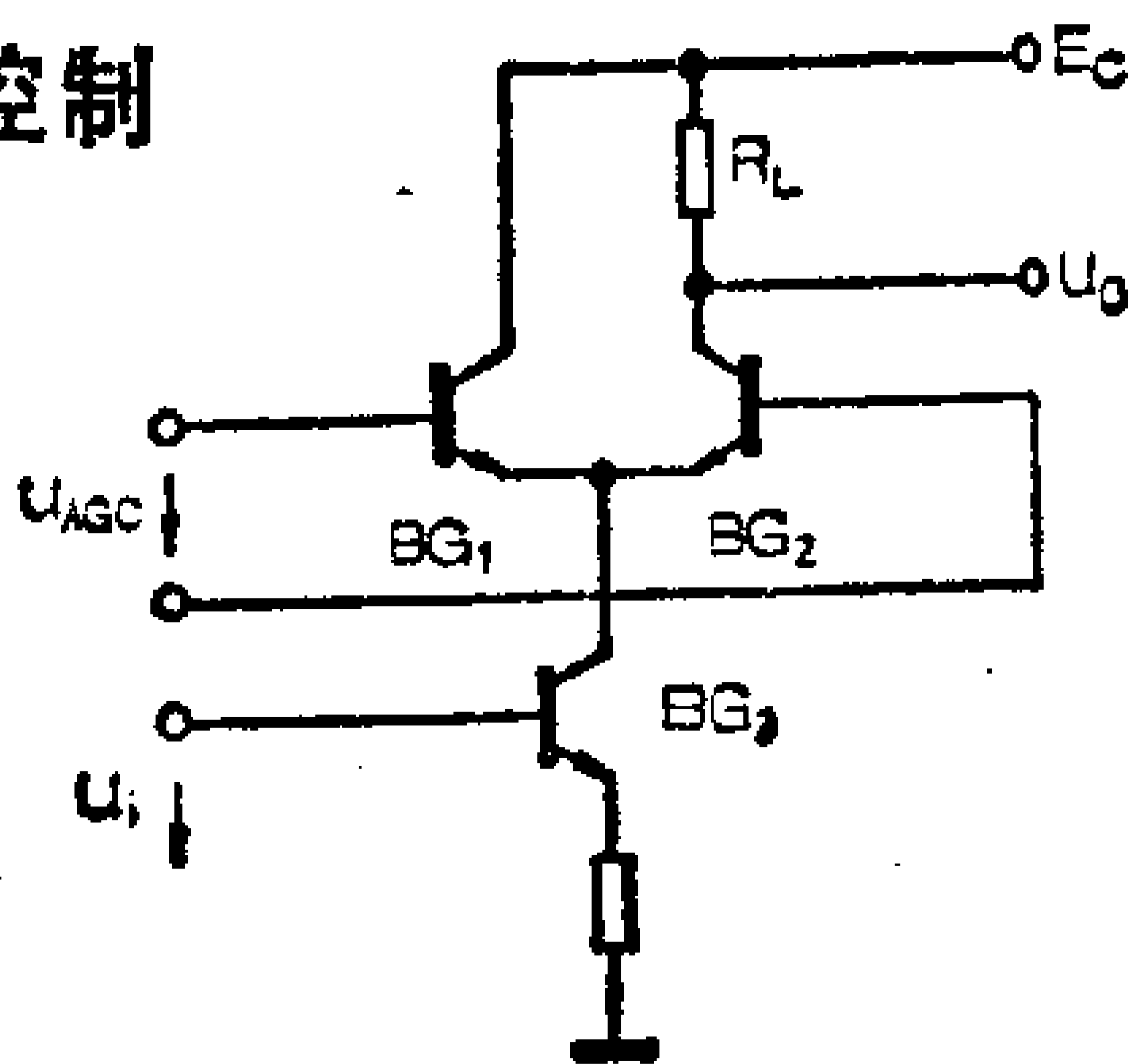


图 3-43 用模拟乘法器完成AGC

由晶体管原理可知，

$$\begin{cases} i_{c1} = I_{c0} [e^{\frac{qU_{be1}}{KT}} - 1] \approx I_{c0} e^{\frac{qU_{be1}}{KT}} \\ i_{c2} = I_{c0} [e^{\frac{qU_{be2}}{KT}} - 1] \approx I_{c0} e^{\frac{qU_{be2}}{KT}} \end{cases}$$

式中 U_{be1} 、 U_{be2} 分别表示BG₁、BG₂的发射结压降。

$$\frac{i_{c2}}{i_{c3}} \approx \frac{i_{c3}}{i_{c1} + i_{c2}} = \frac{1}{1 + \frac{i_{c1}}{i_{c2}}}$$

由于 $\frac{i_{c1}}{i_{c2}} = e^{\frac{q(U_{be1} - U_{be2})}{KT}} = e^{\frac{qU_{AGC}}{KT}}$ ，代入上式得：

$$\frac{i_{C2}}{i_{C3}} = \frac{1}{1 + \frac{i_{C1}}{i_{C2}}} = \frac{1}{1 + e^{\frac{qu_{AGC}}{KT}}}$$

当 U_{AGC} 较大时, $e^{\frac{qu_{AGC}}{KT}} \gg 1$, 则上式简化为

$$\frac{i_{C2}}{i_{C3}} \approx e^{-\frac{qu_{AGC}}{KT}}$$

于是有 $\ln\left(\frac{i_{C2}}{i_{C3}}\right) = -\frac{q}{KT}U_{AGC}$

由于 i_{C3} 正比于输入信号 U_i ; i_{C2} 乘以 R_L 即为输出交流电压, 所以上式反映了模拟乘法器的增益与 U_{AGC} 之间的关系。用常用对数表示, 则有:

$$\frac{i_{C2}}{i_{C3}} \text{ (dB)} \approx -\frac{20U_{AGC}}{60\text{mV}}$$

也就是说, 控制电压每增加 60mV, 增益衰减 20dB。这种控制方法在 U_{AGC} 较小时, BG_1 、 BG_2 处于线性工作状态, 模拟乘法器的增益随控制电压作线性变化, 这是其他控制方法所不能得到的。当控制电压较大时, 只改变差分放大器的分流比, 信号输入管的电流不变, 不影响前面的谐振回路参数。而且单级就可得到 40dB 以上的控制范围。

3. 用模拟乘法器作本机振荡器

在分立元件收音机中, 本振是用变压器耦合或电容三点式振荡器。它是利用三极管的自身非线性来稳幅的。在线性集成电路中不希望三极管工作在非线性状态, 以求得到较低的工作电压。模拟乘法器有增益控制作用, 用此特性也能达到振幅稳定的作用, 而避免了其中的晶体管工作在非线性区。

图3-44是模拟乘法器振荡器的实际例子，BG₄~BG₈是模拟乘法器。BG₉、BG₁组成稳压电源，供给BG₄、BG₅直流偏压，BG₇、BG₈供给BG₆直流偏压。

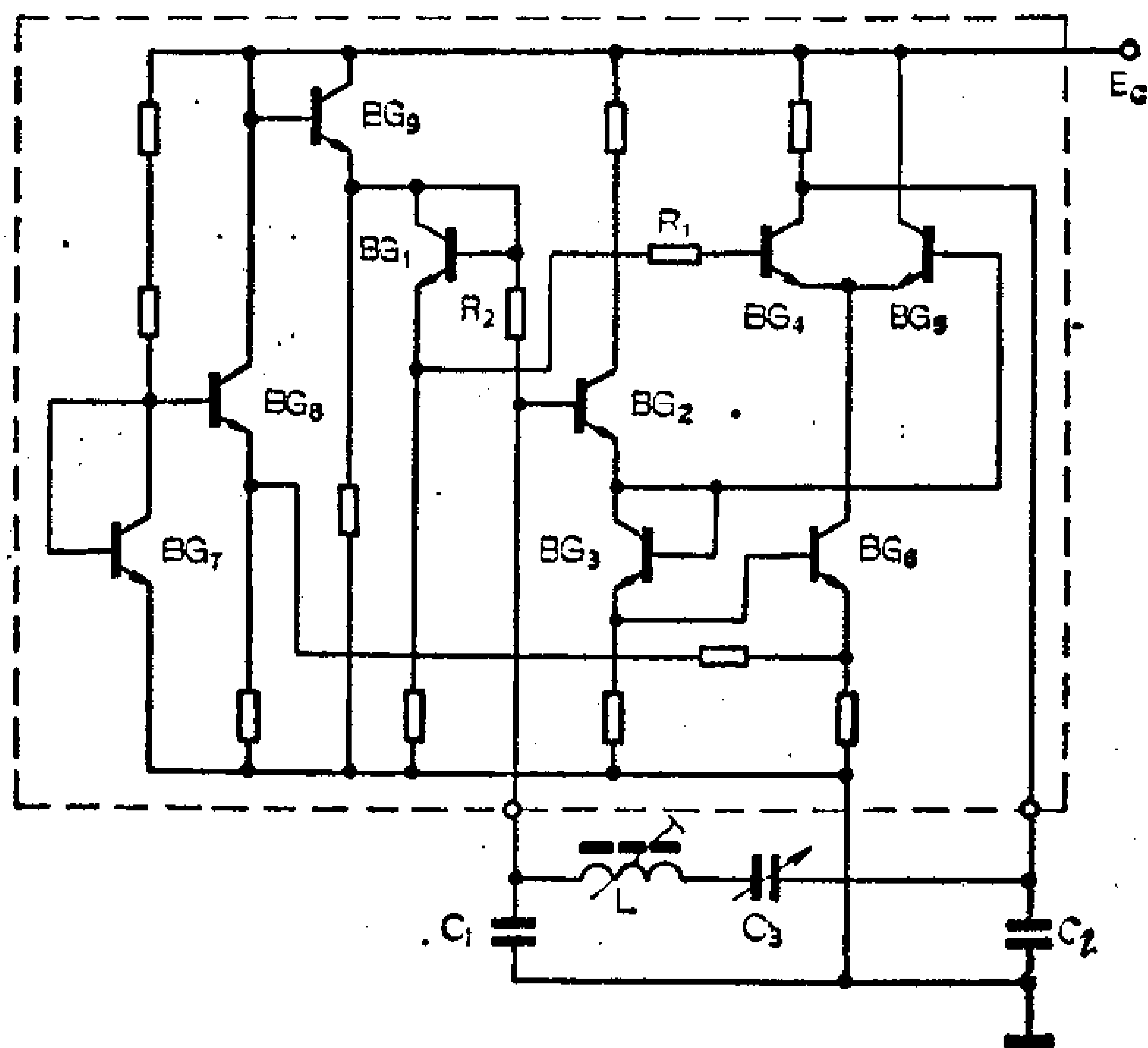


图 3-44 振荡器

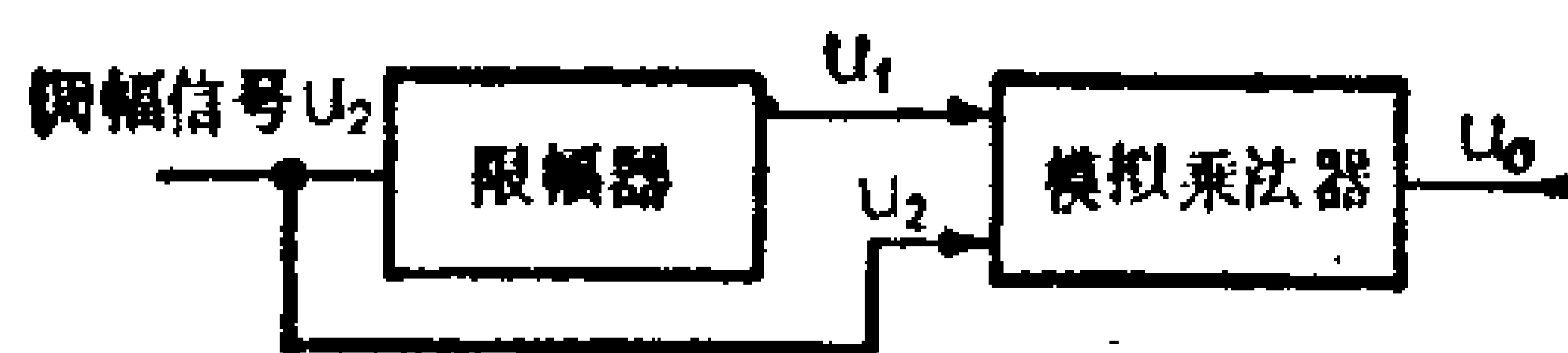
外围元件 $C_1 \sim C_3$ 、 L 和模拟乘法器组成克拉泼振荡器。反馈信号由BG₄集电极取出，经外接振荡回路，反馈至射随器BG₂的基极，经射极输出加到BG₆的基极。

随着振荡信号的增大， R_1 、 R_2 上的压降增大，使BG₄、BG₅间的电流比改变，模拟乘法器的放大倍数下降，达到了稳幅目的。

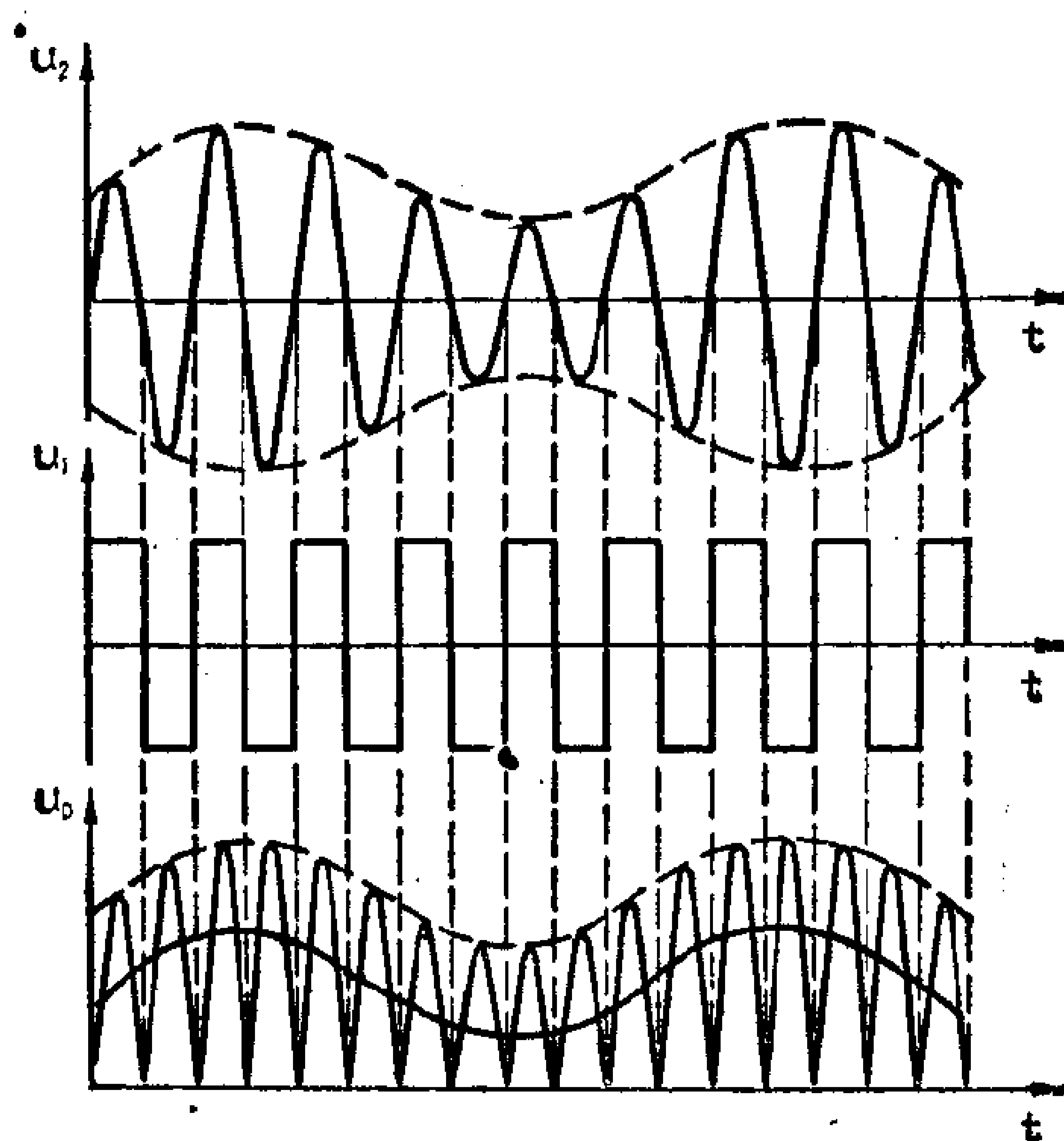
4. 用模拟乘法器作检波器

模拟乘法器检波器是利用同步检波器的原理而工作的，其原理可用图3-45来说明。它是由双向限幅器和模拟乘法器组成的。

设调幅信号电压 U_2 为：



(a)



(b)

图 3-45 检波原理图

$$U_2 = E_0(1 + M \cos \Omega t) \cos(\omega t + \varphi)$$

参考信号电压 U_1 为:

$$U_1 = E'_0 \cos(\omega t + \varphi)$$

则输出电压 U_0 为:

$$\begin{aligned} U_0 &= K U_1 \cdot U_2 = K E_0 E'_0 (1 + M \cos \Omega t) \cos^2(\omega t + \varphi) \\ &= \frac{1}{2} K E_0 E'_0 + \frac{1}{2} K M E_0 E'_0 \cos \Omega t + \\ &\quad + \frac{1}{2} K E_0 E'_0 \cos 2(\omega t + \varphi) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{1}{4} K E_0 E'_0 M \cos[(2\omega + \Omega)t + 2\varphi] + \\
& + \frac{1}{4} K E_0 E'_0 M \cos[(2\omega - \Omega)t + 2\varphi]
\end{aligned}$$

从上式看出，模拟乘法器的输出信号中包含 $\cos\Omega t$ 的低频项，这就是解调出的有用信号。用低通滤波器就能将其取出。谐波分量中只有直流项和二倍载频及旁频，没有载波。这就从根本上消除了检波器对中频的寄生反馈，对稳定性很有利。此外，低频输出信号的幅度只与包络变化幅度成正比，因此是线性检波器。而二极管检波器在小信号是平方律检波，只有大信号时才是线性检波。所以模拟乘法检波器的失真要比二极管检波器小得多。

实现同步检波的关键是要有相位正确、频谱纯净的参考信号 U_1 。调幅广播信号最大调幅度约95%，平均调幅度约30%，只要适当地选择双向限幅器的限幅电平，一般是可以得到满足要求的参考信号的。在要求更高的检波器或四声道立体声解调器中，可用集成锁相环路提取参考信号。

图3-46是5G39A的内电路，其中 $BG_7 \sim BG_{12}$ 组成模拟乘法器； BG_1 、 BG_2 、 D_1 和 D_2 组成双向限幅器； $BG_{14} \sim BG_{18}$ 是检波信号输出电路，其余的晶体管都是用于耦合的射随器。

中频信号由12、13脚输入，一路经 BG_3 和 BG_4 加到模拟乘法器的一端；另一路经双向限幅和放大后由 BG_5 和 BG_6 加到模拟乘法器的另一端。检波后的信号由7或8脚输出。这个电路主要用在电视机中作图象检波和预视放。外围电路稍加改动后就可用于收音机中作检波兼前置低放。

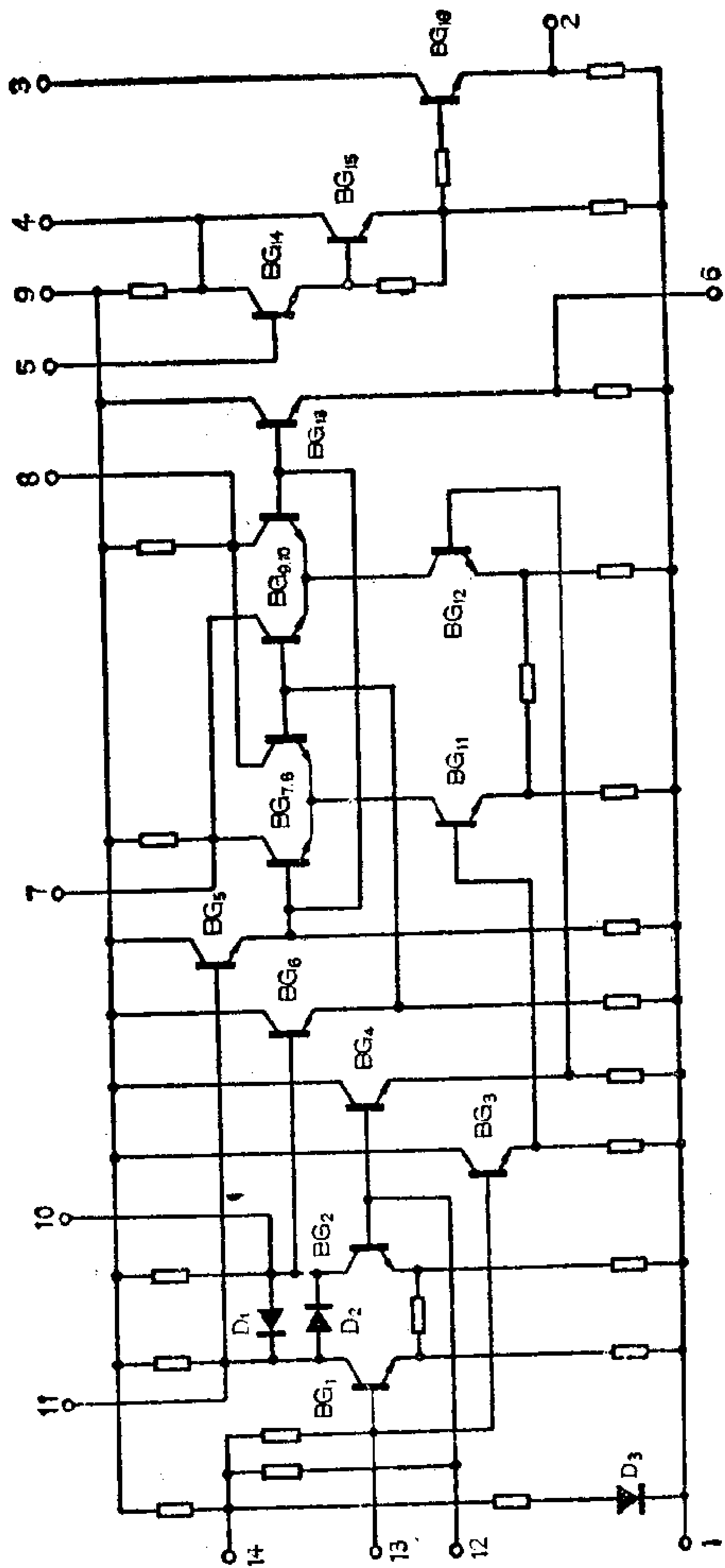


图 3-46 5G39内电路

5. 用模拟乘法器作鉴频器

图3-47是模拟乘法器鉴频器的方框图，调频信号之一先经移相网络变成调相波，然后与另路直接到来的信号同时加至模拟乘法器，就可解调出低频信号。模拟乘法器在这里是作鉴相器用，所以先介绍鉴相器的工作原理。

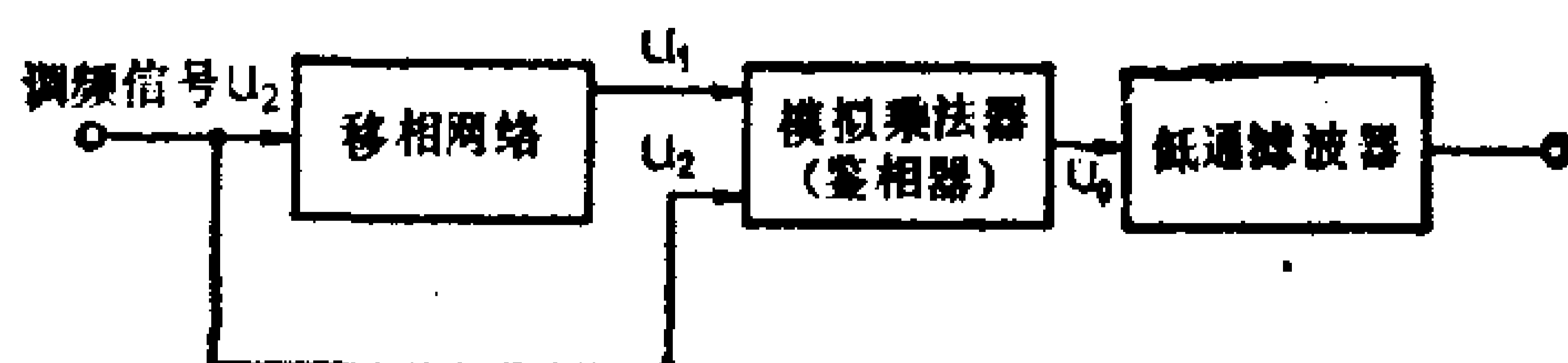


图 3-47 鉴频器方框图

设输入到模拟乘法器的两个信号 U_1 和 U_2 分别为：

$$U_1 = E_1 \cos \omega t$$

$$U_2 = E_2 \cos (\omega t + \varphi)$$

则输出信号 U_0 为：

$$\begin{aligned} U_0 &= K E_1 E_2 \cos \omega t \cdot \cos (\omega t + \varphi) \\ &= \frac{1}{2} K E_1 E_2 \cos \varphi + \frac{1}{2} K E_1 E_2 \cos (2\omega t + \varphi) \end{aligned}$$

输出的低频信号 $\frac{1}{2} K E_1 E_2 \cos \varphi$ 中，如果 E_1 、 E_2 为一定值，则输出电压和相位移 φ 的余弦成正比如图3-48所示。这一鉴相曲线和其他类型的鉴相器完全一样，所不同的是模拟乘法器鉴相器有增益。

移相网络是一个一般的 LC 并联谐振回路，如图3-49 (a)所示。当输入信号频率和回路固有频率相同或相近时，其幅频、相频特性为

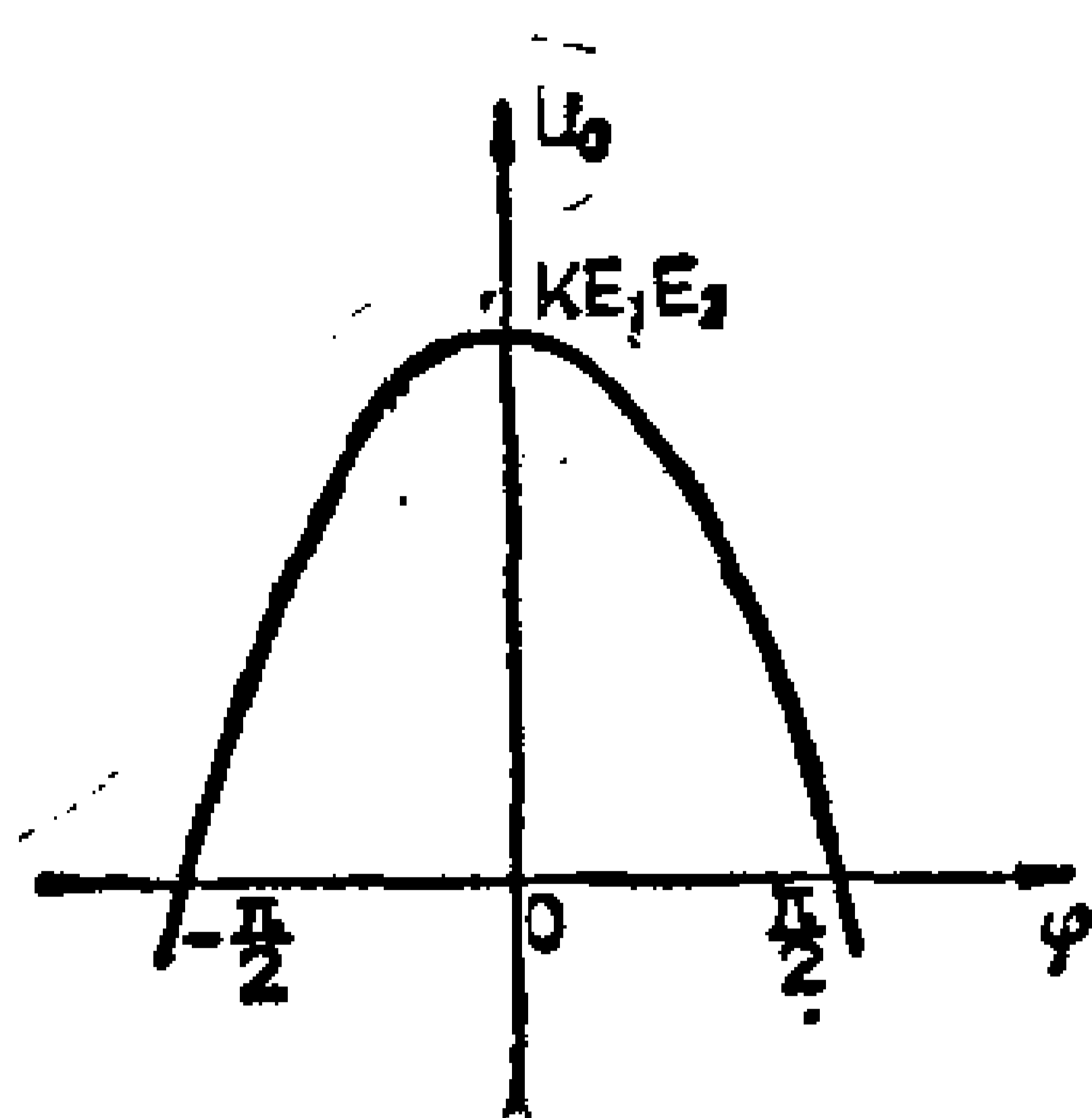


图 3-48 输出电压—相位特性

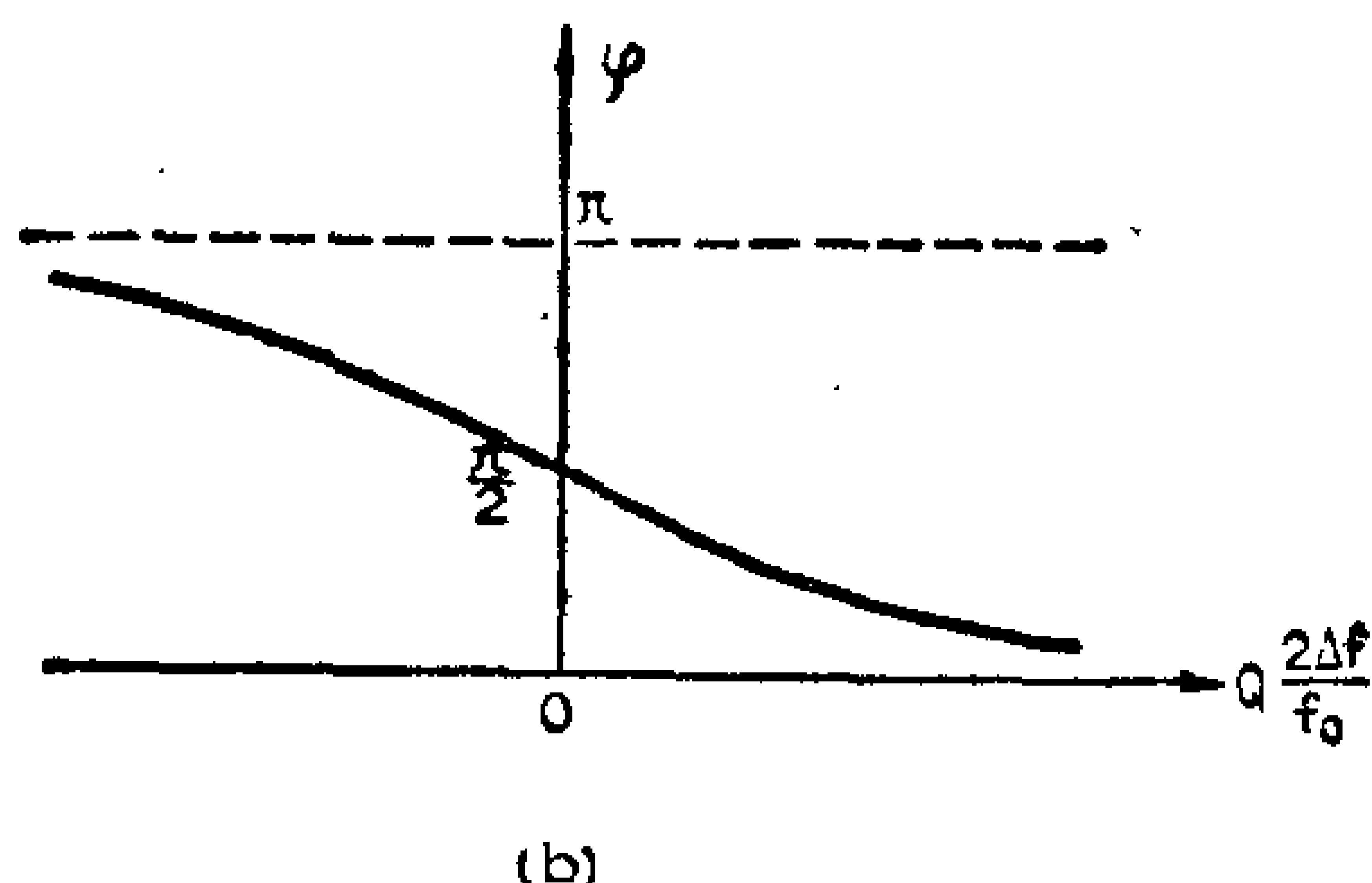
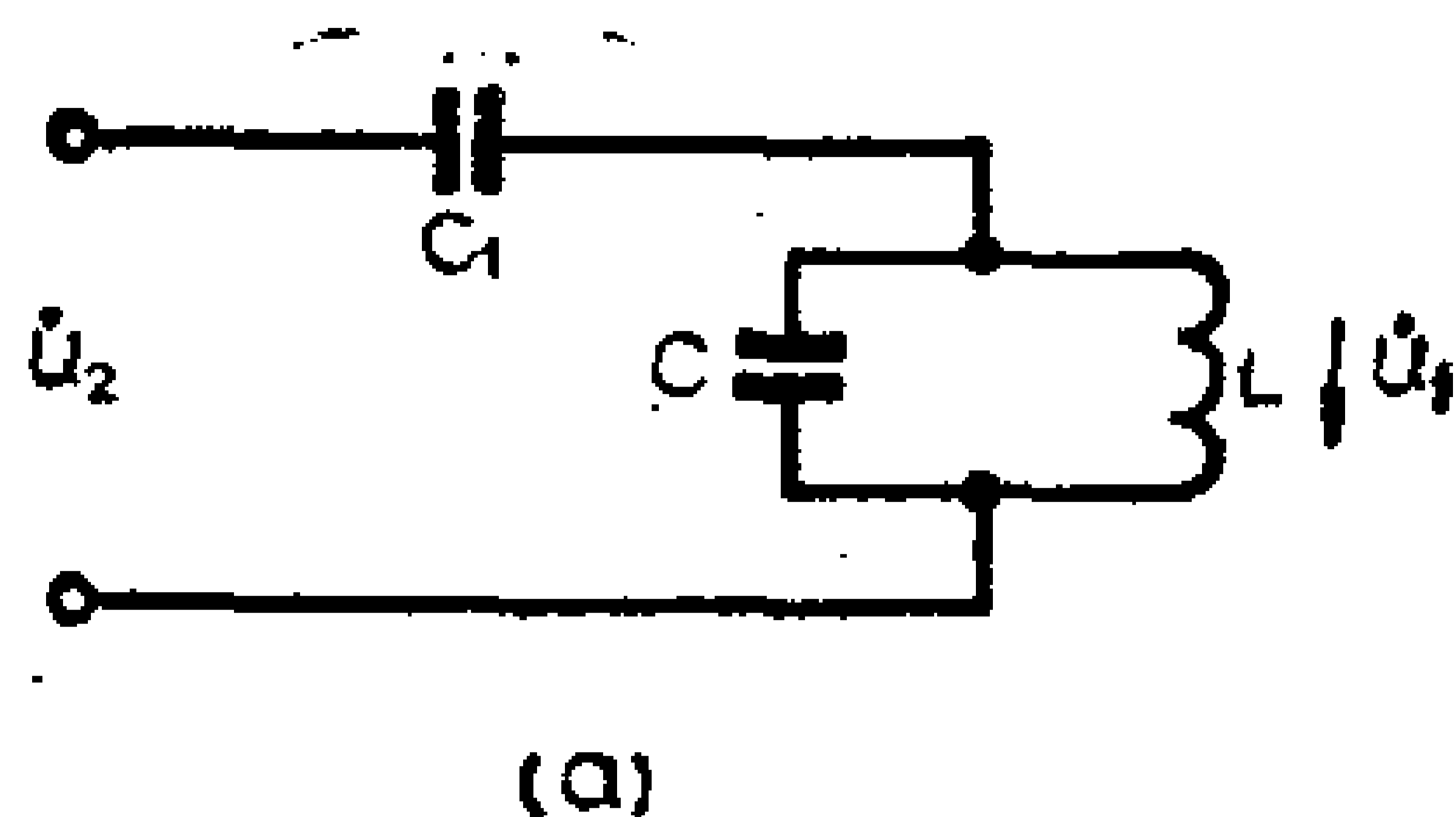


图 3-49 移相网络及其特性

$$|K| = \frac{Q\omega_0 LC_1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{2\Delta f}{f_0}\right)^2}}$$

$$\varphi \approx \frac{\pi}{2} - \text{arctg} Q \frac{2\Delta f}{f_0}$$

可见调频信号通过移相网络后，幅度 $|K|$ 和相位都随低频信号而变化，在 $Q\frac{2\Delta f}{f_0} \approx \pm 0.5$ 时， φ 和 Δf 有近似线性关系，如图3-49 (b) 所示。只要调频波的频偏不超出此线性范围，它的相位移就和低频信号成线性关系。

模拟乘法器鉴频器的灵敏度和带宽随着信号强度增大而增大，也就是说大信号时灵敏度高，频带宽；小信号时灵敏度低，频带窄，但信噪比较高。

图3-50是7CD13的内部电路， $BG_1 \sim BG_{15}$ 组成6级差分限幅中频放大器， $BG_{18} \sim BG_{20}$ 组成模拟乘法器，其余的晶体管

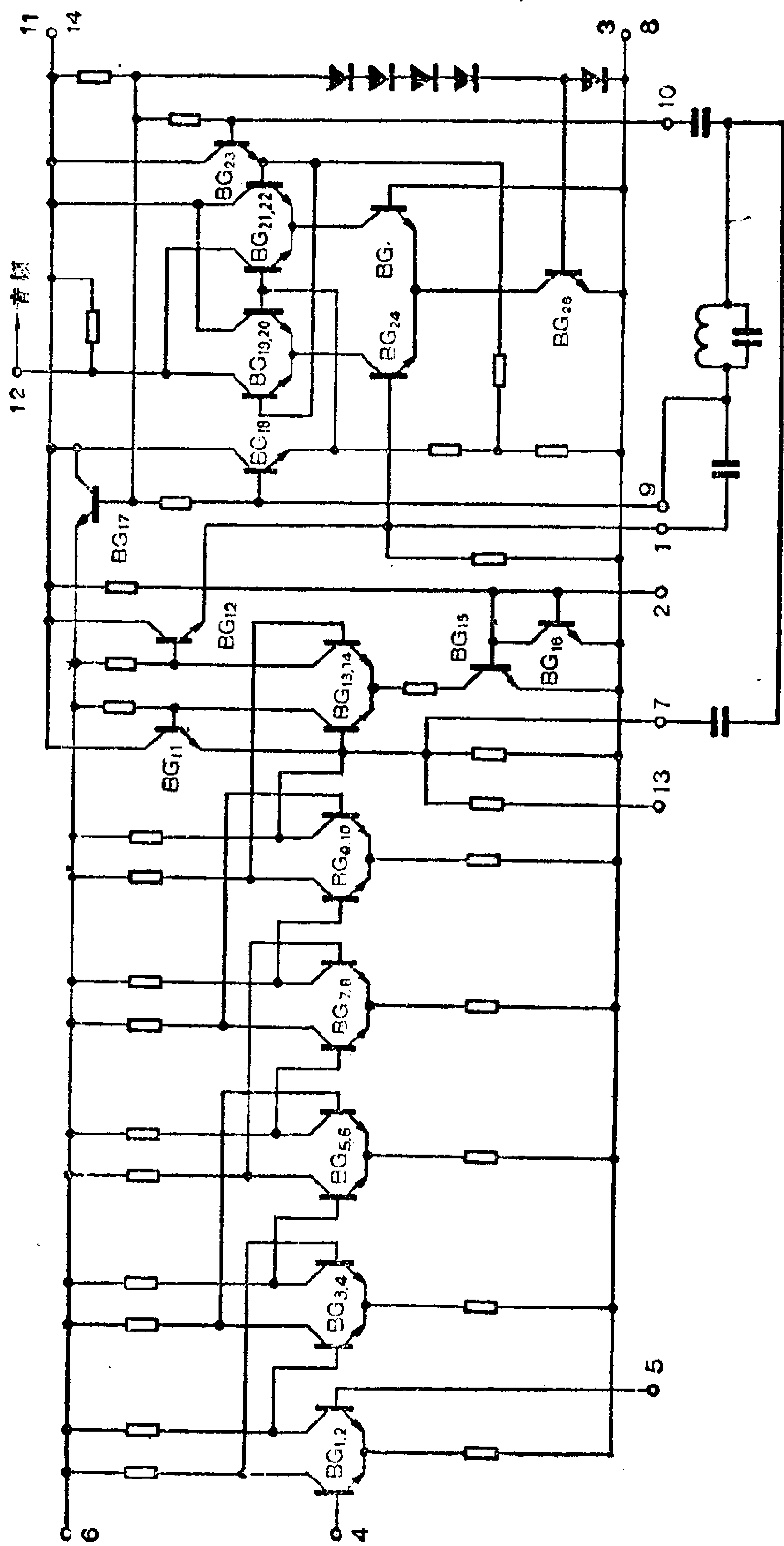


图 3-50 7CD13内电路

作耦合、温度补偿和供给偏置电压用。 BG_{11} 、 BG_{12} 接移相网络的输入端， BG_{18} 、 BG_{23} 接移相网络的输出端。

中频信号从4脚输入后，经过6级限幅放大，由 BG_{11} 、 BG_{12} 两个射随器输出，一路直接加到模拟乘法器，另一路经移相网络后加到模拟乘法器，音频信号从12脚输出。该电路可用于调频收音机的中放和鉴频以及电视伴音通道。电压增益50~60dB，输入中频信号幅度0.5~3mV，输出音频信号幅度1—2V。

以上简单地介绍了模拟乘法器完成收音机中非线性功能的原理，它和差分放大器及其他电路相配合，能完成收音机的全部功能，是组成中、大规模线性集成电路的基本单元。目前国内收音机专用中、大规模集成电路还暂无定型产品，在国外也刚刚开始生产。尽管如此，这种技术已显示出了强大的生命力，它的发展必然会引起未来收音机电路的根本变革。

3-5 收音机专用集成电路

从目前收音机集成化情况看，其电路结构形式大致有三类，即单片式、多片式和混合式。各类电路式样繁多，处于百花齐放的发展阶段，还没有达到统一型式的时候。

1. 单片式

最初的收音机专用集成电路，大都采用单片式结构，把最容易集成的元件集中制作在一片硅片上，再和外围元件组成完整的收音机。在收音机电路中，只有晶体管容易集成，所以这种集成电路上的元件大多数是彼此独立的，电路形式也继承了传统的分立元件电路的形式。例如一种IC161专用集成电路，

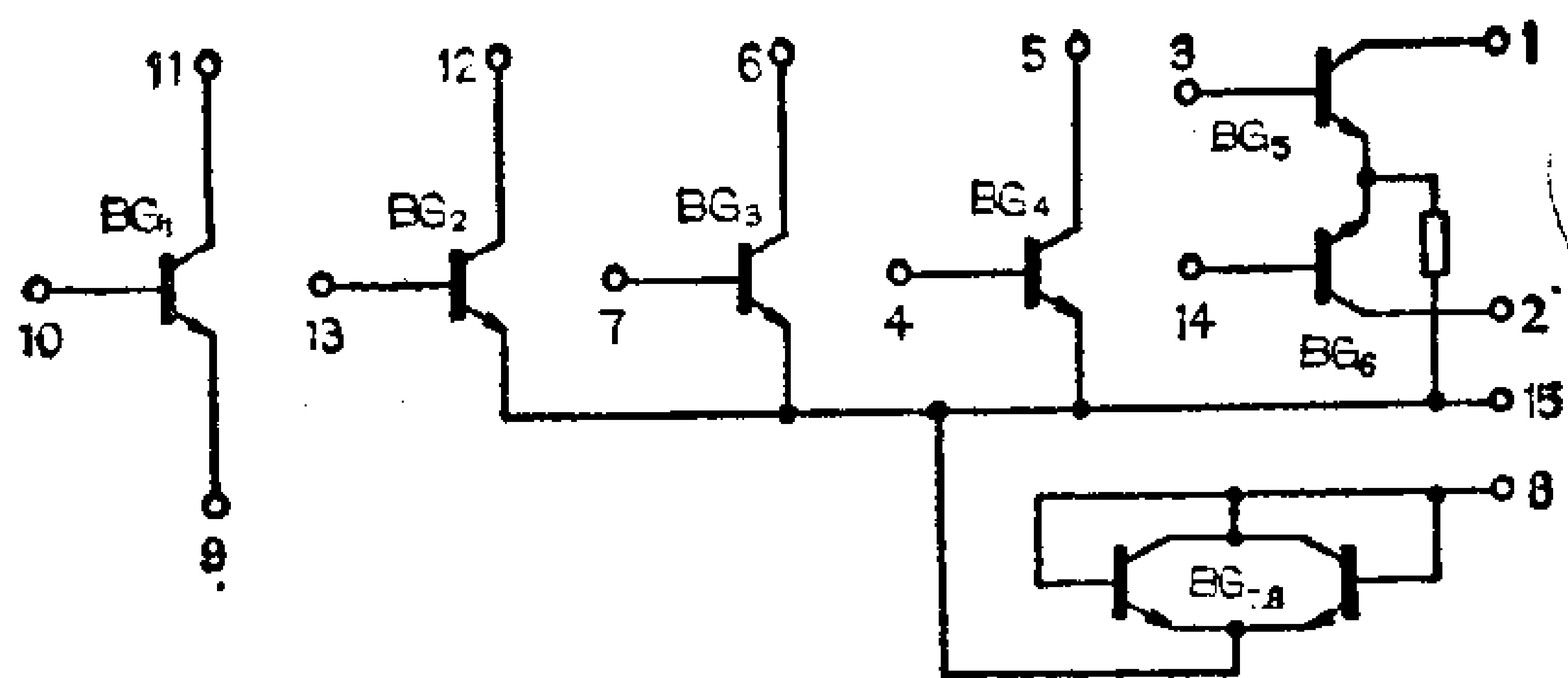


图 3-51 3C161 集成电路

如图3-51所示。BG₁~BG₆分别用于变频、中放、低放和功放。BG₇、BG₈作功放管的下偏流电阻，用它组装的收音机，其电路形式是一个标准的6管超外差式收音机。与同类分立元件机没有两样，只不过是把晶体管集中到了一起而已。图3-52的电路比上述电路前进了一步，配以变频管、互补功放管、集中滤波器等外围元件后可组成一个完整的收音机，电路形式与分立元件电路相比已有区别。更完善的单片式结构如图3-52所示。其中BG₁用作变频，BG₂、BG₃用作中放，D用作检波，BG₄用作AGC放大，BG₅~BG₉用作小信号低放。其中BG₈和BG₉主要作倒相，BG₁₀~BG₁₃作耦合，BG₁₄、BG₁₅作推挽功放，BG₁₆~BG₁₈作偏置稳压电源。

单片式集成收音机的性能与同类分立元件收音机相近，采用较复杂的电路后能进一步提高性能。但目前集成收音机的外围元件尚多，过多的元件集中在一起会给印制板排列带来困难，新产品研制周期也长。所以现在在普及型、低电压和袖珍机中采用的较多。大多数单片式集成电路的元件约占收音机总元件数的一半。从焊点减少，人为故障率降低的角度看，可靠性是提高了。但质量较好的集成电路的可靠性只不过与普通晶体管相当，比电阻、电容和电感的可靠性要低几个数量级。一旦内部某个元件损坏，就得更更换整个集成电路。目前它的成本

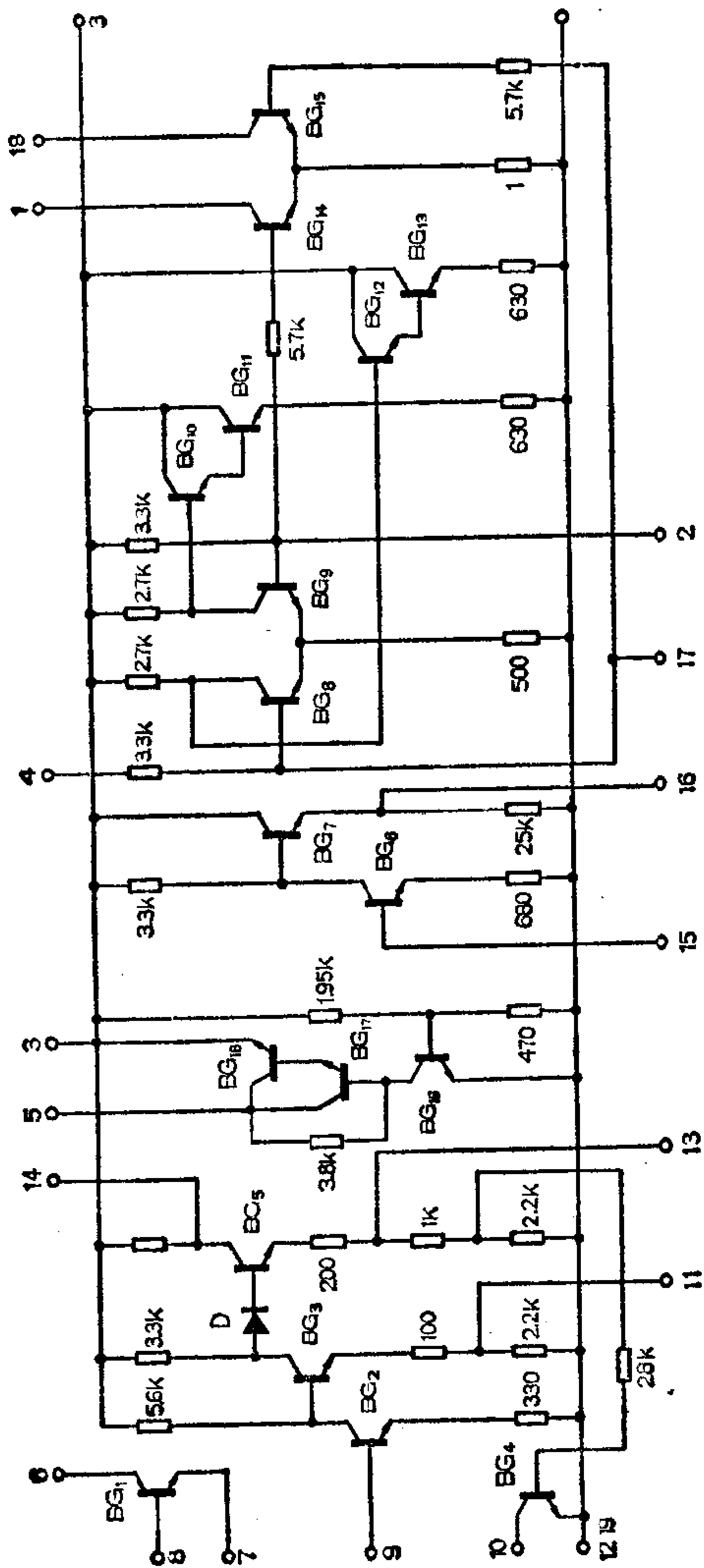


图 3-52 较完整的收音机用集成电路

约占收音机总成本的 $1/3 \sim 1/2$ 。所以有人把单片式机称为一次使用收音机。但在不久的将来，单片式集成电路的价格能可望降到现在三极管的水平，甚至更低，到那时这个问题也就不存在了。

图3-53是一种调频调幅收音机用的TDA1083型单片式集成电路，它包括了除调频高频头的所有功能。经过精心设计，使调频调幅状态转换接点减到最少，只需双刀双位开关就行了。此外，外围电路也很简单。

图3-54是整机电路。由双管调频高频头输出的信号加到端点2，接中频放大器的输入端。 L_1 和 L_2 分别是调幅输入回路和振荡回路，调幅高频信号由端点6、7送到BG₃₀、BG₃₁的基极。BG₃₂、BG₃₄构成差动本机振荡器，通过端点5接振荡回路。高频信号和本振信号都送到BG₁₃~BG₁₆组成的双平衡混频器。混频后的中频信号由端点4输出接465KHz的中频变压器B₃，并通过调频中频变压器B₂的次级加到端点2上。

调频调幅中放由BG₁~BG₁₀组成五级不平衡差动放大器，前四级作宽频带放大，调谐回路接在最后一级。10.7MHz的调频中频变压器B₄、B₅分别接端点15、14。调幅中频变压器B₆通过B₄、B₅也接在这两个端点上。BG₁₈、BG₁₉组成解调器，对调频信号起乘法鉴频作用，对调幅信号则起全波整流式检波作用。

BG₂₀、BG₂₁、BG₂₄~BG₂₉等作状态变换，当接收调频信号时，外接开关将端点7接地，此时BG₂₄、BG₂₅、BG₂₆和BG₂₇等工作，使中放电流源BG₁₁、BG₁₇的电流增加，供给中放的偏流增加，使中放增益高达70—80dB。同时把调幅振荡器的BG₃₃的基极短路，使之不工作。调幅检波后的输出管BG₂₁、BG₂₈和BG₂₉也不起作用，所以无调幅信号输出。

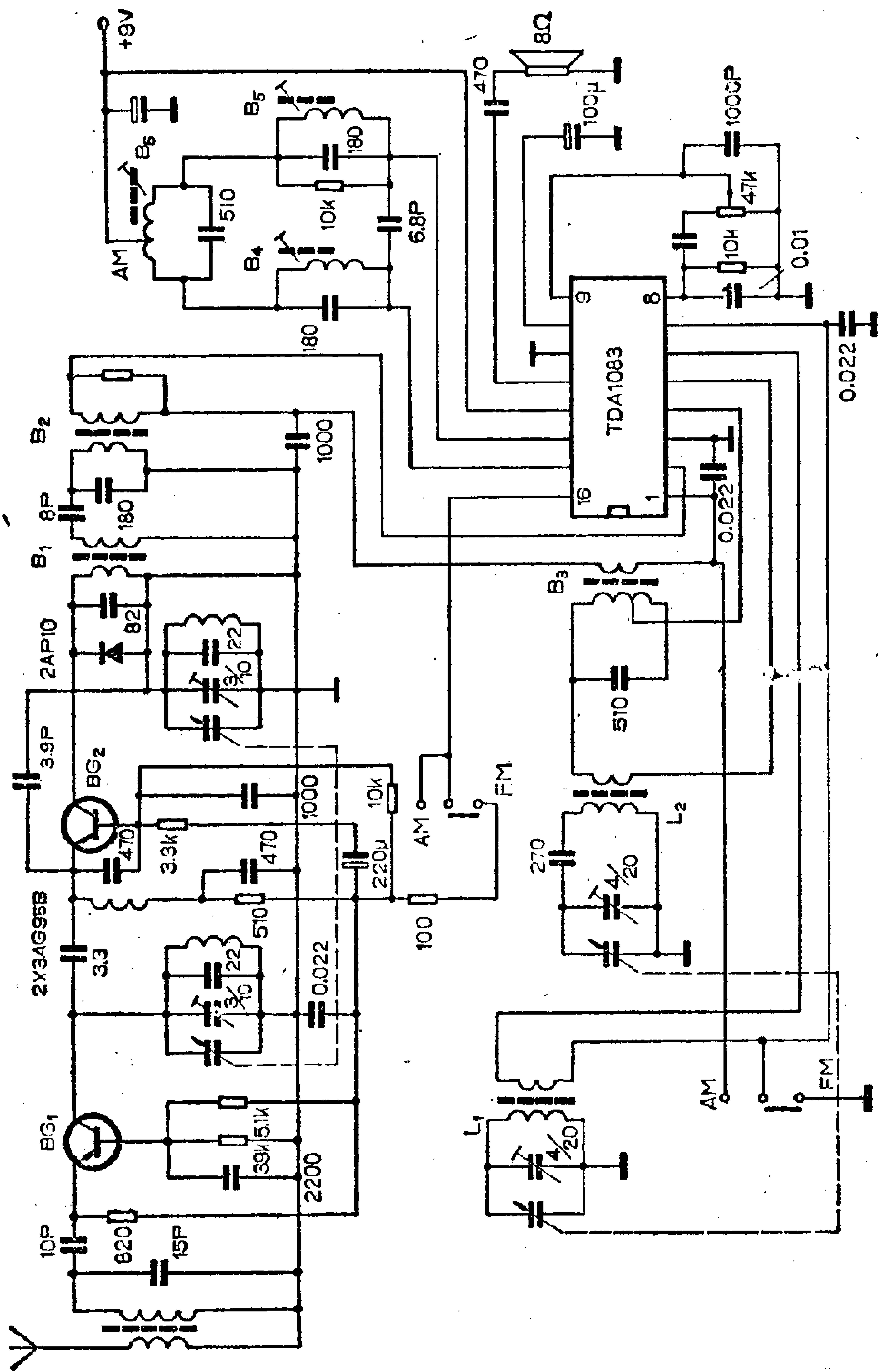


图 3-54A 用TDA/083集成电路装配的调幅调频收音机电路

当接收调幅信号时，端点7不接地， BG_{21} 、 BG_{28} 和 BG_{29} 工作，而 BG_{24} 、 BG_{25} 和 BG_{27} 等不起作用，电流源 BG_{11} 、 BG_{17} 的电流下降，中放增益降到60dB左右。

低频信号由端点8输出，前置低放由 BG_{43} 、 BG_{52} 和 BG_{53} 等组成，功率放大由 BG_{42} 、 BG_{49} 等组成。

该机的性能可达到：调频灵敏度2微伏（信噪比26dB），调幅灵敏度0.1毫伏/米，输出功率0.7瓦。

2. 多片式

利用现在的集成电路技术水平，把具有几千甚至上万个元件的复杂收音机集成在单个硅片也是可以做到的，但这样一来，一种型号的收音机就得设计一个专用集成电路。因此现在已趋向于采用多片式结构。例如图3-55所示的全波段收音机，采用了5片式结构，图(b)是调频中放鉴频片，调幅检波片和低放功放片的实际原理图，都是前面介绍过的电路。

多片式集成收音机是发展前途较大的一种结构形式，目前一些国家正在加紧优选电路。这种形式灵活性很大，既适于普及型收音机，又适于高级收音机。

图3-56(a)是用国产收音机专用集成电路SL311和SL33组成的普及型中波收音机电路图，两块集成电路的内部电路如图3-56(b)、(c)。

SL311是变频、中放集成电路，其中 R_1 、 D_1 、 D_2 和 D_3 组成偏置电源，供内部其他各管的偏置用。 BG_1 和 R_2 用作变频，线路结构和分立元件相同。 BG_2 与 BG_3 、 BG_5 与 BG_6 组成两级共射一共基中放。 BG_4 、 BG_7 用于分流式自动增益控制。

SL33是高增益集成功率放大器， BG_1 、 BG_2 组成前置差分放大器， BG_3 、 BG_4 组成电压放大器，NPN功率管 BG_8 和

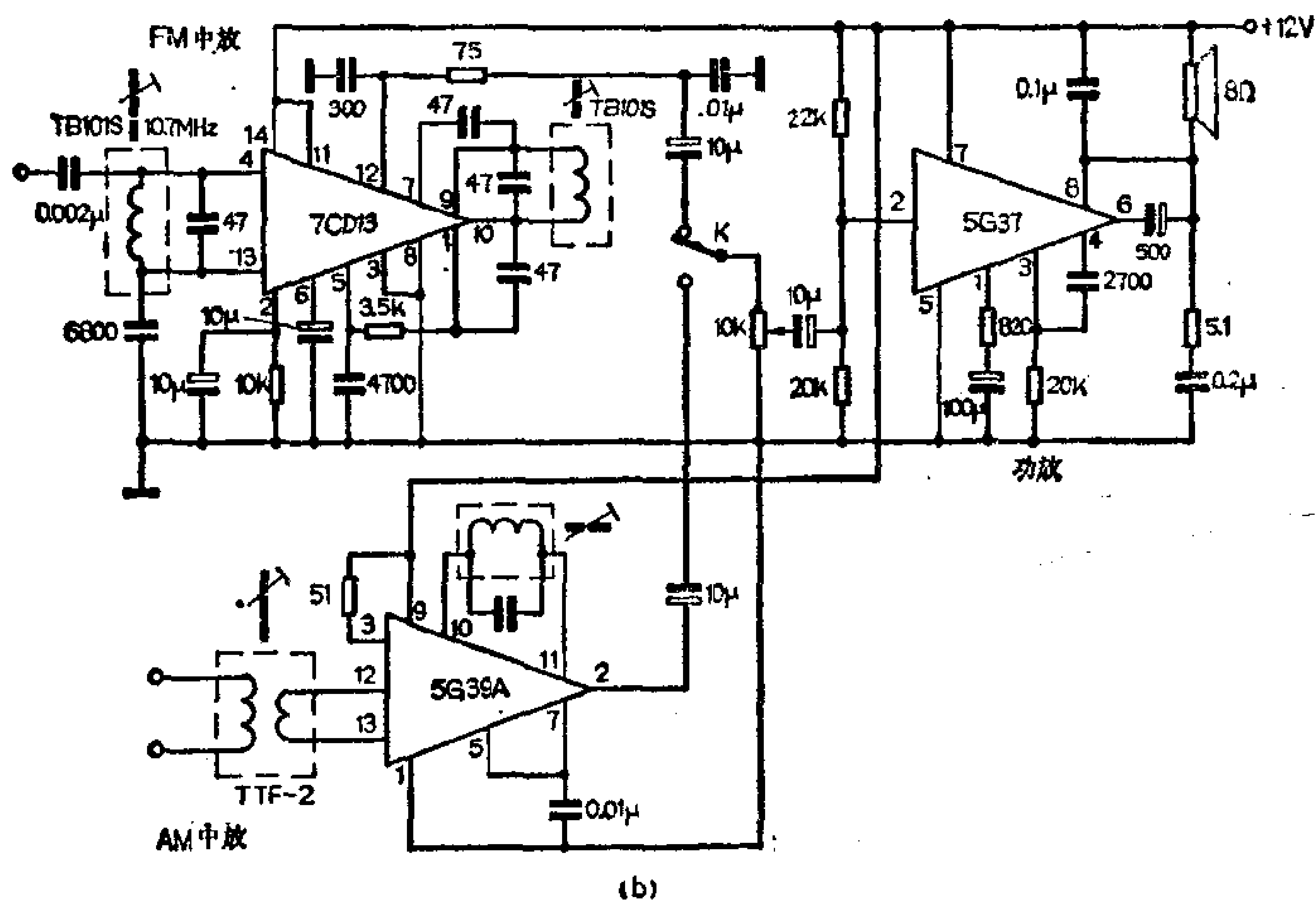
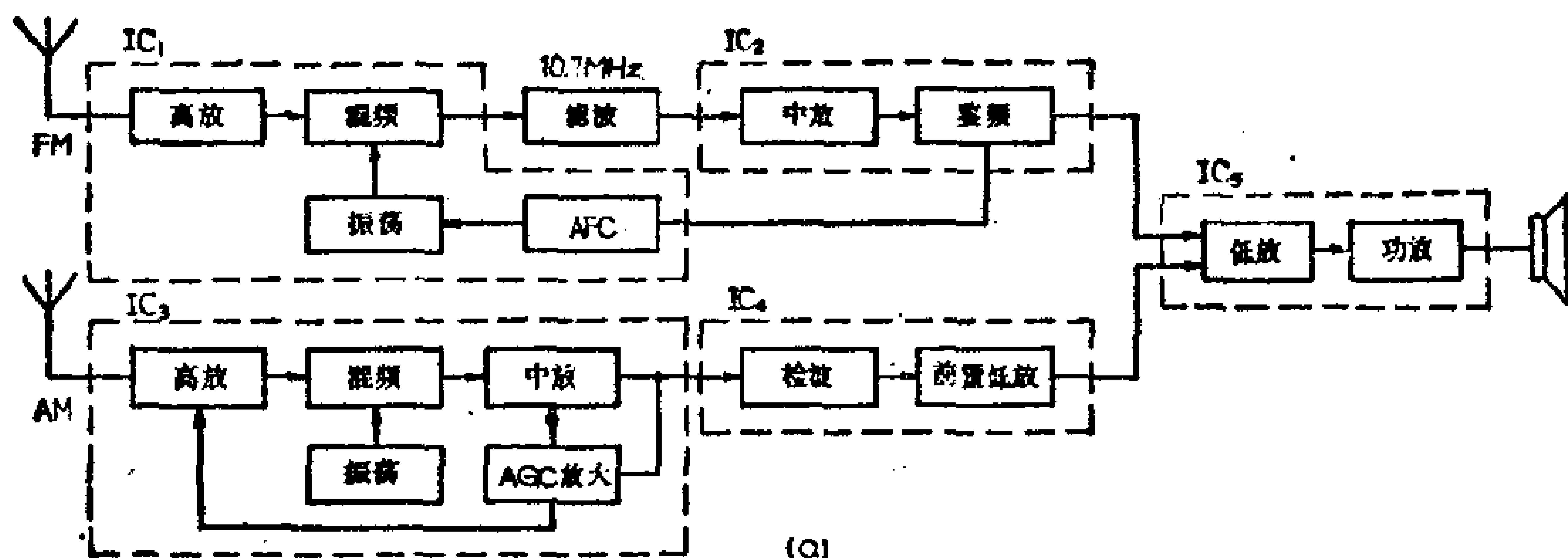
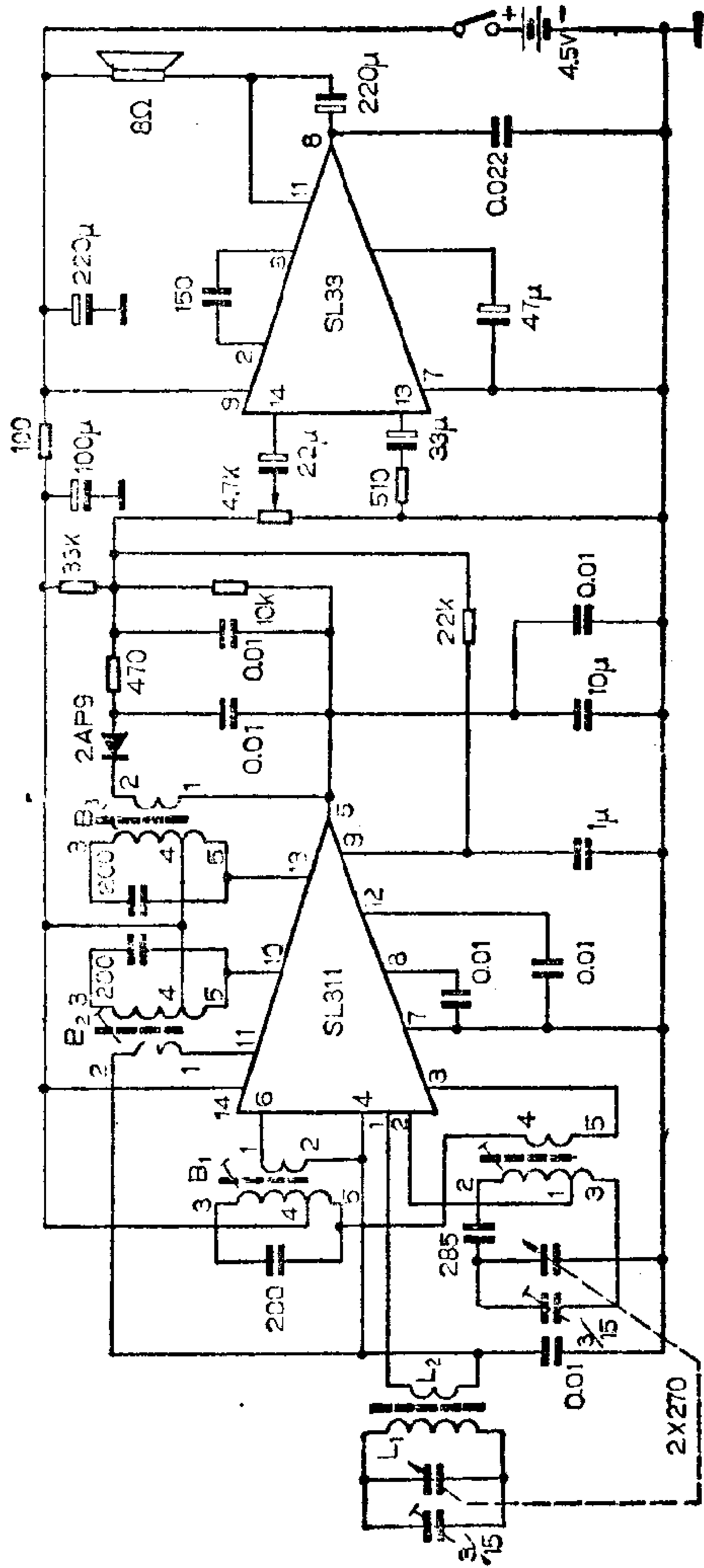


图 3-55 分片式结构

PNP复合功率管BG₆、BG₉组成准互补OTL输出级。BG₆、BG₇组成甲乙类功放的偏置电路。静态时BG₆、BG₇均设计在临界导通状态，使功率管保持适当的静态电流，以克服交越失真。

整机的外围电路同分立元件收音机相同，装置和调整要比用分立元件简单得多，整机焊接无误后，只需经过中频频率和三点统调即可使用。性能可达到：灵敏度1毫伏/米，选择性24dB，不失真功率150毫瓦。



(a)

图 3-56 (a)

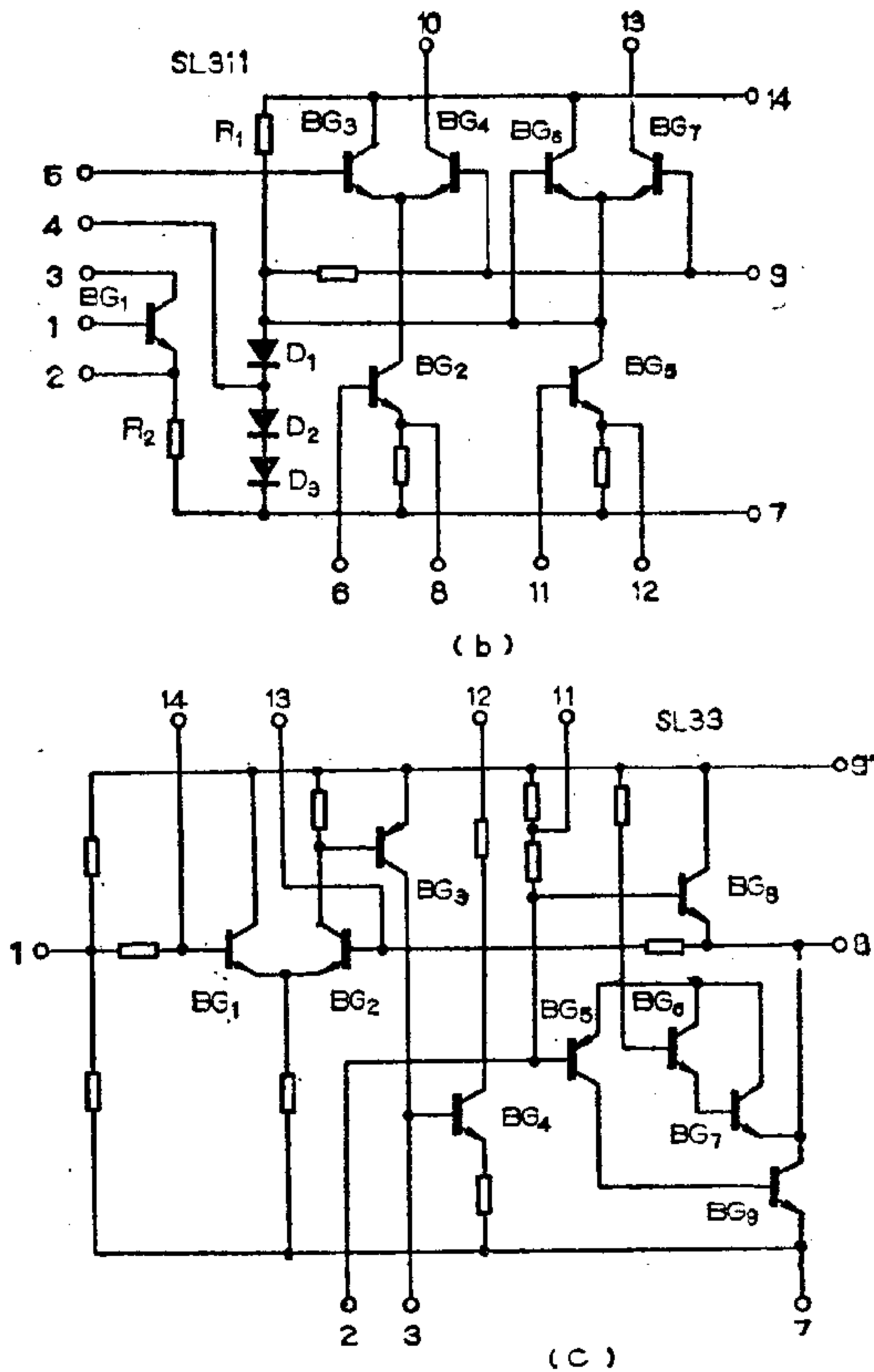


图 3-56(b)(c) 用SL311、SL33组成的收音机电路和其内部电路

3. 混合式

无论是单片式或多片式集成收音机，都存在着外围元件多的缺点。就集成化而言，总有点美中不足。就设计和调试来讲，存在着元件排列困难，调试麻烦，性能受引线分布参数影响等缺点。半导体集成电路中不易制作的电容、高阻值、高精

度电阻等，正是厚膜集成电路的拿手好戏。因此目前又出现了混合式结构形式，即以厚膜集成电路为子基板，把一部分滤波电容、耦合电容和高阻值电阻制成厚膜集成电路。用超小型晶体管，运算放大器管芯和半导体集成片作外贴元件制成混合集成电路，然后和剩余外围元件一起装在印制板（母基板）上。

混合式结构把外围元件减到了最少程度，使之只限于可变电容、磁棒、中频变压器、电位器、扬声器等，所以有人称为最少元件方案。将来和大规模集成电路、有源滤波器、固体滤波器（表面声波滤波器，陶瓷滤波器和螺旋谐振腔等）、数字电路、频率合成技术相配合，能制成无调谐、全集成的新一代收音机。

3-6 厚、薄膜电路及其应用

膜集成电路是把电路中的无源元件以膜的形式淀积在小块绝缘基片上，再外接有源器件制成的微型电路。根据膜厚分为厚膜电路和薄膜电路两种。

厚膜电路膜厚在几微米到几十微米之间。是用丝网印刷法（类似誊印方法）将浆料通过漏印网版印刷在绝缘基片上，制成电阻、电容和连接导线，再经过烧结、调整等工序后外贴有源器件，就制成了具有一定功能的电路。

薄膜电路的膜厚在1微米以内，是用真空蒸发、溅射等方式制成无源元件后再衬贴有源器件构成，外形结构和厚膜电路相似。

膜集成电路与半导体集成电路相比，具有设计灵活、元件数值范围大、精度高、功率大、高频性能好等优点。例如现在已能生产功率达几百瓦的厚膜电路和频率达100千兆赫的薄膜

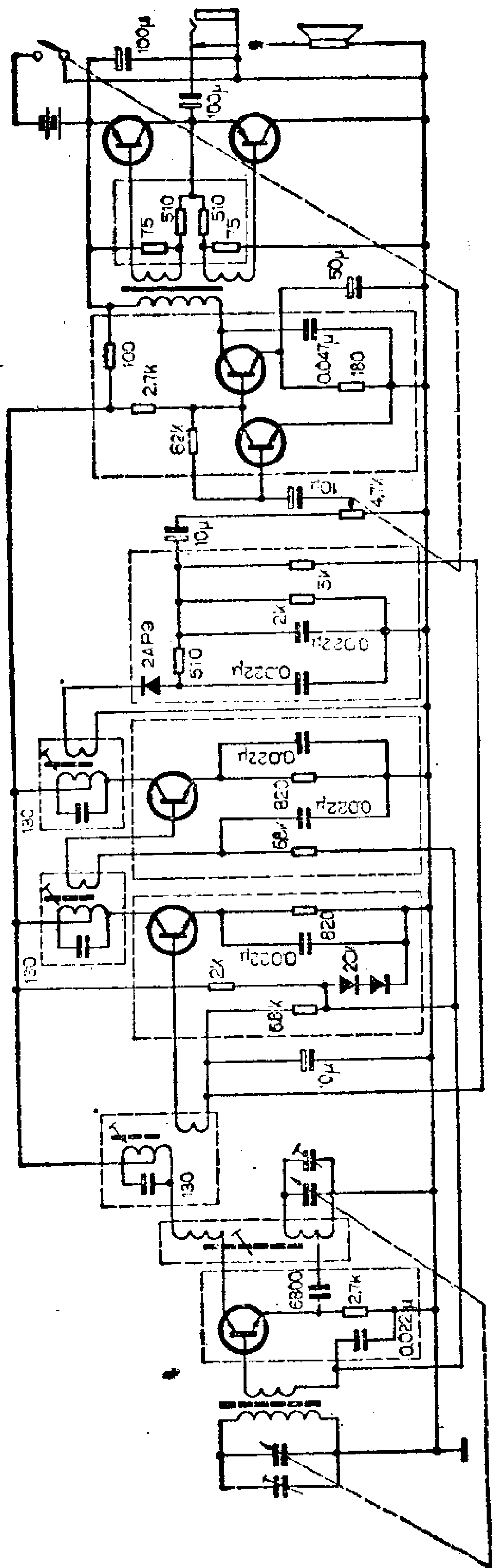


图 3-57 厚膜电路收音机电路

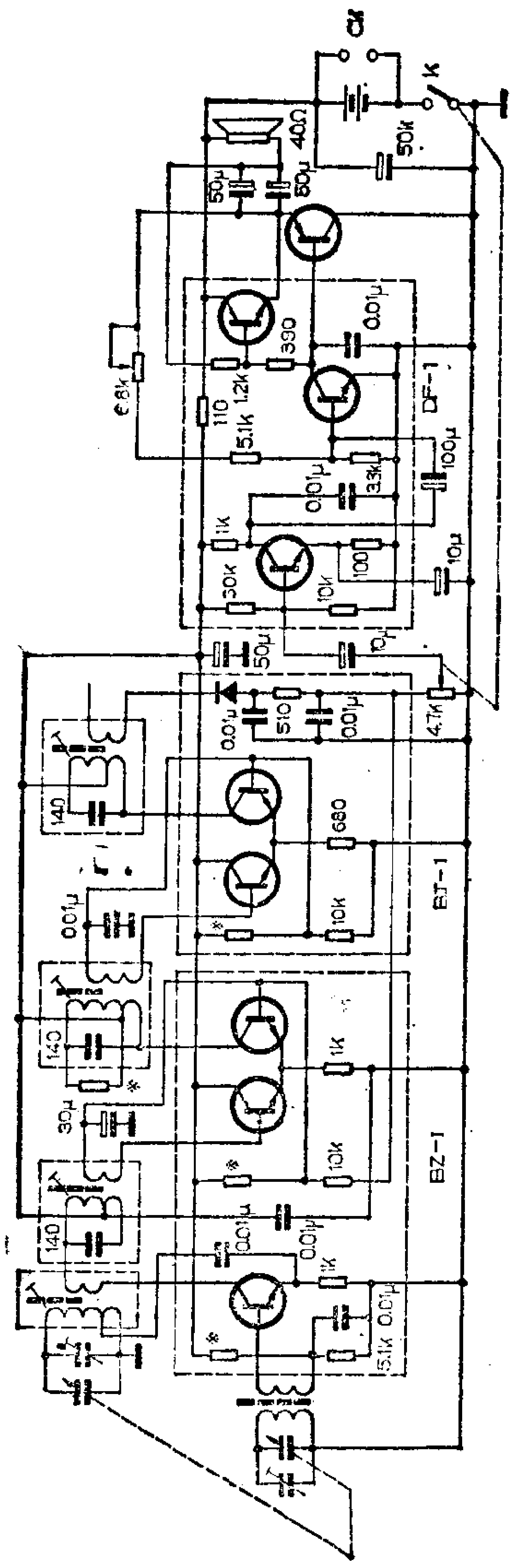


图 3-58 薄膜电路收音机电路

电路。缺点是集成度低，体积大。它常和半导体集成电路组合起来，互相取长补短。

膜集成电路在设计中基本不受工艺限制，可以继续袭分立元件电路的形式。图3-57是熊猫H73-2型厚膜收音机的原理图。用了6块厚膜电路，其电路和数值见虚线框内。

图3-58是牡丹BM311型薄膜收音机的原理图。用了3块薄膜集成电路。集成电阻是Cr-SiO型，集成电容是Ta₂O₅型。中放采用差分电路，可省去射极和基极旁路电容及中和电容，工作比较稳定。该机体积小（105×49×20mm），重量轻（200g），用5片φ21.5×8mm的镍镉电池供电。

图3-59是由4块厚膜电路组成的小型扩音机电路，最大输出功率达20W，外型尺寸180×140×90mm重量约2.5kg。可用于电影放音，会场和小型广播站。

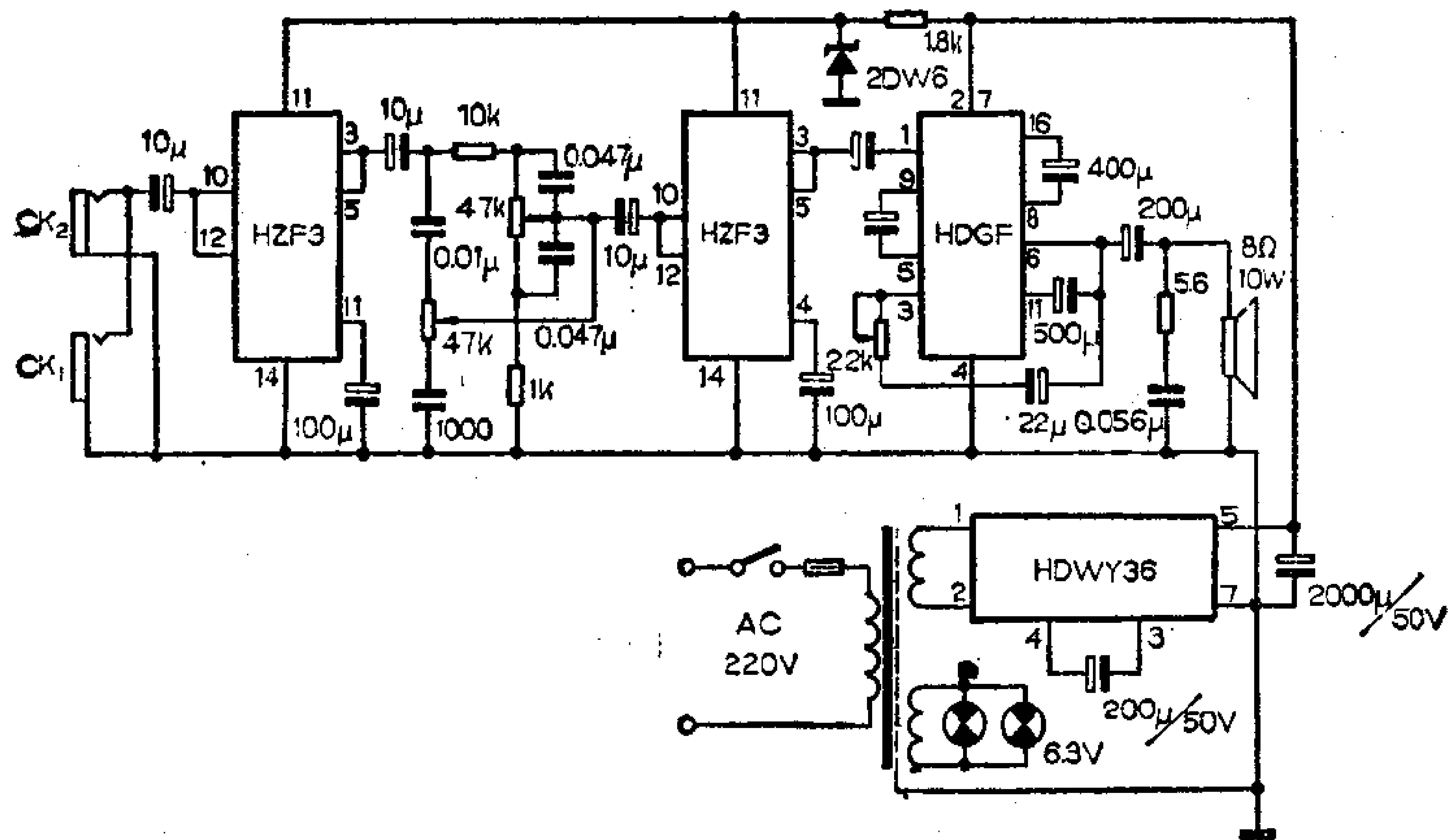


图 3-59 厚膜电路小型扩音机电路

第四章 全波段收音机的高频电路

普及型收音机生产容易，价格低，性能也能满足一般需要。但在一些特殊的场合，例如转播站和离电台较远的边远地区等普及机型就难以适应了。最近几年，我国生产了多种高级机型，它们基本上都是全波段的。本章和下章就以全波段收音机为例，介绍高级收音机的高频和中频电路的特点。

4-1 全波段收音机概说

1. 什么是全波段

世界上的广播电台数目已达到数万个之多，所以频率密集，为了避免互相干扰，1970年国际电工委员会（IEC）推荐使用如下广播波段：

长波 150—400KHz

中波 535—1605KHz

短波 2.3—26.1MHz

米波 41—223MHz

分米波 470—960MHz

以上波段还包括电视广播，其实各国并不是严格遵守上述划分规则的。我国规定的广播波段为：

中波 535—1605KHz

短波 1.6—26.1MHz

超短波88—108MHz

一架全波段收音机，一般须包括上面三个波段，有的还设有长波和微波波段。

在短波由于不同频率的电磁波传播特性的差别，电台分布是不均匀的，在某些频带内非常密集，这些频带称为国际米段，如表4-1。

表4-1 部分国际米段的频率范围

波 长 范 围	频 率 范 围 (MHz)
120 米 段	2.300—2.495
90 米 段	3.200—3.400
60 米 段	4.750—5.060
49 米 段	5.950—6.200
41 米 段	7.070—7.350
31 米 段	9.500—9.775
25 米 段	11.700—11.975
19 米 段	15.100—15.450
16 米 段	17.700—17.900
13 米 段	21.450—21.750
11 米 段	25.600—26.100

为了调谐方便，一般把短波划分成6-30个分波段。分波段愈多，调谐就愈方便。最好是一个分波段只有一个国际米段，在国际米段内再加上展宽装置，调谐就像中波一样方便了。

2. 高级收音机的种类

高级收音机包括高保真落地式和组合式，全波段台式，全

波段便携式，固体电路微型立体声机，汽车收音机以及多用机。等，由于用途不同，结构和性能也各不相同。

高保真落地式是晶体管收音机中比较高级的产品，一般都能接收立体声广播，具有双声道或四声道高保真度还声系统，附有立体声唱机和立体声录音机。有的产品还有程序选台，定时收、录、唱、自动调谐、数字显示，遥控等装置。这种收音机都是全波段的，一般有10—33个波段，能很好地收听国内外远地电台的广播。但它的线路相当复杂。最近几年，适于家庭用的普及型高保真度落地机发展很快，基本上具有上述性能，但成本较低，便于推广普及。

全波段台式和便携式收音机的性能一般都达到了特级或一级机水平，有6-12个波段，能接收长波和调频广播，具有灵敏度高、选择性好、失真度小和输出功率较大等优点，大多数设有立体声还声和收、录设备，适于机关，工厂、学校、部队和家庭使用。

固体电路微型立体声机是最近几年才发展的新机型，从七十年代开始，随着立体声广播和集成电路的迅速发展，制造廉价解码器已很容易，于是就出现了这种用便携式收立体声广播的机型。

汽车收音机是装置在小轿车、汽车、拖拉机及车辆上的专用收音机，具有结构结实紧凑，防震，抗火花干扰和温度适应性强等特点。为了使用方便和适应多用途的要求，装有自动调谐或预置调谐、数字显示、气象波段、交通波段、市民波段以及报警装置，汽车熄火后能自动关机。可见汽车收音机的自动化程度很高，因此也称为“自动收音机”。

多用机是为县、社广播站及工厂、学校等单位的播音室专门设计的，特点是一机多用，能收、唱、录、扩。输出功率很

八，功率在几十瓦至几百瓦之间。

高级收音机并不只上面几种，这里就不再一一介绍了。

4-2 高频电路的组成和要求

1. 高频电路的组成

全波段收音机的高频电路由调幅和调频两大部分组成，每部分又由输入回路、高频放大器、混频器和本机振荡器等四种基本电路构成，如图4-1所示。

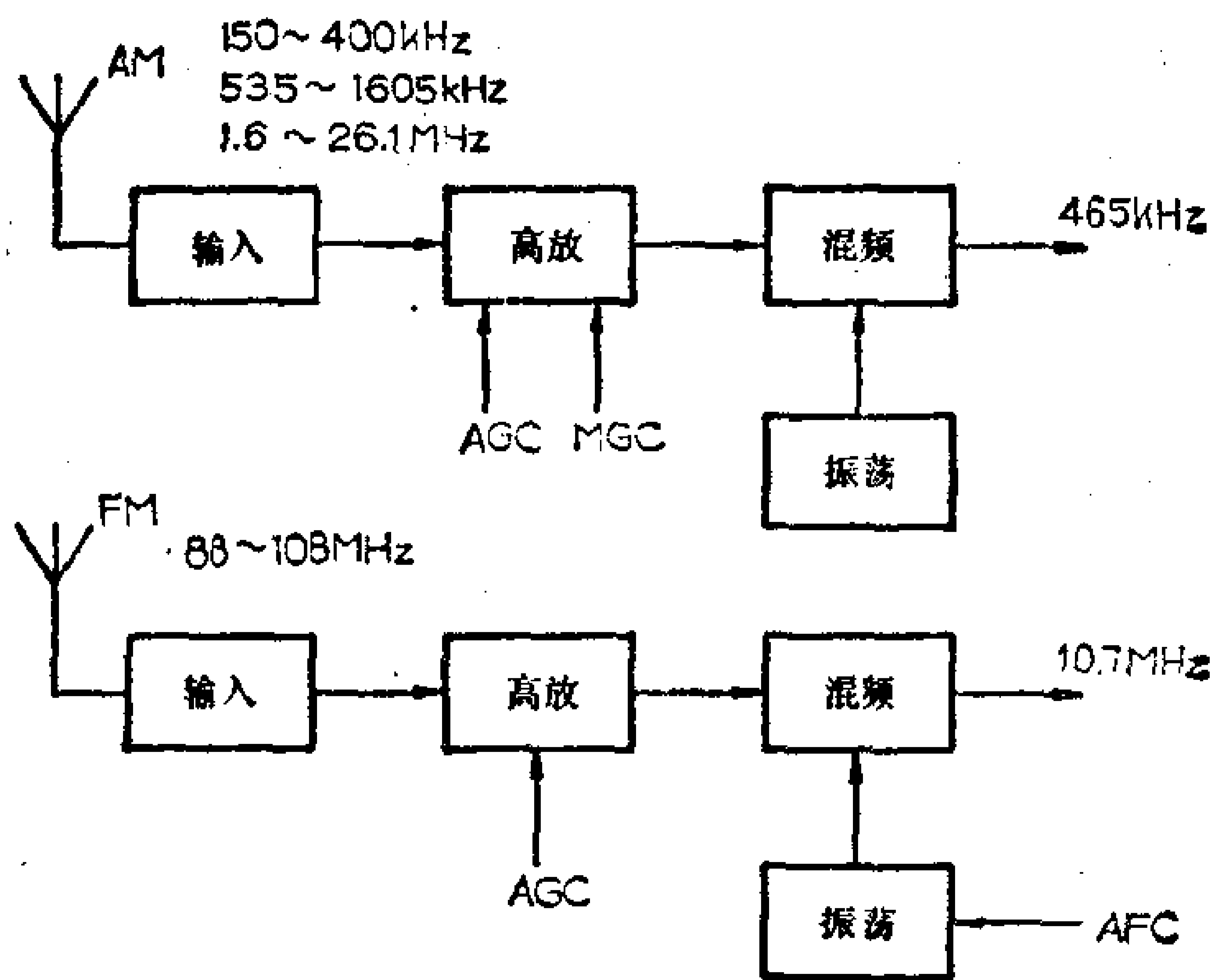


图 4-1 全波段收音机高频部分方框图

调幅部分包括长、中、短波的所有波段，由于接头太多，波段切换已不能用传统的多刀多位开关，而是用类似电视机高频头的方法，即转鼓（滚筒）或转盘式结构。

调频部分只包括一个超短波波段，组成与调幅部分相同，只是频率高一点而已。

2. 对高频电路的要求

在相当程度上，高频电路决定了收音机的灵敏度，噪声性能和抗干扰性能，所以全波段收音机中对高频电路的要求是很高的。

(1) 灵敏度高。在恶劣的环境中也能正常工作，要求实际灵敏度要远高于规定的指标。例如中波不劣于0.1毫伏/米，短波不劣于10微伏，超短波不劣于3~5微伏。这样在温度变化，电压下降时，仍有较高的灵敏度。这些指标比普及机要高十几倍至几十倍。

(2) 抗阻塞性能好。晶体管的动态范围窄，灵敏度提高后，抗阻塞性能就更加重要。在接收调频广播时虽不存在强信号阻塞，但却存在干扰阻塞，所以也要注意抗阻塞问题等。

(3) 抗干扰能力强。通过高频电路引入和产生的干扰主要有镜像干扰、中频干扰，交叉调制和互调干扰等。

假响应是超外差式收音机所特有的，当干扰频率 f_i 与本振频率 f_N 满足下列关系时，都能引假响应。即 $mf_n - nf_s = f_i$

$$\text{或 } nf_n - mf_s = f_i$$

其中 m, n 是任意整数， $f_i = 465\text{KHz} (10.7\text{MHz})$ 这些特定频率与本振频率混频后产生的中频干扰就叫假响应。

镜像干扰是假响应之一种，当 $m = n = 1$ 时产生的干扰，它视接收机是内差还是外差而异，位于比振荡频率低或高二个中频之处。

中频干扰也是超外差式收音机所特有的。它是等于或接近于中频频率的干扰信号，越过高频回路进入中频电路而形成的干扰。

互调干扰是多个干扰信号同时进入高频电路，它们的组合

频率若恰好等于或接近有用信号频率而形成的。其中危害最大的是假响应和交、互调干扰。

以上干扰只有在高频电路中采取措施才能减小和消除，若它一旦进入中频电路，是无法消除的。

(4) 本机振荡器的频率要稳定，防止使用中产生电台漂移现象。

4-3 调幅收音机高频电路

1. 输入回路

在普及型收音机中，输入回路比较简单，型式也比较统一。在全波段收音机中，由于高放所用器件的多样性（场效应管、一般晶体管），工作方式的多样性（共源、共栅、级联等），输入回路的型式就很不统一。但按初、次级的匝数比来分，可分为高阻抗式和低阻抗式两种。高阻抗式主要与场效应管匹配，低阻抗式则主要和一般晶体管匹配。

为了提高抗干扰性能，输入回路还常接入中频陷波器及高、低端提升器等。

调幅输入回路以及高放、本振谐振回路是全波段收音机中动作最大的部位，一般都有8个以上的波段，多的可达30多个，因此波段切换点很多。图4-2是红灯735型机的调幅部分电路，长波、中波和6个短波的输入回路以及高放、本振回路，分别接在各波段的转鼓上。由于各波段是彼此独立的，幅频特性互不影响。目前大多数全波段收音机均采用类似结构。但这种结构相当复杂，接点太多，故障率很高。新型的收音机中已用电子调谐和数字显示来取代这种麻烦的结构了。

随着调幅广播电台的日益增多和工业干扰的日趋严重，调幅广播的接收质量越来越差，尤其是535-1605KHz的中波波段，电台拥挤，频率重迭，互相干扰十分严重，而且世界上中波电台仍在继续增加。面对这种状况，利用传统的抗干扰方式已无济于事。于是人们转向探讨新的理论和接收方法，其中包括输入回路在内的低噪声天线系统就是较好的方法之一。

众所周知，电波是由电场和磁场传输的。根据世界上大多数强干扰地区的测量结果表明，中波波段的外界干扰噪声磁场频谱分布比噪声电场频谱窄得多，在中波频率范围内基本上没有噪声磁场，而且前者比后者的衰减特性也陡得多。因此在中波波段采用磁场型天线要比电场型天线优越得多。

常见的磁场型天线有磁棒天线和环形天线，电场型天线有拉杆天线，拖线，各种室外天线等。现在广泛应用的磁棒天线几乎全部是高阻式的，也能拾取电场信号，所以效果不好。

目前的低噪声天线都做成了低阻式的，这样降噪优点才能得以发挥。例如日本胜利牌JT-V₂₂型高级广播调谐器采用了低阻磁棒天线，并置于机外，机内输入回路施以静电屏蔽，显著地提高了中波接收质量。山叶牌T-4型收音机则采用了低阻式环形天线。它是用铁镍合金导线绕6圈，电感量10微亨，注塑成一个140×70毫米的框架，能在机内转180°，用同轴电缆接到输入调谐回路的抽头上，输入调谐回路则加以屏蔽。据称这些低噪声天线系统有下列显著的效果：

- (1) 不易拾取开关电火花噪声，
- (2) 调台时无差拍啸叫声，
- (3) 无台处背景很静，好象加了静噪控制电路一样。
- (4) 不容易混台。

2. 高频放大器

由于全波段收音机对灵敏度和抗干扰能力有较高的要求，所以毫无例外都有一级高放。高放在中波段，主要是为了抑制干扰，在短波段除上述作用外，还可提高灵敏度和信噪比，防止本振信号通过输入回路向外辐射。

对高放的要求是噪声小，动态范围大，有一定的增益。由于高放处于整机的第一级，对整机噪声系数起着决定性的作用，设计和调试时一定要注意本级的噪声系数。

过去的高放多用单管共基极形式，这种电路在整个广播波段增益比较均匀，切换波段后AGC不会破坏与输入回路的匹配，内部反馈电容小。但共基极电路最大的缺点是输入阻抗太低，不易做到最佳匹配。低噪声超高频硅平面管出现后，高放多采用共射电路和共射—共基级联电路。共射电路的噪声系数小，而共射—共基级联电路的稳定性较好。图4-3是熊猫B-11机在短波时的高放电路，本级增益10dB，AGC范围10dB， D_1 、 D_2 是强信号衰减器。

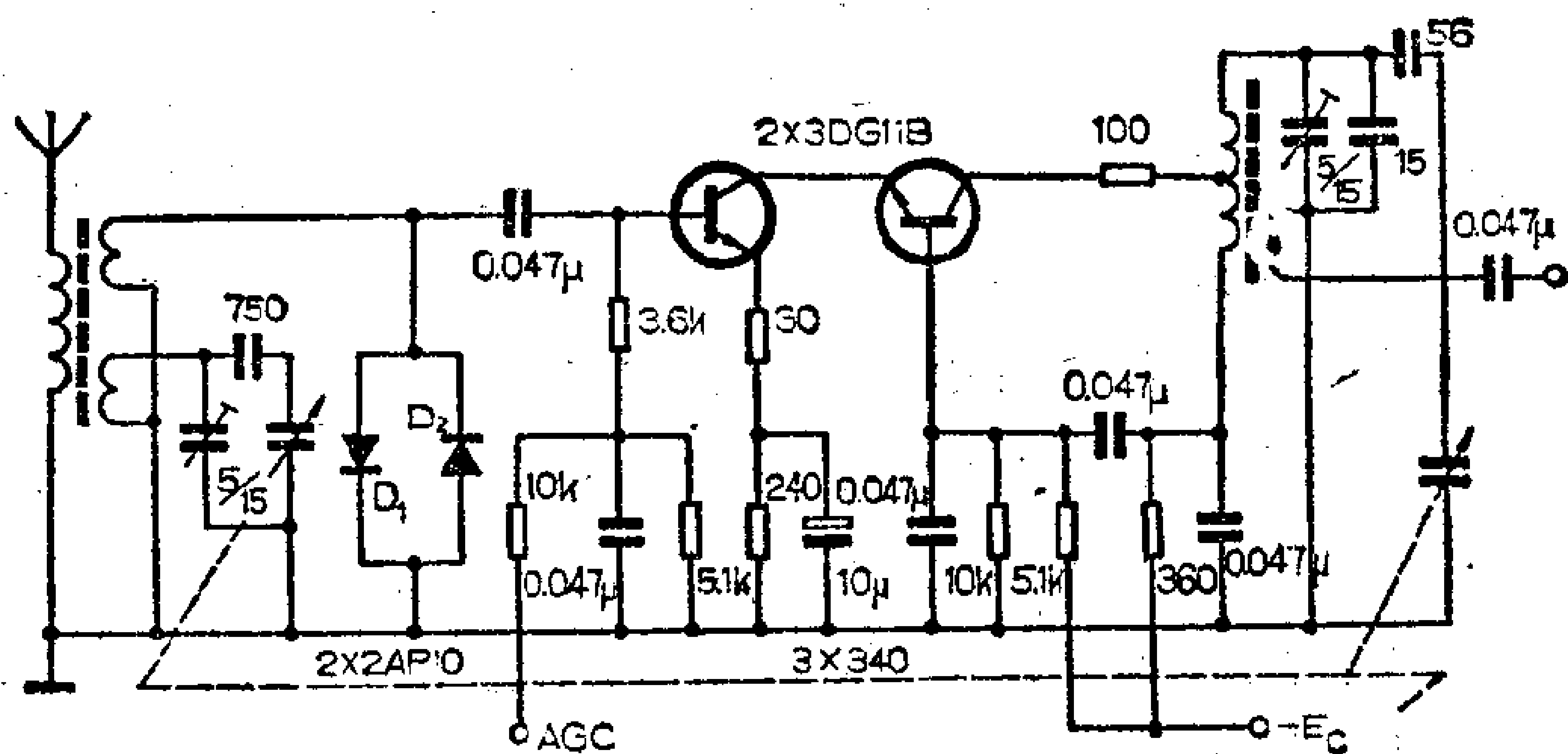


图 4-3 熊猫B-11机短波 1 时的高放电路

最近几年，高跨导双栅MOS场效应管已大量生产，使晶体管高频电路发生了很大变化，基本上改变了晶体管噪声大，易阻塞和工作不稳定的缺点，是今后高频电路的主要形式，具体电路见1-1节。

3. 混频器

混频器是利用晶体管的非线性作用，使外来信号与本振信号的基波及谐波进行差拍，再用选频网络滤出所需的中频信号。

普及型收音机中都用工极管做混频器，可得到15-20 dB的增益，工作点选在输入特性曲线的非线性区。因此增益和效率互相矛盾，由于工作点很低，更易阻塞。所以在全波段收音机中已逐渐不用这种混频器，而多采用双栅MOS场效应管或二极管了。双栅MOS管混频器的噪声和谐波干扰小，但变频增益低，具体电路已在1-1节讲过，这里着重介绍二极管混频器。

晶体二极管也是一非线性器件，因此是可以完成混频的，而且具有简单，动态范围大，效率高，谐波干扰和噪声小等优点。调试也十分简单。缺点是变频增益小于1。二极管混频器的优点是主要的，近来在高级收音机中用的越来越多，混频增益损失可在中放中弥补。

为了充分发挥二极管混频器的优点，一般都用平衡型和环形混频电路。数学分析证明，平衡混频器的输出组合频率可表示为 $(2m+1)f_s \pm nf_N$ 。其中 m 、 n 是零和任意整数， f_s 为外来信号频率 f_N 为本振信号频率。可知输出信号中不包含信号频率 f_s 的偶次谐波，如 $2f_s$ 、 $4f_s$ 、 $6f_s$ 、……，也不包含本机振荡频率和其谐波，以及信号频率的偶次谐波与本振基波和其谐波的组

合频率。

环形混频器的输出组合频率可表示为 $(2m + 1) f_s \pm (2n + 1) f_N$ 。输出信号中不包含信号频率和本振频率及谐波。为了清楚起见，在图4-4中表示出三种混频器的输出频谱图。

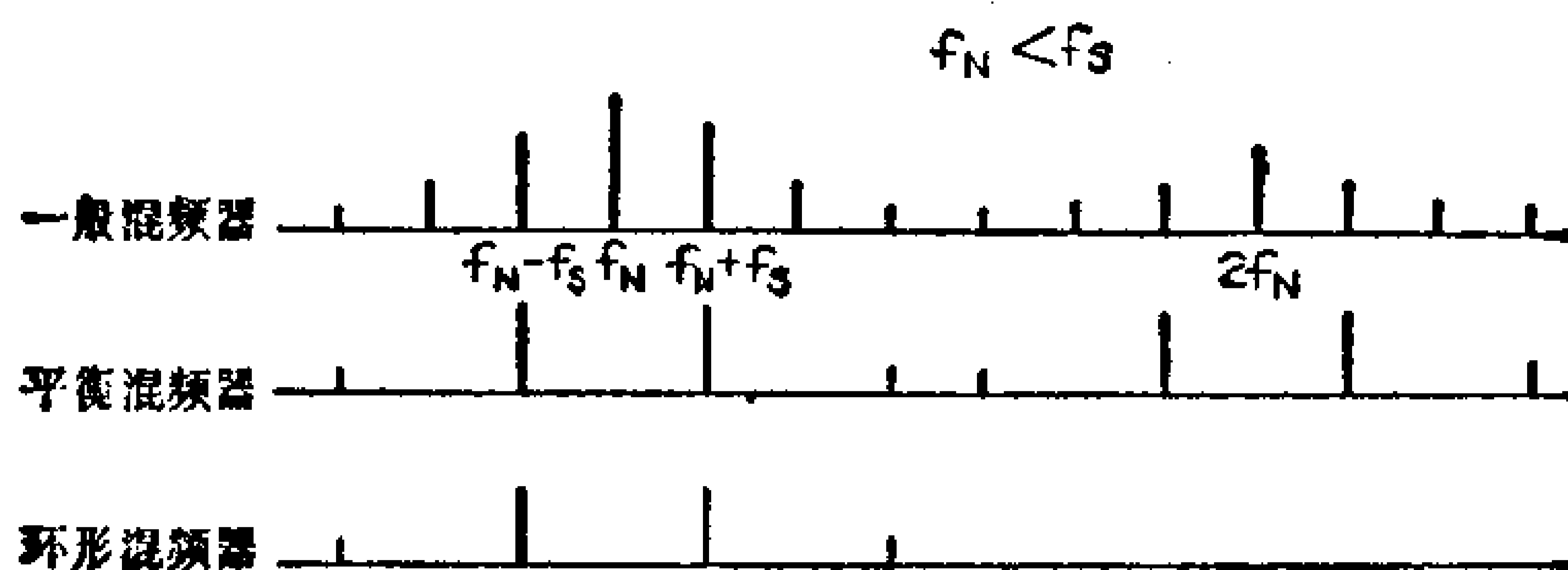


图 4-4 三种混频器的输出频谱

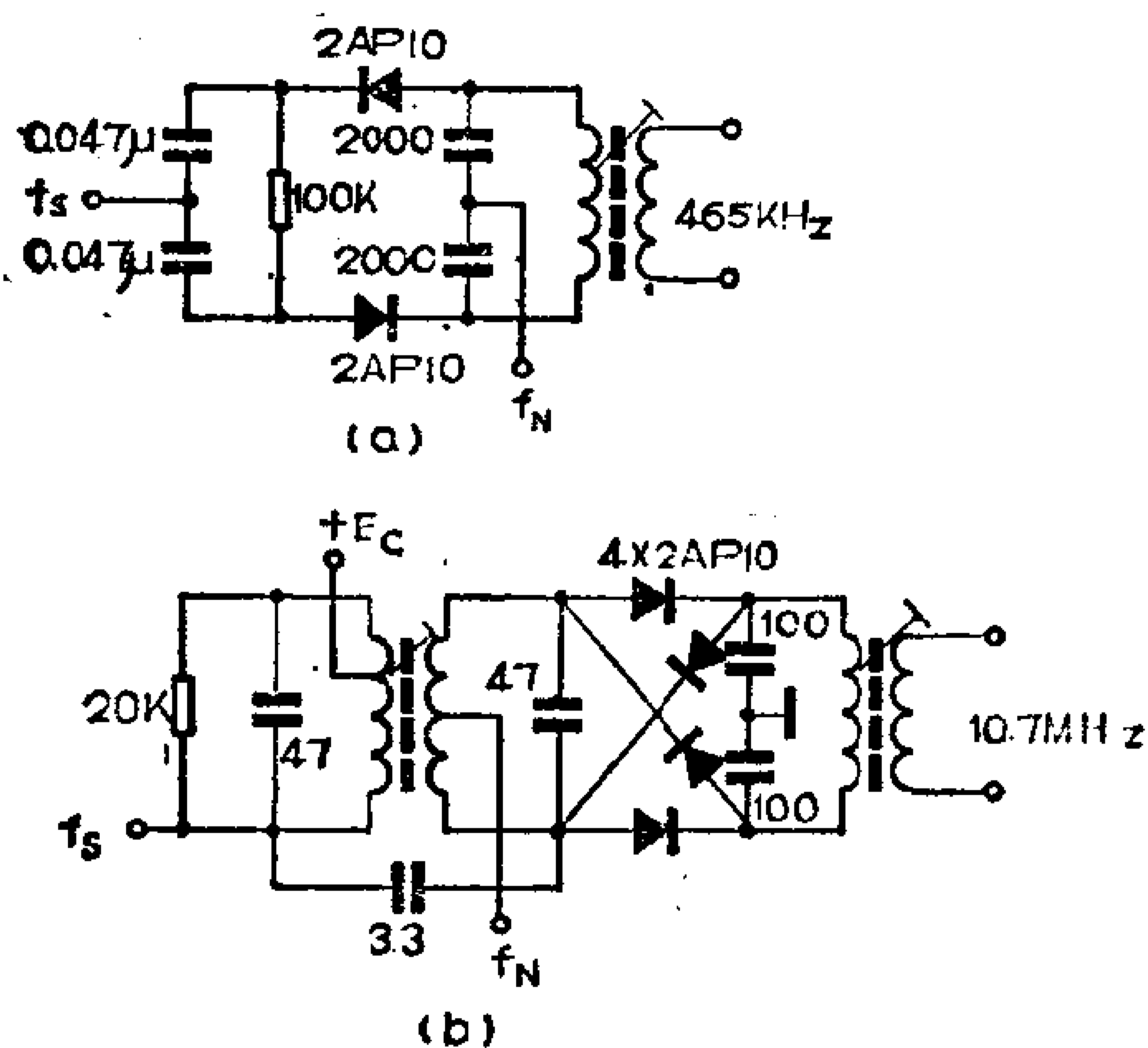


图 4-5 二极管混频电路

由以上可知，平衡混频器和环型混频器抑制谐波干扰和本振噪声的能力很强，而环型比平衡型更强。这就大大地减少了干扰哨叫的可能以及反向辐射。不过以上优点在电路及器件严格对称时才成立，否则就会降低抑制干扰和噪声的效果。图 4

-5是两个实际的电路。

如果选用开关时间小的热载流子二极管作混频器件，还可进一步减小干扰和噪声，显著地提高混频效率。热载流子二极管是利用金属和N型半导体相接触所制成的“金属-半导体”型二极管，它是靠多数载流子工作的，没有少数载流子的存贮效应。因此工作效率高，噪声低，反向电流很小，抗击穿和抗烧毁能力很强，用在超短波更能显示出其优点。此外也可用在检波器中提高检波器的性能。

4. 振荡器

本机振荡器的频率稳定度、输出电平以及频谱的好坏直接影响收音机的性能。

首先要求频率稳定度高，常用的LC振荡器在连续8小时工作时频率稳定度在 10^{-4} - 10^{-5} 范围里。假设频率稳定度为 10^{-4} ，在26MHz时，混频后的中频漂移量已达 ± 2.6 KHz，中频带宽一般在5.5-10KHz，在窄带时已产生了较严重的频偏失真。所以 10^{-4} 是频率稳定度的最低要求。在要求较高的振荡器中得采用AFC电路可减小频漂。

其次要求振荡器在各波段的输出电平基本相同，同时频率复盖系数也要能满足每个波段的要求。

此外，振荡器还是一个噪声源，对整机灵敏度影响很大。如果振荡器输出噪声大，波形不纯，它的噪声会在混频器中与外来噪声或干扰差拍成中频噪声，使整机噪声系数增大。要特别注意防止产生寄生振荡，因为寄生振荡会使输出信号频谱变坏，甚至产生严重的干扰和啸声。

对振荡器的上述要求中，频率稳定度是主要的。影响稳定度的主要因素是三极管和振荡回路元件参数随温度的变化。三

极管的 h_{ie} 、 h_{oe} 、 C_{ic} 和 C_{oc} 都是温度的函数。这些参数是振荡回路的一部分，因此它们的变化必然引起频率的漂移。 L 、 C 是构成振荡回路的主要元件，直接决定回路的振荡频率。当温度变化时，导线、线圈管以及电容极板的热胀冷缩，引起电感量和电容量的变化，从而影响其频率稳定度。

可见要想提高频率稳定度，就要分别从 LC 回路本身，回路与三极管的耦合和工艺等多方面着手。

就 LC 回路本身而言，保证稳定的回路参数（ L 、 C ）和减小损耗是提高稳定度的关键。线圈骨架应选热膨胀系数小的材料，中、长波线圈用多股线绕成“蜂房式”，短波线圈用镀银线间绕，超短波线圈用镀银线绕成空心的。这样能提高 Q 值，减少损耗。回路电容最好用温度系数较小的云母电容，必要时用具有正、负温度系数的瓷介电容作补偿。此外还可选择合理的 C/L 值（增大 C 值），以减小三极管输入，输出电容的影响等。

从电路方面考虑，三极管参数变化对振荡频率影响很大。因此三极管与振荡回路之间应采取松耦合。减少三极管对回路的影响是提高稳定度很有效的办法。下面几种改进型振荡器都是从以上几个思路出发而设计的。

（1）克拉泼振荡器

在电容三点式振荡器中，三极管的 C_i 、 C_o 直接并联在回

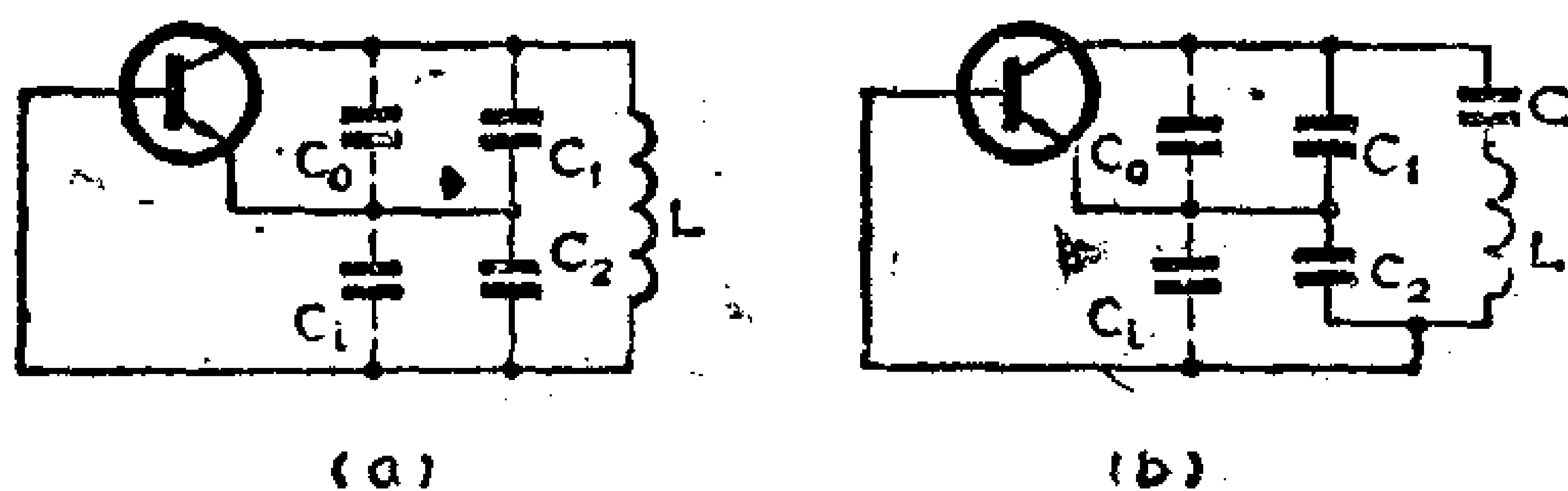


图 4-6 克拉泼振荡电路

路元件上，如图4-6(a)所示。当温度引起 C_1 、 C_0 变化时，必然使振荡频率随之漂移。如果在电感支路中串入一个小电容，如图4-6(b)所示，就成了所谓“克拉泼”振荡器。其振荡频率为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{\left(\frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C}}\right)L}}$$

根号里的一项 $\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C}$ 为 C_1 、 C_2 和 C 的串联值。

当 $C_1 \gg C$ ， $C_2 \gg C$ 时，上式近似等于：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

可见只要在选用电容 C 时，使其电容量远小于 C_1 和 C_2 ，则 C_1 和 C_2 对振荡频率的影响就很小。于是与 C_1 、 C_2 并联的三极管分布电容对频率的影响就大大减小。

克拉泼振荡器的频率稳定度可达到 10^{-5} ，并且在切换波段时接点很少。缺点是振荡幅度随角频率的三方(ω^3)而下降。因此工作频率较高时振荡就减弱，高到某一值时就会停振。

图4-7是901型收音机振荡器的中波电路。该电路也属于克拉泼振荡器。这里 C_{15} 、 C_{16} 支路仅起分压反馈，提供注入能量的作用，几乎与振荡频率无关。 B_{11} 、 C_{30} 和 C_{40} 决定振荡频率。切换波段时只须切换 B_{11} 的两个接头即可。为了克服短波高端时输出电压下降的缺点，选用了高 β 管，加大 I_C (0.8mA)以及在射极串接二极管 D_2 作定压输出。 D_1 、 R_1 组成稳压偏置。

(2) 锡拉振荡器

用 LC 并联回路取代克拉泼振荡器的串联支路，再通过一个小电容 C_3 与三极管相耦合，就成了所谓锡拉振荡器，如图4-8所示。

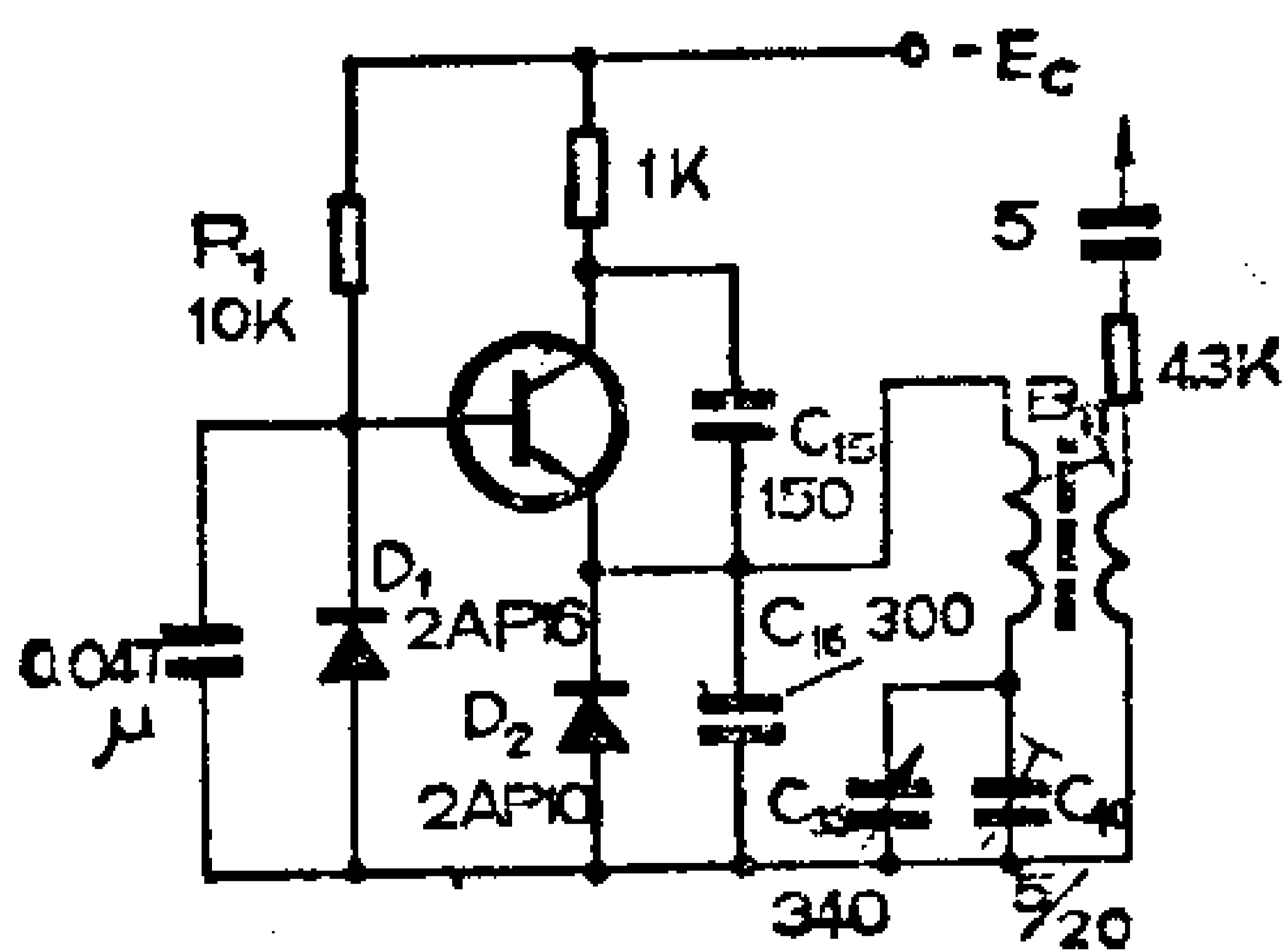


图 4-7 901型机的本振电路

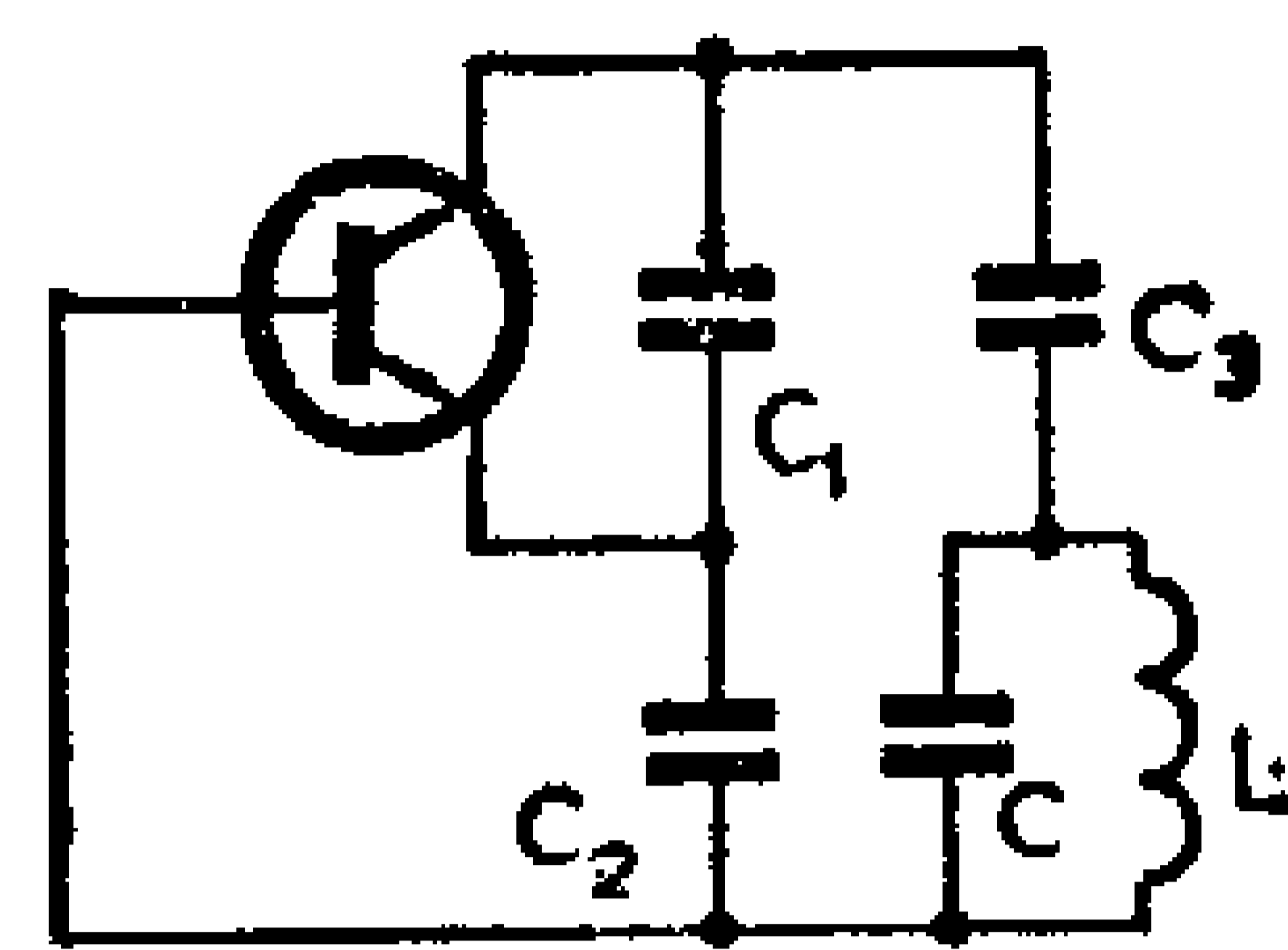


图 4-8 锡拉振荡电路

锡拉振荡器的振荡频率为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_3)}}$$

其频率稳定度仍可达到 10^{-5} 的水平，振荡幅度正比于角频 ω_0 。这种特性正好补偿了高频时三极管 β 的下降，使振荡幅度降低的现象。因此在整个调幅波段幅度均匀。同时输出电压正比于 C_3^2 。

