

高保真 音响电路 与家庭影院 音响系统

肖景和 编著
赵 健



无线电爱好者丛书

- 高保真音响电路和家庭影院音响电路原理详尽解说
- 功率放大电路 · 前置放大电路 · 电源电路 · 音调控制与音色处理电路 · 音箱设计制作 · 家庭影院音响系统的设计……
- 大量精彩实用电路设计实例 · 设计技巧, 教你轻轻松松成为“摩机”高手

精
●
品
●
系
●
列



人民邮电出版社
www.pptph.com.cn

无线电爱好者丛书精品系列

高保真音响电路与家庭影院音响系统

肖景和 赵 健 编著

人民邮电出版社

图书在版编目 (CIP) 数据

高保真音响电路与家庭影院音响系统/肖景和, 赵健
编著. —北京: 人民邮电出版社, 2000.10

(无线电爱好者丛书精品系列)

ISBN 7-115-08680-X

I. 高... II. ①肖... ②赵... III. ①立体声技术-
音频设备-电路②家庭影院-音频设备 IV. TN912.27

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2000) 第 41098 号

无线电爱好者丛书精品系列

高保真音响电路与家庭影院音响系统

◆ 编 著 肖景和 赵 健

责任编辑 姚子疆

◆ 人民邮电出版社出版发行 北京市崇文区夕照寺街 14 号

邮编 100061 电子函件 315@ pptph.com.cn

网址 <http://www.pptph.com.cn>

北京朝阳隆昌印刷厂印刷

新华书店总店北京发行所经销

◆ 开本: 787 × 1092 1/16

印张: 41.25

插页: 1

字数: 1026 千字

2000 年 11 月第 1 版

印数: 1 - 5 000 册

2000 年 11 月北京第 1 次印刷

ISBN 7-115-08680-X/TN·1618

定价: 52.00 元



目 录

第一章 高保真音响电路基础	1
1.1 对高保真音响的技术要求	1
1.2 功率放大电路	9
1.2.1 功率放大电路的分类	9
一、按输出管工作状态分类	9
1. 甲类功率放大电路	9
2. 乙类功率放大电路	14
二、按电路的结构形式分类	16
1. OTL 型功率放大电路	17
2. OCL 型功率放大电路	23
3. DC 型功率放大电路	29
4. CL 型功率放大电路	34
5. ALA 型功率放大电路	35
6. BTL 型功率放大电路	36
7. 集成功率放大电路	41
1.2.2 功率放大电路的基本设计方法	44
1.3 前置放大电路	50
1.3.1 前置放大器的功能	50
1.3.2 对前置放大器的技术要求	51
1.3.3 唱片输入均衡电路	51
1.3.4 磁头输入均衡电路	56
1.3.5 话筒和线路输入放大电路	58
1.4 音调控制与音色处理电路	58
1.4.1 音调控制电路	58
一、衰减型 RC 音调控制电路	59
二、反馈型音调控制电路	66
三、衰减—反馈型音调控制电路	72
1.4.2 响度控制电路	75
一、人耳的听觉特性与等响度曲线	75
二、等响度音量控制的原理	76
三、等响度控制电路	77
1.4.3 多频段频率均衡电路	80

一、多频段频率均衡器的功能	80
二、多频段频率均衡器的工作原理	81
三、多频段频率均衡器的组成	83
1.4.4 降噪电路	87
一、静态降噪电路	87
二、动态降噪电路	89
三、杜比降噪电路	93
1.4.5 音色处理电路	95
一、电子混响电路	95
二、立体声和环绕立体声	99
三、音响效果激励器	102
第二章 功率放大电路实例	107
2.1 OTL 功率放大电路	107
2.1.1 优质 50W OTL 功放电路	107
2.1.2 用场效应管作输出的功放电路	108
2.1.3 用达林顿管作输出的纯乙类功放电路	109
2.1.4 低失真甲类 OTL 功放电路	111
2.2 OCL 功率放大电路	112
2.2.1 结构最简的 OCL 功放电路	112
2.2.2 两级差放的 OCL 功放电路	114
2.2.3 全对称 OCL 功放电路	117
2.2.4 不用差分输入的 OCL 功放电路	119
2.2.5 优秀的国产精品功放 XA8500	121
2.2.6 40W 超级功放电路	123
2.2.7 东鹏 P300 功率放大电路	124
2.2.8 LHG-A757 功放电路	126
2.2.9 新甲类功率放大电路	127
2.2.10 湖山 AMP2X100J-01 型功放电路	130
2.2.11 超级功放王 D-200W 模块内电路	131
2.2.12 场效应管全对称 OCL 功放电路	134
2.2.13 以场效应管作输出的功放电路	135
2.2.14 60W 高保真功放电路	136
2.2.15 全对称高保真 VMOS 功放电路	137
2.2.16 三级差放的 MOS 管功放电路	139
2.2.17 60W 场效应管功放电路	141
2.2.18 V MOS 管优质功放电路	142
2.3 DC (直流) 功率放大电路	144
2.3.1 电路简洁的直流功放电路	144
2.3.2 150W 甲乙类直流功放电路	145

2.3.3	100W 纯甲类功放电路	147
2.3.4	25W 直流功放电路	148
2.3.5	采用三肯管的 100W 功放电路	150
2.3.6	绅士 AM50 纯甲类功放电路	152
2.3.7	50W 超甲类功放电路	154
2.3.8	Hi-end 后级功放电路	156
2.3.9	纯甲类直流功放电路	159
2.3.10	用菱形差动电路作输入级的功放电路	162
2.4	CL 及 ALA 功放电路	164
2.4.1	全对称互补的超甲类 CL 功放电路	164
2.4.2	纯乙类 CL 功率放大电路	166
2.4.3	全线性无反馈功率放大电路	167
2.4.4	F-9300 双超线性功放电路	173
2.5	BTL 功放电路	176
2.5.1	桥式推挽功放电路	176
2.5.2	直流桥式功放电路	176
2.5.3	用菱形差动电路倒相的桥式功放电路	177
2.5.4	用 HA1392 组成的 BTL 功放电路	180
2.5.5	用 LM1875 组成的 BTL 功放电路	183
2.6	集成功率放大电路	183
2.6.1	LM 系列集成功放电路	183
	一、通用低压功放电路 LM386	183
	二、LM 中大功率集成功放电路	185
	1. LM1875 的特性及应用电路	187
	2. LM1876 的特性及应用电路	189
	3. LM2876 的特性及应用电路	189
	4. LM3875 的特性及应用电路	191
	5. LM3875T/LM3876T 的特性及应用电路	194
	6. 新一代高性能功放电路 LM3886	196
2.6.2	TDA 系列集成功放电路	197
	一、TDA2030 / 2030A、TDA2040 / 2040A	197
	1. TDA2030 / 2030A 的特性及应用电路	198
	2. TDA2040 / 2040A 的特性及应用电路	198
	二、TDA15 系列功放电路	202
	1. TDA1514A 的特性及应用电路	202
	2. TDA1516 / 1518 的特性及应用电路	205
	3. TDA1519 的特性及应用电路	207
	4. TDA1521 的特性及应用电路	207
	5. TDA7294 的特性及应用电路	208
2.6.3	HA 系列集成功放电路	210

一、HA1392 的特性及应用电路	210
二、HA1397 的特性及应用电路	211
2.6.4 STK 系列厚膜集成功放电路	213
一、STK465 的特性及应用电路	214
二、STK4100/4200 的特性及应用电路	219
三、STK4036X ₁ ~STK4048X ₁ 的特性及应用电路	227
四、STK3048 和 STK6153 组成的功放电路	230
五、采用 STK0100 的 100W 功放电路	231
2.6.5 其它高性能集成功放电路	238
一、LM12 集成运放电路的应用	238
二、SHM1100 II 大功率混合集成电路	241
三、SHM1120 及其应用电路	242
四、SHM1150 II 组成的功放电路	244
五、TM2001A 组成的功放电路	244
六、TMOS150 功率模块的应用	248
2.7 由集成电路推动的功放电路	250
2.7.1 由 NE5532/NE5534 推动的功放电路	251
一、采用浮动电源的功放电路	252
二、输出功率达 70W 的功放电路	252
三、简洁的 30W 功放电路	253
四、性能优良的 120W 功放电路	255
五、音色纯正的 80W 功放电路	256
六、80W 甲乙类功放电路	257
七、BGW150 功放电路	257
2.7.2 由 μ PC1125H 推动的功放电路	257
一、具有保护功能的 50W 功放电路	257
二、动态偏置的高保真功放电路	262
2.7.3 由 μ PC1342V 推动的功放电路	265
一、由 μ PC1342V 推动的功放电路	265
二、简洁的 100W 功放电路	266
三、带故障指示的直流功放电路	269
2.7.4 由 AP500 推动的功放电路	269
第三章 前置放大电路	276
3.1 分立元件的前置放大电路	276
3.1.1 纯甲类前置放大电路	276
3.1.2 中联 F-9500A 前置放大器	278
3.1.3 多功能前置放大电路	282
3.1.4 有音响控制的前置放大电路	286
3.2 集成电路前置放大电路	286

3.2.1	优质低噪声前置放大器	286
3.2.2	高精度唱机输入均衡电路	287
3.2.3	高音质前置放大器	288
3.2.4	多功能高保真前置放大器	290
3.2.5	带降噪电路的前置放大器	292
3.2.6	采用 OP37 的前置放大器	296
3.2.7	优质录放音前置放大器	296
3.2.8	采用 TDA1602A 的高档录放音电路	300
3.2.9	采用电子切换开关的前置放大器	306
3.3	多路输入前置放大电路	308
3.3.1	有四路输入的前置放大器	309
3.3.2	多路话筒输入放大器	311
3.3.3	8路 AV 输入混音台	312
第四章	音量及音调控制电路	320
4.1	音量及音调控制电路	320
4.1.1	晶体管音调控制电路	320
4.1.2	集成运放音调控制电路	322
4.1.3	晶体管衰减—反馈式音调电路	324
4.1.4	音调选择器电路	326
4.2	数字式音量电位器	328
4.2.1	数字电路组成的电位器	328
4.2.2	集成化数字电位器	331
4.2.3	HAD250A 数字音量音调模块	333
4.3	音量音调控制集成电路	335
4.3.1	直流音量音调平衡控制 IC-LM1035/36	336
4.3.2	具有立体声扩展功能的 LM1040N	340
4.3.3	直流音量音调平衡控制 IC TDA1524	342
4.3.4	直流音量音调平衡控制 IC TA7630P	343
4.4	多频段图示均衡电路	344
4.4.1	由晶体管组成的均衡器电路	344
4.4.2	由集成运放组成的多频段均衡器	345
4.4.3	集成专用均衡器电路	348
	一、TA7796 的扩展应用	348
	二、用 LA3600 组成的均衡器	350
	三、用 MS227 组成的均衡器	353
	四、七段厚膜集成均衡器 STK6327A	354
	五、参量式均衡器	356
4.5	电平显示与频谱分析电路	358
4.5.1	电平显示驱动电路	358

一、单路显示驱动电路	359
二、双路显示驱动电路	364
4.5.2 实时频谱显示电路	366
4.5.3 动态扫描式频谱显示器	371
4.5.4 有记忆功能的频谱显示器	376
第五章 降噪电路与音色处理电路	380
5.1 降噪电路	380
5.1.1 杜比 B 降噪电路 CXA1100 系列及其应用	380
5.1.2 杜比 B 降噪电路 HA11226 及其应用	381
5.1.3 杜比 BC 降噪集成电路 HA12058 及其应用	384
5.1.4 杜比 BC 降噪集成电路 HA12091 及其应用	387
5.1.5 飞利浦杜比 BC 降噪电路 TEA0665N	390
5.1.6 用 LM1894 制作的高性能动态降噪器	392
5.2 音色处理电路	393
5.2.1 音频动态扩展器与听感激励器 NE571	393
5.2.2 音质增强处理电路——BBE 处理器	399
一、BA3884 处理器及其应用	399
二、M2150AD 处理器及其应用	401
三、XR1071 处理器及其应用	403
5.2.3 多音效处理电路	405
一、 μ PC1891A 的原理与应用	405
二、 μ PC1892 的原理与应用	409
三、环绕声处理电路 TA8173AP	412
5.2.4 数字延时电路 M50 系列及其应用	413
一、M50195 及其应用	413
二、单片多功能数字延时 IC M50197	415
三、单片多抽头数字延时 IC M50194AP	417
5.2.5 数字延时电路 M65 系列及应用	419
一、M65831 及其应用	420
二、一体化数字延时电路 M65839	421
三、新型数字延时电路 M65844AP	422
5.2.6 音场效果处理器 MS381	424
第六章 音箱的设计与制作调试	427
6.1 声音的基本特性	427
6.1.1 声音的产生和传播	427
6.1.2 声音的反射和绕射	427
6.1.3 声音的主要物理量及常用电声学名词	428
6.2 扬声器的技术参数及测试方法	429
6.2.1 扬声器的种类	429

6.2.2	扬声器的主要技术参数和测量方法	430
一、	扬声器的主要技术参数	430
二、	扬声器主要参数的测量方法	432
6.3	音箱的设计与调试	434
6.3.1	密闭式音箱的设计与调试	435
一、	声电类比法设计密闭式音箱	435
1、	扬声器的选择	435
2、	给定音箱谐振频率的设计方法	435
3、	设箱体谐振频率为扬声器谐振频率 n 倍的设计方法	436
4、	给定音箱 Q_c 值的设计方法	436
二、	利用 Thiele /Small 参数设计密闭式音箱	437
三、	设计实例	438
四、	密闭式音箱的调试	439
6.3.2	倒相式音箱的设计与调试	439
一、	扬声器的选择	440
二、	倒相式音箱的设计方法	441
1、	按照平坦的 B_1 期望响应设计的方法	441
2、	非平坦响应的设计方法	442
3、	倒相管的设计计算	443
三、	倒相式音箱的调试	444
1、	箱体损耗 Q_L 值的调整	444
2、	箱体容积的调整	445
3、	倒相管的调整	450
6.4	组合扬声器系统的设计	452
6.4.1	对各频段扬声器的要求	452
6.4.2	分频器的设计制作	454
一、	无源功率分频器的设计	454
二、	确定分频频率和分频器衰减斜率	457
三、	衰减器及阻抗补偿网络的设计	459
四、	分频器的元器件选择和制作	460
五、	电子分频器	461
6.4.3	扬声器在箱体上的安装方式与排列方式	463
6.4.4	箱体的制作工艺	466
6.4.5	音箱的整体调试	470
6.4.6	音箱设计举例	472
6.5	重低音音箱的设计制作	475
6.5.1	ASW 带通式音箱简介	476
6.5.2	ASW 带通式音箱的设计	476
6.5.3	设计举例	479
第七章	电源电路	480

7.1	桥式整流电路	480
7.1.1	桥式整流电路的工作原理	480
7.1.2	整流电源的滤波特性	485
7.2	晶体管稳压电源电路	488
7.3	集成稳压电源电路	491
7.3.1	集成稳压器的分类及特性	491
一、	三端固定输出正稳压器	492
二、	三端固定输出负稳压器	493
三、	三端可调输出正稳压器	494
四、	三端可调输出负稳压器	494
7.3.2	三端集成稳压器的工作原理	494
7.3.3	集成稳压器的主要技术参数	496
7.3.4	三端集成稳压器的应用	497
一、	典型应用电路	497
二、	改变输出电压极性的应用	497
三、	提高输出电压的应用	498
四、	扩展输出电流的应用	499
7.3.5	三端集成可调稳压器的应用	500
7.3.6	伺服式稳压电源	503
7.4	开关式稳压电源电路	506
7.4.1	开关式稳压电路的工作原理	506
7.4.2	中联 F-2250 型功放开关稳压电源	510
7.4.3	DNC-X50E 音响专用开关电源	512
第八章	提高功放电路的性能	515
8.1	放大器的基本单元电路	515
8.1.1	单级放大电路的特性	515
8.1.2	射极输出器的特性	520
8.1.3	放大电路的基本组合形式	521
8.1.4	场效应管放大电路	523
8.2	提高放大器的电压增益	525
8.2.1	采用恒流源电路作负载	525
8.2.2	提高后级的输入阻抗	526
8.3	提高放大器的输入阻抗	526
8.3.1	采用负反馈提高放大器的输入阻抗	526
8.3.2	采用自举电路提高输入阻抗	527
8.3.3	用场效应管提高输入阻抗	529
8.4	改善放大器的频率特性	529
8.4.1	改善低频响应的方法	530
8.4.2	改善放大器的高频响应	531

8.5	降低放大器的噪声	532
8.5.1	影响放大器噪声的因素	532
8.5.2	低频电压放大级的低噪声电路设计	536
	一、采用低噪声晶体管	536
	二、采用直接耦合式输入电路	536
	三、采用共射—共基电路	537
	四、抑制电源波动的噪声干扰	538
8.6	降低放大器的失真	540
8.6.1	电压放大器的开环失真特性	540
	一、失真度与工作频率的关系	540
	二、对称式差动放大器的失真	540
8.6.2	低失真电压放大电路的选择	542
	一、低失真小信号电压放大器	542
	二、差动放大电路和对称互补式差动电路	543
	三、菱形差动电路	543
	四、互补推挽式电压放大电路	543
第九章	家庭影院音响系统	544
9.1	家庭影院与 Hi-Fi 音响	544
9.1.1	家庭影院对音响系统的要求	545
	一、AV 系统与 Hi-Fi 系统的区别	545
	二、从 Hi-Fi 发烧到 AV 发烧	546
9.1.2	几种常见的环绕声系统	549
	一、杜比环绕声系统	549
	二、杜比定向逻辑环绕声系统	549
	三、THX 系统	550
	四、杜比数字环绕声 (AC-3) 系统	551
	五、数字影剧院系统——DTS	551
	六、动态数字环绕声系统——SDDS	552
9.2	杜比定向逻辑环绕声系统	554
9.2.1	杜比定向逻辑环绕声解码原理	554
9.2.2	杜比定向逻辑解码集成电路及其应用电路	555
	一、杜比定向逻辑解码芯片——SSM2125 / 2126	559
	二、三洋杜比定向逻辑解码芯片——LA2785	559
	三、NJM2177A 杜比定向逻辑环绕声解码器	566
	四、三菱杜比定向逻辑解码芯片——M69032P	568
	五、三菱芯片组件的杜比环绕声系统简介	571
	六、雅马哈杜比定向逻辑处理芯片 YSS215 和 YSS241	572
	七、简单易制的杜比环绕声解码器	575
9.3	3D 环绕声系统	579

9.3.1	SRS 环绕声系统	579
一、	SRS 环绕声处理器——SRS5250S	580
二、	SRS 数字环绕声处理器——M62430FP	582
三、	采用 I ² C 总线控制的 SRS 处理器——SRSM62434	586
四、	SRS 处理芯片——NJM2178	586
9.3.2	ASR 模拟环绕声处理芯片——YSS247	588
9.3.3	SPATIALIZER 两声道环绕处理器	592
一、	PZS739 /740 处理器	592
二、	EMR4.0 处理器	593
9.3.4	Qsound 3D 立体声环绕处理器.....	595
一、	Qsound 3D 处理器简介.....	595
二、	QX2010 /2011 及其应用	596
9.3.5	虚拟杜比环绕声系统	600
一、	虚拟杜比环绕声的发展过程	600
二、	虚拟杜比环绕声的基本原理	601
三、	虚拟杜比环绕声芯片 QS7777PE 及应用	601
9.4	家庭影院的超重低音系统	604
9.4.1	超重低音系统的作用	604
9.4.2	超重低音系统的组成	604
一、	3D 系统	605
二、	超重低音的立体声重放	605
9.4.3	超重低音系统的实现	606
一、	超重低音有源音箱电路	606
二、	电子电路均衡型超重低音电路	608
三、	有源低频失真修正电路	609
四、	有源超低音补偿电路.....	611
五、	双声道重低音电路	611
六、	分频点可调的有源均衡型超低音电路	611
七、	有源超低音音箱放大器电路	615
八、	超重低音专用集成电路——MZ1812	615
九、	超重低音专用芯片——M51134P	617
十、	双声道重低音模块——TWH32	618
9.5	家庭视听室	621
9.5.1	建筑声学 and 房间的一般处理原则	621
一、	房间几何尺寸对声音的影响	621
二、	房间处理的一般原则	622
9.5.2	视听室的混响时间	623
一、	赛宾的混响公式	623
二、	艾润混响公式	623

三、温度和湿度对声能的影响	623
四、房间的平均吸音系数	624
五、视听室最佳混响时间	624
9.5.3 家庭视听室的吸音与隔音	625
一、吸音和吸音材料	625
二、家庭视听室的吸音处理	627
三、家庭视听室的隔音处理	629
9.6 家用视听器材的组合配置	633
9.6.1 音箱选择要点	634
9.6.2 音箱的摆放	636
9.6.3 音箱与功放的配接	637
9.6.4 介绍一套高性价比的影音组合	638
主要参考文献	640

第一章

高保真音响电路基础

1.1 对高保真音响的技术要求

什么是高保真音响系统，如何来评价一套高保真音响设备？这里必须首先明确这样的概念，所谓的高保真音响系统究竟是保的音源之真还是保的现场演奏之真。按照高保真系统的原意，它要保的是现场演奏之真，即通过高保真系统播放的节目，应当和现场演奏的效果相同或基本接近。然而要达到现场演奏的效果，仅从播放这一环节上注意是远远不够的，必须从现场演奏、节目录制、节目源制作直到播放的整个过程都要符合高保真技术要求，其中还包括在播放过程中对信号的必要修饰。评价一台高保真音响设备的保真度，虽然规定了许多量化的技术指标，如频响、失真度、瞬态响应和信噪比等，其实它们仅仅是为检验设备的保真度所应达到的可测量指标，通过检验这些指标，间接地了解该设备播放的信号与现场演奏的接近程度或者说有多大差别。一套良好的高保真音响，它的播放效果应当十分接近现场演奏的效果。

本书要介绍的是高保真音响系统的一个环节——高保真播放环节中放大和最后输出环节的设备。在这里假定所用的节目源——包括唱片、盒式磁带和 CD 盘等都是符合高保真技术要求的。那么播放这样的节目源是否就可以原原本本地播放呢？不是的，而是要按照高保真技术要求对所播放的节目源信号进行必要的和必须的修饰。就目前正使用的密纹唱片来说，为了录制信号的需要，在录制过程中必须对现场信号中的低频成分予以衰减，对其中的高频成分给予提升。对于盒式磁带，由于磁头是一个电感元件，在放音过程中，由于磁头这一电感元件的非线性工作特性以及因磁头结构所造成的各种高频损耗，使放音中的高频成分大幅度地衰减。因此，如果将唱片和磁带输出的信号如实加以放大，经放大后的输出信号将面目全非。为此，对唱片、磁带输出的信号必须进行校正和修饰，使其恢复音源的本来面目。这便是音响电路中输入电路的唱头、磁带输入均衡电路。

对于音响系统中主要构成部分之一的功放电路来说，它的保真度指标之一是频率响应。几乎所有的功率放大器，它的频响特性并不是完全平直的。也就是说它对音源信号中的各频率成分并不能给予同样程度的放大，尤其在高、低频两端存在着较大的衰减。为了调整和校正这种不平衡，在音响系统中设置了多频段频率均衡器。

去欣赏音乐会，会使人精神振奋，这不仅是由于那动听的音乐旋律，而重要的是那演奏和演唱的现场真实感。然而通过音响系统放送的录制节目却往往会使人感到单调、乏味。这除了其它因素外，一个重要原因就是节目录、放过程中，所有的音乐信号都要通过一个信号通道而造成的信号“拥挤”和相互干扰。因此，在现代高保真音响系统中，除了采用双声道立体声系统外，还有多声道立体声、环绕立体声以及为增强现场感的数字延时电路和各种现场感音效处理电路。这些电路除了为恢复现场效果外，还有部分是附加的人为效果。但不论是为恢复现场效果还是添加新的效果，其目的总是为了最大限度使通

过音响系统播放的录制节目，接近和达到现场演奏、演唱的效果。

综上所述，所谓的高保真音响系统，除了对输入信号给予如实放大外，还需对输入信号进行必要的加工处理，消除或降低在录、放过程中的各种失真，恢复和增强现场感，使其接近和达到与现场演奏相同的听觉效果。

评价一套高保真音响系统，主要是以现场演奏为标准进行对比。如果采用量化的技术指标，对高保真音响的评价应从以下几个方面来衡量：一是它的频率特性指标，包括频率响应、谐波失真度和互调失真度；二是它的时间特性指标，包括瞬态响应、瞬态互调失真和阻尼系数；三是信号噪声比、动态范围和功率储备。

对于高保真音响设备的评价是一个复杂的问题，仅仅通过技术指标的测量来进行评价是不够的。一套技术指标较高的音响设备所放出的声音，听起来未必好听。这是因为尽管现代测量仪器具有很高的精度，但与人的听觉器官以及大脑的分析能力相比，还有一定的差距。因此由听音者通过直接听音更能反映音响设备的音质。当然这并非完全否定仪器测量，而是应将仪器测量与主观听音相结合进行综合分析作出最后评价。这不仅使音质评价更加接近客观实际，而且对音响设备的进一步提高有着更重要的意义。

一、频率响应

功率放大器的频率响应是指在一定频率范围内，放大器对信号中各频率放大的均匀程度。

功率放大器的输入信号是由多种频率成分组成的复杂信号。由于放大器中与频率有关的电抗元件如电感、电容等对信号中的不同频率呈现不同的阻抗；同时晶体管自身由于结电容的存在，使放大器对信号中的不同频率表现出不同的放大能力，因此使放大后输出的信号发生了畸变。频率响应就是用来表征放大器对信号中不同的频率成分经放大后所发生的变化技术指标。

为了说明频率响应这一概念的含义，需要引入通频带这一概念。对于一个阻容耦合的多级放大器而言，由于耦合电容和旁路电容的存在，它的放大倍数在低频段会衰减，随着频率的降低，这种衰减的程度也会愈来愈大，当衰减程度达到中频段的 0.707 倍（即 -3dB ）时，它所对应的频率称为该放大器的下限截止频率，用 f_x 表示；对于高频段来说，由于晶体管结电容和电路分布电容的影响，它的放大倍数也会降低，而且随着频率的升高，降低的程度也愈大，当降低程度达到中频段的 0.707 倍（ -3dB ）时，它所对应的频率称为该放大器的上限截止频率，用 f_s 表示。放大器的上限截止频率 f_s 与下限截止频率 f_x 之差，称为放大器的通频带。通常将放大器 -3dB 的通频带称为该放大器的频率响应，而它的通频带一般为 $20\text{Hz} \sim 20\text{kHz}$ 。

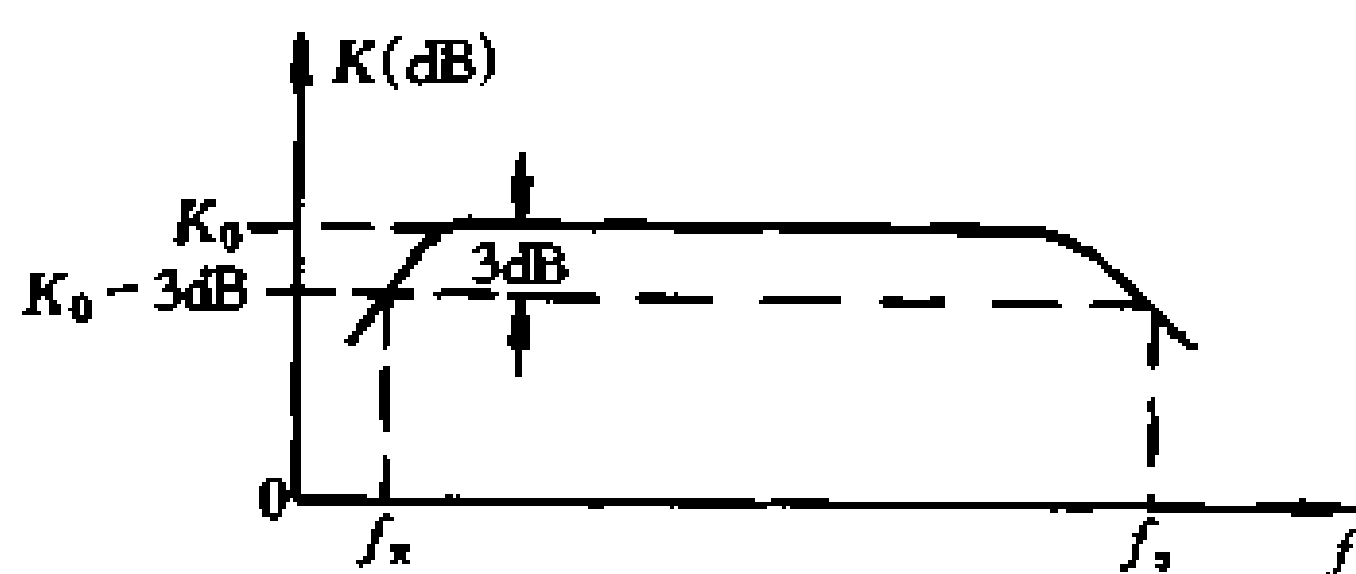


图 1-1 放大器的通频带

对于高保真放大器来说这个标准显然是太低了，因为 -3dB 的不均匀度是无法达到高保真要求的。因此国际电工委员会规定了高保真功放的频率响应为 $20\text{Hz} \sim 20\text{kHz} \pm 0.5\text{dB}$ 。

二、谐波失真(THD)

失真是相对于保真而言的，它是高保真音响

电路的重要指标之一。音响电路存在着各种各样的失真：频率失真、相位失真、谐波失真、互调失真、瞬态互调失真等。前三项失真在音响电路早期的发展中已被人们研究和注意了，而后两项则是随着高保真音响技术的进一步研究，在 70 年代才被人们认识和提出来的，它的提出使高保真技术的研究提高到一个新的水平。

频率失真：任何一个信号都是由基波和它的谐波组成的，如果放大器的频响不够宽，信号中的基波虽然得到了放大，但它的二次谐波则得不到同样的放大，结果使输出信号中的基波与二次谐波的振幅比发生了变化，输出信号出现畸变。这种由于放大器对不同频率的增益不同而产生的波形失真，称为频率失真，如图 1-2(a) 所示。

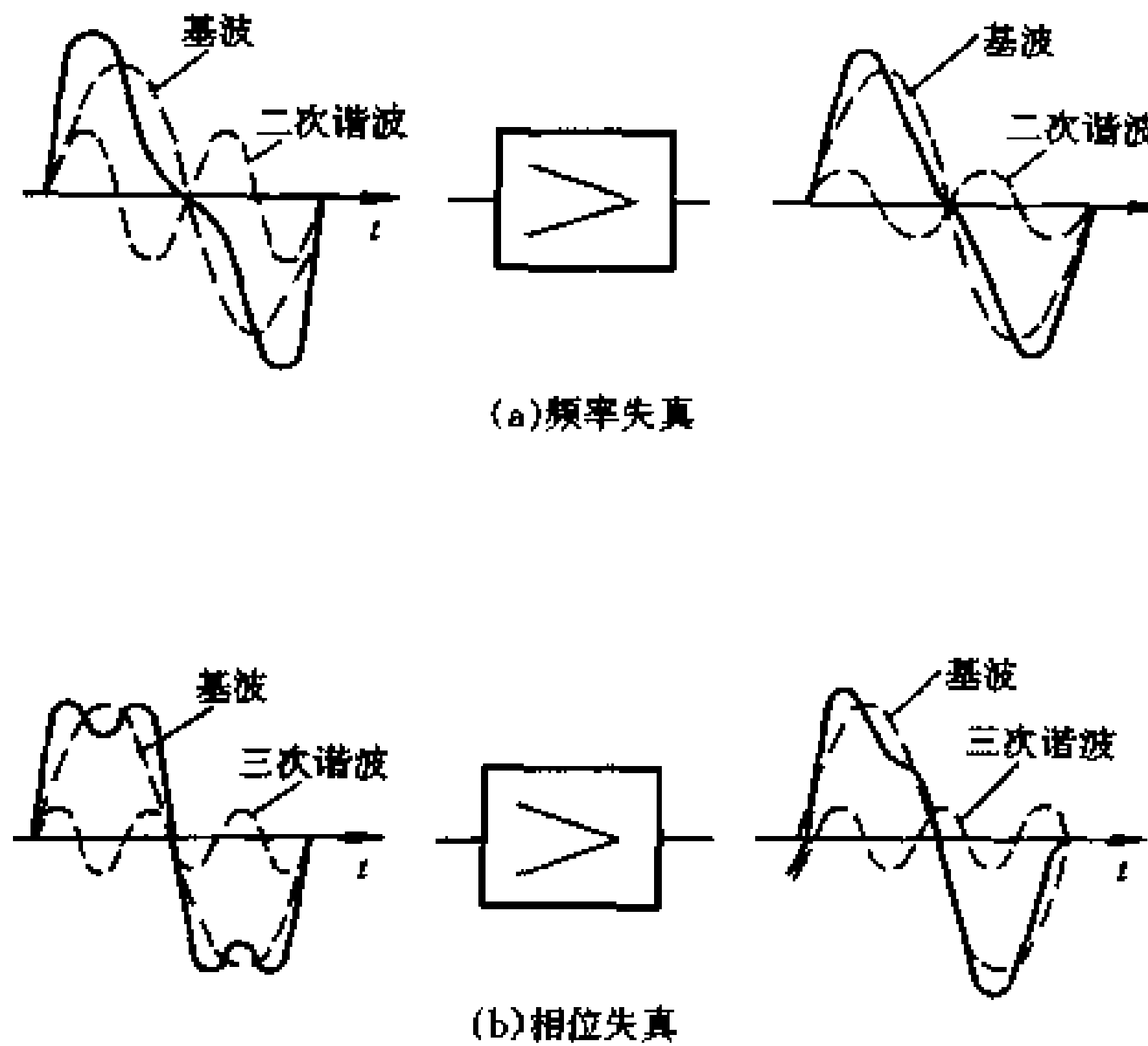


图 1-2 放大器的频率失真和相位失真

相位失真：当放大器对一个输入信号和它的二次、三次谐波进行放大后，在输出信号中的二次、三次谐波相对于基波发生了位置上的移动，称为相移，从而使输出信号出现畸变，这种畸变称为相位失真，如图 1-2 (b) 所示。

相位失真通常以工作频段内最大相移与最小相移之差来表示，它是信号频率的函数。放大器输出功率不同时，相位失真也不同。所以相位失真应在放大器额定输出时测量。相位失真不但与瞬态响应有关，而且与瞬态互调失真有着密切的关系。

谐波失真：由于放大器中非线性元件的作用，使输入放大器的信号在经放大后输出的信号中增加了原信号中没有的谐波成分，因而造成信号失真，这种失真称为谐波失真，如图 1-3 所示。

频率失真、相位失真和谐波失真都是由放大器的非线性工作特性引起的，因而统称为非线性失真。

对于高保真音响电路，国际电工委员会 IEC 581-6 及国标 GB 1982-80 都规定：谐波失真(非线性失真) $\leq 0.5\%$ 。

谐波失真的大小还与放大器的输出功率有关，对于已给定的某一功率放大器，当它的输出功率超过一定值时，这种失真也将增大。因此标定放大器的输出功率时总是和失真度

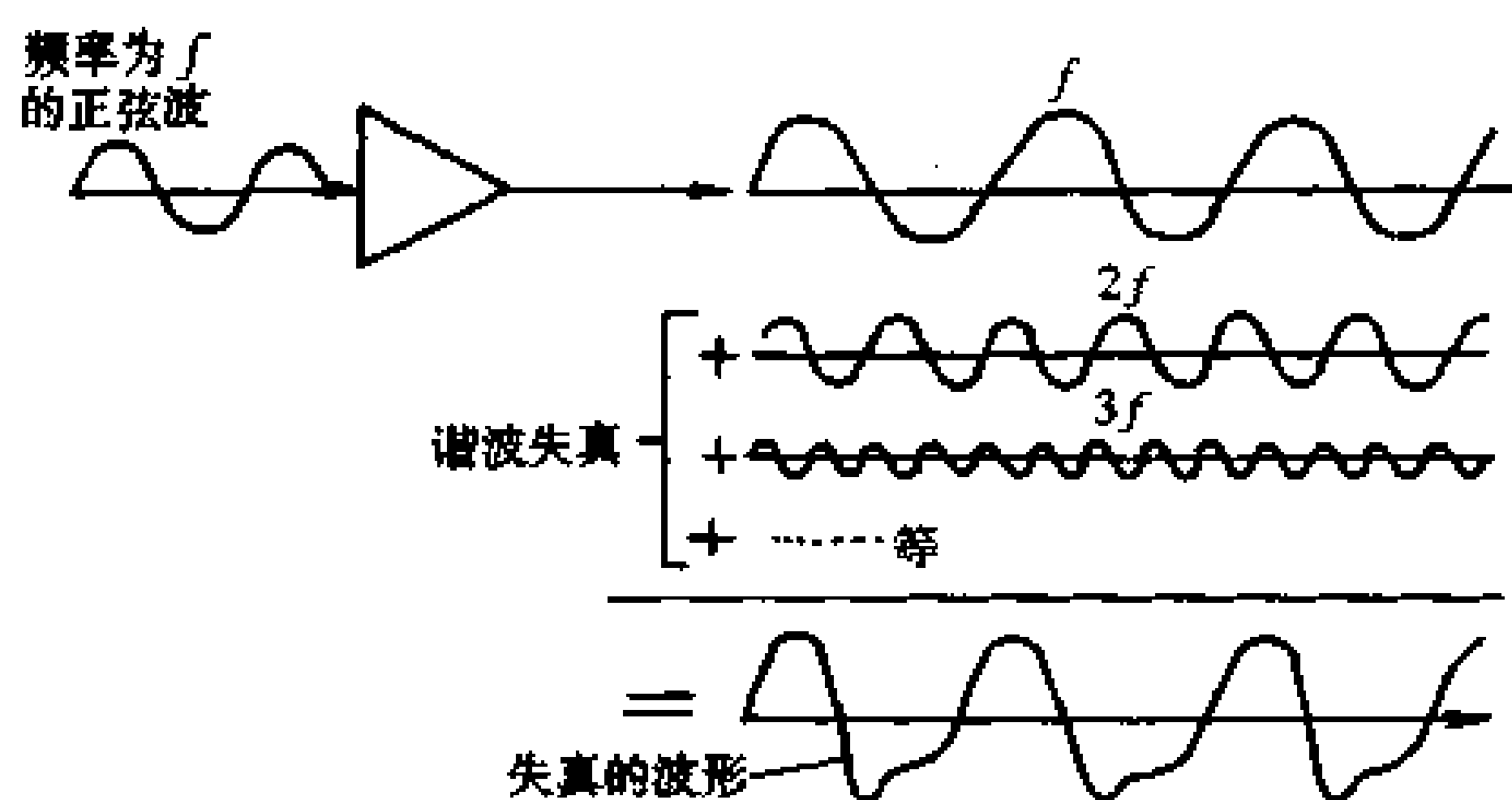


图 1-3 谐波失真及其波形

相联系。如某放大器的额定输出功率就是指放大器在规定的失真度内输出的最大功率，也称最大不失真功率。

三、互调失真(IMD)

互调失真是另一种非线性失真，它是由信号中的各频率成分互相调制后产生的新的频率分量后而形成的失真。由于音响信号是由多种频率的信号复合而成的复杂信号。例如一个频率为 f 的单频信号，当通过非线性放大器后，首先会产生它的各次谐波 $2f$ 、 $3f$ 等。一个由频率为 f_1 和 f_2 组成的复合信号，当通过非线性放大器后，除了产生它的各次谐波 $2f_1$ 、 $2f_2$ 、 $3f_1$ 、 $3f_2$ 等谐波外， f_1 与 f_2 之间还相互调制产生出 $f_1 - f_2$ 、 $f_1 + f_2$ 、 $f_1 + 2f_2$ 、 $2f_1 + f_2$ 、 $f_1 - 2f_2$ 、 $2f_1 - f_2$ 等高次互调波，如图 1-4。这就是互调失真。对于高保真功放，它的互调失真应小于 1%。

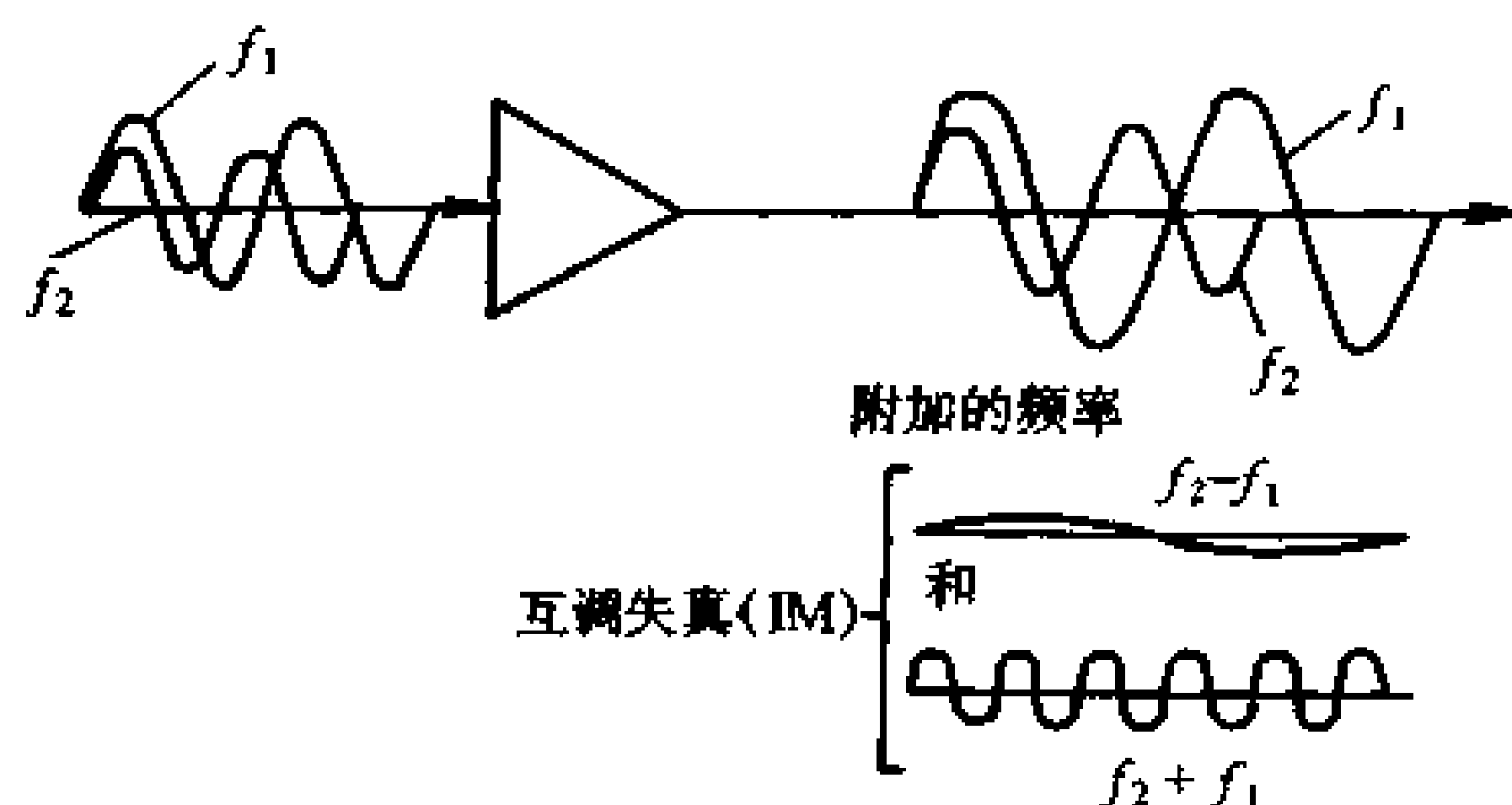


图 1-4 互调失真及其波形

在谐波失真中，由于谐波是由基波产生的，谐波与基波的频率成倍数关系，而互调失真则是由两个频率(或多个频率之间)以及它们的谐波之间经过相加减而产生的复杂的“和频”与“差频”频率，因而各频率之间的关系无一定规律，这就使输出信号失去层次、清晰度下降、声像模糊。

四、瞬态响应

20~30 年代，声频设备是以测量频率特性、谐波失真和信号噪声比这三大指标作为

评价标准的。人们很快发现这些指标不能完整地描述声频设备的质量状态，于是 40 年代末，又提出了互调失真的概念。然而对声频设备客观测量的技术指标与主观听音评价的矛盾仍然存在。无论对三大技术指标的测量还是对互调失真的测量，所采用的方法都是用稳态的正弦波信号进行的，测出的指标都是静态的，因此它不能如实反映实际音质。在 60 年代末，人们开始重视对声频设备动态指标的研究，此后便提出了用非稳态的复杂信号作为音频设备的测试信号，使音频设备的测量提高到一个新的水平。

根据上述原理，人们发现使用脉冲信号可以很好地测量声频设备对音乐、语言信号的跟随能力，这就是瞬态响应的概念。它的含义就是指放大器对瞬态信号的跟随能力。如果放大器的瞬态响应差，其输出就跟不上瞬态信号的变化，猝发声信号的包络将产生失真，这就是瞬态失真，如图 1-5 所示。

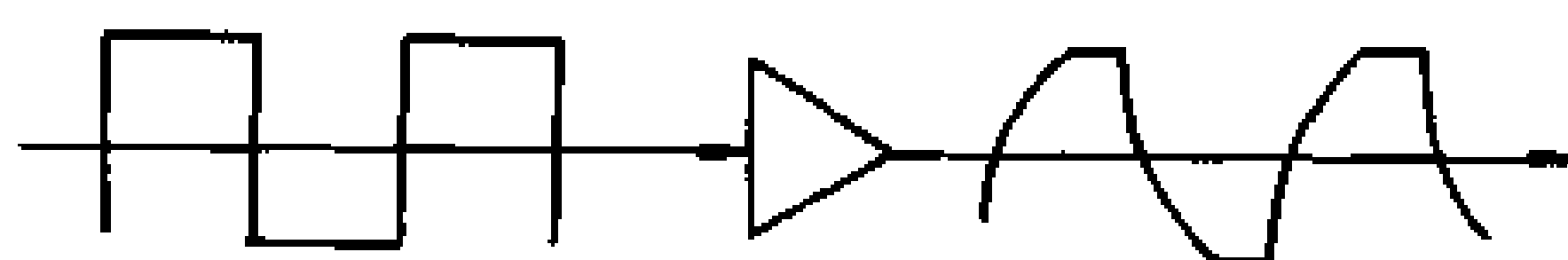


图 1-5 瞬态响应不良时的波形

测量瞬态响应常用方波信号。当方波信号输入放大器时，如果输出信号的波形仍是方波，说明放大器的瞬态响应良好，而且还说明放大器的通频带很宽。因为一个方波是由很多高阶次谐波分量按一定的幅度和相位关系组成的，这些高阶分量的存在表征着方波前沿的陡直，放大器若能通过这些高阶分量，并保持原来的幅度和相位关系，也就说明了它有很宽的频带，而且非线性失真也很小。

目前，放大电路的瞬态特性，尚无评价标准，只是在必要时借助于示波器，通过观察它输出的方波信号的波形来进行评估。除此以外，还可借助于转换速率 SR 来评估它的瞬态特性。由于放大器的转换速率 $SR = 2\sqrt{2}\pi f_s V_o$ ，即转换速率 SR 和放大器通频带的上限截止频率 f_s 与最大输出电压 V_o 有关。

五、瞬态互调失真(TIM)

瞬态互调失真是 70 年代提出的音频功放领域中典型的动态指标。在晶体管功放电路中，为了改善电路的稳定性和失真度，几乎所有的电路都施加了深度的负反馈（一般在 40~60dB），因此电路的开环增益必须很大。而深度的负反馈很容易引起电路自激。为了消除自激，就必须进行相位补偿。通常是在输出推动级晶体管的集电极—基极间并接一电容 C_N ，使放大器在高频区段相位后移，以消除形成自激的条件。电容 C_N 称为滞后补偿电容，如图 1-6 所示。

当输入信号中出现突变信号时，如图 1-7 (a) 所示，图 1-6 中的 B 点（推动管集电极）电压由于受补偿电容 C_N 充电时间的影响，要延迟一段时间才能达到最小值；当突变信号过后，又由于补偿电容 C_N 的放电作用，又要延迟一

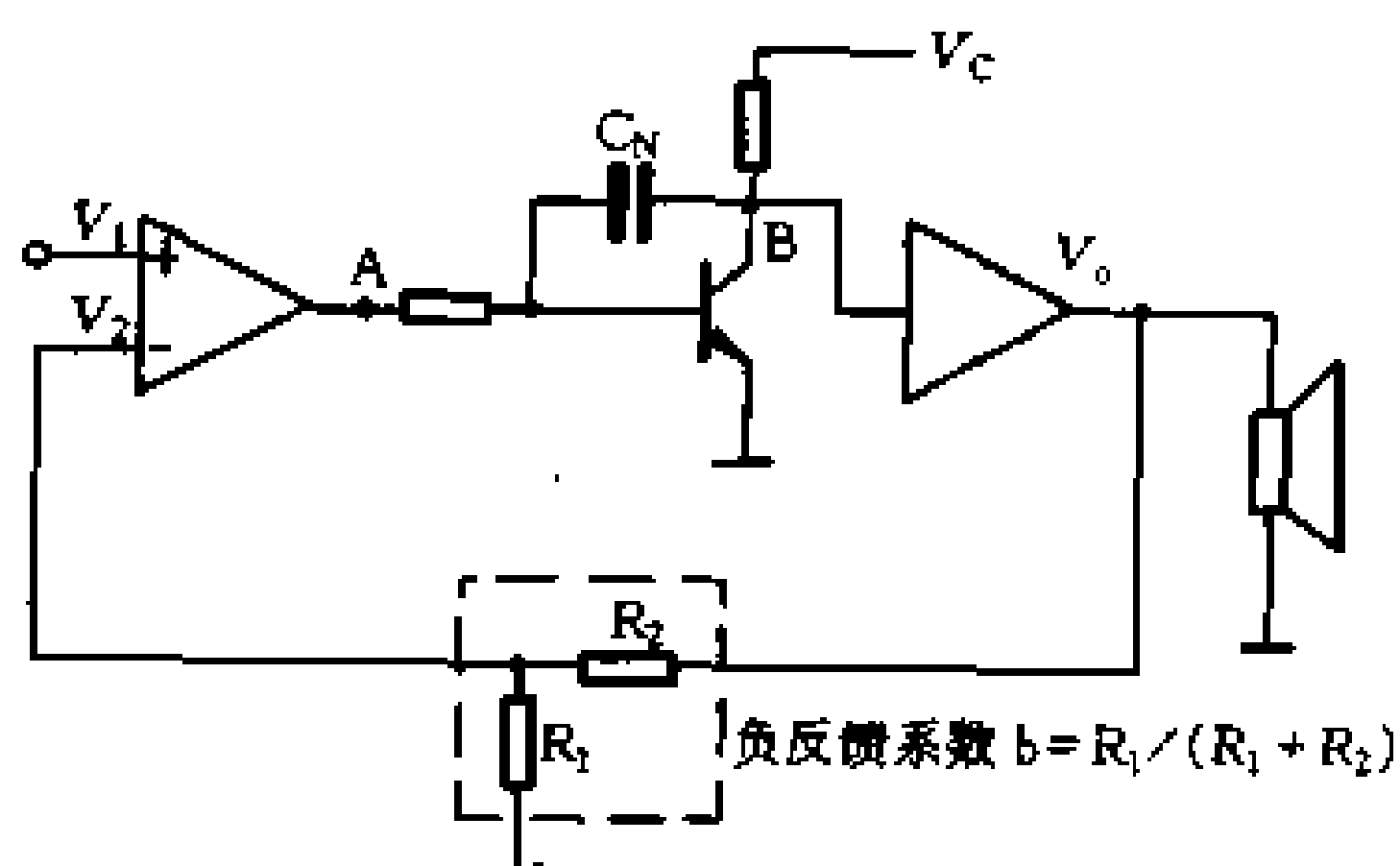


图 1-6 放大器的滞后补偿

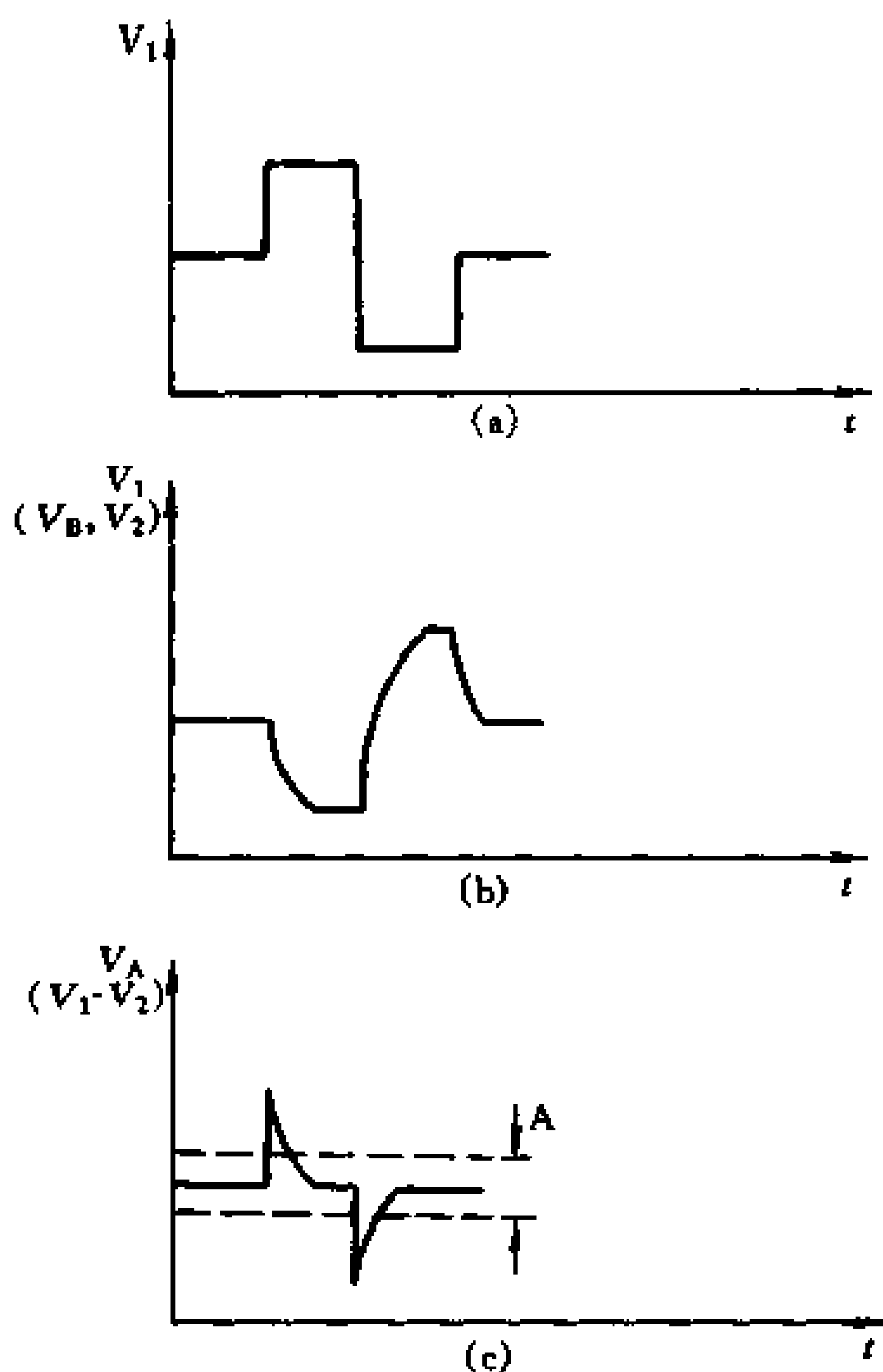


图 1-7 补偿电容造成的波形失真

段时间才能达到最大值，如图 1-7 (b)所示。在补偿电容 C_N 的充、放电期间，输出电压 V_0 也达不到应有的电压值，因此输入级也相应地得不到应有的负反馈电压。这样在突变信号输入期间，输入级必然处于负反馈失控状态，致使输入级瞬时过载。由于负反馈是深度的，过载电压有时比额定值高数十倍到数百倍，这个过载电压必然会被削顶，这就是瞬态互调失真。由于这种失真是由补偿电容充电所引起的，因此音量大、频率高的信号更容易引起这种失真。瞬态互调失真是人耳能够觉察到的，它的存在，在很大程度上代表着“晶体管声”的存在程度。

为了降低放大电路的瞬态互调失真，在电路的设计中应遵循以下基本原则：一是降低整个放大器的开环增益，将大环路的深度负反馈降低至 26dB 以下，可在各级施加局部负反馈；二是将滞后补偿改为超前补偿，方法是在反馈电阻上并联小容量电容；三是采用 f_T 足够高的晶体管，提高放大器的开环频响；四是采用甲类放大电路，并采用全对称互补式电路结构。

瞬态互调失真的测量是采用方波与正弦波信号的峰-峰振幅比为 4:1 的混合信号输入放大器。正弦信号采用 15kHz，方波信号则应使它的谐波不与正弦波及其互调波的频率相重叠，这里选用 3.18kHz。用频谱仪将各次瞬态互调成分析出，取其均方根和，即为总瞬态互调失真量。

目前这一技术指标还无具体标准。

六、信噪比

任何一种电声设备都会有噪声存在，噪声一般来源于几个方面：电路内电子元件的热噪声；节目源产生的背景噪声；通过电源和信号输入线混入的交流声等。

噪声总是和有用信号混在一起被放大器放大的，如果有用信号比噪声强，我们就可以很容易地将有用信号和噪声加以分辨。只要有有用信号比噪声的强度大到一定程度，就可以忽略噪声的影响。所以通常我们所注意的不是噪声的绝对值的大小，而是它和有用信号在强度上的比例关系，我们用信噪比这一概念来说明它们之间的关系。

在数值上信噪比是用下列方法确定的。

设噪声信号功率(或电压)为 P_N (V_N)，有用信号的额定输出功率(或电压)为 P_s (V_s)，则定义信噪比 S/N 为：

$$S/N = 10 \lg \frac{P_s}{P_N} = 20 \lg \frac{V_s}{V_N}$$

由于人耳的听觉特性，它对响度的分辨率是与音频功率的对数值成正比的，所以信噪比总是以对数的形式来表示。

在上述的定义中，对有用信号而言强调了它是“额定输出”功率。这是因为有用信号的幅度通常是变化的，而噪声信号的幅度却相对稳定。如果对有用信号的幅度不作规定，所计算的信噪比数值也是不确定的。所谓额定输出功率或额定输出电压，通常是被测设备的 0dB 功率(电平)。

例如：一台功放的输出功率为 100W (8Ω)，信噪比为 100dB，那么其噪声功率为：

$$P_N = \frac{P_s}{10^{\frac{S/N}{10}}} = 10 \times 10^{-8} \text{W}$$

又由于其输出额定功率时，额定输出电压：

$$V_s = \sqrt{P_s R} = 28 \text{V}_{\text{rms}}$$

故可知该功放输出端噪声电压为：

$$V_N = \frac{V_s}{10^{\frac{S/N}{20}}} = 280 \times 10^{-6} \text{V} = 280 \mu\text{V}$$

显然，若该功放输出功率降为 1W，即下降 20dB，那么信噪比亦随之下降 20dB，变为 80dB。这是因为虽然输出功率降低了，但功放电路的固有噪声功率并未随之改变，因而信噪比便随之降低了。

在实际中，通常都是通过测量额定输出电压 V_s 和噪声电压 V_N 来计算信噪比的，这是因为测量电压比测量功率更方便。

在有些信噪比的指标中，特别注明：信噪比 $\times \times$ dB (A 计权)，它的含义如下：

由于噪声在各类声频设备中的频谱分布并不完全相同，由人耳听觉的等响度曲线可知，人耳对 1kHz~3kHz 附近的信号(包括噪声)最敏感，而对其它频率的敏感度较低。为了能准确地反映出噪声电压的有效值及其频谱分布，以便使信噪比指标能严格地与人耳的主观感受对应起来，人们在测试 V_N 的仪表前串入一个网络，这个网络模拟了人耳的等响度曲线，称之为计权网络。通过这个网络，将噪声频谱中人耳最敏感的频率成分给予较大的权重，而对人耳不敏感的频率成分给予较小的权重。由于噪声电压(功率)形成的声压级很

低，故采用 40 方等响度曲线(见图 1-85)的镜像曲线——A 计权曲线，如图 1-8 所示。

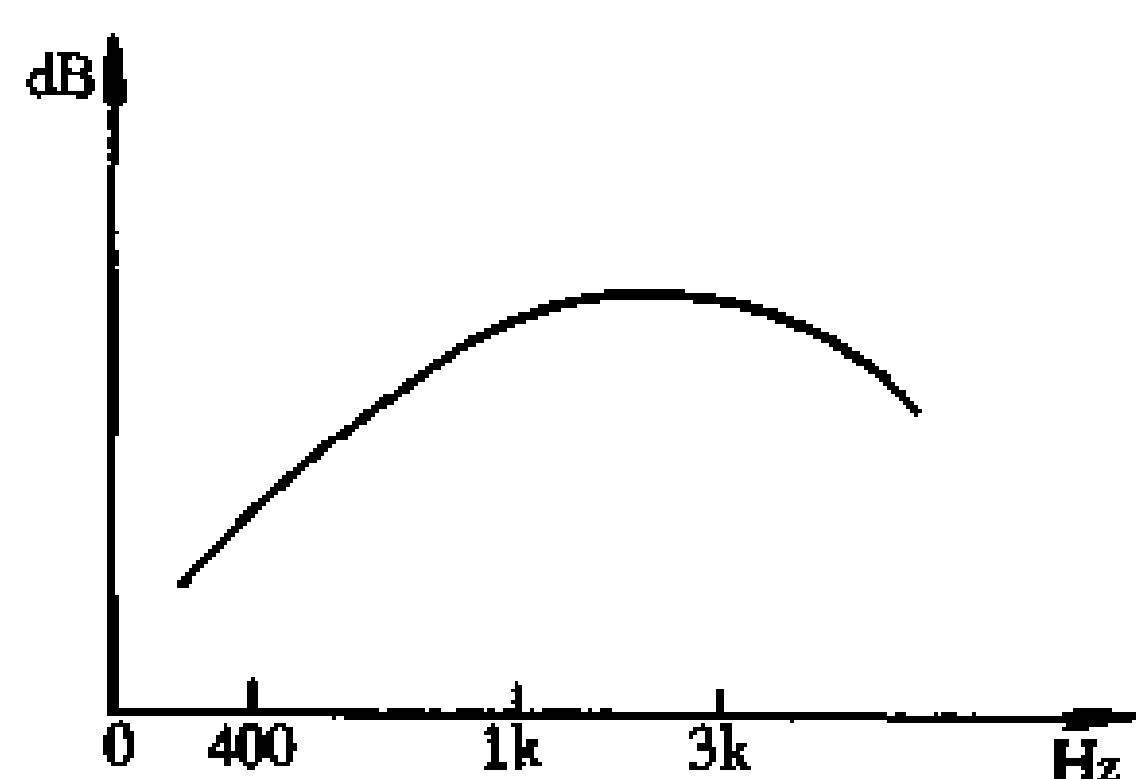


图 1-8 A 计权曲线

由于计权网络的计权特性，任何频谱分布的噪声电压的有效值经计权网络后都比原来要小。因此，对同一台电声设备而言，其信噪比指标的计权值要大于不计权值。

对于高保真功放电路而言，它的信噪比最低应大于 90dB。

七、阻尼系数

阻尼系数是表征功放输出级内阻对扬声器的阻尼作用大小的指标。当扬声器的音圈在信号电流作用下发生振动后，即使立即停止向音圈供电，扬声器的振动系统也不会立即停振，而是成为逐渐衰减的衰减振动，这种衰减振动会造成发声的拖尾现象。另一方面，扬声器的衰减振动也使音圈在磁钢内不断切割磁力线，从而使音圈中产生感应电流。在扬声器的整个发声过程中，音圈一刻不停地接收放大器输出的信号电流，因此上述现象不断被重复，其结果是感应电流与信号电流叠加，造成发声的失真。为了消除这种由扬声器音圈的余振而造成的失真，对该余振现象应该阻尼。

衡量功放电路阻尼作用的参数是它的阻尼系数，用 f_D 表示。 f_D 也是衡量功放内阻 R_o 的一项指标，如果功放电路的输出内阻较低，电路的阻尼作用更好，它们之间的关系可用下式来表达。

$$f_D = \frac{R_L}{R_o + R'}$$

式中 R_o 是功放内阻， R' 是包括扬声器线在内的自功放至扬声器之间的导线电阻， R_L 是扬声器的阻抗。

高保真功放电路 f_D 的值应不小于 10。通常，功放电路说明书上的 f_D 值，是在 $R' = 0$ 的情况下测得的。对于一台功放， f_D 的大小与频率有关，中频时 f_D 较高，而低频及高频时则 f_D 较低。 f_D 的大小还与功放电路的结构有关，例如 OTL 电路由于输出电容的存在， f_D 就比较低，尤其低频时更低；OCL 之类电路的 f_D 就较高。 f_D 的大小还与其它电路因素有关，如即使同一台 OCL 功放，当改变它的电压负反馈时， f_D 也将发生变化，负反馈较深时 f_D 就较高，反之 f_D 则较低，因此也可以通过调节反馈深度来调 f_D 的大小。

f_D 是功放的一项技术指标，但对音质的影响不会起决定性的作用，不能以 f_D 的大小来判断一台功放的优劣。片面追求过高的 f_D 是没有多大实际意义的。

八、动态范围

功率放大器的动态范围是指最大音量与最小音量时所输出的不失真功率的分贝值之差。

对于高保真功放，其动态范围应大于 75dB。较好的功放应达到 110dB。只有大的动态范围才能使信号中的像雷声(110dB)和歌唱家的气息声以至唇齿声(20dB)等如实还原。

九、功率储备

高保真功放必须要有足够的功率储备，功率储备不足时，当出现最大峰值输出时就可能发生削波失真。在一般情况下，功率放大器的最大不失真功率应为实际工作时输出功率的10倍左右。只有较大的储备功率，才能使功放即使在最大峰值输出时，仍能工作在线性工作区而不致出现饱和失真。

1.2 功率放大电路

1.2.1 功率放大电路的分类

功率放大电路种类繁多，分类方法也不完全相同。例如：按电路结构特点来分，可分为OTL型、OCL型、DC型、CL型等。按电路功放输出管的工作状态，又可分为甲类功放、乙类功放和甲乙类功放电路。在两种分类中，各种类型电路之间也往往是相互交叉的，不论OTL电路还是OCL电路，它们都有甲类、乙类和甲乙类工作方式之分。即使是按输出管工作方式分类的甲类功放电路，有的电路在小功率输出时为甲类工作状态，大功率输出时则为乙类工作状态。不论采用哪种分类方式，其目的总是为了电路分析上的方便，本书采用的是两种分类相结合的方式，以电路结构为主结合输出管工作状态来分类。这种分类方法也反映了功放电路的发展演变和改进提高的过程。

一、按输出管工作状态分类

按输出管工作状态可分为甲类、乙类和甲乙类功放电路，此外还有丙类和丁类功放电路，由于丙类和丁类功放电路不适宜用作高保真电路，所以不作介绍。

1. 甲类功率放大电路

什么是甲类功放电路？为了说明它的工作原理，先从晶体管的输入、输出特性谈起。

(1) 晶体管的输入、输出特性

图1-9是NPN型晶体管的共射输入、输出特性曲线。由图可知，当输入电压 $V_{BE} < 0.6V$ 时，基极无电流如图1-9(a)所示，这时集电极只有穿透电流 I_{CEO} 输出如图1-9(b)所示，称为晶体管的截止区，在截止区内，晶体管无放大能力；当基极电压 $V_{BE} > 0.6V$ 时，基极电流按指数规律增大，集电极电流随着基极电流的增大而成比例地增大，称为晶体管的放大区；当基极电流增大到一定程度后继续增大时，集电极电流则不再增加，称为晶体管的饱和区，这时晶体管失去放大能力。

在晶体管的放大区内，每当基极输入一基极电流 I_b 时，集电极就会有一相应的集电极电流 I_c 输出，它们之间成正比例关系，比例系数便是晶体管的放大系数 β 。晶体管的放大区也称线性工作区。如果晶体管工作在线性区，则输入信号被成比例地放大，输出信号则不会失真。

晶体管若工作于截止区，则输出信号会出现截止失真；若工作于饱和区，则会出现饱

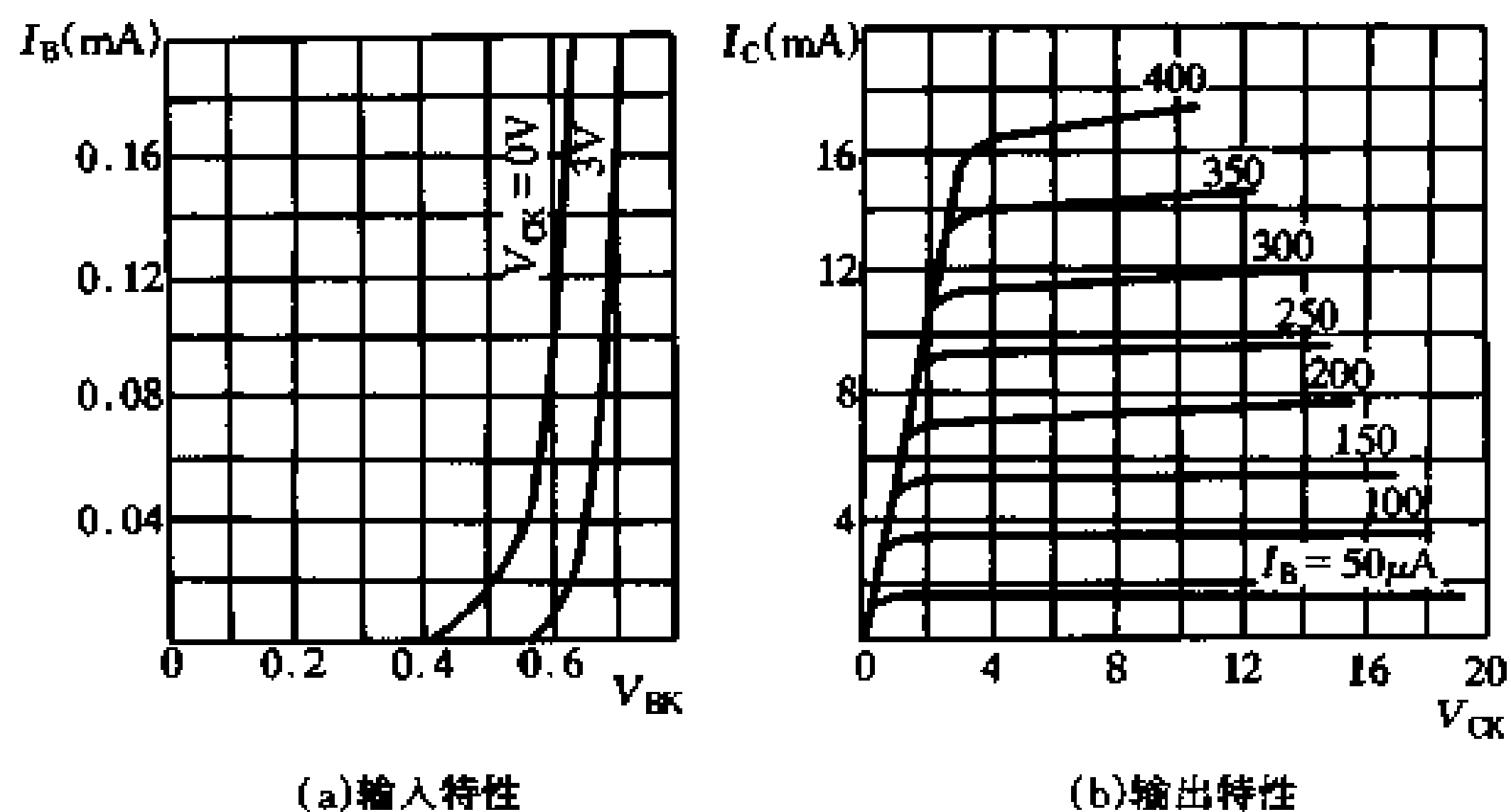


图 1-9 晶体管的输入输出特性曲线

和失真。无论截止失真或饱和失真，都应在甲类功放电路的设计和制作中极力避免。

(2) 放大电路的静态工作点

晶体管输入回路的电压和电流之间的关系可用其输入特性曲线来表示；输出回路电压和电流之间的关系可用其输出特性曲线来表示。它们只是晶体管特性的一般表示。在实际应用中，晶体管电路总要加上固定的工作电压 V_+ 和一个负载电阻 R_C ，如图 1-10 所示。在图 1-10(a) 中，以 A—B 为界把电路划分为两个部分。在左边 I_C 与 V_{CE} 的关系符合晶体管的输出特性曲线；在右边，负载电阻 R_C 与电源 V_+ 串联，其关系为：

$$V_{CE} = V_+ - R_C I_C$$

由式可知， V_{CE} 与 I_C 是线性关系，它的特点是：

当 $I_C = 0$ 时， $V_{CE} = V_+$ ，得 M 点；

当 $V_{CE} = 0$ 时， $I_C = V_+ / R_C$ ，得 N 点。

按式求出 V_{CE} 和 I_C 的值，在图 (c) 的坐标中找出 N、M 两点并将其连线，该线就是放大电路的外特性曲线。它是一条与负载电阻 R_C 有关的直线，表征了电路的直流(静态)特

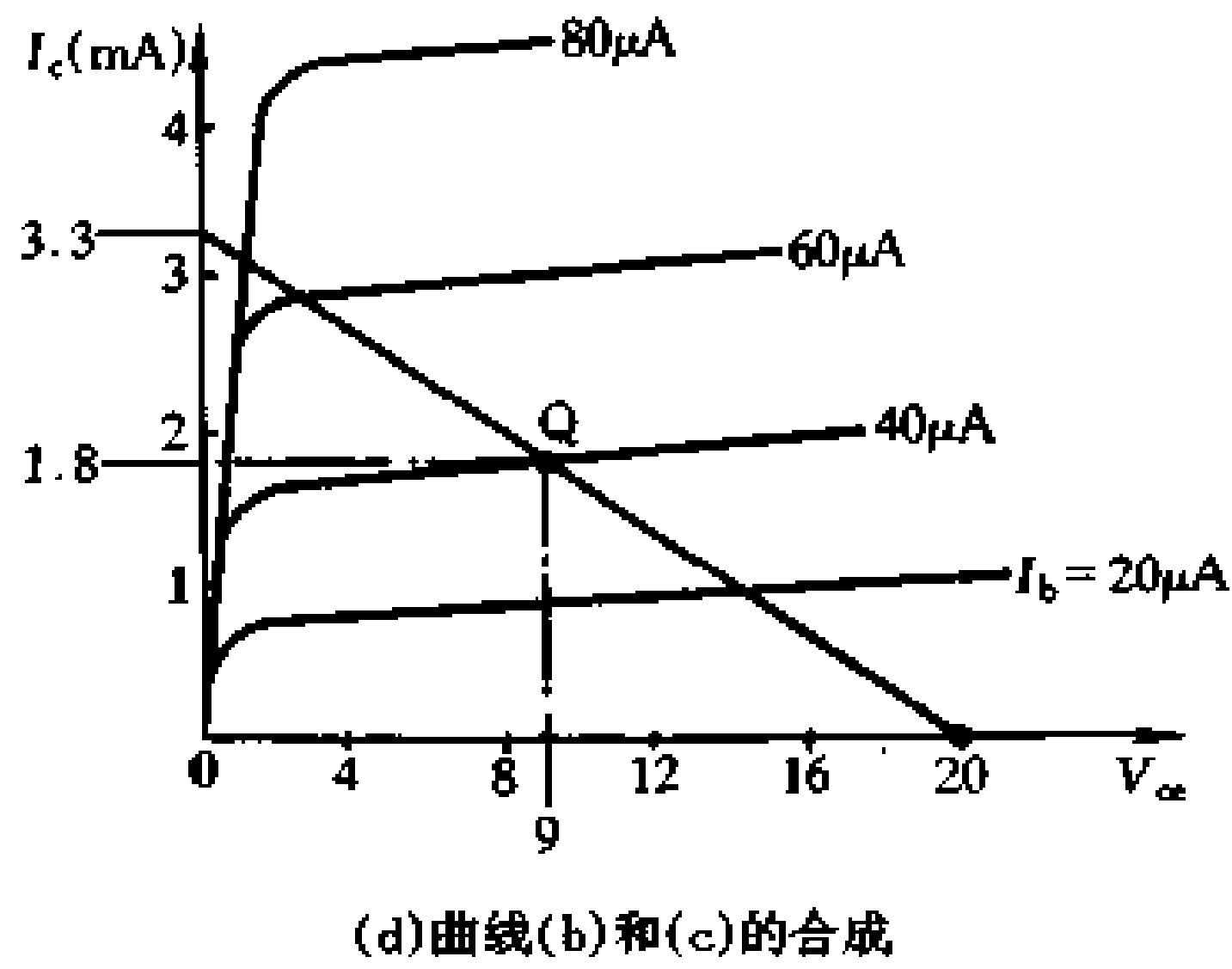
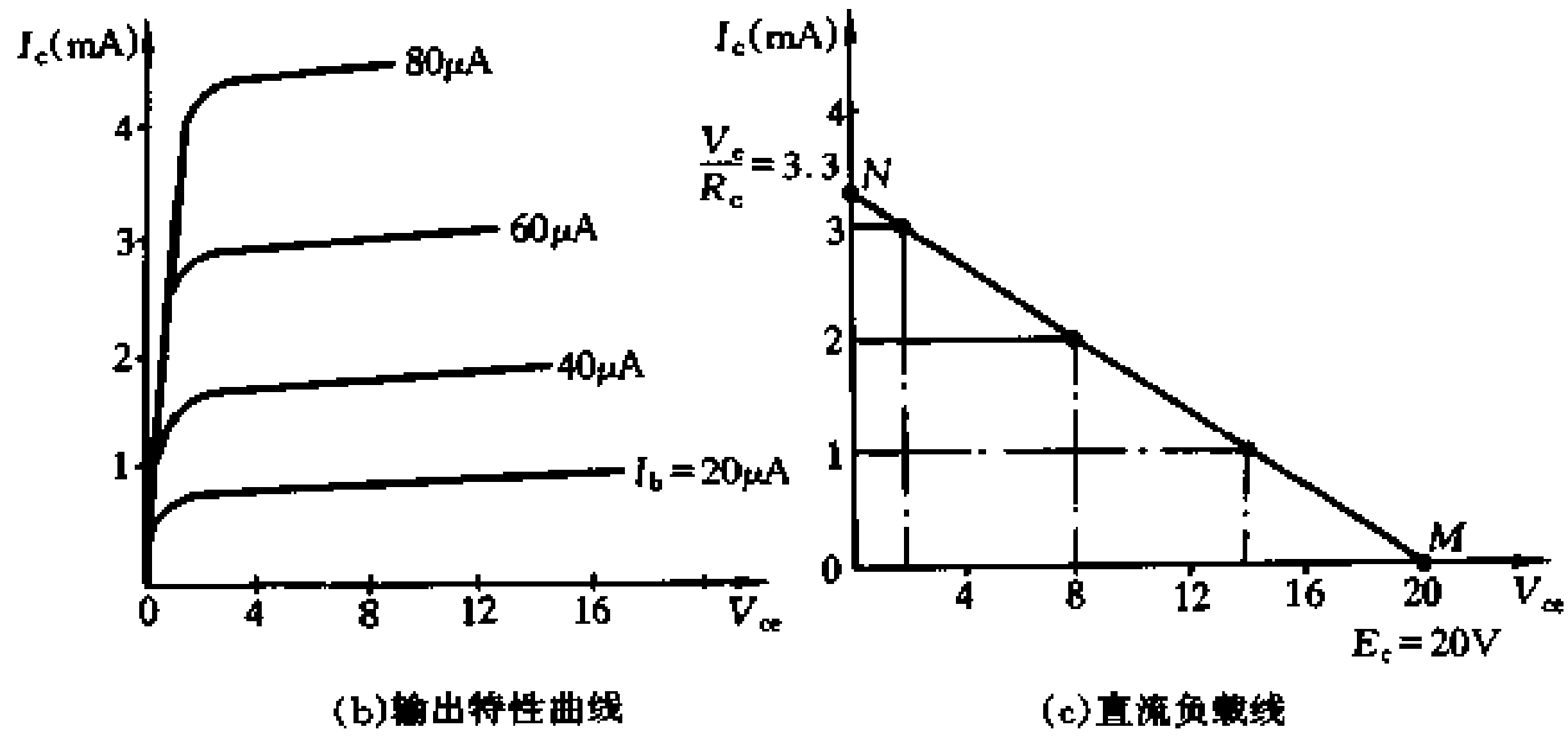
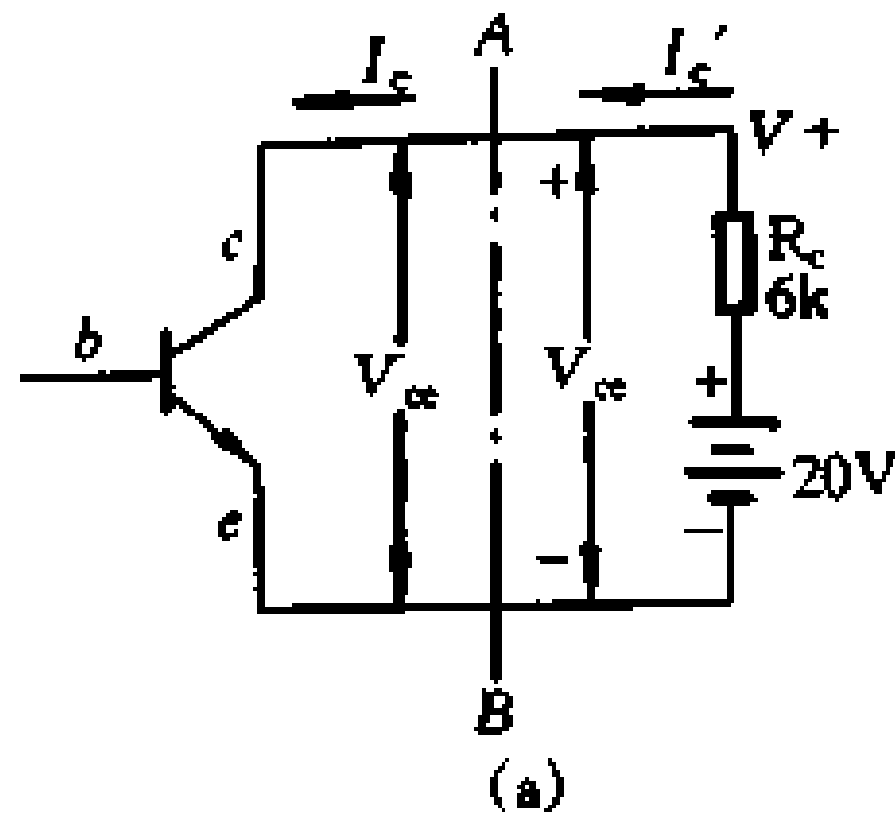


图 1-10 放大电路工作点图解

性，称为输出回路的直流负载线。

在实际运用中，晶体管的基极静态电流 I_b 是由电源经分压电阻取得的，如图 1-11 所示。

基极偏置的计算公式为：

$$R_b = \frac{V_+ - V_{be}}{I_b}$$

式中： V_+ ——电源电压；

V_{be} ——晶体管的导通电压(硅管为 0.6~0.8V)；

R_b ——基极偏置电阻。

由晶体管输出特性曲线的分析中得知：要使放大器不产生饱和失真或截止失真，其工作点须选在晶体管的放大区，并选在曲线的中间部分。在图1-10(b)中，若选 $I_b = 40\mu\text{A}$ ，则基极偏置电阻应为：

$$R_b = \frac{V_+ - V_{be}}{I_b} = \frac{20 - 0.6}{40 \times 10^{-6}} = 480\text{k}\Omega$$

将图1-10(b)与(c)合并为图(d)，直流负载线与曲线中 $I_b = 40\mu\text{A}$ 一线的交点 Q 就是该放大电路的静态工作点。与之相对应的各参数值分别为：

$$I_{CQ} = 1.8\text{mA}$$

$$V_{ceQ} = 9\text{V}$$

$$I_{bQ} = 40\mu\text{A}$$

(3) 交流负载线及放大电路分析

放大电路的最终目的主要是放大交流信号，因此只有直流负载线是不能正确分析电路的工作状态的，必须找出交流负载线。

在静态分析中，晶体管的负载为电阻 R_C ，因此得出的是电路的直流负载线。而在交流分析中，由于耦合电容 C_2 视为短路，如图 1-11 所示，则 R_L 就成为负载的一部分，因此电路的实际负载(交流负载)为 R_C 与 R_L 的并联值，即：

$$R'_L = \frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L} = \frac{6 \times 4}{6 + 4} = 2.4\text{k}\Omega$$

由式 $V_{ce} = V_+ - R'_L I_C$

当 $V_{ce} = 0$ 时，

$$I_C = \frac{V_+}{R'_L} = \frac{20}{2.4} = 8.3\text{mA} \quad \text{得 L 点}$$

$I_C = 0$ 时，

$$V_{ce} = 20\text{V} \quad \text{得 M 点}$$

连接 L、M 点，如图 1-12 所示，得一直线，但该线未通过工作点 Q，因而不能作为负载线。过 Q 点作 LM 的平行线 JH，则 JH 就是符合要求的交流负载线。相对于静态负载

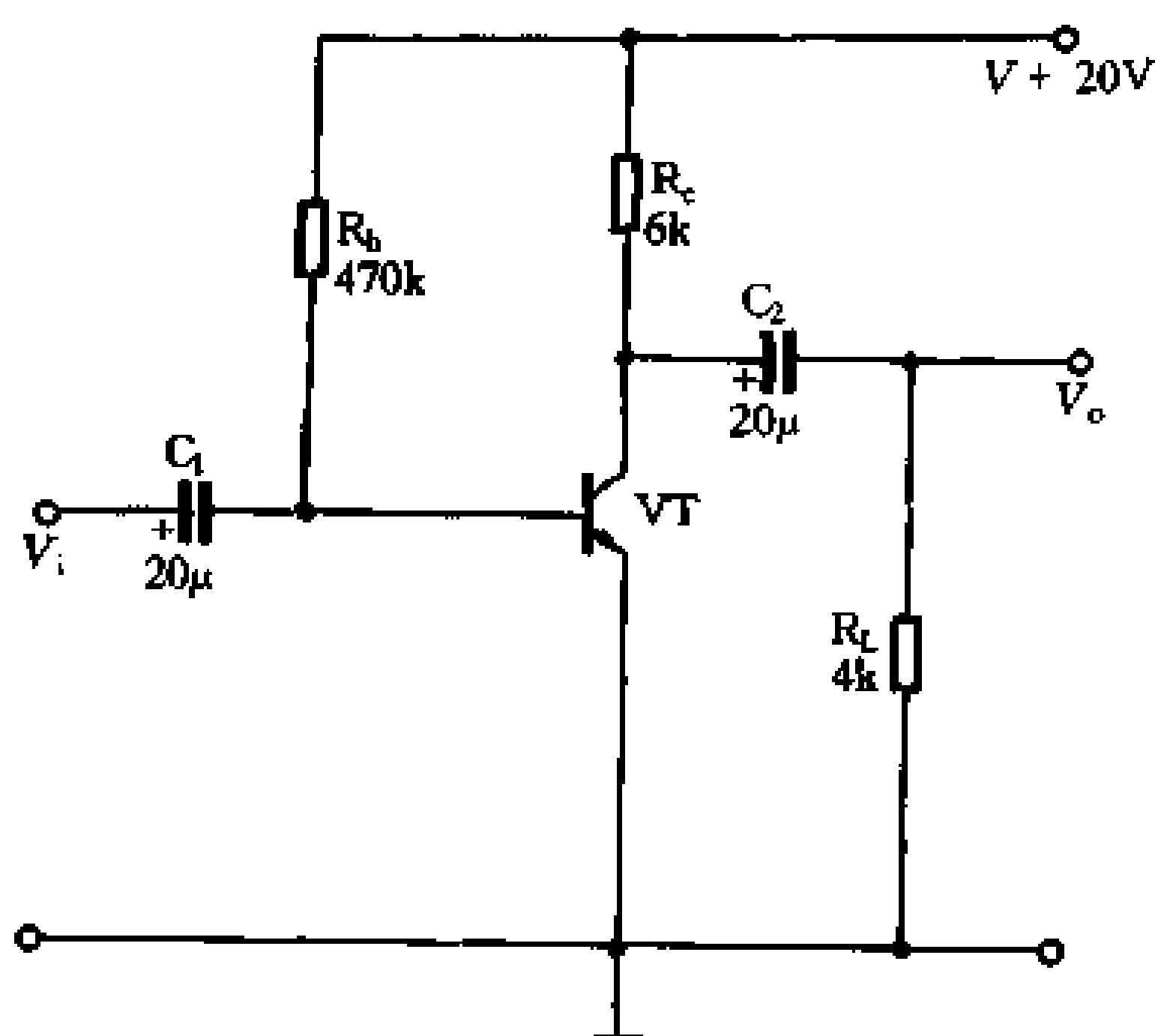


图 1-11 晶体管的基极偏置

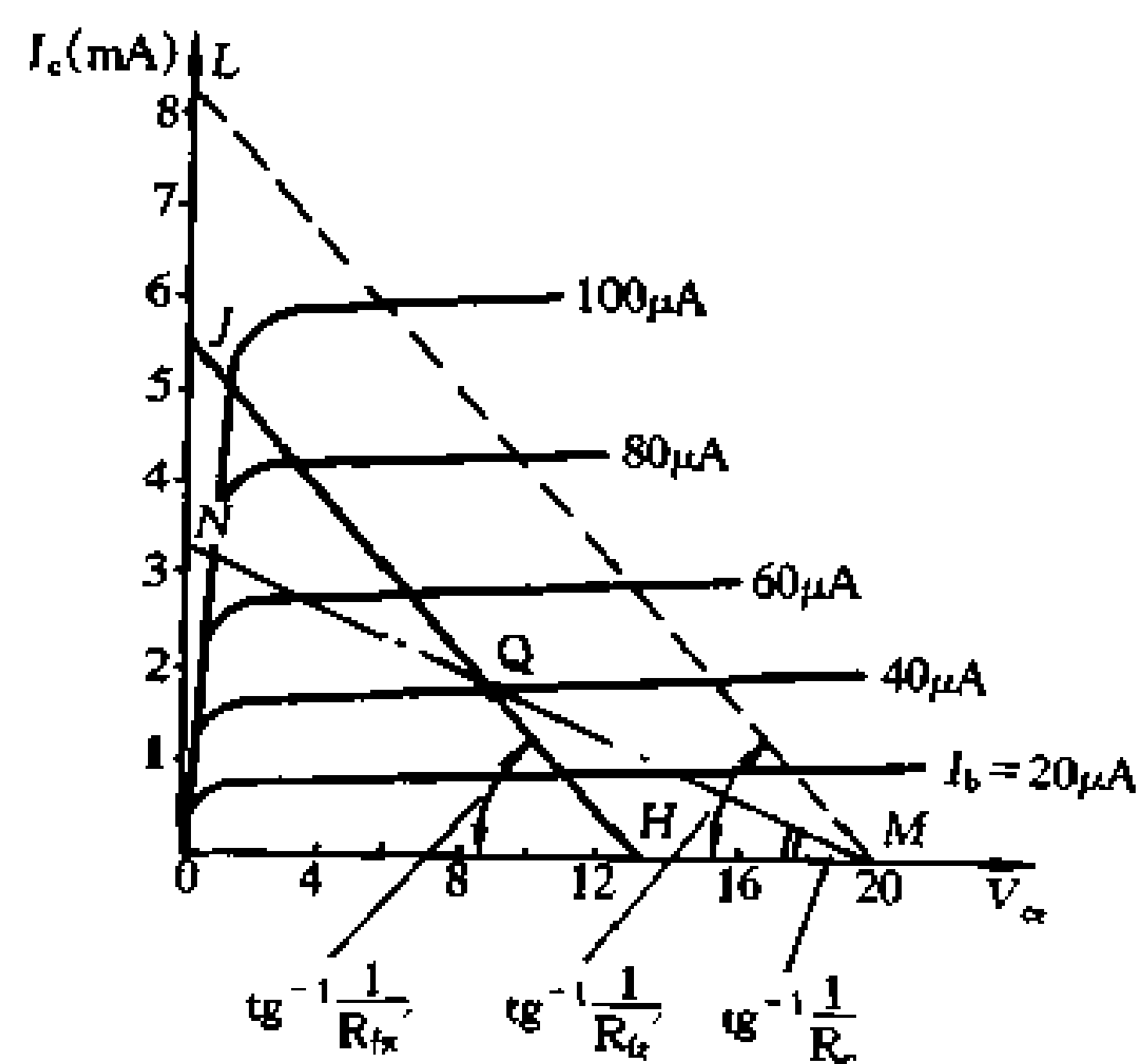


图 1-12 交流负载线

线，该负载线又称为动态负载线。

图 1-13 是当输入正弦信号时，放大电路的工作状态分析。其中图(a)是输入回路工作状态分析，下图为输入基极的正弦信号电压 V_{BE} 的波形，左上图为通过输入特性曲线图解后得到的基极信号电流 i_B 的波形。

图 1-12 (b)为输出回路的工作状态分析，下图为以工作点为中心的交流输出电压的波形，左上图为通过交流负载线图解后得到的交流输出电流 i_C 的波形。

通过上述分析可知：当一正弦电压 V_i 输入放大电路时，它的输出回路中将得到一个以 Q 点为基准的，沿交流负载线按正弦规律变化的电压和电流的正弦波。其电压波形如图(b)的下方，电流波形如图(b)的左上方。正弦波的最大变动范围不超过 Q_1 、 Q_2 两点间的范围。

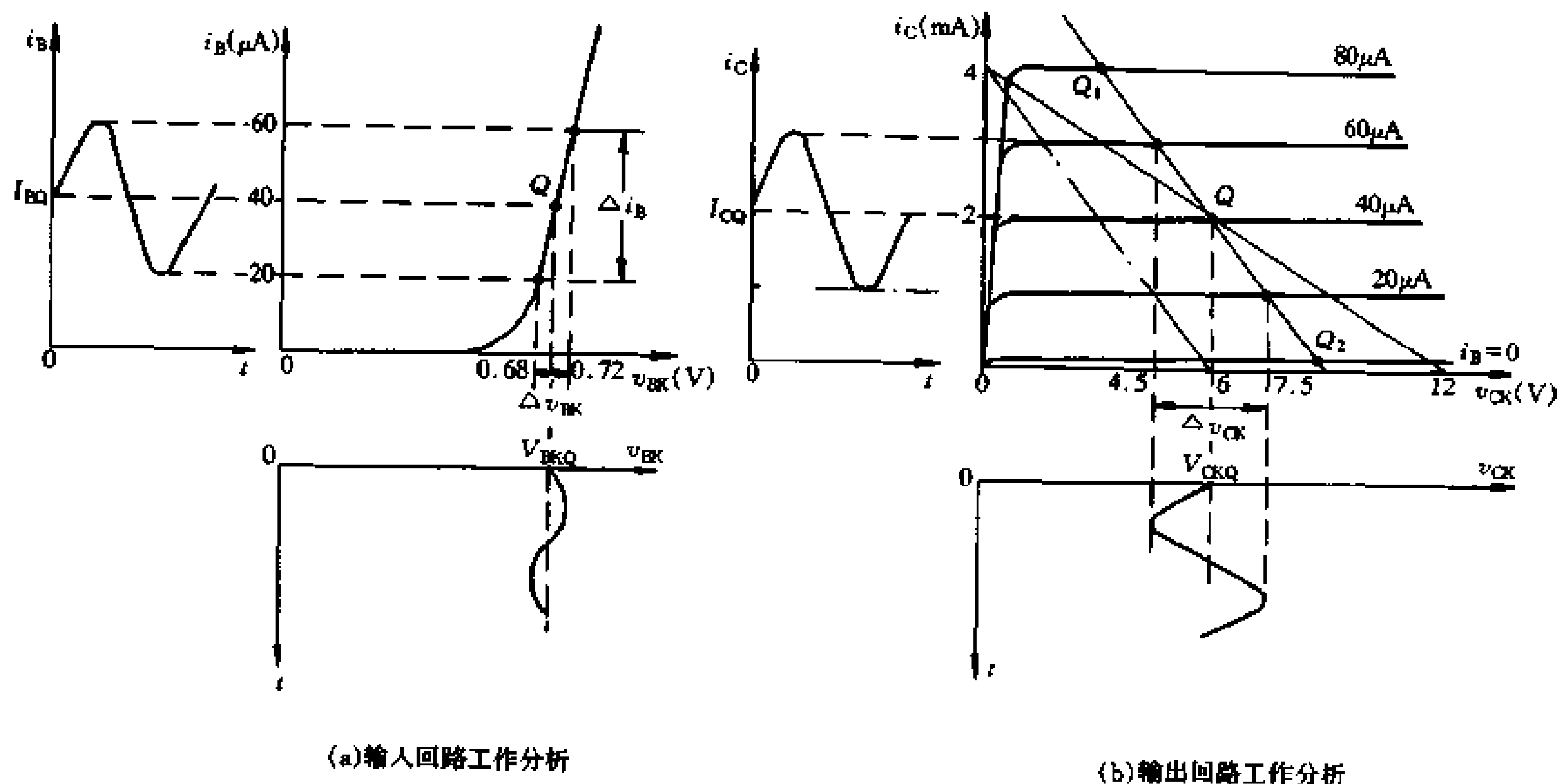


图 1-13 加入正弦信号后的工作分析

至此，我们就可以说明什么是甲类放大器了：那就是以 Q 点为工作点，最大工作范围不超过交流负载线上的 $Q_1 \sim Q_2$ 两点间的功率输出电路，称作甲类功率放大电路。

在甲类功放电路中，晶体管集电极最高输出电压 V_{cm} 接近电源电压 V_+ ，最大输出电流 I_{cm} 接近 I_Q ，最大不失真输出功率为：

$$P = \frac{V_+}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_Q}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} V_+ I_Q$$

式中：乘以 $1/\sqrt{2}$ 为取交流有效值。

电源向集电极回路提供的直流功率为：

$$P_o = V_+ \cdot I_Q$$

所以，放大器的最大效率为：

$$\eta = \frac{1/2 V_+ I_Q}{V_+ \cdot I_Q} = \frac{1}{2}$$

这表明，甲类功放电路的效率为 50%，就是说，放大器在工作时，由电源向集电极

回路提供的直流功率 $V_+ I_Q$ 只有一半转变为有用的信号输出功率，而另一半则消耗在集电结上。在静态时，直流功率 $V_+ I_Q$ 则全部耗散在集电结上转变为热能使晶体管发热。

在实际运用中，甲类放大电路的效率只有 45% 左右，这是因为还需扣除晶体管饱和压降和穿透电流等造成的损耗。

甲类放大电路由于工作点设置在负载线的中点，其工作范围不超过 Q_1 、 Q_2 两点，因而输出几乎无失真，是一种性能很好的高保真放大电路。但输出效率较低，发热量大。

2. 乙类功率放大电路

甲类功率放大电路虽然失真低，但它的效率低，而且输出功率较小，因此人们设计了乙类功率放大电路。乙类功放电路是将工作点 Q 由中间向下移至 Q_2 的位置，即在静态时晶体管的基极无偏流， $I_b = 0$ 。只有在输入信号的作用下，晶体管才导通工作。它工作时的最大集电极电流的幅值比甲类输出时的电流大得多。但它只在信号的正半周期内工作，负半周期则不工作。这样就使输出信号严重失真。为此，乙类功放电路采用了推挽输出的工作方式，由两只输出管轮流交替工作，如图 1-14。该电路由一只 NPN 管 VT_2 和一只 PNP 管 VT_3 组成。在信号的正半周 VT_3 管工作，在信号的负半周由 VT_2 管工作，两个输出管分别输出信号的正、负半周，最后在总输出端合成一个完整的输出信号。由于电路采用了两种不同极性的晶体管相互补充其不足，所以这种电路称为互补对称式推挽输出电路。

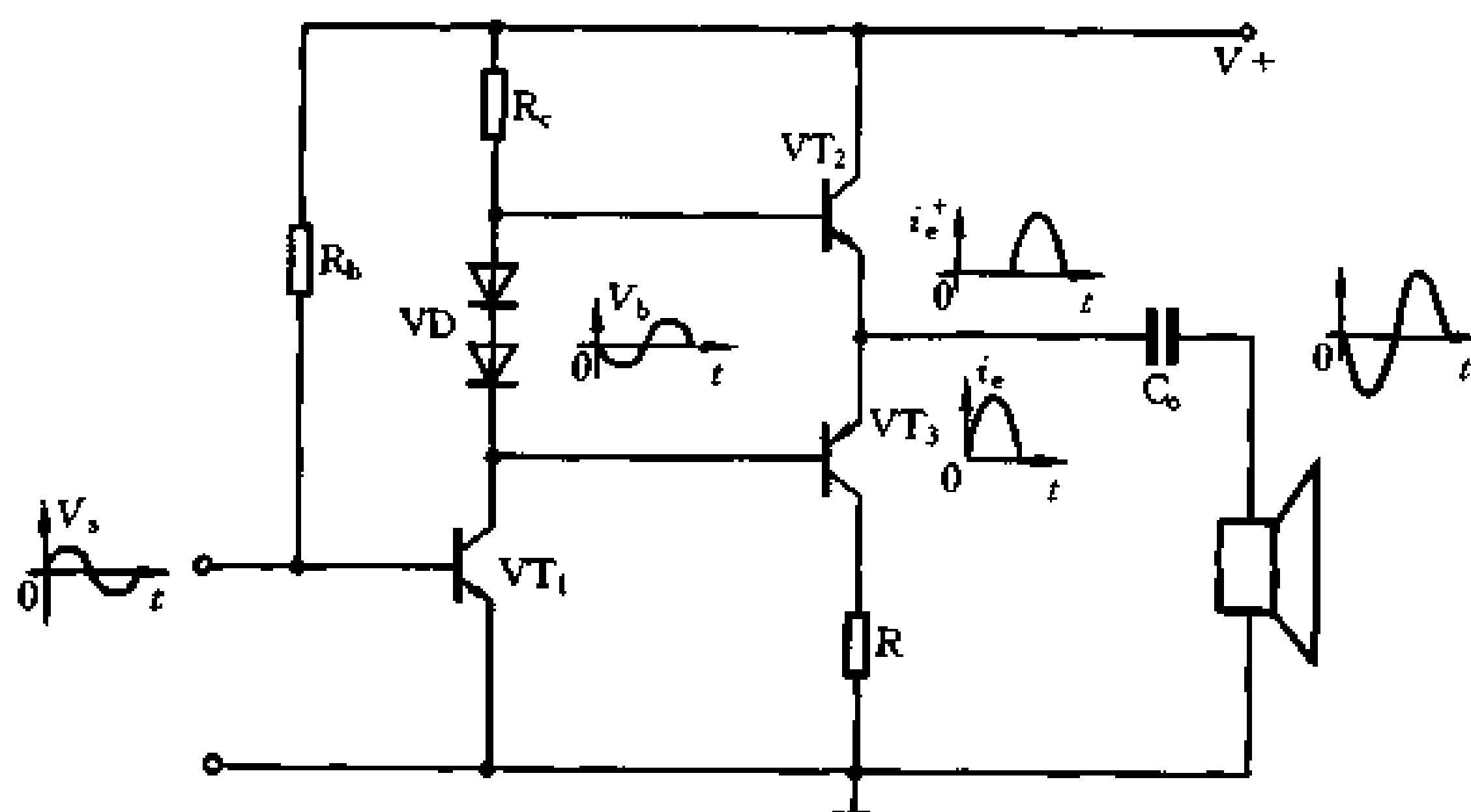


图 1-14 互补对称推挽电路

为了准确地描述两管交替“推挽”的工作状态，将两管的两组输出特性曲线相互倒置组合，如图 1-15 所示。由于两管均处在乙类工作状态，静态时 $I_b = 0$ ，所以，两组倒置的特性曲线在 $I_b = 0$ 处（即 $I_C = I_{ce0}$ 处）重叠起来。这样，直流负载线就是通过 $V_{ce} = V_+$ 点，并垂直于 V_{ce} 轴的一根直线，与 $I_b = 0$ 那根线相交于 Q 点，即为两管的静态工作点。交流负载线是通过 Q 点、斜率为 $\text{tg}^{-1}(1/R'_c)$ 的斜线。

乙类推挽功放的效率可以这样计算：如果忽略两管的饱和压降 V_{ces} 和穿透电流 I_{ce0} 的影响，从量值来说：

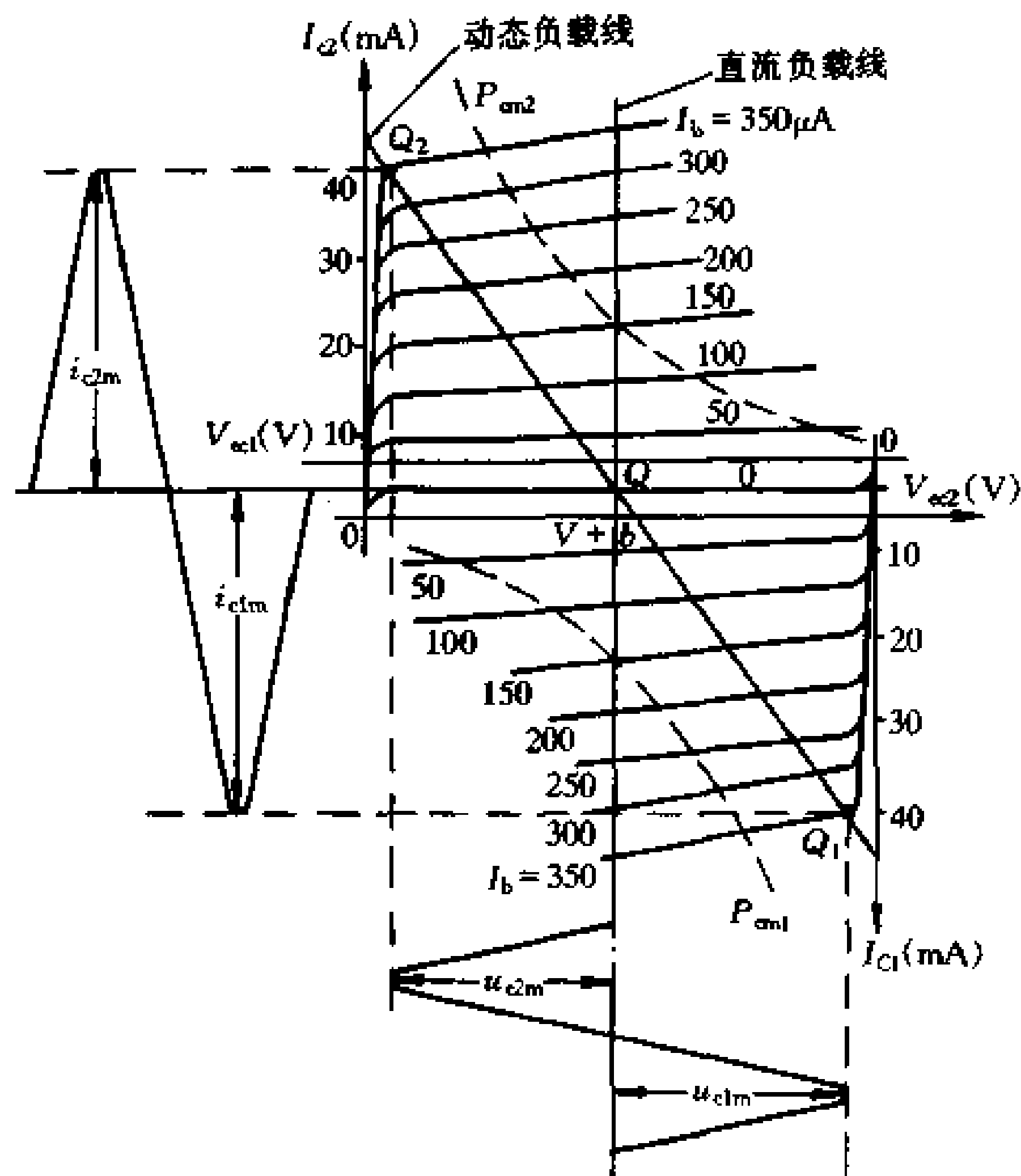


图 1-15 推挽工作分析

$$I_{c1m} = I_{c2m} = I_{Q1} = I_{Q2}$$

$$V_{ce1m} = V_{ce2m} \approx V_+$$

可以计算出输出功率：

$$P = \frac{I_{c2m}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{ce2m}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} I_{Q2} V_+ = \frac{1}{2} \frac{V_+^2}{R'_c}$$

式中： V_+ ——电源电压
 R'_c ——负载阻抗

上式表示，输出功率恰好等于交流负载线与坐标轴所构成的三角形的面积。输出功率的大小与电源电压 V_+ 和负载 R'_c 有关。

乙类推挽输出功放电路的效率计算如下：

由数学分析可知，半个正弦波的直流成分应该是它的峰值的 $1/\pi$ ($\pi = 3.14$)。即放大器在动态工作时，每个管子的集电极直流成分为：

$$I_{c2} = I_{c1} = I_{c2m}(1/\pi) = I_{Q2}(1/\pi)$$

两个管子的集电极直流成分为：

$$I_c = 2I_{c2} = I_{Q2}(2/\pi)$$

所以，电源供给两管集电极的直流功耗为：

$$P_o = V_+ I_c = (2/\pi) I_{Q2} V_+$$

效率 η 为：

$$\eta = \frac{P}{P_o} = \frac{1/2 I_{Q2} V_+}{2/\pi I_{Q2} V_+} = \frac{\pi}{4} = 78.5\%$$

由晶体管的输入特性可知：在输入电压 $<0.6V$ 时，晶体管是不导通的，这一段称为死区。在乙类推挽输出电路中，由于静态工作点 Q 设在 $I_b=0$ 处，这样在输入信号电压的 $+0.6V$ 到 $-0.6V$ 之间，无论A管还是B管均不能导通，输出信号必然要失真。这类失真称为交越失真，如图1-16所示。为了解决交越失真问题，在设计电路时往往要设置输出管的静态偏置电路，将两输出管的基极分别偏置在 $\pm 1V$ 左右，如图1-17所示。这样，放大器的输出电路实际上已不再是纯乙类，而是处在甲乙类工作状态了。

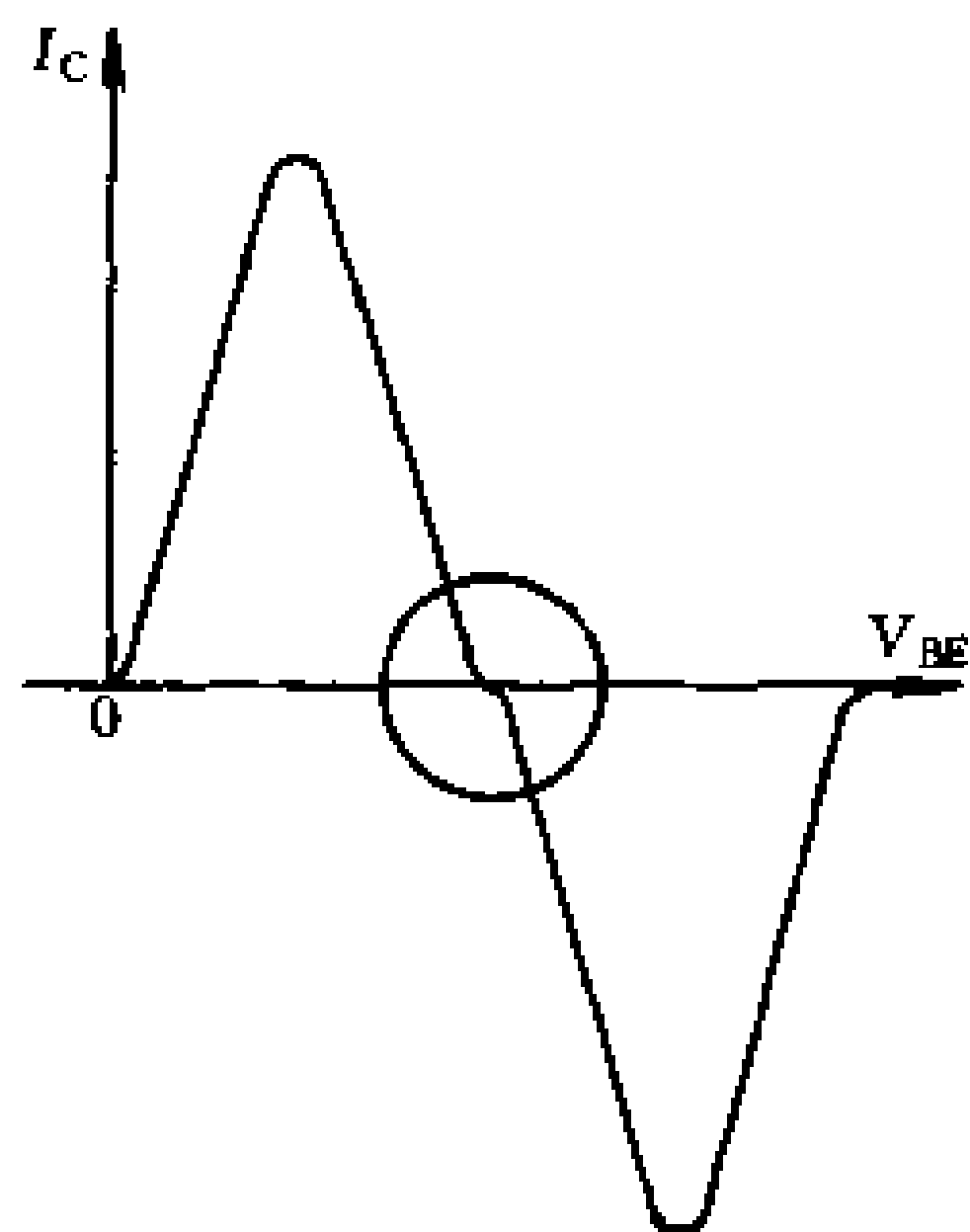


图 1-16 输出交越失真

推挽输出偏置电路一般采用电阻型偏置、二极管偏置、三极管偏置以及附加有热敏电阻的复合偏置等。在偏置电路中的二极管或热敏电阻都是起温度补偿作用的。

二、按电路的结构形式分类

按电路结构可分为：OTL型，OCL型，DC型和CL型等功放电路。它们的共同特点是去掉了传统的输出变压器，输出电路与扬声器直接耦合，不仅简化了电路结构，而且提高了电路的性能。这些电路仍在不断改进。在OTL电路中，除了输出耦合电容外还有反馈电容、自举电容、补偿电容等。由于电容器为非线性元件，对放大电路的性能有较大影响。OCL电路去掉了输出耦合电容，使电路的性能有所提高。DC型电路去掉了反馈电容和自举电容，使电路性能进

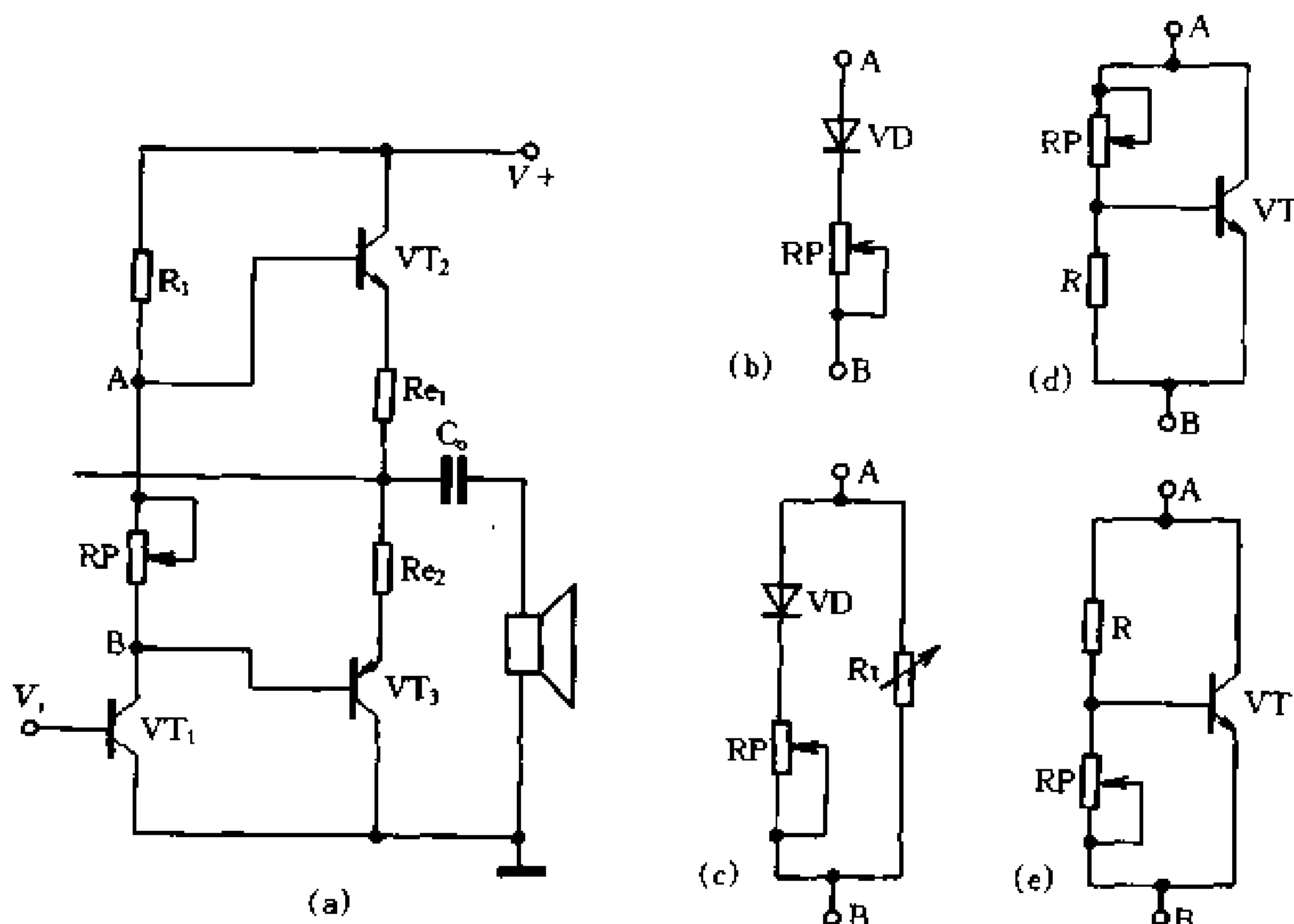


图 1-17 输出管的偏置电路

一步提高。CL型电路将所有电容去掉，成为完全由晶体管和电阻组成的功放电路，它的性能又有提高。随着电路结构的简化和改进，对电路的稳定度的要求也越来越高，因此对电路元件的选择要求也更高，对电路的制作工艺要求也相应提高。

1. OTL 型功率放大电路

OTL 型功率放大电路是一种无输出变压器的功率放大电路。典型的 OTL 功率放大电路如图 1-18 所示。该电路由输入级、推动级、功率输出级和反馈电路等部分组成。

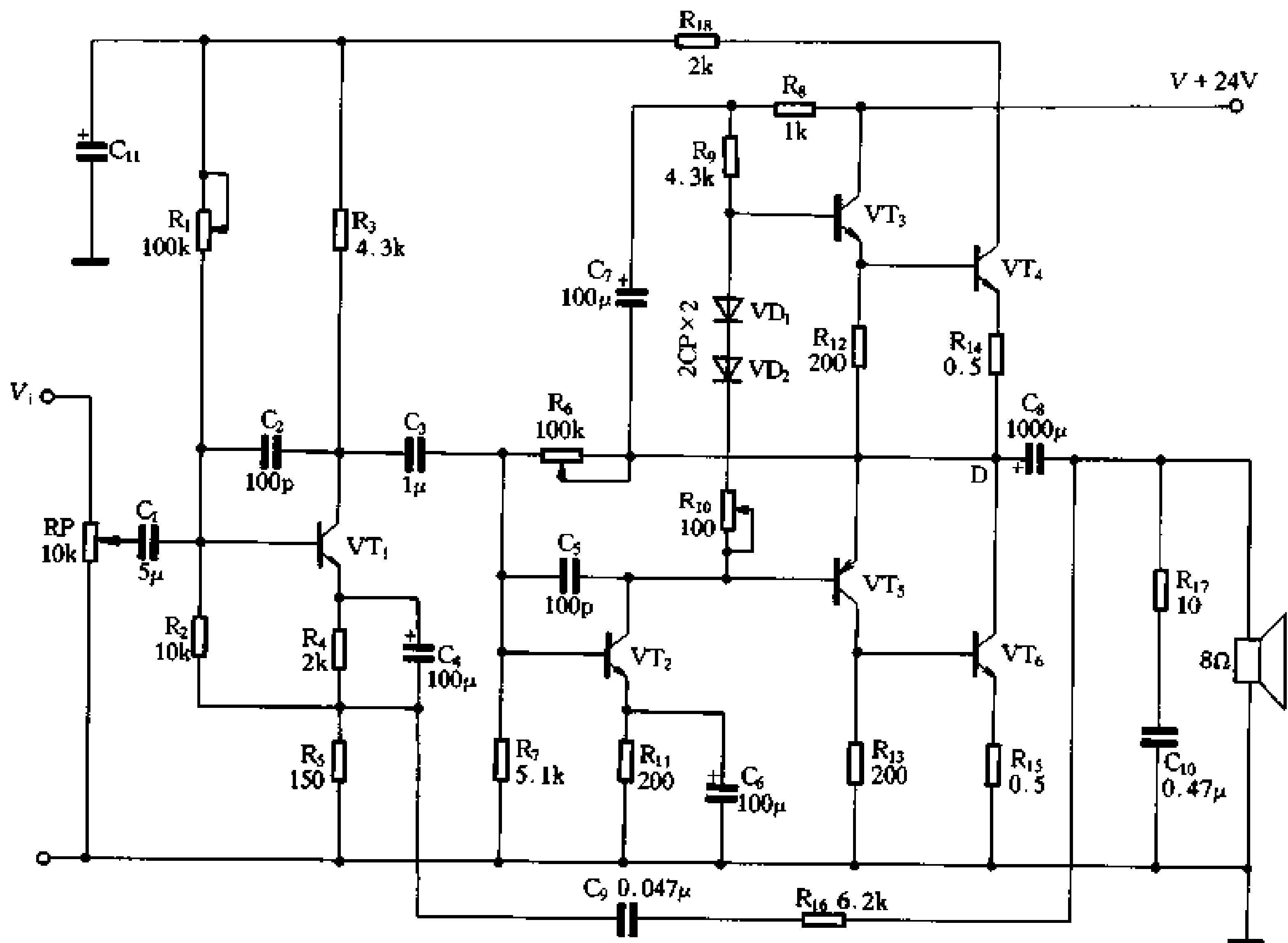


图 1-18 OTL 功率放大电路

输入级是由晶体管 VT_1 及偏置电阻 $R_1 \sim R_5$ 等组成(其中 R_3 为负载电阻), 推动级由 VT_2 及 R_7 、 R_9 及 R_{11} 等组成, 功率输出级由 $VT_3 \sim VT_6$ 及其偏置电路 VD_1 、 VD_2 等组成。 R_6 为直流反馈兼 VT_2 的偏置电阻, C_9 、 R_{16} 为交流负反馈电路。

下面对电路进行静态(直流)和动态(交流)工作情况分析:

(1) 静态工作分析: 所谓静态就是在没有输入信号时的电路工作状态。这时电路处于直流工作状态。电路中只有直流电压和电流。电路中的电容器对直流来说相当于开路。这样, 图 1-18 就可以简化为图 1-19 的形式。直流简化图为电路的直流分析提供了很大的方便。

在图 1-19 中, 输入部分除了电源外, 是一个独立的结构。 VT_1 为共发射极放大电路, R_1 、 R_2 为基极偏置电阻, R_3 为负载电阻, R_4 、 R_5 为发射极的直流反馈电阻。电源 V_+ 经 R_{18} 降压后, 由偏置电阻 R_1 向 VT_1 提供基极电流 I_{b1} , 调节 R_1 使 VT_1 集电极输出 $1 \sim 2\text{mA}$ 的静态电流。 R_2 的下端未接地, 而是接于 $R_4 \sim R_5$ 的中间, 其目的是为了提高输入电路的输入阻抗。

VT_2 等组成的推动级和功率输出级是直接耦合的, 电路之间相互关联。因此在分析中, 既各成系统, 又相互关联。

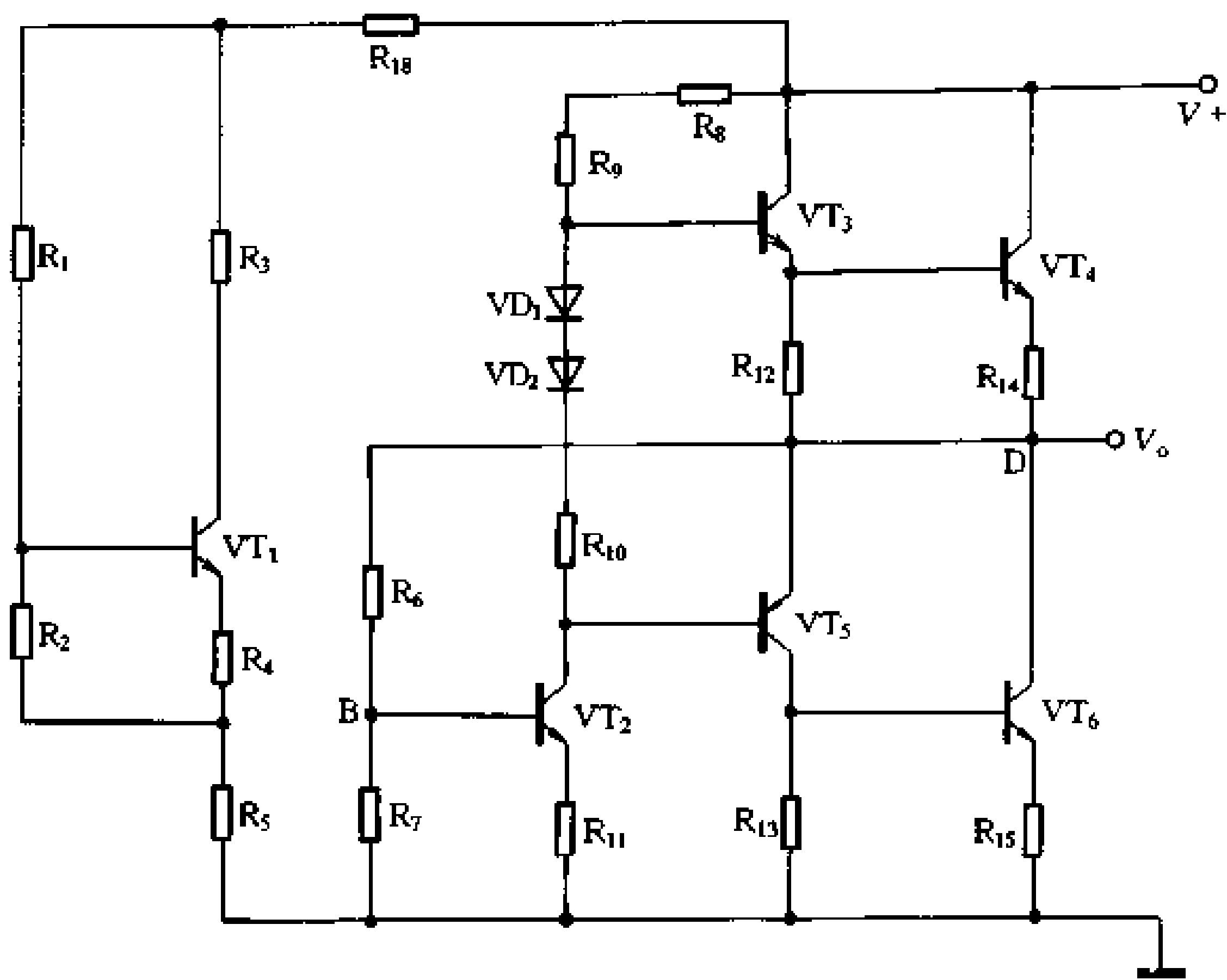


图 1-19 OTL 功放的直流分析

VT₂ 的集电极由电源 V_+ 供电，而它的基极偏流 I_{b2} 是由功放输出级的中点 D 经反馈电阻 R_6 提供的，VT₂ 的集电极电流 I_{c2} 流经 R_9 、VD₁、VD₂ 及 R_{10} 。其中 R_9 为其负载电阻，而 VD₁、VD₂ 与 R_{10} 虽然处于 VT₂ 集电极负载的位置，但由于阻值较小，并不是作为 VT₂ 负载的一部分，而是作为输出级 VT₃、VT₅ 的偏置电路，它是利用 VT₂ 集电极在其上产生的电压降(上正下负)为 VT₃、VT₅ 提供静态偏置，使输出级工作于甲乙类，以消除输出级的交越失真。 R_{10} 采用可调电阻是为了便于调整到合适的工作点。

在偏置电路中接入的二极管 VD₁、VD₂，其主要作用是作温度补偿用。当温度升高时，VT₃~VT₆ 的静态电流将会增大，这时，两只二极管的管压降同样会因温度的升高而减小，结果由于 VT₃~VT₅ 之间的偏置电压的降低而使 VT₃~VT₆ 的工作点稳定下来。

VT₂ 的基极偏流不是取自电源，而是取自功放输出的中点 D，通过 R_6 调整其电流的大小。这里， R_6 是输出直流反馈电阻，其作用是稳定输出端的中点电压 V_D ，维持 $V_D = \frac{1}{2} V_+$ 的中点电压。在 OTL 电路中，只有保证电路的对称，即 $V_D = \frac{1}{2} V_+$ ，才能使电路输出最大不失真功率。反馈电阻对中点电压的调节过程是这样的：当由于某种原因使中点电压 V_D 升高时便产生下列调节过程： $V_D \uparrow \rightarrow I_{R6} \uparrow \rightarrow V_B \uparrow \rightarrow I_{b2} \uparrow \rightarrow I_{c2} \uparrow \rightarrow (V_{R8} + V_{R9}) \uparrow \rightarrow V_D \downarrow$

由图 1-19 可知，中点 D 的电压近似为：

$$V_D = V_+ - I_{c2} (R_8 + R_9) - V_{be3} - V_{be4} - V_{R14}$$

由上式可知，改变 I_{c2} 的值是调节 V_D 的最佳方法。正是由于 V_D 的升高，才使 I_{b2} 增大，也使 I_{c2} 增大。 I_{c2} 的增大，又使 V_D 降低。这便是负反馈电路的自动调节功能。

(2) 动态工作分析：在静态分析之后，再回到图 1-18 进行动态分析。所谓动态分析就是观察放大电路在输入信号后是如何工作的。

在图 1-18 中，输入信号经 RP 分压后，由电容 C_1 耦合至 VT_1 的基极进行电压放大，放大后的信号由 VT_1 的集电极输出经 C_3 耦合至 VT_2 基极进行第二次放大。由于 VT_2 在这里担任着功放输出管的推动级功能，因此不仅要有较高的输出电压，而且要有较高的输出电流。经 VT_2 放大后的信号电压由集电极输出直接耦合到功放级 VT_3 、 VT_5 的基极，进行复合管推挽功率放大。

对于交流的信号电压来说， R_{10} 与 VD_1 、 VD_2 串联后所产生的信号压降很小，所以 VT_3 、 VT_5 的基极可以认为是等电位的。

(3) 电路结构分析：OTL 型功率放大电路是一种对称互补型乙类推挽输出电路。其电路构成和它的工作原理如下：

由 NPN 和 PNP 管组成的对称互补推挽输出电路，可用图 1-20 表示。它是由两个晶体管各自组成的射极输出器并联而成的。

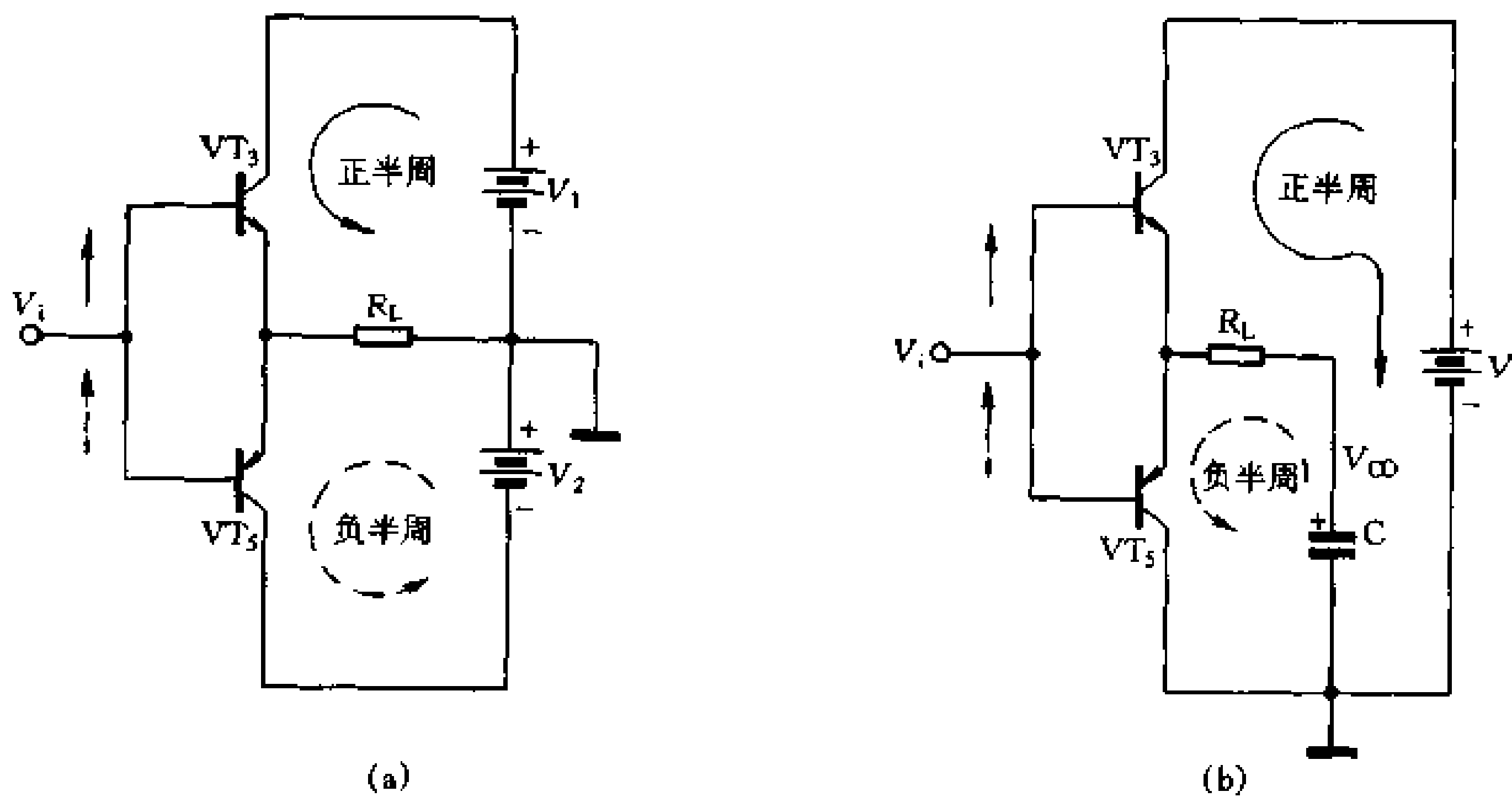


图 1-20 互补推挽输出电路的组成

当一个交变信号 V_i 由输入端输入后，在信号的正半周 VT_3 导通，其电流方向为： $V_1^+ \rightarrow VT_3 \rightarrow R_L \rightarrow V_1^-$ ；在信号的负半周 VT_5 导通，电流方向为： $V_2^+ \rightarrow R_L \rightarrow VT_5 \rightarrow V_2^-$ ，如图 1-20 (a) 所示。

如果用一个电容 C 来代替 V_2 ，如图 1-20 (b) 所示，在信号的正半周，流过负载 R_L 的电流同时向电容 C 充电，并使 $V_{\infty} = V_2$ ，则可省去一组电源 V_2 ，即直接用一组 $V = V_1 + V_2$ 的电源作为整个电路的电源。在信号的负半周由电容 C 向 VT_5 供电。为了保证在供电周期内供电电压的稳定，电容 C 的容量应当足够大。图 1-18 中的 C_8 便是这样一只电容，它既是一只输出耦合电容，又担负着向输出管供电的功能。

单只晶体管的输出功率较小，为了增大输出功率，就要选择能输出更大功率的输出管，但是，选择不同极性而性能相同的大功率互补对管有时是十分困难的。即使选好了大功率输出管，也需要大功率的推动管。因此，采用复合管是很好的解决办法。复合管的复合原理如图 1-21 所示，用两只极性相同或极性不同的晶体管，通过四种不同的连结方式，可以得到 PNP 和 NPN 两种极性的复合管。考虑到末级输出管采用同极性的 NPN 型硅功

率管容易解决参数的配对问题，因此采用图1-21(a)的 NPN 型结构和(b)的 PNP 型结构，作为复合互补对输出管，这种结构称为准互补推挽输出电路。这样，一方面把两组复合管看作两只不同极性的晶体管，仍组成一个互补推挽输出电路；另一方面，它们各自的前半部分仍保留了“倒相”的功能。由于复合管的电流放大倍数为两单管电流放大倍数 β 的乘积，即： $\beta_1 \cdot \beta_2$ ，因此，它的输出电流是很大的，但是，所需要的推动电流却可以维持不变。

在图 1-18 中，复合输出管的发射极各接有一只电阻，即 $R_{12} \sim R_{15}$ ，它们在电路中起到稳定工作点的作用，下面分别说明：

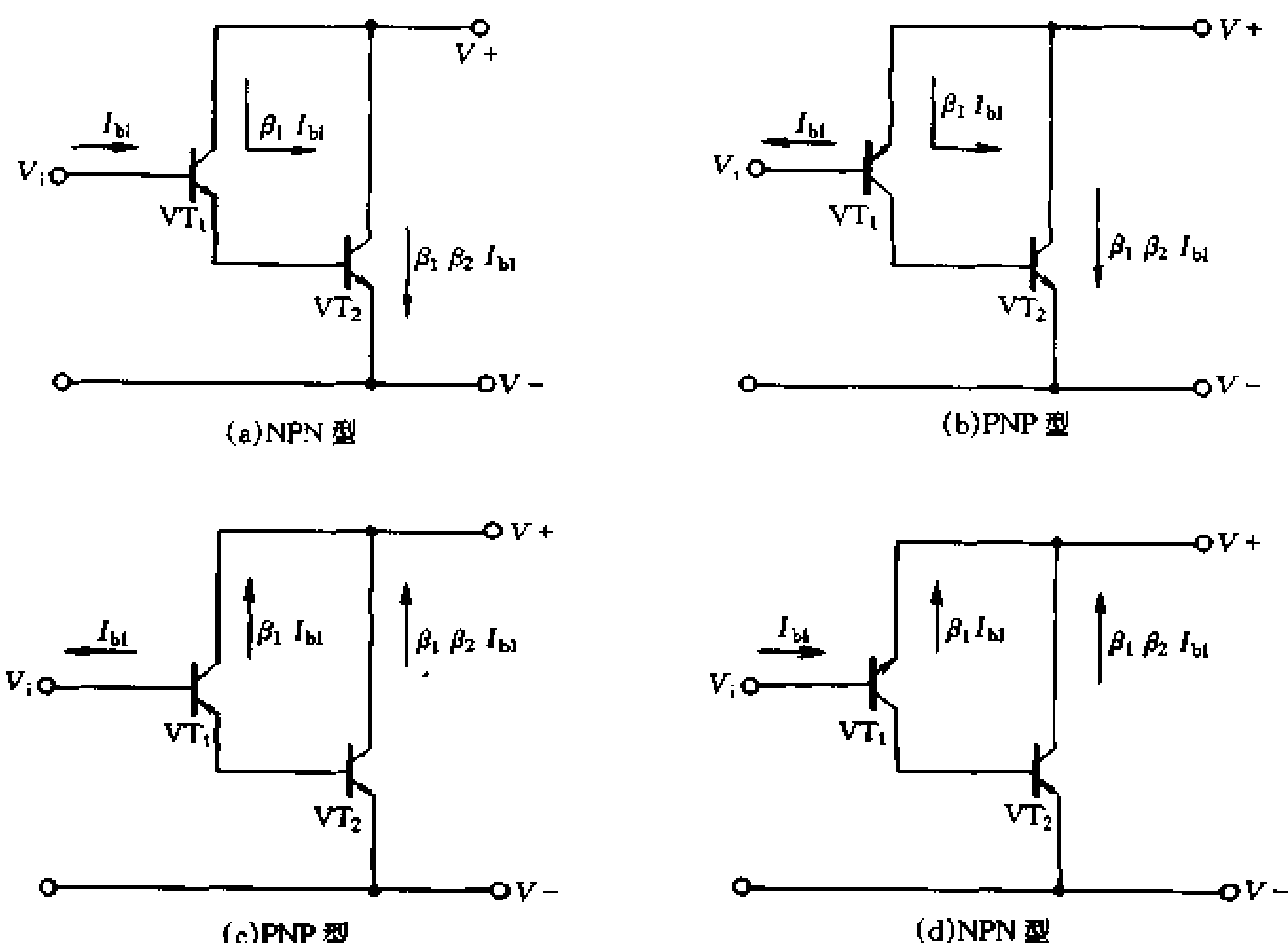


图 1-21 复合晶体管

输出管 VT_4 、 VT_6 的发射极各接有一只电阻 R_{14} 和 R_{15} ，它们是发射极反馈电阻，用来稳定输出电路的工作点。

当温度升高使功放管 VT_4 的集电极电流 I_{c4} 增大时，则流过发射极电阻 R_{14} 上的电流亦增大，它在 R_{14} 上的压降也增大。由于 $V_{b4} = V_{be4} + V_{R14}$ ，当 $V_{R14} \uparrow$ ，则 $V_{be4} \downarrow \rightarrow V_{b4} \downarrow \rightarrow I_{c4} \downarrow$ 。这样就限制了 VT_4 集电极电流 I_{c4} 的升高，维持了 VT_4 的稳定。同理， R_{15} 维持了 VT_6 的工作稳定。

另外，当出现输出电路的过载或短路时，也会因 R_{14} 和 R_{15} 的反馈作用而限制集电极电流的增大，起到保护作用。

R_{14} 、 R_{15} 的阻值愈大，其保护功能愈强。但是在正常情况下流过该电阻的电流造成的压降损耗也大。为了不使输出功率过多地损耗在该电阻上，它的阻值也不宜过大，一般电路多选用 $0.1 \sim 0.5 \Omega$ 左右。

在 VT_3 的发射极 (VT_4 的基极) 和 VT_5 的集电极 (VT_6 的基极) 各接有电阻 R_{12} 和 R_{13} 。它们分别是 VT_4 和 VT_6 的基极分流电阻。

对于复合管，当基极开路时，除了第二只管有穿透电流 I_{ce04} 外，还有第一只管的穿透电流 I_{ce03} 。由于是直接耦合，则第一只管的 I_{ce03} 全部流入第二只管的基极，并且被放大为 $(1 + \beta_4)I_{ce03}$ ，加上第二管本身的 I_{ce04} ，其总穿透电流为： $I_{ce0总} = (1 + \beta_4)I_{ce03} + I_{ce04}$ 。当电路在工作中温度升高时，这样大的穿透电流足以破坏其工作的稳定性。为此在第二管的基极接入分流电阻 R_{12} 和 R_{13} ，将 I_{ce03} 分流，使注入第二管基极的电流减小，以提高电路的稳定性。但此电阻也不宜过小，过小了虽然对 I_{ce03} 的分流作用较大，但对信号电流也会产生分流作用，因而会降低电路的输出功率，应当权衡其利弊适当选取。通常 R_{13} 、 R_{12} 可取几百欧。

图 1-18 中的 C_7 称为自举电容，其作用有二：一是提高输出电路在信号正半周时的工作电压，保证输出信号的正负对称；二是改变输出管的工作状态，提高整个电路的增益。

对于功放输出级，我们总希望两功放管能在被充分利用的理想状态下工作，也就是当 VT_2 截止时， VT_3 能接近饱和导通状态； VT_3 截止时， VT_2 能接近饱和导通状态，如图 1-22。例如：当信号电压 V_i 为负半周最大值时， VT_1 集电极瞬时电流值 I_{c1} 最小，集电极 (C 点) 电压 V_{c1} 接近电源电压 V_+ ，这时 VT_2 导通工作， VT_3 截止。如果 VT_2 导通时接近饱和状态，其管压降 V_{ce2} 就接近 0V，这时负载电流为 I_{L1} ，负载电压 $V_L = V_+ - V_{ce2} - V_{c3}$ ，已知 V_+ 和 V_{ce2} 的值，那么 V_{c3} 的值是多少呢？

由于 C_3 的容量很大，对交流输出信号的阻抗为 0，压降亦为 0。但是 C_3 的直流静态电位等于 V_D ，而 $V_D = V_+ / 2$ ，所以这时 $V_{c3} = V_+ / 2$ 。

这样负载上的电压 $V_L = V_+ - V_{ce2} - V_+ / 2$

$= V_+ / 2 - V_{ce2}$ ，由于 V_{ce2} 很小，可以忽略，所以 $V_L = V_+ / 2$ 。

当信号电压 V_i 为正半周时， VT_2 截止， VT_3 导通接近饱和， VT_3 的管压降 $V_{ce3} \approx 0V$ 。

因此 $V_D \approx 0V$ ，此时负载电流为 I_{L2} ，负载电压 $V_L = V_D - V_{c3} = 0V - V_+ / 2 = -V_+ / 2$ 。

上述分析表明，在输入信号 V_i 的一个周期内，负载两端输出的交流电压振幅值接近 $\frac{1}{2} V_+$ 。但是在实际上，在 VT_2 导通时并不能达到接近饱和状态，这是由于 VT_2 的基极电流是由电源 V_+ 经 R_4 提供的，其值： $I_{b2} = (V_+ - V_D) / R_4$ 。随着输入信号的增大， VT_2 的输出电压幅度也在增大，则 V_D 将随着输出幅度的增大逐渐由 $\frac{1}{2} V_+$ 向 V_+ 接近。这样，式中的 $(V_+ - V_D)$ 逐渐减小， I_{b2} 不但不能增大，反而会逐渐减小， VT_2 也就不可能达到接近饱和的导通状态，这就使 VT_2 的输出信号幅度远不能达到 $V_+ / 2$ 。

用什么方法来解决呢？由上述分析可知：造成 I_{b2} 减小的原因是 $(V_+ - V_D)$ 电压差的减小，在电路中， V_D 上升的趋势是不可改变的，要解决只要提高 V_+ 。

在图 1-22 的 A、B 间接入电容 C 成为图 1-23。新接入的电容 C 称为自举电容。用自举电容便可以提高 A 点的电压。

在静态时， $V_i = 0V$ ，中点电压 $V_D = V_+ / 2$ ，B 点电压 $V_B = V_D = V_+ / 2$ ，A 点电压 $V_A = V_+ - V_R$ ，自举电容 C 处于 A、B 之间被充电，充电电压 $V_{\infty} = V_A - V_B = V_+ - V_R - V_+ / 2 = V_+ / 2 - V_R$ ，由于 V_R 很小可以忽略。当 C 很大时，即使有交流信号电压经过，其充电电压 $V_+ / 2$ 也不会改变。

当有信号输入时，在输入信号 V_i 的负半周时 VT_2 导通，随着 V_i 向负的最大值变化时， VT_2 就由放大区逐渐接近饱和区。此时，中点电压 V_D 由 $V_+/2$ 逐渐上升到 V_+ 。由于A点电压 $V_A = V_D + V_{\infty}$ ，显然，A点电压便随着中点电压 V_D 的上升而水涨船高，自举作用就这样得以实现。当 VT_2 接近饱和时，中点电压 $V_D \approx V_+$ ，于是A点便被自举到 $V_A = V_D + V_{\infty} \approx V_+ + V_+/2 \approx 1.5V_+$ 。由于此电压值大于电源电压，因此可以通过 R_4 向 VT_2 提供足够大的基极电流使其接近饱和，这时的输出电压 $V_L = V_+ - V_{\infty 2} - V_{\infty 3} \approx V_+/2$ 。

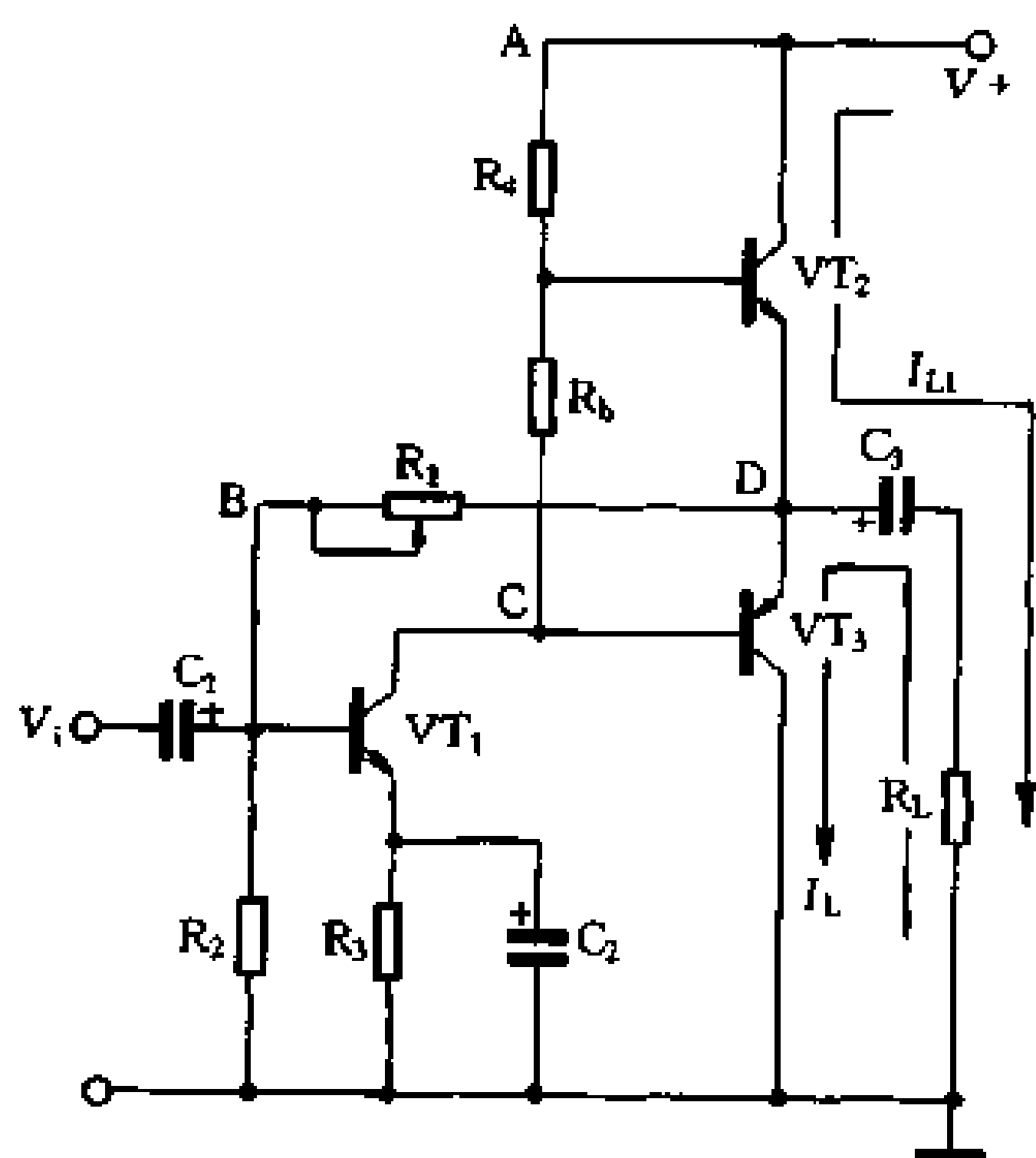


图 1-22 推挽输出的工作分析

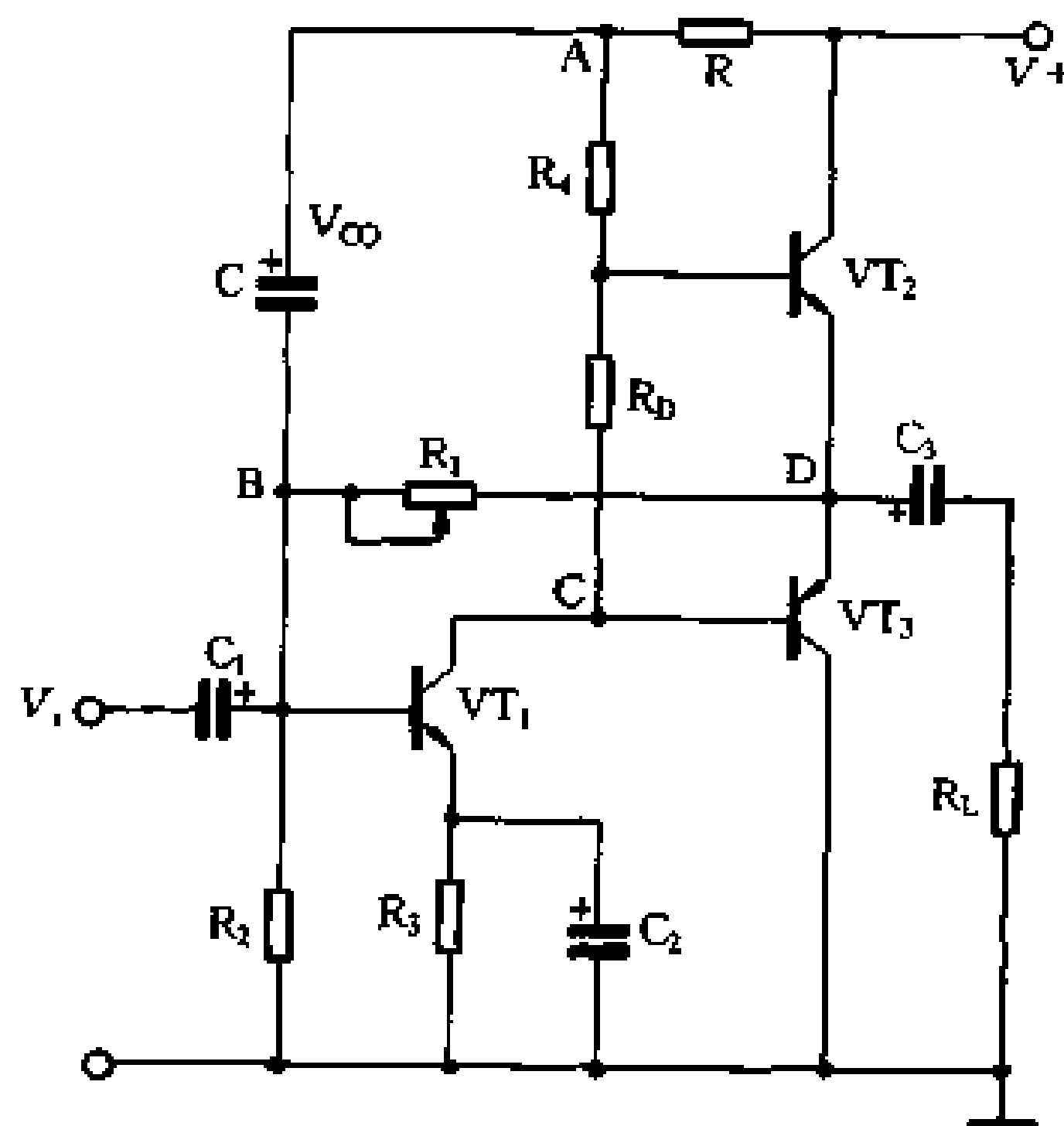


图 1-23 加入自举电容的 OTL 电路

为了防止自举电容对信号的短路作用，在电源端串入了隔离电阻 R 。由于 R 和 C 的接入，使电路由共集电极工作方式(射极输出器)变为共发射极工作方式，使电路增益得到提高。

在图 1-18 中， R_{16} 、 C_9 和 R_5 是电路的交流反馈系统，它的主要作用是调整电路增益和改善电路的非线性失真，在 OTL 电路以及 OCL 电路中都加有很深的负反馈。

电路的增益可由式 $K_V = (1 + R_{16})/R_5$ 来计算。由上式可知，增大 R_{16} 或减小 R_5 都可以提高电路的增益 K_V 。

接在 VT_1 和 VT_2 的集电极与基极之间的电容 C_2 和 C_3 为防止自激而设的补偿电容，它利用基极与集电极的相位相反的关系消除自激。

OTL 电路输出信号电压的峰峰值为： V_+ 。对正弦信号来讲，电路的最大不失真输出功率为： $P_{\text{omax}} = V_+^2/8R_L$

式中： R_L 为扬声器的阻抗。

这时电源供给电路的功率为：

$$P_E = V_+^2/2\pi R_L$$

效率 $\eta = 78.5\%$ 。

2. OCL 型功率放大电路

OCL 型功率放大电路是一种既无输出变压器又无输出耦合电容的功率放大电路。比起 OTL 电路，OCL 电路无论在频率响应还是非线性失真上，都有较大的改善。这是由于 OCL 电路的输出端去掉了耦合电容，改善了低频响应。耦合电容对音频信号的容抗为：

$Z_c = \frac{1}{2\pi f c}$ ，容抗和频率成反比关系，频率越低，容抗越大。这就使电路的低频响应受到限制。虽然可以通过加大电容量使其影响减小，但是由于电容器是由铝箔卷制而成的，因此它又具有电感性质。这样，在电路的频响范围内，输出耦合电容呈现一种复杂的阻抗状态，对输出信号产生很大影响。

OTL 电路只用一组电源供电，信号的正半周由电源供电；而负半周是由输出电容供电的。这样不仅供电电源内阻不同，而且放大器的总内阻也不同。在正半周，放大器的总内阻包括电源内阻，输出管内阻和输出电容的容抗；负半周时，只包括输出管内阻和输出电容的容抗。正负半周的内阻不同，就增加了偶次谐波失真，而且电源内阻愈高，这种失真愈严重。

由于 OTL 电路只用一组电源供电，使电路的残余噪声和交流声增大。所谓残余噪声就是当输入端交流短路时，负载两端的噪声。该噪声由多种因素引起，但电源电压的变动是其中原因之一。在 OTL 电路中，输出信号的负半周不需用电源供电，而在输出信号的正半周，电源除了向输出电路供电外，还需向输出电容充电。相比之下，在 OTL 电路的正半周工作中，电源的瞬时电流值，相当于 OCL 电路中每路电源供电最大瞬时值的 4 倍。所以，OTL 电路电源的波纹系数大，交流声也大。为了弥补其不足，不得不增大滤波电容的容量。

OCL 功放电路去掉了输出耦合电容并采用正负两组电源供电，使上述缺点得以克服，低频响应也有所改善。但由于采用了全电路直接耦合的方式，而这种电路的零点漂移较为严重，因此解决零点漂移，保持中点电压的稳定将成为重点之一。为了解决零点漂移，OCL 电路的输入级采用了差动放大电路。

差动放大电路是由两个特性相同的放大电路组成的对称电路。差动电路左右两边的参数完全相同，如图 1-24 所示。

在差动电路中： $R_{c1} = R_{c2}$ ， $R_{b1} = R_{b2}$ ，电路有两个输入端和两个输出端。

在输入信号为 0 时，即 $V_{i1} = V_{i2} = 0V$ ，由于电路的对称性，必然有：

$$I_{b1} = I_{b2}; I_{c1} = I_{c2}; V_{c1} = V_{c2}$$

因此， $V_o = V_{c1} - V_{c2} = 0V$ 。可见，当电路完全对称时，0 输入电压对应 0 输出电压。

当环境温度或电源电压发生变化时，由于电路完全对称，两管的集电极电流和集电极电压将产生同样的变化，即： $\Delta V_{c1} = \Delta V_{c2}$

$\Delta V_o = \Delta V_{c1} - \Delta V_{c2} = 0V$ ，两者相互抵消，输出电压无变化。即由温度引起的输出电压的漂

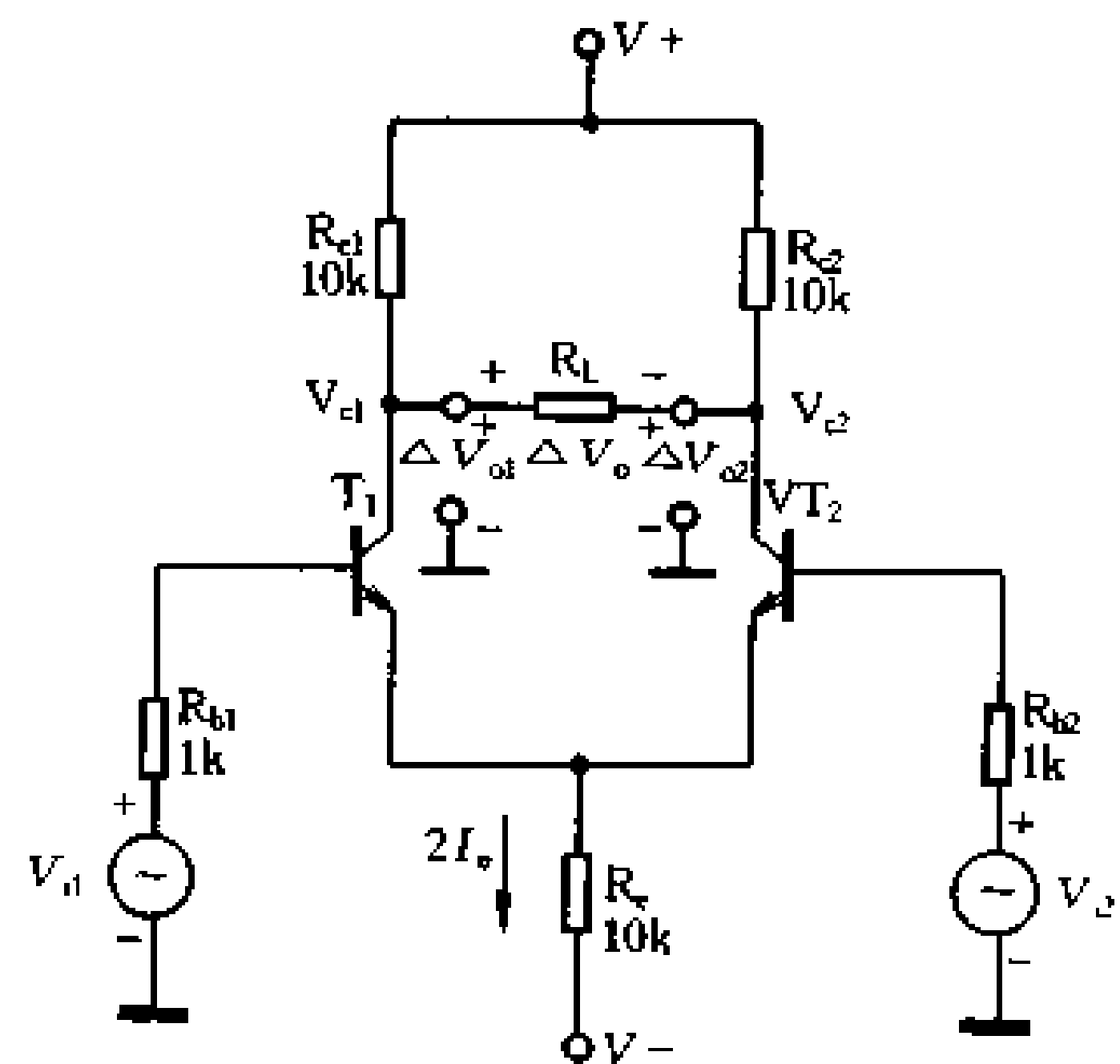


图 1-24 差动式放大电路

移被抑制。

在电路中有一发射极共用电阻 R_e ，该电阻称为负反馈电阻，它的作用是通过电流负反馈作用，进一步减小工作点的漂移，稳定其工作点。假如由于温度升高而使 I_{c1} 和 I_{c2} 同时增大，则有以下负反馈稳定过程：

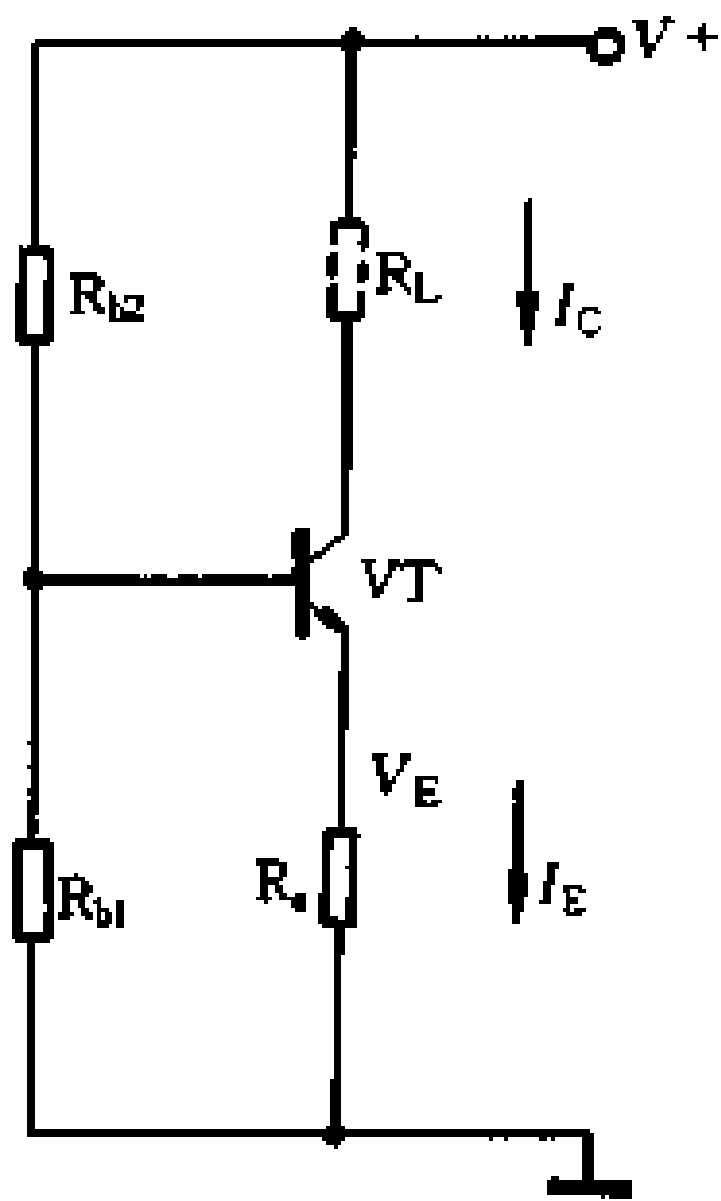
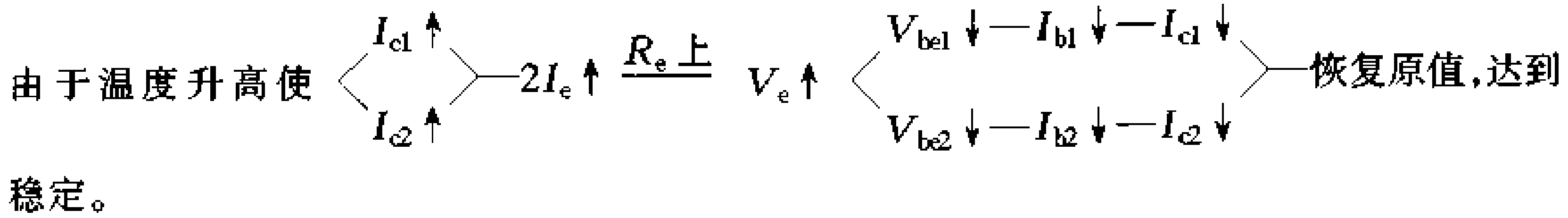


图 1-25 恒流源电路

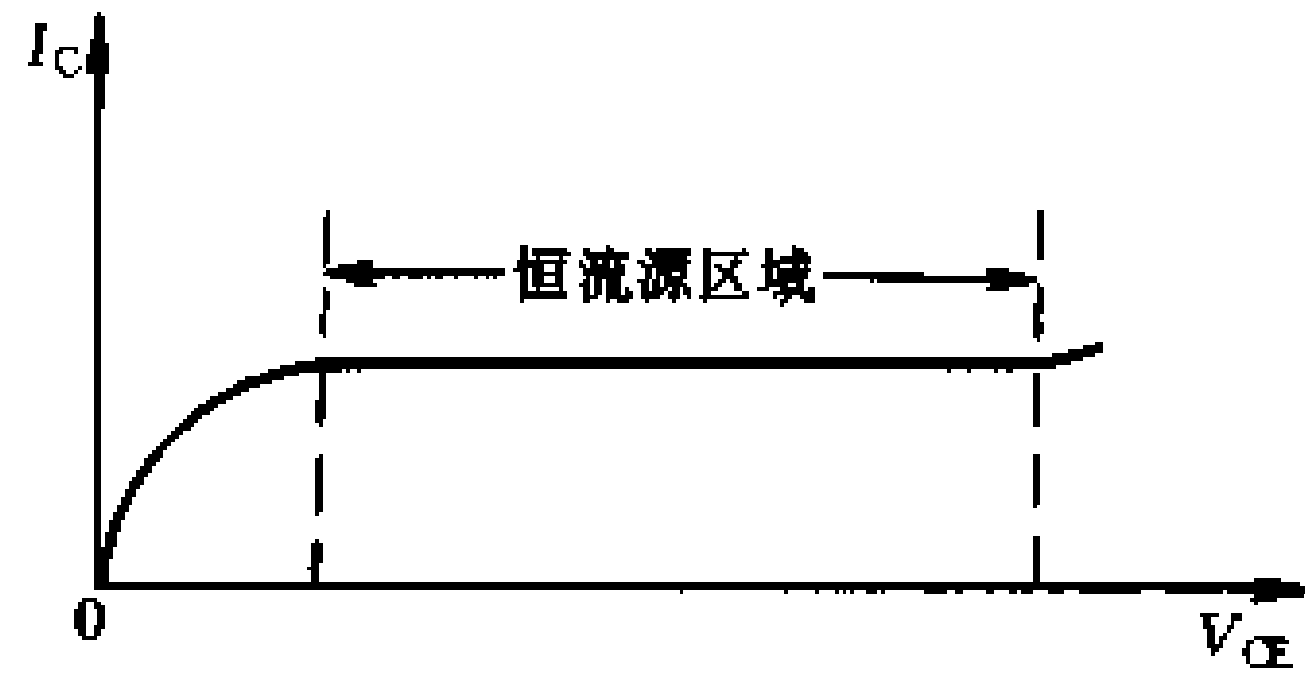


图 1-26 晶体管的输出特性曲线

上述分析表明：抑制零漂的关键是发射极共用电阻 R_e 的负反馈作用， R_e 的阻值愈大，负反馈作用愈强，抑制零漂的效果就愈好。但 R_e 增大后，在一定的电压变化范围内，工作电流 I_e 就要减小，为了稳定工作电流 I_e ，必然要提高电源电压 V_- 。这样就会产生电路稳定性和供电电源电压之间的矛盾。解决的办法是引入恒流源电路，即用恒流源电路代替发射极共用电阻 R_e 。

图 1-25 是一个恒流源电路，在该电路中：当 $\pm V$ 、 R_{b2} 、 R_{b1} 和 R_e 被确定之后， I_c 就被确定了，在一定范围内与负载电阻 R_L 的大小无关，只要使管子的 V_{ce} 工作在晶体管输出特性曲线的平坦部分(图 1-26)，就可以保持 I_c 的不变。

用图 1-25 的恒流源电路取代图 1-24 中的 R_e ，就成了带恒流源的差动式放大电路，如图 1-27 所示。这样，只要 I_{c3} 保持恒定， I_{c1} 和 I_{c2} 就不能同时增大或同时减小，从而抑制了电压的漂移。

差动电路按其信号的输入、输出方式不同分为四种：双端输入，双端输出；双端输入，单端输出；单端输入，双端输出；单端输入，单端输出。如图 1-28 所示。

四种接法的放大倍数可总括为：不论何种接法，只要是单端输出，其放大倍数为基本放大电路的一半；若为双端输出，其放大倍数与基本放大电路相同。

差动放大电路一般总是作为放大电路的前级输入部分。因此，它的输出端总是要和基本放大电路相连接。这对单端输出的差动电路是不成问题的，而对双端输出的差动电路就有所不便。因为它虽然有两个输出端，但与输入信号之间没有公共端，若采用单端输出，则无法发挥差动电路的优点。因此就需要一个双端变单端的输出电路与之相匹配，这便是

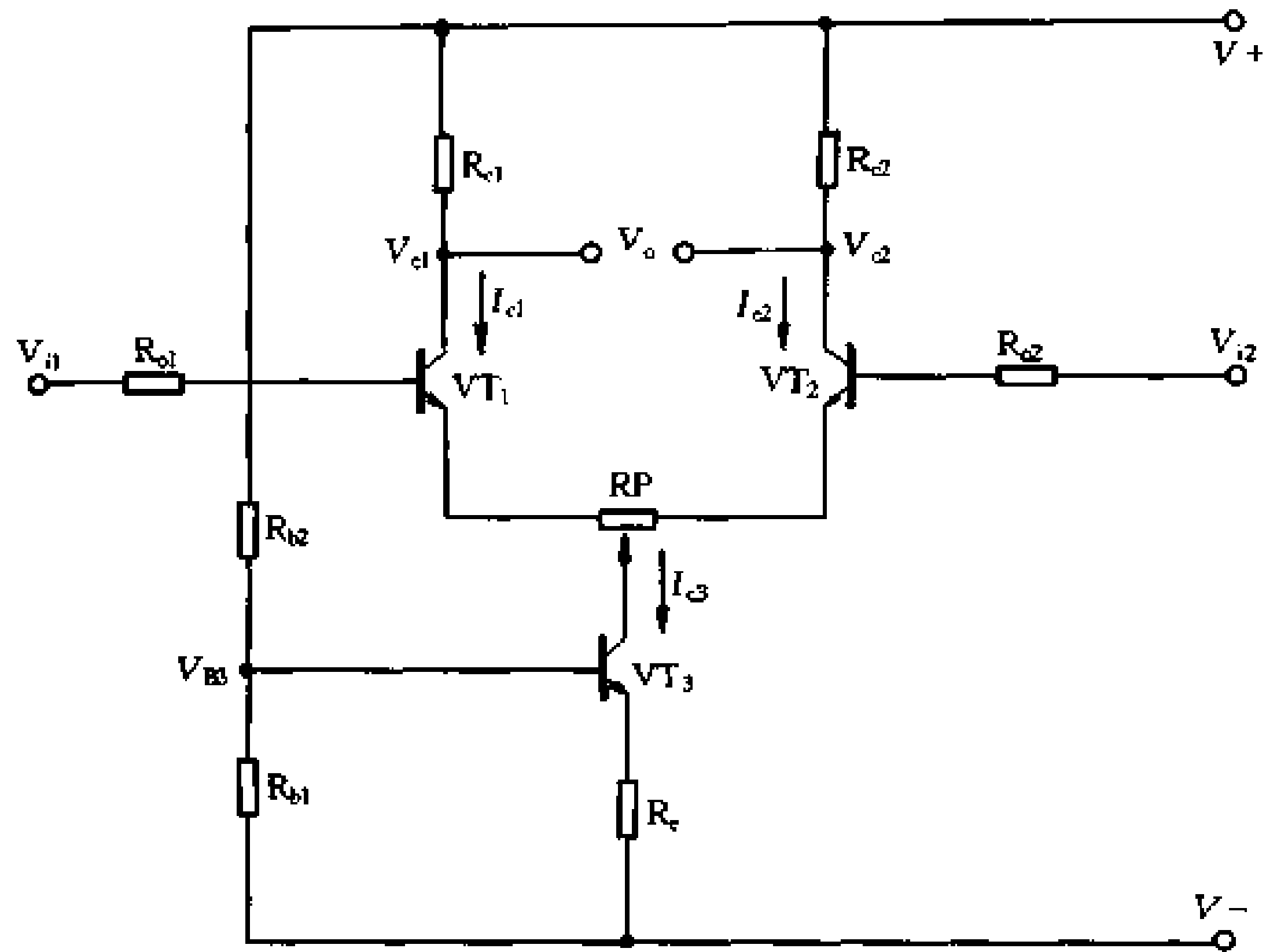


图 1-27 带恒流源的差动电路

镜像恒流源电路，如图 1-29 所示。

在图 1-29 中， VT_3 、 VT_4 构成镜像恒流源，因此有： $I_{c3} = I_{c4}$ ，而 $I_{c3} = I_{c1}$ ，所以： $I_{c4} = I_{c1}$

输出电流 $I_o = I_{c4} - I_{c2} = I_{c1} - I_{c2}$ 。

在共模输入(两输入端输入幅值相等的信号时为共模输入)时， $I_{c1} = I_{c2}$ 所以 $I_o = I_{c2} - I_{c2} = 0$

和双端输出时一样。

差模输入(两输入端输入幅值相等而极性相反的信号时，称为差模输入)时：

$$I_{c1} \approx I_{c1} - \Delta I_{c1}, I_{c2} \approx I_{c2} + \Delta I_{c2}$$

因为 $I_{c1} \approx I_{c2}$

所以 $I_o \approx 2\Delta I_{c1}$ 。

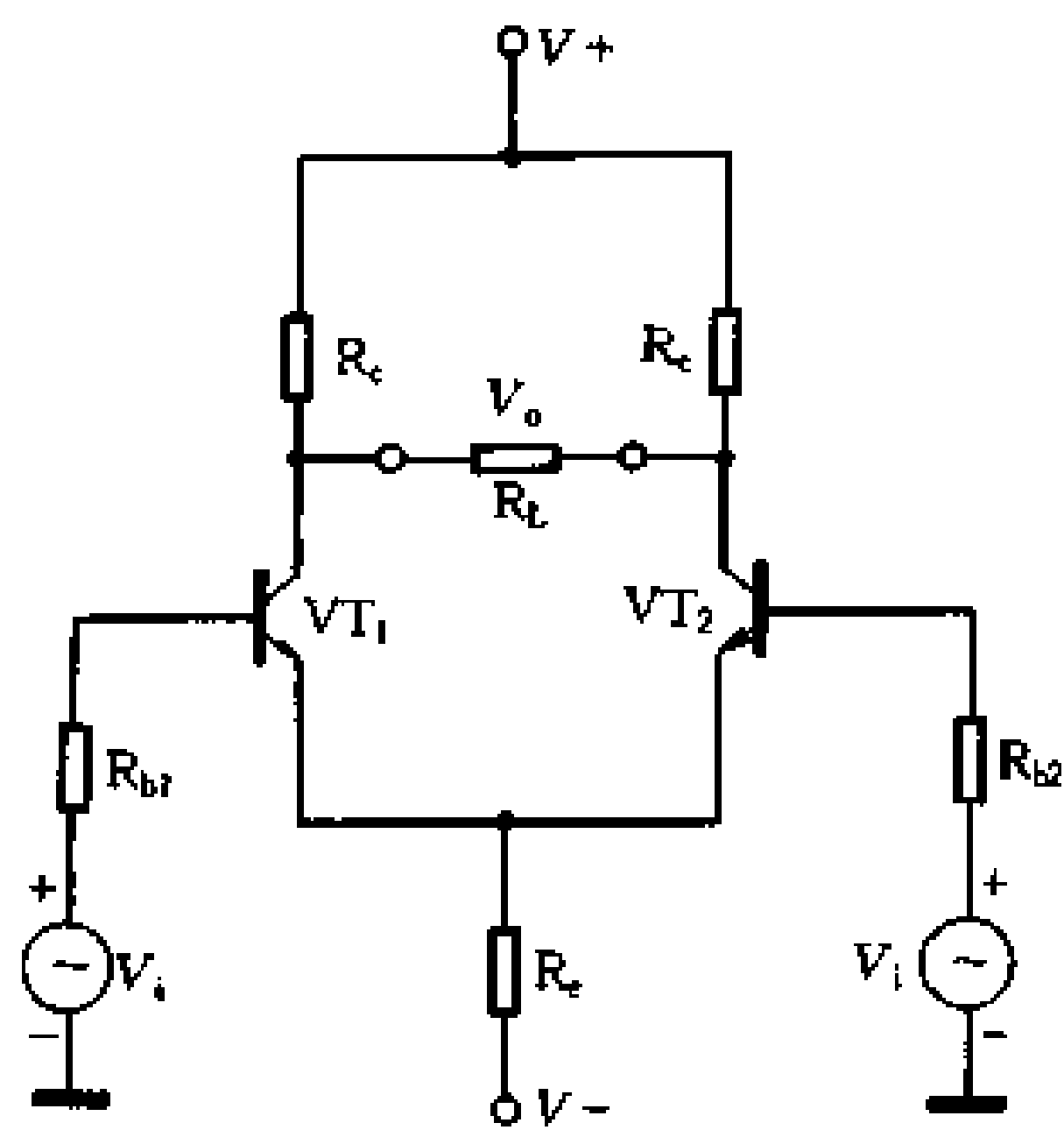
即差模输入时，输出电流是单管输出电流的两倍，也和双端输出一样。

上述电路原理在后面的实例中都会遇到。

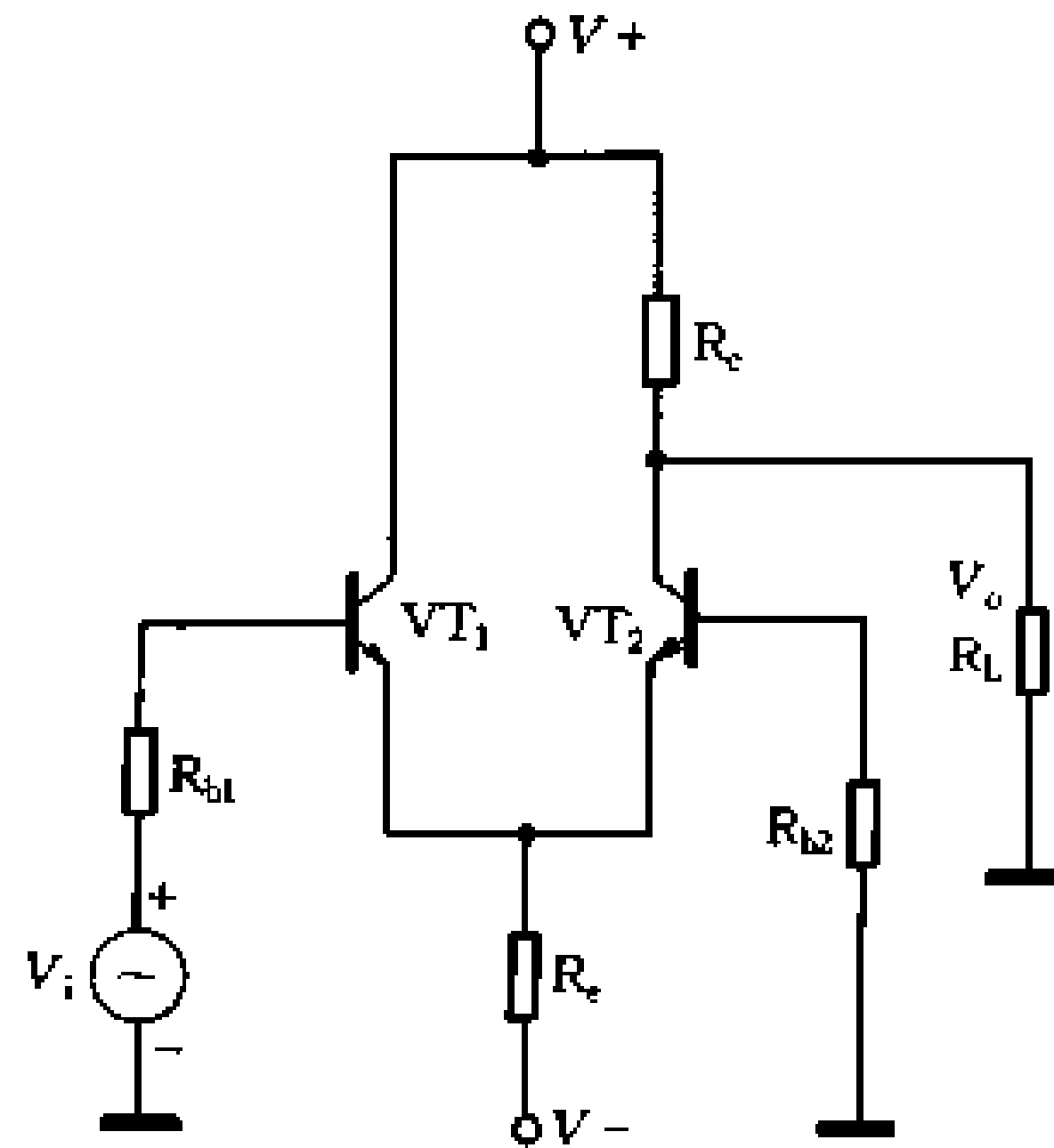
图 1-30 是一 OCL 功放电路的实例，下面进行具体分析：

在图 1-30 中， VT_1 、 VT_2 组成单端输入、单端输出的差动输入放大电路。信号由 VT_1 的基极输入，从 VT_1 的集电极输出。 VT_3 为推动级，它是由一只 PNP 管组成的共发射极放大电路，在这里，采用 PNP 管是为了和前置级的 NPN 型管适配，易于中点电压的调零。 VT_4 、 VT_5 与 VT_6 、 VT_7 组成复合准互补甲乙类推挽功率输出级。 VD_1 、 VD_2 与 R_9 组成推挽输出级的静态偏置电路，使输出级工作在甲乙类，调节 R_9 可调整其工作点。 R_7 为负反馈电阻，用来调整电路增益和稳定静态中点电压 V_D 。整机采用 V_+ 和 V_- 两组对称电源，使输出信号对称。

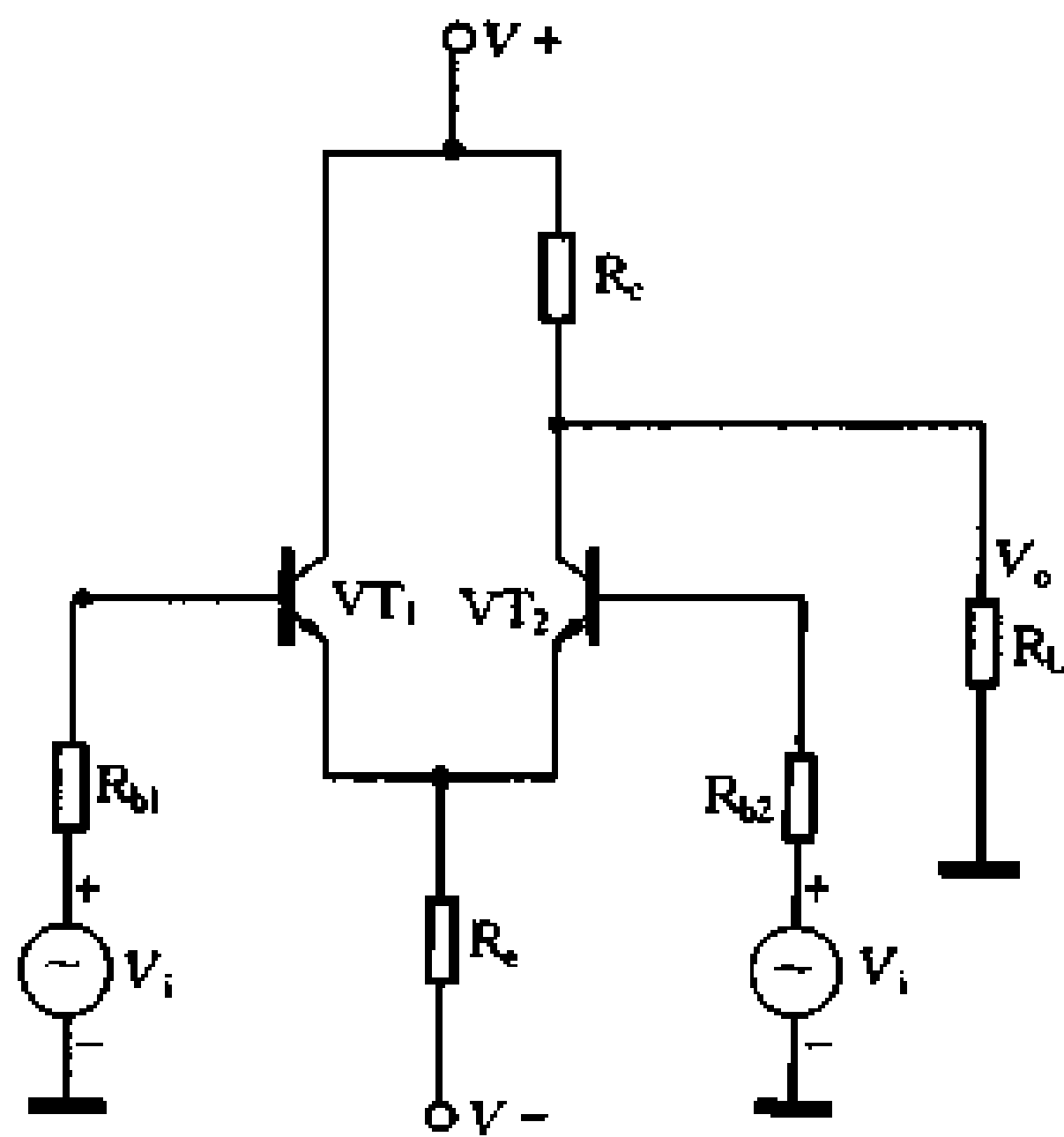
静态时， VT_1 、 VT_2 的基极电流 $I_{b1} \approx I_{b2} \approx I_b$ ，其基极电位为 $-I_b R_2$ 。由于 I_b 很小，所以基极电位可近似认为 $V_{b1} = V_{b2} \approx 0V$ ，而发射极电位则为 $V_{e1} = V_{e2} = V_e \approx -0.7V$ 。



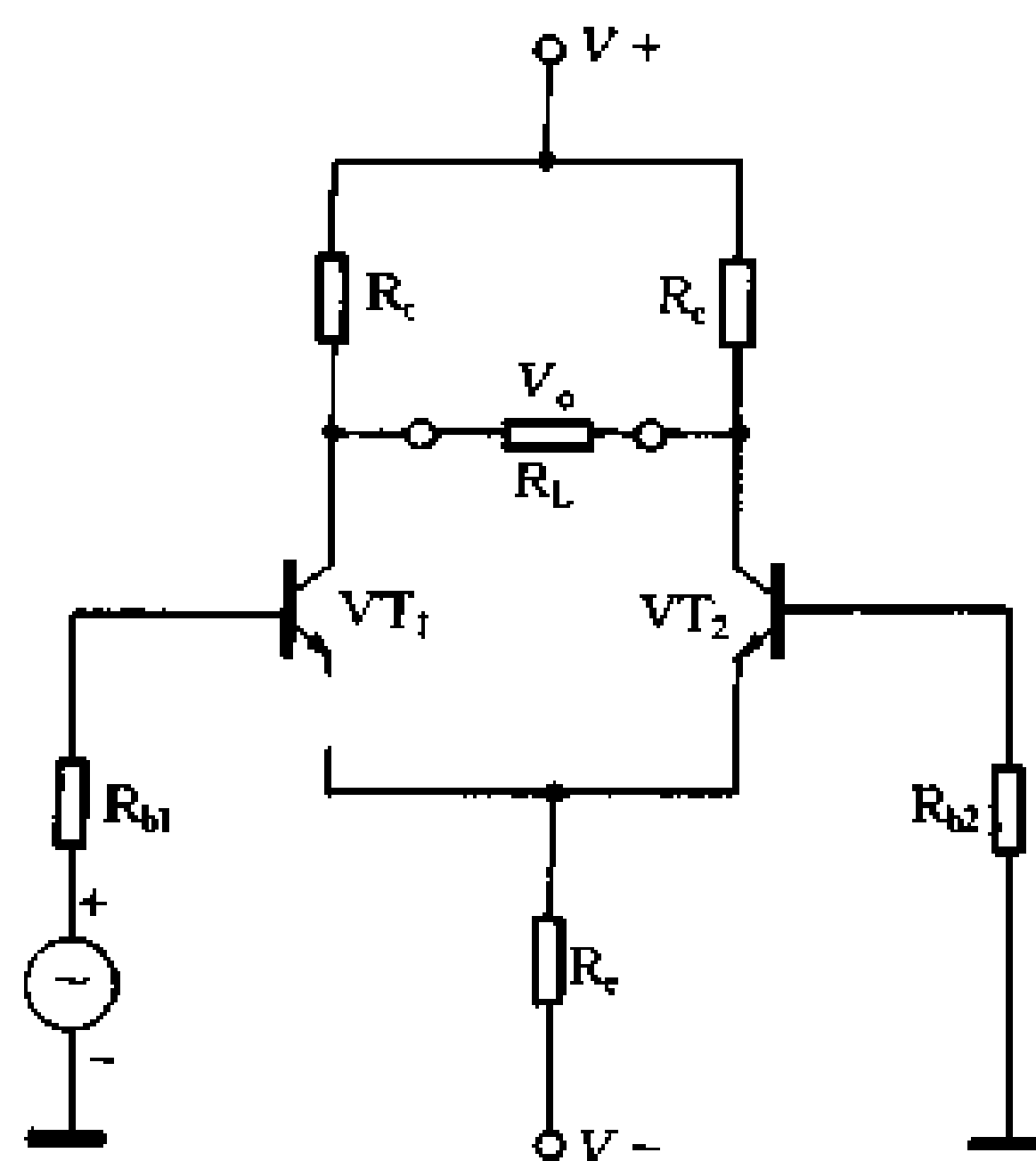
(a)双端输入双端输出(差动)



(b)单端输入单端输出



(c)双端输入单端输出(差动)



(d)单端输入双端输出

图 1-28 差动电路的几种形式

所以 R_5 中的电流 $I_{R5} = [-0.7 - (-V)] / R_5 = (24 - 0.7) / 15 \times 10^3 = 1.6\text{mA}$ 。 I_{R5} 为 VT_1 、 VT_2 两管静态电流之和，故 $I_{c1} = I_{c2} = I_c = I_{R5} / 2 = 0.8\text{mA}$ 。改变 R_5 的阻值，就可以调整前置放大级的静态工作点。但 R_5 的值不可过小，否则抑制零点漂移的效果就会减弱。

R_3 既是 VT_1 的集电极负载，又是推动级 VT_3 的偏置电阻。改变 R_3 的阻值，可以调整 VT_3 的静态工作电流 I_{c3} 。在图 1-30 中，静态时中点电位 $V_D = V_{eb} + V_{R10} + V_{R11} = V_{eb6} + I_{c3}(R_{10} + R_{11})$ ，当 R_{10} 、 R_{11} 选好后，只要调节 R_3 改变 I_{c3} ，就可使中点电位 $V_D = 0\text{V}$ 。

R_9 为输出级复合管基极的静态工作点调整电阻, 改变 R_9 的阻值, 就可调整输出级的静态工作电流, 一般应调在 $10 \sim 20\text{mA}$ 为好。

R_7 为电路的直流负反馈电阻, 它的主要作用是自动调节电路的稳定状态, 使中点电压 V_D 始终维持在 $V_D=0\text{V}$ 。

直流反馈作用的工作原理如图 1-31。在电路中, R_7 接在输出端(静态时的中点)D 与差动输入级 VT_2 的基极之间。对静态来讲, 这是一个全负反馈电路, 也就是电压跟随器, 其电压放大倍数为 1。输出电压跟随输入电压的变化。如前分析, $V_{b1} = V_{b2} = 0\text{V}$, 故中点电压 $V_D = 0\text{V}$ 。当由于某种原因使 V_D 升高时, 通过负反馈的调节作用, 将会使 V_D 被自动调回到 0V 。

通过分析可以发现一个调节 V_D 的最简捷的途径, 即只要调节 R_3 降低 V_{C3} 就可达到中点调零。这

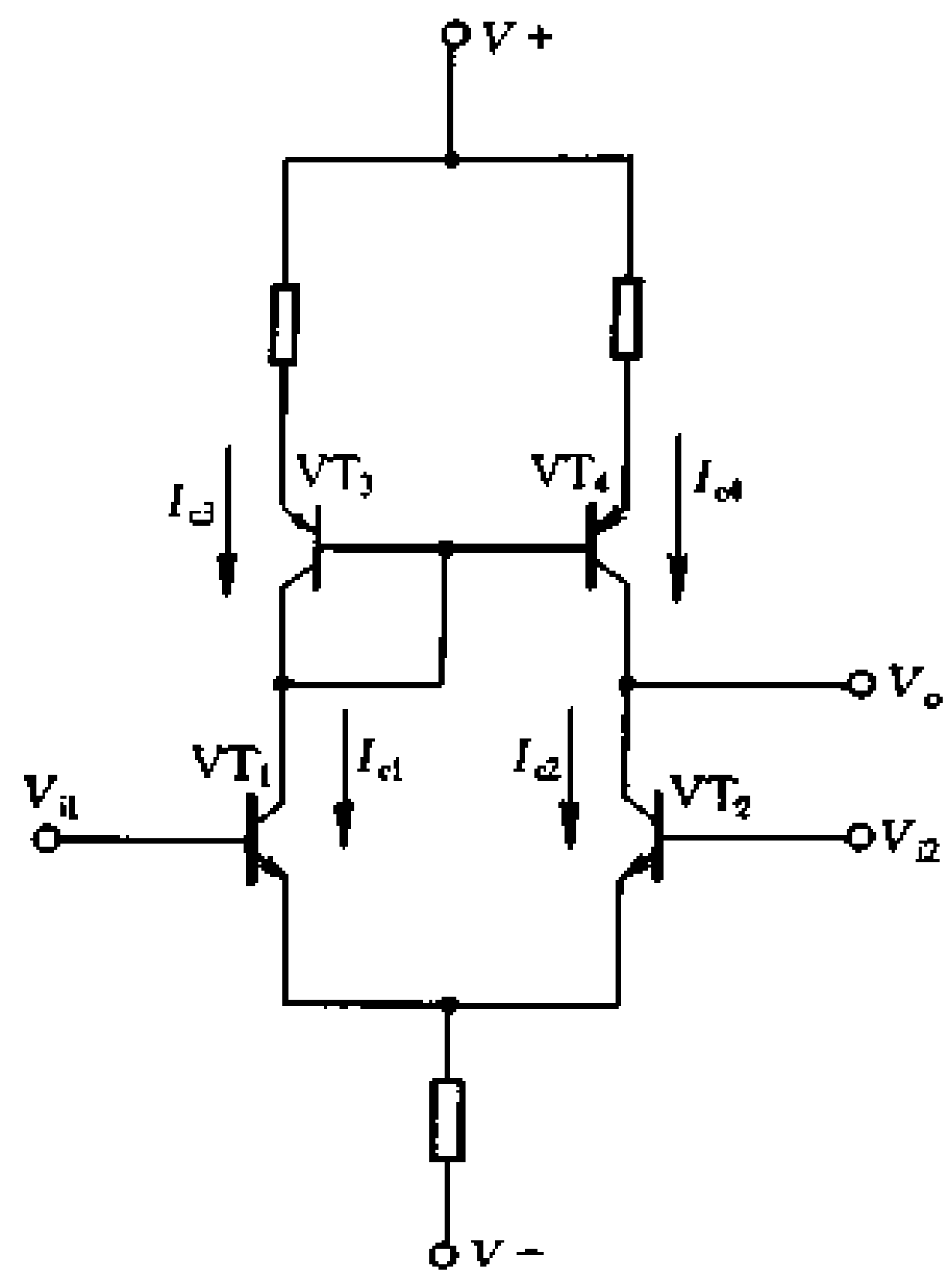


图 1-29 镜像恒流源电路

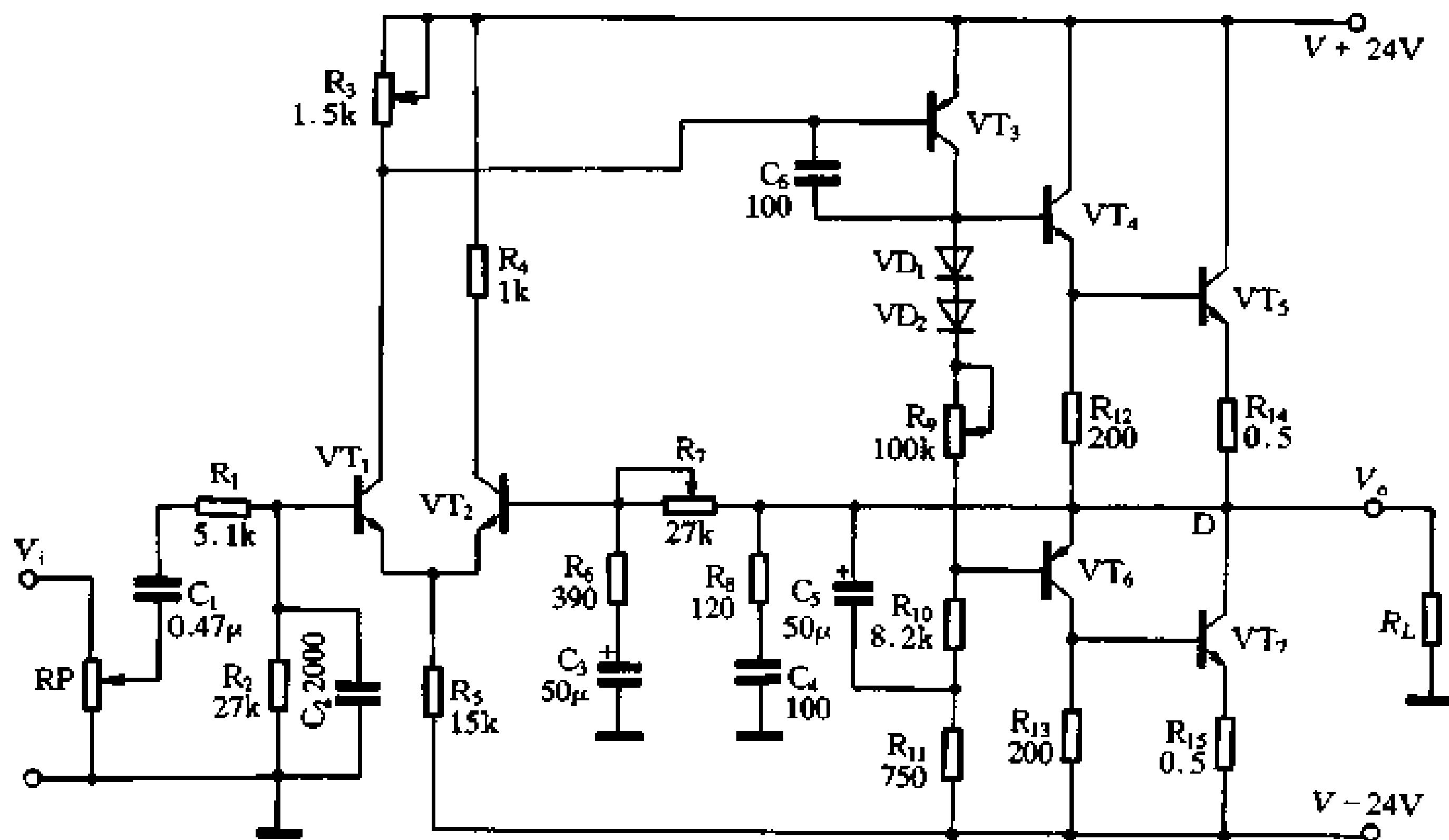


图 1-30 OCL 功率放大电路

也是通常调节中点电压 V_D 所采用的方法。

在分析过 OCL 功放电路的静态工作之后, 再来分析它的动态工作情况。

如图 1-30 所示, 在输入信号的正半周, 输出信号也是正半周。此时, VT_4 、 VT_5 导通, VT_6 、 VT_7 截止。只要输入信号足够强, 可以使在输入信号的正峰值时, VT_5 接近饱和区, 其管压降为 V_{ces} 。如果忽略 R_{14} 上的信号压降, 则输出信号电压的正峰值为 $V_+ - V_{ces} \approx V_+$ 。同样地, 在输入信号的负峰值时, 输出信号电压的负峰值为 $V_- + V_{ces} = V_-$ 。因此, 电路的最大不失真输出电压峰峰值为 $2V$ 。若输入信号为正弦波, 则最大不

失真输出功率 $P_{omax} = V_+^2/2R_L$ 。此时，电源输出功率为 $P_E = 2V_+^2/\pi R_L$ 。两值相比，可以计算出电路的效率为 $\eta = 78.5\%$ 。

P_E 与 P_o 之差即为两只功放管 VT_5 、 VT_7 的功耗，其一半为每只管子的功耗 P_T ，与 OTL 电路相同。当 $P_o = 0.4P_{omax}$ 时， $P_T = P_{Tmax} = 0.2P_{omax}$ 。因此，在选用功放输出管时，应当使 $P_{cm} > P_T$ ，并留有一定的余量。

当两只功放管中有一只接近饱和时，另一只将截止，此时 V_+ 和 V_- 将通过饱和管全部加在截止管上。所以每只输出管可能承受的电压值为 $V_+ + |V_-| = 2V_+$ 。在选管时还应使 $BV_{ceo} > 2V_+$ 并留有一定的余量。

同样，由于 VT_5 、 VT_7 饱和压降和 R_{14} 、 R_{15} 上信号压降的存在，实际上电路输出的不失真功率要比上述计算值小，它的修正系数为：

$$\alpha = 0.5 \sim 0.8。$$

电路的交流负反馈是由 R_7 、 R_6 和 C_3 组成的(图 1-30)，由于 C_3 对交流可视为短路，实际效果如图 1-32 所示。它是一种电压串联负反馈。交流负反馈决定着放大电路的增益(电路的放大倍数)。它的计算方法为：

$$K_v = (1 + R_7)/R_6$$

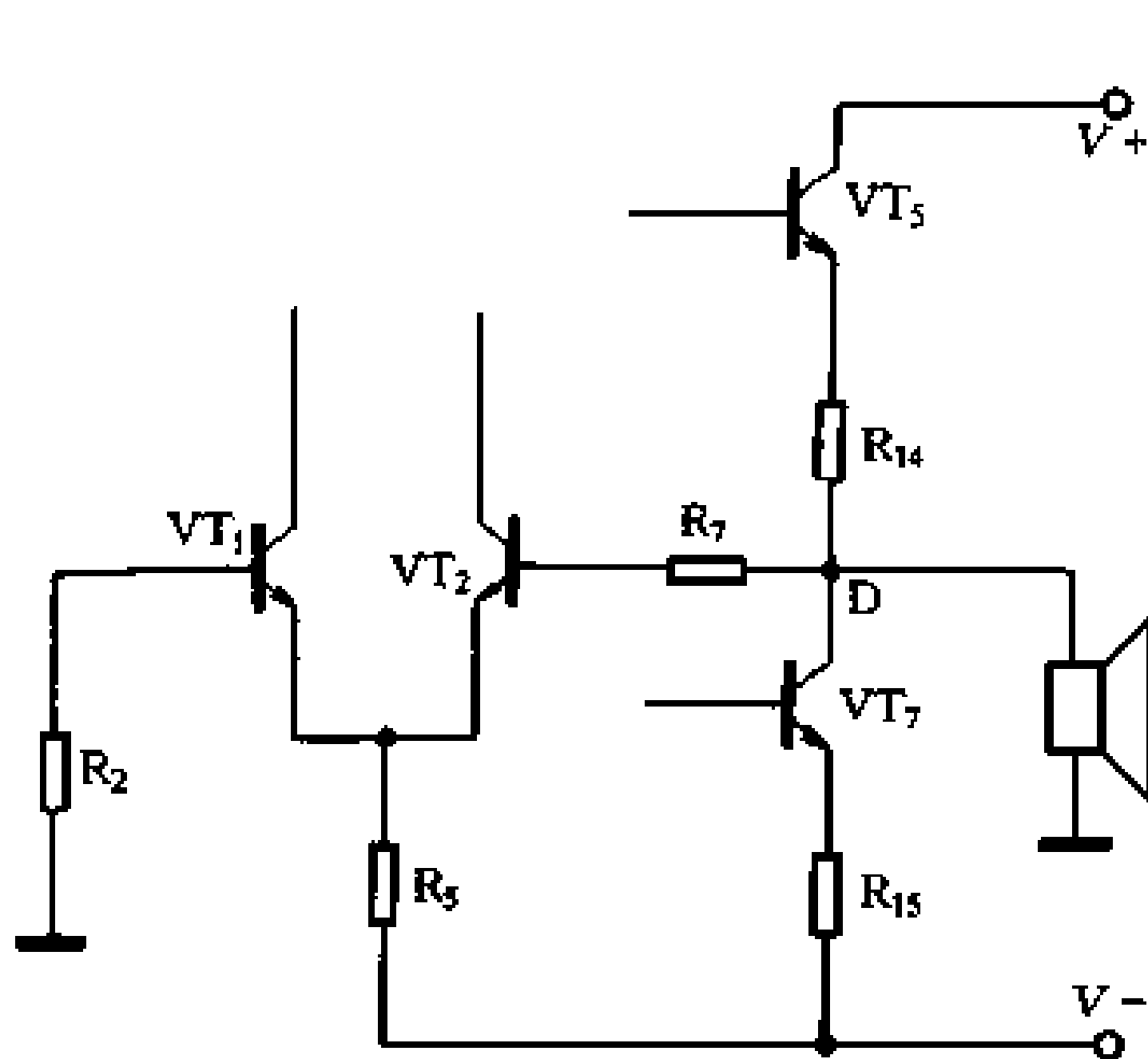


图 1-31 OCL 功放的直流负反馈分析

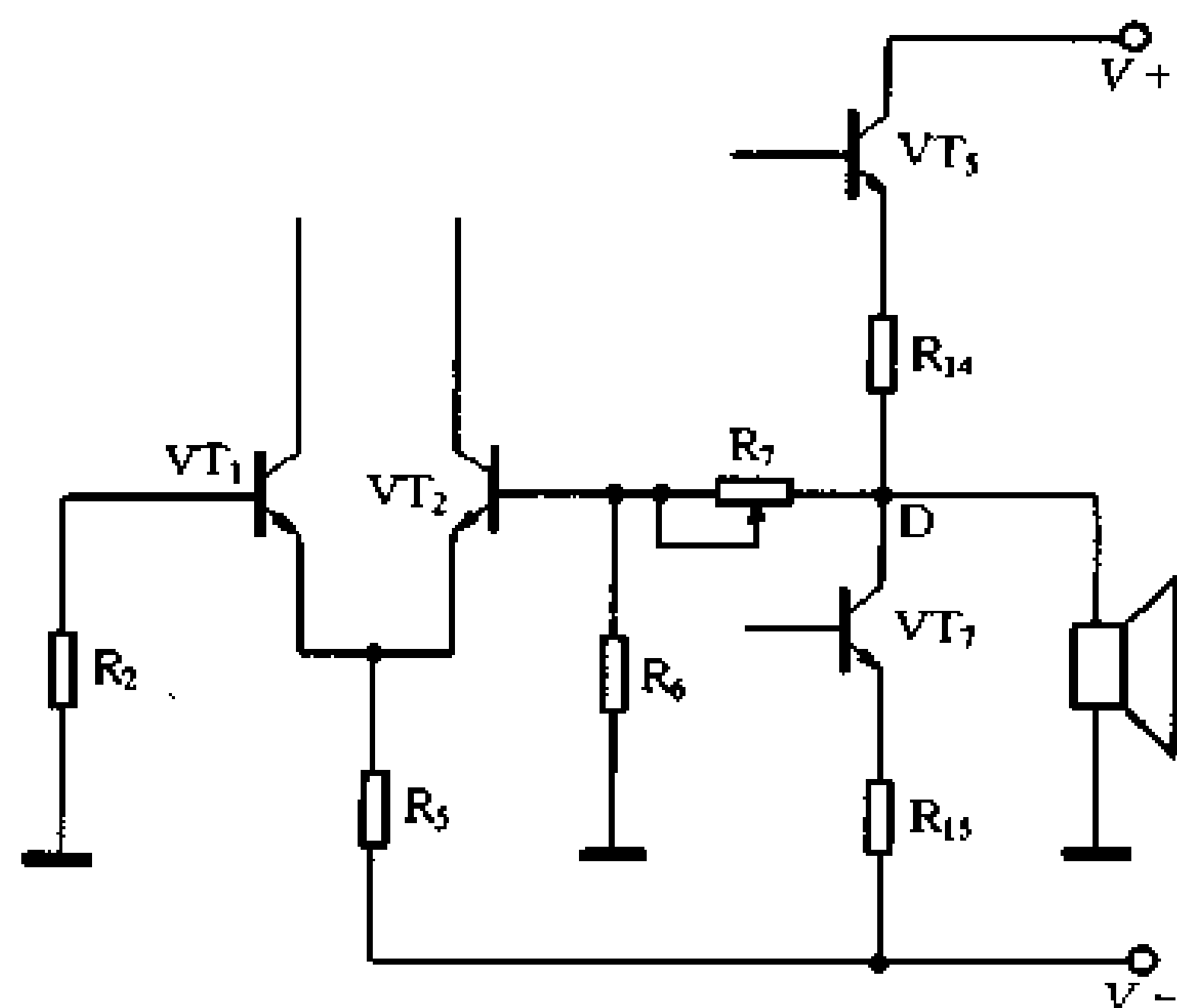


图 1-32 OCL 功放的交流负反馈分析

放大电路的增益也决定着电路的灵敏度。电路的灵敏度 S 的含义是：达到额定不失真输出功率时所需要的输入电压值，它的大小是由电路的电压放大倍数决定的。其计算方法为：设额定输出功率为 P_o ，则额定输出功率时的电压 $V_o = \sqrt{P_o R_L}$ ，电路灵敏度 $S = V_o/K_v$ 。

在一般情况下，调整电路增益的大小是通过改变 R_7 的阻值来进行的，所以有的电路就将 R_7 设计为可调电阻。这里值得注意的是，在 R_7 的阻值改变之后， R_2 的阻值也应随之改变，使 $R_2 = R_7$ ，这样可以保持差动放大级的电路对称，提高电路的稳定性。

电阻 R_8 和电容 C_{14} 组成一容性负载，以抵消扬声器的部分感性负载，防止信号突然变化时出现较高的瞬时电压。电容 C_2 用来抑制高频噪声干扰。 C_6 为滞后补偿电容，用来防止高频自激。电容 C_5 是自举电容，它和 OTL 电路一样，是用来提高输出负半周时 VT_6 、 VT_7 的基极驱动电流，使输出负峰值电压接近 V_- 。同时又可使输出电路由共集电

极形式改变为共发射极形式，从而提高电路的增益。

3. DC型功率放大电路

DC型功率放大电路中的“DC”是直流的意思。如果按电路的基本结构来说，DC型功放也是一种OCL型电路，虽然它比OCL电路仅少了一只自举电容 C_B 和一只反馈电容 C_F ，但对电路性能有较大的提高，所以把它作为又一种电路进行分析。

随着现代音响技术的发展、音源质量的迅速提高及其日益普及，人们对放音设备提出了更高的要求。以往普遍采用的传统的OCL一类“高保真”功放电路的音质，似乎已不能满足一般音乐爱好者的要求，更难满足Hi-Fi发烧友们对音质的追求。实用和研究表明，传统的OCL电路瞬态互调(TIM)失真相当严重，谐波失真也较高。在频率响应指标上，20kHz的频响也不够宽，而且低频特性、尤其是低频相位特性较差。究其原因是由于OCL电路中的输入电容 C_i 、反馈电容 C_F 和自举电容 C_B 的影响。这些电容的存在，使放大器在向低频延伸上受到限制。

对于OCL功放的低频特性，影响最大的要数反馈电容 C_F 。对于OCL功放电路，它的放大倍数有公式 $K_V = (1 + R_f) / R_F$ 。这是在忽略了反馈电容 C_F 的容抗的条件下才是正确的。由于电容的容抗 X_c 与频率成反比，在频率很低时容抗 X_c 就不可忽略了，因此，放大器的放大倍数应当是 $K_V = (1 + R_f) / R_F + X_c$ 。

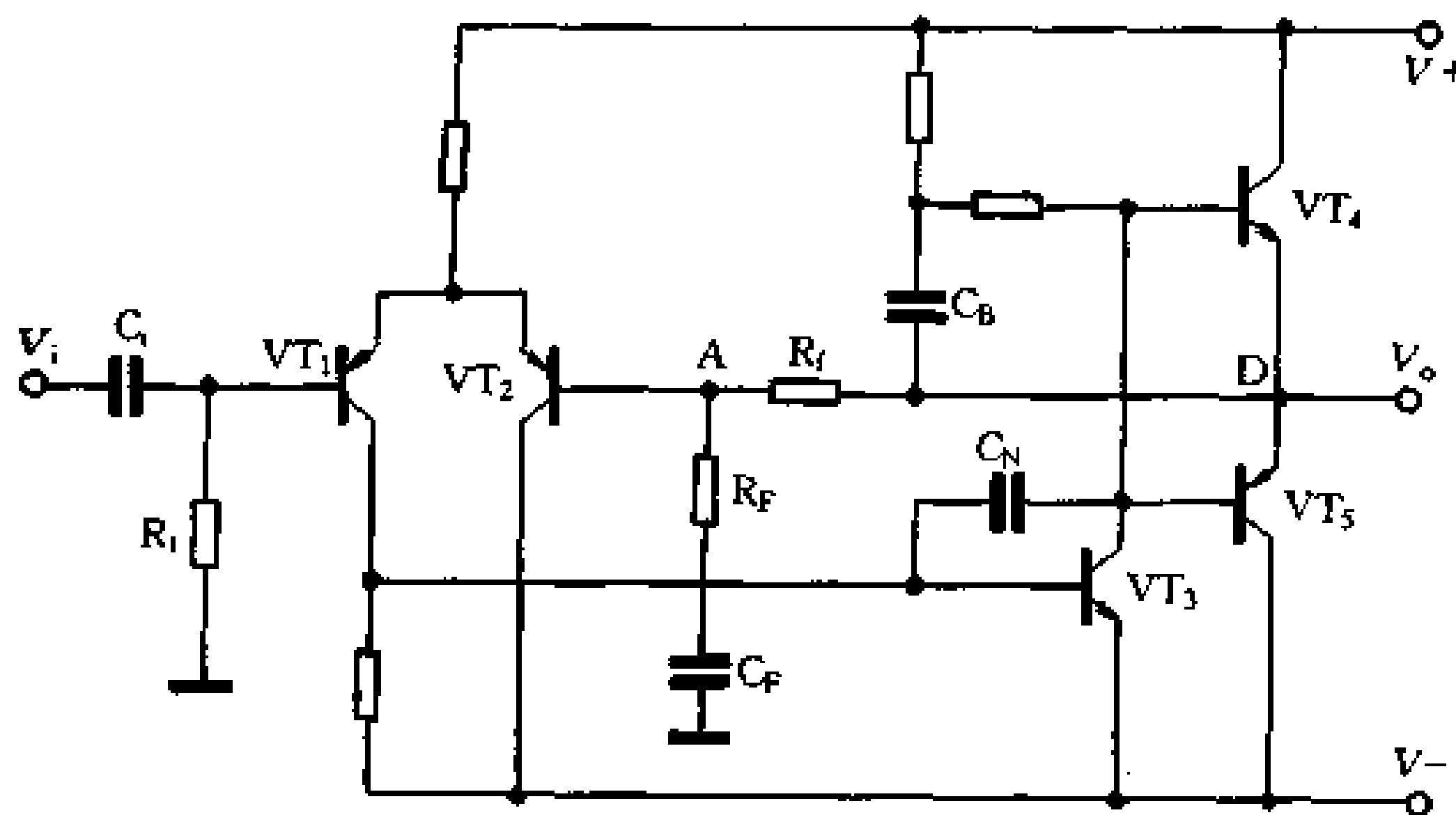


图 1-33 OCL 功放中的电容

例如：当 C_F 取 $10\mu\text{F}$ 时，对于20kHz的频率来说， $X_c < 1\Omega$ ；而对20Hz的频率， X_c 则可达 $0.79\text{k}\Omega$ ，一般电路中 R_f 多在 $0.5\text{k}\Omega \sim 2\text{k}\Omega$ 之间。照此计算，功放对低频放大倍数和对高频放大倍数必然相差较大。若要延伸低频至10Hz甚至到5Hz，则 C_F 的阻抗之大以及对低频放大倍数的影响便是显而易见的。更有甚者，对于直流功放， X_c 为无限大，电路视为开路，放大倍数为0，即对直流无任何放大能力。

去掉 C_F 之后，电路的放大倍数再也不会受到 X_c 的影响了，电路对于低频和高频都一视同仁给予相同的放大，使低频响应得到改善，整个电路频响展宽了。

其次是自举电容 C_B 。从本质上说，自举是一种正反馈。这种正反馈施加不当时，会使频响曲线出现一个峰值。在极端情况下，可能出现低频自激振荡。有时虽没有自激，但已接近临界状态。这时若有一超低频信号给予激励，便可能引起一个衰减振荡。

去掉自举电容后，放大电路可能损失一点增益，但对整个电路的改进效果来看还是值得的。去掉自举电容后，还可以采用全互补全对称电路，这种电路的正负向电路完全对称，因此输出信号的正负向幅度自然也就对称了，同时对减小失真也是有利的。

DC型直流功放由于去掉了两只大电容，使它的频响可以增大到100kHz，有的甚至达到300kHz，而且瞬态响应好、失真低。在这里，使频响达到0~100kHz，并不是我们能够听到超低频或者100kHz的超高频，而是反映了电路的频响宽和转换速率高这两个技术指标。在实用中，追求高频响并非故弄玄虚。我们知道，音乐的音高是由其基波频率决定的，而音色是由它的泛音形成的。所谓泛音，正是基音的高次谐波，当然它的频率要比基音高得多。正是由于泛音的存在，使得不同的乐器才会表现出不同的音色。

DC型功放没有反馈电容，所以直流反馈与交流反馈相同，交、直流增益相同。

DC型功放电路去掉负反馈电容 C_F 后也带来了一个新的问题，那就是降低了差动输入级的输入电阻。

在以晶体管作差动输入级的输入电路中，接于左管基极至地的电阻 R_1 和接于右管基极至输出点D的 R_2 的值一般是相同的，如图1-34所示，由于输出点D很接近地电位，因此两管偏流基本相同。去掉 C_1 之后， R_{11} 直接接地，则右管偏置电阻值约等于 R_{11} 。考虑到必须要有足够的放大倍数及不使 R_2 太大， R_{11} 一般取1k Ω ，而通常左管偏置电阻 R_1 一般为30k Ω ，则左右两管偏流明显不同，放大器的开环特性必然不好。特别是当差动输出

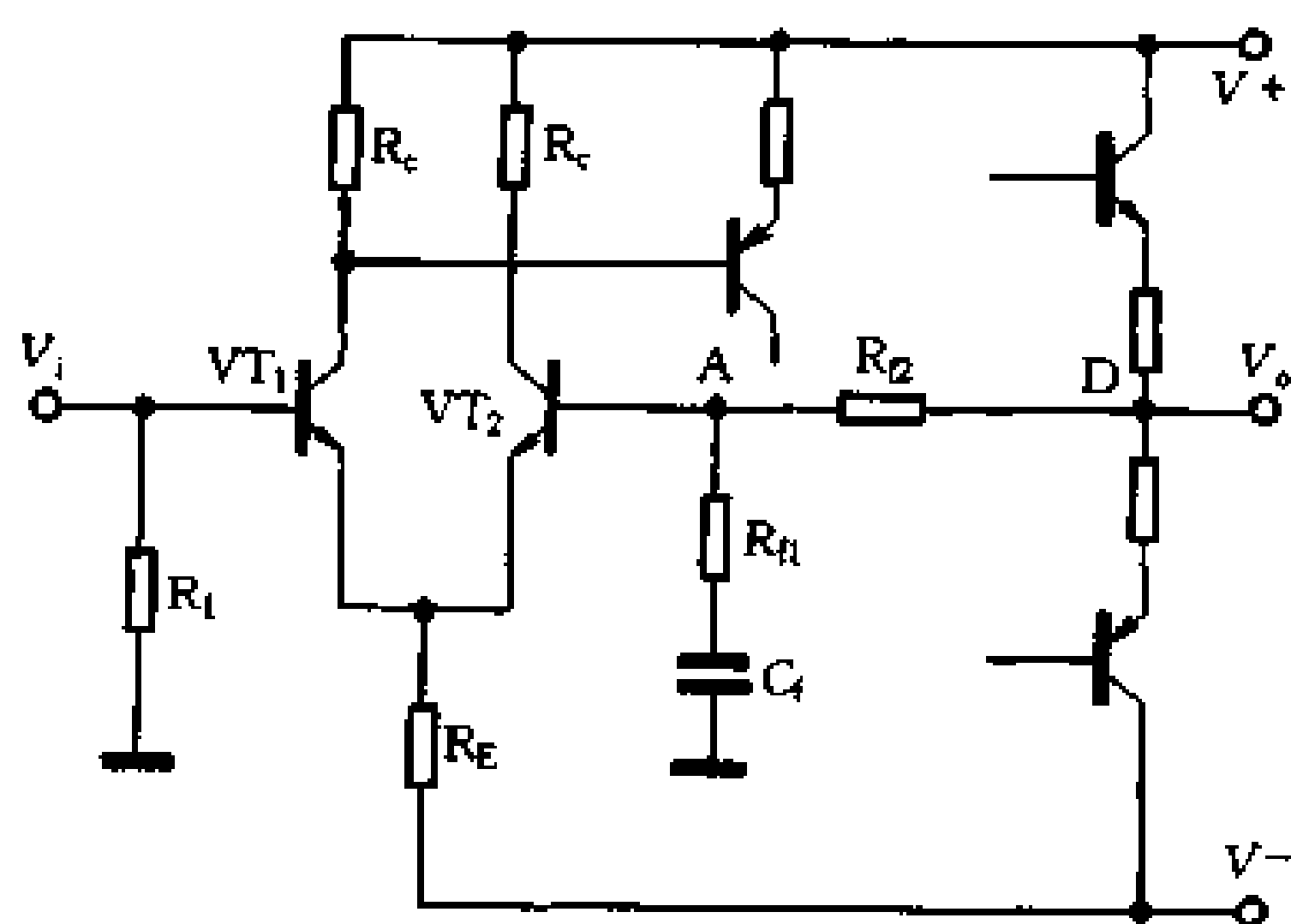


图 1-34 差动输入的一般形式

为双端输出时，则输出电压会相差过大，对后一级会有不良影响。若左管也改为1k Ω ，当然可使左右偏流一致，但这样低的输入电阻难以和前级匹配。这样就增加了制作的难度，对于这个问题，可采取下列办法解决。

采用如图1-35(a)的电路形式，即保持 $R_1 = R_2$ ，左管由电源 V_+ 引入偏流，由电位器RP调节偏流的大小。这样既保证了左管基极输入电阻不致下降，又可通过RP调节左管偏流的大小。例如：日本的先锋M22K便是这种电路结构，如图1-35(b)所示。

采用图1-36所示的电路形式，将反馈电路与偏置电路分开， R_{11} 取约30 Ω 。为保证放大倍数， R_2 取1k Ω 。在右管基极与 R_2 间串入与左管基极电阻 R_1 阻值相同的电阻 R_2 ，使 $R_2 = R_1 \approx 30k\Omega$ 。这样两边的偏流就可保持一致，而且输入电阻也不降低。

采用晶体管双差动电路作输入级，如图1-37所示。分析该电路可知，由于采用了一对不同极性的差动电路相连，它们的基极电流相反。因此两边的偏置电阻几乎没有电流，这样两边电阻可任意取值。其难点是，要求左右、上下四管的参数应严格一致。

采用场效应管差动(或双差动)电路作输入级。对于DC功放，用场效应管(一般为结型)差动电路作输入级是最方便、可靠和稳定的电路形式，由一般OCL电路取消 C_F 变为DC型功放，其电路结构可以不变。因为场效应管是电压控制元件，输入电阻非常高，基本上不吸取电流，两差分管偏置电阻可任意取值，并不改变其静态时的偏置电压和漏极电流。

制作DC功放，无论采用什么电路形式，元件参数的配对要比一般OCL电路严格，

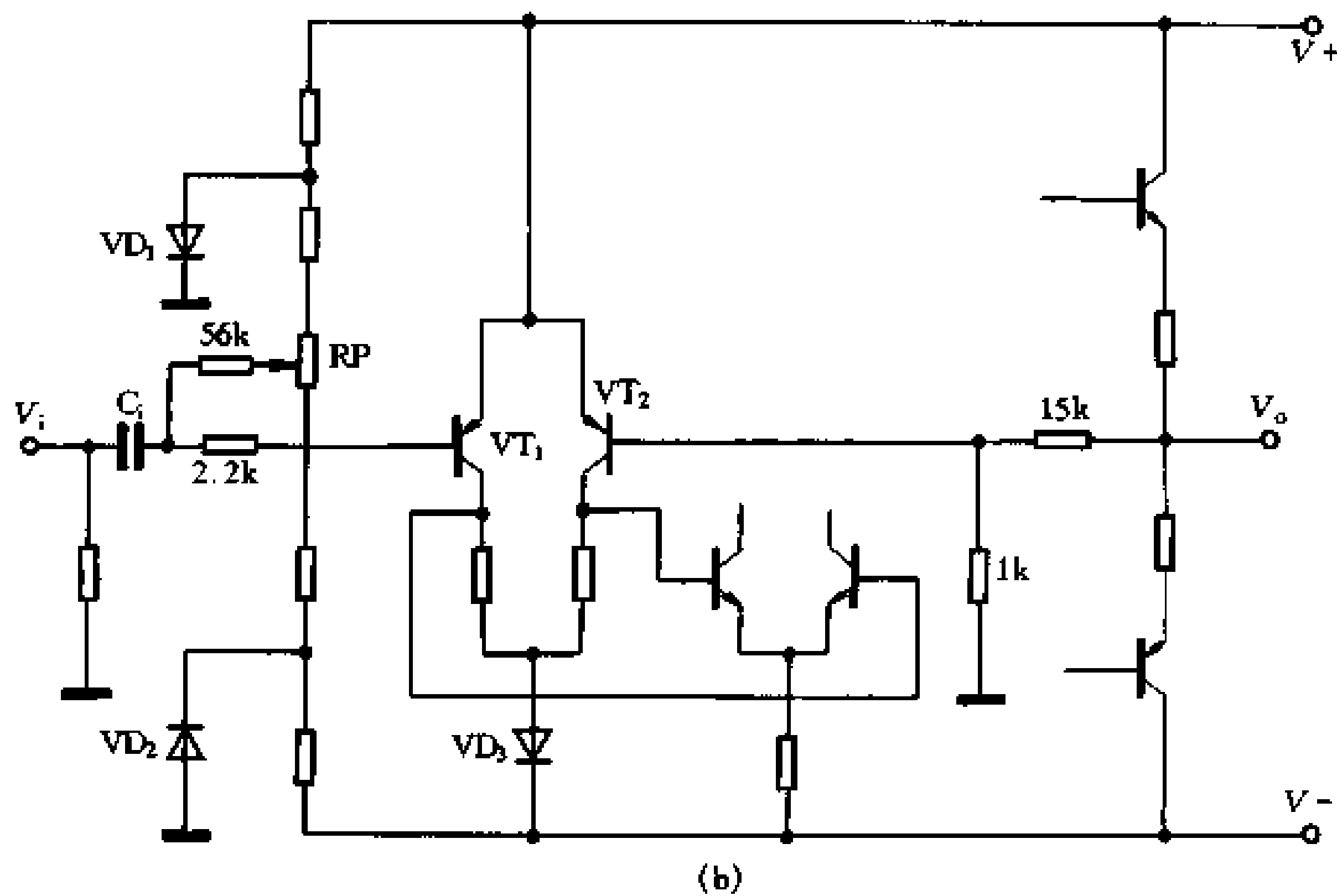
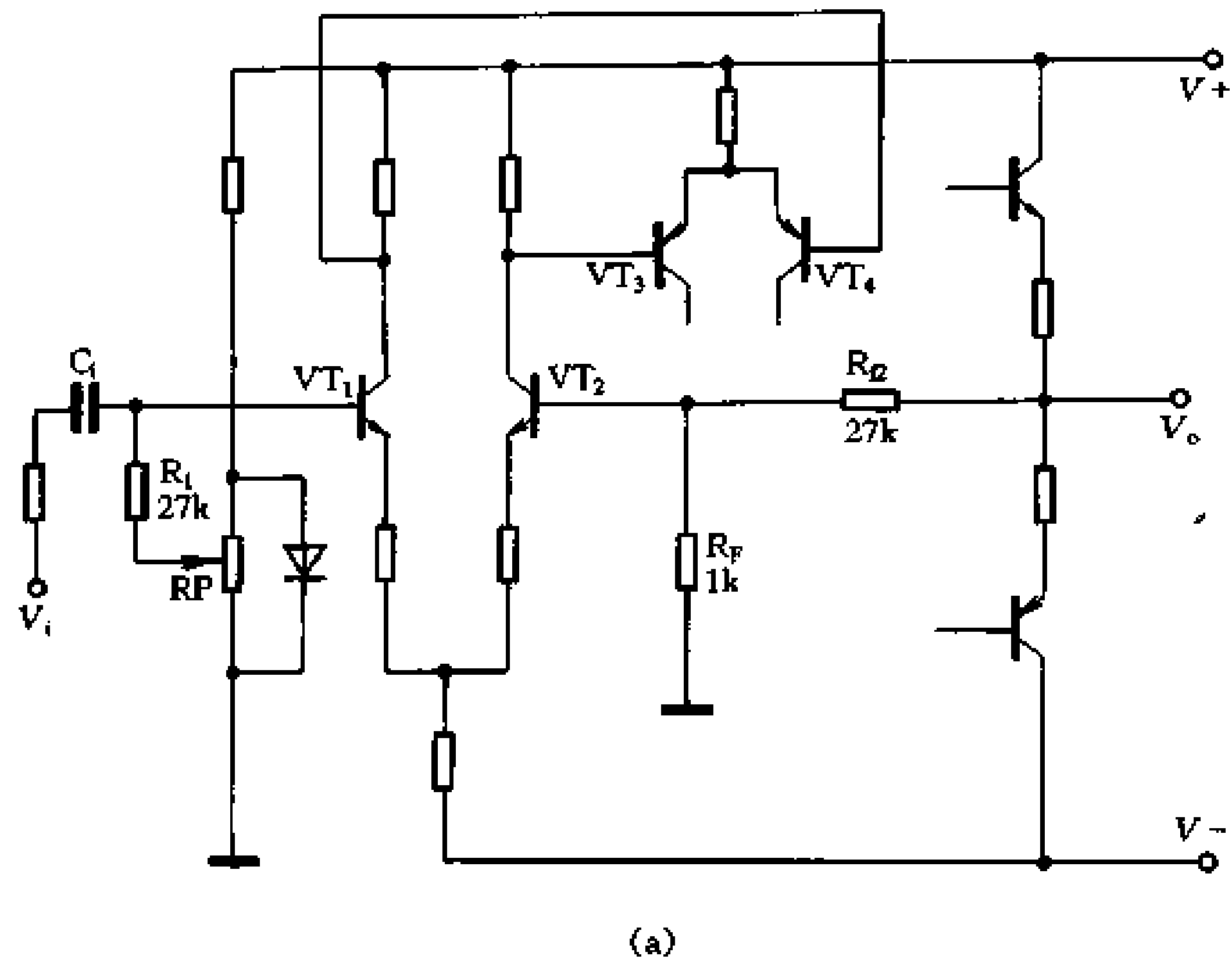


图 1-35 由正电源引入偏流的输入级

因为一般 OCL 电路对输出点的直流漂移有百分之百的负反馈量，而 DC 功放一般只有几十分之一。

需要配对一致的元件参数为：差分电路中两个三极管的 β 值；两个结型场效应管的最大电流 I_{Dss} 和跨导 g_m ；两个 V-MOS 管的阈值电压 V_{th} 和跨导 g_m ；对称互补管电路（不一定是末级）中三极管 N 管和 P 管的 β 值；V-MOS 管中 N 管和 P 管的 V_{th} 和 g_m ；差分电路双端输出时两管各自的负载电阻等。为使输出点稳定于地电位则应调节输出点电位的可调电阻应适当增大；末前级如用电阻作负载，从该级开始应使用稳压电源（因为市电升

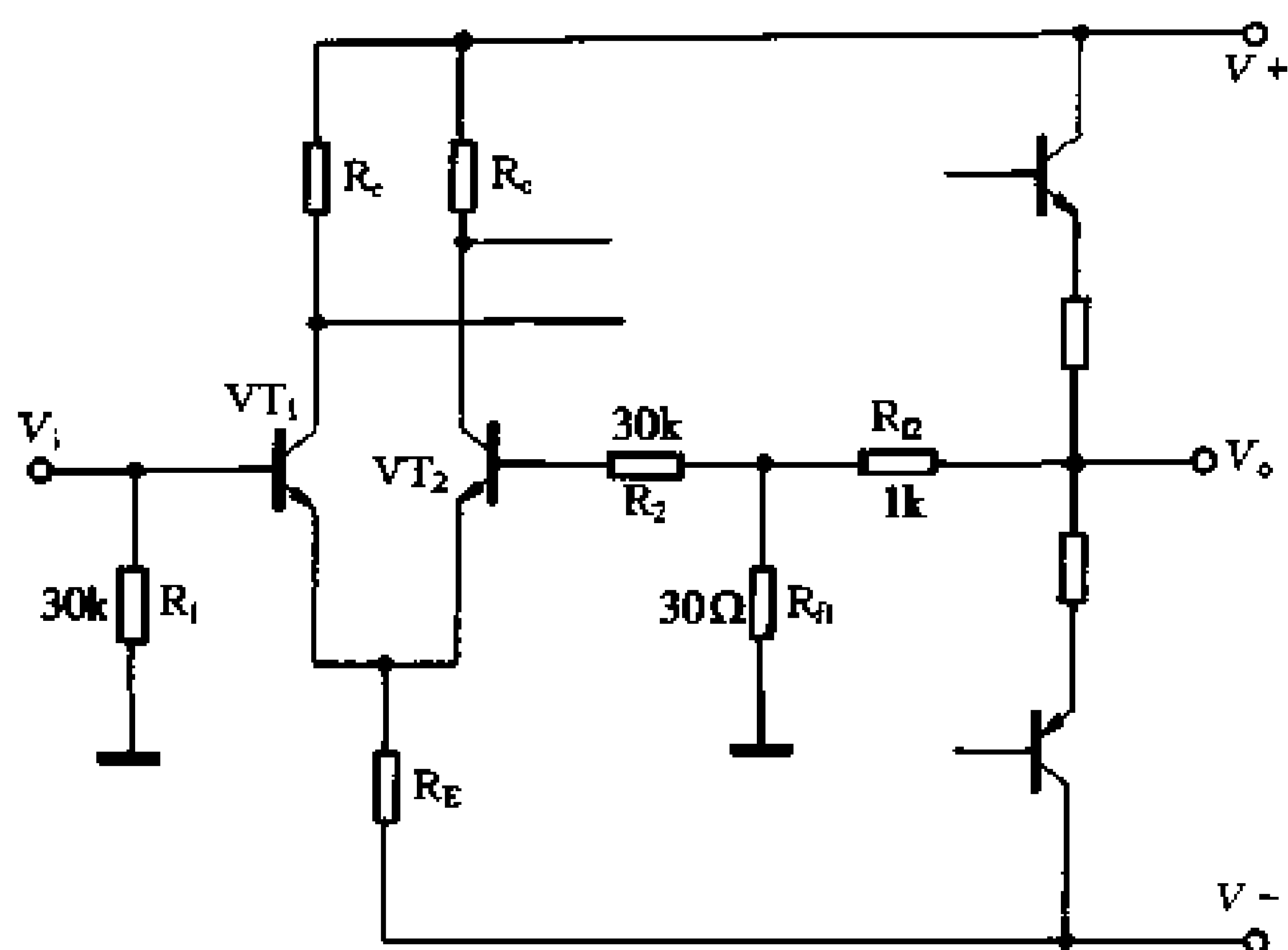


图 1-36 反馈电路与偏置电路分开设置的差动输入级

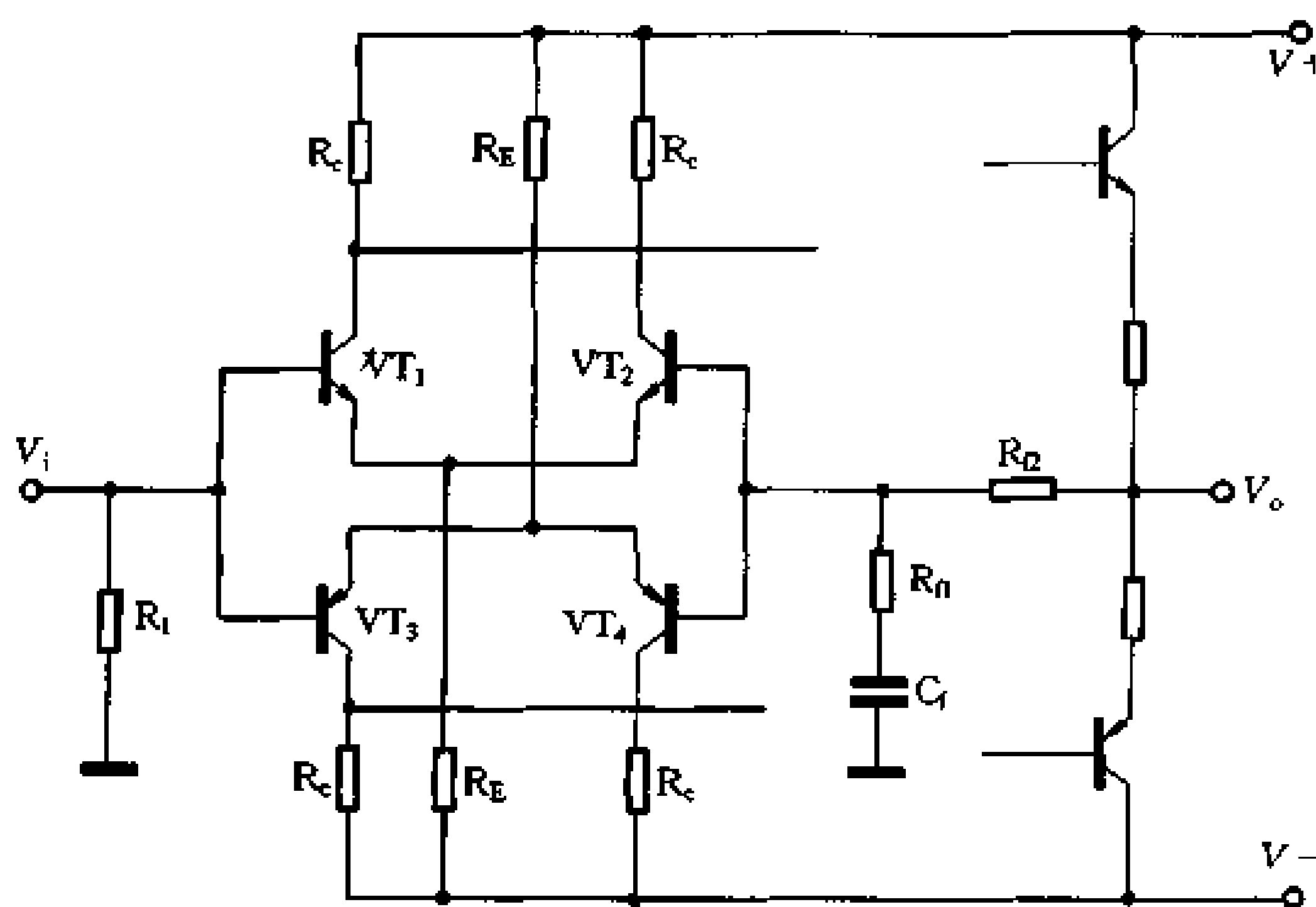


图 1-37 晶体管双差动输入级

降会影响输出点电位); 适当控制放大倍数, 因放大倍数越大, 直流反馈量越小, 输出点就越容易漂移。

对于电路元件的其它参数, DC 功放的要求也较高。晶体管的 BV_{CEO} 应达到电源电压的 2 倍, 即 $2V_+$ 。对互补差分对管应测量其在工作电流(一般是小电流)条件下的交流电流放大倍数 h_{fe} 和直流电流放大倍数 h_{FE} , 要求偏差小于 5%。其它管是工作在大信号电流状态下的, 应测量从小电流到大电流的直流电流放大倍数, 要求线性好, 每组的偏差小于 10%。电流放大倍数的数值适中, 取 40~80。对于晶体管的特征频率, 前两级 ($VT_1 \sim VT_6$) 应选高一些, 后两级应选低一些。对于晶体管的饱和压降 V_{CES} , 一般来说只对互补推动管 (VT_7, VT_8) 要求严一些, 因为这对管子的瞬时电流与其 I_{cm} 相比不算小。在这里需要说明的是: 饱和压降 V_{CES} 与手册中规定的条件有所不同。手册中的值是指 $I_C/I_B = 10$, 即 $h_{FE} = 10$ 的条件下测定的。而我们在这里实际使用的饱和压降是指 h_{FE} 基本不下降时的饱和压降, 所以要求比较严。对于 V_{BE} , 互补差分对管的要求要高一些, 要求在工作电流

范围内， V_{BE} 的相互偏差应在10mV以内。其它对管的 V_{BE} 也尽可能一致。

对于电路中各电阻的阻值，应根据各管的静态电流等因素选定。首先测定每个管子的 h_{FE} 和 V_{BE} 。然后选定各级静态电流。根据减少交越失真及不使直流功耗太大这两点来选定输出管的静态电流，这可以根据它们的 $V_{BE} - I_C$ 曲线的形状来确定，大致上取20mA左右。确定推动管 VT_7 、 VT_8 的静态电流同选择 R_{E7} 、 R_{E8} 可同时进行，电路如图1-38所示。它们的阻值小一点，对高频情况下的工作有利，热稳定性也好一点。但过小了，推动管的直流功耗增大，而且因为饱和压降的限制而影响输出功率。一般情况下，推动管的静态电流可取4~6mA。 VT_5 、 VT_6 的静态电流应这样选择：先求出满功率输出时 VT_7 、 VT_8 基极的工作电流，然后取此值的3~5倍，即：

$$I_5 = (3 \sim 5) \frac{1}{h_{FE7}} \left[\frac{\sqrt{2PR_L}}{h_{FE9}} + \frac{h'_{FE9} + \sqrt{2PR_L} \cdot R_{E9}}{R_{E7}} \right]$$

式中标有“ $'$ ”号的是指满功率的直流参数。互补差分对的静态电流取后一级基极注入电流的5~10倍。即：

$$I_1 = (5 \sim 10) \frac{I_5}{h_{FE5}}$$

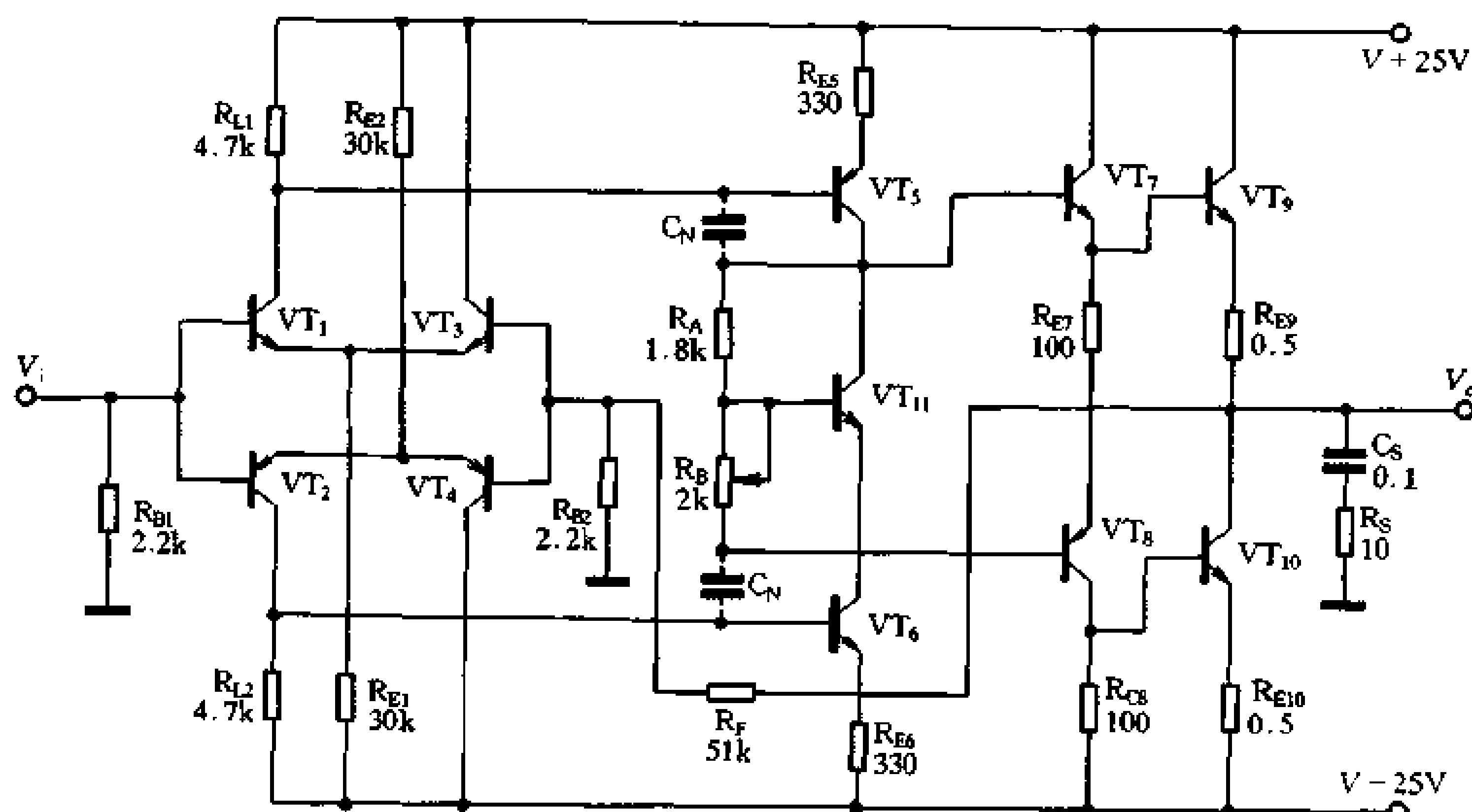


图1-38 DV (CL)型功放电路

在计算各电阻阻值前，还要选定 VT_5 、 VT_6 单级的电压增益 K_{V5} ，一般可取15~20。最后将所有公式列于下：

$$R_{E9} = R_{E10} = 0.5 \Omega$$

$$R_{E7} = R_{E8} = \frac{V_{BE9} + I_9 R_{E9}}{I_7}$$

$$R_{E5} = R_{E6} = \frac{V_+ / I_5}{K_{V5}}$$

$$R_{C1} = R_{C2} = \frac{V_{BE5} + I_5 R_{E5}}{I_1}$$

$$R_{E1} = R_{E2} = \frac{V_+ - V_{BE1}}{2I_1}$$

电阻 R_F 和 R_{E2} 是控制闭环增益的，其比值最好取 20~40 为好，而 $R_{B1} = R_{E2}$ 。电阻 R_A 、 R_B 是调整输出级的静态工作点的。

在装配方面：一是互补差分对的 4 只管子应埋一铝槽中，做到均温，减少零漂。二是 R_{E9} 、 R_{E10} 直接焊在输出管的散热器上，以防大电流经过印刷电路板产生寄生耦合。 R_s 和 C_s 也不装在印刷电路板上，而是接在扬声器的两端。

对于 DC 功放的调试主要是调输出零电位、调静态电流、调高频响应这几项。因为 DC 功放能放大直流信号，调零电位时，不必将反馈电阻 R_F 改接。如果事先已经过参数的计算和测定，只要略为调整一下 R_{E1} 或者 R_{E2} 就行了。考虑到元件的升温，零电位调好后，过半小时再复校一次。输出管的静态电流是靠可变内阻管 VT_{11} 来调整的。

为了确保调整时的安全，在调整前应将可调电阻 R_B 置于最大值，使 A B 两点的电压降趋近其饱和压降，从而使输出管处于零偏置状态。然后减小 R_B 的阻值，使输出管静态电流达到要求值。如果晶体管对称性好，改变静态电流时不会改变输出零电位。

关于调整高频响应，也就是调整消振电容 C_N 的问题。如果 C_N 小了，会引起几百千赫的高频自激，很容易因为输出管的基区电荷存储效应而造成热击穿。所以在调试零电位前，就必须接一个比较大的 C_N ，如 200~300pF，然后逐渐减小，一直到频带最宽、曲线最平为止。如果有方波发生器，也可以输入一个 100kHz 的方波信号，然后调整 C_N ，使输出波形的前沿最短，同时上冲最小。

R_s 与 C_s 组成扬声器补偿电路。由于目前使用的扬声器，几乎全为电动式扬声器，它有音圈，所以有电感分量，也就会有相移，为了均衡它才用了 C_s 、 R_s 。理论上，它的数值可由扬声器的直流电阻和电感来计算。因为电感量一般不给出，而且有一定的分散性，需通过调试来确定。在接纯电阻情况下方波特性调好后，改接扬声器并调整 C_s 、 R_s ，使方波响应最佳。

4. CL 型功率放大电路

CL 型功放电路也是一种 OCL 电路，同时也是一种 DC 型功放电路。但这种电路比起后两种电路来，结构更加简化，即该电路不用任何电容器，整个电路只用晶体管和电阻来组成。如图 1-38 (去掉图中虚线部分所接的消振电容 C_N)。

在 DC 功放电路中去掉了自举电容和反馈电容，只保留了相位补偿电容(或称消振电容)。而在 CL 电路中，连消振电容也取掉了。这不仅使电路进一步简化，而且电路的性能又有了提高。

在一般的 OCL 电路中，为了展宽频带和减小失真，总是加深总体负反馈。但是，负反馈越深，回路的相移越大，因而不可避免地会引起高频自激。为了消除自激，又不得不加进高频移相环节来削弱其自激条件，这就是电路中的消振电容 C_N 。而深度负反馈和高频移相环节带来的一个致命伤便是瞬态互调失真(TID)。人们通常所说的晶体管声，或者说晶体管高保真系统不如电子管高保真系统好听，瞬态互调失真便是其中原因之一。

去掉了消振电容如何避免电路的高频自激呢？一是适当控制总体反馈深度，可将大环路的负反馈改为局部负反馈，甚至全部取消负反馈。二是选用结电容(C_c)较小的晶体管

(集电极电容 $C_c < 3 \sim 4\text{pF}$) 作前级放大。这是因为晶体管的极间电容同样会造成电路的极间反馈，而极间电容较小的管子，正是高频晶体管。这样，放大器的前级就应当选择高频管。三是制作中要合理选择布线，将输入线与输出线尽量远离，并适当隔离和选择合理的接地点。

在电路设计和各级晶体管的选择上，它们的频率特性应该是由末级向前逐级提高。第一级的晶体管应该选择特征频率足够高、噪声系数相当小、特性相近的差分对管；第二级应选特征频率较高的中功率互补对管；第三级是推动级，应选频率较高的大功率管；末级应选性能较好的、耐压较高的大功率互补对管。

从理论上讲，如果要求 CL 放大器的开环 1dB 频响达到 20kHz，那么最后一级的 1dB 频响至少应达到 25kHz。换言之，要求它的截止频率 $f_{-3\text{dB}} = 50\text{kHz}$ 。如果选定反馈深度为 20dB，也就是说，闭环时的失真度可以降低到开环时的 1/10，那么前三级截止频率中最低的那一级就应大于 $50\text{kHz} \times 10 = 500\text{kHz}$ 。

在一般收音机的中频放大器中，由于负载电阻较小，晶体管的集电极电流较大，因此集电极电容 C_c 的分流作用影响较小。而在音频放大器里，为了降低噪声，降低管耗，以保证一定的增益，工作电流都取的较小，这样 C_c 引起的高频跌落将是十分严重的。

在工程上，对于单级放大器的高频截止频率，可用下式计算：

$$f_{-3\text{dB}} = \frac{f_T}{\beta} \cdot \frac{\beta (r_e + R_E) + R_g + r_b}{r_g + r_b} \cdot \frac{1}{1 + 2\pi f_T C_c R_L}$$

式中： f_T 、 β 、 r_e 、 r_b 分别是晶体管的特征频率、低频电流放大倍数、发射结电阻和基区电阻。

R_L 、 R_E 和 R_g 是其集电极负载电阻、发射极反馈电阻和信号源内阻。

公式中三项的物理意义为：第一项说明了电流放大倍数的频率特性对截止频率的影响；第二项说明了发射极反馈电阻的补偿作用；第三项说明了结电容的分路作用。

在电路的第一级，一般都没有发射极反馈电阻，即 $R_E = 0\Omega$ ，这时公式可简化为：

$$f_{-3\text{dB}} = \frac{1}{2\pi\beta C_c R_L}$$

CL 功率放大器为了降低失真度，通常都采用全互补对称式结构。高保真晶体管功率放大器的失真度一般都较小，然而就在这个不大的失真度中，输出管没有完全互补这一点，占了相当大的比重。因此，采用全互补对称式结构不仅对 CL 电路是必要的，而且对其它程式的功放电路也是需要的。

5. ALA 型功率放大电路

ALA 型功率放大电路是一种完全线性放大电路。理想的功率放大电路，它的输出信号与输入信号之间呈全线性关系，即没有任何失真。但在实际中，由于组成放大电路的各个元件，包括晶体管、电阻、电容等元件都不是线性的。因为当温度变化时，它们的参数都会变化，而且呈非线性关系。由这样的元件组成的功率放大器，当然也不会是线性的，即放大器总会有失真。为了减小失真，人们研究了各种电路方案，包括 OTL、OCL、DC 和 CL 等各种型式的电路结构；同时在元件上尽可能选择性能优良的元件，如性能优良的晶体管和热稳性较好的金属膜电阻等。这些措施不同程度地改变了电路的性能，使得

放大电路的失真度一步步减小。但效果最好的功率放大器要数近年来发展起来的完全线性放大器(ALA)。该电路是雅马哈公司继 ZDR 电路之后的又一种更加先进的功放电路。该电路可将电路产生的任何失真(包括晶体管和元件的非线性失真和扬声器反电动势产生的失真)完全消除。同时该电路的动态范围极宽,而且在最大音乐动态时仍保持其完美的音乐特性,音色纯美自然。

该电路的工作原理是这样的:将输出级电流的波形检出与原输入信号共同输入一比较器进行比较,将两者的电压差作为一个独立的失真信号,进行反相后输入电流放大级。

它的工作原理示意图如图 1-39。它由失真检出器和加法电路组成。失真检出器把放大器的失真实时检出并滤去基波,送入加法器 A_3 的反相输入端与放大器的原信号相加,以其相加之和作为系数 K 。假定末级增益为 1,原功放失真为 D ,则经 ALA 电路后的失真 D' 为:

$$D' = (1 - K) D$$

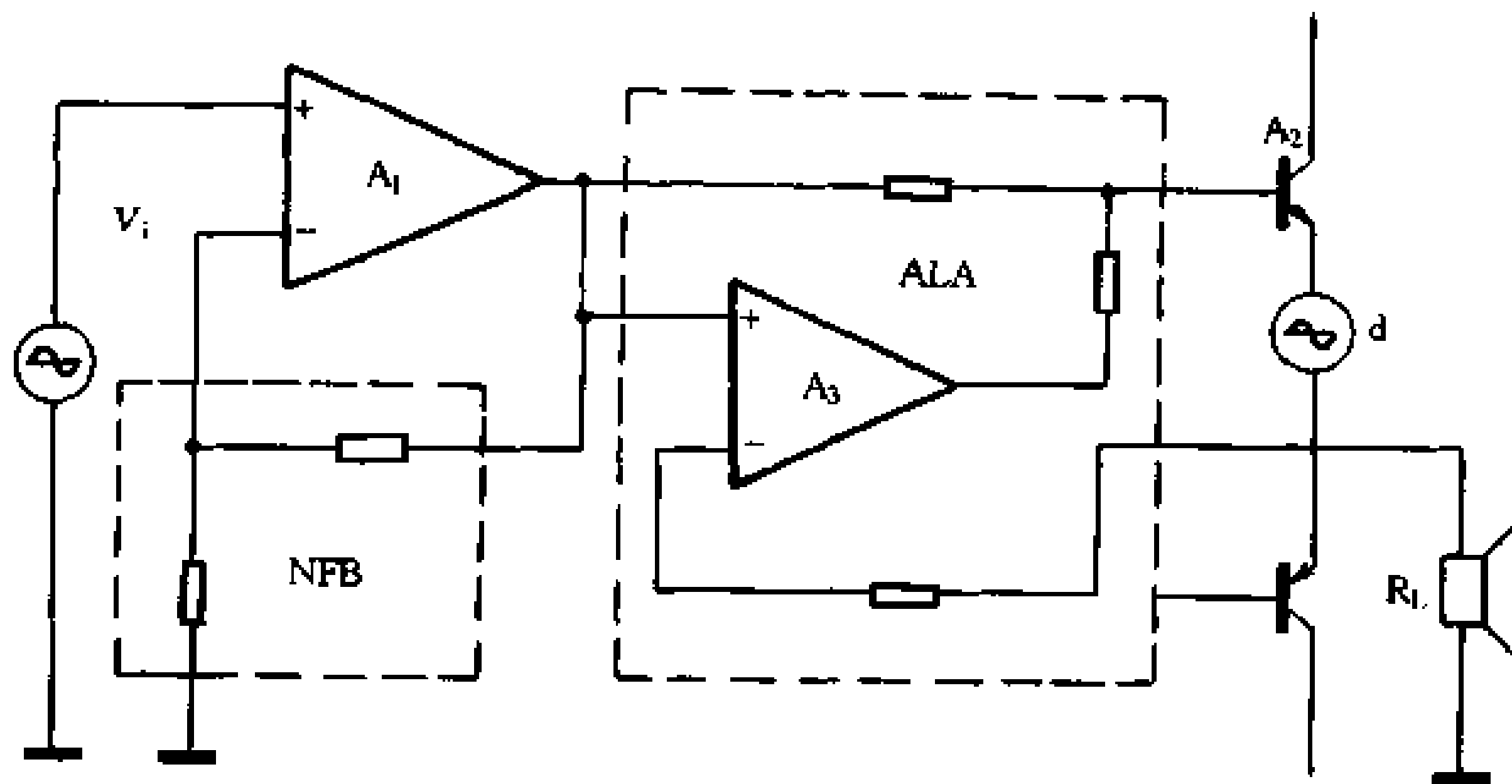


图 1-39 ALA 电路的工作原理

显然,当 $K = 1$ 时 $D' = 0$ 即为零失真。

相比之下,若采用负反馈的方法来消除失真,它的表达式为:

$$D' = \frac{D}{1 + A\beta}$$

式中: A 为电路总增益, β 为反馈系数。要使电路实现零失真,则须使 $1 + A\beta$ 为无穷大,实际上这是不可能的。因此,总会有剩余失真,且负反馈愈深,瞬态响应愈差。

从整体上来看,ALA 电路的稳定性是相当好的。同时,电路的快速响应能力也是很好的。这是由于它的相位补偿作用是通过系数 K 来进行的,属于反向增益控制,而负反馈电路的相位补偿是在正向增益中进行的,影响了动作的快速性。

6. BTL 型功率放大电路

BTL 电路是一种桥式推挽输出的功率放大电路。在 OTL 和 OCL 电路中的输出级是由两只输出管轮流工作,当一只输出管 VT_1 在作“推”输出时,另一只输出管 VT_2 在休息;当另一只输出管 VT_2 在作“挽”输出时,输出管 VT_1 在休息。这就是说“推”和“挽”不是同时工作的,它们只是在信号的正负半周轮流工作,同时又组成一个完整的输

出信号。可以设想，如果能组成这样一个电路：当 VT_1 管在喇叭的一端“推”时，另有一管 VT_4 在喇叭的另一端“挽”；当 VT_2 管在喇叭的一端“挽”时，另有一管 VT_3 在喇叭的另一端“推”。如图 1-40。这样由“推”和“挽”组成的输出电路，其输出效率就可大大提高。桥式推挽输出的功放电路就是这样组成的。

在这里，4 只输出管 $VT_1 \sim VT_4$ 分成两组，喇叭接在两对输出管之间。该输出电路有以下特点：在无输入信号时，两输出端保持等电位，即 $V_{o1} = V_{o2} = \frac{1}{2} V_+$ ，因而无直流电流流过喇叭；当 VT_1 导通时， VT_4 亦导通， V_{o1} 上升多少 V_{o2} 就下降多少， $\Delta V_{o1} = \Delta V_{o2}$ 。这样在信号输出的半周里，喇叭两端的电位差就是 $2\Delta V_{o1}$ ，在理想情况下， V_{o1} 可由 $\frac{1}{2} V_+$ 上升到 V_+ ，即 $\Delta V_{o1} = \frac{1}{2} V_+$ ，而 V_{o2} 也可由 $\frac{1}{2} V_+$ 下

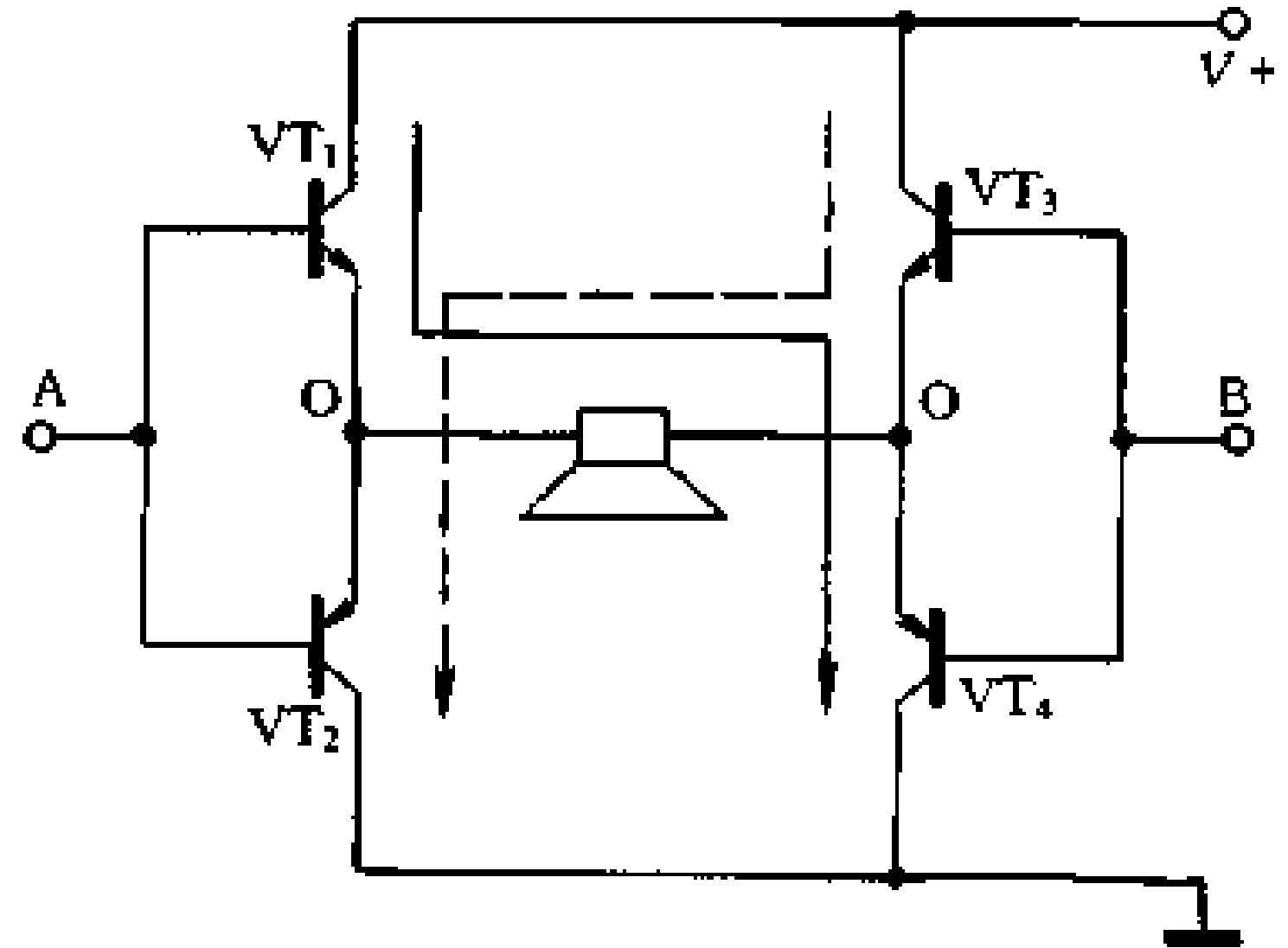


图 1-40 桥式推挽电路的工作原理

降至 $0V$ ，即 $\Delta V_{o2} = -\frac{1}{2} V_+$ 。因而喇叭上的电位差可达 $\Delta V = V_+$ 。在信号输出的另一个半周里，当 VT_3 导通时， VT_2 亦导通，其结果同上，即喇叭两端的电位差 $\Delta V = -V_+$ 。综观整个信号周期，喇叭上的峰-峰电压可达 $V_{P-P} = V_+ - (-V_+) = 2V_+$ 。也就是说，利用电路的“推”、“挽”原理，喇叭两端的正弦峰-峰电压值可达电源电压的 2 倍。

我们知道，在一定负载阻抗下，输出功率与输出电压的平方成正比，因此在同样条件下，BTL 电路的输出功率可达 OTL 电路的 4 倍。

BTL 功率放大电路一般由主放大器、前置阻抗变换电路及保护电路三部分组成。其中主放大器有输入倒相、电压激励、推动和输出级，各级均接成桥式推挽电路。其中输入倒相级电路采用菱形差动式输入倒相电路，也有的采用互补双差分倒相电路。由于菱形差动式电路有着特殊的优点，因而常被优先采用。见图 1-41。

桥式推挽电路对改善电路的失真具有特殊的功效，这是由于：

(1) 互补对称式的电路结构可大大降低电路的开环失真。为了降低放大器的开环失真，首先要求放大器能对称地放大正负两个半周的信号。目前流行的各种全互补对称结构的单端推挽输出电路就是为了对称地放大信号而设计的。从理论上讲，每个 NPN 管都与相应的 PNP 管互补地工作，只要每对互补管性能一致，对称似乎是不成问题的。但在实际上要实现两种异性管在整个工作状态范围内都能同步地互补配对绝非易事。在实际的检测中，能始终保持同步误差小于 5% 的几乎没有。正是由于异性管工作特性的差异，导致了各种全互补单端推挽电路不易实现完全对称，难以满足开环失真的要求。

桥式推挽电路的工作原理如图 1-40。它是一种双端推挽电路，由电桥平衡原理可知：只要对角管的等效参数乘积一致，电桥就能实现平衡输出。因此，只要我们在同型号管中选择配对，就能满足对称放大，这显然是容易做到的。即使异性管的参数相差悬殊，造成输出端对地的严重不对称，由图 1-42 分析可知，在负载 R_L 上的合成波形 $u_{AD} = u_A - u_D$ 仍然是对称的，即双端平衡输出时能大大抵消异性管的不对称因素，使放大器的开环失真得以改善。

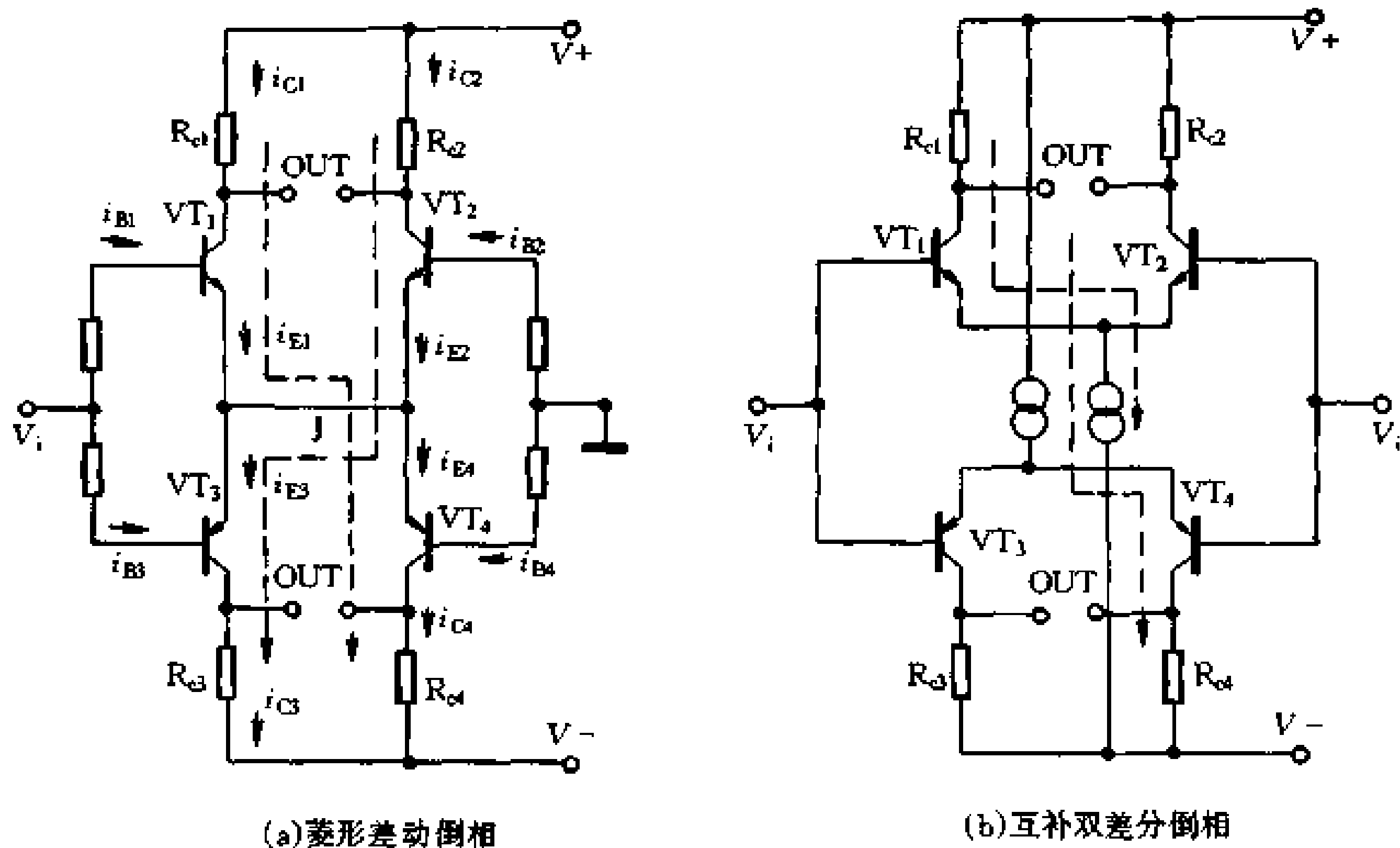


图 1-41 BTL 功放的倒相电路

(2) 减小大环路负反馈量和采用菱形差动倒相电路，彻底克服瞬态互调失真。

在一个多级放大器中，存在着各种形式的电容，除了看得见的补偿电容外，还有晶体管的结电容和分布电容。当一个大幅度的高速脉冲突然到来时，由于上述电容的充电作用，必然会影响输出信号的电压上升速率，使放大器在充电这段时间内没有信号输出，负反馈作用也随之停止，使放大器工作在开环状态，纯输入信号幅度急剧增大，极易引起输入端的过载削顶，进而诱发瞬态互调失真，使音质恶化。理论和实践都证明，放大器的大环路负反馈越深，瞬态互调失真也越严重。BTL 功放电路由于没有深度负反馈，因而可使大环路负反馈深度 $< 20\text{dB}$ 。瞬态互调失真也相应减小。

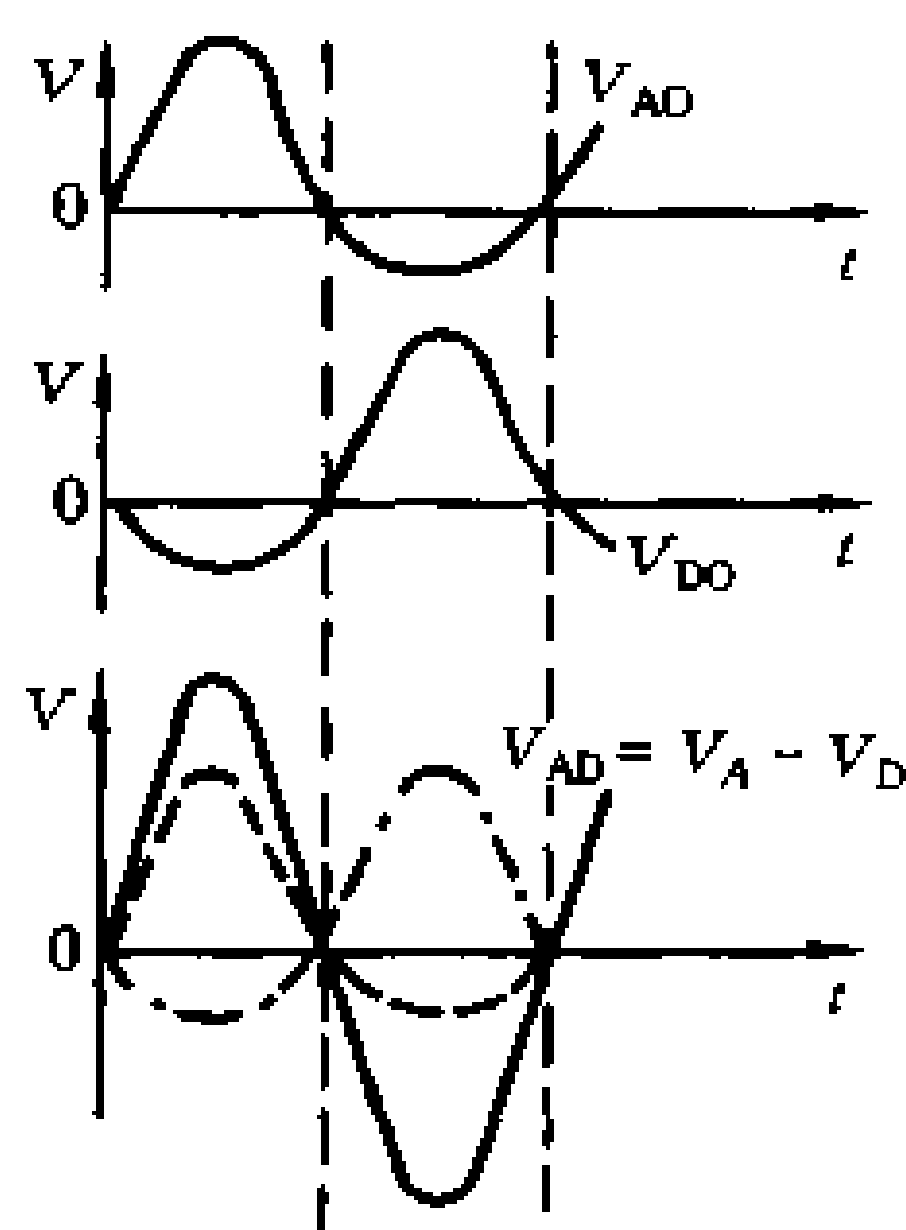


图 1-42 不对称输出的合成波形

菱形差动电路由差动电路和互补差动电路演变而来，它的性能优于上述电路。一般差动电路都设有恒流源，由于恒流源电路有很高的动态内阻并且对共模信号有强烈的负反馈作用，因此采用它来稳定直流放大器的工作点，效果很好。单差分电路当电路平衡时，由于 $V_{C1} = V_{C2}$ ，所以不能用来推动全对称互补电路，而双差分电路由于采用了异性晶体管的互补形结构，很好地解决了推动全互补后级电路的电平匹配问题。但不论单差分还是双差分电路，它们的恒流源电流是恒定的，一旦有大信号输入时，由于受“恒流”的限制，电路的瞬态特性就会变坏。为了充分利用互补差分电路的优良特性，同时克服其因恒流源电流恒定而造成电路瞬态特性不良的缺点，人们将这种电路加以改进。这种改进后的电路就是菱形差动电路，它的电路结构如图 1-41 (a)、图(b)为互补双差分电路。