比较上述两种振荡器，它们的频率稳定度差不多，锡拉振荡器比克拉泼振荡器的幅频特性好，并且容易起振，复盖系数也稍大，前者为1.6-1.8，后者为1.2-1.3。所以锡拉振荡器很适于做

全波段收音机的本振。牡丹2241型机就是采用了锡拉振荡器。

在图4-9所示的变压器反馈振荡器中，选择合理的接入系数也能显著地提高频率稳定度。在一般的振荡线圈中， $\frac{n_1}{n_2} = 0.05$

左右。例如LTF2-3型振荡线圈， $n_1 = 4 \frac{1}{4}$ 圈， $n_2 = 84$ 圈。实验

证明，当 n_1 增加至10圈时，频率稳定度显著下降，并且由于负载加重，Q值降低，振荡减弱；当 n_1 减至2圈时，频率稳定度

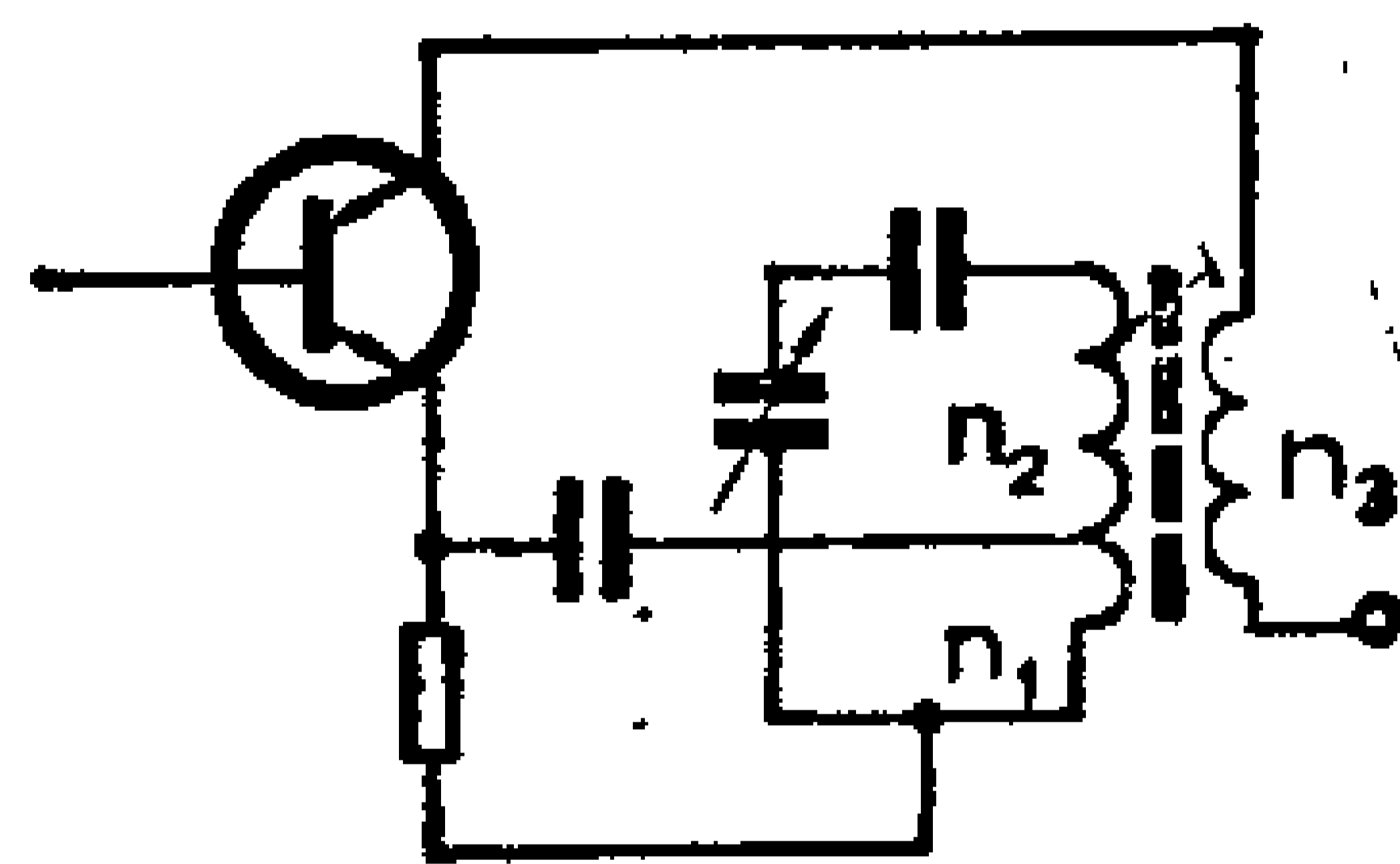


图 4-9 变压器反馈式振荡器电路

显著提高，振荡并不减弱。经验证明，取 $\frac{n_1}{n_2} = 0.025$ 时频率稳

定度最高，这时 n_3 的圈数也按 $\frac{n_3}{n_2} = \frac{3n_1}{n_2}$ 的关系式减少。

三极管的参数稳定性在很大程度上决定于振荡器工作点的稳定性，因此所有能稳定工作点的措施都可用来提高频率稳定度。例如对锗管的 I_{cb_0} 补偿，对硅管的 U_{be} 补偿，以及各种性能较好的偏置方法等。图4-12中的一本振就是用 D_2 、 D_3 和 BG_5 组成的稳压电源供电的，不但频率稳定度高，而且频谱纯，谐波成分少。

高质量的回路元件和性能较好的电路只是提供了实现高稳定度的条件，如果在工艺上得不到保证也达不到预期的效果。

5. 波段展宽

在全波段收音机中，各波段的复盖系数并不相同，如长波约为2.7，中波约为3，短波各分波段一般都小于2。在收听短波时，调谐电容器从 0° - 180° 转动范围里，振荡器频率范围已超出规定的波段范围。由于短波某些频段电台密集，因此调谐起来比长、中波要困难得多。因此较高级的收音机都设有波段展宽装置，其方法是使振荡器的频率范围变窄（最好是恰能复盖一个国际米段）。这样调谐起来就和长、中波一样容易了。

图4-10是牡丹2241短波2-9波段电路的简化图。各波段复盖系数约1.36。波段展宽是通过自锁按键 K_1 控制的。当 K_1 在图示位置时，三连可度电容器的每一连都串接一个82pF的电容，这时三连旋转 180° 的容量变化范围不再是12-340pF，而是10-66pF，这是波段不展宽的情况。当 K_1 按下时，三连的每一连又串了一个33pF的电容，并且还并上两个电容。这时三连旋转

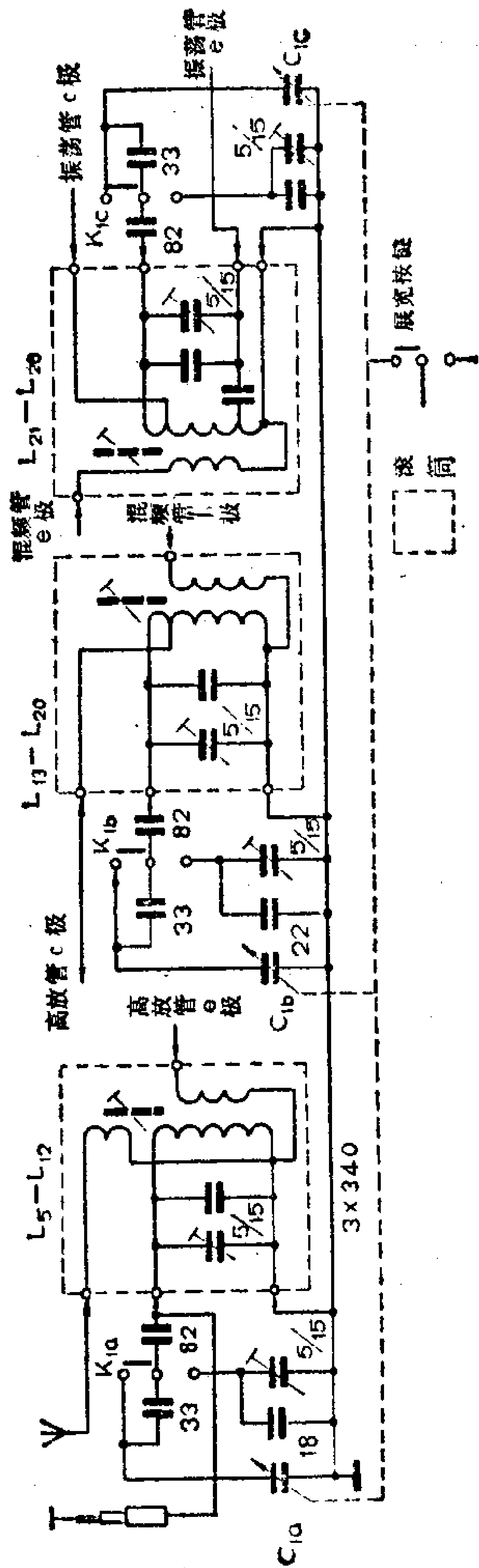


图 4-10 牡丹2241机短波2-9段简化电路

180°的容量变化范围是26.4-36.4pF，比原来的10-66pF要小得多了。该机在设计中，在短波每个波段都包含一个国际米段，并保证每一波段中的国际米段出现在三连电容器同一角度范围里。这样展宽后每个国际米段都正好占满整个刻度盘，使用起来十分方便。

6. 二次变频

收音机的灵敏度提高后，如果假像抑制特性不好，就会受到像频干扰。而且灵敏度越高这种干扰越严重。因此高级收音机要求具备很高的假像抑制比。提高假像抑制比可采用增加高放级数或二次变频的方法。但前者受到高频稳定性限制，实现较难，而后者则比较容易，所以应用比较广泛。

一次变频的收音机，其假像抑制比由下式决定

$$d(dB) = 10 \lg \left[Q_L \left(\frac{f_c + 2f_0}{f_c} - \frac{f_c}{f_c + 2f_0} \right) \right]^2$$

式中 Q_L 为回路有载品质因数， f_c 为所接收信号的频率， f_0 为中频频率。

若 $Q_L = 50$ ， $f_c = 26.1\text{MHz}$ ， $f_0 = 465\text{KHz}$ ，由上式算得

$$d \approx 14.8\text{dB}$$

若 $Q_L = 50$ ， $f_c = 26.1\text{MHz}$ ， $f_0 = 2\text{MHz}$ 则 $d \approx 43\text{dB}$

可见提高中频频率后，假像抑制比提高了。但频率低端的中频抑制比却降低了。所以须再进行一次变频，变成低中频，以满足中频抑制比的要求。

二次变频的假像抑制比为：

$$d_1(dB) = 10 \lg \left[Q_L \left(\frac{f_c + 2f_{01}}{f_c} - \frac{f_c}{f_c + 2f_{01}} \right) \right]^2$$

$$d_2(dB) = 10 \lg \left[Q_L \left(\frac{f_{01} + 2f_{02}}{f_{01}} - \frac{f_{01}}{f_{01} + 2f_{02}} \right) \right]^2$$

$$d(dB) = d_1(dB) + d_2(dB)$$

为了得到理想的假像抑制特性，减轻对前级选择性的要求，简化前级设计，第一中频适宜取为 $f_{01} \geq 2 \sim 3 f_{cmax}$ ，若 $f_{cmax} = 26.1\text{MHz}$ ，则希望 f_{01} 在 $52.2 \sim 78.3\text{MHz}$ ，最好大于 78.3MHz 。一中频高了对设计一中放不利，但却为使用固体中频变压器创造了条件。例如可用声表面波滤波器或螺旋谐振腔滤波器等制成集中调谐回路。此外一本振频率高达 $54.5 \sim 104.4\text{MHz}$ ，LC回路已难以满足频率稳定度的要求。这就得采用频率合成或锁相环路，使电路复杂化。所以现在采用二次变频的收音机，不得不降低一中频频率，致使一中频率落入接收频率范围。当在此频段接收时，再转为一次变频，或替一中频开一空档，做成波段不连续的收音机。

为了保证相邻电台的选择性，二中频频率仍用国家规定的 465kHz 。

二次变频收音机的结构如图4-11所示。从电路而言，有两种形式，一种是一本振频率固定，二本振可变。另一种则正好相反。

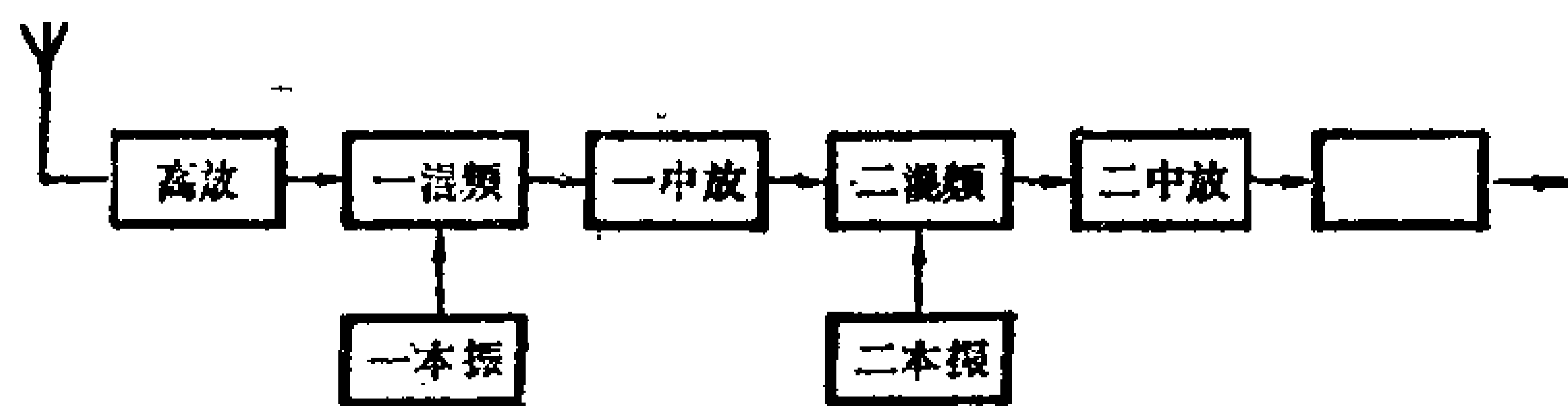


图 4-11 二次变频式收音机电路结构

二次变频带来的缺点是变频组合频率干扰增大，同时产生了第二假像和第二中频干扰。因此在设计电路时应采取相应的措施。如用平衡或桥式混频以减小谐波干扰，用窄带滤波器提高一中放的选择性。稳定本振工作点，使振荡波形良好。采取屏蔽措施等。

图4-12是海鸥101机的二次变频电路，一中频为 1.85MHz ，

二中频为465KHz，在短波2-9(6.2~30MHz)采用二次变频。短波1(1.6~5MHz)用一次变频。 BG_5 、 D_2 、 D_3 组成稳压电路，稳定一本振管 BG_6 的工作点。 B_4 - B_7 组成带通滤波器，提高一中频的选择性。

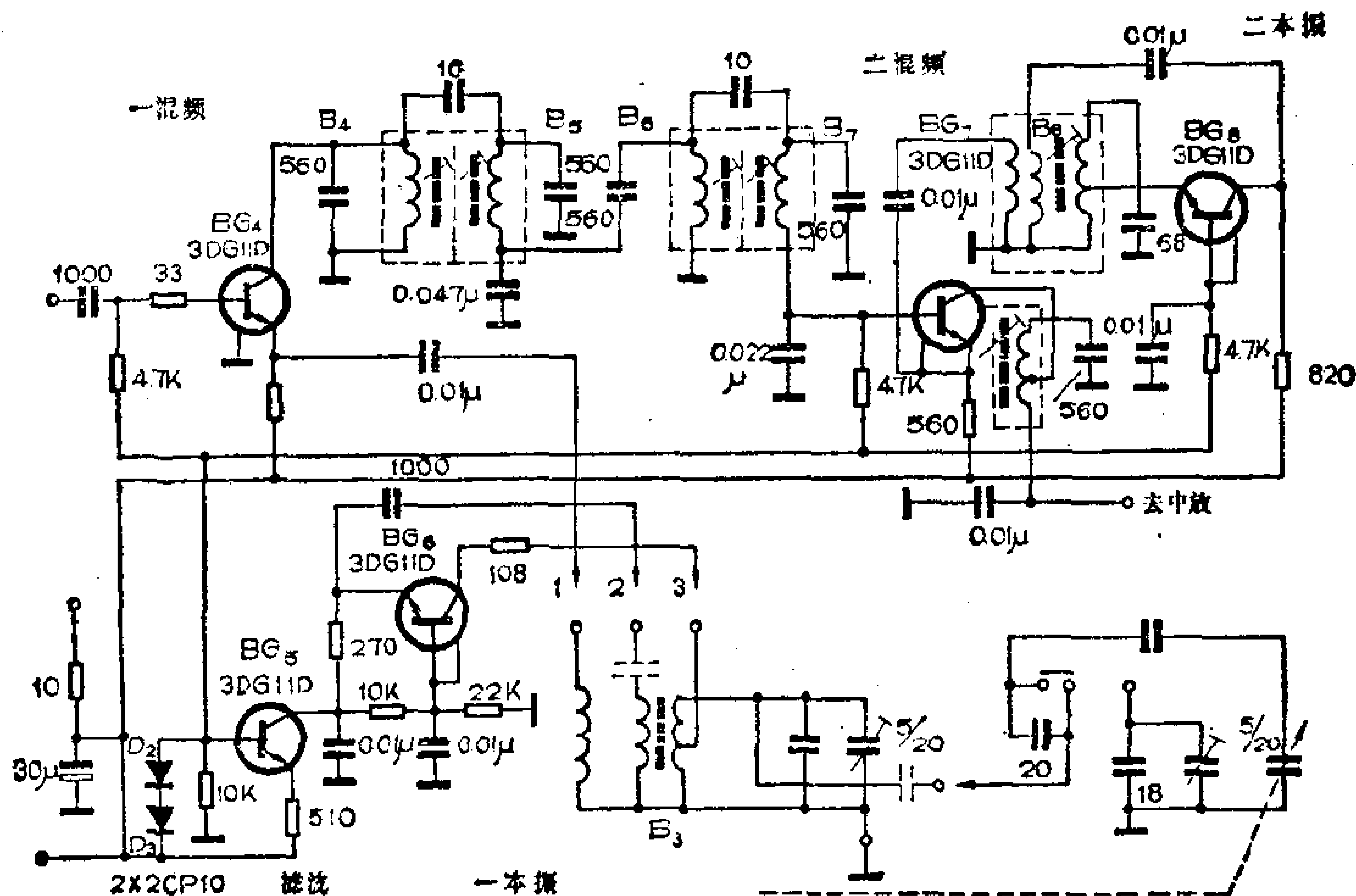


图 4-12 海鸥101机的二次变频电路

7. 手动增益控制 (MGC)

当输入信号超出三极管的线性动态范围时，由于放大器的限幅作用会造成调幅波的“去调制”，而导致输出下降和产生失真。这种现象也就是强信号阻塞，它是全波段收音机和高灵敏度收音机中比较容易产生的问题之一。

克服强信号阻塞的方法除加强AGC范围，选用动态范围较大的场效应管外，还常常采用人工调节高放增益的方法(MGC)。MGC可通过多种途径实现，如控制三极管基极电流(或场效应管的栅极电压)，改变输入电平或级间耦合度，控

制前置中放的输入电平等。

MGC电路不但能扩大高放（或中放）级的动态范围，还能抑制干扰和噪声。当干扰和噪声较强，但略低于信号时，调节MGC旋钮可使干扰和噪声减小。有些收音机能接收启闭电报和单边带附加信号，这时要断开AGC电路，而MGC仍可用来调节。

4-4 调频收音机高频电路

调频收音机的高频电路又叫调频高频头（简称高频头）或调频调谐器。电路组成和工作原理与调幅高频头差不多，只是由于调制方式和频率不同在设计和调试时要注意与调幅高频头的区别。

1. 调频原理

如果载波用 $u_c(t) = E_c \sin(\omega_c t + Q_0)$ 表示，调制信号用 $U_m(t) = E_m \cos \Omega_0 t$ 表示，当载波振幅 E_c 随调制信号变化时，则可得调幅波的表示式

$$u_a(t) = E_c (1 + m_a \cos \Omega_0 t) \sin(\omega_c t + \theta_0)$$

其中 m_a 为调幅指数，表示为 $m_a = E_m / E_c$ ，一般 $m_a \leq 1$ 。

调幅时载波的频率和相位是恒定的，而包络中包含着调制信息。

当载波的频率 ω_c 随调制信号变化时，则可得调频波的表示式。

$$u_f(t) = E_c \sin[\omega_c t + m_f \sin \Omega_0 t + Q'_0]$$

其中 m_f 为调频指数， $m_f = \frac{\Delta \omega}{\Omega}$

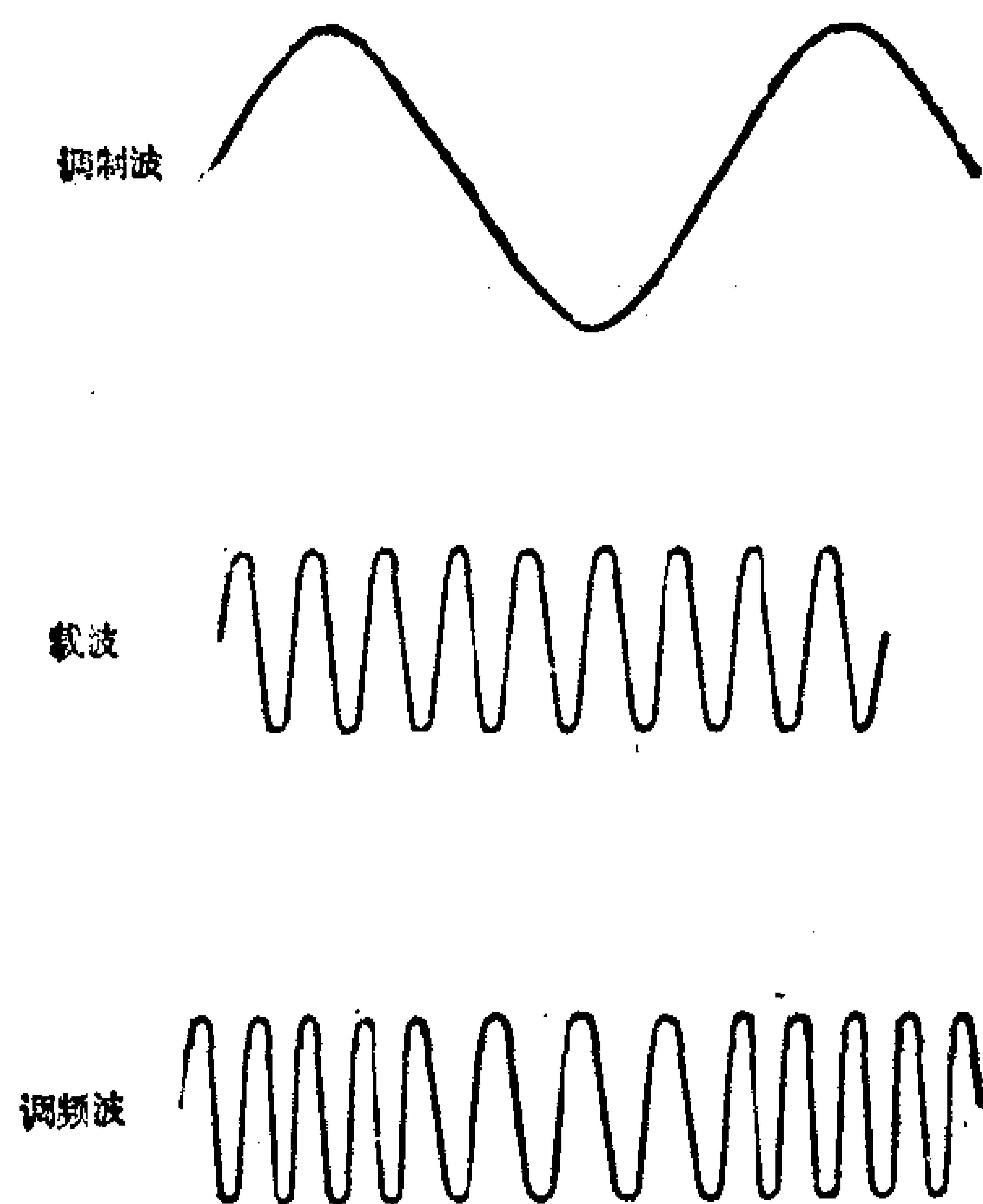


图 4-13 调频波示意图

调频时载波的幅度是恒定的，频偏正比于调制信号的幅度，与调制信号的频率无关， Q' 是载波相角的导数，说明调频时载波的相位也发生变化。图4-13是调频波的示意图，已调波是等幅疏密波，疏密程度正比于调制信号的幅度，而疏密变化(瞬时频率)速度正比于调制信号的频率。

调频波在理论上有多数根谱线，因此它的带宽也无穷宽。但高次边频的能量是很小的，当低于未调载波电平40dB以上时，把这些高次边频去掉基本不影响信号的原形。因此调频波的带宽可用公式 $\Delta f = 2(\Delta\omega_m + f_m)$ 计算。我国规定最大频偏 $\Delta\omega_m = 75\text{KHz}$ ，调制信号频率范围50-15000Hz即 $f_m = 15\text{KHz}$ ，则 $\Delta f = 2(75 + 15) = 180\text{KHz}$ 。可见调频波的频带比调幅波宽得多。调频波抗干扰能力强，保真度高等优点正是以带宽换来的。

为了进一步提高信噪比，还用预加重的方法来矫正通带内的频响。因为实际音频调制信号中，高频分量的振幅很小，得不到大的调制指数。使高频信噪比变坏。为此在调频以前人为地加重高频的振幅，使整个音频段都得到近似相同的调制指数，从而提高了高频的信噪比。预加重的时间常数在调频广播中规定为75和50 μ s两种，我国规定为50 μ s，电视伴音中也规定为50 μ s。在接收机中，一般要用同样时间常数的去加重网络，使音频信号还原。

2. 调频广播的优点

(1) 抗干扰能力强。各种干扰一般只对载波引起寄生调幅。在调幅波中干扰与调制信号混在一起，要想去掉干扰是非常困难的。因此调幅波抗干扰能力很差。在调频波中，由于信号寄寓于载波的频偏中，故用限幅器切去寄生调幅不会影响信号解调。另一方面，由于调幅波平均调幅指数 m_a 只有30%左右，而调频波调制指数却可远大于1（例如 $m_f \geq 5$ ）。经分析证明，在一定信号强度情况下，解调器输出信号的信噪比，调频波比调幅波高 $3 \times m_f^2$ 倍—18.75dB。可见调频波的抗干扰能力是很强的。此外，远地短波电台易受电离层波动以及电台间相互干扰的影响，产生“衰落”或“串台”现象。而超短波是在视距范围内传播，所以十分稳定的。

(2) 保真度高。长、中、短波的频率宽度一共只有30MHz，世界上绝大多数广播电台都拥挤在这个范围内，为了容纳尽可能多的电台数目，每个电台所占据的带宽比较窄（国际上现规定频道间隔9KHz，因此音频调制信号的高频分量不得不压缩或切除，一般只有30~5000Hz，导致较大的频率失真，失去了音乐中的高频分量。在超短波88-108MHz频率范围内，频率

宽度就达20MHz，将来开辟微波广播波段将更宽，每个电台可占据较宽的频带(我国规定调制总带宽为200KHz)音频调制信号的频率范围可达30-15000Hz，因此有良好的频率保真度。

在收听中，短波广播时，都会感到有一种“丝丝”的噪声，而在超短波调频广播中，由于 m_f 比较大，加上预加重等措施，可使信噪比较调幅广播能改善23.5dB左右。背景噪声基本上可消除。高保真调频广播中连极其轻微的音响也清晰可辨。此外，中、短波段电台重迭现象比较严重，常因相互干扰引起“啸叫”等，而超短波电台在一定距离之外，即使是两台频率相同也不会互相干扰。

(3)就目前世界上调频广播的情况看，在一个地区一般只能收到10个以下调频台，因此用很简单的方法就可实现自动调谐、电子调谐、记忆式预选和遥控选台等新技术。连一般业余爱好者都能制做。

3. 调频高频头电路的原理和特点

(1) 调频高频头电路的原理

调频高频头和调幅高频头电路一样，也是由高放、混频和本振三部分以及AFC，AGC等附加电路组成。但对电路的性能要求却不一样。

输入回路有300Ω平衡输入和75Ω不平衡输入两种，一般中低档机多为75Ω不平衡型，以便和拉杆天线匹配。另外，由于复盖系数很小(约1.2)，所以用非调谐式也能良好地工作，只有对选择性要求很高时才用调谐式。

高放电路多用共射，共基或共射一共基级联以及MOS场效应管放大器。不管用什么形式的放大器，都选用较低的工作

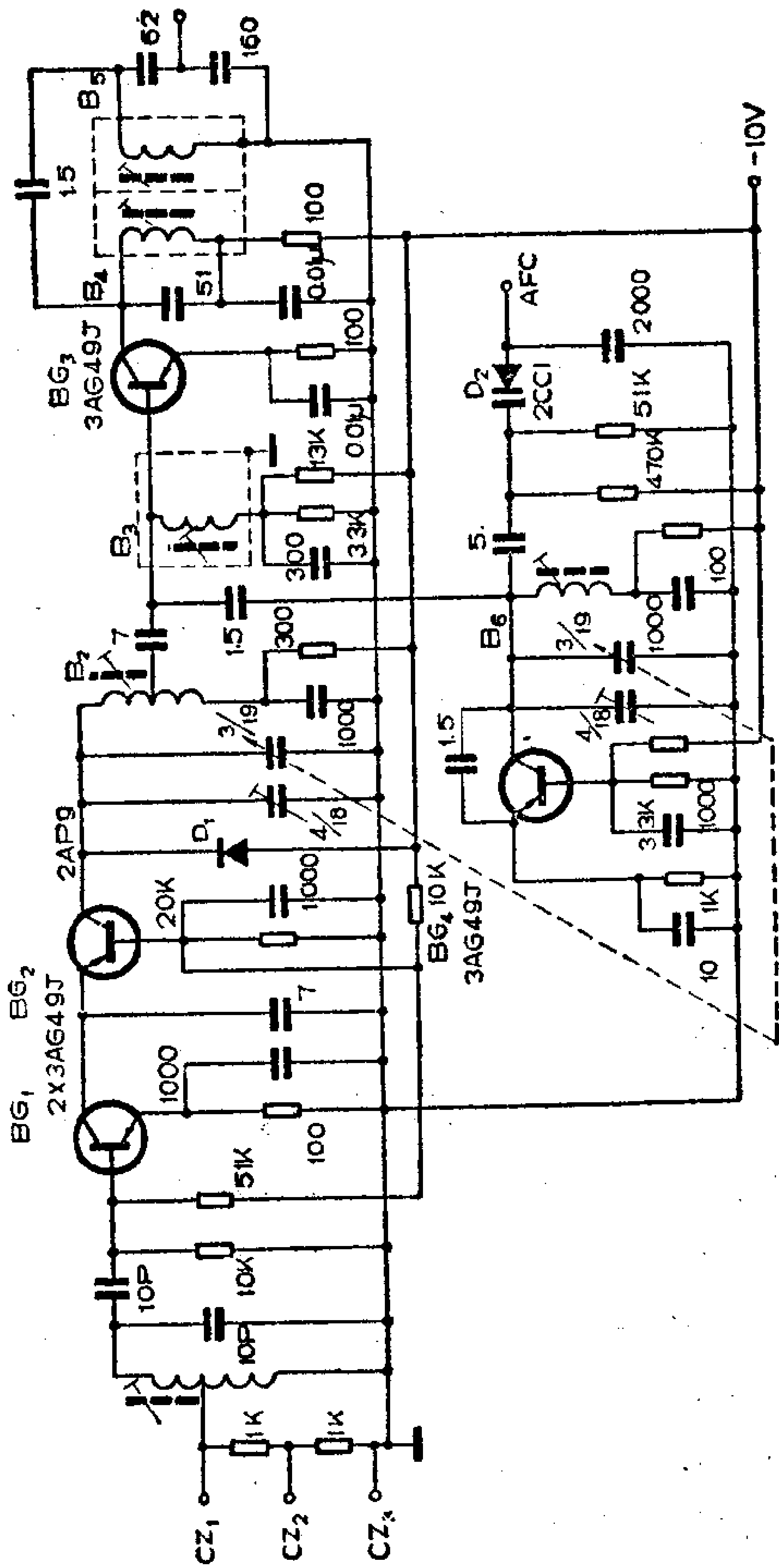


图 4-14 调频高频头

电压和电流，即线性范围很小。这样输入信号稍强时工作点就进入非线性区，信号被限幅。这种工作状态对接收调频信号十分有利，使寄生调幅和干扰得到抑制，而调频波所包含的音频信息毫不受影响。并能有效地防止混频级过载，消除强信号对本振频率的牵制等作用。例如图4-14所示的高频头电路中， BG_1 的基极加有类似“正向AGC”的控制电流”，此电流是高放输出信号由 D_1 检波而来。当输入信号愈强时，检波电流愈大， BG_1 的线性区愈窄，即限幅作用愈强，有自动调整限幅电平的作用。图1-20的电调谐高频头中，高放工作在共基极状态，但集电结处于零偏置，因此线性放大区很窄，电路本身就对强信号有限幅作用。近年来超高频MOS场效应管高放的应用，使抗交扰调制指标得到改善。

混频器仍以三极管混频器为主，在高保真调谐器中，双栅MOS场效应管平衡混频器以及其他平衡、环型混频器应用较多。

振荡器以克拉泼和锡拉振荡器为主要形式，一般都加有AFC电路。

最近全场效应管高频头已达到实用阶段。

图4-14是TP-1A调频转播收音机高频头电路。高放用共射一共基级联放大器，混频用三极管混频器，本振是克拉泼振荡器，加有AFC电路。图4-15是红灯735机调频高频头电路，高放用MOS单栅场效应管放大器，混频用三极管振荡用锡拉振荡电路，并加有AFC电路。

(2) 电调谐调频高频头

调频波段覆盖系数小，用简单的措施就能实现电调谐。电调谐的原理在1—2节中已介绍过。图4-16举出一个较复杂的电调谐高频头的实际电路。该电路共用了五组10只变容二极管

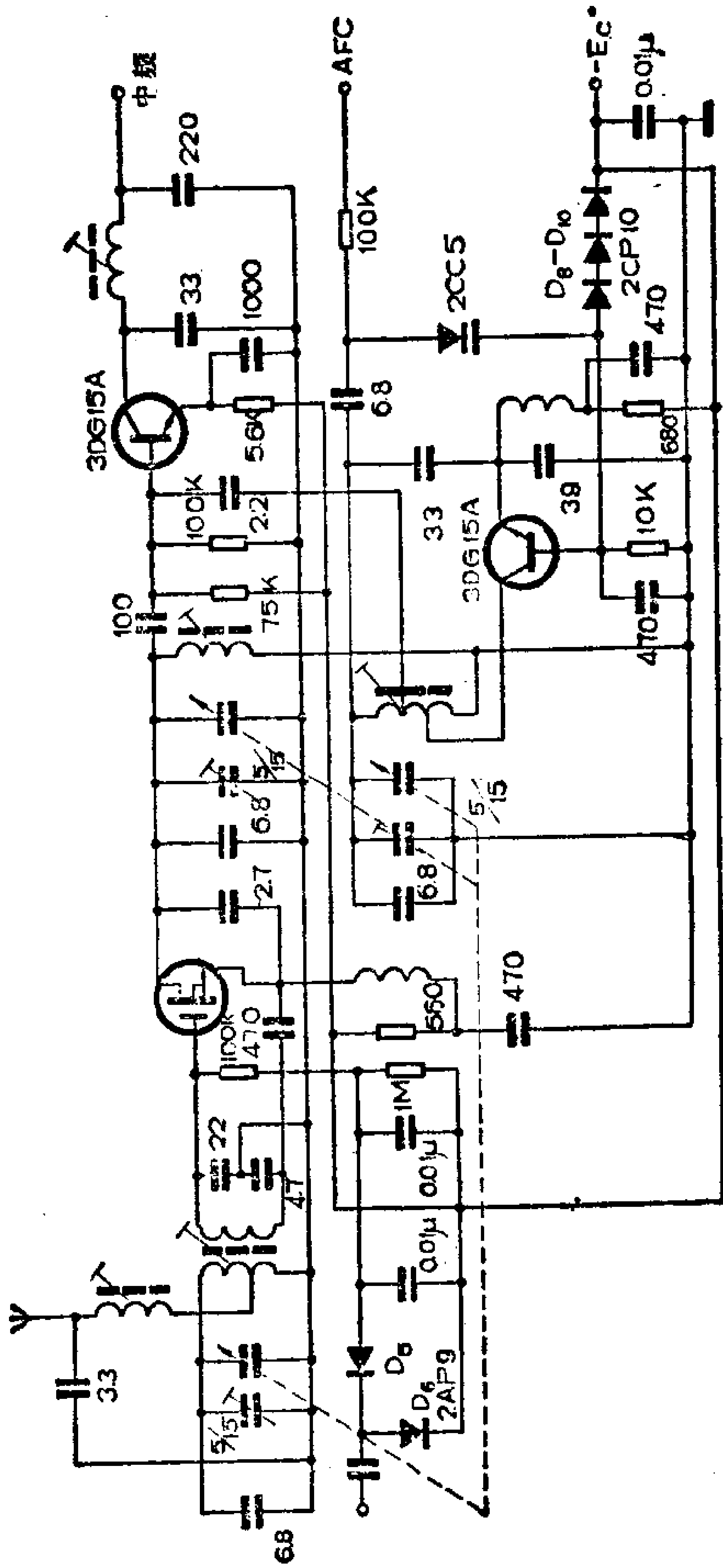


图 4-15 红灯735机调频高频头电路

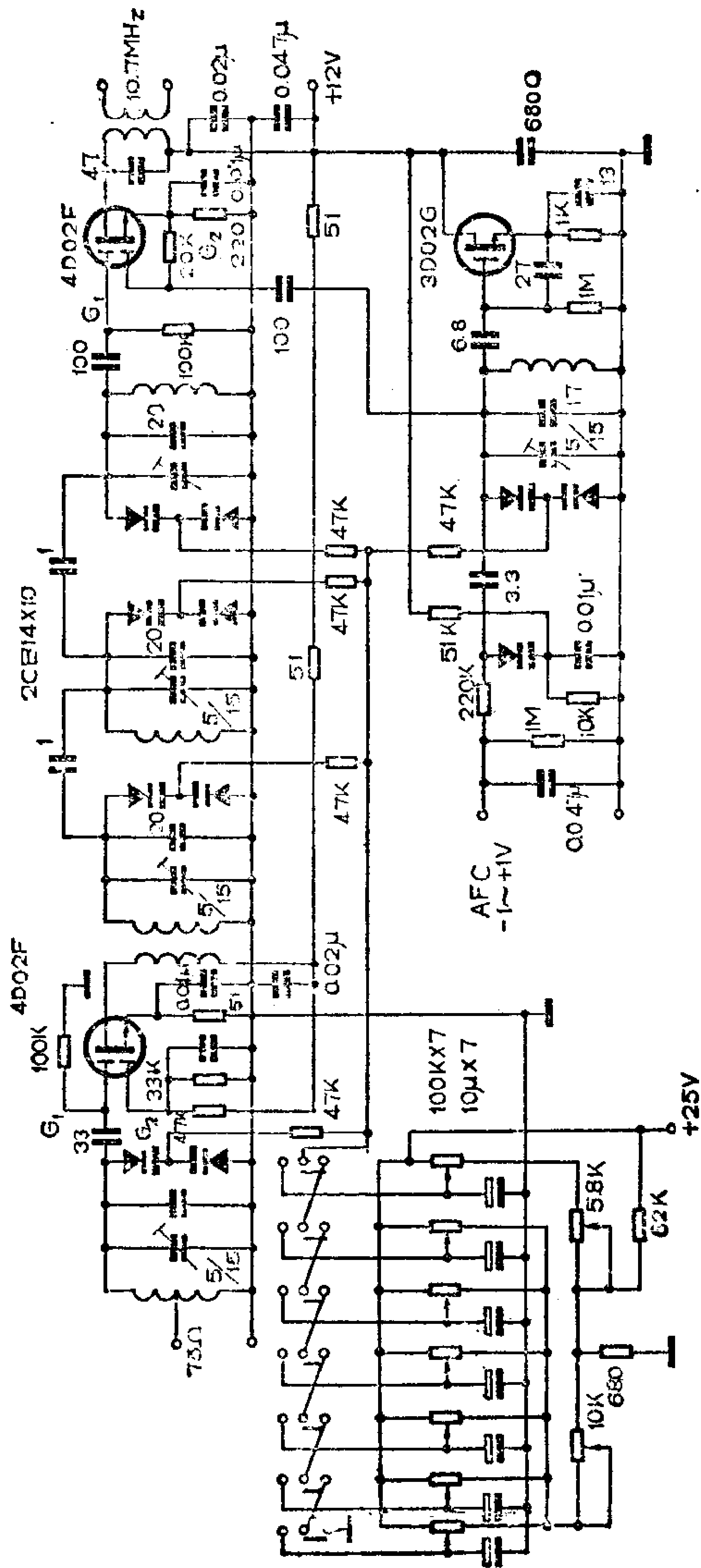


图 4-16 电调谐调频高频头电路

管，每组均采用背靠背组态，其性能相当于四连可变电容器的电容调谐高频头，性能较优。

高放和混频采用了双栅MOS场效应管，改善了互调失真和抗阻塞能力。本振采用单栅MOS场效应管，并接成锡拉振荡电路，加有AFC电路，因此频率稳定度很高。

整个高频头灵敏度约 $1.5\mu\text{V}$ ，增益30dB，噪声系数2.7dB，中频、像频抗拒比均大于70dB，抗交互调制能力大于80dB，有七档预选机构。能适于高级立体声机使用。

业余爱好者不必仿制过于高级的电调谐高频头，制作图1-20的简易高频头已能满足要求。正规的变容管如果找不到，也可用集电结完好的废次品中功率硅三极管代用，例如3DG5、3DG12、3DK4等。其集电结在2-20V的反偏范围内，可得到约12-4pF的电容变化范围，基本上能满足覆盖要求。

(3) AFC电路

AFC电路是为了提高本振频率稳定度等需要而设置的，图1-17是AFC原理方框图。实现AFC的主要元件设在本振级，参看图4-14和图4-15。由变容二极管等元件组成调整电路，就并联在振荡回路上。当外来信号或本振频率产生漂移时，经混频器输出的中频信号频率也产生相同的漂移，根据频的方向鉴频器输出正或负的直流控制电压，使变容管上的偏压发生变化，从而改变了谐振回路的电容量，调整其本振频率，使中频频率趋向正确。可见AFC电路实际上是一频率负反馈电路。

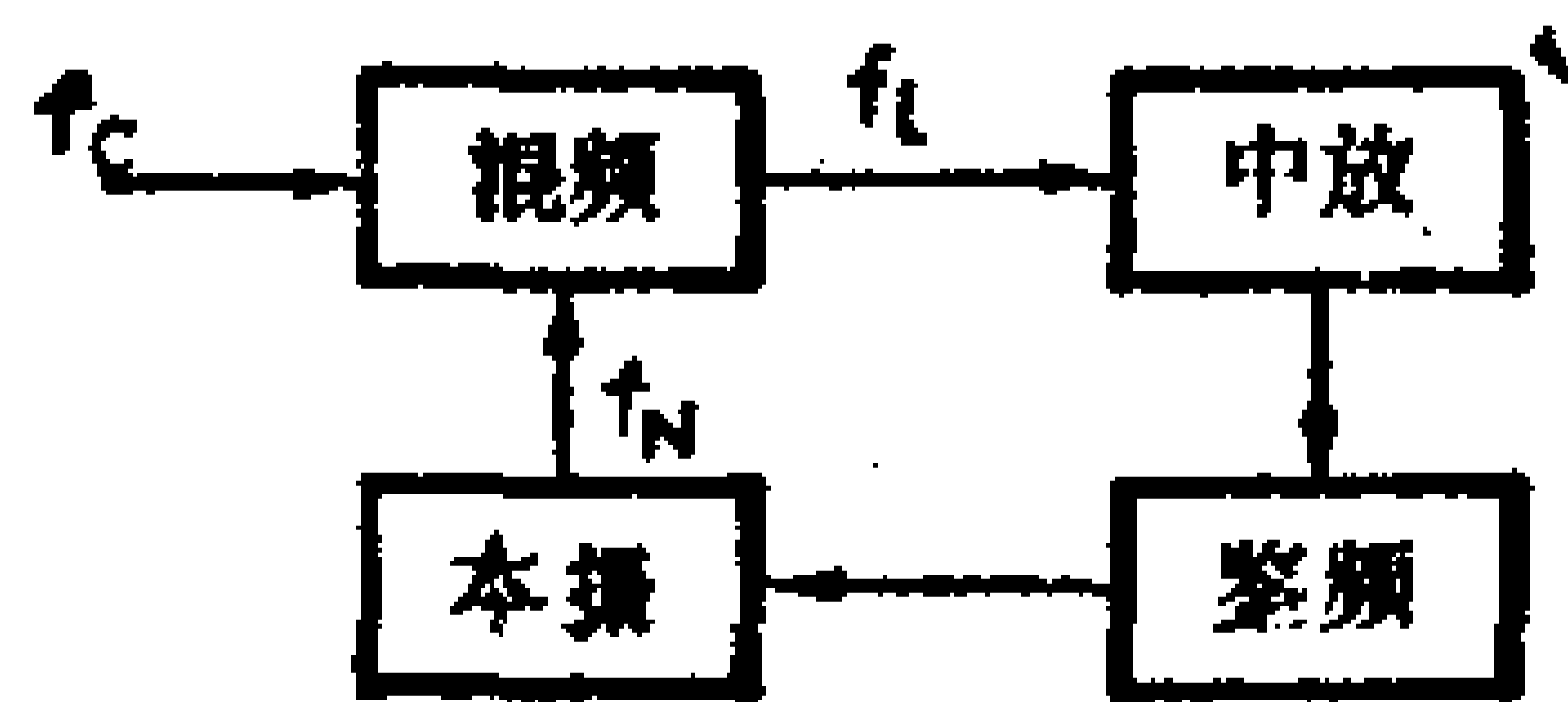


图 4-17 AFC方框图

在AFC电路中一般还要加一个开关，使控制电压在手动调谐时断开。因为手动调谐时，AFC电路同样有阻碍本振频率改变的作用，使电台不易调准。

设计和调整 AFC 电路时,要满足捕捉范围 100—200 KHz,跟踪范围 200—300 KHz 的指标,要求所用的变容管优值为 300 以上。常用国产变容管的型号如 2CC12CC3 和 2CC5 等。

4-5 降低噪声的方法

如何降低噪声是全波段收音机和高保真度调谐器的重要课题,要求收音机的灵敏度愈高,这个问题就愈突出。因为在接收和放大微弱信号时,不可避免地会遇到噪声。噪声随同有用信号一起在收音机中得到放大,结果我们就在喇叭里听到“沙沙”的声音。用示波器观察,就会看到在有用信号上加有毛糙的波纹。如果信号电平低于噪声电平,信号就被淹没在噪声之中。全波段收音机的电声指标很高,例如检波前的增益往往要达到 100dB,甚至更高。这时只要输入端引入几微伏的噪声,在末中放输出端就达到几伏的噪声电压。只有降低噪声才是提高收音机灵敏度的有效途径。

1. 噪声的来源

收音机的噪声主要来自两个方面:即机外和机内噪声。

外部噪声主要是:天电干扰、工业干扰、其它电台干扰以及宇宙射线等。

机内噪声主要来源于电路中的电阻元件和晶体管。

(1) 电阻元件的热噪声。各种电阻元件内部的电子在一定的温度下,受热激发而处于热运动之中。热运动是无规则的,所产生的电流也是杂乱无章的,称为起伏电流,即噪声电流。噪声电流流经电阻时,电阻两端就会产生噪声电压和噪声功率。因此每一个电阻都可等效成一个理想电阻加一个噪声源,

如图4-18所示。

(2) 晶体管的噪声。晶体三极管的噪声主要有四种，即热噪声、散粒噪声、分配噪声和 $1/f$ 噪声。

热噪声是由三极管内部电子的热运动而产生的，与温度和基极电阻 $r_{bb'}$ 有关。 $r_{bb'}$ 越小，工作温度越低，热噪声越小。大小可表示为： $\bar{u}_{kb}^2 = 4KTr_{bb'}$ ，其中 K —波耳兹曼常数； T —绝对温度（°K）。

散粒噪声是由少数载流子通过PN结扩散到基区的速度不一致，使单位时间内通过基区的载流子密度涨落，从而引起集电极电流的微小无规则变化，可表示为 $\bar{i}_{nb}^2 = 2qI_b$ ，其中 q —电子电荷为 1.59×10^{-19} 库仑。选择合适的工作点可减小散粒噪声。

分配噪声是由于基区载流子的复合涨落而引起的集电极电流密度的涨落所产生的。其大小为 $\bar{i}_{nc}^2 = 2qI_c$ 。选择 f_T 高的管子及合适的 I_c ，可减小分配噪声。

$1/f$ 噪声是由于半导体材料本身工艺水平而引起的，与外加电压也有关系。它的噪声频谱与频率近似成反比，所以称 $1/f$ 噪声。

由于噪声的变化是没有规律的，无法用准确的表达式来表示噪声电压的大小。但是自由电子热运动的平均能量在一定的时间内是一定的，因此可用表征噪声功率的噪声电压均方值 \bar{u}_n^2 表示其大小，图4-18中，噪声源电压 u_n 均方值为：

$$\bar{u}_n^2 = 4KTR\Delta f$$

式中： K —波耳兹曼常数，

T —电阻的绝对温度（°K），

R —电阻值（Ω），

Δf —与电阻连接的电路带宽（Hz）。

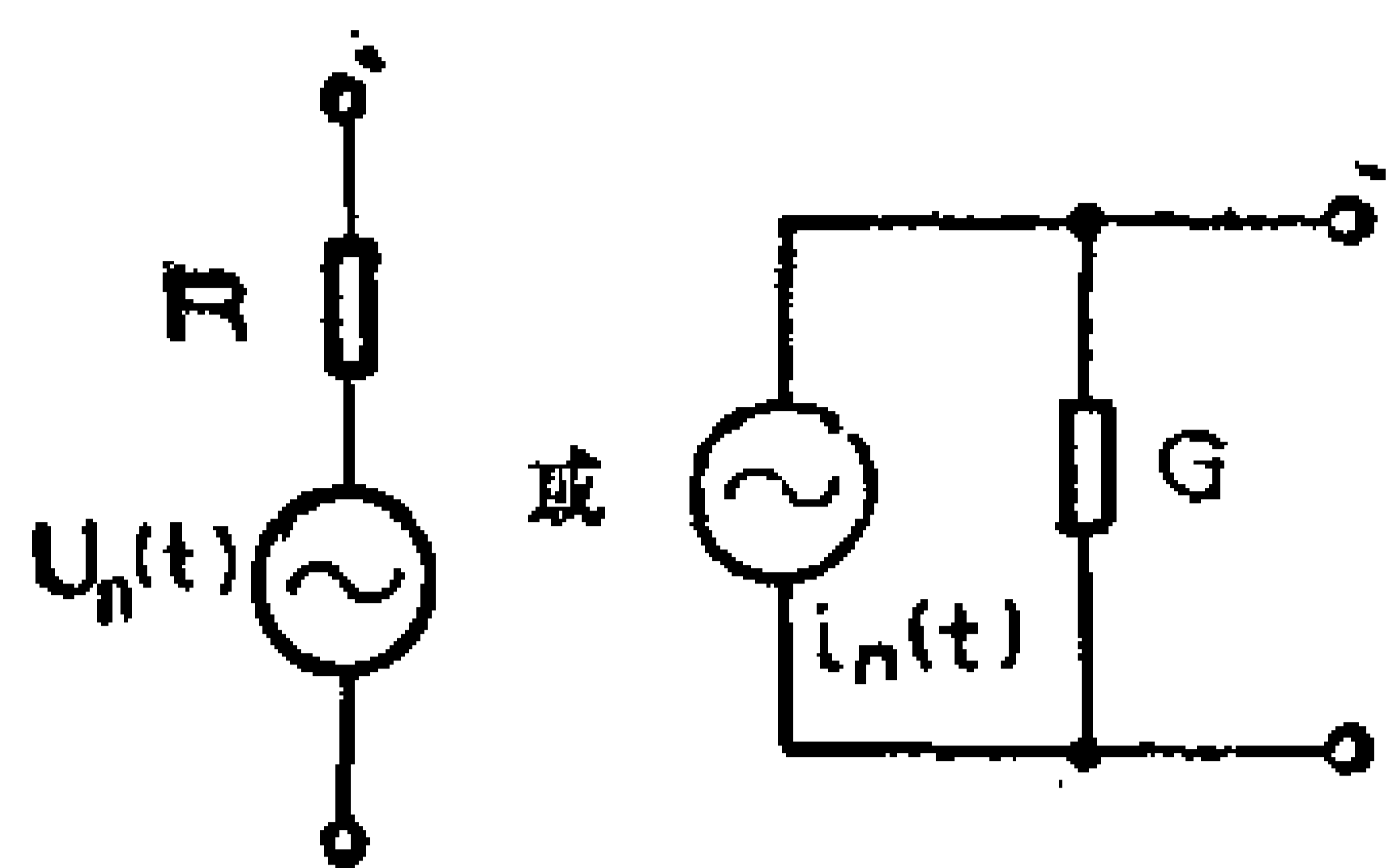


图 4-18 电阻的等效电路

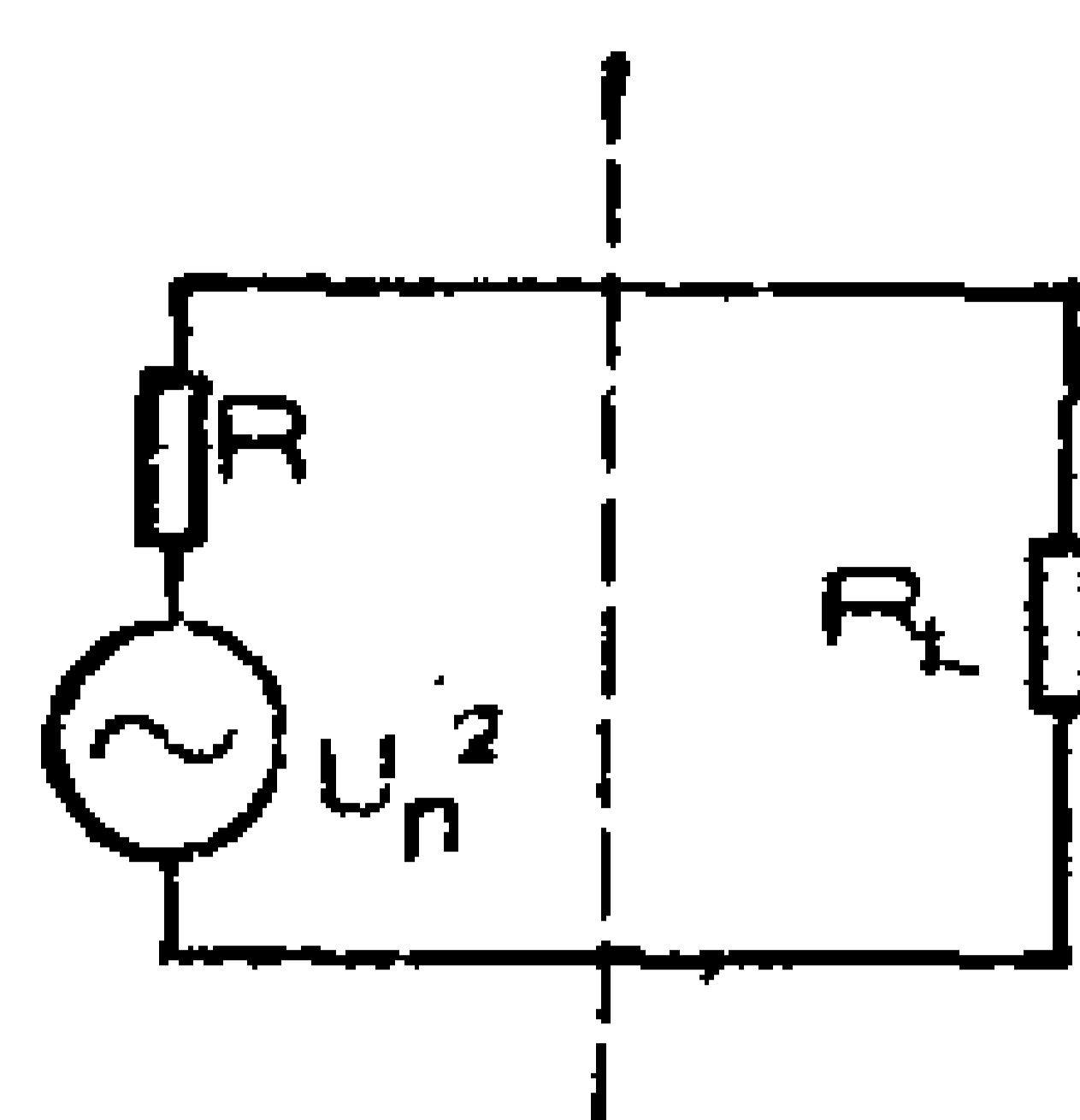


图 4-19 负载匹配时的噪声等效电路

当 R 接在匹配负载上时, 如图 4-19, 由于 $R_L = R$, 电阻 R 输出的额定噪声功率是:

$$P_n = \frac{\bar{u}_n^2}{4R} = K \cdot T \cdot \Delta f$$

上式说明在匹配情况下, 不管 R 取什么值, 它输出的噪声功率总是 $K \cdot T \cdot \Delta f$ 。也就是说额定噪声功率与电阻值无关, 只与带宽和温度成正比。噪声电压的频谱是无限宽的, 因此对工作在任意波段的收音机都能形成干扰。

理论和实践都证明, 只有电阻才产生热噪声, 电抗元件是不会产生热噪声的。(如果它是理想无电阻的情况下)。三极管、谐振回路和导线中的噪声是它们内部的电阻所产生的。

2. 信噪比和噪声系数

噪声和信号共存于一体, 显然撇开信号谈噪声是没有实际意义的。我们在收听广播时, 并不要求噪声绝对地小, 只要求它远低于信号就感到很满意了。因此不用绝对值的大小来衡量收音机的噪声, 而是与信号强度相比较才有意义。这就是所说的信噪比。

信噪比是指电路中某一点上的信号功率与噪声功率之比。如果收音机输入端的信噪比为 S_i/N_i , 经过各级放大, 每级放大器所产生的噪声使信噪比逐级降低, 如果输出端的信噪比为 S_o/N_o , 显然 $S_i/N_i > S_o/N_o$ 。输出端信噪比的变坏, 是收音

机的内部噪声所致。为了衡量内部噪声的大小，还要引入噪声系数这一概念。噪声系数定义为输入信噪比与输出信噪比的比值，即：

$$N_F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o}$$

从上式看出，经过收音机后，信噪比变坏了 N_F 倍。如果表示成分贝，则为 $N_F(\text{dB}) = 10\lg N_F$ 。上式还常表示成 $N_F = \frac{N_o}{N_i K_p}$ 的形式。式中 K_p 为收音机的总功率增益。该式说明噪声系数与外来信号无关，只与收音机本身的电性能有关。

3. 噪声系数与灵敏度的关系

灵敏度是指收音机接收微弱信号的能力，定义为当收音机输出功率为规定功率（通常为标称功率的1/10），且符合规定信噪比时，在输入端所需要的信号强度或场强（信号强度以“微伏”计，场强以“毫伏/米”计）。如果这时的输入信号为 $S_{i\min}$ ，根据噪声系数的定义：

$$S_{i\min} = N_F \left(\frac{S_o}{N_o} \right) N_i$$

由于 $N_i = KT\Delta f$,

因此 $S_{i\min} = KT\Delta f N_F \left(\frac{S_o}{N_o} \right)$

上式就是收音机的灵敏度公式。当规定输出信噪比 $\frac{S_o}{N_o} =$

2时，计算结果称为6dB灵敏度。当 $\frac{S_o}{N_o} = 10$ 时，称20dB灵敏度。显然前者主要用来衡量接收弱信号的能力，后者则主要用来衡量接收强信号的能力。一架收音机只有6dB灵敏度和20dB

灵敏度都很高时，才能真正说明该收音机灵敏度高。

从以上公式还可知，要想提高收音机的灵敏度，只提高增益不成，还要设法减小其噪声系数。在实践上，后者比前者困难得多。因此说降低噪声系数是设计和制作全波段收音机以及高保真调谐器的重要课题之一。

4. 低噪声收音机的制做要点

这里所讲的要点不仅适于高频电路，也是针对整个收音机电路。

(1) 一台低噪声收音机，关键在于高放级中放第一级和前置低放级。图4-20的画出高中频级方框图。如果各级的功率增益分别为 K_{p1} ， K_{p2} ， K_{p3} ……，噪声系数分别为 N_{F1} ， N_{F2} ， N_{F3} ……，则整机噪声系数为

$$N_F = N_{F1} + \frac{N_{F2}}{K_{p1} - 1} + \frac{N_{F3}}{K_{p1} \cdot K_{p2} - 1} + \dots$$

由上式可知，高放对整机噪声系数影响最大。因此应该主要在高放级上下功夫，例如用低噪声高频三极管或场效应管，尽可能提高高放级的电压增益，采用无噪偏置，不要在高放以前插入衰减电路，与输入回路良好匹配，避免使用负反馈等。当高放的噪声系数不能做到很小时，应设法降低混频级的噪声系数。

此外，检波（或鉴频）后面的前置低放级也比较重要，也要用上述方法减小噪声。

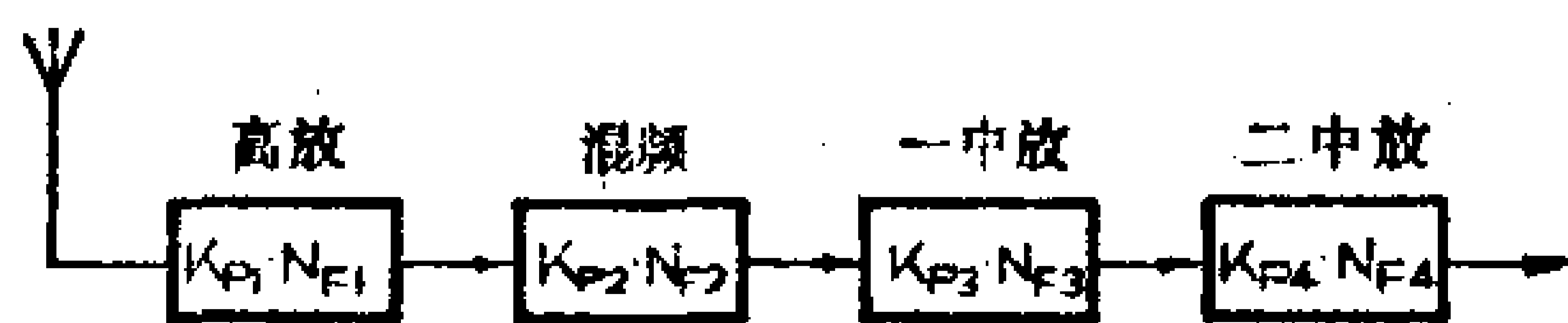


图 4-20 高、中频级方框图

(2) 选用低噪声器件是降低噪声的基本方法，特别是低噪声三极管，目前质量较好的硅平面高频管的噪声系数已小于1.5dB，高频结型场效应管已小于1dB，应优先选用。一般的合金法制造的低频管在4KHz以上噪声很大，如3AX31、3AX81，3AX61和3AD6等，在音频中高段就有严重的“沙沙”声，在高保真电路中最好不用。有条件时对1/f噪声也要进行筛选。

用集成电路作放大器时，由于内部噪声较大，最好在前面加一级低噪声放大器。

电阻是无源网络中主要的噪声源，一般薄膜电阻比实心电阻噪声小。薄膜电阻中，以金属膜电阻噪声最小。如果体积允许，尽量不要采用超小型电阻，因为小电阻不易散热，容易产生噪声。

(3) 在放大器的偏置电路中，分压偏置电阻和串联在发射极的电阻都是显著的噪声源。从降低噪声考虑，分压电阻的阻值应远大于信号源内阻，但这样会降低工作点的稳定度，为了兼顾，可采用无噪偏置法，如图4-21所示。分压电阻通过R接三极管基极，再在R_{b1}上并一只电容器C_b，这样R_i所产生的噪声就衰减 $\frac{R}{R_i + R}$ 倍。R不宜过大，使R上直流压降在1V

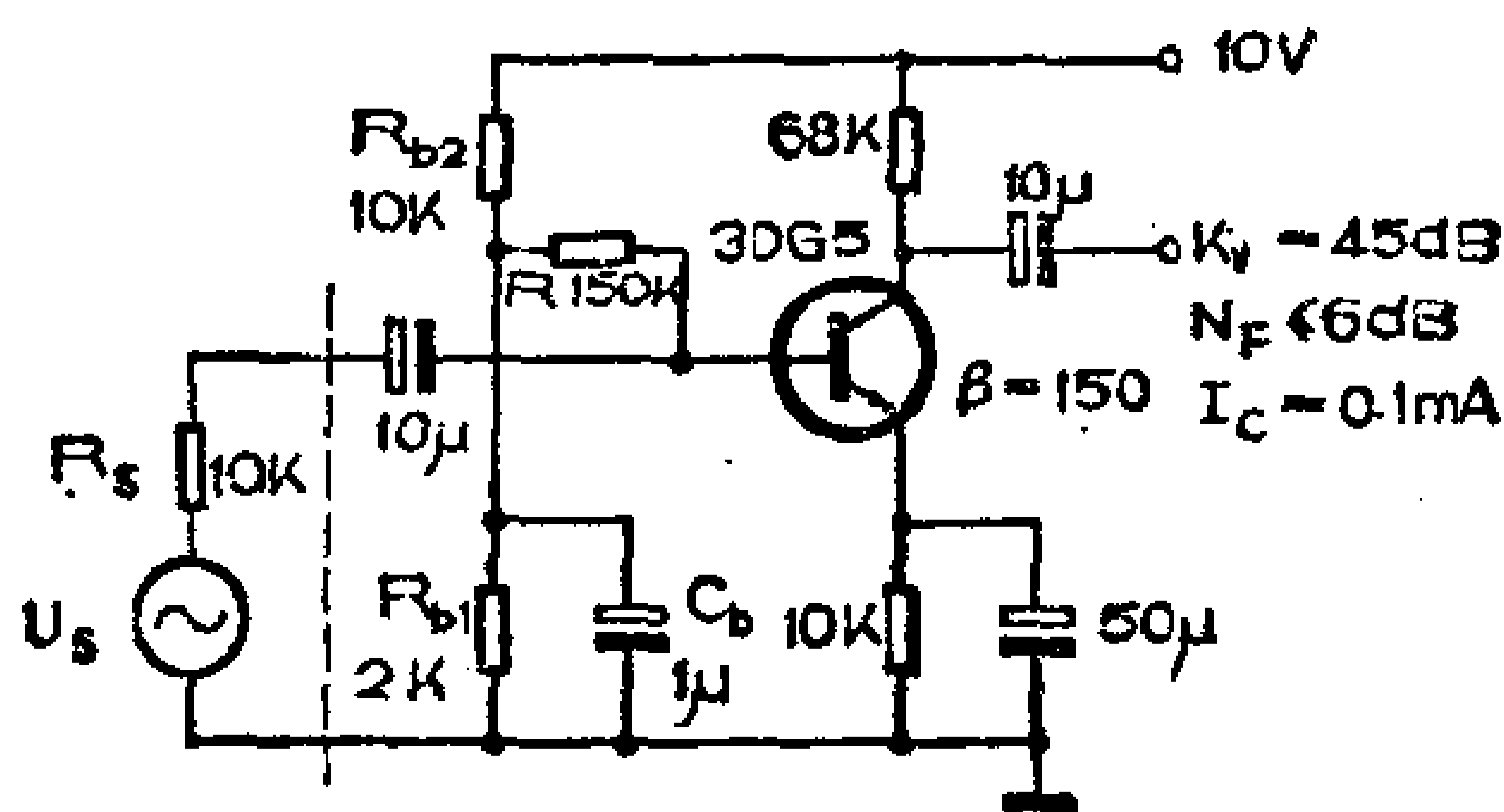


图 4-21 无噪偏置电路

左右， C_b 的容抗应小于 R_{b1} 。

射随器的输入阻抗虽然比较高，但电压增益小于1。射极上的电阻 R_e 又不能用旁路电容消除其噪声，所以在高保真电路中最好用场效应管，而不要用射随器。

(4) 三极管的工作状态在低噪声放大器中也是比较重要的。低噪声电路宜用较低的工作电压。最佳工作电流在锗管时取1mA左右，硅管时取1.5mA左右。噪声系数大小与信号源内阻有关，最佳内阻在低频时约直500-2000 Ω 范围，高频时约在几十至三、四百欧范围。所以低频电路用共射极工作状态较好，而高频用共基极工作状态较好。此外温度越高，三极管和电阻的噪声越大，因此要注意散热条件。在电声指标允许的条件下，还应尽量压缩带宽。

(5) 为了避免外界干扰，整个电路最好屏蔽起来，高保真度系统中的非线性电路（如变频、检波限幅等）尤其要注意屏蔽。电源是交流声的主要来源，最好也屏蔽起来。特别要注意大功率稳压电源的输出线要短粗，保证其引线电阻远小于电源内阻。

此外元器件要排列合理，焊接良好。

4-6 高频电路中的新技术

1. 频率合成技术

频率合成技术是利用少量的石英晶体做基准频率，而用组合或锁相的原理来获得大量的与基准频率具有同样稳定度的新频率。频率合成技术分两类，一类是直接合成法；另一类是间接合成法。直接合成法是利用一个晶体振荡器所产生的振荡作

为基准频率，由它再产生一系列的谐波，这些谐波具有与晶体振荡器输出同样的频率稳定度。然后从这一系列谐波中取出任意两个或两个以上的频率进行组合，以得到这些频率的和或差。这样就可获得所需的任意新频率。间接合成法是利用锁相环路两原理，其输出频率由一个可变频率的振荡器供给，将此振荡器锁定在另一个晶体振荡器上，使可变频率振荡器具有与晶体振荡器同样的稳定度。间接合成法与直接合成法相比较，可以省去许多混频器和滤波器，体积小，成本低，只是瞬时稳定度稍差。因此收音机中采用的都是间接合成法。

利用频率合成技术，有利于实现迅速寻台、程序调谐和频率直观显示，并使抗干扰能力提高到一个新水平。目前，世界上电台数量迅速增加，中、短波段的干扰日益严重，要想迅速找到所需的电台信号是十分困难的。利用频率合成器就很容易做到迅速选台。由于合成器输出频率是根据电台频率间隔精确设计的，本身又具有高度的稳定性，保证能做到准确调谐，比用自动频率微调要精确得多，这就减少了失真，提高了抗干扰能力。如果利用高、中频的二次变频超外差式接收方法，配合频率合成器，可制成波段划分很细，抗干扰能力很强的高级收音机。

由于广播电台的频率分配都有固定的间隔，例如调幅电台有9KHz和10KHz的间隔，调频电台有100KHz、200 KHz、300KHz、400KHz几种间隔。这就给使用频率合成器提供了极为有利的条件，可使合成器大大地简化。即使是便携式收音机中也不准用大规模集成电路来实现。图4-22是采用间接频率合成器的方框图。5MHz的晶体振荡器经分频器 N_3 分频成50KHz后作基准频率。压控振荡器（VCO）作本振。本振频率经预分频器 N_1 和程序可变分频器 N_2 后得到与基准振荡器（分

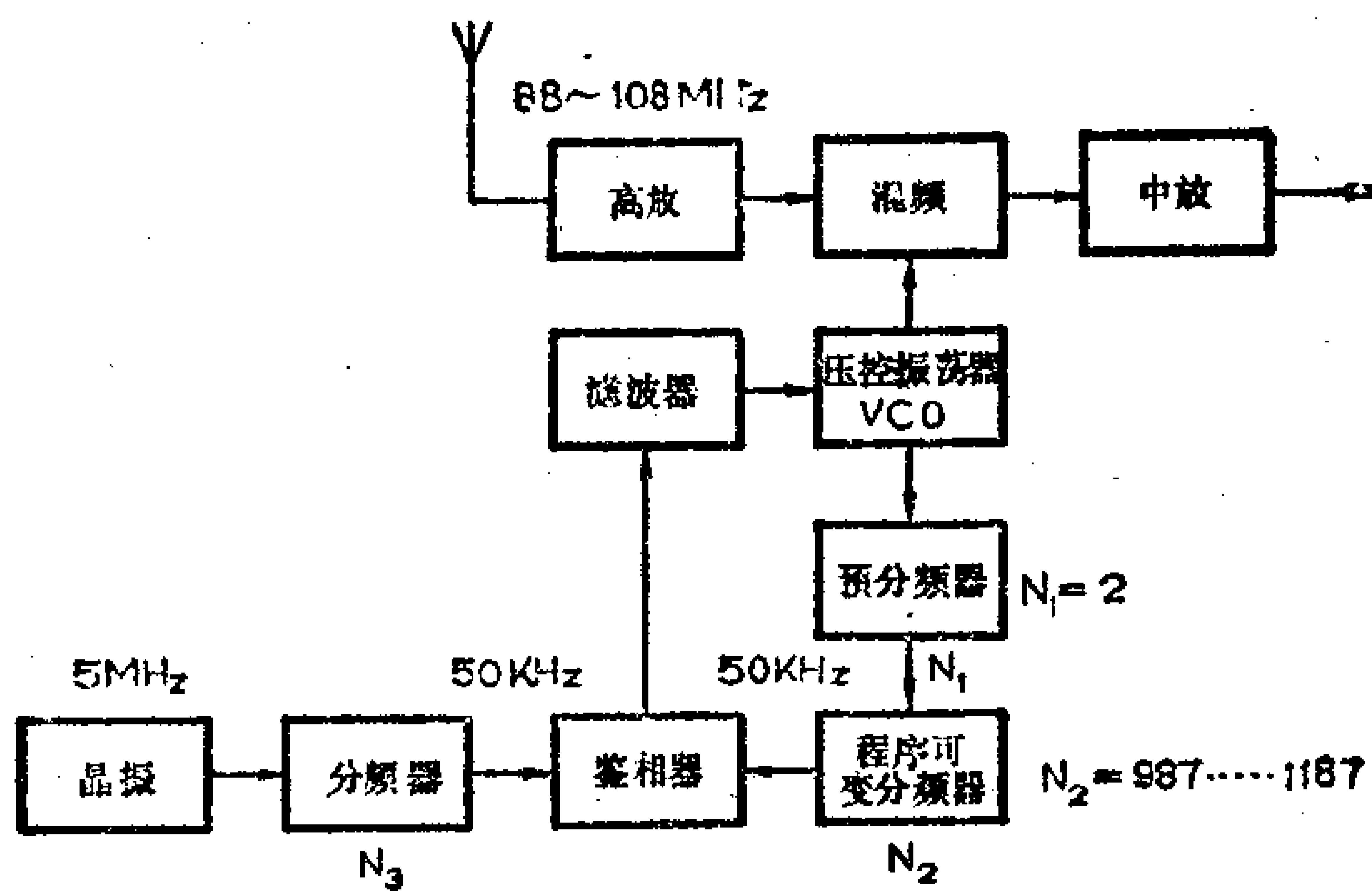


图 4-22 间接频率合成器方框图

频后)相同的频率,此频率与基准频率在鉴相器比相,输出的直流误差信号经滤波后控制VCO,使它锁定在基准振荡器上,具有与基准振荡器同样的频率稳定度。

2. 数字显示

自从收音机问世以来,一直沿用指针对准度盘指示所收电台的频率。这种显示方法相当落后,故障率很高,常常出现指针位移,拉线打滑、断线等,而且指示误差很大,中波有几千赫,短波达几十千赫。这种精度在高级机实在令人不能容忍。而且再定度很差,常常是左调右调都不理想。比较高级一点的收音机可借助调谐指示器(电压表、发光二极管等)做到大概调准。可是大多数收音机没有调谐指示器。因此实现调谐频率直接显示是多年来想往已久的事。

最近几年,集成电路的价格不断下降,低功耗数字电路日益普及,在收音机中已可能采用,使调谐指示部分发生了彻底的变革。

图4-23是数字频率显示的方框图。来自本振的信号经宽带

放大器、整形整成方波，以便于进行计数。由于本振频率与信号频率具有相差一个中频这样固定不变的关系。因此选择合适的分频系数，就可得到与信号频率成正比的脉冲序列。时基发生器产生一定间隔的时基脉冲。此脉冲经分频后作为门控信号。经整形后的本振信号和门控信号一起加到与门。与门输出

计数脉冲控制计数器计数。被测频率 $f_x = \frac{n}{T}$ 。n 为计数器的脉

冲读数。T 为时基（门控）的宽度。经过存储器 and 译码电路，由数码显示器显示出频率。本振与信号的差频也可在计数器或译码器中差去。

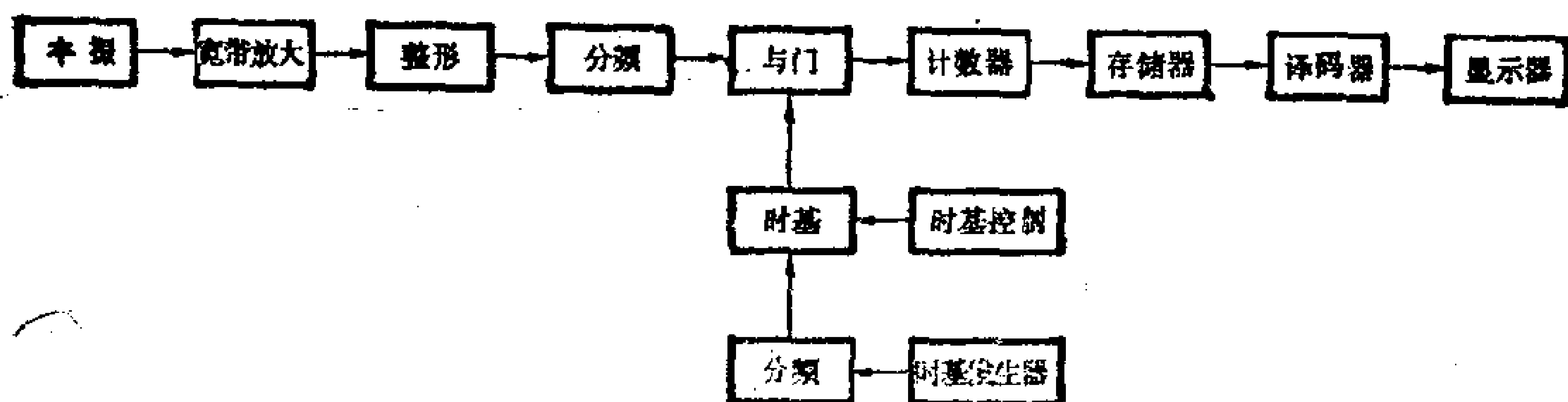


图 4-23 数字频率显示方框图

目前常用的显示器件有发光二极管数码显示器，场致发光显示器。在大型收音机中也有用荧光数码管和气体放电管的。在显示电路中加上一些附属电路，还可显示时间（月、日、星期、时、分、秒和定时的时间），波段等，而且很容易实现电子钟控开关机。

3. 自动寻台

自动寻台的方法分被动式和主动式两类，被动式不能按使用者的意志有目标地寻台，只要找到一个电台它就停下，如你不要，还要按一下电键，继续往下找。被动式寻台有两种实现

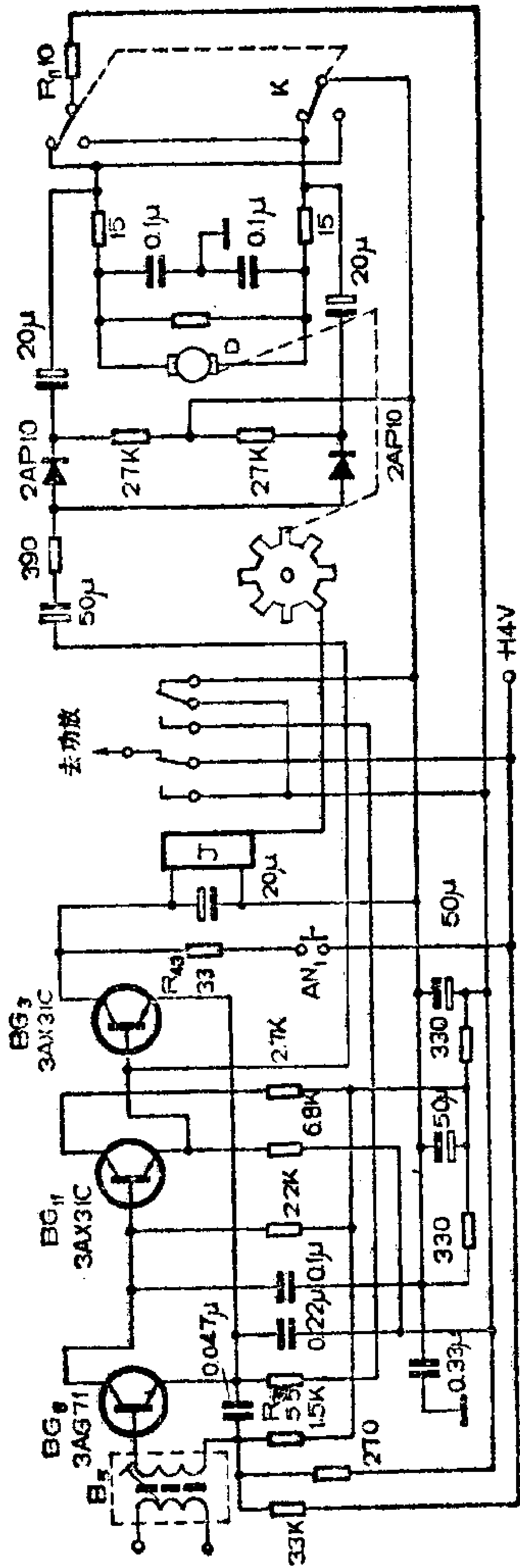


图 4-24 凯啟4B9-1汽车收音机自动寻台部分电路

方法：机电调谐法和电子扫描法。机电调谐是用微型电动机带动调谐电容器、电感或电位器（电调谐时）寻找电台。当遇到足够强的电台信号时，控制信号使电机停转，于是自动停下来守台。

图4-24是凯歌4B9-1型汽车收音机的机电式调谐机构。 BG_8 、 BG_{11} 、 BG_3 组成斯密特触发器， BG_3 和继电器J组成“自锁”继电器，控制马达D的电源，开机时触发器不通电，所以调谐机构不工作。当按下选台按钮 AN_1 时，J通过 R_{43} 接到14V电源上面，继电器吸合，马达通过转动机构带动线圈磁芯进行调谐。当释放 AN_1 时， BG_3 的集电极电流流过J，使J仍保持吸合，这就是所谓自锁作用。 BG_3 的射极电流流过 R_{30} ，使 BG_8 截止。当收到电台信号时，中频变压器 B_5 次级感应到一个信号，触发 BG_8 基极，使斯密特电路翻转， BG_{13} 截止，J释放，马达停转，达到自动寻台目的。 K_2 是换向开关。当磁芯调到头时，通过机械传动使 K_2 转换接点，改变马达转动方向。

电子扫描式寻台用在电调谐电路中，如图4-25所示，用锯齿波电压作变容管的调谐电压，当搜索到足够强的电台时，利用检波输出电压切断扫描电路，并使锯齿电压记忆在当时的数

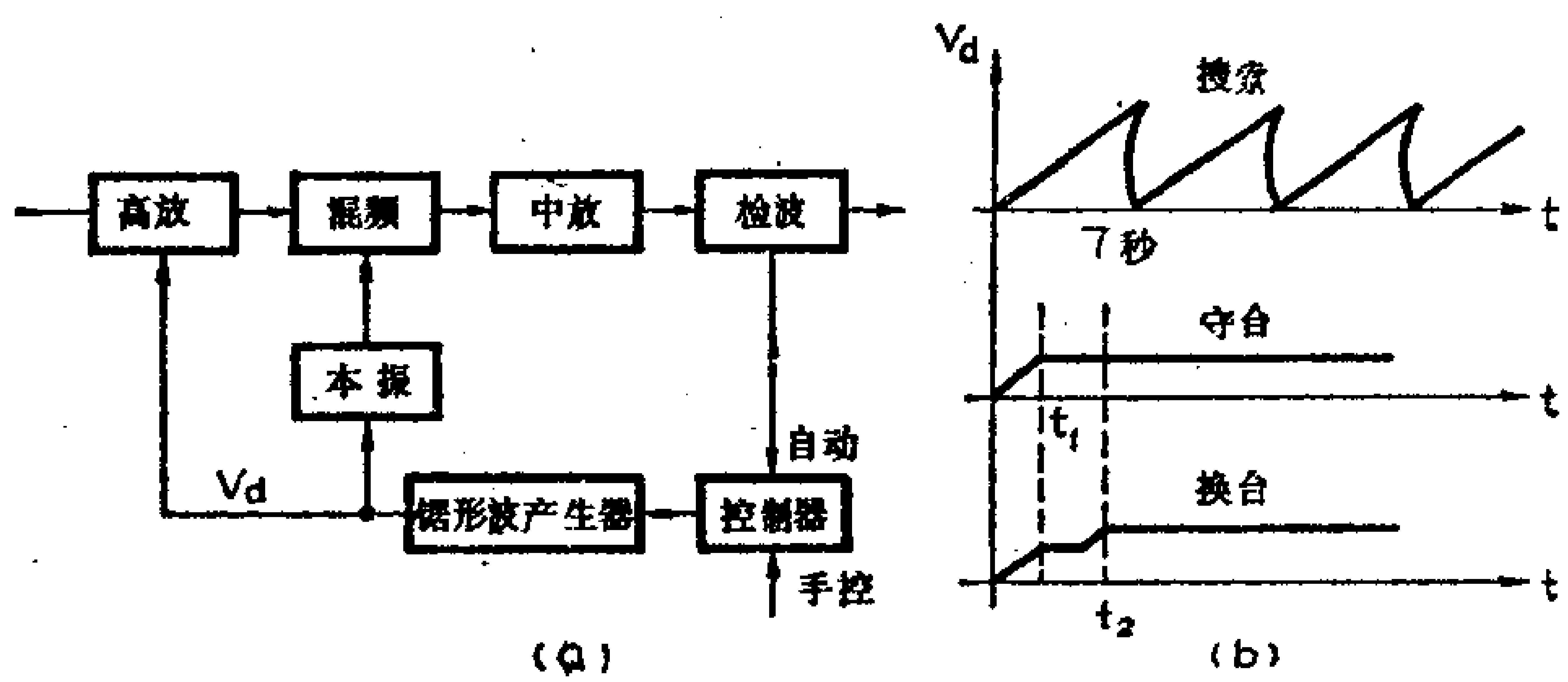


图 4-25 电子扫描式自动寻台方框图

值上，做到自动守台。

电子扫描比机电调谐的速度快，精度高。因为变容管的电容变化几乎与扫描电压同时发生，时间小于 10^{-12} 秒，所以一般只需几百微秒至几毫秒就调谐完毕。而机电式调谐则需要十几秒钟。

在收音机的实际使用中，总希望能迅速准确地找到所需的电台。显然被动式自动调谐方法是无能为力的。因为它没有识别所需电台的能力，只有主动式寻台才能完成此任务。

主动式自动寻台分频率预置、电子频标和程序控制等几种方法。

频率预置类似电调谐电视机的节目预置法、把经常收听的电台分档预先调谐好，以后收听只需按下相应的按键或发出一个指令（如感应信号、指触信号和遥控指令等）就行了。

电子频标是广播电台发射带有“时间，频道和节目种类”的数据标记，收音机中装上相应的译码器和控制装置，听者可借助译码器根据不同的电子标记迅速寻找到所需的电台信号。

程序控制寻台是把微处理机（微型计算机）装入寻台系统。听者把收听计划按规定的程序语言填入卡片，把卡片输入寻台插孔中，微处理机就会按计划自动开机、变换频道，自动选台、自动录音、关机等。在收听过程中若要改变计划，也可直接进行寻址选台。

4. 控制技术

为了使落地式或台式高级收音机能在离机稍远处进行控制，部分高级收音机附有遥控盒，遥控项目有开关机，变换频道，选台、调节音量、音调和立体声平衡等。初期用有线遥控，后来多用超声波和红外线遥控。控制方法有频分多路、脉

冲编码 (PCM)、移频键控 (FSK) 和移相键控 (PSK), 等。最近几年, 多认为红外线移频键控具有抗干扰能力强、准确、简单等优点, 应用最广。超声波遥控容易干扰立体声广播的副载波系统, 在非立体声收音机效果也很好。红外光电器件常用红外发光二极管、光敏二极管、光敏电阻等, 控制范围一般可达10米上下。下面介绍一个用于调频波段的超声波七路遥控设备。其中三路作选台, 四路调音量和音调, 还具有指触选台功能。

图4-26是超声波发送机电路。它是一个七种频率的单管振荡器, 振荡输出通过 C_{12} 加到电声换能器Y上, 转换BY七种频率的超声波。电声换能器是本设备的关键器件, 它的好坏直接影响控制距离。这是选用的是驻极体传声器, 也可用金属箔球顶型高音扬声器或超声压电换能器。整个发送机做成手握式,

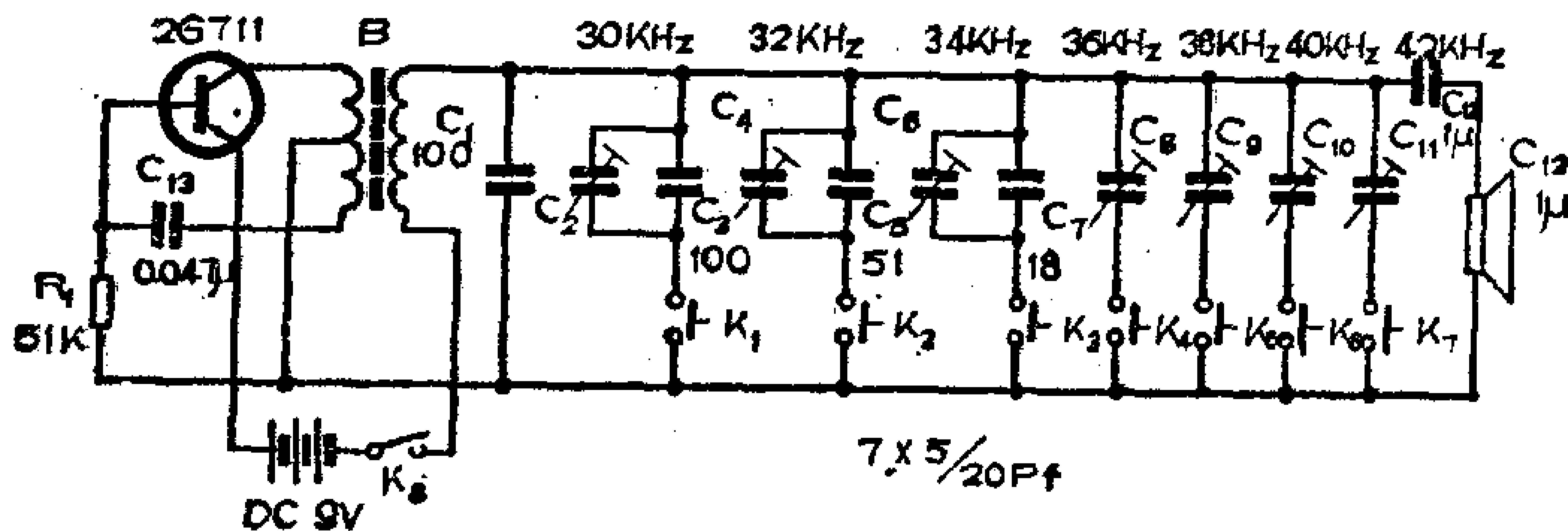


图 4-26 遥控超声波发送机电路

使用时传声器Y的辐射面要对着接收机方向, 以提高控制能力。

图4-27是接收机电路图, 当发送机发出超声信号时, 接收机电声换能器Y就有信号输入经 BG_1 、 BG_2 、 BG_3 放大后, 根据超声信号频率送到相应的通道驱动执行器件完成所控指令。通道1—3用于遥选, $BG_4 \sim BG_{18}$ 组成互锁式电子开关, 完

成遥选和指触选台功能。通道4—7用于遥调，控制微型马达 ZQ_1 、 ZQ_2 正、反旋转，通过机械传动分别调节音量电位器和音调电位器。

电声换能器Y用电容话筒或静电扬声器，因此要加+250V的极化电压。 BG_1 是高增益放大器， BG_2 是电压放大器。 BG_3 是射极输出器。 BG_4 是来复式选频放大器，由LC回路选出对应的控制信号(30KHz)，先放大后再经 D_1 检波，其直流分量再次送入 BG_4 基极放大后控制继电器 J_1 。 BG_9 、 BG_{14} 、 BG_{19} 、 BG_{20} 、 BG_{21} 、 BG_{22} 的工作原理与 BG_4 相同。

从电调谐原理可知，调谐电台是靠电位器调节变容管偏压来进行的。 W_8 、 W_9 及 W_{10} 就是调谐电位器，用来预选所需电台。

BG_5 至 BG_7 组成开关电路，它的功能是打开所在的预置通道，实现自锁并关断其他预置通道。其工作过程是：当 J_1 触点闭合时， BG_5 的基极获得正向偏压， BG_5 导通，集电极电流 I_c 在 R_{13} 上产生压降，加到 BG_6 的基极， BG_6 也导通。 BG_6 导通后，它的集电极电流又引起 BG_7 基极电位下降，于是 BG_7 也导通了， W_8 上有降压，滑点上的电压使预置通道工作。这一“连锁反应”是在 J_1 触点闭合的一瞬间发生的。在电路中还设置了反馈电阻 R_{17} ，用它锁住 BG_6 的导通状态。即在 BG_6 、 BG_7 导通后，通过 R_{17} 反馈到 BG_6 基极一个正电位，维持 BG_6 导通，使它不致因 J_1 释放后 BG_6 被截止，从而实现了自锁。

若要改换电台，设当时 J_2 触点处于闭合状态，即第二通道正在工作着。这时， R_{15} 上有压降，它给一、三通道的 BG_8 、 BG_{10} 一个反向偏置，使它们截止——一、三通道被锁住。这时若我们要换台，送出第一通道的信号，则 BG_4 工作， J_1 吸合， BG_5 导通， R_{13} 上的正向偏置超过 R_{15} 上的反向偏置， BG_6 导

通。 R_{18} 上电流增大，压降也增高，以致 BG_{11} 的反偏大于其正偏而被截止。这样，工作就从第二通道转向第一通道。

第一通道还加了 R_{12} 和 C_{10} ，其作用是保证刚开机时电源通过此支路充电，使 BG_5 基极获得一个正电位而导通，达到开机后指定第一通道工作，以消除随机置位。

BG_8 和 ZD_1 等组成指示电路，指示该通道工作。 D_2 是隔离二极管，其他两通道的相应电路的作用与上相同。

Z_1 、 Z_2 和 Z_3 是指触传感器，手指接触到传感器时，与此连接的三极管基极便获得一个正偏压，使相应通道工作，工作过程同上。这样就实现的遥选和指触选台两用。

另外，由于立体声耳机的性能已超过了扬声器，而且用耳机收听立体声不受环境限制。但耳机至收音机的连线限制着听者的活动范围。于是又出现了功率放大器输出信号的遥送，用红外线传输到耳机，而耳机上附有红外接收器，并能在耳机上调节音量和立体声平衡等。

第五章 全波段收音机的中频电路

全波段收音机的中频电路比普及型收音机要复杂得多，它包括调幅、调频两个中放通道，AGC电路以及各种控制和指示电路。

5-1 中频电路的性能

人们常说，中频电路是超外差式接收机的“心脏”，在全波段收音机中仍不失此意义。

1. 中频电路的增益

中频电路的增益要根据整机灵敏度、解调电路所需的最低输入电平以及各级的衰减等因素来确定。在调幅通道中，为使检波器工作在大信号状态，在末中放应输出约1V的信号电压。如果要求收音机在信/噪6dB时灵敏度为 $10\mu\text{V}$ ，整机高、中频增益应为1伏/10微伏 = 10^5 倍，即100dB。设高放和混频总增益为26dB，则中放应有74dB的增益。如果每级中放增益为25dB，就需要3级放大器。在调频通道中，要保持同样的灵敏度，则需4—5级放大器。由于我国大部分地区场强比较强，调幅中放增益按60~70dB考虑，调频按60dB考虑已能完全满足要求。

2. 中频电路的选择性

选择性是表示收音机挑选电台的能力。为了分别衡量抑制邻区干扰和邻频道干扰对有用信号交叉调制的能力，定义了单信号选择性和双信号选择性两个指标。

单信号选择性是用单个信号依次调谐和偏调进行测量。通常调幅偏调 $\pm 10\text{KHz}$ ，调频偏调 $\pm 250\text{KHz}$ ，保持输出不变。此时干扰信号与有用信号的电压比称单信号选择性。单信号选择性愈好，抑制邻台干扰的能力就愈强。

双信号选择性是用有用信号和偏调信号同时输入时进行测量的。这时偏调信号一方面直接窜入中频通带，另一方面还通过放大器的非线性交叉调制到有用信号的载波上。在偏调信号的输出比有用信号的输出低 20dB 的条件下，偏调信号与有用信号的电压比称双信号选择性，双信号选择性愈好，抗交叉调制的能力就愈强，全波段收音机要求单信号选择性不小于 46dB ，双信号选择性不小于 36dB 。

选择性的好坏，主要由中频变压器的矩形系数所决定。矩形系数是指衰减大于 6dB 时的某一带宽与衰减 6dB 时的带宽比，常用的有 20dB 矩形系数和 40dB 矩形系数两个指标。它们分别定义为：

$$K_{20} = \frac{\Delta f_{0.1}}{\Delta f_{0.7}}$$

$$K_{40} = \frac{\Delta f_{0.01}}{\Delta f_{0.7}}$$

矩形系数越接近于 1 ，选择性越好。矩形系数的大小可直

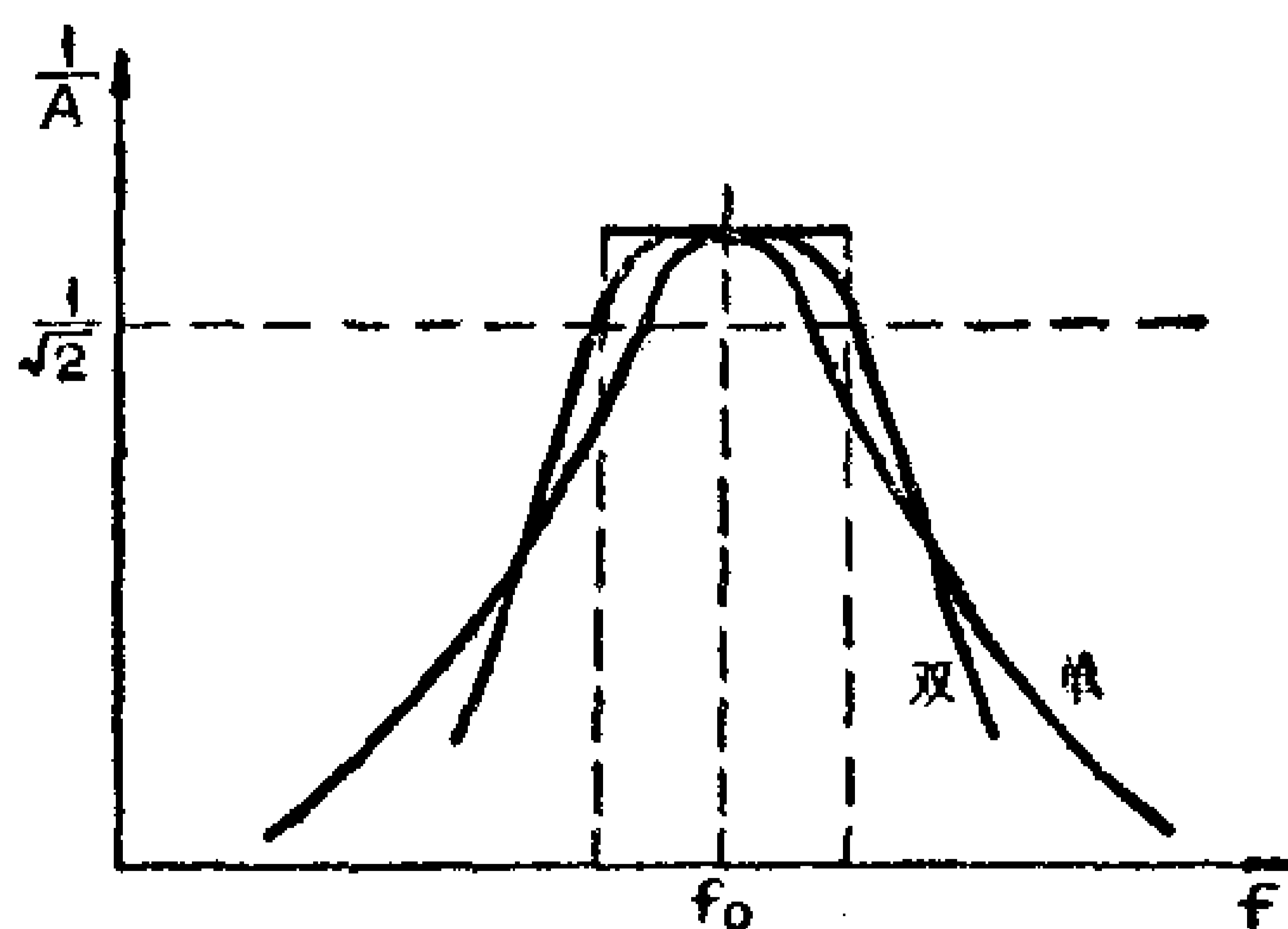


图 5-1 单、双调谐回路选择曲线

接由公式 $K_r = \sqrt{A^2 - 1}$ 求出，式中 A 为衰减量。例如单调谐中频变压器，当衰减量分别为10倍(20dB)和100倍(40dB)时的矩形系数为：

$$K_{20} = \sqrt{10^2 - 1} \approx 10$$

$$K_{40} = \sqrt{100^2 - 1} \approx 100$$

可见单调谐中频变压器的矩形系数远大于1，所以选择性较差。

双调谐中频变压器的矩形系数比单调谐好得多，如图5-1所示。此外增加级数也能改善整个中放级的矩形系数。表5-1就是级数与矩形系数 K 的关系。

表5-1 调谐回路级数与 K 的关系表

回路形状 \ 级数	级数					
	1	2	3	4	5	
单调谐	K_{20}	10	4.8	3.75	3.4	3.2
	K_{40}	100	16	9	7	6.1
双调谐	K_{20}	3.2	2.2	1.95	1.85	1.78
	K_{40}	10	4	3	2.7	2.5

全波段收音机调幅中放通道的带宽约5.5~11KHz，设有通带宽度控制，40dB矩形系数最好在3以下。调频通道的带宽约120KHz左右，高保真立体声中频带宽约300KHz，要求曲线呈馒头形，以保证高次边频也能得到放大，并且使通频带内相频特性良好，以避免产生群时延失真。

除了增益和选择性以外，AGC范围、AGC时间常数以及工作稳定度等也是比较重要的指标。

5-2 中频电路的结构形式

中放电路常分为调幅、调频共用电路和单用电路两种，前者多用于普通和便携式机型中，后者多用于高级的台式、落地式机型中。

1. 调幅、调频共用中放电路

在共用中放电路中，调幅、调频中频变压器串联起来接入中放管。它们分别调谐在465KHz和10.7MHz的频率上。由于此两频率相差很多，故当接收调幅广播时，调频中频变压器相当于短路，当接收调频广播时，调幅中频变压器相当于一个高频退耦网络。这种电路的优点是能节约元器件，体积较小。缺点是设计和调试都要兼顾其增益，AGC范围等，不能使各自工作在最佳状态。此外，调整也比较麻烦。

图5-2是春雷3P1型收音机的中放电路，调幅状态时， BG_3 做变频器， BG_4 、 BG_5 组成两级中放。调频状态时 BG_3 — BG_5 组成3级中放，图中 K_1 在调幅位置。

2. LC调谐中放电路

LC调谐放大器在中频电路用得最普遍，常见的有单调谐、双调谐、变形参差调谐以及和阻容耦合放大器等组成的混合式电路。图5-3是几种基本类型。图(a)是一个双调谐和三个单调谐中频变压器的组合形式，属于变形参差调谐。图(b)是三个双调谐和一个单调谐中频变压器的形式，第一个采用紧耦合，二、三采用松耦合，中间凹下部分由单调谐中频变压填补，四个回路都调谐在中心频率上。图(c)是LC和RC混

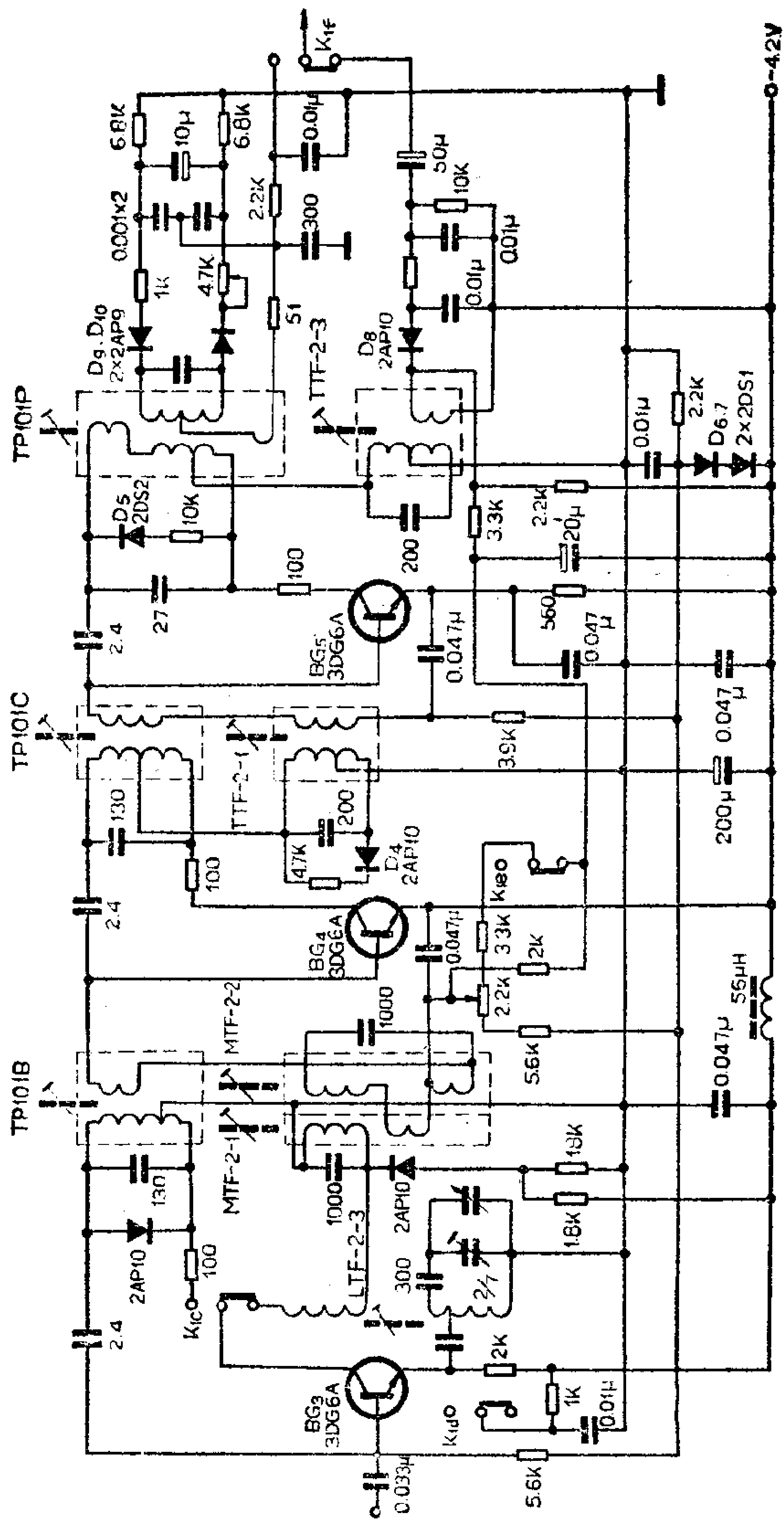


图 5-2 春雷3P1中放电路

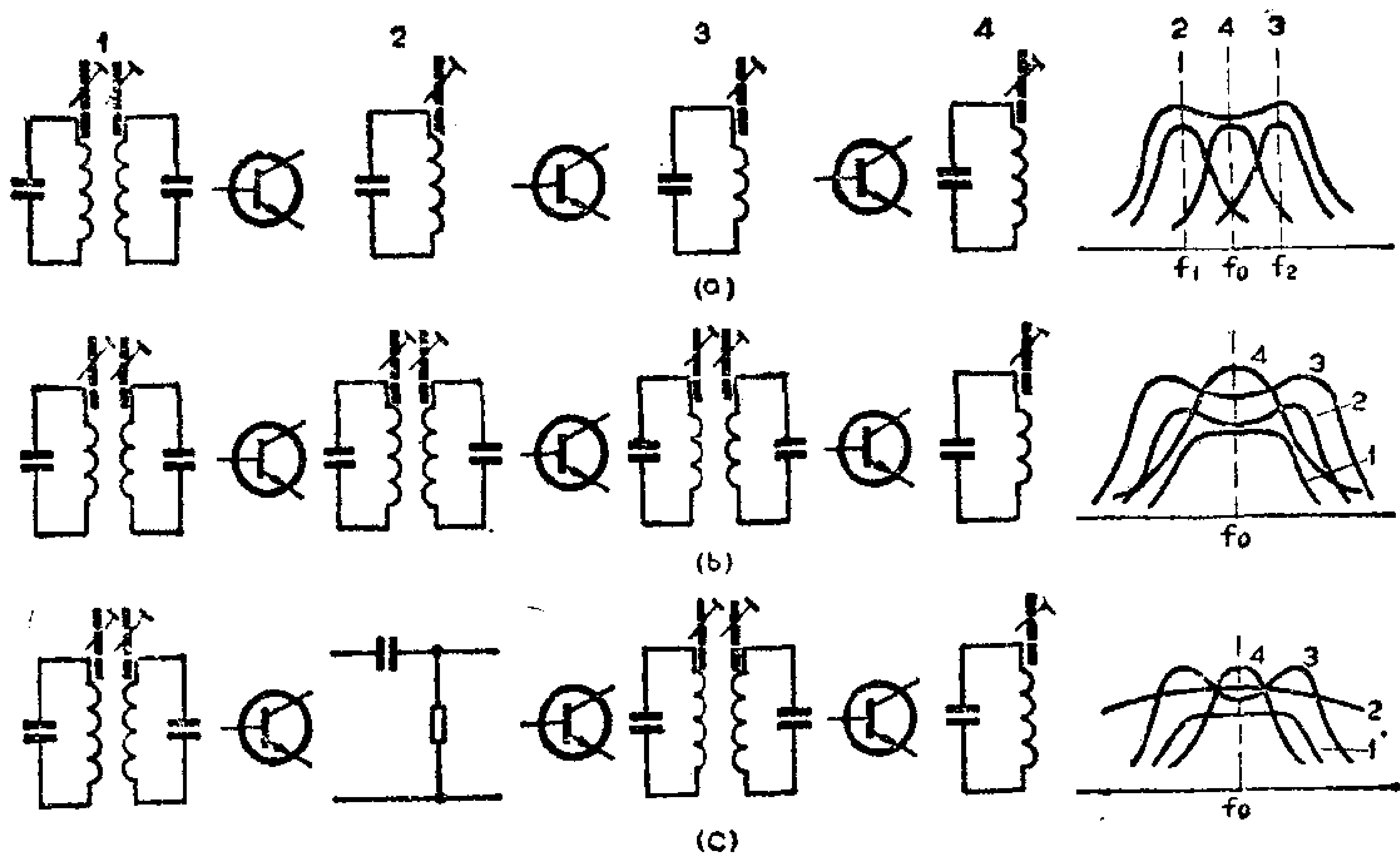


图 5-3 中放调谐回路的几种安排方式

合电路。当然还可组合出其它形式的电路，但基本原理是一样的。

设计LC中放电路时应注意，第一级最好用双调谐中频变压器，这样对提高选择性，抑制干扰有好处，末级用单调谐就行了，因为解调电路输入阻抗不高，用双调谐中频变压器意义不大。只有前置低放用场效应管时，末级用双调谐中频变压器才能显著地改善选择性。

参差调谐也能得到较好的矩形系数，并且由于输入输出回路不在同一频率上，稳定性较好，不用中和也不会自激。但不易进行带宽控制。双调谐形式则可通过改变耦合松紧来进行带宽控制。

图 5-4 是红灯 735 型收音机的调幅中放电路，采用了图 5-3 (c) 的形式，用改变耦合度的方法进行带宽控制。

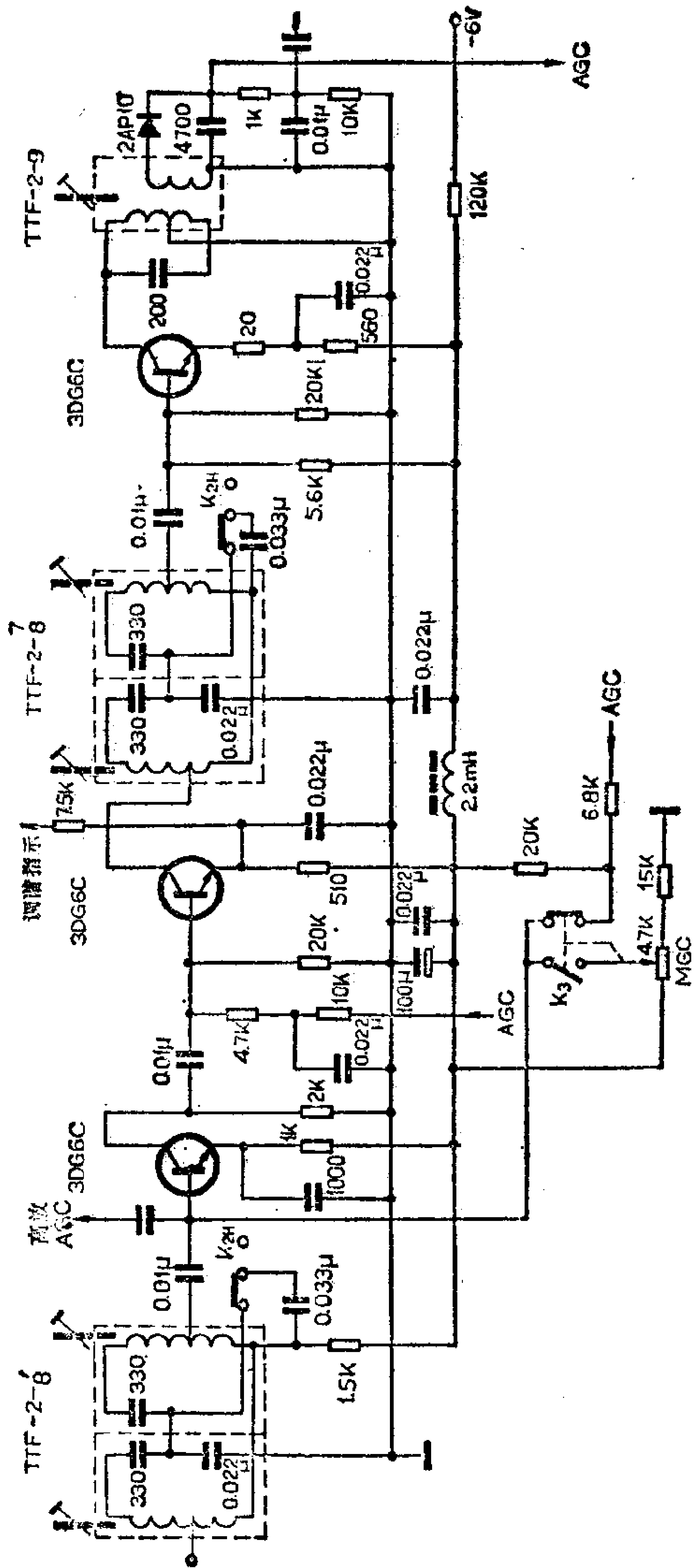


图 5-4 红灯735机调幅中放电路

3. RC耦合集中滤波器中放电路

最近几年由于矩形系数优良的晶体滤波器、陶瓷滤波器和表面声波滤波器的大量生产，使集中滤波器中放电路发展很快。它是由集中滤波器和RC耦合宽带放大器组成，其放框图如图5—5所示。选择性和通频带由集中滤波器保证，增益由RC耦合放大器保证。

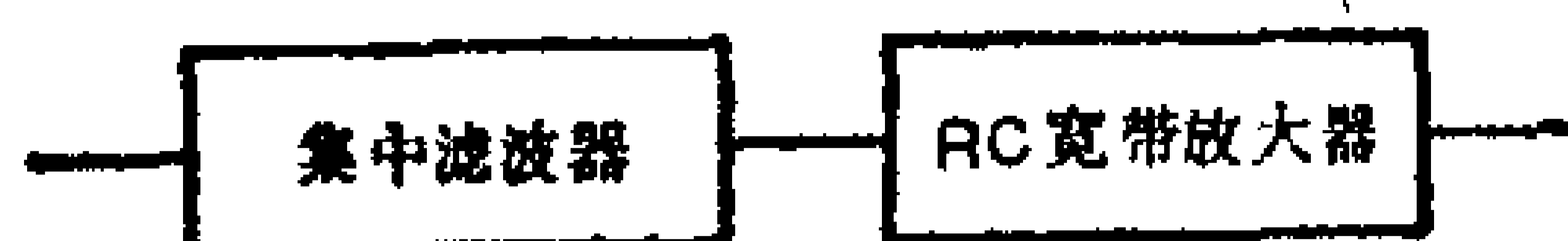


图 5-5 RC耦合集中滤波器中放方框图

集中滤波器中放电路有以下优点：

(1) 选频与放大分开，选频电路在放大电路前面，可显著减小交叉调制。放大器由于工作在宽频带状态，不存在自激等弊病，因此稳定增益可做的很高。

(2) 可采用复杂的滤波网络得到理想的频响曲线，使选择性和通频带不能兼顾的矛盾得到较好地解决。

(3) 调整简单，便于大规模生产。

(4) 便于实现集成化。

由于集中滤波器中频电路的上述优点，所以越来越获得广泛的应用。

集中滤波器一般由晶体、多端陶瓷滤波器和L、C回路组成滤波网络，有时还要加补偿电路，业余爱好者不易做到。在要求不高时可用LC选频回路代替。图5—6是用普通收音机中频变压器做集中滤波器的中放电路，增益60dB，选择性30dB，通频带7KHz。

4. 陶瓷滤波器中频电路

多端陶瓷滤波器单只选择性可高达40dB以上，这对提高整机选择性十分有利。因此现在不少收音机中已用来代替中频

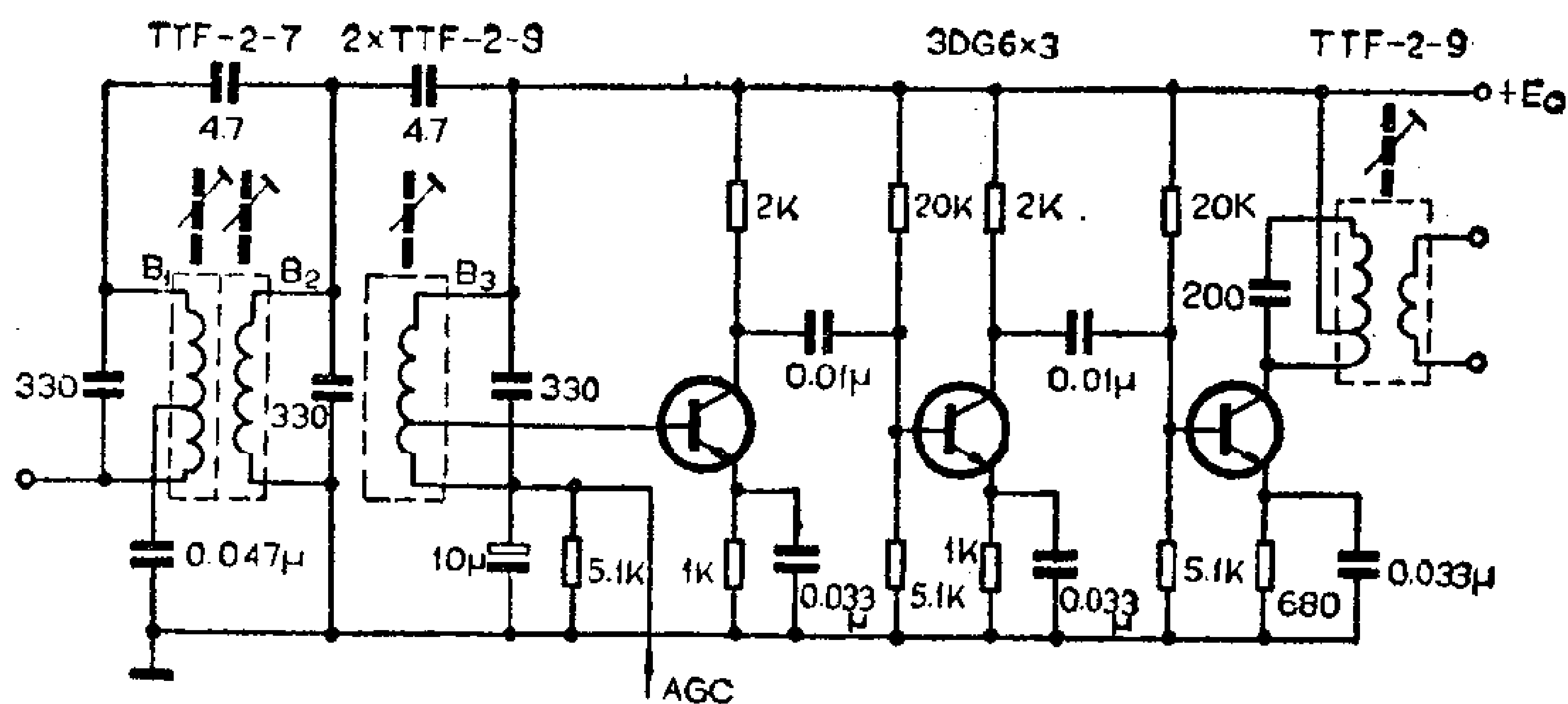


图 5-6 用 LC 滤波器的集中滤波中放

变压器。应用陶瓷滤波器后，要采取一些必要的措施，否则收音机将出现失真大，中频自激和机震等毛病。

现在生产的陶瓷滤波器（包括滤波器网络），振幅特性曲线接近于矩形，拐角非常陡峭。当偏调时，载频和高、低旁频就得不到近似一致的放大，使包络产生畸变，如图 5-7 (a)

所示。这时输出波形的有效调制指数 m_o 被改变 ($m_o = \frac{\text{音频调制电压}}{\text{载频电压}}$)

当失谐量为一定值时，通频带越窄，调制频率越高，则偏调时 m_o 的最大值越大，如图 5-7 (b) 所示。这时偏调失真也就越大。偏调失真表现为明显的双峰，音质变劣，自激啸叫，噪声电平急剧增大等。

在接收调频信号时，虽无上述现象的失真，但振幅特性接近于矩形，意味着相频特性很差使调频信号中的各频率分量失去了原来的关系，产生严重的群时延失真。

此外，过大的偏调双峰现象使中放电路变得很不稳定，调谐过程中一旦信号落到拐角附近时，由于此时偏调噪声很大，极容易触发起高频机震，在便携式收音机中尤为严重。

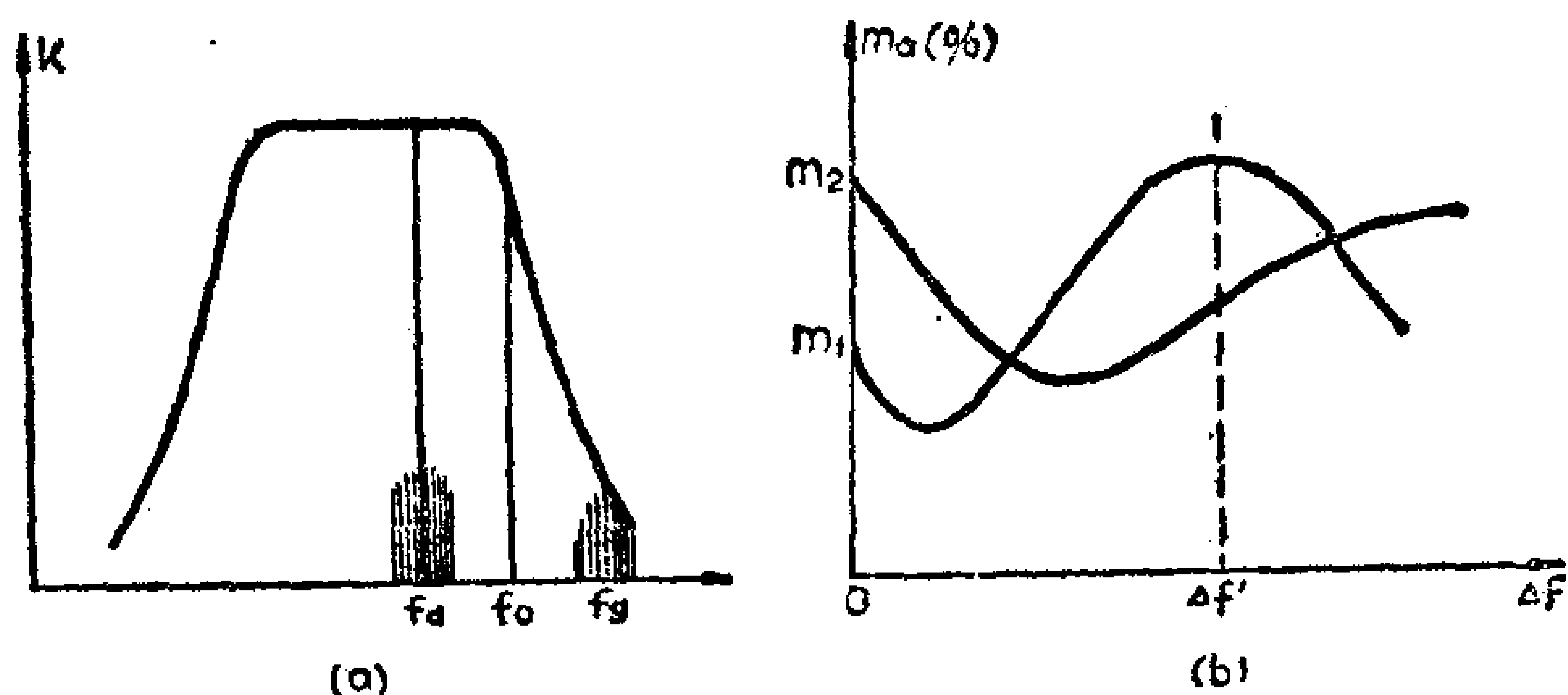


图 5-7 采用陶瓷滤波器后由于偏调而产生的失真

由于上述原因，陶瓷滤波器最好与LC回路组合使用。用陶瓷滤波器保证电路的选择性，而用LC回路改善其曲线拐角陡峭的缺点。此外还要用多环路AGC来改善双峰现象，用AFC保证准确调谐。近来已开始生产一种“超线性”陶瓷滤波器，其振幅特性曲线呈馒头形，相频特性良好，群时延失真小，非线性失真小于0.3%。

图 5-8 是红灯 735 收音机的调频中放电路，采用的是陶瓷滤波器和LC回路组合的电路。

目前，世界上广播电台数量增加很迅速，而且功率日趋增大，使得收音机中的干扰问题变得尖锐起来。现在比较有效的方法是采用二次变频，并把一中放的频率选在 $2 \sim 3 f_s$ (f_s 是接收波段的最高信号频率)。在调幅波段若 $f_s = 30\text{MHz}$ ，则希望一中放频率为 $60 \sim 90\text{MHz}$ 。现在这一范围内表面声波滤波器已成功应用，与陶瓷滤波器相比，性能优良，一致性很好，制造容易。如果和集成电路结合在一起，就是一种全新的无线绕元件中频电路。

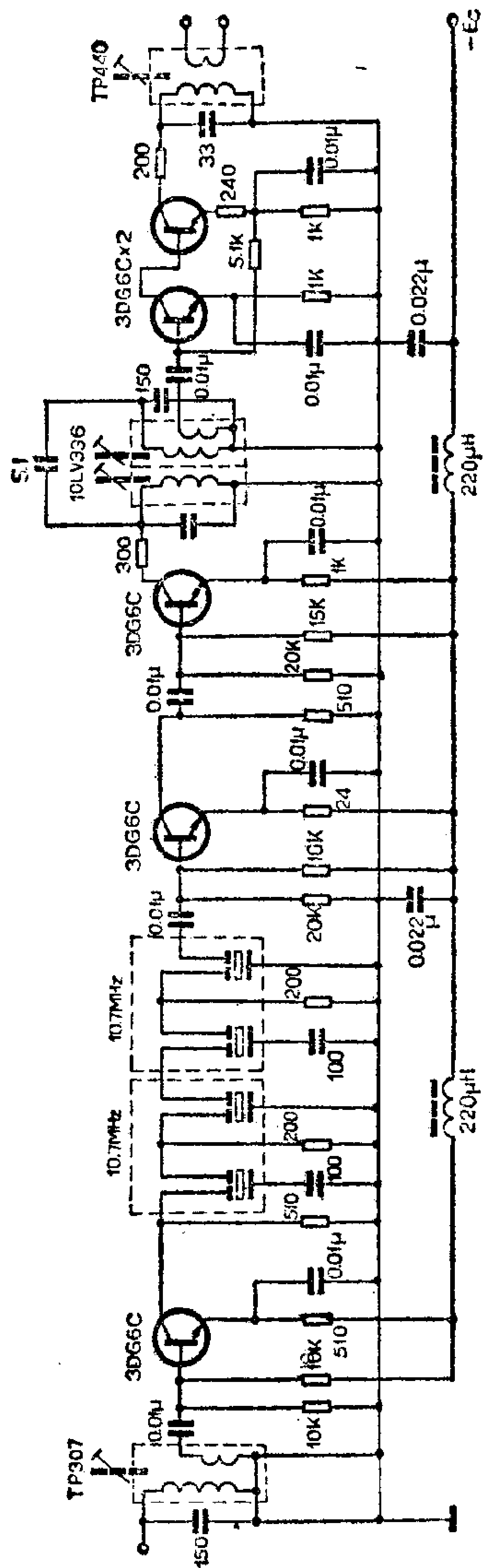


图 5-8 用陶瓷滤波器的中放电路

5-3 自动增益控制

自动增益控制是中频电路的重要组成部分，在容易阻塞的晶体管电路中更起着举足轻重的作用。它除了防止强信号阻塞和抗短波衰落作用外，还直接影响失真度和信噪比等指标。此外在全波段收音机中，自动增益控制还是一个多用途的控制信号。

1. 工作原理

自动增益控制电路是一个闭环负反馈环路，它的工作过程是：当外来信号增强时，检波后电压也随之增高。自动增益控制电压是取自检波输出电压中的直流分量，所以也随输入信号成比例增高。因此信号去控制中放电路的增益，使其随信号增强而下降，信号愈强，增益下降愈多，从而保证中放不过载和中放输出电压基本不变。

增益的大小是通过改变前几级中频放大器的工作点来实现的。图 5-9 是晶体三极管工作点与增益的关系曲线。从图中可知对各管来说， I_c 有一最佳值，在该值时增益最大，过大、过小都使增益变小。因之我们可利用此特性来控制晶体管增益。利用最大点左边段的（即 I_c 减小 K 也减小）叫反向 AGC；利用最大增益点右边的（ I_c 增大时 K 下降）叫正向 AGC。在收音机中一般多用反向 AGC，其优点是所需的控制功率小，用普通三极管就能胜任。但在强信号时，由于 AGC 作用使三极管的 I_c 下降太多使它工作在弯曲部分而引起明显的非线性失真，如图 5-10 中所示。如果这时有干扰进入中放，还会产生交叉调制。这是反向 AGC 的缺点。

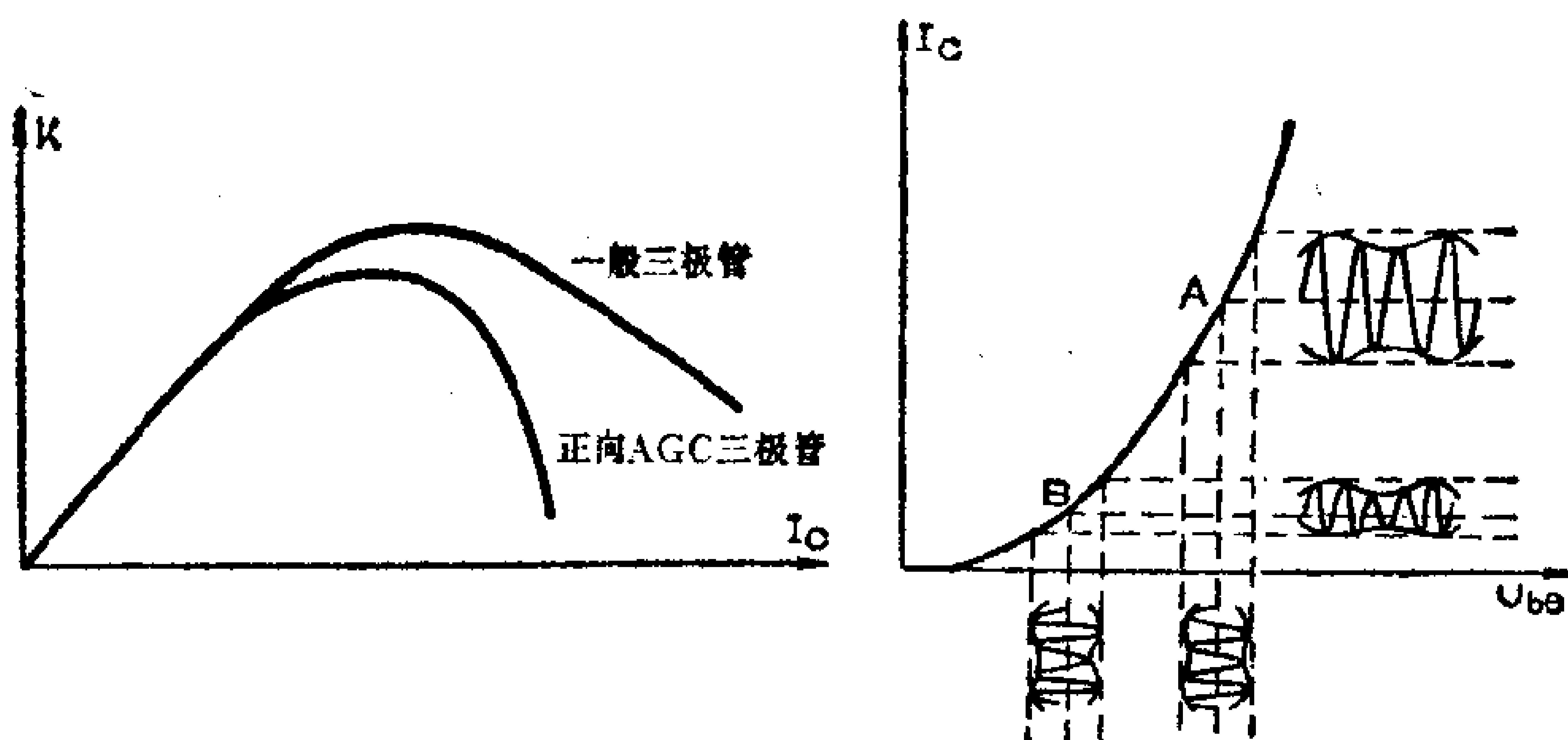


图 5-9 I_c-K 特性 图 5-10 强信号时使工作点过低引起的失真

正向控制中，由于控制信号越强线性越好，所以不存在上述失真，而且单级控制范围比反向控制大得多。但需较大的控制功率和专门的正向AGC管。这种管子的特点是集电极电流增大不多而增益就衰减很大。正向控制的缺点是对谐振回路的影响很大，所以只适于集中滤波器的中放电路采用。

除以上方法外还有在某一级插入可变衰减器，动态阻尼器件，改变某级负反馈量的大小等方法控制增益，这些已在第二章中介绍过。

2. 控制范围

在前面几章已经讲过，晶体管动态范围窄，容易产生强信号阻塞，这个问题在中放电路中更为突出。因为阻塞首先发生在中放末级；然后随着信号增强依次向前类推。所以全波段收音机中必须设有控制范围很宽的AGC电路。

如果按最大场强1000毫伏/米，收音机灵敏度0.1毫伏/米来考虑，使末中放输出最大不超过1伏，最小不小于100毫伏，相当输入变化80dB时，要求输出变化不超过20dB。也就是说要求AGC有60dB的控制范围，中频放大器每级可控范围约20

dB, 因此要控制三级。一般采取控制一级高放和二级中放的方法。

现在一般认为三极管发生强信号阻塞有两种情况, 一种是集电极交流信号的峰值超过直流电压, 造成集电极限幅。另一种是由于工作电流很小(由于AGC作用), 使基极交流信号峰值电压超过直流电压, 造成基极限幅。故要注意各级输入电压和 U_{c_0} 。

3. 取出AGC电压的方法

在普及型收音机中, 是把检波器输出的音频信号滤波后取出直流分量作为AGC电压。在全波段收音机中, 由于控制范围和特性的特殊要求, 多用专门的AGC检波器和放大器, 基本控制方法, 根据滤波时间常数和起控电平的不同, 可分为平均值式, 峰值式和延迟式等。

平均值式是用AGC检波器输出信号的平均值作控制信号的, 滤波电路的 RC 时间常数选在0.025—0.1秒范围。控制电压能迅速跟踪输入信号的强弱变化, 有利于提高弱信号灵敏度, 适于衰落严重的短波段使用。时间常数愈短, 补偿衰落能力愈好, 但过短会引起失真。

峰值式AGC电路形式与平均值式相似, 只是 RC 时间常数取得比较大, 约0.1—0.25秒范围, 所以充放电很慢。这时输出电压只与检波信号的峰值有关。峰值式AGC抗低频干扰能力较强, 保真度较高, 适于中波及接收强信号时使用。但时间常数不能太长, 否则调谐过程中遇到强力电台时, AGC电压很高, 调谐过该电台后, 要过一段时间灵敏度才能恢复, 这时很

* 这里的峰值AGC与晶体管电视机中的不同, 在电视机中, 为了使AGC电压正比于行同步脉冲位大小, $\tau_{充} \ll 4.7\mu S$, 而 $\tau_{放} \gg 64\mu S$ 。

易将附近较弱电台淹没。遇到强脉冲干扰时也有上述现象。

延迟式AGC的原理可用图5-11说明。当天线输入信号小于 A 值时，高、中放AGC均不工作，各级增益最大，中放输出信号电压随输入电平成正比增大。当输入电平超过 A 值时，中放

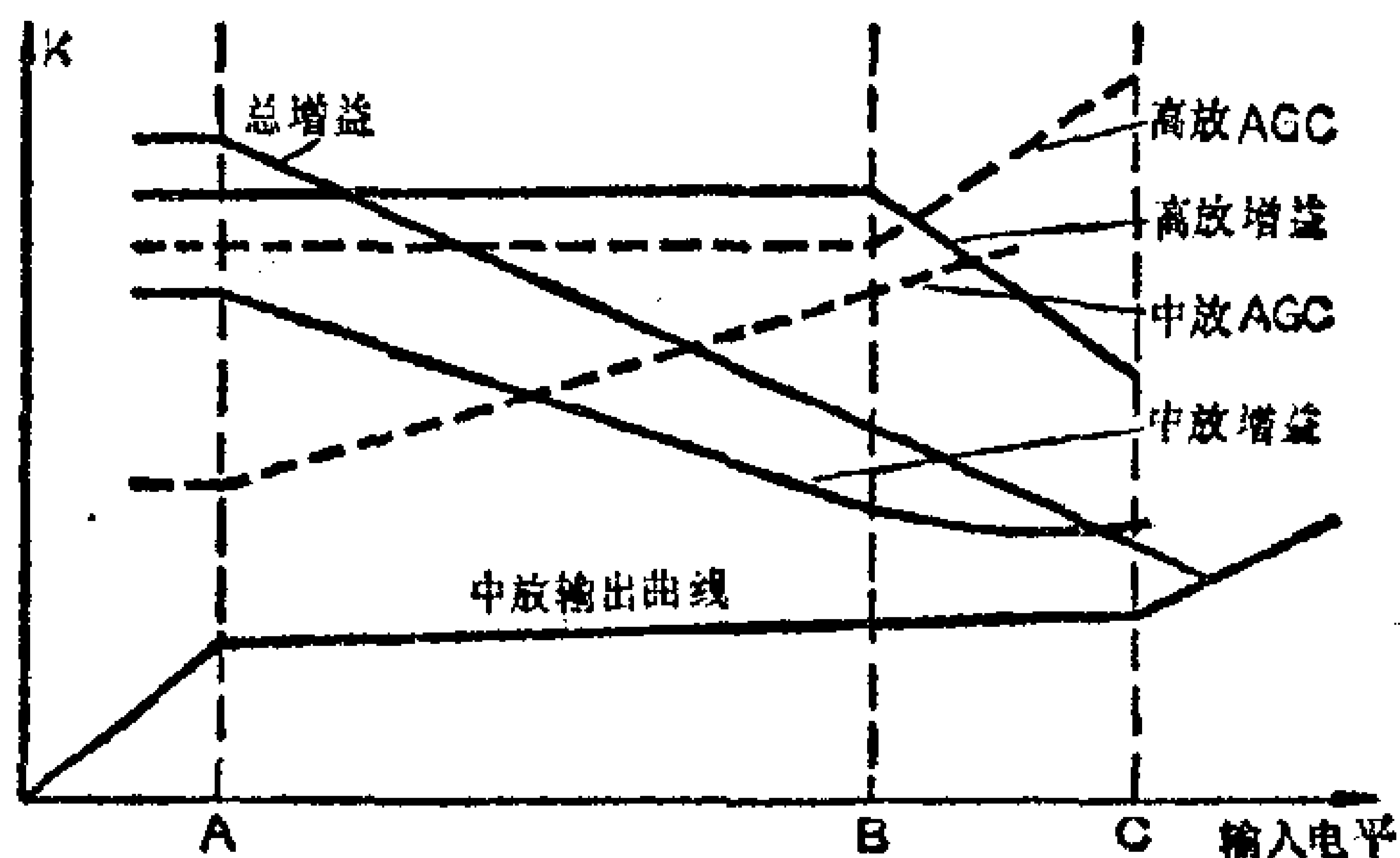


图 5-11 延迟AGC示意图

AGC开始工作，中频增益下降，中放输出基本不变。当输入电平超过 B 值时，高放AGC开始工作，仍维持中放输出不变。当输入信号电平超过 C 值时，超出AGC控制范围，中放输出急剧增加。 C 值与 A 值的电平比就是整机AGC范围。在此范围内，中放输出电压基本是一条平线，类似对数曲线，所以AGC性能良好的中频放大器也叫对数放大器。

延迟式AGC能显著提高接收微弱信号的能力和信噪比，控制特性优良，常被全波段收音机所采用。在实际电路是和平均值式，峰值式结合在一起，以达到最佳控制效果。

4. 多环路AGC电路

AGC电压的取出点不同，中频电路的实际输出特性也不同。一般情况是通过的调谐回路越多，由于通频带变窄，AGC电压的变化率就越大。反之变化率就越小。AGC电压的变化

率直接影响收音机的音质，因此越来越受到人们的重视。

过去的收音机只有一个AGC环路，如图5-12(a)所示。即AGC电压都取自检波器一点，被控各级都受一个信号控制。这种单环路AGC也叫平行AGC。当收到一个强信号时，在调谐点两旁，受控各级增益都按同一规律变化。由于AGC电压

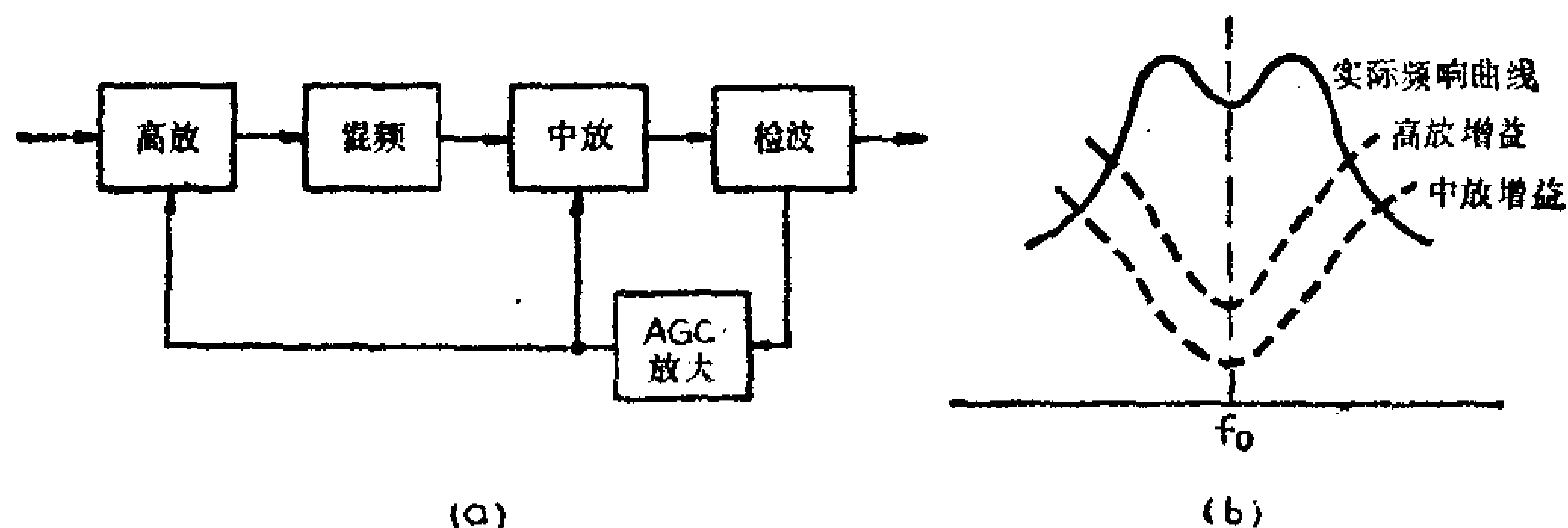


图 5-12 单环路AGC

变化率很大，中放中心频率处增益最低，两旁增益急剧增大，使通频带出现双峰，如图5-12(b)所示。这种现象称双峰效应，它使失真和噪声显著增加。

在普及型收音机中由于调谐回路不多，也很少用陶瓷滤波器，双峰效应不很明显，所以仍广泛应用着单环路AGC。

全波段收音机中为了改善控制性能，就得用多环路AGC电路。图5-13(a)是双环路AGC方框图。由于两个环路的

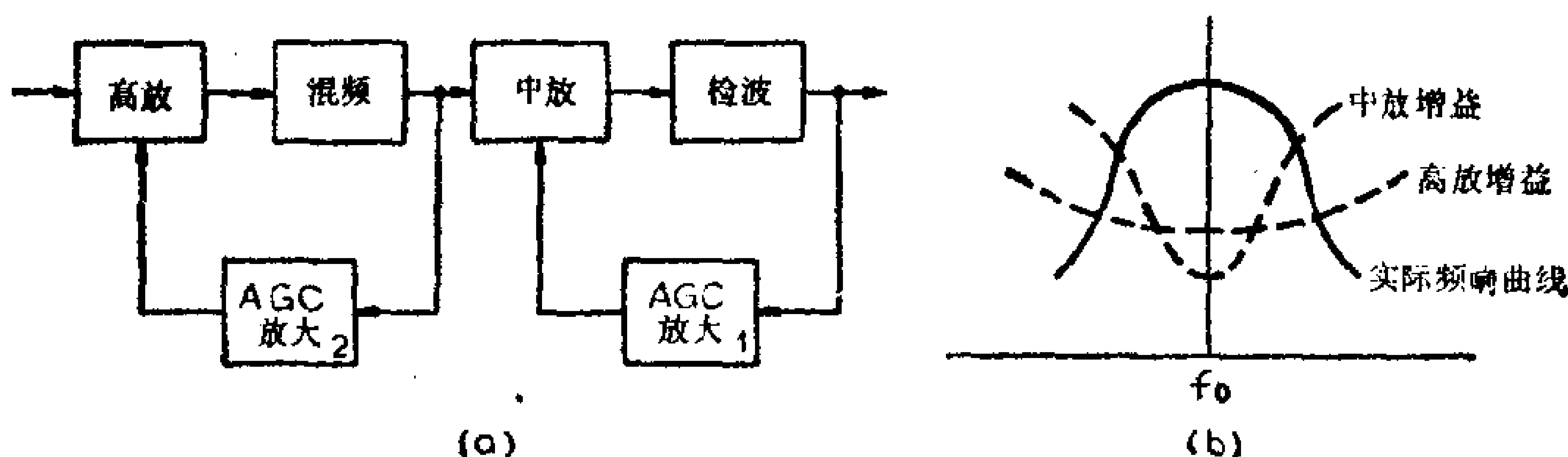


图 5-13 双环路AGC

控制电压来自整机的不同点，所包括的调谐回路数目不一样，

第一环路的AGC电压变化率大，第二环路的AGC电压变化率小，故中放增益变化比较剧烈，高放增益变化缓慢，但整机通带特性仍较好，基本消除了双峰效应。

第一环路的AGC电压取出点多选在末中放或末中放前级，使输出信号较强，以扩大控制范围。第二环路的AGC电压取出点可选在一中放或混频级。但要注意，选在陶瓷滤波器之前，以减小AGC电压的变化率。

环路越多控制性能越好，但电路也相应越复杂，一般以2~3个环路为宜。

多环路AGC电路中，每个环路的起控电平、时间常数、电压大小等参数可分别考虑，还可结合阻尼衰减等电路扩大控制范围，使AGC电压引起的失真和噪声减至最小，弱信号灵敏度和抗干扰能力最高。

5. 实际AGC电路

AGC电路的形式是多种多样的，一般第一环路由检波器、滤波器、直流放大器和延迟电路组成。第二环路由中频放大器、检波器、滤波器和延迟电路组成。

图5-14是第一环路的实际电路。AGC电压取自中放末级，经 D_1 检波后由 R_1 、 C_1 和 C_2 组成的滤波器滤得峰值电压，再经 BG_1 、 BG_2 两级直流放大后去控制二中放。 BG_3 是延迟开关，调节电位器 W 可改变起控电平。延迟后的AGC电压去控制一中放。选择合适的电路参数就可得到所要求的控制特性。例如该电路可设计为对一中放在场强 0.5mV/m 时起控，对二中放在场强 1mV/m 时起控。总控制范围约 50dB 。

图5-15是海鸥101型收音机第二环路AGC电路。AGC电压取自混频级输出，经两只3DG11D组成的宽带级联专用中

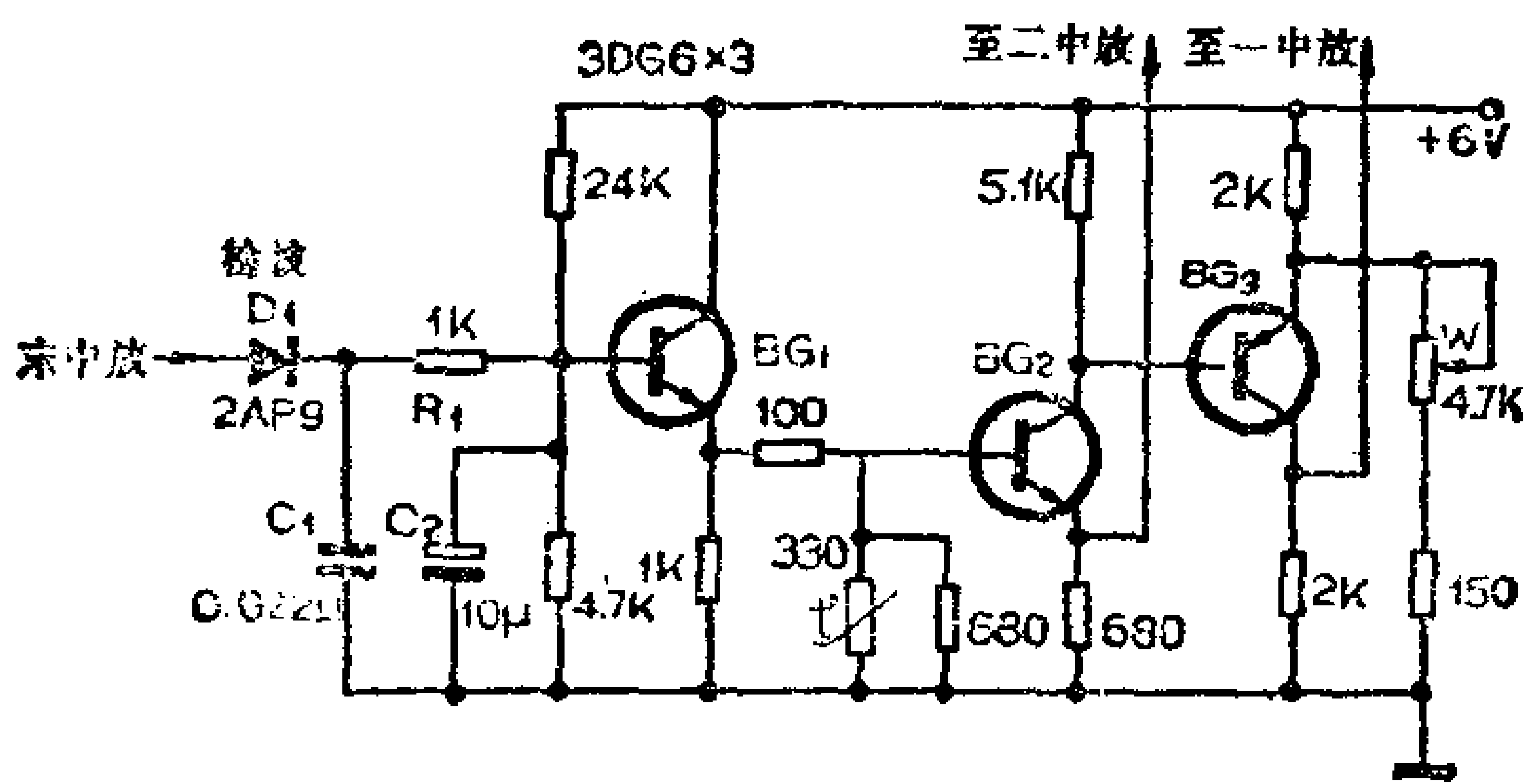


图 5-14 环路AGC电路

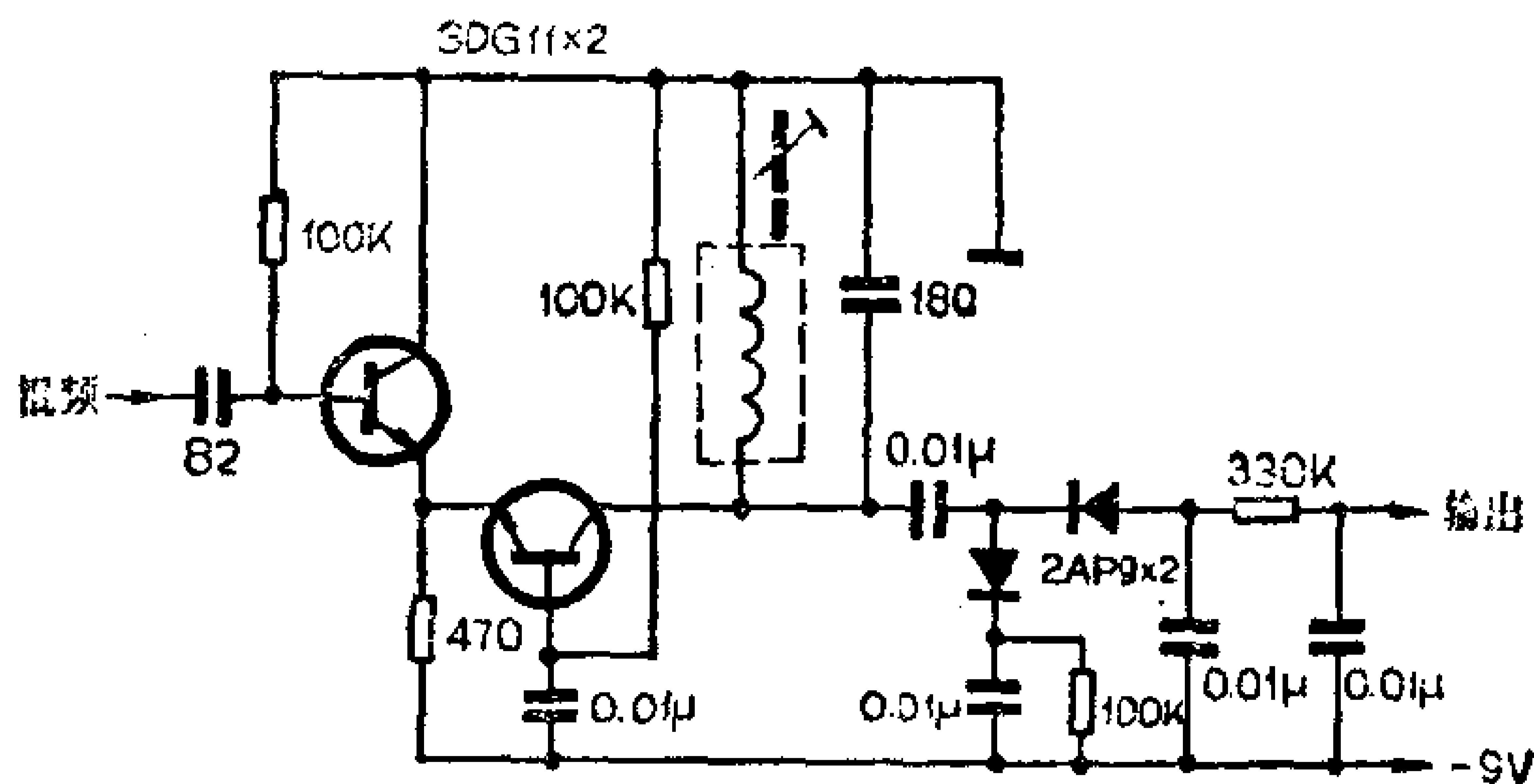


图 5-15 二环路AGC电路

放后，经检波及滤波取出平均值去控制高放。高放级是MOS型场效应管放大器，因此所需控制功率极小。

在设计AGC电路时应注意被控管的特性，如果被控管是一般晶体三极管时应选择低内阻AGC电路，若被控管是场效应管时则应选择高内阻AGC电路。此外AGC放大器的增益、带宽、起控电平等参数都要仔细考虑。

6. 调频电路中的AGC

由于调频波在视距范围内传播，接收的是直射波，没有短波那样的衰落现象。另外在一个地区所能接收到的调频台远比中短波少，外界干扰在超短波也很小，所以除汽车收音机外，

调频电路对AGC要求不高。

调频收音机不存在强信号阻塞失真问题，故可使高放和前置中放工作在接近饱和的状态。或用AGC电压控制限幅电平，组成自动限幅电平控制，充分发挥调频广播抗干扰能力强的优点。

在高级调频收音机中，如四声道立体声调谐器中有时还用性能优良的相关AGC抑制干扰和噪声。

7. AGC电压的其他用途

AGC电压除控制增益作用外，还常用来作调谐指示、场强指示、自动通频带控制和自动调谐控制信号。

当调谐准确时AGC电压最大，利用这一特性，用AGC电压去控制电表、发光二极管或调谐指示管就能帮助人们进行准确的调谐。

AGC电压的大小反映了输入信号的电平，因此可用来作场强指示，尤其是锁相环路中的相关AGC电压是最理想的场强指示信号。场强指示常用在转播收音机、收录两用机和立体声收音机中，就是在普通的收音机中加一场强指示器也是很有用处的。

AGC放大器和变容管配合可组成自动中频通频带控制(见下节)。

在自动调谐收音机中，当调谐机构处于搜索状态时，AGC电压为零。一旦搜索到电台，AGC电压急剧升高，使调谐机构断开，停下来收听该电台广播。

5-4 中频通频带控制

1. 中频通带控制的必要性

在接收场强较弱的远地电台时，干扰和噪声要比接收正地强信号时大得多。要想保证对弱信号的正常接收，主要得设法提高收音机的输出信噪比。输出信噪比可表示为：

$$S_0/N_0 = \sqrt{\frac{P_0}{nKT\Delta f}}$$

式中， P_0 是输入信号功率， n 为前级（高放或变频）噪声系数， K 为波尔兹曼常数， T 为环境绝对温度， Δf 为中频带宽。

从上式可知，在 P_0 较小，给定本机噪声系数的条件下，压缩中频带宽就能提高输出信噪比。但通带压缩后，接收强信号时的保真度会降低。因此在全波段收音机中常把中频带宽做成可变的，也就是设置中频通频带控制电路。在接收弱信号和语言时以窄带提高清晰度，而在接收强信号和音乐时以宽带提高保真度。

通频带控制范围要根据最高调制频率而定。调幅波段最高调制频率一般在5KHz左右。因此带宽上限应选在9—10KHz。语言的上限频率在2500Hz可懂度已很好，故带宽下限宜选在5KHz左右。

控制原理多用改变双调谐回路的耦合度而得到不同的带宽，也有直接切换不同带宽的集中滤波器来实现的。控制方法有分档控制、连续可调和自动控制等几种。

2. 用集中滤波器的分档控制法

目前用的最多,质量较好的集中滤波器是陶瓷多端滤波器,把它直接插入集中放大器的前级,用转换开关进行切换就可达到目的,如图 5-16 所示。滤波器的位置越靠近前级越好,这样能提高抗干扰调制的能力。

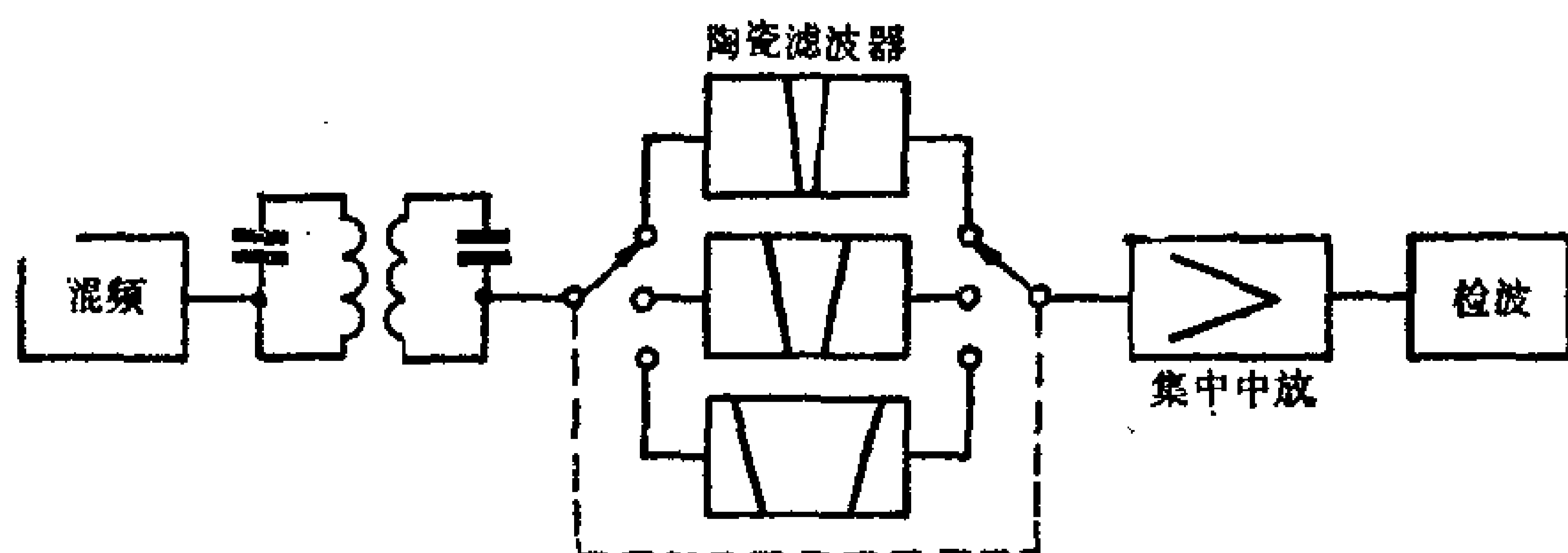


图 5-16 分档控制带宽的方法

分档数目以两档和三档为宜。两档时窄带宽度选在 5—6 KHz, 宽带选在 9—10KHz;三档时窄带选在 4.5—5.5KHz, 中带选在 7.5~8.5KHz, 宽带选在 10~11KHz。

切换开关最好用紧靠滤波器安装的小型继电器充当,不能用装在面板上的波段开关控制否则,会因引线过长形成寄生耦合而影响稳定性。

分档控制的实例如图 1-49 所示。这是牡丹 2241 收音机调幅通道通带控制电路,是用多端陶瓷滤波器进行控制的。

3. 改变双调谐回路耦合度的分档控制法

从调谐放大器原理可知,双调谐放大器谐振曲线方程为:

$$A = \frac{1 + \eta^2}{\sqrt{(1 - \alpha^2 + \eta^2)^2 + 4\alpha^2}}$$

式中, $\eta = K_M \theta_L$ 是双调谐回路的耦合度, K_M 为耦合系数, θ_L 是回路有载品质因数, $\alpha = \frac{\Delta f}{f_0} Q_L$ 为一般失谐系数。

上式表明, 双调谐回路的谐振曲线不仅与 α 有关, 而且与 η 有关。从图5-17的谐振曲线可清楚看到一点, η 越小, 通频带越窄, η 越大通频带越宽。

收音机中常用的双调谐中频变压器有图5-18的(a)、(b)、(c)几种, 它们稍微改变后(如图a'~图c'), 就能方便地通过改变 η 进行通频带控制。以图a'为例说明耦合电容 C_K 的选择方法。

在图5-18a'的电容耦合双调谐回路中,

$$\frac{C_K}{C} = \frac{1 - K_M}{K_M}$$

$$C_K = \frac{C(Q_L - \eta)}{\eta}$$

一般 $Q_L \gg \eta$, 则上式近似为 $C_K = \frac{CQ_L}{\eta}$

Q_L 可根据中频变压器特性查到, 常用 $10 \times 10 \text{mm}$, 465KHz 中频变压器的 Q_0 为120左右, $Q_L \approx (0.5 \sim 0.6) Q_0$ 。 η 可以由图5-17查得。

例如用 TTF-2-7 和 TTF-2-8 型中频变压器, $C = 330 \text{p}$, $Q_0 = 120$, 要求 $\Delta f_{-6\text{dB}} = 11 \text{KHz}$, 求 $C_K = ?$

$$\alpha = \frac{\Delta f_{-6\text{dB}}}{f_0} Q_L = \frac{11 \times 0.6 \times 120}{465} \approx 1.4$$

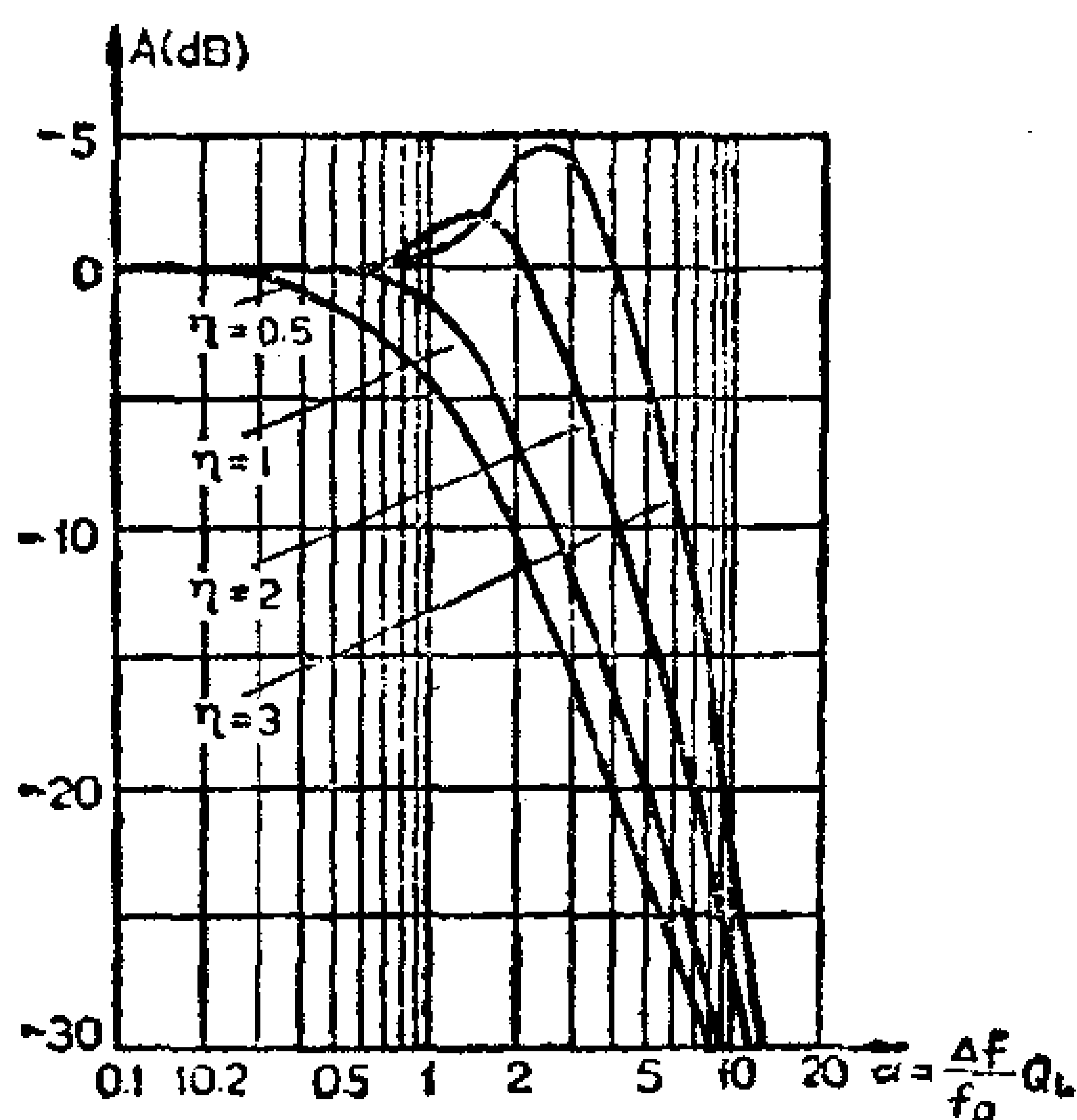


图 5-17 耦合回路谐振曲线

由图5-17查得 $\eta \approx 0.52$

$$C_K = \frac{330 \times 60}{0.52} \approx 0.038 \mu F$$

可见只要接入不同数值的耦合电容 C_K 就能获得所要求的通带宽度。这种方法是在冷端切换 C_K 的，所以不会产生增益

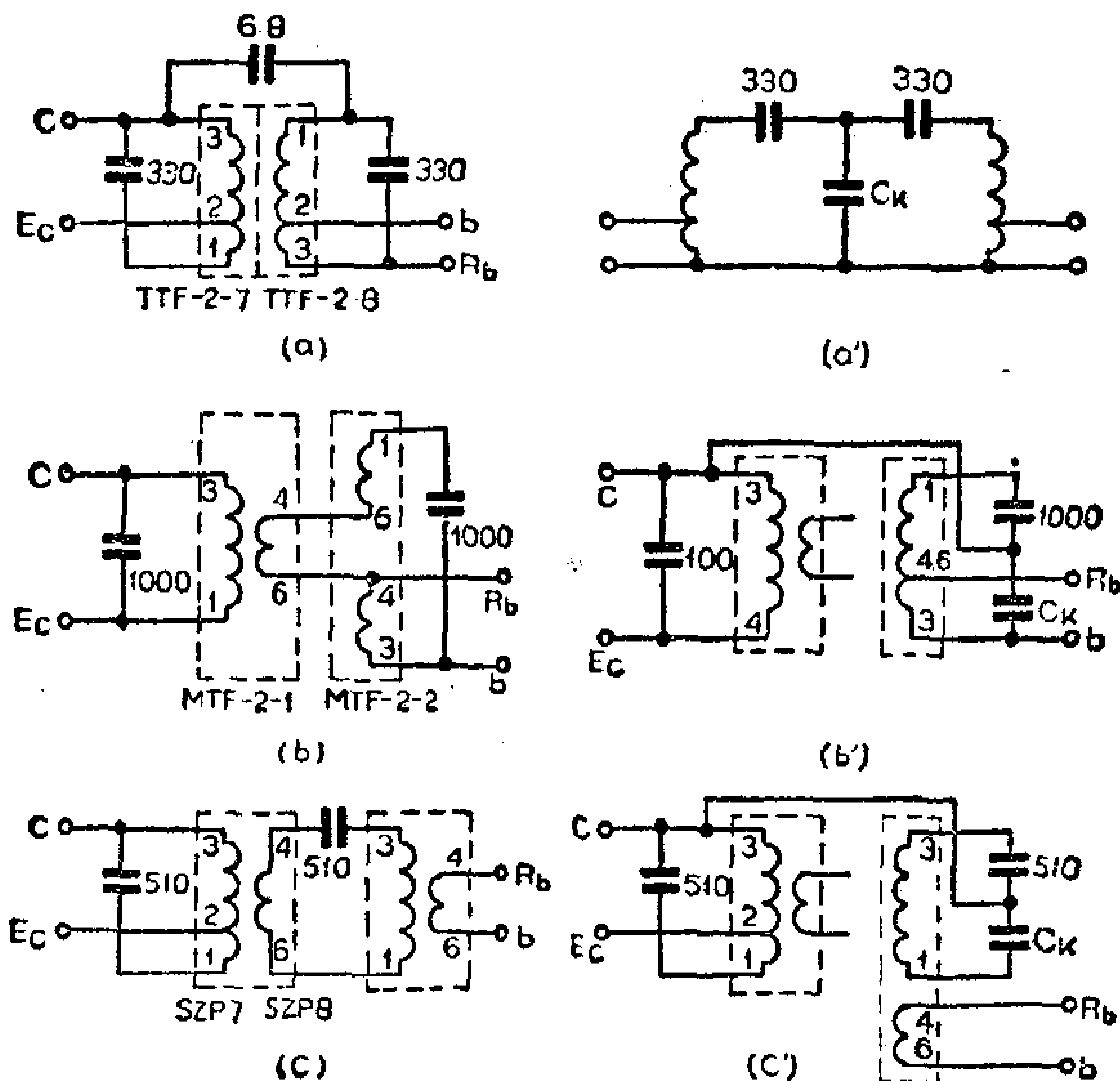


图 5-18 各种双调谐耦合回路

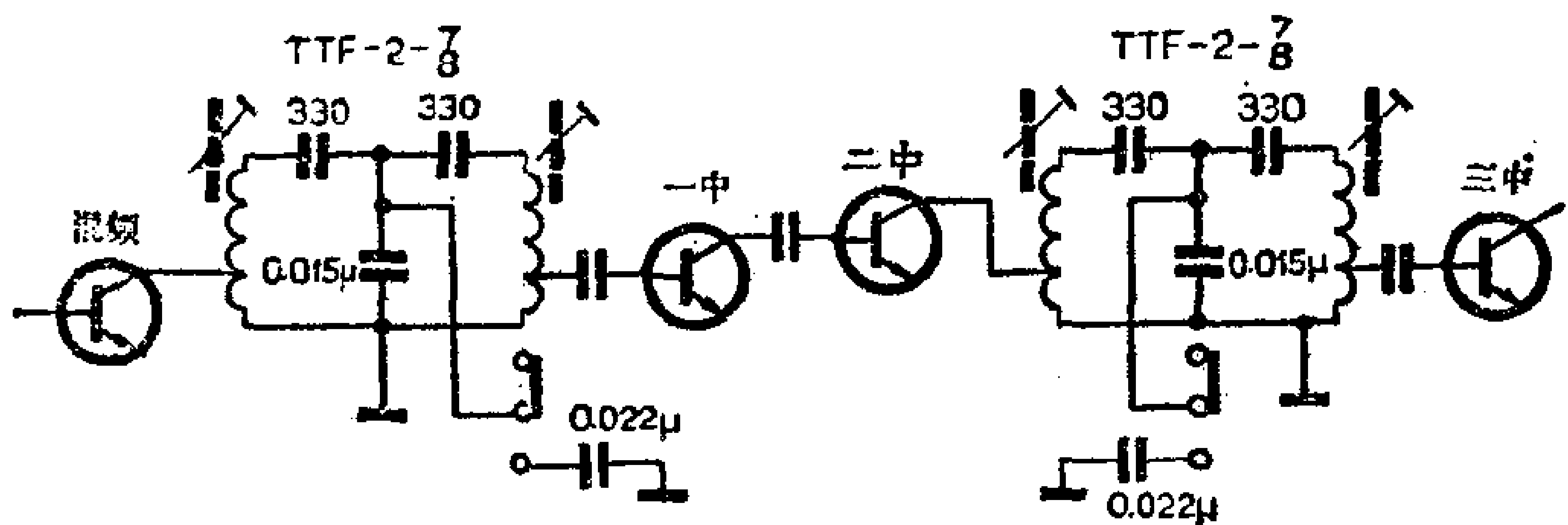


图 5-19 红灯735型机可调耦合电路

稳定性差的缺点。

图5-19是红灯735型收音机调幅通道的通频带控制电路，窄带宽度4.8KHz，宽带宽度9.15KHz。

4. 连续和自动通频带控制 (APC)

在要求更高的收音机中，可采用连续和自动通频带控制，这样就可根据实际接收情况选择适当的带宽，能使收音机灵敏度高而干扰和噪声最小。

在改变耦合电容的分档控制基础上，用变容二极管代替耦合电容，调节加在变容管上的反向偏压，就能进行连续通频带控制。如果用AGC电压控制变容管上的偏压，使通频带在强信号自动变宽，弱信号时自动变窄，这就是自动通频带控制 (APC)。

图5-20所示的中频放大器，具有手动连续和自动控制通频带的功能。该放大器有三个调谐回路，前两个是电容耦合双调谐回路，后一个是低Q值单调谐回路。通频带控制是在前两个双调谐回路上实现的。

现以第一个回路为例说明其工作原理。变容管 D_1 与 C_1 串联作耦合电容。当 K 置“手动”时，调节电位器 W 就能在1—11.5V范围改变 D_1 上的反向偏压，在此偏压范围里， D_1 的结电容变化范围约35~6 pF，调整 C_2 就能满足通频带控制范围的要求。该电路能在4.5~11KHz范围连续控制频带宽度。

当 K 置“自动”时，由 D_4 检波后的低频电压经滤波和放大后，由 BG_3 的集电极输出供给变容管控制偏压。由于这个控制信号与收音机输入信号的强度成正比，所以具有自动改变变容管偏压的能力，从而达到自动控制带宽的目的。自动控制范围约6~10KHz。

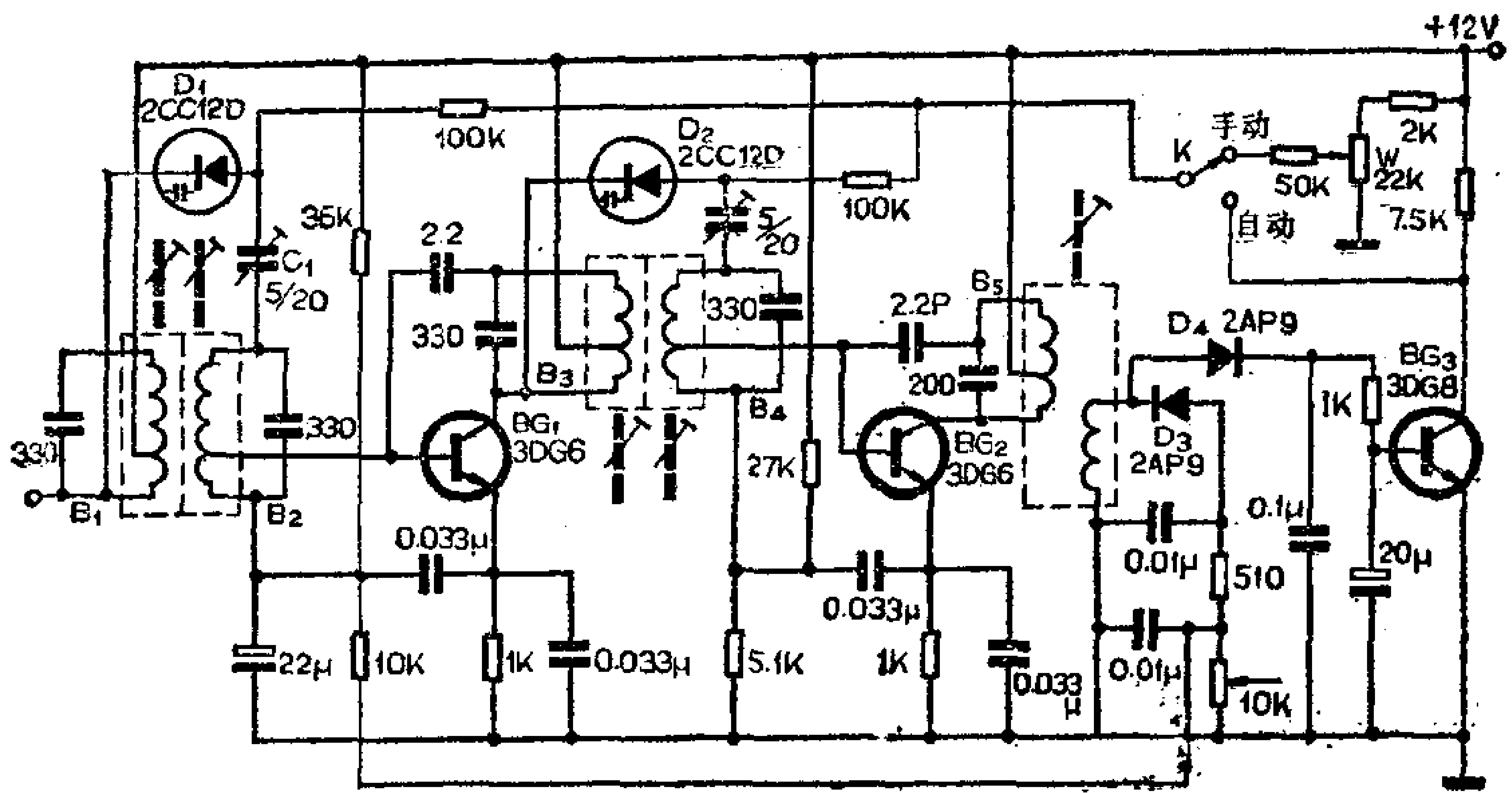


图 5-20 自动带宽控制中放电路实例

5-5 调频信号的解调

解调调幅信号用检波器，解调调频信号则须用鉴频器。一个完整的鉴频器由限幅、鉴频和去加重三部分组成。也有一些鉴频器本身就具有这三种功能。

限幅器的作用是削除调频信号中的寄生调幅和外来干扰，使输入鉴频器的信号为良好的等幅波。限幅作用是由非线性器件实现的，当输入信号经过非线性器件后，由于输出不随输入变化，使输出电平限制在一定范围里。限幅器分二极管限幅器和三极管限幅器两种。此外，也可在中放或鉴频过程中同时完成限幅作用。不管什么样的限幅器都要保证输入信号比限幅门限值大 1-2 倍的电压，以保证限幅可靠。由于限幅器的非线性作用，输出信号中会出现大量的谐波成分，为此限幅器应加上选频网络，滤出所需要的频率分量，而抑制掉谐波和干扰。

二极管限幅器是利用 PN 结的正向起始电压来限幅的，也

可外加偏压或多只二极管串联改变限幅电平。图5-21是二极管限幅器的实例。限幅二极管 D_1 、 D_2 正反向并接在调谐放大器的输出谐振回路上，当信号超过0.5V时二极管导通，信号被限幅在 $1V_{p-p}$ 之间。

二极管限幅器电路简单，但没有增益，限幅电平不便于调整。

三极管限幅器实际上是一个动态范围很窄的调谐放大器。选择合适的工作电压（低电压）和负载（大交流负载），使信号峰值部分进入三极管的饱和和截止区，从而完成限幅作用。谐振回路作为滤波器用，滤去谐波分量。

三极管限幅器有6-10dB的增益，限幅电平很容易自动调整，但电路也稍复杂一些。

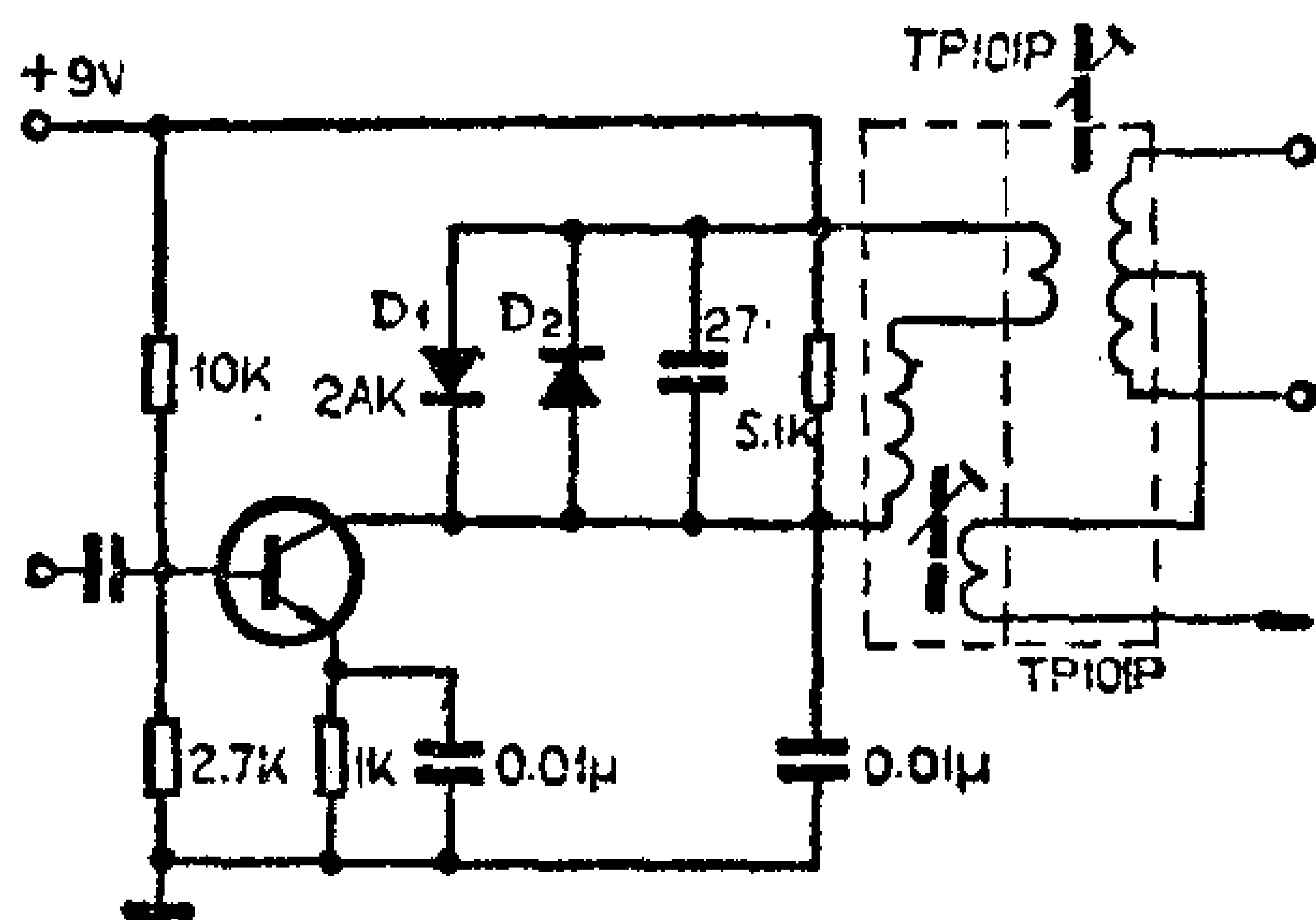


图 5-21 二极管限幅

近来在高级收音机和集成电路中，还采用限幅中频放大器同时完成限幅和放大双重功能。例如利用差分放大器差模传输特性的非线性可组成限幅性能完善，限幅电平可调的限幅中频放大器。

有些鉴频器兼作限幅器用。例如比例鉴频器就具有限幅作用，广泛应用在一般要求的调频收音机和电视机中。

鉴频器是利用传输系数与频率成线性的网络，把调频波先

变换成调幅波(频-幅变换),再用振幅检波器检出音频信号。

调频—调幅变换是利用LC谐振曲线的倾斜部分工作的,如图5-22所示。回路 L_1 调谐在载波频率 f_0 上, L_2 调谐在比 f_0 稍高的频率 f_1 上, L_3 调谐在比 f_0 稍低的频率 f_2 上,得到两条谐振曲线A和B。把A与B相减,就得到传输特性与频率成线性关系的输出曲线C。线性部分要大于中频带宽,一般要求线性宽度大于120KHz,高保真立体声则要求大于300KHz。

调频波变成调幅波后,经二极管进行振幅检波就能获得原调制信号。

去加重电路的作用和原理前面已讲过,它是一个时间常数为 $50\mu\text{s}$ 的低通滤波器。由于电路很简单,所以常被看作鉴频器的一个附属电路。

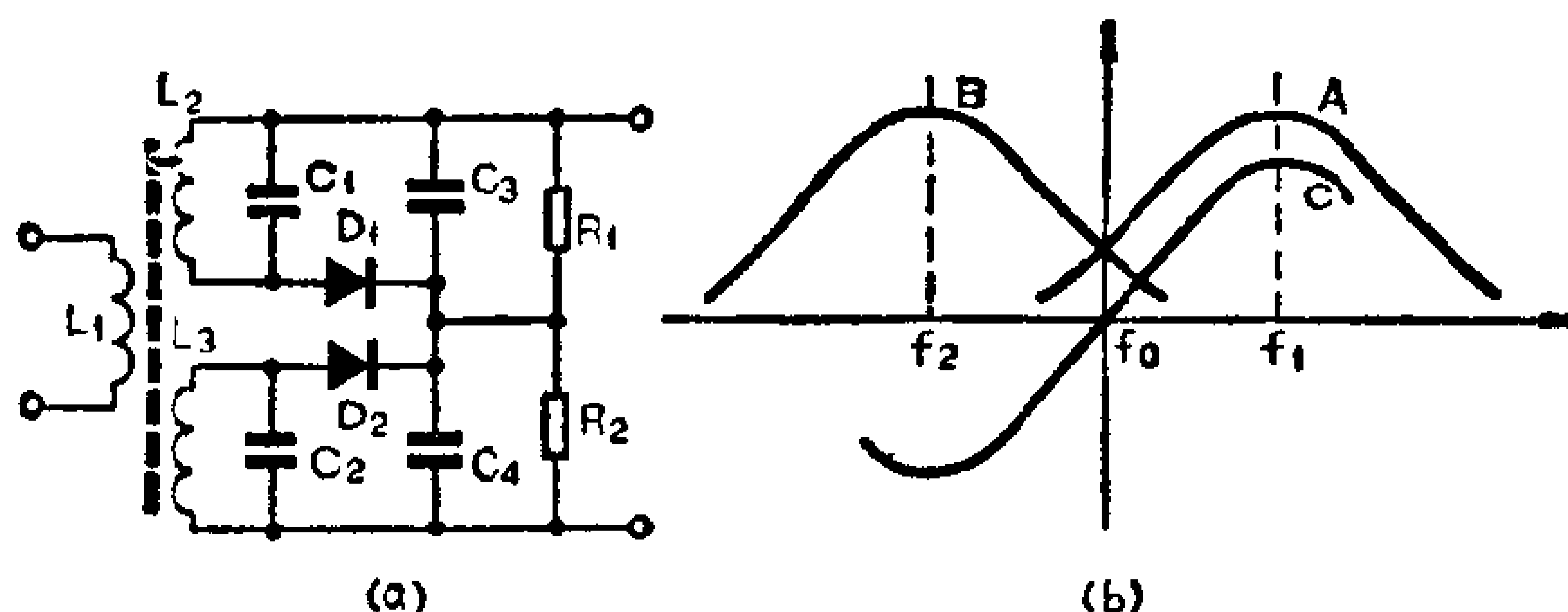


图 5-22 频—幅变换器电路及其特性

从以上可知,调频解调电路的关键是鉴频器。下面就重点介绍几种常用的鉴频器。

1. 相位鉴频器

电路见图5-23 (a), L_1 调谐在载波频率上,当 L_1 加上信号电压 u_1 ,次级 L_2 两端的感应电压为

$$u_2 = \frac{j\omega L_2}{r_2 + j(\omega L_2 - 1/\omega C_2)} \times \frac{M}{L_1} \cdot u_1$$

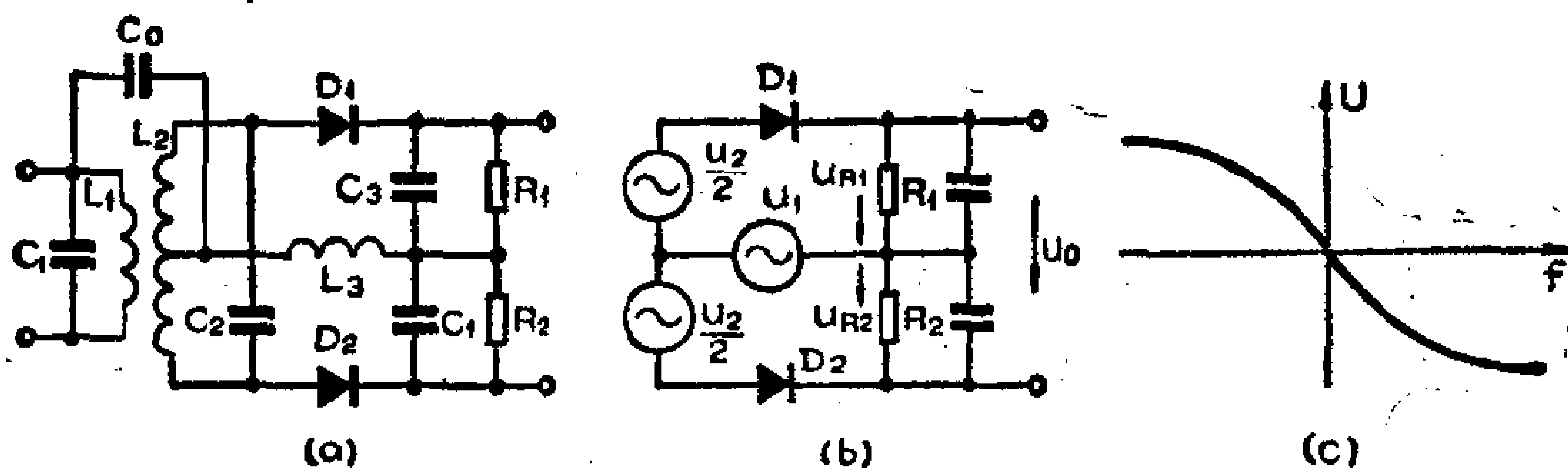


图 5-23 相位解频器

式中 r_2 为 L_2 的损耗电阻， M 为耦合系数

当次级 L_2 也谐振于载波频率时

$$\text{则 } u_2 = \frac{j\omega_0 L_2}{r_2} \cdot \frac{M}{L_1} u_1$$

可见 u_2 比 u_1 相位超前了 90° 。从前面一式还知，当输入信号频率低于次级谐振频率时，相位超前大于 90° ，高于次级谐振频率时则小于 90° 。选择合适的耦合系数，使 L_3 两端的电压近似等于 u_1 ，图 5-23 (a) 就可等效成图 (b)。根据图中关系写出回路方程如下：

$$\vec{u}_{D1} = \frac{\vec{u}_2}{2} + \vec{u}_1$$

$$\vec{u}_{D2} = -\frac{\vec{u}_2}{2} + \vec{u}_1$$

分三种情况画出上式的矢量图，如图 5-24，

当 $f = f_0$ 时， $u_{D1} = u_{D2}$ ，

$f > f_0$ 时， $u_{D1} > u_{D2}$ ，

$f < f_0$ 时， $u_{D1} < u_{D2}$ 。

以上是把外来信号 u_1 作基准，次级感应电压 u_2 与 u_1 进行矢量相加的情况，由于电路是对称的，即 D_1 和 D_2 特性相同， $R_1 = R_2$ ， $C_3 = C_4$ ，输出电压 u_0 是两个检波器输出的代数和。

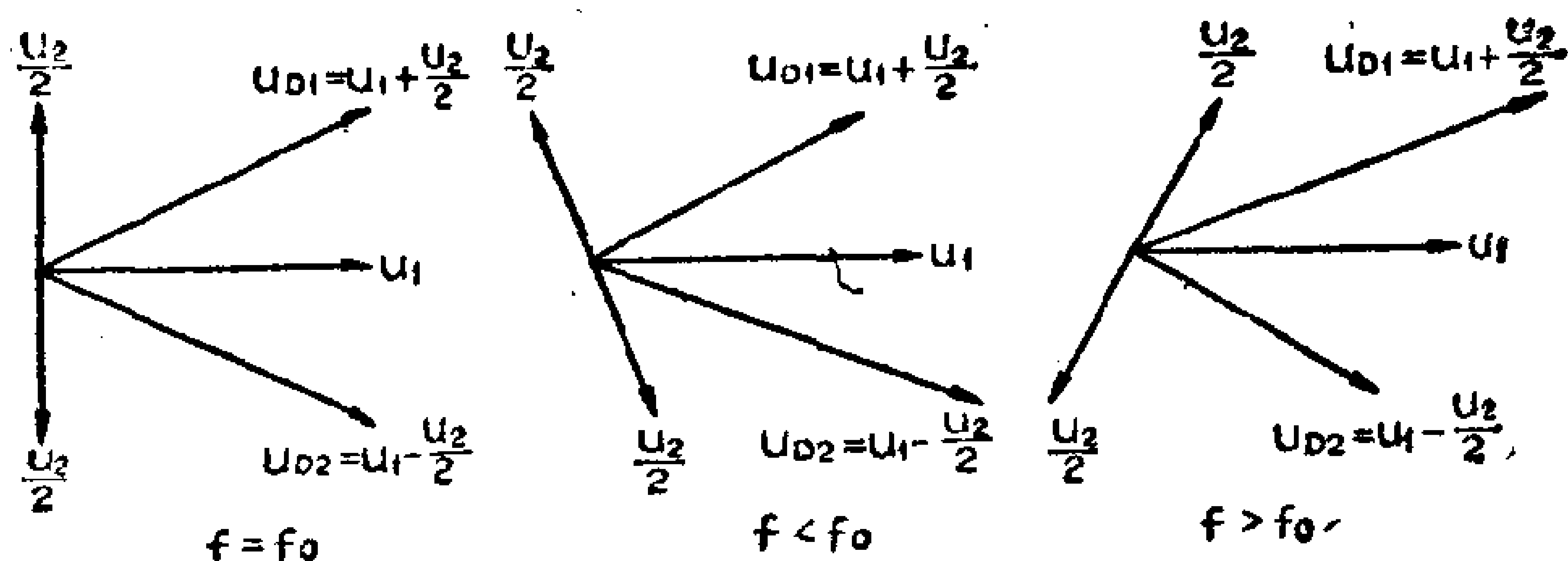


图 5-24 相位鉴频器的矢量图

即 $f = f_0$ 时, $u_{R1} = u_{R2}$, $u_0 = u_{R1} + (-u_{R2}) = 0$ 。

$f > f_0$ 时, $U_{R1} > U_{R2}$ $U_0 = U_{R1} + (-U_{R2}) =$ 正值,

$f < f_0$ 时, $U_{R1} < U_{R2}$ $U_0 = U_{R1} + (-U_{R2}) =$ 负值。

由此可知, 相位鉴频器具有传输特性与频率呈线性的关系。实际曲线是 S 形, 只有中间一部分呈线性, 如图 5-23 (c) 所示。

相位鉴频器线性范围宽, 曲线斜率大, 所以具有灵敏度高, 失真小, 通频带宽等优点。但它本身没有限幅作用, 须在前面加一级限幅器。相位鉴频器常用在高级收音机中。

2. 比例鉴频器

典型的比例鉴频器如图 5-25 (a) 所示。它和相位鉴频器很相似, 但也有不同之处; 两个二极管顺接, 负载上并联了一只大电容, 输出点也不同。但它的工作原理与相位鉴频器相同, 可用图 5-25 (b) 的等效电路分析, 这里就不再多讲了。

由于二极管环形连接, 所以输出信号只好改从 C_4 取出, 其大小为:

$$u_0 = u_{c2} - \frac{u_c}{2} = -u_{c3} + \frac{u_c}{2}$$

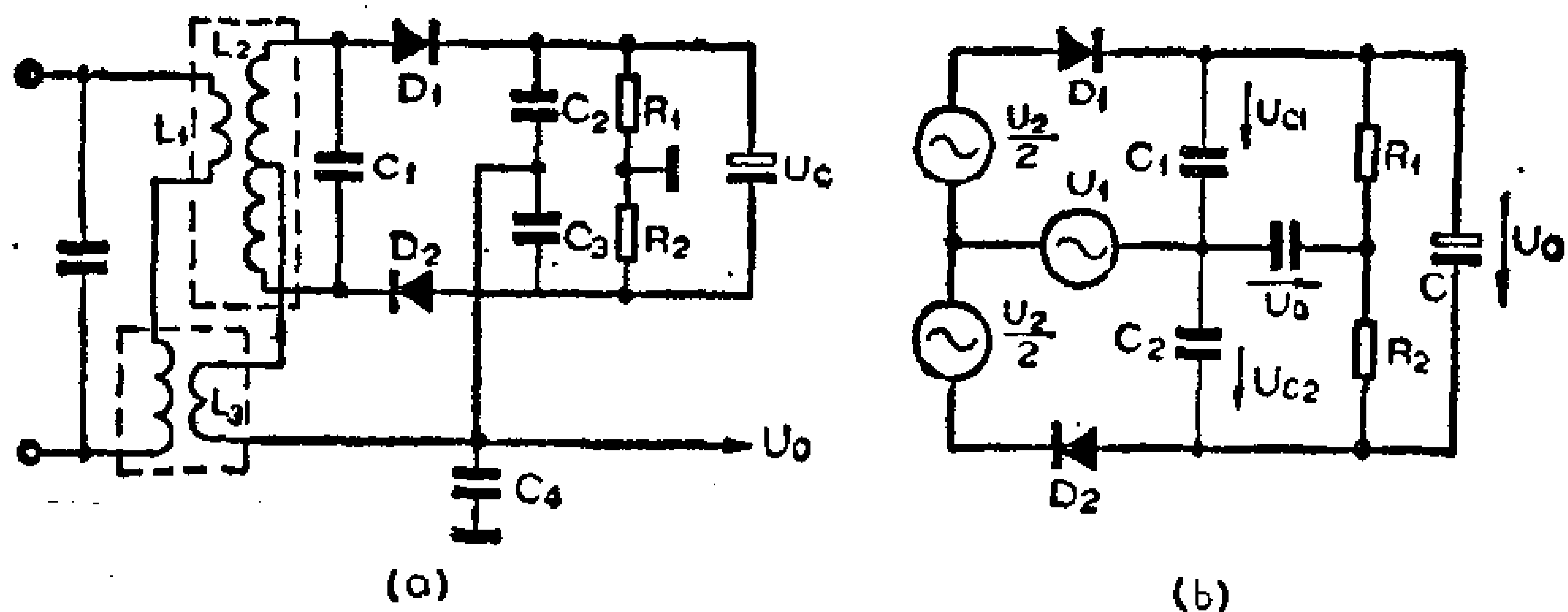


图 5-25 比例鉴频器

$$\text{故 } u_0 = \frac{u_{c2} - u_{c3}}{2}$$

可见输出比相位鉴频器的低一半。上式也可写成：

$$\begin{aligned} u_0 &= \frac{u_{c2}}{2} - u_{c2} = \frac{u_c}{2} - \frac{u_c u_{c2}}{u_c} \\ u_0 &= \frac{u_c}{2} - u_{c3} = \frac{u_c}{2} - \frac{u_c u_{c3}}{u_c} \\ &= \frac{1}{2} \left(u_c - \frac{2u_c u_{c3}}{u_c} \right) \\ &= \frac{1}{2} u_c \left(1 - \frac{2}{1 + \frac{u_{c2}}{u_{c3}}} \right) \end{aligned}$$

由于 C 是一个电解电容器，所以 $(R_1 + R_2)C$ 的时间常数很大，约为 0.1—0.2 秒。这么大的时间常数在输入波形有寄生调幅时，完全可保持 u_c 几乎不变。尽管 u_{c3} 和 u_{c2} 大小有变化，但其比值 u_{c2}/u_{c3} 却不变，所以输出电压 u_0 也几乎不变，这就是比例鉴频器的限幅作用。

把 u_c 当作常数时，输出电压 u_0 只与 u_{c2}/u_{c3} 有关，而与其绝对大小无关，这就是比例鉴频器名称的由来。

u_c 反映了场强的大小，可用来作 AGC 电压和调谐指示电

压。

在实际电路中还常用一种不平衡式比例鉴频器，如图5-26所示，它比平衡式比例鉴频器能节省几个元件。但解调调制频率较低的调频信号时抗干扰能力稍差。当 $f = f_0$ 时，输出电压 u_0 的交流分量是零，但直流分量是 $-\frac{u_c}{2}$ 。而在平衡式鉴频器中，不论对交直流都是零。

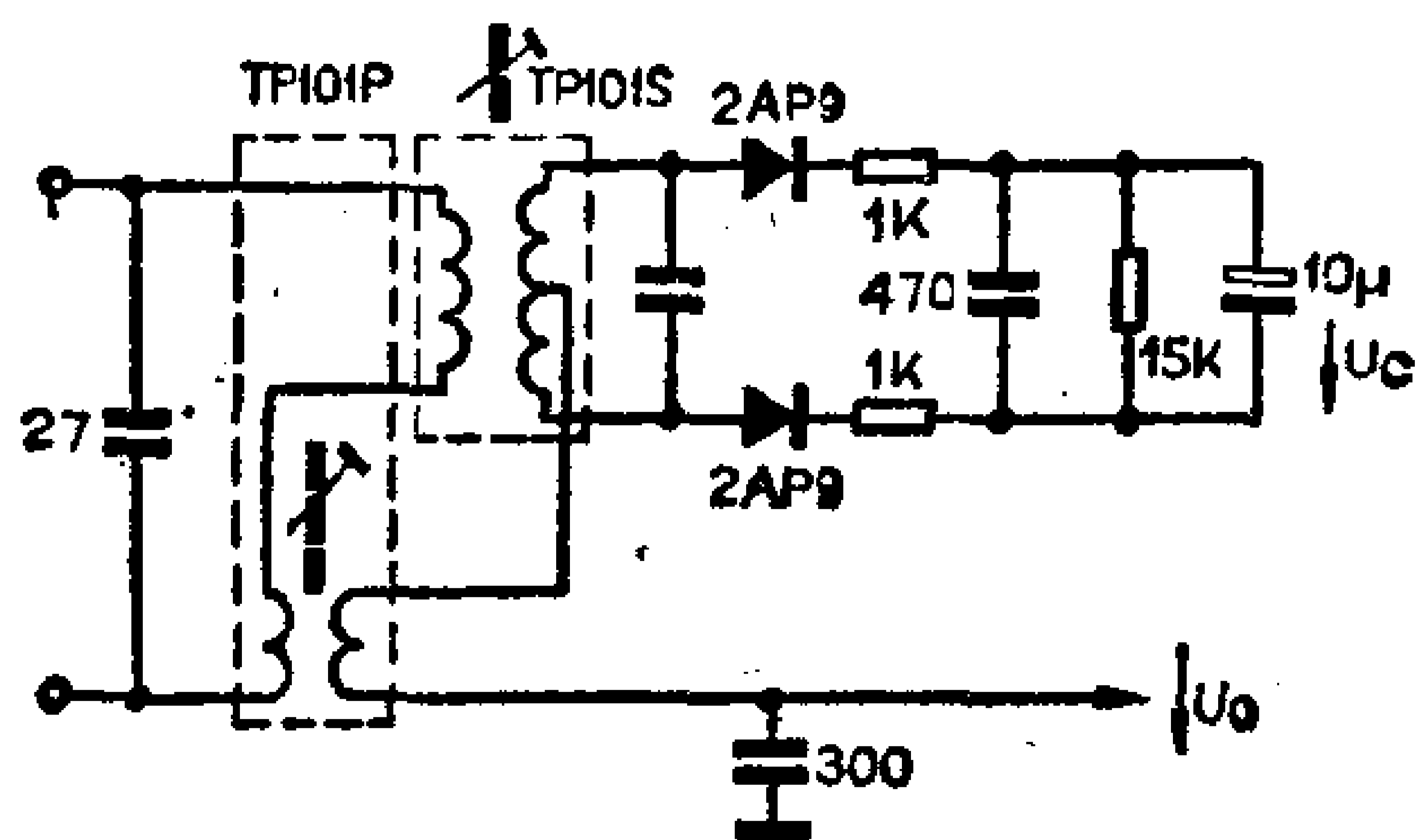


图 5-26 不平衡式比例鉴频器

比例鉴频器虽然灵敏度较低，但有限幅能力，对要求不高的机器可省去一级限幅器，所以仍得到广泛的应用。但须指出它的限幅作用是不完善的。

3. 陶瓷鉴频器

鉴频器的调试是相当麻烦的，要调出理想的鉴频特性曲线没有扫频仪等专门仪器是很困难的。石英晶体鉴频器具虽不用调谐，但晶体很昂贵。二端陶瓷滤波器具有晶体的特性，因此也可用来制作非调谐式鉴频器。图5-27 (a) 是这种鉴频器的电路。电容 C 和陶瓷滤波器 DL 组成电抗分压器，分压比取决于输入信号的频率，如图5-27 (b) 所示。当信号频率在 f_0 至 f_0 之

• 图中 10μ 电解电容器负极应接地，图中漏画

间变化时，分压比 $\frac{u_{DL}}{u_c}$ 在 $0 \sim \infty$ 范围变化。在陶瓷滤波器串联谐振频率 f_0 处，电压全部降在 C 上；在并联谐振频率 f_∞ 处，电压全部降在 DL 上。这当然是两种极端情况。将 C 和 DL 上的电压分别进行检波，得到音频电压 u_1 和 u_2 。由于 u_1 与 u_2 极性相反，所以输出为 $u_1 - u_2$ ，和前面两种鉴频器一样具有S形鉴频曲线，如图5-27 (b)所示。

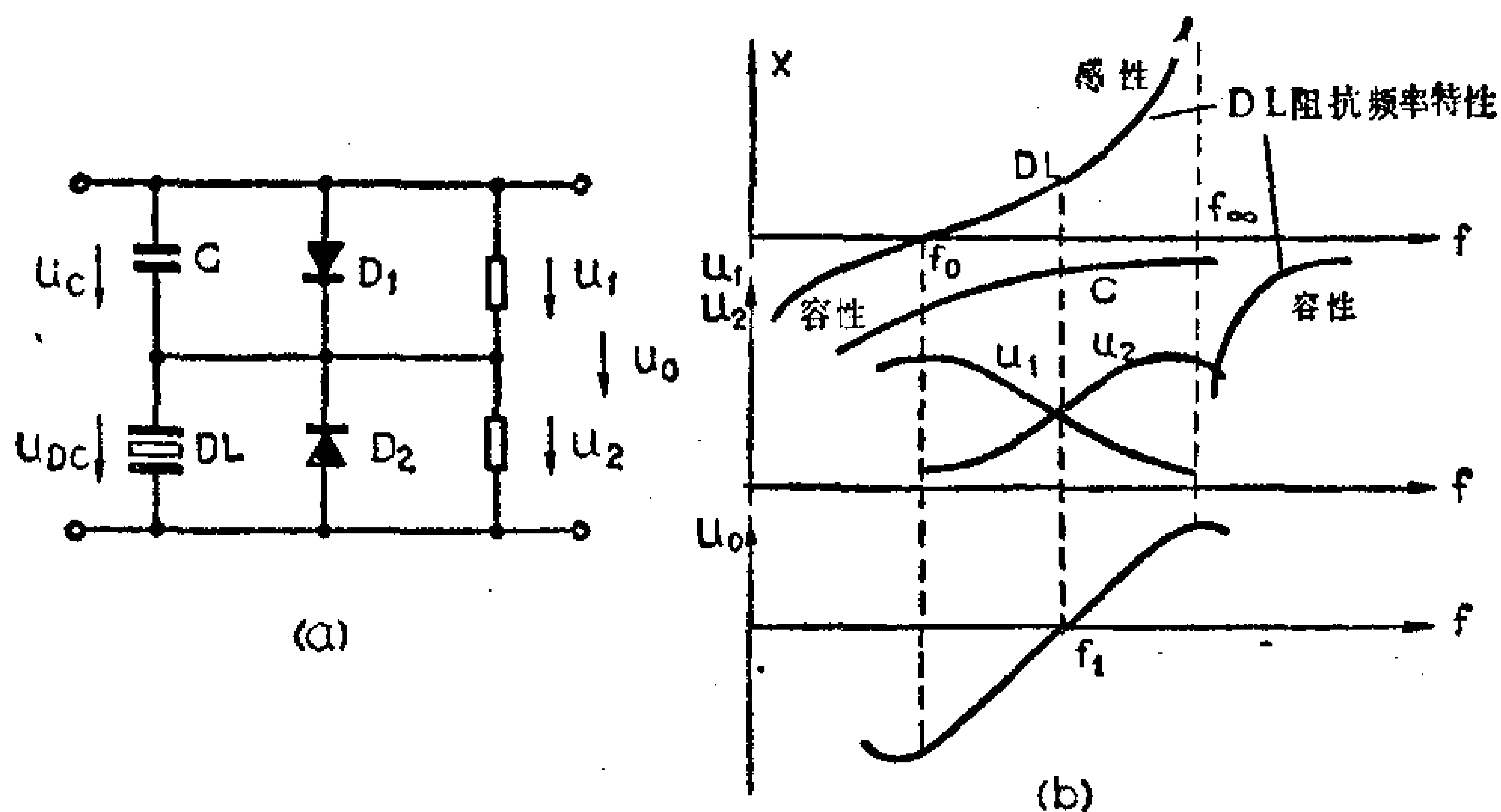


图 5-27 晶体鉴频器电路及其特性

目前陶瓷滤波器的 f_0 至 f_∞ 之间的频率范围太窄， f_∞ 参差性大，直接影响鉴频器的线性范围和中心频率。因此在实际电路中，在 DL 支路串入若干补偿元件，如图5-28所示，串联了一个谐振频率略高于 10.7MHz 的 LC 并联谐振回路。调节 L_1 可改变带宽，调节 C_2 可使S形曲线上下对称。

陶瓷滤波器结构简单，不用调整，便于集成化。目前所存在的缺点主要是陶瓷滤波器性能差而造成的，随着工艺的改进，它的缺点也就克服了。

综合上述，凡是一个四端网络，只要其传输系数和频率成线性关系，就可以用来解调调频信号。以上几个鉴频器都是利

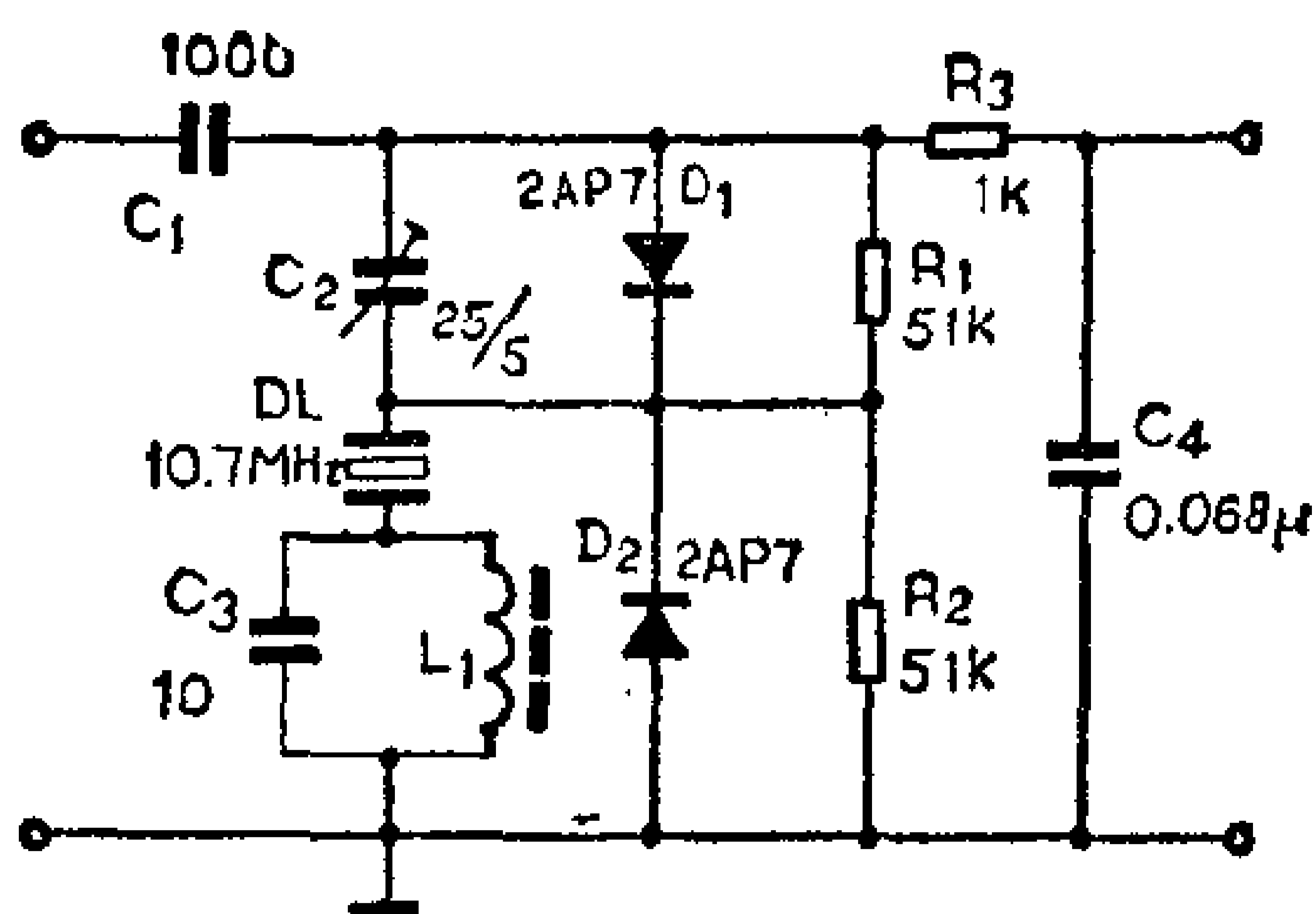


图 5-28 带补偿元件的晶体（或陶瓷）滤波器式鉴频器电路

用此原理工作的，例如相位鉴频器是利用频相特性，陶瓷鉴频器是利用其阻抗频率特性，本质是相同的。另外还有两类鉴频器与上述原理不同，一类是利用乘法器及移相器，使未经相移及经相移的两信号在乘法器中相乘，从其积中滤出正比于频偏的低频信号。另一类是利用调频信号的疏密特点，取出和疏密有线性关系的脉冲序列，再从脉冲序列中滤出音频信号。这两类鉴频器在收音机中用的不多，这里就不介绍了。

5-6 锁相技术在中频电路中的应用

1. 锁相环路的工作原理

五十年代后期，由于空间技术的迅速发展，要求地面接收机能解调深埋在噪声中的微弱信号。于是迫使人们对锁相环路进行了深入的研究。到了六十年代锁相环路已广泛应用于通信、测量、控制等电子设备中。后来又应用在收音机中。

锁相环路是一个相位误差控制系统，它由鉴相器（PD）、环路滤波器（LPF）、直流放大器（AMP）和压控振荡器（VCO）组成，其方框图如图5-29所示。

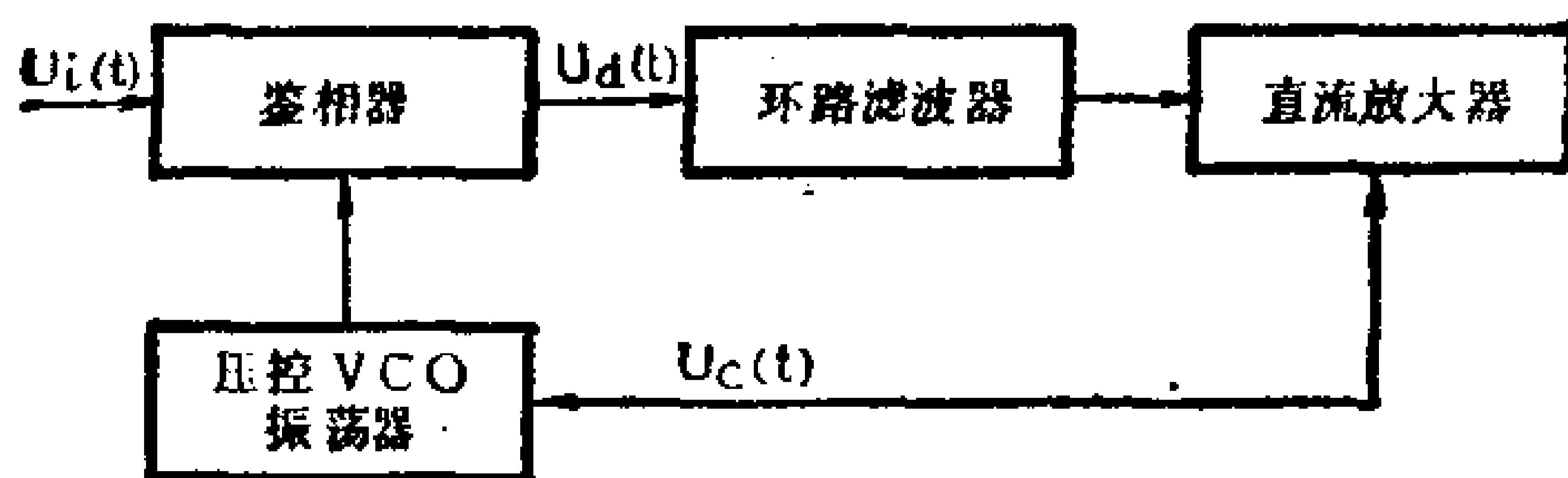


图 5-29 锁相环路方框图

因为锁相环路是一个非线性系统，严格的分析非常烦琐，然而从物理概念出发，它的工作原理是很明白的。当没有信号输入时，误差电压 $U_d(t)$ 等于零，VCO工作于“自由振荡”的固有频率 f_0 上。如果加入一个输入信号，那么鉴相器就使输入信号和VCO信号的相位进行比较，并产生一个与两信号的相位差和频率差有关的误差电压 $U_d(t)$ 。该误差电压经滤波放大后输至VCO控制端，迫使VCO的频率朝着减小 f_0 和输入信号间的频率差的方向变化。如果输入信号频率 f_i 和 f_0 十分相近，环路的反馈特性就会使VCO和输入信号同步或称进入“锁定状态”。环路锁定后，输入信号和VCO之间的频差为零，只剩很小的剩余相差 φ_0 。 φ_0 能使环路继续保持锁定状态，并跟踪输入信号频率和相位的变化。

以上就是锁相环路的大致工作过程。下面再分析一下几个重要部件的特性。

(1) 鉴相器

鉴相器是一个模拟乘法器，其输入输出情况如图5-30所示。在乘法器上加上输入信号 $U_i(t)$ 和VCO输出电压 $U_0(t)$ 。

设输入信号为

$$U_i(t) = U_i \sin[\omega_0 t + \theta_1(t)]$$

VCO输出电压为

$$U_0(t) = U_0 \cos[\omega_0 t + \theta_2(t)]$$

经过乘法器后的输出为

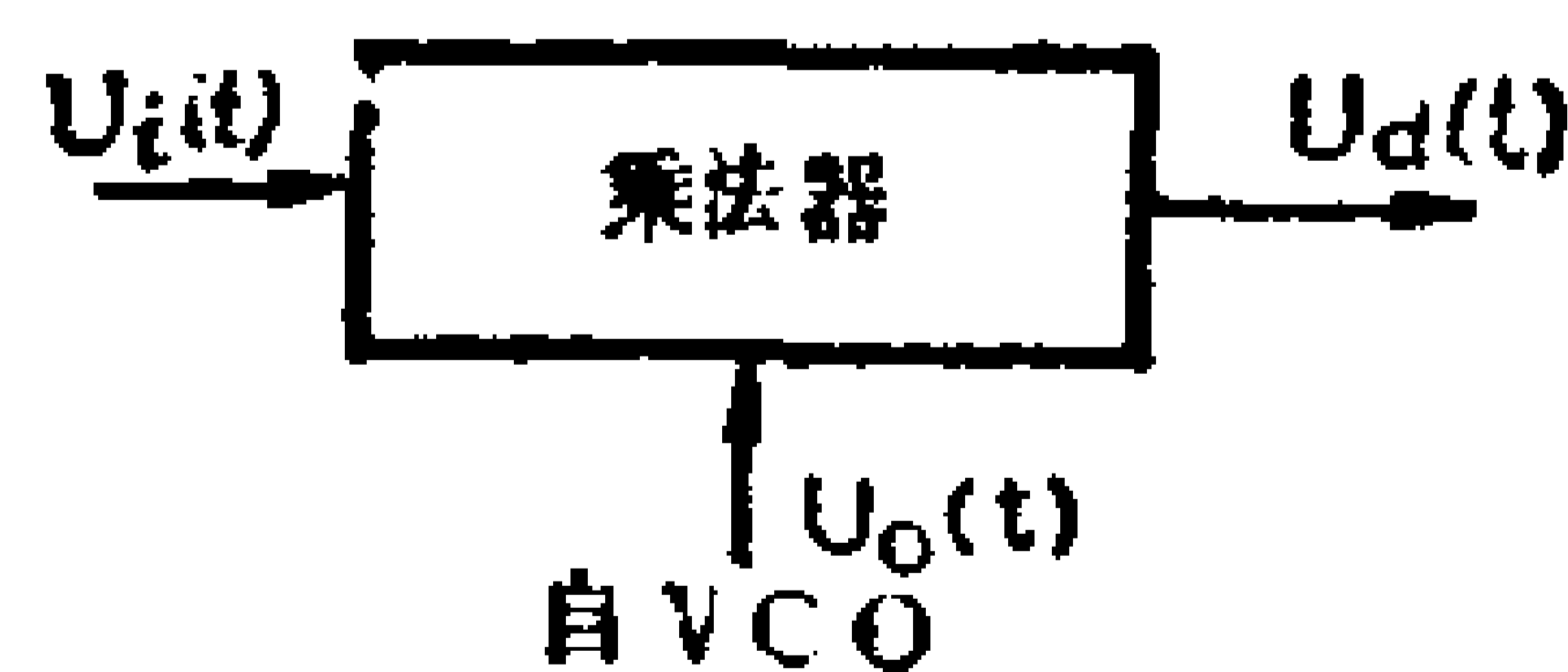


图 5-30 乘法器输入、输出情况

$$\begin{aligned}
& K_m U_i(t) \cdot U_o(t) \\
&= K_m U_i \sin[\omega_0 t + \theta_1(t)] \cdot U_o \cos[\omega_0 t + \theta_2(t)] \\
&= \frac{1}{2} K_m \cdot U_i \cdot U_o \sin[2\omega_0 t + \theta_1(t) + \theta_2(t)] + \\
&\quad + \frac{1}{2} K_m \cdot U_i \cdot U_o \sin[\theta_1(t) - \theta_2(t)].
\end{aligned}$$

其中 K_m 为乘法器的系数，量纲为1/伏。由于式中含 $2\omega_0$ 的第一项可被环路滤波器滤去，在环路中不起作用，可以略去不计，所以乘法器的输出电压可写成：

$$U_d(t) = \frac{1}{2} K_m \cdot U_i \cdot U_o \sin[\theta_1(t) - \theta_2(t)]$$

$$\text{现令 } U_d = \frac{1}{2} K_m \cdot U_i \cdot U_o,$$

$$\theta_e(t) = \theta_1(t) - \theta_2(t)$$

于是 $U_d(t) = U_d \sin\theta_e(t)$

这就是乘法器作为鉴相器时的鉴相特性，特性曲线见图5-31。

具有乘法性能的电路很多，如恒流源差放、或门、异或门等都用来作鉴相器。

(2) 环路滤波器

环路滤波器是一个线性电路，分无源和有源两种。无源滤波器由电阻、电容和电感组成，有源滤波器还包括放大器。

在环路工作中，滤波器有两种作用，一是衰减鉴相器输出的高频分量以提高抗干扰能力；二是如果由于噪声产生瞬变过程使环路失去同步，则为再次锁定提供短时间的记忆电压，并保证迅速捕获信号。在电路分析中常把环路滤波器和直流放大器当作一个部件，直流放大器的作用主要是放大误差信号，增

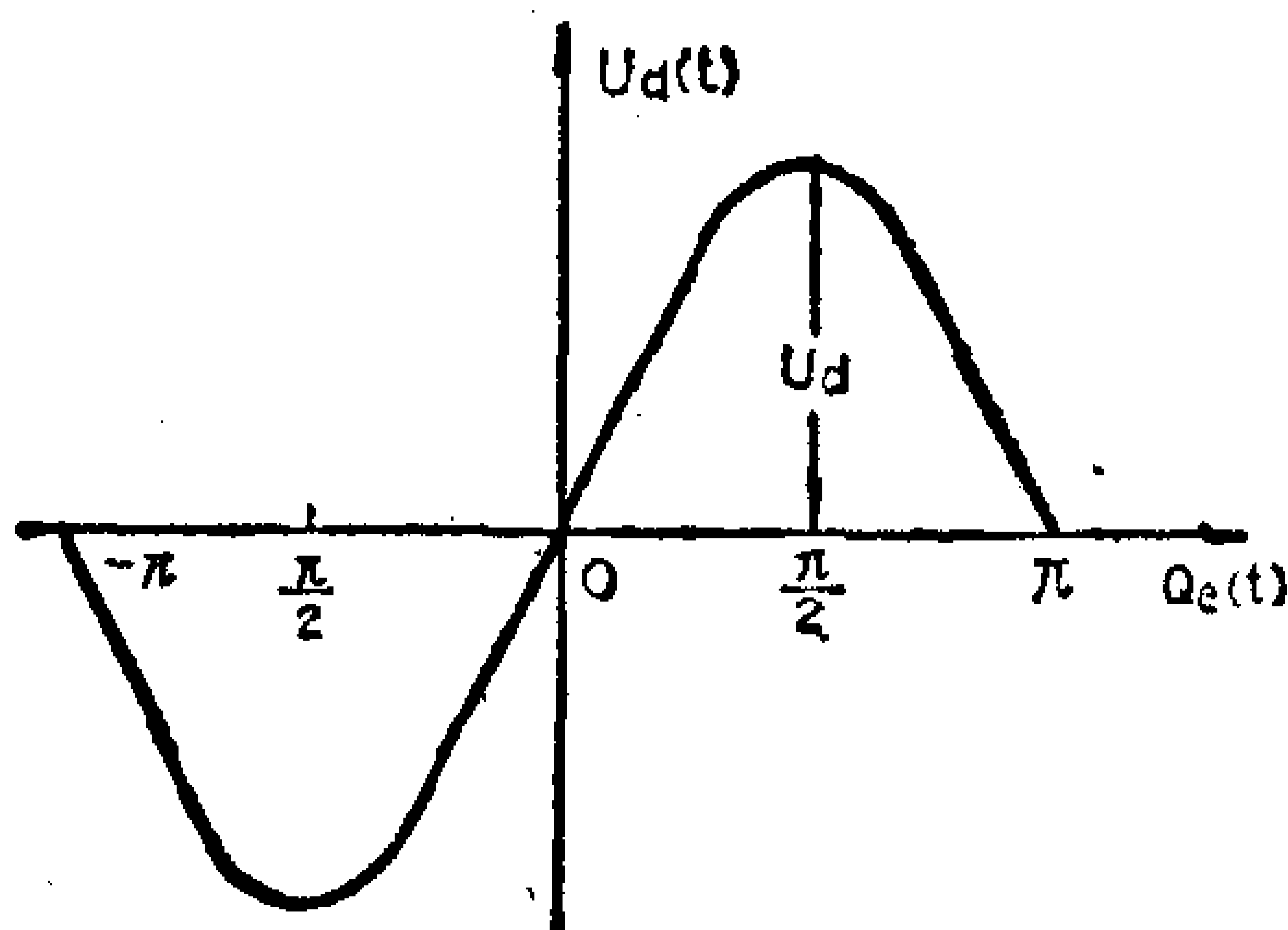


图 5-31 乘法鉴相器的鉴相特性

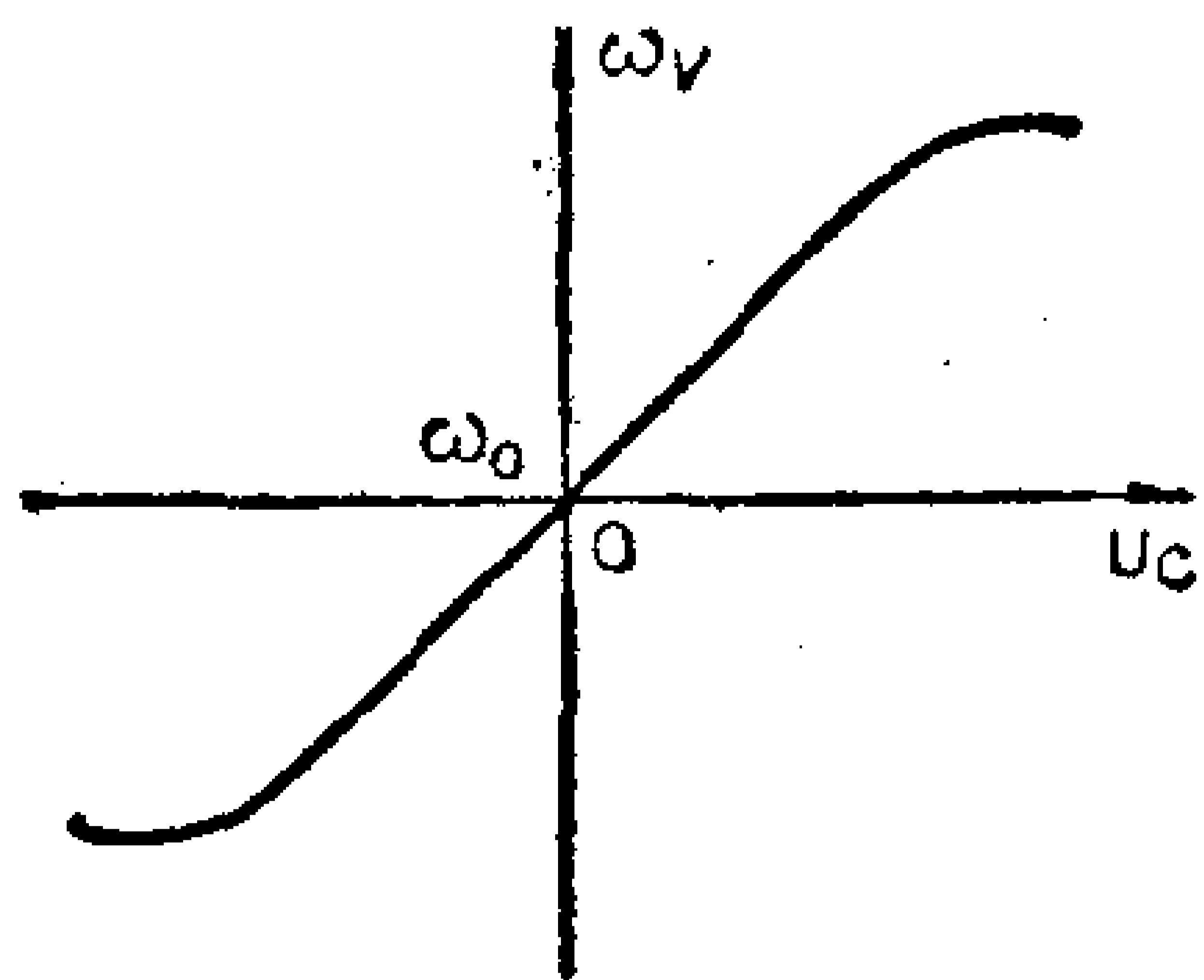


图 5-32 VCO的特性

强控制灵敏度。

(3) 压控振荡器 (VCO)

VCO是其振荡频率 $\omega_V(t)$ 受控制电压 $U_C(t)$ 控制的振荡器，即是一种频率—电压变换器。它的特性曲线见图5-32。中心频率 ω_0 是VCO未加控制电压 ($U_C = 0$) 时的固有振荡频率，称为自由频率。 ω_V 以 ω_0 为中心而变化。在一定的变化范围之内， ω_V 和 U_C 成线性关系。在此范围内，特性曲线可用下列方程表示

$$\omega_V(t) = \omega_0 + K_0 U_C(t)$$

在锁相环路中，VCO输出对鉴相器输出起作用的是瞬时相位，而不是角频率。此瞬时相位可由上式积分得到，即

$$\int_0^t \omega_V(t) dt = \omega_0 t + K_0 \int_0^t U_C(t) dt.$$

可见VCO在环路中起了一次积分作用，因此称为惯性环节。

锁相环路的主要参数有开环增益、锁定范围、捕获范围和锁定阈等。

开环增益是指输入每弧度的相位变化所对应的输出频率变

化，可用式 $K_H = K_d \cdot K_F \cdot K_0$ 表示。

锁定范围是指在锁定情况下，从锁定到失锁，外来信号频率的变化范围。

捕获范围是环路能锁定的外来信号的频率变化范围。锁定范围总是大于捕获范围。

锁定阈也称环路灵敏度，是指能够锁定的外来信号的最小值。

2. 调幅波的相干解调

早在三十年代无线电技术发展的初期，人们就提出了调幅波的相干检波技术，如图5-33所示。它的工作原理在第三章中已讲过。实现相干检波的关键是如何产生一个与外来信号同频同相的相干参考信号。由于外来信号的频率漂移和相位变化都是随机的，无法预测，所以在锁相环路未出现以前，相干检波一直未能实现。

相干检波也叫符合检波或同步检波。在输入信噪比很低的条件下，相干检波器的输出信噪比是随输入信噪比按比例下降的，比一般峰值检波器的输出信噪比下降慢得多。因此，相干检波能够显著地提高收音机的实际灵敏度使噪声和干扰大大减小。

在图3-45所示的相干检波方框图中，参考信号是由输入调

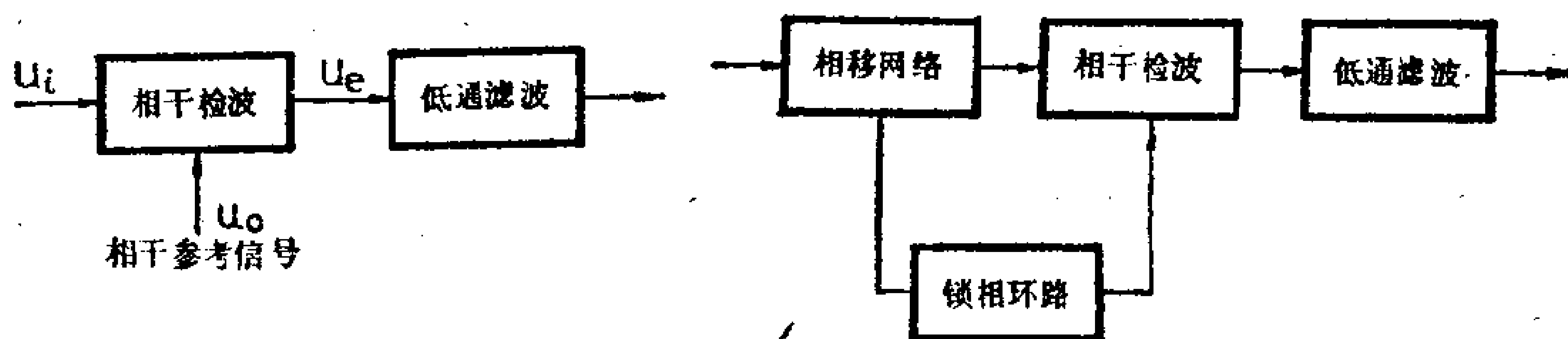


图 5-33 相干检波示意图

图 5-34 用锁相环路的相干检波方案

幅信号限幅而来。这种方案是按平均调制度30%而设想的。由于干扰和噪声等影响，用这种方法产生的参考信号的频谱是不“纯净”的，再则，音乐广播时最大调制度可达90%以上，有可能使参考信号丢失。因此，这种相干检波器是不理想的。

如果用锁相环路产生参考信号，则可消除上述缺点，充分发挥相干检波的优越性。图5-34就是这种检波器的方框图，相移网络的作用是用以消除锁相环路引起的固定相移。

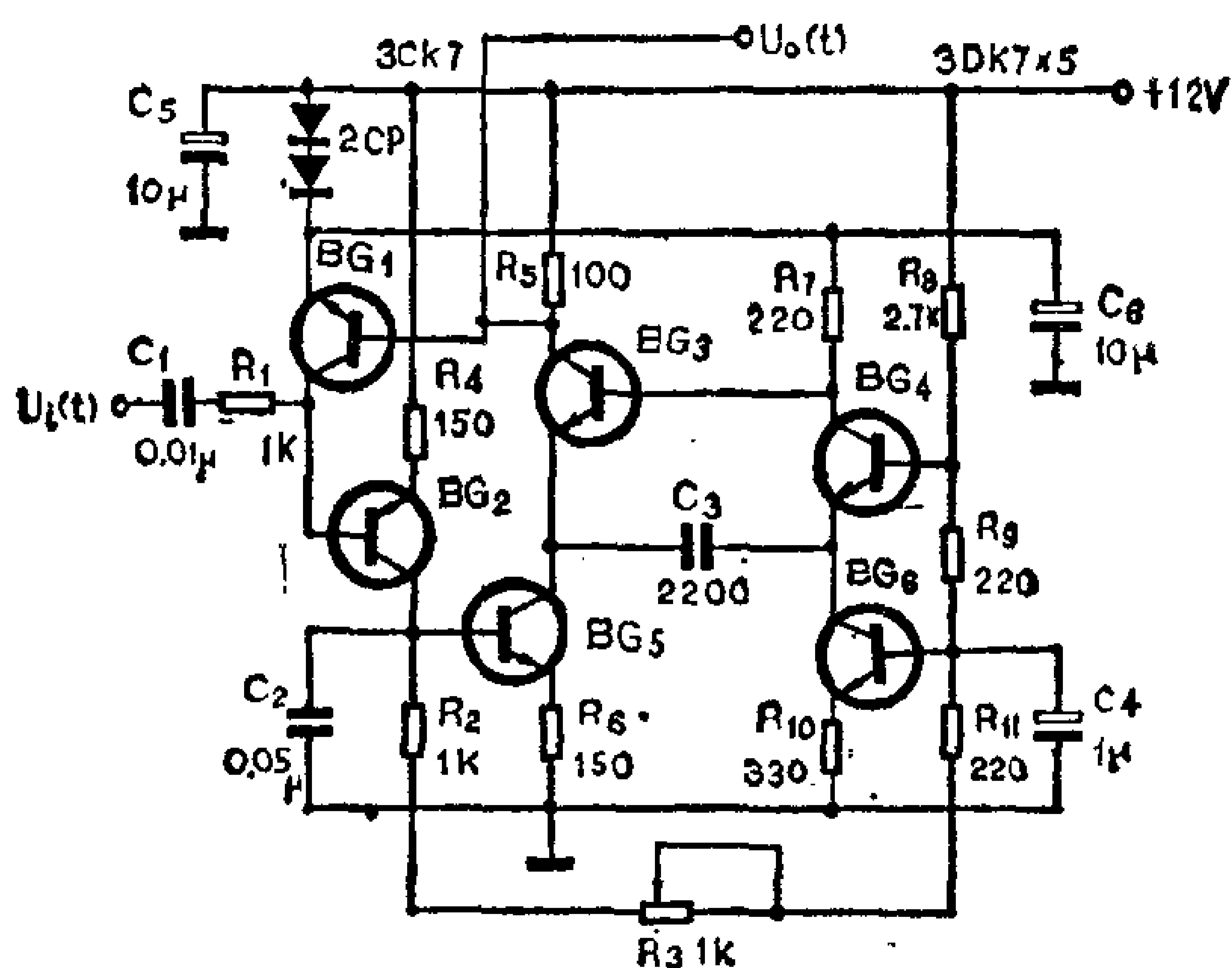


图 5-35 锁相环电路

图5-35是产生465KHz相干参考信号的锁相环路。BG₁是并联斩波器式鉴相器，外来信号由C₁输入，VCO信号由基极输入。输出的误差控制信号经BG₂、BG₅放大后加到BG₃发射极。C₂、R₂和R₃组成环路滤波器。BG₃、BG₄组成多谐式压控振荡器VCO。VCO的输出一路送至BG₁基极，另一路送出作相干参考信号。该电路中心频率为465KHz，锁定范围10K-Hz，环路滤波器截止频率2.5KHz。