菱形差动电路在小信号输入时，它工作于甲类状态，与一般差分电路相当；但当输入信号增大直至超出其线性工作范围时，它的优越性就明显地表现出来了。下面予以简要

分析:

在图 1-41 (a) 中, 电路的直流工作点为 J, VT_1 、 VT_2 的基极、发射极直流电位相同。 VT_3 、 VT_4 的基极、发射极直流电位亦相同。对交流信号来说, VT_1 的基极与 VT_3 的基极是相同的, 而 VT_2 、 VT_4 的基极则交流接地, 或者说输入 VT_2 、 VT_4 的信号与 VT_1 、 VT_3 的信号相位相反。对于不同的输入信号分两种情况:

当输入信号 V_i 很小时: 电路处于小信号甲类工作状态。这时设 V_i 上升, 对于 VT_1 来说, 使 $V_{B1} \uparrow \rightarrow i_{B1} \uparrow \rightarrow i_{E1} \uparrow$; 对于 VT_2 来说, 使 $V_{B2} \downarrow \rightarrow i_{B2} \downarrow \rightarrow i_{E2} \downarrow$; 对于 VT_3 来说, 由于它的导电极性与 VT_1 、 VT_2 相反, 因此 $V_i \uparrow$, 使 $V_{B3} \uparrow \rightarrow |i_{B3}| \downarrow \rightarrow |i_{E3}| \downarrow$; 而对 VT_4 来说, 使 $V_{B4} \downarrow \rightarrow |i_{B4}| \uparrow \rightarrow |i_{E4}| \uparrow$ 。

在小信号的作用下, 由于 V_i 还不大, i_E 的最大值尚未超出直流工作点所能提供的电流范围, 因此它的工作特性与差动放大电路相同。

当 V_i 不断增大, 直至超过输入线性范围时, 电路的工作状态为: 对于 VT_1 来说, 使 $V_{B1} \uparrow \rightarrow i_{B1} \uparrow \rightarrow i_{E1} \uparrow \rightarrow i_{C1} \uparrow$; 对于 VT_2 来说, 使 $V_{B2} \downarrow \rightarrow i_{B2} \downarrow \rightarrow i_{E2} \downarrow \rightarrow 0$, 即当 V_i 充分大时, VT_2 将进入截止状态; 对于 VT_3 来说, 使 $V_{B3} \uparrow \rightarrow |i_{B3}| \downarrow \rightarrow |i_{E3}| \downarrow \rightarrow 0$, 即当 V_i 达到一定数值时, 也将使 VT_3 进入截止状态; 但对 VT_4 来说, $V_i \uparrow$ 使 $V_{B4} \downarrow \rightarrow |i_{B4}| \uparrow \rightarrow i_{E4} \uparrow$ 。

以上分析说明, 当输入信号 V_i 逐渐增大时, VT_2 与 VT_3 趋向截止, VT_1 与 VT_4 趋向导通; 同理, 当输入信号 V_i 逐渐减小时, 会使 VT_1 与 VT_4 趋向截止, VT_2 与 VT_3 趋向导通。这样在输入信号 V_i 从增大到减小的一个周期内, VT_1 与 VT_4 和 VT_2 与 VT_3 构成一对交替工作的互补推挽工作电路, 它完全可以作为互补推挽输出电路的推动级。

另一方面, 这种电路在输入信号 V_i 增大时, i_E 的增长不受恒流源电流的约束。这是因为 VT_4 的 i_{E4} 在 V_i 的作用下也同时在增长。当 V_i 减小时, VT_1 、 VT_4 截止, 而 VT_3 的 i_{E3} 与 VT_2 的 i_{E2} 是同时增长的, 也不管恒流源电流的限制。这种电路具有差分电路的优点, 但又没有恒流电流的限制, 可以看作是一种变形的差分电路。

比较(a)、(b)两种电路的实际工作情况, 当输入信号幅度超过一定值后, 对于图(b)的双差分电路, 处于对角位置的导通管, 它的集电极电流由于受各自恒流源的限制, 最大电流不超过数毫安, 因而可能造成过载失真。而对于图(a)的菱形差动电路, 由于处于对角位置的导通管互为对方提供电流, 工作状态可由甲类转变为甲乙类, 直到两管饱和之前, 仍能保持线性工作状态。它的集电极电流可达数十毫安, 因此电路完全不会出现过载工作状态。研究和实践表明, 对于图(a)电路, 它的上动态余量比图(b)电路可提高 20~30dB。

采用菱形差动电路作输入倒相时, 只要将大环路负反馈量控制在 20dB 以内, 就能彻底克服瞬态互调失真。同时, 减小和控制负反馈比取消负反馈更有利于降低失真, 这是因为取消负反馈虽然能减小瞬态互调失真(TIM), 但谐波失真(THD)和互调失真(IMD)随着反馈的取消而重新出现。

在 BTL 电路中, 输出管是由两只不同极性的晶体管串联而工作的, 每管承受电源电压的 1/2, 提高了晶体管使用的安全性。一般 OCL 电路需要两组对称电源供电, 而 BTL 电路只需一组电源供电。

分立元件的 BTL 功放，电路结构复杂，采用集成功放电路组成的 BTL 功放电路结构十分简单，性能与分立元件相当。有些集成功放，在一块集成电路上制作两组功放，称为双功放，最容易组成 BTL 功放电路。

图 1-43 为由 TDA2030A 单功放组成的 BTL 功放电路。该电路在双电源 $\pm 16V$ 的电源电压下，可输出 34W 的最大功率。而在单功放时，最大输出功率为 14W。

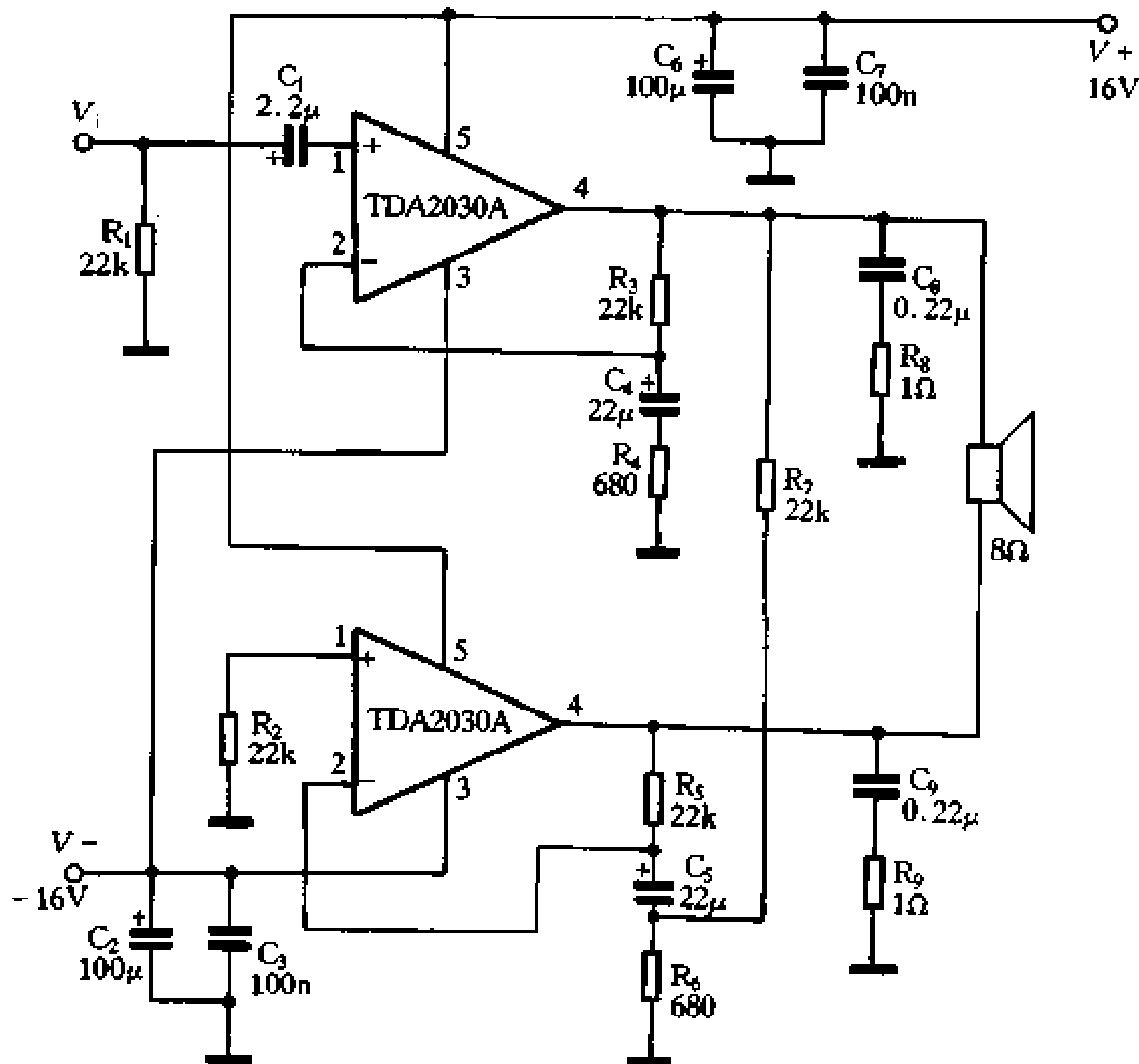


图 1-43 由单功放组成的 BTL 功放

图 1-44 为专用 BTL 功放电路，内含两只单功放，并且已将有关元件集成于电路内，所以连接十分简单。该电路在 13.2V 的电源电压下，可在 4Ω 负载的扬声器上输出 12W 的最大功率。

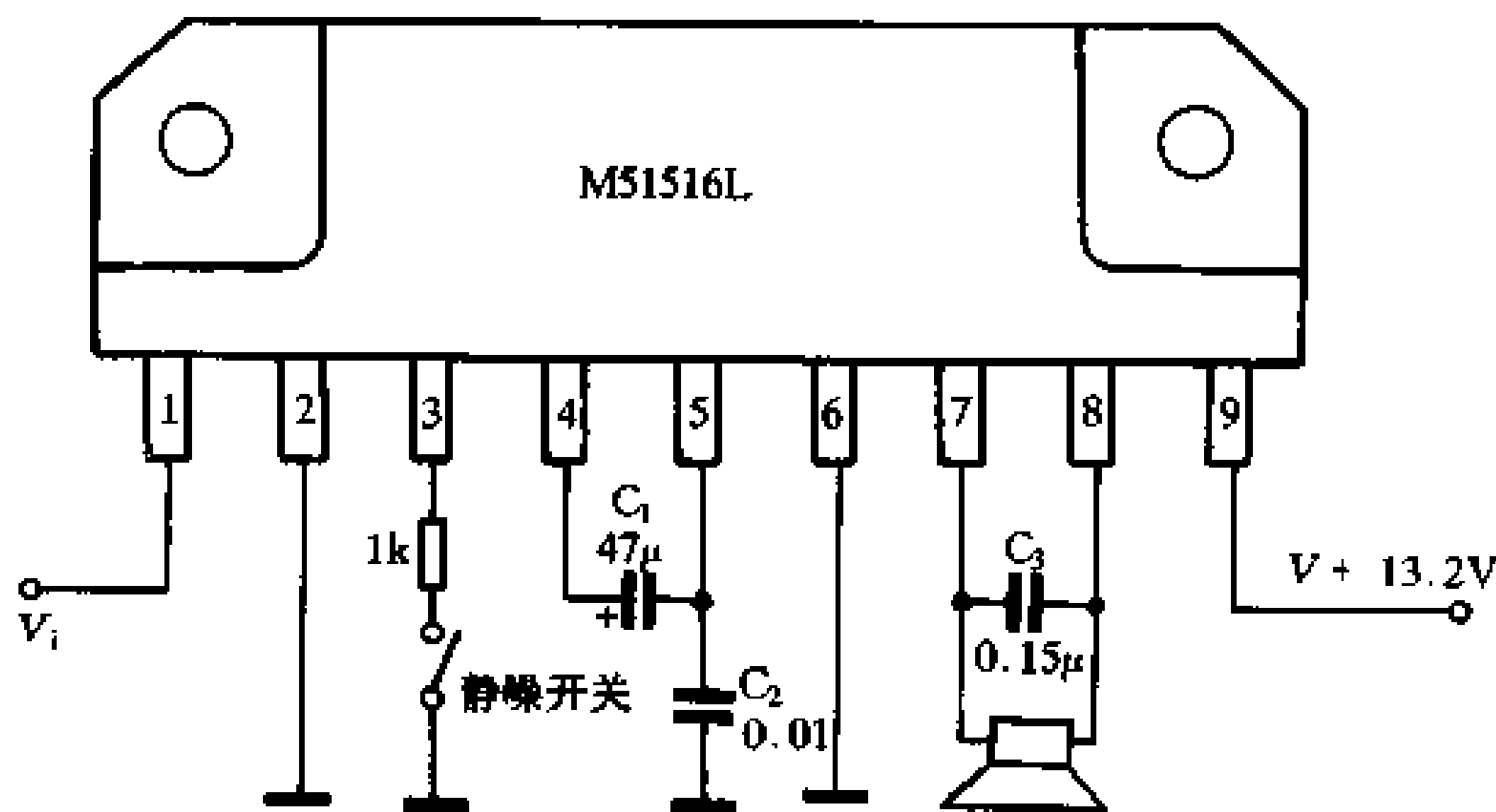


图 1-44 由专用电路组成的 BTL 功放

图 1-45 是采用分立元件组装的 100W 菱形差动 BTL 功率放大器。VT₃~VT₆ 管组成了菱形差动倒相级，它们的射极电阻取得较大，以形成较强的电流串联负反馈，使该级的失真极小、频响极宽、相移很小。

经菱形差动倒相后的信号分别输入两组电压激励级，即 VT₃、VT₅ 集电极输出分别输入激励级 VT₇、VT₈ 的基极；VT₄、VT₆ 集电极输出分别输入激励级 VT₉、VT₁₀ 的基极。

电压激励级 VT₇~VT₁₀ 除在射极串有小阻值电阻以取得电流负反馈外，还在各管的集电极与基极间跨接电阻，以形成电压并联负反馈。这样处理目的有三：一是稳定输出端的中点电位，使各功放管的功耗分配均等；二是适当减小射极电阻上的电压降，有利于电源电压利用率的提高；三是降低电压激励级的输出内阻，即降低了后级的信号源内阻，使后级晶体管输入特性与输出特性的非线性能在一定程度内互相补偿，使后级的线性度得到改善，同时还降低了放大器的输出内阻，有利于改善放大器的阻尼特性。

电压激励级的电压并联负反馈信号也可以从未级输出端取得。但这种接法由于跨接级数较多，反馈环内的各级附加相移会使反馈信号与输入不同步，导致反馈效果和放大器的稳定性恶化。实验观察比较可证明：用失真仪观察波形失真度，发现两者在中、低频段效果相仿，但在 10kHz~20kHz 的高频段，后一种接法的相移明显增大，而且失真度也随之增大。

由于采取了上述各项措施，整个放大器的开环指标大大提高：开环失真 < 0.3%，开环频响优于 20Hz~20kHz ± 0.2dB，附加相移小于 5°。

电路调整要点：

通电前先将 RP₁ 和 RP₂ 顺时针调到阻值最大位、RP₃ 调到中间位置，在电源回路中串入电流表(500mA)和 0.5A 保险丝，有条件的还应将电源电压降至 3/5E_c 左右，接上假负载后可接通电源。观察电流表不应超过 50mA，两输出端间的直流电位差应在 0.1V 之内，调节 RP₃ 能将直流平衡调至最佳状态。然后将电源电压升至规定值，这时总电流仍应在 50mA 之内。这时慢慢调节 RP₁ 使总电流增大 50~60mA，再调节 RP₂ 使总电流也增大 50~60mA 即可。通电数分钟后，总电流仍不超过 250mA 则为正常，否则要适当减小两边的静态电流。

在专业条件下，可用示波器和失真仪监测，在输入 20kHz 正弦信号时细调 RP₁ 和 RP₂ 以兼顾静态功耗和小信号交越失真。此外还可进一步微调一下反馈电阻，使电桥更平衡，噪声和失真更小。

7. 集成功率放大电路

集成功率放大电路分为半导体集成功率放大电路和厚膜集成功率放大电路两类。半导体集成功率放大电路的制作方法和制作单个晶体管的方法相同。它是在半导体衬底片上，按照已设计好的功放电路，使用外延、氧化、光刻、扩散等工艺来制作晶体管、电阻、电容等元件及施行隔离，并用金属蒸发工艺进行互连，最后成为一片完整的功放电路。半导体集成功率放大电路体积小、工艺简单、成本低、适合大量生产。但采用半导体工艺难以制作高精度、高阻值的电阻器、大容量的电容器及电感器。

厚膜集成功率放大电路是用厚膜制作工艺在陶瓷或玻璃绝缘基片上，制作出电阻器、

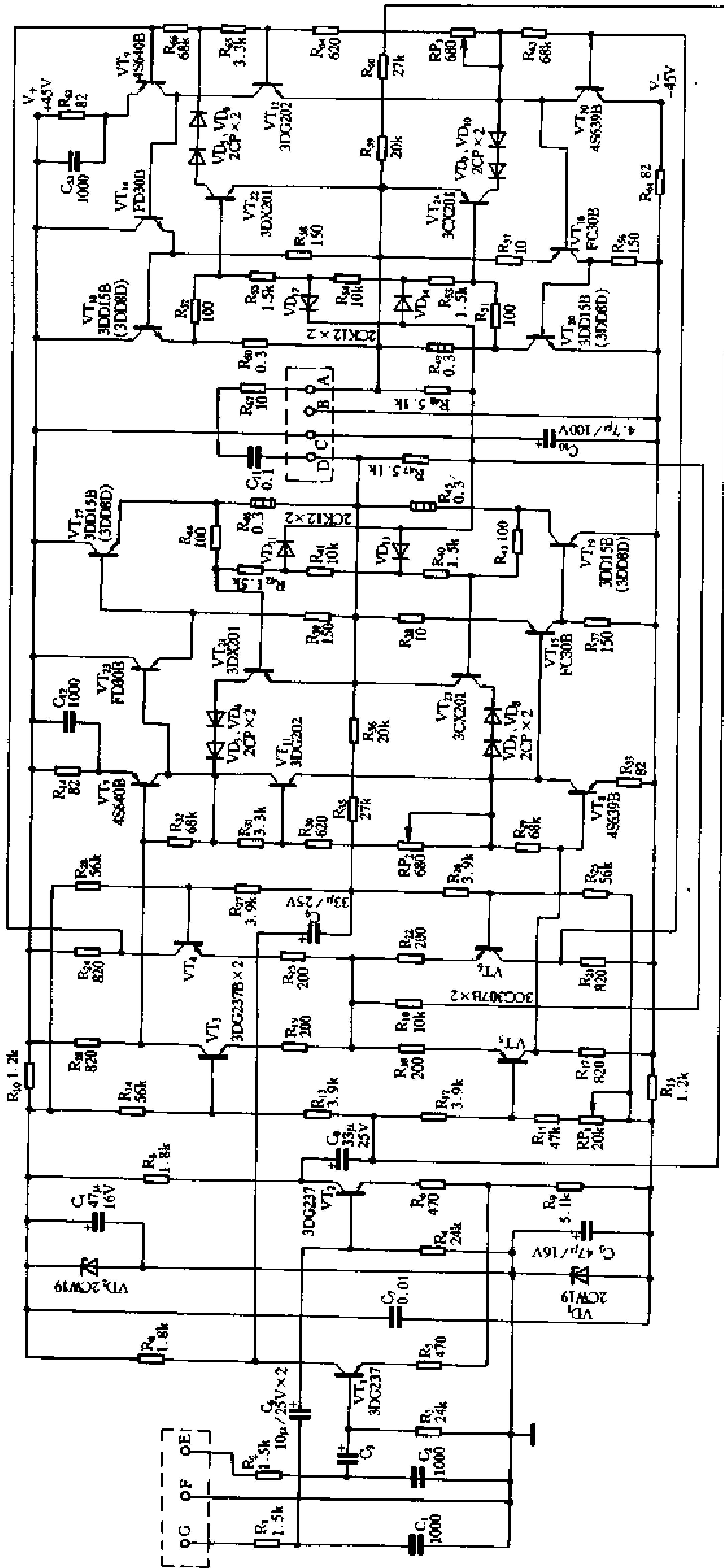


图 1-45 菱形差动 BTL 功放电路

电容器等，无源器件加上互连线连成的电路，称为无源网络。在厚膜无源网络上组装上二极管、晶体管或半导体集成电路芯片等，就构成了一个完整的厚膜集成功率放大电路。由于这种电路多数是在陶瓷或玻璃片基上网印金属厚膜再加热处理制成，故又称金属陶瓷微型电路。

厚膜电路的膜的厚度一般为几微米到几十微米(相对于薄膜电路的膜只有1微米左右)。厚膜工艺包括电镀、丝网漏印、烧成、喷涂等。

厚膜电路可以在普通大气环境下制造，设备简易，投资少，网印工艺便于自动化生产。

图1-46为小功率集成功放电路LM380的内部电路原理图。由 $VT_1 \sim VT_4$ 组成复合管差动输入， VT_5 、 VT_6 为其镜像恒流源负载。 R_1 、 R_2 为差动输入级的偏置电阻， R_1 取自正电源， R_2 取自输出端的直流反馈。

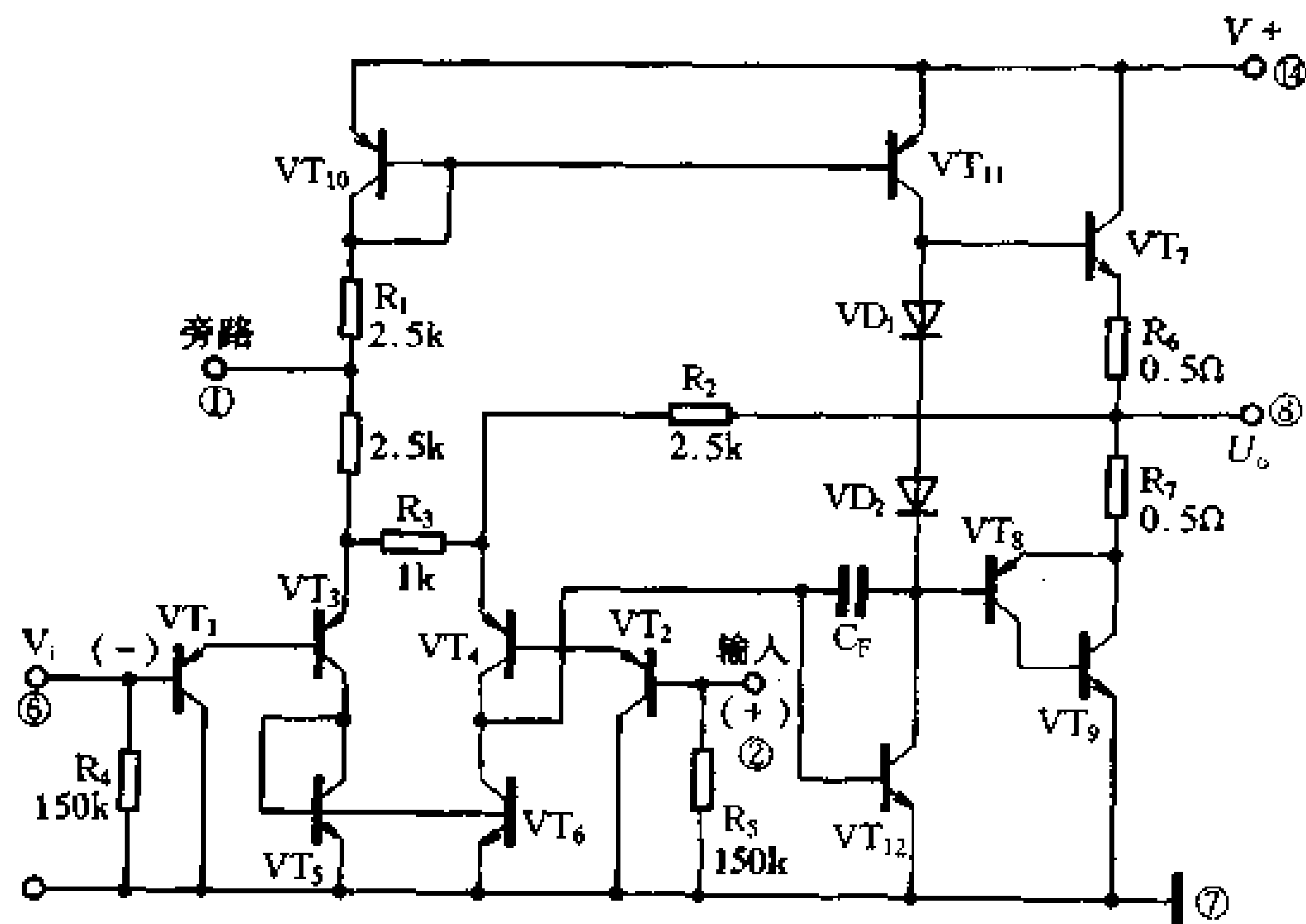


图1-46 集成功放电路LM380

R_2 与 R_3 构成交流反馈回路，其反馈系数

$$F = \frac{R_3/2}{R_2 + R_3/2} = \frac{500}{25 \times 10^3 + 500} = \frac{1}{50}$$

由于放大器的开环增益为2300，远大于 $1/F \approx 50$ ，因此放大器的闭环增益将由反馈系数的倒数 $1/F = 50$ 来决定，相当于34dB。

差动放大级的输出电压由 VT_4 的集电极单端输出送到推动级 VT_{12} ， VT_{11} 是它的恒流源负载。 C_F 为它的补偿电容。

VT_7 、 VT_8 、 VT_9 和二极管 VD_1 、 VD_2 组成功放输出级， VD_1 、 VD_2 组成偏置电路，使输出级工作在甲乙类，防止交越失真。 VT_7 、 VT_8 、 VT_9 组成互补推挽输出电路， VT_7 为NPN管， VT_8 、 VT_9 组成复合PNP管，这样的复合连接，目的是为补偿因集成PNP管电流增益低造成的增益损失。

该电路在电源电压为22V时输出功率为 $P_{omax} = 6.25W$ (8Ω)，失真度：5%~10%；电源在18V时， $P_{omax} = 5.1W$ ，失真度为4%；电源电压为16V时， $P_{omax} = 4W$ ，失真度

为 0.5%。

图 1-47 为厚膜集成电路 STK4131 II 的内部电路原理。它由输入级、主电压放大级和输出级组成。输入级由 VT_1 、 VT_2 组成差分放大电路， VT_3 为恒流源偏置管， VD_1 为 VT_3 提供恒流偏置并起温度补偿作用。 VT_4 为主电压放大级，主要提供电压增益。 VT_5 为 VT_4 负载电阻的一部分，阻抗随信号幅度的变化而变化。信号幅度变大时阻抗则变小，以实现大幅度信号的压缩，扩大电路的动态范围，防止信号过强时引起失真。 VT_6 、 VT_7 和 VT_8 、 VT_9 组成复合管互补推挽功率输出级。由 VT_5 组成的双管倍增电路作输出级的偏置电路，以改善电源电压不同时静态电流的偏置精度，使输出级工作点稳定。 VT_{10} 、 VT_{11} 是开关三极管，起静噪作用。在一般工作状态时，6 脚处于零电位以上 ($\geq 1.2V$)， VT_{11} 不导通， VT_{10} 则导通。通过 8、9 脚之间的外接电阻使 VT_{10} 基极为负电位，电路正常供电，工作正常。当 6 脚呈负电位时， VT_{11} 导通， VT_{10} 不导通，使 VT_3 、 VT_2 、 VT_1 均不导通， VT_{10} 的发射极通过外接电阻与 4 脚相接，电路则不工作，处于静噪状态。

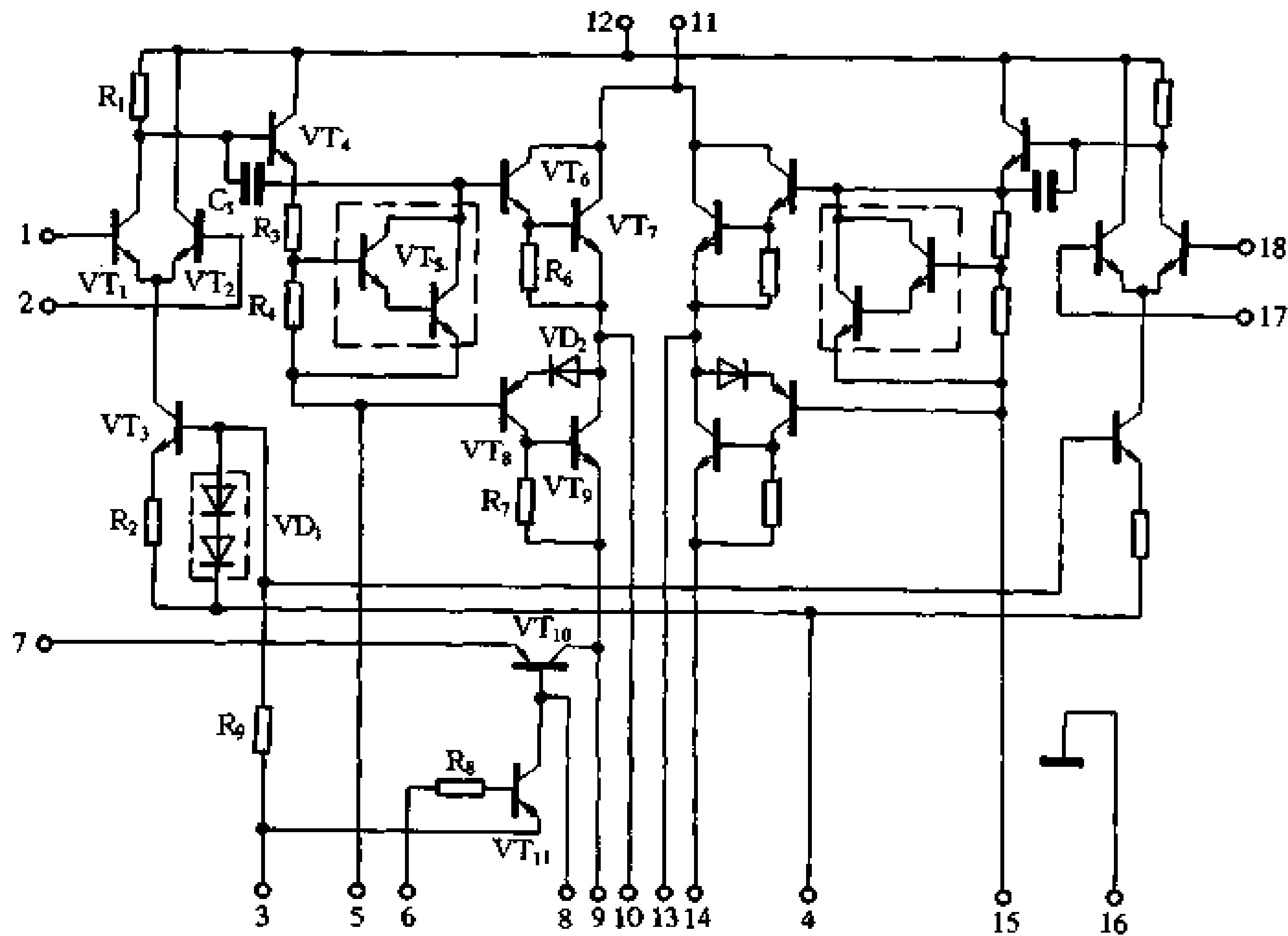


图 1-47 STK4131 II 内部电路原理图

STK4131 II 由两个完全相同的 OCL 电路组成，工作情况完全相同。

STK4131 II 属于 STK4101 II 系列功放电路，它们的输出功率从 $6W \times 2 \sim 100W \times 2$ 。其内电路结构除部分参数外基本相同。

1.2.2 功率放大电路的基本设计方法

功率放大器是整个高保真音响系统的主体部分，它的设计制作水平对整个系统的音质起着十分重要的作用。制作一款高性能的功放，首先应当选择和设计一款好的电路，然后精心挑选所用元件，最后在制作中要精心调整电路的参数，使其符合设计要求的各项指标。

要设计一个电路，首先要确定电路需要多大的输出功率、满功率输出时的非线性失真度和电路的输入灵敏度等主要技术指标，然后确定要采用的电路形式。根据这些条件首先计算出所需电源电压，进而通过分析各元件在电路中的作用、承受的工作电压、流过的电流并结合相关因素，分别计算和选取晶体管、电阻、电容等元件。

通过对电路的分析计算，还可弄清各元件在电路中的作用，进而抓住电路的关键部分，不仅为电路的调整打下一个良好的基础，而且为今后对电路的改进，即所谓的“摩机”，也是必不可少的。

在前面已介绍过的各种电路形式中，以 OCL 电路最具有代表性。它是各种形式电路的基础，其它形式的电路都是 OCL 电路的改进形式。因此下面就以 OCL 电路为代表作电路的分析计算。

图 1-48 是一例典型的 OCL 功放电路，下面就以此为例进行分析计算。

对于 OCL 电路的工作原理，前面已经作过详细介绍，这里不妨再给予系统而简明的提示，以便于下一步的设计计算。

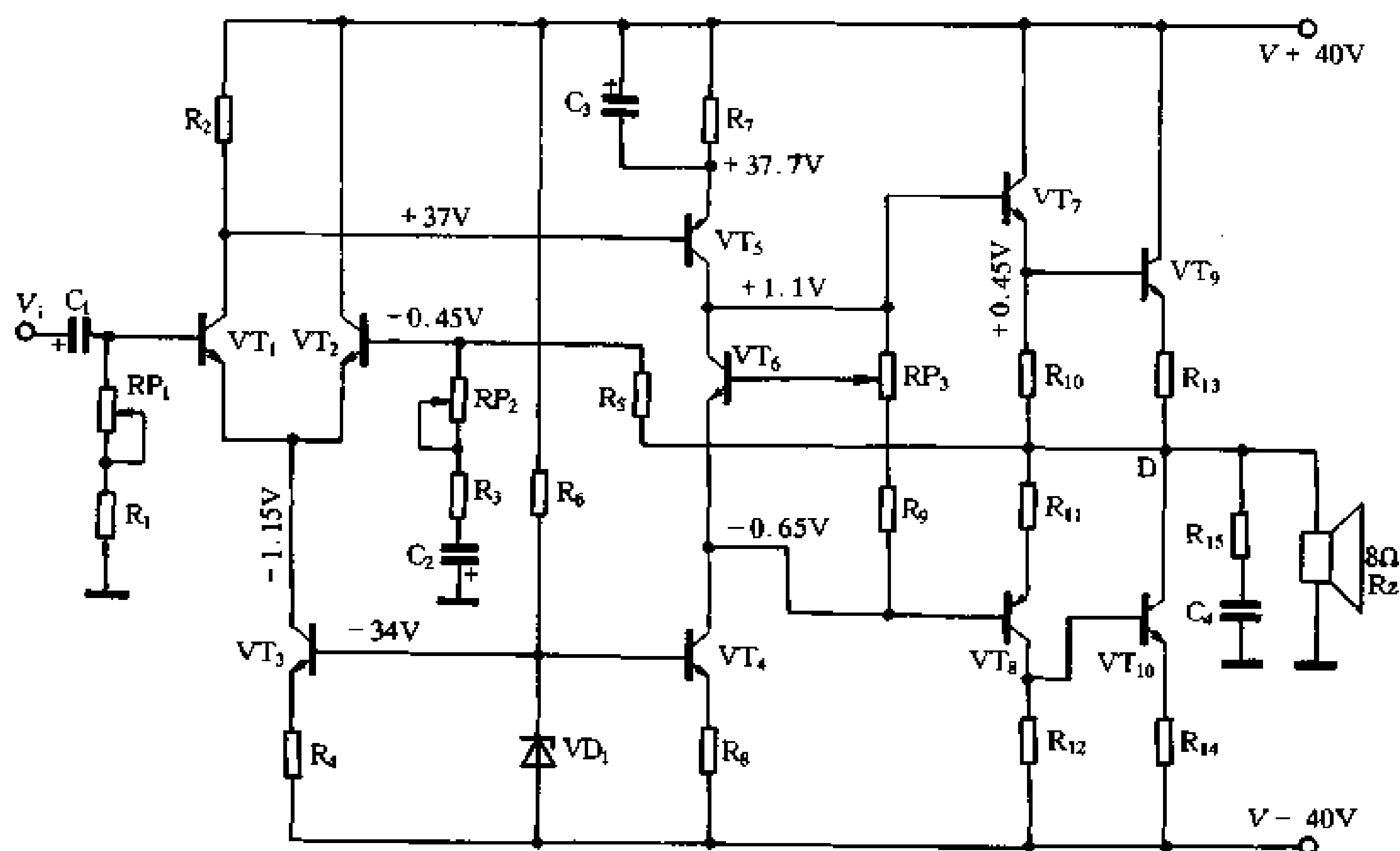


图 1-48 典型的 OCL 功放电路

我们知道，OCL 功放电路采用的是多级直接耦合的电路结构，它的直流工作点的建立是这样的：

从输出级开始，由 $VT_7 \sim VT_{10}$ 组成了复合管准互补推挽输出电路。为了避免出现输出信号的交越失真，输出电路是工作在甲乙类，即 $VT_7 \sim VT_{10}$ 需要一定的静态工作电流 $I_{C7} \sim I_{C10}$ 。它们的流向是这样的：上半部，电源 $V_+ \rightarrow I_{C7}$ 、 $I_{C9} \rightarrow$ 扬声器 (R_L) \rightarrow 地；下半部、地 \rightarrow 扬声器 (R_L) $\rightarrow I_{C8}$ 、 $I_{C10} \rightarrow V_-$ 。当 $I_{C7} = I_{C8}$ ， $I_{C9} = I_{C10}$ 时，D 点对地电压为 0V，这是电路所要求的。

调节 RP_1 或 R_2 可将 D 点电压调至 0V。

I_{C9} 的大小由 I_{C7} 在 R_{10} 上的电压降所决定； I_{C10} 由 I_{C8} 在 R_{12} 上的电压降所决定。

$I_{C7} = I_{C8}$, 由流过 $(RP_3 + R_9)$ 上的电流并在其两端的电压降 (即 VT_6 的 V_{CE}) 决定。

I_{C4} 为恒流源, 由 VD_1 的稳定电压和 R_8 的阻值决定。而 I_{C5} 又由 I_{C1} 流过 R_2 的压降决定。

$I_{C3} = I_{C1} + I_{C2}$, 为恒流源, 由 VD_1 的稳定电压和 R_4 的大小决定。

放大器的中点电压 V_D , 可由调节 RP_1 或 R_2 获得。调节 RP_1 能改变 I_{C1} 的大小, 从而改变 V_{R2} 的大小; 当 I_{C1} 不变时, 改变 R_2 同样可使 V_{R2} 发生变化。 V_{R2} 的变化能使 I_{C5} 也跟着变化。但 I_{C4} 不变, 因此 I_{C7} 、 I_{C8} , 进而 I_{C9} 、 I_{C10} 都同时变化, 最后得到 V_D 的零电压。

在 VT_1 、 VT_2 两管完全对称的情况下, 要求 $RP_1 + R_1 = R_5$, 这时 V_D 便等于 $0V$ 。

在 D 点零电压调好之后, 它就被固定下来了。当因某种原因使 V_D 升高时, 则流过负载 R_L 电流 $I_L \uparrow \rightarrow V_{E2} \uparrow \rightarrow I_{C2} \uparrow$ 。由于 $I_{C1} + I_{C2} = I_{C3}$ 不变, 故 $I_{C1} \downarrow \rightarrow V_{R2} \downarrow \rightarrow I_{C5} \downarrow \rightarrow I_{C7} \downarrow \rightarrow I_{C9} \downarrow \rightarrow I_L \downarrow \rightarrow V_D \downarrow$, 最后恢复零电压。

下面对电路进行具体计算: 已知:

最大正弦波输出功率 $\geq 50W$ (8Ω 负载);

频率响应: $20Hz \sim 20kHz$ ($\leq 3dB$);

电路输入灵敏度 $\leq 50mV$ (输入阻抗 $\geq 30k\Omega$);

非线性失真度: $20Hz \sim 20kHz$ ($50W$ 满功率) $\leq 1\%$ 。

1. 电源电压和功率输出管的选择

输出级电源电压可按半边计算: 设 V_+ 为 $\pm 1/2$ 供电电压, P_O 为输出功率, η 为效率 (通常可取 $\eta \approx 0.8$), 取 $R_L = 8\Omega$, 则 V_+ 为:

$$V_+ \geq \frac{\sqrt{2P_O R_L}}{\eta} = \frac{\sqrt{2 \times 50 \times 8}}{0.8} = 36V$$

若采用 $V = \pm 40V$, 则有:

$$P_O = \frac{(\eta V_+)^2}{2R_L} = \frac{(0.8 \times 40)^2}{2 \times 8} = 63.8W$$

对应的输出电压 V_L (有效值) 为:

$$V_L = \sqrt{R_L P_O} = \sqrt{8 \times 63.8} = 22.8V$$

V_L 的最大值为:

$$V_{Lmax} = \sqrt{2} V_L = 1.4 \times 22.8 = 31V$$

输出电流为:

$$i_L = \frac{V_L}{R_L} = \frac{22.8}{8} = 2.85A$$

$$i_{Lmax} = \sqrt{2} i_L = 1.4 \times 2.85 \approx 4A$$

平均电流为:

$$I_C = \frac{i_{Lmax}}{\pi} = \frac{4}{3.14} = 1.26A$$

$$V_{CEmin} = V_+ - V_{Lmax} = 40 - 31 = 9V$$

VT₉、VT₁₀的最大瞬时耗散功率为：

$$P_M = V_{CEmin} \cdot i_{Lmax} = 9 \times 4 = 36W$$

因此，VT₉、VT₁₀应选最大耗散功率 $P_M = 50W$ ，集电极电流 $I_M = 5A$ 的大功率管 3DD15，并附加良好的散热片。

当 VT₉ 截止时，VT₁₀ 输出负半周电压，这个电压对 VT₉ 来说与 V_+ 一起叠加在它的 CE 间，这时 VT₉ 将承受 $V + V_{Lmax} = 40 + 31 = 71V$ 的反向电压，所以 VT₉、VT₁₀ 应选用反向耐压 $V_{CEO} \geq 100V$ 的功率管。

2. 功率输出管射极电阻的选取

R_{13} 、 R_{14} 为输出管工作点的稳定电阻。阻值取小了，稳定作用不明显；取大了，消耗功率太大。一般取 $R_{13} = R_{14} = 1\Omega$ (有的取 0.5Ω)，它们的最大平均功耗为 $i_L^2 R_{13} = (2.85)^2 \times 1 = 8W$ 。取功耗 10W 或 10W 以上的 1Ω 电阻。

3. 输出管静态电流 I_{C9} 、 I_{C10} 的选取

为避免输出信号的交越失真，输出管设置了静态电流，使其工作在甲乙类。一般取 $I_{C9} = I_{C10} = 6mA$ ， $I_{C7} = I_{C8} = 5mA$ 。

4. 输出管放大系数 β 的选取

若取 $\beta_9 = \beta_{10} = 50$ 则： $I_{B9} = I_{B10} = I_{C9} / \beta_9 = 6 / 50 = 0.12mA$

查 3DD15 输入特性曲线，对应 $I_B = 0.12mA$ 时， $V_{BE9} = V_{BE10} = 0.45V$ 。而 $V_{R13} = V_{R14} = R_{13} I_{C9} = 0.001 \times 6 = 0.006V$ 。故 $R_{10} = R_{12} = \frac{V_{BE9} + V_{R13}}{I_{C7}} \approx \frac{V_{BE9}}{I_{C7}} = \frac{0.45}{5} = 0.09k\Omega$ (取 91Ω)。

5. VT₇、VT₈ 的选取

因为 $i_{B9} = i_{B10} = \frac{i_L}{\beta_9} = \frac{2850}{50} = 57mA$ ，查 VT₉ (3DD15) 输入特性曲线，有 $V_{be} \approx 0.8V$

$$i_{C7} = i_{C8} = i_{b9} + \frac{V_{be9} + i_L R_{13}}{R_{10}} = 57 + \frac{0.8 + 2.85 \times 1}{0.091} = 97mA$$

与 VT₉、VT₁₀ 相似，VT₇、VT₈ 应选 $V_{CEO} \geq 100V$ ， $P_M \geq 700mW$ 的 3DG27 (NPN 型) 和 CG73-3G (PNP 管) 高反压中功率管。

6. 输出偏置电路的设计计算

输出偏置电路由 VT₆、RP₃ 和 R₉ 组成。如图 1-49 所示。

取 $\beta_7 = \beta_8 = 50$ 则： $I_{B7} = I_{B8} = I_{C7} / \beta_7 = 5 / 50 = 0.1mA$ 。查 3DG27 和 CG73-3G 的输入特性曲线可得对应 $I_B = 0.1mA$ 时的 $V_{BE7} = V_{BE8} = 0.65V$ 。

$$V_{B7-B8} = V_{BE7} + V_{BE9} + V_{BE8} = 0.65 + 0.45 + 0.65 = 1.75V$$

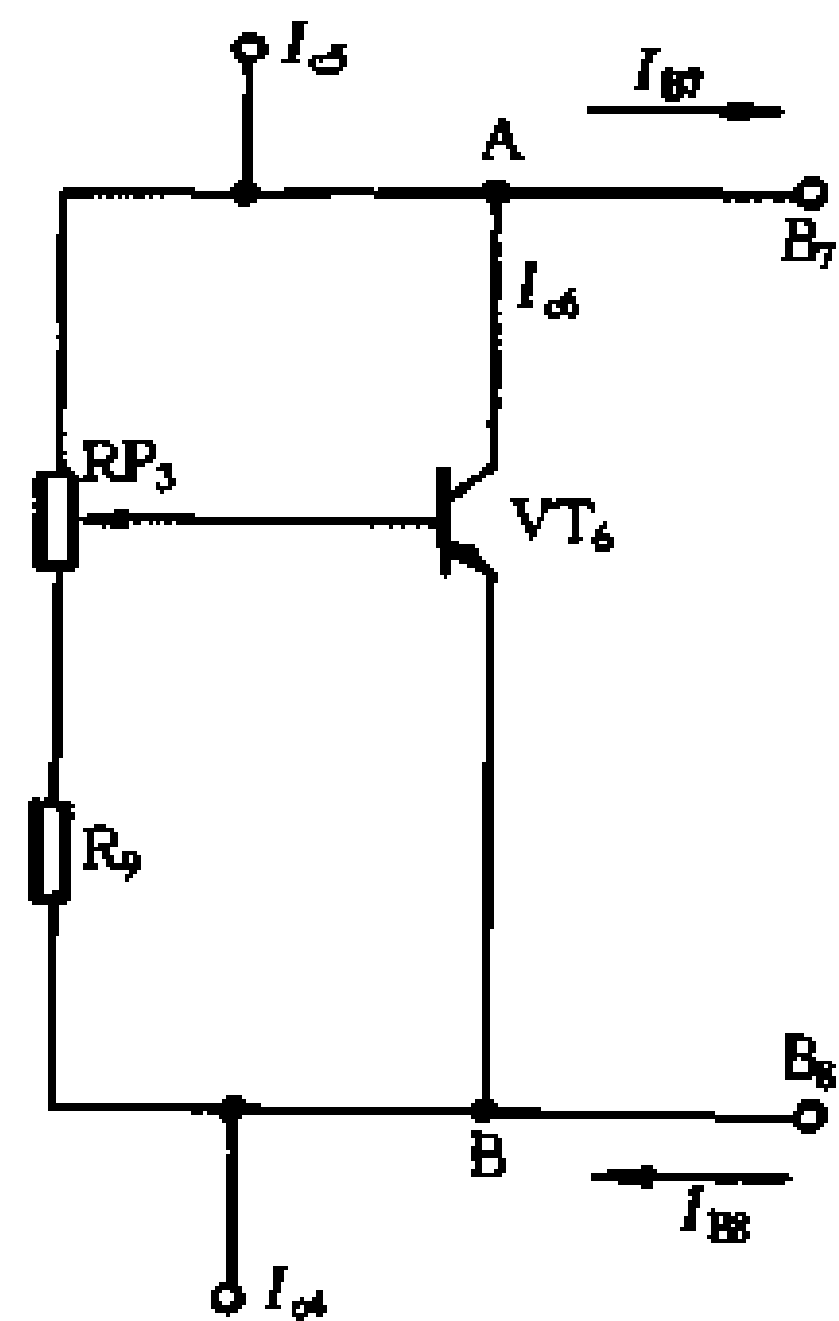


图 1-49 输出偏置电路

调节 RP_3 可改变 VT_6 C-E 间的电压 $V_{A-B} = V_{B7} - V_{B8}$ 。由图可知： $I_{C5} = I_{C6} + I + I_{B7}$ (I 为流过 $(RP_3 + R_9)$ 的电流)， $I_{C4} = I_{C6} + I + I_{B8}$ 。

为了使 I_{C5} 变化时对 I_{B7} 、 I_{B8} 的影响极微，应取 $I_{C5} \gg I_{B7}$ 。这时， $I_{C5} \approx I_{C6} + I = I_{C4}$ 。

V_{AB} 由流过 $(RP_3 + R_9)$ 支路的电流 I 的大小来确定。 $I \uparrow \rightarrow V_{AB} \uparrow$ ，后级 4 个管子的 I_C 同时升高；反之则下降。 I_{C4} 是恒流源，由稳压管 VD_1 的稳定电压和 R_8 确定。调节 RP_3 时， V_{BE6} 跟着变化， I_{C6} 也变化，但因为 I_{C4} 不变，因此 I 的变化也使 V_{AB} 发生变化。当 RP_3 中心往下移时， $V_{BE6} \downarrow \rightarrow I_{C6} \downarrow \rightarrow I \uparrow \rightarrow V_{AB} \uparrow$ ；反之则下降。因此调 RP_3 就能获得所需要的 V_{AB} 。一旦 RP_3 的中心点固定下来之后， V_{AB} 便与 I 的变化几乎无关。例如由于某种原因使 $I \uparrow$ 时， $V_{BE6} \uparrow \rightarrow I_{C6} \uparrow$ ；而 $I_{C6} + I = I_{C5} = I_{C4}$ 保持不变， $I_{C6} \uparrow$ 使 $I \downarrow \rightarrow V_{AB} \downarrow$ 。

为了使 $I_{C5} \gg I_{B7}$ ， VD_1 用 2DW7 稳压管，其稳定电压 $VD_1 \approx 6V$ 。取 $R_6 = 68k\Omega$ ，则 $I_{D1} = \frac{80 - VD_1}{R_6} = \frac{80 - 6}{68} = 1.06mA$ 。取 $R_8 = 1k\Omega$ 时， $I_{C4} = \frac{VD_4 - 0.7}{R_8} = \frac{6 - 0.7}{1} = 5.3mA$ ($\gg 0.1mA$)

$$I_{C6} + I = I_{C4} - I_{B8} = 5.3 - 0.1 = 5.2mA,$$

$$I_{C5} = I_{C6} + I + I_{B7} = 5.2 + 0.1 \approx 5.3mA。$$

为了消除 VT_6 本身不稳定因素引起的 I_{B6} 变化引起的 I 的变化，应取 $I \gg I_{B6}$ 。现在取 $I_{C6} = 3.5mA$ ， $\beta_6 \geq 60$ (按 $\beta = 60$ 计算) 则：

$$I_{B6} = I_{C6} / \beta_6 = 3.5 / 60 = 0.06mA$$

$$I = I_{C5} - I_{C6} = 5.3 - 3.5 = 1.8mA (\gg 0.06mA)$$

$$RP_3 + R_9 = V_{AB} / I = 1.75 / 1.8 = 0.98k\Omega, \text{ 即 } 980\Omega。$$

在 $(RP_3 + R_9)$ 的总阻值中，接入 VT_6 的 B-E 间的阻值 R' 为： $R' = V_{BE6} / I = 0.7 / 1.8 = 0.39k\Omega$ 。

因此， $(RP_3 + R_9)$ 可分别用 $RP_3 = 680\Omega$ 的电位器和 $R_9 = 300\Omega$ 的电阻串联。

7. 确定 VT_5 的直流工作点

它由对交流信号输出的要求确定。上面已经求出 $i_{C7} = i_{C8} = 97mA$ 。因此： $i_{B7} = i_{B8} = i_{C7} / \beta_7 = 97 / 50 = 1.96mA$ 。

由于 I_{C5} 由恒流源 VT_4 供给， VT_4 的交流阻抗 $\gg RP_3 + R_9$ ，因此 VT_5 的输出信号电流可不考虑损失而认为全部进入 VT_7 、 VT_8 的基极，即 $i_{C5} = i_{C7}$ ， $I_{C5} \geq 1.4i_{C5} = 1.4 \times 1.96 = 2.8mA (< 5.3mA)$ 。

因此取 $I_{C5} = 5.3mA$ 是符合要求的。

VT_5 的 V_{CE} 可由下述方法确定。在 VT_9 射极电阻 $R_{13} = 1\Omega$ 上的交流信号电压为： $V_{R13} = i_L R_{13} = 2.85 \times 1 = 2.85V$ ， $V_L = 22.8V$ 。

因此要求 VT_5 的输出电压 V_{CS} 为：

$$V_{CS} = V_L + V_{R13} = 22.8 + 2.85 = 25.65V$$

$$V_{CES} \geq 1.4V_{CS} = 1.4 \times 25.65 = 36V$$

$$V_{ES} (\text{对 } +40V) \leq E - (V_{CES} + V_{BE7} + V_{BE9} + V_{CES}) \approx$$

$$40 - (36 + 0.65 + 0.45 + 0.5) = 2.4V$$

$$R_7 \leq V_{E5} / I_{C5} = 2.4 / 5.3 = 450\Omega \text{ (选 } 430\Omega\text{)}。$$

$$\text{实际的 } V_{E5} \text{ (对 } +40V\text{)} = I_{C5} R_7 = 5.3 \times 0.43 = 2.3V。$$

$$\text{对 } VT_5 \text{ 功耗要求: } P_{M5} \geq I_{C5} V_{CE5} = 5.3 \times 36 = 190mW。$$

可用 $V_{CEO} \geq 50V$, $P_{CM} \geq 200mW$ 的小功率 NPN 管 3CG21G。为了更加安全, 也可采用 CG73-3G 型高压中功率管。

8. 差分对管工作状态的确定

$$\text{设 } \beta_5 = 50, i_{C5} = i_{b7} = 1.96mA \text{ (取 } 2mA\text{)}, i_{b5} = i_{C5} / \beta_5 = 2 / 50 = 0.04mA。$$

VT_5 在工作状态下的输入阻抗 r_{i5} 约 $0.5k\Omega \sim 2k\Omega$ 。设 $r_{i5} = 1.5k\Omega$, 则有: $V_{b5} = i_{b5} r_{i5} = 0.04 \times 1.5 = 60mV$, $I_{C1} \geq 1.4 i_{C1} = 1.4 i_{b5} = 1.4 \times 0.04 = 0.056mA$ (未考虑 R_2 的分流损失)。

$$V_{CE1} \geq 1.4 V_{b5} = 1.4 \times 0.06 = 0.084V$$

$$V_{B5} = V_{E5} + 0.7 = 3V \text{ (对 } +40V\text{)}$$

V_{B5} 应该等于 I_{C1} 流过 R_2 并在其上的电压降。取 $R_2 = 6.8k\Omega$, 则: $I_{C1} = I_{C2} = V_{B5} / R_2 = 3 / 6.8 = 0.45mA$ ($> 0.056mA$)。 $I_{C1} + I_{C2} = 0.45 + 0.45 = 0.9mA$, 由恒流源 VT_3 供给。

这时要求 $I_{C3} = I_{C1} + I_{C2} = 0.9mA$ 。因为 $V_{B3} \approx 6V$ (对 -40), 所以: $R_4 = \frac{V_{B3} - 0.7}{I_{C3}} = \frac{6 - 0.7}{0.9} = 5.3 / 0.9 = 5.9k\Omega$ (选用 $5.6k\Omega$)。

9. 放大器的增益和输入阻抗

考虑到 R_2 对信号的分流作用, 即 $i_{R2} = V_{b5} / R_2 = 0.06 / 6.8 = 0.0088mA$,

$$i_{C1} = i_{R2} + i_{b5} = 0.0088 + 0.04 = 0.049mA。$$

设 $r_{i1} = r_{i2} = 1.5k\Omega$, $\beta_1 = \beta_2 = 50$, 并取 $RP_2 + R_3 = 1k\Omega$, 这时: $i_{b1} = i_{c1} / \beta_1 = 0.049 / 50 = 0.001mA$ 。

放大器的开环输入阻抗 R_{io} 和输入信号电压为: $R_{io} = r_{i1} + r_{i2} + (RP_2 + R_3) = 1.5 + 1.5 + 1 = 4k\Omega$, $V_{io} = i_{b1} R_{io} = 1 \times 10^{-6} \times 4 \times 10^3 = 4mV$ 。

放大器的开环增益为: $A_o = V_L / V_{io} = 22.8 \times 10^3 / 4 = 5700$ (倍)。要求放大器的闭环增益 $A = 50$, 因此负反馈量 A_f 为: $A_f = A_o / A = 5700 / 50 = 114$ (倍)

$$R_5 = A (RP_2 + R_3) = 50 \times 1 = 50k\Omega \text{ (用 } 51k\Omega\text{)},$$

同时用 $R_3 = 510\Omega$, RP_2 可用 $1k\Omega$ 可调电位器。

为了获得 VT_1 、 VT_2 的对称工作状态, VT_1 的基极用 $(RP_1 + R_1)$ 电阻接地, 并使 $RP_1 + R_1 = R_5 = 51k\Omega$ 。用 $R_1 = 20k\Omega$ 、 $RP_1 = 47k\Omega$ 的可调电位器调节。 RP_1 同时也是调整中心零点电位所需要的。 C_2 可取 $22\mu F \sim 100\mu F$, 实际采用 $22\mu F$ 。

放大器闭环输入阻抗 R'_i 为: $R'_i = V_i / i_{b1} = 0.4 / 0.001 = 400k\Omega$ 。闭环总输入阻抗为: $R_i = R'_i // (RP_1 + R_1) = 400 // 51 \approx 50k\Omega$, $C_1 \geq 160 / f_d R_i = 160 / 20 \times 50 = 0.16\mu F$ (用 $1\mu F$)。

10. VT_1 、 VT_2 、 VT_3 、 VT_4 的选择

$$V_{E2} = -I_{B2}R_5 = \frac{-I_{C2}}{\beta_2}R_5 = (-0.45/50) \times 51 = -0.45V$$

$$V_{E1} = V_{E2} = V_{C3} = V_{E2} - 0.7 = -0.45 - 0.7 = -1.15V$$

$$V_{E3} = V_{E4} = V_{E3} - 0.7 = -34 - 0.7 = -34.3V$$

把上述计算的各级直流工作电压标于图内（图 1-49），便可明显地看出各管的 CE 间的电压：

$$V_{CE1} = 37 + 1.15 = 38.15V$$

$$V_{CE2} = 40 + 1.15 = 41.15V$$

$$V_{CE3} = 1 - 34.7 + 1.151 = 32.5V$$

$$V_{CE4} = 1 - 34.7 + 0.651 = 34.05V$$

因此各管均须用 $V_{CEO} \geq 50V$ 。 VT_1 、 VT_2 、 VT_3 的电流较小，可采用 3DG160A 小功率管。 VT_4 电流较大，需用 3CG21。 VT_6 可用一般小功率管，如 3DG6 等。

11. 实验结果

$$V_z = 23V \text{ (负载 } R_z = 8\Omega, P_z = 66W)$$

$$V_z = 20V \text{ 时, } V_i = 400mV$$

频率响应 (20V 输出): 20Hz~20kHz; 0dB

失真度 (全部频率 20V 输出): 20Hz~20kHz $\leq 0.3\%$

信噪比 (输入端交流短路, R_z 上输出约 0.5mV 的噪声电压): $S/N = (20 \times 10^3) / 0.5 = 40 \times 10^3$ (92dB)。

1.3 前置放大电路

1.3.1 前置放大器的功能

任何功率放大器总是要将节目源输入的信号进行放大，然后输出给扬声器。节目源的种类有多种多样，如：传声器、收音头、电唱机、录音机（放音磁头）、线路传输以及新近出现的 CD 唱机等。这些节目源设备的输出信号电压差别很大，从零点儿毫伏到几百毫伏，甚至 1~2 伏。而功率放大器的输入灵敏度是一定的，如我们在前面设计的例子中为 50mV。这些节目源信号如果从同一输入接口输入放大器，或者由于输入电平过低，使功率放大器输出功率不足，不能充分发挥功放的作用；或者由于输入电平过高，使放大器的输出信号产生严重过载失真，失去高保真放大的意义。因此，必须设置前置放大器，对输入放大器的各种输入信号进行处理；或放大，或衰减，或进行阻抗变换，使其与功率放大器的输入灵敏度相匹配。

在各种音源信号中，除了电平差别外，它们的频率特性有的也不同，如电唱机输出信

号的频率特性曲线呈上翘形，磁带放音的频率特性曲线也呈上翘形，即低音呈衰减，高音被提升，但它们的衰减和提升的程度又各不相同。这样，在输入功率放大器之前，必须进行频率补偿，使其频率特性曲线恢复到接近平坦的状态。

综上所述，前置放大器的主要功能为：

(1) 对输入功率放大器的各种音源信号进行加工处理，或放大，或衰减，使其和功率放大器的输入灵敏度相匹配，使功率放大器充分发挥其放大和保真的功能。

(2) 进行阻抗变换，使各种音源信号的输出阻抗能与功率放大的输入阻抗相匹配，实现信号的高效传输。

(3) 进行频率均衡处理，使电唱机和磁带机输出信号的频率特性恢复成平坦的状态。

1.3.2 对前置放大器的技术要求

对前置放大器的技术要求，就是必须要和功率放大器的特性相适应，即对功率放大器的技术要求，同样也适用于前置放大器，而且对前置放大器还应略高一些。否则就不能成为一个高保真“系统”，也就是说，构成高保真系统的每一个单元都必须是一个高保真单元。

(1) 失真度：包括谐波失真和互调失真，要求分别小于 0.1% 和 0.05%。

(2) 信噪比：应大于 90dB。

(3) 频率响应：在 20Hz~20kHz \pm 0.5dB。

(4) 转换速率：应大于 5V/ μ s。

(5) 动态范围：应大于 75~80dB。

(6) 输入/输出信号匹配：前置放大器的输入端和输出端分别和节目源设备以及功率放大器相连。要使信号高质量传输，必须满足匹配条件，包括阻抗匹配、电平匹配、传输方式匹配等。

(7) 均衡网络要符合 RIAA 标准和 NAB 标准。

(8) 电源：高质量的电源是前置放大器性能好坏的因素之一，应包括低噪声、大容量和低内阻等条件。前置放大器的电源应与功率放大器的电源分开，单独供电。

1.3.3 唱片输入均衡电路

一、唱片输入均衡的必要性

先从唱片的录制过程说起。在唱片的录制过程中，录音的速度是固定的。设录音信号的频率为 f ，刻纹的振幅为 a ，刻纹刀的速度为 V ，则 $V = 2\pi a f$ 。由式可知，当 V 不变时，频率 f 越低，振幅 a 越大；频率 f 越高，振幅 a 越小。这样在放唱片时就可能引起如下现象：在低频段针尖摆动幅度大，容易引起相邻纹路碰槽，造成串音；在高频段由于针尖摆动幅度小，又容易使唱片的表面噪声增大。

为了克服上述缺点，目前国际上普遍采用国际电工委员会推荐的如图 1-50 中 A 线所示的录音特性（RIAA 标准，即美国唱片工业协会 1953 年标准），这是一条提升高音、衰

减低音的频率特性。显然，用这种方法录制的唱片在放音时必然会出现高音太强、低音太弱的缺点。因此在前置放大器中必须采用与录音时相反的方法对放音频率给予校正，使其恢复到原来的平直状态。这便是前置放大器中的频率均衡电路（或称补偿）。

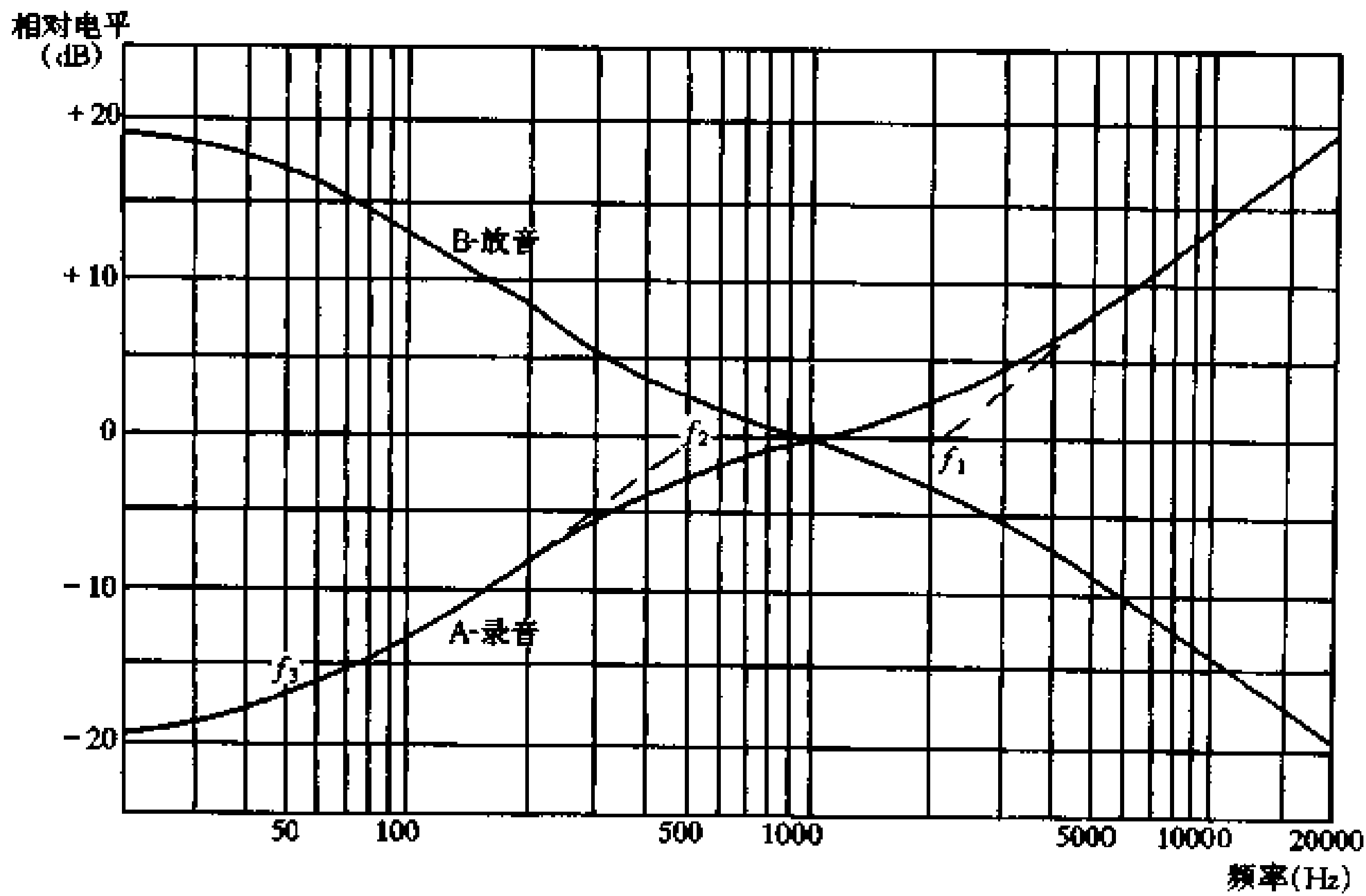


图 1-50 唱片的录、放音频率均衡特性

图 1-50 中 B 线便是按照 RIAA 标准所形成的补偿曲线，这是一条提升低音、衰减高音的特性曲线。低频提升的频率点 f_2 为 500Hz，称为低频提升转折频率。在该频率点上的信号电压较基准点频率（1kHz）高 2.6dB。在低于 f_2 的低频段内，频率每缩小一倍，信号电压将提升 6dB。高频段的转折频率为 f_1 点，频率为 2120Hz，这一点的信号电压比基准电压低 2.6dB。在高于 f_1 的频段内，频率每增加一倍，信号电压下降 6dB。在 RIAA 标准中，当 $f=30\text{Hz}$ 时，信号电压较 1kHz 时提升了 18.6dB（8.6 倍）。此时为避免低频段由于提升太多而引起放大器的自激，通常规定 $f_1=50\text{Hz}$ 作为从低频提升转到平坦曲线的转折频率点，以便对 50Hz 频率的提升度加以限制；在高频中，规定 $f_4=32\text{kHz}$ ，限制高于频率 f_4 的信号的反馈度，以防止高频自激。

（注：在 RIAA-78 的新标准中，将原均衡曲线从 20Hz 以下按 6 分贝/每倍频的速度下降，以抑制次声频噪声。见 3·2·2）。

二、频率均衡电路的工作原理

频率均衡电路的基本形式如图 1-51。它是一个带有负反馈网络的两级直接耦合的放大电路。图中的 RC 反馈网络便是“频率均衡电路”，简称 EQ 网络。

图中的 V_f 为反馈电压，它通过 EQ 网络取自输出电压 V_o 。输入电压 V_i 与 V_f 相减得到纯输入电压 V_d 。该电路属于电压串联型负反馈，反馈系数为 $B = V_f/V_o = R_{E1}/(Z_{EQ} + R_{E1})$ 。式中 Z_{EQ} 为频率均衡网络总的特性阻抗。当电路不加负反馈时， $V_f=0\text{V}$ ， $V_d=V_i$ ，此时的电压放大倍数为 $k_v = V_o/V_d$ 。在电路中，如果 R_{c1} 远大于 VT_2 的输入电阻 R_2 ， VT_1 的放大系数 $\beta \gg 1$ ，则无反馈时的总放大倍数可近似表示为：

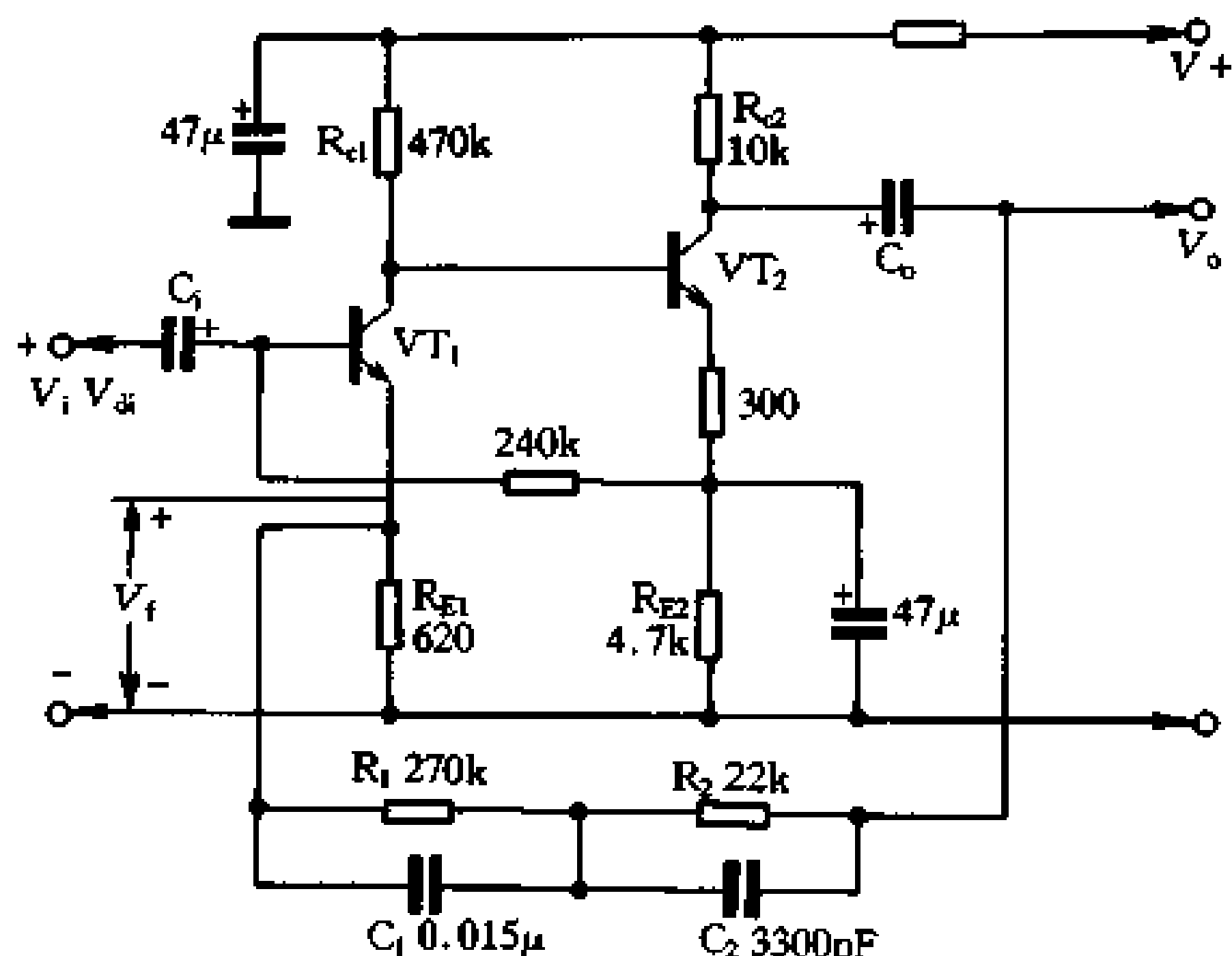


图 1-51 频率均衡电路的基本形式

$$K_v \approx \frac{\beta_1 \beta_2 R_{C2}}{(1 + \beta_1) R_{E1}} = \beta_2 R_{C2} / R_{E1}$$

放大电路施加负反馈后的放大倍数可表示为:

$$K_{vf} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_{di} + V_f} = \frac{V_o / V_{di}}{1 + \frac{V_f}{V_{di}}} = \frac{V_o / V_{di}}{1 + \frac{V_o}{V_{di}} \cdot \frac{V_f}{V_o}}$$

如果将 $K_v = V_o / V_{di}$, $B = V_f / V_o$ 代入上式, 则可得到: $K_{vf} = K_v / (1 + K_v B)$ 。

上式表明, 一个放大器在加入负反馈之后, 放大倍数降低了, 其降低程度与 $(1 + K_v \cdot B)$ 有关。当 $(K_v \cdot B) \gg 1$ 时, 上式又可简化为:

$$K_{vf} = 1/B = (Z_{EQ} + R_{E1}) / R_{E1} = 1 + Z_{EQ} / R_{E1}。$$

上式表明, 在反馈量较大时(即 $K_v \cdot B \gg 1$ 时), 放大器的放大倍数仅与反馈系数有关, 即只与 Z_{EQ} 、 R_{E1} 的参数有关。对于我们所讨论的频率补偿网络来说, 反馈系数中的 Z_{EQ} 恰好是反馈网络的特性阻抗, 它的数值是随频率的改变而改变的。我们要求 EQ 网络的频率特性, 符合图 1-50 中 B 线所示的规律, 这样就实现了放大电路所要求的频率均衡作用。

为了实现上述要求, EQ 网络连接成如图 1-52 (a) 的形式。并使 $R_1 > R_2$, $C_1 > C_2$, 网络呈现的总阻抗为 Z_{EQ} 。

对于 1kHz 的低频段, C_2 可视为开路, 电路等效于图 1-52 (b)。 C_1 的容抗随频率的降低而增大, 总的网络阻抗 Z_{EQ} 也随频率的降低而增大, 于是负反馈量相应减小, 放大电路的放大倍数相应增大。当频率降低到一定程度后, 与电阻 R_1 并联的 C_1 的容抗已增大到相当于 R_1 的阻值, 此后网络总阻抗 Z_{EQ} 几乎不再增大, 这就限制了低于 50Hz 的频率的提升度。又由于 R_2 是串联在反馈电路中的, 所以即使频率很高, Z_{EQ} 也不会变为零, 高频衰减量就受到了限制。因此, 图 1-52 (b) 电路具有一条高音平坦、低音提升的特性, 两个转折频率分别为:

$$f_1 = (R_1 + R_2) / 2\pi C_1 R_1 R_2 = 50\text{Hz}, \quad f_2 = 1 / 2\pi C_1 R_1 = 500\text{Hz}。$$

对于高于 1kHz 的高音频段, 因为 R_1 的阻值比 C_1 的容抗大得多, 所以 R_1 对 Z_{EQ} 的影响可以忽略, 图(a)可简化为图(c)。因为 C_2 的容抗随频率的增高而降低, 所以 Z_{EQ} 也随

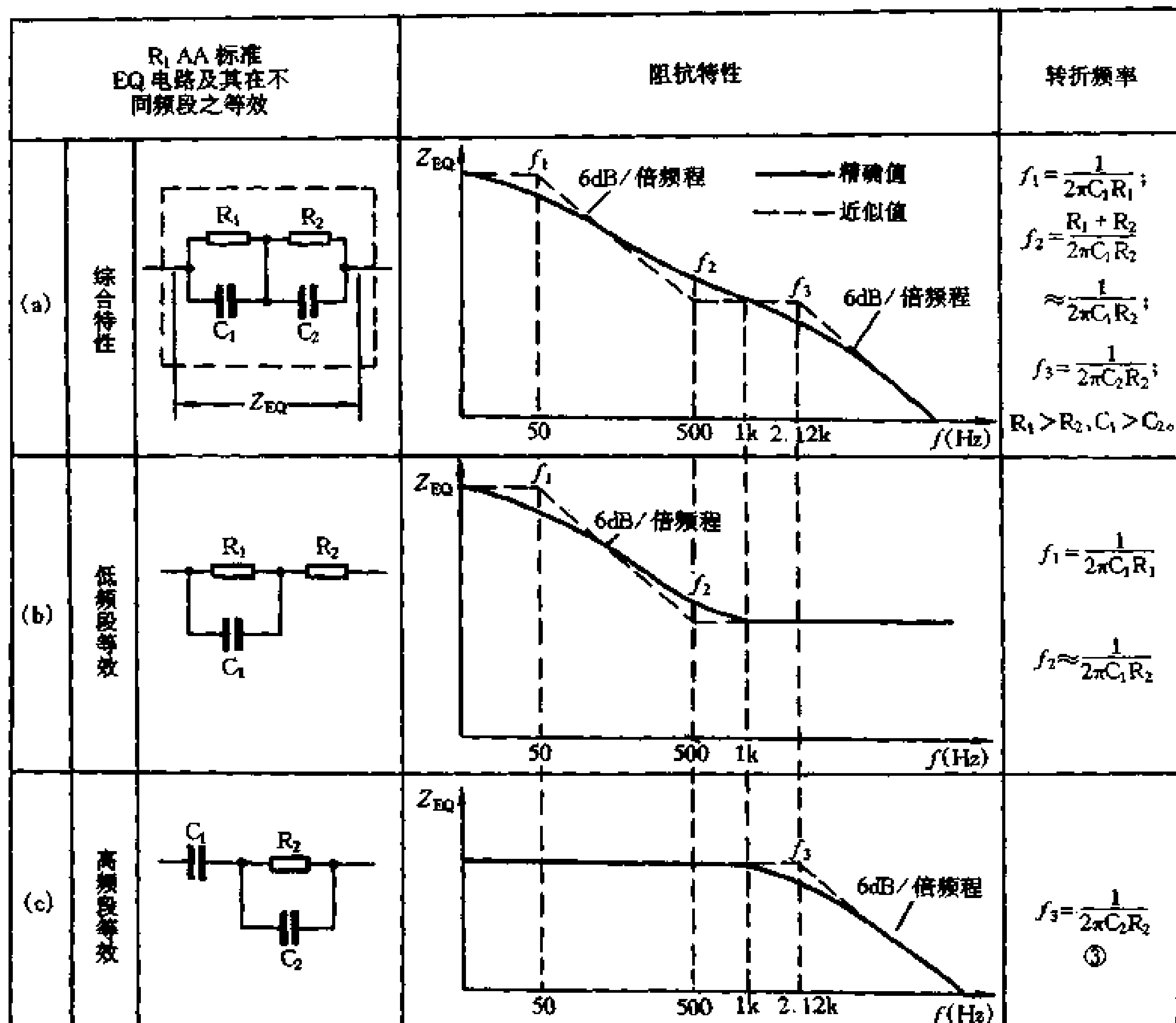


图 1-52 EQ 网络的阻抗特性

之降低，于是负反馈量增大，放大倍数也就下降了。 R_2 的存在可限制低频提升量，使图(c)的频率特性成为一条低频平坦、高频得到衰减的曲线。将图(b)和图(c)两条特性曲线结合起来，就成为图(a)的总特性曲线，也就是我们所要求的 RIAA 特性曲线。

在反馈型频率均衡电路中，如果高频段负反馈太深，会导致高频自激，使放大器工作不稳定。为此，在频率均衡电路中又串入一个电阻 R_3 ，如图 1-53，以大大衰减频率大于 $f_4 = 30\text{kHz}$ 的高音。根据它的高频等效电路，转折频率 $f_4 = (C_1 + C_2) / 2\pi \cdot R_3 \cdot C_1 \cdot C_2 \approx 1 / 2\pi R_3 C_2$ 。

这里需要指出的是：我们所设计的频率均衡网络是针对电磁型和电动型等高中档电唱机的，因为这种类型电唱机的输出特性比较平坦，放唱时必须加以补偿。而对一般晶体唱头的电唱机，由于其输出特性较差，而且它本身的输出特性也呈低频端输出电压高，高频端输出电压低的特性，因此就不需再予以补偿。

三、频率均衡网络的设计

反馈型唱片频率均衡网络的设计，主要是计算出反馈网络中的 C_1 、 C_2 、 R_1 、 R_2 等元件的数值，以保证实现 RIAA 标准特性所规定的三个频率转折点 f_1 、 f_2 、 f_3 ，以及在基准频率点 (1kHz) 时具有一定的放大倍数。三个转折频率 f_1 、 f_2 、 f_3 也可用三个时间常

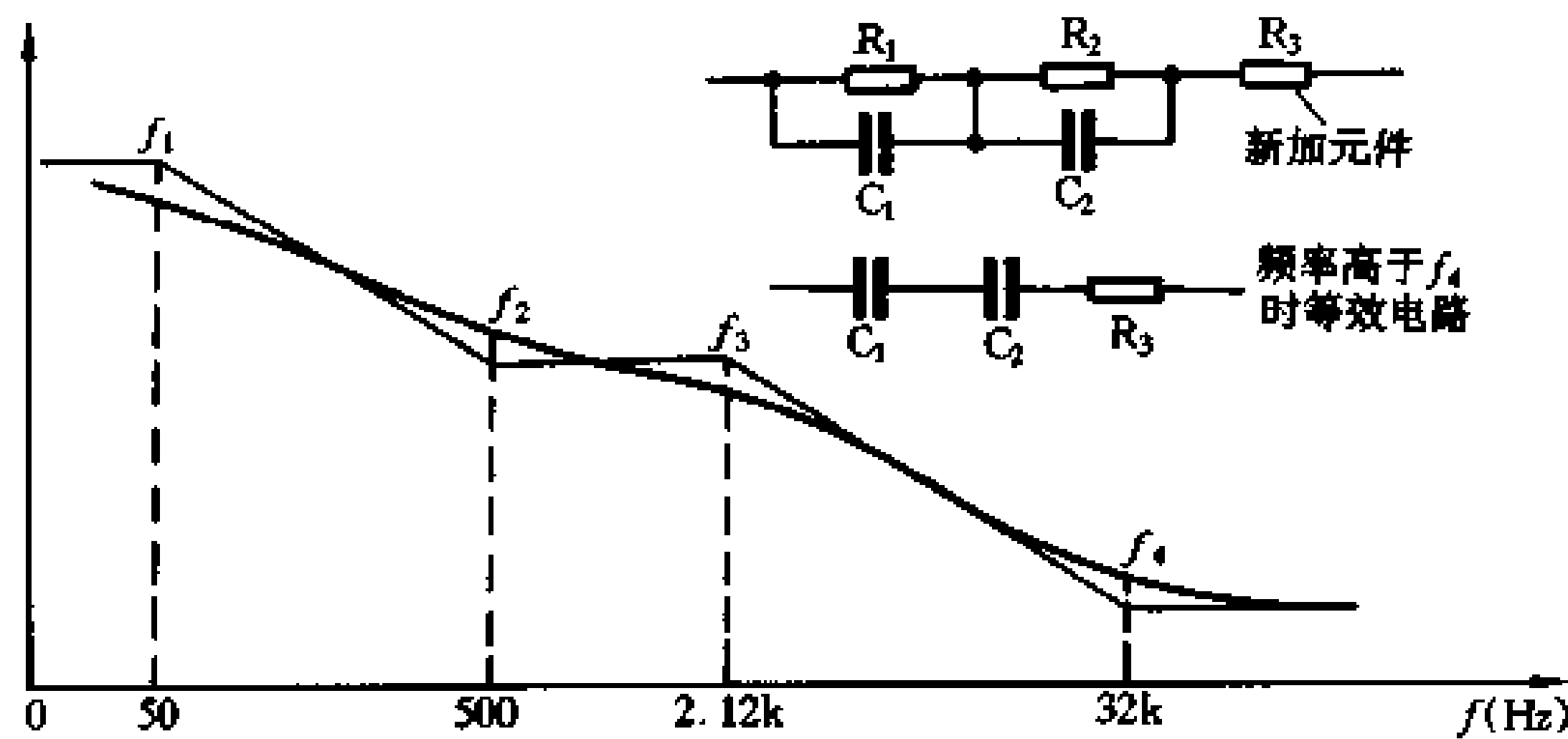


图 1-53 包括 f_4 的总频率曲线

数来表示。

$$\text{即: } T_1 = 1/2\pi f_1 = R_1 \cdot C_1 = 3180\mu\text{s}$$

$$T_2 = 1/2\pi f_2 = R_2 \cdot C_1 = 318\mu\text{s}$$

$$T_3 = 1/2\pi f_3 = R_2 \cdot C_2 = 75\mu\text{s}$$

由 $T_1 = C_1 \cdot R_1$ 和 $T_2 = C_1 \cdot R_2$ 可以确定出 R_1 和 R_2 之间的关系, 即 $R_1 = 3180R_2 / 318 = 10R_2$ 。

对于反馈型频率补偿网络来说, 在音频低端, 由于反馈网络的等效阻抗 Z_{EQ} 变大, 反馈系数 B 减小, 不再满足 $KB \gg 1$ 的条件, 而为保证在低音频段有一定的提升量, 通常在

计算时把 T_1 以 $4000\mu\text{s}$ 考虑, 这样 $R_1 = \frac{4000R_2}{318} = 12.57R_2$ 。

因为反馈网络的复阻抗 Z_{EQ} 的模为:

$$|Z_{EQ}| = \frac{R_1}{\sqrt{1 + (2\pi f C_1 R_1)^2}} + \frac{R_2}{\sqrt{1 + (2\pi f C_2 R_2)^2}}$$

在基准点频率 $f = 1\text{kHz}$ 时, $|Z_{EQ}| = 1.4R_2$ 。此时, 放大器的闭环放大倍数:

$$K_{vf} = \frac{1}{B} = \frac{|Z_{EQ}|}{R_{E1}} = \frac{1.4R_2}{R_{E1}}, \text{ 所以: } R_2 = \frac{R_{E1} \cdot K_{vf}}{1.4}$$

当 R_2 确定以后, 由 RIAA 标准的三个时间常数 T_1 、 T_2 、 T_3 , 不难求出 C_1 、 C_2 、 R_1 等数值。

例如: 设电磁唱头在 1kHz 时的输出电压为 1mV , 要求前置放大器能将此信号放大为 50mV , 试设计一个 RIAA 特性的均衡放大器。

(1) 放大器在 1kHz 时的闭环放大倍数为:

$$K_{vf} = V_o / V_i = 50\text{mV} / 1\text{mV} = 50 \text{ (倍)}。$$

(2) 计算放大器的开环放大倍数。放大器的负反馈量由低频提升量 (18.5dB) 来确定, 现取此值为 20dB , 即 $1 + K_v B = 10$ 倍, 则放大器无反馈时的放大倍数为 $K_v = K_{vf} (1 + K_v B) = 50 \times 10 = 500$ (倍)。

(3) 确定第一级的射极电阻 R_{E1} 。设放大器的第一级集电极电阻 R_{C1} 远大于第二级的输入电阻 R_2 , 则无反馈时的放大倍数 $K_v = \frac{\beta_2 \cdot R_{C2}}{R_{E1}}$, $R_{E1} = \frac{\beta_2 \cdot R_{C2}}{K_v}$ 。设 $\beta_2 = 30$, $R_{C2} = 10\text{k}\Omega$ 则:

$$R_{EI} = \frac{30 \times 10^4}{500} = 600\Omega, \text{ 可取标准 } R_{EI} = 620\Omega.$$

(4) 计算 R_2 的值:

$$R_2 = \frac{K_{vf} \cdot R_{EI}}{1.4} = \frac{50 \times 620}{1.4} = 22k\Omega.$$

(5) 由 T_2 、 R_2 求 C_1 ; 由 T_3 、 R_2 求 C_2 ; 由 T_1 、 C_1 求 R_1 。

$$C_1 = T_2/R_2 = 318 \times 10^{-6}/22 \times 10^3 = 0.015\mu F;$$

$$C_2 = T_3/R_2 = 75 \times 10^{-6}/22 \times 10^3 = 3400pF,$$

取标称值 3300pF;

$$R_1 = T_1/C_1 = 4000 \times 10^{-6}/0.015 \times 10^{-6} = 267k\Omega,$$

取标称值 270k Ω 。

(6) 为防止高频自激, 由 $T_4 = 5\mu s$ 及 C_2 求出 R_3 。

$$R_3 = T_4/C_2 = 5 \times 10^{-6}/3300 \times 10^{-12} \approx 1.5k\Omega.$$

1.3.4 磁头输入均衡电路

一、磁头的录放音特性

在磁带的录音过程中, 由于磁头是一个电感元件, 其感抗是随频率的升高而增大的, 因而造成录音电流的严重下跌。为此, 采用了恒流录音方式, 其特性如图 1-54 中的曲线 e。尽管如此, 在实际录音过程中录音电流还是随着信号频率的升高而下降, 如图中的曲线 d。

在磁带的放音过程中, 同样由于放音磁头的感抗随着信号频率的升高而增大, 如图中的曲线 a。

无论录音特性曲线 e、d, 还是放音特性曲线 a, 都是在仅考虑磁头的阻抗特性时的理

放音补偿曲线

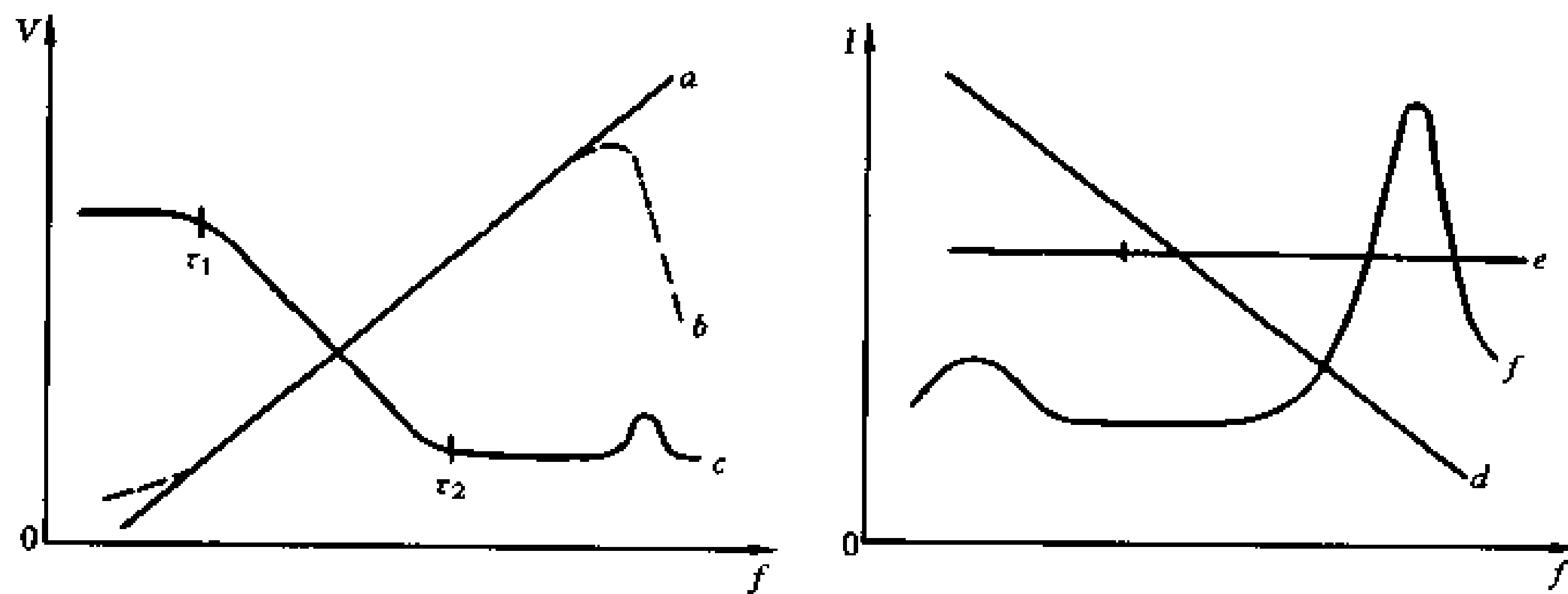


图 1-54 磁头的录放音特性及补偿曲线

论曲线。而在实际录放过程中, 除了磁头的阻抗特性外, 还存在着其它各种损耗, 如缝隙损耗、自偏磁损耗、方位角损耗等, 致使恒流录音后的重放中, 其输出特性的高频端在某一高频时迅速下跌, 如曲线 a 的上端的虚线 b。为了补偿这一特性, 在录音时对高频段进

行大幅度的补偿，其补偿特性如图中曲线 f。即对放音时所对应的大幅度下跌的频率处进行大幅度的迅速提升。良好的录音补偿能使放音曲线 a 上部的下跌有较大的改善，但仍不能完全给予消除。

在磁带放音特性的补偿中，一方面应使放音特性曲线 a 得到补偿，使其接近平直的特性；另一方面又要将迅速下跌的部分给予补偿，即对曲线 b 给予补偿，使放音补偿曲线形成如曲线 c 的补偿特性。通过补偿曲线 c 的补偿作用，应当使放音曲线 a 最终成为一条接近平直的放音特性曲线。

补偿曲线 c 是通过两个特定的频率转折点形成的。其中第一转折点的转折频率为 $f_1 = 50\text{Hz}$ ，对应的时间常数 $\tau_1 = 3180\mu\text{s}$ ；第二个转折频率因使用不同的磁带而分为两种：对于普通磁带， $f_2 = 1.3\text{kHz}$ ，对应时间常数为 $\tau_2 = 120\mu\text{s}$ ；对于金属带和铬带， $f_2 = 2.3\text{kHz}$ ，对应 $\tau_2 = 70\mu\text{s}$ 。

磁头放音补偿电路由 RC 网络组成，并使其符合上述时间常数。将该 RC 网络连接在放大电路的反馈电路中。如图 1-55 中的 R_3 、 R_4 、 C_3 。

二、磁头放音的均衡设计

磁头的放音均衡电路和唱片均衡电路一样，采用的是 RC 负反馈网络，只不过它的转折频率只有两个，即 $f_1 = 50\text{Hz}$ ($\tau_1 = 3180\mu\text{s}$) 和 $f_2 = 1.3\text{kHz}$ ($120\mu\text{s}$ ，普通带) 或 $f_2 = 2.3\text{kHz}$ ($70\mu\text{s}$ ，金属带、铬带)。

例如：用一个低噪声、高增益运算放大器作输入放大级的磁头均衡放大器，它在 1mV 的磁头信号下要求输出 0.5V 的输出电压（以参考频率 1kHz 时的增益为参考 0dB ），求均衡电路中各元件的数值。

如图 1-55 所示。假定在参考频率 1kHz 时 C_3 视为短路，且 $R_3 \ll R_4$ ，则 R_4 、 C_3 构成 τ_1 ， R_3 、 C_3 构成 τ_2 的时间常数。则有： $f_1 = \frac{1}{2\pi R_4 C_3} = 50\text{Hz}$ ， $f_2 = \frac{1}{2\pi R_3 C_3} = 1314\text{Hz}$ 。

参考频率上的增益(此时可视 C_3 为短路)：

$$A_{V(0)} = \frac{R_3 + R_2}{R_2} = \frac{0.5\text{V}}{0.001\text{V}} = 500$$

若取 $R_2 = 200\Omega$ ，则 $R_3 = 100\text{k}\Omega$ ，这样可以求出 C_3 的值：

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_2 R_3} = \frac{1}{6.28 \times 1314 \times 10^5} = 0.12 \times 10^{-8} \text{ (F)}, \text{ 取 } C_3 = 1200\text{pF}.$$

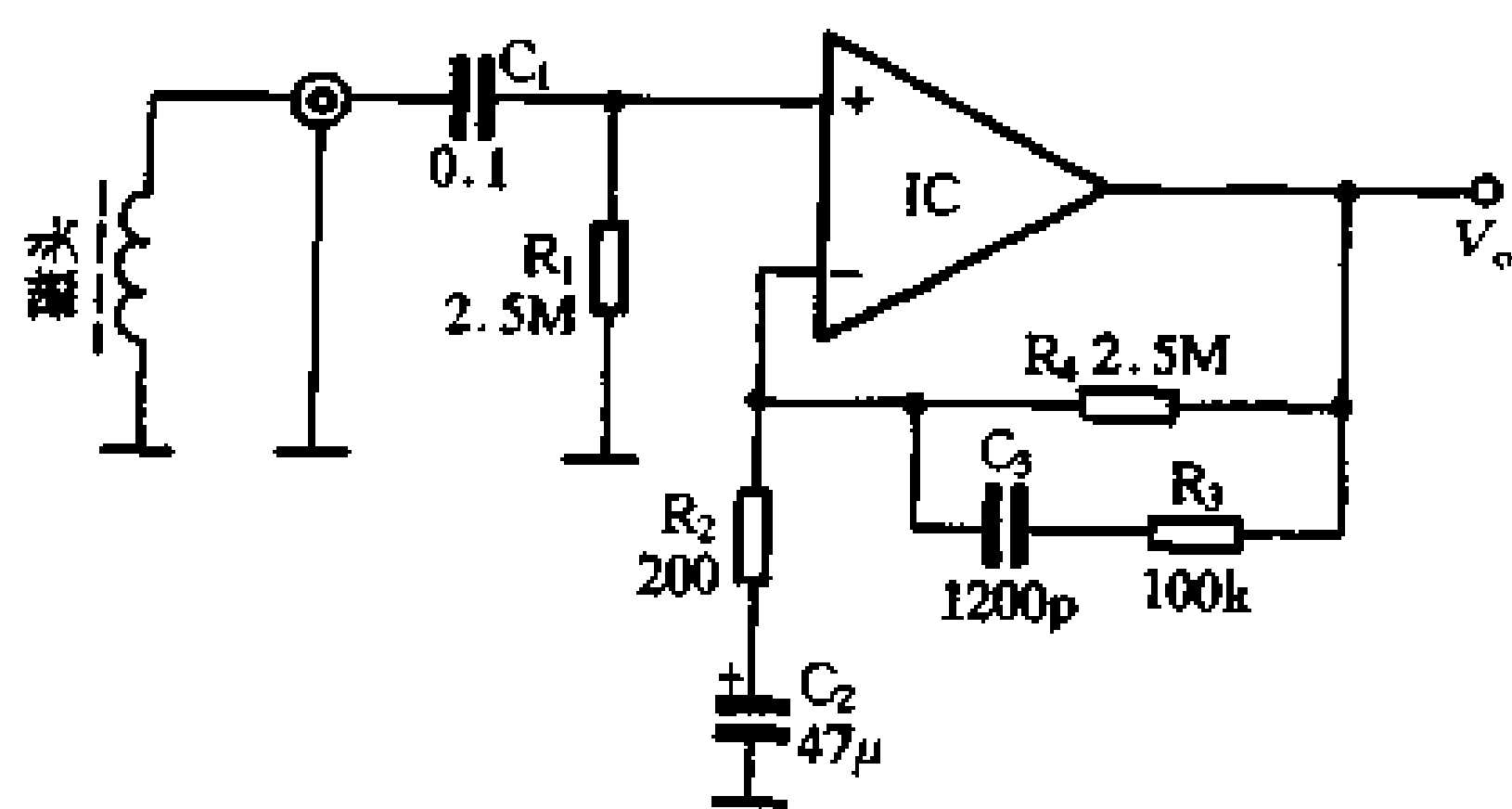


图 1-55 磁头放音均衡电路

$$R_4 = \frac{1}{2\pi \times 50 \times 1200 \times 10^{-12}} = 2.65 \times 10^6 \text{ (}\Omega\text{)}, \text{ 取 } R_4 = 2.5\text{M}\Omega.$$

而 C_2 和 C_1 可按下式求得，这里 $f_p = 20\text{Hz}$ 是最低频率。

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

R_1 取值同 R_4 ，以平衡偏置， C_1 和 C_2 一般可取： $C_1 = 0.1\mu\text{F}$ ， C_2 取 $47 \sim 100\mu\text{F}$ 。

1.3.5 话筒和线路输入放大电路

话筒输入前置放大的主要功能是阻抗的变换和匹配，一是使话筒的输出阻抗与前置放大器的输入阻抗相匹配；二是使前置放大器的输出电压幅度与功率放大器的输入灵敏度相匹配。

对话筒或线路输入的信号，只需将输入信号进行放大或衰减，而不需进行频率均衡。不论是放大或衰减，都应保证其有足够宽的频响和很低的噪声。由于不需要均衡处理，所以输入电路较为简单。

话筒又称传声器。常用话筒可分三类：动圈式、电容式和驻极体式。

动圈话筒的输出阻抗分低阻和高阻两种。低阻式的输出阻抗为 $150\sim 600\Omega$ ，主要用于录音、演唱和一般家用卡拉 OK 机。高阻话筒用于扩声中，如开大会、宣传等。低阻抗话筒可用平衡式传输方式将信号传送 100 米甚至更远而不会染上交流声，而高阻话筒则不然。

电容式话筒主要用于专业领域，性能较好。电容式话筒产生的信号电压只有几十分之一毫伏，因此在话筒内设置了一个预放大器，使其输出信号达到几毫伏到几十毫伏。

驻极体话筒，它的结构简单，性能较差，只用于一般场合。

话筒的灵敏度表征了话筒的声—电转换效率，表示方法有两种，一是用电压，二是用分贝。一般动圈式话筒的灵敏度为 $1.5\sim 4\text{mV}$ ，电容式话筒因内装预放大器输出可达数十毫伏。而分贝表示法是在一定条件下测试的，电容式可达 -40dB 左右，动圈式可达 -56dB 。

话筒的频率范围一般在 $70\text{Hz}\sim 15\text{kHz}$ 。

话筒和线路输入放大器，一般都采用分立元件的反馈式电压放大器或者高性能的运算放大器来组成。除了要求有一定的增益和较低的信噪比外，无其它特殊要求。

1.4 音调控制与音色处理电路

1.4.1 音调控制电路

在高保真音响电路的前置级中往往都要加入音调控制电路，这是因为一般语言和音乐，在重放音时所需的频率范围不同。语言放音的频率范围为 100Hz 到几 kHz ，交响乐放音的频率范围则大于 $40\text{Hz}\sim 14\text{kHz}$ ，这样它们对放大电路的频响就要求不同。再加上放音环境的差异，每个人在听觉上的习惯和爱好不同，所以在放大器中就需要加入音调控制电路，用它来按实际需求突出或减弱高音区或低音区，以期改善听音效果。

常用的音调控制电路有两种：一种是衰减型 RC 音调控制电路，另一种是反馈型音调控制电路。还有一种是将衰减和反馈结合起来的衰减—反馈 (NF—CR) 型音调控制电路，可以称为是第三种音调控制电路。

一、衰减型 RC 音调控制电路

1. 高音控制原理

电路原理如图 1-56。图中 RP_1 为高音控制电位器。因为 C_3 、 C_4 的容量大于 C_1 、 C_2 的容量，因此对高频信号而言， C_3 、 C_4 可视为短路。于是高音调整电路可简化为图 1-57。当 RP_1 活动臂移至最上端 A 点时，由于 RP_1 阻值远大于 R_2 ， RP_1 、 C_2 支路可视为开路，所以图 1-57 又可等效为图 1-58 (a)。又因 C_1 对低音和中音来讲，可视为开路，所以在频率比较低时， $V_2/V_1 = R_2/(R_1 + R_2)$ 。图 1-58 (a) 对高频来讲， C_1 的容抗很小，高频信号可以顺利通过，因此，相对于低音来说，高音的音量提高了。当频率高到一定程度时， C_1 可视为短路， V_2 就几乎等于 V_1 了。图 1-58 (b) 为 (a) 电路的提升特性曲线，图中实线为控制特性的精确值，虚线为近似值。高音开始转折的频率为 $f_{H1} = 1/2\pi C_1 R_1$ ，由此点开始，频率每升高一倍，信号的提升量增大 6dB 左右； f_{H2} 为特性曲线由提升转为平坦的转折频率， $f_{H2} = (R_1 + R_2)/2\pi R_1 R_2 C_1$ 。如果设 $R_1 = 10R_2$ ，则当 $f = 10f_{H1}$ 时，频率增大 10 倍，电压的传输比将相对提高 20dB (10 倍)。

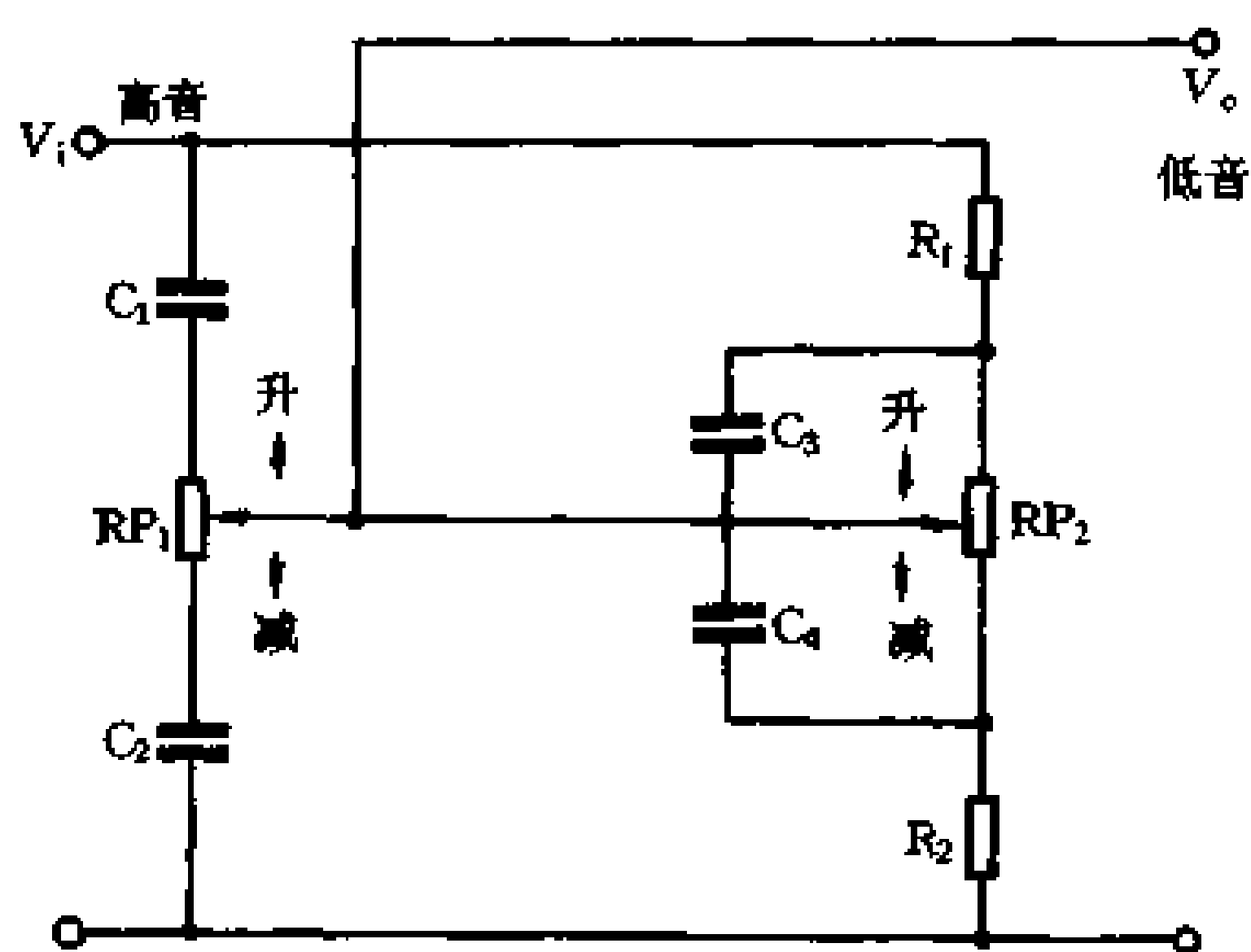


图 1-56 高、低音控制原理

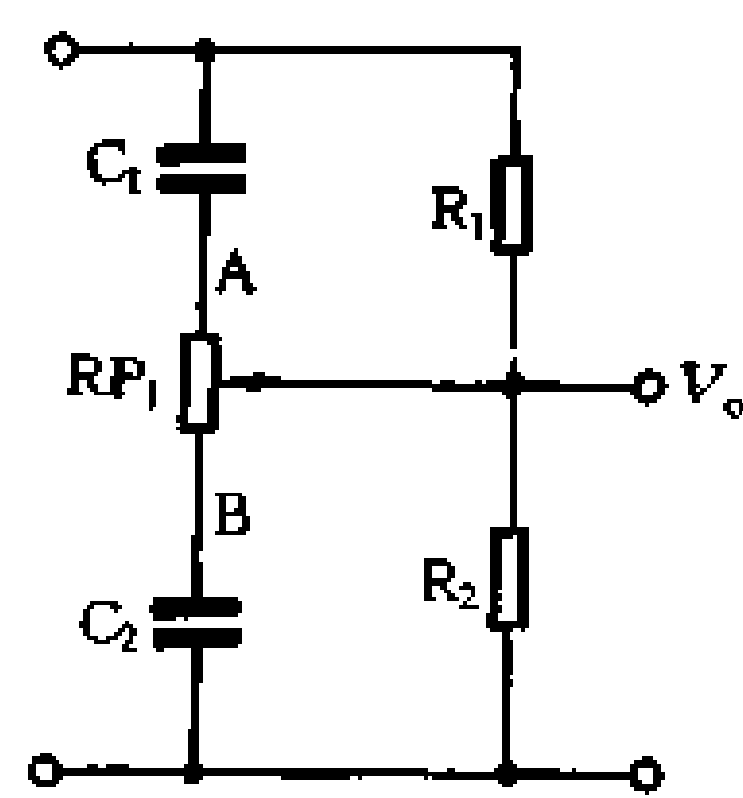


图 1-57 高音调整的简化电路

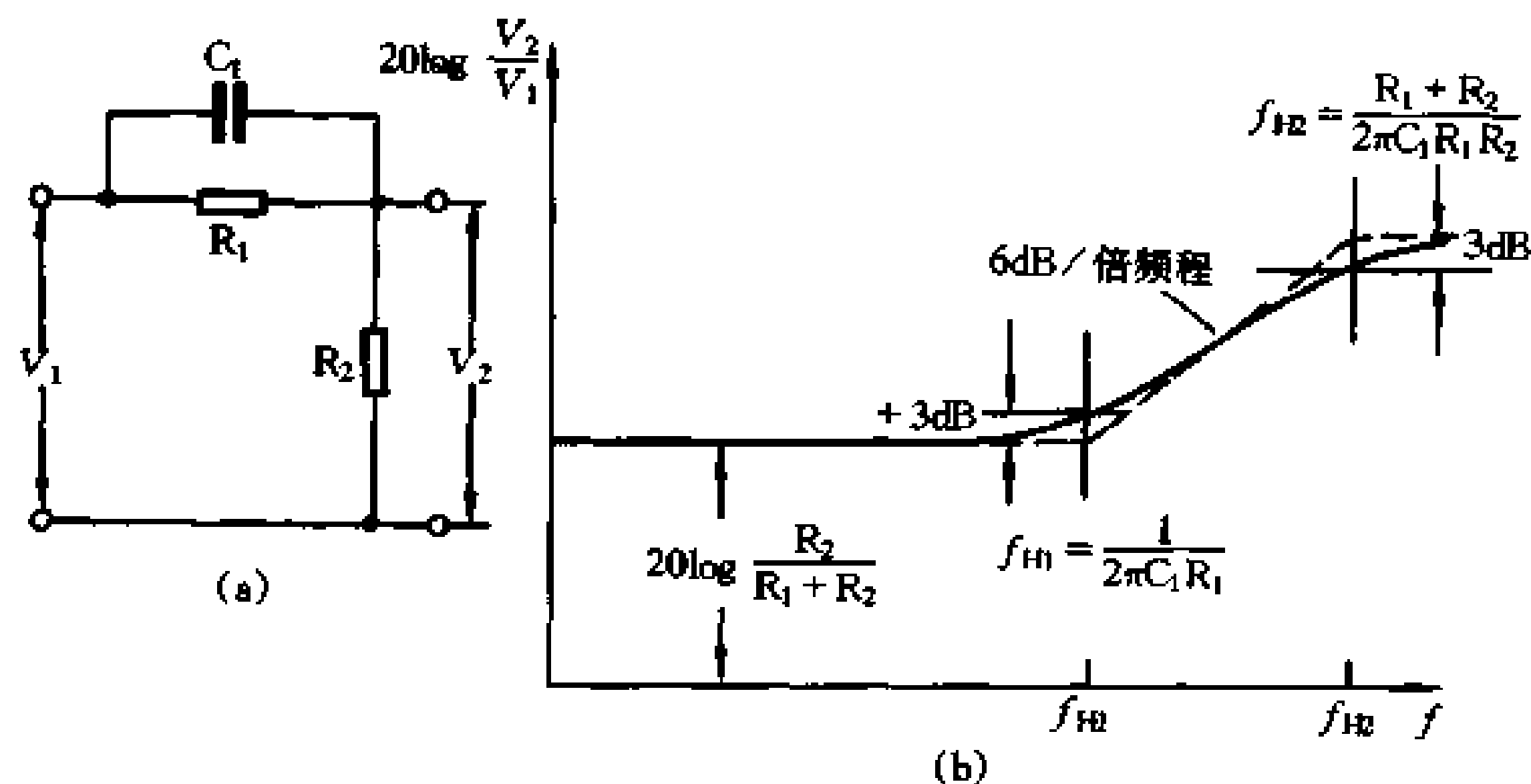


图 1-58 高音提升的等效电路

当 RP_1 的活动臂移至最下端 B 点时，高音衰减量最大，原理如下：由于 RP_1 阻值较大，阻止了高音通过 RP_1 、 C_1 支路， RP_1 、 C_1 支路可视为开路。然而，由于 C_3 、 C_4 对高音可视为短路，因此不管 RP_2 的活动臂处于什么位置，其等效电路均可画成图 1-59 (a) 的形式。在中、低频时， C_2 视为开路， $V_2/V_1 \approx R_2/(R_1 + R_2)$ 。随着频率的升高， C_2 容抗减小，对信号开始起旁路作用，输入到下级去的信号开始减弱。可见，图 1-59 (a) 具有高音衰减作用，图 (b) 为它的衰减特性曲线。

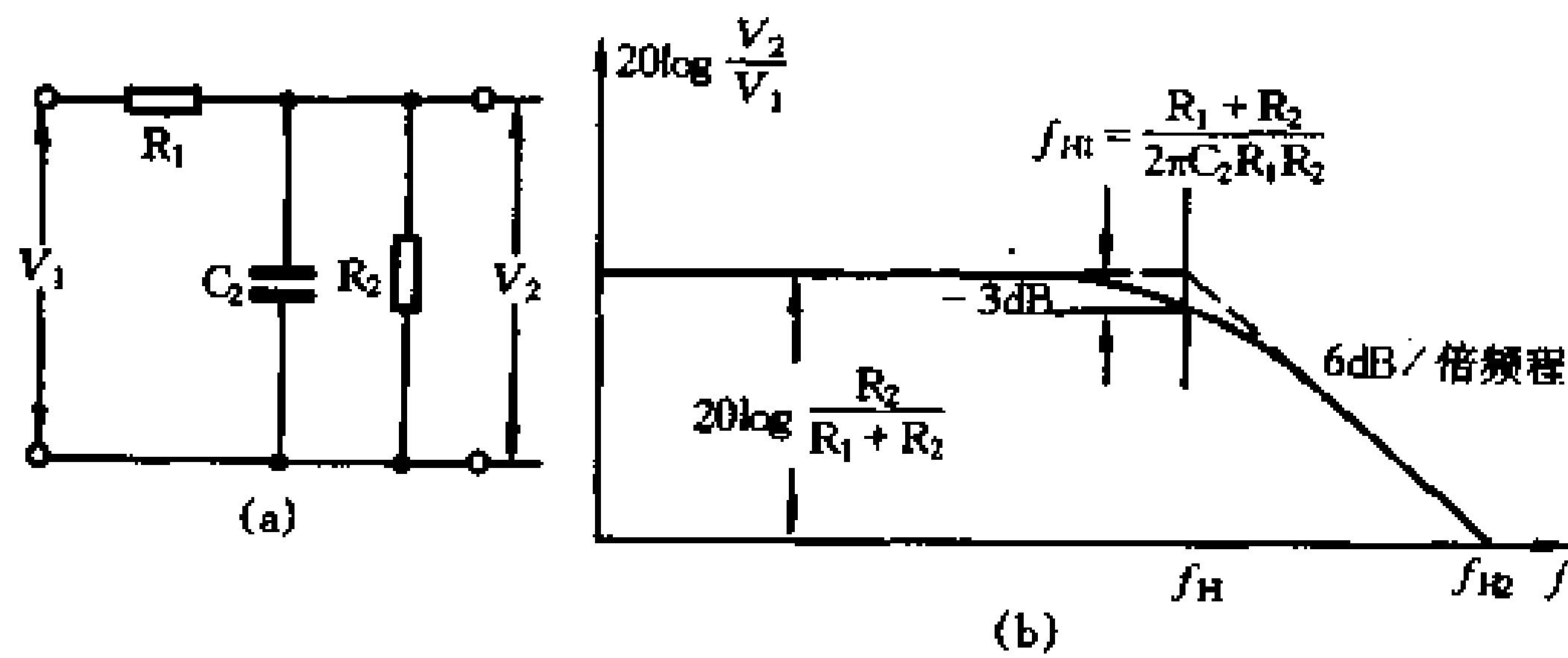


图 1-59 高音衰减的等效电路

2. 低音控制原理

在图 1-56 电路中，由于 C_1 容量较小，对于中、低音区可视为开路。因此，低音的调整电路基本上由 RP_2 、 R_1 、 R_2 、 C_3 、 C_4 组成。如图 1-60。

当 RP_2 调至最高位置 C 点时，低音得到最大提升，因为此时 C_3 被短路，电路又可简化成图 1-61 (a)。可以看出，随着频率的降低， C_4 的容抗变大， V_2 将升高，相对中音而言，低音被提升了。当频率降到一定程度时， C_4 可视为开路，因为 $(RP_2 + R_2) \gg R_1$ ，所以 $V_2 \approx V_1$ ，提升量也接近到顶了。由于 C_4 对中、高音区可视为短路，因此，对中、高音来讲，信号传输比： $V_2/V_1 \approx R_2/(R_1 + R_2)$ 。图 1-61 (b) 为低音提升特性曲线，低音提升转折频率为 $f_{L2} = 1/2\pi C_4 R_2$ 。低音由提升转入平坦的转折频率为 $f_{L1} \approx 1/2\pi C_4 \cdot (R_1 + R_2)$ 。

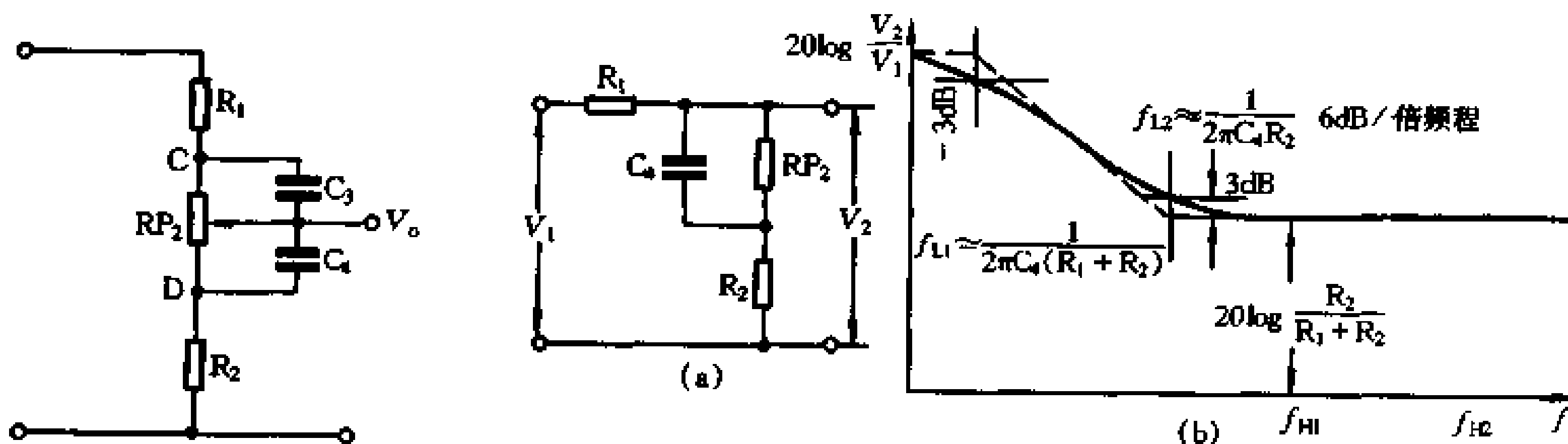


图 1-60 低音调整的简化电路

图 1-61 低音提升的简化电路

把 RP_2 的活动臂移至最低端时， C_4 被短路，形成低音衰减简化电路，如图 1-62。对于低音而言， C_3 的容抗随频率降低而增大，对 RP_2 的旁路作用减小，图 1-62 (a) 的衰减量增大。当频率降低到一定程度时， C_3 接近于开路，低音衰减量最大。由于 C_3 对中、高

音近于短路，所以对中、高音来讲， $V_2/V_1 \approx R_2/(R_1 + R_2)$ ，与 C_3 无关。低音衰减特性如图 1-62 (b) 所示，转折频率有两个：开始衰减的转折频率 f_{L2} 为 $f_{L2} \approx 1/2\pi C_3 (R_1 + R_2)$ ；由衰减转为平坦的转折频率为 $f_{L1} = 1/2\pi C_3 R P_2$ 。把上述高音提升、高音衰减、低音提升、低音衰减四种极端情况下的频率特性曲线综合在一起，便构成了如图 1-63 所示的总特性曲线。

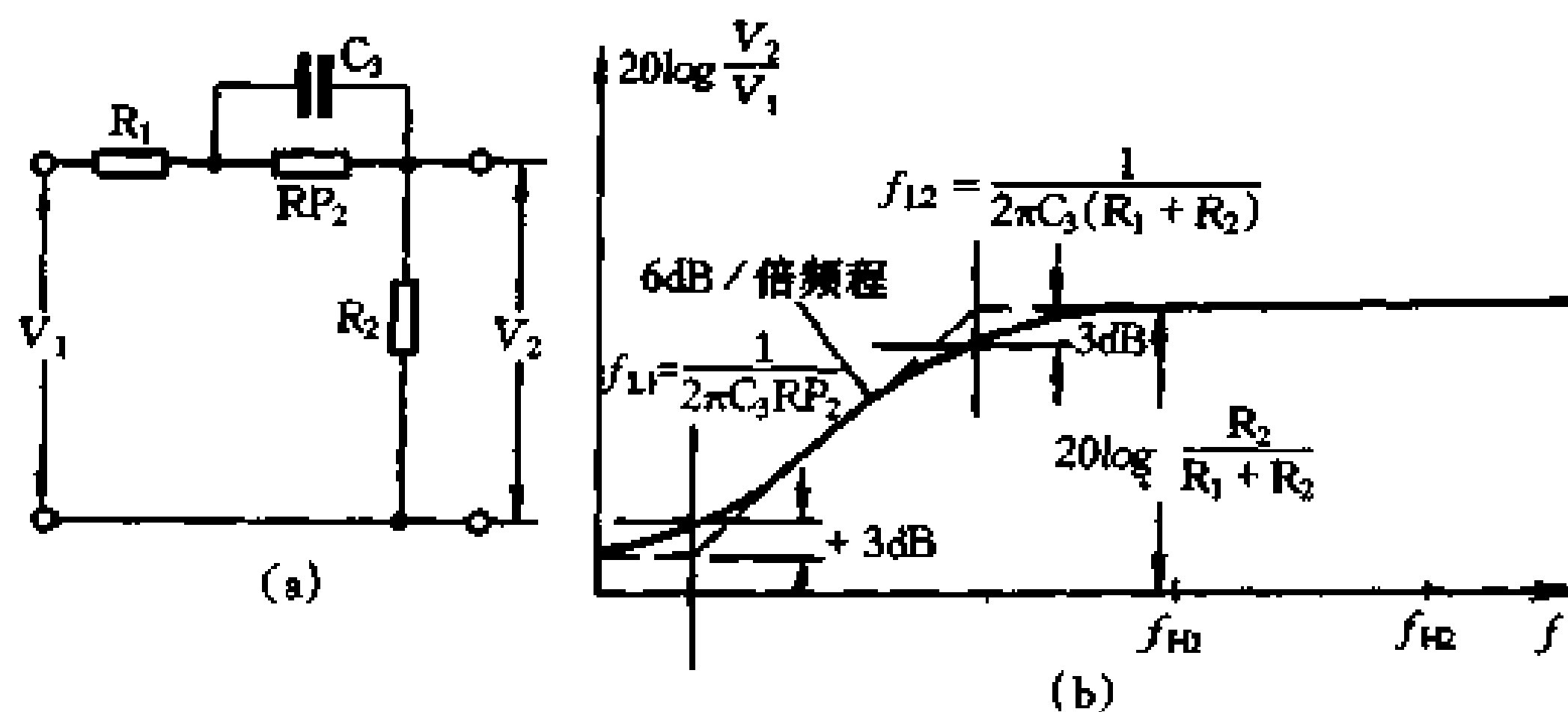


图 1-62 低音衰减的简化电路

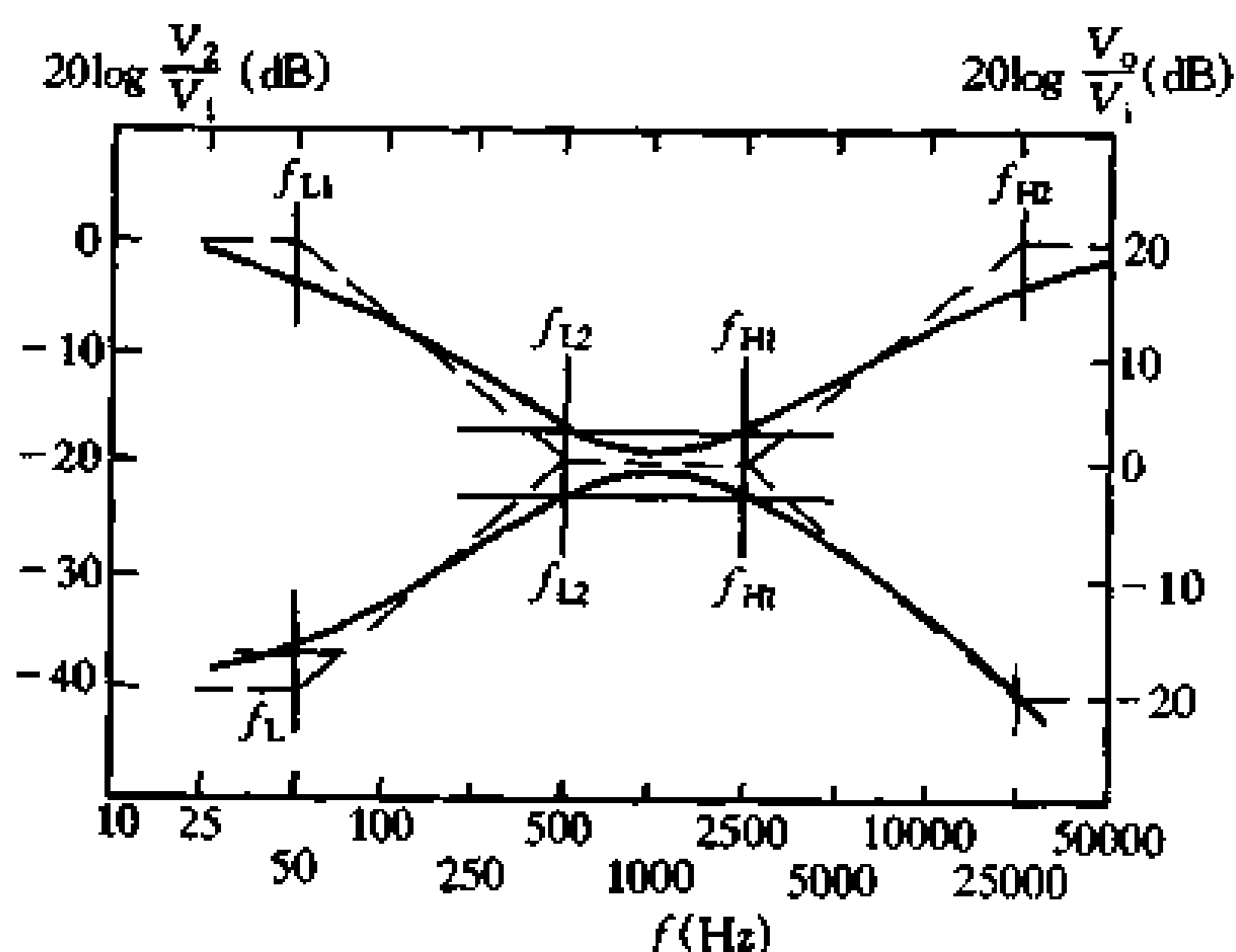


图 1-63 RC 音调控制的总特性曲线

3. 音调控制电路与放大器的连接

通过前面的分析可以知道，调节 RP_1 、 RP_2 ，可使 RC 衰减器对各种不同频率的信号进行提升或衰减。但是请注意，所谓的提升和衰减，是针对平坦特性而言的。正是由于加入了 RC 衰减网络，作为基准的平坦特性比未加 RC 衰减网络时要衰减 20dB 左右。这个损失通常靠加一级放大器来补偿，这个放大器的电压增益应有 20dB（即放大倍为 10）。用来补偿衰减损失的放大器，是加在衰减网络的前面，还是加在后面？因为如果先衰减后放大，在小信号输入时信噪比会变坏，因此常采用加在衰减器的前面，即先放大后衰减，如图 1-64。

音量控制电位器 RP_3 应当放在放大器之前，以免当调节音量时，引起 RC 衰减器的负载跟着变化。

图 1-65 电路比图 1-56 多了一个电阻 R_3 。它的作用是把高、低音调整电路隔开，适用于前级反馈放大器输出阻抗较大的电路。图 1-66 的前级放大器采用电流串联型反馈电路，其输出阻抗近似为集电极的直流电阻 R_C ，而 RC 衰减网络的输入阻抗则是放大器的负载阻抗。如果音调控制电路中不加 R_3 ，那么，在提升高音时，放大器的等效负载阻抗可画成图 1-67 的形式。电容器 C_1 对反馈放大器的输出信号起分流作用。在中、低音区， C_1 近似于开路，不起分流作用。随着频率的升高， C_1 的分流作用增大，甚至使 C_1 将 R_1 短路。这样，音调电路的输入电阻将由 $R_1 + R_2$ 减小到 R_2 。通常 R_1 大于 R_2 几倍甚至 10 倍，所以，中、低音时放大器的负载与高音时的负载相差甚远，以致使放大器的增益随频率升高而下降。显然，在高频时，增益下降与提升高音是起抵消作用的。因此图 1-56 所示的电路不适用于前级输出阻抗较大的反馈放大电路。若将图 1-67 电路加入 R_3 ，放大器的交流负载阻抗则变成图 1-68 的形式。此时作为前级放大器负载的 RC 网络的输入电阻仍为 $R_1 + R_2$ 。然而在高频提升时， C_1 视为短路，输入阻抗则变为 $\frac{R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_3} + R_2$ 。只要合理选取 R_3 ，使放大器在中低音与高音时的负载阻抗较接近，这样高音提升所受的影响就减小了。如果前级放大器的输出阻抗很小(小于 R_2 一个数量级)，那么 R_3 也可以省略。在图 1-65 电路中由于引入了 R_3 ，其高音提升转折频率变为：

$$f_{HI} = \frac{1}{2\pi C_1 (R_1 + R_3 + \frac{R_1 \cdot R_3}{R_2})}$$

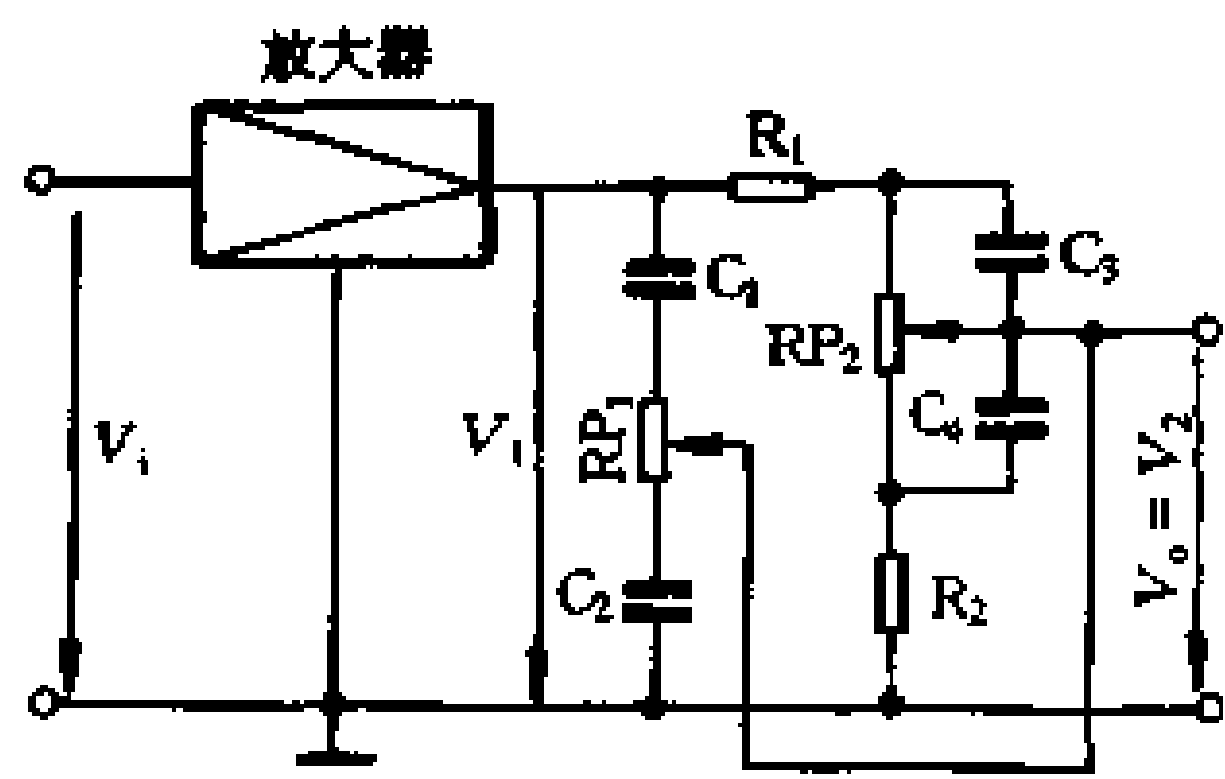


图 1-64 在衰减网络前加入放大器

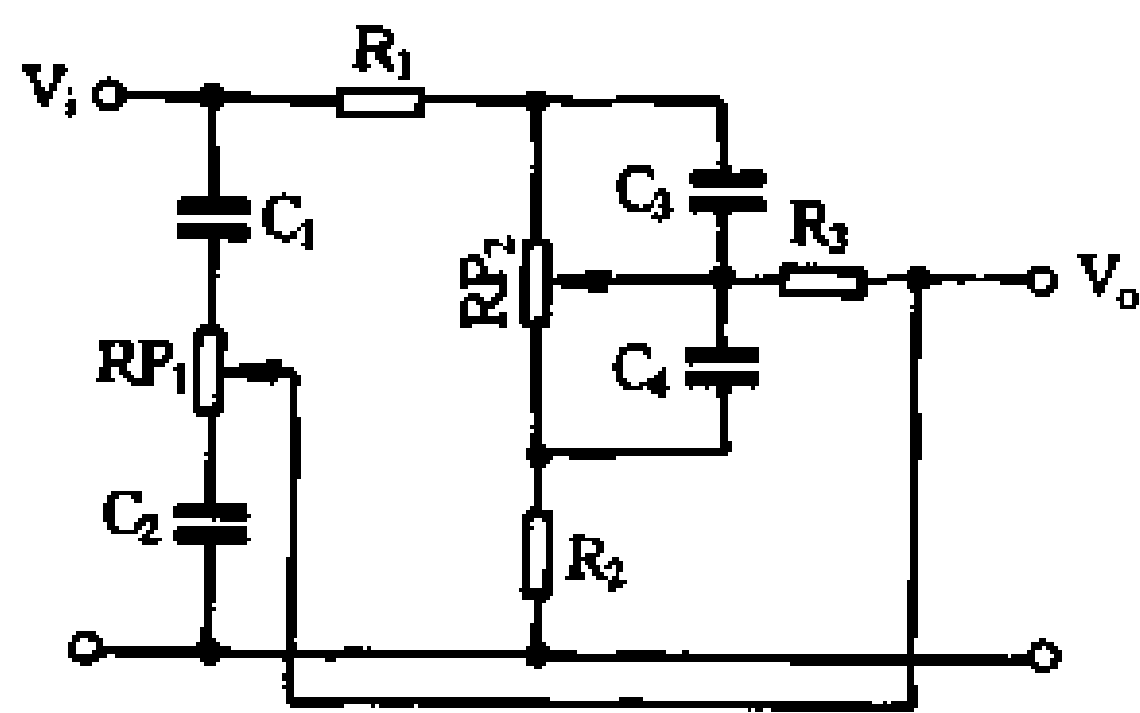


图 1-65 加入隔离电阻的音调电路

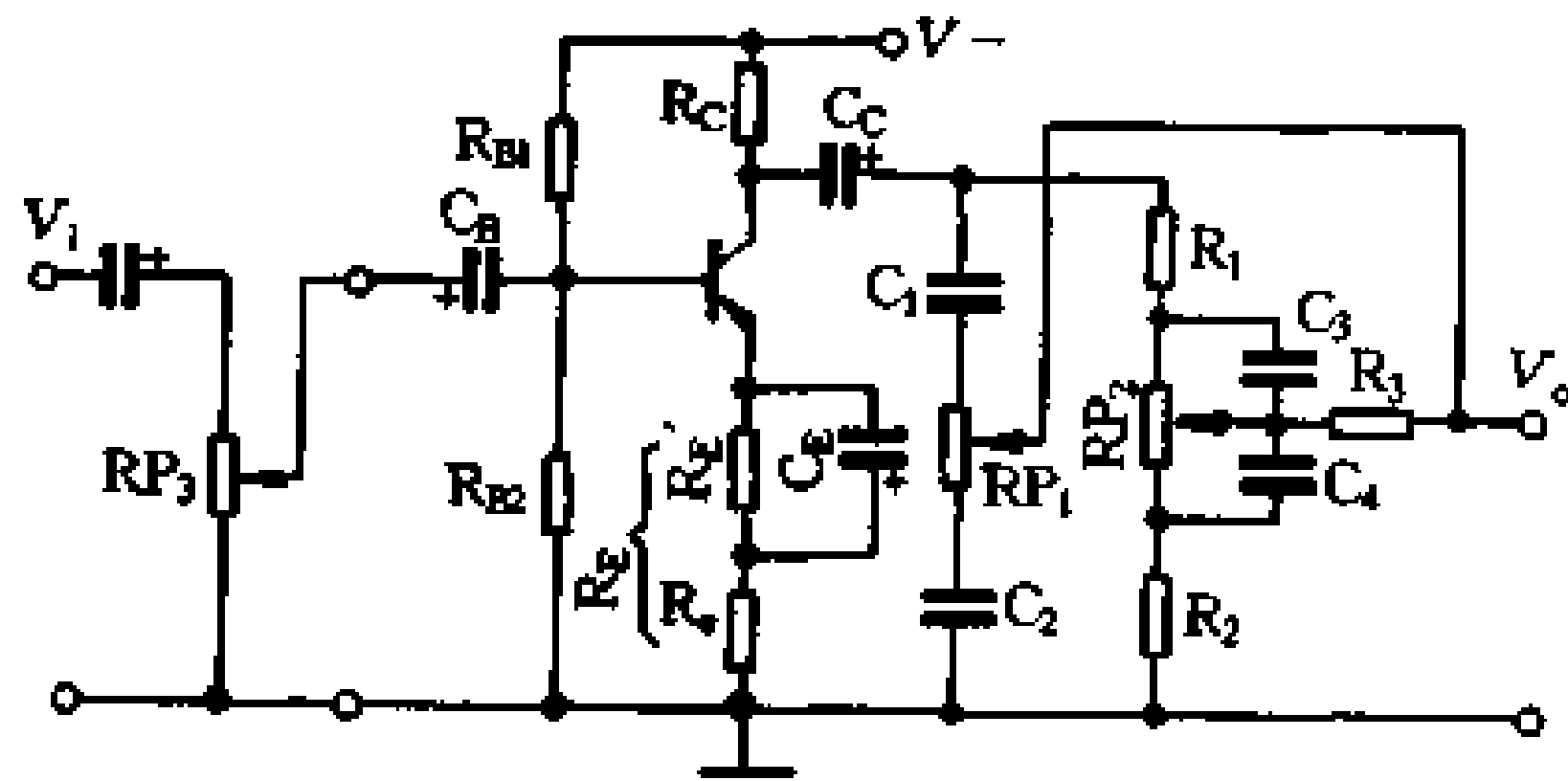


图 1-66 采用电流串联反馈的前级放大器

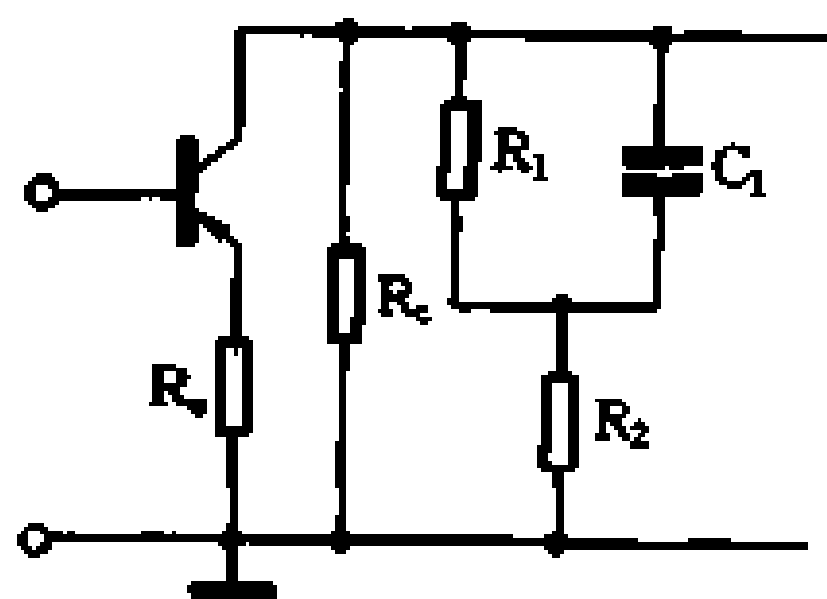


图 1-67 不加 R_3 时放大器的等效阻抗

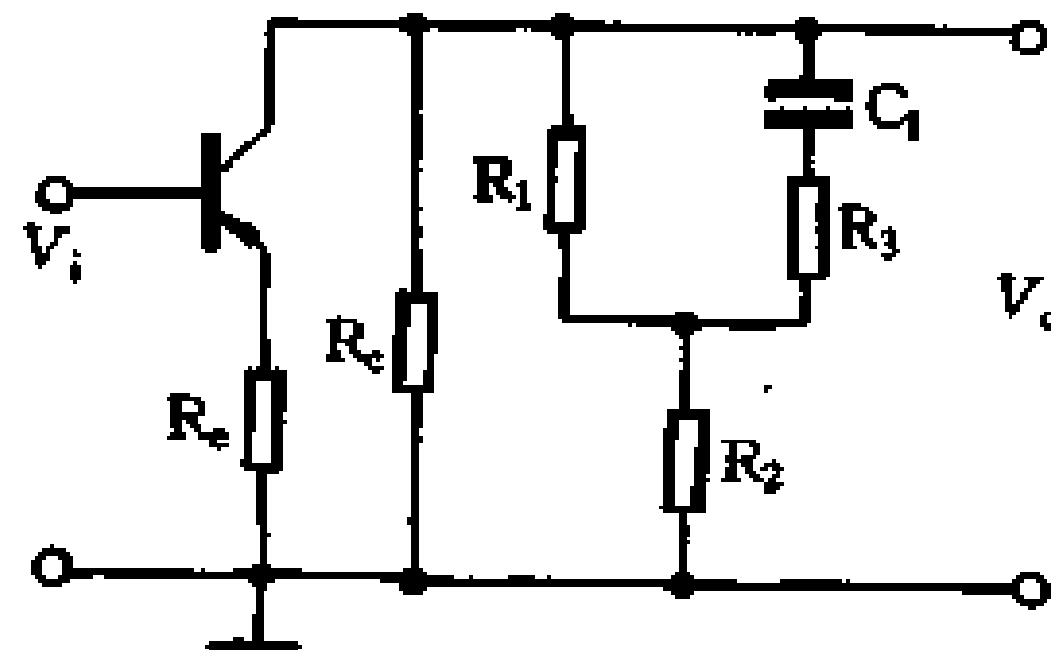


图 1-68 加入 R_3 后的交流负载阻抗

$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi C_1 \left(\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + R_3 \right)}$$

高音衰减转折频率为：

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi C_2 \left(\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + R_3 \right)}$$

低音调整时的转折频率与图 1-56 所示电路的特性一致。

4. 衰减型 RC 音调控制电路的设计

设计要求：要求设计一个 RC 衰减型音调控制网络，电源电压 $E_C \leq 24V$ ；电压增益 $> 20dB$ (中心频率为 1kHz 时)；控制范围在低音 100Hz 时是 $\pm 12dB$ ，在低音 10kHz 时是 $\pm 12dB$ ；最大输出电压 $V_{omax} \geq 3V$ ；使用温度范围 $T_a = -10^\circ C \sim +60^\circ C$ 。

选择如图 1-69 所示的 RC 音调控制电路。

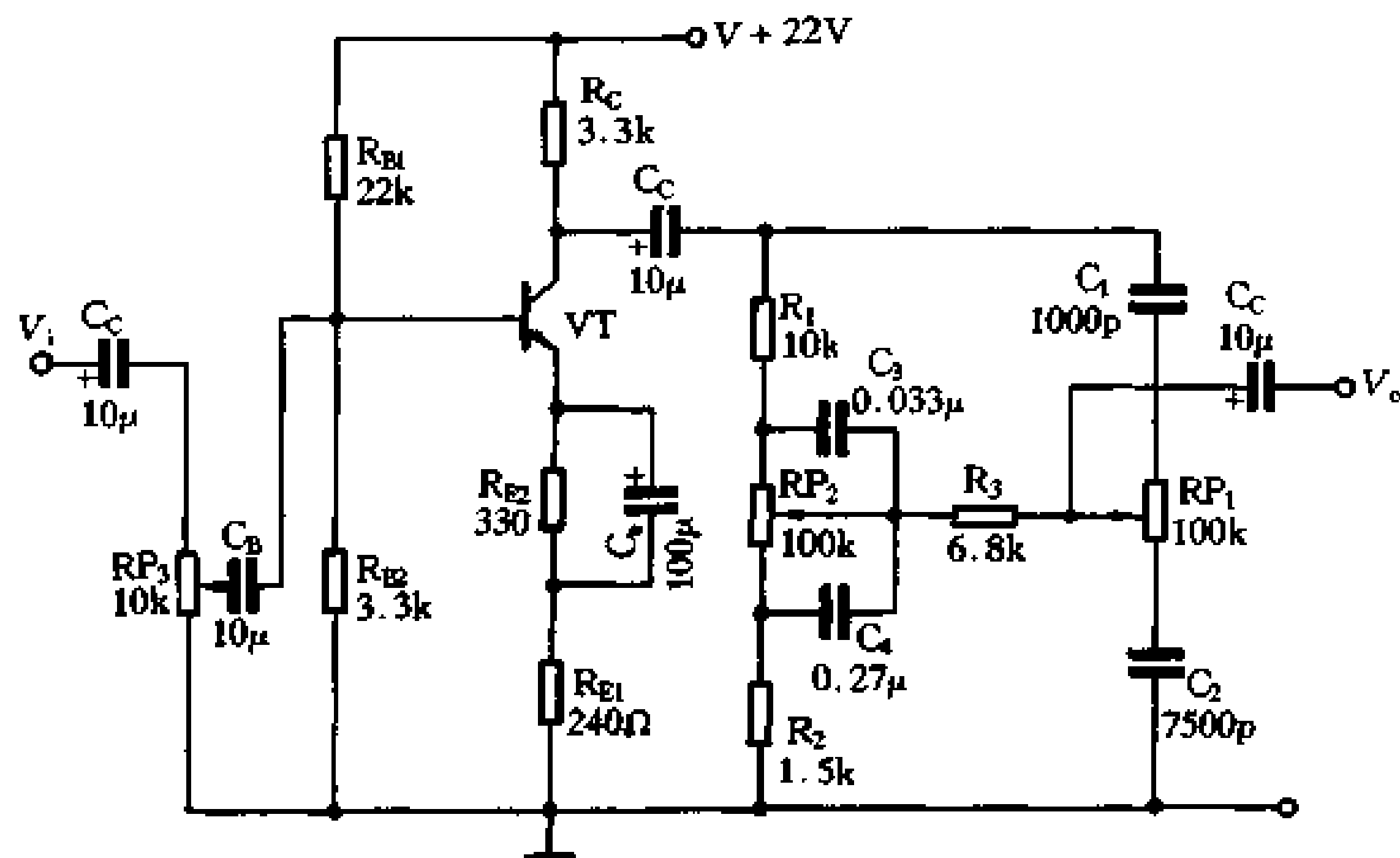


图 1-69 RC 音调控制电路设计

输入信号先通过音量控制电位器 RP_3 ，经晶体管反馈放大器放大后，送往 RC 音调电路。放大电路采用分压式电流串联负反馈偏置方式，以稳定工作点。设计时，重点是确定静态工作点、1kHz 中心频率时的电压放大倍数，计算并确定偏置电路的参数。对于 RC 衰减电路元件的数值，可先根据控制特性的要求确定出转折频率，然后根据转折频率计算各元件的数值，其步骤如下：

(1) 确定放大器的静态工作电压 V_{CEQ} 。为了使放大器在输出电压最大时不产生饱和失真，必须使 $V_{CEQ} > V_{CES} + \sqrt{2} V_{omax} + \Delta V_{CE}$ ，式中： V_{CES} 为晶体管的饱和电压降，可取 $1 \sim 2V$ ； ΔV_{CE} 为温度变化 $\Delta T = 35^\circ C$ 时允许变化的电压值，取 $1V$ ； V_{omax} 按要求值为 $3V$ 。则 $V_{CEQ} > 2 + \sqrt{2} \cdot 3 + 1 \approx 7.24V$ ，取 $V_{CEQ} = 8V$ 。

(2) 确定放大器的静态电流 I_{CQ} 。为满足在输出电压最大时不产生截止失真，必须使 $I_{CQ} > \sqrt{2} \cdot V_{omax} / R_C // R_{imin} + \Delta I_C$ 。式中 $R_C // R_{imin}$ 为放大器负载最重时的交流负载，// 号

为并联符号, R_{\min} 为衰减型音调电路输入电阻的最小值。 ΔI_C 为温度变化 $\Delta T = 35^\circ\text{C}$ 时允许集电极电流变动的数值。

由于 R_C 、 R_{\min} 都是待定值, 所以应估算一下。可令 $R_C = R_{\min} = 3\text{k}\Omega$ 。于是, $I_{CQ} = (\sqrt{2} \cdot 3 / 1.5 \times 10^3) + (1/3 \times 10^3) \approx 3.16\text{mA}$, 取 $I_{CQ} = 3.5\text{mA}$ 。

(3) 确定发射极对地电压 V_E :

$$V_E = I_E \cdot R_E \geq \frac{2.5 \times 10^{-3} \text{V}/^\circ\text{C} \cdot \Delta T}{\Delta I_C / I_{CQ}} \\ = \frac{2.5 \times 10^{-3} \text{V}/^\circ\text{C} \times 35^\circ\text{C}}{3.3 \times 10^{-4} / 3.5 \times 10^{-3}} \approx 0.92\text{V}$$

取 $V_E = 2\text{V}$ 。

(4) 确定发射极电阻 R_E :

$$R_E = V_E / I_{CQ} = 2 / 3.5 \approx 570\Omega。$$

(5) 确定集电极电阻 R_C (E_C 取 22V):

$$R_C = (E_C - V_{CEQ} - V_E) / I_{CQ} \\ = (22 - 8 - 2) / 3.5 \times 10^{-3} \approx 3.4\text{k}\Omega$$

取 $R_C = 3.3\text{k}\Omega$ 。

(6) 计算偏置电阻 R_{B1} 、 R_{B2} :

设管子的 $V_{BE} = 0.65\text{V}$, $\beta = 50$, 则

$$R_B = R_{B1} \cdot R_{B2} / R_{B1} + R_{B2} \leq 0.1\beta \cdot R_E \\ = 0.1 \times 50 \times 570 = 2850\Omega。 \text{ 于是}$$

$$R_{B1} = \frac{E_C \cdot R_B}{V_{BE} + \frac{I_C}{\beta} [R_B + (1 + \beta) R_E]} \\ = \frac{22 \times 2850}{0.65 + \frac{3.5 \times 10^{-3}}{50} [2850 + (1 + 50) \times 570]} \approx 20.9\text{k}\Omega$$

取 $R_{B1} = 22\text{k}\Omega$;

$$R_{B2} = \frac{E_C \cdot R_B}{E_C - \left\{ V_{BE} + \frac{I_C}{\beta} [R_B + (1 + \beta) R_E] \right\}} \\ = \frac{22 \times 2850}{22 - \left\{ 0.65 \times \frac{3.5 \times 10^{-3}}{50} [2850 + (1 + 50) \times 570] \right\}} \\ \approx 3300\Omega$$

取 $R_{B2} = 3.3\text{k}\Omega$ 。

(7) 低音区转折频率 f_{L1} 、 f_{L2} 的确定。根据给定 $f = 100\text{Hz} \pm 12\text{dB}$, 及每倍频程增益变化 6dB 之条件, 可算得 $f_{L2} = 100 \times 4 = 400\text{Hz}$; $f_{L1} = 100 / 2 = 50\text{Hz}$ 。

(8) 计算低音调整电路的元件数值。低音调整电路的元件有 C_3 、 C_4 、 R_1 、 R_2 、 RP_2 。设后级的输入电阻 R_i 大于 $20\text{k}\Omega$, 则: $R_2 \leq R_i / 10$, 取 $R_2 = 1.5\text{k}\Omega$ 。

由式 $f_{L1} = 1/2\pi C_4 (R_1 + R_2)$ 及 $f_{L2} = 1/2\pi C_4 R_2$ 可求得 $R_1 = R_2 \left(\frac{f_{L2}}{f_{L1}} - 1 \right) = 1.5 \times$

$$\left(\frac{400}{50} - 1\right) = 10.5\text{k}\Omega,$$

取 $R_1 = 10\text{k}\Omega$ 。

$$C_3 = 1/2\pi f_{L2} (R_1 + R_2) = 1/2\pi \times 400 (10 \times 10^3 + 1.5 \times 10^3) \\ \approx 3.46 \times 10^{-3}\text{F}, \text{ 取 } C_3 = 0.033\mu\text{F};$$

$$C_4 = C_3 \cdot \frac{f_{L2}}{f_{L1}} = 0.033 \times 10^{-6} \times \frac{400}{50} = 2.64 \times 10^{-7}\text{F}$$

取 $C_4 = 0.27\mu\text{F}$;

$$RP_2 = 1/2\pi f_{L1} \cdot C_3 = 1/6.28 \times 50 \times 0.033 \times 10^{-6} \\ \approx 96.5\text{k}\Omega, \text{ 取 } RP_2 = 100\text{k}\Omega。$$

(9) 确定 R_3 。为了使得在低音提升最大时，前级放大器增益的减小量限制在 2dB 之内，即令： $\delta = \frac{K_{VH}}{K_{VM}} = 0.794$ 。式中 K_{VM} 为中心频率(低音尚未衰减)时的电压增益， K_{VH} 为低音最大提升时的电压增益，则：

$$R_3 = \frac{\delta \times \frac{R_1 (R_C + R_2)}{R_1 + R_2 + R_C} - \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}}{1 - \delta} \\ = \frac{0.794 \frac{10^4 (3.3 + 1.5) \times 10^3}{10^4 + (3.3 + 1.5) \times 10^3} - \frac{10^4 \times 1.5 \times 10^3}{10^4 + 1.5 \times 10^3}}{1 - 0.794} \\ \approx 6.4\text{k}\Omega, \text{ 取 } R_3 = 6.8\text{k}\Omega。$$

(10) 确定低音区转折频率 f_{H1} 、 f_{H2} 。

由 $f = 10\text{kHz}$ 时增益变化为 $\pm 12\text{dB}$ ，及每倍频程增益变化 6dB，得

$$f_{H1} = \frac{10 \times 10^3}{4} = 2500\text{Hz}, \\ f_{H2} = f_{H1} \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 2500 \times \frac{11.5}{1.5} \\ = 19167\text{Hz}$$

(11) 计算 C_1 、 C_2 及 RP_1 的值。

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{H1} \left(R_1 + R_3 + \frac{R_3 \cdot R_1}{R_2} \right)} \\ = \frac{1}{6.28 \times 2500 \left(10 + 6.8 + \frac{6.8 \times 10}{1.5} \right)} \\ \approx 1.025 \times 10^{-9}\text{F} \text{ 取 } C_1 = 1000\text{pF}。 \\ C_2 = \frac{1}{2\pi f_{H1} \left(\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + R_3 \right)} \\ = \frac{1}{6.28 \times 2500 \left(\frac{10 \times 1.5}{10 + 1.5} + 6.8 \right)} \\ \approx 7.86 \times 10^{-9}\text{F},$$

取 $C_2 = 7500\text{pF}$, $RP_1 = RP_2 = 100\text{k}\Omega$ 。

(12) 确定发射极交流电阻 R_{E1} 。

在 1kHz 时 RC 衰减器的输入电阻为: $R_1 + R_2 = 11.5\text{k}\Omega$ 。放大器的交流负载电阻为

$$R_L = \frac{R_C \cdot (R_i + R_2)}{R_C + R_i + R_2} = \frac{3.3 \times 11.5}{3.3 + 11.5} = 2564\Omega$$

$$R_{E1} \leq R_L / K_V = 2564 / 10 \approx 256\Omega,$$

$$\text{取 } R_{E1} = 240\Omega,$$

$$R_{E2} = R_E - R_{E1} = 570 - 240 = 330\Omega。$$

(13) 确定 C_B 、 C_C 和 C_E 的值。

耦合电容 C_B 与 C_C 一般取 $10\mu\text{F}$ ，旁路电容 C_E 取 $100\mu\text{F}$ ，均采用电解电容。

二、反馈型音调控制电路

1. “反馈型”音调控制电路的特点

图 1-70 (a) 为反馈型音调控制电路的控制特性曲线，图 (b) 为 RC 型衰减型音调控制电路的控制特性曲线。两图比较可见，前者的转折频率点随着音调的调节而发生移动，但其控制特性曲线的斜率确保每倍频程衰减 6dB ，并不受音调调节的影响；后者的控制特性正好与前者相反，在调节音调时，其转折频率保持固定不变，但特性曲线的斜率却随之改变。

2. “反馈型”音调控制电路的构成

图 1-71 为这种电路的原理图，它是一个电压并联型负反馈电路。图中的放大单元可由晶体管、场效应管和集成运算放大器构成。如果用 Z_f 代表反馈回路的总阻抗，用 Z_B 代表输入回路的总阻抗，则反馈系数 $B = Z_B / Z_f$ 。当放大器的开环放大倍数 K_V 很高，且满足 $\dot{K}_V \beta \gg 1$ 时，电压并联负反馈电路的闭环增益为 $\dot{K}_{VF} = V_O / V_i = I / B = Z_f / Z_B$ (\dot{K}_V 代表电路的开环增益)。

为了分析简便起见，我们按电路的四种不同工作特性以列表的形式画成图 1-72。图 a 为反馈型低音提升电路。反馈回路的总阻抗 Z_f 由 R_2 和 C_2 串联而成，即 $Z_f = R_2 + 1/j\omega C_2$ 。输入回路的总阻抗 Z_B 就是 R_1 ，所以 $\dot{K}_{VF} = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{1}{1 + j\omega C_2 R_2} \right)$ 。频率高于中音时， C_2 可认为短路 (即 $1/j\omega C_2 = 0$)， $Z_f = R_2$ ，则 $\dot{K}_{VF} = R_2 / R_1$ ， \dot{K}_{VF} 与频率无关；当频率低于中音时， C_2 的容抗增大， Z_f 增大， \dot{K}_{VF} 也随频率的降低而增高。频

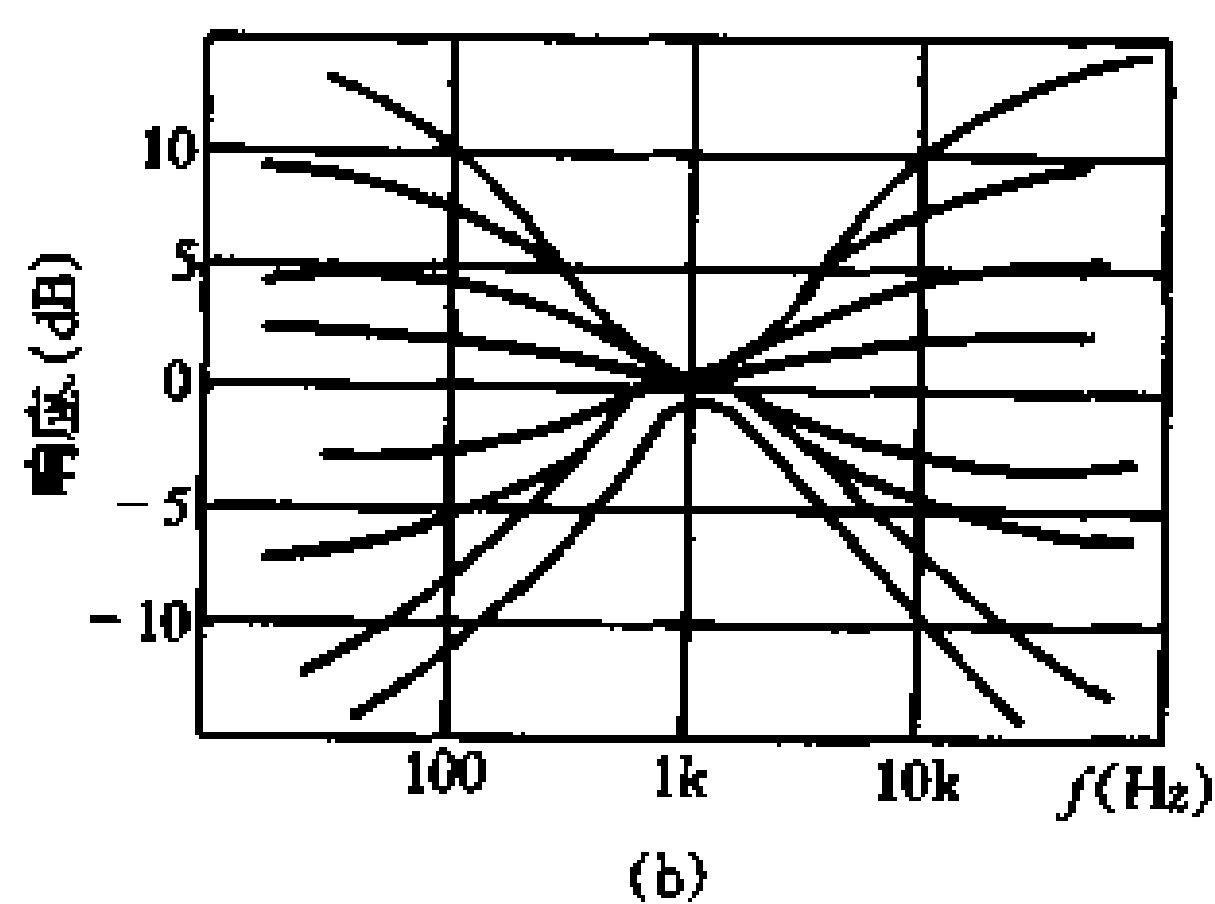
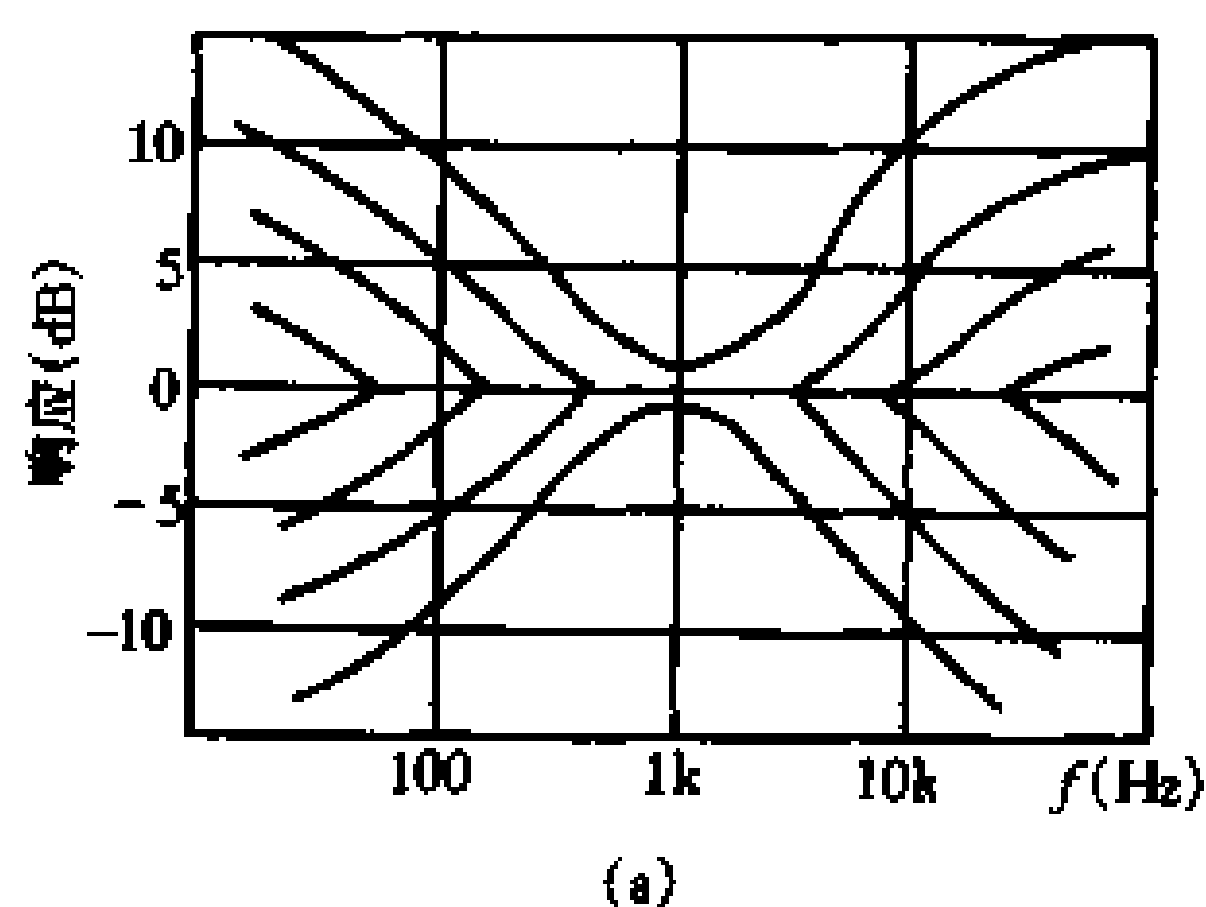


图 1-70 两种音调控制曲线

率每降低一半，增益则增加一倍，形成每倍频程按 6dB 增大的低音提升曲线。

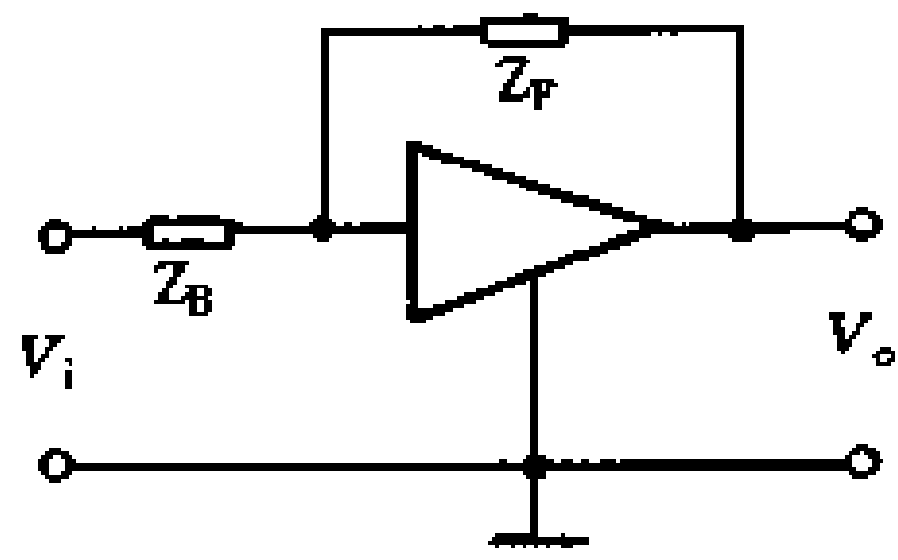


图 1-71 反馈回路的构成

图 b 为高音提升电路。输入回路的总阻抗 Z_B 是由 R_1 与 C_3 并联而成的，即 $Z_B = R_1 / (1 + j\omega C_3 R_1)$ 。反馈回路的阻抗

$Z_f = R_2$ 。则电压闭环增益为 $K_{Vf} = Z_f / Z_B = \frac{R_2}{R_1} (1 + j\omega C_3 R_1)$ 。

在中、低音时， C_3 近似开路，此时 K_{Vf} 为一恒定值，即： $K_{Vf} = R_2 / R_1$ ；频率一旦高于中音， C_3 就不能认为短路， C_3 的容抗随频率升高而减小，于是引起 Z_B 减小， K_{Vf} 增大。

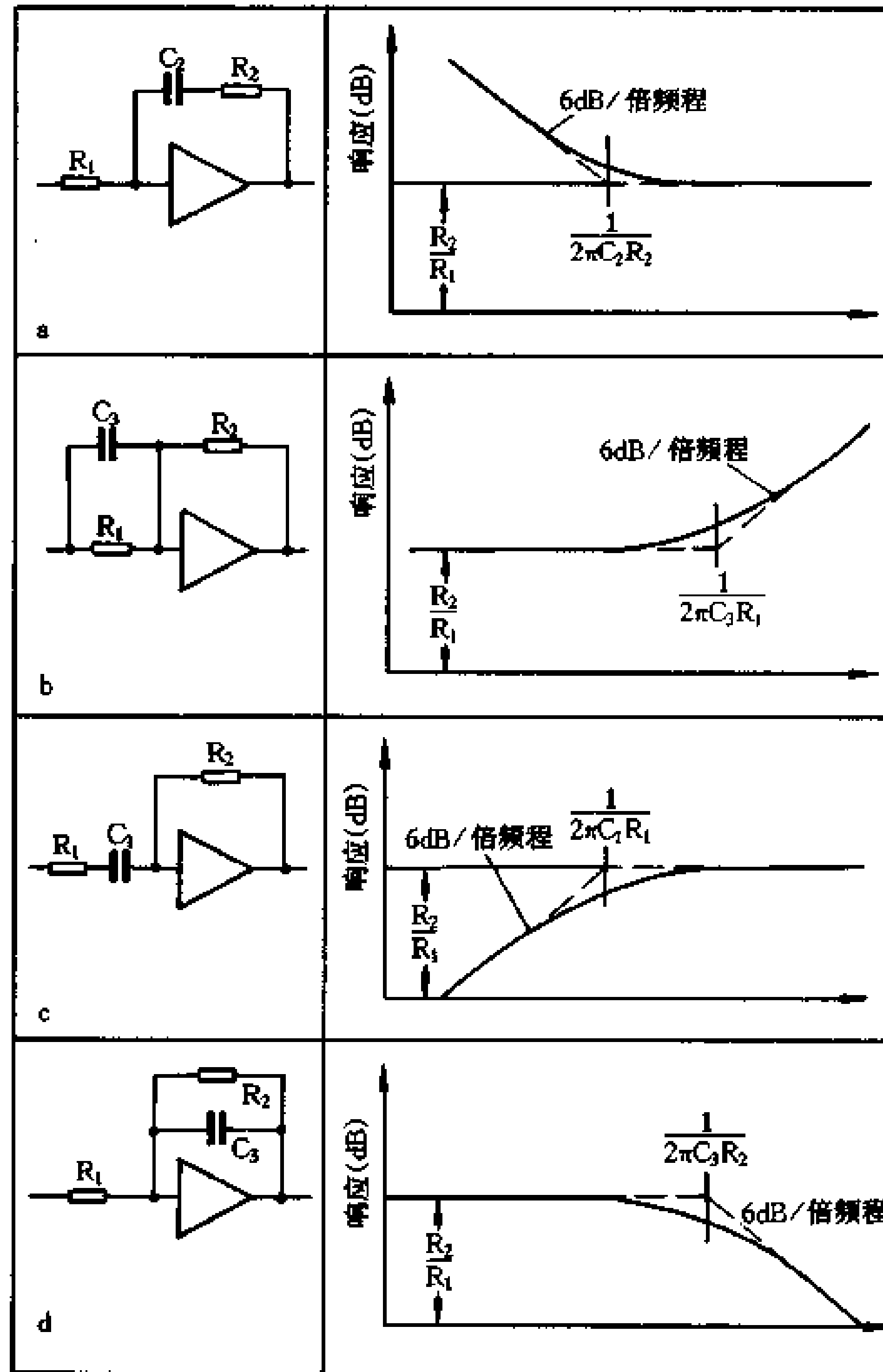


图 1-72 反馈电路的特性分析

图 c 为低音衰减电路。图中 C_1 串联于输入回路中，可以推导出： $K_{Vf} = R_2 / R_1 \cdot 1 / (1 + \frac{1}{j\omega C_1 R_1})$ 。由于 C_1 对中音和高音容抗很小，可认为短路，即可认为 $1 / j\omega C_1 R_1 \ll 1$ ，则 $K_{Vf} \approx R_2 / R_1$ ，是一个常数；当频率低于中音时， C_1 的容抗随频率降低而增大， Z_B 增大，

K_{Vf} 随之降低，所以图 c 起低音衰减作用。

图 d 起高音衰减作用。 $K_{Vf} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_3 \cdot R_3}$ 。在中音和低音时， C_3 近似开路，

$K_{Vf} = R_2/R_1$ ，与频率无关；频率高于中音时， C_3 容抗随频率升高而降低， K_{Vf} 随之下跌。

在实用电路中，需要将上述四个独立电路综合成一个网络，而且要求通过调节某些元件，能把上述各个电路的特性独立显现出来。图 1-73 便是按照这种要求而设计的。

3. 电路分析

在图 1-73 中，对于中、低音频信号来说，由于 C_3 容量较小，可视为开路。 RP_1 阻值也较大，也可视为开路，于是该图可简化为图 1-74a。当电位器 RP_2 的滑臂移到 A 点时， C_1 被短路，于是构成图 b 所示的低音提升电路。可以看出，它与图 a 的区别，仅在于在

C_2 两端多并联了一个 RP_2 。此时反馈网络的总阻抗为 $Z_f = R_2 + \frac{RP_2}{1 + j\omega C_2 RP_2}$

幅频特性变为

$$K_{Vf} = \frac{R_2 + RP_2}{R_1} \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{\omega}{\omega L_2}\right)^2}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega L_1}\right)^2}}$$

式中， $\omega L_1 = 2\pi f L_1 = \frac{1}{C_2 RP_2}$ ，

$$\omega L_2 = 2\pi f L_2 = \frac{RP_2 + R_2}{C_2 RP_2 \cdot R_2}$$

ωL_1 是曲线由提升转入平滑时的转折角频率， ωL_2 为特性曲线开始提升时的转折角频率。 RP_2 的引入不仅起音调调节作用，而且它对转折角频率也有影响，所以 RP_2 的阻值不能随意选取。

下面选一例进行定量分析。以图 1-74 (a) 低音提升电路为例，通常选 $R_1 = R_2$ ， $RP_2 = 9R_2$ ，则根据计算 ωL_1 、 ωL_2 的公式，可以得出 $\omega L_2 = 10\omega L_1$ ，也可以写成 $fL_2 =$

$10fL_1$ 。当频率处于中、低音频时，因为 $\left(\frac{\omega}{\omega L_2}\right)^2 \gg 1$ ，则必然满足 $\left(\frac{\omega}{\omega L_1}\right)^2 \gg 1$ ，则幅频特性

$$K_{Vf} \approx \frac{R_2 + RP_2}{R_1} \cdot \frac{\omega L_1}{\omega L_2} = 10 \times \frac{1}{10} = 1$$
，此时的

增益为 1，用分贝表示就是零分贝，其特性是一条平坦的直线。定性来说，就是在中、高音域，增益仅取决于 R_2 与 R_1 的比值，即 $K_{Vf} = R_2/R_1 = 1$ 。

当频率极低时，即 f 趋近于零时， $\omega \ll \omega L_1$ ，故有 $(\omega/\omega L_1)^2 \ll 1$ ， $(\omega/\omega L_2)^2 \ll 1$ ，此

时： $K_{Vf} \approx \frac{R_2 + RP_2}{R_1} = 10$ ，即增益为 20dB。

这也就是说，当信号频率很低时， C_2 可视为

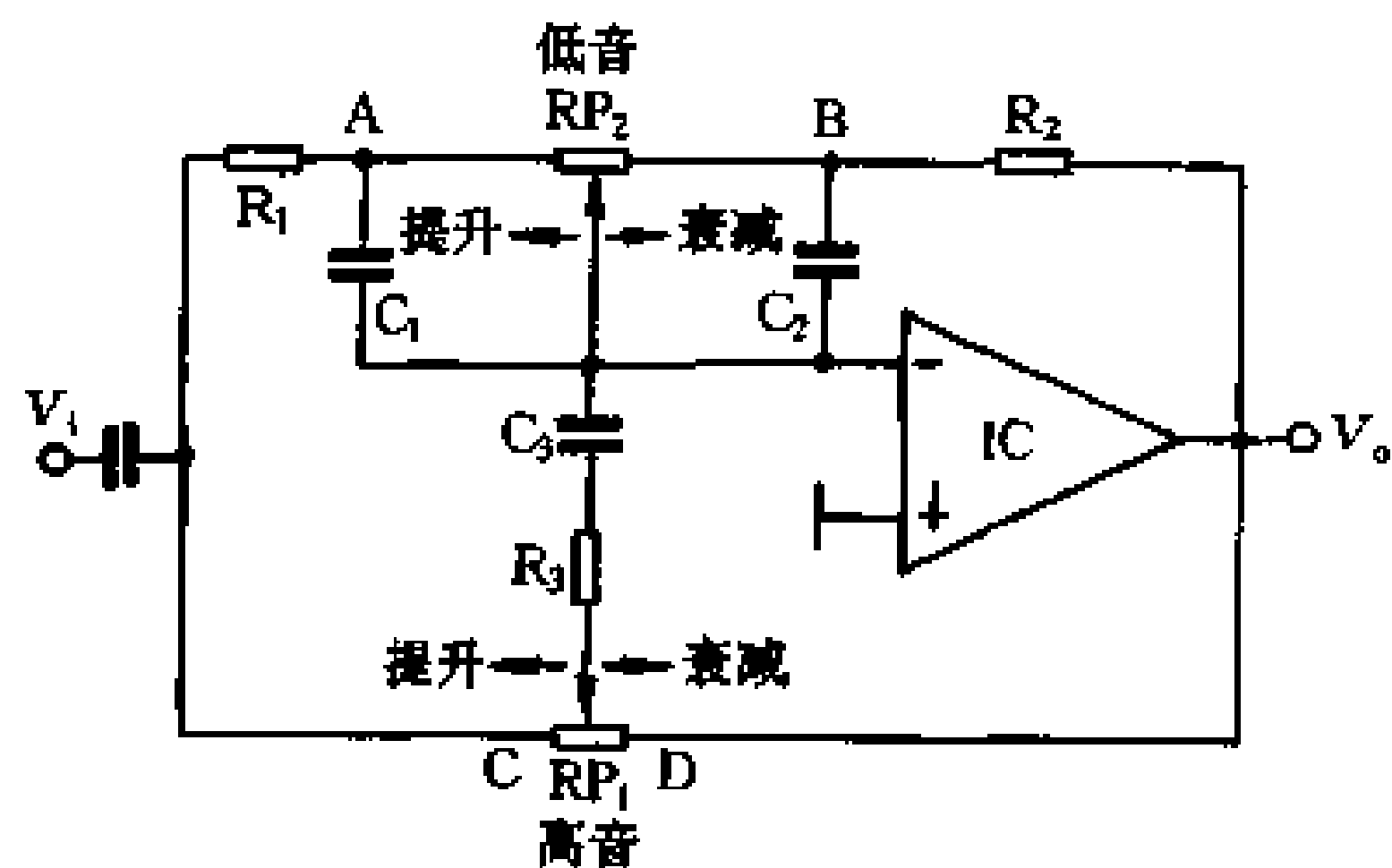


图 1-73 反馈型音调控制电路

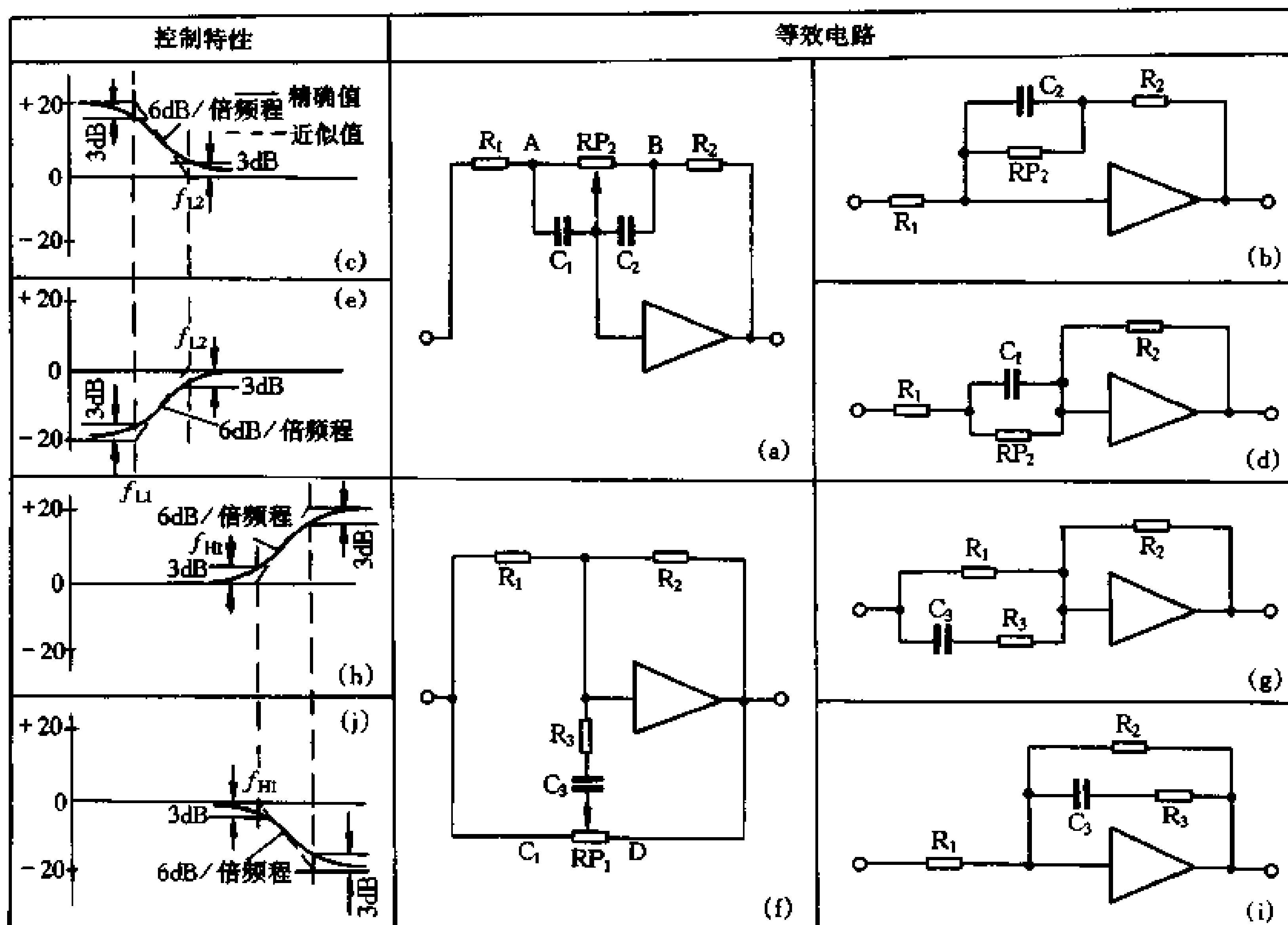


图 1-74 电路特性分析

开路，其增益仅决定于 R_2 和 RP_2 串联后再与 R_1 之比。

当信号的角频率 $\omega = \omega L_2$ 时，

$$K_{Vf} = \frac{R_2 + RP_2}{R_1} \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{\omega L_2}{\omega L_1}\right)^2}{1 + \left(\frac{\omega L_2}{\omega L_1}\right)^2}} = 10 \cdot \sqrt{\frac{1+1}{1+10^2}} = 1.4$$

也就是 K_{Vf} 为 3dB；当信号角频率 $\omega = \omega L_1$ 时，可以求出 $K_{Vf} = 7.07$ ，即 +17dB。图(c)为用对数形式表示的低音提升幅频特性，可以看出，在转折频率 f_{L2} 处提升了 3dB；在转折频率 f_{L1} 处，其提升量比最大提升量(20dB)低 3dB。

当图(a)中 RP_2 的滑臂置于 B 点时， C_2 被短路，电路等效为图(d)，这是一个低音衰减电路。与图(c)相比，仅在 C_2 两端多并联了一个 RP_2 。此时的幅频特性可写为：

$$K_{Vf} = \frac{R_2}{R_1 + RP_2} \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{\omega}{\omega L_1}\right)^2}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega L_2}\right)^2}}$$

式中， $\omega L_1 = 2\pi f L_1 = 1/C_1 \cdot RP_2$ ，

$\omega L_2 = 2\pi f L_2 = (RP_2 + R_1) / C_1 RP_2 \cdot R_1$ 。

在频率处于中、高音时，可视为 $\left(\frac{\omega}{\omega L_1}\right)^2 \gg 1$ ， $\left(\frac{\omega}{\omega L_2}\right)^2 \gg 1$ ，则 $K_{Vf} = \frac{R_2}{R_2 + RP_2} \cdot \frac{\omega L_2}{\omega L_1} =$

$\frac{1}{10} \times 10 = 1$, 即等于 0dB; 当频率很低时, $K_{Vf} \approx \frac{R_2}{R_1 + RP_2} = \frac{1}{10}$, 即等于 -20dB; 当频率 $\omega = \omega L_2$ 时, K_{Vf} 为 -3dB; 当 $\omega = \omega L_1$ 时, K_{Vf} 为 -17dB。其低音衰减控制特性如图(e)。

分析高音电路时, 可将图 1-73 中的 C_1 、 C_2 短路, 于是变成图 f 的形式。将电位器 RP_1 的滑臂滑到 C 点, 便构成图(g)的高音提升电路; 将滑臂移到 D 点, 则形成图(i)的高音衰减电路。与图(b)和图(d)对比, 图(g)和图(i)中的 C_3 支路多加了一个 R_3 。 R_3 起限制高音最大控制量的作用。高音提升时的转折角频率 $\omega H_1 = 1/C_3 (R_1 + R_3)$, 高音衰减时的转折角频率 $\omega H_1 = 1/C_3 (R_2 + R_3)$, 高音提升和高音衰减电路中, 限制最大控制量的转折角频率均为 $\omega H_2 = 1/C_3 \cdot R_3$ 。高音提升和高音衰减电路的控制特性分别见图(h)和图(j)。

在实用电路中, 常如图 1-75 所示再增加一个电阻 R_4 。附加 R_4 的目的是使选择高音转折频率更自由一些, 对低音调整电路影响不大。例如, 对于高音电路来说, 图 1-75 可简化为图 1-76 (a)。为了分析方便, 在图 1-76 (b) 中将 R_1 、 R_2 、 R_4 转换成三角形连接方式。其中 $R_a = R_1 + R_4 + \frac{R_1 \cdot R_4}{R_2}$, $R_b = R_2 + R_4 + \frac{R_2 \cdot R_4}{R_1}$, $R_c = R_1 + R_2 + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_4}$ 。通常取 $R_1 = R_2$, 则 $R_a = R_b = R_1 + 2R_4$ 。如果令 $R_1 = R_2 = R_4$, 则 $R_a = R_b = 3R_1$ 。如果前级采用内阻极小的电压源激励, 那么通过 R_c 支路的反馈电流将为信号源的低内阻所旁路, R_c 的反馈作用则可忽略不计 (可视为开路), 其电路形式与图 1-74 (f) 就一样了, 只是转折频率有所变化。此时 $f_{H1} = 1/2\pi C_3 (R_a + R_3)$ 或 $f_{H1} = 1/2\pi C_3 (R_b + R_3)$ 。对低音电路来说, 图 1-75 可简化为图 1-77。可以看出, 虽然在放大器输入端加了一个电阻 R_4 , 但因放大器件的输入阻抗很高, 开环放大倍数非常大, 所以输入回路的电流 i_i 将全部流经反馈回路, 即 $i_i = i_f$, 流进器件的电流几乎为零。所以 R_4 对低音调整电路的反馈作用可以忽略。注意: 上述假设条件以放大器的放大倍数极高及器件的输入阻抗极高为前提。集成运算放大器容易满足这种条件。如果采用晶体管放大器, 应尽量选用高 β 的管子。

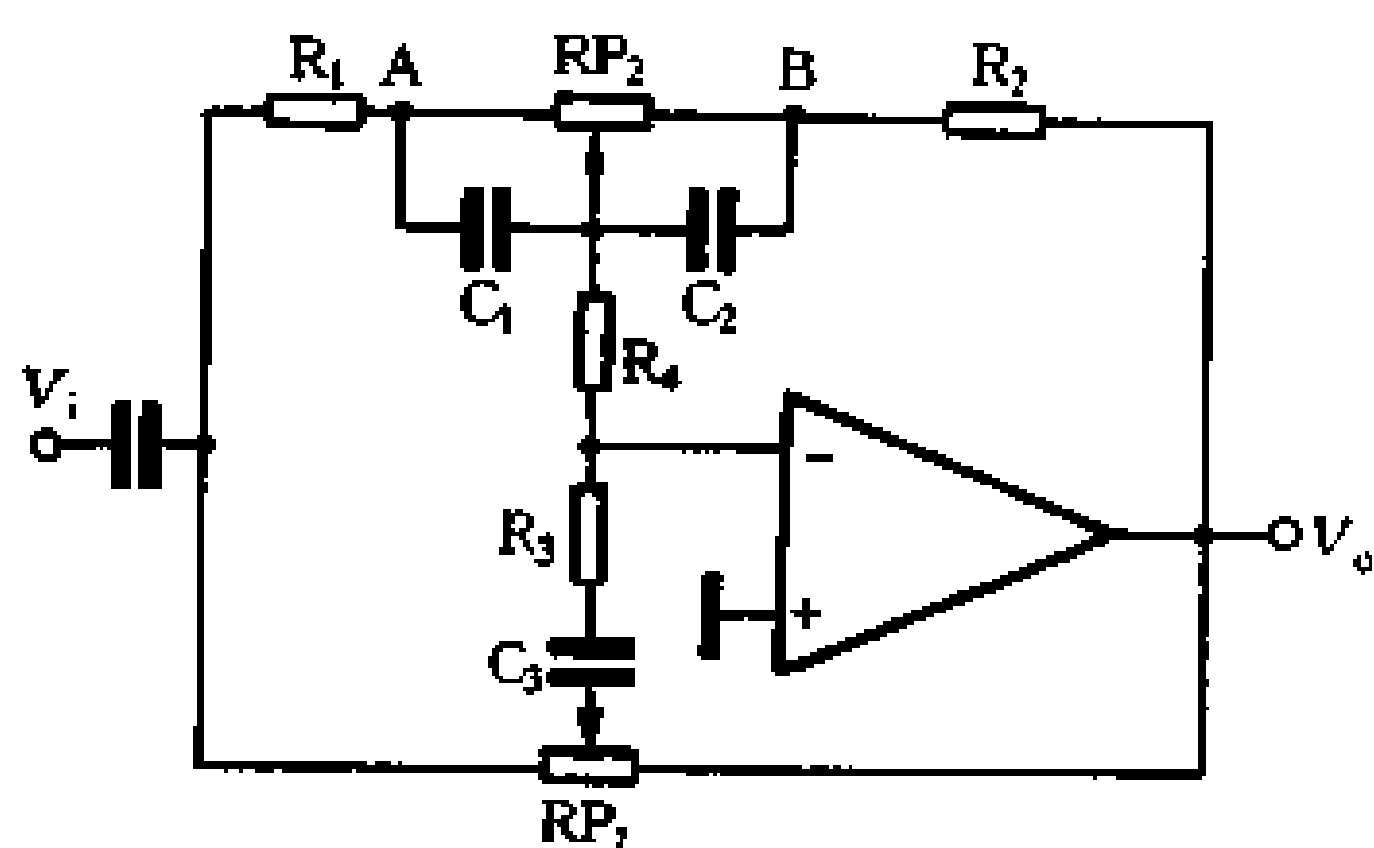


图 1-75 附加了 R_4 的实用音调电路

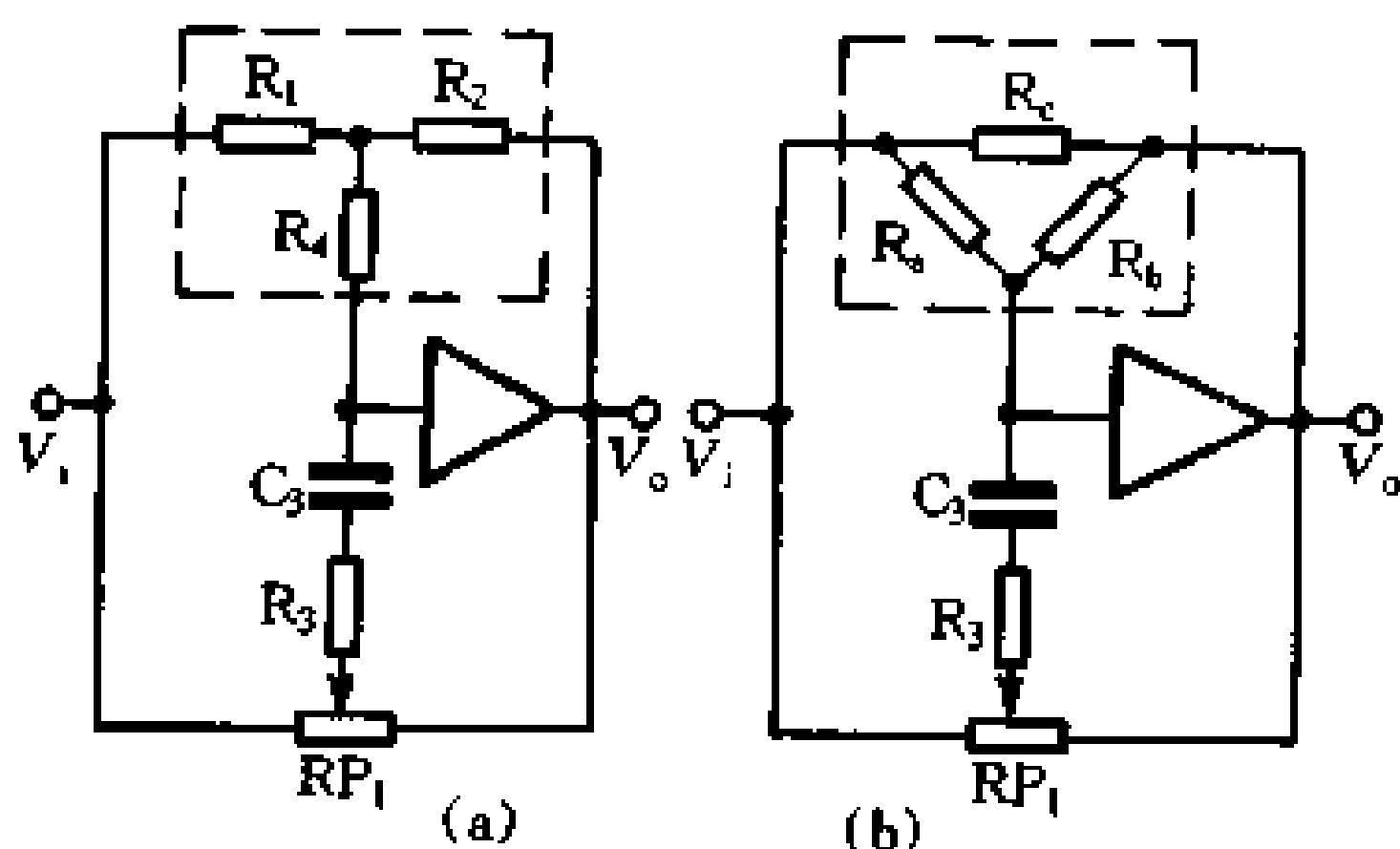


图 1-76 图 1-75 的简化形式

4. 电路设计

设计要求: 要求设计一个反馈型音调控制电路, 其控制特性为: 低音在 100Hz 时为 ± 12 dB, 高音在 10kHz 时为 ± 12 dB, 并规定低音和高音控制频率点分别限制在 50Hz 和 20kHz。

设计步骤:

(1) 确定放大单元器件: 选用集成运放 TL082, 由于 TL082 的输入阻抗高达 $10^{12}\Omega$, 具有输入阻抗高的特点, 故能很好地满足控制特性的要求, 只需要采用小容量电容器即可。

(2) 计算转折频率点 f_{L2} 、 f_{H1} : 利用控制特性的斜率为每倍程 6dB 的规律, 及在 100Hz 和 10kHz 处有 $\pm 12\text{dB}$ 提升量的要求, 可算得低频转折频率 f_{L2} 为 100Hz 的二个倍频程, 即 $f_{L2} = 100\text{Hz} \times 2^{\frac{12}{6}} = 100 \times 4 = 400\text{Hz}$ 。也可算得高频转折频率点: $f_{H1} = 10\text{kHz} / 2^{\frac{12}{6}} = 2500\text{Hz}$ 。

(3) 选择控制电位器: 考虑到 TL082 运放输入阻抗很高, 所以 RP_1 、 RP_2 的阻值可适当选高一些, 可选 $RP_1 = RP_2 = 500\text{k}\Omega$ 。选用 Z 形电位器较好。

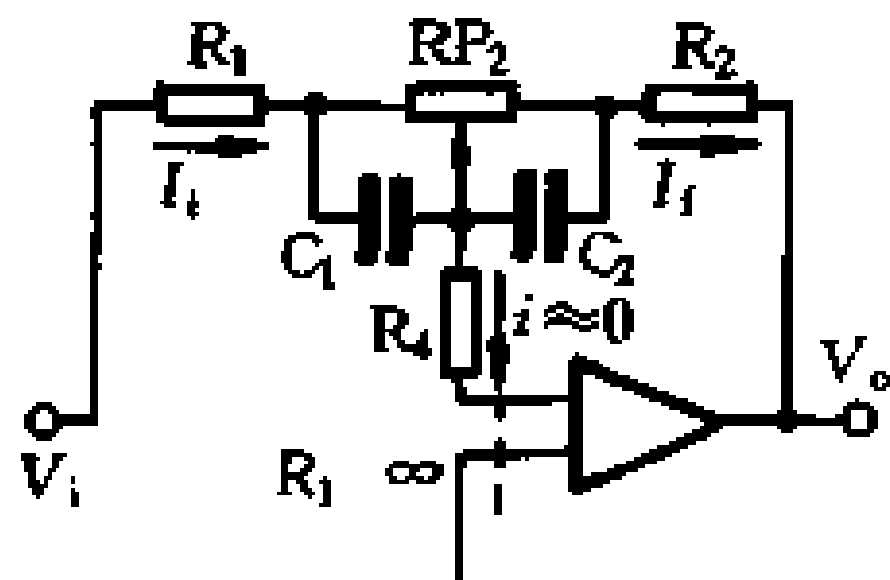


图 1-77 图 1-75 的简化形式

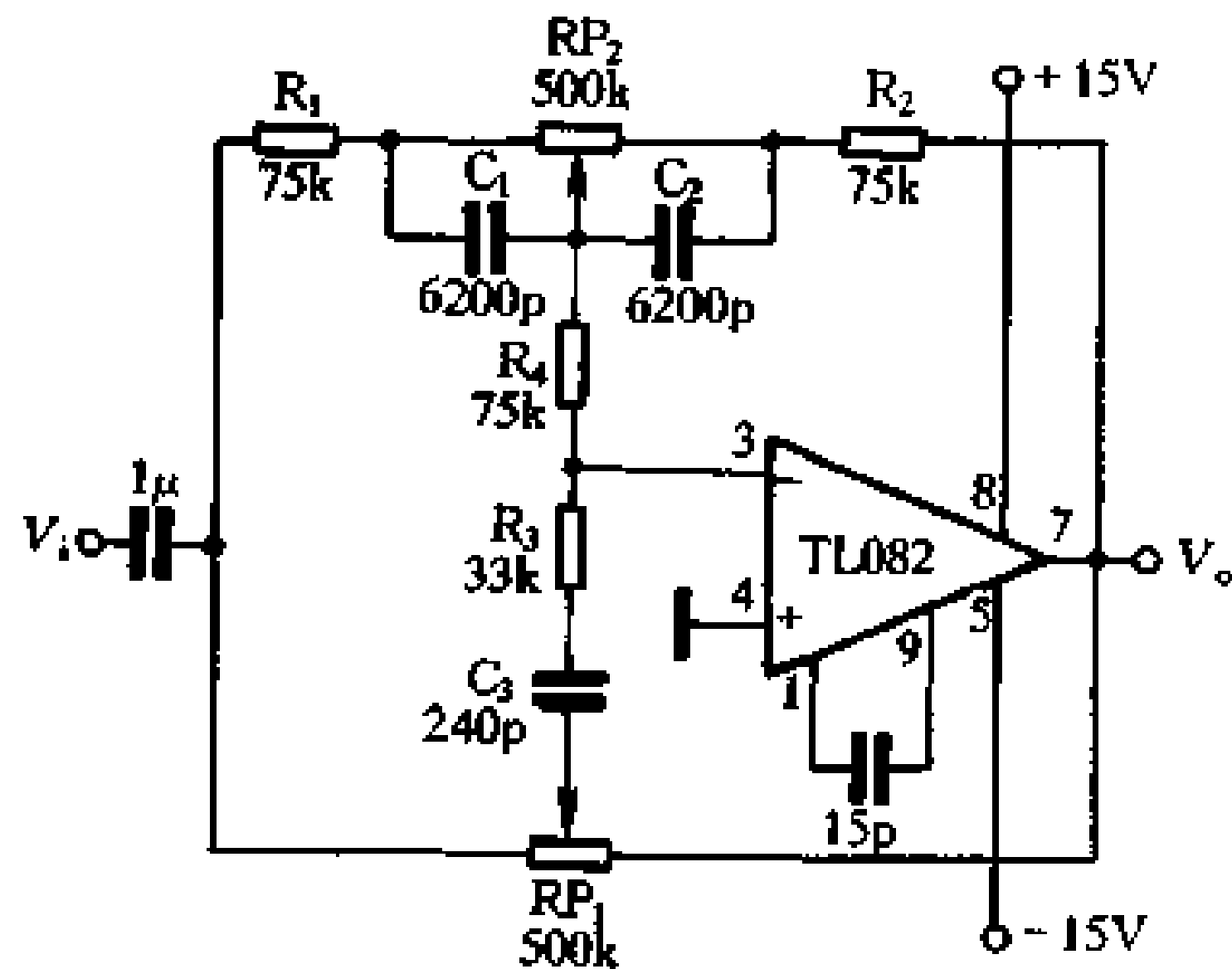


图 1-78 设计好的电路

(4) 计算低音调整电容 C_1 、 C_2 : 由 $C_1 \cdot RP_2 = C_2 RP_2 = 1/2\pi f_{L1}$ 的关系, 得 $C_1 = C_2 = 1/2\pi f_{L1} RP_2$

$$= 1/6.28 \times 50 \times 500 \times 10^3 \approx 6.4 \times 10^{-9}\text{F}$$

$$= 6400\text{pF}$$

选取 $C_1 = C_2 = 6200\text{pF}$

(5) 电阻 R_1 、 R_2 的计算:

由 $f_{L1} = 1/2\pi C_2 RP_2$ 及 $f_{L2} = (RP_2 + R_2)/2\pi C_2 RP_2 R_2$ 的关系, 得:

$$R_2 = RP_2 \left/ \left(\frac{f_{L2}}{f_{L1}} - 1 \right) \right. = (500 \times 10^3) \left/ \frac{400}{50} - 1 \right.$$

$$= 71.4\text{k}\Omega; \text{同理, 由式 } f_{L1} = 1/2\pi C_1 RP_2 \text{ 及 } f_{L2} = (RP_2 + R_1)/2\pi C_2 RP_2 R_1 \text{ 的关}$$

系, 可求出 $R_1 = 71.4\text{k}\Omega$, 取 $R_1 = R_2 = 75\text{k}\Omega$ 即可。

(6) 确定电阻 R_4 及 R_3 :

如果取 $R_4 = R_1 = R_2 = 75\text{k}\Omega$, 则 $R_a = 3R_1 = 225\text{k}\Omega$ 。

由 $f_{H1} = 1/2\pi C_3 (R_3 + R_a)$ 和 $f_{H2} = 1/2\pi C_3 \cdot R_3$ 的关系, 得

$$R_3 = R_a \left/ \frac{f_{H2}}{f_{H1}} - 1 \right. = 225 \left/ \frac{20 \times 10^3}{2.5 \times 10^3} - 1 \right. \approx 32\text{k}\Omega$$

取 $R_3 = 33\text{k}\Omega$ 。

(7) 计算高音调整电容 C_3 :

$$\begin{aligned}
 & \text{由 } f_{\text{Hz}} = 1/2\pi C_3 \cdot R_3 \text{ 得} \\
 & C_3 = 1/2\pi f_{\text{Hz}} \cdot R_3 \\
 & = 1/6.28 \times 20 \times 10^3 \times 33 \times 10^3 \\
 & = 2.4 \times 10^{-10} \text{F} \\
 & = 240 \text{pF}
 \end{aligned}$$

取标称值 $C_3 = 240 \text{pF}$ 。
设计好的电路如图 1-78 所示。

三、衰减—反馈型音调控制电路

图 1-79 是一种衰减反馈式音调控制电路。在该音调控制电路中既有衰减作用又有反馈作用。因此对高、低音到底是提升还是衰减，一时不易分清。下面用叠加定理对电路进行分析。

叠加定理指出，在任何线性电路中，每一支路的电压，都可以看成是各信号源分别作用时，在该支路所产生的电压的代数和。结合图 1-79 来分析，基极的输入信号电压 V_b ，可以看成是由这样两个信号源分别作用的结果，即输入信号电压 V_i 在基极上形成的电压及输出信号电压 V_o 通过负反馈在基极上形成的电压。由 V_i 到达 V_b 共有四条通路，称为输入通路：

$$\left. \begin{aligned}
 & \rightarrow R_{12} \rightarrow \text{RP}_2 \rightarrow C_4 \rightarrow \\
 & \rightarrow R_9 \rightarrow C_5 \rightarrow R_{10} \rightarrow \\
 & \rightarrow R_9 \rightarrow \text{RP}_1 \rightarrow R_{10} \rightarrow \\
 & \rightarrow R_9 \rightarrow \text{RP}_1 \rightarrow C_6 \rightarrow R_{10} \rightarrow
 \end{aligned} \right\} V_b$$

由 V_o 到 V_b 也有四条通路，称为负反馈通路：

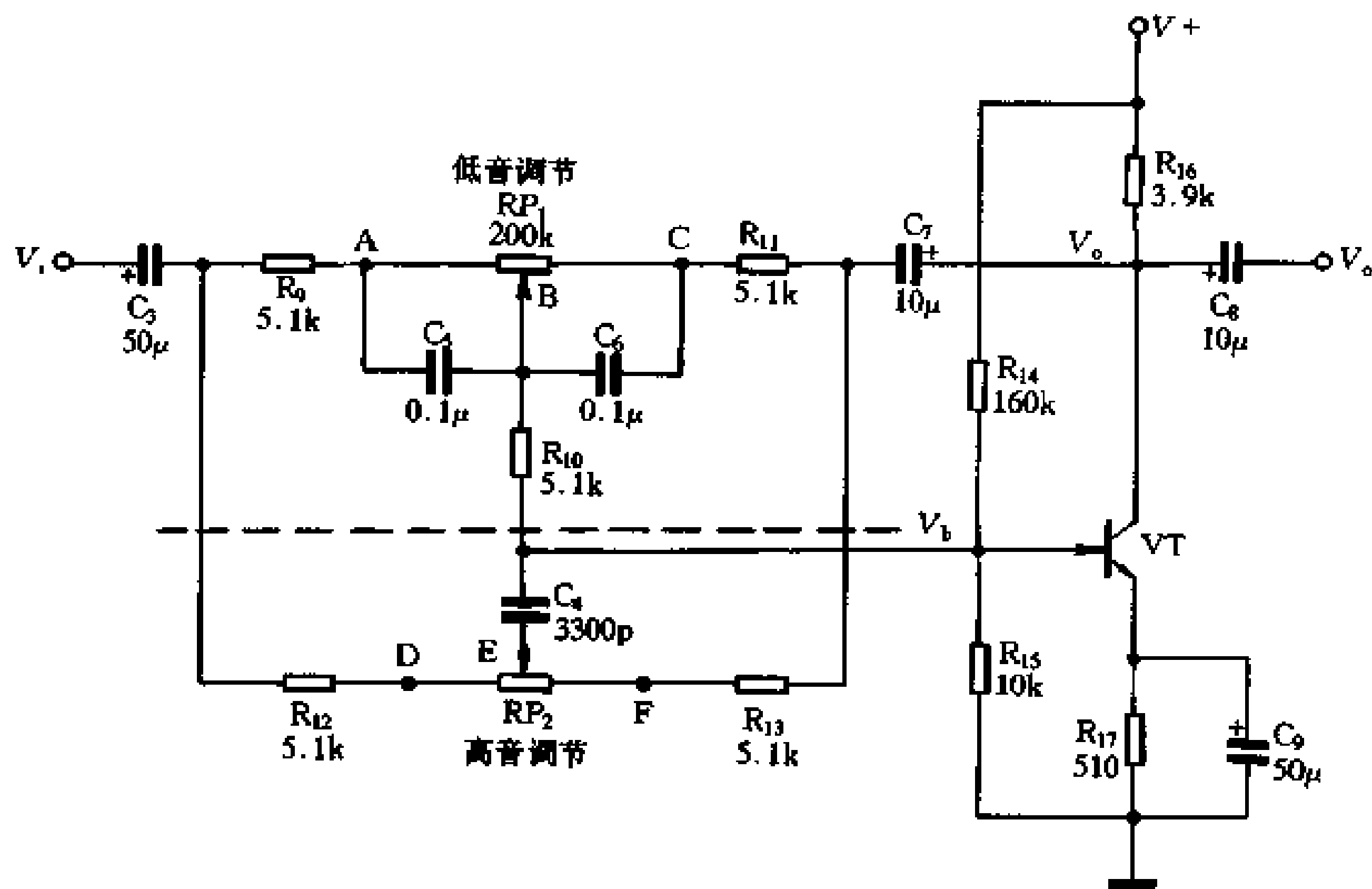


图 1-79 衰减—反馈式音调控制电路

$$V_o \left\{ \begin{array}{l} \rightarrow R_{13} \rightarrow RP_2 \rightarrow C_4 \rightarrow \\ \rightarrow R_{11} \rightarrow C_6 \rightarrow R_{10} \rightarrow \\ \rightarrow R_{11} \rightarrow RP_1 \rightarrow R_{10} \rightarrow \\ \rightarrow R_{11} \rightarrow RP_1 \rightarrow C_5 \rightarrow R_{10} \rightarrow \end{array} \right\} V_b$$

运用叠加定理来分析电路的工作情况时，可以首先只看 V_i 对 V_b 的作用，将 V_o 对地短路；然后再看 V_o 对 V_b 的作用，将 V_i 对地短路；最后再将这两个结果综合起来。这样就可以使电路的分析大大简化。

在图 1-79 中，虚线的上、下部分分别为低音、高音控制的基本电路， RP_1 、 RP_2 分别为低音和高音控制电位器，根据电位器中心头调节的位置不同，可分四种情况进行分析。

1. 低音提升

RP_1 调到 A 点时， C_5 被短路

(1) 只考虑 V_i 对 V_b 的作用，不考虑 V_o 对 V_b 的作用，等效电路如图 1-80 (a) 所示。

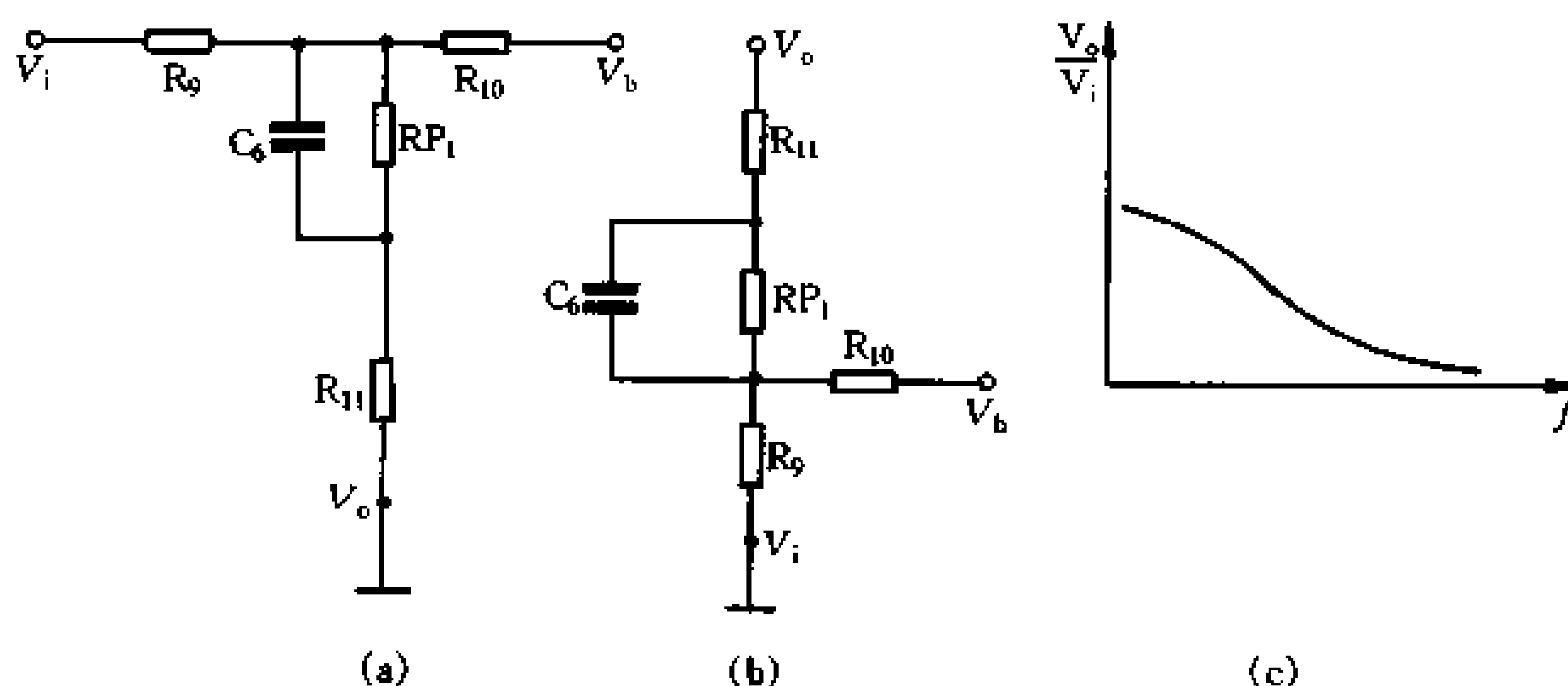


图 1-80 低音提升时的等效电路

显然这是一个分压式衰减电路，对低音频信号来说， C_6 的容抗大， C_6 、 RP_1 、 R_{11} 支路的阻抗大，对 V_i 的衰减小，故 V_b 大；而对高音频信号 C_6 的容抗小，则 V_i 大部分被旁路入地，受到的衰减大，故 V_b 小。其结果是高音频比低音频衰减得多，相对来说低音频信号被提升。

(2) 只考虑 V_o 对 V_b 的作用，不考虑 V_i 对 V_b 的作用时，等效电路如图 1-80 (b) 所示(即将图 1-80 (a) 中 V_o 接地改为 V_i 接地)。可以看出，这是一个分压式负反馈电路， C_6 对低频信号的容抗大，负反馈弱， V_b 被削弱得少；而对高音频 C_6 容抗小，负反馈强， V_b 被削弱得多，相对使低音频信号被提升。综合输入通路和反馈通路的共同作用，则得到当 RP_1 调到 A 点时，低音被提升的 V_o/V_i 曲线如图 1-80 (c)。

2. 低音衰减

RP_1 调到 C 点， C_6 被短路

(1) 只考虑 V_i 对 V_b 的作用，不考虑 V_o 对 V_b 的作用时，等效电路如图 1-81 (a) 所示。对低音频信号 C_5 的容抗大， V_i 受到的衰减大，故 V_b 小；而对高音频信号 C_5 的容抗

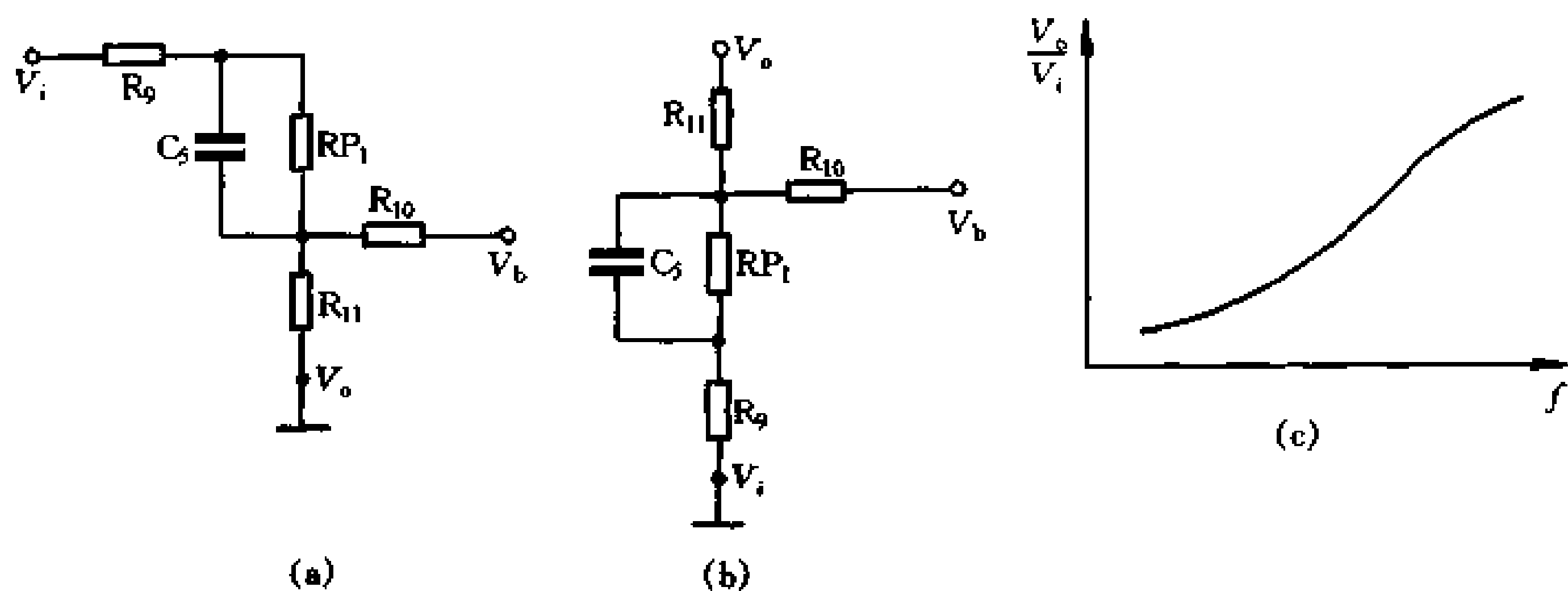


图 1-81 低音衰减时的等效电路

小， V_i 衰减小，故 V_b 大。结果使低音频信号相对地被衰减。

(2) 只考虑 V_o 对 V_b 的作用，不考虑 V_i 对 V_b 的作用时，等效电路如图 1-81 (b) 所示。对低音频信号 C_5 的容抗大，旁路作用小，负反馈强， V_b 被削弱得多。对高音频信号 C_5 的容抗小，负反馈弱， V_b 被削弱得少，相对使低音频被削弱得多，结果使低音频被衰减。综合这两方面的情况可知， RP_1 在 C 点时，低音频被衰减，其 V_o/V_i 曲线见图 1-81 (c)。

3. 高音提升

RP_2 调到 D 点，高音被提升

(1) 只考虑 V_i 对 V_b 的作用，不考虑 V_o 对 V_b 的作用时，等效电路如图 1-82 (a) 所示。对高音频信号 C_4 的容抗较小，则使 V_b 大，对低音频信号 C_4 的容抗大，则使 V_b 小；相对使高音频信号被提升。

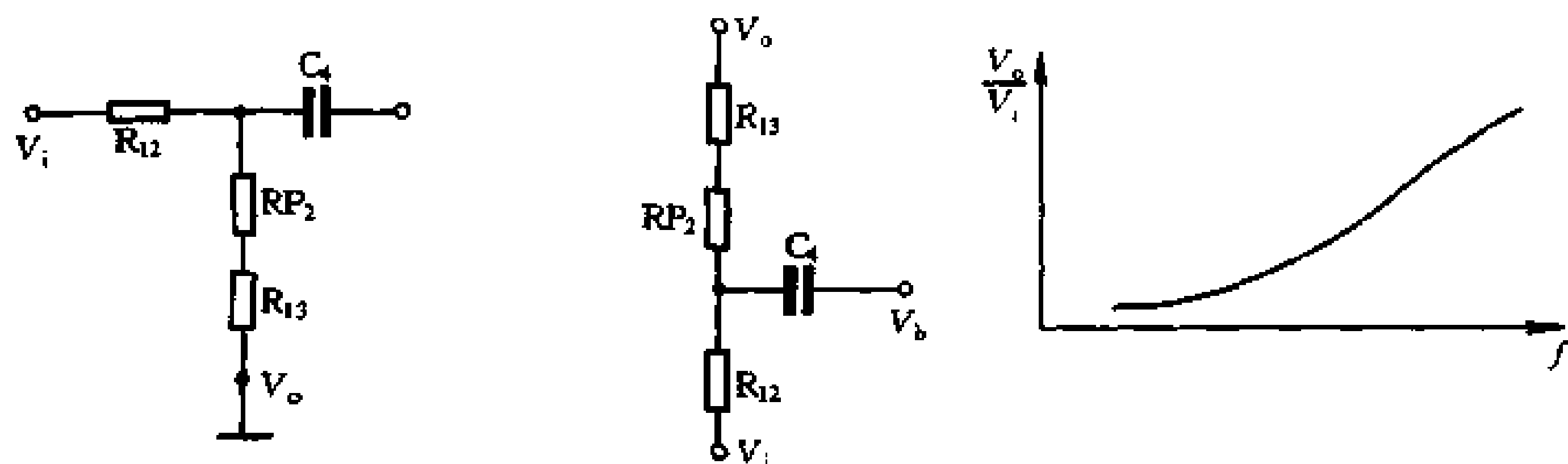


图 1-82 高音提升时的等效电路

(2) 只考虑 V_o 对 V_b 的作用，不考虑 V_i 对 V_b 的作用时，等效电路如图 1-82 (b) 所示。此时由于 RP_2 阻值较大而 R_{12} 阻值较小，负反馈作用可以不计。其综合特性在 RP_2 调至 D 点时，高音频信号被提升，如图 1-82 (c) 曲线。

4. 高音衰减

将 RP_2 调到 F 点，高音衰减

(1) 只考虑 V_i 对 V_b 的作用，不考虑 V_o 对 V_b 的作用时，等效电路如图 1-83 (a) 所

示。由于 RP_2 较大，对 V_i 的衰减较大，对高低音频的影响不明显。

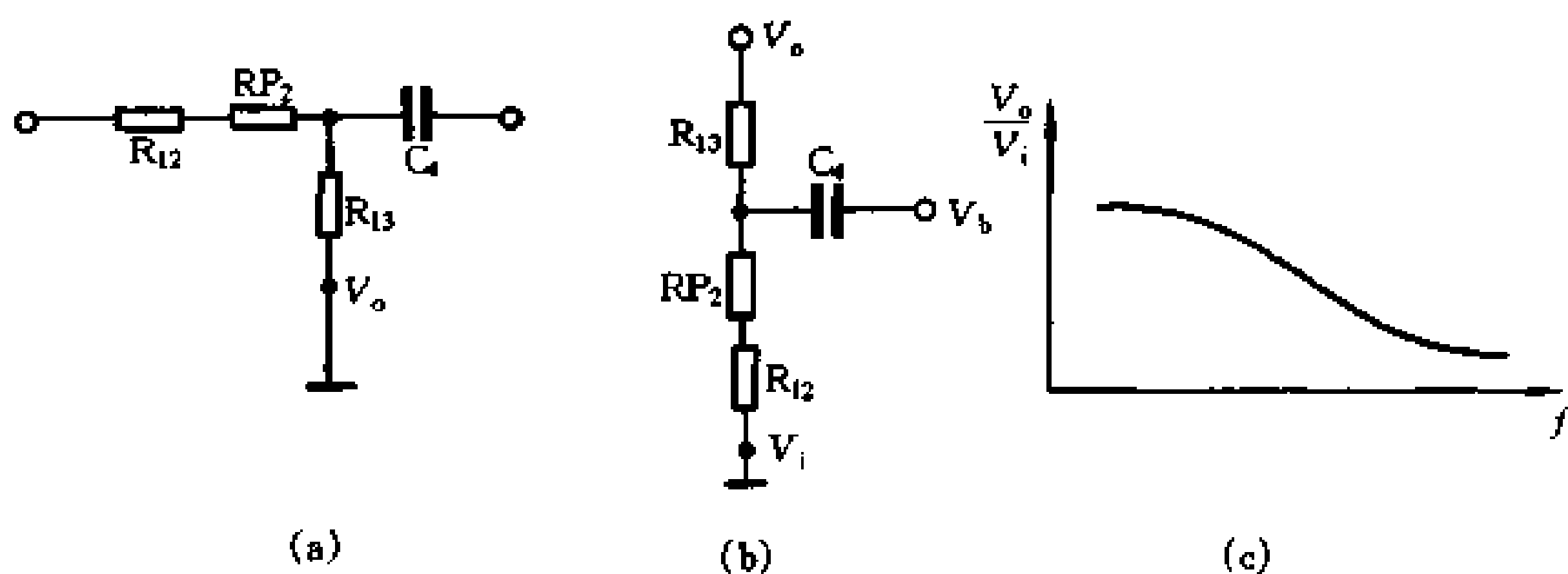


图 1-83 高音衰减时的等效电路

(2) 只考虑 V_o 对 V_b 的作用，不考虑 V_i 对 V_b 的作用时，等效电路如图 1-83 (b) 所示。由于 R_{13} 较小而 RP_2 较大，负反馈作用较为明显，由于 C_4 对高频的容抗小而对低频的容抗大，则对高频信号的负反馈强，相对使高频被削弱。综合上述情况，当 RP_2 在 F 点时，高频被衰减。 V_o/V_i 的特性曲线如图 1-83 (c)。

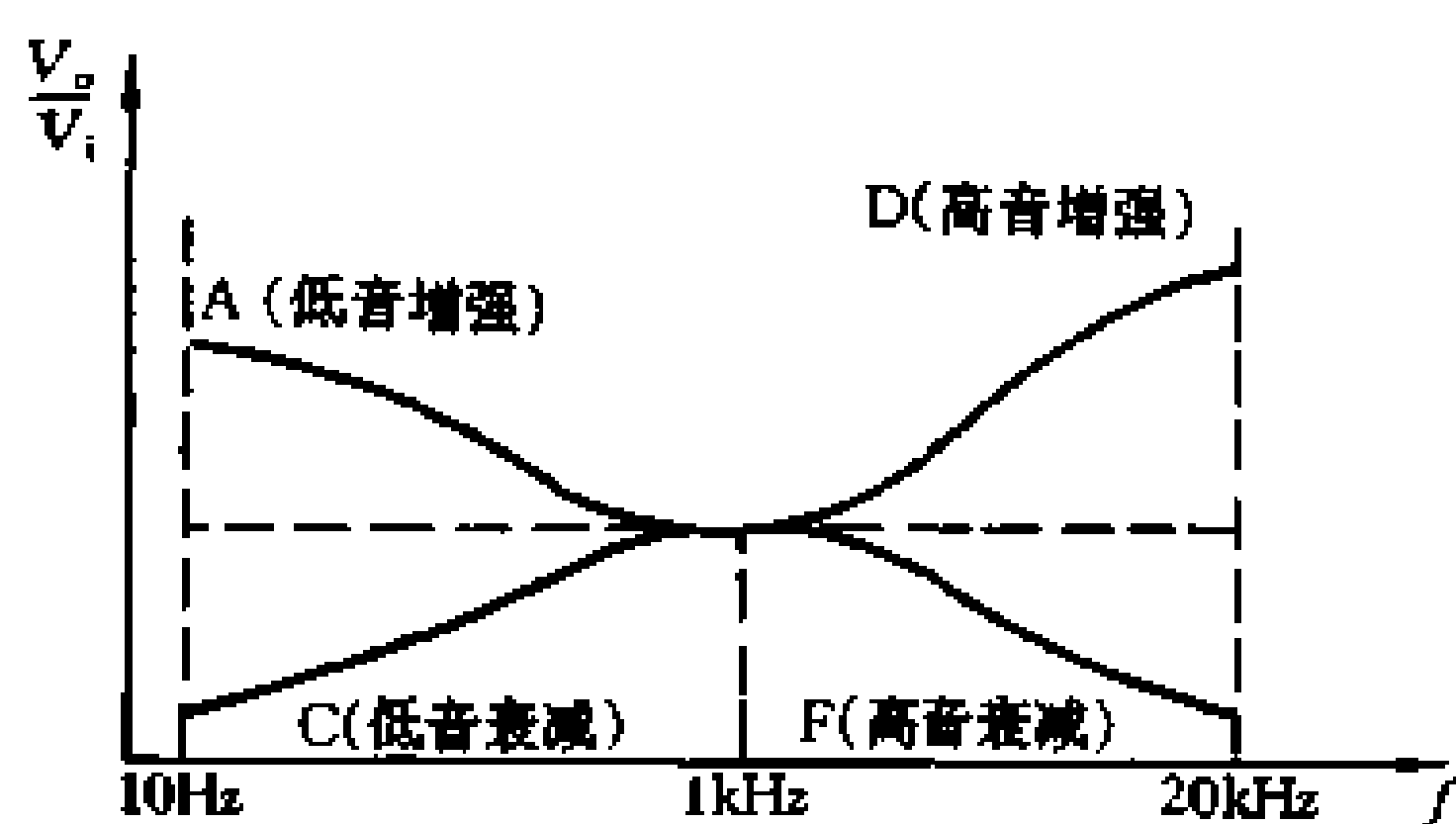


图 1-84 V_o/V_i 综合特性曲线

把上述四种情况下所得的结果综合在一起，就可得到整个音调控制电路的 V_o/V_i 特性曲线，如图 1-84。

1.4.2 响度控制电路

一、人耳的听觉特性与等响度曲线

我们在放唱片或收听音乐节目时，常有这样的感觉：在音量开得较轻时，低音与中音、高音相比较，显得非常弱。高音乐器的音色也不清脆。只有在将音量开大时，扬声器才能发出厚实丰富的低音及清脆明亮的高音。这是什么原因呢？

人耳能听到的声音的频率范围大致在 20~20kHz 之间，但人耳对不同频率的声音的灵敏度是不同的。在声强较低的情况下，人耳对于很高的频率和较低频率的声音，其听觉灵敏度都非常差。只有在声强较大时(80dB 以上)，人耳对于不同频率的声音所感觉到的响度才大致相等。人耳的这种特点可以用图 1-85 所示的等响度曲线来描述。图中的每条曲线代表着对人耳听觉表现出相等的响度(用昉表示)时，声音中各个不同频率成分所需要的声强(分贝值)。例如：对 50dB 的等响度曲线，在 1000Hz 点需要 50dB 的声强，而在 30Hz 点时，要有 80dB 的声强对人的听觉才能达到同样的效果；对 10dB 的等响度曲线，在 1000Hz 点需要 10dB 的声强，而在 30Hz 点时，要有 68dB 的声强才能达到同样的效果。

对比两者可知，前者的等响度曲线，在两个频率点的声强相差 30dB。这说明，要达到同样的听觉效果，要求信号中低频信号的声强要比中频信号的声强度高 30dB (1000 倍)。

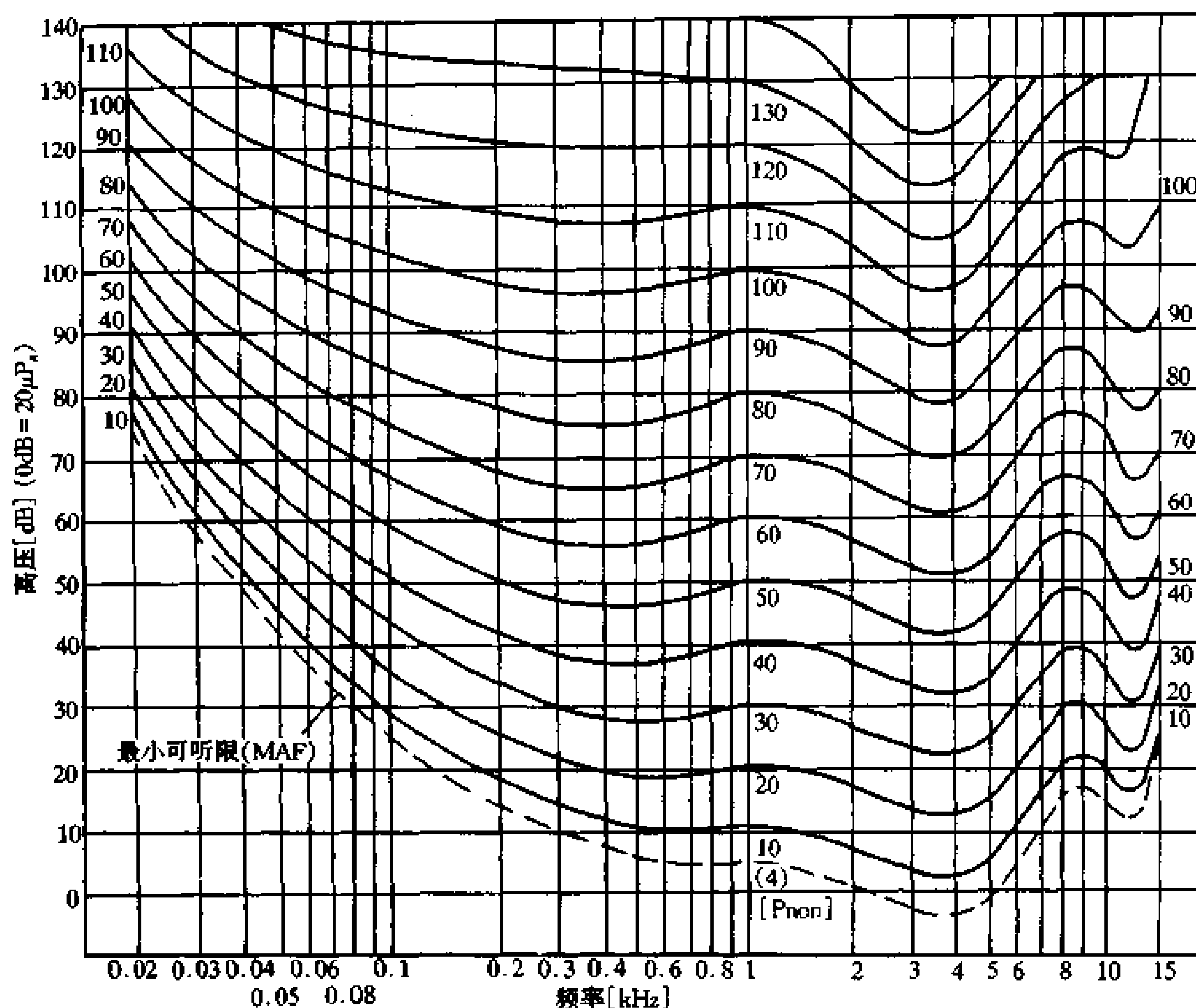


图 1-85 等响度曲线

在 30Hz 点, 后者又和前者相差 28dB。它说明音量越小(响度越低), 要达到同样的听觉效果, 越需要提高低频信号的声强。

在放大器中, 音量控制电位器实际上是一个可变电阻分压衰减器, 它对任何频率信号的衰减量都是一样的, 所以它不能起到控制响度的作用。

二、等响度音量控制的原理

等响度音量控制的目的是要达到: 不论音量开大或开小, 低音、中音和高音听起来具有相等的响度。这样, 在音量较小的情况下, 也能像在音量大时一样准确地欣赏音乐的整个频带。

这种电路的原理是: 在音量控制器中插入几个与频率有关的 RC 网络, 当音量调节到较小时使低频信号及高频信号的衰减量比中频段的衰减量小。这样, 低音和高音就会相对地得到提升。但在音量调节到最大时, 所有频率的信号都不衰减。也可以这样说: 当音量由大逐渐减小时, 中音频信号电平按指数规律较快地衰减, 而低音和高音频信号衰减较慢。音量越小, 这两者的衰减量差距越大, 此时低音和高音仍能维持一定的输出功率。显然, 这种电路的输出特性应和图 1-85 的等响度曲线相似, 才能满足等响度的要求。但是, 要使这种电路的输出特性曲线与等响度曲线完全一致是相当困难的, 也是不必要的。实践证明, 最易影响响度不均匀的是低音。因此, 实际的等响度音量控制电路, 只要具有图

1-86 所示的特性曲线形状就能满足要求。当然，如果再加上高音响度补偿效果就会更好。

三、等响度控制电路

图 1-87 是一种较好的等响度音量控制电路，它只使用了一个普通的电位器，所用元

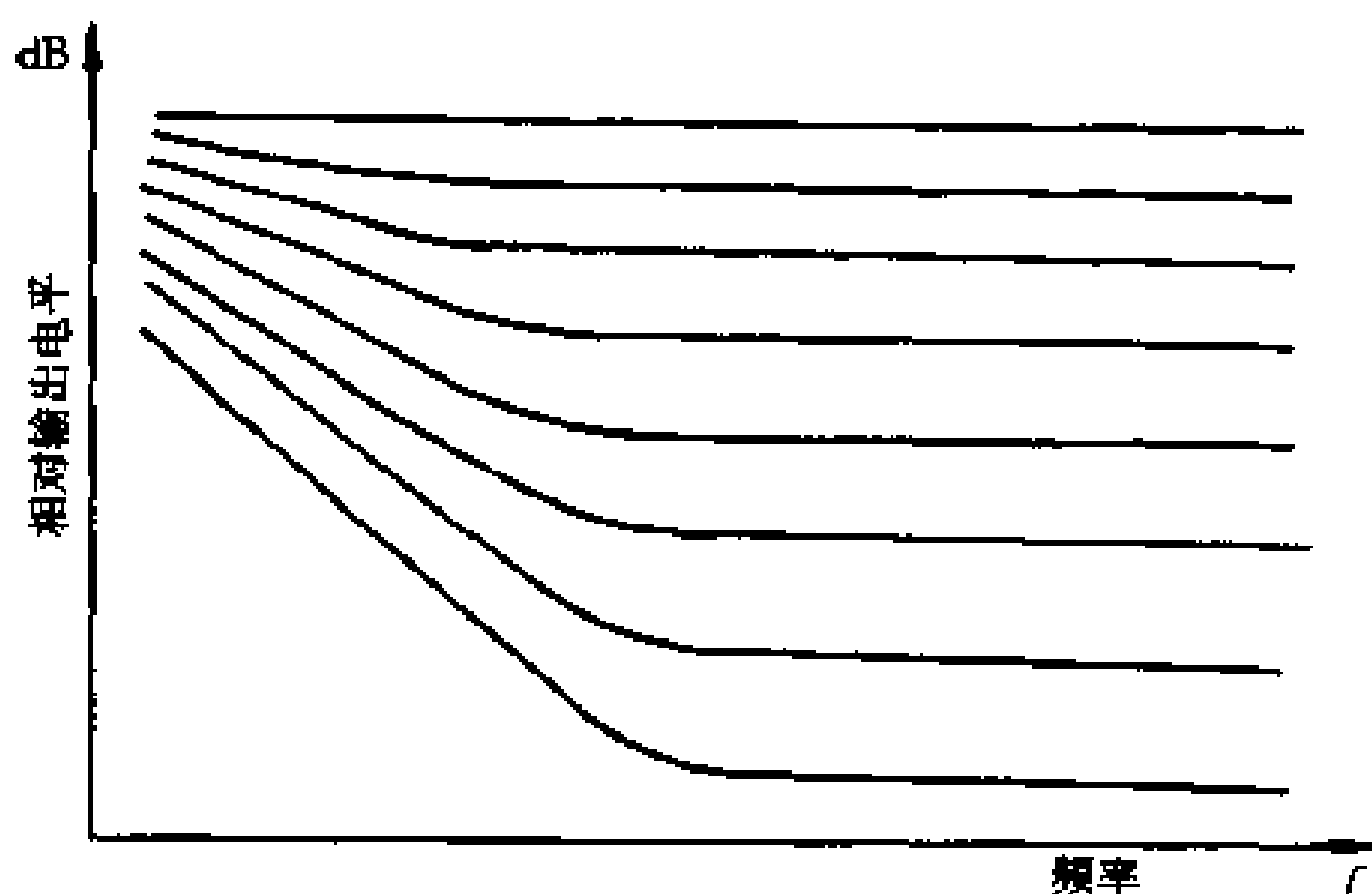


图 1-86 等响度控制特性曲线

件很少，但是效果却相当显著。该电路的工作原理是：当信号源的内阻抗远远小于 R_1 ，负载阻抗大于 R_P ，并且 R_P 远远大于 R_1 和 R_2 时，电容 C 所取的数值仅对高、中音频起作用，对于低音频可视为开路，于是低音频信号的输出电平为：

$$V_L = \frac{r_2}{R_1 + r_2} V_i$$

式中 V_i 为输入信号电平。而高、中音频信号的输出电平为：

$$V_H = \frac{r_2 \cdot R_2 \cdot V_i}{R_1 (R_P + R_2) + r_2 (r_1 + R_2)}$$

式中 $R_P = r_1 + r_2$ 。当音量开得较大时，也就是电位器滑臂在较高位置时， r_1 接近于零， r_2 接近于 R_P ，又因 $R_1 \ll R_P$ ， $R_2 \ll R_P$ ， $R_1 + r_2 \approx r_2$ ， $R_2 + R_P \approx R_P$ ，则上二式可简化

为： $V_L \approx V_i$ ， $V_H = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_i$ 。当取 $R_2 = 10R_1$ 时， $V_H \approx 0.9V_i$ ，这时低音频与中、高音频输出电平十分接近。

当音量调节到很小时，即电位器滑臂在较低位置时， r_1 很大， r_2 很小。这时，高、中音频的输出电平可简化为：

$$V_H = \frac{r_2 \cdot R_2}{(R_1 + r_2) (R_2 + r_1)} \cdot V_i$$

两者输出电平的比值为：

$$K = \frac{r_2 / (R_1 + r_2)}{r_2 \cdot R_2 / (R_1 + r_2) (R_2 + r_1)} = 1 + \frac{r_1}{R_2}$$

从以上公式可以看到：比值 K 随 r_1 的增大而增大，当 r_2 接近于零时， r_1 就接近于 R_P ，于是

$$K = 1 + \frac{R_P}{R_2} \approx \frac{R_P}{R_2}$$

这时，低音频信号输出电平要比中、高音频信号高出 20dB 以上。其频率转折点为

$$f = \frac{1}{2\pi f_c \cdot (R_2 \parallel R_P)}, \quad R_2 \parallel R_P \text{ 为电阻并联。}$$

图 1-88 是几种采用带抽头电位器组成的等响度控制电路。在图(a)中，电位器的抽头与输入端及“地”之间分别接入 RC 补偿网络，当电位器的滑动点旋到抽头附近时(即小音量)，高、低音便可得到补偿。它的原理是这样

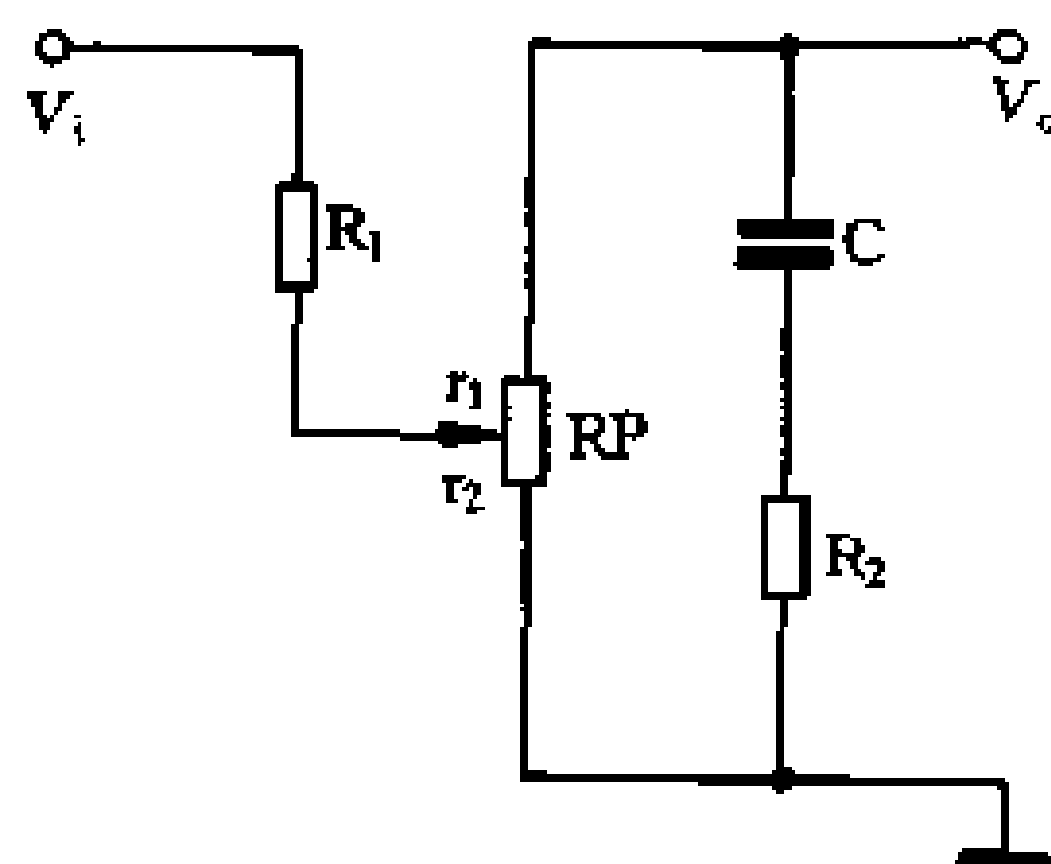


图 1-87 等响度控制电路

的：在小音量时，输入信号经过 R_P 分压，衰减很大，但因 C_1 的容抗随频率的升高而减小，信号里的高音频成分便可通过 C_1 及电位器抽头，直接送往输出端，衰减量大大减小，即高音相对得到提升；接在电位器抽头与地之间的 C_2 容量较大，能对中、高音频同时加以衰减，即起了相对增强低音的作用；中、高音的最大衰减量（即低音的相对提升量）由 R 的大小决定。在大音量时，电位器滑动点移到上端，远离抽头位置，上述 RC 元件便不起作用，输出信号的频响平直。这种响度控制电路的补偿效果与电位器的抽头位置有关：抽头位置越高，补偿越早起作用，但提升量则减小。

图(b)、(c)、(d)是另外几种常用的补偿电路形式。图(b)为双抽头式，电路较复杂，但它对大、中、小音量都能给予合适的补偿，效果最好。图(c)是单抽头转换式，开关置“1”位时，与电路(a)一样，适用于正常信号输入；置于“2”位时，补偿网络失去作用，适用于强信号输入。图(d)是单抽头简易式，只补偿低音，不补偿高音，多用于普及型扩音机。

图 1-89 是一个实例响度控制电路。电位器在离“地”30%总阻值处抽头。当滑动臂旋到抽头位置时，实测中音衰减 30dB，低音 100Hz 衰减约 23dB（即相对提升 7dB），高音 10kHz 衰减约 27dB（即相对提升 3dB）。

如果买不到带抽头的电位器，也可用普通电位器接成响度控制电路。图 1-90 便是另外两个实例。图(a)电路只用 RC 元件，但元件较多，对信号有固定衰减，并且电路的输入阻抗随音量的大小而变，要求前级放大器具有较强的负载能力。

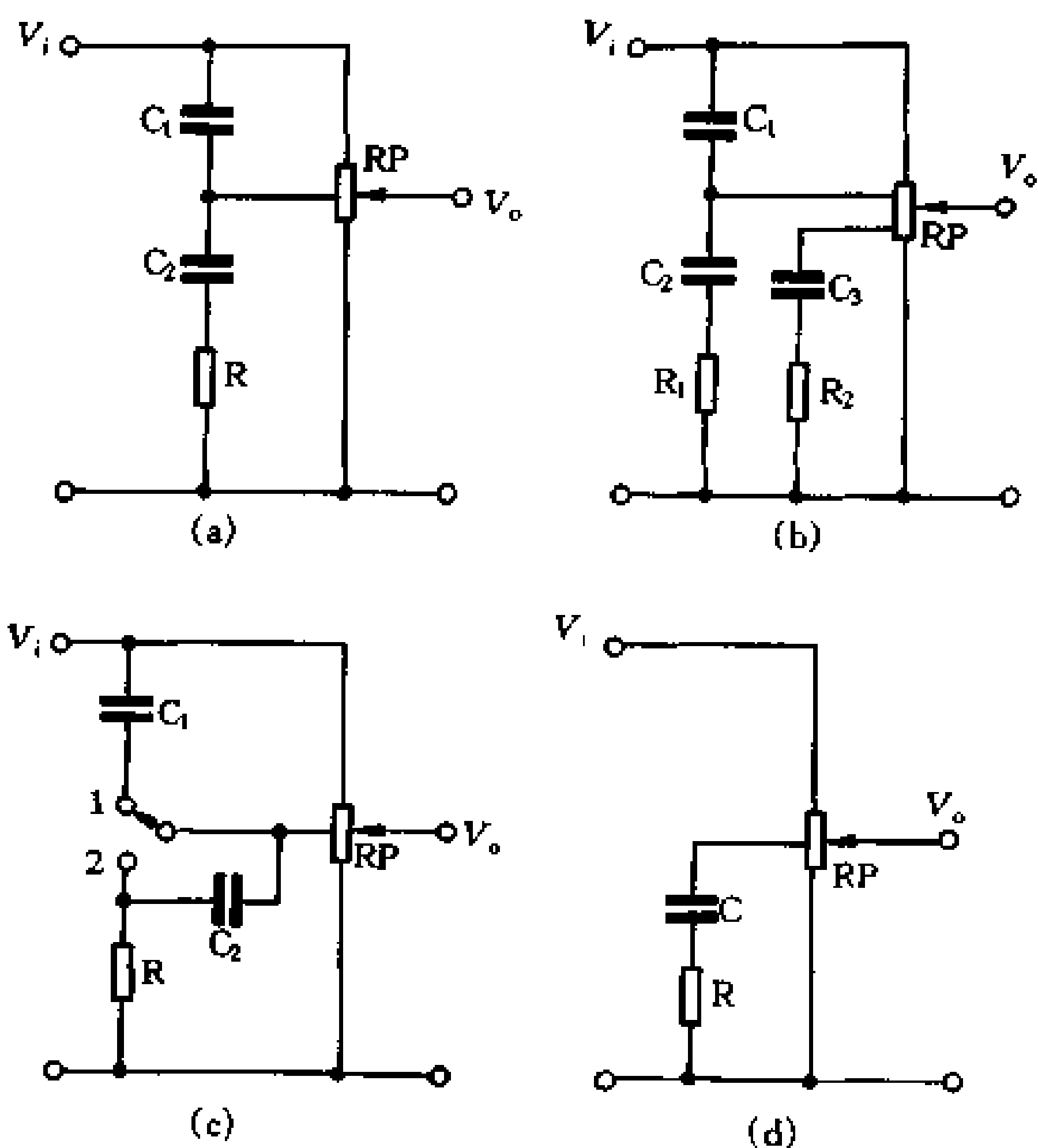


图 1-88 采用抽头电位器的等响度电路

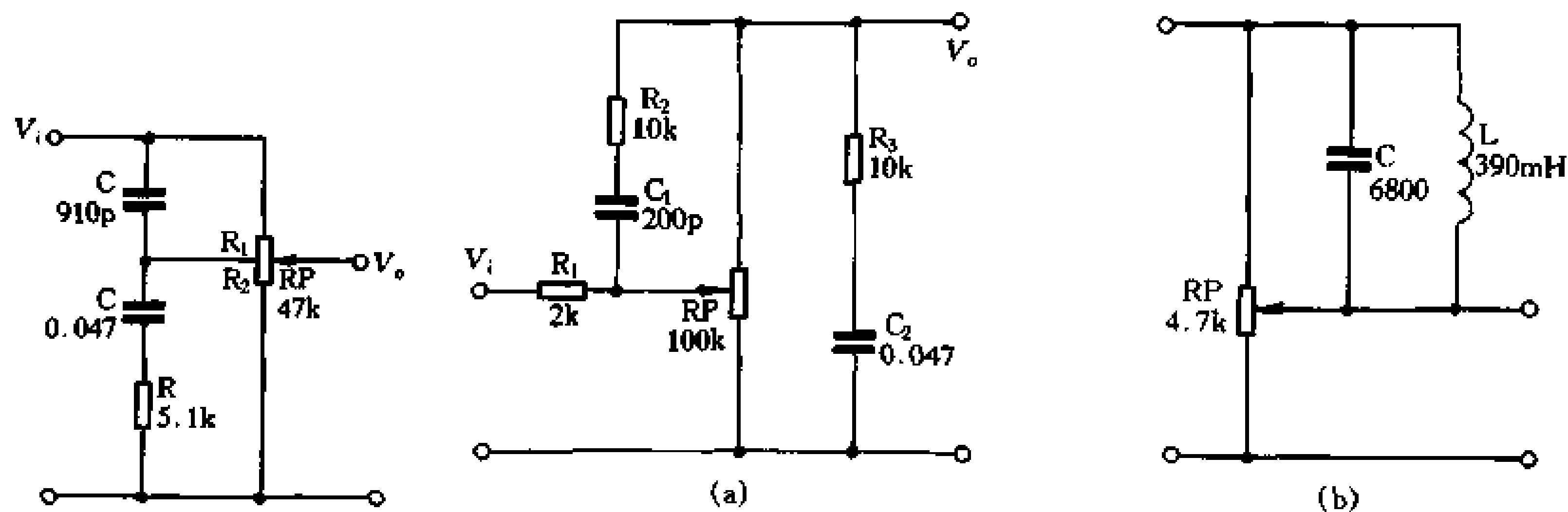


图 1-89 响度控制电路实例之一

图 1-90 用普通电位器的响度电路

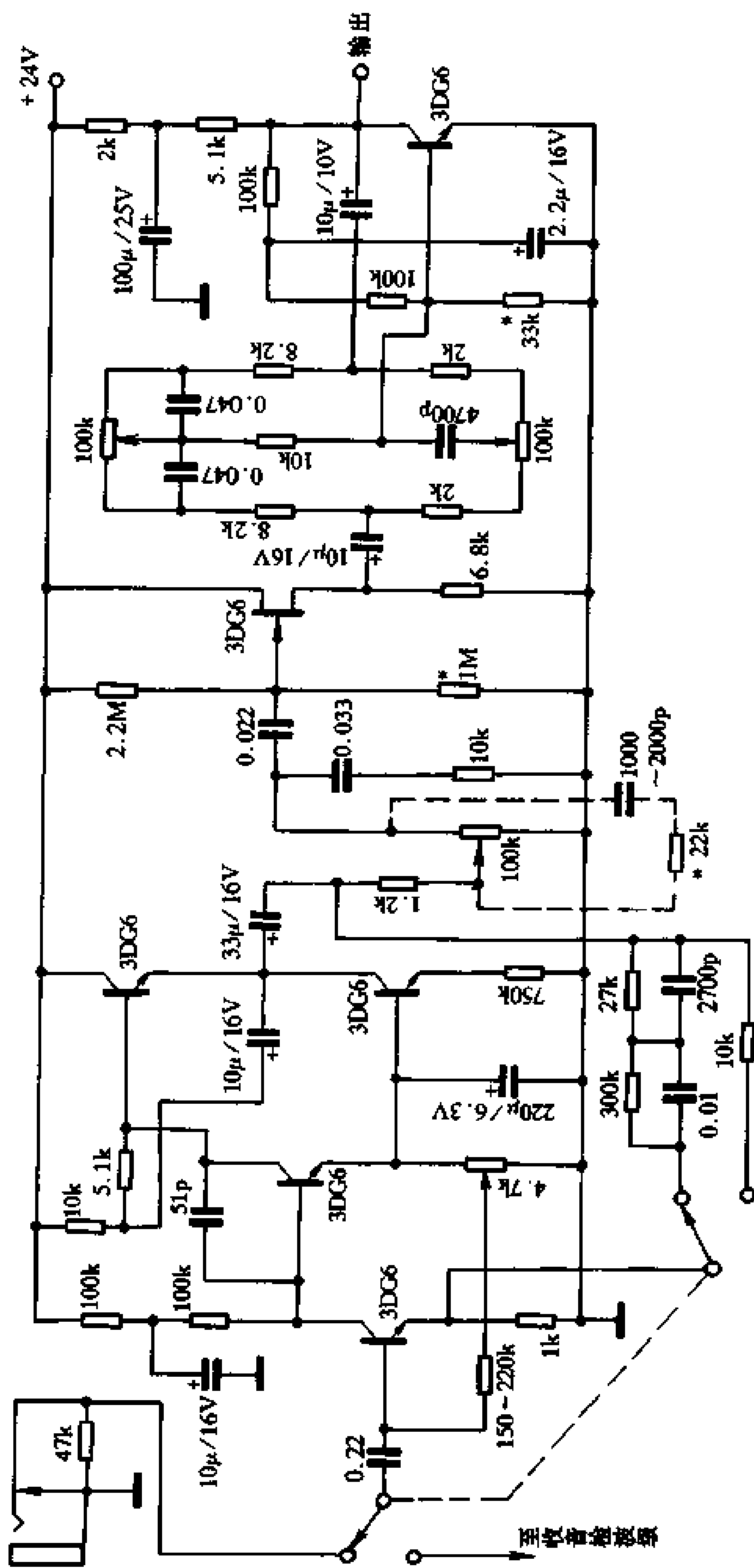


图 1-91 实用等响度控制电路

图(b)的电路较为简单, 但需要电感元件, LC 并联谐振网络的谐振频率在 3kHz 附近。该电路要用屏蔽良好的电感器, 业余制作时较为困难。

图 1-91 是加了等响度音量控制电路的实用电路。它插在前置放大与音调控制电路之间, 后面可接到 OCL 等主放大电路。实用效果证明效果良好。在音量开得很小时, 也能获得清晰、柔和的低音。前置放大的输出级采用了恒流源的射极输出器, 从而保证了很低的输出阻抗及良好的跟随特性。其工作电流调整在 4~6mA 之间, 在负载较小的情况下, 也能有足够的信号电平输出, 并能保证极小的失真度(在音量为零时, 前置放大器的负载就是阻值较小的 R_1)。

等响度音量控制器之后用了场效应管, 有很高的输入阻抗及很低的噪声系数。该电路未加高频补偿, 若使用时高音不足, 可按图中虚线加入高频补偿, 调节电阻以改变补偿程度。

1.4.3 多频段频率均衡电路

一、多频段频率均衡器的功能

音调控制电路通过对高、低音的提升或衰减, 改善了放大器的音响效果, 但这种对音质的调整仅限于高音或低音这个较大的频率范围。实践证明, 如果能对某些频率的音响信号进行提升或衰减, 将使放音的效果有更大的改善。例如: 提升 3.3kHz 的信号频率可以提高放音的清晰度, 使声音的层次分明; 提升 10kHz 的信号频率, 可使放音表现出更丰富的层次, 使其呈现清脆纤细的音质; 提升 330Hz 的信号频率, 可使低音表现柔和丰满; 提升 100Hz 的信号频率, 可以得到逼真的大提琴重放效果。综合起来各频率成分对人的听感有以下作用, 30Hz~200Hz 可以给人以深重感, 200Hz~500Hz 给人以力度感, 500Hz~4000Hz 给人以明亮感, 4kHz~8kHz 给人以清脆感, 8kHz~16kHz 给人以纤细感。如果音乐中的某些频率成分过分或不足, 则会分别引起不同的听感效果。如表 1-1 所示。

表 1-1

	30Hz~500Hz	500Hz~5kHz	5kHz~16kHz
过 分	浑 浊	生 硬	尖 刺
不 足	单薄乏力	散飘沉闷	暗 淡

上表告诉我们, 为了获得最佳的听音效果, 要恰当地使用频率均衡器, 既不使某一成分不足, 又不使其过分。不恰当地过分提升或衰减某一频率, 不仅不能获得最佳听音效果, 而且会适得其反。如有人将低音过分提升, 致使放音浑浊不清。

多频段频率均衡器是为了方便地获得最佳听音效果而设计的, 因采用直滑式电位器, 可以直观地显示出某一频率的提升或衰减, 所以又称图示式均衡器。

频率均衡器在 Hi-Fi 音响中已经成为一个必不可少的组成部分。在当前由于音源种类较多, 特别是在家用音响的使用中, 由于听音环境各异, 听音者的爱好与习惯又千差万别。因而采用多频段频率均衡器来弥补音源和功(放)电路中的某些缺陷、听音环境的各种不同情况, 使其适应每一位听音者需要, 是十分必要的。

二、多频段频率均衡器的工作原理

多频段频率均衡器是由公用电压放大器、各频段以 f_0 为中心频率的带通滤波器、直滑式电位器等组成。如图 1-92。

带通滤波器中的电感 L ，一般都采用运算放大器来组成，它是利用运算放大器的输出端与同相输入端之间引入电容并联正反馈后，其输入阻抗呈感性这一特性来实现模拟电感。如图 1-93 (a)。由运放 IC 和 R_1 、 R_2 和 C_2 等组成的模拟电感等效于一个由线圈组成的电感 L ，其电感量为： $L = R_1 R_2 C_2$ 。它与电容 C_1 串联后组成一个以中心频率为 f_0 的谐振回路。由于运放的开环增益非常高，所以其谐振频率 f_0 仅由外部电路元件 R_1 、 R_2 、 C_2 和 C_1 的值所决定： $f_0 = 1/2\pi \cdot \sqrt{LC_1} = 1/2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}$

谐振时的阻抗： $Z_0 = R_1$

谐振回路的 Q 值： $Q_0 = \sqrt{\frac{L}{C_1}} / R_0 = \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}}$

只要改变上述阻容元件的数值(在实际运用中总是固定电阻值,改变电容值)便可获得所需要的模拟电感量 L ，从而就可以得到预先所选定的各频段的中心频率 f_0 。

以中心频率为 f_0 的带通滤波器和公用电压放大器连接组成的频率均衡器，常用的有两种方式：一种是通过带抽头的直滑式电位器接在运放的输出端与反相输入端之间；另一种是通过直滑电位器，接在运放的同相输入端与反相输入端之间。

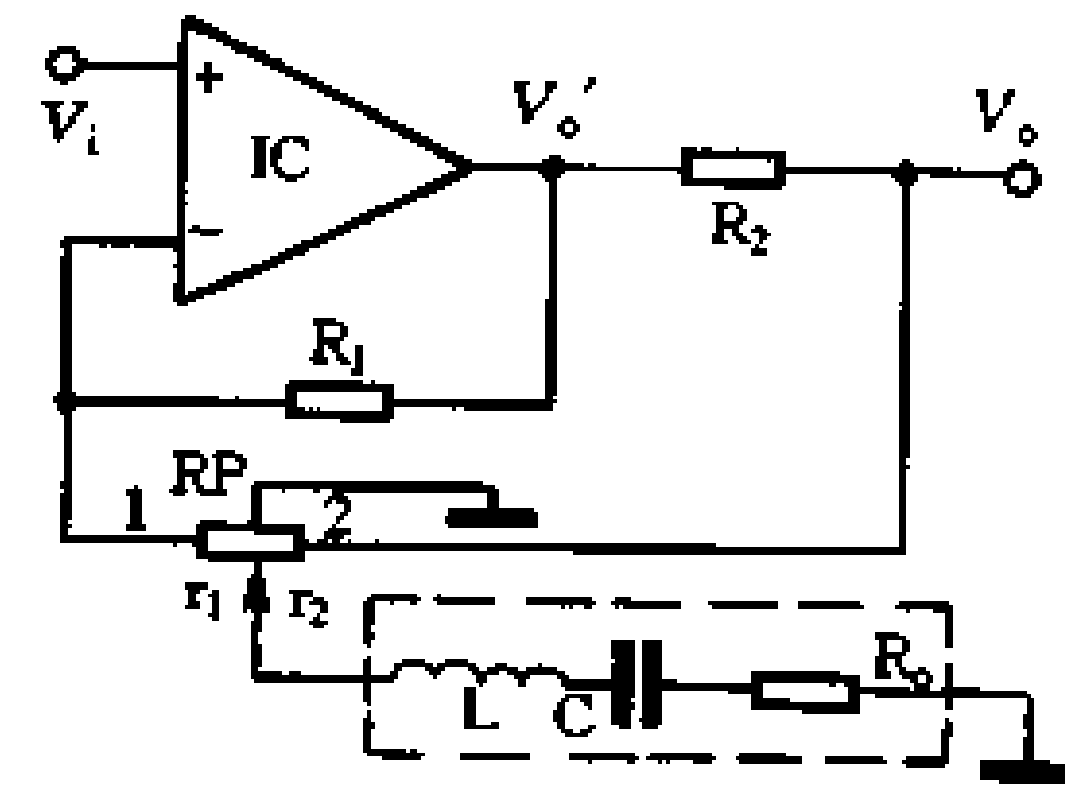


图 1-92 频率均衡器的组成

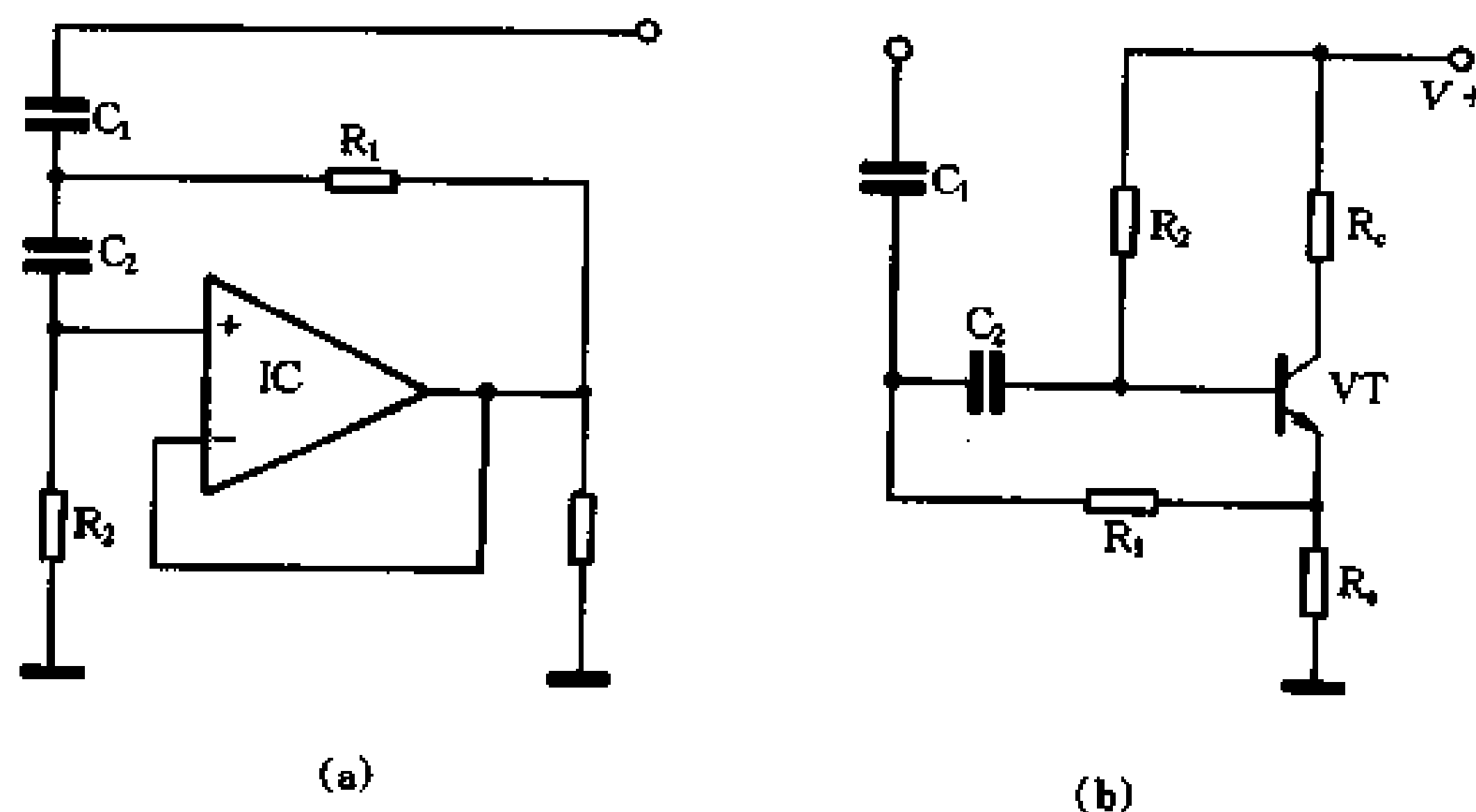


图 1-93 模拟电感

在采用第一种连接方式组成的均衡器中，它的工作原理是这样的(如图 1-92)：

(1) 滑动电位器的中心抽头接地。当电位器的滑动臂处于电位器的中点时，滑动臂接地，假定均衡器的段数为 1，电路可简化成图 1-94。由于运算放大器可以看作是理想放大器，其电压增益等于反馈支路的阻抗比，即：

$$V'_o = V_i \frac{R_1 + r_1}{r_1}, \quad V_o = V_i \frac{R_1 + r_1}{r_1} \cdot \frac{r_2}{R_2 + r_2} \quad \dots\dots (1)$$

在实际应用的电路中，均衡器往往不是一段而是 n 段，例如有 5 段、7 段和 10 段等。当这些段的电位器的滑动臂全部处于接地位置时，相当于图 1-94 中的 r_1 变成了 r_1/n ， r_2 变成了 r_2/n ，这时：

$$V_o = V_i \frac{(R_1 + r_1) / n}{r_1 / n} \cdot \frac{r_2 / n}{(R_2 + r_2) / n} \dots\dots (2)$$

当 $R_1 = R_2$ ， $r_1 = r_2$ 时， $V_o = V_i$

即：当全部电位器的滑动臂处于中间接地点时，均衡器的电压增益为 0dB，也就是平坦的频响特性。

(2) 带通滤波器是一种串联谐振电路，其谐振阻抗 R_o 很小，通常 $R_o \ll r_1/n$ 。当某段的电位器滑动臂滑到图 1-92 中的位置“1”时，相当于该段的 r_1 被短路，其结果如图 1-95 (a)。这时可由(1)式得出该段增益的最大值(对应最大提升量)。当电位器处于位置“2”时，相当于该段的 r_2 被短路，如图 1-95 (b)。这时可由(1)式得出该段增益的最小值(对应于最大衰减量)。当电位器的滑动臂移到“1”——“2”间的某一位置时，就会得到相应的提升量或衰减量。

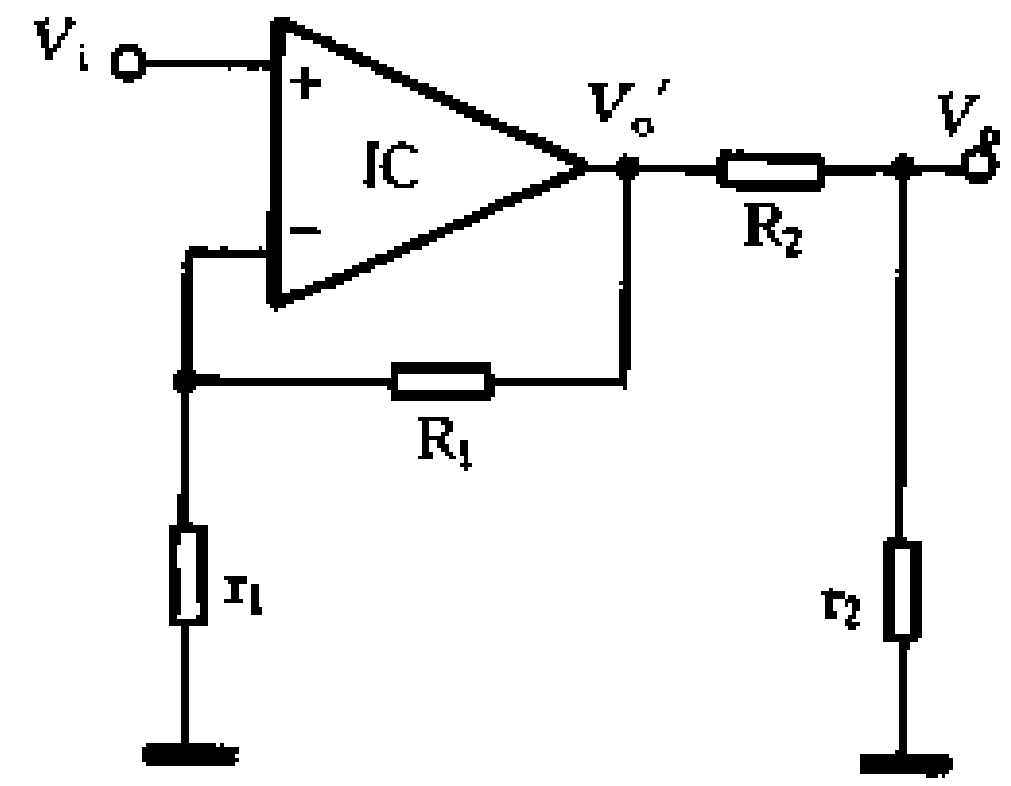


图 1-94 动臂接地时的简化电路

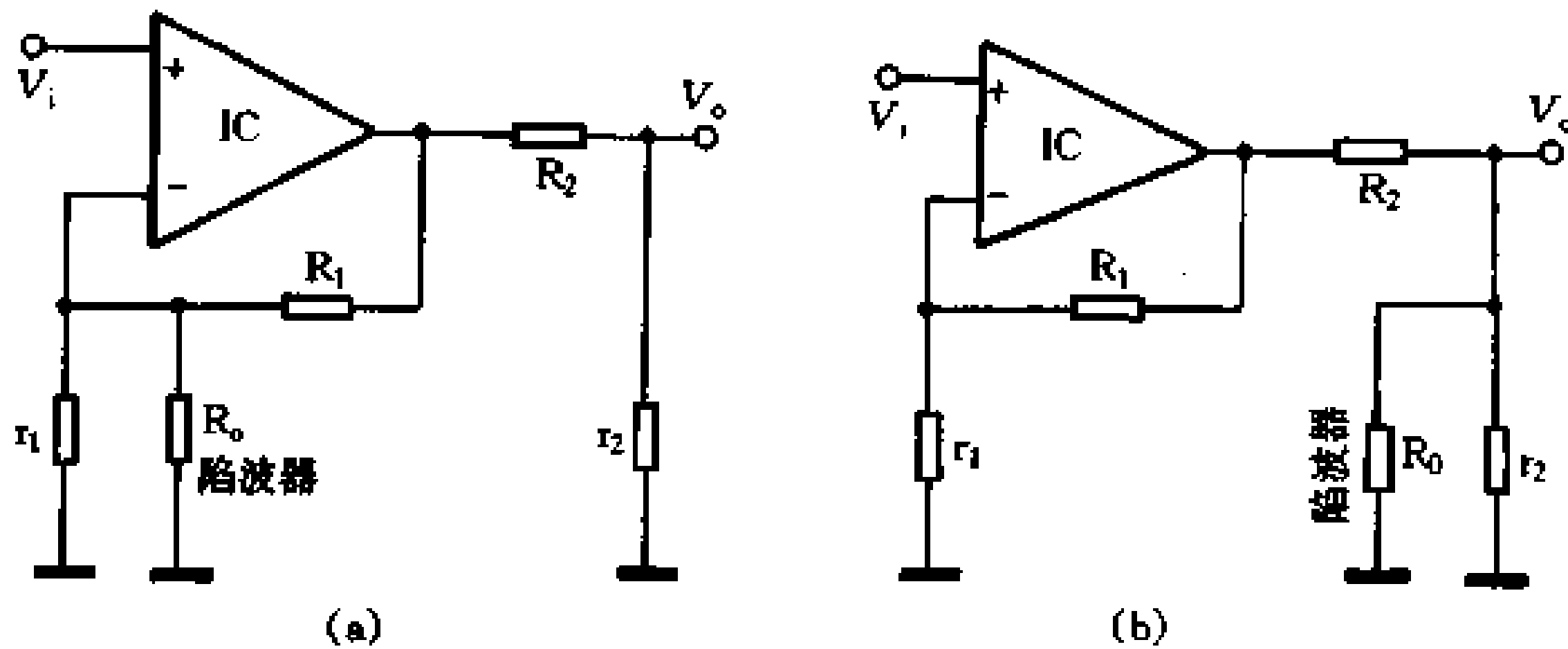


图 1-95 均衡器的两个极端位置

在采用第二种连接方式的均衡电路中，它的工作原理如图 1-96。当电位器滑臂移到 IC 的反相输入端“-”时，谐振阻抗 Z_o 与反馈电阻 R_o 的并联值最小，因而反馈量最小，电路增益最高，相当于 f_o 及其周围的频率的增益得到提升。当电位器滑臂移到 IC 的同相输入端“+”时， Z_o 与 IC 的输入衰减电阻 R' 并联值最小，使 f_o 及其周围频率的信号输入电压最小，增益被衰减。

模拟电感电路还可采用晶体三极管来组成，如图 1-93 (b)。只要三极管的 β 值足够大，又能满足 $\beta R_e \gg R_2$ ，同样可以得到同图(a)相同的结论。通过恰当选取 R_1 、 R_2 、 C_1 、 C_2 就可以组成不同 f_o 与 Q_o 值的带通滤波器。

均衡器的各调节点频率 f_o 、提升量和衰减量以及 Q 值是决定多频段频率均衡器的三个重要因素。通常，均衡器的提升量和衰减量多设计在 +8~+12dB，-8~-12dB 左右，调节点的频率则按所设调节段数，均匀地覆盖有效频率范围为合适。如五段均衡器的各段频率为：60Hz、250Hz、1kHz、4kHz、16kHz (每段为 4 倍频程)，十段均衡器为 32Hz、63Hz、125Hz、250Hz、500Hz、1kHz、2kHz、4kHz、8kHz、16kHz (每段为 2 倍频程)。

Q 值影响着相邻频段的关系，Q 值高，各段调节独立性较好，对邻近频段影响小，但两频段之间有较深的谷点；Q 值低时，整个调节曲线比较平缓，相邻频段互相影响较大。均衡器段数越多，相应 Q 值应越高。

三、多频段频率均衡器的组成

图 1-97 是用第一种接法组成的十段均衡器电路。图中的 IC 是公用电压放大器， R_7 、 R_9 分别相当于图 1-92 中的 R_1 、 R_2 ， $VT_1 \sim VT_{10}$ 十只三极管是构成模拟电感的主体， $C_{30} \sim C_{39}$ 是各频段带通滤波器的谐振电容，相当于图 1-93 (b) 中的 C_1 ， $C_{20} \sim C_{29}$ 相当于 C_2 。

图 1-98 是用第二种接法组成的双五段均衡电路。图中 IC_{13} 、 IC_{14} 分别为每声道均衡器的公用电压放大器； IC_{11} 、 IC_{24} 、 IC_{21} 、 IC_{34} 、 IC_{31} 和 IC_{12} 、 IC_{23} 、 IC_{22} 、 IC_{33} 、 IC_{32} 分别为两声道模拟电感的主体； C_5 、 C_7 、 C_9 、 C_{11} 、 C_{13} 分别相当于图 1-93 (a) 中的 C_1 ； C_4 、 C_6 、 C_8 、 C_{10} 、 C_{12} 分别相当于 C_2 。 R_2 固定为 $1k\Omega$ ， R_1 固定为 $100k\Omega$ 。

图 1-99 是采用专用集成均衡电路 TA7796 组成的五段均衡电路，在电路中将公用电压放大器、模拟电感用的晶体管都集成于一块电路内。其中运放 A_1 为公用电压放大器， $VT_1 \sim VT_5$ 是用作模拟电感的晶体管，它和内附电阻及外接电容元件构成五个模拟电感，这五个模拟电感分别与电容 $C_{A1} \sim C_{A5}$ 构成五个串联谐振回路，其中中心频率分别为 $100Hz$ 、 $330Hz$ 、 $1kHz$ 、 $3.3kHz$ 和 $10kHz$ 。

TA7796 为日本东芝公司产品，有两种型号，一种 TA7796P 为双列直插 16 脚封装；另一种 TA7796Z 为单列直插 16 脚封装。两种封装电路的性能及电参数完全相同。

TA7796 的电参数：电源电压范围： $4 \sim 16V$ ；静态电流： $6.1mA$ ；电压增益：平直位 $-0.5dB$ ，提升位 $11.5dB$ ，衰减位 $-11.5dB$ ；输出噪声电压 $3\mu V$ ；谐波失真 0.007% 。

两种封装的引脚对照及电压值(电源 $8V$ 下)，见表 1-2。

表 1-2

TA7796P	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
TA7796Z	9	10	11	12	13	14	15	16	1	2	3	4	5	6	7	8
管脚电压 (V)	4.7	3.4	4.7	3.4	4.7	3.4	4.7	3.4	4.7	3.4	4.0	4.0	4.0	8.0	4.7	0

图 1-100 是用专用集成电路 AN7337N 组成的高保真多频率均衡器，该电路内集成了八只运算放大器，除一只用作公用电压放大器外，余下可组成 7 组模拟电感，它的外围电路简单，使用元件较少，性能较好。

电路技术参数为(该电路为松下公司产品)：静态电流： $12mA$ ；电源电压： $\pm 5V$ ；电压增益：平直位 $-0.3dB$ ，提升位 $12dB$ ，衰减位 $-12dB$ ；谐波失真： 0.002% ；最大输出电压($f=1kHz$, $T_{HD}=0.1\%$) $9.5V$ ；最大输出噪声 $31\mu V$ 。

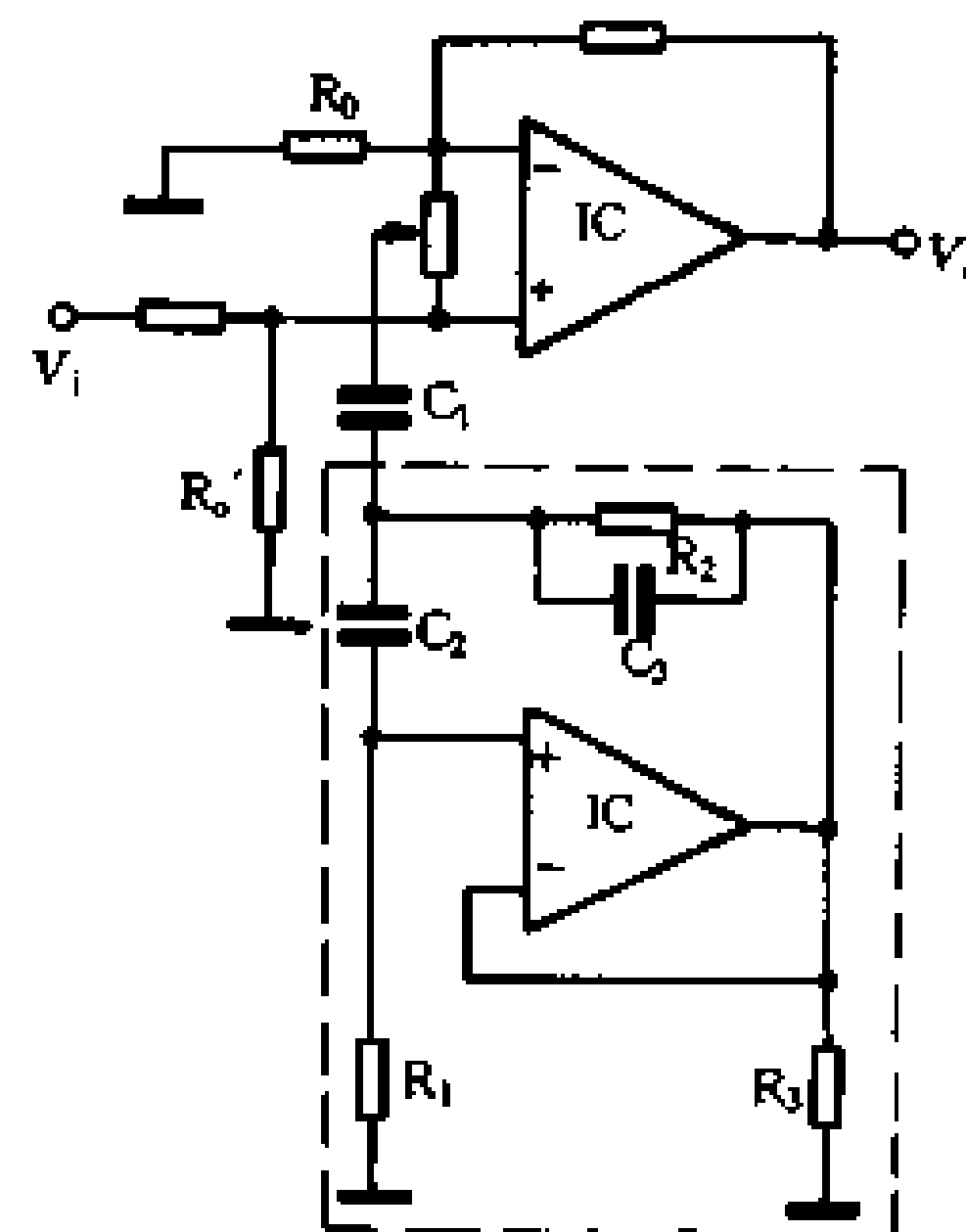


图 1-96 第二种均衡电路

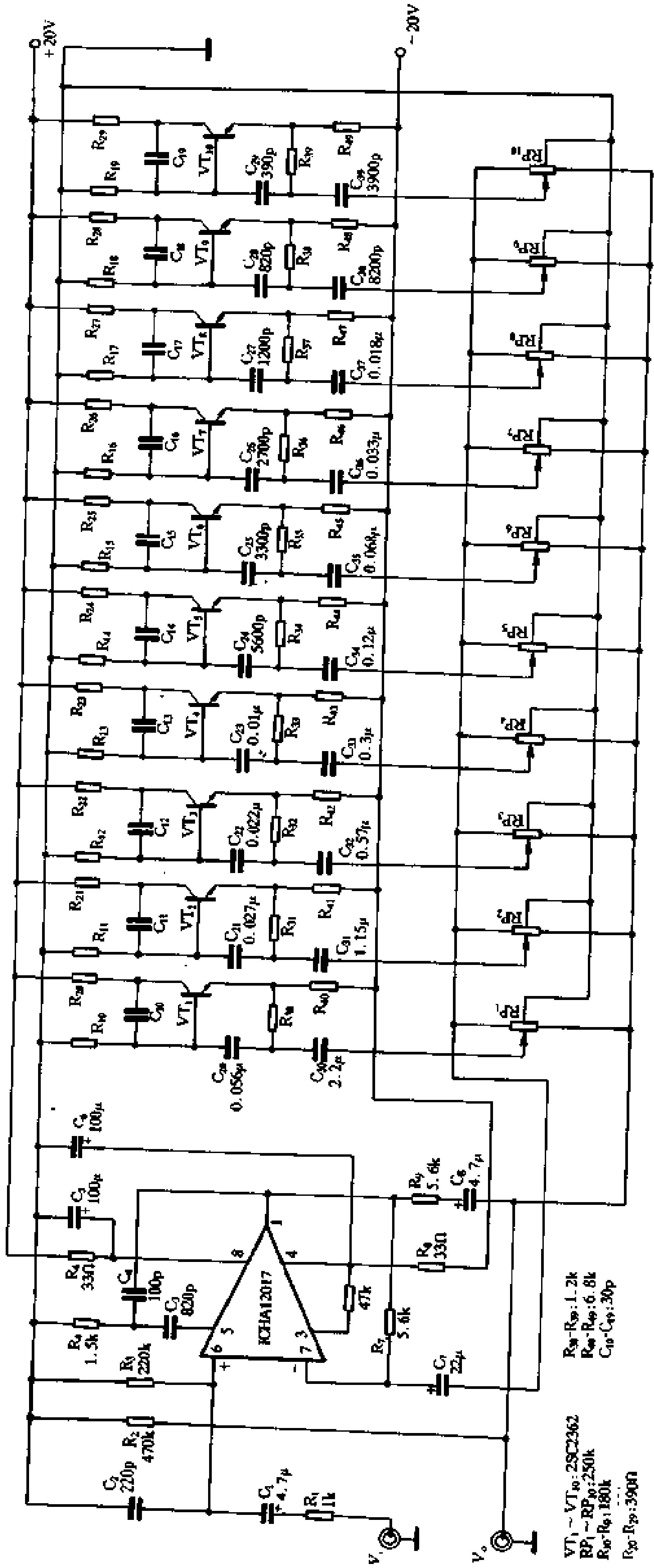


图 1-97 十段频率均衡器

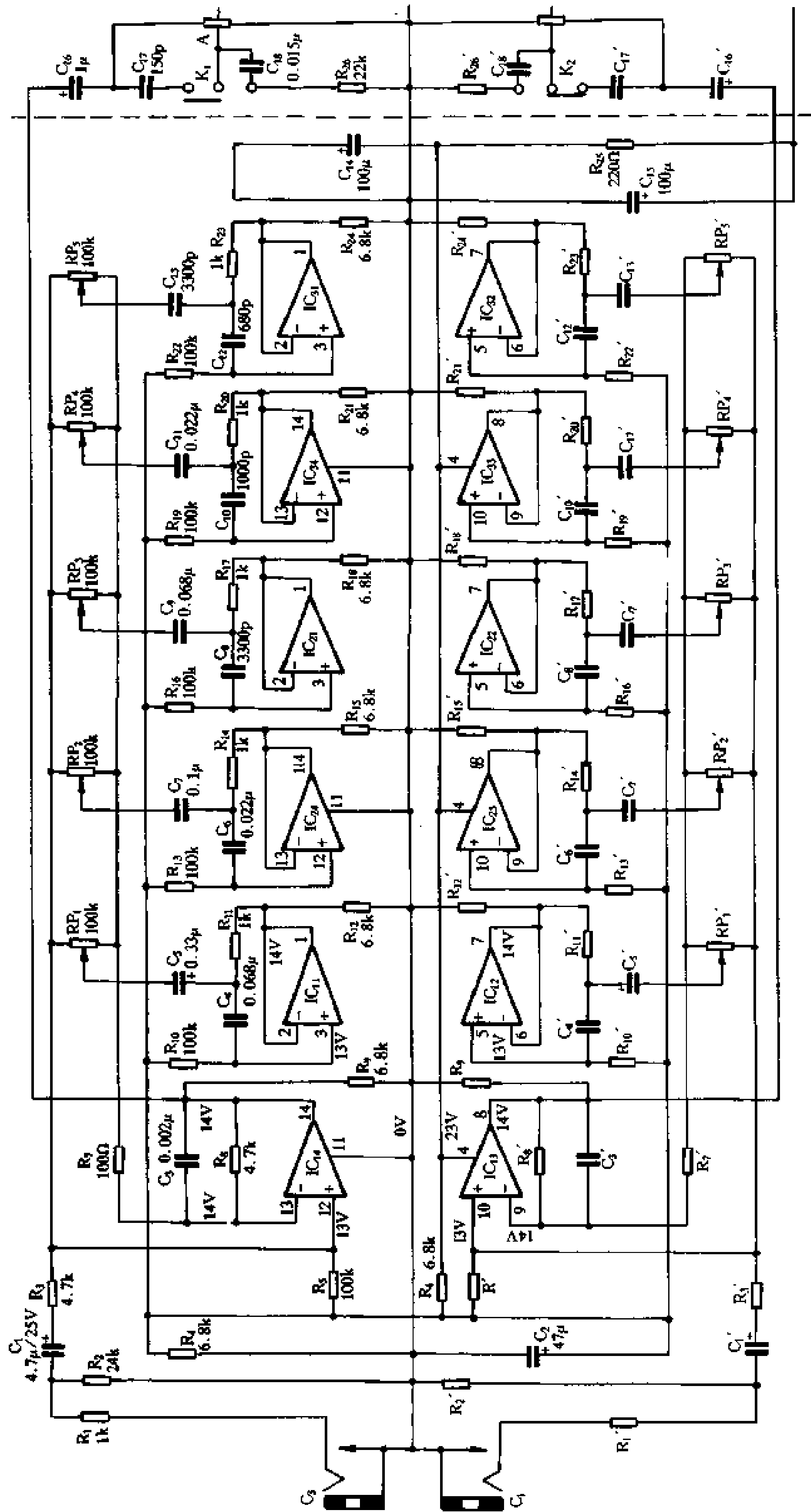


图 1-98 双五段均衡电路

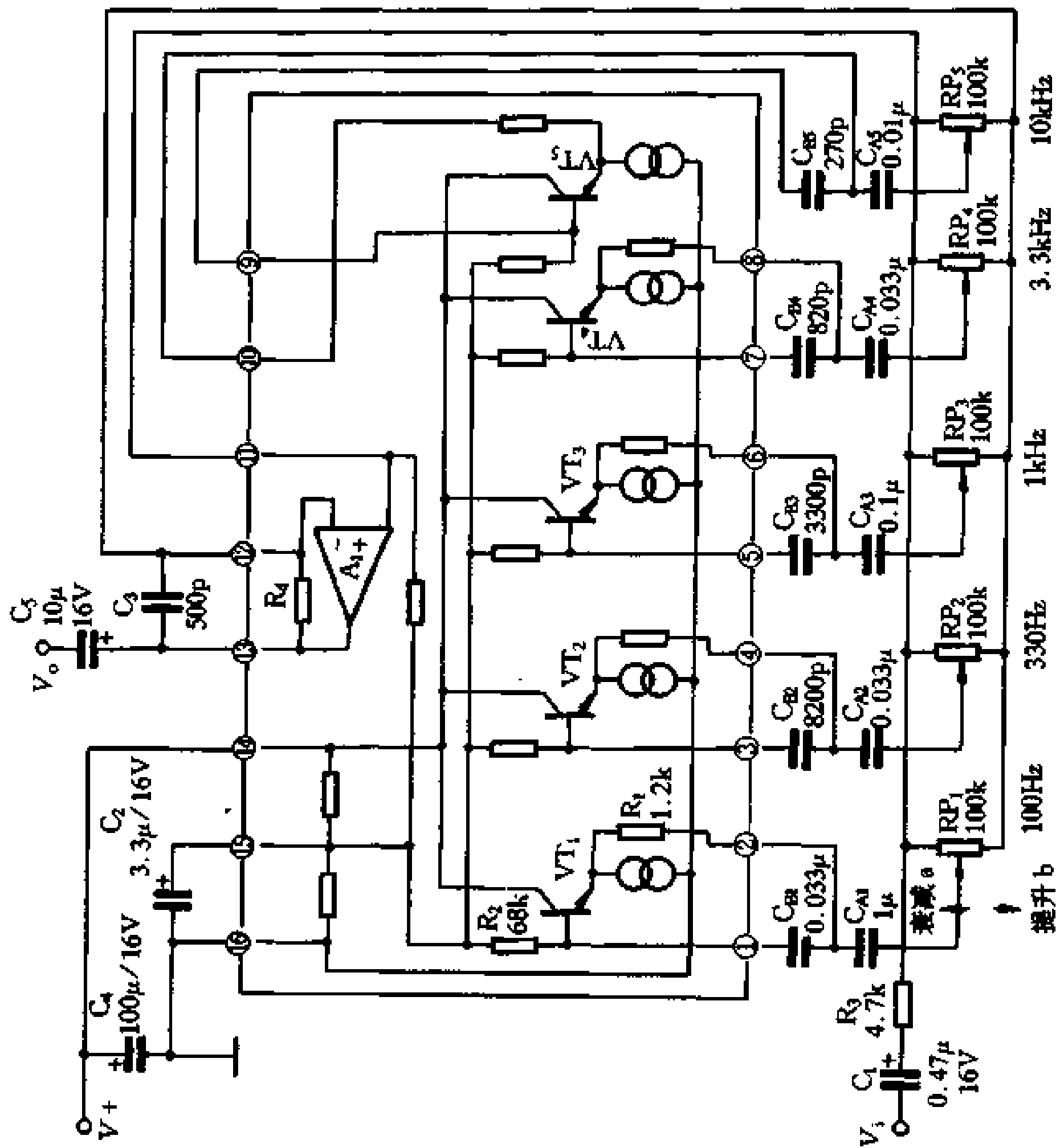


图 1-99 用 TA7796 组成的均衡器

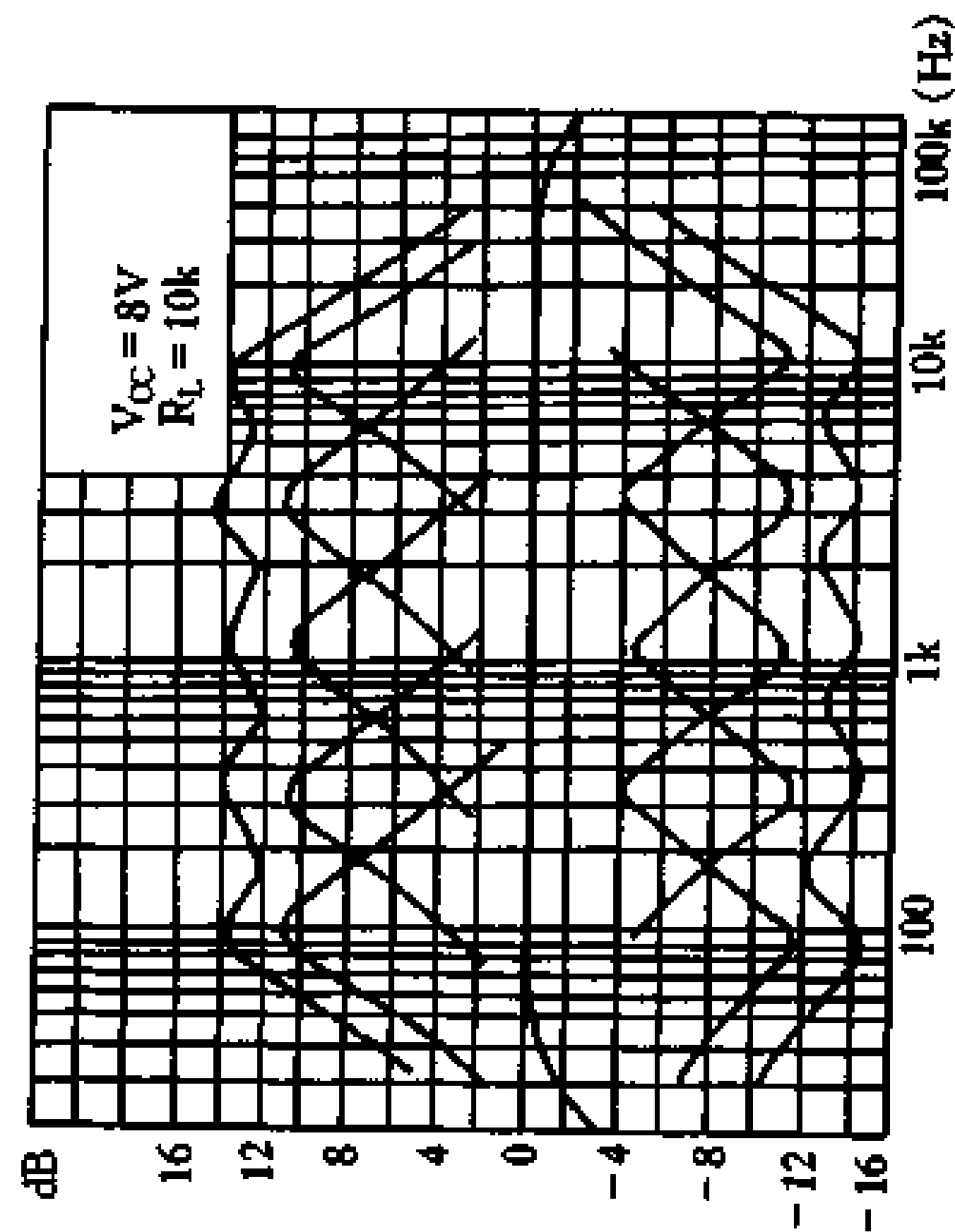


图 1-99 用 TA7796 组成的均衡器

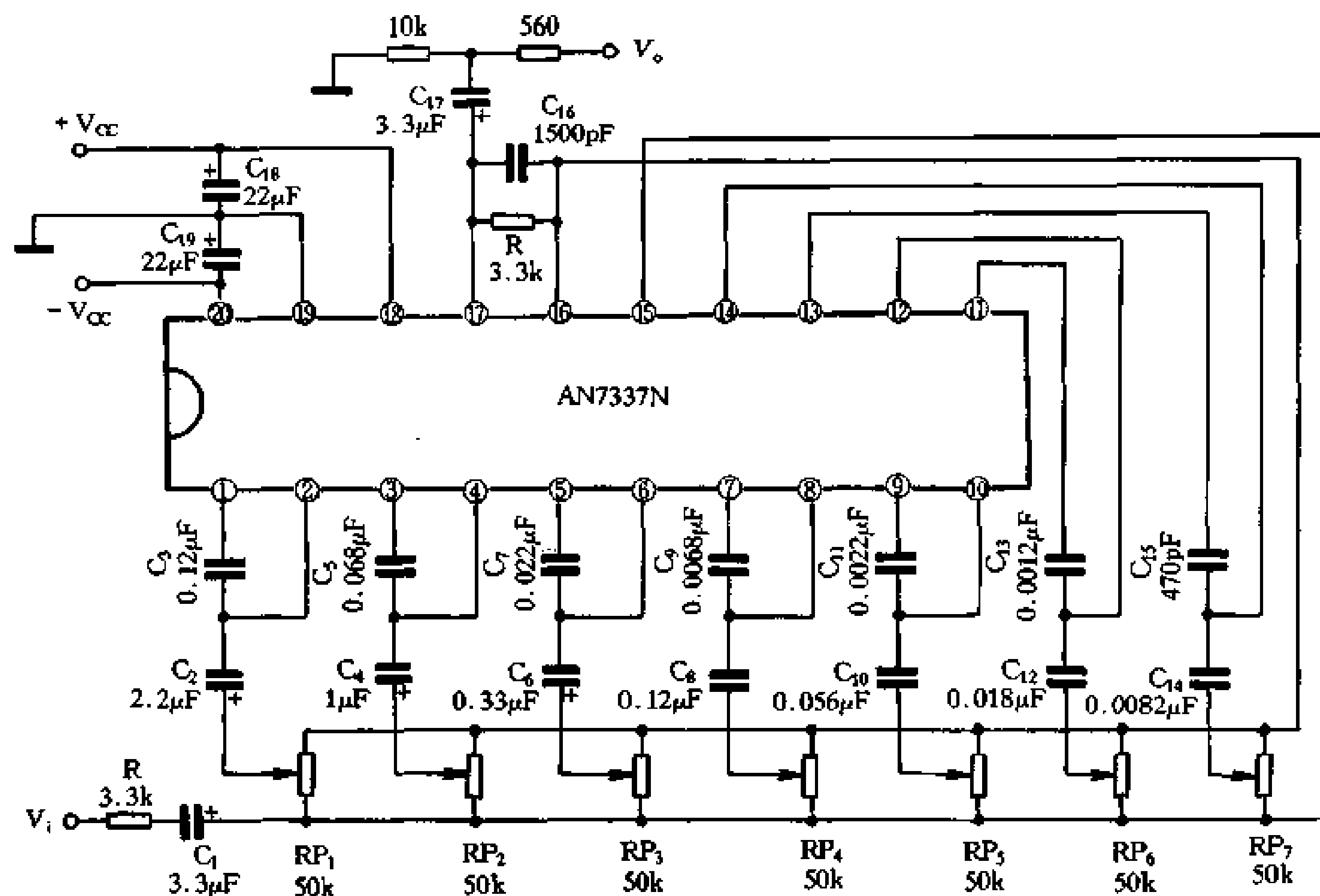


图 1-100 采用 AN7337 的七段均衡器

1.4.4 降噪电路

高保真音响重放技术不仅要求音响设备具有宽频响、低失真和大动态，而且还应有足够大的信噪比，即尽可能低的噪声。

音响设备的噪声来源于几个方面：一是音源的固有噪声，如磁带、唱片由于本身构造所固有的噪声；二是在放音过程中由于磁头、唱针的摩擦振动和传动机构的抖动造成的噪声；三是放大器和电源等混入的交流声。

为了降低噪声，人们在不断地研究和改进音源和放音设备的性能，提高它们的信噪比。而且还通过研究噪声与人耳听觉的关系，提出了多种降低听觉噪声的方案，例如：有采用带通滤波器的静态噪音滤除法，采用可变带通的动态降噪法和采用互补法的杜比降噪法等。

一、静态降噪电路

在放唱片时，会听到一种低沉的“隆隆”声和一种“啞啞”声。这是由传动机构的转动而发出的振动声和唱针在唱片上的滑动而产生的摩擦声。这两种噪声是出现在高频段和低频段，而在中频段则不显著。这是为什么呢？原来这是人耳在听觉上的“掩蔽效应”，即当两个不同强度的声音同时传向人耳时，人们只能听到那个较强的声音，而较弱的那个声音则被掩盖了。研究和实验表明：在中频段，音乐信号对噪声具有很强的掩蔽能力，所以我们听不到噪声，随着频率的升高，掩蔽噪声的能力便愈来愈差。

研究还表明：人耳对噪声的听觉灵敏度要比纯音高 20~30dB，尤其在高频段更为明显，因此降低高频段的噪声对改善信噪比将是十分明显的。

降低高频段噪声的最简方法便是将信噪比差的高频段切除掉。可以设置一个低通滤波器，将高于某一频率的高频噪声予以衰减。为了降低低频噪声，还可以设置一高通滤波器，将低于某一频率的低频噪声予以衰减。

高通滤波器可以用来衰减电唱盘转动的“隆隆”声和由电源串入的 50Hz 交流声，但希望它尽可能地减少对有用低频信号的衰减，所以可以选 60Hz 作高通滤波器的截止频率。

低通滤波器用来衰减唱片的“啞啞”声，还能衰减调频广播节目中的 19kHz 的调频副载波信号。为了兼顾带宽可选 16kHz 作为低通滤波器的截止频率。也可多选几个截止点，根据不同音源选择使用。

在电子分频的放大器中，高、低通滤波器分别设在各自功率放大器之前。两通道的分频点通常设在 5kHz，即低音通道的频率范围为：60Hz~5kHz；中、高音通道的频率范围为：5kHz~16kHz。

在单一通道的放大器中，可根据所需要的高、低频截止频率设置带通滤波器。

高、低通滤波器都为二阶有源滤波器，在截止频率点有 3dB 的衰减，并且具有每倍频程 12dB 的衰减斜率。滤波器在通带内的增益为 1，有平直响应，其特性如图 1-101。

图 1-102 为高通滤波器，在图 (a) 中，若取 $C_1 = C_2$, $R_1 = \frac{1}{2} R_2$ ，则分频点 $f_H = 1/2 \sqrt{2} \pi R_1 C_1$ 。对于图 (b)，若取 $C'_1 = C'_2$, $R'_1 = \frac{1}{4} R'_2$ ，其分频点 $f'_H = \frac{1}{2 \sqrt{2} \pi R'_1 \cdot C'_1}$ 。

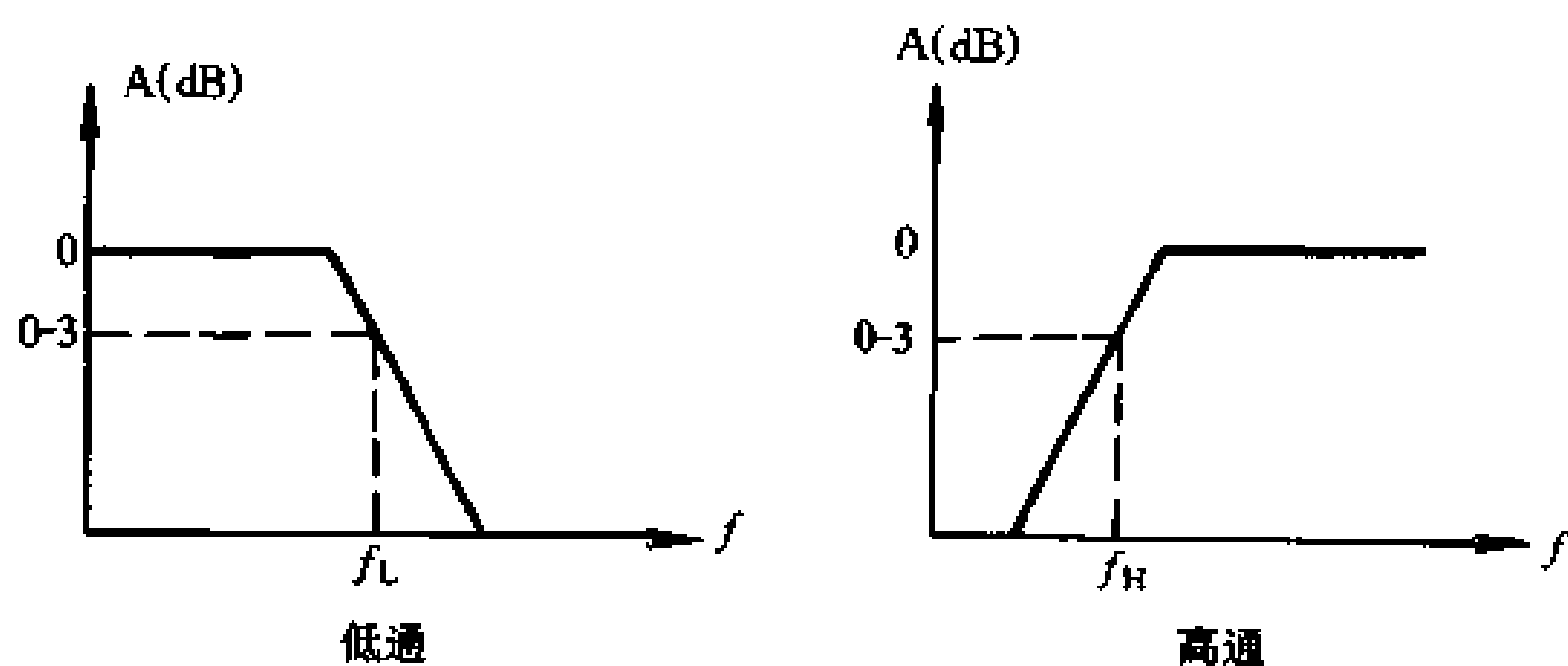


图 1-101 滤波器的频率响应

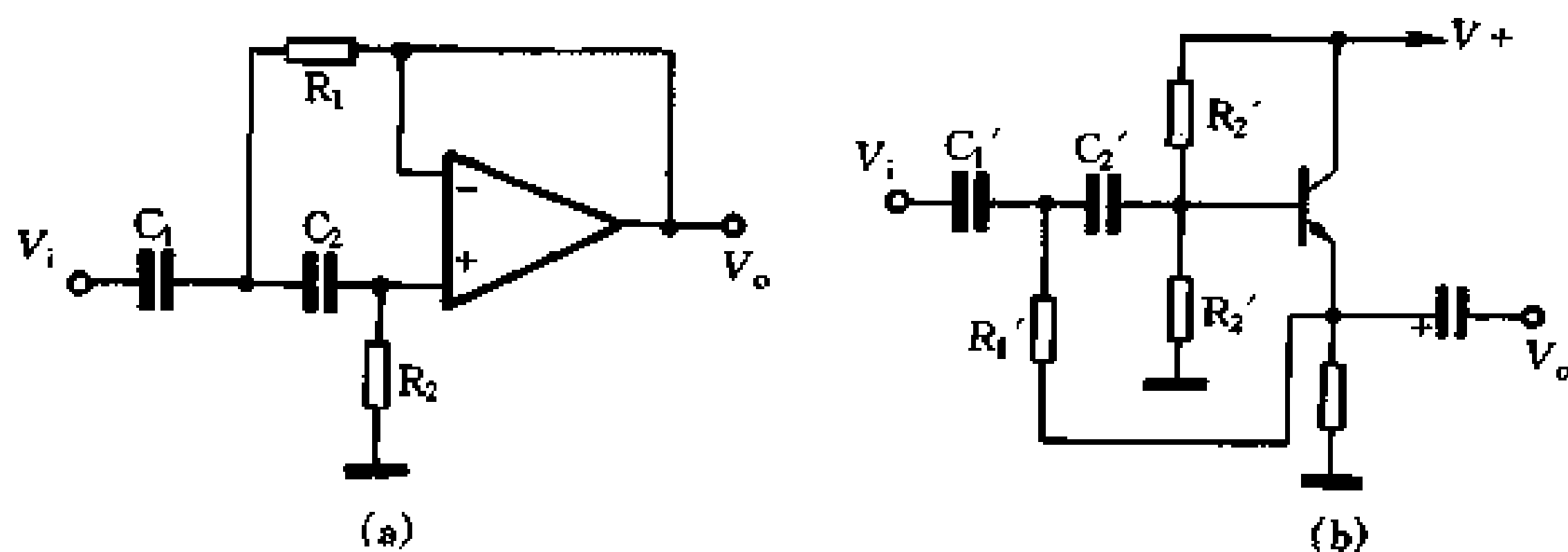


图 1-102 高通滤波器

图 1-103 为低通滤波器，若取 $R_1 = R_2$, $C_2 = \frac{1}{2} C_1$, 则分频点 $f_L = \frac{1}{2\sqrt{2}\pi R_2 \cdot C_2}$ 。可以看出，对这两种滤波器的设计是十分相似的。

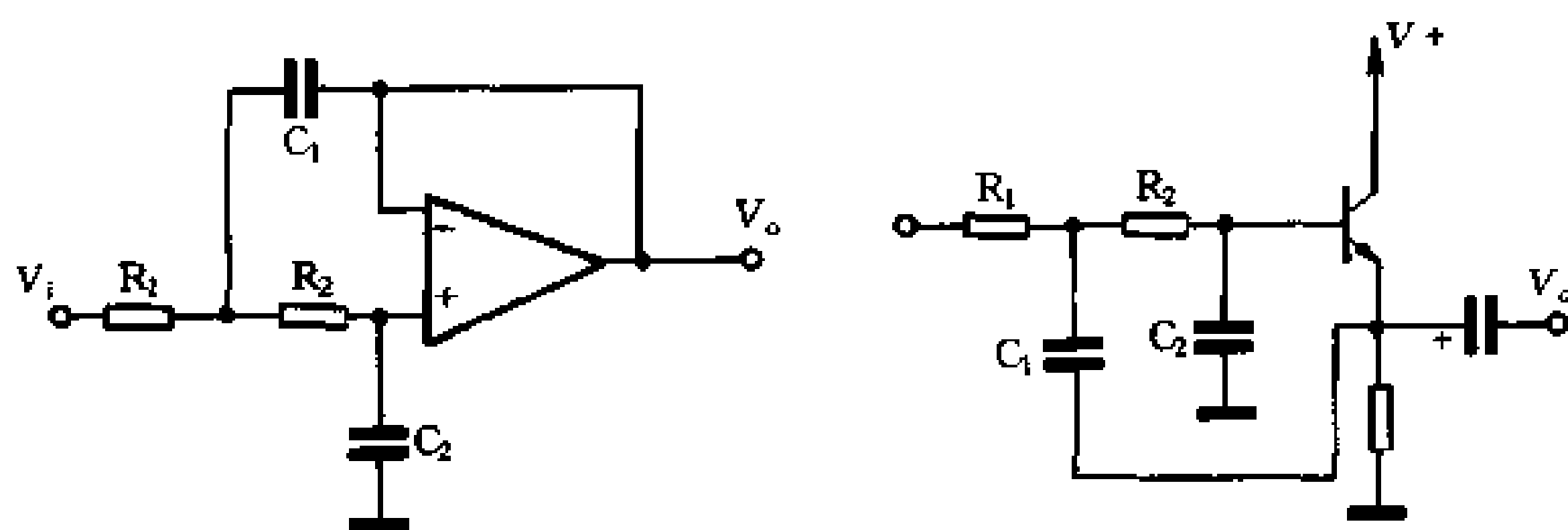


图 1-103 低通滤波器

图 1-104 是用运算放大器组成的实用滤波器。图 1-105 是采用晶体管构成的滤波器。图 1-106 是用于单一通道的带通滤波器， $f_H = 50\text{Hz}$, $f_L = 13\text{kHz}$ 。

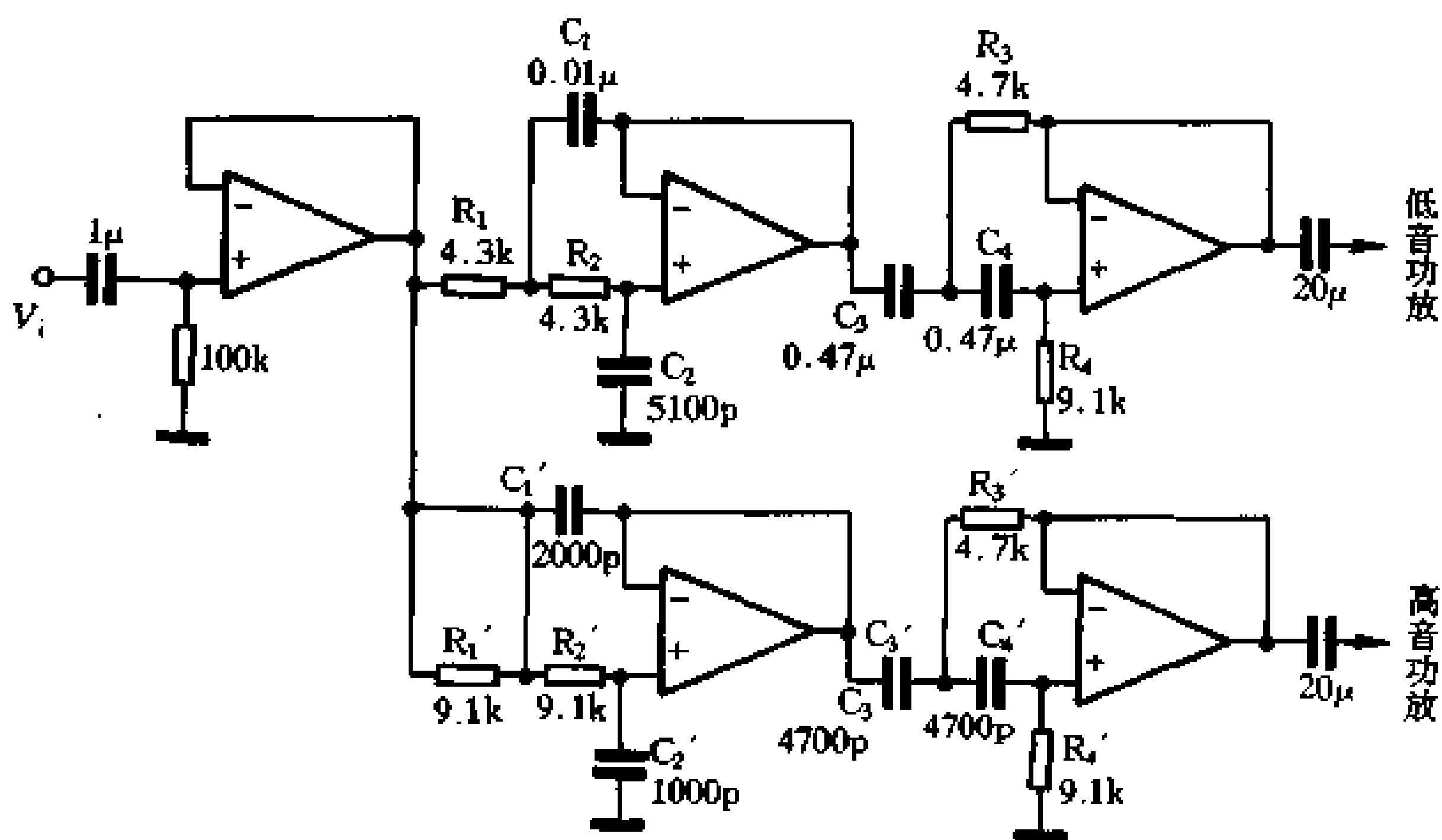


图 1-104 运算放大器组成的滤波器

二、动态降噪电路

动态降噪器是利用信号中的高频成分来控制一个低通滤波器的带通，信号的频率越高、幅值越大，低通滤波器的带通就越宽。这时信号是在无损失的情况下通过滤波器，尽管此时对人耳最敏感的(2~10)kHz的噪声也通过去了，然而由于信号较强将噪声掩蔽而使人耳听不到。当信号中的高频成分频率降低和幅值减小时，低通滤波器的带通随之变窄，这时对信号的损失并不大，但噪声却被抑制了。当无信号或信号中无高频成分时，低通滤波器的带通变得很窄，(2~10)kHz的噪声被低通滤波器全部“堵截”，我们几乎听不到任何噪声了。

动态降噪器的典型代表是由美国国家半导体公司最先研制成功并加以集成化的 LM1894 (见表 1-3)，它的原理如图 1-107。图中上部为左、右相同的两个主信号通道，左、右信号分别由 13、2 脚输入并经降噪处理后由 11、4 脚输出。输入与输出之间的 A_1 、

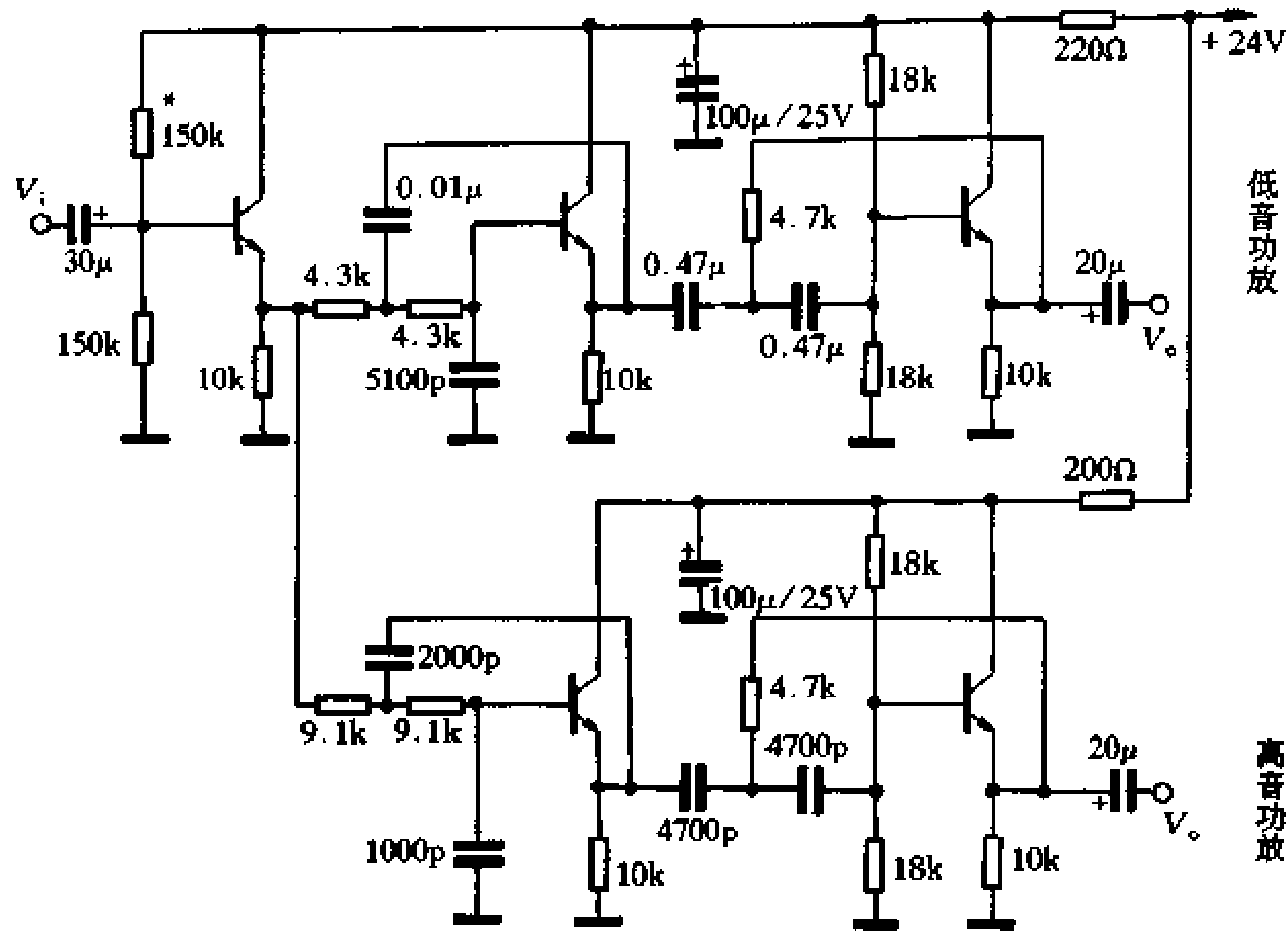


图 1-105 晶体管组成的带通滤波器

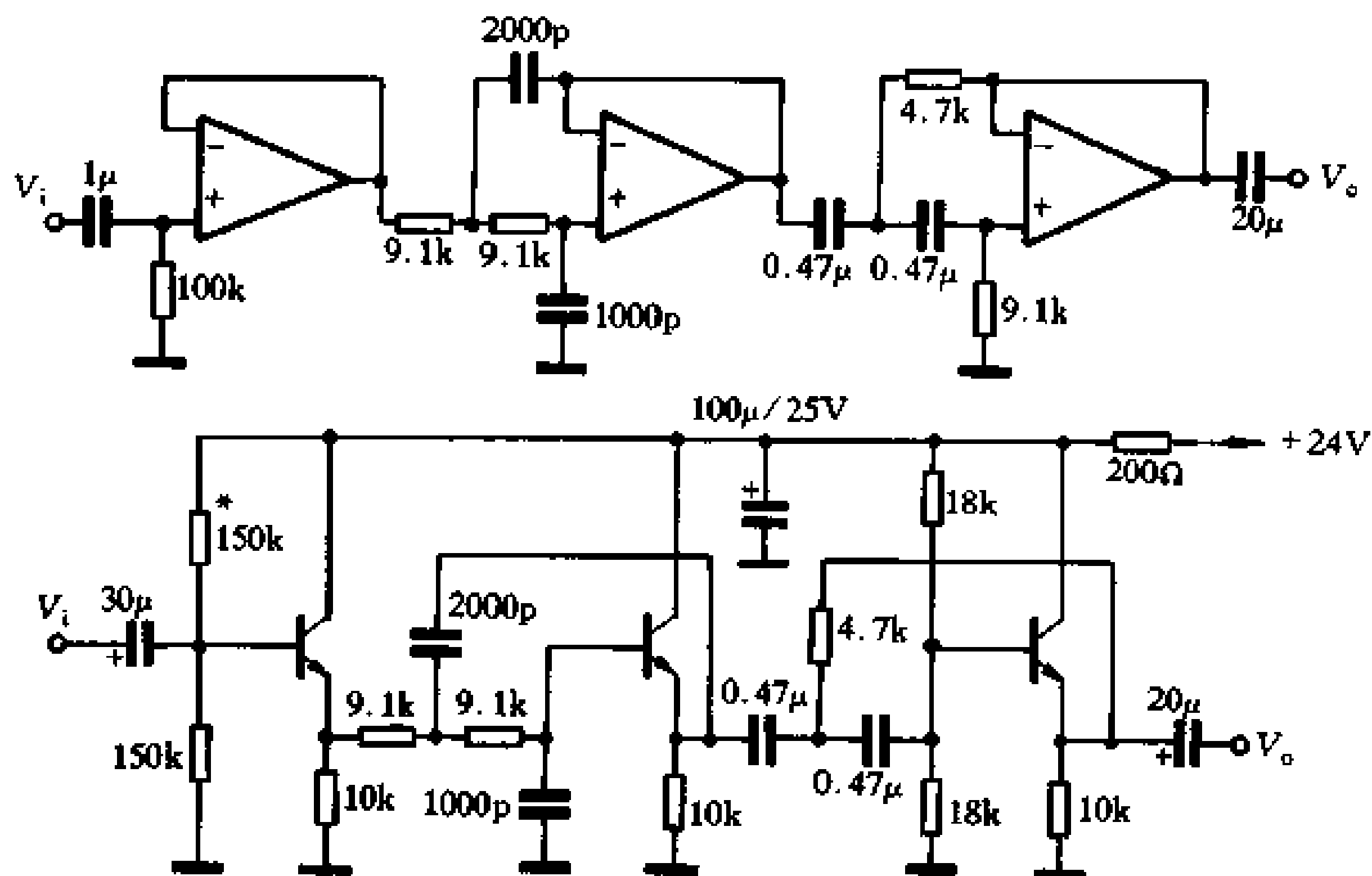


图 1-106 带通滤波器

A_2 构成增益为 0dB 并受副通道控制的可变带通低通滤波器。

图中下部为副信号控制通道，这里左右共用一个控制通道，有利于简化电路。

左右输入信号先在加法器 A_3 中混合成一路，再经副信号放大器 A_4 放大和 A_5 、VD 组成的峰值检波器检波后在 10 脚上获得一个直流控制电压，然后由内设的电压/电流 (V/I) 转换器变成直流控制电流加到 A_1 去改变主通道带宽。按降噪器设计要求，输入信号中的高频成分越丰富，直流控制电压越大而转换成的直流控制电流越小，相应的主通道的带宽越宽。具体地说，控制电流每减小 $1\mu A$ ，带宽增大 27Hz。反之，当输入信号中的高频成分越少，主通道的带宽越窄，一般为 800Hz~1.1kHz。

表 1-3

DNR 降噪系统集成电路 LM1894 主要特性参数

(输入 300mV、1kHz 信号, $T=25^{\circ}\text{C}$)

参 数	测试条件	最 小 值	典 型 值	最 大 值	单 位	
电源电压		4.5	8	18	V	
电源电流	$V_{cc}=8\text{V}$		17	25	mA	
主 通 道	电压增益	⑨脚直流接地	-1	0	+1	dB
	最小带宽	⑨脚交流接地	675	965	1400	Hz
	最大带宽	⑨脚直流接地	27	34	46	kHz
	谐波失真	⑨脚直流接地		0.05	0.1	%
	允许最大输入	⑨脚交流接地		1		V
	输入阻抗	②脚、⑬脚	14	20	26	k Ω
	降噪效果	CCIR 计数		-10	-14	dB
副 通 道	加法器电压增益	双路驱动	-1	0	+1	dB
	放大器电压增益	⑥脚到⑧脚	26.6	27.6	28.5	dB
	峰值检波器电压增益	⑨脚到⑩脚	29.5	30.4	31.1	dB

副信号通道控制特性对降噪器的性能有很大影响。副通道的幅频特性主要由 5、6 脚和 8、9 脚间外接 R、C 元件决定。其中 C_5 、 RP_1 组成 1.6kHz 的高通滤波器, 以免控制通道受到输入信号中高电平低频信号的幅度调制, 使降噪器失控。另外 C_6 与 A_4 的输入电阻、 C_8 与 A_5 的输入电阻又构成两个截止频率在 5kHz 上下的高通滤波器, 结果使副通道综合幅频特性如图 1-108 实线所示。可见, 副信号输出与输入信号不是简单的成正比关系, 而是有一种频率计权(俗称加重)作用。从而对人耳最灵敏和噪声分布比较集中的 2~10kHz 频段, 一旦有足够的掩蔽电平就能使控制信号有较大的输出, 从而展宽主通道带宽, 保证高频成分顺利通过。

图 1-109 是 LM1894 的一组频响曲线。它是这样测出的: 断开 C_6 , 从 6 脚分别输入幅度为 2mV, 频率分别为 100Hz、500Hz、1kHz、5kHz、8kHz 的五个信号作为参变量(代表音乐信号中对通带起控制作用的信号)。对应每一个参变量测一次主通道的频响曲线。可以看到参变量为 8kHz 时, 主通道的带宽为 20kHz, 而参变量为 100Hz 时, 主通道的带宽还不到 1kHz。从曲线也可以看出, 动态降噪电路是利用信号中的高频信号控制主通道的带宽来实现降噪的。

当然这种电路也有一定缺点, 当信号中的高频成分与噪声电平相比不够强时, 通带不能展宽, 造成低电平的高频成分也被衰减, 从而引起一定的频率失真。但是人耳对程度不

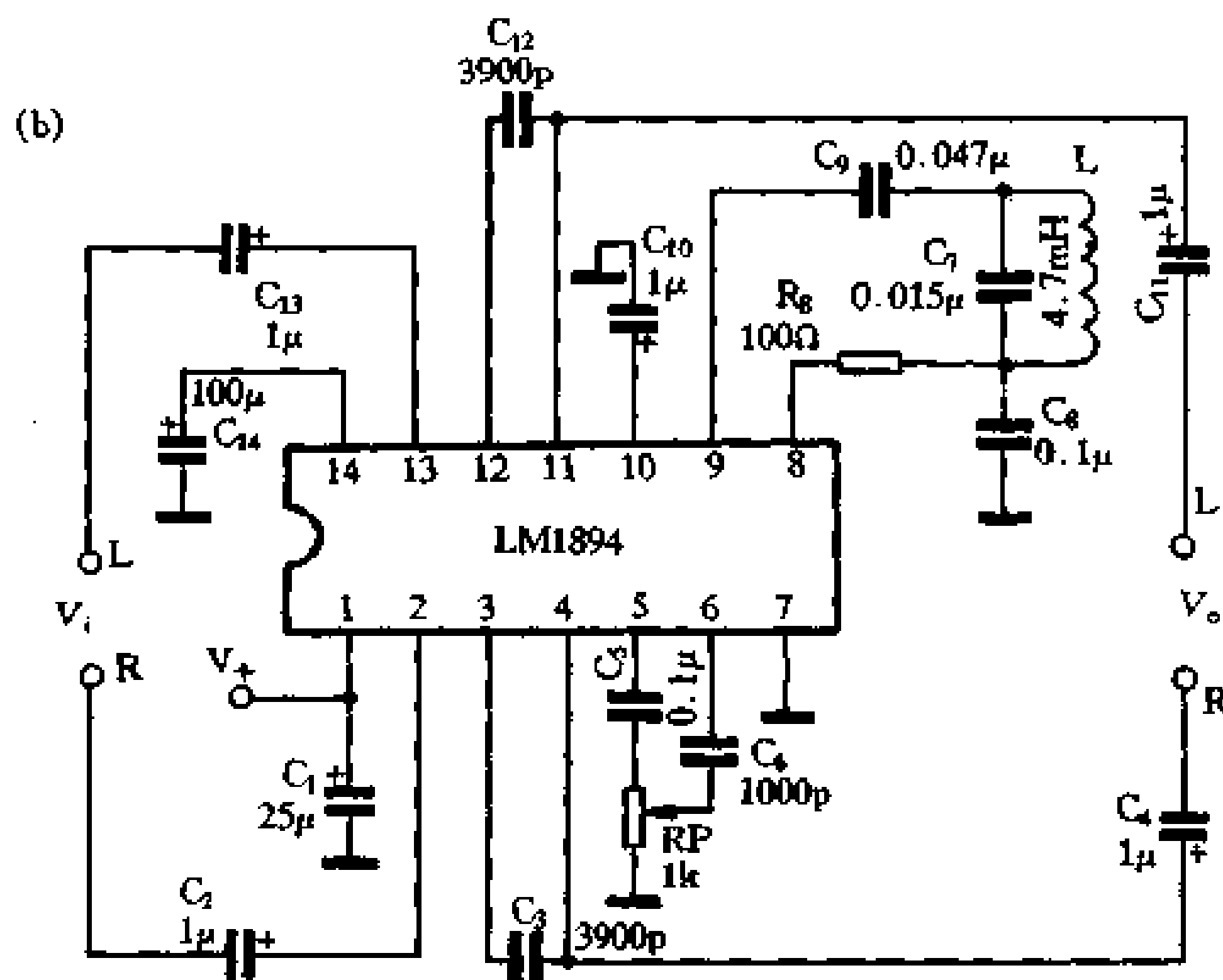
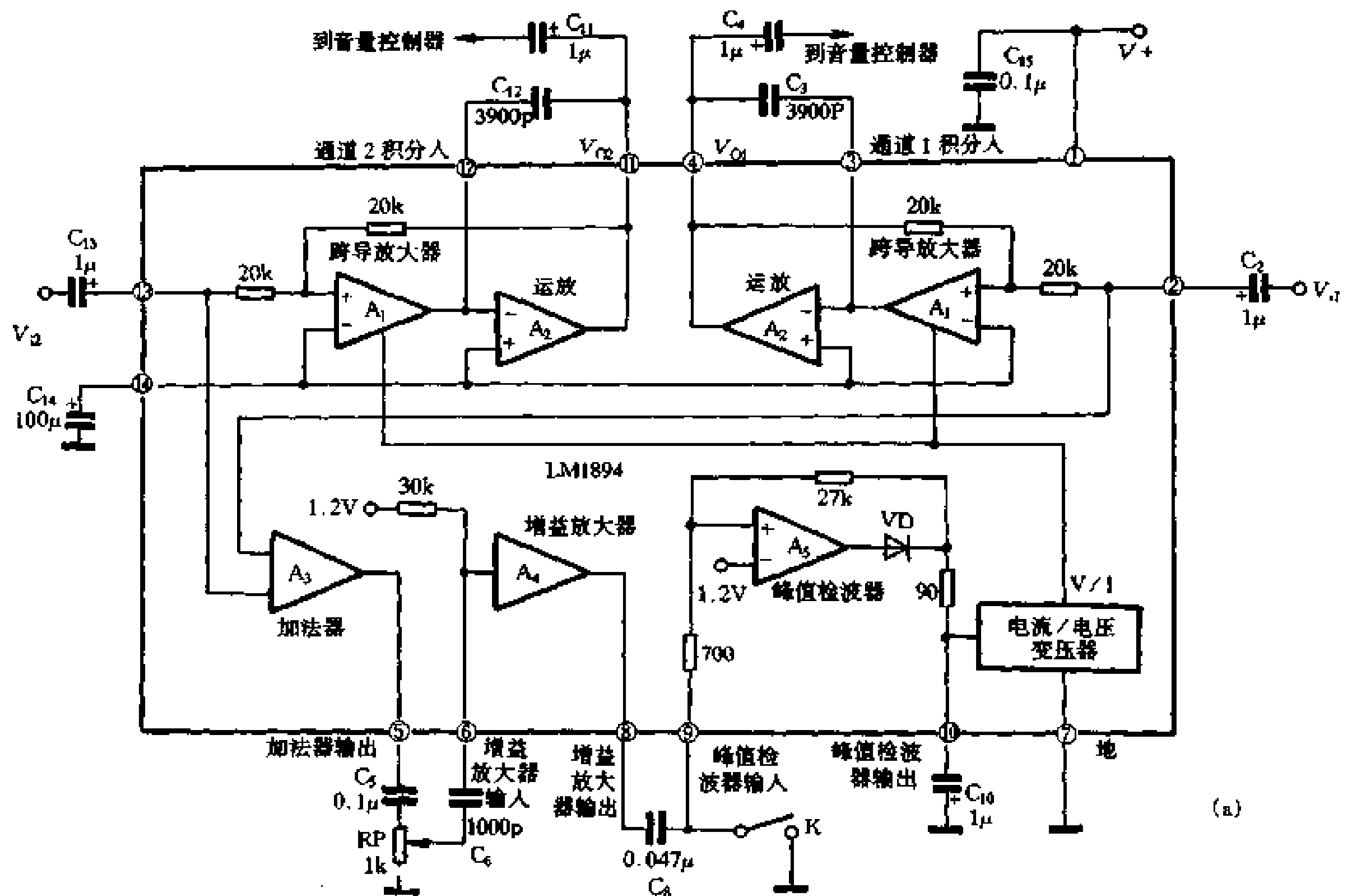


图 1-107 LM1894 原理及应用

大的频率失真是很迟钝的，对噪声却很敏感，所以，可以说动态降噪电路是以难以感觉的频率失真换取了信噪比的明显提高。

LM1894 的应用电路如图 1-107 (b)所示。使用 LM1894 动态降噪电路应当注意的是：降噪电路必须放在音调、音量控制级的前面，否则音调、音量的变化会影响动态降噪电路的调整。电路的调整方法是：用一盘录过音但又被抹过音的磁带放音(0dB 磁平磁带)。先

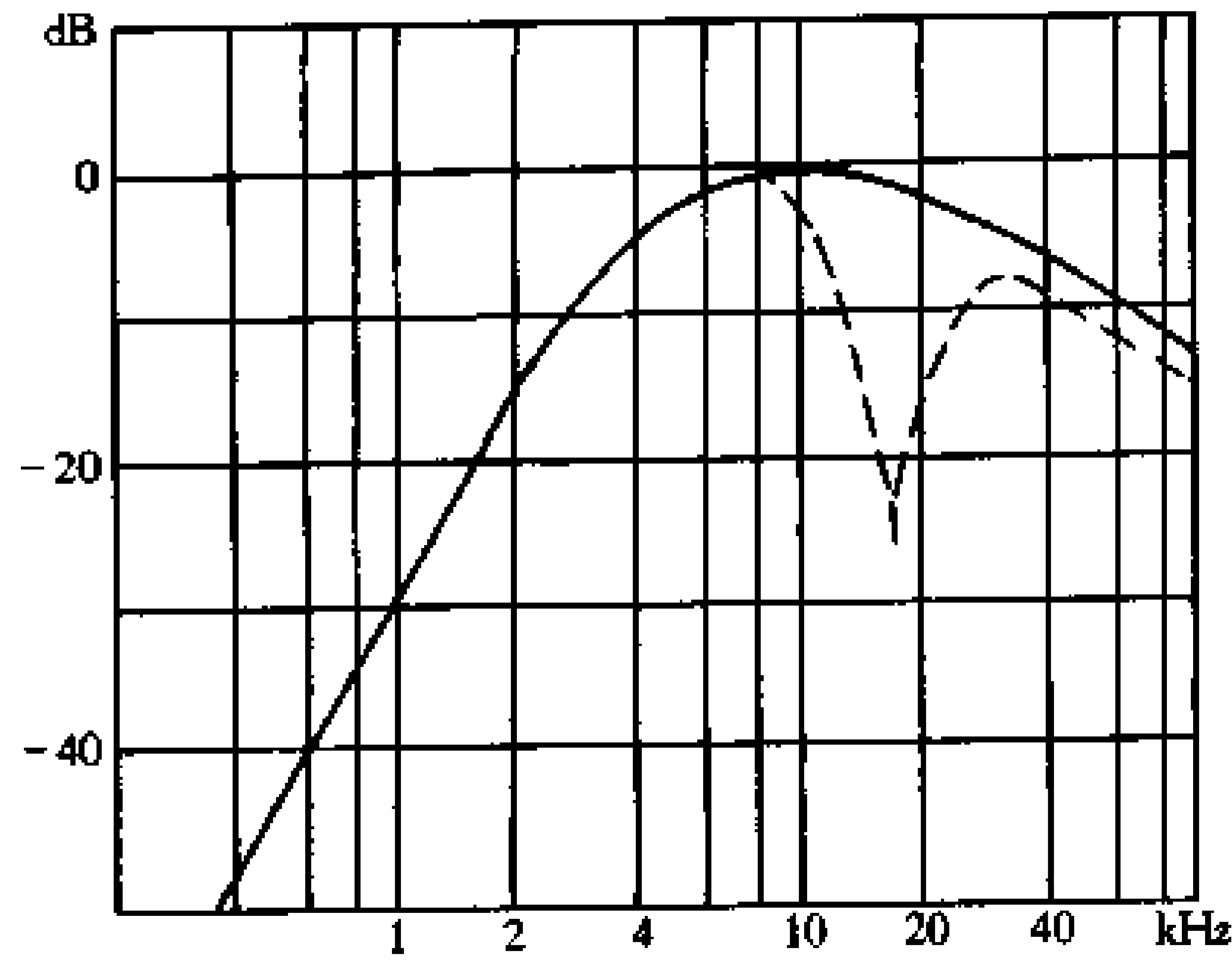


图 1-108 副通道综合幅频特性

将 K (见图 1-107(a)) 合上, 此时相当于降噪电路的通带展宽。把放大器的音量开足, 高音提到最强, 低音衰减到最弱, 扬声器中发出明显的噪声。再将 K 断开, 将灵敏度电位器 RP 调到使滑动臂接地的位置, 这时降噪电路的通带最窄, 噪声明显降低。慢慢调整 RP 直到扬声器中噪声刚刚明显增大时为止。此时可对降噪效果进行一次测量: 将 K 合上后测量一次扬声器两端的噪声电压, 将 K 断开后再测一次, 把两次所测电压数值相除并换算成分贝数, 这个分贝值就是降噪效果。一般应为 10dB 左右。灵敏度电位器 RP 的调整是十分重要的。灵敏度调得过高, 小信号也能使通带变宽(例如像磁带的本底噪声), 降噪电路不起作用; 反之, 如灵敏度太低, 则强度较弱的高频信号不能使通带展宽, 造成频率失真过大。灵敏度电位器应反复调整, 直到满意为止。

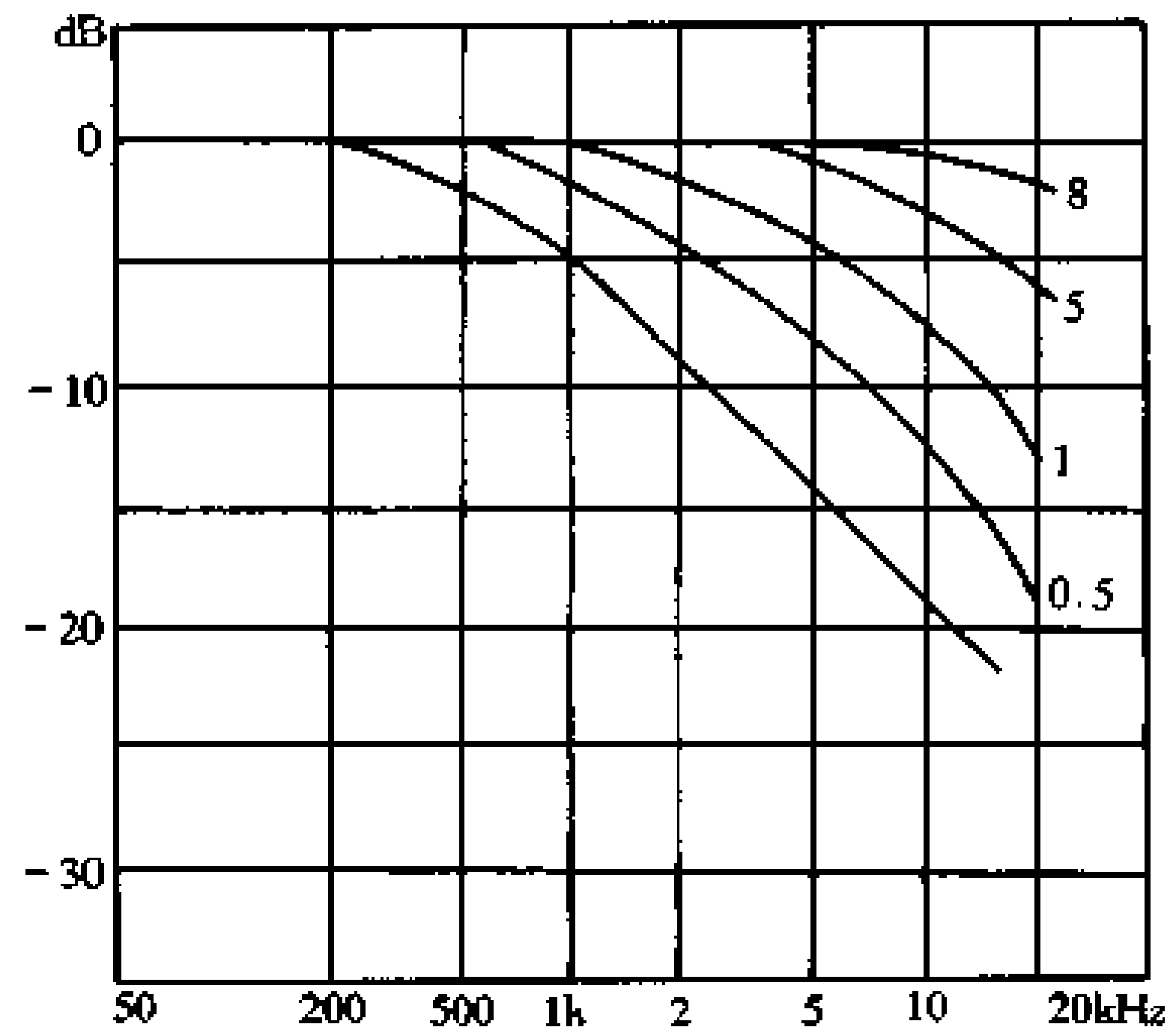


图 1-109 LM1894 频响曲线

三、杜比降噪电路

杜比降噪电路因为是英国人杜比博士所发明而得名。它是专为降低录音磁带的噪声而设计的, 它是采用录放音过程中的互补作用和利用人耳听觉的掩蔽效应而达到降噪的。在低频段由于信号对于噪声的掩蔽作用使噪声的影响较小; 在中、高频段, 由于人耳对噪声最为敏感, 所以采用录放音互补作用来降低噪声。具体方法是: 在录音过程中, 若信号电平很低, 则对录音信号中的中、高频段进行较大的提升; 信号电平较低时, 则对其作少量提升; 对较高电平则不予提升(最大提升量一般不超过 10dB)。在磁带重放时, 则把在录音过程中所提升的中、高频部分进行衰减, 提升较大者作较大衰减, 提升较小者作较小衰减, 未提升者不予衰减, 这就是所谓的互补作用。经过互补处理, 在放音中最后得到的是

和原信号基本相同的一条平坦的频响曲线。但是，信号中的噪声却因被衰减而几乎听不到了。

杜比降噪系统根据其性能分为 A、B、C 三种形式。A 型电路能降低整个音频范围内的噪声，降噪效果明显，但电路结构复杂，价格最贵，只用于专业录音；B 型电路为普及型电路，适合民用，可降低磁带在中、高频段的噪声 10dB，由于电路简单，且都已集成化，故被广泛采用；C 型电路在全频带内可取得 20dB 的降噪效果，并且已实现集成化，正在被普遍采用。

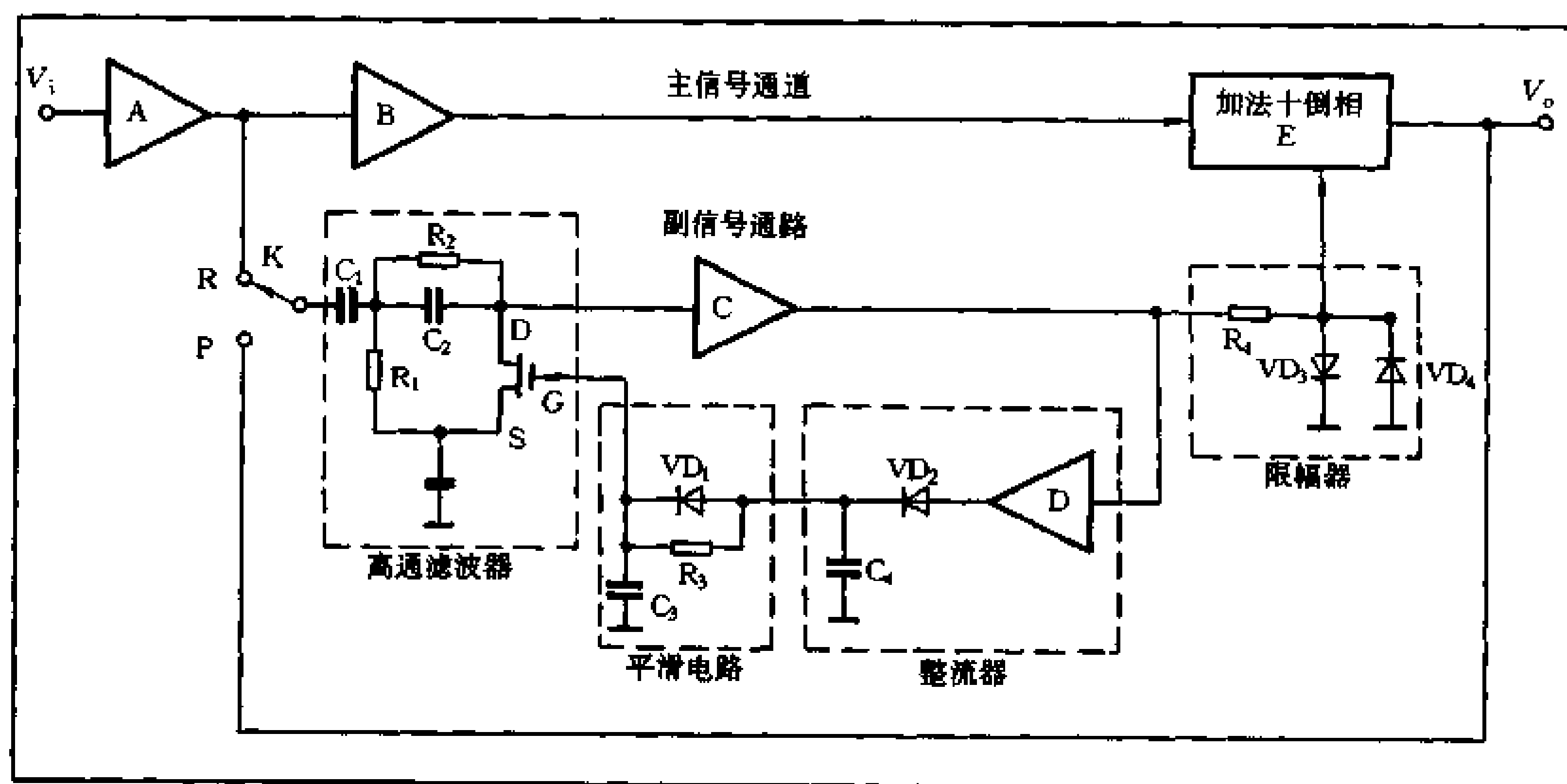


图 1-110 杜比 B 降噪工作原理

杜比 B 型降噪电路的工作原理如图 1-110。在录音时，输入信号分成主信号和副信号两路。主信号通路的输入和输出呈线性关系，输出后送入加法器 E 的一个输入端。副信号通路中的信号经过录/放开关后，送到压控可变高通滤波器，该滤波器只对低电平的中、高频信号给予提升，而且电平越低，提升量越大。经过滤波器处理过的信号再由 C 进行放大，并经限幅器去掉瞬态过冲后送到加法器 E 的另一端，两路信号相加后输出作为录音信号。其录音特性如图 1-111。可见，高于 500Hz 的低电平信号得到提升，最大提升量 ($f = 5\text{kHz}$, $V_i = -40\text{dB}$) 为 10dB。

杜比系统录音时的特性

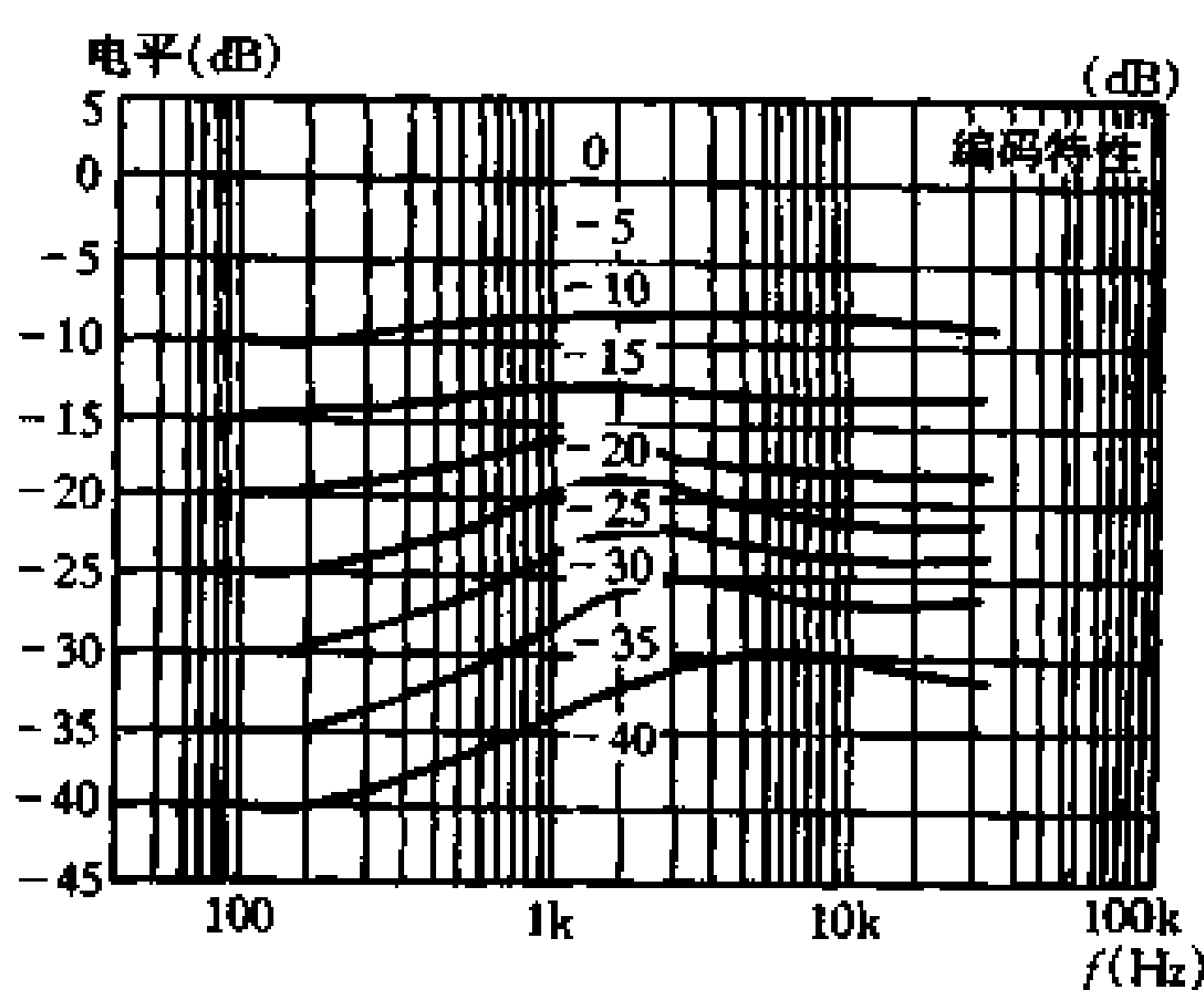


图 1-111 杜比 B 的录音特性

压控可变高通滤波器由 C_1 、 C_2 、 R_1 、 R_2 和场效应管组成。控制场效应管的栅极电压，就能改变其漏源电阻 R_{DS} ，使 R_{DS} 与 C_2 所构成的高通滤波器的转折频率和传输系数改变。场效应管的栅极控制电压由整流放大器、整流器、平滑电路除去脉动成分后供给。 R_1 、 C_1 组成的高通滤波器的转折频率为 1.5kHz，只允许中、高频信号通过。当输入信号

的中、高频电平很低时， R_{DS} 很高，滤波器的衰减量很小，同时转折频率向低端移动。中、高频小信号能顺利通过副信号通道，使输出的中、高频信号得到提升；当信号中的中、高频电平较高时， R_{DS} 下降，滤波器的衰减量增大，转折频率向高端移动，副通道的信号输出就会减小，电路对输入信号的提升量也减小。如果输入信号达到杜比电平或超过时，场效应管上的控制电压很大， R_{DS} 几乎为0，副通道的输出也近于0。电路对中、高频大信号没有提升作用。另外，当高电平输入信号的频率接近滤波器的转折频率时，滤波器的转折频率会自动升高，从而避免了噪声调制。

整流后所加的平滑电路目的是使时间常数能够适应各种信号电平变化速率。 R_3 、 C_3 、 VD_1 组成平滑电路。当信号电平变化量小而缓慢时， VD_1 处于截止状态， R_3 、 C_3 的时间常数较大($>100ms$)；信号电平变化大而急剧时， VD_1 导通，时间常数减为 $1\sim 2ms$ 。因此使信号电平上升迅速而恢复缓慢，使电路既能跟得上快速变化的信号，又不会在信号消失后产生吹风声。但对于大幅度的瞬变信号，此电路仍会有一些过冲，因此在放大器C后，再加入一个由 VD_3 、 VD_4 组成的非线性限幅器，进一步减小输入大信号突变时产生的过冲现象。

放音时，因K接到P点，由限幅器输出到加法器的信号多一次倒相，与直接输入的信号相位差 180° ，所以两路信号在加法器中反相相加，衰减去录音时所提升的分量。放音特性如图1-112。由图可见，录、放特性是互补的，总的频响曲线是平坦的。

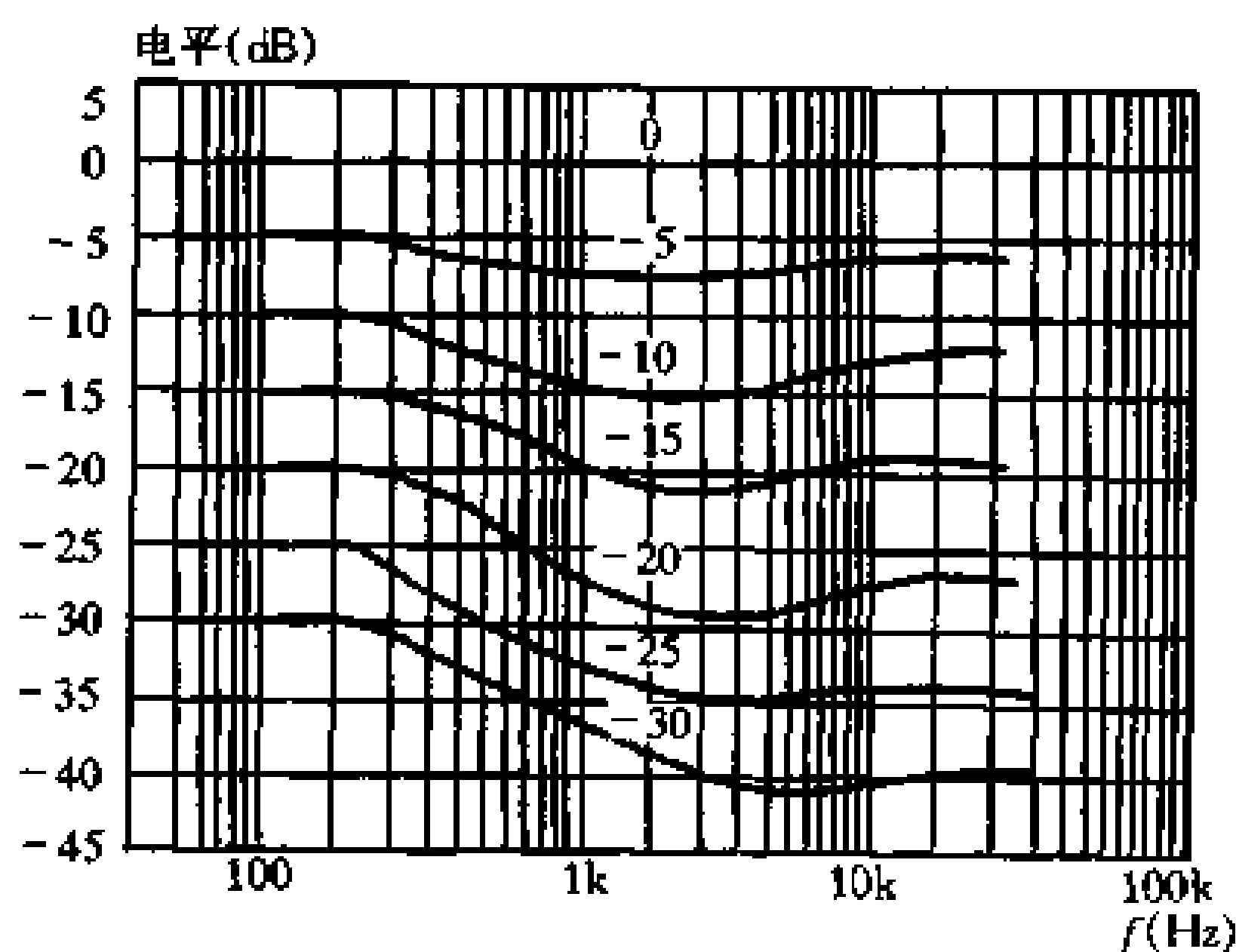


图 1-112 杜比 B 的放音特性

集成化的杜比降噪电路种类很多，如：美国国家半导体公司的 LM1131，日本日立公司的 HA12045/HA12046/HA12047/HA12058/HA12091，东芝公司的 TA7770，飞利浦公司的 NE657，三洋公司的 LA2746，索尼公司的 CXA1100/CXA1101/CXA1102/CXA1163 等。

1.4.5 音色处理电路

一、电子混响电路

通常我们所听到的声音主要是由声源发出的直达声和由环境的单次和多次反射声混合而成的。显然，直达声到达人耳所需的时间最短，单次反射声则稍滞后于直达声，而多次

反射声由于经多次反射则落后更多。因此，当声源停止发声后，我们仍然可以听到它的余音。我们把经多次反射而形成的连续不断的余音称为混响声，而把在声源停止发声后声压降低 60dB 所需的时间称为混响时间。

由混响的形成可知，家庭中的狭小环境不可能满足形成混响的条件，因此人们想到了采用电子延时的方法实现混响。目前，电子混响有模拟混响和数字混响两种方法。

1. 模拟电子混响

电子混响的关键是如何形成反射回声，如果我们从输入信号中取出一部分，经电子延时后形成的模拟反射声与主信号混合后便形成了电子模拟的混响声。为了取得更长的延时效果，还可将混响的输出信号再次反馈到输入端。如图 1-113。

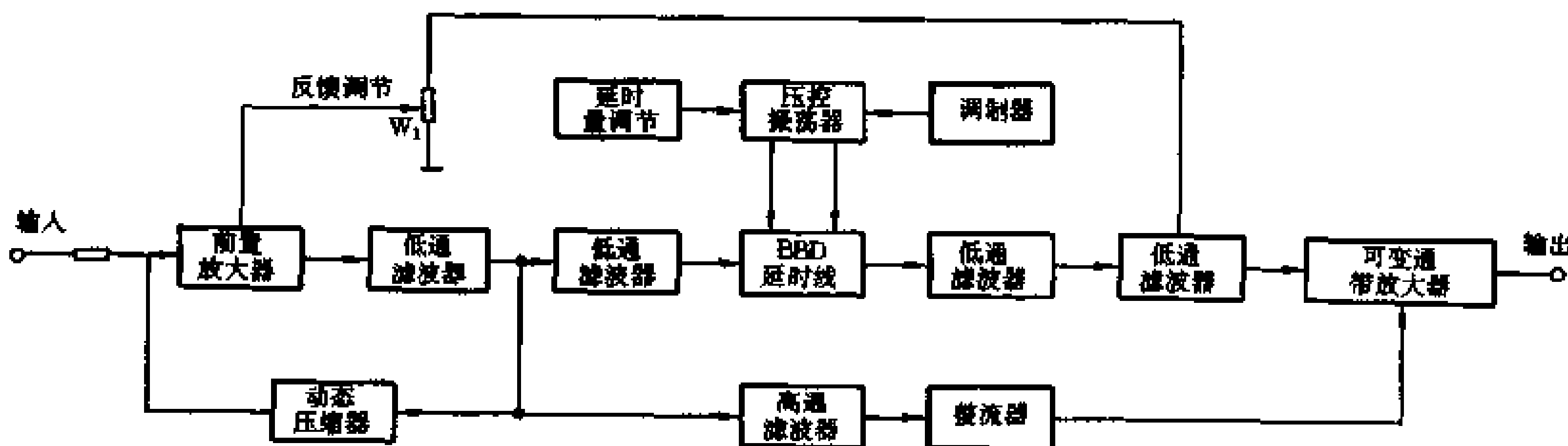


图 1-113 模拟电子混响原理

在模拟电子混响电路中，电子延时是采用一种称为 BBD 的电子器件。它是一种由电荷耦合的模拟移位寄存器。在 BBD 器件内，集成了大量的高精度存储电容器和控制这些电容充、放电的电子开关，这些开关是用场效应管构成的。在外加采样脉冲的控制下，这些电子开关不断被打开和关闭，对输入信号进行取样存储(脉冲的正半周)和向下一级转移(脉冲的负半周)。

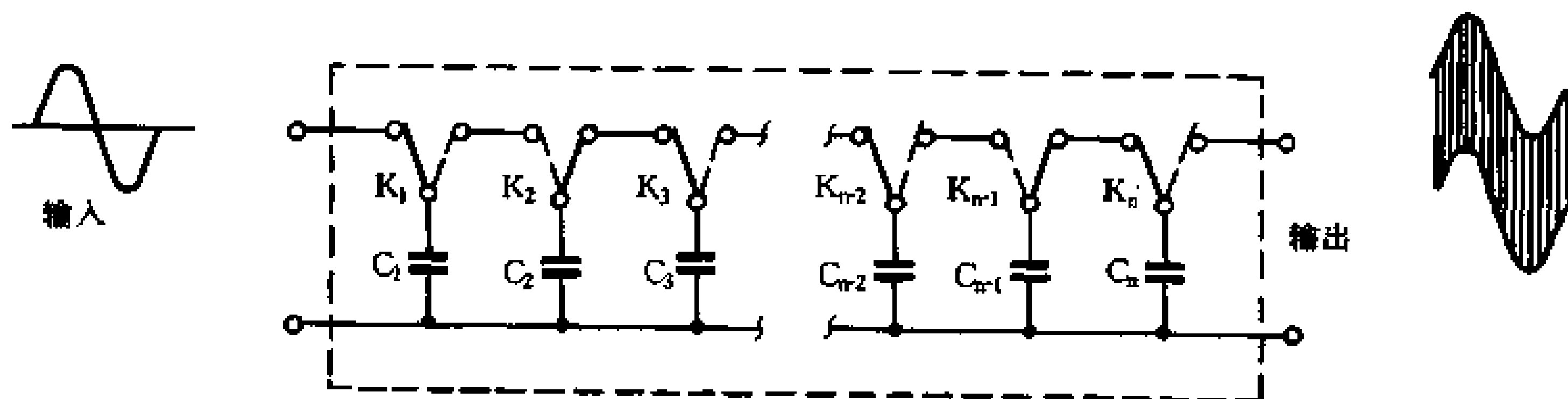


图 1-114 BBD 内部等效图

图 1-114 为 BBD 内部等效图， $C_1 \sim C_n$ 为高精度存储电容器， $K_1 \sim K_n$ 为场效应管高速电子开关。在采样脉冲的控制下，这些开关不断交替变换方向，进行着充放电，对输入信号实行逐级传递，在经过时间 τ 后到达输出端。时间 τ 便是电路对信号的延时量。它有如下关系

$$\tau = C/2f_s$$

式中： τ 为延时量， C 为电容个数， f_s 为采样脉冲频率。当 C 的单位取“只”， f_s 的

单位取 kHz 时，则 τ 的单位为毫秒(ms)。

由上式可知：延时量 τ 与电容个数成正比，与采样频率成反比。因此，要增大延时量，一是增加储存电容的个数，二是降低采样脉冲的频率，但采样脉冲的频率 f_s 不能任意降低，至少不能低于信号中最高频率的两倍，即 $f_s \geq 2f_{\max}$ ，否则传输的信息就会出现丢失，输出信号便会出现失真。

为增大延时量，可采用多个 BBD 器件串连，如 TDA1022 电路内含 512 个存储电容，若采样频率取 40kHz，则单块延时量为：

$$\tau_{\max} = 512 / (2 \times 40) = 6.4\text{ms}$$

若采用 5 只串联，则 $\tau_{\max} = 6.4 \times 5 = 32\text{ms}$ 。

由延时原理可知，输入的音频信号经采样、逐级传递延时后，在输出端得到的将是一连串离散的、瞬时幅度的平均值，并且叠加了大量的开关信号，如图 1-115。因此必须采用低通滤波器通过积分变换，使其恢复原波形，同时将高频开关信号滤除掉。其次，由采样定理知，采样频率限制了音频信号的最高频率，因此，在延时电路的输入端必须插入适当的低通滤波器，以滤除高于采样频 1/2 以上的谐波，消除失真和产生差拍的因素。

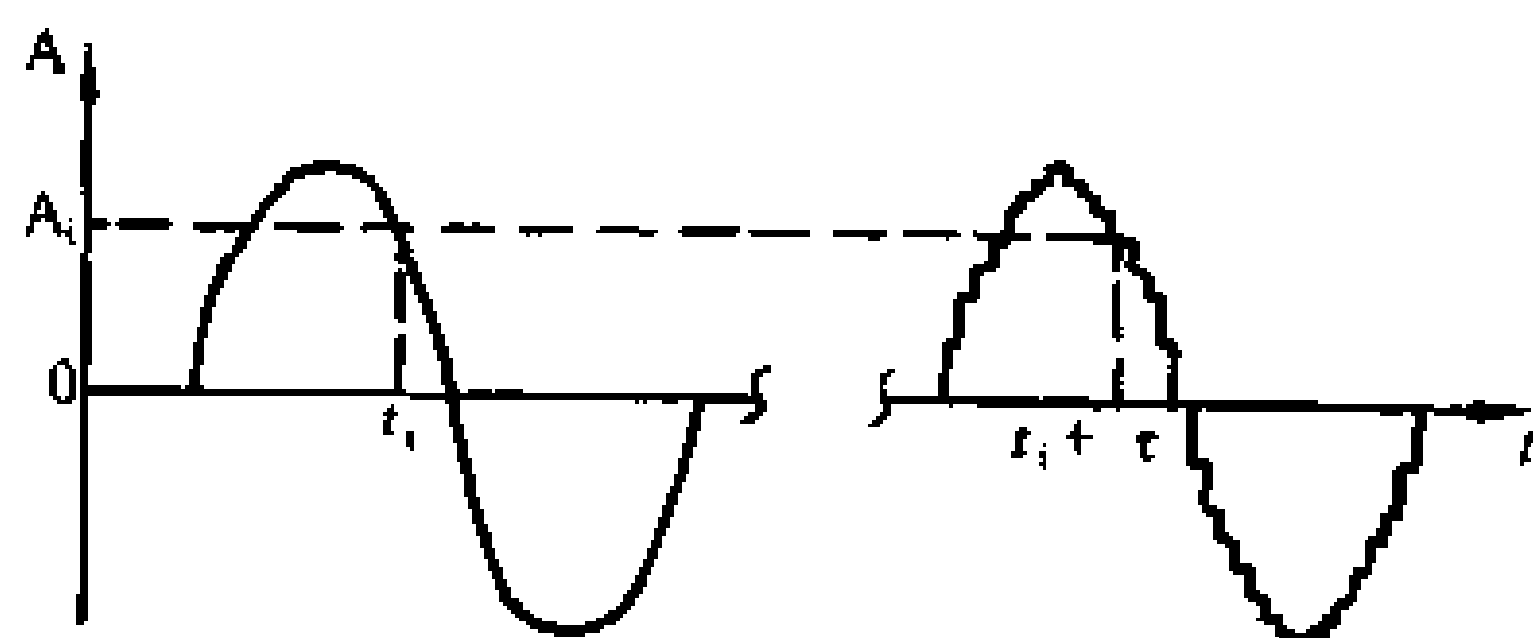


图 1-115 延时后的输出波形

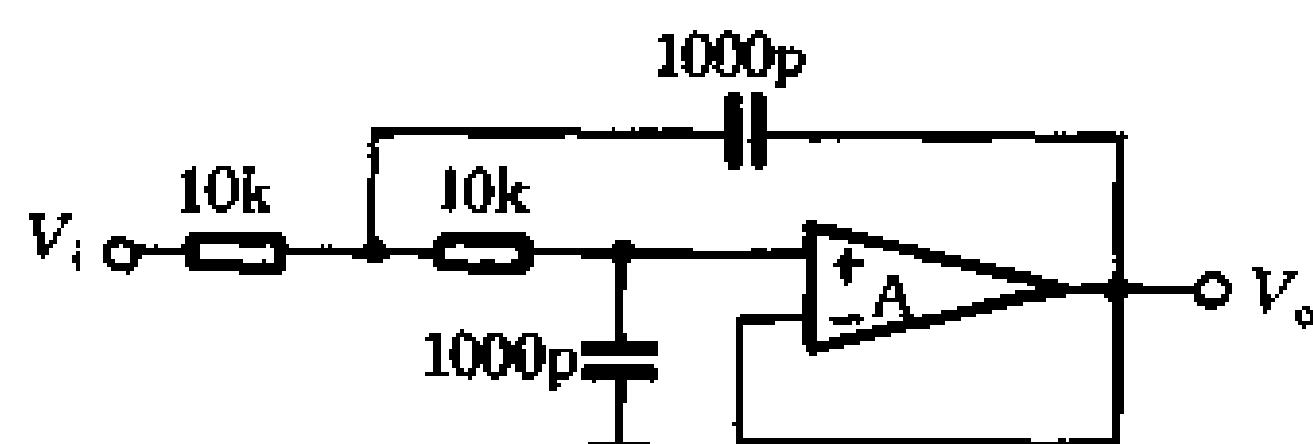


图 1-116 二阶低通滤波器

图 1-116 为有源二阶低通滤波器，其中运放 A 为高增益运放，并接成全负反馈形式，其低通特性由 R_1 、 R_2 、 C_1 及 C_2 确定。其 3dB 转折频率为 $f_o = 1/2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}$ ，通带内增益为 1，通带外则有 12dB/倍频程的衰减率。

高保真音响放大器必须要有较大的动态特性，然而对于延时器件，由于它本身的特性不能适应大动态的要求。表 1-4 是 TDA1022 的输入特性。由表可知，在额定输入 260mV 以下，该器件的线性较好，而一旦输入电平超过限幅电平(约 0.8V)，则谐波失真明显上升，为了不出现过载，必须在其输入端增加动态压缩电路。

表 1-4

输入信号 mV	100	260	800	1200	1500
谐波失真%	1.4	1.4	1.5	5	10

较简单的动态压缩电路类似于 ALC (自动电平控制) 电路，只是要求略有不同，如图 1-117 所示。图中，控制信号取自前置级的输出端，控制输出接至前置级的输入端。控制信号经倍压整流转换成直流控制信号，当控制电平达到复合管的导通值后，复合管导通，将输入信号分流，降低了输入信号的强度，达到了扩展上动态的

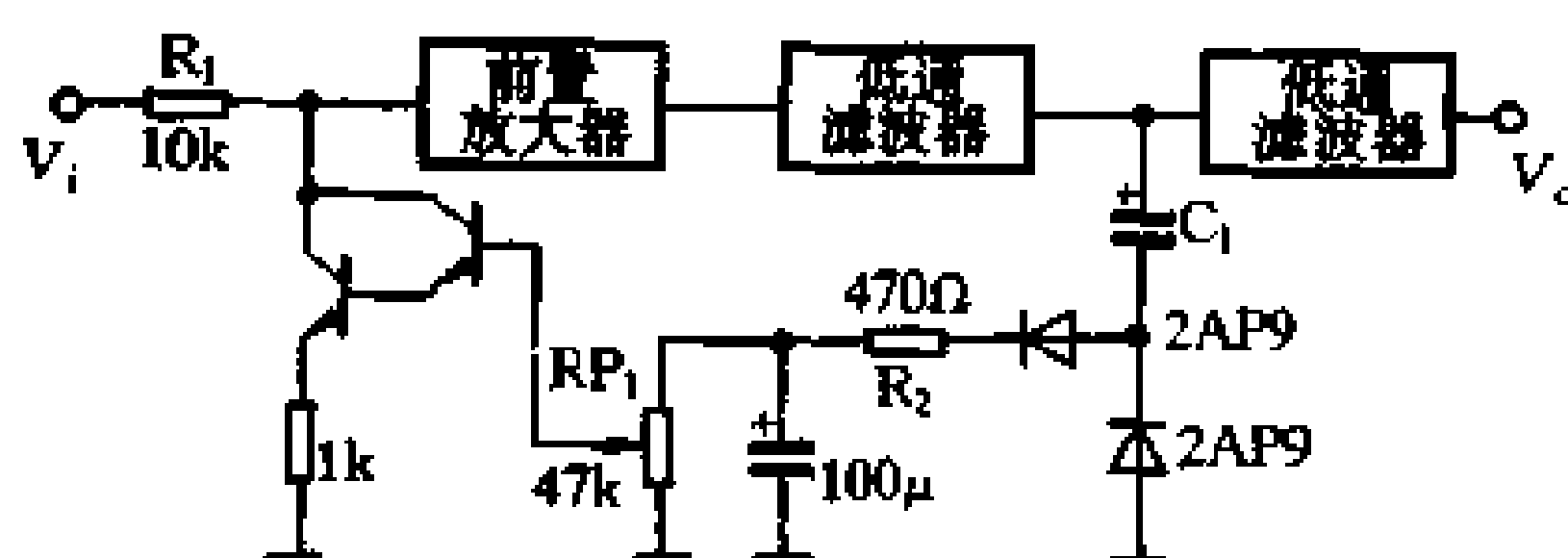


图 1-117 动态压缩电路

目的。

电路中, RP_1 用于起控灵敏度的调整, C_1 、 RP_1 及 R_2 组成的 RC 充放电回路则决定了起控的前延时和后延时, 前延时的长短直接影响电路对强信号输入时的反应快慢。为了防止电路瞬时过载, 前延时不可取得太大, 一般控制在 0.1ms 左右。后延时则应取得稍长些, 这样不仅可以降低信号的间隙噪声, 还可起到稳定放大器的作用。但也不可过长, 否则将对紧随而来的小信号产生较大衰减, 导致信噪比恶化, 一般取 10ms 左右。

在 BBD 延时电路中, 由于采样脉冲的频率不能取得过高, 低通滤波器又难以将开关噪声滤除干净, 使延时输出信号中夹带着一种滋滋声。其次电路延时量的调节又是通过调节采样频率来实现的, 这种方法又使输出信号的信噪比不稳定。因此采用 BBD 延时电路的信噪比只能达到 40dB。

为了提高电路输出信号的信噪比, 采用了一种类似于动态降噪法的可变带通放大器, 如图 1-118 所示。由于 BBD 延时电路输出的残余开关噪声频率一般在 2kHz 以上, 因此设计这样一个可变带通放大器, 在无输入信号或信号中高频成分较少时, 电路带通最窄, 转折频率约为 1200Hz; 当信号中高频成分增大时, 电路带通逐步变宽, 展宽最大范围至 7kHz。

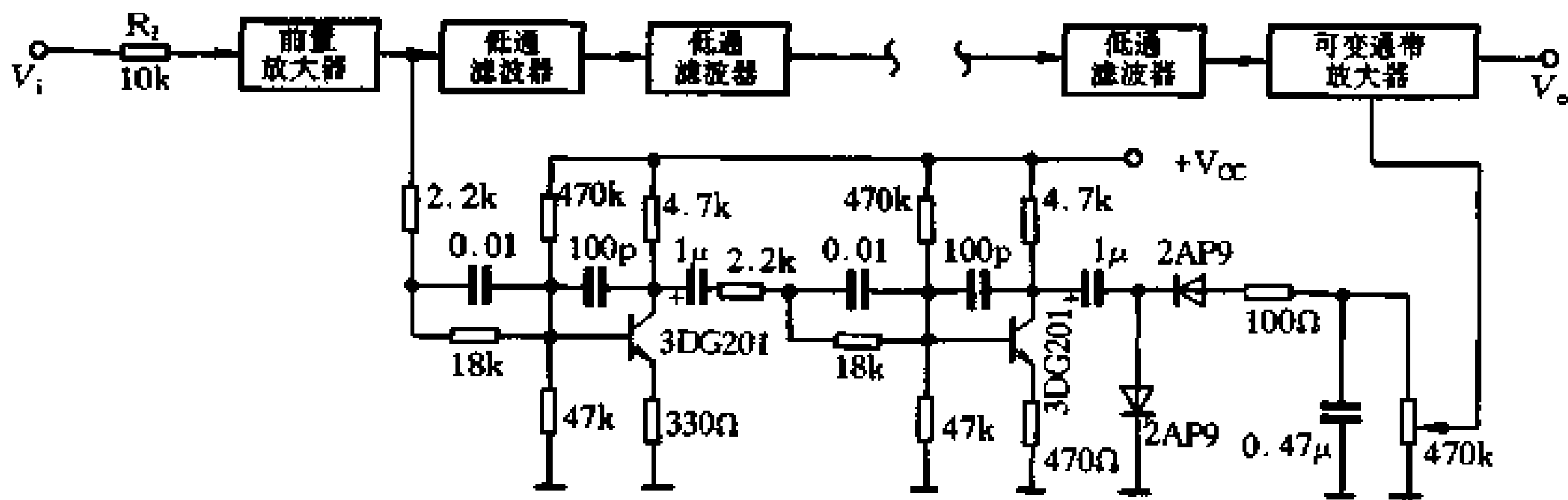


图 1-118 可变速带放大器

2. 数字电子混响

数字混响和模拟混响的主要区别在于: 它的延时器件不是 BBD 器件, 而是数字延时集成电路。数字延时集成电路品种繁多, 世界各大电子公司几乎都有自己的产品, 但它们的工作原理却基本相同。图 1-119 是数字 IC 用于卡拉 OK 机的典型工作原理图。

输入信号经话筒放大器 IC_1 放大后, 一路作为直通信号直接送入混合放大器 IC_2 , 另一路输入数字延时 IC 作延时处理。其基本过程为: 首先经内部低通滤波器 (LPF_1) 选频后, 送往比较器 (COMP), 再送入主控逻辑单元, 然后送入调制器 (MOD) 将输入的模拟信号进行数字化编码 (即 A/D 转换), 之后输入 OP_1 进行放大后存入存储器 RAM。存储一段时间后, 由主控逻辑单元将其取出, 这样信号就被延时。取出后的数字编码信号被送入解调器, 将其转换成模拟信号后 (即 D/A 转换) 送入 OP_2 进行放大, 并经输出低通滤波器 LPF_2 整形, 滤波 (除去采样频率成分及数码处理过程中混入的高频噪声) 后, 输出端便可得到纯净的延迟信号。延迟信号经混响深度电位器 RP_1 调节后, 一部分反馈到输入端进行多次延时处理, 以增强混响效果或得到多次回声效果。最后输出端得到的多重延迟信号经混响电平电位器 RP_2 调节后, 被送往混合放大器与主信号按一定比例混合输出。由于

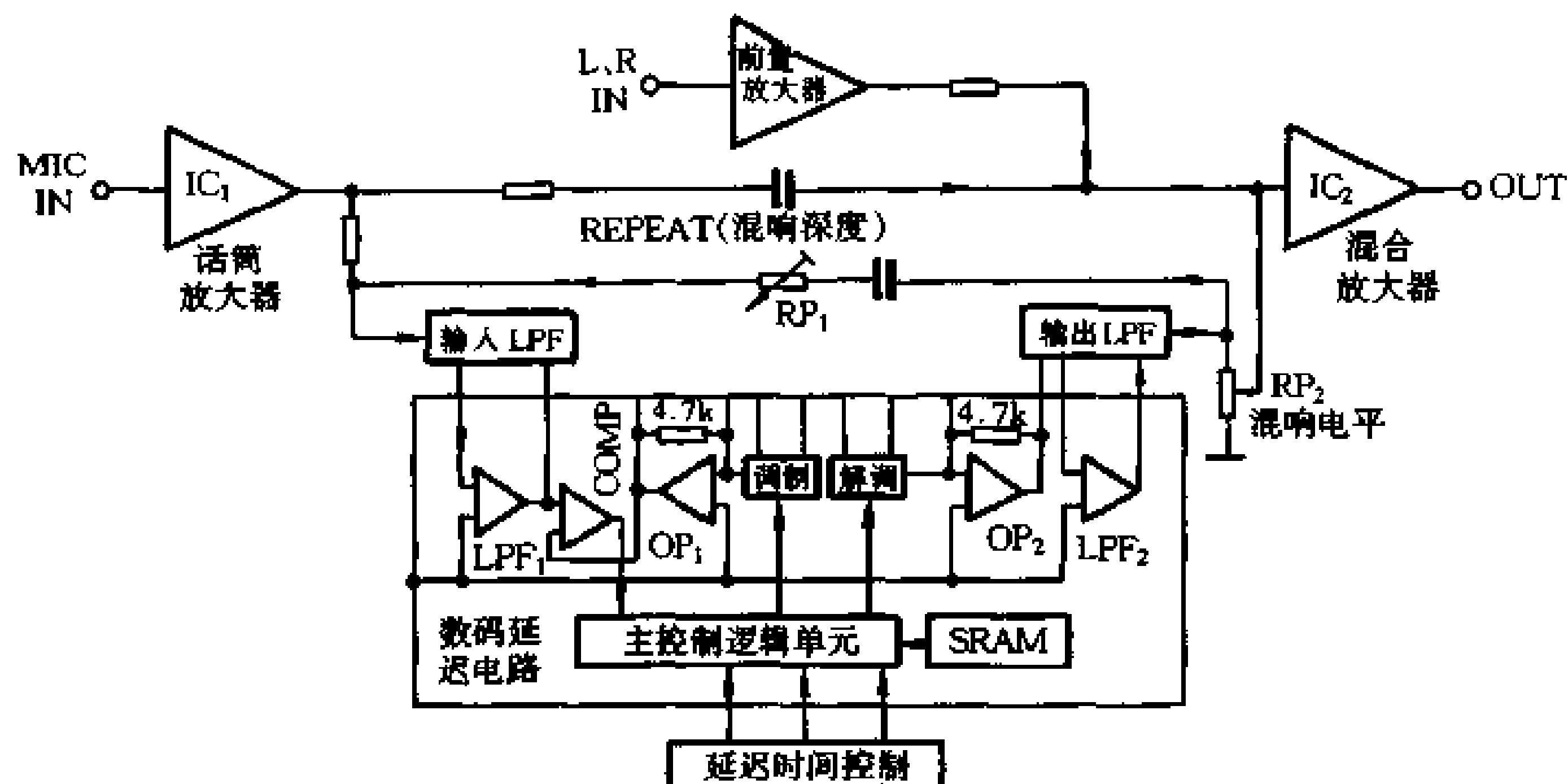


图 1-119 数字混响的工作原理

集成电路存储器的存储容量极大，数字延时电路可以获得很长的延时效果，一般可达到 200ms，最长的可达 800ms。数字延时的采样频率可达 500kHz，因此输出噪声较低，一般小于 -90dB，谐波失真小于 0.3%，音质很好。

早期生产的数字延时 IC，如 M50195 等，由于集成度较低需要外接存储器，给使用带来不便。新一代数字延时 IC 采用高集成度的 IC，它不仅包含了数字延时处理电路，还包含了存储器单元，组成了一个完整的数字延时处理电路，使用十分方便。这类电路如三菱公司的 M50194 等。

数字延时 IC 在使用时应使其输入电平 $\geq 350\text{mV}$ ，这样可以保证延时电路有足够的信噪比。因为数字延时 IC 虽然自身有较高的信噪比，但在应用中若输入电平过低，信噪比就会降低。一般数字延时电路的额定输出电压可达 1V 以上，其信噪比指标也是在额定输出时测定的，而延时电路的增益一般为负值，这就是说要使输出达到 1V，其输入电平必须大于 1V 才能获得理想的信噪比。数字延时电路一般用于卡拉 OK 机与话筒输入混合后输入功放电路，在实际应用中，话筒音量不能开得太大，一般混合后的输出电平在 300mV 左右，因此混合放大器的增益应不小于 46dB，混合放大器对延迟信号的衰减量约为 6dB。这样既保证了输入电平，又提高了电路的信噪比。

延时信号与主信号之间的混合比一般控制在 30% 左右。因为在实际声场中，混响声或回声（延迟声）的传播路径一般比直达声长一倍以上，加上障碍物的吸收，延迟声的强度至少要比直达声小 6dB 以上，若混合比过大容易使声音变得生硬、发浑、不够真实自然。此外，过大的混合比对提高延时电路的信噪比也很不利。

延时电路在使用时也不应片面追求过高的频响指标，一般应在 6kHz~8kHz 为宜，超过 10kHz 则会降低信噪比。

数码延时电路的品种很多，其中常用的有三菱公司的 M50 系列和 M65 系列等。

二、立体声和环绕立体声

如何使音响设备完美地再现自然声响是音响工作者一直追求的目标。通过大量实验人

们发现，增加音响系统的记录和重放的路数，能够接近自然声响（即自然声响的立体感和方位感）。实验证明，重放立体感 S 与记录路数 n 有如图 1-120 的关系。由图可知，要达到 90% 的立体感，最低需要的记录路数为 4 路，要达到 95%，则最低需要 6 路。这样就大大增加了记录和重放的设备费用，难以实现。因此，目前大量使用的两路录放音系统（即人们所熟悉的双声道立体声系统）虽然其方位感 S 仅为 60%，但因其设备简单，费用低，已为人们普遍接受。

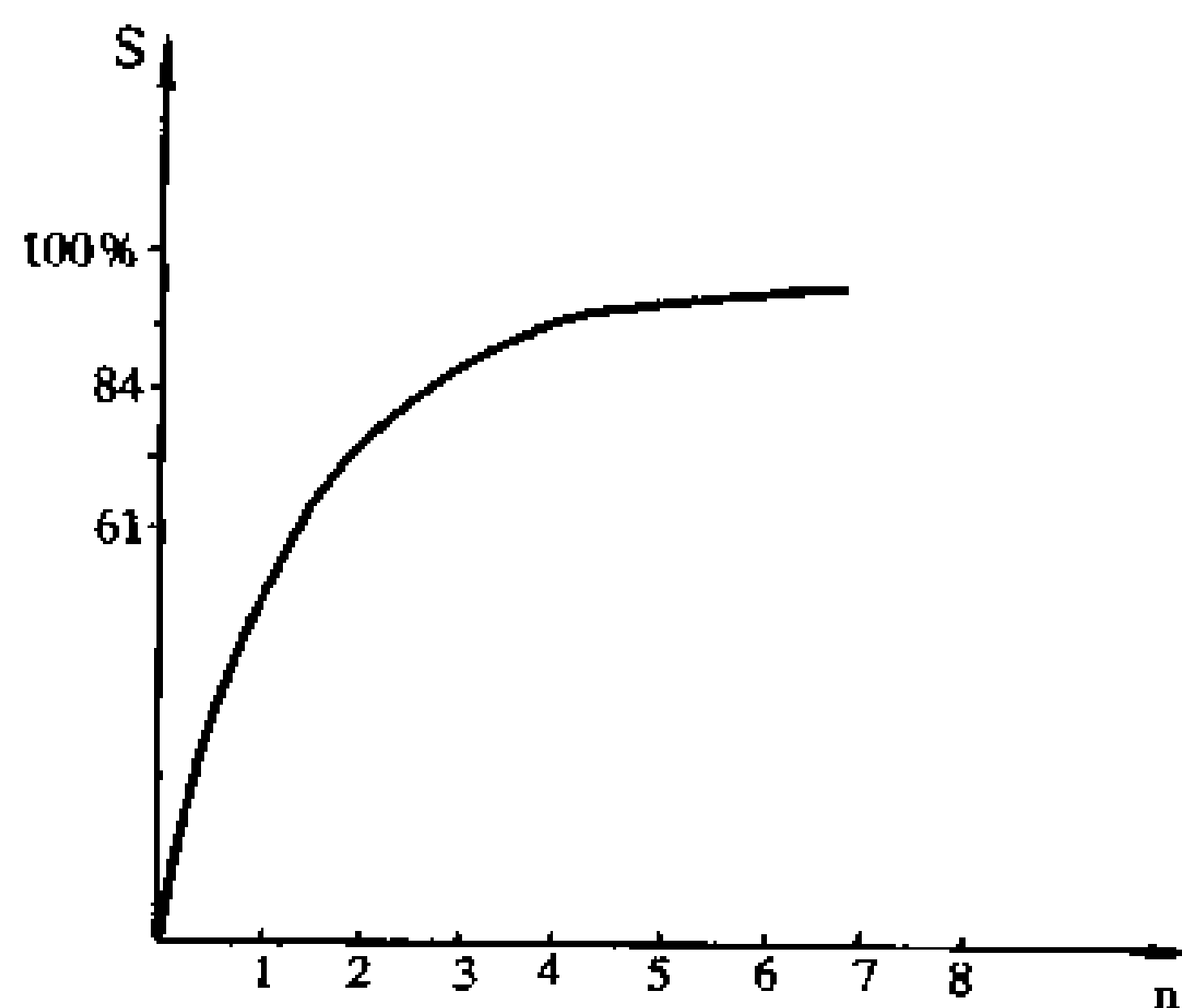


图 1-120 立体感 S 与记录路数 n 的关系

为了使双声道放音系统尽可能地接近自然声，采取了两声道之间进行串音和移相的方法来扩展双声道的立体声效果，称为展宽立体声或环绕立体声。它的工作原理如图 1-121。

所谓环绕立体声是指采用特定的电路将立体声信号进行重新组合和加工处理，并且采用四路扬声器系统进行放音的系统。四路扬声器中两路置于前方的左右两边，称为主声道扬声器 (L_m 和 R_m)，另两路置于后方的左、右两边，称为副声道扬声器 (L_s 和 R_s)。主声道扬声器系统主要供原立体声信号放音，同时掺入部分副声道的信号 ($L_m = L + \phi(L - R)$)、($R_m = R + \phi(R - L)$)，以产生声源扩展的回声效果。副声道扬声器系统是将原立体声信号进行深度扩展和移相后放音 ($L_s = \phi(L - R)$ 、 $R_s = \phi(R - L)$)，使原来前方声源的立体声仿佛环绕于四周的旷阔空间中，形成一种特殊的声响效果。

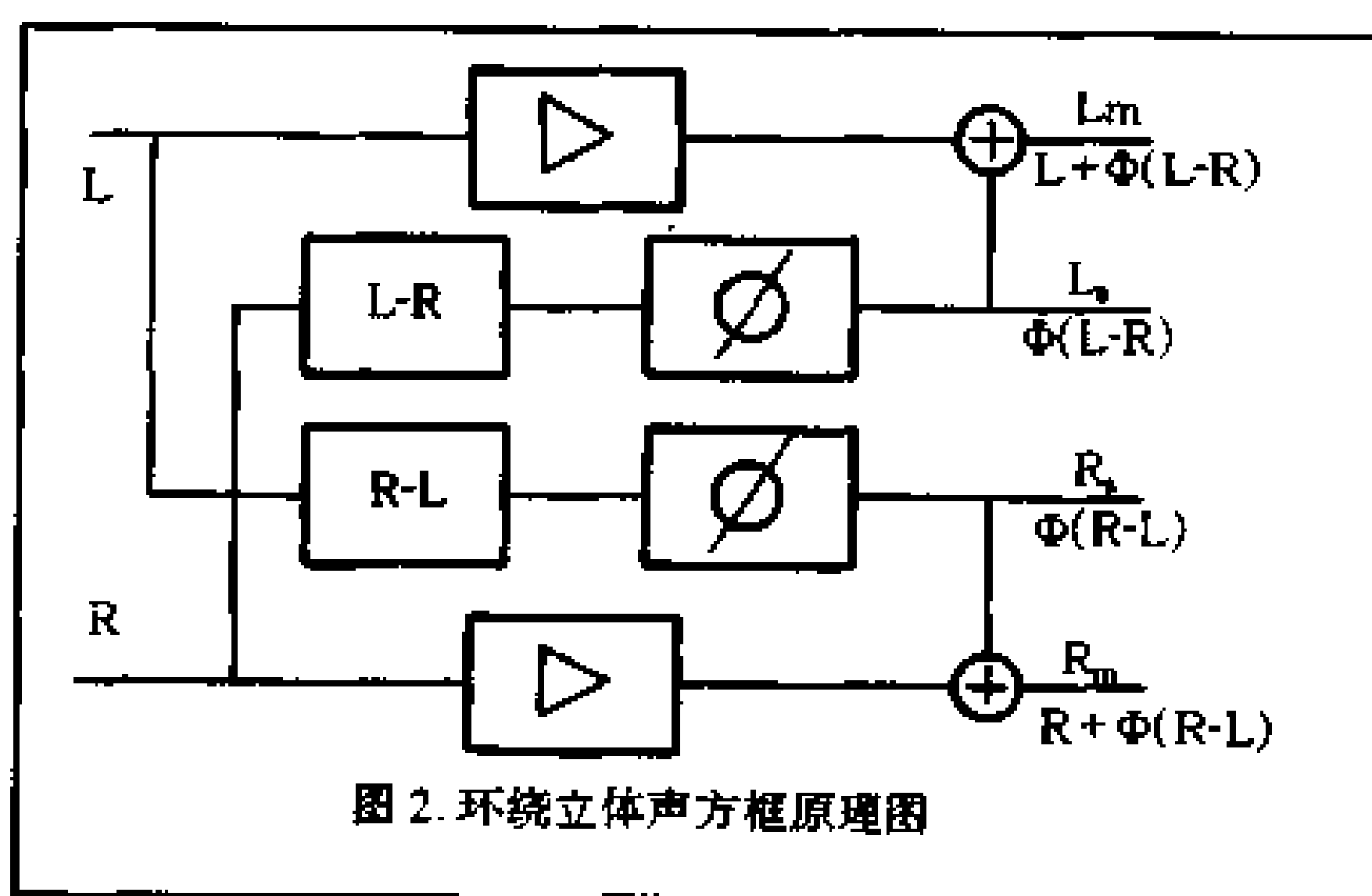


图 1-121 环绕立体声的原理

图 1-122 是由专用高保真环绕立体声处理集成电路 TDA3810 组成的环绕立体声电路。立体声信号经输入耦合电容 C_1 、 C_2 输入 2、17 脚，经内部放大器缓冲后，左、右声道信号各分二路。一路从 3、16 脚直接输出，用作主扬声器的信号，另一路送有源移相器进行移相，同时左右两声道的有源移相器通过公共电阻 R_9 实现两声道间的反相位串音，形成 $(L - R)$ 和 $(R - L)$ 信号，串音深度取决于 R_4 (R_5) 与 R_9 的比值， R_9 越大，串音深度越浅。外围元件 R_3 、 R_4 、 C_4 、 C_5 (R_5 、 R_7 、 C_{11} 、 C_{12}) 与内部的运算放大器、电阻器构成有源移

相器。相移程度可以通过改变 R_4 (R_5) 的阻值来调节, 阻值越大, 相移也越大。经反相位串音和相移后的 $\phi(L-R)$ 和 $\phi(R-L)$ 信号, 再通过电路内部的电子选择开关后从 6、13 脚输出, 作为左、右两路副扬声器的信号。电子选择开关用来选择电路工作状态。当 11 脚上的开关 SA 断开时, 11 脚为高电平, 电路处于环绕立体声状态。当开关 SA 合上时, 11 脚被置于 0 电平, 电路处于立体声工作状态, 即直通状态。此时, 立体声信号由 2、17 脚输入后, 经电子选择开关, 直接从 3、16 脚和 6、13 脚输出。7 脚上的发光二极管 VD_1 用来显示环绕立体声工作状态。 C_6 为集成电路内部参考电源的退耦电容, C_7 为内部电子选择开关的缓冲电容, 用来消除开关切换时产生的开关噪音, C_8 为电源退耦电容。电阻 R_2 (R_6) 将部分副扬声器信号掺入到主扬声器信号中, 以形成 $L + \phi(L-R)$ 和 $R + \phi(R-L)$ 信号送到主扬声器。

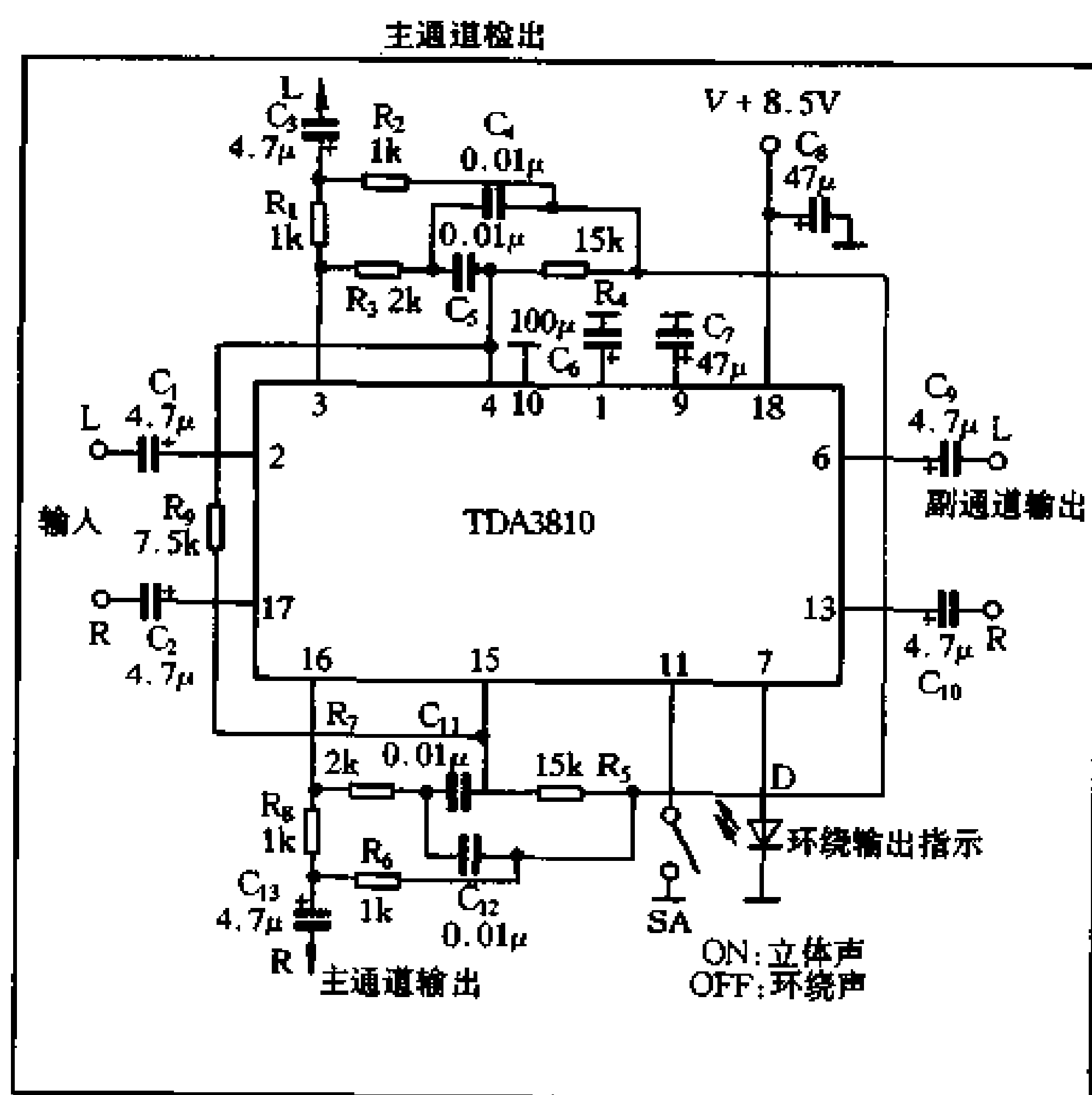


图 1-122 由 TDA3810 组成的环绕声电路

图 1-123 为 TDA3810 的内部原理框图。该电路可工作于三种工作状态: (1) 可将单声道信号转换为模拟立体声信号; (2) 可工作于立体声状态; (3) 可工作于立体声展宽状态或称环绕立体声状态。

表 1-5 是 TDA3810 的主要参数。

表 1-5

参 数	最 小 值	典 型 值	最 大 值	单 位
供给电压 (18 脚)	4.5	—	16.5	V
电流 ($V_P=12V$)	—	6	12	mA
基准电压 ($V_P=12V$)	5.3	6	6.7	V
输入电压 (2、17 脚)	2	—	—	V
电压增益 (立体声)	—	0	—	dB
输入阻抗 (2、17 脚)	50	75	—	k Ω

续表

参 数	最 小 值	典 型 值	最 大 值	单 位
左右声道分离度 (立体声)	60	70	—	dB
总失真 $f=40\sim 16\text{kHz}$	—	0.1	—	%
电源纹波抑制	—	50	—	dB
噪声输出	—	10	—	μV
空间立体声反相串音	—	50	—	%
空间立体声电压增益	1.4	2.4	3.4	dB
11、12脚输入阻抗	70	120	—	$\text{k}\Omega$
11、12脚转换电流	—	35	100	μA
7、8脚输出电流	10	12	15	mA

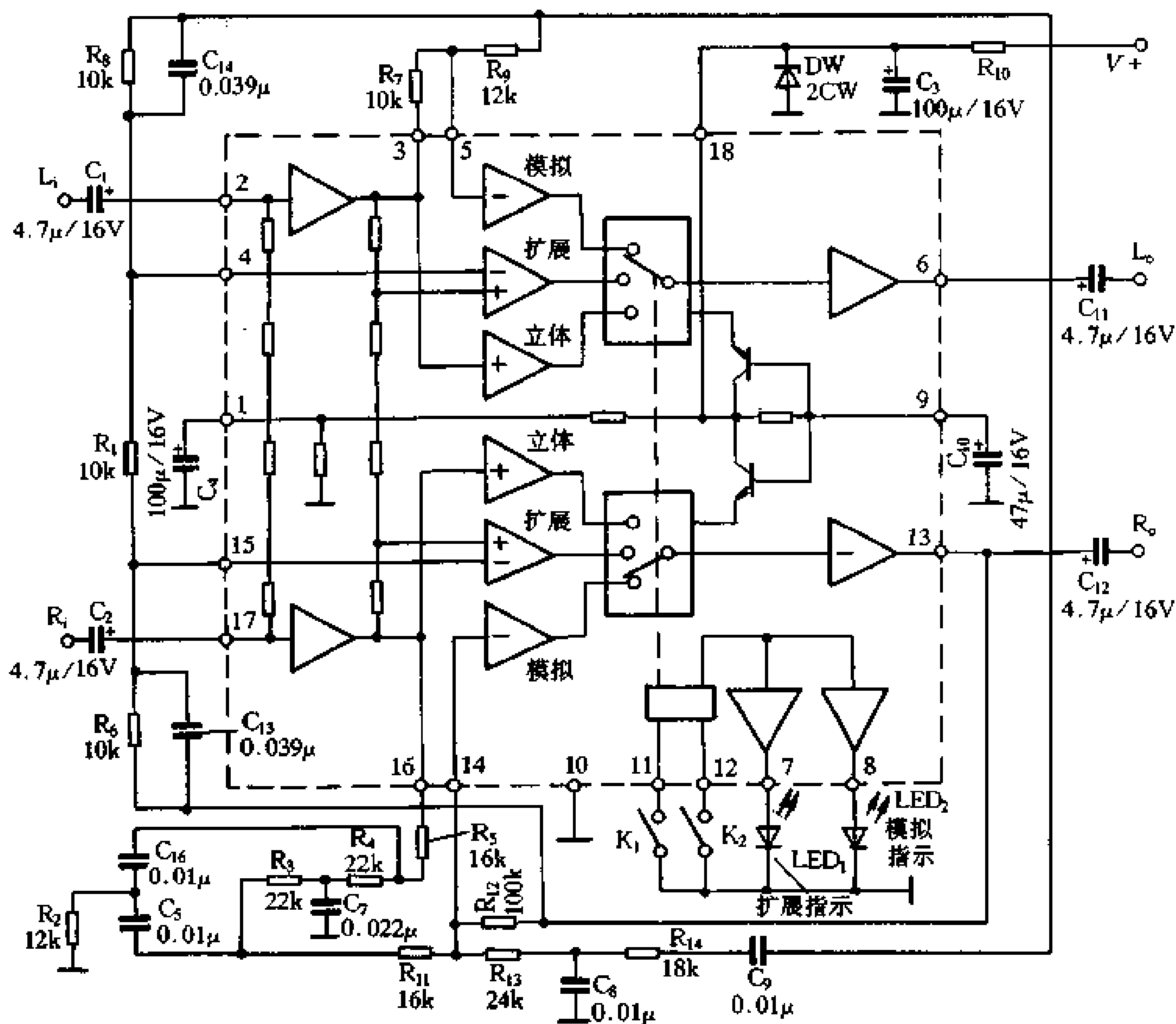


图 1-123 TDA3810 内部原理框图

与 TDA3810 相类似的电路还有： μPC1891 和 μPC1892 等。

三、音响效果激励器

尽管我们在高保真放大器的设计制作中竭尽全力，以满足放大器能够不失真地重放和再现自然音色，但令人遗憾的是，各种音源载体(如磁带、唱片等)在它们的录制过程中已将自然音色中起决定因素的谐波成分不同程度地丢失了，使各种重放音乐的音色都已不是原汁原味了。这是由于在录制过程中用来拾取音源信号的各种话筒，由于灵敏度和失真度

等原因，使决定音色的乐音基频上的高次谐波大量丢失。

为了恢复音乐中的音色，人们采用了一种称为音响效果激励器的电路来恢复乐音中的谐波成分。其基本原理是：将音乐信号中的某些频率成分取样，经过处理后产生相应的谐波，再经过衰减与原来的音频信号混合后放大输出。

音响效果激励器的工作原理可用图 1-124 的波形图来说明，图中(a)为一正弦波信号，(b)为正弦波的三次谐波，(c)为(a)、(b)合成后的波形，它表示激励器的输出波形。

音响效果激励器的工作原理十分简单，但在实际实施中必须解决下列问题：(1)所产生的谐波一定要是信号本身的谐波，并且要与原信号同步；(2)在谐波的产生和叠加过程中，要使其与输入的音频信号的电平幅度完全无关；(3)叠加的谐波量应受到严格控制，并维持在适当的水平上。否则，不仅不能得到预想的音响效果，而且还会使原来的信号波形产生严重的畸变，破坏其正常工作。

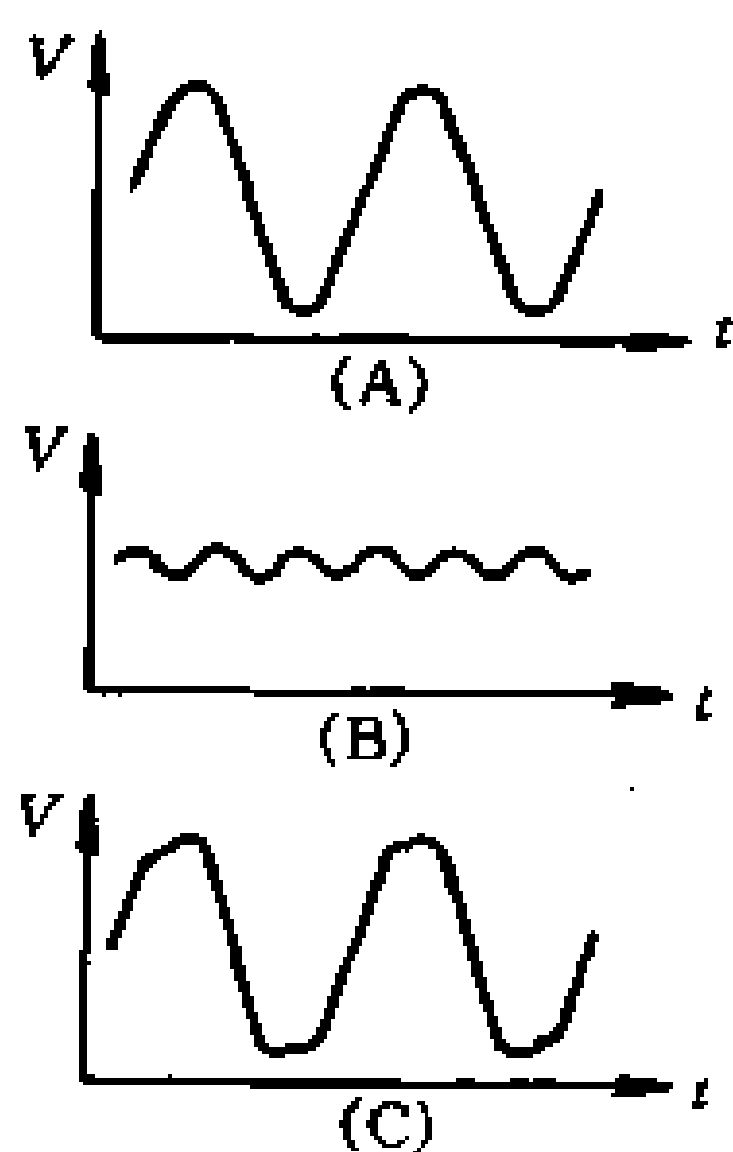


图 1-124 音响激励器的波形图

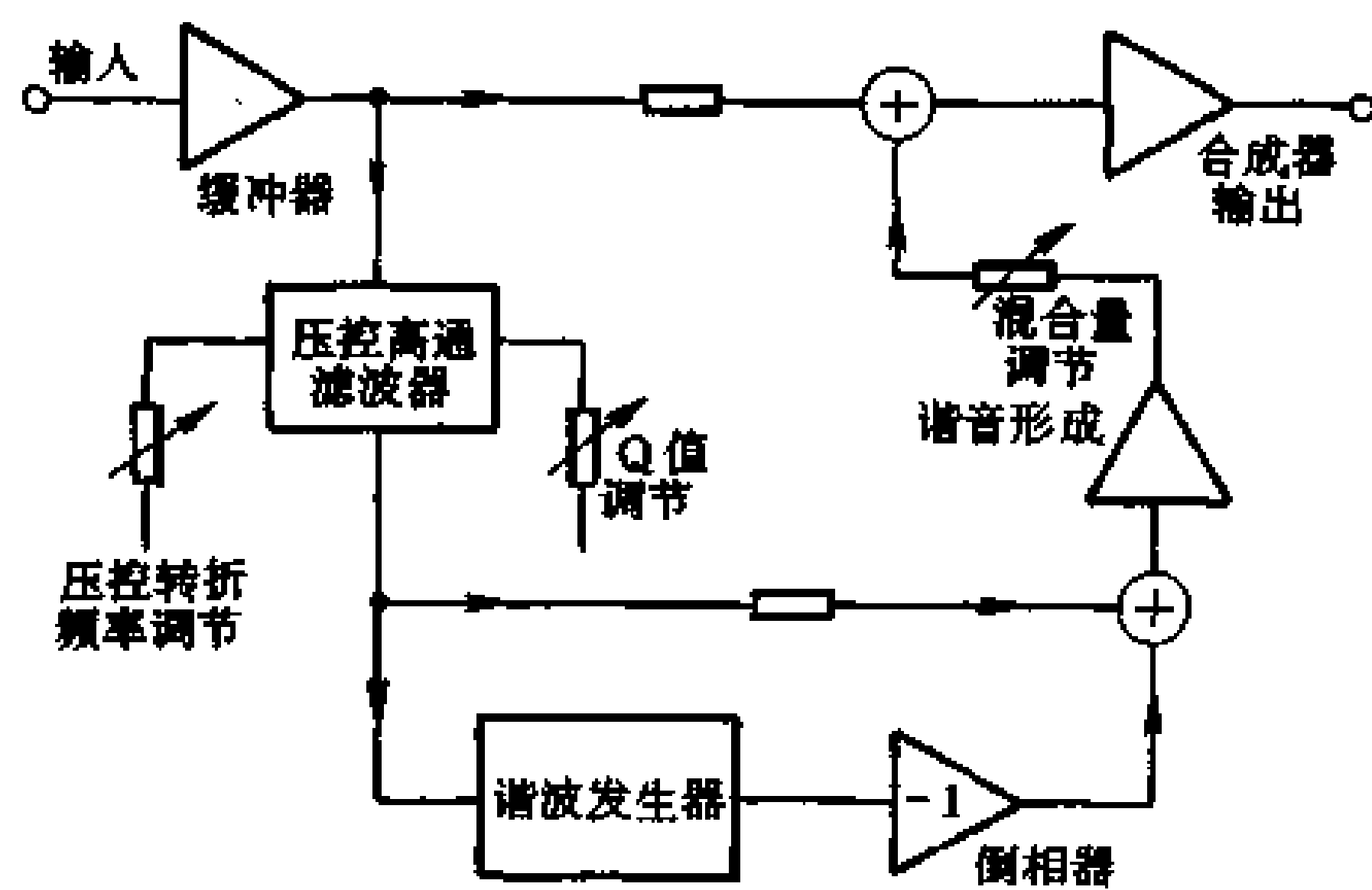


图 1-125 音响激励器的电路原理

音响激励器的电路原理如图 1-125 所示。输入信号经缓冲器后分两路输出。一路输入具有每倍频程 12dB 衰减的压控可变高通滤波器，其高通转折频率选定在 2~8kHz 之间，且可任意调节，这样可使激励器有能力选择要处理的某一频段。Q 值调节的设置是为了能重点强调某个特定的频率。由高通滤波器输出的信号，一路输入谐波发生器，产生基于信号本身频率但与信号电平幅度无关的各阶次谐波，经倒相处理后，与从高通滤波器输出的另一路信号严格按一定比例反相混合，把原来的基频抵消，只剩下新合成的谐波信号。然后，将新合成的谐波信号按一定比例，输入到输出合成器与从缓冲器输入的未经处理的另一路音频信号混合。混入谐波量的多少，则由混合调节器来调整。

激励器的实际电路如图 1-126 所示。音频信号经 C_1 、 R_1 输入反相缓冲器 IC_{1A} ，其 7 脚输出信号分两路。一路经 R_{39} 直接输入由 IC_{1D} 组成的合成输出级。另一路经 R_7 输入由 IC_{1B} 和 IC_{3A} 、 IC_{3B} 共同组成的压控状态可变高通滤波器，其转折频率由 R_{15} 、 R_{25} 、 C_9 、 C_{11} 及 IC 内部压控可变跨导元件确定，并通过电位器 RP_1 的调节，使转折频率在 2~8kHz 之间变化，在转折频率以下信号呈 12dB 倍频程衰减。调节 RP_{2A} ，可改变 IC_{3A} 9 脚带通输出到 IC_{1B} 9 脚反相输入端的负反馈量，从而改变滤波器的 Q 值，因为 $Q = (RP_{2A} + R_9) / R_{11}$ ，Q 值的调节范围是 1.0~1.5。 IC_3 是一只双运算跨导放大器，型号为 13600，其内部原理如图 1-127(a)。 R_{27} 、 R_{41} 是 13600 内部射极输出负载电阻，因此必须接于负电源，

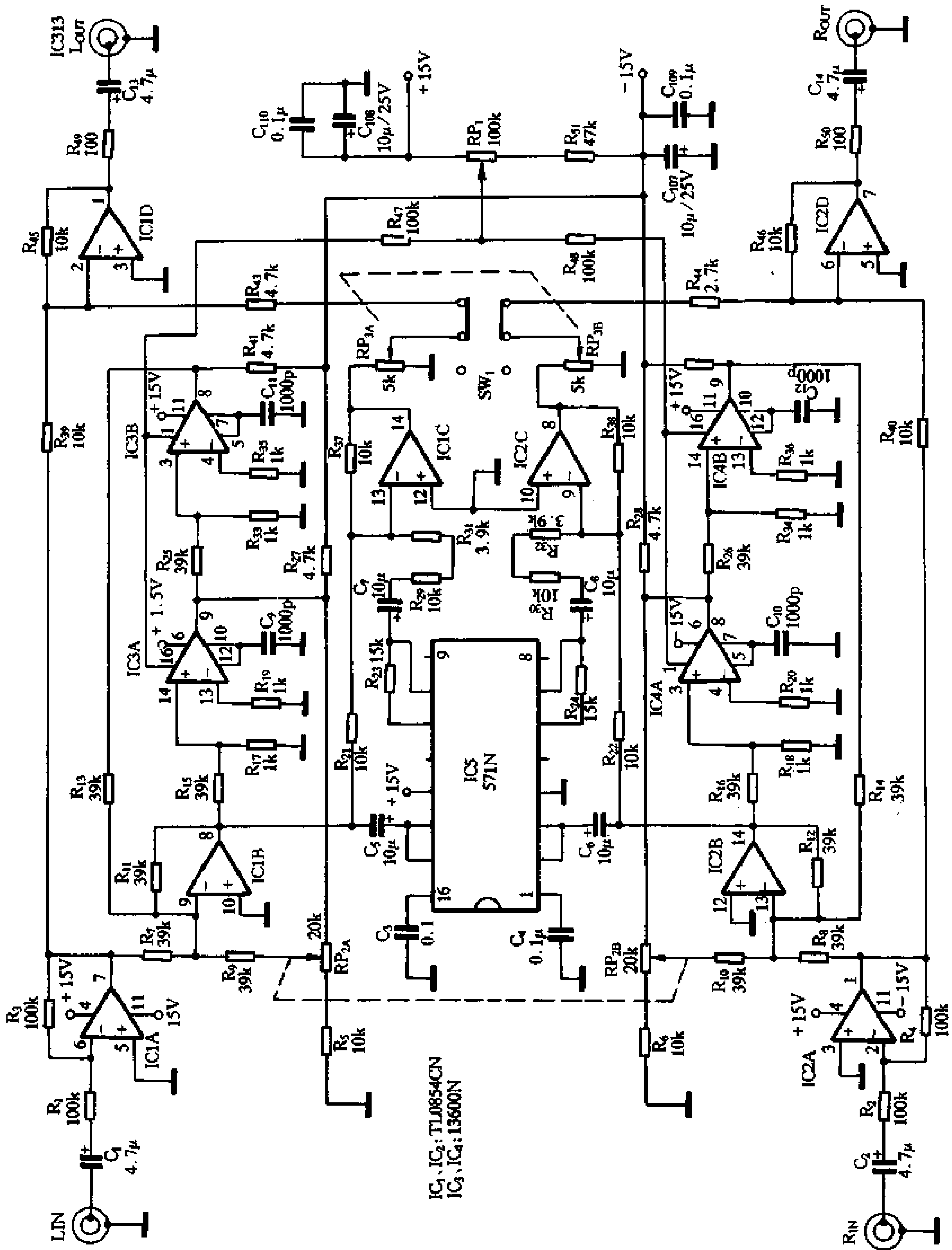


图 1-126 音响放大器

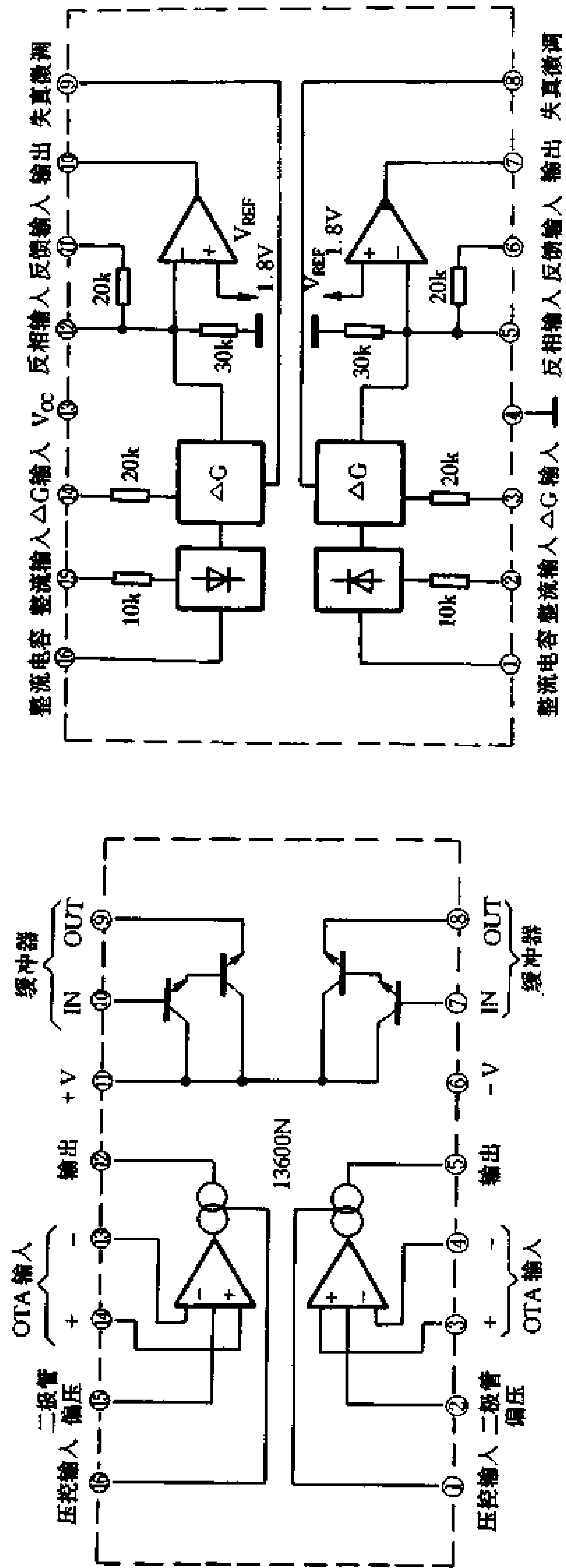


图 1-127 13600 和 571 内电路原理

同时也使 IC_3 的 9、8 脚输出端对地保持为零电位。 IC_{1B} 8 脚是压控状态可变高通滤波器的输出端。

从 IC_{1B} 的 8 脚输出的高通信号通过 C_5 被送入非线性谐波发生器 IC_5 ，其内部含两个相同的电路，如图 1-127 (b)。该电路的每一半含有一个全波整流器，一个可变增益 (ΔG) 电路和一个反相运算放大器。全波整流器与 16 脚外接的电容 C_3 用来探测输入信号的平均电压。整流输出电流控制 ΔG 电路的增益。因此，该部分电路的增益与输入信号电压的平均值成正比。奇、偶次谐波由 ΔG 电路产生，而跟踪输入信号幅度变化的速度取决于外接电容 C_3 的值。减小 C_3 的值可使上升和下降的时间加快，奇次谐波量增加。这里 C_3 取 $0.1\mu F$ ，以保证最终对基波与谐波合成的对称性，并做到与输入信号电平幅度无关。偶次谐波主要取决于 ΔG 级 9 脚上的电压偏移，空置时，9 脚已有约 $1.7V$ 的偏移电压，此时偶次谐波量已满足要求。如果在 9 脚上外接一电压以抵消此偏移电压，或在该脚与地之间接一数百微微法小电容时，偶次谐波量将减少。

由 ΔG 级产生的谐波经 IC 内部反相输出级倒相后，再通过 IC 外部 R_{29} 、 R_{31} 与从 R_{21} 来的原高通信号按一定比例在 IC_{1C} 中混合，结果信号中的基频被抵消，剩下的是被还原的谐波信号。这些被选择出来的谐波信号经混合量调节电位器 RP_3 ，送入反相合成器 IC_{1D} 中与从 R_{39} 来的原未经处理的音频信号混合后，从 IC_{1D} 的 1 脚输出。

SA_1 是激励效应接入或切断开关。当 SA_1 处在切断位置时， IC_{1D} 的输出就是未经处理放大的原输入音频信号。

第二章 功率放大电路实例

2.1 OTL 功率放大电路

2.1.1 优质 50W OTL 功放电路

电路原理如图 2-1 所示。该电路的技术指标较高，是一款十分优秀的 OTL 功放电路。电路的频率响应为 10Hz~100kHz，总谐波失真率 < 0.1%，这在一般 OTL 功放中并不多见。

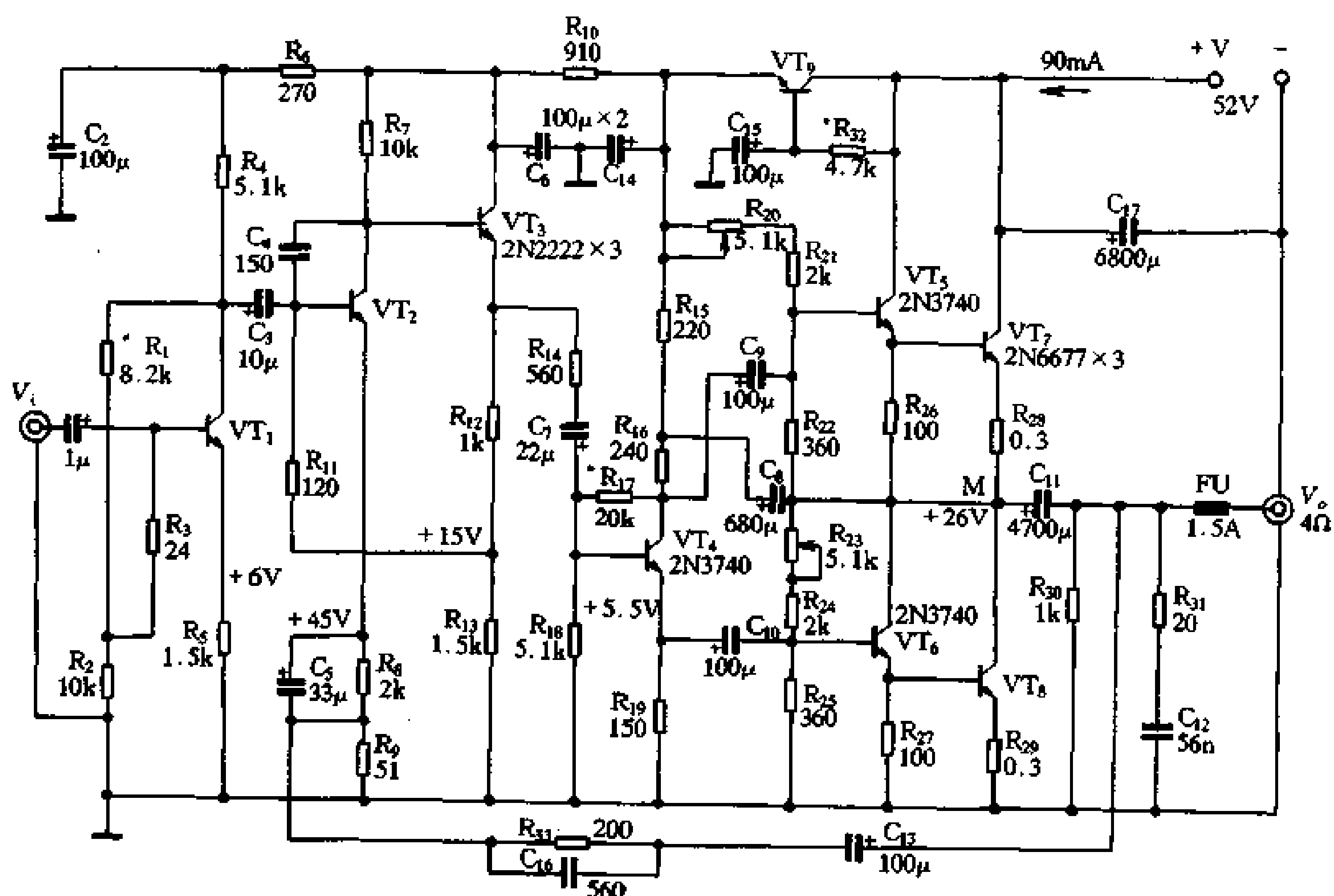


图 2-1 50W OTL 功放电路

全电路由四部分组成：输入级、阻抗变换级、倒相级和功率输出级。级间采用阻容耦合，无大环路直流负反馈，由于每一级都加有较深的局部反馈，所以电路的工作点十分稳定。

VT₁ 及其外围元件组成输入级，为了提高输入阻抗和电路的稳定性，VT₁ 的发射极采用一只 1.5kΩ 的大阻值电阻。

VT₂、VT₃ 组成直接耦合式放大器，它和输入级由电容 C₃ 耦合。R₁₁ 为本级负反馈电

阻,用以稳定本级工作点。 VT_3 采用射极输出方式,以降低输出阻抗,便于和倒相级 VT_4 匹配,提高倒相级 VT_4 的推动能力。

VT_4 为倒相级,采用C-E倒相方式,它利用 VT_4 的C、E间相位相反的原理,在 R_{19} 和 R_{16} 上取得两个相位相反的推动电压,经电容 C_9 、 C_{10} 耦合至功率输出级。采用C-E倒相法的优点是不用选择配对管,并对倒相管无过高的要求。

$VT_5 \sim VT_8$ 组成复合管对称互补推挽功率输出级。

VT_9 、 R_{32} 及 C_{15} 组成电子式电源滤波器,以提高前级电源的稳定度。

C_8 为自举电容, R_{15} 为隔离电阻。

C_{13} 、 R_{33} 、 C_{16} 及 R_9 组成全电路的交流反馈系统,它决定了电路的总增益。反馈系数 $F_V = R_9 / (R_9 + R_{33})$,整机闭环增益: $A_V = 1 / F_V = 4.93$ 。

电路调整要点:

调节 R_1 使 VT_1 发射极电阻 R_5 两端电压为6V,对应 VT_1 的集电极电流 $I_{c1} \approx 4\text{mA}$ 。

调节 R_{11} 使 VT_2 发射极对地电压为4.5V和 R_{12} 两端电压为6V,即 $I_{c2} = 2.2\text{mA}$,
 $I_{c3} = 6\text{mA}$ 。

调节 R_{20} 和 R_{23} 使整机静态电流为85mA,此时, R_{26} 、 R_{27} 两端电压为0.6V,即 $I_{c5} = I_{c6} = 6\text{mA}$,末级功放管 VT_7 、 VT_8 中点M对地电压应为 $E/2 = 26\text{V}$, $I_{c7} = I_{c8} = 35\text{mA}$ 。

调节 R_{32} 使 VT_9 C-E间压降为2.5V左右。

技术指标:

输出功率: $P_o \geq 50\text{W}$ (4Ω);

频率响应:10Hz~100kHz ($\pm 2\text{dB}$);

谐波失真: $< 0.1\%$ 。

2.1.2 用场效应管作输出的功放电路

功率场效应管的特性与电子管相似,有源极(S)、栅极(G)和漏极(D)。与晶体管相比,它又具有很高的输入阻抗和很低的输出阻抗,是一种电压控制元件。因此对其驱动级的要求可大大降低。由于功率场效应管的漏极电流与栅极—源极电压的关系呈负温度系数,漏极电流随温度上升而下降,它具有自动保护功能,因此不需要复杂的温度补偿电路。另外,功率场效应管的晶片上的电流分布较均匀,所以不会像双极型晶体管那样出现局部热点和二次击穿,因此也不需要复杂的电压、电流限制电路。功率场效应管还具有多数载流子导电的特点,栅极区没有储存电荷,因此在电路中可以获得很宽的频响。鉴于上述优点,场效应管在高保真功放电路中得到愈来愈多的实际应用。

电路原理如图2-2所示。由输入级、电压推动级和功率输出级组成。除输入与输出级外,各级间均采用直接耦合方式。

VT_1 及其外围元件组成输入级,它的输出直接耦合至推动级 VT_3 的基极, VT_2 为 VT_3 的恒流源负载。

VT_4 、 VT_5 由场效应功率管组成互补推挽功放输出级。

R_8 、 R_6 及 C_7 组成反馈系统,决定全电路增益: $A_V = R_8 / R_6$ 约26dB。

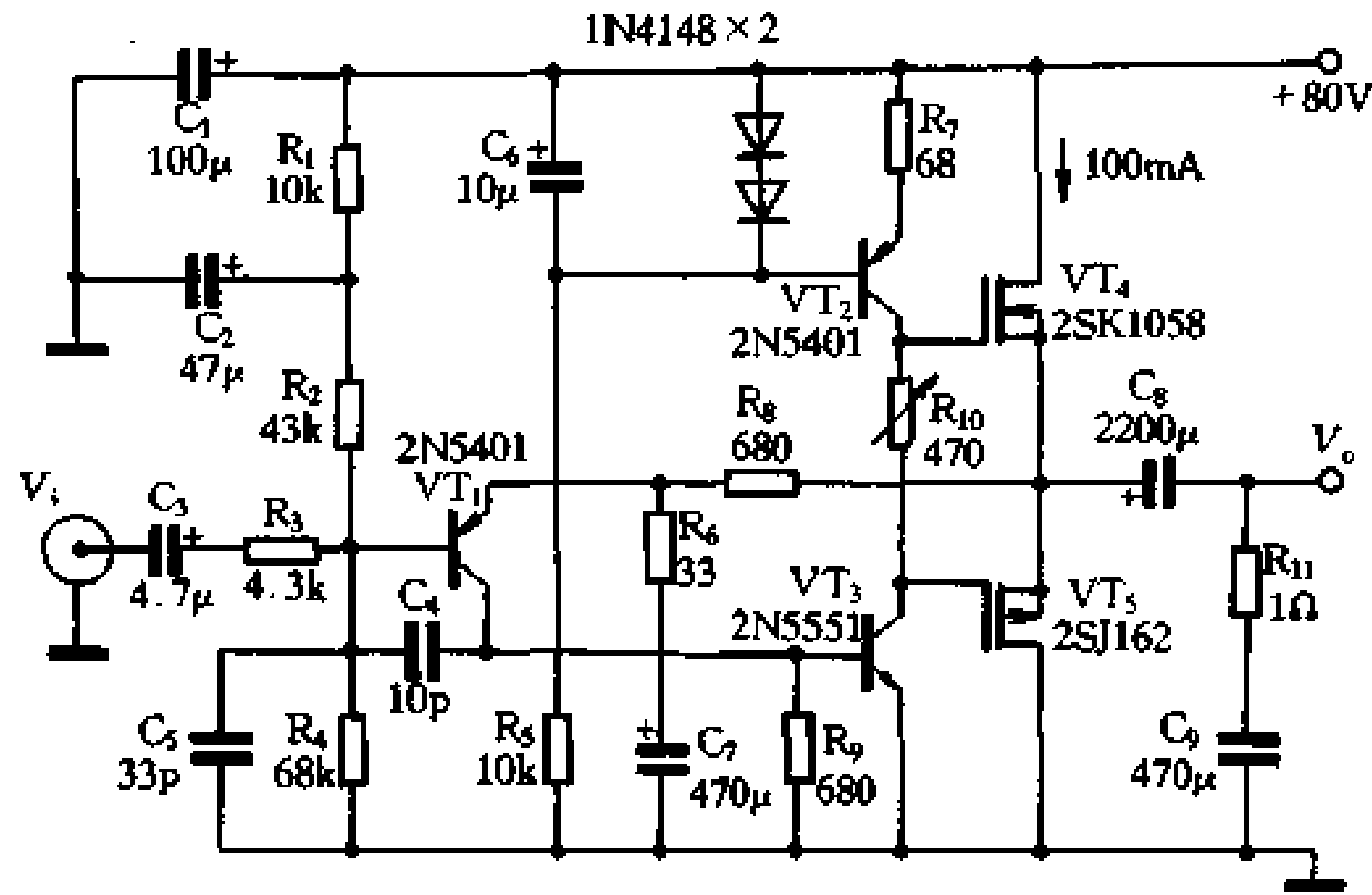


图 2-2 用场效应管作输出的功放

调整 R_{10} ，使 VT_4 静态电流为 100mA 即可。

技术指标：

输出功率： $P_o = 32W (8\Omega)$ ；

频率响应：20Hz~22kHz (-3dB)；

信噪比：>90dB；

总谐波失真：<0.05%。

2.1.3 用达林顿管作输出的纯乙类功放电路

这是一个结构简单、音质纯清、不带个性的优质 OTL 功放电路，电路的输出管采用大功率达林顿专用对管 FD30 和 FC30，FD30 与 FC30 参数如表 2-1 所示。由于这一对功率管的放大倍数高达 500，因此可以采用较为简单的电路结构达到大功率输出。

电路原理如图 2-3 所示。 VT_1 、 VT_2 组成双管直耦式输入放大级， VT_2 的发射极至 VT_1 的基极采用局部反馈以稳定其直流工作点。

VT_3 为射极输出器，用作阻抗变换，以取得与推动级的匹配，并向推动级提供较大的工作电流。

VT_4 为输出推动级，采用大功率管 3DD15，以便输出较大的推动功率。

VT_5 、 VT_6 为达林顿互补功率输出级。

$R_f (22k\Omega)$ 与 $R_F (1.2k\Omega)$ 组成反馈回路，并决定电路的闭环增益。 $A_v = 22/1.2 = 1.03$ ，合 25dB。

技术指标：

输出功率： $P_o = 20W$ ；

频率响应：20Hz~20kHz (-3dB)；

谐波失真：<1%；

信噪比：>80dB。

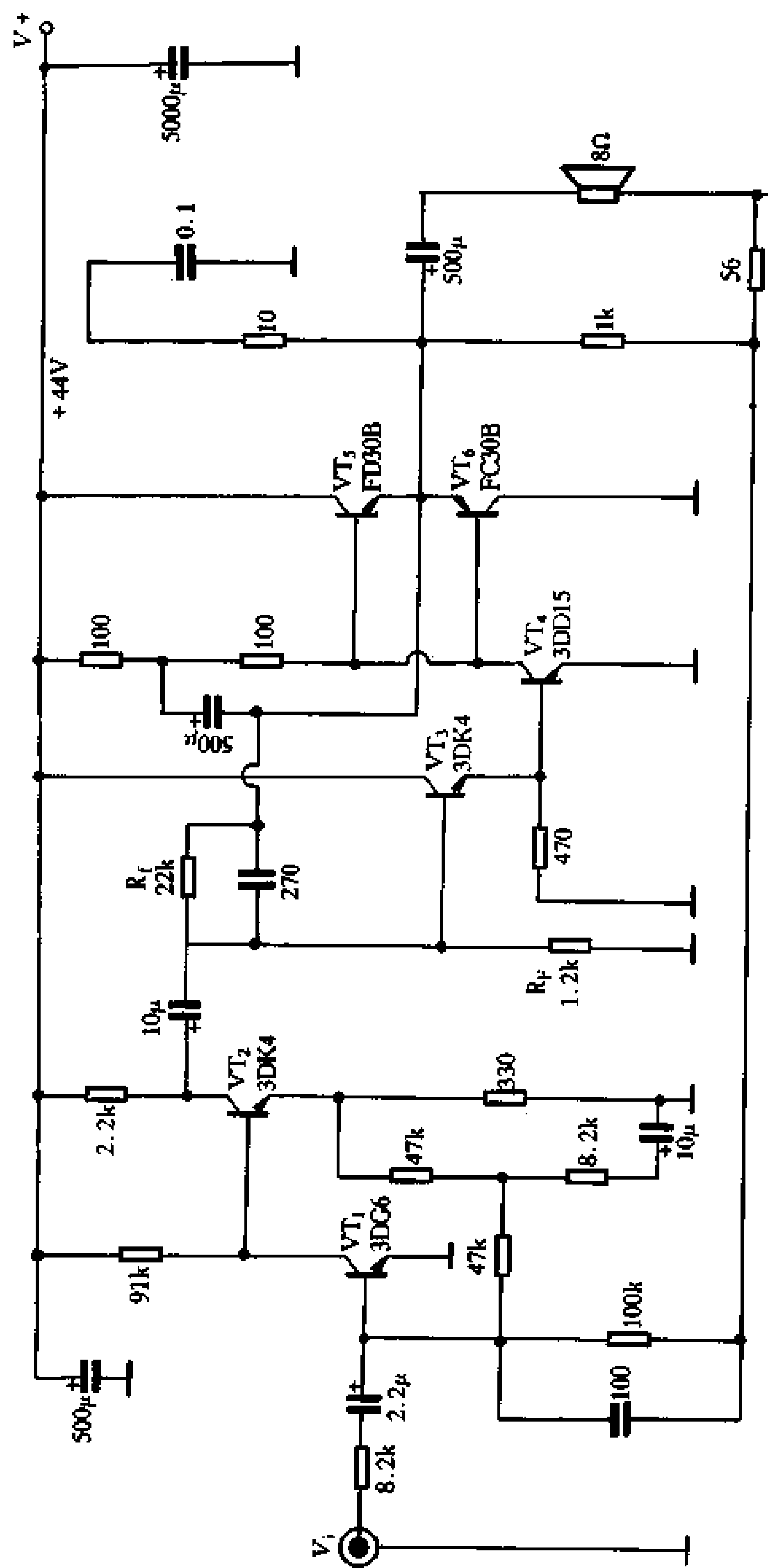


图 2-3 采用达林顿管的功放

表 2-1

FD30 与 FC30 参数表

	型号	FD30A	FD30B	FC30A	FC30B
直流参数	$V_{ce}(I_c=2.5A)$ $I_b=0.01A$	$\leq 2V$	$\leq 2V$	$\leq -2V$	$\leq -2V$
	$V_{be}(I_c=2.5A)$ $I_b=0.01A$	$\leq 2.5V$	$\leq 2.5V$	$\leq -2.5V$	$\leq -2.5V$
	$h_{FE}(V_{ce}=3V)$ $I_b=0.5mA$	≥ 500	≥ 500	≥ 500	≥ 500
	$I_{cm}(V_{ce}=40V)$	$\leq 2mA$	$\leq 2mA$	$\leq -2mA$	$\leq -2mA$
极限参数	$BV_{ceo}(I_c=5mA)$	50V	100V	-50V	-100V
	$BV_{cbo}(I_s=10mA)$	$\geq 4V$	$\geq 4V$	$\geq -4V$	$\geq -4V$
	I_{CM}	3A	3A	-3A	-3A
	$P_{CM}(T_c=75^\circ C)$	30W	30W	30W	30W
	T_{JM}	150°C	150°C	150°C	150°C

2.1.4 低失真甲类 OTL 功放电路

电路原理如图 2-4。该电路结构十分简单，仅用 4 只晶体管实现电路从输入、电压放大、倒相、推动和功放的全过程，而且电路的技术指标很高，是一款优秀的高保真功放电路。

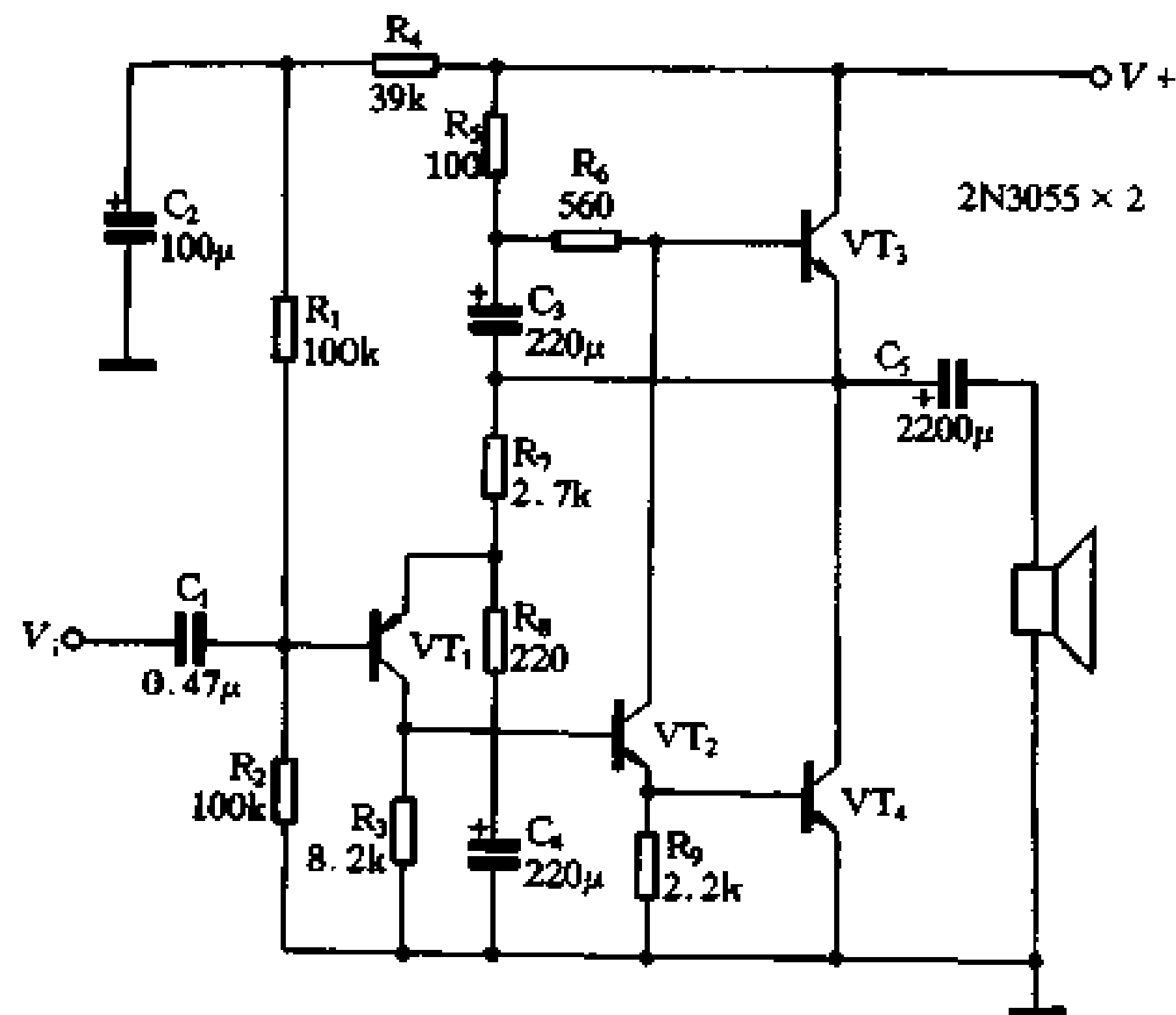


图 2-4 结构简单的高保真功放

VT₁ 为输入级，采用一只 PNP 管作为输入级并兼有阻抗匹配功能，VT₂ 为电压放大级并兼有 C-E 倒相和推动功能，VT₃ 和 VT₄ 构成互补推挽功放输出级。

R_7 、 R_8 及 C_4 构成负反馈回路，并决定电路增益： $A_V = R_7/R_8 = 2.7/0.22$ ，合 21dB。
 C_3 为自举电容， R_6 为隔离电阻。

电路调整：

调整 R_1 或 R_2 可使中点电压达到 $V_+/2$ ，调整 R_3 或 R_4 可调整输出管的静态电流，本机工作于甲类状态，静态电流取的较大，约为 500~600mA。

技术指标：

输出功率：10W (额定)；

频率响应：20Hz~100kHz (≤ 3 dB)；

谐波失真： $\leq 0.05\%$ (10W 30Hz~20kHz)；

输入灵敏度：600mV。

2.2 OCL 功率放大电路

2.2.1 结构最简的 OCL 功放电路

该电路结构十分简单，性能却十分优良。电路所用元件几乎不能再少一个，不仅可降低制作成本，而且使调试也十分简单。它的原理如图 2-5。

VT_1 、 VT_2 采用了由 PNP 管组成的差分输入级，这与大部分输入级采用 NPN 管的结构不同。采用 PNP 管的优点是管子的配对较容易且一致性较好，工作噪声较低。

VT_3 既作为电压放大级又兼作输出级的推动级，因此要求该级应当有较高的电压增益，以便为输出级提供足够的推动功率。

$VT_4 \sim VT_7$ 组成复合全互补推挽输出级， VT_5 、 VT_7 组成互补推挽的 PNP 极复合管， VT_4 、 VT_6 组成 NPN 极复合管。两组复合管均以最简的结构方式进行组合，使电路元件减少并且不用调整。但对复合管中的 VT_4 和 VT_5 的穿透电流要求极小，以保证电路工作的稳定。

VD_1 、 VD_2 为输出级的偏置电路。 C_2 为补偿电容，为防止电路自激。 R_5 、 R_4 与 C_1 组成负反馈电路，并决定电路闭环增益 $A_V = R_5/R_4$ 。

本机未采用自举电容，因自举电容对本机增大输出功率意义不大，且大容量的电解电容会对音质带来不良影响，所以本机省去。

电路调试：

不接负载，接通整机电源，用手触摸功放管外壳应觉微温而不太热，并观察各部分未见异常后，可测量各处电压、中点电压和末级静态电流。

用数字万用表直流电压挡(200mV)测量输出中点电压，一般应在 ± 50 mV 之间即为正常，若电压偏高，可加大 R_2 的阻值，反之则应减小 R_2 的阻值。只要差分管选配得当，中点电压容易控制在规定的范围内。

测量 R_7 或 R_8 上两端电压降，正常值应当在 13~17mV 之间，这时输出级相应的静态电流应为 40~50mA。 VT_4 - VT_5 基极之间的电压应为 2V 左右。测量中如发现压降小于

13~17mV, 可分别测量 VD_1 和 VD_2 的压降, 更换压降小的二极管。若无合适的二极管, 可用 220Ω 微调电阻代之并微调其阻值使其符合要求。若压降大于 13~17mV, 可用 220Ω 微调电阻与 VD_1 、 VD_2 并联, 调节微调电阻使其符合要求。最后复测中点电压。

纯电阻负载调试: 静态时的直流工作点调试由于未接负载, 可能会出现与实际工作情况不符的现象。可将功放输出端接入 $8\sim 10\Omega$ 的电阻作负载, 重复上述调整过程并使之符合各项要求。

元件选用: 两种大功率输出管的规格见表 2-2。

表 2-2

输出功率	NPN/PNP	I_{cm}	V_{CEO}	P_{cm}	$h_{FE}(I_c)$
50W	2N3055/ MJ3055	15A	60V	115W	20~70 (4A 时)
100W	MJ802/ MJ4502	40A	100V	200W	25~100 (7.5A 时)

这两对大功率输出管的 f_T 约 2.5MHz, 但由于电流大且都是开关功率管, 因此作音频功放使用具有良好的表现, 尤其是 2N3055 与 MJ2955 更是一对 50W 级以下高保真功放制作的首选准发烧级管。该管 V_{CEO} 较低, 但在 $\pm 40V$ 电压下使用无问题。

$VT_1 \sim VT_5$ 选用 BC557/546, 其 P_{CM} 为 0.5W, I_{cm} 为 100mA, 其中 VT_3 要求 $V_{CEO} \geq 50V$, VT_4 、 VT_5 要求 $V_{CEO} \geq 100V$ 。 f_T 均 $\geq 100MHz$, h_{FE} 为 110~220。也可按上述要求选用其它相近似管代用。

差分管 VT_1 、 VT_2 要求在 0.5mA 时 h_{FE} 相差 $< 5\%$, 同时两管 V_{BE} 相差 $< 20mV$, h_{FE} 则应高一些, 应 ≥ 100 。

互补推动管 VT_4 、 VT_5 要求在 1~80mA 内两管 h_{FE} 尽量接近。也可在 60mA 时按 h_{FE} 基本一致选配。

电压放大管 VT_3 要求在 10~15mA 时 h_{FE} 不低于 60, 两声道的 VT_3 其 h_{FE} 值应尽量一致。

功放输出管 VT_6 、 VT_7 要求在 100mA~3A (对 50W 功放) 及 100mA~4A (对 100W 功放) 内两管 h_{FE} 尽量接近, 若不能, 也需在 3A 或 4A 时的 h_{FE} 基本一致, 分别配对。

VD_1 、 VD_2 为开关二极管 1N914, 最大正向电流为 75mA, 10mA 时正向压降为 1V。也可用 1N4148 代用。

R_7 、 R_8 选用功放专用 2~5W 渗碳电阻, 也可用 $0.68\Omega/1\sim 2W$ 金属膜电阻代用。

$C_1 \sim C_3$ 选用 CBB 涤纶无感电容, C_1 也可用一般电解电容, C_2 、 C_3 要求耐压 $\geq 100V$ 。

技术指标:

VT_6 、 VT_7 选用不同输出管时, 其输出功率如下:

2N3055/MJ2955 ($\pm 35V$) 50W (8Ω)

MJ802/MJ4502 ($\pm 35V$) 75W (4Ω)

($\pm 37.5V$) 62W (8Ω)

($\pm 37.5V$) 112W (4Ω)

总谐波失真：额定输出功率：0.35%，
 10W (1kHz)：0.015%；
 信噪比：115dB；
 功率带宽：100kHz (-3dB)；
 频率响应：2Hz~110kHz (± 1 dB)。

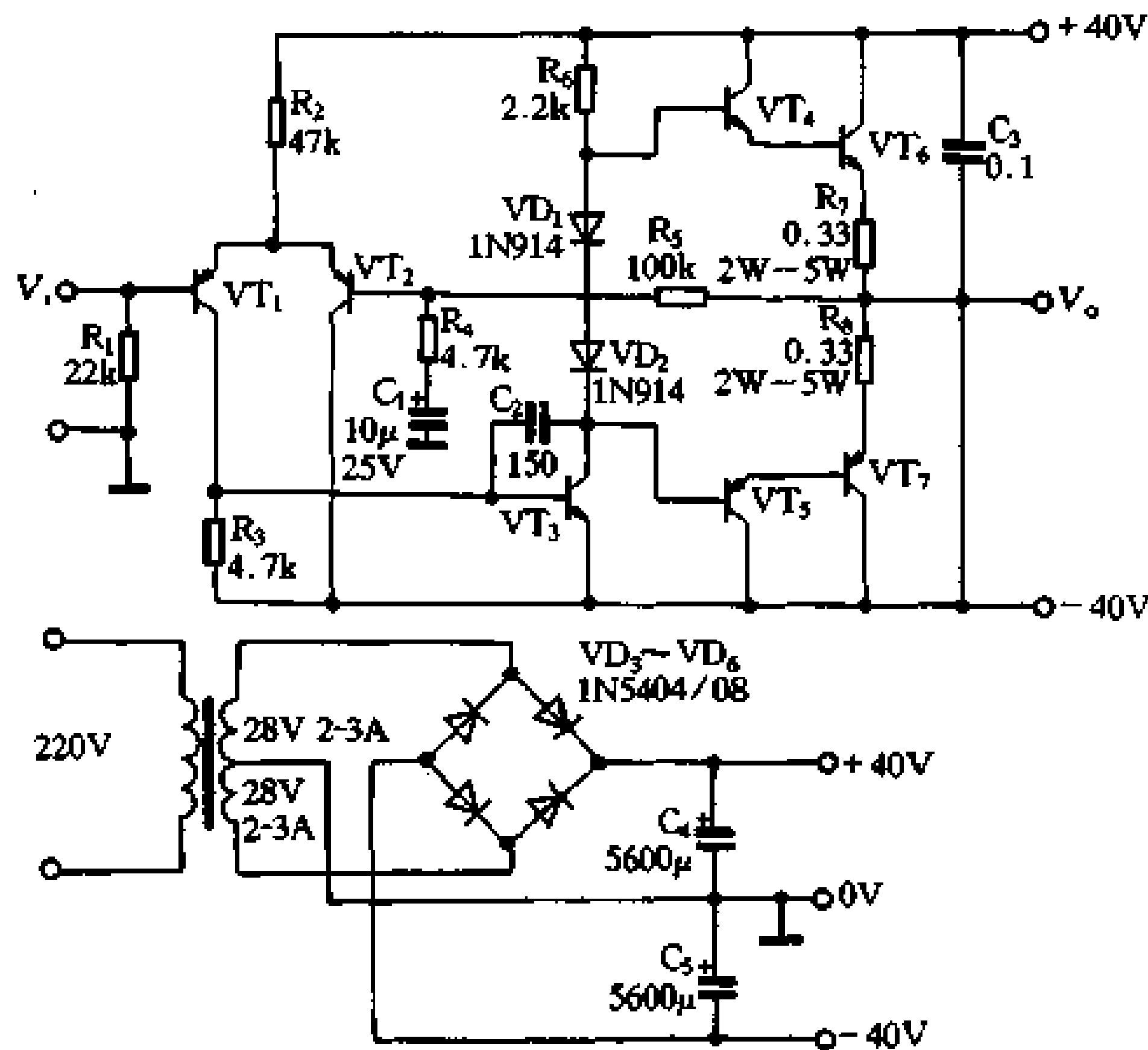


图 2-5 结构最简单的 OCL 功放

2.2.2 两级差放的 OCL 功放电路

本功放电路原理如图 2-6。由电路的结构可知，它是一种较为典型的 OCL 功放电路，实际工作性能十分优良，是一种较好的功放电路结构。

电路的输入部分由 C_1 、 R_1 组成高通滤波器， R_3 、 C_2 组成低通滤波器，其目的是限制输入的有效带宽，衰减超低频，降低瞬态互调失真。

VT_2 、 VT_3 组成差分输入级， VT_1 是它的恒流源， VD_1 、 VD_2 为恒流源的基极偏压基准。 R_7 、 R_8 为 VT_2 、 VT_3 的集电极负载电阻，同时兼作第二级差分电路 VT_4 、 VT_5 的基极偏置。

VT_4 、 VT_5 组成第二级差放电路，作电压放大， VT_6 、 VD_3 作第二差放的镜像恒流源负载，在这里是采用二极管 VD_3 作镜像恒流管，而没有采用集电极短接的三极管，但其工作原理是一样的。

VT_6 作输出级的电压推动级，同时它又使差分电路变单端输出。

VT_{10} 、 VT_{11} 组成全互补对称推挽功率输出的 NPN 复合管， VT_{12} 、 VT_{13} 组成 PNP 复合管。

VT_7 、 RP_1 与 R_{15} 组成输出级的偏置电路。

本电路还设有输出保护电路，它由 VT_8 、 VT_9 、 $VD_4 \sim VD_7$ 及 R_{17} 、 R_{18} 、 R_{20} 、 R_{21} 等

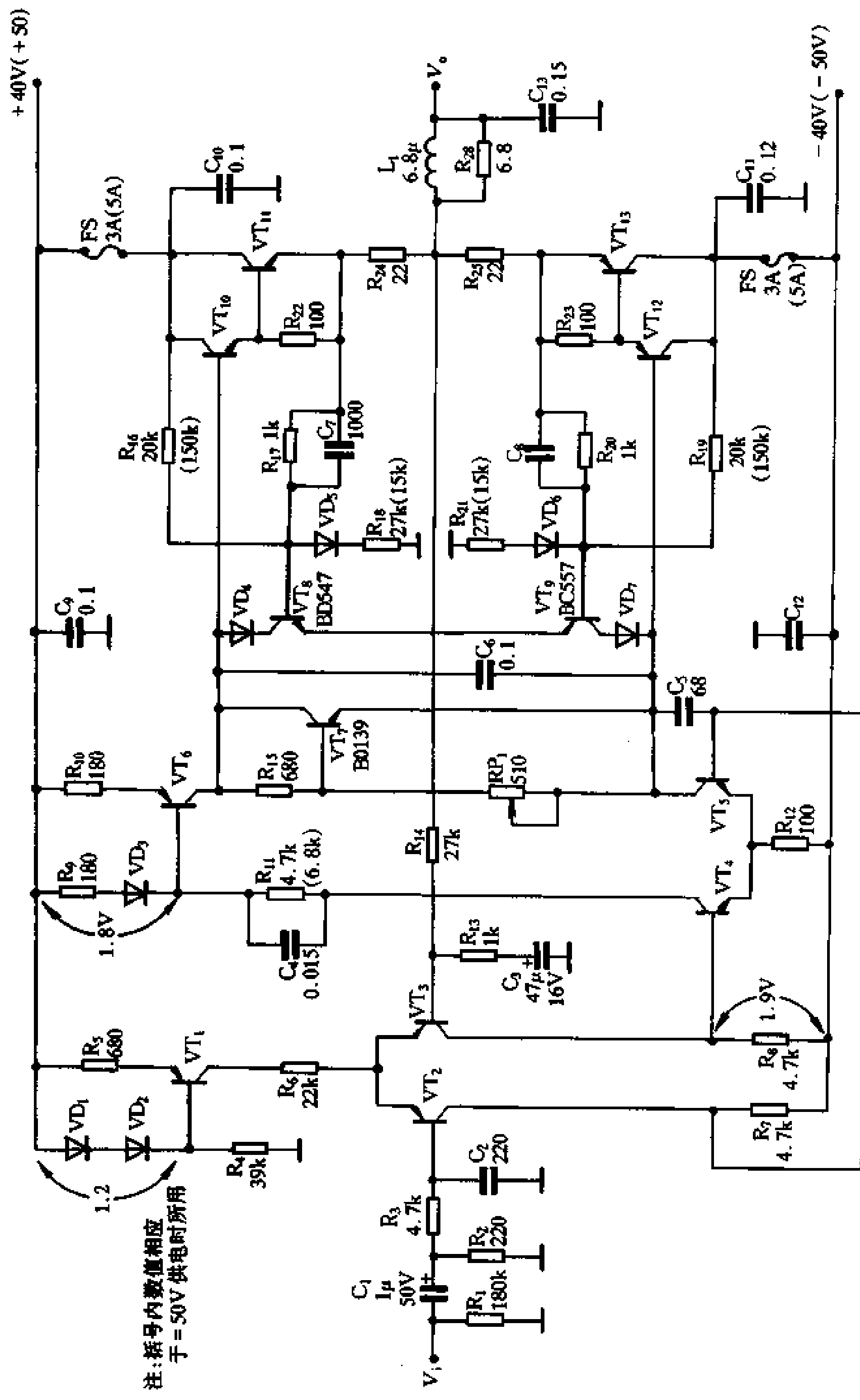


图 2-6 两级差放的 OCL 功放

组成。当输出管出现超载或短路时， I_{e11} (I_{e13}) 在 R_{24} (R_{25}) 上的压降经 R_{17} (R_{20}) 使 VT_8 (VT_9) 导通，将 VT_{10} (VT_{12}) 的基极电流分流，使输出管 VT_{11} (VT_{13}) 的电流降低，从而起到保护输出管的作用。电路中加入 R_{16} (R_{19})、 VD_5 (VD_6)、 R_{18} (R_{21}) 的作用是，当出现过载时仍可使 VT_{11} (VT_{13}) 处于安全工作区域内，而不致因保护电路的加入而降低电路的输出功率。

整机增益由负反馈电阻 R_{14} 、 R_{15} 的比值决定， $A_V = R_{14}/R_{15}$ ，约 29dB。

电路调整：

不接负载，也不接功放输出管 VT_{11} 、 VT_{13} 。调整输出偏置电路：将 RP_1 的滑动臂移至下端，使 VT_7 管压降最小；接通电源，测量中点电压应在 $\pm 50mV$ 之间，否则通过调整 R_5 或 R_{12} 使之达到要求；测量 R_{22} 、 R_{23} 两端压降应在 0.55V 左右，否则可调节 RP_1 。

接通输出管 VT_{11} 、 VT_{13} 使输出管静态电流为 20mA，否则可调整 RP_1 。

最后在输出端接入 8~10 Ω 的电阻作负载，重复上述各项调整过程，使输出中点电压为 0V (最大可变范围 $\pm 50mV$)，静态电流在 20~30mA。

元件选用：

本机所用元件可按表 2-3 选用，也可根据输出功率的要求按表 2-2 选用。

表 2-3

NPN/PNP	I_{cm}	P_{cm}	BV_{CEO}	f_T	$h_{FE}(I_c)$
MJ15003/15004	20A	250W	140V	73MHz	20~150 (2A)
BD139/140	0.5A	6.5W	80V	75MHz	40~160 (150mA)
MJE340/350	0.5A	20W	300V		30~240 (50mA)
BF469/470	0.1A	1.8W	250V	60MHz	750 (25mA)
BC556	0.1A	0.5W	80V	150MHz	75~250 (2mA)

本机第一级差分管和末级功放用管可采用一般常用管，第二级差分管和互补推动用管品质较高，尤其是 MJE340/350 和 BF469/470 两对管为视放专用管，特点是频率特性好，线性宽和耐压高，用作第二差放和互补推动十分理想。若不能购得，也可用 $BV_{CEO} > 60V$ (第二差放) 和 $BV_{CEO} > 100V$ (互补推动) 的其它管子代用。

管子可按下列要求选配：第一差分管可在 0.4~0.5mA 下选配，要求同前；第二差放可在 6.5mA 下配对，要求允许比第一差放稍低。互补推动管可在 60~80mA 下按 $h_{FE} = 80 \sim 100$ 配对，末级选配要求同前。

技术指标：

本电路由于采用两级差放和恒流源偏置电路，能够在很宽的电源电压范围内工作，下面为工作电压为 $\pm 40V$ 和 $\pm 50V$ 下的技术性能：

在电源电压为 $\pm 40V$ 时：

最大输出功率：60W (12W 过载保护)；

总谐波失真：0.09% (60W)；

频率响应：10Hz~100kHz ($\pm 2dB$)；

信噪比：>100dB。

在电源电压为 $\pm 50\text{V}$ 时：
最大输出功率：105W；
总谐波失真：0.05%；
频率响应：10Hz~100kHz ($\pm 1\text{dB}$)；
信噪比：>100dB。

2.2.3 全对称 OCL 功放电路

全对称功率放大电路是把电路的输入、电压放大、推动和功率输出各部分都制作成互补对称的形式，这样可以充分发挥 PNP 型和 NPN 型晶体管的各自的特点，做到优势互补，使电路的稳定性和输出的保真度更好。该电路的功率输出级有全互补和准互补之分，由于准互补的输出管不需要要求较高的异极性配对，因此这种电路更适合业余爱好者装制。

电路原理如图 2-7。由 VT_1 、 VT_2 和 VT_4 、 VT_5 构成 PNP 和 NPN 极性的双差分输入级， VT_3 和 VT_6 分别是两差分对的恒流源， $\text{VD}_1 \sim \text{VD}_4$ 为两恒流源的电压基准。 VT_7 、 VT_8 构成单端推挽电压放大级并作为功放级的推动级。 VT_{10} 、 VT_{12} 和 VT_{11} 、 VT_{13} 构成准互补推挽功放输出级。 VT_9 、 RP_2 等构成输出偏置电路，调节 RP_2 ，便可调整输出管基极的静态偏置电压和静态偏置电流。

$R_3 \sim R_6$ 及 R_{21} 、 R_{29} 、 R_{31} 为各管发射极的负反馈电阻，用来稳定各级电路的工作点，保持电路工作的稳定。

R_{12} 、 R_{15} 为保安电阻，即当因某种原因造成 VT_3 或 VT_6 被击穿时， R_{12} 和 R_{15} 也能使差动电路勉强维持工作，防止危及其它晶体管损坏。

R_{22} 和 RP_1 及 R_{17} 、 C_5 构成负反馈电路，决定整机的闭环增益，由于设置了可调电阻 RP_1 ，所以本机增益还可根据需要随时调整。

C_3 、 C_4 为电源退耦电容，防止因电源耦合而造成的自激。

调试要点：

输出端的中点电位可通过调整 R_{11} 或 R_{16} 达到，调整 RP_2 使 VT_{10} - VT_{11} 两管基极间电压为 1.65~1.8V，并使输出管静态电流为 30~50mA。

差动输入级各管的静态电流为 0.6~1mA，可通过测量 $R_3 \sim R_6$ 上的电压算得，调整 R_{11} 和 R_{16} 可改变恒流源电流，亦即改变了差分管各管的电流。

VT_7 、 VT_8 的静态电流应在 10mA 左右，可通过测量射极电阻 R_{20} 与 R_{21} 上的电压算得，若不符合要求，可通过调整 R_{20} 与 R_{21} 达到。

元件选用：

各级晶体管可按图标注的型号选用，也可选用其它特性相近的晶体管。差分对管要在工作电流的条件下选择放大倍数相近的对管。推挽管也应按工作电流选配。

技术指标：

输出功率：40W (额定) 60W (最大)；

频率响应：3Hz~80kHz ($\begin{matrix} +0 \\ -1 \end{matrix} \text{dB}$)；

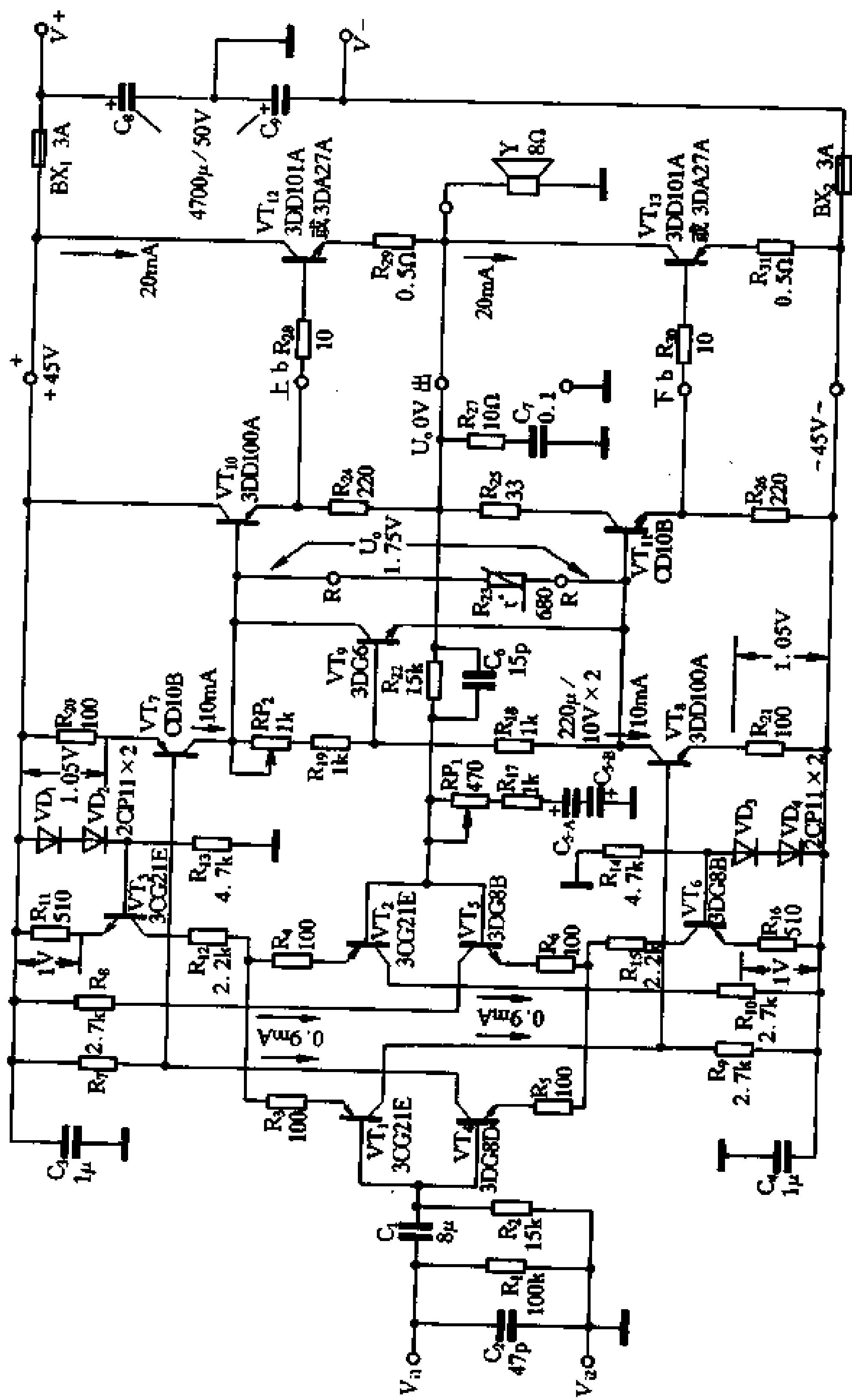


图 2-7 全对称功放电路

谐波失真： $<0.1\%$ ；

信噪比： $>90\text{dB}$ 。

2.2.4 不用差分输入的 OCL 功放电路

大多数 OCL 功放电路都采用差分电路作输入级，目的是为使电路工作稳定。因为 OCL 功放电路多采用直接耦合方式，这种电路的零点漂移较为严重，为了克服零点漂移，电路的输入级多采用差分电路。而差分电路要求元件必须对称，误差要小，尤其是差分对管，必须要求在相同的测试条件下配对。这对于业余爱好者来说成了一大难题。本电路采用了单管输入、推挽放大和阻容耦合的输入级，解决了差分管配对的难题，而实际电路又达到了较高的技术水平，是一款十分优秀的功放电路。

电路原理如图 2-8 所示。它由三部分组成：输入级、中间级和功率输出级。VT₁~VT₃ 组成输入级，VT₁ 为射极输出器，VT₂、VT₃ 组成互补推挽放大器，为提高电路的对称性，在两管的发射极设有电流负反馈电阻 R₁₀ 和 R₁₁。R₁ 为本级负反馈电阻，R₁~R₃ 为输入管 VT₁ 的偏置电阻。VT₁ 的基极偏置取自 VT₂、VT₃ 的输出端，实际上是本级的小环路级间反馈，它使整个输入级具有十分良好的工作特性。RP₁ 用来调整电路的对称性。

VT₄~VT₆ 组成中间电压放大级，结构和输入级相同，VT₅、VT₆ 组成互补推挽放大级，并在其发射极设有负反馈电阻 R₂₆ 和 R₂₇，但本级未设小环路负反馈，而是由取自输出级的大环路负反馈取代，由 R₁₄、R₁₅ 和 R₂₀ 组成。

末级功率输出级由 VT₈~VT₁₃ 组成，其中 VT₈、VT₉ 为互补推动级，VT₁₀、VT₁₂ 和 VT₁₁、VT₁₃ 分别组成准互补复合管推挽输出级。本电路推动级与复合管输出级之间的接法与众不同，即推动级 VT₈、VT₉ 接成共发射极组态而且具有一定的电压增益，从而为通过 R₃₈~R₄₂ 加级间小环路负反馈提供了可能。这样不仅减轻了前级的负担，而且使本级对正负半周信号的增益更为对称和稳定，大大降低了对末级各管配对的要求，为本电路的一大特点。

为了改善准互补输出 PNP 管和 NPN 管的上下对称性，在 VT₁₀ 的发射极电阻 R₃₇ 上并联了二极管 VD₁，利用它的伏安特性与输出管输入特性相似的特点，使 VT₁₀ 的射极负载与 VT₁₁ 的射极负载取得平衡。调节 RP₄ 不仅能调节上下臂的增益，而且能降低最大输出功率时的高频偶次谐波失真。

为保证在电路工作稳定的前提下展阔频响，采用了双极点补偿电路。第一极点频率由 VT₅、VT₆ 集电极电容和 C₁₅ 决定，约 35kHz，第二极点频率由 R₁₆、C₈ 决定，约为 2MHz 左右。R₁₄、C₇ 为低通滤波器，以限制功放通带。

调试要点：

接入 8~10Ω 的假负载，RP₃ 的滑动臂置于最上端，接通电源后测量输入级和电压放大级各管工作电压，若不符合图中所标数值，可分别调整 R₈ 和 R₁₄。

测量 VT₅、VT₆ 两管集电极电压，若 $>1\text{V}$ ，可暂不处理。调节 RP₂ 使输出端电压为 0V，再调 RP₃ 使末级总电流为 100mA 左右，此时 VT₅、VT₆ 两管集电极电压如图所示。再复调一次 RP₂，使输出端电压为 0V。

交流调试：目的是使电路的失真达到最小，使用仪器为低失真音频信号发生器和失真

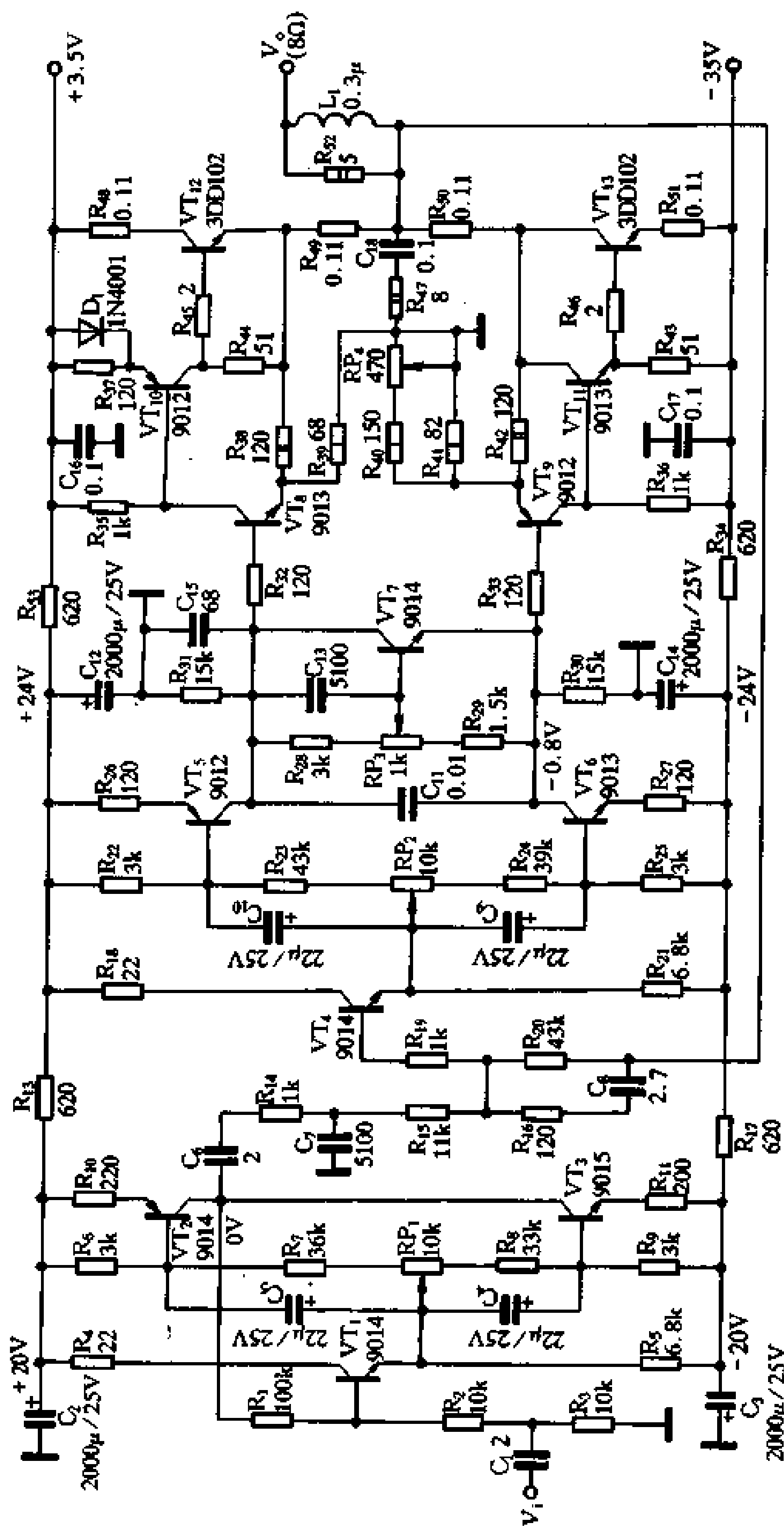


图 2-8 不用差分输入的 OCL 功放

度测试仪。方法是输入 0.7V、20kHz 的正弦波信号，调节 RP_1 、 RP_4 使输出失真度最小。

若无失真仪，可用下列方法调试：按图 2-9 临时搭接一个测试电路，输入 20kHz、0.7V 的正弦波信号，记下表 PA 的指示值，如数值较大，可调节图中的 RP 使指示适中。然后将开关 SA 扳向另一侧，调节 RP_1 、 RP_4 使指示值最小，反复调整直至满意。

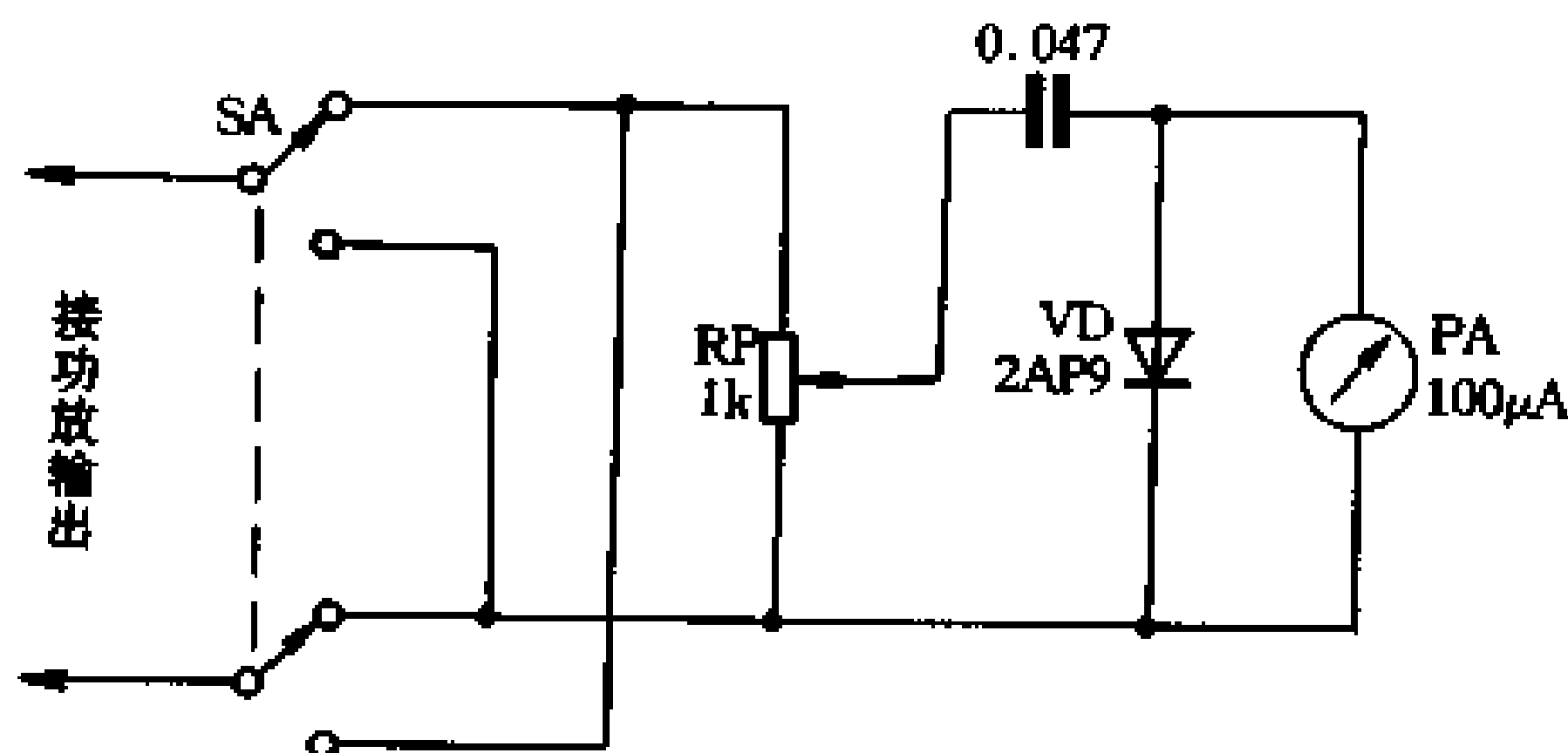


图 2-9 失真度的调试

元件型号可按图中要求选用，其技术参数应根据电源电压和输出功率等要求参考前面电路选配方法进行选配。本电路对元件配对要求虽然不高，但应尽量选用同档次的管子为好。电阻 $R_{48} \sim R_{52}$ 可用 2~3W 线绕电阻，而且尽量选用无感型电阻，其余可选用金属膜电阻。 $RP_1 \sim RP_4$ 选用实芯碳膜电位器。

技术指标：

输出功率： P_{max} ：40W，额定：30W；

谐波失真： $<0.1\%$ ；

频率响应：20Hz~20kHz；

信噪比：90dB。

2.2.5 优秀的国产精品功放 XA8500

XA8500 功放在首届国产音响器材大展中获“最受好评产品”和“最受喜爱产品”两项殊荣。其电路经精心设计并采用日产优质晶体管组装。

电路原理如图 2-10。它由双差分输入级、电压放大级和功率输出级三部分组成。

$VT_1 \sim VT_6$ 组成全对称互补双差分输入级， VT_3 、 VT_6 分别是每一对差分电路的恒流源。

$VT_7 \sim VT_{12}$ 组成互补对称推挽式电压放大级， VT_7 、 VT_8 及 VT_{10} 、 VT_{11} 组成共射一共基放大电路， VT_9 和 VT_{12} 等组成恒流源基极偏置电路。共射一共基电路又称霍尔曼电路，它是一种线性优良的放大电路，这种电路不仅能改善电路的线性，而且能展阔频带。不少新型功放都采用了这种电路。

由晶体管的输出特性曲线可知，晶体管的输出在 V_{ce} 恒定时 β 值的线性较好，而共发射极放大器的 V_{ce} 是随输出电流的变化而变化的，这就使输出波形的上下半周得不到同样的放大，造成输出波形的失真。共射一共基电路具有使 V_{ce} 保持不变的特性，因而使 β 值保持良好的线性，改善了电路的线性。

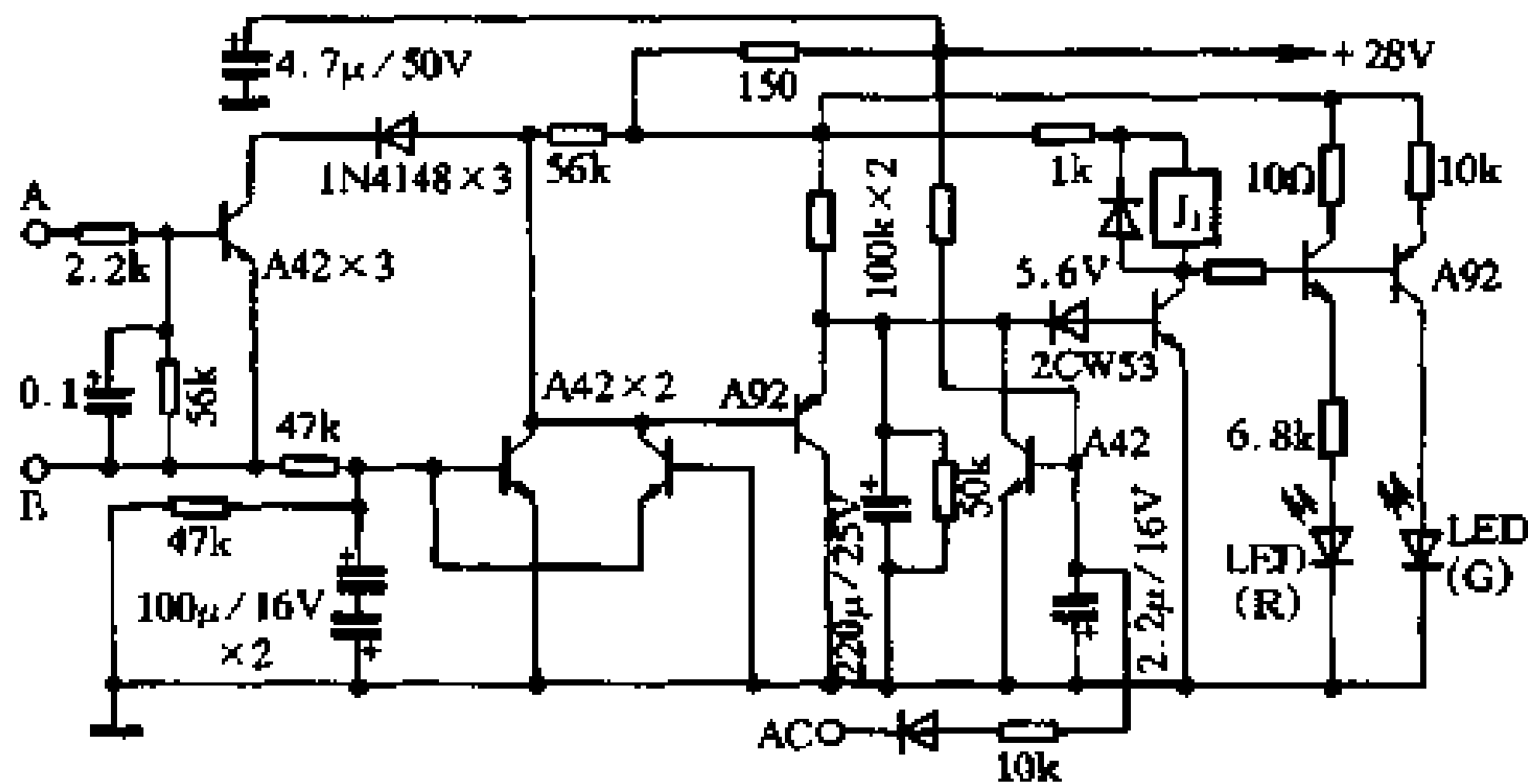
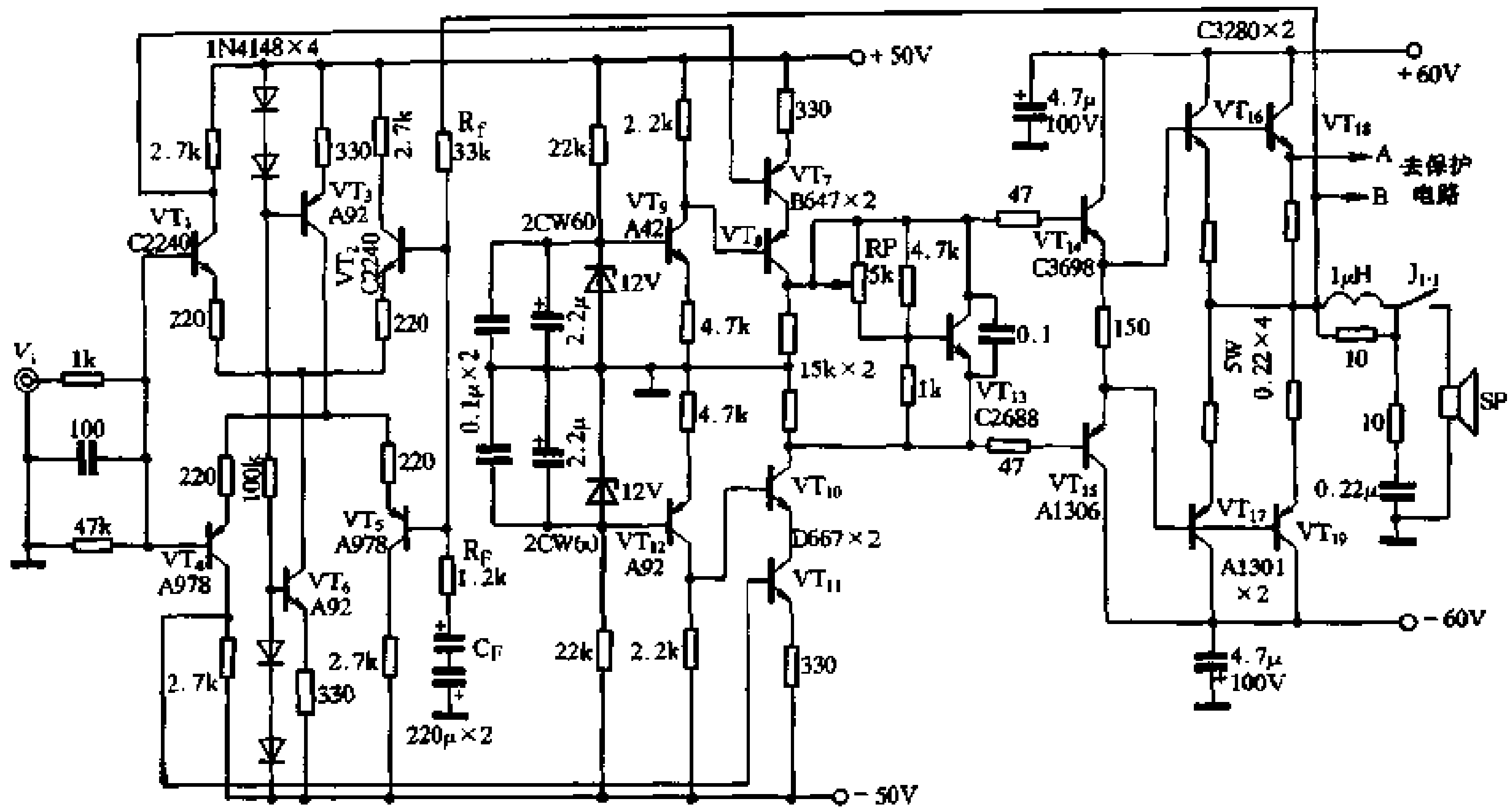


图 2-10 XA8500 功放

共射—共基电路的结构如图 2-11 所示。它利用共射放大管 VT_1 的高输出阻抗和共基放大管 VT_2 的低输入阻抗，为 VT_1 提供一个恒定的 V_{ce} ，而将 VT_1 的电流变化转变成电压的变化。在图 2-10 中由共射放大管 VT_7 作输入，共基放大管 VT_8 作输出，恒流源 VT_9 是 VT_8 的基极偏置电路。

VT_{14} 、 VT_{15} 组成互补推挽的输出级推动电路， VT_{13} 和 RP 等组成它的偏置电路。 $VT_{16} \sim VT_{19}$ 组成对称互补推挽功放输出级。

R_f ($33k\Omega$) 和 R_f ($1.2k\Omega$) 及 C_f ($220\mu \times 2$) 组成大环路负反馈，决定整机的闭环增益。电路所用元件按图中所标选用，调整方法可参照前面电路。

技术指标：

输出功率： $P_o = 150W$ ；

频率响应： $20Hz \sim 100kHz$ ；

失真度： $\leq 0.004\%$ 。

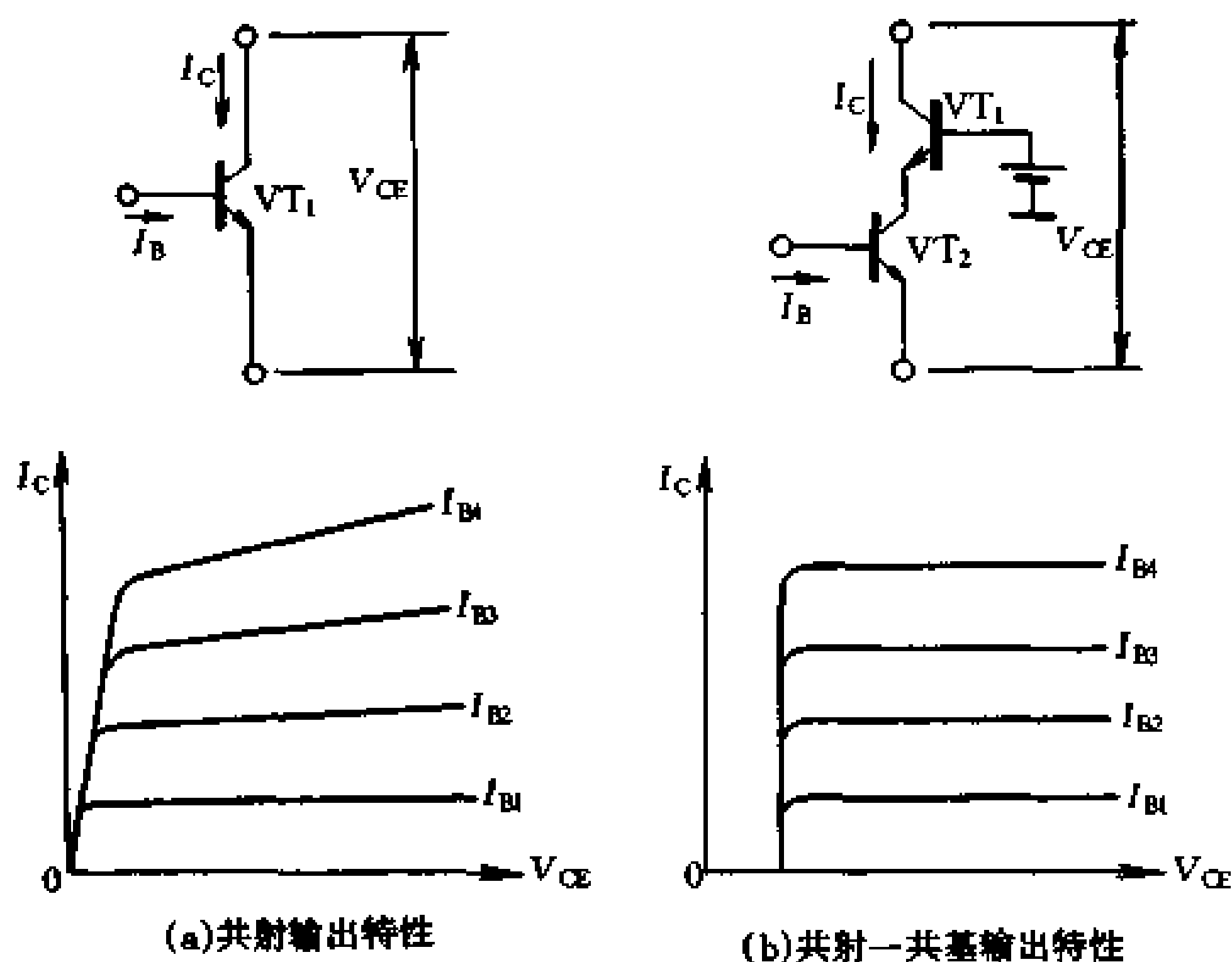


图 2-11 共射—共基电路原理

2.2.6 40W 超级功放电路

本电路设计独特，性能优良，它采用 2N3055/MJ2955 作功放输出管。图 2-12 是它的电路原理图。

$VT_1 \sim VT_3$ 组成差分输入级，其中 VT_3 为它的恒流源。从 VT_1 集电极输出的信号输入电压放大级 VT_4 的基极。由 $VT_4 \sim VT_9$ 共 6 只晶体管组成一个看起来很复杂的电压放大级。下面来分析其结构， VT_4 、 VT_5 组成共射—共基电压放大级，是电路的主要部分。 VT_6 、 VT_7 是它的恒流源负载。 VT_8 、 VT_9 是接成二极管用的，它的主要作用是作温度补偿，用来稳定电路的工作点，它和 RP_1 共同组成推动级 VT_{10} 、 VT_{11} 的基极偏置电路，调节 RP_1 可调整输出级的静态工作电流。

$VT_{10} \sim VT_{15}$ 分别由不同极性的 3 个管子组成一对三重复合互补推挽输出电路。其中 VT_{10} 、 VT_{12} 、 VT_{14} 组成上臂三重复合管， VT_{11} 、 VT_{13} 、 VT_{15} 组成下臂三重复合管，上、下臂完全对称。在采用同极性的三重复合管时，由于输出信号相对于输入信号有一定的延迟，尤其是管子在反向偏压下截止时，其延迟时间更长，因而截止失真更大。而这种异极性三重复合管则可克服上述缺点，它不仅具有极其灵敏的跟随特性，而且对消除截止失真有很好的效果。当 VT_{10} 、 VT_{11} 的输入端有微小的变化时，输出电流就会有很大的变化。因此，电压放大级 VT_4 、 VT_5 的静态电流可以取得小一点，有 5mA 即可。

R_7 、 R_8 及 C_2 、 C_3 构成本机的负反馈系统，整机增益可由 R_7/R_8 给出，约 26dB。

技术指标：

输出功率： $P_o \geq 40W$ ；

频率响应：10Hz~30kHz ($\pm 2dB$)；

谐波失真： $\leq 0.015\%$ ；

信噪比： $\geq 72dB$ 。

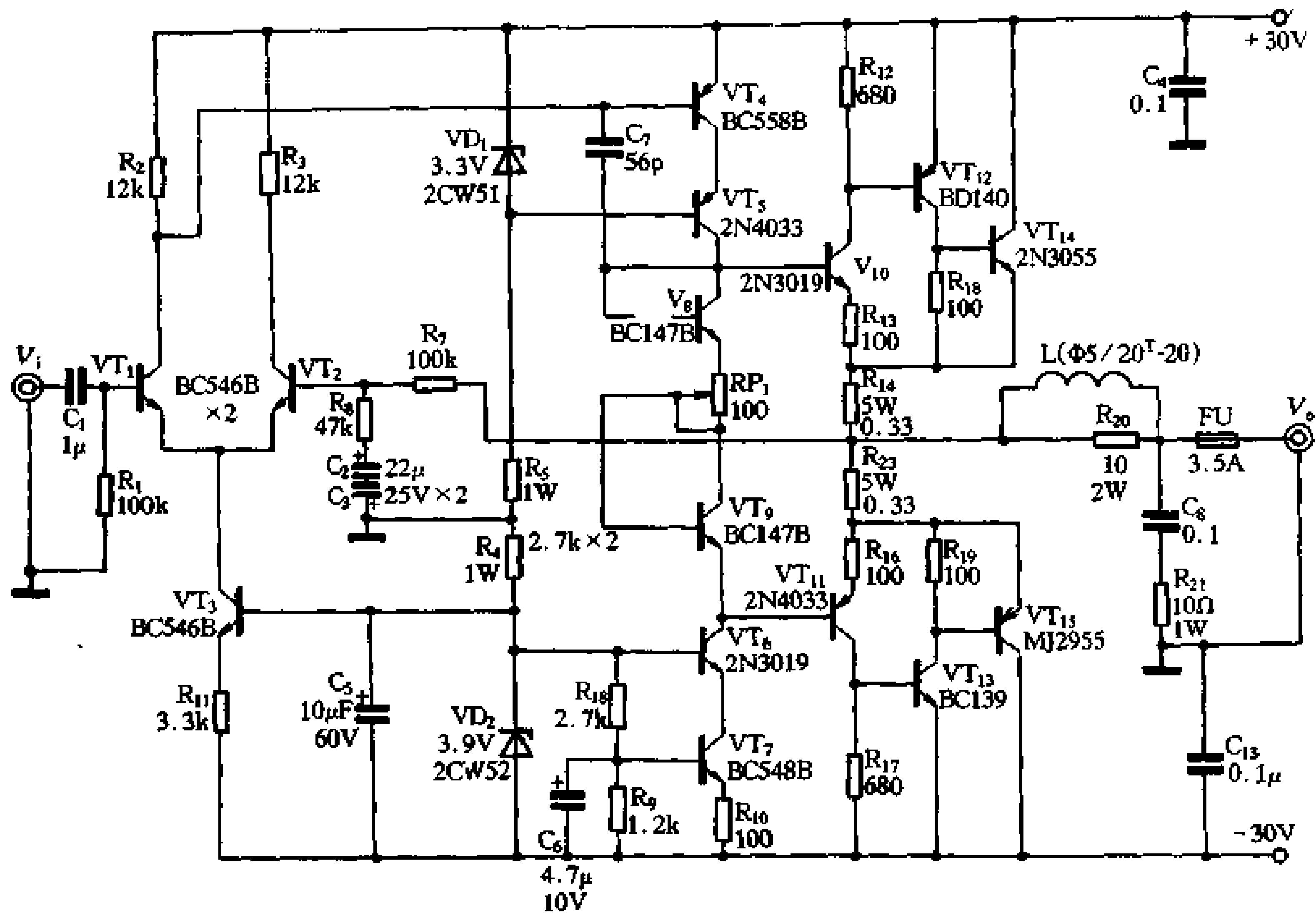


图 2-12 40W 超级功放电路

2.2.7 东鹏 P300 功率放大电路

本机为“东鹏音响电器有限公司”的产品，采用性能优秀的“三肯”功放管 2SC2922/2SA1216 作功率输出管，电路精心设计。电路原理如图 2-13。

电路的输入级特设了由两只二极管组成的偏置电路，以确保输出零电位的稳定，也可以提高输入阻抗。

VT₁~VT₄ 组成典型的晶体管差分输入电路，并采用了低噪声、且微电流时输入特性和输出特性极好的 NEC 专用管 9043，该级处于较高的电压下工作，并配以与众不同的由 VT₃、VT₄ 组成的恒压恒流源电路，使该级处理信号的能力极为理想，动态范围也很大。

VT₅、VT₆ 组成第二级差分电路，作为电压放大级，VT₇、VT₈ 组成本级的镜像电流源负载。由于 VT₇ 的集电极和基极相连，使 VT₅ 的输出信号可以直接加到 VT₈ 的基极，于是 VT₆、VT₈ 组成了推挽放大输出，以便和由 VT₁₀、VT₁₁ 组成的互补推挽式推动级电路相匹配。

VT₁₂~VT₁₇ 组成三管并联的互补推挽功放输出级。

VT₉ 等组成温度补偿型恒压偏置电路，在温度变化时，自动调整推动管的偏置电压，使输出级电路工作稳定。

VT₁₈、VT₁₉ 组成过载保护电路，当输出管过载时，VT₁₈、VT₁₉ 导通，将推动管 VT₁₀、

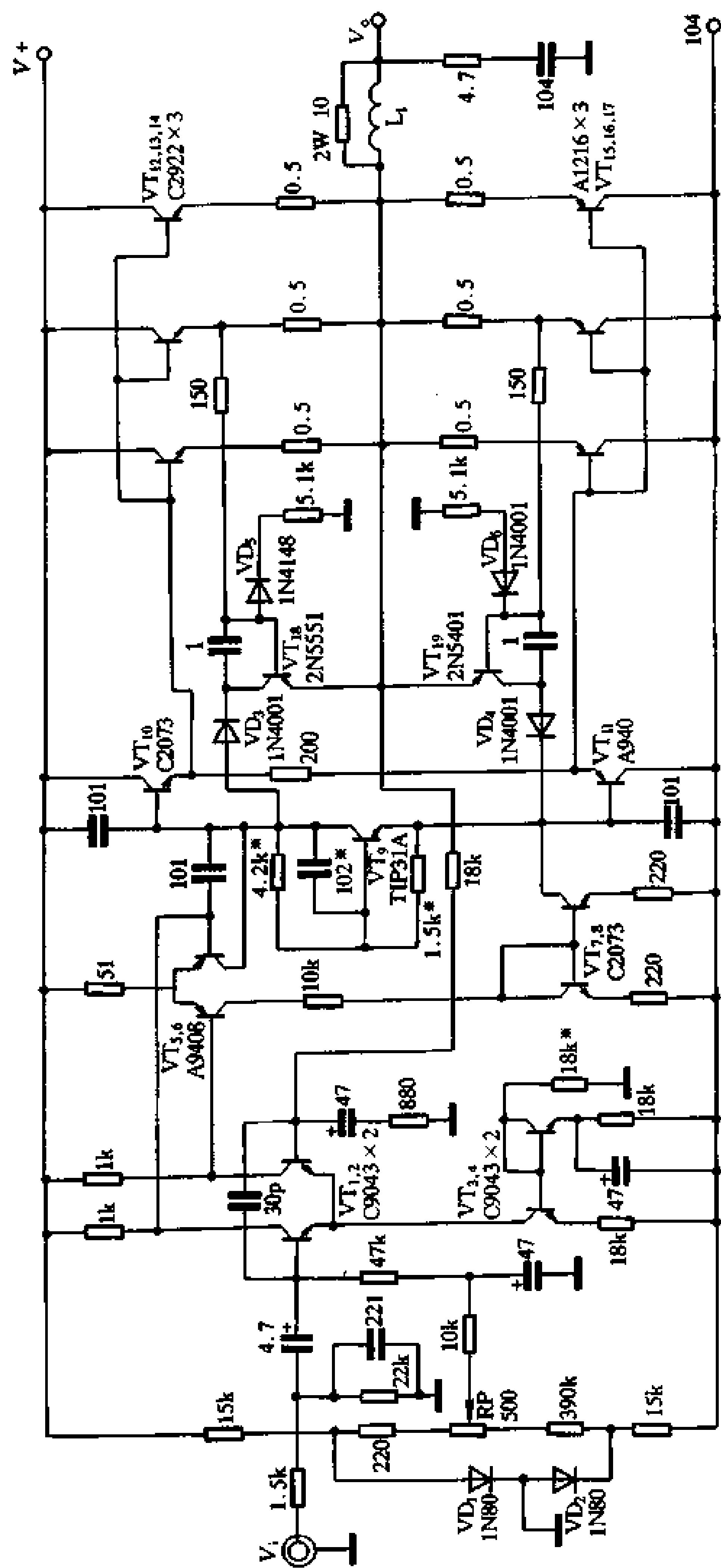


图 2-13 东鹏 P300 功放电路

VT₁₁的基极电流分流，以确保输出管的安全。

技术指标：

输出功率：300W；

频率响应：20Hz~20kHz (±0.5dB)；

谐波失真：0.08%；

信噪比：120dB。

2.2.8 LHG-A757 功放电路

随着数码音源(如:CD及VCD)的出现与普及,对功率放大器提出了更高的要求,一方面要求功率放大器有很高的技术性能,使其能与数码音源的高音质、大动态、低噪音相适应、相匹配;另一方面要低成本、低价位,使其能适应现阶段国情,能为广大工薪阶层所接受。国产功放 LHG-A757 正是适应了这种要求而出现的一种机型。它的原理如图 2-14。

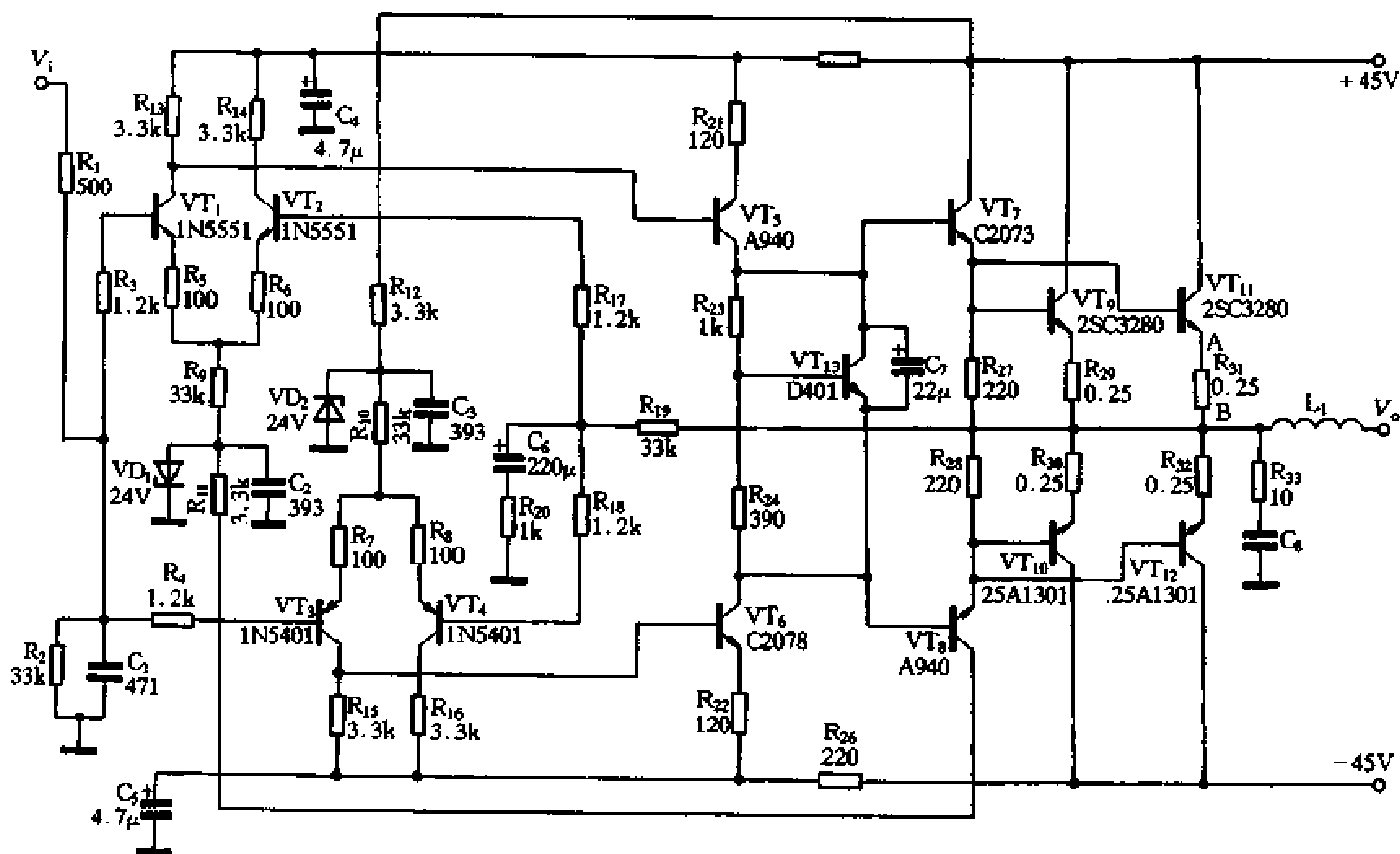


图 2-14 A757 功率放大电路

该机以简洁至上的设计原则,通过精心设计,严格选料,使其达到较高的技术水平。

电路采用全对称全互补 OCL 电路结构。输入电路采用对称的双差分电路,VT₁、VT₂ 组成 NPN 极性的差分级,稳压管 VD₁、R₉、R₁₁、C₂ 组成它的恒流源;VT₃、VT₄ 组成 PNP 极性的差分级,VD₂、R₁₀、R₁₂及 C₃ 为它的恒流源。各差分管的发射极接有电阻 R₅~R₈,在各管基极接有电阻 R₃、R₄及 R₁₇、R₁₈,以保证电路的完全对称,确保电路的稳定性。R₉、R₁₀阻值较高,可以提高差分放大器的共模抑制比,增强电路的抗干扰能力。

VT₅、VT₆ 组成电压放大级，提供足够的电压增益。该级由东芝音响专用对管 2SA940 和 2SC2073 担任，并工作在良好的线性区，VT₇、VT₈ 组成推动级，它们分别和功率输出管 VT₉、VT₁₁ 和 VT₁₀、VT₁₂ 构成高放大倍数的 NPN 复合管和 PNP 复合管，以输出足够大的功率。功率输出管采用东芝音响专用管 2SC3280 和 2SA1301，并采用两两并联的形式，减小了输出阻抗，改善了负载特性。

VT₁₃ 与 R₂₃、R₂₄ 组成输出级偏置电路，调节 R₂₄ 可改变功放级的输出电流。本电路可将 VT₁₃ 的 c-e 极间电压调至 2~2.2V 左右。

R₁₉、R₂₀ 和 C₆ 构成反馈回路，以决定放大器的闭环增益。

全电路从输入级起全部采用直接耦合，可使弱信号损失极小，对音乐中的细节的解析力大大提高。

技术指标：

输出功率：100W；

频率响应：10Hz~50kHz；

谐波失真：0.06%；

信噪比：≥96dB。

2.2.9 新甲类功率放大电路

所谓“新甲类”，是指利用“同步偏置”原理，让输出级晶体管的基极电压随信号的大小而浮动，并使晶体管在工作时不出现截止过程。

图 2-15 是新甲类功率放大电路的工作原理图。由图可知，该电路的基本结构和通常的全对称互补 OCL 电路一样，不同之处是它的同步偏置电路。下面先介绍基本结构，然后再介绍同步偏置电路的工作原理。

VT₁、VT₂ 组成 PNP 极性的差分输入级，场效应管 VT₅ 是它的恒流源，VT₃、VT₄ 组成 NPN 极性的差分级，VT₆ 为它的恒流源，两组差分输入组对称互补。本电路采用场效应管作为差分电路的恒流源，与晶体管恒流源相比，场效应管恒流源具有电路简单，不需要偏置，而且温度稳定性好等特点。场效应管恒流源的动态内阻高达数兆欧，很接近理想的恒流源，而晶体管的动态内阻仅为几十至几百千欧。使用场效应管作恒流源的差分放大器，其共模抑制比要比使用晶体管恒流源的差分电路高一、两个数量级。许多高级功放电路就是采用场效应管作恒流源的差分电路输入级。

输入信号经耦合电容 C₁ 及 R₁ 从 VT₁、VT₃ 的基极输入，负反馈则加到 VT₂、VT₄ 的基极。输入信号经互补差分推挽放大后，由 VT₁、VT₃ 的集电极输出分别输入电压放大级 VT₈、VT₇ 作单端推挽放大，放大后的信号再经射极输出器 VT₁₀、VT₁₁ 作第二级电压放大后，推动由 VT₁₄~VT₁₇ 组成的复合互补推挽输出级作功率输出。

由 VT₉、VT₁₂、VT₁₃ 与 RP₁、RP₂ 以及 VD₁~VD₄ 等组成的同步偏置电路，是新甲类功率放大器的核心部分，下面重点分析。

由于偏置电路具有恒压功能，并且可以通过调节偏置电阻取得稳定的电压。因此，通过调节 RP₁ 和 RP₂ 就可以向输出电路提供所需要的偏置电压，使输出管输出一个能使输出信号不出现失真的静态电流。其中调节 RP₁ 可使 VT₉ 等组成的偏置电路向 VT₁₀、VT₁₁

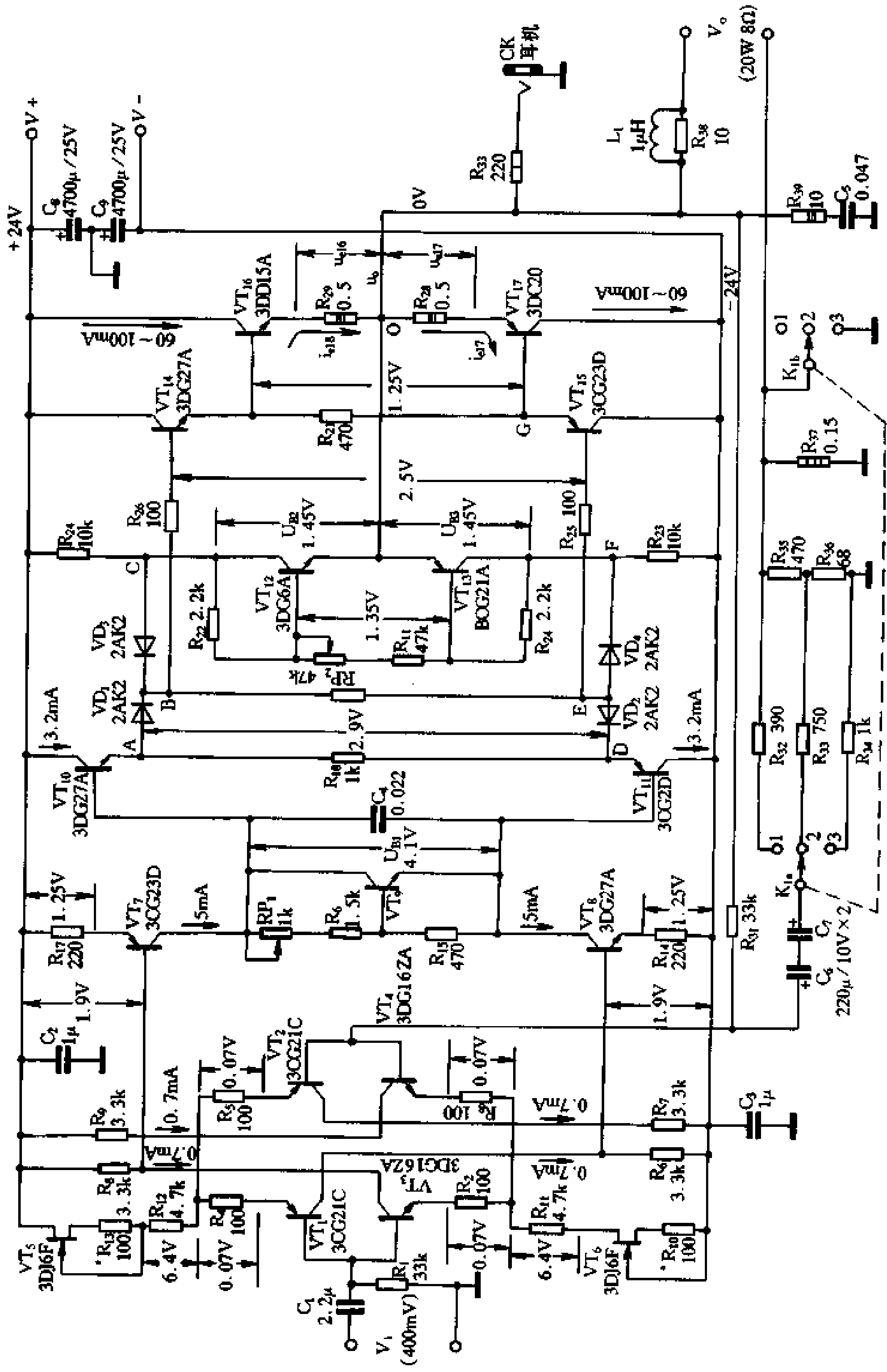


图 2-15 新甲类功放电路

提供甲类工作状态所需要的偏置电压 V_{B1} ，在本电路中为 4.1V。调节 RP_2 可使 VT_{12} 、 VT_{13} 组成的偏置电路向输出级提供所需的偏置电压 V_{B2} 、 V_{B3} ，约为 1.45V。

在静态偏置电压 V_{B1} 、 V_{B2} 及 V_{B3} 调至要求值后，这时 B 点电位低于 A、C 点，E 点电位高于 D、F 点，同步偏置电路中的 $VD_1 \sim VD_4$ 均呈导通状态，推动管 VD_{10} 、 VD_{11} ，输出管 VT_{14} 、 VT_{16} 及 VT_{15} 、 VT_{17} 也呈导通状态。这时输出管 VT_{16} 、 VT_{17} 应当有 60~100mA 的静态偏置电流，这也就是使输出波形不出现交越失真的基本电流。

在输入信号的正半周，A 点电位升高，此时 VD_1 仍保持导通， VD_3 因反偏而截止，B 点电位也随之升高。复合输出管 VT_{14} 、 VT_{16} 在输入信号的作用下输出电流成比例地增大， VT_{16} 的射极电阻 R_{29} 上产生较大的电压降。若是在单一偏置（即仅有 V_{B1} ）的乙类放大器中，便会因 V_{e16} 的增大而使 G 点电位高于 O 点电位， VT_{17} 会因反向偏置而截止。但在本电路中，由于偏置电压 V_{B3} 的存在，并通过 VD_4 使 VT_{15} 的基极电位可以一直保持着随输出电压 V_o 的升降而浮动，其数值总比 V_o 低一个 V_{B3} （实际为 $V_{B3} - VD_4$ ）。此时，由于输入信号为正半周，所以 D 点电位高于 E 点，二极管 VD_2 因反偏而截止。这就保证了在输入信号的正半周，复合输出管 VT_{15} 、 VT_{17} 一直保持导通状态，避免了出现由导通转入截止的开关工作状态。

在输入信号的负半周，D 点电位降低， VD_2 导通，E 点电位随之降低， VD_4 截止。由于 D 点、E 点电位降低， VD_1 转为截止， VD_3 转为导通。 VT_{15} 、 VT_{17} 在输入信号的作用下输出电流增大。由于 V_{B2} 的存在，通过 VD_3 维持了 VT_{14} 、 VT_{16} 的正向偏置，使其不会转入截止状态。

电路调整：

静态调整时可不接扬声器，检查电源电压正常后，将调整电位器 RP_1 置于阻值最小的位置， RP_2 置于阻值最大位置，然后通电调整。

先调差动输入级， $VT_1 \sim VT_4$ 的静态电流为 0.7mA，可测量 $R_2 \sim R_5$ 上的电压降应为 0.07V。若不符合要求， VT_1 、 VT_2 可由 R_{13} 调整， VT_3 、 VT_4 可由 R_{10} 调整。

调节 RP_2 使 $VT_{16} - VT_{17}$ 的基极间电压为 1.2V，此时 V_{B2} 、 V_{B3} 约为 1.45V， R_{28} 、 R_{29} 上应有 0.01~0.02V 的电压降。

调节 RP_1 使 VT_{16} 、 VT_{17} 的集电极电流为 60~100mA，可从 R_{28} 、 R_{29} 上测得电压降约为 0.03~0.05V。此时， $VT_{16} - VT_{17}$ 的基极之间的电压应为 1.25V， VT_9 的集电极与发射极之间的电压应为 4.1V。

测量输出端对地的直流电位，正常时应为 0V，失调不超过 $\pm 0.05V$ ，如超过这个范围，可重新调整 R_{10} 或 R_{13} 的阻值，使之符合要求。

表 2-4 元件选配表

管 号	参 考 型 号	技 术 要 求
VT_1 、 VT_2	3CG160A 3CG21C	PNP 硅管 $BV_{CEO} \geq 40V$ $I_{CEO} \leq 0.1\mu A$ ， $h_{FE} \geq 40$ 配对
VT_3 VT_4	3DG162A	NPN 硅管，要求同上
VT_5 VT_6	3DJ6F	结型场效应管 $I_{DSS} \geq 1.4mA$

续表

管 号	参 考 型 号	技 术 要 求
VT ₇ VT ₁₁	3CG180A 3CG23D	PNP 中功率管 $P_{CM} \geq 500\text{mW}$, $BV_{CEO} \geq 50\text{V}$
VT ₈ VT ₁₀	3DG180A 3DG27A	NPN 硅管中功率, 要求同上 VT ₇ 、VT ₁₀ 与 VT ₉ 、VT ₁₁ 按 h_{FE} 配对
VT ₁₄	3DG182A 3DG27A	NPN 硅管 $P_{CM} \geq 500\text{mW}$ $BV_{CEO} \geq 50\text{V}$, $I_{CM} \geq 100\text{mA}$, $h_{FE} \geq 40$
VT ₁₅	3CG180A 3CG23D	PNP 中功率管, 要求同上 与 VT ₁₄ 按 h_{FE} 大小配对 ($I_C = 80\text{mA}$ 时)
VT ₁₆	3DD101A 3DD15A	要求 $P_{CM} \geq 20\text{W}$, $BV_{CEO} \geq 50\text{V}$ $I_{CM} \geq 2.5\text{A}$, $h_{FE} \geq 40$
VT ₁₇	3CD50A CD77-1A	PNP 大功率管, 要求同上 与 VT ₁₆ 按 h_{FE} 配对 ($I_C = 2\text{A}$ 时)

技术指标:

输出功率: 20W;

频率响应: $5\text{Hz} \sim 100\text{kHz}$ $\left(\begin{matrix} +0 \\ -3 \end{matrix} \text{dB} \right)$;谐波失真: $< 0.1\%$;信噪比: $> 90\text{dB}$ 。

2.2.10 湖山 AMP2X100J-01 型功放电路

四川绵阳湖山音响技术公司所产的该功放, 是一种新型家用型高保真功率放大器, 它的电路原理如图 2-16 所示。

该机功放电路由双差分输入级、对称互补推挽式电压放大级、复合管互补推挽功率输出级、偏置电路和输出保护电路组成。

VT₁~VT₁₀组成互补对称双差分输入级, 其中 VT₅、VT₆ 为它们的恒流源, VT₇~VT₁₀为它们的镜像恒流源负载。由于采用了双恒流源, 使电路的稳定性很高, 而且也提高了电路的共模抑制比。

VT₁₁、VT₁₂组成互补推挽式电压放大级, VT₁₃~VT₁₆为互补对称推挽功率放大级, 本级采用日本“三肯”名管 2SA1295/2SC3264。

VT₁₇等组成输出偏置电路。

VT₁₈、VT₁₉组成输出保护电路, 当输出管出现过载时, 可将输入信号分流以至短路, 确保功率输出管的工作安全。

技术指标:

输出功率: 100W (单声道);

频率响应: $7\text{Hz} \sim 80\text{kHz}$ $\left(\begin{matrix} +0.5 \\ -3 \end{matrix} \text{dB} \right)$;

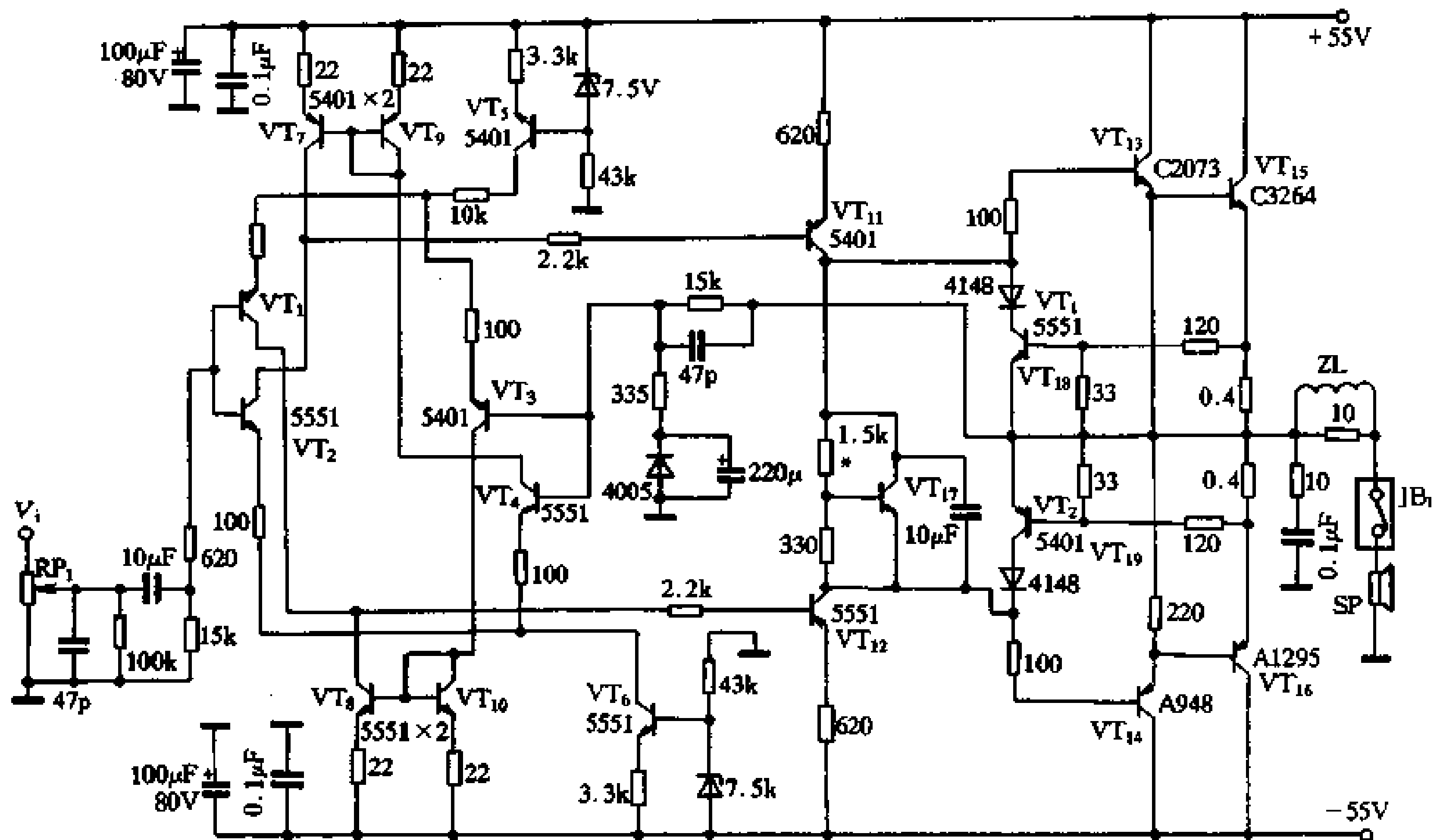


图 2-16 湖山 100J-01 功放

谐波失真：0.035%；

信噪比：>103dB；

转换速率：85V/μs。

2.2.11 超级功放王 D-200W 模块内电路

超级功放王模块电路实际上是准乙类同步动态偏置功放电路。它不仅具有乙类功率放大器的高效率，又有甲类功率放大器的优良的音质，且彻底消除了甲乙类放大器的开关失真。实际电路又不同于超甲类同步动态偏置电路。它以简洁结构、集过压、过流、过热、防喇叭冲击、防极性反接等多种保护功能于一体。在静态低功耗、动态响应速度、低失真、频率响应等多方面达到了较高的水平。电路结构如图 2-17。差动输入级由 VT₆~VT₈ 等组成。中间主增益级由 VT₉、VT₁₂ 等组成。功率输出级由 VT₁₁、VT₁₃、VT₁₄、VT₁₆、VT₁₇、VT₁₈、VT₁₉、VT₂₀、VT₂₁ 等组成。动态偏置电路由 VT₄、VT₅、VT₁₂ 等组成。保护电路由 VT₁、VT₂、VT₃、VD₄、VT₁₀、VT₁₅ 等组成。总偏置稳压由 VD₁、C₁、VD₂、R₁ 等组成。防极性反接由 VD₆、VD₇、C₃、R₁₀、C₆、R₁₂ 组成。开关机防冲击电路由 VT₁、C₁、VT₄、VT₆ 等组成。全电路采用直接耦合。

主增益级动态偏置电路：本电路采用独特的同步动态偏置电路，将 VT₄ 巧妙地设置在差分级的恒流源环节中，充分利用恒流源的交流阻抗(电位)在动态时的交变过程，通过 VT₄ 对后级 VT₁₂ 进行与信号同步的偏流控制，达到与后级功放同步动态偏置放大的目的。通常，传统功放中的 VT₁₂ 是中间电压放大级 VT₉ 的恒流源负载。而在这里，是将 VT₁₂ 与 VT₉ 互相作为集电极同步动态电流负载。VT₁₂ 又是过流、过热、过压和动态偏置电流对

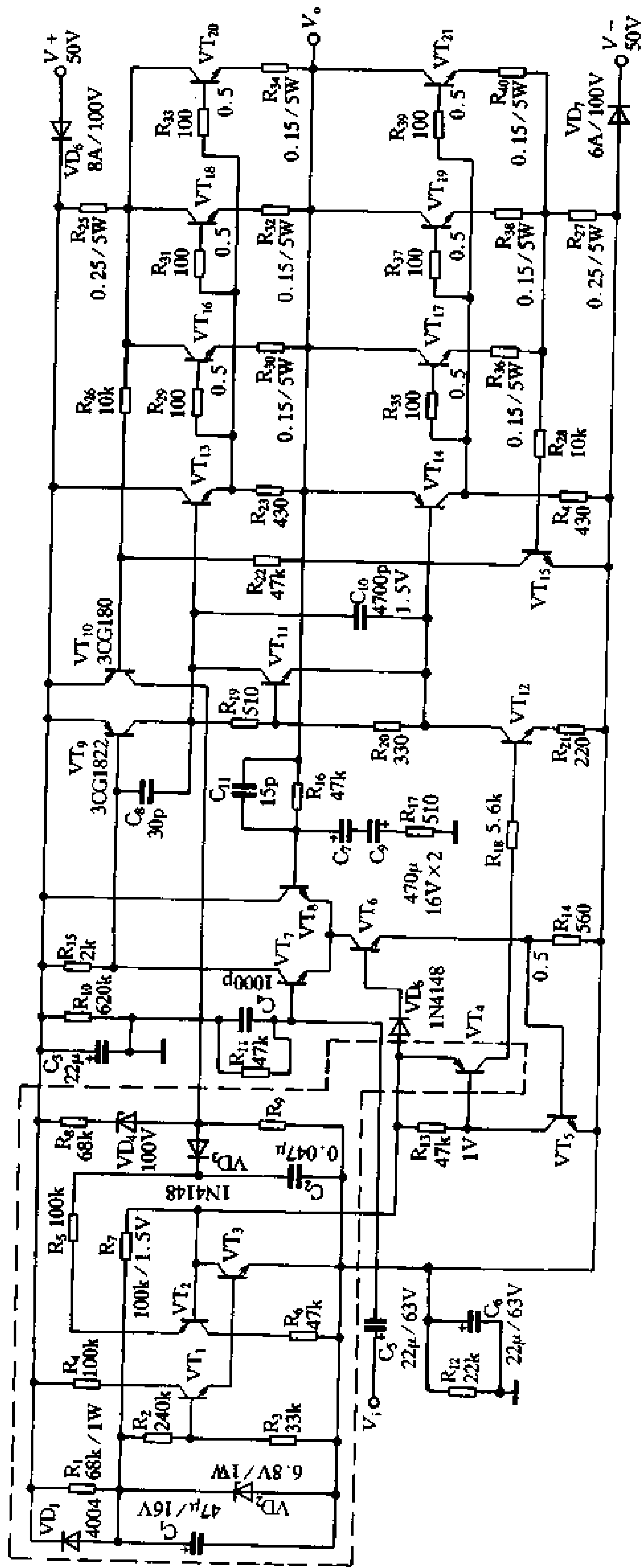


图 2-17 超级功放王内电路

末级的主控管。

静态时，由 VD_2 提供的 $6.8V$ (对 V_-) 的稳定偏压经 R_7 、 VD_6 、 VT_6 的 eb 结、 R_{14} 构成差动输入级的静态偏置和 VT_5 的静态偏置，可以推算出 $V_{R_{14}} \approx 0.5V$ ， VT_5 处于截止状态。 VT_4 也处于截止状态，因此不能为 VT_{12} 提供偏置电压，从而使末级功放管处于非偏置的截止状态，这时整个功放电路的静态电流仅是虚线框内的综合控制电路和差动输入级的工作电流，总电流 $< 10mA$ 。

当输入端输入一交变信号时，由于差动输入级采用非平衡输入方式，必然引起 R_{14} 上的电位变化。当 $V_{R_{14}} > 0.7V$ 时， VT_5 导通， VT_4 也导通，并向后级 VT_{12} 提供与信号同步的动态偏置，与此同时，中间增益级的 VT_9 从差动级输出负载电阻 R_{15} 处取得交变电压信号，与 VT_{12} 同时导通，整个功放进入工作线性区，达到了信号电压和信号电流 (即动态偏置电流的同步供给) 同步、同相放大的目的。这样有效地抵消了通常电路中信号在传输过程中电压、电流相位差引起的自激和损耗现象。

末级同步动态偏置：由于引入了同步动态偏置电路，当有信号输入后，使 VT_9 和 VT_{12} 同步、同相位地放大导通。此时 VT_9 和 VT_{12} 互相为对方集电极同步动态电流的负载，并且导通幅度基本接近。中间增益级 VT_9 、 VT_{12} 集电极回路的动态电流比通常电路大几倍到十几倍。因此，不但使 VT_{11} 组成的末级偏置状态更加稳定，同时保证了 VT_{11} 偏置电压始终维持在 $1.5V$ ，让末级功放管在动态时，从自身向上滑动的偏置中同步得到几毫安到数安培的静态起始电流，保证了输出波形正负衔接的完整和光滑。

过流和过压保护电路： VT_{10} 和 VT_{15} 是末级功放级的过载取样放大管， R_{25} 与 R_{27} 为取样电阻。当 $V_{R_{25}}$ 和 $V_{R_{27}} \geq 0.7V$ 时， VT_{10} 、 VT_{15} 导通，使 VT_2 正偏导通，与 VT_3 形成正反馈导通， VT_3 的集电极电压降至 $0.3V$ ，后级电路失电停止工作。当总电源电压一旦超过 VD_4 的击穿电压 (稳压值) 时， VD_4 导通，使 C_2 上电压降至 $0.3V$ ，切断后级，电路停止工作。

元件选用：

如用分立元件组装，各元件除要求全部为正品器件外，误差范围应 $< 5\%$ ，必须全部采用高频、高耐压晶体管。其放大倍数 β 值均应大于 100 。 VT_7 、 VT_8 、 VT_{13} 、 VT_{14} 及末级大功率管的 β 值、线性、 BV_{ces} 、 BV_{ebo} 以及 PN 结正向电阻全部精确配对。

本电路调整点仅为 R_{15} 。如果器件选配精确得当，基本可以免调试。输出中点电压不得超出 $\pm 30mV$ 范围。

技术指标：

输出功率： $100W (8\Omega)$ ， $200W (4\Omega)$ ；

频率响应： $5Hz \sim 300kHz$ ；

谐波失真： $< 0.5\%$ ；

信噪比： $112dB$ ；

转换速率： $50V/\mu s$ ；

静态失调电压： $< 10mV$ ；

输入灵敏度： $\leq 350mV$ 。

2.2.12 场效应管全对称 OCL 功放电路

功率放大电路常用的场效应管按照结构可分为结型场效应管(JFET)和金属氧化物半导体场效应管(MOSFET),统称为场效应管(FET)。结型场效应管一般用在输入级和电压放大级,而 MOS 场效应管多用在功率输出级。

通常我们所使用的双极型晶体管是一种电流控制元件,它是以微小的控制电流 I_b 的变化,去控制较大的输出电流 I_c ,它的控制特性为: $I_c = \beta I_b$, β 为晶体管的交流放大倍数。而场效应管是一种电压控制元件,它以微小的控制电压 V_G 的变化,去控制较大的输出电流 I_D ,其控制特性为: $I_D = G_m \cdot V_G$ (单位是 mA/V)。 G_m 为场效应管的跨导(相当于晶体管的 β)是一个衡量场效应管放大作用的参数,常以栅-源电压变化 1V 时,漏极电流变化多少毫安来表示。

场效应管与双极型晶体管相比有以下特点:

(1) 输入阻抗高:结型场效应管的栅极是 PN 结的反向结, MOS 场效应管的栅极是由二氧化硅或其它介质与导电沟道相隔离,因此直流阻抗极高,漏电极微。在低频条件测量, JFET 的输入阻抗高达 $10^8 \Omega$ 以上,而 MOSFET 的输入阻抗最高可达 $10^{15} \Omega$ 。在高频条件下测量,由于 FET 极间分布电容和 PN 结电容的存在对交流信号的旁路作用,其交流阻抗不是纯电阻,而是电抗。它的阻抗值是随着信号频率的增高而降低。

由于场效应管的输入阻抗极高,所以在电路中几乎不消耗电流。特别是用在输入级,可大大减轻信号源的负担,使输入电路的耦合变得十分方便,尤其便于制作直流功放。

(2) 场效应管由于是多子导电,没有双极型晶体管的少子积累,开关速度极高。

(3) 噪声低:场效应管的噪声,无论与电子管还是晶体管相比都要小得多。其中 JFET 比 MOSFET 还要低,噪声电压在 nV 数量级。JFET 的低频噪声系数一般小于 1dB,而高频噪声都在 5dB 以下。

(4) 动态范围大,交叉调制失真小,要比晶体管小 1~2 个数量级。

(5) 热稳定性好:FET 可有正的、负的以及正负交叉的零温度系数。当栅偏压在某一合适值时,漏极电流不受温度影响,使电路的温度特性相当稳定。

此外,还有耐高压、电流容量大、速度快、线性好、无二次击穿现象等优点。因此,在高保真功放电路中得到广泛应用。图 2-18 是一个由场效应管组成的全对称 OCL 功放电路。

$VT_1 \sim VT_4$ 组成全对称双差分输入级,它具有极高的共模抑制比。

VT_5 、 VT_6 构成 FET 有源负载型推挽式电压放大级,具有很高的电压放大倍数。

VT_7 、 VT_8 组成互补推挽式功率放大输出级,在它们的栅极所接的 100Ω 电阻为栅极限流电阻。源极所接的 1.5Ω 电阻,主要用作调试时测试静态电流之用。虽然在其上产生的负反馈有类似于晶体管的射极电阻的保护作用,但对 MOS 功放管来说,因它的漏极电流本身具有负温度系数的特点,不接源极电阻也无多大关系。

该放大器在交流负反馈电路中没有使用电阻,而采用了电容交流负反馈电路。这样做可以改善音质,放大器增益由 1200pF 与 $0.01 \mu\text{F}$ 电容的分压比决定,约为 9.3 倍。若将