3. 锁相鉴频器

用普通鉴频器解调调频信号时，当输入信噪比小于一定值（约10dB）后，其输出信噪比会急剧下降而出现所谓“阈效应”，如图5-36所示。此时收听质量急剧恶化，干扰和噪声会达到不能容忍的地步。

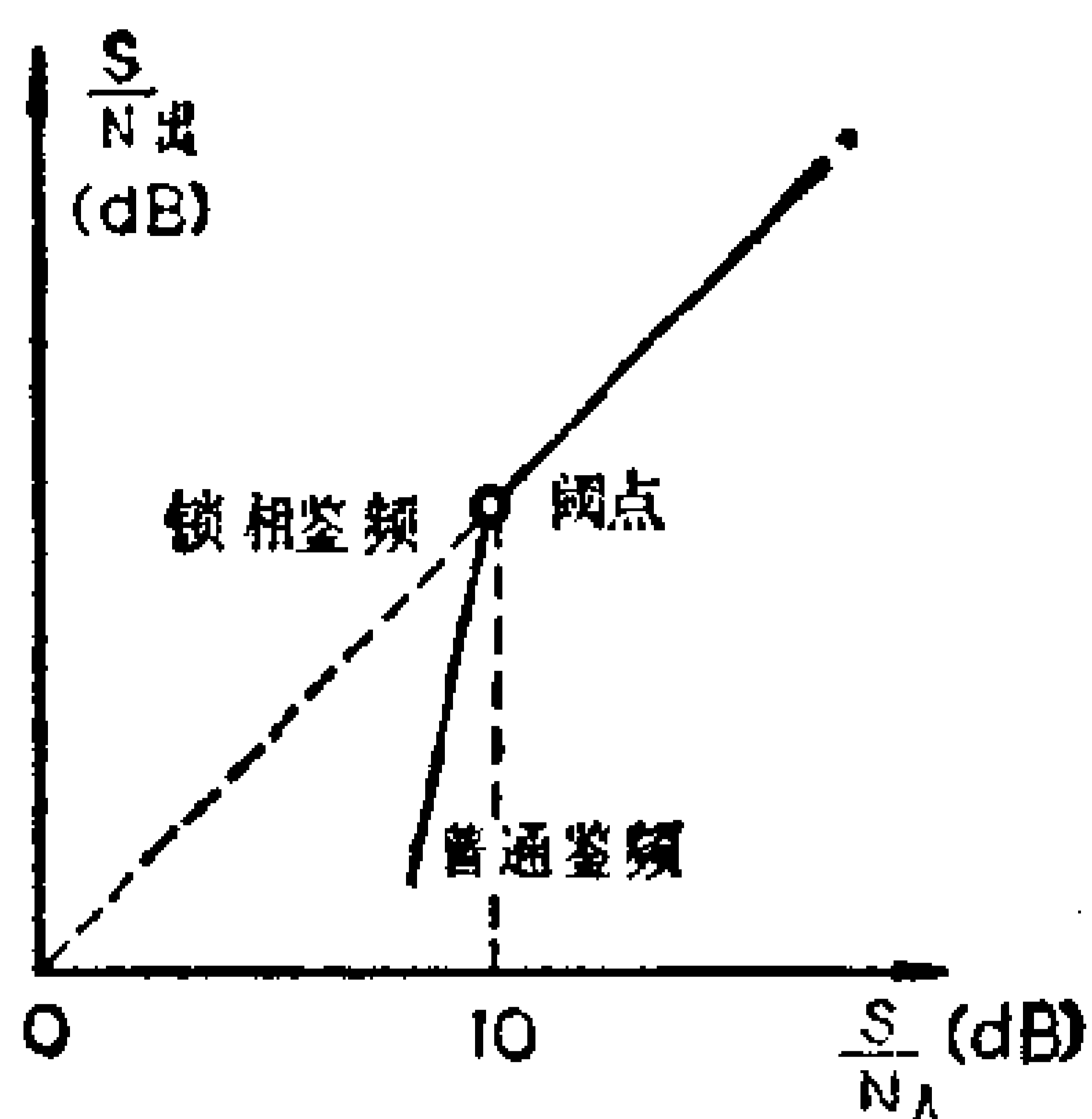


图 5-36 鉴频器信噪比特性

普通鉴频器的阈效应的出现是由于限幅器的非线性引起的。通频带越窄，阈值也会越低。然而为了减小失真，通频带是不能压缩的。在这种情况下，使用锁相鉴频器就能做到既不压缩带宽又能降低阈值。

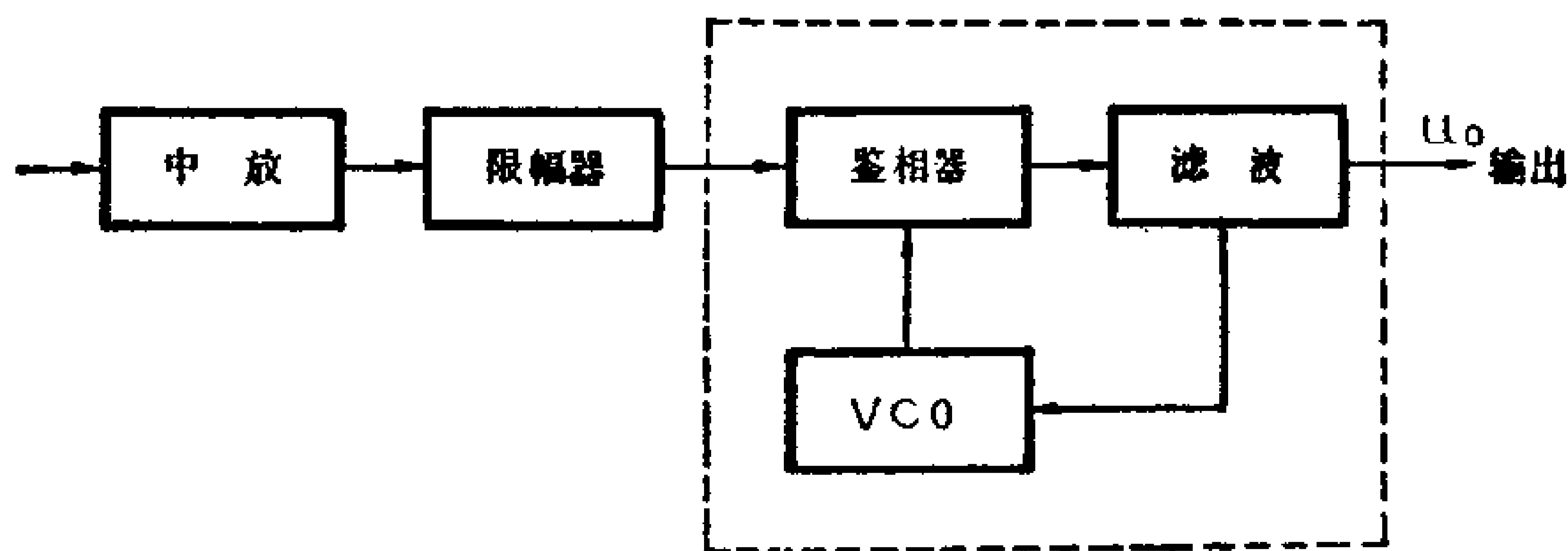


图 5-37 锁相鉴频器方框图

图5-37是锁相鉴频器的方框图。环路锁定在调频信号上，VCO跟踪输入信号的瞬时频率。环路滤波器的输出电压 u_0 ，也就是已解调的调制信号。

锁相鉴频器的线性范围仅取决于VCO的电压—频率变换特性。由于环路处于调制跟踪状态跟踪相位差很小，减小了鉴相特性的非线性影响，所以使阈值减小，如图5-36所示。分析证明，阈值减小的多少与均方根调制指数 ρ 有关， ρ 越大阈值越低。例如 $\rho = 1$ 时，锁相鉴频器的阈值比普通鉴频器低 4 dB，

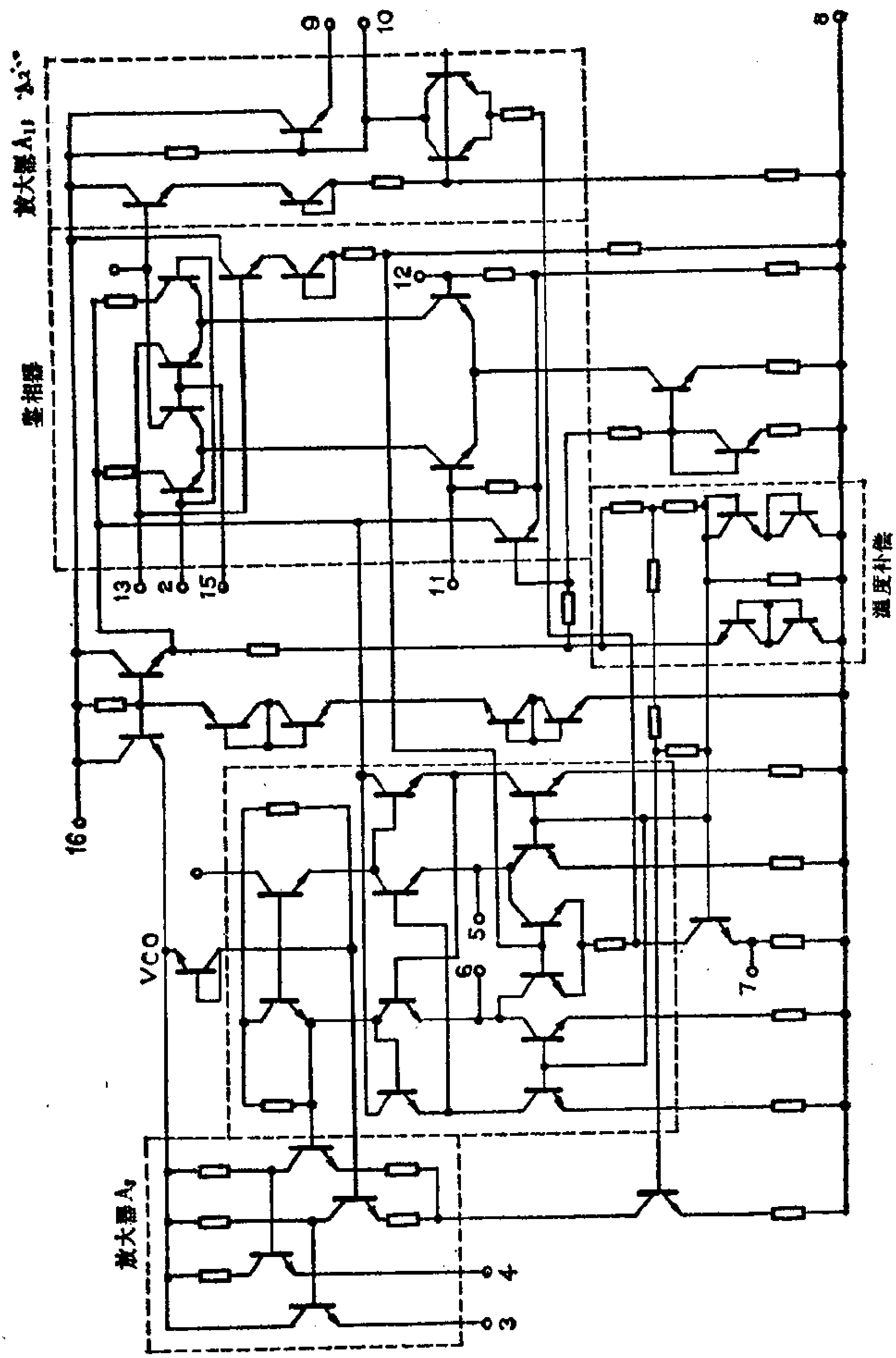


图 5-38 集成锁相环内电路

$\rho = 5$ 时，则低 6 dB。

最近几年，国外在高级收音机和立体声收音机中普遍应用了单片集成锁相环。图5-38就是一个典型的集成锁相环内电路。鉴相器采用了双平衡模拟乘法器，VCO采用了射极定时多谐振荡器，其他都是集成电路中常用的放大及各种补偿电路。

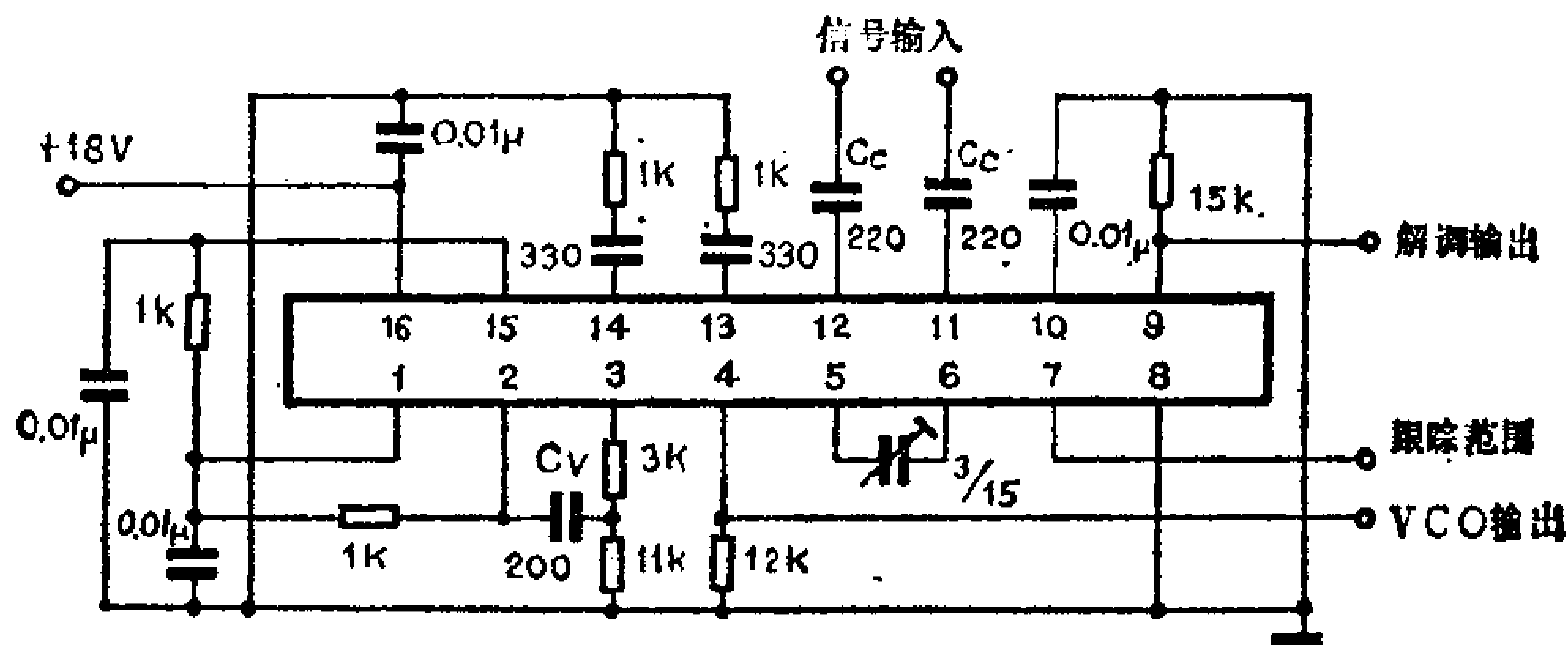


图 5-39 集成10.7MHz锁相鉴频器

本集成锁相环是一个通用器件，可用于调频解调、频率合成、倍频、分频、移频、调幅检波等。图5-39是用作10.7MHz锁相鉴频器的电路。调频信号经 C_c 由鉴相器11、12端双端输入，VCO的输出电压从3端再经 C_v ，由2端输入鉴相器与输入信号比相， C_1 、 R_1 是环路滤波器，9端输出解调信号。

业余爱好者也可用图5-35所示的分立元件环路解调调频信号，只要改变 C_3 、 R_7 ，使VCO振荡频率为10.7MHz，同时把环路滤波器的截止频率设计在300KHz，以保证调制信号的频率分量顺利通过。

4. 锁相接收机

七十年代中期，广播卫星已进入实用阶段，所以研制直接收听卫星广播的微波收音机已经提到了议事日程上了。就广播质量而言，电波自上而下，接收仰角高，不易受高山大楼遮

挡，地面建筑物的反射也减轻。因此，信号稳定可靠，这已被电视广播所证明了。但广播卫星受电源限制，功率不易做得很大，再说电波经过三万多公里的衰减，到地面上的信号已经很弱了，只有大幅度地提高收音机的灵敏度，才能进行正常收听，这时就得用锁相接收机。

图5-40是锁相接收机的方框图。来自卫星11GHz者更高频率的微波信号，经过微波转换器，变成几百或几十兆赫的调频信号，再送到高频头。高频头电路还可接收地面的一般调频广播。高频头后面的电路是一个载波跟踪环，能够解调输入信噪比极低的信号。其组成除锁相环路的基本部件外，还将混频和二中放包含在环内。另外，还有一个外加参考振荡器以及相干AGC电路。

从高频头来的调频信号经过一中放、混频和二中放以后，与参考信号在鉴相器比相。经鉴相器后解调出调制信号，直接由信号滤波器输出。因环路滤波器的带宽很窄，调制信号的成分不会进入环路的反馈支路。但当调频信号的载频发生漂移时，鉴相器输出的直流成分却能通过环路的滤波器而进入反馈环控制VCO的频率，使混频后的中频信号载频漂移减小，以至到零，使之锁定在参考振荡器的频率上。

环路鉴相器解调调频信号时，对信噪比也有阈效应。但由于调制信号不参与反馈，所以尽管接收的信号很微弱，中放输出的信噪比很低（ $-10\sim-30\text{dB}$ ），但是总可以通过压缩环路滤波器的带宽未抑制噪声，以满足鉴相器噪声阈的要求。这就是锁相接收机灵敏度可以做得很高的原因。

相干AGC电路由 90° 移相器、辅助鉴相器、AGC放大器等组成。送入辅助鉴相器的参考信号移相了 90° ，所以具有如图5-41所示的鉴相特性曲线。即在环路锁定时，辅助鉴相器的

输出电压和 $\cos\theta_e$ 成正比，而此时环路鉴相器的输出电压却和 $\sin\theta_e$ 成正比，可见环路鉴相器输出为零时辅助鉴相器输出最大，并与输入信号成正比。所以辅助鉴相器的输出可用作AGC电压和场强指示电压。

普通收音机中的AGC电压与中放的总输出（信号、噪声和干扰的总和）成正比。若噪声超过信号，则AGC电压主要由噪声决定，所以称为非相干AGC。而锁相收音机中的AGC电压只与信号大小有关，与噪声和干扰无关。因此，在信号极其微弱时，能保证足够的灵敏度不让信号被噪声“淹没”。

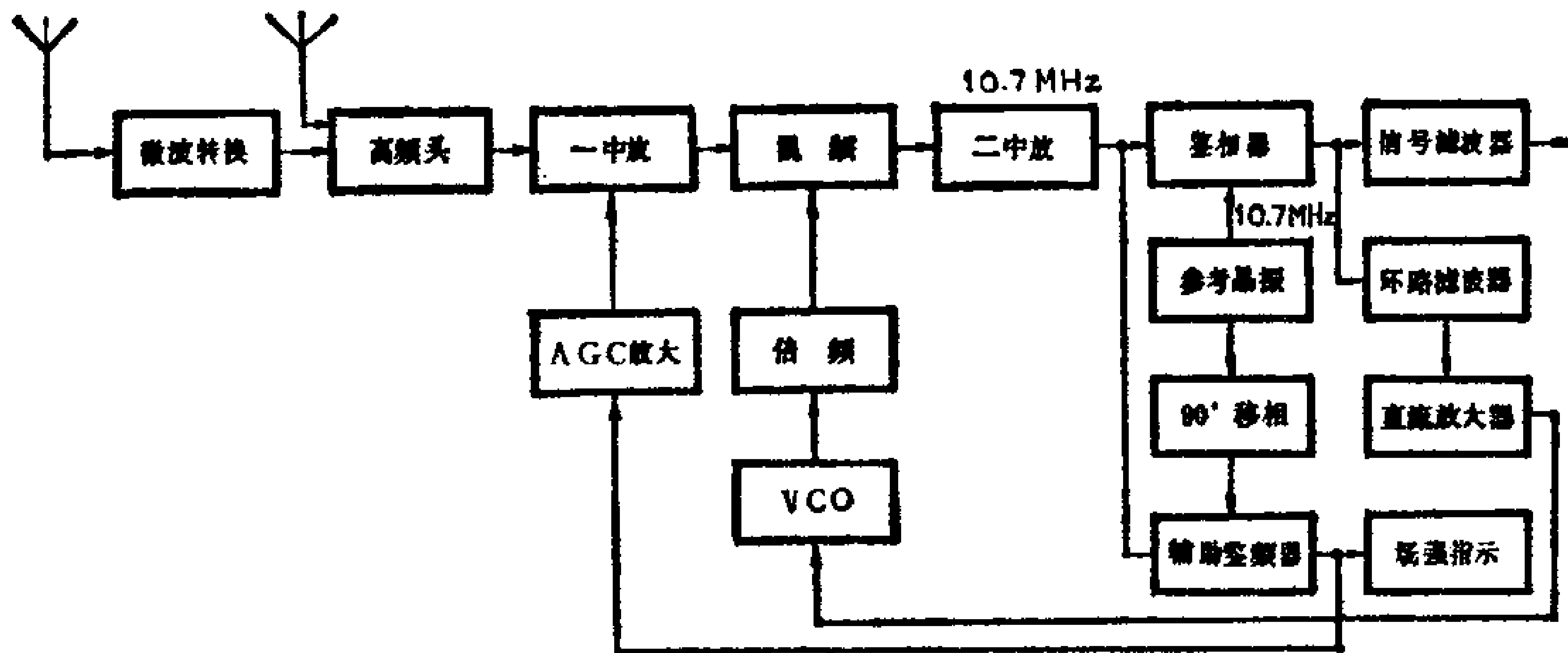


图 5-40 锁相接收机方框图

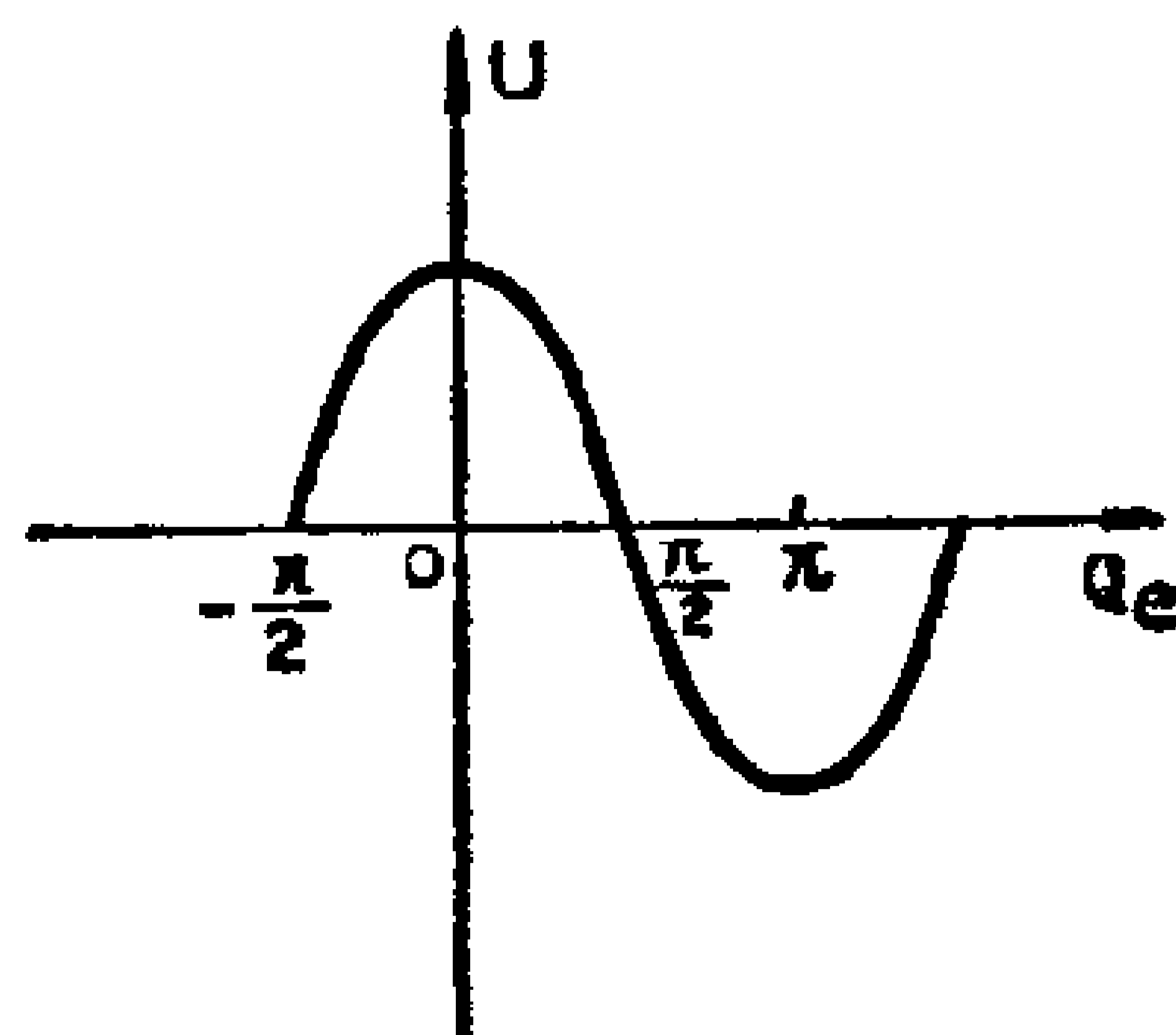


图 5-41 辅助鉴相器的鉴相特性

5-7 附属电路

1. 调谐指示器

收听广播时，必须将调谐回路准确调谐在电台频率上，才有最好的收听效果，而偏调时失真和噪声都会显著增大。可是在用指针和度盘指示频率的收音机中，调谐误差常达几到几千赫，要做到准确调谐是很困难的。数字频率显示当然是最理想的，但电路复杂。因此，现在的收音机中基本上都用的是简单的调谐指示器。

当调谐准确时，解调电路输出的低频信号最强。利用这一特点，可把低频信号滤波后（或用直流分量）用作调谐指示电压。例如在调幅通道中可用AGC电压；在调频通道中可用鉴频器输出的直流电压。图5-42是红灯735型收音机调谐指示器的电路。调幅指示信号来自AGC被控管发射极电流的一部分，调谐准确时由于AGC作用被控管发射极电流最小，电流表偏转角就小。偏调时AGC电压减小，被控管发射极电流增大，电流表偏转角也随之增大。从而达到调谐指示的目的。调频指示信号来自比例鉴频器，由比例鉴频器原理可知，只有准确调谐时，外来信号频率才和鉴频回路的频率相同，这时两个二极管电流相同，在低频输出支路中的电流大小相等方向相反，结果为零。偏调时二极管回路中就有反映频差的误差电压，这就和调幅通道中的被控管电流变化规律一样，可以用一个电表指示调谐情况。另外，此电表还兼作指示电源电压，由转换开关控制。

调谐指示中常用的显示器件有调谐指示电表，发光二极管

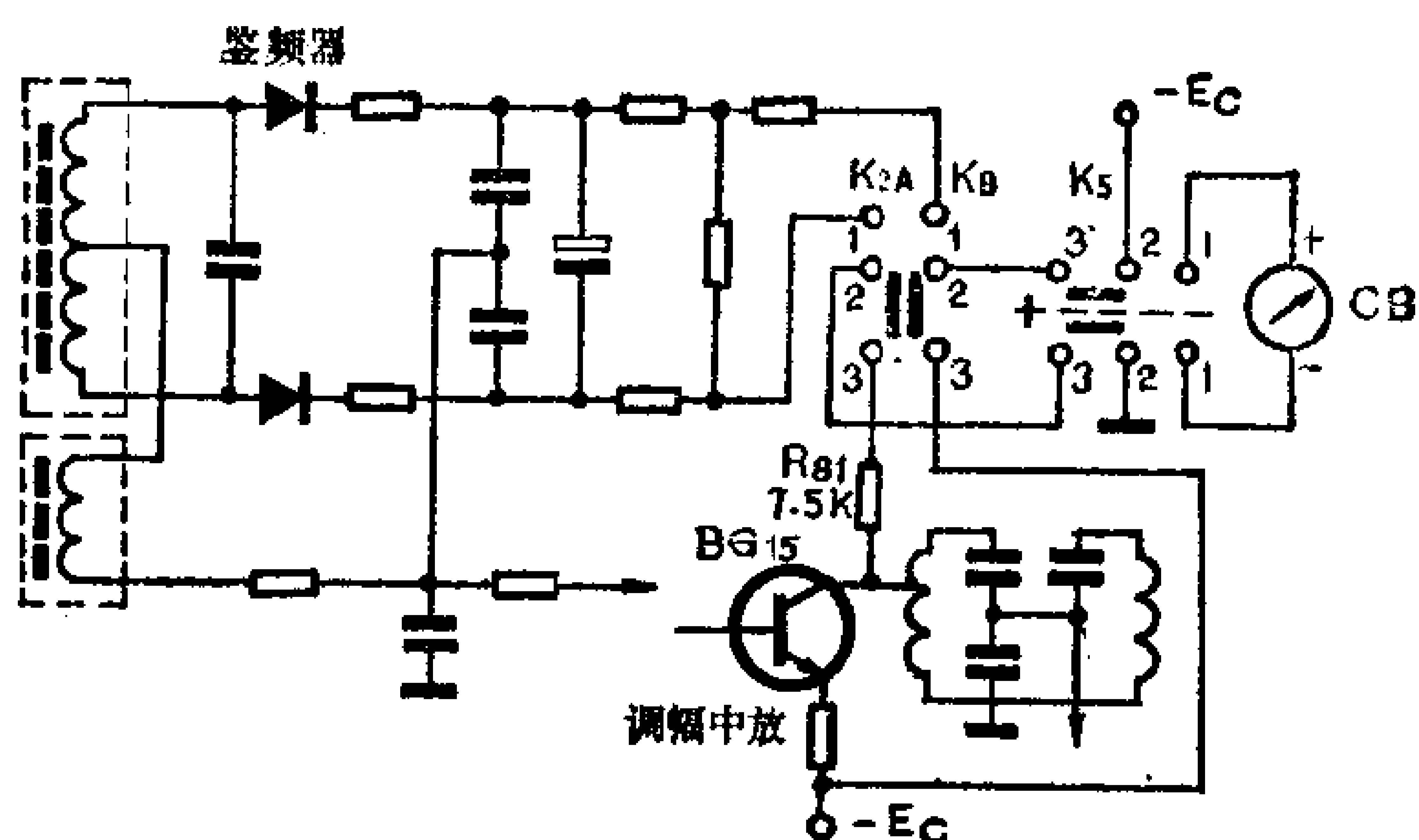


图 5-12 调谐指示电路

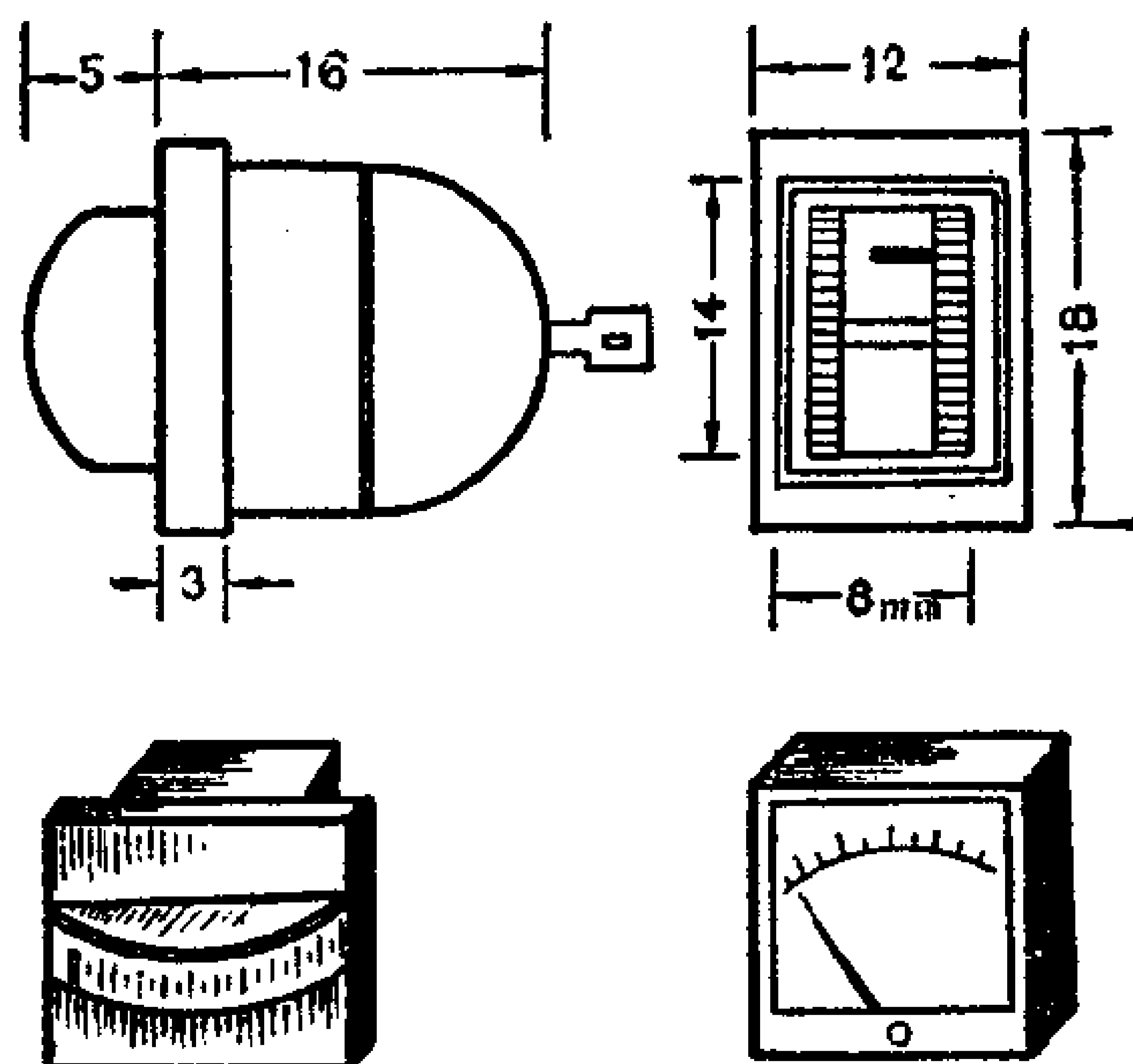


图 5-13 微形电流表

和调谐指示管以及液晶显示等。

调谐指示电表是一种特殊设计的微型电流表，外形小巧，表盘美观，满刻度灵敏度几百微伏至几毫伏。常用在收、录、放三用机、电容、话筒上作各种电平指示。图5-43是几种型调谐指示电表的外形图。

调谐指示电表具有简单、低功耗，基本上不要附属电路，所以在晶体管收音机中用得最广泛。它的缺点主要是成本稍高，在夜里使用不方便，有时和发光二极管配合应用。

发光二极管由于体积很小，功耗也不算大，所以在袖珍收音机和集成收音机及收、录机中用的越来越多，具体电路见1—3节。

调谐指示管（猫眼）是电子管收音机中常用的指示器件，在没有电表和发光二极管时，也可用在晶体管收音机中，但由于它供电电压高，要另加附加电源。图5-44是一个实际电路。由于检波器输出的AGC电压较低，控制范围太小，所以加了一级放大器。在无信号时，三极管3DG12工作在接近饱和状态， U_{ce} 很小，使6E2栅-阴负偏压很小，光带接开。有信号时，由于AGC电压三极管3DG12工作在放大状态， U_{ce} 上升，6E2的栅-阴负偏压增大，光带闭合。当光带闭合到最小时表示调谐准确，强信号时光带也可能重迭。调试时注意选择 C_1 的容量、容量越大，光带变化越迟纯，容量越小变化越快，但容易受音频影响，所以要适当。

调谐指示管美观大方，但需要高压直流电源，功耗和体积都比较大，只适于用交流电源的台式和落地式收音机采用。

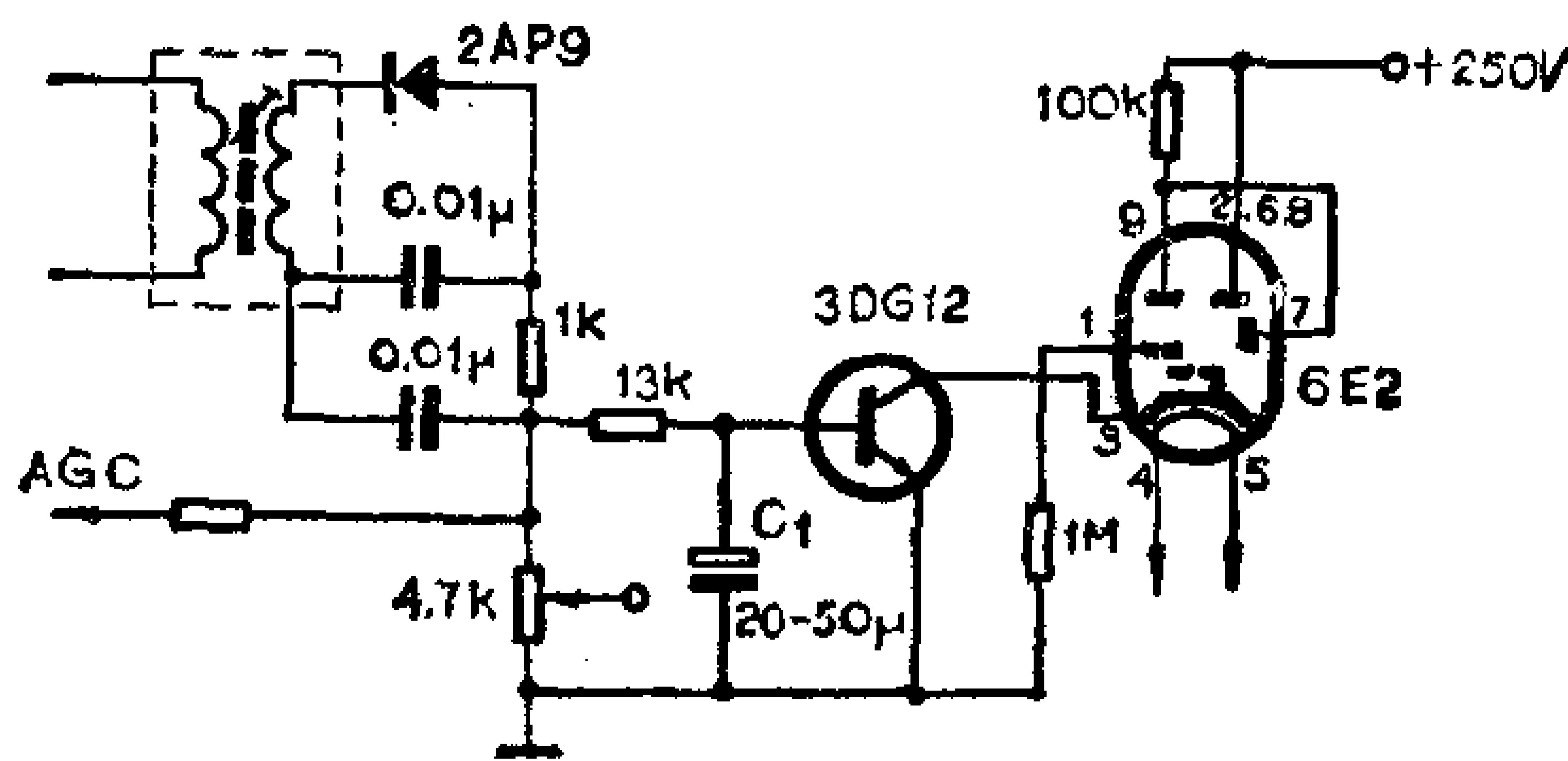


图 5-44 用6E2的调谐指示电路

2. 静噪控制

在调频波段，收音机在无信号输入时，有一种“啦啦”的

噪声，给人一种不愉快的感觉。放大器级数较多的收音机，在调幅波段也有流水似的噪声。静噪控制就是用来抑制这种噪声的。它的工作原理是利用本机或外来信号，控制某一级放大器的输入，当无信号时自动切断该级放大器，使噪声不能通过后面的电路，而收到信号后，又自动接通，使收音机正常工作。实际电路中还附有开关和电位器，可通断静噪电路和连续改变静噪阈值，使之处于最佳控制状态。

图5-45是TP-1A型转播收音机中的静噪控制电路。控制信号来自前级中放的输出。当无信号时，一中放输出的噪声经 D_3 、 D_4 检波后电平很低， BG_3 、 BG_4 的工作电流均很小，A点电位较低，且低于 BG_2 的基极电位，使二极管 D_5 导通。这时 BG_2 基极电位约为 $-1V$ ，因而处于饱和状态，基本上无放大作用，故也无噪声输出。当有外来信号时，经 D_3 、 D_4 检波后电平较高， BG_3 、 BG_4 工作电流增大，A点电位上升，当它高于 BG_2 基极电位时二极管 D_5 截止。 BG_2 恢复正常工作状态。调整电位

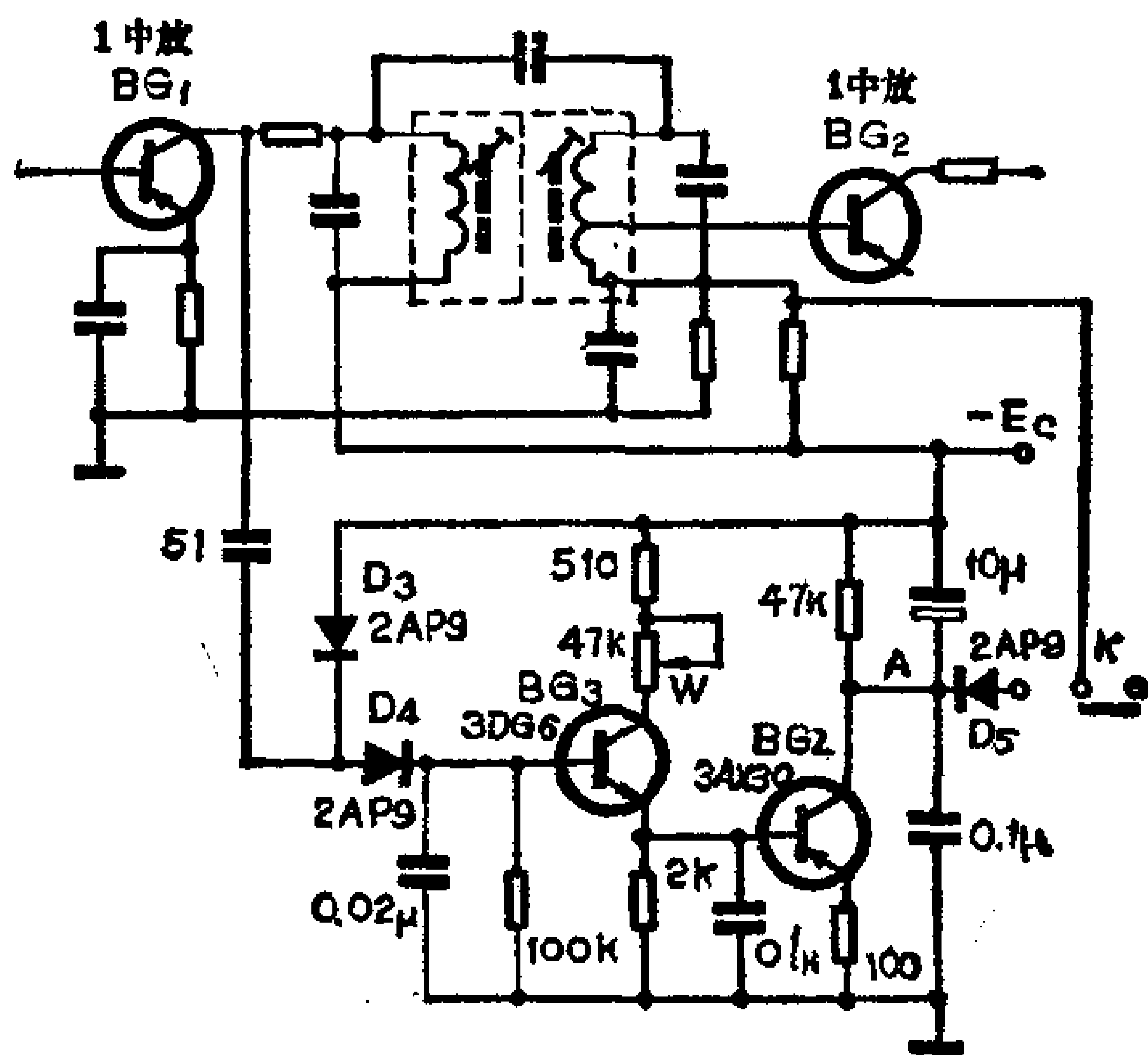


图 5-45 一种静噪控制电路

器W可改变静噪阈值电平。

3. 自动噪声抑制 (ANL) 电路

收音机的灵敏度越高，越容易受干扰的影响，故在全波段收音机的调幅通道中，多装置有自动噪声抑制器。

抑制调幅波干扰的方法有两种：一种是当干扰电平超过一定限度时将它削去，剩下的虽然仍和信号混在一起，但干扰影响已大大减弱；另一种方法是当干扰高过一定限度时，使收音机暂停工作。因为干扰脉冲历时多很短，并不妨害收听。可见，不管那一种方法，只能使干扰减轻，要想完全去掉混在调幅信号中的干扰是极其困难的。

图5-46是一个实际电路。 D_1 为检波管， D_2 为干扰抑制管。该电路在干扰电平超过有用信号100%的调幅度时就起抑制作用，并能随着信号的强弱自动调整抑制阈值。即不论输入信号大小如何，抑制作用在超过100%调幅度时才起作用。其工作过程是：在没有干扰时，检波器输出的直流电压在A点为 U_0 ，该电压经 R_3 使 C_3 也充电到 U_0 。由于 $R_1 = R_2$ ，故B点电压为 $\frac{U_0}{2}$ ，这时 D_2 截止，不影响检波器正常工作。

当信号随着调幅度而变化时，A点电位也随着其平均值而在 U_0 附近变化，B点电位也在 $\frac{U_0}{2}$ 附近变化。但由于 R_3C_3 很大，C点电位则基本不变。

当输入载波的大小变化时，C点电位也能够跟踪A点电位而变化，即这时A、B、C三点电位都随信号强弱按比例地变化。

如果有一个高于载波一倍的干扰脉冲进入检波器时，A点电位突然升高一倍，B点电位也升高一倍，由干扰时间很短，

C点电位来不及升高，结果使B点电位高于C点电位，于是 D_2 导通。音频信号被短路入地而暂停输出，达到了抑制干扰的目的。

我们知道，当调幅度100%时，调幅波的峰值电压才比载波电压大一倍，所以不论载波电压怎样变化，能始终保持100%的调幅度以上，将干扰电压抑制掉。而调幅波的最大调幅度一般都小于100%，所以不会引起失真。改变 R_1 、 R_2 的比值，就能改变抑制阈值，例如，当 $R_1 > R_2$ 时，抑制阈值大于100%的调幅度；当 $R_1 < R_2$ 时，则小于100%的调幅度，即对于干扰信号抑制得更多一些。但是信号中超过这个调幅度的波峰也将被切削掉，造成了非线性失真。因此，最低抑制阈值不应超过95%的调幅度。

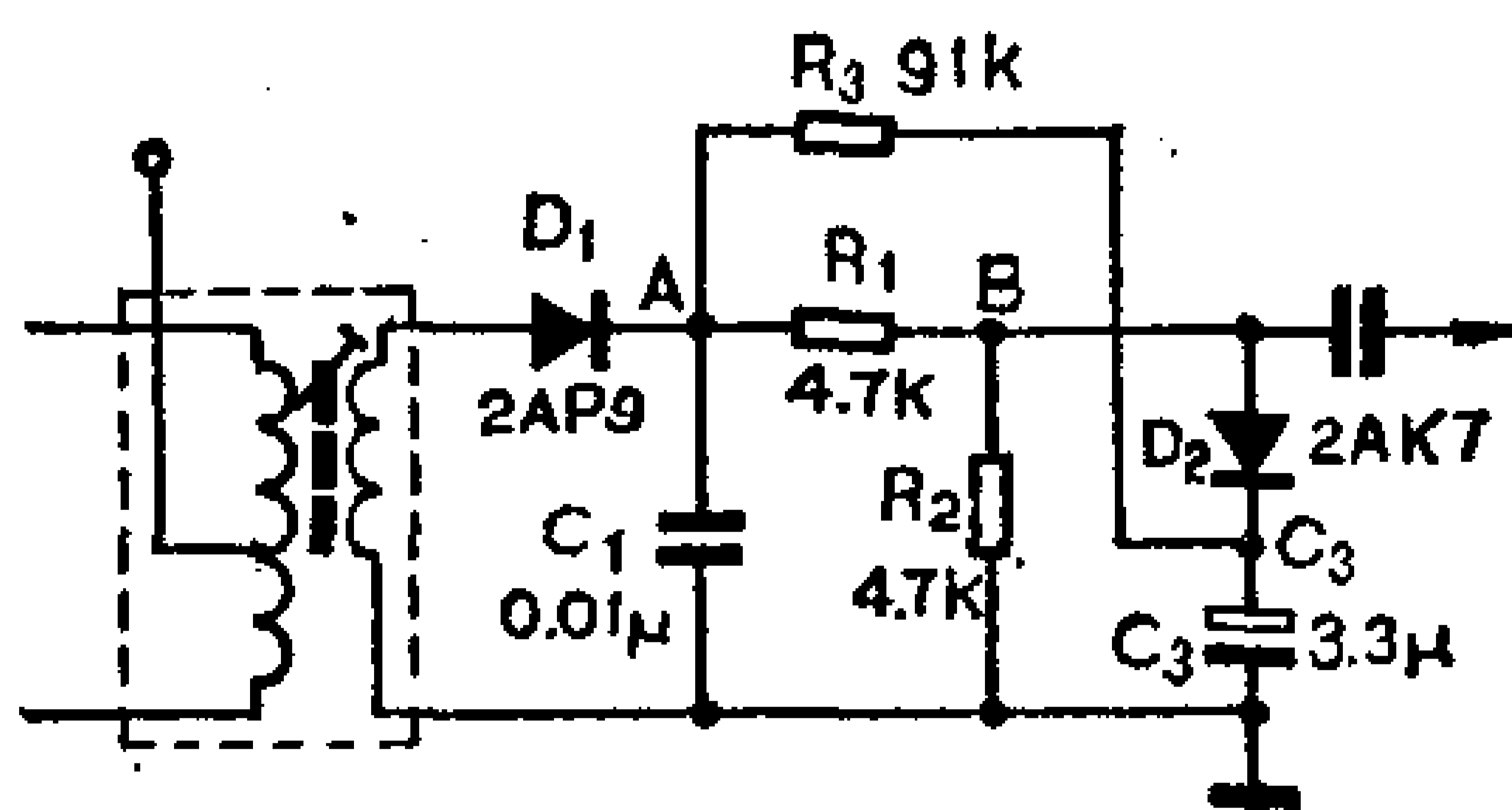


图 5-46 一种实际噪声抑制电路

5-8 调频立体声解调器

立体声解调器也称立体声解码器，它是立体声收音机中最重要的组成部分。

这里主要介绍包络检波式、频分制和时分制三种双声道立体声解调器的工作原理。

1. 调频立体声信号的结构

要弄清立体声解调器的工作原理，必须知道立体声信号的结构。我国开始试播的立体声广播采用的是Zenith-GE制，这种制式已在世界上普遍应用。

双声道立体声有左 (L) 右 (R) 两个音频信号, 为了与单声道兼容, 把 L 和 R 经矩阵变换成“和”信号 M 和“差”信号 S 。其中 $M = L + R$, $S = L - R$ 。在组成立体声信号时, 把 M 作为主信号, 保持全部 L 和 R 的音频频谱 (30Hz—15KHz)。把差信号 S 对 38KHz 的副载频进行抑制载波的双边带调幅, 得到一个信号 $(L - R) \cos \omega t$, 其中 $\omega = 2\pi \times 38 \times 10^3$, 占据 23KHz—53KHz 的频谱。这个信号类同数据通信中的相位键控 (PSK) 信号。要在接收端恢复出差信号 S , 必须得有一个与副载波同频同相的本地参考信号。所以还要加进一个 19KHz 的导频, 它经倍频后就能得到副载波。于是立体声信号这个由和, 差和导频构成的信号叫复合立体声信号, 可用下式表示:

$$A(t) = (L + R) + (L - R) \cos \omega t + P \cos \frac{\omega}{2} t$$

式中 ω 为副载波的角频率, P 为导频的振幅, $\frac{\omega}{2} = 2\pi \times 19 \times 10^3$, 为导频的角频率。

复合立体声信号对主载波调频, 再由调频发射机发射出去, 在调频广播中, 规定最大频偏为 75KHz, 其中导频占 10%, 即 7.5KHz, 和、差信号总占 90%, 即 67.5KHz。其关系可表示为:

$$\left(0.9 \frac{L + R}{2} + 0.9 \frac{L - R}{2} \cos \omega t + 0.1 \cos \frac{\omega}{2} t \right) \times 75 \text{KHz}$$

和、差信号的频偏分配关系主要看二者的瞬态振幅, 即取决于振幅大的一方, 而与振幅小的一方无关。

在单声道调频收音机中, 从鉴频器输出的是和信号 $L + R$, 导频和差信号被去加重网络滤掉了。在立体声收音机中,

从鉴频器输出的是复合立体声信号，调制在副载波上的差信号要经立体声解码器解调后再与和信号进行矩阵变换，恢复出左、右信号来。可见立体声收音机的鉴频器后不能接去加重网络，而是接在立体声解码器之后。此外由于立体声信号的频谱较宽，为了达到高保真度的要求，对高、中频系统的要求要比单声道严格得多。

我们设 L 、 R 信号都是单音频率，为了区分明显，且 L 比 R 的频率低一倍，用图5-47来说明立体声各个信号的波形。

L 信号 (a) 和 R 信号 (b) 经矩阵变成 M 信号 (c) 和 S 信号 (d)。 S 信号经过抑制副载频的双边带调幅变成 (e)。这里要特别强调一下图 (e) 信号的特点。它的上下包络相交处，包络中 38KHz 的副载波倒相 180° 。 M 信号 (c) 与 (e) 相加得到 (f)。这个波形很重要。副载波每一个振荡周期的上下峰分别被 $2L$ 和 $2R$ 信号调幅，且两个调制信号的包络相交处，副载波倒相 180° 。 (f) 信号加上导频信号 (g) 就成了复合立体声信号 (h)，它还保持着 (f) 信号的特点。只不过导频与副载波相加引起边带的凸凹变化。这个信号实质上是一个幅度被左、右信号调幅，相位被键控 180° 的调幅调相波。

熟悉上述波形不仅对理解立体声解调器的原理非常有用，而且也是设计、调试和维修立体声收音机必不可少的基本知识。

2. 包络检波式

把复合立体声信号中 19KHz 的导频用滤波器滤出后，倍频成 38KHz 的副载波，然后重新加到复合立体声信号中去。这时复合立体声信号则变为

$$A'(L) = (L + R) + (L - R)\cos\omega t + P\cos\omega t$$

当 $\omega t = 2n\pi (n = 0, 1, 2 \dots)$ 时, $\cos\omega t = 1$,

这时 $A'(t) = 2L + P$

说明 $A'(t)$ 的上半周包络是随 L 信号变化的, 即上半周被 L 信号调幅, P 是一个常数。

当 $\omega t = 2(n+1)\pi (n = 0, 1, 2 \dots)$ 时 $\cos\omega t = -1$

这时 $A'(t) = -2R - P$

说明 $A'(t)$ 的下半周包络是随反相 180° 的 R 信号变化的, 即下半周被 $-R$ 信号调幅。因此用两个反相的检波器就可把左、右信号分开。这种解调方法也可以从图5-47(h)波形的特点得出, 即只要把包络相交处副载波反相 180° 转换成不相反, 则上下包络分别按 $2L$ 和 $2R$ 变化, 用普通检波器分别对上下包络检波就行了。

图5-48是包络检波式解调器的电路, L_1 、 L_2 和 BG_1 等组成导频倍频器。 L_1 调谐在19KHz, L_2 调谐在38KHz, BG_1 工作在乙类或丙类状态。 $A(t)$ 信号一路经 C_1 加到 L_2 的次级, 另一路经 C_2 加到倍频器, 从 L_2 次级得到副载波, 并与从 C_1 来的信号混合, 再加之 D_1 、 D_2 组成的反相检波器, 检波后得到左、右信号。

这种解调方式十分简单, 但分离度不高, 失真较大, 除业余爱好者做实验外, 几乎没有被正规接收机采用过。

3. 频分制解调器

这种解调器也叫和差矩阵式解码器, 它是根据复合立体声信号的频谱分布情况, 用不同截止频率和不同带宽的滤波器把和、差和导频信号分成三路。和信号直接加到矩阵电路, 导频则倍频成副载波用来解调差信号。差信号解调出后与和信号进行加减运算得到 $2L$ 和 $2R$ 信号。图5-49是上述过程的方块

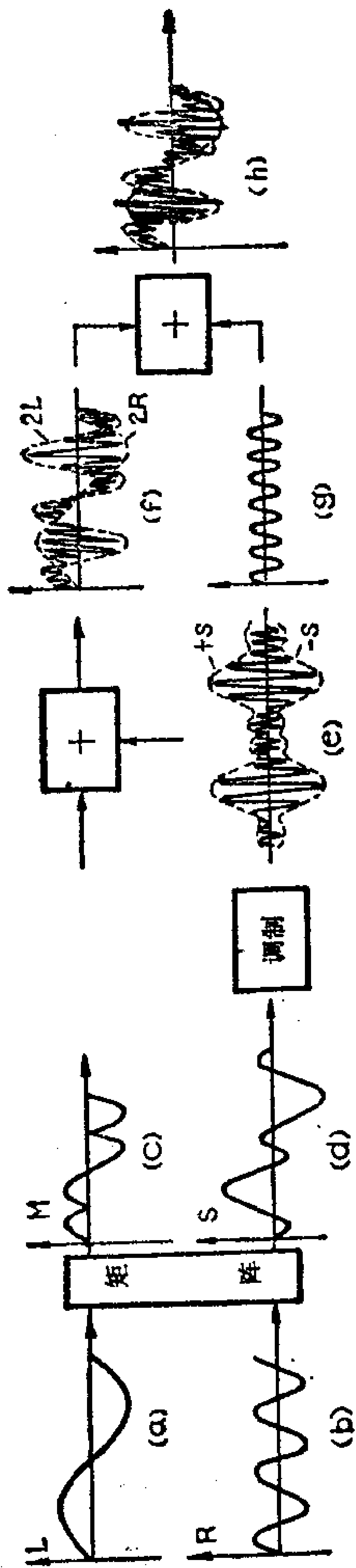


图 5-47 立体声信号的复合形成过程

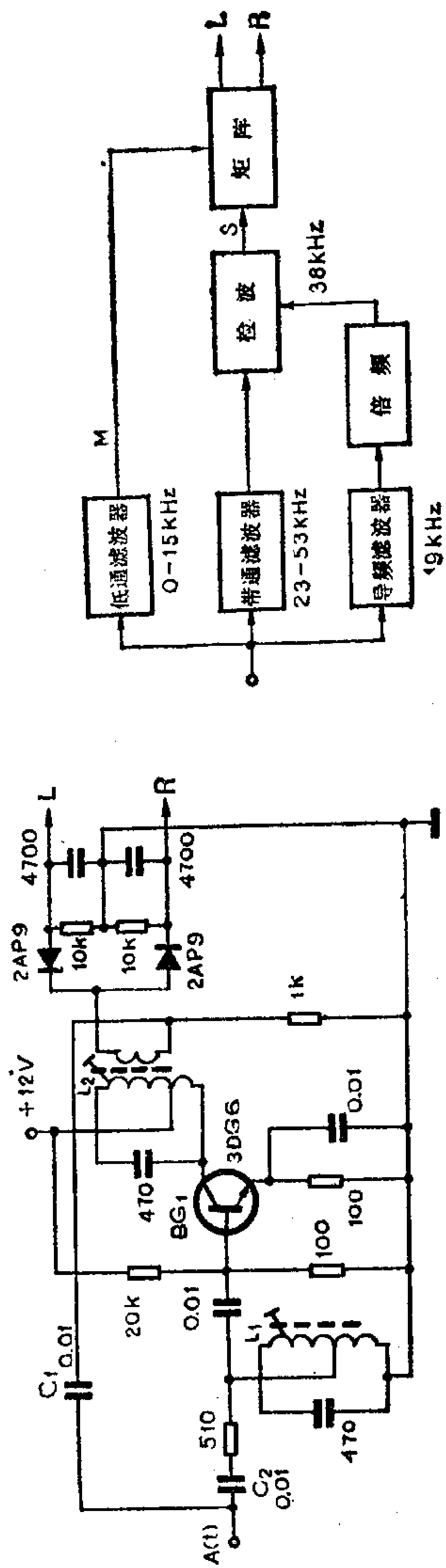


图 5-48 包络检波式立体声解调器

图 5-49 频分制解调器方框图

图。频分制解调器原理简单，在早期生产的立体声收音机中曾得到过应用。但它用的线绕元件太多，而且各滤波器的振幅和相位特性要求很严格。这是因为和信号与差信号之间的相位差、电平差以及导频与副载波之间的相位差，都会引起分离度下降。例如和信号与差信号有 40° 相位差时，分离度只有8dB，有5dB的电平差时，分离度只有10dB。在成批生产中，即使仔细地调试电路，要稳定地达到20dB以上的分离度也是困难的。所以这种解调器现在已基本不用了。

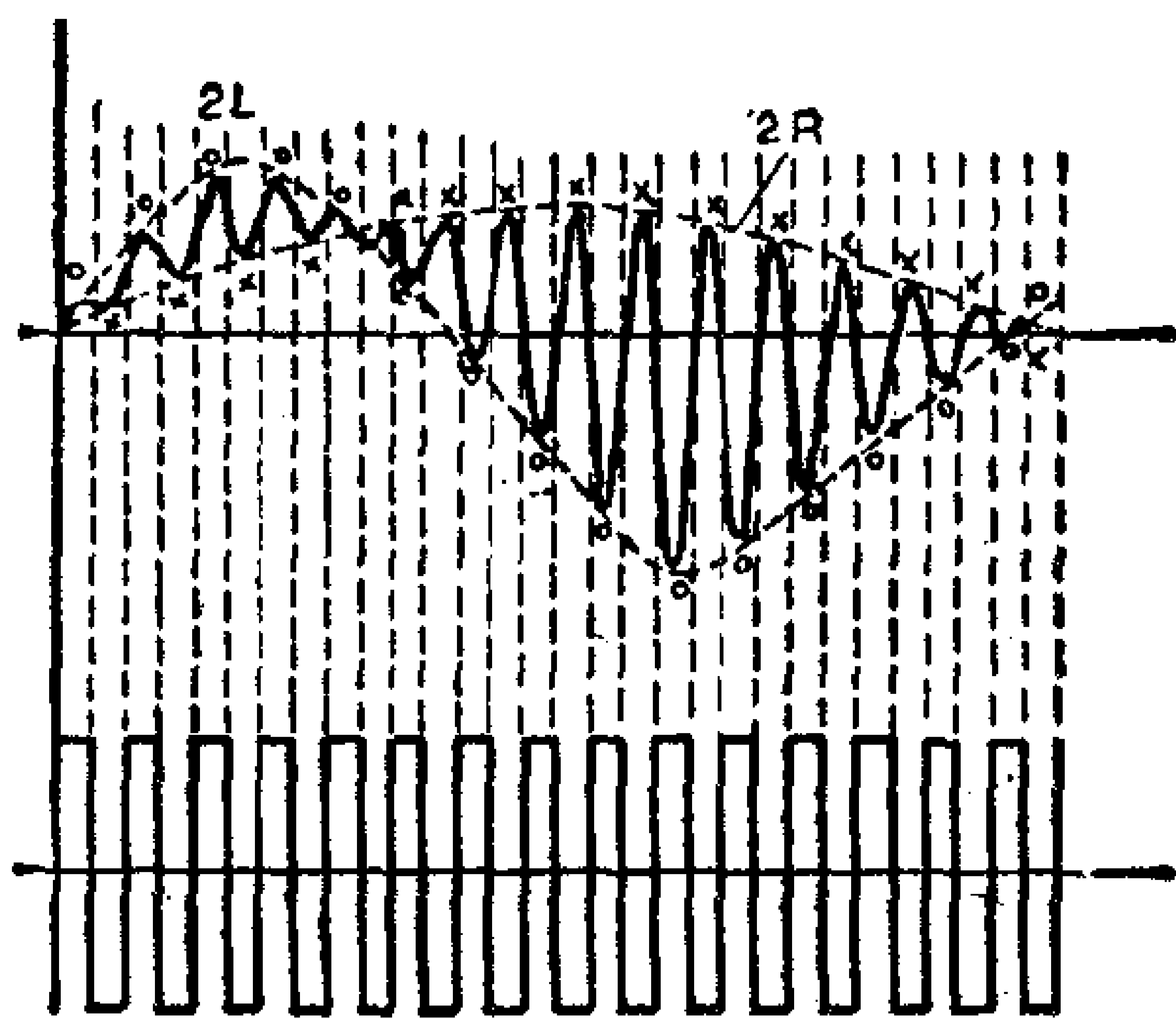


图 5-50 图5-47 (f) 波形的放大

4. 时分制解调器

这种解调器也叫开关型解码器，它的工作原理可借助图5-47(f)波形的特点来理解。在这里我们把图5-47(f)取一段放大如图5-50所示。用一个与副载波相关的开关信号作参考，开关信号的正半周总是对着 $2L$ 信号，而负半周总是对着 $2R$ 信号。用开关信号去控制一个电子开关，在开关信号的正半周时把复合立体声信号接 L 通道，负半周时接 R 通道。这样左、右信号就能分离开来。这个过程可以用图5-51的方块图来表示。用中

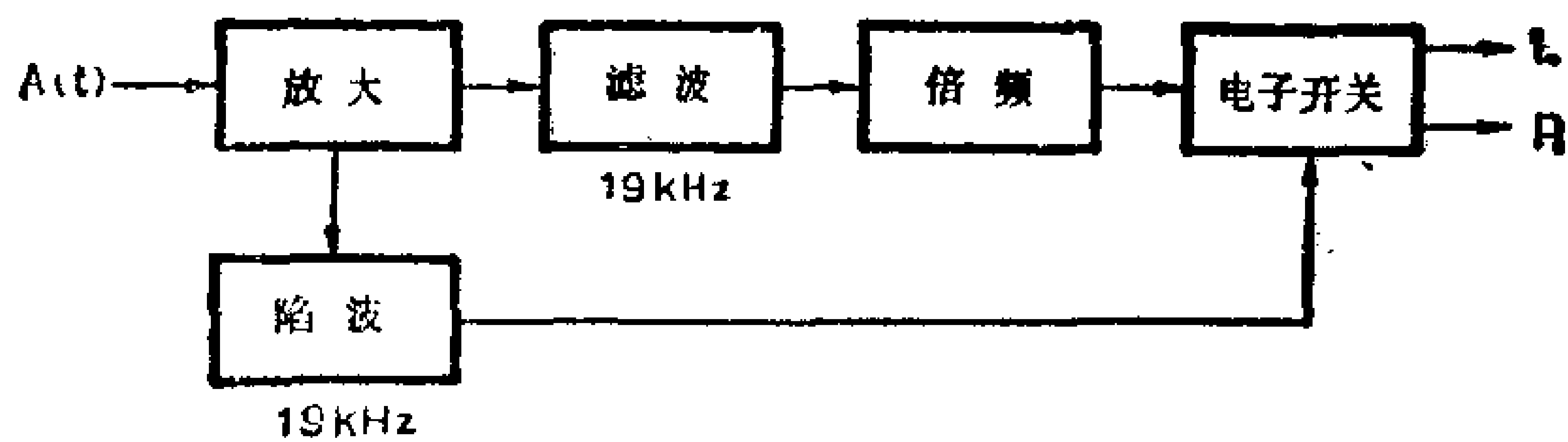


图 5-51 日本分解调器方框图

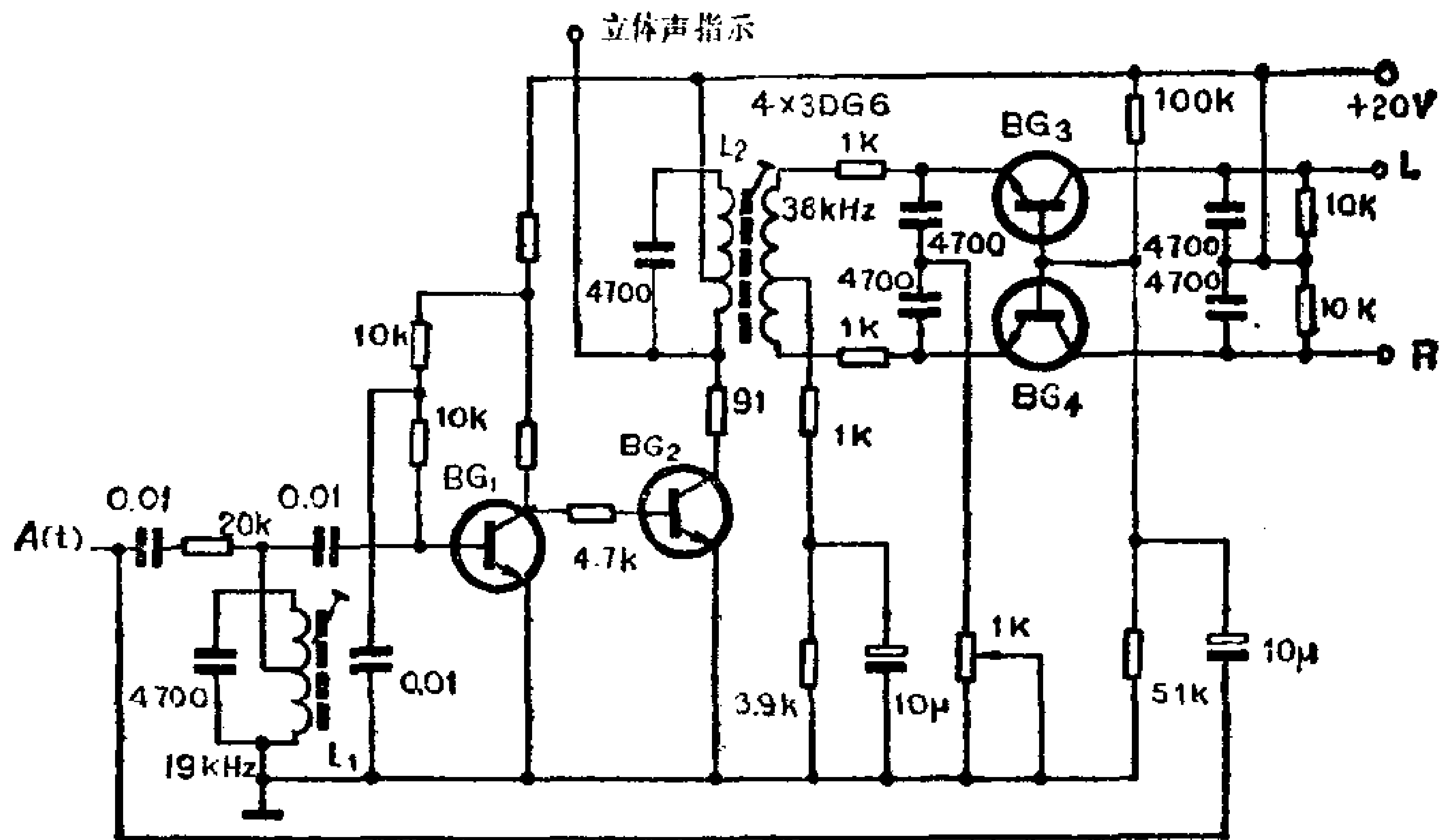


图 5-52 时分制解调电路

心频率19KHz的导频滤波器和倍频器从复合信号 $A(t)$ 中恢复出38KHz的副载波，作开关信号，再与滤掉导频的复合立体声信号一起加到电子开关中。电子开关起解调和、“和差”矩阵的作用，得到2L和2R信号。

实际的时分制解调电路如图5-52所示。 L_1 是19KHz的调谐回路，将导频分离出后经 BG_1 、 BG_2 放大。由于 BG_2 工作在乙类状态，且 L_2 调谐在38KHz，故 L_2 的次级将出现38KHz的副载波信号，且反相地加到 BG_3 、 BG_4 的发射极作开关信号。 BG_3 、 BG_4 组成三极管开关电路，当然也可以用四只二极管组成环式开关。复合立体声信号加在 BG_3 、 BG_4 的基极。三极管

开关起同步检波和矩阵作用。从它们的集电极即可得到 $2L$ 和 $2R$ 信号。集电极回路还接有去加重网络。

时分制解调器的分离度较好，一般均在 20dB 以上，调试比较简单，因此得到了广泛的应用。

目前质量很高的开关型立体声解调器均做成单片集成电路的形式，使用和调试就更加方便了，性能也比分立式元件好得多。图5-53是国产集成解调器SF3301的电路图。其分离度可达 30dB 以上。

近几年来集成立体声解调器一直向高分离度、高信噪比和低失真的目标发展，其中大规模集成电路技术起了关键的作用。例如现在普遍用集成锁相环路再生 38kHz 的副载波信号，

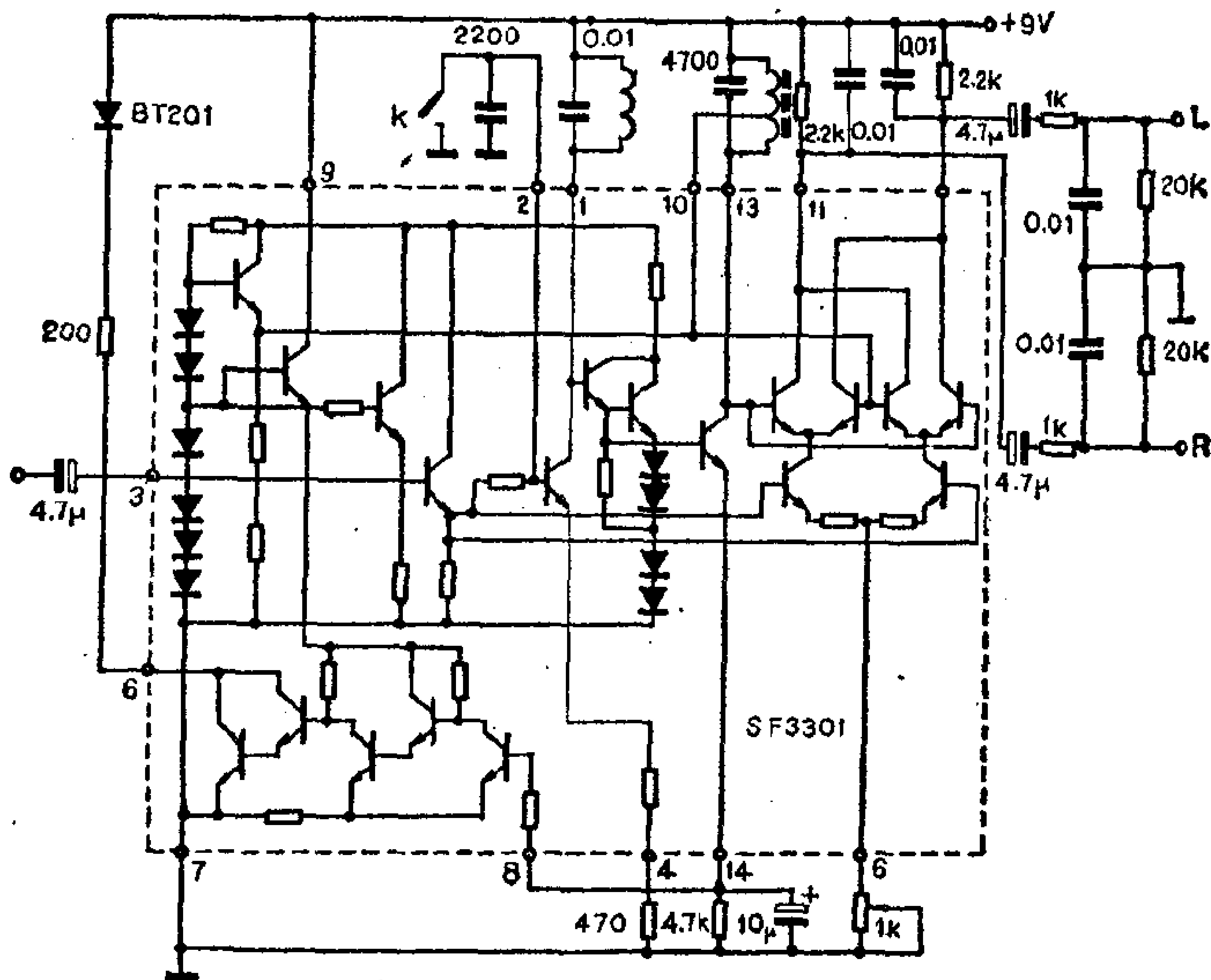


图 5-53 SF3301内电路

并用复杂的辅助开关，高速开关等提高性能。优良的解调器其分离度可达45dB，信噪比90dB，失真度小于0.1%，谐波抑制度大于50dB。

第六章 高保真度低频放大电路

最近几年,由于多声道立体声录、放声技术和立体声广播的迅速普及和发展,对高保真度低频放声设备的需要越来越迫切。虽然早在四、五十年代就出现过不少类型的电子管高保真度放声设备,但那些设备体积庞大,耗电量很大,价格昂贵,性能还不十分理想。只限于广播电台、唱片厂、音乐厅等少数单位使用,难以适应现代广播技术日益普及的需要。到了七十年代初期,在音频范围里,晶体管在低噪声和大功率方面已经可与电子管争夺阵地了。成本也不断下降,致使现在世界上绝大多数高保真度放声设备都用晶体管制造了,而且电声指标已远远超过了旧式的电子管设备。

本章主要介绍以常见的晶体管低频电路,实现高保真度的方法和某些技术进展。

6-1 高保真度低频放大电路概况

1. 什么是高保真度

高保真度是评价一个高质量电声系统或设备如实地传输、记录和重现原有声源过程的质量。高保真度的英语原词是“High-Fidelity”,简称Hi-Fi。

一个高保真度电声系统或设备,要求能准确地记录或重放反映声音信号的音色、音调和音强,不夸大,不走样,必要时

还要进行加工处理。在立体声系统中，还要能记录和重现声源的位置以及声源周围的空间特性（如背景声、混响声、反射声等）。这就要求放大声音信号的低频电路频带宽，失真小，动态范围大（即噪声低而峰值储备大），具有多个通道（根据立体声体制而定）等。

在现代广播技术中，为了用人工方法制造特殊的音响效果。例如模拟剧场、广场的喧哗背景，从单声道中得到伪双声道信号以及从双声道中得到伪四声道信号等。需要对原有声音信号进行延时、混响、分频、压缩、扩张等修饰和加工，使声音更加逼真和美化。因此高保真度还包括对声音的加工处理。

高保真度放声系统和设备中，功率放大器占很重要的地位，难怪不少人把OTL、OCL和DC等功率放大器与保真度划等号，但这种看法是很不全面的。因为高保真度是一个复杂的综合概念，它包括传输制式（单声道、分频道、立体声），传输电路（均衡、补偿、电压放大、音调控制、等响控制、通频带控制、功率放大等），放声系统（分频网络、扬声器箱等）和录、放声的环境条件。另外，对元器件和调试细则都有严格的要求。

我们平时听惯了失真度很大的音乐，例如普通收音机、电视机、扩音机等放出的声音，失真度一般都大于7%，加之频响不好，频带很窄，缺少低音和高音，致使许多人认为只要低音丰富就达到了高保真度。其实，所谓的低音丰富，相当多数是因音箱设计不当，扬声器基本谐振峰未得到抑制，使某一窄段的低音过量增加，破坏了原音乐各频率分量的比例，发生了“低音荡”。实践证明低音荡是很差的音质。

目前大部分收音机因通频带和扬声器限制，加之现在主要

的信源调幅广播频带的限制，音乐中的高频分量遭到很大破坏。即使收音机中有高音提升电路，由于信号中本来就缺少高频分量，过量的高音提升将使背景噪声急剧增加，信噪比大大变坏，使发出声音刺耳尖硬。因此使人们错误的认为高音强了音质反而不好，不如低音动听。其实，我们在直接聆听乐队演奏时就会发现，高音清脆明亮，反映了不同乐器的特色，给人一种干净利落，活泼华丽的舒适感。所以说低音是基础，中、低音是力度，中高音是亮度，高音是色彩。尤其是7KHz以上的高音，虽然经常功率很小，大多是乐器的高次泛音，或某些打击乐器的声音，但它突出的反映了不同乐器的特有风味，在高保真度放声系统中是很主要的分量。

最近几年，立体声广播在世界上发展很快，现有体制有：双声道立体声，全景立体声（四声道）和三维空间环绕声。这些都使高保真度技术提高到一个新水平。立体声重放使听众得到了各声源的分布感，并提高了节目的透明度、清晰度、层次感和可懂度。因此听众有身临其境的感觉，增强了艺术作品的感染力。

2. 高保真度低频电路的一般组成

图6-1是一个典型的高保真度低频电路的方框图。

由于各信源特性不一，必须经过补偿、均衡和匹配电路，使信号频率特性得到改善，电平归一化后再与前置放大器连接。

上述作用也可在前置放大器中完成，称为均衡（或补偿）放大器。前置放大器位于第一级，应具有低噪声性能。

几级缓冲放大器插在各控制电路之间，主要起隔离作用，以减小各控制电路之间的相互影响。末级缓冲放大器还起激励

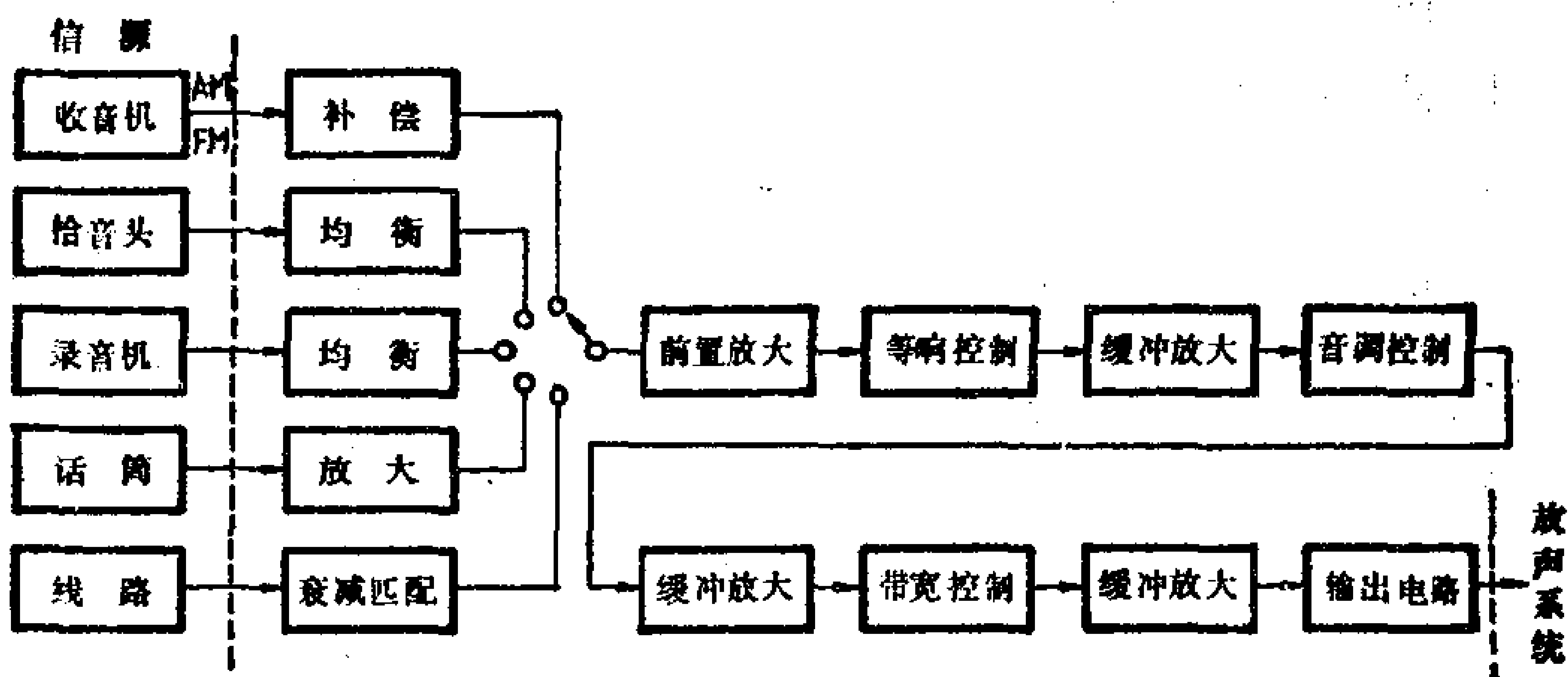


图6-1 一般高保真度低放电路的组成

的作用。当然，在较简单的电路中，不一定要插入多级缓冲放大器。

输出电路主要起功率放大作用，多为常见的OTL、OCL、BDC和LC功率放大器。

各级电路都要求有极小的失真度，很宽的频率响应和较大的动态范围。控制电路要求有足够的控制范围，并尽量减小额外损耗和失真。此外，要求各级电路都具有高的输入阻抗和低的输出阻抗。这样所有电路就可以不管其阻抗如何，都能够连接在一起工作。同时除输出电路外，都采用统一的电压。电压变化 $\pm 15\%$ 时，电路性能要基本不变。

3. 高保真度低频电路的技术指标

衡量高保真度低频电路的技术指标，现在已逐步倾向于从两个方面，一是信号的多频特性，二是信号的时间特性。多频特性包括频率响应、信噪比、谐波失真、互调失真；时间特性包括瞬态响应、阻尼系数、瞬态互调失真；统称高保真度的七大技术指标。前三项指标早在三十年代就已形成，一直沿用到今。到了四十年代，人们感到它们不能完全说明音质，例如

过去认为谐波失真 0.1% 的功放电路已十分优秀了。但主观听音评价并不十分理想，原因是上述指标是以单一频率的正弦信号测试的。实际上，我们听的各种信源的节目都是复杂的多频率信号。因此单以纯音的测试方法难以反映实际情况，于是在四十年代，测量非线性失真逐渐用两个振幅按一定比例（通常是 4 : 1）混合的单频信号作为测量信号，而以待测设备输出端上两个单频正弦信号的各次谐波，以及各次谐波互相调制所产生的和频与差频的均方根值之总和，作为非线性失真值。这就是互调失真的概念。直到今天，测试互调失真的各种方法仍然不断涌现，但还没有一个统一的方法。

在高保真度电路发展的初期，人们又发现，以往用连续信号测试的方法，不能反映信号的瞬态特性。因为我们实际听到的声音，不管是语言还是音乐，都是断续起落的瞬态性，这就是瞬态响应的概念。瞬态响应不好的放大器，当输入一个正弦信号时输出可以很好，但当输入一个方波信号时，其输出波形的前沿就会变缓，后沿就会拖尾（阻尼振荡），使音乐的层次感和透明度降低。

阻尼系数是表征功放输出级内阻对扬声器起的阻尼作用大小的指标。我们知道扬声的振动系统本身有一个固有谐振频率，当扬声器被激励振动后，即使激励信号停止，扬声器的振动系统不会立刻停止振动，而成为逐渐衰减的衰减振动，从而产生

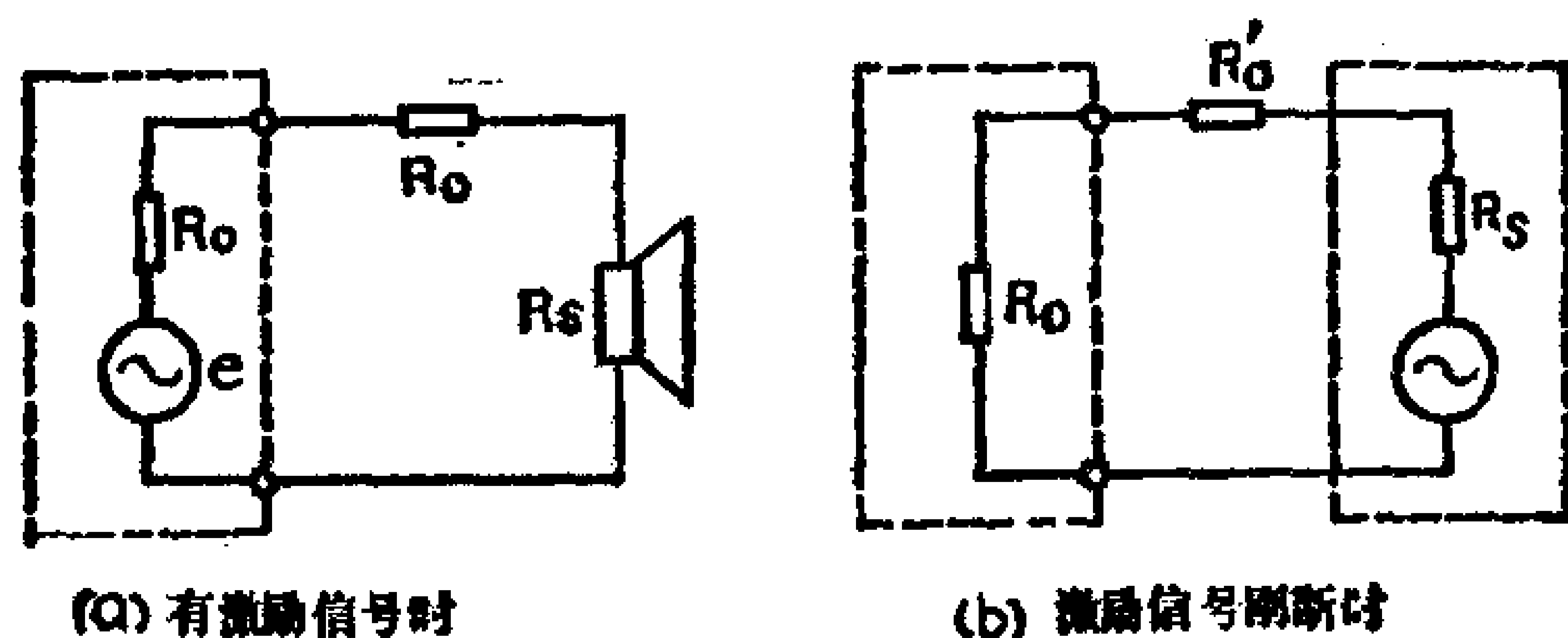


图6-2 扬声器与输出级阻尼作用示意图

失真（因为本应立即停止的）。这时由于音圈切割磁力线，扬声器本身反成为一个电源，而功放输出级内阻与接线电阻都成为此电源的负载（图6-2b）。此负载电阻愈小它消耗电源的功愈多愈快，因之扬声器的衰减振动延续期愈短，也就是说阻尼愈好，或阻尼系数愈大。以式子表示（参阅图6-2a），即为：

$$\text{阻尼系数 } f_D = \frac{R_s}{R_0 + R'_0}$$

式中 R_s 为扬声器阻抗， R_0 为输出级内阻， R'_0 为接线电阻。一般要求 f_D 至少要大于10，但也不能太大，一则不易做，二则瞬态响应会变坏。

瞬态互调失真(TIM)是七十年代提出的典型的“动态指标”，它的发现是声频系统中的一项重大技术突破。因为它的存在是造成晶体管音质不好的重要原因之一。瞬态互调失真是由于深度负反馈而引起的高频相移，致使音乐中巅峰时产生瞬时过荷而被切削，从而产生非线性失真。目前其测试方法尚未定型。

随着高保真度技术的发展，新的技术指标会不断产生，测试方法也会不断改善和产生。

6-2 频率均衡、补偿电路

均衡和补偿电路有三个功能，即使来自各信源的信号电平趋向某一定值，防止低频电路产生过载失真；补偿、均衡各信号的频率失真；抑制噪声和干扰。

虽然在高保真度电路中都设有等响、音调、通频带控制等，但它们与均衡和补偿是两回事。不能混为一谈。再则均衡电路均按各信号的最佳补偿特性而设计的，转换信源后无须借

助音量、音调和通频带控制电路就能处于最佳工作状态，所以使用起来准确方便。

1. 调幅广播信号的补偿

调幅收音机音频信号多来自二极管检波器，检波器输出端的RC π 型滤波器的时间常数很重要，时间常数过小，检波效率降低，音频输出幅度减小，干扰和失真增大；时间常数过大，滤波电容上的电压跟不上波形包络的变化，会产生“惰性失真”。这个时间常数一般选在50 μ s较合适。

调幅波的音频调制信号的上限频率一般不超过5000Hz，大部分低频三极管在4000Hz以上噪声比较大。此外，由于检波二极管的非线性，中频的二次谐波(930KHz)和三次谐波(1395KHz)会在中波段造成差拍啸叫。为了抑制上述干扰，可在滤波电路后面插入截止频率为5500Hz的低通滤波器或930KHz和1395KHz的陷波器，如图6-3所示。要求较高时，整个检波器还要屏蔽起来。

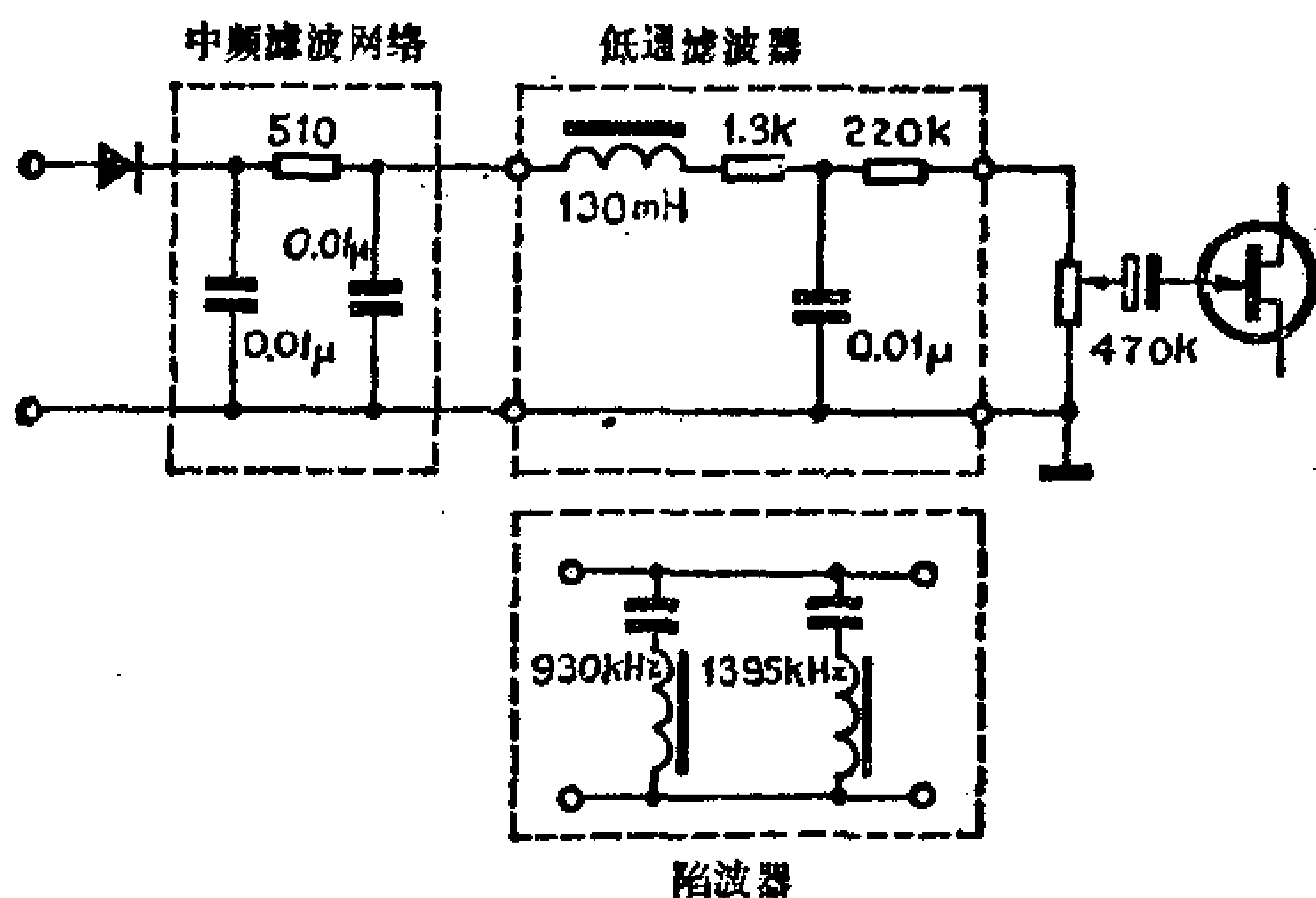


图 6-3 检波后插入的低通滤波器

2. 调频广播信号的补偿

鉴频器的输出端应接有去加重电路，一般由一节 RC 低通滤波器组成。接收调频广播时时间常数为 $75\mu\text{s}$ 和 $50\mu\text{s}$ ，国内定为 $50\mu\text{s}$ ；作电视伴音时为 $50\mu\text{s}$ 。接收电视伴音时，会出现帧频干扰哼声，可在去加重电路后面再接一级双 T 桥式滤波器，就能消除这种干扰，如图 6-4 所示。陷波器的频率必须作精确调试，使之准确调在 50Hz 的帧频上。通带要尽可能窄，否则将得不到预期的效果。双 T 滤波器对去加重电路和低频响应稍有影响，但仍在允许的范围內。

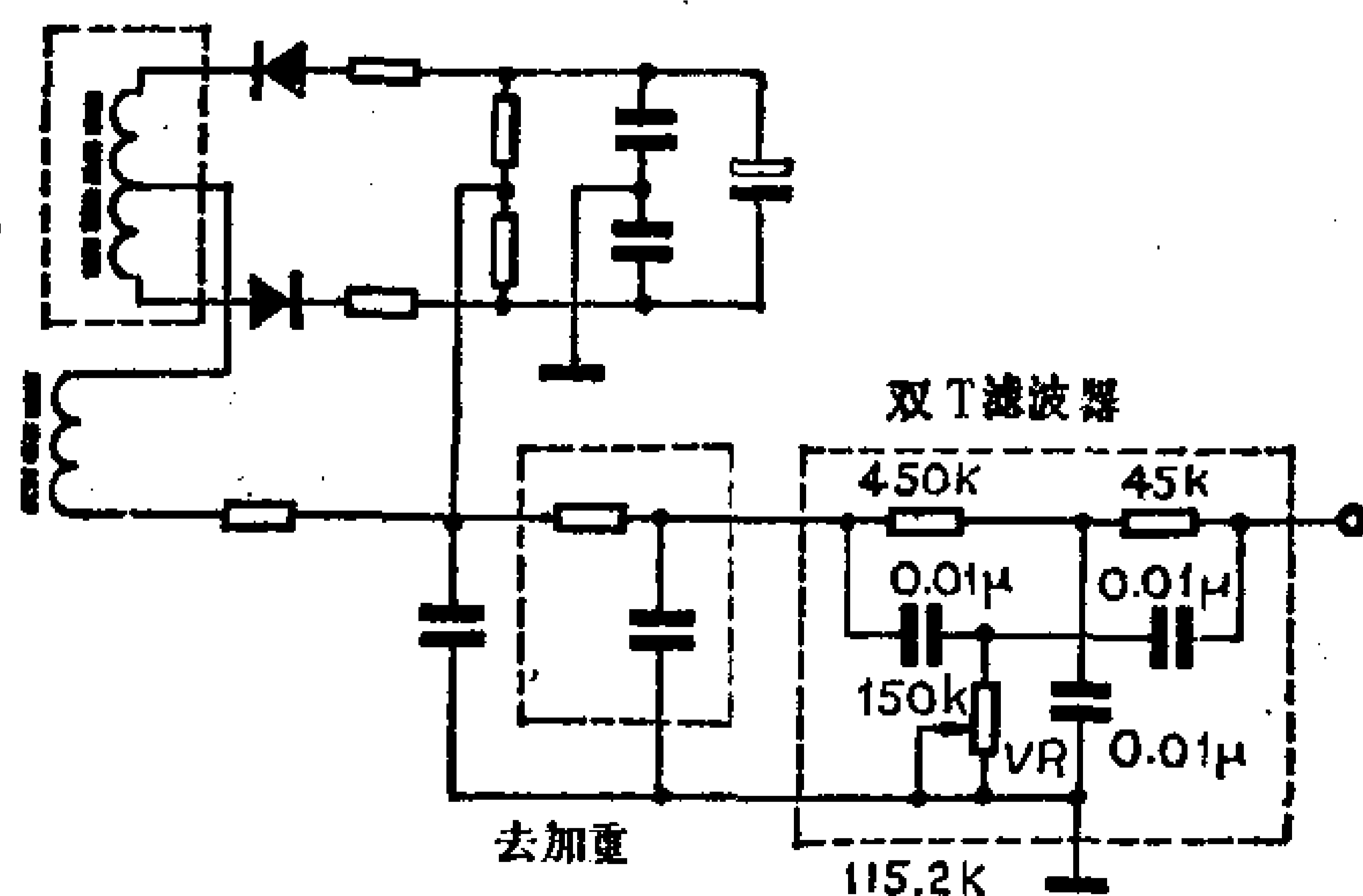


图 6-4 消除帧频干扰的滤波器

3. 拾音头的均衡电路

唱片的录音特性曲线由机械方面及面积方面的考虑，它不是一条平直的直线，其低频段随频率降低而下降，高频段则随频率升高而上升。图 6-5 中的曲线 D 是国产 33 转的密纹唱片的录音曲线。它实质上是表示刻纹刀振动速度与频率的关系。录音时刻纹刀的振动速度是恒定不变的，这在录制低频信号时势必增大振动幅度，而且频率愈低振动幅度愈大。为了避

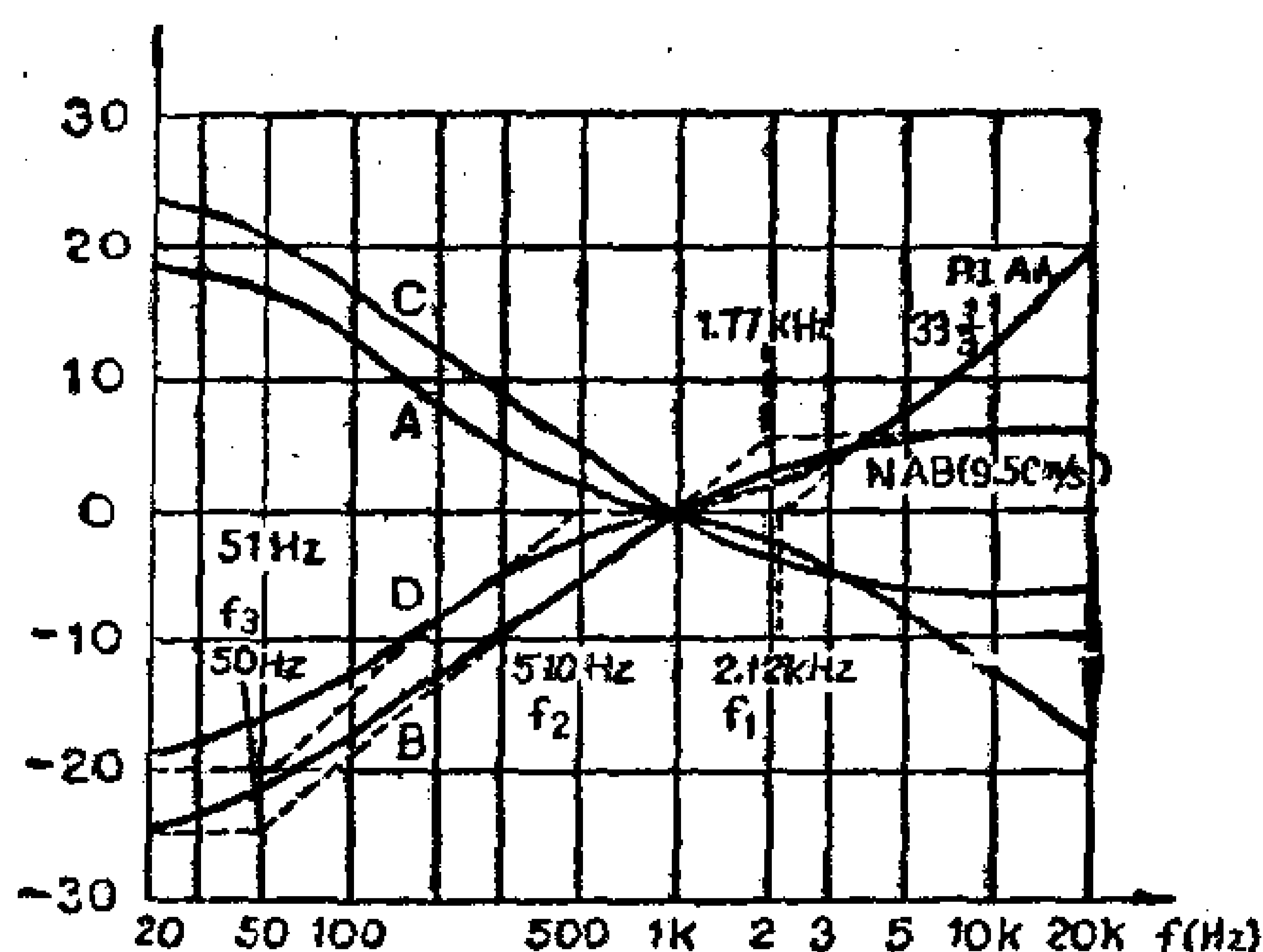


图 6-5 唱片特性

免因低频时振幅过大而引起的并槽现象，在“交叉频率” f_2 (510Hz)以下，有意压低低频信号的电压(每倍频程下降6dB)。在“低频交叉频率” f_3 (50Hz)以下，又稍有回升，目的是相对减弱还音时20~30Hz的唱盘噪声。当高于“上转折频率” f_1 (2120Hz)时，随着频率升高，相对电平以每倍频程6dB上升。这就是所谓高频预加重，可以减小唱片噪声，提高还音时高频的信噪比。一般唱片噪声频率大致在5-7KHz，采取预加重措施后相应的信噪比可改善16.4-21.4dB

显然若这样的唱片直接放音，其低频将显著下降。它放音均衡网络的特性应反其道行之，如图中C曲线所示。

为了使均衡电路计算方便，录音特性还可用时间常数表示。一般均衡电路都采用RC网络，其阻抗曲线转折频率的时间常数取决于RC的乘积。因此对 f_1 、 f_2 、 f_3 的相应时间常数分别为

$$\tau_1 = 1/2\pi f_1 = 1/2\pi \times 212000 = 75\mu s$$

$$\tau_2 = 1/2\pi f_2 = 1/2\pi \times 510 = 318\mu s$$

$$\tau_3 = 1/2\pi f_3 = 1/2\pi \times 50 = 3180\mu s$$

于是唱片录音曲线就可看成下列三条曲线的合成，
 一条是并联电阻、电容 ($\tau = 75\mu s$) 的导纳随频率升高而上升的曲线。

一条是串联电阻、电容 ($\tau = 318\mu s$) 的导纳随频率升高而上升的曲线。

另一条是串联电阻、电容 ($\tau = 3180\mu s$) 的阻抗随频率上升而下降的曲线。

重放时则应采用输出电压和频率与上相反的放音曲线。

目前国内大量使用的是用酒石酸钾钠或陶瓷的压电型拾音器，也称“幅度响应”型拾音器，其输出电压和唱针振动幅度成正比，而与振速无关，加之本身频响不均匀性很大，难以达到高保真度的要求。但大体上看它的低频响应比高频好，正好与唱片录音特性相反，因此，一般都不加均衡电路，只须借助音调控制即可满意地放音。

近来高质量的电磁拾音器都做成了低阻式，电磁拾音器也称“速度响应型”拾音器，输出电压和唱针的振动速度成正比，唱针振速又和刻纹刀振速完全一致，因此必须按放音曲线 *A* 做精确的均衡，这样才能得到平直的频响。现代高保真度系统中都采用了电磁拾音器。

常用的均衡电路有衰减式和负反馈式两种。衰减式适于接

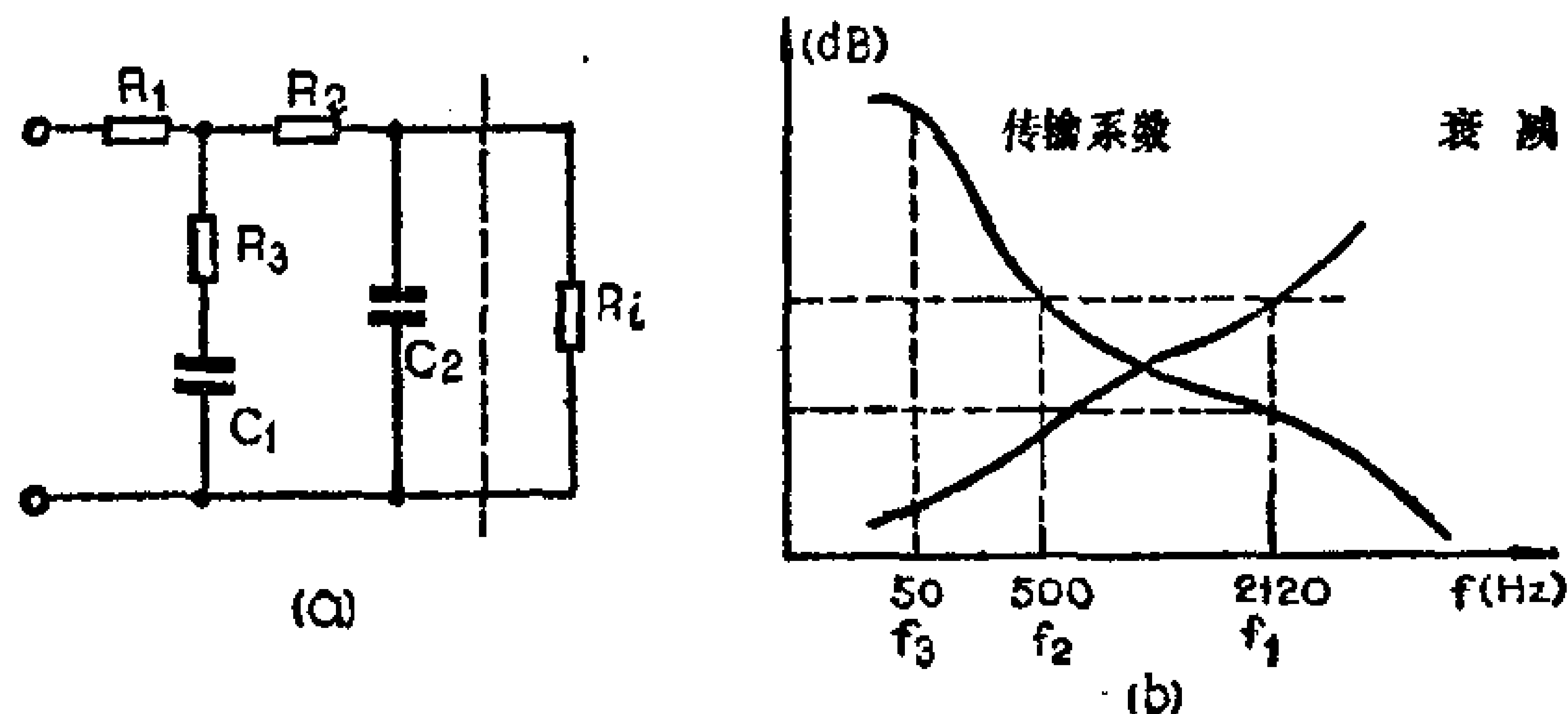


图 6-6 唱片均衡网络

在恒流源上，如高阻电磁拾音器或共射、共源放大级的输出端，其网络及特性如图6-6所示。计算方法如下：

(1) 查出转折频率处需要的衰减（或提升）量 A ，测量或计算出下级电路的输入阻抗 R_i ，取 $R_1 > 2(R_2 + R_i)$ ， $R_1 + R_2 > 2R_i$ ；

(2) 由 f_2 处的衰减量 A_2 、 R_i 和 R_2 ，计算出 R_3 和 C_1 ；

$$R_3 = \frac{R_i + R_2}{A_2 - 1} \quad C_1 = \frac{1}{2\pi f_2 R_3}$$

(3) 由 f_1 处的 A_1 和 R_i ，计算出 C_2 ：

$$X_{C_2} = \frac{R_i}{A_1 - 1} \quad C_2 = \frac{1}{2\pi f X_{C_2}}$$

一般只须对 f_1 和 f_2 补偿后就已完全能满足一般要求。

例：图6-6电路接用在高阻拾音器后，共射放大器前，已知 $R_i = 1.4\text{K}$ ，计算衰减式均衡网络各元件数值。

取 $R_1 = 5.1\text{K}$ ， $R_2 = 510\Omega$ ，在 $f_2(500\text{Hz})$ 处衰减量 $A_2 = 3\text{dB}$

$$\text{则 } R_3 = \frac{R_i + R_2}{A_2 - 1} = \frac{1.4 + 0.51}{1.414 - 1} \approx 5\text{K}$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_2 R_3} \approx \frac{1}{6.28 \times 500 \times 5000} \approx 0.064\mu\text{F}$$

在 $f_1(2120\text{Hz})$ $A_1 = 3\text{dB}$

$$\text{则 } X_{C_2} = \frac{R_i}{A_1 - 1} \approx \frac{1.4}{1.414 - 1} \approx 3.3\text{K}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_1 \cdot X_{C_2}} \approx \frac{1}{6.28 \times 2120 \times 3300} \approx 0.022\mu\text{F}$$

衰减式均衡电路在弱信号时会降低信噪比，必要时先通过一级低噪声放大器再接均衡电路。

负反馈式均衡电路须和前置放大器结合应用，这就是所说

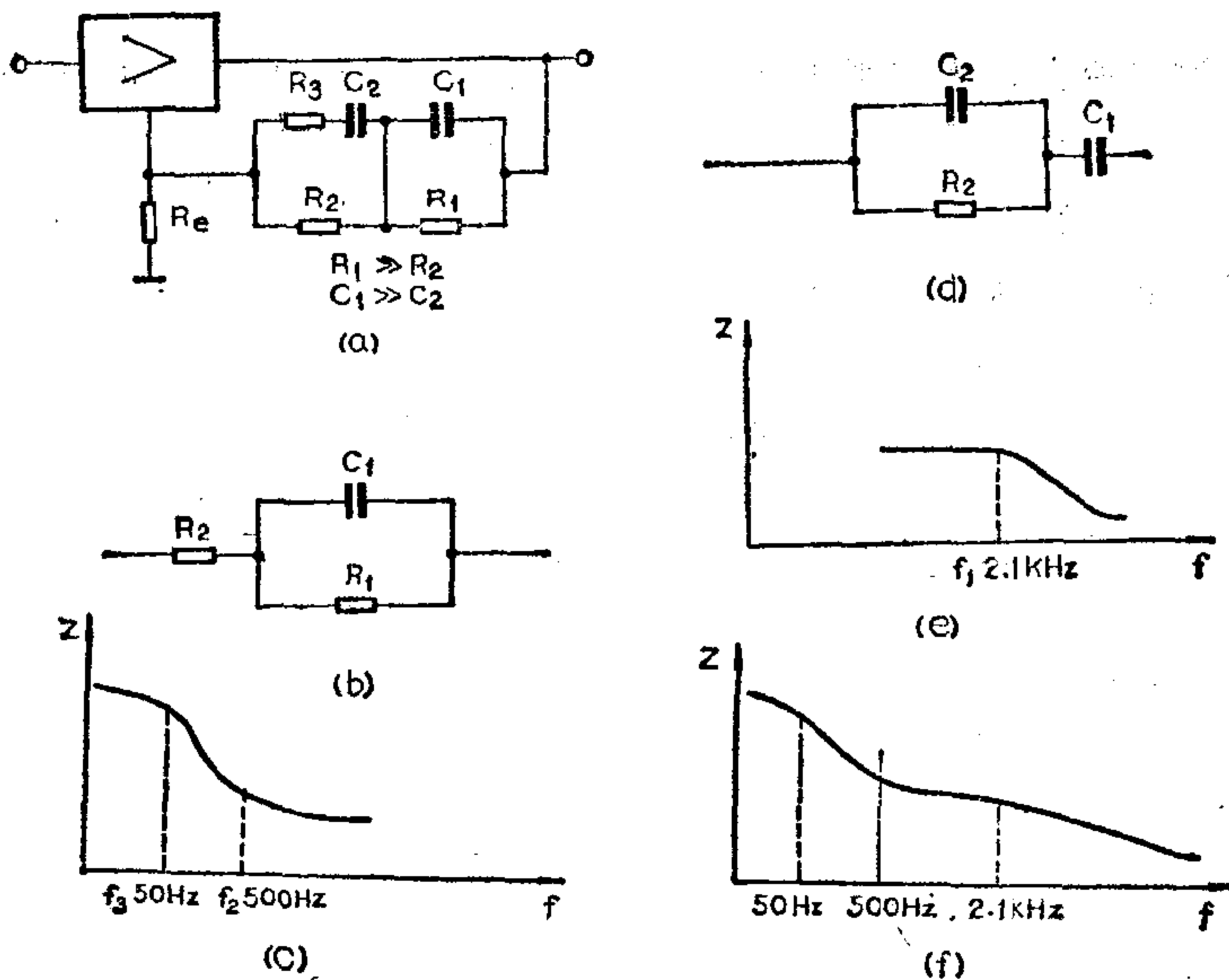


图 6-7 负反馈式均衡电路

的均衡放大器。它可保证较高的信噪比和很低的非线性失真，所以应用很广泛。

图6-7(a)是负反馈式均衡电路的原理图。当频率很低时，由于 $C_1 \gg C_2$ ， C_2 可视为开路，就近似地成为图(b)那样，它的特性如图(c)；当高于1 KHz时，由于 C_1 的容抗比 R_1 小得多，故 R_1 可以忽略，同时 C_2 的容抗尚比 R_3 大得多，故 R_3 也可忽略，这就可画成图(d)那样。它的特性就如图e；将(c)、(e)两曲线综合起来就成为图(f)那样的特性。

我们知道，负反馈电路的增益频率特性是与反馈支路中网络的阻抗-频率特性一样的。这就补偿了唱片低频不足的缺点。

这里的 R_3 是为了抑制高频自激，它与 C_2 组合，转折频率

$f_0 = \frac{1}{2\pi R_3 C_2}$, f_0 一般选在18—30KHz范围。放大器输出曲线见图(G)

例：计算图6-8均衡放大器的均衡网络元件的数值。已知 $R_e = 270 \Omega$ ，1 KHz时的增益为 6 dB，取 $f_0 = 30 \text{ KHz}$ ， $f_1 = 2120 \text{ Hz}$ ， $f_2 = 500 \text{ Hz}$ ， $f_3 = 50 \text{ Hz}$ 。

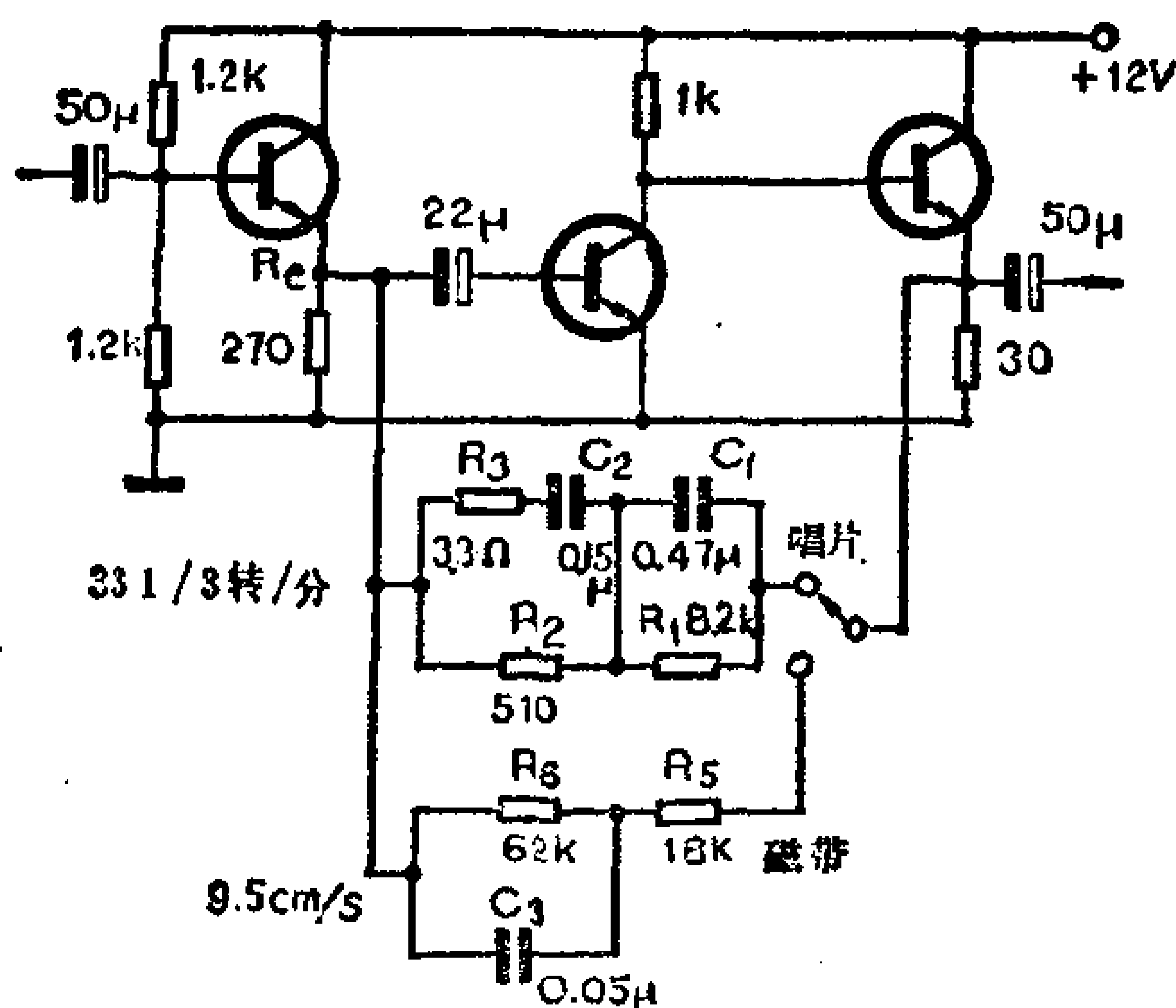


图 6-8 负反馈式均衡放大器实例

参考频率1000Hz的增益 $K_V = 6 \text{ dB} \approx 2$ 倍

则 $R_2 = R_e \cdot K_V = 270 \times 2 = 540 \Omega$ ，取标称值 510Ω

$$C_1 = \frac{1}{2\pi(R_2 + R_e)f_2} = \frac{1}{6.28 \times (510 + 270) \times 500} \approx 0.41 \mu\text{F}$$

$$R_1 = \frac{1}{2\pi C_1 f_3} = \frac{1}{6.28 \times 0.41 \times 50} = 7.8 \text{ K}\Omega, \text{ 取标称值 } 8.1 \text{ K}\Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi R_2 f_1} = \frac{1}{6.28 \times 510 \times 2120} \approx 0.15 \mu\text{F}$$

$$R_3 = \frac{1}{2\pi C_2 f_0} = \frac{1}{6.28 \times 0.15 \times 30000} \approx 35 \Omega, \text{ 取标称值 } 33 \Omega$$