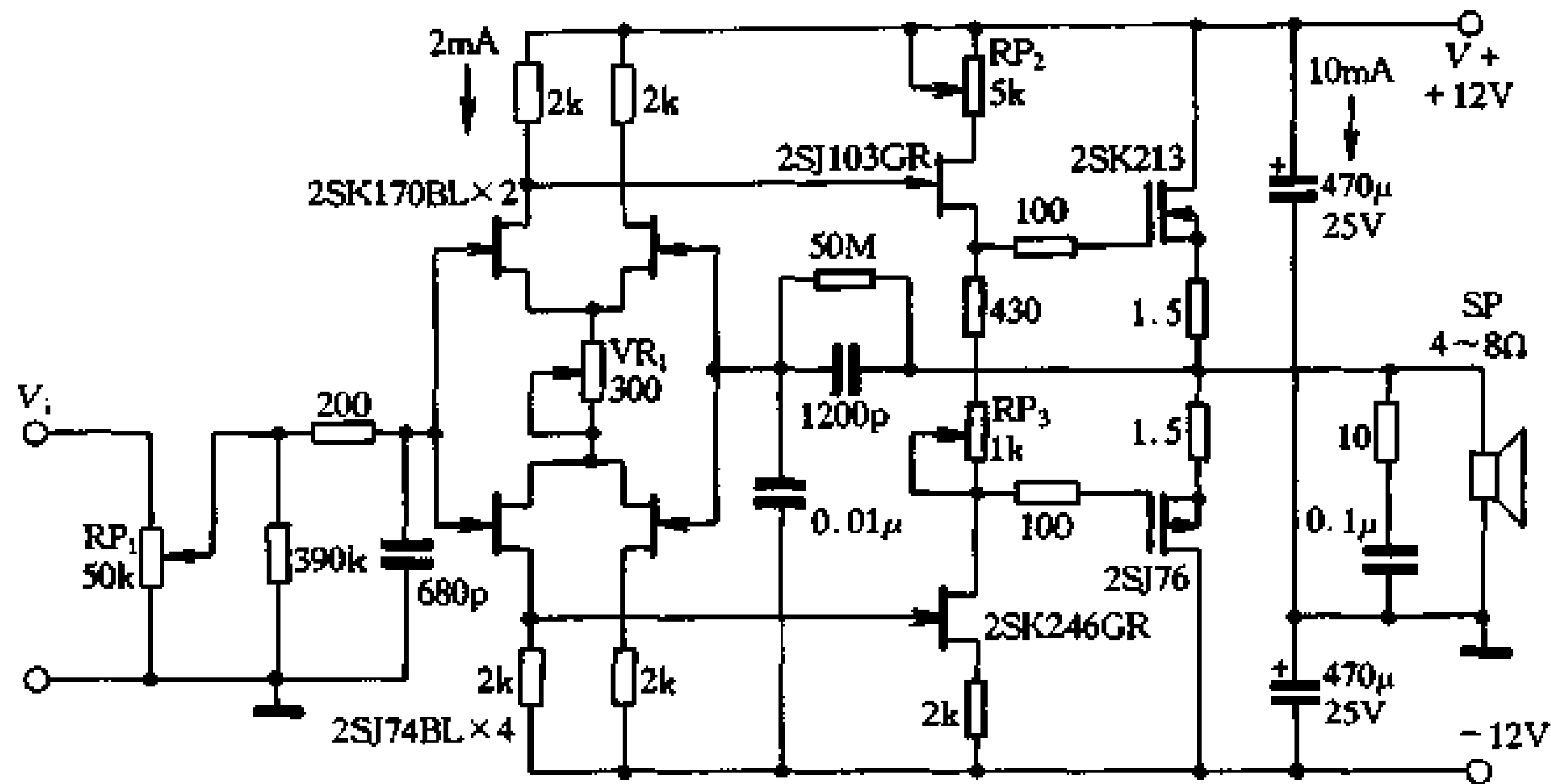


图 2-18 场效应管 OCL 功放电路

0.01μF 改为 0.1μF，则增益接近 100 倍。

调节 RP_2 可以调节输出中点电压，调节 RP_3 可以调节输出管的静态电流，本机静态电流为 10mA。

技术指标：

输出功率：大于 6W；

频率响应：10Hz~100kHz；

谐波失真：<0.1%；

信噪比：>96dB。

2.2.13 以场效应管作输出的功放电路

电路如图 2-19。全机只用了 4 只晶体管和 2 只场效应功放输出管，结构十分简单，性能却极好。

电路的输入并非一般的差分电路，而是一种上下对称互补的输入电路。该电路将反馈分别加到两个输入管的发射极，并与各管的偏置电路共同组成一种复合反馈的偏置电路。该电路有以下特点：(1)输入级的发射极不易混入噪声，有利于提高信噪比。(2)工作稳定。(3)对晶体管要求不高，不仅降低成本，而且便于业余制作。

R_{12} 和 $R_{11} + RP_1$ 分别是 VT_1 、 VT_2 的发射极反馈电阻，是为稳定其自身工作点的。 R_{15} 与 R_{13} ， R_{16} 与 R_{14} 组成了前级总体负反馈，决定了放大器的前级总增益： $A_v = (R_{13} + R_{15})/R_{13} = (R_{14} + R_{16})/R_{14}$ 。 $RP_1 + R_{11}$ 和 C_{17} 、 C_{19} 以及 R_{12} 和 C_{18} 、 C_{20} 组成脉冲滤波器，以滤除脉冲噪声。

电压放大级 VT_3 和 VT_4 的基极—集电极间引入电容 C_{21} 、 C_{22} 是该级的中和电容，使该级放大器的增益为 1，目的是为了提提高放大器的稳定度。

VT_5 、 VT_6 为 MOS 功率输出管组成的推挽输出级， R_{19} 、 R_{20} 为其栅极限流电阻。该电阻取值较大，目的是为了提提高输出级的电容负载能力。因为 R_{19} 、 R_{20} 和 VT_5 、 VT_6 的输入电容对放大器的截止频率有直接影响。当 VT_5 选用 2SK135， R_{19} 选 560Ω， VT_6 选

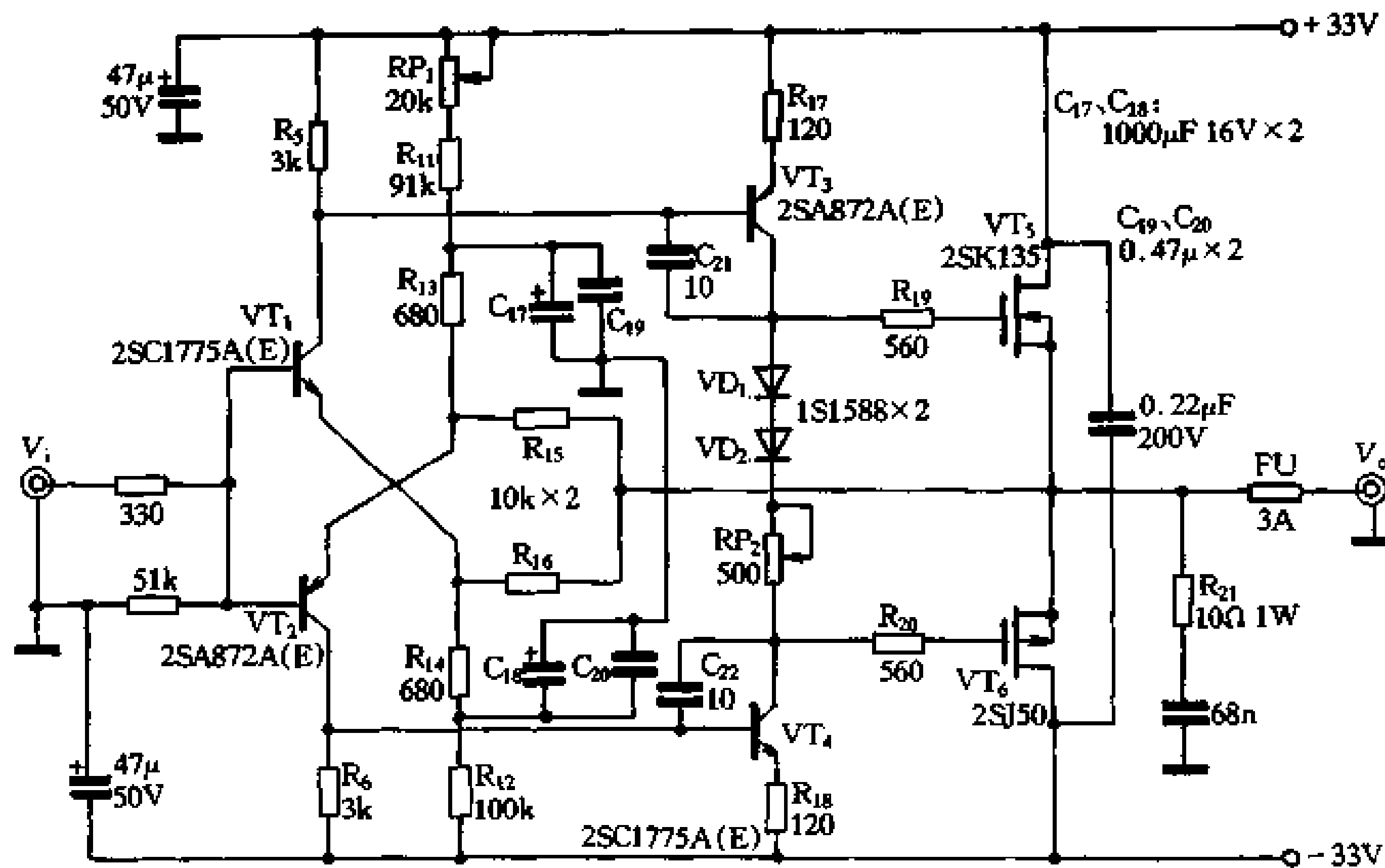


图 2-19 用场效应管作输出的功放电路

2SJ50, R_{20} 取 560Ω 时, 末级功放的截止频率 $f_{Tmax} = 1.3\text{MHz}$ 。由于前级加入了负反馈, 整机截止频率略低于 1.3MHz (实际为 1.2MHz), 这对放大器的频率响应已经足够了。

本电路输入级 VT_1 、 VT_2 和电压放大级 VT_3 、 VT_4 应选用相应的同型号晶体管, 并按工作电压和放大倍数等参数适当选配。为了提高稳定度, 本机第一级增益 $A_{v1} \leq 5$ (14dB), 可通过 $R_{13} \sim R_{16}$ 的合理取值来调节。第二级 VT_3 、 VT_4 引入中和电容, 使该级增益 $A_{v2} = 1$ (0dB)。

电路的调整十分简单, 调整 RP_1 使中点电压接近 0V 。调整 RP_2 使末级功放管的静态电流为 150mA 即可。

技术指标:

输出功率: $P_o \geq 35\text{W}$;

频率响应: $0 \sim 350\text{kHz}$;

增益: $\geq 23\text{dB}$ 。

2.2.14 60W 高保真功放电路

电路如图 2-20 所示。 VT_1 、 VT_2 组成差分输入级, VT_4 为电压放大和推动级, VT_5 、 VT_6 组成场效应管互补推挽功放输出级。 VT_3 和 R_{11} 、 RP 、 R_{13} 组成输出级的静态偏置电路, 调整 RP 可以调整输出级的静态偏置电流。

C_4 为自举电容, R_8 为隔离电阻。 VD_1 是钳位二极管, 使自举电路加在 VT_5 栅极上的正电位限制在 V_+ , 从而使输出电路可以在过载的情况下仍保持对称。

电路的增益由 R_6 、 R_7 决定。

技术指标:

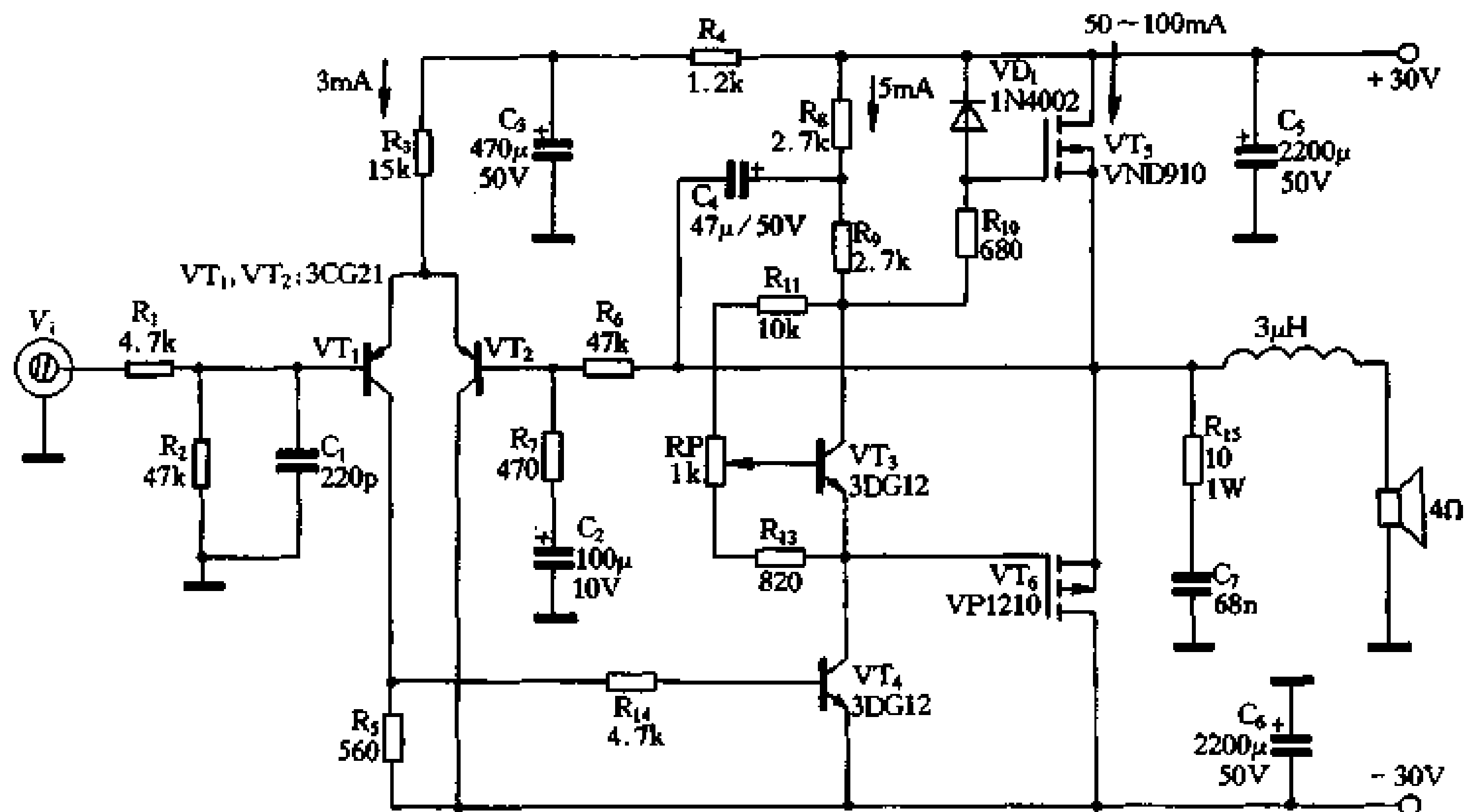


图 2-20 60W 高保真功放

输出功率：60W (4Ω)；
 频率响应：15Hz~100kHz；
 谐波失真：<0.15%。

2.2.15 全对称高保真 VMOS 功放电路

电路原理如图 2-21 所示。VT₁~VT₆ 组成带恒流源的双差分输入级，在差分管每管的发射极各接一只反馈电阻(R₃~R₆)，它起着电流负反馈作用，能减小开环失真，提高线性动态范围，还能平衡差分管的配对误差。

VT₇、VT₈ 组成对称互补式电压放大级，VT₁₀、VT₁₁ 组成输出推动级，VT₉、RP₂ 等组成输出偏置电路。

VT₁₂~VT₁₅ 组成由场效应管并联的互补推挽功率输出级，可输出 100W 的功率，若需要输出较小的功率，可采用一对管作推挽输出。场效应管并联作功率输出可增大输出功率，而且可减小输出内阻。但多管并联又有使输入电容增大、增大前级负担并降低转换速率的缺点。

R₂₂ 与 R₁₇ + RP₁ 组成反馈回路，决定整机增益。

调整 RP₂ 使输出管静态电流为 30mA。

电路元件除按图所标选用外，还可参考前面的电路选用。

技术指标：

输出功率：P_o ≥ 65W；
 频率响应：3Hz~80kHz；
 谐波失真：<0.1%；
 信噪比：>90dB。

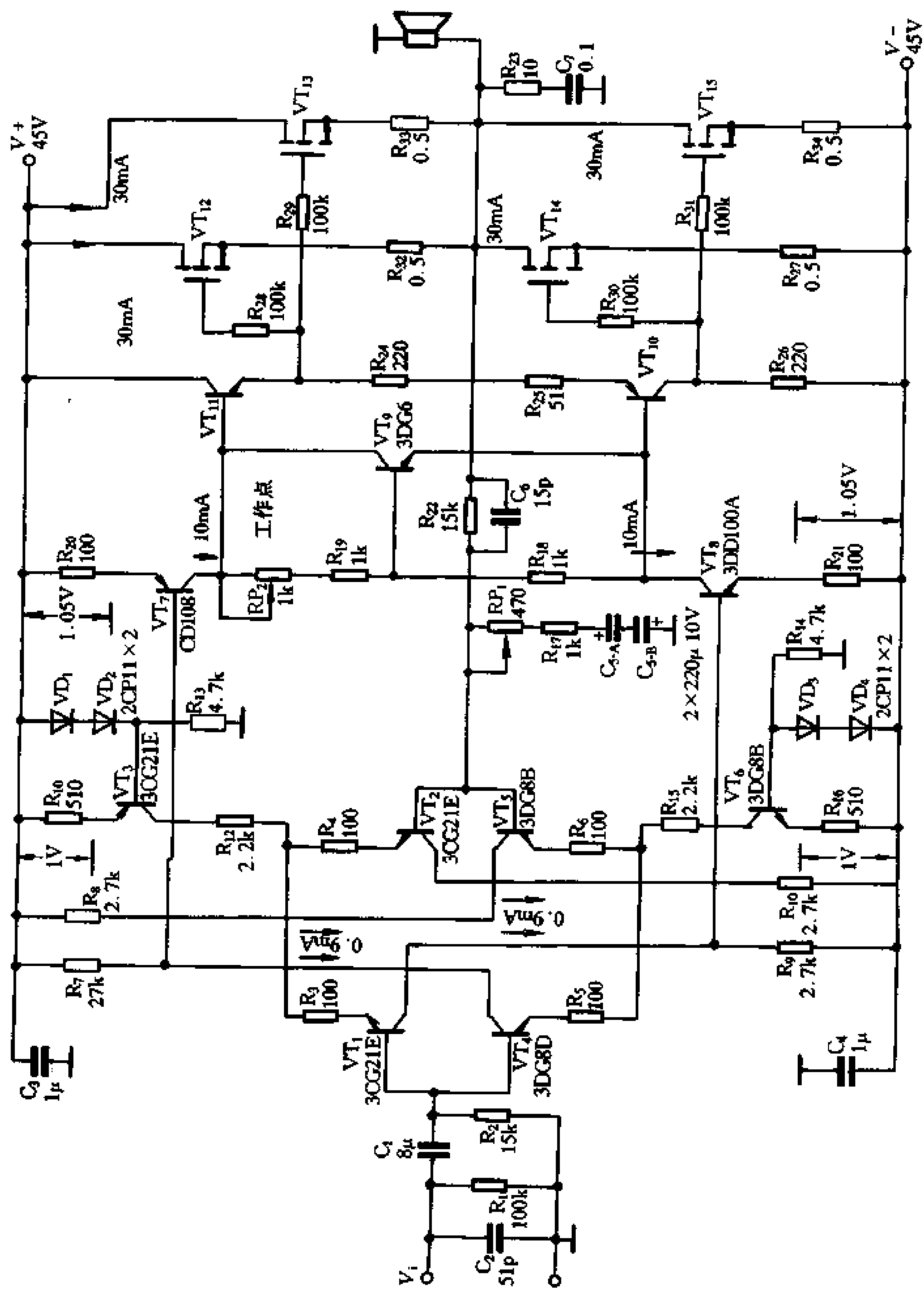


图 2-21 全对称 VMOS 功放

2.2.16 三级差放的 MOS 管功放电路

电路如图 2-22 所示。本电路采用日立公司的功率场效应互补对管 2SK134/2SJ49 作功率输出管。这是一对公认的较好的 MOS 场效应管，自开发以来应用长盛不衰，是场效应功放中最常应用的输出管之一。

该电路采用三级差动放大电路，比两级差放多了一级，但其工作原理并无多大差异。VT₁、VT₂ 为差分输入级，VT₃ 为其恒流源，VD₁、VD₂ 为恒流源的电压基准。两管集电极电流分别调至 120μA，相应地它在 R₇、R₈ 上的压降为 1.8V，该电压降又作为第二级差放的偏置电压。第二差放的集电极电流分别为 6mA，此电流在 R₁₅、R₁₆ 上的压降为 1.7V，该压降又作为第三级差放的基极偏置电压，使第三差放 VT₆、VT₇ 的集电极电流分别为 15mA 左右。此电流在 RP₁ 上的压降约 0.8V 作末级输出管的偏置，使其静态电流约 180~200mA。

为了改善电路性能，除了把各级工作点偏置在非线性失真的最低状态外，还采取了如下措施。

由通常电路采用两级差放改为三级差放，增加一级差放的目的是增大开环增益，以加深负反馈进一步降低电路和器件的非线性失真。

为了改善因加深负反馈可能引起的瞬态互调失真，在第一差放输入端采用两级低通滤波器 R₄、C₂ 及 R₅、C₃，把电路高频端截止频率(-3dB)限制在 65kHz 左右，即限制输入信号的最大上升速率使之低于电路的最大上升速率。同时在 VT₁、VT₂ 的发射极引入电流负反馈(R₉、R₁₀)，扩大了输入级的有效输入电压范围。

场效应管的输入电容较大，互补管之间输入电容差异也很大。为了使电路更对称，在 VT₁₀、VT₁₂ 的栅-源之间补加了电容 C₈、C₁₄。又为了改善这种容性负载的瞬态特性，第三差放的静态电流取得特别大。

为了降低失真，除了仔细设计地线布置之外，本机还采用了“浮地”技术。所谓“浮地”就是用一只低阻值电阻接在输入信号地与负载地和电源地之间，使两者对信号地悬浮起来。只要浮置电阻 R₃ 大于负载阻抗(一般取 8~10Ω)，就可避免输出大电流回路的寄生信号串入输入端的输入回路。

C₄、C₆ 及 C₇、R₁₉ 为相位补偿元件。

本机静态电流可取 100~200mA，中点电压应在 ±30mV 范围之内。

本机元件选用可参照表 2-4。功放场效应管的主要参数见表 2-5。

技术指标：

最大输出功率：100W；

频率响应：8Hz~20kHz $\begin{pmatrix} +0 \\ -0.4 \end{pmatrix}$ dB；

2.8Hz~65kHz $\begin{pmatrix} +0 \\ -3 \end{pmatrix}$ dB；

总谐波失真：<0.003% (100W、10kHz)；

互调失真：<0.003%；

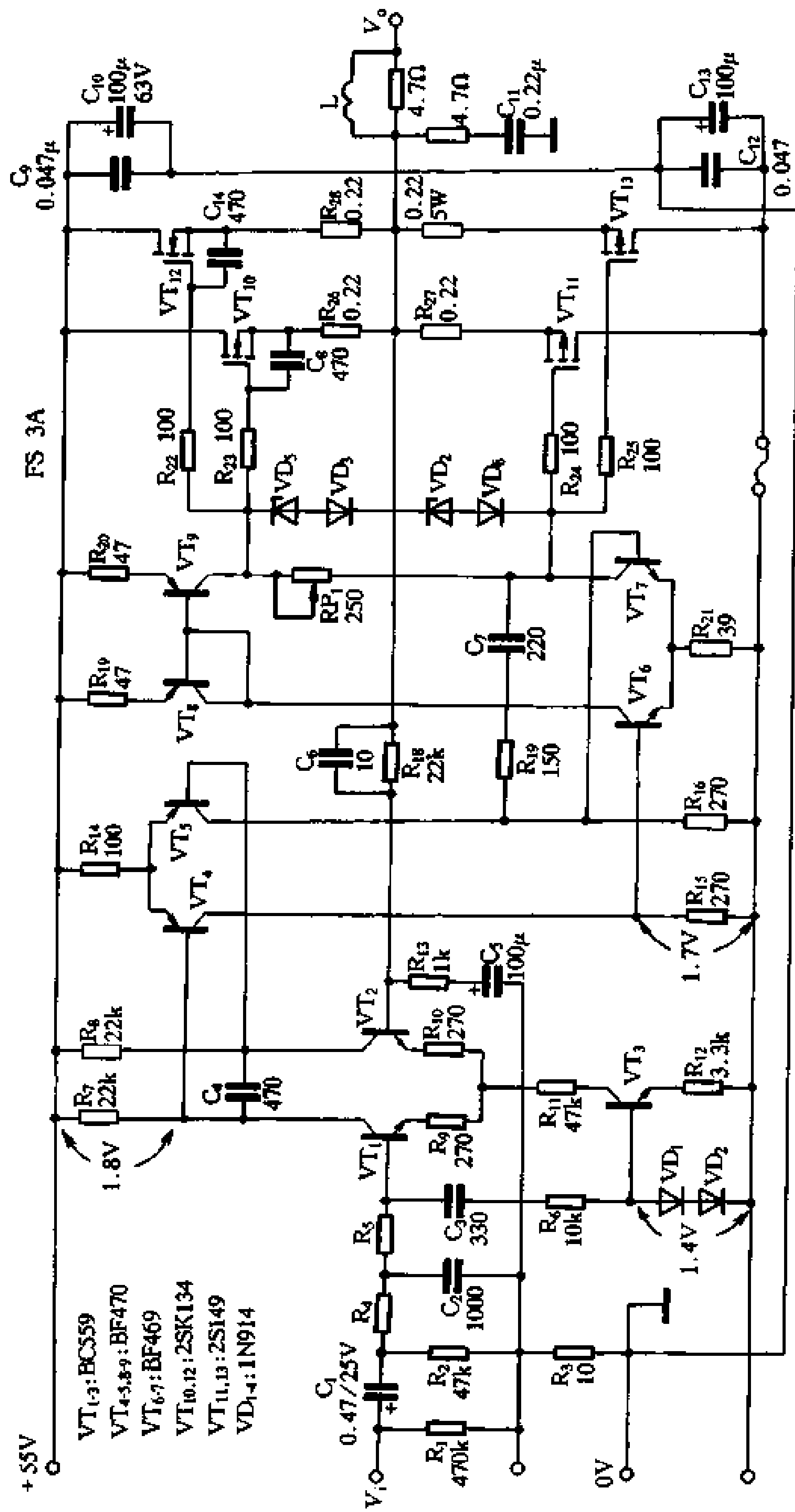


图 2-22 三级差放的功放电路

信噪比: 116dB (满功率 20kHz 带宽);

输入灵敏度: 1V (100W 输出)。

表 2-5

项 目	2SK134	2SJ49
漏-源击穿电压	140V	140V
栅-源击穿电压	14V	14V
漏极最大电流	7A	7A
输入电容	600pF	900pF
输出电容	350pF	400pF

2.2.17 60W 场效应管功放电路

电路如图 2-23 所示。它是一个全对称全互补双差分输入, 由场效应管作功率输出的功放电路。

下面对电路的特点介绍如下: 双差分电路的恒流源 VT_5 及 VT_6 采用发光二极管 VD_1 、 VD_2 作电压基准, 它的优点是因为与晶体管有相同的温度系数, 因而可以使恒流源更加稳定。

接在差分管 VT_1 、 VT_2 两管集电极间的 R_3 、 C_3 和接在 VT_3 、 VT_4 集电极间的 R_4 、 C_4 , 是起限制差分级带宽的作用的, 以保证电路滤除超音频干扰。

电路的输入端接入 R_7 、 R_8 及 RP_1 , 其目的是通过接入正负电源的电位器 RP_1 精确调整输入端的正负对称, 以达到调节中点零电位的目的。采用这种方法, 可以省去反馈电阻 R_6 下的电容, 并且可以降低电路噪声, 改善整机低频特性。

电路中除加有大环路反馈 R_5 、 R_6 、 C_5 外, 还在输出级加有局部反馈 R_{31} 、 R_{30} , 使整机电路工作稳定。

电路的调整主要是首先通过 RP_1 调整中点电位使其接近 0V, 接着是调整功放管的静态电流。将万用表串入正电源, 调整 RP_2 使整机电流 $< 300mA$, 经过半小时的预热稳定后, 应在 230mA 左右, 否则应再次精调 RP_2 使之符合要求。此时 VT_{13} 、 VT_{12} 的静态电流约 200mA。

元件选用: VD_1 、 VD_2 选用红色发光二极管, 3mA 时管压降为 1.6V, 差分管 BC550C/560C 为通用低噪声管, 规格为 $I_{cm} = 0.2A$, $P_{cm} = 0.5W$, $BV_{ceo} = 50V$, $f_T = 300MHz$, $h_{FE} \geq 240$, 在 1mA 时配对, 也可用相应的管子代用。

BD139/140 规格为 $I_{cm} = 500mA$, $P_{cm} = 6.5W$, $BV_{ceo} = 80V$, $f_T = 75MHz$, $h_{FE} \geq 100$ 。

IRF540/9540 为 IR 公司的 HEXFET 功率场效应管, 规格为 $I_D = 27A$, $V_{DG} = 100V$, $P_o = 125W$, 配对使用。

技术指标:

输出功率: P_o : 63W (8 Ω), 105W (4 Ω);

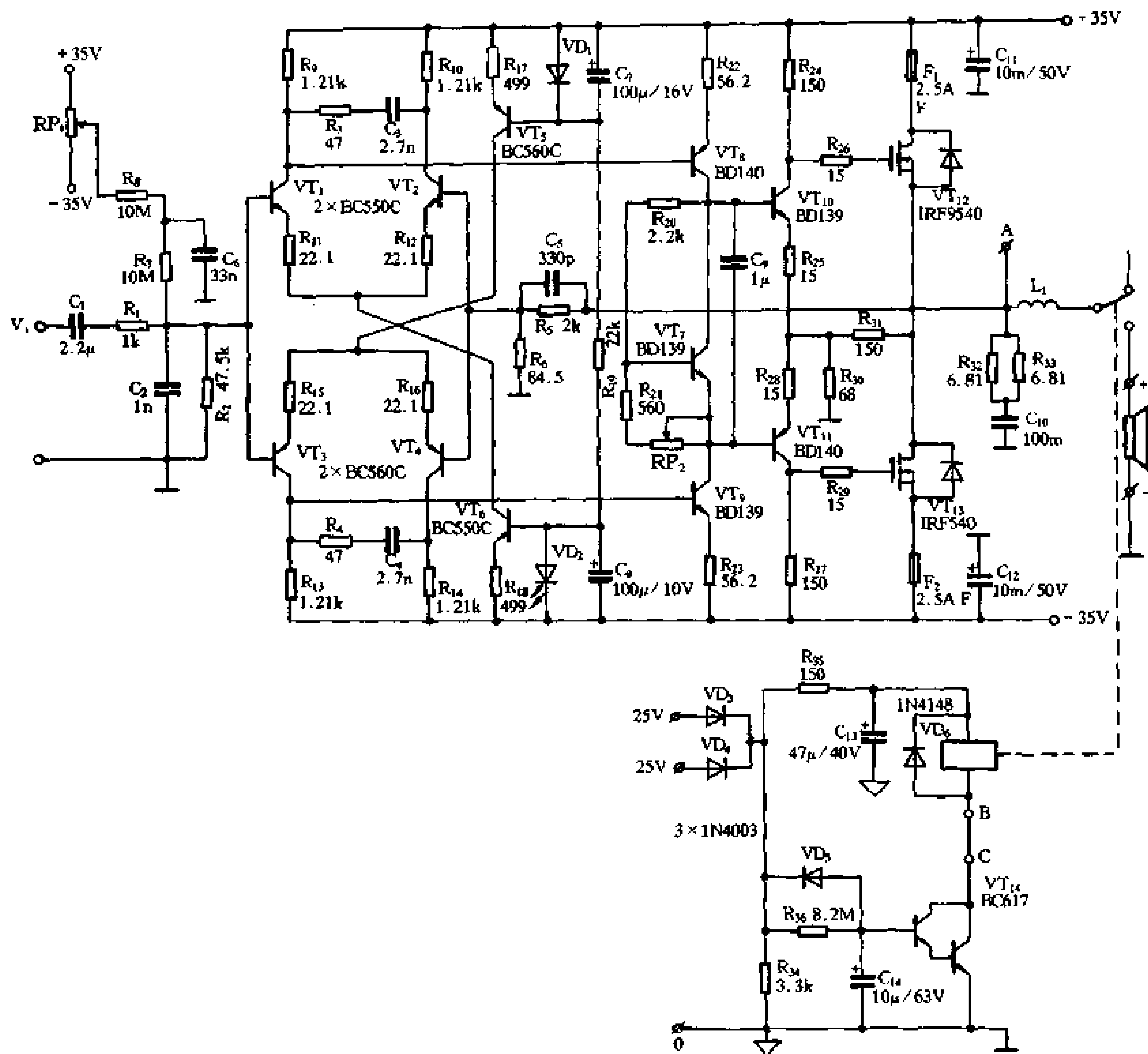


图 2-23 60W 场效应管功放电路

频率响应: $1.5\text{Hz} \sim 125\text{kHz} \left(\begin{matrix} +0 \\ -3 \end{matrix} \text{dB} \right)$;

谐波失真: $< 0.01\%$;

信噪比: $> 90\text{dB}$ 。

2.2.18 V MOS 管优质功放电路

电路如图 2-24 所示。本电路的特点是由两级差放电路，由第二级差放直接推动功放输出级。

VT_1 、 VT_2 构成差分输入级，由结型场效应管 VT_3 将栅—源极短接作为恒流源，由 RP_1 调节恒流源电流在 $1.0 \sim 1.2\text{mA}$ (即每管 $0.5 \sim 0.6\text{mA}$)。

VT_4 、 VT_5 构成第二级差放兼推动电路。 R_{11} 、 R_{12} 为 VT_4 、 VT_5 的集电极负载电阻，其阻值大小应使在其上的电压降小于输出管 VT_7 、 VT_8 的阈值电压。 VT_6 的作用是使

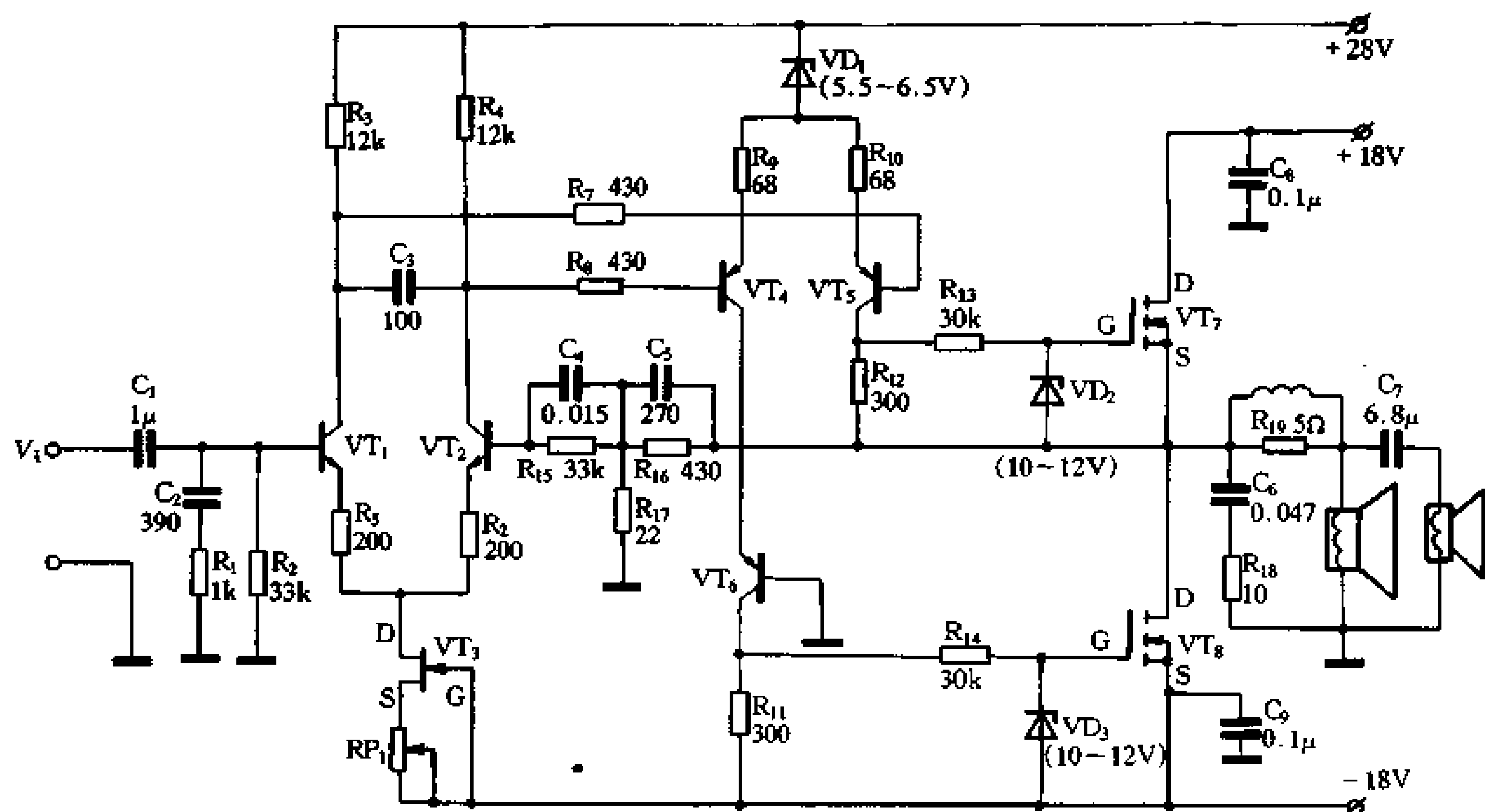


图 2-24 VMOS 管优质功放电路

VT₄ 和 VT₅ 的工作状态尽量接近平衡。

VT₄、VT₅ 的发射极所接的稳压管 VD₁ 是起箝位作用的，它的稳压值由前级差分管的集电极负载电阻 R₃、R₄ 上的电压降来确定，本电路选用 6V。

VT₇、VT₈ 为末级功放输出管，采用 V-MOS 场效应管。由于 V-MOS 管的 G-S 极间耐压一般只有 30~40V，所以加装稳压管 VD₂、VD₃ 以保护其工作的安全。其稳压管的稳压值应小于 VT₇、VT₈ 的栅—源耐压值，一般选 10~12V 即可。

R₁₃、R₁₄ 为抑制输出管的高频自激而设，可取数十 kΩ 到 100kΩ，本电路取 33kΩ。

R₁₅~R₁₇ 及 C₄、C₅ 组成大环路负反馈网络，电路的闭环增益由 R₁₆/R₁₇ 的比值决定。

电路调整：

断开 VMOS 管的栅极，调整 RP₁ 使 R₁₂、R₁₁ 两端的电压为 3.4V 左右。

接入 VMOS 管，调整中点电位，用一只 30kΩ 电阻和一只 10kΩ 电位器串联后代替 R₁₅，调节电位器使中点电位接近 0V。然后测量电位器的阻值，选择与测量阻值相等的电阻作为 R₁₅ 的阻值。

元件选用：

VT₁、VT₂ 选用 9013、 $P_{cm} = 100\text{mW}$ $h_{FE} = 60 \sim 80$ ， $BV_{ceo} > 30\text{V}$ 。VT₃ 用 3DJ6， $P_{cm} > 100\text{mV}$ ， $V_{DS} > 20\text{V}$ 。VT₄、VT₅、VT₆ 选 9012， $P_{cm} = 500\text{mW}$ ， $h_{FE} = 50 \sim 80$ ， $BV_{ceo} > 30\text{V}$ 。VT₇、VT₈ 为 TM40N10E， $V_{DS} > 60\text{V}$ ， $P_O > 40\text{W}$ 。

技术指标：

输出功率： $P_O > 24\text{W}(4\Omega)$ ；

频率响应：20Hz~50kHz ($\pm 0.5\text{dB}$)，10Hz~100kHz ($\pm 3\text{dB}$)；

谐波失真： $< 0.1\%$ 。

2.3 DC (直流)功率放大电路

2.3.1 电路简洁的直流功放电路

本电路采用了十分简单的电路结构,但性能却十分优良,它的原理如图 2-25 所示。

这是一个全互补对称、双差分输入、互补推挽电压放大、场效应管互补推挽功放输出的功放电路。它没有反馈电容,因此为直流功放电路。

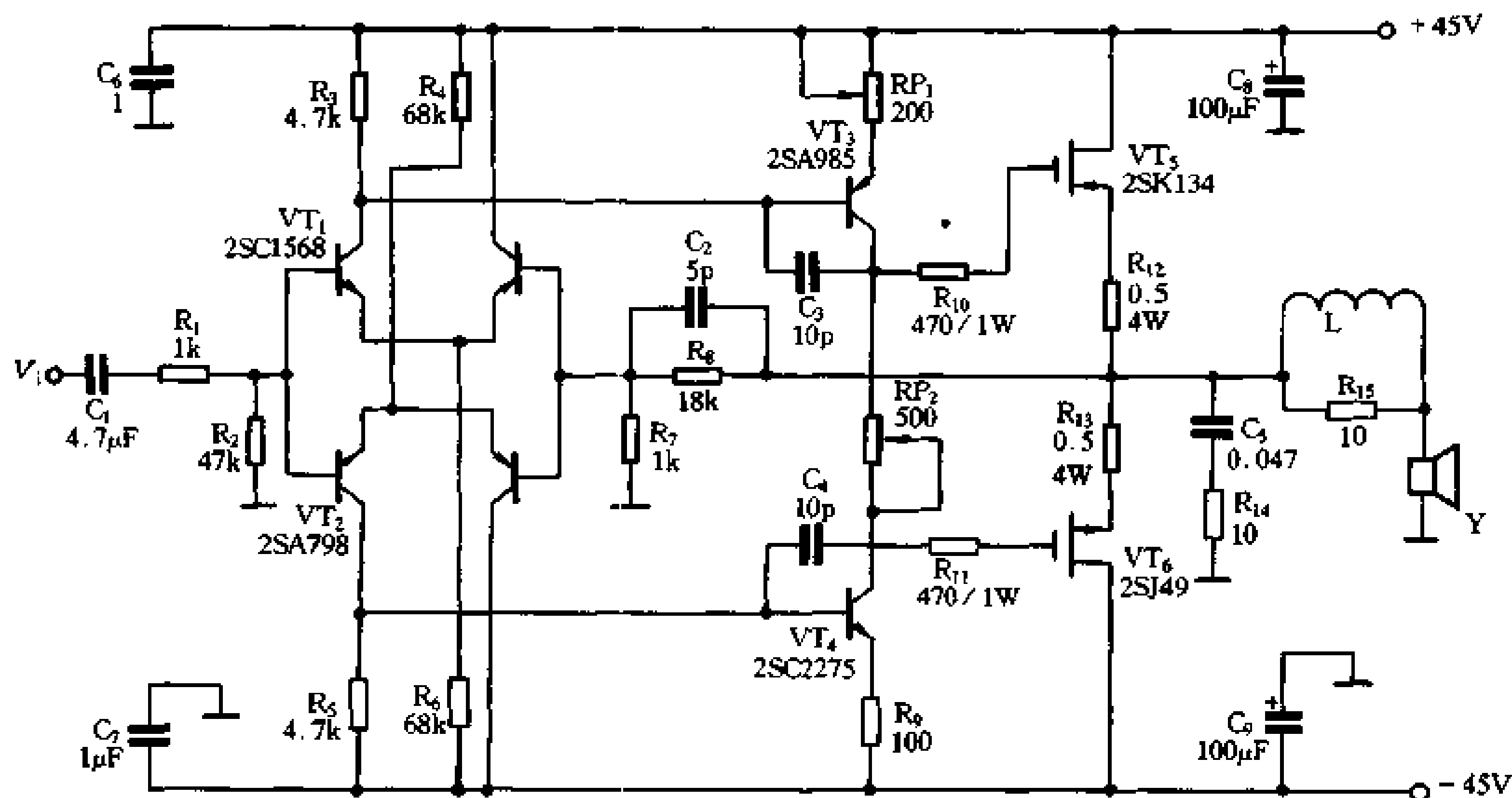


图 2-25 电路简洁的直流功放

差分输入级采用一对一体化差分管 2SC1583 和 2SA798,由于一体化差分管的参数性能的一致性较好,而且在温度变化时,仍能保持工作特性的一致,因此有利于整机工作的稳定。

输出级采用了一对性能优良的场效应功率输出对管 2SK134 和 2SJ49,使整机的性能十分优良。

R_7 、 R_8 及 C_2 组成负反馈系统,决定整机闭环增益。

电路中,跨接在 VT_3 、 VT_4 的 C、B 极间的电容 C_3 和 C_4 以及并联在 R 上的电容 C_2 是为抑制电路振荡而设的相位补偿电容。其中接在晶体管 B、C 极间的 C_3 、 C_4 称为超前补偿电容。接在反馈电阻 R_8 上的 C_2 称为滞后补偿电容。

调整 RP_2 ,可调整输出管的偏置电压,调整 RP_1 ,可调节输出中点电压,本机为 100mA。

本机差分对管若选用单管,须按各管参数严格配对,以确保电路的性能。

技术指标:

输出功率: 60W;

频率响应: 0~100kHz (± 3 dB);

谐波失真：0.05%。

2.3.2 150W 甲乙类直流功放电路

甲类功放音色纯朴、柔美、保真度高，但静态功耗大，输出管发热，必须加装良好的散热器。在同样的电源电压下，输出功率比乙类小得多。乙类功放输出功率大，电源利用率高，所以输出管发热较小。本电路兼顾了两种电路的优点，在小信号时放大器工作于甲类状态，并且输出功率较小，仅为 20W。当输入信号较大时，电路可自动转换为甲乙类工作状态，并且输出功率增大。最大可达 150W。

电路原理如图 2-26 所示。全电路由双差分输入级、电压放大级、偏置电路和功率输出电路组成。

输入级由输入接口和双差分全互补输入电路组成。输入接口有三个：1-2 接口适合于与带音量控制平衡输出的前级配接。2-3 接口适合于与不带音量控制的非平衡输出的前置级配接。VT₁~VT₄ 组成双差分输入电路，RP₁、RP₂ 为平衡调节电位器。

VT₅~VT₈ 组成双差分互补电压放大级。

VT₁₇ 及 VD₁、RP₃ 组成输出级偏置电路，VD₁ 为温度补偿二极管。VT₉、VT₁₀ 组成输出阻抗变换级，采用射极输出器以提高其带负载能力。

VT₁₁~VT₁₆ 组成三对并联互补推挽功率输出级，每管静态电流调至 380mA。

R₉、R₈ 组成负反馈回路，整机闭环增益由 R₉/R₈ 确定，约 31dB。C₂、C₄ 为相位补偿电容以消除自激。

电路调试：

- (1) 将 RP、RP₃ 调至阻值最小位置，将 RP₁、RP₂ 调至机械中点位置。
- (2) 将 VT₉、VT₁₀ 两管基极短接，使输出偏压为 0V。
- (3) 接通电源，测量 VT₁、VT₃ 集电极间电压，调节 RP₁ 使其读数为 0V。按同样方法调节 RP₂ 使 VT₂、VT₄ 集电极间电压为 0V。这时差分管负载电阻 R₂~R₅ 上应有 3V 的压降，R₁₁、R₁₂ 上应有 2.4V 的压降。

(4) 测量输出中点电压应在 ±50mV 之间，去掉 VT₉-VT₁₀ 间的短接线。

(5) 调节 RP₃ 使 VT₁₁、VT₁₂ 发射极间电压为 0.38V，这时各推挽输出对管的发射极之间并为 0.38V，说明互补输出管的静态电流为 380mA。

(6) 测量 R₁₄ 上应有 2V 的电压，R₁₀ 上以及 VT₉、VT₁₀ 基极间应有 3.2V 的电压。

全部调整之后各管静态电流均应符合图中所标的要求值。在通电静置半小时之后再复查一次，并在此后每隔半小时复测一次，反复 2~3 次，直至稳定并符合要求。

电路元件的选用：

VT₁~VT₄ 选用 2SC2390/2SA1039，V_{ceo} = 80V/-80V，h_{FE} = 300，f_T = 140MHz，P_C = 0.3W；

VT₅~VT₈ 选用 2SA965/2SC2235，V_{ceo} = -120V/120V，h_{FE} = 200，f_T = 120MHz，P_C = 0.8W；

VT₉、VT₁₀ 选用 2SC2238/2SA968，V_{ceo} = 160V/-160V，h_{FE} = 150，f_T = 100MHz，P_C = 20W；

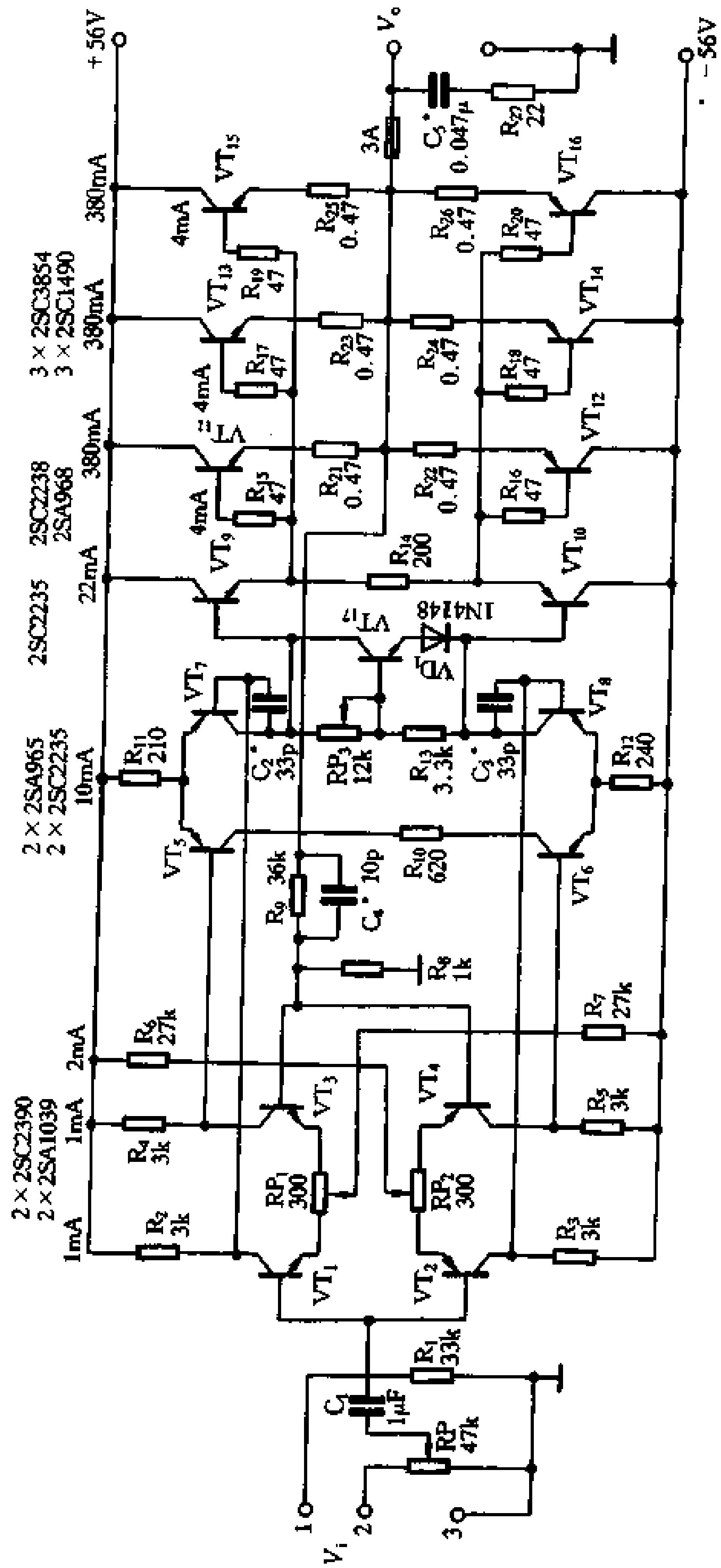


图 2-26 甲乙类直流功放电路

VT₁₇选用 2SC2235, $V_{\infty} = 120V$, $h_{FE} = 100$, $f_T = 120MHz$, $P_C = 0.8W$;

VT₁₁~VT₁₆ 2SC3854/2SA1490, $V_{\infty} = 200V/-200V$, $h_{FE} = 100$, $f_T = 20MHz$, $P_C = 80W$ 。

各管配对参数应一致, β 值偏差 $< 2\%$, 并应特别重视差分对管 V_{be} 的特性, 最好能在图示仪上配对。

技术指标:

输出功率: 甲类时, $20W/8\Omega$,

乙类时, $150W/8\Omega$;

频率响应: 甲类时, $3Hz \sim 140kHz$,

乙类时, $5Hz \sim 100kHz$;

谐波失真: 甲类, $0.03\% (1kHz) 0.04\% (20 \sim 20kHz)$,

乙类, $0.04\% (1kHz) 0.06\% (20 \sim 20kHz)$;

信噪比: $\geq 100dB$ 。

2.3.3 100W 纯甲类功放电路

电路如图 2-27。该电路为采用全对称互补推挽输出的甲类直流功放电路。输入级采用场效应管双差分输入电路, 它的优点是动态范围大, 噪声低。但由于场效应管的极间电容较大, 影响放大器的频率响应, 为了发挥其优点又能克服其缺点, 该差分电路采用了共源一共基电路, 其中 $R_3 \sim R_6$ 是它的偏置电阻。采用共源一共基电路可以改善放大器的线性并展宽放大器的频响。

VT₁₀、VT₁₁ 构成单端推挽电压放大级, VT₁₂、VT₁₃ 为射极输出级, 用作阻抗变换以提高带负载的能力。VT₉、VD₁、VD₂ 及 RP₂ 构成输出偏置电路, 调节 RP₂ 可使输出管工作在甲类工作状态。

VT₁₄~VT₂₁ 组成四对并联的推挽功率输出级。采用并联是为了增大输出功率, 若不需要大功率可减少并联对数。

本电路未设大环路负反馈, 采用局部反馈 (R_{31} 、 R_{32} 、 C_3) 以改善电路性能。

电路调整:

将 RP₁ 调至最大阻值, RP₂ 调至最小阻值。接通电源后, 先调 RP₁ 使差分输入级的 4 只负载电阻的两端电压为 5.4V, 再调 RP₂ 使功放输出级的静态电流为 3.6A, 各输出管射极电阻两端的电压为 160mV, 保持两小时并不断测量, 直到稳定为止。

功放管可选用耐压大于 100V 的大功率管, 如 TP8N10 和 TP8P10, 2N6338 和 2N6437 等。

VT₁~VT₄ 选用 2SJ75、2SK240, $6 \sim 10mA$, $NF < 1dB$ 。VT₅~VT₉ 选用 2SA1190、2SC2855, $60V$ 、 $50mA$ 、 $130MHz$ 、 $0.4W$ 。VT₁₀~VT₁₃ 选用 SA180、SC180, $120V$ 、 $100mA$ 、 $180MHz$, $2W$ 。

技术指标:

输出功率: $100W$;

频率响应: $3Hz \sim 160kHz (-2dB)$;

谐波失真: $< 0.08\% (10Hz \sim 20kHz, 50W)$;

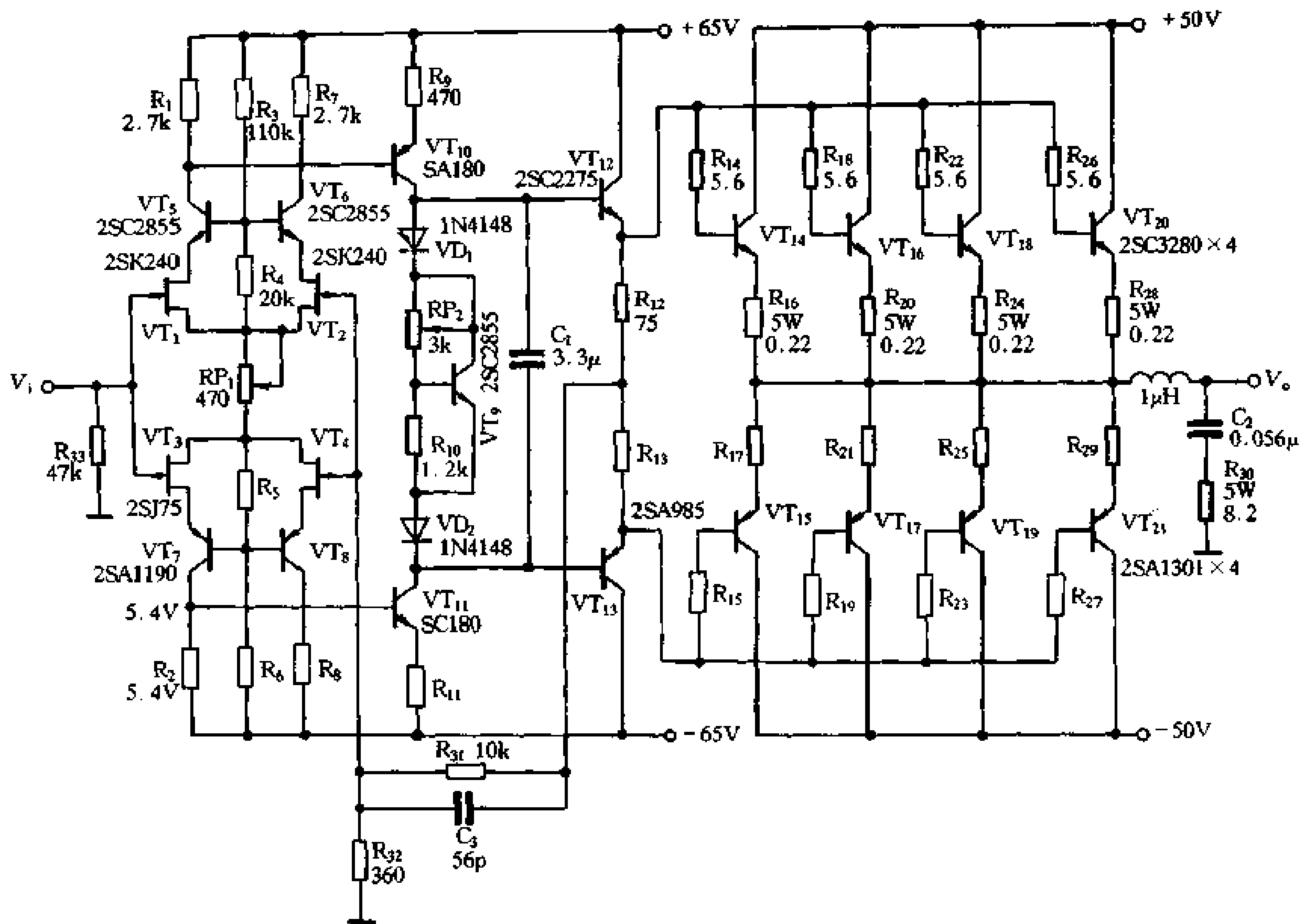


图 2-27 100W 纯甲类功放电路

信噪比：110dB。

2.3.4 25W 直流功放电路

电路原理如图 2-28 所示。该电路为全对称互补推挽输出的直流功放电路。

电路的输入级和电压放大级为通常的对称互补双差分输入和单端推挽电压放大。而它的功放输出则与众不同。

本机的功放输出级采用了具有高输入阻抗的三级达林顿电路，因此它的推动级只需提供驱动电压，从而减轻了推动级的负载，并且提高了电路的转换速率。

在功放输出级中， VT_{10} 与 VT_{11} 、 VT_{12} 与 VT_{13} 的发射极不与中点相连，而是分别通过电阻 R_{20} 、 R_{21} 互连，这种连接方法称为中点浮动法。中点浮动的连接方法，强制输出管工作于甲类工作状态，无论信号的正半周还是负半周，管子中都有电流流过，没有截止过程，改善了放大器的开环频率响应。

当放大器的阻抗很小时($<1\Omega$)，开环阻尼因数就会很大，这时就能显著降低接口互调失真。本机功放级采用三级达林顿的全互补推挽输出，在信号的正负半周输出管都处于共集电极工作状态，从而使放大器的开环输出阻抗大大降低。

本机采用两组电源对前后级分别供电，如图 2-29 所示。前级包括输入级和电压放大级，采用较高的电源电压并经稳压，这样可以有效地避免前后级通过电源耦合而产生的交

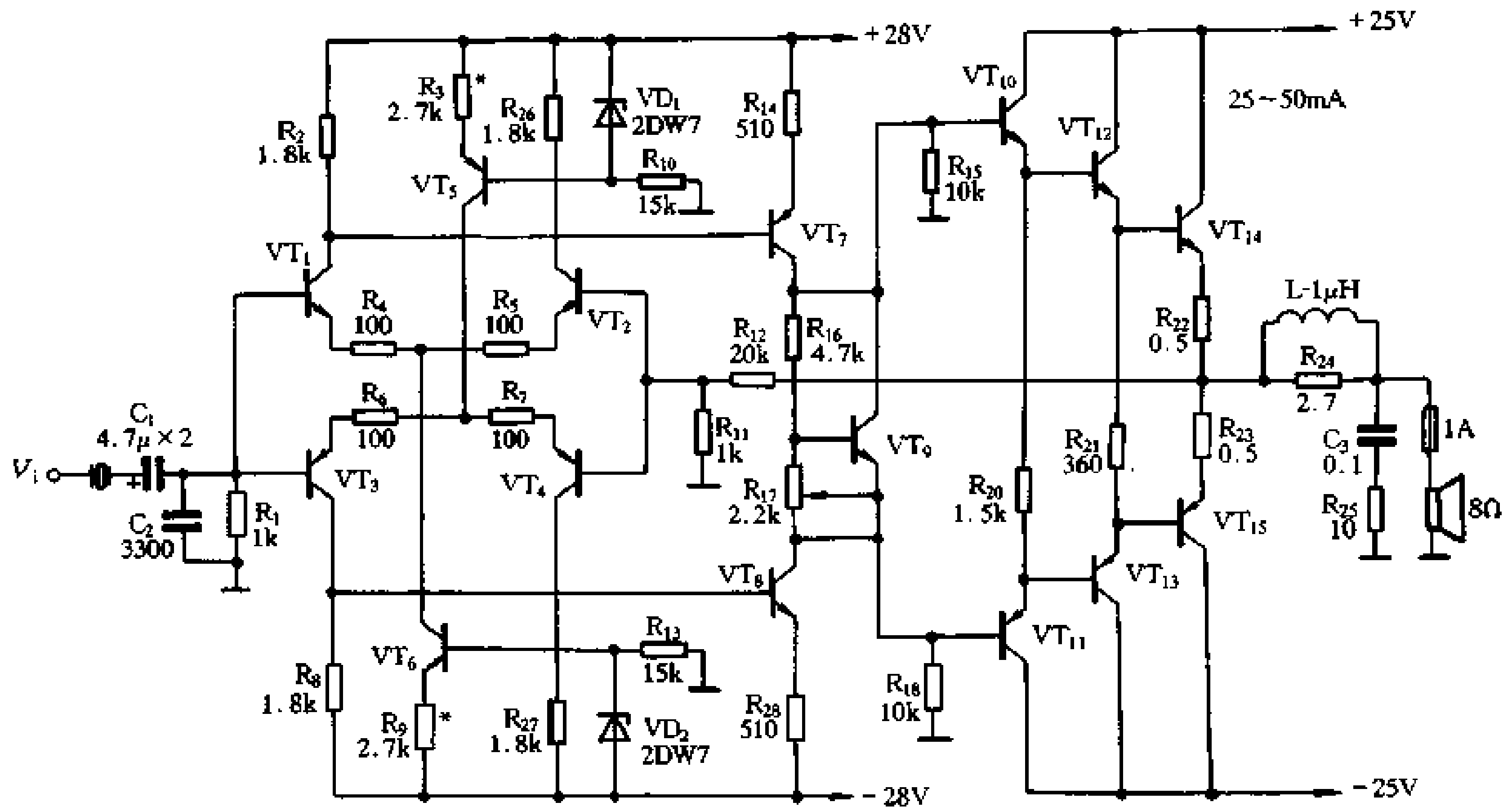


图 2-28 25W 直流功放电路

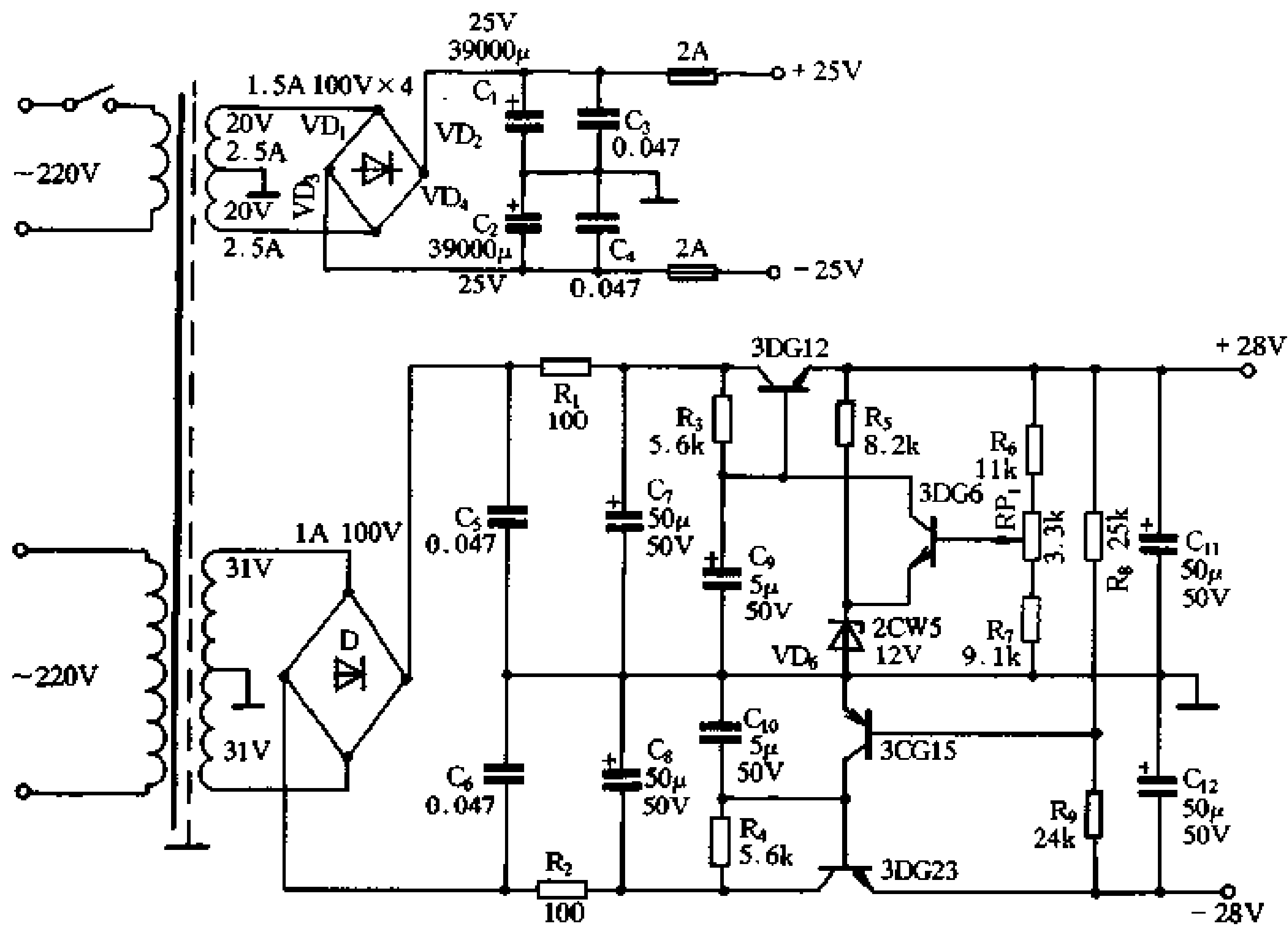


图 2-29 电源电路

流声，并有利于提高信噪比。较高的前级电压也有利于电压放大级向功放输出级提供较高的驱动电压。功放输出级由于电路的上下完全对称，流过负载的纹波电压大小相等，方向相反，可以完全抵消，因此采用整流滤波后不经稳压直接输出的供电方法。采用这种方法可使输出管取得较大的瞬间电流而不会产生削波。由于输出电路由三级达林顿电路组成，

输出电压紧紧跟随电压放大级 VT_7 (VT_8) 的集电极电位, 只要输出管 VT_{14} (VT_{15}) 不饱和, 输出端就会有足够高的电压输出。与只用一组电源供电的功放相比, 不仅降低了输出管的功耗, 提高整机效率和电源利用率, 而且有利于减小开环输出阻抗。这种电路具有自举电路的优点, 而没有自举电路本质上是正反馈的缺点。

电路调试:

调整 R_3 或 R_9 可调整输出端对地的零电位。调节 R_{17} 可调整输出管 VT_{14} 、 VT_{15} 的静态电流, 本机可调为 $20\sim 50\text{mA}$ 。

电路元件可参考前面电路, 按照差分输入级, 电压放大级和功率输出级的不同要求分别选配。

技术指标:

最大输出功率: 25W ;

开环频率响应: $>100\text{kHz}$ (20W , -1dB);

开环谐波失真: 1% (20W , 20Hz , 1kHz , 20kHz);

闭环谐波失真: 0.05% (同上);

信噪比: 95dB 。

2.3.5 采用三肯管的 100W 功放电路

日本“三肯”功放对管 $2\text{SC}2922$ 和 $2\text{SA}1216$ (或 $2\text{SC}3264$ 与 $2\text{SA}1295$) 的性能十分优越, 它线性好, 过载能力强。用它作功放级的高保真功放, 性能十分优良。图 2-30 为用该对管制作的高性能功放的原理图。

电路由一级差分输入, 一级差分电压放大兼推动和一级全互补推挽功放输出级组成。此外本电路还设有过载保护和扬声器保护电路。

在输入端, 由 R_1 、 C_2 、 C_3 组成的低通滤波器可限制输入电路的上限频率, 以减小瞬态互调失真。

VT_1 、 VT_2 组成差分输入级。 VT_3 、 VT_4 组成差分电压放大级, VT_4 的集电极输出直接输入功放输出管 VT_7 。 VT_5 、 VT_6 组成镜像电流源, VT_3 的集电极输出经 VT_5 的集-基连线输入 VT_6 的基极, 经 VT_6 放大后由其集电极输出并输入功放输出管 VT_8 。 VT_7 、 VT_9 、 VT_8 、 VT_{10} 组成复合管互补推挽功放输出级。 VT_{12} 、 VD_4 与 VT_{13} 、 VD_5 组成输出过载保护电路。

$VT_{14}\sim VT_{16}$ 组成扬声器保护电路, 可使扬声器在电源接通 5 秒后接入, 以避免开机冲击。还可在输出端直流电压超过 1.5V 时自动切断扬声器。

直流功放电路由于取消了反馈电容 C_F 后, 输入差分级的反馈输入端对地的直流偏置电阻便为 $R_i \parallel R_F \approx R_F$, 一般 R_F 仅为 $1\text{k}\Omega$ 左右。为使差分对管取得平衡, 信号输入端对地电阻 R 也应减小到 R_F 的程度。这样就会使电路的输入电阻降低很多, 不易和前置级取得良好的匹配。为此一般的 DC 功放电路多采用电压控制器件场效应管作差分输入级。本电路的输入级仍采用双极型晶体管, 但把基极偏置电阻与输入电阻分开设置 (原理如图 1-35 (a)), 通过微调电位器来调节电路的平衡, 既不降低输入电阻, 又达到差分电路的平衡调节, 不失为一种好的解决方案。由于差动输入端加有偏置, 故输入电容 C_1 不得随意

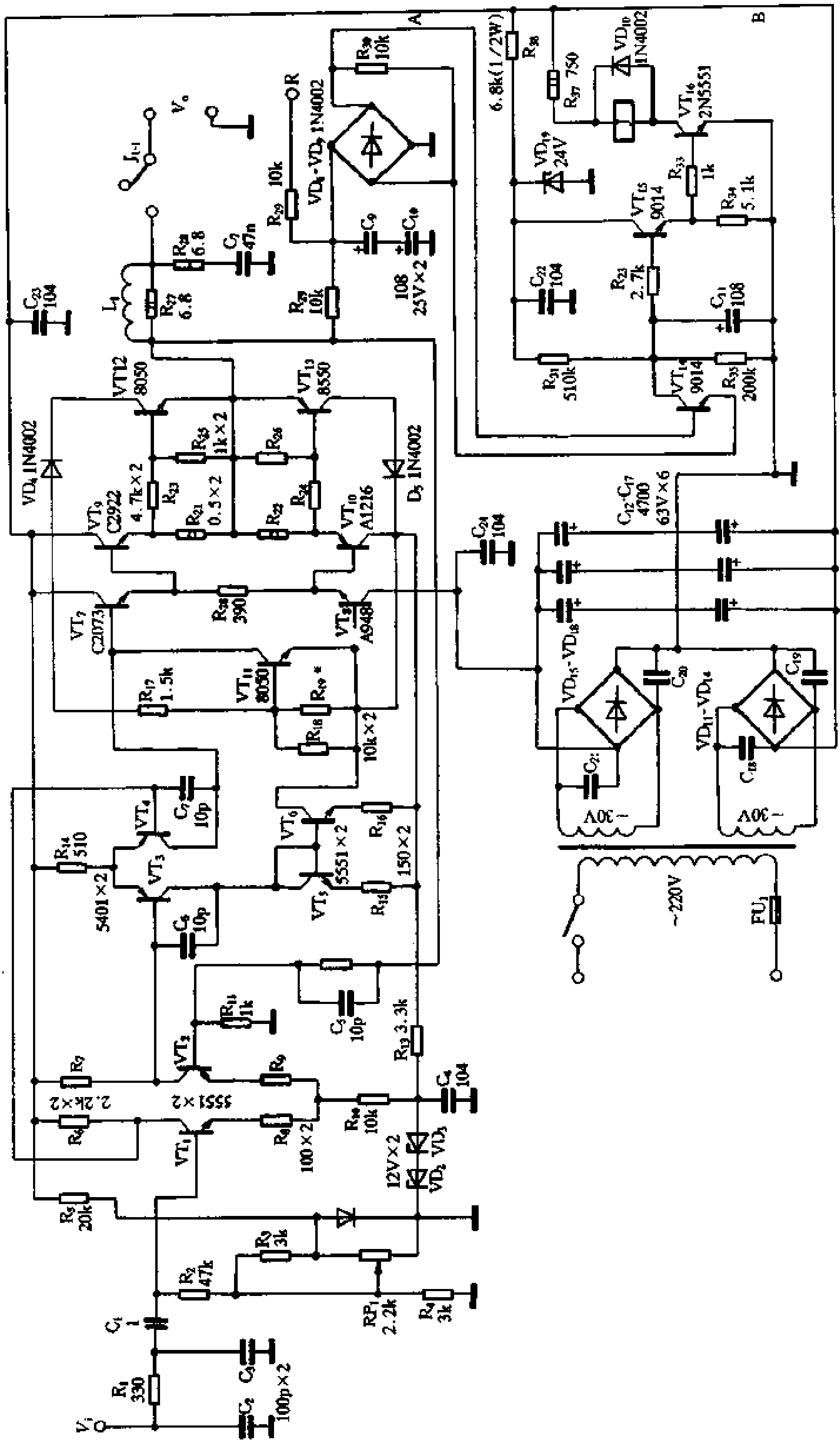


图 2-30 用三极管的功放电路

取消。

本电路的另一特点是采用了悬浮接地方式。本机的悬浮接地是在输入端的接地部分采用了两只稳压管和一只电阻 R_{13} ，使其与功放级的负电源隔离。这样就可使供电回路中的大电流产生的热噪声不能窜入到输入回路。另一方面还可抑制扬声器放音时产生的反电动势窜入到输入回路产生的“接口交流声调制失真”（简称为 IHM 失真）。

调试要点：

调整 RP_1 使输出中点为 0V。调整 $R_{19}(R_{18})$ 使 $R_{21}(R_{22})$ 两端电压为 10~15mV。

扬声器保护电路调整：应先断开功放电源单调，通电后 4~5 秒继电器应吸合。用万用表 $R \times 1$ 挡跨接于 C_9 两端，继电器应释放。

技术指标：

输出功率：100W；

频率响应：10Hz~100kHz (± 0.5 dB)；

失真度：0.05% (1kHz, 100W)；

转换速率：70V/ μ s。

2.3.6 绅士 AM50 纯甲类功放电路

该电路设计独特，工艺结构合理，采用全分立元件，场效应管甲类输出。如图 2-31 所示。全电路由输入级、推动级和功率输出级和 G_m 音量控制电路组成。

输入级由场效应孪生对管 K389、J109 组成对称互补双差分电路，并与晶体管组成共源—共射电路。经两级对称互补推挽放大后输入电压放大级。调节 RP_3 可使输出管 VT_5 、 VT_6 工作于甲类状态。

电压放大级与输入级采用相同的电路结构，不过它的输出级采用了一对场效应管 2SK214 和 2SJ77。调节 RP_7 可将输出管 VT_{32} 、 VT_{33} 静态电流调至甲类工作状态。

第三部分为功率输出级，它包括输出偏置电路和两对并联的场效应管互补推挽输出电路。推动级与功放输出级间采用电容耦合，耦合电容为聚丙烯无极性电容 (MKP 电容)。高质量的耦合电容保证了音质的纯正。

输入级、推动级和功率输出级各级分别单独供电，保证了各级之间工作互不影响。输入级和推动级采用较高的供电电压，以保证其大动态和高效率。

输出级和电压放大级未设大环路的负反馈，可降低电路的瞬态失真，对改善音质有一定的效果。输入级设置了大环路的负反馈 (RP_4 、 R_{23}) 是用来控制放大器的音量的，称为跨导 (G_m) 控制技术。它与通常的负反馈电路不同之处在于，采用一只可调电位器，而且将电位器的滑动臂接地。

我们知道，传统的音量调节方法有两种，一种是在功放的输入端加对地电位器，通过滑动臂的对地分压来控制输入信号的电压 (平) 来实现音量调节。另一种是利用外接点直流电位的高低，通过改变电路内阻来控制音量输出，即直流音量控制。显然，前者在调节过程中会造成输入阻抗的变化，使电路不能工作在最佳输入的稳定状态，而且滑动噪音也会被放大；后者虽无上述弊端，但需用 IC 来实现，其成本、性能都应予考虑。而 G_m 控制技术的优点是上述二者所不及的。

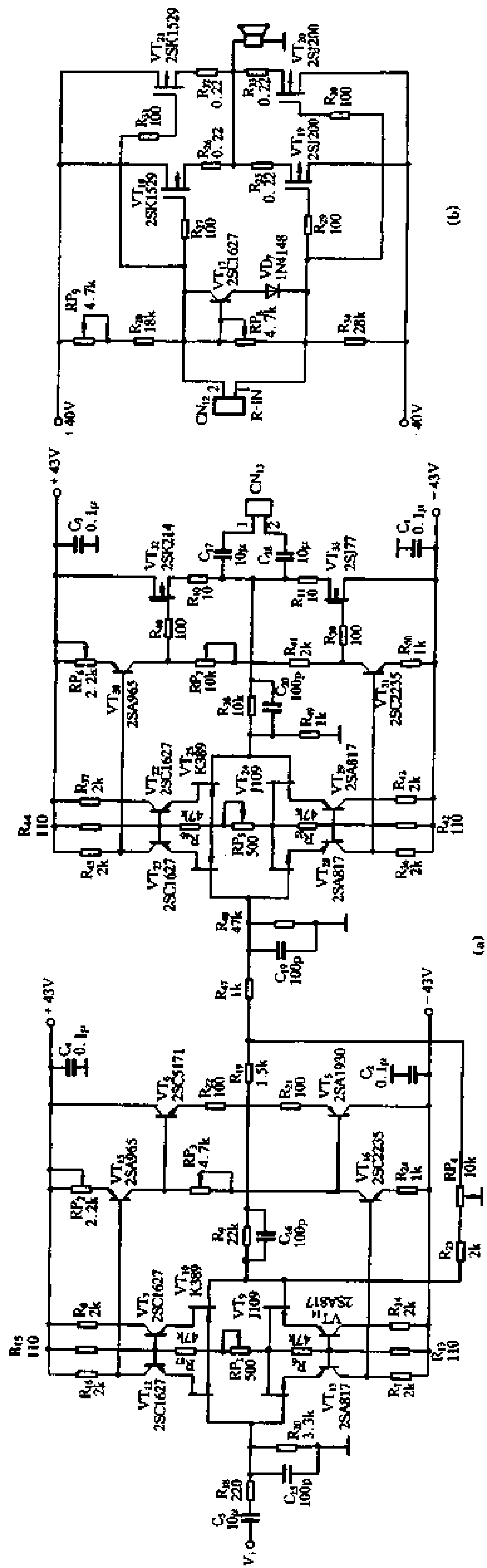


图 2-31 绅士 AMS50 功放电路

G_m 控制的原理是这样的, 调节电位器, 使跨导(G_m)电阻发生变化, 即改变了负反馈的深度, 当然也就改变了整机的增益。当电位器的动臂向电路的差分输入端移动时(反馈回路的电压、电流都会发生变化), 放大器的增益降低, 音量变小。反之则音量变大。由于控制电位器控制的是电路的增益, 不接触主音频通道, 所以电位器的滑动噪音不会影响到音质, 而且输入阻抗不会发生变化, 电路工作点一直处于调整后的最佳状态, 即使在音量最小时, 电路的动态也不会变小。

本电路输出功率为 50W。

2.3.7 50W 超甲类功放电路

这是一个具有动态偏置全对称互补由三级达林顿管输出的甲类功放电路。电路如图 2-32 所示, 全电路由 28 只晶体管组成, 看起来很复杂, 但只要找出它的基本结构, 分析并不困难。

该电路由双差分输入级、电压放大级、功率输出级、超甲类动态偏置电路和输出保护电路等部分组成。 $VT_1 \sim VT_{12}$ 组成双差分输入级, 其中 VT_2 与 VT_3 、 VT_8 与 VT_9 组成基本双差分电路。 VT_1 与 VT_2 、 VT_4 与 VT_3 、 VT_7 与 VT_8 、 VT_{10} 与 VT_9 组成镜像恒流源电路。 VT_2 与 VT_5 、 VT_3 与 VT_6 、 VT_8 与 VT_{11} 、 VT_9 与 VT_{12} 组成共基-共射电路, 用来提高线性和展宽频带。 R_7 、 R_{15} 、 R_8 、 R_{16} 分别是差分电路发射极的电流负反馈电阻。 R_6 、 R_{14} 、 R_9 、 R_{17} 分别是集电极负载电阻。 $R_{10} \sim R_{13}$ 是共基-共射级联放大器的偏置电阻。

电压放大级由 VT_{13} 、 VT_{14} 、 VT_{19} 、 VT_{20} 等组成。其中 VT_{13} 与 VT_{14} 、 VT_{19} 与 VT_{20} 为共基-共射级联放大器。发光二极管 VD_1 、 VD_2 及 VD_3 、 VD_4 分别是为稳定 VT_{13} 与 VT_{19} 的集-射间电压 V_{ces} 而设的, 为的是减小由晶体管 V_{ces} 变化而引起的 β 非线性失真。

R_{22} 、 R_{25} 分别是 VT_{13} 、 VT_{20} 的发射极电流负反馈电阻。在电压放大级的输出端, 即 VT_{14} 和 VT_{19} 的集电极与地之间接有电阻 R_{26} 、 R_{29} , 目的是限制本级的电压增益, 使其不至过大。

超甲类动态偏置级由 $VT_{15} \sim VT_{18}$ 等组成。静态时, 功放输出级的偏置电压由 VT_{15} 、 VT_{16} 提供, VT_{17} 通过 VD_5 、 R_{32} , VT_{18} 通过 VD_6 、 R_{33} 处于微导通状态, 对 VT_{15} 、 VT_{16} 不产生影响。当有信号输入时, 在信号的正半周, 因 VT_{17} 的发射极的对地电压是随着信号的增大而升高的, 因此 VT_{17} 由微导通状态转向全导通状态, 使 VT_{15} 的偏置电压降低, 其集-射极间的电压 V_{CE15} 升高, 引起功放级偏置电压 V_{AB} 升高, 其偏置电流随之增大。因此 VT_{24} 、 VT_{26} 、 VT_{28} 不会出现截止状态。同理, 对于信号的负半周, VT_{18} 射极对地电压随着信号幅度的增大而降低, VT_{18} 趋于导通状态, 引起 VT_{16} 偏压变小, V_{CE16} 变大, V_{AB} 升高, 功放管偏流增大, VT_{23} 、 VT_{25} 、 VT_{27} 亦不致于工作在截止状态。

由上述分析得知, 无论是信号的正半周或负半周, 功放级的偏置电压都会随着信号的增强而增大。任何时候都不会出现截止状态, 这就是动态偏置的作用。它可以使输出电路在较小的静态偏置电流的情况下, 达到甲类工作状态, 既可提高输出级的效率, 提高电源的利用率, 又可防止交越失真。

功率输出级由 $VT_{23} \sim VT_{28}$ 组成, 其中 VT_{23} 、 VT_{25} 、 VT_{27} 组成的三级达林顿管作为互补推挽输出级的 NPN 管, VT_{24} 、 VT_{26} 、 VT_{28} 组成推挽输出的 PNP 管。 VT_{23} 与 VT_{24} 、

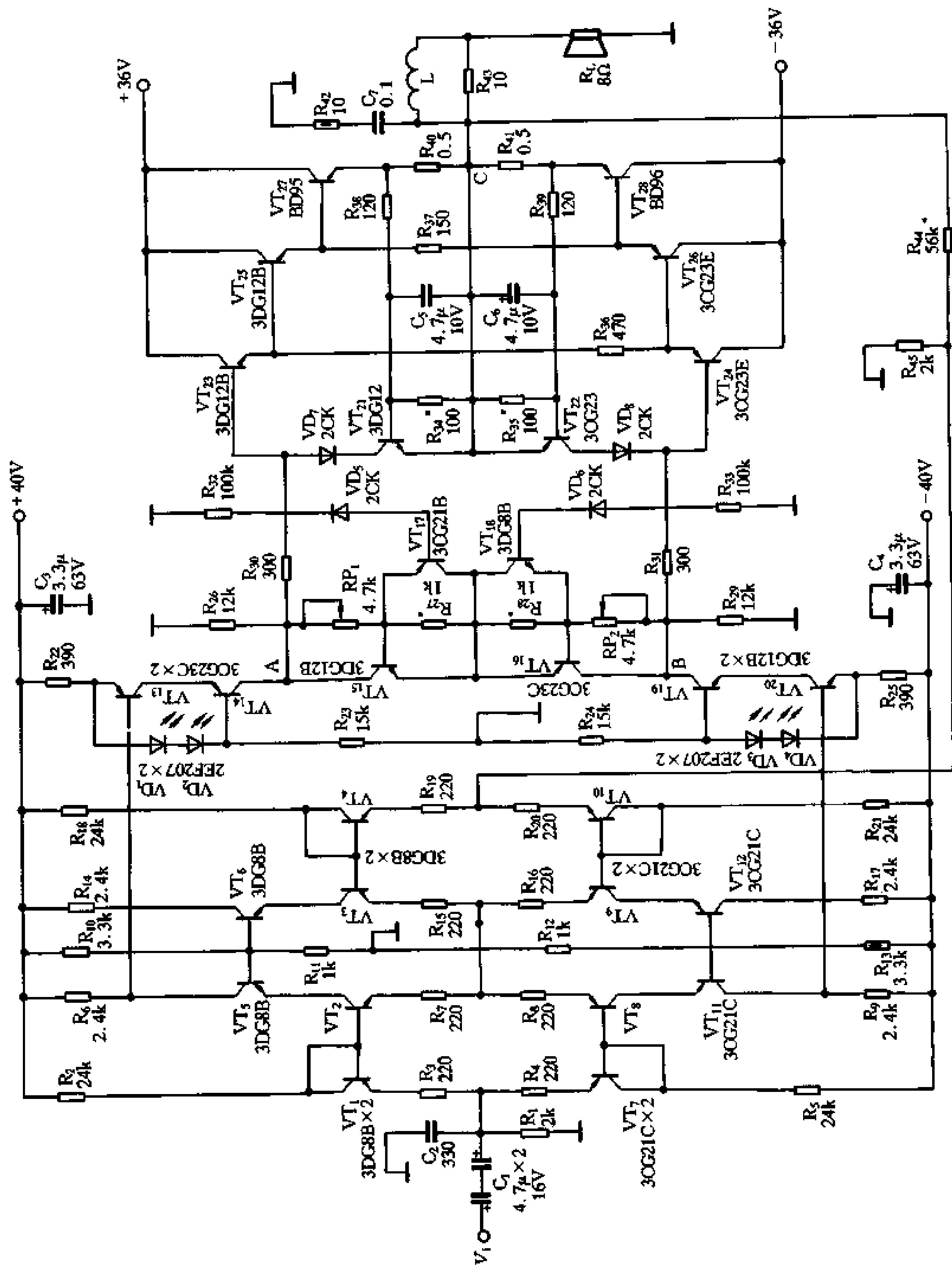


图 2-32 50W 超甲类功放电路

VT₂₅与VT₂₆接成中点浮动形式,进一步消除截止失真和改善电路的开环频率响应。

输出保护电路由VT₂₁、VT₂₂等组成,当输出管出现超载或短路时(I_{C27} 、 $I_{C28} > 2A$ 时),将输出管基极电流分流,保护了输出管。

电路调整:第一步先调输入级和电压放大级。断开R₃₀、R₃₁、R₃₄并将AB短接,接通电源。此时VD₁~VD₄应发光,测量AB接点对地电压应为0V(在±1V内属正常)。否则可调整R₂或R₅,仍不能达到要求时,可逐一检测VT₁~VT₁₂,发现异常则应更换。

第二步调整后级,去掉AB短路,接通R₃₀、R₃₁及R₄₄,将RP₁及RP₂旋至最小位。在±30V电源两回路中各串入一只5~8Ω(5~10W)的线绕电阻和一只电流表,输出端接8Ω的假负载。接通电源,旋动RP₁及RP₂使电流表读数为120mA左右。此时测量A、B间电压,正常值应为4.1V,同时应使 $V_{CE15} = V_{CE16}$ 。测量中点C对地电压,应在±0.1V以内,并且管子无发热现象。

检测动态偏置电路,在输入端输入一交流信号,测量A、B端的电压,能随信号的强弱在4.1~5.5V之间变动,即属正常。一切调好后可静置30分钟,然后再测量一次,若无异常变化则调整工作结束。

R₄₄、R₄₅为整机负反馈回路,整机闭环增益为 $A_V = R_{44}/R_{45} \approx 29dB$ 。

技术指标:

输出功率:50W;

频率响应:7Hz~50kHz(±3dB);

谐波失真:≤0.05%(25W、1kHz)。

电源电路如图2-33所示,读者可自行参考。

2.3.8 Hi-end 后级功放电路

本文要介绍的是“MAS”2×50W后级功放,它的电路原理如图2-34所示。该功放采用全对称全互补直流放大的形式。全电路由双差分输入级、电压放大级、推动级、并联推挽功率输出级、偏置电路和直流伺服电路组成。

VT₁~VT₄组成全对称双差分输入电路。该差分电路没有采用通常差分电路采用的晶体管恒流源,而是采用了由VT₁₄、VT₁₅和VT₁₆、VT₁₇等分别组成的高速电子滤波器来提供稳定的正负对称电源,大大减小了电源的波纹系数,取得了高质量的净化电源。

VT₅、VT₆组成互补推挽式电压放大级,C₃、C₄为补偿电容,以防电路自激。

VT₈、VT₉组成输出推动级,并采用了中点浮地的联接方式,迫使其处于甲类状态,以改善交越失真。VT₇与VD₁、VD₂及RP组成偏置电路。

VT₁₀~VT₁₃组成并联推挽功放输出级,采用了一对 f_T 高达60MHz的被音响界一致公认的、线性极佳而没有“晶体管味”,而又比MOSFET动态范围更大、失真小、功率大的“靓声”对管。为了防止自激,各管基极均串入一只防振电阻。

由直流功放原理的分析中得知,在直流功放中由于取消了反馈电容,降低了差分输入级的输入电阻。为了弥补这一不足,不少电路采用了双差分输入电路,而双差分电路对管子的配对要求十分严格,因此在实际应用中很难达到要求,电路的平衡很不理想。本电路采用了“直流伺服电路”,由于其调节灵敏度极高,使电路的平衡取得了十分理想的效果。

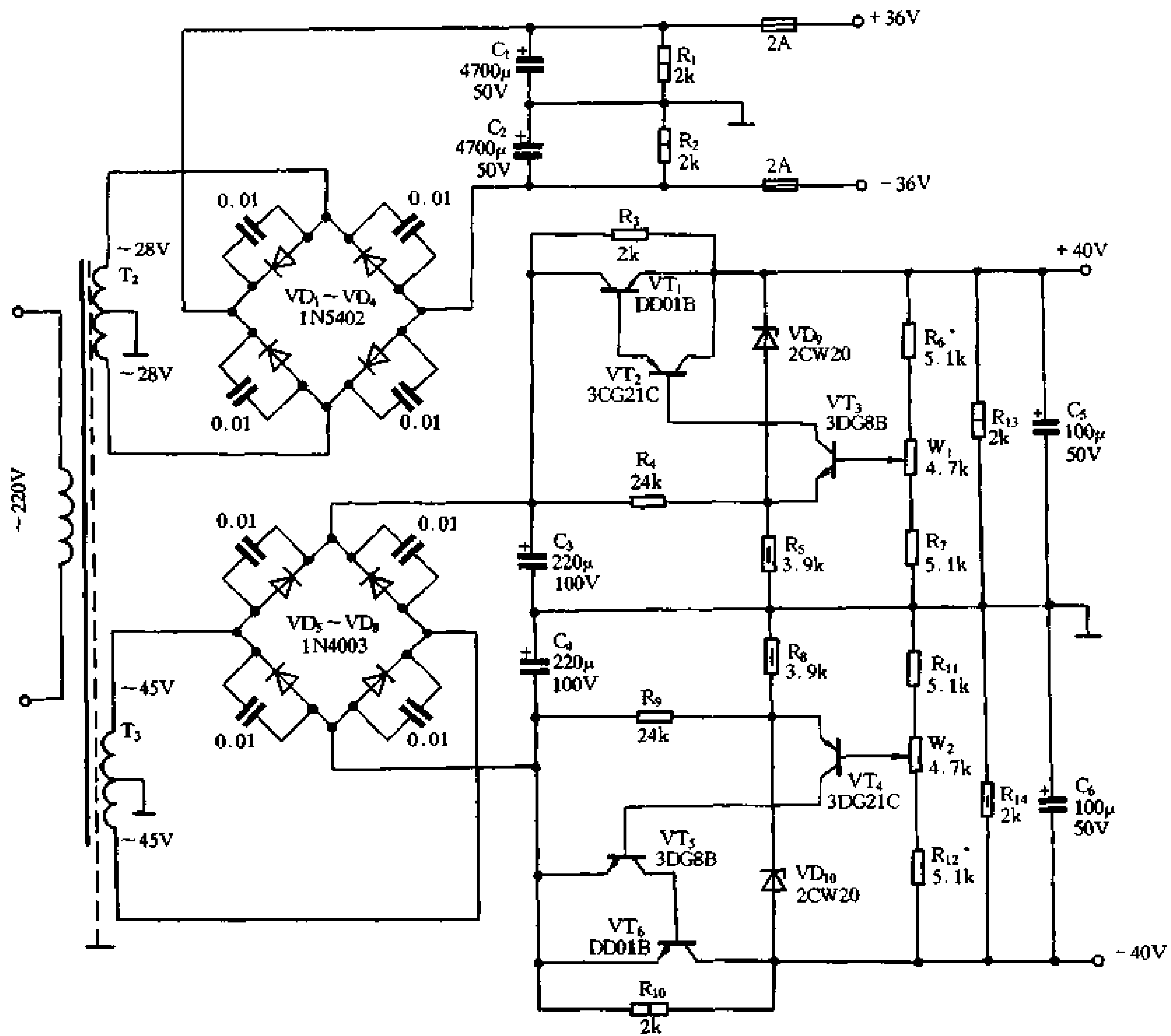


图 2-33 电源电路

直流伺服电路由运算放大器 LF351 及其外围元件构成，实际上是一个电压比较器。它的反相输入端通过电阻 R_{32} 接地，作为比较基准。同相输入端接自功放输出端(中点)。输出端接到双差分电路的反馈输入端。当输入端 A 点电位因某种因素而升高时，则功放输出端的电位随之升高，此电位经 R_{31} 输入 LF351 的同相输入端，使它的输出电压升高，该电压即为 B 点电压亦即为双差分电路的反馈电压，使 B 点电压等于 A 点电压，达到差分输入级两端的平衡，保持了输出端的零电位。由于运算放大器有很高的放大倍数，因此伺服电路有极高的灵敏度和调节速度。

对于直流功放电路，尤其是 Hi-end 功放，为了达到很高的技术指标，要求电路必须有很高的转换速率 SR。只有很高的转换速率才能满足放大器对所放大的信号给予重现，并降低瞬态互调失真。要达到很高的转换速率，要求所用晶体管必须有很高的特征频率 f_T ，因此本电路的 $VT_1 \sim VT_4$ 选用 f_T 为 250~300MHz 的高 β 低噪声管。 VT_5 、 VT_6 选用 f_T 为 200MHz 的中功率管，高速电子滤波管也选用 f_T 较高的中功率管。

VT_8 、 VT_9 选用性能较好的专用靛声音响对管 2SC2175A/2SA985A。

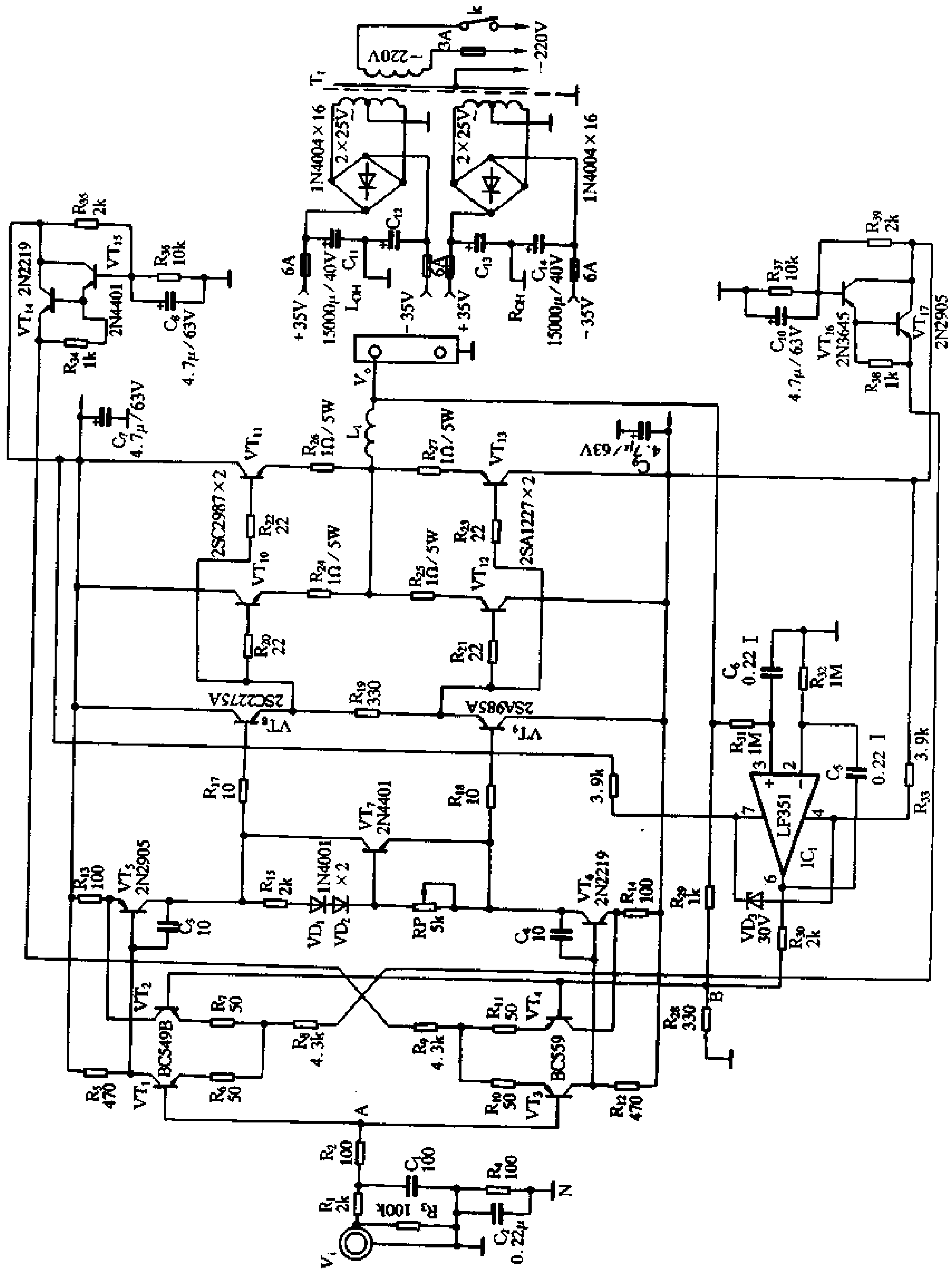


图 2-34 Hi-end 后级功放电路

VT₁₀~VT₁₃选用 2SC2987/2SA1227 音响对管。该对管 f_T 达 60MHz, $P_{CM} = 120W$, $I_{CM} = 12A$, 是一对线性极佳、动态范围大、失真小、输出功率大的发烧级功放管。

输入差分级的静态电流 I_e 取 3.4mA, $V_{e1} = 0.7V$, 电压放大级 I_{c5} 取 9mA, 偏置电压 $V_{ce7} = 2.4V$ 。

技术指标:

输出功率: 50W (8 Ω);

频率响应: DC~500kHz $\left(\begin{array}{l} +0 \\ -3 \end{array} \text{dB} \right)$;

谐波失真: 0.025%;

信噪比: >117dB;

转换速率: 1000V/ μ s;

阻尼系数: ≥ 500 ;

输入阻抗: 130k Ω /100pF;

负反馈量: 10dB。

2.3.9 纯甲类直流功放电路

本电路为采用全对称互补推挽输出的直流功放电路, 如图 2-35 所示。全电路由双差分输入级、共基-共射电压放大级、推动级和并联互补推挽输出级以及偏置电路和直流伺服电路等部分组成。

VT₁~VT₄ 组成双差分输入级, VT₅、VT₆ 为它们的恒流源。在差分管的发射极接有一只阻值较大的反馈电阻, 它的作用除了平衡各管配对参数的差异外, 还有扩展动态范围, 展宽频带和提高共模抑制比的功效。

VT₇、VT₉ 和 VT₈、VT₁₀ 组成共基-共射推挽放大, 作电压放大级, VD₃、VD₄ 为 VT₉、VT₁₀ 的基极偏置。

VT₁₂、VT₁₃ 为输出推动级, VT₁₁ 为它的偏置电路。VT₁₄~VT₁₇ 组成并联互补推挽输出级。

IC₁ 及 VD₇、VD₈ 为直流伺服电路, 其中 VD₇、VD₈ 为输入保护电路。

电路调整参数: 差分级射极电阻 R₅~R₈ 上的压降为 0.2V, 集电极负载电阻 R₉~R₁₂ 上的压降为 4V。电压放大级的发射极电阻 R₂₁、R₂₂ 上的压降为 3.2V。调节 RP 使 R₂₈~R₃₁ 任一电阻上的压降为 0.4V, 则输出管每管的静态电流应为 0.8A。

元件选用: VT₁~VT₆ 选用东芝高频管 2SC1775E、2SA872E 或日立 2SD756E、2SB716E 等。要求配对 β 及 V_{be} 误差 < 5%。

VT₇~VT₁₀ 选用 ECG128、ECG129 或 BC560、BC550 等互补管, 要求同上。

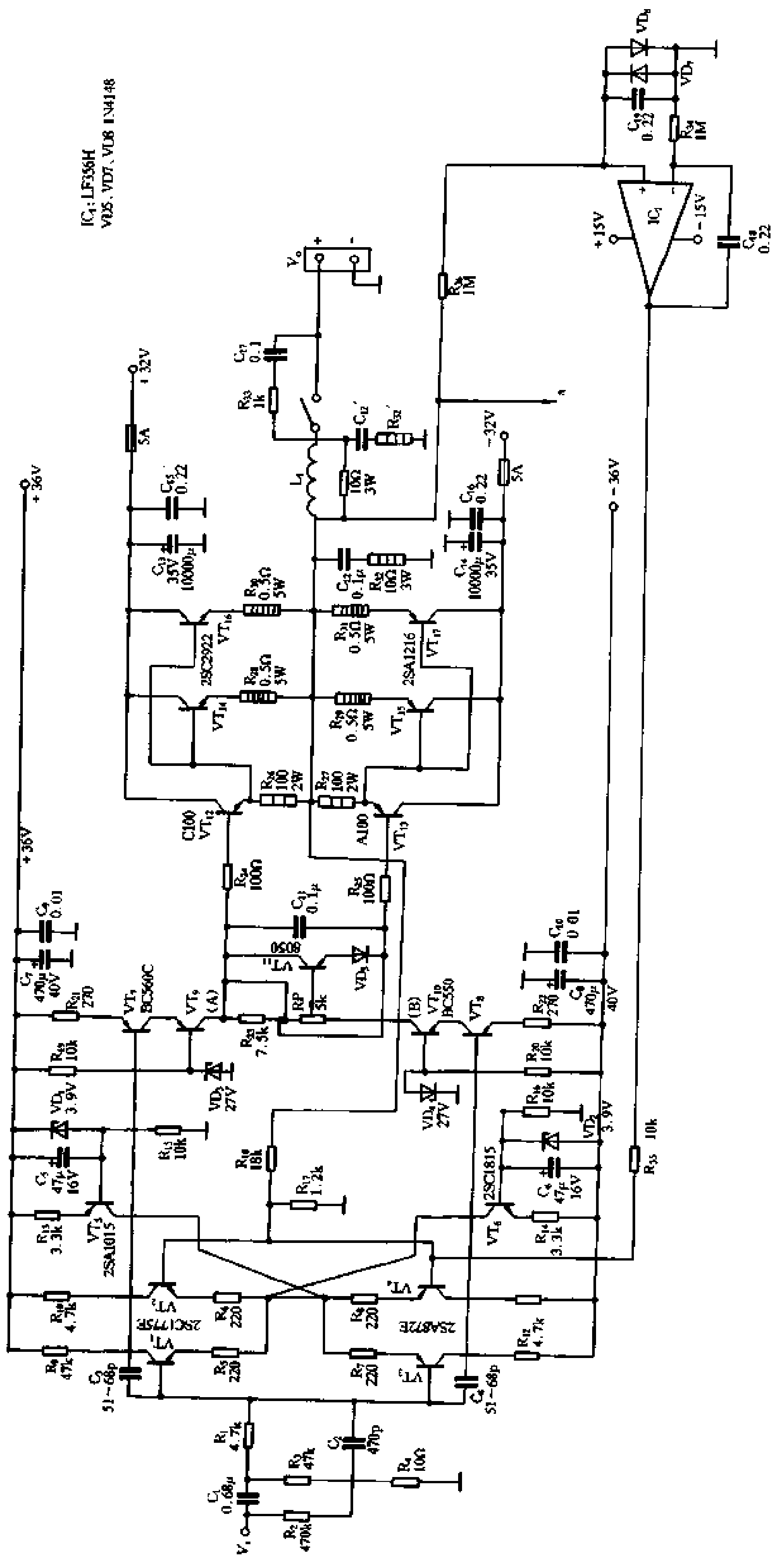
VD₁~VD₄ 及 VD₆ 应选用特性曲线良好, 并且稳压值相同 $P_{Cm} > 400mW$ 的稳压管。

功率输出管 VT₁₄~VT₁₇ 选用发烧级功放对管 2SC2922/2SA1216 配对选用。

直流伺服用 IC 为 LF356H。

本机输出功率为 50W。

电源电路如图 2-36 所示, 采用前后级及伺服电路分别供电方式。



IC₁: LF356H
 VD₁, VD₂, VD₃: 1N4148

图 2-35 纯甲类直流功放电路

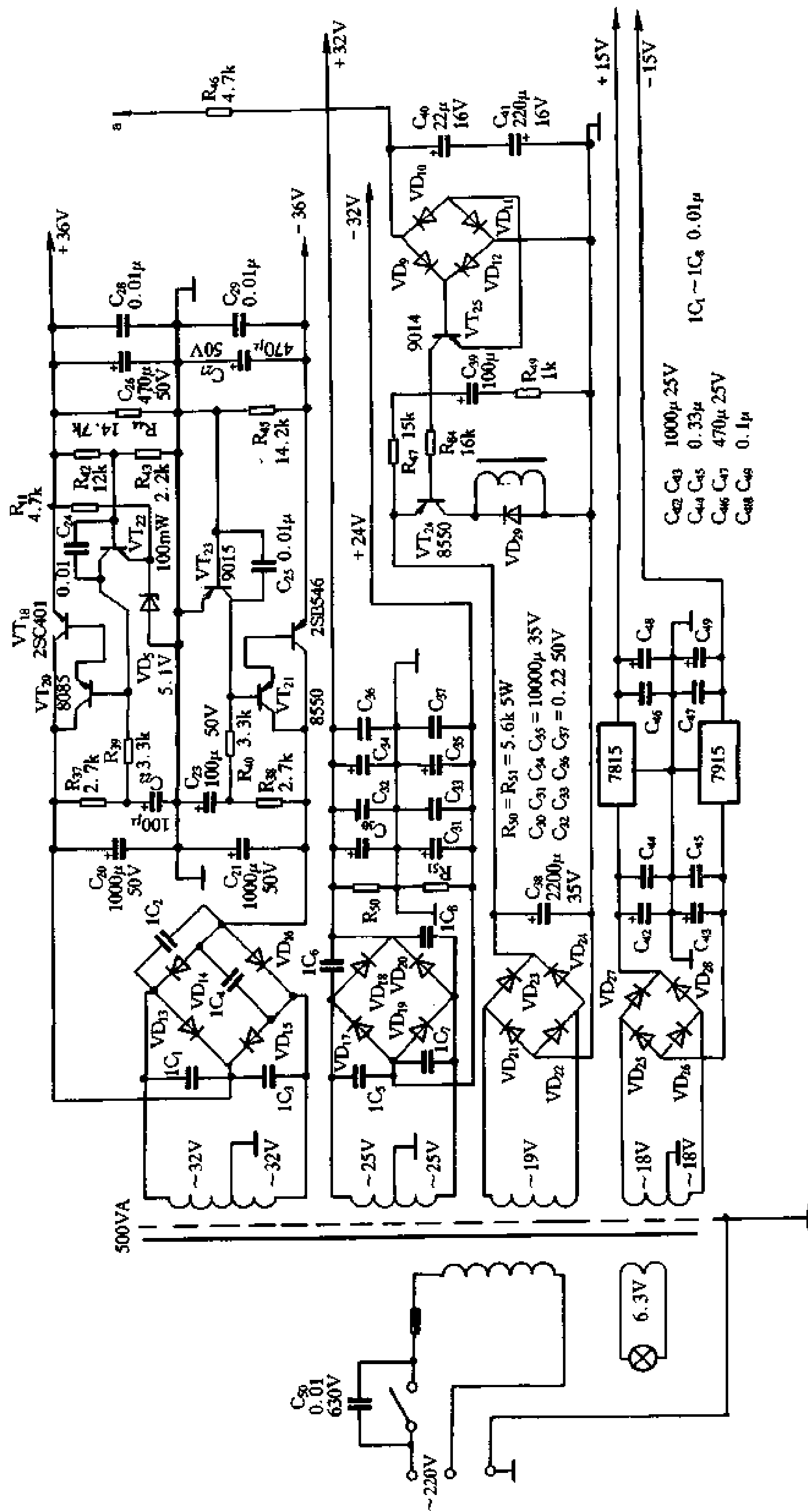


图 2.36 电源电路

2.3.10 用菱形差动电路作输入级的功放电路

几乎所有的直流功放电路都采用差分电路作输入级。不少电路还采用了互补对称双差分电路和带恒流源的互补双差分电路作输入级。因为恒流源有很高的动态阻抗，而且对共模信号有负反馈作用，使电路具有很高的稳定性。然而也正是由于“恒流”的限制，当有大幅度瞬态信号输入时，就会使电路的瞬态特性变坏。菱形差动电路由双差分电路演变而来，它具有双差分电路的优点而克服了它的缺点，使电路的性能大为改善。图 2-37 是一个用菱形差动电路作输入级的直流功放电路。

$VT_1 \sim VT_4$ 组成菱形差动输入级， $(RP_1 + R_6)$ 是 VT_1 的集电极负载， R_9 是 VT_3 的集电极负载。 R_7, R_8, R_{10}, R_{11} 分别为 $VT_1 \sim VT_4$ 的发射极电阻，一方面与偏置电路共同建立起本级的直流工作点，同时也是本级的电流负反馈电阻。 $R_2, VD_1, R_3, R_4, VD_3, R_5$ 是 VT_1, VT_3 的直流偏置电路。 $R_{12}, VD_2, R_{13}, R_{14}, VD_4, R_{15}$ 构成了 VT_2, VT_4 的直流偏置电路。

输入信号经 C_1 输入至 A 点。 C_2, R_1 与输入电阻、电容组成一个转折频率为 60kHz 的低通滤波器，以限制输入信号中的高频分量。

VT_5, VT_6 和它们的偏置电阻构成互补推挽电压放大级， R_{16}, R_{17} 与后级的输入阻抗并联，构成了 VT_5, VT_6 的负载。 VT_7 与 R_{19}, R_{20} 构成输出偏置电路。 C_4 为高频旁路电容，使频率较高时的交流压降 V_{CD} 也趋近于 0。

输出级采用了由三级达林顿管组成的互补推挽功率输出级。 VT_8, VT_{10}, VT_{12} 组成达林顿管的 NPN 管， VT_9, VT_{11}, VT_{13} 组成 PNP 管。 VT_8 与 VT_9 采用了中点浮地的联接方式， R_{22} 为它们的偏置电阻，也是反馈电阻。

由输出中点 E 到菱形差动输入级的反相输入端 B 构成直流反馈回路，同时在 B 端接入电容 C_3 ，使 B 点的交流电位为零，从而切断了交流大环路的负反馈回路，成为只有直流负反馈而无交流负反馈的直流功放电路。

本电路采用前后级分别供电方式，前级采用稳压电源，输出级采用整流滤波后的电源供电，而且采用较低的电压。

电路调整要点：电路调整应符合表 2-6 中要求的数值。

表 2-6

测试点	C-D	E-地	V_{R9}	$V_{R6}RP_1$	V_{R7}	V_{R8}
电压(V)	3.79	-0.05	-3	+3	+0.92	-0.84
调整点	R_{19}	RP_1	R_2	R_2	R_2	R_2
测试点	V_{R10}	V_{R11}	V_{R18}	V_{R21}	V_{R22}	$V_{R24-R25}$
电压(V)	+0.93	-1	2.42	2.42	2.5	0.58
调整点	R_2	R_2	RP_1	RP_1	R_{19}	R_{19}

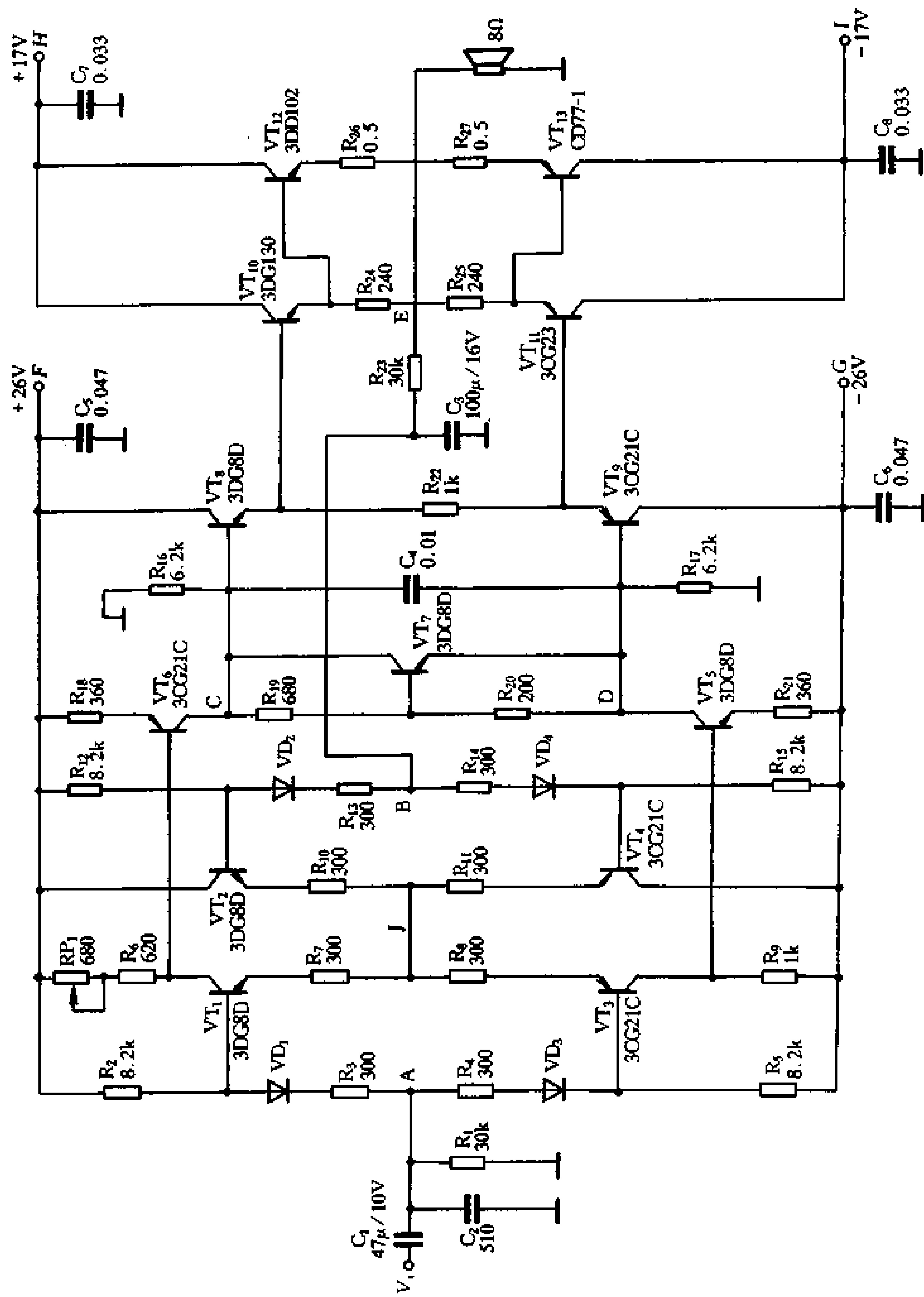


图 2-37 菱形差动输入的功放电路

技术指标:

输出功率: $P_o = 10W$; $f = 20kHz$ 时,

失真 $THD \leq 0.4\%$;

大功率带宽 $> 200kHz$ 。

2.4 CL 及 ALA 功放电路

2.4.1 全对称互补的超甲类 CL 功放电路

CL 型功率放大电路是一种既无输出电容又无反馈电容和补偿电容的功放电路, 全电路只由晶体管(或场效应管)与电阻组成。电路中能够产生反馈、移相的元件都去掉了。从理论上讲, 这种放大器能够对输入信号的一切频率给予一视同仁的放大。即对输入的信号除了放大外, 不进行任何形式的改变。

图 2-38 是一款由晶体管、场效应管和电阻共同组成的全互补双差分输入的 CL 功放电路。

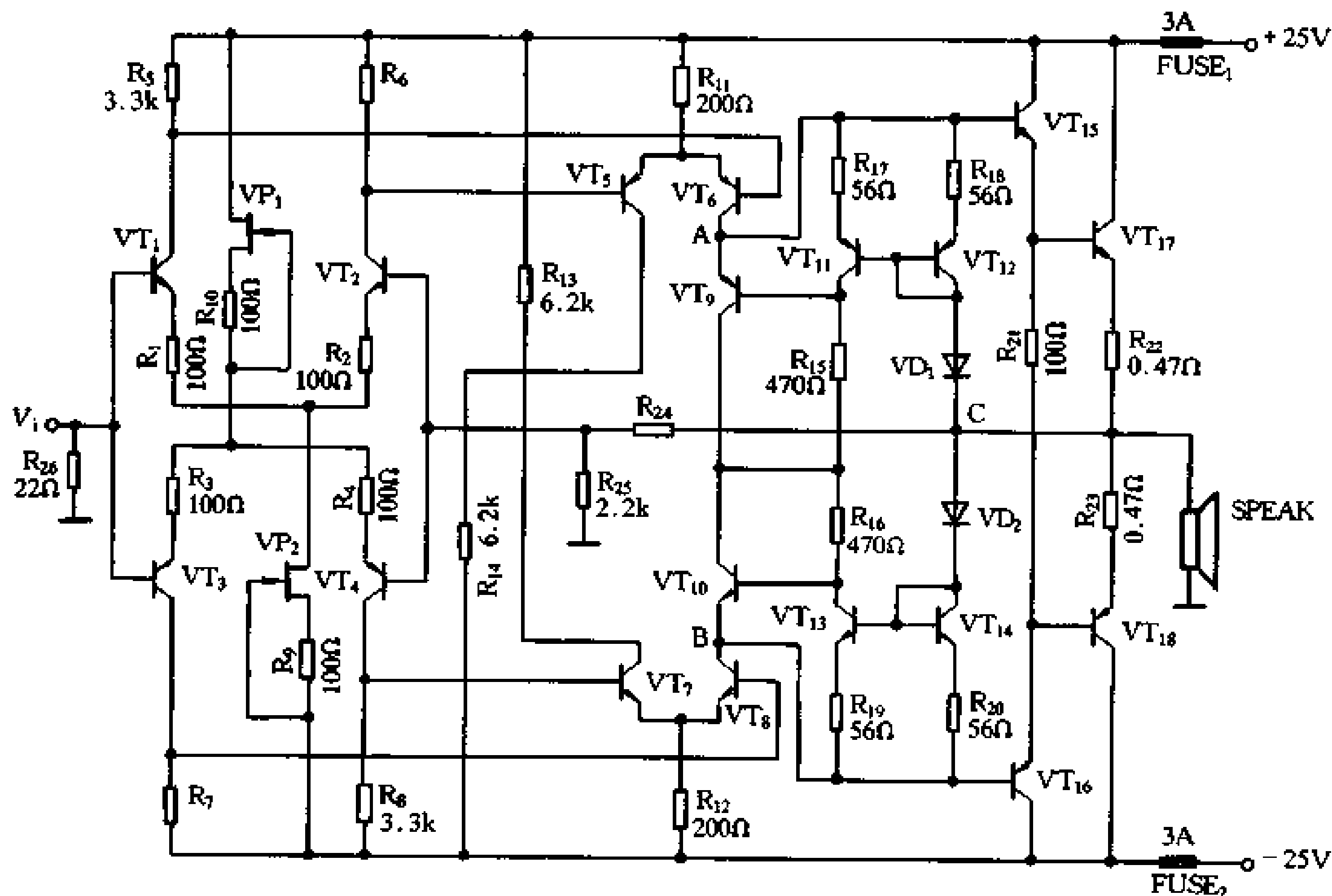


图 2-38 全对称互补的 CL 功放

由晶体管 $VT_1 \sim VT_4$ 组成的全互补差分电路和场效应管 VP_1 、 VP_2 分别组成的恒流源, 构成了本电路的输入级。场效应管恒流源由于结构简单、不需偏置、温度稳定性好和动态内阻高等特性, 更接近于理想的恒流源。

电压放大级采用差分式平衡放大电路，它由 $VT_5 \sim VT_{10}$ 组成，由于本级双差分电路与输入级双差分电路能够实现良好的匹配，使输入级差分电路工作于双端输出的最佳状态，可大大提高共模抑制比，并减小输入级的失真。同时这种两级差分电路会产生极强的直流负反馈，使整个电路各级的直流工作点非常稳定，这也正是获得靓声的基本条件。

平衡式放大的原理是：当信号的正半周时， VT_6 及下级输入可等效为恒流源负载，使 VT_8 的电压增益比电阻负载时提高一二个数量级。当信号的负半周时， VT_8 及下级输入可等效为一个恒流源负载，使 VT_6 的电压增益提高一二个数量级。这种电路增益高失真小，能使输出管得到较大的推动功率。

$VT_{15} \sim VT_{18}$ 组成复合管互补推挽输出电路。 VT_{15} 、 VT_{16} 采用中点浮动式接法，有利于降低交越失真。

$VT_9 \sim VT_{14}$ 组成超甲类动态偏置电路，它克服了甲类工作的低效率和乙类工作的交越失真，使电路具有甲类和乙类的综合优点。它的工作原理是这样的：无信号时，末级功放输出管静态电流很小。当有输入信号且信号强度较小时，在信号的正半周，电流由 A 点经 R_{18} 、 VT_{12} 及 VD_1 流向 C 点。信号愈强电流愈大。 VT_{11} 、 VT_{12} 构成镜像电流源， VT_{11} 的电流随流过 VT_{12} 电流的变化而变化。该电流由 A 经 R_{17} 、 VT_{11} 、 R_{15} 及 VT_{10} 到达 B 点。随着电流的增大，它在 R_{15} 上的压降也增大。 R_{15} 为 VT_9 的基极偏置电阻，这时 VT_9 的内阻也随之增大，迫使 A、B 间电压升高，从而使 VT_{16} 、 VT_{18} 保持有电流流过而不出现截止。同理在负半周， VT_{15} 和 VT_{17} 也不会截止。

调试要点：差分输入级的静态电流为 1.8mA，即每管 0.9mA，可通过测量各管集电极电阻 $R_5 \sim R_8$ 上的压降(2.97V)估算。若不符合要求，可通过调整 R_9 、 R_{10} 的阻值达到。若相差较大，则应重新选配差分管。

电压放大级的静态电流为 10mA，测量 R_{11} 与 R_{12} 上的压降，若为 2V，则为合格。

超甲类偏置电压(A、B 间)为 1.8V 时，末级功放管的静态电流约为 20~30mA。减小 R_{15} 和 R_{16} 的阻值或增大 $R_{17} \sim R_{20}$ 的阻值，则可降低偏置电压，反之则可升高偏置电压。

元件选用：由 CL 功放电路原理分析可知，取得 CL 电路装置成功的首要条件是晶体管的特征频率 f_T 要足够高，否则电路的自激是难以消除的。

由于电路结构为全对称互补结构，因此对晶体管的参数特性应精心选配， β 值偏差 $< 3\%$ ， V_{be0} 偏差 $< 50mV$ 。

输入差分级选用日产低噪声管 2SC458 (NPN) 和 2SC1029 (PNP)，其参数为：

2SC458 (VT_1 、 VT_2)： $V_{CE} = 50V$ 、 $P_{CM} = 200mW$ $f_T = 230MHz$

2SC1029 (VT_3 、 VT_4)： $V_{CE} = 50V$ 、 $P_{CM} = 200mW$ $f_T = 250MHz$ 该对管特性好，非常适合作输入级。

电压放大管选用美产金封、高特征频率、高 β 管 2N2222A 和 2N2907A 互补对管。

2N2222A (VT_7 、 VT_8) $V_{CE} = 60V$ 、 $P_{CM} = 500mW$ ， $f_T = 250MHz$

2N2907A (VT_5 、 VT_6) $V_{CE} = 60V$ 、 $P_{CM} = 400mW$ ， $f_T = 250MHz$

复合输出管：

VT_{15} 2SD669 $V_{CE} = 180V$ $P_{CM} = 20W$ $f_T = 140MHz$

VT_{16} 2SB649 $V_{CE} = 180V$ $P_{CM} = 10W$ $f_T = 140MHz$

VT₁₇ 2SC1116 $V_{CE} = 120V$ $P_{CM} = 100W$ $f_T = 15MHz$

VT₁₈ 2SA747 $V_{CE} = 120V$ $P_{CM} = 100W$ $f_T = 15MHz$

偏置电路选用普通管:

VT₉、VT₁₁、VT₁₂: 2N5551、 $V_{CE} = 160V$ $P_{CM} = 625mW$ $f_T = 100MHz$

VT₁₀、VT₁₃、VT₁₄: 2N5401、 $V_{CE} = 160V$ $P_{CM} = 625mW$ $f_T = 100MHz$

恒流管: VP₁、VP₂ 选用 3DJ6。

本机输出功率为 25W。

2.4.2 纯乙类 CL 功率放大电路

图 2-40 是一种纯乙类输出的 CL 型功率放大电路。该电路的前级输入部分并未采用传统的差分输入电路，而是采用了一种单端输入—单端输出的复合式甲类推挽放大电路。它的工作原理如图 2-39 所示，是一个直接耦合的两级放大电路，其放大能力甚至大于两级差分放大电路。电路中， R_{E1} 、 R_{E2} 为发射极电阻，它既可作为直流负反馈电阻稳定其工作点，又可作为交流负反馈电阻提高电路的输入阻抗，以便于和前级匹配。电阻 R_E 用来对 VT₁、VT₂ 两管实现均流。

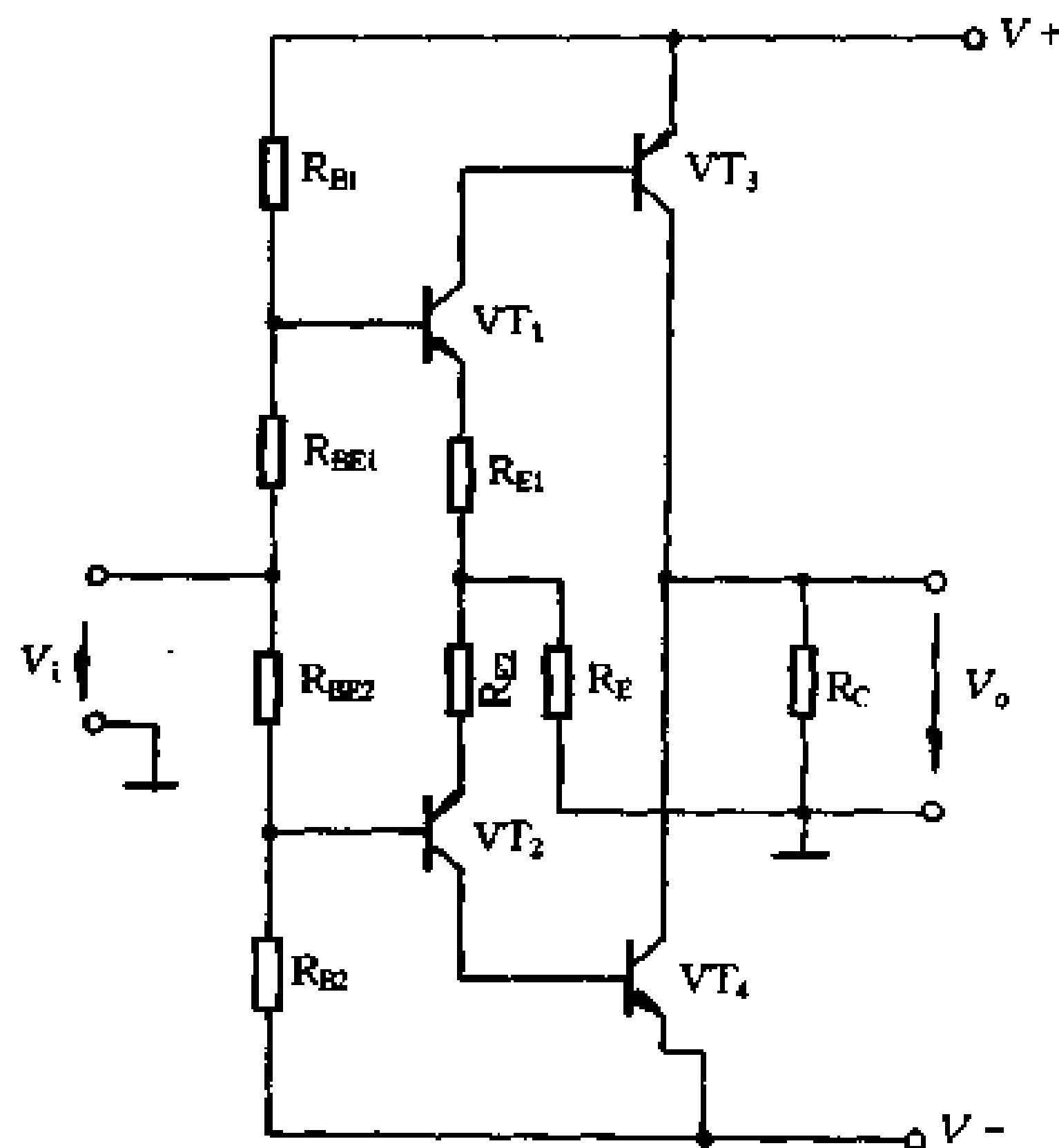


图 2-39 复合式甲类放大器

在图 2-40 的电路中，二极管 VD₁、VD₂ 是用来稳定 VT₁、VT₂ 的基极偏压的，使之当电源电压在一定范围变化时，VT₁、VT₂ 有较稳定的静态工作点。同时若出现温度变化时，由于二极管 PN 结的温度变化与三极管 PN 结变化方向相同，可以起补偿作用，保护电路的温度稳定性。

C_1 、 R_7 和 C_2 、 R_8 构成输入级偏置电源的滤波网络，以降低输入电路的交流干扰声。实验证明，该电路接入与否，效果大不相同。

VT₅~VT₈ 构成复合准互补推挽输出级，在静态时已调到使 $I_{C3} = I_{C4}$ ，因此，在无信

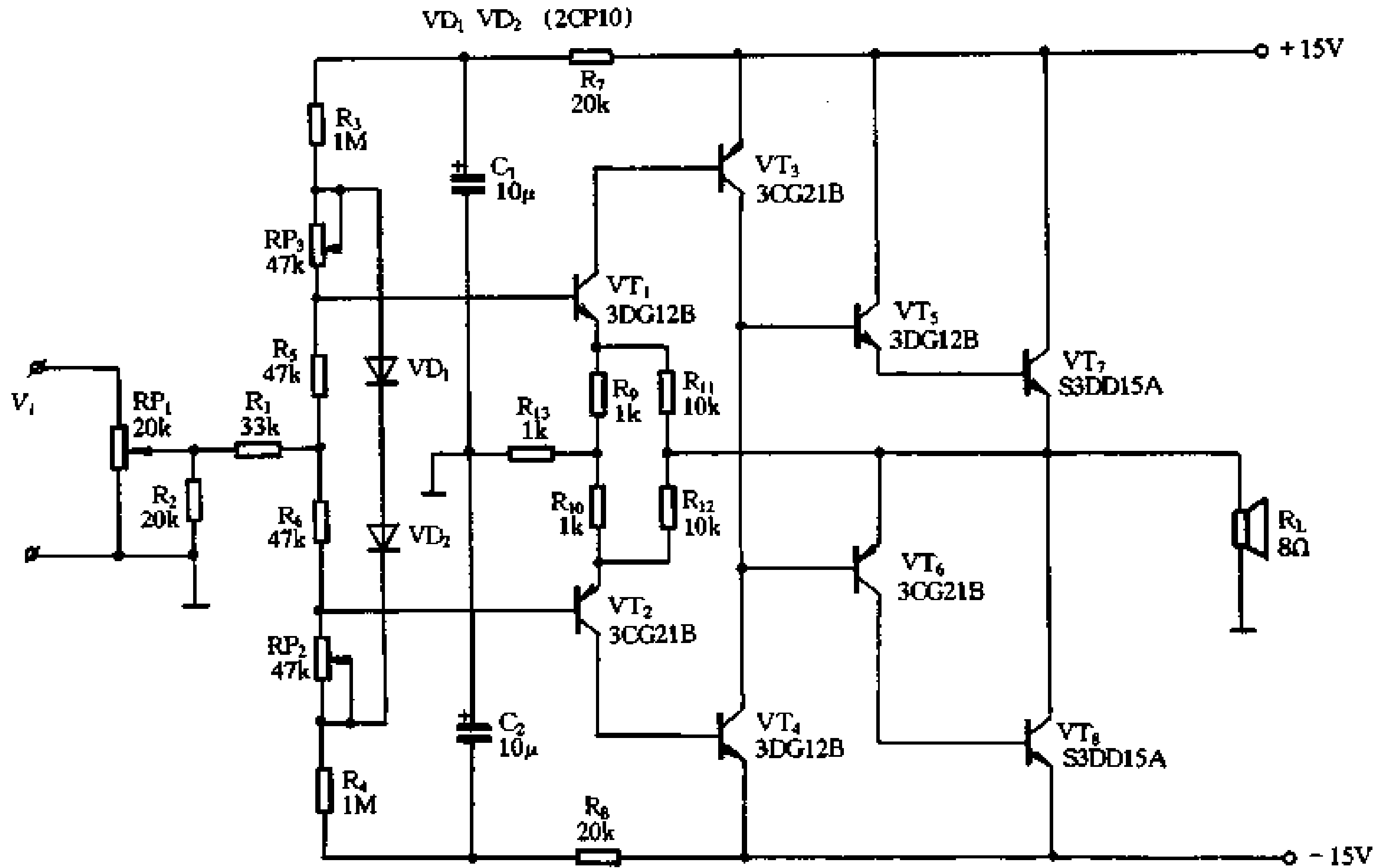


图 2-40 纯乙类 CL 功放电路

号时，输出管都处于截止状态，即纯乙类工作状态。当有信号时， VT_3 、 VT_4 的输出是以电流的形式加到 VT_5 、 VT_6 的基极，从而避免了因三极管输入死区电压所引起的交越失真。

电路调试：将两只万用表一只串入正电源，一只串入输出端与扬声器之间，将 RP_1 旋至接地端， RP_2 、 RP_3 旋至最大阻值端，接通电源。同时调节 RP_2 、 RP_3 ，并在调节过程中一直保持使串在输出电路中的表的电流读数为 0。当调至电源中的表的电流为 2~2.5mA 即可。

元件选用： VT_1 、 VT_4 、 VT_5 选用 3DG12， β 值为 60~100， $V_{ce0} \geq 30V$ ； VT_2 、 VT_3 、 VT_6 选用 3CG21B， β 值为 60~100，配对差 $< 5\%$ ；输出管选用 3DD15， β 值为 20~100， $BV_{ce0} > 30V$ 。

本机输出功率 $P_0 = 28W$ ；谐波失真 $< 0.1\%$ ；信噪比 $> 80dB$ 。

2.4.3 全线性无反馈功率放大电路

电路如图 2-41。由差分输入级、一级差分电压放大、一级强制式差分电压放大、缓冲放大、互补推挽功放输出、偏置电路、失真伺服电路和保护电路等组成。

图 2-41 (a) 为输入前置放大级。

VT_{101} 、 VT_{102} 组成场效应管差分输入电路。由于采用了高输入阻抗的场效应管作输入，可以省去输入电容，成为真正的直流功放电路。由于场效应管耐压较低，采用了单独低压供电方式 ($\pm 15.8V$)，并采用 g_m 很高的场效应管。 R_{105} 、 C_{102} 为相位补偿电路，为防

止因输入信号速率过高而产生失真。

VT₁₀₃、VT₁₀₄组成差分电压放大级，为取得足够的增益去驱动强制平衡式差分放大级，本级取较大的工作电流，约4.5mA。

VT₁₀₅~VT₁₀₈构成性能非常优良的强制平衡式差分放大级。这种电路很好地解决了电压变动对差分电路的影响，并以简洁的电路设计提高了电路增益，又降低了失真。在VT₁₀₅的集电极接入VT₁₀₇构成了共射-共基放大电路，不仅能改善线性，展宽频带，同时，由于VT₁₀₇的接入也使本级的基-集间电容C_{ob}等效为零，大大减小了本级的失真。

VT₁₀₉、VT₁₁₀构成缓冲放大级，VD₁₀₁、VD₁₀₂构成了它的基极偏置电路，为本级提供1mA左右的偏置电流。C₁₁₀为基极偏压稳定电容，它使VT₁₀₆集电极电流中的交流分量被旁路，保持输出级偏压的恒定，并改善电路失真。

图2-41 (b)为功率输出及失真伺服电路。

VT₁₁₂~VT₁₁₅组成复合管互补推挽输出级，它的特征频率直接影响整机的转换速率。应选用 f_T 在20~100MHz的大功率管，如2SC2922/2SA1216及2SC2461A/2SA1015A等。功放输出管发射极电阻R₁₃₈、R₁₃₉应选用3~5W的渗碳电阻，不得使用普通碳膜电阻，否则会发生大电流烧坏的危险。另一方面渗碳电阻为无感电阻，可减小末级的开关失真。

输出端接有由R₁₄₈、L₁₀₁、R₁₄₉、C₁₃₀、R₁₅₀、C₁₃₁等组成的滤波网络，它对于抑制高频自激和吸收扬声器的反电动势以及阻抗的突变，有着很好的效果。

IC₁₀₁构成失真伺服电路的核心，它是一个由高速运放LF356组成的电压比较器。输入信号经R₁₂₅输入比较器的同相端，输出信号经RP₁₀₃、R₁₄₅、R₁₄₆输入比较器的反相端，两信号比较后的电压差作为失真校正信号输出。通过由R₁₂₇~R₁₃₀、R₁₃₃、R₁₃₄组成的加

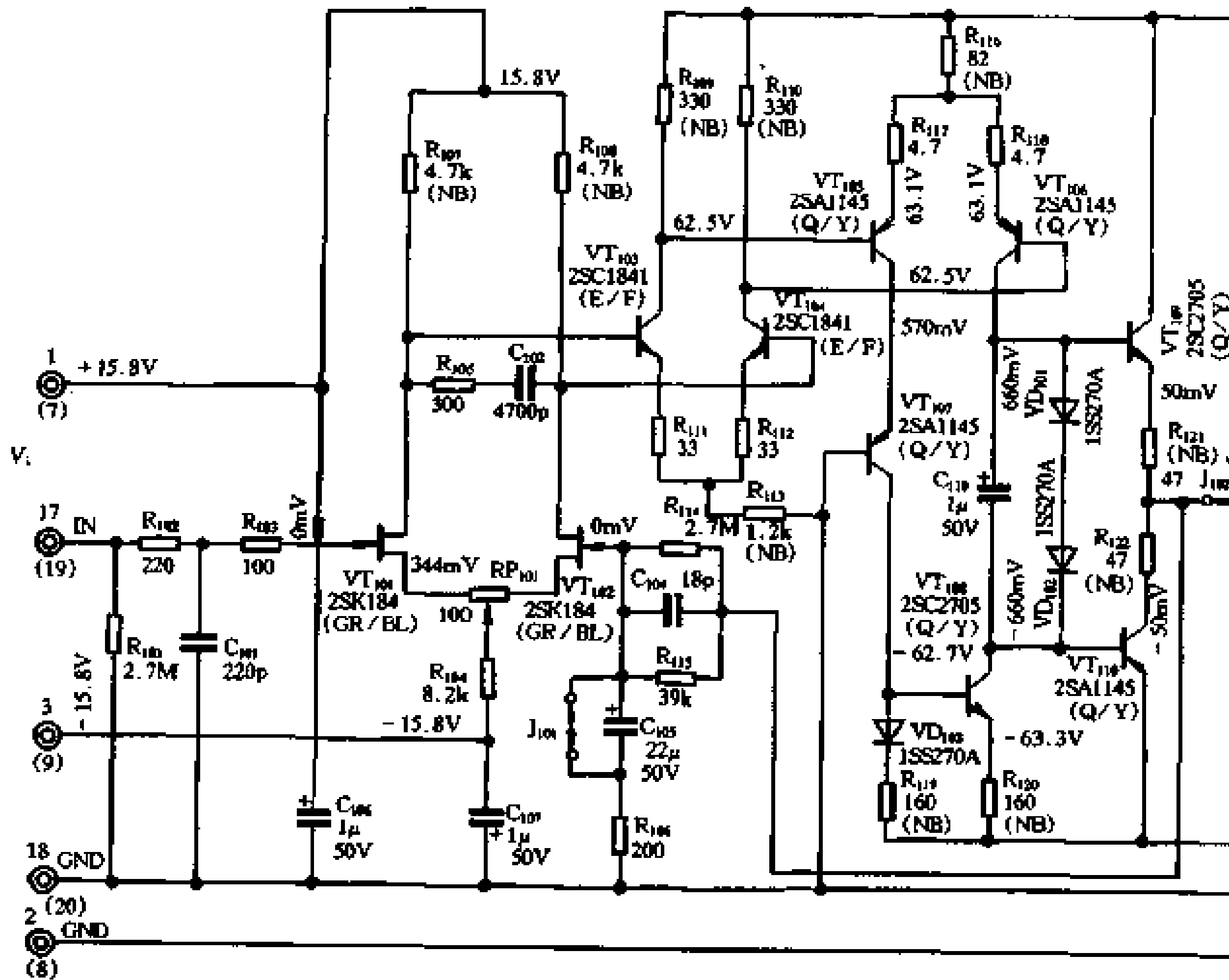


图2-41 线性无反馈功放电路(a)

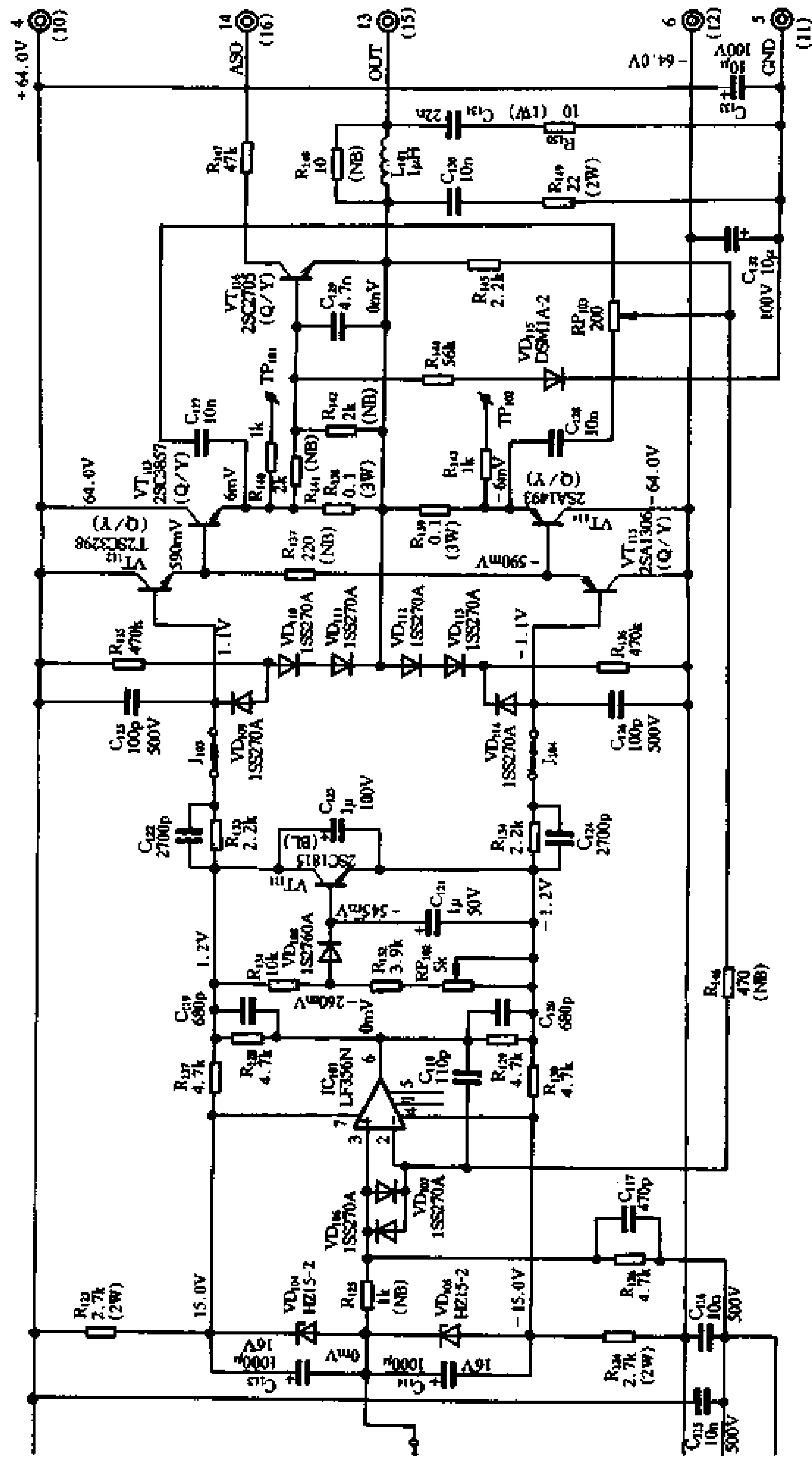


图 2-41 线性无反馈功放电路(b)

法电路输入功放电路输出管的输入端进行失真校正。 C_{113} 、 C_{114} 和 VD_{104} 、 VD_{105} 及 R_{123} 、 R_{124} 构成了该电路的浮动电源，以保证运放工作在额定电压范围内又不因输入端峰值太高而产生失真。 C_{117} 、 C_{118} 为高频退耦电容。 VD_{106} 、 VD_{107} 为输入端保护二极管。 C_{119} 、 C_{120} 、 C_{122} 、 C_{124} 为加速电容，当瞬态信号到来时，使末级输出管及时导通，以提高瞬态特性。

$VD_{109} \sim VD_{114}$ 组成偏置保护电路，以防止 VT_{112} 、 VT_{115} 进入截止状态以及断电后的偏置解除，以保护输出管。

图 2-42 为电源及保护电路。

VT_{301} 、 VT_{302} 组成了中点直流偏移保护电路，其灵敏度为 $\pm 3V$ 时 10 秒， $\pm 6V$ 时 4 秒。由左右声道所接的 R_{301} 与 R_{302} 以及 C_{301} 与 R_{303} 构成分压低通滤波网络。在正常信号输出时，该滤波器能将正常输出的交流信号电压大部分滤去，输出的直流电压低于 $\pm 0.5V$ 。当中点电压偏移超过定值后，低通滤波器输出电压的主要部分是偏移电压值，该电压值将大大超过 $\pm 0.5V$ 。这时继电器即释放，切断扬声器电路。其动作过程为：当电压超过 $+0.5V$ 时，触发 VT_{302} 导通；当电压超过 $-0.5V$ 时，触发 VT_{301} 导通。不论 VT_{302} 导通或

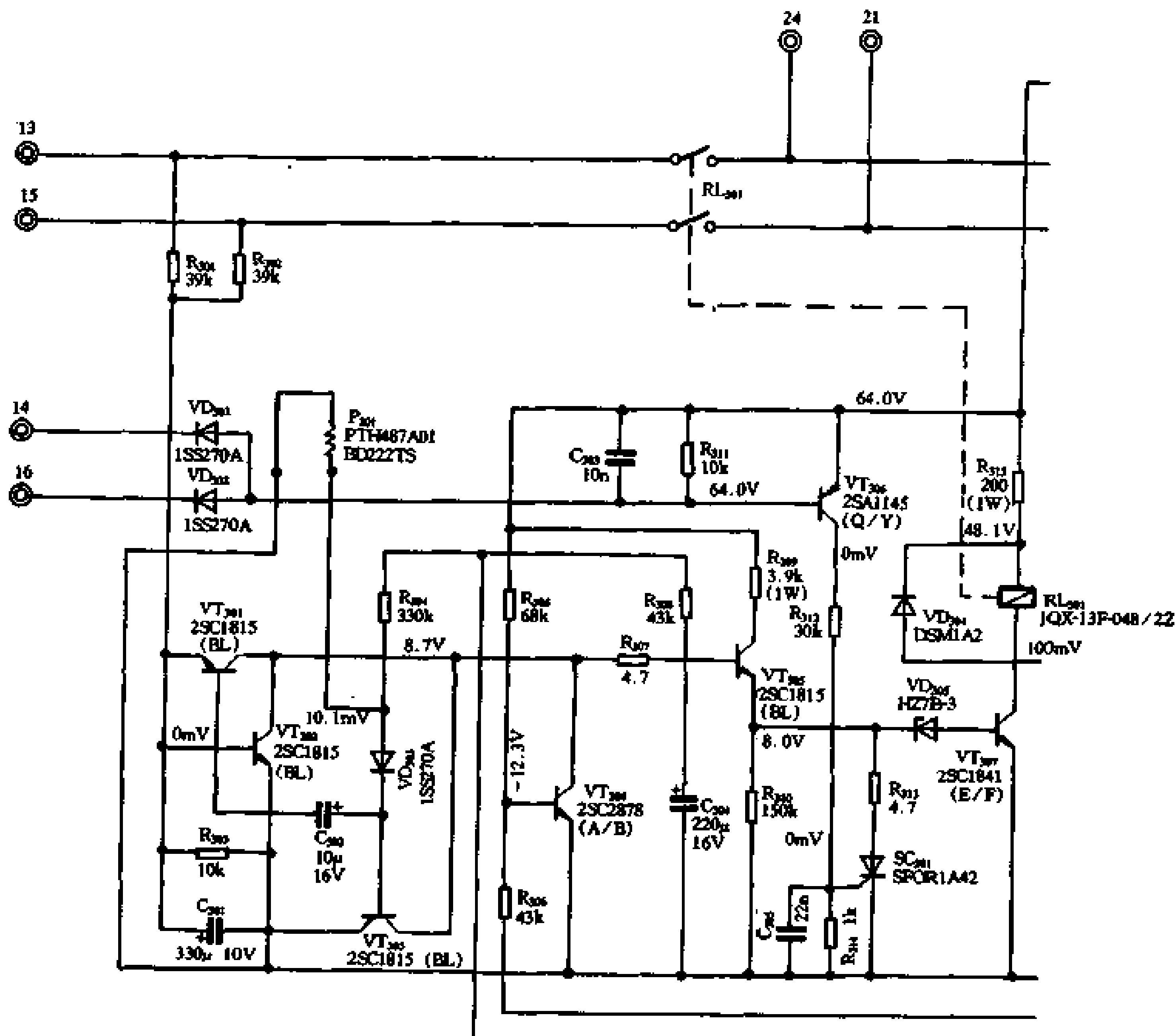


图 2-42 电源及保护电路(a)

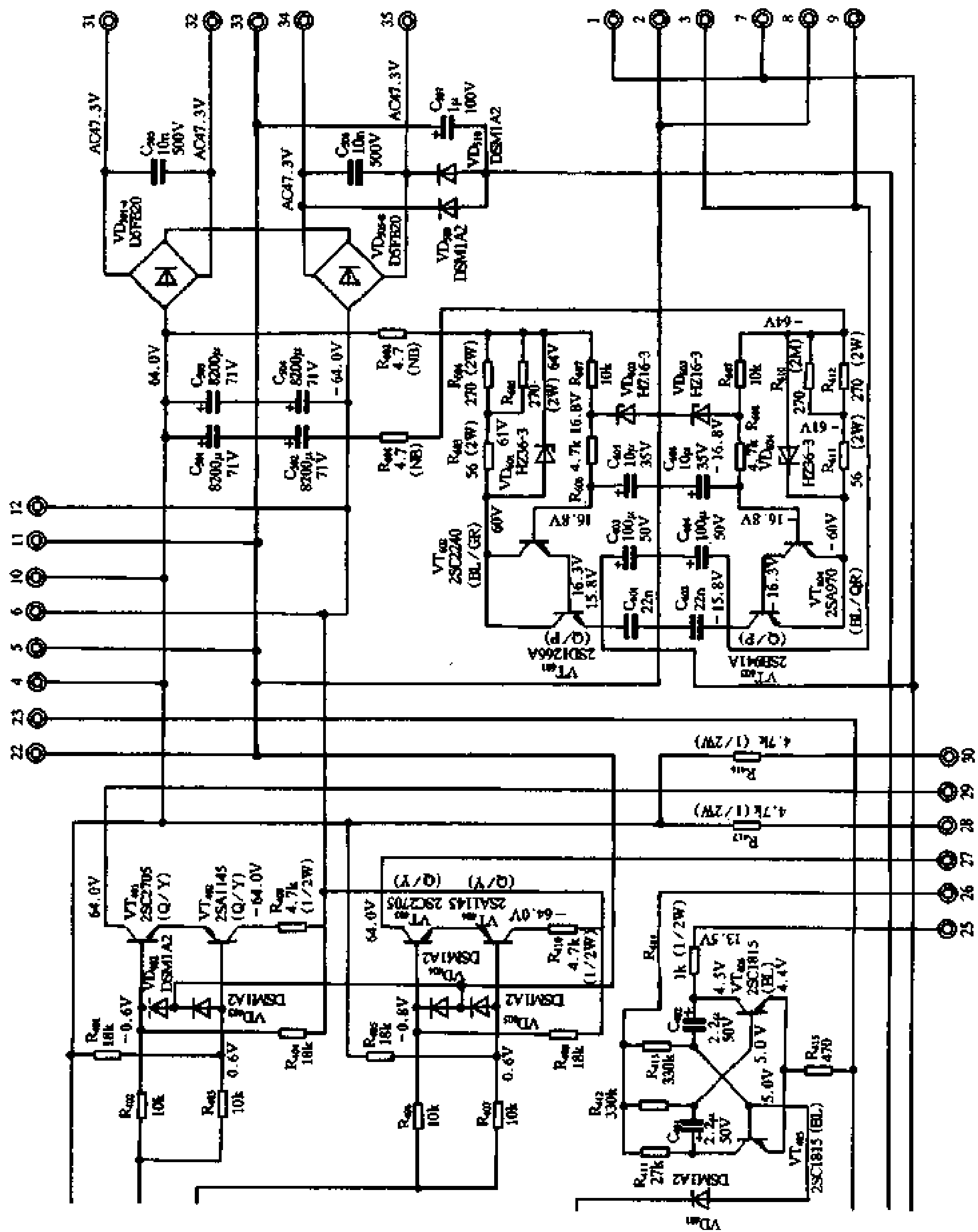


图 2-42 电源及保护电路(b)

VT₃₀₁导通,均能使VT₃₀₅基极电压下降,发射极电流下降,使VT₃₀₇内阻增大,集电极电流下降,到一定程度后继电器释放。

VT₃₀₃与P₃₀₁、VD₃₀₃构成过热保护电路。P₃₀₁是一只具有正温度系数的热敏电阻,它紧贴散热器安装。热敏电阻起控温度调至80℃~100℃。当P₃₀₁达到该温度值时,阻值剧增,压降增大,当>1.1V时,VT₃₀₃导通,通过VT₃₀₅及VT₃₀₇断开继电器。

VT₁₁₆及R₁₄₁、R₁₄₂、R₁₄₄等组成过载及短路保护电路,由输出管VT₁₁₃的射极电阻R₁₃₈作检测元件,设定起控电流为12A。一旦过载或短路时,VT₁₁₆导通,并经VD₃₀₁使VT₃₀₆导通,继而触发S₃₀₁导通,促使VT₃₀₇电流减小,继电器释放。

保护显示系统:当保护电路动作后,显示电路即工作。由VT₄₀₅、VT₄₀₆组成的多谐振荡器起振。一旦保护解除,VD₃₀₇导通,VD₄₀₁导通,振荡与显示停止。

电路调整:

断开输出大功率管,在电源输入处正负端各串入一只20~50Ω的大功率电阻,调整RP₁₀₁使J₁₀₂的前端电压为零。

去掉20~50Ω电阻,接通电源,连上J₁₀₂及VD₁₀₈后调整RP₁₀₂,使J₁₀₃~J₁₀₄之间电压接近2.2V。

连接上J₁₀₃及J₁₀₄,测量R₁₃₇上的电压,应<1.0V。

接上大功率管,调整RP₁₀₂,测量TP₁₀₁与TP₁₀₂的电压差,应<10~16mV。

调整RP₁₀₃使失真最小。

在调整主电路之前应先将各保护电路调整好。

元件选用:

三极管参数如表2-7所示。

表 2-7

参数 型号	I_{cm} (mA)	P_{cm} (mW)	V_{ceo} (V)	f_T (MHz)	代用
2SC1815	150	400	50	80	
2SC1841	50	500	120	110	
2SC2705	50	800	150	200	SC180
2SA1145	-50	800	-150	200	SA180
2SC3298	1.5A	20W	160	100	SC100
2SA1306	-1.5A	20W	-160	100	SA100
2SC3857	17A	200W	200	20	2SC2922
2SA1493	-17A	200W	-200	20	2SA1216
2SC2240	100	300	120	100	
2SA970	-100	300	-120	100	
2SD1266A	3A	35W	60		2SD880
2SB941A	-3A	35W	-60		2SB834
2SC2878	300	400	50	30	

稳压管及参数如表 2-8 所示。

表 2-8

参数 型号	P_m (mW)	V_z (V)	I_R (μ A)	R_z (Ω)
H _z 15-2	500	14.1~15.6	1	40
H _z 7B-3	500	6.3~7.9	1	15
H _z 16-3	500	15.1~17.1	1	45
H _z 36-3	500	34.2~38	1	140

二极管型号为：ISS2076A、ISS270A，可用 1N4148 代换；
DSM1A2，可用 1N4002 代换。

2.4.4 F-9300 双超线性功放电路

该功放为名牌 Hi-Fi 功放电路，它是在日本 DENON 公司的产品的基础上加以改进形成的。电路如图 2-43 所示。它和前一个电路的不同之处有：

输入级采用场效应管双差分电路，并采用共源—共射结构，各级均设有电流负反馈，使整个电路在开环失真度及频响均达到较高指标。

采用共模电流零位伺服电路。它由运放 μ A741 及 2SA733A、2SC945 等组成。当输出端 D 点电位失控时，经运放 μ A741 矫正后，将输出送入共模电流控制管 2SA733A 及 2SC945，使输入级差分电路两管电流的和作等量的增大或减小，最终使输出端恢复零位。它和一般差分电路不同之处在于：一般差分伺服原理为，输入信号使差分管的一端电流增大，另一端减小，总电流不变，其结果使差分管工作点严重不对称，容易使输出产生失真。而共模电流零位伺服电路则无此缺点。

去掉输入级低通滤波器，使输入信号保持全频段输入，有利于提高电路的频响。

加大推动级的输出电流。将原稳压管分为高压和低压两部分，低压部分取值 $< 5V$ ，专供偏置电路，高压部分供运放。并减小推动管基极电阻以增大推动电流，同时利用稳压管的温度特性，使输出管的静态工作点得以补偿。

对功率输出管除原有的零点保护、过载保护、过热保护及开关机冲击保护外，还有一独特之处即静态保护。当放大器出现上述保护使继电器释放后，使继电器的常开触点闭合，接通推动管的基极—输出端之间的连接，将推动管基极短路，从而使推动管与输出管处于可靠的截止状态。

在电源方面，采用双桥电源即将正负电源单独整流、滤波并采用悬浮接地法供电。电路的前半部采用高压供电，后半部采用低压供电，前后级分开有利于减小相互影响、减小交流声并提高信噪比。其电源及保护电路如图 2-44 所示。

元件选用：

功放输出管选用 2SC2922、2SA1216 或 2SC3264、2SA1295。推动管及电压放大管选用 2SC2275、2SA985(25W、200MHz) 其余小功率管均选用 200MHz 的高频管。输入级差

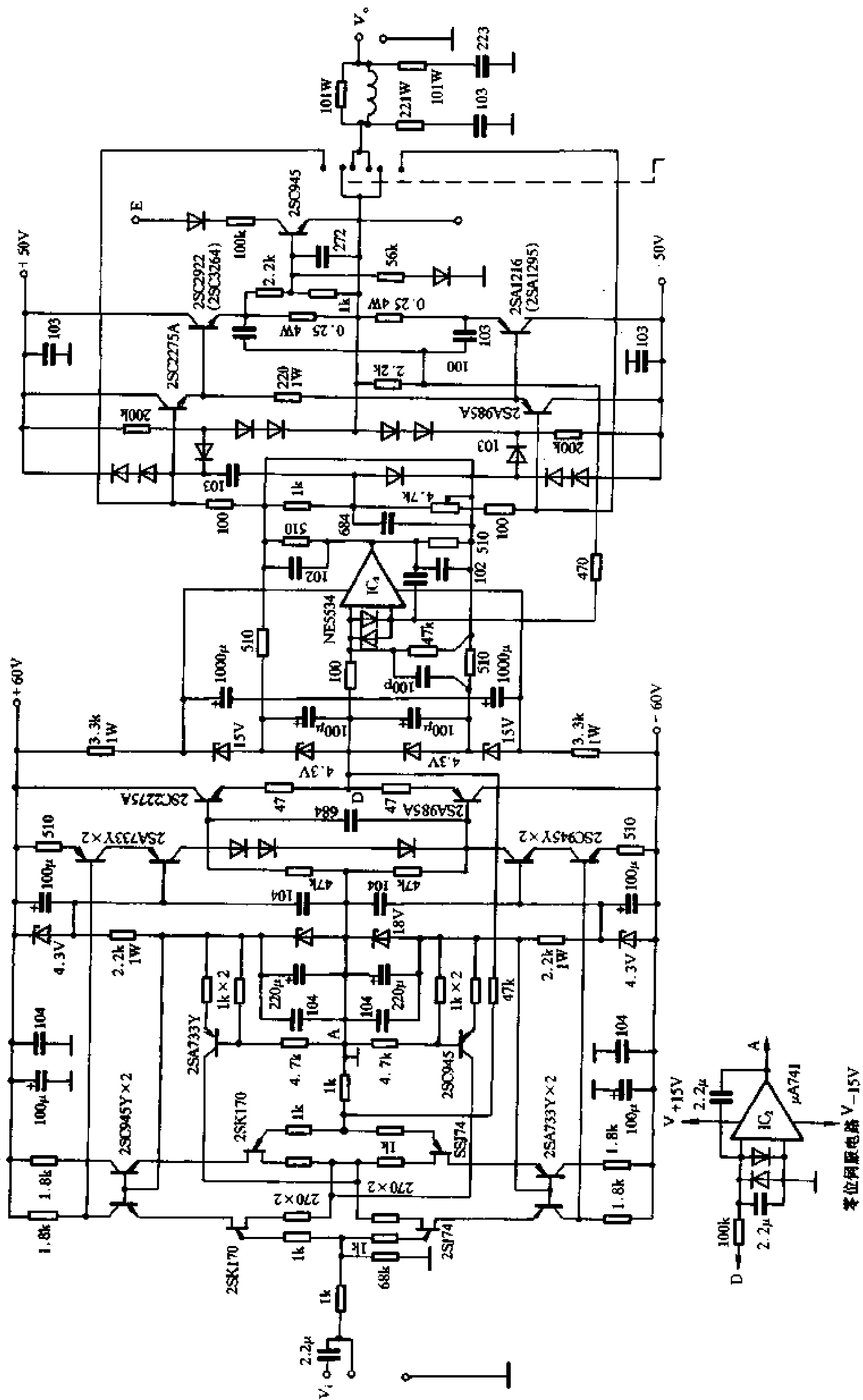


图 2-43 F-9300 功放电路

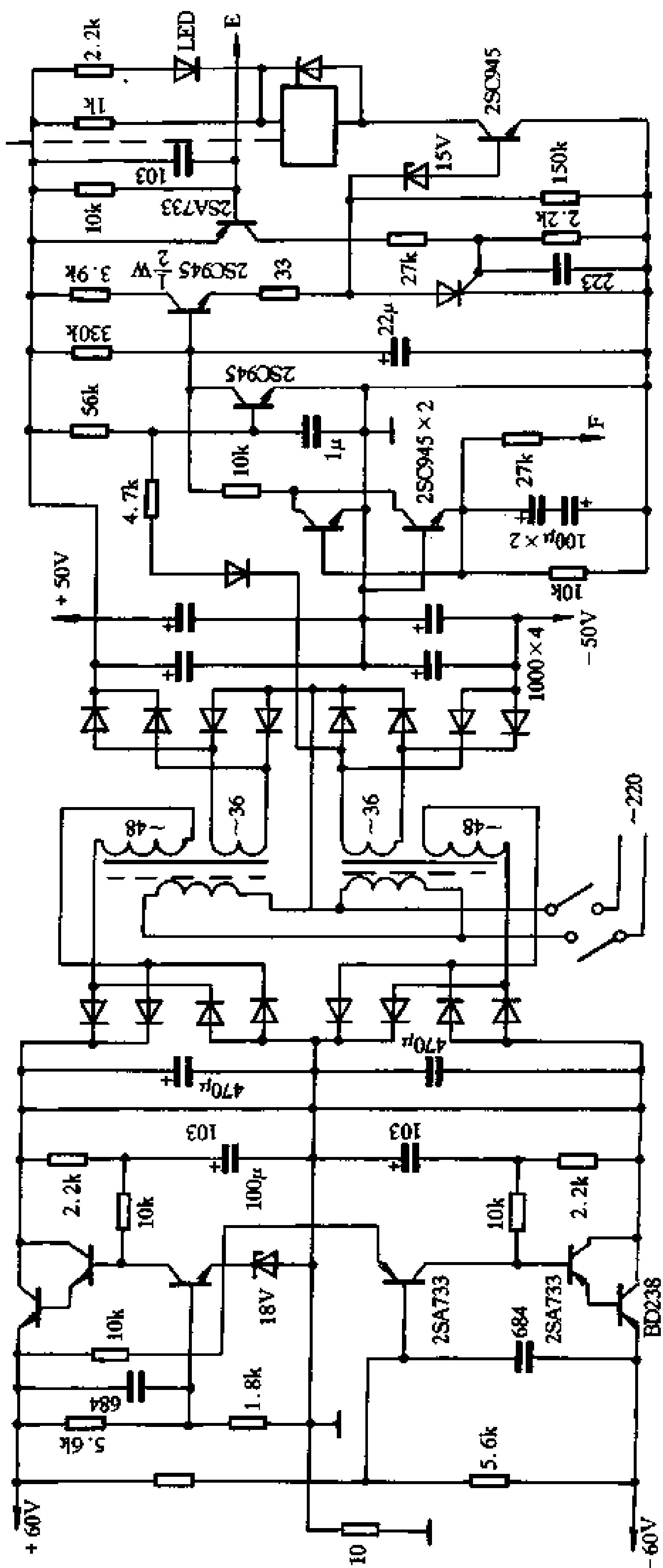


图 2-44 电源及保护电路

分管选用场效应管 2SK170、2SJ74。失真伺服 IC 选用 NE5534。直流零点伺服 IC 选用 μ A741。电源整流选用 2 只 25A 桥堆。

2.5 BTL 功放电路

2.5.1 桥式推挽功放电路

图 2-45 是一个桥式推挽低频功率放大电路，它的结构十分简单，输出功率可达 1W。可用作随身听的外接功放，也可用作电话、对讲门铃、报警器等功率放大器。

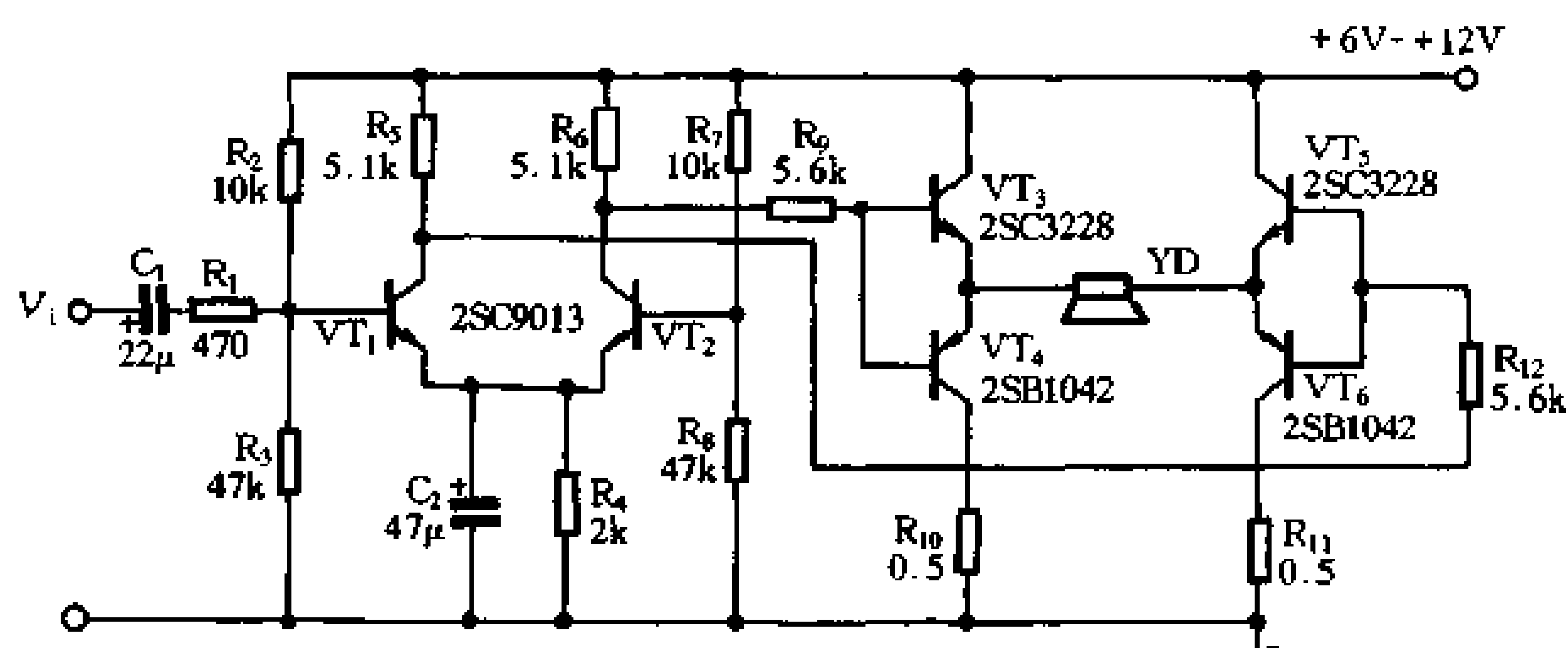


图 2-45 桥式推挽功放电路

VT₁、VT₂ 组成差分输入级，经差分输入级放大的信号直接去推动桥式推挽功放输出级。由于没有中间放大级，所以差分输入级还兼有分相作用。输入信号经差分输入级放大后，被分成大小相等相位相反的两路信号，分别从 VT₁、VT₂ 的集电极输出。

VT₃~VT₆ 组成桥式推挽功率输出级，将差分输入级放大后的信号进行功率放大后推动扬声器。

元件选用：

差分管 VT₁、VT₂ 选用 2SC9013，配对误差 < 5%。VT₃、VT₅ 选用 2SC3228， $\beta = 100$ ，VT₄、VT₆ 选用 2SB1042， $\beta = 100$ 。

2.5.2 直流桥式功放电路

电路如图 2-46 所示。该电路结构简单，性能优良，输出功率大，调试简便，很适合业余爱好者自制。

VT₁~VT₄ 组成互补对称双差分输入级，由于输出级为 BTL 结构，所以电压放大级采用双推挽电压放大，以便和 BTL 功放输出级相适配。

功放输出级采用了一对一致性较小的功放配对模块 TD5BC10，使调试工作十分简单。也可采用与此性能相近的其它大功率管，配对使用。

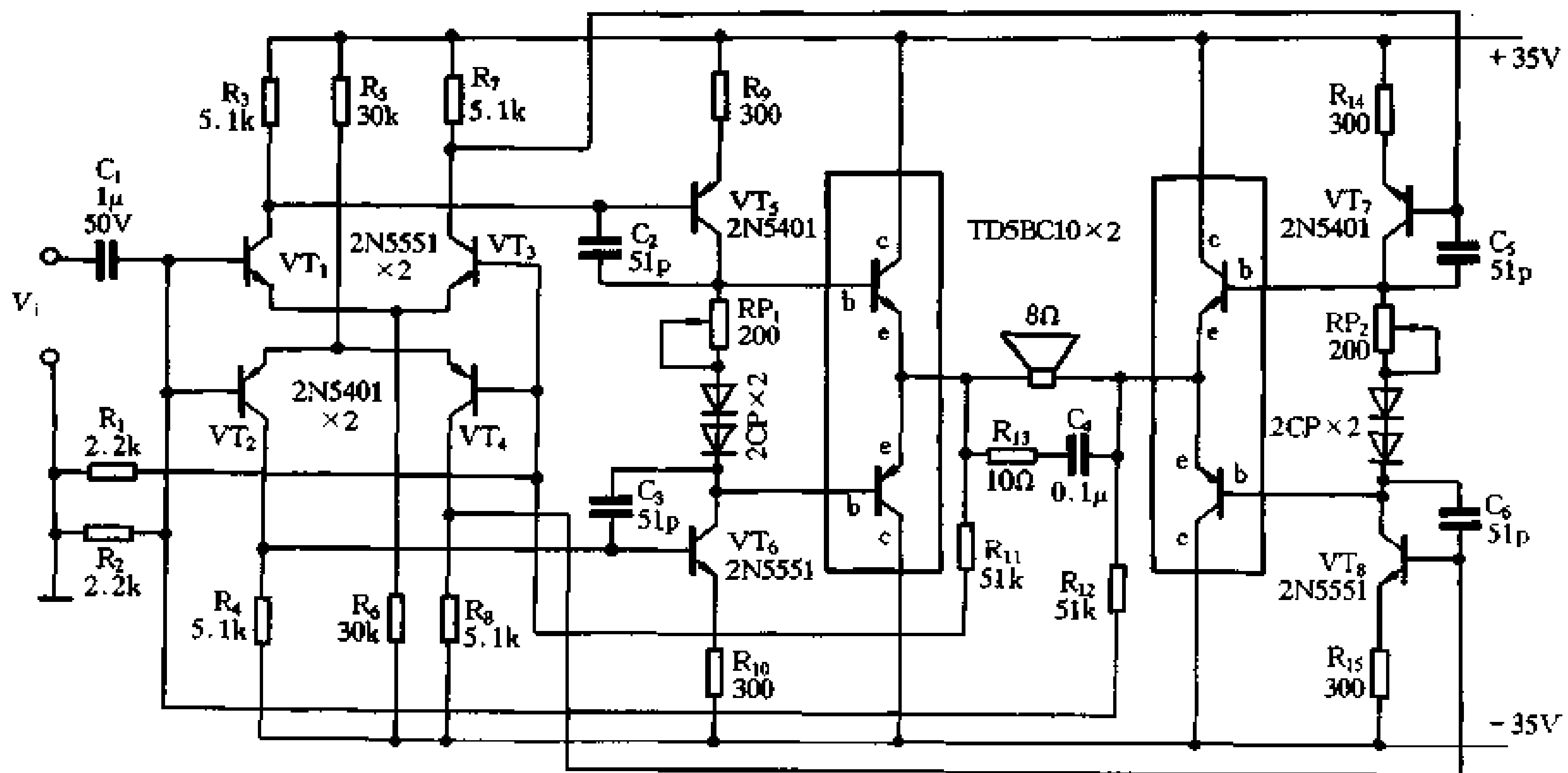


图 2-46 直流桥式功放电路

电路调整：调整 RP_1 、 RP_2 使功放模块静态电流在 20~25mA 即可。

技术指标：

最大输出功率： $P_o > 100W$ ；

频率响应：0~500kHz；

谐波失真： $< 0.1\%$ ；

信噪比： $\geq 96dB$ 。

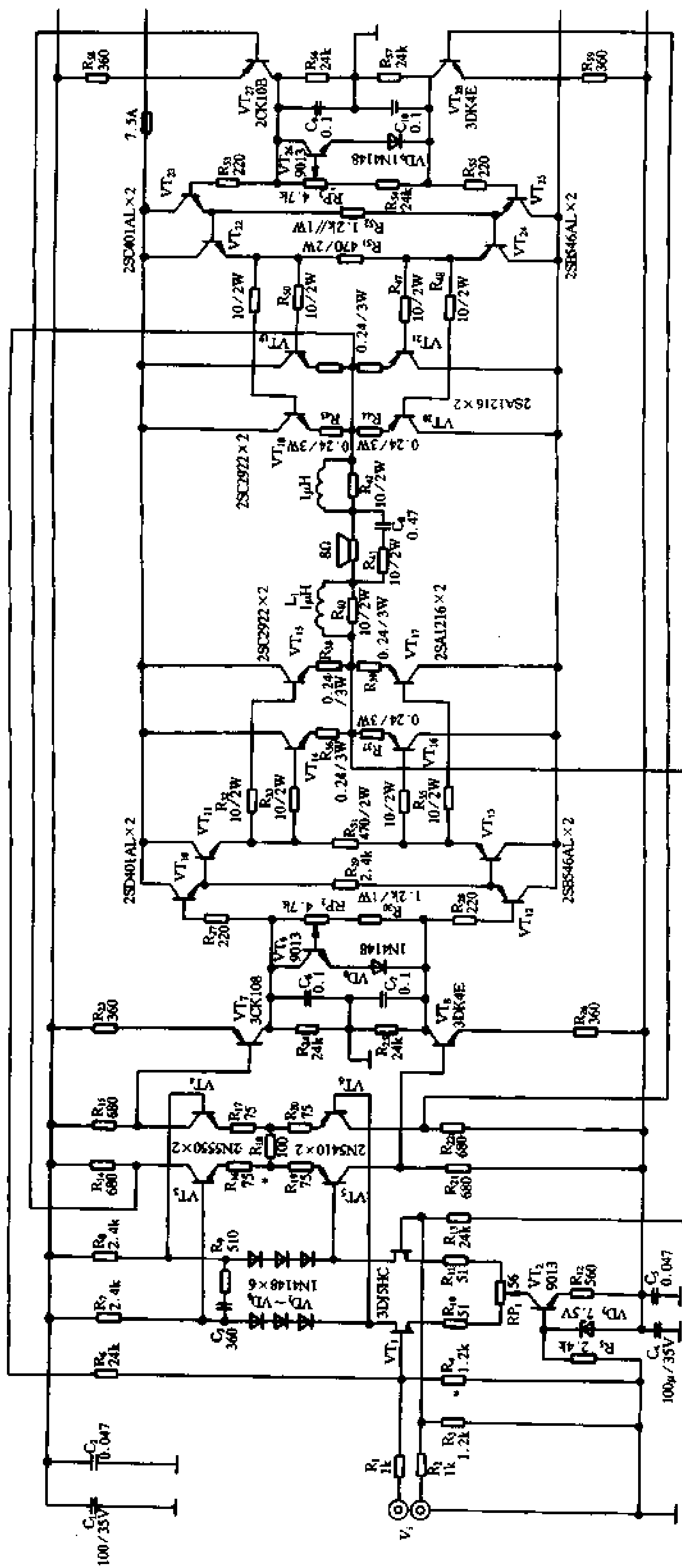
2.5.3 用菱形差动电路倒相的桥式功放电路

电路原理如图 2-47 所示。它是由全分立元件组成的菱形差动 BTL 功放电路。

输入电路采用一只场效应专用差分对管 3DJ5HC，它是在一块基片上对称地制作两只场效应管，具有参数特性一致、温漂性能优越的特点。它除了作输入放大外，还利用它的反相输入端的功能取得零电平，以解决放大器反馈输入端的接口问题。

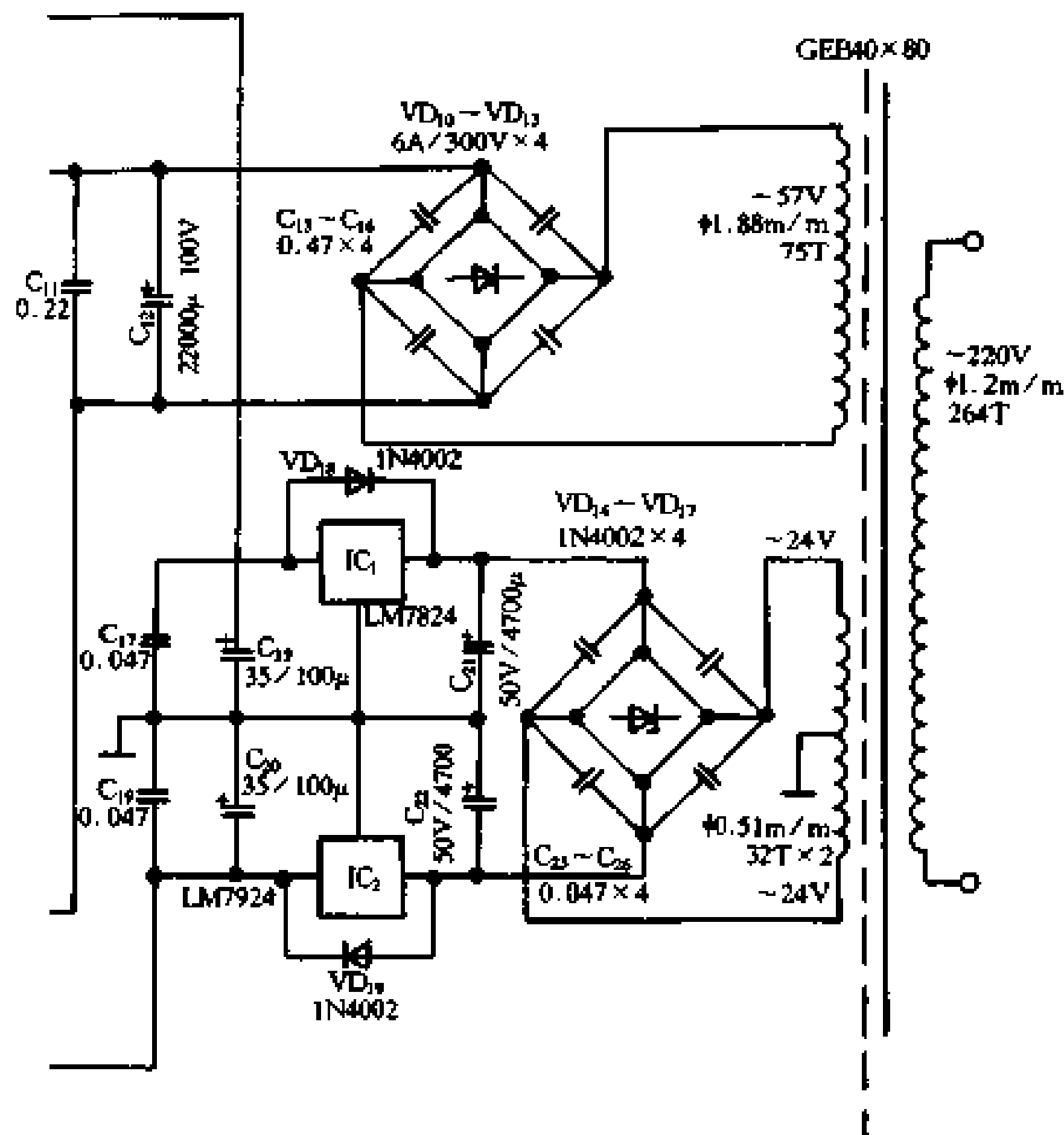
晶体管 VT_2 作差分输入电路的恒流源，由 VD_7 、 R_{12} 决定输入级的工作电流， $I_{c2} = 6mA$ 。

$VT_{10} \sim VT_{13}$ 组成菱形差动电压放大兼倒相级，它由两只 NPN 管和两只 PNP 管组成两对互补型放大电路。菱形差动电路有四个输入端，它和差分输入级的输出相连，有四个输出端，用来推动桥式互补推挽输出电路。菱形差动电路不但能输出很大的电流，而且共模抑制能力远比常规的差分电路高。当电路输入共模信号时， VT_3 、 VT_5 的电流增加，而 VT_4 、 VT_6 的电流趋于减小，但 VT_3 、 VT_4 的电流之和只等于 VT_5 、 VT_6 的电流之和。两种趋势相互抵消，而不会输出共模信号。当输入差动信号时， VT_3 、 VT_5 的电流增加， VT_4 、 VT_6 的电流减小， VT_3 、 VT_4 的电流之和始终等于 VT_5 、 VT_6 的电流之和， R_{18} 两端的电压始终保持稳定。上下两组差动电路之间没有负反馈作用。菱形差动放大电路也可



(a) 功放

图 2-47 菱形差动 BTL 功放电路



(b) 电源

图 2-47 菱形差动 BTL 功放电路

以看作是一种互补型推挽放大器，因其本身不受静态电流的限制，在瞬态大信号输入时，因放大器进入乙类工作状态，从而减小了瞬态失真(TIM)。

电路的功率输出级采用了桥式推挽输出电路，两组输出电路采用了全对称的三级达林顿电路。为了保证在大功率输出时输出管的安全，末级采用了两管并联的工作方式，使其有很强的抗过载能力。

对于一般的单端推挽输出电路，要求输出管的参数必须配对，而且误差应尽可能小，以确保电路能对称地工作，输出信号的正负半周完全对称。但对于桥式推挽电路，输出管的选配不必像单端推挽那样严格。因为由桥式推挽电路的桥式平衡原理可知，只要对角晶体管的等效参数乘积相等，电桥就能平衡。因此即使选配的功率管参数相差悬殊，造成两个输出的严重不对称，但在负载上的合成波形仍然是对称的。所以桥式功放电路不但能改善开环失真，而且还能抵消失真。

输出管 VT_{10} - VT_{12} 、 VT_{11} - VT_{13} 及 VT_{22} - VT_{24} 、 VT_{23} - VT_{25} 采用了中点浮动的连接方式。

电源供电采用悬浮供电方式，无论正负电源均不与地线连接。

悬浮供电方式和桥式功放输出电路，大幅度降低了接口交流声调制失真(IHM)。这样的电路，对于输出级对地短路有着极强的抵抗能力，即使输出端对地短路，也不会造成电路元件的损坏。

整机闭环增益可由 $(1 + R_6)/R_4$ 或 $(1 + R_{13})/R_3$ 求得 $A = (1 + 24)/1.2 = 20.8$ 倍，合 26dB。

电路调整要点：将电源变压器接到调压器上，调整调压器使 C_{12} 两端电压为 50V 左右，分别调整 RP_2 和 RP_3 使两输出级间的静态电流为 50mA 左右。

接上前级并接入 $8.2\Omega/50W$ 的线绕电阻负载，在输出端应只有 $<10mV$ 的直流电压。调整 RP_1 可使输出端电压为 $0V$ 。若 R_L 上电压较高且调节 RP_1 不能使其降低，则应调换输入级管子。

调整调压器使 C_{12} 两端电压升至 $80V$ ，调节功放级静态电流使其达到 $120mA$ ， R_L 上的电压不应有明显的变化。

技术指标：

输出功率： $P_o=200W$ ；

频率响应： $10Hz\sim 25kHz$ ；

失真 $<0.01\%$ ；

转换速率： $200V/\mu s$ 。

2.5.4 用 HA1392 组成的 BTL 功放电路

HA1392 是一种高保真功放集成电路，国外不少名牌收录机(如夏普 GF555、GF666、GF777 等)均使用它作音频功率放大器。HA1392 的静态电流很小($36mA$)，在小电流下交越失真极小。它的内部设有音频静噪电路，在 $5mA$ 静噪控制电流下可获得 $60dB$ 静噪抑制比。由于本身的散热片与内电路的“地”点相连接，因此可以直接安装在整机底壳上无需另加绝缘。HA1392 内部有两个独立的功率放大器及静噪控制电路。

图 2-48 是用两只 HA1392 和一只 BA328 构成的带有音调控制的双声道功率放大器。功放的每一声道使用一只 HA1392，将内部两个独立的功率放大器接成 BTL 形式，在 8Ω 的负载上每声道可获得 $22W$ 的音频功率。其中，2 脚为信号输入端，7、12 脚为输出端，可直接连接扬声器。 C_{18} 、 C_{19} 为自举电容， C_{16} 、 C_{17} 为反相直流退耦电容， C_{15} 为纹波抑制电容， C_{20} 、 C_{21} 为相位补偿电容。 R_{12} 为输入电阻。 R_{13} 为增益控制电阻。左右路对称元件相同。

VT_1 及相关元件组成衰减式音调控制电路，对高音、低音均有 $\pm 20dB$ 的控制能力。

该机前置均衡放大器由一只 BA328 担任，它的特点是电源电压范围宽，内接偏置电路，外围元件少，开环增益高，噪声低，有优良的双通道平衡特性，动态范围很宽。 C_1 为输入耦合电容， C_4 为输出耦合电容， C_3 为交流旁路电容， C_{22} 和 R_4 组成电源滤波器， C_5 、 R_3 、 R_2 共同组成频率均衡网络， R_1 为反馈电阻，改变 R_1 阻值可改变增益。

BA328 的输入灵敏度很高， CK_1 可以直接输入录放磁头的信号或话筒信号，输出电压最大可达 $1.5V$ 。BA328 输入端折合噪声电压约 $1.2\mu V$ ，串音电平为 $-65dB$ ，谐波失真为 0.1% (输入 $300mV$)。 CK_2 可以输入其它音响设备的线路输出信号($260mV$)或电唱机晶体唱头的输出信号。

该机调试时若出现自激时，应首先弄清是出自前置级还是功放级。若为前置级可以调整 R_1 的阻值，降低 BA328 的增益。如是功放自激，可增大 R_{13} 或 C_{16} 的数值，也可以在 HA1392 的 9、10 脚之间并接一只 $0.1\sim 0.33\mu$ 的电容，自激便可消除。调试时切不可使 HA1392 的输出端 7、12 脚碰“地”或碰正电源，以防烧坏功放集成电路。

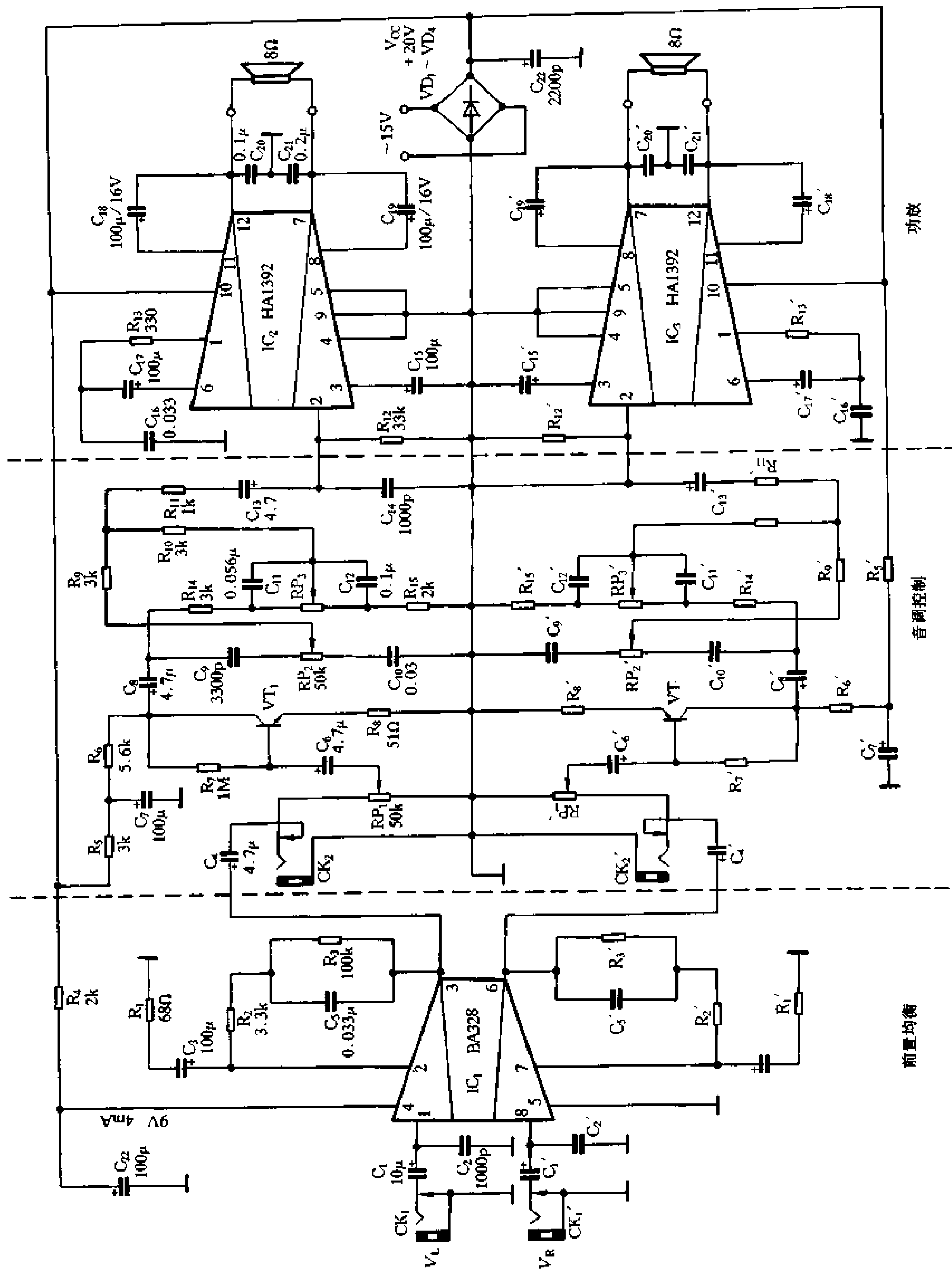


图 2-48 用 HA1392 的 BTL 功放

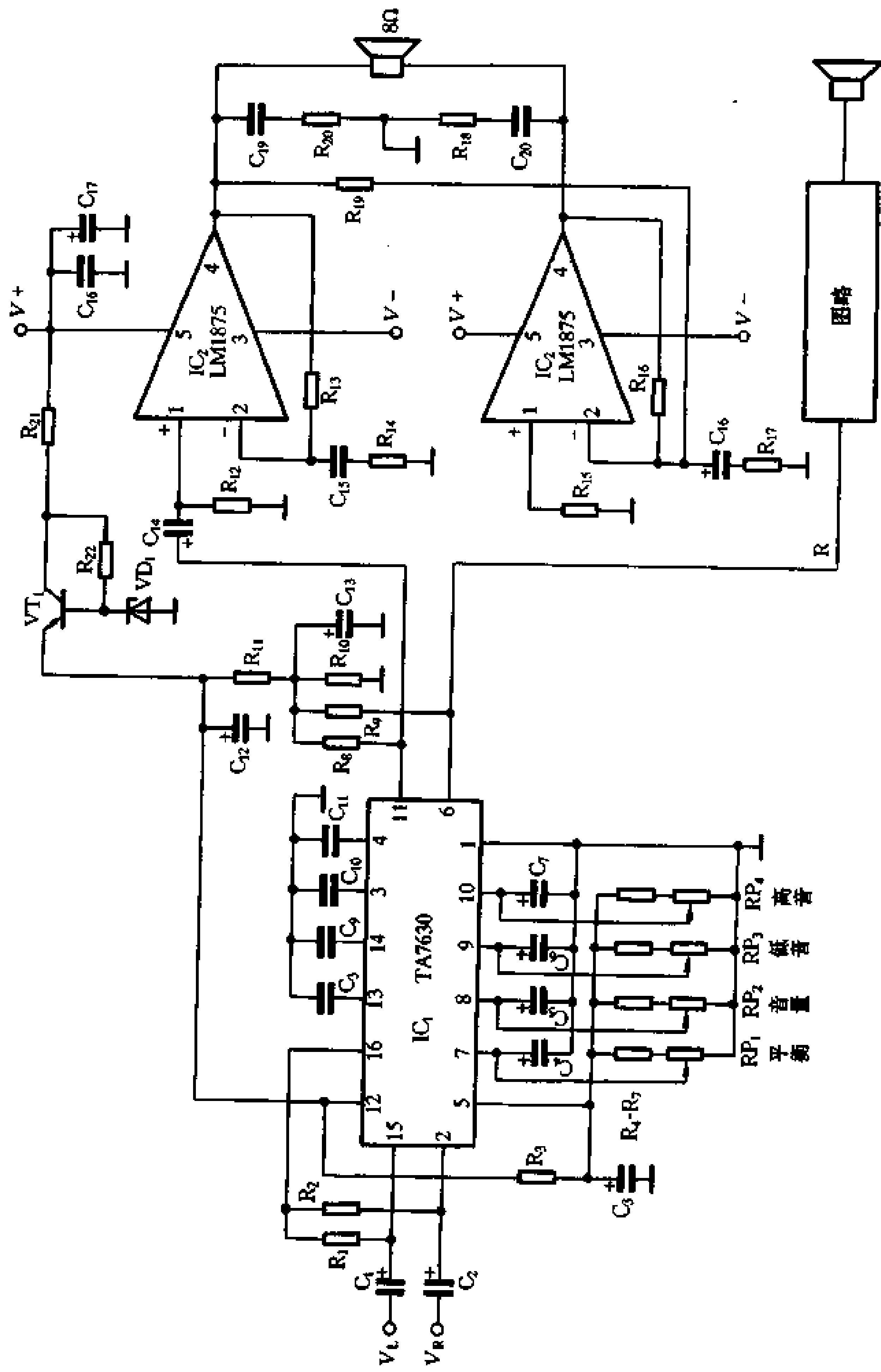


图 2-49 全集成 BTL 功放电路

2.5.5 用 LM1875 组成的 BTL 功放电路

LM1875 是美国国家半导体公司生产的单片集成功放电路，它具有输出功率大、失真小、频响宽、动态范围大等特点。电路内设有过载、过热及反向电动势抑制等安全保护电路，是一片优秀的单片功放电路，应用十分广泛。图 2-49 是用 LM1875 与 TA7630 组成的 BTL 功放电路。

电路的输入及音量、音调控制采用东芝公司的集成音调及平衡控制集成电路 TA7630。该集成电路为双通道直流音量、音调及平衡控制电路，它具有电源电压范围宽（单电源 8~14V，双电源 $\pm 4V \sim \pm 7V$ ），音量控制范围大（80dB）、音调控制达 15dB、温漂小、交叉串音小、工作稳定的特点。

功率放大采用 BTL 接法，输出功率可达 80W，失真 $\leq 1\%$ ，静态电流 $< 200\text{mA}$ ，最大输出电流可达 8A，转换速率为 $8\text{V}/\mu\text{s}$ 。

信号从 C_1 输入到 TA7630 的 15 脚，经过音量、音调处理后，通过 C_{14} 、 R_{12} 输入到 LM1875 的输入端 1 脚。 R_{13} 、 R_{16} 为负反馈电阻，用来调节电路增益并改善失真。 C_{19} 、 C_{20} 及 R_{18} 、 R_{20} 为退耦网络，用来消除高频自激。 C_{16} 、 C_{17} 为电源滤波电容。

VT_1 等组成电子电源滤波电路，为 TA7630 提供稳定、纯净的直流电源。 $RP_1 \sim RP_4$ 分别为平衡、音量、低音及高音控制电位器。

2.6 集成功率放大电路

2.6.1 LM 系列集成功放电路

一、通用低压功放电路 LM386

LM386 是美国国家半导体公司系列功放集成电路的一个品种，因其功耗低、工作电源电压范围宽，外围元件少和装置调整简便等优点，广泛应用于通信设备、录音机及各种收音设备中。下面对其内电路组成、性能参数及使用方法作以介绍。

图 2-50 是 LM386 的内电路原理图。全电路由 10 只晶体管，2 只二极管和 7 只电阻组成。

$VT_1 \sim VT_6$ 组成 PNP 复合差分输入级，其中 VT_5 、 VT_6 为镜像恒流源，作 VT_3 、 VT_4 的有源负载，使输入级有稳定的增益。电压放大级由接成共发射极组态的 VT_7 担任，其负载也使用了恒流源，整个电路的开环增益主要由该级决定。 VT_8 与 VT_9 组成复合 PNP 管，与 VT_{10} NPN 管组成互补推挽输出级。 VD_1 、 VD_2 组成输出级的偏置，使末级偏置在甲乙类工作状态。 $R_5 \sim R_7$ 构成内部反馈电路。

LM386 的应用范围很广，由于其低电压和低功耗的特性，特别适合于使用干电池作电源的电子装置中。图 2-51 是 LM386 的典型应用。在图中，1 脚与 8 脚之间未接任何阻容元件，此时的电路增益仅由内电阻 R_7 与 $R_5 + R_6$ 决定，为 20 倍。由内电路分析可知，

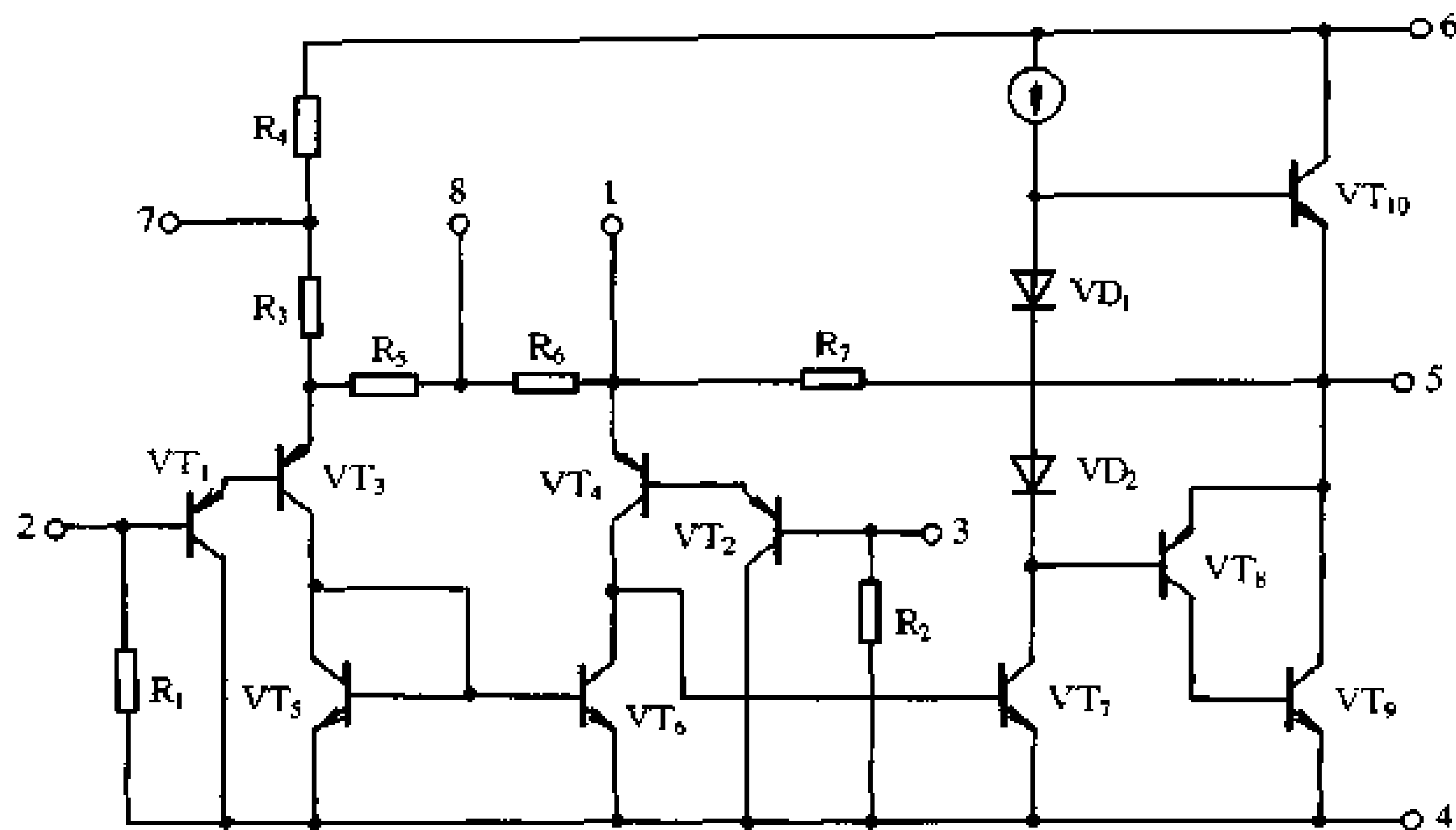


图 2-50 LM386 内电路原理

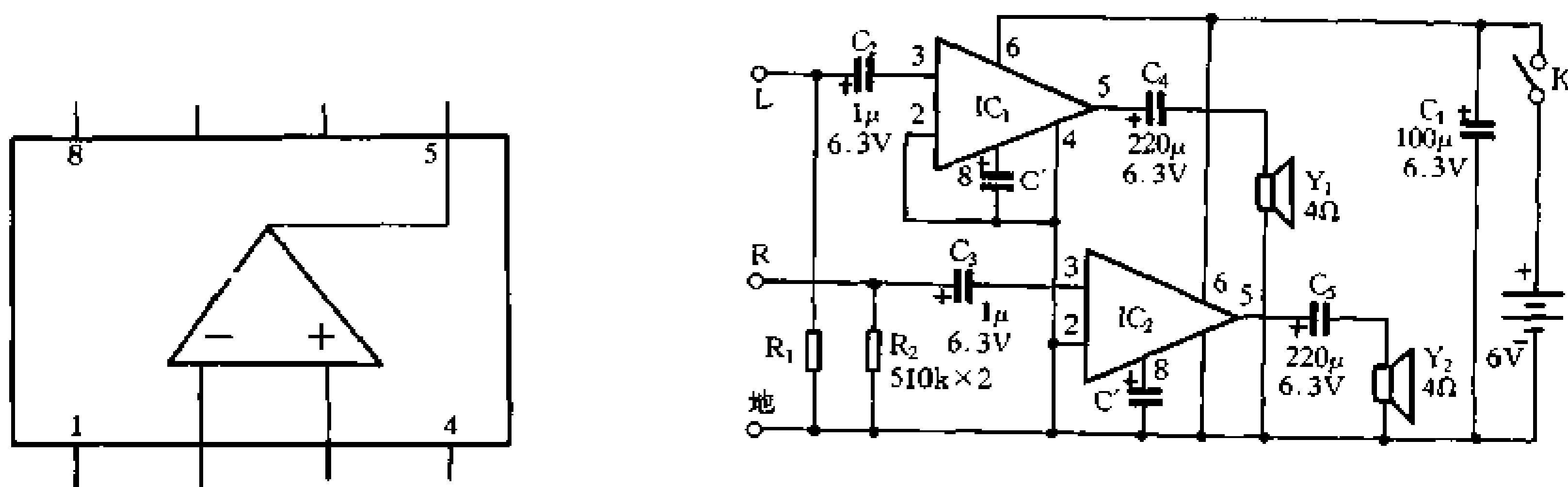


图 2-51 电路引脚与应用

在 1 脚与 8 脚之间串接不同的阻容元件，可改变放大器的交流负反馈量，从而改变放大器的闭环增益。在 1 脚与 8 脚间仅接一个几十微法的电容时，内电阻 R_6 被交流旁路，放大器增益达最大值，约为 200 倍 ($2R_7/R_5$)。如果要改变放大器的低端频响，可在 1 脚与输出端 5 脚间串接一个 RC 网络。该串联 RC 网络的阻容值应视具体要求调整，在 8 脚开路， R 取 $10k\Omega$ ， C 取 $0.033\mu F$ 时，放大器的 $50\sim 200Hz$ 低端频响可提高约 24dB。这对改善便携式收录音机因选用小口径扬声器而造成的低频响应较差显然是有利的。

LM386 的典型参数：

- 工作电压范围： 4~12V；
- 输出功率： $P_{max} = 660mW$ ；
- 带 宽： 300kHz；
- 谐波失真： 0.20%；
- 输入阻抗： 50kΩ；
- 静态电流： 4mA；
- 输入偏置电流： 250nA；
- 电压增益： 46dB。

二、LM 中大功率集成功放电路

LM1875/1876/2876/3875/3876/3886 是美国国家半导体公司(NS)的系列音响功放集成电路。该公司生产的音响集成电路除具有技术先进,性能优越,可靠性高等特点外,还在音响电路的高保真性能方面有特别的研究和改进。通常音响爱好者都有这样的看法:集成功放的保真度不如分立元件功放。而 NS 公司的中大功率集成功放电路的保真度已经达到了优质分立元件功放的水平。它不仅体现在性能指标上,而且也在实际试听中得到验证。

采用集成功放电路组装功率放大器,不仅组装调试变得十分简单,而且可降低制作成本。采用集成功放制作的功率放大器工作稳定,故障率低,无论成批生产还是业余制作,都是很合算的。

表 2-9 列出了 NS 公司的几种优质功放 IC 的主要技术性能,可供选用。其中 LM1875 的额定输出功率为 30W。若接成 BTL 电路,额定输出可达 75W。LM1875 的最大特点是外围电路简单,安装使用方便。

LM1876 为双声道中功率功放电路,相当于将两个 LM1875 封装在一起,性能与 LM1875 相似,只是比 LM1875 多设置两声道独立的静音控制端。LM2876 为额定输出功率为 50W 的单片功放电路。接成 BTL 电路,额定输出功率可达 120W。LM3875 和 LM3876 为额定输出功率 70W 的单片功放电路,用两片接成 BTL 电路时,输出功率可达 180W。LM3875 和 LM3876 的性能基本相似,只是在保护电路上有些差异,且在最低电源电压和输入失调电压的极限参数等有微小的差别。

表 2-9

型 号	连续功率 $THD \leq 10\%$			总谐波失真 (测试条件)	电源电压 (单电源时)	单/双声道	封装 (脚数)
	4 Ω	8 Ω	16 Ω				
LM1875	25W	30W	/	0.02% $\left(\begin{array}{l} P_o = 20W \\ V_s = \pm 25V \end{array} \right)$	16~60V	单	(5) TO-220
LM1876	25W	30W	/	0.08% $\left(\begin{array}{l} P_o = 15W \\ V_s = \pm 15V \end{array} \right)$	20~54V	双	(15) TO-220
LM2876	35W	50W	26W	0.06% $\left(\begin{array}{l} P_o = 25W \\ V_s = \pm 30V \end{array} \right)$	20~60V	单	(11) TO-220
LM3875	56W ($\pm 25V$)	70W	39W	0.06% $\left(\begin{array}{l} P_o = 40W \\ V_s = \pm 35V \end{array} \right)$	20~84V	单	(11) TO-220
LM3876	56W ($\pm 25V$)	70W	39W	0.06% $\left(\begin{array}{l} P_o = 40W \\ V_s = \pm 35V \end{array} \right)$	20~84V	单	(11) TO-220
LM3886	87W ($\pm 28V$)	78W	41W	0.03% $\left(\begin{array}{l} P_o = 60W \\ V_s = \pm 28V \end{array} \right)$	20~84V	单	(11) TO-220

LM3886 是额定输出功率为 78W 的单片功放电路，接成 BTL 电路时，输出功率可达 200W。LM3886 与 LM3875/LM3876 的主要差别在于 LM3886 的负载能力较好，当输出负载为 4Ω 时，输出功率可增大到 87W，而 LM3875/LM3876 在负载为 4Ω 时，输出功率反而降至 56W。因此若需要接 4Ω 的音箱时，可选择 LM3886。一般功放都是配接 8Ω 负载，因此选择 LM3875/LM3876 就可满足要求。

LM 系列音响功放集成电路的性能都十分好，而且内部电路的结构差异也很小。现以 LM3875 为例介绍其性能特点。LM3875 的电源电压范围为 $20\sim 84\text{V}$ （单电源时，双电源即 $10\sim 42\text{V}$ ）在电源电压为 35V，负载为 8Ω 时，失真度 $<10\%$ ，输出功率为 70W，瞬时峰值输出功率为 100W；在频率范围 $20\text{Hz}\sim 20\text{kHz}$ ，输出功率 40W 时，总失真加噪声 $<0.06\%$ ；转换速率为 $11\text{V}/\mu\text{s}$ 。

LM 系列功放集成电路都采用了该公司独创的 SPIKE 保护电路，即“自身峰值瞬时温度”保护电路。这种 SPIKE 保护电路可对输出级晶体管的安全工作区(SOA)进行动态检测和保护，以全面实现过压、欠压、过载、输出短路(包括对地短路和对电源短路)、热失控和瞬时温度冲击等情况的保护功能。由于它的保护功能齐全，可靠性高，用在整机中完全不用再加其它保护电路。

过压保护。通常在放大器无输入信号或当电源电压意外瞬时升高时，都可能使功放晶体管因超过最大额定电压而被击穿。为此，LM3875 等型号 IC 内部带有独特的过压保护电路。当过压保护电路的敏感器件检测到输出端电压超过允许值时，立即关断输出驱动管，使输出管不致被过压击穿。当过压结束，输出驱动管又恢复导通。这样，就可保护输出管和接入的扬声器不致因过压而损坏。

LM3875 等型号 IC 内部还具有电源电压限制保护电路。当输出信号正半周出现过压时，限压电路使 V_o 被限制在 8V 左右。当负半周出现过压时，则由 IC 内的等效二极管将 $-V_o$ 限制在 0.8V 左右。

温度限制保护。当输出端对地短路或对电源短路，或因输入信号频谱范围内的瞬时脉冲使输出功率达到极限值时，IC 内部的保护电路可连续监测输出管安全工作区的动态。当输出管的结温达到 250°C 时，保护电路可相应减小驱动管的基极电流，使输出管始终保持在安全工作区范围内。

通断电源时的扬声器冲击保护。在接通或关断电源的瞬间，放大器的正常工作状态尚未建立起来，各级还处于从不稳定到稳定的过渡状态，放大器的输出级可能输出较大的冲击电压到扬声器，使扬声器发出很大的“噗噗”声，有时甚至会烧坏扬声器。由于放大器的这种过渡阶段是处于欠压状态，故 LM3875 等功放 IC 用欠压保护电路来实现通断电源时的扬声器保护。对于 LM3875，当正、负电源线间的电压尚未超过 14V，对于 LM2876、LM3876 和 LM3886 还在负电源线上的电压尚未低于 -9V 之前， V_o 控制信号使全部电流源均处于关闭状态，放大器输出级处于高阻抗输出状态，放大器输出端的直流电压保持为 0V。如果接通电源后正、负电源电压同时升高，则在负电源电压尚未达到 -9V 或正负电源电压之差尚未达到 18V 之前，各电流源均处于欠压保护的截止状态。由于欠压保护的 -9V 门限电压是以地电位为参考的，因而可以防止电源可能出现的尖峰脉冲电压使相应的 14V 欠压保护电路提前导通。

电流限制。为了保护输出管不致因输出端对地短路而损坏，LM3875 等型号功放 IC

内部均设有电流限制电路。电流限制电路可检测输出驱动管的发射极电流，当检测到发射极电流增大到一定程度时，电流限制电路则开始减小输出驱动管的基极电流，输出驱动管的发射极电流愈大，驱动管的基极电流的减小量愈大，使驱动管的基极电流变得愈小。这样就可将输出管的最大输出电流限制在 6A (对 LM3886, 输出管最大电流被限制在 7A)。

当放大器输出端与正、负电源线短路时，限流电路可分别检测到驱动管的发射极电流，并对输出电流进行限制。应当注意的是，这种保护的持续时间不得超过几秒钟，否则 IC 的长期可靠性将得不到保证。

过热保护。放大器一般都带有温度补偿电路，可在一定范围内进行补偿，以保持放大器电路工作的稳定性。但是，由于互补晶体管的特性误差或因环境温度过高而温度补偿不足，使输出管的功耗过度增大造成 IC 过热。有时还因散热器使用不当，使放大器在长时间连续工作中产生的热量不能很好地散发，IC 芯片的温度会迅速升高。当芯片温度上升到 165℃ 上限值时，功放 IC 内部的过热保护电路将输出管关断，并将输出端接地。此时放大器停止工作，直到芯片温度下降到 155℃ 时，输出管才导通并重新恢复工作。

由上述介绍可知，LM 系列功放 IC 不仅在生产工艺上确保产品性能的优良和品质的可靠，而且在电路的设计(特别是保护电路的设计)上也充分考虑使用的方便与可靠。使用这种功放 IC 设计和制作的功率放大器，也就必然具有电路简洁、性能优良、基本不需调试和可靠性高等优点。

1. LM1875 的特性及应用电路

LM1875 为单片 30W 集成功率放大电路。它的主要特性：最大输出功率为 30W (8Ω)，开环增益 90dB，总谐波失真 0.02%，功率带宽为 70kHz，最大电流容量 3A，供电电压范围为 20~60V。

它的电特性如表 2-10 所示：

测试条件： $V_{CC} = +25V$ ， $V_{EE} = -25V$ ， $T_A = 25^\circ C$ ， $R_L = 8\Omega$ ， $A_V = 20$ (26dB)， $f_o = 1kHz$ 。

表 2-10

参 数	测试条件	典型值	极限值	单 位
静态电源电流	$P_{out} = 0W$	70	100	mA
直流输出(静态)		0		V
输出功率	$THD = 1\%$	25		W
THD (总谐波失真)	$P_{out} = 20W$ ， $f_o = 1kHz$	0.015	0.4	%
	$P_{out} = 20W$ ， $f_o = 20kHz$	0.05		
	$P_{out} = 20W$ ， $f_o = 1kHz$ ， $R_L = 4\Omega$	0.022	0.6	
	$P_{out} = 20W$ ， $f_o = 20kHz$ ， $R_L = 4\Omega$	0.07		
失调电压		± 1	± 15	mV
输入偏置电流		± 0.2	± 2	μA
输入失调电流		0	± 0.5	μA
增益带宽乘积	$f_o = 20kHz$	5.5		MHz
开环增益	DC	90		dB

续表

参 数	测试条件	典型值	极限值	单 位
PSRR	V_{CC} 1kHz 1V _{rms}	95	52	dB
电源抑制率	$-V_{EE}$ 1kHz 1V _{rms}	83	52	
最大摆幅率		8		V/ μ s
等效输入噪声	$R_s = 600\Omega$	3		μ V _{rms}

LM1875 在使用时有以下特点:

(1) 稳定性。闭环增益在 10dB 或稍大于 10dB 使用时, 电路工作最稳定。和其它大电流放大器件一样, 当因布线不当造成输出与输入之间产生耦合时, 会出现自激。可在 3脚、5脚与地之间加入 0.1 μ F 的退耦电容。

电路的输出可直接与扬声器连接也可通过电容与扬声器耦合。并在输出与地之间加入平衡网络, 用 1 Ω 电阻与 0.22 μ F 电容串联。

(2) 失真度。在 8 Ω 负载上输出功率为 20W, $f = 20$ kHz 时, $THD < 0.05\%$; 当 $f = 1$ kHz 时, $THD < 0.02\%$ 。

电流极限和 SOA 保护。正常应用时, 工作电流限制在 4A 左右, 当输出管加上高电压时, 则降低最大电流, 以确保安全。

LM1875 在驱动非线性的电抗性负载时, 例如装有保护继电器的扬声器时, 由于电感反动势的作用, 可能使负载上的电压摆幅超过电源电压, 导致晶体管损坏, 一般电路常用反向电压泄放二极管以保安全, 这就是所谓的 SOA 保护。LM1875 内装有 SOA 保护电路, 确保电路安全。

(3) 过热保护。LM1875 内部设有先进的过热保护电路, 当管芯温度达到 170 $^{\circ}$ C 时, 电路自动停止工作。当温度降至 145 $^{\circ}$ C 时, 又重新工作。此后若温度再度上升时, 只要升到 150 $^{\circ}$ C 时, 即停止工作。这样即使在持续故障下也能保证过热保护的可靠性。

图 2-52 是 LM1875 的应用电路。

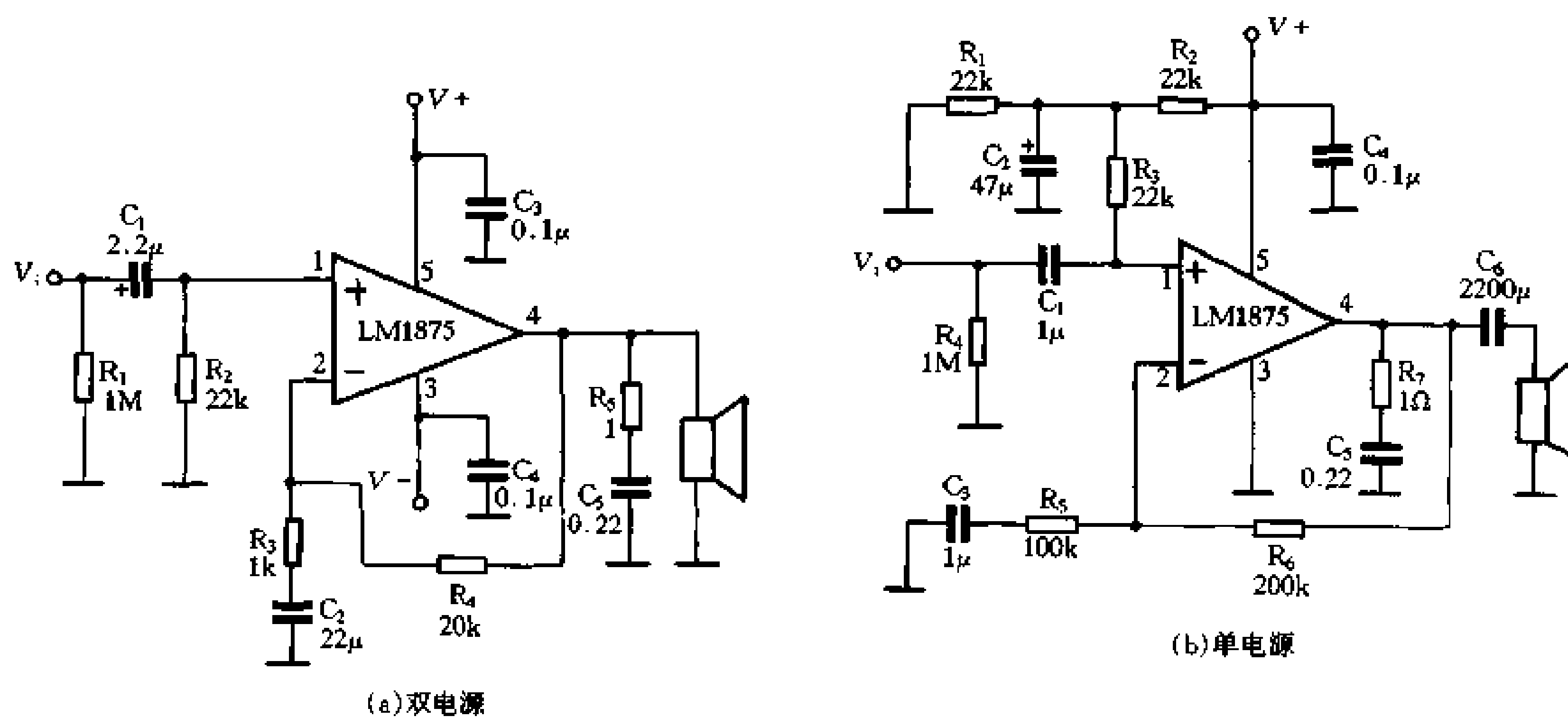


图 2-52 LM1875 的应用电路

2. LM1876 的特性及应用电路

LM1876 是美国国家半导体公司于 1995 年底推出的双声道功率放大电路。它是专为双声道音响而设计的，每声道能提供 20W 的输出功率，并能保持高质量的音色。

和每一代 LM 系列功放电路一样，LM1876 同样具有 NS 公司专利 SPIKE 瞬时温度骤失保护电路，在瞬时温度高峰、电压过高或过低以及过载时，电路几乎不受伤害。此外该保护电路还可以监视输出晶体管的安全工作区，并且为电路提供动态保护。

LM1876 具有多种特性，渐增/渐减静音模式：接通/关闭电源时不出现杂音；具有外部数码逻辑控制备用功能，可大大降低功耗，在“备用”功能时，电流可降至 4.2mA。

LM1876 采用输出短路绝缘的 TO-220 封装，可以放心地直接安装在金属散热片上，或者直接安装在机壳上。

LM1876 的两声道完全分开，每声道采用独立的正负电源供电系统，各自设有正、负输入接脚及地，杜绝了声道之间的相互干扰，保证了高保真的放音质量。

技术指标：

输出功率：25W/每声道，条件： $THD + N = 0.1\%$ ， $f = 1\text{kHz}$ ， $R_L = 4\Omega$ 。

总谐波失真 + 噪声：0.1%，条件：15W/每声道， $R_L = 8\Omega$ ， $f: 20\text{Hz} \sim 20\text{kHz}$ ， $A_V = 26\text{dB}$ 。

转换速率：18V/ μs ，条件： $V_{in} = 1.414V_{rms}$ 。

信噪比：98dB，条件： $P_o = 1\text{W}$ ， $f = 1\text{kHz}$ 。

108dB，条件： $P_o = 15\text{W}$ ， $f = 1\text{kHz}$ 。

静态总电流：50mA。

输出电流：3.5A，条件： $V_+ = V_- = 10\text{V}$ 。

开环增益：110dB，条件： $R_1 = 2\text{k}\Omega$ ， $\Delta V = 20\text{V}$ 。

通道分离度：80dB。

图 2-53 为 LM1876 的应用电路。

3. LM2876 的特性及应用电路

LM2876 是美国国家半导体公司新近推出的大功率单片功率放大电路。其即时峰值输出功率可达 75W。对于 8 Ω 负载，平均连续输出功率为 25W。该集成电路具有较宽的电源电压范围 ($\pm 10\text{V} \sim \pm 30\text{V}$) 及良好的线性输出特性。和其它 LM 系列功放电路一样，LM2876 电路内设有噪声抑制电路和过载短路保护电路。信噪比可达 95dB。

LM2876 采用单侧双列直插式封装。其主要电性能参数如表 2-11 所示。各引脚功能为 1 脚为正电源端 (V_+)；2、5、6、11 脚是空脚；3 脚为输出端；4 脚为负电源端 (V_-)；7 脚为交流接地端，其直流电位为 midpoint 电平 (双电源供电时为 0V，单电源供电时为 $V/2$)；8 脚为无声开关 (静噪控制) 外接端子；9 脚为反相输入端；10 脚为同相输入端。

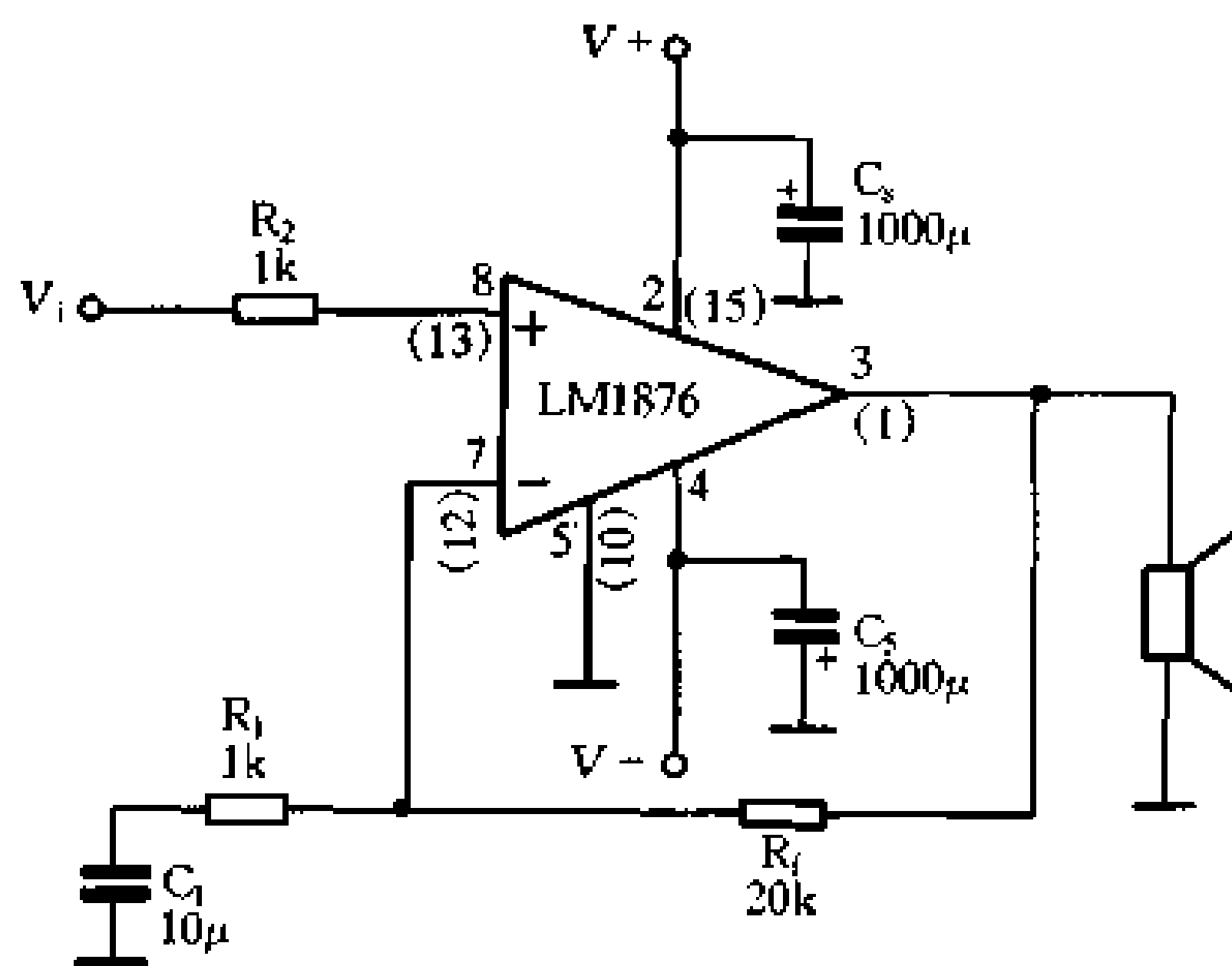


图 2-53 LM1876 的应用电路

表 2-11

参数名称	单位	符号	测试条件	最小值	典型值	最大值
电源电压	V	$ V_+ + V_- $	$V_{Omax} - V_{Omin} \geq 9V$	20	18	60
静音增益	dB	A_M	第③脚开路或置“0”V	80	115	
输出功率	W	P_O	THD=0.1% $f=1kHz \sim 20kHz$	25	40	
即时峰值输出功率	W	P_{Oe}			75	
失真度	%	THD	25W, $20Hz \leq f \leq 20kHz$, $A_v = 26dB$		0.06	
环绕音	V/ μs	SR	$V_{IN} = 1.2V_{rms}$, $f = 10kHz$, 方波, $R_L = 2k\Omega$	5	9	
电源供给静态全电流	mA	I_s	$V_{CM} = 0, V_O = 0, I_O = 0$		24	50
输入失调电压	mV	V_{OS}	$V_{CM} = 0, I_O = 0$		1	10
输入失调电流	μA	I_{OS}	$V_{CM} = 0, I_O = 0$		0.01	0.2
输入偏置电流	μA	I_B	$V_{CM} = 0, I_O = 0$		0.2	1
输出电流极限值	A	I_O	$ V_+ + V_- = 10V$	3	4	
电源纹波抑制比	dB	PSRR	$V_+ = 30V \sim 10V, V_- = -30V$ $V_{CM} = 0, I_O = 0$	85	125	
			$V_+ = 30V, V_- = -30V \sim -10V$ $V_{CM} = 0, I_O = 0mA$	85	110	
共模抑制比	dB	CMRR	$V_+ = 50V \sim 10V, V_- = -10V \sim -50V$ $V_{CM} = 20V \sim -20V, I_O = 0$	75	110	
开环电压增益	dB	A_{VOL}	$ V_+ = V_- = 30V, R_L = 2k\Omega, \Delta V_O = 40V$	80	115	
增益带宽乘积	MHz	GB _{WP}	$ V_+ = V_- = 30V, f_o = 100kHz$ $V_{IN} = 50mV_{rms}$	2	8	
输入噪声	μV	e_{IN}	$R_{IN} = 600\Omega$		2.0	8
信噪比	dB	SNR	$P_O = 1W, R_S = 25\Omega$		98	
			$P_O = 25W, R_S = 25\Omega$		112	
			$P_O = 75W, R_S = 25\Omega$		117	
相互调谐测试比	%	IMD	60Hz、7kHz 4:1		0.004	
			60Hz、7kHz 1:1		0.006	

图 2-54 为 LM2876 双电源运用的 OCL 功放电路。在电路中，电阻 R_6 、 R_7 和电容 C_7 、电感 L_1 构成低频带通网络，用以改善功放的低频特性。电阻 R_3 、 R_2 、 R_4 和电容 C_2 、 C_3 串并联网络构成功放电路的 RC 负反馈网络，它既决定整个功放的闭环增益，又可改善电路的低端频率响应。调试时可视实际效果和需要适当调整 R、C 的数值，取得最佳效果。静音控制端 M 可通过外接按钮开关与负电源端 (V_-) 相连，以实现静音控制。 C_4 为去耦滤波电容，以滤除电源交流声。

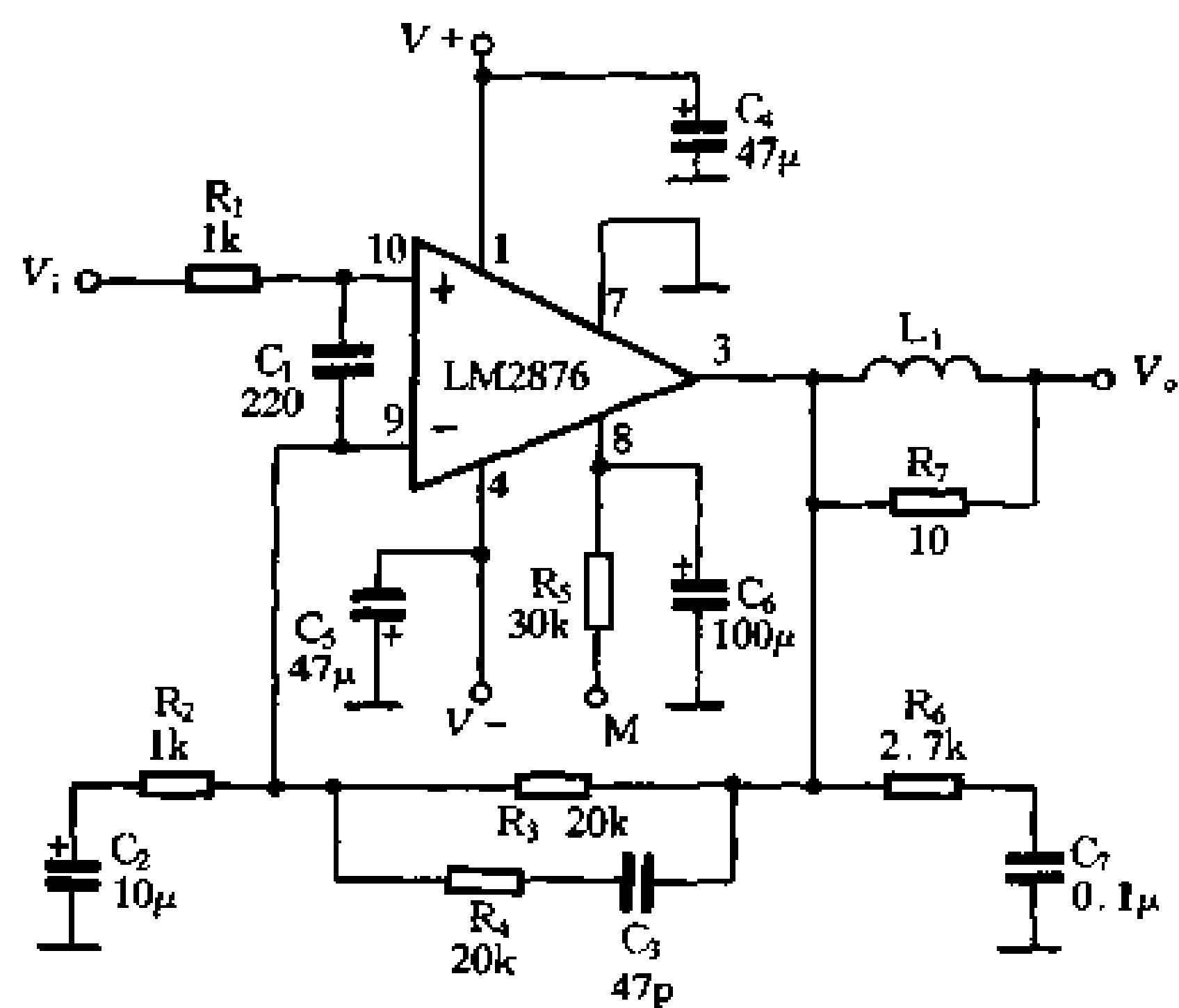


图 2-54 LM2876 构成的 OCL 功放

图 2-55 为 LM2876 构成的单电源 OTL 功放电路。外接晶体管 VT₁ 以射极输出器的形式为 LM2876 提供中点电平(7 脚), 保证 IC 内噪声抑制电路工作可靠及相关电路的偏置。按钮开关 SA 为静音开关。电位器 RP 为音量控制。电容 C₄ 为 7 脚的交流接地电容, 目的是提高功放的共模抑制比, 改善功放音质。

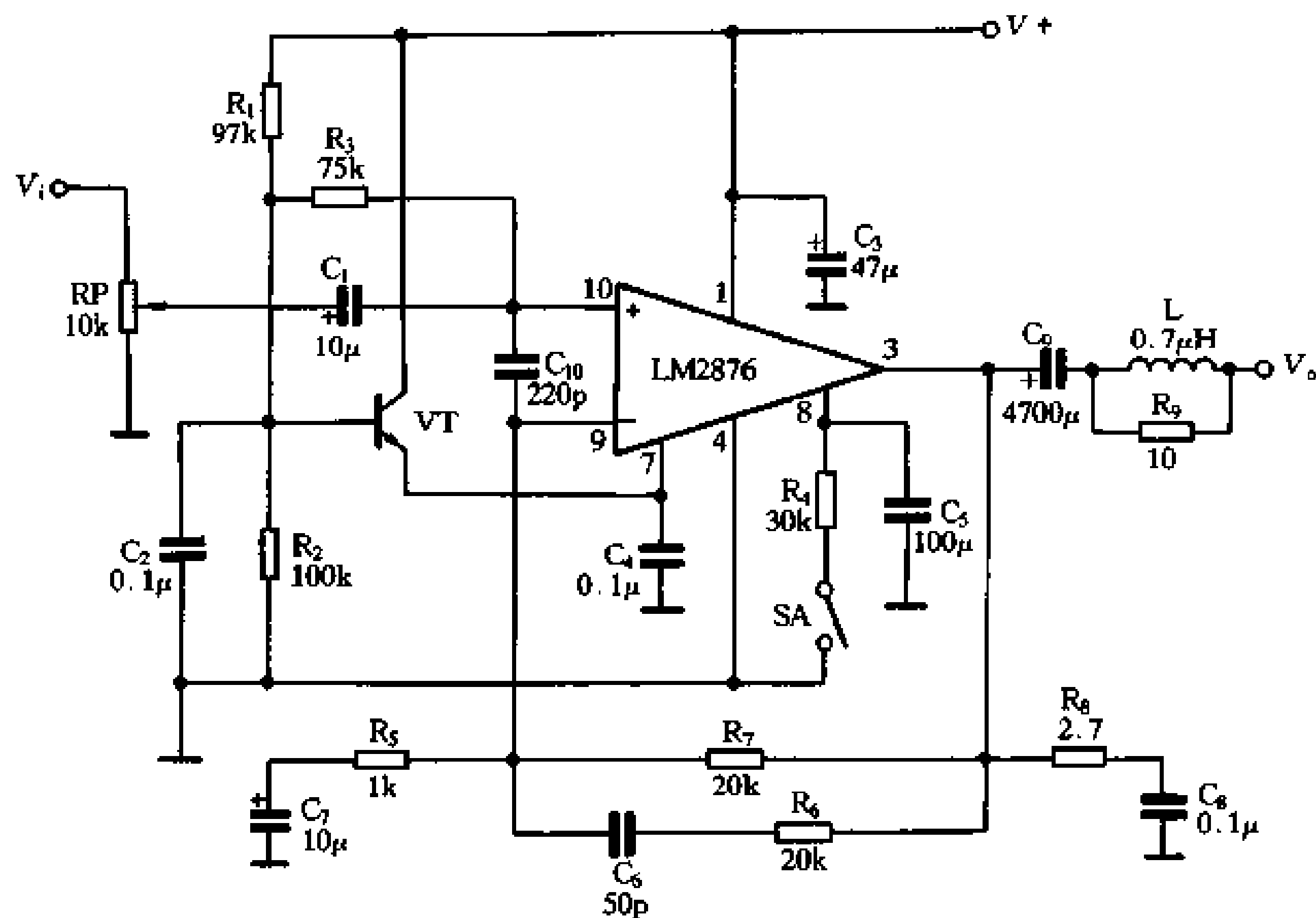


图 2-55 LM2876 构成的 OTL 功放

4. LM3875 的特性及应用电路

LM3875 是美国国家半导体公司推出的又一种单片集成功放电路。它在 20Hz~20kHz 的频率范围内, 在负载为 8Ω 时, 可连续输出 40W 以上的平均功率, 总谐波失真只有 0.05%。电路的过压、欠压、过载及短路以及高温保护等功能与其它 LM 系列功放电路相同。它性能优良, 外围电路简单, 使用方便可靠。它的技术特性如表 2-12。

表 2-12

符 号	参 数	测 试 条 件	典 型 值	单 位
$V_+ + V_-$	电源电压		70	V
P_O	输出平均功率	$THD + N = 0.1\%$ $f = 1\text{kHz}$	56	W
$P_{peak} P_O$	瞬时峰值功率		100	W
$THD + N$	全谐波失真加噪声	$40\text{W}, 20\text{Hz} \leq f \leq 20\text{kHz}, A_v = 26\text{dB}$	0.05	%
SR	转换速度	$V_{in} = 1.41 V_{rms}$, $f = 10\text{kHz}$ 方波, $R_L = 2\Omega$	11	V/ μs
I_s	静态电流	$V_{em} = 0\text{V}, V_O = 0\text{V}$ $I_O = 0\text{mA}$	30	mA

续表

符 号	参 数	测 试 条 件	典 型 值	单 位
CMRR	共模抑制比	$V_+ = 60V \rightarrow 20V$ $V_- = -20V \rightarrow -60V$ $V_{cm} = 20V \rightarrow -20V$ $I_O = 0mA$	120	dB
A_{VOL}	开环电压增益	$V_+ = V_- = 40V$ $R_L = 2k\Omega, \Delta V_O = 60V$	120	dB
GBWP	增益带宽积	$V_+ = V_- = 40V$ $f_0 = 100kHz$ $V_{in} = 50mV_{rms}$	8	MHz
SNR	信噪比	$P_O = 40W, A$ 加权, 1kHz, $R_s = 25\Omega$	114	dB

注：LM3875的外壳与④脚(V_-)相通，使用时请注意。

图 2-56 为 LM3875 的应用电路。该电路采用 LM833 作前置放大，构成一个完整的 40W 功放电路。前置放大器 LM833 虽然知名度不如 NE5532，但其性能指标与 NE5532 不相上下，已被许多音响厂家采用，两种集成块的性能比较如表 2-13 所示。它在人声和小提琴弦乐方面表现得圆润、细腻，较 NE5532 出色，说明其瞬态失真指标颇佳。本电路对于 LM833 的增益取得不高，仅 4 倍多，将 200mV 的输入信号放大至近 1V，可驱动 LM3875 达满功率。前置级增益取得过高，则信号放大后势必造成功放级输入信号过载，产生瞬态失真。将大部分增益留给功放 LM3875 来完成，则可使大信号时输入端无削波失真现象。

表 2-13

符 号	参 数	条 件	典 型 值		单 位
			LM833	NE5532	
A_V	电压增益	$R_L = 2k\Omega$ $V_O = \pm 10V$	110	110	dB
CMRR	共模抑制比	$V_{IN} = \pm 12V$	100	100	dB
I_O	电源电流	$V_o = 0V$ Both Amps	5	8	mA
SR	压摆率	$R_L = 2k\Omega$	7	9	V/ μs
GBWP	增益带宽积	$R_L = 2k\Omega$ $f = 100kHz$	15	10	MHz
THD	全谐波失真	$R_L = 2k\Omega, f = 20$ Hz~20kHz, $A_V = 1$	0.002	0.004	%
e_n	最小噪声电压	$R_s = 100\Omega, f = 1kHz$	4.5	5	nV/Hz
V_{os}	输入补偿电压	$R_s = 10\Omega$	0.3	0.5	mV

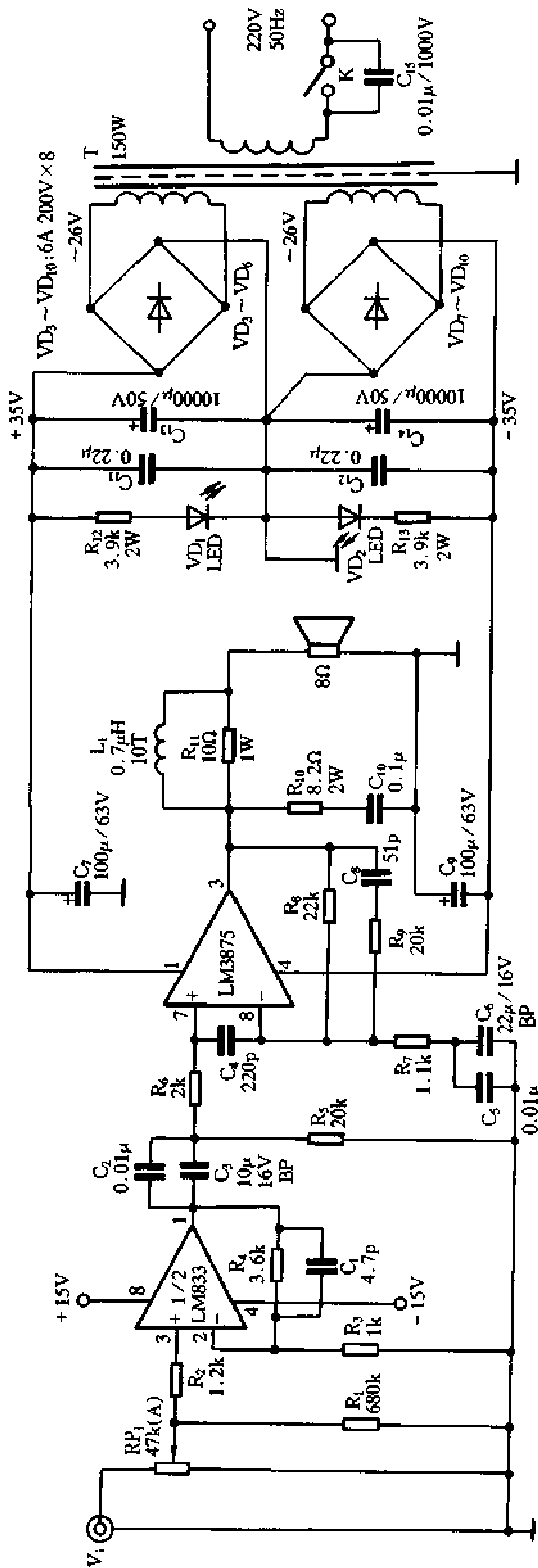


图 2-56 LM3875 组成的 40W 功放

功率放大级 LM3875 的增益亦不可设计得过高，否则可使高频响应变差，噪声增大，易引起自激；反之若增益过低，虽然稳定性较好，但由于负反馈过深，易造成音色干硬。本机为 27dB。

5. LM3875T /LM3876T 的特性及应用电路

LM3875T 和 LM3876T 同为 40W 高性能大功率功放集成电路。它可在 20Hz~20kHz 的频率范围内，在 8Ω 负载下可输出 40W 的连续平均功率，失真仅为 0.05%。因此，它是生产厂家设计制造高保真音响设备的优选功放集成电路。两种电路除在电源电压范围、转换速率和静态电源电流略有不同外，其余参数相同。电路性能一致性好、可靠性高，特别适合于大批量生产的电子产品中使用。这两种功放电路的电气性能如表 2-14 所示。

图 2-57 为 LM3875 的两种应用电路。由图可知，这两种电路的外围电路较为简单，使用也很灵活。LM3875T 可采用双电源，也可采用单电源。用两种 IC 制作成的功率放大器实际指标如下：

表 2-14

参 数	符 号	测 试 条 件	典 型 值
电 源 电压范围	V ₊ + V ₋	LM3875T	20~80V
		LM3876T	14~94V
输出功率	P _o	THD + N = 0.1%, f = 1kHz THD + N = 0.2% 20Hz~20kHz	65W
总谐波失真 + 噪声	THD + N	40W 20Hz~20kHz A _v = 26dB	0.05%
转换速率	SR	V _{in} = 1.414V _{rms} f = 10kHz 方波 R _L = 2kΩ, LM3875T	11V/μs
		LM3876T	16V/μs
总静态电源电流	I _s	LM3875T V _{out} = 0V, I _{out} = 0A	30mA
		LM3876 静音关 静音开	39mA 32mA
输入失调电压	V _{os}	V _{CM} = 0V, I _O = 0mA LM3875T LM3876T 静音关	1mV

LM3875T：电源电压范围，双电源时为 ±10~±40V；静态电流约 30mA；当电源电压为 ±35V 时，负载为 8Ω，失真度为 0.2% 时，输出功率为 56W；在频率范围为 20Hz~20kHz、输出功率为 40W 时，总谐波失真加噪声为 0.05%；标准工作状态时，频响为 5Hz~100kHz (+0.25dB)，信噪比达 115dB (A 计权)，转换速率为 11V/μs。

LM3876T：电源电压范围，双电源时为 ±7~±47V；静态电流约 40mA (静音关时)；其余性能与 LM3875T 相同，只是 LM3876T 带静音控制，LM3875T 无静音功能。

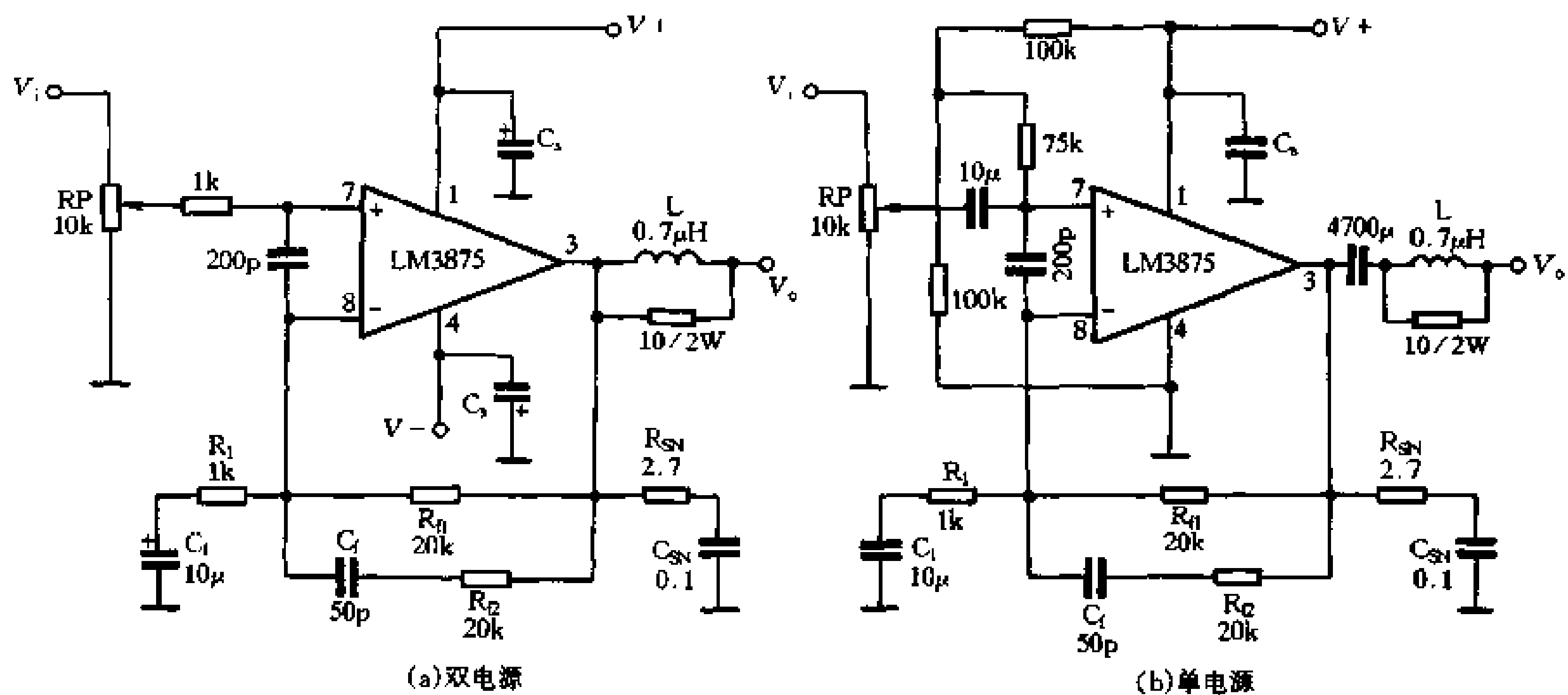


图 2-57 实用电路

如果需要加大放大器的功率储备，可以采用双片 IC 接成 BTL 电路。图 2-58 为用两片 LM3876T 接成的 BTL 功放电路。此电路如采用双交流 27V 供电，可在 8Ω 负载上输出 120W 的功率。为了与多种音源适配，可采用 NE5532 或 LM833 作一个 10dB 的前置放大

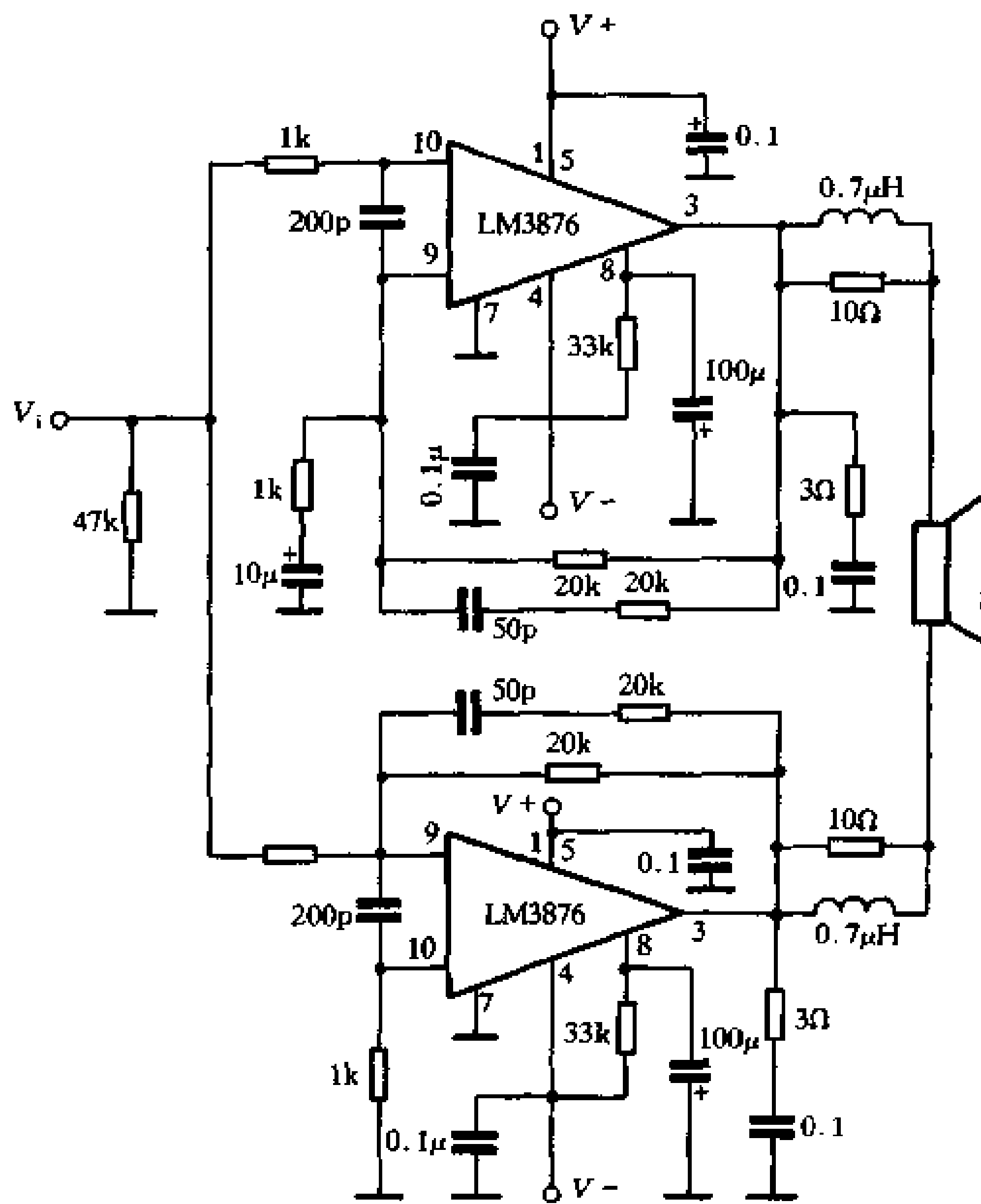


图 2-58 用 LM3876T 接成 BTL 功放

器。试验表明，LM3876T 作 BTL 输出时，性能相当好，而 LM3875T 作 BTL 输出时，则性能稍差。

6. 新一代高性能功放电路 LM3886

LM3886 是美国 NS 公司最新推出的 50W 高性能集成功放电路，在 5Hz~100kHz 内，线性度良好，互调失真低至 0.004%，谐波失真加噪声 (THD+N) 仅 0.03%。其过压、欠压、过载短路及超温保护等功能和其它 LM 系列功放电路一样完善。

LM3886 在额定电压下输出连续功率 68W，峰值功率可达 135W，由于性能优良，外围电路简洁，在各种功率放大器中有着广泛的应用。LM3886 还可组成 BTL 功放电路，这时最大输出功率可达 200W，可用于歌舞厅、卡拉 OK 厅、剧场等场合。此电路在小音量时仍然能保持音质的自然流畅。

表 2-15 为 LM3886 的电气特性。

表 2-15

参 数	条 件	典 型 值
电源电压	最大 $\pm 42\text{V}$	$\pm 35\text{V}$
静音衰减	③脚开路或 0V，静音 ⑧脚输出电流 $\geq 0.5\text{mA}$ ，无静	115dB
输出连续 平均功率	$\pm 28\text{V}$, $R_L = 4\Omega$ $R_L = 8\Omega$ $\pm 35\text{V}$, $R_L = 8\Omega$	68W 38W 50W
输出峰值功率		135W
总谐波失真	60W, $R_L = 4\Omega$ 30W, $R_L = 8\Omega$ (20Hz~20kHz)	0.03% 0.03%
转换速率	输入 2V，上升时间 2ns	19V/ μs
总静态电流		50mA
最大输出电流	$\pm 20\text{V}$, $t_{\text{on}} = 10\text{ms}$	11.5A
信噪比	60W, 1kHz	110dB
增益带宽乘积	$\pm 30\text{V}$, 100kHz, $V_i = 50\text{mV}$	8MHz
互调失真	60Hz, 7kHz, 4:1	0.004%

图 2-59 是 LM3886 的应用电路。

图 2-60 是 LM3886 的 BTL 功放实用电路，该电路用一只 NE5532 作前置放大，输出功率可达 200W。

采用 LM3886 作功率放大器，由于输出功率较大，必须要有充足的电源供应才能获得高品质的输出。两声道时，电源变压器的容量应在 300~400VA，次级采用双绕组，每组 28V。整流桥应 $\geq 15\text{A}$ ，滤波电容不仅要容量大，而且应品质好。由于输出功率大，配用的散热器应有足够的散热面积，并用导热硅脂降低热阻。自制印刷板应注意输入回路与输出回路的隔离。信号输入线宜短，以防自激，输入电容 C 可消除高频自激。

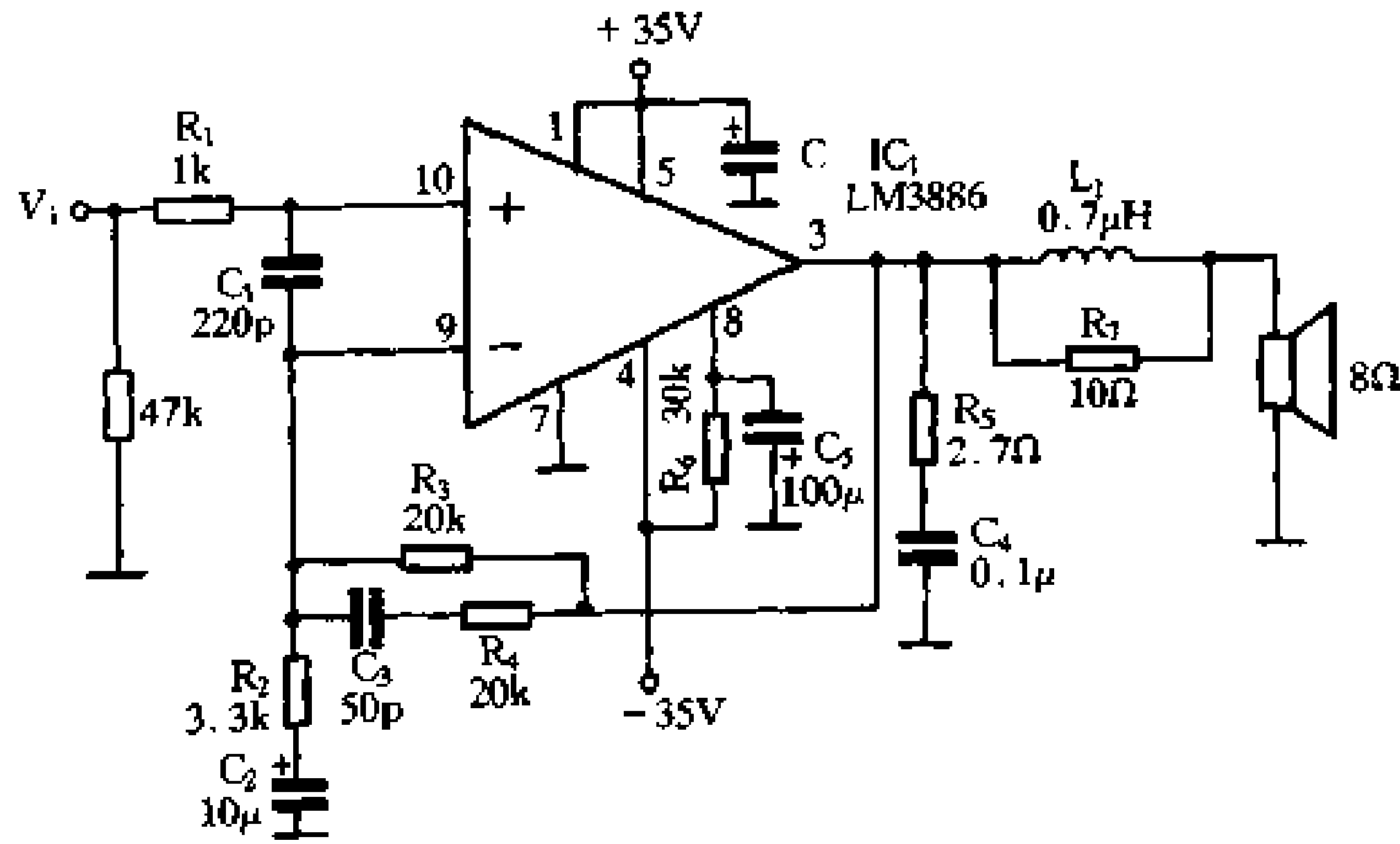


图 2-59 LM3886 的应用电路

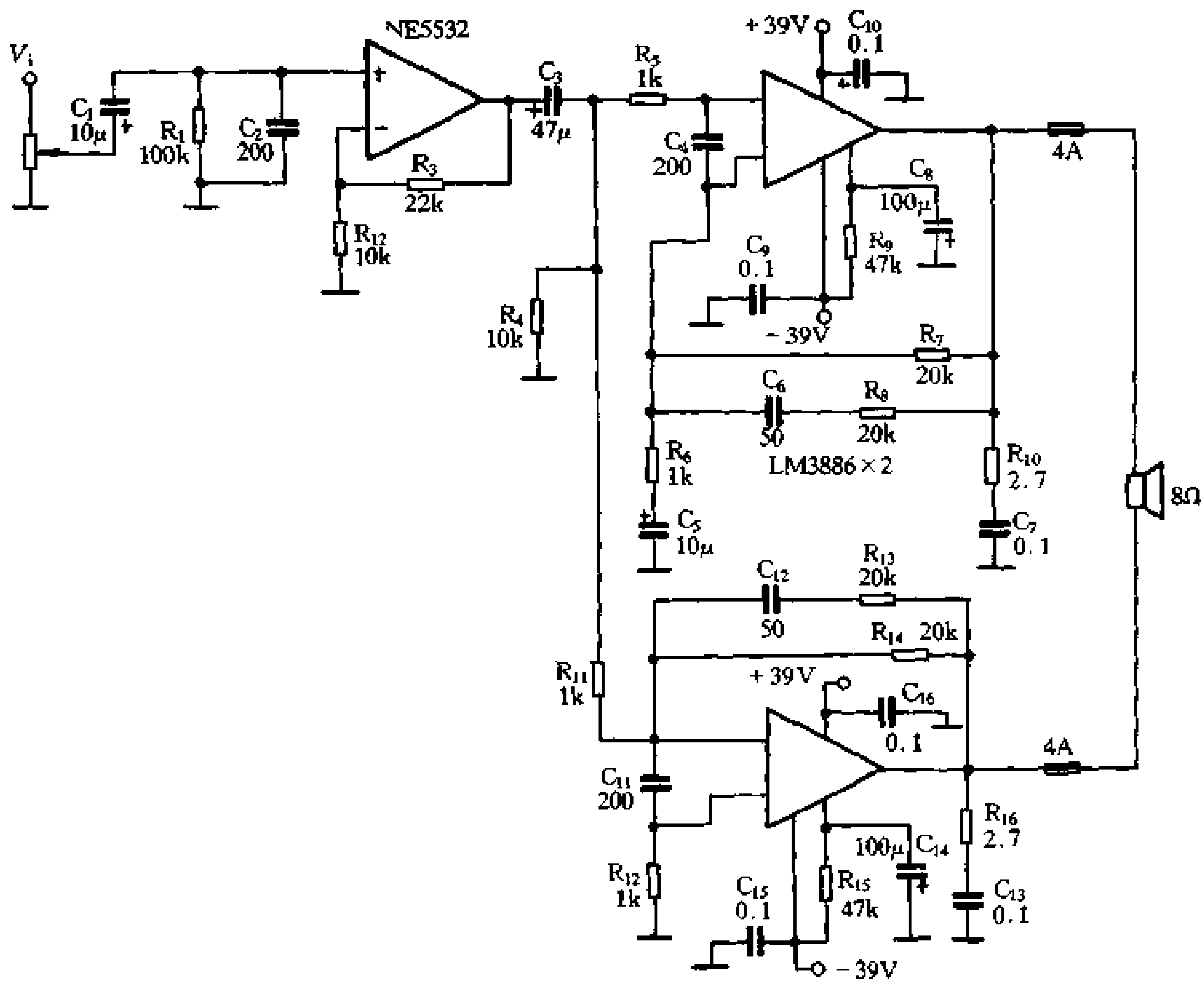


图 2-60 LM3886 的 BTL 功放

2.6.2 TDA 系列集成功放电路

一、TDA2030/2030A、TDA2040/2040A

TDA2030 和 TDA2040 集成功放电路是 SGS 公司开发和生产的集成功放电路，它们输出功率大、谐波失真小、内部设有热过载保护，外围电路简单，可以作 OTL 使用，也

可作 OCL 使用, 还可用作 BTL 功放使用, 是我国“七五”期间推荐使用的音响产品。表 2-16 是这两种电路的性能参数。

表 2-16

型号	生产厂家	电源电压 V_S (V)	输出功率 P_O (每路)		谐波失真度 d (每路)		增益 G_V		应用 电路 图	保护 措施	适用 范围
			测试条件	典型值 (W)	测试条件	典型值 (%)	测试条件	典型值 (dB)			
TDA 2030	SGS 公司	$\pm 6 \sim \pm 18$	$d=0.5\%$ $G_V=30\text{dB}$ $f=40\text{Hz} \sim 15\text{kHz}$ $V_S=\pm 14\text{V}$ $R_L=4\Omega$ $R_L=8\Omega$ $d=10\%$ $G_V=30\text{dB}$ $f=1\text{kHz}$ $V_S=\pm 14\text{V}$ $R_L=4\Omega$ $R_L=8\Omega$	14 9 18 11	$V_S=\pm 14\text{V}$ G_V $=30\text{dB}$ $f=40\text{Hz} \sim$ 15kHz $P_O=0.1 \sim$ 12W $R_L=4\Omega$ $P_O=0.1 \sim$ 8W $R_L=8\Omega$	0.2 0.1	$f=$ 1kHz 开环 闭环	90 30	图 1	热过 载保 护	音乐 中心 及家 用音 响设 备
TDA 2030A	SGS 公司	$\pm 6 \sim \pm 22$	$d=0.5\%$ $G_V=26\text{dB}$ $f=40\text{Hz} \sim 15\text{kHz}$ $V_S=\pm 16\text{V}$ $R_L=4\Omega$ $R_L=8\Omega$ $V_S=\pm 19\text{V}$ $R_L=8\Omega$	18 12 16	$P_O=0.1 \sim 14\text{W}$ $R_L=4\Omega$ $f=40\text{Hz} \sim$ 15kHz $f=1\text{kHz}$ $P_O=0.1 \sim 9\text{W}$ $R_L=8\Omega$ $f=40\text{Hz} \sim$ 15kHz	0.08 0.03 0.05	$f=$ 1kHz 开环 闭环	80 26	图 1 (4) 图 2	热过 载保 护	音乐 中心 及家 用音 响设 备
TDA 2040	SGS 公司	± 2.5 $\sim \pm 20$	$d=0.5\%$ $f=1\text{kHz}$ $V_S=\pm 16\text{V}$ $R_L=4\Omega$ $R_L=8\Omega$	22 12	$P_O=0.1 \sim 10\text{W}$ $V_S=\pm 16\text{V}$ R_L $=4\Omega$ $f=40\text{Hz} \sim$ 15kHz $f=1\text{kHz}$	0.08 0.03	$f=$ 1kHz 开环 闭环	80 30	图 3	热过 载保 护	音乐 中心 及家 用音 响设 备
TDA 2040A	SGS 公司	$\pm 4 \sim \pm 20$	$d=1\%$ $R_L=4\Omega$ $f=1\text{kHz}$ $f=15\text{kHz}$	24 22	$P_O=0.1 \sim 10\text{W}$ $V_S=\pm 16\text{V}$ R_L $=1\Omega$ $f=1\text{kHz}$	0.05	$f=$ 1kHz 开环 闭环	80 30	图 3 (a)	热过 载保 护	音乐 中心 及家 用音 响设 备

1. TDA2030 / 2030A 的特性及应用电路

TDA2030。它可在双电源下工作, 也可以在单电源下工作。在双电源 $\pm 14\text{V}$, 4Ω 负载扬声器可输出 14W , 失真度为 0.5% 。在 8Ω 负载上的输出功率为 9W 。它的应用电路如图 2-61。

TDA2030A 是 TDA2030 的改进型产品, 它将原工作电压最高 $\pm 18\text{V}$ 提高到 $\pm 22\text{V}$, 使最大输出功率提高到 18W 。谐波失真度也大大降低。它的应用电路如图 2-62。

2. TDA2040 / 2040A 的特性及应用电路

TDA2040 是 SGS 公司的又一种功率放大电路。它的工作电压范围比 TDA2030 更宽, 在 $\pm 2.5 \sim \pm 20\text{V}$ 间, 输出功率也较大, 在 $\pm 16\text{V}$, 4Ω 的负载上可输出 18W 功率, 失真度也大大降低。应用电路如图 2-63。

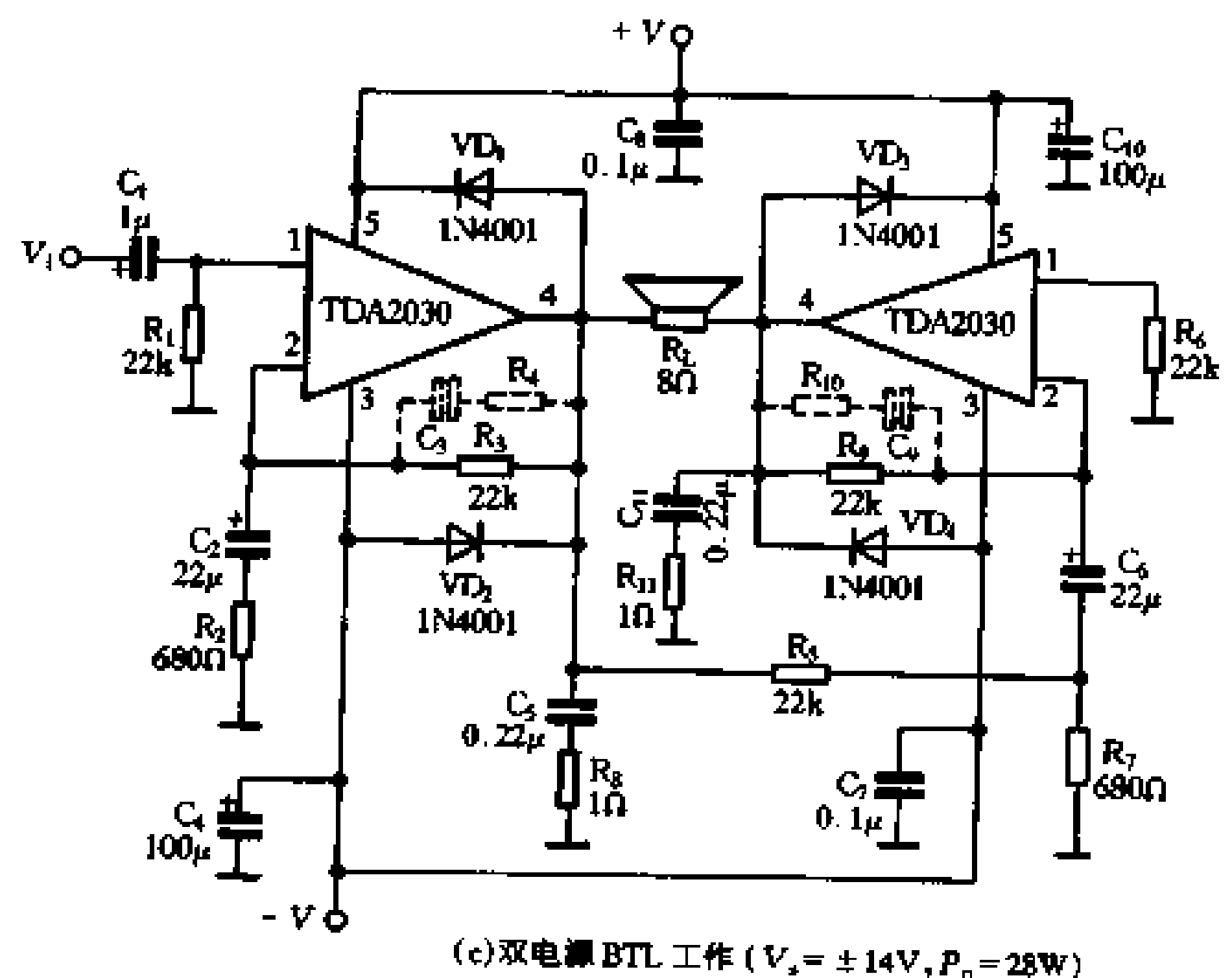
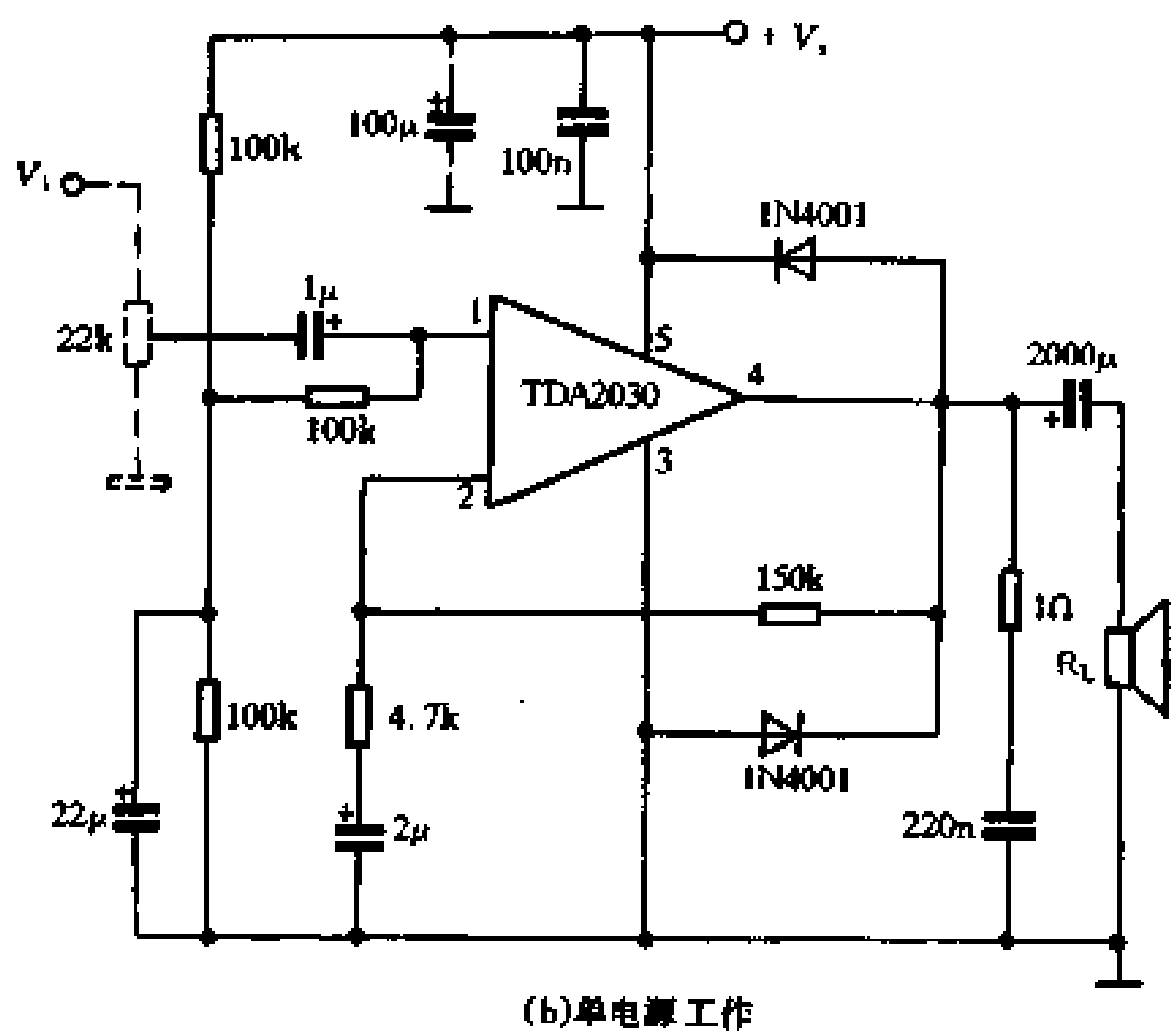
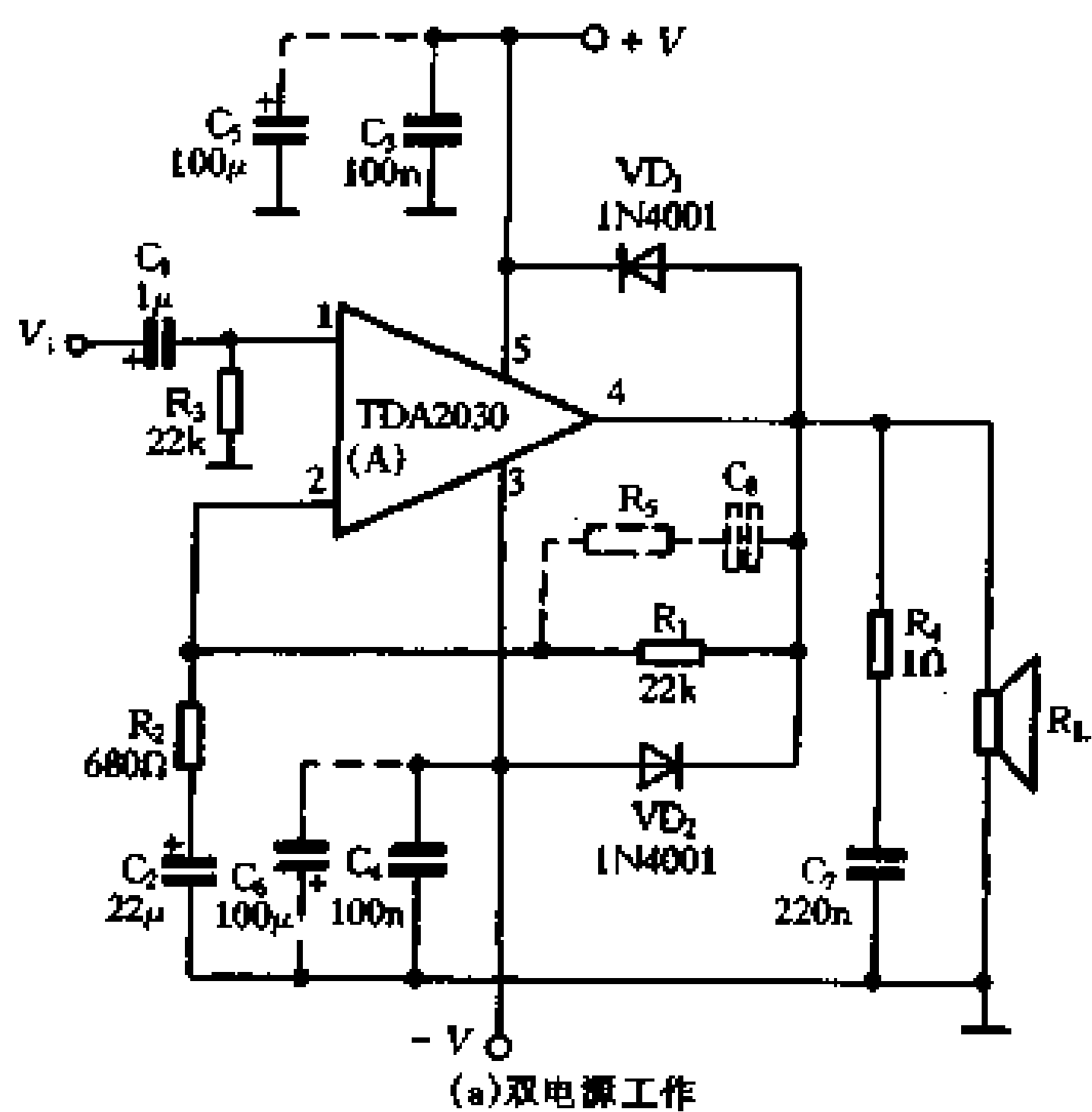


图 2-61 TDA2030 的应用电路

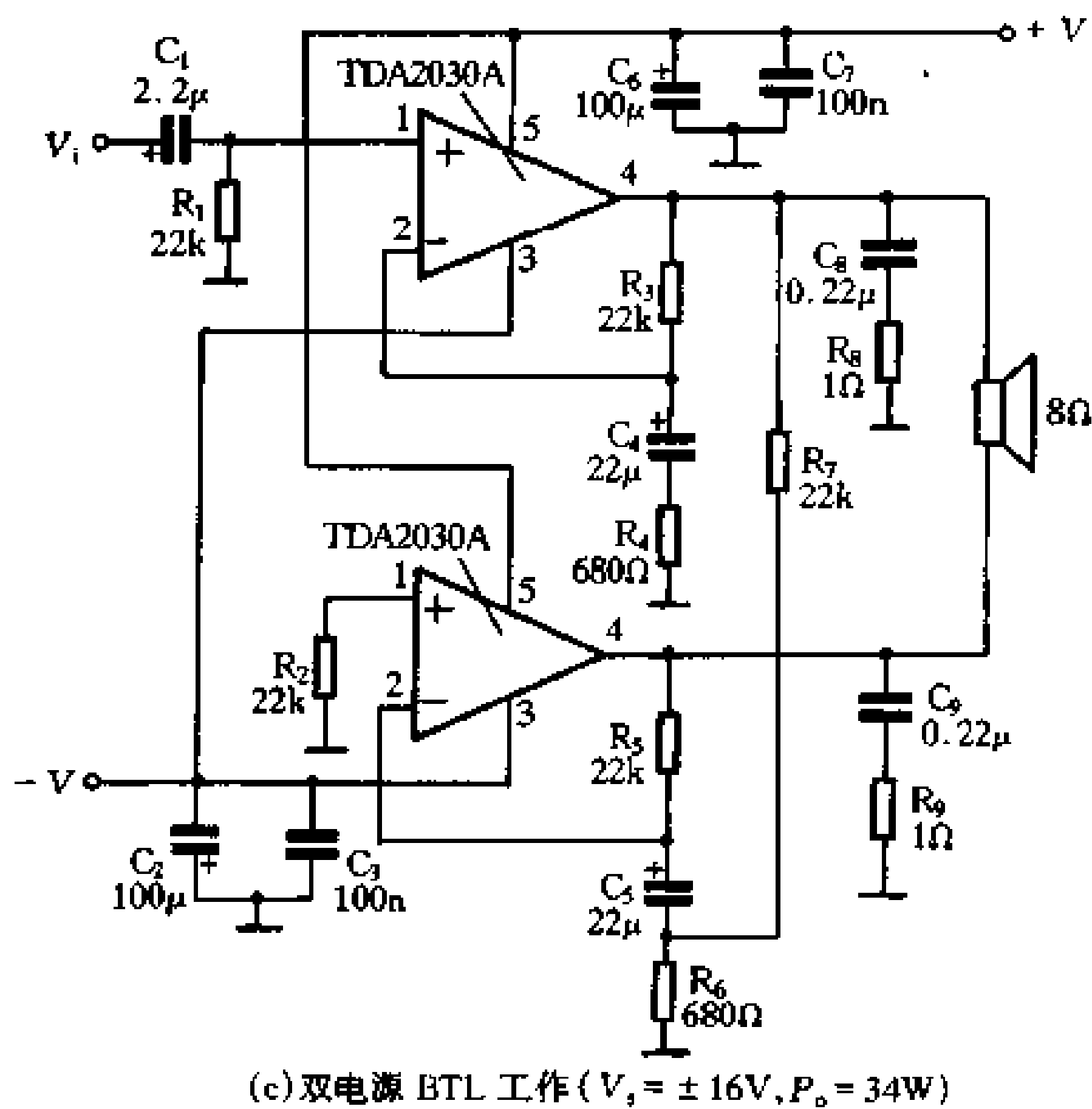
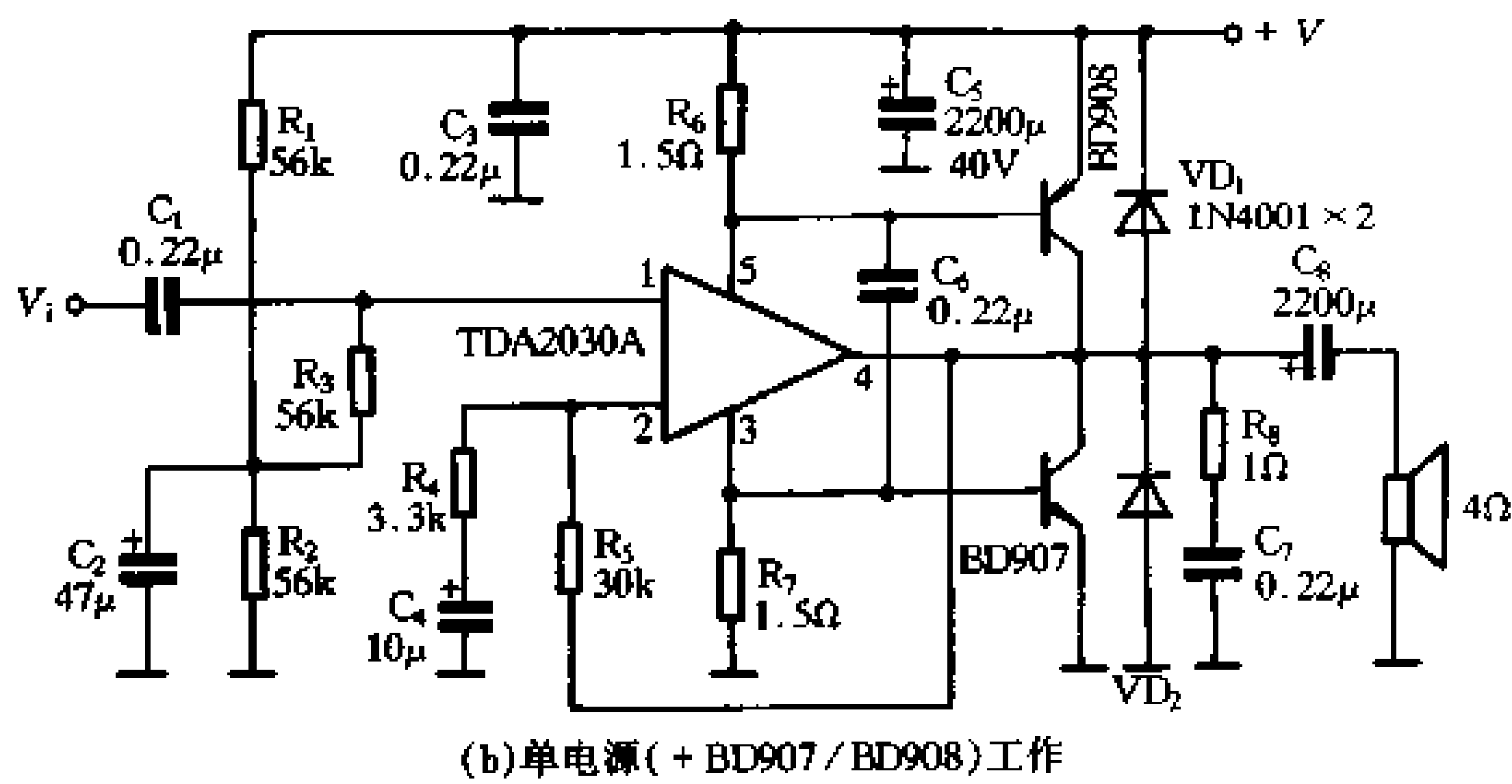
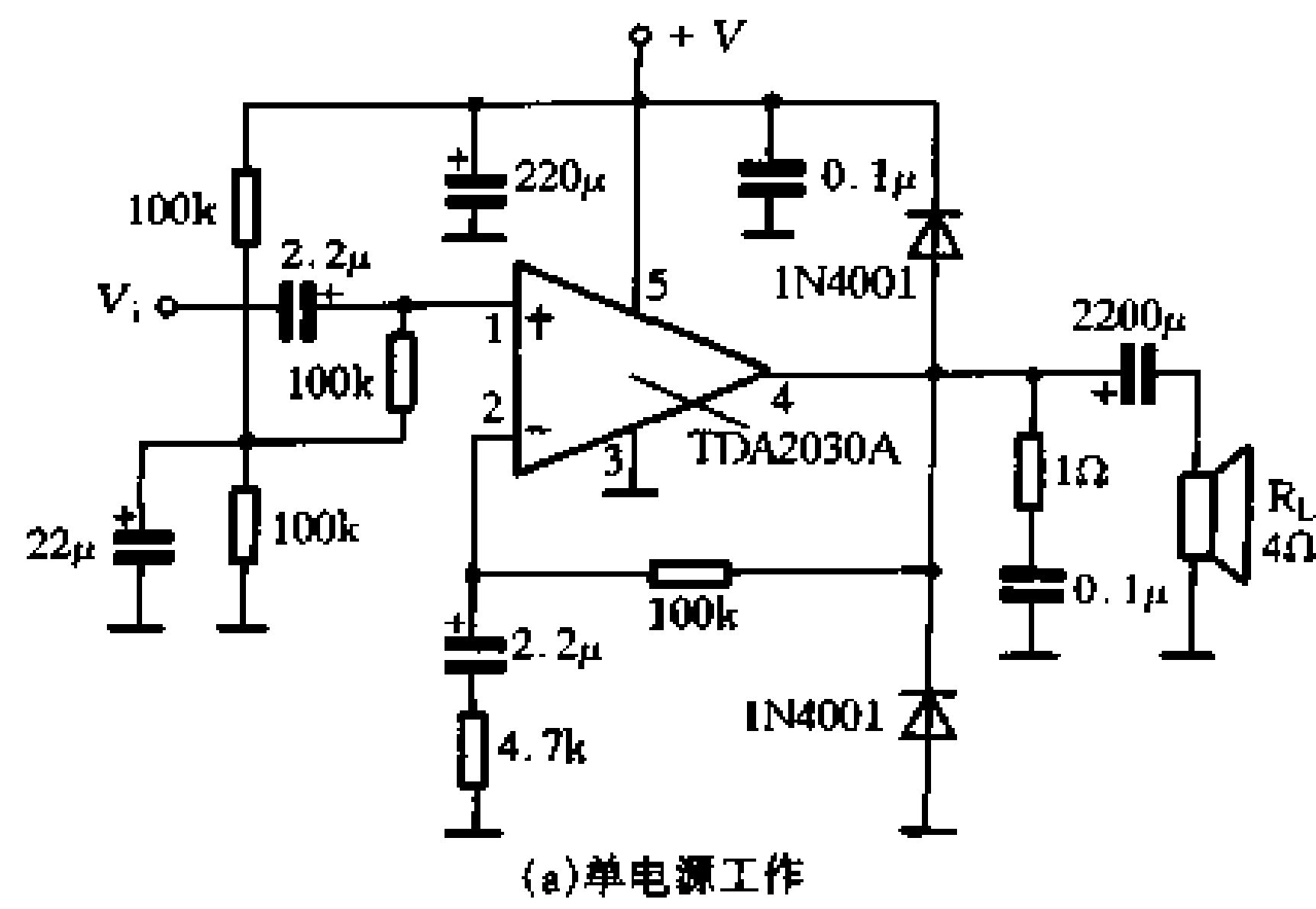
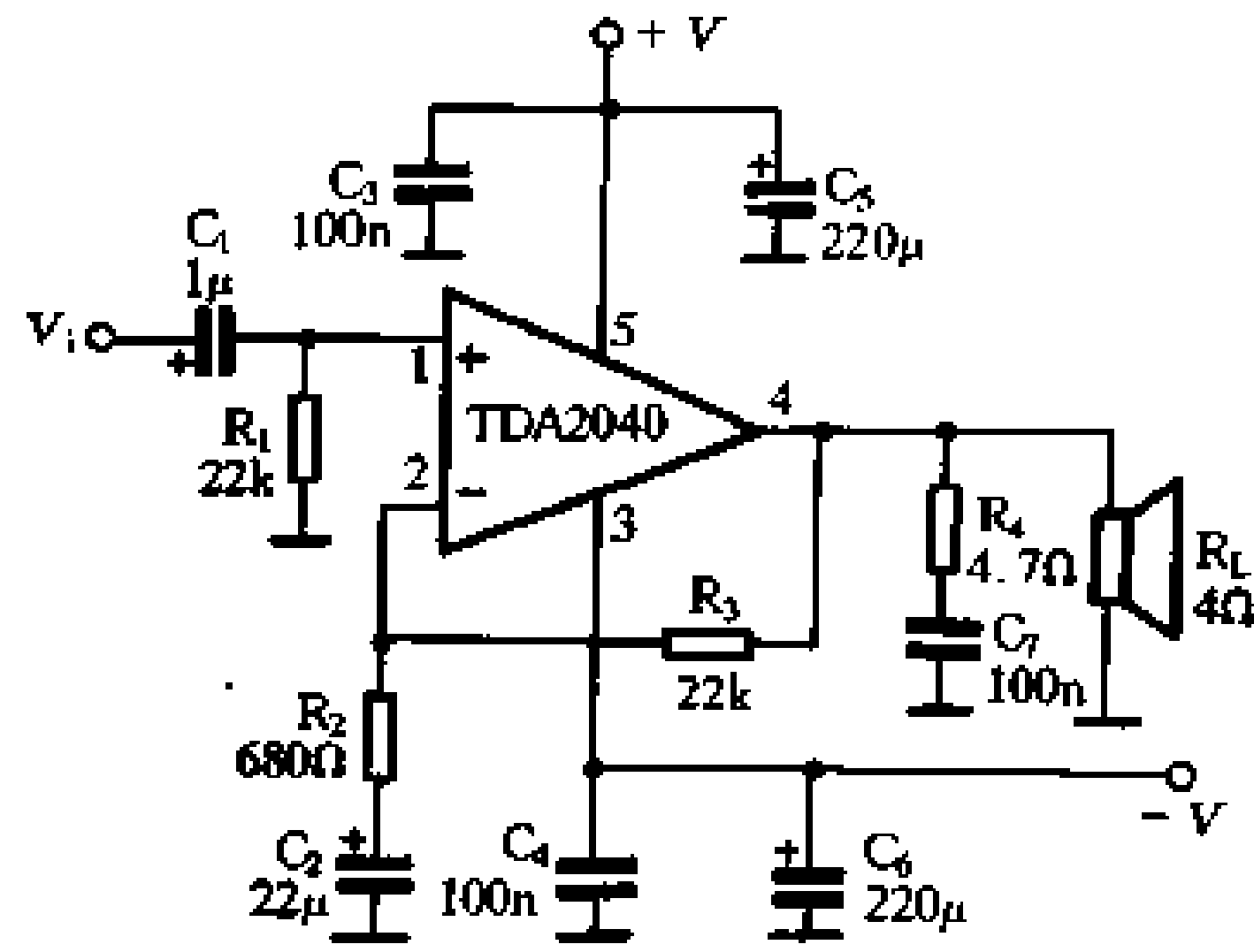
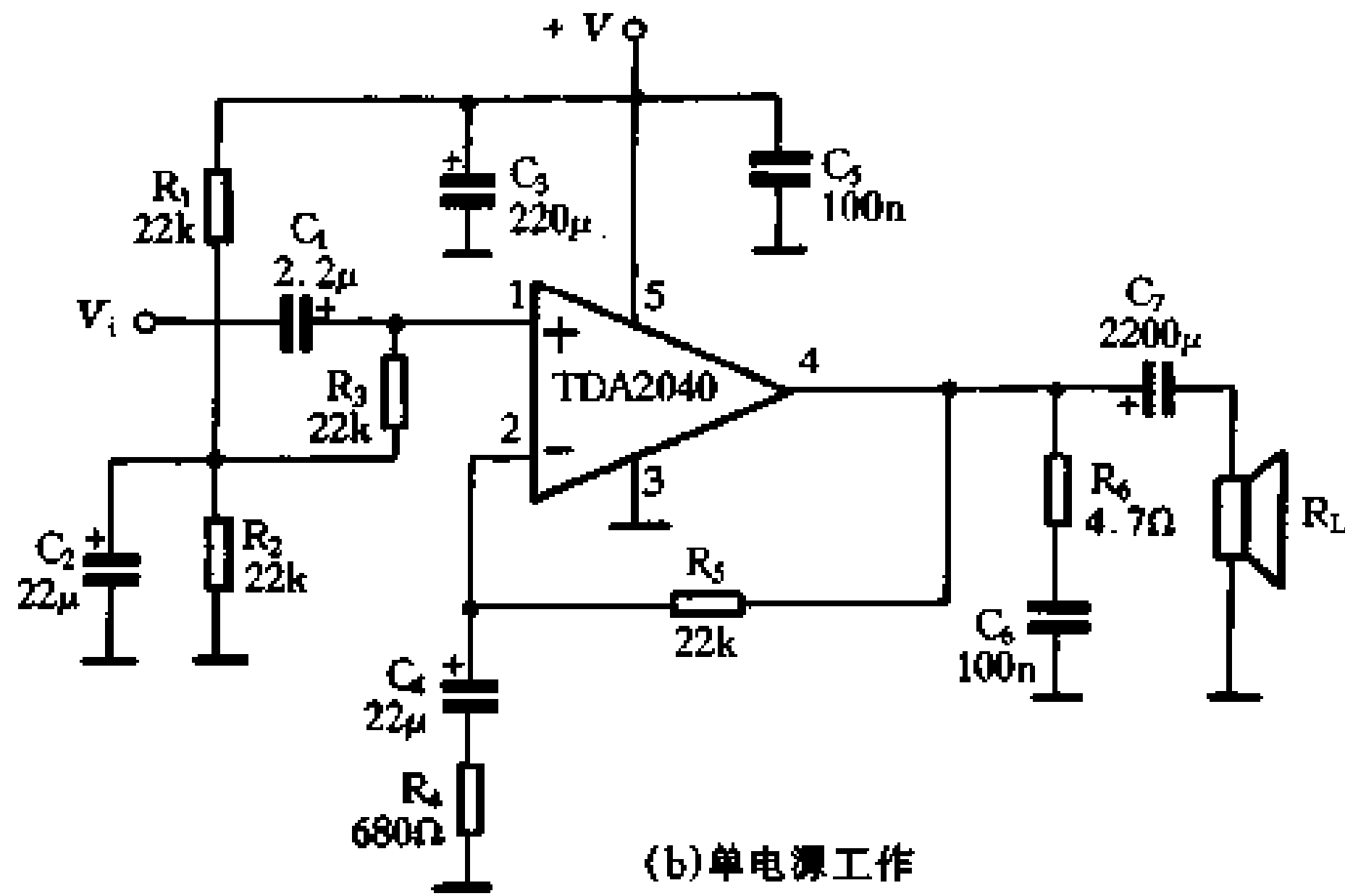


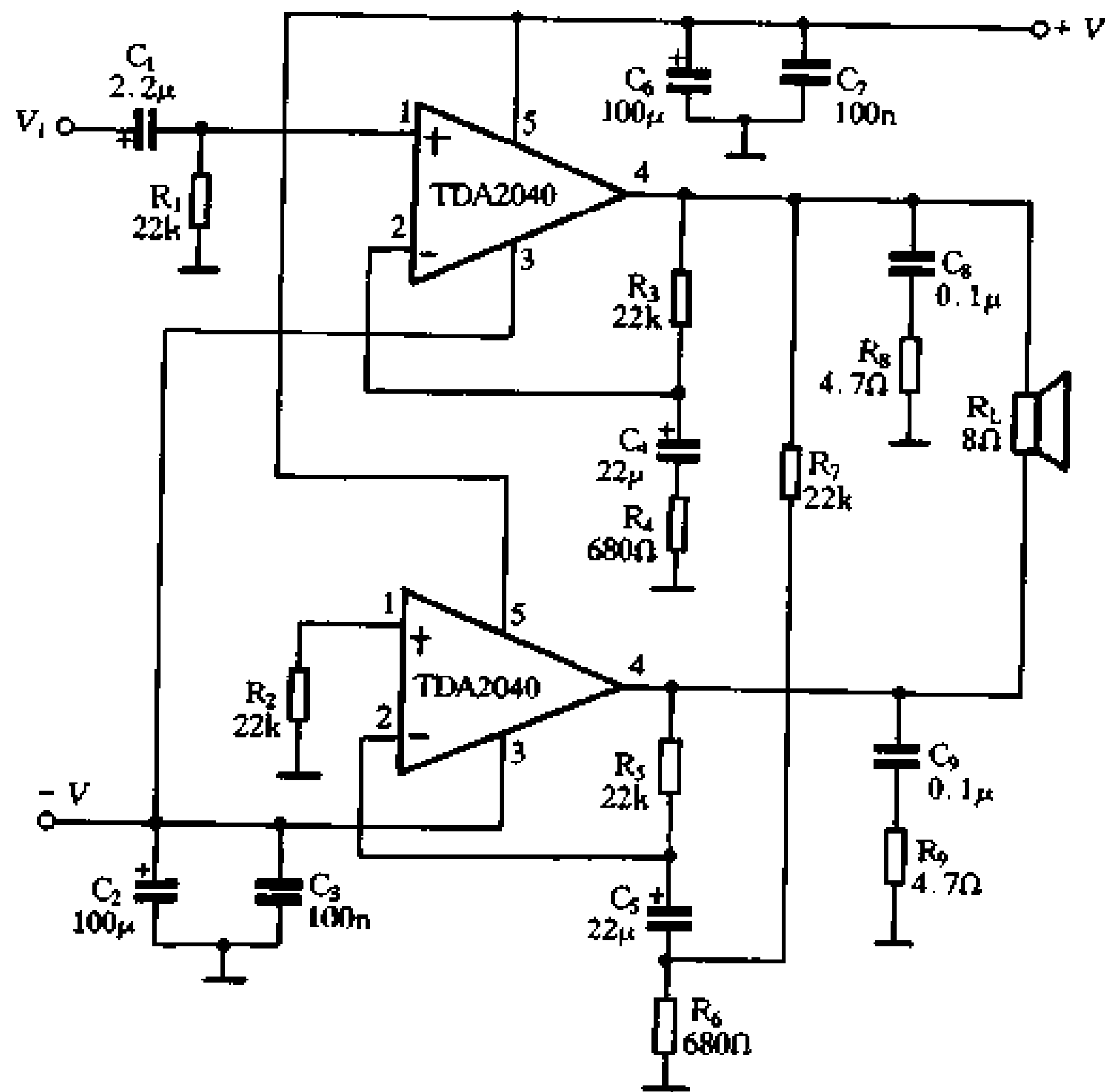
图 2-62 TDA2030A 的应用电路



(a) 双电源工作 ($V_s = 16V, P_o \geq 15W$)



(b) 单电源工作



(c) 双电源 BTL 工作 ($V_s = \pm 16V, P_o \geq 30W$)

图 2-63 TDA2040 (A) 的应用电路

TDA2040A。为 TDA2040 的改进型产品。它的电源电压范围较 TDA2040 小，但输出功率提高了。应用电路与 TDA2040 完全相同。

二、TDA15 系列功放电路

TDA15 系列功放电路包括 TDA1514A、TDA1516/1518、TDA1519A、TDA1521。是飞利浦公司推出的一系列功放集成电路，这些电路的共同特点是集成度高，外围电路简洁，所用元件少且性能优异。如频响宽、失真小、动态范围大等，而且电路设有过热保护，短路保护，开机延时等多种功能。

1. TDA1514A 的特性及应用电路

TDA1514A 为 9 脚单列直插封装的 50W 单片集成功放电路。它的引脚功能以及内电路结构如图 2-64 所示。电性能参数如附表 2-17 所示。

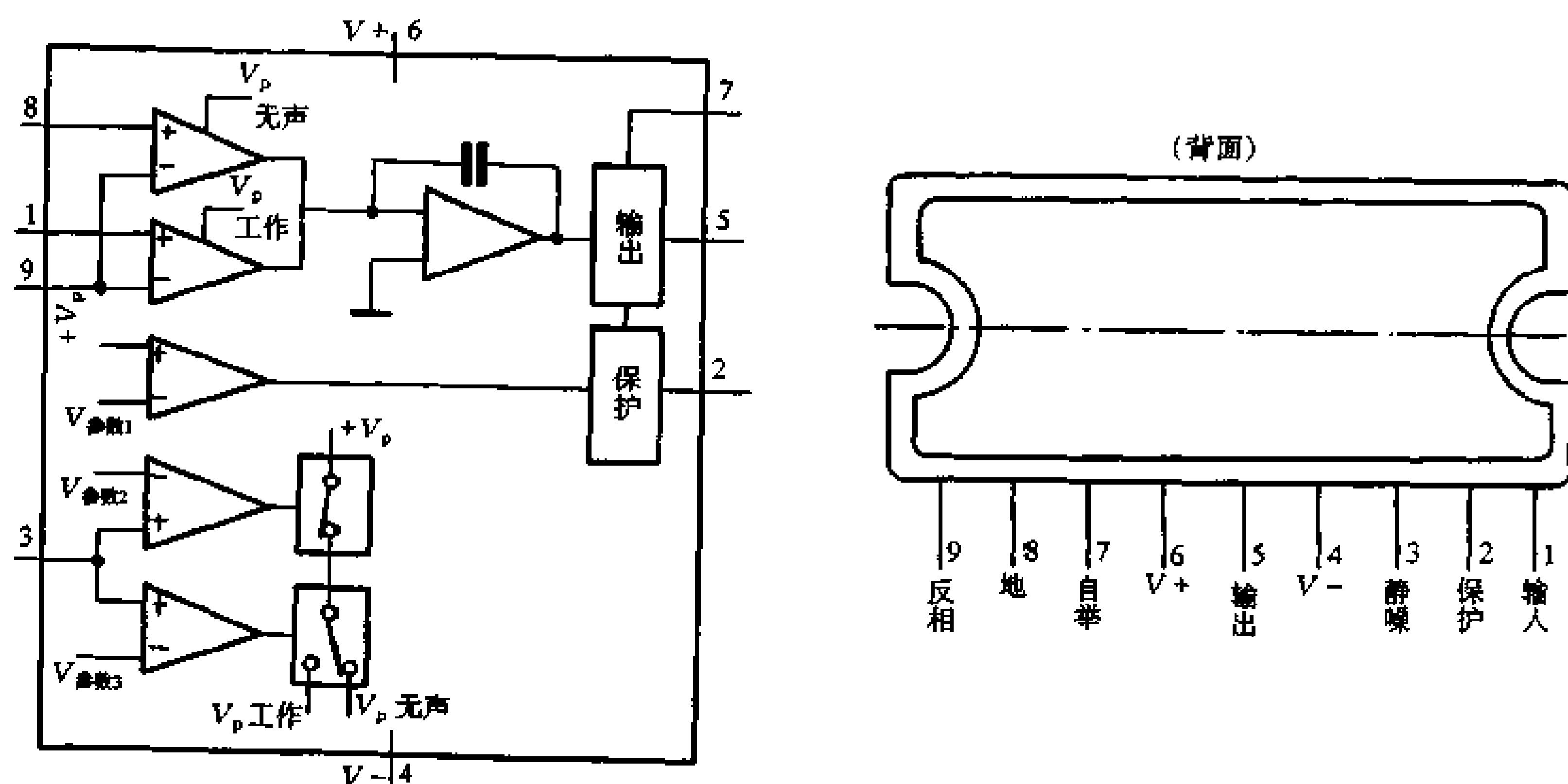


图 2-64 TDA1514A 外形与内电路

TDA1514A 的 1 脚为同相输入端，即信号输入端。9 脚为反相输入端，用来输入反馈信号，以实现闭环增益调节。5 脚为输出端，采用双电源时，不需电容耦合。2 脚为安全工作区域保护泄漏取样电阻外接端。3 脚是开机噪音抑制解除电容外接端。7 脚为自举电容电路外接端。

表 2-17 TDA1514 电参数表

项 目	符 号	单 位	测 试 条 件	参 数 规 范		
				最小值	典型值	最大值
电源电压	V_P	V		± 9	± 23	± 30
总静态电流	I	mA	$V_P = \pm 27.5V$		60	
输出功率	P_O	W	$V_P = \pm 27.5V$ $R_L = 8\Omega$ $THD = -60dB$		40	
			$V_P = \pm 23V$ $R_L = 4\Omega$ $THD = -60dB$		50	

续表

项 目	符 号	单 位	测 试 条 件	参 数 规 范		
				最小值	典型值	最大值
自举电压	V_{bst}	V	引脚⑦至④			70
输出电流	I_{omax}	A	重复峰值	6.4		8
开环电压增益	G	dB			30	
输入电阻	R_i	k Ω			20	
电源电压纹波抑制	SVRR	dB	$f = 100\text{Hz}$		72	
信号噪声比	S/N	dB	$R_O = 50\text{mW}$		82	

6脚和4脚分别为正、负电源供给端。8脚为接地端。

图 2-65 为它的典型应用电路。R₂、R₃ 为反馈电路，调节它们的比值，可调整电路的闭环增益。为了提高电路的动态范围，由 C₅ 与 R₅、R₆ 构成自举电路。

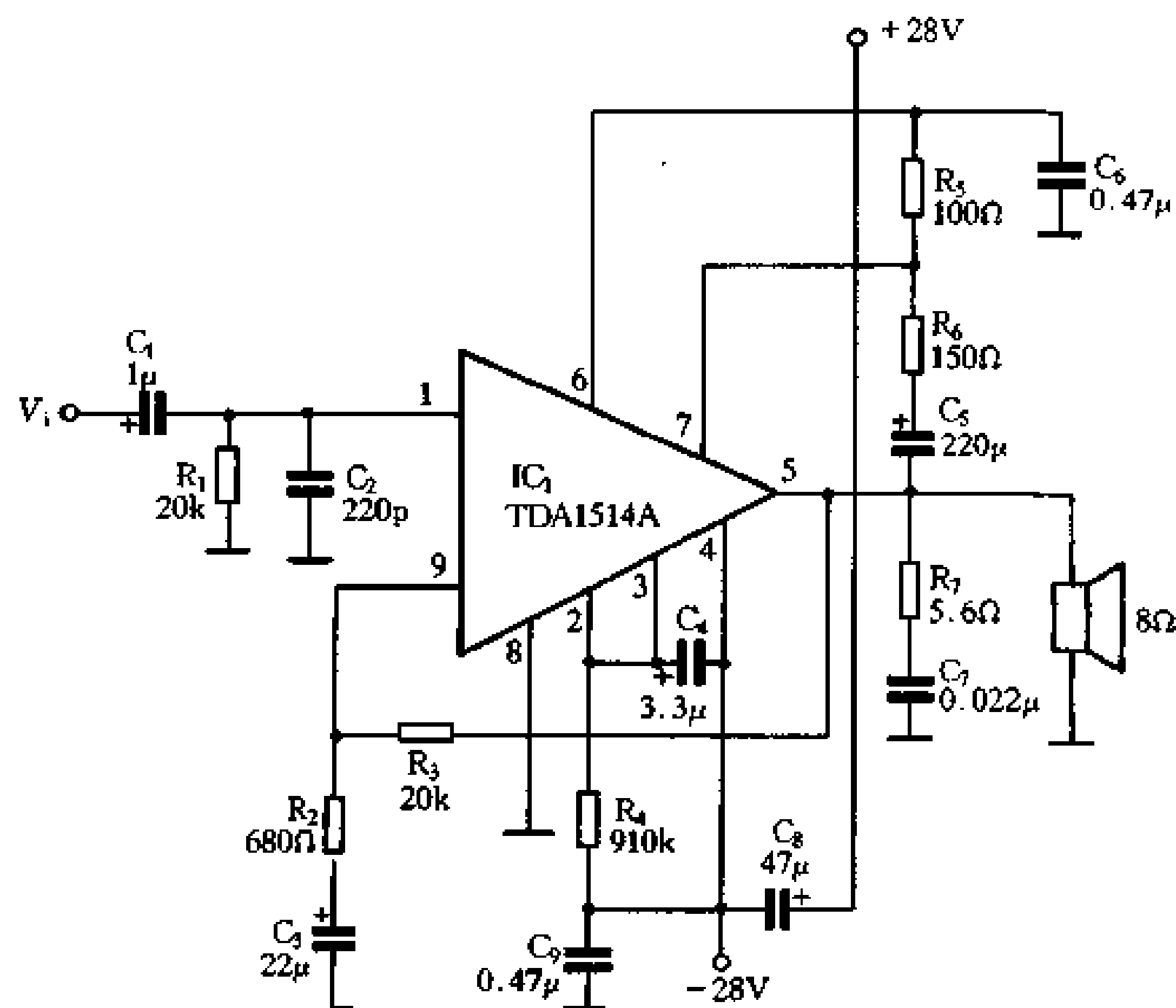


图 2-65 TDA1514A 的应用电路

TDA1514A 的开机噪声抑制是通过电容 C₄ 来实现的。在开机瞬间，电容 C₄ 两端电压不能突变，故电源 -V 无损失地送至 3 脚，迫使电路内无声开关电路动作，使开机噪声被抑制。随着电容 C₄ 的充电，当其两端电压升至 V₋ 值时，3 脚电压降至 0，迫使与 3 脚相接的无声开关自动解除，放大器的功放功能正常实现。电阻 R₄ 是为安全区域保护而设的，正常情况下 2 脚的静态电流为微安级。

图 2-66 是一个用 NE5532 作前置放大并配有高、低音控制的 40W 双声道功率放大器。NE5532 是一只颇具盛名的高速、低噪声双运放，在本电路中左、右声道各用其一半。本级电压增益 $A_V = 20 \log (R_3 / R_5) \approx 24\text{dB}$ 。C₇~C₁₂ 和 R₉~R₁₂ 以及 RP₃、RP₄ 等组成

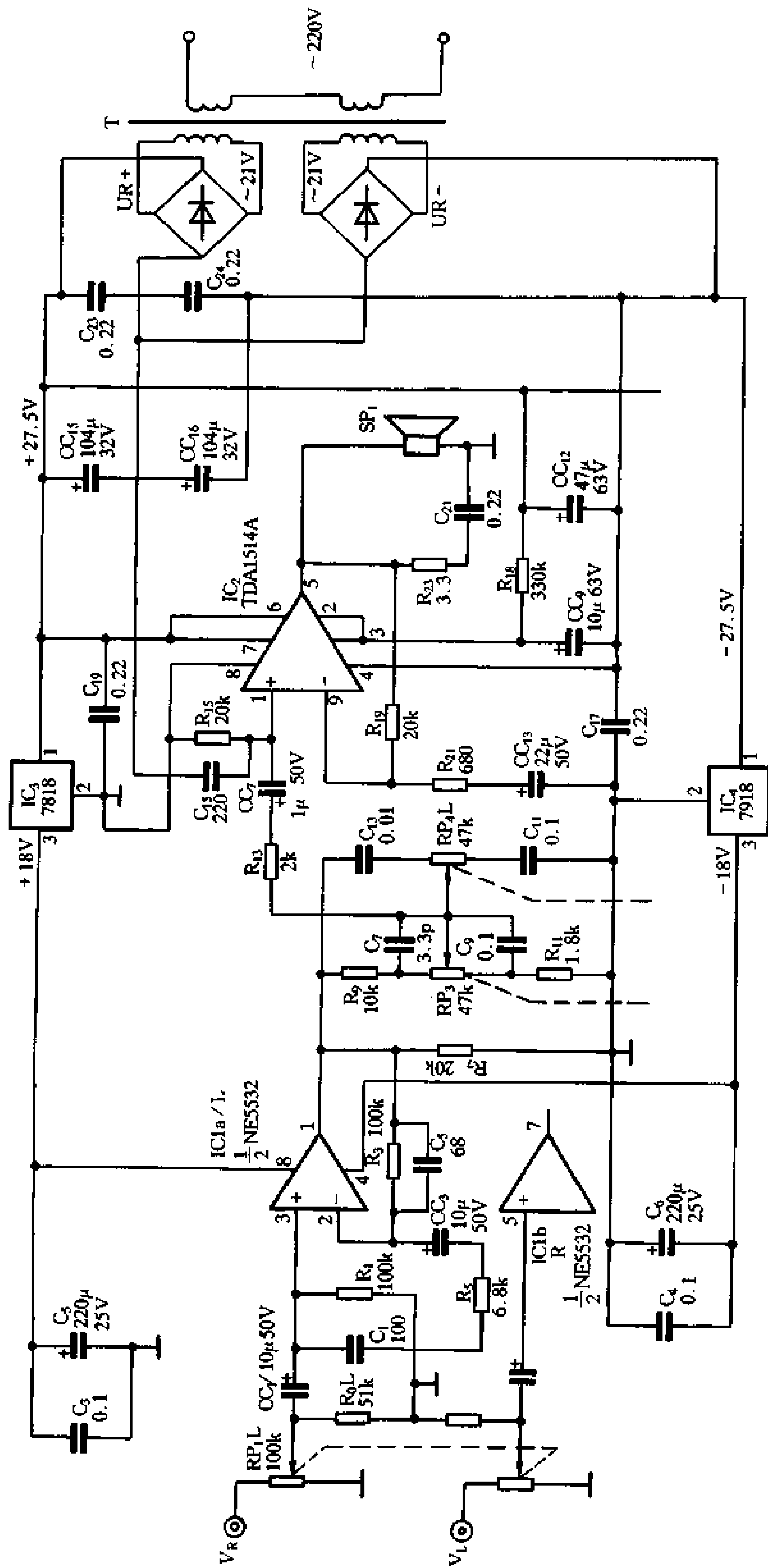


图 2-66 40W 功率放大电路

衰减式高、低音控制电路。这种控制电路的衰减量虽然大一些，但可以取得较宽的控制范围。

电路的供电电源采用双桥整流，大电容滤波。功放 IC 由整流、滤波后的 $\pm 27.5\text{V}$ 直接供电；前置级由 $\pm 27.5\text{V}$ 电源分别经三端集成正负稳压块 7818 和 7918 稳压、经 $C_3 \sim C_6$ 滤波后形成的 $\pm 18\text{V}$ 供电。这种供电方式电路结构简单、工作稳定。

输入信号由输入端输入后经电位器 RP_1 适当衰减后，经 C_1 耦合至 IC_1 的输入端 3 脚，经 IC_1 放大后输出至 RC 音调控制电路，RC 电路对信号频谱中不同的频率分量进行必要的提升和衰减后，由 R_{13} 、 C_7 耦合到末级功放 IC_2 进行功率放大。

图 2-67 是一个用 LF356 作前置放大并设有直流伺服电路的功率放大器。电路本着简洁至上的原则，采用一只 LF356 构成一个带直通开关的衰减式音调控制电路。直通开关的作用是当播放保真度很高的(如 CD 唱片)音乐时，切除音调电路，使放大器输出不加修饰的声音。

对于功放 TDA1514A，去掉自举电路，将 6、7 脚相连。取消自举后，虽然输出功率减少了 4W，但对降低瞬态失真有利，音质提高了。

功放直流化。将典型应用电路中的反相输入端电容短接，加入 LF356 构成直流伺服电路后，就组成了一款直流功放电路。

功放级采用双桥整流电源，前置级与伺服电路采用独立的有源伺服电源供电。

2. TDA1516 / 1518 的特性及应用电路

TDA1516/1518 均为双路输出功放电路，它们的输出功率为 $5\text{W} \times 2$ ，当接成 BTL 时，输出功率可达 22W。它们除了增益不同外，其它技术性能完全相同。TDA1516 的增益为 20dB，TDA1518 的增益为 40dB。它们都用单列 13 脚封装。

这两只 IC 的主要特点为：外围元件少；输出失调电压低，尤其适用于 BTL 输出；开关时，无扬声器“喀喀”声；内有静噪电路；具有负载交、直流对地或对正电源的短路保护以及过热和反极保护；内部固定增益，两路增益差 $< 1\text{dB}$ ；具有辅助开关装置。

主要技术参数：

电源工作电压： V_P 8.5 ~ 18V。静态电流 I_P (工作状态) 30mA；(静噪状态) 30mA；(辅助开关状态) 100 μA 。输出失调压 $|\Delta V_O| < 200\text{mV}$ 。

输出功率：BTL $1 \times 22\text{W}$ ， $THD = 10\%$ ；

双声道 $2 \times 5\text{W}$ ， $THD = 0.5\%$ 。

(测试条件： $V_P = 14.4\text{V}$ ， $R_L = 4\Omega$ ， $f = 1\text{kHz}$ ， $T = 25^\circ\text{C}$)

输入阻抗：60k Ω 。

输出噪声电压：150 μV ， $R_L = 0\Omega$ 。

应用电路：图 2-68 是 TDA1516 构成的单电源供电的 BTL 功放电路。全电路结构极为简单。它的内部是一对完全对称的运放，放大器稳定性极好。内部电路还设有输入电压比较校正电路。外围元件很少。采用 BTL 接法时，输出功率可达 22W。

图 2-69 是采用 TDA1516 构成的双路输入、双路输出的双声道功放电路。它的接法与 BTL 接法相近，目前已得到广泛应用。

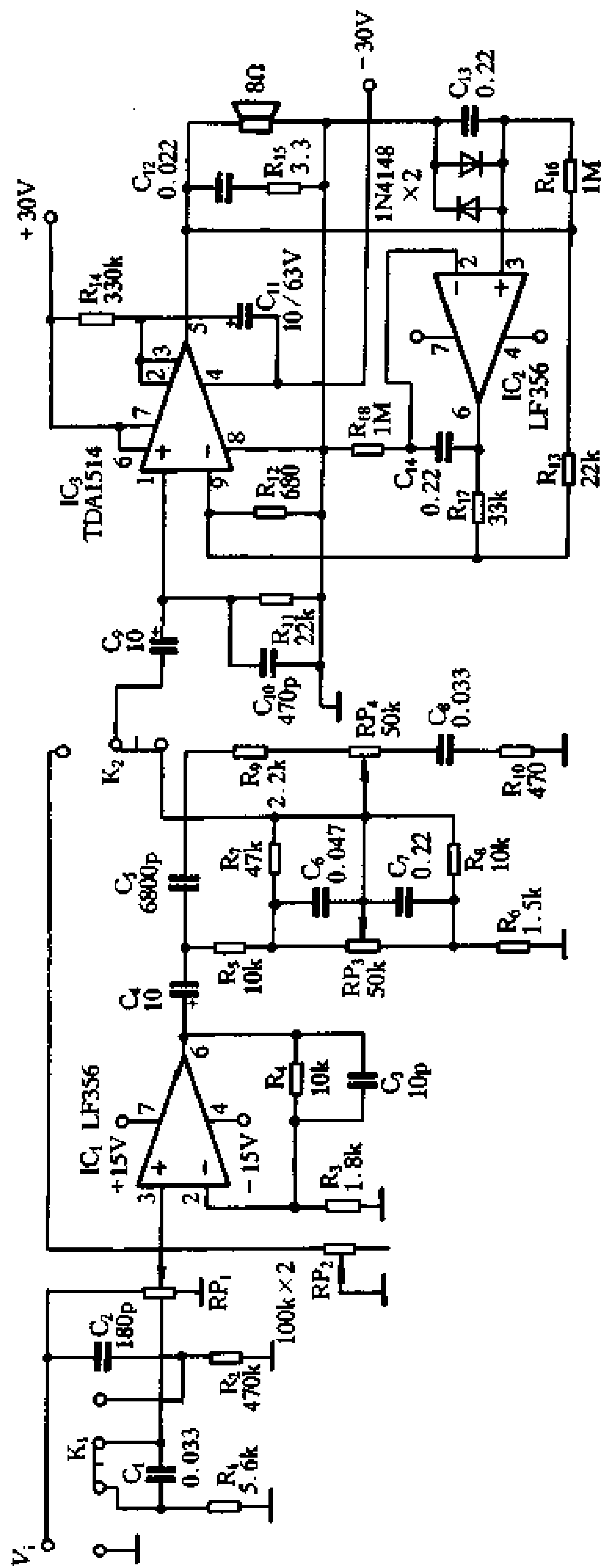


图 2-67 采用 LF356 的功放

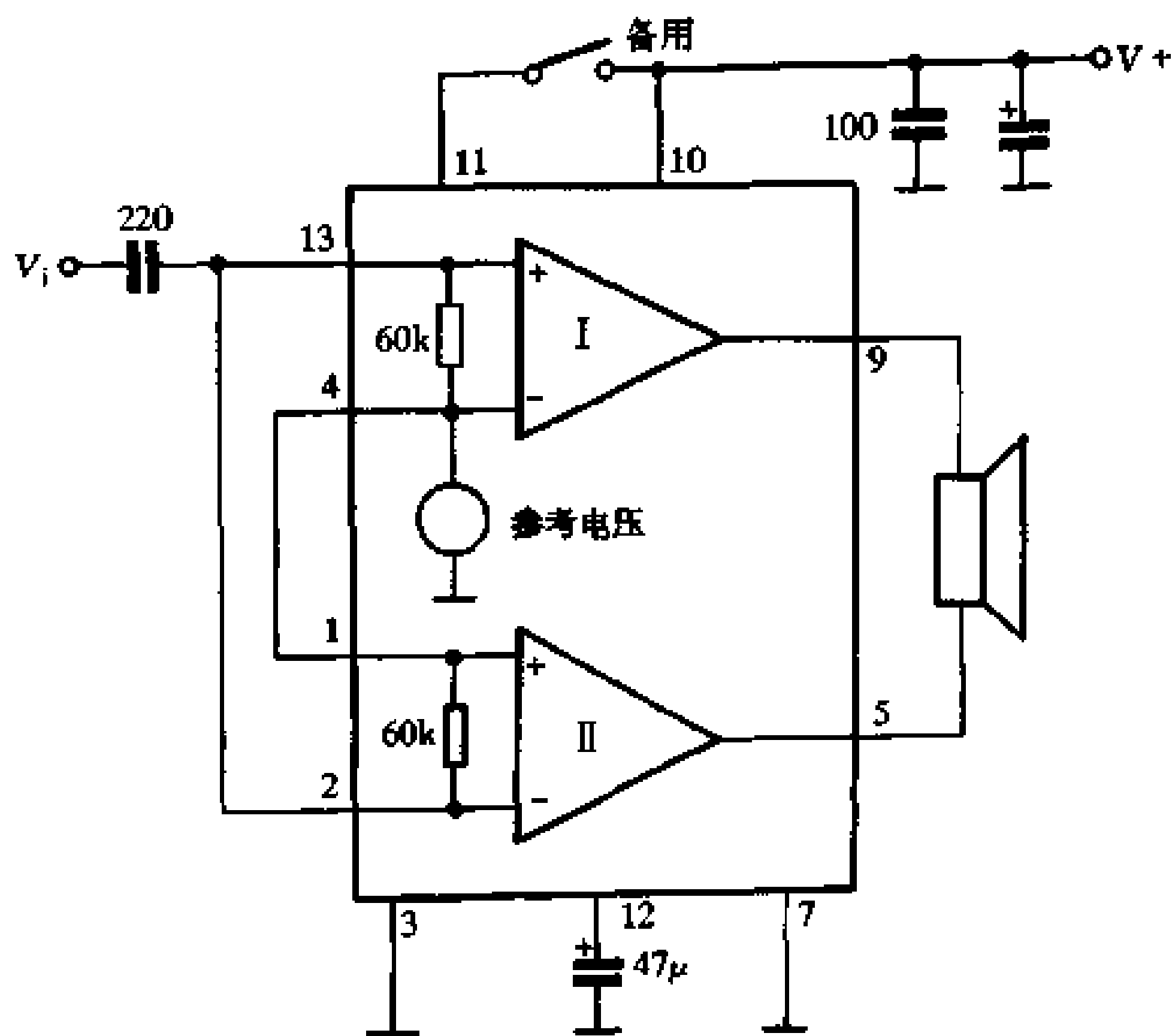


图 2-68 TDA1516BTL 功放

3. TDA1519 的特性及应用电路

该电路采用 9 脚单列直插封装，具有工作电源电压范围宽，增益高、输出功率大、失真度小等优点。电路内设有两路相同的放大器，具有负载开路，交流及直流对地短路、过热等多种保护功能，具有静噪控制及电源等待状态等功能。双声道工作时，仅需外接 4 只元件，BTL 工作时，仅需外接 1 只元件，是目前同类 IC 中外接元件最少的功放电路之一。

该电路的主要电参数为：工作电源电压范围为 6~18V。在 $V_C = 14.4V$ 时，静态电流为 $I_Q = 40mA$ 。电压增益 $G_y = 40dB$ (双声道时) 或 $46dB$ (BTL 时)。谐波失真 $THD = 0.1%$ ($P_O = 1W$ 时)。声道分离度 $SeP > 40dB$ 。双声道工作时每声道输出功率 $P_O = 11W$ ($R_L = 2\Omega, THD = 10%$) 或 $5.5W$ ($R_L = 4\Omega, THD = 10%$)。BTL 工作时输出功率 $P_O = 22W$ ($R_L = 4\Omega, THD = 10%$)。

应用电路如图 2-70 所示。由于该电路性能优良，外围电路简单，用它装置整机可大大降低生产成本。

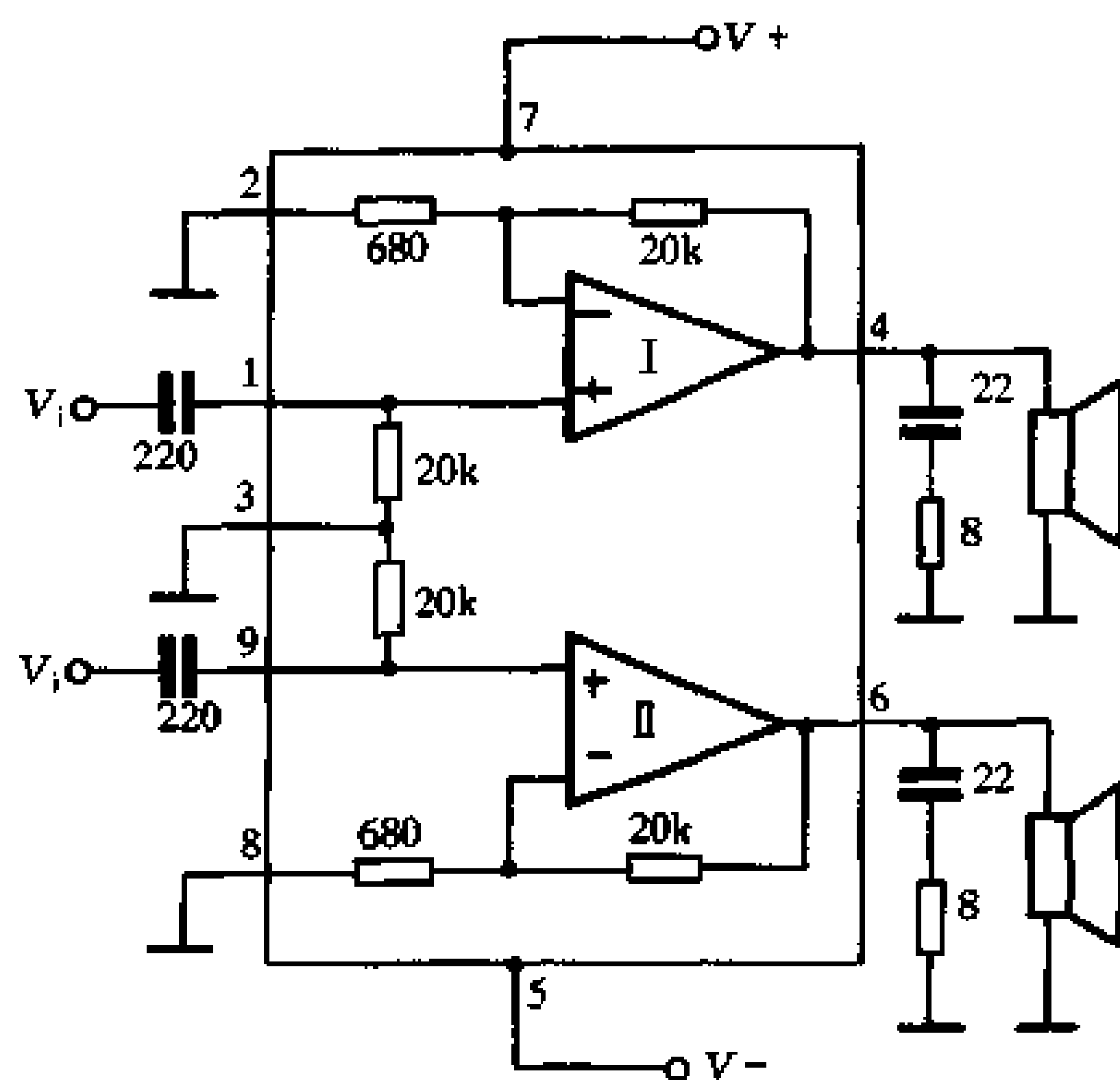


图 2-69 TDA1516 双声道功放

4. TDA1521 的特性及应用电路

TDA1521 是飞利浦公司推出的一种性能优异的功放集成电路，具有频响宽、瞬态互

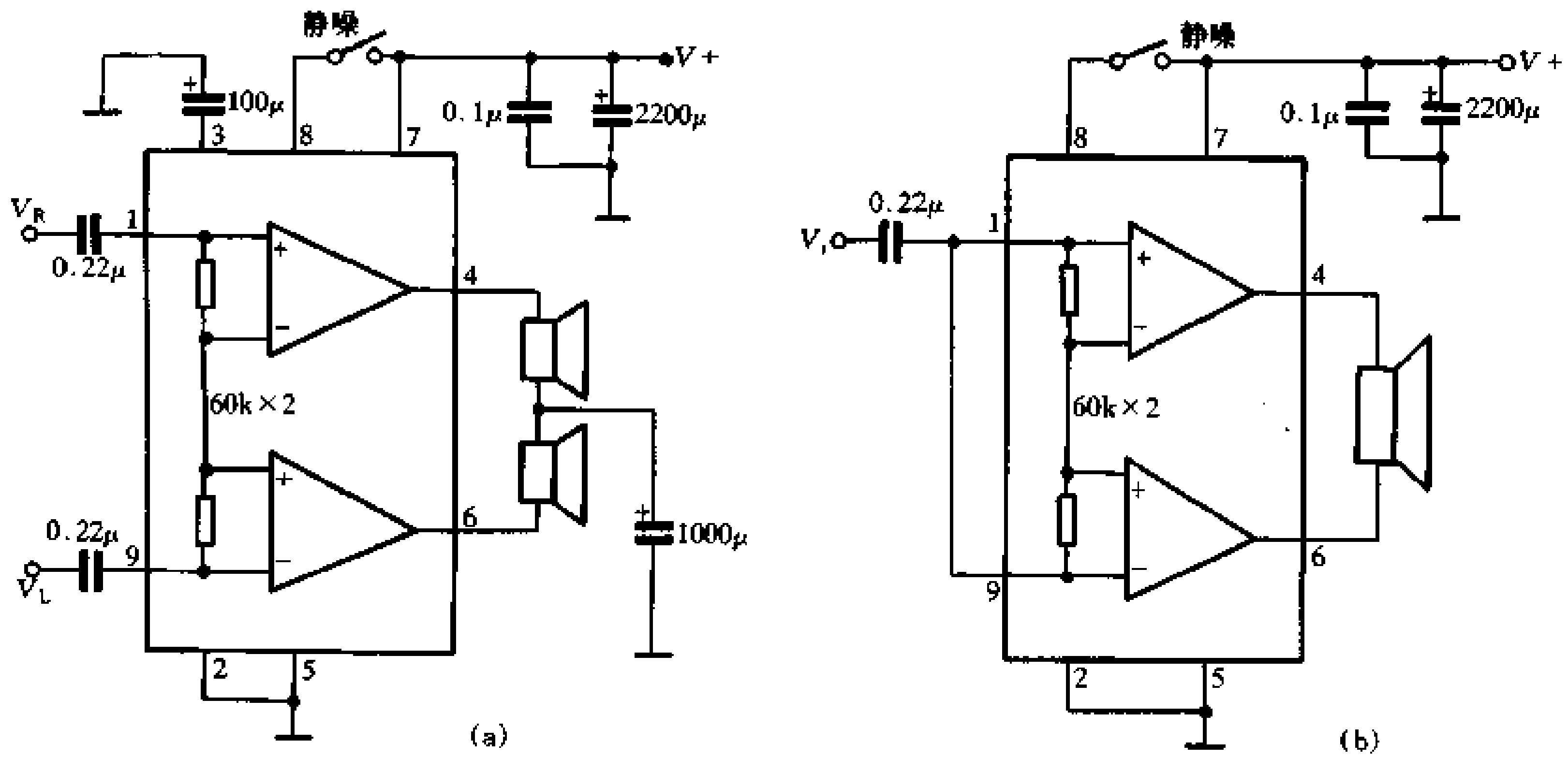


图 2-70 TDA1519 的应用电路

调失真小、转换速率高、输出功率大的特点。

TDA1521 包括 TDA1521、TDA1521A、TDA1521B、TDA1521AQ、TDA1521BQ、TDA1521Q 等型号，它们的内电路及电参数基本相同，仅封装形式有所不同。该电路采用 9 脚单列直插封装 (TDA1521) 及单列锯齿形封装 (TDA1521Q)。电路内设有两路相同的放大器及短路、过热保护功能。它不仅输出功率大、失真度小，而且声道平衡性能也很好，电源通/断时无冲击噪声而且外接元件少。

该电路工作电源电压范围为 $\pm 7.5 \sim \pm 20V$ 。在 $V_C = \pm 16V$ 时，静态电流 $I_Q = 40mA$ 。电压增益 $G_V = 30dB$ 。谐波失真 $THD = 0.15\%$ ($P_O = 6W$)。每声道输出功率 $P_O = 12W$ ($R_L = 8\Omega$, $THD = 0.5\%$) 或 $15W$ ($R_L = 8\Omega$, $THD = 10\%$)。在单电源 $V_C = 24V$ 时，每声道输出功率 $P_O = 6W$ ($R_L = 8\Omega$, $THD = 10\%$) 或 $8W$ ($R_L = 8\Omega$, $THD = 10\%$)。

TDA1521 的应用电路如图 2-71 所示，为单电源供电时的应用电路。图 2-72 是 TDA1521 的内电路原理图。图 2-73 是用 TDA1521 与 NE5532 组成的有源音箱功放电路，采用双声道输入双声道输出。

5. TDA7294 的特性及应用电路

TDA7294 是 SGS 公司推出的单片大功率功放电路，内含前置运放、末级功放、温度保护、短路保护、静音控制等电路。末级功放采用双极 DMOS 功率晶体管作功放输出，具有输出功率大、频带宽、失真小、通用性好等特点。该电路内的过载短路及超温保护功能完善、工作可靠，当工作温度过高或短路过载时能自动切断输入信号，保护输出电路不致因过载而烧坏。TDA7294 的电参数如表 2-18 所示。

用 TDA7294 组成的功放电路具有外围电路简单、易于制作的特点。电路输入阻抗 $20k\Omega$ ，输入灵敏度 $750mV$ ，该电路既可用 8Ω 为负载，也适用于 4Ω 负载，两种负载下的输出功率相同。

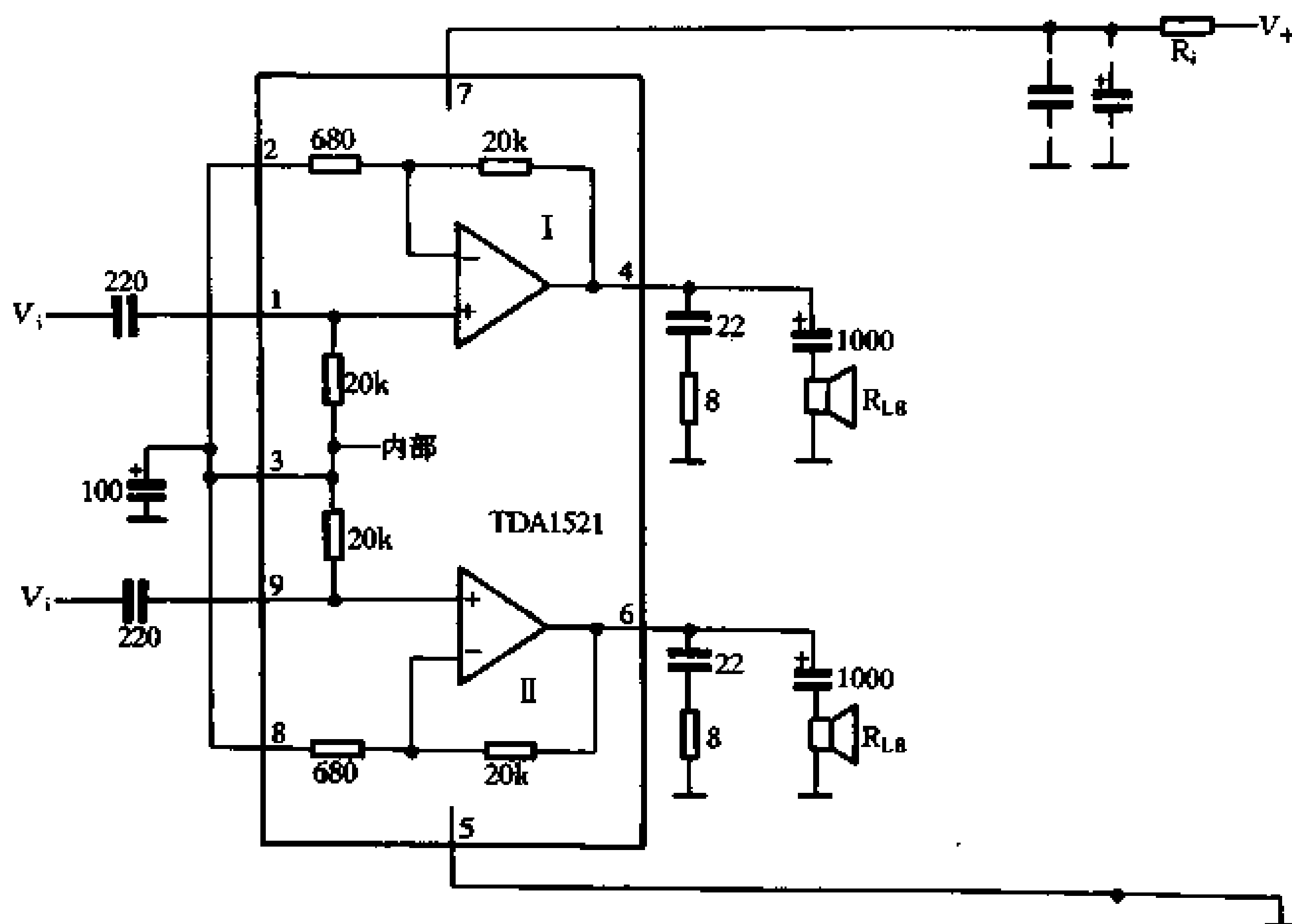


图 2-71 TDA1521 的应用电路

表 2-18

参 数	测试条件	最小值	标准值	最大值	符号
电源电压(V)		± 10		± 40	V_S
静态电流(mA)		20	30	60	I_Q
输入偏置电流(nA)				500	I_b
连续输出功率 RMS (W)	$d=0.5\%$ $V_S = \pm 35V, R_L = 8\Omega$ $V_S = \pm 27V, R_L = 4\Omega$	60 60	70 70		P_O
最大输出功率 RMS (W)	$d=10\%$ $V_S = \pm 38V, R_L = 8\Omega$ $V_S = \pm 29V, R_L = 4\Omega$		100 100		
总谐波失真(%)	$P_O = 5W, f = 1kHz$		0.005		d
开环电压增益(dB)			80		G_V
总输入噪声(μV)	$f = 20Hz \sim 20kHz$		2	5	e

图 2-74 是用 TDA7294 组成的 100W 功放电路，采用 $\pm 40V$ 电压，输出功率为 100W。配套电源应有足够的容量。

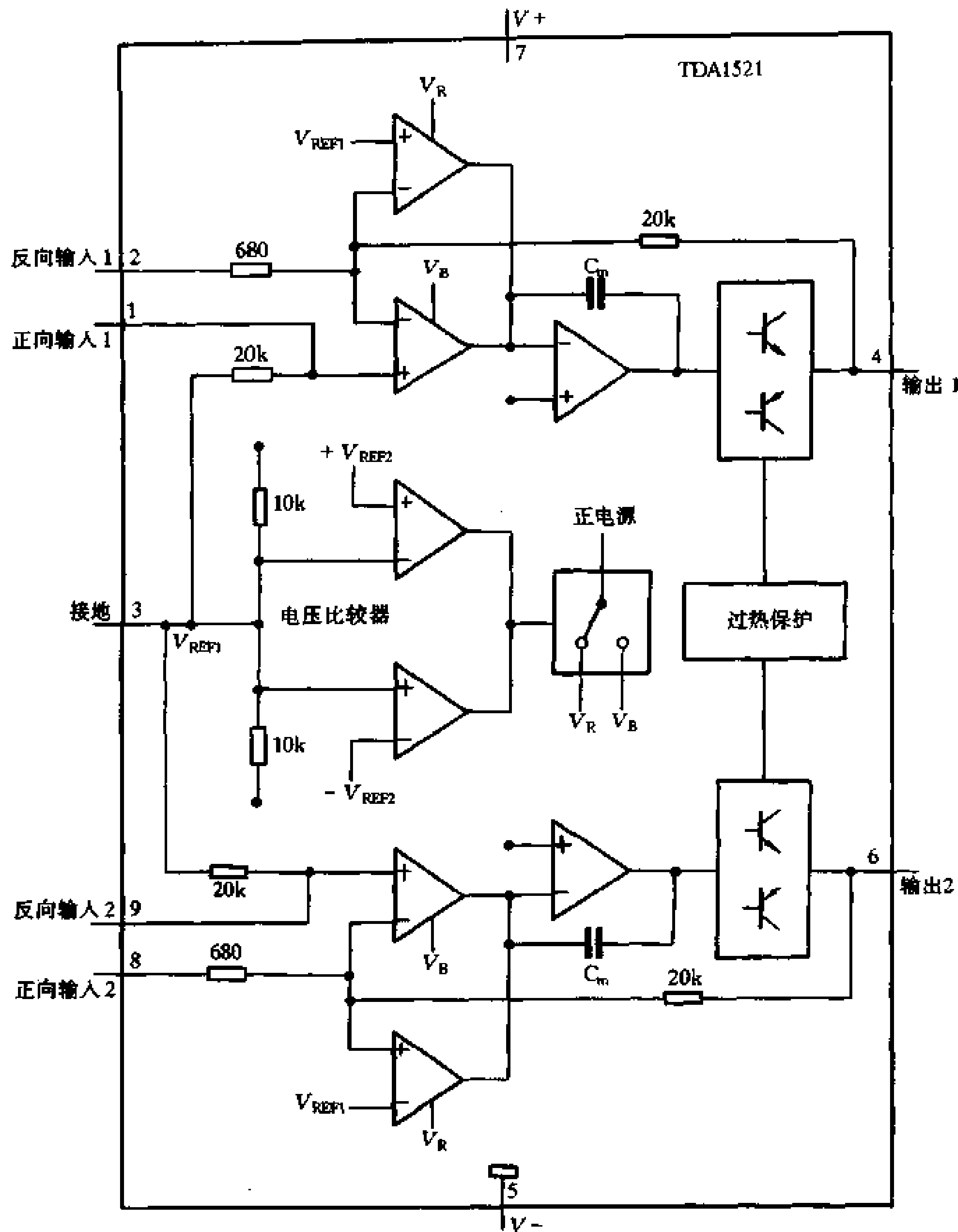


图 2-72 TDA1521 的内电路

2.6.3 HA 系列集成功放电路

一、HA1392 的特性及应用电路

日本日立公司生产的 HA1392 音频功率放大集成电路，无论是性能指标，还是外形结构的设计均较为理想，它的电压适用范围大；内部热保护、噪声抑制、OTL 中点平衡等设计完善；输出带负载能力强；频带宽、功率适中；外围电路简洁，还具有双路输入、输出，堪称音频功放 IC 的上乘之作。它不仅在许多名牌收录机中得到应用，而且在音响设备的维修中成为代替功能极强的一种功放电路。

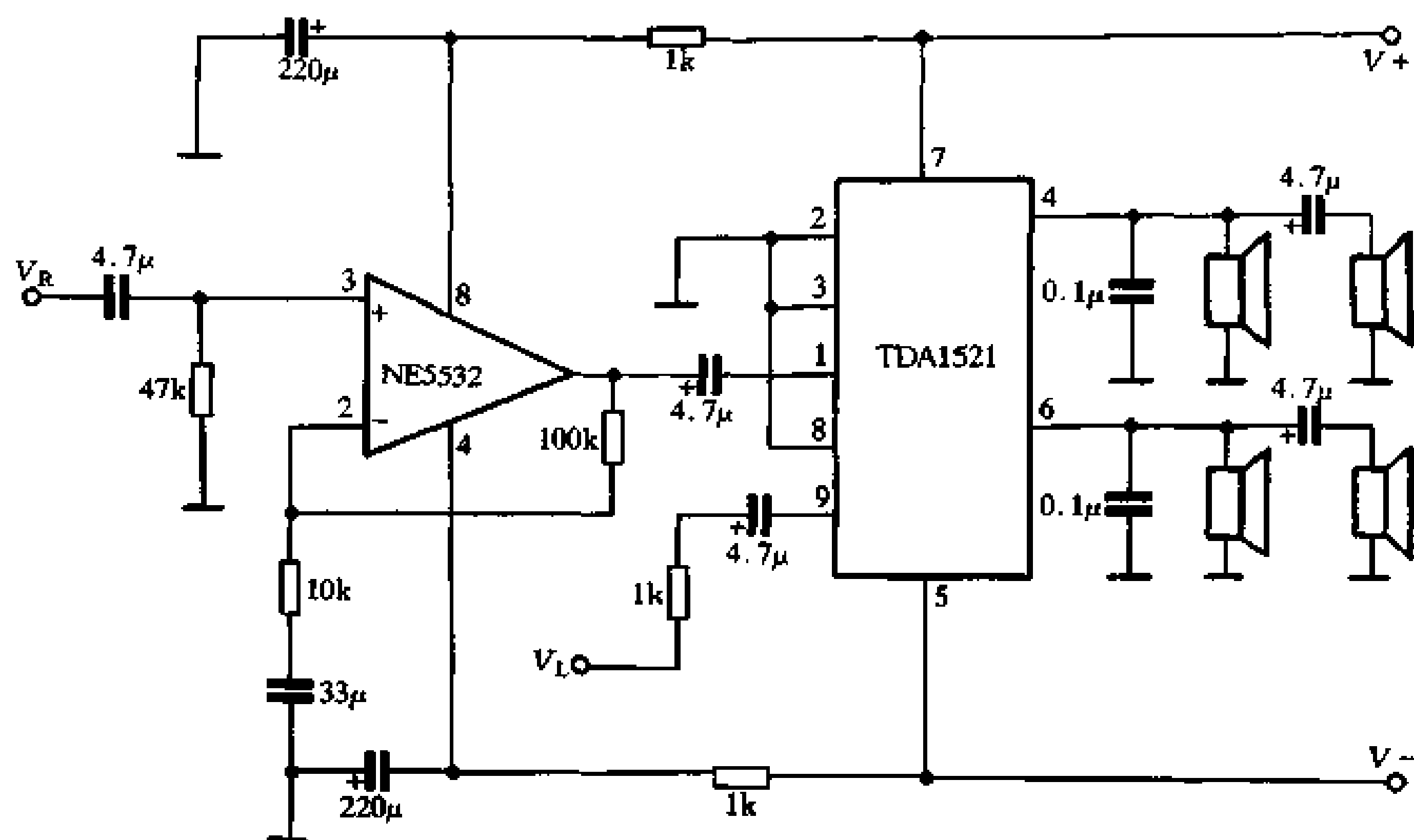


图 2-73 有源音箱功放电路

HA1392 的内部由相同的两只功放和静噪抑制等功能电路组成。输入采用双端差分电路，末级为互补输出功放。采用单列直插 12 脚塑封形式。各引脚功能为：1—反馈端，2—输入端，3—退耦，4—静噪，5—输入端，6—反馈端，7—输出，8—自举，9—地，10—电源，11—自举，12—输出。

HA1392 的电特性为：电源电压 12V，静态电流 36mA，电压增益 $G_V = 46\text{dB}$ ，输出功率 4.3W ($R_L = 4\Omega$)，谐波失真 $THD = 0.25\%$ ，BTL 联接时 ($R_L = 8\Omega, V_C = 20\text{V}$)， $P_O = 22\text{W}$ 。

应用电路如图 2-75 所示。

二、HA1397 的特性及应用电路

HA1397 也是一种性能较好的功放电路，它输出功率大、谐波失真小、频带范围宽，具有热保护和开关电源时产生的爆破音抑制电路，并设有一个稳压电源引脚，对改善瞬态失真很有好处。其电参数见表 2-19。

表 2-19

参数	测试条件	典型值	单位
工作电压	5—12 脚间	± 22	V
	6—12 脚间	± 25	
输出功率	$f = 20\text{kHz}, THD = 0.5\%$ $R_L = 8\Omega$	20	W
谐波失真	$f = 1\text{kHz}, P_O = 2\text{W}$	0.02	%
噪声电压	$R_g = 5.1\text{k}\Omega$ $BW = 20\text{Hz} \sim 20\text{kHz}$	0.35	mV
最大输出电流		7.5	A
输入电阻		5.5	k Ω

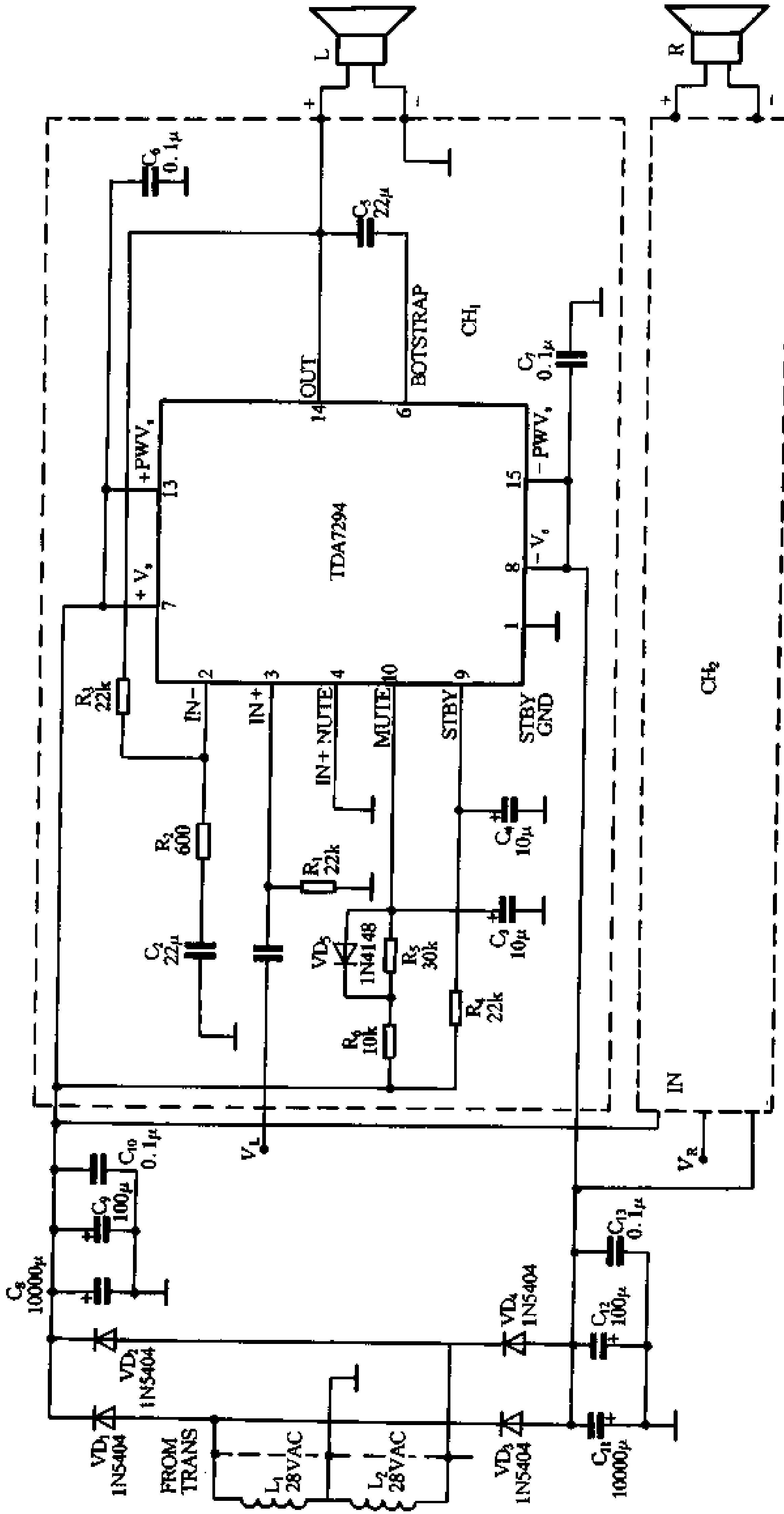


图 2-74 TDA7294 的应用电路

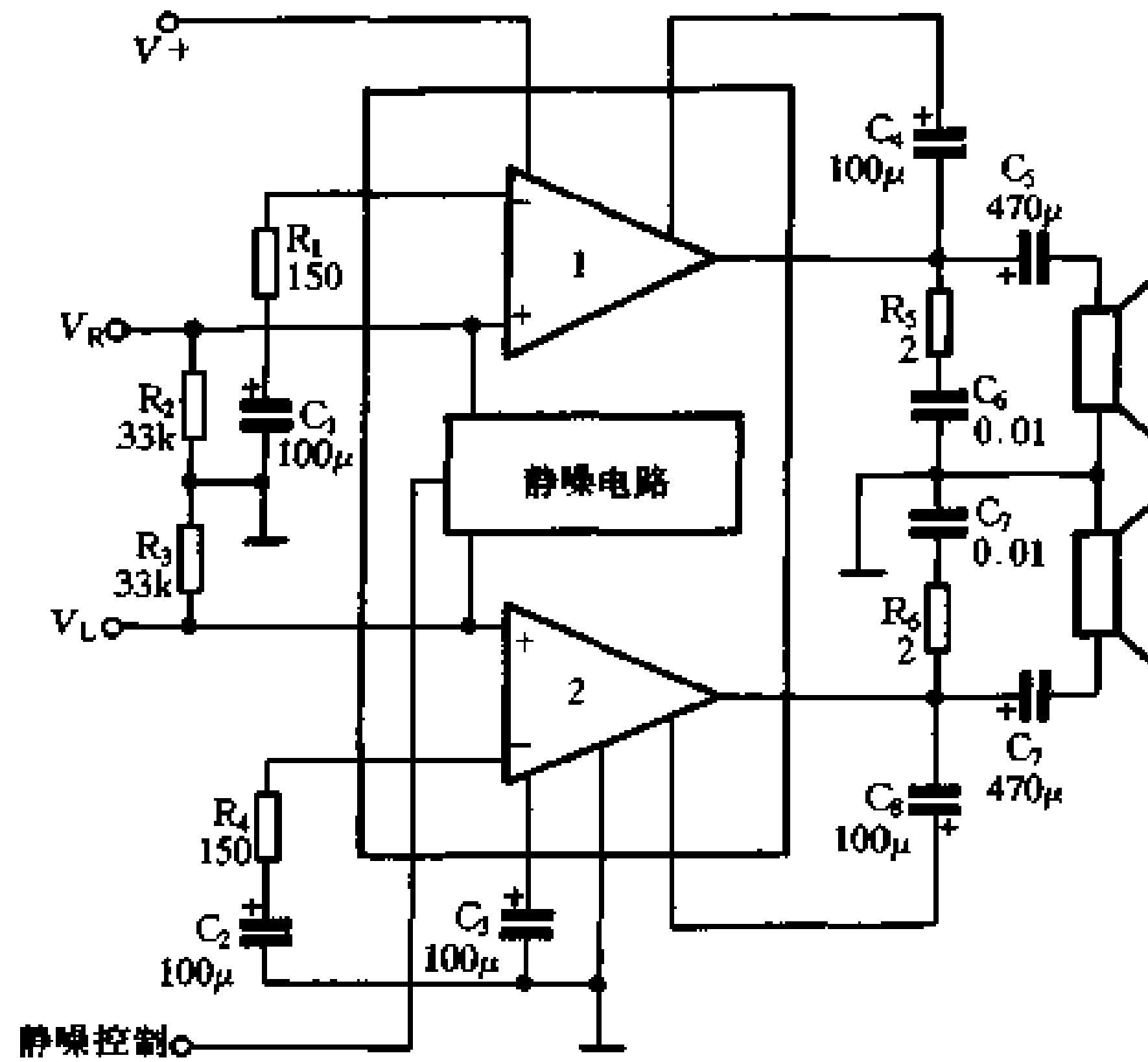


图 2-75 HA1392 的应用电路

应用电路如图 2-76 所示。

在应用电路中，1、2、4 脚为空脚，不接任何元件。5、12 脚分别接非稳压的正、负电源。6、12 脚间加稳压电源。在额定输出功率时，电压增益 $G_V = R_4/R_3 = 38\text{dB}$ 。

HA1397 在极限工作电压 $\pm 30\text{V}$ 时，最大输出功率可达 30W 。

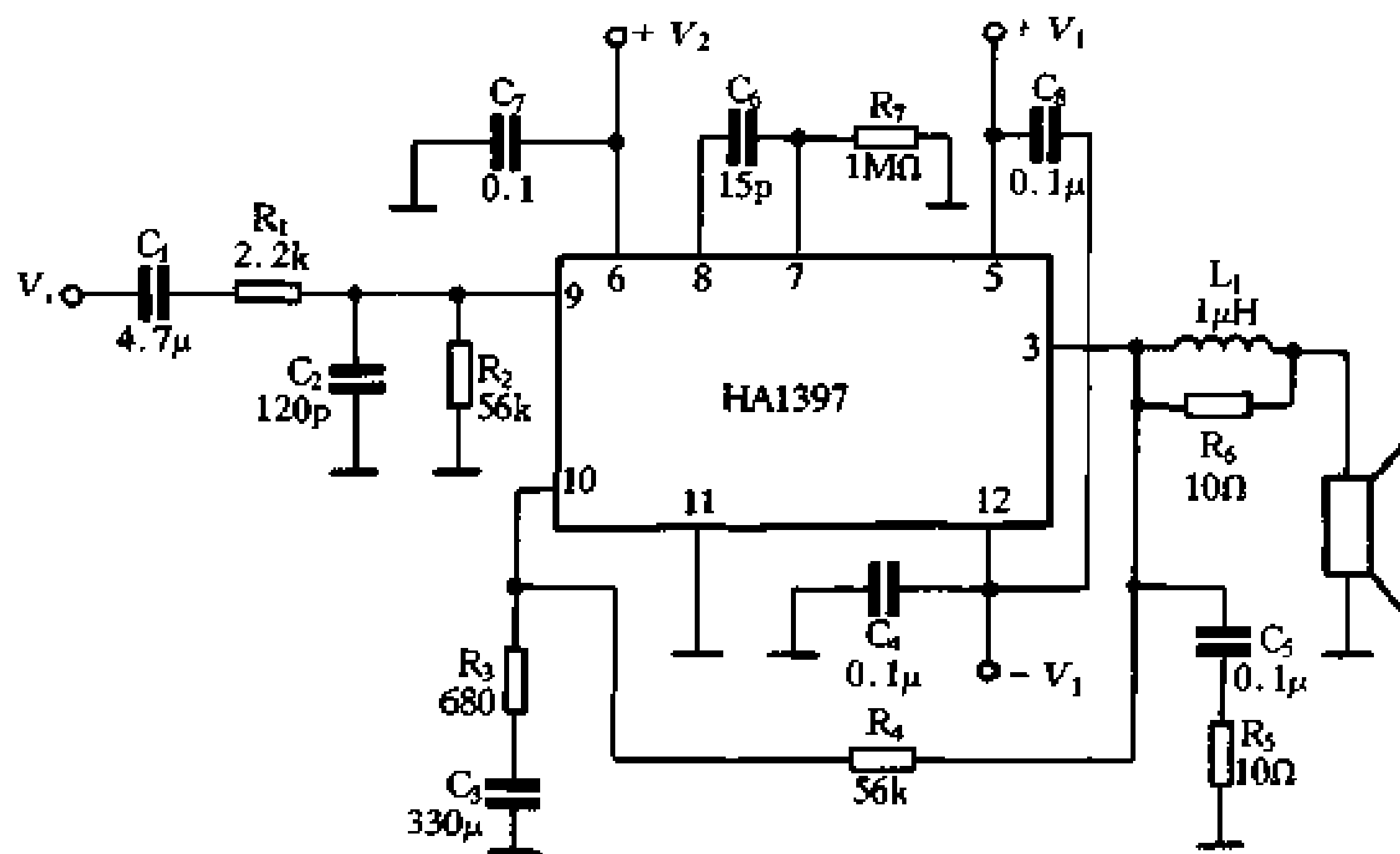


图 2-76 HA1397 的应用电路

2.6.4 STK 系列厚膜集成功放电路

日本三洋公司采用厚膜混合集成工艺制造的 STK 系列功放集成电路具有功率大、频响宽、失真小等特点。广泛应用于民用音响设备和业余制作中。由于它只需把元件在印制板上对号入座焊好，无需调试便能获得 IC 所规定的各项性能指标，因而深受使用者的

欢迎。

为了满足各种不同功率和性能的需求，三洋公司推出了众多型号的 STK 电路。若按总谐波失真的大小来分，大致可分为以下三类。

第一类的 THD 典型值大致在 0.5% 上下，如常见的 STK4151、STK4191 等。如表 2-19、2-20 及 2-21。

第二类的 THD 典型值大致在 0.05% 上下，如常见的 STK461、STK465 等。如表 2-18。

第三类的 THD 典型值大致在 0.01% 以下，例如 STK4036×1 等。如表 2-22。

一、STK465 的特性及应用电路

STK465 是一种双通道厚膜集成功放电路。它的典型工作特性为：工作电源电压 $\pm 28V$ ，当负载为 $R_L = 8\Omega$ ，信号源内阻 $R_g = 600\Omega$ 时，它可输出 $30W \times 2$ 的正弦平均功率。频率响应为：20Hz~20kHz，谐波失真为 0.08%。当电源电压为 $\pm 25V$ 时，在负载 $R_L = 4\Omega$ 时，在失真为 0.2% 的情况下输出功率可达 $40W \times 2$ 。当输出功率为 1W 时，频响可达 10Hz~100kHz。它的输入阻抗为 32k Ω 。

图 2-77 为它的典型应用电路。它可以作 $30W \times 2$ 的功率接续器。在电路中， C_1 、 C_9 可选用无极性电容， C_2 、 C_{10} 为旁路电容，用来滤除高频噪声，容量不可过大，以免造成

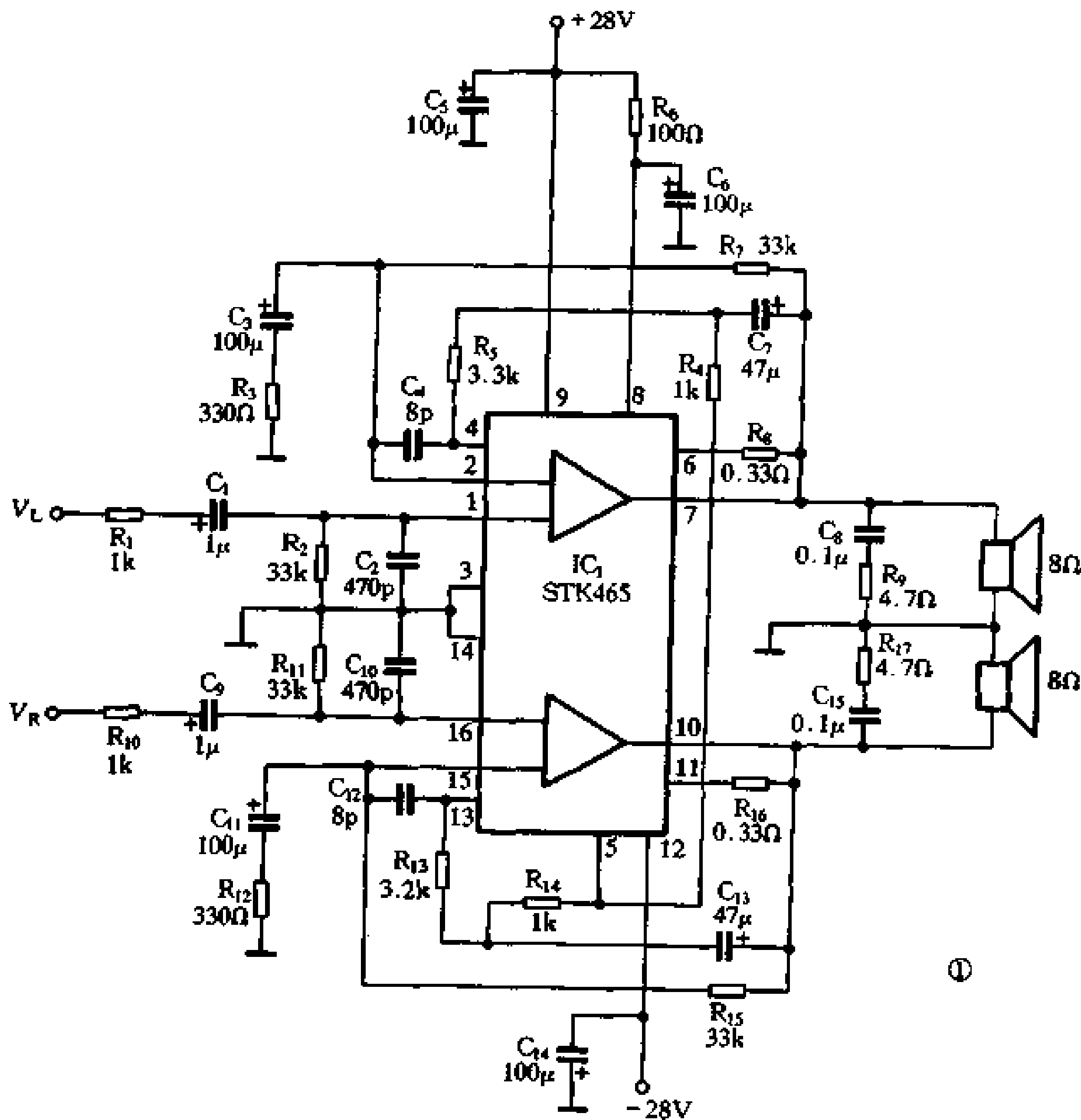


图 2-77 30W×2 功率接续器

高频损失。 C_4 、 C_{12} 为补偿电容，用来消除自激，若无自激可以省去不用。 C_5 、 C_{14} 为功率输出级的退耦电容。 R_7 、 R_3 、 C_3 及 R_{15} 、 R_{12} 、 C_{11} 构成电路的反馈系统，可以决定电路的增益。 C_7 、 C_{13} 为自举电容。

该电路输入阻抗为 $30k\Omega$ ，输入灵敏度为 $150mV$ ，电压增益 $40dB$ ，频率响应 $20Hz\sim 20kHz$ ，谐波失真 0.08% 。电源电压 $\pm(25\sim 35)V$ 。该功放电路输出功率适中，制作容易，可作家庭组合音响、卡拉OK设备或VCD机的功率接续器，由于增益高达 $40dB$ ，输入灵敏度高，可省去前置放大器，直接与卡拉OK机、VCD机以及录像机等输出端连接。

图2-78是采用STK465作BTL连接时的 $150W$ 功放电路。其性能指标如下：负载 R_L 为 8Ω 时，最大输出功率 $150W$ 。频响 $20Hz\sim 30kHz$ （ $80W$ 时）， $10Hz\sim 150kHz$ （ $8W$ 时）。失真度 0.04% （ $8W$ 时）， 0.05% （ $80W$ 时）， 0.1% （ $120W$ 时）。

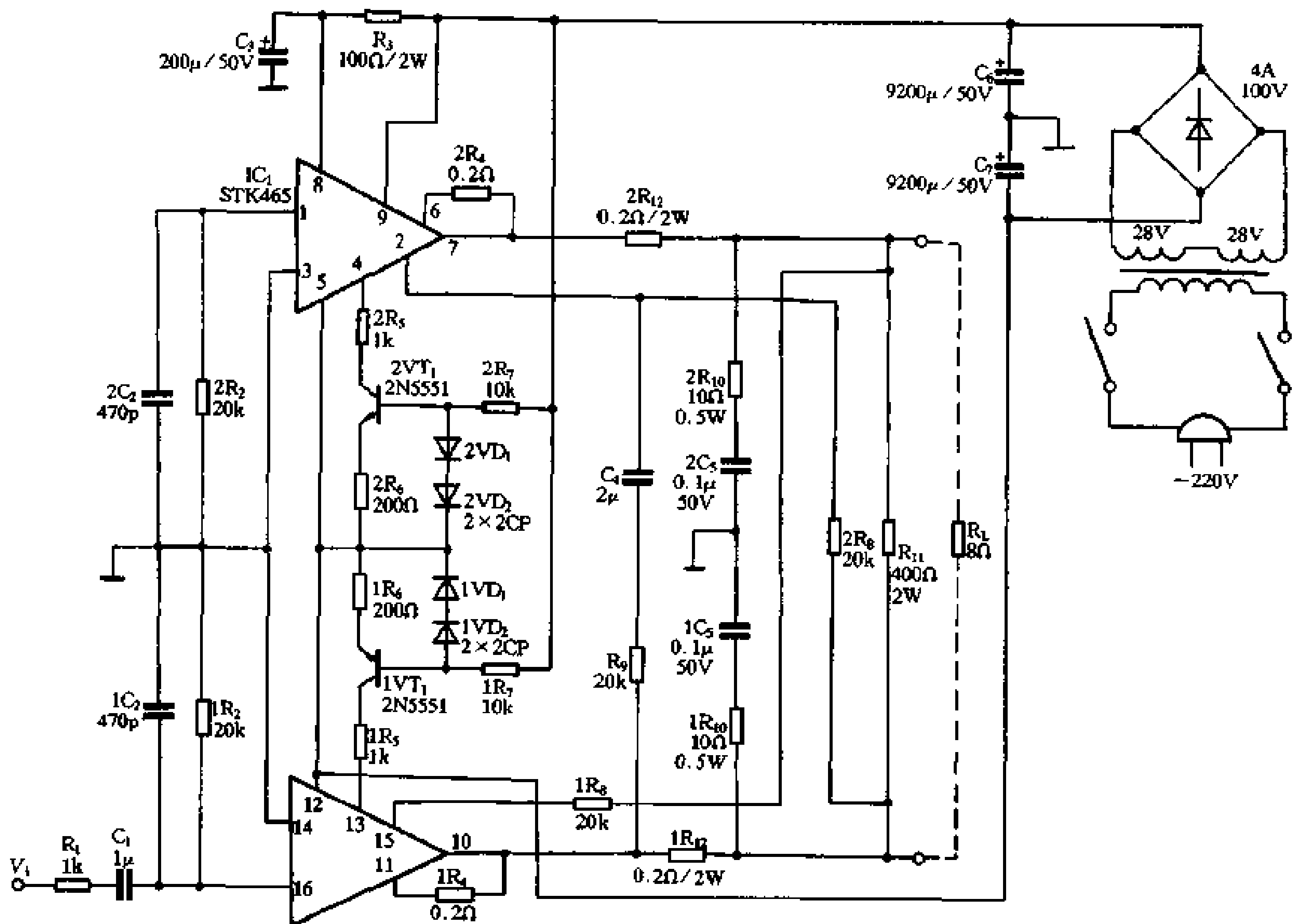


图 2-78 BTL150W 功放电路

采用 BTL 接法，可消除因输出不对称而产生的偶次谐波失真，使输出失真大大降低。

在典型运用中，为了提高电路增益，采用了由电阻、电容构成的自举电路。由于自举电容的作用，使电路的瞬态特性变差。本电路将自举电路改为恒流源有源负载，既不降低原电路增益又改善了电路的瞬态特性。恒流源负载由 R_5 、 R_6 、 R_7 、 VD_1 、 VD_2 及 VT_1 等组成。改用恒流源后，转换速率提高，稳定性更好，经测试，输入 $20kHz$ 方波后，失真度明显改善。

与典型应用电路不同的还有，反馈信号是取自扬声器的输出端，而不是电路的输出

端, 试听证明, 清晰度提高, 层次分明。

对电路主要元件的选用: 输入耦合电容 C_1 对音质影响较大, 应选用无极性的钽电容或金属化纸介电容。电阻 R_{12} 要一致性好, 精度要确保。恒流三极管可选用 2N5551, 要求 $\beta > 30$, $V_{\infty} > 80V$ 。电源整流管应选用耐压 100V, 4A 以上的二极管。

为保证 STK465 安全工作, 散热片尺寸应不小于 $240 \times 140 \times 5mm$, 安装时在集成电路与散热片之间应涂以硅脂, 以确保接触良好。

图 2-79 是一个带有前置放大和音调控制的 50W 双声道功率放大器。LA3160 及其外围元件构成输入前置级。 C_1 为输入耦合电容, C_2 为高频旁路电容, 用来滤除高频干扰。 C_3 、 R_1 构成负反馈网络, R_2 、 R_3 、 R_4 构成频率均衡网络。 C_5 为输出耦合电容。

音调控制电路由 VT_1 及 $R_5 \sim R_9$, $C_7 \sim C_9$, RP_1 、 RP_2 等组成。其中 R_5 、 R_6 、 R_9 、 R_7 、 RP_1 为低音控制网络; R_7 、 R_8 、 C_8 和 RP_2 为高音控制网络。这是一种典型的负反馈式音调控制电路, 由于该电路对信号有较大的衰减, 因而要求晶体管 VT_1 , 应当选用放大倍数较高的管子, β 值应大于 100, 以提高本级增益。 VT_1 的集电极静态电流应调至 2~3mA, (调整 R_{10})。负载电阻 R_{11} 不易过小, 以免影响动态范围, 一般应取 6.8~12k Ω 。

功率放大电路部分完全按照典型应用电路的要求。采用 $\pm 32V$ 电源电压, 每路输出功率可达 50W。

LA3160 是一种双通道前置放大集成电路, 它的主要特点是噪声低、外围电路简单。它的典型供电电压为 $V_C = 9V$ 。当负载阻抗为 600 Ω 时, 开环电压增益为 80dB, 谐波失真为 0.1%。静态电流为 4mA, 输入阻抗为 100k Ω 。输出电压为 1.8V。串音为 -65dB, 折合到输入端的噪声电压为 1.25 μV 。LA3160 的通用性较强, BA328 及 $\mu PC1032$ 等前置放大 IC 均可直接代换。

STK4 $\times \times$ 参数如表 2-20 所示。

表 2-20

参 数 型 号	输出功率 (W)	最高电源 电压(V)	推荐电源 电压(V)	负载阻抗 (Ω)	谐波失真 (%)	静态电流 (mA)	输入阻抗 (k Ω)
STK430 II	5	43	26.4	4	0.8	120	21
STK430 III	5	50	31	4	0.8	120	21
STK433	5	32	23	8	0.5	120	110
STK435	7	39	27	8	0.5	120	110
STK436	10	50	32	8	0.3	120	110
STK437	10	50	33	8	0.2	120	110
STK439	15	56	39	8	0.2	120	110
STK441	20	63	44	8	0.3	120	110
STK443	25	70	49	8	0.3	120	110
STK457	2 \times 10	± 26	± 18	8	0.08	120	32
STK459	2 \times 15	± 31	± 21	8	0.08	120	32
STK460	2 \times 20	± 32	± 23	8	0.08	120	32
STK461	2 \times 20	± 33	± 23	8	0.08	120	32
STK463	2 \times 25	± 38	± 26	8	0.08	120	32
STK465	2 \times 30	± 41	± 28	8	0.08	120	32

STK4 $\times \times$ 应用电路如图 2-80。

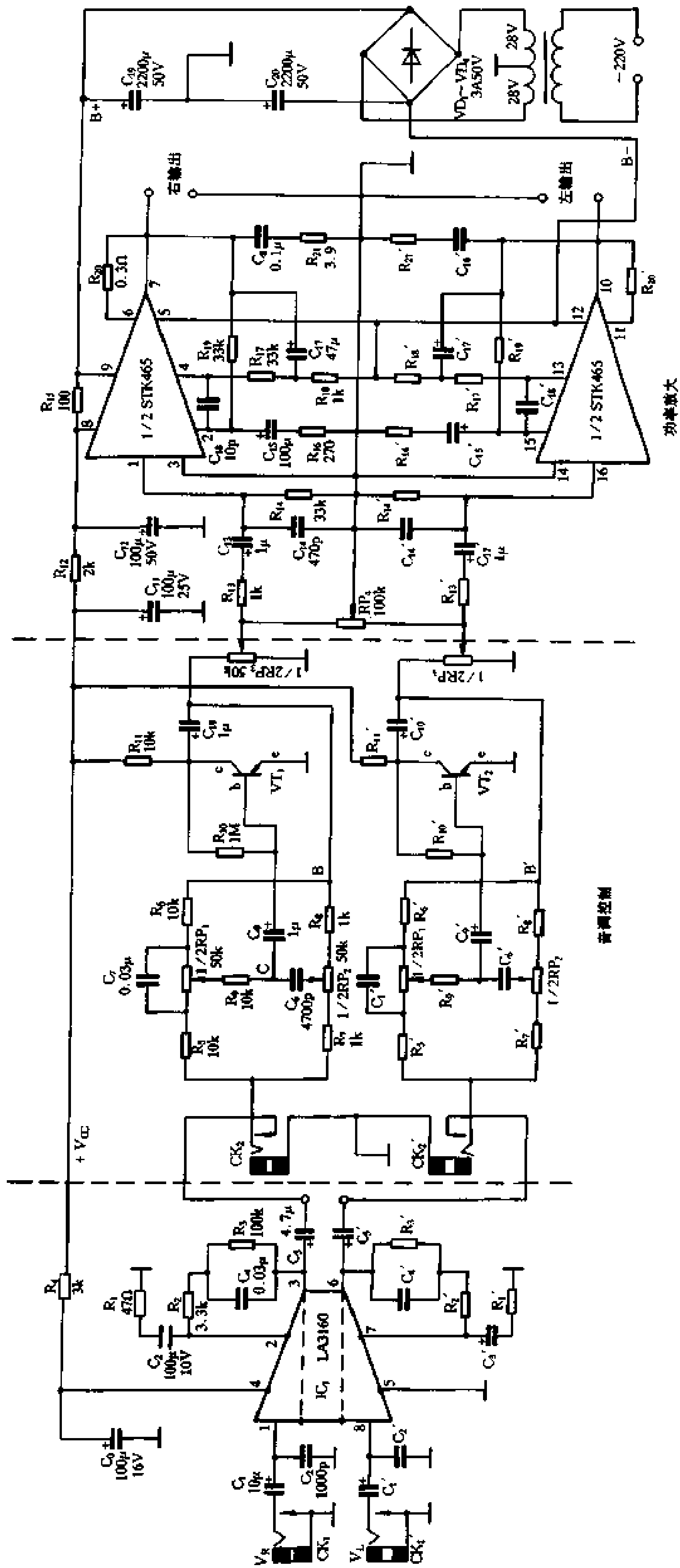


图 2-79 50W x 2 功放电路

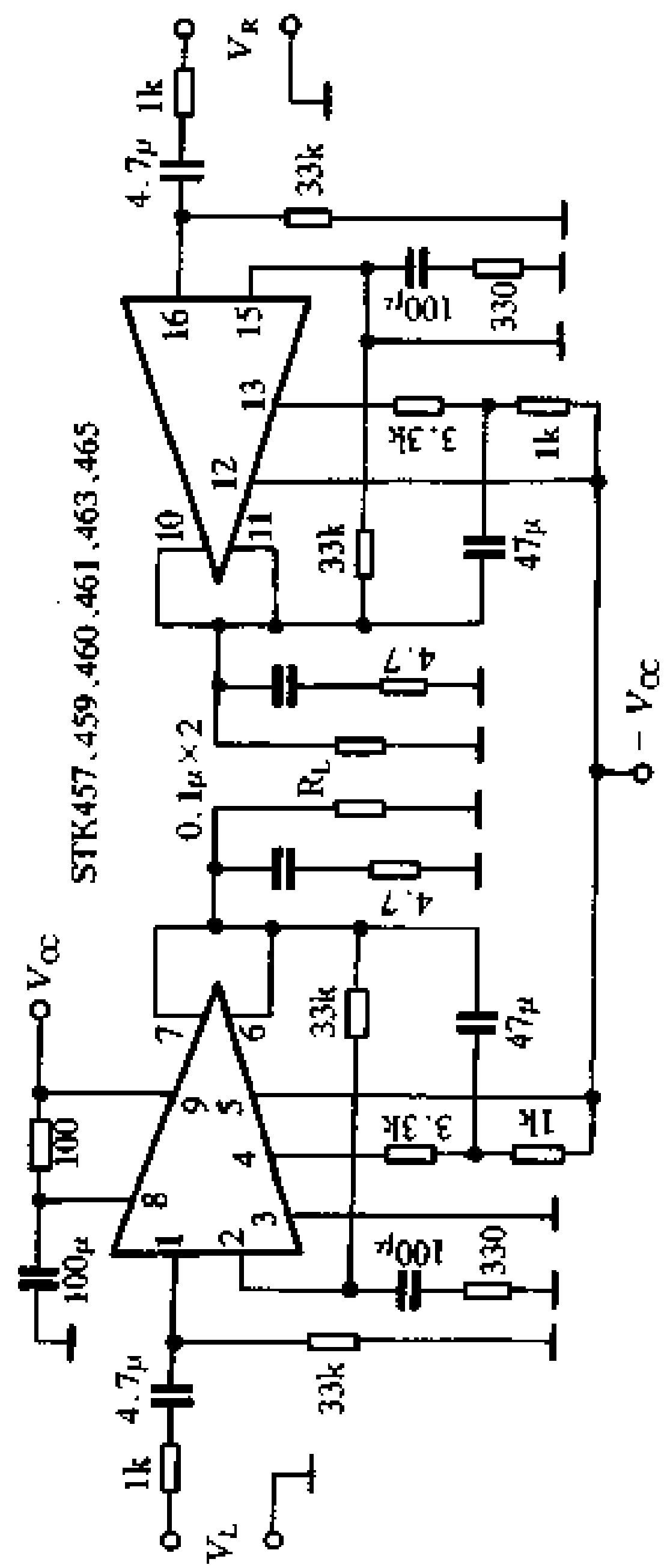
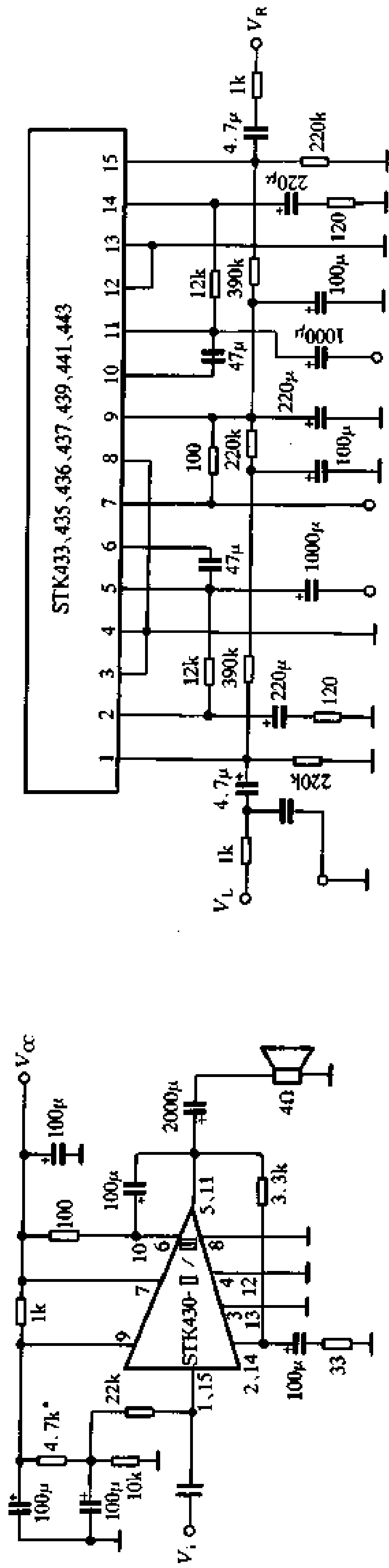


图 2-80 STK4 × × 系列应用电路

二、STK4100/4200 的特性及应用电路

STK 系列功放 IC 的内电路结构与一般分立元件准互补 OCL 电路相似。电路采用薄膜集成工艺制成，所用元件及工艺精良，因而电路性能容易得到保证，一致性好，这些都优于普通分立元件 OCL 功放电路。

图 2-81 为 STK4101 II /4101 V 系列功放 IC 的内电路结构，图 2-82 为它们的典型应用电路。在图 2-81 中， C_1 为输入耦合电容， C_2 为高频旁路电容， R_2 为输入电阻。 R_3 、 R_4 为反馈电阻。 R_5 、 R_6 及 C_5 的作用是改善放大器的瞬态响应性能的， C_5 为隔直电容。STK4101 II 等系列器件的 7 脚是内部前级放大级偏置控制管 e 极引出端，7 脚在外部通过 R_7 与 4 脚(前放级偏置管 e 极)相连，而偏置控制管 b 极为 8 脚，它通过 R_8 、 R_9 引入负电压 $-V_C$ ，使偏置控制管导通，前放级获正常偏置而工作。偏置控制管 b 极电压还受静噪管控制，而静噪管 b 极则经限流电阻外引至 6 脚，当在 6 脚施加负电压时，静噪管导通，使偏置控制管截止，前放级不工作，从而实现静噪功能。

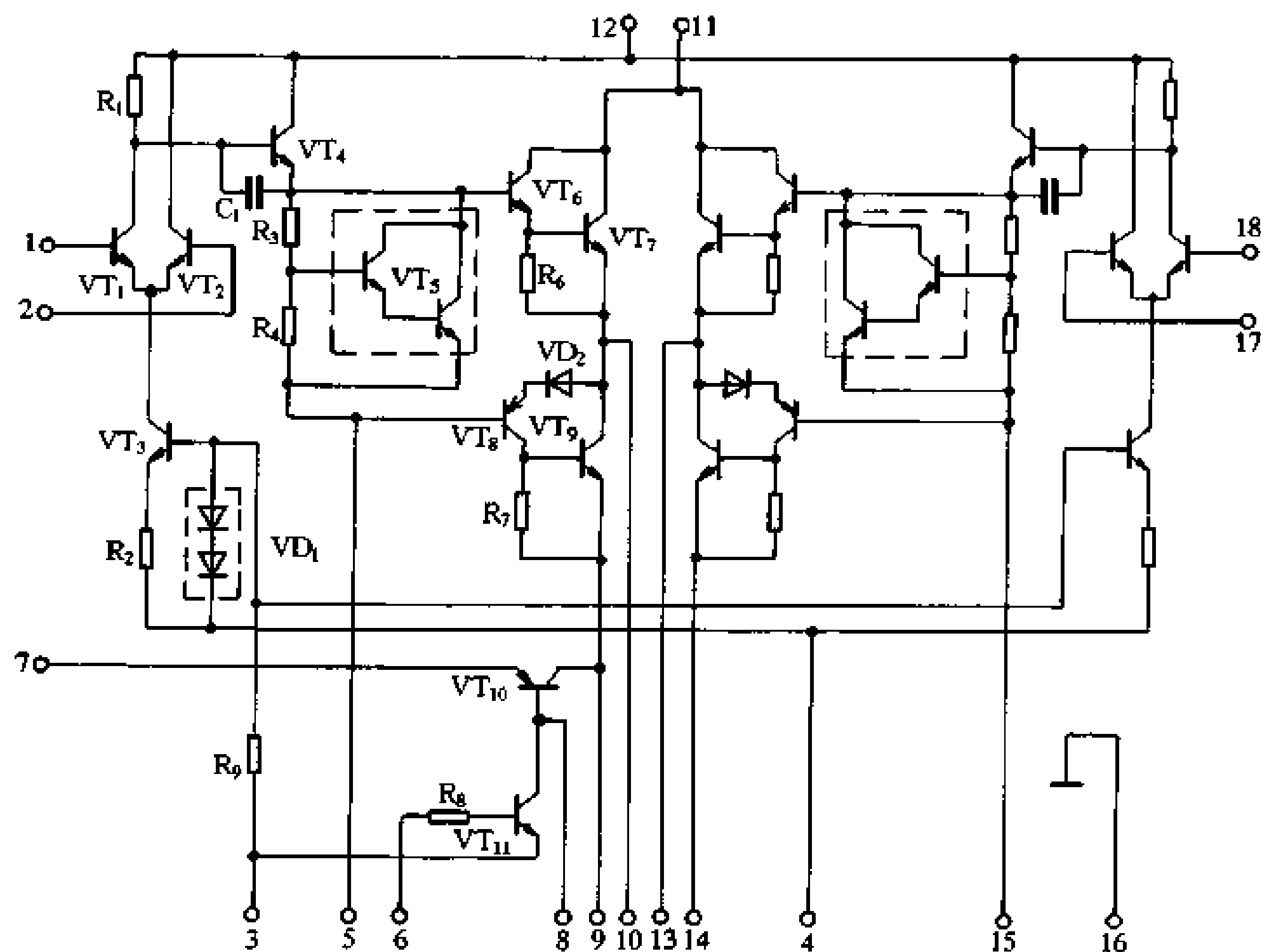


图 2-81 STK4101 内电路

电路中的 C_4 、 C_6 、 C_8 、 C_9 、 C_{10} 均为退耦电容。 R_{11} 为器件内前放级 $+V_C$ 供电退耦电阻。 R_{10} 、 C_7 为 RC 相位校正网络，用来使输出负载趋于纯电阻性，防止负载端出现高压而损坏功放 IC，该 RC 网络对抑制电路中高频寄生振荡亦有一定作用。

STK4101 II /4101 V 系列器件的 11 脚为正电源 $+V_C$ 端，9、14 脚为负电源 $-V_C$ 端，16 脚为接地端(电源中点)。

STK 系列功放 IC 实质上属于 OCL 型放大器，从输入到输出全部采用直接耦合，其输出中点零电位的稳定主要靠输入级的差分放大器及其恒流源来保证。但是在电路接通电源的瞬间或前置放大器输出电平不平衡时(前置放大与功放电路间采用直接耦合方式时)，

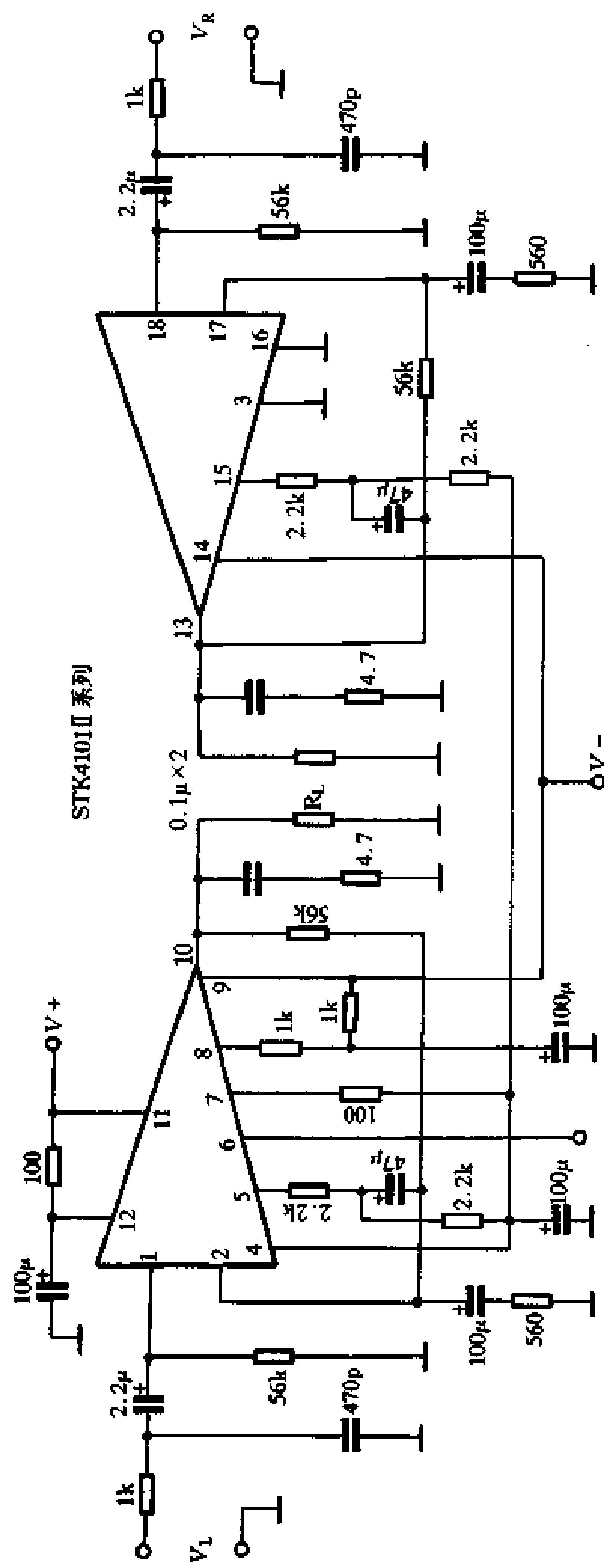


图 2-82 STK4101 的典型应用

还是会产生输出直流电平失调现象, 这样很可能使扬声器两端产生直流电压, 有可能烧坏扬声器音圈。因此在组装、调试此类功放电路时, 就必须注意调好前置级的输出零点。若采用分立元件前置级, 应特别注意各差分级管子的特性的配对性。此外, 还可采用软启动电路, 以防止通电时瞬时失调电流对扬声器的冲击。软启动电路可采用延时开关、亦可采用 RC 延时电路, 与电路内的静噪控制功能结合而实现电路的软启动。

STK 系列功放 IC 的供电电源一般不需稳压, 可采用简单的桥式整流加电容滤波后供电, 但电源的功率(电流)容量一定要足够, 否则电路的输出功率将受到限制, 不能达到额定输出功率。

表 2-21~表 2-23 列出了 STK4101 II 和 4101 V 以及 STK4102 II 的各项参数。图 2-83 为 STK4102 II 系列的应用电路。

表 2-21 STK4101 I 系列功放 IC 主要参数

型 号	电源电压 V_{CC}		静态电 源电流 I_{CCO} (mA)	输 出 功 率 P_O (W)	总谐波 失真率 THD (%)	频 率 响 应 (Hz)
	最高值 (V)	推荐值 (V)				
STK4101 II	±20.5	±13.2	60	6×2	0.3	20~20k
STK4111 II	±26	±17	60	10×2	0.3	20~20k
STK4121 II	±30.5	±20	60	15×2	0.3	20~20k
STK4131 II	±34.5	±23	60	20×2	0.3	20~20k
STK4141 II	±39	±26	60	25×2	0.3	20~20k
STK4151 II	±42	±27.5	60	30×2	0.3	20~20k
STK4161 II	±45	±30	60	35×2	0.3	20~20k
STK4171 II	±48	±32	60	40×2	0.3	20~20k
STK4181 II	±50	±33.5	60	45×2	0.3	20~20k
STK4191 II	±52	±35	60	50×2	0.3	20~20k
STK4201 II	±54	±38	60	60×2	0.3	20~20k
STK4211 II	±56	±42	60	70×2	0.3	20~20k
STK4221 II	±59	±45	60	80×2	0.3	20~20k
STK4231 II	±62	±51	60	100×2	0.3	20~20k
备 注			最大为 100mA	THD=0.4%	$P_O=1W$ 时的最大值	
其他测试条件	$G_V=40dB, R_L=8\Omega, R_g=600\Omega, f=1kHz, T_a=25^\circ C$					

说明: STK4201 II~4231 II 为 22 脚器件, 其余均为 18 脚器件。

表 2-22 STK4102 I 系列音频功放 IC 主要参数

型 号	电源电压 V_{CC}		静态电 源电流 I_{CCO} (mA)	输 出 功 率 P_O (W)	总谐波 失真率 THD (%)	频 率 响 应 (Hz)
	最高值 (V)	推荐值 (V)				
STK4102 II	±20.5	±13.2	60	6×2	0.3	20~50k
STK4112 II	±26	±17	60	10×2	0.3	20~50k
STK4122 II	±30.5	±20	60	15×2	0.3	20~50k
STK4132 II	±34.5	±23	60	20×2	0.3	20~50k

续表

型 号	电源电压 V_{CC}		静态电 源电流 I_{CCO} (mA)	输 出 功 率 P_O (W)	总谐波 失真率 THD (%)	频 率 响 应 (Hz)
	最高值 (V)	推荐值 (V)				
STK4142 II	± 39	± 26	60	26×2	0.3	20~50k
STK4152 II	± 42	± 27.5	60	30×2	0.3	20~50k
STK4162 II	± 45	± 30	60	35×2	0.3	20~50k
STK4172 II	± 50	± 32	60	40×2	0.3	20~50k
STK4182 II	± 52	± 33.5	60	45×2	0.3	20~50k
STK4192 II	± 54.5	± 35	60	50×2	0.3	20~50k
备 注			最大为 100mA	$THD = 0.4\%$	$P_O = 1W$ 时的最大值	
其他测试条件	$G_V = 40dB, R_L = 8\Omega, R_g = 600\Omega, f = 1kHz, T_s = 25^\circ C$					

说明：该系列器件均为 18 引脚。

表 2-23 STK4101V 系列功放 IC 主要参数

型 号	电源电压 V_{CC}		静态电 源电流 I_{CCO} (mA)	输 出 功 率 P_O (W)	总谐波 失真率 THD (%)	频 率 响 应 (Hz)
	最高值 (V)	推荐值 (V)				
STK4101 V	± 21	± 14	60	6×2	0.08	20~50k
STK4111 V	± 26	± 18	60	10×2	0.08	20~50k
STK4121 V	± 32	± 21.5	60	15×2	0.08	20~50k
STK4131 V	± 36	± 24.5	60	20×2	0.08	20~50k
STK4141 V	± 40	± 27	60	25×2	0.08	20~50k
STK4151 V	± 42	± 28	60	30×2	0.08	20~50k
STK4161 V	± 45	± 30.5	60	35×2	0.08	20~50k
STK4171 V	± 48	± 32.5	60	40×2	0.08	20~50k
STK4181 V	± 50	± 34	60	45×2	0.08	20~50k
STK4191 V	± 52	± 35.5	60	50×2	0.08	20~50k
STK4201 V	± 55	± 39	60	60×2	0.08	20~50k
STK4211 V	± 57	± 43	60	70×2	0.08	20~50k
STK4221 V	± 59	± 45	60	80×2	0.08	20~50k
STK4231 V	± 62	± 51	60	100×2	0.08	20~50k
备 注			最大为 100mA	$THD = 0.08\%$	$P_O = 1W$ 时的最大值	
其他测试条件	$G_V = 40dB, R_L = 8\Omega, R_g = 600\Omega, f = 1kHz, T_s = 25^\circ C$					

说明：STK4201V~4231V 为 22 脚器件，其余均为 18 脚器件。

图 2-84 为采用 STK4151 II 组成的功放电路。该电路是一个带有音调控制的双声道实用电路。电路使用 $\pm 28V$ 的工作电压，额定输出功率为 $30W \times 2$ 。最高使用电压为 $\pm 42V$ 。峰值输出功率可达 $60W$ 。在额定输出时失真度为 0.4% ，频响为 $20Hz \sim 20kHz$ ，即使在峰值输出时失真仍很小。不少名牌组合音响中都采用 STK4151 II 作功放，如索尼、白兰士、先锋、山水等机型。

由于 STK 系列功放性能优越，只要元件选用得当，安装正确，不需调试即能取得理想效果。

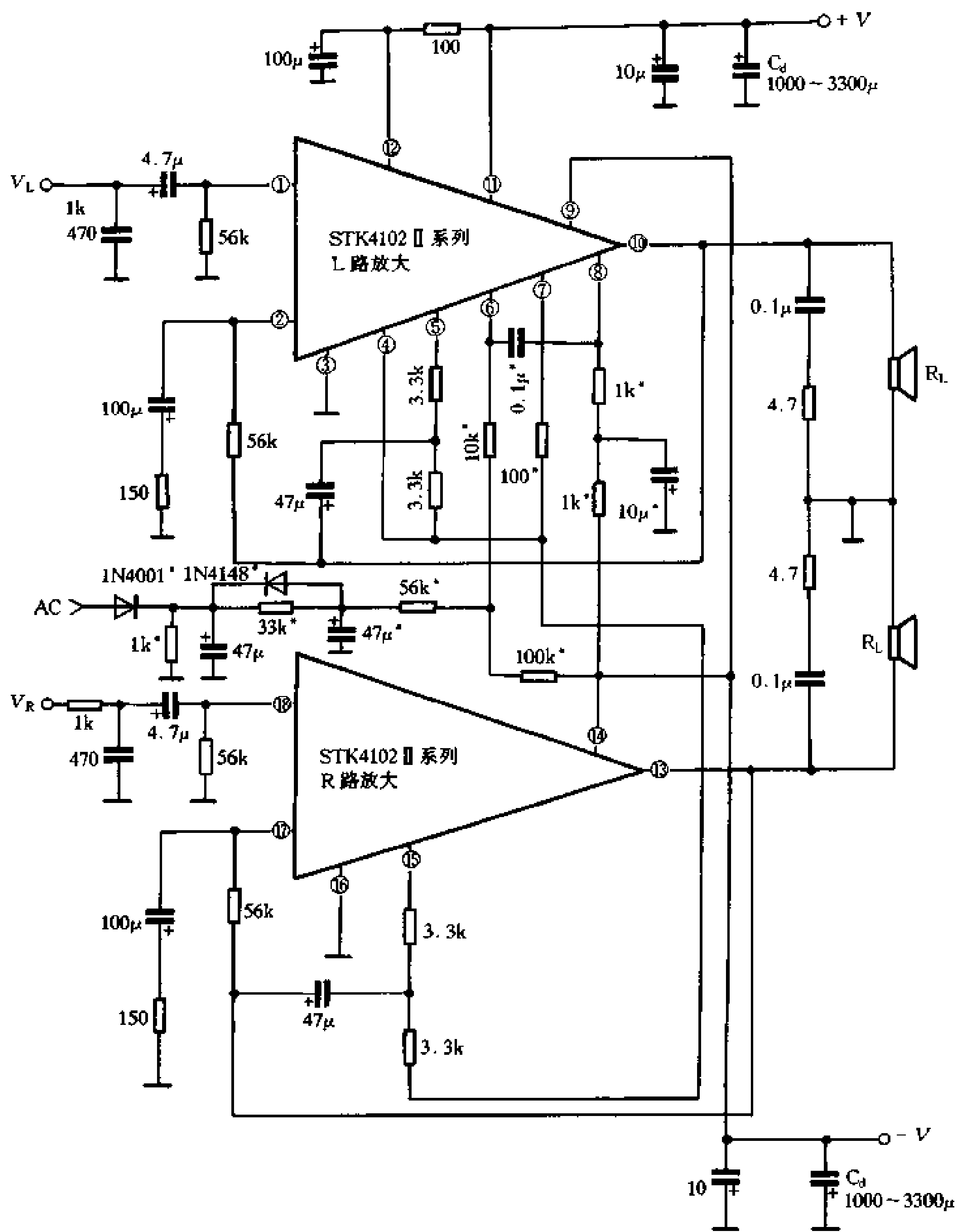


图 2-83 STK4102 II 的应用电路

图 2-85 是该功放电路的开关机冲击噪声切断电路(虚线框内部分)。由电源变压器次级的低压交流经二极管整流滤波, 通向 IC 的 6 脚。由图 2-81 STK4101 II 系列 IC 的内电路结构可知, 6 脚为静噪控制管的基极, 当在 6 脚加上负电压时, 静噪管导通, 使偏置控制管截止, 迫使前级停止工作, 从而实现开关机噪声切断功能。

本机电源不需要稳压, 但要保证电源变压器有足够的功率, 整流元件不得小于 3A。

图 2-86 为采用 STK4191 II 组成的 $50W \times 2$ 有音调控制的功放电路。

输入前置与音调控制级: 输入信号通过等响度补偿电路进入前置级。C₁、C₂、R₁ 等

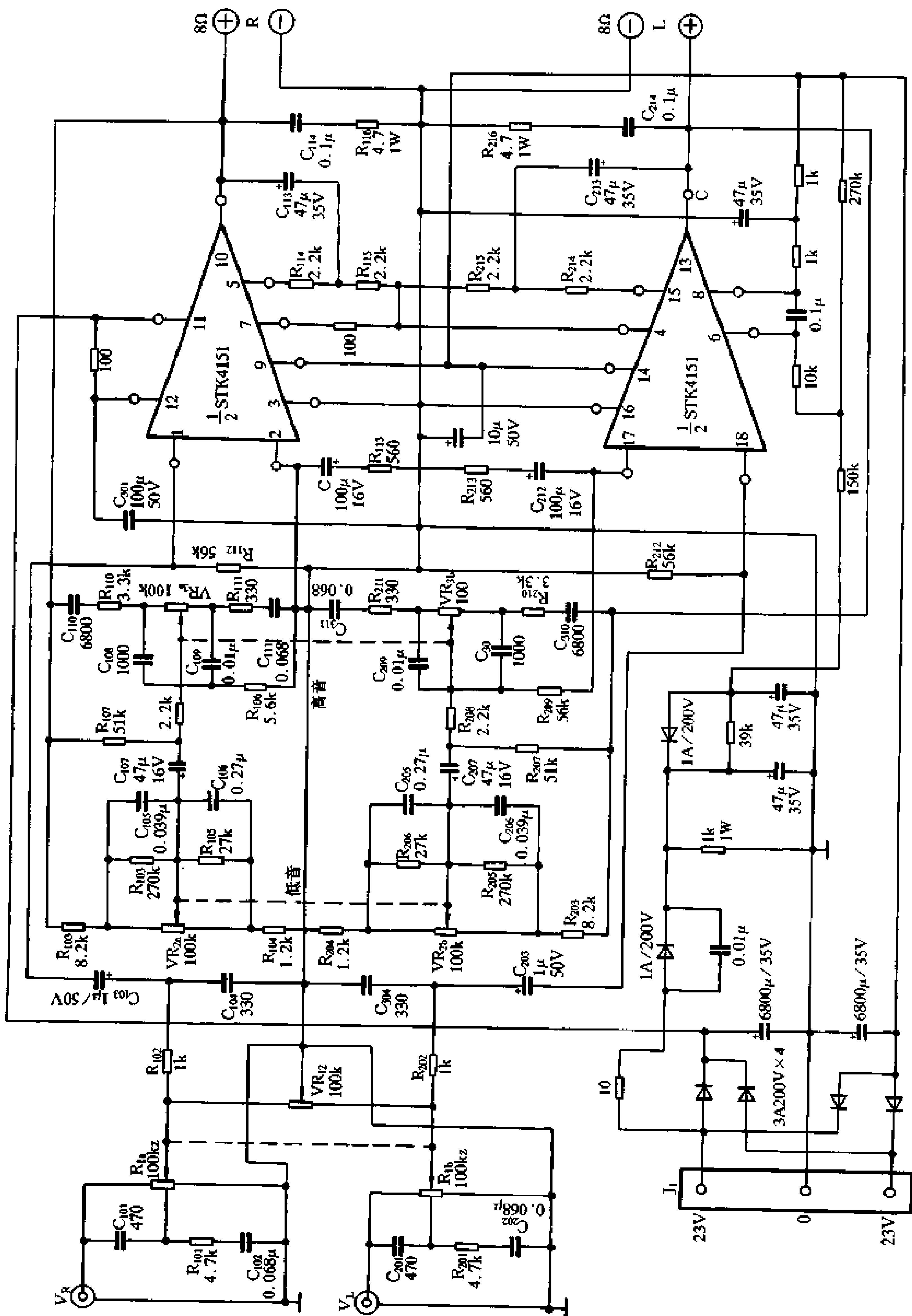


图 2-84 用 STK4151 组成的功放

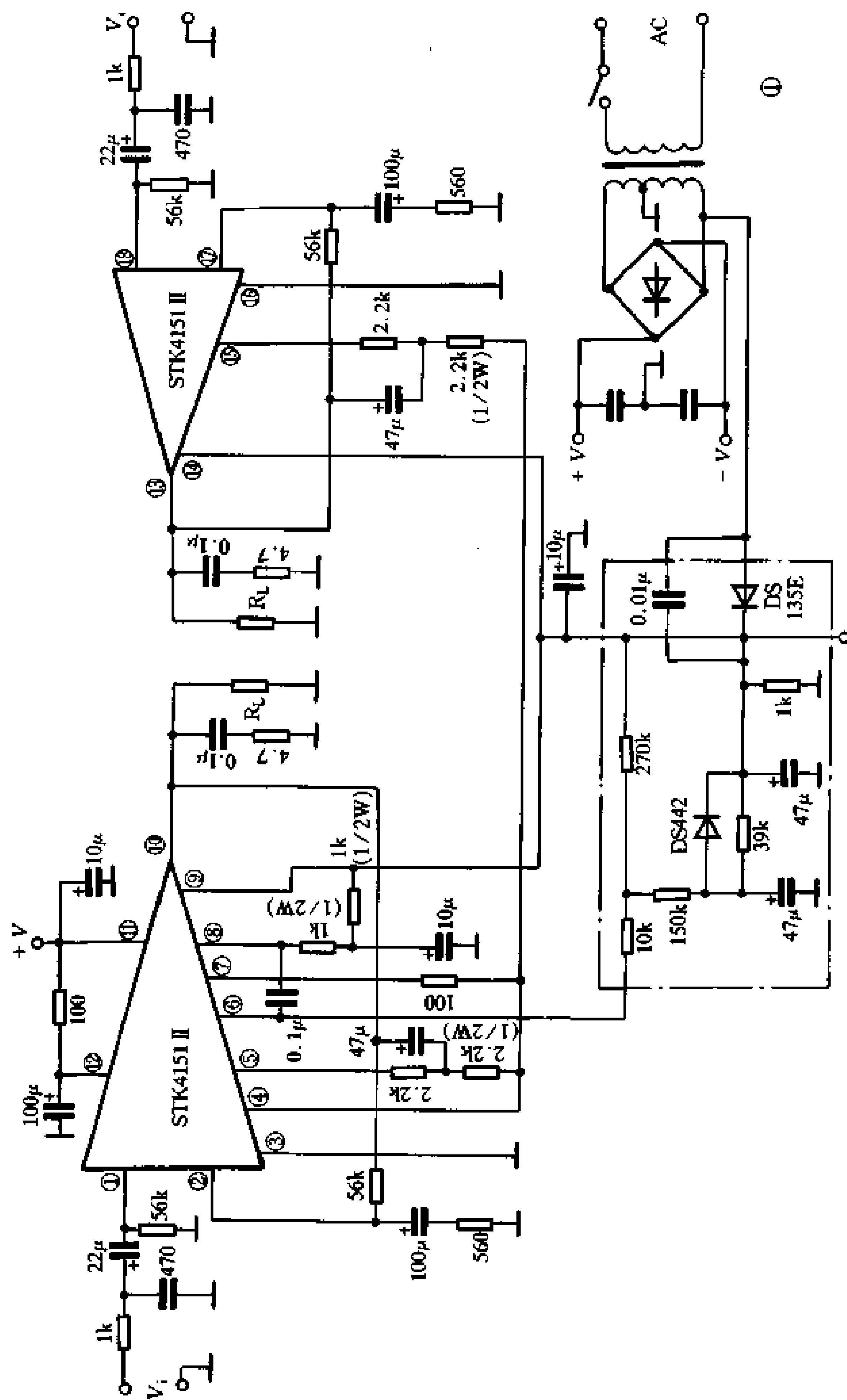


图 2-85 开关噪声切断电路

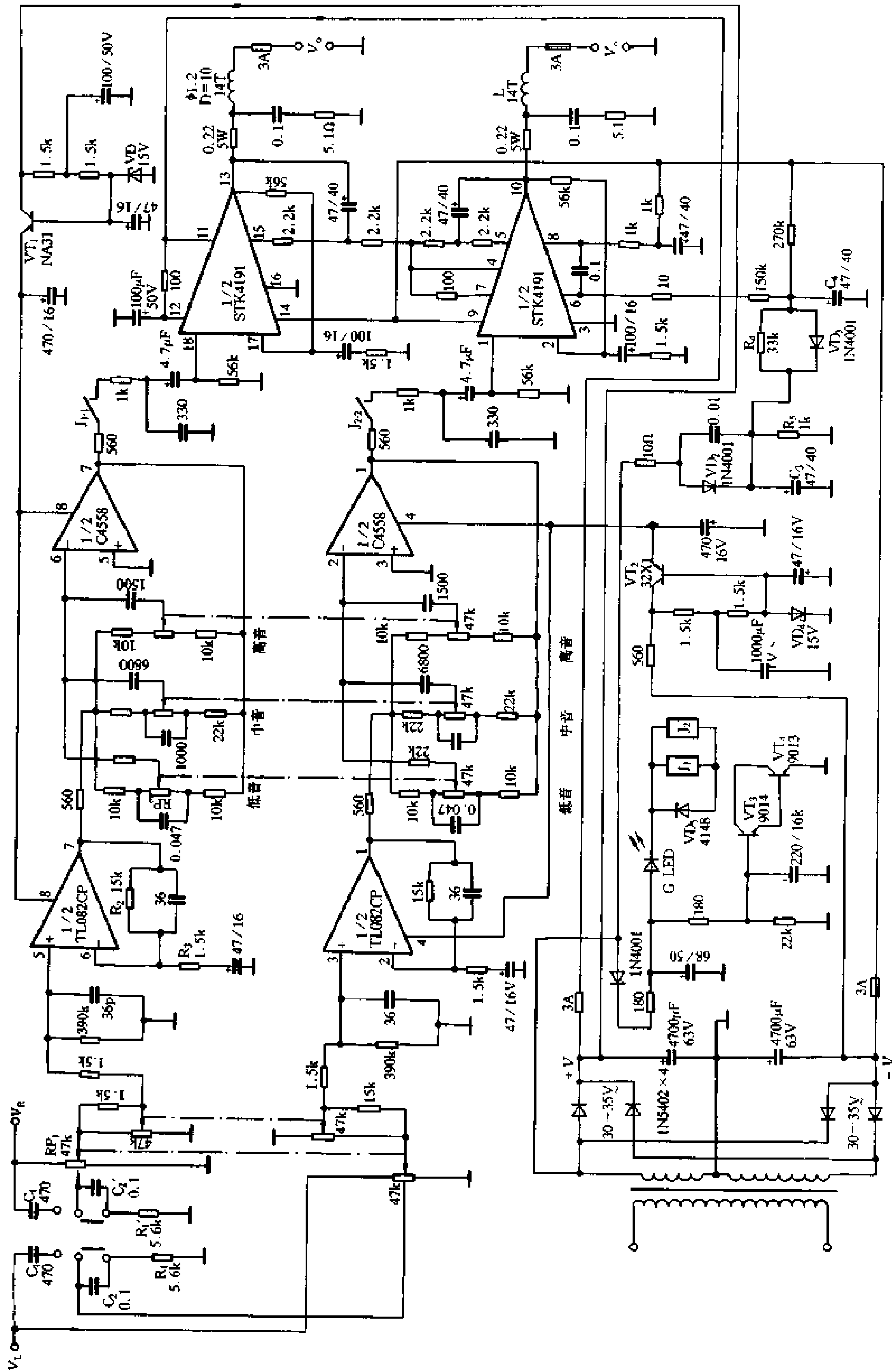


图 2-86 用 STK4191 组成的功放

组成等响度补偿电路。当开关向上拨动时，响度补偿元件与音量电位器 RP_1 并联，在小音量时可将输入信号中的中频分量衰减，相对使高频、低频分量提升。它不会出现 LC 谐振线圈所产生的附加相移。这种响度补偿电路简单而且效果良好。

输入前置放大电路采用高转换速率、高输入阻抗的双运放 TL082。由于 TL082 的输入级为结型场效应管，因此它的输入阻抗很高，使整个运放更接近理想运放的特性，保证了放大器的动态特性。该级增益 $A_v = R_2/R_3$ 。

由双运放 C4558 及 RC 网络组成反馈式音调控制电路，其中 RP_3 、 RP_4 、 RP_5 分别为低音、中音和高音控制电位器。

如果需要加入唱机输入，图 2-87 给出了一个唱机输入均衡电路，由双运放 C1458 及 RIAA 均衡网络组成。该均衡网络在 50Hz 和 2120Hz 两个频率点分别有 +10dB 的提升和 -6dB 的衰减。

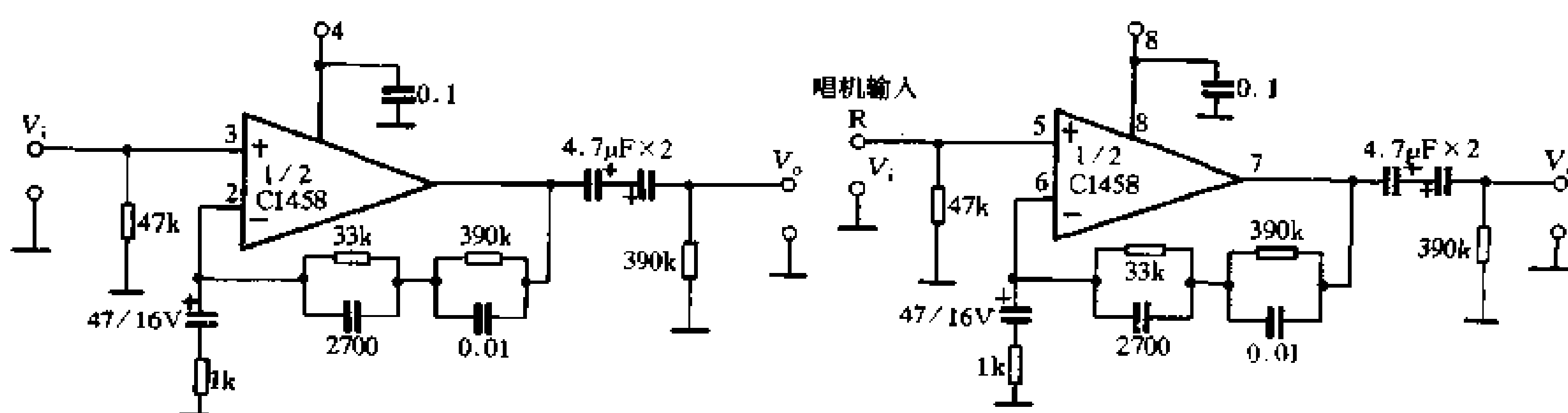


图 2-87 唱机均衡输入电路

为了使前置级、音调控制及唱机均衡前置级有一稳定的工作电压，由 VT_1 、稳压管 VD_1 及 VT_2 、 VD_2 等组成两组电子滤波器，分别输出稳定的 +15V 和 -15V 电压供给运放 C4558 和 TL082 的 V_C (8脚) 和 $-V_S$ (4脚)。

由 VD_2 、 C_3 、 R_4 、 VD_3 等组成开关机噪声切断电路，用来控制 STK4191 的 4脚负电源是否被加上，即内部第一级是否得到偏置。

当开机时，由于经 VD_2 整流后的正电压要经 R_4 、 C_4 延迟约 2 秒才能加到 6脚，来自 9脚的负电压先加到 6脚，将内部的开关切断，经约 2 秒的延迟后， VD_2 整流后的正电压与来自 9脚的负电压叠加于 6脚，使 6脚处于正电位，避免了开机冲击声。在关机时，由于 C_4 上电压迅速通过 VD_3 释放，内部第一级先切断，避免了关机噪声的冲击。

继电器 J_1 、 J_2 接在音调控制级与功放输入之间，由 VT_3 、 VT_4 组成的复合管控制着继电器的吸合与释放。

三、STK4036X₁~STK4048X₁ 的特性及应用电路

STK4036X₁ 系列共有 7 个品种，输出功率 50~150W。它可在 8Ω 负载下工作，也可在 4Ω 负载下工作。在 50W 输出时，在 20Hz~20kHz 范围内总谐波失真 < 0.003~0.008%。其主要性能见表 2-24。

STKX₁ 系列功放 IC 是使用正负电源供电的单声道功放电路，采用单列直插式塑料封装，外型尺寸和 STK41 型 IC 相同，仅引脚数量、间距和排列不同。

表 2-24

型 号	最大值		推荐值	THD (%) $P_{omax} = 50W$		
	$\pm V_C$ (V)	T_B ($^{\circ}C$)	$\pm V_C$ (8Ω)	P_{omax} (W)	20Hz~20kHz	
					$A_V = 26dB$	$A_V = 40dB$
STK 4036X ₁ 4038X ₁ 4040X ₁ 4042X ₁ 4044X ₁ 4046X ₁ 4048X ₁	± 53.5 ± 58.0 ± 63.0 ± 67.0 ± 74.0 ± 80.0 ± 87.0	125	± 37.0 ± 40.0 ± 43.5 ± 46.5 ± 51.0 ± 55.0 ± 60.0	50 60 70 80 100 120 150	0.003	0.008

注：除 4046、4048 为 18 脚封装外，其余均为 15 脚封装。功放增益 A_V 为 26~45dB。

STKX₁ 系列功放电路，除电源电压因输出功率的大小而不同外，其内电路结构基本相同，如图 2-88 所示。其中 4046X₁、4048X₁ 因输出功率大，末级输出管采用并联工作而成 18 脚封装，其余均为 15 脚封装。

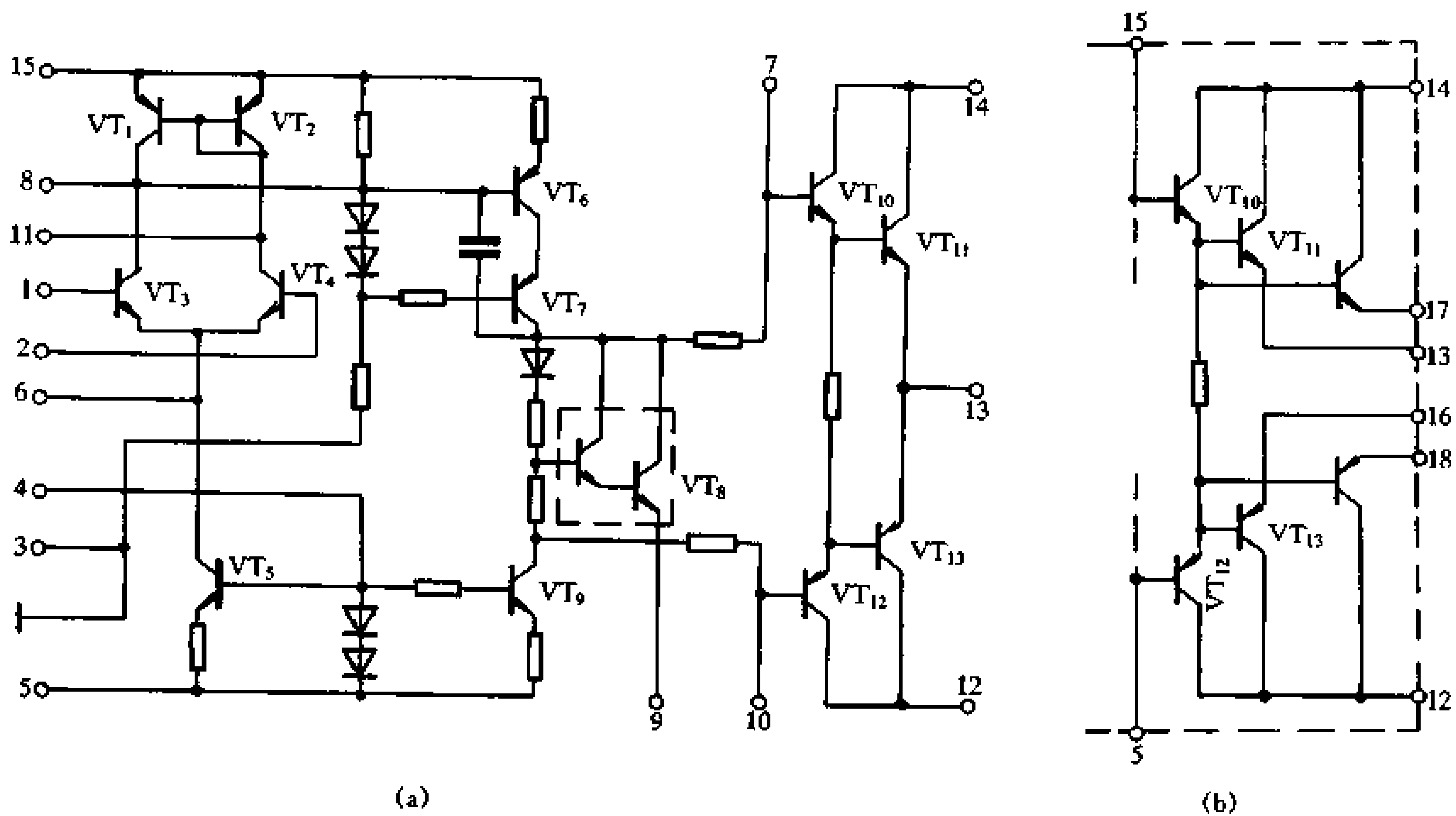


图 2-88 4036X₁ 系列内电路

整个电路由输入级、电压放大级和输出级组成。VT₃、VT₄ 组成差分输入级，VT₅ 为它们的恒流源，VT₁、VT₂ 组成镜像恒流源负载，使电路的对称性、稳定性提高，增益也提高了。

VT₆、VT₇ 组成共射—共基放大电路，其中 VT₆ 为共射放大，VT₇ 为共基放大用以改善 VT₆ 的线性和频率特性，降低电压放大级的开环失真。这也是与早期生产的 STK 功放 IC 所采用的单管电压放大的区别之一。

输出级由 VT₁₀~VT₁₃ 组成两级达林顿射极输出器，这也是与早期 STK 功放 IC 采用准互补结构的主要区别之一。它改善了输出级的对称性，降低了末级的失真。

输出级静态偏置电路采用了双管 V_{BE} 倍增电路 VT_8 作偏置电路，以改善不同电源电压时的静态电流偏置精度。

图 2-89 是 STK4036X₁ 的应用电路。该电路是应用电路中较好的一种。其余 IC 的应用可参照该电路。

正、负电源通过引脚 14 及 12 直接加到功放输出管 $VT_{10} \sim VT_{13}$ 的集电极上。前级电压放大和输入部分的供电则由 $\pm V_C$ 经 R_7 、 C_9 及 R_3 、 C_{11} 滤波后加到 15、5 脚上，以减小电压波动对前级工作的影响。

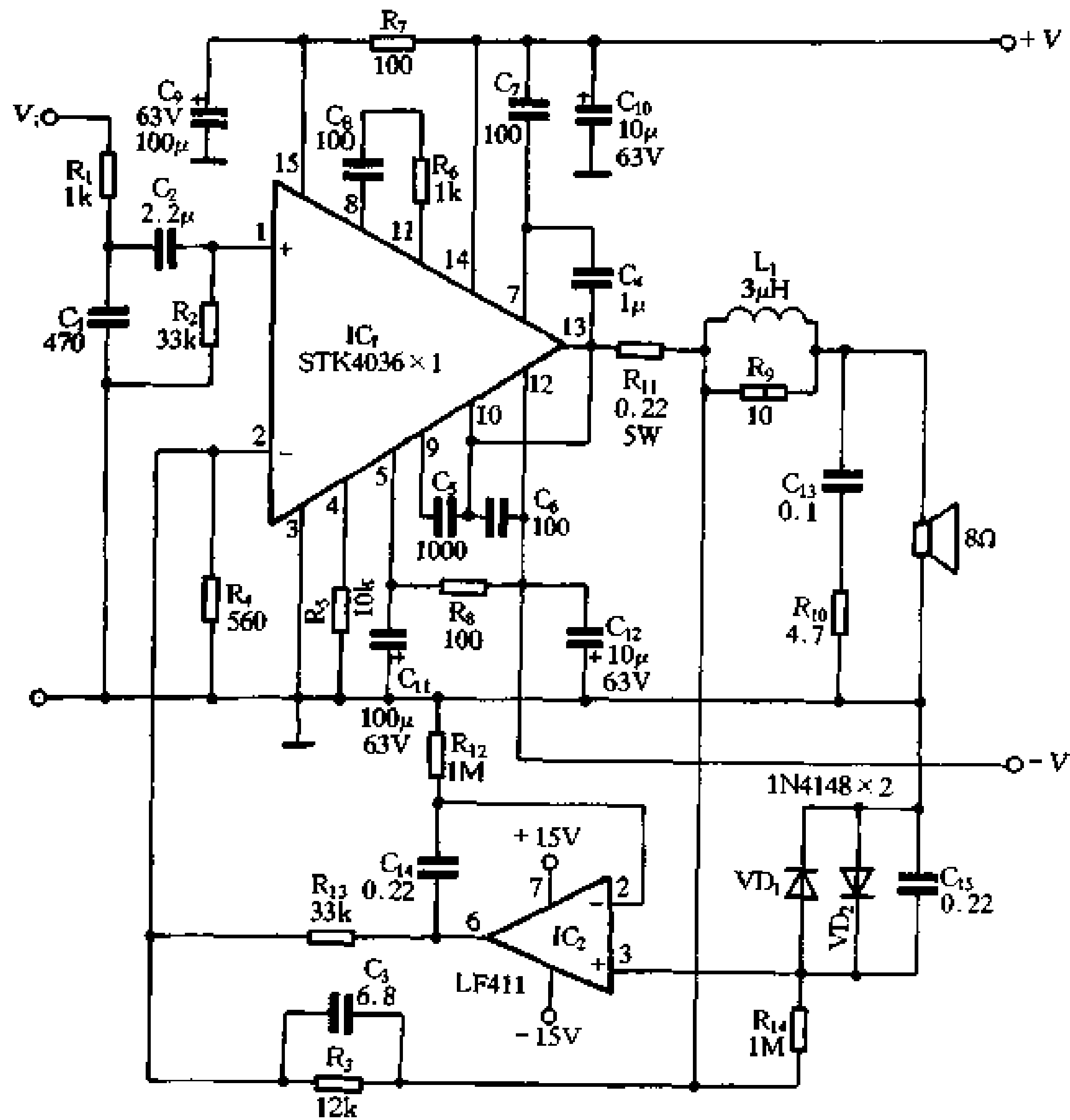


图 2-89 STK4036X₁ 组成的直流功放

R_1 、 C_1 组成输入端低通滤波器，以限制输入端输入信号带宽，减小瞬态互调失真并防止高频干扰。

8 脚至 11 脚之间加 R_6 、 C_8 (内电路 VT_3 、 VT_4 的集电极间)，用来限制该级带宽。 C_5 、 C_6 和 C_7 则进一步控制整个功放带宽以改善工作稳定性。

R_3 、 C_3 及 R_4 组成整个电路的交直流负反馈回路， C_3 为超前补偿电容， R_3 与 R_4 的比值决定功放电路的增益。按图示元件数值本电路增益约为 27dB。按照高保真重放的技术要求，电路增益应控制在 40dB 以下，以保证失真 $THD < 0.008\%$ 以下。

由 IC_2 及其外围元件组成 IC_1 的直流伺服电路。 IC_1 输出端的信号经低通滤波器滤除交流成分后，将得到的直流分量与 IC_2 中的零电位进行比较，于是 IC_1 输出端直流电位微小的变化经 IC_2 比较放大并通过 R_{13} 输入到 IC_1 的反相端，使其输出端的零点漂移得以校

正。这种电路由于革除了反馈电容，避免了因负反馈回路中大容量电解电容带来的弊端，使瞬态特性得到改善。VD₁、VD₂为IC₂输入端的限幅元件，它的作用是保护IC₂。

R₁₁是输出晶体管VT₁₁、VT₁₃的公共射极电阻，与常见的每管各用一只射极电阻不同，这是三洋公司特有的作法。

18脚封装的STK4046X₁、4048X₁的输出部分由于采用了双管并联输出，它的输出接法仍采用常规方法，即每管发射极均接入一只电阻，用来均衡管的工作点。如图2-90所示。其典型应用电路如图2-91所示。

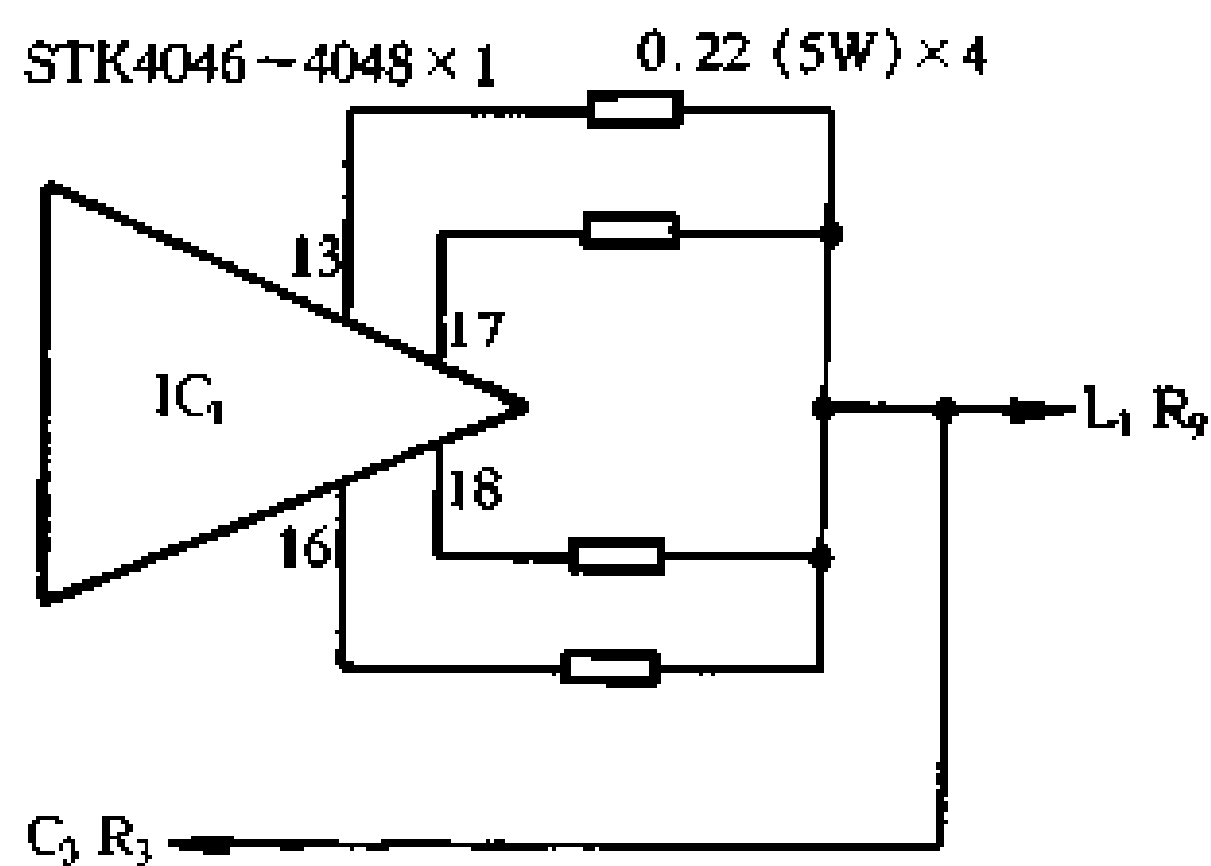


图 2-90 STK4046、4048 输出级接法

四、STK3048 和 STK6153 组成的功放电路

STK3048 为电压放大厚膜集成电路，STK6153 是电流放大厚膜集成电路，由这两只集成电路结合便可组成一个完整功放电路，而且性能十分优良。它的输出功率可达 100W，谐波失真 ≤ 0.008%，频率响应 10Hz ~ 100kHz。

STK3048 的内电路如图 2-92，为 15 脚单列塑封双声道厚膜 IC，其外路散热片与 8 脚相连，但与内电路绝缘。8 脚接地后对内电路有一定的屏蔽作用。

STK3048 的内部分两级，第一级为差分输入级，在差分输入管的基极设有保护二极管。差分输入采用恒流源和镜像恒流源负载，并在两差分管集电极间接有阻容串联相位补偿，以防因突发信号造成的瞬态失真。电压放大级采用了性能优良的共射—共基放大电路，并辅以恒流源负载，使电路性能达到较高的指标。

STK6153 为 10 脚单列塑封单声道厚膜集成电路。内电路与外路散热片绝缘。它的内部集成了恒压源偏置电路，互补推动级和复合互补推挽输出电路。电路具有高精度、大功率、低噪声和高速率的优良特性。由于偏置电路与输出级封装在一起，使其温度一致，电路始终处于最佳工作状态。

图 2-93 是由 STK3048 和 STK6153 组成的 100W 功放电路。它利用 1/2STK3048 作前置放大并直接推动 STK6153，另 1/2STK3048 作直流伺服电路。既作到物尽其用，又提高了电路的性能。由功放输出的信号经 RC 电路滤波后检出的直流漂移信号输入 IC₃ 的 1 脚，经 IC₃ 处理后并从 5、6 脚输出零点校正信号，此信号通过 22kΩ 电阻输入 IC₁ 的反相输入端 14 脚，使放大器的输出零点电位被精确地控制在要求的范围内。扬声器下端的 0.39Ω 的无感大功率电阻是喇叭音圈电流的取样电阻，它的作用是用来作直流反馈信号的取样，反馈信号电流经 22kΩ 电阻输入 IC₁ 的反馈输入端。和喇叭并联的 220Ω 电阻是为防止功放在空载时产生自激而设的。

在电路中，电容 C₃ 对音质有明显的影响，当 C₃ 取 1μF 时，电路频响小于 9kHz，高音被严重抑制，声音沉闷。当 C₃ 取 0.1μF 时，频响小于 12kHz，高音明显不足，低、中音突出。当 C₃ 取值为 0.03μF 时，高音明亮清晰，全音域表现平衡。若取消 C₃ 则声音变得平淡无味。

图 2-94 是一个带音调控制的功放电路。高、中、低音控制范围为 ±15dB。由 MCT66

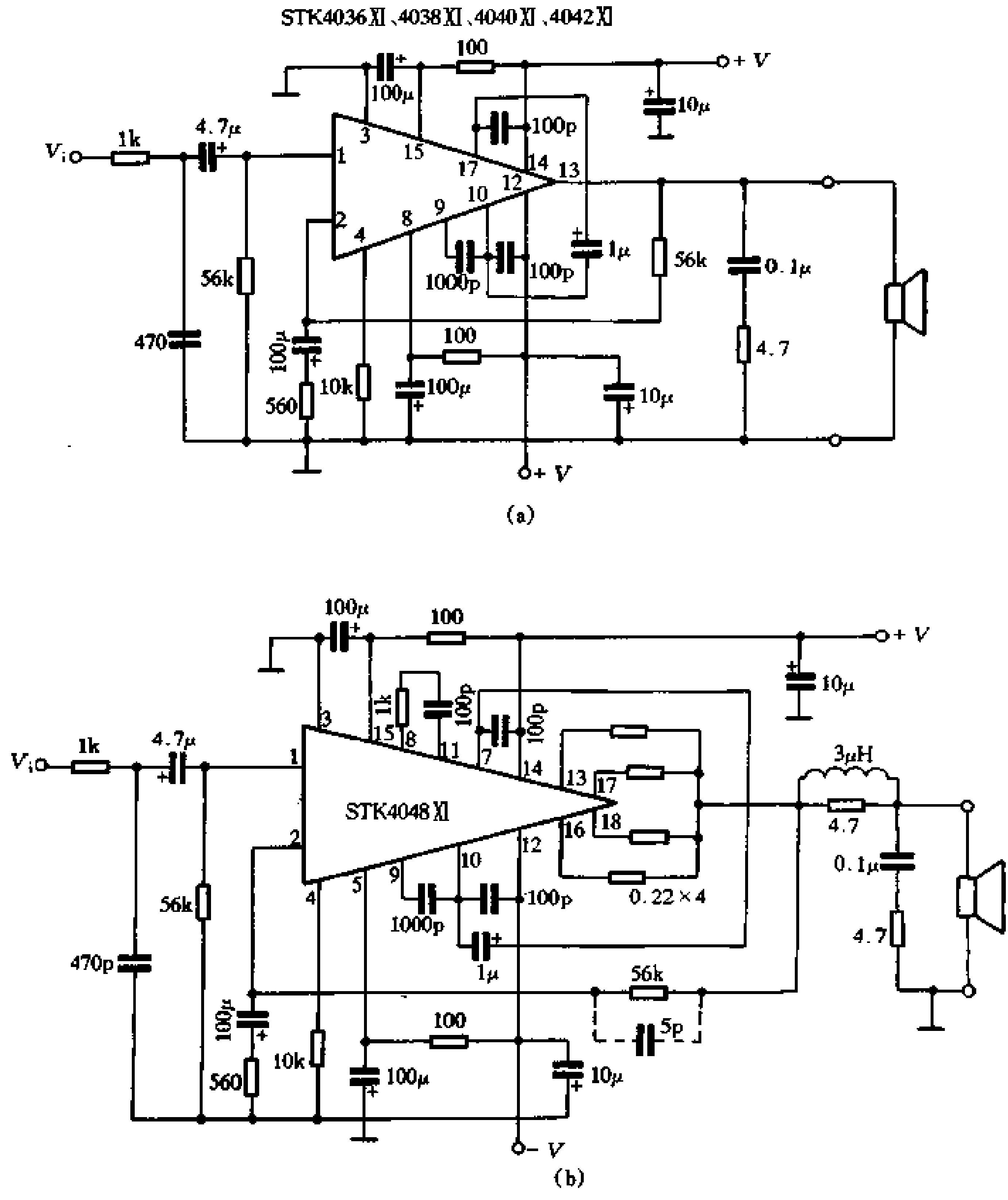


图 2-91 STK4036X₁~4042X₁ (a)及 STK4046、4048 (b)的典型应用

双光耦合器构成无干扰喇叭保护电路。其余部分与图 2-93 相同。

五、采用 STK0100 的 100W 功放电路

STK0100 厚膜混合集成电路是一种使用双电源工作的 OCL 型功放输出电路。其特性是温度稳定性好，静态电流具有温度补偿特性，电路的增益可通过外部电路的设置来调节，自由度较高。封装具有良好的散热性和使用方便的特点。

STK0100 的内电路结构见图 2-95。由图可知，它相当于典型的 OCL 功放电路的功率输出部分，电路十分简单，仅由 5 只晶体管、2 只二极管和 5 只电阻构成。VT₁ 和 VD₁、VD₂、R₁、R₂ 组成具有温度补偿功能的输出级静态偏置电路，VT₂~VT₅ 组成复合全互补推挽输出级。

STK0100 的技术参数如表 2-25 所示。

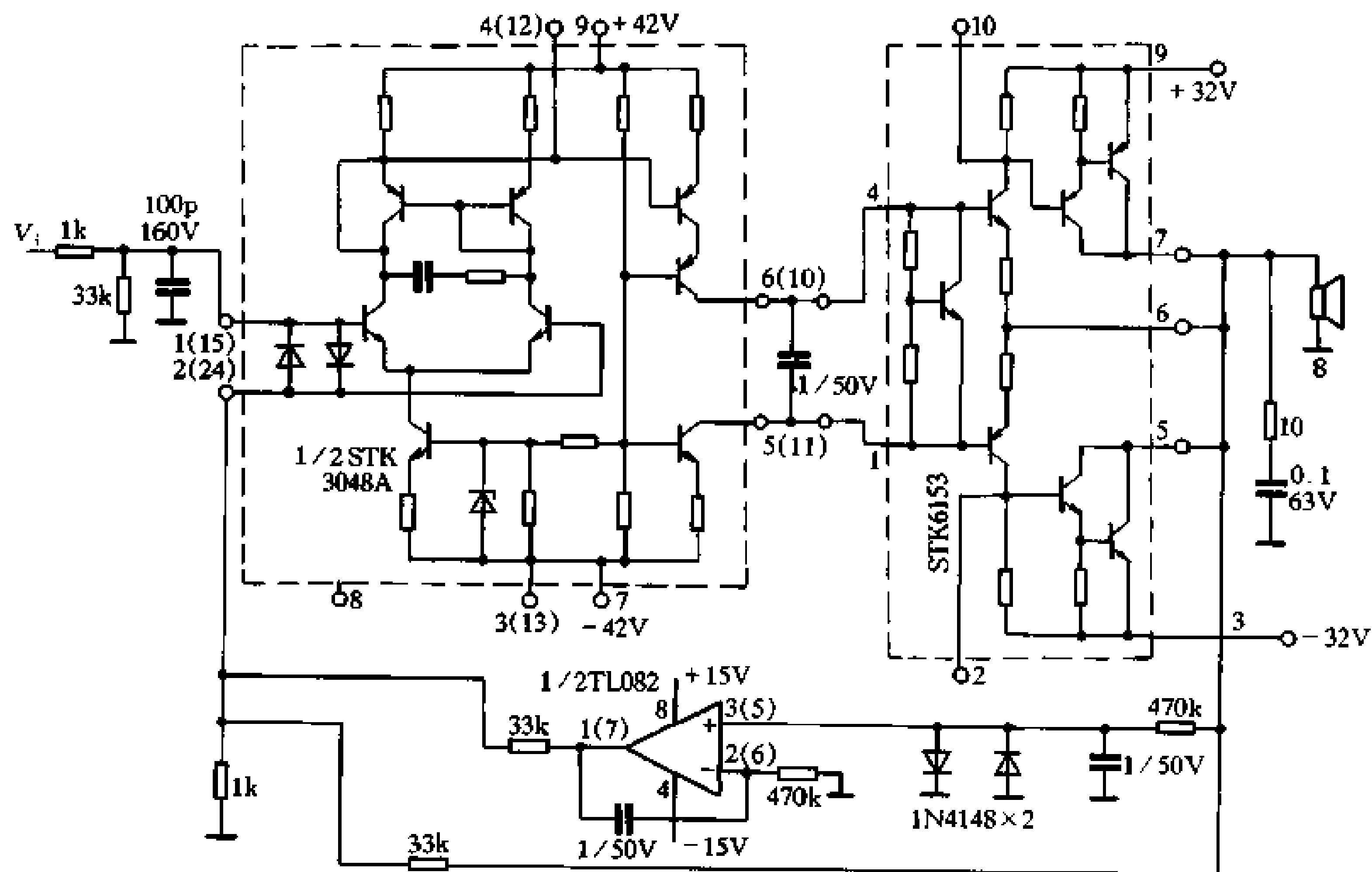


图 2-92 STK3048 和 6153 的内电路

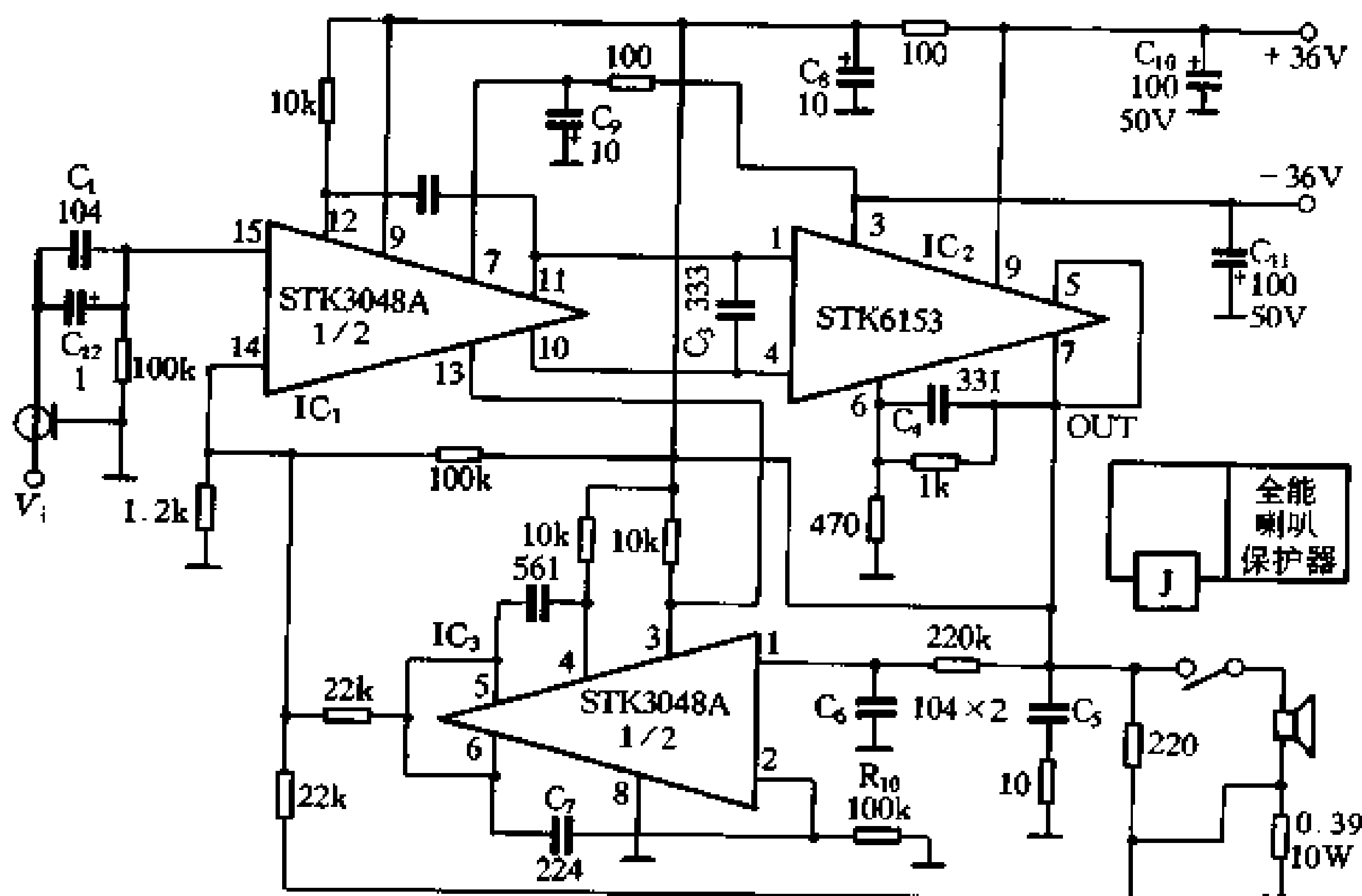


图 2-93 100W 功放电路

表 2-25

参数名称	测试条件	最小值	典型值	最大值
静态电流(I_{CO})	$V_C = \pm 60V$		40mA	80mA
输出功率(P_O)	$V_C = \pm 5V$	100W		
失真系数(THD) (THD)	$P_O = 1 \sim 100W$ $P_O = 1W$		0.02%	0.1%
频率响应	$R_L = 8\Omega, V_G = 40dB$	20Hz~20kHz		

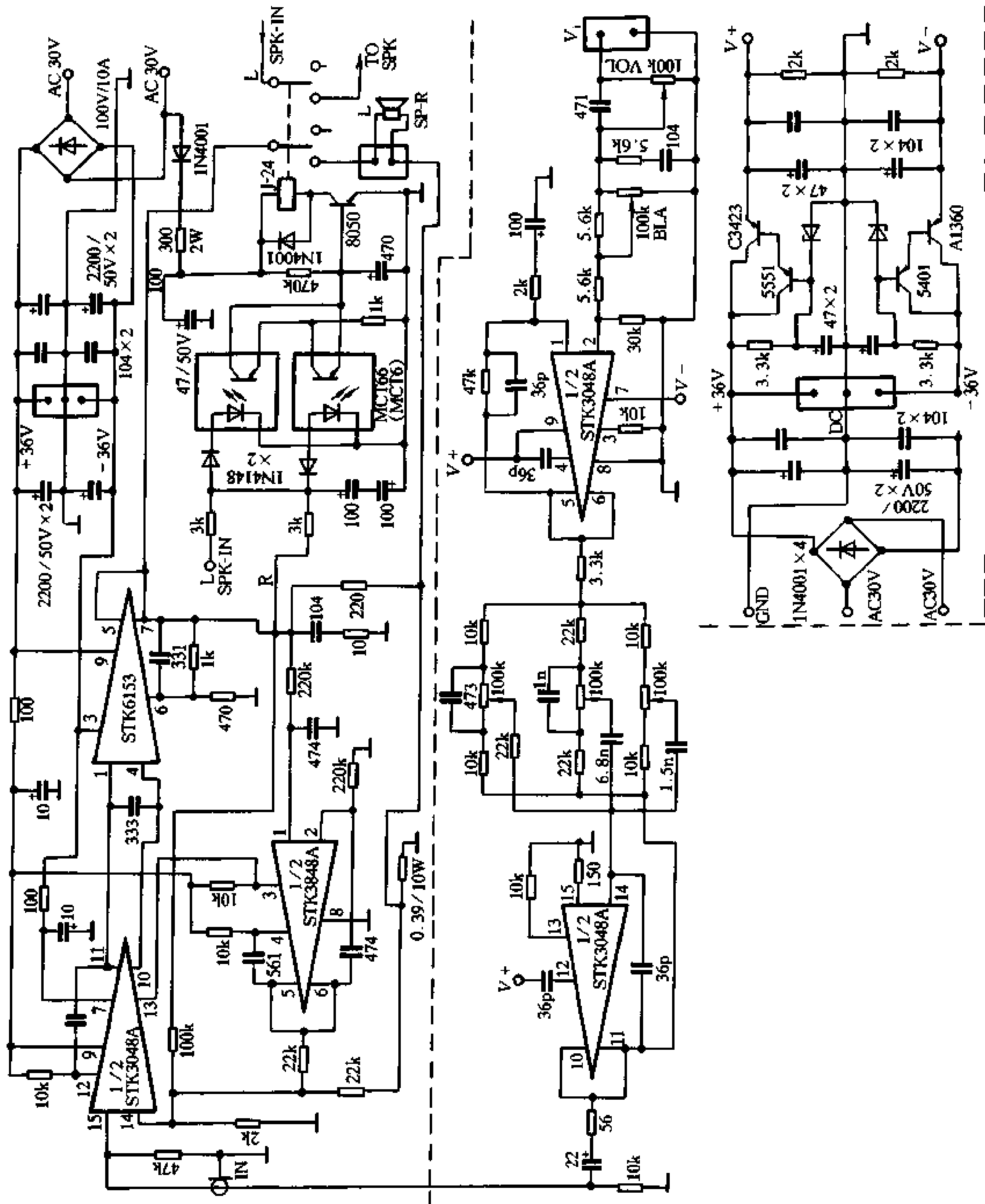


图 2.94 带音调控制的功放

图 2-96 是由 STK0100 组成的 100W 功放电路，和图 2-95 结合起来一起看，我们会发现 STK0100 在这里是作为这个 OCL 功放电路的输出级使用的。VT₁~VT₅ 组成了这个电路的差分输入级，VT₁ 为恒流源，VT₄、VT₅ 为镜像恒流源负载。该输入级是一种典型的高增益平衡前置级。交流增益 $V_G = R_{11}/R_{11} = 56/1 = 56$ 。

VT₇ 是输出级的推动级，VT₆ 是该级的恒流源负载。

对于该电路的前置级，其元件的选择应按照分立元件 OCL 功放电路的差分输入级元件的选择和配对方法进行，应严格挑选精心配对，否则容易造成中点直流电位失调。

本电路在 ±50V 的电源电压下，输出功率可达 100W，失真率 < 0.05%。频率响应在 20Hz~20kHz。

图 2-97 是用 STK0100 II 和专用集成双通道前置级电路 STK3102 III 组成的 100W×2 功放电路。

STK3102 III 是一只双电源两通道前置放大厚膜集成电路，专门用来推动 STK0100 或 STK0100 II 的电路。它的内电路结构如图 2-98。

由图可知电路的输入级是一个带有恒流源和恒流负载的差分电路，VT₆、VT₇ 是一个共射一共基式电压放大电路，它和 VT₈ 共同组成推动级。电路的开环增益可达 100dB，谐波失真为 0.005%。电路具有良好的直流稳定性。

STK3102 III 电路的技术参数如表 2-26 所示。

表 2-26

参数名称	符 号	测试条件	最小值	典型值	最大值
最高工作电压	V_{omax}				±75V
基板最高温度	T_c				115℃
静态电流	I_c	$V_c = \pm 60V$		20mA	30mA
中点电压	V_N	$V_c = \pm 60V$	-50mV		+50mV
输出噪声电压	V_{NO}	$V_c = \pm 60V$			1mV
全频段失真系数	THD	$V_c = \pm 50V$		0.005%	

$f = 20\text{Hz} \sim 20\text{kHz}$ 。

由表可知，STK3102 III 电路的特点是失真低，增益可在外部调节，工作电压高，外部元件少，适用于推动 STK0100 系列功放。

STK0100 II 是 STK0100 的改进型电路，它的内电路如图 2-99 所示。由图可知，它和 STK0100 的结构原理完全相同，仅在输出管增加一只管子，成为三级推挽输出。偏置电路改为复合管。主要技术参数如表 2-27 所示。

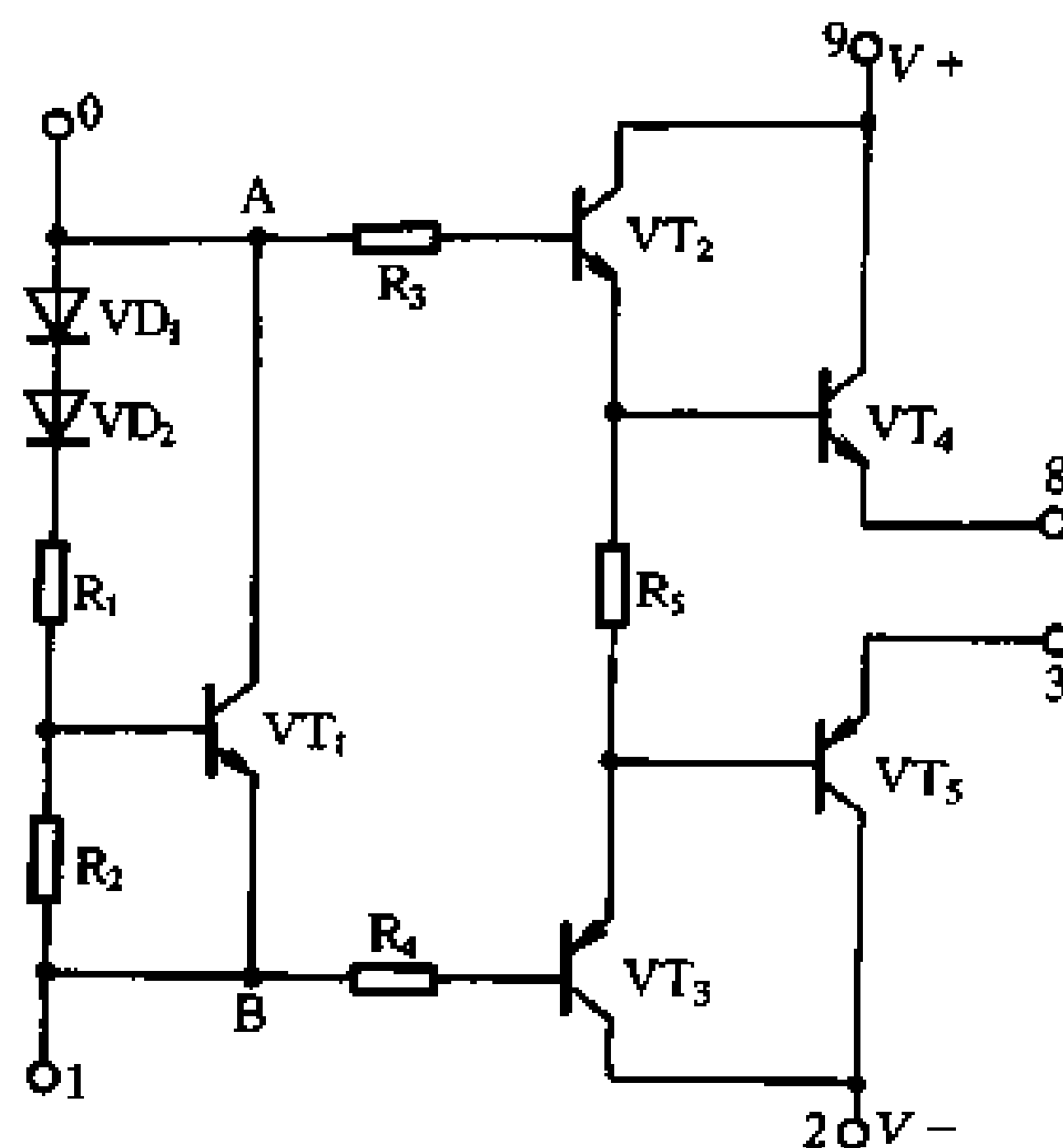


图 2-95 STK0100 的内电路结构

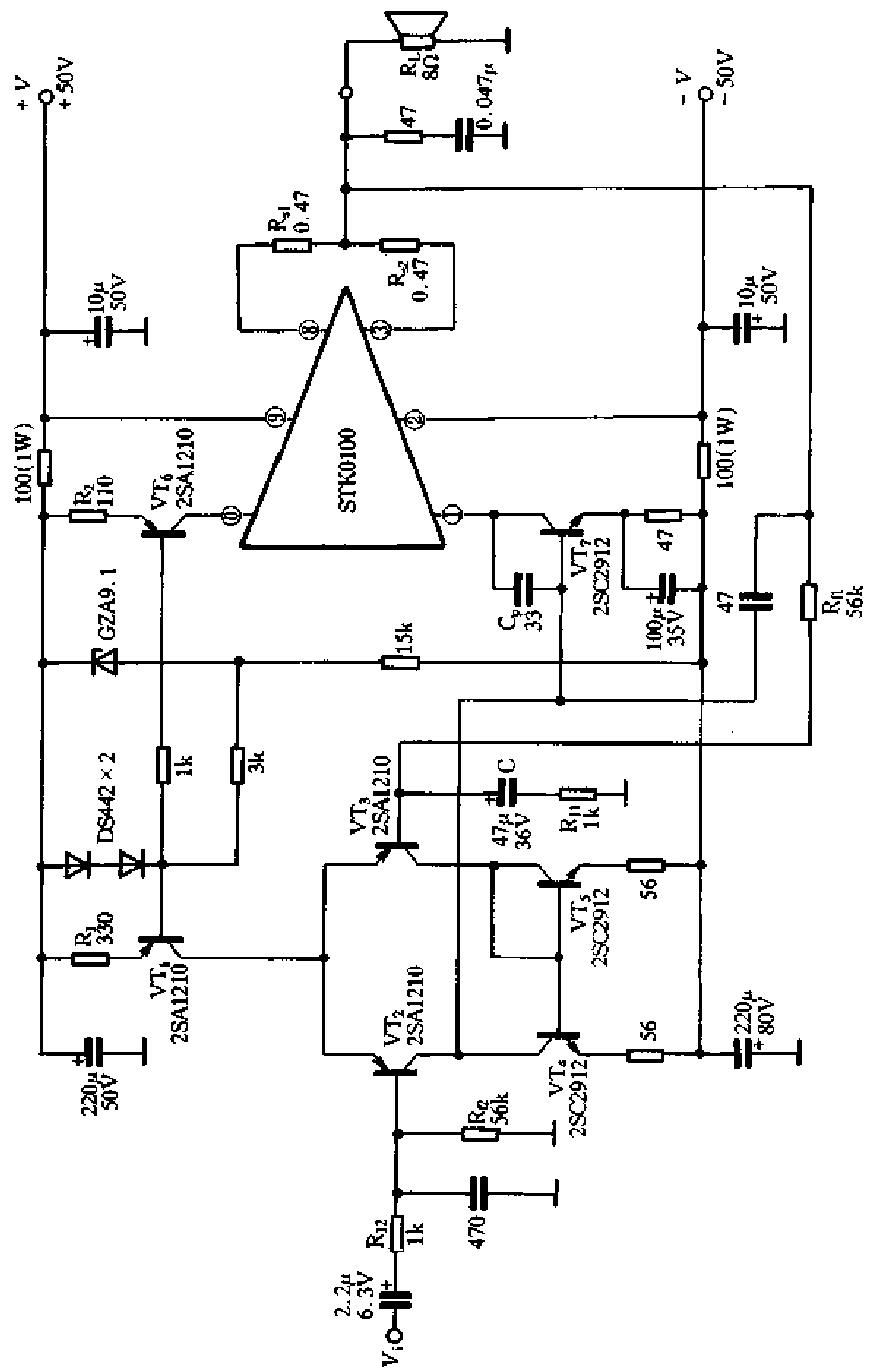


图 2-96 100W 功放电路

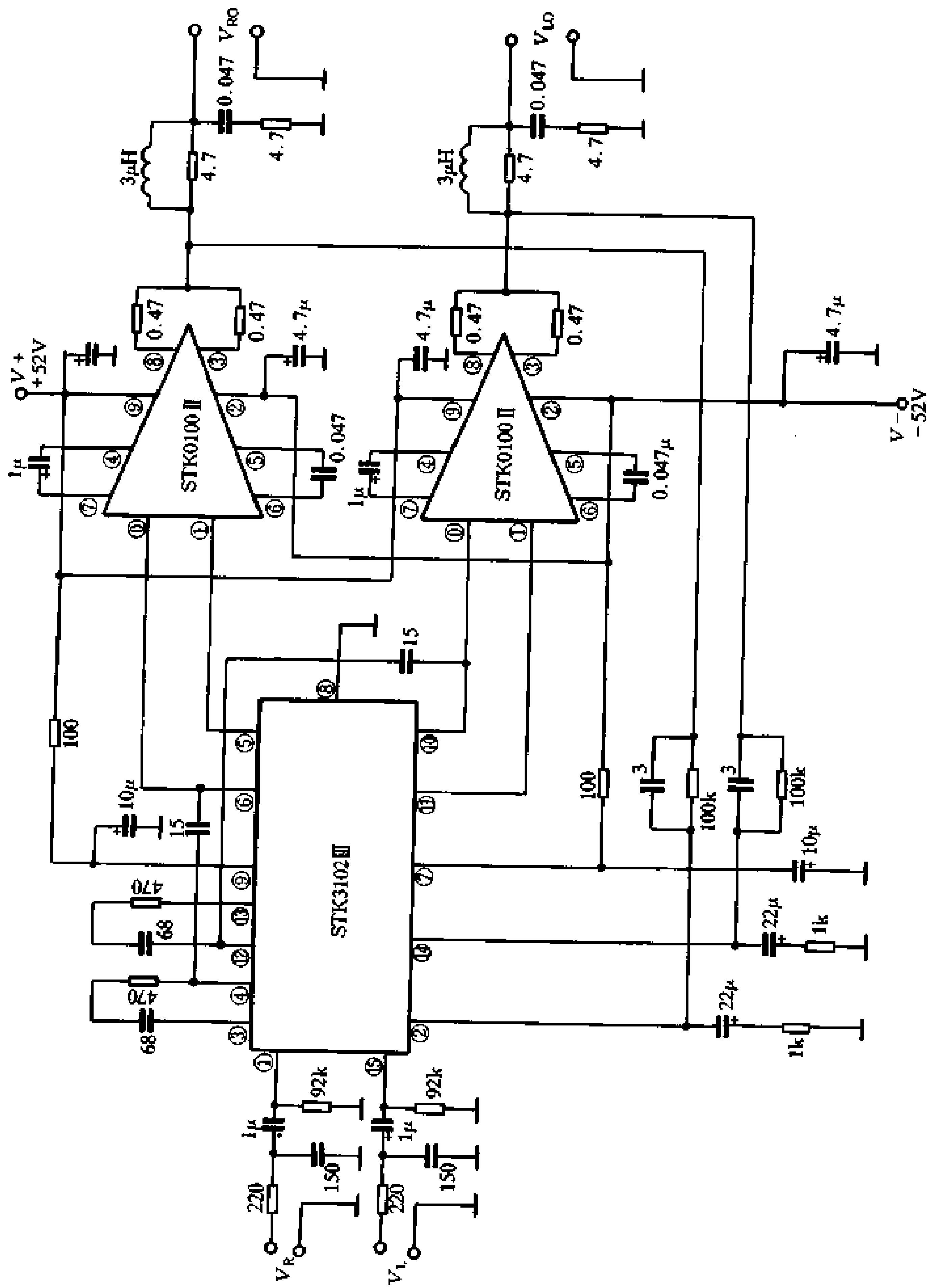


图 2-97 100W x 2 功放电路

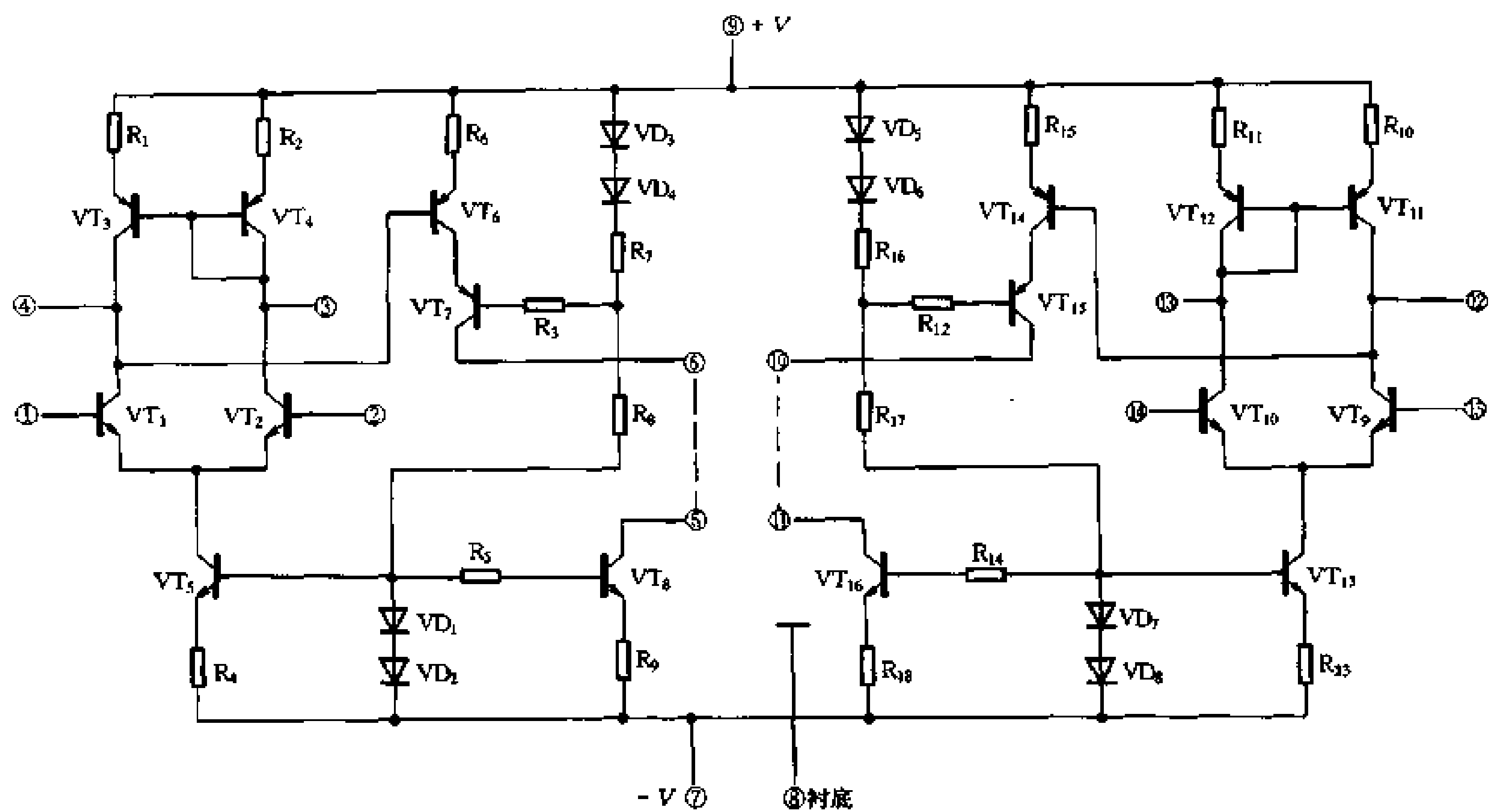


图 2-98 STK3102 的内电路

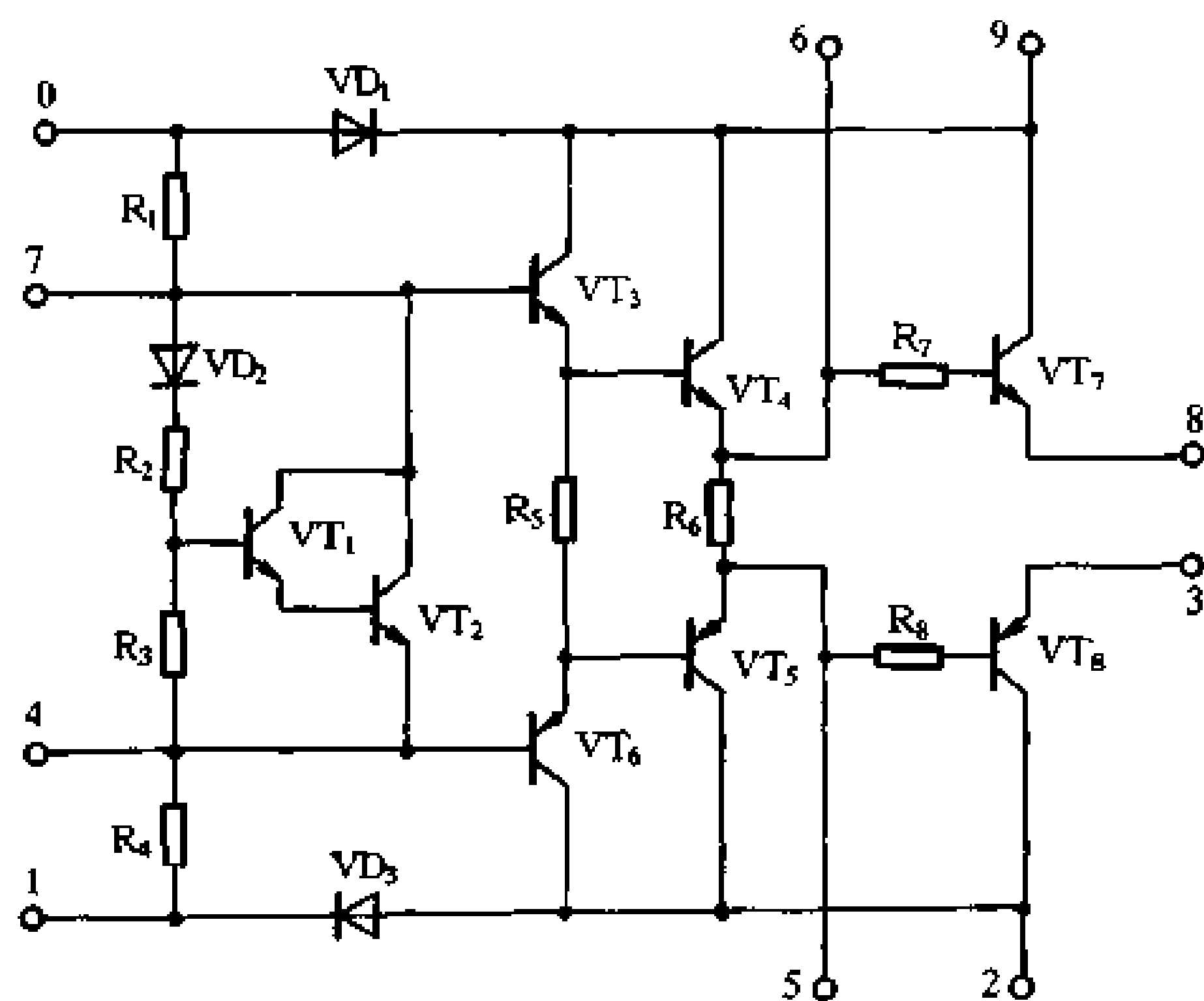


图 2-99 STK0100 II 内电路

由 STK3102 III 和 STK0100 II 可以组成大功率、低失真的高级音响的功率放大器。它的外围元件少，组装十分简单。可采用普通整流电源，当电源电压在 $\pm 50 \sim \pm 60V$ 时，便可得到 100W 的输出功率。

表 2-27

参数名称	符 号	测试条件	最小值	典型值	最大值
最大工作电压	V_{omax}				$\pm 75V$
热 阻	Q_{j-c}			$1.0^{\circ}C/W$	
最大结温	J_j			$150^{\circ}C$	

续表

参数名称	符号	测试条件	最小值	典型值	最大值
推荐工作电压	V_C			$\pm 52V$	
输出功率	P_O	$V_C = \pm 52V$	100W		
静态电流	I_{CO}	$V_C = \pm 60V$	20mA	40mA	70mA
失真系数	THD	$P_O = 100W$		0.005%	0.01%

$$f = 20\text{Hz} \sim 20\text{kHz}$$

2.6.5 其它高性能集成功放电路

一、LM12 集成运放电路的应用

LM12 是美国国家半导体公司推出的新型高性能大功率运放，这种运放有极高的技术指标、性能极其优良。当电源电压为 $\pm 40V$ 时，能向 4Ω 负载输出约 150W 的正弦功率，失真率仅 0.01%。以 60Hz 的方波和 7kHz 的正弦波信号按 4:1 混合，其瞬态互调失真率仅为 0.015%。这种运放的外形像一只金属封装的大功率三极管，在 $\pm 35V$ 的电源电压下，可输出 10A 的驱动电流，不仅是一种性能优良的音频功放器件，而且是十分理想的伺服电机的驱动器。

LM12 采用 TO-3 封装，只有 4 根引线，外壳接 V_- 。图 2-100 是它的内电路原理。表 2-28 为它的电特性表。

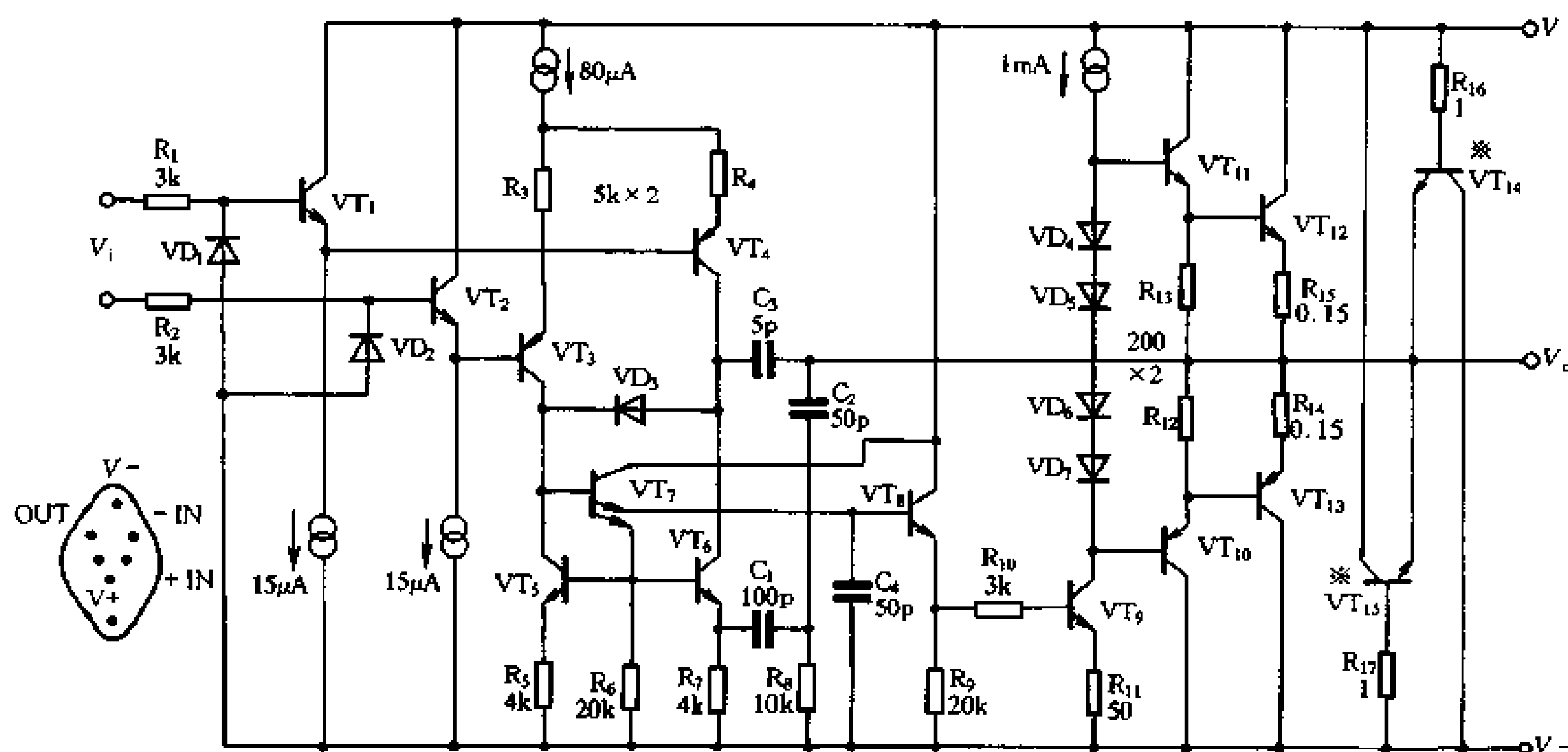


图 2-100 LM12 内电路原理

在图 2-100 中， VT_1 、 VT_2 构成射极输出器作输入级，输入阻抗很高，偏流最大 $1\mu A$ 。 VT_3 、 VT_4 为电压放大级， VT_5 、 VT_6 为镜像恒流源负载。 VT_7 、 VT_8 构成复合管放大级。双发射极三极管 VT_7 的另一发射极作镜像恒流源电路的偏置。 VT_9 为输出推动级， $VT_{10} \sim VT_{13}$ 组成复合互补推挽输出级。 VT_{14} 、 VT_{15} 组成钳位式输出保护电路，当负

载为感性负载时，如果出现反电动势超出安全电压时，两管导通保护了输出管。

表 2-28

参 数	条 件	典型值 25℃	LM12	LM12C	单 位
			LM12L	LM12CL	
			极限值	极限值	
输入失调电压	$\pm 10V \leq V_S \leq \pm 0.5V_{MAX}$, $V_{CM} = 0$	2	7/15	15/20	mV (max)
输入偏流	$V^- + 4V \leq V_{CM} \leq V^+ - 2V$	0.15	0.3/1.0	0.7/1.0	μA (max)
输入失调电流	$V^- + 4V \leq V_{CM} \leq V^+ - 2V$	0.03	0.1/0.3	0.2/0.3	μA (max)
共模抑制	$V^- + 4V \leq V_{CM} \leq V^+ - 2V$	86	75/70	70/65	dB (min)
电源电压抑制	$V^+ = 0.5V_{MAX}$, $-6V \geq V^- \geq -0.5V_{MAX}$	90	75/70	70/65	dB (min)
	$V^- = -0.5V_{MAX}$, $6V \leq V^+ \leq 0.5V_{MAX}$	110	80/75	75/70	dB (min)
输出饱和阈值	$t_{ON} = 1ms$, $\Delta V_{IN} = 5(10)mV$, $I_{OUT} = 1A$	1.8	2.2/2.5	2.2/2.5	V (max)
	8A	4	5/7	5/7	V (max)
	10A	5	8		V (max)
大信号电压增益	$t_{ON} = 2ms$, $V_{SAT} = 2V, I_{OUT} = 0$	100	50/30	30/20	V/mV (min)
	$V_{SAT} = 8V, R_L = 4\Omega$	50	20/15	15.10	V/mV (min)
热梯度反馈	$P_{DISS} = 50W, t_{ON} = 65ms$	30	50	100	$\mu V/W$ (max)
输出-电流极限	$t_{ON} = 10ms, V_{DISS} = 10V$	13	16	16	A (max)
	$t_{ON} = 100ms, V_{DISS} = 58V$	1.5	1.0/0.6	0.9/0.6	A (min)
	LM12/LM12C	1.5	1.7	1.7	A (max)
	$t_{ON} = 100ms, V_{DISS} = 78V$	0.7	0.6/0.4	0.5/0.35	(min)
额定功耗	$t_{ON} = 100ms, V_{DISS} = 20V$	100	90/40	80/55	W (min)
	$V_{DISS} = 58V$	80	58/35	52/35	W (min)
DC 直流热阻	$V_{DISS} = 20V$	2.3	2.6	2.9	$^{\circ}C/W$ (max)
	$V_{DISS} = 58V$	2.7	4.0	4.5	$^{\circ}C/W$ (max)
AC 交流热阻		1.6	1.9	2.1	$^{\circ}C/W$ (max)
电源电流	$V_{OUT} = 0, I_{OUT} = 0$	60	80/90	120/140	mA (max)

电路的输入端设有保护电阻 R_1 、 R_2 和保护二极管 VD_1 、 VD_2 ，即使输入信号很强也不致损坏电路。当电源电压不足 14V ($\pm 7V$)，则输出是断开的。当 LM12 管壳温度超过 150℃ 时，输出即自动断开，但降至 145℃ 以下时即自动恢复。电源电压达到输出管的 V_{CEO} 时，输出自动断开。在任何输出电压下如输出电流达到 10A 时，均有完善的过载保护功能。

图 2-101 是由 LM12 组成的高保真功放电路，最大输出功率为 150W。电路中，二极管 VD_1 、 VD_2 起钳位作用，当输出端为感性负载和推挽输出级出现过激励时，可以避免输出电压的摆幅超过电源电压。 VD_1 、 VD_2 与 LM12 内部输出钳位管共同作用，即使在高电源电压和大电流下也经得起感性负载的冲击。输出端的失调电压为 100~200mV。放大器在 -3dB 时带宽为 16Hz~40kHz。在 2Ω 或 4Ω 负载下输出 1W 时，失真度为 0.02%。满功率输出时，失真度增大到 0.05% (电源电压 $\pm 30V$ ，负载为 4Ω)。电路静态电流为 65mA~100mA。电感 L_1 的主要作用是减小扬声器导线或分频滤波器等容性负载对放大器反馈环路的影响，保证放大器正常工作。电源滤波电容的容量不小于 10000 μF 。

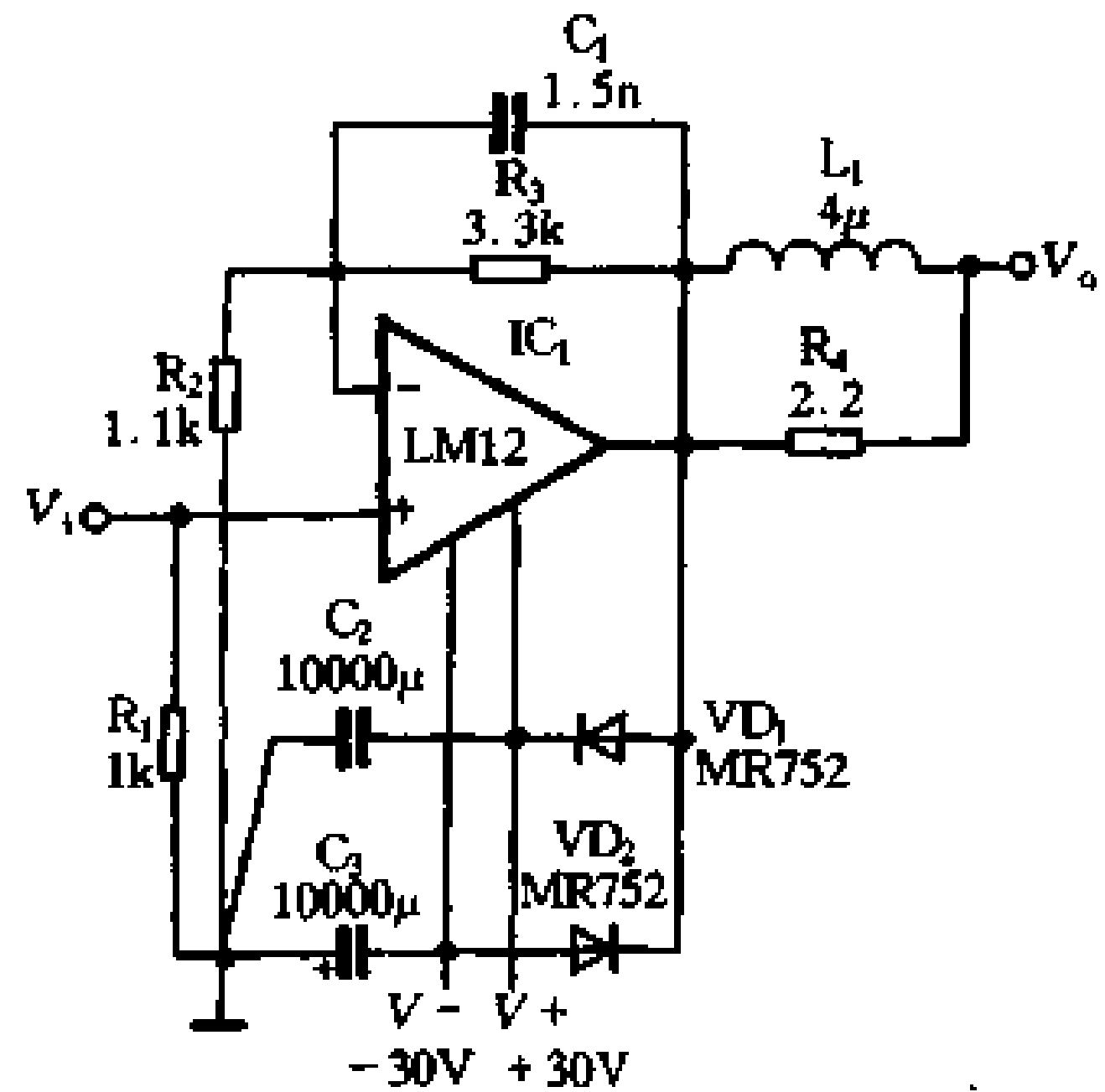


图 2-101 150W Hi-Fi 功放

图 2-102 是用 LM12 组成的 50W 高保真功放电路。该电路在输出功率为 1W 时，失真度约为 0.01%，互调失真为 0.015%。

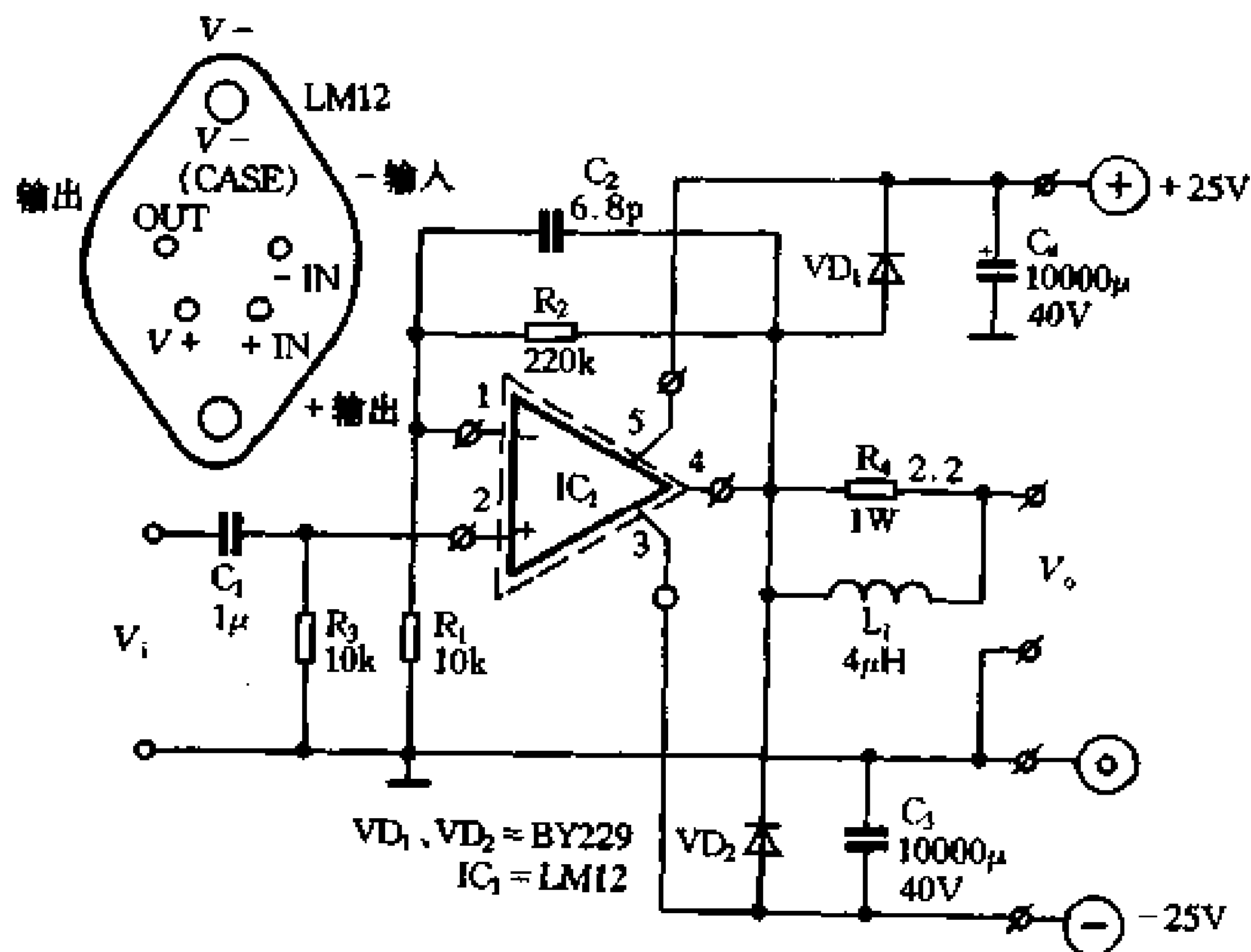


图 2-102 50W Hi-Fi 功放

图 2-103 为用 LM12 构成的实用型 50W × 2 高保真功放电路。它的基本结构和图 2-102 基本相同。只是增加了一个扬声器保护电路，使电路的工作更加安全可靠。

扬声器保护电路的工作原理是这样的：开机时，因 C_{11} 上的电压为 0V，故 VT_2 、 VT_3 截止，继电器 K_1 不能吸合，继电器的常开触点未接通，扬声器保持断开状态。约 5 秒后 C_{11} 充电至 1.8V 左右， VT_2 、 VT_3 导通， K_1 吸合，接通扬声器，实现了扬声器的开机延时接通。当 IC_1 、 IC_2 的输出失调电压大于 1.8V 或输出管击穿时，此失调电压 (或击穿时的电源电压) 经 R_9 、 R_{10} 降压后向 C_9 、 C_{10} 充电，约 1~2 秒后 VT_1 导通，迫使 VT_2 、 VT_3

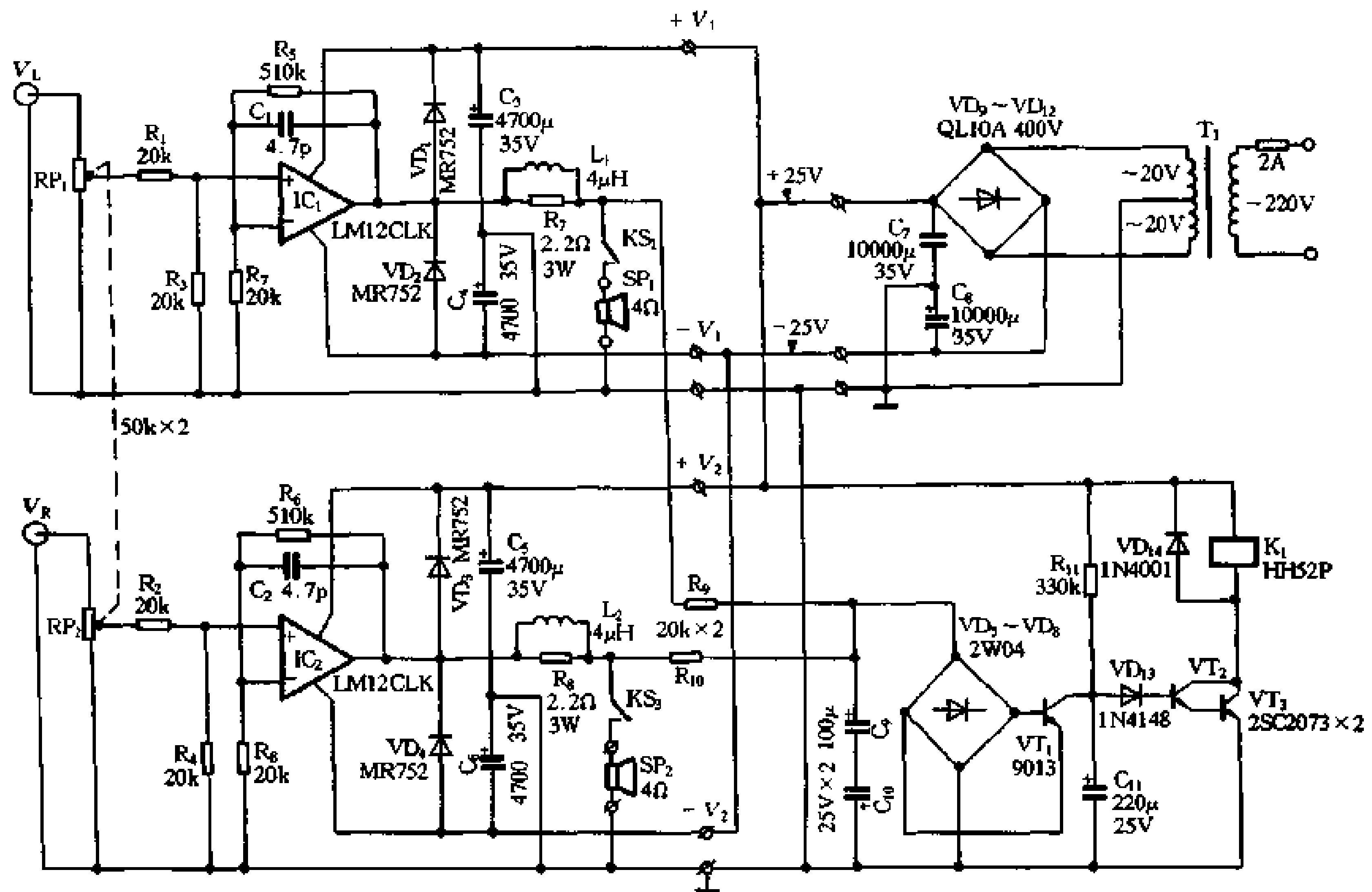


图 2-103 50W×2 Hi-Fi 功放

截止，继电器 K_1 释放，切断扬声器电路，起到保护作用。

电路元件的选用： R_7 、 R_8 选用 $2.2\Omega/5W$ 的金属膜电阻， L_1 、 L_2 用 $\phi 0.8mm$ 漆包线在 R_7 、 R_8 上分三层密绕 35 圈。其余电阻用 $1/2W$ 金属膜电阻。 $VD_1 \sim VD_4$ 最好用快恢复二极管，如 MR752、BY229 等，额定电流为 1A，耐压 200V 以上，也可用 1N4004 代替。 $VD_9 \sim VD_{12}$ 选用 10A/400V 的全桥。 RP_1 、 RP_2 使用 $50k\Omega$ 的双联同轴电位器。 C_1 、 C_2 选用高稳定、低损耗的 $4.7pF$ 云母电容。继电器 K_1 可选用 24V、触点电流为 5A 的小型直流继电器。 $VD_5 \sim VD_8$ 选用 2A/400V 的小型全桥，也可用 4 个 1N4148 代用。电源变压器的功率应大于 200W，以确保功放有足够的输出功率。

二、SHM1100 II 大功率混合集成电路

SHM1100 II 采用单列 12 脚封装，频率响应为 $10Hz \sim 200kHz$ 。它的外围电路简单，工作可靠性高。其内电路原理如图 2-104 所示。

由图可知，该电路是一个带差分输入的直接耦合式 OCL 电路。其中 VT_8 、 VT_9 为输出管的过载、短路保护电路， VT_{12} 、 VT_{13} 为静噪控制电路。

SHM1100 II 的最大输出功率为 100W，使用电源电压范围为 $\pm 12V \sim \pm 50V$ 。频率响应 $10Hz \sim 200kHz$ ，失真度 0.01%，输入阻抗 $33k\Omega$ 并具有过载、短路保护以及静噪功能。

图 2-105 是 SHM1100 II 的应用电路和电源电路，电路的外围电路十分简单。电源电路仅为桥式整流电容滤波电路，只要求电源变压器的功率应大于 200W，整流二极管工作电流不小于 10A，耐压 200V，滤波电容为 $6800\mu F/63V$ 。

用两块同样的电路即可组成一个双声道的功放电路、相应地电源容量亦应加倍。

三、SHM1120 及其应用电路

SHM1120 是一种大功率混合集成电路，它的功率输出管采用 VMOS 场效应管，具有输出功率大、失真度低、频响宽、动态范围大、电压适应性强、外接电路简单等优点。是一种性能价格比较高的功放集成电路。特别适合用作家庭、小型会场及舞厅的功率放大器。

SHM1120 为单列直插 10 脚封装的单声道 120W 集成功放电路，它能在 $\pm 12 \sim \pm 50V$ 的电源电压范围内工作，推荐工作电压为 $\pm 35V$ ，频率响应为 $10Hz \sim 100kHz$ ，失真度为 0.01%。是一种宽频响高保真功放电路。

图 2-106 是以 NE5532 作前置放大、并配有音调控制电路的双声道功率放大电路。IC₁、IC₂ 等构成左、右声道前置放大和负反馈式高、中、低音控制电路；IC₃、IC₄ 组成功率输出电路；VT₁、VT₂ 构成扬声器保护电路，该保护电路可提供 3 秒左右的延迟

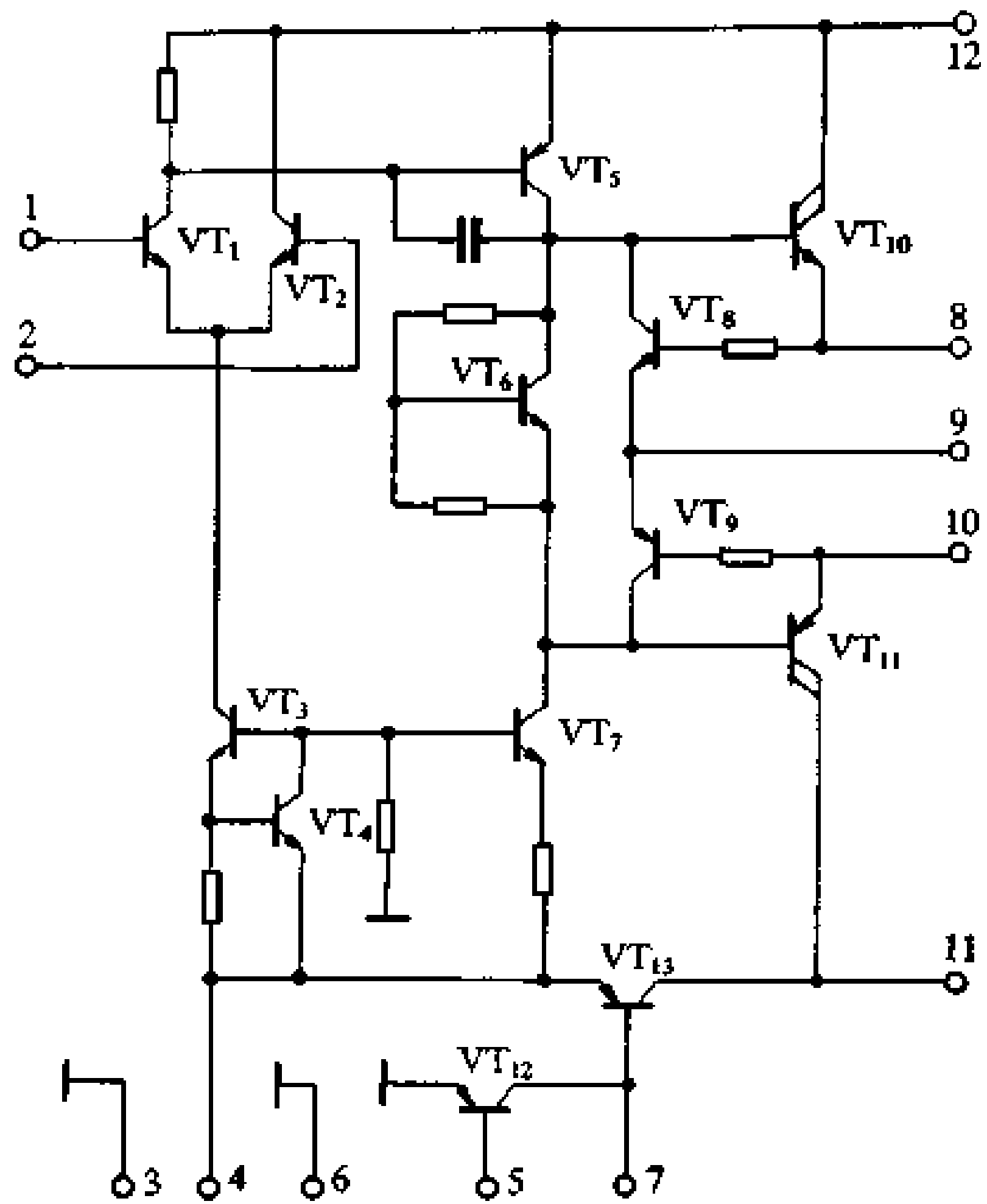


图 2-104 SHM1100 II 的内电路

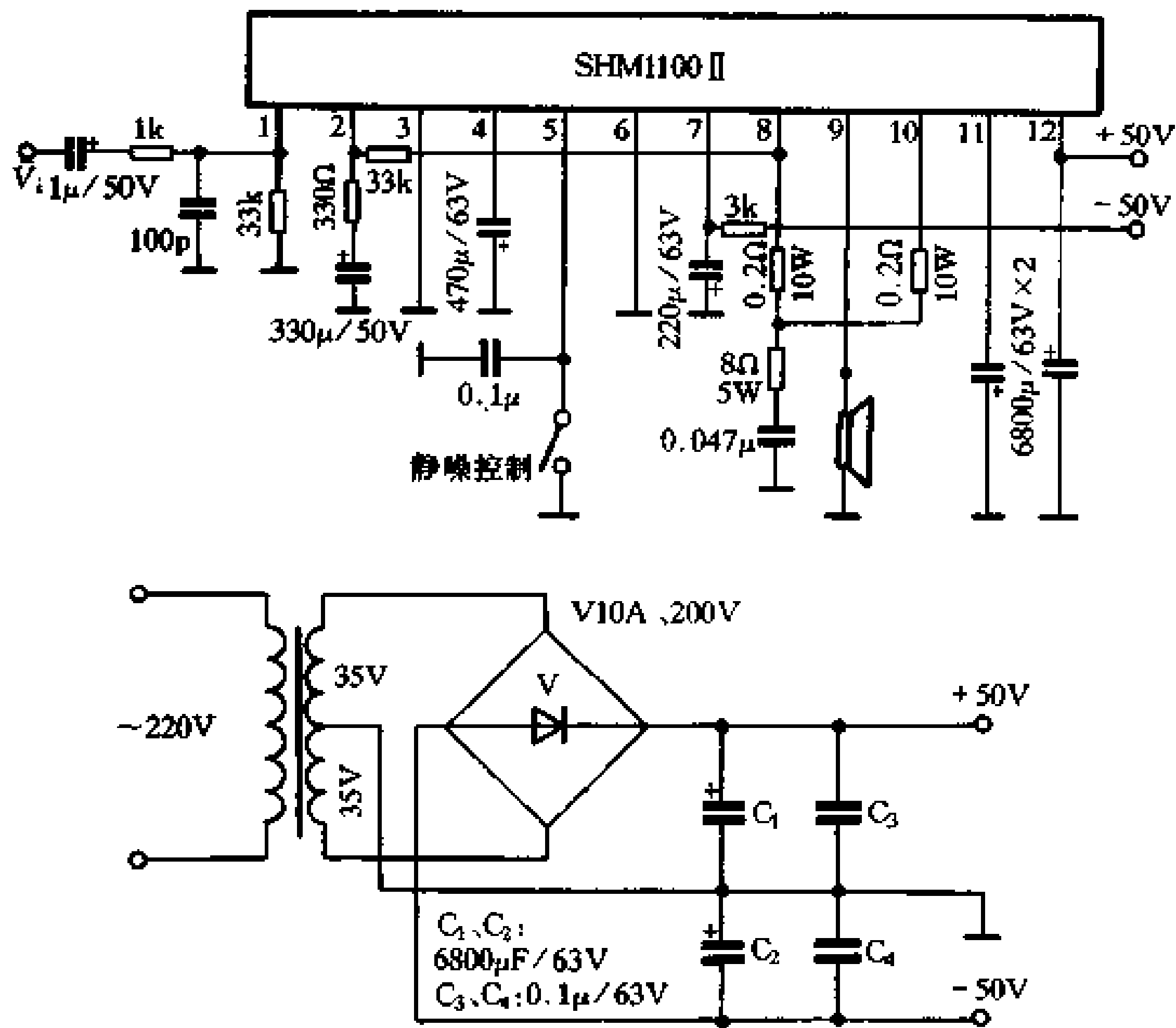


图 2-105 SHM1100 的应用电路

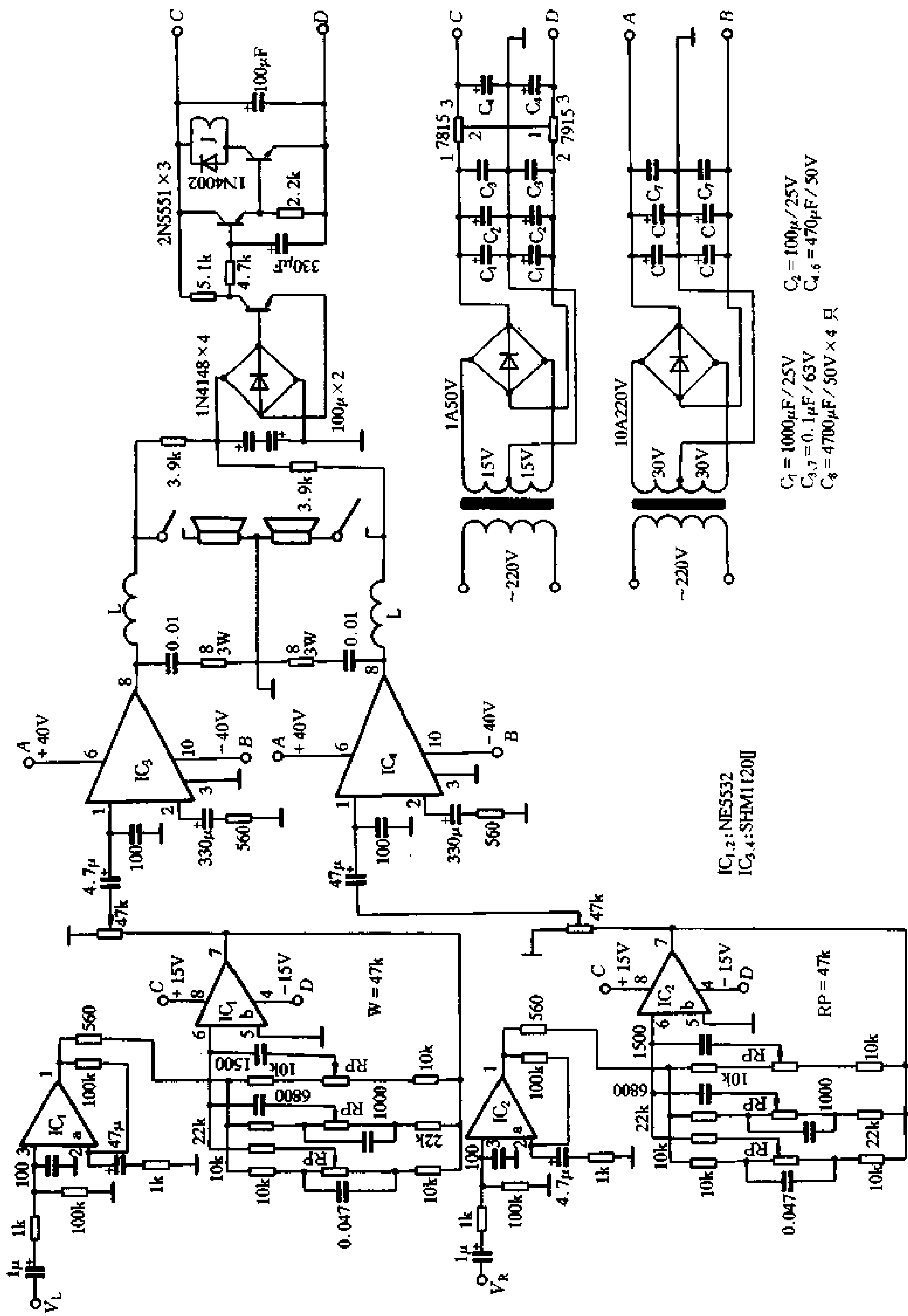


图 2-106 SHM1120 的应用

时间，从而消除了开机瞬间扬声器的“噗噗”声，并能在左、右声道输出端出现中点直流电位漂移时及时切断扬声器，使之得到保护。

本机电源可采用桥式整流、电容滤波的普通供电电源，为了消除电容器寄生电感的影响，滤波网络最好采用多组电容并联的方法。

四、SHM1150 II 组成的功放电路

SHM1150 II 为大功率混合集成电路。图 2-107 是它的内电路原理。由图可知，该电路为差分输入、全直流耦合、场效应管推挽输出的直流型功放电路。由于采用了场效应管输出电路，使得输出音质具有电子管放大器的特性，性能优良。

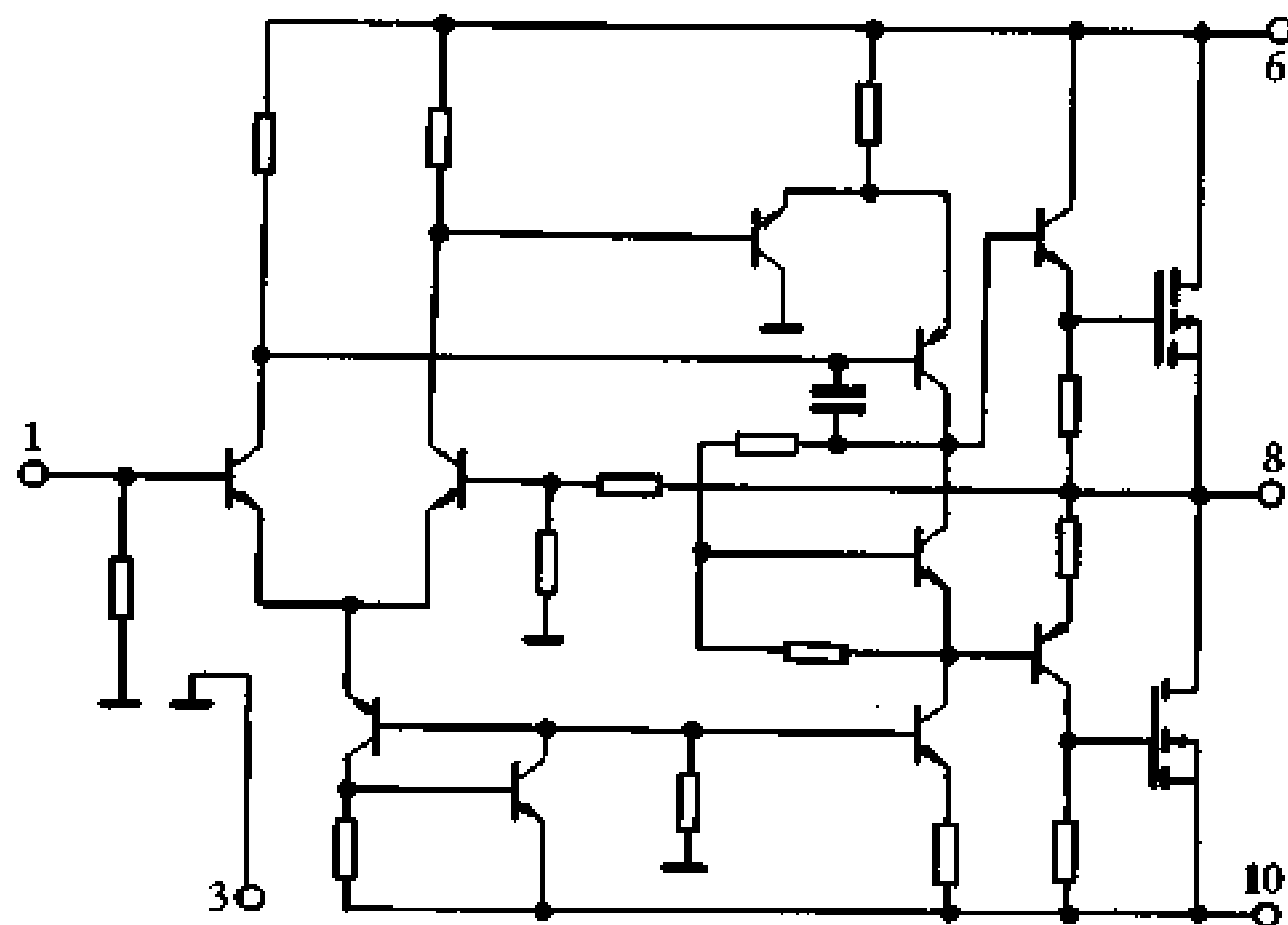


图 2-107 SHM1150 II 的内电路

SHM1150 II 为单列直插 10 脚封装，它有如下特点：输出功率大 $150\text{W} \times 2$ ；频响宽 0Hz （直流） $\sim 380\text{kHz}$ ；失真度低于 0.01% ；电压适应范围宽 $\pm 12\text{V} \sim \pm 50\text{V}$ ；无任何外接元件，无需调试即可正常工作；由于末级采用场效应管输出，音质极佳。

图 2-108 是用 SHM1150 II 组成的带有五段频率均衡和音调控制的 Hi-Fi 功率放大电路。电路的输入前置级采用 NE5532，另一半的 NE5532 作音调控制兼作功放的前置级。五段均衡采用音频功放专用混合集成电路 SHM6325A，该电路具有外接电路简单，调试容易，频率定点准确等优点。该电路还具有便于扩展应用的特点，用两只同样的电路便可扩展为十段均衡电路。

SHM6325A 为单列直插 15 脚封装，1 脚为输入端，3 脚为输出端，15 脚为电源端，14 脚为接地端，其余各脚为均衡控制端。

图 2-108 中 SHM6325A 的应用电路，它的增益控制量为 $\pm 12\text{dB}$ ，各控制点的中心频率分别为 100Hz 、 400Hz 、 1kHz 、 3kHz 、 10kHz 。

电路最大功率输出可达 150W 。供电电源可采用桥式整流电容滤波的简易电源。输入前置与均衡电路采用经电子滤波后的电源供电，以保证输入级音质的纯净。

五、TM2001A 组成的功放电路

TM2001A 是日立公司生产的厚膜集成功放电路，它的输出功率大、频响宽、失真低，

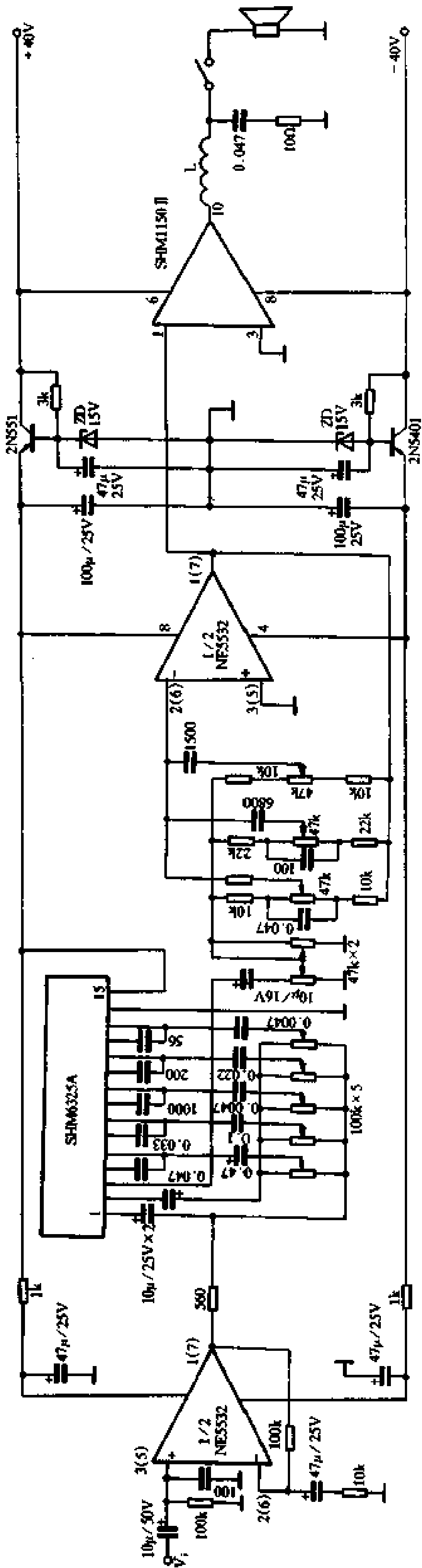


图 2-108 带频率均衡的功放电路

很适合组成高保真功率放大电路。

TM2001A 为 18 脚单列直插塑封电路，它的内电路原理如图 2-109。由图可知，该电路为 OCL 型双功放电路，它的特点是输出管的射极电阻在外边连接（通过 7、8 脚和 11、12 脚），这样既提高了电路工作的可靠性，又可以通过该电阻很方便地接入保护电路。

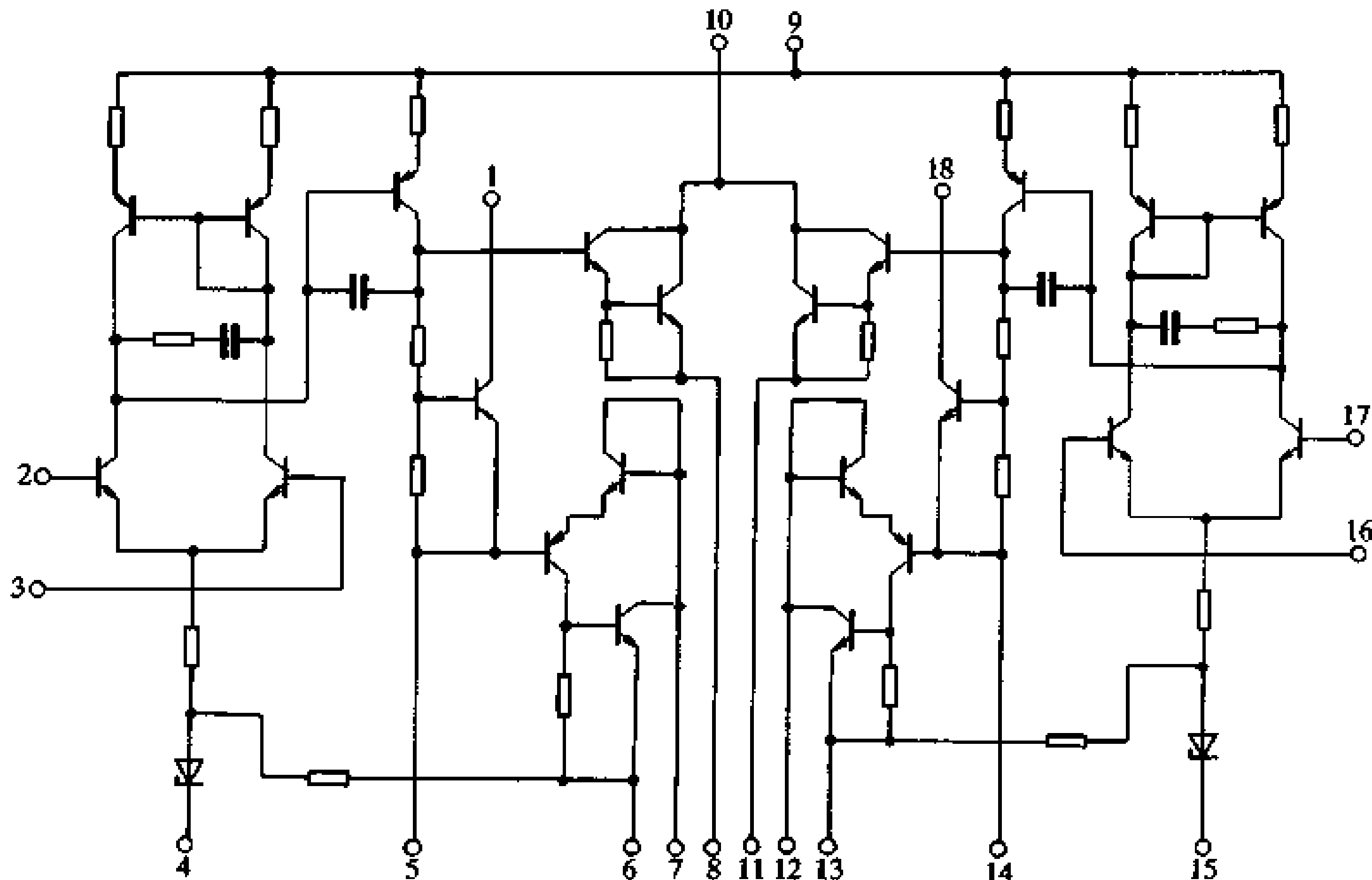


图 2-109 TM2001A 的内电路

TM2001A 的电参数如表 2-29 所示。

表 2-29

参数名称	测试条件	最大值
最大电源电压		$\pm 58\text{V}$
推荐工作电压		$\pm 42.5\text{V}$
输出功率	$\text{THD} = 0.1\%、8\Omega$	$100\text{W} \times 2$
总谐波失真	$P_O = 1\text{W}$	0.03%
频率响应	$P_O = 1\text{W}, -3\text{dB}$	20Hz ~ 50kHz

图 2-110 是用 TM2001A 组成的带有音调控制的 100W 功率放大电路。电路的前置级由等响度补偿、音量控制、音调控制等部分组成。RP₁ 和相关的 RC 网络组成等响度补偿电路，RP₂ 组成音量控制器，RP₃ ~ RP₅ 和 1/2TL082 等组成负反馈式音调控制电路。由 1/2TL082 组成均衡输入电路。TL082 为结型场效应管，作输入级的高性能运放电路，它具有很高的输入阻抗和高的转换速率。

VT₃、VT₄ 组成功放电路的过载保护电路。当输出管出现过载时，输出电流增大，该电流在 0.25Ω 电阻上的压降增大。在输出电流的正半周 VT₃ 导通，负半周 VT₄ 导通。VT₃ 和 VT₄ 的集电极分别与 TM2001A 的 18 脚与 14 脚连接，将输出管的基极电流分流，限制了输出电流的增大，保护了输出管。VT₃、VT₄ 的基-射极间接有 0.1μF 的电容器，目

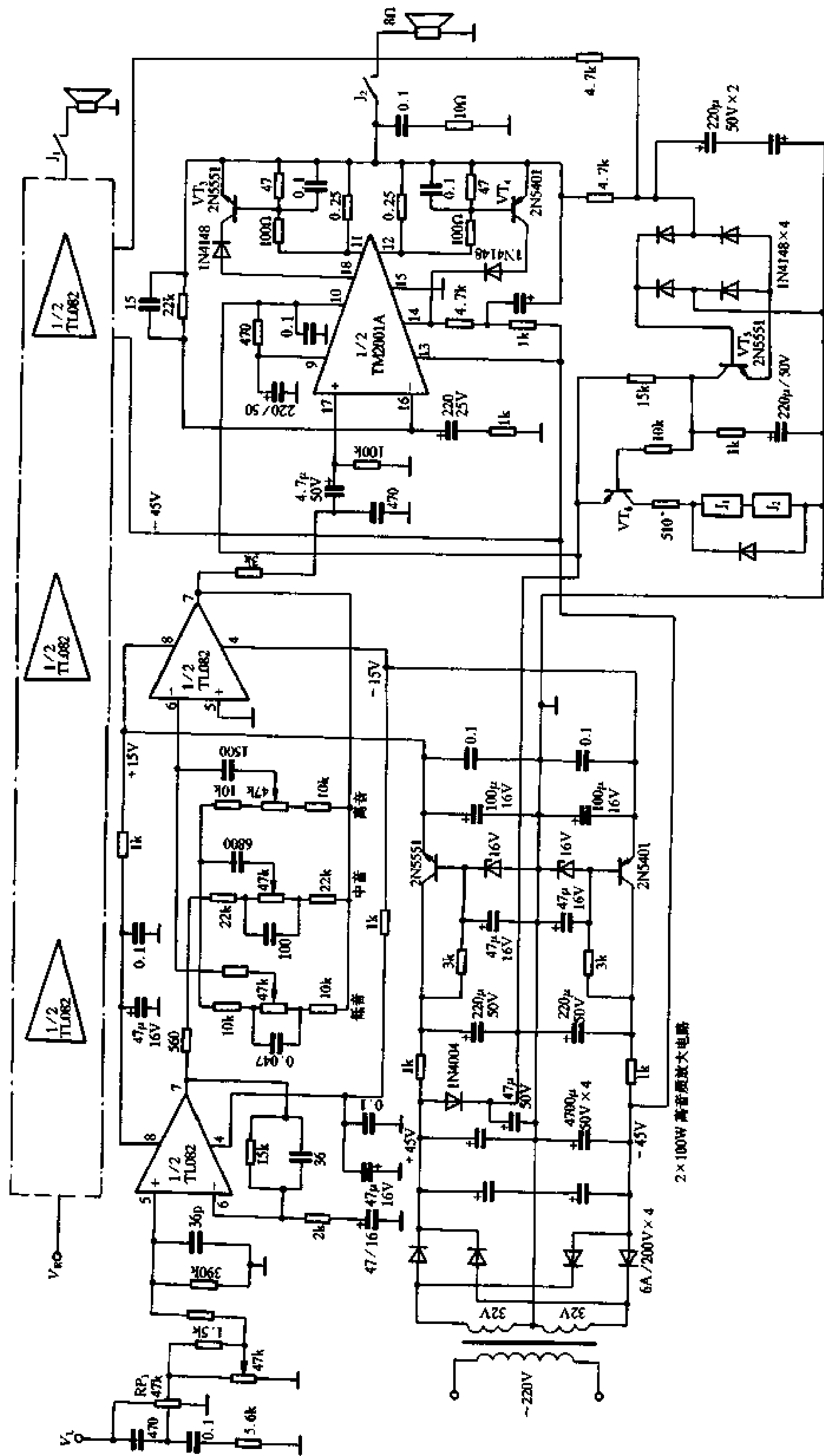


图 2-110 TM2001A 组成的功放电路

的是防止因瞬间大电流造成的误动作。

VT₅、VT₆ 等组成喇叭保护电路，主要作用为防开机冲击和中点直流偏移。中点偏移调节灵敏度为±2V。由 4.7kΩ 电阻引入经桥式整流触发 VT₅、VT₆ 导通，使继电器吸合（或断开）。开机防冲击由 VT₆ 和它基极所接的 1kΩ 电阻和 220μF 电容组成。开机时 VT₆ 导通，继电器吸合，喇叭被断开，之后由于 220μF 电容的充电使 VT₆ 基极电位升高，VT₆ 截止，继电器释放，接通喇叭。

六、TMOS150 功率模块的应用

TMOS 系列功率模块是用场效应管作输出的厚膜功放模块。它具有频带宽、线性好、失真度低等优点，加上引脚少、外围电路简单，利用它可以组装成优质大功率放大器。这里介绍 TMOS075 和 TMOS150 两个品种的厚膜电路的性能及应用电路。

表 2-30 是它们的电参数。图 2-111 是 TMOS075 和 TMOS150 的应用电路。TMOS075

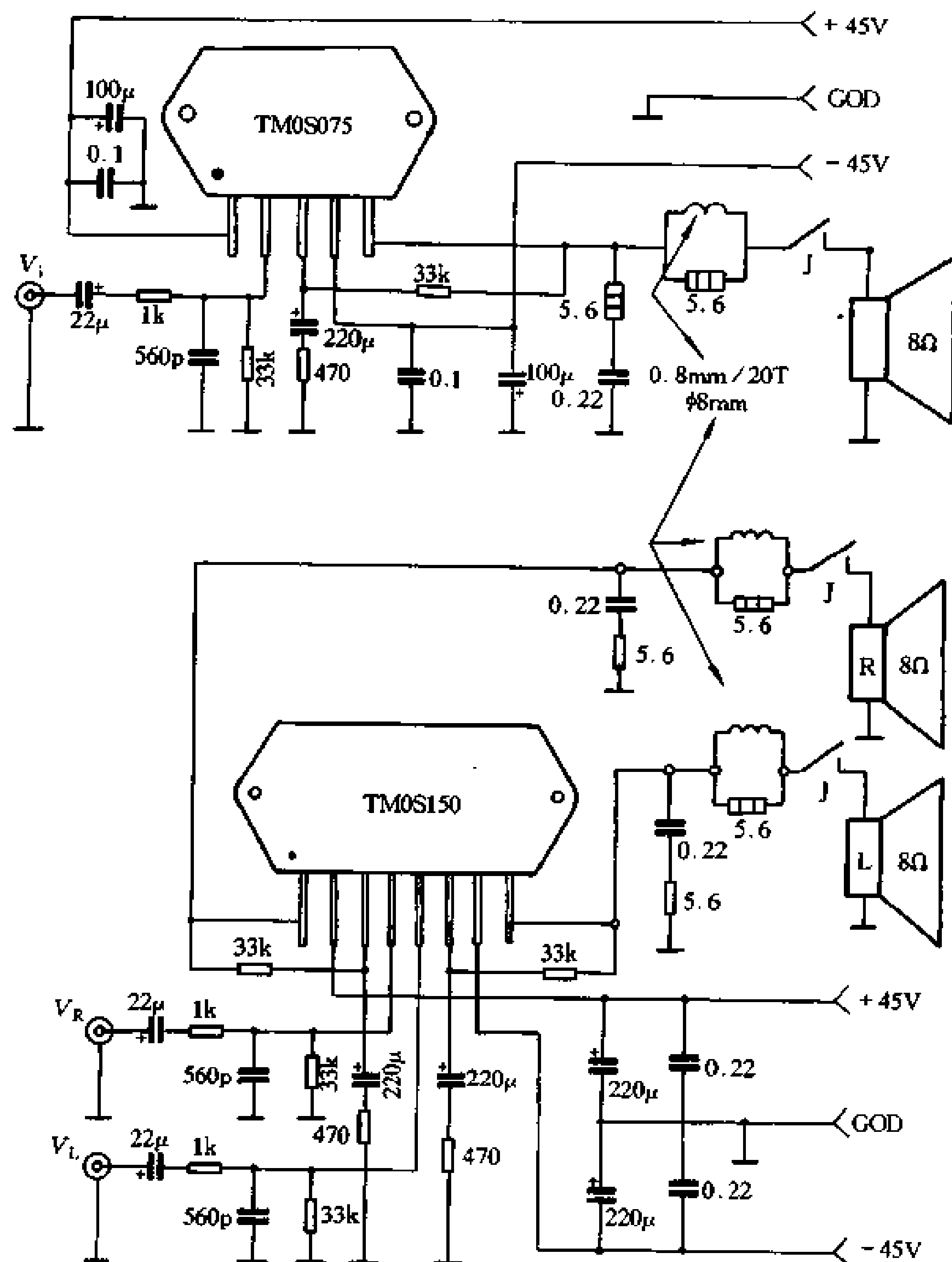


图 2-111 TMOS 的应用电路

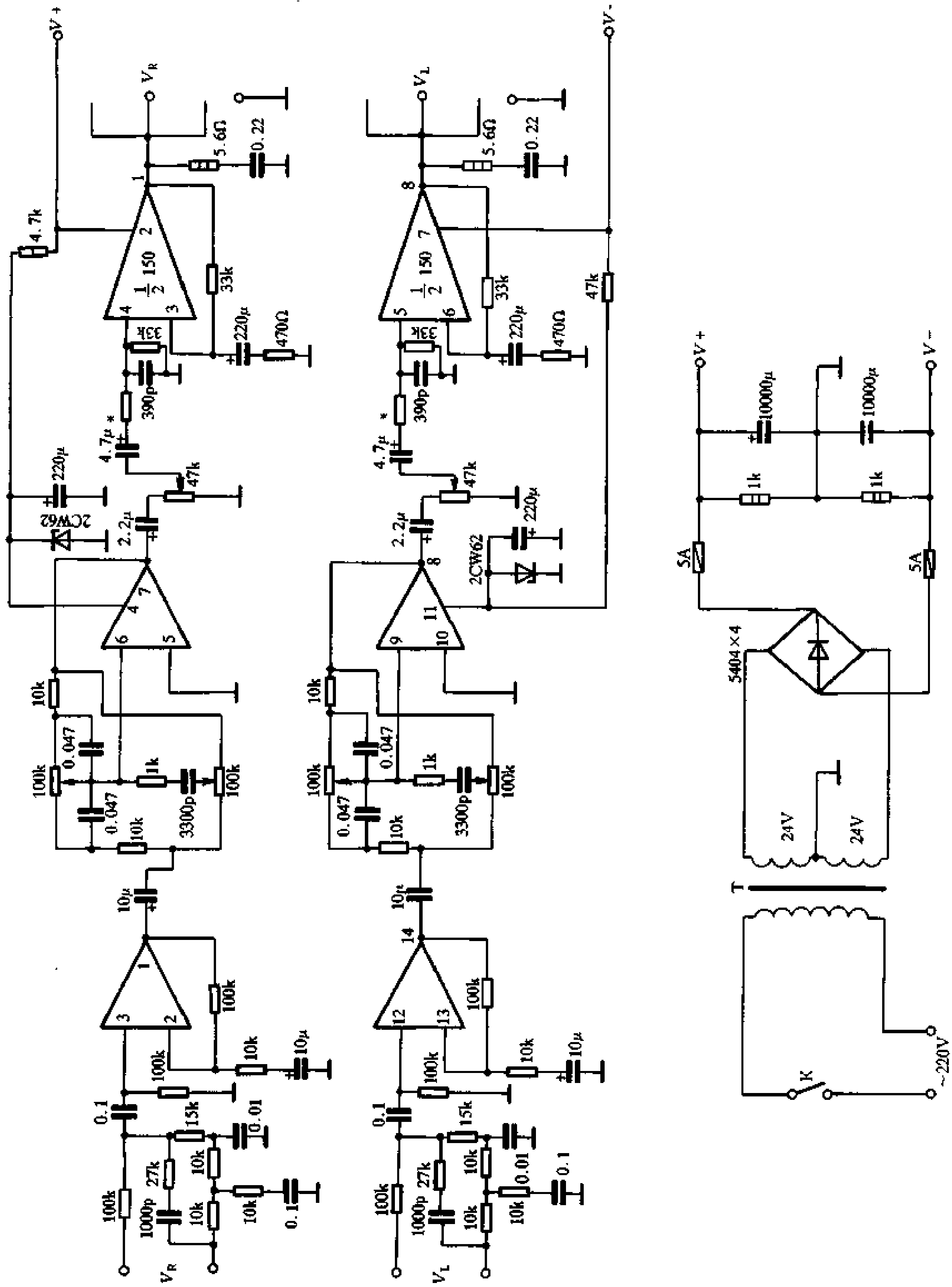


图 2-112 TMOS75W × 2 功放电路

是单功放，用它可以组成输出功率为 75W 的功率放大器；TMOS150 是双功放电路，用它可以组成输出功率为 $75W \times 2$ 的双声道功率放大器。两电路除了一个为单功放和一个为双功放外，电路的性能完全相同。

表 2-30

参数名称	TMOS075	TMOS150
典型工作电压	$\pm 35 \sim 45V$	$\pm 35 \sim 45V$
额定输出功率	40W	40W + 40W
最大输出功率	75W	75W + 75W
静态电流	50mA	100mA
输出失调电压	$< \pm 50mV$	$< \pm 50mV/2$
电压频响	10Hz~200kHz (-1.5db)	10Hz~200kHz (-1.5db)
功率频响(30W)	10Hz~50kHz	10Hz~50kHz
失真度	0.05%	0.05%
闭环增益	37dB	37dB/2
输入阻抗	33k Ω	33k Ω
允许工作温升	75 $^{\circ}C$	75 $^{\circ}C$
散热器面积	200×150×3 (mm)	400×150×3 (mm)

(电源电压 $\pm 40V$, 25 $^{\circ}C$)

图 2-112 是用 TMOS150 组成的 $75W \times 2$ 双声道功率放大电路。电路的输入前置级采用 TL084，它的输入端是由 T 型网络组成的低通滤波器， $1/4$ TL084 和 RC 网络组成衰减反馈式音调控制电路。TL084 也可用 NE5532。电路的输出端与扬声器之间应串接一 $5.6\Omega/2W$ 的电阻，并与电感并联。电感线圈可在 8mm 直径的骨架上用 0.8mm 的漆包线绕 20 匝。音调电位器应采用 100k Ω 的同轴双联电位器。

电源变压器的容量应不小于 150W，整流元件可采用 1N5404。滤波电容应在 6800~10000 μF 之间。功放模块应装设面积足够大的散热片并保证接触良好。

2.7 由集成电路推动的功放电路

由集成电路推动的功放电路可以分为三类。第一类是由集成功放电路推动的功放电路，这类电路是由于原集成功放电路输出功率较小，不能满足要求，或者是虽然输出功率较大，但为了获得更大的输出功率而采用的方法，如采用 TDA2030、LM1875 等功放电路直接去推动一对大功率晶体管作推挽功率输出。第二类是由高性能的运算放大器去驱动功放电路。在这里，运放是作为功放电路的输入前置级，可以省去制作分立元件的前置级，既使制作功放变得简单，又使电路的技术指标达到较高的水平。这类电路如采用 NE5532、LM381 等制作的功放电路。第三类是采用专用的音响驱动集成电路，这类电路由于设计制造的目的就是专为驱动功放输出电路的，因此它的性能和技术指标都较高，采用较简单的外围电路就能使功放电路达到较高的技术指标，这类电路如 $\mu PC1225H$ 、AP500 等。

第一类电路已在集成功放电路中介绍过，例如 TDA2030 电路中。下面主要介绍第二类和第三类电路。

2.7.1 由 NE5532/NE5534 推动的功放电路

集成运放 NE5532/NE5534 具有很优良的工作性能。它的工作频带宽、转换速率高、噪声低、通道分离度高。用它制作的放大器音质极佳，被音响界和发烧友公认为“运放之皇”。不过在通常的应用中大多被用作输入前置级、音调控制等。在功放电路中虽然较少应用，但一经应用便取得了良好的效果。NE5532/NE5534 在功放电路中可以作为输入前置级兼推动级，从特性表 2-31 可知，由于其电源电压范围较低，输出电压范围只有 $\pm 13\text{V}$ (NE5534 为 $\pm 12.5\text{V}$)。因此用它制作的功放电路输出功率不可能很大，一般小于 14W 。这是由于一般功放输出级都采用射极输出器形式，而射极输出器只有电流放大能力而没有电压放大能力。为了发挥该电路的优势克服其不足，在实际应用中一是采用浮动电源法，二是采用集电极输出或将输出级电路设计为具有一定电压放大能力的电路，还可以增设一级电压放大级。

表 2-31

参 数 \ 型 号	NE5532A	NE5534
电源电压范围	$\pm 3\text{V} \sim \pm 20\text{V}$	$\pm 3\text{V} \sim \pm 20\text{V}$
电源电压变动抑制能力	$10\mu\text{V}/\text{V}$	$10\mu\text{V}/\text{V}$
共模信号抑制比	100dB	100dB
电源电流	8~16mA	10mA
增益带宽	10MHz	10MHz
功率频带	100kHz	200kHz
输入电阻	300k Ω	100k Ω
输入电压范围	$\pm 13\text{V}$	$\pm 13\text{V}$
电压增益	10V/mV	15V/mV
输出电压	$\pm 13\text{V}$	$\pm 12.5\text{V}$
输出阻抗	0.3 Ω	0.3 Ω
转换速率	9V/ μs	13V/ μs
输入噪声密度	8nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ($f=30\text{Hz}$)	7nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ($f=30\text{Hz}$)
输入噪声电流	2.7pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ($f=30\text{Hz}$)	2.5pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ($f=30\text{Hz}$)
两通道分离度	110dB	
极限电源电压	$\pm 22\text{V}$	$\pm 22\text{V}$
最大允许耗散功率	1W	0.8W

一、采用浮动电源的功放电路

电路如图 2-113 所示。图中 VT_1 、 VT_2 与 $R_4 \sim R_9$ 共同组成电源偏置电路。电源电压为 $\pm 35V$ ，经 500Ω 电阻降压后，A 点电压为 $30V$ 。 R_4 、 R_5 为 VT_1 的偏置电阻，在静态时， $V_C = [R_4 / (R_4 + R_5)] \cdot V_A = 15V$ 。若忽略晶体的管压降，则 VT_1 的发射极电压 $V_{e1} = 15V$ ，即 IC_1 的静态工作电压。

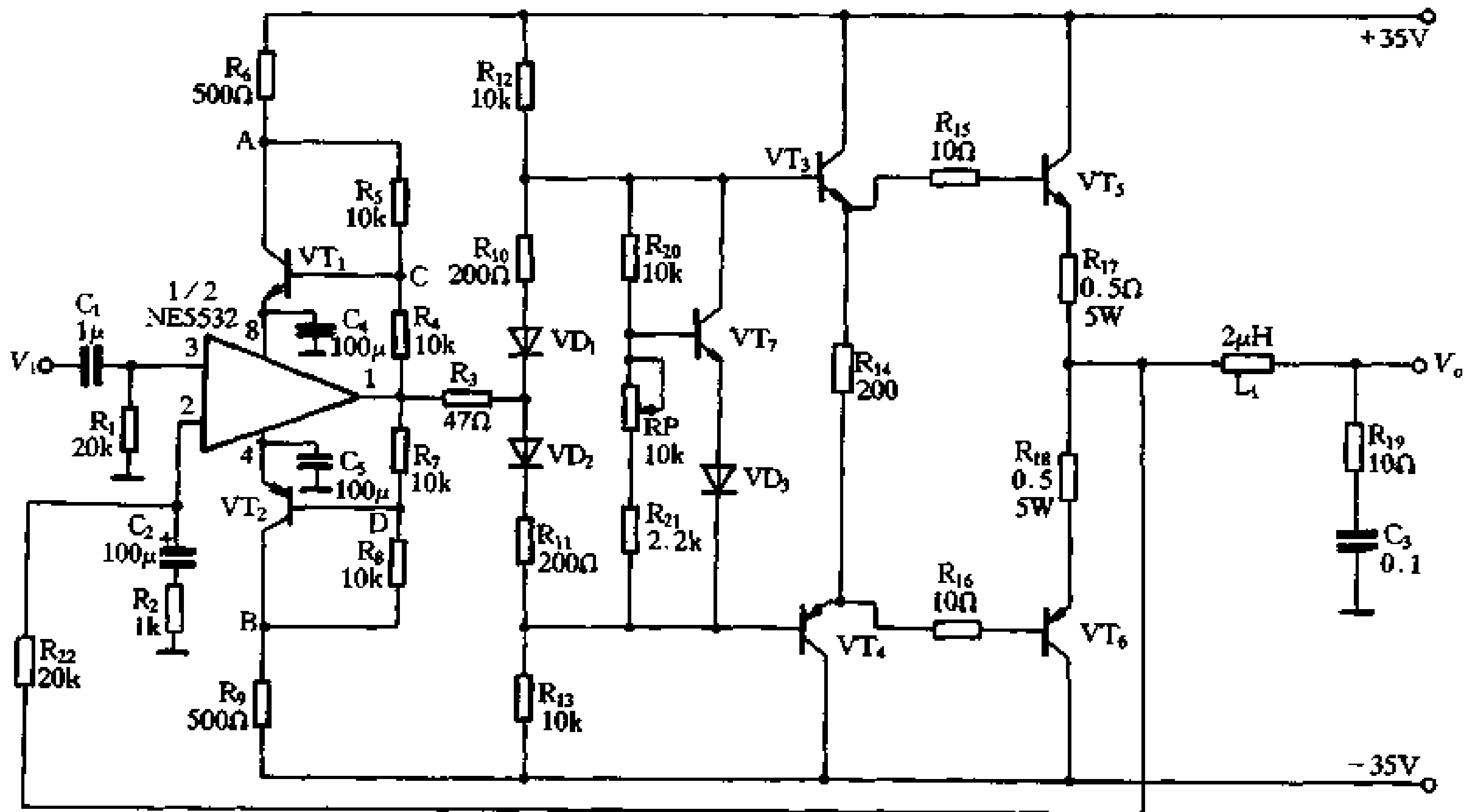


图 2-113 采用浮动电源的功放

电路工作时， IC_1 的输出端便有音频信号电压输出，这时， $V_d = 15 + \frac{V_o}{2}$ ， $V_e = -15 + \frac{V_o}{2}$ 。这就是说，在有信号输出时， IC_1 的电源电压将随输出信号电压的大小作动态变化，这就使输出电压在同一方向上增加了一个值，从而提高了输出电压的幅度，据估算最大范围可达 $\pm 24V$ 。