目前78转/分的唱片已经差不多已淘汰，因此反馈网络设计一档就够用了。

4. 录音磁带重放补偿

录制在磁带上的信号，可以等效成一连串的小磁体。如果录音信号是正弦波，那么信号的一个周期，录在磁带上就是两个等长的小磁体。小磁体的长度叫录音波长（在一定走带速度下）。很明显录音频率越低，小磁体的长度越长；录音的信号频率越高，小磁体的长度越短。放音时磁带在磁头前等速移动。这时每个小磁体的磁力线虽相等（设是单音等幅信号），但穿过磁头线圈的磁力线变化率 $\frac{d\phi}{dt}$ 却不相同。频率每升高一倍，变化率就增大一倍，因而线圈中的感应电压就随之增加一倍。由此可见，如录的是大小相同的两信号，重放时却随着频率不同而不同，频率高的比频率低的大，约为每倍频 6 dB 上升。由于磁头其他损失，至一定高频处将下掉，实际特性如图 6-5 中的曲线 B。这和唱片录音曲线 D 很相似。这时放音时应采用具有特性如图 6-5 中曲线 C 那样的均衡电路。计算方法和拾音器均衡电路一样，只是转折频率不同， $f_1 = 1770\text{Hz}$, $f_s = 50\text{Hz}$ ，或 $f_1 = 1327\text{Hz}$, $f_s = 100\text{Hz}$ ，看带速及所用磁带而不同。

5. 话筒信号的补偿

常用话筒有动圈式、晶体式、电容式和铝带式等，此外还

有立体声话筒，人工头等。话筒分低阻和高阻两类。低阻话筒有55—70Ω、200Ω、600Ω数种规格；高阻话筒一般为20 KΩ。低阻话筒如与电子管机配合则须用话筒变压器与放大器匹配。至于晶体管机则55~70Ω的也可直接与共基极放大器连接，200Ω和600Ω的则可与共射极放大器连接。高阻话筒可直接与射极输出器或场效应管放大器连接。话筒的频率特性较好，可不用均衡电路，但幅度较低，需要加一级话筒放大器作补偿。

6. 广播线路信号的补偿

广播线路信号的幅度较大，如果直接与前置放大器连接，会使放大器过载甚至烧坏，应先通过一个衰减器后再与放大器连接。

衰减器常用T型网络，图6-9就是T型不平衡式和平衡式

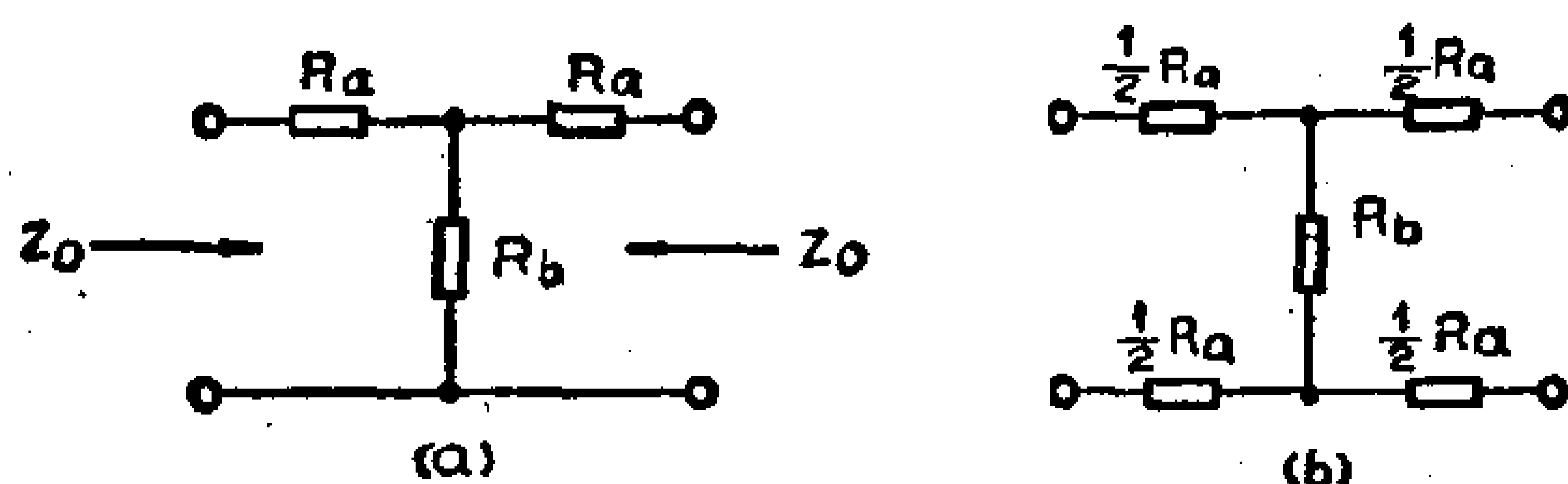


图 6-9 输入衰减网络

衰减器的电路。根据衰减量 N （倍数）和特性阻抗 Z_0 ，用下式计算各元件数值，

$$R_a = Z_0 \left(\frac{N - 1}{N + 1} \right),$$

$$R_b = 2Z_0 \left(\frac{N}{N^2 - 1} \right)$$

例如：特性阻抗 $Z_0 = 600\Omega$ ，衰减量 $N = 20\text{dB} = 10$ 倍时，

$$R_a = Z_0 \left(\frac{N - 1}{N + 1} \right) = 600 \cdot \frac{10 - 1}{10 + 1} \approx 491\Omega$$

$$R_b = 2Z_0 \left(\frac{N}{N^2 - 1} \right) = 2 \times 600 \cdot \frac{10}{10^2 - 1} \approx 120 \Omega$$

6-3 高质量辅助放大器

本节介绍的几种高质量辅助放大器，都是由最基本的电压放大器演变来的，只不过是为了改进性能，加了一些辅助电路。

1. 低噪声前置放大器

前置放大器的作用是把来自各信源的低电平信号，在保证信噪比的条件下，放大到下级所需要的电压。现在用的最广泛的是双管直耦反馈对形式。这里引入了多路负反馈，用以稳定工作点和改善性能。第一个晶体管应选用低噪声管。

图6-10是两个实际的电路。图(a)是两个同极性的三极管组成共射反馈对放大器。为了稳定工作点引入了两路负反馈，一路是直流电流并联负反馈，从BG₂射极引向BG₁基极。另一路电压串联负反馈，从BG₂集电极引向BG₁射极。该电路电压

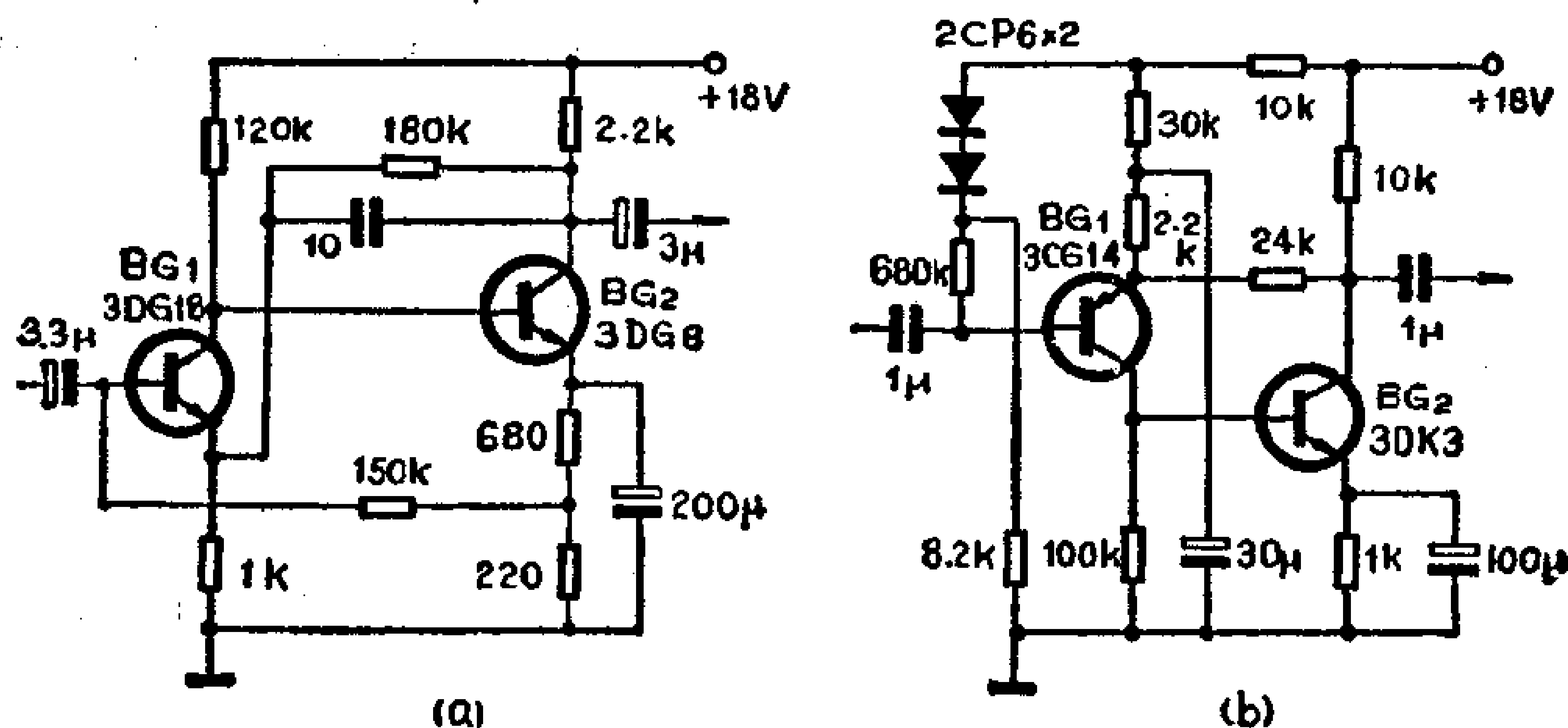


图 6-10 采用反馈对式的前置放大器

增益为40dB，输入阻抗约100K，输出阻抗约700Ω，失真度低于0.1%，通频带15~22000Hz。

图(b)是用互补三极管组成的反馈对放大器，属电压串联负反馈。该电路频响极宽，在温度和三极管参数有很大变化情况下，仍能保持性能稳定，是性能较好的一种前置放大器电路，其增益约20dB，最大输出电压为3V。

2. 均衡放大器

若在上述前置放大器的电压串联负反馈支路里增加一些频率补偿元件，就成了所谓的均衡放大器。均衡放大器要求噪声小，动态范围大，均衡特性准确，即对不同信源的信号要具有相应不同的频率特性和放大倍数。放大器的动态范围在低电平时由噪声电平决定，在高电平时由放大器的线性范围决定。因此应选用低噪声管和高的电源电压。

图6-11所示的均衡放大器性能要求如表6-1。

表6-1

	唱 片	磁 带	收 音
频率特性(相对1000Hz)	50Hz + 17dB, 500Hz + 3dB, 2120Hz - 3dB, 30000Hz - 20dB	51Hz + 24dB, 1770Hz + 3dB, 30000Hz + 0dB	20—30000Hz (-3dB)
输入阻抗 (1KHz)	>50K	>110K	>140K
标准输入电压 (1KHz)	3mV	2mV	5mV
最大输出电压	6V	6V	6V
电压增益 (1KHz)	35dB	40dB	29dB
失真度(1KHz, 输出3V)	0.07	0.05	<0.05

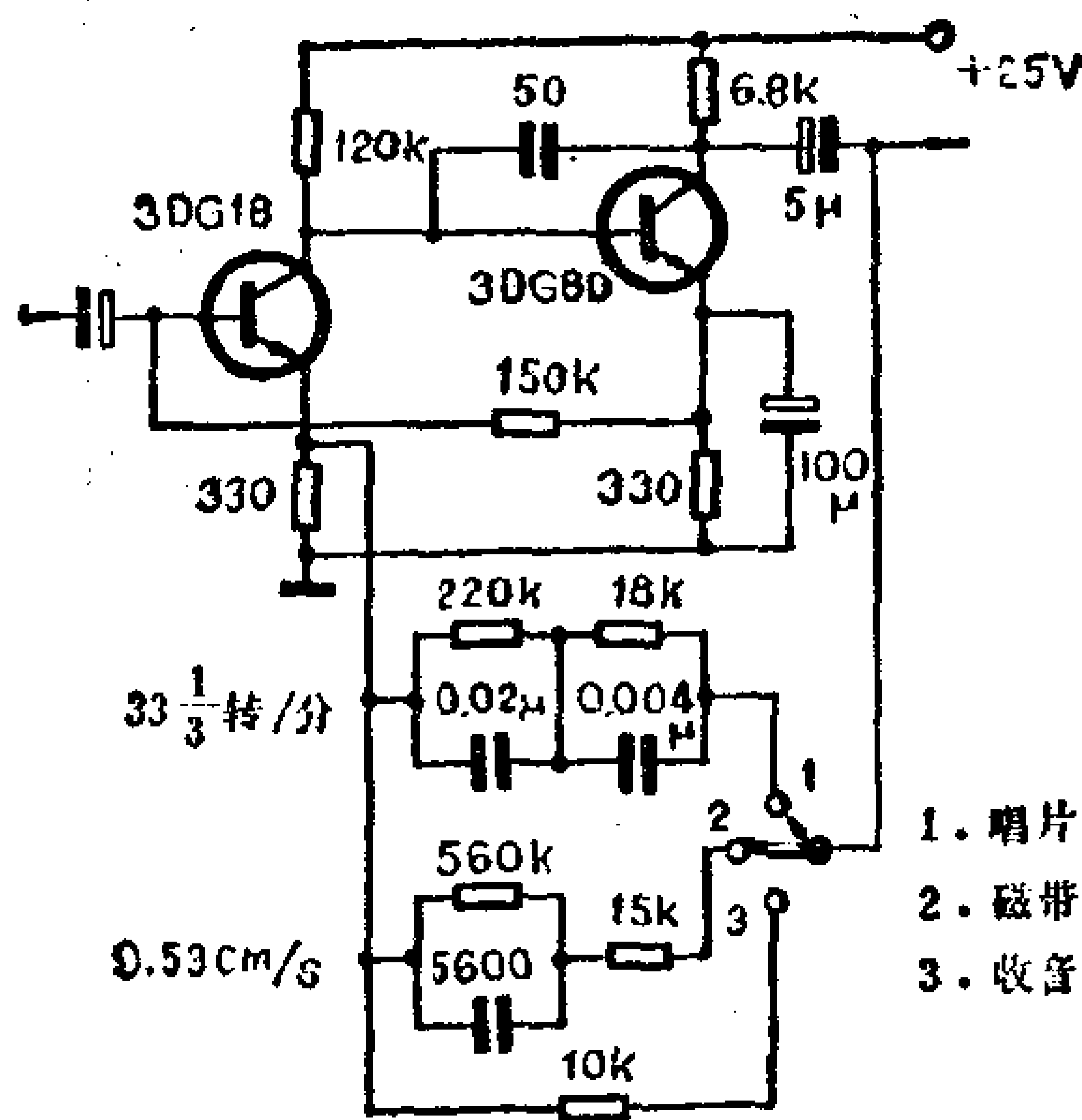


图 6-11 均衡前置放大器

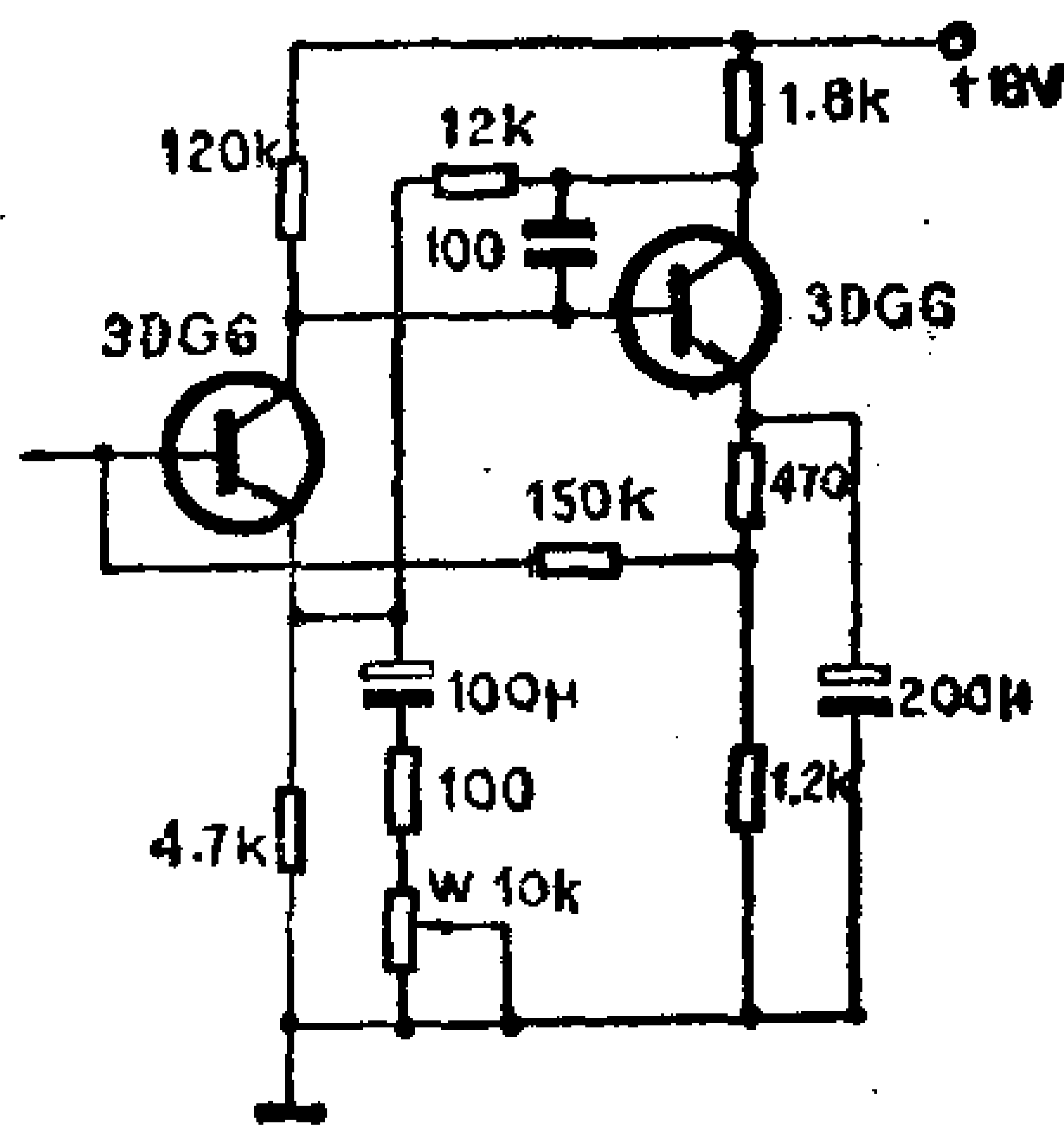


图 6-12 话筒放大器

3. 话筒放大器

话筒放大器和前置放大器基本相同，由于不同类型的话筒输出电压不同，要求放大器有25~30dB的增益调整范围，有时还要求能多路输入。图6-12所示的话筒放大器，增益能在13~40dB范围内调整，输入阻抗大于100K，可直接与高阻话筒连接。当要求多路输入时，用几个相同的话筒放大器把输出连在一起，然后由一级射极输出器和下一级电路连接。

4. 缓冲放大器

缓冲放大器主要起隔离作用，要求输入阻抗尽可能高，而输出阻抗要低，这样才有较好的隔离效果。缓冲放大器多插在无源调整或控制电路的前后因此要求有一定的增益，以弥补无源网络的损失。此外还要求有较好的频率特性和很低的失真。图6-13是一个典型的缓冲放大器，其第一级采用了自举输入电路，使输入阻抗高达3.5MΩ。第二级是射极输出器，输出阻抗

小于 $25\ \Omega$ 。若要求更高的输入阻抗时，可采用图6-14所示采用场效应管的共源-共集级联放大电路。该电路输入阻抗高达 $150\text{M}\ \Omega$ 。简单的缓冲放大器也可由一级射极输出器担任。

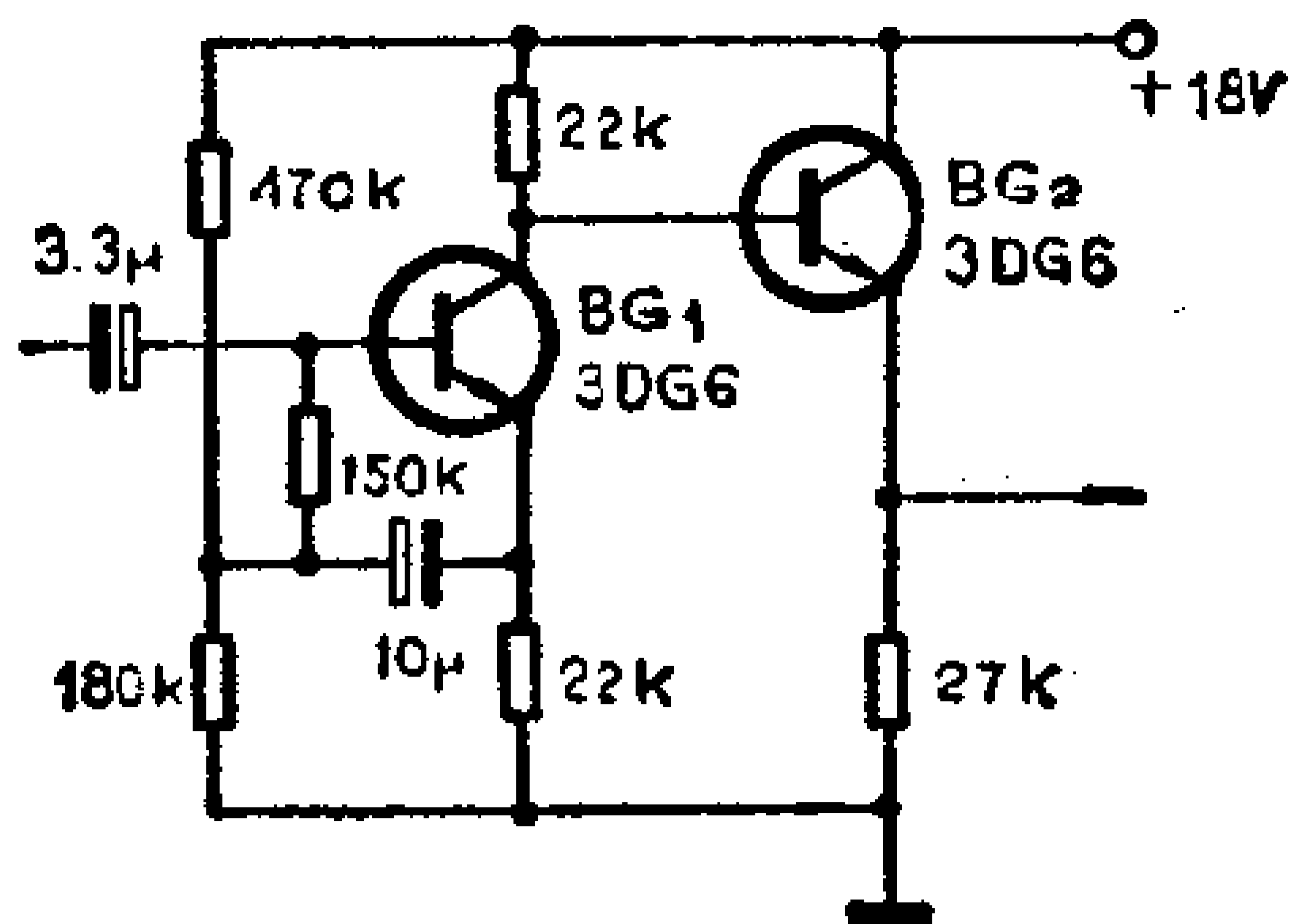


图 6-13 缓冲放大器

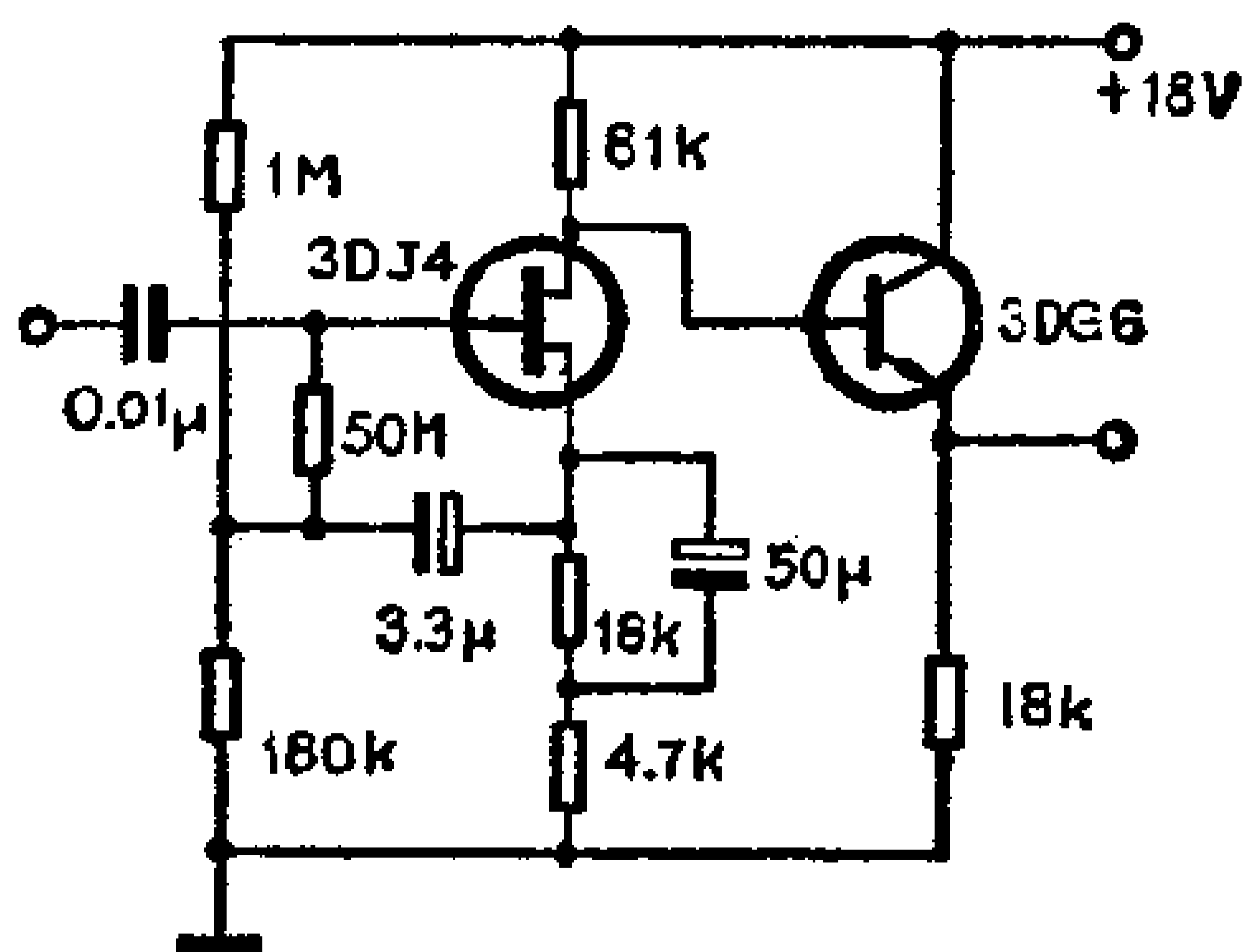


图 6-14 采用场效应管的缓冲放大器

6-4 等响控制电路

1. 为什么要进行等响控制

通过对人耳听觉特性的统计测验，得出了图6-15所示的等响曲线。它表示人耳主观感觉到的响度与实际声强与频率的关系。

从等响曲线可知，人耳对2-4KHz的中高音特别敏感。在此范围外，随着频率的降低（或升高），对同样声强的声音感觉越来越迟钝。这种现象在低声强时（图中下面的几条曲线）更为明显。也就是说人耳对音量小的声音频率响应更不好。此外老年人对高音的听觉不如青年人，如图中虚线所示。

人耳的上述听觉响应，对欣赏高保真度音乐节目的效果影响很大。现代高保真度电声设备为了得到较大的动态范围，输出功率往往设计在几十瓦。在安静的房间内听广播时，声强有

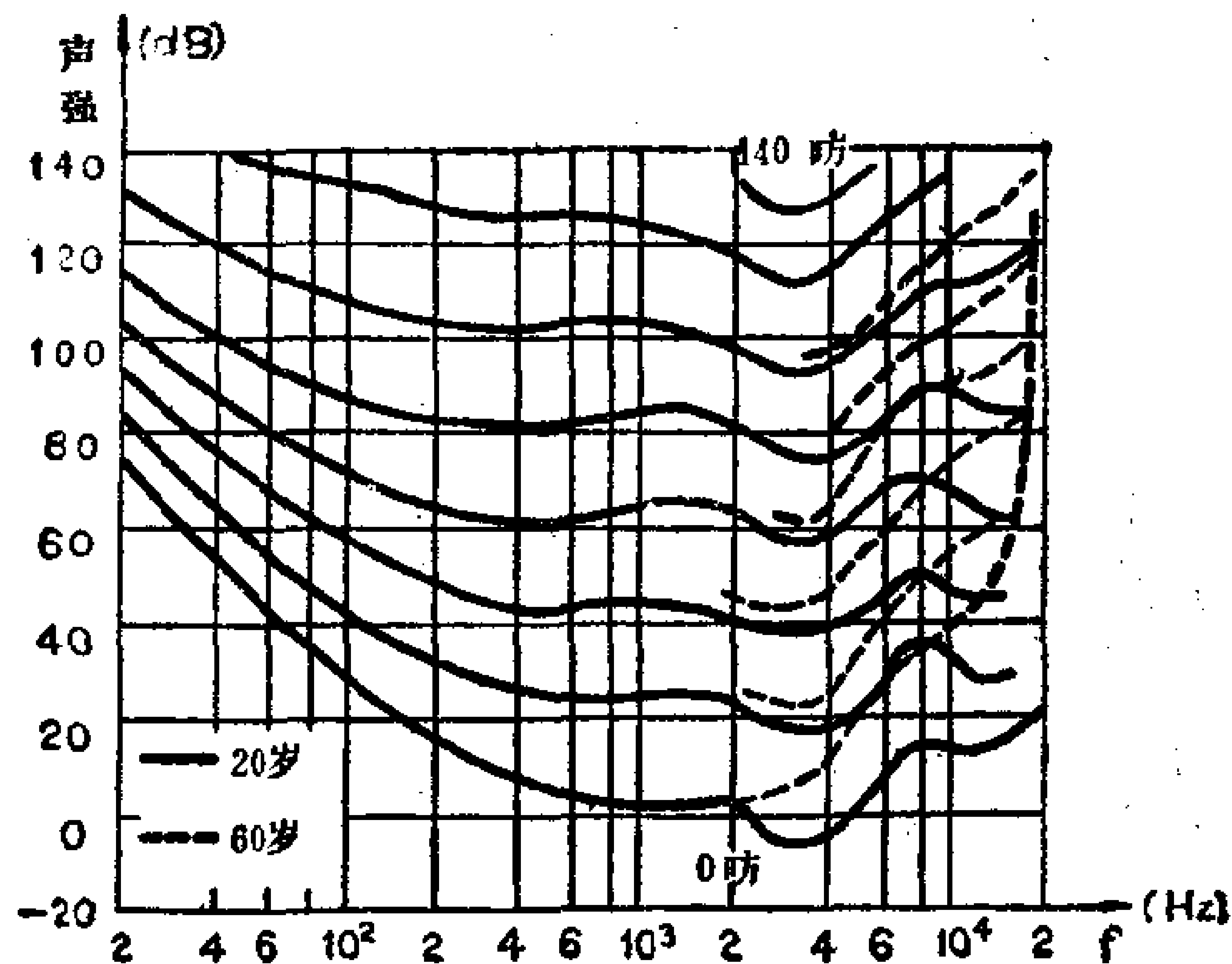


图 6-15 人耳等响曲线

40dB就可以了，这时只及最大输出功率的几十分之一，由于音量较小，人耳对低音和高音的听觉响应很差，因此听起来会觉得高低音太弱，失去了高保真度放音特有的柔和感和优美感。从等响曲线查出，只有对100Hz的低音和8 KHz的高音分别比1 KHz提高22dB和12dB后才能造成等响感觉。若对60岁的老年人，8 KHz的高音更须比1 KHz提高30dB。

等响控制就是解决低频放大器音量开轻时高低音不足的问题，方法就是用阻抗网络自动控制不同音量时的高低音提升量。等响控制程度与音量大小有密切关系，因此在音量电位器上实现最为有利。这样可以借助电位器调节音量时达到自动调整的目的。

2. 利用抽头电位器和多连电位器的等响控制法

常用的等响控制电路是用带1~2个抽头的电位器或双联、三联电位器，并在抽头或各联上接入RC网络来实现的。图6-16是用抽头电位器的原理图。当电位器关小到某一位置

时，由 C_1 和电位器上半部分 R_1 构成并联高音提升网络，高音提升的转折频率近似为 $f_1 = \frac{1}{2\pi C_1 R_1}$ 。由 C_2 与 $(R_2 \parallel R_L)$ 构成并联中高音衰减网络，从而使低音得到提升，提升转折频率为 $f_2 = \frac{1}{2\pi C_2 \left(\frac{R_2 \cdot R_L}{R_2 + R_L} \right)}$ 。为了减小 R_L 的影响，一般要求 R_L 较大， $R_L \gg R_2$ ，这时 $f_2 \approx \frac{1}{2\pi C_2 R_2}$ 。抽头的位置直接影响起控的迟早和提升量，抽头位置越高，起控越早，但提升量却越小；而抽头越低则相反。一般要求在音量较小时才有明显的补偿作用，因此只有一个抽头时，抽头位置多选在到地端阻值小于电位器总阻值的1/5处。有两个抽头时，第一抽头选在1/10电位器阻值左右，第二抽头选在1/2电位器阻值左右。 C_2 主要旁路中高音来提升低音，容量应选得大些，通常 $C_2 \geq 10C_1$ 。 R

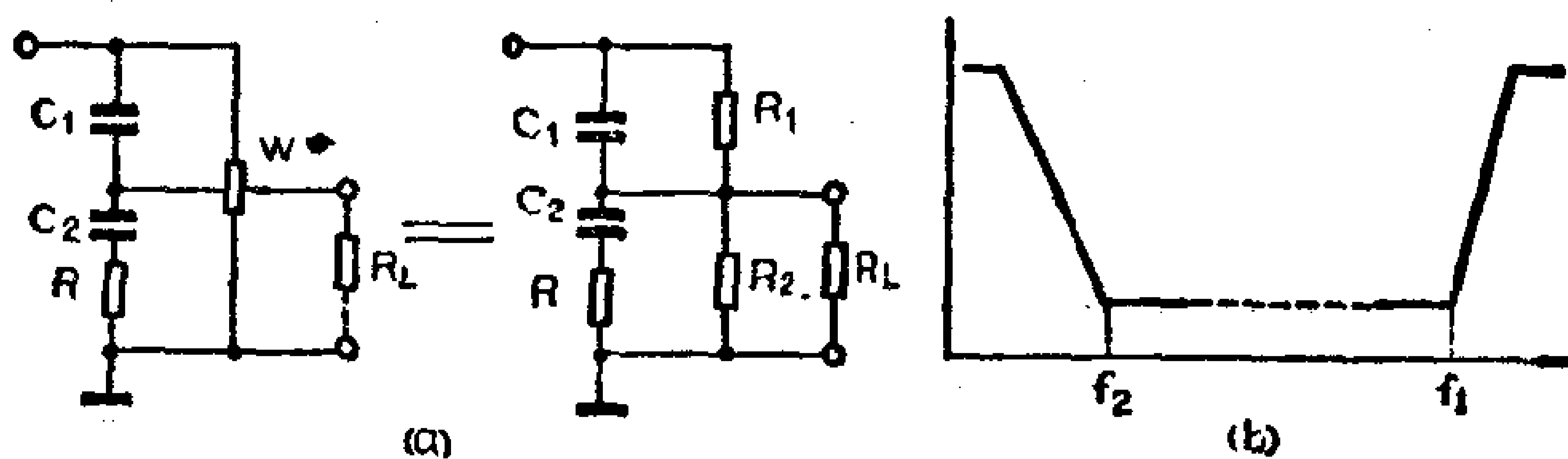


图 6-16 带抽头电位器的等响控制

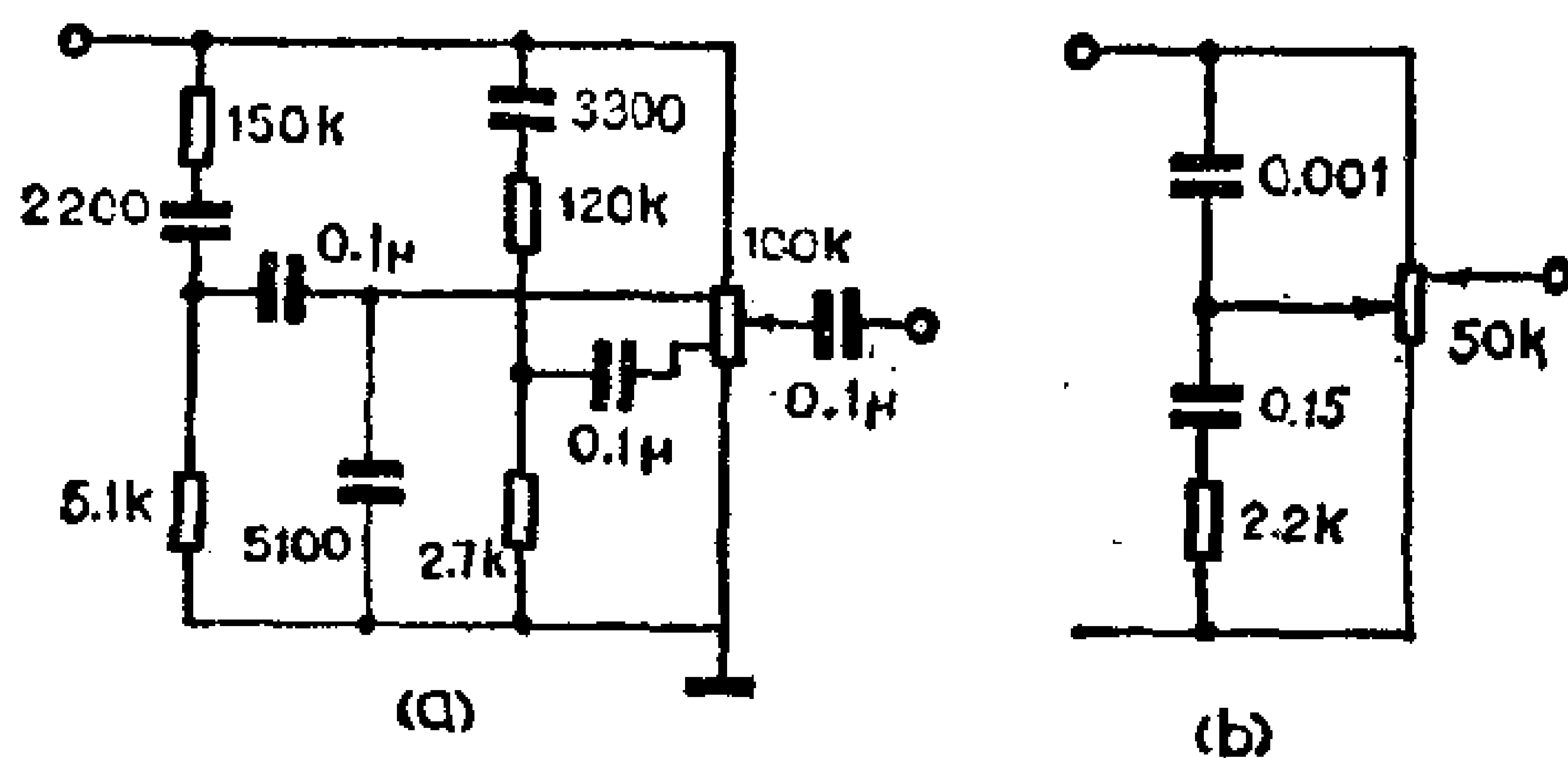


图 6-17 具体等响控制电路

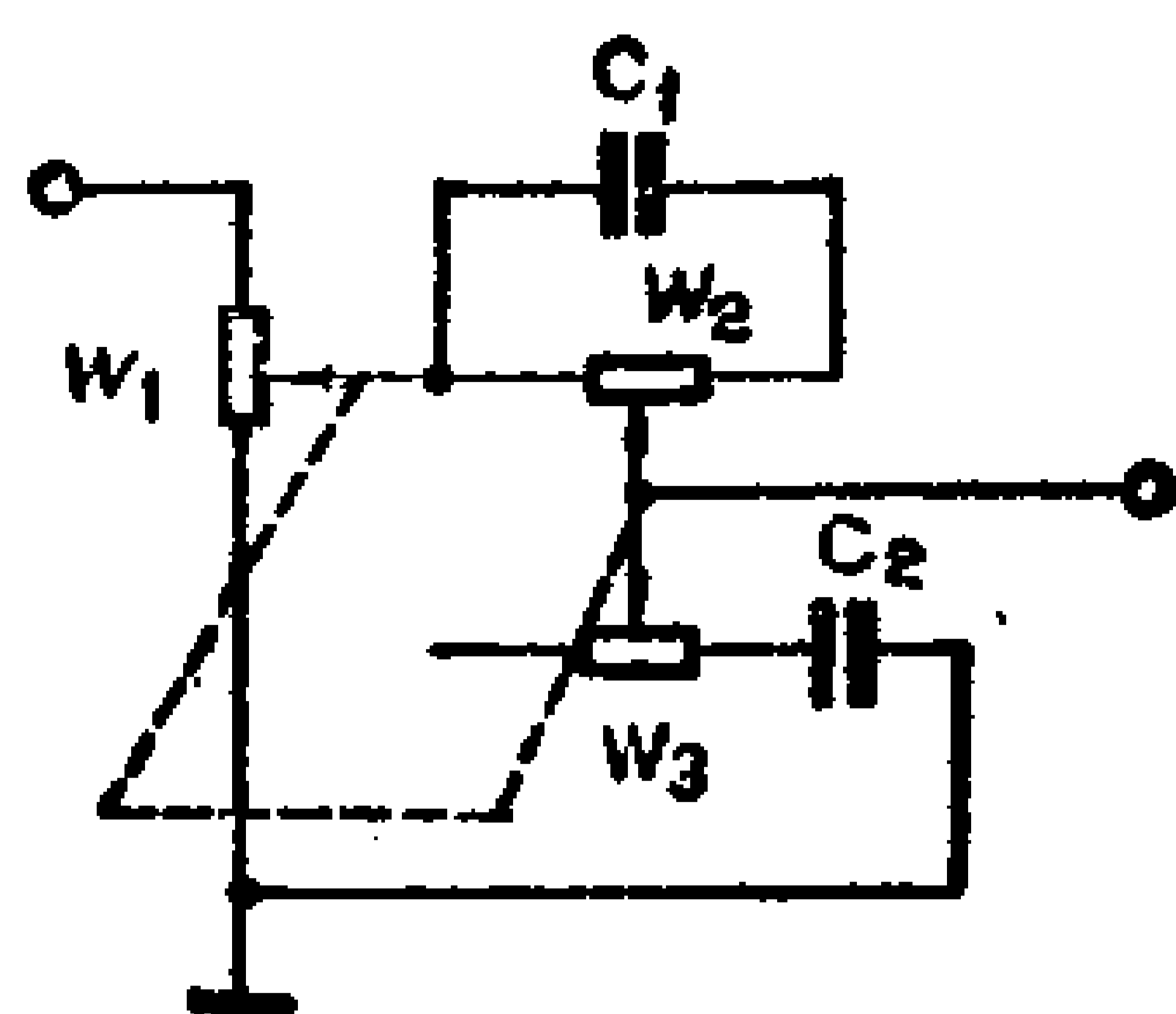


图 6-18 用三联电位器的等响控制电路

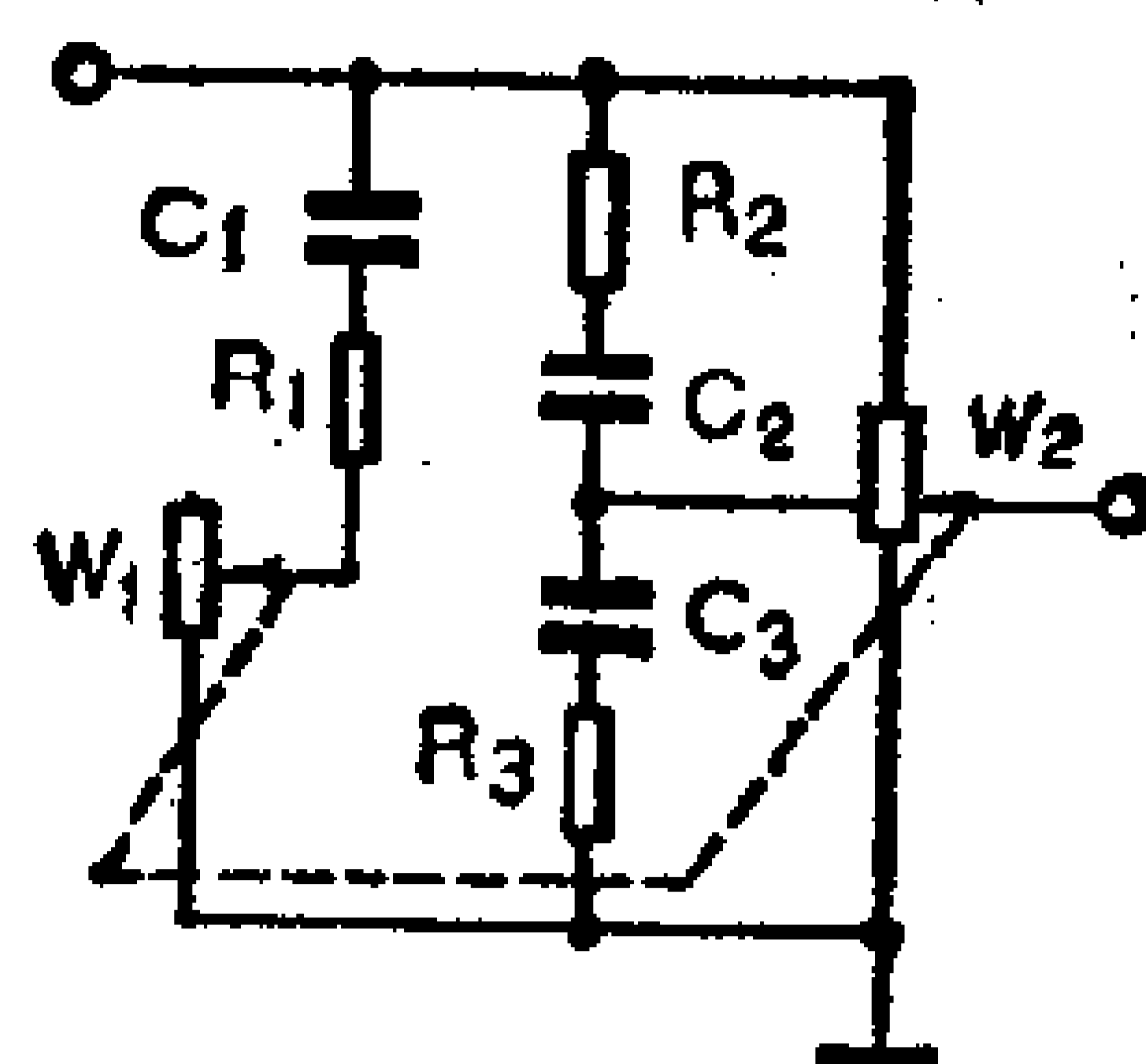


图 6-19 用双联和带抽头电位器的等响度控制电路

对高低音提升量有明显影响：对低音来说 R 越大提升越小，而对高音来说， R 越大 f_1 越低，提升量越大。图6-17是用带抽头电位器的具体等响控制电路。

用多联电位器的等响控制电路如图6-18所示， W_1 主要做

音量控制， W_2 和 C_1 组成高音提升电路，转折频率 $f_1 = \frac{1}{2\pi C_1 W_2}$ 。

W_3 和 C_2 组成低音提升电路，转折频率 $f_2 = \frac{1}{2\pi C_2 W_3}$ 。

为了进一步提高等响控制性能，还可用抽头多联电位器和步进式控制，这样更便于设计所需要的特性。图6-19是双联抽头电位器的控制电路，比图6-16增加了 C_1 、 R_1 和 W_1 组成的低

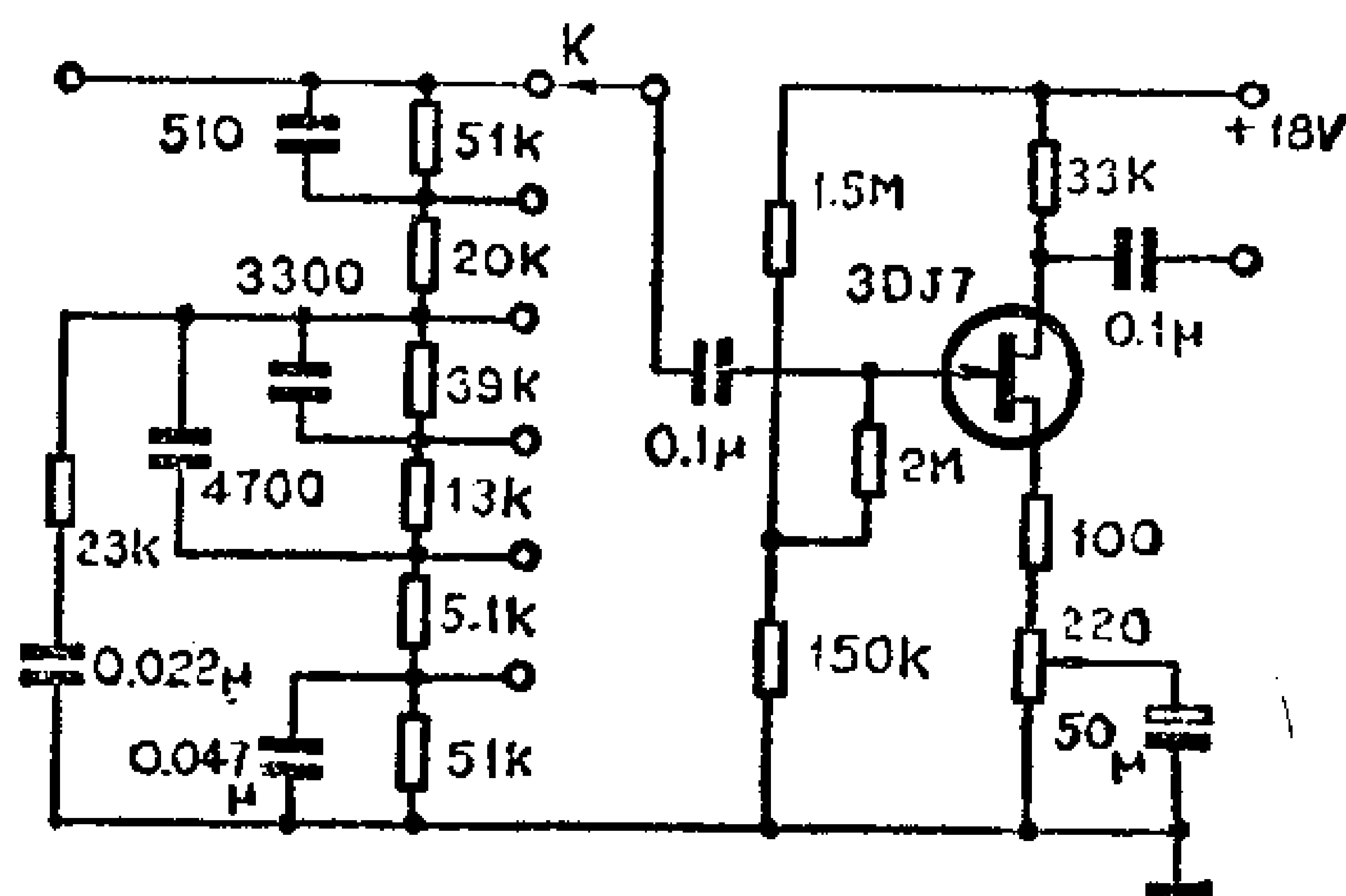


图 6-20 分段等响度控制电路

音提升支路，使低音得到双重提升。图6-20是高级落地式收音机的控制电路， K 每步衰减10dB， W 作音量微调，调节范围 $\geq 10\text{dB}$ 。

从等响曲线可知，对低音的补偿量要求比高音大，此外晶体管在高音频噪声比低音频要大得多，因此在有些场合只需对低音进行补偿，如图6-21所示。

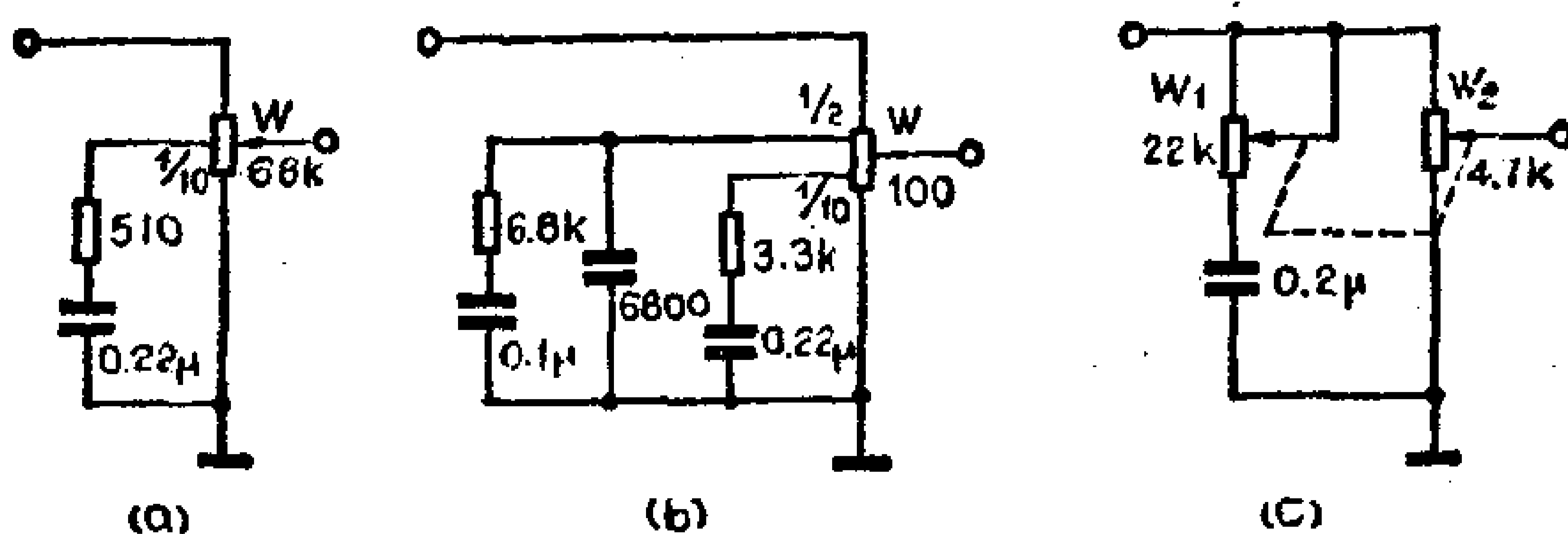


图 6-21 只对低音作补偿的等响控制电路

抽头电位器业余爱好者不易得到，可用普通电位器改制。其方法是在碳膜边沿打眼，铆接小铆钉，焊上细导线引出抽头即可。

3. 用LCR网络的等响控制

利用普通电位器，在移动端与输入端接入LC网络也能得到很好的等响控制特性。其工作原理是（参阅图6-22）：当音量最大时，图6-22(b)中 $W_1 = 0$ ，则LC网络被短路不起作用。随着音量关小， W_1 阻值增大，形成高低音提升网络。高音从输入端 $\rightarrow C \rightarrow R \rightarrow$ 输出；低音则从输入端 $\rightarrow L \rightarrow R \rightarrow$ 输出；而中音主要通过音量电位器的 W_1 输出，产生了高低音的自动提升特性。

高音转折频率为 $f_1 = \frac{1}{2\pi C(W_1 - R)}$ ，低音转折频率 $f_2 = \frac{W_1 - R}{2\pi L}$ 。 R 越小，高、低音提升量越大。 L 从0.5~2H

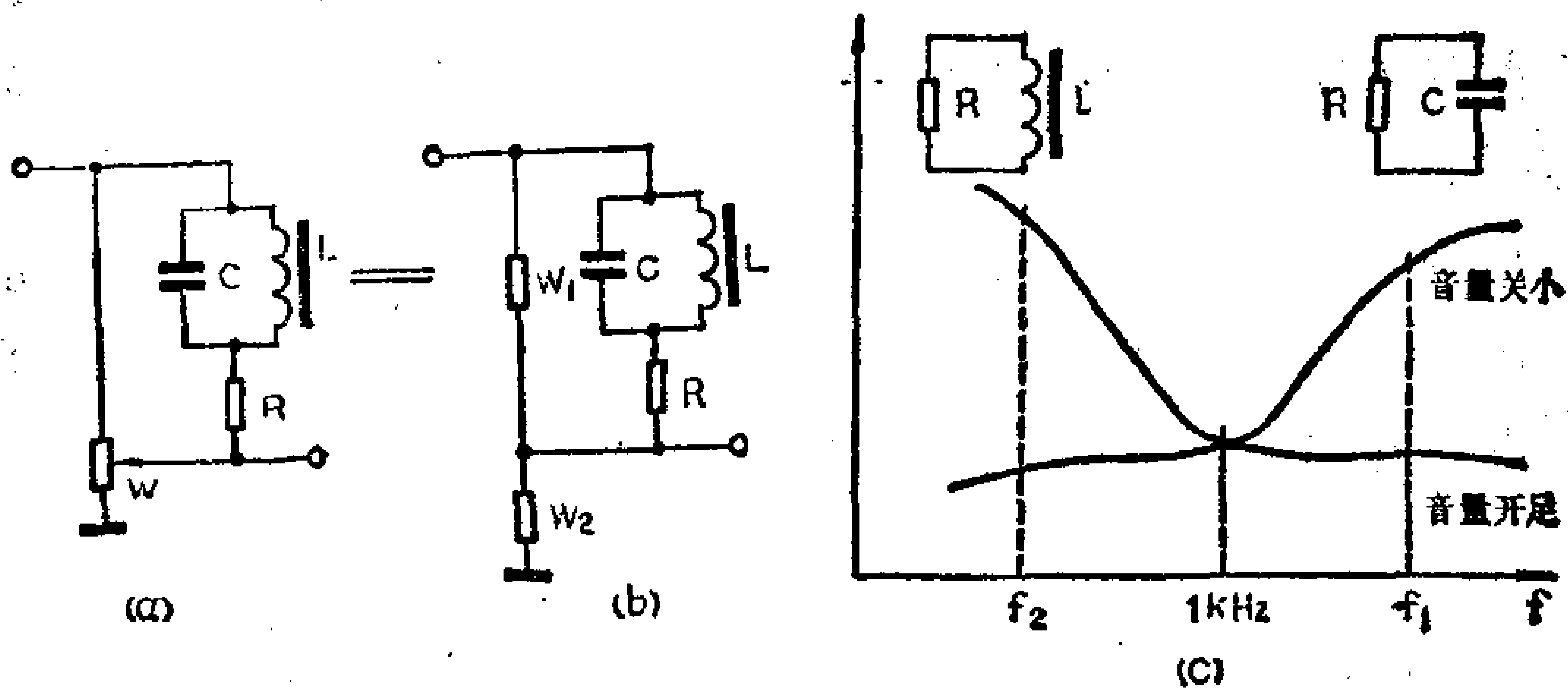


图 6-22 用 LC 网络的等响控制原理

范围选取，可用一般晶体管收音机中的输入变压器初级代替。图6-23是一个实际电路，当音量关小到-40dB时，50Hz的低音提升约15dB，8KHz的高音提升约12dB。

4. 负反馈式等响控制

利用可变频率负反馈的方法也能得到等响控制效果。在图6-24中，当 W 中心点在最上端时，电位器阻值为零，信号经三极管射极旁路电容 C_1 而接地。随着 W 阻值增大，负反馈作用发生并逐渐增强，放大器增益逐渐减小。此时 C_2 、 R_2 对高音仍有旁路作用； C_3 、 L 、 R_3 则旁路低音。就是说，当音量较小

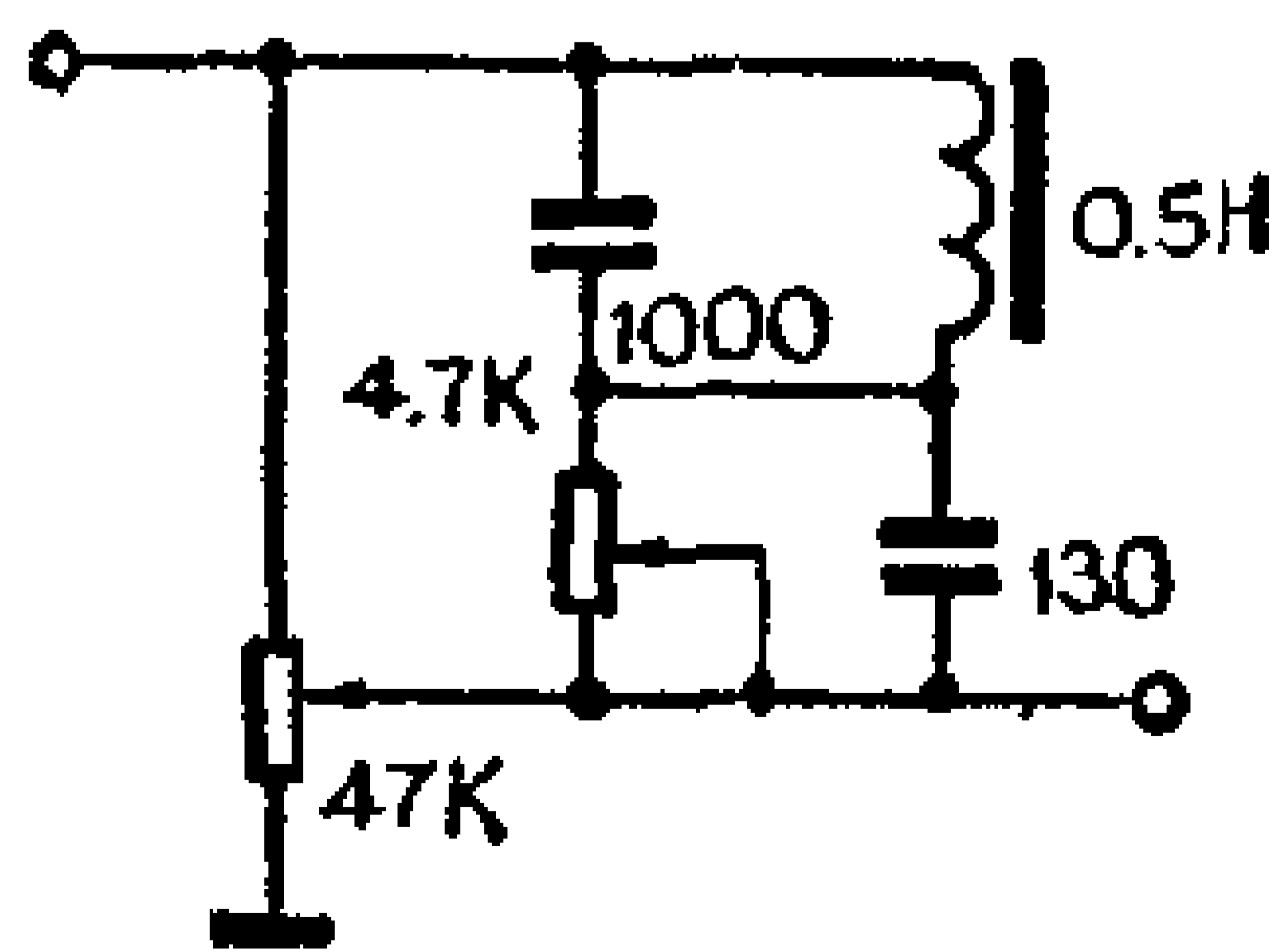


图 6-23 具体 LC 等响控制电路

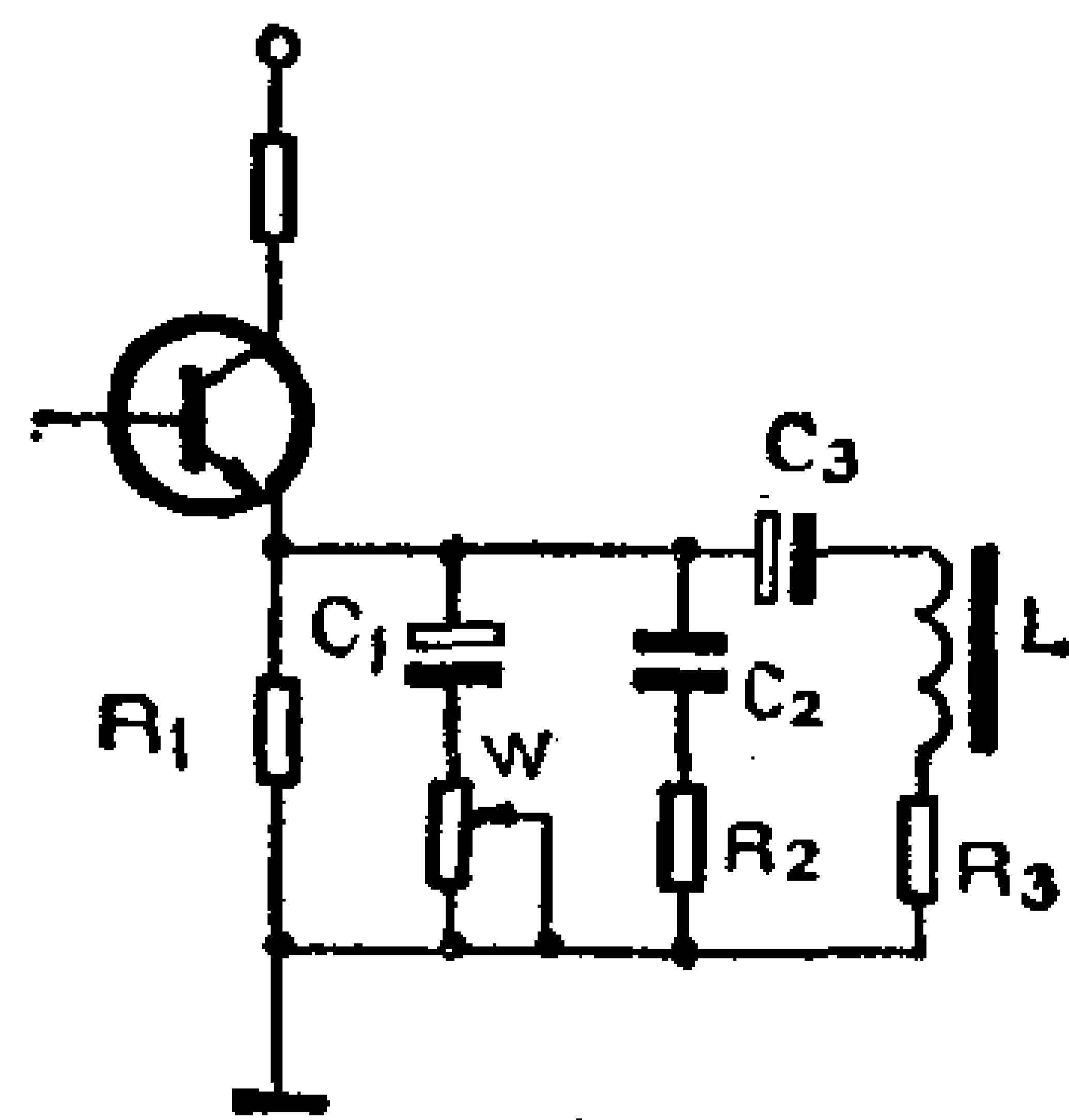


图 6-24 利用负反馈的等响控制电路

时，高、低音增益降小的程度小于中音增益的降低，从而达到等响控制的目的。

6-5 音调控制

低频电路中的音调控制电路能方便地补偿放大器的频率特性，以适应人们对音色的不同爱好，此外还能补偿信号中所缺少的频率分量，使音质得到改善，从而提高电声系统的放声效果，因此音调控制是低频电路的重要组成部分。

高保真度电路中广泛采用的是高低音分别可调的音调控制电路，所以对只用一个电位器的简单控制电路就不介绍了。常用的控制形式有衰减式、谐振式和负反馈式，其中负反馈式用得最多。

1. 衰减式音调控制

图6-25是最基本的音调控制电路，图(a)是低音控制电路。电位器 W 的滑接点位置改变时，低频段的阻抗分配比也随之改变，由于电容 C_1 、 C_2 对中频和高频的容抗较小，把 W 上的中、高频短路了。因此低频阻抗比变化时，中、高频阻抗比是固定不变的。当中心点向上滑动时低音提升，下滑时低音衰减，构



图 6-25 音调控制电路

成了低音控制电路。

图(b)是高音控制电路，电容 C_1 、 C_2 对低音的容抗很大，因此低频段的阻抗比主要由 R_1 和 R_2 的分压比决定，基本上不受电位器阻值变化的影响。当W滑接点向上滑动时高音提升，向下滑动时高音衰减，构成了高音控制电路。

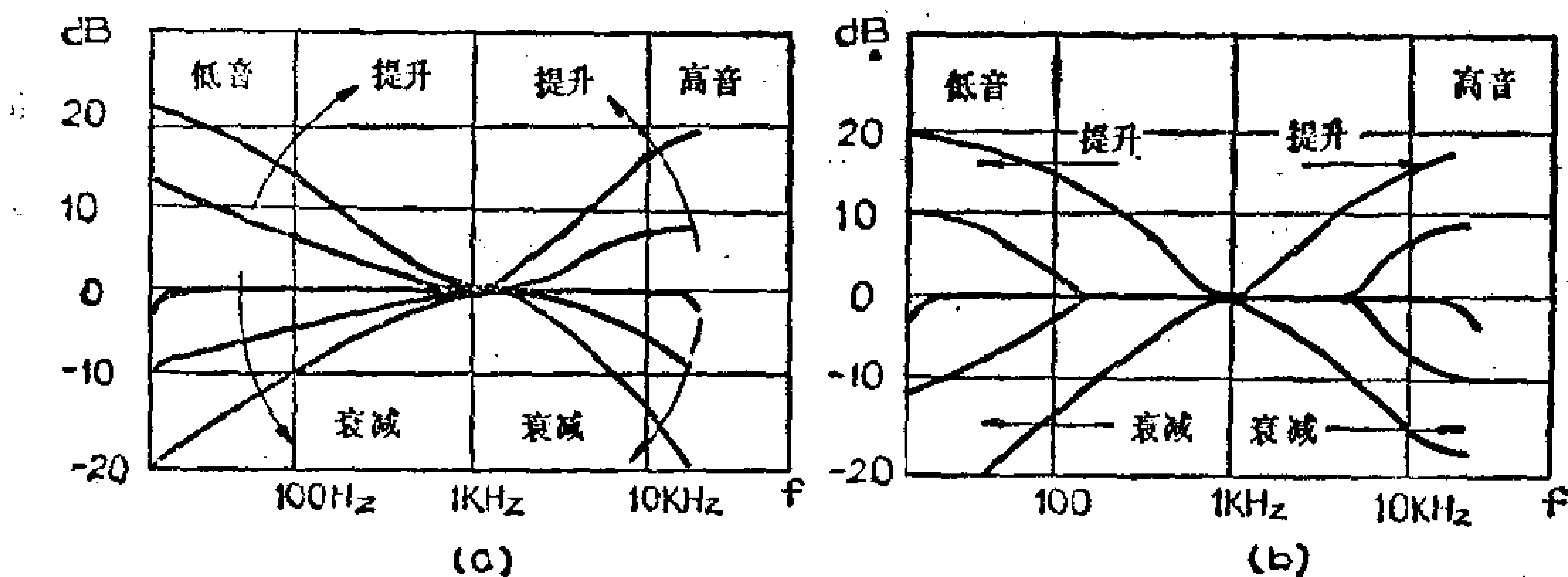


图 6-26 两种音调控制特性

用上述两种基本电路，可构成特性不同的两类音调控制电路，一类是只改变曲线的斜率而转折频率不变，如图6-26(a)所示，这就是衰减式音调控制。另一类是只改变转折频率，而曲线的斜率不变，如图6-26(b)所示，属于反馈式音调控制(后述)。第二类音调控制能更好地补偿电声系统各个环节的频率失真，也适于人耳的听觉特性，因此在高保真度电路中用的最多。

把基本控制网络插入低频放大器的某一级就构成了衰减式音调控制电路。根据接入电路的方法不同又可分为分流式和分压式(或并联式和串联式)两种。分流式适于前级输出阻抗高，后级输入阻抗低的情况。图6-27是熊猫B-11型收音机中采用的分流式控制电路，低音控制范围 $100\text{Hz} \pm 10\text{dB}$ ，高音控制范围 $5\text{KHz} \pm 8\text{dB}$ 。分压式则适于前级输出阻抗低，后级输入阻抗高的情况。图6-28是春雷3T4型收音机的分压式音调

控制电路，低音控制范围 $100\text{Hz} \pm 10\text{dB}$ ，高音控制范围 $5\text{KHz} \pm 1^\circ\text{dB}$ 。

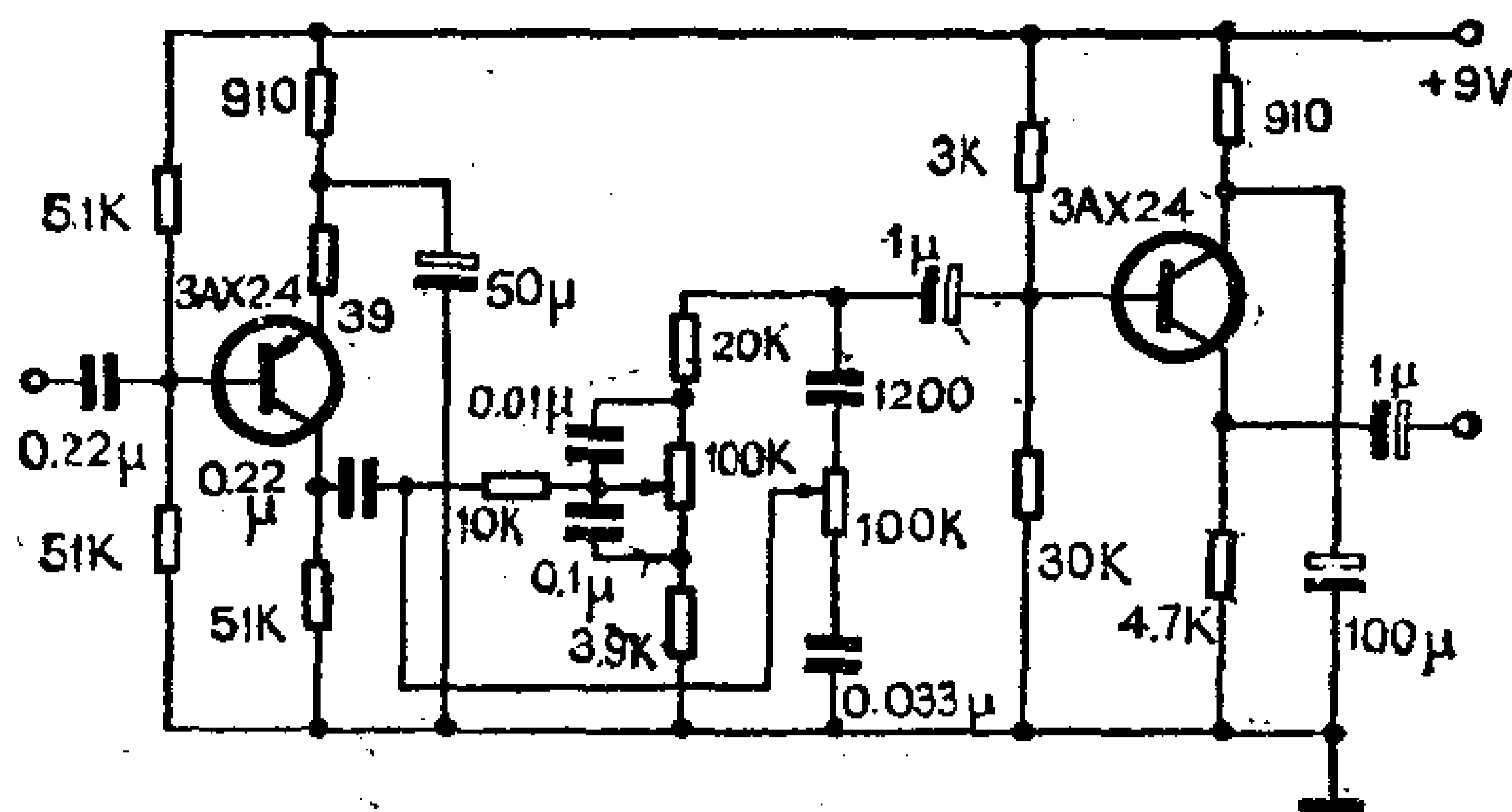


图 6-27 分流式音调控制电路

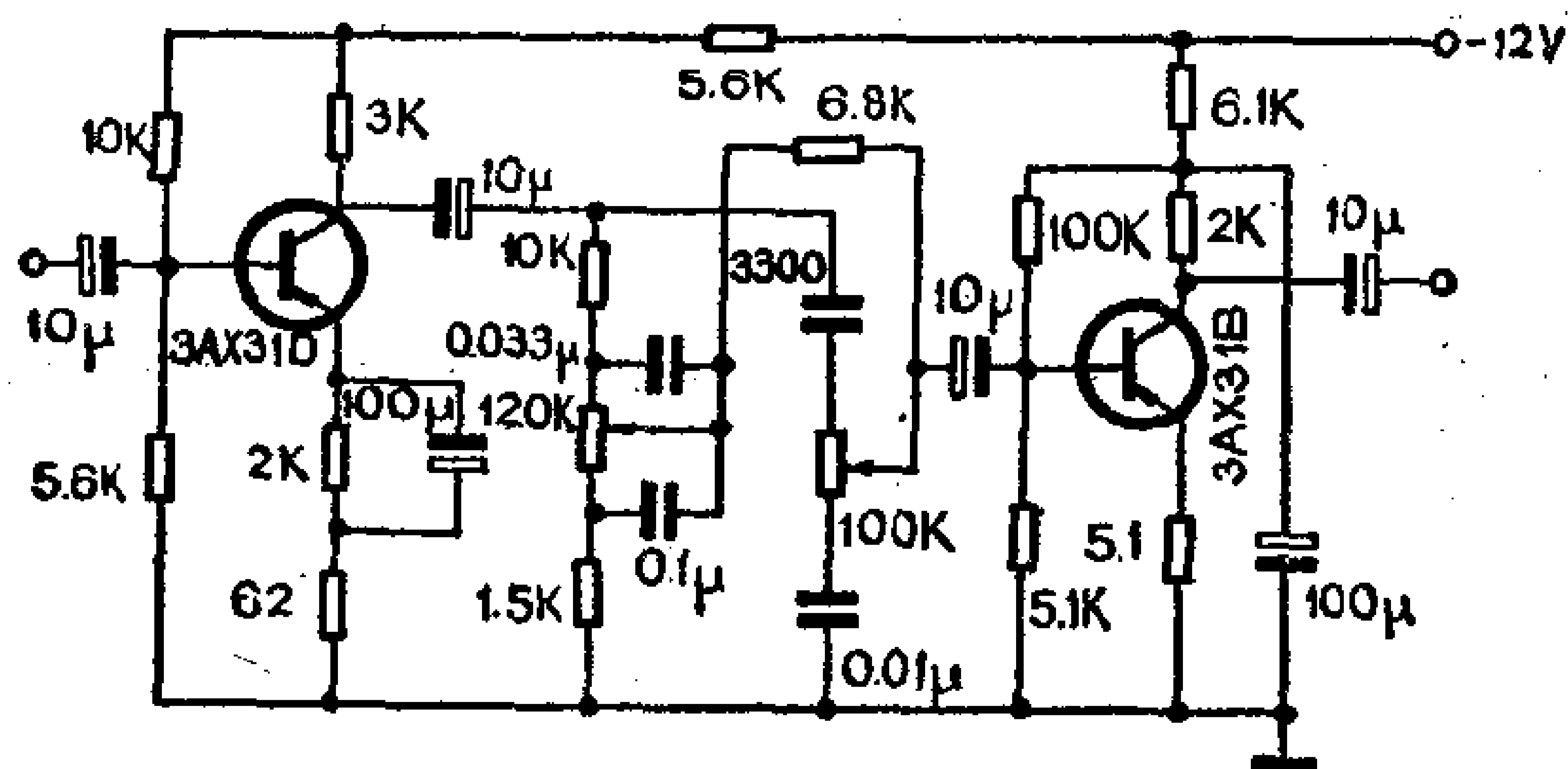


图 6-28 分压式音调控制电路

衰减式音调控制电路的控制范围可做得较宽，但调节电位器时使放大器阻抗发生变化，容易引起失真。此外对参考频率（ 1KHz ）信号也会有很大的衰减，不适于输入电平较低的情况，常当作耦合元件插入放大器级间。

衰减式音调控制电路应采用对数式电位器。

2. 反馈式音调控制

把基本音调控制电路与放大器组合就构成了反馈式音调控制，如图6-29所示。实际上是一个有源滤波器，低通网络由

R_1 、 R_2 、 R_3 、 W_1 和 C_1 、 C_2 组成；高通网络由 R_4 、 W_2 和 C_3 、 C_4 组成。不管电位器在什么位置，总有衰减网络和反馈网络两部分组成，如图6-30所示。

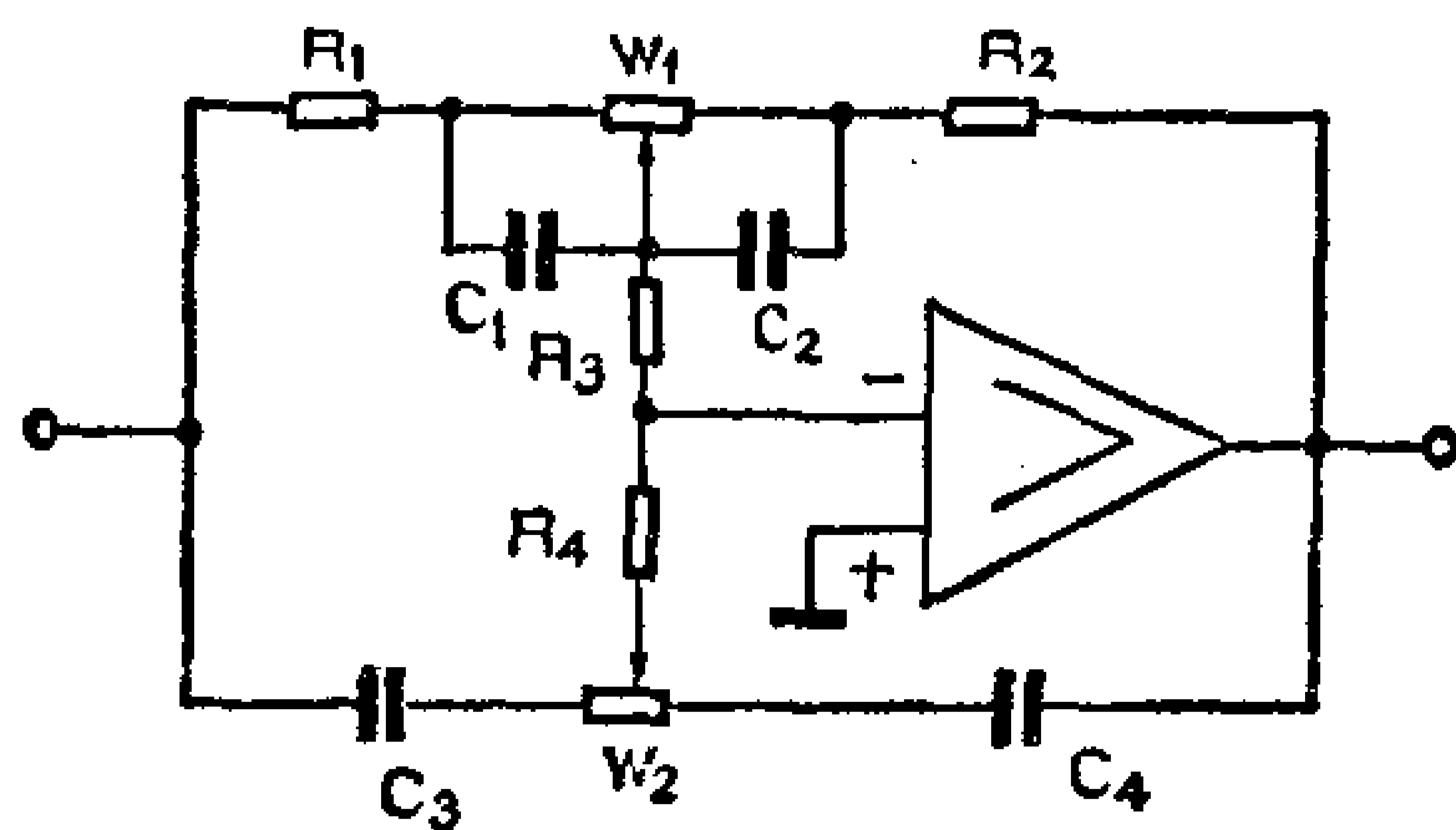


图 6-29 反馈式音调控制

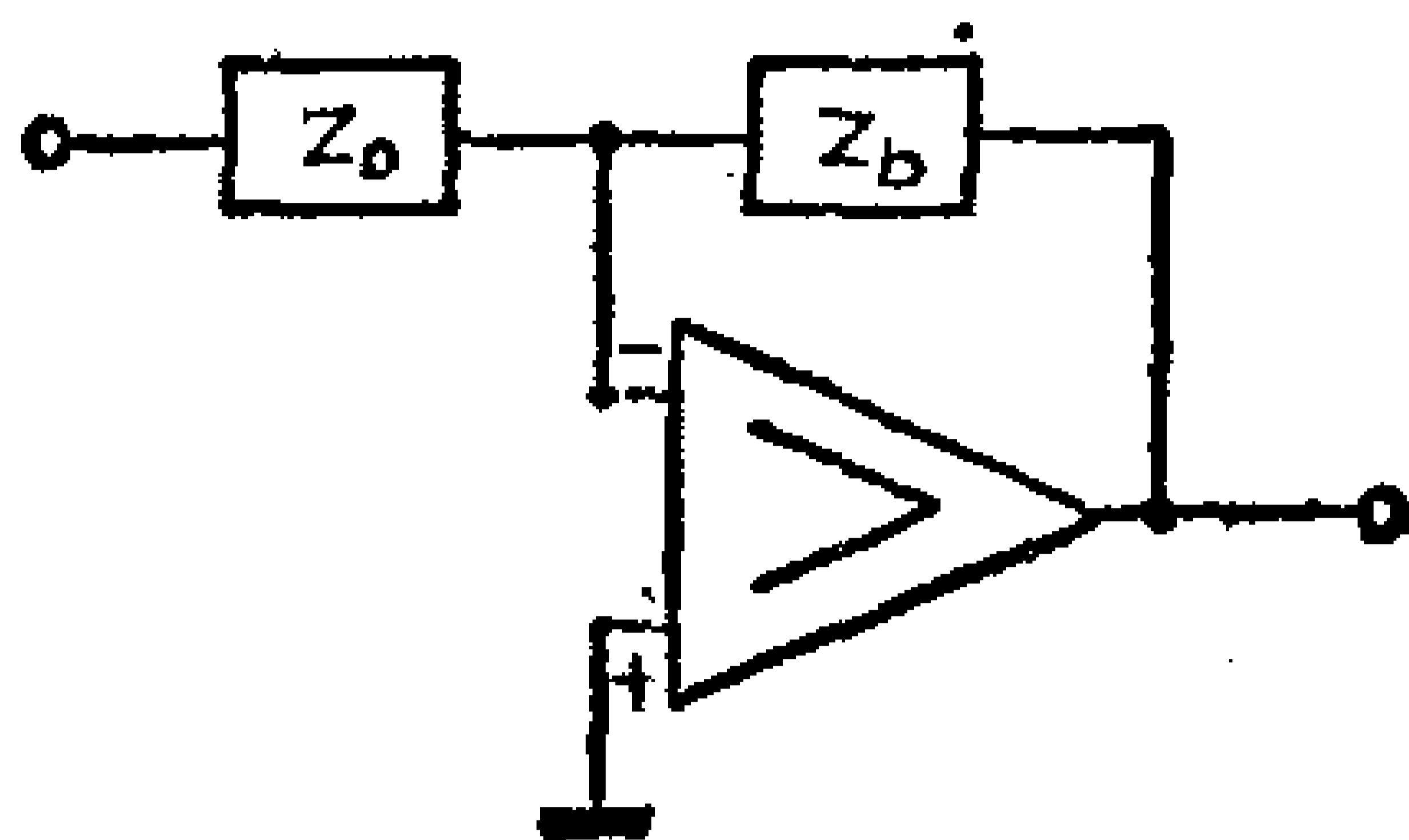


图 6-30

当放大器开环增益 $K_0 \gg 1$ ， $Z_b \ll K_0 Z_o$ 的情况下，闭环增益近似为 $K = \frac{Z_b}{Z_o}$

低通网络的主零点频率 f_d 和高通网络的主零点频率 f_o 分别为

$$f_d = \frac{1}{2\pi W_1 C_1}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi R_4 C_4}$$

当信号频率 $f < f_d$ 时， $C_1 \sim C_4$ 可视为开路，图6-29等效成图6-31，其增益为

$$K_{(d)} = \frac{W'_1 + R_2 + R_3}{W'_1 + R_1 + R_3}$$

当 $W'_1 = 0$ 时，低音提升量最大，反之当 $W'_1 = 0$ 时，低音衰减量最大。

在信号频率 $f > f_o$ 时， $C_1 \sim C_4$ 可视为短路，图6-29可等效成图6-32，高频增益为

$$K_{(a)} = \frac{(R_3 + W'_1 + R_2) \parallel (R_4 + W'_2 + R_2)}{(R_1 + W'_1 + R_3) \parallel (R_4 + W'_2)}$$

当 $W'_2 = 0$ 时，高音提升量最大，反之当 $W'_2 = \infty$ 时，高音衰减量最大。

在 $f_d < f < f_g$ 频率范围内，则分别有

$$K_{(d)} = \frac{K_{(d)\max}}{\sqrt{1 + (f/f_d)^2}}$$

$$K_{(g)} = \frac{K_{(g)\max}}{\sqrt{1 + (f/f_g)^2}}$$

亦即具有每倍频程6dB上升（或下降）的幅频特性。在参考频率1KHz时，等效电路如图6-33所示，其增益为 $K_{(m)} =$

$$= \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_3}$$

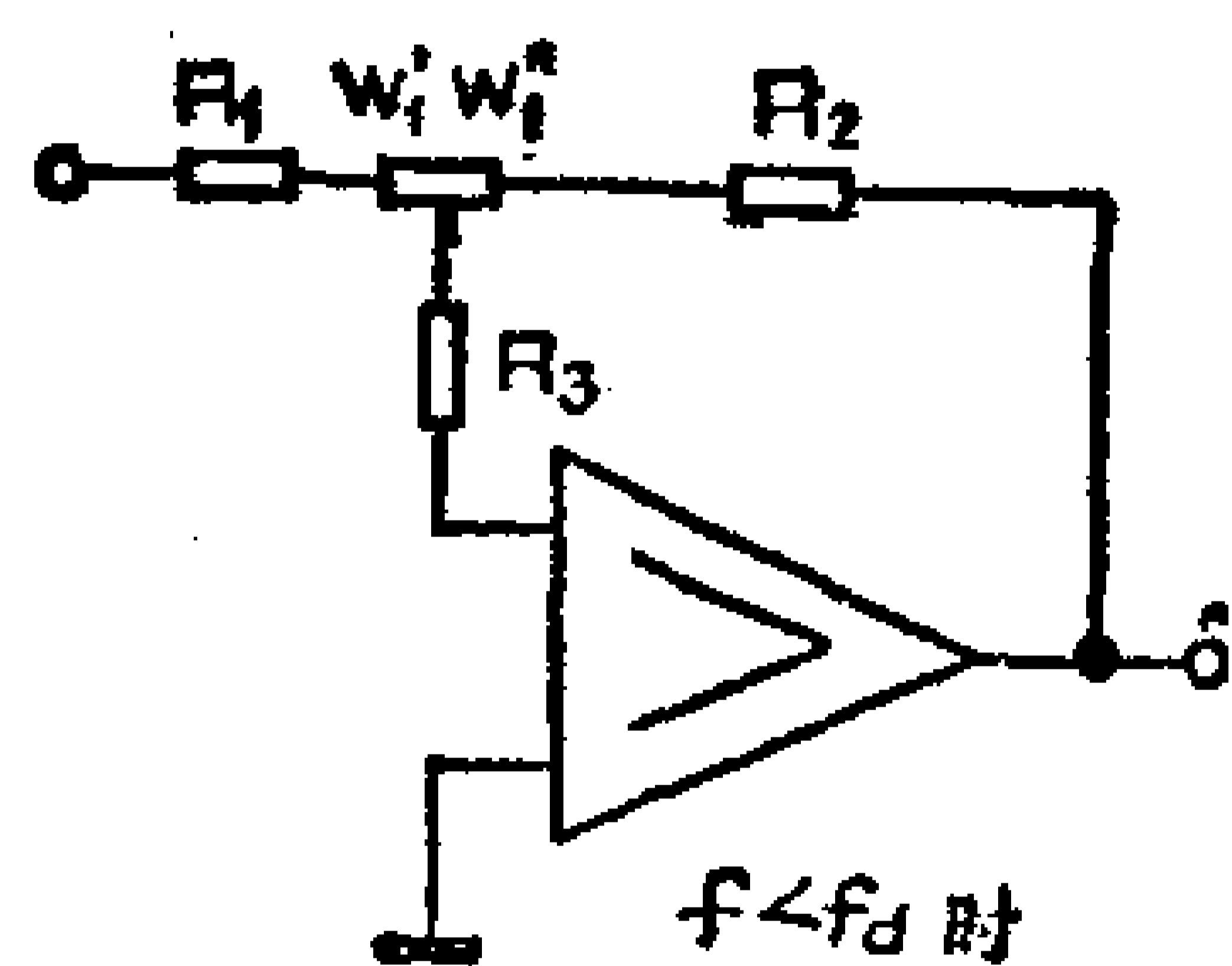


图 6-31 $f < f_d$ 时

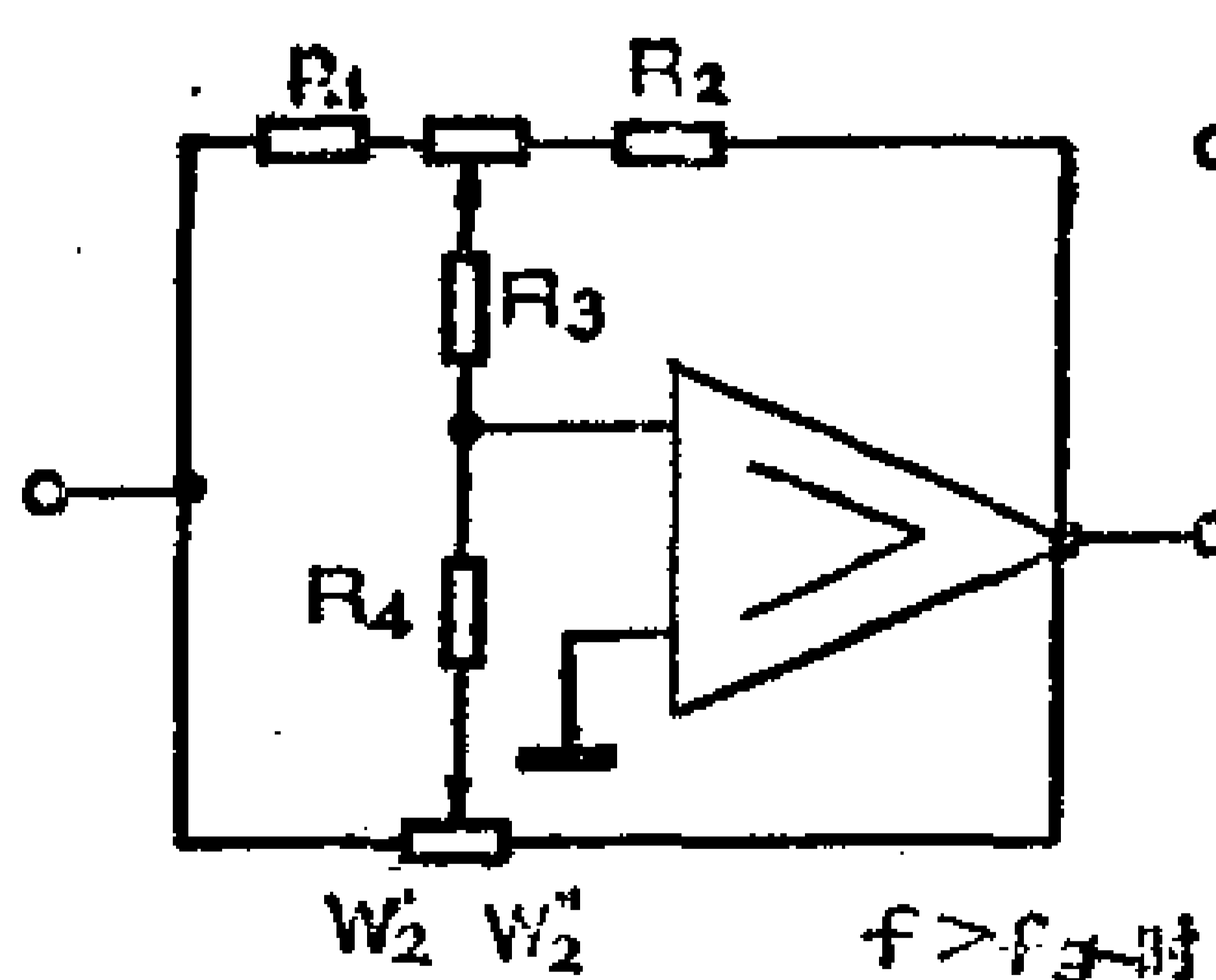


图 6-32 $f > f_g$ 时

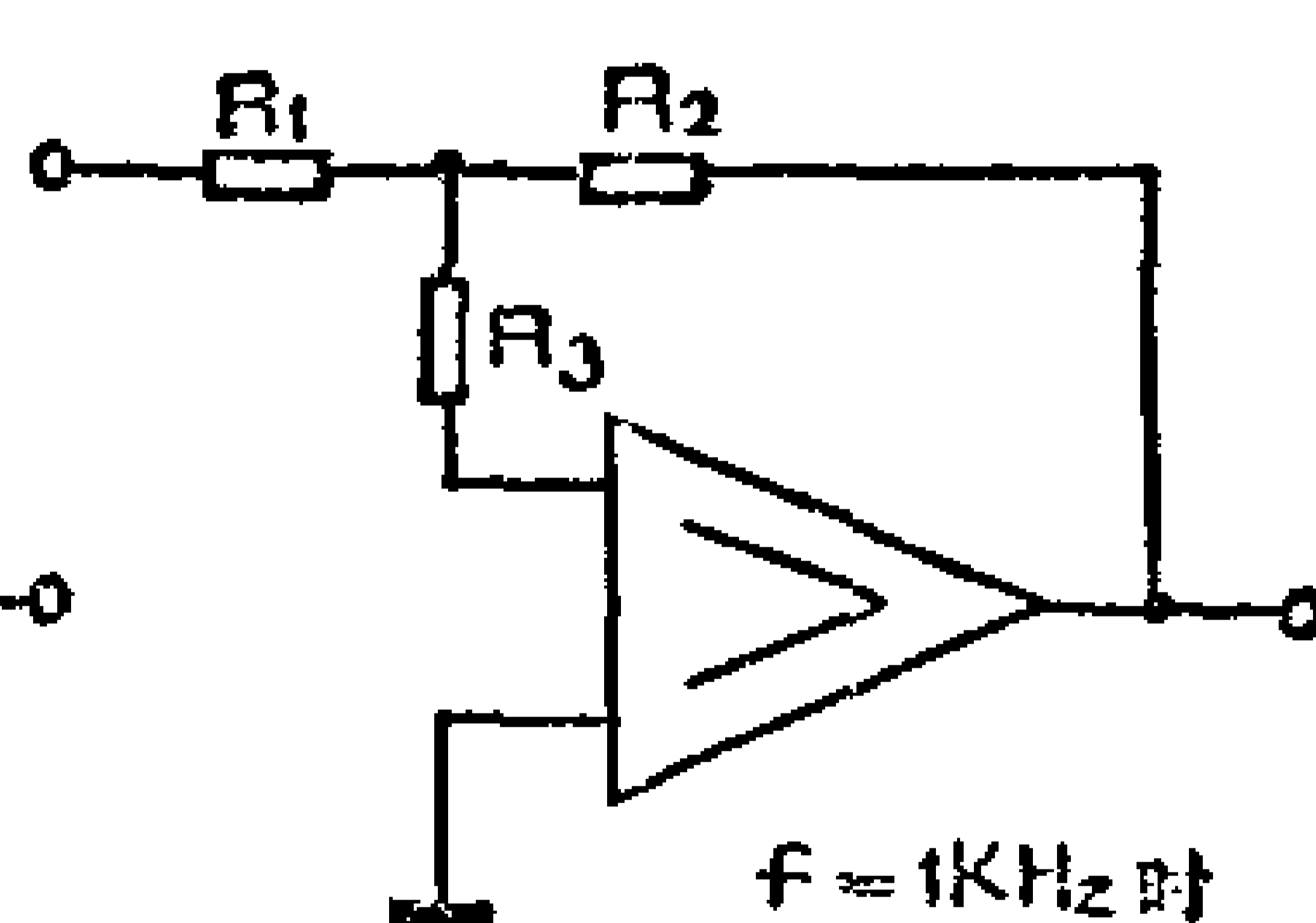


图 6-33 $f = 1\text{KHz}$ 时

图6-34是一个实际的反馈式音调控制电路。控制范围为：
30Hz, $+19.5$ dB, 20KHz, -19 dB, 失真度小于 0.1% ,
1KHz时输入阻抗约为40K Ω , 输出阻抗为180 Ω 。

由于三极管的输入、输出阻抗低，用反馈式音调控制往往感到高、低音提升不足。为了得到大的控制范围，往往要用容量很大的电容。因此在高保真度电路中应采用场效应管。

反馈式音调控制应采用线性电位器。

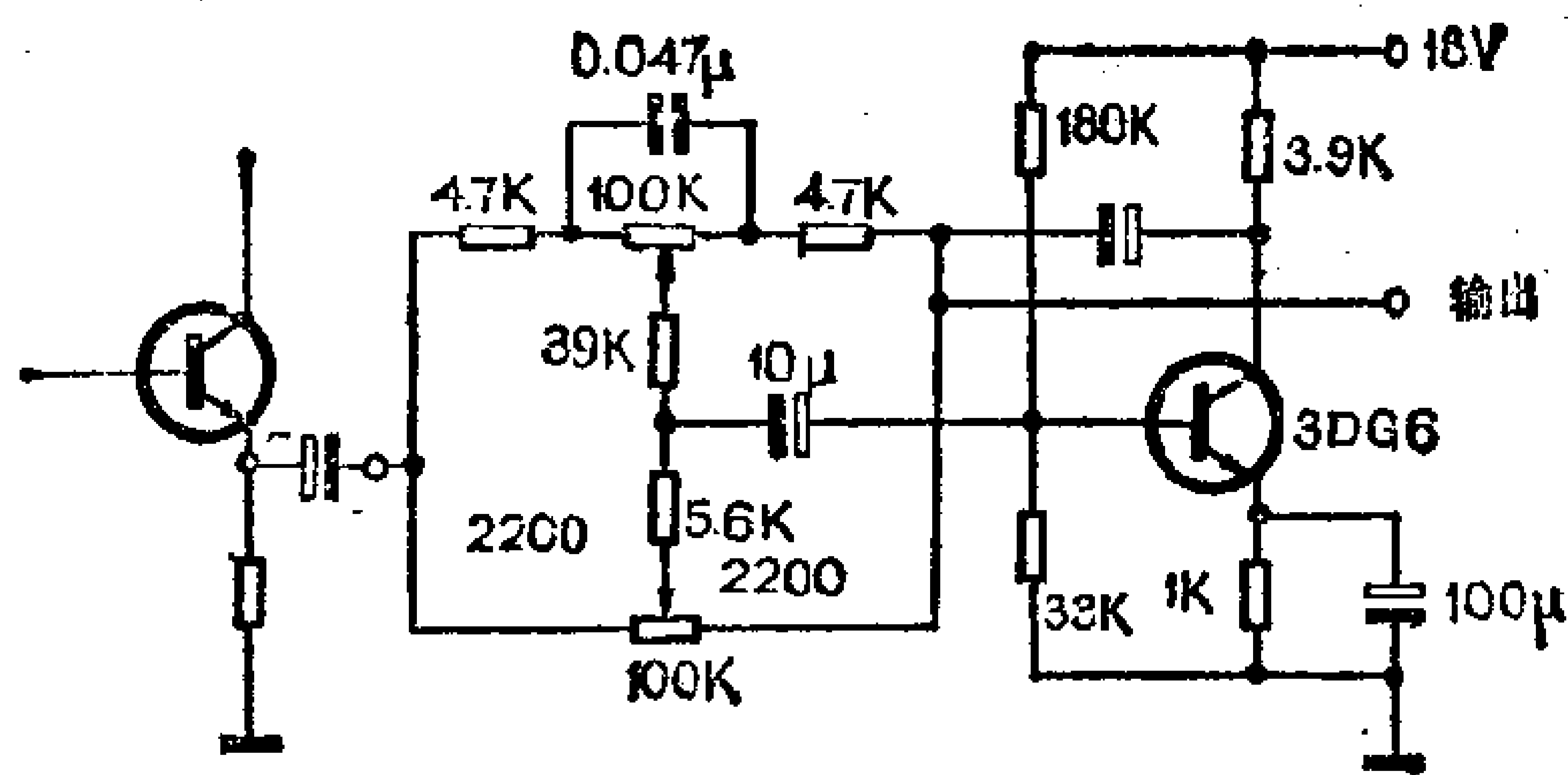


图 6-34 具体的反馈式音调控制电路

3. 谐振式音调控制

利用LC串联谐振回路控制放大器的反馈量，也能显著地改变音调。原理图见图6-35(a)。LC串联谐振回路的谐振频率

为 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ ，此时阻抗最小，因此当电位器滑接点上移

时，输出信号中在串谐回路的通频带内的成分被旁路，同时由于对 f_0 的负反馈量增大，放大器增益下降，此两作用都使 f_0 附近的信号输出减小。当电位器 W 的滑接点下移时，输出信号中 f_0 的旁路量减小，同时由于谐振回路对 R_c 的分路作用使对 f_0 的负反馈量减小，放大器对 f_0 的增益增大。从而达到了在 f_0 频率附近的音调控制的目的。这种电路的控制特性如图6-35(b)。为了控制高、低音就至少要用两个LC回路。

图6-36是实际电路。两个回路的谐振频率分别为100Hz和5KHz，设在1KHz时增益为1，控制范围为：100Hz \pm 26dB，5KHz \pm 24dB。 L_1 用小型输入、输出变压器铁芯绕制， L_2 用MX-4000型磁环穿绕，匝数根据所需电感量(2.5H及50mH)计算。

设计和调整时注意，回路的幅频特性不要太尖锐(Q值不

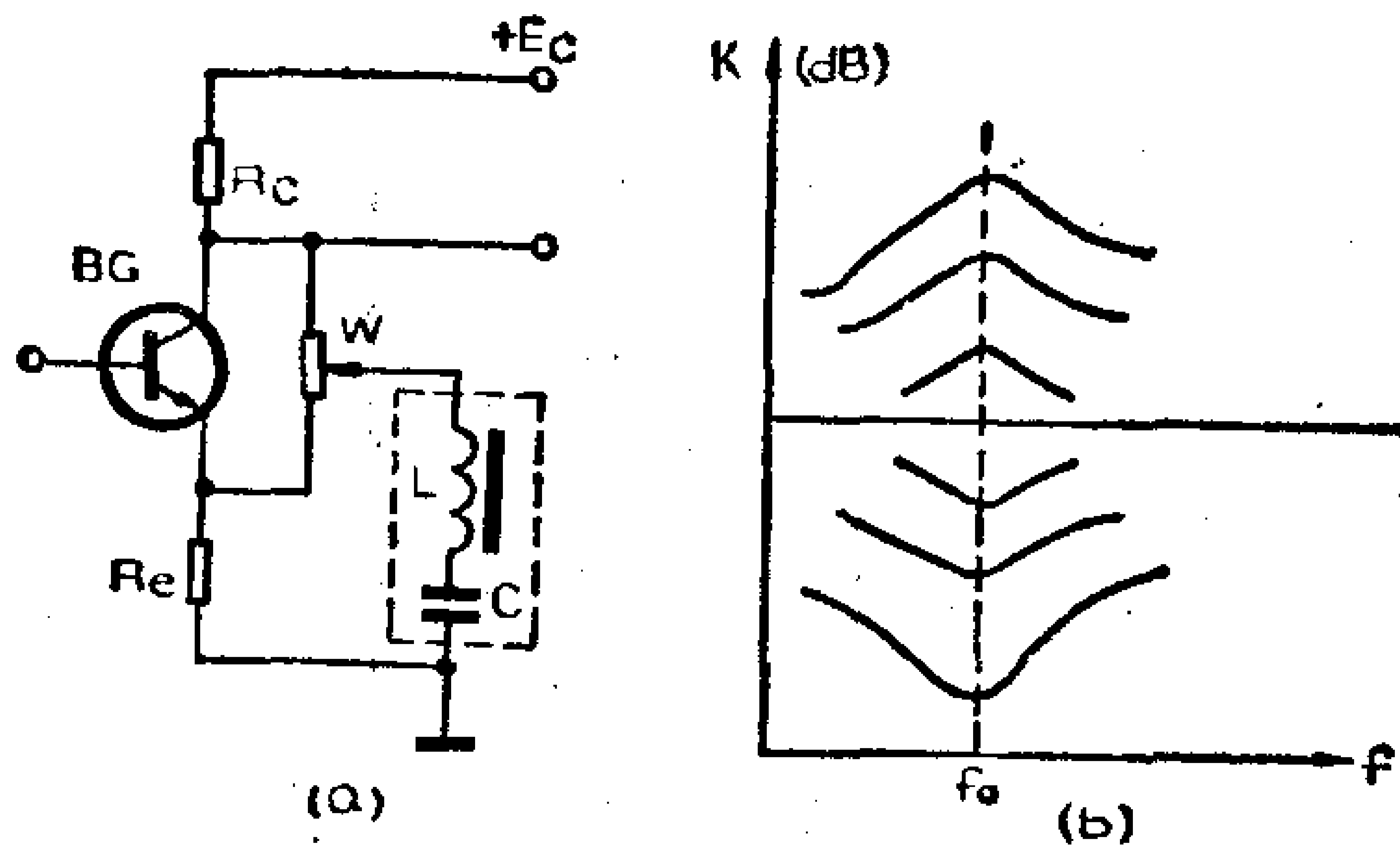


图 6-35 用LC的音调控制原理图

要太高)，应该是缓馒头型。电感元件要采用屏蔽措施，避免感应交流声。高频电感 L_2 也可不用。

谐振式音调控制电路的优点是能得到很大的提升（或衰减）量，电路也很简单。缺点是容易感受噪声。

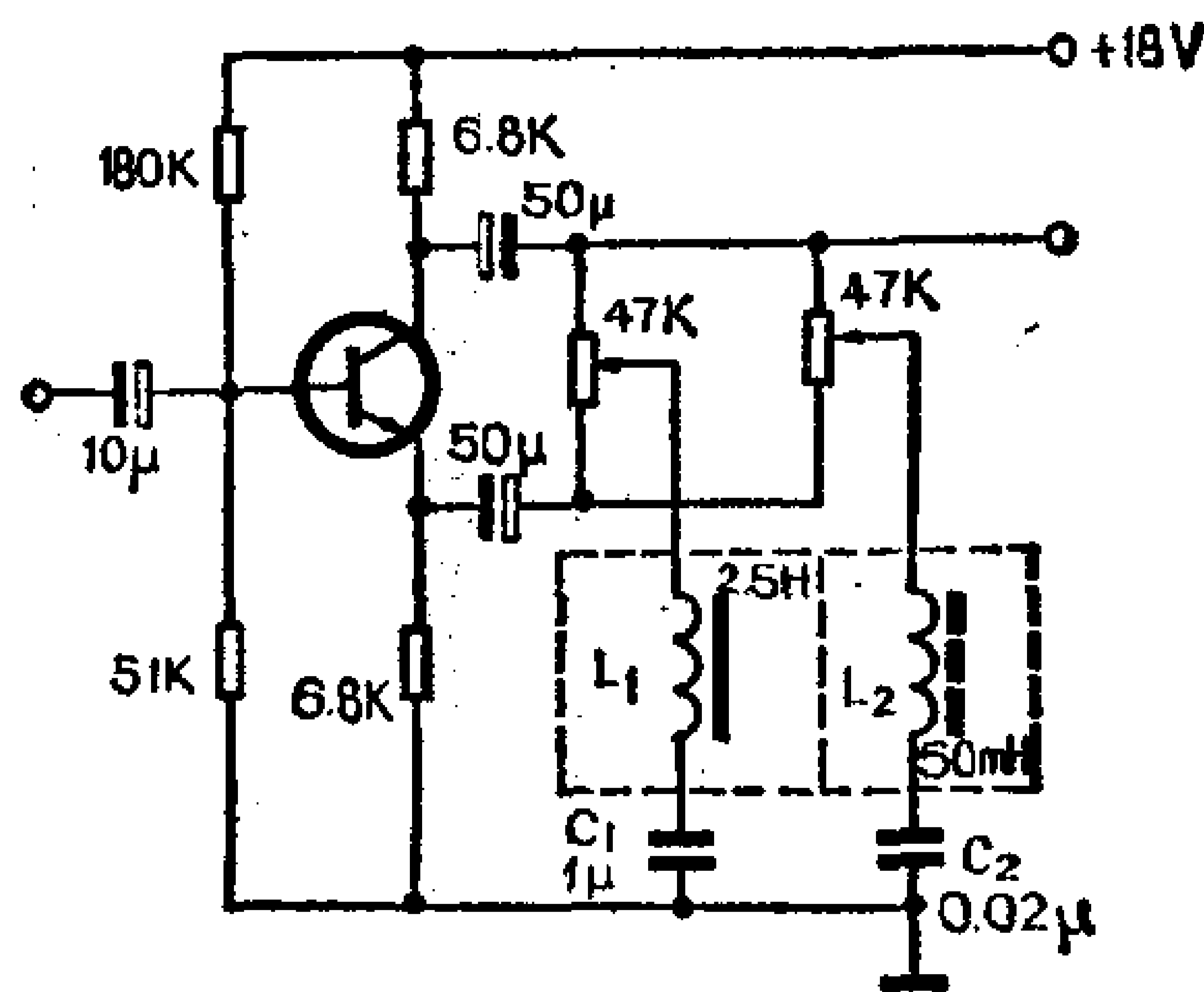


图 6-36 具体的LC音调控制电路

4. 步进控制和音调选择器

为了能更准确地进行音调选择和使用上的方便，可用步进控制和音调选择器。步进控制是把调节电位器改换成多个电阻，然后用转换开关进行步进调节，每步变化量约2-3dB，利用不同的接点就可组合成不同的音调控制电路。图 6-37 是 JZ 102 增音机中的步进式音调控制电路。它是典型的反馈音调控制，高、低音分别分为11步，每步变化2dB。

音调选择器是根据各种节目的频率特性，专门设计相应的

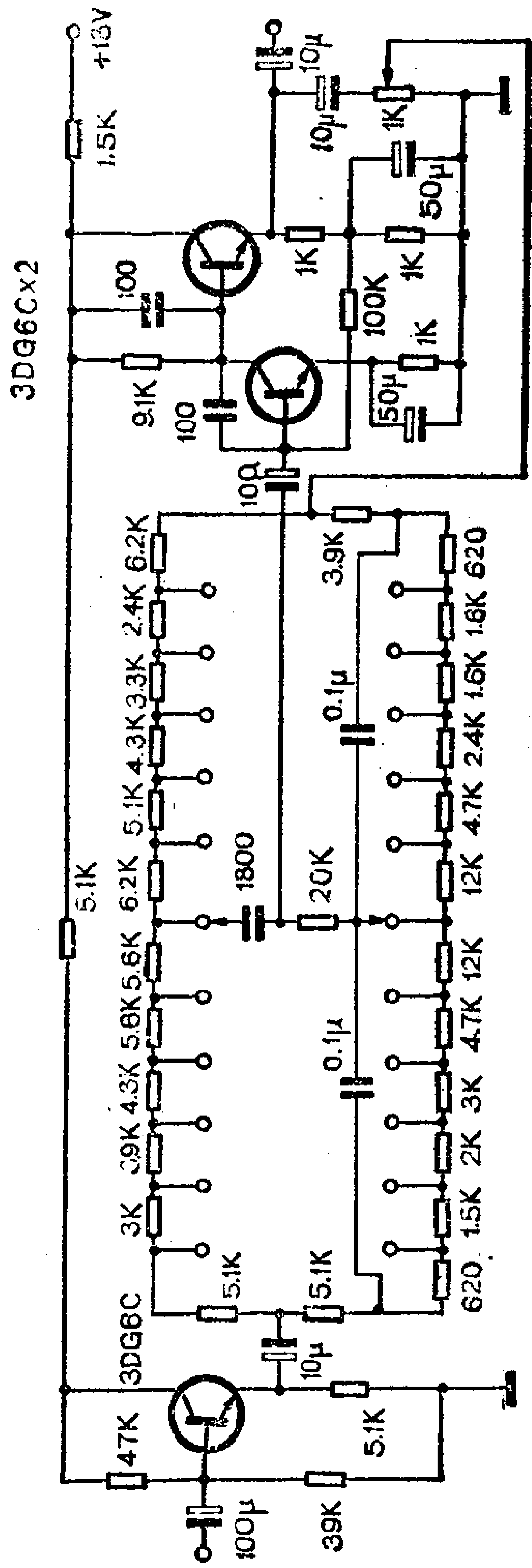


图 6-37 步进式音调控制电路

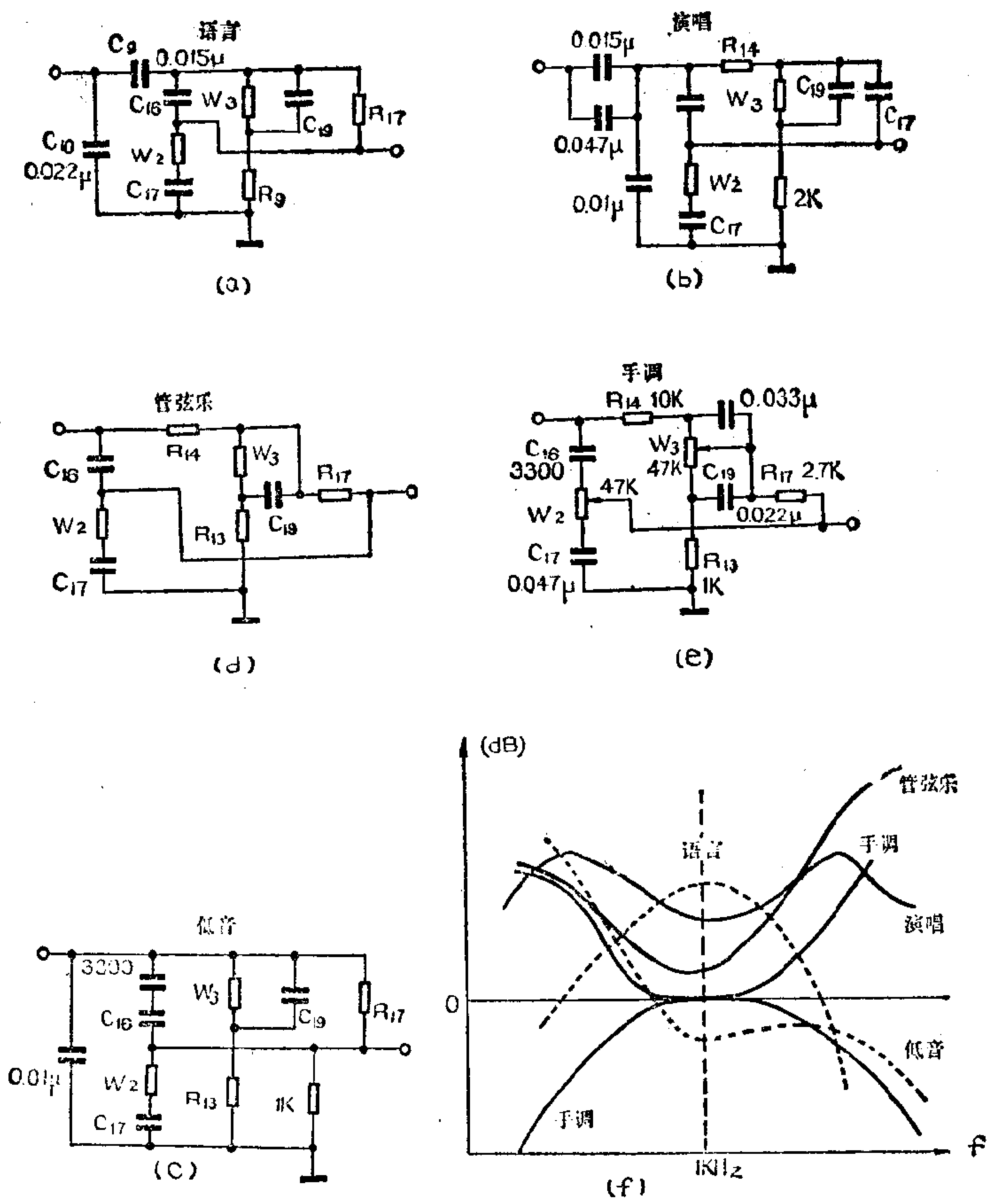


图 6-38 音调选择器电路

音调控制电路，使用时用开关切换。图6-38是牡丹2241型收音机中的音调选择器电路，设有“语言”（清晰）、“演唱”（优美）、“低音”（柔和）、“管弦乐”（浑厚）和“手调”按键，各种状态的转换用五位四刀直键互锁开关进行。表