$R_{10} \sim R_{13}$ 、 VD_1 、 VD_2 ，以及 VT_7 、 VD_3 、 R_{20} 、 R_{21} 、 RP 组成输出级的偏置电路，它和一般偏置电路相同。 $VT_3 \sim VT_6$ 组成复合互补推挽输出级。电路输出功率可达 $40W$ 。

电路元件选用： VT_1 选用 2N5551， VT_2 选用 2N5401， VT_3 选用 2SC2275A， VT_4 选用 2SA1985A， VT_5 选用 2SC3280， VT_6 选用 2SA1301， VT_7 选用 2SC2073， $VD_1 \sim VD_3$ 选用 1N4148。

这种浮动电源法虽然可以提高输出电压和增大输出功率，但是它的缺点是在最大输出时会引起电源电压的不对称和运放工作点的失调，因而也只能在输出功率较小时有较好的工作特性，在较大输出功率时并不能发挥高性能运放的高指标。

二、输出功率达 70W 的功放电路

电路如图 2-114 所示。本电路的运放级采用晶体管稳压供电法，由稳压管提供基准电压，电源电压为 $\pm 15V$ 。

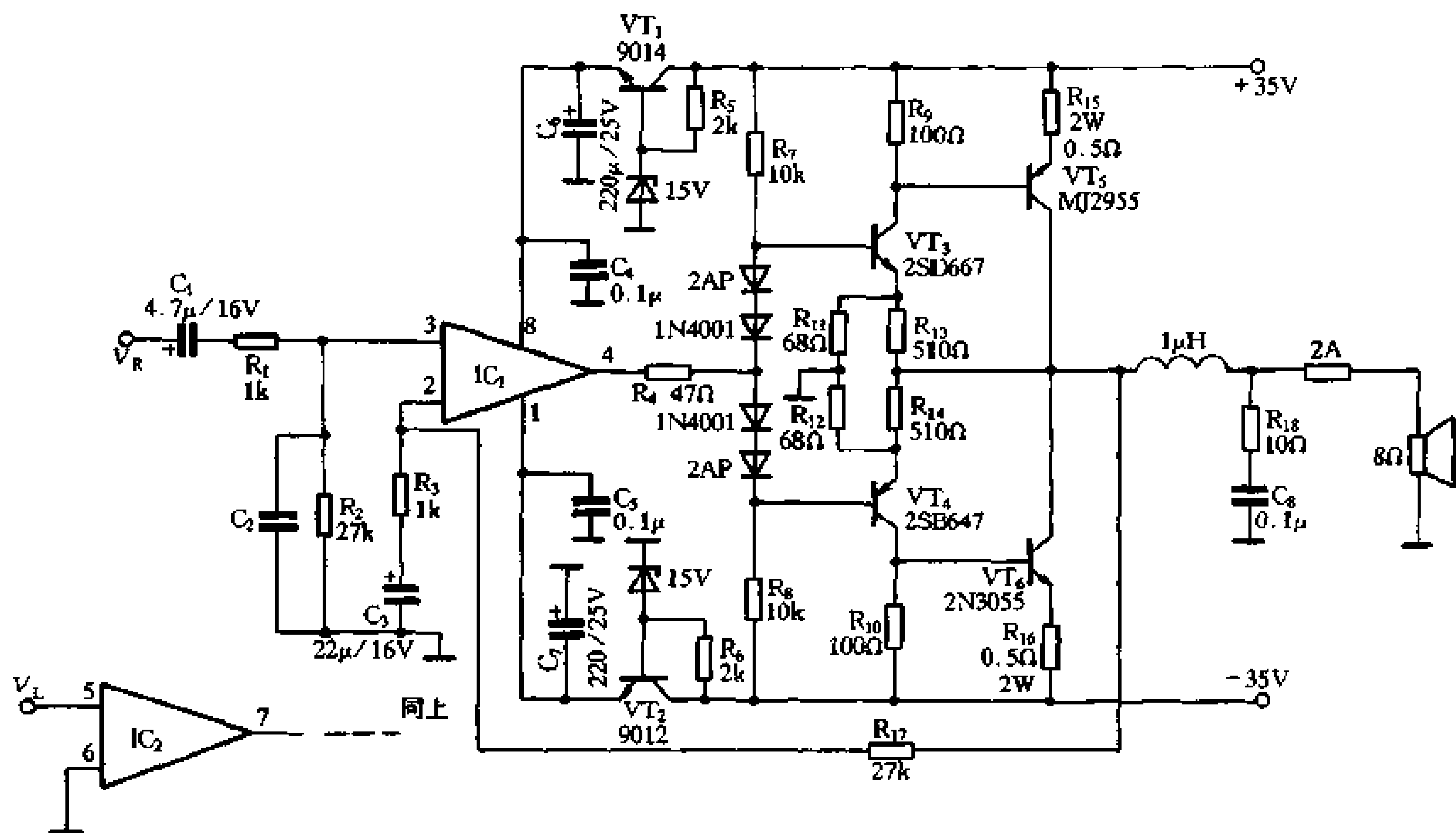


图 2-114 70W 功放电路

在本电路的输出级中， VT_3 、 VT_4 的发射极除按通常接法接入 R_{13} 和 R_{14} 外，还另接了 R_{11} 和 R_{12} ，并将 R_{11} 和 R_{12} 的另一端接地。输出信号分别从 VT_3 、 VT_4 的集电极输出，这就是说由于 R_{11} 和 R_{12} 的加入，使 VT_3 、 VT_4 形成一种共发射极性质的放大电路，它具有一定的电压放大能力。本电路设计为 7 倍。

由于输出级具有电压放大能力，对于前置级的电压输出就可以不必很高，本电路要求 IC 有 5V 的输出电压即可。 $5V \times 7 = 35V$ 。这样电路的输出功率就可达 70W。

电路调整较为简单，只需调节 R_9 、 R_{10} 使末级静态电流在 10~20mA 即可。

三、简洁的 30W 功放电路

电路如图 2-115 所示。该电路是采用场效应管作输出的功放电路。运放 NE5532 采用 $\pm 15V$ 的电源供电，它的输出经一级电压放大后推动场效应管输出级。

输出级的偏置电路的电压取自输入前置级的 $\pm 15V$ ，经 VT_3 、 VT_4 稳压后向偏置电路供电。正、负稳压调整管 VT_3 、 VT_4 采用两只 LED 作电压基准，LED 不仅具有良好的电压特性，而且可以作为电路的工作情况指示。采用这种供电电路不仅成为性能优良的恒压偏置电路，而且它又可作为前置级的恒流源负载，提高输出级的增益。

VT_1 、 VT_2 组成推挽式输出推动级，它也是一组具有电压放大能力的共发射极电路。 VT_7 、 VT_8 组成输出管的过载保护电路。

IC_{1b} (1/2NE5532) 等组成零点伺服电路。 R_{23} 、 C_4 及 R_{26} 组成负反馈电路。

输出级 VMOS 对管采用 2SJ115 和 2SK405。也可采用 IRF9130 和 IRF130，参数为：跨导为 4，耐压 100V、 $P_{CM} = 75W$ ， $I_{CM} = 9A$ 。

调试时，测量 0.22Ω 电阻上压降为 40~50mV 即可。

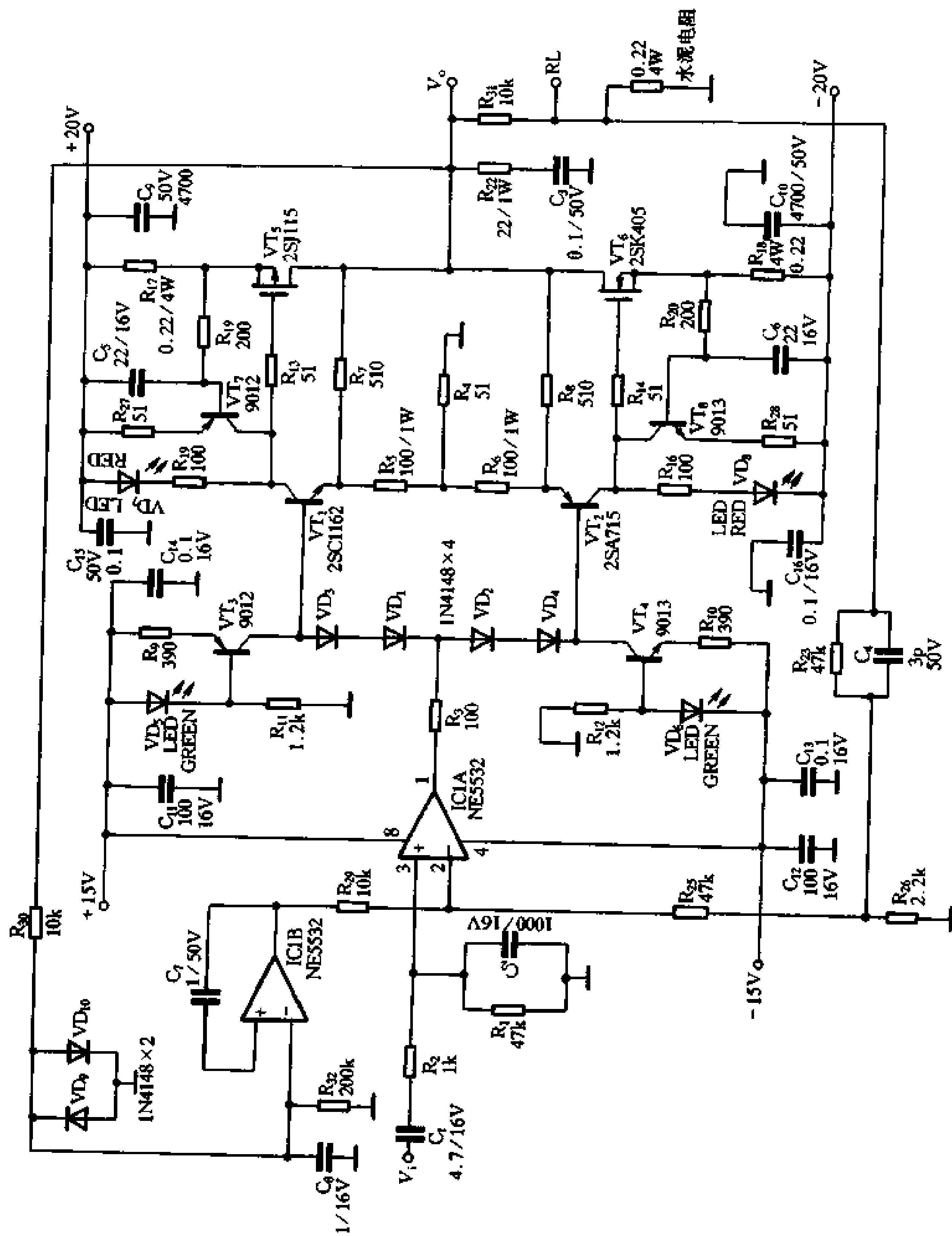


图 2-115 30W 功放电路

四、性能优良的 120W 功放电路

本文所要介绍的功放电路采用浮动供电方式，目的是提高输出功率，使放大器的输出功率只与末级功放的电源电压及管型有关。其原理如图 2-116 所示。

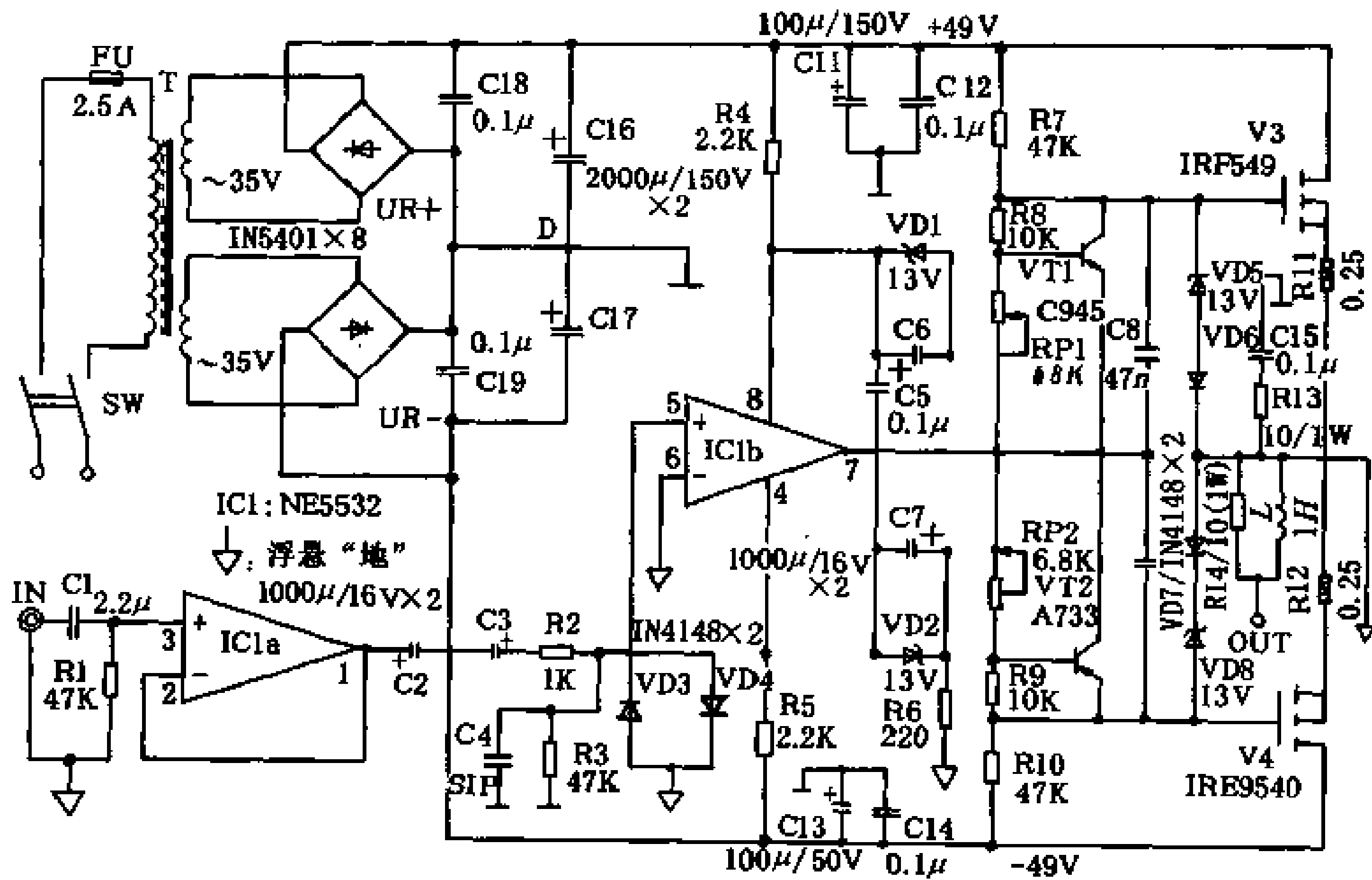


图 2-116 120W 功放电路

IC_{1b}作前置级，IC_{1a}组成电压跟随器作输入电路，目的是提高输入阻抗，便于和各种信号源相连接。它的电压增益为 1，有利于电路的工作稳定。电路的输入端为悬浮地，电压跟随器 IC_{1a}的后级，IC_{1b}的反相输入端也是悬浮地。这种电路相当于整机大闭环全反馈，或者说整机闭环为 1，这就使电路工作十分稳定，在任何情况下都不会出现自激。闭环全反馈又意味着整机开环增益极高，本机开环增益高达 100dB 以上。所以，即使末级功放管不配对，其失真度也极微。IC_{1b}的同相端对地引入电容 C₄ 是为了展宽高频频带，使其达 60kHz。

R₄~R₆、C₆、C₇ 为运放 IC_{1b}的浮动电源回路，VT₁、VT₂ 及 R₇~R₁₀与 RP₁、RP₂ 组成输出级的偏置电路，VD₅~VD₈ 组成输出管的栅极保护电路。

电路的调整：

接通电源后应测量“悬浮地”对 ±49V 电源的公共地端 D 点为等电位。调整 RP₁、RP₂ 使输出管静态电流为 40mA 左右。

技术指标：

输出功率： $P_o = 120W (8\Omega)$ ；

频率响应：6Hz~60kHz；

谐波失真： $\leq 0.004\% (f_o = 1kHz, P_o = 50W)$ ；

信噪比： $\geq 100dB$ ；

响应速度： $SR \leq 15V/\mu s$ 。

五、音色纯正的 80W 功放电路

这是一款采用 NE5534 作前置级的功放电路。和 NE5532 一样，NE5534 也是一种高性能的运放电路。它们的区别在于，NE5534 为单运放，并采用外补偿和外调零的结构，使用更为方便。NE5534 的 1-8 脚间接 100kΩ 的电位器用作调零，5-8 脚间接外接补偿电容，按照要求，它的电容范围应在 5~20pF 之间。如果电路设计良好无自激，可省去。需要外接时最大容量不应大于 20pF。

电路如图 2-117。NE5534 的电源采用电阻降压、稳压管稳压和阻容 π 型滤波的供电方法，电源电压为 ±15V。电源滤波电容中除了大容量的电解电容 C₅ 和 C₇ 外，还有一只小容量的电容 C₃，它的作用是用来滤除电源中的高频干扰脉冲，取得纯净的直流工作电源。

VT₁、VT₂ 组成输出推动级，从图中可知，它们是接成共发射极电路的，因此具有电压放大能力，采用这种接法可以弥补运放输出电压较小的不足。

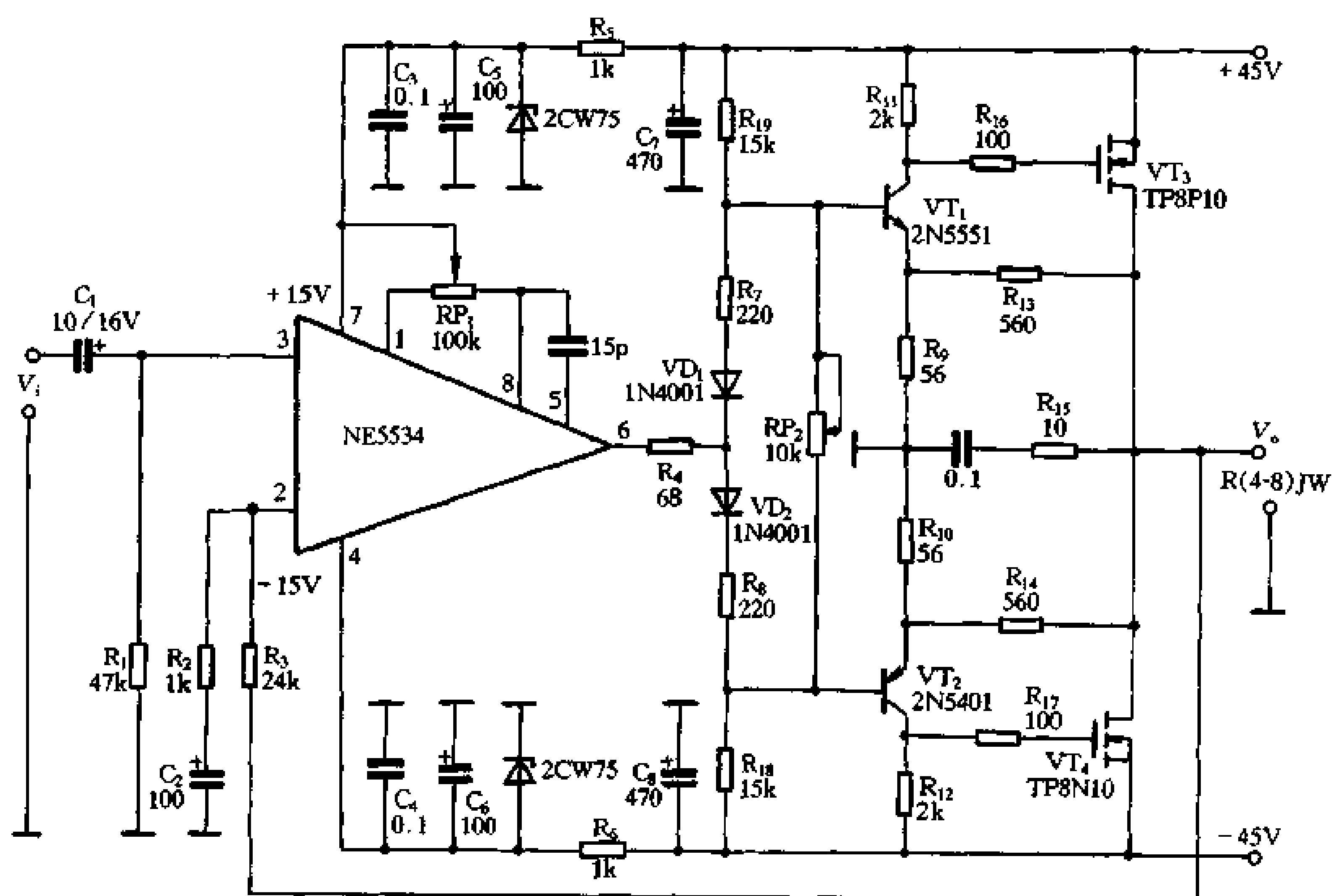


图 2-117 80W 功放电路

VT₃、VT₄ 是由场效应管组成的互补型推挽输出级，由于场效应管是一种电压推动的放大器件，对推动电流要求较小，这就更加能适应这种电路的特点，能输出较大的功率。

R₃、R₂、C₂ 组成该电路的反馈回路。

本电路在 ±45V 的工作电源下输出功率可达 80W，若采用 IRF150 和 IRF9150 对管作输出，则输出功率还会增大。

电路调整：

先将 RP₂ 的阻值调至最小位置，接通电源，调 RP₁ 使输出端电压为 0V，再调 RP₂ 使输出管静态电流为 60mA 左右，再调 RP₁ 进行复查使中点电位为 0V。

技术指标:

输出功率: 80W;

频率响应: 20Hz~50kHz;

谐波失真: $\leq 0.01\%$ 。

六、80W 甲乙类功放电路

电路如图 2-118。在电路中 NE5534 的供电电源是通过两只集成稳压器 7818 和 7918 提供正负电源的。从电路中可知, 正电源是通过 7818 提供正 18V 的电源, 负电源是通过 7918 提供的。但在这里不是 -18V ; 而是 -18.7V , 即在 7918 的接地端接入一只二极管 1N4001, 利用二极管导通压降为 0.7V 使负电源成为 -18.7V 。这种采用不对称供电的方法其目的是使集成运放内部的输出级处于甲类工作状态, 让输出管始终有电流流过, 从而改善了运放的瞬态特性及准互补输出所具有的先天不足, 如开关失真, 交越失真等。由于 NE5534 的内电路的输出级是采用准互补形式的, 因此采用不对称电源供电方法是必要的。此级的电压增益为 40dB, 最大输出电压为 12V。

VT_4 、 VT_5 与 VT_6 、 VT_7 组成并联推挽输出, 它们又分别和 VT_2 、 VT_3 共同组成功放输出级, 同时都采用集电极输出。这种集电极输出的电路具有一定的电压放大能力。采用此结构的目的是为了提高输出功率, 增加动态范围。本电路末级电压增益为 9.5dB。电路的输出, 小功率采用甲类输出工作方式, 大功率时为甲乙类输出的工作方式。

VD_2 与 VD_3 为输出管的过载保护电路。

$\text{VT}_8 \sim \text{VT}_{10}$ 为扬声器保护电路。

电路的调整较为简单, 只需调节 RP_1 使末级输出电流为 100mA 左右即可(可通过测量 R_{23} 上的电压降为 $0.3 \sim 0.4\text{V}$)。

技术指标:

输出功率: 20W (甲类) 80W (甲乙类);

频率响应: 20Hz~150kHz ($\pm 1\text{dB}$, 20W, 1kHz);

谐波失真: $\leq 0.08\%$;

信噪比: $\geq 90\text{dB}$ 。

七、BGW150 功放电路

BGW150 功放为美国 BGW 公司早期定型生产的一种双声道功放电路。它以独特的风格、卓越的表现博得了音响界的高度评价。

BGW150 最早使用 NE5534 作为功放电路的输入前置级, 而且采用了不对称电源作运放的供电电源, 使 NE5534 发挥出优越的工作性能。该功放电路的输出功率虽然只有 75W 但音质极好。

2.7.2 由 $\mu\text{PC1125H}$ 推动的功放电路

一、具有保护功能的 50W 功放电路

$\mu\text{PC1225H}$ 是日本 NEC 公司专为高保真功放电路设计制造的音频功放驱动集成电路。

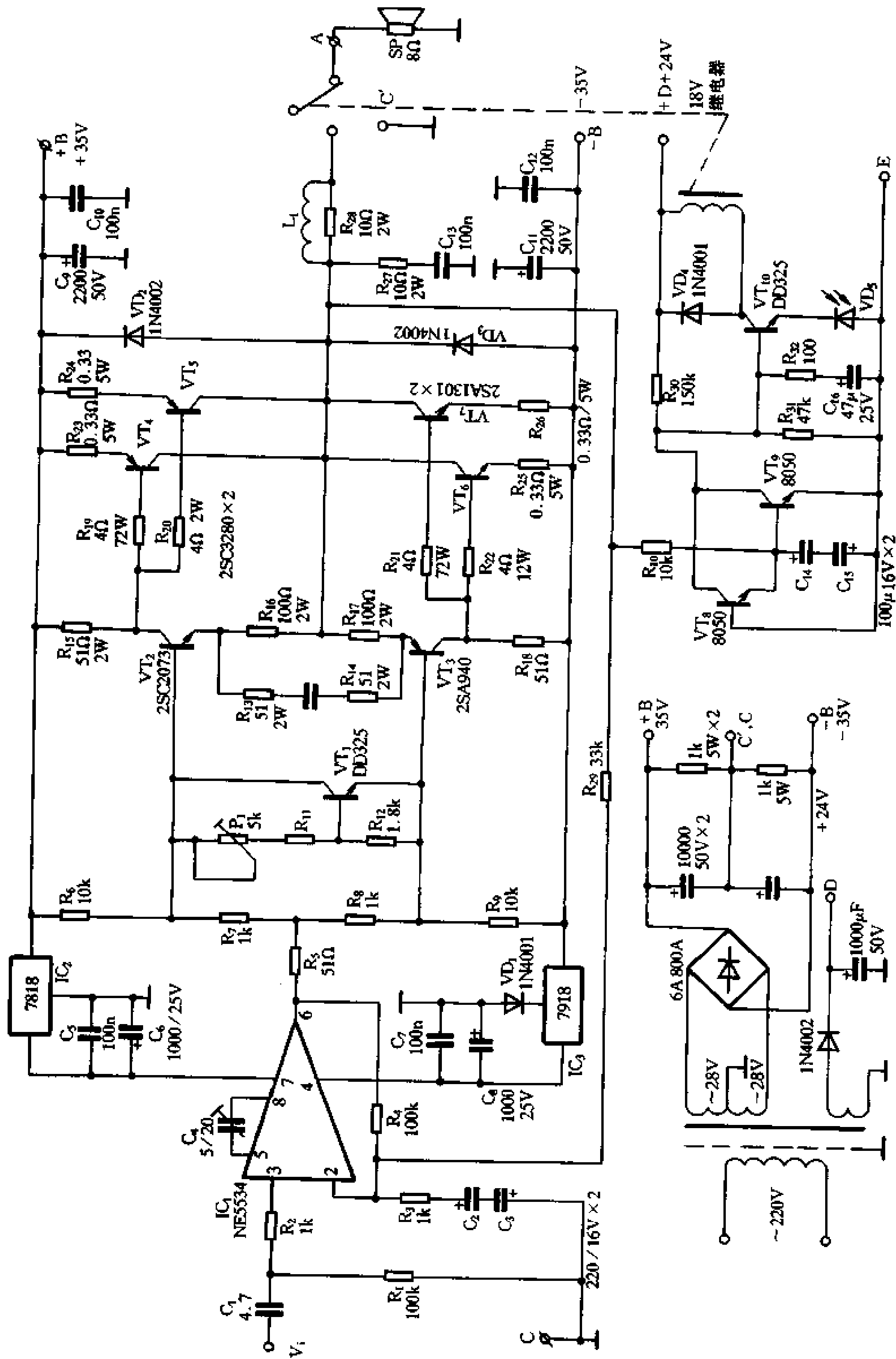


图 2-118 80W 甲乙类功放电路

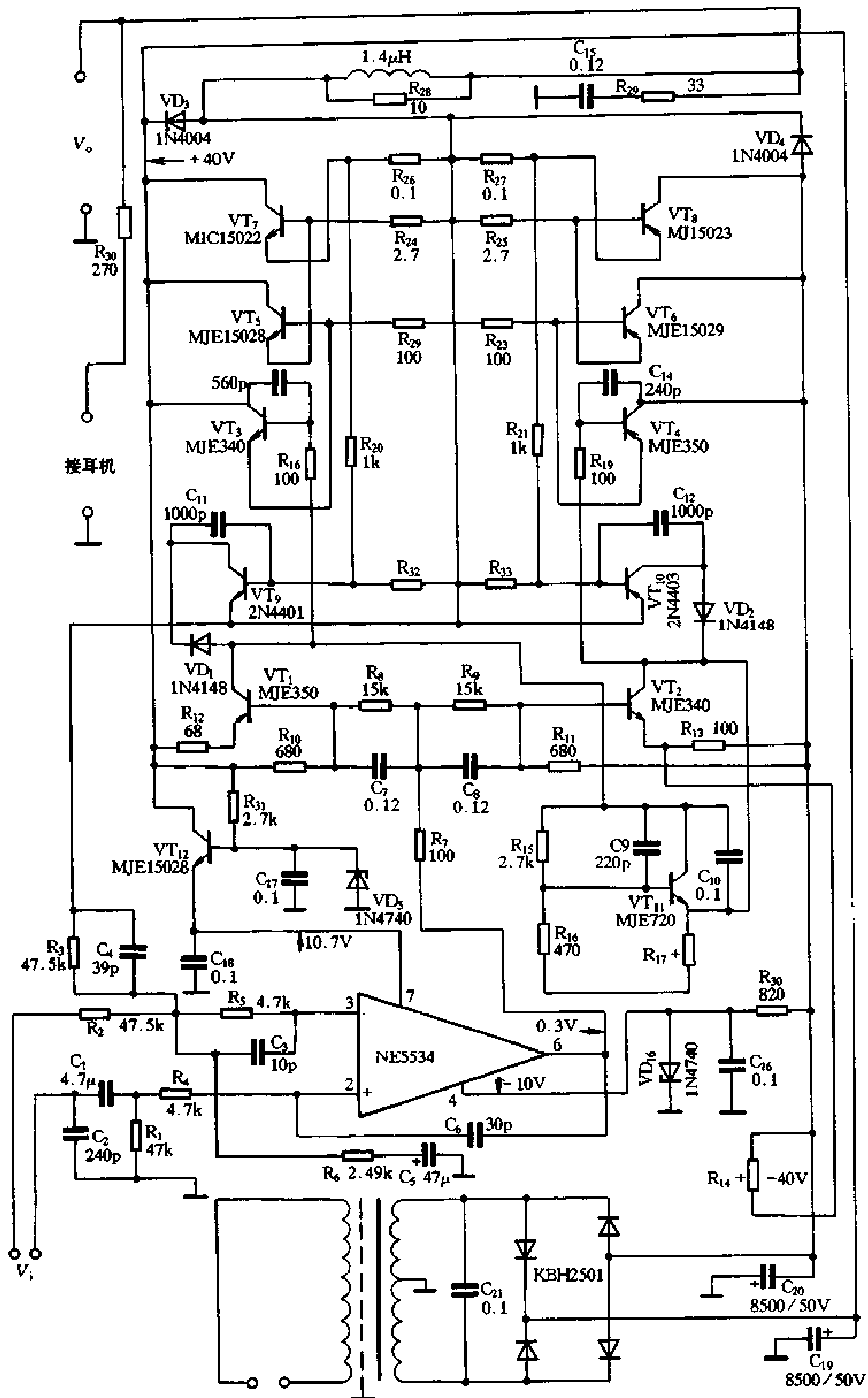


图 2-119 BGW150 功放电路

它具有极小的失真、极高的转换速率和功率带宽。用它组装的功放电路，不但电气性能指标高，实际听音效果好，而且易于制作、又易于达到设计指标，是一款值得推荐的高保真推动集成电路。

$\mu\text{PC1225H}$ 为 12 脚单列直插封装。它的特点为：(1) 总谐波失真极小，当 $V_C = \pm 36\text{V}$ ，输出功率为 30W 时，1kHz 时的失真度为 0.002%，20kHz 时的信号失真也只有 0.006%。(2) 功率带宽，在 $P_o = 25\text{W}$ ， $\text{THD} = 0.1\%$ 时，功率带宽为 900kHz (-3dB)。(3) 驱动能力强，在 20Hz~20kHz 范围内，当 $\text{THD} = 0.05\%$ 时，输出电压达 23V。(4) 内电路由差分输入恒流源及恒流源负载等结构组成，对称性极好，电路工作稳定可靠。此外，它的噪声系数小、动态范围大、外围元件少等优点使其在音频放大器的应用中有着极其优良的性能和表现。其性能参数如表 2-32 所示。

$\mu\text{PC1225H}$ 内部还设有温度补偿电路，工作保护电路和静噪电路。静噪控制端 3 脚，高电平有效，使用时可在该脚对 $+V_C$ 接一只 $100\mu/50\text{V}$ 的电解电容，以消除开机冲击声。

$\mu\text{PC1225H}$ 采用双电源工作，电源电压范围为 $\pm 18 \sim \pm 36\text{V}$ ，极限使用电压为 $\pm 50\text{V}$ ，极限工作电流为 0.2A，允许功耗为 4.1W。使用时应安装足够大的散热片。

图 2-120 是由 $\mu\text{PC1225H}$ 与 2SC2681、2SA1141 名牌对管组装的 50W，双声道高保真功放电路。由图可见，该电路外围结构十分简洁，而性能十分优良。其中 $\mu\text{PC1225H}$ 的 7、8 脚间所接的晶体管 VT_1 及 RP_1 、 R_4 为厂家推荐的外接偏置电路，6、7 脚所接的电容 C_3 为外接补偿电容。图 2-121 为 $\mu\text{PC1225H}$ 的内电路原理图。

$\mu\text{PC1237H}$ 为本机的安全保护电路，它是一种多功能功率放大器保护集成电路。它能在开机、关机、过载及中点漂移时对电路进行可靠的保护。它电路简单，工作稳定可靠，能与一切形式的功放电路相匹配，进行有效的保护工作。

表 2-32

参数名称	符号	电气指标			单位	条 件
		最小值	典型值	最大值		
静态电流	I_{CC}		20	40	mA	
开环电压增益	V_{VO}	80	95		dB	$V_o = 1.5\text{V}$, $f = 1\text{kHz}$
闭环电压增益	V_{VC}		40		dB	$V_o = 1.5\text{V}$, $f = 1\text{kHz}$
输出电压偏移	V		± 5	± 100	mV	$V_{IN} = 0\text{V}$
最大输出电压	V_{Om}	20	23		V	$\text{THD} = 0.05\%$ $f = 20\text{Hz} \sim 20\text{kHz}$
输出噪声电压	N_O		0.07	0.14	mV	$R_g = 10\text{k}\Omega$
功率带宽	$P \cdot B \cdot W$		900		kHz	$V_o = 1.5\text{V}$, -3dB
电源抑制比	SVR	55	70		dB	$R_g = 2\text{k}\Omega$, $f = 100\text{Hz}$

$\mu\text{PC1237H}$ 的内电路原理如图 2-122 所示。它的内部有四个独立的检测器，能分别完成各自的检测任务。当电路出现异常时，它能立即驱动继电器，断开输出电路，保护喇叭及相关电路不受损害。 $\mu\text{PC1237H}$ 输出的继电器驱动电流可达 80mA，其中过载保护电路、中点电压偏移保护电路的复位方法有两种，一种是自动复位方法，即第 3 脚通过一只

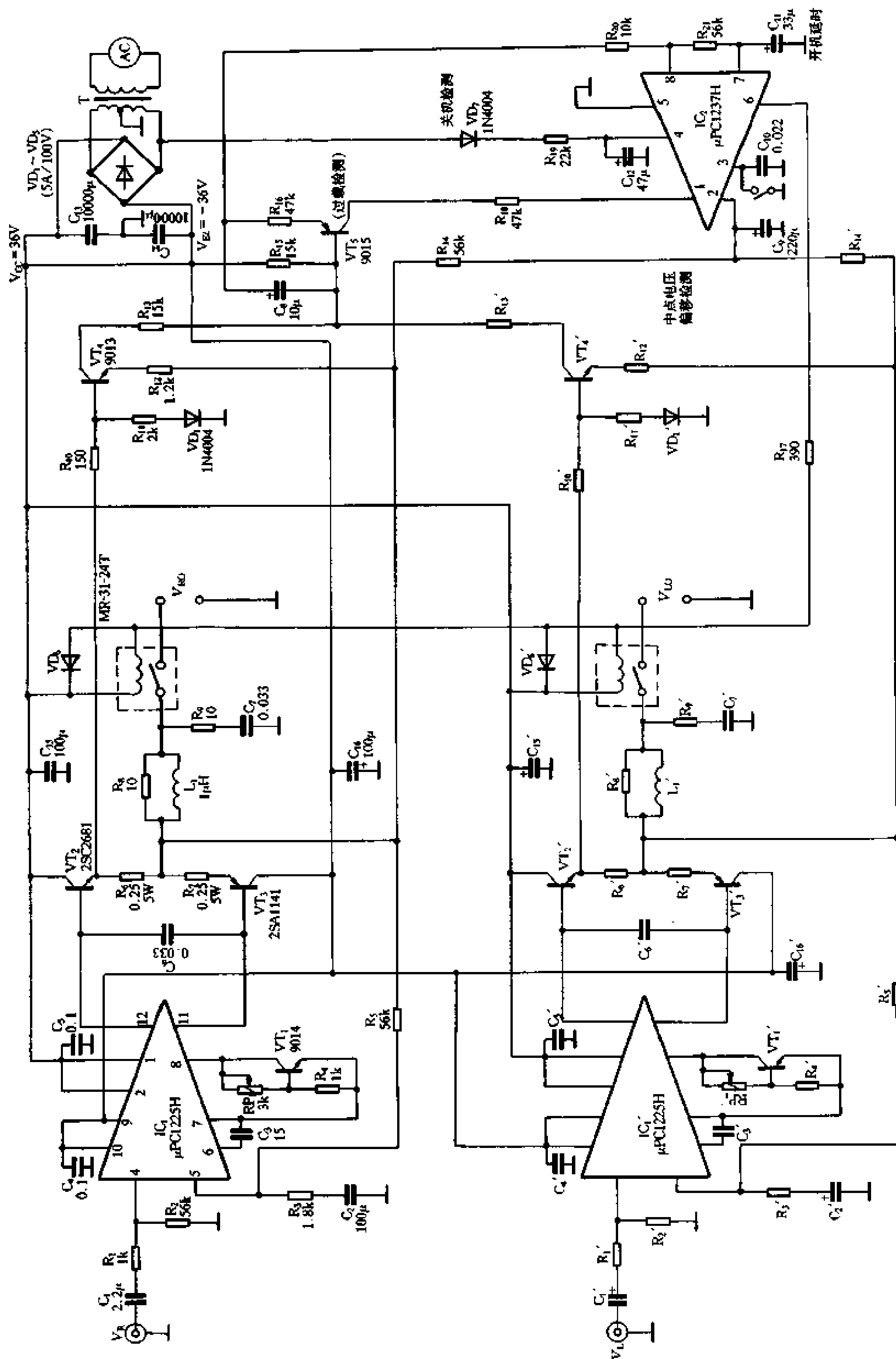


图 2-120 50W x 2 高保真功放电路

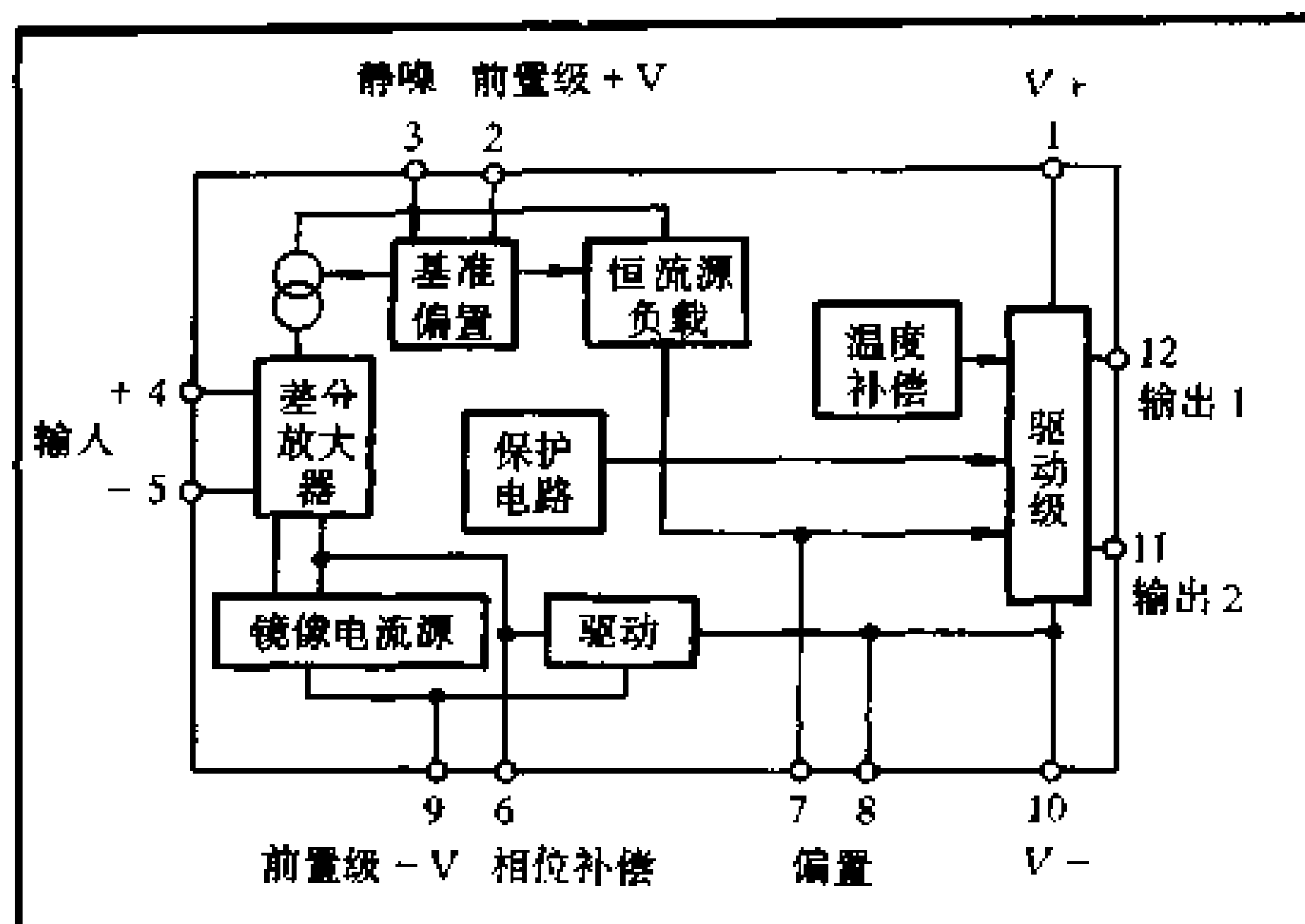


图 2-121 $\mu\text{PC1225H}$ 的内电路原理

0.02 μF 的电容接地，当电路发生故障时继电器吸合，故障排除后继电器自动释放。另一种是关机复位方法，即第 3 脚直接接地，这时电路内有自锁功能，继电器一经吸合，即使故障消失后也不会释放，必须关机后电路才能复位。两种方法各有千秋，使用时应按各自情况灵活选择。 $\mu\text{PC1237H}$ 采用单电源工作方式，工作电压范围很宽，在 25V~60V 之间都能可靠地工作。

开机保护电路由 R_{20} 、 R_{21} 、 C_{11} 组成(图 2-122 中的 R_{12} 、 R_{11} 及 C_5)，7 脚为开机保护输入端。接通电源后 V_C 经 R_{20} 、 R_{21} 向 C_{11} 充电。由于 C_5 的延时作用，使继电器在开机后的延时时间内保持吸合，待功放前置级和推动级进入稳定状态后，延时结束继电器释放，接通扬声器，从而避免了开机冲击。延时时间可由公式 $C_{11} \cdot R_{21} \cdot \ln [(V_8 - V_7)/V_8]$ 决定，按图中数值，延时时间为 1.7 秒。

中点偏移保护电路由 R_{14} 、 C_9 组成(图 2-122 中为 R_8 、 C_2)，2 脚为中点电压偏移保护输入端。它的正电平检测门限电压为 0.62V，负电平检测门限电压为 -0.17V。如此高的指标，在实际应用中会引起继电器的频繁动作，影响听音效果，因此在实际应用的保护电路中都设有扩展电路。

过载保护电路由 VT_5 、 VT_4 、 R_{10} 、 R_{11} 及 R_6 等组成(图 2-122 中为 VT_5 、 VT_7 、 R_1 、 R_2 及 R_0)，1 脚为过载保护输入端。当输出过载时， R_6 上的压降增大，这样便会触发 VT_4 导通→ VT_5 导通，进而触发 1 脚使继电器吸合。调整 R_{10} 与 R_{11} 的比值便可改变保护灵敏度。

关机保护电路由 VD_7 、 R_{19} 和 C_{12} 组成(图 2-122 中为 VD_3 、 R_{10} 、 C_4)，4 脚为关机保护输入端。电路工作时经 VD_7 整流后的电源，经 R_{19} 降压、 C_4 滤波后在 4 脚建立一稳定的直流电平。只要 4 脚一失电，继电器立即吸合。由于 C_{12} 的容量远小于电源滤波电容的容量，因此只要一关机，4 脚立即失电，有效地防止了关机冲击。

二、动态偏置的高保真功放电路

电路如图 2-123 (a)所示。它是一个由 $\mu\text{PC1225H}$ 推动的、有动态偏置的直流功放电路。和前一个电路不同的是，第一，它取消了反馈电容，代之以直流伺服电路。第二，它

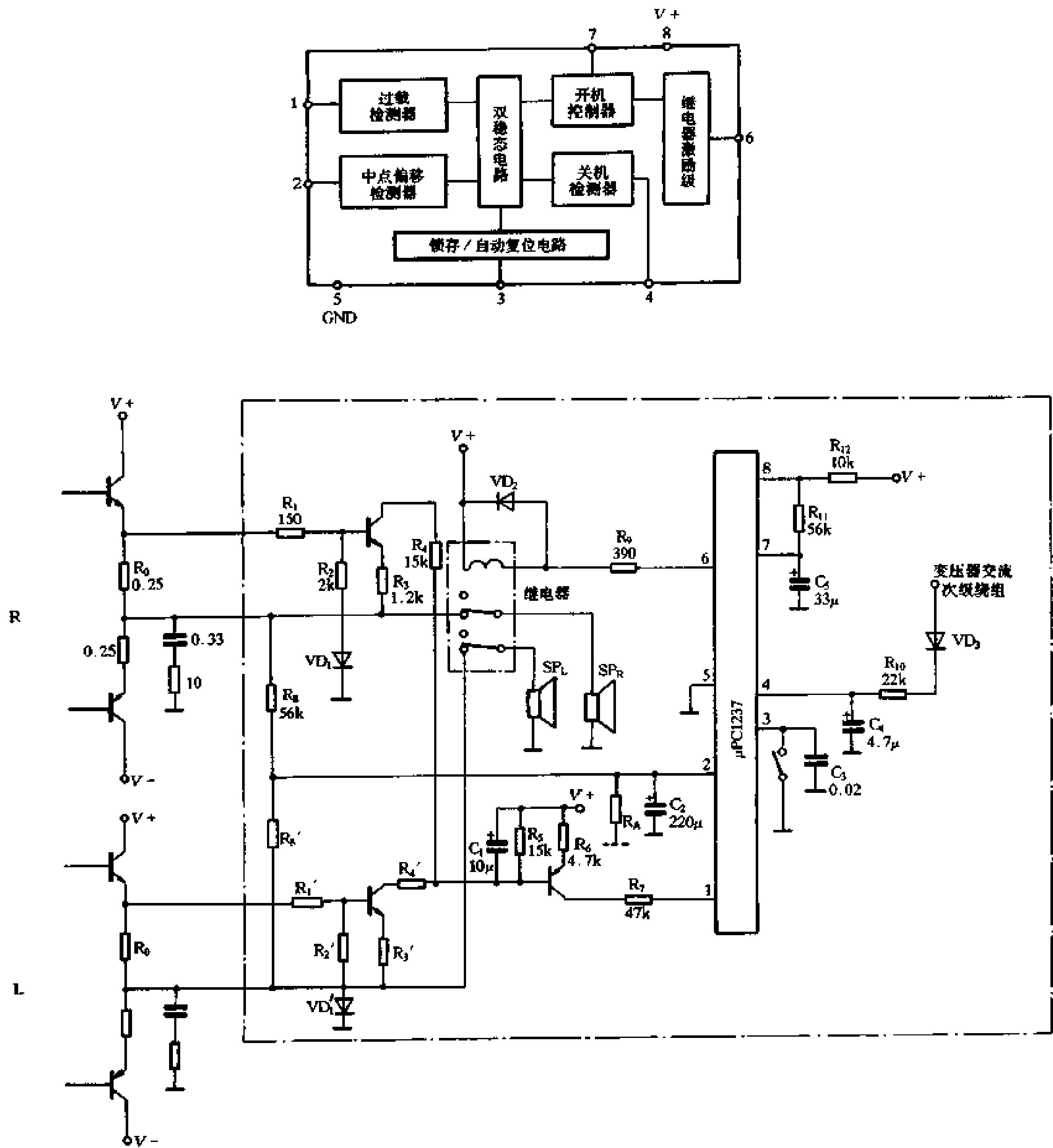


图 2-122 $\mu\text{PC1237H}$ 的应用原理

将可调式偏置电路改为超甲类动态偏置，使电路的性能进一步提高。

偏置电路是本功放电路的实质性改进，采用超甲类动态偏置代替厂家推荐的可调偏置电路。 $\mu\text{PC1225H}$ 的 7、8 脚为偏置端，厂家推荐的是普通的可调偏置电路，其在内部与电压推动放大级的集电极、功放输出级的基极相连，因此我们可以在 7、8 端接入超甲类偏置电路，使功放电路成为超甲类功放电路。

动态偏置的方法很多，这里采用的方法如图 2-123 (b) 所示。静态时，输出级偏置电压由 VT_1 、 VT_2 提供， VT_3 通过 VD_1 、 R_3 、 VT_4 通过 VD_3 、 R_4 处于微导通状态，对 VT_1 、 VT_2 影响甚微。当有信号到来时，在信号的正半周，因 VT_3 的发射极对地电位随

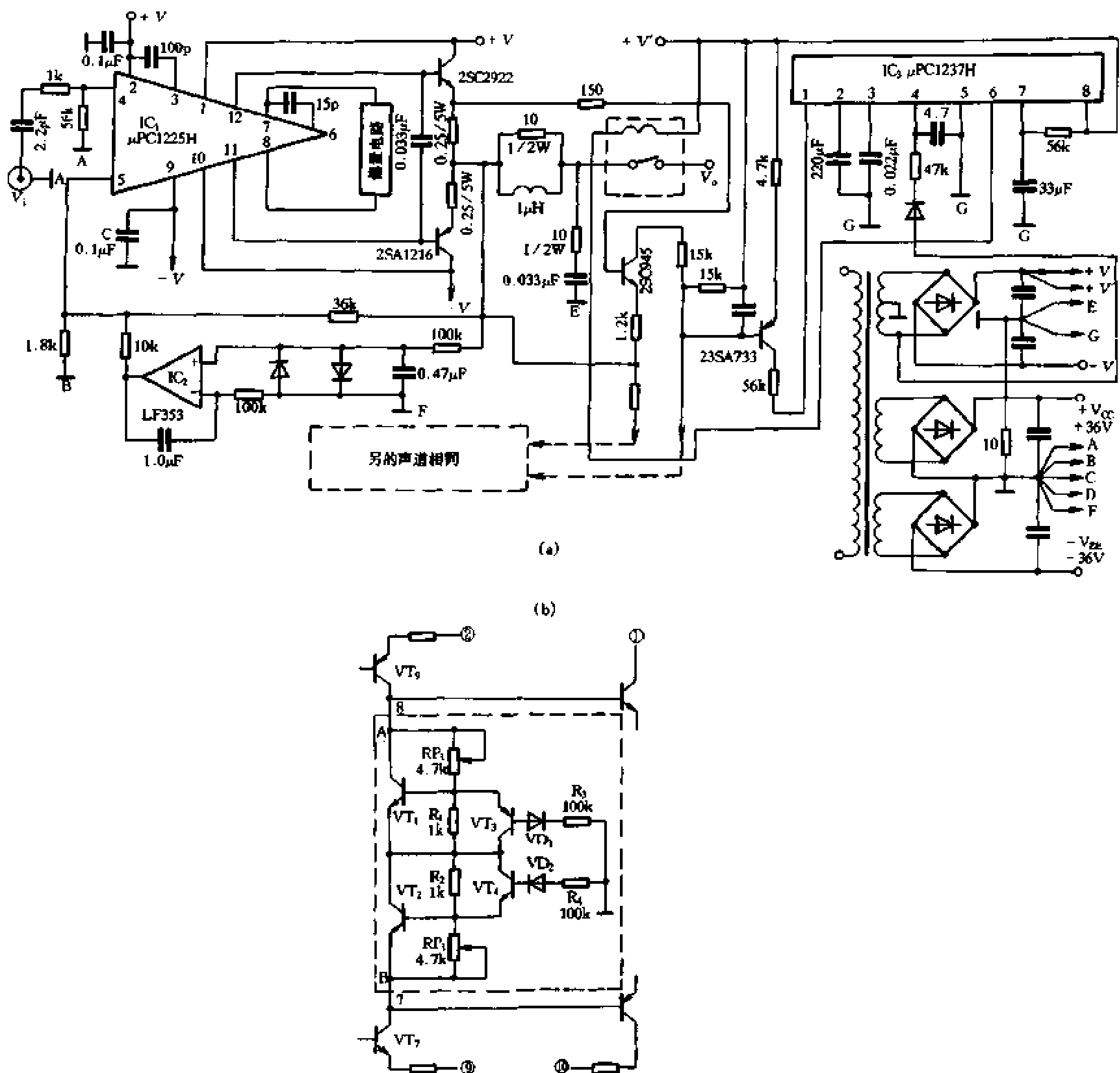


图 2-123 动态偏置的高保真功放电路

着信号的增强而升高， VT_3 将由微导通状态转向全导通状态，使 VT_1 的偏置电压变小，其集射间电压 V_{ce1} 增大，适当设置 VT_1 的参数，使 V_{ce1} 大于信号电压，而此时 VT_2 仍处于静态偏置状态，B 点电位不高于静态时的电位。同理，在信号的负半周， V_{ce2} 不小于信号电压，A 点电位不低于静态时的电位。

由上述分析可知，无论是信号的正半周还是负半周， V_{AB} 总是大于信号电压，使输出级的两臂始终不会工作在截止状态。为进一步减小交越失真，通过调节 RP_1 可使输出级的静态电流大于 200mA。高的静态电流有利于小信号时的放大，减少动态偏置的动作，并可减小动态偏置滞后的影响，这也是本动态偏置电路的一个特点。

对于动态偏置电路元件的选用， $VT_1 \sim VT_4$ 应选用高频低噪声小功率管，耐压大于 60V， RP_1 选用双连电位器，以保证调节的同步。

伺服电路采用 LF353，安全保护电路仍采用 $\mu PC1237H$ 。 $\mu PC1225H$ 的电源仍可采用

不对称电源供电。

2.7.3 由 $\mu\text{PC1342V}$ 推动的功放电路

一、由 $\mu\text{PC1342V}$ 推动的功放电路

$\mu\text{PC1342V}$ 是 NEC 公司继 $\mu\text{PC1225H}$ 之后推出的又一音响驱动集成电路，它集成度高、外围电路简单、推动功率大、技术指标高，是一款优秀的集成功放驱动电路。它有如下特点：(1) 外围电路与 $\mu\text{PC1225H}$ 基本相同，采用极少的外围元件的电路结构，能有效地避免因外围元件不良而造成的动态、失真、功率等参数指标的变化，保证了整机的性能，同时又简化了产品的调试过程，有利于大批量的生产。(2) 具有极低的失真系数。据厂家提供的参数：当 $V_C = \pm 46\text{V}$ ， $A_V = 30\text{dB}$ ， $P_o = 80\text{W}$ ， $R_L = 8\Omega$ ， $f = 1\text{kHz}$ 时，失真度为 0.002%，当 $f = 20\text{kHz}$ 时，失真度为 0.006%。(3) 极宽的频带参数：当 f 上升到 900kHz 时，衰减量为 -3dB。(4) 极高的响应速率。当 $f = 900\text{kHz}$ ， $P_o = 40\text{W}$ ，失真度为 0.1%。(5) 具有优良的开机软启动及温度保护功能，噪声极小。该电路配用 $\mu\text{PC1237H}$ 多功能保护电路，能保证电路在任何情况下安全有效地工作。

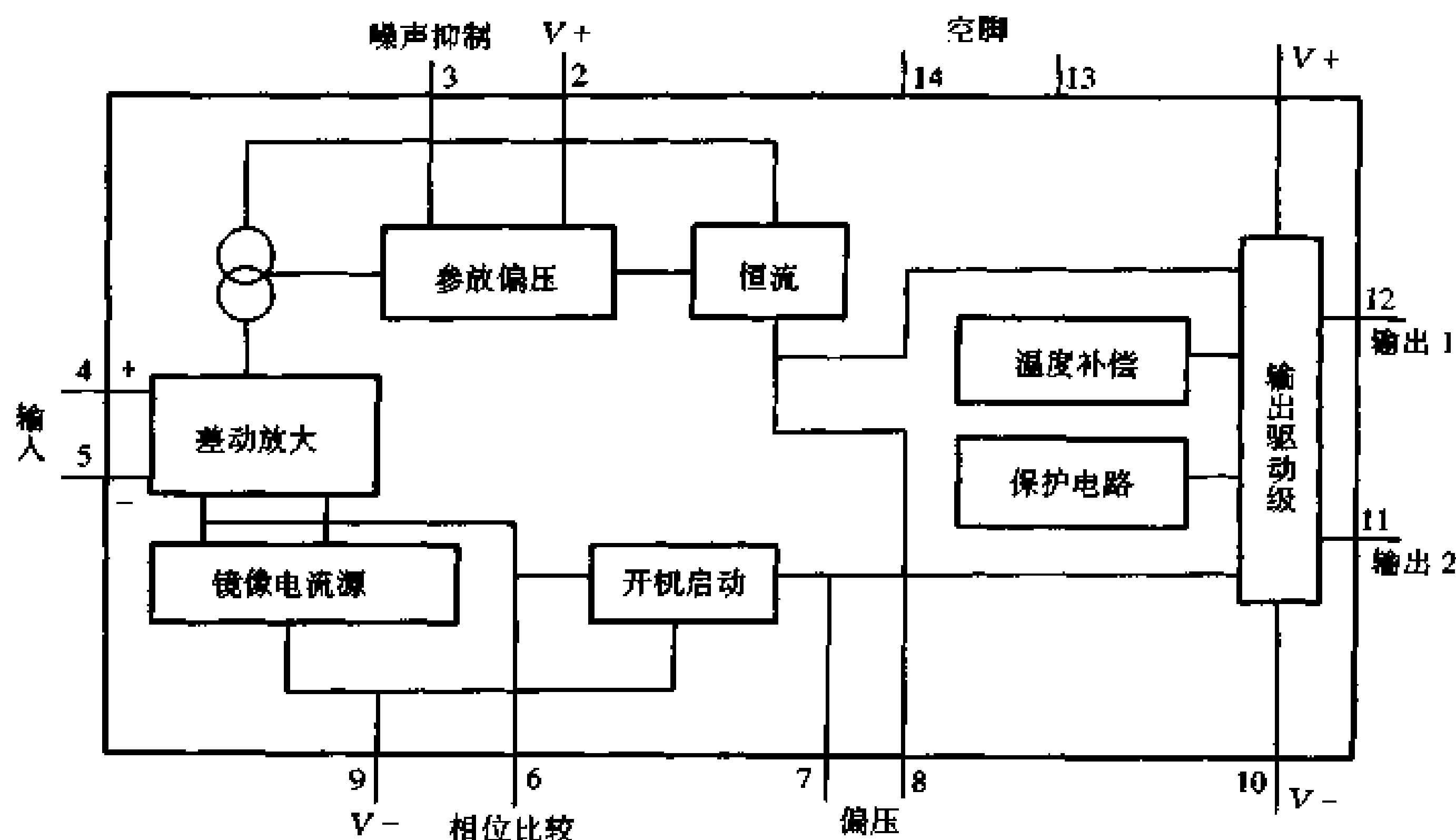


图 2-124 $\mu\text{PC1342V}$ 内电路原理

$\mu\text{PC1342V}$ 的内电路原理如图 2-124 所示。它由前置放大、功率驱动以及完善的恒流、恒压、开机软启动、保护、温度补偿等电路组成。电路的前置放大器采用 DC 放大器用的互补对称式差动电路，并辅以镜像恒流源和恒流源负载，有效地保证了电路的高技术指标。电路的中点电压偏移小于 $\pm 50\text{mV}$ 。驱动输出设计有充足的推动功率，其推动功率可从 50W 至 110W，正常工作电压范围为 $\pm 20\text{V} \sim \pm 52\text{V}$ ，极限工作电压为 $\pm 70\text{V}$ ，推荐工作电压为 $\pm 46\text{V}$ 。主要电气参数见表 2-33。该器件外电路调试十分简单，只需调整一下静态电流即可，这是采用分立元件制作功放电路无法比拟的。

图 2-125 是 $\mu\text{PC1342V}$ 与 2SC2987、2SA1227 对管组成的 $80\text{W} \times 2$ 的双声道高保真功放电路。该电路同样采用多功能保护电路 μPC1237 作电路的全功能保护。表 2-34 列出了

厂家推荐的不同输出功率时所采用的输出对管，从 25W 直到 110W。除表中所列对管外，还可采用三肯发烧对管作输出管，如 2SA1216、2SC2922，或 2SA1292、2SC3264 等。条件不允许时也可采用廉价的优质管 MJ2955、2N3055 对管。

表 2-33

参数名称	符号	最小值	典型值	最大值	单位	条件
输出电压偏移	V_{OFF}		± 5	± 50	mV	$V_{IN}=0$
静态电流	I_{CC}		20	40	mA	$V_{IN}=0$
最大输出电压	V_{OM}	25	28		V	$THD=0.05\%$ $f=20\text{Hz}\sim 20\text{kHz}$
开环电压增益	A_{VO}	80	95		dB	$V_O=1.5\text{V}$, $f=1\text{kHz}$
输出噪声电压	V_{NO}		0.07	0.14	mV	$R_g=10\text{k}\Omega$
功率带宽	PBW		900		kHz	$V_O=1.5\text{V}$ -3dB

($V_{CC}=\pm 46\text{V}$, $A_V=30\text{dB}$, $T_A=25^\circ\text{C}$)

$\mu\text{PC1342V}$ 在使用时需加 $60\times 60\times 1.5\text{mm}$ 的铝质散热器。电路的 7、8 脚间接有可调式偏置电路，电路通电后，可调整 $5\text{k}\Omega$ 的可调电阻使输出管静态电流在 100mA 左右。6、7 脚间所接电容为补偿电容，最大容量为 100pF 。若电路工作良好无自激，应尽量减小补偿电容的容量。

表 2-34

不同输出功率时所采用的输出对管

P_O	20~40W	45~55W	50~70W	70~80W	80~110W
VT_1	2SD1288 2SD2013	2SD1289 2SD1977	2SC3012 2SC4267	2SC2987 2SC2987A 2SC4268	2SC2987A 2SC4268 $\times 2$
VT_2	2SB965 2SB1336	2SB966 2SB1315	2SA1232 2SA1631	2SA1227 2SA1227A 2SA1632	2SA1227A 2SA1632 $\times 2$

为了充分发挥高保真功放的功能，电源变压器的容量应足够大，滤波电容器的容量也应不小于 $10000\mu\text{F}$ 。电源的内阻应尽可能地小。

二、简洁的 100W 功放电路

由 $\mu\text{PC1342V}$ 和 NEC 公司的名发烧对管 2SC2987A 和 2SA1227A 组成的功放电路，最大输出功率可达 120W ，截止频率可达 500MHz 。它的集电极输出电流 I_{OM} 可达 12A 。电路如图 2-126 所示。

由图可知，该电路的输出级是采用双管并联输出的，目的是增大输出功率。电路工作电压采用 $\pm 45\text{V}$ ，提高工作电压可以增大输出功率，但功放管的管耗和发热量也在增大，所以在满足输出功率的需要下，应尽可能降低电源电压。对于 2SC2987A/2SA1227A 组成的功放电路而言，末级的供电电源最好不超过 $\pm 45\text{V}$ 。前级 $\mu\text{PC1342V}$ 可以和末级共用一组电源，也可以单独使用一组电源，前后级单独供电时，前级也可使用稳压电源。前后级共用一组电源时，可将图中的 a 与 b、c 与 d 连接在一起即可。表 2-35 列出了使用 $\mu\text{PC1342V}$ 与 2SC2987A、2SA1227A 组成的功放电路，在不同电源电压和不同供电形式下

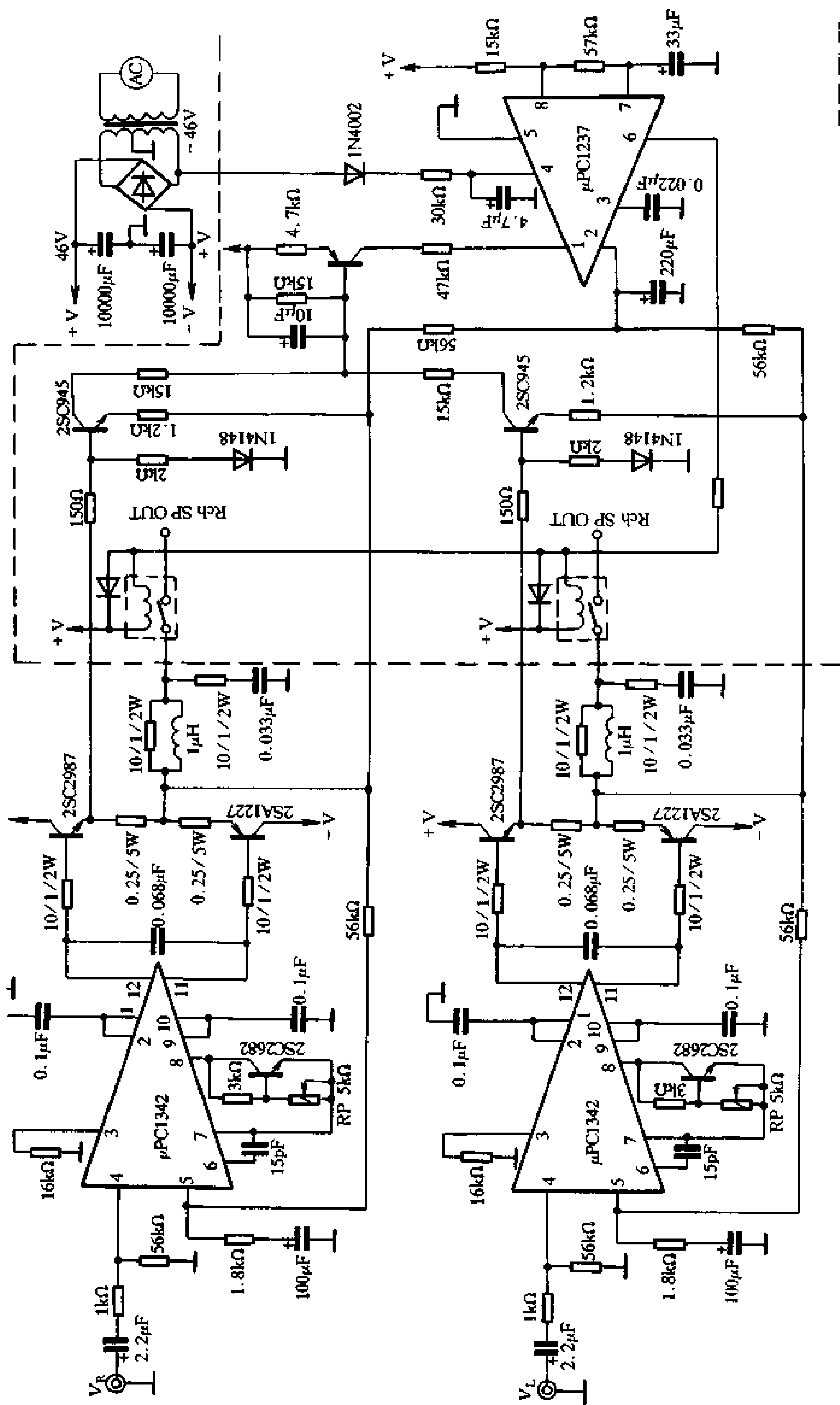


图 2-125 80W×2 高保真功放

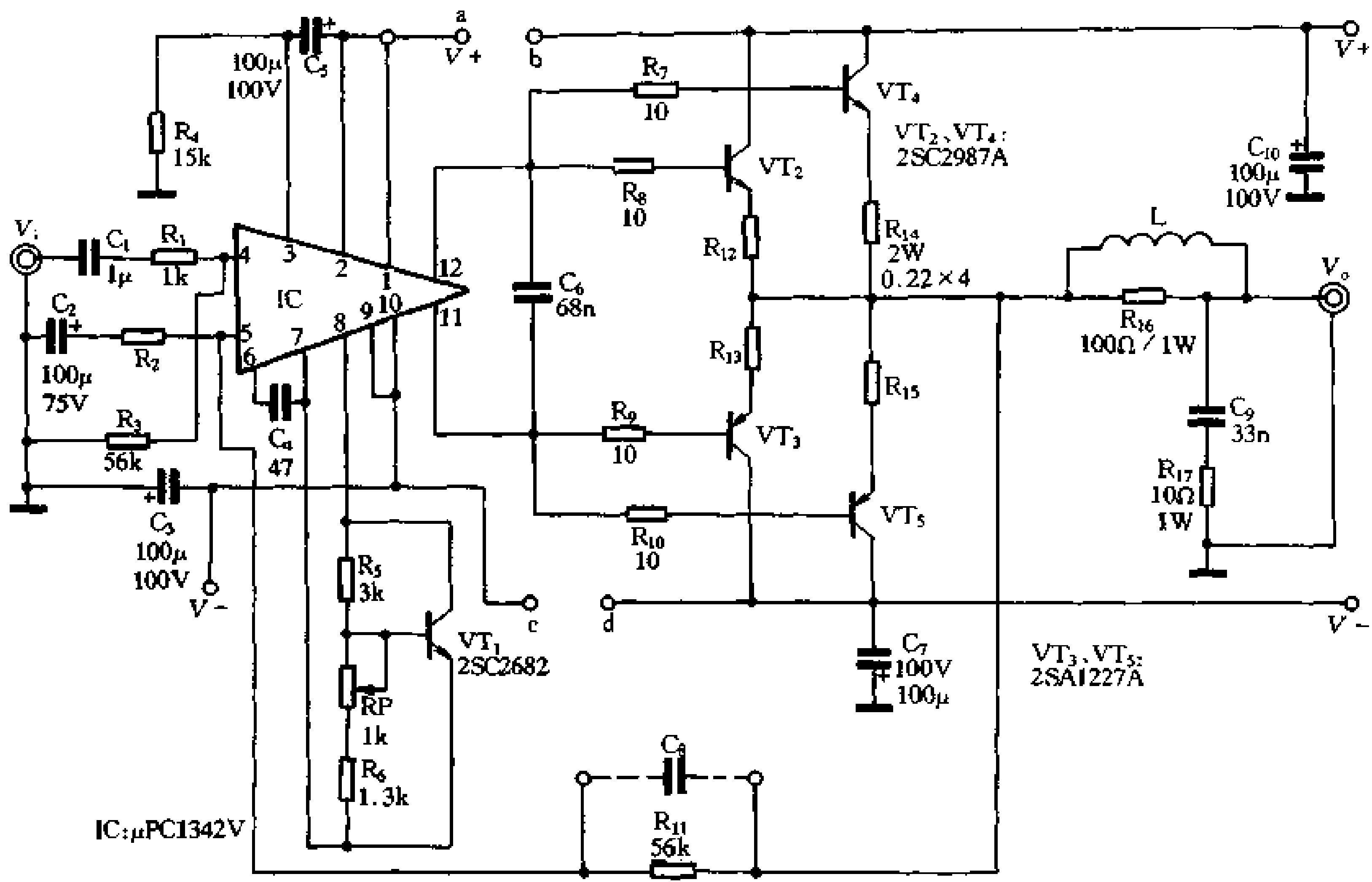


图 2-126 简洁的 100W 功放电路

的电路参数。

表 2-35

参 数 名 称	前置级、功放级分别供电		整机共用一组电源 (全桥整流, 滤波)
	$\pm E_2$	$\pm E_1$	
推荐电源电压	$\pm 50V$	$\pm 45V$	$\pm 45V$
最高电源电压	$\pm 75V$	$\pm 100V$	$\pm 75V$
最低电源电压	$\pm 20V$	$\pm 20V$	$\pm 20V$
消耗电流	静态	30mA	900mA
	最大输出	30mA	1.75A
最大输入电压	$\leq 1V$		$\leq 1V$
输入阻抗	55k Ω		55k Ω
负载阻抗	4~16 Ω		
电压增益	32 (30dB \pm 3dB)		
最大输出功率	128W		
频率响应	10Hz~100kHz (\pm 3dB)		
谐波失真	$\leq 0.003\%$ (1kHz)		
输出噪声	-68dB		

在本电路的测试中发现：它具有优良的频响特性，在 8 Ω 负载上输出 1W 功率时，信

号源频率从 10Hz 变化到 100kHz, 曲线特性基本无波动; f_0 在 400kHz 时, 曲线下跌 2dB。本机的保真度亦十分理想, 当输出功率为 100W 时, 1kHz 信号的谐波失真 $\leq 0.012\%$, 100Hz 信号的谐波失真 $\leq 0.008\%$, 100kHz 信号的谐波失真 $\leq 0.005\%$ 。

三、带故障指示的直流功放电路

该电路是由 $\mu\text{PC1342V}$ 和三肯对管 C2922、A1216 组成的功放电路, 如图 2-127 所示。该电路的特点是取消了反馈电容, 同时以 IC_2 等组成直流伺服电路, 该伺服电路能将输出中点的失调电压控制在 $\pm 2\text{mV}$ 之内, 使电路成性能优良的直流功放电路。

本电路的另一特点是增设了一项故障指示电路, 当电路出现故障时能给出故障显示。故障显示电路是在保护电路 μPC1237 的输出端装设了一组多谐振荡器, 当电路出现故障时, 保护电路 μPC1237 的 6 脚输出一信号电压, 一方面驱动继电器动作, 一方面将指示电路的电源接通使多谐振荡器开始振荡, 接在振荡器回路的发光二极管便开始闪动, 指示出电路已发生故障。

多谐振荡器由 VT_6 、 VT_7 等组成, 振荡频率为每秒两次。

电路采用前后级分别供电, $\mu\text{PC1342V}$ 采用 $\pm 65\text{V}$ 电源供电, 功放输出管采用 $\pm 56\text{V}$ 供电, 保护电路 μPC1237 采用 $+25\text{V}$ 单电源供电, 直流伺服电路采用 $\pm 15\text{V}$ 电源供电。采用分别供电方法, 在电源制作上显得较为复杂, 但是分别供电可以减少各电路之间通过电源相互干扰, 提高电路输出信号的质量。

2.7.4 由 AP500 推动的功放电路

AP500 是一种高性能双声道场效应管直流功放驱动模块。它采用较高的工作电压, 推动功率大、失真低、频响宽、外围电路简单, 在音响电路中使用具有不可比拟的优越性。其电特性如表 2-36 所示。

表 2-36 AP500A 电参数

名 称		参 数
极限电压		$\pm 75\text{V}$
推荐电压		$\pm 14\text{V} \sim \pm 60\text{V}$
增益		30dB
输出噪声		$< 4\text{mV}$
谐波失真		$\leq 0.02\%$
零点漂移		$< 90\text{mV}$
输入阻抗		49k Ω
转换速率		70V/ μs (10kHz 方波)
频率特性	低频	0Hz 增益 27dB 100Hz 增益 30dB
	高频	10kHz 增益 30dB

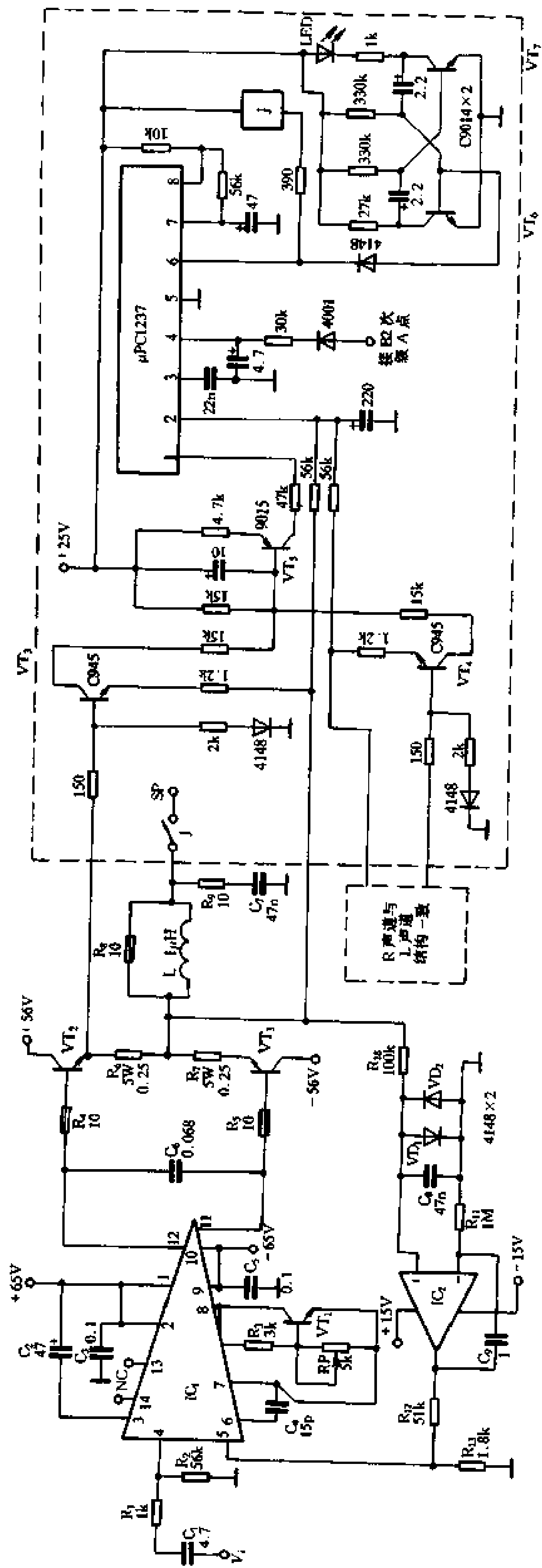


图 2-127 有故障指示的直流功放

AP500 能输出较大的推动功率，而且性能十分优良，使用该电路可以轻而易举地制作出大功率功放电路。

AP500 的内部采用纯直流结构，输出零点电位相当稳定，在工作电压为 $\pm 14 \sim \pm 60\text{V}$ 的范围内，输出零点漂移小于 90mV 。它的输出端设有保护电路，即使它所驳接的功放管发生短路时也不会损坏模块。AP500 有极好的低频特性，直流放大时增益仍可达 27dB ，如此优良的低频特性，对改善功放电路的瞬态指标、降低失真有着十分重要的意义。该电路极限工作电压达 $\pm 75\text{V}$ ，不仅可提供较大的输出信号电压，而且可以提高电路的动态特性。由于内电路为直流结构，它的输入、输出均可采用直接耦合形式。在功放电路的应用中，AP500 可以制作出 OTL、OCL、DC、BTL，甲乙类、超甲类、甲类等各种特色的功率放大电路。由于该模块功耗较低，使用中不需加装散热器。

模块内部还设有自动调零和失真校正电路，它的失真度 $\leq 0.02\%$ ，转换速率高达 $70\text{V}/\mu\text{s}$ ，闭环工作频响为 $0 \sim 500\text{kHz}$ 。

AP500 模块采用单列直插 15 脚封装，外形和引脚排列如图 2-128 (a) 所示。其引脚功能为：1 脚接负电源；2、3 脚为 L 声道的静态偏置调节端；4、5 为 L 声道的信号输出端；6 脚为 L 声道的负反馈端；7 脚为 L 声道的信号输入端；8 脚为接地端；9 脚为 R 声道信号输入端；10 脚为 R 声道负反馈端；11、12 脚为 R 声道信号输出端；13、14 脚为 R 声道的静态偏置调节端；15 脚接正电源。

图 2-128 (b) 是它的应用电路。该电路采用 AP500 直接驱动一对复合管作互补对称推挽输出，在 $\pm 28\text{V}$ 的电源电压下，最大输出功率可达 90W 。提高工作电压并采用大功率输出管，最大输出功率可达 200W 。电路无须调试即可工作。若对功放管静态电流有要求者，可在 AP500 的 2、3 脚（另一声道 13、14 脚）间接入可调电阻来调节设定的功放管静态电流，一般情况下输出管的静态电流调至 40mA 左右便可发挥良好的工作状态。

图 2-128 (c) 是采用场效应管作推挽输出的功放电路。由于采用了场效应管作输出，电路输出音色颇具胆机韵味。电路的调试方法与图 (b) 相同。值得注意的是 AP500 的 2、3 脚和 13、14 脚专为外接调整电位器而设，可以空着不接任何电路，但严禁将其短接。

图 2-128 (d) 是可为上述功放电路配套的输入前置电路和音调控制电路，音调控制采用专用音调控制 IC BA3822LS。NE5532 为双声道前置放大电路，将它的输出端与上述功放电路的输入端连接，便可组成一台完整的、具有音调控制功能的功放电路。

图 2-128 (e) 是该电路的电源电路，其中 $\pm 42\text{V}$ 为功放输出级电源； $\pm 12\text{V}$ 为 NE5532 供电电源； $+5\text{V}$ 为音调 IC BA3822LS 的电源。

图 2-129 是由 AP500 组成的 100W 直流超甲类功放电路。图中 VT_5 、 VT_7 与 VT_6 、 VT_8 组成并联推挽功放输出级，以增大输出功率。本电路输出功率可达 100W ，为了提高 AP500 的推动能力，由 VT_3 、 VT_4 组成缓冲放大级。采用并联输出除能提高输出功率外，还能降低场效应管输入结电容对音频谐波的衰减作用，保持输入信号原有的音色。此外对提高电路输出线性，改善阻尼特性也有一定作用。

VT_1 、 VT_2 、 RP_1 及 VD_1 、 VD_2 等组成输出电路的超甲类偏置电路，使功放电路具有甲类的高音质和乙类的高效率。 VT_1 、 VT_2 为恒压偏置，调节 RP_2 可以调节偏置电压并可改变输出管的静态电流。本电路的末级输出管静态电流调至 $10 \sim 60\text{mA}$ 。 VD_1 、 VD_2 为防逆流电路，只允许电流向设定方向流动而不允许向相反方向流动，这就保证了超甲类偏置

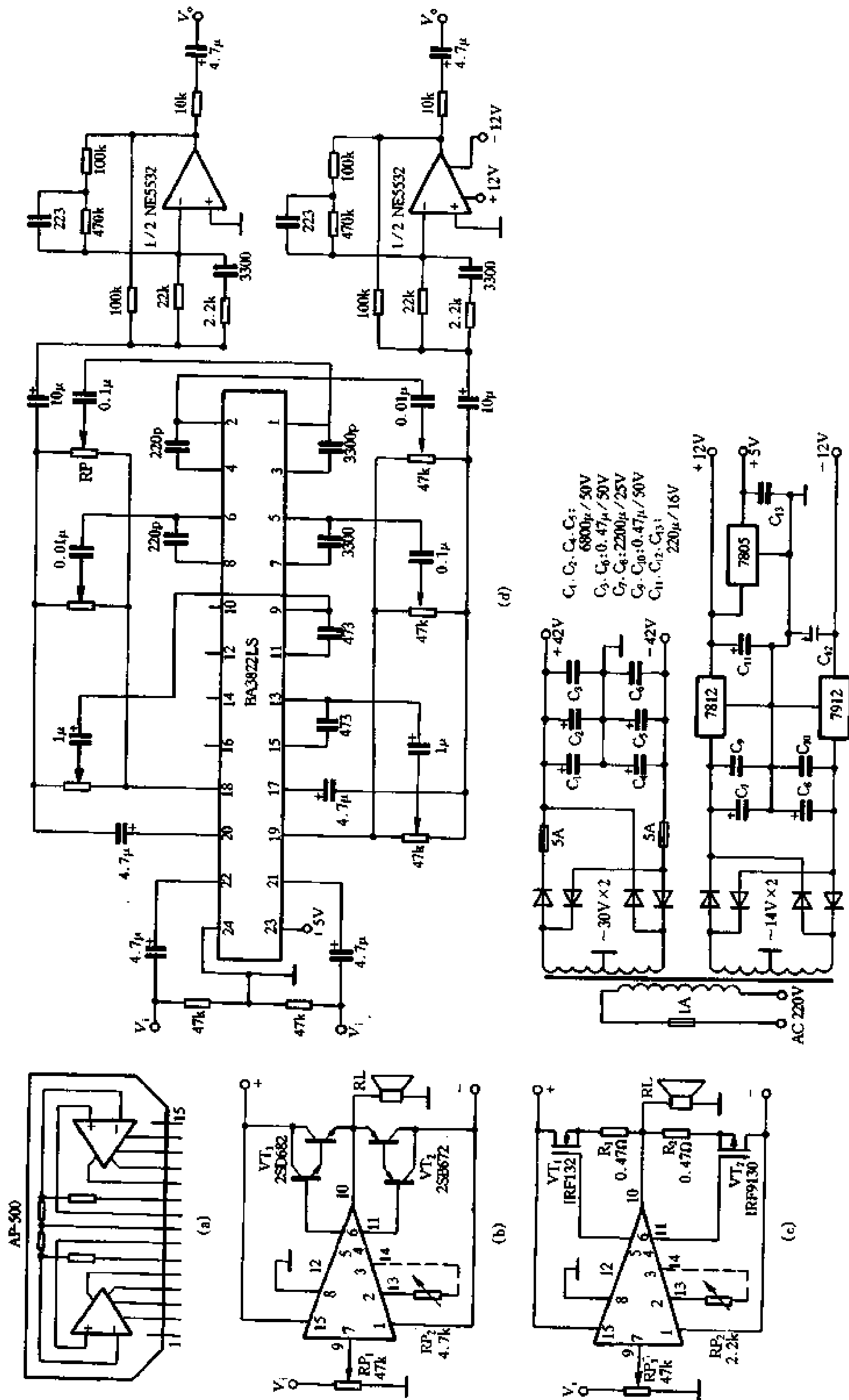


图 2-128 AP500 及其应用电路

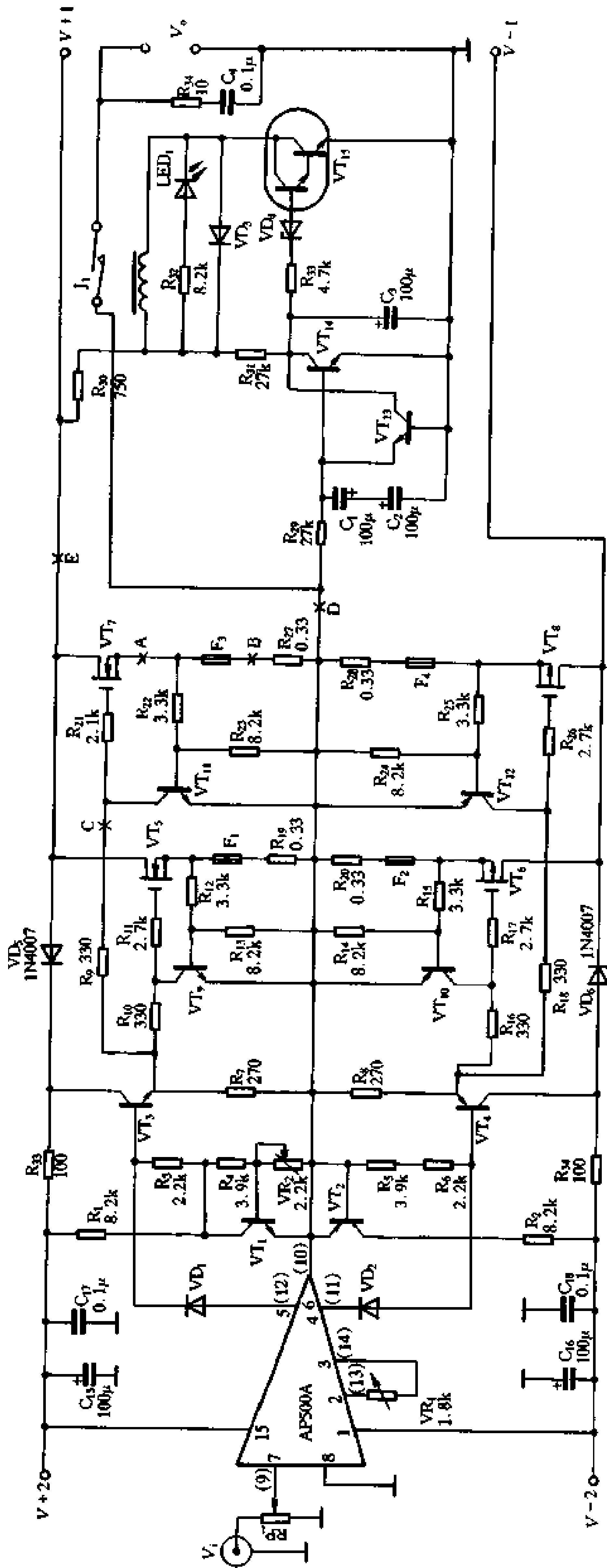


图 2-129 100W 超甲类功放电路

电路在任何情况下不出现输出管截止的工作状态。

本电路设有完善的保护电路，如开机延时启动、中点漂移保护和独特的短路、过载保护电路。

R_{31} 和 C_3 等组成开机延时启动电路，接通电源后，电源 E_1 通过 R_{31} 向 C_3 充电，待 C_3 电压充至 VT_{13} 导通电压后，继电器通电吸合并由 LED_1 作正常工作指示。

$VT_{13} \sim VT_{15}$ 等组成零点失调保护电路，中点电压升高时 VT_{14} 导通，中点电压降低时 VT_{13} 导通，无论 VT_{13} 或 VT_{14} ，它们的导通均能使复合管 VT_{15} 截止，继电器释放切断扬声器回路。

$VT_9 \sim VT_{12}$ 等组成过流、短路保护电路， R_{19} 、 R_{20} 、 R_{27} 、 R_{28} 兼作功放管过流取样电阻，取样电压经 $VT_9 \sim VT_{12}$ 放大后，就可对功放管 G、S 极间电位进行钳制，使其最大输出电流不超过 2.5A，可有效地防止功放管出现过载。

短路保护电路具有特殊的保护功能，当出现短路故障时能自动将故障管与电路隔离，不致造成连带损坏。在取样电阻的回路中串接有 $F_1 \sim F_4$ 只 3A 的保险管，当输出管出现击穿短路时，例如 VT_7 短路，这时 VT_7 即有很大的短路电流流过，同时功放中点电位 D 立即偏向 +42V，零点漂移保护电路即使继电器切断扬声器回路， VT_9 、 VT_{10} 、 VT_{12} 过流保护电路也投入保护工作，将 VT_5 、 VT_6 、 VT_8 的电流限制在 2.5A 以内，这样发生短路的 VT_7 ，它的短路电流也被限制在 5A 之内。尽管如此，接在 VT_7 回路中的 3A 保险管仍然会被烧断，使 A、B 之间断路，此后 B 点电位便不再受 A 点影响而等于 D 点电位，但是 A 点电位仍偏向 +42V，所以 VT_{11} 饱和导通，使 C 点电位被钳制在接近中点电位 D。由此可见： F_3 保险管一旦熔断， VT_7 就和电路隔离而不再影响整个电路。同理，可分析其它功放管短路时的保护功能。

图 2-130 是功放电路的电源电路。本电路采用前后级分别供电的方法， $\pm 52V$ 的稳压

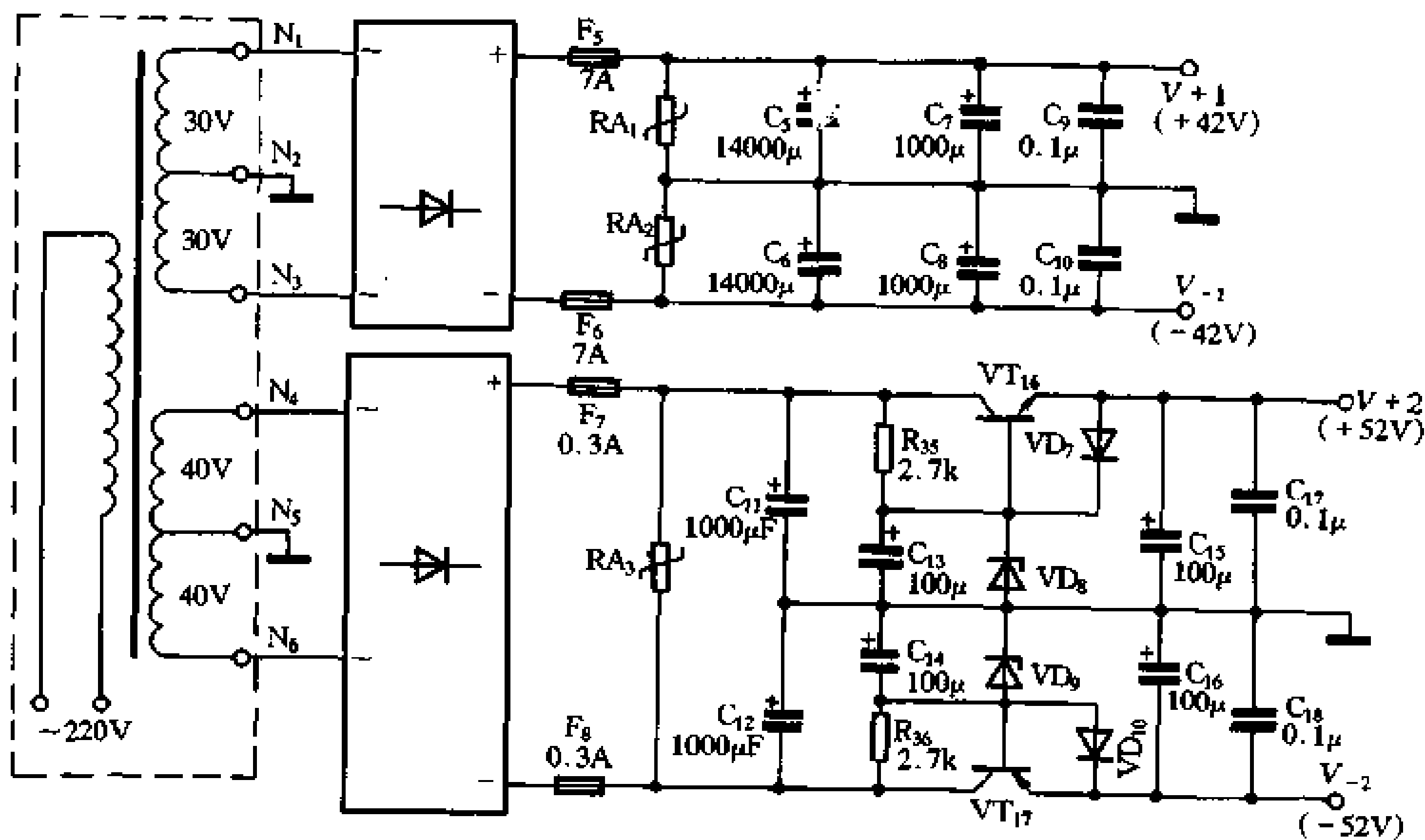


图 2-130 电源电路

电源供输入推动和缓冲放大级使用； $\pm 42\text{V}$ 大电流组供功放输出级使用。电路中 $\text{RA}_1 \sim \text{RA}_3$ 为压敏电阻，它的作用是保护滤波电路与功放电路不受电网电压意外升高而损坏。

元件选用：

VT_1 、 VT_{16} 选用 D669、C2238， VT_2 、 VT_{17} 选用 B649、A968 等类管子， VT_9 、 VT_{11} 选用 9014， VT_{10} 、 VT_{12} 选用 9015， VT_3 、 VT_{13} 、 VT_{14} 选用 2N5551， VT_4 选用 2N5401， VT_{15} 选用 SC4350，功放输出管 VT_5 、 VT_7 与 VT_6 、 VT_8 分别选用不同极性的场效应管，要求耐压达 150V，输出电流 8A，耗散功率达 70W 以上的对管。电源整流管为 10A 左右。

第三章

前置放大电路

3.1 分立元件的前置放大电路

3.1.1 纯甲类前置放大电路

电路如图 3-1 所示。它是一个由场效应管组成的差分输入电路。比起晶体管来场效应管的噪声要低得多，理论分析认为，场效应管的 $1/f$ 噪声在量值上约为 $0.5 \sim 1.5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 左右，且不随 I_D 的增大而升高，因而可以通过提高其工作电流取得电路的较大的动态范围。另一方面，从多级放大器所产生的噪声来分析，第一级噪声的大小是整个放大器噪声的主要来源，因此采用低噪声的输入级是取得低噪声放大器的最佳选择。

一、磁头均衡放大器

由两只低噪声的结型场效应管 VT_1 、 VT_2 组成差分输入级， VT_3 是它的恒流源。该输入级具有高输入阻抗、低噪声和高稳定度的特性。两只低噪声晶体管 VT_4 和 VT_5 组成第二级差分电路作电压放大， VT_6 、 VT_7 是它的镜像恒流源，它可以使差分电路变为单端输出并获得较大的动态范围和良好的线性输出。由于紧接着的下一级仍采用场效应管差分电路作输入级，故该级输出可不加放大而直接输出。

R_{17} 、 R_{15} 、 C_8 、 R_{16} 及磁带选择开关 SA 组成磁带放音均衡 (EQ) 网络。当开关拨向上方时，放音频率特性补偿的时间常数为 $120\mu\text{s}$ ，适合于放普通磁带 (主要是 $r\text{-Fe}_2\text{O}_3$ 带)；开关拨向下方时 (闭合)，放音频率特性补偿的时间常数为 $70\mu\text{s}$ ，适合于放铬带 (Cr_2O_2) 及金属 (METAL) 带。一般立体声磁头的输出电平为 $0.2 \sim 0.4 \text{ mV}$ ，扣除磁头磨损等因素可取 0.2 mV ，该均衡放大器在 315 Hz 的频率下，采用 $120\mu\text{s}$ 放音时，其增益为 208 倍 (约 46 dB)，则均衡放大器的输出电压 $V_o = 0.2 \text{ mV} \times 208 = 41.6 \text{ mV}$ ，经线路再放大 20 倍 (26 dB) 后输出电压 $V_o = 41.6 \text{ mV} \times 20 = 832 \text{ mV}$ 。标准功放电路的输入灵敏度为 0.775 V (0 dB)，此输出完全可满足功放电路输入所要求的电平。磁头均衡放大器的技术指标为：等效输入噪声 $\leq 1.75 \mu\text{V}$ (315 Hz)，输入灵敏度为 0.2 mV ，放音补偿为 $120\mu\text{s}$ 、 $70\mu\text{s}$ 。

二、唱头均衡放大器

唱头输入放大器的电路结构和磁头输入放大电路的结构完全相同，采用场效应管差分输入和两级差分放大电路，它的均衡网络由 $R_{17/A}$ 、 $R_{15/A}$ 、 $C_{8/A}$ 与 $C_{9/A}$ 组成，为反馈式 RIAA 均衡网络。该均衡器在 1000 Hz 的频率下增益为 36 dB ，调整 $R_{13/A}$ 的阻值可改变均衡放大器的增益。该放大器的开环增益为 80 dB ，它可将 RIAA 的偏差控制在足够的实用精

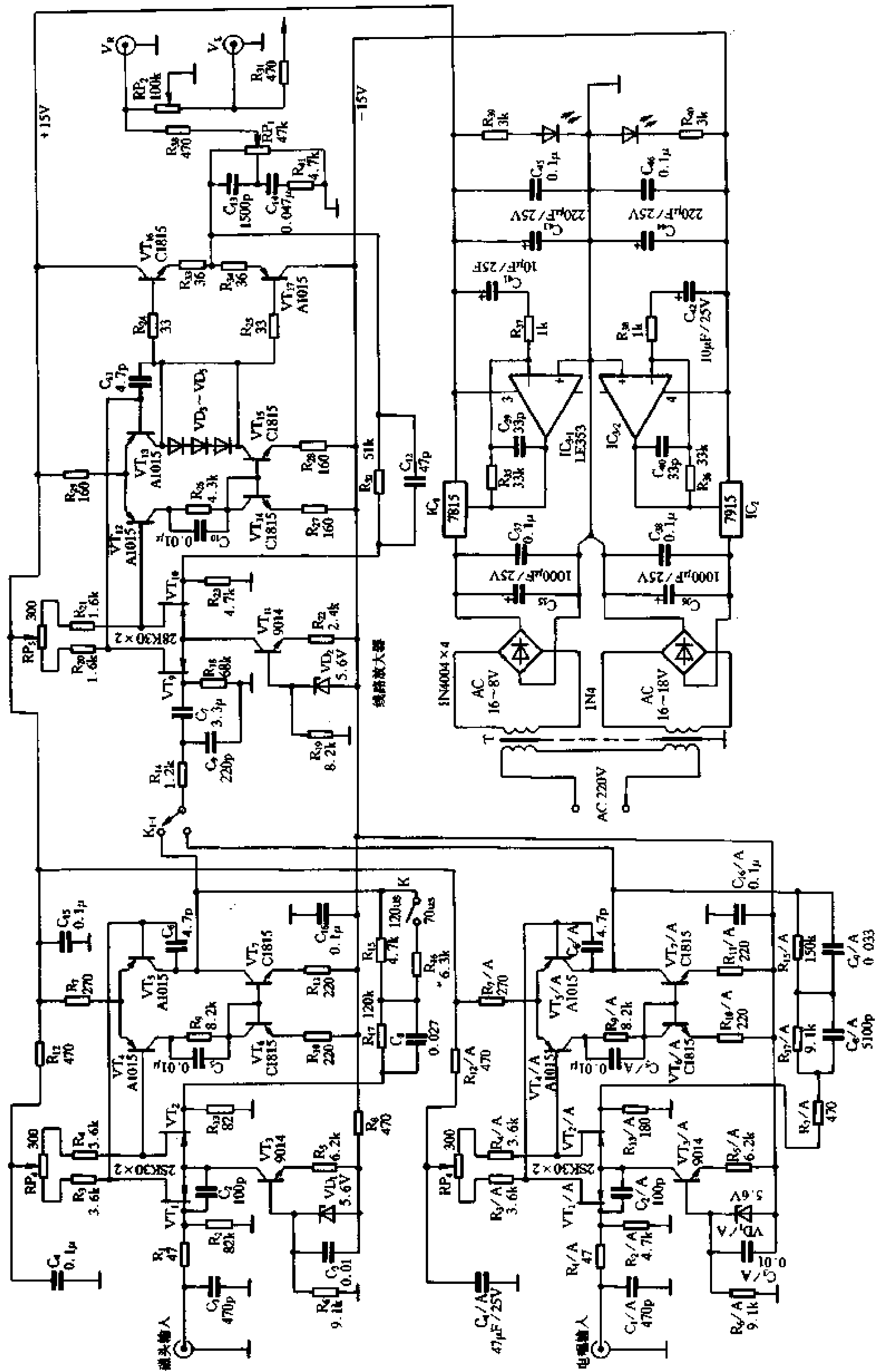


图 3-1 纯甲类前置放大器

度之内。采用动磁式唱头时，均衡放大器的增益为 63 倍(36dB)，唱头灵敏度为 2mV，这时的输出电压 $V_o = 2\text{mV} \times 63 = 126\text{mV}$ ，再经线路放大器放大 20 倍后，输出电压 $V_o = 126\text{mV} \times 20 = 2.52\text{V}$ ，用它推动功率放大器具有充分的动态余量。技术指标：等效输入噪声 $\leq 1.75\mu\text{V}$ (kHz)，输入灵敏度为 0.7~2mV。

三、线路放大器

线路放大器电路的结构形式和两个均衡放大器的结构完全相同，只是线路放大器的静态工作电流取得较大并且最后加一级放大。在该电路中， VT_{16} 、 VT_{17} 组成推挽输出放大级， $VD_3 \sim VD_5$ 为输出级偏置电路， R_{32} 与 R_{23} 组成反馈电路。输出级静态电流取 10mA，使电路工作于甲类状态，以保证输出的线性度并有足够的带负载能力。该放大器的放大倍数为 20 倍，如需调整放大倍数只须调整 R_{23} 的阻值即可。放大器的输入端设有三位选择开关，可分别将放大器与磁头均衡、唱头均衡、CD 唱机和收音机等信号源进行切换连接。线路放大器的输出端并设有等响度音量控制器和左右声道平衡控制电位器。线路放大器的技术指标为：频率响应为 5Hz~300kHz，谐波失真 $\leq 0.01\%$ (1kHz)，输入灵敏度为 38.5mV，线路输出 $\geq 0.775\text{V}$ (0dB、600 Ω)，输入阻抗为 680k Ω ，转换速率 $\geq 44\text{V}/\mu\text{s}$ 。

电路电源采用 $\pm 15\text{V}$ 对称伺服电源，双桥整流，采用正负集成稳压电路，以集成运放 LF353 作稳压伺服取样，使稳压电源有很高的稳定度。

电路的组装必须使用优质元件，磁头输入部分尤其注意接地要良好，外接输入线必须使用屏蔽线并良好接地。

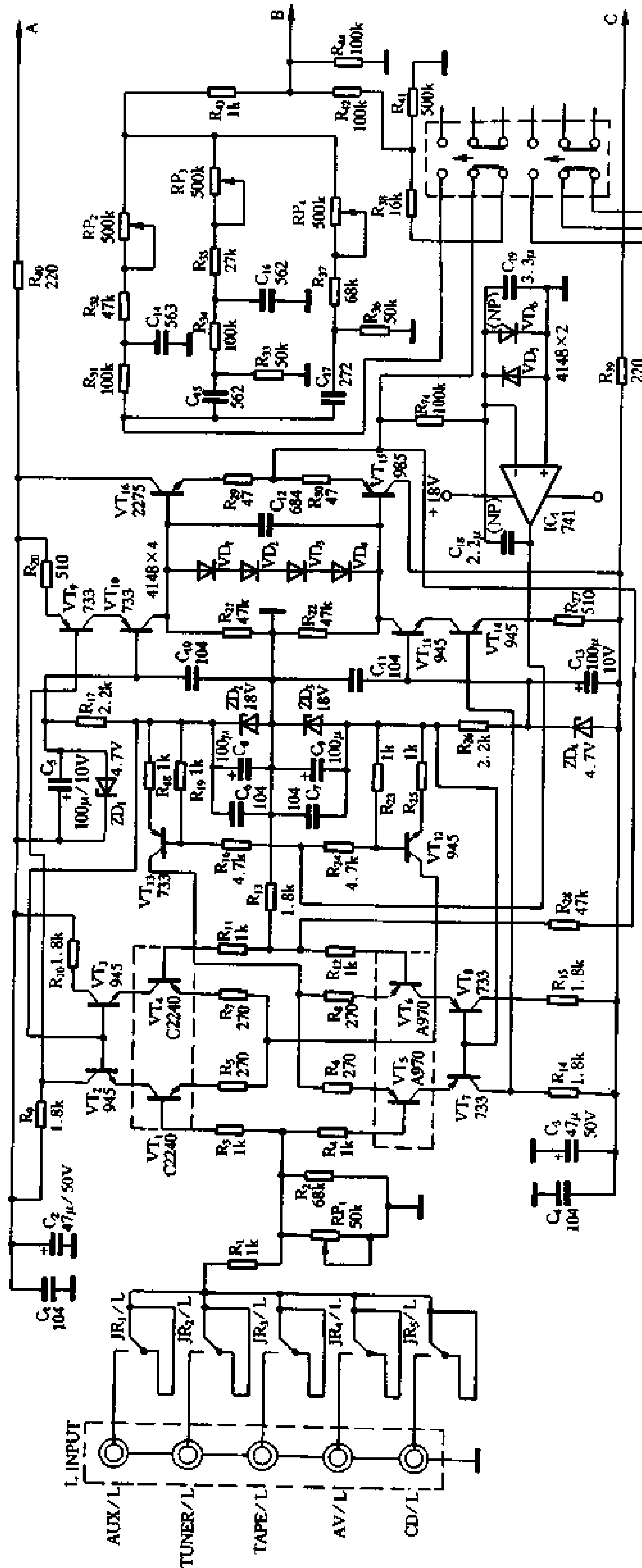
3.1.2 中联 F-9500A 前置放大器

中联 F-9500A 电路源于日本 DENON 公司的一种功放电路，它采用全分立元件设计制作，每声道由两个独立的放大器组成，中间插入音调控制电路。电路原理如图 3-2 所示。它有以下特点：

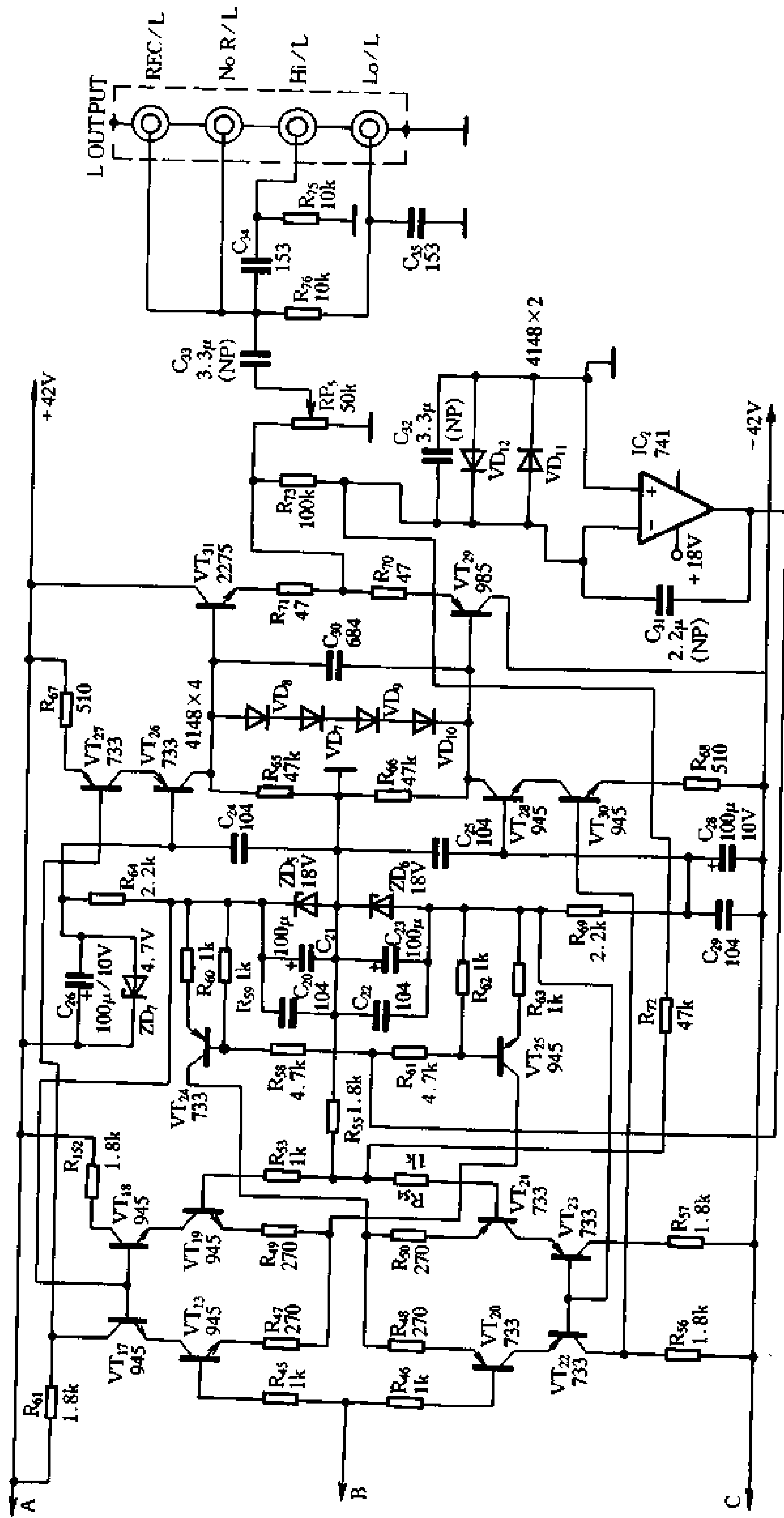
(1) 优秀电路与优质晶体管的最佳搭配。本电路采用性能优异的共基—共射电路，该电路具有共射电路的高输入阻抗和共基电路宽频响、低失真的特点。电路的各级均采用局部的电流负反馈，使整个电路的开环失真和频响达到了较高的技术指标。电路的左右声道由四个结构相同的电路组成，并使用优质名牌晶体管，取较大的静态工作电流，使电路的输出达到低阻抗、低失真。

(2) 高电压供电与大动态输出。目前为高保真音响所提供的信号源，动态范围都很大，这就往往使前置级的输出出现削顶失真，因此提高前置级的供电电压来解决这一问题是十分需要的。本电路采用由 NE5532 和集成正负稳压器组成的伺服电源，由于伺服式稳压电源受三端集成稳压器最大输出电压的限制，按常规方法只能达到 $\pm 24\text{V}$ ，而本电路采用对三端稳压器浮地供电的方法，既保留了伺服式稳压电源的优点，又将稳压电压提高到 $\pm 42\text{V}$ 。这样高的供电电压有效地保证了前置放大器的大动态(见图 7-27)。

(3) 零点伺服电路保证了电路的稳定。采用高电压供电解决了动态范围与信号源的匹配问题，但是随之而来的是电路稳定度变差。为此本电路采用了由运算放大器组成的共模电流型零点伺服电路，使放大器的静、动态特性均得到保证。



(a) 前半部
图 3-2 中联 F-9500A 前置放大器



(b) 后半部

图 3-2 中联 F-9500A 前置放大器

(4) 串联式衰减型 RC 音调控制电路。普通的衰减型 RC 音调控制电路大多采用对地并联的电路结构，小的输入阻抗会造成某一频段的调节范围锐减，负载效应明显、失真增大。为此本电路除降低前级的输出阻抗和提高后级的输入阻抗外，还采用了串联式音调控制电路，即音调电位器的静端均不接地，而是串接在 RC 网络与后级输入端之间。此外，音调电路还设置了直通选择开关，以满足喜欢聆听“原汁原味”的人的要求。

图 3-2 (a) 是电路的前半部分即输入部分，在这部分中，VT₁、VT₄ 及 VT₅、VT₆ 组成对称式双差分输入电路，VT₂、VT₃ 及 VT₇、VT₈ 分别是它们的恒流源负载，VT₉ 和 VT₁₂ 分别是它们的恒流源。VT₉、VT₁₀ 及 VT₁₁、VT₁₄ 组成共基—共射电压放大电路。VT₁₆、VT₁₅ 组成推挽式输出电路，VD₁~VD₄ 为输出级的偏置电路。IC₁、VD₅、VD₆ 以及 VT₁₃、VT₁₄ 组成共模式零点伺服电路。图 3-2 (b) 是电路的后半部分，VT₁₇~VT₃₁ 组成后级放大器，它和前级放大器的结构完全相同。IC₂ 等组成它的零点伺服电路。前后级放大器之间插入串联式衰减型音调控制电路，并接入一个二位控制开关，它可以控制音调电路的接入或不经音调电路形成前后级放大器直通。在放大器的最后由音量电位器 RP₅ 和 RC 网络组成一个有录音、普通(接功放电路)、高通、低通四路输出的接口。

图 3-3 是一个由全封闭继电器控制的轻触式数字逻辑电路五路输入切换电路。

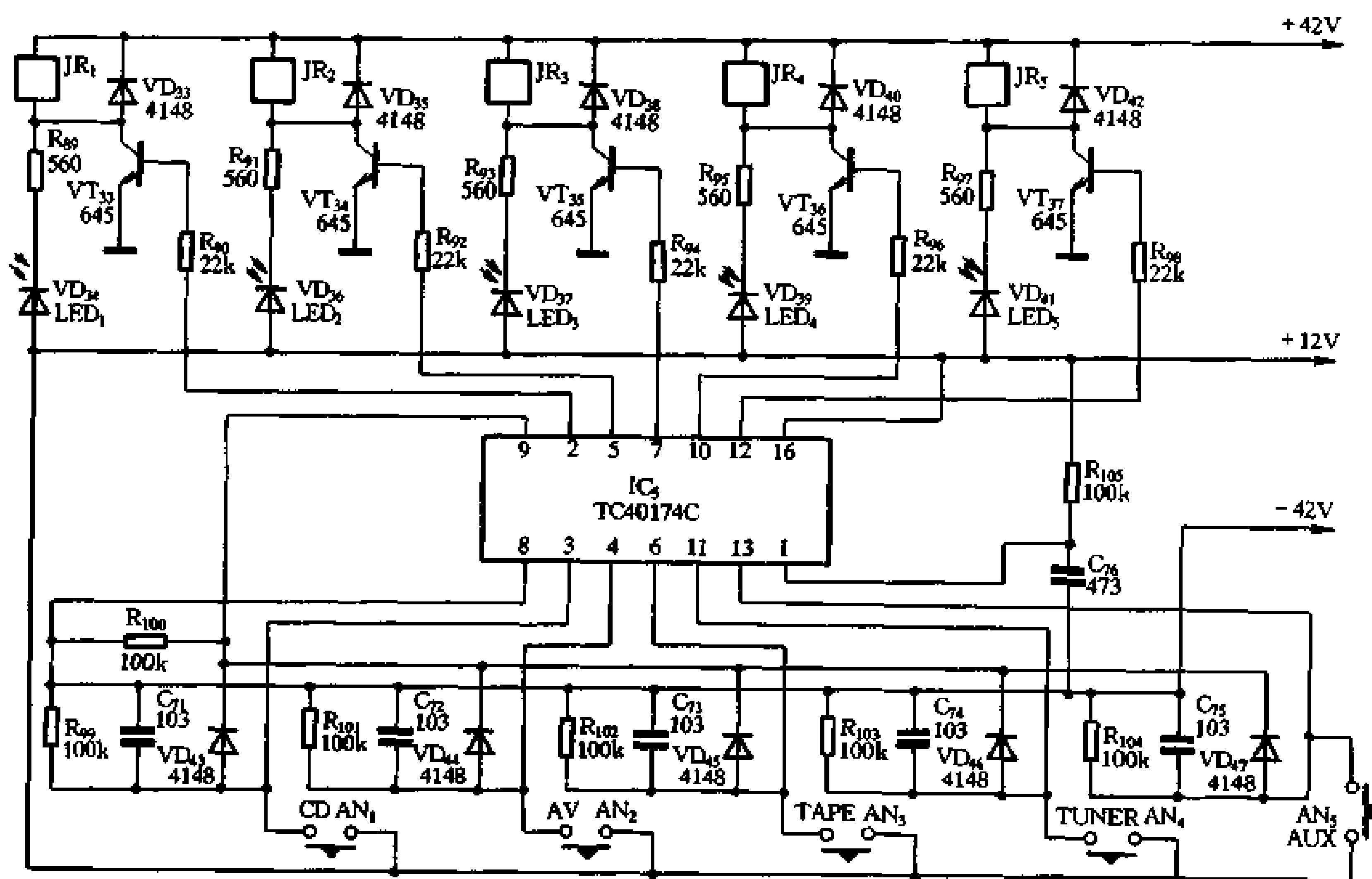


图 3-3 输入切换电路

技术指标:

频率响应: 0~100kHz (± 0.1 dB, 音调直通);

谐波失真: <0.005%;

信噪比: <85dB;

通道分离度: >80dB (1kHz)

最大不失真输出：40V_{p-p} (1kHz)；
音调控制量：高、中、低音各 ±10dB。

3.1.3 多功能前置放大电路

这是一个有动磁唱头输入、话筒输入、磁带放音输入、CD唱机输入和线路输入的全功能甲类前置放大器。它由分立元件组成，具有较高的技术指标。此外该电路还设有动态降噪电路和直流音量、音调和立体声控电路，是一个较完整的前置放大电路。

动磁电唱头输入均衡电路如图 3-4 所示。它由场效应管 VT₁ 及 VT₂ 组成的差分电路作输入级，晶体管 VT₇、VT₈ 组成的差分电路作电压放大级。两级差分电路均采用恒流源。R₁₃、R₁₄ 及 C₂、C₄ 组成 RIAA 均衡电路。VT₁、VT₂ 可选用 2SK30A 等低噪声场效应管，I_{DSS} ≥ 1~1.2mA，两管按 I_{DSS} 配对，误差 < 3%。两管静态电流可分别调到 0.55mA 左右。第二级差分管 VT₇、VT₈ 选用两只低噪声晶体管并配对，为扩展动态范围，VT₇、VT₈ 的静态电流取 1mA，也可根据需要将静态电流调至 3mA，这时动态范围和低频响应有较大改善，但中点漂移也在增大，所以该电流的大小需根据需要适当考虑。VT₉、VT₁₀ 两只低噪声晶体管组成的镜像恒流源使差分输出变为单端输出，并使输出端有大的动态和良好的线性。VT₁₁、VT₁₂ 组成缓冲放大级，使前后级得以匹配。

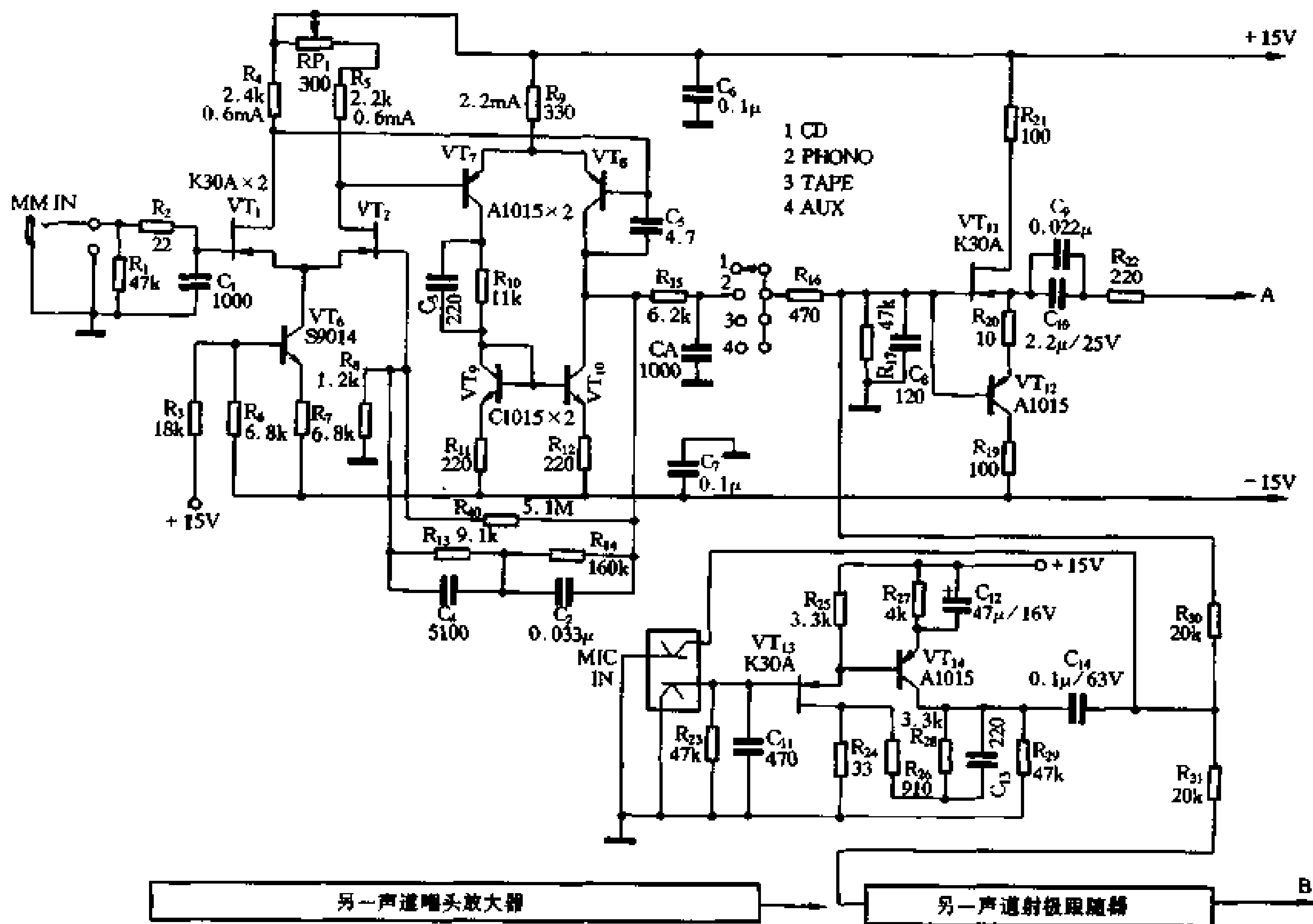


图 3-4 动磁唱头均衡电路与话筒输入电路

话筒输入放大电路由 VT_{13} 、 VT_{14} 等组成，输出端分别被送入两个声道的缓冲放大级。 C_{13} 为负反馈电容，用以消除自激。

由场效应管 VT_{11} 和晶体管 VT_{12} 组成的互补型射极输出器作为输出缓冲级，它的目的是为了提高下一级的输入阻抗，以实现前后级之间良好的阻抗匹配并提高带载能力而设的。该级的静态工作电流取 1.2mA 左右，可通过 R_{20} 来调节。 VT_{11} 可选用结型场效应管，参数为 $I_{DSS} \geq 2\text{mA}$ 。 VT_{12} 可选用低噪声 PNP 晶体管。缓冲放大级除了接收唱头放大器和话筒放大器输入的信号外，还可通过转换开关接收 CD 唱机、磁带放音机和线路输入的信号。

线路放大器如图 3-5 所示。它将唱机输入电路、话筒输入电路、CD 唱机及磁带放音机及其它线路输入的信号在经过降噪处理和音调处理后，进行一次不加修饰的放大，目的是进一步提高信号电压使之与功放输入级的输入灵敏度相匹配。该级放大量为 20dB 。

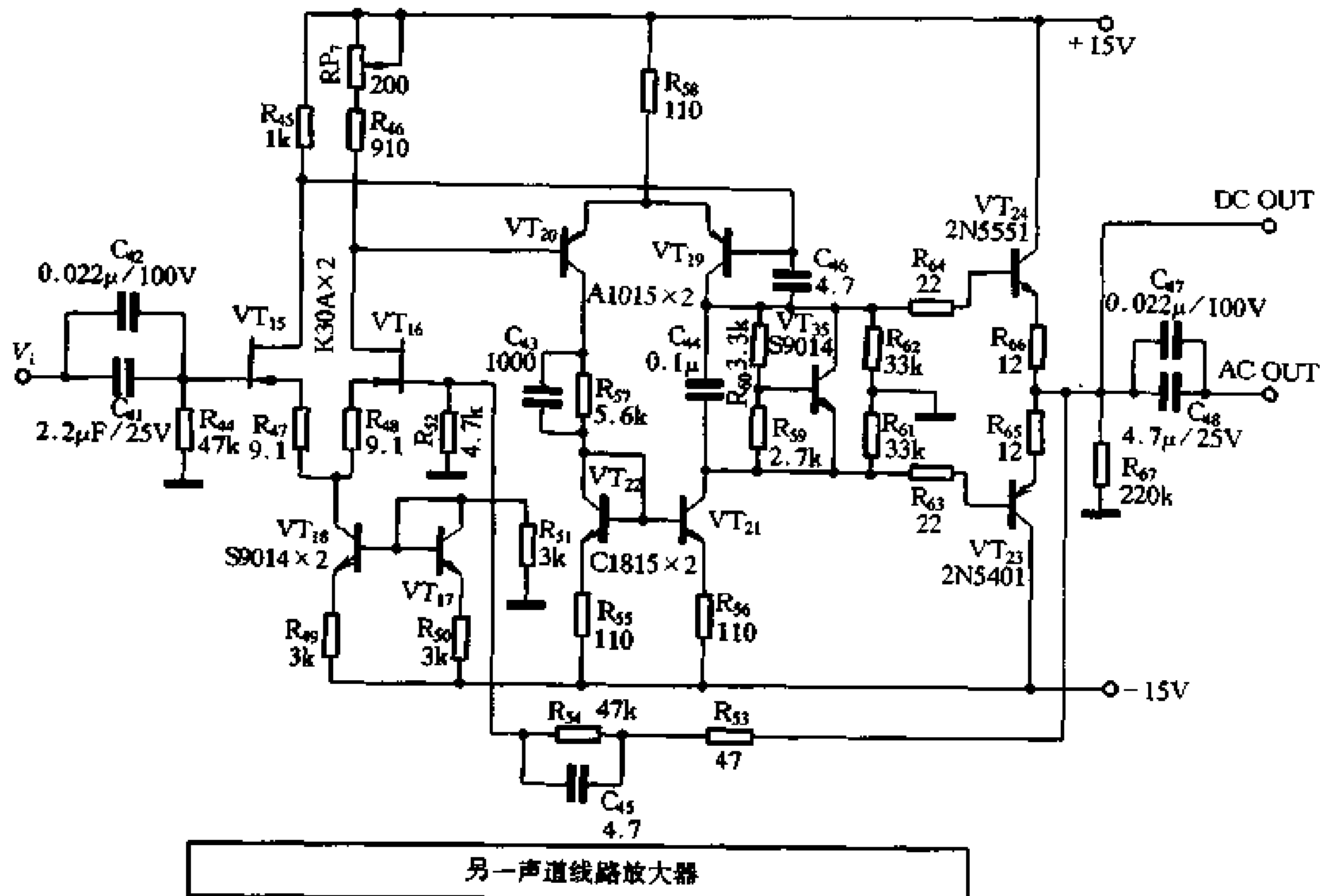


图 3-5 线路放大器

线路放大器由两级差分电路和一级推挽输出组成。场效应管 VT_{15} 、 VT_{16} 组成差分输入级， VT_{17} 、 VT_{18} 是它的镜像恒流源，差分管的静态工作电流各取 $1.2 \sim 1.5\text{mA}$ 。差分管可选用 2SK30A 等低噪声的结型场效应管，参数为 $I_{DSS} \geq 2 \sim 3\text{mA}$ 。 VT_{19} 、 VT_{20} 组成差分电压放大级， VT_{21} 、 VT_{22} 作它的镜像恒流源。差分管的静态工作电流各取 2.5mA 以获得大的动态范围。 VT_{23} 、 VT_{24} 组成推挽输出电路，静态电流取 10mA ，使其工作在甲类以改善其线性并增强带负载的能力。输出端设有交、直流两种输出方式，以适应不同功放电路输入端的要求。 C_{47} 、 C_{48} 为交流输出时的耦合电容，应选用质量较好的无极性钽电解电容与聚丙烯电容并联使用。线路放大器的技术指标为：频率响应为 $5\text{Hz} \sim 300\text{kHz} (-3\text{dB})$ ，谐波失真 $\leq 0.01\%$ (1kHz)，输入灵敏度为 100mV ，输入阻抗为 $47\text{k}\Omega$ ，转换速率 $\geq 44\text{V}/\mu\text{s}$ 。

图 3-6 是动态降噪电路和直流音量、音调平衡控制电路，它们是加在输入级与线路放

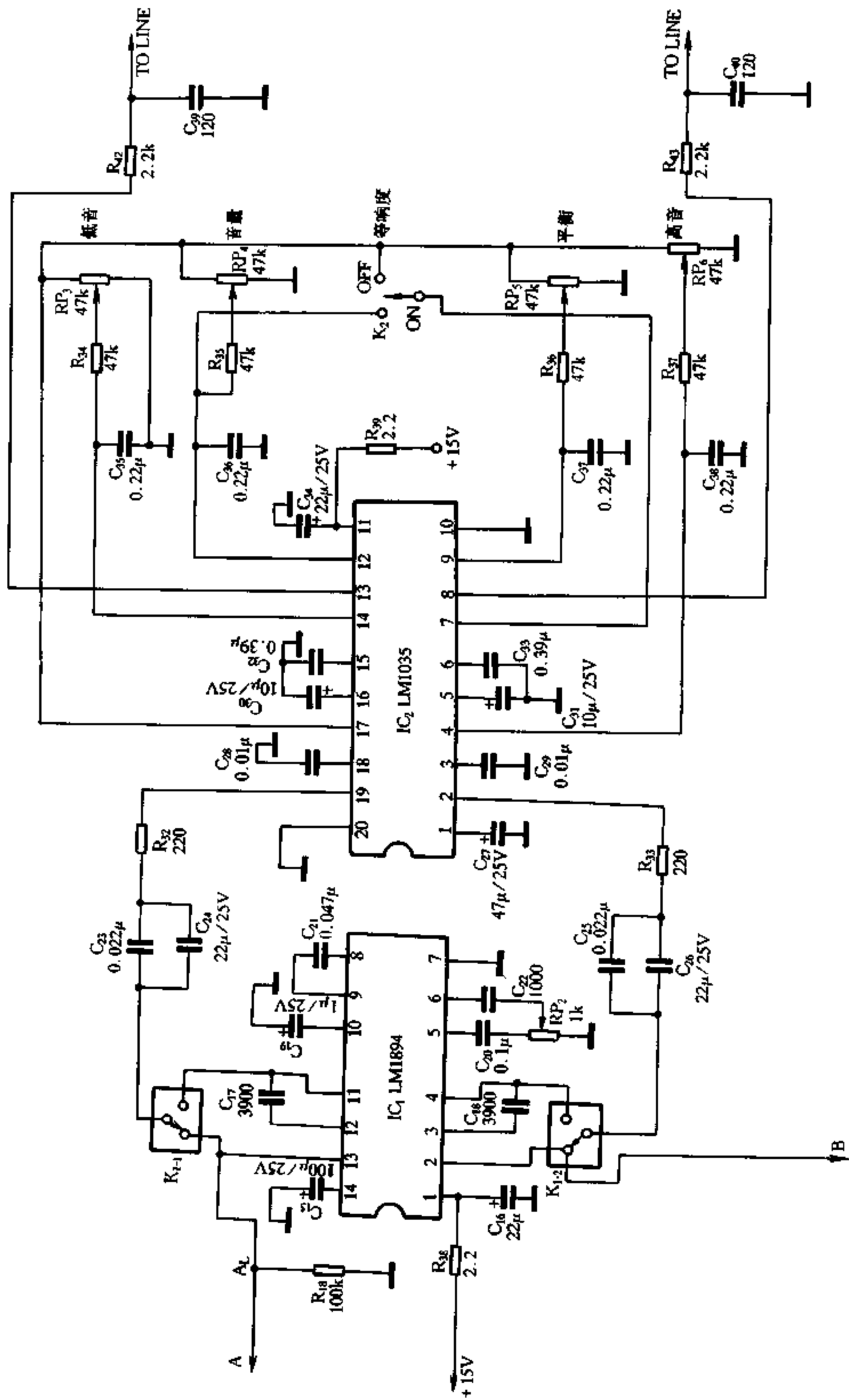


图 3-6 动态降噪与直流音量控制

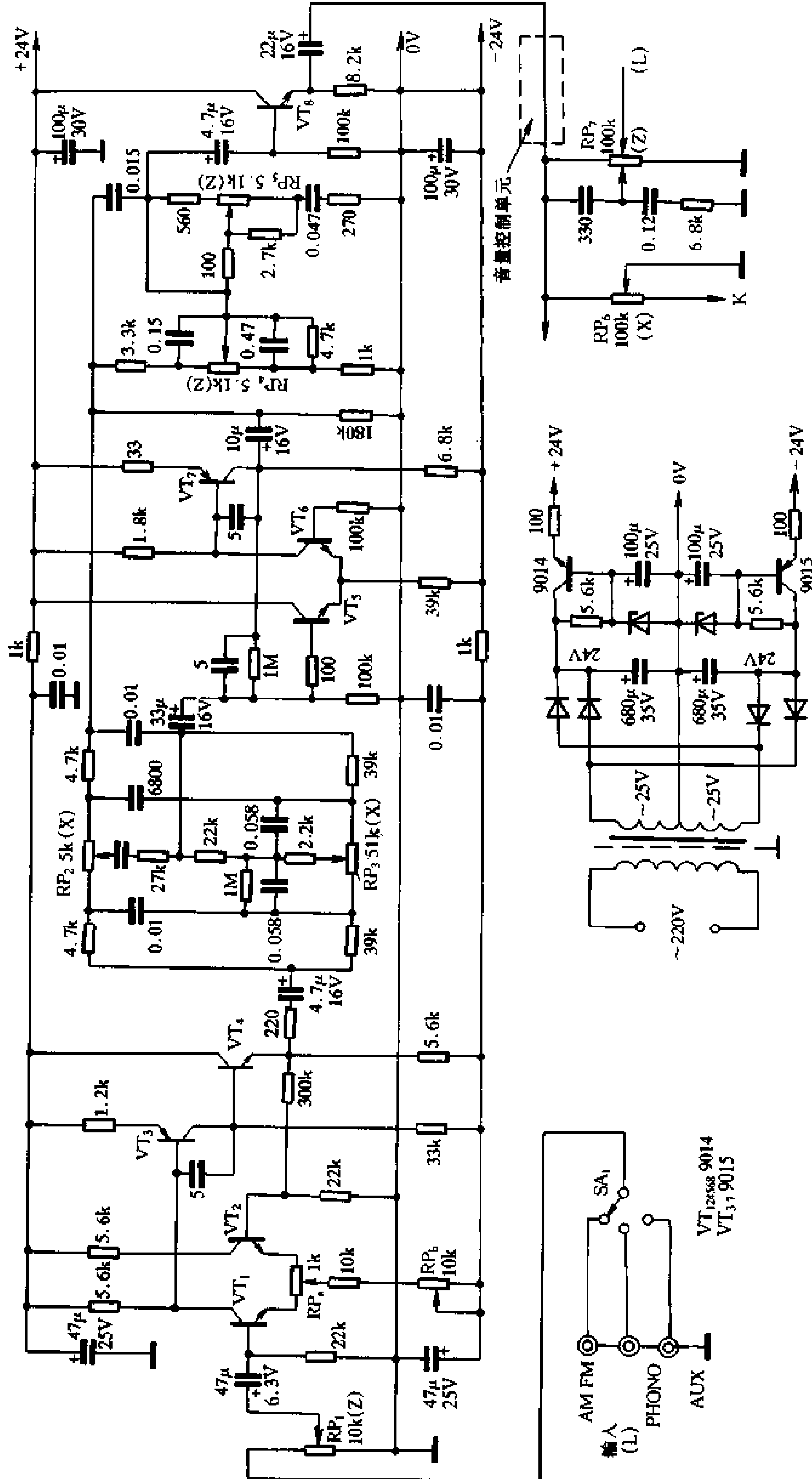


图 3-7 有音响控制的前置放大器

大器之间的。直流音量控制电路见 4.1.2。动态降噪电路可参见图 1-107。

3.1.4 有音响控制的前置放大电路

该电路是一个具有调谐、电唱(非电磁唱头)和线路输入的前置放大器。同时它还具有输入音量控制、输出响度控制和中间高低音控制以及超低音控制功能,是一种功能完善的分立元件前置放大电路。电路如图 3-7 所示。

在图 3-7 中, VT_1 、 VT_2 组成差分输入电路, VT_3 、 VT_4 组成复合管电压放大级, R ($300k\Omega$) 为负反馈电阻。 $VT_5 \sim VT_7$ 和 RC 网络组成反馈式音调控制电路, 该音调控制电路的功能较为特殊, 电位器 RP_2 仅对 $500 \sim 2000\text{Hz}$ 频率范围内的信号实现 $6 \sim 8\text{dB}$ 的提升或衰减, 因为提升这部分中音的分量能使放音产生声像的纵深感, 增强临场感, 因此可以称为临场感控制器。尤其在聆听演唱节目时, 宛如身临其境。 RP_3 为超低音控制电位器, 和一般低音控制电路不同的是, 它的起控转折频率取得很低, 约 100Hz , 它主要用作补偿大多数非专业音箱低音不足的特性, 使先天不足的音箱显得后劲十足, 又可使高档音箱的低音富有弹性感。

在反馈式音调控制电路的后边是一组通用的 RC 衰减式音调控制电路, 其中 RP_4 为低音控制电位器, 它与超低音控制电位器 RP_3 相互配合能很好地控制低频和中频区的频率特性。 RP_5 为高音控制电位器。通常的高低音控制电路, 它的控制特性不够均匀, 尤其在接近电位的两端时, 为此本电路分别在 RP_4 和 RP_5 的动臂与下端之间各并联一只固定电阻, 以改进其不足。

RP_1 为输入音量控制电位器。在电路的输出端设有输出控制电位器 RP_7 , 这是一个带有等响度补偿的音量控制电位器。将音量控制电位器设在信号输入端, 对提高输入级电路的过载能力, 改善整个电路输出的信噪比具有很好的效果。

RP_6 为双声道输出时两声道间的平衡控制电位器。

本电路采用正负对称电源, 有利于提高电路增益和稳定性, 对提高电路动态范围和降低失真也有一定作用。

3.2 集成电路前置放大电路

3.2.1 优质低噪声前置放大器

电路如图 3-8 所示。输入信号经过一个低通滤波器输入到由场效应管组成的差分放大器进行一次前置放大, 差分放大器的输出分别输入运算放大器的同相输入端和反相输入端。由于运算放大器的输入端为差分电路, 因此由场效应管差分电路输出的信号, 在运放输入后至少又进行了一次差分放大。

唱机均衡 RIAA 电路由 R_7 、 R_8 及 C_6 、 C_7 等组成。

电路元件选用:

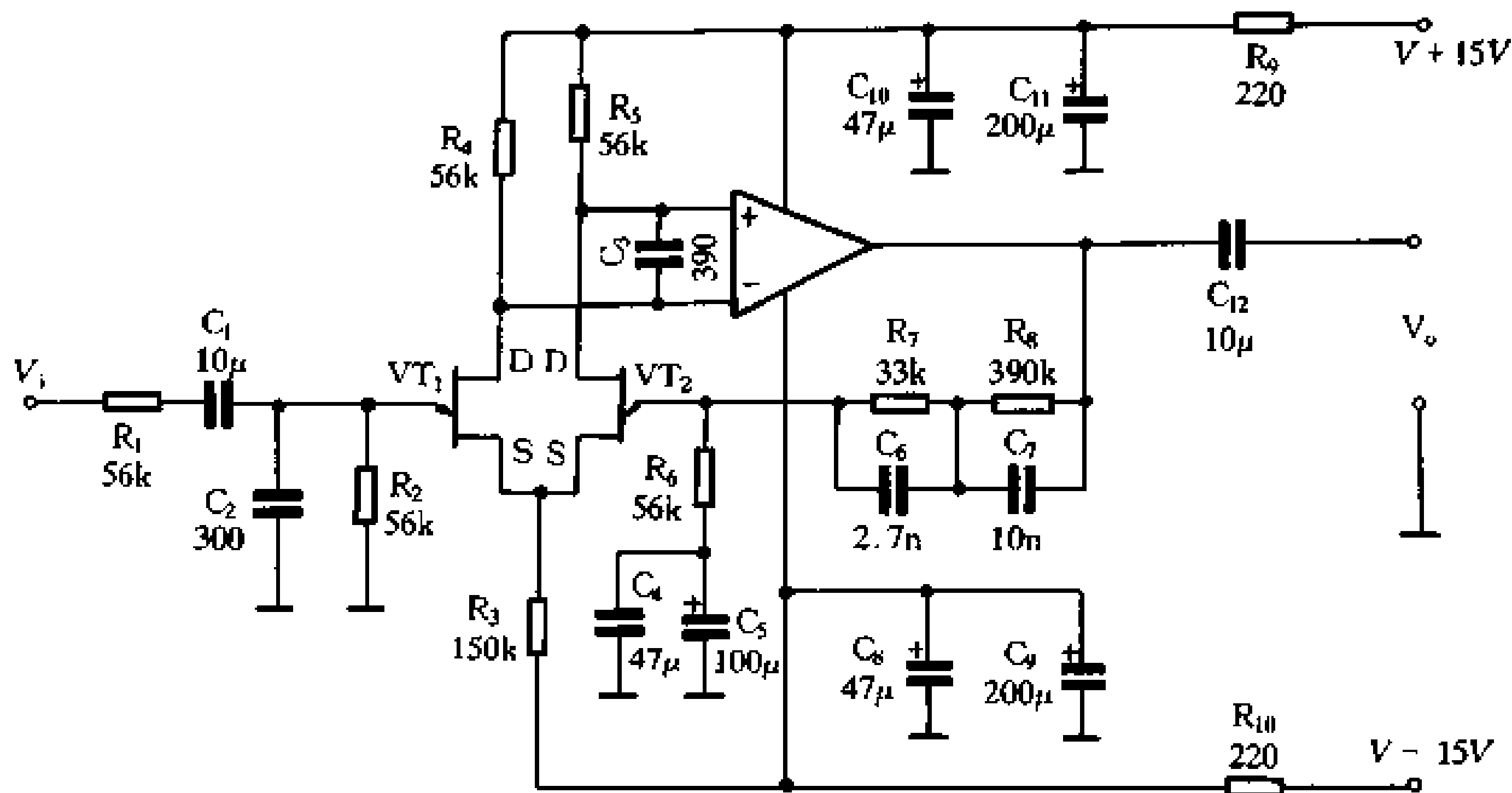


图 3-8 优质低噪前置放大器

差分输入场效应管可选用 3DJ4F 或其它低噪声优质场效应管， $I_{DSS} \geq 2\text{mA}$ ，并按 I_{DSS} 配对，误差 $< 3\%$ 。运算放大器可选用 TL072、TL082 或 NE5532 等高性能运放。电阻选用金属膜电阻，I 级精度。电容采用高质量电容，耦合电容应采用聚酯电容。电源采用正负对称的稳压电源。

技术指标：

输出噪声： $24\mu\text{V}$ （输入端对地交流短路）；

频率响应：20Hz~75kHz（平直）；

10Hz~150kHz（ $\pm 3\text{dB}$ ）；

谐波失真：0.01%（输出为 $8\text{V}_{\text{p-p}}$ ）；

最大输出：12V（失真 $< 0.2\%$ ）；

转换速率：13V/ μs 。

3.2.2 高精度唱机输入均衡电路

这是一个由集成运放 LF353 和晶体管 2SC9014 组成的高精度唱机输入均衡电路，电路如图 3-9 所示。该电路采用 RIAA 新标准，即在原三个转折频率的基础上又增加了一个转折频率为 20Hz 的转折点。它的转折频率和相对应的时间常数分别为： $T_1 = 7950\mu\text{s}$ ，对应转折频率为 $f_1 = 20.02\text{Hz}$ ； $T_2 = 3180\mu\text{s}$ ，对应的 $f_2 = 50.05\text{Hz}$ ； $T_3 = 318\mu\text{s}$ ， $f_3 = 500.5\text{Hz}$ ； $T_4 = 75\mu\text{s}$ ， $f_4 = 2122\text{Hz}$ 。

电路中对四个时间常数的 RC 网络为： T_2 的时间常数由 C_1 与 R_2 并联而成， T_3 由 R_4 、 R_2 、 R_5 、 R_1 及 C_1 构成的负反馈网络决定， T_4 由 R_3 和 C_2 构成的网络决定， T_1 则由 R_1 及 C_3 构成，其时间常数为 $750\Omega \times 10\mu\text{F} = 7500\mu\text{s}$ ，这个时间常数比标准 $T_1 = 7950\mu\text{s}$ 略高，若采用标准时间常数，则 R_1 的阻值应采用 795 Ω 的精密电阻。这样除了专业化大批量生产外不易做到，而且也无必要。对于一般使用者来说，采用标准化系列阻值 750 Ω 或 820 Ω ，其精度已经是足够的了。

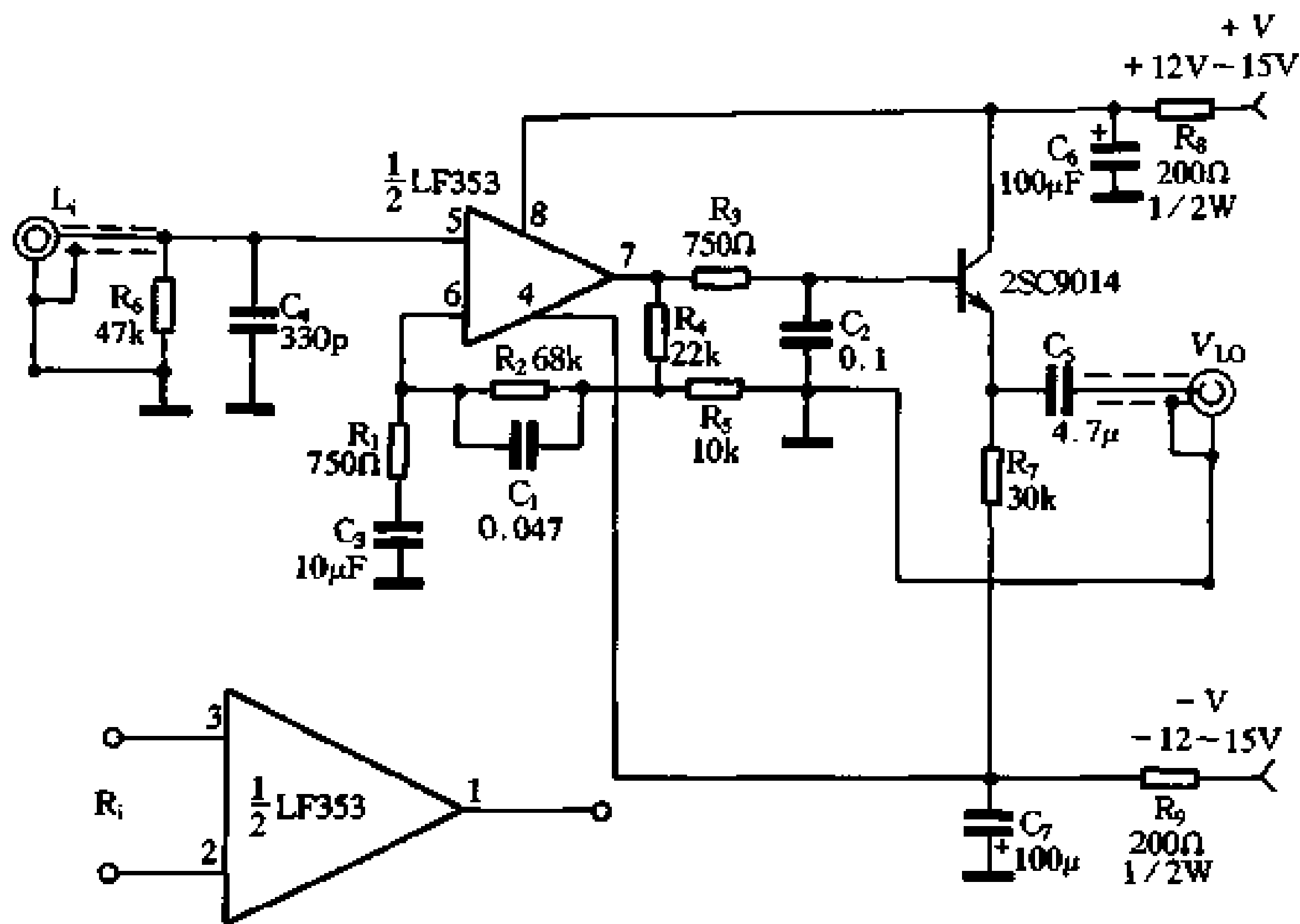


图 3-9 高精度唱机均衡电路

由于决定衰减时间常数的 R_3 与 C_2 的输出端是与下一级的输入端相连接的，为了保证衰减时间常数不致被破坏，下一级的输入阻抗必须尽可能的高，一般需有 $10M\Omega$ 以上才行。阻抗变换电路至下一级输入电路的匹配方法有两种：一种是采用高阻运放作阻抗变换，它的优点是增益较高，缺点是噪声较大且易自激和难以调试。另一种方法是采用低噪声、高 β 晶体管作阻抗变换，这种方法的优点是电路简单、信噪比高。该晶体管可选用 LM9014，直流放大系数应在 $350 \sim 450$ 之间，左右声道配对使用。实际电路选用 $h_{FE} = 400$ 的 LM9014，发射极电阻选用 $30k\Omega$ ，其输入阻抗为 $30k \times 400 = 12M\Omega$ ，完全能满足 $10M\Omega$ 以上输入阻抗的要求。

供电电源电压采用 $\pm 12 \sim \pm 15V$ 的正负对称电源，这对提高电路的动态范围、降低失真有较好的作用。电路前级增益为 $30dB$ ，后级阻抗变换电路有 $6dB$ 的增益，整个电路的总增益为 $36dB$ 左右，完全可以满足输出电压为 $2.5 \sim 5V$ 的接口要求。

元件选用：电路所用运放 LF353 是一种宽频响、低噪声、大动态的双运放，它具有两路运放增益对称的特点。也可以选用其它类型的运放如 TL072、LM4558 以及 TL082、NE5534 等。

电阻可采用金属膜电阻，I 级精度。 C_1 、 C_2 采用 CBB 聚苯乙烯电容， C_3 和 C_5 采用漏电极小的无极性电解电容或钽电解。 C_4 、 R_6 是配合电磁唱头的负荷电容和阻抗所设，若采用动圈唱头则可不用 C_4 。

3.2.3 高音质前置放大器

电路如图 3-10 所示。这是一个具有多功能输入的前置放大器，包括调谐器输入、磁带放音输入、CD 唱机输入和电磁唱机均衡输入等功能。整个输入放大器由一只集成双运

放 LT1057 担任输入放大功能，其中 1/2IC 专用作电磁唱机输入均衡电路，其余 1/2IC 作多功能输入电路。选择开关 SA₁ 用来选择不同的输入，其中包括经过均衡放大的唱片输入。SA₂ 用来选择磁带放音和录音监听。

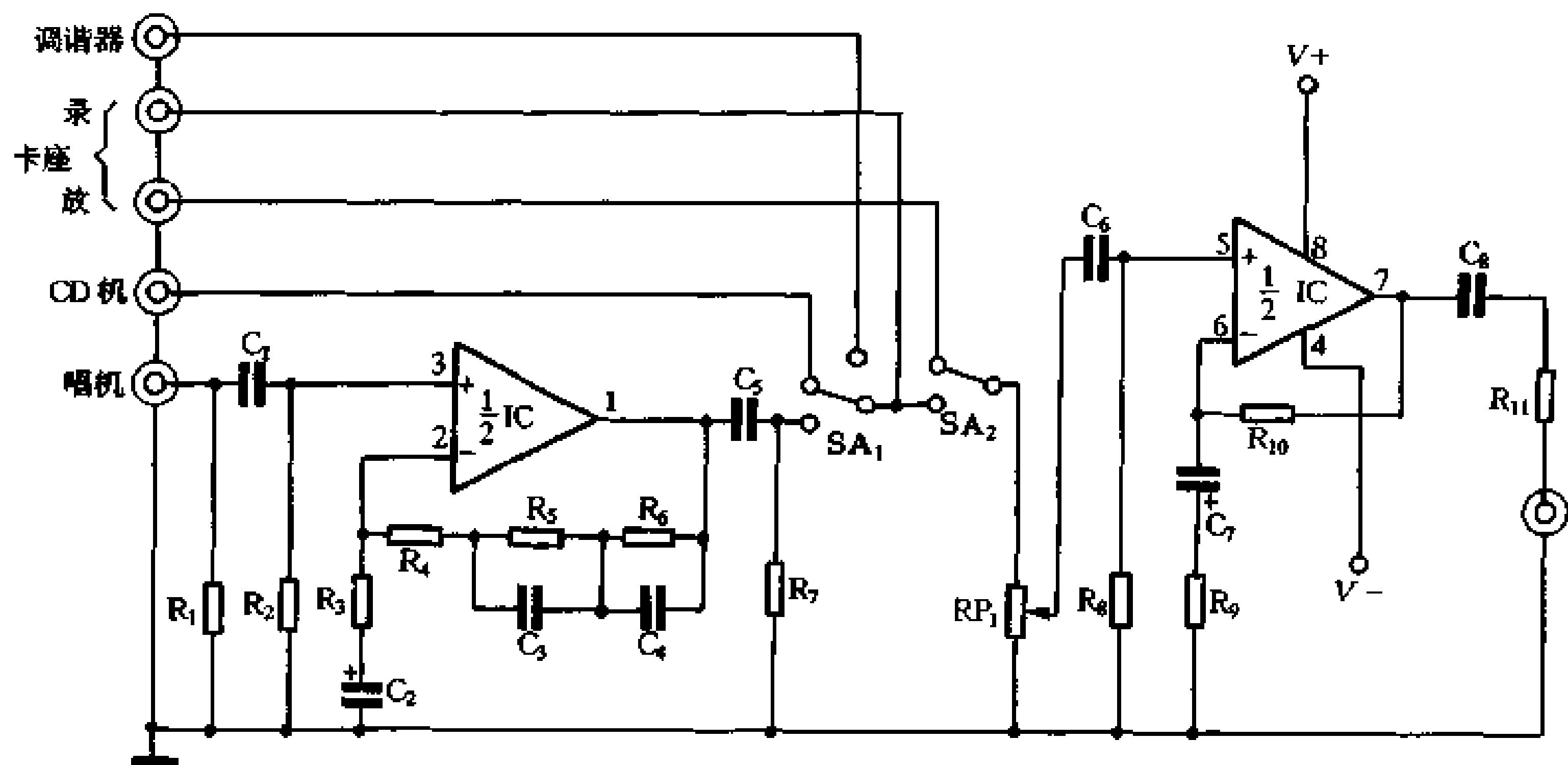


图 3-10 高音质前置放大器

LT1057 双运放是由结型场效应管作差分输入级的高速精密运放，它的转换速率为 $13\text{V}/\mu\text{s}$ ，输入噪声电压为 $2.1\mu\text{V}_{\text{PP}}$ 。可采用 LT1058、LT1037、LT1028，也可用 NE5532 等，其性能参数可参见表 3-1。

LT 系列超级运放电参数表(典型值)

测试条件: $T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$

$V_S = \pm 18\text{V}$ (LT1115) $V_S = \pm 15\text{V}$ (其余)

表 3-1

参 数	符号 型号	LT1115C	LT1028	LT1037	LT1057	LT1058	单位
		输入失调电压	V_{os}	50	20	20	
温漂	$\Delta V_{os}/\Delta \text{Temp}$	0.5		0.2	5	5	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
时漂	$\Delta V_{os}/\Delta \text{Time}$		0.3	0.2			$\mu\text{V}/\text{Mo}$
输入失调电流	I_{os}	30	18	10	5	5	nA
输入偏流	I_B	± 50	± 30	± 14	$\pm 10\text{PA}$	$\pm 10\text{PA}$	nA
输入电阻	R_{in}	250M	300M	7G	0.4T	0.4T	Ω
共模输入电压	V_{cm}	± 15.0		± 12.5			V
电压增益	A_v	20000	30000	16	300	300	V/mV
输出电压	V_o	± 15.5	± 13.0	± 13.8	± 13	± 13	V
输出电阻	Z_o	70	80	70			Ω
共模抑制化	CMRR	123	126	126	98	98	dB
电源变动抑制	PSRR	126	132	126	102	102	dB

续表

参 数	符号	LT1115C	LT1028	LT1037	LT1057	LT1058	单位
	型号						
电源电压	V_s	$\pm 4 \sim \pm 22$	$\pm 4 \sim \pm 22$	$\pm 4.5 \sim \pm 22$	$\pm 10 \sim \pm 20$	$\pm 10 \sim \pm 20$	V
电源电流	I_s	8.5	7.6		1.7×2	1.7×4	mA
转换速率	SR	15	15	15	13	13	V/ μ s
增益带宽积	GBW	70	75	40	5	5	MHz
输入噪声电压	e_n	120nV _{RMS}	35nV _{PP}	0.06	2.1	2.5	μ V _{PP}
输入噪声密度	enf _{10Hz}	1.0	1.0	2.8	26	26	μ V/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	folkHz	0.9	0.9		13	13	μ V/ $\sqrt{\text{Hz}}$
输入噪声电流	info10Hz	4.7	4.7	1.5			pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	folkHz	1.2	1.0				pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
总失真	THD	<0.002					%
互调失真	IMD	<0.002					%

3.2.4 多功能高保真前置放大器

电路如图 3-11 所示。主要由电磁唱头均衡放大器、高电平线路放大器和音调控制电路等部分组成，可供电磁唱机、收音调谐、CD 唱机、磁带放音和线路输入作前置放大器。电路采用 NE5532 集成运放组装，具有高信噪比、低瞬态失真等优点，具有较高的技术性能。

电磁唱机均衡放大器采用衰减—反馈式均衡放大器，因为它具有较高的技术性能。一般的负反馈型唱机均衡放大器是借助于大环路的负反馈来取得 RIAA 所规定的标准。深度负反馈有利于降低谐波失真和提高信噪比，但有时也会增大瞬态失真，使电路的高保真度难以保证。

阻容衰减型均衡放大器是将阻容网络并联在信号通道中，通过衰减网络对信号的调节使其符合 RIAA 所规定的标准。这种均衡方式的缺点是通过均衡网络之后，对信号的衰减较大，因此在均衡网之后需要加一级放大器，以补足衰减网络对信号增益的损失。

本电路综合了两种电路的特性，采用了反馈—衰减式唱头均衡放大器。在低频段 (20Hz~1kHz) 采用负反馈均衡方式，由于这段频率较低而且采用了适量的负反馈，使电路在低频段的失真度和信噪比有很大改善。对于 1kHz~20kHz 的高频段，由 R_6 、 C_6 组成的衰减网络进行衰减处理，使其最终符合 RIAA 标准。在电路末级由 IC_2 作一次总放大使其达到所需要的 35~40dB 的输出电平。

线路放大器由 IC_3 及相关元件组成。它将所输入的信号，包括唱机、调谐、CD 唱机、线路输入，作适当放大，以满足后级功放所要求的输入电平，同时还使前、后级之间达到输出与输入阻抗的合理匹配。本级的放大量约为 25dB 左右。

IC_4 、 RP_2 、 RP_3 及相关元件组成衰减式音调控制电路，实现高、低音控制，若不需要音调控制，可通过切换开关 SA_{2-1} 将音调电路切除，由 IC_3 直接将信号输入后级功放电路。

本电路应采用优质元件组装，电阻应使用金属膜电阻，I 级精度。电容应使用聚酯电容。电源应使用正负对称的稳压电源。

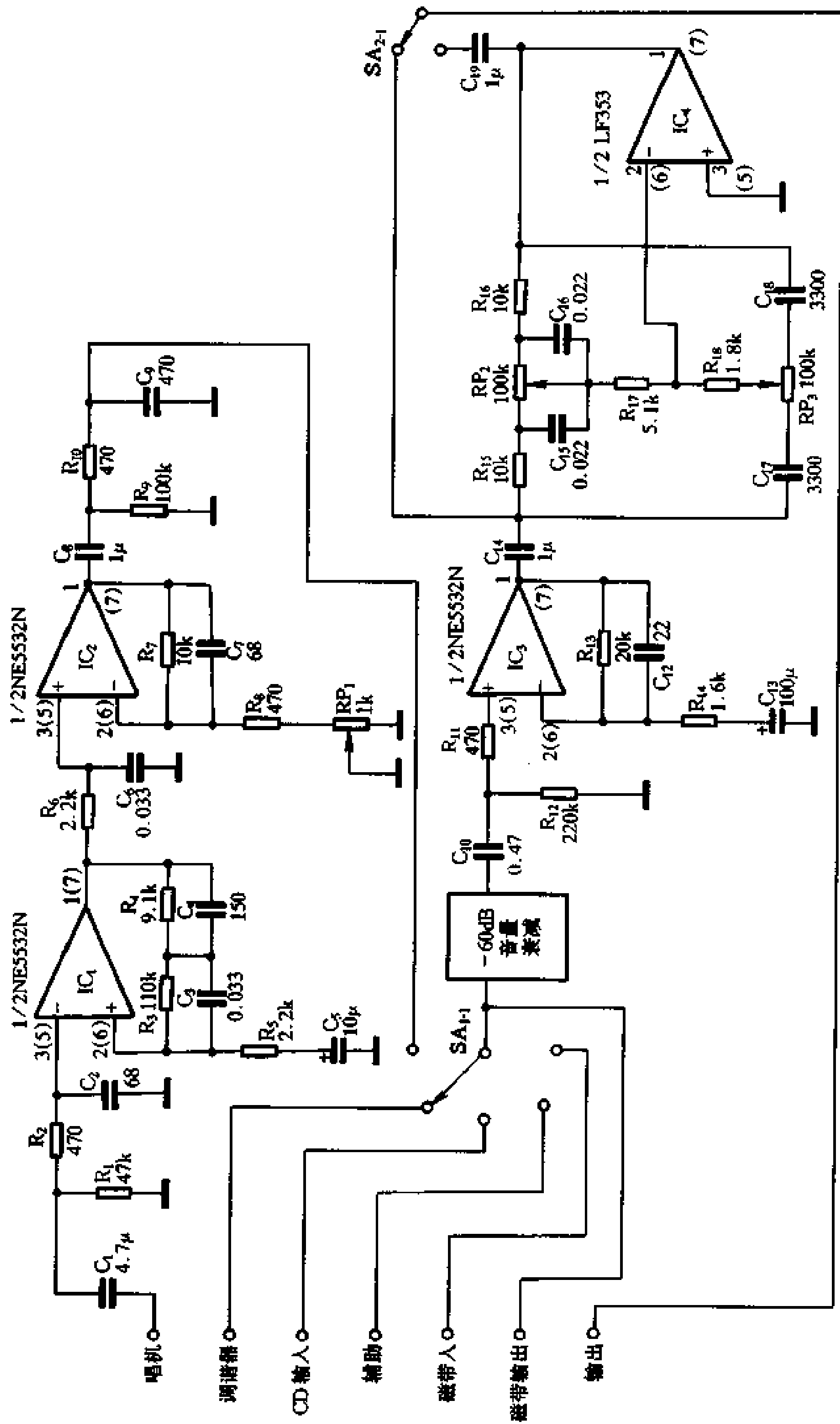


图 3-11 多功能 Hi-Fi 前置放大器

3.2.5 带降噪电路的前置放大器

美国国家半导体公司(NS公司)生产的音响集成电路频响宽、噪声低,用它组装的音响电路,性能十分优良。本电路全部采用NS公司集成电路,如图3-12所示。输入前置及唱机均衡采用LM381,动态降噪采用LM1894,直流音量控制采用LM1035。LM381是一种宽频带、高增益、低噪声放大电路,它是专为小信号放大而设计的专用双前置放大电路。它的噪声极低,当信号源内阻 $R_S=600\Omega$,频率为 $10\text{Hz}\sim 10\text{kHz}$ 时,输入端的等效噪声有效值为 $0.5\mu\text{V}$ 。LM381在各种测量设备、小信号宽频带放大器及各种信号源电路中得到广泛应用。在实际应用中,通过外部偏压调整,能使其达到最佳噪声特性,成为宽频带、高增益、低噪声的优质放大器。其内部电路和引脚排列如图3-13所示,LM381的应用电路如图3-14所示。

LM381的内部由两个独立的输入前置放大器组成,彼此间有60dB的隔离度,内部设有电源退耦电路并具有120dB的电源抑制比。LM381有极高的电压增益($>100\text{dB}$)、较大的输出电压摆幅和较大的信号带宽(小信号带宽为15MHz、大信号带宽为75kHz)。它能在 $9\text{V}\sim 15\text{V}$ 的较宽电源电压下工作,而且内部设有完善的补偿和短路保护。电特性如表3-2所示。

表 3-2 $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 14\text{V}$

参 数	测 试 条 件	正 常 值	最 大 值	单 位
电压增益	开环(差动输入)	160000		V/V
	开环(单端输入)	320000		V/V
电源电流	V_C 从9V到40V, $R_L = \infty$	10		mA
输入电阻				
正输入端		100		k Ω
负输入端		200		k Ω
输入电流				
正输入端		0.2		μA
负输入端		0.5		μA
输出电阻	开环	150		Ω
输出电流		8		mA
输出电压摆幅	峰峰值	$V_{CC}-2$		V
小信号带宽		15		MHz
大信号带宽	$20V_{PP}$ ($V_{CC}=24\text{V}$)	75		kHz
最大输入电压	线性工作(有效值)		300	mV
电源抑制比	$f=1\text{kHz}$	120		dB
通道隔离度	$f=1\text{kHz}$	60		dB
总谐波失真	75db增益, $f=1\text{kHz}$	0.1		%
总等效输入噪声	$R_C=600\Omega$, 10-10000Hz (单端输入) 有效值	0.55		μV
噪声系数	$\left\{ \begin{array}{l} 50\text{k}\Omega, \\ 10-1000\text{Hz} \end{array} \right.$ 单端输入	1.0		dB
	$\left\{ \begin{array}{l} 10\text{k}\Omega, \\ 10-10000\text{Hz} \end{array} \right.$ 单端输入	1.3		dB
	$\left\{ \begin{array}{l} 5\text{k}\Omega, \\ 10-10000\text{Hz} \end{array} \right.$ 单端输入	1.6		dB

由LM381的一半即 IC_2 组成唱机均衡放大器,另一半即 IC_1 组成线路、CD唱机、磁带放音等输入放大器,可通过选择开关 SA_1 分别将它们接到输入端。

LM1894为动态降噪电路,降噪后的输出信号由4、11脚(左、右声道)输出。选择开关 SA_2 用来选择降噪器是否接入电路。5脚所接的 $1\text{k}\Omega$ 电位器用来调节降噪灵敏度。

LM1035为双声道直流音量控制电位器,在它的输出端接有等响度音量控制电位器和控制开关。

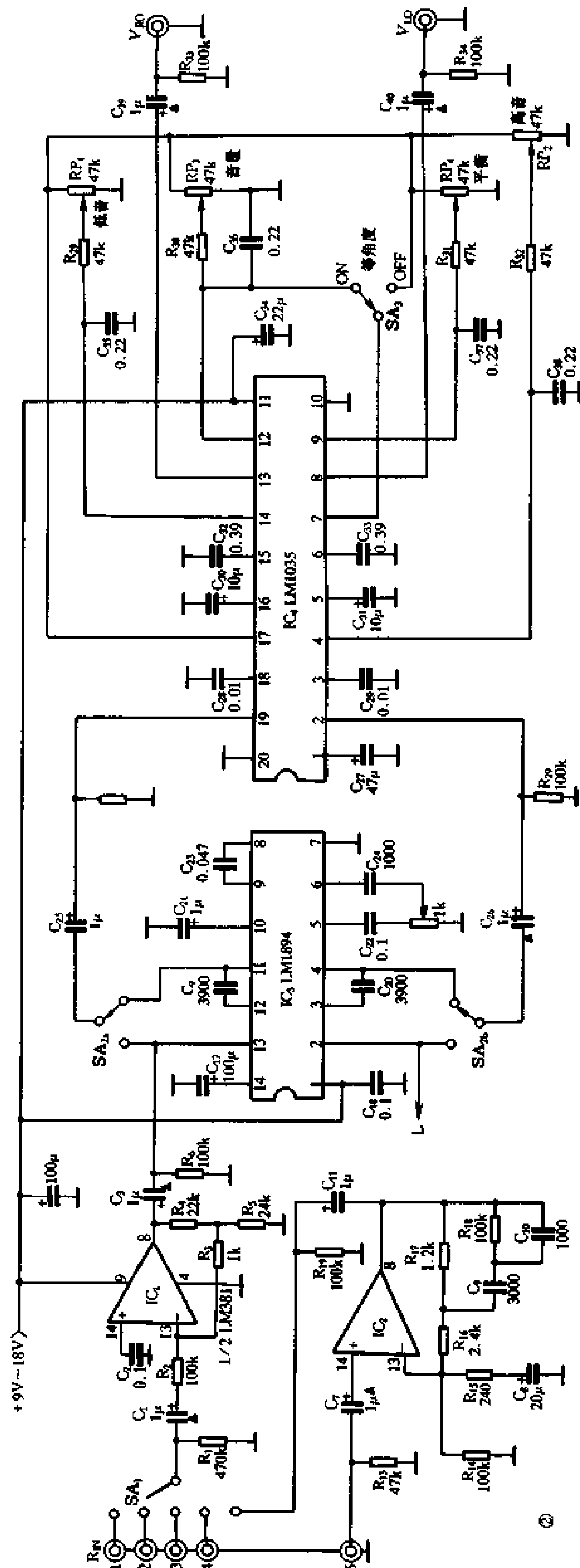


图 3-12 带降噪电路的前置放大器

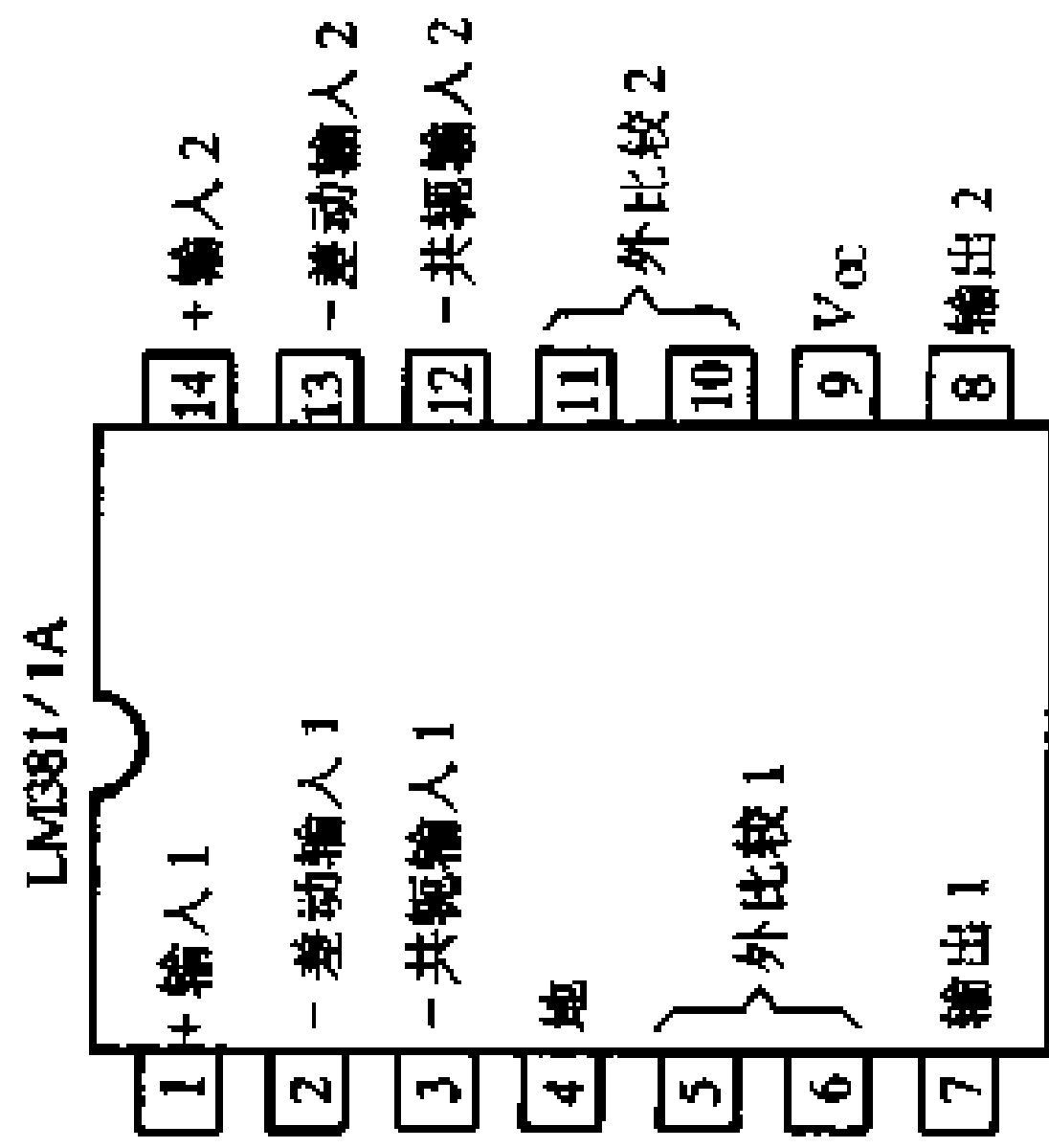
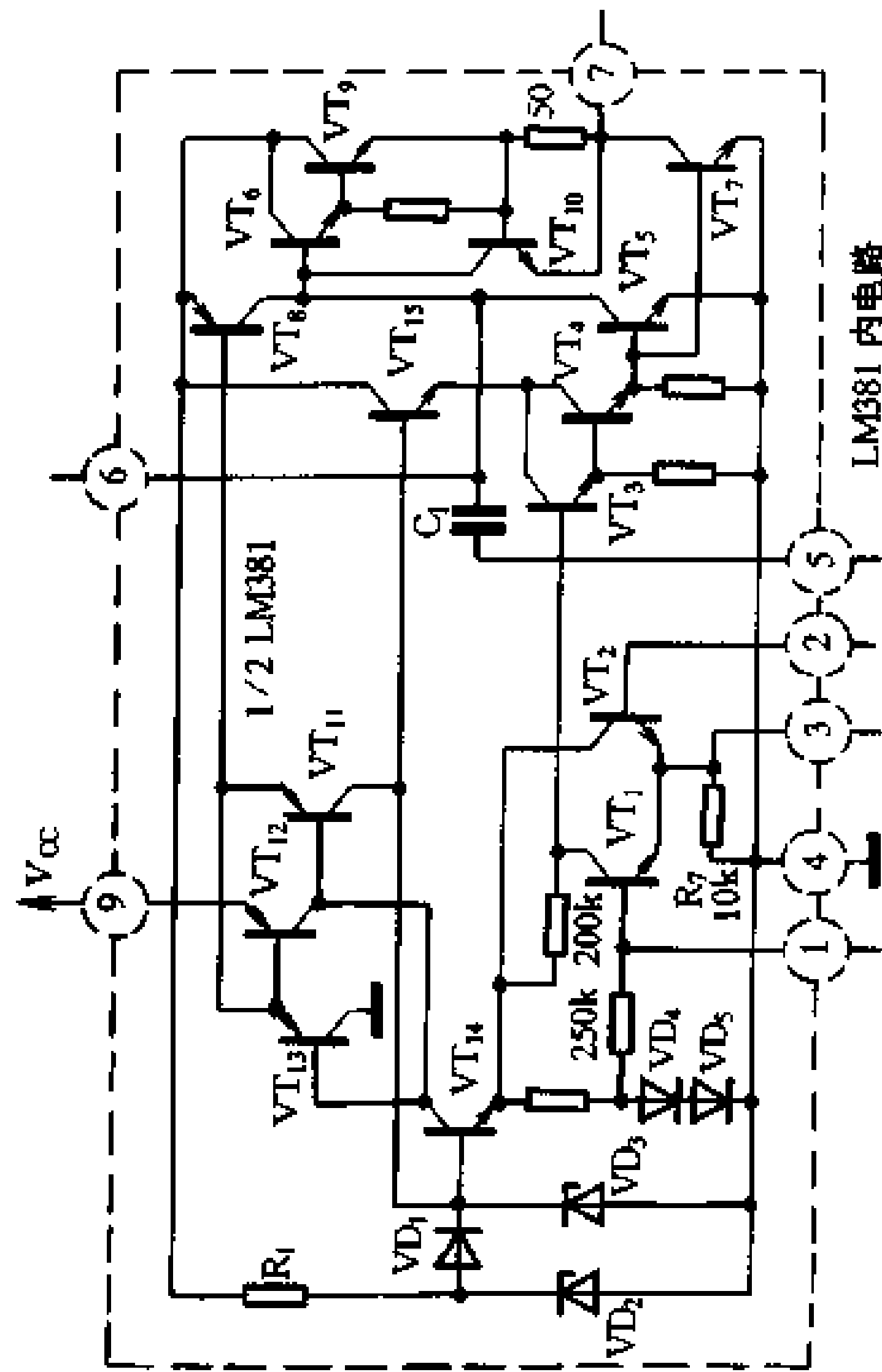
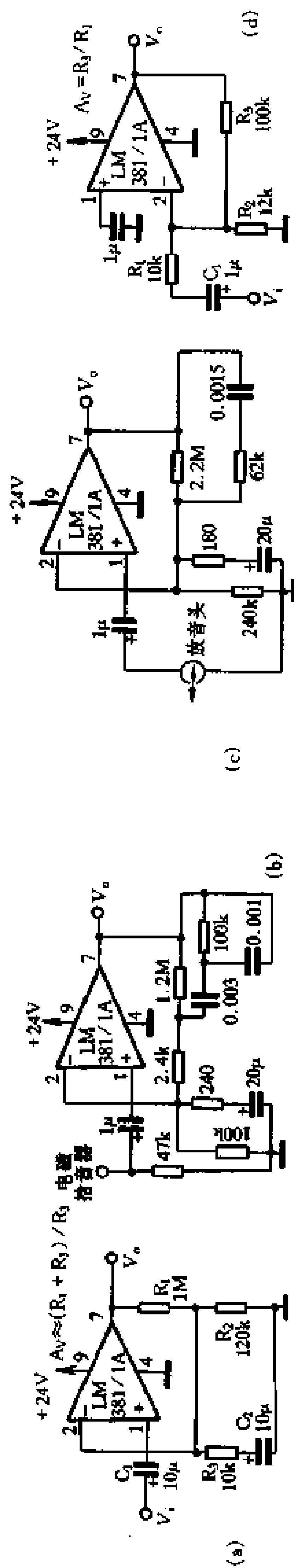


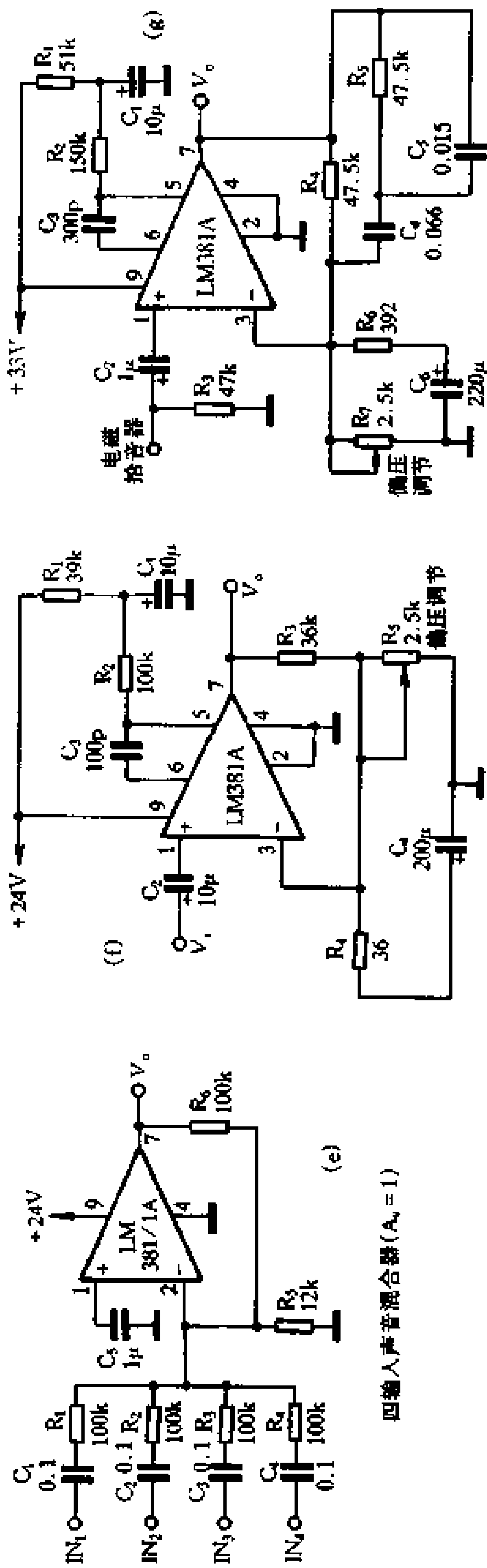
图 3-13 LM381 的内电路及引脚排列



增益为 40dB 的低噪声同相放大器 用作具有 RIAA 均衡的低噪声前置放大器

用作具有 NAB 均衡的磁带放大器

用作低失真倒相放大器



注: 具有 60dB 增益的超低噪声前置放大器, 具有 RIAA 均衡的超低噪声前置放大器

图 3-14 LM381 的应用实例

该前置放大器的后级可连接任何一种功率放大器，组成一台完整的功放电路。

3.2.6 采用 OP37 的前置放大器

如图 3-15 所示，该电路采用 OP37 组成多功能前置放大电路。OP37 是一只比 NE5534 性能更好的集成运放电路，表 3-3 列出了两者的参数对比。由表中对比可知，OP37 具有更高的转换速度、更高的开环增益、更低的噪声电压和更高的共模抑制比，是一种名符其实的“运放之皇”。

IC₁ 组成电磁唱机输入均衡电路，它符合 RIAA 标准的要求。IC₂ 组成线路放大器，供 CD 唱机、录音机、话筒及线路等输入，由开关 SA 进行输入选择。

表 3-3

参数名称	器件	AD-OP37G	NE5534A
总输入噪声电压		3nV $\sqrt{\text{Hz}}$ (kHz)	5nV $\sqrt{\text{Hz}}$ (kHz)
转换速率		17V/ μs	12V/ μs
增益带宽		63MHz	10MHz
共模抑制比		126dB	70dB
电压增益		700V/mV	100V/mV
电源范围		$\pm 6 \sim \pm 22\text{V}$	$\pm 6 \sim \pm 22\text{V}$

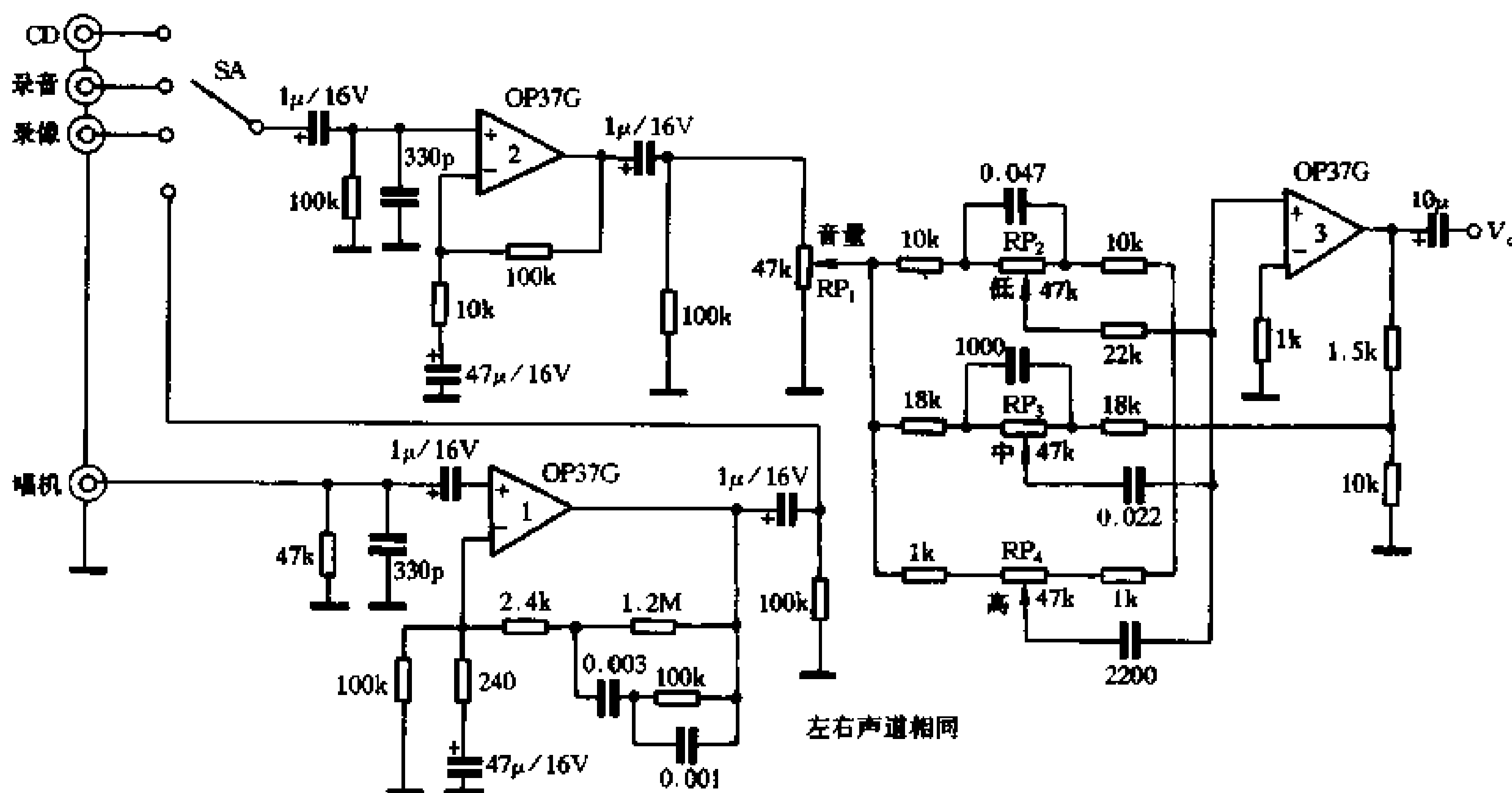


图 3-15 采用 OP37 的前置放大器

由 IC₃ 及 RP₂~RP₄ 及其阻容网络组成了具有高、中、低音控制的音调控制电路。

电路的供电采用 15V 的正负对称电源，以提高电路的工作性能。电路元件采用高质量的阻容元件，以保证其技术指标。

3.2.7 优质录放音前置放大器

磁带节目现在仍是音响节目的主要信号源之一，它被十分广泛地使用在家庭和许多公

共场所。高保真录音磁带仍然是廉价的高保真音源信号,因此设计制造一种高质量的磁带录放音电路仍然有着十分重要的实用价值。磁带放音时的噪声,一方面来自磁带本身称为本底噪声,另一方面则来自录放音电路的前置均衡放大器。对于磁带本底噪声,目前广泛使用的杜比 B 降噪电路则是十分有效的,但对于电路噪声则必须采用优良的低噪声电路和器件来解决。日立公司生产的 HA12017 正是这样一种低噪声优质集成电路。它的特点是:

(1) 噪声低。等效噪声输入电压为 $0.185\mu\text{V}$,按磁头放音输出为 0.4mV (1kHz) 计,信噪比达 67dB 。而一般常用的 BA328 的等效噪声输入电压为 $1.2\mu\text{V}$,信噪比仅 50dB (以上均未计磁带本底噪声)。

(2) 失真低。输出电压 10V 时,谐波失真仅 0.002% 。

(3) 动态范围大。在增益为 36dB 时,最大输入电压 V_i 可达 235mV ,此时输出电压为 14.7V ,失真仅 0.1% 。

图 3-16 是用 HA12017 组成的低噪声前置均衡放音电路,在电路中 R_3 、 R_4 及 C_4 组成了符合 NAB 标准的均衡网络。本级电路增益为 38.7dB (1kHz),磁头输出信号为 -65.7dB (1kHz),前置均衡电路输出电平为 -27dB 。这对于大多数输入电平标准为 -10dB 的功放电路来说是不够的,因此需加一级有 20dB 放大能力的电压放大级以补其不足。这一放大级可采用 TL072、TL082 以及 NE5532 来担任。

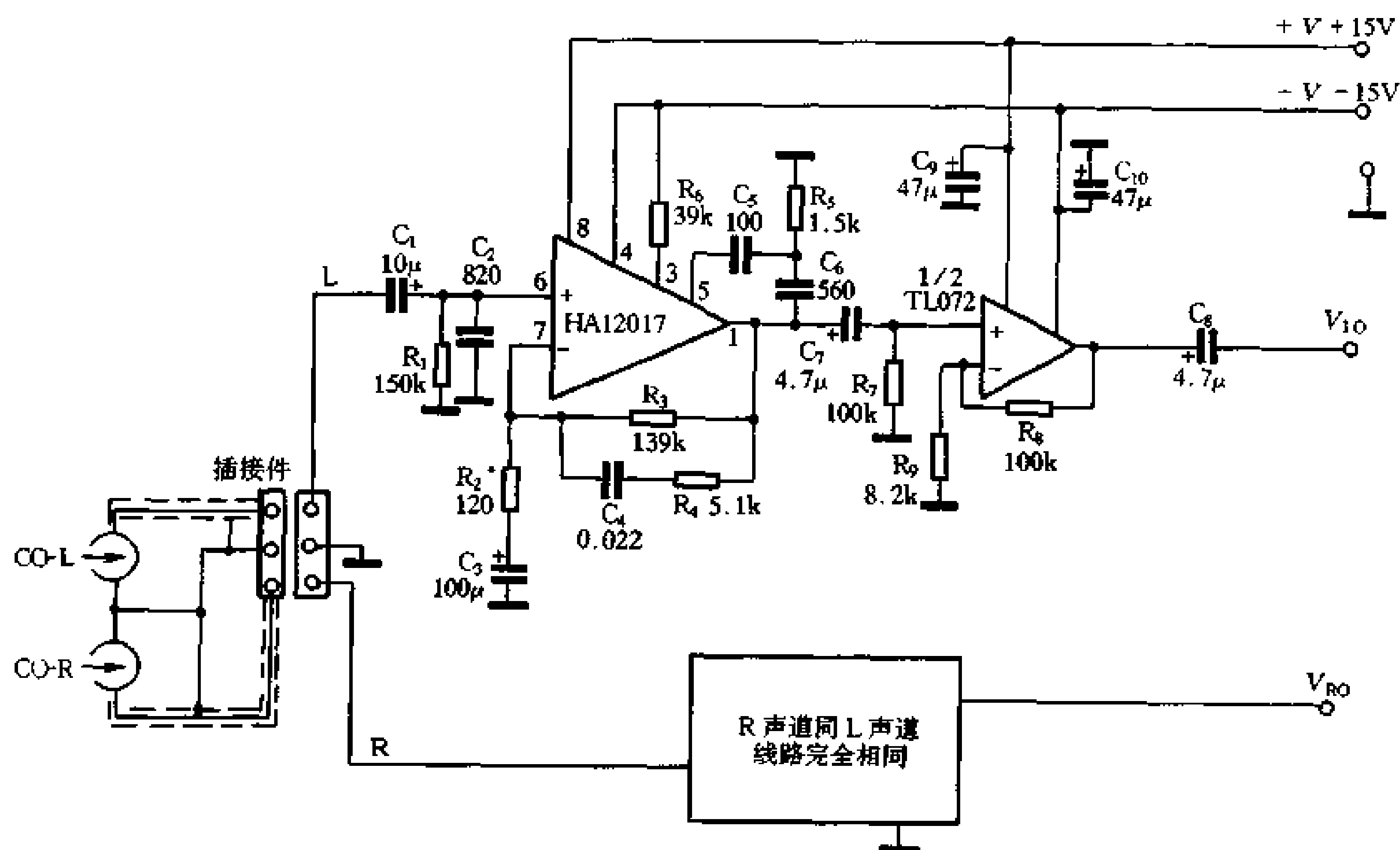


图 3-16 低噪声前置均衡电路

HA12017 不仅适用于磁带录放音的前置均衡电路,而且也适用于电磁唱机的 RIAA 前置均衡电路。这时只需改变 RC 网络。

图 3-17 是一个具有录放音功能的前置均衡放大器,有如下特点:

(1) 电路中未设通常电路常用的机械开关,而是采用了一只全封闭式电磁继电器,这就为机芯与电路板的分别安装创造了一个先决条件,并且使电路的工作可靠性大大提高。

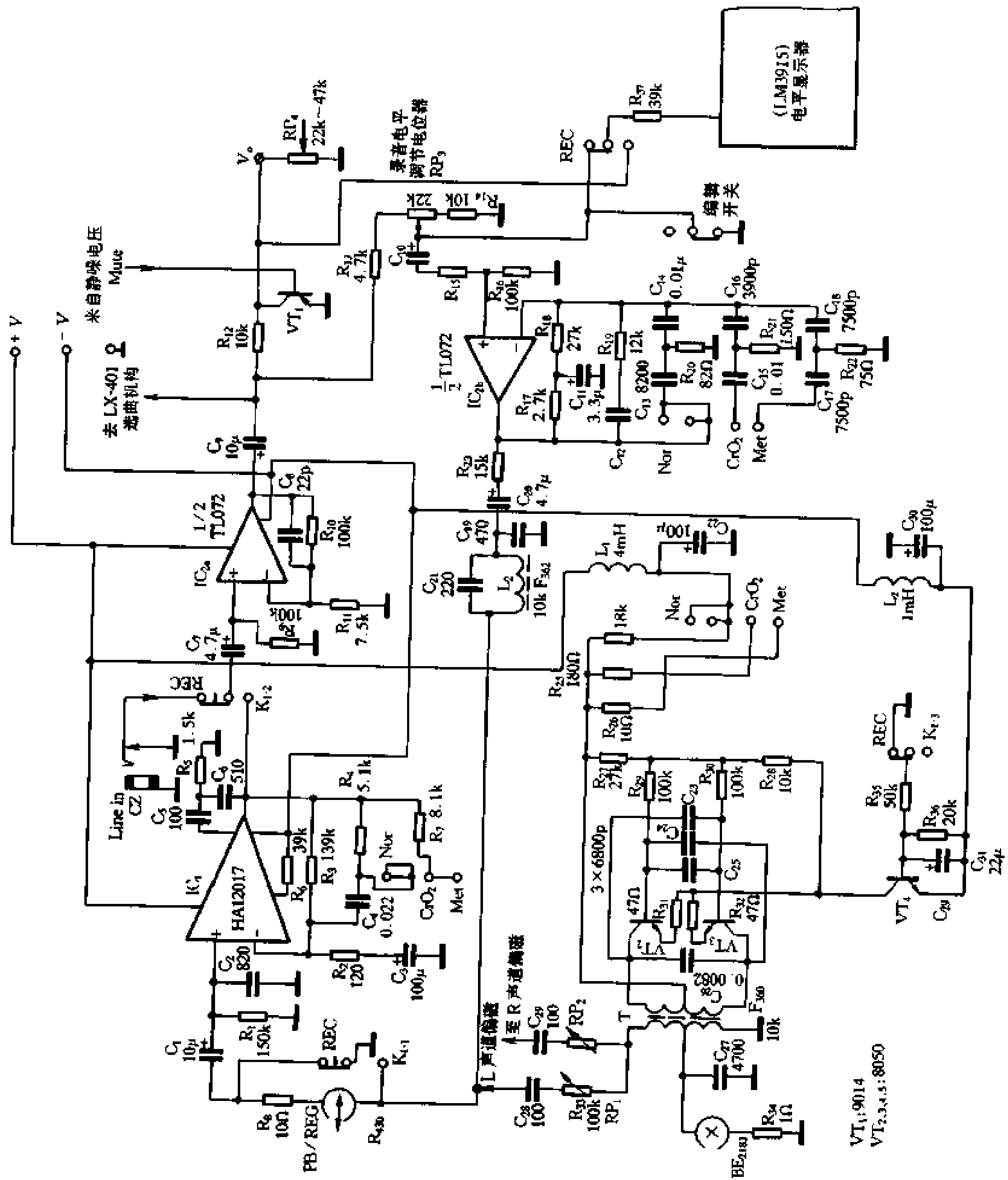


图 3-17 高性能录音前置电路

机芯选用 LX-401 电控式轻触机芯。

(2) 设置编辑开关, 只要在节目间隙处按下此开关, 便可使磁带的本底噪声极低。

(3) 录音均衡电路单用一只运放, 通过特殊设计, 该均衡电路不用通常电路中采用的电感即可对高、低频段进行录音补偿。不仅不用设计制作结构复杂的电感线圈, 简化了电路结构, 而且电路工作稳定, 易于调整, 声道间平衡性好。

(4) 只设手动录音电平控制功能, 当电路处于录音状态时, 由 LM3915N 作录音电平显示。如图 3-18。

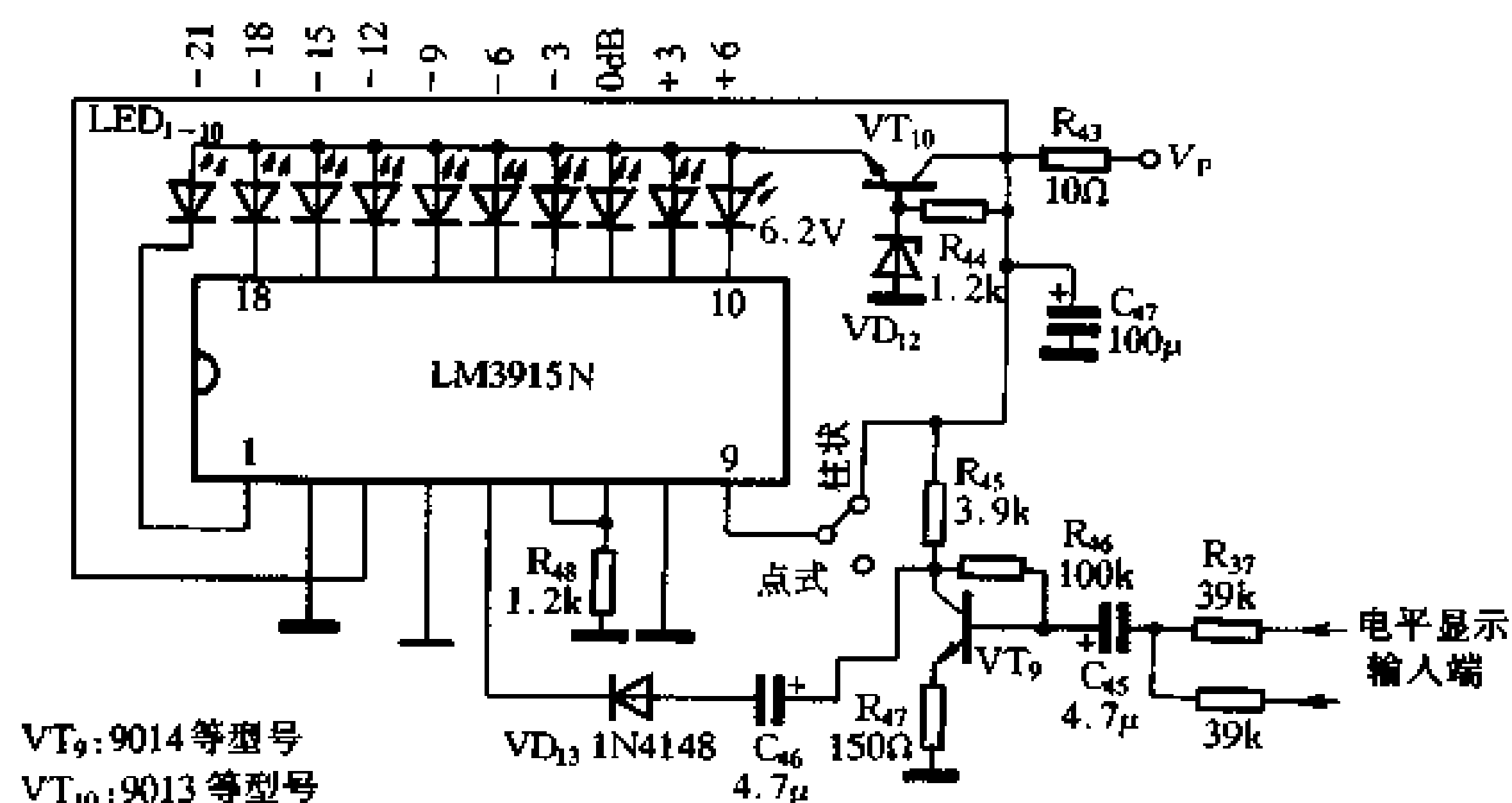


图 3-18 录音电平显示电路

在图 3-17 的录放音电路中, 由 IC₁ 及相关 RC 网络组成录放音前置放大电路。在放音均衡电路中设有普通带 (NO_r)、铬带 (C_rO₂) 与金属 (Met) 带三种不同磁带的放音均衡网络, 通过转换开关进行控制。

IC_{2a} 等组成放音电压放大电路, 以适应功放电路输入电平的要求。

IC_{2b} 及相关网络组成录音均衡网络, 对于普通磁带由 R₁₇、R₁₈、C₁₁ 及 C₁₂ 组成低频补偿网络, 高频补偿则由 R₁₉、R₂₀、C₁₃、C₁₄ 组成。对于铬带和金属带则只需作高频补偿, C₁₅、C₁₆ 及 R₂₁ 组成铬带的高频补偿, C₁₇、C₁₈ 及 R₂₂ 组成金属带的高频补偿网络。

RP₃ 为手动录音电平调节电位器。

高频变压器 T 及 VT₁、VT₂ 组成推挽式高频偏磁振荡电路, 振荡频率为 90kHz。该偏磁振荡器一方面为抹音磁头提供抹音偏磁电流, 另一方面供录放音磁头作录放音偏磁电流。为了保证偏磁振荡频率的稳定度, 偏磁振荡电路的供电电源采用了 LC 滤波器。在偏磁振荡电路中同样设置了普通带、铬带、金属带选择开关, 提供不同的振荡电流。

电路调整:

本电路放音部分不需调整即可工作, 但需测试输出电平。放一盘标准的 250nWb/m 的磁平测试带, 在电路输出端测量输出端电平, 约为 -10dB 即可, 且两声道误差 < 1dB。此时调节 R₃₇ 使电平指示器的指示为 0dB (即只有两只发光管未发光)。

接着调整偏磁振荡电路: 将一盒质量较好的空白磁带放入带盒, 按下“REC”键, 使继电器吸合, 调节 10KF360 的磁芯, 使振荡频率为 90kHz。若振荡频率与设计频率不符并且相差较大, 通过调节磁芯不能使其达到 90kHz, 则可通过调节 C₂₇ 及 C₂₆ 的容量使其达到。

在 R₂₃ 未接入电路的情况下, 测量 C₁₉ 两端的交流电压, 同时边调节 10KF362 的磁芯,

使该电压值最小，再调节 R_{33} 使 R_8 两端的电压为 3.7V，这时的偏磁电流为 $I_b = 3.7/R_8 = 370\mu\text{A}$ 。在线路输入插口处输入 315Hz、-30dB 的信号，当录音电平电位器在 3/3 位置时，电平显示器应为“0dB”，否则应调节 R_{13} 或 R_{14} 。最后用该电平信号进行录、放音，电平显示应保持 0dB 位置，否则需再调 R_{15} 或 R_{23} 。

元件选用：

为了保证电路达到应有的高技术指标，必须采用优质元件，所有电阻采用 I 级精度的金属膜电阻，电容应选用精密聚苯乙烯电容，容量较大的可选用涤纶电容，耦合电容漏电要小，以免产生噪声。磁头耦合电容宜采用钽电解电容。

电源对音质也有较大影响，主电路采用晶体管稳压电源，机芯供电采用单独的稳压电源供电，以避免机芯工作时对放大电路产生的干扰作用。其电源电路如图 3-19 所示。

技术指标：

频率响应：27Hz~14kHz (0dB)；

信噪比：52dB；

谐波失真：放音 0.08%，

自录自放 < 0.9%；

输出电平：约 -9dB/270mV；

机芯抖晃率：0.09%；

偏磁振荡频率：90kHz；

线路输入电平：-30dB。

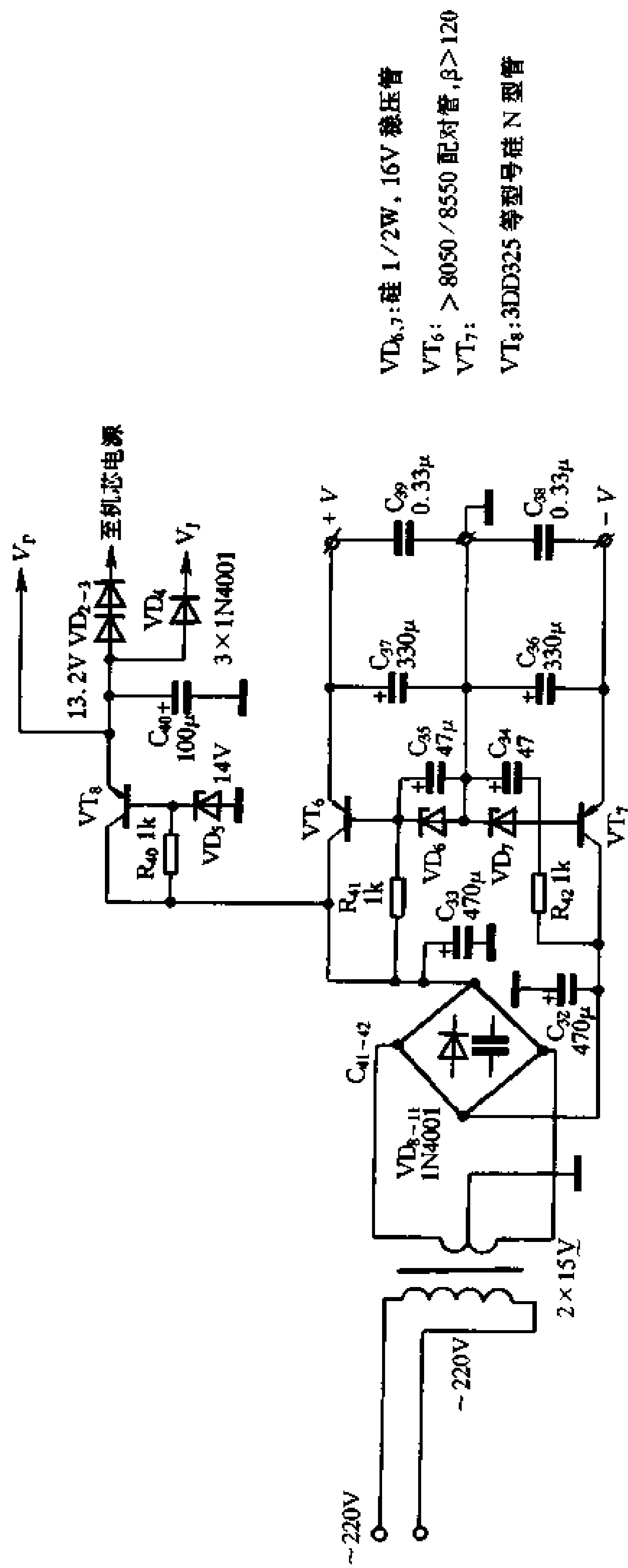
3.2.8 采用 TDA1602A 的高档录放音电路

虽然目前高档录音机已经达到了相当高的技术水平，但是专为高档录音机设计的高水平集成电路并不多见。以研制开发优质音响集成电路见长的荷兰飞利浦公司，推出了一种高性能单、双卡录放音集成电路 TDA1602A，该电路采用 Bi-CMOS 工艺，具有优异的电性能指标，是模拟磁带录放系统中一只具有里程碑意义的电路。电路功能齐全且高度集成，采用该电路，磁带录放系统中的各项技术指标，诸如交流声、信噪比、录放音频响、偏磁失真等均可轻易实现，且有极好的一致性。

该电路将所有的录放电路，包括 A/B 卡前置放大、放音均衡网络、线路放大、录音放大、自动电平控制 (ALC)、偏磁振荡以及录音的均衡网络都集于一体，大大简化了外围电路，只需外接少量的阻容元件即可实现全部功能。此外，所有的功能转换，如 A/B 卡转换、Fe/CrO₂ 磁带转换、放/录/快录转换、线路录音/A 卡录音转换以及输出静噪控制等，均采用电子开关，省去了多刀位录放开关及各种功能开关，使整机结构变得简单，也使印刷电路板的尺寸大大减小。

TDA1602A 在电性能上满足杜比 B 降噪系统的要求，能与杜比 B 降噪电路配合使用。

TDA1602A 的电性能参数见表 3-4。由表可知，它可采用单电源也可采用双电源工作，这种供电方式可适用于任何一种收录音机、组合音响和高保真功放电路。信噪比的典型值为 55dB，失真度为 0.08%。使用该 IC 可单独组成一块功能齐全的录放板，并具有优良的电性能。



VD_{6,7}: 硅 1/2W, 16V 稳压管
 VT₆: > 8050 / 8550 配对管, β > 120
 VT₇:
 VT₈: 3DD325 等型号硅 N 型管

图 3-19 电源电路

表 3-4 电气特性 (无特殊指定时 $V_p = 12V$, $f = 1kHz$, $T_s = 25^\circ C$) TDA1602A

项 目	符 号	测 定 条 件	最小值	典型值	最大值	单 位	
电 源 电 压	V_p		7.0 (± 3.5)		18.0 (± 9)	V	
电 源 电 流	I_p	放音状态		39		mA	
		录音状态		43			
参 考 电 压	V_{ref}			$1/2V_p$		V	
逻辑电路输入电流	I_{in}	第 8、10 端		100		μA	
放音放大器	电压增益	G	$f = 315Hz$	57		dB	
	输入换算噪声电压	V_{N1}	$R_g = 620\Omega$ $BW = 20 \sim 20/kHz$	0.85	0.95	μV	
	总谐波失真	THD	$V_0 = 150mv$	0.08	0.1	%	
	电压上升速率	SR		5		$V/\mu s$	
磁头开关	最大承受电压	V_{p-p}	录音位置	90		V	
录音放大器	电压增益	G	$f = 315Hz$	14		dB	
	信噪比	S/N	$BW = 20Hz \sim 20kHz$	65		dB	
	总谐波失真	THD	$V_0 = 1.5V$	0.25		%	
ALC	输出电压变化	ΔV_0	$\Delta V_{in} = 20dB$	1		dB	
偏磁振荡器	频率范围	f_{osc}		60	90	120	kHz
	输出电流	I_{p-p}		140		mA	
	输出电压	V_{p-p}		36		V	

图 3-20 是 TDA1602A 的引脚排列与功能图。图 3-21 是它的应用电路和外接元件参数。

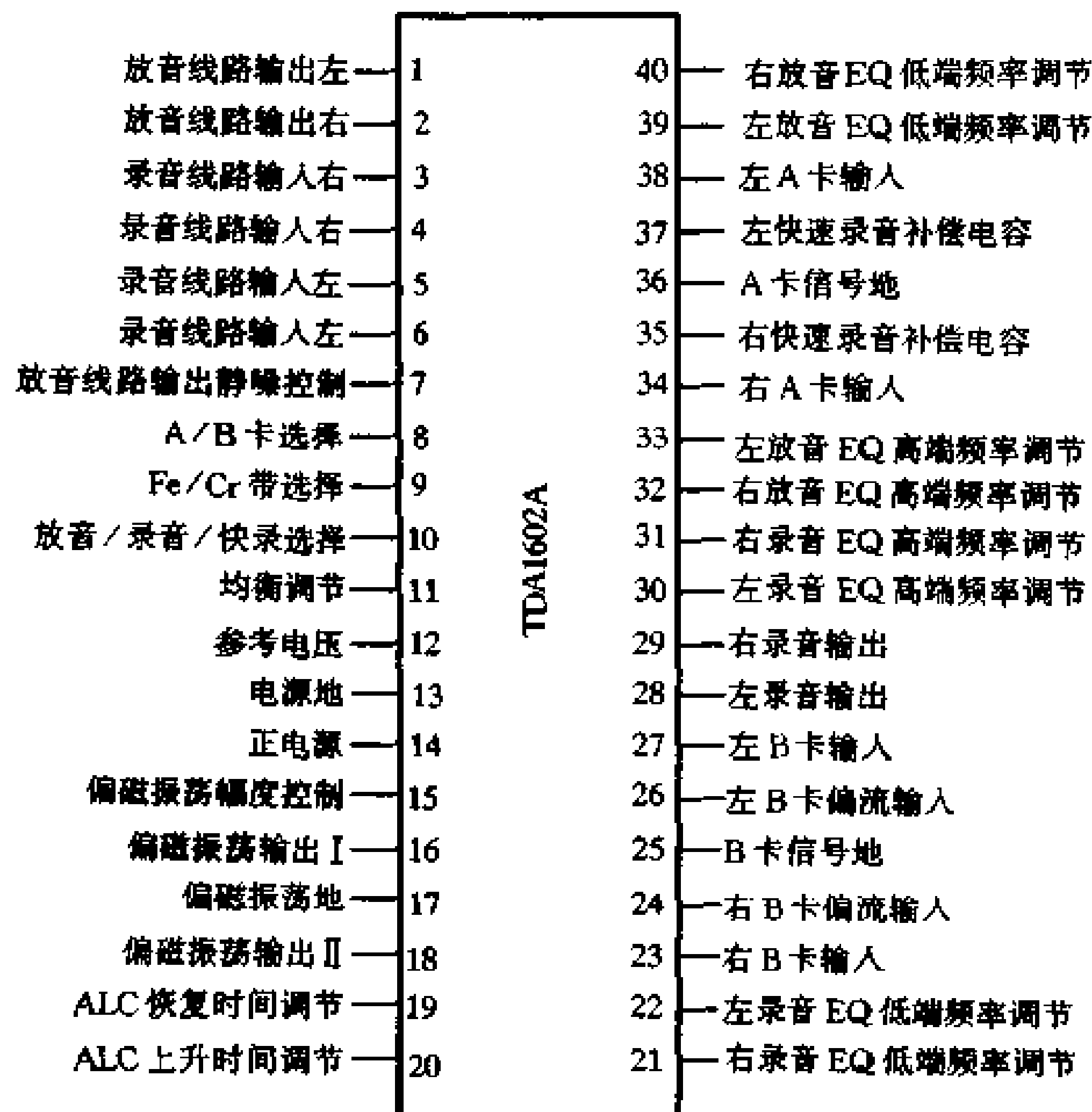


图 3-20 TDA1602A 引脚与功能

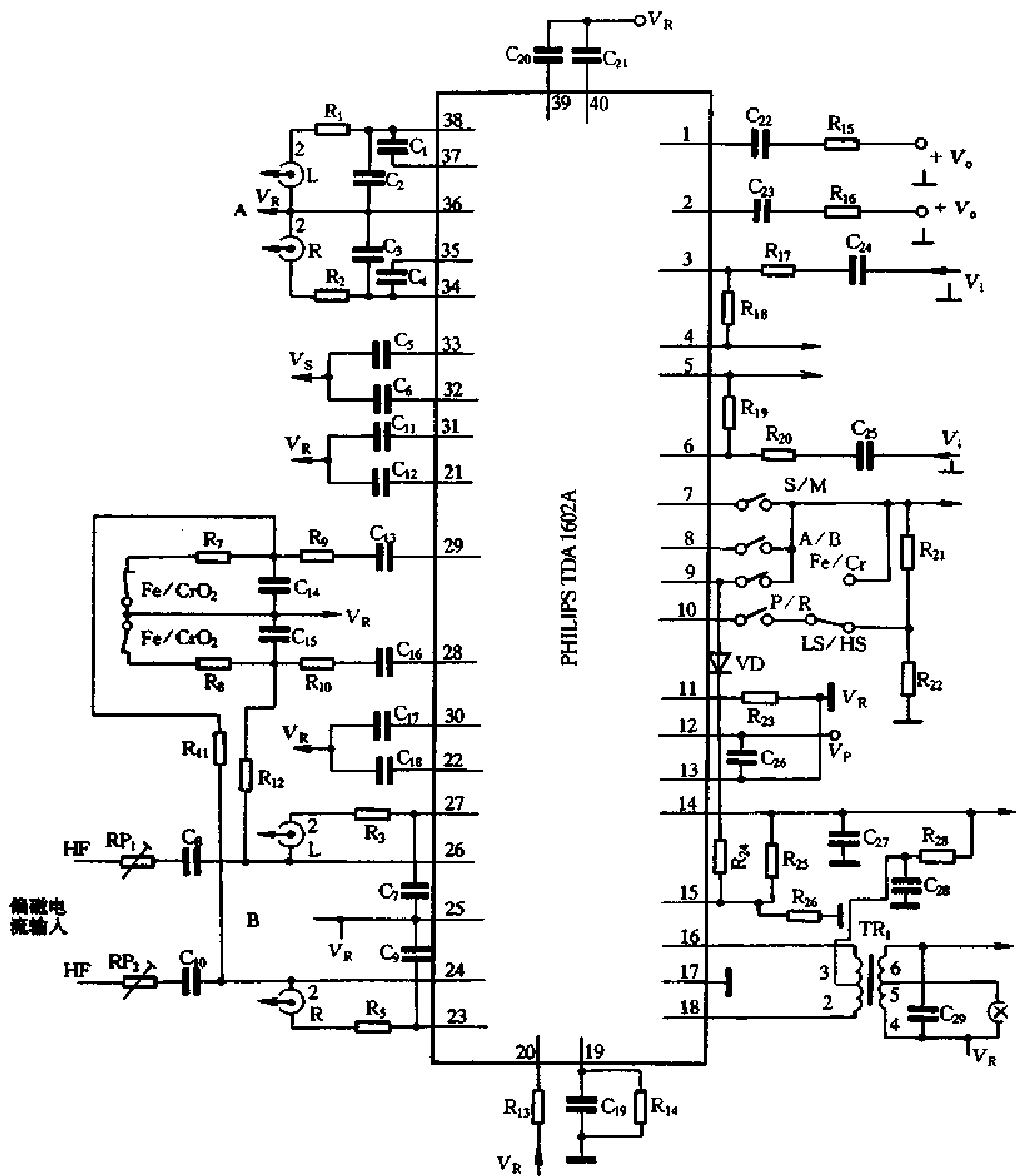


图 3-21 TDA1602A 应用电路

TDA1602A 采用双列直插 40 脚封装，其电路功能介绍如下：

放音前置放大器为一低噪声线性放大器，电压增益为 26.4dB。A/B 卡各设独立的放音前置放大器，由电子开关选择放音均衡网络。

左、右两声道的放音均衡网络的高、低端转折频率由外围电容确定。Fe 和 CrO₂ 带的时间常数 120μs 和 70μs 由逻辑电路控制。

高速录音磁头开关用于在快速录音时使补偿电容并接在前置放大器的输入端。

录放磁头开关使 B 卡的磁头有两种工作状态：录音状态和放音状态。录音状态时，前置放大器的输入端被接地，录音偏流和录音信号经磁头录音。放音状态时，录音的偏流端被接地。

左、右声道的录音均衡网络的高、低端转换频率由外围电容确定。省去这些电容，录音均衡网络将呈平坦响应，以满足杜比录音要求。

偏磁振荡器为磁带录音提供偏流和抹音电流。正弦电压的幅度由第 15 脚的电平控制。偏磁振荡器只有在录音状态时，才自动开启。

自动电平控制范围为 20dB，输出电压的变化小于 2dB。ALC 的恢复时间和上升时间由外接元件调整。

当使用单电源供电时，参考电压提供 $1/2V_p$ 的电位，作为信号地。当使用双电源时，参考电压为零电位。

内部逻辑电路通过外部施加的直流电平去控制内含的电子开关。8、10 脚的控制信号仅与控制电平有关，7、9 脚的控制信号不仅与电平有关，还与控制电平的上升和下降时间有关，以便使电子开关能够平滑地转换。

图 3-22 是采用 TDA1602A 组成的高级卡座电路，它包括了双卡座的所有基本功能，采用可靠的电子开关来实现控制的简单化。该卡座有如下功能：标准放音电平（775mV）输出；卡拉 OK 录音（混音、后配音）；Fe/CrO₂ 带自动录音补偿及自动偏磁调整；Fe/CrO₂ 带放音均衡选择；同步高速转录及补偿；自动静噪电路。补偿网络经过精确计算，完全符合 NAB 标准。电路各部分功能介绍如下：

TDA1602A 的 1、2 脚输出电平为 150mV，可以直接配合杜比降噪电路。经线路放大后，输出 775mV (0dB) 的线路电平驱动功放电路。C₃₁、C₃₂ 可选用钽电解、无极性电容（涤纶或聚丙烯电容）。

3、4、5、6 脚内部为外线路信号输入放大器，即外录音信号输入放大器。R₂₇、R₂₈ 为反馈电阻，可调整放大器的增益来适应 CD 唱机、调频广播等不同的信号源，以取得最佳的、低失真的磁带录音效果。7 脚外接的 R₂₅ 和 C₂₈ 构成微分电路，作为自动噪声抑制电路。从图中看到，无论 A 卡、B 卡放音或者双卡同步高速录音，该电路均能起到抑制冲击噪声的功能。这对大功率音响设备尤其是不可少的。此功能还可实现遥控静音。

8 脚为 A/B 卡选择，同时实现卡拉 OK 录音功能。当 VT₁ 的基极被卡拉 OK 录音开关置地时，VT₁ 截止，8 脚高电平。此时 B 卡可以将线路输入的信号和 A 卡输出的信号混合录音。A 卡可以放卡拉 OK 磁带或音乐带，从线路输入端输入话筒信号，则可以实现二重唱录音，或者是配乐朗读节目制作。同时该功能和专用的双磁迹（四迹）消音磁头（X24C）配合，即可对左、右声道进行独立的录/配音，可以体会到录音棚的节目制作过程及录制高质量的节目带。A 卡放音时，8 脚为低电平。

9 脚 Fe/CrO₂ 带放音均衡选择和 40、39 脚外接的放音均衡低端频率调节电容配合，时间常数为 120μs 和 70μs。

10 脚为放音/录音/快录选择。放音时，10 脚处于悬空状态；录音时，10 脚为 $1/2V_p$ 电平；快录时，为 V_p 高电平，通过 VD₂ 提供。VT₂、VT₃ 及其外围电阻网络，构成双速电机的调速系统。VT₂、VT₃ 的基极电平由同步录音开关控制。A、B 端为双速电机的调速端口。

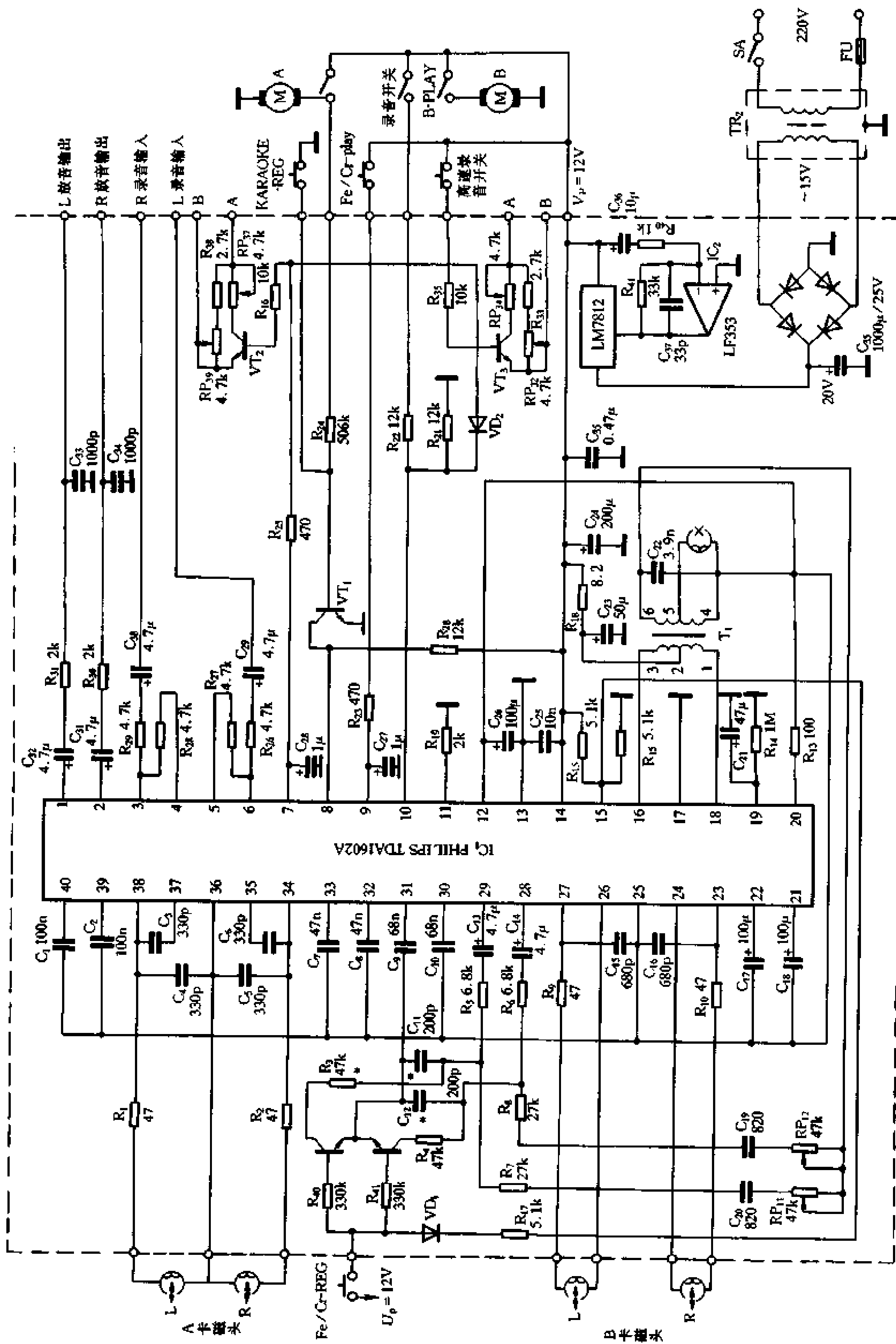


图 3-22 高级录音卡座电路

12脚为内部公共参考电压端，电压值为 $1/2V_p$ ， C_{26} 为纹波抑制电容。

15脚为录音偏磁幅度控制端。 F_e 带录音时，15脚为 $1/2V_p$ ，偏磁电流幅度较小。使用 C_rO_2 带时，由 F_e/C_rO_2 录音选择开关控制，经 VD_1 向15脚馈送数值为 V_p 的高电平，偏磁幅度上升，适应 C_rO_2 带的高矫顽磁特性。

19脚为ALC恢复时间调节，20脚为ALC上升时间调节。磁带上涂覆的磁性层具有磁性物质的磁化磁滞回线特性。该电路将上升与恢复时间独立调节，正是依据磁滞回线，充分利用磁带的磁性层，实现最低失真及良好的频响记录。由于磁滞回线特性，突发性的动态信号并不会使记录失真。适当地延长电平压缩起控点，即上升时间，当高电平信号持续时间（频率较低时）大于上升时间时，ALC起控，增益降低，避免了记录的失真。同理，适当延长恢复时间，可使小信号时的电路增益并不立即回升。这样就尽可能地吻合了磁滞曲线，从而扩展了记录的动态范围，提高了记录的信噪比，又避免了持续高电平时的失真，也避免了以往ALC电路明显的“喘息”现象和声场压缩，更有利于体现细节。

在高档音响设备中，放音磁头和录音磁头是有区别的。该电路正是循此思路设计的。 C_4 、 C_5 分别为放音卡磁头的谐振电容，选330P是统筹考虑了内部电子开关的导通电阻和 R_1 、 R_2 平衡电阻而确定的，保证了放音的高保真。而 C_{15} 、 C_{16} 则为680P的电容，这是考虑了录/放磁头和放音磁头由于磁头缝隙工艺的不同而确定的，保证了最佳的录/放频响及低频特性。 C_3 、 C_6 为快录时相应的放音高频补偿电容，由内部电子开关根据快录状态自动接通。

VT_4 、 VT_5 及 R_3 、 R_4 、 C_{11} 、 C_{12} 共同构成了 Fe/CrO_2 带录音补偿网络。 VT_4 、 VT_5 为电子开关。 R_3 、 R_4 、 C_{11} 、 C_{12} 还应根据所选用的磁头进行调整。以P/R4300磁头为准，经过全面性能测试， R_3 、 R_4 的阻值为47k Ω ， C_{11} 、 C_{12} 为200pF，应采用金属膜电阻及聚丙烯电容，以保证准确的补偿特性。

16、18脚内部为超音频振荡器。由 T_1 对偏磁电压进行升压。以日本ALPS公司高级 Fe/CrO_2 带专用交流消音头E2183为准（消音效果 $>65dB$ ），1~3脚间电感量为172 μH ，4~6脚间为673 μH 。适当地调整磁芯，可以改变偏磁电压的幅度及频率。使用不同磁带时，对录音效果进行更细致的微调。如与广播信号发生差拍干扰时，可微调 C_{22} 消除之。

3.2.9 采用电子切换开关的前置放大器

图3-23是采用电子切换开关的多功能前置放大器。它由轻触式五路电子切换开关、直流伺服RIAA超低失真高速放大器组成。它可以通过音量、音调控制电路和后级功放电路相接。图3-24是由TC9152组成的轻触式五路电子切换开关。

在图3-23中 $VT_3 \sim VT_6$ 组成共源一共射式差分输入电路， VT_1 、 VT_2 为镜像恒流源负载。 IC_1 为主放大器， VT_7 、 VT_8 推挽输出。 IC_2 组成直流伺服电路， C_5 、 C_6 、 R_{12} 、 R_{13} 可以确定直流伺服时间常数。 R_6 、 R_7 、 C_3 、 C_4 组成唱机均衡网络。 R_8 、 R_9 为直流反馈电路，可供调整直流增益。电路中，差分输入场效应管为美产NPD5565场效应对管，是一只低噪声高跨导对管，耐压为55V、 I_{DSS} 为10~30mA，也可选用参数、特性相近的场效应对管。

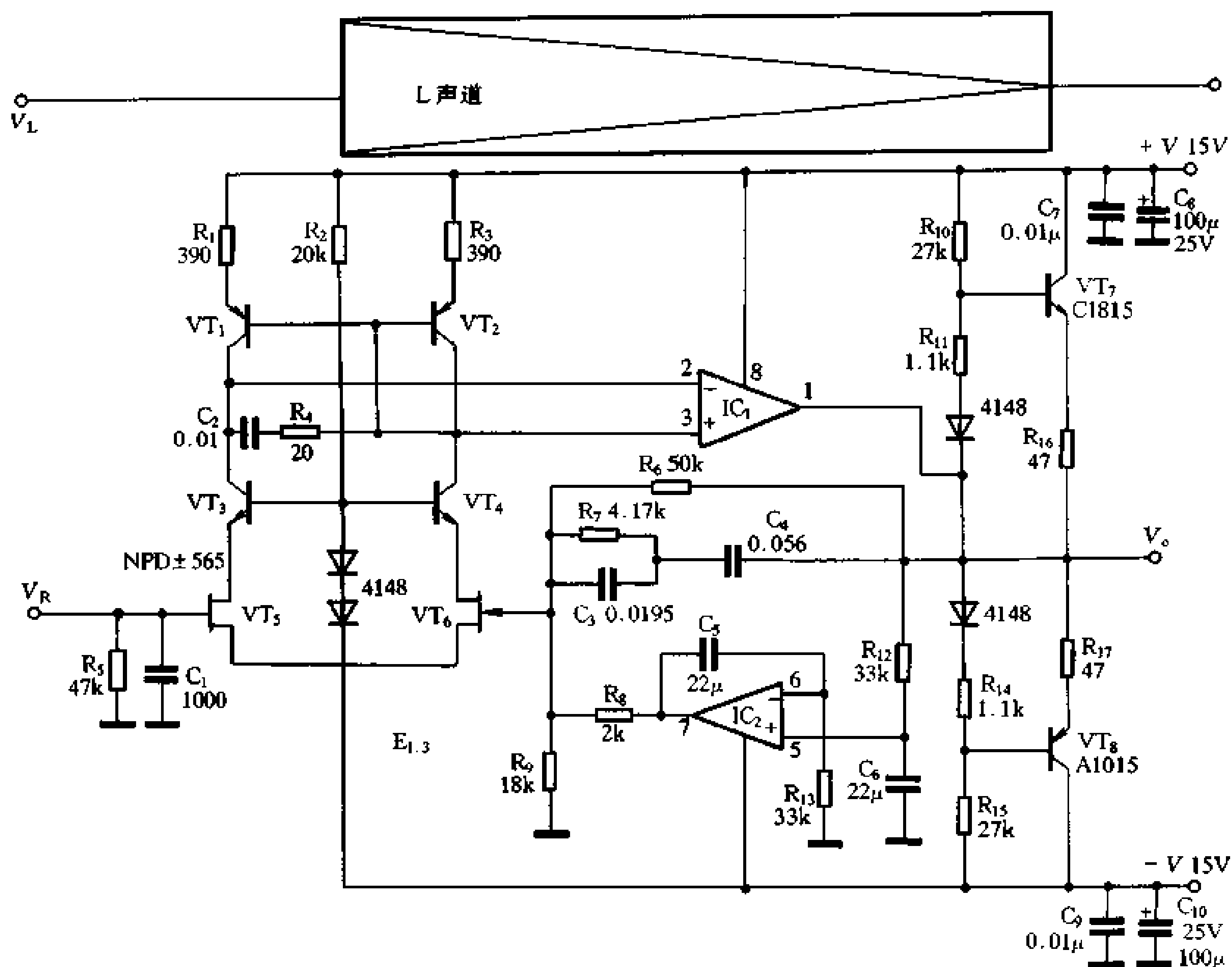


图 3-23 电子切换前置放大器

音源切换开关采用了东芝公司音响专用轻触式电子模拟开关（非一般数字开关能比拟），杜绝了机械切换开关所产生的冲击噪声和接触不良现象。TC9152 可在单、双电源下正常工作，工作电压范围为 7.5~30V。24、12 脚分别接正、负电源；6~10 脚为第一至第五组开关的 L 声道输入端；18~14 脚为第一至第五组开关的 R 声道输入端；11、13 脚分别为 L、R 声道输出端；23~19 脚分别为第一至第五组开关控制端，这里分别对应 TUNER（调谐器）、CD（CD 唱机）、TAPE（磁带录音机）、AUX（辅助输入）、PHONO（电唱机），当其中某一脚被高电平 V_+ 触发时，相应的 L、R 声道开关接通，另外四组开关则被断开，同时该脚输出高电平，驱动 LED 显示工作状态，这五个脚的驱动能力较强，输出电流可达 20mA；2 脚为功能禁止端，接零电平时，开关控制脚 19~23 不起作用，通常情况下接正电源；3 脚外接 R_x 、 C_x 决定时钟频率，振荡频率可由式 $f_{osc} = 1/1.5R_xC_x$ 决定，一般取 20Hz~100Hz，该振荡器在输入作用后开始振荡，输入五个时钟脉后停止振荡；4 脚为模拟开关关断控制端，平时接低电平，当接高电平时，所有模拟开关被关断，利用该脚可将多只 TC9152 组合使用；5 脚为静噪控制输出端，在开关转换过程中输出高电平，用来驱动静噪开关切断输出信号（本电路未使用，所以无静噪功能），静噪信号输出时间可由振荡频率表确定： $T_{mute} = 1/f_{osc} \times 4$ 秒；此外，在 23~19 脚加装遥控信号触发转换电路还可实现对电路的遥控操作。

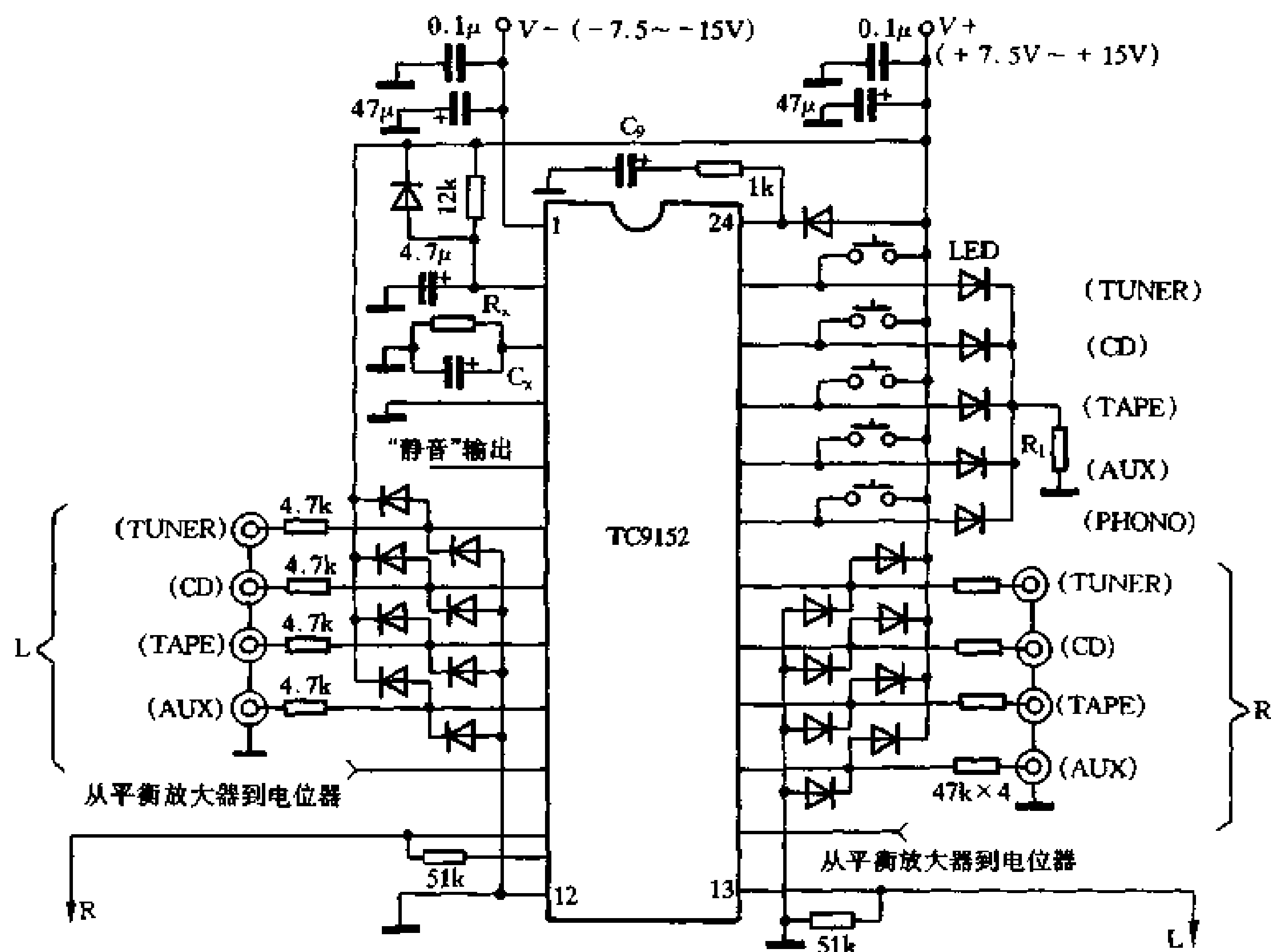


图 3-24 五路电子切换开关

TC9152 的技术指标为:

最大输入信号: $V_{INmax} > 7V_{rms}$;

谐波失真加噪声: $THD + N \leq 0.03\%$ (1kHz, 1V_{rms});

输出噪声: $N \leq 45\mu V$ ($R_g = 680\Omega$);

频率响应: 20Hz~20kHz ($\pm 0.1dB$);

串音衰减: $\geq 75dB$;

信号串音: $\leq 1dB$ 。

3.3 多路输入前置放大电路

前面所介绍的输入前置放大器虽然也具有多路输入功能,但这种多路输入总是通过转换开关进行选择而单独输入的。但在不少的情况下,需要的是两路或多路信号同时输入,例如在放唱(或收音、线路输入等)正在工作中,又需要话筒输入;或者如卡拉OK伴唱时,总是在多路同时输入的情况下工作的。这种分别单独输入的方式就不再能适应了。

音响设备输入端的信号输入电压是有一定限制的,这就是输入动态范围的上、下限阈值。上限阈值是指保证输出端达到额定电压或功率、且不超过规定的失真度时,输入端所能承受的最高输入信号电压值。动态范围的下限阈值即是设备的噪声电平,输入信号低于

这个值时，放大器的输出全被噪声淹没，放大器就无法工作了，这也是不允许的。

在各种音源信号中它们的输出电平各不相同，而且相差很大，例如：收音调谐器的输出电平为 240mV；一般录音机的线路输出电平约 100~200mV；话筒的输出分高阻型和低阻型，高阻型输出达 200mV，低阻型输出只有 2mV；压电晶体唱头型电唱机的输出约 500mV。各种音源信号输出电压之比为 2.5~250。输出电压值如此悬殊，若将它们同时输入放大器，这对放大器来说是无法接受的。照顾到高电平输出的音源信号，则低电平音源信号几乎听不到；照顾到低电平信号，则高电平信号就会使放大器过载而出现严重失真。

对于一般的功率放大器，它的输入灵敏度总是要对各种输出电平的音源信号做到兼顾，既不太高，又不太低，而是适中。

为了使各种音源信号能够同时输入放大器，又不使放大器出现上述情况而正常工作，在实际应用中，总是对不同的音源输入信号进行单独输入实行单独处理。经过处理后的各输入信号电压基本接近，然后一同混合输入放大器。这样放大器就能够正常工作了，各信号源的输出也基本接近了，并且互不干扰地工作。对于输入信号的处理方法，一般常用的是设计不同的 RC 网络，对信号进行衰减，或通过网络改变放大器的输入阻抗，使其与音源的输出阻抗相匹配。还有的采用最简单的方法，将输入信号通过电位器分压，取得一份与放大器输入灵敏度相适应的输入电压。

3.3.1 有四路输入的前置放大器

图 3-25 是一个具有四路混合输入功能的前置放大器，在电路中， CZ_1 、 CZ_2 、 CZ_3 和 CZ_4 分别可以输入话筒、线路、晶体唱机和磁头信号。四路可以单独输入，也可四路同时混合输入，还可根据需要进行节目配音、插话、解说等编辑处理。无论单独输入或者混合输入，它们相互之间不会发生任何影响。

该前置放大器应用了运算放大器中反相输入比例加法器的原理，当有几路信号同时输入时，输出电压等于各输入电压之和。同时在反相输入时，运算放大器的相加点为虚地，因此各输入信号之间是相互隔离的，当某路的输入信号为 0 时，其输入电阻两端的电压也为 0，因此它不会影响其它各路的工作。

为了适应各信号源输入电压的不同，四个输入接口采用了不同的电路结构和元件数值，同时还可根据需要再加入更多的输入端。电路输入接口中的元件数值都是按照图中所标的输入信号灵敏度计算的。若实际输入信号与图中所标数值不同，可适当调整 R_2 、 R_4 、 R_6 或 R_8 的阻值即可。 CZ_4 作磁头输入时， R_8 取 $1k\Omega$ ，因而衰减高音，起到高音端的频率均衡作用。

音量控制电位器 RP_1 与 R_{11} 、 C_8 组成高音自动补偿电路； RP_1 与 R_{12} 、 C_9 、 R_{13} 组成低音自动补偿电路。当 RP_1 将音量调得越小时，补偿电路的补偿量越大，因此，在调节音量时，无需重调音调控制器。SA 为补偿电路控制开关。

RC 网络组成五段均衡电路，调节范围为 $\pm 12dB$ 。

CZ_1 和 CZ_4 的灵敏度极高，不可误将线路等大幅度信号接入，以免使功放因过载而损坏。不用 CZ_4 时，应将调试点 J 断开。

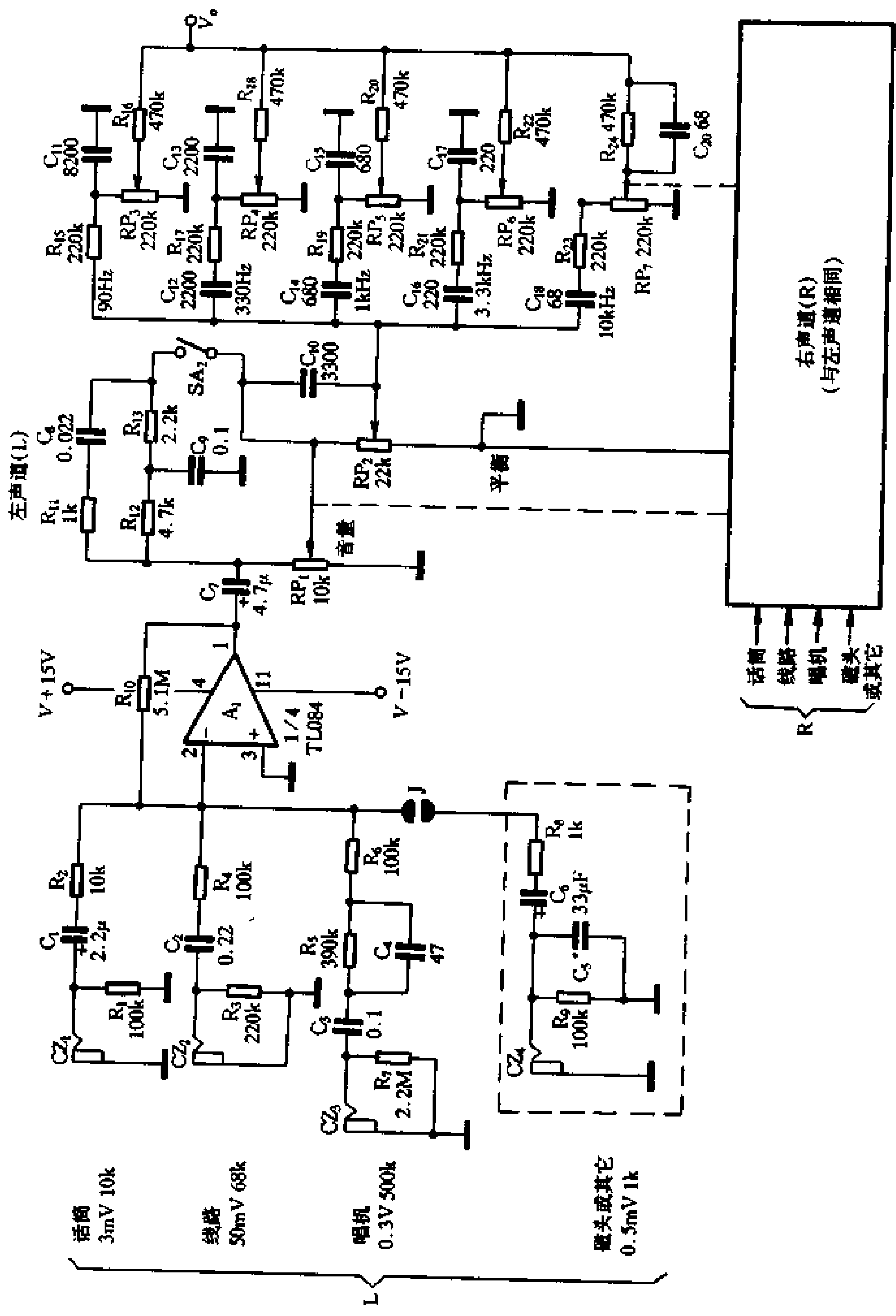


图 3-25 有四路输入的前置放大器

为了减小感应交流声和噪声， $CZ_1 \sim CZ_4$ 及其输入元件应使用金属罩加以屏蔽，并良好接地。输入用的信号线应当全部采用金属屏蔽线，并将其末端良好接地。

电路采用性能较好的四运放 TLO84，具有较好的频率响应，对线路输入而言，通频带宽约 20Hz~20kHz，失真度 < 0.5%。

3.3.2 多路话筒输入放大器

图 3-26 是一个由 BA328 组成的四路话筒输入混合放大器，它具有噪声小、外围元件少等优点。BA328 是一只由两只放大器组成的双声道前置放大集成电路，由两只 BA328 组成了具有四路话筒输入的混合放大器。它能够同时插入四只高阻话筒，话筒拾取的信号

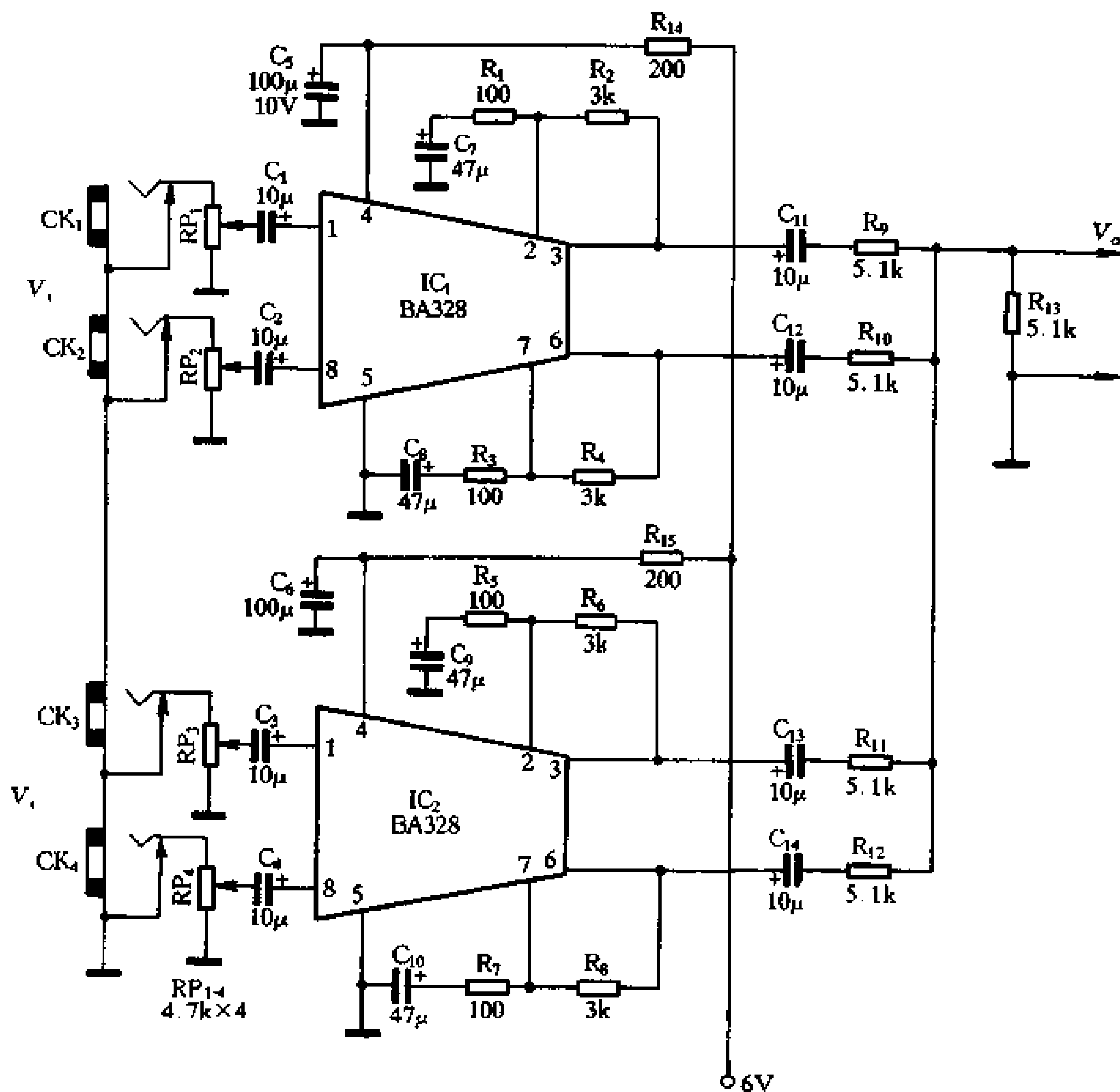


图 3-26 多路话筒输入放大器

通过各自的放大器放大后，经过耦合电容 $C_{11} \sim C_{14}$ 后，在 R_{13} 两端得到混合信号输出。为了便于将输出的混合信号接入放大器的话筒输入插孔，该混合放大器有意降低了放大器的增益。各声道输出信号电平的大小是通过控制电位器 $RP_1 \sim RP_4$ 的调节来实现的。由于本放大器增益较低，因此工作稳定。使用时只要用屏蔽线将混合后输出的信号直接接入放大器的话筒输入插孔即可。如果要求该输出的混合信号接入线路输入插孔，放大器的增益应

调到 40dB, 这时只要将反馈电阻 R_2 、 R_4 、 R_6 和 R_8 换成 15k Ω 的阻值即可。

表 3-5 BA328 参数表

参数名称	符号	测试条件	参数值			单位
			最小	典型	最大	
电源电流	I_{cc}	$V_i=0$	2	5	8	mA
开环电压增益	GV_O	$V_O=0.3V$	65	80	95	dB
最大输出电压	V_{omax}	$THD=1\%$	1.0	1.5		V
输入阻抗	Z_i		50	150		k Ω
谐波失真	THD	$V_o=0.3V$		0.1	0.3	%
通道串音	CT			-65	-50	dB
通道平衡度	CB			0	1.5	dB
输入等效噪声电压	V_{N}	$R_g=2.2k\Omega$ $BW=30\sim 20000\text{Hz}$		1.2	2.0	μV

本电路采用 3W 电源变压器经整流和简易稳压后供电。BA328 也可选用 LA3160、 μPC1032 等。电路选用普通元件, 只要组装正确不需调整即可正常工作。

其特性参数如表 3-5 所示。

3.3.3 8 路 AV 输入混音台

随着声频技术和视频技术的发展, 两者之间正朝着相辅相成、紧密结合的方向发展, 这就是所谓的“AV 新潮流”。AV 技术结合的一种常用方式, 就是以一台 AV 多路输入混音台为中心, 把一所歌舞厅或一个家庭中的全部声频设备(如话筒、调谐器、录音座、电唱机、CD 唱机、功率放大器、均衡器和音箱等)及全部视频设备(电视机、录像机、VCD 机等)组合成一个完整的系统, 使人们的视听觉达到一个新的境界, 给人们一种全新的享受。

图 3-27 是一台 AV 综合控制中心的原理图—“8 路 AV 输入混音台”。该混音台具有较高的技术指标, 功能较为齐全。既可供家庭选用, 又可供企事业单位俱乐部或歌舞厅选用, 它有以下功能。

(1) 可作为家庭影院控制中心。当使用录像机、VCD 机等放送节目时, 可将伴音信号送入 AV 控制中心, 经过控制中心的分配组合, 并对伴音信号进行混音、放大、均衡及延时环绕声等音效处理, 最后经功率放大后由音箱系统放声, 使人们享受到身临其境的音响效果。

(2) 可作为音乐控制中心。AV 混音台设有可独立调节的话筒输入通道, 不但可用于一般的卡拉 OK 演唱, 而且可供重唱, 合唱以及乐队演奏或伴奏、伴唱演出之用。还可以供录音带、CD 唱机、电唱机等插放背景音乐, 满足家庭及文艺演出的需要。并可进行现场录音或制作节目带。

(3) 在专业舞会中, 可以同时接入两台放送设备(唱机或录音机), 提供连续不间断的音乐舞曲播放, 当一张唱片(或录音带)播完时, 自动过渡到另一张唱片, 保持场面的不间断和气氛的热烈。

混音台整体由单声道话筒/线路输入单元、立体声唱机/线路输入单元、延时混响单元、主放大器输出单元、监听输出单元和电源六个单元组成。

单声道话筒/线路输入单元如图 3-28 所示。包括话筒输入放大器和音调控制电路两部

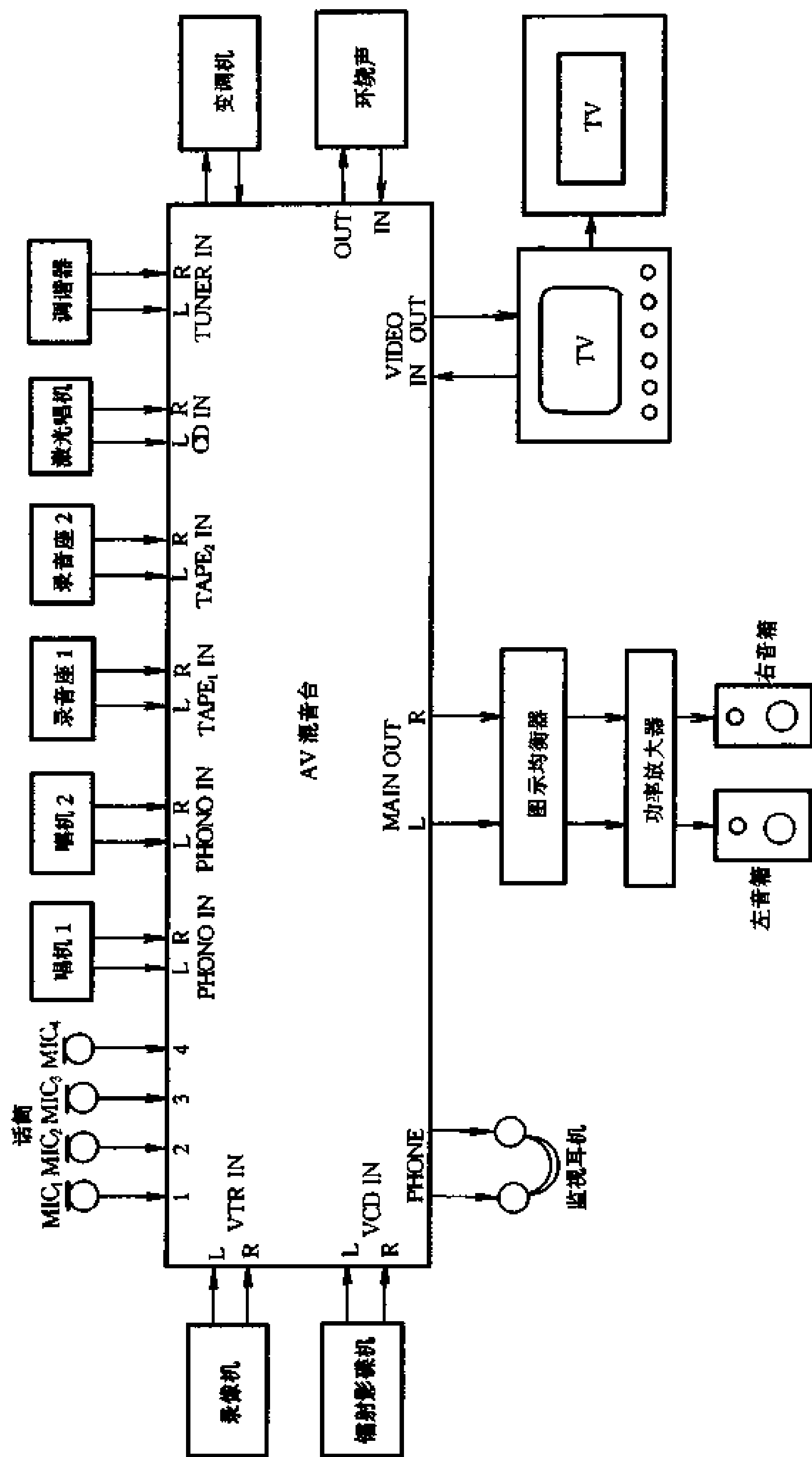


图 3-27 AV 控制中心原理

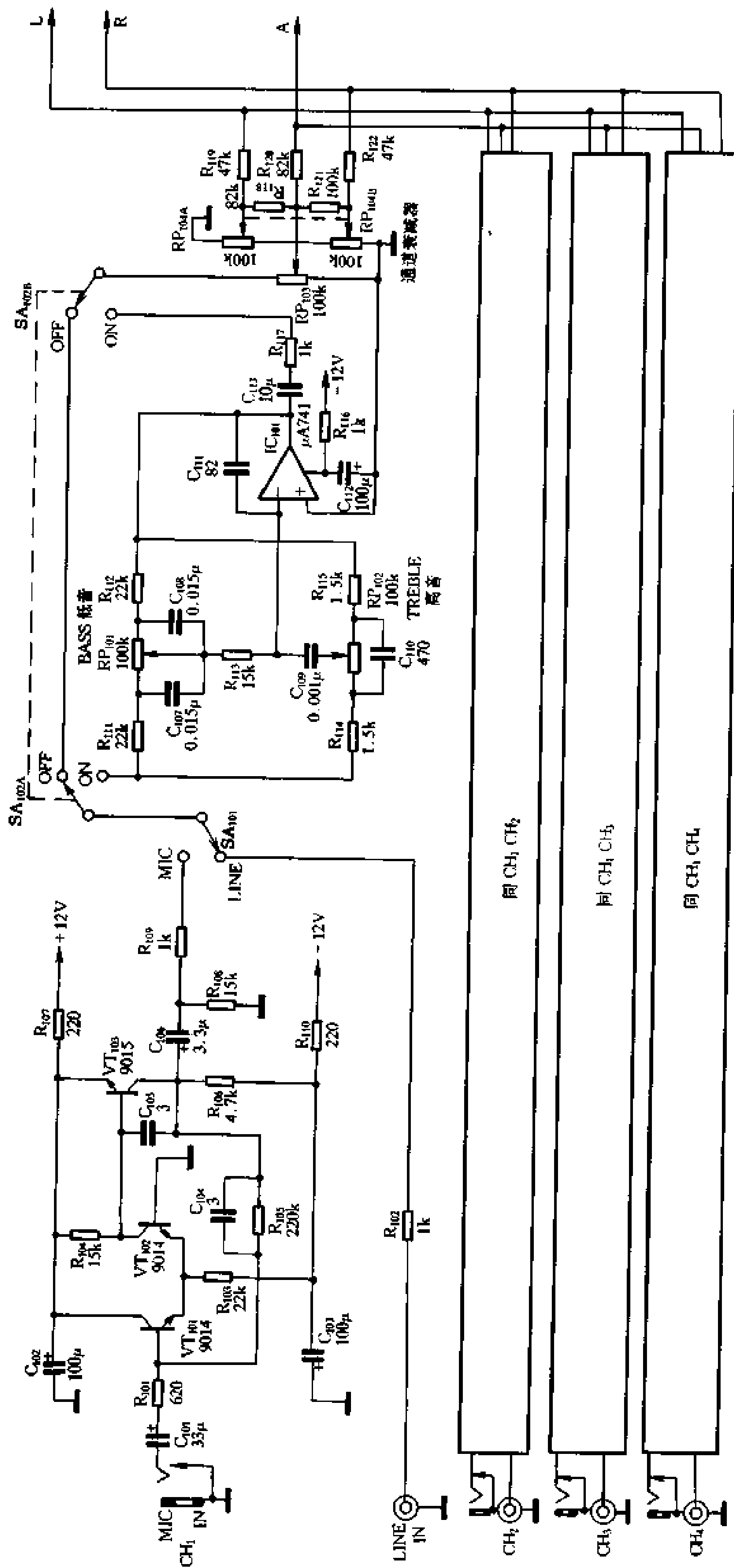


图 3-28 话筒/线路输入单元

分，由四个完全相同的电路组成，可供四路话筒或电子乐器（如电子琴、电吉它等）同时输入，通道为 $CH_1 \sim CH_4$ 。以第一通道 CH_1 为例，由 $VT_1 \sim VT_3$ 组成差分输入式的两级放大电路，放大后的信号经转换开关 SA_{101} 送入音调控制电路。话筒放大器具有较高的输入阻抗、较高的增益和信噪比。当有电子乐器和其它线路信号时，可从线路插孔（LINE）输入，这时输入信号不经放大而直接由 SA_{101} 进行输出转换。上述两输入信号通过转换开关 SA_{102} 的控制，可以经过音调控制电路，也可不经音调电路直接送到下一级电路。 IC_{101} 与 RP_{101} 、 RP_{102} 以及RC网络组成反馈式音调控制电路。 RP_{103} 为通道衰减电位器，用来控制输出信号的大小。 RP_{104A} 及 RP_{104B} 为双联同步电位器，用来调节左右声道信号强弱的比例，以产生声像方位左右移动的效果。 R_{120} 是输出—输入间的隔离电阻。

立体声电唱机/线路输入单元如图3-29所示。通道号为 CH_{5R} 、 CH_{5L} 、 CH_{6R} 、 CH_{6L} 。本混音台设有两套立体声电唱机/线路输入单元，可以分别输入电磁唱机（PHONO）、录音卡座（TAPE）、调谐器（TUNER）、激光唱机（CD）等立体声两通道声频信号源，亦可输入激光视盘机或磁带录像机的声频输出信号，但每个单元工作时只能通过开关 SA_{501A} 、 SA_{501B} 或 SA_{601A} 、 SA_{601B} 、 SA_{601C} 选择其中一种信号。以 CH_5 为例，当使用电磁唱机输入时 SA_{501A} 、 SA_{501B} 拨至1档位置，此时由 IC_{501A} 、 IC_{501B} 组成的立体声唱头输入放大器，由 C_{501} 、 C_{503} 、 C_{504} 、 R_{503} 、 R_{508} 和 R_{509} 组成RIAA均衡网络。对于录音卡座、调谐器、CD唱机，录像机和VCD机输入的音频信号，通过 SA_{501} 的转换直接送入放大器 IC_{801} （在图3-31中）。 RP_{501} 为双联同步输入信号衰减电位器，用来调节输入信号的强度， R_{512} 、 R_{524} 为隔离电阻。 RP_{502} 双联电位器是为舞厅连续播放舞曲而设的交叉衰减器，并称混合衰减器。当旋动电位器时，可使由某一通道（如 CH_{5L} 、 CH_{5R} ）放送节目逐渐平滑地转向由另一通道（如 CH_{6L} 、 CH_{6R} ）来放送。

图3-31中， SA_{201} 双刀开关和 R_{525} 、 R_{526} 组成讲话覆盖电路。在节目放送过程中如需插入讲话，可将开关闭合、以降低节目音量，使讲话更加突出和清晰。

CH_6 中的 SA_{601} 是三联同步切换开关，其中 SA_{601A} 、 SA_{601B} 用来切换声频信号源， SA_{601C} 用来切换视频信号源。例如：当由录像（VTR）转换为VCD放送时， SA_{601} 的三组开关同时由第三档切换为第四档，声频信号也被同步切换，这是本AV混音台所特有的功能。

延时/混响单元。如图3-30由 IC_{701} （LM324）、 IC_{702} （MN3207）、 IC_{703} （MN3102）等组成的BBD型简易延时混响电路，专为四路话筒输入而设，并由“混响开关” SA_{701} 控制其接入或切断。当 SA_{701} 接于“OFF”位置时，延时混响电路不起作用，话筒信号经 R_{119} 、 R_{122} 分别接入左右声道的母线，经 C_{801} 、 R_{801} 、 C_{802} 、 R_{802} 直接送往主放大器的输入端。当 SA_{701} 接于“ON”位置时，四路话筒输入信号经 R_{120} 接入延时混响器的输入端，经处理后的信号再通过 RP_{702} 、 R_{706} 、 R_{707} 分别接入左右声道母线。

如果要求音响系统取得延时混响效果，可在主放大器的外接效果器端子（EFFECT. OUT/IN）上，另接入一台专业延时/混响器或效果器。

主放大器输出单元如图3-31所示。前述六个通道的信号分别接到R、L母线上混合，经耦合电路 C_{801} 、 R_{801} 、 C_{802} 、 R_{802} 分别送入由 IC_{801A} 和 IC_{801B} 组成的立体声放大器进行放大；若是单声信号，则可将 K_{801} 置于“MONO”一侧，使左右两个通道并联运行。 SA_{802A} 、 SA_{802B} 为外接延时效果器开关（EFFECT）。外接效果器可根据需要接入延时/混响器、压

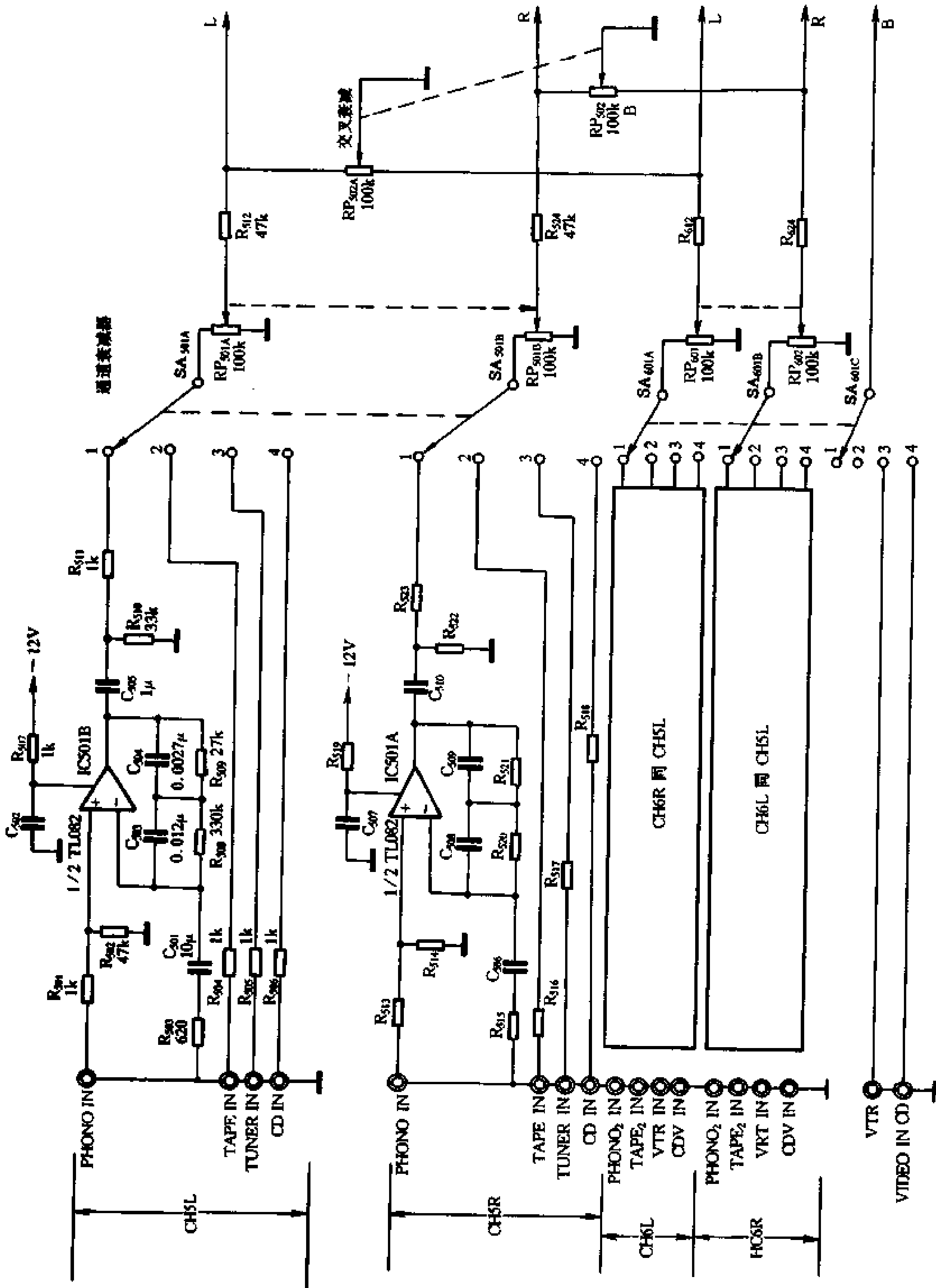


图 3-29 立体声电唱机/线路输入单元

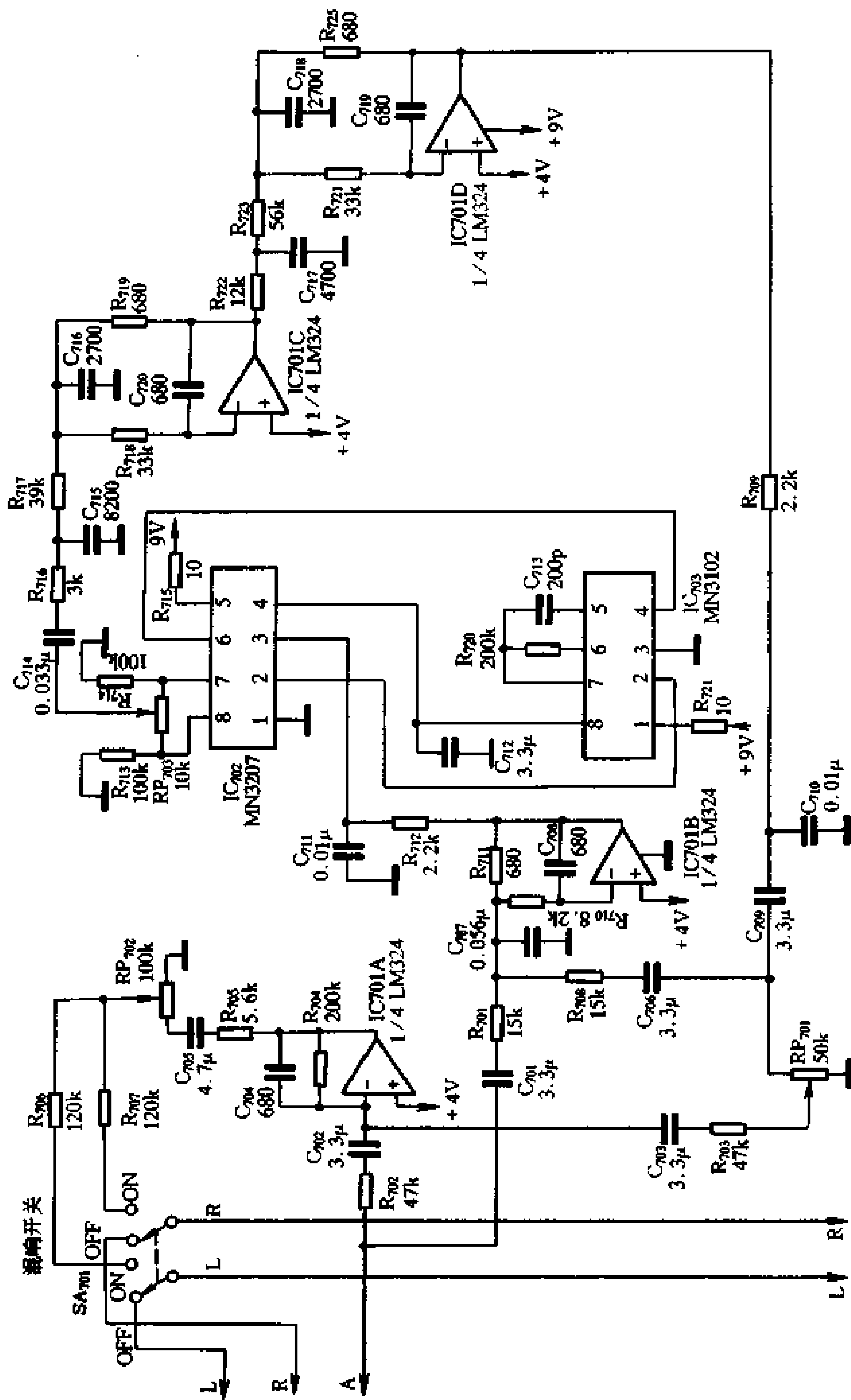


图 3-30 延时/混响单元

缩/限幅器、扩展器或激励器等。当 SA₈₀₂ 接到“ON”位置时，外接效果器被短接而不起作用。

RP_{801A}、RP_{801B} 双联电位器是主衰减器，控制总的输出电平。输出信号经 IC_{802A}、IC_{802B} 组成的射随器，最后接至主输出端。另外，在 RP_{801A}、RP_{801B} 的上端经 R₈₀₉、R₈₁₀ 分接至录音输出端，便于外接录音机进行边放音边录音之用。由图 3-31 可见，录音电平不受主衰减器 RP₈₀₁ 的控制。