表6-2 牡丹2241收音机音调控制器特性

控制量(dB) f(Hz)		状态				
		100	200	1000	2000	5000
语	言	-1	2	5	6	-2
演	唱	7 ± 1	6	3	4	8 ± 1
低	音	>9	5	-1	0.5	0.5
管	弦乐	>10	5	0	2	>8
手	提 升	>10		0		>8
	衰 减	<-10		±3		<-10

6-2是各种状态的提升（或衰减）量。

6-6 通频带控制电路

低频电路的通频带控制在一般收音机电路中用得很少，就是在高保真度电路中也不一定都用。为了进一步提高放声质量，在某些情况下控制低频电路的通带是非常有效的。近来发现功放电路的瞬态互调失真后，低频电路的通带控制更引起了人们的重视。

1. 为什么要进行低频电路的通频带控制

现代高保真度低频电路为了取得较好的电声指标大都设计成宽频带式，高频响应往往达几十至几百千赫。可是多数信源的频率范围是有限的，例如调幅广播信号的音频范围只有30~5000Hz，盒式录音机的高频响应一般也不过8000~12000Hz。这些信号通过频响几十千赫的低频放大器，不仅不能改

善音质，相反会由于噪声电平的增高使音质变坏。此外在干扰和噪声很高的情况下，压缩通频带能显著地提高信噪比，使声音清晰度得到改善。近来的研究证明，控制前级低放的通频带是改善功放瞬态互调失真的有效方法之一。

也许会有人提出，频率均衡电路、音调控制不是也能改变频响特性吗？干吗还要用通带控制？其实均衡电路主要侧重补偿信号的频率失真；音调控制则用来补偿放大器通频带内的频率失真，以适应各种人对不同音调的爱好；而通频带控制主要用来提高信噪比。不能混为一谈。

各种传输系统所固有的噪声，具有各不相同的频谱成分，亦即噪声能量在不同频率上的分布不是均匀的。在大多数情况下，在音频频谱的高音频段噪声较强，而低频噪声主要是50、100Hz交流声。因此通频带控制的重点是在高音频方面。也有人做过实验。如果同时切除通频带的两边，使高音截止频率 f_h 和低音截止频率 f_l 的乘积为某一常数，人耳就觉察不出音质有什么变化。也就是说仍能保证高保真度的要求。这个常数在 $2.5 \times 10^5 - 3 \times 10^5 (\text{Hz}^2)$ 范围之内。根据这一原理，在许多电路中切除掉的高音和低音是相互配合改变的。

通频带控制电路要求对控制范围以外的频率有大的衰减作用，而对频率特性曲线内不应有明显的起伏，一般要求切割斜率大于每倍频程12dB因此得用LC滤波器或RC有源滤波器。

2. 简单的RC通频带控制电路

最简单的通频带控制电路是由多节如图6-39所示的RC基本滤波节组成。每节衰减斜率为每倍频程6dB，要两节以上才能达到每倍频程大于12dB的要求。可用改变R、C的数值连续或分档通频带控制。连续控制时低频控制范围可选在40~

~270Hz, 高频控制范围可选在3~16KHz。分档控制时可在上述范围里各选3—5档。

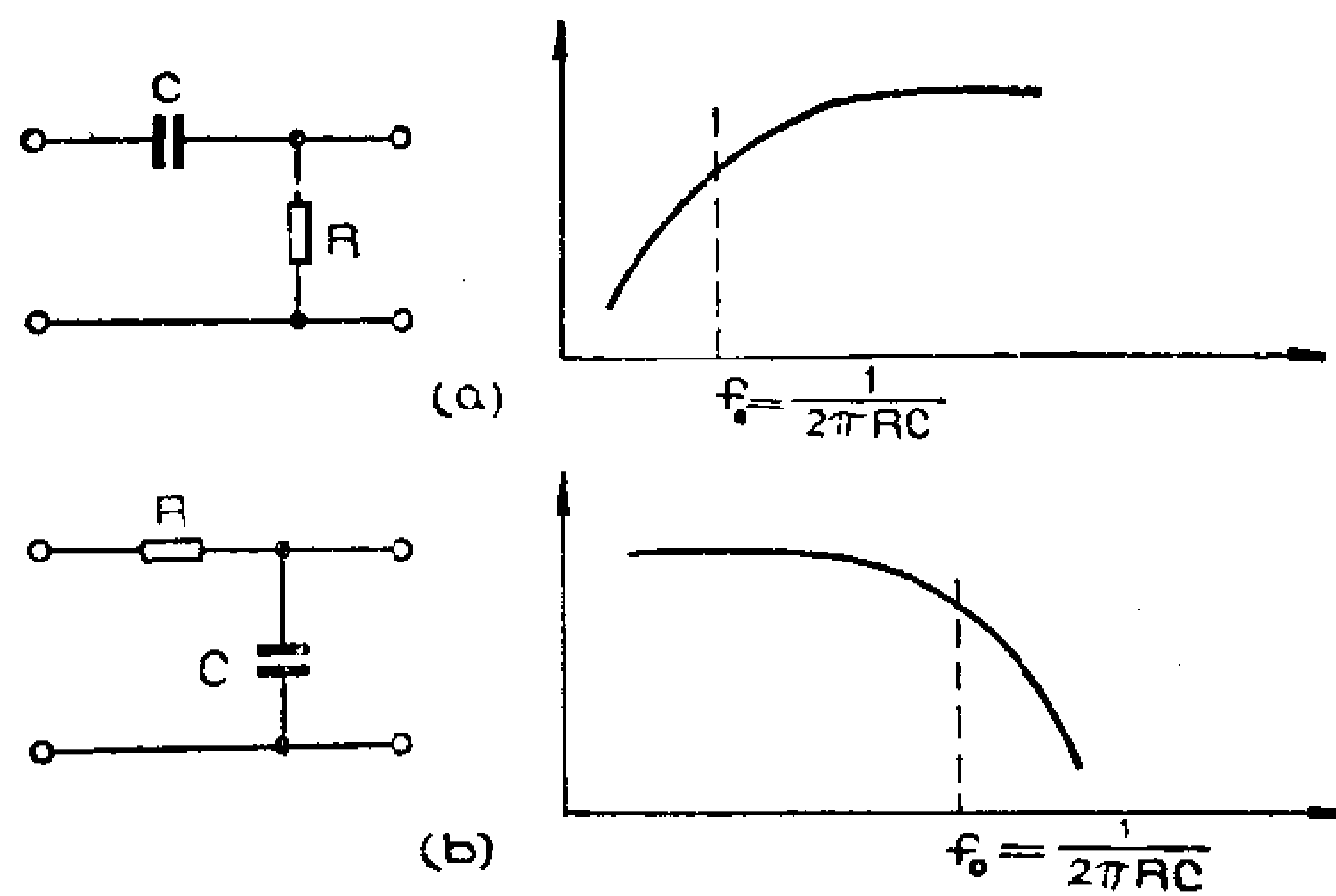


图 6-39 最简单的高低通滤波节

图6-40是一个分档控制的实际电路。高通由两节RC网络组成,斜率为每倍频程9dB;低通也由两节RC网络组成,但一节做衰减,另一节做反馈,因此具有每倍频程13dB的斜率。频率下限为40Hz、80Hz和160Hz。频率上限为7KHz、12KHz和16KHz。1V输出时失真度小于0.1%,该电路很适于作唱片噪声滤波器。

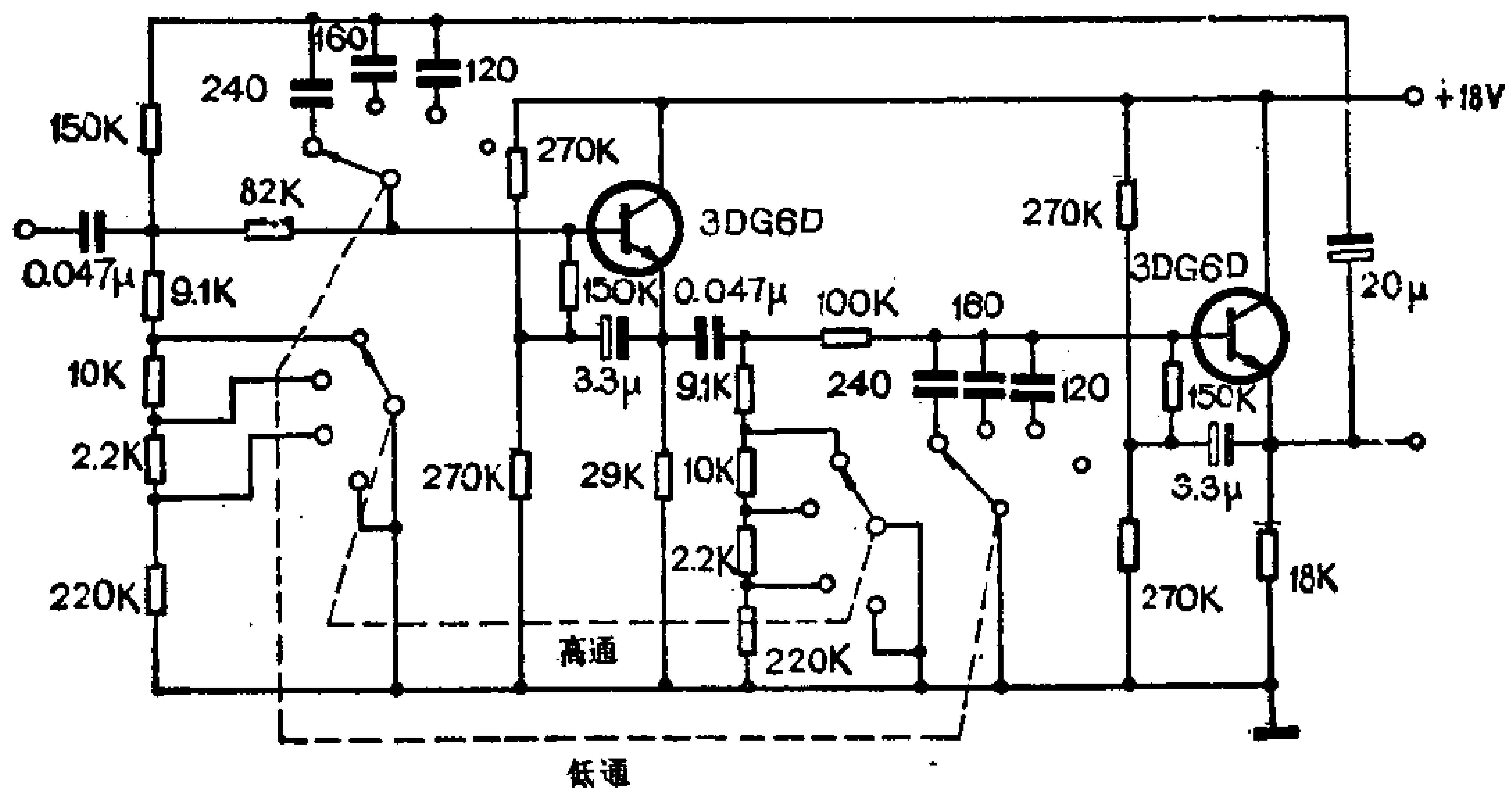


图 6-40 步进式带宽控制电路

3. RC有源滤波器式通频带控制电路

有源滤波器容易得到较高的Q值，噪声系数很小，因此应用最广泛。图6-41是最基本的RC二阶有源滤波器，具有每倍频程12dB的衰减斜率，在后面再加一节积分（或微分）网络，就会得到每倍频程18dB的高衰减斜率。电路的截止频

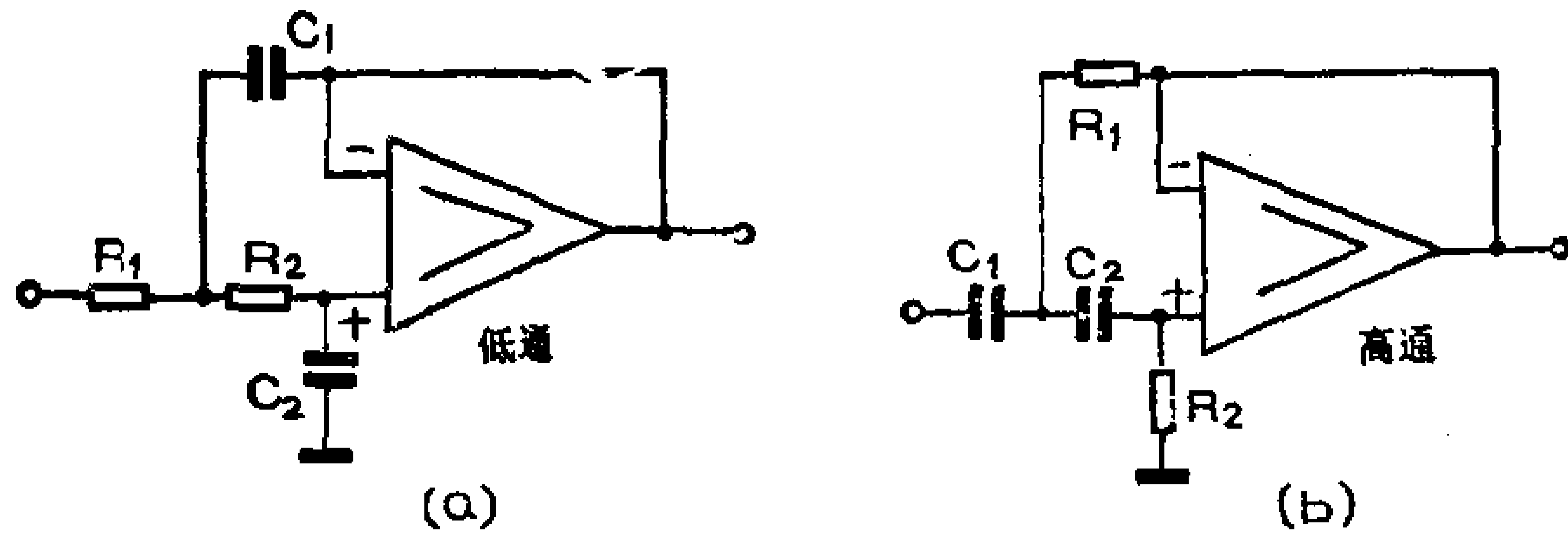


图 6-41 有源滤波器式带宽控制电路

率为 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$ 。用电位器或可变电容器就可在很宽的范围内连续控制带宽，通带内增益为1，任何具有100%负反馈的集成运算放大器和增益为1的放大器都能胜任，对元件精度和三极管要求不高，R、C精度±5%就行了。最简单的实用电路由一个三极管或场效应管组成。图6-42所示的几种电路都有较好的特性。图（a）是用电位器连续调节的低通控制电路，截止频率范围为3—12KHz，衰减斜率每倍频程12dB。图（b）是用三连可变电容器连续调节的低通控制电路，截止频率范围为2—12KHz，衰减斜率每倍频程18dB。图（c）是用电位器连续调节的高通控制电路，截止频率范围为30—300Hz，衰减斜率每倍频程12dB。

图6-43是一个实际的通频带控制电路，采用了分档控制法，可得到四种不同的通频带范围，以适应不同内容的信号。四种通带范围是：40Hz~12KHz，80Hz~9KHz，160Hz~

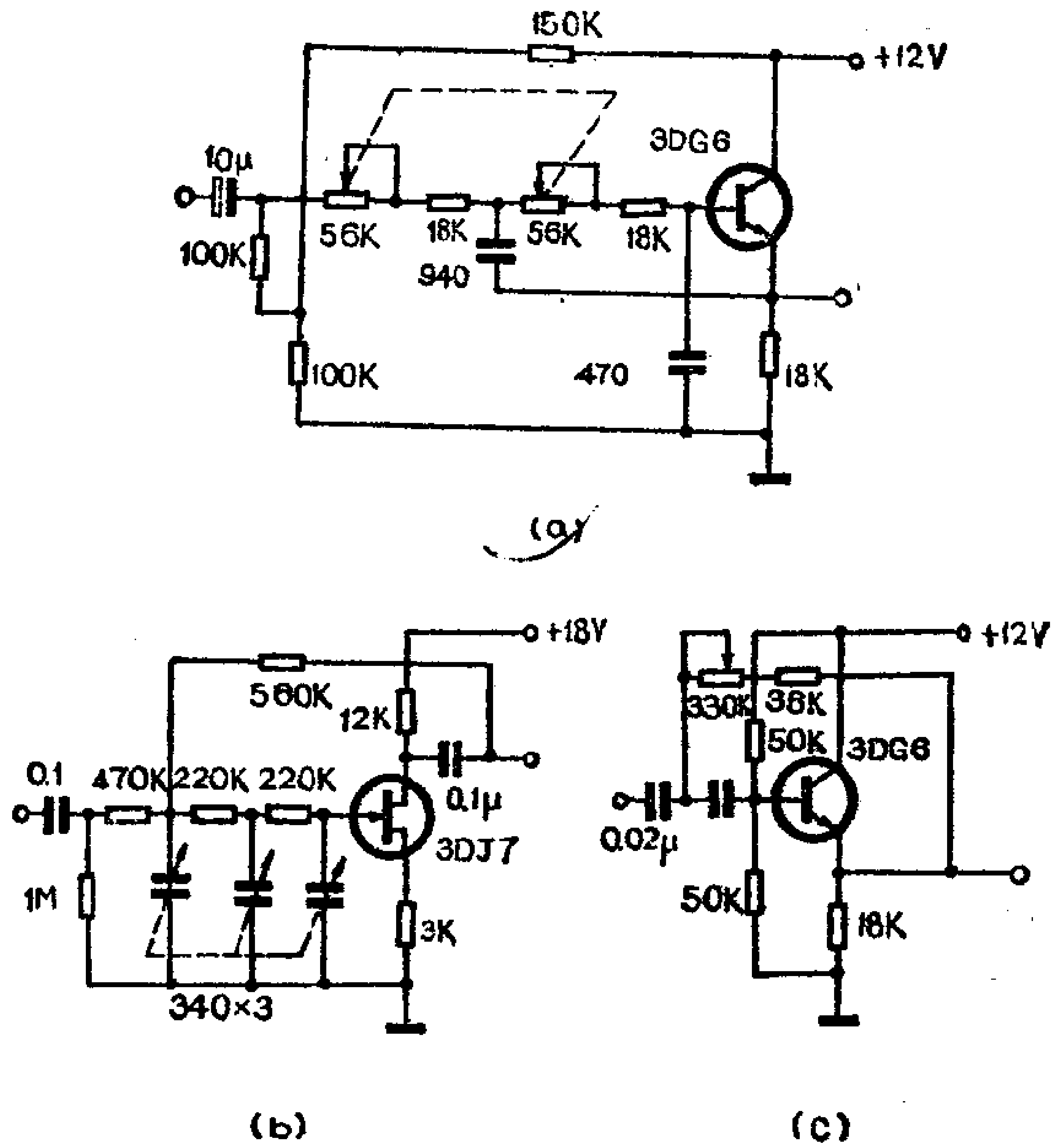


图 6-42 三种具体的有源滤波式带宽控制电路

4.5KHz, 270Hz~3.2KHz, 去掉控制电路时, 相当于一级射极输出器。

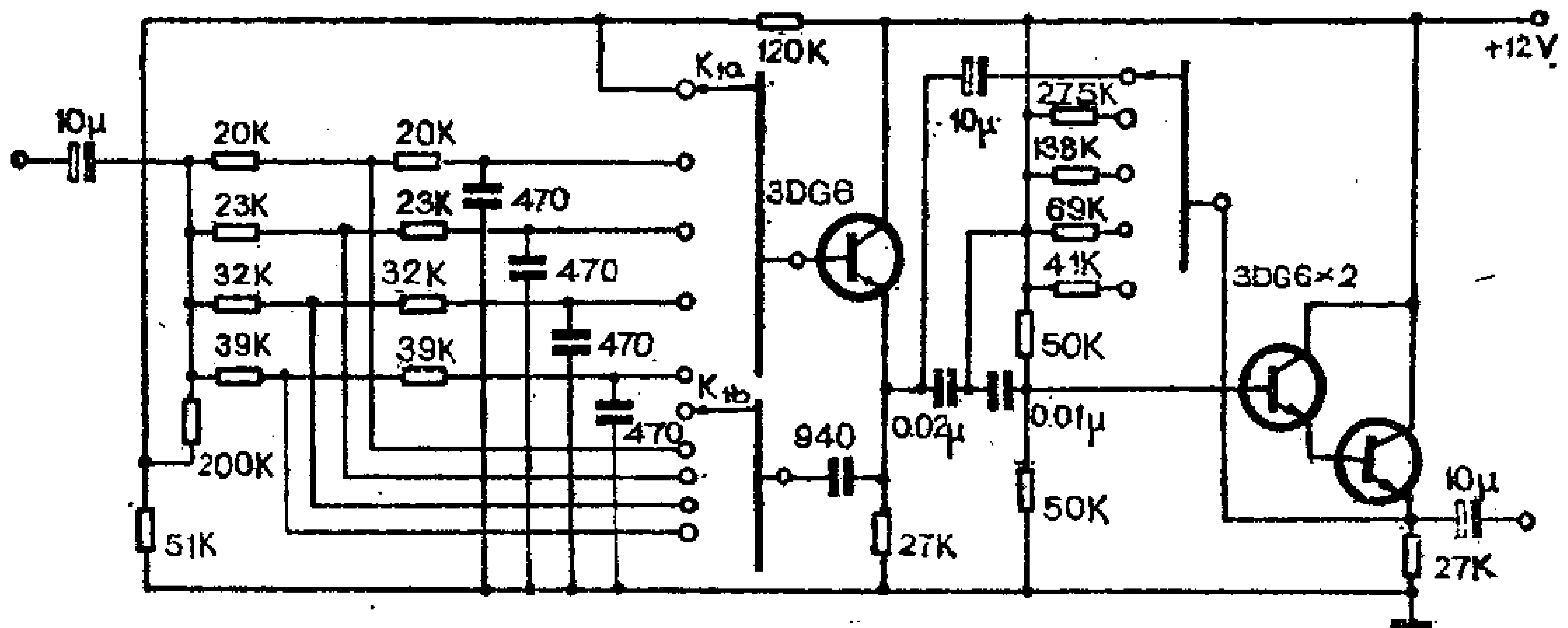


图 6-43 分档式具体带宽控制电路

6-7 功率放大器的种类和特点

功率放大器在高保真度电声系统和设备中起着举足轻重的作用。近几年来新电路层出不穷，性能也不断地提高，本书中只介绍一些比较成熟和典型的功率放大电路

1. 功率放大器的种类

晶体管功率放大器一直分为两大类，即有输出变压器的功率放大器和无输出变压器（OTL）的功率放大器。后者又有并联推挽、单端推挽、OCL、DC、BTL等。按放大器件分，有电子管、晶体管、纵向场效应管和集成电路等。按工作状态分有甲类、甲乙类、乙类和丁类（开关型功率放大器）等。

晶体管OTL功率放大器，应用最为广泛，是本书介绍的重点。纵向场效应功率放大器和集成功率放大器近几年发展很快，前者因国内尚无纵向场效应功率管，这里就不介绍了。后者在第三章已介绍过。

2. 晶体管功率放大器的特点

先看一个有趣的实验：有两台高保真度扩音机，一台是全晶体管的，另一台是全电子管的，它们的测试指标相同（客观评价，这里主要指输出功率、频率响应和谐波失真）。但在进行主观听音评价时，前者却没有后者好，电子管扩音机发出的声音，低音浑厚、优美，中音、中高音宏亮、悠扬、高音清脆、纤细、透明。而晶体管扩音机发出的声音、低音、中音有点干巴发硬，高音有背景噪声和混浊感。当满功率输出时还有明显的非线性失真。有经验的电声工作者，凭耳朵就能分辨出

两种扩音机。这就是所谓的“晶体管声”。经过很长时间的探索，人们才找出“晶体管声”的几个主要原因，也就是晶体管功率放大器的特点（包括场效应管和部分集成化电路）。

（1）晶体管功放电路的开环增益往往设计得很大，但其他开环指标却远不如电子管功放，尤其是失真度和温度特性较差，因此就引入了高达50~60dB的负反馈，用牺牲增益的方法来换取电声指标和稳定性。这就引起了一个致命的缺点，即瞬态互调失真（TID）的产生。它是由深度负反馈而引起的高频相移而产生的。用图6-44可说明瞬态互调失真产生的原因。图

（a）是反馈放大器的方块图，用矢量 \vec{U}_1 表示输入电压， $K_f\vec{U}_3$ 表示反馈量， \vec{U}_2 表示放大器的闭环输入电压。在深度负反馈的条件下， $|\vec{U}_1| \gg |\vec{U}_2|$ ，所以 $|K_f\vec{U}_3| \approx |\vec{U}_1|$ ，如图（b）所示。如果放大器有相移，设 $K_f\vec{U}_3$ 滞后 \vec{U}_1 φ 度，从图（c）看出，在 $|K_f\vec{U}_3| \approx |\vec{U}_1|$ 条件不变下， \vec{U}_2 就远大于正常值，甚至超过 \vec{U}_1 ，结果造成过载限幅，产生严重的非线性失真。随着反馈深度的增加，相位滞后越来越多，当 φ 角接近或等于 180° 时就产生自激振荡。为了避免自激振荡发生，又采用了相位补偿的方法来有意破坏自激的相位条件。目前大多数OTL、OCL电路均用滞后补偿法，这样虽然避免了自激振荡，但 \vec{U}_2 仍然很大，如图（d）所示，限幅现象有增无减，这就是瞬态互调失真产生的原因。

瞬态互调失真在高频和强信号时极易产生，而大多数乐器中高次谐波又很丰富，例如二胡的25次谐波分量仍很强。而瞬态互调失真使音乐中破坏了这些谐波，并产生削顶失真，使人们感到高音没有层次，发僵发硬，音量开大时这种现象更加严重。

（2）晶体管动态范围窄，过载能力差，加之晶体管功放多

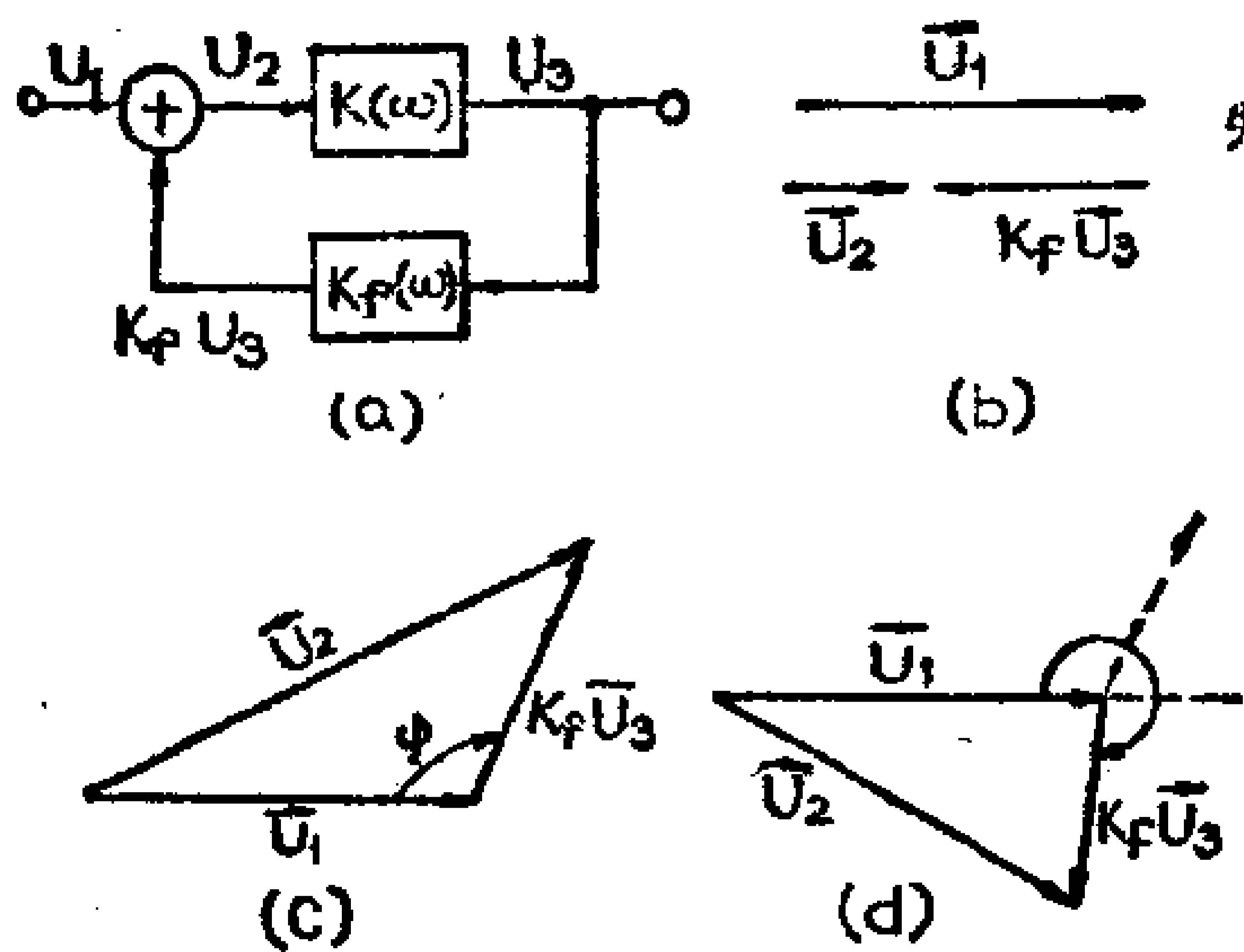


图 6-44 瞬态互调失真的形成

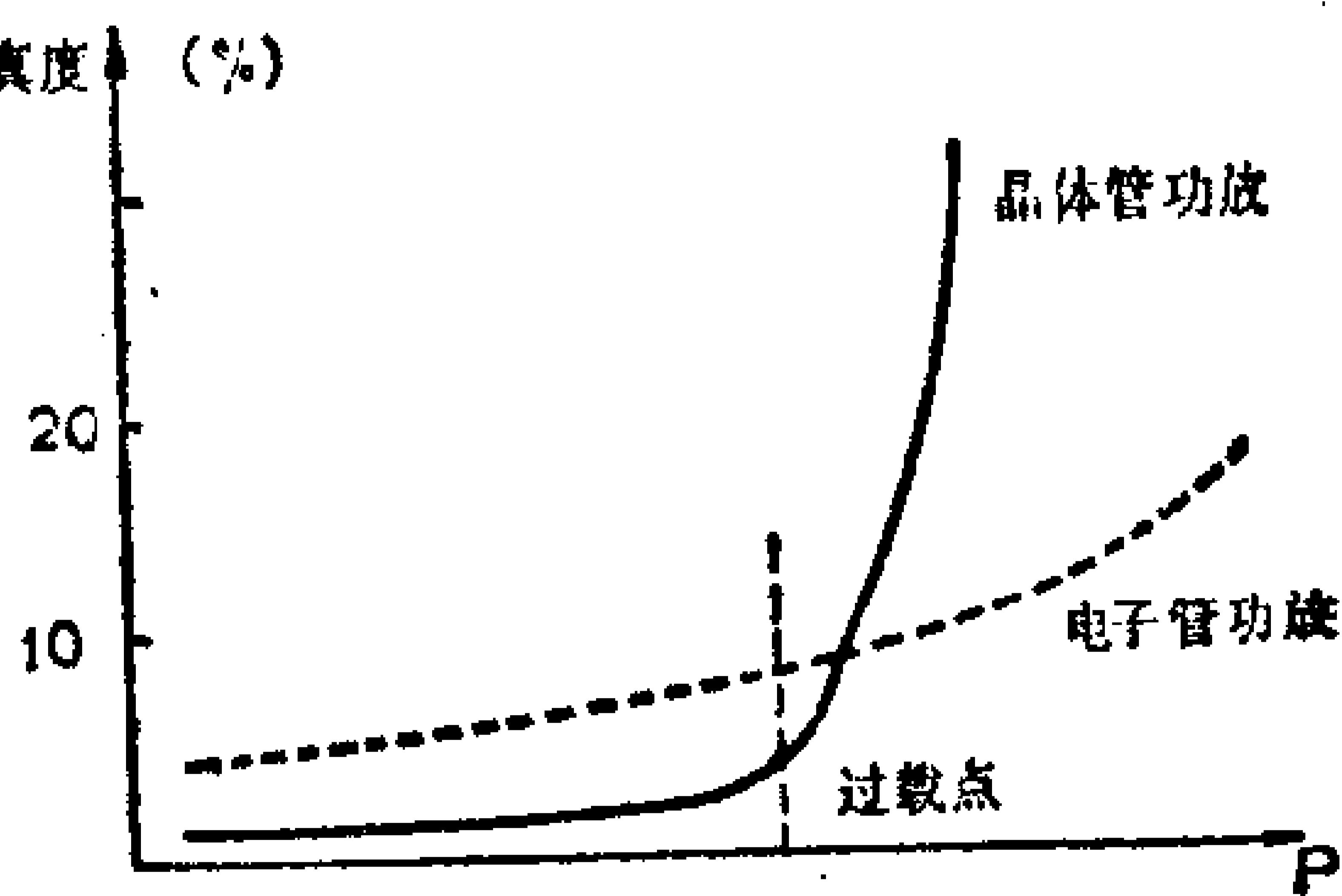


图 6-45 晶体管过载后失真剧增

是在管子极限参数下工作，有相当一部分扩音设备工作在接近过载的状态下，而晶体管功放过载后，非线性失真迅速增加，如图6-45所示。造成音质低劣。

(3) 早期的晶体管功放都用低频锗管装配，这些低频功率管频率特性不好，如常用的3AD6、3AD30，其 f_B 分别为4KHz和2KHz，即使加入深度负反馈，功放频响也只能达到10KHz，因此高音透明度很差。使用硅平面功率管后虽有较大的改进。例如目前常用的3DD12、3DD15等， f_T 已达1MHz。但末前级和前级电压放大管仍不满足高保真度的要求，还得加入较深的级间负反馈和相位滞后补偿，使得瞬态响应变坏，瞬态互调失真较大。

(4) 高保真度功放电路多采用对称形式，例如用正、负对称的双电源、互补功率管、平衡激励等，要求元器件参数也要严格对称，这样可使同相干扰和某些谐波抵消。但目前的三极管参数参差性太大，而且多数参数是在静态下测试的，各个管子的 U_{be} 、 h_{fe} 、 I_{cbo} 等参数随温度变化的趋势并不一致。所以虽经严格筛选，但在实际工作中一旦温度变化，电路的对称性就被破坏，使电声指标下降。另外，现在几乎所有的功率放大

器都采用对称性不好的准互补复合管配对，这也是失真不能进一步减小的原因之一。

3. 关于功率储备量

人类听觉的动态范围达140dB（声强），用电声设备传输声音就要求有足够大的动态范围，即足够的功率储备量。这样最轻微的声音能觉察到，最响的声音也不会限幅。可是每一架扩音机都做到140dB以上的功率储备量显然是办不到的。即使能做到也极不经济。那么高保真度功率放大器需要多大的功率储备量呢？就调幅广播而言，其最大与最小调制度一般限制在95%与5%之间，而平均调制度约30%，可见电台在信号加工时已把原来音频的动态范围大大地压缩了，最大信号电压与最小信号电压之比只有18:1，而最大信号电压与平均信号电压之比只有3:1。按3:1计算就要求有9倍的功率储备，如按18:1计算则需大于300倍的功率储备量。磁带录音、调频广播则要求更大的功率储备量，而交响乐的声强差高达3000倍以上。显然9倍功率储备量是最低要求了。这就意味着一架正弦波输出功率可达9W的扩音机在收听音乐时，为了使节目中强弱信号均无失真，收音机最大平均输出功率只能开到1W，否则势必在动态信号达到峰值时被切削平头，产生严重的非线性失真。如果扬声器效率按5%计算1W的电功率只能得到0.05W的声功率。这在一间不大的房间响度是可以听了，但在室外或大厅中是远远不够的。因此许多家庭用的高保真度收音机输出功率往往设计在20W以上，看来不是没有道理的。一般要求晶体管功率放大器应有5倍的功率储备量，要求较高时应有大于10倍的功率储备量。这是指高保真度要求而言，业余爱好者在普通的收音机中千万不要盲目套用。因一般广播本身就先天

不足，达不到高保真要求。

4. 阻尼系数

在前面已经讲过功放的阻尼系数 $f_D = \frac{R_s}{R_0 + R'_0}$ (见图6-2)。

现代晶体管功放的输出内阻在0.5—0.1Ω之间，阻尼系数高达几十至几百，而电子管功放的阻尼系数在10以下。目前常用的扬声器用在晶体管高保真度功放电路中显得阻尼系数偏大，瞬态响应将变劣。因此国外已在研制适于高 f_D 值的扬声器。在现有的条件下，可用多只扬声器并联的方法解决。还须指出功放输出端至扬声器输入端的连线电阻 R'_0 大小与 R_0 相比已不能忽略，在计算 f_D 时千万不能略去，同时要设法使 R'_0 尽量小。

在设计和调整晶体管功率放大器时，只要充分注意晶体管的上述特点，尤其注意减小和克服瞬态互调失真，就能得到良好的效果。业余无线电爱好者也不要因上述原因去盲目装配电子管OTL电路、超线性放大器等。在七十年代初期，电子管功放曾一度回潮，各国生产晶体管功放的厂家，纷纷又回头生

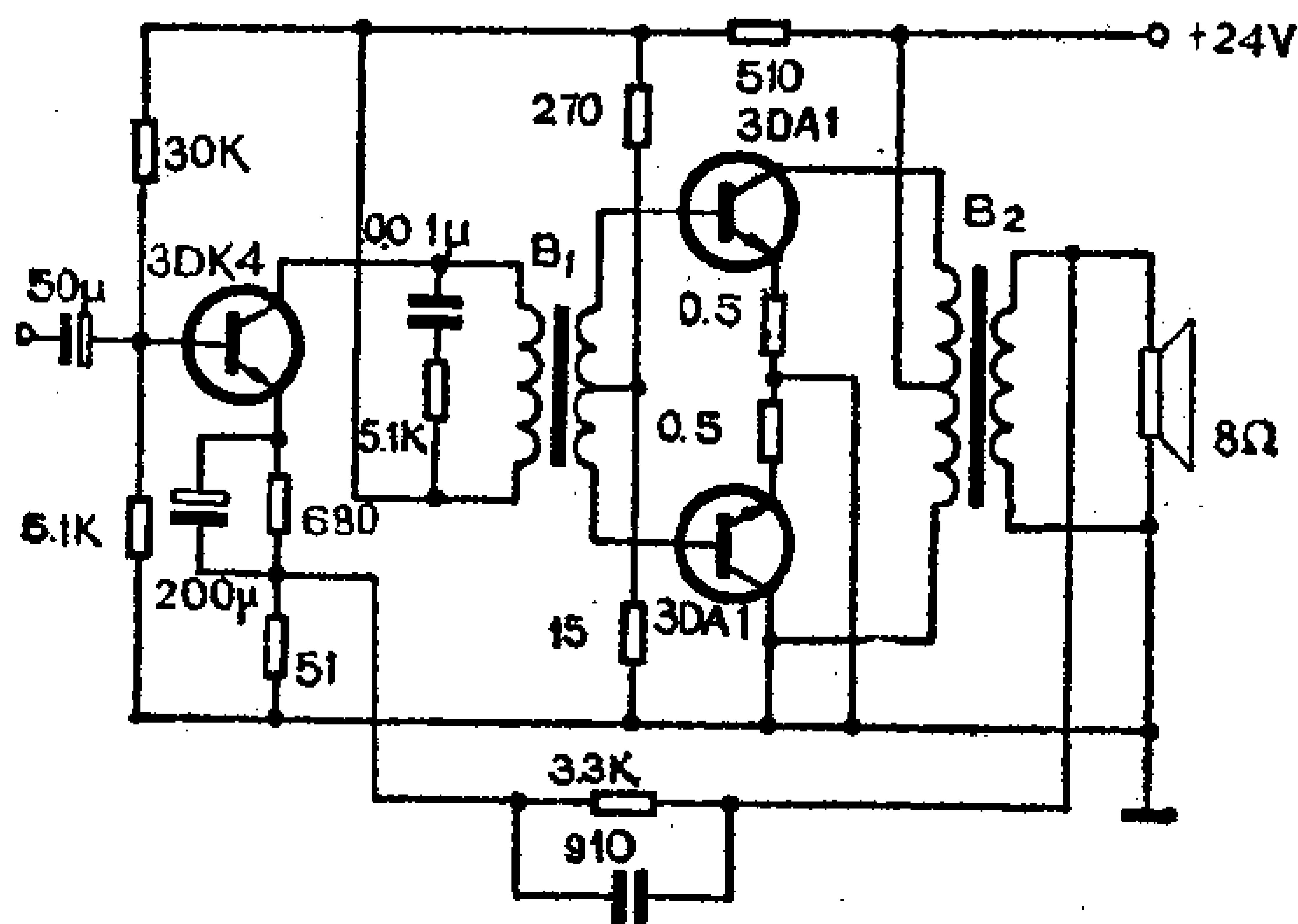


图 6-46 典型的变压器耦合功率输出级

产电子管功放。后来由于功率晶体管的改进，大功率互补配对管的应用以及瞬态互调失真的发现，经过许多人的努力，终于使晶体管功放的主观听音评价赶上和超过了电子管功放。随着电声技术的飞速发展瞬态互调失真一旦完全消除，晶体管功放的性能将会更上一层楼。

6-8 有变压器的功率放大器

有变压器的功率放大器是最基本的功放电路，现代功放电路都采用推挽形式，所以就不再讲单臂功率放大器了。有变压器的功率放大器最典型的有三种，即串联推挽、单端推挽和并联推挽。

图6-46是典型的变压器耦合推挽电路。输入、输出变压器在该电路中占有极重要的地位，但变压器的漏感和匝间寄生电容使放大器频响变坏，尤其是输出变压器，由于流过它的电流比较大，还容易因磁饱和引起非线性失真。因此推挽能否达到高保真度的要求，关键是制作优质的变压器。

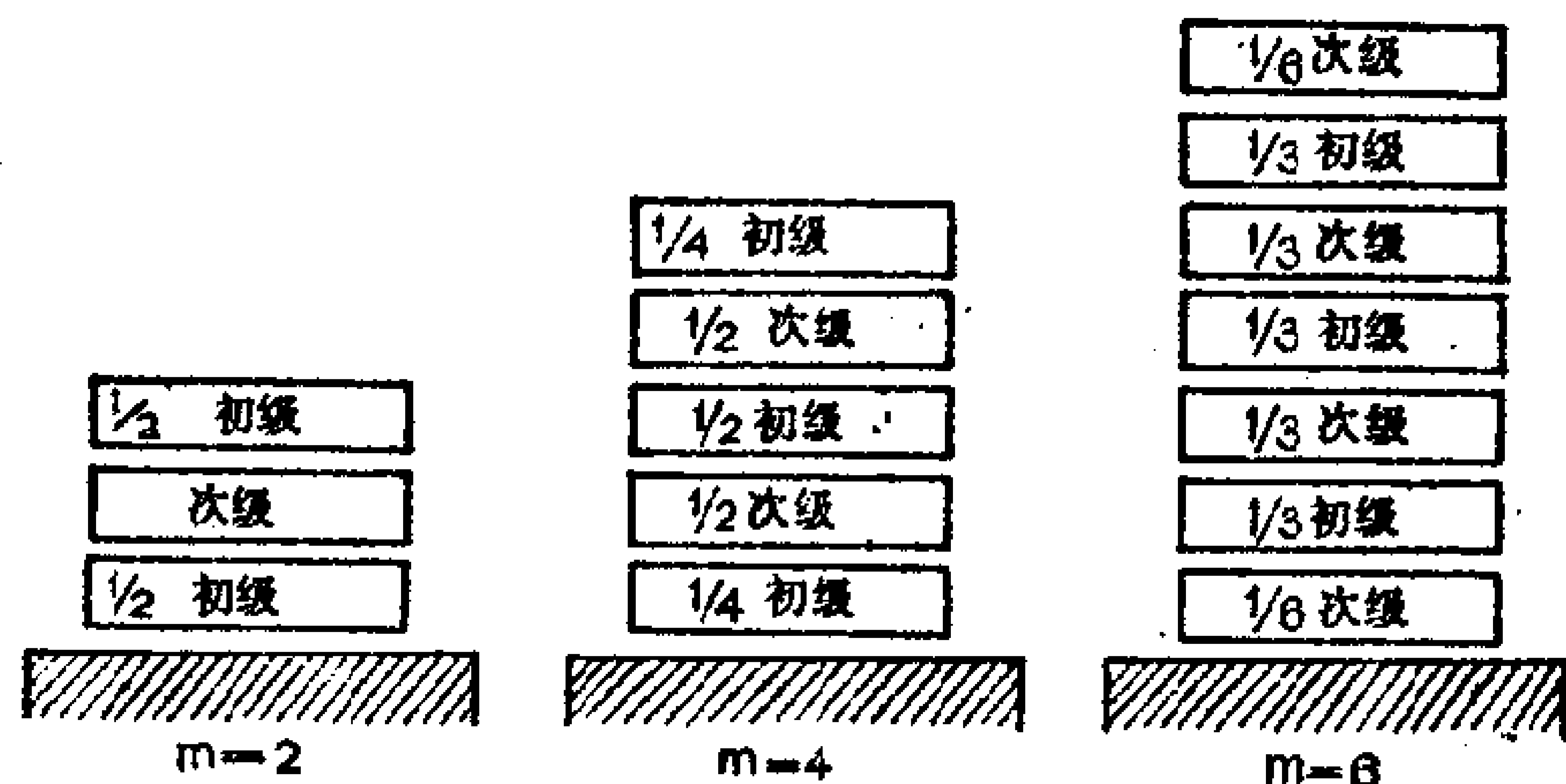


图 6-47 分层分段绕组

优质变压器要求电感量足够大，漏感和分布电容极小，电感与漏感之比要大于10000~15000，线圈的电阻损耗和铁芯的

涡流损耗要小。为了减少漏感和分布电容，可以采用分层分段的绕法，如图6-47所示。这可增加初、次级间的耦合度减小漏感。分层越多漏感越少，高频响应也就越好，一般取 $m = 4$ 就可以，若再用双线并绕法，以加强对称性，可以达到相当高的技术指标。设计初级电感量时，低频截止频率应取在25Hz以下。铁芯用0.2mm的冷轧硅钢片与坡莫合金混合间迭，这样做导磁率较高，而且铁芯不易产生磁饱和，可以得到很大的电感量和极小的失真。图6-46电路中， B_1 铁芯截面积 10×12.5 mm，用冷轧硅钢片迭成，初级2700匝，次级 2×900 匝。采用 $m = 2$ 的分层分段法绕制。 B_2 铁芯截面积 25×30 mm，用铁铝合金片迭成，初级 2×180 匝，次级100匝，采用 $m = 4$ 的分层分段法绕制。放大器频响可达55Hz~12000Hz，失真度小于1.5%，输出功率10W。

1. 单端推挽 (SEPP) 功率放大器

由于输出变压器在很大程度上限制了放大器的指标的提
高，故目前流行无输出变压器推挽电路。无输出变压器电路
又分两大类：一类是有输入无输出变压器；另一类是概无输出
又无输入变压器。单端推挽即属前者。

单端推挽电路见图6-48。

输出变压器去掉后，为了能和低阻扬声器直接匹配，必须
设法降低电路的输出阻抗，采用的方法是把两管的交流输出电
路并联。这样一来输出阻抗下降到有输出变压器的推挽电路的
1/4，再引入一定深度的电压负反馈，就可能使输出阻抗进一
步降低到十几欧以下，可以直接与 8Ω 的扬声器相匹配。

单端推挽电路既省去了输出变压器，使频响和失真得到明
显改善，早期的晶体管高保真度功率放大器大都采用这种电

路。图6-48是电视、收音两用机中常用的单端推挽功率放大器，输出功率1W，频响100Hz—14KHz（不考虑扬声器）失真度小于1.5%。

单端推挽电路的最大缺点是在电源电压和激励功率相同的条件下，输出功率只有一般有输出变压器推挽电路的1/4。

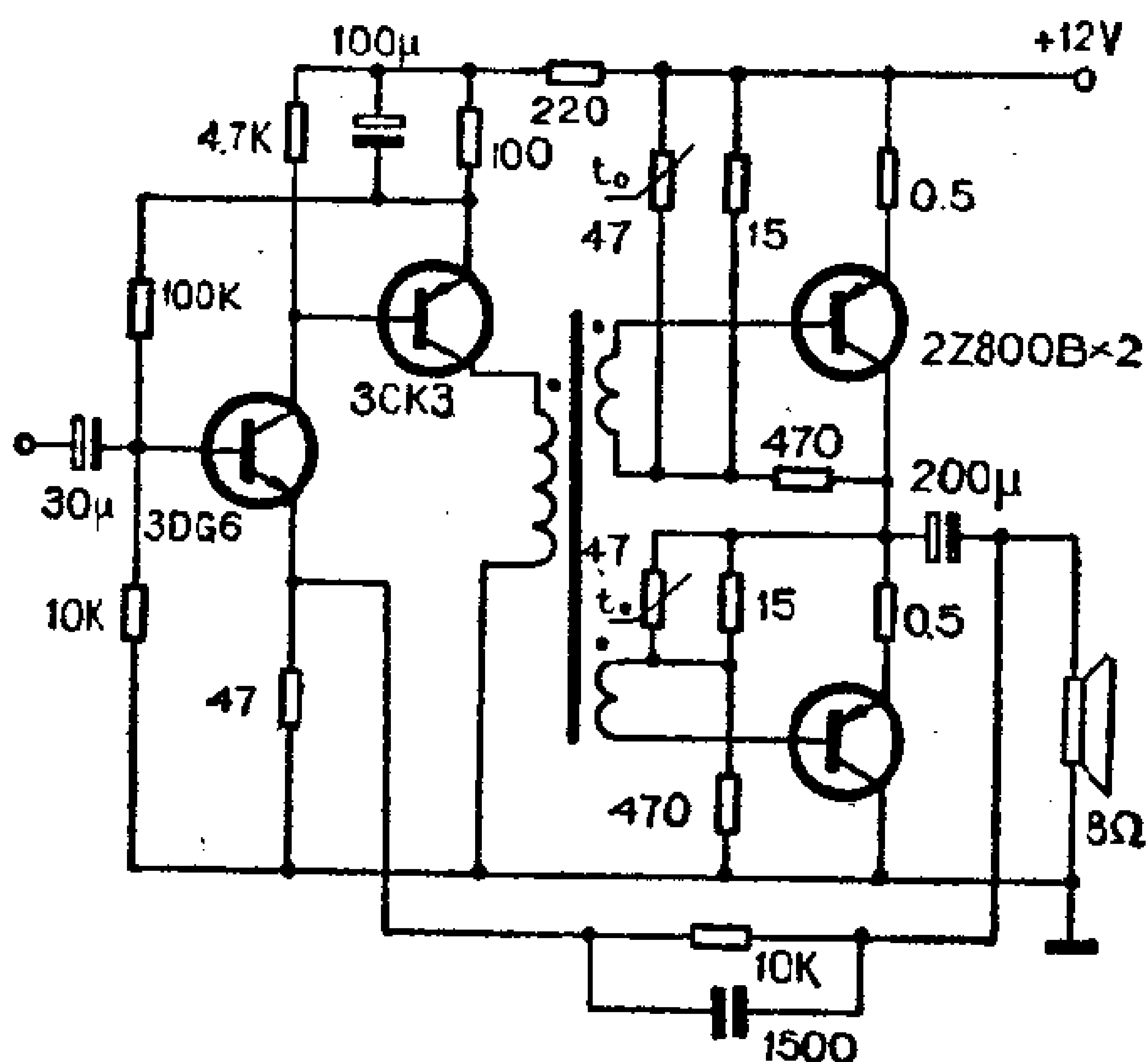


图 6-48 有输入无输出变压器推挽功放电路

2. 并联推挽功率放大器

单端推挽电路的缺点是由于采用了串联直流馈电的方法而产生的，每个管集电极电压只有电源电压的一半，使输出功率减小。能不能在不改变电源电压的条件下把单端推挽电路的输出功率提高到一般推挽功放的水平呢？并联推挽就能达到上述要求。它是在单端推挽电路的基础上，把串联馈电改为并联馈电的变形单端推挽电路。为了便于理解，用图6-49说明其工作原理。

图(a)是两个输入变压器耦合的单端功率放大器。在这两

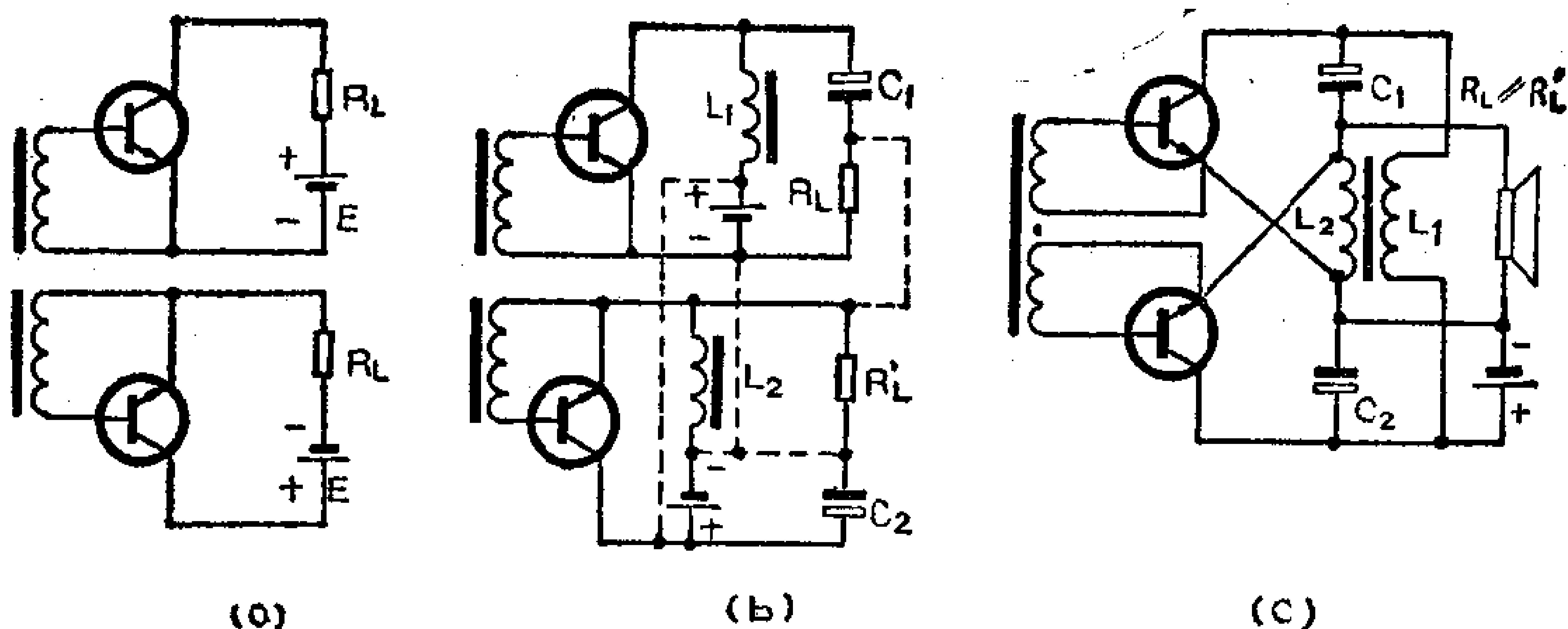


图 6-49 并联推挽原理

个电路中，负载和电源串在一起，即交直流是同一个回路。这样负载上的直流压降会降低电源效率，同时电源的内阻对信号也会产生损耗，利用阻容耦合的方法〔图（b）〕把交直流回路分开。为了避免 R_C 上的直流压降使管子工作电压降低，为此把 R_C 换成扼流圈 L_1 、 L_2 （图b），阻容耦合变成了扼流圈耦合，提高了动态范围。把图（b）中两图的电池和负载各并联合在一起（用图b中的虚线），就变成了图（c）形式。图（c）中只是为了制作方便，把输入变压器和扼流圈分别绕在二个铁芯上，并加上偏置电路。应该注意 L_1 、 L_2 是一个互感扼流圈，不是输出变压器，故对频响影响不大。

由上可知，并联推挽电路的交直流输出回路都是并联的，它综合了一般推挽和单端推挽的优点，而且用交叉偏置进一步提高了效率和输出功率，减小了异向奇次谐波失真，使得该电路在低电压下的效率和输出功率比其它功放电路大，因此特别适于1.5V的低电压收音机中应用。例如在图2-14所示的山花C153低压收音机中，用1.5V的工作电压使输出功率达100mw以上，效率不低于70%，频响150—8KHz，失真度小于5%。

交叉偏置在普及机型和低压机中是比较实用的，但这种

偏置稳定性不好,环境温度发生变化时,工作点会漂移。在高保真度电路中可改成稳压偏置法,如图6-50所示。 D_1 、 D_2 应选择和功放管同工艺同材料的面接合二极管,最好用与功放管相同型号的次品功率三极管的一个PN结代替,必要时还可把 R_8 、 R_9 换成恒流二极管。该电路输出功率5w,频响25Hz~14KHz,失真度小于1.2%。

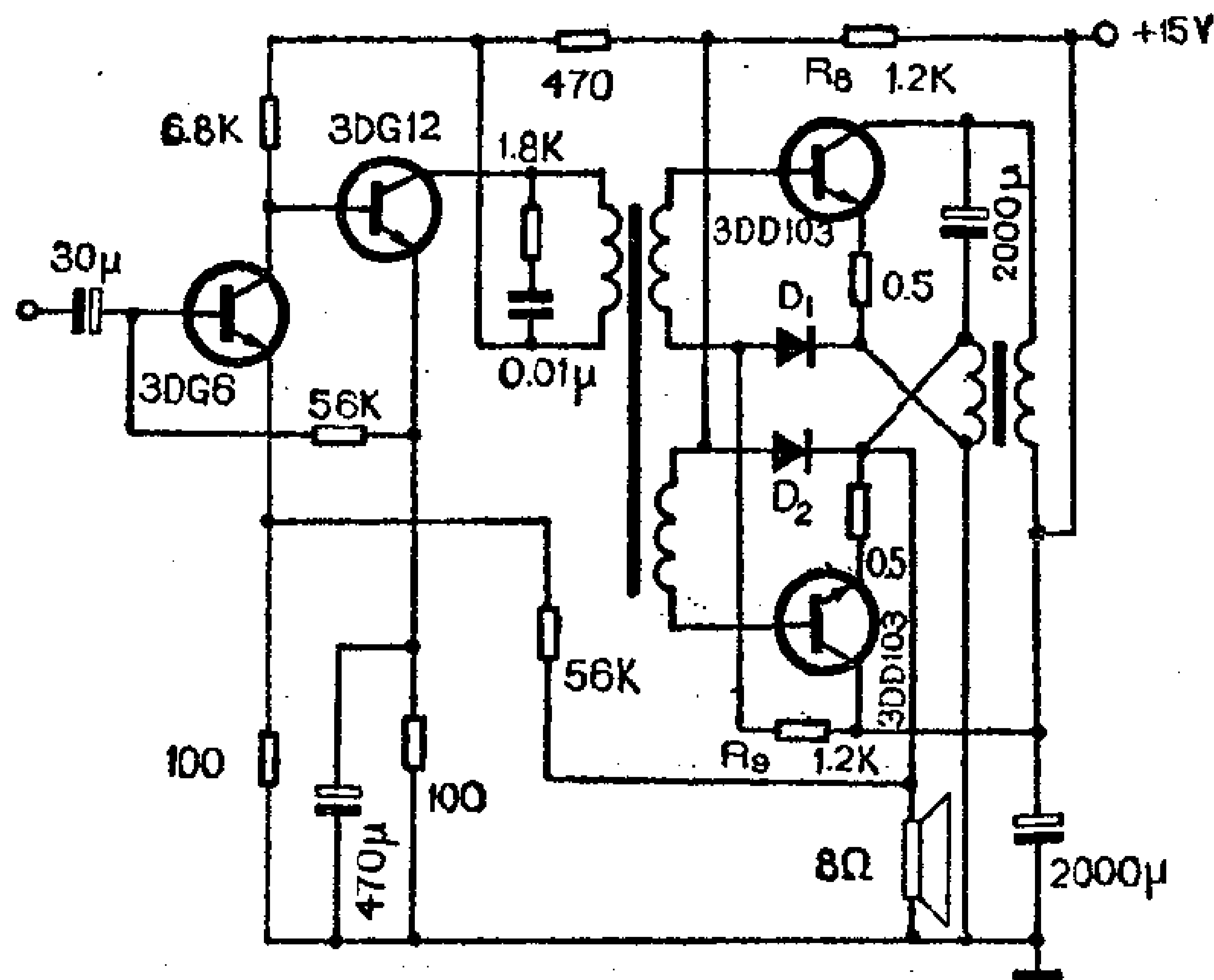


图 6-50 用稳压偏置的并联推挽电路

3. 有变压器（包括输入变压器）功率放大器的性能

有变压器的功率放大器是最基本的推挽电路。一直到今仍在广泛大量地应用着。自从无输入、输出变压器的推挽功放电路出现后,曾一度有人认为,有变压器的功放电路该淘汰了,其实这种看法是片面的。因为目前OTL、OCL、、BTL、DC等电路在温度稳定性,对称性、小信号失真、大功率高阻抗输出等许多方面还远不如有变压器的电路。至于高保真度的要求,只需要注意变压器的设计和工艺,达到高保真的要求也是

不很难的事。

综合一下三种有变压器的功放电路，发现其共同特点都是用输入变压器进行倒相的，功放管都采用同极性的三极管，对称性比较好。由于激励和功放之间用变压器耦合，所以都具有工作点稳定，偏置电路简单，调整容易，匹配良好等优点。但由于输出回路的区别，也具有不同的特点，串联推挽电路最简单，但失真度稍大；单端推挽电路频响较好，但偏置电路复杂一些，需要较大的激励功率；并联推挽电路性能与单端推挽差不多，基本上兼有上述两种电路的优点。为了便于比较，列成表6-3。表中频响和失真是对典型电路的测试参考值，它与器件好坏，电路设计指标和调整等因素有关。

表6-3 三种变压器功率放大器的性能

名称	直流馈电方式	输出回路接法	理论输出功率	理论效率	三极管耐压	参考频响	参考失真度
串联推挽	并联	串联	$2\left(\frac{1}{n}\right)^2 \frac{E^2}{R_L}$	$\frac{\pi}{4}$	$2E$	80—10000Hz	1.5%
单端推挽	串联	并联	$\frac{E^2}{8R_L}$	$\frac{\pi}{4}$	E	25—12000Hz	0.7%
并联推挽	并联	并联	$\frac{E^2}{2R_L}$	$\frac{\pi}{4}$	$2E$	30—12000Hz	0.7%

$(n = \frac{N_1}{N_2}, \text{是输出变压器变压比})$

6-9 无变压器的功率放大器

自从出现了同材料的互补管后，无变压器（即无输出又无输

入变压器)推挽功率放大器迅速地发展了起来,电路形式真是五花八门。其中比较成熟的电路有OTL、OCL、BTL、DC、LC、DB等功率放大器。本节主要介绍在这些电路中实现高保真度的方法。

1. OTL、OCL电路的偏置稳定性

OTL和OCL电路的工作原理和调试方法有关书刊上已介绍过不少,已早为电声工作者和广大业余无线电爱好者所熟知,这里就不再重复了。装过OTL、OCL电路的人都有这样的体会: 工作点随温度变化大,低温或电源电压降低后以及小信号时的交越失真大,或输出管不知不觉地就烧坏了……。这些问题的焦点是偏置电路的稳定性不好。因此讨论偏置电路的稳定性对无变压器电路来说具有普遍意义。

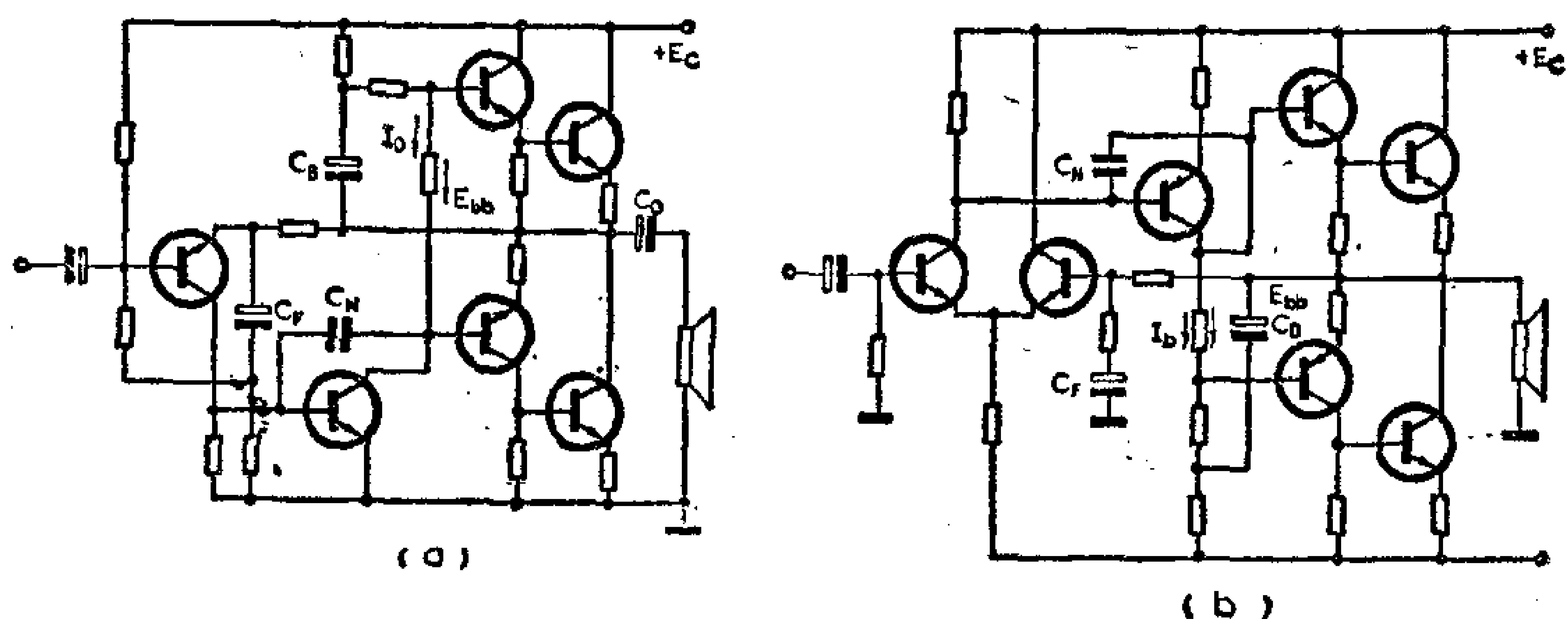


图 6-51 典型的OTL、OCL电路

在图6-51所示的典型OTL、OCL推挽放大器中,为了消除发射结死点造成的小信号交越失真,往往使放大器工作在甲乙类。即选择一定大小的静态偏流 I_0 。 I_0 的大小要合适,太小了会使管子工作在特性曲线弯曲部分,从而使交越失真严重,太大了则又使管子功耗增加。要控制 I_0 ,就要求有很精确的偏置

电压 E_{bb} ，分析证明， E_{bb} 偏差不到2%，就会引起工作点电流50%的漂移，也就是说， E_{bb} 的精度必须在 10^{-3} 以上，这比有变压器的推挽电路苛刻得多。

虽然 E_{bb} 要求很高的精度，但通过仔细调整是不难办到的，难的是 E_{bb} 随温度的变化难以精确补偿。温度对 E_{bb} 的影响主要反映在复合输出管集电结的反向饱和电流 I_{cbo} 和发射结的正向压降 U_{be} 上。

I_{cbo} 与温度的关系如图6-52(a)。锗管大约温度每升高 10°C ， I_{cbo} 增长1倍，硅管大约每升高 8°C ， I_{cbo} 增长1倍。但在集电结面积相同时，锗管的 I_{cbo} 要比硅管约大1000倍，当温度从 0°C 升高到 100°C 时，虽然锗管的 I_{cbo} 将增长 10^4 倍，而硅管要增长 10^6 倍，但硅管的 I_{cbo} 仍远小于锗管。

当用互补复合功率管时， I_{cbo} 的影响就更大了，设复合管的 β 为2500（单管为50），若 18°C 时复合管的 $I_{cbo} = 10\mu\text{A}$ ，当温度上升到 58°C 时， $I_{cbo} = (1 + \beta)I_{cbo} \times 2^{\left(\frac{58 - 18}{8} - 1\right)} = 0.4$

A如果温度继续升高，就很容易使输出管损坏。

U_{be} 与温度的关系如图6-52(b)。 U_{be} 具有负温度系数，当集电极电流为常量时， U_{be} 的变化大约为 $-2.5\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ ，锗管和硅管大体上相同。温度每升高 10°C ， I_0 将漂移近1倍，当温度从 0°C 上升到 100°C 时， I_0 增长近1千倍，足以使输出管烧坏。

实际上 I_{cbo} 和 U_{be} 的温度影响是恶性循环的，即温度升高， I_{cbo} 增长，通过 E_{bb} 的内阻使 E_{bb} 升高。同时温度升高使 U_{be} 下降。这两个因素都使 I_0 增长， I_0 的增长又使 I_{cbo} 进一步增长， U_{be} 进一步下降，结果使 I_0 更迅速增长，直至输出管象熔丝一样不声不响地烧坏。

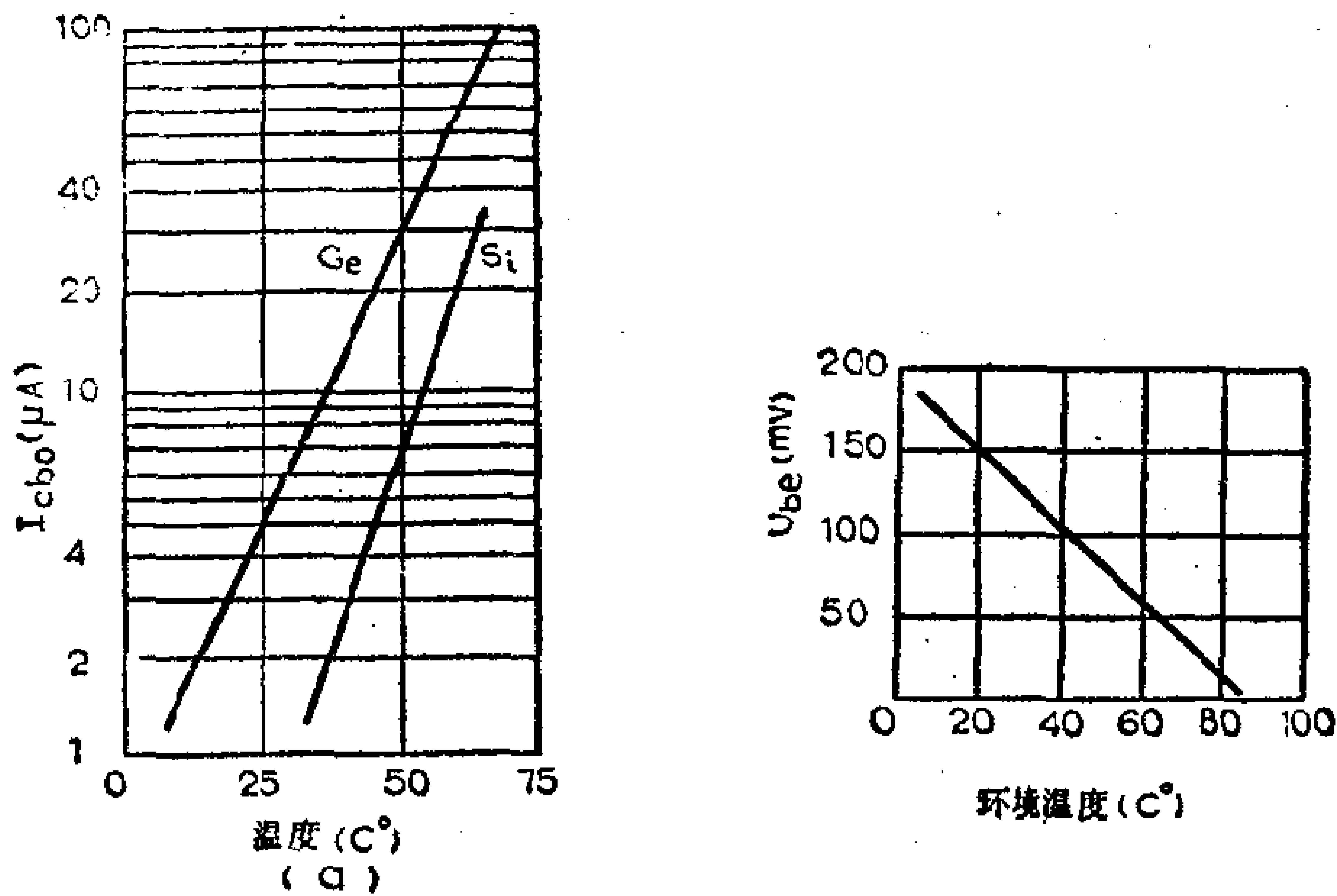


图 6-52 I_{cbo} 、 U_{be} 的温度特性

I_{cbo} 和 U_{be} 的影响中，由于 I_{bb} 的内阻可以做得尽可能小，使输出管对直流来说接近于共基极状态，可以使 I_{cbo} 的影响比共射极状态减小 $(1 + \beta)$ 倍，所以 U_{be} 的影响是主要的，电压推动管 I_{ceo} 的影响可忽略不计。因此在无变压器的互补推挽电路中，补偿复合输出管 U_{be} 的温度变化是稳定偏置的核心问题。

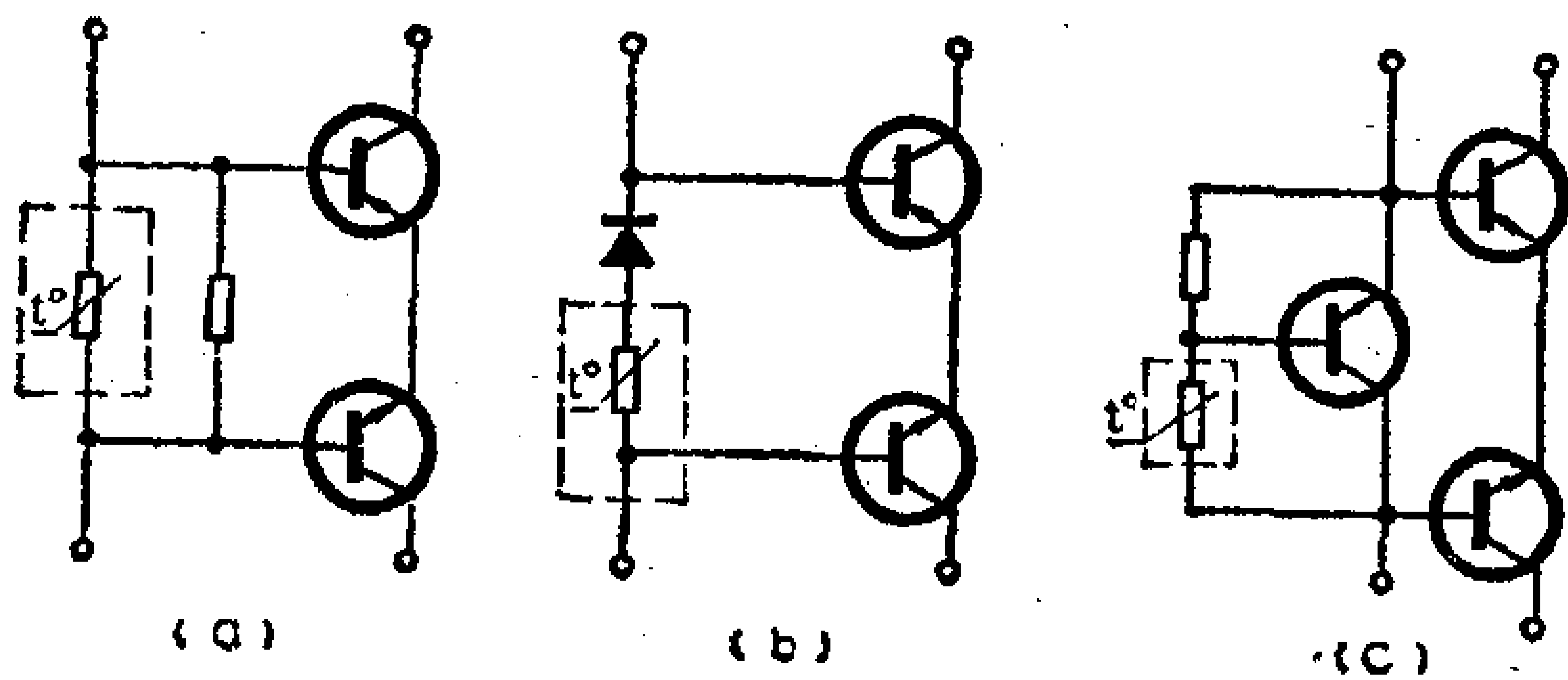


图 6-53 常用稳定偏置电路

目前常采用的稳定偏置电路有图6-53所示的几种。(a)是用热敏电阻的负温度系数进行补偿的。(b)是用和输出管同类的PN结加热敏电阻综合补偿的，(c)是利用三极管的放大作

用进行补偿的。为了使补偿元件与输出管的温度变化趋势一致，要做精确的实验，并把虚线中的元件和输出管紧贴，并装在同一块散热片中，使之处于相同的环境温度中。

上述方法中由于热敏电阻温度特性、晶体管及PN结特性的离散性，能够补偿的温度范围是有限的。因此有的电路同时采用发射极电阻的负反馈来扩大温度补偿范围。但在大功率电路中不宜大量采用。这是因为发射极电阻引起的功率损耗是相当可观的，只好用加保护电路的方法，防止输出管意外损坏。

最近国外在集成电路中用深度的负反馈来压缩“死区”，设反馈深度为 D ，相当于死区被压缩了 D 倍，使交越失真也抑制了 D 倍，这种方法的优点是负反馈不受温度影响，比以前讲的补偿偏置电路稳定可靠，一致性较好。典型的方法是：偏置设计得小一些，即 E_{bc} 小一些，留下约3-10%的“死区”，残留死区引起的交越失真用负反馈抑制。例如设所需静态偏压为1.4V，留下10%的死区，即140mV，要使交叉失真抑制到0.14mV，反馈强度需60dB。

这种方法的缺点是深度负反馈引起了严重的瞬态互调失真，它是晶体管功率放大器音质不好的重要原因。

2. OTL、OCL电路的性能及改进方向

自从OTL、OCL电路出现后，频响宽，失真小的优点一直被过分地宣传，以致被认为OTL、OCL就是高保真度电路。经过实践证明，图6-51所示的电路，从高保真度的角度看，仍有不少不足之处，主要表现为瞬态互调失真大，开环指标差，稳定性不好，这些缺点是由电路中的电抗元件和电路的不对称性引起的。

先看图(a)的OTL电路，电路中共有四个电容器，即输出电容 C_0 、自举电容 C_B 、消振电容 C_N 和反馈电容 C_F 。输出电容 C_0 起隔直作用。由于 C_0 的存在，对于频率很低的信号，使放大器正负半周的内阻不一样，正半周时，总内阻是放大器输出内阻、电源内阻以及 C_0 容抗之和；负半周时只包括放大器输出内阻和 C_0 容抗之和。大多数OTL电路都采用没有稳压的电源，电源的内阻约有几欧至十几欧，而放大器输出内阻只有 $0.1 \sim 1 \Omega$ 。因此正负半周在负载上的功率差别较大，这就使低频信号的偶次谐波失真显著增大，而且电源内阻越大，这种失真越严重。另外 C_0 使低频响应变劣。对于幅度很大的低音频信号，人耳对其响度差别反映很敏感，即使只有1 dB的差别人耳也可觉察得到。为了使听觉下限频率(20Hz)也能得到平坦的响应，3 dB截止频率就得设计在5 Hz以下，这就得把 C_0 加大到 4000μ ($R_L = 8 \Omega$)以上，这么大容量的电容，其卷层电感引起高频相移也是不能忽略的。

自举电容 C_B 主要是为了提高正向输出幅度，其实质是提高了推动管的交流负载，这可提高20dB以上的功率增益。但自举的本质是一种正反馈，这就带来了一系列坏处，使放大频响变差，曲线某处会出现高峰，从而引起频率失真和低频自激振荡即使不发生振荡，也会使电路变得“神经过敏”，只要稍微激励一下，就会产生一个衰减振荡例如AGC电压的变化，变换电台时信号强度变化拿放拾音头的冲击以及电源电压的波动，都会激发起衰减振荡。 C_B 还与负反馈电容 C_F 的作用互相影响，使放大器瞬态响应变差。

消振电容 C_N 对电路性能影响最大。为了克服深度负反馈引起的高频自激，用 C_N 来增加高频信号的相位滞后，破坏自激的相位条件。这样自激振荡虽然避免了，但在输入有突发性

信号时, C_N 上的电压不能突变, 输入端也就得不到这些信号的反馈电压, 放大器瞬时开环, 使这些信号瞬时过载限幅。反馈深度越大, 这些信号被切削越厉害, 这就是所说的瞬态互调失真。

反馈电容 C_F 在OTL电路中影响不算很大, 对瞬态响应指标要求不高时仍可保留。

此外OTL电路的对称性比较差, 主要表现为用单组电源, 不平衡激励。残留交流声和谐波失真也较OCL电路大。

OCL电路少了一个输出电容 C_0 , 使低频响应和失真度有改进。但其他电容的影响仍然和OTL的一样。其中 C_F 对稳定性的影响还比OTL电路大。我们知道, OCL电路是用直流负反馈来稳定中点电压的, 在开关机的一瞬间, C_F 上的电压不能突变, 相当于 C_F 短路, 使直流反馈量瞬间为零, 电路失去平衡, 中点电位瞬时偏离零电平, 将有一个很大的电流流过扬声器, 形成一个强冲击。这个冲击直至 C_F 充电完毕方可结束, 于是在开关机时就听到几声“卜卜”的声音。为了防止烧坏扬声器, 有的电路就加了延时通断继电器。

OCL电路的电源对称性比OTL电路好, 噪声和交流声极小, 但激励仍是不平衡的。

综合上述, OTL、OCL电路应从下面几个方面改进。

(1) 尽量提高开环指标, 降低开环增益, 减小大环路负反馈量, 最好不超过26dB, 增大每一级的局部反馈。

(2) 用 f_T 几百到几千兆的超高频中功率管作末前级和前级电压放大, 这样就有可能去掉消振电容 C_N , 目前缺少超高频中功率管的情况下, 应尽量减小消振电容 C_N 的数值, 或采用超前相位补偿法, 以减小瞬态互调失真的发生。

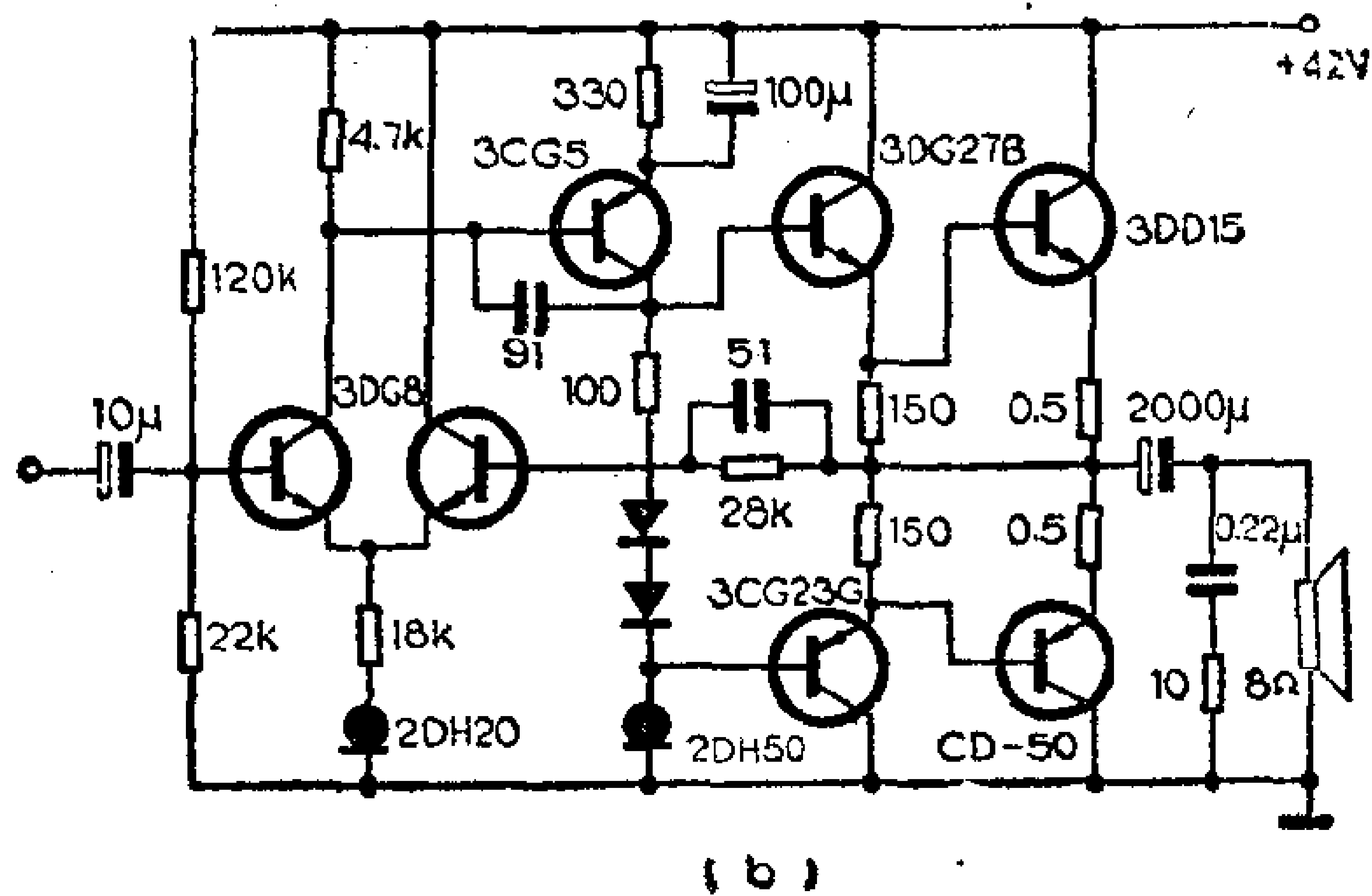
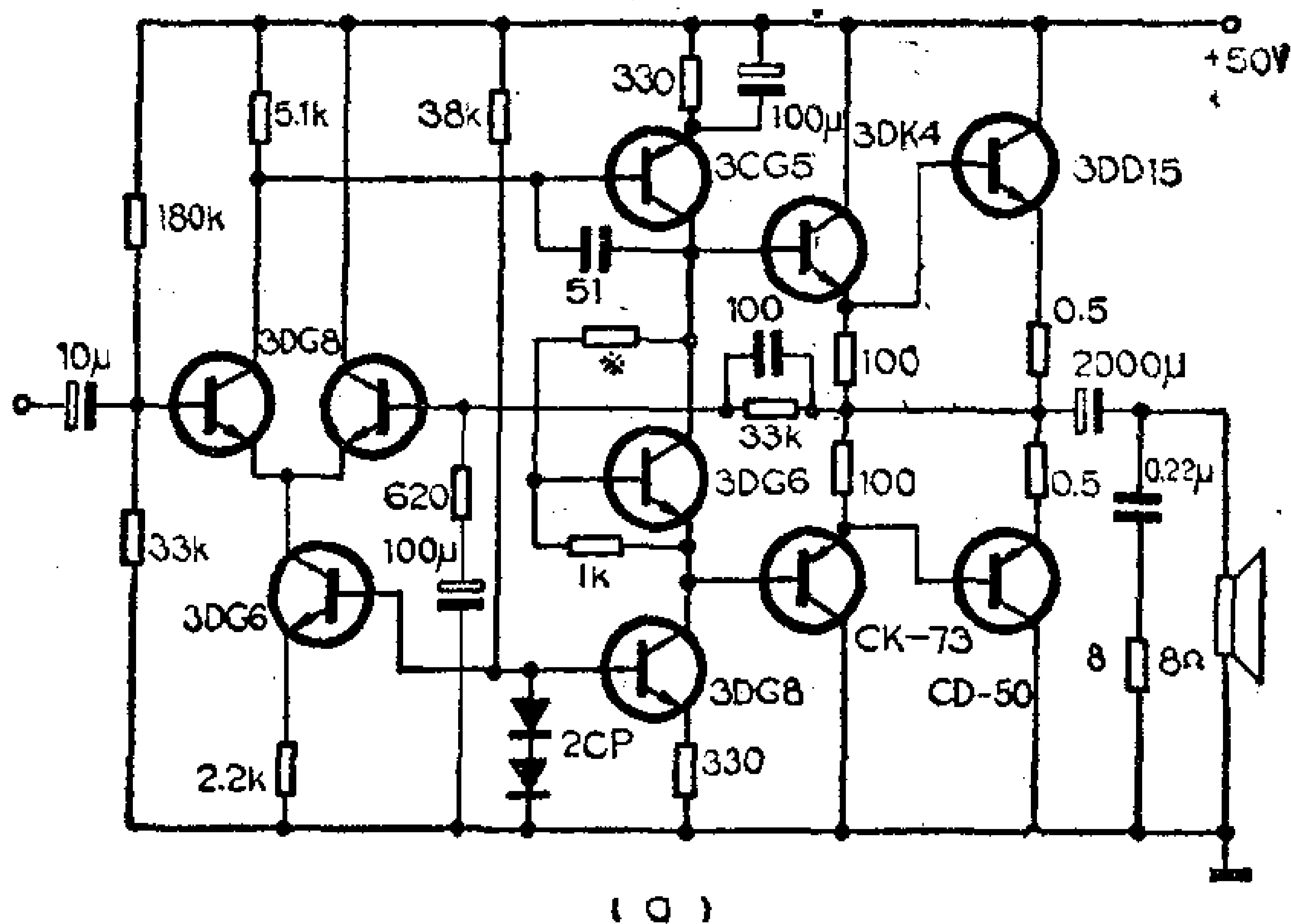
(3) 提高电路的对称性, 如前级用甲类或推挽放大、平

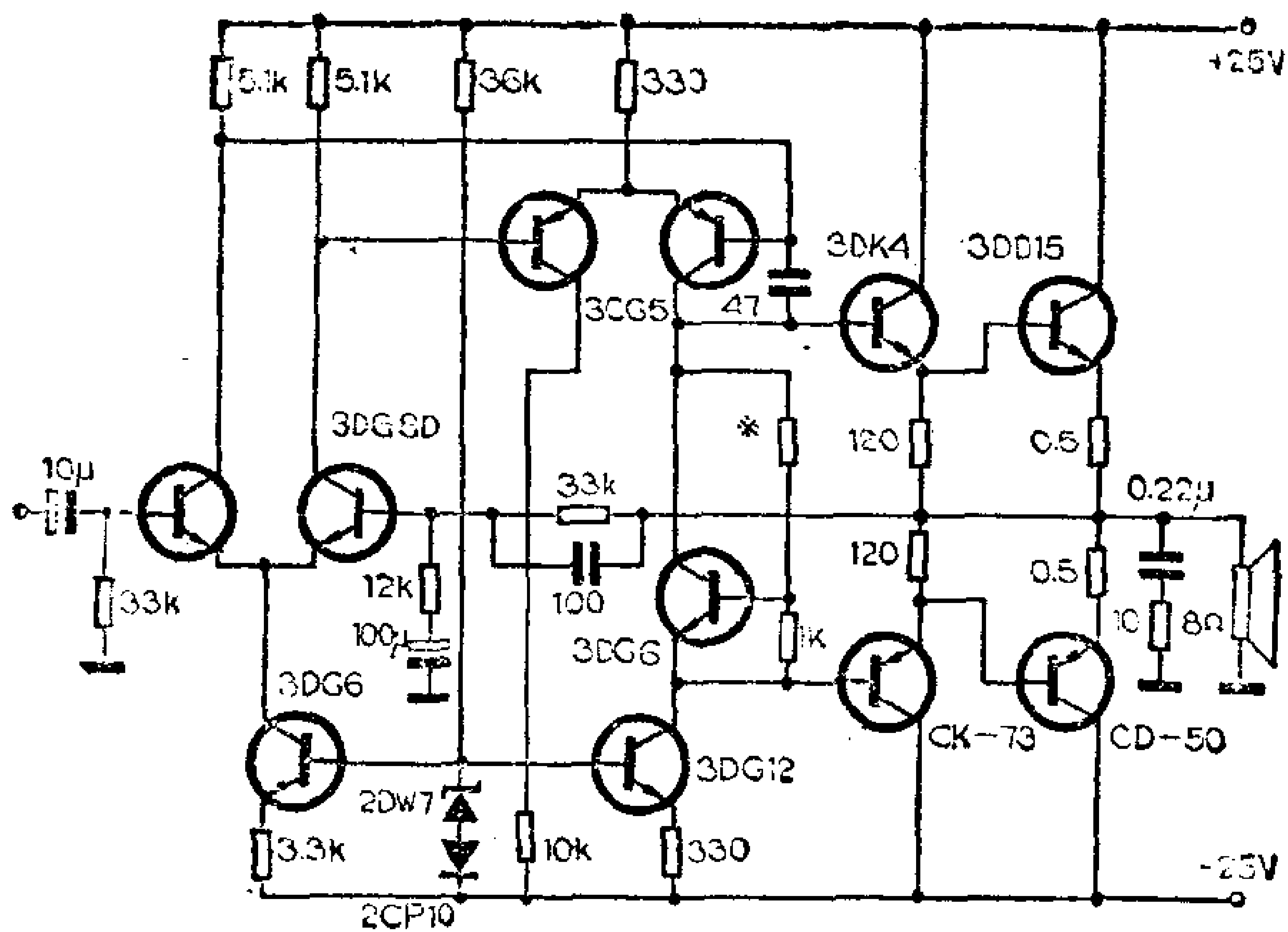
衡激励，采用全互补输出管等。

(4) 设法使电抗元器件减至最少，必须存在的电感元件（如扬声器）要加均衡补偿（如图6-54a中与扬声器并联的 0.22μ 电容和 8Ω 电阻），最好使放大器相移限制在 40° 以下。

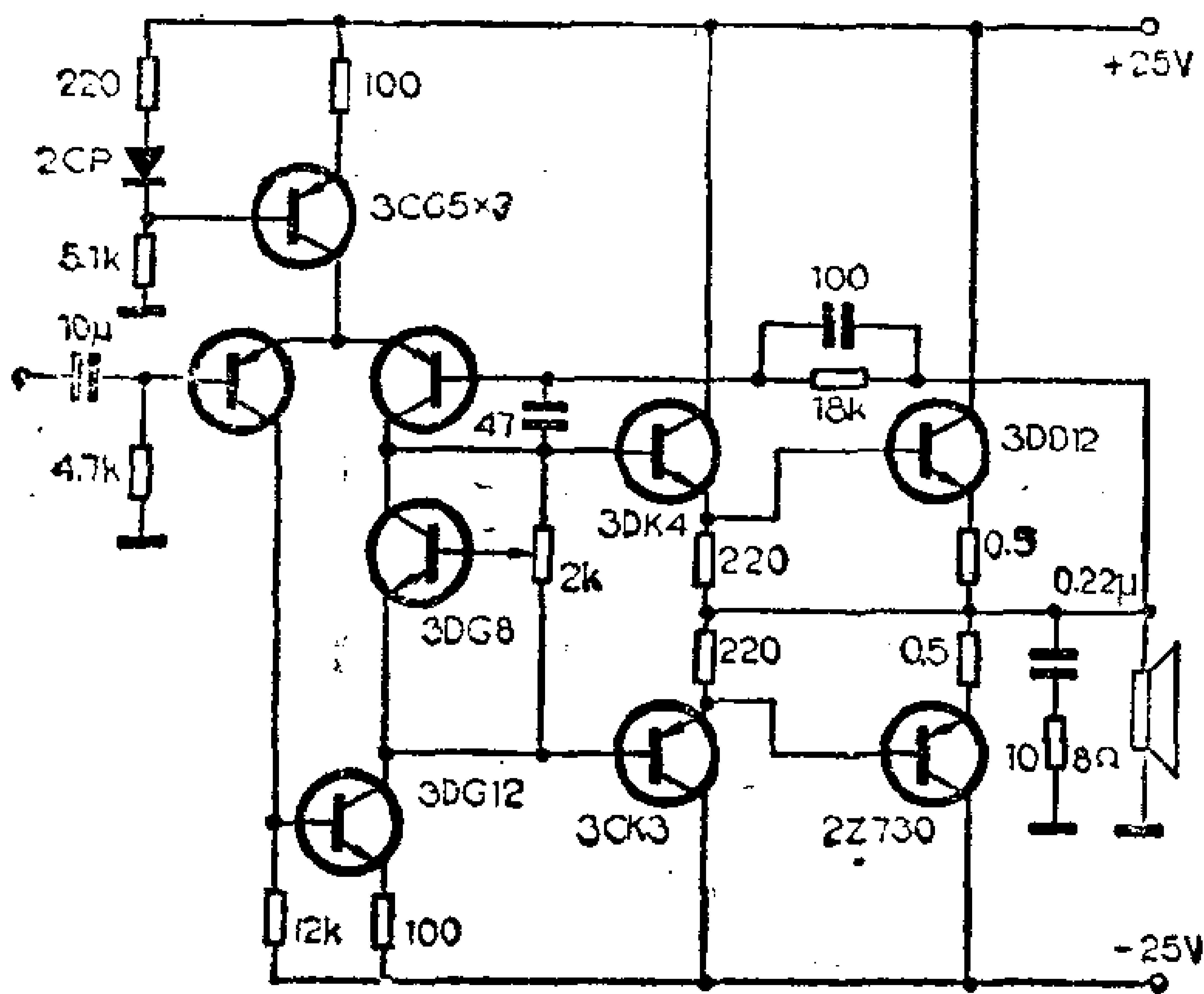
(5) 必要时限制前级的高频通带，如加上高衰减斜率的通频带控制电路，使功率放大器的频响范围宽于前级放大器。

上述原则对于所有无变压器高保真度功率放大器都是适用





(c)



(d)

图 6-54 改进的OTL、OCL电路

的。

图6-54是几个改进的OTL、OCL电路。它们的改进地方是：输出电路用了全互补功率管，对扬声器的电感 L ，加了相位

补偿网络。使放大器有纯阻性负载。去掉了自举电容，增益的减小由以恒流源负载的激励补偿，加强了对中点电位的稳定措施。施加了多级局部反馈，降低了大环路反馈。对三极管进行仔细筛选，以提高电路的对称性。

3. DC、CL电路

针对OTL、OCL电路的缺点，一方面设法去掉电抗元件，另一方面改善电路的对称性，于是就得到了另外两种改进型电路，即DC和CL电路。

DC电路是在OCL电路基础上改进的，DC是“直流”的意思。把OCL电路的输入放大级改成互补差分放大器，就可实现平衡激励，输出电路仍用OCL的形式，就成了DC放大器。电路形式见图6-57。下面主要讲一下互补差放和平衡激励的原理。

互补差放由四个三极管组成，图6-55是简化的原理图。如果四个管子的参数对称，使 $I_{b1} = I_{b2}$ ， $I_{b3} = I_{b4}$ ，则基极电阻 R_1 、 R_2 中就无直流流过，因此消除了基极回路电流变化对输出的影响。此外对输入电压的共模变化有良好的平衡作用。互补差放还可输出不同相位的激励信号，为平衡激励创造了条件。共模

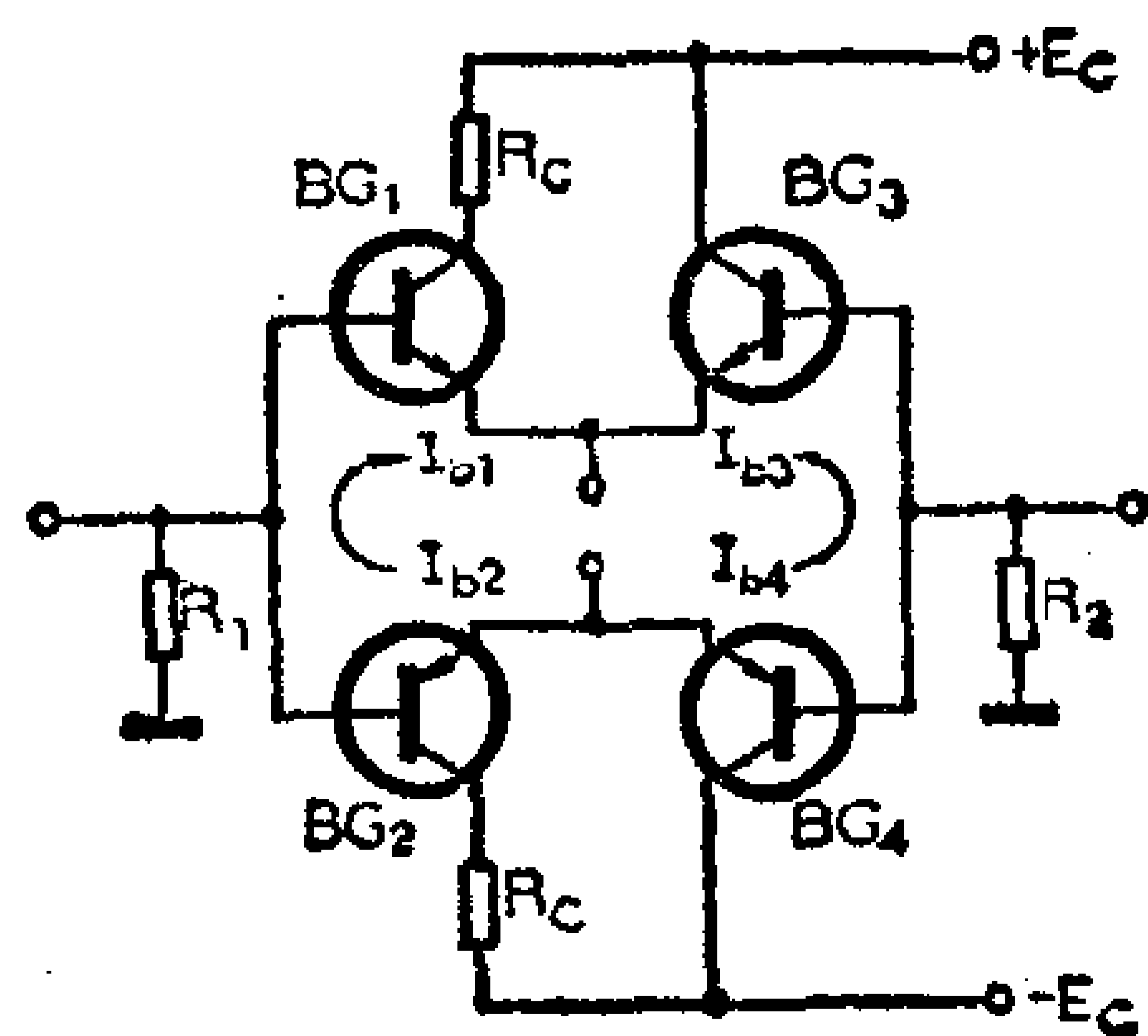


图 6-55 互补差放

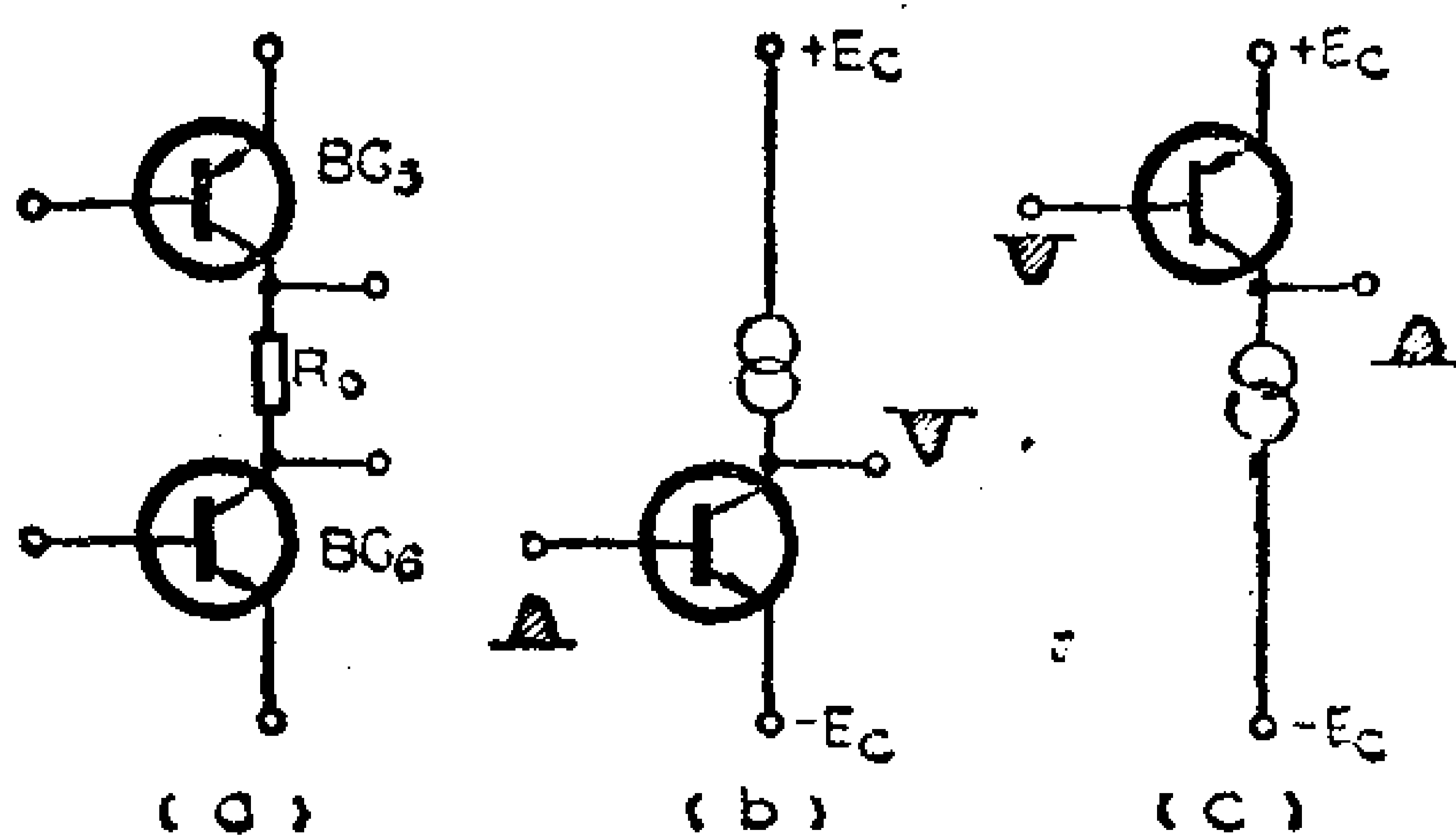


图 6-56 平衡激励

抑制比也很高，对稳定中点电位很有好处。

图6-56是平衡激励的原理图。图(a)是简化电路， R_0 是输出管的偏置电阻，下面分析中把 R_0 短路不计。当该级输入信号为正半周时， BG_5 及下级输入可等效成恒流源负载，故 BG_6 的电压增益比电阻负载大一、二个数量级；当输入信号为负半周时， BG_5 可等效成以恒流源为负载的放大器（图c）。这种激励方法增益高、失真小，使输出管能得到较大的激励功率。输出电路和OCL电路一样，就不详细介绍了。

图6-57是一个实际的DC放大器电路，性能指标如下：

最大输出功率：25W，

闭环增益：26dB

电压频响（1V，-1dB）0~1.2MHz

失真度：<0.1%

阻尼系数：70

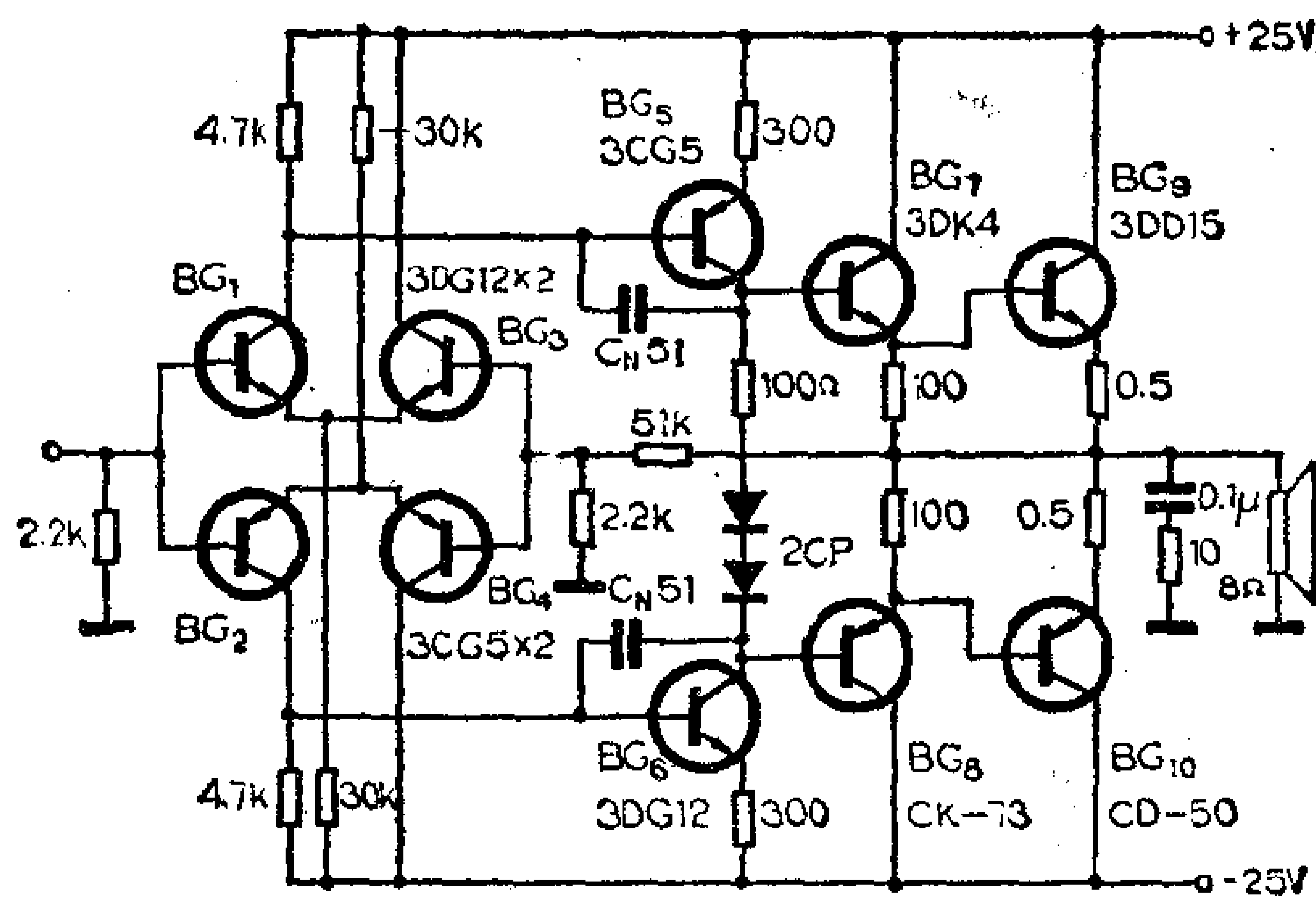


图 6-57 DC功放电路

DC电路中去掉了输出电容 C_0 、自举电容 C_B 和反馈电容 C_F ，这些电容的影响也随之消除，所以瞬态指标比OCL电路高。如果把四个互补差分管集成在一块硅片上，并选用对称性

良好的激励管和输出管，性能还可进一步提高。此外该电路很容易实现集成化，现在世界上已有20W的DC集成组件出售。

DC电路中还有两个消振电容 C_N ，因此还未彻底根除瞬态互调失真。如果去掉 C_N ，就成了CL电路。CL就是既无电容又无变压器的意思。但要想去掉 C_N ，目前还不那么容易。因为要使CL电路有足够宽的频响，输出功率管的特征频率 f_T 至少要有1MHz，不能再小了。为了使去掉 C_N 后电路能稳定工作而不自激，互补复合管、平衡激励管和互补差分管的 f_T ，要比输出功率管依次提高一、二个数量级。例如当输出功率管用3DD12或3DD15一类的低频硅管时，互补复合管的 f_T 要几十兆赫，平衡激励管要几百兆赫，互补差分管则要几千兆赫。显然目前生产的耐压几十至一百伏的超高频中功率管难以满足上述要求，使得CL电路暂时不能普遍使用。

从理论上讲，CL电路彻底克服了危害最大的瞬态互调失真，电声指标应该达到一个新的高度。但实际效果如何，还得等器件问题解决后才能由实践检验。

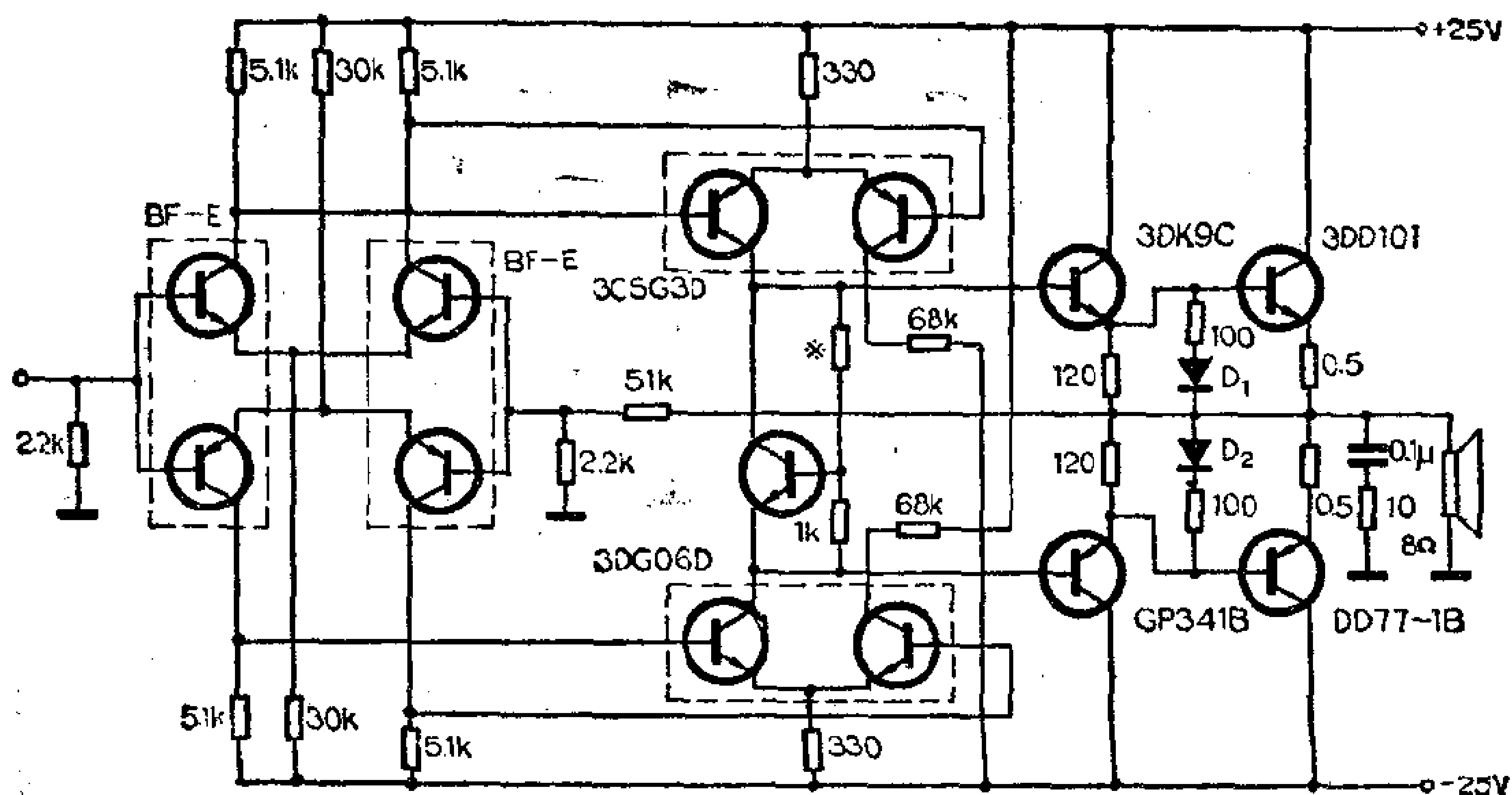


图 6-58 CL电路

图6-58是一个实验性CL电路。与DC电路相比，不但取消了 C_N ，还采用了互补孪生管做差放和激励， D_1 、 D_2 和两只 100Ω 的电阻有效地改善了小信号时的交越失真，所以使零点漂移和失真度进一步减小。

4. DB电路

如果继续挖掘DC和CL电路的潜力，充分利用互补差分级不同极性的电压，同时激励两组输出电路，就能使电源利用率进一步提高。于是在DC、CL电路的基础上又出现了DB电路。DB是“直流平衡”的意思，也叫BTL电路，意思是平衡式无变压器电路。

DB电路在电源电压、负载等不变的条件下，能使输出功率提高到DC电路的4倍，而且由于良好的平衡和对称性，失真度和稳定性都进一步提高。

输出管前面的电路基本与DC、CL电路相同，只是输出级略有变动，如图6-59所示。基本上是两个输出电路的组合。在信号的正负半周， BG_1 、 BG_4 和 BG_2 、 BG_3 轮流导通，如图中实线和虚线所示，使流过扬声器的电流增加1倍，于是输出功率增大到4倍。

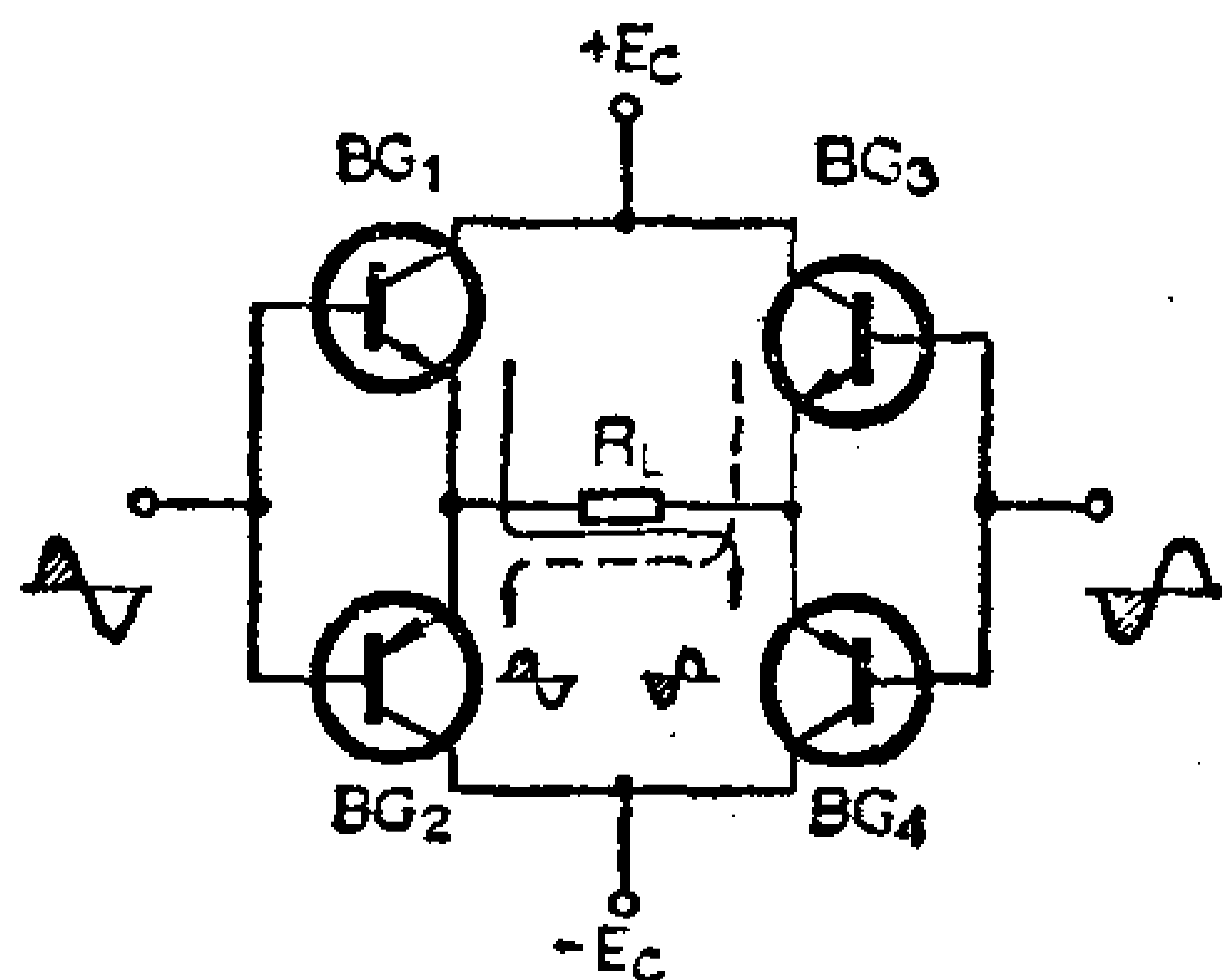


图 6-59 DB电路原理

图6-60是实际电路，电路中共引入了4路大环路负反馈，即 $C \rightarrow A$ 、 $B \rightarrow D$ 、 $E \rightarrow F$ 、 $G \rightarrow H$ 。前两路是差动，负反馈，主要用于改善放大器的电声性能和抑制零漂。反馈过程是： $U_A \uparrow \rightarrow BG_1$ 的 $U_C \downarrow \rightarrow BG_5$ 的 $U_C \uparrow \rightarrow U_D \uparrow \rightarrow U_B \uparrow \rightarrow U_A \downarrow$ 同时由于 U_A 的上升，引起 U_B 下降，于是 $U_B \downarrow \rightarrow BG_4$ 的 $U_C \uparrow \rightarrow BG_8$ 的

$U_C \downarrow \rightarrow U_C \downarrow \rightarrow U_A \downarrow \rightarrow U_B \uparrow$ 。后两路是共模反馈，为抑制零漂而设，反馈过程是：由于某种原因中点电位漂移时，设 $U_E \uparrow \rightarrow U_F \uparrow \rightarrow BG_1$ 、 BG_3 的 $U_C \uparrow \rightarrow BG_5$ 、 BG_7 的 $U_C \downarrow \rightarrow U_D \downarrow$ 、 $U_C \downarrow \rightarrow U_E \downarrow$ ；同样当 $U_G \downarrow \rightarrow BG_2$ 、 BG_4 的 $U_C \downarrow \rightarrow BG_6$ 、 BG_8 的 $U_C \uparrow \rightarrow U_D \uparrow$ ， $U_C \uparrow \rightarrow U_C \uparrow$ 。 D_1 、 D_2 起开关作用，只有当零漂超过某一值时共模反馈才起作用。