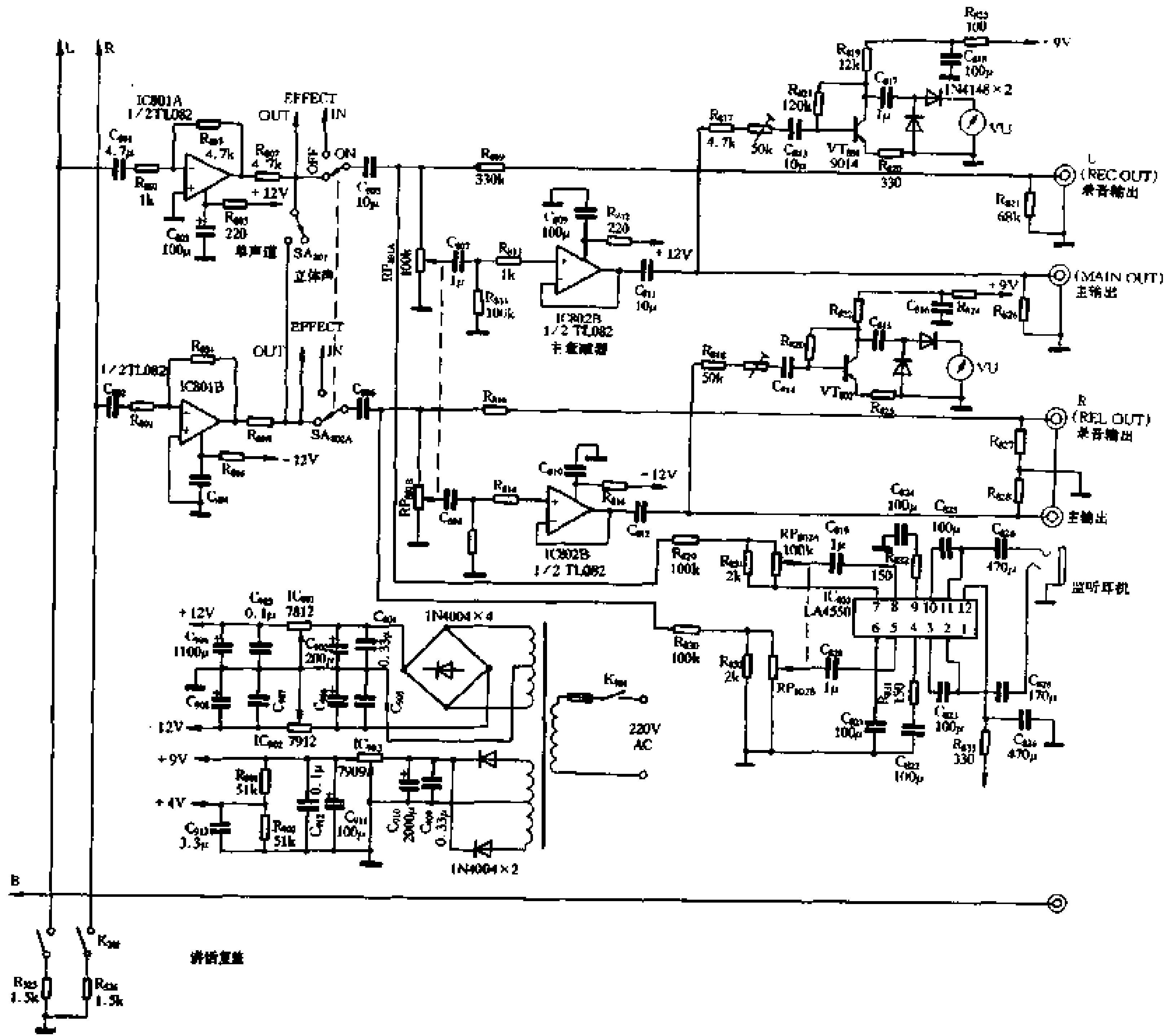


图 3-31 主放大器输出单元

由 VT₈₀₁、VT₈₀₂ 和两个电平表及其外围元件组成的音量表电路，用来指示输出信号电平。其中两个 50kΩ 半可调电阻，用来校准音量表的刻度，一次调好后不必再动。

监听输出单元。从 C₈₀₅、C₈₀₆ 分别引出主通道信号，经 R₈₂₉、R₈₃₀、R₈₃₁、R₈₃₂ 分压，再经 RP_{802A}、RP_{802B} 调整音量大小，输入双声道功放集成电路 IC₈₀₃ 进行放大，然后输出至监听耳机。

电源单元。本机需 ±12V 和 ±9V 两组电源。两组电源共用一只变压器，经整流、滤波及三端稳压器 7812、7912、7909 稳压后供电。

本电路输入部分各单元都是由结构完全相同的单元组成的，可根据实际需要增减。

电路调试。由于各单元相对独立，调试时可逐个单元分别进行。测试仪器一般应有音频信号发生器、音频毫伏表和示波器，有条件时还应加上失真度测量仪。调试步骤如下：

(1) 测试单声道话筒/线路输入单元。以 CH_1 通道单元为例，第一步，将开关 SA_{101} 置于线路输入， RP_{103} 、 RP_{801} 置于输出最大位置， RP_{104} 放于中点位， SA_{102} 、 SA_{107} 和 SA_{802} 置于“OFF”位置， K_{801} 置于立体声位置。接通电源，记下此时在输出端的输出噪声电压值(V_N)应小于 2.5mV，然后从线路输入端输入 1kHz、150mV 的正弦信号，记下此时的主输出电压值 V_S ，应不小于 0.775V 的不失真正弦信号输出（用失真度仪测量，失真度应不大于 0.1%，或用示波器观察正弦波波形不应出现失真）。计算信噪比 $S/N = 20\lg V_S/V_N$ 应不小于 70dB，然后将输入频率从 20Hz 逐点（可选择 10 个点左右）改变到 20kHz，保持输入电压 150mV 不变，记下各频率点的输出电压值，画出频响曲线，其变化幅度应在 ± 2 dB 以内。第二步将 SA_{101} 置于话筒输入档，将 1kHz、1mV 的正弦信号送入话筒输入插孔，测试方法和指标要求与上述“线路输入”相同。

CH_2 、 CH_3 、 CH_4 的测试调整方法与 CH_1 相同。有条件时最好用一台标准的音量表 (VU)，来校准本混音台的 VU 表的刻度。

(2) 测试立体声电唱机/线路输入单元。分左右声道逐个测试，以 CH_{5L} 为例，将开关 SA_{501} 置于 1 档， RP_{501} 置于输出最大位置， RP_{502} 也置于输出最大位置。在唱机输入端送入 1kHz、3mV 正弦信号，其余开关位置、操作步骤及主要技术指标与上述基本相同。测出的频响曲线与 RIAA 标准曲线基本相同。

其余 CH_{5R} 、 CH_{6L} 、 CH_{6R} 的测试方法与 CH_{5L} 完全相同。

第四章

音量及音调控制电路

4.1 音量及音调控制电路

4.1.1 晶体管音调控制电路

图 4-1 是晶体管和 RC 网络组成的衰减式音调控制电路。其中 RP_2 是低音控制电位器，当滑动触点位于电位器上端时， C_3 被短路，低音信号容易通过，该信号经 C_2 、 R_5 、 R_7 被送到 VT_2 的基极。由于 C_4 、 R_6 的分路作用，对高频分量有很大的衰减，相对提升了低音。当 RP_2 滑动触点位于电位器下端时， C_4 被短路，音频信号通过 C_2 、 R_5 、 C_3 、 R_7 送到 VT_2 的基极，由于 C_2 与 C_3 串联，由于 C_3 容量较小，对低音信号呈现较大的容抗，低音难以通过，因而低音被衰减了。所以 RP_2 对低音起到了控制作用。

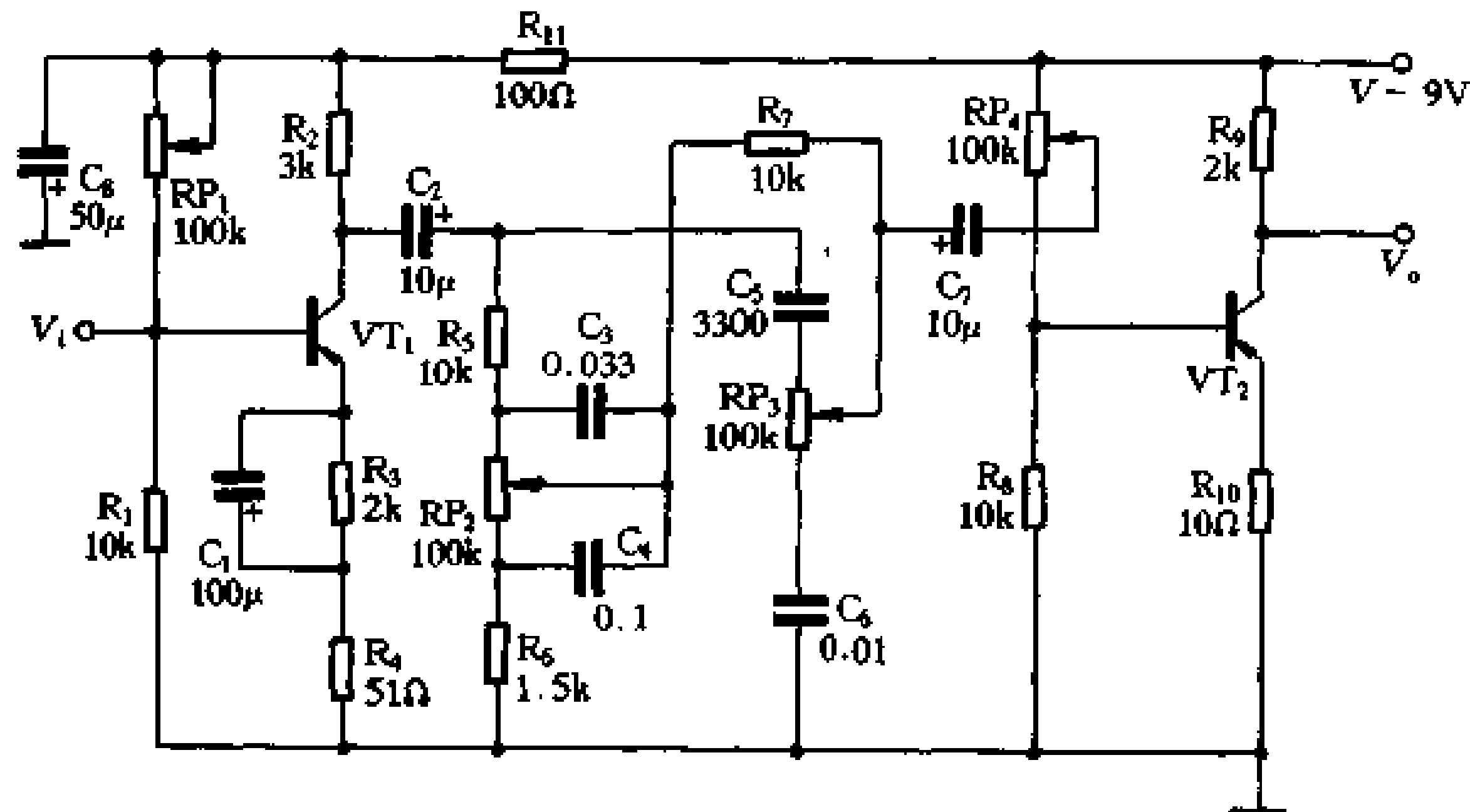


图 4-1 晶体管衰减式音调控制电路

RP_3 是高音控制电位器，当 RP_3 的滑动触点位于电位器上端时，音频信号经 C_2 与 C_5 串联送到 VT_2 的基极。由于 C_5 容量很小，对低音的容抗很大，使低音不能顺利通过，而对高音则可顺利通过。还由于 RP_3 与 C_6 串联后阻抗很大，对高音的旁路作用不大，这样就相对地提升了高音。当 RP_3 的滑动点位于电位器下端时，高音则因受到 RP_3 的衰减及 C_6 的旁路而减弱，这样高音就被衰减。

这种衰减式音调控制电路受控频率范围大，不受前后级电路放大倍数的影响。本电路指标为：低音控制范围 100Hz 时为 ± 10 dB；高音控制范围 5kHz 为 $\begin{matrix} +10 \\ -6 \end{matrix}$ dB。

图 4-2 是由晶体管和 RC 网络组成的衰减—反馈式音调控制电路。电路中， RP_2 是低音控制电位器， RP_3 是高音控制电位器。当 RP_2 、 RP_3 的滑动点均位于左端时，低音受到 R_4 、 R_6 的一次衰减，高音因 R_5 支路的负反馈受到一次衰减，而中音则同时受到 R_4 、 R_6 和负反馈的两种衰减，形成了高、低音提升。

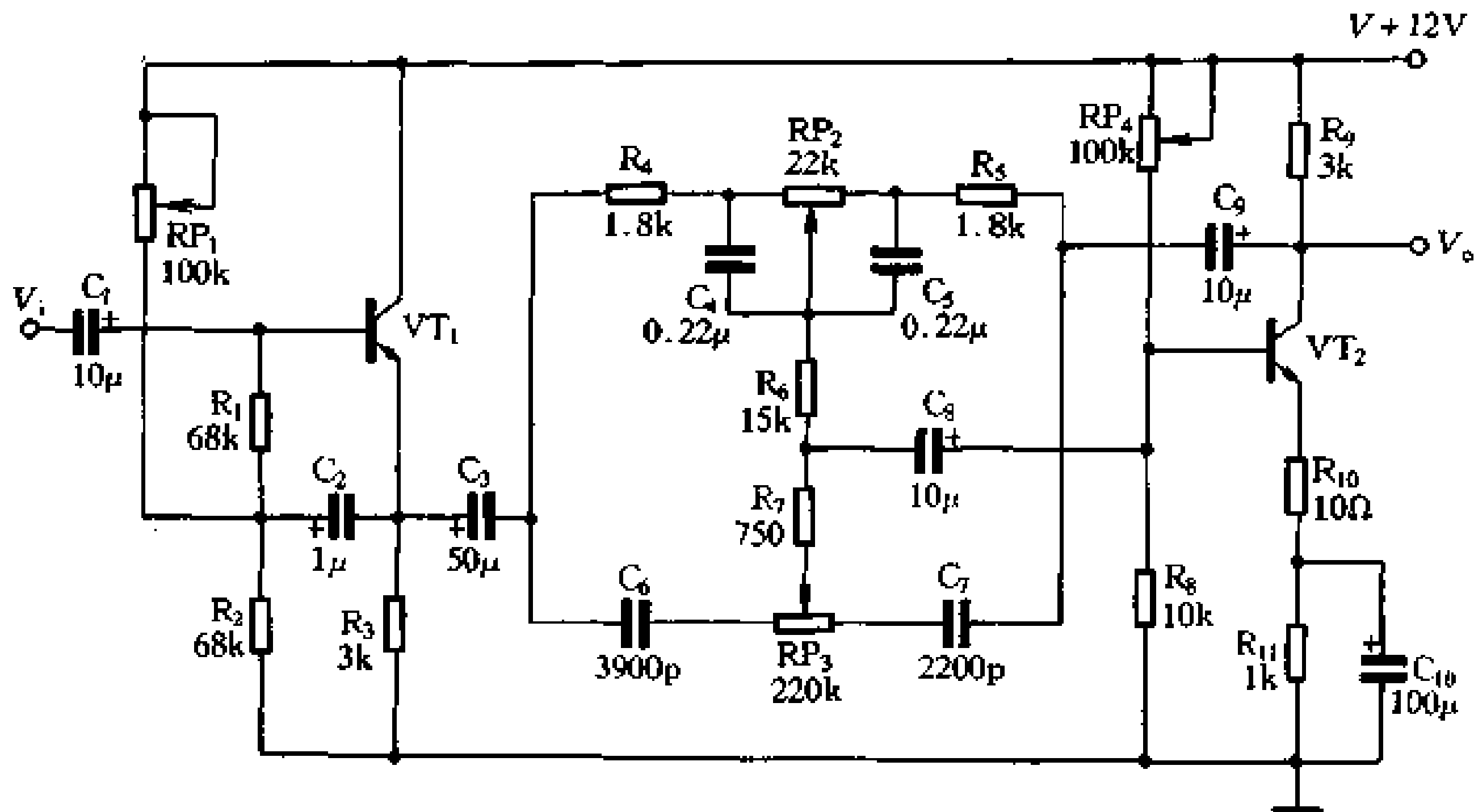


图 4-2 衰减反馈式音调电路

当 RP_2 的滑动点由左向右逐渐移动时，低音则受到逐渐增大的 RP_2 的阻抗的进一步衰减，同时低音负反馈也将逐渐起作用并一步步增大。当 RP_2 的滑动点移至右端时，低音受到最大衰减，且反馈达到最深，而中、高音则仍维持原有的衰减量和反馈量不变，这就形成了低音的最大衰减。

当 RP_3 的滑动点由左向右逐渐移动时，高音受到逐渐增大的 RP_3 的阻值的衰减，同时又受到 C_7 支路的逐渐增大的负反馈作用。当 RP_3 移至最右端时，高音受到最大衰减，且负反馈达到最深，这就形成了高音的最大衰减。

电路特性：低音 30Hz 时的控制范围为 $\pm 20\text{dB}$ ；高音 10kHz 时的控制范围为 $\pm 15\text{dB}$ 。该电路控制范围大，失真小，但控制特性受 VT_2 放大倍数的影响较大。

图 4-3 是一个可以通过选择开关来改变转折频率的衰减—反馈式音调控制电路实例。 RP_2 作高音控制， RP_3 作低音控制， SA_1 、 SA_2 分别用来改变高、低音控制的转折频率。

在电路中， VT_1 作共射放大， VT_2 作射极输出，放大器的输出信号与输入信号相位相反。这样既满足了反馈式音调控制电路的相位要求，又使电路有低的输出阻抗。由于 VT_2 的输入阻抗较高， VT_1 的集电极负载电阻可以选较高的阻值（100k Ω ），从而使这个两级放大器具有很高的电压增益，这对音调控制电路来说是有很大余量的，本电路通过分压电路 R_9 与 R_{10} 将反馈至音调电路的信号分压，使音调控制电路取得 3 倍左右的中频电压增益。

音调控制的高、低频起控频率，可通过 SA_1 、 SA_2 选择不同的电容器来调节。当 SA_1 置于 a 时，高音控制的起控频率为 2.5kHz；置于 b 时则变为 5kHz。 SA_2 置于 c 时，低音控的起控频率是 500Hz；置于 d 时则变为 250Hz。其控制特性曲线如图 4-4。

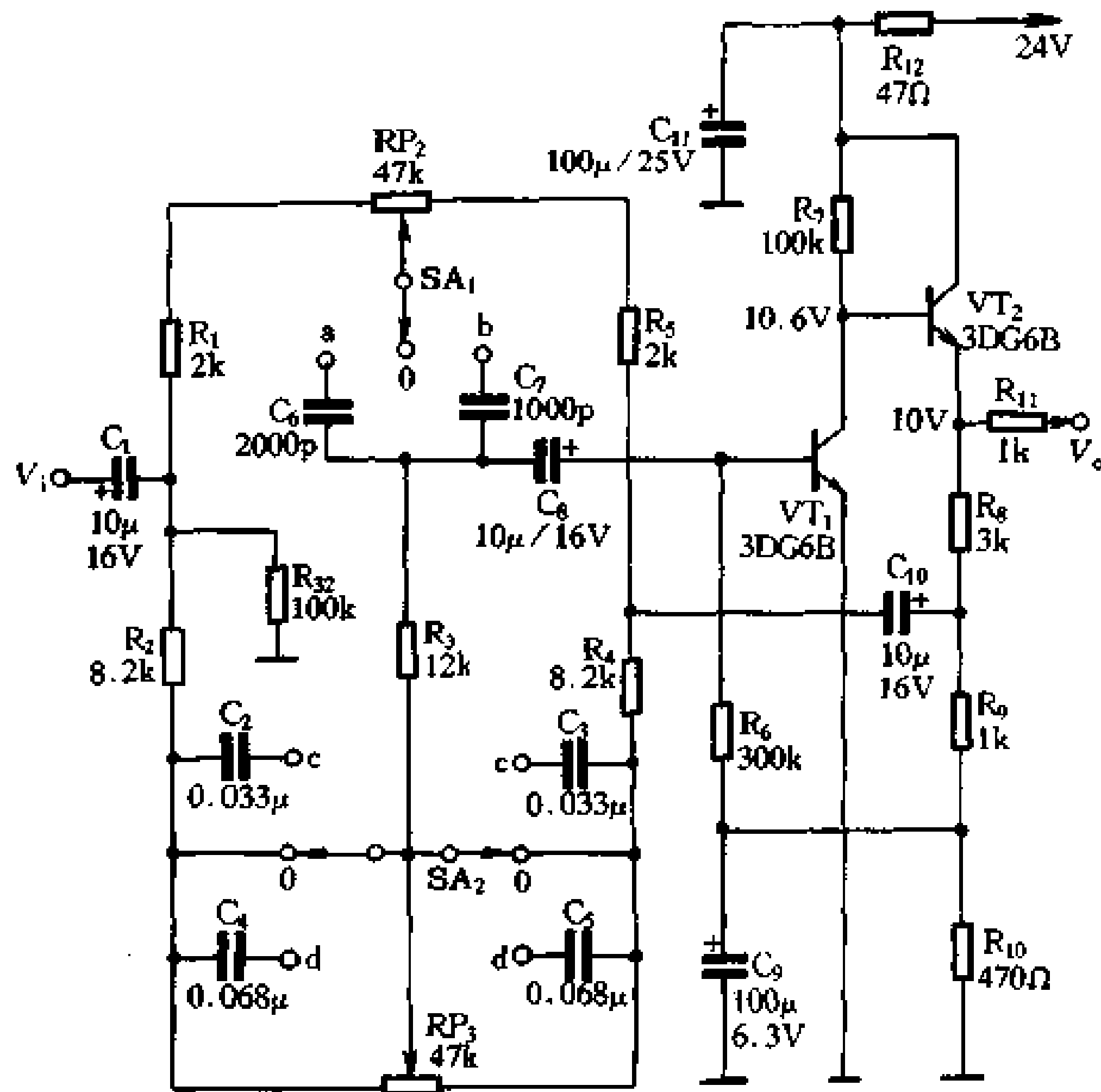


图 4-3 转折频率可变的音调电路

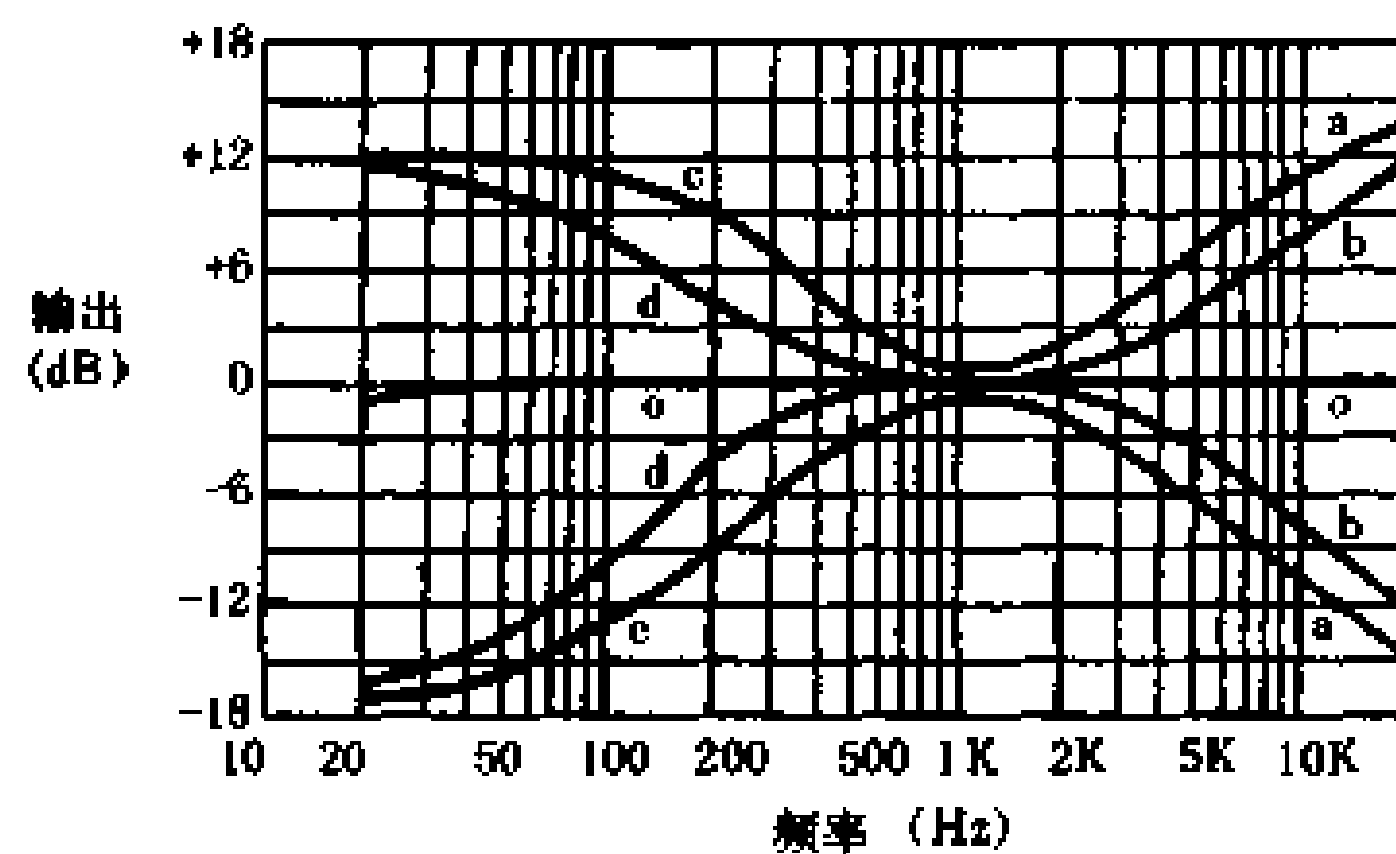


图 4-4 图 4-3 的控制特性曲线

当电路输入高保真度信号或不希望对输入信号进行音调节时，可将 SA₁、SA₂ 均置于 0 位，此时音调控制被取消，放大器可以得到平直的频率响应。

4.1.2 集成运放音调控制电路

集成运放电路具有电压增益高、输入阻抗高的特点，用它制作音调控制电路，具有电路结构简单、工作稳定的优点。图 4-5 是由集成运放组成的音调控制电路，现分析如下：

低频时，C₁、C₂ 可以看作开路，于是有：

低频最大提升量： $A_{VB} = (R_1 + R_{P1}) / R_1$ ；

低频最大衰减量： $A_{VC} = R_1 / (R_1 + R_{P1})$ ；

低频截止频率: $f_{L1} = 1/2\pi RP_1 C_1$ 。

(单位: f - Hz, R - Ω (欧), C - F(法))

高频时, C_1 、 C_2 可以看作短路(即 RP_1 不存在), 如图 4-6 (a)所示, 也可等效为图 4-6 (b)。于是有:

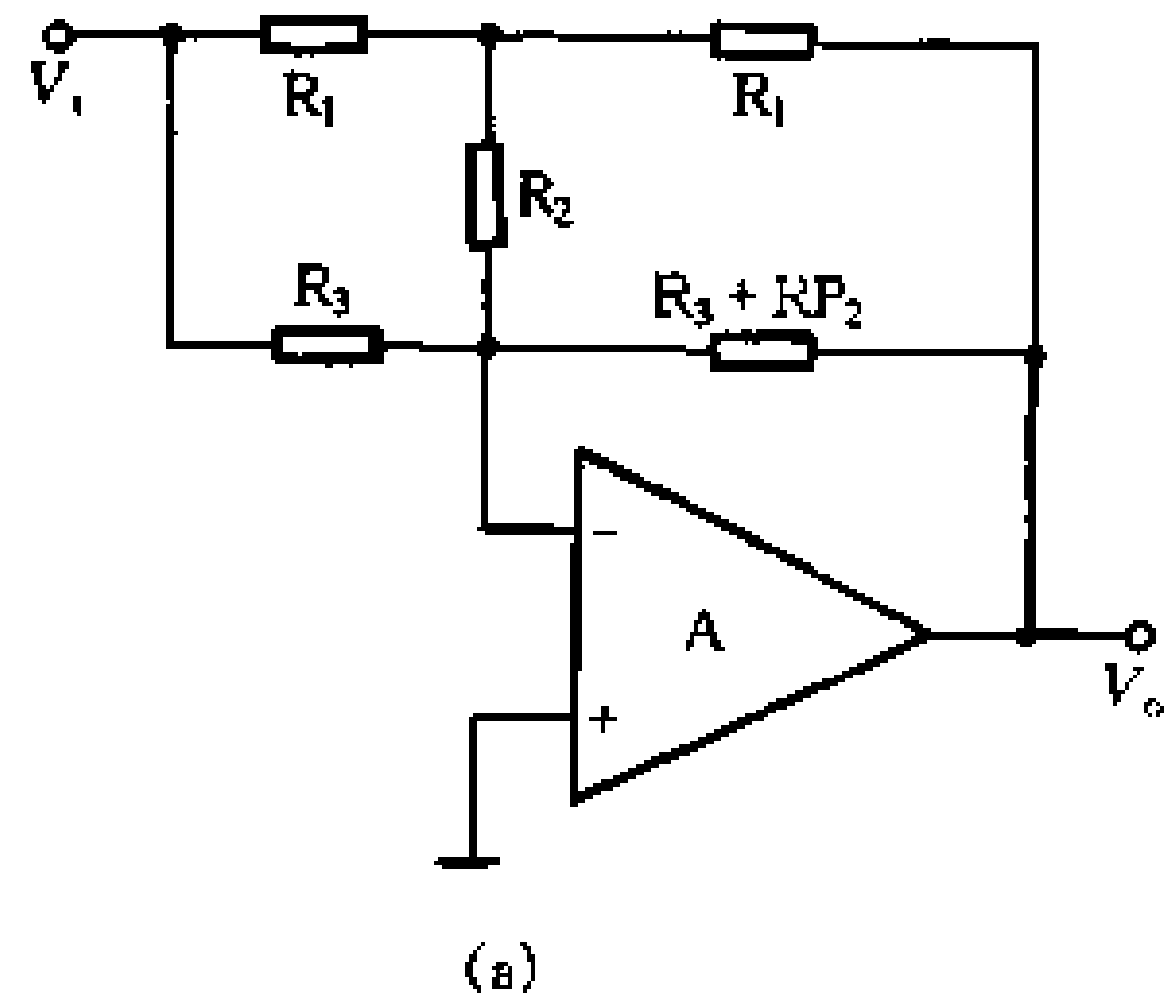
高频最大提升量: $A_{VT} \approx (R_1 + R_3 + 2R_2)/R_3$;

高频最大衰减量: $A_{VC} \approx R_3/(R_1 + R_3 + 2R_2)$ 。

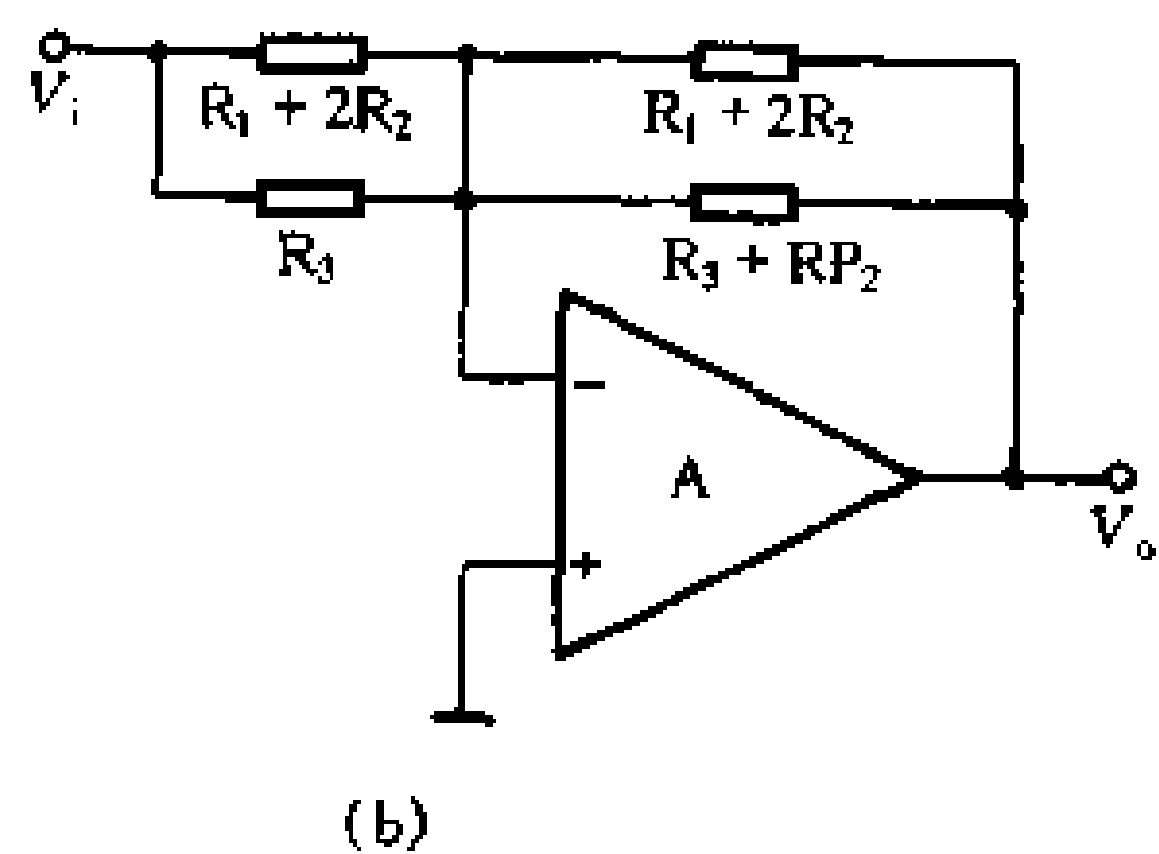
上两式中假定: $RP_2 \gg (R_1 + R_3 + 2R_2)$,

高频提升转折频率: $f_{H1} = 1/2\pi R_3 C_2$ 。

(单位: f - Hz, R - Ω (欧), C - F(法))



(a)



(b)

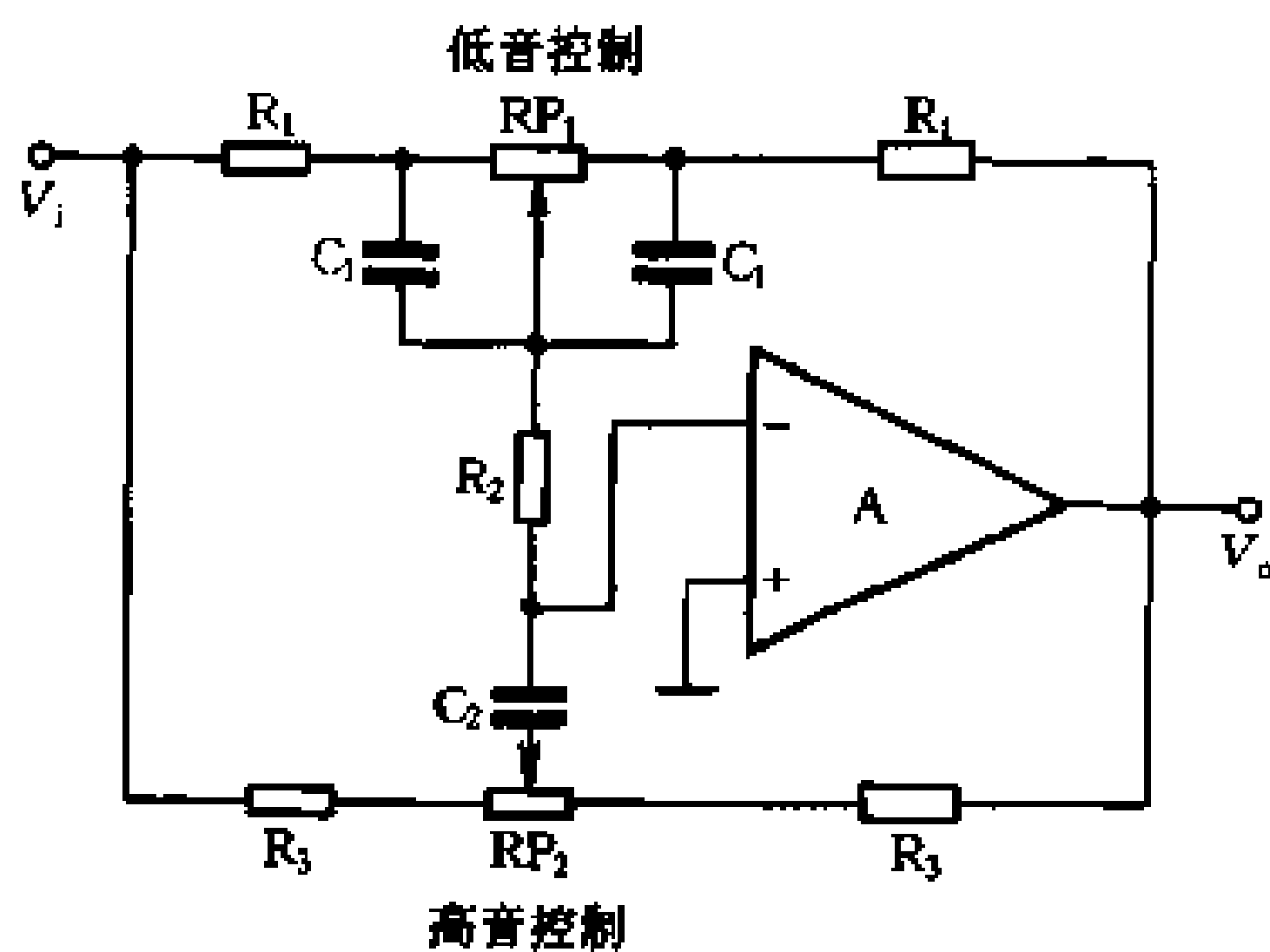


图 4-5 集成运放音调控制电路

图 4-6 图 4-5 的简化及等效电路

图 4-7 是利用上面分析所得到的关系式设计计算的音调控制电路, 其中 A_1 为缓冲放大级, 用以降低前级输出的负担。

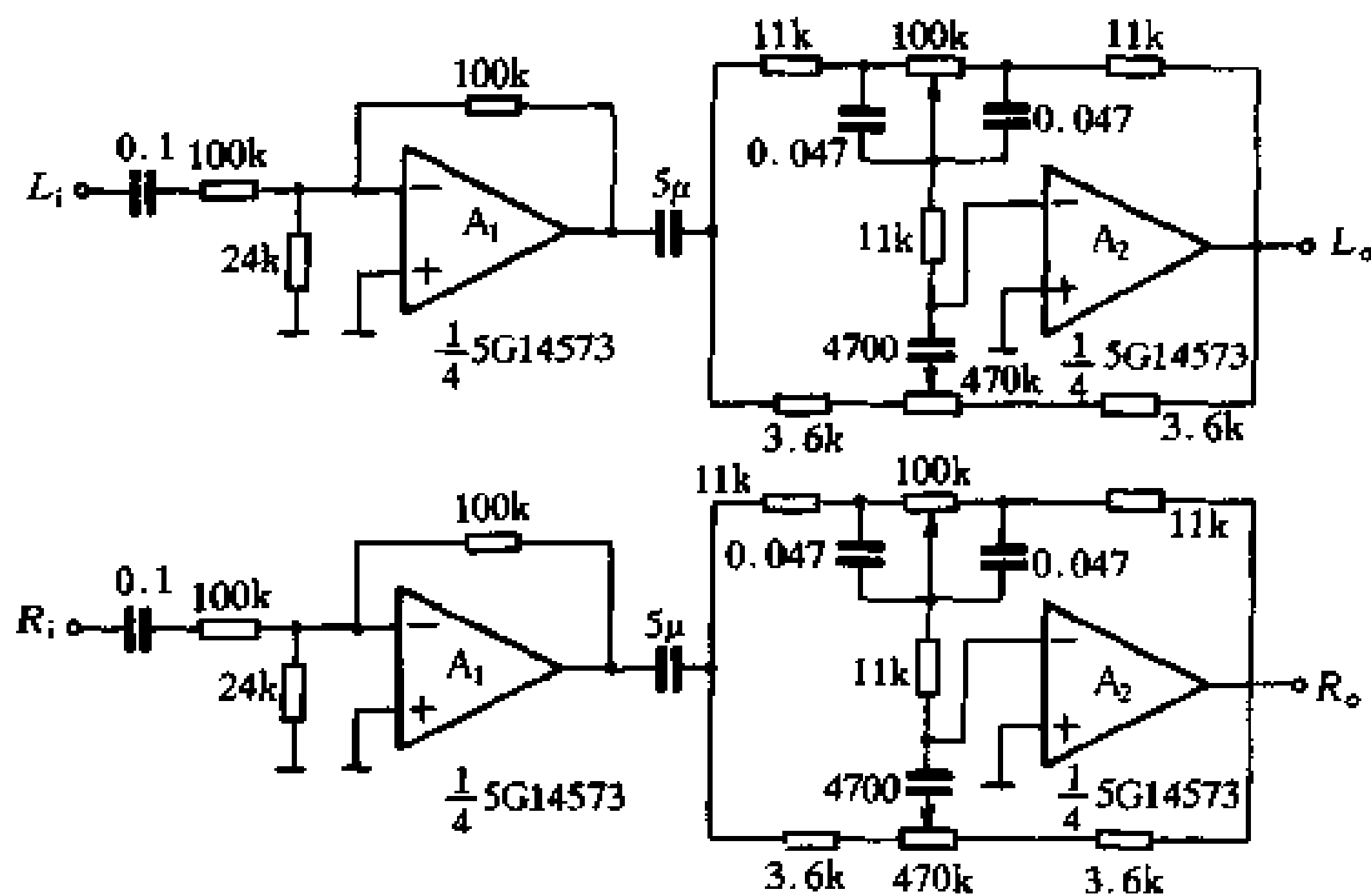


图 4-7 实用音调控制电路

该电路的低频转折频率为 30Hz，高频转折频率为 1kHz，控制范围为 $\pm 20\text{dB}$ 。

使用运算放大器不仅能设计出具有高低音控制功能的音调电路，而且也能设计出具有高中低音控制功能的音调控制电路，实际电路如图 4-9 所示。图 4-10 是该音调电路的控制特性。

4.1.3 晶体管衰减—反馈式音调电路

图 4-11 是一个由晶体管组成的衰减—反馈式音调控制电路。该电路除具有常规的高、低音控

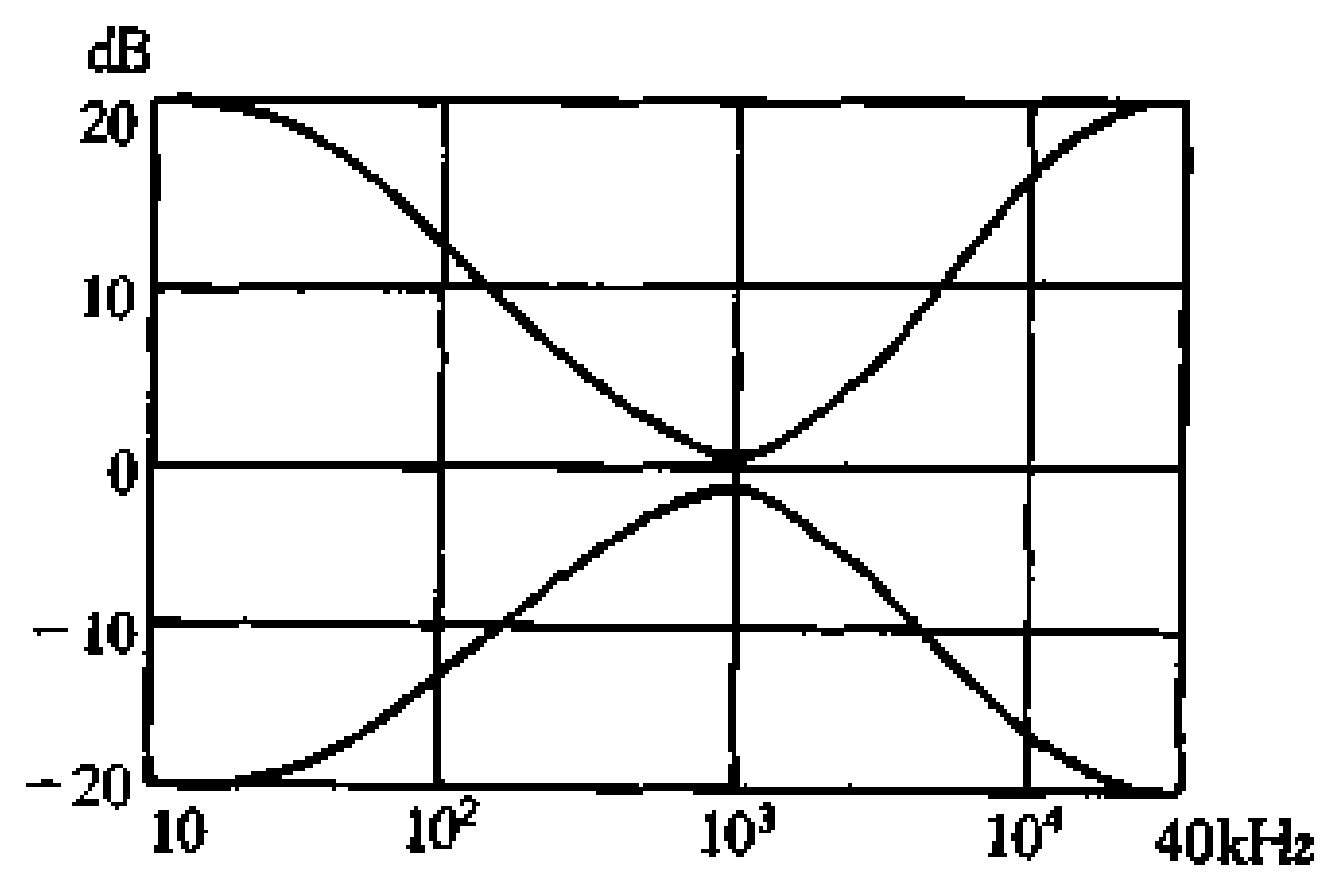


图 4-8 图 4-7 电路的控制特性

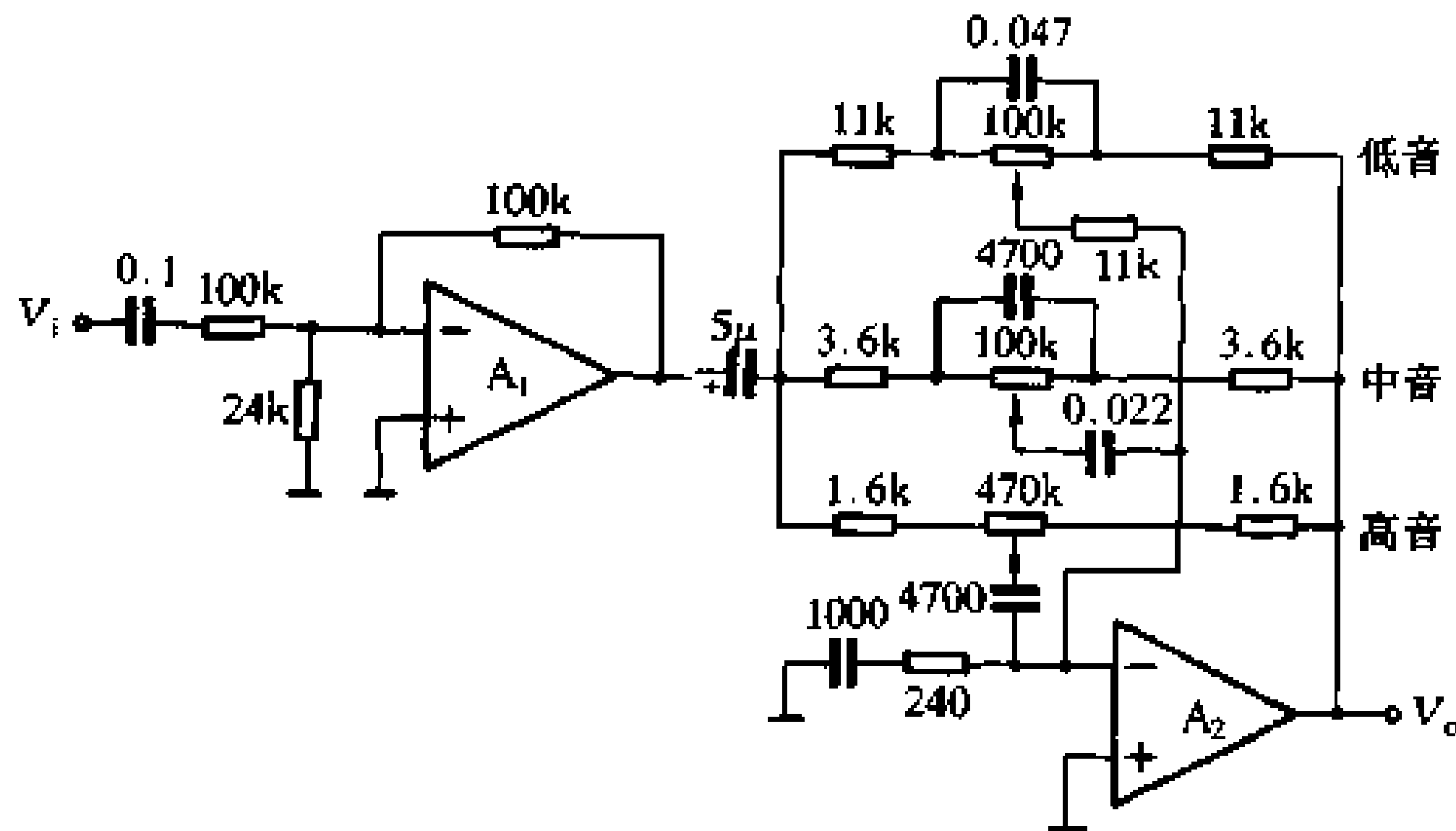


图 4-9 具有高中低音功能的音调电路

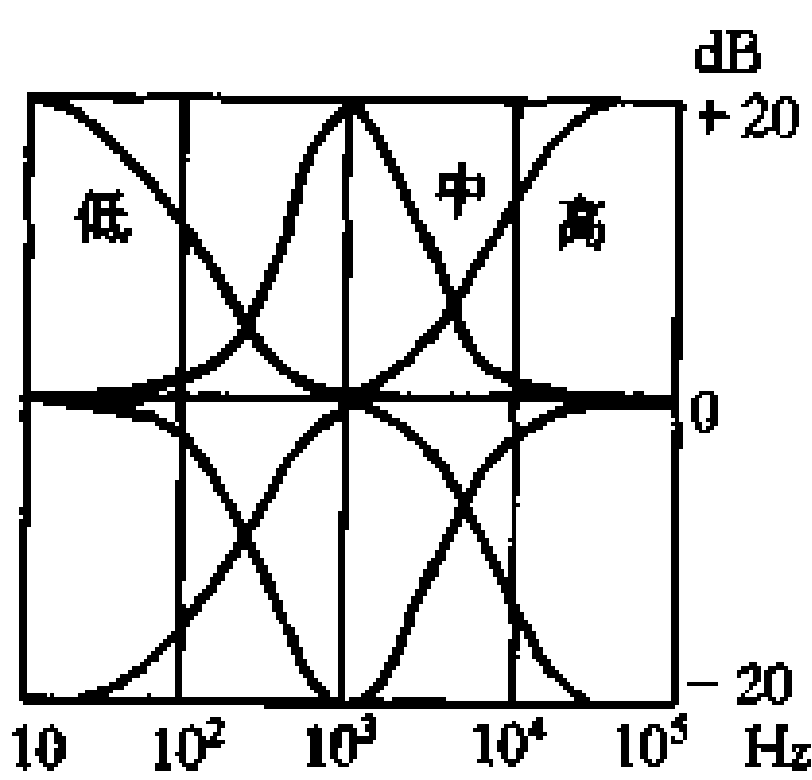


图 4-10 图 4-9 电路的控制特性

制、平衡控制、等响度音量控制外，还具有超低音控制、现场感控制等功能。为了提高整个音调系统的瞬态特性和降低失真，本电路采用较高的工作电压， $\pm 24\text{V}$ 电源电压供电。在电路结构上采用性能优良的差分电路作放大电路，使电路的信噪比、动态范围达到了较高的技术水平。

在电路中， RP_1 为前级音量控制电位器，它和后级的等响度音量控制电位器 RP_7 互相配合，可在获得较好响度补偿效果的同时，提高输入级的过激励能力和改善放音信噪比。

来自输入级的信号经 RP_1 衰减后，经过由 VT_1 构成的射极输出器进行阻抗变换后，即进入 NF 式音调电路进行处理。 RP_2 为临场感控制电位器，它能对 500~2000Hz 范围内的信号提升或衰减 6~8dB，可用来控制现场气氛，增加临场感。 RP_3 为超低音控制电位器，它与一般低音控制器的不同之处在于它的起控频率转折点取得较低，约 100Hz。所以当播放动态较大的音乐时，其低音表现柔和而又具有力度。

在反馈式音调控制电路之后，是一组经过改良的衰减式高低音控制电路。 RP_4 是低音控制电位器，它与超低音控制电位器 RP_3 配合能较好地控制低频段、中低频段的频响特性。 RP_5 为高音控制电位器。正确使用该控制器，可以有效改善节目的清晰度。

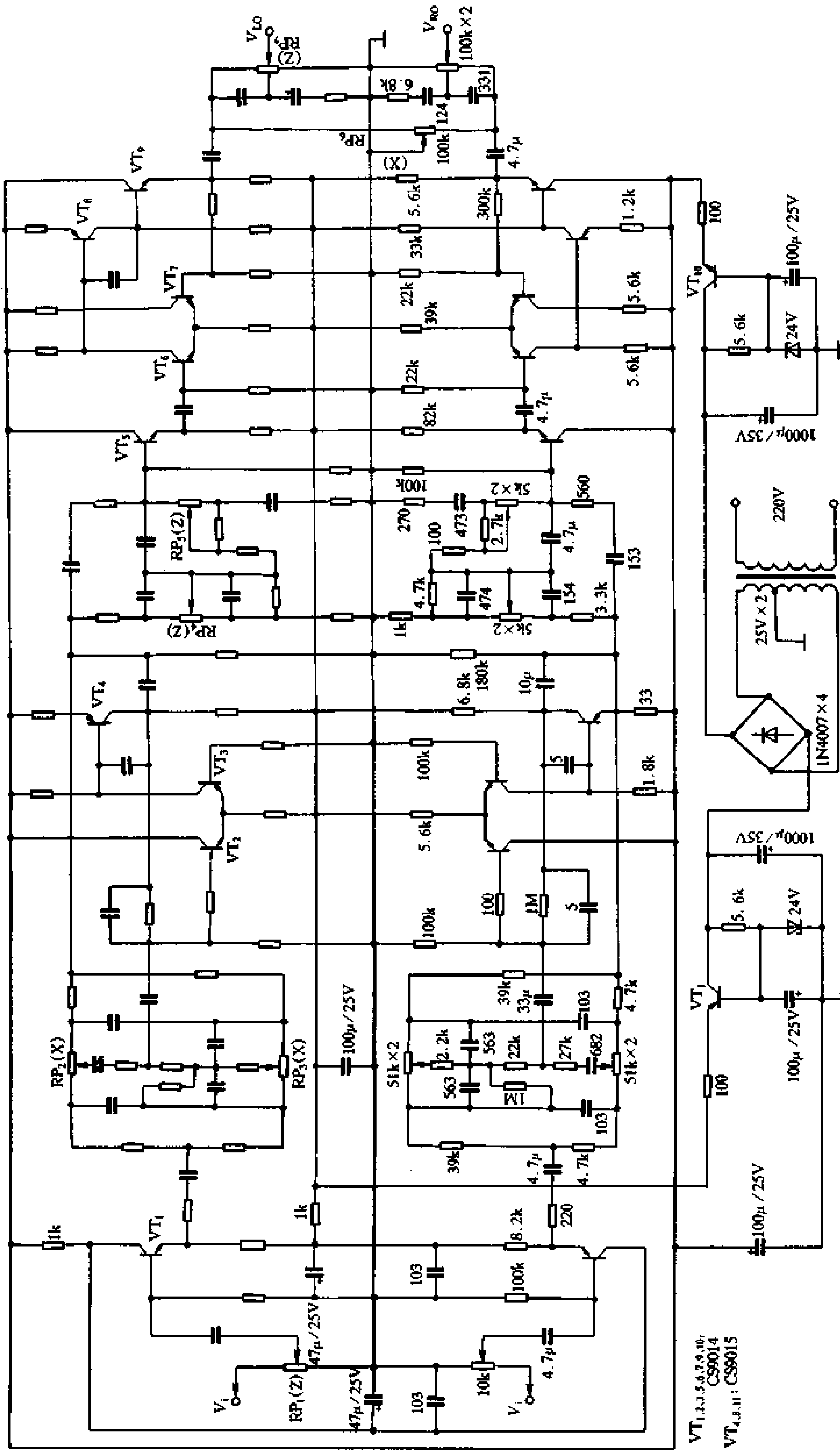


图 4-11 晶体管衰减—反馈式音频电路

电路中，中音和超低音控制电路采用有源式负反馈式结构，高低音控制则采用无源式 RC 衰减电路。这是由于有源音调控制的高频特性(瞬态特性和失真)不如无源式，而无源式的信噪比和对放大器的过载能力不如有源式。这正是一种扬长避短，使两类音调控制电路的优点都得以充分发挥的合理安排。

4.1.4 音调选择器电路

普及型的音响设备多采用双音调控制器，用两只电位器分别来调节高低音。中高档音响设备则采用图示式均衡器，它可以根据放音和欣赏的需要调整放音频率特性，而且直观，这对于有电声和音乐知识的人无疑是十分适用的。但是对于大多数使用者来说，并不具备这些知识，图示式均衡器不仅没有带来好的效果，有时甚至会影响对音乐的欣赏。

下面要介绍的是一种称为音调选择器的音调控制电路，它根据不同节目放音时的频率特性，通过 RC 网络的设计，使音调控制电路符合各种放音所要求的频率特性，并且通过按键开关单独选择，既方便又准确。该装置将放音节目分为五类，设五档开关来选择。它们分别是：语言(清晰)、演唱(优美)、管弦(深厚)、低音(柔和)、平直(原声)。

上述五种选择形式是根据这样的放音特性设计的。

“语言”：在收听新闻、讲话、话剧等语言节目时，放音频率较窄，且主要集中在中频段，约 200~3000Hz 之间，这时只要突出中音，将高、低音部分进行大幅度地衰减。可以消除高频噪声和低频浑浊声，使语言清晰度提高。

“演唱”：包括唱歌、戏曲、民乐和轻音乐演奏等，这时的放音频带较宽，几乎包括了放大器的频响范围，这时就需要对高低频段给予适当的提升，使放音曲线呈半缓的双峰形。

“管弦”：指大型交响乐、民乐合奏等，音域宽广，既有频率很高的小提琴、打击乐器、也有频率很低的大提琴等。这时，高低音都要提升、放音曲线呈谷底较深的双峰形。

“低音”：在放送某些舞曲时，为突出低音，加强节奏感，需将低音特别提升，使放音曲线呈山坡形。

“平直”：对放音信号不作任何修饰的放大特性，放音特性平直。

图 4-12 是五档式音调选择器的原理图。分析如下：

电路中， IC_1 等组成电磁唱机均衡放大器， IC_2 及其外围阻容元件与选择开关组成音调选择器电路。

按下“平直”键， SA_1 、 SA_2 动作， SA_1 将负反馈回路里 T 型网络中的 C_8 、 R_8 断开， SA_2 将 C_7 短路，电路成为一典型的线性放大器，增益由 $(R_5 + R_6)/R_3$ 确定，输出具有平直特性。

按下“语言”键， $SA_1 \sim SA_4$ 动作， SA_1 、 SA_2 的位置同“平直”键，使放大器的频响呈平直状态。 SA_3 、 SA_4 使放大器在输入端接入一带通滤波器，通频带为 200~3000Hz，频带外的信号按 -6dB/倍频衰减。

按下“演奏”键时， SA_5 动作使 C_7 上并联一电阻 R_4 ，使高低音略呈提升。

按下“管弦”键时， SA_7 动作，T 型网络中的 R_8 被短路， C_8 接地，高低音均予以提升。

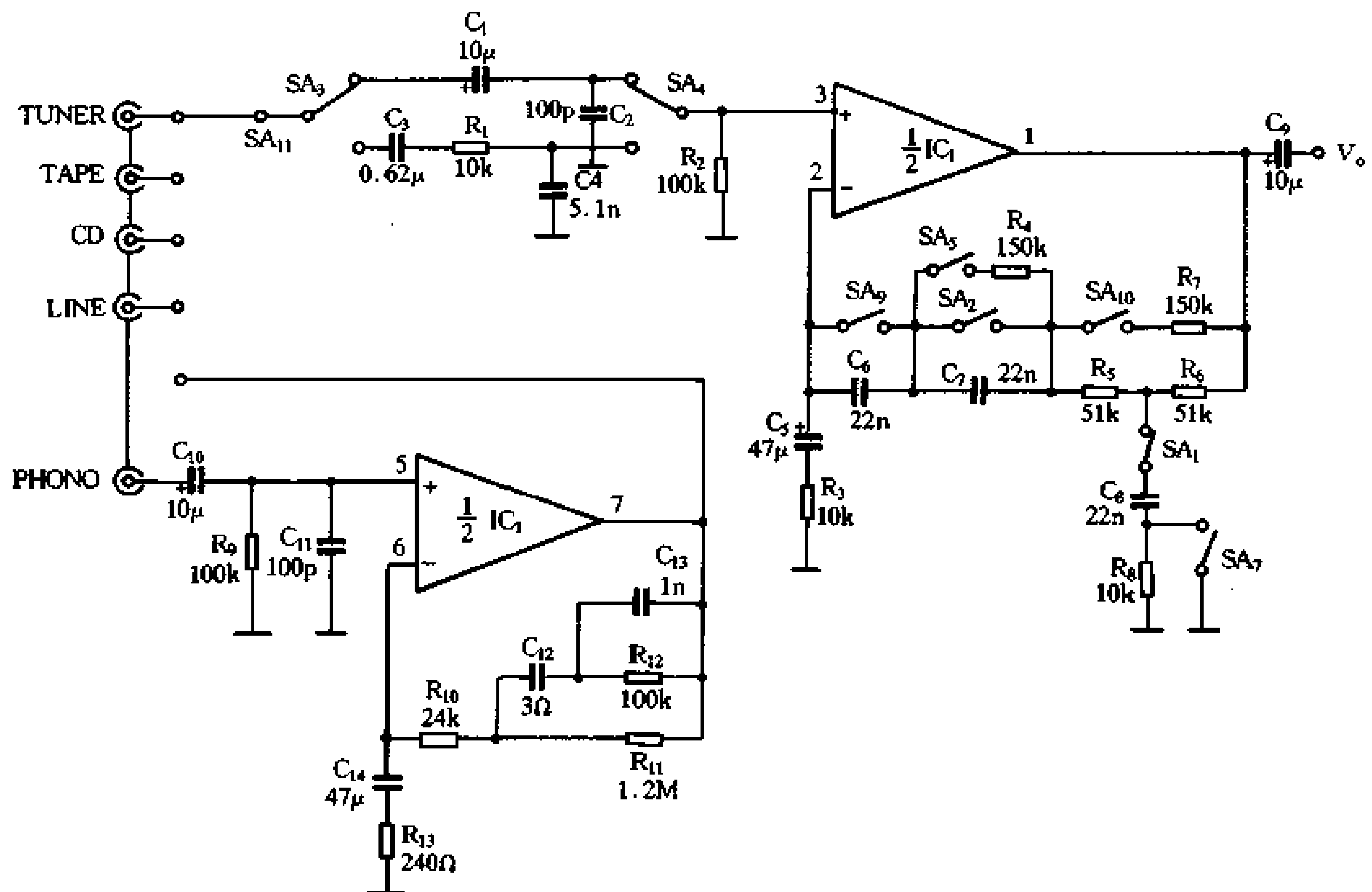


图 4-12 音调选择器电路

按下“低音”键时， SA_9 、 SA_{10} 动作， SA_9 使负反馈回路电容器 C_6 、 C_7 串联，高音负反馈增强，低音得以提升， SA_{10} 使 T 型网络中并入电阻 R_7 ，使高音略有提升，使放音高低音平衡。

电路采用 5×4 互锁式琴键开关。

图 4-13 是由常见的衰减式音调控制器演变而成的音调选择器。它由两个放大倍数各

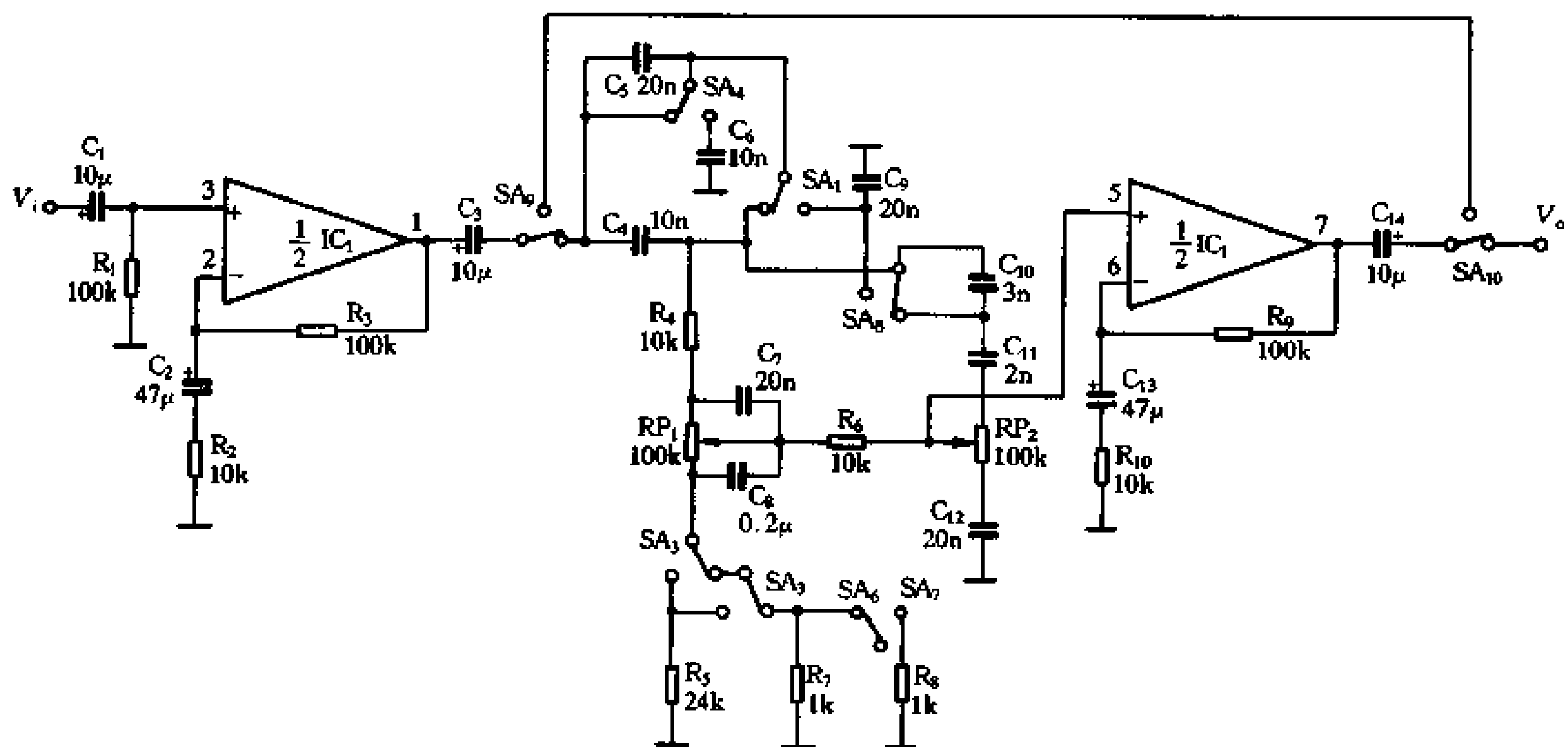


图 4-13 由音调电路改制的音调选择器

为 10 的放大器组成, IC_1 用来作线路放大器使用, IC_2 则用来补偿音调网络造成的衰减。在这个电路中, 电位器仍起作用, 但调节范围较窄, 它可以用来修正各档的频响曲线, 以满足不同人的需要。

在电路中, 当按下“语言”键时, SA_1 、 SA_2 动作, SA_1 使 C_4 接入, 低音被衰减, C_9 则使高音被旁路, SA_2 使 R_5 代替 R_7 , 阻值增大, 中音增益提高。按下“演唱”键时, SA_3 、 SA_4 动作, SA_3 的作用与 SA_2 相同, SA_4 则将 C_5 并联在 C_4 上, 同时 C_6 接入电路, 高低音只作少量提升。按下“管弦”键时, SA_6 动作, R_8 并联在 R_7 上, 阻值减小, 中音增益降低, 相对提升了高、低音。按下“低音”键时, SA_7 、 SA_8 动作, SA_7 的作用与 SA_6 相同, 中音降低, SA_8 使 C_{10} 、 C_{11} 串联、容量减小, 高音衰减, C_9 的旁路作用使中音衰减。按下“直通”键时, SA_9 、 SA_{10} 动作, 将整个音调网络断开, 信号由线路放大级直通后级放大器, 使声音信号保持原貌。

上述两电路均采用高性能运放 OP275 组装, 该电路转换速率高达 $22V/\mu s$, 音色极佳。也可采用 QP249, 或者 NE5532 也可。

电路图中的电容器使用了如 22n 这样的表示方法, 这是国外对电容器采用的柱注方法, 它的意义是:

$$\begin{aligned} 1n &= 10^{-3}\mu F \\ 10n &= 10^{-2}\mu = 0.01\mu \\ 22n &= 0.022\mu \\ 4.7n \text{ (或 } 4n7) &= 4700P \end{aligned}$$

4.2 数字式音量电位器

4.2.1 数字电路组成的电位器

图 4-14 是由数字集成电路组成的可预置 16 级电子电位器电路。它由三部分组成: 输入控制器, 可预置计数器、模拟电子开关和电阻网络。

输入控制器由按钮开关和带施密特触发器的“二输入端四与非门” CD4093 组成。用来控制向计数器输入加、减计数脉冲和加减计数状态的转换。其中 IC_{1A} 、 IC_{1B} 组成加减计数输入与非门。 IC_{1C} 、 IC_{1D} 组成 R—S 触发器, 它的输出端控制着计数器 IC_3 的加减计数状态转换, 当它输出高电平时, IC_3 作加计数; 输出低电平时, IC_3 作减计数。 IC_{2E} 为与非反相器, IC_{2F} 为计数满位控制门, 当计数器达到预置数或满位时, IC_3 输出满位(进位)信号将 IC_{2F} 封闭, 停止计数脉冲的输入。

可预置计数器。由 BCD 可预置可逆计数 IC、CD4029 和 BCD 预置数开关组成, 用来接收加、减计数脉冲和输入预置数。当计数满位时向输入控制器输出满位信号。计数器在接收到计数脉冲后, 经加、减计数后输出 BCD 码。U/D 为加减计数状态转换控制端, 高电平时, 计数器作加计数; 低电平时, 计数器作减计数。

模拟电子开关和电阻网络。由单 16 路模拟开关 CI、CD4067 和 16 级电阻网络组成。

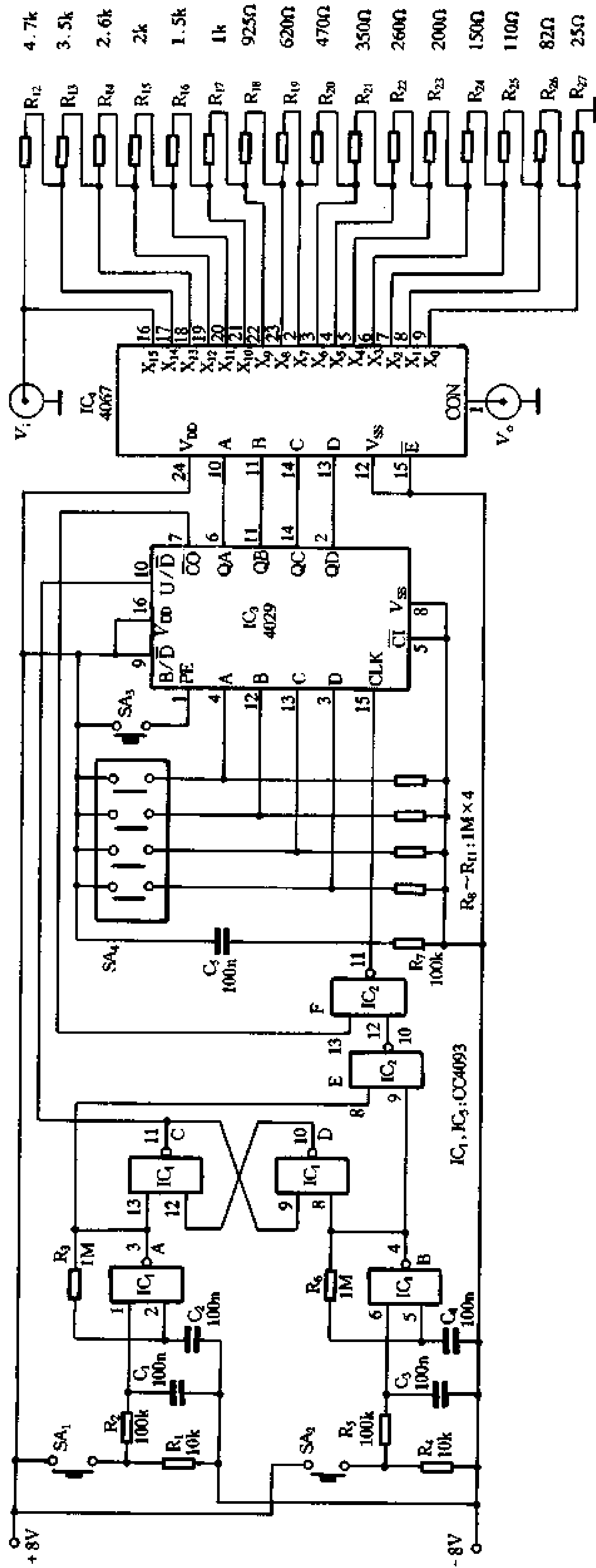


图 4-14 数字电路组成的电子电位器电路

模拟电子开关接收计数器输出的 BCD 码，经译码后将公共端 1 逐个与模拟开关的 0~15 位接通，每接通一位开关，就有一只电阻被接入，当开关被接至 15 位时，电阻网络的全部电阻被接入电路，阻值最大。

平时 IC₁ 的 1、6 脚为低电平，门 A、B 均输出高电平。按下 S₁ 后，门 A 输出低电平，R—S 触发器输出高电平，使 IC₃ 处于加计数状态。同时门 A 输出的脉冲通过门 E、门 F 后作为计数脉冲输入计数器 IC₃，实现一次加计数。按一下 S₂ 后，一方面将 R—S 触发器翻转，输出低电平，使 IC₃ 转换为减计数状态。另一方面，门 B 输出的脉冲通过门 E 门 F 后作为计数脉冲使 IC₃ 实现一次减计数。在 IC₃ 进行计数的同时，它的输出端 Q_A~Q_D 输出与计数相应的 BCD 码，共 16 种状态。模拟开关 IC₄ 在接收到计数输出的 BCD 码后，进行译码并接通相应的电子开关和电阻网络，实现对音量的控制作用。

SA₄ 为预置数按钮，用来预置所需档位，在 SA₄ 将所需位置预置后，按一下 SA₃，所预置的位置数便被置入计数器 IC₃ 中，从而实现所设定的音量控制。

集成电路 IC₁~IC₄ 的引脚及功能如图 4-15 所示。

CD4029 是 4 位可预置数可逆计数器，通过控制输入端可构成二进制或 BCD 计数器。它有 3 个控制端，即：二进制/十进制转换端 B/D、加/减转换端 U/D 和预置端 PE。它还有 4 个置数端 DP₁~DP₄；4 个输出端 Q₁~Q₄；一个脉冲输入端；进位输入端 \overline{CI} 和进位输出端 \overline{CO} ；复位端 R。它主要用于可编程序二进制和十进制计数器以及二进制或十进制加减计数器。

CD4067 是单 16 路模拟开关，它包括一个 16 选一的译码和被译码的输出所分别控制的 16 个双向模拟开关。

在它的各引脚中，INH 为禁止端。当 INH 为高电平“1”状态时，电路处于禁止状态，这时所有的模拟开关均不接通，在公共输出端 OUT/IN 呈现高阻抗状态。当 INH 为低电平“0”时，输入端 IN/OUT (0~15) 与输出公共端 OUT/IN 接通，其输出状态由外部地址输入端 A、B、C、D 决定。

CD4093 为带施密特触发器的“二输入端四与非门”，它主要用来对脉冲波进行整形，使脉冲的上升沿或下降沿变得陡直。此外，利用它的翻转特性还可以进行电压幅度的鉴别。施密特触发器外接定时元件(R、C)，还可组成单稳态触发器，多谐振荡器等。在本电路中，

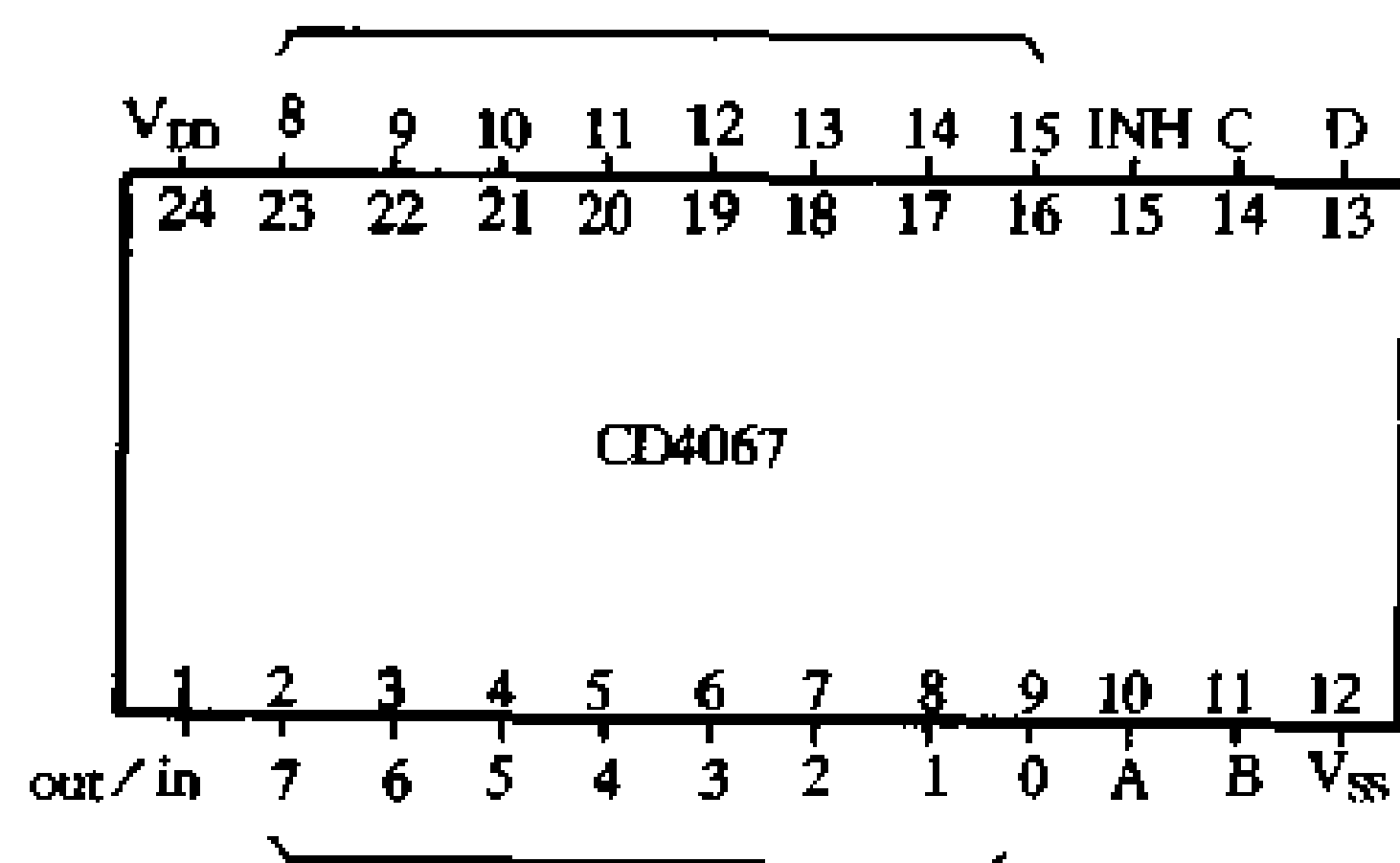
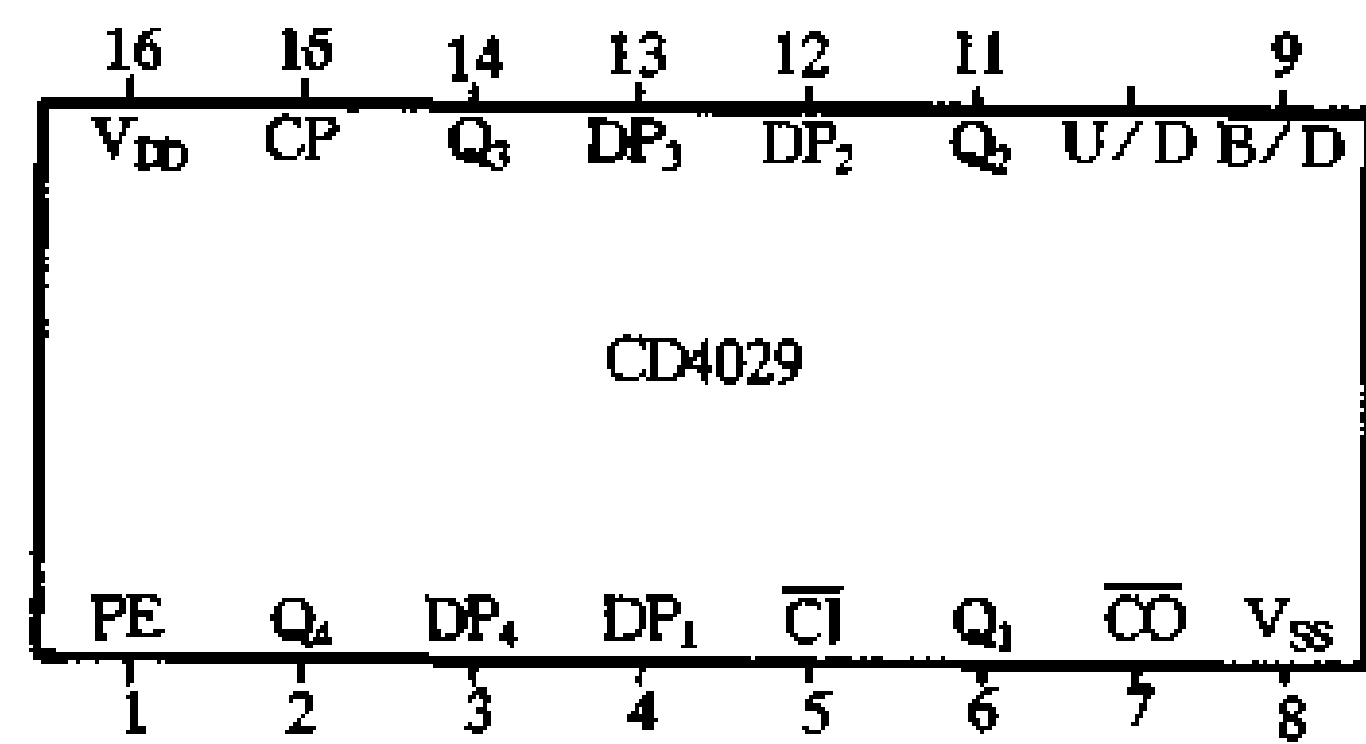
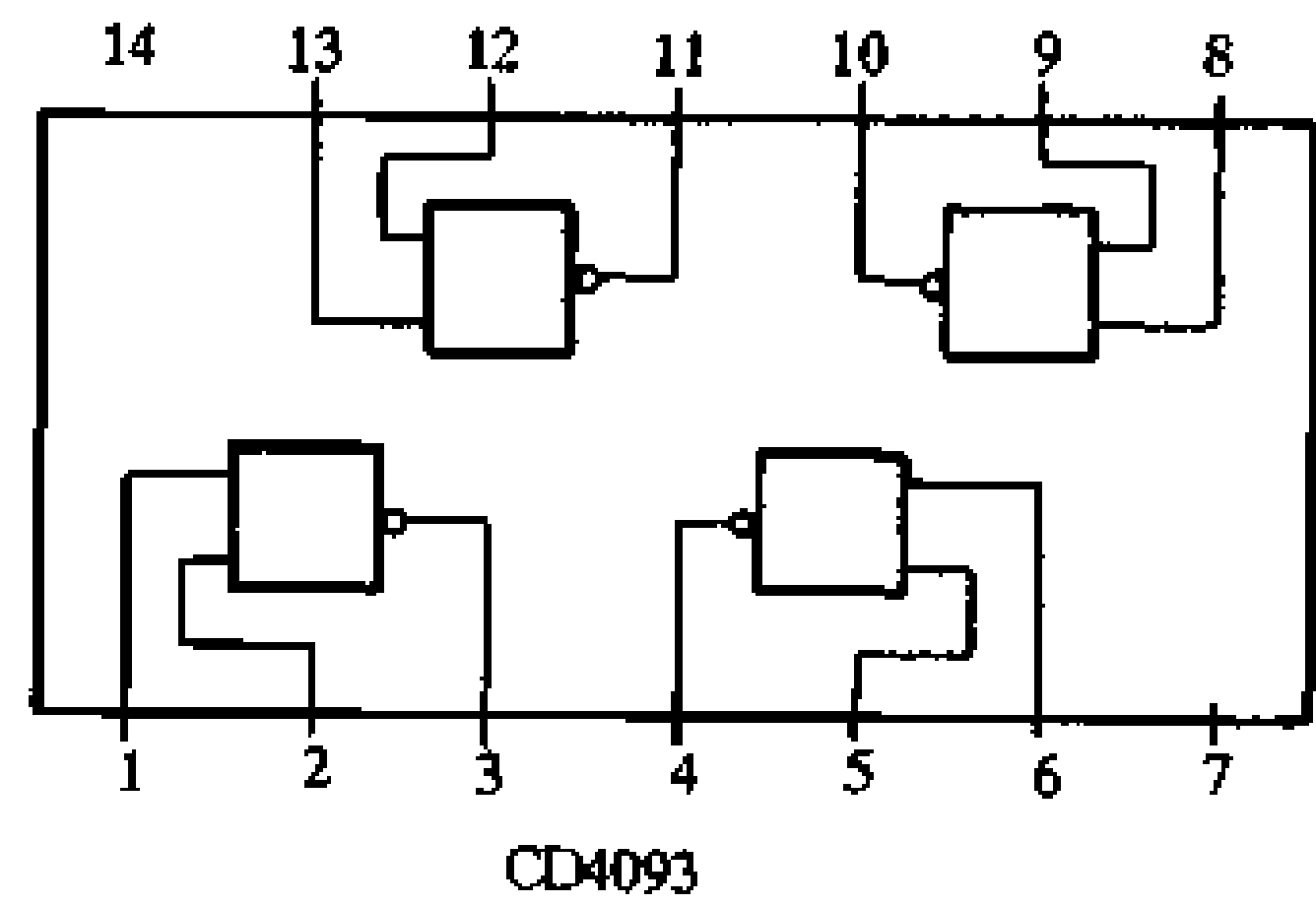


图 4-15 IC₁~IC₄ 引脚及功能图

CD4093 主要用作对电路输入进行控制并对输入信号进行整形。

4.2.2 集成化数字电位器

从数字集成电路组成的电子电位器的结构中得知，电子电位器的基本工作原理是，通过模拟开关来控制衰减电阻网络中电阻的接入量，从而来调节输入信号的衰减量达到控制音量的目的。如图 4-16 (a)，当开关 K_1 (相当于电子模拟开关) 闭合而其余开关打开时，输入与输出之间的短路，信号不经衰减而直接输出；若将 K_2 闭合，其余开关打开时，则输出与输入之间的关系为： $V_o(R_1 + R_2 + R_3 + R_4) = V_i(R_2 + R_3 + R_4)$ ；同理，依次闭合其余开关，则输出信号就会依上述关系式按电阻网络的比值实现衰减，即当 K_3 闭合时： $V_o(R_1 + R_2 + R_3 + R_4) = V_i(R_3 + R_4)$ ，等等。显然，要获得最大衰减量，同时又要足够高的分辨精度，这就要求必须要有足够多的电阻级数和相应的电子开关。例如要组成一个最大衰减量为 80dB，分辨率为 2dB 的双声道电子电位器，就需要 76 个模拟开关。这对于采用数字集成电路来制作显然是不适宜的。而现代集成电路制造技术完全可以将这些功能集成制作在一块电路内，成为具有调整、计数、选择开关和电阻网络完整功能的电子电位器电路。

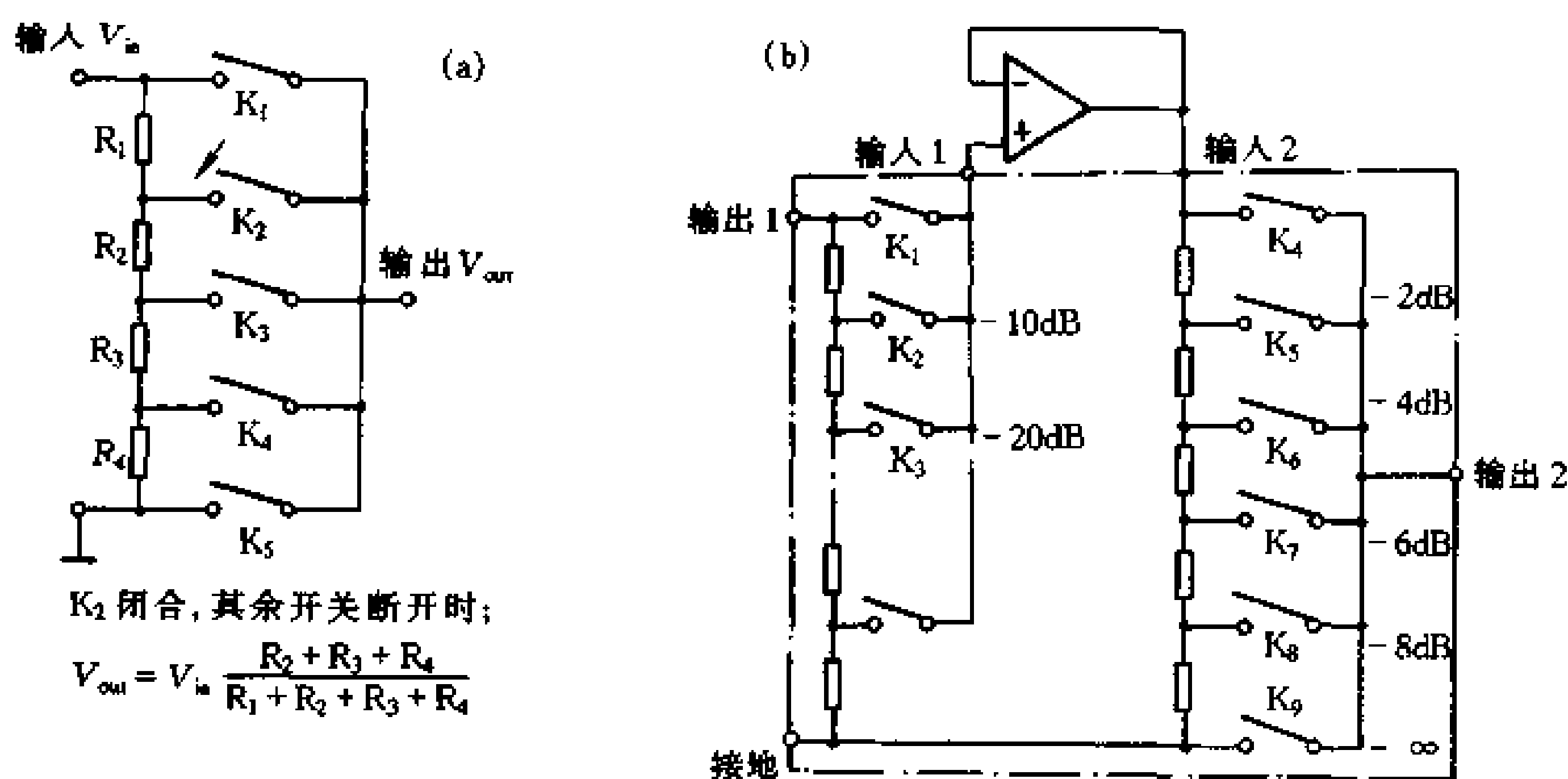


图 4-16 电子电位器的调节原理

在实际应用电路中，为了以最少的模拟开关和电阻取得所要求的衰减特性和足够的分辨率，采用的是两级衰减的方法，第一级采用的是 5~10dB 的衰减量，第二级采用 1~2dB 的衰减量。结构原理如图 4-16 (b)。

图 4-17 是采用升/降控制法的音量控制数字电子电位器 TC9153AP 和音调控制数字电子电位器 TC9155AP 的引脚排列和功能，这两种电子电位器均采用 CMOS 工艺制造，工作电压范围宽、功耗低。图 4-17 右边是两电路的技术参数。

图 4-18 是由音量电位器 TC9153AP 和音调电位器 TC9155AP 组成的音量、音调控制电路。电路中， R_X 、 C_X 为时钟振荡元件，它的数值可根据所需振荡频率选用： $f_{osc} = 1/0.7R_X C_X$ (Hz)。其中 $R_S \geq 3R_X$ 。

TC9153AP 采用两级衰减的调节方法，总衰减调节范围为 0~66dB，步进单位衰减量

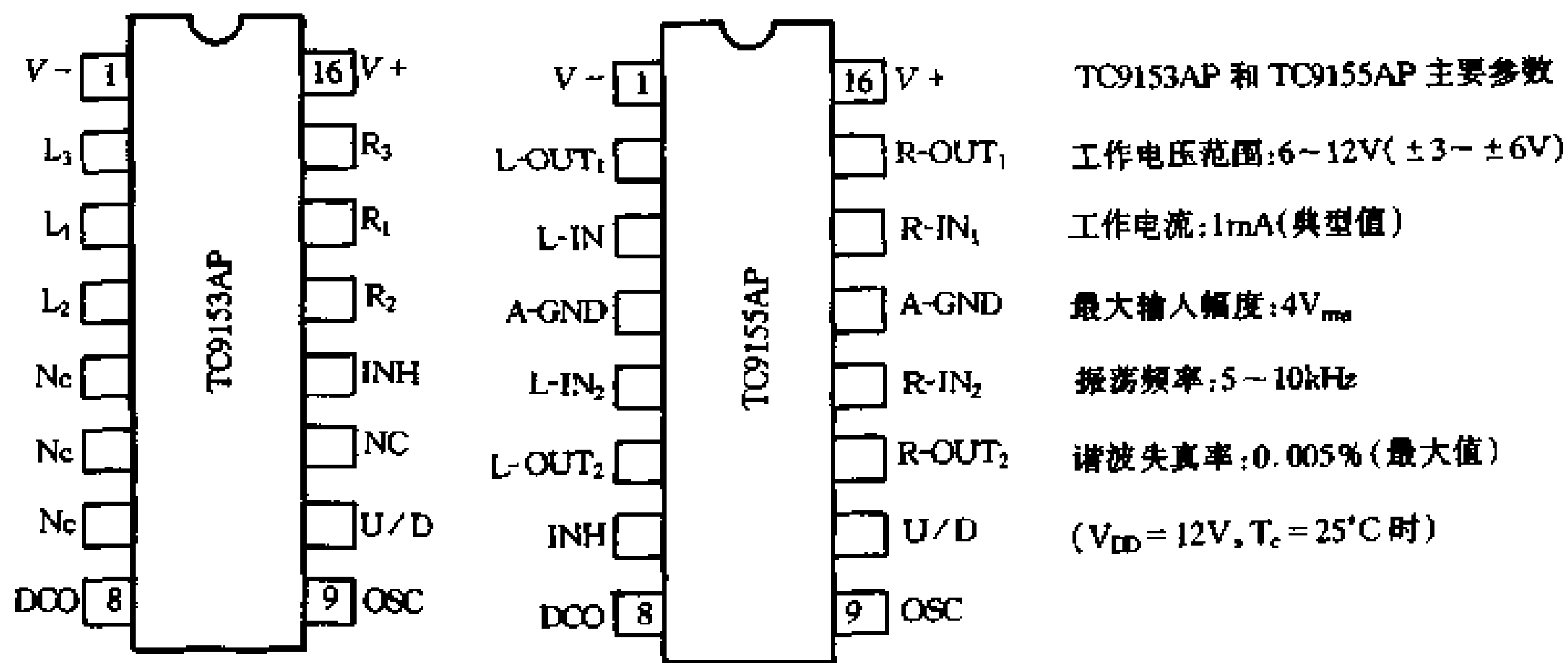


图 4-17 TC9153AP/TC9155AP 的引脚与功能

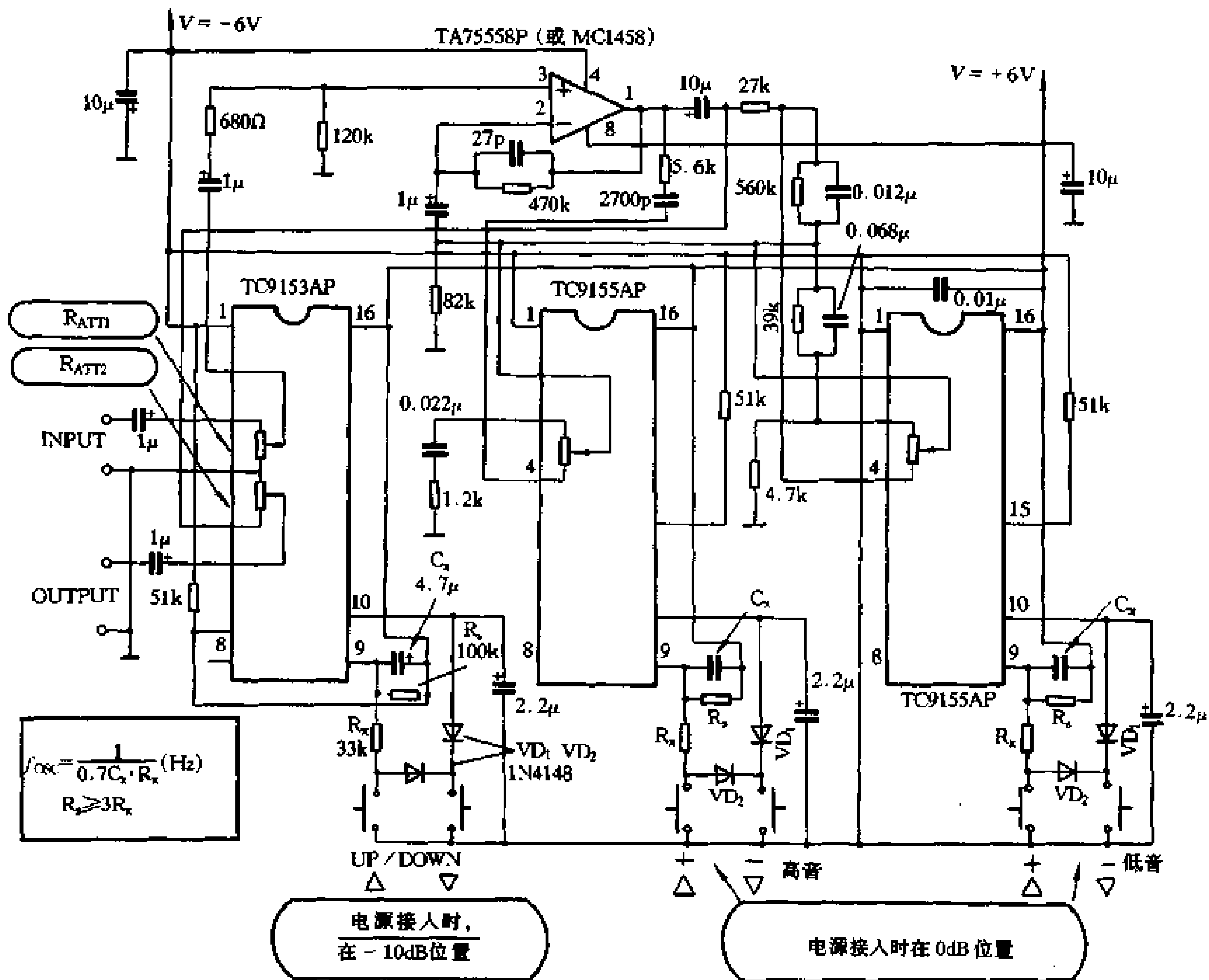


图 4-18 集成化数字音量电位器电路

为 2dB。其中一级衰减采用 10dB 的单位衰减量(对应电阻值为 50kΩ, 即 R_{ATT1})；第二级衰减采用 2dB 的单位衰减量(对应电阻值为 20kΩ, 即 R_{ATT2})。IC 内有两套相同的电路, 分别

供左、右声道使用。为了获得良好的信噪比，可将 R_{ATT1} 用于输入端， R_{ATT2} 用于输出端。

TC9155AP 内装两组相同的电路，每组调节范围为 $-6 \sim +6\text{dB}$ ，电阻值为 $100\text{k}\Omega$ ，分 13 级步进式调节，两声道各用一组。电子电位器的电阻网络与外接电容共同接在运算放大器的反馈回路中，组成反馈式音调控制电路。运算放大器采用 TA75558P 也可用 MC1458 或其它相近的运放电路。

4.2.3 HAD250A 数字音量音调模块

比起数字音量电位器来，数字音量模块不仅具有较多的控制功能，而且还具有数字显示功能。两声道调节的同步性和精确性都十分良好。

HAD250A 模块具有音量调节、音调调节、音源选择开关、双声道模拟环绕、数字显示、按键功能选择电路和工作状态记忆保持等功能。所有这些功能都由内部的微处理器来控制。它的引脚功能如图 4-19 所示，它的电参数、性能如表 4-1 所示。

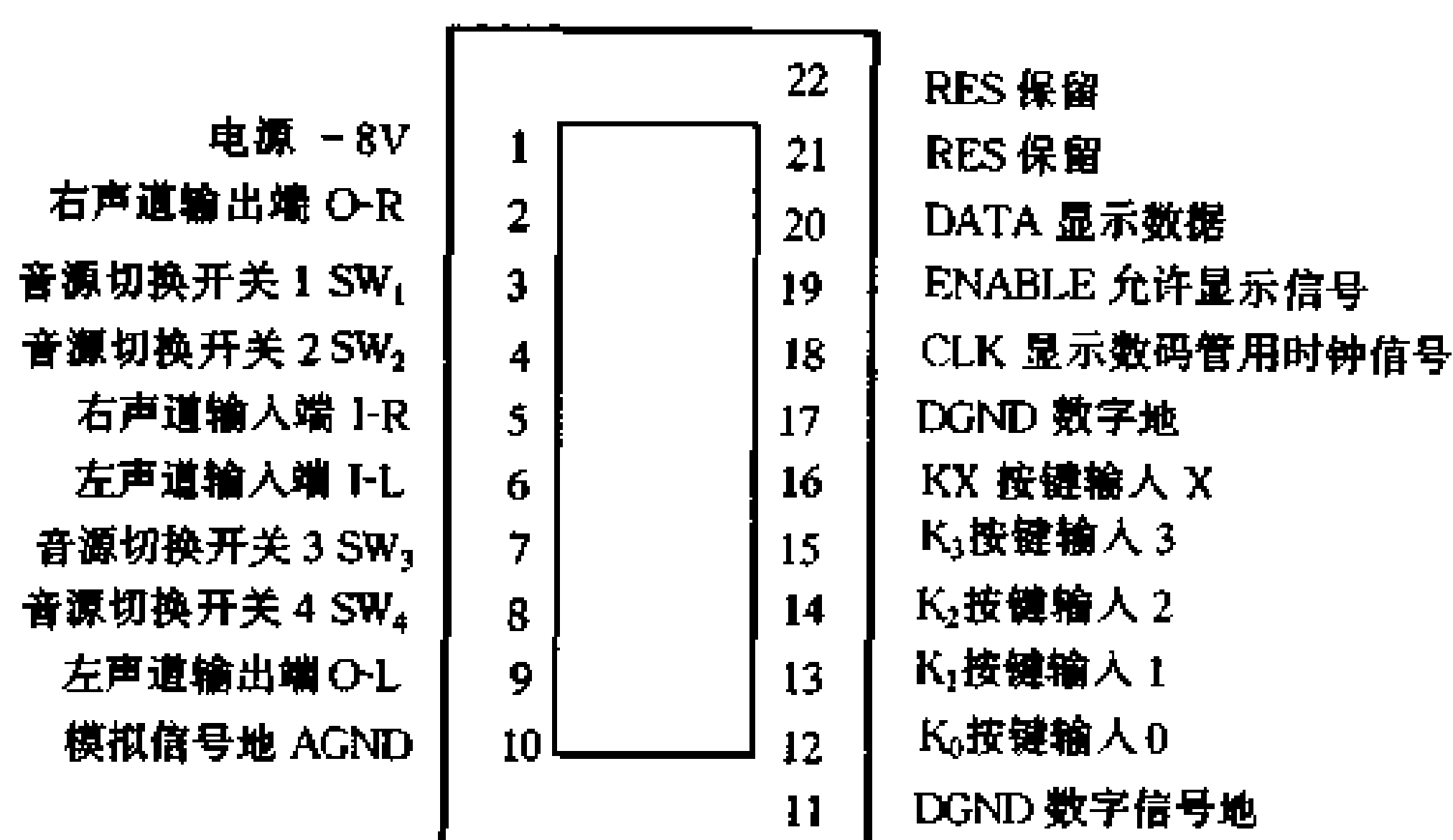


图 4-19 HAD250A 的引脚功能图

表 4-1

参 数	符 号	标 准 值			单 位	条 件
		最小	典型	最大		
+8V 电流	I_{+8V}	6	15	23	mA	供电电压为 $8V \pm 5\%$
+5V 电流	I_{+5V}	5	10	15	mA	供电电压为 $5V \pm 5\%$
最大输入信号	V_{in}	1.8	2	5	V_{rms}	THD=1% VOL = -20dB (ATT)
最大输出信号	V_{om}	1.8	2	5	V_{rms}	THD=1%
电压增益	GV	-3.0	-1.0	+1.0	dB	$V_{in} = 1V_{rms}$
最大衰减	ATT	90	110	-	dB	$V_o = 1V_{rms}$
串扰	V_{cT}	60	70	-	dB	$V_o = 1V_{rms}$ B ₁ F = 400Hz ~ 30kHz
低音控制范围	VB_{max}	+12	+15	+18	dB	70Hz, $V_{in} = 100mV_{rms}$
	VB_{min}	-18	-15	-12	dB	70Hz, $V_{in} = 100mV_{rms}$
高音控制范围	VT_{max}	+11	+14	+17	dB	10kHz $V_{in} = 100mV_{rms}$
	VT_{min}	-17	-14	-11	dB	10kHz $V_{in} = 100mV_{rms}$
音量最大衰减	VMT	90	110	-	dB	$V_{in} = 1V_{rms}$
总谐波失真	THD	-	0.03	0.1	%	$V_o = 0.3V_{rms}$, BPF = 400Hz ~ 30kHz
输出噪声电压	V_{N01}	-	25	35	μV_{rms}	没有输入, VOL = 最大
最大增益时的输出噪声	V_{N02}	-	80	120	μV_{rms}	没有输入, 音调为最大, 音量为最大

续表

参 数	符 号	标 准 值			单 位	条 件
		最 小	典 型	最 大		
驻留噪声电压	VMNo	—	2	10	μV_{rms}	没有输入, VOL = $-\infty$
通道平衡	GCH	-2.0	0	+2.0	dB	
音源开关吸入电流	IP	2	-	-	mA	

HAD250A 所有功能的操作都由按键来进行, 完全没有机械触点, 这就避免了由机械触点所带来的噪音。由于按键可随意安放在方便的位置, 可以方便地解决干扰屏蔽问题。

目前生产的 HAD250A 根据外接显示器和按键的不同可分为两个型号: HAD250A-3 和 HAD250A-11。

HAD250A-3 为三按键(参见图 4-20), 三个数码显示管的结构, 主要为多媒体有源音箱和小型音箱的应用而设计的。它设有三个按键: 功能键“F”、上升键“UP”和下降键“DOWN”。三位数码管则显示数值的大小或开关状态。

在操作时, 每按动一次功能键“F”, 则显示功能便改变一次, 其功能符号为: U—音量调节; H—高音调节; L—低音调节; PO—环绕声调节; $P_1 \sim P_4$ —音源开关位置。

HAD250A-11 为 11 键、6 数码显示管结构。主要是为台式和组合音响而设计的。11 个按键对应着 11 种控制功能, 6 位数码显示器分别显示音量、高音和低音, 音源和环绕则由对应的发光管指示。

HD250A 的使用则十分简单, 将输入端与电路的前置放大器连接, 输出端与放大器的输入端相连并接上电源即可。

图 4-20 是用 HAD250A-3 和集成功放电路 LM3886 组成的有源音箱功放电路。该电路

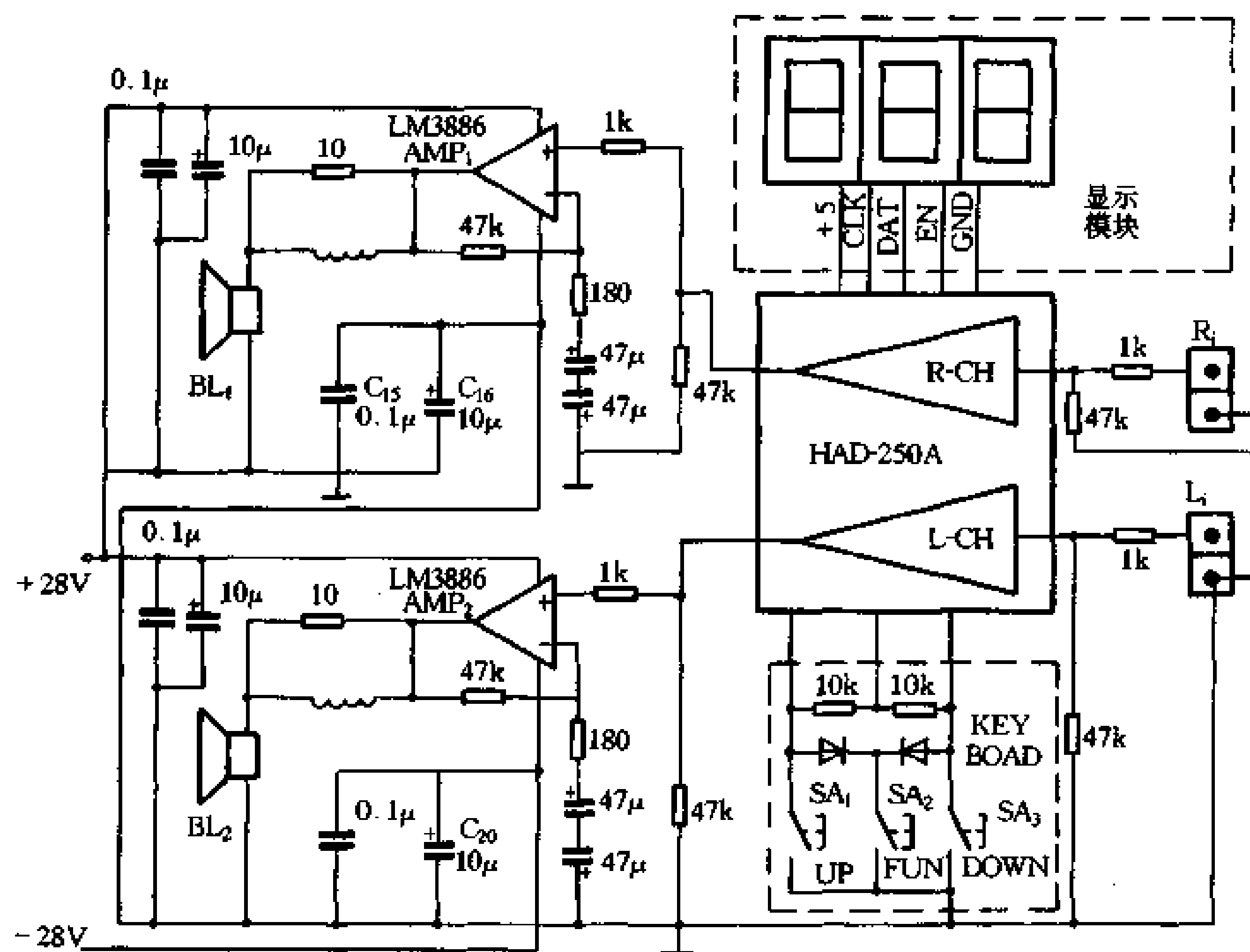


图 4-20 HAD250A 的应用电路

采用 $\pm 25V$ 供电，输出功率可达 $50W \times 2$ ，可满足多媒体对音箱输出功率的要求，也可用于多声道立体声功放系统中。

4.3 音量音调控制集成电路

直流音量音调平衡控制集成电路既不同于数控电子电位器，又不同于音量控制模块，它是一种具有音量、音调控制功能的集成电路。在集成电路内，通过高精度电压变换器，将输入电源电压变换成高精度、高稳定度的直流控制电压（例如 LM1036 为 $5.4V \pm 200mV$ ），然后输出通过音量、音调、平衡电位器分压，取得相应的控制电压，将取得的控制电压分别输入电路内各相应的控制电压变换器，将输入的直流控制电压变换成可控放大器所需要的控制电压。对音量可控放大器来说，控制电压可以使输入的音频信号根据输入的控制电压的大小成比例地衰减（对 LM1036 最大衰减量为 75dB）；对音调可控放大器来说，在外接电容的参与配合下，控制电压可使输入的音频信号根据输入控制电压的大小形成一族类似于 RC 音调控制电路的高、低音提升与衰减的特性曲线（对于 LM1036 高、低音最大控制范围为 $\pm 15dB$ ）。所有这些控制均通过直流电压进行，控制电位器仅对控制电压进行分压，取得相应的直流控制电压，完全不参与对信号的直接衰减或提升，因而可以完全避免电位器的滑动噪音和引线等感应噪音的混入，使信号音质保持纯净。对于双声道立体声放大器，该电路仅需要单连电位器就可实现双声道控制，可轻而易举地实现两个声道同步而精确地控制。在音响设备中，目前应用的主要有下列几种。

TA7630 是日本东芝公司产品。特点是可以适应单、双电源工作。耗电省、价格低，器件内部未设等响度补偿电路，但可通过外接元件来增设。

LM1035、LM1036、LM1040 是美国国家半导体公司产品。主要特点是功能全、频响宽、失真低、控制范围大。其中 LM1035 允许最大输入、输出电压幅度较大，当电源电压为 18V 时，最大输出可达 $3.5V_{r.m.s}$ 。失真也较其它电路低，但噪声略大。这三种电路均设有等响度补偿电路，只需用一单刀开关即可方便地控制接入或断开。LM1040 还具有立体声扩展功能，也采用单刀开关控制。

TDA1524 是荷兰飞利浦公司产品。主要特点是音量控制级设在音调控制之前，以提高电路对强输入信号的处理能力，避免音调控制电路出现过载。为了不使信噪比因此而降低，音量控制级设计有 21.5dB 的增益。几种电路参数的对比如表 4-2 所示。

表 4-2 五种 IC 主要参数对比

参数名称	单位	TA7630P	LM1035	LM1036	LM1040	TDA1524
电源电压	V	8~14	8~18	9~16	9~16	7.5~16.5
电源电流	mA	18	35	35	35	
最大输出电压	V_{rms}	1	2.5	1	1	3
最大输入电压	V_{rms}	1	2.5	1.6	1.6	2.5
音量控制范围	dB	80	80	75	75	-8 +21
低音控制范围	dB	± 12	± 15	± 15	± 15	± 15

续表

参数名称	单位	TA7630P	LM1035	LM1036	LM1040	TDA1524
高音控制范围	dB	±12	±15	±15	±15	±15
总谐波失真	%	0.1	0.05	0.06	0.06	
通道分离度	dB	70	75	75	75	60
输出噪声电压	μV	130*	25*	10**	10**	310*
纹波抑制	dB		40	50	50	
频率响应	kHz		250	250	250	

* 增益最大时, ** 增益最小时。

4.3.1 直流音量音调平衡控制 IC-LM1035/36

这两种电路除部分参数略有差异外,其余内电路结构,电路引脚与功能均完全相同。电路采用双列直插 20 脚封装,它的内部原理及各引脚功能如图 4-21 所示。内部电路主要由内部稳压电源(供电路内用)、齐纳稳压电源(专供直流控制用)和两组完全相同的音量、音调及平衡电路组成。

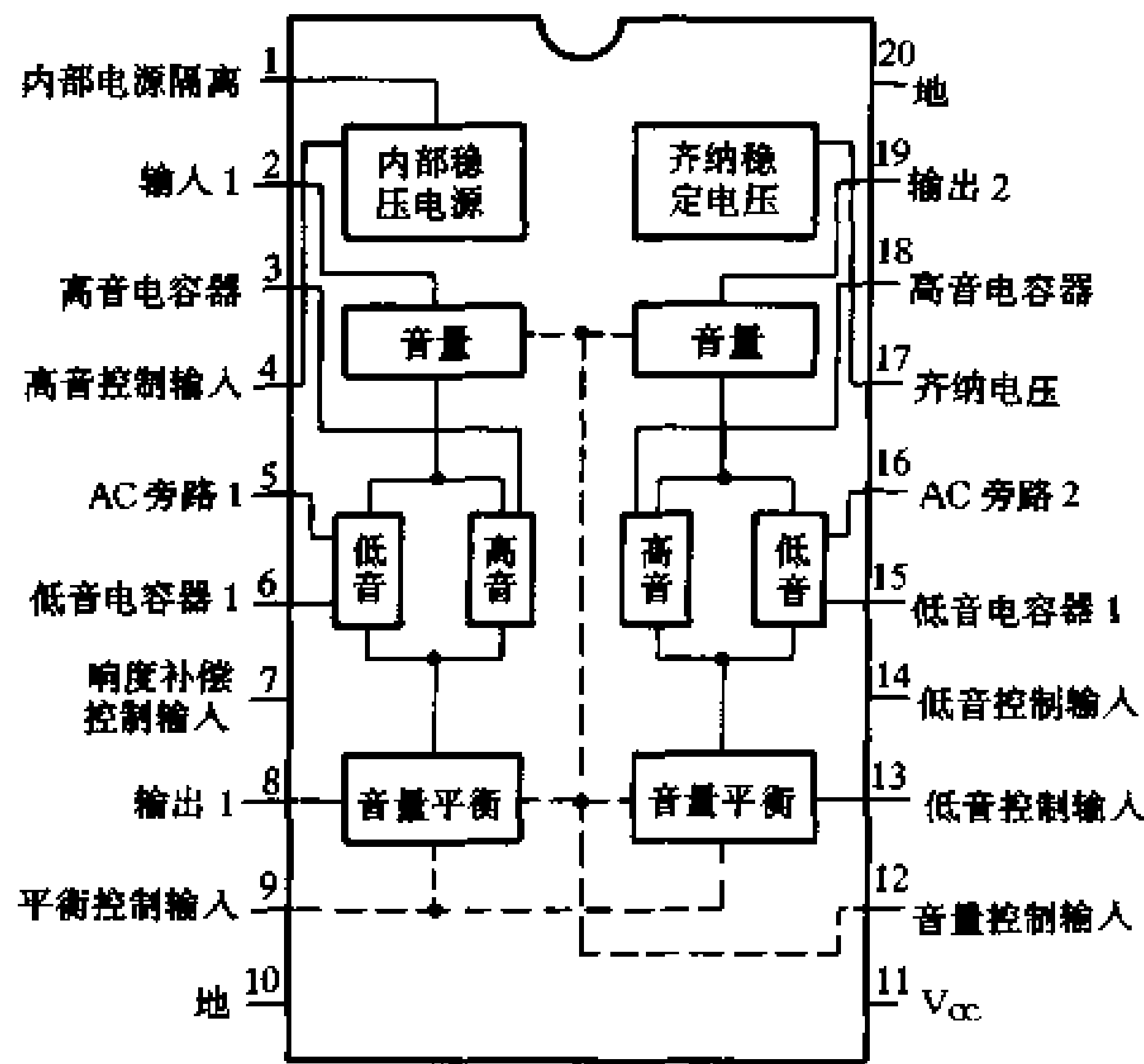


图 4-21 LM1036 内电路原理及引脚功能图

各引脚功能介绍如下: 12 脚为直流音量控制端, 改变 12 脚的直流电压, 便可控制音量的大小。当电路处于小音量工作时, 若输入信号电平过高, 则当音调提升时, 会使电路饱和, 因此先将增益衰减 15dB, 从而保证了音调音量系统的正常工作而不出现饱和, 并在低响度工作时有较好的信噪比。

9 脚为平衡控制端, 改变 9 脚上的直流电压便可调整两个通道的增益, 取得两声道输出的平衡。当 V_9 低时, 通道 2 增益大, 通道 1 增益小, 反之则反。当 $V_9 = 2.7V$ 时(即

$V_{17}/2$), 两通道达到平衡。

4脚为高音控制端, 14脚为低音控制端, 改变4脚或14脚的直流电压便可使高、低音提升或衰减。

17脚为直流控制电压输出端, 通过内部稳压电路向控制电路提供高精度、高稳定度的直流控制电压($5.4 \pm 200\text{mV}$)。当4、9和14脚上的控制电压调节到控制电压的一半, 即2.7V时, 左右两声道增益相等, 达到左右声道平衡, 而且音调控制获得平坦的频响特性, 即高、低音既不提升, 也不衰减。

7脚为响度补偿控制端, 在该脚加上直流控制电压便可组成简易的响度补偿功能, 获得附加的高低音提升。当响度控制开关置于“关”位置时(图4-22), 7脚与17脚相接, 这时 $V_7 = 5.4\text{V}$, 响度补偿不起作用; 当控制开关置于“开”位置时, 7脚与12脚相接, 则可获响度补偿。改变 C_t 或 C_b 的容量, 或改变7脚的电压, 均可调整响度补偿特性。

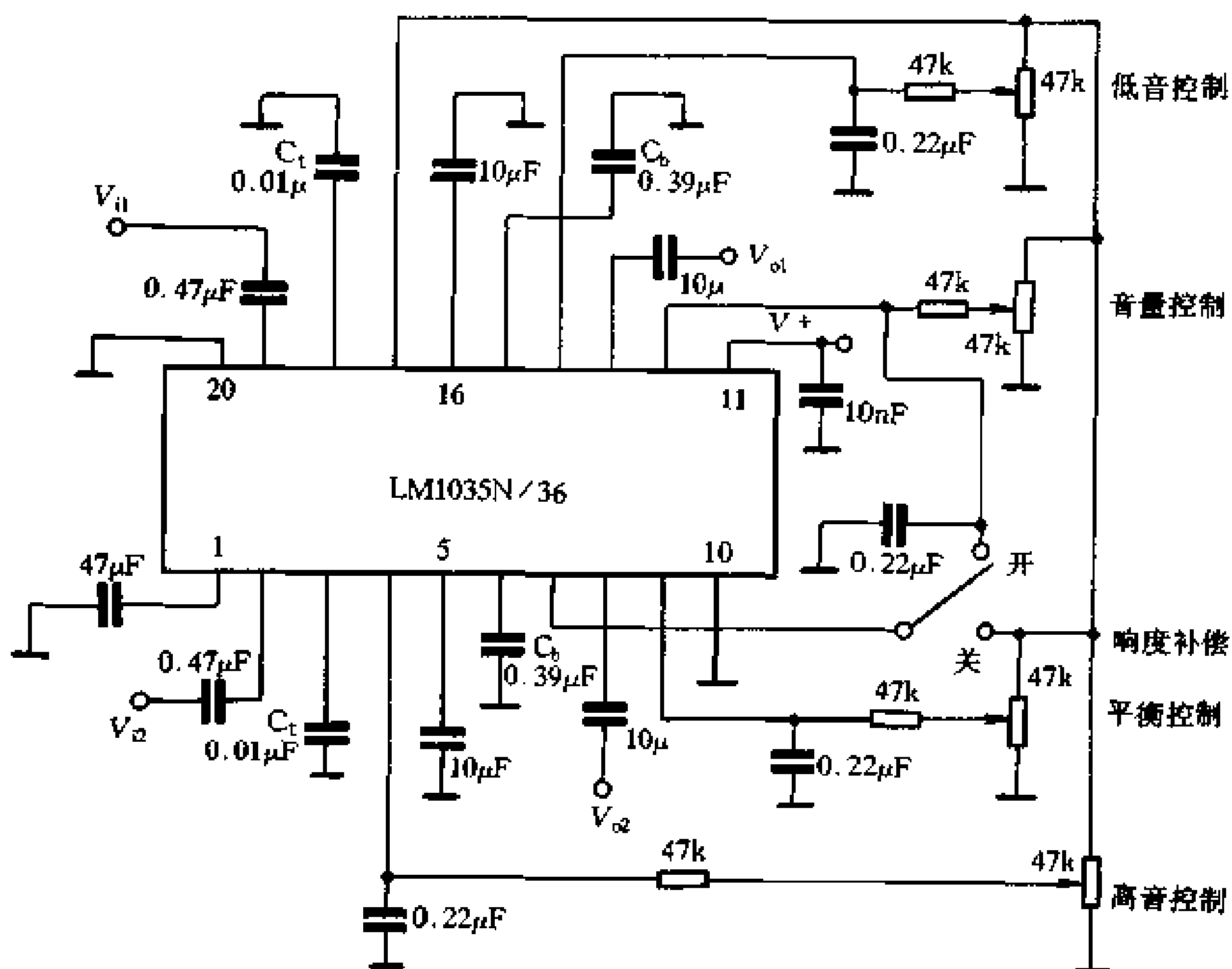


图 4-22 LM1035/36 的应用电路

3、18脚分别为两声道外接高音控制电容器 C_t 的外接端; 6、15脚分别为两声道外接低音控制电容器 C_b 的外接端。它们的容量分别可决定高、低音提升或衰减的转折频率, 其容量与转折频率的关系为:

$$\text{低频响应} = \left(1 + \frac{0.00065(1 - a_b)}{2\pi f c_b} \right) \left/ \left(1 + \frac{0.00056 a_b}{2\pi f c_b} \right) \right.;$$

$$\text{高频响应} = \frac{1 + 2\pi f 5500(1 - a_t)c_t}{1 + 2\pi f 5500 a_t c_t}。$$

式中: a_t 与 a_b 是常数, 当 $a_t = a_b = 0$ 时, 则对应于低音和高音的最大提升; 当 $a_t = a_b = 1$ 时, 则对应于低音和高音的最大衰减。利用上面的关系式, 可根据需要设计出不同提升、衰减特性的音调控制电路。在图 4-23 的应用电路中: $c_b = 0.39\mu\text{F}$, $c_t = 0.01\mu\text{F}$,

则该电路分别在 40Hz 和 16kHz 获得 15dB 的提升和衰减。

LM1036 的控制特性。

音调、响度控制的基本特性。按照图 4-22 电路中 $C_b = 0.39\mu\text{F}$, $C_t = 0.01\mu\text{F}$ 所测得的音调控制特性曲线如图 4-23(a) 所示。在图(a)中, 一条是高音提升最大、低音衰减最大的频率响应曲线; 另一条是低音提升最大、高音衰减最大的频率响应曲线。

图 4-23(b) 是另一种形式的音调控制特性曲线。在图中, 一条是低音与高音同时提升

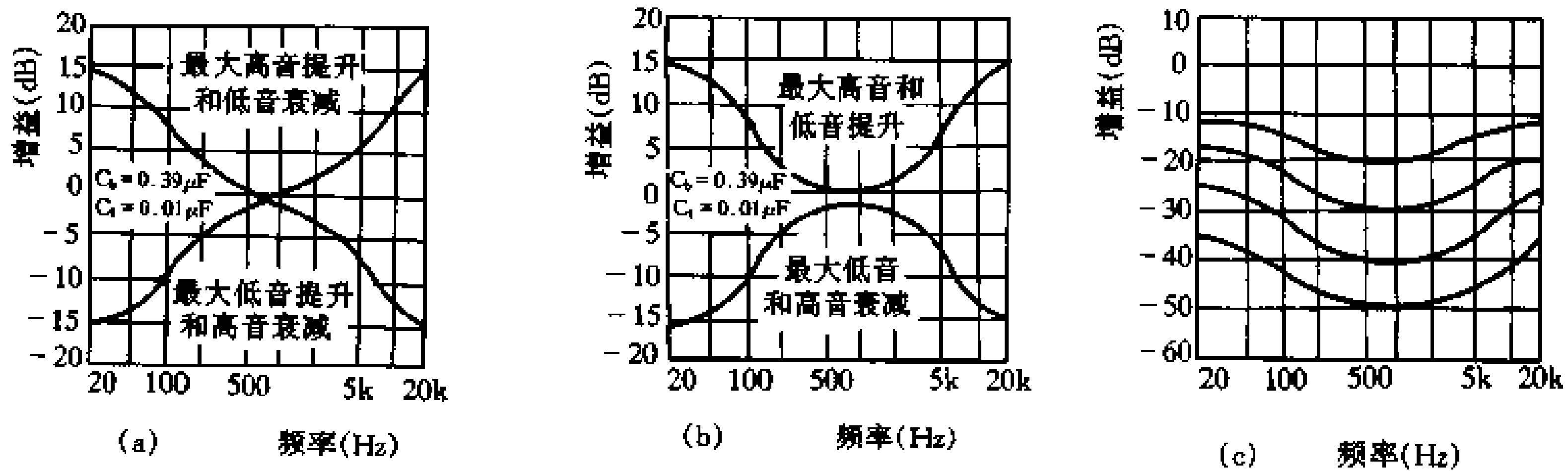


图 4-23 LM1036 的音调、响度控制特性

最大时的频率响应曲线; 另一条是低音与高音同时衰减最大时的频率响应曲线。

图 4-23(c) 是响度补偿特性。测试该特性的条件是 7 脚与 12 脚连接在一起, 当补偿到增益接近 0dB 时, 频率响应最为平坦。

音调控制特性。由前面给出的频率响应与 C_t 、 C_b 的关系式可知, 要增大高音控制范围, 必须增大 C_t , 若要增大低音控制范围, 则必须减小 C_b 。图 4-24 (a) 为用标准应用电路获得的标准音调频响, 此时, $C_t = 0.01\mu\text{F}$, $C_b = 0.39\mu\text{F}$ 。上半部分为低音与高音提升特性; 下半部分为低音和高音衰减特性, 中间较大一段的频率几乎不受控制。

图 4-24(b) 和 (c) 是分别选取 C_t' 与 C_b' 为 $2C_t$ 、 $C_b/2$ 与 $4C_t$ 、 $C_b/4$ 时所获得的频响特性曲线。从图中可以看出, 随着 C_t 的增大, C_b 的减小, 音调控制范围在增大。

图 4-24(d) 是选取 C_t' 与 C_b' 为 $C_t/2$ 和 $2C_b$ 时所获得的频响特性曲线。从图中可以看出, 随着 C_t 的减小, C_b 的增大, 音调控制范围在减小。由此可见, 用不同大小的 C_b 与 C_t 相配合, 会产生不同的音调控制效果。若要求特别强调低音控制, 则可采用图 4-24(e) 所示的音调控制特性曲线, 此时可采用 $C_b/2$ 和 C_t ; 反之则增大高音控制范围。

音调控制的高、低频限制。在某些场合, 例如为了减小高频噪声, 希望音调频响中的高频端或低频端的提升不能太大, 须加以限制。这时可在 C_t 中串联一个电阻 R 来限制高频响应, 当 $R = X_C$ 时, 则高音提升和衰减将比原来小 3dB。与此类似, 可以用减小 5 脚 (通道 1) 和 16 脚 (通道 2) 上交流旁路电容的容量来限制低频响应。由于该脚内部电路的内阻为 $1.3\text{k}\Omega$, 近似于 X_C , 故低音提升和衰减也可以降低 3dB。图 4-24(f) 是改进后的频响特性曲线。图中虚线为原来的频响, 实线为改进后的频响。

响度控制。通过改变加在 7 脚上的直流电压高低来改变音调截止程度, 从而达到响度控制的目的, 因此响度和音调控制是相互牵制的。在标准电路中, 低音比高音的响度控制多提升 1dB。改变 C_t 、 C_b 或响度控制电压范围, 就能获得希望的响度控制特性。

图 4-25(a) 是标准电路的响度补偿特性曲线。测试条件为 $C_b = 0.39\mu\text{F}$ 、 $C_t = 0.01\mu\text{F}$ 、

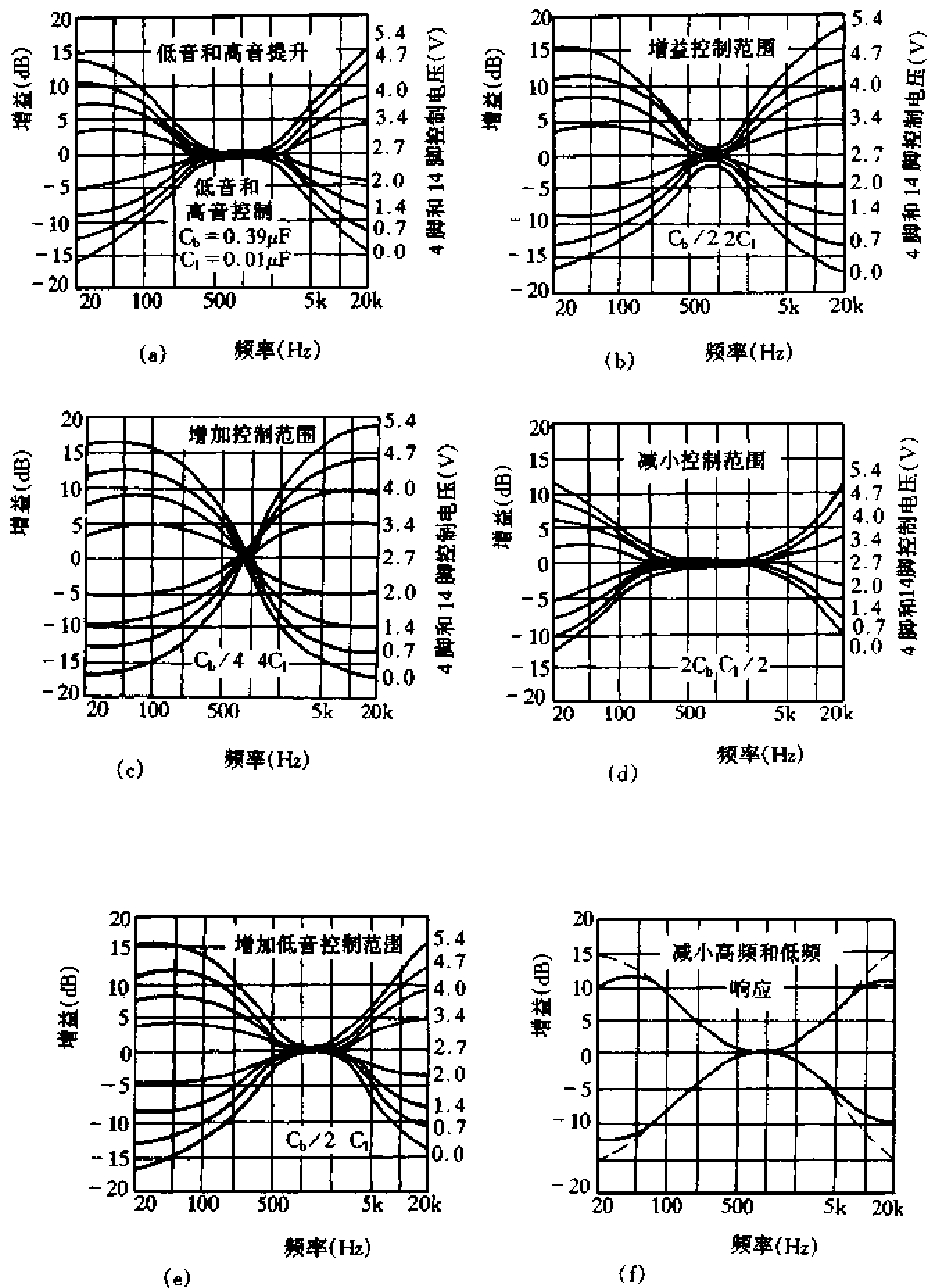


图 4-24 改变 C_1 、 C_b 时的控制特性

7 脚与 12 脚相连，改变音量控制电压 V_{12} 时，就能得到图(a)的曲线。

若保持 $C_1 = 0.01 \mu$ 的标准值，而改变 C_b 为 $C_b/2$ 与 $C_b/4$ 时，则可以扩大低音控制范围，如图4-25(b)、(c)所示的曲线。

上述的测试是在 7 脚与 12 脚直接相连的条件下进行的。因此最大的响度控制范围为 -30dB ，在不同的频率时，响度控制的大小也不相同。为了降低响度补偿的起始速率，可以在 7 脚与 17 脚间串接高值电阻，7 脚与 12 脚间串接中值电阻，这样可以减轻响度控制的负载，从而改进响度的频响特性，同时可以扩大响度控制范围到 -50dB 。图4-25(d)、(e)所示的响度控制曲线是在 7 脚与 17 脚间接 $1\text{M}\Omega$ 电阻，7 脚与 12 脚间分别接 $220\text{k}\Omega$ 和

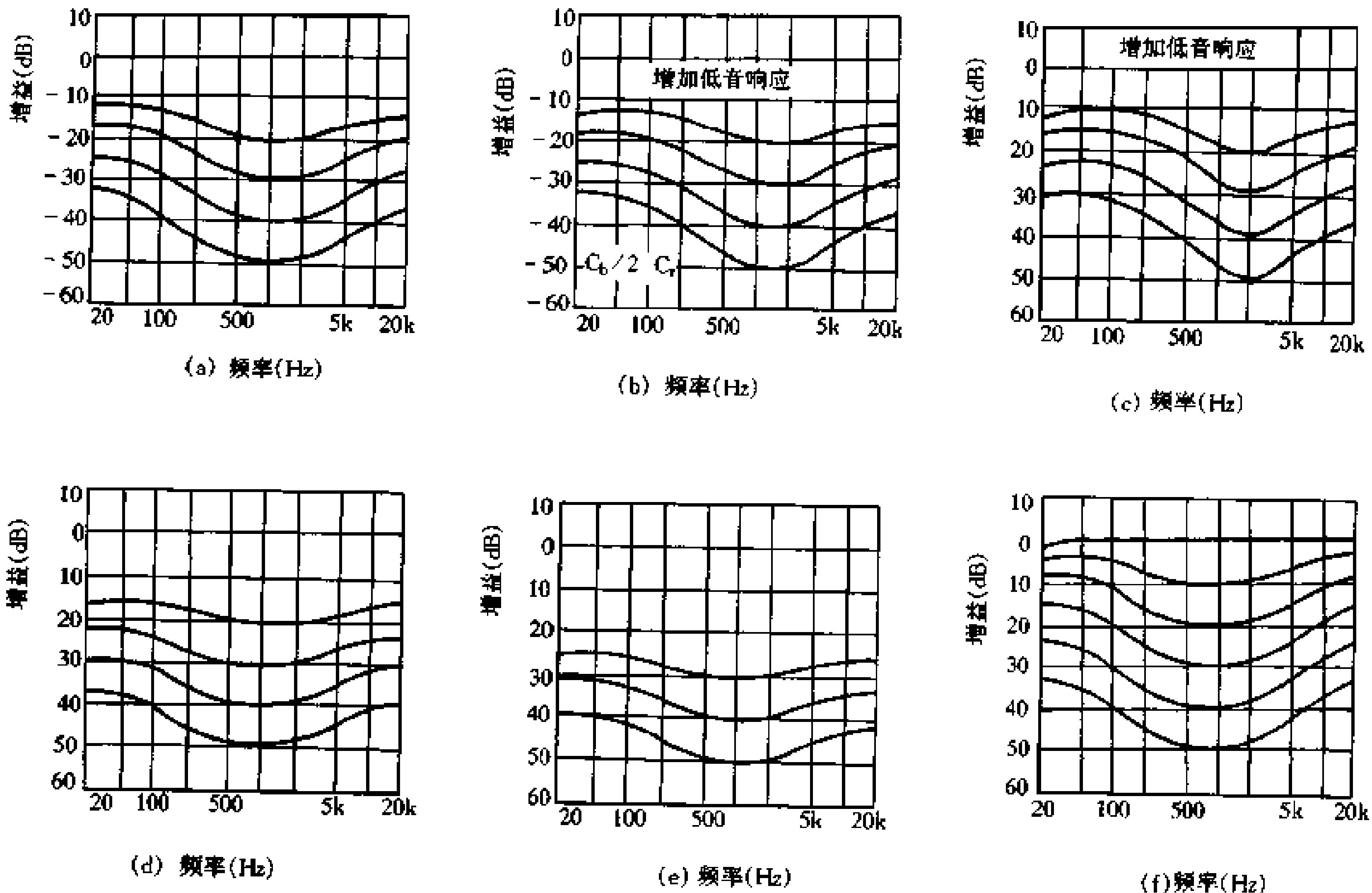


图 4-25 响度控制特性调整后的曲线

330kΩ 电阻情况下测得的，由图可见，用 330kΩ 电阻比用 220kΩ 电阻所得的频响曲线更加平坦。若将 7 脚通过 1MΩ 电阻与地相连，而不是与 17 脚相连，相当于在 7 脚与 12 脚之间加入一个合适的电平变换网络，就可以得到图 4-25 (f) 所示的响度控制特性曲线。改变网络参数或电平值，便能很容易地修正响度控制的起始值和变化率，这就为电路的应用提供了极大的方便。

在标准应用电路中，在增益减小的同时，调节到最大提升时，却不能从响度控制中获得附加的提升。若要求获得附加提升，则必须限制音调控制范围或改变 C_t 与 C_b 的

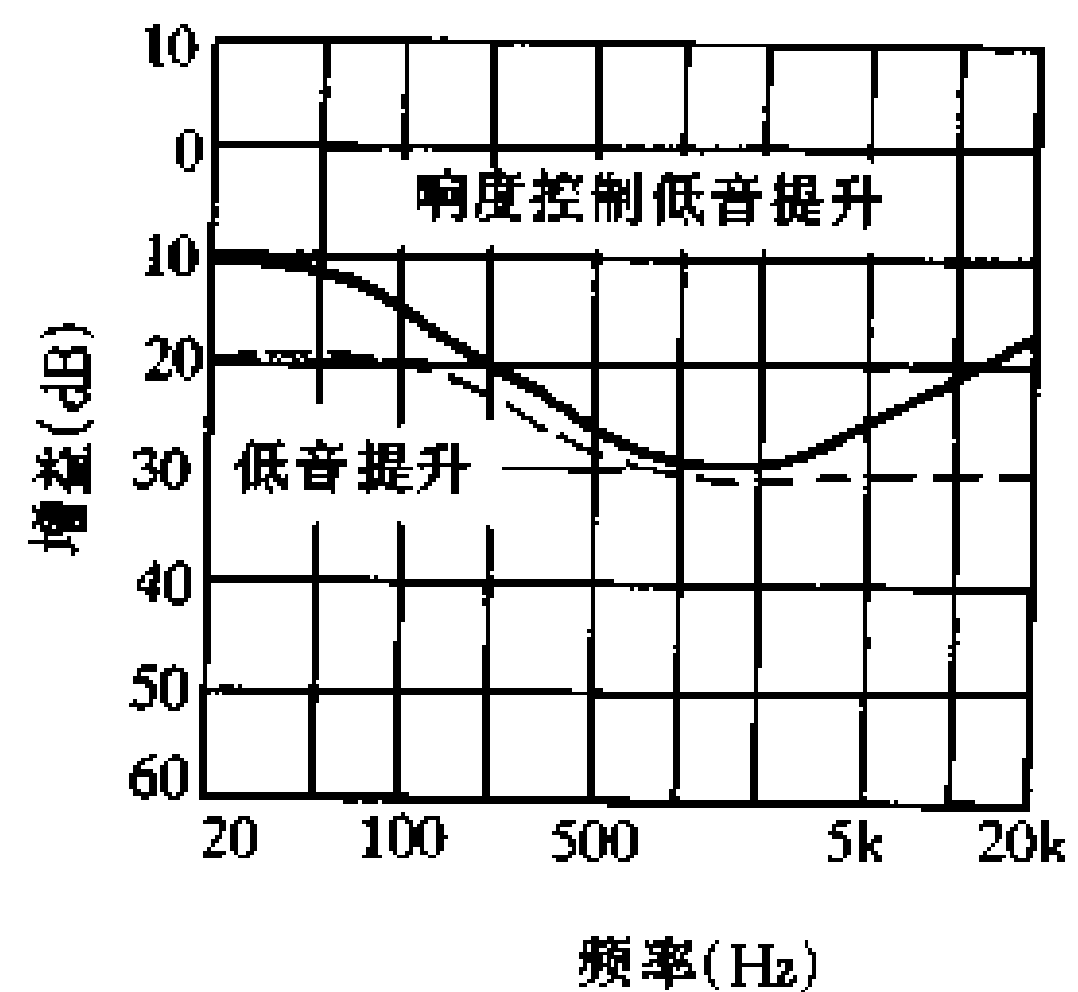


图 4-26 附加低音提升特性的响度曲线

比值。将 C_b 由 $0.39\mu\text{F}$ 改变为 $0.22\mu\text{F}$ 时，低音获得附加提升，如图 4-26 所示。图中虚线表示原来的低音提升特性，实线表示改进后的响度控制产生的附加低音提升特性。

LM1036 还可用于超音频控制。方法是同时减小 C_t 、 C_b 的容量。例如当 $C_b = 0.039\mu\text{F}$ ， $C_t = 0.01\mu\text{F}$ 时，可获得 250kHz 的音调控制，中心频率 10kHz。

4.3.2 具有立体声扩展功能的 LM1040N

LM1040N 除具有 LM1036 所具有的全部功能外，还具有立体声扩展功能。

LM1040N 为双列直插 24 脚排列，比 LM1036 多 4 脚，其中两脚为立体声展宽控制

脚，两脚为空脚。它的内部原理与 LM1036 也基本相同，如图 4-27 所示。

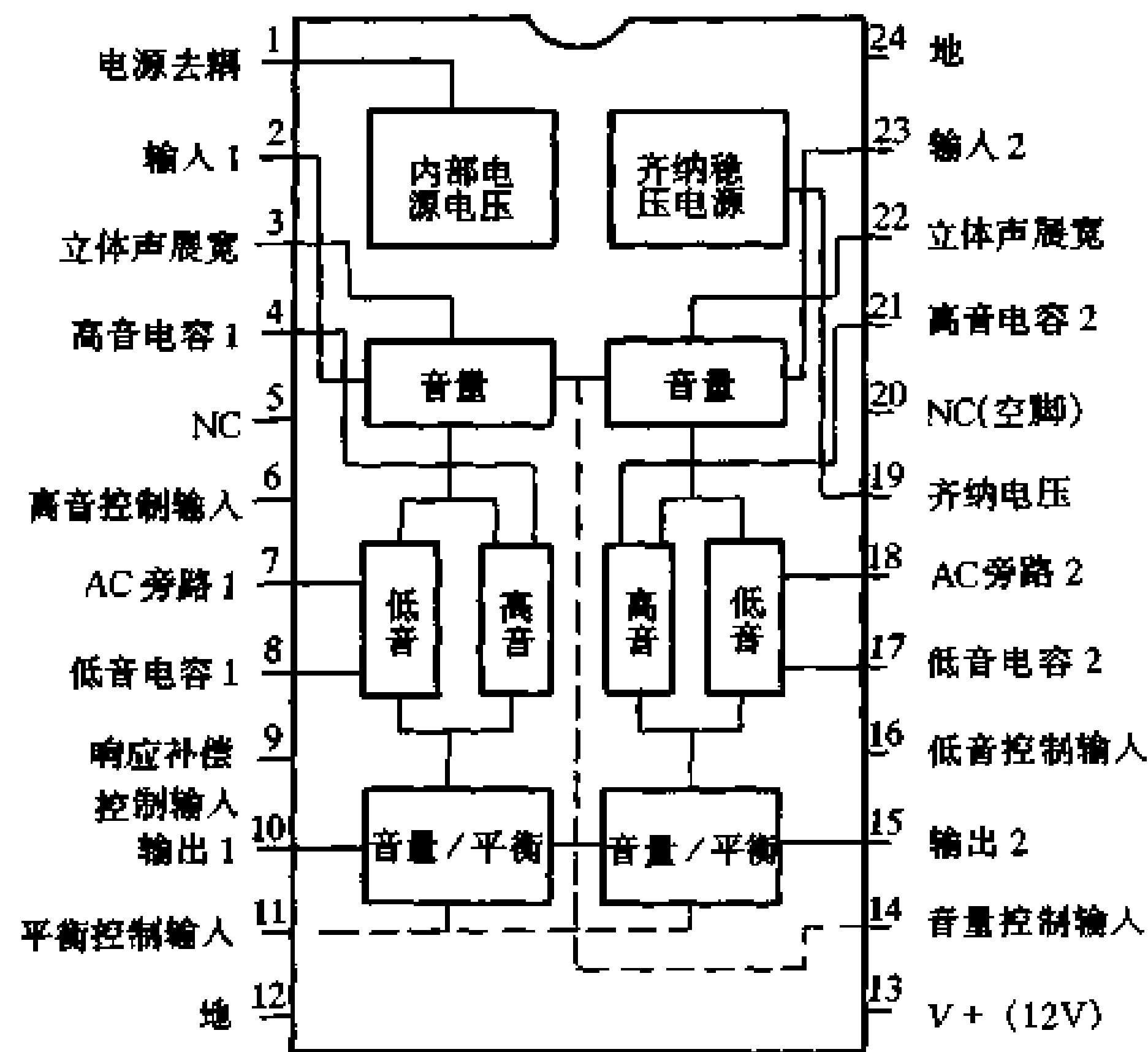


图 4-27 LM1040N 的内电路原理与引脚功能

LM1040N 的引脚功能(除立体声展宽控制脚)、使用方法，音调控制及等响度的调整方法与 LM1036 完全相同。 C_t 及 C_b 的容量以及容量改变对控制特性的改变也与 LM1036 完全相同。

图 4-28 为 LM1040N 的应用电路。

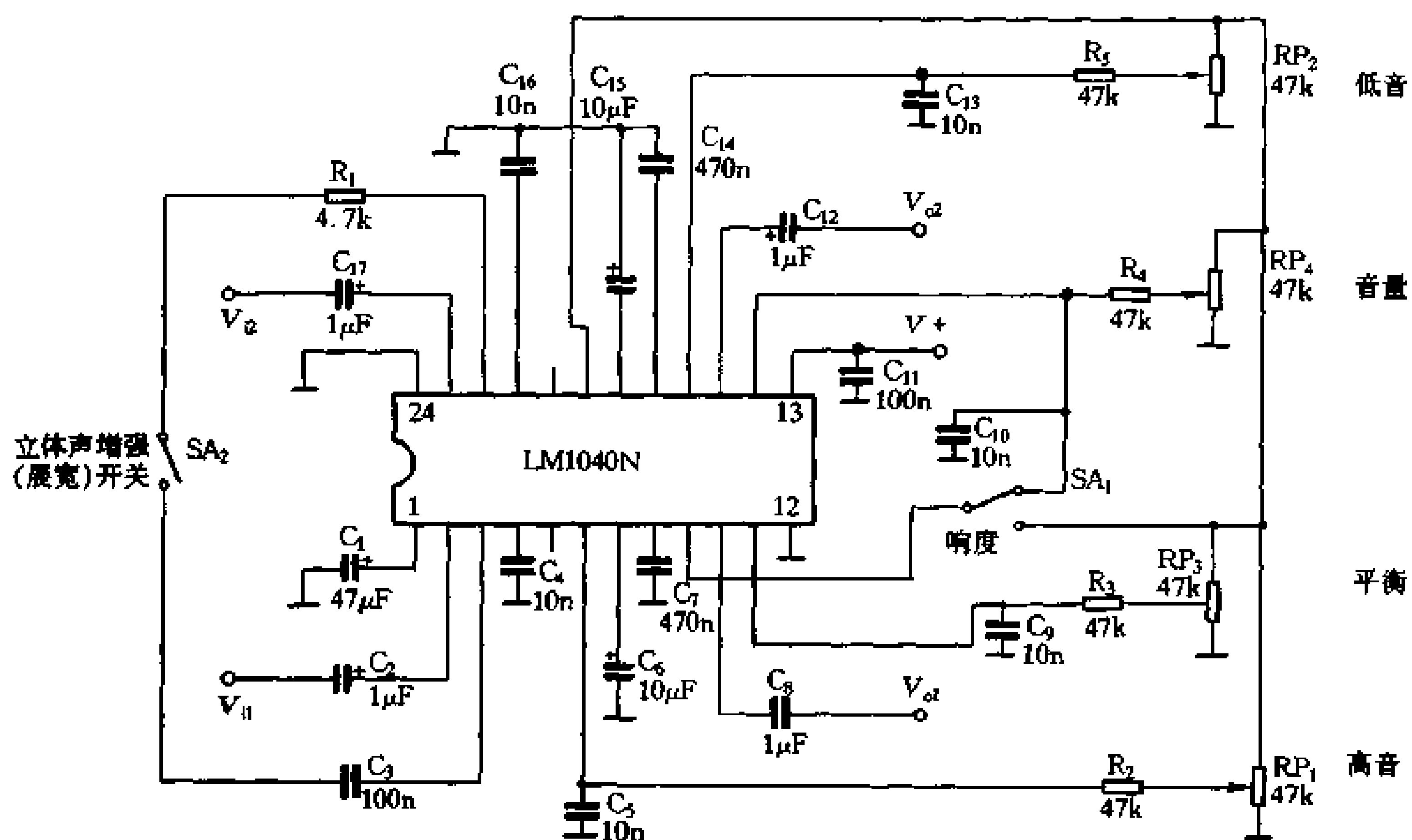


图 4-28 LM1040N 的应用电路

4.3.3 直流音量音调平衡控制 IC TDA1524

TDA1524 与 LM1036 属于同一类型的产品，仅在部分参数有所不同，TDA1524 的最大输出电压高达 3V，输入电压为 2.5V，比 LM1036 要高。只是 TDA1524 的噪声较高，在最大增益时可达 $310\mu\text{V}$ 。

TDA1524 为双列直插 18 脚封装，其应用电路如图 4-29 所示。

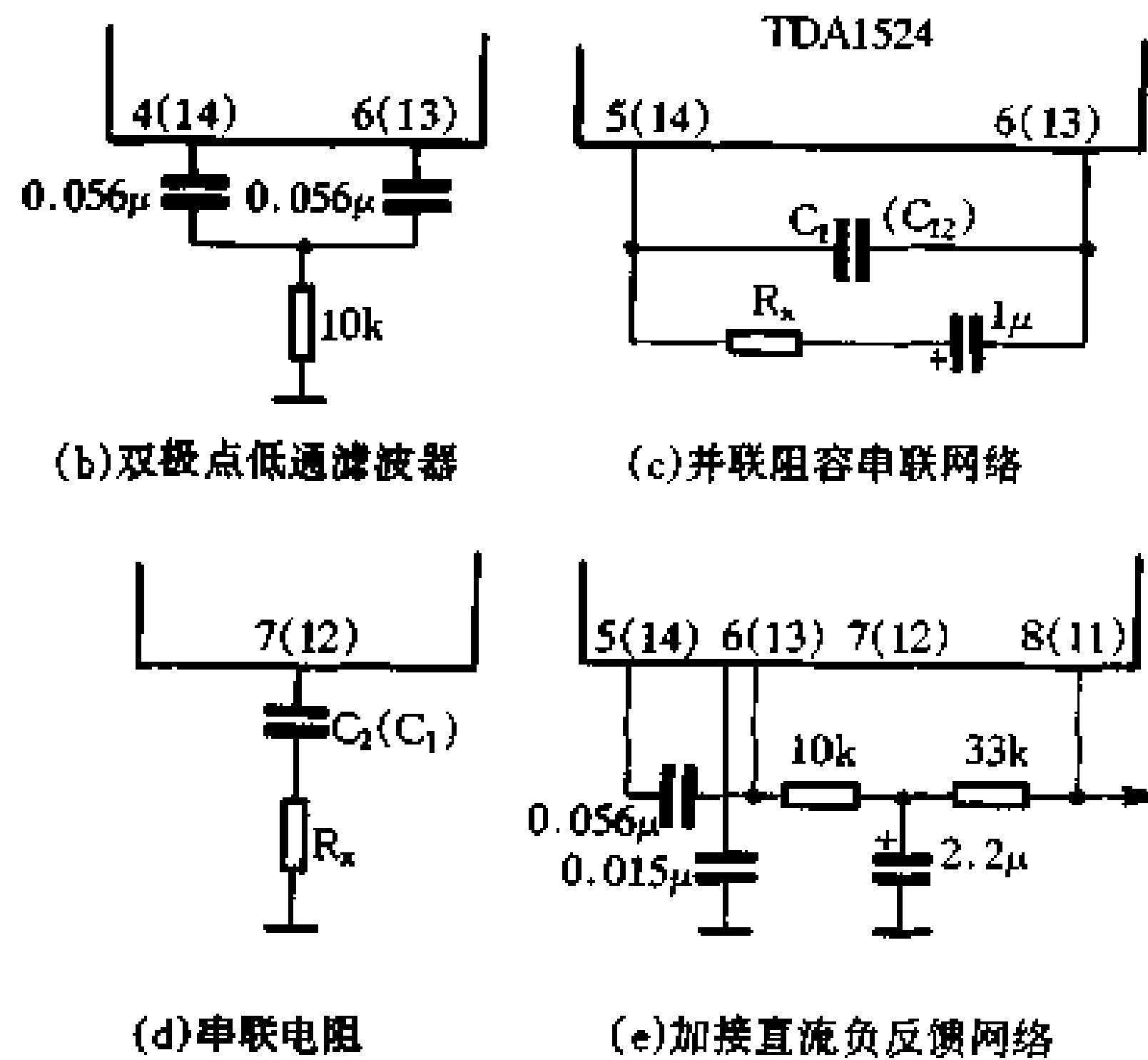
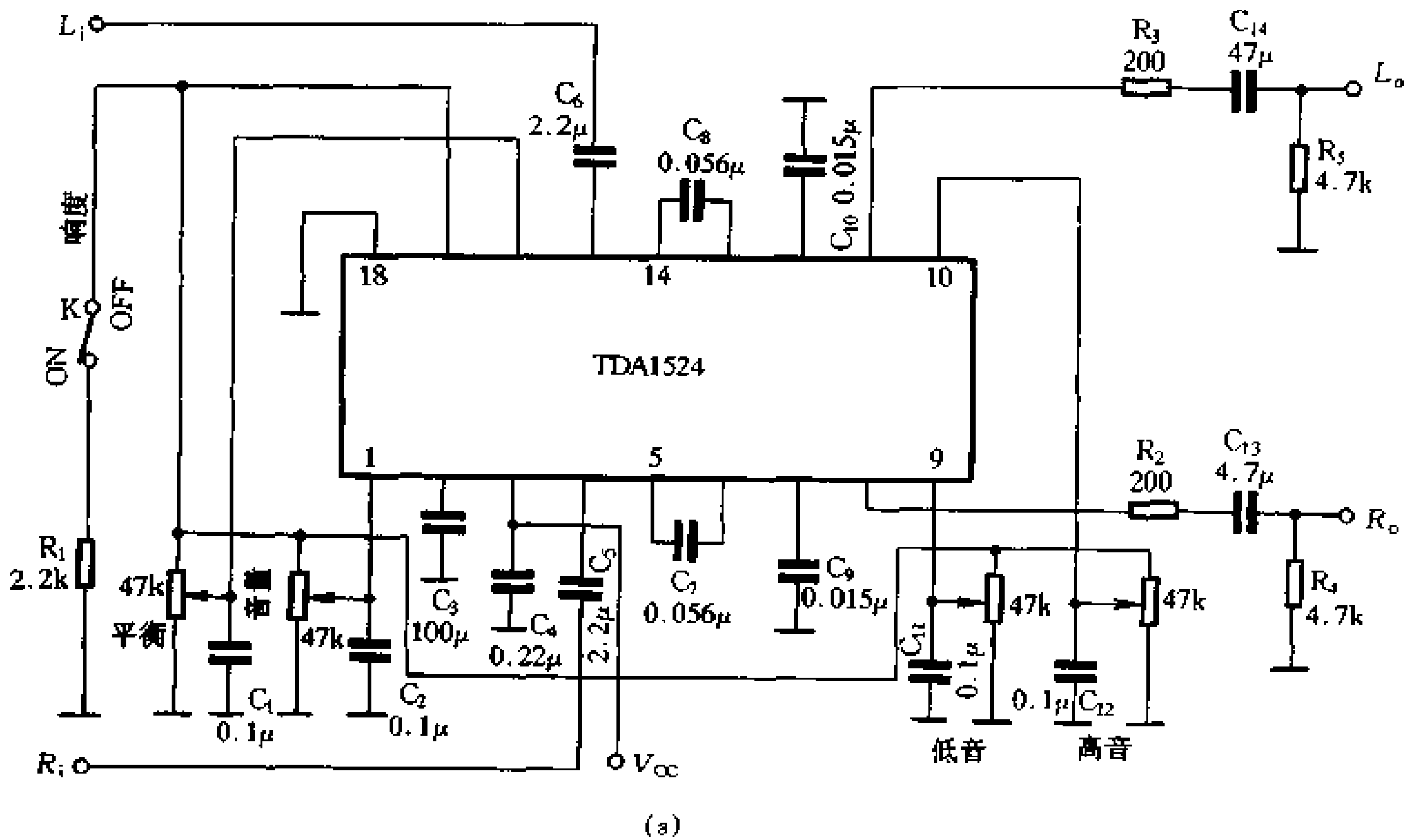


图 4-29 TDA1524 的应用电路

TDA1524 在应用时，当负载的电容超过 20pF 时，输出端必须串接一只 200Ω 的电阻；若要增加低音提升量，可将 5 (14) 脚和 6 (13) 脚之间的电容改为双极点的低通滤波器，

如图 4-29 (b)所示;若要减小低音的提升量时,可在 C_7 (C_8) 电容上并联一个电阻与电容串联的网络,电容的作用在于断开直流通路,电阻值愈小,提升量愈低,如图(c)所示;若要降低高音提升量时,可在 C_9 (C_{10})中串接一只电阻,如图(d)所示,电阻值愈大,提升量愈低。

为了增加对信号的处理能力,可加接直流负反馈网络,如图 4-29 (e)。

4.3.4 直流音量音调平衡控制 IC TA7630P

TA7630P 既可采用单电源供电,又可采用双电源供电,采用双电源供电时,电源电压范围为 $\pm 4 \sim \pm 7V$ 。

图 4-30 是采用双电源供电时的应用电路。

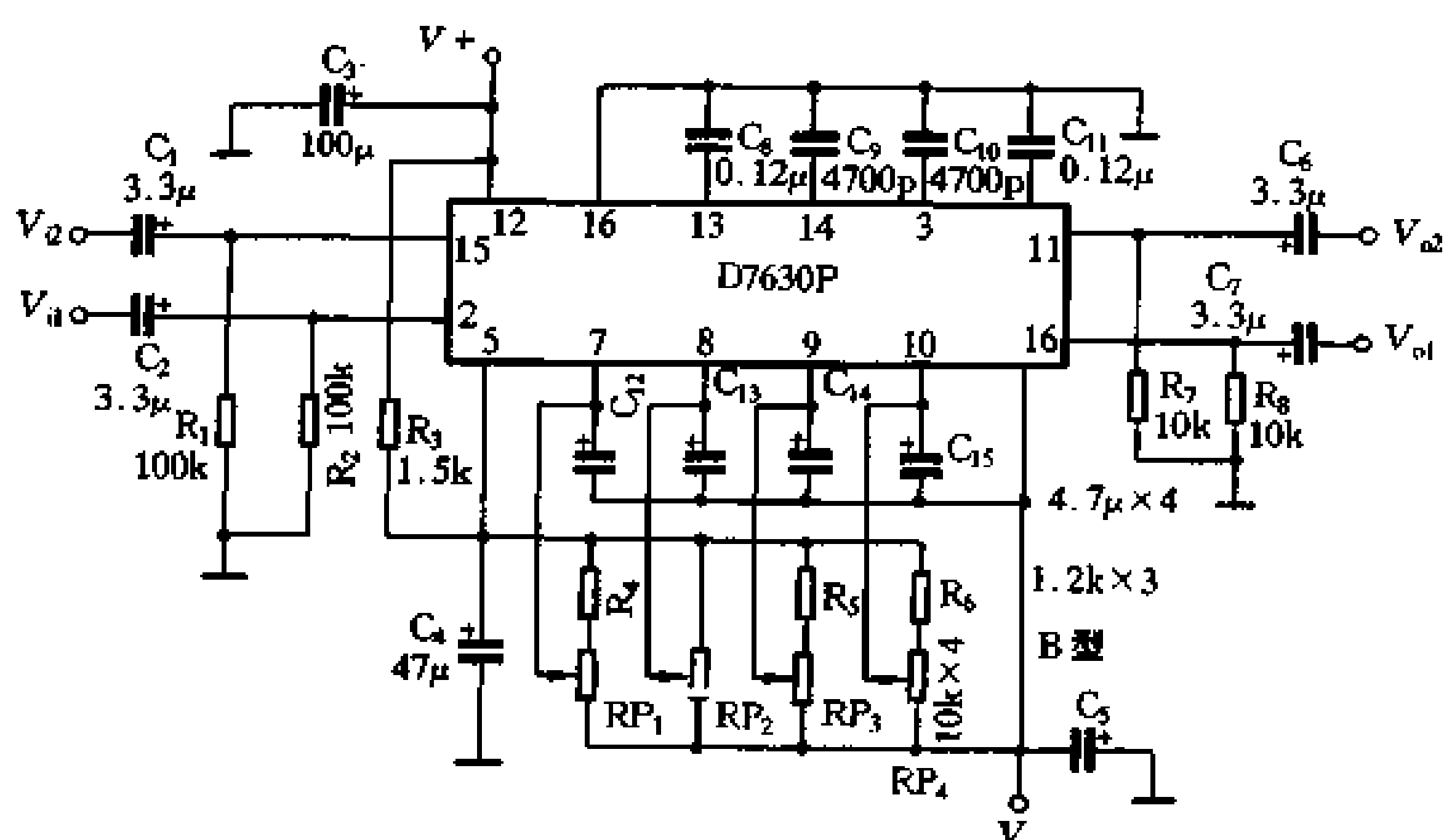


图 4-30 采用双电源的应用电路

在电路中, IC 的 5 脚输出基准直流控制电压, 7 脚为平衡控制输入端, 对应的 RP_1 为平衡控制电位器; 8 脚为音量控制端, RP_2 为音量电位器; 9、10 脚分别为音调控制端, RP_3 、 RP_4 分别为高低音控制电位器。

该电路的低音转折频率由 4、13 脚所接电容决定; 高音转折频率由 3、14 脚所接电容

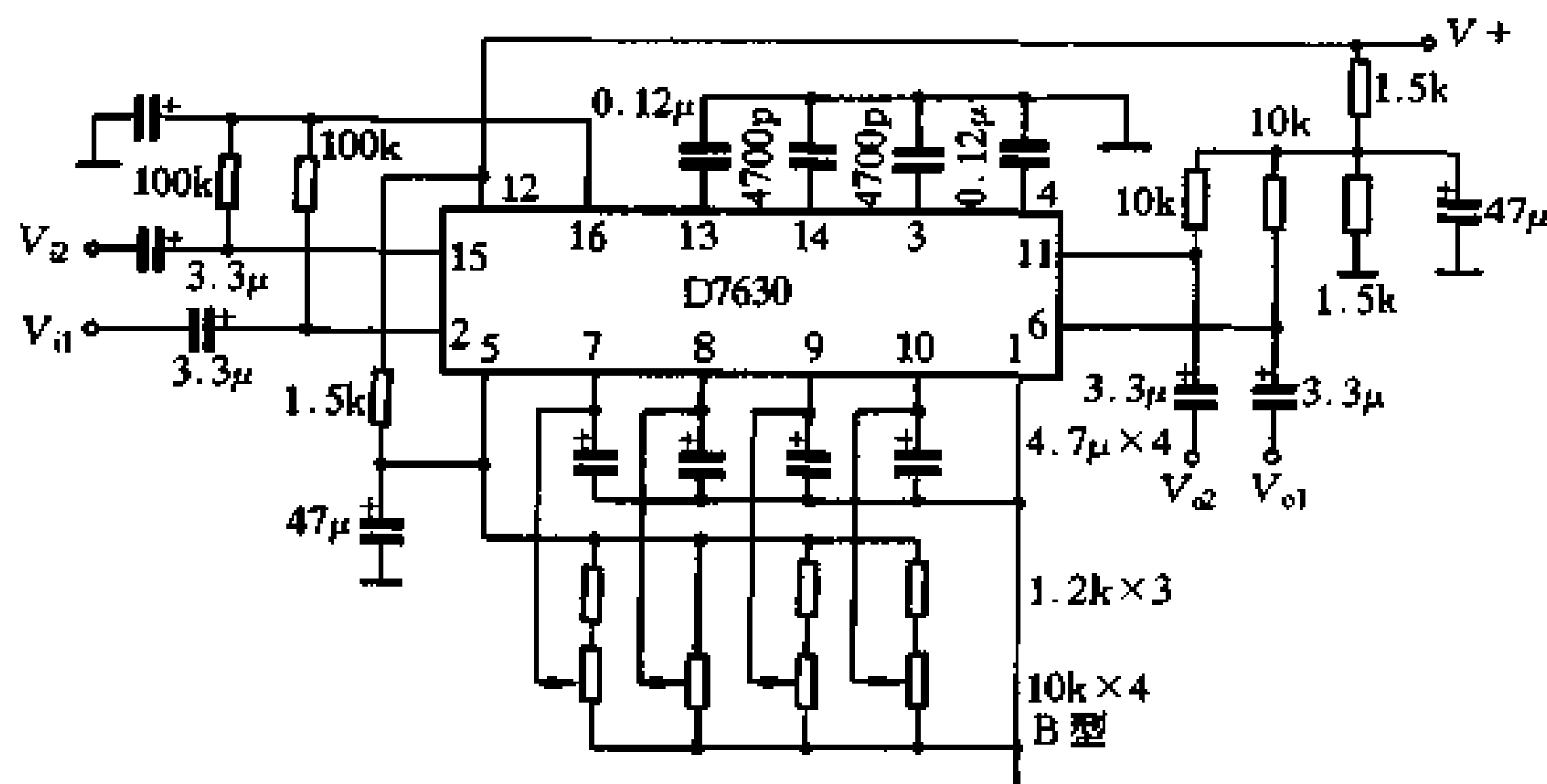


图 4-31 采用单电源时的应用电路

的大小决定。电容量增大，则高、低音转折频率降低；电容量减小，则高、低音转折频率升高。

TA7630P 采用双列直插 16 脚封装，图 4-31 是 TA7630P 采用单电源供电时的应用电路。

4.4 多频段图示均衡电路

4.4.1 由晶体管组成的均衡器电路

图 4-32~34 是采用晶体管 LM9014 组成的三种五段式均衡电路，这三种电路均选自早期进口的收录机电路。这几种电路均采用 7.5V 的单电源供电，五段均衡的中心频率分别是：60Hz、150Hz、500Hz、1500Hz、10kHz。控制范围均为 $\pm 10\text{dB}$ 。三种电路均附设有等响度音量控制电路。

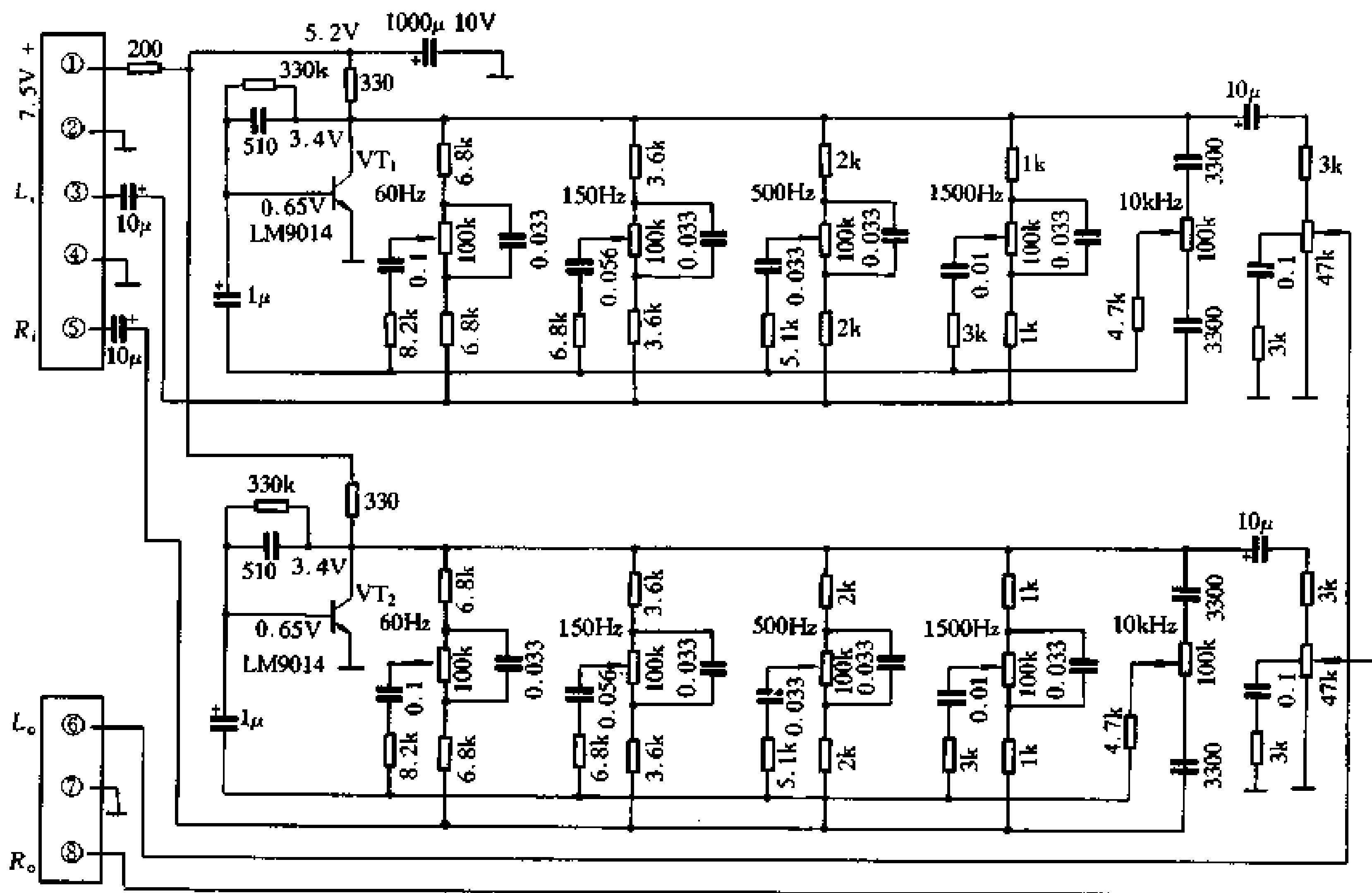


图 4-32 晶体管五段均衡电路之一

三种电路中，图 4-32 电路采用的是公用放大器和接在反馈回路中由阻容元件组成的带通滤波器，这五个带通滤波器分别由各自的阻容元件谐振于它们的中心频率。调整电位器设置于放大器的反馈回路，当电位器的滑动点向上移动时，放大电路的负反馈量增大，而输入信号减小，放大器的增益下降，相应的调整点对应的中心频率受到衰减；反之则被

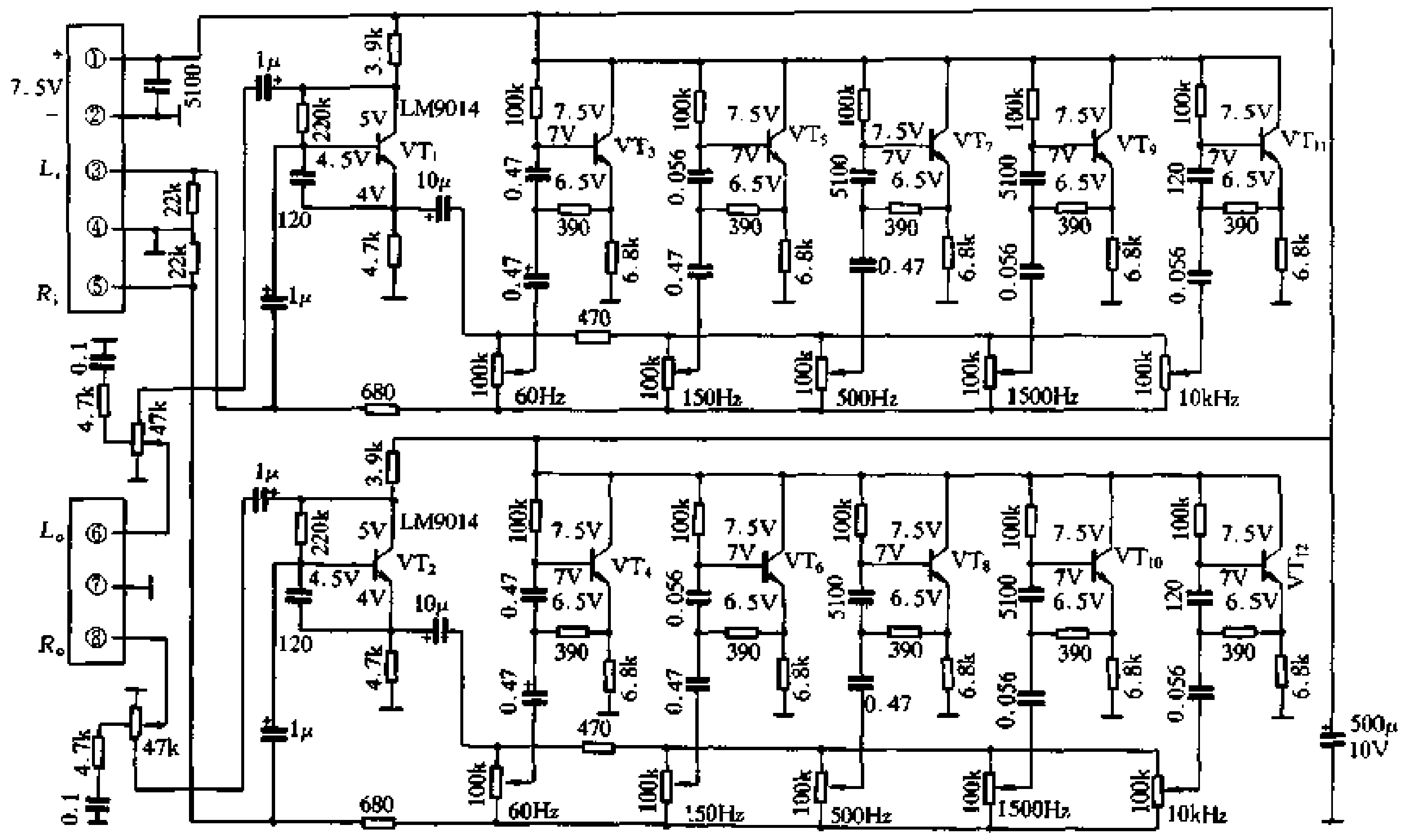


图 4-33 晶体管五段均衡电路之二

提升。

图 4-33 电路采用公用放大器与模拟电感电路分别设置，按照五个不同的中心频率，通过阻容元件的选择，设计出对应于中心频率的模拟电感。调整电位器设置于反馈回路，通过电位器的调节，实现对各频段的衰减或提升。

图 4-34 采用和图 4-33 基本相同的电路结构，公用放大器与模拟电感电路分别设置，但它的模拟电感电路中的晶体管增加了一只偏置电阻，使电路工作更加稳定。调整电位器接在放大器的反馈回路，中心抽头接地。

4.4.2 由集成运放组成的多频段均衡器

图4-35(a)是由集成运放 TL084 组成的双五段图示均衡器电路。现以 L 声道为例分析其工作原理。该电路采用的是调整电位器接在运放的同、反相输入端来工作的。

其原理见图4-35(a)，现对照进行分析：运放 A_1 组成公用放大器， $A_3 \sim A_{11}$ 五只运放分别组成中心频率为 100Hz、330Hz、1kHz、3.3kHz、10kHz 的均衡网络的模拟电感。在电路中， C_9 、 C_{14} 、 C_{19} 、 C_{25} 、 C_{31} 相当于 C_1 ； C_{11} 、 C_{16} 、 C_{21} 、 C_{27} 、 C_{33} 相当于 C_2 ；衰减电阻 R_{14} 、 R_{20} 、 R_{26} 、 R_{32} 、 R_{38} 相当于 R_1 ； R_{15} 、 R_{21} 、 R_{27} 、 R_{33} 、 R_{39} 相当于反馈电阻 R_2 。

在图 4-35 (a)中，五只电位器 $RP_1 \sim RP_5$ 接在公用放大器的同相与反相输入端间，当电位器的滑动点向上方移动时，输入信号中的 f_0 成分被 R_1 和模拟电感与 C_1 组成的串联谐振网络分压，同时放大电路的反馈系数增大，放大器增益下降， f_0 被衰减。当电位器的滑动点向下方移动时，情况正好相反，所以 f_0 被提升。当电位器的滑动点位于中间位时， f_0 既不衰减也不提升，放大器为平直放大状态。

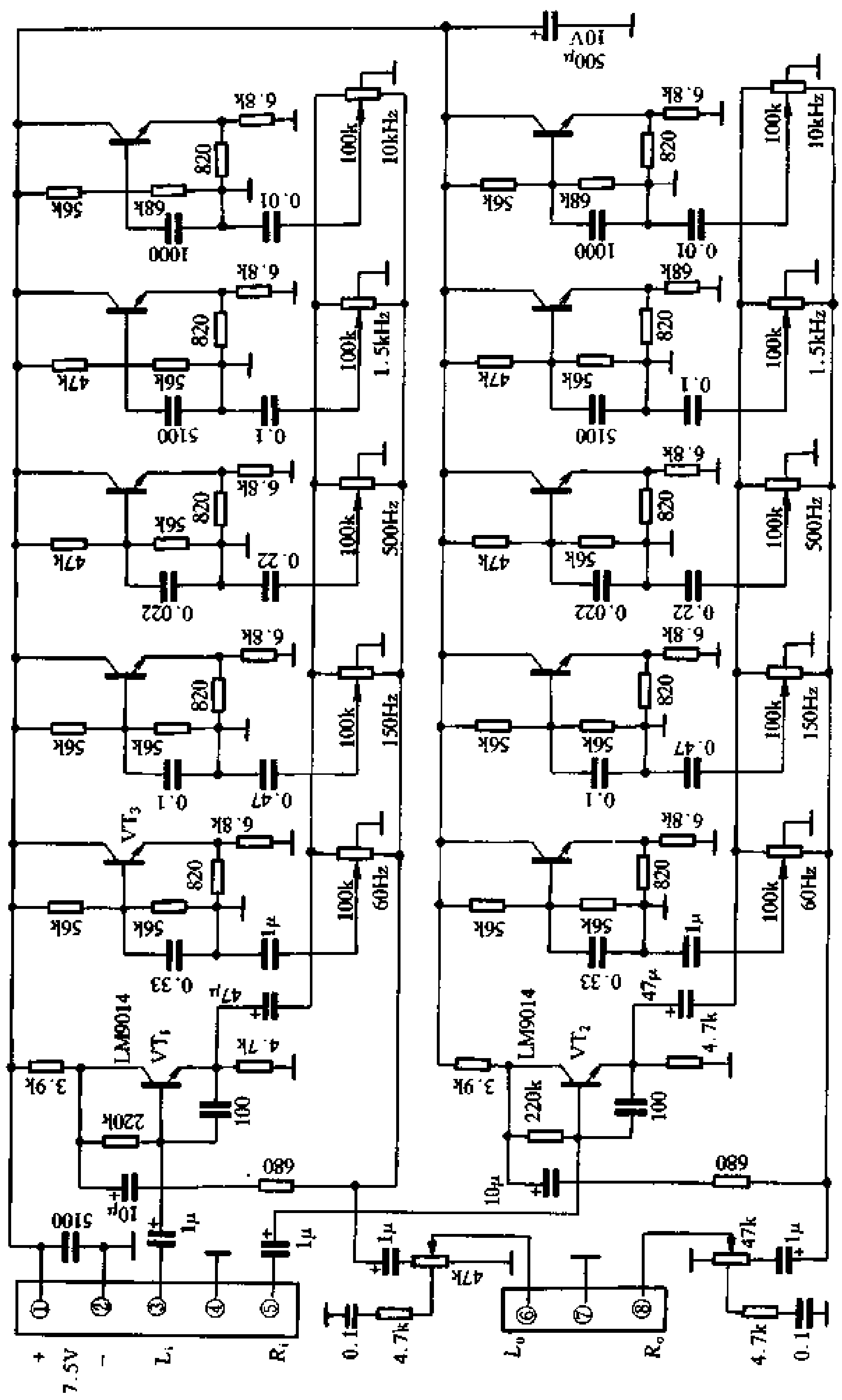


图 4-34 晶体管五段均衡电路之三

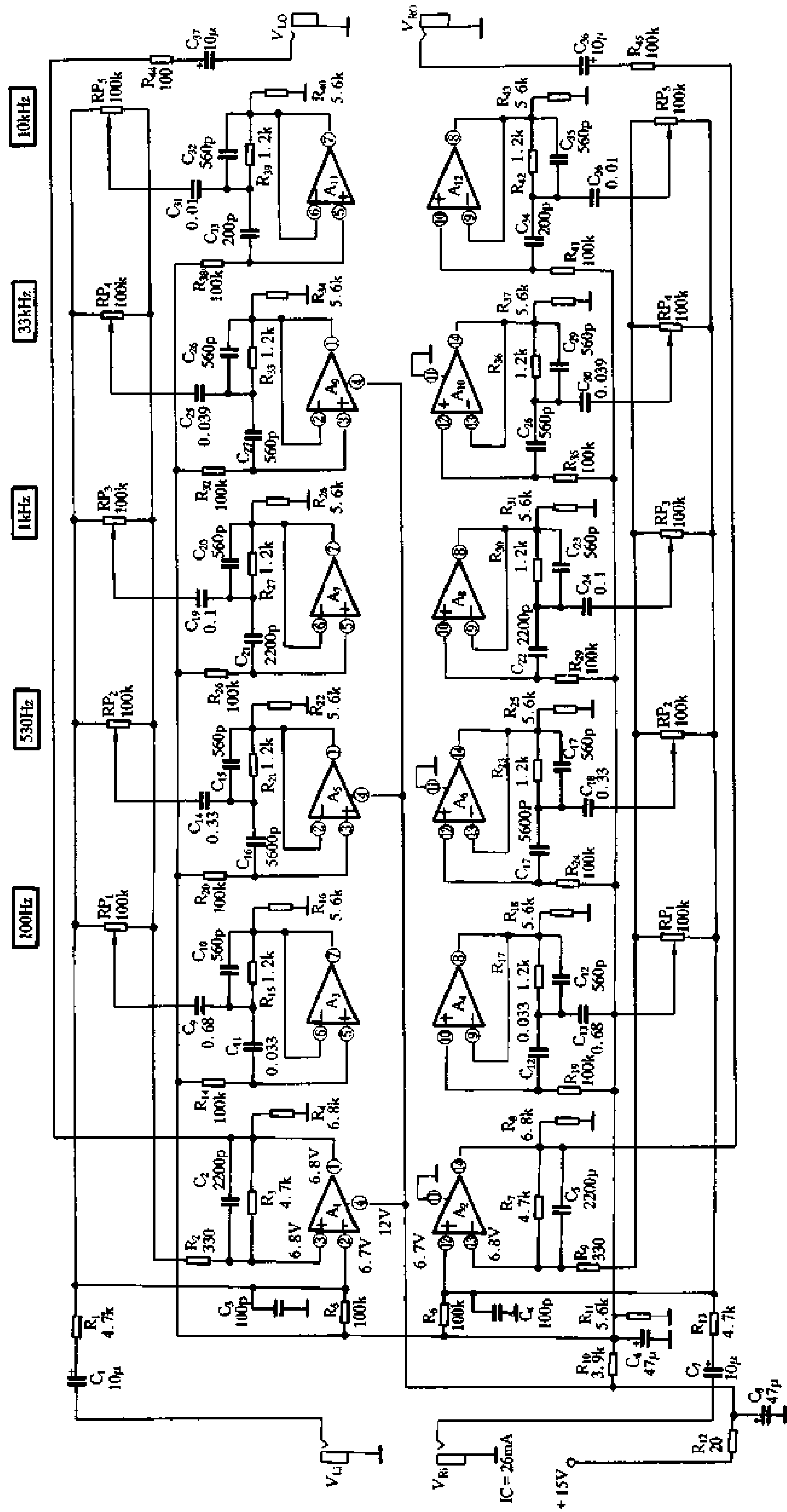


图 4-35 (a) 由 TL084 组成的均衡器

如果需要将均衡器的中心频率 f_0 调整到精确范围, 有条件的可进行实际调整。其方法是: 采用一盘标准测试磁带(磁带上录有与本机相符合的测试用 f_0 , 即 100Hz、330Hz、1kHz、3.3kHz、和 10kHz 校正信号, 记录磁平为 -10dB)。采用录音机放音, 将本均衡器接在录音机的线路输出端, 要求录音机输出信号为平直状态。先用毫伏表测量校正信号的线路输出电平为 80mV, 将线路输出信号输入到均衡器, 并将均衡器的各控制电位器置于中间位置。测量输出电平应为 80mV, 以此为基准电平(0dB)调节 RP_3 , 提升或衰减 1kHz 信号, 测出各自的输出电平, 计算其控制范围应不小于 $\pm 10\text{dB}$ (计算方法为: $20\lg = \text{最大提升或衰减时电平/基准电平}$)。如果达不到, 可调整 C_{19} 或 C_{21} , 并重新测量, 直至合格。按照 1kHz 的校正方法, 校正其余各中心频率。

本均衡器的技术指标: 控制范围为 $\pm 10\text{dB}$; 失真度 $< 0.3\%$; 信噪比 $> 55\text{dB}$; 声道分离度 $> 60\text{dB}$ 。

图4-35(b)是由 TL084 组成的十段均衡器电路。其原理和结构与图 4-35 (a)基本相同, 由 10 只运放组成 10 只模拟电感, 分别谐振于十个中心频率: 32Hz、64Hz、125Hz、250Hz、500Hz、1kHz、2kHz、4kHz、8kHz、16kHz。 IC_2 是它们的公用放大器, 本电路还附有多功能输入前置放大器, 通过选择开关 SA_1 分别输入不同的音源信号, 其中由 1458 等构成 RIAA 唱机均衡输入放大器。晶体管 VT_1 作话筒输入放大器, 由音量电位器 RP_2 控制输入到总放大器 IC_1 。线路、唱机、CD 和收音则通过带有等响度控制的音量电位器 RP_1 控制输入。电路中还设有直通开关 SA_3 , 对于不需要均衡的输入信号可由 SA_3 拨到直通位置, 直接输出。

技术指标:

话筒输入: 1mV 最大 10mV;

唱机输入: 2mV;

线路输入: 150mV;

收音输入: 150mV;

CD 输入: 2V;

输出电平: 2V, 最大 5V;

频率特性: 各频率段控制范围为 $\pm 12\text{dB}$ 。

电路设置有输入信号指示灯, 通过控制开关 SA_1 同步调节。

4.4.3 集成专用均衡器电路

一、TA7796 的扩展应用

在前面我们曾介绍过 TA7796 的内部电路组成和用该电路组成的五段均衡器电路。由于该电路可以通过外接电容 C_B 改变模拟电感的参数, 并通过改变 C_A 来改变均衡器各段的中心频率, 这就为使用者提供了极大的方便, 采用一只 IC 可以组成一个五段均衡器电路, 采用两只 IC 便可组成一个十段均衡器电路。图 4-37 便是其中一例。

十段均衡器的中心频率及所接电容 C_B 及 C_A 的相关参数见表 4-3。该电路最低中心频率为 71Hz, 最高中心频率为 11kHz, 最高频率偏低, 在应用中可根据需要重新设定。

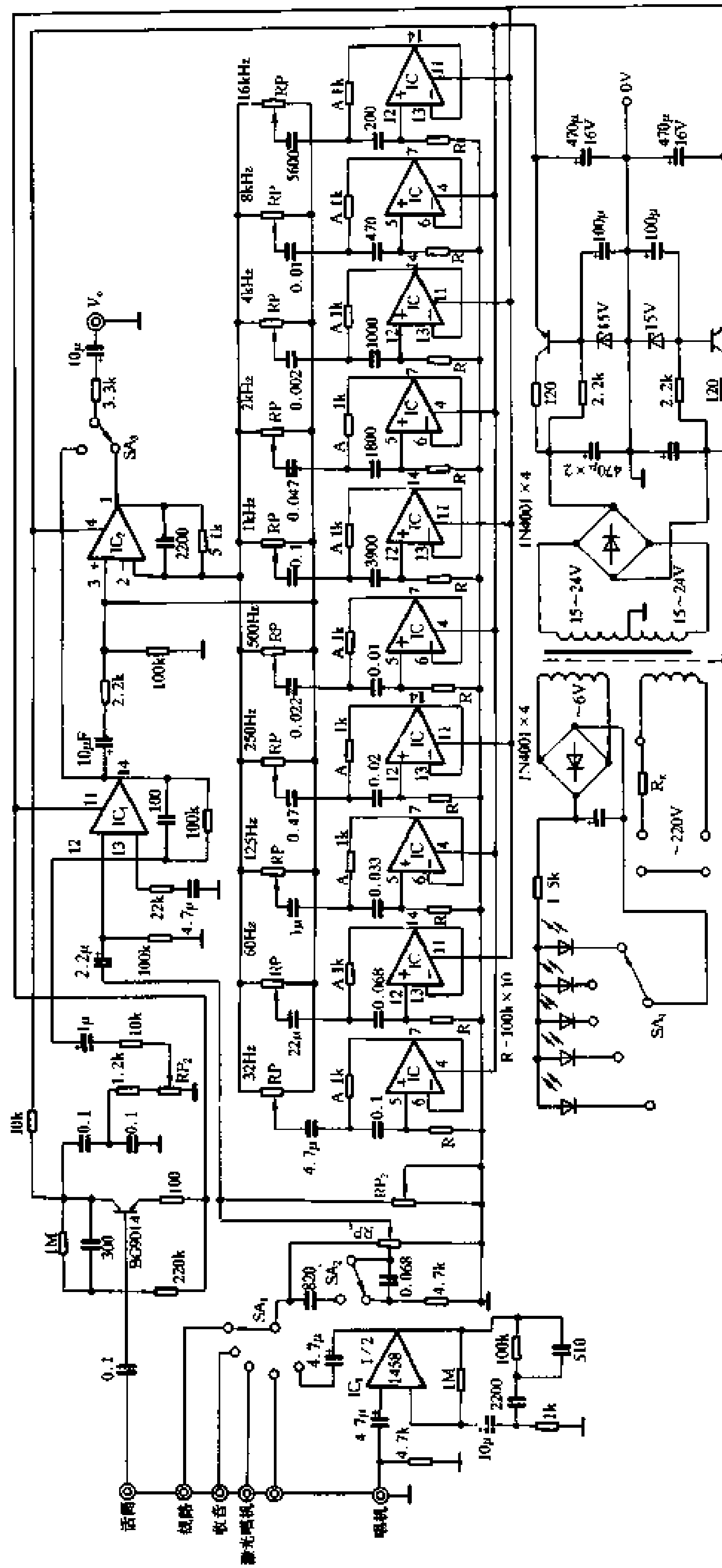


图 4-35 (b) 由集成运放 TL084 组成的均衡器电路

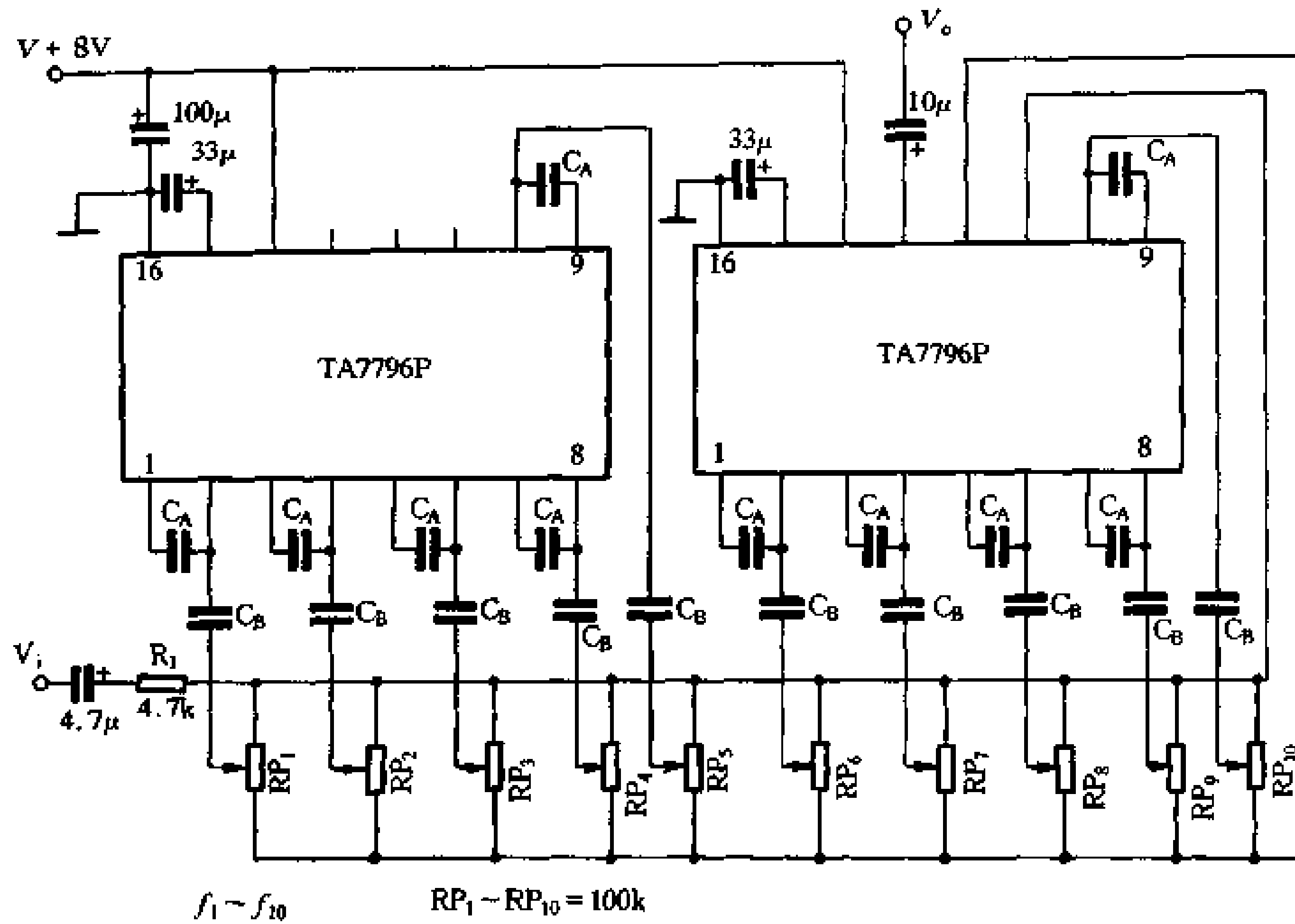


图 4-36 用 TA7796 组成的十段均衡器

表 4-3

频率	$f_1 - 71\text{Hz}$	$f_2 - 125\text{Hz}$	$f_3 - 220\text{Hz}$	$f_4 - 380\text{Hz}$	$f_5 - 670\text{Hz}$
电容					
C_A	$1.32\mu\text{F}$	$0.75\mu\text{F}$	$0.43\mu\text{F}$	$0.25\mu\text{F}$	$0.15\mu\text{F}$
C_B	$0.047\mu\text{F}$	$0.025\mu\text{F}$	$0.015\mu\text{F}$	8600pF	5000pF
频率	$f_6 - 1.17\text{kHz}$	$f_7 - 2.05\text{kHz}$	$f_8 - 3.6\text{kHz}$	$f_9 - 6.3\text{kHz}$	$f_{10} - 11\text{kHz}$
电容					
C_A	$0.08\mu\text{F}$	$0.047\mu\text{F}$	$0.027\mu\text{F}$	$0.015\mu\text{F}$	8500pF
C_B	2800pF	1600pF	910pF	510pF	300pF

图 4-37 是另一个扩展应用的例子。它利用 TA7796 和外接的五只晶体管组成一个十段均衡器电路，该均衡器的最低中心频率为 100Hz，最高中心频率为 16kHz。电路的晶体管采用 9014 等， β 值应 ≥ 500 。

二、用 LA3600 组成的均衡器

LA3600 是日本三洋公司推出的专用图示均衡集成电路，该电路采用双列直插 16 脚封装，主要电参数如表 4-4 所示。该电路外围电路简单，性能稳定，采用单电源供电、各中心频率点设计简单、频率准确、噪声小、失真低、可以很方便地组成五段均衡电路，也可用同样两只 IC 组成十段均衡电路。

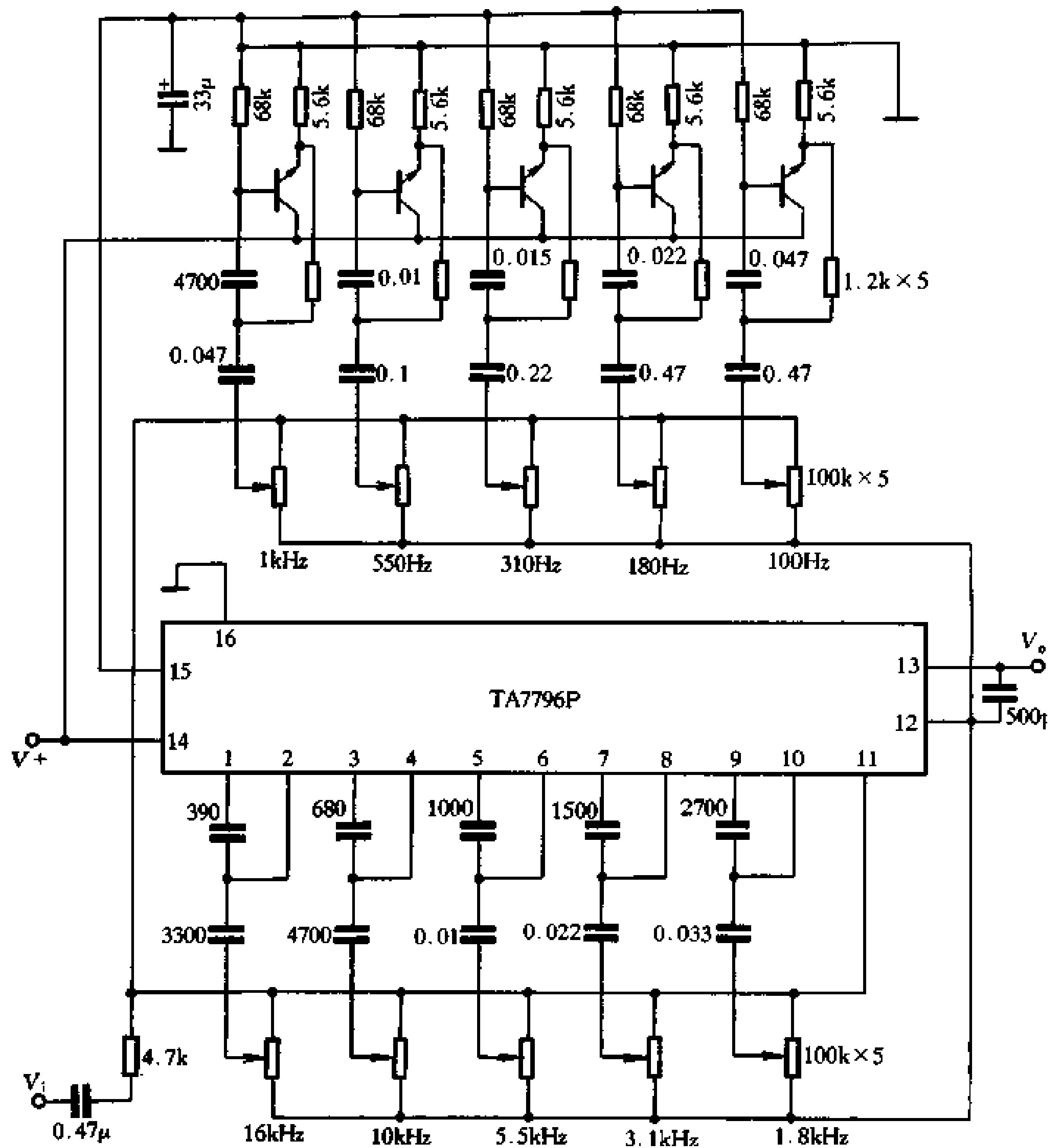


图 4-37 采用外接晶体管的十段均衡器

表 4-4

LA3600 电参数表

主要电气参数	$T_s = 25^\circ\text{C}$	$V_{CC} = 8\text{V}$	$R_L = 10\text{k}\Omega$	$R_g = 600\Omega$	单位
	测试条件	最小值	典型值	最大值	
静态电流 I_{CC}	$V_{CC} = 8\text{V}$	3	5	8	mA
电压增益 G_v	$f = 1\text{kHz}, V_{IN} = 10\text{dB}$	-3.8	0.8	+2.2	dB
总谐波失真 THD	$V_O = 1\text{V}, f = 1\text{kHz}$		0.03	0.1	%
输出噪声电压 V_{NO}	$R_g = 0, 10\text{Hz} \sim 30\text{kHz}$		2	20	μV
各频段提升 或表减量	$f = 100\text{Hz}$	± 8	± 10	± 12	dB
	$f = 340\text{Hz}$	± 8	± 10	± 12	dB
	$f = 1\text{kHz}$	± 8	± 10	± 12	dB
	$f = 3.4\text{kHz}$	± 8	± 10	± 12	dB
	$f = 10\text{kHz}$	± 8	± 10	± 12	dB

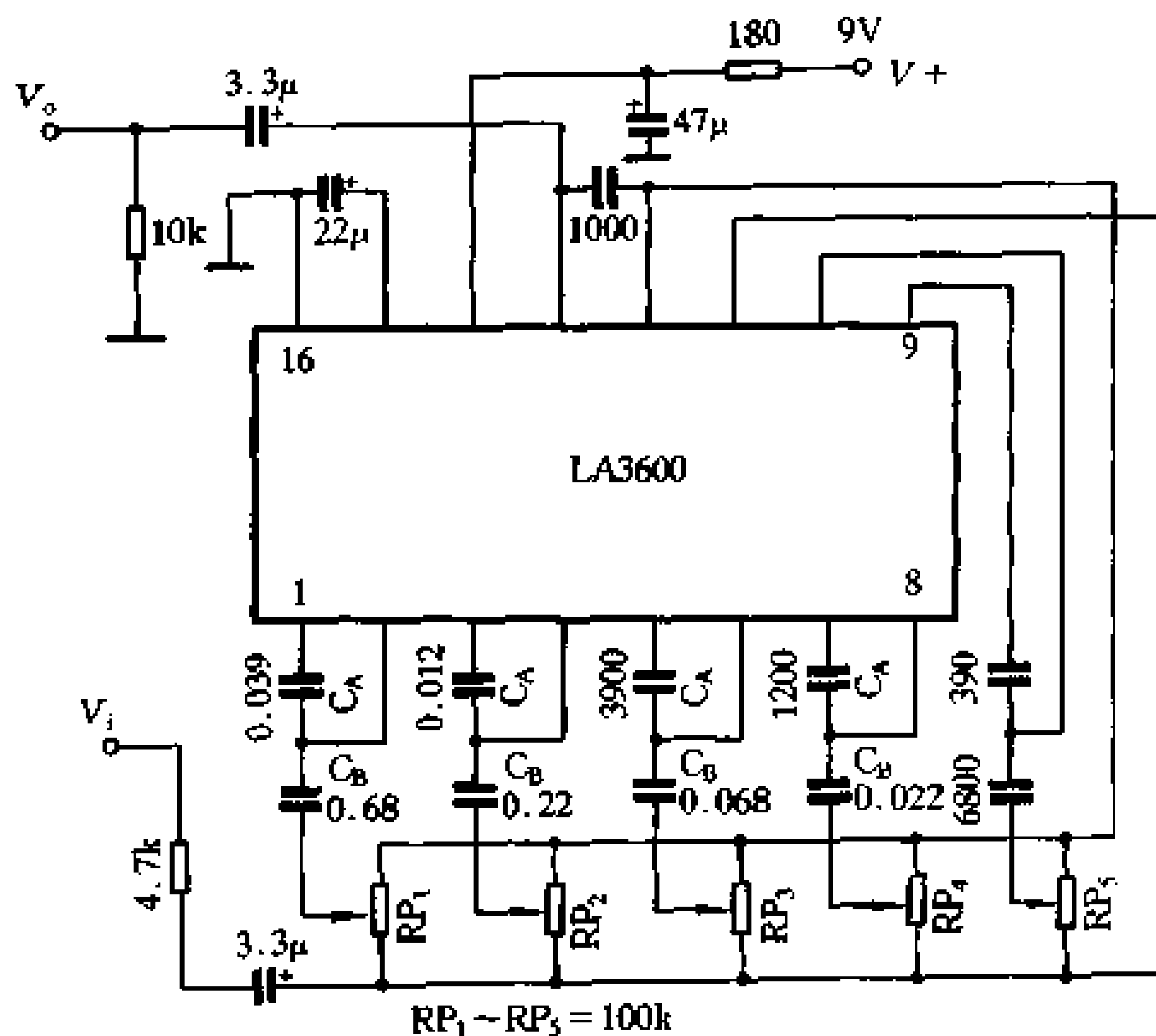


图 4-38 LA3600 构成的五段均衡器

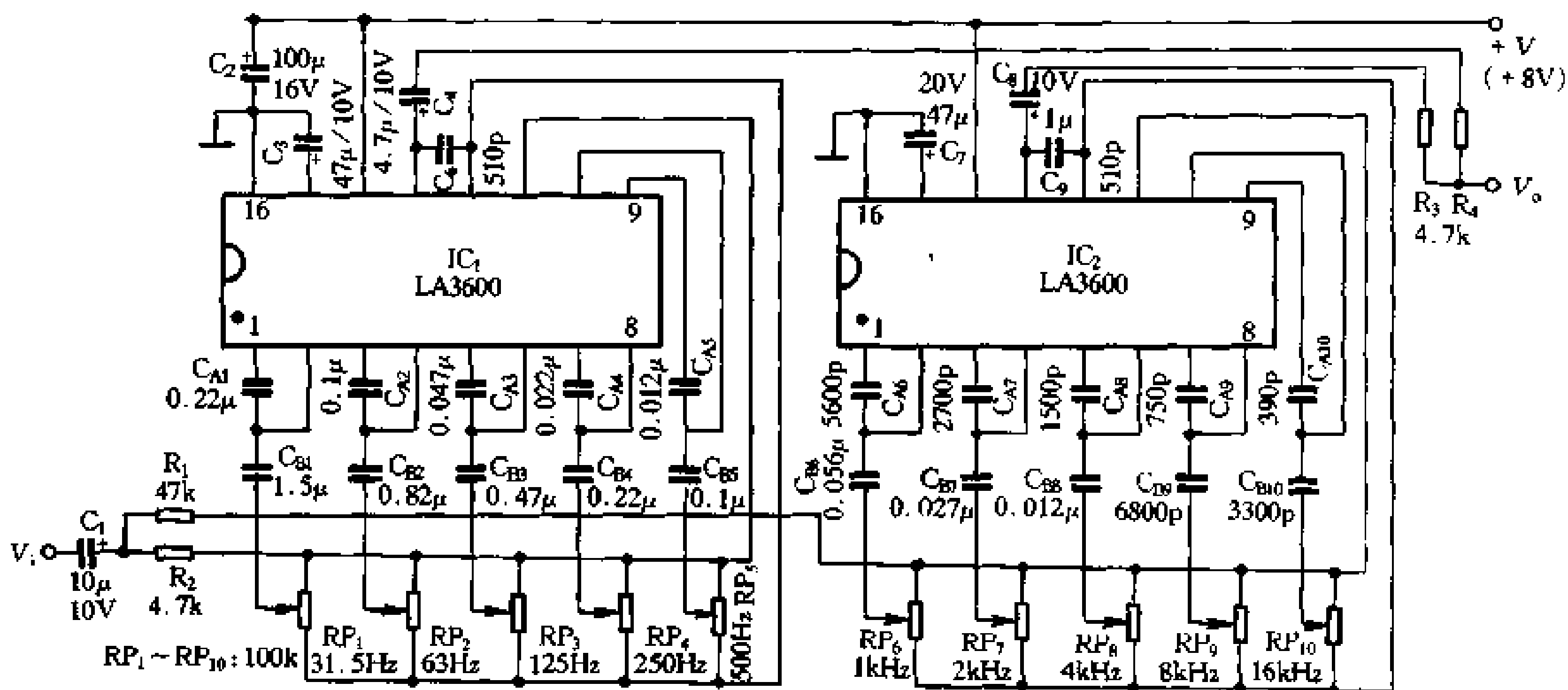


图 4-39 两只 LA3600 构成的十段均衡器

集成电路内部由 5 只高 β 、低噪声晶体管与相关的内部电阻和外接电容构成不同中心频率的模拟电感，内部还有一只运算放大器作为公用放大器，外接电位器通过引脚 11、12 接在运算放大器的同相和反相输入端之间。由于它可以通过改变外接电容设计出中心频率不同的五段均衡器，使用十分灵活。图 4-38 是用 LA3600 配以不同外接电容构成的五段均衡器。其中心频率为：100Hz、340Hz、1kHz、3.4kHz、10kHz。

图 4-39 是用两只 LA3600 组成的十段均衡器电路，它们的中心频率是：31.5Hz、63Hz、125Hz、250Hz、500Hz、1kHz、2kHz、4kHz、8kHz、16kHz。

和 TA7796 一样，用 LA3600 和外接晶体管也能组成十段或任意段的均衡器电路，它们的设计方法相同。

三、用 M5227 组成的均衡器

M5227P 是三菱公司生产的单通道五段均衡专用集成电路，它具有体积小、稳定性好和一致性好等特点。它的输出电压高达 9.5V，失真小，输入 5V 时，1kHz 时的失真仅 0.002%，噪声低，在 10Hz~30kHz 范围内，噪声电压仅 $6\mu\text{V}$ 。该电路既可使用单电源、又可使用双电源，主要电性能如表 4-5 所示。

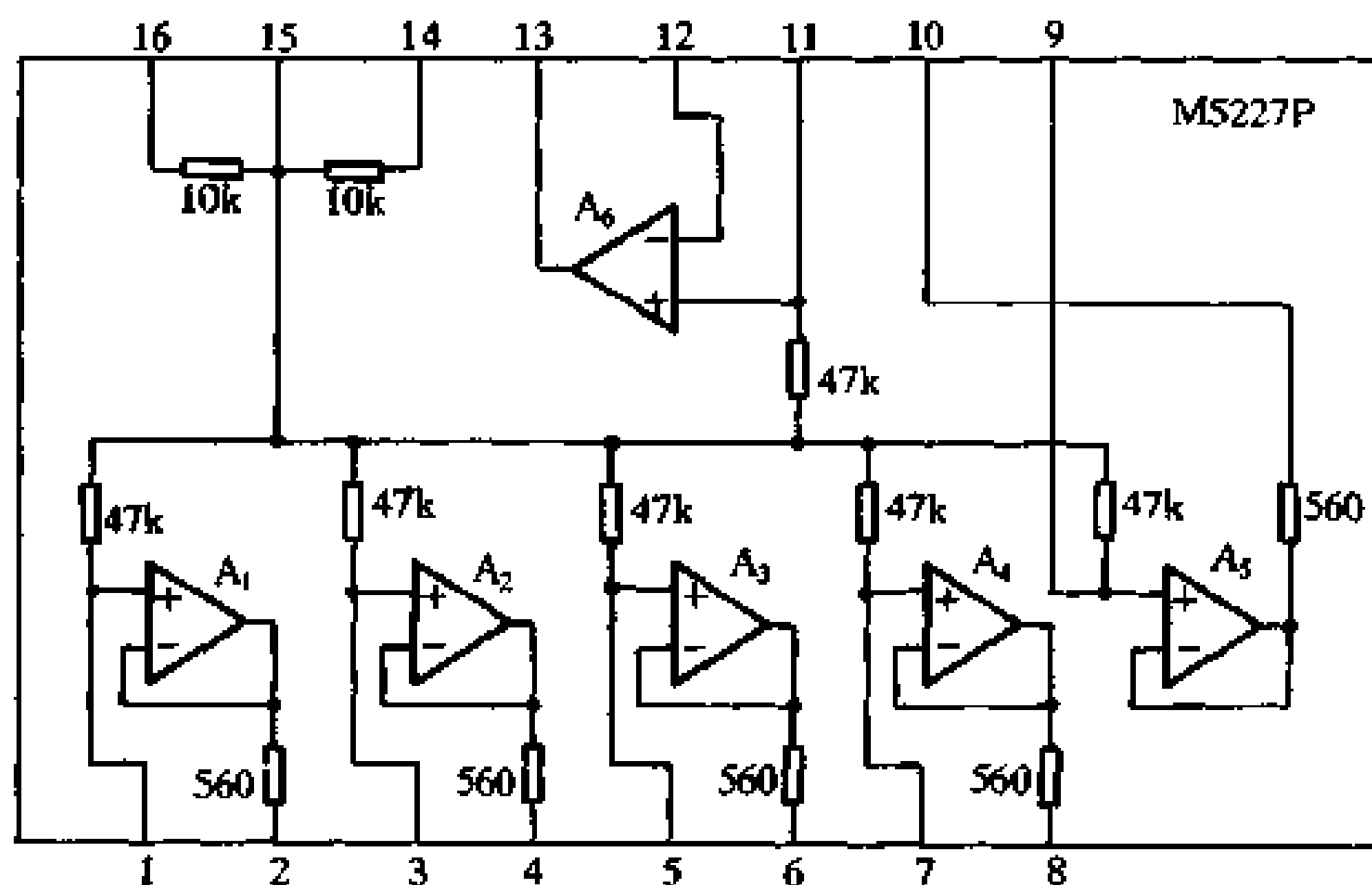


图 4-40 M5227P 的内电路原理图

图 4-40 是 M5227P 的内电路原理图，由图可知，该电路内部包含有 6 只运算放大器，其中 A_6 担任公用放大器，其余 $A_1 \sim A_5$ 与外部电容及内附电阻组成模拟电感，各模拟电感与各段的电容串联谐振于各频段的中心频率。

表 4-5

M5227P 电参数表

$T_a = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = \pm 15\text{V}$

参数名称	测试条件	最小值	标准值	最大值	单位
静态电流 I_{CC}	$V_{in} = 0$	6	9	12	mA
电压增益 G_V	$f = 1\text{kHz}$, $V_{in} = -10\text{dB}$	-2.3	-0.3	+1.7	dB
最大输出电压	$f = 1\text{kHz}$, $THD = 1\%$	7	9.5		V_{RMS}
总谐波失真 THD	$f = 1\text{kHz}$, $V_{in} = 5V_{RMS}$		0.002	0.1	%
噪声电压 V_{NO}	$R_g = 0$, 10Hz~30kHz, 平直		6	25	μV_{RMS}
各频段最大提升或衰减量	$f = 108\text{Hz}$	± 9.5	± 12	± 13.5	dB
	$f = 343\text{Hz}$	± 9.5	± 12	± 13.5	dB
	$f = 1.08\text{kHz}$	± 9.5	± 12	± 13.5	dB
	$f = 3.43\text{kHz}$	± 9.5	± 12	± 13.5	dB
	$f = 10.8\text{kHz}$	± 9.5	± 12	± 13.5	dB

14~16脚为外接电源端，当采用单电源供电时，14脚接正电源(最大不超过30V)，15脚悬空，16脚接地。采用双电源供电时，14、16脚分别接正、负电源，15脚经 33μ 电容接地。

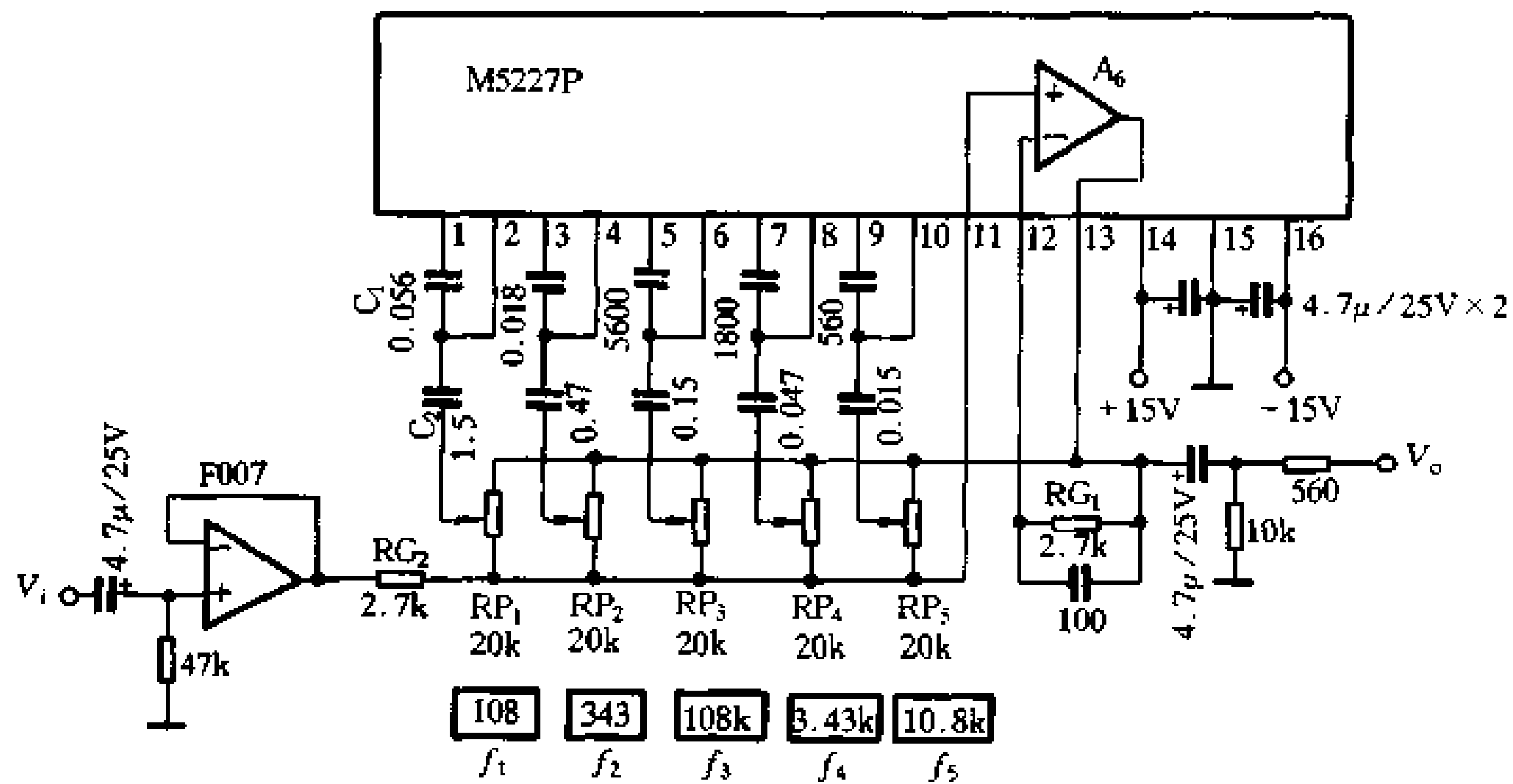


图 4-41 M5227 的应用电路

图 4-41 是 M5227P 的应用电路，对于图示均衡器，它的控制曲线图总是采用对数频率轴来表示，并要求控制曲线相同，间距相等，以保证各频段全部处于最大提升或衰减时总频响曲线比较均匀。为了适应对数频率轴的图示要求，各控制段的中心频率也须按倍频程选取。同时为了保证相邻控制频段之间相互影响最小，各频段均取较大的 Q 值，并保持各频段取相同的 Q 值。本电路为五段均衡，各控制段的中心频率按 3 倍频程选取，即：108Hz、343Hz、1.08kHz、3.43kHz、10.8kHz，取 Q 值 1.5~1.8。

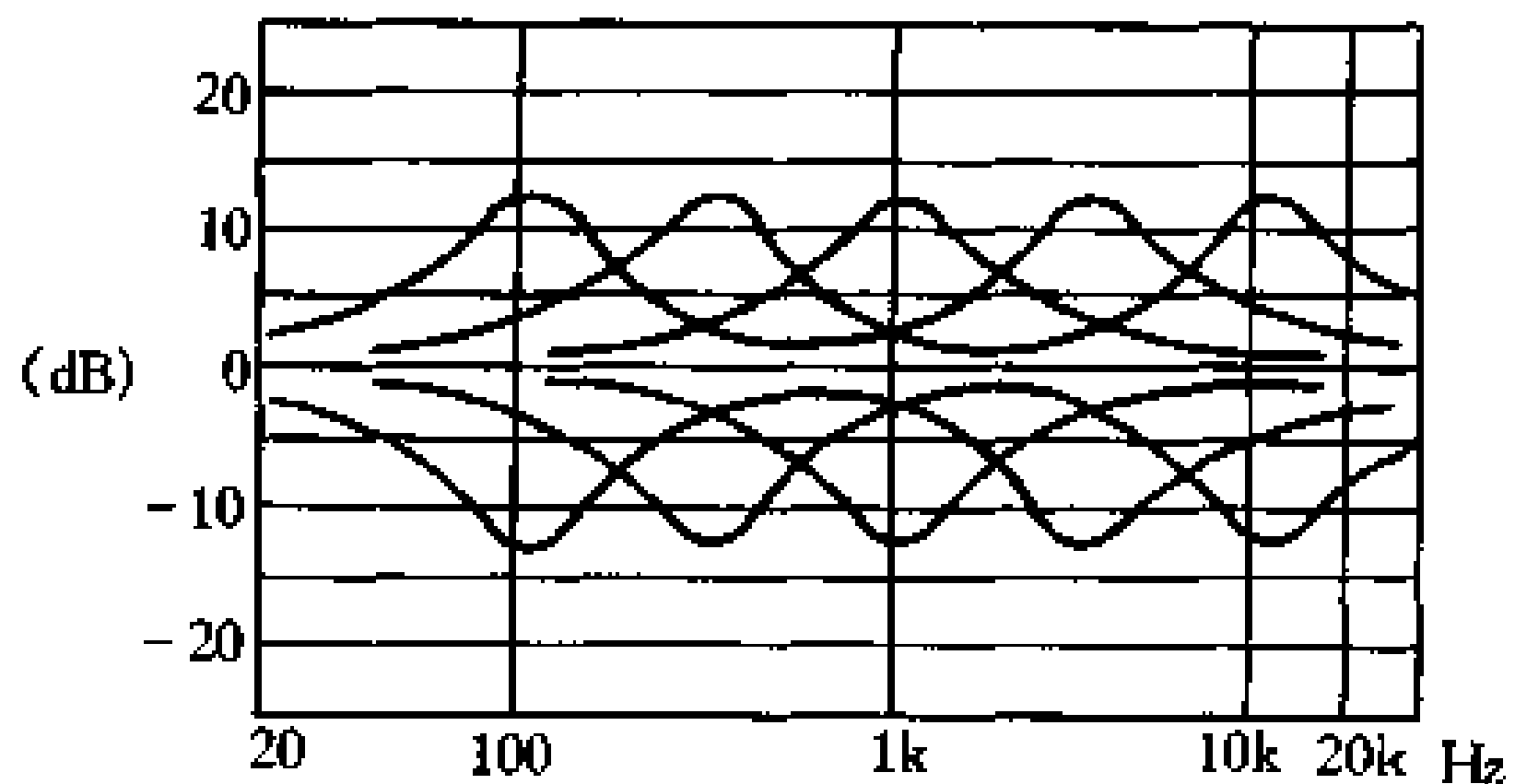


图 4-42 各频段综合频响曲线

在电路中， R_{G1} 、 R_{G2} 的阻值是决定各频段的最大提升量和衰减量的，阻值愈大则各频段的提升和衰减量也增大。本电路选用 $\pm 12\text{dB}$ 的提升、衰减量，根据厂家提供的技术参数， R_{G1} 、 R_{G2} 均选取 $2.7\text{k}\Omega$ 。由于取值较小，为了提高电路的输入阻抗，在输入端加一级电压跟随器。各频段控制综合频响曲线如图 4-42 所示。

四、七段厚膜集成均衡器 STK6327A

STK6327A 是日本三洋公司采用厚膜集成技术制造的七段集成均衡器电路，它的内部含有 8 只集成运放电路，除 1 只用作公用放大器外，其余 7 只可组成七段模拟电感，与外接电容组成七段式均衡电路。STK6327A 可采用单电源也可采用双电源供电。它的电参数见表 4-6。内电路如图 4-43 所示，应用电路如图 4-44 所示。

表 4-6

参数名称	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
电源电压	V_{CC}	-	-	-	+16	V
	V_{EE}	-	-	-	-16	
消耗功率	P_s	$T < 70^\circ\text{C}$	-	-	1.8	W
无信号电流	I_{CC1}	24V	-	28	40	mA
	I_{CC2}	$\pm 12\text{V}$	-	7.5	14	
输出电压	V_O	$\text{THD} = 1\%$	6.3	7.4	-	V_{rms}
谐波失真度	THD	$V_O = 1\text{V}$	-	0.01	0.02	%
输出噪声电压	V_{NO}	$R_s = 0\Omega$	-	0.1	0.3	mV_{rms}
各频段 控制范围	f_1	$f = 63\text{Hz}$	± 10	± 12	± 13	dB
	f_2	$f = 160\text{Hz}$	± 10.5	± 12	± 13	
	f_3	$f = 400\text{Hz}$	± 10.5	± 12	± 13	
	f_4	$f = 1\text{kHz}$	± 10.5	± 12	± 13	
	f_5	$f = 2.5\text{kHz}$	± 10.5	± 12	± 13	
	f_6	$f = 6.3\text{kHz}$	± 10.5	± 12	± 13	
	f_7	$f = 16\text{kHz}$	± 10.5	± 12	± 13	
输入阻抗	T_i	-	-	9.6k	-	Ω
输出阻抗	T_o	-	-	200	-	Ω
使用环境	T	-	-	$-20 \sim +70$	-	$^\circ\text{C}$

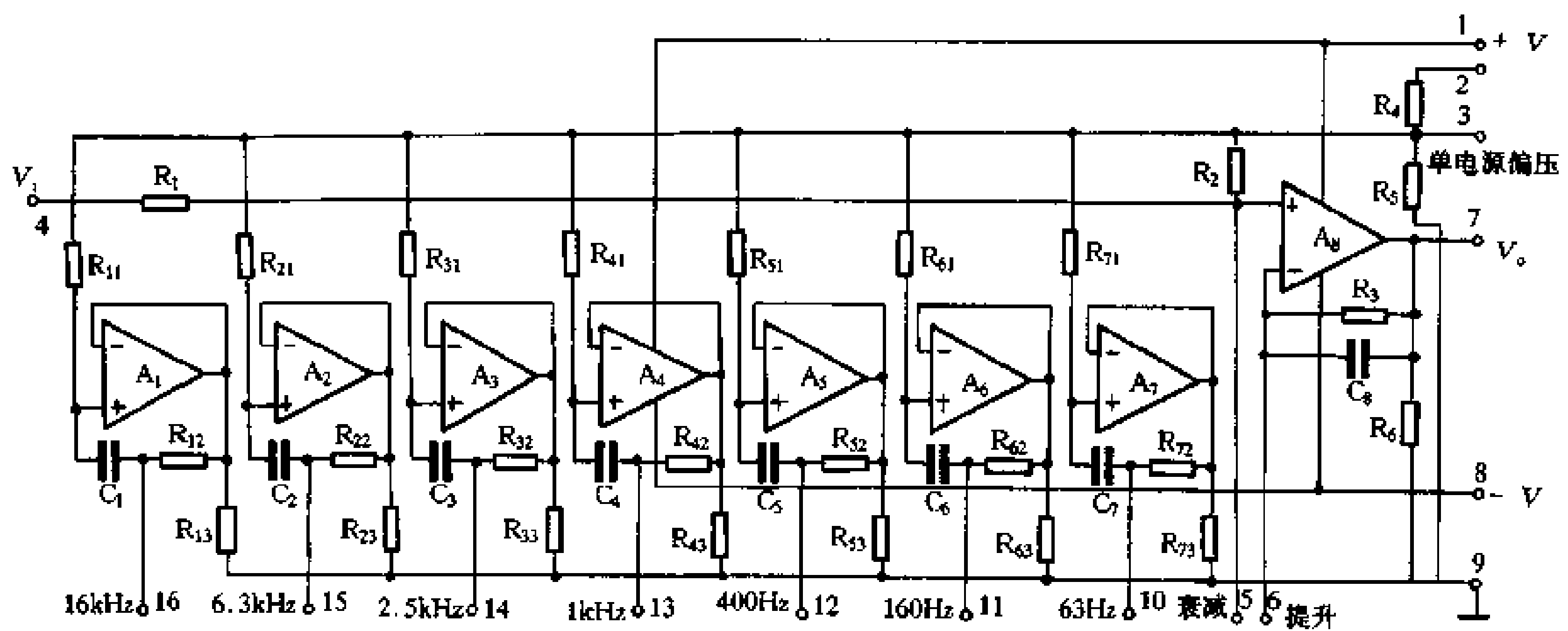


图 4-43 STK6327A 的内电路原理

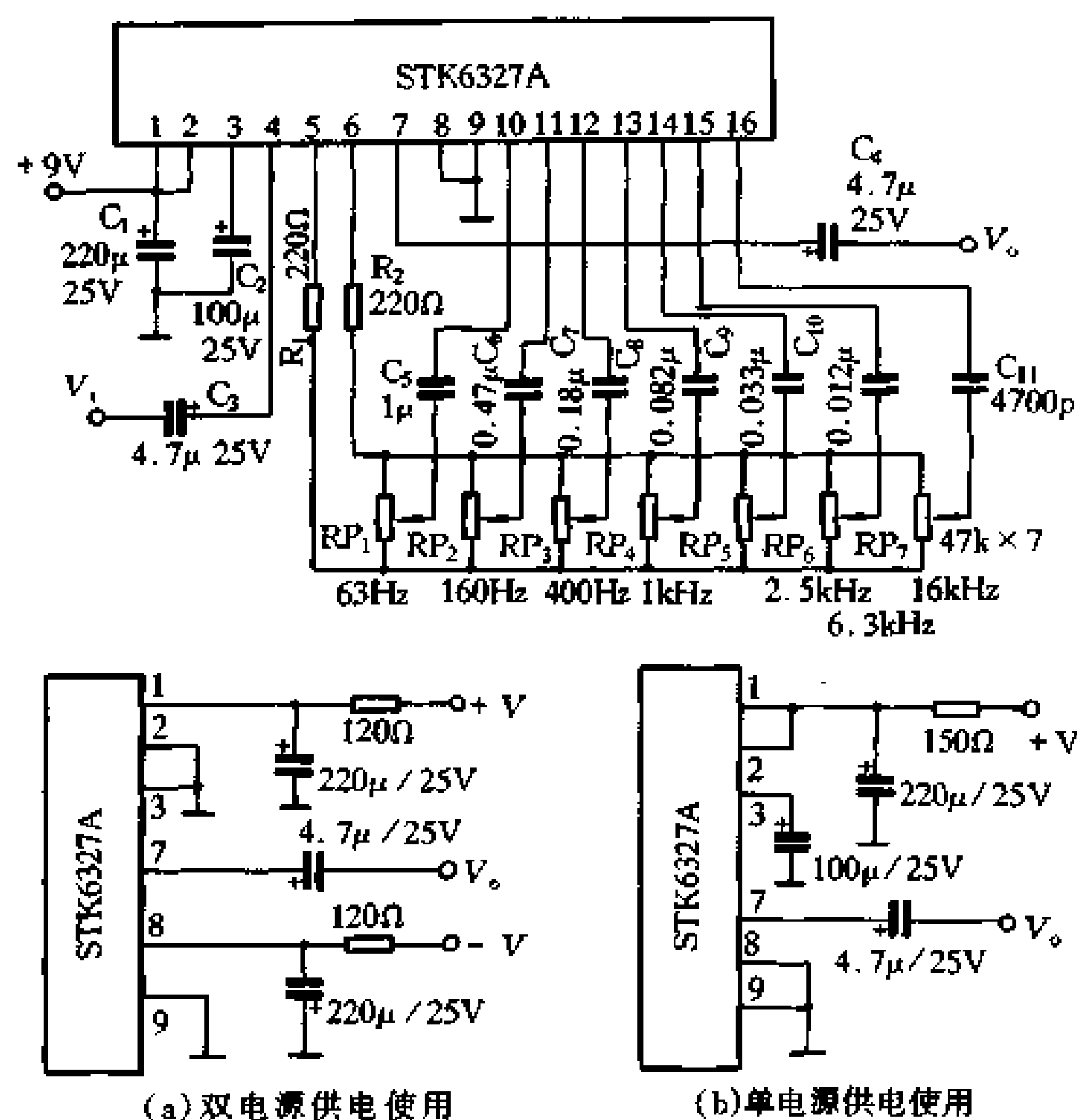


图 4-44 STK6327A 的应用电路

五、参量式均衡器

在图示式均衡器得到普遍应用之后，又出现了一种新型的均衡器，这种均衡器称为参量式均衡器，无论从外部使用调节方法上还是从内部电路结构上，既不同于一般的音调控制电路，也不同于前面的图示式均衡电路，它是一种全新的均衡器电路。

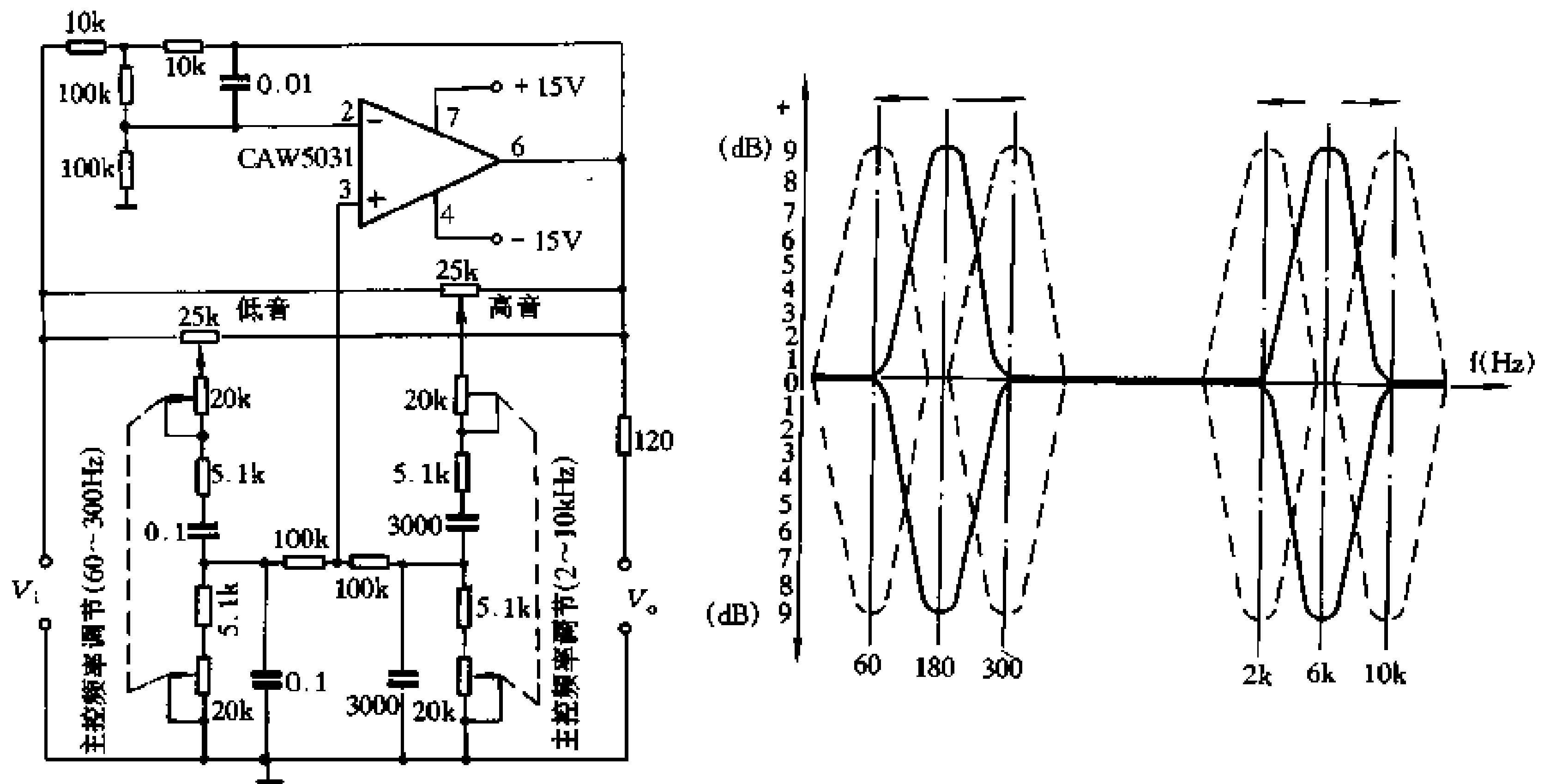
通常的音调控制电路，只能对所选定的两个固定频率进行提升或衰减，调节范围较窄。图示式均衡器也仅能对预定的几个频率点进行提升或衰减调节，而参量式均衡器则与上述两种调节方式不同。它能够在较宽的范围内对所控电路进行频率点的选择，然后对所选择的频率点进行提升或衰减的精细调节。

日产的 TEAC 牌 V-2RX 和 V-4RX 两款录音座都使用了这种均衡器。使用该均衡器，无论录音或放音，都能对 60~500Hz 低频段内任意一点进行 ±15dB 的调节控制。国产的华强牌 HQ-850 机也采用了这种均衡器，它采用了两段调节法，第一段为 70~700Hz，第二段为 1k~10kHz，对每个频段的任意一点都可作 ±12dB 的增益调节。

图 4-45 是一种较为典型的参量式均衡器电路，它采用的是文氏电桥的工作原理，由于文氏电桥的频率特性相当稳定，所以该电路在应用中有着良好的工作特性。该电路分为两个频段，低频段为 60~300Hz、高频段为 2Hz~10kHz，在每一频段各设一只 20kΩ 的双联电位器，用来进行频率点的选择，同时又在两个频段内各设一只 25kΩ 的电位器，用来对所选定的频率进行 ±9dB 的提升或衰减。它的调节特性如图 4-45 (b) 所示。

参量式均衡器的外观如图 4-46 所示。

该电路的主控放大器采用一只 CAW5037，其参数见表 4-7。



(a) 参量式均衡器电路原理

(b) 参量式均衡器的调节特性

图 4-45

图 4-47 是进口音响中常见的一种两段式参量均衡器电路。这两段的频率范围分别是, 32Hz~450Hz 和 450Hz~10kHz。两段中分别采用一只 50kΩ 的电位器进行频率的连续选择调节, 每段中各选用一组 220kΩ 的双联电位器对各选定的频率点进行微调。微调双联电位器选用直线式电位器, 以取得均匀的线性调节特性。

该电路的主放大器采用一只著名的集成运放 CA3140, 该运放是一只享誉已久的著名运放电路, 其特性如表 4-7 所示。

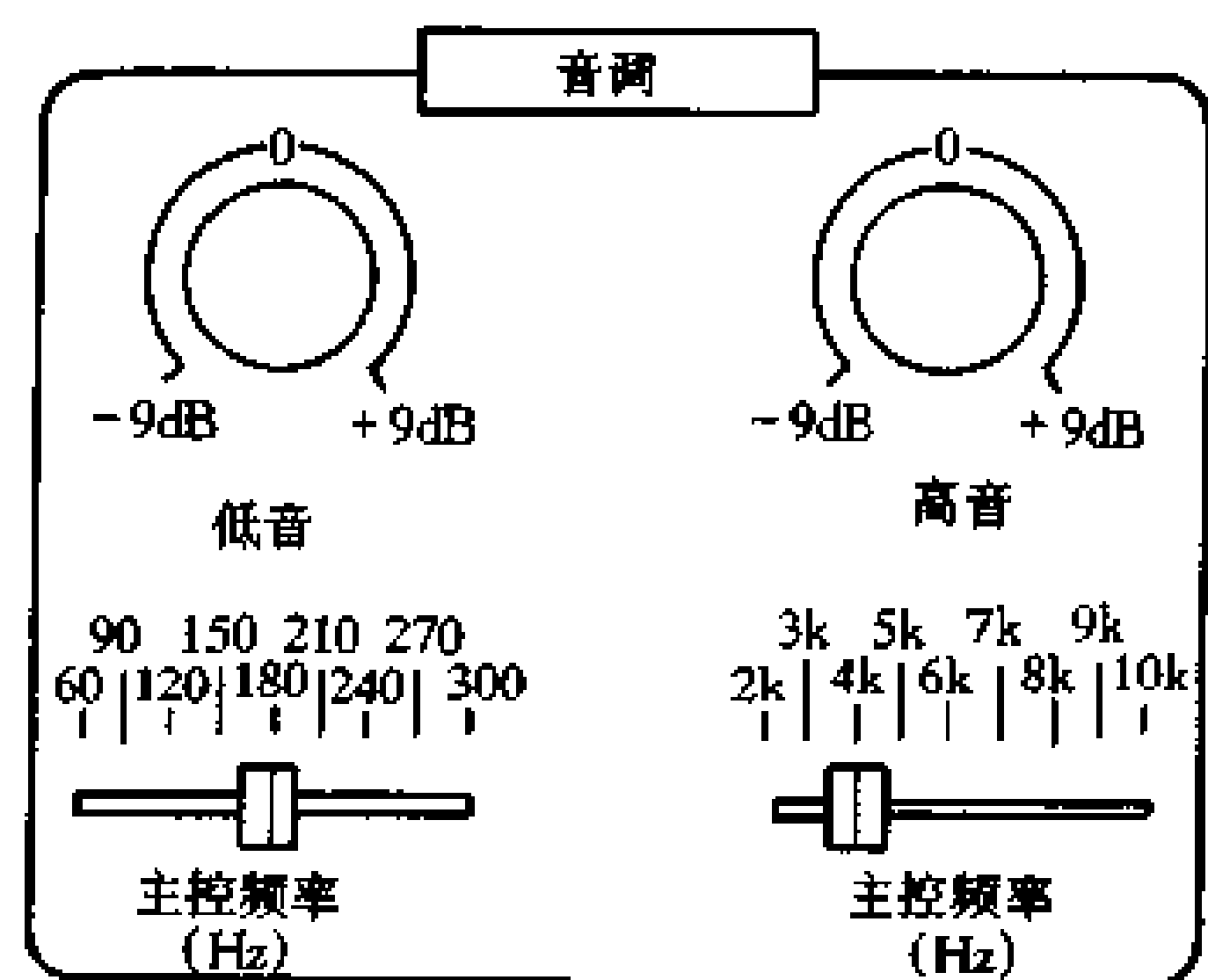


图 4-46 参量式均衡器的外观

表 4-7

名称	CAW5037	CA3140
电源电压	±5~±20V	4~44V
输入失调电压	10μV	5mV
输入失调电流	7nA	0.5pA
输入偏置电流	10nA	10pA
输入阻抗	6×10 ⁶ Ω	1.5×10 ¹² Ω
电压增益	18×10 ⁵	100dB
共模抑制比	126dB	90dB
共模输入电压	±11V	-15.5~+12.5V

续表

名称	CAW5037	CA3140
参数		
电源抑制比	120dB	80dB
最大输出电流	—	+40~-18mA
最大输出电压	±13.8V	+13~-14.4V
转换速率	17V/μs	9V/μs
增益带宽	40MHz	4.5MHz
输入噪声电压	0.08μV	

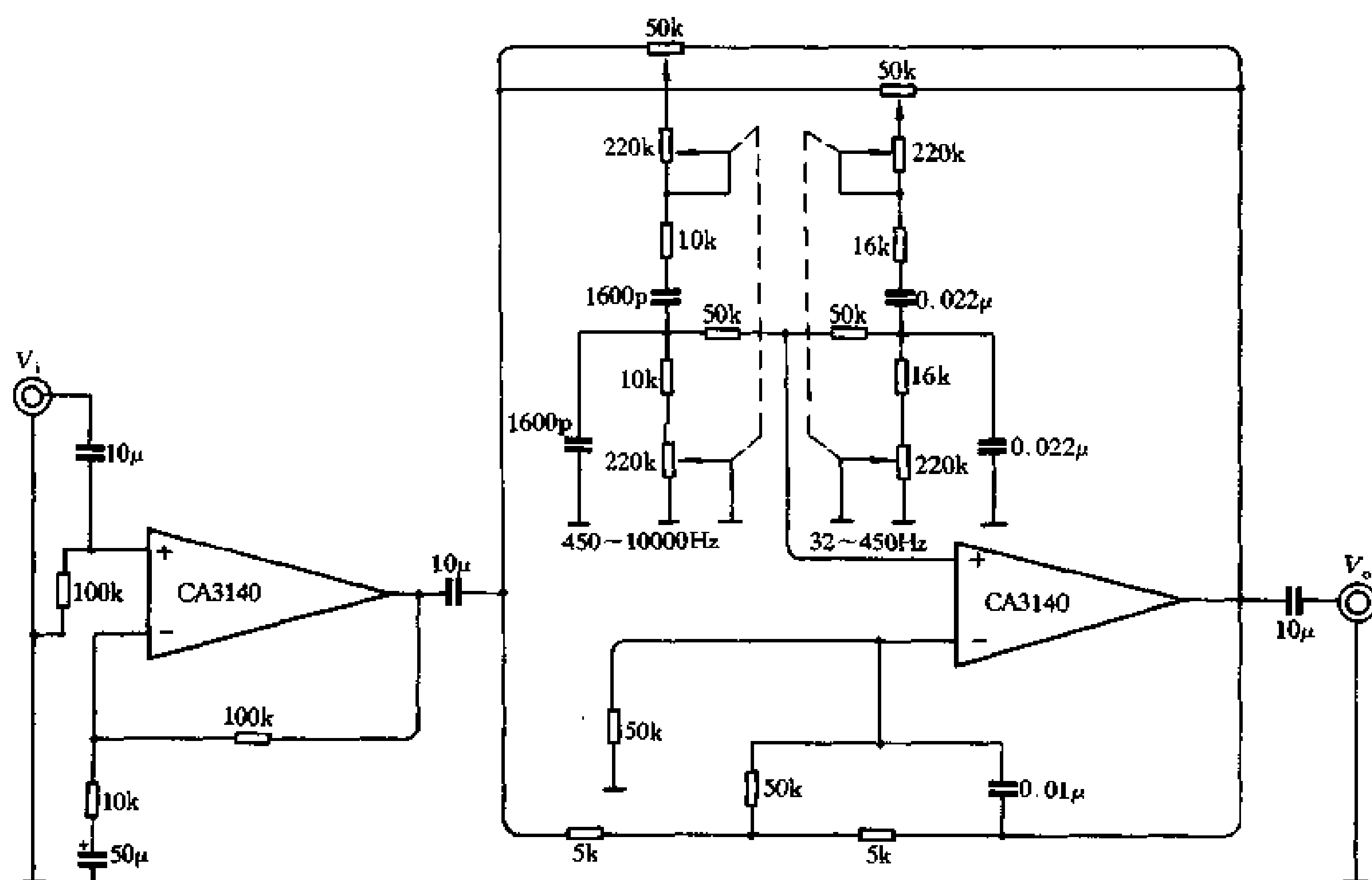


图 4-47 进口音响中的一种参量式均衡器

4.5 电平显示与频谱分析电路

4.5.1 电平显示驱动电路

电平显示电路是用点亮发光二极管的方法来显示输出电平的高低，输出电平高则点亮的发光二极管数多，反之则少。电平的显示是由驱动电路来驱动的，驱动电路分为单路驱动和双路驱动两种，常用的单路显示驱动集成电路有东芝公司生产的 TA7366 和 TA7367，

三洋公司生产的 LB1416/1426/1436, LB1405、LB1415 等。双路驱动电路有东芝公司生产的 TA7666 和 TA7667 等。

一、单路显示驱动电路

常用的单路显示驱动电路 TA7366/7367 是东芝公司生产的 5 灯 LED 驱动电路, 它采用 9 脚单列直插塑封结构, 其内电路结构及应用电路如图 4-48 所示。该电路内含 6 只运算放大器和 1 只基准电压电路。6 只运放中 1 只作为输入放大器, 用来放大输入信号, 以取得足够的驱动电平, 其余 5 只组成 5 组电压比较器。5 级电压比较器和基准电压进行比较, 当输入的信号电平大于基准电压时, 比较器输出低电平, 驱动该级发光二极管发光。对于 TA7366, 它的第五只发光二极管 L_{D5} 为 0 电平, 顺次是 L_{D4} 为 -3dB , L_{D3} 为 -6dB , L_{D2} 为 -11dB , L_{D1} 为 -16dB 。对于 TA7367, L_{D5} 为 0dB , L_{D4} 为 -2dB , L_{D3} 为 -4dB , L_{D2} 为 -6dB , L_{D1} 为 -8dB 。两种驱动电路的区别, 一是最大显示范围: 一只为 $0\sim-16\text{dB}$, 一只为 $0\sim-8\text{dB}$; 二是每段的间隔电平不同: 一只间隔为 $3、3.5、5\text{dB}$, 一只间隔均为 2dB 。其余电参数两只相同, 电源电压范围 V_{CC} : $4\sim12\text{V}$; 静态电流 I_{CC} : 3mA ; 输出电流 8mA ; 点灯灵敏度 V_5 : 230mV (第五只灯亮)。

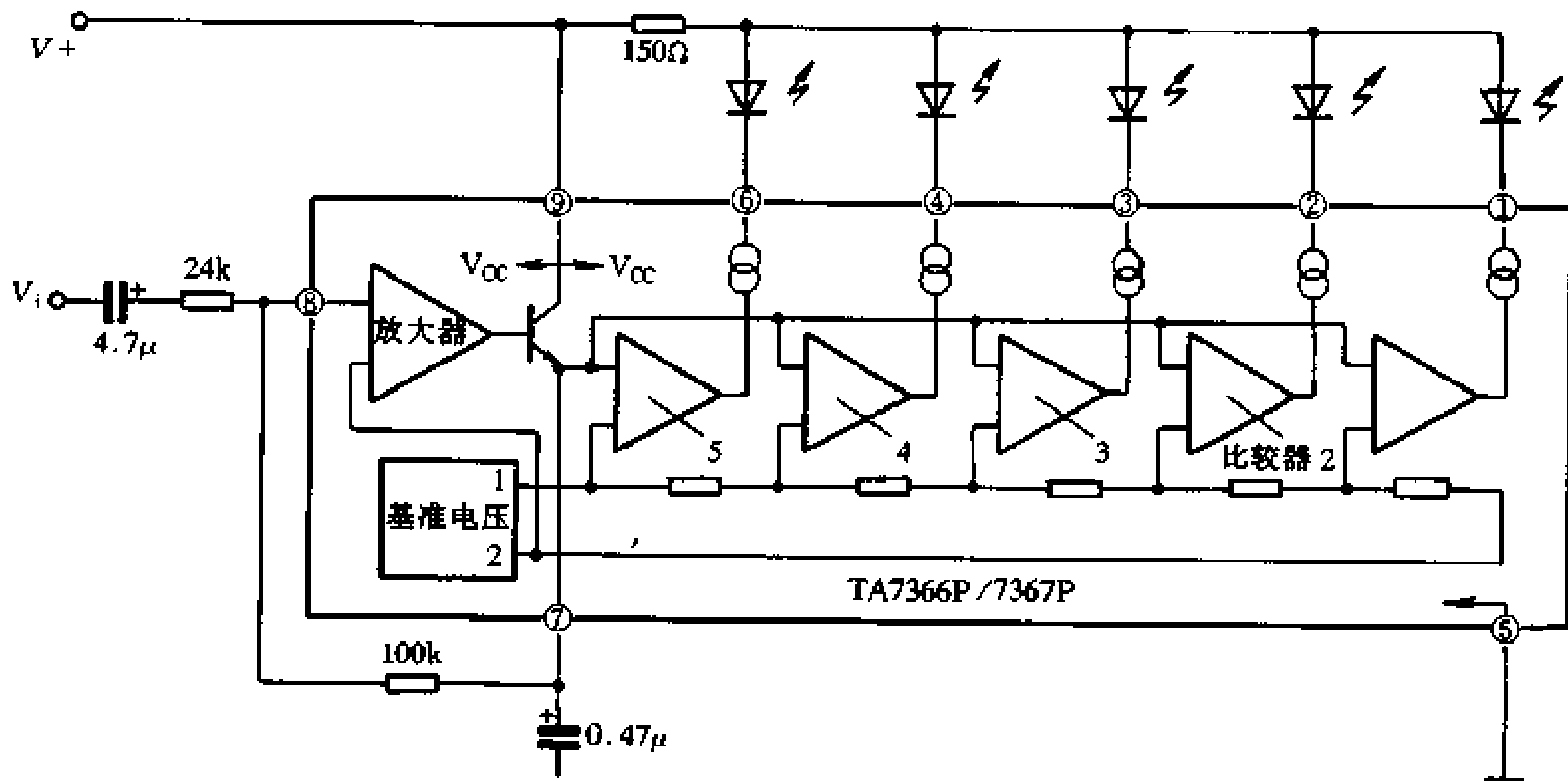


图 4-48 TA7366/67 五灯单驱动电路

另一种常用的单路五灯驱动电路为 LB1416/26/36, 该电路为带散热片的双列直插 14 脚封装结构。它的内部有两个输入放大器和五个电压比较器, 既可驱动交、直流电平表, 又可驱动发光二极管。由于该电路设有两个输入端, 因此它既可作单路输出的电平显示, 又可以作双路输出的电平显示。该电路的电源电压适应范围较宽, 为 $5.5\sim16\text{V}$, 输入放大器的内部设有两个半波整流器, 能为 LED 提供恒定的激励电流, 并可通过外部电阻控制其电流的大小, 从而调节 LED 的亮度。LB1416/26/36 的相关参数见表 4-8。

电路的电源电压范围为 $5.5\sim16\text{V}$, 电源电流为 12mA 。

图 4-49 是用 LB1416/26/36 组成的五段和十段电平显示电路。

表 4-8

LB1416/26/36 的比较电平

比较电平 器件名	LED ₁	LED ₂	LED ₃	LED ₄	LED ₅	单位	说 明
LB1416	-10	-5	0	3	6	dB	对数刻度
LB1426	0.6	1.2	1.8	2.4	3	V	线性刻度
LB1436	-5	0	3	6	9	dB	对数刻度

LB1416/26/36 有两个输入端，只有一组输出端，当它用作双路显示驱动时，为了保证两路输入信号显示的一致性，调整时需每路单独调整。如果先调整右声道，则应在右声道输入端输入 0dB 信号，调整输入端的 51kΩ 电位器，对于 LB1416 应当使 L_{D3} 发光；然后在左声道输入 0dB 信号，用同样的方法使 L_{D3} 发光。对于 LB1426 和 1436 可用同样的方法进行调节。

LB1405/1415 是日本三洋公司生产的五位 LED 单显示驱动集成电路，采用双列直插 16 脚封装。电路内部由输入放大器、五个电压比较器和稳压电路组成，如图 4-50 (a)。它既可驱动交、直流电平表，又可驱动发光二极管作电平显示。该电路内设稳压电路，对电源电压的适应范围较宽为 4.4~12V。对发光二极管采用恒流驱动的方法，可避免电源电压变化对发光二极管电流的影响。此外还可通过改变外接电阻阻值的方法，来改变比较电平的数值及发光二极管点亮和熄灭的响应时间。LB1405 和 LB1415 的相关参数见表 4-9。

表 4-9

比较 电路 电平	引脚	LB1405			LB1415			单位
		最小	典型	最大	最小	典型	最大	
D ₅	14	1.6	2.0	2.4	5.5	6.0	6.5	dB
D ₄	13	-0.4	0	0.4	2.5	3.0	3.5	dB
D ₃	12	-3.6	-3.0	-2.4	-0.5	0	0.5	dB
D ₂	11	-8.0	-7.0	-6.0	-6.0	-5.0	-4.0	dB
D ₁	10	-17	-15	-13	-12	-10	-8	dB

LB1405 和 LB1415 的区别是其内部的电压比较器略有不同，因此 0dB 指示的定义也有所不同，前者是指第 2 脚电压为 2.37V 时的电平，后者为 1.5V。使用时应注意的是输入信号的幅度不得大于 $V_{CC} + 0.3V$ ，否则会损坏集成电路。

图 4-50 (b)、(c) 是 LB1405 的应用电路。该电路采用两只单显示驱动电路，组成一个双声道的显示驱动电路。也可用两只 IC 组成一个九段电平显示电路。如图 4-50 (d)。

LB1419 是一种九位电平显示驱动集成电路，它内含一只电压放大器和九只电压比较器，还有两组电压基准。其中第一电压基准供内部电压比较器作比较基准电压，第二基准电压为 4.7V，由 16 脚输出，供外接稳流三极管作偏置电压。内部电路原理如图 4-51 所示。

LB1419 的电源电压范围为 5.5~16V，输入电压范围为 $-0.3 \sim V_{CC}$ ，7~15 脚输出导通电压为 1.2V。

和其它驱动电路不同的是 LB1419 采用串联驱动方式，9 只发光二极管每 3 只串联为一组，用 1 只晶体三极管(或恒流管)提供稳定的驱动电流。稳流三极管的偏置电流由 16

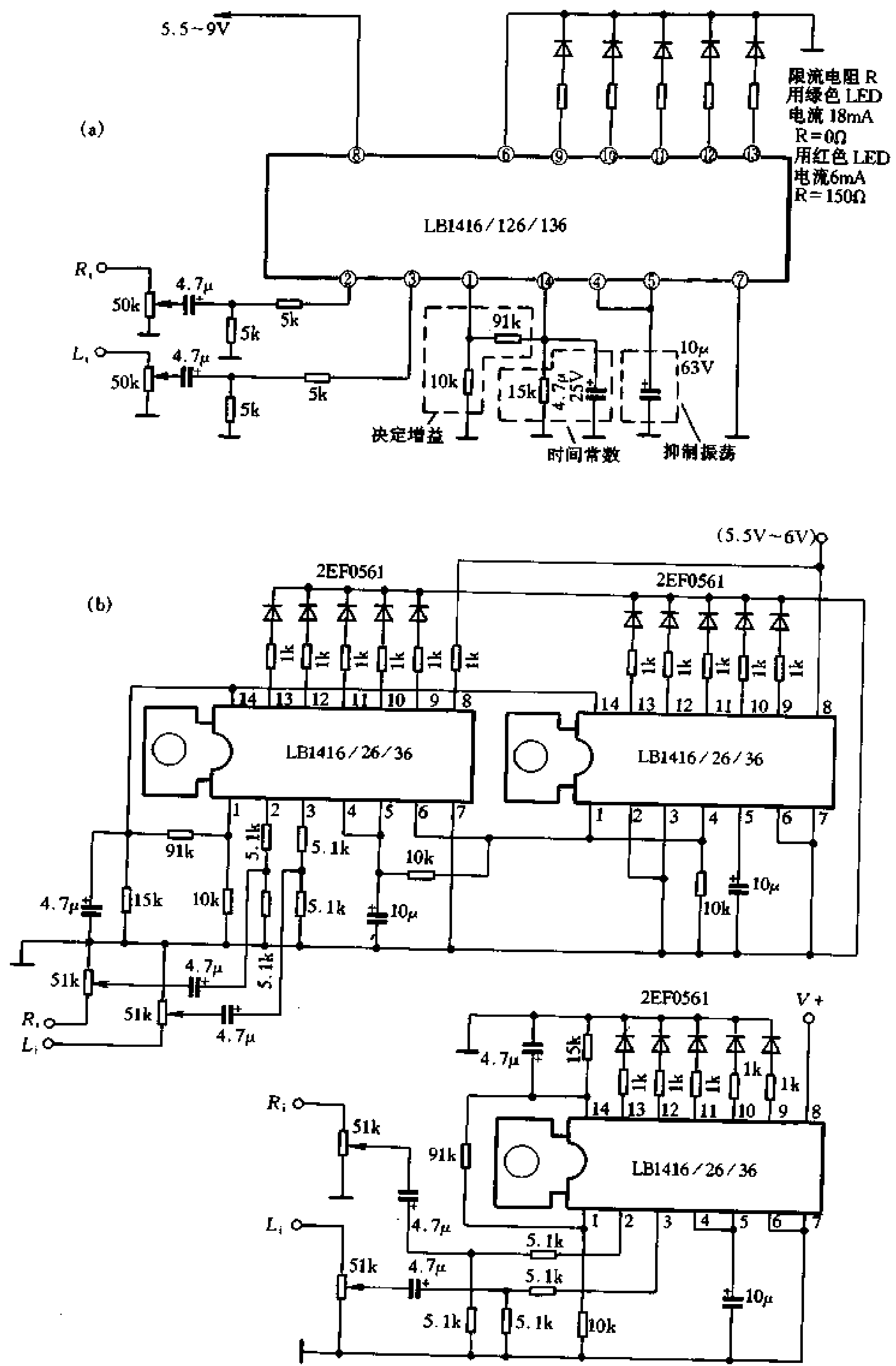
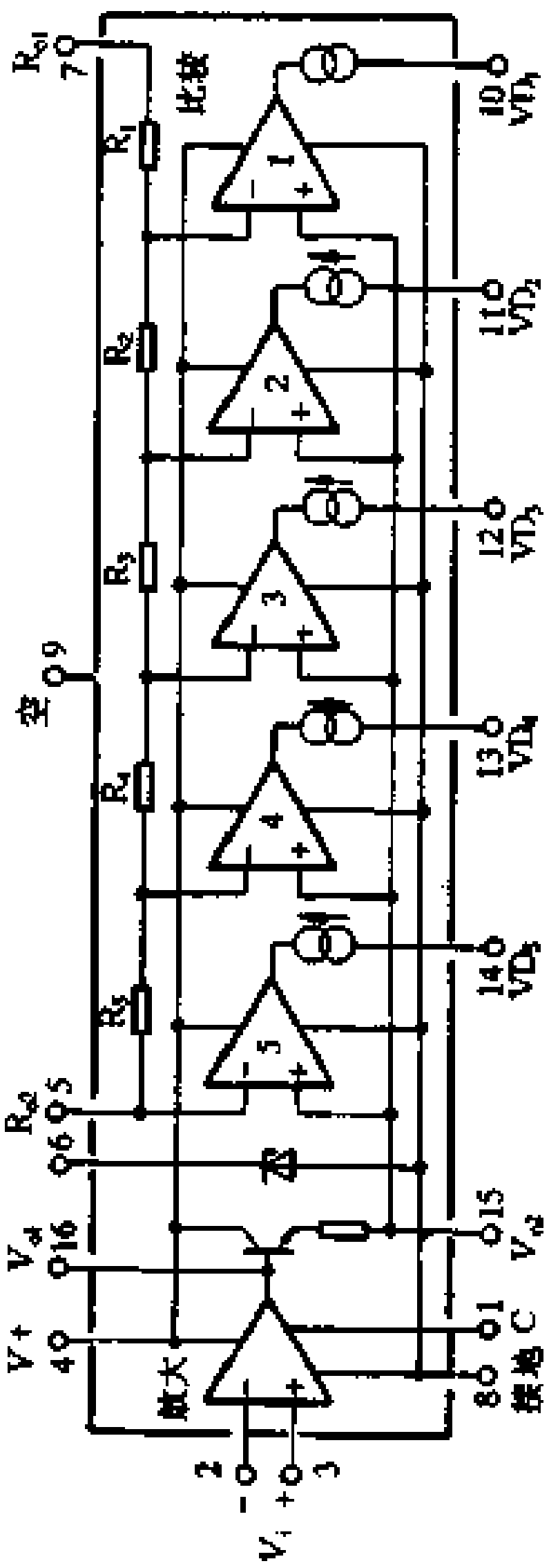
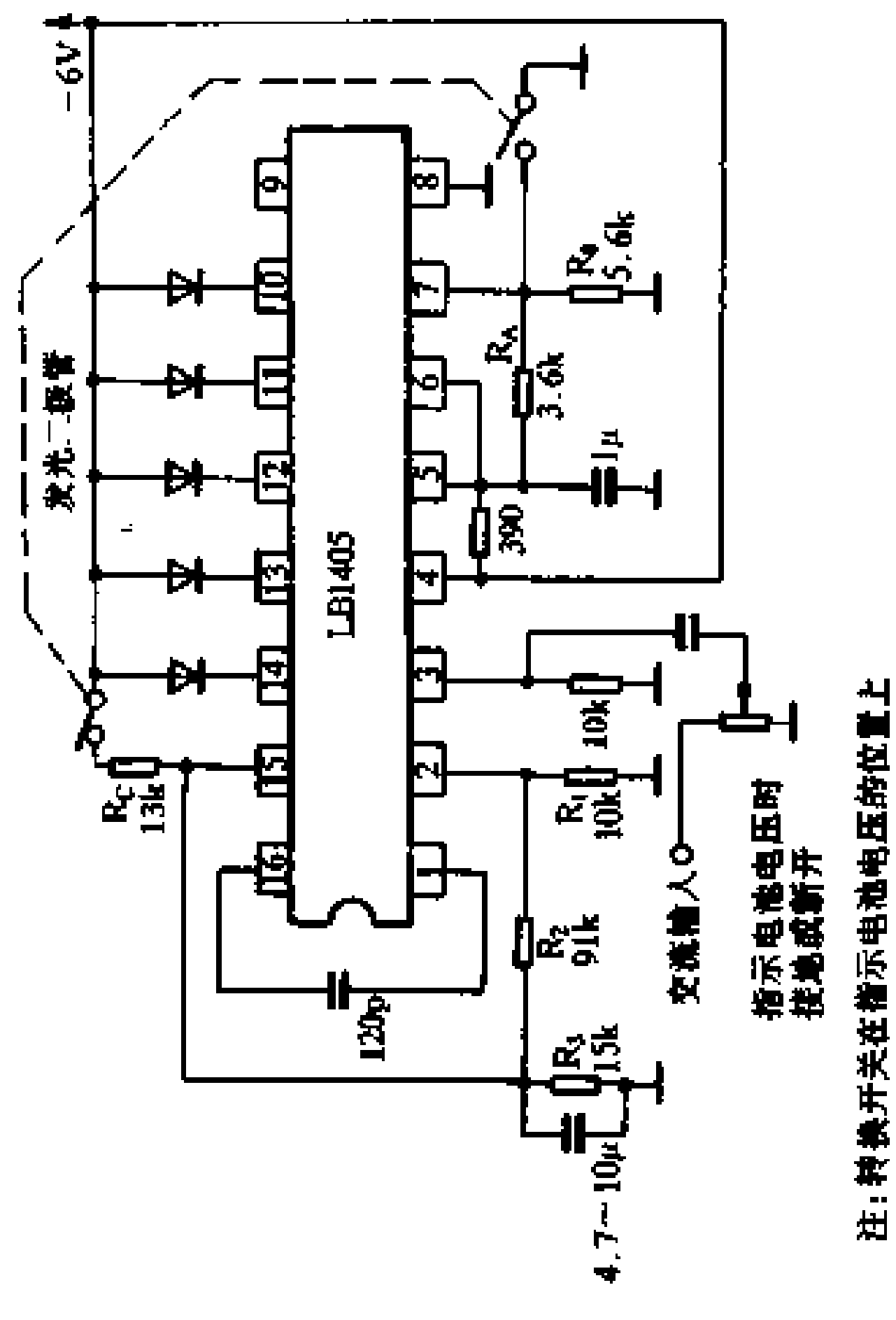


图 4-49 LB1416/26/36 五段与十段电平显示器

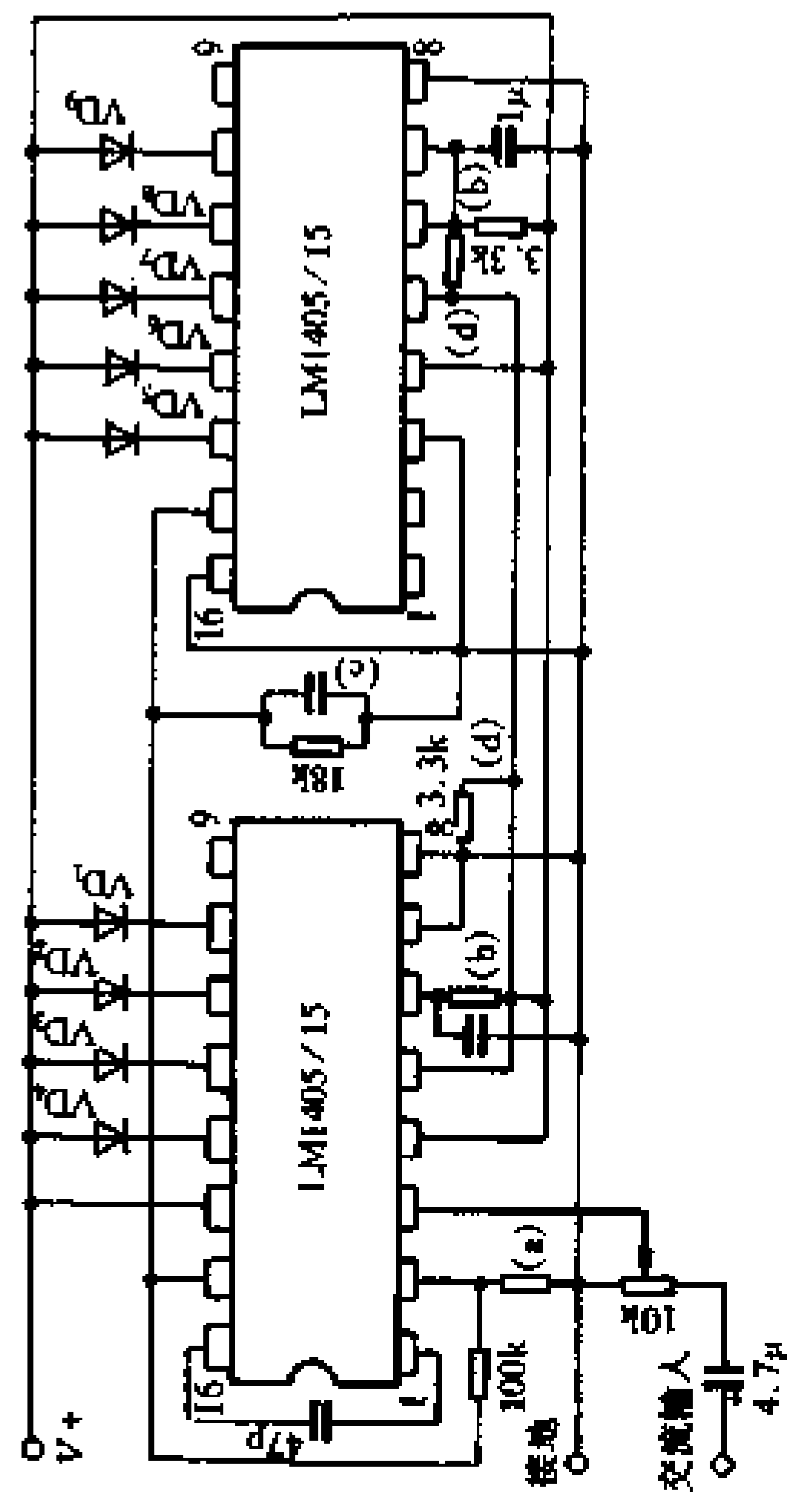


型号	R ₁	R ₂	R ₃	R ₄	R ₅	R ₆	单位
LB1405	1.3	2.7	2.7	3.0	2.7	2.7	kΩ
LB1415	2.05	1.6	2.85	2.7	3.8	3.8	kΩ

典型使用电路Ⅱ(音量 和 电池电压指示兼用)



典型使用电路Ⅲ(9灯联用)



典型使用电路Ⅰ(音量指示)