DB 电路与 *DC*、*CL* 电路相比具有下列优点：

(1) 由于电路的高度对称性以及共模反馈的引入，同相干扰基本抵消，偶次谐波减到了最小程度，交流声极小，失真度做到 0.1% 以下也是不难的。

(2) 电源利用率高、输出功率大。

(3) 扬声器中心始终保持零电位，电冲击比其他无变压器电路小得多。

(4) 共模抑制比很高，使稳定性有较大的提高。

图 6-60 所示的电路，最大正弦输出功率 100W，频响 0 ~ 1.25MHz，失真度 $\leq 0.1\%$ ，输出零漂 $\leq \pm 0.1V$ 信噪比 96dB，阻尼系数为 35。

该电路用无源辅助辐射式助音箱进行听音评价的效果是：低音优美，分隔度好。中音、中高音宏亮悠扬，高音清脆透明，色彩浓厚，背景洁净，基本上听不出噪声。

6-10 开关型功率放大器

开关型功率放大器也称丁类放大器。它充分利用了现代晶体管的高速开关特性和低饱和压降的特点，因此效率很高理论上可达 100%，实际可达 95%。此电路不需要严格的对称，也不要直流偏置，使稳定性大大提高。用同样功耗的管子可得到

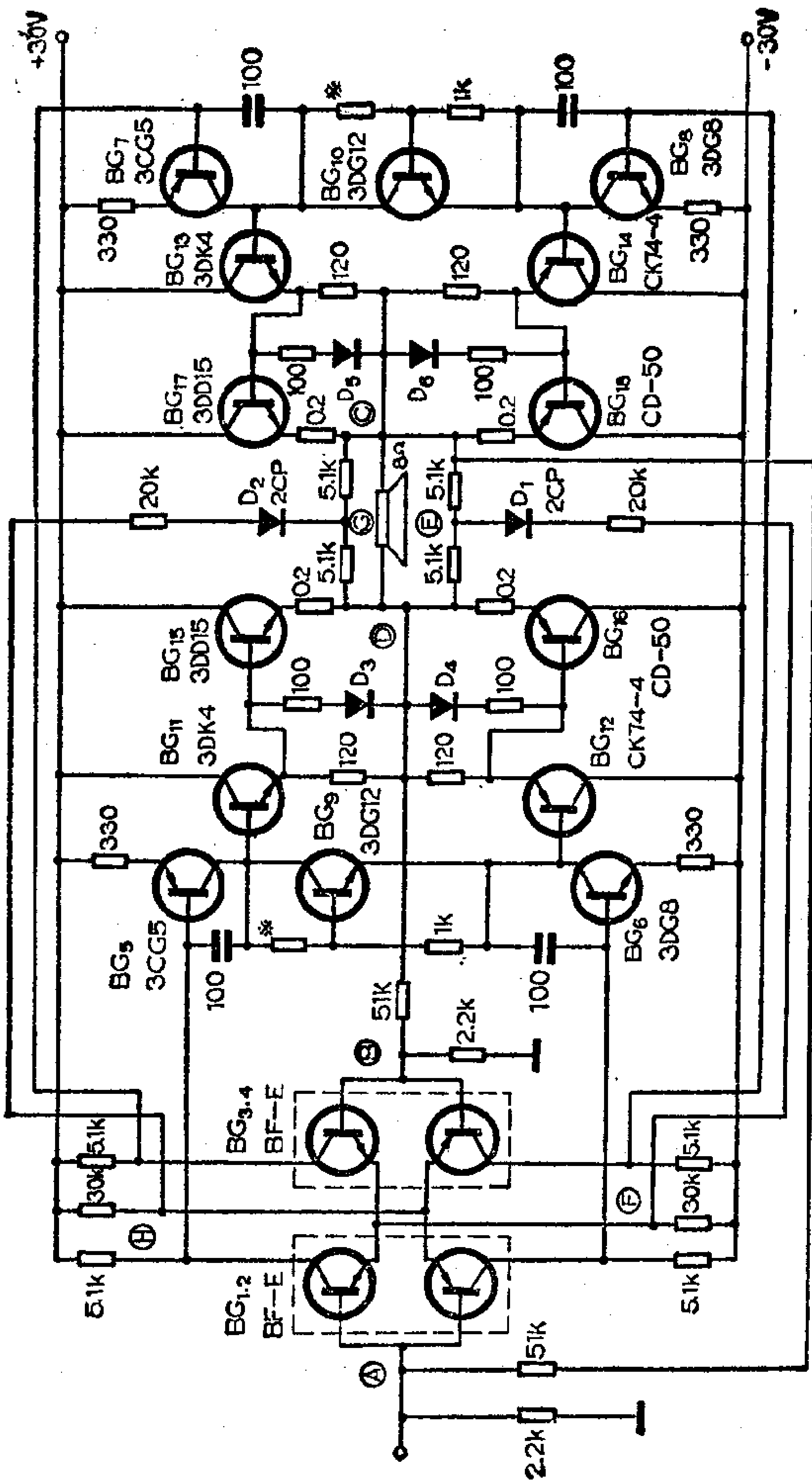
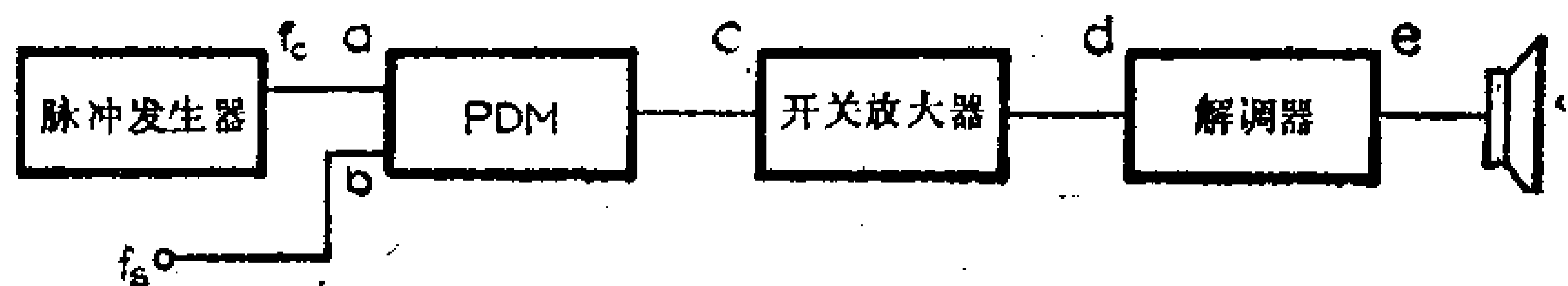


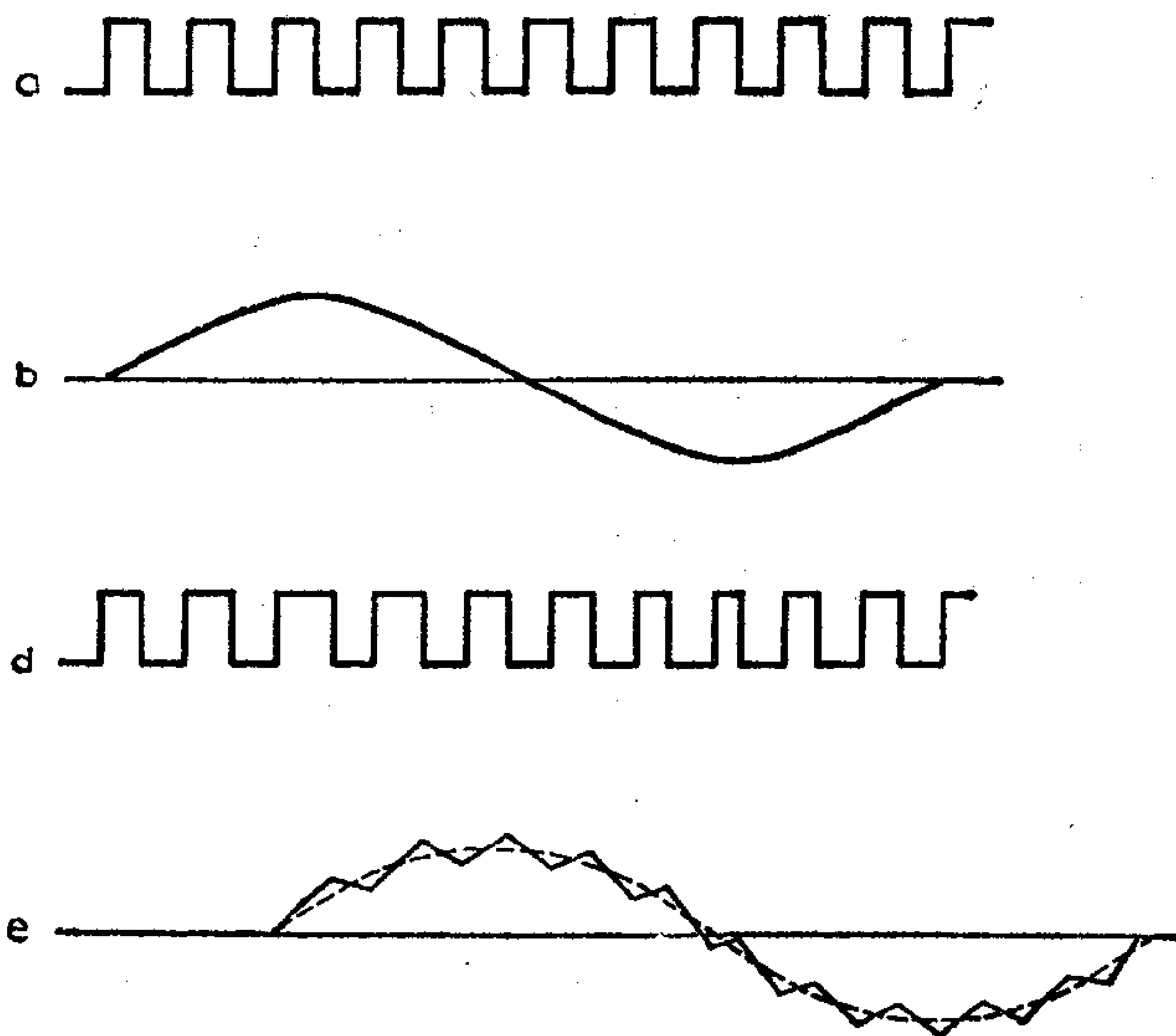
图 6-60 DB功放电路

比甲乙类放大器大4倍功率输出。所以很受人们重视。

图6-61是这种放大器的原理方框图。脉冲发生器产生占空系数50%的矩形波，脉冲重复频率 f_c 可根据失真度要求而定， f_c 越高失真越小，但输出功率管功耗越大。当 f_c 与最高调制频率 $f_{S_{max}}$ 之比为10:1时，失真度约2%。用音频信号 f_s 对矩形波进行脉冲宽度调制（PDM），得到脉宽与信号幅度成正比的调宽脉冲信号。此信送到开关功率放大器。功率管导通与截



(a)



(b)

图 6-61 丁类放大器原理

止的持续时间取决于已调矩形波的占空系数。输出信号经低通滤波器解调后耦合给扬声器。

丁类放大器虽在理论上有很多优点，但实用电路至今还没有一个很成熟的。主要原因是难以制作简单而稳定的脉冲发生器以及性能良好的调制器。因为矩形波的占空系数在无调制信号时若发生变化，则解调出的信号就会产生误差。此外功率开关电路的辐射干扰等也较难解决。

图6-62是一个实验性丁类放大电路。BG₁、BG₂、BG₃和运算放大器5G24组成比较式振荡器和调制器。BG₄、BG₅、BG₆和BG₇组成开关功率放大器。L、C组成解调器。该电路指标如下：

$f_c = 100\text{KHz}$ ，输出功率：9W，效率85%，频率响应：0~20KHz (-3dB)，失真度3%。

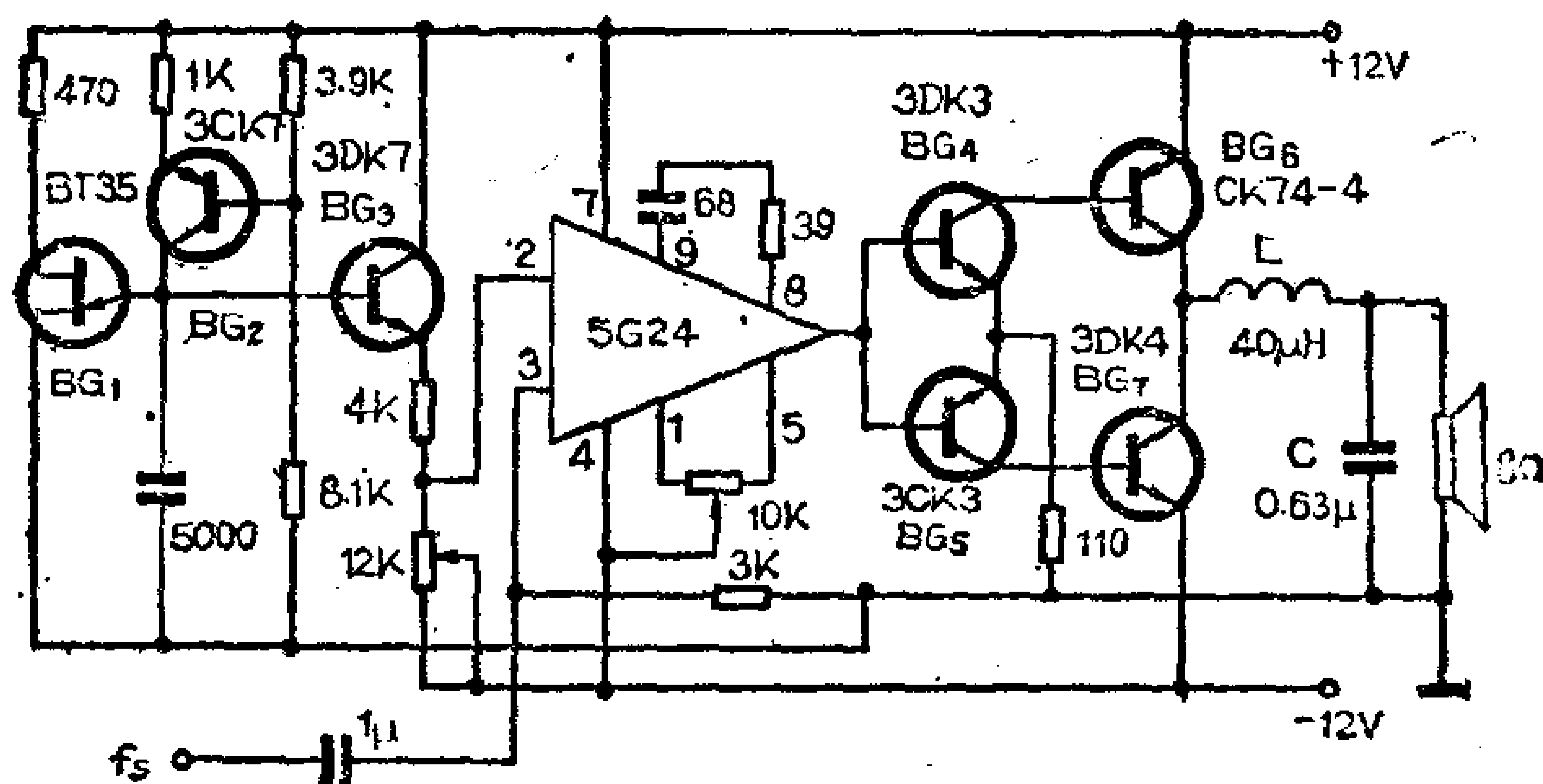


图 6-62 丁类放大器实验电路

6-11 音频电路的结构选择和装配

1. 音频电路的结构选择

一个高保真度的音频电路应该由那些部分组成，要根据使

用场合、性能要求、经济性、使用方便等多方面考虑，不能一味追求完美无缺尤其注意的是不要在普通收音机中盲目套用高保真度技术。

就收音机电路而言，大型便携式可不用等响和频带控制，均衡电路也可以简单一些。例如只设一档折衷补偿，能对拾音、录音通用；音调控制也只设“高”、“中”、“低”三档选择器；功放用串联或并联推挽电路较好，这样工作点稳定容易得到较大的输出功率。不要追求过高的电声指标，一般做到输出功率3-5W，频响100-8000Hz失真度 $\leq 5\%$ 就可以了。

台式和小型落地式可选用较复杂的电路，通频带控制在干扰小的地区也可不用；音调控制用音调选择器比较方便。功放电路在台式中可选用单端推挽、并联推挽和OTL、OCL等。落地式中应选用OCL、DC、CL和DB电路。选用单只全频带（双盆）扬声器，或高、低音两只扬声器，输出功率5-15W，频响60-12000Hz，失真度 $\leq 1\%$ 就相当满意了。

高级大型落地式，立体声机和专业电声设备，各种控制电路应该全一些，指标也要高些。对各信源的信号要有精确的均衡器，可用步进加微调的等响控制，完备的通带控制。立体声设备中还要设平衡调节，立体声宽度调节等电路。必要时还要用电子分频和功率分频，以馈给不同放声频带的喇叭。专业电声设备还有人工混响，人工延时等附属设施。性能指标可根据情况而定。例如GY-J35监听机组功率放大器指标为：输出功率70W，频响0—50KHz，信噪比大于75dB，阻尼系数（1KHz）45。

图6-63是适于落地式收音机用的低频前级放大器。后面可接任何的功率放大器，最好接OCL、DC等双电源功放。该电路输入级是低噪声高阻抗均衡放大器，后面依次为等响控制，音

调控制，平衡控制，通频带控制。为了简单起见，选用了两只低噪声三极管3AX31E和4个运算集成放大器。业余爱好者要仿制时，可用本章讲的缓冲放大器代替，前置级也可改成不平衡输入。

2. 音频电路的装配

高保真度音频电路只有精心设计、精心装配和调试，才能达到预期的目的。好的电路只不过提供了达到好指标的可能，若不注意装配工艺，放声质量甚至会不如普通电路。下面介绍一些基本装配原则和经验，供装配时参考。此外第四章的某些原则在这里也适用。

(1) 元器件的选择

对晶体管要进行筛选和老化，前置级用的管子要特别注意噪声系数，推挽电路的管子要注意严格的对称性，输出管的耐压、功耗等极限参数要留有余量。有条件时选好的管子应加电老化100小时后再筛选一次。电阻产生的噪声在一定条件下与两端所加的电压成正比。选用瓦数较大的金属膜电阻噪声较小。

(2) 元件位置和布线

一般地说设计印制板时按电原理图顺序安排元件位置容易得到好的效果，电感元件一般要采取磁屏蔽，例如用硅钢片或铁铝合金罩起来。输入与输出端要进行隔离，尤其在增益高的放大器中要仔细选择输入端引线的位置。多根线扎成一束时更要注意隔离，以免互相干扰。

(3) 关于接地

大电流电路中不要用印制板的铜膜作导线，尤其是功率输出级与电源之间，大信号时电流高达几个安培，一旦与输入级

发生耦合，将使工作不稳定，甚至自激。连接导线要有足够的截面积，大功率稳压电源的内阻在 1Ω 以下，更好一点的只有 0.1Ω 甚至更小，如果用电阻过大的导线输送，可以想象引起的损耗及危害有多大。

公共接地点选在哪里好，一般要做实验后才能最后决定。一般原则是选在电流较大，接近输出端的某位置较好，例如OCL、DC等电路中，公共接地点选在扬声器接地点较合理。

(4) 磁场干扰和交流声

50赫的交流声，多由于屏蔽和接地回路不良而引起，接收电视伴音时则多为帧同步脉冲混入而引起。100赫的交流声多为电源滤波电容太小或接地点不正确而引起。150赫的交流声多由电源变压器的铁芯磁滞作用产生的三次谐波辐射而引起。因此电源变压器要采取磁屏蔽措施。此外白光灯，霓虹灯、电焊机、电风扇等电器也能通过电源和辐射造成干扰。

(5) 听音评价

电声设备最终是给人听的，测试指标好不一定听音评价也好。因此音频设备装配调试结束后，要组织专家，不同职业，不同年令的听众试听放声质量。主要评价概念有：丰满度、浑厚度，柔和度、层次感，失真感觉。对于立体声还包括透明度、分隔度、临场感、方位感、混响大小、延时长短等。把试听结果综合统计后得出听音评价，供进一步改进性能时参考。

6-12 高保真度电路的电源

1. 电源的作用和种类

电源是任何电子设备维持工作的能量来源，高保真度功放

由于功率很大，用市电供电才有实用意义。并且电源性能的好坏直接影响放声质量。在电源的各项指标中，其中稳压系数 s 、等效内阻 R_n 和纹波电压 \tilde{U}_r 对放大器性能影响较大。

稳压系数的大小反映了稳压电源克服输入电压变化的能力。根据我国的情况，市电常在170-240V范围变化，而且电压低的情况较多。如果电源电压降低20%，放大器的输出功率将降低36%，而且电压跌落还可能引起低频自激，功率储备不够，瞬态巅峰限幅，音质变劣。尤其在低音提升时，使被提升信号的频段有部分被限幅，产生低频非线性失真。电压降低相当于功放内阻增大，阻尼增大，使低音的瞬态响应变劣。

等效内阻反映了负载变动时，输出电压维持恒定的能力。功放都工作在甲乙类或乙类状态，工作电流随信号内容在很大范围内变化。例如一架输出功率25w的OTL功放，设静态电流为40mA。最大输出时平均最大电流有1.4A，电流差达35倍！如果电源内阻比较大，不但供电不稳，且此内阻将成为前后级的耦合电阻，使放大器发生低频自激。内阻大的电源采用级间退耦和增大电源滤波电容的方法是不能解决的。用此等办法即使消除了自激，由于工作电压仍随信号变化，使声音发抖发木，失去了高保真度的意义。

纹波电压主要会引起50Hz或100Hz的交流声。

比起其他精密电子设备，高保真度收、扩音机对电源要求是不高的，电压变化小于10%，等效内阻在0.1~2Ω（根据负载而定），纹波电压小于15mV，电路就能正常工作了。

目前常用的电源有桥式或全波整流两种，再加上电子滤波器，串联稳压电源、开关稳压电路等。最近有的采用了恒压变压器，实现了变压、稳压一体化，是今后收、扩音机及电视机电源的发展方向。

2. 桥式整流

为了降低民用电子设备的成本，大多数功放都采用“变压—桥式整流—滤波”的结构形式，典型电路如图6-64所示。

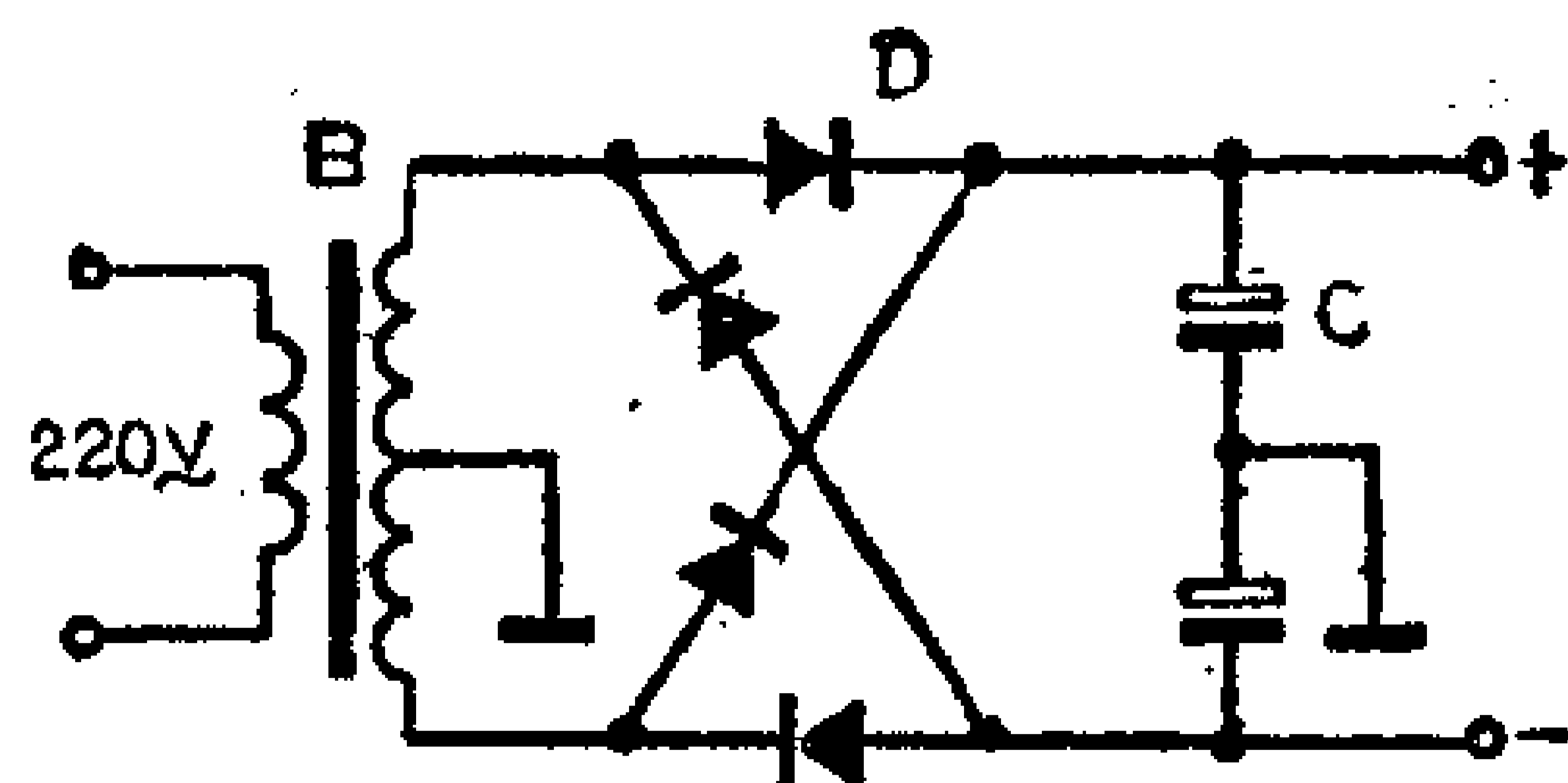


图 6-64 桥式双电源

这种电源中整流器内阻很小，约 $0.2\sim 0.3\Omega$ 。滤波电容的动态内阻也很小（C容量很大），关键是制作低内阻的变压器。变压器的内阻主要由绕组导线电阻产生的。不光注意次级，更要注意初级线组的线径。设初级绕组导线电阻为 R_1 ，次级为 R_2 ，从变压器次级看进去，等效内阻近似为 $R_n \approx R_2 + \left(\frac{U_2}{U_1}\right)^2 R_1$ 。导线直径不能按平均功率来计算，应按铁芯能

承受的极限功率计算。如果窗口面积允许，尽量留有较大的富裕量。在窗口限制时，宁可减小次级线径也不要减小初级线径。此外还应注意整流管的内阻，锗管的内阻比硅管小得多，应优先选用。也可用低效或 eb 结损坏的低频大功率三极管的集电结当做整流管用，功率较大的电源还须在每个二极管上并联一个 $0.01\mu\text{F}/160\text{V}$ 的电容器，以防二极管被涌浪击穿。

这种没有稳压器的电源，最大的缺点是稳压系数很差，只适于电网电压波动小的地区使用。此外它的内阻比较大，一般有几个欧姆，纹波电压约几十至几百毫伏。但由于简单价廉，仍得到广泛应用。

3. 稳压电源

比较高级的电声设备应采用稳压电源。常用的稳定电源有串联式和开关式两种。串联稳定电源做好了可达到很高的指标，

例如稳压系数 $S = 10^{-4}$ ，内阻 $R_n = 0.01\Omega$ ，纹波电压 $\tilde{U}_r \leq 1\text{mV}$ 。开关型的效率很高，指标也可做到很高，纹波电压比串联式的稍大一些，但仍在允许范围之内。

实际上比较简单的稳压电源用在高保真度电路是比较适合的，这样既可降低成本又能满足要求。实验证明用类似晶体管电视机中的稳压电源就相当满意了，若想再简单一些，还可省去采样放大电路，如图6-65所示。这是GY-J35监听放大器的电源，其实它是一个基极稳压的射极输出器，当市电电压过低时则相当于电子滤波器。

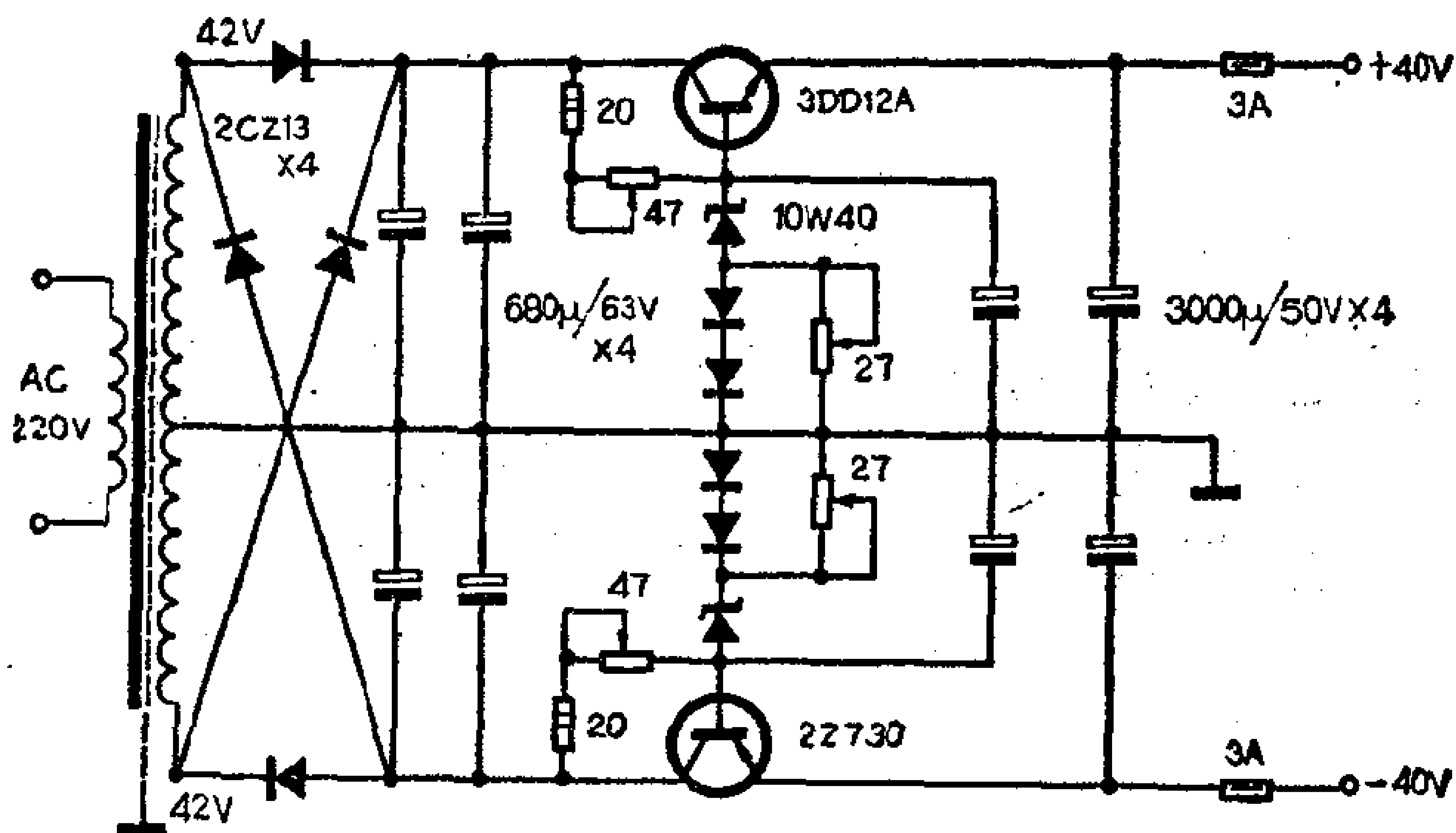


图 6-65 简单串联稳压器

4. 恒压变压器

稳压电源虽有较好的稳压性能，但成本比较高，例如OC-L、DC等放大器用的双组电源成本和体积已和放大器本身差不多了。另外可靠性差，即使有过载保护的串联型稳压电路过载或短路时间稍长也会损坏。最近几年随着电视机和高保真度电声设备的普遍使用，出现了一种成本很低的恒压变压器。

恒压变压器的原理是三十年代末提出的所谓磁饱和稳压
器，工作原理如图6-66所示。在C型铁芯窗孔中，并入一种同
材料的铁芯，形成两个窗孔。初级线圈绕在一个窗孔中，次级
线圈和谐振线圈绕在另一窗孔。谐振线圈与外接电容组成谐振
频率与电源频率相近的谐振回路，当接通电源后，谐振回路起
振，使次级铁芯浅饱和，形成一个恒定的交变磁场。这时输入
只起补充能量，维持等幅振荡。其磁感应强度在某一范围内，
基本不受输入电压变化的影响。于是次级线圈的感应电动势保
持不变，输出电压就相当稳定。另外，输出电压只与铁芯截面
积有关，而与初次级匝数比无关。

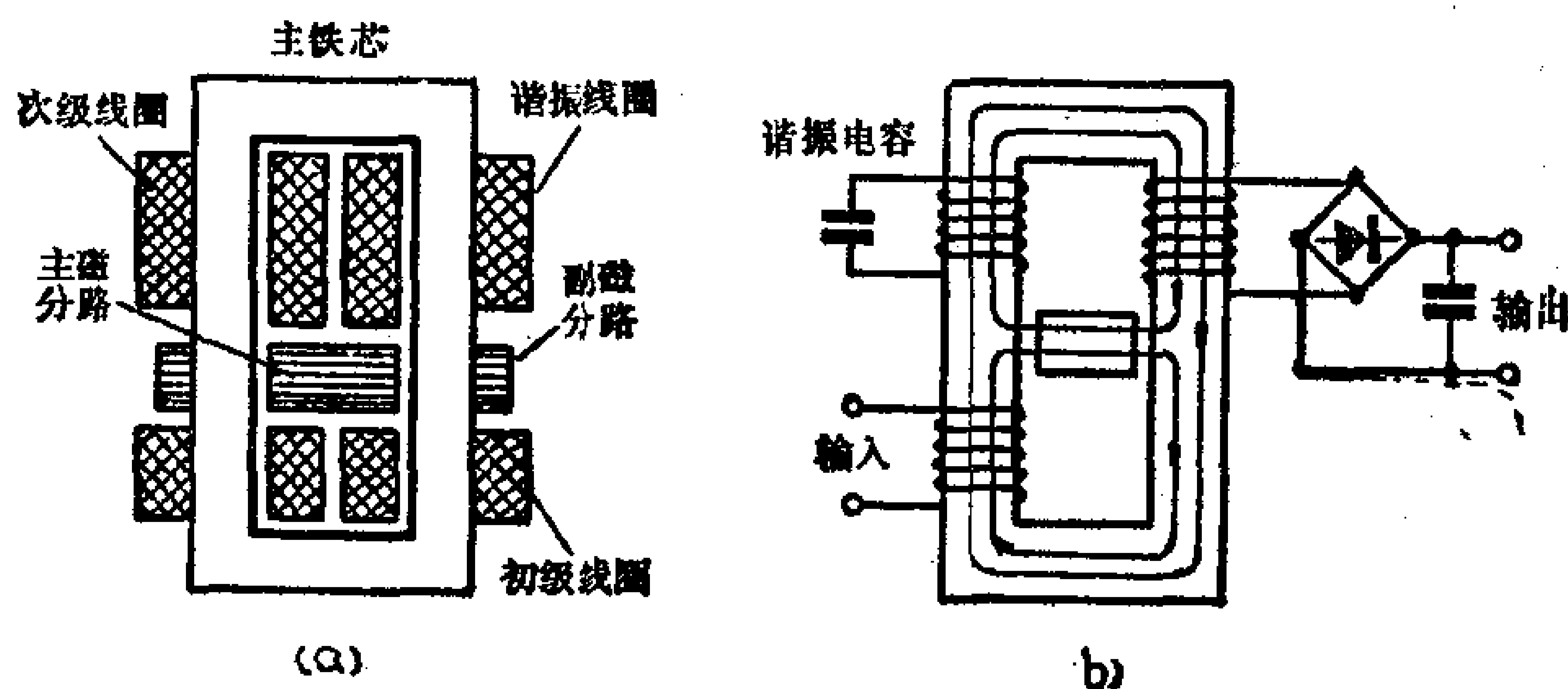


图 6-66 恒压变压器

恒压变压器的效率接近于普通变压器，体积和重量也与同
功率的普通变压器相仿。当铁芯材料较好时，市电电压在160~
250V范围变化时，而输出电压变化小于1.5%。当负载电流从
满载到减半时，输出电压变化约1.5~4%。输出短路时，输
入、输出电流只上升约1倍，因此不怕长时间短路。此外，
初、次级线圈间的距离比较远，级间分布电容小。加之谐振电
容器的旁路作用，抗干扰能力较强。

恒压变压器构造并不复杂，有经验的无线电业余爱好者可

找有关资料自制。主要问题是主铁芯与磁分路的配合。

6-13 超甲类功率放大器

1. 什么是超甲类

超甲类是指不发生截止的功率放大器，它是为了完全消除甲乙类和乙类的交越失真而出现的新型放大器。

如果在晶体管甲乙类或乙类功率放大器的输入端加一个正弦信号，在输出端用示波器观察似仍是一个正弦波，看起来好象没什么失真。但是如果用失真仪把基频滤去，剩下的残余成分中，大部分是奇次谐波。这些奇次谐波是推挽工作的两个功率管在小电流时特性不能完全吻合，使合成波形畸变而产生的。奇次谐波对音质的损害要比偶次谐波严重得多，而偶次谐波由于推挽工作状态已抵消了。实验证明，即使只存在不到1%的奇次谐波失真，就能使音乐失去甜美的感觉而变得生硬。为此在七十年代末掀起了一股探讨无截止波形合成的热潮。这种波形合成技术实质上是一种动态偏置方法。它能使功率放大器兼有甲类不截止和乙类效率高的优点，所以称为超甲类。

所谓动态偏置，即是在无信号或小信号时偏置电压小，静态电流也小，当信号增大时随着增大偏置电压，管子的 I_{CO} 也随着增大，当 I_{CO} 上升到相当于甲类状态时，管子的截止角就会等于零。那么我们随着输入信号的大小，实时控制偏压 V_{BO} ，使 I_{CO} 跟踪信号的变化，做到晶体管总不截止。这样推挽管正负两半周的合成就如同甲类放大一样，总是在不截止的状态下进行的，因此，也就不会产生交越失真和开关失真*了。

2. 超甲类偏置的方法

从1978年到现在，世界上发表过十几种超甲类偏置的方法，但在电路上大同小异，基本原理是相同的。下面以日本胜利公司的JVC方式为例说明超甲类偏置的方法。

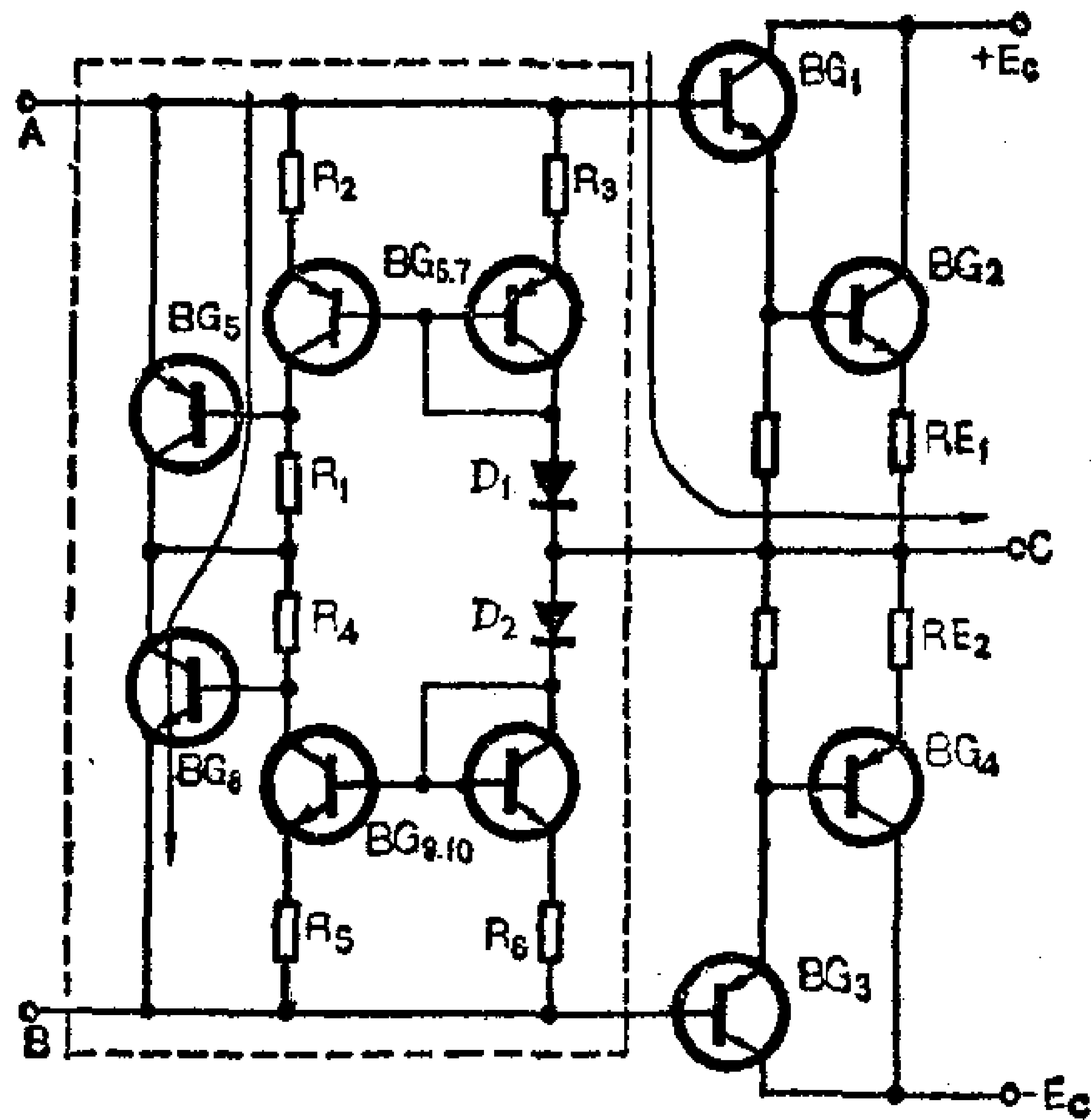


图 6-67 动态偏置电路

在图6-67虚线框中的电路就动态偏置电路。无信号时末级功率管的静态电流很小。当有输入信号时，其正半周，A点电位较C点高，将有一个电流从A经 R_3 、 BG_7 和 D_1 流向C，且信号越大此电流也越大。 BG_6 和 BG_7 是镜流电路(Current mirror circuit)，当 BG_7 有电流流过时，象照“镜子”一样， BG_6 也有同样大小的电流流过。此电流从A开始经 R_2 、 BG_6 、 R_1 和 BG_8 到B。这时 R_1 上的压降增大， BG_5 内阻增大，A、B之间的电压也升高，从而使 BG_3 和 BG_4 不会截止。同理在负半周时 BG_1 和

* 开关失真：由于晶体管的载流子积累效应，它的工作会跟不上输入信号的变化，在导通到截止的过渡瞬间输出波形将产生失真。

BG_2 也不会截止。这样就自动调整了偏置，达到了动态偏置的目的。

目前一些性能良好的动态偏置电路已制成集成电路和功能块(具有某种功能的通用电路)。这样,不但简化了生产和调试过程,而且能够方便地改造过去的全互补OCL、DC和CI等放大电路。只要拆除原来的偏置电阻(有时是二极管或三极管恒压电路),换上合适的集成块或功能块就行了。

3. 超低失真的线性激励级

末级实现超甲类偏置后,使失真显著减小,为了发挥其优点,必须配以失真度极小的前级电路,否则一切努力变得意义不大。

在一般OCL、DC和CI放大器中,电压激励级很简单,是一个单管共射放大级。这种放大级失真是比较大的,主要表现为输入信号大幅度变化时, β 值和集电结电容 C_{TC} 也随之变化,从而引起了非线性失真。

先看 β 对失真的影响。我们知道,要使共射放大器的输出电压不影响输入电流,就要求晶体管应具有线性的 β 值。可是在实际晶体管却不是这样,这可在晶体管的输出特性曲线中看出(图6-68)这里 β 并不是线性的,工作电流小时 β 大,而电流大时 β 小,导致输出电压波形的正半周大而负半周小。

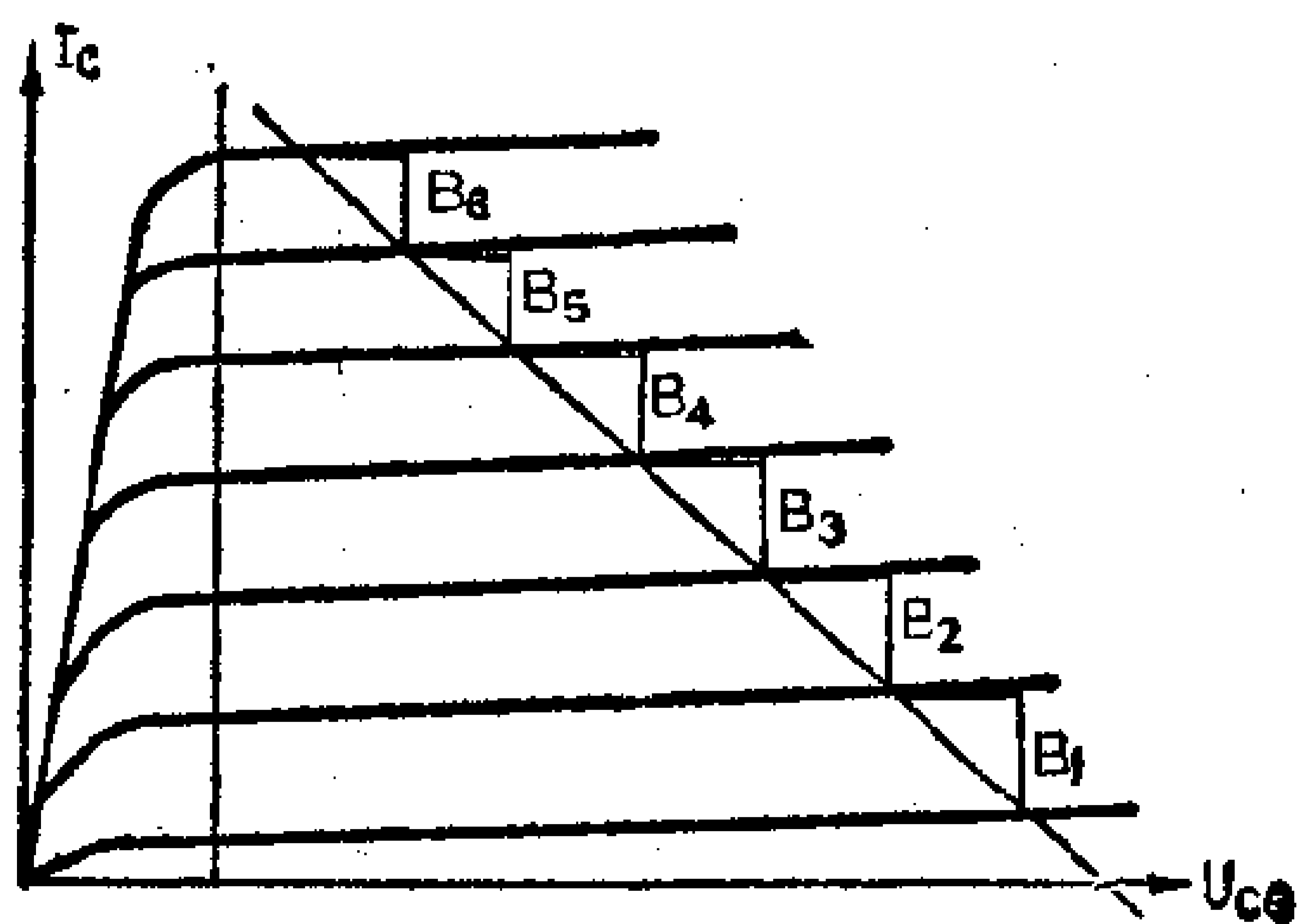


图 6-68 β 的非线性

如果能使晶体管的工作电压 V_{ce} 固定不变,即选择垂直的负载线, β 的线性就会得到很大的改善,这就要求激励级的负

载电阻越小越好。

再看 C_{TC} 对失真的影响。当晶体管的集电结电压变化时，集电结的耗尽层宽度也发生变化，这种变化会使信号中的高频成分产生调制失真，也叫“厄雷效应”（Early effect）。

根据上述情况，激励级采用共射—共基级联放大器较好。就共射级来说，它的负载是共基电路的输入阻抗。它只有十几欧姆。因之此电路能有效地改善共射级 β 的线性。就共基级来说，极间反馈电容很小，输出特性线性好，使厄雷效应减至极小。测试证明，共射—共基电压放大器的开环失真比单管共射要小一个数量级，即减小了20dB多。而且有很高增益带宽积。再加上少许局部负反馈，失真还可以再小一些。

4. 低噪声前置输入级

前置输入级的失真情况和激励级的情况差不多，也是由 β 和 C_{TC} 引起的。但对前置输入级的要求更高。因为它处于放大器的最前面，并且还起稳定零点漂移的作用。所以，还要求具有低噪声和高稳定性。

在过去的各类无变压器功放中，这一级的主要形式是晶体管差分、互补差分和级联差分放大器。但由于晶体管的输入阻抗太低，不易与前置放大器匹配。因此，近年来普遍转向使用结型场效应管了。结型场效应管的漏泄电流 I_{DGD} （类似晶体管的 I_{cb0} ）和反馈电容 C_{GD} 也会引起失真，其原因与晶体管相类似。所以，也得采取减小失真的措施，其方法也与晶体管一样，大都是采用共源—共栅级联电路。目前常见的电路形式如图6-69所示，图（a）是场效应管与晶体管级联的形式；图（b）是场效应管与场效应管级联的形式。这两种电路用在OCL型超甲类放大器中，图（c）是场效应管互补差分的级联形式，用在DC、

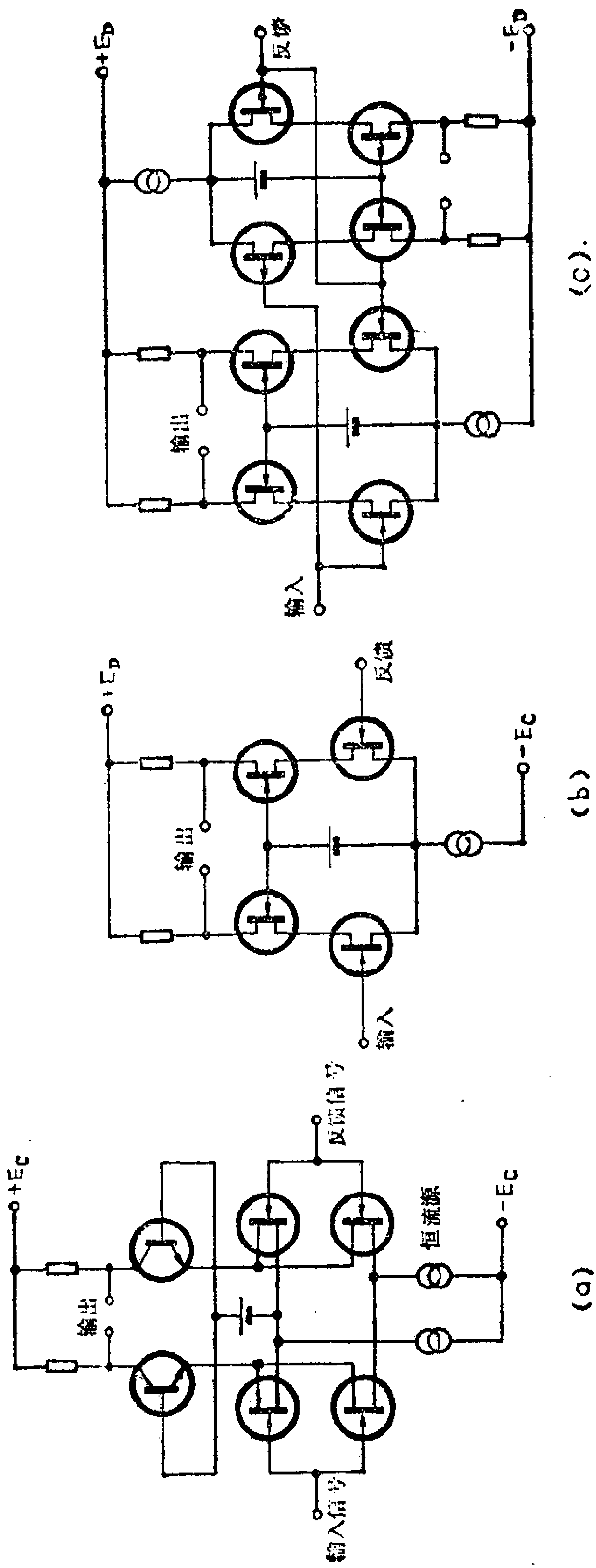


图 6-69 采用场效应管的低噪前置级

CL和直流平衡全推挽型超甲类放大器中。

为了有效地减低噪声，应尽量提高本级的增益。所以，普遍采用了有源负载，其形式有三极管恒流源，镜流链，镜流—恒流复合链和恒流二极管等。

为了提高稳零作用，一般都用恒流源馈电，这样还能提高抗共模干扰的能力。

图6-70是一个OCL超甲类放大器电路。BG₁与BG₂组成恒流源差分放大器，恒流源BG₂的基极电位由BG₅来稳定。BG₃是镜流电路，它一方面使差分放大器的两管工作电流相等，另一方面与BG₄组成镜流—恒流链，作为差分放大器的负载，使差放增益大大提高，有效地改善了电路的信噪比。为了简化电路，差分放大器采用双端输入单端输出的形式。这样下一级可以省去一半的元器件。

激励级由BG₆和BG₇组成级联放大器。D₁用来补偿BG₆的非线性，BG₈是该级的恒流源负载。BG₉—BG₁₂组成JVC式超甲类偏置电路。BG₁₃—BG₁₆组成互补推挽输出级，BG₁₃和BG₁₅采用悬浮式接法，更有利于处于不截止状态。为了减小瞬态互调失真，采用了超前相位补偿(C₄)。并联在输入端的电容C₁主要用来旁路超音频，防止发生自激。

该电路的性能如下：

最大正弦输出功率：25W

闭环电压增益：27dB

频响：0~70KHz

对20KHz的方波响应看不出显著失真

谐波失真<0.005%（低精度失真仪测不出）

满功率信噪比为98dB。

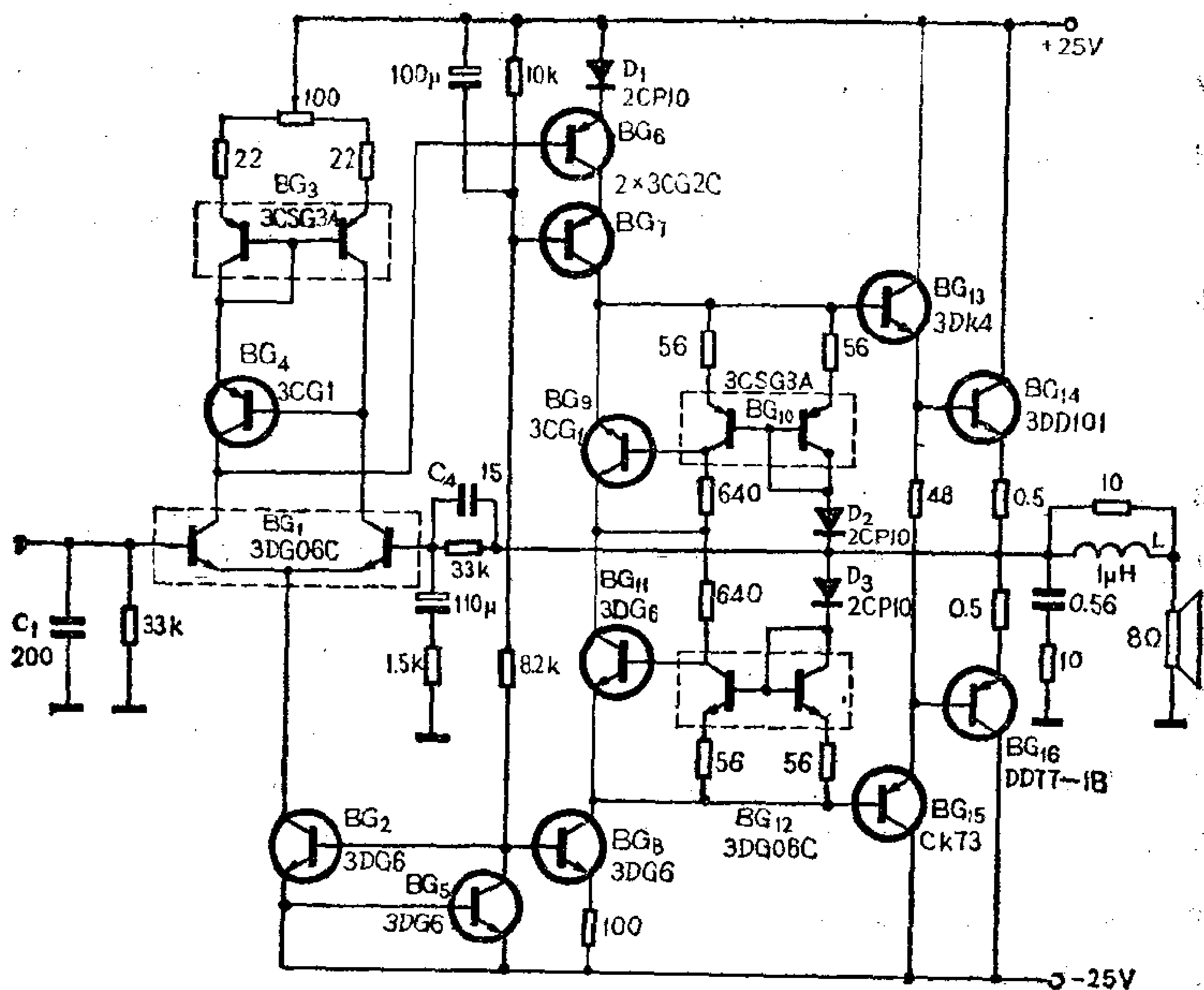


图 6-70 超甲类OCL电路

6-14 立体声辅助电路

立体声放大器，并不等于两个单声道放大器的简单相加，为了获得正确而明显的立体声效果，还需要加进一些单声道中所没有的辅助电路，这里介绍四种最常用的立体声辅助电路。

1. 平衡控制

为了正确再现录音时的空间声场，应保证立体声放大器左、右两个通道的参数对称。在各种参数中，以电平平衡最为重要。这是因为两个通道间只要有6dB的电平差，就足以使中

心声像移向某一侧很多。聆听立体声有素养的人,对于2 dB电平差引起的声象变化就能感觉出来。所以一般要求两通道间的电平差不得超过1dB。平衡控制就是消除电平差的控制电路。它是连续向两个相反的方向调整左、右两个通道的增益来实现平衡的。

图6-71是在前置放大器中进行平衡控制的实例。这里只画出了左声道部分。这是常见的三级直耦式放大器,电压增益约23dB。平衡控制由接在反馈电路中的C和W实现,W的下端接右声道中与C相对应的电容器。当W的中心滑臂滑向上端时,左声道增益增大,右声道增益减小。当W滑向下端时则相反。调节W能使两个通道的增益向相反的方向变化6dB。

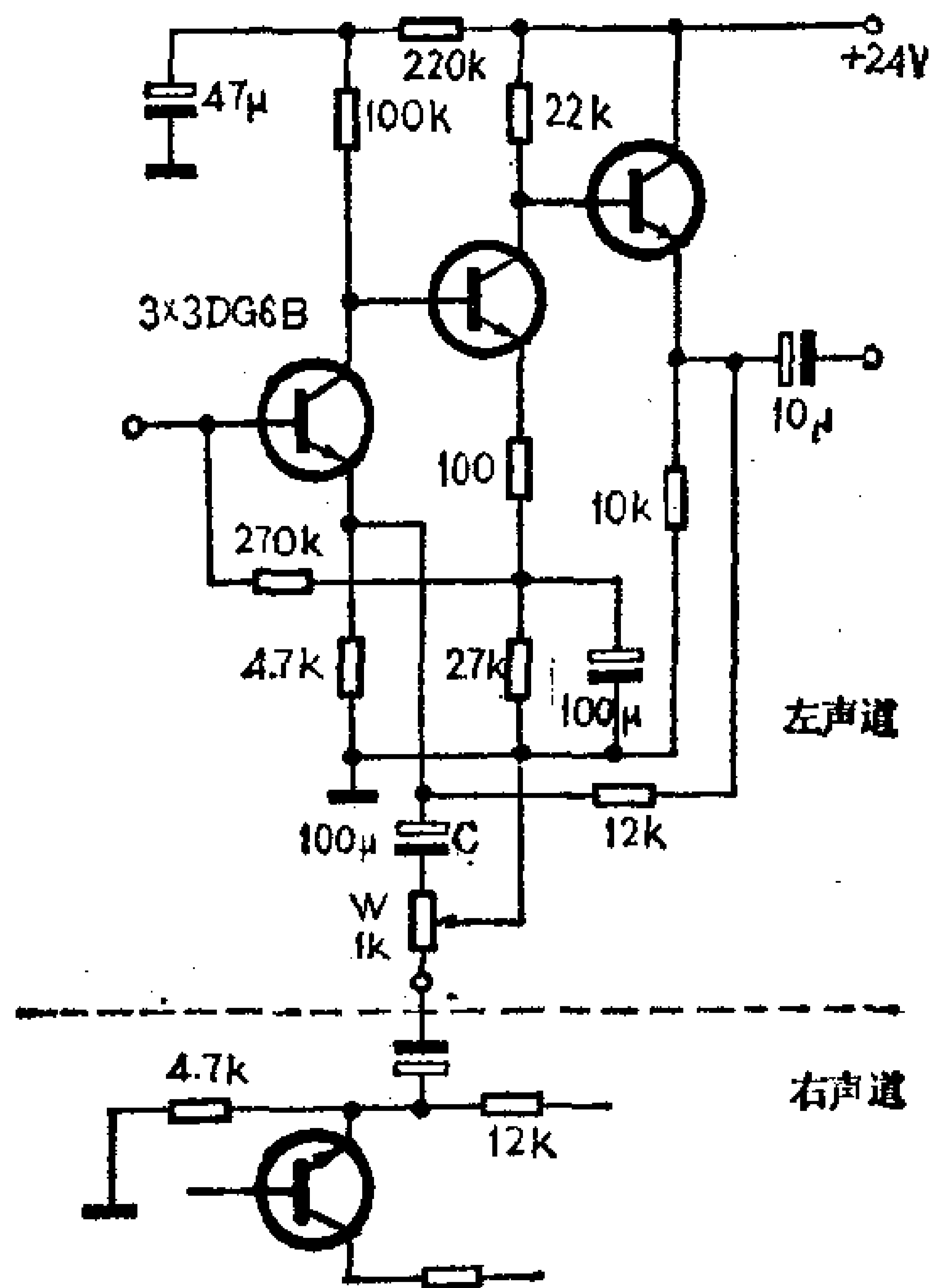


图 6-71 立体声平衡控制电路

平衡控制不一定都设在前置放大器中,但必须设在功率放大器以前。究竟在哪一级为好要结合整机各项指标均衡利弊,一般越靠前级控制越灵敏,但也容易感受杂音。

调整平衡时最好用专门的立体声测试唱片或磁带进行。如果没有,也可在放大器输入为零的情况下,调节平衡控制电位器,使立体声指示表指零,这时通道也就基本上平衡了。

2. 声场宽度控制

不少热衷于立体声的爱好者都有这样的体会:立体声收录

两用机的放声也不过如此，并不象有些书刊上所描写的立体声是那样的优美动听，有的还认为还不如一个单声道落地式收音机好听。这是因为虽然立体声收录机能得到完整的立体声信息，但扬声器装在机壳的左右两侧，相距不过20—30厘米，不能展现宽阔的立体声场。所以听起来和单声道差不多。如果用功率较大的收录两用机外接两只相距2米以上的音箱放音，效果就大不一样，会感到强烈的空间感和临场感，各种乐器的位置也能明显地感觉出来。

能不能在两个扬声器相距较近的条件下也能得到宽阔的立体声场呢？声场宽度控制就是为解决这一问题而设计的。它是利用声波干涉的原理，把左右声道的信号进行交叉串音来实现声场宽度控制的。

由干涉原理可知，在电路上的同相串音，相当于两个声源发出的声音在空间同相相加，能使双声源变窄。100%的同相串音就使双声源变成了点声源。与此相反，反向串音能使双声源变宽，但串音量超过24%时，则会使人感到声源分裂开来，

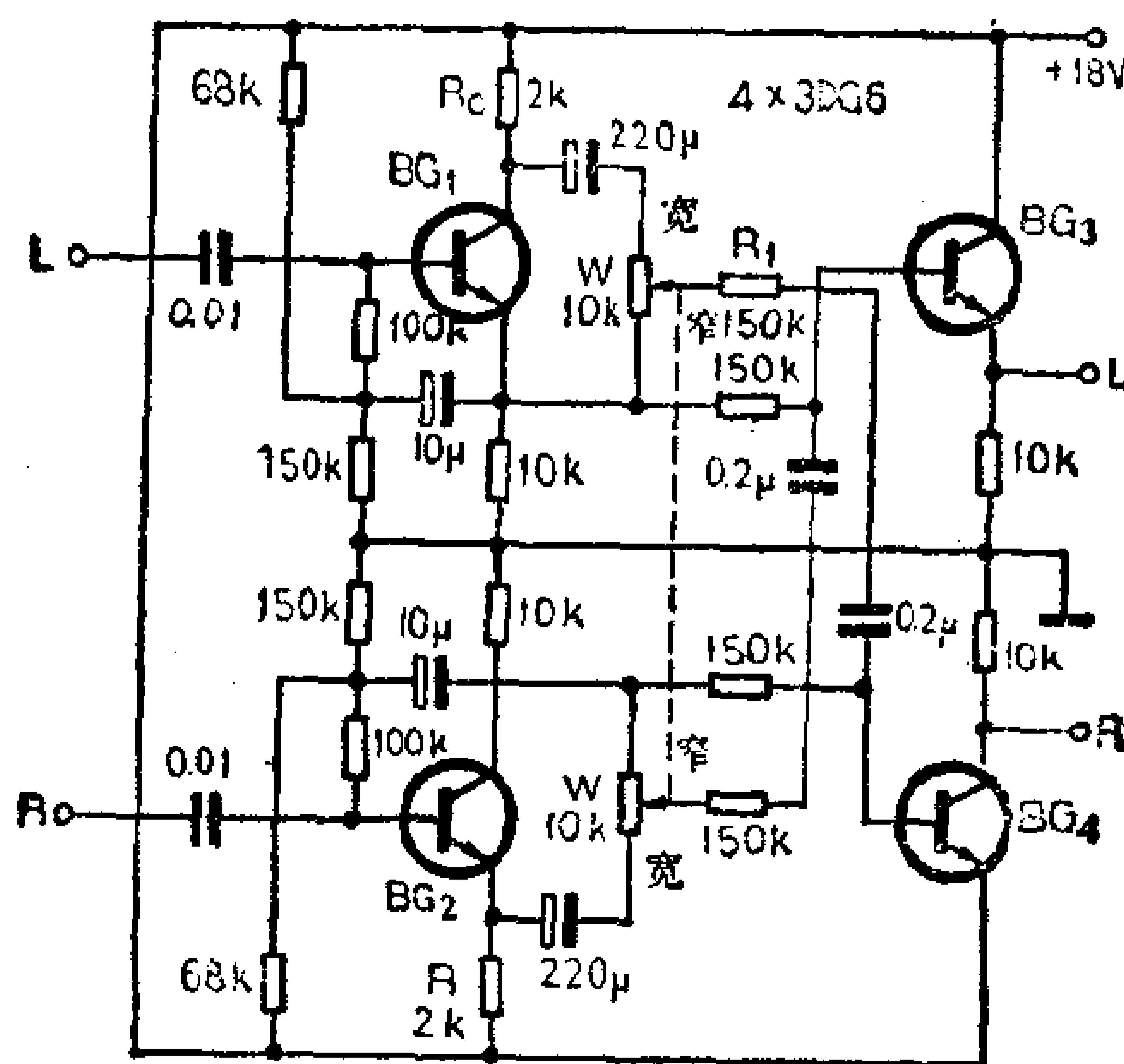


图 6-72 声场宽度控制电路

听起来很不真实。

图6-72是声场宽度控制的电路图，当双联电位器 W 转至“宽”的位置时，左声道 BG_1 集电极的一部分反相电压经 R_1 送至右声道的 BG_4 基极；右声道的一部分反相电压也同样送到左声道。这时反向串音最大。当 W 转至“窄”的位置时，从 BG_1 发射极输出的同相电压经 R_1 送到了右声道，右声道的同相电压也同样送到左声道。这时同相串音最大。从 BG_1 或 BG_3 的集电极负载与射极负载的比值，可求出反向串音的大小。例如该电路中 $\frac{R_c}{R_e} = 0.20 = 20\%$ ，所以能在100%的同相串音与20%的反向串音之间连续调整。

此电路电压增益为0.5，频响20Hz—20KHz (-3dB)，失真度 $< 0.2\%$ 。

3. 临场感控制

适当提高2-3KHz的中音能明显地提高清晰度，并使声音层次分明，有身历其境的感觉。于是就出现了一种专门提升2—3KHz频率范围内增益的电路，称为临场感控制电路。这种电路常用在高级的立体声放大器中，用来增强立体声的效果。

图6-73是一个高质量的临场感控制电路。这是一个超低失真度的直耦前置放大器。 BG_1 和 BG_2 都是对管，组成两级差分放大。 BG_3 是镜流电路，在此当做恒流源用。 BG_4 和 BG_5 组成互补大动态输出级。临场感控制由接在反馈回路中的2KHz带通滤波网络 (C_1 、 C_2 、 C_3 、 R_1 、 R_2 、 R_3 等)。当 W 滑臂滑到上端时，由上述元件组成的双 T 网络对2KHz的中频吸收，使输出信号反馈到 BG_1 右管基极的2KHz成份减小。于是放大器对2KHz信号的增益加大，当 W 滑臂滑到下端时，反馈电压经 R^4

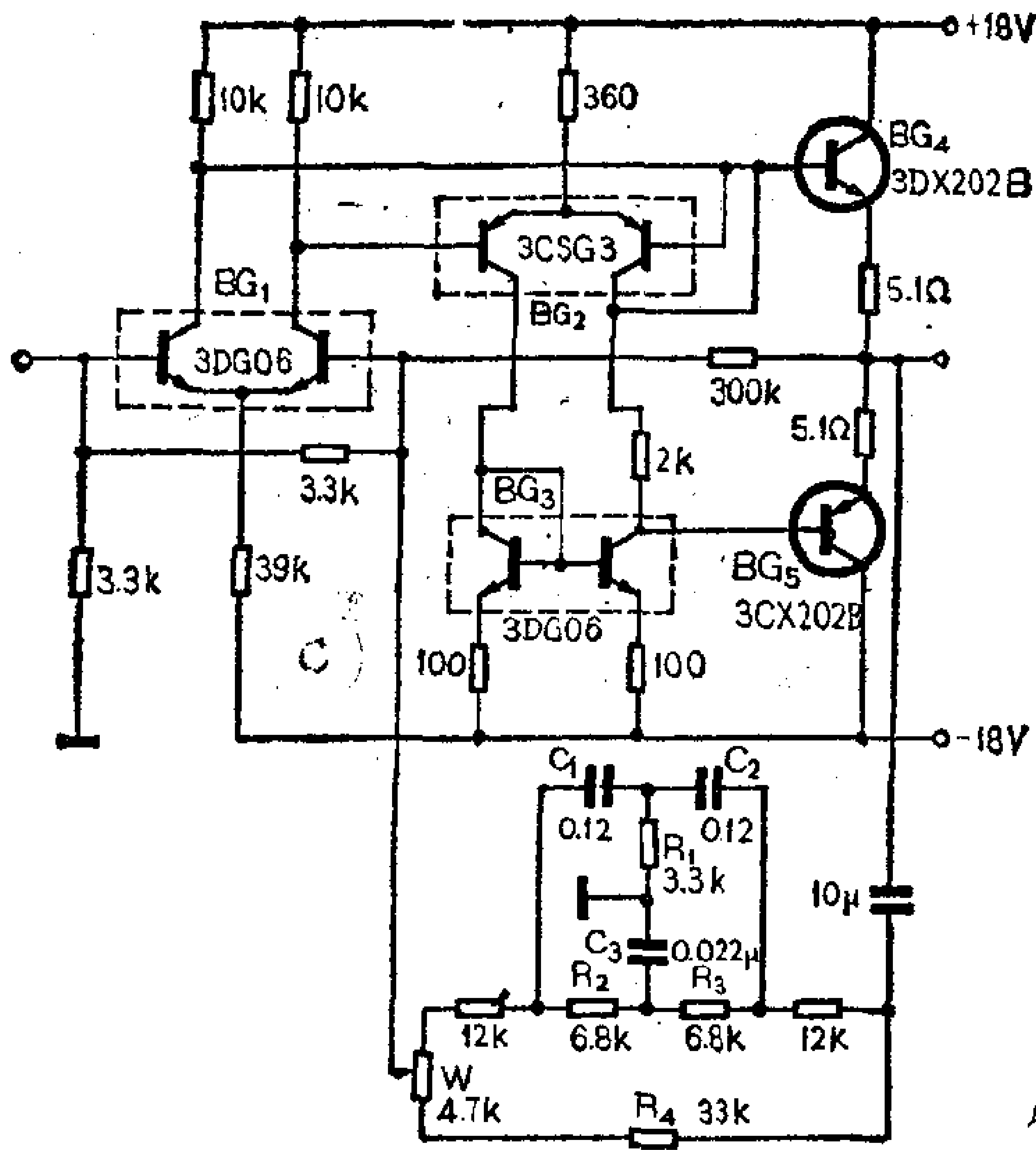


图 6-73 临场感控制电路

加到BG₁右管的基极，频响曲线呈平坦特性。

该电路增益约30dB，失真度小于0.01%，能对2KHz的中音提升14dB。

4. 立体声平衡指示表

立体声放大器在放音之前，要检查左右两个声道的平衡度，这可以借助一个立体声平衡指示表迅速完成。

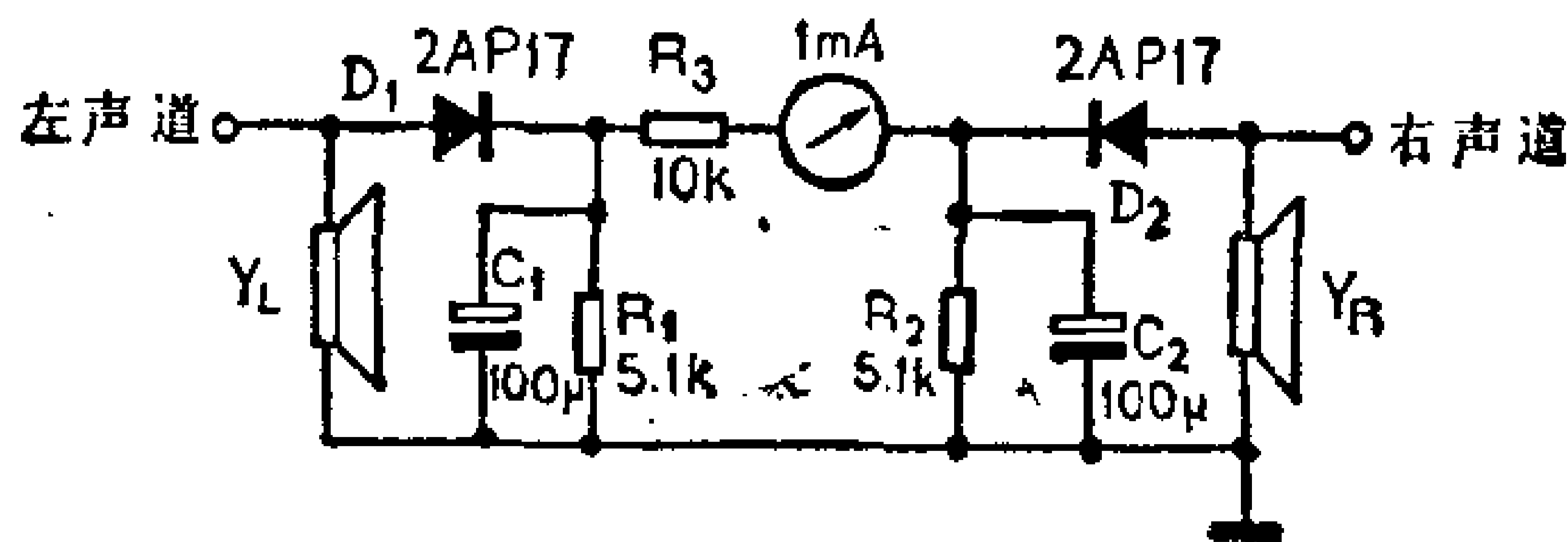


图 6-74 立体声平衡表

图6-74是一个简单而实用的立体声平衡表电路，此电路接在功率放大器的输出端。左右两个通道的信号分别经 D_1 、 D_2 整流，再由各自的 RC 滤波网络平滑后加在中心指零的电流表两端。 RC 滤波网络主要对电流表起阻尼作用，所以也叫阻尼元件。当两个通道平衡时，电流表支路无电流流过，电表中心指零。当两个通道不平衡时电流表指针偏转，这时调整放大器中的平衡控制电位器，就能使电表指示达到平衡。

电流表支路中的 R_0 要根据放大器的输出功率和电流表的灵敏度具体选择。

第七章 放声系统

放声系统是终端设备，在简单的收音机中就是一个扬声器，在高保真度电声设备中，它包括扬声器（或扬声器组）、分频器、助音箱等。

放声系统是高保真度电声设备中最薄弱、最困难的环节，关键是电声器件近二十年来进展不快。

7-1 扬声器的选择

1. 扬声器的特性

扬声器是放声系统中最重要元件，它的好坏直接影响放声质量。扬声器的性能指标主要有频率特性和失真度等。

2. 扬声器的种类

如果按结构分，扬声器有十几种，但在高保真度放声系统中，常用的只有几种，即一般纸盆式、橡皮折环式（包括布边式），号筒式、球顶形等。在国外静电式（电容式）和离子式扬声器已开始应用。

一般的纸盆扬声器结构简单，音质柔和，低音较好，频率范围宽，是用的最多的一种扬声器。一般纸盆扬声器的最大缺点是频率特性不好，在特性曲线上有不少个峰、谷点，在该频率附近谐波失真很大。近年来激光全息摄影证明，这是由纸盆

边缘共振引起的。如果增加纸盆边缘的阻尼，就可抑制共振。为此把折环用橡皮代替，使振动系统具有高的顺性，峰、谷点就可以明显减小，这就是橡皮折环扬声器。此外还采用长音圈，加重振动系统的质量等办法，使互调失真和瞬态响应得到改善。但也导致扬声器效率大大下降，其平均声压级较一般纸盆扬声器低 $2-10dB$ ，必须增加功放的功率来弥补。另外是高音端损失大。因之这种扬声器一般都不能单独使用，而要和高音扬声器或中音扬声器配合使用。

号筒式扬声器也是动圈式扬声器的一种。这类扬声器效率高，但频带窄，广泛用来作组合扬声器的中、高音单元。

球顶形扬声器是一种新型的高音扬声器，结构示意图如图7-1。它是利用球顶形的振膜直接向空间辐射声波。由于振膜多用铝合金箔、聚酯、聚碳酸酯等制成，因此瞬态响应好，失真小。最近又改用宇航金属（铍、钛等）作振膜，其刚性强，重量轻，高频响应可扩展到超声频段，瞬态响应更好。这种扬声器由于采用球型振膜，所以指向性宽，但效率较低，与橡皮折环式扬声差不多。

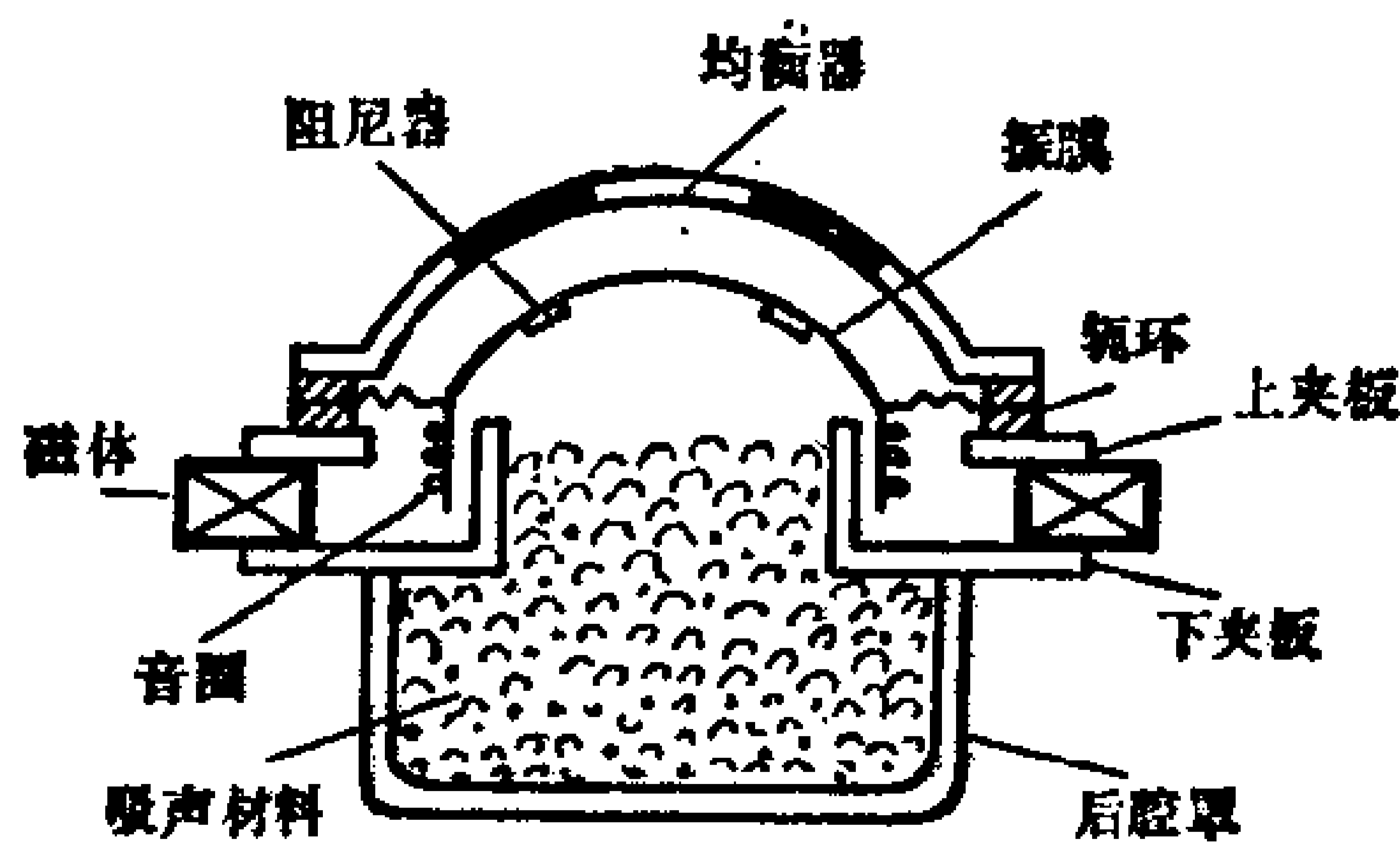


图 7-1 球顶形扬声器结构

静电扬声器的结构和工作原理和电容话筒很相似。早期产品使用时要加直流偏置电场，新的产品则用驻极体等可不用外

电场。这种扬声器质量相当好，尤其是瞬态特性和高频响应较好，国外已广泛用于电视机、收音机、盒式录音机中的高音扬声器以及超声波遥控设备的电声换能器。

离子扬声器是在一个特殊的装置中利用声频调制高频高压信号，此信号使一定容积中的空气电离，电离强度随声频而变化，结果空气发生相应的膨胀和压缩，驱动辐射体向空间辐射声波。

这种扬声器性能也很好，但需要高频高压电源、调制器、屏蔽装置等，使应用受到限制。

为了使扬声器的性能赶上放大器的指标，一方面要改进现有的扬声器，另一方面要找寻新的电—声转换方法。但目前这两个方面困难都比较大，所以进展不快。

3. 扬声器的选择

扬声器要根据所用放大器的指标、电声设备的结构形式、以及使用环境来综合考虑。

便携式收音机以及便携式低中档收、录两用机很难达到高保真度的要求，加之机壳中的空间限制，选用一般指标的纸盆扬声器就可以了，例如YDT1-4P6-Bi161×103，YDT1.5- $\frac{1}{3}$ ，120×190等。

台式和简易落地式收音机一般有一个体积不很大的助音箱，电路程式多为OTL、OCL等，家庭用得较多，也是广大业余爱好者最乐于制作的形式。这些机器要求成本低，性能比较好，体积不能过大，输出功率一般在5—10W左右。选用全频带双纸盆扬声器或高低频组合音箱较合适。前者是在低音纸盆上又装一小型纸盆，来展宽高频范围，使高频响应能扩展到

12000Hz 以上，产品有 YD3—2003、YD5—2502、YD10—3004 等。这类扬声器的指向性很强，应注意扬声器安装位置和音箱的放置，使扬声器轴线距地不低于 1 米。否则会感到高音缺乏，失去了全频带扬声器的意义。

用在俱乐部、音乐厅、旅馆、家庭等场合的高保真度收音机和立体声机，要求很高的电声指标，单个扬声器是不能满足要求的，必须用组合扬声器。常用的组合方式有两种，一种是用大口径纸盆扬声器作低频单元，中、小口径的纸盆或号筒扬声器作中、高频单元，组成双频段系统。音箱多为倒相式、迷宫式等。另一种是用中口径橡皮折环扬声器作低频单元。这种扬声器的基本谐振峰频率在 17—25Hz 范围，由于中高频响应不好，中频已严重跌落，无法与高音扬声器的频带低端衔接，所以必须加入中音扬声器形成三频段系统。中、高音扬声器则用球顶形，它与橡皮折环扬声器效率相当，不用加衰减器，有利于提高瞬态指标，音箱多为气垫式。装入气垫箱后低频谐振频率上升，正好达到听觉的下限频率左右。后一种组合方式具有体积小，频响宽、失真很小等优点，但要求放大器有较大的输出功率。

剧场演出和礼堂开会用的扬声器，要求中、高音响应好，低频截止频率不能过低。因为用传声器拾取声音，很容易检拾不易衰减掉的低频反射声而引起低频回授，使扩大机声音开不大。如果用口径较小，中、高音频响较好的扬声器，反而感到声音丰满。在传输语言信号时，为了消除高频噪声和口齿声，提高语言的清晰度和可懂度，高频响应不能过宽。在放电影、录音、唱片时，不存在回授问题，低频响应可以好一些。有时还要把多个扬声器组装成声柱，用声柱高度的指向性提高传播距离和防止声回授啸叫。

上面只是几个一般的例子，实际运用中还要根据具体情况选择扬声器，才能取得较好的效果。

4. 扬声器基本参数的测量

在助音箱设计中要用到扬声的几个基本参数。在无资料可查的情况下，可按下面的简易方法测量。

(1) 支撑点力顺 C_{MS} ：测量方法如图7-2所示。在扬声器膜片中央放一无磁性重物 M ，测出其下沉距离 h 。则 $C_{MS} = h / M \cdot g$ (g 为重力加速度，其值为981厘米/秒²， M 单位用克， h 单位用厘米)。 M 不宜太大，最好用标准瓷砵码，其值可参考图7-3。不便测量时也可直接由图7-3查得。但注意该图只适于动圈纸盆扬声器，不适于橡皮折环扬声器。

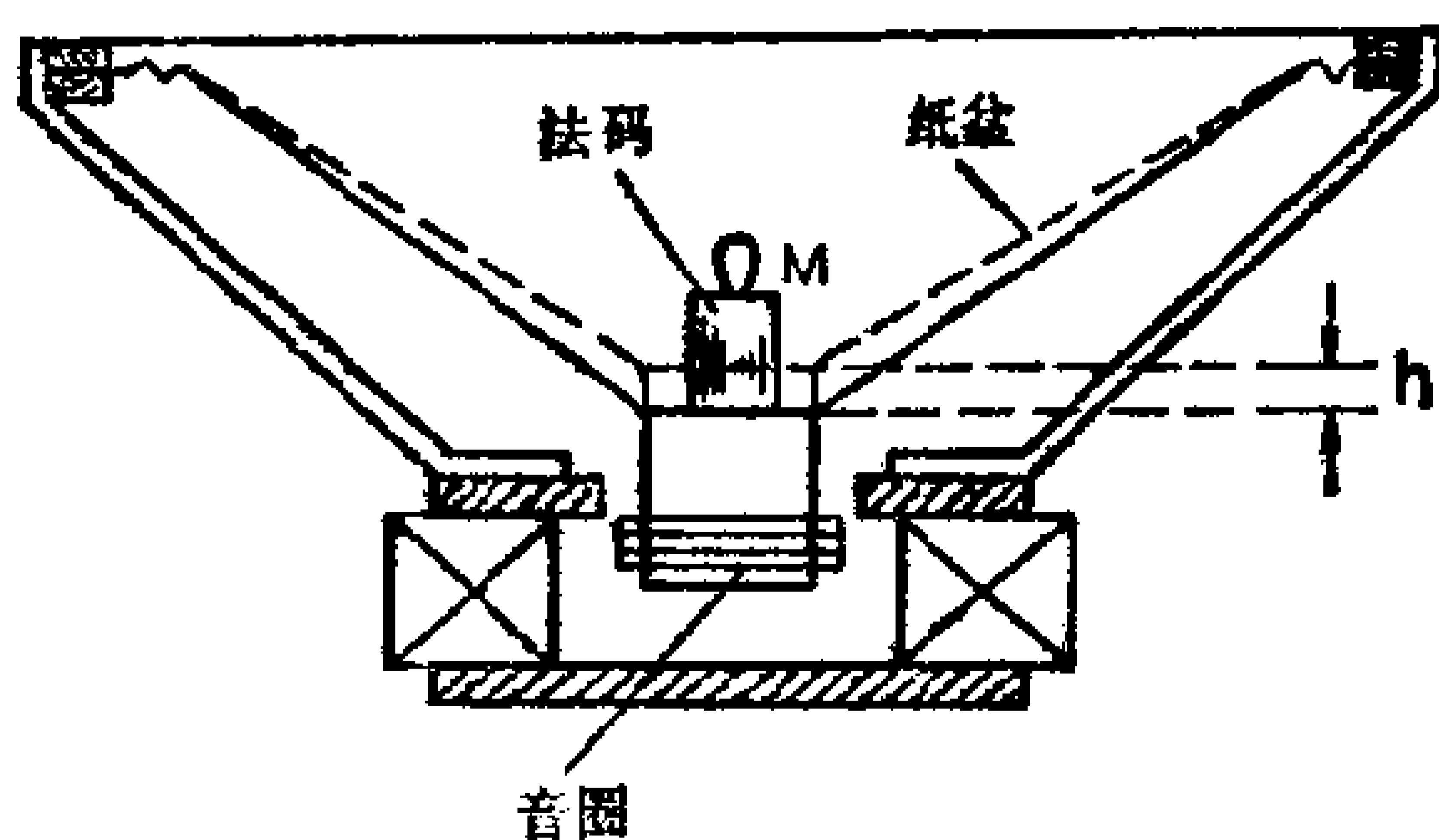


图 7-2 测扬声器力顺 (C_{MS})

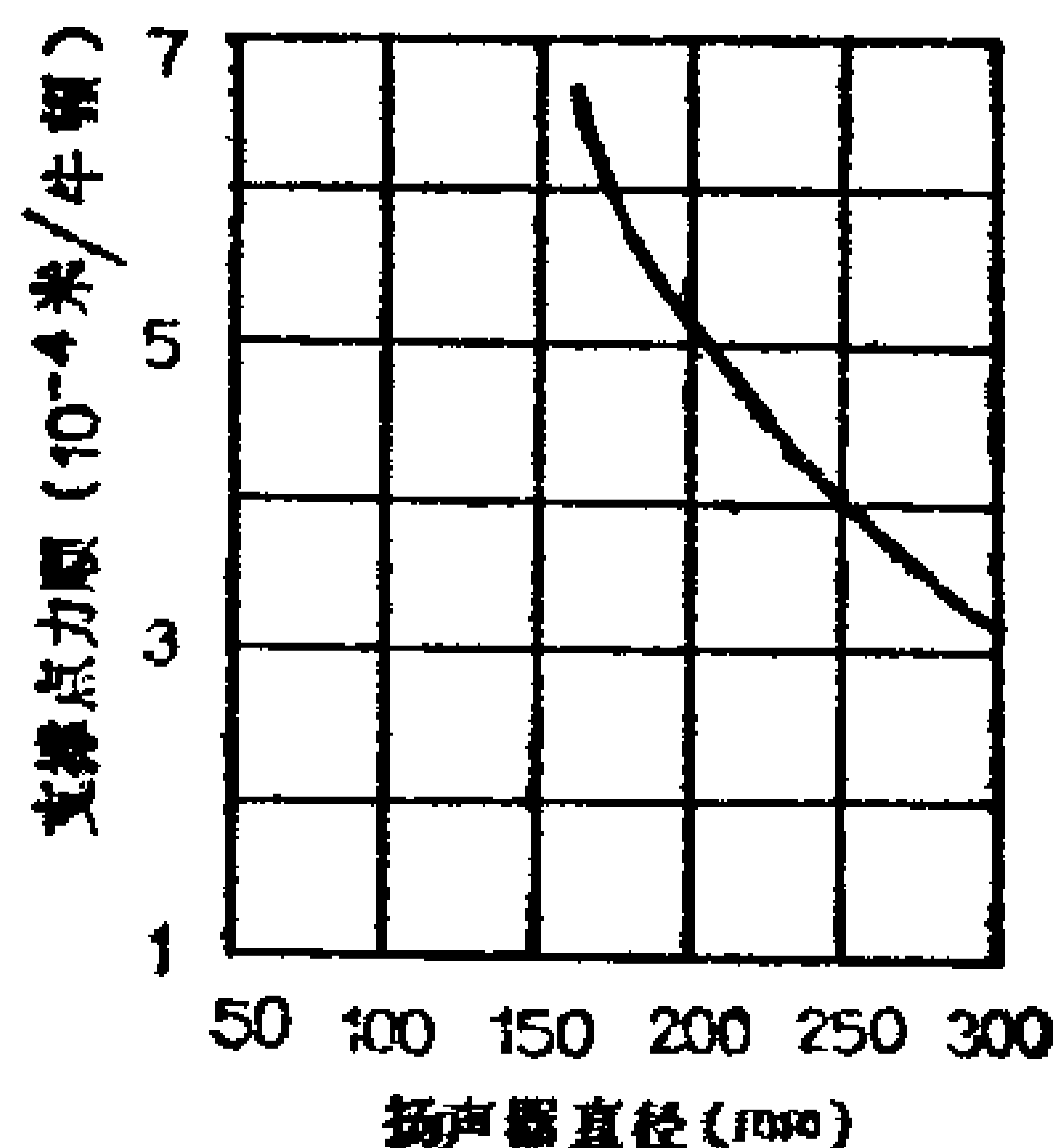


图 7-3 力顺与口径的曲线

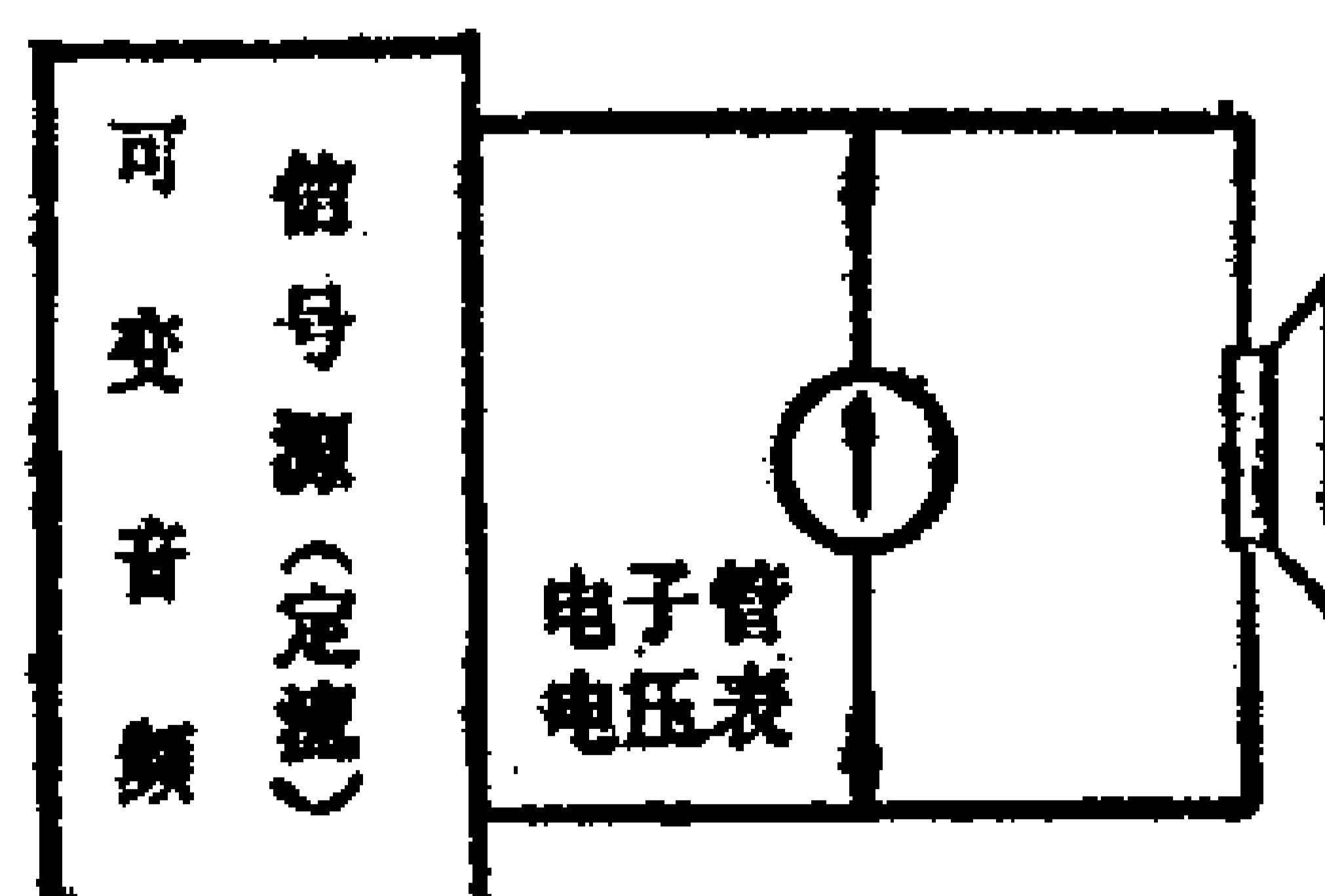


图 7-4 测带宽

(2) 谐振频率 f_s 和 3dB 带宽 Δf : 如图 7-4, 应在消音室测量。信号源应为恒流源。由低到高改变信号源频率, 第一个输出最大点就是 f_s , 增加或降低频率, 读数下降到最大点的 0.7 的相应高、低频率之差就是 3dB 带宽 Δf 。 f_s 也可由图 7-5 表中近似地查得。

(3) 阻抗特性: 如图 7-6, 在每个点频上 K 分别接扬声器和无感电位器, 并调节电位器使两者电压相等。电位器的阻值即是扬声器的阻抗值, 把各测量点描成曲线即为频率阻抗曲线。从曲线上求出最大值 Z_{\max} 和最小值 Z_{\min} , 然后再复测一下这两点的阻抗值, 看是否正确。

(4) 用以上参数计算机械品质因数 Q_M 、等效品质因数 Q_{TS} 、振动系统等效质量 M 和力阻 R_M :

扬声器机械品质因数 $Q_M = f_s / \Delta f$; 等效品质因数 $Q_{TS} \approx Q_M \cdot Z_{\min} / Z_{\max}$; 纸盆和音圈等效质量 $M = 1 / 4 \pi^2 f_s^2 C_{MS}$ (克); 纸盆和音圈力阻 $R_M = 2 \pi f_s M / Q_M$ (达因·秒²/厘米)。

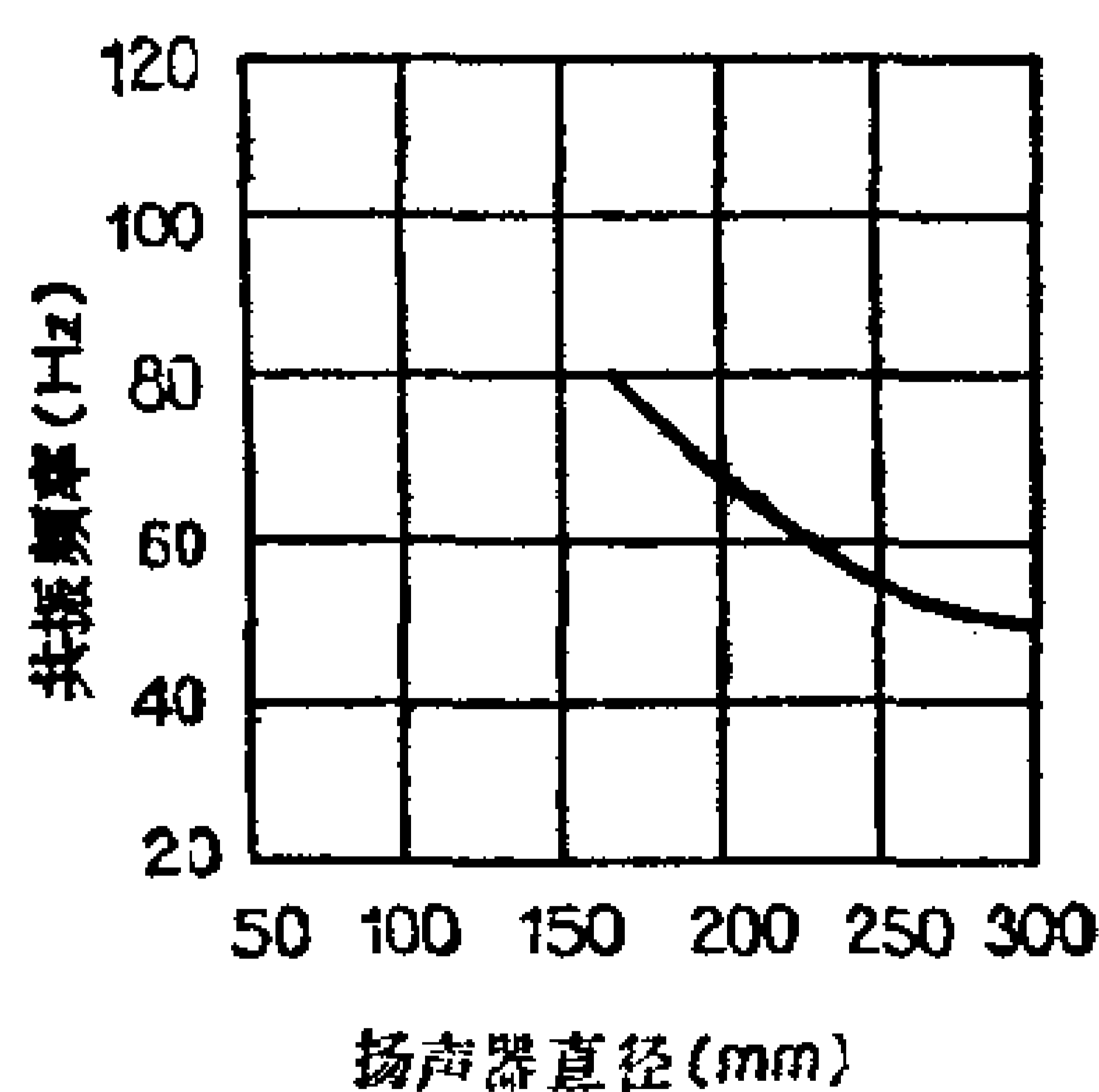


图 7-5 扬声器直径与共振频率的关系曲线

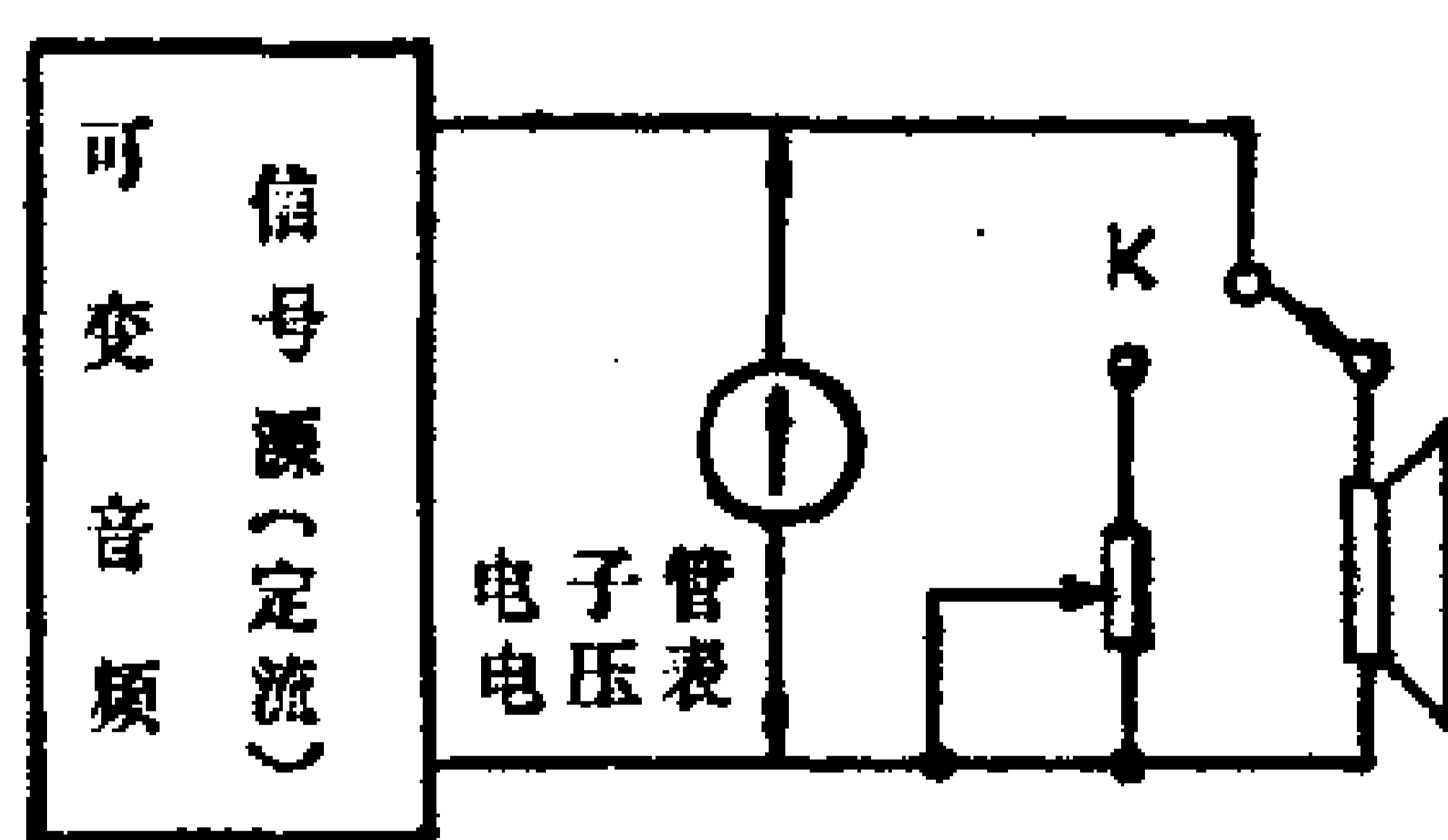


图 7-6 测扬声器阻抗

7-2 音箱设计

1. 声波的“短路效应”与消除方法

当扬声器接上音频电压后，纸盆就会随之发生相应的振动，当纸盆向前振动的瞬间，前面的空气被压缩，形成密集的空气层，而后面则形成稀疏的空气层。同理纸盆向后运动时的情况与上相反。纸盆连续不断地振动，空气层交替出现密集层和稀疏层，这种分布状态依次向前推动，就形成了声波在空气中的传播。

纸盆振动的每一瞬间，前后声波的相位总是相反的，后面的声波绕过扬声器边缘与前面的声波相遇而发生干涉，结果在某些频率上互相抵消，使放出的声音很小。这种现象就称为声波的“短路效应”，简称声短路。

声短路的大小与频率有密切关系，频率越低，绕射能力越强，声短路就越严重。为了消除声短路，可把扬声器安装在一块障板上，如图7-7所示，把前后的声波隔开，当后面的声波绕过障板后相位改变 180° ，就能和前面的声波同相迭加使低音辐射显著增强。因此要消除声、短路，背面声波通过的路程应为波长之半，即

$$d = \frac{\lambda}{2} \text{ 或 } d = \frac{C}{2f_d}$$

式中 C 为空气中的声速 $C = 340$ 米/秒； f_d 为避免声短路的最低频率，也称障板的低频截止频率。

当障板很大，后面声波的绕射小到忽略不计时，声短路可基本消除，这时的障板称“无限大”障板。其实只要使障板截

止频率等于扬声器谐振频率就可以了。因为扬声器在谐振频率以下便很快不能放音，如果障板过大，其截止频率在扬声器本身能放音的频率以下，也毫无用处。

这种障板除测试扬声器参数外，在实际上并无用处。因为要消除50Hz的声短路，障板每边的长度须大于3.4米！这显然是不切合实际的。因此实用上是把障板弯折，制成箱子形状，其声学功能仍然不变，这就是助音箱或就叫音箱。通过对音箱合理的结构设计，还可得到比无限大障板好得多的放音性能。

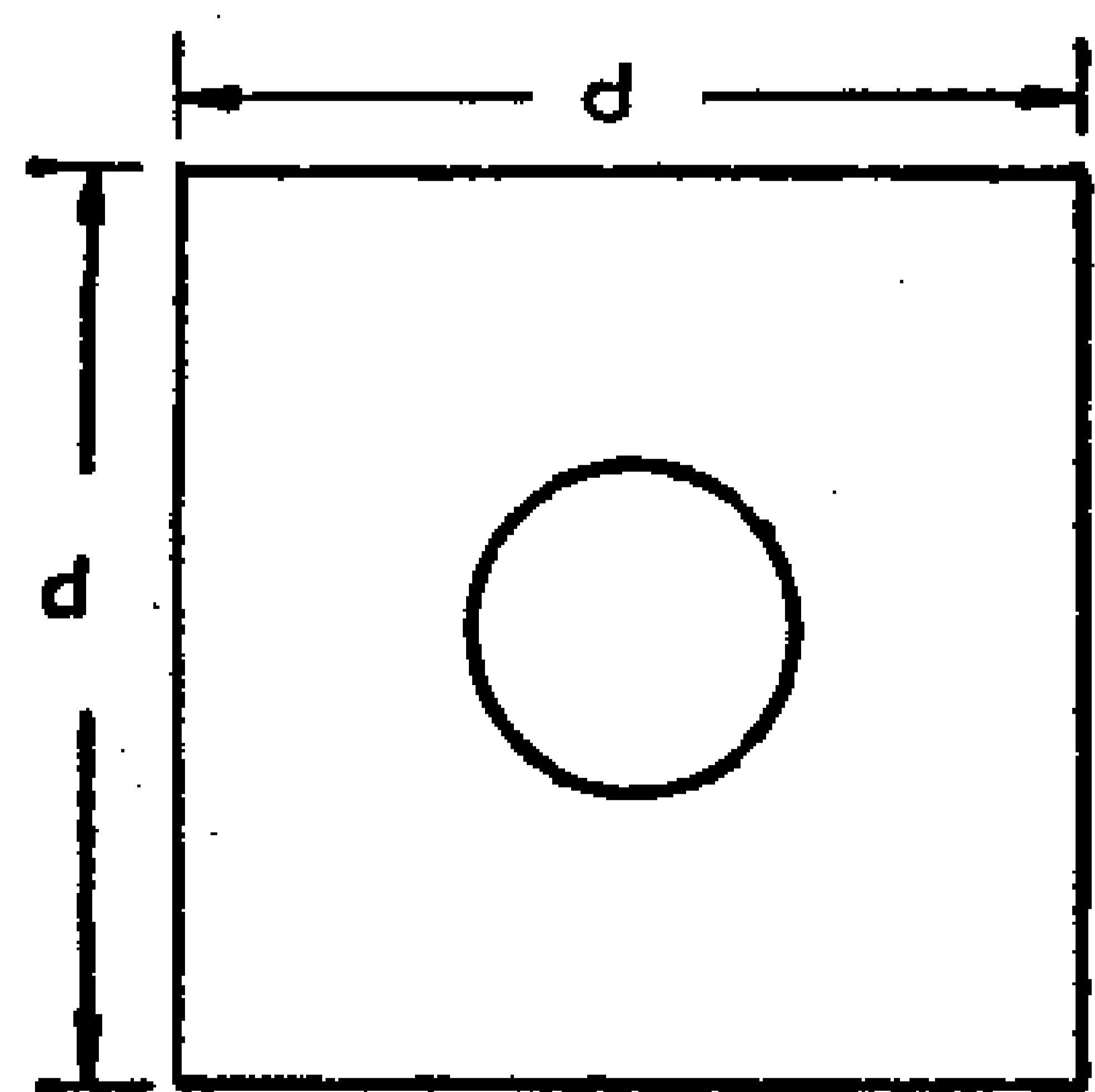
2. 开启式音箱设计

开启式音箱就是普通台式收音机的壳子之类，也有一些落地式倒相箱做成开启式，但效果很不好，现已很少采用。

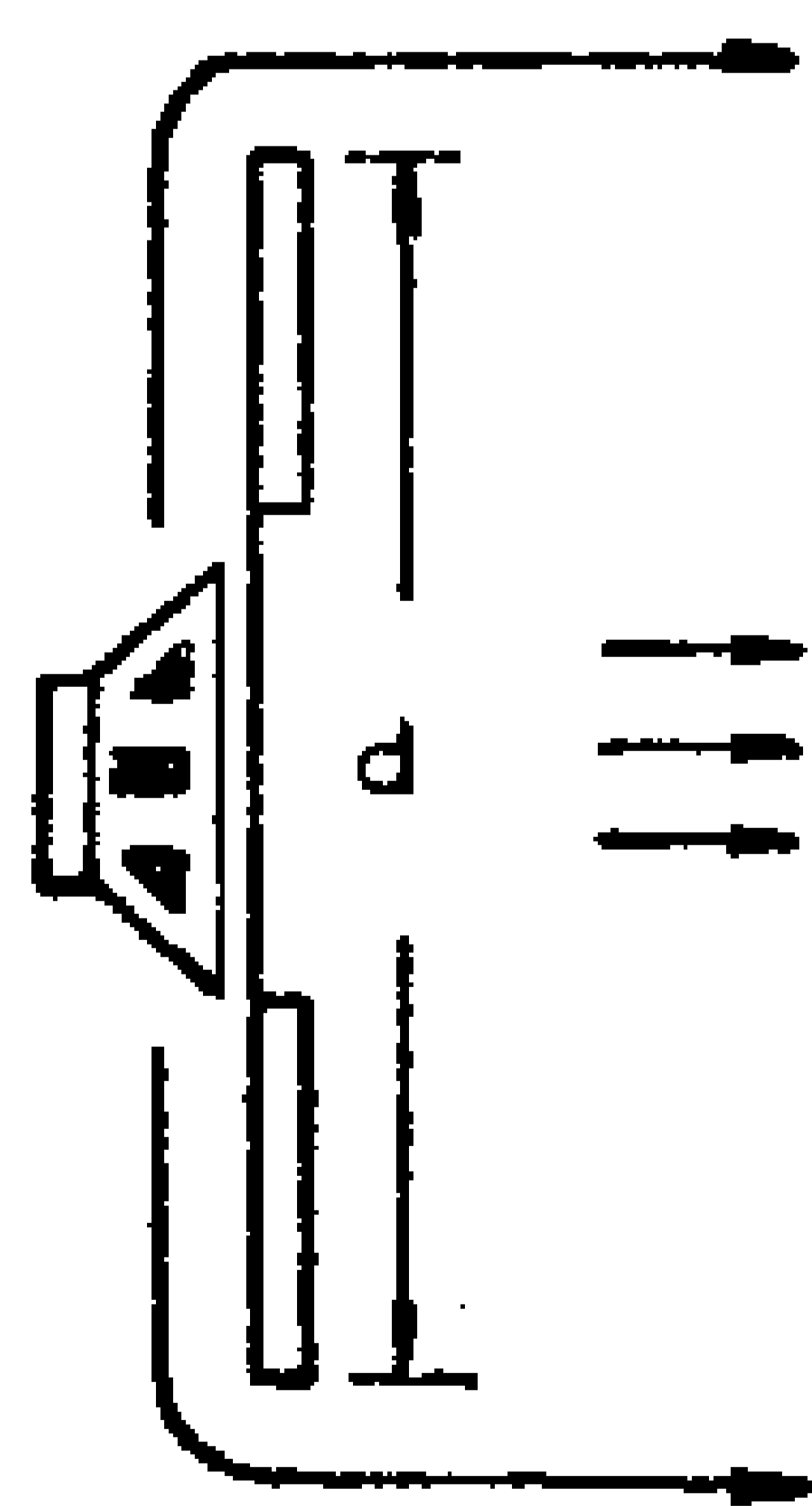
台式收音机受成本和美观等限制，体积不能太大，所以在声学性能上做了折衷考虑。这类机型输出功率不大，人耳对响度小的声音下降3dB（声压下降6dB）觉察还不算大，因此障板边长可减至

$$d = \frac{1}{2} \cdot \frac{\lambda}{2} = \frac{\lambda}{4} \text{ 或 } d = \frac{C}{4f_d}$$

台式机壳为了美观，大都做成长方形，当障板弯折成该形



(a)



(b)

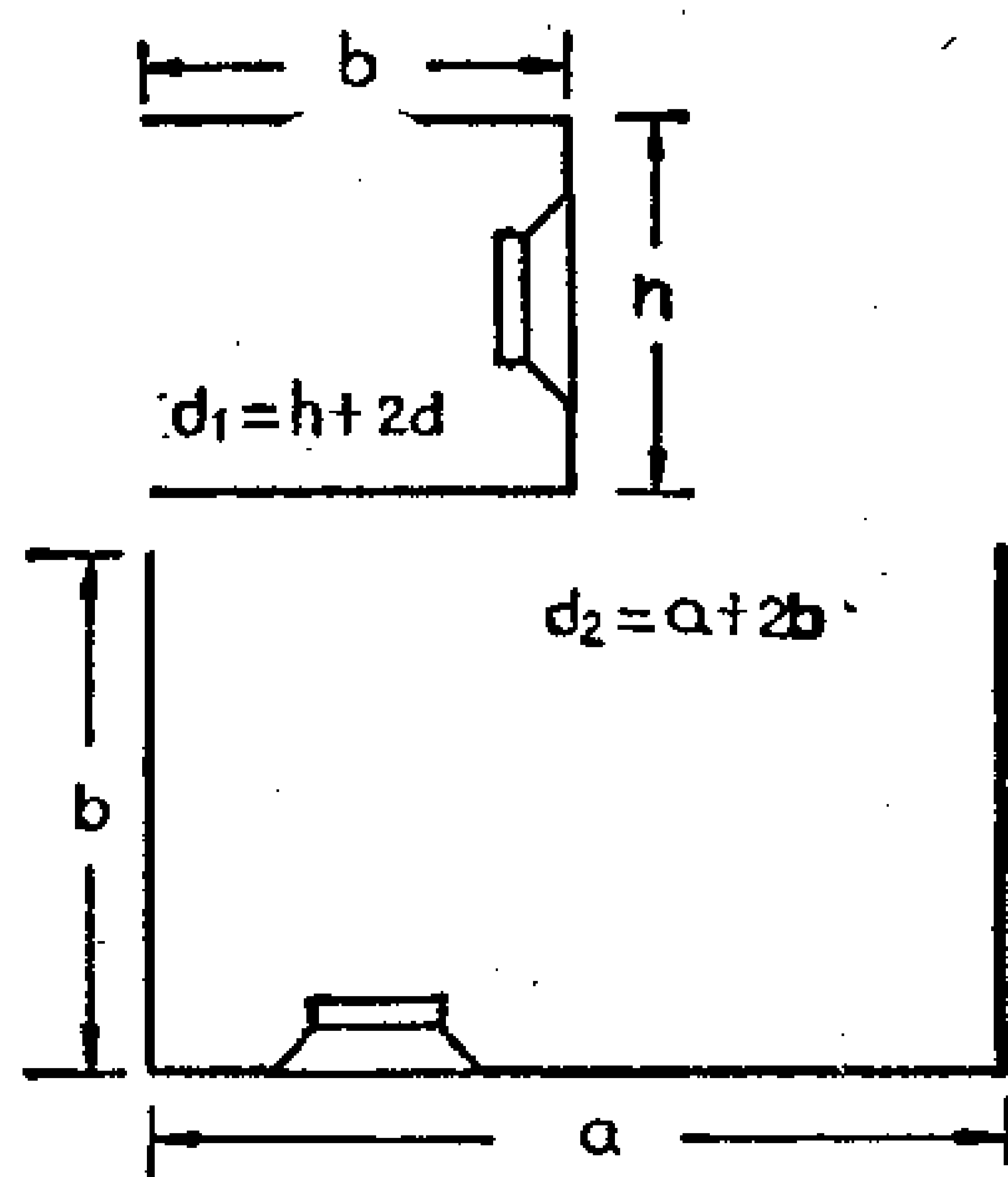


图 7-8 开启式音箱

图 7-7 助音障板

状时边长变为 $d_1 = h + 2b$, $d_2 = a + 2b$, 如图7-8所示。由于 $d_1 < d_2$ 这时障板的实际的等效边长为 d_1 , 根据上述原理, $d_1 = \frac{C}{4f_d}$
 $= \frac{85}{f_d}$ (米); d_2 则根据经验公式求出, 即 $d_2 = \frac{100}{f_d}$ (米)。减小机壳的厚度 b , 增加高度 h 有利于低频辐射, b 与 h 比例合适时可得到最大的低频辐射。 b 可由经验公式 $b = \frac{25}{f_d}$ 计算。

例: 设计一个三级台式收音机箱, 要求 $f_d = 100\text{Hz}$ 。

$$b = \frac{25}{f_d} = \frac{25}{100} = 25\text{cm}$$

$$d_1 = \frac{85}{f_d} = \frac{85}{100} = 85\text{cm} \quad h = d_1 - 2b = 85 - 2 \times 25 = 35\text{cm}$$

$$d_2 = \frac{100}{f_d} = 100\text{cm} \quad a = d_2 - 2b = 100 - 2 \times 25 = 50\text{cm}$$

则机箱尺寸为 $50 \times 35 \times 25$

机箱可用7层胶合板制作, 扬声器不要装在正中间, 一般

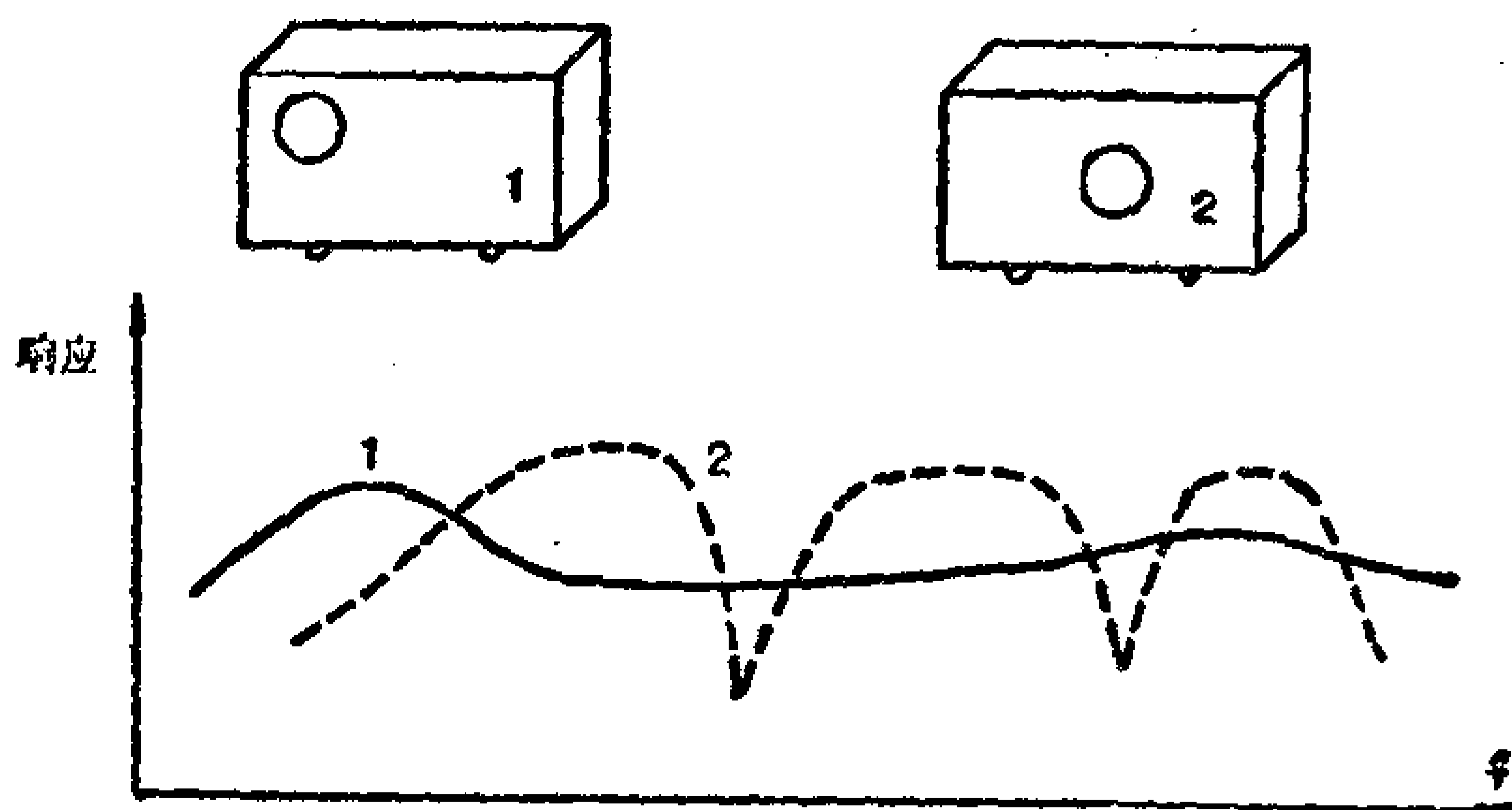


图 7-9 开启式音箱的频响曲线

装在正面右上方或左上方，否则频响曲线上会出现两个谷点如图7-9。这是因为机箱上下，左右方向上路径相同，当声波波长等于等效边长时，造成干涉而引起。

3. 倒相式音箱设计

在开启式音箱中，机箱的谐振频率往往高于扬声器的谐振频率，并且等效障板的截止频率也高于扬声器的截止频率，故低音辐射在扬声器谐振频率以前就被衰减了。因此使用中是用音调控制电路把低音提升十几至几十分贝来弥补此损失。这种方法会产生很大的频率失真，在高保真度放声系统是不宜采用的。此外在扬声器谐振频率时没有足够的阻尼，使音圈和纸盆猛烈振动，产生很大的非线性失真，低音提升会更加剧这种失真。并且谐振时的电阻抗升得很高，瞬态指标变劣。所以开启式音箱只适于普通收音机使用。

目前用得最广泛的音箱是低频倒相箱，其次是气垫式（封闭式）音箱。过去倒相箱的设计多用给定的现成尺寸。这样设计音箱局限性太大，效果也不是最好的。下面介绍的倒相箱和气垫箱设计方法是按最佳平直特性考虑的，能够满足高保真放声系统的要求。

图7-10是几种音箱的低频最佳平直曲线，其中低频倒相箱效果最好。它的最佳低频平直响应曲线可用下面公式表示：

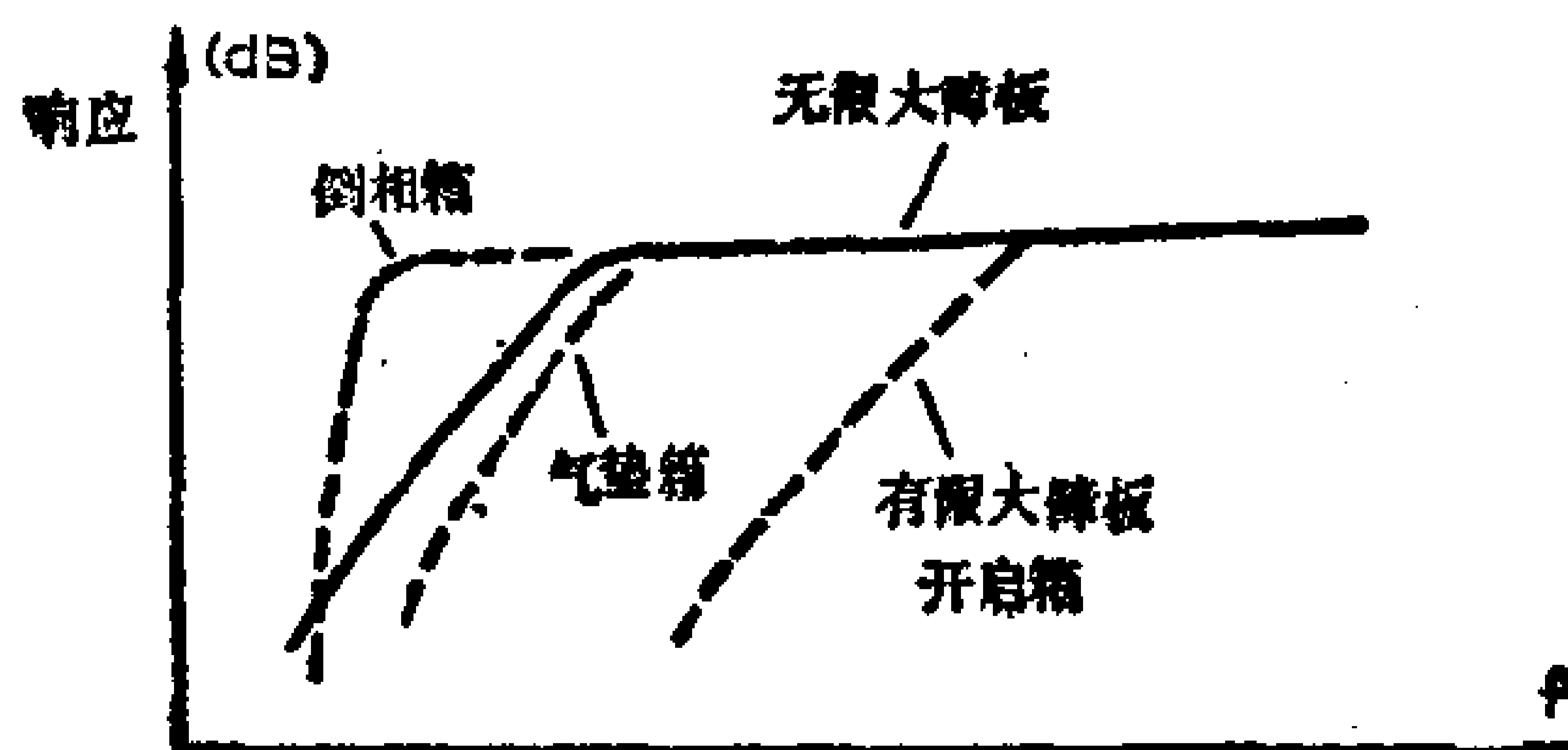


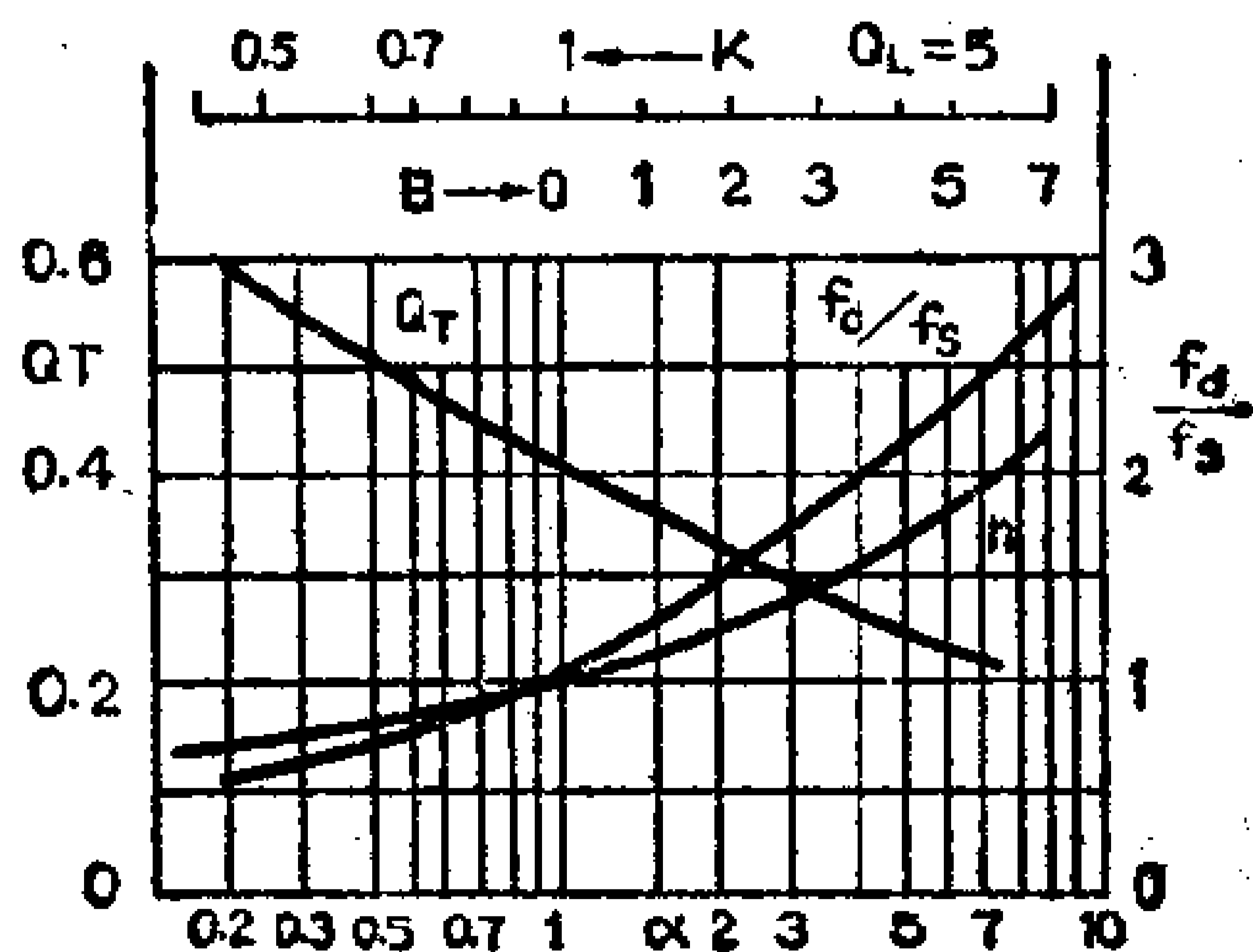
图 7-10 几种音箱的低频响应特性

$$\text{即 } |G(j\omega)|^2 = \frac{\omega^8 T_0^8}{\omega^8 T_0^8 + 1}$$

式中: $T_0 = \sqrt{\frac{1}{\omega_B \cdot \omega_S}}$, $\omega_B = 2\pi f_B$, f_B 是倒相箱的谐振频率, $\omega_S = 2\pi f_S$, f_S 是扬声器的谐振频率。

该曲线就是四阶巴特沃斯频响线, 是高保真度放音系统中比较重要的曲线。当该频响曲线给定时, 扬声器与倒相箱参数之间的关系可用图7-11表示出来。图中 f_d 为倒相箱低频截止频率; $h = f_B/f_S$ 为调整比; $\alpha = C_{AS}/C_{AB}$, C_{AS} 为扬声器声顺, C_{AB} 为倒相箱提供的声顺; Q_T 为放声系统(扬声器加音箱)的总等效品质因数。高保真度功

放的内阻极小接近于零, 所以 $Q_T = Q_{TS}$ 。 Q_L 是箱子的损耗参量, 由实验而定, 无损耗时 $Q_L \rightarrow \infty$, 一般取 $Q_L = 5$ 。如果已知扬声器的参数, 再结合图7-11, 就能设计出一个高保真



度的倒相箱。设计步骤如下: 图 7-11 扬声器参数与倒相箱参数的关系

(1) 由已知扬声器的参数 f_S 、 Q_{TS} 、 M_S 等求出窗口面积 S_D , 扬声器的声质量 M_{AS} , 扬声器支撑声顺 C_{AS} 。

$S_D = \pi a_D^2$ (厘米²), a_D 是扬声器辐射等效半径, 是从纸盆边缘三条折环中的中间一条到纸盆中心的尺寸, 单位厘米。

$$M_{AS} = \frac{M_S}{S_D^2} \quad (\text{克/厘米})$$

$$C_{AS} = 1 / \omega_S^2 M_{AS} \quad (\text{厘米}^5/\text{达因})$$

(2) 从图7-11查出 α 、 h 、 f_d/f_S , 计算出 f_d 和 f_B (Hz)。

(3) 计算箱子体积

$$V_B = \gamma \cdot \rho_0 \cdot C_{AB}$$

式中 γ 为空气定压比热与容量比热之比，绝热压缩时为1.4； ρ_0 为大气压强，取 10^6 （达因/厘米²）； C_{AB} 为箱子声顺，等于 C_{AS}/α （厘米⁵/达因）。

(4) 计算倒相孔面积 S_p 和倒相管长度 t 。

$$S_p = 0.8S_D \text{ (厘米}^2\text{)}$$

$$t = \frac{M_{AP} - S_p}{\rho_0} - 1.45 \sqrt{\frac{S_p}{\pi}} \text{ (厘米)}$$

式中 M_{AP} 为倒相孔部分的声质量， $M_{AP} = 1/\omega_B^2 \cdot C_{AB}$ （克/厘米³），

算出的 t 应小于 $C - 2 \sqrt{\frac{S_p}{\pi}}$ ，（图7-12）否则 S_p 应重新选择。

一般 V_B 大， S_p 就也大一些， S_p 可以在 $(0.5 \sim 1) S_D$ 之间。当 $t = 0$ 时，在箱上只开一个倒相孔就行了；当 t 为负值时，则说明 S_p 太小。

扬声器窗口和倒相孔位置并无严格要求，一般两者应远一点，扬声器窗口不要在面板正中央，以免产生驻波。倒相孔不要太低。

例：设计一个适于“飞乐YDS—2502”扬声器的倒相箱。已知扬声器 $f_s = 55$ 赫， $Q_{ST} = 0.45$ ， $M_s = 13$ 克。

$$(1) \quad S_D = \pi a_D^2 = 3.14 \times 11^2 = 380 \text{ 厘米}^2$$

$$M_{AS} = \frac{M_s}{S_D^2} = \frac{13}{380^2} \approx 0.9 \times 10^{-4} \text{ 克/厘米}$$

$$C_{AS} = \frac{1}{\omega_s^2 M_{AS}} = \frac{1}{(2 \times 3.14 \times 55)^2 \times 0.9 \times 10^{-4}} \\ \approx 0.088 \text{ 厘米}^5\text{/达因}$$

(2) 由 $Q_T \approx Q_{TS} = 0.45$ ，从图7-11查得：

$$a = 0.65, \quad h = 0.95, \quad \frac{f_d}{f_s} = 0.9$$

则 $f_d = 0.9f_s = 0.9 \times 55 \approx 50$ 赫

$f_B = hf_s = 0.95 \times 55 \approx 52$ 赫

$$(3) \quad C_{AB} = \frac{C_{AS}}{\alpha} = \frac{0.088}{0.65} = 0.134 \text{ 厘米}^5/\text{达因}$$

$$V_B = \gamma \cdot \rho_0 \cdot C_{AB} = 1.4 \times 10^6 \times 0.134 = 18.76 \times 10^4 \text{ 厘米}^3$$

$$(4) \quad S_P = 0.8S_D = 0.8 \times 380 = 304 \text{ 厘米}^2$$

$$M_{AP} = \frac{1}{\omega_B^2 \cdot C_{AB}} = \frac{1}{(2 \times 3.14 \times 52)^2 \times 0.134} \\ = 0.724 \times 10^{-4} \text{ 克/厘米}^3$$

$$t = \frac{M_{AP} \cdot S_P}{\rho_0} - 1.45 \sqrt{\frac{S_P}{\pi}} = \frac{0.724 \times 10^{-4} \cdot 304}{0.0012} -$$

$$- 1.45 \sqrt{\frac{304}{3.14}} \approx 18.4 - 14 = 4.4 \text{ 厘米}$$

音箱尺寸如图7-12所示。

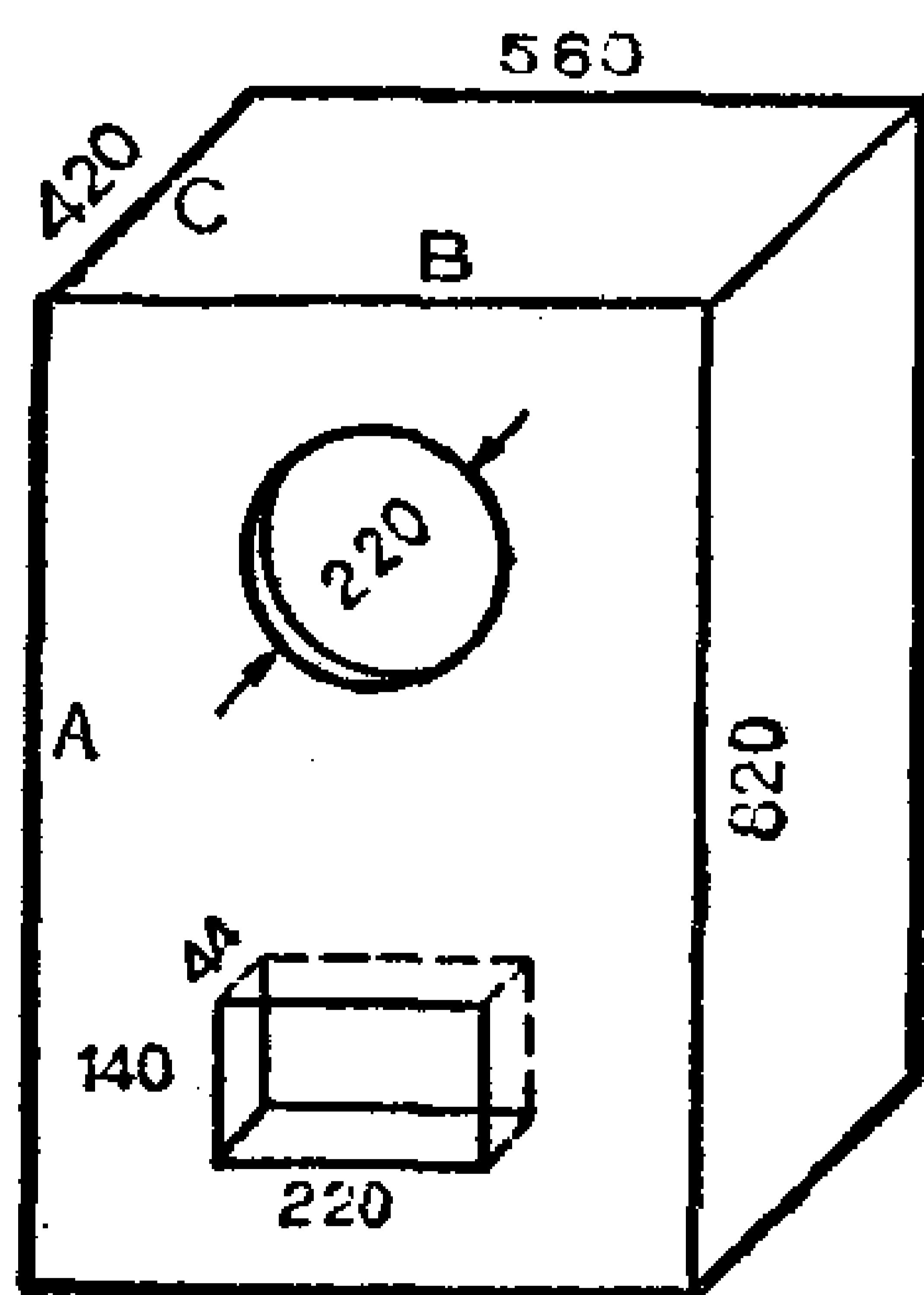


图 7-12 倒相式音箱

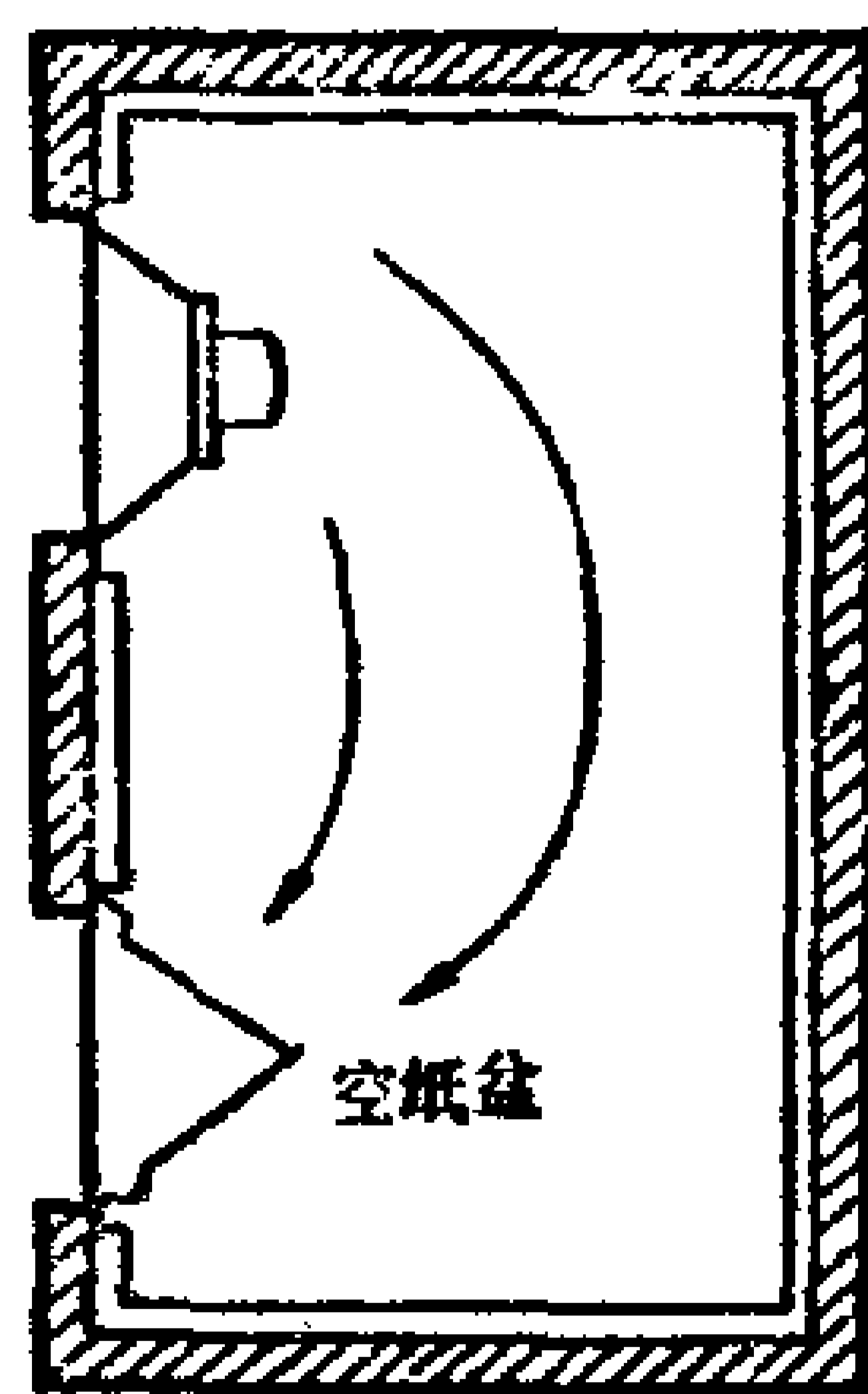


图 7-13 无源辅助辐射式音箱

4. 无源辅助辐射箱和双音管倒相箱

在倒相箱设计中，把倒相孔也设计成圆形孔，然后装上一个空纸盆，如图7-13所示，就成了无源辅助辐射箱。由于空纸盆的

辅助振荡辐射作用，低频声波的损耗比倒相孔小，使低频声压可增强 3—6 dB。但纸盆的质量对放声效果影响很大，要求有较大的弹性率，轻而又足够大的刚性，用碳纤维材料纸盆比木质纤维纸盆要好得多。正因为此，故用得不普遍。

双音管倒相箱是倒相箱的另一种改进型，它把回音管放在左右两边，如图 7-14，使低音辐射加强。它要求两边的回音管

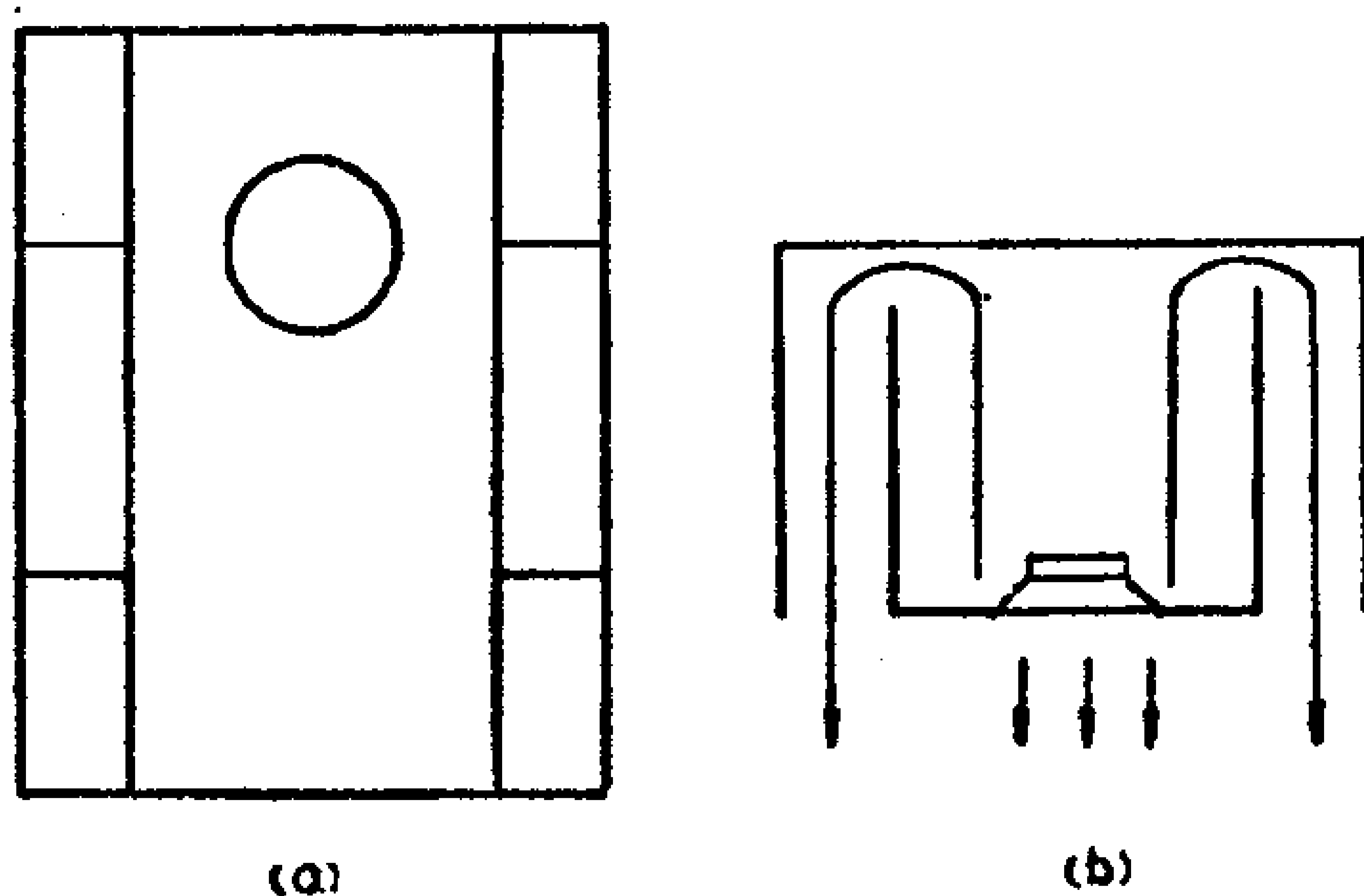


图 7-14 双倒相管音箱

宽度严格对称，一般取 5 厘米， $S_p = (1.3 \sim 1.7) S_D$ 。

这两种低频音箱都可参考倒相箱的方法设计。

5. 密闭（气垫）式音箱设计

把扬声器装在一个密闭的箱子里，使纸盆前后隔绝，后面振动的声波就不能绕到前面来，从而改善了低频频率特性。但因箱内空气体积的弹性增加，使扬声器振动系统的顺性降低，提高了扬声器的谐振频率，结果使效果不如无限大障板好（图 7-10）。要克服此缺点，就得增大箱子的体积。

近年来由于高顺性橡皮折环扬声器大量生产，其谐振频率很低，多在 15-25 Hz 范围。它装入密闭箱后，谐振频率的上升仍在放声频带的下限附近，这就弥补了密闭箱的缺点，所以现

在应用极为广泛。

密闭箱的最佳平直低频特性曲线可表示为

$$|G(j\omega)|^2 = \frac{\omega^4 T_B^4}{\omega^4 T_B^4 + 1}$$

式中 $T_B = 1/2\pi f_B$, f_B 为密闭箱的谐振频率。该频响曲线给定

后, 密闭箱与其扬声器参数的关系如下: $\alpha \approx \left(\frac{f_B}{f_S}\right)^2 - 1$

$$= (Q_{TB}/Q_{TS})^2 \text{ 或 } \alpha = \frac{C_{AS}}{C_{AB}}$$

α 是扬声器声顺与箱子声顺之比, Q_{TB} 为箱子的等效品质因数。根据上式的关系就可设计出一个密闭式助音箱, 步骤如下:

(1) 提出密闭箱期望的指标。主要有谐振频率 f_B , 等效品质因数 Q_{TB} 。它们与扬声器参数应满足下面关系:

$$f_B > f_S, \quad Q_{TB} > Q_{TS} \quad C_{AS} \gg C_{AB}$$

(2) 计算箱子体积

$$V_B = \frac{C_{MS} \cdot \gamma \cdot \rho_0 S_D^2}{\alpha}$$

例: 设计一个适于“飞乐 YD10-3006”扬声器(橡皮折环)的密闭箱, 扬声器参数为 $Q_{TS} = 0.5$, $f_S = 15$ 赫, $C_{MS} = 30 \times 10^{-7}$ 厘米/达因。期望 $Q_{TB} = 1$, $f_B = 50$ 赫。

$$(1) \quad \alpha = \left(\frac{f_B}{f_S}\right)^2 - 1 = \frac{50^2}{15^2} - 1 \approx 10.1$$

即扬声器支撑声顺是密闭箱所要求声顺的 10.1 倍, 满足 $C_{AS} \gg C_{AB}$, 此外 $f_B > f_S$, $Q_{TB} > Q_{TS}$, 所以该扬声器满足要求。

$$(2) \quad S_D = \pi a_D^2 = 3.14 \times 13^2 = 531 \text{ 厘米}^2$$

$$V_B = \frac{C_{MS} \gamma \cdot \rho_0 S_D^2}{\alpha} = 1.4 \times 10^6 \frac{C_{MS} \cdot S_D^2}{\alpha}$$

$$= 1.4 \times 10^6 \times \frac{30 \times 10^{-7} \times 531^2}{10.1} = 11.70 \times 10^4 \text{厘米}^3 \text{所}$$

求密闭箱尺寸如图7-15。

6. 组合音箱和高音音箱

前面介绍的几种音箱都是低音音箱，它不能放高音。在高保真度放声系统中，用得最多的是组合式音箱，即把中、高音扬声器也装在低音箱中。由于中、高频声波绕射能力差，可认为是装在无限大障板上。固之设计时可只考虑低音扬声器即可。也就是说和上述低音音箱相同。这种组合式音箱的放声频率范围可做得很宽，例如20—20000Hz。常用的组合方式有两种，一种是一般纸盆大口径全频带扬声器和高音扬声器组合，用倒相箱放音。例如图7-16所示的飞乐YZ10-1组合倒相箱。全频带扬声器用“飞乐YD10-3005”监听扬声器。它的 $f_s = 50\text{Hz}$ ，频率范围50~5000Hz；高音扬声器用“飞乐YHG5-1”，其频率范围为1000—15000Hz。整个音箱频率范围40—15000Hz。另一种是用低频橡皮折环扬声器与中、高频球顶形扬声器组合，用密闭箱放音。频率范围可做到25~25000Hz。

在组合音箱中，为了防止低音对中、高音的调制而产生互调失真，最好用铝或塑料屏蔽罩把中、高频扬声器从后面罩起来。有些高音扬声器本身后面就是密封的。在设计音箱体积时要扣除扬声器所占的体积。

对失真度要求较高时可用高音音箱。图7-17是一个质量优良的高音音箱。在一个扁平的木制箱内装了三个高频扬声器，每个扬声器都装在辐射锥体上，辐射锥体可用轻金属制作，如铝合金等，也可用塑料或多层胶合板制，尺寸要求并不严格，图中尺寸是配口径80cm扬声器的。高频音箱越长，装的扬声

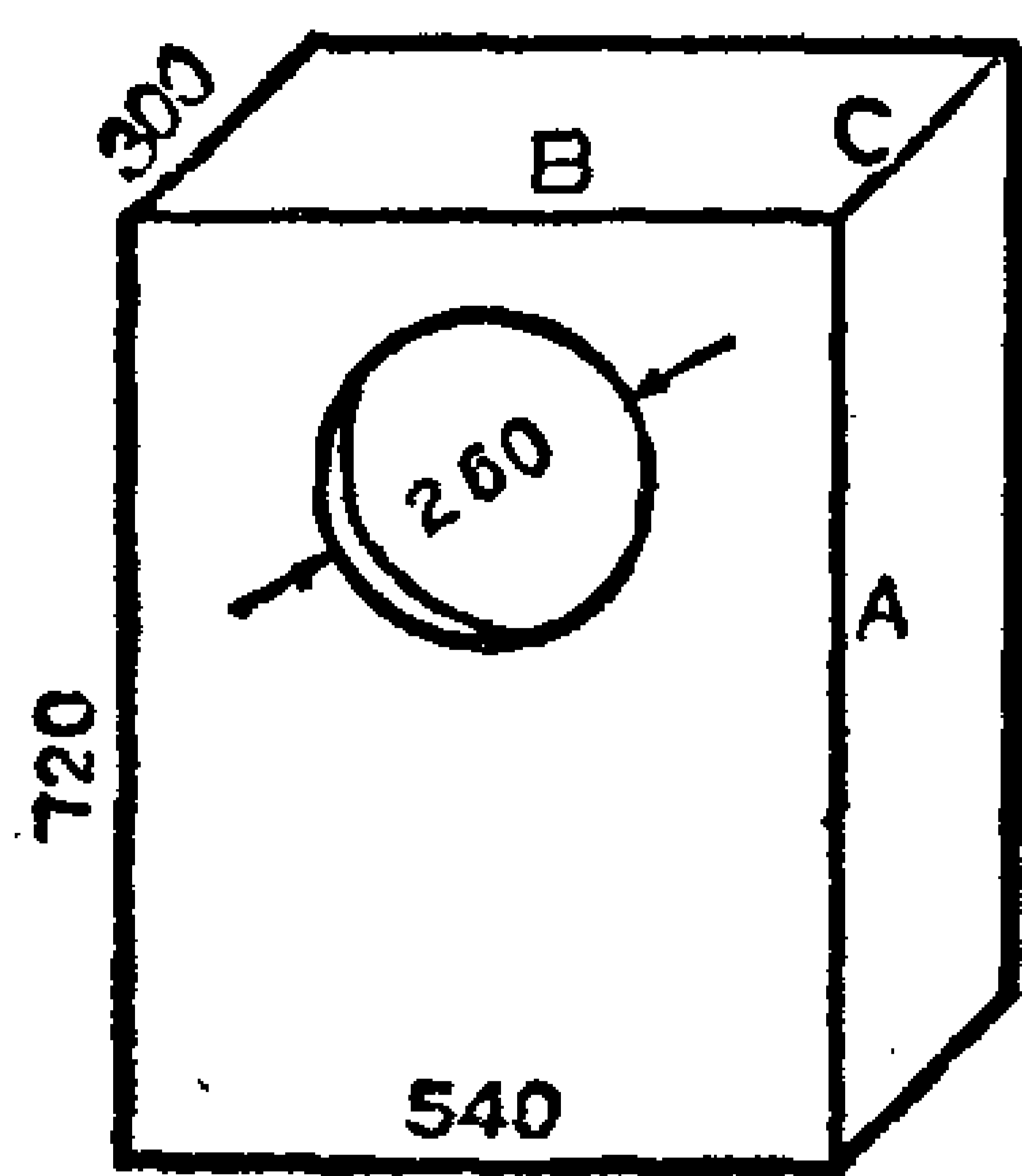


图 7-15 用飞乐YD10-3006橡皮边扬声器的低音音箱

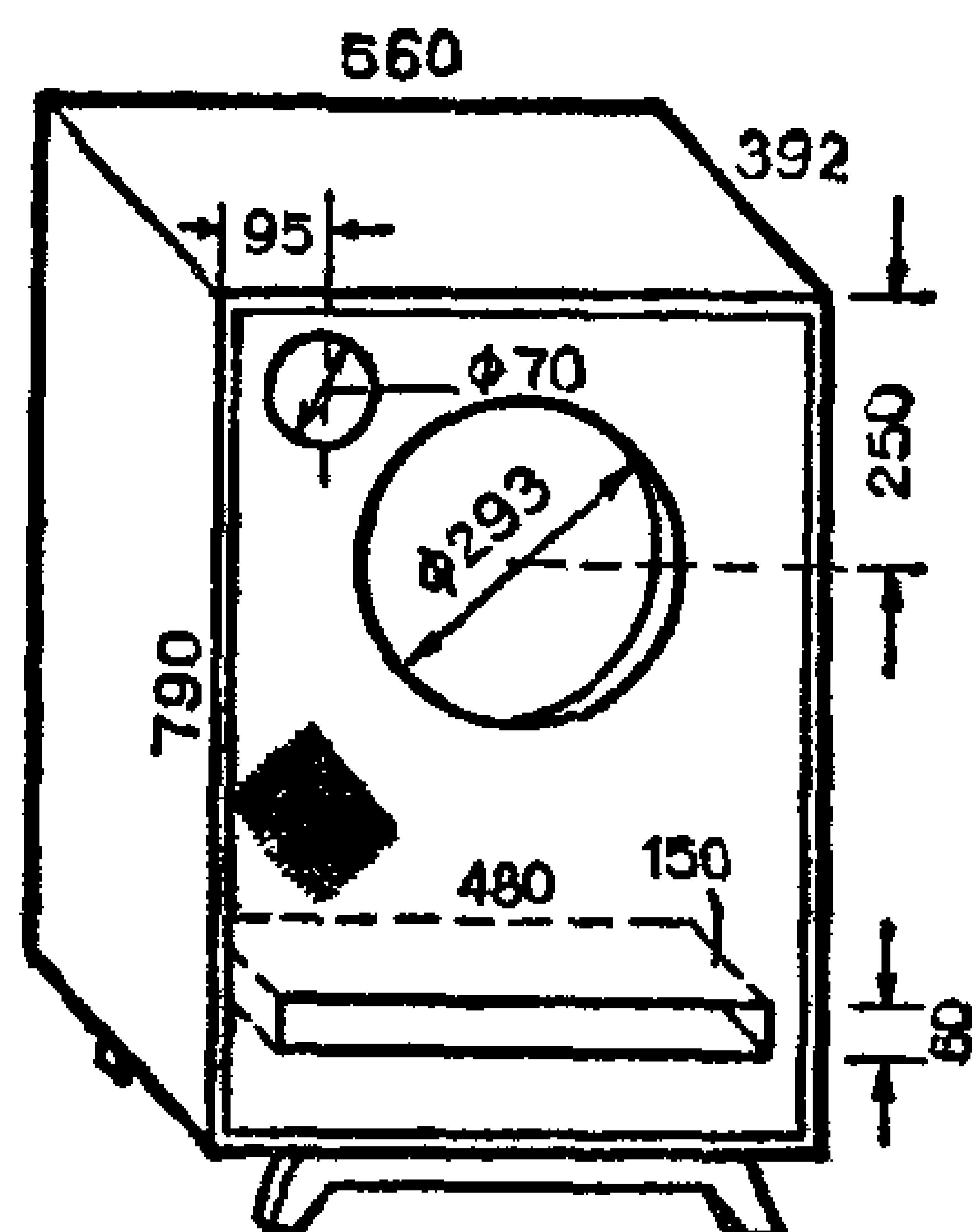


图 7-16 组合音箱

器越多，高音辐射角越大，效果也就越好。一般装两只扬声器也就相当满意了。

高音音箱可单独制作，使用时放在低音箱上面，也可和低音箱制成一个整体。

7. 动力负反馈

前面已经讲过，放声系统的性能指标比起电路来要低得多，例如功率放大器的频率范围可做到 0—2.5MHz，失真度小于 0.01%；而放声系统的频率范围最大在 25—25000 Hz 以内，失真度要小于 3% 是相当困难的。严重地拖了电声设备的后腿。这主要是扬声器性能不好所造成的。为此一方面要改进扬声器的性能，另一方面也可从电路上再想办法弥补。因此有人提出了动力负反馈系统（如图 7-18 所示）。在扬声器的纸盆上粘一片频率响应较好的压电晶体片作传感器，把纸盆的振动转换成电信号，再反馈到功放电路中去。用负反馈来抑制振动系统的非线性失真。据说在实验中得到了良好的效果。这种方

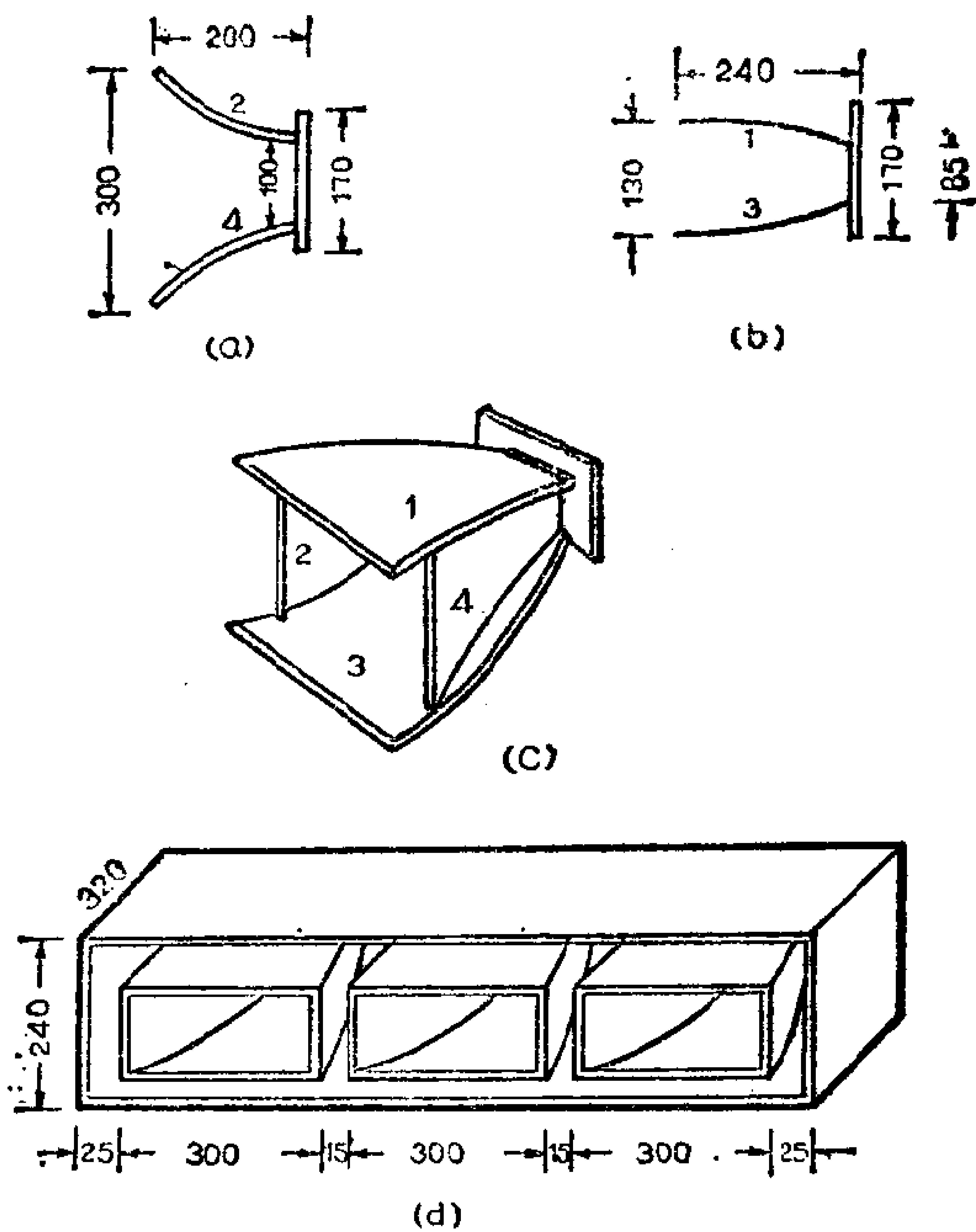


图 7-17 高音音箱

法并不难，业余无线电爱好者也可以试一试，压电片可用电唱头、压电扬声器中的陶片改制。

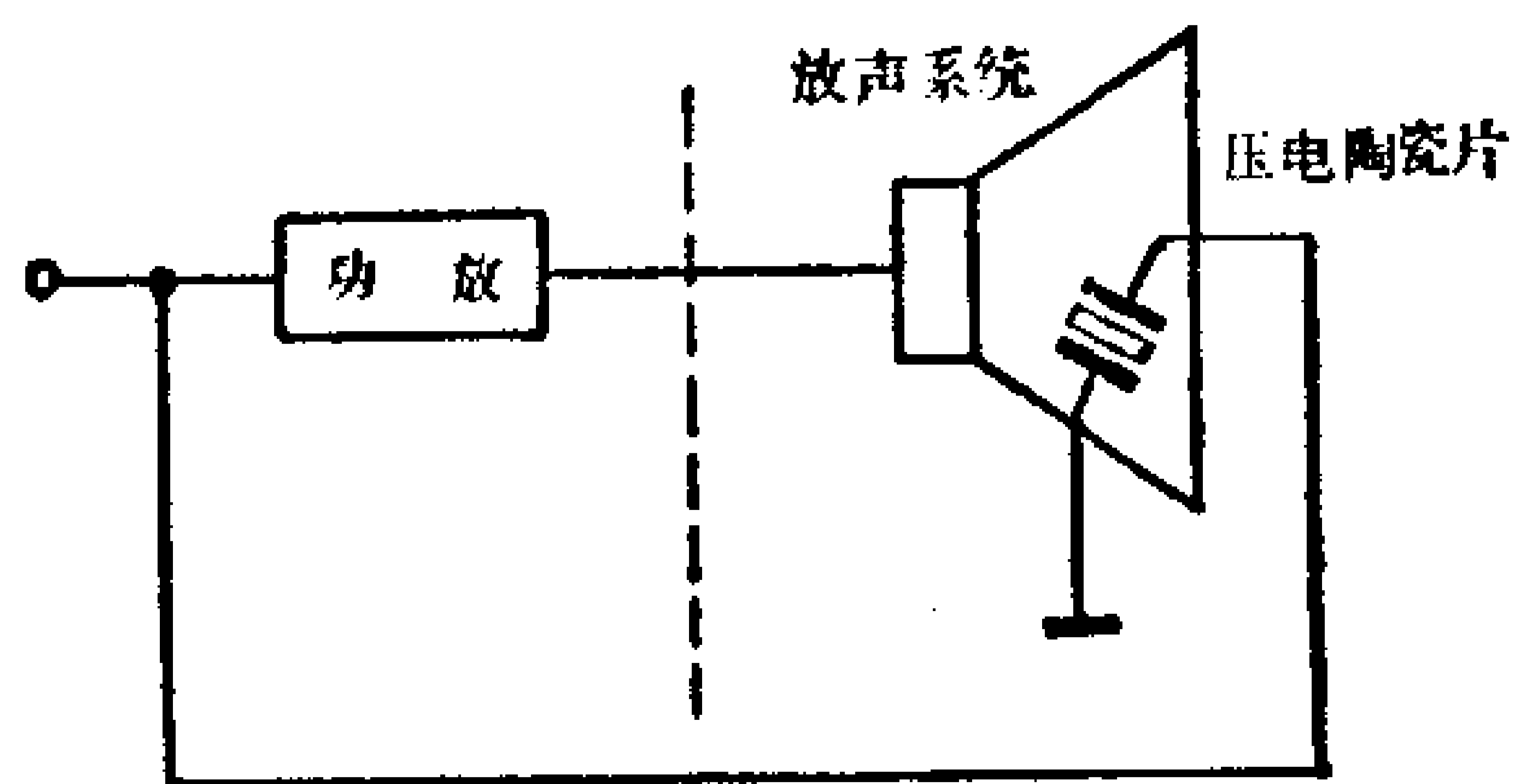


图 7-18 动力负反馈原理

7-3 分 频 器

在使用组合音箱时，应把放音频率划分成几个频段，分别由一只或一组扬声器放音。这样能够充分发挥各个扬声器的特长，使放大器的输出功率得到合理分配，互调失真减至最小。

1. 分频的基本方法

现在常用的分频方法有两种，一种是功率分频，另一种是电子分频。功率分频是在功放输出和扬声器之间进行，一般用插入无源滤波器的方法把输出信号按频段分配给各个扬声器。这种方法的优点是简单，成本低。缺点是滤波器会加进损耗和非线性失真，使阻尼变坏。分频网络容易产生偏差，使得声频特性曲线的不均匀性增加。

电子分频是在功放前级进行的，有的从前置放大器就开始分开，分为2—3个频段，分别由2—3个通道驱动各自的扬声器放音。在功放与扬声器之间不再接任何器件，完全消除了功率分频的缺点。电子分频的缺点是电路成本增加，不便于普及推广。

2. 功率分频器

功率分频器是用L、C、R组成的无源滤波器，按分频段数分，有二分频、三分频、五分频；按衰减特性分有-6dB/倍频程、-12dB/倍频程、-18dB/倍频程、-24dB/倍频程；按电路形式分有L型、T型、 π 型；按连接方法分有平衡式、不平衡式、串联式和并联式。

最近几年，逐步统一为二分频和三分频两种，前者主要和

纸盆扬声器的复合倒相箱配套；后者和橡皮折环、球顶扬声器的复合密闭箱配套。衰减特性多为 $-12\text{dB}/\text{倍频程}$ 和 $-18\text{dB}/\text{倍频程}$ 两种，电路形式多为L型，而且采用并联定阻式电路。因为这种电路输入阻抗在整个放声频率范围内是固定的，输出阻抗在放声频带之外则近似为无穷大，定阻抗对放大器匹配有利，制作方便。下面介绍的就是这种分频器。

图7-19是分频器的基本电路，它是由低通、带通、高通三个滤波器组合而成，衰减特性为 $-12\text{dB}/\text{倍频程}$ 。元件参数可用下式计算：

$$L_{1,3} = \frac{\sqrt{2} Z_0}{\omega_1}, \quad L_{2,4} = \frac{\sqrt{2} Z_0}{\omega_2}$$

$$C_{1,2} = \frac{1}{\sqrt{2} \omega_1 Z_0}, \quad C_{3,4} = \frac{1}{\sqrt{2} \omega_2 Z_0}$$

式中 $\omega_1 = 2\pi f_1$ ， f_1 为低通和带通下截止频率； $\omega_2 = 2\pi f_2$ ， f_2 为高通和带通上截止频率。为了计算方便，把它拆成单元电路，列成表7-1。用这些单元电路增减元件或节数就可组成所需特性的滤波网络。例如去掉一个（或一组）元件就成了 $-6\text{dB}/\text{倍频程}$ 滤波器、增加一个（或一组）元件就成了 $-18\text{dB}/\text{倍频程}$ 滤波器，增加一节则成为 $-24\text{dB}/\text{倍频程}$ 滤波器，如图7-20所示。

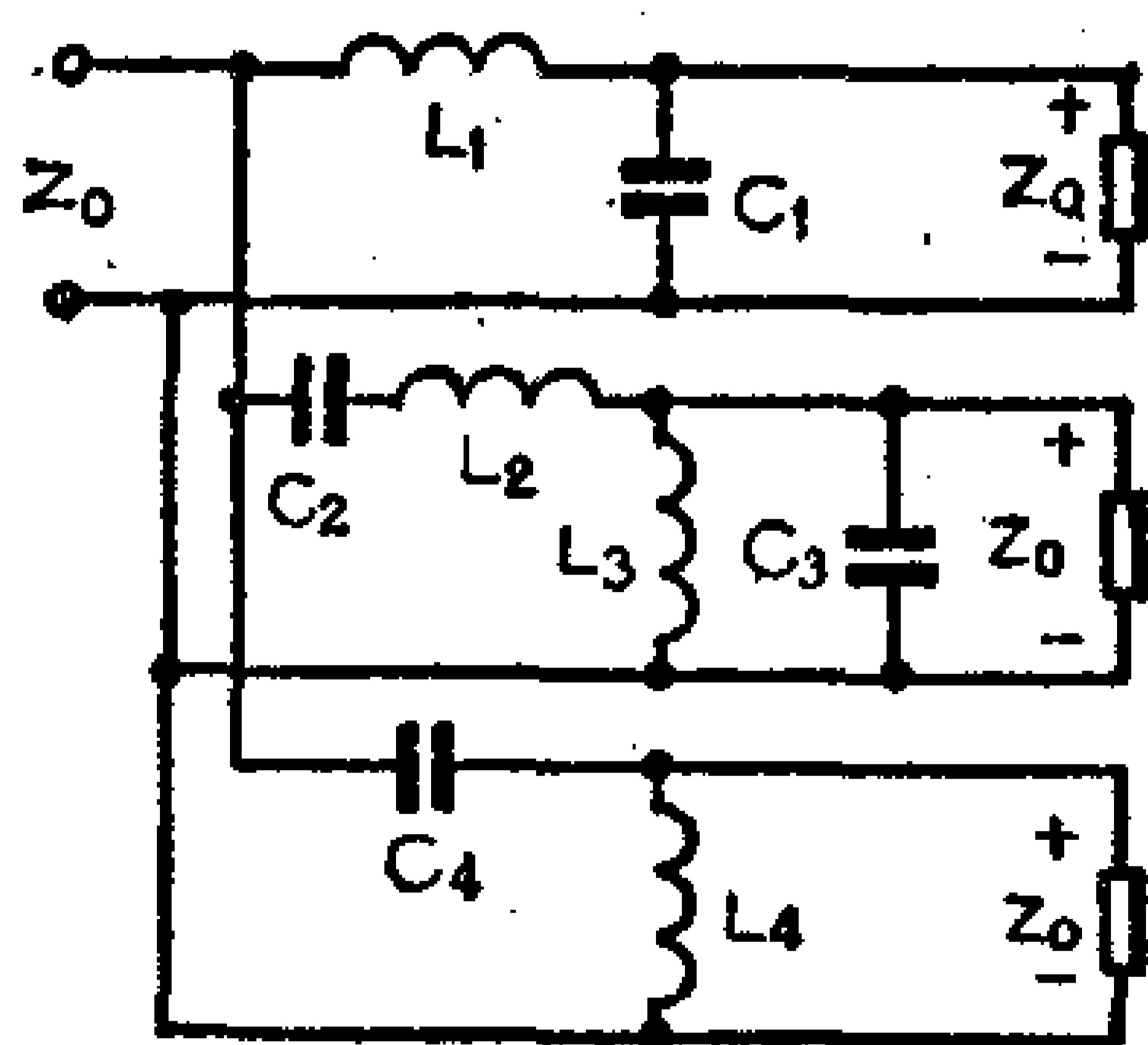


图 7-19 分频器基本电路

不平衡式分频器用于一般推挽功放，如OTL、OCL、 D C、 CL 等电路；平衡式分频器用于全推挽功放，如 DB 、 BTL 等电路。

分频点的选择对放声系统的频响和失真度影响很大。应该选择得使各个扬声器都工作于其频率响应最平坦的部分。对

表7-1 分频器结构与计算公式表

类别 参数	低		高		通		带		通		
	不平衡式	平衡式	不平衡式	平衡式	不平衡式	平衡式	不平衡式	平衡式	不平衡式	平衡式	
电 路											
设计 公式	$L = \frac{0.1592 Z_0}{f_c} \text{ 毫亨}$		$C = \frac{159.2}{f_c Z_0} \text{ 微法}$		$L_1 = \frac{0.1592 Z_0}{f_{c2} - f_{c1}} \text{ 毫亨}$		$C_1 = \frac{159.2 (f_{c2} - f_{c1})}{f_{c1} f_{c2} Z_0} \text{ 微法}$		$L_2 = \frac{0.1592 (f_{c2} - f_{c1}) Z_0}{f_{c1} f_{c2}} \text{ 毫亨}$		$C_2 = \frac{159.2}{(f_{c2} - f_{c1}) Z_0} \text{ 微法}$
		f_c 为截止频率 (千赫) Z_0 为特性阻抗 (欧)		f_c 为截止频率 (千赫) Z_0 为特性阻抗 (欧)							f_{c1}, f_{c2} 分别为上、下截止频率, Z_0 为特性阻抗

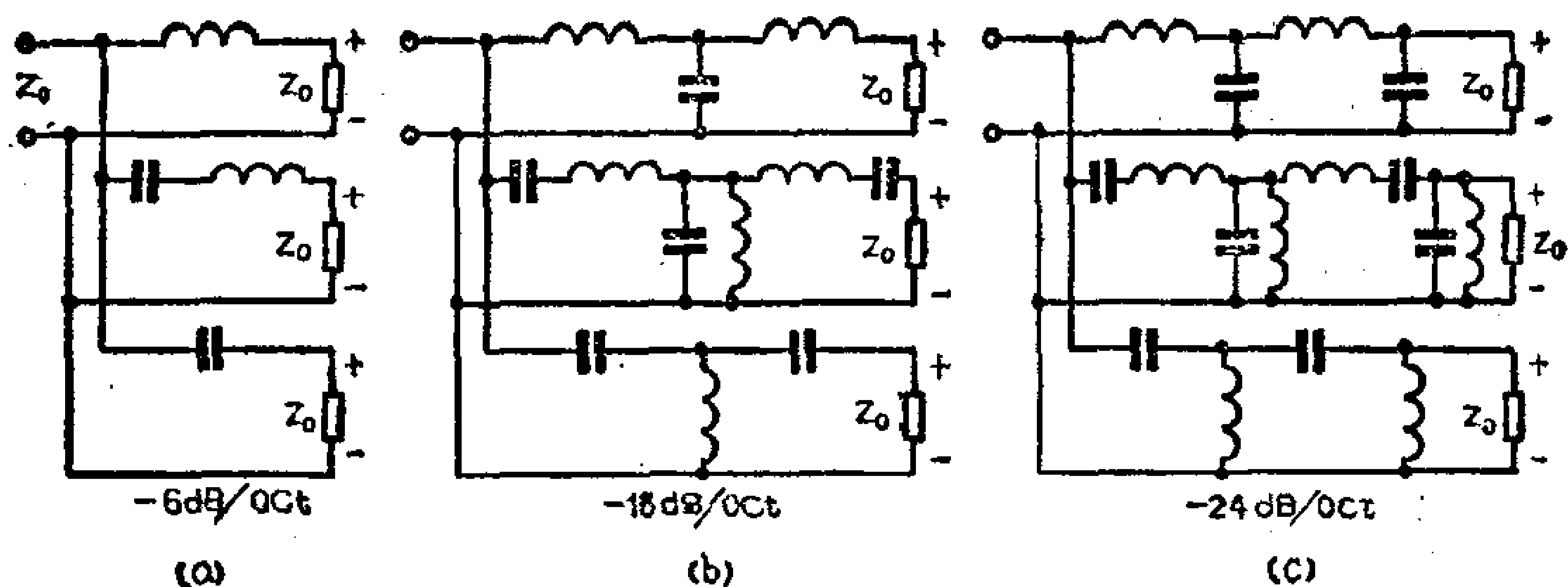


图 7-20 不同衰减特性的分频器

中、高频和高频扬声器，分频点不要选在它的低频截止频率处，因为在谐振频率以下失真很大。分频器衰减特性越缓慢，这种现象越严重。此外扬声器的共振峰对合成频响曲线的不平坦度影响很大，它会使曲线上出现峰点和谷点。若测试中发现这种现象，就应重选分频点。一般二分频器的分频点常选在800—1500Hz范围。据实验在此范围低音调制失真最小。当然，具体频率还要根据扬声器特性决定。三分频器的第一分频点常选在250—1000Hz范围，第二分频点选在5000Hz附近。

关于衰减特性当然是衰减越快越好。但高阶滤波器元件多，损耗大，所以也要根据具体情况选择。台式收音机一般用6dB/倍频程，甚至用一只电容与高音扬声器串联分频就行了。高保真度放声设备及立体声机中可用12dB/倍频程和18dB/倍频程分频器，专业电声设备可用24dB/倍频程分频器。

各扬声器的阻抗最好相同，否则就要设计不同输出特性阻抗的分频器与之匹配。如果阻抗相同，功率不同或中高音太响，应在功率较小的扬声器网络后或高通网络后加T型衰减器。衰减器的计算方法可参考6-2节。

LC元件选择也很重要。L要用较粗的导线线制，一般使它的直流电阻在0.5欧以下，且功率愈大，线径越大。线圈多

用空气心。因为铁芯线圈虽可减小体积，但由于损耗、饱和以及谐振现象会引起较大的失真。绕好后的线圈要测试电感量，否则误差会使分频点偏离预定值，引起曲线起伏。

电容应选无极性的金属化纸介电容，如C2J型，由于这种电容体积大，故有人用两个反极性串接的电解电容。由于电解电容的分布电感较大，会使高频特性恶化，最好并联一个 $0.3 \sim 1\mu$ 的金属化纸介电容。新型的四端电解电容CD28型等高频性能较好，可以选用。整个分频网络引起的损耗应小于有用功率的5%，否则效率太低。

图7-21是“飞乐”FD2-2型分频器。它是二分频，分频点频率为500Hz，衰减特性为12dB/倍频程， R 是阻尼电阻，用来减小 L_2 的 Q 值，使频响曲线平坦些， W 用来调节中高音。

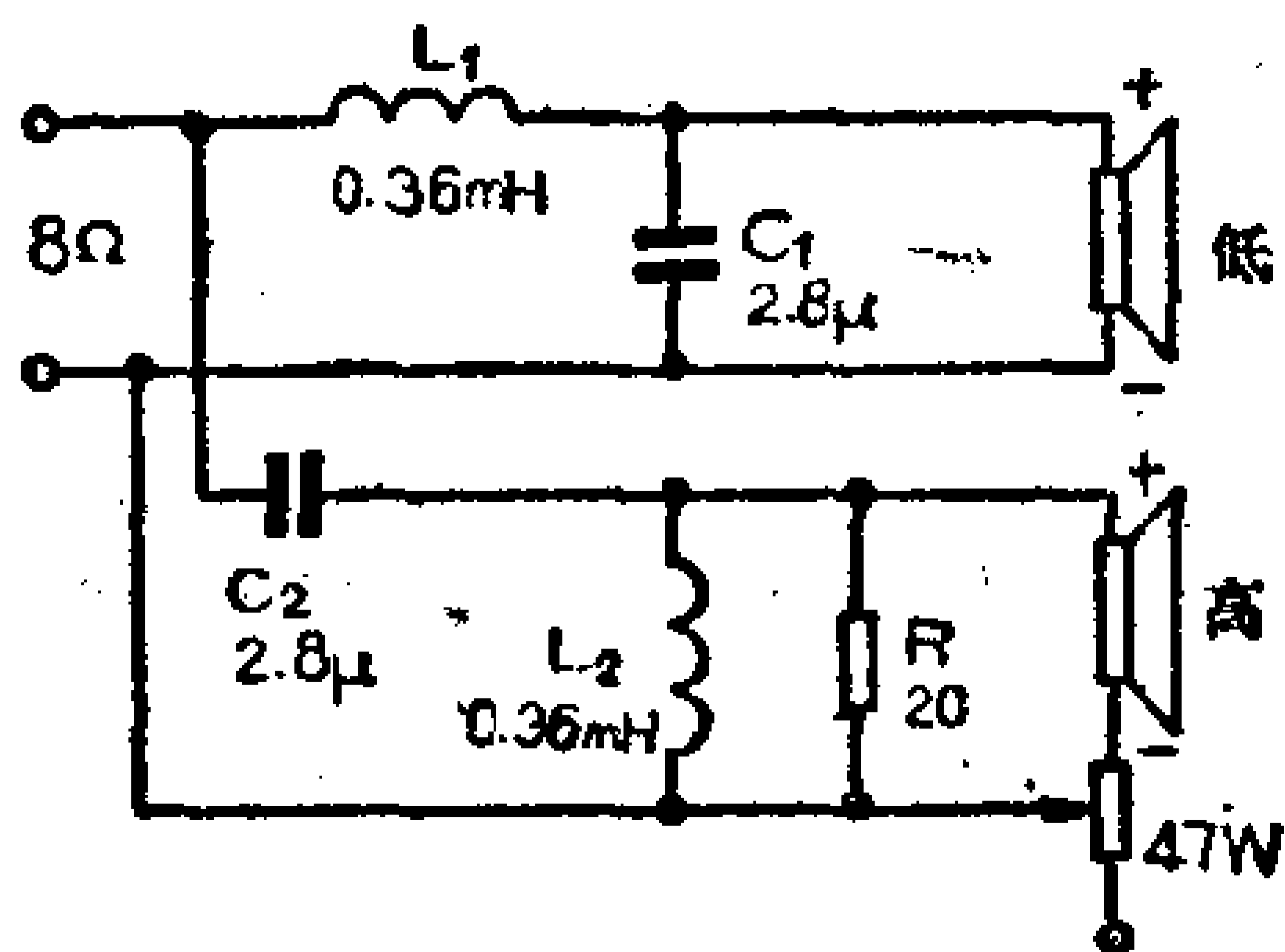


图 7-21 实用二分频网络

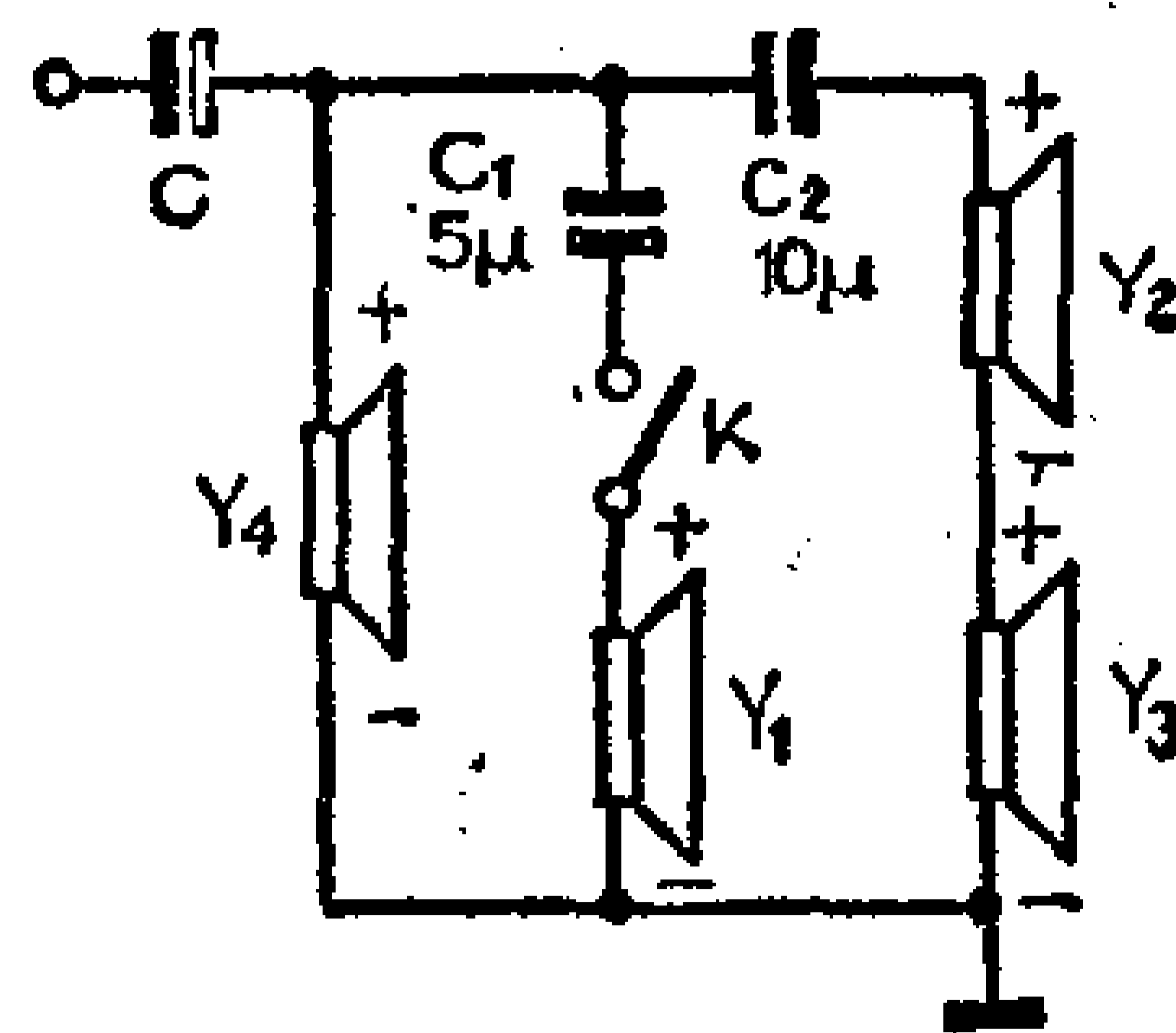


图 7-22 牡丹2241型机放音电路

图7-22是牡丹2241型（台式）收音机的放声电路全频带扬声器 Y_4 作为主扬声器装在面板正面，高音扬声器 Y_1 装在 Y_4 前面的轴线上。中、高音扬声器 Y_2 、 Y_3 装在机箱两侧。收听调频广播时把 K 接通，加强5000Hz以上的高音收听调幅广播时，由于信号中无5000Hz以上成分，故应将 K 断开，可减少高频噪声。电容 C_1 、 C_2 按下式计算：

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{c1} Z_1}$$

$$C_2 = \frac{C_1}{C_1[2\pi f_{c_2}(Z_2 + Z_3)] - 1},$$

$$\approx \frac{1}{2\pi f_{c_2}(Z_2 + Z_3)}$$

式中 Z_1 、 Z_2 、 Z_3 分别为扬声器 Y_1 、 Y_2 、 Y_3 的阻抗，都是 8Ω ， $f_{c_1} = 4000\text{Hz}$ ， $f_{c_2} = 1000\text{Hz}$ ，计算结果 $C_1 \approx 5\mu$ ，用两只 10μ 电解电容反极性串接组成。 $C_2 \approx 10\mu$ ，用两只 20μ 电解电容串接组成。

3. 电子分频器

电子分频可以在主功放电路前的某一级进行，越往前音频电路就会越复杂，但性能也会相应提高。要求较高的设备应该从前置放大器的等响控制以后分频。这样后级各控制电路，例如音调控制、通频带控制，可分别放在各自的通道中，使它们都能工作在最佳状态。要求不高时就在功放电路前分频，前级电路共用。功放前分频有一很大的有利条件，就是频段可分的更多一些，例如进行三分频至五分频。这样，功放的设计和制作就会简单得多。在前置放大器后分频就不易做到这一点，因为会使整个电路复杂化。

电子分频的分频器工作在小信号状态，设计时无需考虑功率损耗问题，因此可选用图6-39所示的 RC 滤波器，每节衰减特性为 6dB/倍频程 。多节串接起来就可得到良好的滤波特性，例如三节串联可得到 18dB/倍频程 的衰减特性。但串接越多，分频点附近的衰减也越大。所以现在多用图6-41所示的有源滤波器，以克服上述缺点，它是利用自举的方法把分频点附近的增益提升起来，以得到在整个通频带内平坦而在分频点后急剧衰减的良好特性。图7-23举出了 12dB/倍频程 和 18dB/倍频程 的二分频器。 RC 的数值可根据分频点的频率，先假定 R (或 C)

然后由公式 $C = \frac{1}{2\pi f_c R}$ 求出另一个。

在实际应用中，也可以把电子分频和功率分频结合起来应用，如图7-24所示。

不论采用哪一种分频器，在设计时都要仔细的考虑其相频特性，否则会使频响曲线上出现不平坦现象。例如采用 12dB/

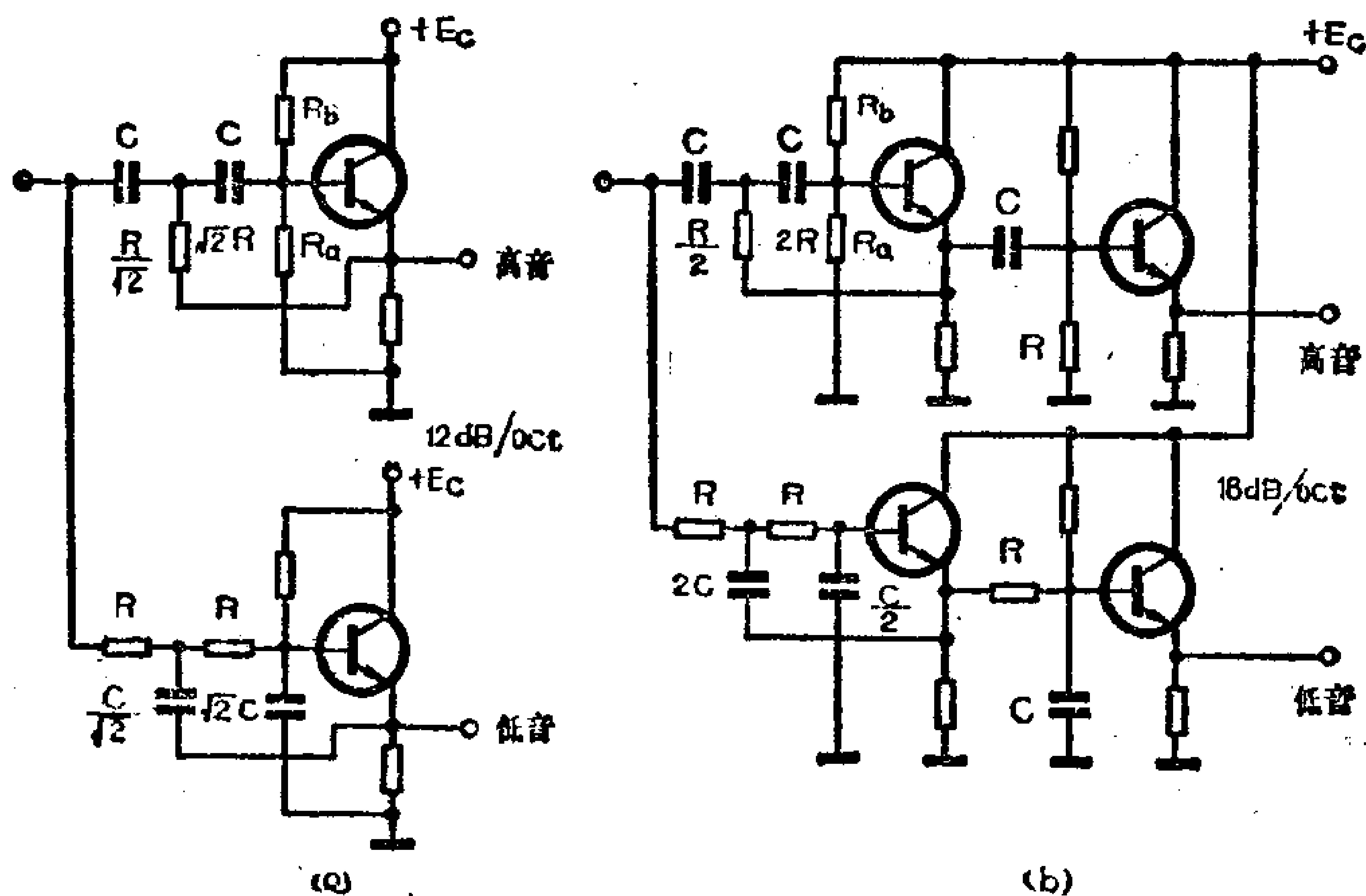


图 7-23 两种电子分频电路

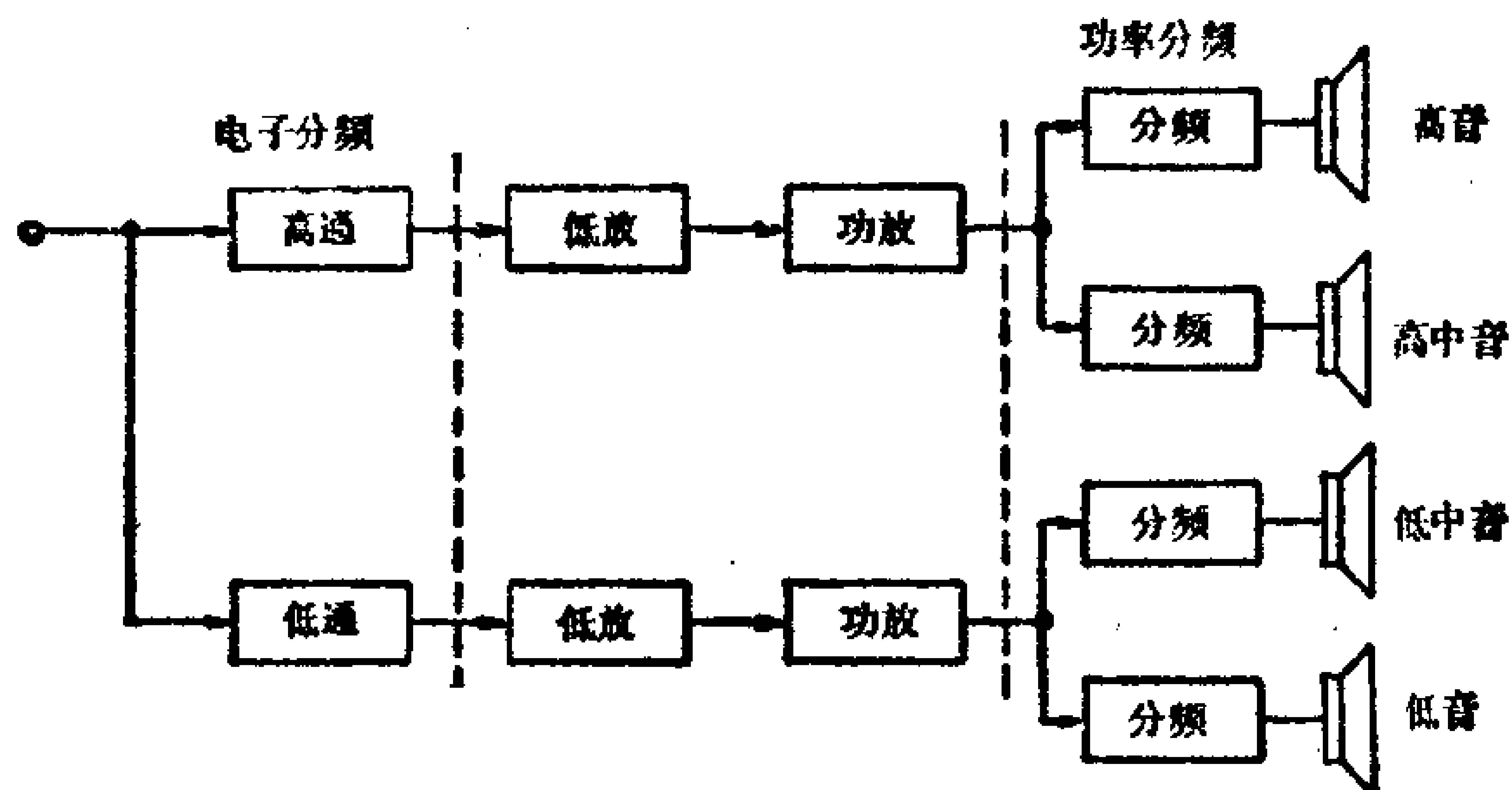


图 7-24 电子分频和功率分频综合方案

倍频程的分频器，高通和低通滤波器输出端之间相位正好差 180° 。而在分频点处，两路输出信号幅度相等，相位相反，因此互相抵消，形成一个谷点。使声音降低，失真增大。

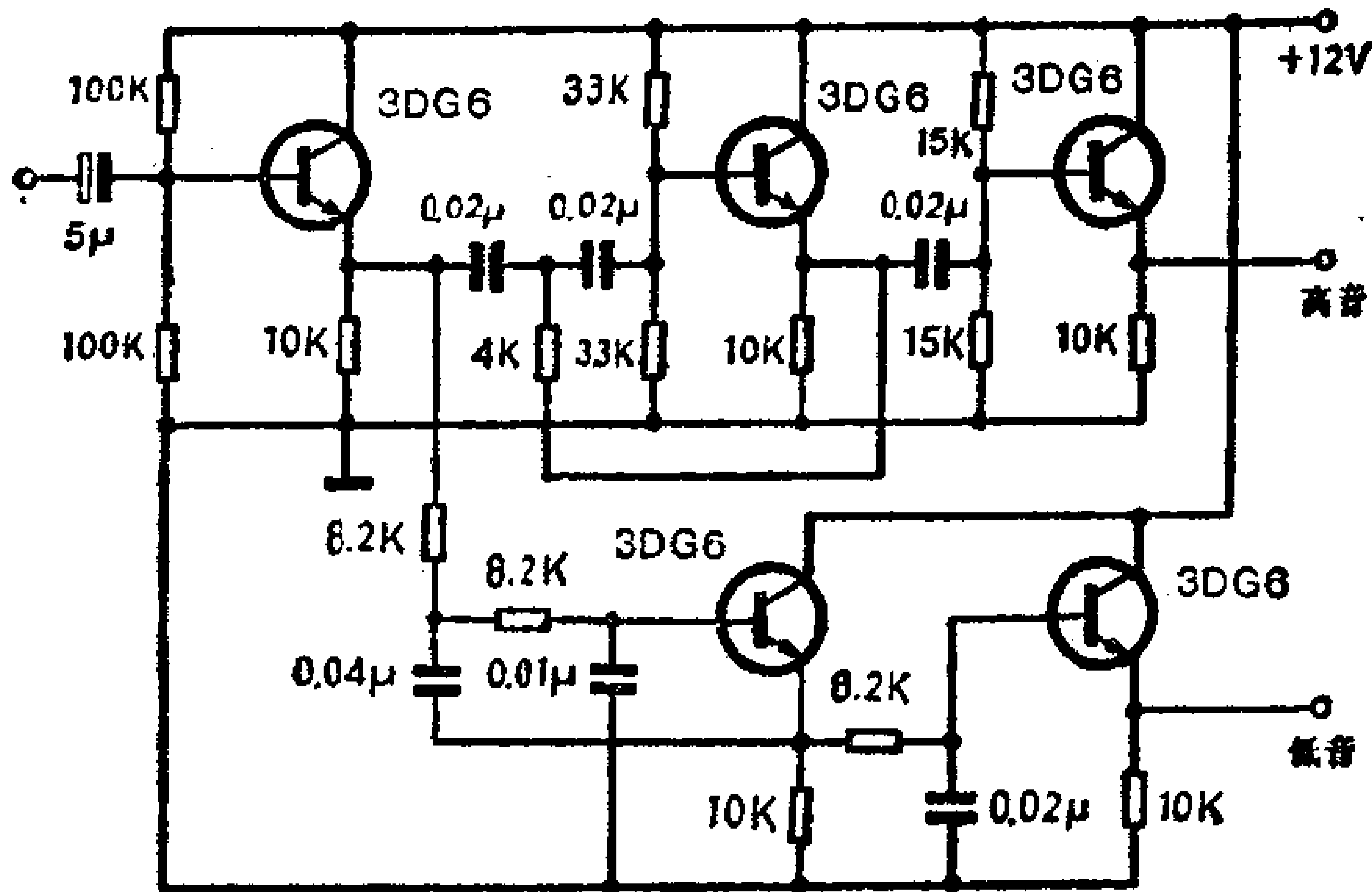


图 7-25 电子二分频具体电路

图7-25是在前置放大器后分频的二分频器，衰减特性每倍频程18dB，分频点频率为1000Hz。

7-4 声音的修饰和美化

单声道电声设备最大的缺点就是声音源出自一孔，无论如何也得不到亲临厅堂欣赏演出的感觉，即临场感差。造成这种缺陷的关键问题是单声道中不包含声音的空间信息，即没有方位和深度信息。日常生活中的声音是来自四面八方的，有的声源还是移动的，例如火车从前面驶过，飞机从头顶掠过等。人们根据声音到达两耳的时间差及强弱，就能比较精明地判定出声源的方向和远近。如果在室内，例如体育馆、剧场里根据到达耳朵的直达声和反射声之比，也能大概确定声源的远近。也

就是说我们平常听到的声音是有方位和距离的。而扬声器放出的却是一个不动的点声源。另外，由于大口径和高音扬声器的指向性强，更加剧了点声源的听音感觉。因此为了改善质采用了立体声系统。目前用得最多的是双通道立体声。四通道立体声也有人试用，但实效如何有争议。

要想进一步提高音质，在业余条件下较有效的办法是设法产生混响声。为说明这个问题，先做一个实验：当我们走到厅堂、公共浴室、隧道或山谷中时，就会感到自己讲话的声音比野外空旷地响亮丰满得多，再仔细倾听一下，还会发现有“余音绕梁”的感觉，这就是混响声。混响声是声波在室内表面多次反射引起的，时差小于50ms的早期反射声能显著地加强直达声，并使直达声音色浑厚丰满，产生一种特殊的优美感。当然过强的混响将破坏清晰度和出现回音。

现代电声技术已能人工模拟出很精确的混响声，这就为声音的美化和修饰提供了有利的条件。图7-26就是用混响声改善音色的声音加工示意图。这个发声系统也叫伪背景立体声或膺立体声系统，可使听者富有强烈的临场感。当收听大型庆祝会或游园活动的广播时，听者就感到置身于人山人海的广场或热闹的彼此交谈的人群中，和亲临聆听效果差不多。混响器有镀

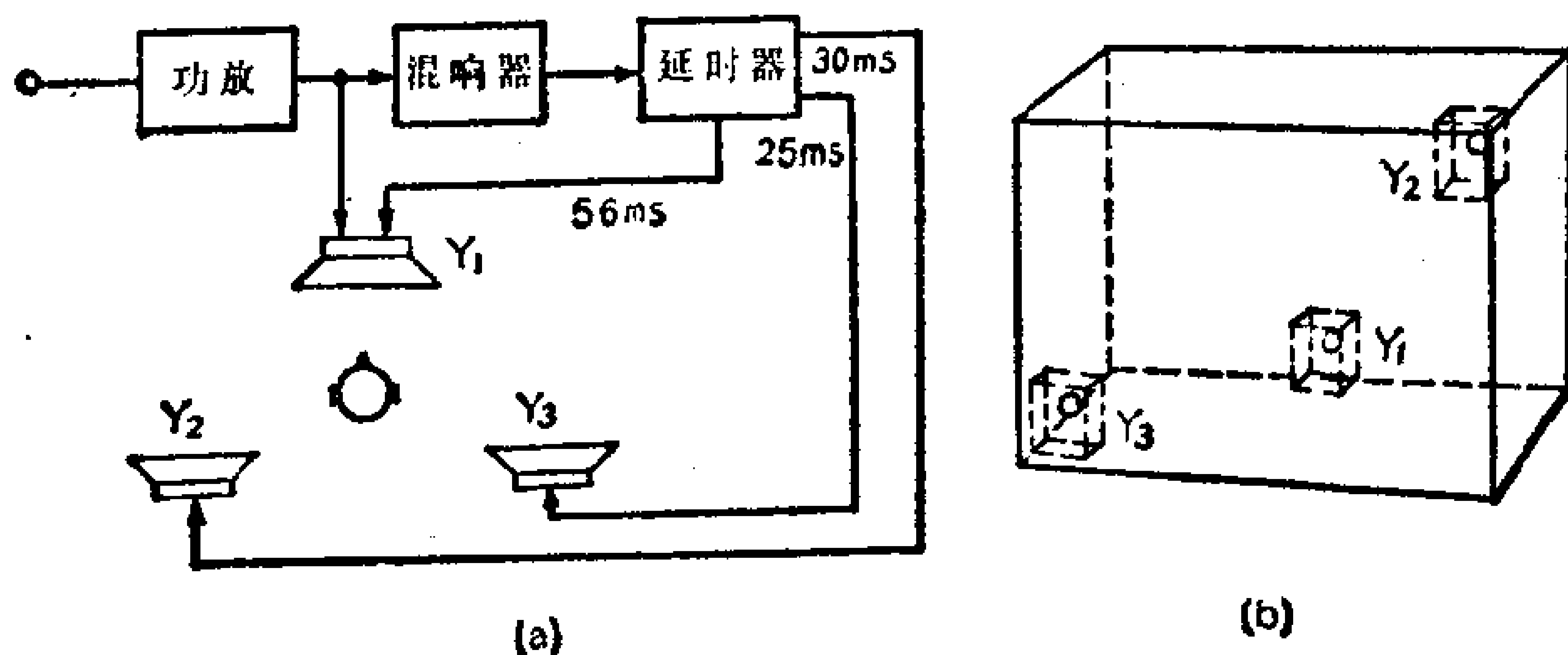


图 7-26 人工混响示意图

金箔、磁性、弹簧混响器等几种。延时器可用电子式、超声传导式、机械式等*。

还有一种移相式立体声，是用一个宽带移相器把单声道变成相位相差 90° 的双声道，用相距2—3米的两个音箱放声，利用干涉原理使声场展宽。这种方法虽不能再现真正的声源位置，但却有很强的空间感。图7-27是宽带移相器的实际电路。BG₁把输入信号分成幅度相同而相位相反的两个信号，再分别由射极输出器加到虚线框中的宽带移相器上。该移相器能使100赫至10千赫范围内的两信号产生 90° 的固定相移，移相后的信号经射极输出器BG₄和BG₅送到两个功率放大器去。

宽带移相器的好坏对放声效果影响很大，必须选择参数稳定，数位精确的阻容元件。有条件时最好用电桥按图示数值逐个测量，使误差小于百分之一。

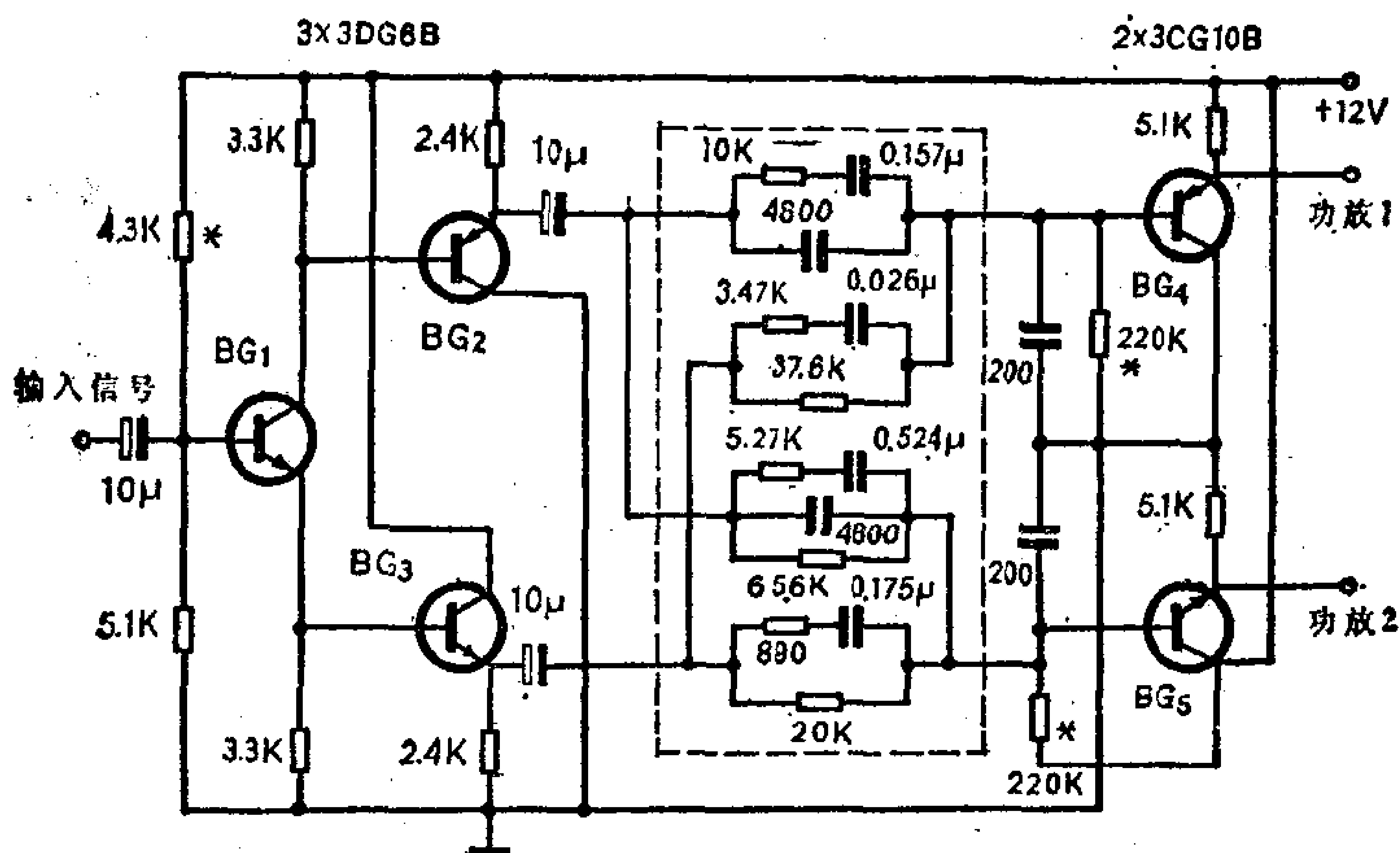


图 7-27 立体声移相器

*如果有兴趣的话，完全可以自己动手制作，方法可参考《无线电》1965年12期，《中学科技》1979年第2期有关内容。

7-5 放声系统的装配和调试

和放大器一样，设计指标良好的放声系统同样要有工艺保证，否则就会事倍功半。根据现在常遇到的问题，在装配和调试中要注意下面几点。

(1) 扬声器是放声系统的关键元件，一定要选择质量合格的产品。组合音中的扬声器在串并联时要注意相位，应该同相连接。切忌用普通半导体收音机中的小口径扬声器作组合音箱的高音单元。因为它本身高频特性很差，高频截止频率大多数在5KHz以下。

(2) 音箱板要具有一定的强度和厚度、以免产生箱壁共振。一般厚度应大于15mm最好是用13层以上的胶合板。

(3) 为了消除驻波和抑制扬声器的谐振峰，低音音箱内壁要贴一层重阻尼材料，如超细玻璃棉、泡沫塑料，棉絮等，厚度约15—30mm。设计音箱容积时，应把阻尼材料、扬声器、分频器等占有的体积扣除掉。音箱的面板上千万不要装电位器、开关等元件，它们的转动轴孔隙也会造成声短路，箱内也不要装容易松动的金属件。

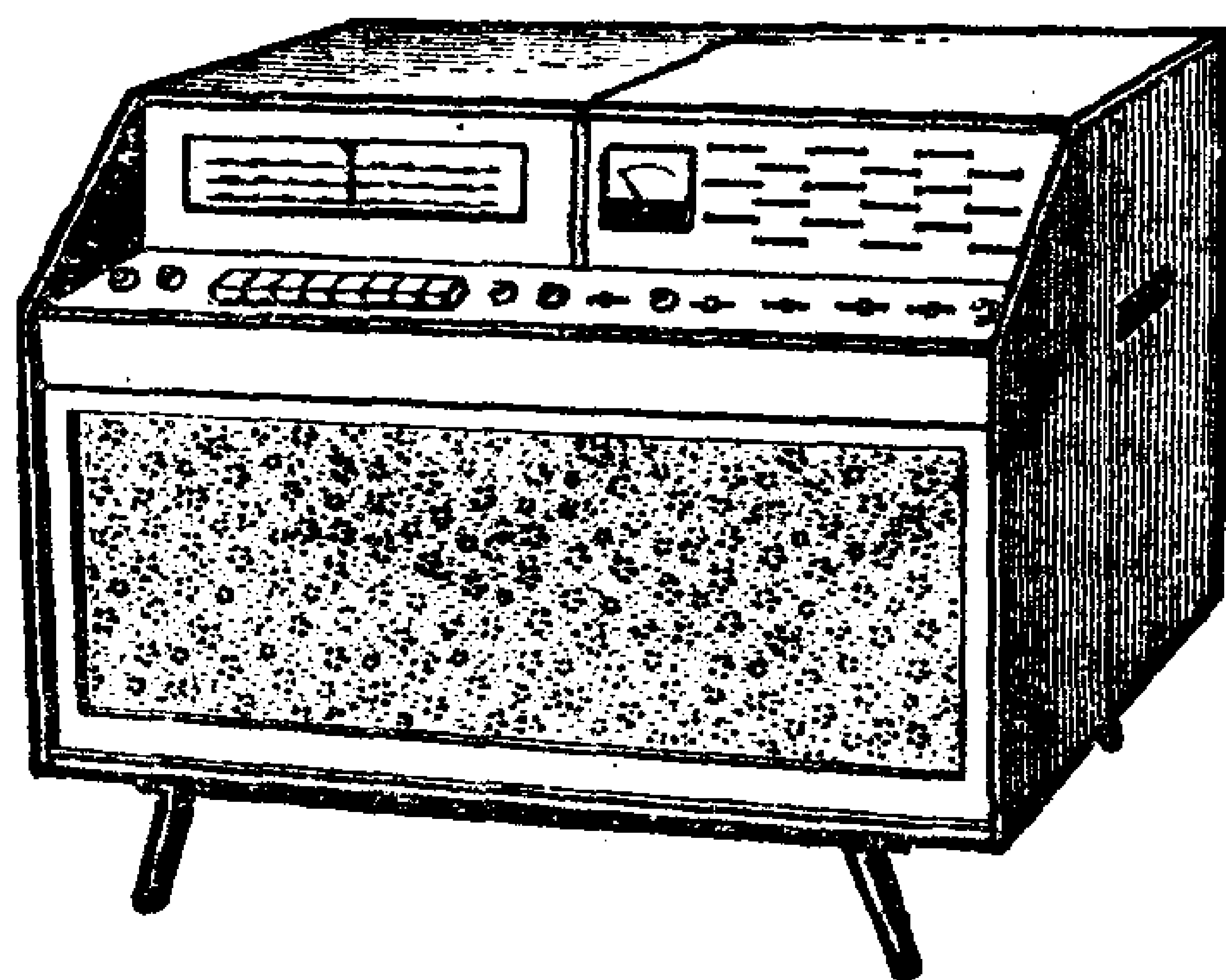
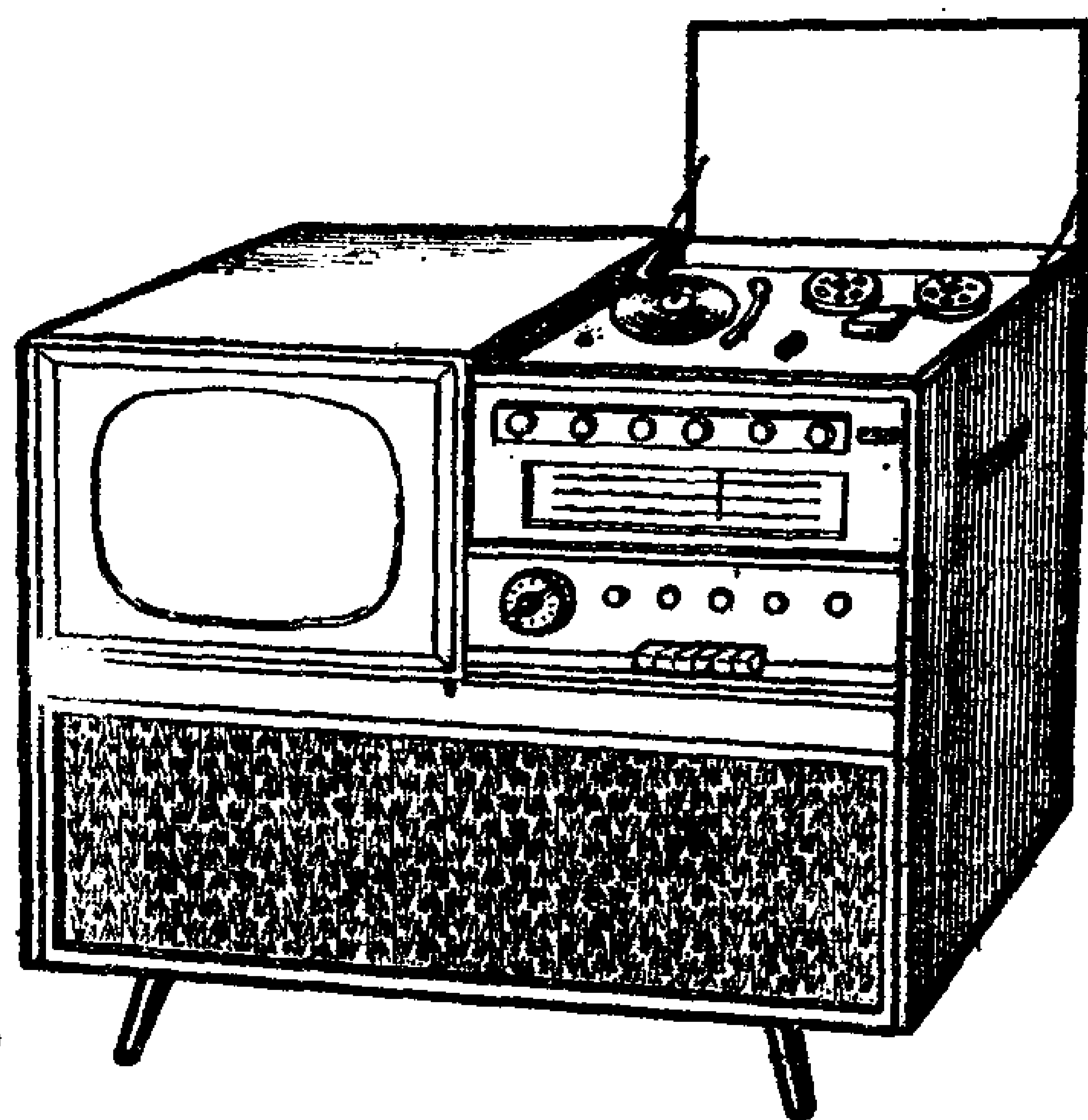
(4) 目前大多数喇叭布厚而密，会增大音箱的阻尼，而且严重地衰减了高音，选购时应挑轻。薄而针孔稀疏的品种，最好化纤喇叭纱。装贴时要绷紧。

(5) 功率分频器的电感线圈绕好后用黄蜡绸包封，整个分频器先装在一块木板上，各个线圈距离尽量远一点，方向应互相垂直。然后把木板用乳胶和木螺钉固定在音箱内底板上。

(6) OCL、DC、BD等放大器的次声(20Hz以下)能量很大，虽然人耳听不到，但容易对高音产生调制，用增大阻

尼的方法往往不奏效，这就要用前级的通频带控制电路，把听觉下限的频率分基切掉这样次声能量就会减到最小。

低音音箱中常常出现的问题是“倍司振”，就是所谓的“隆隆”声。这是音箱的容积谐振频率与扬声器的谐振频率太近或重合，使频率特性曲线突起一个峰顶而发生的共振现象，并不是信号中真正的低音。这是音箱设计不当和阻尼不够引起



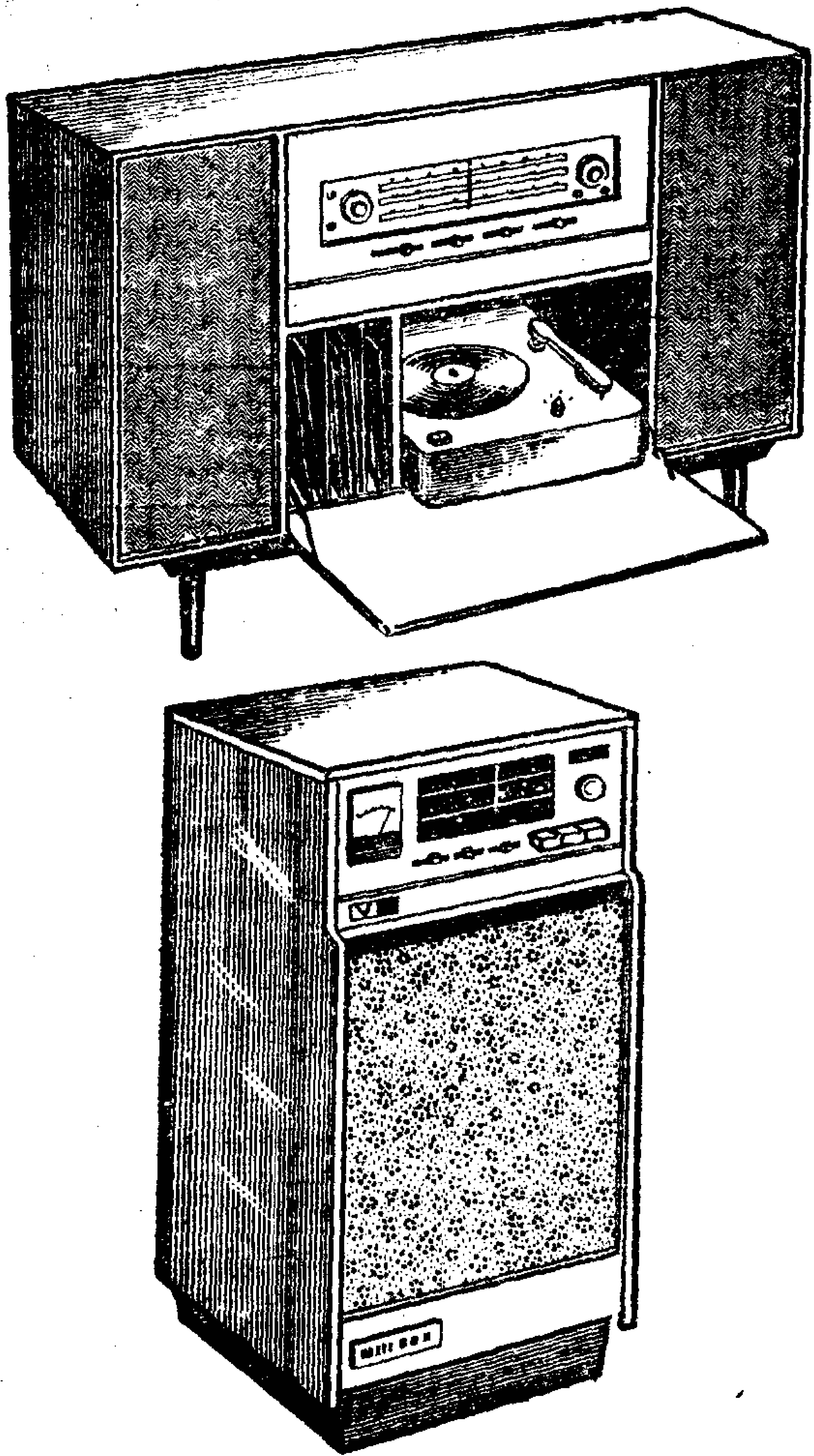


图 7-28 几种组合音箱外形参考图

的。应重新调整音箱和扬声器参数，设法消除。

(7) 业余爱好者自制的弹簧混响器效率往往很低，因此

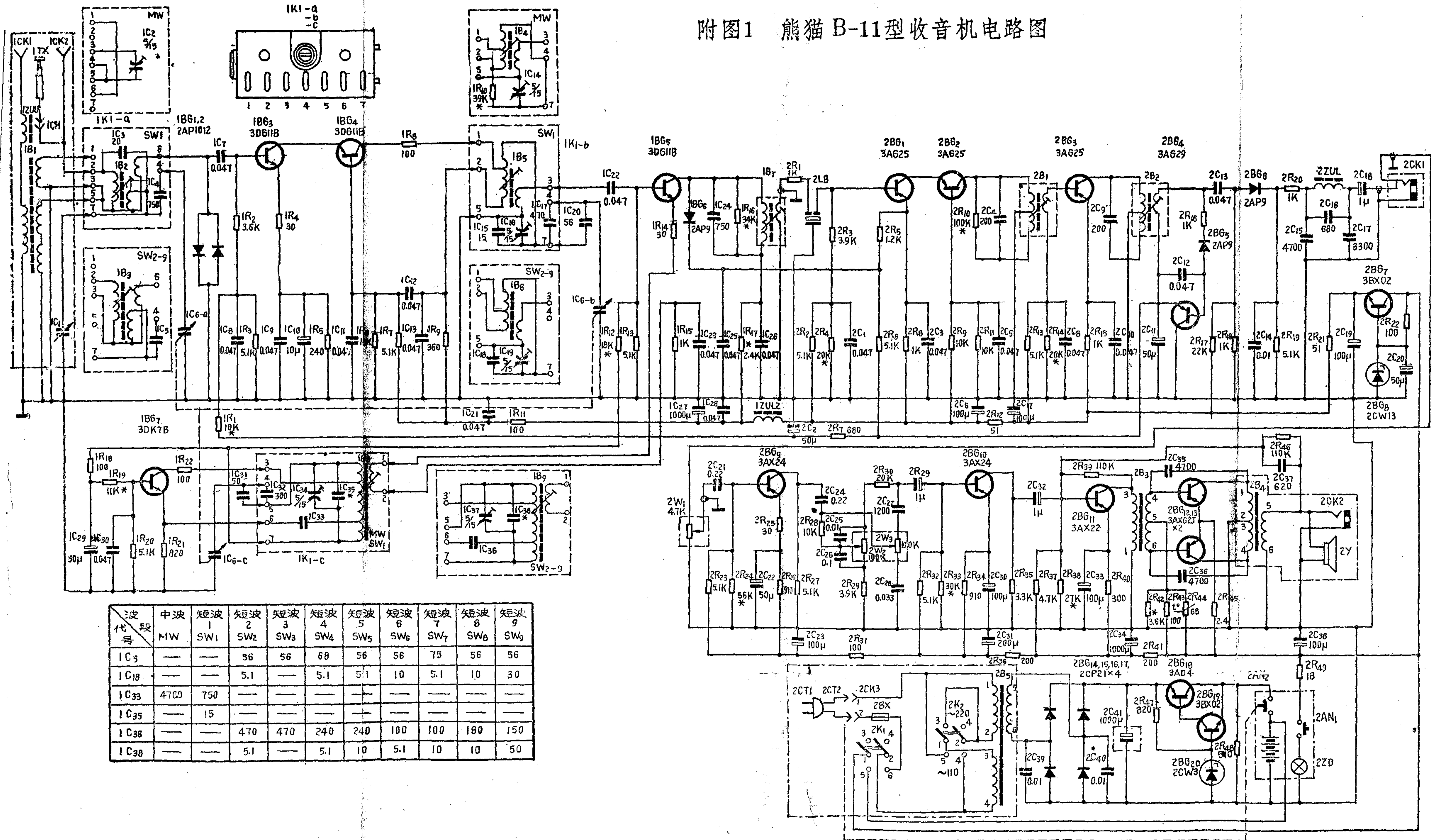
信号通过后衰减很大，要再经过放大后才能推动扬声器。

(8) 竣工的放声系统最好在消音室里进行电声指标的测试，主要测试项目有频响、谐波失真、互调失真、瞬态响应、方向图等。因为音响效果是放大器、放声系统和人耳三者功能的综合效果，所以也要进行听音评价。

但业余爱好者往往不具备测试条件，只要调整一下音箱的阻尼就行了。方法是用一节电池，将扬声器引线碰几下，听“咯答”声是否清脆而短促，如果声音长而混浊，说明阻尼不够，应在倒相孔上贴布等阻尼材料，直到合适为止。

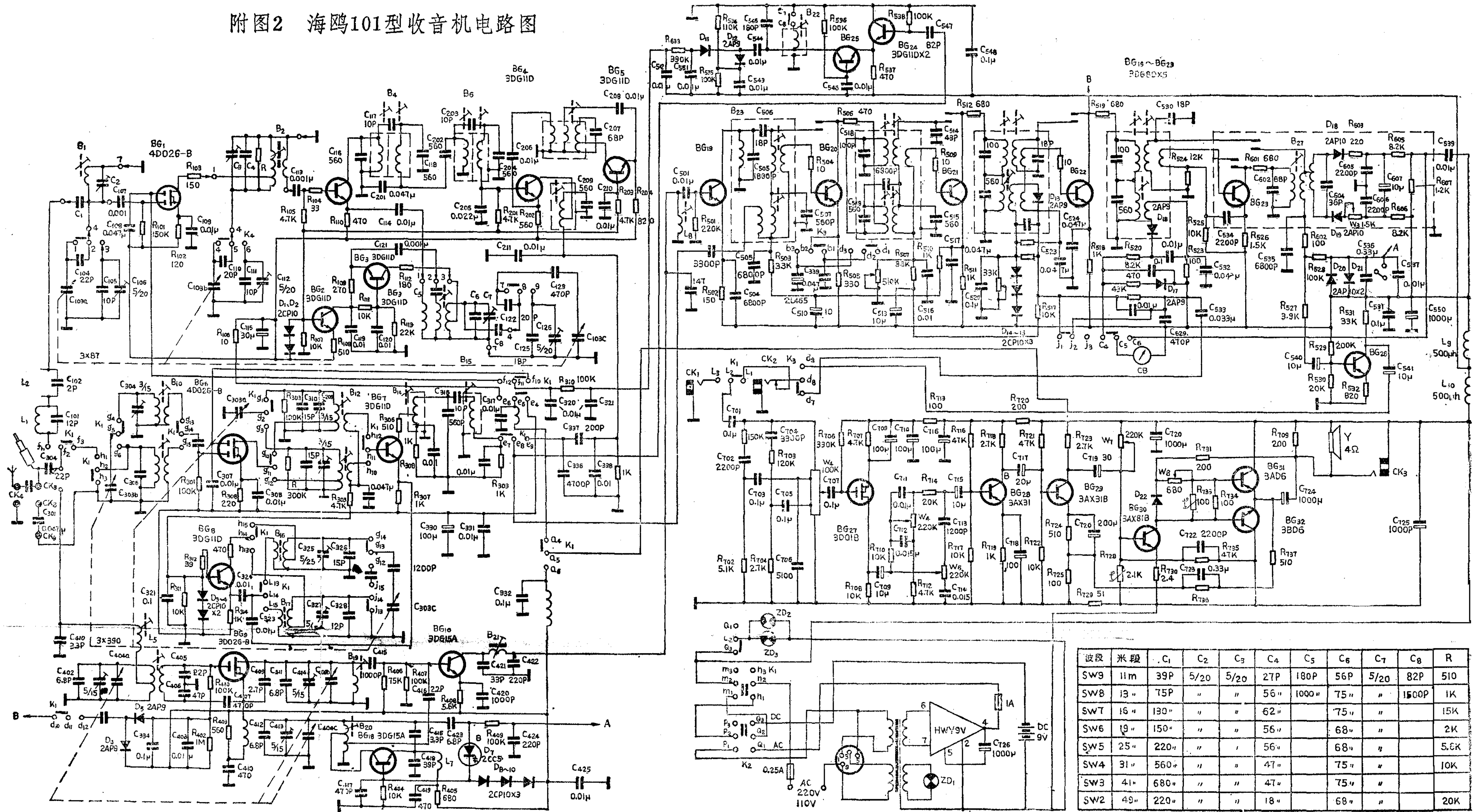
(9) 音箱除电声指标要好外，还要注意造型美观。图7-27是几种参考式样。

附图1 熊猫 B-11型收音机电路图



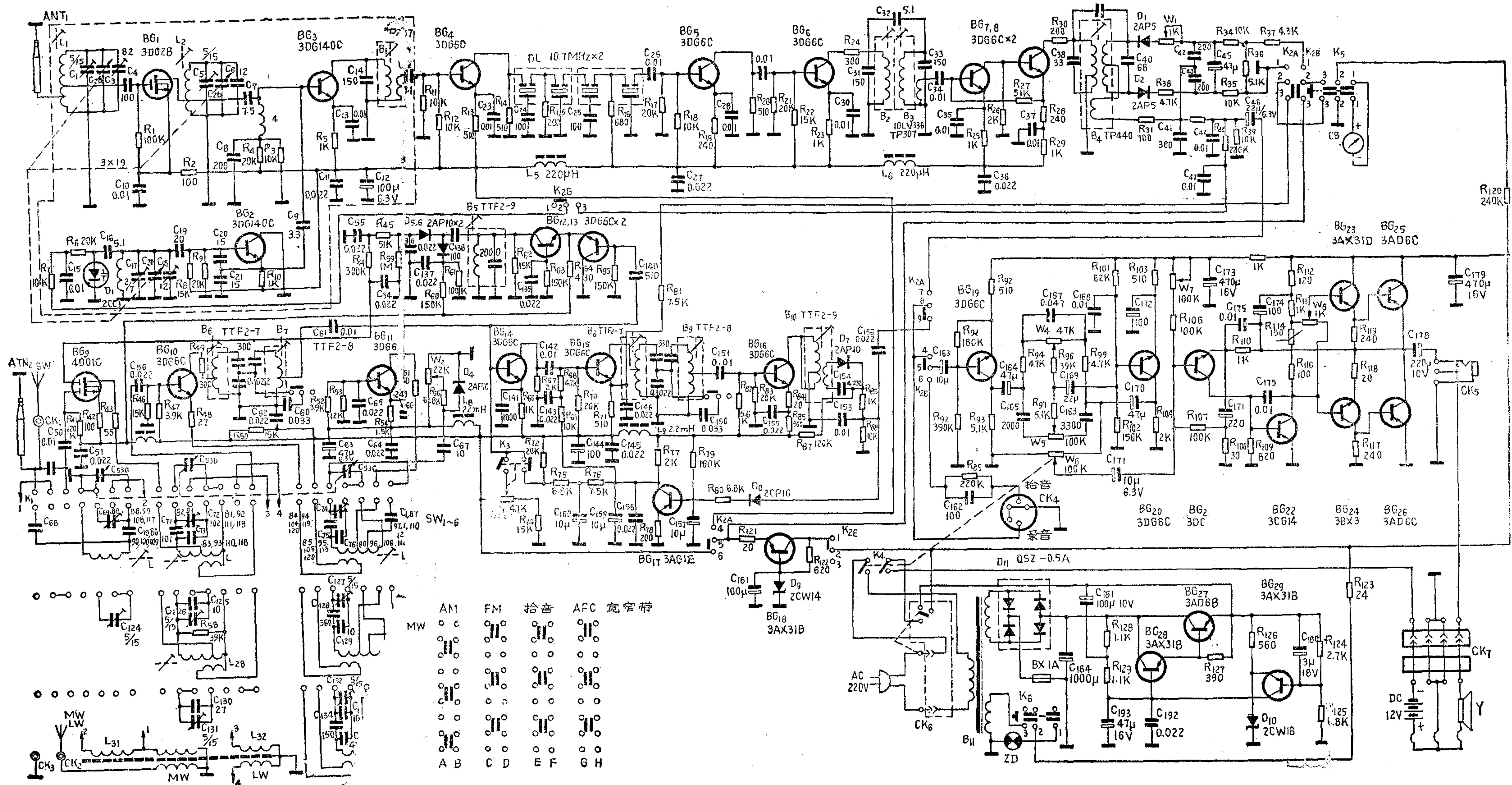
波段代号	中波 MW	短波 1 SW1	短波 2 SW2	短波 3 SW3	短波 4 SW4	短波 5 SW5	短波 6 SW6	短波 7 SW7	短波 8 SW8	短波 9 SW9
IC5	—	—	56	56	68	56	56	75	56	56
IC18	—	—	5.1	—	5.1	5.1	10	5.1	10	30
IC33	4700	750	—	—	—	—	—	—	—	—
IC35	—	15	—	—	—	—	—	—	—	—
IC36	—	—	470	470	240	240	100	100	180	150
IC38	—	—	5.1	—	5.1	10	5.1	10	10	50

附图2 海鸥101型收音机电路图



波段	米段	C ₁	C ₂	C ₃	C ₄	C ₅	C ₆	C ₇	C ₈	R
SW9	11m	39P	5/20	5/20	27P	180P	56P	5/20	82P	510
SW8	13 "	75P	"	"	56 "	1000 "	75 "	"	1500P	1K
SW7	16 "	130 "	"	"	62 "	"	75 "	"	"	15K
SW6	19 "	150 "	"	"	56 "	"	68 "	"	"	2K
SW5	25 "	220 "	"	"	56 "	"	68 "	"	"	5.6K
SW4	31 "	560 "	"	"	47 "	"	75 "	"	"	10K
SW3	41 "	680 "	"	"	47 "	"	75 "	"	"	"
SW2	49 "	220 "	"	"	18 "	"	68 "	"	"	20K

附图3 红灯735型收音机电路图



Mode	AM	FM	拾音	AFC	宽窄带
MW	○	○	○	○	○
AW	○	○	○	○	○
LW	○	○	○	○	○
AB	○	○	○	○	○
CD	○	○	○	○	○
EF	○	○	○	○	○
GH	○	○	○	○	○

[G e n e r a l I n f o r m a t i o n]

书名 = 无线电爱好者丛书 晶体管收音机中的新技术

作者 = B E X P

页数 = 3 6 3

下载位置 = <http://book4.ssreader.com/diskes/es45/25/!00001.pdg>