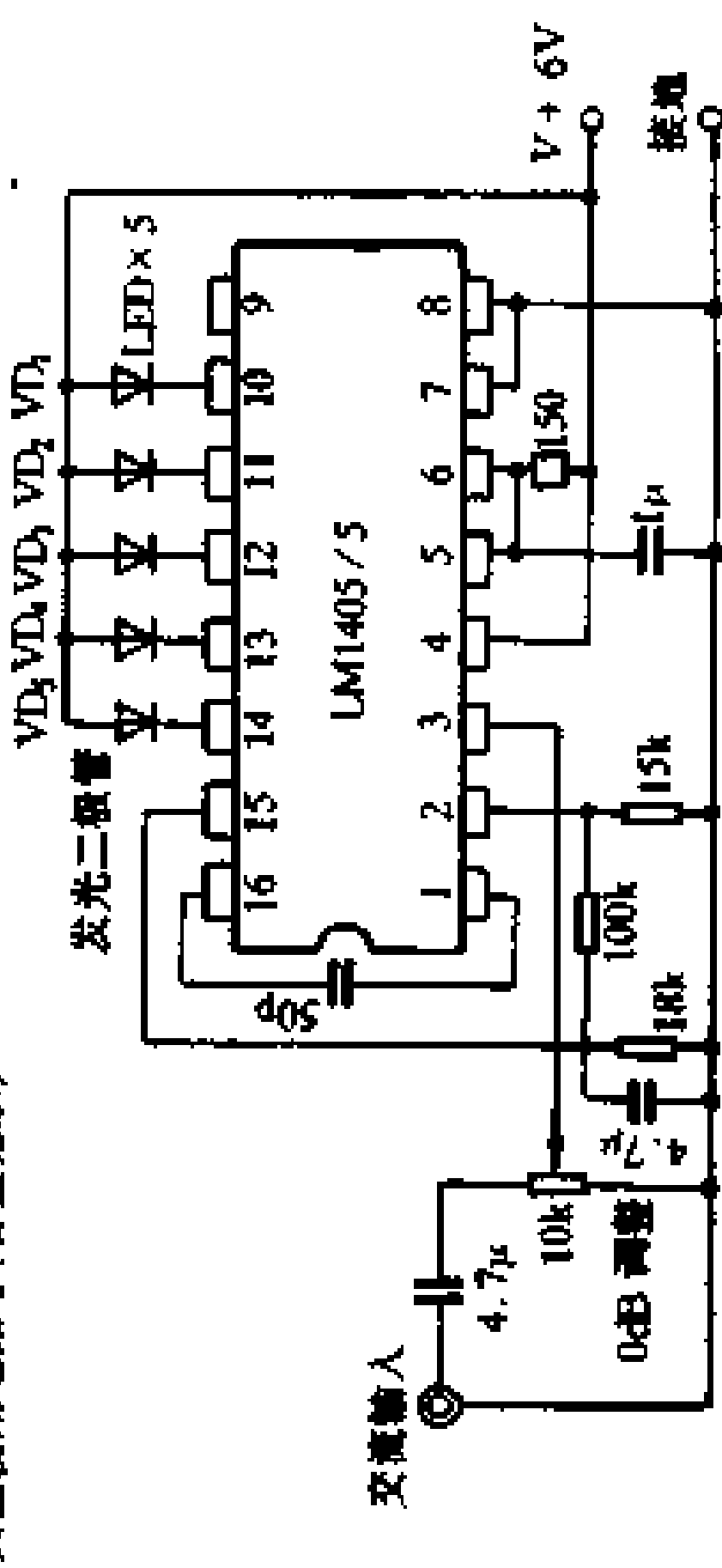


图 4-50 LB1405/15 电平显示电路

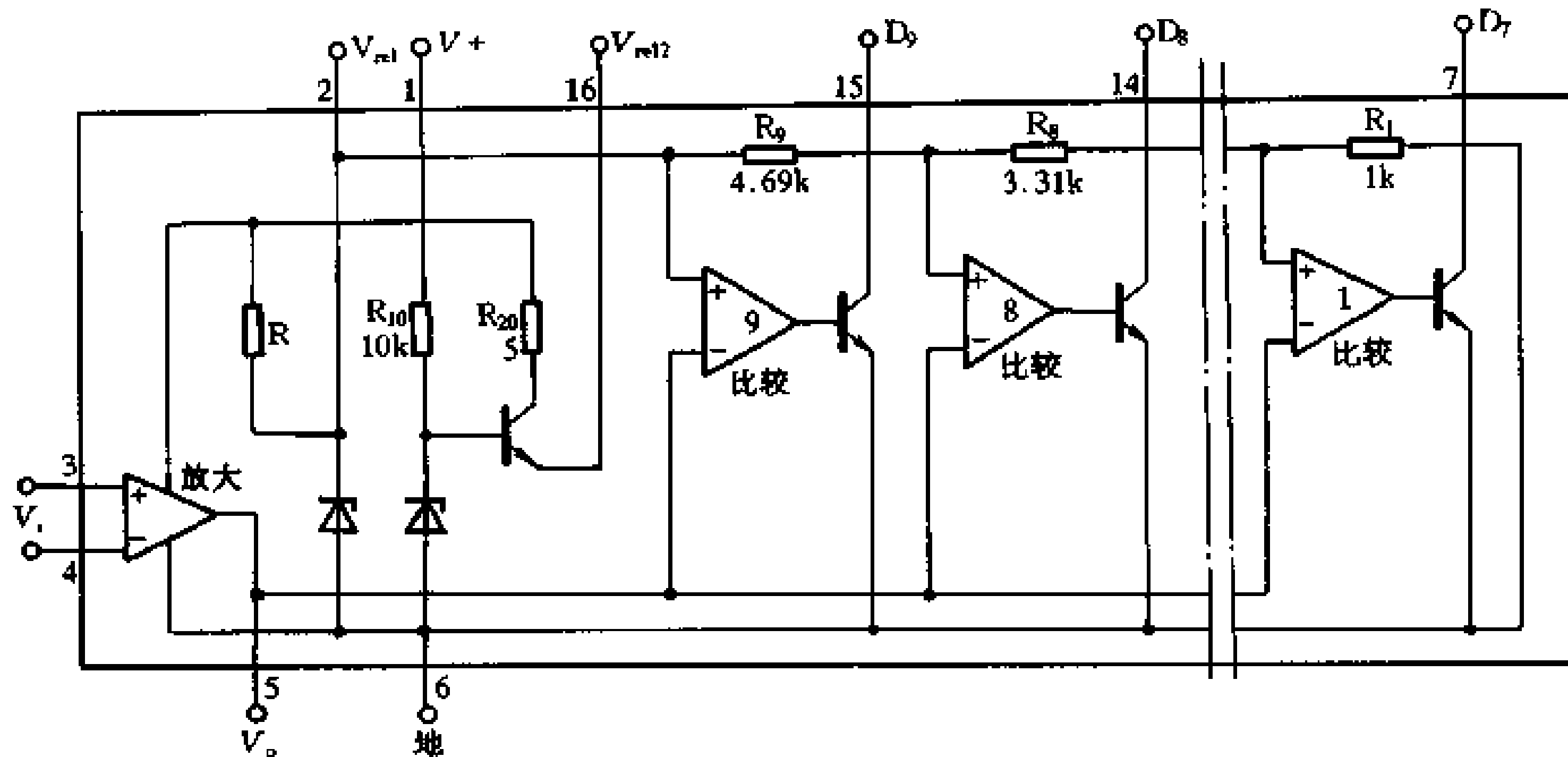


图 4-51 LB1419 的内电路原理

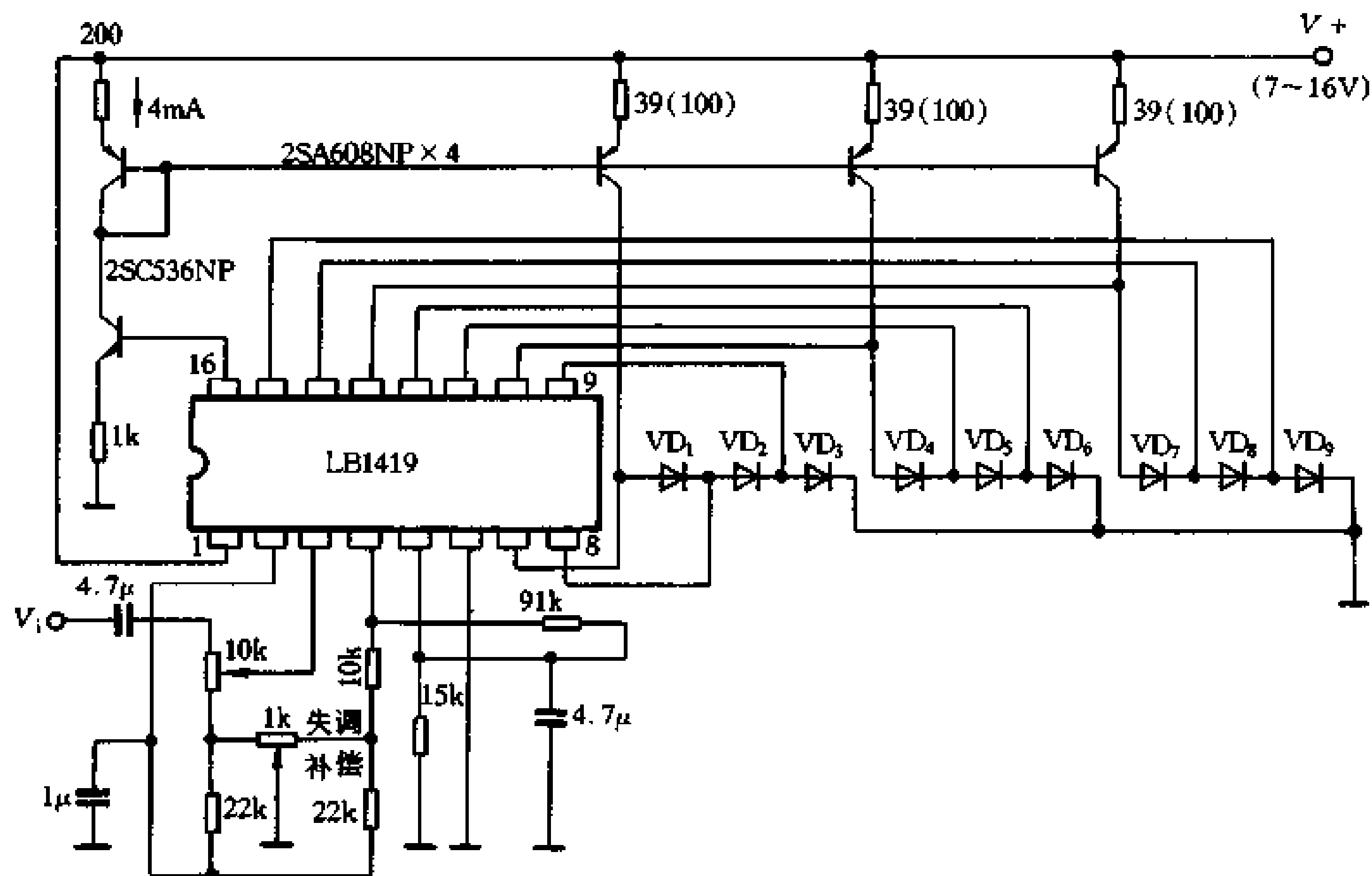
脚输出的第二基准电压提供。

每组串联的发光二极管数 $N = (\text{最小供电电压} - \text{恒流管饱和压降}) / \text{发光二极管的正向压降}$ 。

LB1419 作对数式电平显示时，每段间隔为 3dB，在 $V_{CC} = 12V$ ，基准比较电压 = 3V 时，各输出端相应的比较电平如附表 4-10。

LB1419 的应用电路如图 4-52 和图 4-53 所示，其相关参数见表 4-10。

典型使用电路 I (用晶体三极管稳流)



注：晶体管发射极电阻：39Ω 用于绿色发光二极管(20mA)；100Ω 用于红色发光二极管(8mA)。

图 4-52 采用晶体管作稳流管的显示电路

典型使用电路Ⅱ(用恒流管稳流)

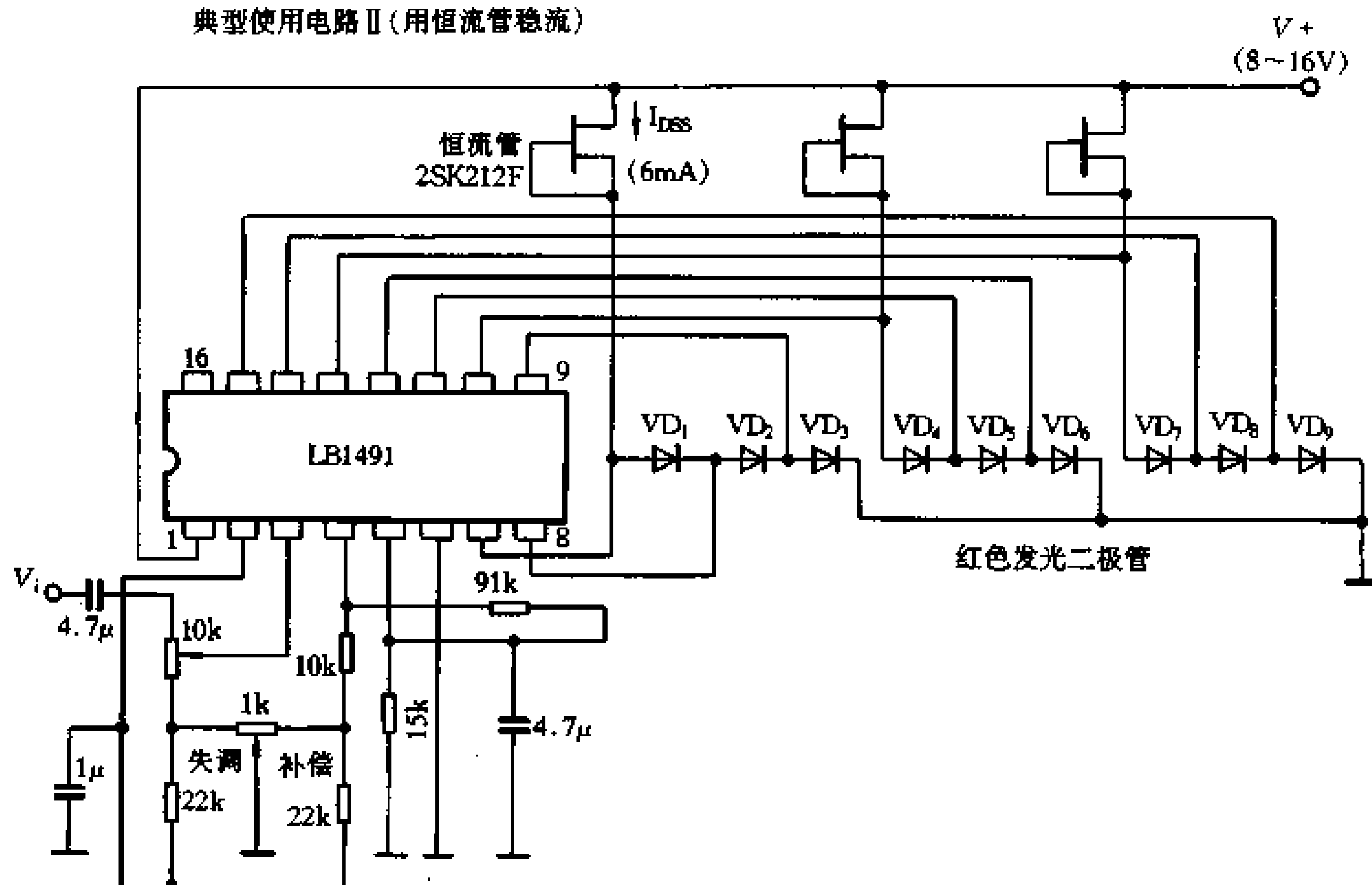


图 4-53 采用恒流管作稳流管的显示电路

表 4-10

比较电平	管脚	最小值	典型值	最大值	单位
D ₁ (-18dB)	7	0.11	0.18	0.25	V
D ₂ (-15dB)	8	0.20	0.27	0.34	V
D ₃ (-12dB)	9	0.30	0.38	0.46	V
D ₄ (-9dB)	10	0.45	0.53	0.61	V
D ₅ (-6dB)	11	0.66	0.75	0.84	V
D ₆ (-3dB)	12	0.97	1.06	1.15	V
D ₇ (0dB)	13	1.40	1.50	1.60	V
D ₈ (+3dB)	14	2.02	2.12	2.22	V
D ₉ (+6dB)	15	2.90	3.00	3.10	V

二、双路显示驱动电路

双路显示驱动电路的常用电路是日本东芝公司生产的双路五位发光二极管电平显示驱动集成电路 TA7666P 和 TA7667P, 这两种电路的内部电路完全相同, 仅在显示电平的参数有所区别。两电路的内部由倒相输入放大器(从反相端输入), 五对电压比较器及稳压电路等组成。电路内含有两组相同的电路, 每组电路可驱动 5 只发光二极管。该电路电源电压范围较宽为 6~12V, 耗电省($V_{CC}=9V$ 时, 耗电仅 4mA), 通过外接电阻可改变放大器的增益, 即改变发光二极管的启动电平。该电路还可接成单十位 LED 电平显示电路, 如采用两只 IC, 可组成双十位电平显示电路。

TA7666P 与 TA7667P 的区别是显示电路各位间的电平间隔不同: TA7666P 为 5、5、3、3dB, TA7667P 为 2、2、2、2dB。

表 4-11 列出了以 mVrms (毫伏有效值) 为单位, 输入放大器增益 $G=0dB$ 时, 对应的

输入电压 V_{IN} 的值。

表 4-11

电平 引脚	TA7666P			TA7667P			单位
	最小值	典型值	最大值	最小值	典型值	最大值	
14	-1	0	+1	-1	0	+1	dB
	812	912	1023	812	912	1023	mV
13	-4	-3	-2	-3	-2	-1	dB
	575	645	724	645	724	812	mV
12	-7.5	-6	-4.5	-5	-4	-3	dB
	384	457	543	513	575	645	mV
11	-13	-11	-9	-7	-6	-5	dB
	204	257	323	407	457	513	mV
10	-19	-16	-13	-9	-8	-7	dB
	102	144	204	323	363	407	mV

图 4-54 是用 TA7666 (TA7667) 组成的双路五段显示电路及其内部电路原理图。电路使用电源电压范围为 6~12V，输入信号由两放大器的反相输入端输入，放大器的增益可由外接电阻 R_F 、 R_S 来调整。输入放大器的输出端接有一只 NPN 三极管，并接成射极输出器，所以输出端外接电容后就具有整流、滤波作用。IC 内部有一个稳压电路，为各级比较器提供基准电平。每个通道的五个电压比较器在输出端也接有一个晶体管，构成集电极开路式输出，用来驱动五位发光二极管显示器，发光二极管串联的电阻为限流电阻，可根据发光二极管的电流来确定。

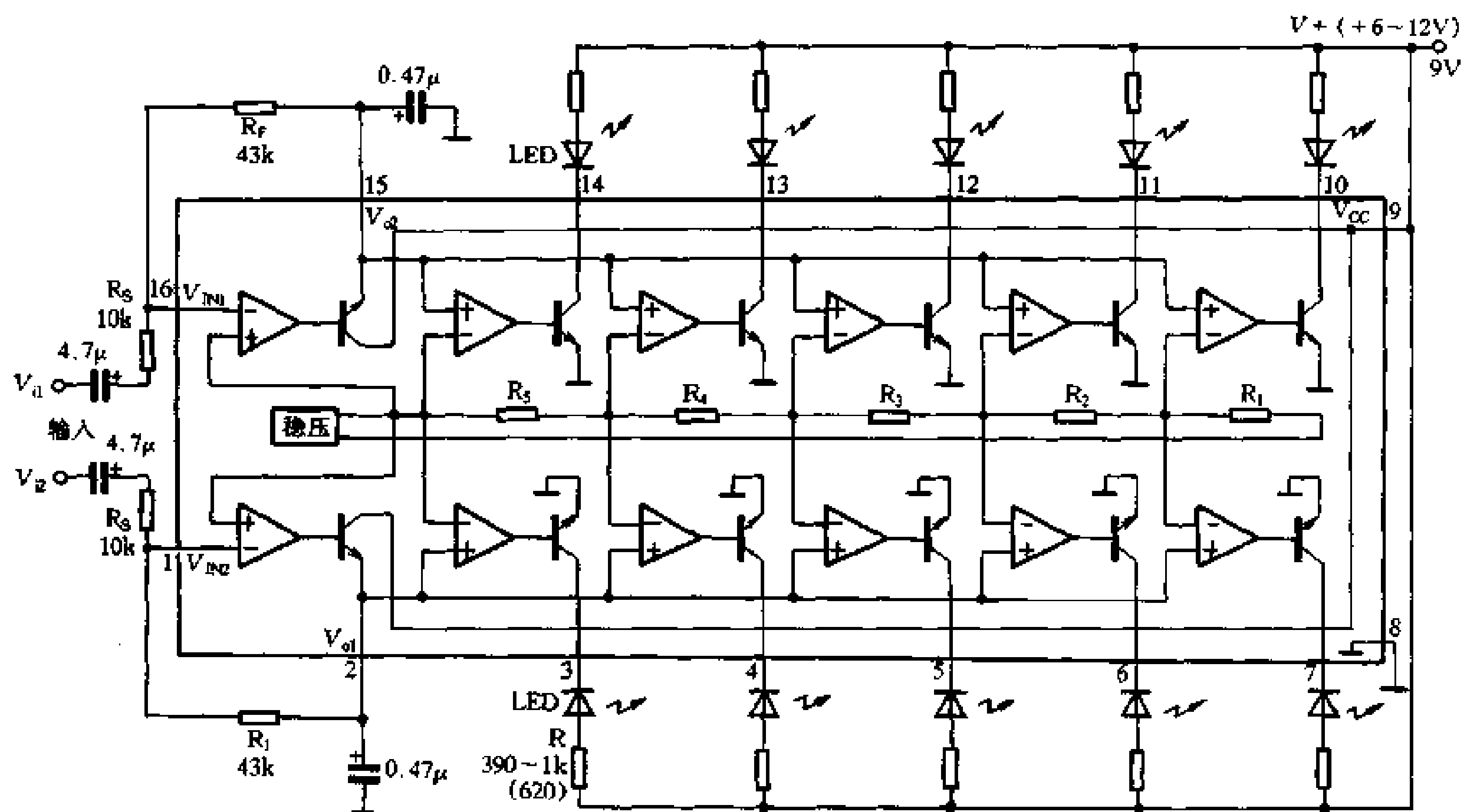


图 4-54 TA7666/67 内电路及应用电路

出器，所以输出端外接电容后就具有整流、滤波作用。IC 内部有一个稳压电路，为各级比较器提供基准电平。每个通道的五个电压比较器在输出端也接有一个晶体管，构成集电极开路式输出，用来驱动五位发光二极管显示器，发光二极管串联的电阻为限流电阻，可根据发光二极管的电流来确定。

图 4-55 是由 TA7666P 与 TA7667P 组成的双路十段电平显示电路。电路以输入电压有效值 100mV 为 0dB 电平。低电平五段显示用 TA7666 驱动，高电平五段显示用 TA7667

驱动。若两电路输入级增益为 0dB (此时 $R_F/R_S = 1$)，则输入电压有效值为 912mV 时第五个(最后亮的)LED 发光。这里要求 TA7666P 第五点 LED 指示 -2dB 电平，也就是对应于所规定的 0dB 电压，TA7666P 和 TA7667P 的第一点 LED 分别显示 -4dB 和 +6dB。依次可根据 912mV 的输入信号确定输入放大器的增益。

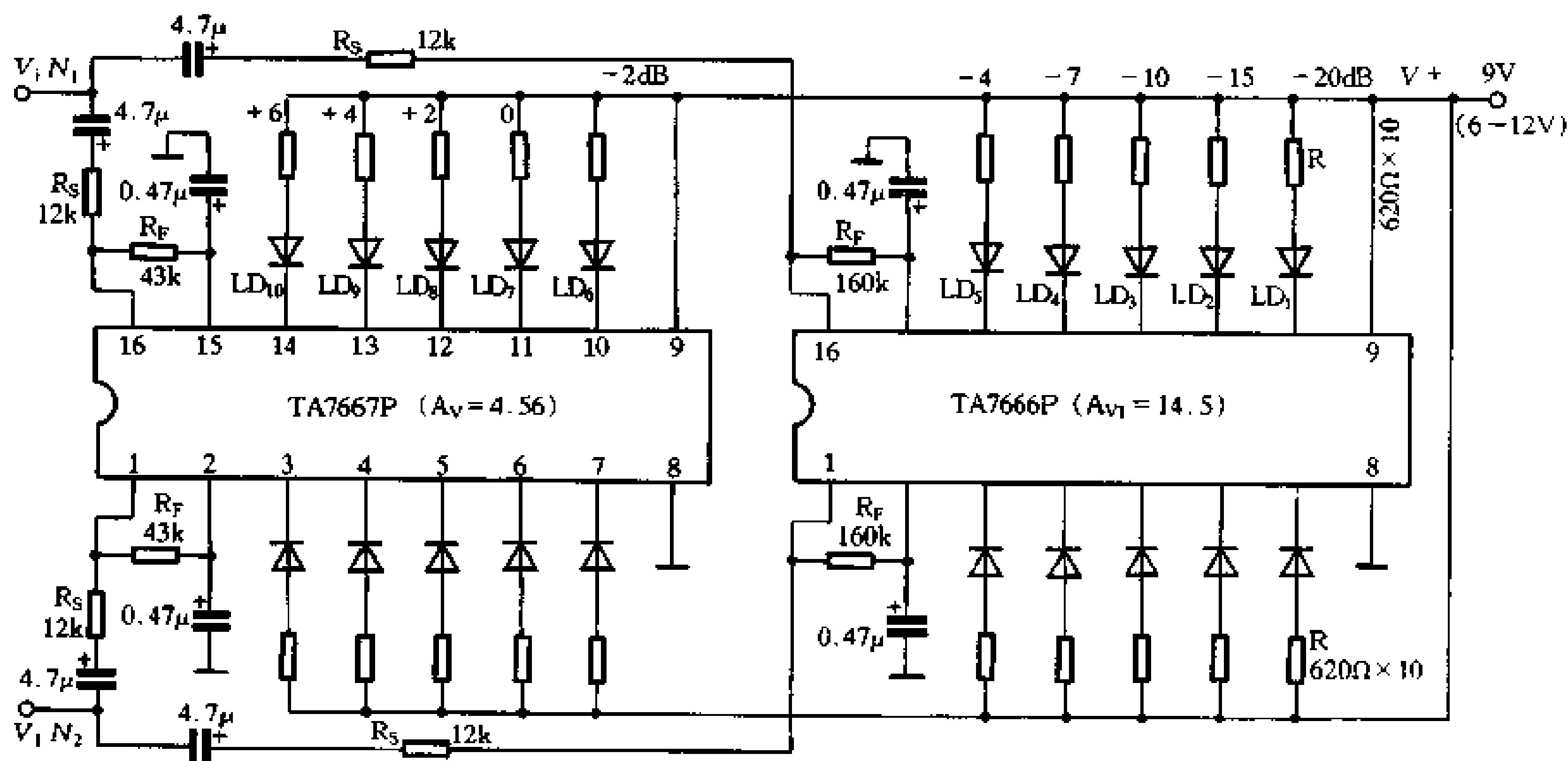


图 4-55 双路十段电平显示电路

首先确定 TA7666P 所需的增益。设 0dB = 100mV，则 -4dB = 63.1mV，所需增益(电压放大倍数) $A_{V1} = 912/63.1 = 14.5$ 倍(23.2dB)。

对于 TA7667P，因 +6dB = $2 \times 100\text{mV}$ ，所以增益 $A_{V2} = 912/200 = 4.45$ 倍(13.2dB)。

根据 A_{V1} 和 A_{V2} 来选取各自的 R_F 和 R_S ，这就是图 5-56 中所标的 43k/12k (TA7667P) 和 160k/12k (TA7666P)。

图中，各有两个 R_S 连接于同一通道的输入端，所以输入阻抗均为两个 R_S 的并联值 6kΩ。这就是电平显示电路前级放大器的负载，所以 R_S 值不宜太小。另外，前级放大器的输出阻抗也应比 R_S 小得多，否则设定的电平将与实际不符。

发光二极管串联的限流电阻 R 值需根据电源电压来确定。例如 $V_{CC} = 9\text{V}$ ，TA7666P/7667P 的输出导通压降约 1V，LED 的正向压降为 $V_F = 2\text{V}$ ，一般 LED 发光电流标准值为 10mA，于是 $R = (9\text{V} - 2\text{V} - 1\text{V})/10\text{mA} = 600\Omega$ ，在实际中取标称值 620Ω。

4.5.2 实时频谱显示电路

电平显示电路无论是单通道还是双通道，只能显示放大器输出电平的高低，进而知道放大器输出功率的大小。对于一个具体的音源信号，这种电平显示器所显示的是整个放音频率各频段电平的平均值。实际上，放音的整个频段内，各频率所输出的电平是不同的，甚至差异很大，但对这种显示器来说，要显示出各频率点的电平就无能为力了。

图示式均衡器是将输入信号划分为若干段，通过带通滤波器对各频率段中心频率的选

择和直滑式电位器对某段的调节，直观地显示出某频率段被人为提升和衰减的状况，但对该频段具体输出电平就无法知道了。

采用图示均衡器的方法，将输出信号划分为若干段，并通过带通滤波器取出其中心频率，把取出的各中心频率输入各自的电平显示电路，这就组成了一个完整的频谱显示电路。如果将频谱显示器与图示均衡器取相同的分段和中心频率，通过频谱显示器不仅能直观地看到各频段电平的高低和变化，而且配合图示均衡器，还可看到各频段被提升或衰减后的电平显示状况。

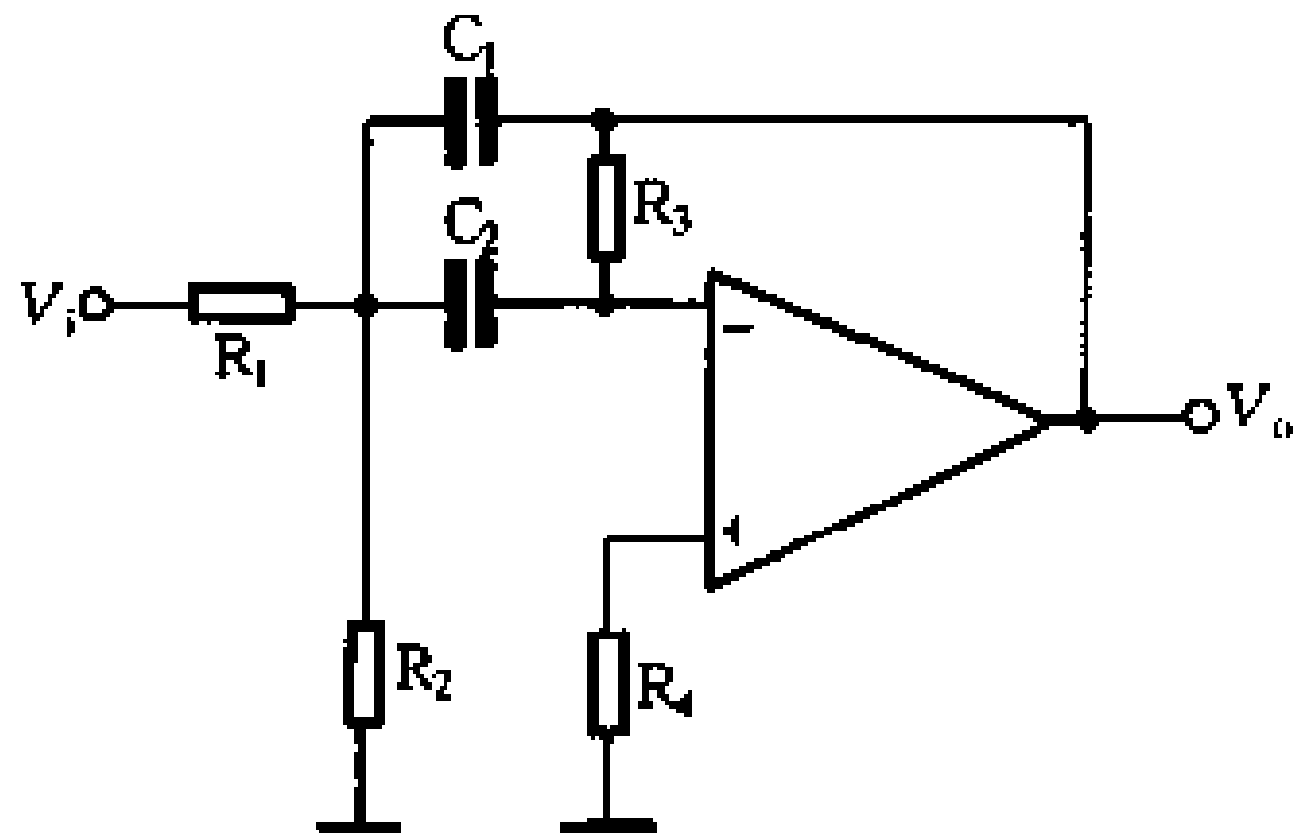


图 4-56 有源带通滤波器原理

频谱显示器是由带通滤波器和显示驱动器等组成的。带通滤波器将输出信号划分为若干频段并取出它的中心频率，在频谱显示器中起着重要作用，它的通带特性直接影响着频谱分析的精确度。为了保证频谱分析的良好选频特性，一般采用由运算放大器组成的二阶带通滤波器。这种带通滤波器具有 Q 值高、一致性好、元件少和输出阻抗低等优点，并且设计计算也很简单，因此被广泛应用。

图 4-56 是有源带通滤波器的原理图。它的传输特性为：

$$K_F = R_3 / 2R_1 \quad (1)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{1}{R_3} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right)} \quad (2)$$

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{R_3 \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right)} \quad (3)$$

二阶带通滤波器的性能主要取决于品质因数 Q 和中心频率 f_0 。为了调整 Q 和 f_0 ，一般先调整 R_3 以改变 Q 值，再调整 C 以改变 f_0 。但调整 R_3 将同时影响 f_0 。图中的 R_4 与 f_0 无关，现在令电容 C 开路，根据运算放大器的同相与反相端对地直流电阻相等的原则，可得 $R_4 = R_3 // \infty = R_3$ 。

二阶带通滤波器的 Q 值最大不宜超过 20，一般取 10 为宜，Q 值选得高，则 R_2 的阻值就必然低，这样输入信号就会被严重衰减，并加重放大器的负担。由于 Q 值对元件参数的误差十分灵敏，在一般情况下以 $Q \leq 10$ 为宜。 K_F 为最大传输比，可从 1~100 范围内选取，如果后级显示驱动器带有增益可调放大器，则带通滤波器的 K_F 取 10 为宜。

在确定了 Q、 f_0 及 K_F 的值之后，便可求得滤波器中的 R_1 、 R_2 、 R_3 、C 及 R_4 的值。

$$R_1 = Q / K_F 2\pi f_0 C \quad (4)$$

$$R_2 = Q / (2Q^2 - K_F) 2\pi f_0 C \quad (5)$$

$$R_3 = 2Q / 2\pi f_0 C \quad (6)$$

显示驱动器，它将带通滤波器选出来的信号通过发光二极管显示出来。对于显示驱动器的选用和设计，主要是确定显示器的动态范围、频率之间的抑制比及最小显示电平的驱动电压。

从理论上，频谱显示器应能显示放大器的整个动态范围，即 70~80dB。在通常情况

下，动态范围常以灵敏度电平为基准，分成上动态范围及下动态范围，在实际输出信号中，几乎大部分信号电平都高于基准电平。如果按照此标准（70~80dB）设计频谱显示器，则在显示器上约有 50dB 范围的发光管在大部分时间内不会熄灭，实际变化的仅有 20dB 左右。因此频谱显示器的动态范围只需设计为与上动态范围基本一致即可，即以放大器的输出信号灵敏度电平为基准，对于一般高保真音响设备来说，它的动态范围只需 16~34dB。

理想的频谱显示器，各显示频段之间应当互不干扰，即抑制比为无穷大。在实际应用中，只需做到抑制比大于显示动态范围即可。这可以通过选定一定 Q 值的带通滤波器来实现。设抑制比为 A dB，则有：

$$Q = \frac{ff_0 \sqrt{10^{\frac{A}{20}} - 1}}{|f^2 - f_0^2|} = \frac{ff_0 \sqrt{1.26^{\frac{A}{20}} - 1}}{|f^2 - f_0^2|} \quad (7)$$

式中：f 为 f₀ 的相邻频段的中心频率，当给出要求的抑制比 A 之后，利用上式可求出 Q 值。

图 4-57 是采用 LM324 作带通滤波器，LB1405 作显示驱动器的五段频谱显示电路。频率点的选定是以 3 倍频关系，它们的中心频率是 100Hz、330Hz、1kHz、3.3kHz、

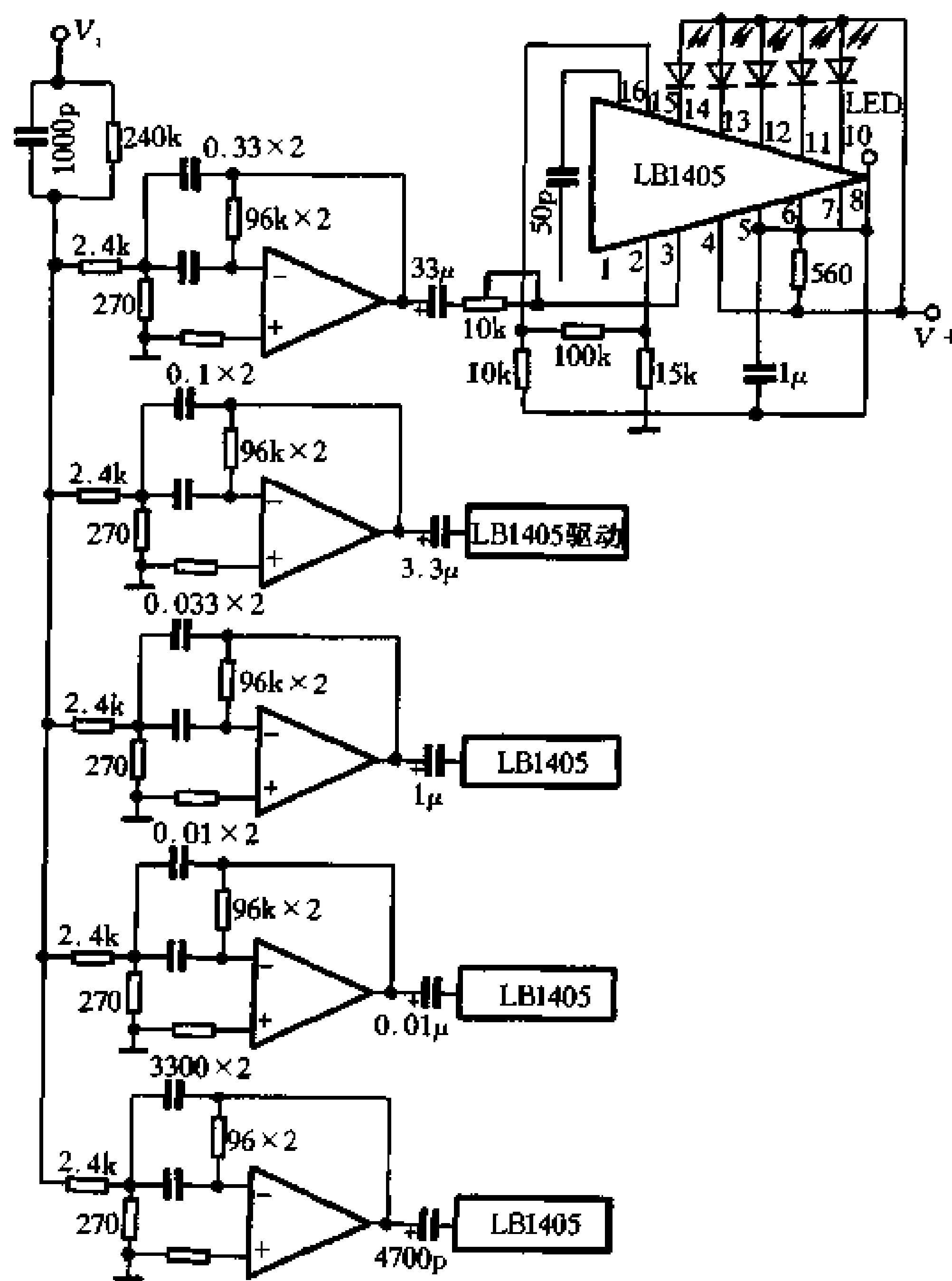


图 4-57 五段频谱显示电路

10kHz。带通滤波器是以 $Q=10$ 、 $K_F=20$ 的情况下设计计算的。

显示驱动器采用 LB1405，由于显示频段较少，显示驱动器的输入端设有输入灵敏度调节电位器，所以未作精确计算。

图 4-58 是一个十段频谱显示器的原理图。LM324 组成十段带通滤波器，五只 TA7666P 组成十段显示驱动电路。十段之间采用 2 倍频程关系，其中心频率分别是：32Hz、63Hz、125Hz、250Hz、500Hz、1kHz、2kHz、4kHz、8kHz、16kHz。显示动态范围取 16dB，基准电平定为 0dB。显示驱动器 TA7666P，各 LED 电平为 0dB、5dB、10dB、13dB、16dB。LM324 \times 3 组成各段的带通滤波器，LM324 内含四只运放，共十二只运放，其中选用十只作带通滤波器，其余二只作电压跟随器，起隔离作用。

首先计算和选取抑制比 A 和带通滤波器的 Q 值。抑制比的选取应大于显示动态范围的 16dB，取 20dB。然后根据 Q 值计算公式求出带通滤波器的 Q 值。由于频点之间为 2 倍频关系，将 $f=2f_0$ 、 $A=20$ 代入，求得 $Q=6.63$ ，取 $Q=10$ 。

带通滤波器传输比 K_F 的计算。TA7666P 的前级为增益放大器，增益 G_V 与输入电阻 R_{IN} 和反馈电阻 R_{NF} 有关，并且可以调整。其计算公式为： $G_V=20\lg(R_{NF}/R_{IN})$ 。令 $R_{NF}=43k\Omega$ ， $R_{IN}=10k\Omega$ ，则 $G_V=12.6dB$ 。指示灯 LED 的亮灯电压和要求的输入电压如表 4-12 所列：

表 4-12

指示灯	0dB	5dB	10dB	13dB	16dB
亮灯电压	144.5mV	256.9mV	456.8mV	645.3mV	911.6mV
输入电压	34mV	60mV	106mV	150mV	212mV

频谱显示器如接于前置放大器的输出端，则输出灵敏度可按 50~77.5mV 计，取输出电压 $V=77.5mV$ 作显示器的基准电平。假设图示均衡器电位器位于中点时增益为 0dB，实际上输入到频谱显示器的电压为两路图示均衡器输出电压之和，因此，要求带通滤波器这一级的增益为 $K'_F=K\cdot K_F=34/77.5\times 2=0.22$ 。由于 $K_F\geq 1$ ，为设计方便，令 $K_F=10$ ，则 $K=0.022$ ，必须在带通滤波器加一级 -33dB 的衰减器。

计算带通滤波元件 R_1 、 R_2 、 R_3 及 C 值。已知 $K_F=10$ ， $Q=10$ ， $f_0=1000Hz$ ，为方便起见电容 C 取标称值 $0.01\mu F$ 。根据前面的计算公式求得 $R_1=16k\Omega$ ， $R_2=820\Omega$ ， $R_3=330k\Omega$ 。

由式 (1)、(2)、(3) 可知， K_F 、 Q 只与电阻有关，唯 f_0 与电阻、电容有关，为使各带通滤波器 K_F 、 Q 保持一致，其电阻均取上述值。利用 (2) 式求得其余电容值分别为 $0.33\mu F$ 、 $0.15\mu F$ 、 $0.082\mu F$ 、 $0.039\mu F$ 、 $0.02\mu F$ 、 $5100pF$ 、 $2400pF$ 、 $1200pF$ 、 $620pF$ 。

电路调试。将信号发生器接至频谱显示器的输入端，并接入交流电压表进行监测。依次输入各频率点的电压，调节输入电压使电表读数为 77.5mV，这时对应的显示器 0dB 应亮灯，如不亮或使 5dB 灯亮，可调整显示驱动器的反馈电阻 $43k\Omega$ ，使其达到正常要求。调整好基准电平后，输入测试信号电压，使各位显示与输入信号一一对应。

上述十段频谱显示电路对业余制作会遇到这样的问题，由于显示驱动电路 TA7666P 为双脚直插式结构，若采用驱动器与显示 LED 共装一块电路板，则因占用面板较大，不便于在面板上排列；采用驱动器与显示 LED 单独分别安装，则会因引线过多而造成制作

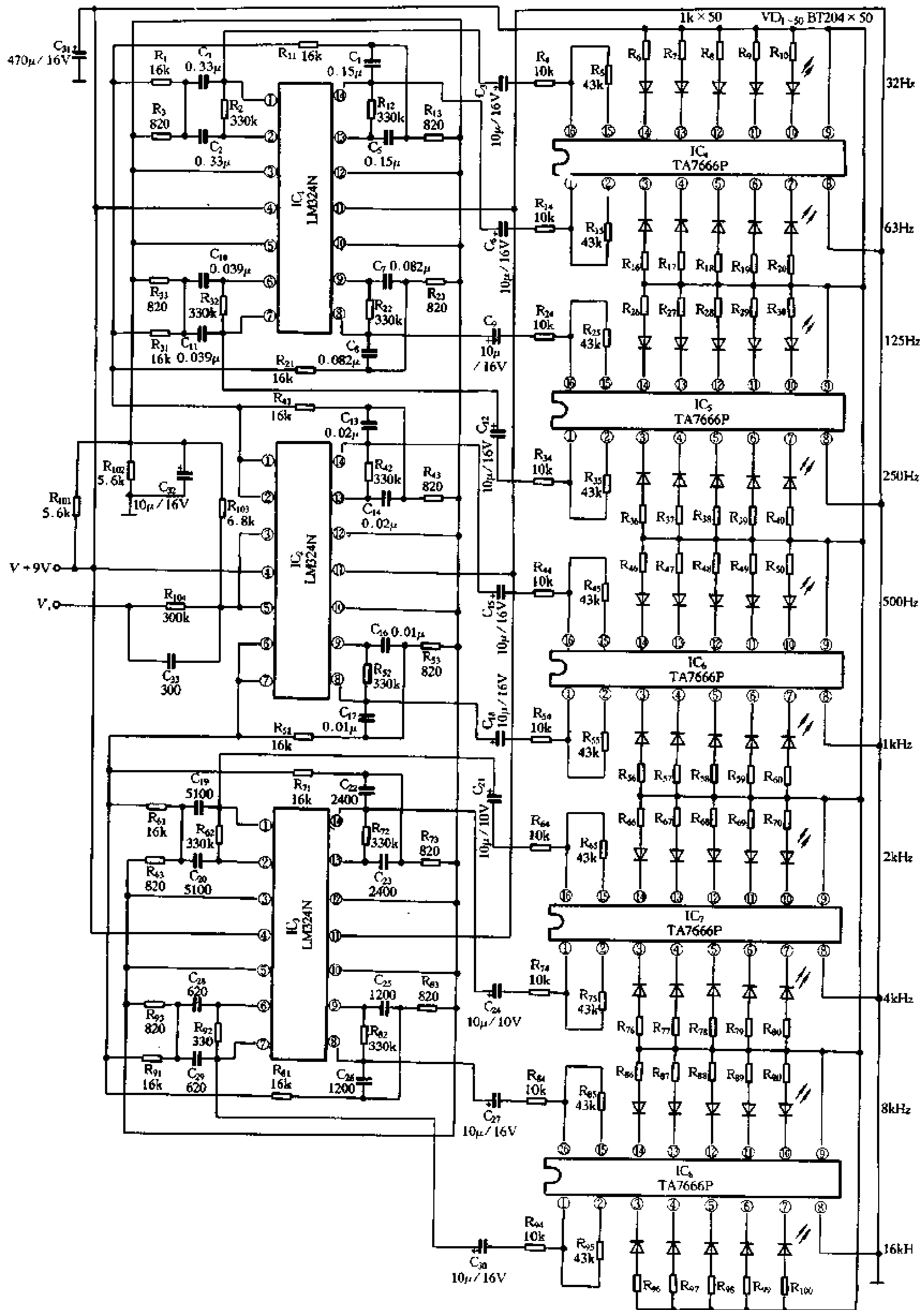


图 4-58 十段频谱显示器

不便。

下面介绍一种采用单列直插式驱动电路，将驱动电路与显示 LED 装在一块板上的电路。该电路的输入和带通滤波器电路仍然采用 3 块 LM324，显示驱动器采用十只单列直插式显示驱动电路 AN6884，电路如图 4-59 所示。电路采用两块印刷电路板组装，一块组装输入和带通滤波器，另一块组装驱动器和 LED 显示器。图 4-60 为输入和带通滤波器单元，图 4-61 为显示器及显示驱动器单元。

4.5.3 动态扫描式频谱显示器

前面介绍的实时频谱显示器，在制作时需要的集成电路数量较多，还需要较多的专用显示驱动集成电路并且消耗较大的电流，因而增大了电源的负担。本文要介绍的动态扫描式实时频谱显示器，不仅使用元件较少，而且不需要专门的显示驱动集成电路，消耗电流也少，是一种较为新颖的显示电路。

本电路对输入信号频段的分段和带通滤波器的设计计算与前述电路完全相同，而在显示驱动电路上则有很大的差别。它采用矩阵式电路结构和动态扫描式的显示驱动方法，只有当带通滤波器输出的各频段信号和电路设定的扫描信号在矩阵电路中相交时，发光管显示电路才会发光显示。它采用轮流“点燃”发光管的方法，而且“点燃”的时间很短，因而节省驱动电流。它又利用了发光管的惰性（即在驱动电流消失后，发光管的亮度不会立即消失）和人眼的视觉暂留特性（即在灯光熄灭后，人眼的亮度影像不会立即消失），采用扫描式显示方法，也不会感到有闪烁的现象。

电路原理如图 4-62 所示。它由带通滤波器、整流积分电路、动态扫描电路、比较放大电路和 LED 矩阵等部分组成。

电路的输入部分采用了 2 只四运放电路组成了 8 个带通滤波器，将输入的全频信号分为八段，它以 2.4 倍频程的关系，将八段的中心频率设定为 32Hz、76Hz、180Hz、430Hz、1.05kHz、2.5kHz、6kHz 和 14.5kHz。

接在各带通滤波器输出端的 $D_{101} \sim D_{106}$ 、 $R_{401} \sim R_{408}$ 、 $C_{301} \sim C_{308}$ 分别组成了各频段的整流积分电路，其作用是把各滤波器输出交流信号的幅值转换成直流电平的高低，通过模拟开关选择后，送到直流电平比较器，并通过矩阵电路驱动 LED 发光显示。

IC_6 、 IC_7 以及 $R_{501} \sim R_{508}$ 等组成电平比较器。其中 $R_{501} \sim R_{508}$ 组成八级分压器，将 12V 的直流电压按一定比例分压后，分别加到 8 个电压比较器的反相端，作为各比较器的基准电压。由图可知这 8 个基准电压是由下往上一个比一个高的。而经模拟开关选通后送出的直流信号电压则同时加到各电压比较器（ IC_6 、 IC_7 ）的同相输入端与各自的基准电压进行比较，当输入的直流信号电压越高时，则自下而上（即自 IC_{7d} 至 IC_{6a} ）就有越多的比较器输出高电平，把相应的 LED 点亮。根据被点亮的 LED 数的多少，就可以知道该频率段信号的强弱。图中的 $R_{600} \sim R_{608}$ 是限流电阻，是用来保护运算放大器的。

在显示器的矩阵电路中，横列表示的是从 32Hz~14.5kHz 共 8 个中心频率，纵行从 1~8 是表示每个中心频率信号的强度。由以上分析可知，每一行显示数量的多少是由比较器输出的高电平数的多少来决定的。而每一行是否能显示则又受接在矩阵电路下面的晶体管 $VT_{101} \sim VT_{108}$ 的控制，只有它们的导通，显示管才能发光。而 $VT_{101} \sim VT_{108}$ 的导通是

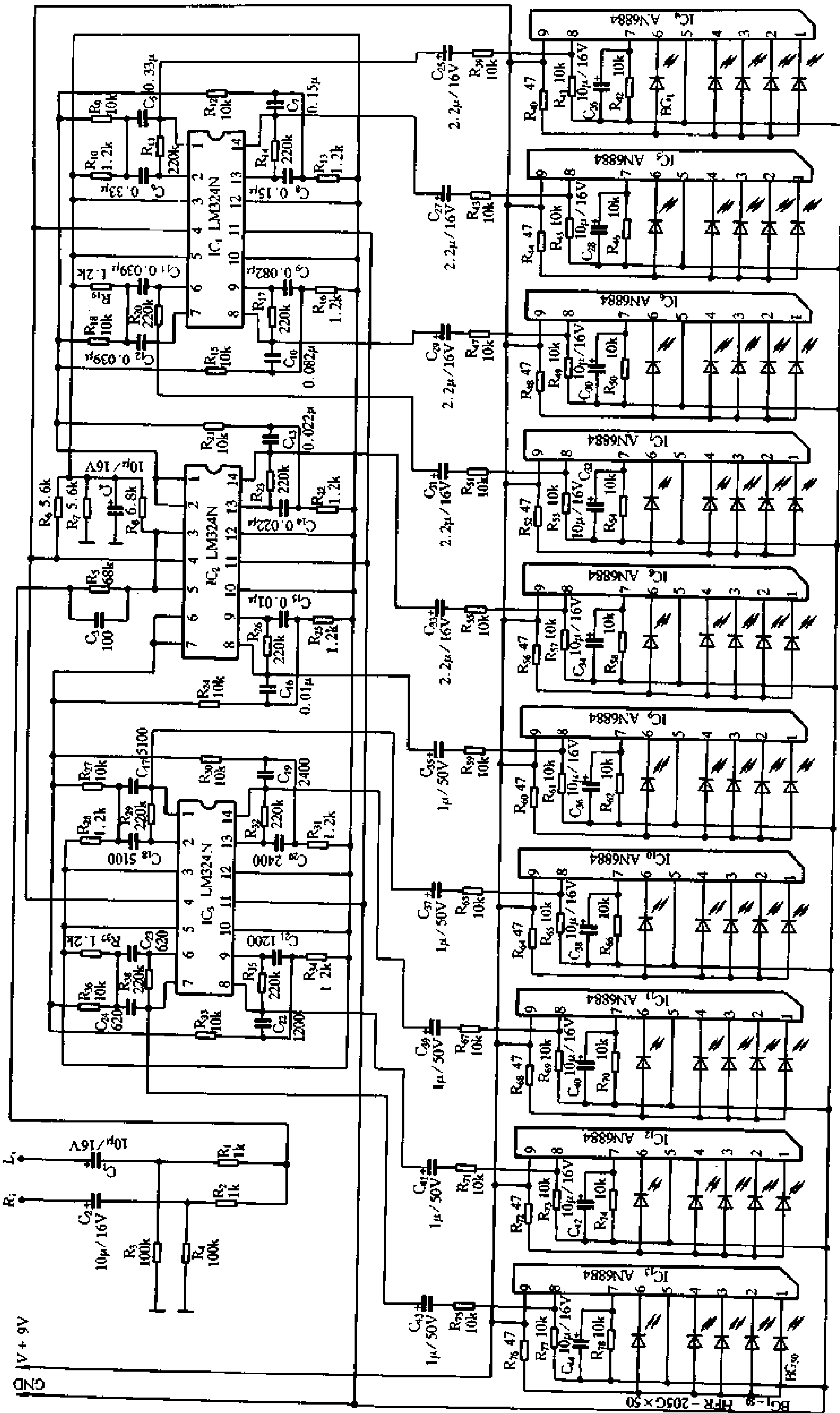


图 4-59 采用单列直插式显示驱动器的十段显示器

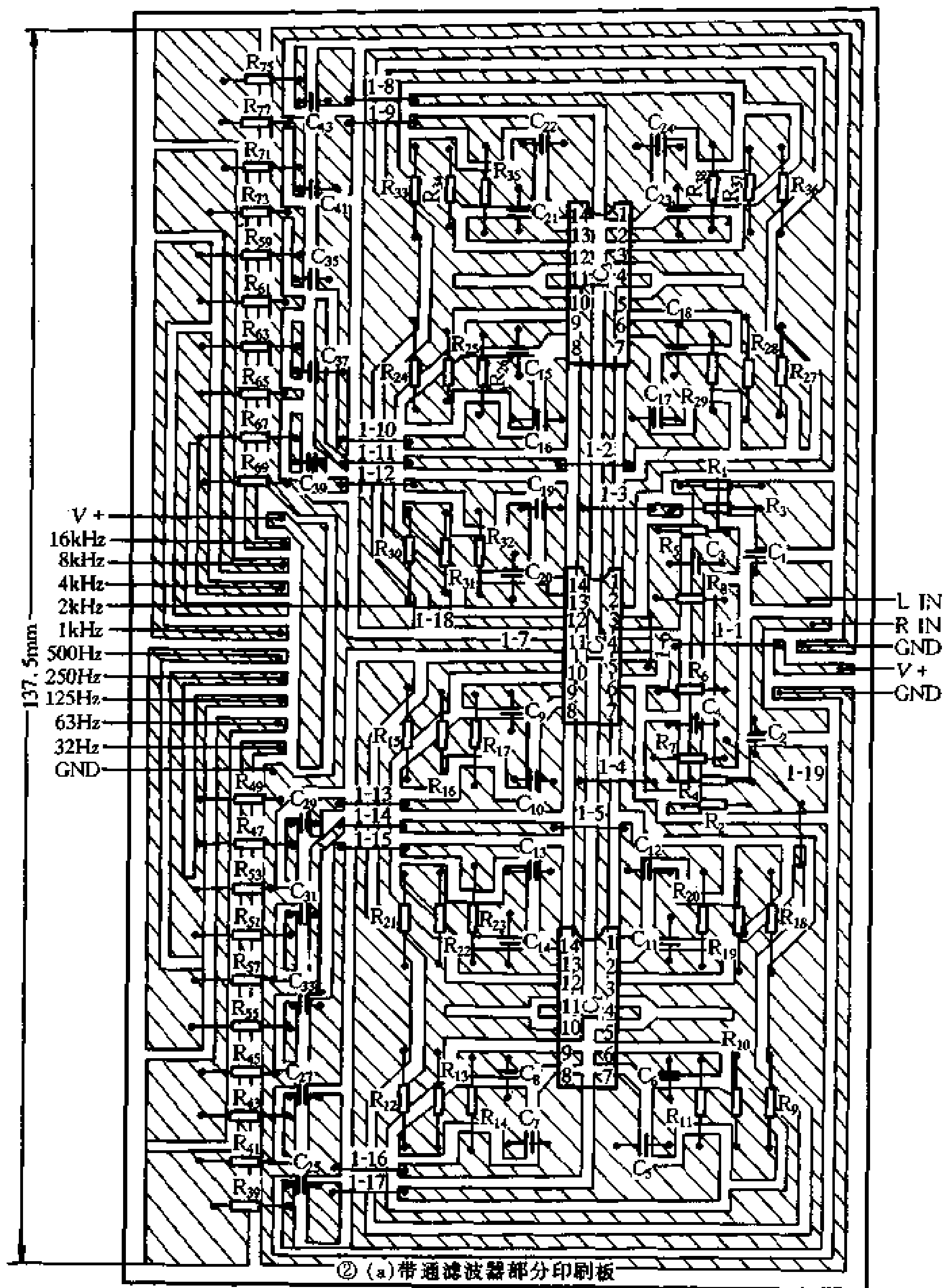
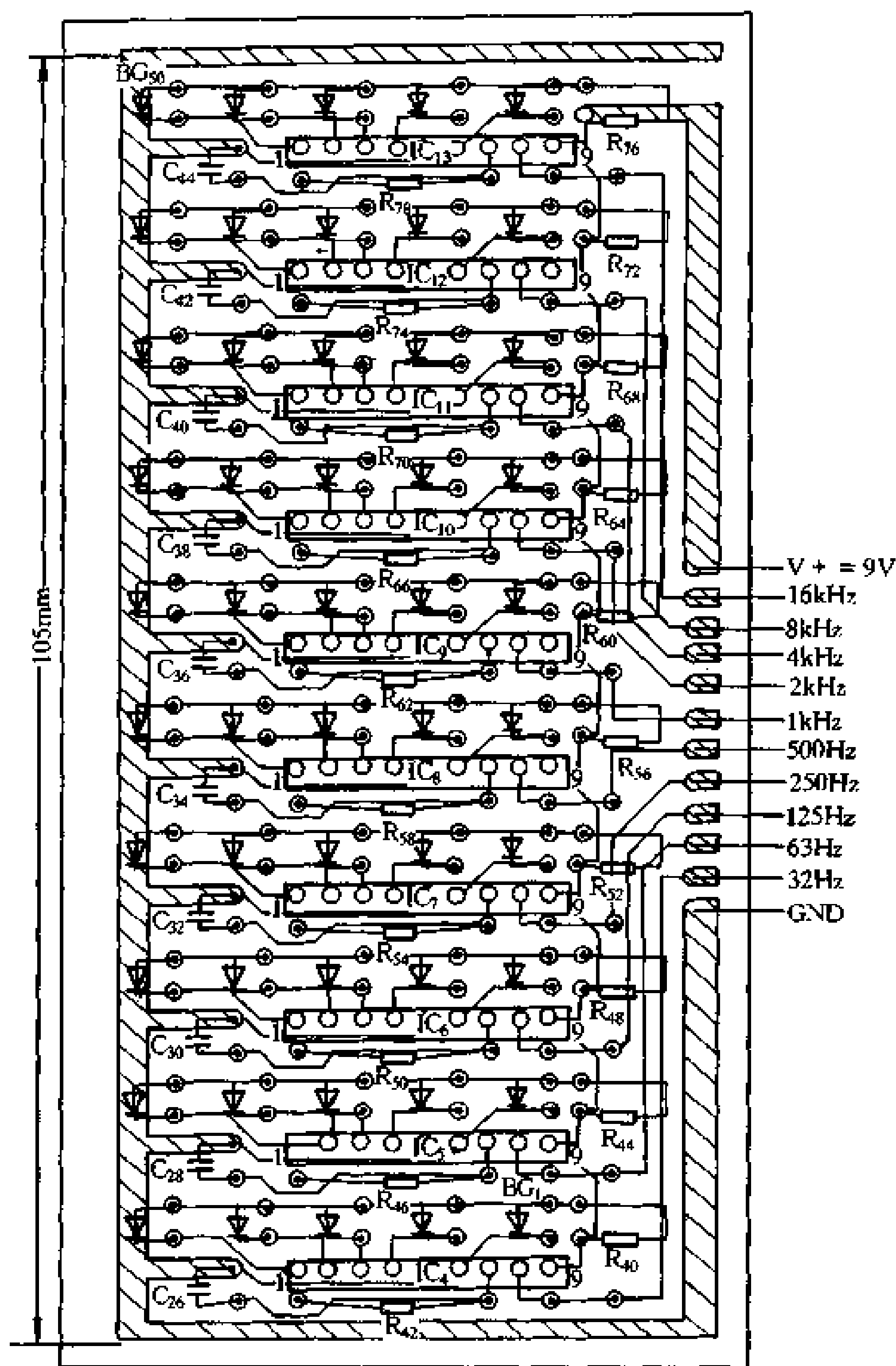


图 4-60 输入和带通滤波器单元

受 IC_5 输出的扫描信号控制的。 IC_5 是一个十进计数脉冲分配器， VT_{109} 、 VT_{110} 组成的多谐振荡器产生约 1kHz 的扫描信号作为 IC_5 的时钟脉冲，当时钟脉冲由 14 脚输入 IC_5 时，在它的输出端 $Q_0 \sim Q_9$ 就会按顺序输出高电平，形成一系列的扫描脉冲。该脉冲一方面控制模拟开关 $IC_{3a} \sim IC_{4a}$ 使其按顺序由下向上逐个接通，同时又控制 $VT_{101} \sim VT_{108}$ 逐个导通。由于模拟开关的接通和控制晶体管的导通是同步的，所以某一带通滤波器输入的信号对应着它相应的显示器。例如：当 IC_5 输入第一个脉冲时， Q_0 输出高电平，模拟开关 IC_{3a} 接通，8 个带通滤波器中只有 IC_{2d} 输出的 32Hz 信号通过模拟开关 IC_{3a} ，与此同时



②(b)显示驱动器部分印制板

图 4-61 显示驱动及显示 LED 单元

VT₁₀₁也导通，将 A₁~A₈ 的负极通路接通，32Hz 一行的 LED 便可在 8 个比较器输出的高电平下发光显示。

当 IC₅ 输入第 8 个脉冲时，IC_{4d} 接通，VT₁₀₇ 导通，H₁~H₈ 便可对 14.5kHz 的信号段进行发光显示。

当 IC₅ 输出 8 个脉冲后，IC_{3a}~IC_{4d} 与 VT₁₀₁~VT₁₀₇ 便完成了一个导通周期。矩阵显示器中的发光二极管 H₁~H₈ 都有一次导通发光的机会。由于时钟频率为 1000Hz，发光二极管共有 8 行，扫描频率便是 $1000/8 = 125\text{Hz}$ 。

电路所用元件为：IC₁、IC₂、IC₆、IC₇ 均选用 LM324，也可用 TL084；IC₃、IC₄ 选用四双向模拟开关 CD4066；IC₅ 选用 CD4017；晶体管选用 9014。

电路的调试。接通电源先检测多谐振荡器是否起振，方法是：用万用表的交流 10V 挡串接一只 0.1μ 的电容，测量 VT₁₁₀ 的集电极，应有电压读数，说明振荡器起振。然后

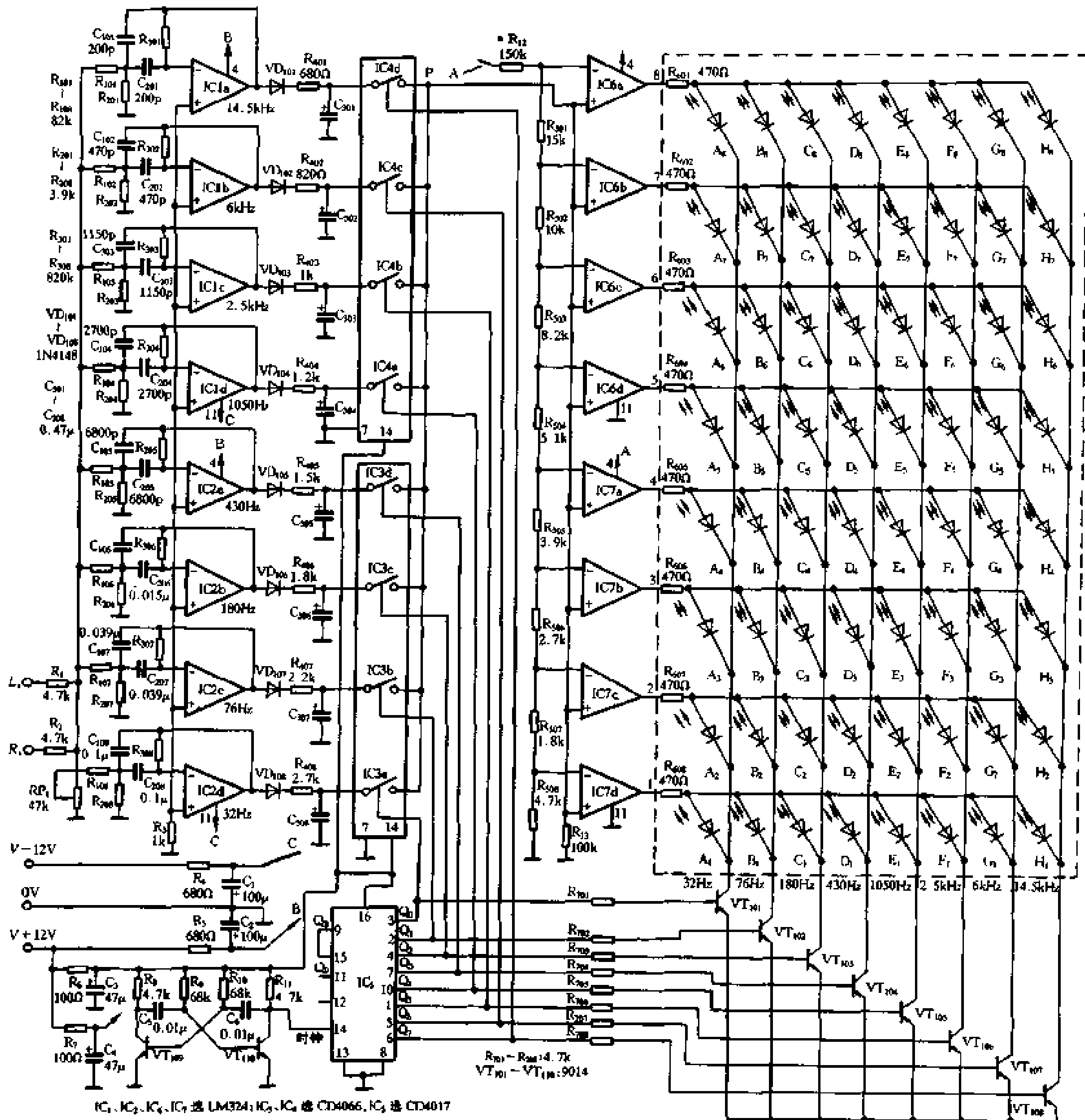


图 4-62 动态扫描式频谱显示器

测量 IC₅ 的 8 个输出端应有脉冲电压输出。

用 47k 的电位接于 +12V 电源和地之间，电位器的滑动臂接 P 点，由接地端起调节电位器的滑动臂，这时 LED 矩阵应从最下一列逐列向上点亮，直至最上一列，最后使矩阵全部点亮。

输入音频信号并逐个改变信号频率，观察 LED 矩阵各频段的显示是否与信号的频率一一对应。

输入显示节目信号，调节 RP₁，使输入灵敏度符合要求。

本电路要求输入电平较高，只能接在功放电路的输出端，即与扬声器并联。在实际应用中会出现随着音量电位器调节位置的不同，显示器出现满屏或暗屏现象。为了消除音量

大小对显示的影响，可将它的输入端接于放大器的图示均衡器与音量电位器之间。

图 4-63 是为该电路增设的前置放大器，它的输入端接到图示均衡器的输出端，输出

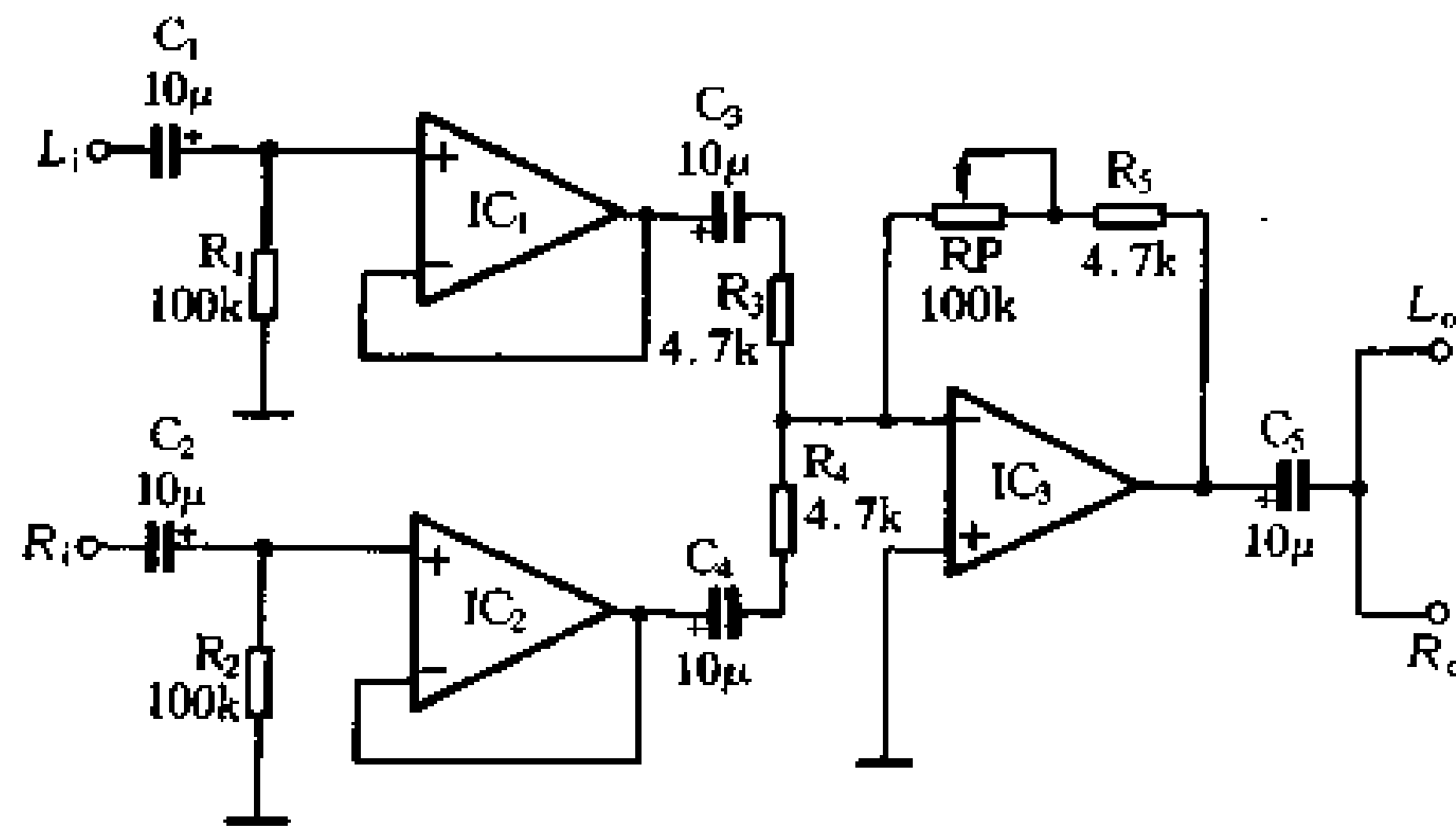


图 4-63 增设的前置放大器

端接图 4-62 的输入端。图中 IC_1 、 IC_2 是缓冲级，起隔离放大器与显示器的作用，避免显示器闪烁显示脉冲干扰放大器，引入不必要的噪声。 IC_3 是电压放大级，通过 RP 可进行增益调节，其调节范围为 0 ~ 13.5dB，最大增益时的输入灵敏度为 90mV。 IC 可采用 LM324、TL084 等。

4.5.4 有记忆功能的频谱显示器

本电路的结构及工作原理与前一个电路基本相同，只是在所用元件与部分功能上略有不同。一是该电路的显示频段分为七个频段，其中心频率按 2.5 倍频程选取，分别为 60Hz、150Hz、400Hz、1kHz、2.5kHz、6kHz 和 15kHz；二是该电路的电压比较器采用了一只 LB1404 来代替两只运放，并由 8 级比较增大为 9 级比较，使显示矩阵由 8×8 变为 7×9 ；三是在带通滤波器之前增加了一个输入放大器和自动电平控制电路，克服了大信号的满屏和小信号的暗屏现象。同时增设了一个记忆选择电路，通过开关进行控制，接通开关时，正在显示的频谱被固定下来，以便进行仔细分析信号的频率成分及信号强度。

全电路由输入信号混合放大、自动电平控制、电子开关、扫描脉冲分配、带通滤波器和记忆选择电路等组成。电路如图 4-64 所示。

输入混合电路。左右声道输入信号从输入端输入后，经混合电阻 R_1 、 R_2 的混合后，由 C_1 耦合至 $IC_{1,4}$ 作隔离放大。 R_1 、 R_2 取值较大，以减小对分离度的影响。信号经 $IC_{1,4}$ 放大后分为两路，一路经 C_2 耦合、 VD_1 、 VD_2 倍压整流及 C_3 滤波后，产生反映信号强度的直流电压，经 R_7 加到 VT_1 的基极，由 VT_1 放大后再控制 VT_2 C—E 间的导通电阻，相应地控制了输入到 $IC_{1,4}$ 的信号强度，从而稳定了输出电平；另一路加到 $IC_{1,1} \sim IC_{1,3}$ 、 $IC_{2,1} \sim IC_{2,4}$ 及周围元件组成的 7 级带通滤波器，作分频处理。

由带通滤波器输出的信号电压，需经二极管 $VD_4 \sim VD_{10}$ 整流，以取得反映各频段信号强度的直流电压。由于硅二极管的导通电压（并称死区）较高，为了克服死区电压的影响，本电路设置了消死区电路，它由 R_9 和 VD_3 组成， VD_3 是采用锗低频三极管的 e—b 极间压降，形成性能较好的 0.3V 稳定电压，以减小硅二极管死区电压的影响。

IC₃、IC₄ 组成七个模拟电子开关，它的开、关受扫描脉冲分配器 MC14017 输出的扫描脉冲的控制。

电压比较器采用显示驱动集成电路 LB1405 组成 9 级电压比较器。由前面的介绍已知，LB1405 只有 5 级比较电平输出，但是它的内部除了 5 只电压比较器外，还有 1 只输入放大器（运放）和 1 个缓冲放大器（晶体管），该电路正是利用了这两部分的输出端（脚 15、16），在外电路辅以电阻分压，组成了 9 级电压比较器。为了降低电路的输出负担，采用了缓冲放大级。

MC14017 组成七位扫描脉冲分配器，VT₂₃、VT₂₄ 组成时钟脉冲振荡器，振荡频率为 760Hz，每段发光管的扫描频率为 $760/7 \approx 108\text{Hz}$ 。

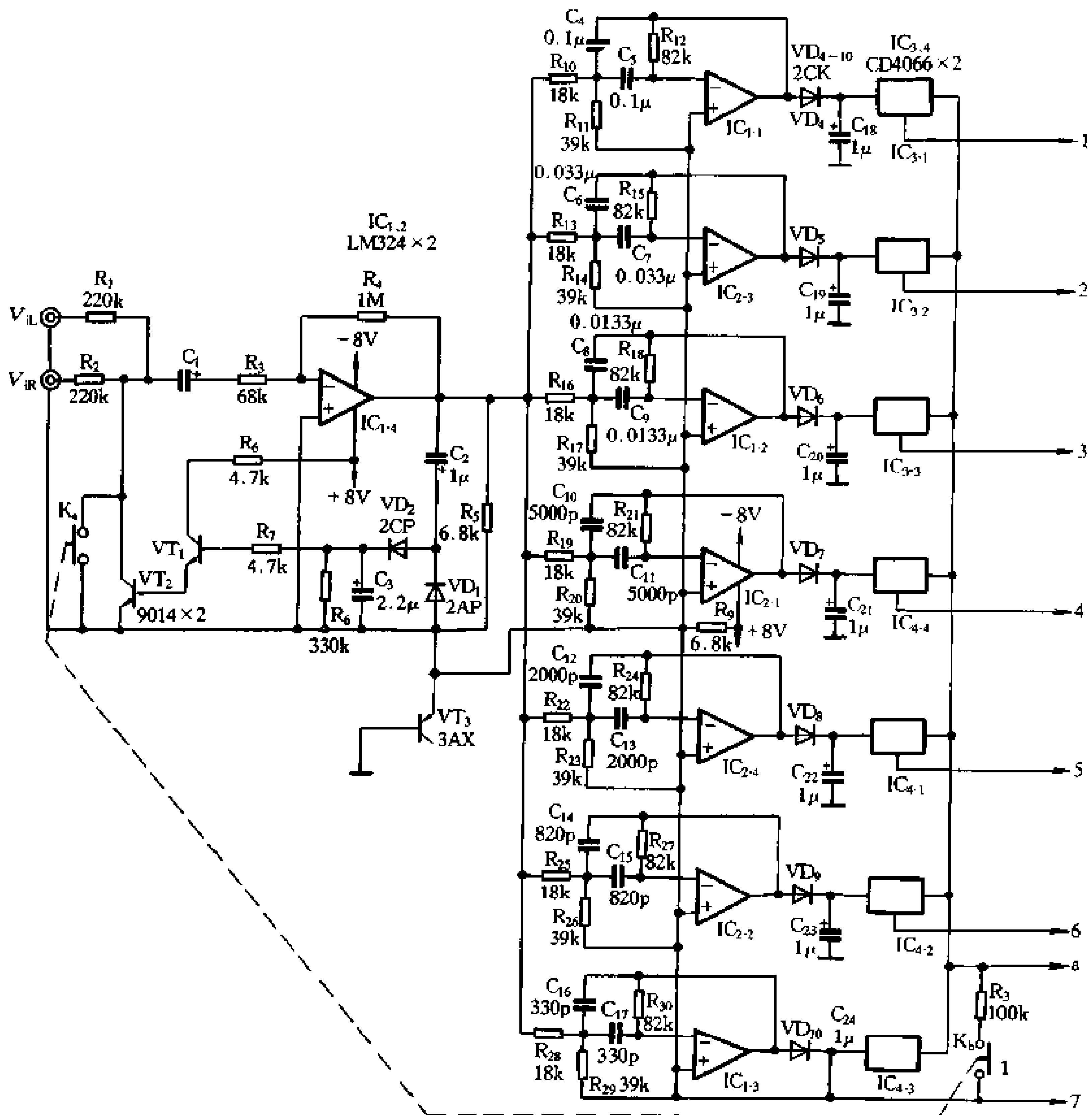


图 4-64 带记忆功能的频谱显示器(a)

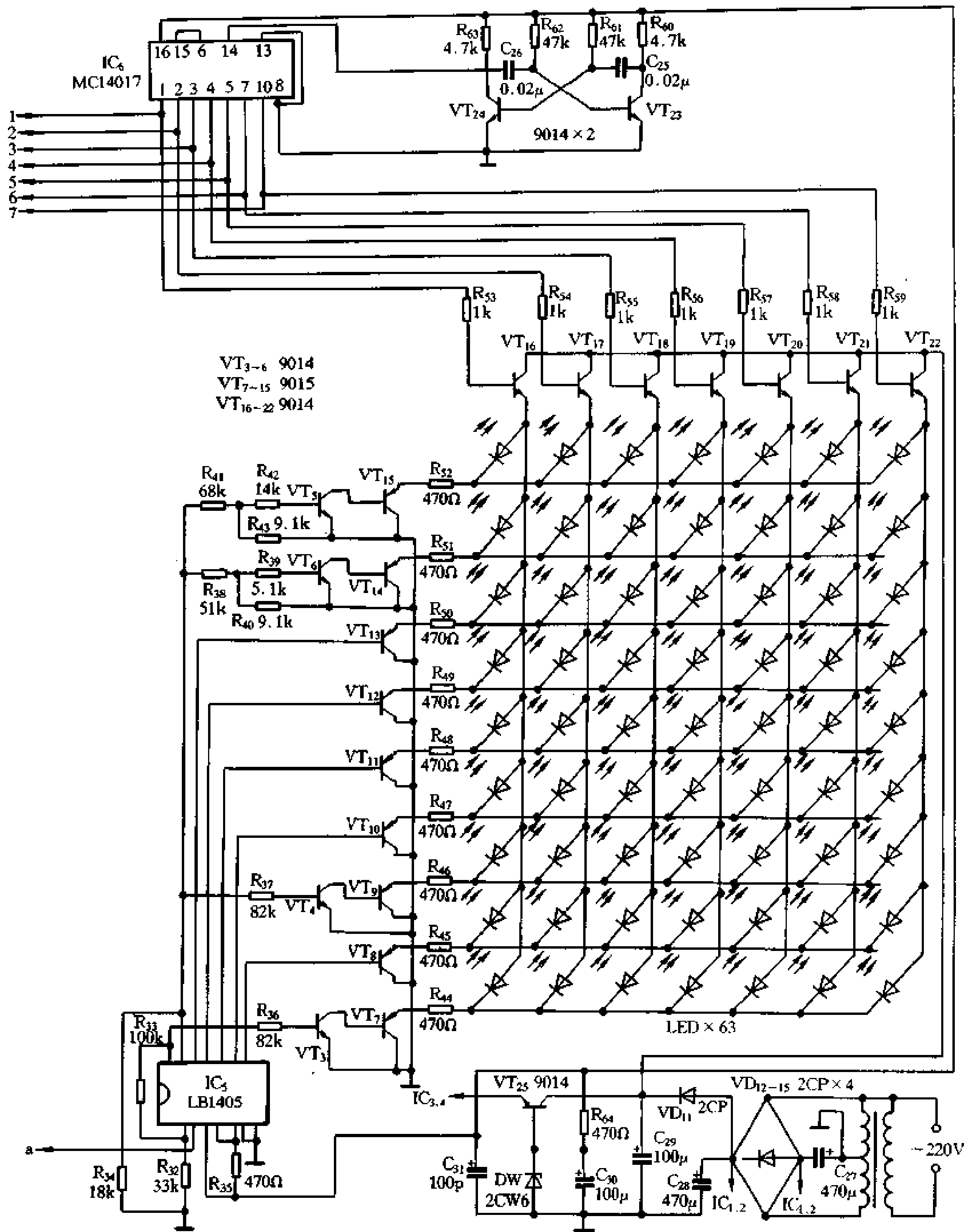


图 4-64 带记忆功能的频谱显示器(b)

记忆功能电路及其工作原理。该电路主要由记忆开关、泄放电阻 R_{31} 和各带通滤波器输出端所接的滤波电容，即 $C_{18} \sim C_{24}$ ，以及二极管 $VD_4 \sim VD_{10}$ 等组成。当按下开关 K 时， K_a 接通，输入信号旁路通地， K_b 断开，泄放电阻 R_{31} 断开。 $C_{18} \sim C_{24}$ 只能通过 $VD_4 \sim$

VD₁₀及 IC₅ 泄放电荷，因 IC₅ 输入阻抗很高，VD₄~VD₁₀的反向饱和电流极微，故时间常数 $\tau = RC$ 很大，C₁₈~C₂₄上的电压能延续一段时间，使 LED 矩阵能保持在 K 按下瞬间的显示状态。若采用优良的电容器和二极管，可保持“记忆”状态约在 30 秒左右。

电路元件除上述元件外，输入放大与带通滤波器采用 LM324，模拟开关用 CD4066，晶体管选用 9014、9015。

第五章

降噪电路与音色处理电路

5.1 降噪电路

5.1.1 杜比 B 降噪电路 CXA1100 系列及其应用

在众多的杜比 B 降噪集成电路中,日本的索尼公司生产的 CXA1100 系列电路很有特色。该电路为双列直插 16 脚封装,内部包含两个完全相同的杜比 B 降噪处理器。该电路具有多种电平设计,可以适应各种不同的需要。它外接元件少,可在单电源或双电源下工作。电路可通过外接的录/放开关和分离的左、右声道录、放音输入/输出端子分别进行录/放音工作。电路还设有杜比开关,可根据需要进行杜比降噪处理或不经杜比降噪而直接输出。

CXA1100 系列 IC 的电参数如表 5-1 所示。电路的引脚功能为:1、16 脚为录音输入;2 脚接电源 V_C ;3、14 脚为放音输入;4 脚为双电源供电时的接地端;5 脚为杜比开关(接地时为杜比降噪工作,接 V_{CC} 时不工作);6、11 脚为放音输出;7、10 脚为滤波电容外接端;8、9 脚为录音输出端;12 脚为录放开关(接 V_{CC} 为放音,接地为录音);13 脚为电源外接高精度电阻($43k\Omega$ 、2%);15 脚为接地端。

图 5-1 是 CXA1100 系列 IC 的内电路原理及应用。图中 SA_1 为杜比开关, SA_2 为录/放开关。当 SA_2 置于录音(R)位置时,录音信号经 1 (16)脚进入 A 放大器进行放大,放大

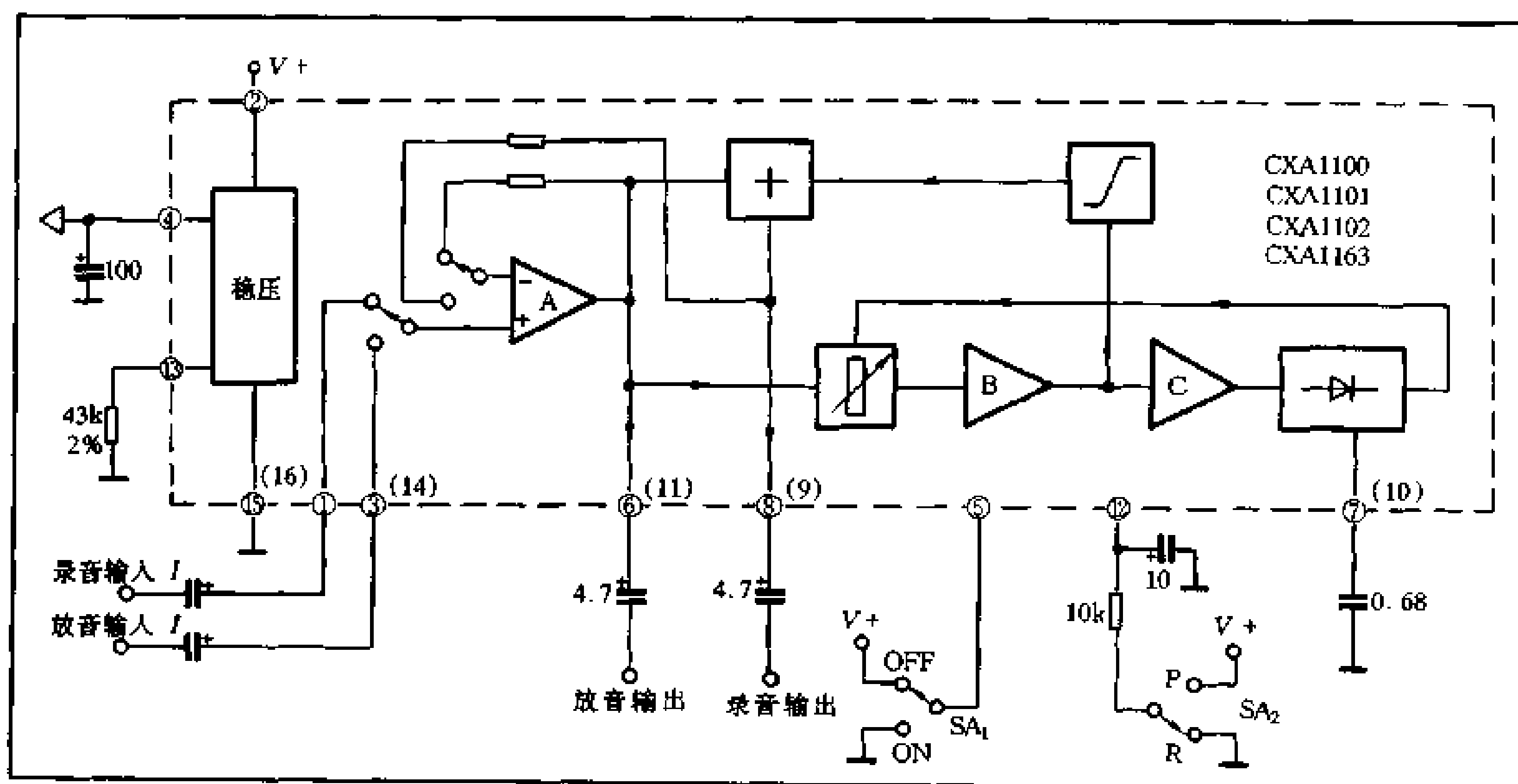


图 5-1 杜比 IC CX1100 系列及应用

后的信号分别送到主通道加法器、辅助通道的可变衰减电路及 B 放大器，经 B 放大器输出的信号一部分通过高通滤波器进入加法器与主通道信号相加，使高频小信号得到提升；另一部分经 C 放大器放大、整流滤波器的整流滤波后，向可变衰减电路提供直流控制电压。从加法器输出的信号，一路经 8 (9) 脚输出作为录音信号送到录音磁头；另一路通过反馈电路送到 A 放大器与输入信号相减，使高频噪声受到抑制。

表 5-1 电气特性 $T_s = 25^\circ\text{C}$ ，杜比上：-10dBm (= 245mV) 在录音输出端
 $V_{CC} = 15\text{V}$ (CXA1100), $V_{CC} = 12\text{V}$ (CXA1101)
 $V_{CC} = 9\text{V}$ (CXA1102), $V_{CC} = 6\text{V}$ (CXA1163)

参 数	测 试 条 件	CXA1100	CXA1101	CXA1102	CXA1163	单 位
		典型值	典型值	典型值	典型值	
工作电压	信号上动态 $\geq 12\text{dB}$	11.5~16	8.5~16	6.5~16	5~16	V
电源电流	无信号	5.6	5.5	5.3	5.1	mA
线路输出电平	录音时, NR OFF, $f = 1\text{kHz}$	0	-3	-6	-10	dBm
录音输入电平	录音时, NR OFF, $f = 1\text{kHz}$	-30	-30	-30	-30	dBm
放音输入电平	放音时, NR OFF, $f = 1\text{kHz}$	-30	-30	-30	-30	dBm
编码特性	$f = 500\text{Hz}$, -25dB	2.9	2.9	2.9	2.9	dB
	$f = 2\text{kHz}$, -25dB	7.0	7.0	7.0	7.0	
	$f = 5\text{kHz}$, -25dB	5.4	5.4	5.4	5.4	
	$f = 10\text{kHz}$, -40dB	10.4	10.4	10.4	10.4	
	$f = 10\text{kHz}$, 0dB	0.4	0.4	0.4	0.4	
信号上动态	录音时 NR OFF, $f = 1\text{kHz}$	15.3	15.9	15.9	15.0	dB
	THD = 1%					
失真	编码时, $f = 1\text{kHz}$, +10dB	0.03	0.04	0.06	0.09	%
信噪比	编码时, $R_g = 5\text{k}\Omega$	69	69	69	69	dB
通道隔离						
录音-放音		-82	-82	-82	-82	
放音-录音	NR OFF, $f = 1\text{kHz}$, 0dB	-81	-81	-81	-81	dB
通道-通道		-70	-70	-70	-70	

$0\text{dBm} = 0.775\text{V}_{\text{rms}}$

当录放开关置于放音 (P) 位置时，放音信号经 3、14 脚输入 A 放大器，然后再送入加法器，从加法器输出的一部分信号，经过与录音时相同的辅助通道再反馈到 A 放大器的反相端，使高频噪声受到抑制而降低。

在应用中 CXA1100 系列降噪电路可以直接接入到各类磁带录音机中，但以中高档录音机效果最为明显，对于较低档的录音机则应先将录音机电路本身的噪声设法降低，才能取得较好的效果。

此外还应注意，CXA1100 系列降噪电路本身约有 30dB 的增益，所以在使用中应对输入信号进行 30dB 的衰减后再输入降噪电路，这样才能使输入信号符合电路的要求。否则将会因输出电平过高而造成后级过载或杜比 IC 本身过载。衰减的方法是在杜比 IC 的录音和放音输入端 (1、16 脚和 3、14 脚前) 设置一个 10k Ω 的衰减电位器，对输入信号进行衰减。

杜比降噪电路在使用时，应加到磁头输入均衡放大器至音量、音调控制电路之间。

5.1.2 杜比 B 降噪电路 HA11226 及其应用

HA11226 是日立公司生产的杜比 B 型降噪集成电路，该电路内含有两套完全相同的杜比 B 降噪处理器，平衡性能良好，录/放功能也易于切换，电路外接元件少，使用和调

整十分方便。它的电性能如表 5-2 所列。

表 5-2 HA11226 电性能指标 ($V_{CC} = 12V$, $f = 20Hz \sim 20kHz$, 以 5 (12) 脚 0dB (775mV) 为准)

项 目	测 试 条 件	最小值	典型值	最大值	单 位
工作电压	-	10	-	15	V
电源电流	-	-	20	30	mA
电压增益	$f = 1kHz$, 2-5 脚, 15-12 脚	18.5	20	21.5	dB
	$f = 1kHz$, 5-8 脚, 12-9 脚	0	0	0	dB
失真度	$f = 1kHz$, 8 (9) 脚 0dB	-	0.08	0.3	%
信 噪 比	$R_s = 3.3k\Omega$, 通过 CCIR, 编码	73	80	-	dB
	滤波器在 2 和 15 脚, 解码	-	90	-	dB
频率响应	$f = 20Hz \sim 20kHz$, 相对于标准曲线	-1.5	0	+1.5	dB
串音衰减	$f = 1kHz$	-	63	-	dB
纹波抑制	$f = 100/120Hz$	-	40	-	dB
输入电阻	2 和 15 脚	-	R_{in}^*	-	Ω
输出电阻	5 和 12 脚	-	10	-	Ω
	8 和 9 脚	-	10	-	Ω
	6 和 11 脚	-	2.7	-	$k\Omega$

* R_{in} 取决于外加电阻值。

HA11226 为双列 18 脚塑封结构, 图 5-2 为它的引脚与功能, 但该电路与其它 18 脚封装不同, 它的两端为 17、18 脚, 分别接 V_{CC} 和地, 它们和 1 脚 (调整端) 16 脚 (电压基准端) 共同作为整个电路的公共端, 其余 2~8 脚, 9~15 脚分别为两套杜比处理器的外引脚。

图 5-3 是 HA11226 的应用电路, 录音时, 被录信号从输入耦合电容 C_1 送入外接放大器 VT, 自 VT 输出的信号通过由 L_1 、 L_2 及 C_4 、 C_5 等组成的低通滤波器滤除掉 15kHz 以上的高频噪声, 然后经耦合电容 C_6 和 IC 的 2 脚送到内部放大器 A, 其输出作为主通道信号送到加法器的一个输入端, 另一路由 5 脚输出, 通过录放选择开关 SA_1 、 SA_2 及 IC 的 4 脚加到衰减放大器的输入端, 经衰减后送入高频边带放大器 B, 然后分两路输出, 一路经限幅后作为副通道信号送到加法器的另一输入端。由于送到加法器的两个输入信号均取自放大器 A 的输出端, 加法器对这两个信号起相加作用, 从而增大了被录信号高频分量的幅度, 提高了送到录音磁头的被录信号的信噪比。

放音时, 待放信号从输入端引入, 经耦合电容 C_1 送到外接放大器及内放大器 A 放大后, 加到加法器的一个输入端。由于录放开关 SA_1 置于放音位置, 直接取出加法器输出端的信号送到可变衰减器、高频边带放大器 B、限幅器, 作为副通道信号送到加法器的另一输入端。由于加到加法器的主、副通道信号相位相反, 加法器对这两个输入信号起相减作用, 削弱了信号中高频分量的幅度, 从而恢复了原来的信号, 实现了降低背景噪声、提高信噪比的功能。与 CXA1100 系列 IC 不同的是, HA11226 的可变衰减电路的控制电压是经 C 放大器放大后由 6 脚输出, 经过外接的整流管 VD_1 、 VD_2

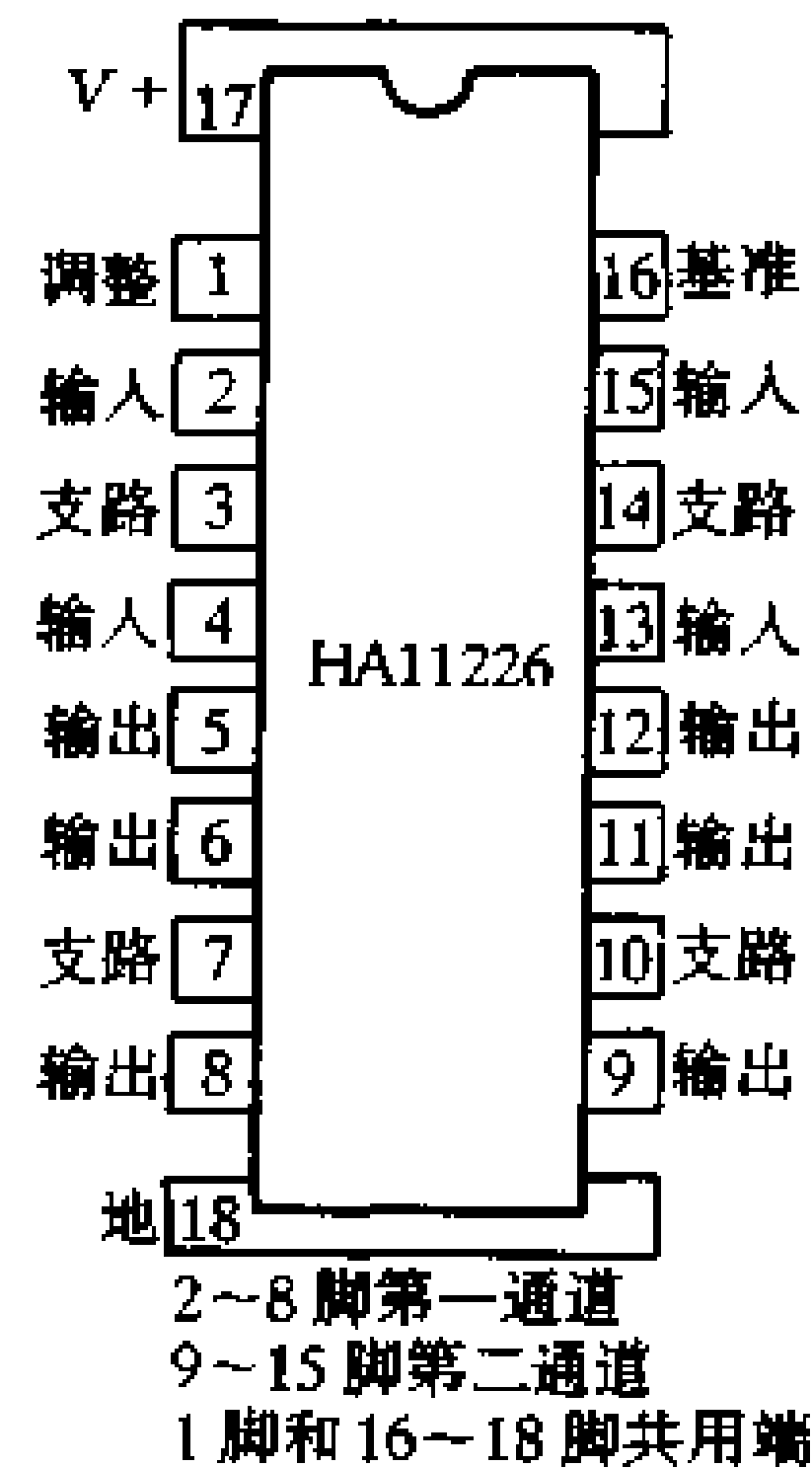


图 5-2 HA11226 的引脚与功能

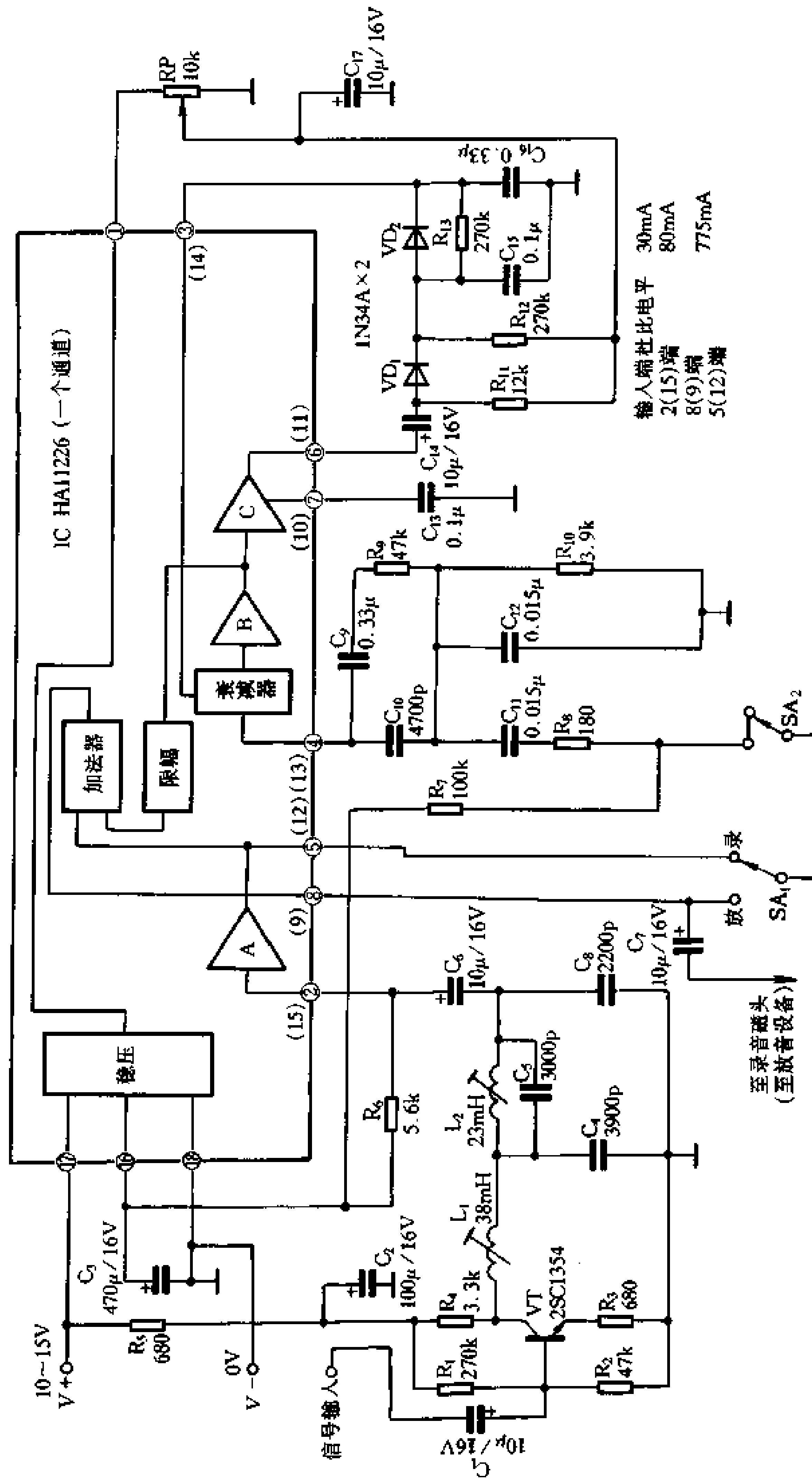


图 5-3 HA11226 的应用电路

的整流和滤波电容的滤波后，由3脚输入电路的可变衰减器电路。

为了确保电路的性能，所用电阻电容都需认真检验，所有元件必须符合精度要求。其中 R_{10} 要求误差 $< 1\%$ ， R_9 、 R_{12} 误差 $< 5\%$ ，其余误差 $< 10\%$ 。电容中， C_{11} 、 C_{12} 采用误差 $< 1\%$ 的钽电解电容， C_4 、 C_5 、 C_8 、 C_{13} 采用误差 $< 5\%$ 的钽电解电容，其余为误差 $< 10\%$ 的小型聚苯乙烯电容和电解电容。外接晶体管采用低噪声管 2SC1354，要求 β 值在 30~40 之间。两个可调电感与 C_4 、 C_5 构成低通滤波器，其电感值分别为 38mH 和 23mH。本电路输入为 30mV，输出为 775mV。

5.1.3 杜比 BC 降噪集成电路 HA12058 及其应用

HA12058 是日立公司生产的杜比 BC 降噪集成电路，主要用于高档音响设备中。电路采用双列直插 28 脚封装，每只电路包含一个降噪处理器，故双声道需 2 只该集成电路，它的电参数如表 5-3 所示，内部原理如图 5-4 所示。

表 5-3

HA12058 的工作参数
主要电参数 ($V_{CC} = 14V$, $T_a = 25^\circ C$)

参数名称	符号	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
工作电压	V_{opr}		11		16	V
电源电流	I_{cc1}	无信号	30			mA
	I_{cc2}	$V_{14} = +10dB$	42		59	mA
输入电压增益	G_v		23.5	25	26.5	dB
编码降噪	(B型) B	V_{14} (不降噪) = +25dB	5.5	7.0	8.5	dB
	(C型) C	V_{14} (不降噪) = -60dB	18.1	19.6	21.6	dB
译码降噪	(B型) B	V_{24} (降噪) = -20dB	-5.8	-4.3	-2.8	dB
	(C型) C	V_{24} (降噪) = -20dB	-7.9	-5.9	-3.9	dB
最大输出电压	V_{14}	14脚输出 THD=1%	13.4	15.4		dB
编码输出信噪比	S/N	$R_g = 2.4k\Omega/5.6k\Omega$	60	65		dB
录音控制电压	录音 V_{reg}	26脚接 10k Ω 电阻	3.5		6.0	V
	放音 V_{p-b}	26脚接 10k Ω 电阻	0		1.0	V
降噪控制电压	B型 V_b	27脚接 10k Ω 电阻	7.4		7.8	V
	C型 V_c		11		14	V
	不降噪 F_{off}		0		3.0	V
总谐波失真	OFF THD	V_{14} (N.R OFF) = 0dB		0.03		%
	ON THD	V_{14} (N.R ON) = 0dB		0.07		%

HA12058 的特点是：录、放音以及降噪类型的切换，全部采用内部的电子开关。其中杜比 BC 及不降噪的转换仅用一个单刀三掷开关通过简单的切换去控制内部的电子开关的切换。当开关处于高电平位置时，电路工作于杜比 C 状态；开关处于中电平位置时，电路工作于杜比 B 状态；开关处于低电平位置时，电路工作于不降噪状态。录放音的切换亦只需一个单刀双掷开关，开关置于高电平位置时为录音工作状态，开关置于低电平位置时为放音工作状态。杜比 B、C 降噪采用同一套外接元件，因而杜比 B、C 的转换不需调整外部元件。本电路具有信噪比及增益高、外部元件少，采用全波整流等优点，全电路只使用一只固定电感，其余则是通用的阻容元件，因而选材及组装均容易。本电路在组装后只需调整输入电平即可正常工作。电路最大降噪量(杜比 C 工作状态)为 19.6dB，不降噪时的总谐波失真仅为 0.03%，杜比 C 降噪时的失真为 0.07%，杜比降噪的附加失真仅为 0.04%，可见电路失真是很小的。

本电路还具有增益为 25dB 的线性放大器，且在电路的输出端与反相输入端之间预留了外引脚，可以通过外接反馈电阻的不同改变其增益，使电路能适应各种不同的录音座的应用和改装。电路中还特别增设了防饱和电路，可防止使用杜比 C 时磁带产生高频饱和的可能性，使高频特性进一步改善。为防止杜比 C 电路的处理误差，集成电路内还加有频谱偏移电路，它对窄带节目源，可防止杜比 C 的误动作。

杜比 B 的降噪量不大于 10dB，杜比降噪开关大约在 500Hz 开始动作，故杜比 B 只能降低中高频段的噪声，对低频段的噪声是无能为力的。杜比 C 是在杜比 B 的基础上发展起来的高级民用降噪系统。由图 5-4 中可以看到，HA12058 的内部其实就由两级功能基本相同的杜比 B 型降噪电路构成的，当选择杜比 B 降噪时，只是使用了其中的一级降噪电路，而当选择杜比 C 降噪时，则是使用了两级进行串联而工作的，故总降噪量等于两级降噪量之和 20dB。但是杜比 C 又不仅仅是两级杜比 B 的简单串联关系，杜比 C 除包含一级杜比 B 降噪电路外，所串联的第二级降噪电路的时间常数也不同于第一级，同时所处理的电平亦不同。由于录、放工作使用同一套电路，故录、放音特性互补，综合频响特性为平坦特性。杜比 C 的动作频率在 100Hz 开始，所以降噪频段包括了低频段在内，与杜比 B 相比，它的降噪范围加宽了。

HA12058 的应用如图 5-5 所示。在电路中，7 脚为杜比电平测试点，本电路严格规定

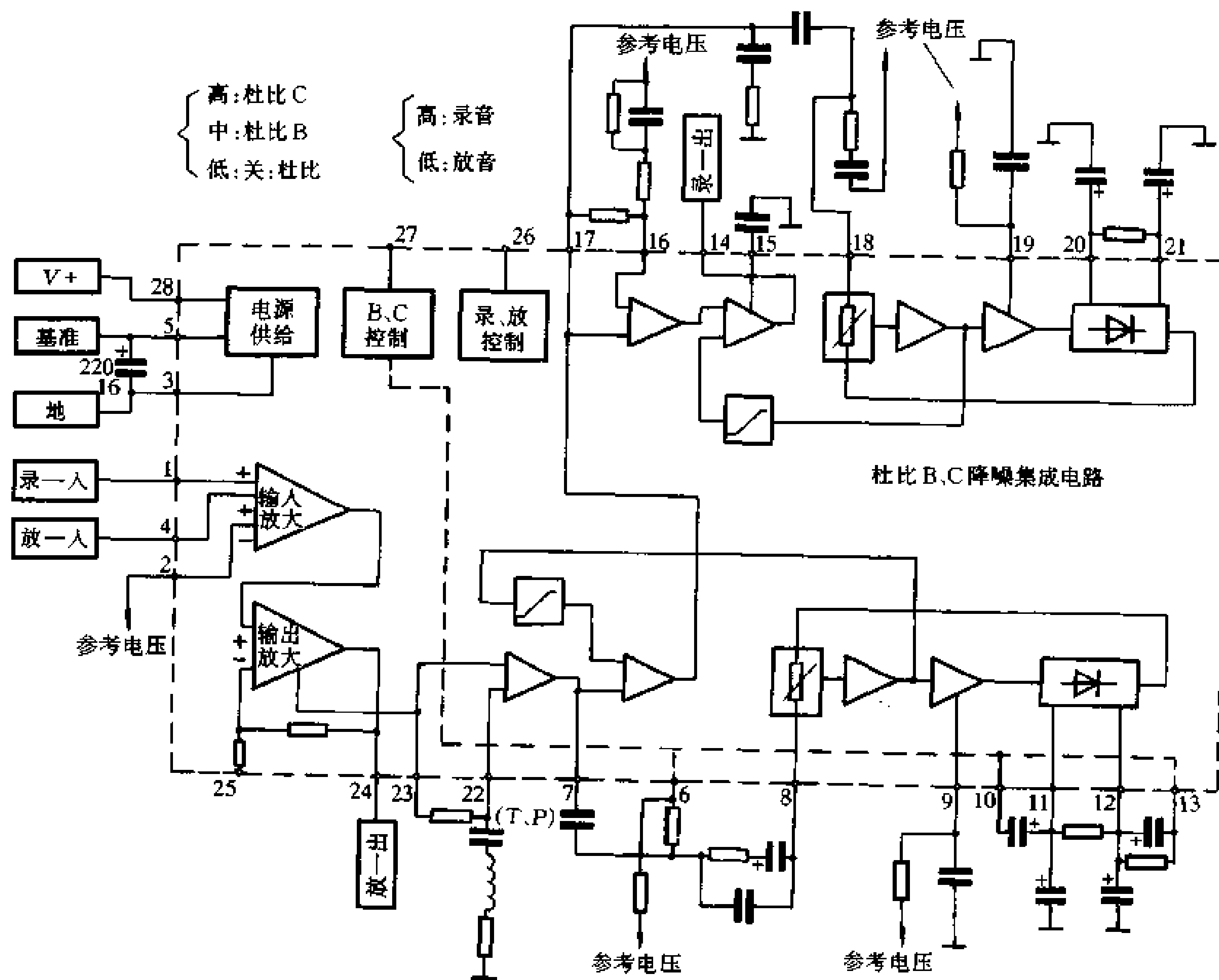


图 5-4 HA12058 的内部原理图

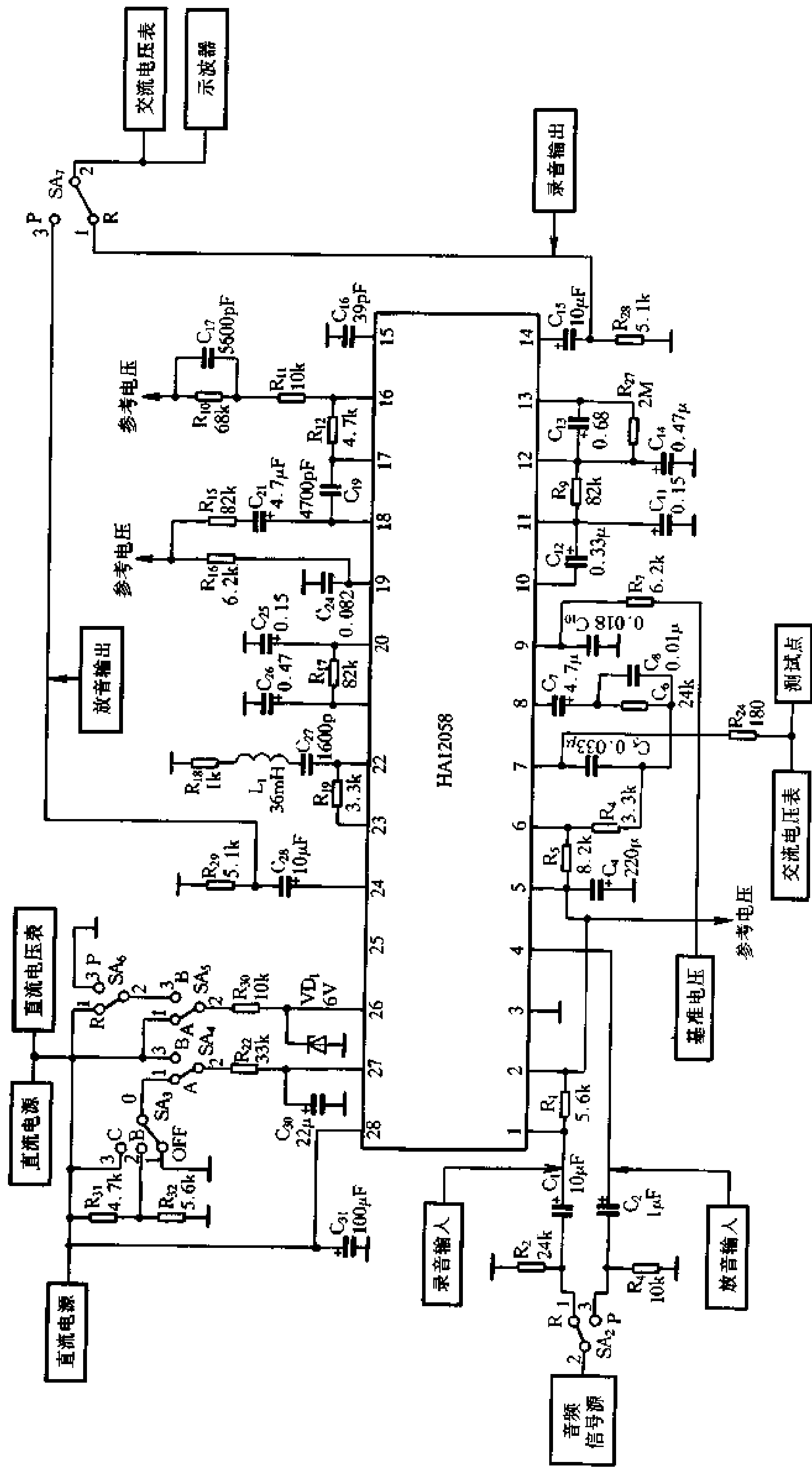


图 5-5 HAI2058 的应用电路

为 580mV，主要供调整时测试用，实用电路可根据测试电路进行设计，一般除转换开关外，不必作任何改动。

电路的实际降噪效果与输入的录、放信号的电平有密切关系，输入的录放电平不合规定时则有可能使电路性能变坏，甚至起不到降噪作用，所以调整输入信号电平是十分重要的。本电路在调整时，需接于盒式录音座的均衡放大级的输出或录音放大器的输出端。在调整杜比电平之前，首先应检测录音座的均衡放大器、录音放大器、偏磁振荡器等电路均应处于正常工作状态，然后进行杜比电平的调整。由于 HA12058 的输入输出线性放大器的电压增益约为 25dB，从 1 脚或 4 脚输入而经过放大后的杜比电平为 580mV，25dB 约等于 17.8 倍，故 1 脚或 4 脚的输入电平约为 32mV 便可满足要求。

放音时，将录放开关置于放音状态，在带盒内放一个 0dB 的基准测试信号（频率为 315Hz，磁平为 250nwb/m），调节录音座的放音均衡级放音回路的增益调整微调电阻，使集成电路 7 脚的电平为 580mV 即可，固定微调电阻，放音调整即告完成。

录音时，把录放开关置于录音状态，从麦克风插座输入一个 1mV、315Hz 的信号，调节均衡放大器的录音回路的增益调节微调电阻，使集成电路的 7 脚的电平为 580mV，固定微调电阻，然后调整录音放大器的输入信号或本级的增益，使盒座内的磁带能录到 200nwb/m 为止，则录音杜比电平的调整亦告完成。

电路中与时常数有关的 R、C 元件是 R_7 、 R_9 、 R_{27} 、 C_{12} 、 C_{13} 、 R_{19} 、 C_{27} 及 R_{18} 、 L_1 ，这些元件应选用误差 $<1\%$ 的金属膜电阻和误差 $<5\%$ 的电容，其中 C_{13} 宜选用涤纶电容。 L_1 的电感量较大，可采用磁芯密绕后外加磁环屏蔽的结构，电感量为 36mH。

5.1.4 杜比 BC 降噪集成电路 HA12091 及其应用

杜比 BC 型单片降噪集成电路 HA12091 是一只双声道磁带录放音降噪电路。它可以通过外接电平高低的选择，使电路工作在杜比 B 状态、杜比 C 状态或不降噪状态。该电路是一只单片双声道降噪电路，只用一只就可实现双声道降噪，比 HA12058 使用更加方便。

HA12091 采用 44 脚四面扁平封装的引脚结构，图 5-6 是它的引脚分布及外形示意图。各引脚功能介绍如下：1 脚(43 脚)是右声道(左声道)降噪系统在录音工作时的录音信号输入端；2 脚是整个 IC 的接地端；3 脚(41 脚)是右声道(左声道)降噪系统在放音工作时的放音信号输入端；4 脚(5 脚)是右声道(左声道)电源基准电压供给端；6 脚是杜比切换电压的输入端，改变该端输入的直流控制电压，可选电路工作在杜比 C、杜比 B 及不降噪三种不同的工作状态下；7、8 脚(38、37 脚)既是右声道(左声道)的两个测试点，也可作为右声道(左声道)编码、解码工作时的混合信号输入端；9、10 脚(36、35 脚)

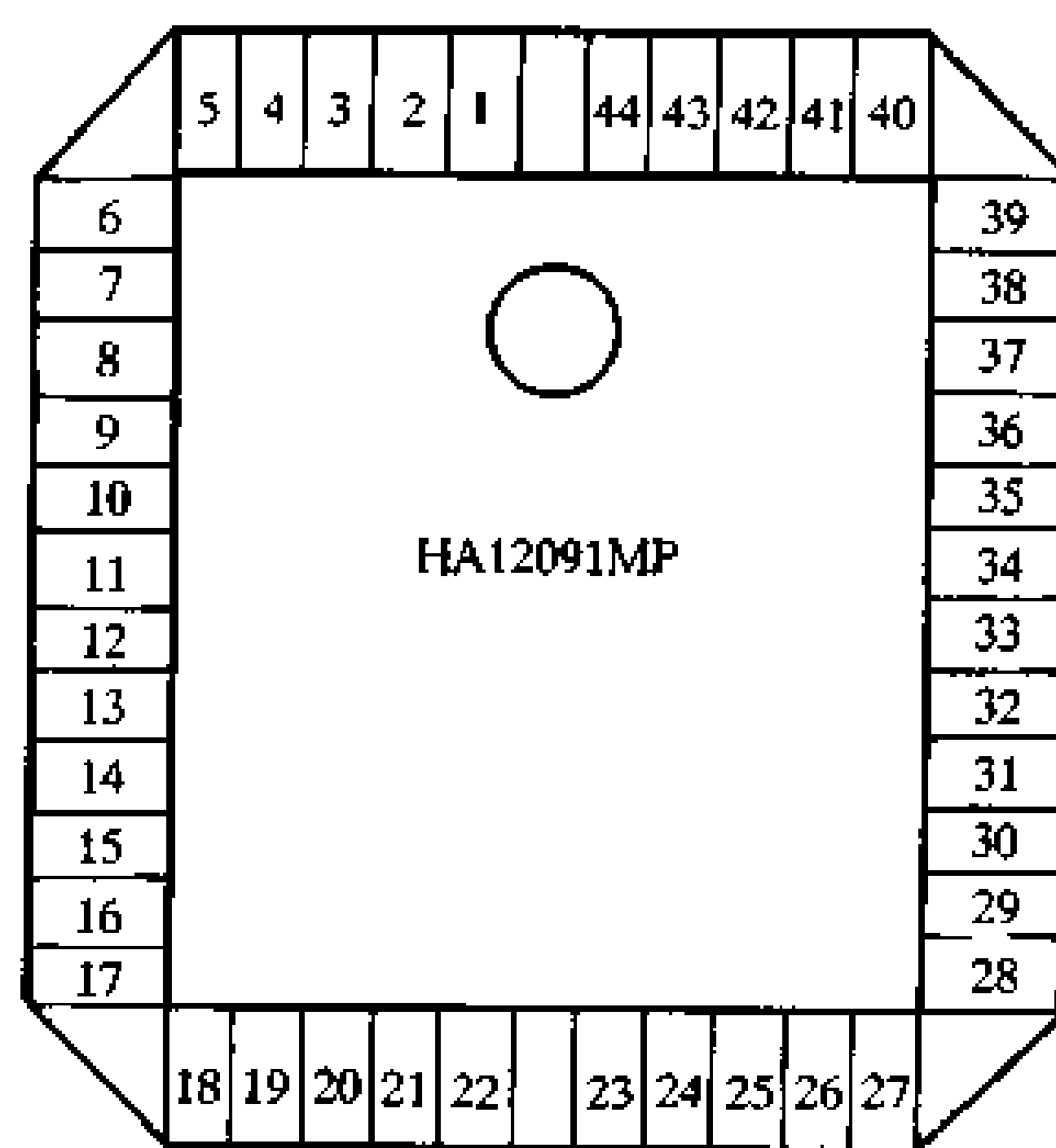


图 5-6 HA12091 的外形及引脚分布

是右声道(左声道)解码(放音工作)放音信号的输出端; 11、12脚(34、33脚)是右声道(左声道)可控选择开关电路高频 LC 退耦网络外接端子; 13脚(32脚)是右声道(左声道)可控高通滤波器高端外接滤波电容端子; 14脚(31脚)是右声道(左声道)可控高通滤波器 RC 去耦网络外接端子; 15、16脚(30、29脚)是右声道(左声道)可控高通滤波器低端外接滤波电容端子; 17脚(28脚)是右声道(左声道)模拟开关阻尼电容外接端子; 18脚(27脚)是右声道(左声道)可控低通滤波器的高端滤波电容外接端子; 19脚(26脚)是右声道(左声道)可控低通滤波器的高端阻尼电容外接端子; 20脚(25脚)是右声道(左声道)可控低通滤波器低端滤波电容外接端子; 21脚(24脚)是右声道(左声道)可控低通滤波器退耦电容外接端子; 22脚(23脚)是右声道(左声道)编码(录音工作)的录音信号输出端子; 39脚(40脚)是左声道(右声道)录音/放音(编码/解码)工作状态选择端, 当该端子置于高电平时, 电路进入编码器(录音)降噪状态, 反之, 当该端子置于低电平时, 则电路进入解码器(放音)降噪状态; 42脚是 IC 的内部稳压电路取样电阻外接端子; 44脚是整个 IC 的电源供给端子。

图 5-7 是 HA12091 的内电路原理图。图中所示, 互为独立的左右声道具有完全对称的电路结构, 各由可控低通滤波器、可控高通滤波器、模拟开关、可控录/放处理电路、可控选择开关电路及放音放大器组成。

当杜比切换选择控制端(6脚)置于高电平(9~14V)时, 电路通道中的可控选择开关和模拟开关电路分别工作于串接状态, 使电路的左右声道进入大降噪量的杜比 C 型工作状态。当杜比切换选择端(6脚)置于中电平(6~6.8V)时, 电路通道中的可控录/放处理电路和可控选择开关电路将工作于加法器(或减法器)状态, 使电路的左右声道进入杜比 B 型降噪的编码和解码工作状态。当杜比切换选择端(6脚)置于低电平(<4V)时, 电路左右声道中的副通道电路不起作用(可控选择开关和模拟开关电路处于阻断状态), 使 IC 工作于不降噪状态。

为了保证整个杜比 BC 型降噪系统在编码(录音)、解码(放音)工作时的增益差为零, 电路副通道中的编码器和解码器共用同一组电路。只要对 IC 内专门设置的录音/放音开关电路进行转换控制, 便可实现录音、放音不同工作状态的降噪功能。

HA12091 的主要电参数如表 5-4 所列。它具有较宽的电源电压范围, 最高电源电压可达 16V, 允许功耗为 940mW。

IC 的录/放音工作状态由 39脚、40脚所置电平的高低决定。其中 39脚是左声道录/放音选择端, 40脚是右声道录/放音选择端。

在 IC 的 39、40脚均置于高电平时, 左、右声道降噪系统均工作于录音(编码)工作状态。以右声道为例, 录音信号经耦合电容 C_1 输入 IC 的 1脚, IC 内可控录/放处理电路工作于加法器状态, 利用可控高通滤波器的频带滑动完成杜比 B 型降噪功能, IC 的 22脚输出降噪后的录音信号。

在 IC 的 39脚、40脚均置于低电平时, 左右声道降噪系统均工作于放音(解码)工作状态。以右声道为例, 放音信号经耦合电容 C_2 输入 IC 的 3脚, IC 内的可控录/放处理电路工作于减法器状态, 完成杜比 B 型降噪后的放音信号由 10、9脚输出。

在选用外围元件时, 除电阻 R_4 、 R_5 、 R_{10} 、 R_{11} 选用误差为 2% 的金属膜电阻外, 其余均选用误差为 5% 的金属膜电阻。电容器中除 C_6 、 C_7 、 C_9 、 C_{13} 、 C_{22} 、 C_{26} 、 C_{28} 、 C_{29} 选用误差为 2% 的钽电容外, C_{12} 、 C_{14} 、 C_{21} 、 C_{23} 选用误差为 5% 的钽电容外, 其余均可采用误

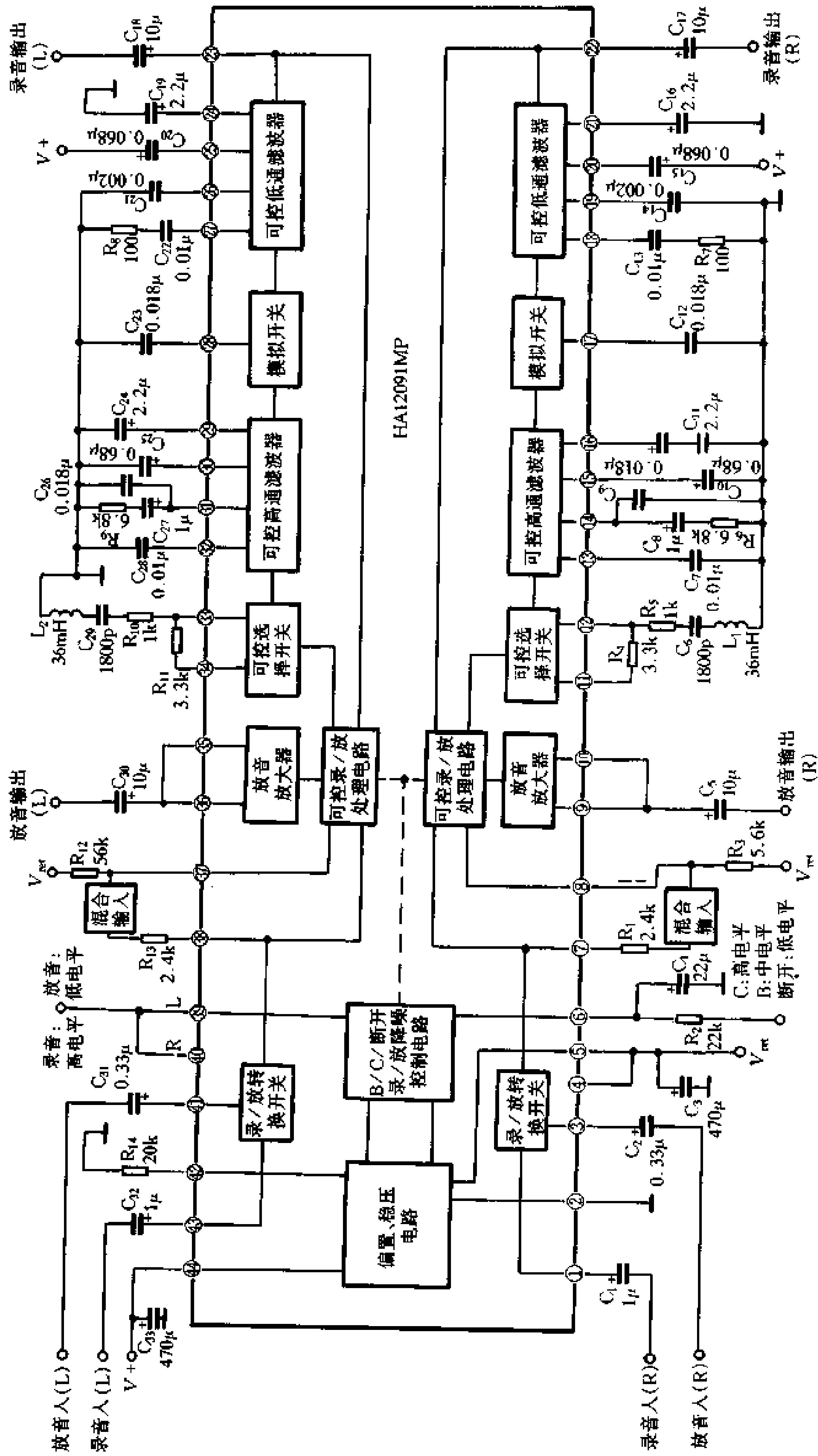


图 5-7 HA12091 的内部原理及应用电路

差为 10% 的小型电解电容或小型聚苯乙烯电容。

表 5-4

参数名称	符号	单位	测试条件	最小值	典型值	最大值
电源电压	V_{CC}	V		7.5		16
电源电流	I_{CC}	mA			22	
输入放大增益	A_V	dB			18.6	
杜比 B 降噪量(编码)		dB	$V_{in} = -20\text{dB}, f = 2\text{kHz}$	2.8	4.3	5.8
			$V_{in} = -20\text{dB}, f = 5\text{kHz}$	1.7	3.2	4.7
杜比 B 降噪量(解码)		dB	$V_{out} = -20\text{dB}, f = 2\text{kHz}$	-5.8	-4.3	-2.8
			$V_{out} = -20\text{dB}, f = 5\text{kHz}$	-4.7	-3.2	-1.7
杜比 C 降噪量(编码)		dB	$V_{in} = -20\text{dB}, f = 1\text{kHz}$	3.9	5.9	7.9
			$V_{in} = -60\text{dB}, f = 1\text{kHz}$	18.1	19.6	21.6
			$V_{in} = -30\text{dB}, f = 700\text{Hz}$	9.8	11.8	13.8
杜比 C 降噪量(解码)		dB	$V_{out} = -20\text{dB}, f = 1\text{kHz}$	-7.9	-5.9	-3.9
			$V_{out} = -60\text{dB}, f = 1\text{kHz}$	-21.6	-19.6	-18.1
杜比 C 降噪比(编码)	S/N	dB	$R_g = 10\text{k}\Omega, \text{CCIR/ARM}$	62	66	
杜比切换控制电压	V_{CONT}	V	杜比 C	9.0		14
			杜比 B	6.0		6.8
			不降噪	0.5		4.0
总谐波失真	THD	%	$V_{in} = 0\text{dB}, \text{不降噪}$		0.03	0.15
			$V_{in} = 0\text{dB}, \text{杜比 C}$		0.09	0.3

5.1.5 飞利浦杜比 BC 降噪电路 TEA0665N

TEA0665N 是飞利浦公司生产的第三代专业级杜比 BC 降噪集成电路。该电路具有极低的谐波失真(0.08%—杜比 C)和优良的信噪比($S/N = 76\text{dB}$ —杜比 C)，外围元件在同类电路中最少。电路内包括录/放前置放大器和复合滤波缓冲器、降噪处理误差分析电路、频谱偏移和抗饱和电路，使磁带放音系统由于加入降噪器后而产生的调制失真和瞬态失真降至最低，放音时磁带的残存噪声极低。该电路提供了两个不同电平的输出端口，可根据功放电路的输入灵敏度来灵活选择，使用非常方便。它的应用电路如图 5-8 所示。电性能参数如表 5-5 所示。

当 TEA0665N 与 TDA1602A 配合使用时，轻而易举地解决了杜比电平的接口问题。以往，各厂家生产的录/放电路和杜比电路在配合使用中，往往需要复杂的调试过程才能发挥电路的效果，例如像前面介绍过的 HA 系列杜比 BC 降噪电路。这在业余条件下是很难完成的，若采用 TEA0665 电路，则无需复杂的调试即可组成一套完善的带有杜比 BC 降噪的、又能达到专业级电声指标的高保真磁带录放音系统。由于采用了杜比 C、充分发挥了 TDA1602A 的优异的录音性能(可预置的 ALC 和低失真的录音偏磁振荡电路)，转录 CD 节目时的动态范围和信噪比远远优于普通的录放电路，复制带与原 CD 节目几乎相同。

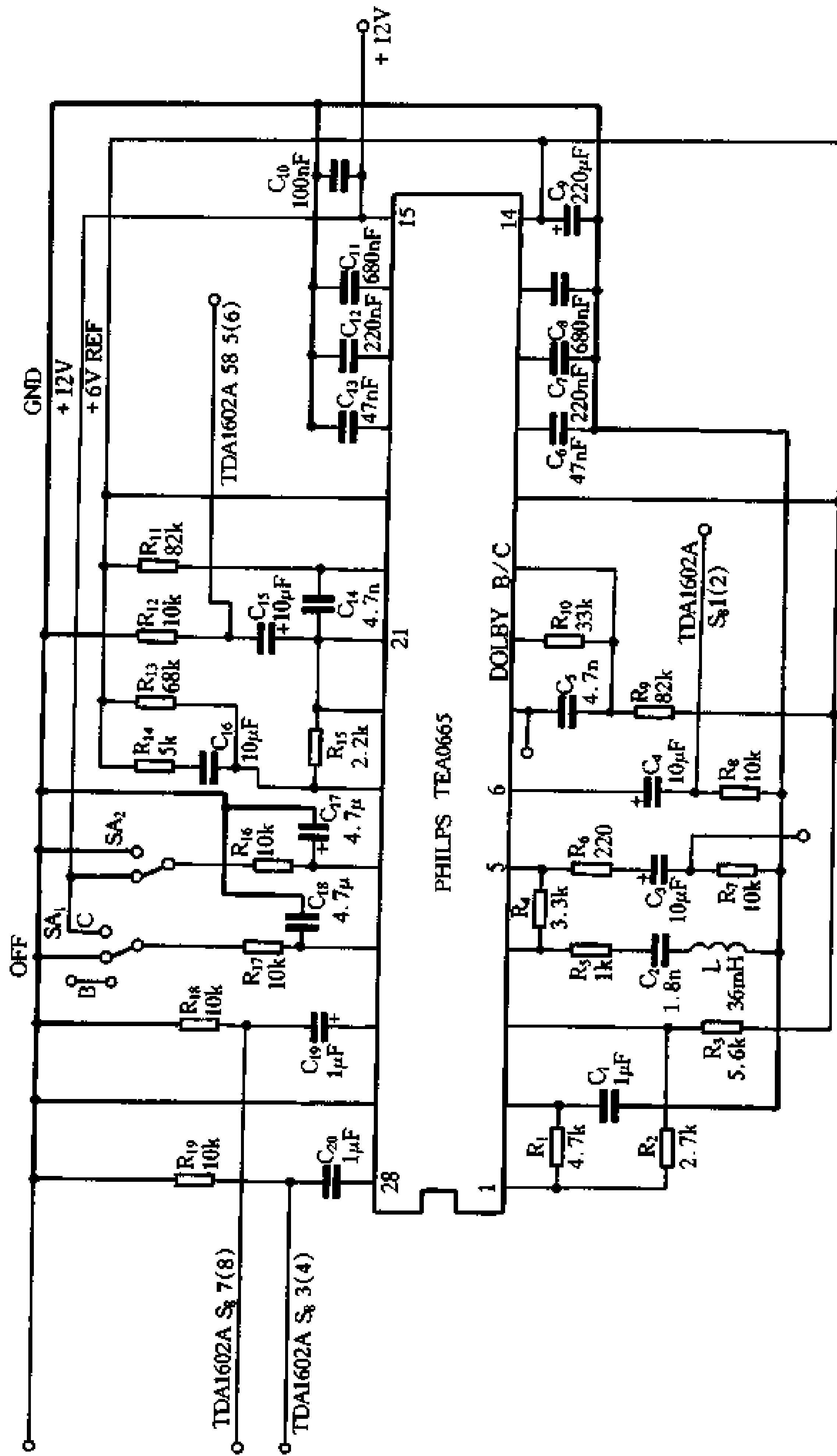


图 5-8 TEA0665 的应用电路

表 5-5

TEA0665N 的电气特性

参 数	测 试 条 件		单 位	最 小 值	典 型 值	最 大 值
	状 态					
电源电压			V	8 (±4)	14 (±7)	16 (±8)
静态电流	OFF		mA		17	25
输入灵敏度	C	Pin26		43	50	57
		Pin28		25	30	35
录音输出电平	C	$V_{CC}=12V$ THD=1%	dB	-	17	-
线路输出 1			dB	-0.5	0	+0.5
线路输出 2			dB	+5.5	+6	+6.5
总谐波失真	OFF	TPL=0dB		-	0.01	0.08
		TPL=10dB		-	0.03	0.1
	B	TPL=0dB				
		$f=1kHz$ $f=10kHz$			0.07 0.04	0.09 0.06
	C	TPL=0dB TPL=10dB			0.08 0.10	0.10 0.15
信噪比	B	$R_s=10k\Omega$ CCIR/ARM	dB	62	65	-
			dB	73	75	-
频率响应	B	2kHz, -25	dB	-19.0	-18.0	-17.0
		10kHz, -30	dB	-24.5	-23.5	-22.5
	C	200Hz, -40	dB	-33.4	-31.9	-30.4
		1kHz, -20	dB	-16.1	-14.1	-12.1
		5kHz, -20	dB	-19.1	-17.1	-15.1
输入阻抗		Pin26	k Ω	35	50	65
		Pin28	k Ω	35	50	65
输出阻抗		Pin6	Ω	-	160	200
		Pin21	Ω	-	60	100

5.1.6 用 LM1894 制作的高性能动态降噪器

LM1894N 电路中左、右声道的降噪是受同一个副通道控制的，而在实际音乐节目中，两个声道的高频信号一般都不是绝对平衡的，这就往往会导致降噪控制的失灵。为解决这个问题，采用了将左右声道电路串联使用的方法，将两声道串联后作一个声道使用，用两只 LM1894 作双声道降噪使用。这样使动态降噪器的降噪量由 10dB 提高到 20dB，并且解决了由于左右声道之间高音频变化不等而造成的相互影响，使 LM1894 的降噪效果又提高了一步。

由图 1-107 所示的 LM1894 的内电路结构可知，它的内部由 A_1 、 A_2 组成两个主信号通道， A_3 、 A_4 、 A_5 、 VD_1 及 V/I 等构成了控制通道，而且是左右声道共用这一个控制通道。这就给高保真地还原原始声场、保持左、右声道有同样的降噪量带来实际问题。

当今音响设备的声源主要来自原声磁带、电磁唱机、CD 唱机三大类，声源中所包括的内容也可概括为轻音乐、流行乐曲、交响乐三大类。不论是哪一类曲目，演奏乐队和乐手在整个声场中的位置都是有一定规范的。在传统的双声道立体声音源的制作过程中，经常出现乐曲的某一小节高音域在左、右声道的分布不均等，经过录音师的艺术加工，才会

给听者以临场感强、声像定位准确的感受。对于 LM1894 来说，由于其左、右主通道受同一副通道的控制，当出现左、右声道的高音域不均等时，即当某一声道出现较强的高音频信号时，它就会同时触发展宽两个声道。这样就使有高频信号输入的通道畅通无阻，而没有高频信号的另一通道的“噪声流”也会顺利通过，造成降噪功能的严重“失职”。

由上述分析可知，要解决两通道被同时触发的最好办法是使控制通道实行分离。根据 LM1894 对输入信号电平要求不严的特点，同时又考虑到若将左右通道串联使用，还可提高降噪电路的降噪量。因此将左、右声道分别使用一块 LM1894，将其内部两个主信号通道串联使用，使其形成两个由各自的控制通道控制的降噪电路。这样既解决了两个通道的相互影响，又提高了降噪量，一举两得。电路如图 5-9 所示。

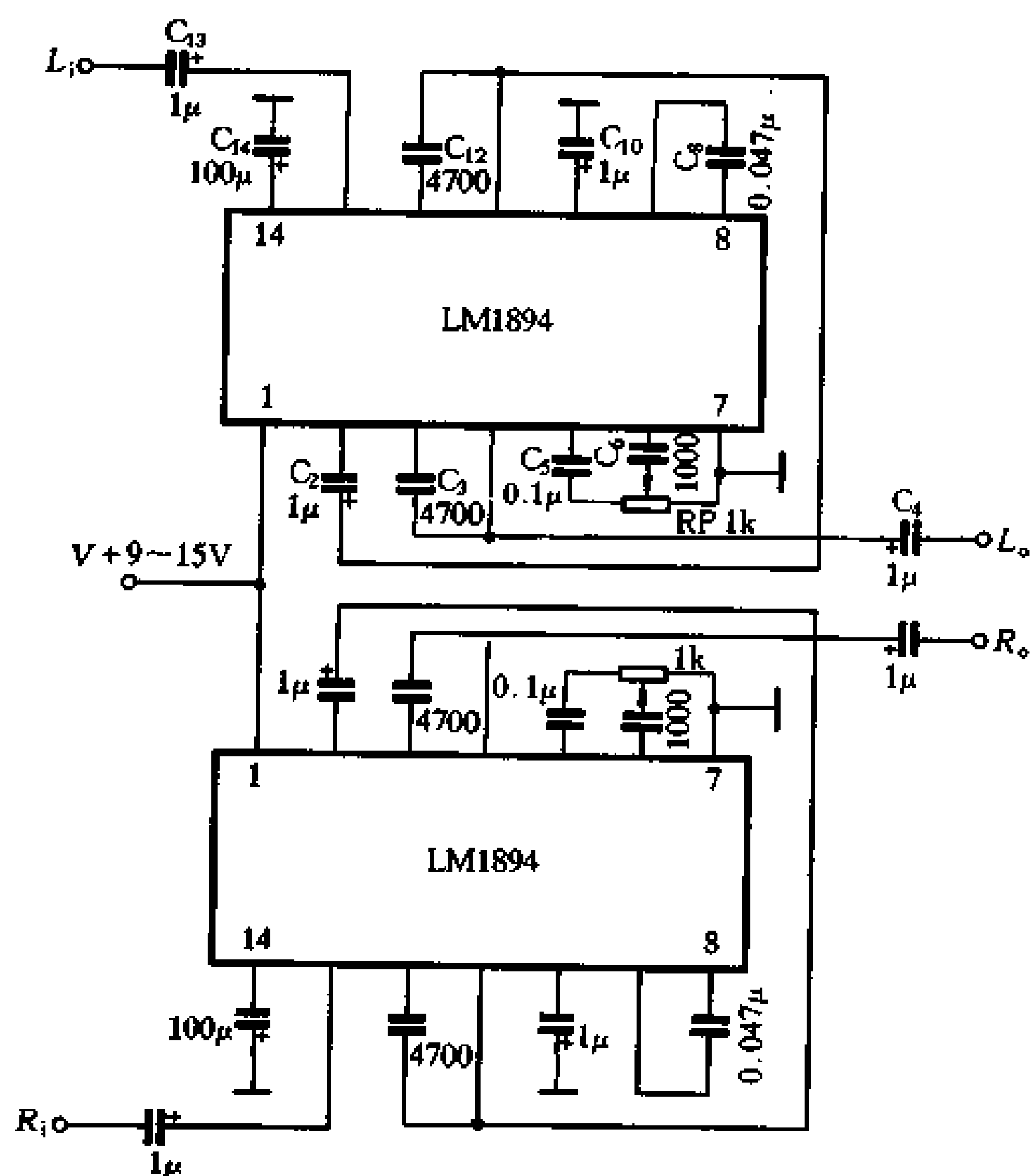


图 5-9 左、右声道分离的动态降噪电路

5.2 音色处理电路

5.2.1 音频动态扩展器与听感激励器 NE571

盒式磁带和普通唱片，因受记录载体特性的限制，都必不可少地采用了动态压缩技术，把原来低电平的信号加以放大，把高电平的信号予以降低，用来满足录制的需要。这种用压缩信号的方法满足了录制的要求，但已使节目源失去了原来的频率特性。虽然在放

音的输入前置部分都加入了各自的频率均衡电路，但对音源信号的某些特性仍不能完全恢复。如重放节目中的层次感、力度和弹性也感到不足，音乐节目显得平淡，缺少气势。采用音频动态扩展器则能显著改善节目的动态特性，使磁带、唱片甚至 CD 片的放音质量提高。动态扩展器也成为音响系统中不可缺少的部分。

NE570/571 是专为音频压缩/扩展而设计的集成电路，两者虽然在电参数上略有差别，但在电路结构和功能上是相同的。它们的电参数如表 5-6 所示。两电路均为双列直插 16 脚封装，其引脚功能如图 5-10 所示。

NE570/571 内含两个独立的通道，可以用一个通道作为压缩器，另一个通道用作扩展器；也可以用一只 NE570 或 NE571 来制作立体声系统的两个声道的压缩器或扩展器。它的引脚功能为：1 脚(16 脚)为整流器电容端，2 脚(15 脚)为整流器输入端；3 脚(14 脚)为可变增益单元输入端；5 脚(12 脚)为反相输入端；6 脚(11 脚)为外接反馈电阻端；7 脚(10 脚)为输出端；8 脚(9 脚)为失真调整端；13 脚为电源端；4 脚为接地端。

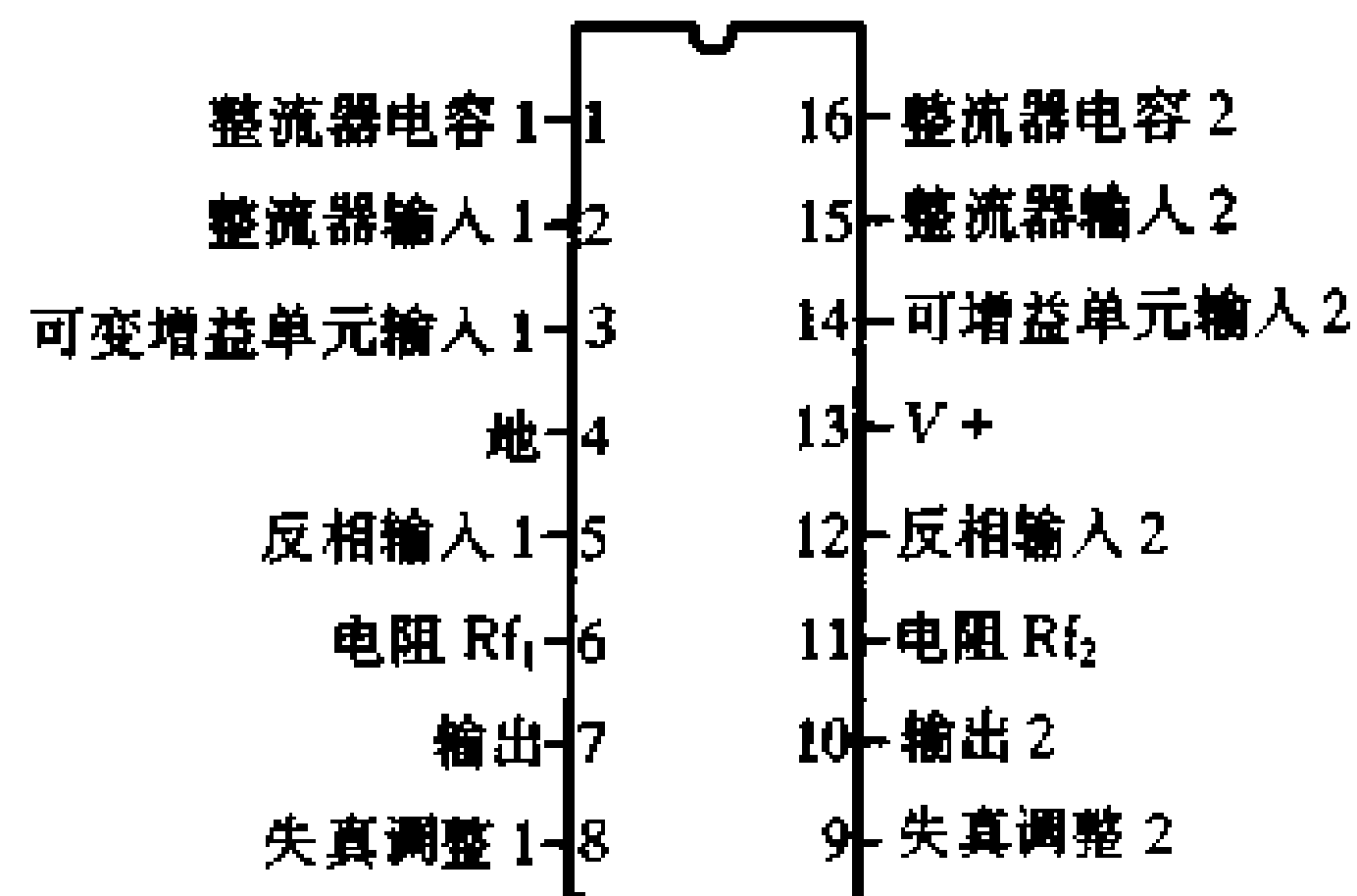


图 5-10 NE570/571 引脚排列与功能

表 5-6

参 数		NE570	NE571	单 位
电源电压 V_{CC}		6~24	6~18	V
电源电流 I_{CC}		3.2	3.2	mA
转换速率		± 0.5		V/ μ s
增益单元	解调	0.3	0.5	%
	失真	0.05	0.1	%
内部基准电压		1.8	1.8	V
扩展输出噪声		20		μ V

NE570/571 的内部电路原理如图 5-11(a) 所示。它的反馈可变增益单元 ΔG 可以等效地看成是一个串联在放大器反相输入端的可变电阻，其阻值随整流器输入信号幅度的增大而减小，因此当 ΔG 按图(b)那样接入运算放大器反馈回路时，可以构成压缩电路，因为

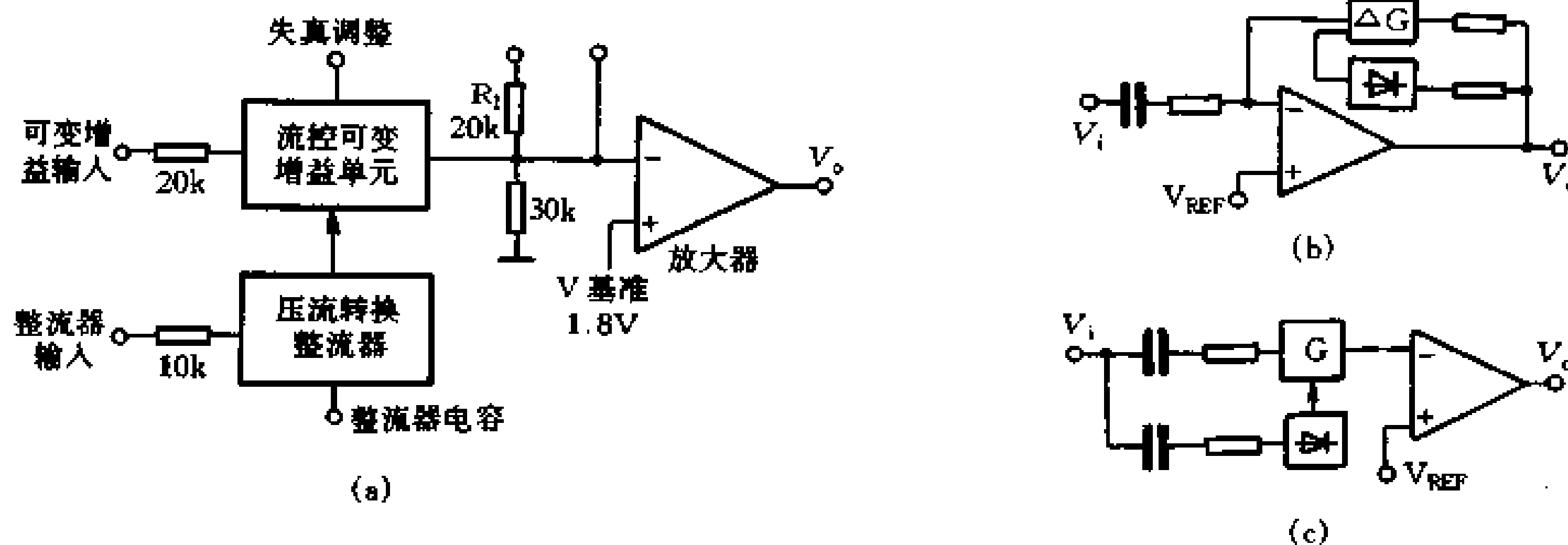


图 5-11 NE570/571 的内部电路原理

输入越大时, ΔG 阻值越小, 运放增益越低。当 ΔG 按图(c)那样接入输入回路时, 则可以构成扩展器, 其压缩/扩展特性如图 5-12。

图 5-13 是用 NE571 制作的双声道扩展器电路, 由于集成电路内已包含了基准、偏置、反馈等辅助电路, 因此外围电路相当简洁。但制作中有几个问题需稍作说明。

由图 5-12 的压缩—扩展特性可以看出, NE570/571 是严格按照 2:1 的比例压缩或扩展的, 当压缩和扩展都采用 NE570 或 571 互补工作时, 还原的信号将有真实自然的动态。但是一般的节目源在录制时并非都采用这样大的压缩比, 如果用 2:1 的比例进行扩展,

会使声音有起伏喘息现象, 尤其是声乐节目显得很不自在, 为此对典型应用电路略加修改, 使运放输入信号除了有流控部分以外还有直接输入部分, 这样可以使扩展比有所下降。实测当输入 $-38\text{dB} \sim +3.4\text{dB}$ 时, 输出为 $-50\text{dB} \sim +14.3\text{dB}$ 。扩展比在小信号时为 1.2, 随着信号的增强逐渐加大到 1.9, 平均为 1.5。试听时主观感觉较为适宜。

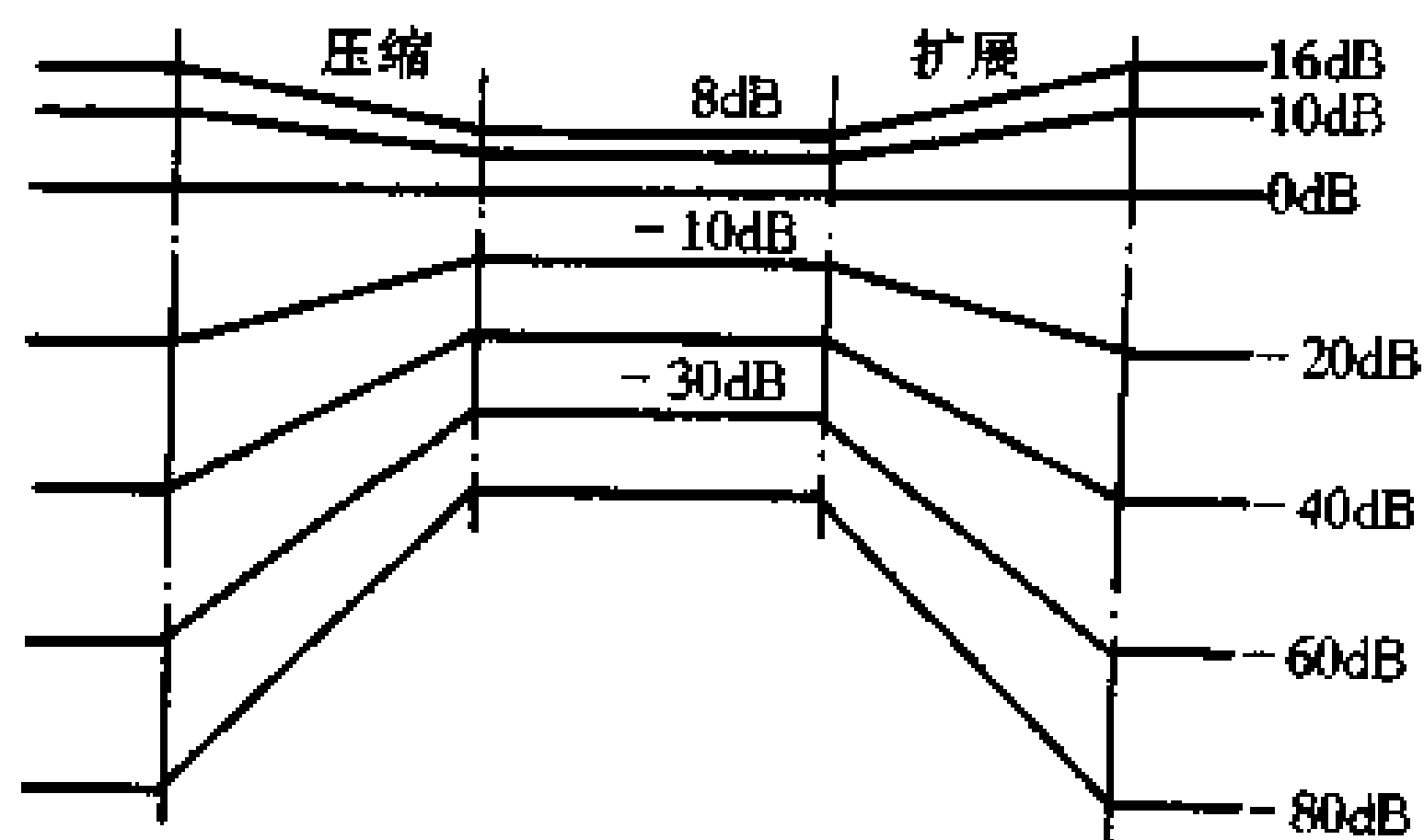


图 5-12 NE570/571 的压缩—扩展特性

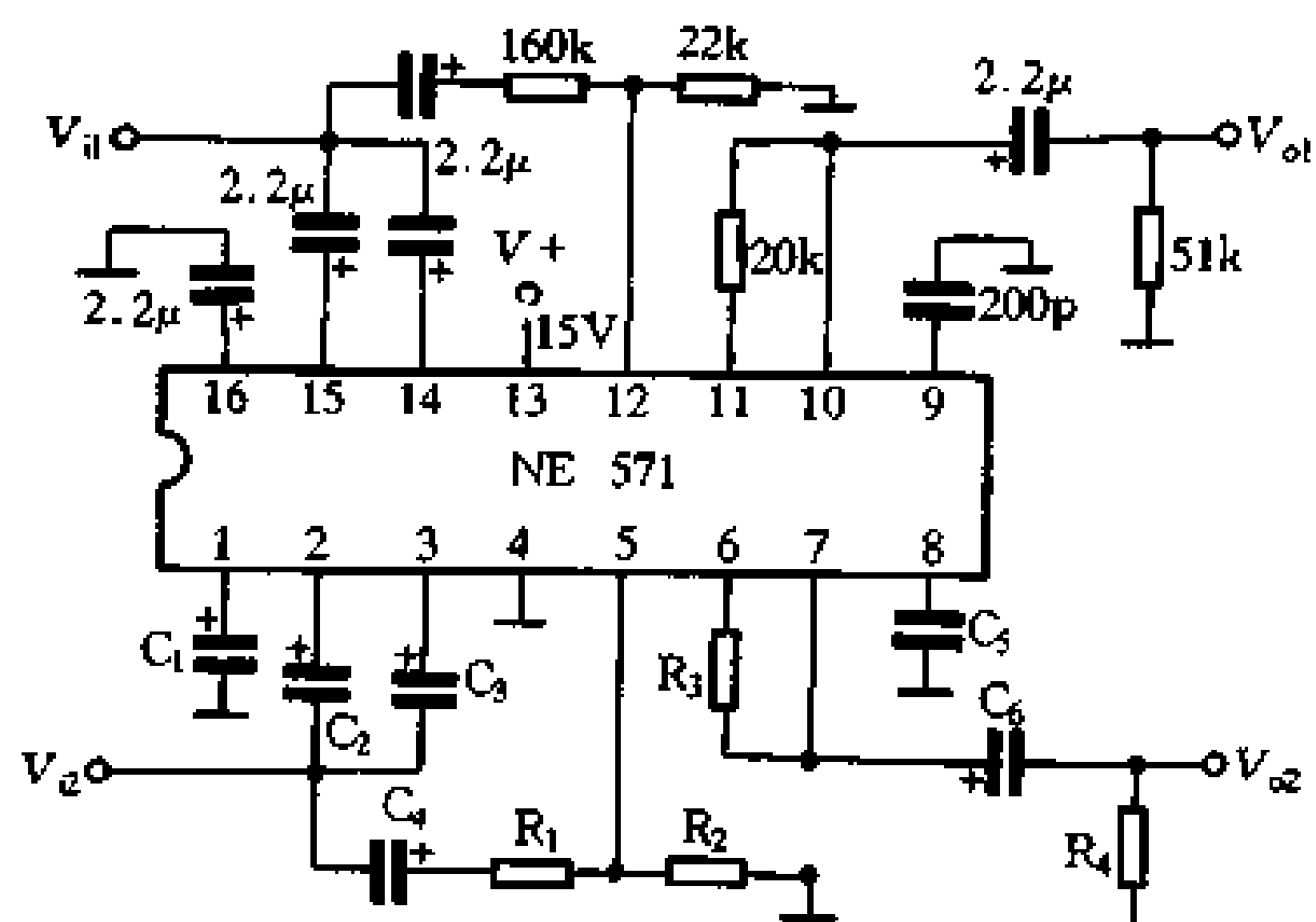


图 5-13 用 NE571 制作的扩展电路

从压缩—扩展特性曲线中还可看到, 在 0dB 时增益为 1, 由于线路输入 0 电平标准的实际参考电平为 0.775V, 但是线路输入的信号大部分时间内都是低于 0dB 的, 平均约为 $-8\text{dB} \sim -10\text{dB}$, 这时的实际增益只有 0.3dB。因此经过扩展后的声音听起来反而减小了。如果在这时将扩展切换为直通, 会造成音量的突变。为此, 在运放的反馈回路中串入电阻 R_3 , 以提高运放的增益, 使扩展器在输入为 -9dB 时增益为 1, 这样不论在扩展状态或在直通状态下音量的听感基本一致。

IC 内部的偏置电路是按工作在最低电源电压 6V 设计的, 即运放输出的静态直流电压为 3V。当电源电压高于 6V 时要用外接电阻来调整。方法有二: 其一是反馈电路串入电阻 R_3 , 但如前所述 R_3 同时兼有交流负反馈功能, 因此必须在首先满足运放增益的前提下适当选取。其二是在 5、12 脚与地之间并联电阻, 如图中的 R_2 , 当电源电压和 R_3 确定后, R_2 可按下式算出。

$$R_2 = (72 + 3.6 \times R_3) / (V_+ - 6 - 0.12 \times R_3)$$

为了扩大输入输出的动态，在器件允许的范围内尽可能选用较高的电源电压。

该电路输入信号峰峰值不应超过 3.4V，否则会出现削顶失真。

1、16脚所接的整流器电容的容量大小影响扩展器的启动和恢复时间。当电容量为 2.2μ 时，启动时间为 3ms，恢复时间为 13ms。减小电容量可以提高开启速度，但当容量小于 1μ 时会导致失真增大。

图 5-14 是用 NE571 和 LM1894N 组成的性能较好的动态扩展器电路。在动态扩展器电路中加入一级用 LM1894N 组成的可变带通滤波器，其原因是理想的动态扩展需要使用“有效值整流器”，才能防止所谓的“噪声调制喘息效应”，而“有效值整流器”的制作成本很高，不能被普遍接受。通过在扩展器之前加入由 LM1894N 组成的可变带通滤波器，就能消除“喘息噪声”对听感的影响。

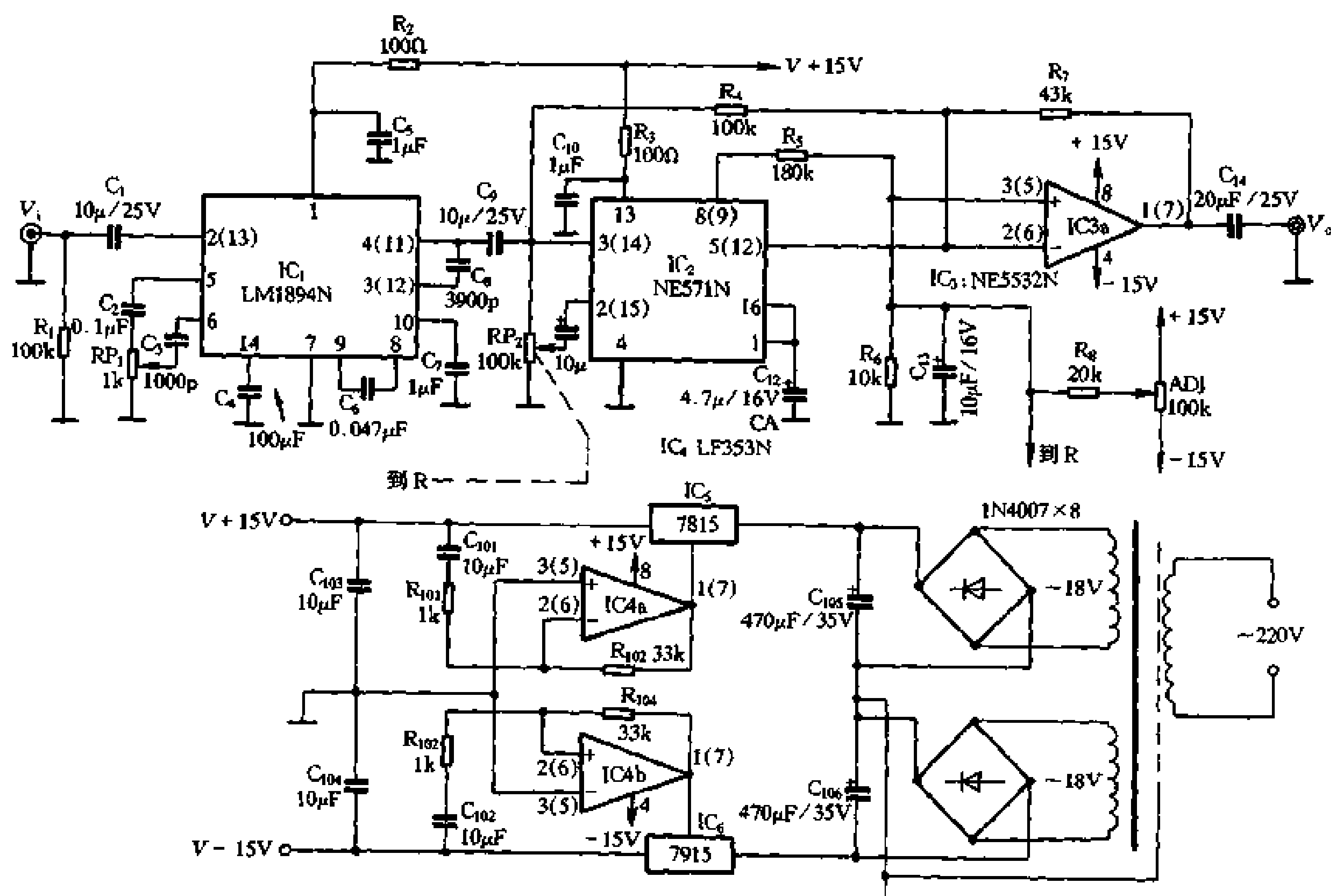


图 5-14 改进后的动态扩展电路

经过降噪级进行频带处理后的信号，通过 C_9 输入由 NE571 与 NE5532N 组成的动态扩展放大器。由于 NE571 内部的运算放大器的转换速率只有 $0.5V/\mu s$ ，并且它的通频带只有数千赫兹，因此另选 NE5532N 作为它的运放单元，将原 IC 内的运放单元空置不用（见图 5-11(a)）。电路中只用了 NE571 的可变增益单元和平均值整流器这两个动态扩展所必需的单元电路，与外加的 NE5532N 组成一个完整的、高性能的动态扩展电路。

本电路对扩展比的调整是通过在 NE571 的 5、3 脚之间并联电阻 R_4 来实现的。通过实验，采用如图所示的数值 100k，可以取得真实自然的还音效果。 C_{12} 是 NE571 内置整流器的滤波电容器，其数值和质量对扩展器的过冲、上升速度及延时量都有很大影响，宜选

用充放电稳定的钽电解电容。同时，左右声道的 1、16 脚应并联使用。

R_6 、 R_8 、 C_{13} 、ADJ 是 IC_3 的偏压调整电路，使 IC_3 的同相输入端的直流电位适应 NE571 内部的偏压设定。 R_7 是 NE5532 的负反馈电阻，其数值决定扩展器 0dB 电平和扩展器的增益(0dB)。

图中 RP_1 是输入信号高频强度的检测电位器，可用来调整降噪器的控制点和灵敏度。根据不同噪声强度的各类节目源，调整 RP_1 可选择到降噪作用最大而又不影响信号频带宽度的最佳位置。

RP_2 是扩展器输入电平调整电位器。各类节目源的输出电平实际上与国家标准均有一定差别，通过调整 RP_2 可以使扩展器适应不同的机种和节目。

本电路可以加入功放电路中，也可以单独使用，如果单独使用，可采用如图中的有源伺服稳压电源。

由于电路为全集成电路结构，调整较为简单，全电路只有一处调整点，即 ADJ 电位器。调整时在 NE5532N 输出端与地之间接入万用表，并调至直流 10V 档，调节 ADJ，使输出端 1 脚的直流电位为 0.5V 即可。

使用时，可通过调节 RP_2 获得最佳的扩展设定电平；在需要欣赏独奏、协奏曲节目时，通过调节 RP_1 使从扬声器中放出的乐曲尾音干净，不带磁带噪音的调制声。在欣赏现代乐曲、流行歌曲演唱时， RP_1 可以调到较大位置，使 LM1894N 不工作，只利用扩展器本身的降噪作用，即可得到足够的信噪比。

本电路所用电阻均采用误差为 1% 的金属膜电阻， $1\mu\text{F}$ 以下电容采用无感电容 CBB 或 CL 介质电容。

图 5-15 是由 NE571 组成的听感激励器，电路主要由音频激励器和信号控制器两部分组成。

图 5-15(a) 是电路的主体部分——音频激励器部分，在这里 NE571 是作为非线性谐波发生器。它的原理可用一个声道来说明：音频输入信号经 C_1 、 R_1 输入 IC_{2A} 缓冲放大后，分成两路，一路送至 IC_{2B} 混合器的输入端，另一路送至由 IC_{3A} 组成的中心频率可调节的带通滤波器，通过 RP_1 的调节可使中心取样频率在 2~10kHz 之间连续变化。取样后的音频成分送入非线性谐波发生器 IC_1 内，在 IC_1 内被分成两路，一路直接用于产生奇、偶次谐波，另一路经整流滤波，作为压控信号，控制谐波的产生与输入信号电平的高低无关。由于 NE571 内部的运放瞬态特性较差，且噪声较大，所以采用外接运放 NE5532 的方法，予以弥补。经外接运放 IC_{3B} 放大的信号被送至 IC_{2B} ，中间由 RP_2 控制混合量，最后由 IC_{2B} 混合后输出。

图 5-15(b) 是电路的信号控制部分。其中 IC_{201} (四 D 触发器 CD40175) 与 IC_{202} (四二与非门 CD4011) 组成两位互锁开关，用来选择信号源的输入。 IC_{203} (双 D 触发器 CD4013) 构成自锁开关，用来控制激励器的接通与断开。三只 LED 用于工作状态显示。 $SB_1 \sim SB_3$ 为轻触式选择开关。

电路中， RP_1 为取样频率选择电位器，用来选择被激励的音乐频段； RP_2 为混合量调节电位器，用来调节奇、偶次谐波与原输入音乐信号的混合量。在实际使用中，一般对于声乐，应选 f_0 在 3kHz 附近，对于弦乐则调到 4.5kHz 左右为好，而对于管乐及某些打击乐，就要调得再高一点。

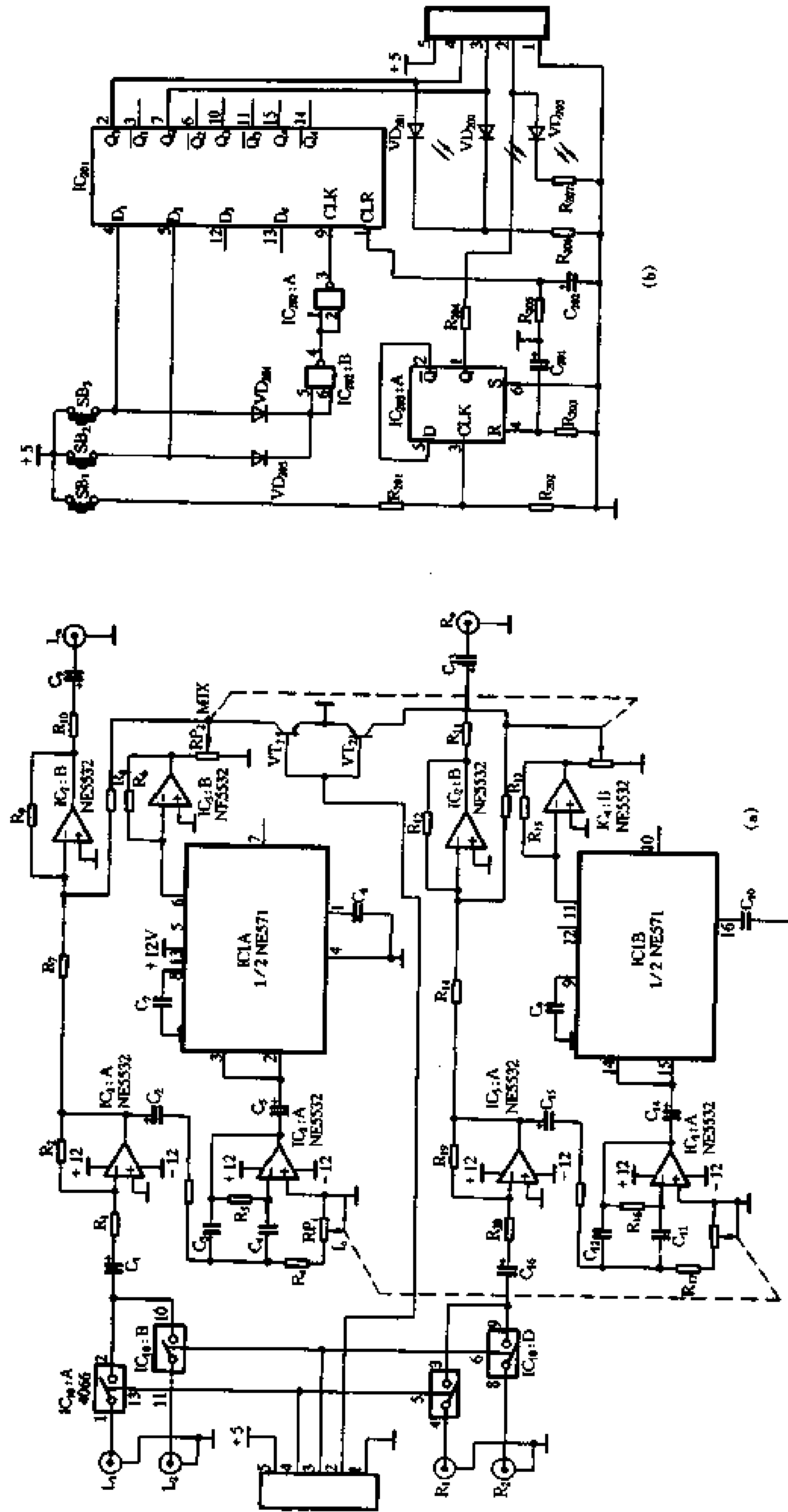


图 5-15 由 NE571 组成的听感激励器

5.2.2 音质增强处理电路——BBE 处理器

自然界的声音是由基波和谐波组成的。基波是一些只包含声音的音调(音高)信息的正弦波组成的,而谐波则包含着代表声音各种特征的高频波,通过分析谐波(主要是高次谐波),我们能够区别出各种不同的声音。例如我们在听交响乐队演奏的时候,能够辨别出哪一种声音是由小提琴发出的,哪一种声音是由小号发出的。我们能够准确地将它们加以区别,是因为各种乐器发出的声音具有各自不同的音色,而形成各种不同音色的主要原因除了谐波的频率、幅度和谐波的分量外,还有每一种谐波相对于基波的位置。在所有的自然音色中,大多数谐波都位于基波之前,只有少数位于其后。

在各种放音系统中,包括盒式磁带、唱片、CD 唱片等的放音,理应恢复各音源的自然音色,即保持原声音中基波和谐波之间的相互位置不变。然而在实际放音中,由于在放音系统中存在着一些难以避免的固有问题,如扬声器与放大器之间阻抗的不匹配,扬声器音圈呈现感抗及其机械部分位移时产生的电感效应,扬声器对高频的延迟时间比低频长等,导致声音中携带的高频谐波被延迟,结果尽管其声学频谱及电信号频谱完全相同,但实际听起来感到音频不清晰。为了恢复其清晰度,人们通常是用音调控制器和频率均衡器来提升高音,这样虽然可以使高频略有改善,但仍不能恢复声音的自然特性,如果高频提升过量还会使声音出现刺耳的噪声。

为了解决上述问题,美国的 BBE Sound 公司推出了 BBE 音频高分辨率增强技术,以克服上述缺陷,恢复了声音的清晰度和分辨率,使声音接近自然真实,而且较原来的声音听起来更富真实感。

BBE 技术并非简单地增强高频波,而是把被延迟了的高频波提前到基波之前,并且也同时恢复了一些被减弱的高频波。BBE 技术的这种时间重整与增强组合处理方法,不仅方法简单,而且经过处理的声音达到了音调控制器和频率均衡器无法比拟的清晰自然程度。

BBE 音频处理技术把音频分成三段:低于 150Hz 者为低频段;150~2400Hz 为中频段;高于 2400Hz 为高频段。它将低频和中频部分分别延迟 2.5ms 和 0.5ms,高频部分不变,结果高频部分相对地在时间上就超前了,特性曲线平滑而没有阶梯,相位旋转也呈线性。

BBE 技术还能自动调整高频谐波的幅度响应,它通过芯片内设置的高速峰值检波器和压控放大器,根据需要自动控制高频谐波的幅度响应。

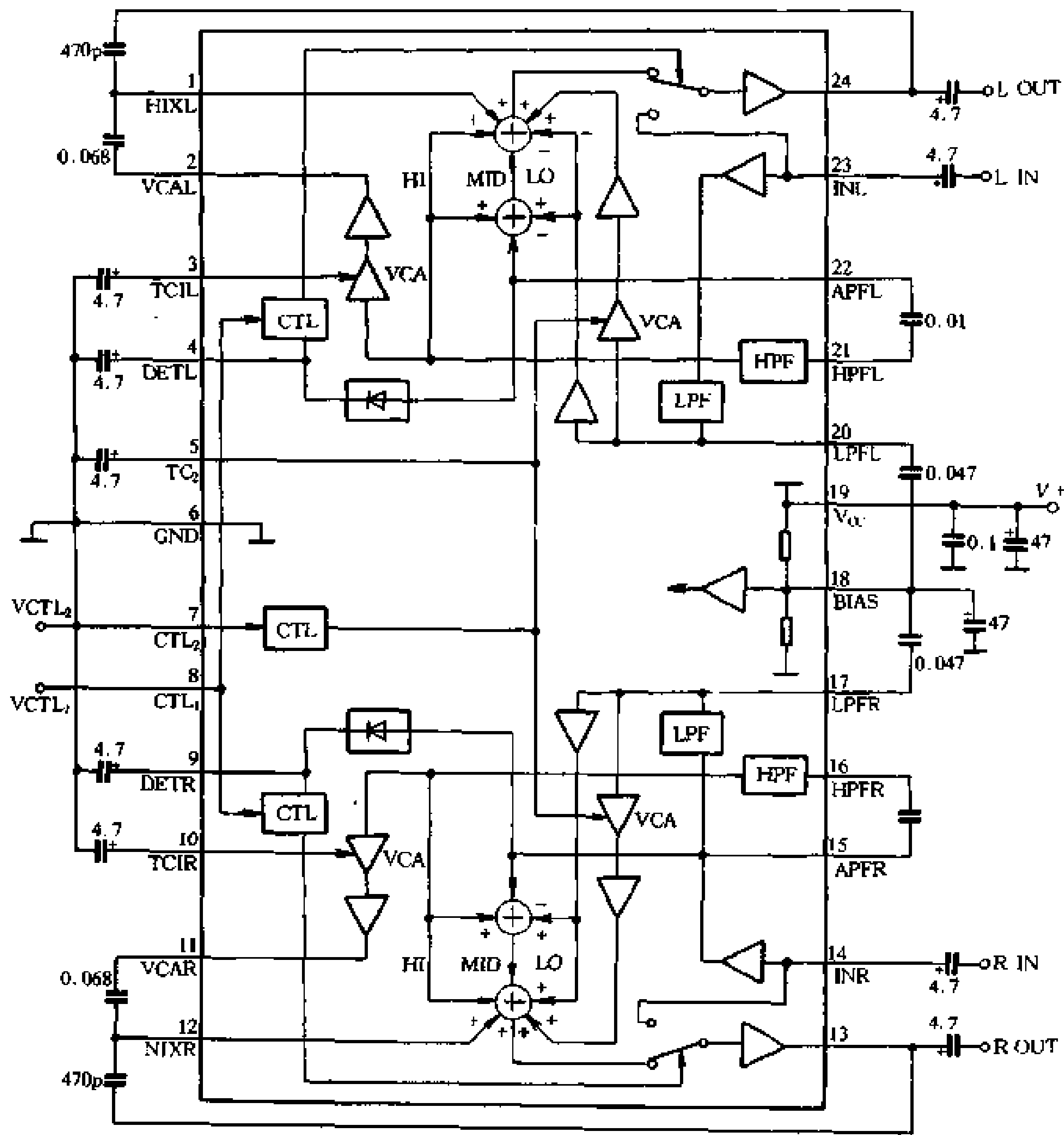
除了对高频波进行相位和幅度控制外,为了保证在高频发生动态变化时,保持高、中、低频良好的平衡,还对 50~150Hz 范围内的低频部分作非线性放大和延迟处理,延迟处理的时间是随着频率的降低呈线性增加的,在 20Hz 时它的延迟时间相对于高频为 2.5ms。通过这样的处理使放音的音质音色有了很大的改善,十分接近原声。

BBE 技术对于数字音源信号同样能起到改善音质的作用,这是由于在数字音源的压缩还原过程中同样存在着高频被延迟的现象。

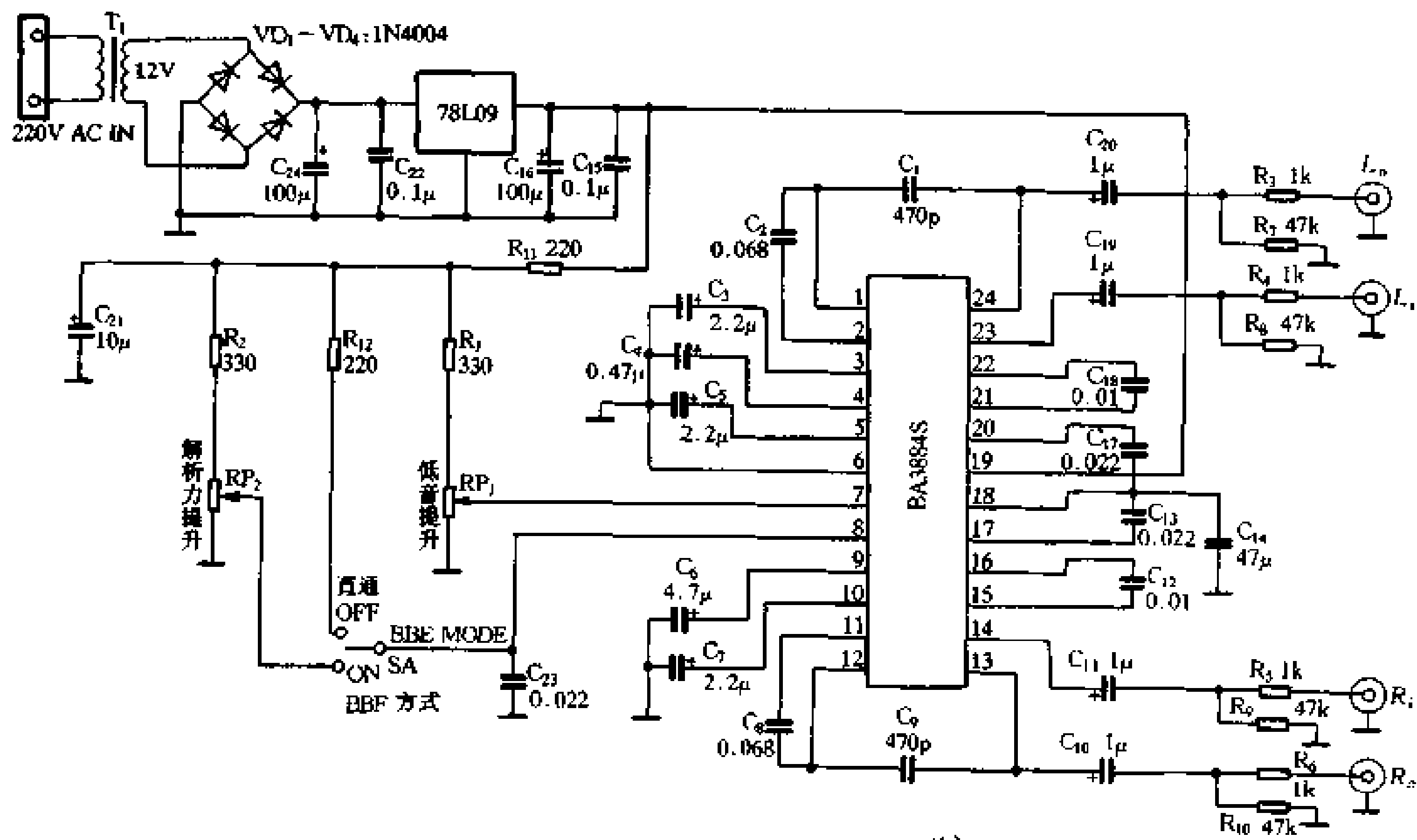
目前常见的 BBE 音频高分辨率处理芯片有日本 ROHM 的 BA3884,美国 EXAR 的 XR1071、XR1075,日本无线电公司的 M2150A 等。下面先对性能较好的 BA3884 作详细介绍。

一、BA3884 处理器及其应用

BA3884 的直流工作电压为 5.4~12.3V,它的内电路原理和应用电路如图 5-16 所示。



(a)



(b)

图 5-16 BA3884 的内电路及应用电路

该电路为双声道处理电路，内含两组相同的处理电路，它可以完成下列音频信号的处理。

相位补偿。音频信号经 14、23 脚分别输入 IC 的两个声道，被低通滤波器 LPF、带通滤波器 BPF、高通滤波器 HPF 分频为 20~150Hz、150Hz~2.4kHz 和 2.4kHz~20kHz 三个频段并分别进行处理，最后将处理过的信号相加合成后分别由 13、24 脚输出。由于声音的基波位于中频段，高次谐波位于高频段，为了消除因高频延迟造成的相位失真，本电路采用了固定高频不变，使中音频段相对于高音频段滞后 180°，低音频段相对高音频段滞后 360°。由于对中、低音频段进行了滞后处理，这样相对使高音频的延迟现象恰好得到补偿和校正，相位失真得以消除。

幅度补偿（谐波补偿）。为了补偿扬声器对高频谐波幅度响应的不足，由高速峰值检波器和压控放大器 VCA 根据需要自动控制高频谐波的幅度。校正、补偿量由两个直流电压来控制，一个直流电压由外部分压电路提供，加到 CTL①端；另一个直流电压由峰值检波器将输入信号检波后获得，经过 HPF 的高频谐波加到 VCA 输入端，由特殊电路完成补偿校正。经过幅度校正，反映声音细微特色的谐波得到恢复并加强，使放音系统放出高分辨、高清晰而且自然音色的声音。CTL1 端所加直流电压由分压电路的 RP₂ 调节，当开关 K 置于“ON”位时即为 BBE 工作状态。CTL1 端 8 脚电压由 4.5V→0V 变化时，经 BBE 处理后的音频信号的分辨力、清晰度由 0dB→9.5dB。

低音轮廓提升。恢复了高次谐波的相位和幅度，还需适当的低音来实现最佳平衡。处理系统采用了低音轮廓提升电路，从 50~150Hz 的范围内实现最理想的线性提升。提升电路的提升由分压电路 RP₁ 来调节，CTL2 端 7 脚的直流电压由 4.5V→0V 变化时，低音提升量由 0dB→8.7dB 提升。通过低音提升，使整个放音系统高低音实现均衡放音。

二、M2150AD 处理器及其应用

M2150AD 是日本无线电公司最新推出的单片 BBE 处理电路，为双列直插 20 脚封装，它的电路参数如表 5-7 所示，内电路原理如图 5-17 所示。控制开关的控制功能如表 5-8 所示，应用电路如图 5-18 所示。该电路的外接元件较少。RP₁ 作输出电平调节以便与后级电路匹配，该电路能适应强信号输入，可以直接与 VCD 等音源的输出相接。12 脚为正电源端，C₁₄ 为参考电压退耦电容，容量应足够大，2~6 脚及 15~19 脚外接元件为移相及中低频延迟电路的外接元件，SA₁~SA₃ 的控制功能可参考表 5-8。

表 5-7

参数名称	单 位	最 小 值	典 型 值	最 大 值
工作电压	V	4.5	9	13
工作电流	mA	-	8	12
参考电压	V	4.0	4.5	5.0
直通增益	dB	-1	0	1
最大输入	V _{rms}	2.8	-	-
谐波失真	%	-	0.05	0.11
输出噪声	dB _v	-	-97	-87

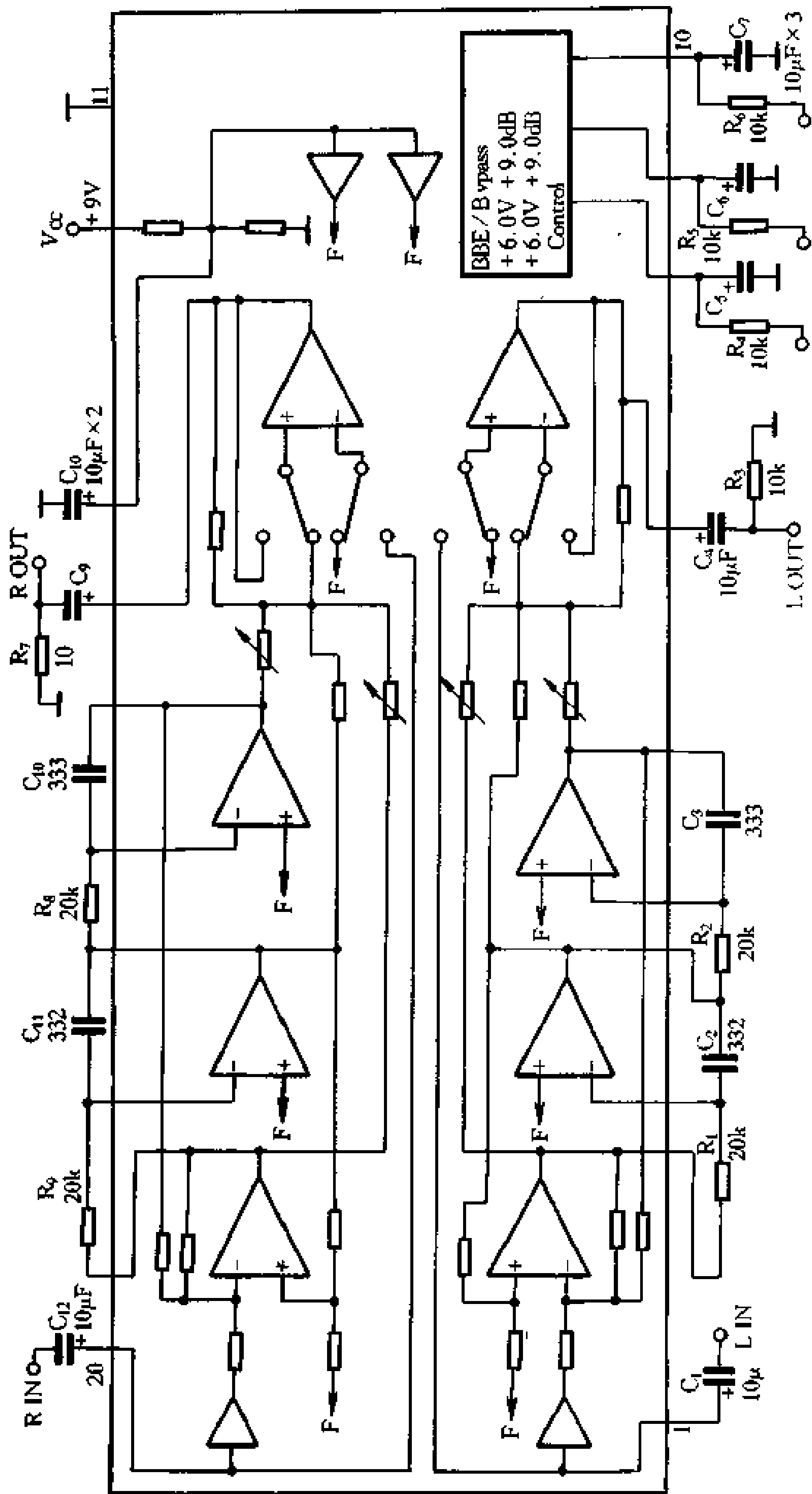


图 5-17 M2150AD 的内电路原理

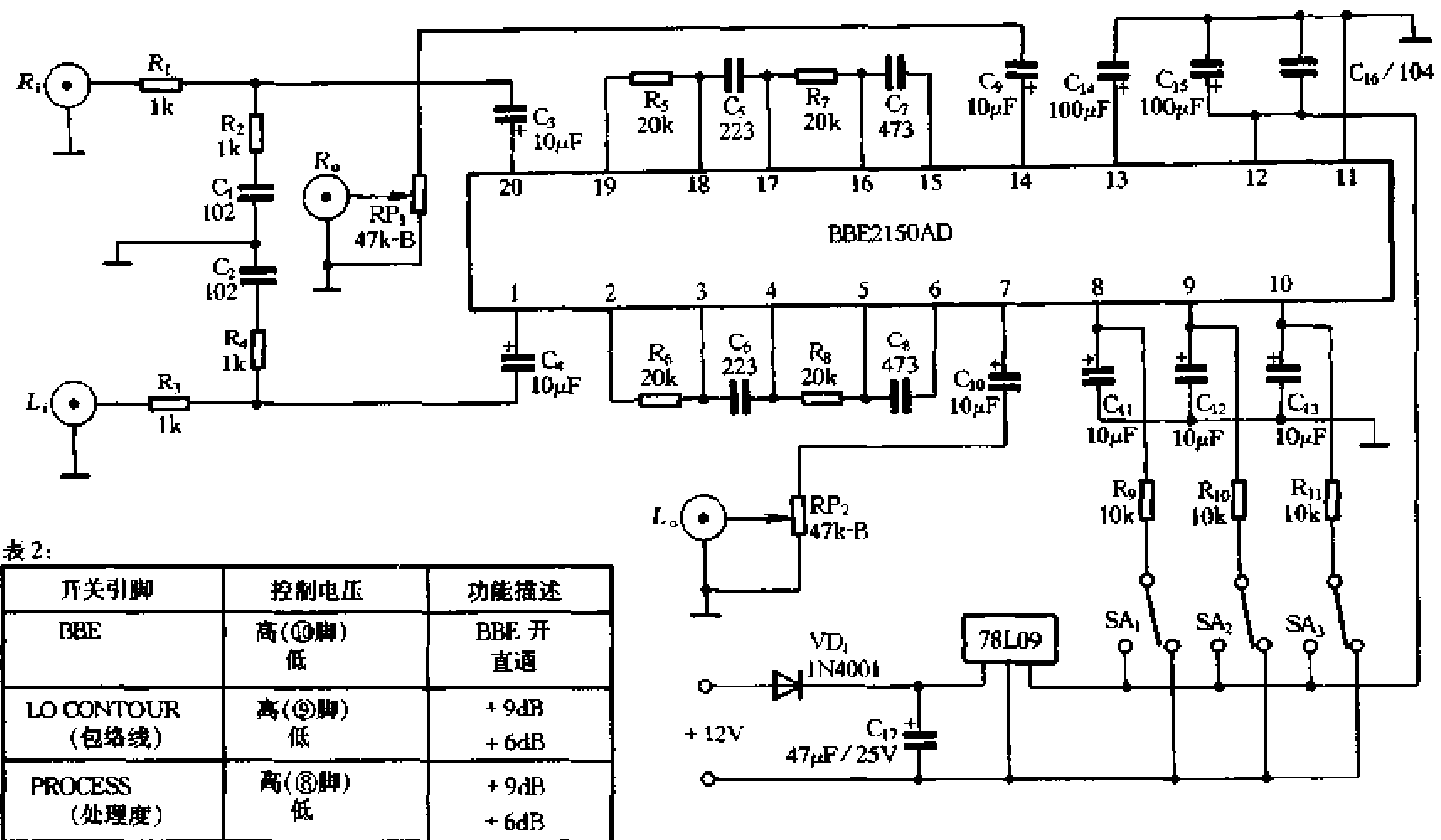


图 5-18 M2150AD 的应用电路

表 5-8

开关引脚	控制电压	功能描述
BBE	(10脚)高 低	BBE 开 直通
LOCONTOUR (包络线)	(9脚)高 低	+9.0dB +6.0dB
PROCESS (处理程度)	(8脚)高 低	+9.0dB +6.0dB

该电路可用于所有的音响系统中，增强音乐语言的清晰度。在与其它音效系统配合使用时应配置于所有的音效及音调电路之后，功放电路之前。在使用时，尽量使音调电路和均衡器调至 0dB 和平直位置，或幅度较小的位置。

三、XR1071 处理器及其应用

XR1071 是采用 BBE 音响增强技术推出的高分辨率双声道音响增强处理芯片的改进产品，它专用于增强立体声音响系统的音响效果，使各种音源都能表现出很强的临场感。它采用双极型集成制造工艺，噪声极低，总谐波失真小，调节范围大，双电源供电，电参数如表 5-9 所示。XR1071 为双列直插 32 脚封装，其引脚功能说明见表 5-10。应用电路如图 5-19 所示。

XR1071 除了对音频信号进行相位补偿、幅度补偿(谐波补偿)、低音轮廓提升外，还具有旁路功能，在旁路工作模式下噪声极低。BBE 旁路功能用两只模拟开关来完成(每声道用一只)，在外部由一只 SPS 开关来控制。引脚 16 处外接开关合上后，IC 内部就会有一下拉电流。外接电阻 RS 可按下式计算：

$$R_{S_{\max}} = [(V_{CC} - V_{EE})_{\min} / 72 \mu A] \Omega。$$

表 5-9

符 号	参 数	最小值	典型值	最大值	单 位	条 件
总特性						
I_{CC}	正供给电流		15.0	20.0	mA	
I_{EE}	负供给电流		15.0	20.0	mA	
V REG	稳压器输出	-400	-275	-150	mV	空载
$\Delta V_O/\Delta I_O$	负载调整率	-20	-5	+10	mV	+1mA 负载
滤波器						
A MB	中音段信号路径增益	1.1	1.6	2.1	dB	
A LB1	低音段信号路径 1 增益	0.0	0.5	1.0	dB	
A LB2	低音段信号路径 2 增益	4.5	5.0	5.5	dB	
A LB3	低音段信号路径 3 增益	7.0	7.5	8.0	dB	
A LB4	低音段信号路径 4 增益	9.2	9.9	10.7	dB	
A HB	未提升高音段信号路径增益	-0.4	0.7	1.6	dB	
A HB _{max}	最大提升高音段信号路径增益	8.7	9.7	10.7	dB	
A OFF	BBE 关断信号路径增益	-0.5	0.0	0.5	dB	
整流器						
N ON	BBE 开通模式下噪声		-95 -93		dBA dBA	(IEC-A 加重) 低音提升最小 低音提升最大
N OFF	BBE 关断模式 (旁路) 下噪声		-113		dBA	(IEC-A)
PSRR	电源供给纹波抑制		30 45 50		dB dB dB	10Hz 60Hz 100Hz

表 5-10

DIP 引脚号	符 号	类型	说 明
1	GND REF	输入	基准地输入。这是 BBE 模拟地气产生电路的基准输入端。由于电路是自偏的，因此只需要连接一只电容
2	V_{EE}	电源	负电源供给
3, 30	C_1	-	峰值检波器电容 C_1 连接点
4, 29	C_2	-	峰值检波器电容 C_2 连接点
5, 28	DET OUT	输出	检波器输出。峰值检波器输出电容连接点
6	L IN	输入	左声道输入
7, 26	DEFC OUT	输出	分辨率控制输出。分辨率控制电路输出电容连接点
8, 25	ALL PASS	输出	全通输出。经电容将信号送至高通输入的缓冲输出
9, 24	LOW PASS	输入	低通滤波器电容连接点
10, 23	HIGH PASS	输入	高通输入。此点与全通输出之间连接高通滤波器电容
11, 22	VCA OUT	输出	压控放大器输出。VCA 输出从此点电容性耦合至相加节点
12, 21	L/P GAIN1	输出	低通增益 1 输出
13, 20	L/P GAIN2	输出	低通增益 2 输出
14, 19	SUM NODE	输入	相加节点输入。其他地方产生的附加高、低信号在此点与信号相加
15	L OUT	输出	左声道输出
16	BBE	输入	BBE 旁路控制输入。内部旁路形状控制点，控制两个声道
17	DEF	输入	分辨率控制输入。高音段幅度补偿量控制点，控制两个声道
18	R OUT	输出	右声道输出
27	R IN	输入	右声道输入
31	V_{CC}	电源	正电源供给
32	BBE GND	输出	BBE 地输出。这是 BBE 模拟地气产生电路的输出端。这一纯净地气可用于多个外接元件接地

若 R_S 太大，则内部开关电路不能正常工作；若 R_S 太小，则会在开关接通或断开时发生声音跳变。

表 5-9 的测试条件为： $V_{CC} = 5V$ ， $V_{EE} = -5V$ 。

XR1071 可用单电源供电，也可采用双电源供电。单电源供电时，31 脚接电源正极，2 脚接地；双电源供电时，31 脚与 2 脚分别接正、负电源。

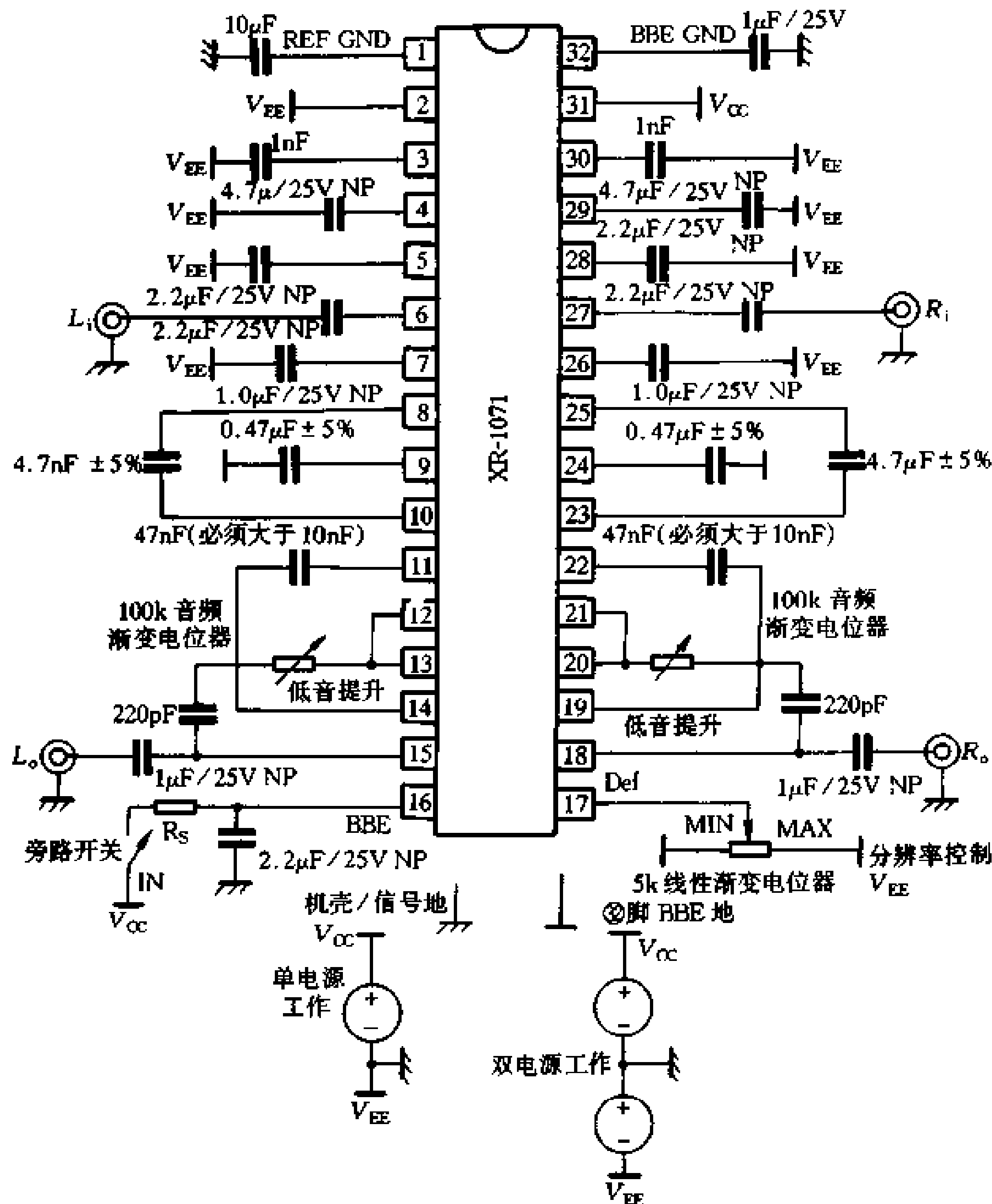


图 5-19 XR1071 的应用电路

5.2.3 多音效处理电路

μPC1891A 是日本 NEC 公司推出的矩阵式环绕声处理集成电路。它利用一个后置扬声器与两个前置扬声器配合，可以产生奇妙的三维环绕声效果；利用两个矩阵开关，可以方便地选择音乐厅、电影院、单声道工作方式。经过电路处理后的声音，可产生出音乐厅或电影院大环境的效果。

一、μPC1891A 的原理与应用

μPC1891A 的内部原理如图 5-20 所示。电路采用双列直插 20 脚封装，其引脚排列与功能如图 5-21 所示。

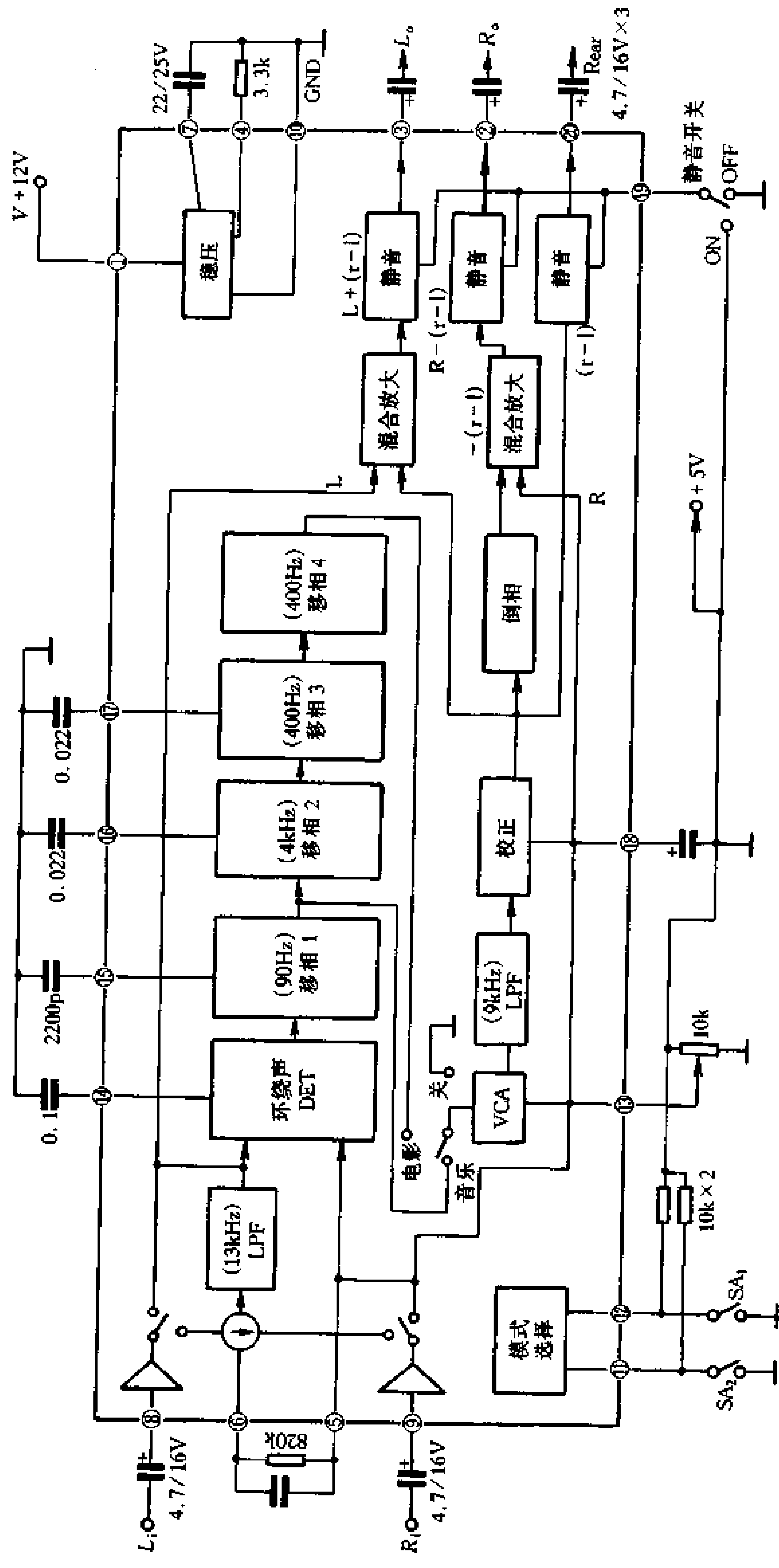


图 5-20 μ PC1891A 的内部原理图

$\mu\text{PC1891A}$ 内含缓冲放大器、效果音检波器、移相网络、可变增益放大器(VCA)、低通滤波器、复合加法器、静音电路和状态控制电路等。

立体声双声道信号输入后,经电路内部处理后变为三路信号输出,即左声道复合输出、右声道复合输出和环境音输出。通过选择开关来选择不同的处理方式,就可获得不同的音响效果。下面简述音乐厅效果和电影院效果音的产生原理。

音乐厅效果音。音乐厅具有较高的建筑声学水平,其听音场的混响均匀,信号传输交叉损失小,峰谷点(区)音位几乎不存在。所以在音乐厅中欣赏音乐演奏给人的感觉是中高音宏亮清晰;低音、次低音浑厚有力。而在一般家庭或小的会场、舞厅里,由于

混响时间较长,听音乐时就会感到低音浑浊,缺乏层次,空间感不强。因此若要在家庭等小环境中听音,又要获得音乐厅的音场效果,就需要对一般的双声道立体声信号进行一定的处理:一是扩展声场,二是对低音信号进行人为的延时。 $\mu\text{PC1891A}$ 采用左右声道信号相互混合和增加环境音的方式来达到扩展声场的目的;而对低音信号的延时则采用移相电路来实现。由图 5-20 中可以看出,左声道输出信号为 $L+(r-l)$,其中 L 为直通的左声道信号, $r-l$ 为经低通网络、移相网络、补偿网络等电路处理后的同相右声道信号和反相左声道信号。而右声道输出信号为 $R-(r-l)$ 。由于处理后的左右声道信号都是在各自的主信号基础上互含了对方的成分及自身经处理后的成分,使得在主观听觉上左右声道的声像位置向两边扩展,再加上环境音 $r-l$ 的配合,更使音场的空间感增强,达到了模拟音乐厅效果的目的。

电影院效果音。电影院的建筑声学水平低于音乐厅,混响时间比音乐厅长一倍以上,再加上电影配音是光学还音,高音不足,又以语言为主,所以电影院的音响效果是低音深沉,中音圆润。 $\mu\text{PC1891A}$ 为了模拟电影院效果,将输入的左右声道信号除了采用音乐厅效果处理方法外,还对 4kHz 次高音信号和 400Hz 次中音信号进行了附加延时处理,且对 400Hz 信号采用了两级延时,以期消除齿音,达到语音圆润的目的。

$\mu\text{PC1891A}$ 还能将单声道信号处理成模拟立体声信号,此时左右声道输入信号经缓冲放大后就进行复合相加,也就是说单声道信号从左右任一路输入均可。而后的信号处理过程与前述相同。

$\mu\text{PC1891A}$ 的典型工作电压值为 $12 \pm 1\text{V}$, 11、12 脚状态控制端的电平应在 5V 以下,13、19 脚亦如此。该 IC 的增益为 0dB,允许输入信号电平为 1V。其电参数见表 5-11。

表 5-11 μPC1891 参数表

参数名称	符号	最小值	典型值	最大值	单位
工作电压	V_{CC}	9	12	14	V
输入信号	V_m	-	1.4	2.5	V_{p-p}
增益	G_V	5.5	7.5	9.5	dB
串音	S_X	-	-60	-50	dB
输出噪声	N_O	-	0.2	0.4	mV
失真度	THD	-	0.1	0.5	%
输出阻抗	Z_{out}	-	20	60	Ω
输入阻抗	Z_{in}	-	20	40	k Ω

图 5-22 为 $\mu\text{PC1891A}$ 的应用电路,其中 SA 为工作状态转换开关,共四位可供选择,

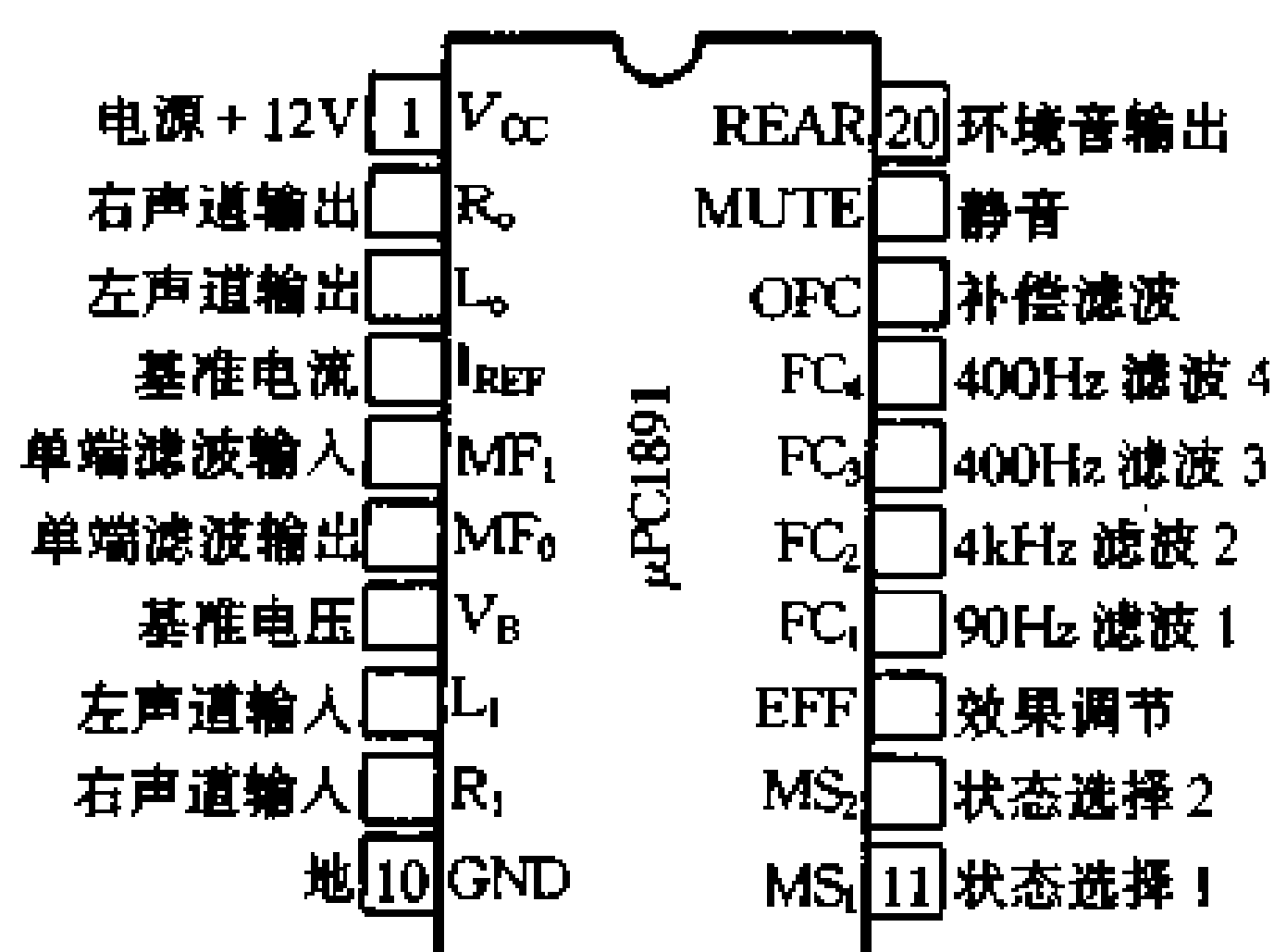


图 5-21 $\mu\text{PC1891A}$ 的引脚排列与功能

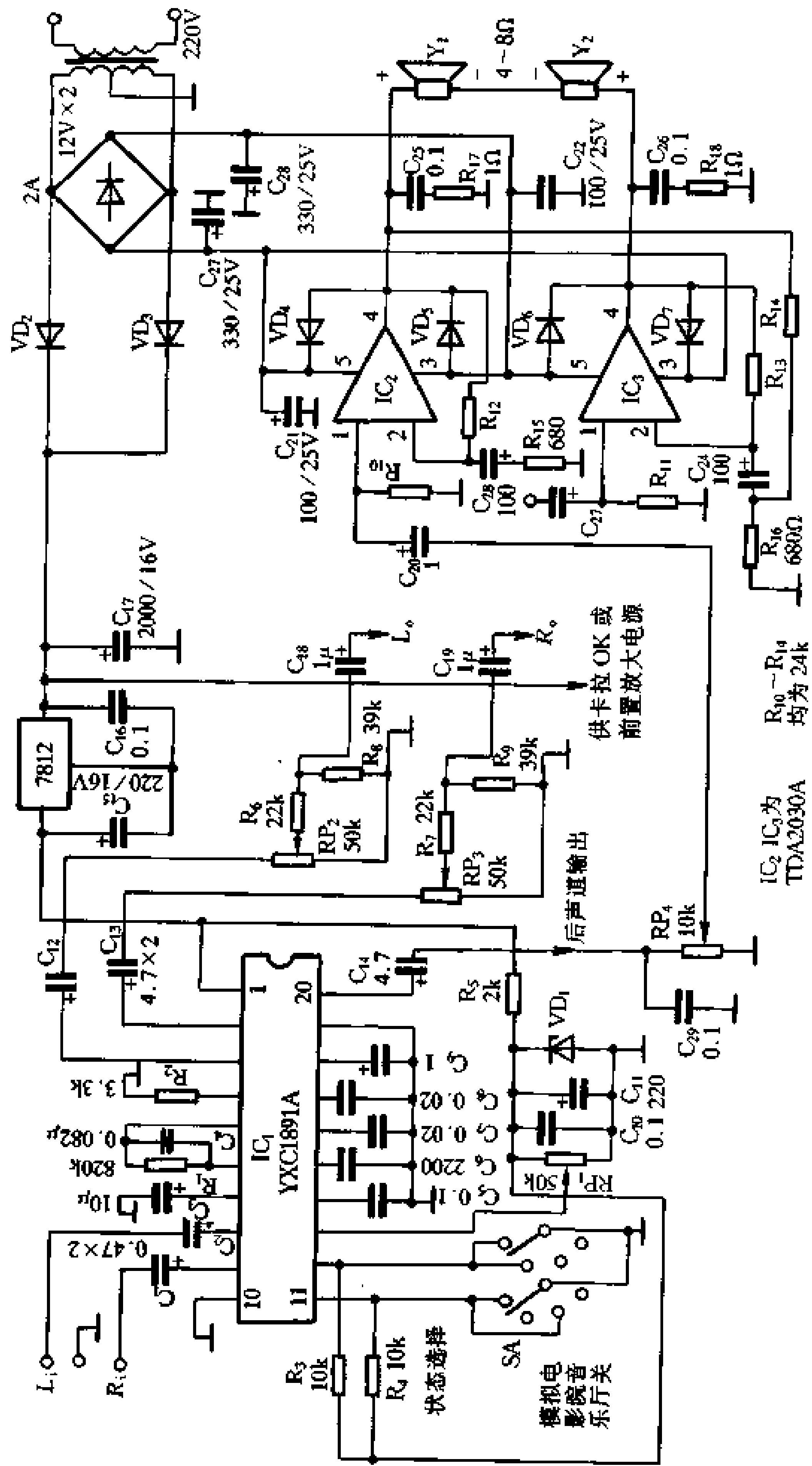


图 5-22 μPC1891 的应用电路

它主要通过 IC 的 11、12 脚不同电平的逻辑组合来实现的，可参照表 5-12。其中 H 为高电平 5V，L 为低电平 0V。电位器 RP_1 用来调节音乐厅和电影院效果的深度， $RP_2 \sim RP_4$ 分别用来调节左右声道和环绕声道的输出强度， $C_5 \sim C_9$ 为外接滤波电容。图中的功放电路部分为环绕声道功放，电路采用 TDA2030A 构成 BTL 形式以增大输出功率。

$\mu PC1891A$ 的电源电压为 12V，采用集成稳压器 7812，11、12 脚状态控制电压为 5V，由 7812 输出的 12V 电压经 R_5 降压和 VD_1 稳压后提供。

需要注意的是，环绕声道的两只扬声器采用的是反相串接方式，如图 5-22 所示。

表 5-12 11、12 脚不同电平的逻辑组合

状 态 \ 电 平	MS1	MS2
关 (单声道)	L	L
音乐厅效果	H	L
电影院效果	L	H
模拟立体声	H	H

二、 $\mu PC1892$ 的原理与应用

$\mu PC1892$ 是日本 NEC 公司继三声道环绕声处理电路 $\mu PC1891$ 之后推出的一种四声道环绕声处理电路。该电路采用了矩阵式移相环绕声处理系统，可把双声道或单声道音源信号分离出两路前置功放信号和两路后置环绕声信号。它还设有音乐厅、电影院和模拟立体声等三种声场模式，能产生身临其境的四维环绕声效果。电路内部设有环绕音效控制和音调控制，可随意调节环绕声效果及音量、平衡、高低音。各部分的控制均采用直流控制，使整个电路杂音极小。

$\mu PC1892$ 是一只大规模集成电路，它的内电路原理如图 5-23 所示。由图可知，它的内部由放大器、低通滤波器、模式控制、移相器、效果处理器、补偿吸收、音量、音调、平衡等电路组成。电路采用双列直插 30 脚封装。

$\mu PC1892$ 的应用电路如图 5-24 所示。电路采用桥式整流电容滤波 12V 供电，5V 控制电压采用 7805 降压取得。声场模式由 IC 的 7、8 脚控制：7、8 脚都接地时为声场模式关闭；7、8 脚都接 +5V 时声场模式为音乐厅效果；7 脚接地、8 脚接 +5V 时为电影院效果；7 脚接 +5V、8 脚接地时为模拟立体声效果。电路中 RP_1 为音乐效果控制，主要用来控制后置两路环绕声信号， RP_2 为前置左右声道输出的平衡控制， RP_3 为前置左右声道音量控制， RP_4 为后置环绕声音量控制， RP_5 为前置声道低音控制， RP_6 为前置高音控制。

$\mu PC1892$ 在使用时可接于音源与功放之间，它的配置如图 5-25 所示。音源可来自 CD、VCD、LD 或录像机、电视机的音频输出，如果输入信号为单声道，应选用模拟立体声工作模式。四路功率放大器的配搭要求前置功率是后置环绕功率的 2 倍以上。 $\mu PC1892$ 属矩阵式移相环绕处理，如能将环绕输出信号分别再经 5 毫秒的数码延时处理后输出，则整个环绕电路的定位及混响效果更加明显。

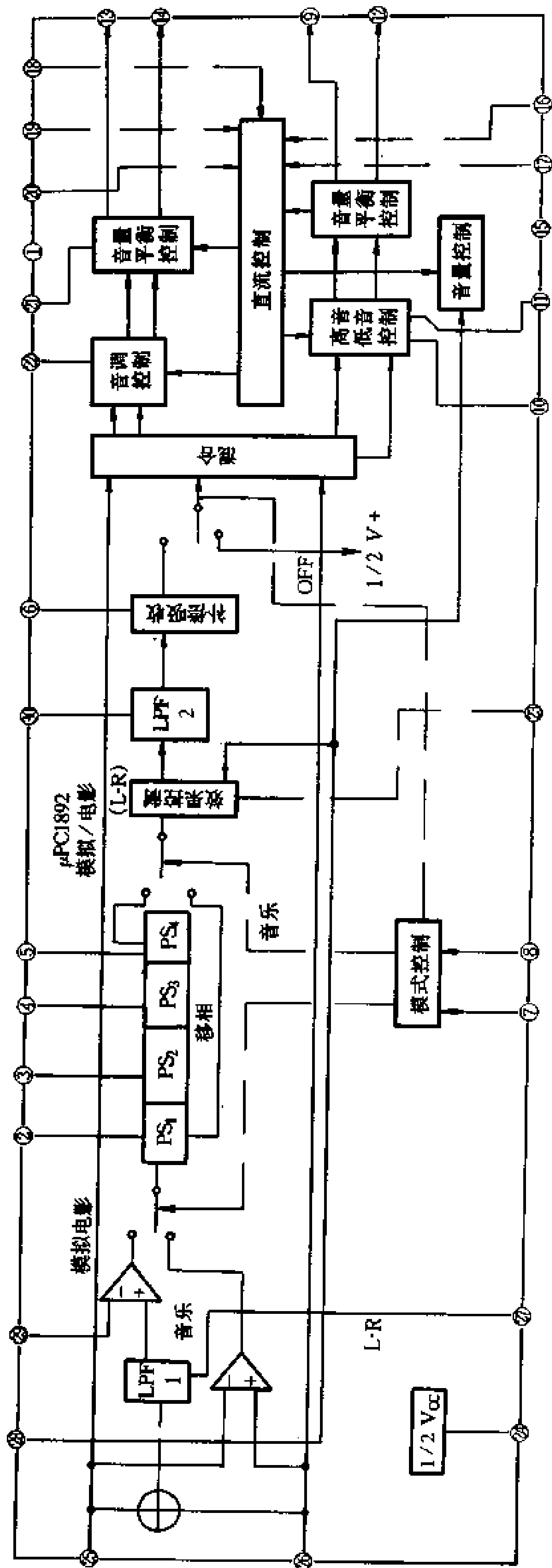


图 5-23 μPC1892 的内电路原理

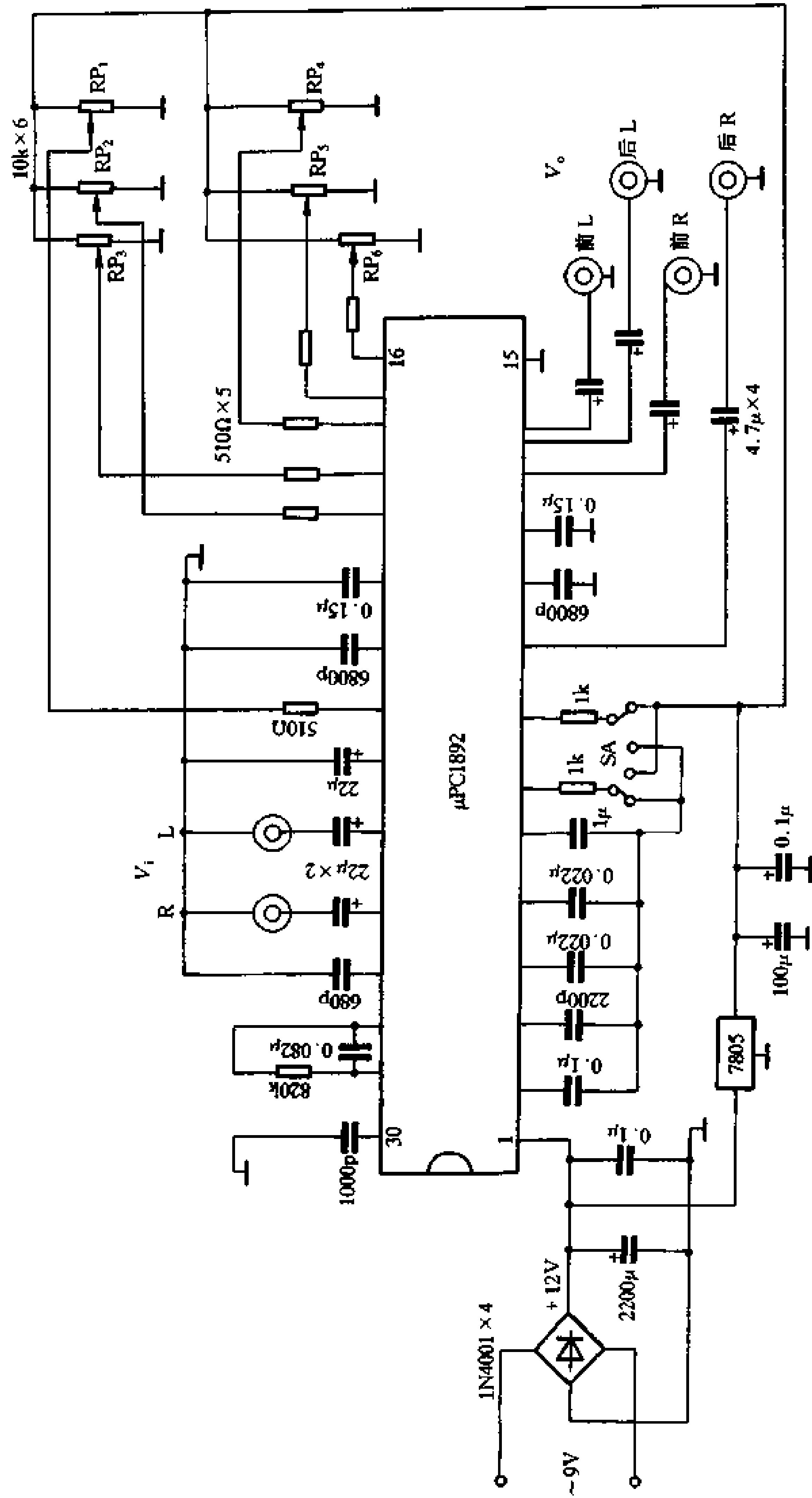


图 5-24 μPC1892 的应用电路

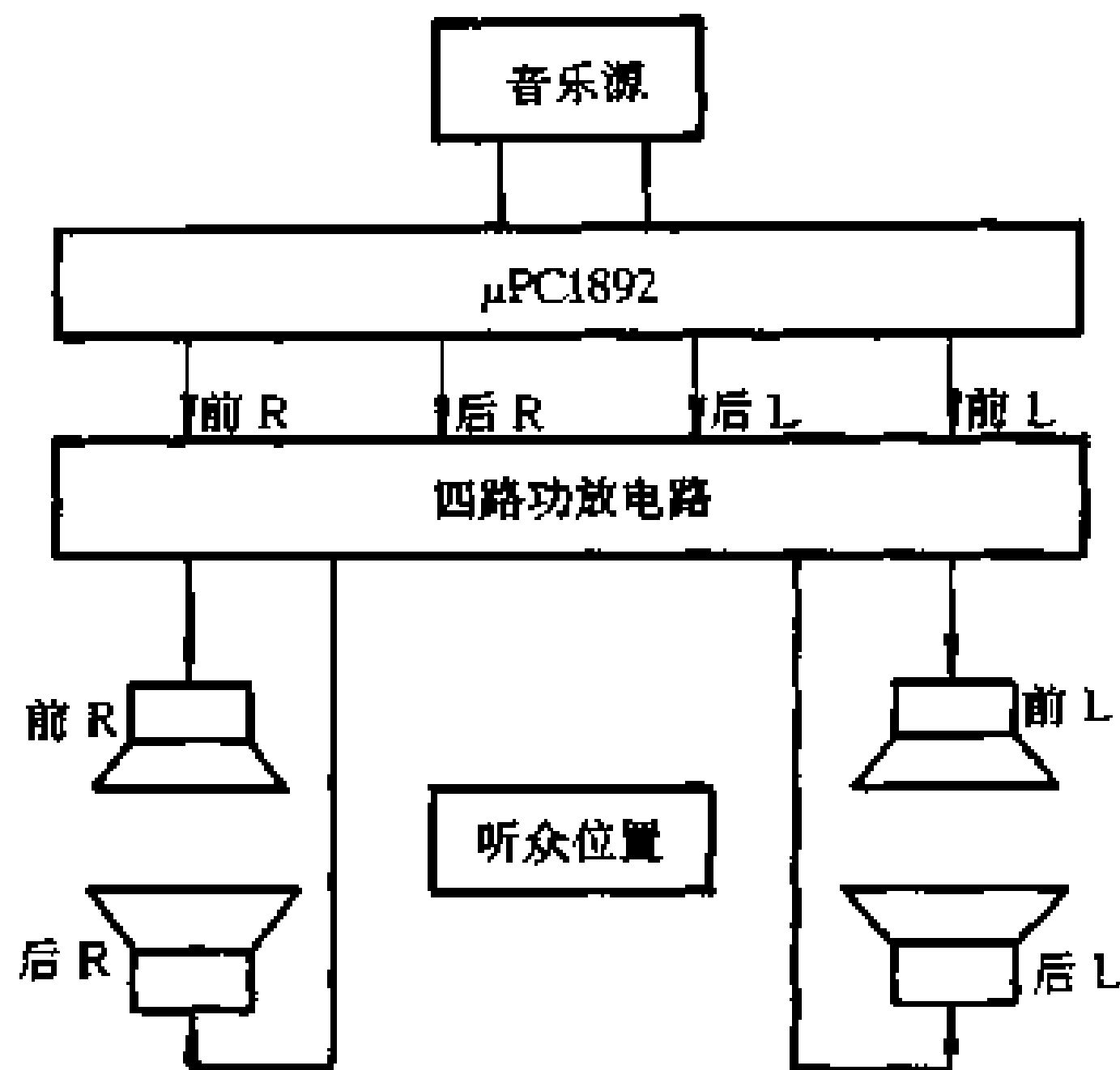


图 5-25 μPC1892 应用配置图

三、环绕声处理电路 TA8173AP

TA8173AP 是东芝公司生产的环绕声处理集成电路，它的性能与飞利浦的 TDA3810 相似，主要为改善听音环境在主声道中增加模拟环绕声，在音响电路和大屏幕彩电中得到广泛应用。

TA8173 的内部电路原理与应用如图 5-26 所示。它有两个输入端和两个输出端，13

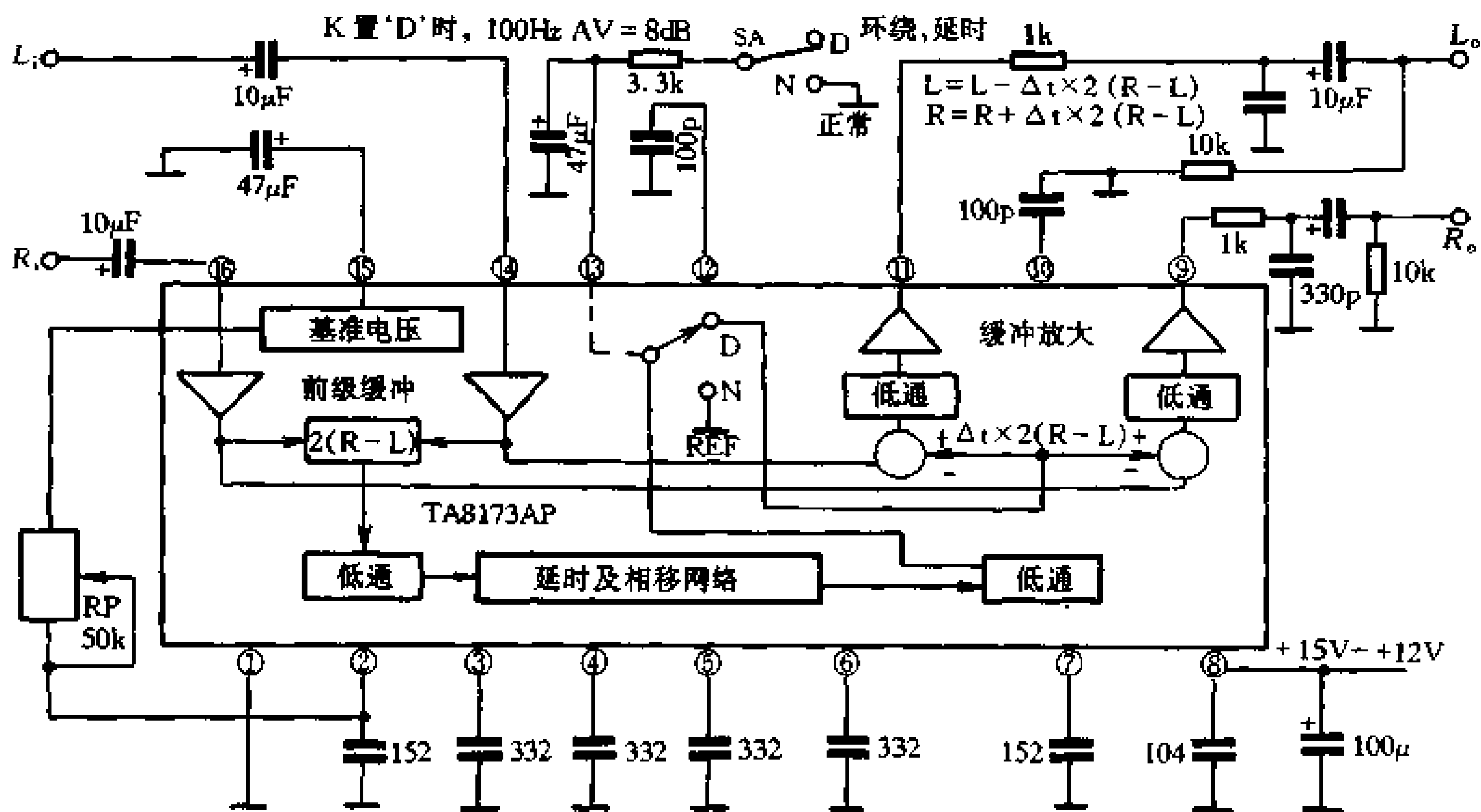


图 5-26 TA8173 的内电路原理

脚外接的选择开关 SA 是用来选择环绕声或者是直通工作状态的。由内部原理图可以看出，普通的双声道信号经 14、16 脚输入后，经缓冲放大器放大后，分为主信道和由 R、L 相减后得到的子信道，经过低通滤波器，再经相移和延时，然后经过 13 脚外部所接选择开关的选择控制，与主声道的 R 通道正向相加、与 L 声道反相相加，再经过低通滤波器后分别从 9、11 脚输出。其中子信道的合成比 $2(R-L)$ 是可以通通过接在 2 和 15 脚间的电

位器 RP 来调节的。

TA8173AP 的工作电压为 5~12V, 在 10V 时静态电流为 6.3mA, 频率响应为 8kHz~20kHz, 总谐波失真为 0.026%。

5.2.4 数字延时电路 M50 系列及其应用

一、M50195 及其应用

M50195 是日本三菱公司早期生产的数字延时集成电路。该电路采用双列直插 36 脚封装, 内部的 A/D 和 D/A 转换器采用自适应增量调制(ADM)方式, 外接存储器采用动态存储器(DRAM), 输出噪声为 -90dB, 失真率为 0.4%。

ADM 是自适应增量模数(A/D)转换技术的缩写, 这种转换器能根据模拟信号的变化率来确定数字信号的数字量, 具有自适应功能。它的特点是所需存储器容量较少, 技术成熟, 转换失真小。

M50195 的采样频率为 250kHz~500kHz, 能处理整个音频范围内的信号, 延时时间分三档调节, 当 18、20、21 脚分别接高电平时, 延时时间分别为 100ms、150ms 和 200ms, 若三脚都悬空, 电路则自动设定为 150ms。三档转换可采用转换开关来控制, 也可采用轻触开关来控制, 因为 IC 内部的电子开关也可用脉冲信号来控制其转换。M50195 的外接存储器可采用存储容量为 64k 的 4164。

M50195 的 LPF₂ 有两个输入端(32、33 脚)和两个输出端(34、35 脚), 输出电路的接口较灵活, 使用时可采用其中任一输入和输出端。

图 5-27 是由 M50195 为核心组成的多功能数字延时混响电路, 全电路主要由多路话筒输入电路(a)和数字延时电路(b)两部分组成。

多路话筒输入电路(a)。多路话筒输入混合电路由 NE5532 组成, 共三级放大, 其中 IC₁ 构成三路话筒输入前置放大器, 外加一路 FM 话筒输入。IC_{1a} 作 MIC₁ 输入前置放大, 其输入电阻取值较大(20kΩ), 既可作高阻话筒(10kΩ)输入, 也可作低阻话筒(600Ω)输入, 使用上有较大的灵活性。话筒输入的音量调节由 RP₁ 构成的超动态低噪声 G_m 音量调节器来进行, 采用这种音量调节方式不仅使电路有较大的动态范围, 而且由于输入信号不通过电位器, 可避免因电位器接触不良而造成的摩擦噪声, 并且可使用普通电位器。

运放 IC_{1b} 作 MIC₂、MIC₃ 两路话筒输入前置放大器, 两路输入信号在同相端混合输入。该输入放大器专为低阻话筒输入而设, 所以输入电阻取值较小。当只有一只话筒输入时, 另一路输入的输入插座自动将输入端接地。两路话筒输入音量由 RP₂ 来控制。

FM 话筒的输入是通过一只 39kΩ 的电阻接到 IC_{1a} 的反相端, 当使用无线话筒时, FM 收音机的音频输出端与该输入端连接。FM 输入端同样也可用作收听调频广播, 同样具有数码延时功能。FM 输入也可改接于 IC_{1b} 的反相输入端, 接法与接在 IC_{1a} 的方法相同。

IC_{2a} 是各路话筒输入信号的反相混合放大器, 增益约 15dB。

IC_{2b} 构成参量式音调控制器, 其特点是频率补偿点可变, 这对卡拉 OK 演唱者来说可以灵活地补偿其演唱时的声音缺陷。高低音调节电位器采用双连同步调节电位器, 当双连电位器左旋时为提升低音, 右旋时提升高音。高低音补偿的中心频率分别为 200Hz 和 3.5kHz, 提升和衰减量为 15dB。30Hz 以下和 15kHz 以上的频率成分基本不变。输出信号

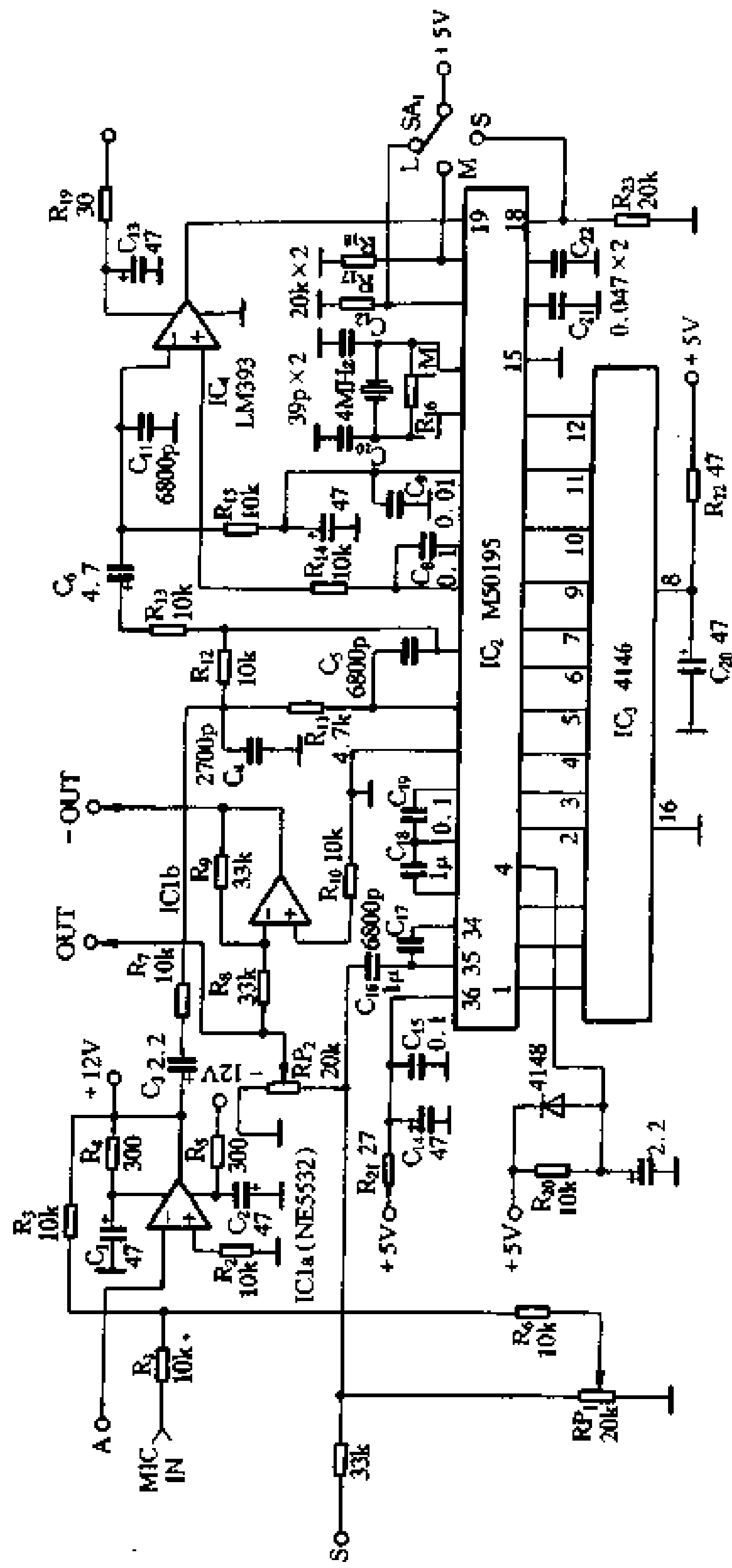
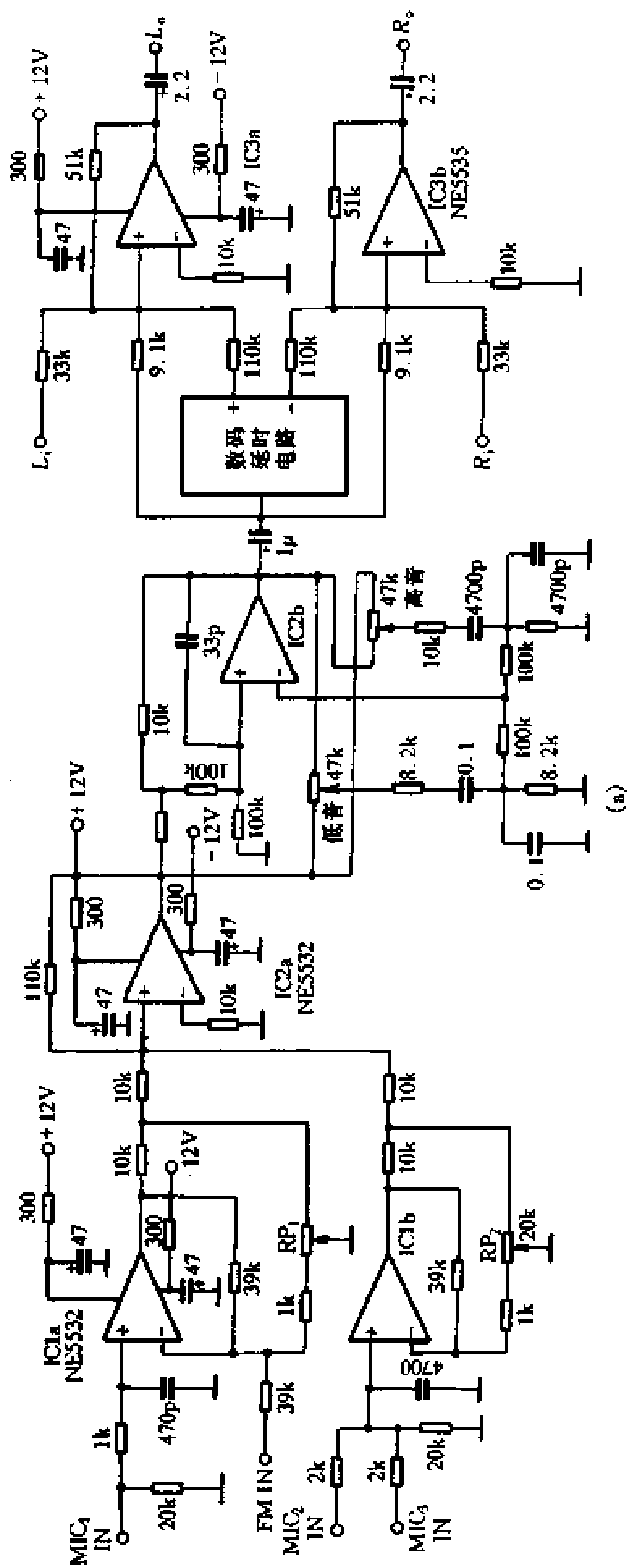


图 5-27 多功能数字混响电路

一路直接进入 IC₃ 进行混合，一路输入延时电路进行延时处理。IC₃ 构成混合放大器，它可将话筒主信号和延时信号以及 R、L 声道的伴奏音乐信号按一定比例混合后输出，输入功放电路。

数字延时电路 (b)。数字延时电路 M50195 分三档调节，延时时间分别为 200ms、150ms 和 100ms，可通过选择开关 SA₁，进行选择。IC₃ 为外接存储器 4164。

IC_{1a} 是延时电路的输入混合器，话筒信号，环绕声信号和延时反馈信号分别从 R₁、S₁ 和 A 端输入。R₇、C₄、C₅ 和 IC₂ 内部的输入低通滤波器组成约 7kHz 的低通滤波器、话筒信号或环绕声信号经 IC₂ 内的延时处理和输出低通滤波 (滤波元件为 33~35 脚跨接的电容) 后，从 35 脚输出再分为两路。一路信号通过 RP₁ 调节后反馈至输入端形成多重延时效果，调节 RP₁ 可获得适当的回声次数。拨动选择开关 SA₁ 可改变延迟时间，可获得不同的环境回声或空间环绕声效果。另一路通过 RP₂ 调节后输入反相器 IC_{1b}，以得到 E⁺ 和 E⁻ 两个反相的延时信号并输往混合电路与 R、L 信号相混合，以增强前方主声道的空间感。在这里 RP₂ 的作用是为了调节主信号与延时信号的最佳混合比例，使混合后的信号达到真实自然的效果。

二、单片多功能数字延时 IC - M50197

M50197 是三菱公司推出的新一代单片多功能数字延时 IC，它比 M50195 集成度更高，功能更强，性能也更优越，IC 内部包含了数字延时电路所需要的各种处理单元，不需外接存储器与比较器，而且延时时间从 4.1ms 到 163.8ms 分 16 档可调。此外，该集成电路还设有环绕声/延迟混响效果选择端子 MODE，该端子置高电平时为长延时混响状态，置低电平时为短延时环绕状态。当 8 脚置高电平时，延时时间等功能还可用单片机来控制。该 IC 采用 SRAM 静态存储器进行数字处理，比用 DRAM 动态存储器进行处理，电路的信噪比、频响、失真度等技术指标均有提高。其输出噪声 < -90dB，输出电平达 1.4V_{rms}，高次谐波失真为 0.30%。采样频率最高达 500kHz，频响可扩展到 10kHz，音质极佳。

M50197 采用双列直插 40 脚封装结构。内部原理如图 5-28 所示。引脚功能见表 5-13。

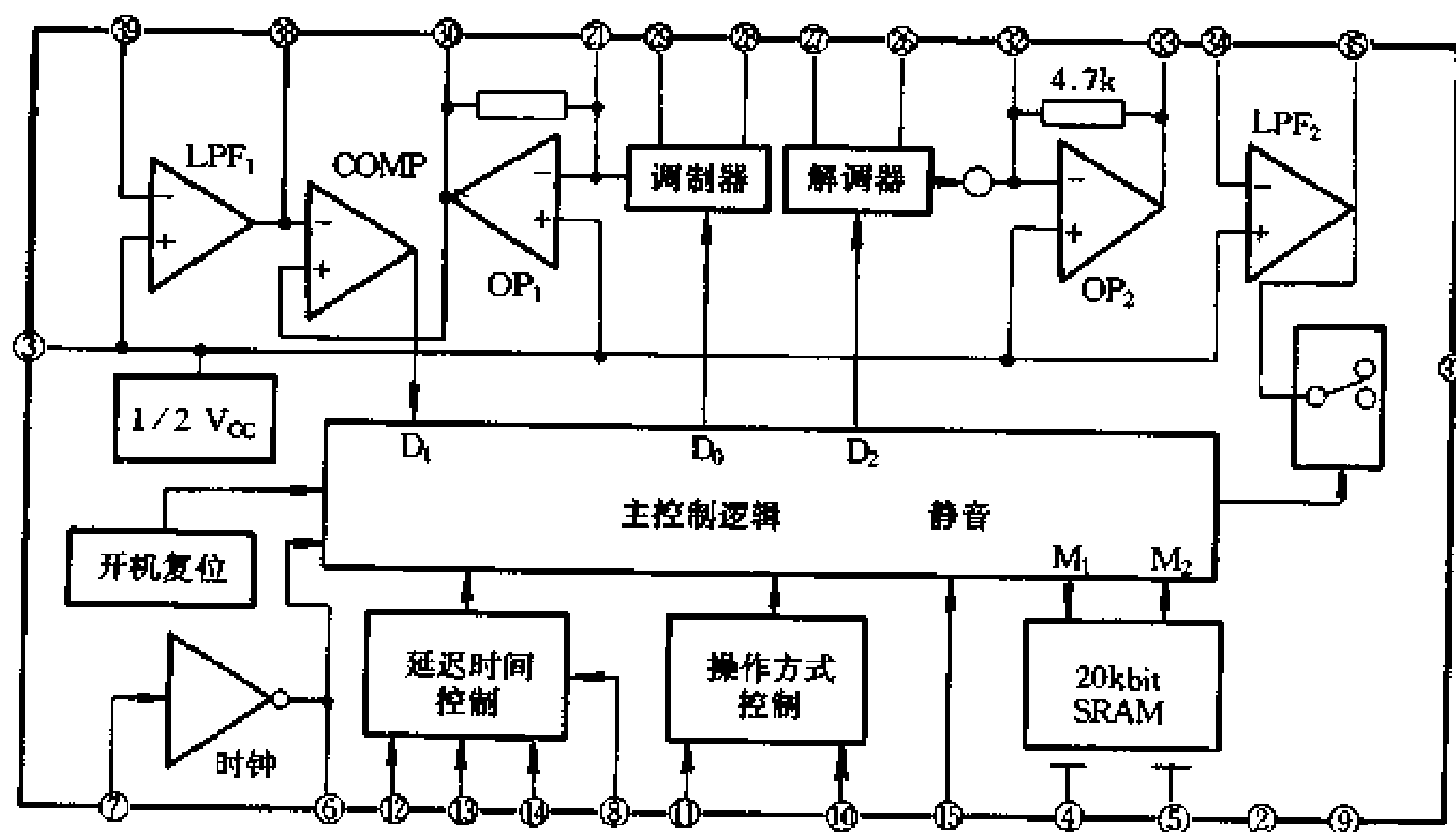


图 5-28 M50197 的内电路原理

M50197 的典型应用电路如图 5-29。由话筒放大器送来的音频信号或 S 声道送来的环绕声信号从 39 脚输入 IC，经延时处理后的信号从 35 脚输出，经混响电平调节电位器 RP₁ 作适当调节后从 OUT 端输出送往混合放大器与主信号混合。

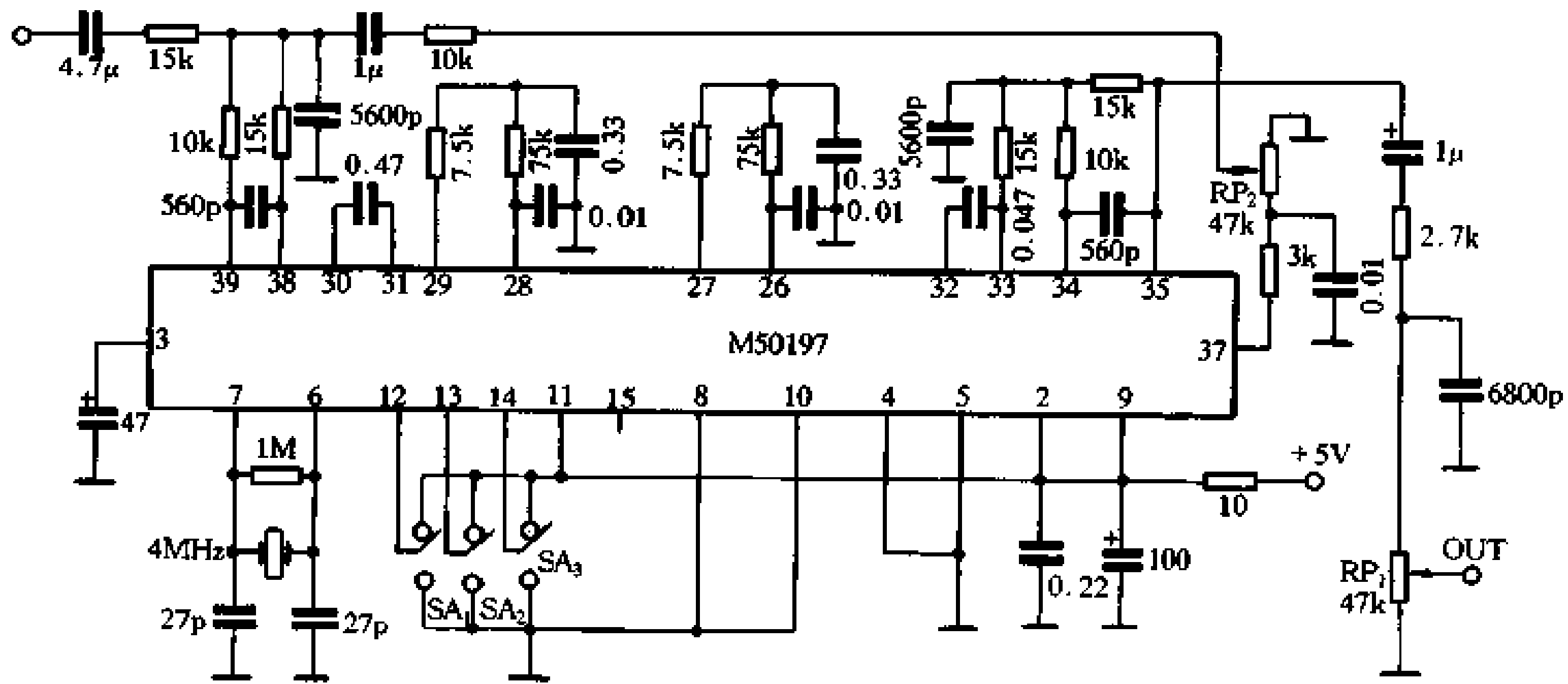


图 5-29 M50197 的应用电路

表 5-13

M50197 引脚功能

脚号	功能	脚号	功能
2	模拟电源端 (+5V)	26	解调电流控制端
3	REF 参考中点电压	27	解调电流控制端
4	模拟地	28	调制电流控制端
5	数字地	29	调制电流控制端
6	OSC 输入端	30	OP1 输出端
7	OSC 输出端	31	OP1 输入端
8	微机控制/手控转换(1/0)	32	OP2 输入端
9	数字电源端(+5V)	33	OP2 输出端
10	集成电路测试端	34	输出低通 LPF2 输入端
11	环绕声/延时混响选择(0/1)	35	LPF2 输出端
12	延迟时间控制	37	混响输出端
13	延迟时间控制	38	输入低通 LPF1 输出端
14	延迟时间控制	39	LPF1 输入端
15	静音控制/正常选择端(1/0)	其余	空脚

表 5-14

M50197 延迟时间编程状态

脚标				环绕声效果模式		延迟混响效果模式	
8脚	12脚	13脚	14脚	采样频率(kHz)	延迟时间(ms)	采样频率(kHz)	延迟时间(ms)
L	L	L	L	500	4.1	250	20.5
	H	H	L		10.2		41.0
	H	L	L		14.3		61.4
	L	H	L		20.5		81.9
	H	L	H	500	24.6	125	98.3
	L	L	H		30.7		122.9
	L	H	H		34.8		139.3
	H	H	H		41.0		163.8

当延时选择端 11 脚为高电平时，电路工作于混响或回声状态，这时反馈信号输出端有信号输出，并通过 RP_2 后反馈到输入端，以得到长延时混响或回声效果。从表 5-14 的延迟时间编程状态可知，这时通过 12~14 脚的控制，可选择 8 种延迟时间。当 11 脚为低电平时，电路工作于环绕声所需的延时效果。由表 5-14 可知，这时也有 8 种延迟时间可供选择。

三、单片多抽头数字延时 IC-M50194AP

M50194 是三菱公司生产的又一种新型数字延时集成电路，它的功能与性能指标与 M50197 相仿，但 M50194 的特殊之处是能即时产生 5 个延迟时间不同的延迟信号，模拟出音乐厅、剧场等环境多个距离不等的反射壁的漫反射混响效果。这种混响效果无疑比一般延迟时间单一的更真实自然。这种延时器件称为“多抽头延时器”。

M50194 的引脚功能如表 5-15 所示，与 M50197 对照，大部分引脚功能相同，只是 M50197 的空脚恰好被 M50194 的多抽头混响功能占用，所以，M50194 可以兼容 M50197，即两器件是可以互换的。

表 5-15 M50194 引脚功能

脚 号	功 能	脚 号	功 能
2	模拟电源端(+5V)	22	解调电流控制端
3	REF 参考电压($1/2V_{CC}$)	23	同上
4	模拟地	24	同上
5	数字地	25	同上
6	OSC 输入端	26	同上
7	OSC 输出端	27	同上
8	微机控制/手控转换(1/0)	28	调制电流控制端
9	数字电源端	29	同上
10	模式控制端(应用时接地)	30	OP1 输出端
11	模式控制端	31	OP1 输入端
12	延迟时间控制	32	OP2 输入端
13	延迟时间控制	33	OP2 输入端
14	延迟时间控制	34	输出低通 LPF2 输入端
15	静噪控制/正常选择端(1/0)	35	LPF2 输出端
16	解调电流控制端	36	解调器 DEM4 输出端
17	同上	37	回声反馈信号输出端
18	同上	38	输入低通 LPF1 输出端
2,20	空脚	39	LPF1 输入端
21	空脚	40	空脚

M50194AP 的 A/D、D/A 调制和解调也采用自适应增量调制技术。与单延时电路不同的是，它有 5 个 D/A 解调器，能输出 5 个延迟时间不同的信号，故曰“多抽头”。它内设 20k 的静态存储器(SRAM)，最高取样频率达 500kHz，失真度为 0.30%，输出噪声为 -90dB，频响达 10kHz。图 5-30 是它的内电路原理。

M50194 有 M50194P 和 M50194AP 两种后辍型号，前者在回声模式时的延迟时间比后者短，这点在使用时需加注意。M50194AP 可工作于混响、回声和环绕声三种模式，工作模式可由 10、11 脚电平控制，见表 5-16。在环绕声和回声模式时，各有 6 种延迟时间

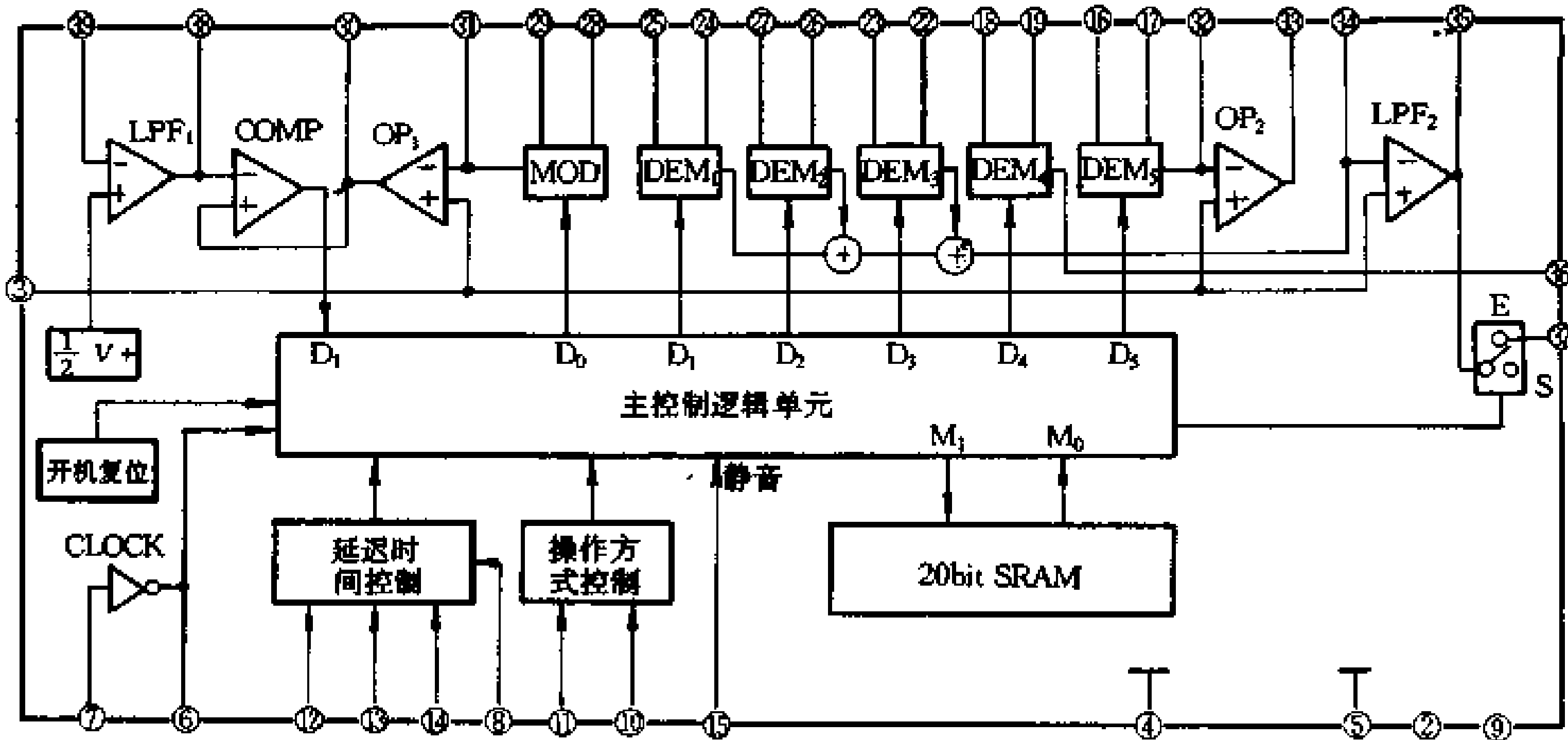


图 5-30 M50194 的内电路原理

可供选择；在混响模式时有两种组合方式，各输出 5 个延迟时间不同的信号。延迟时间不同时，取样频率也不相同。延迟时间由 12~14 脚的电平控制，与之相对应的延迟时间等如表 5-17 所示。延迟时间和功能也可以用微机控制，这时需将 8 脚置高电平。

表 5-16 模式控制电平/状态

⑩脚	⑩脚	状态
L	H	环绕模式
H	H	回声模式
H	L	混响模式
L	L	测试

表 5-17 环绕、回声、混响方式设置

引脚名称				环绕模式		回声模式		混响模式	
μ EASY	DEL1	DEL2	DEL3	f_s (kHz)	T_d (ms)	f_s (kHz)	T_d (ms)	f_s (kHz)	T_d (ms)
L	L	L	L	500	4.1	250	20.5	250	81.9
L	H	H	L	500	10.2	250	41.0		49.2
L	H	L	L	500	14.3	250	61.4		61.4
L	L	H	L	500	20.5	250	81.9		69.6
L	H	L	H	500	24.6	125	98.3	125	41.0
L	L	L	H	500	30.7	125	122.9		163.8
L	L	H	H	500	34.8	125	139.3		98.3
L	H	H	H	500	41.0	125	163.8		122.9
									139.3
									81.9

图 5-31 是 M50194AP 的典型应用电路。话筒放大器的输出信号或需要延时的环绕声信号从输入端 1N 输入，经 IC 延迟处理后的信号分别从 33、35 和 36 脚输出，所以后续的混合放大器比较特殊，相对也较复杂。其中 33 脚输出的信号一路经 RP_1 反馈到输入端，当电路处于混响模式时，反馈输出端 37 脚无输出，通过调节此电位器可获得合适的混响效果。另一路通过 IC_3 与 35 脚输出的信号混合后，再经二阶无源滤波器滤波后输入

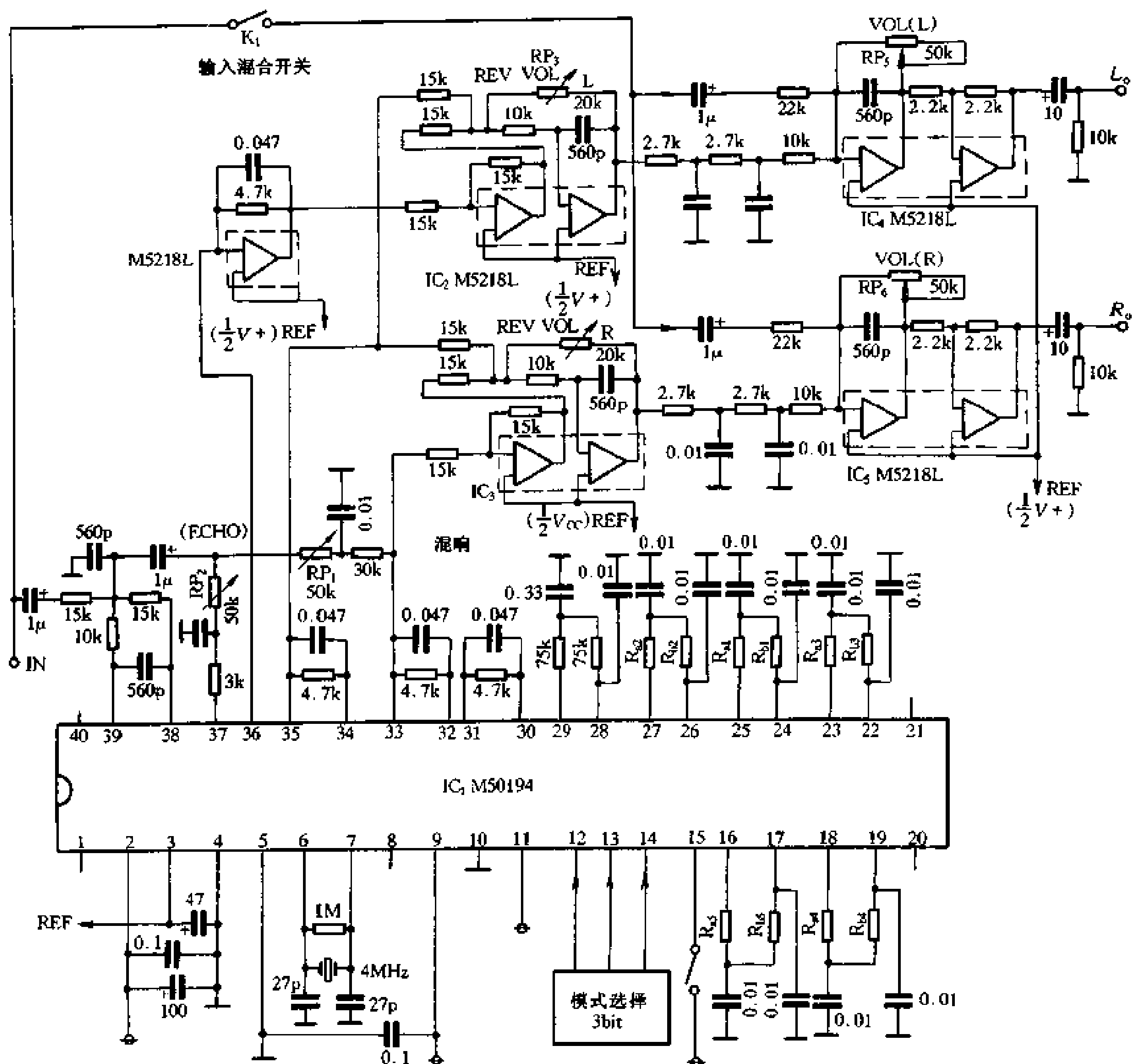


图 5-31 M50194AP 的应用电路

IC₅ 与主信号混合，从 Rout 端子输出。36 脚信号因直接来自解调器 DEM₁~DEM₃，故需先经外接的积分器 IC_{1a} 处理，然后通过 IC₂ 与 35 脚的输出信号混合，经二阶无源滤波器滤波后，再输入 IC₄ 与主信号混合，从 Lout 端子输出。当电路工作于回声模式时，反馈端 37 脚的反馈信号通过 RP₂ 反馈到输入端。调节 RP₂ 可获得合适的多次回声效果。RP₃、RP₄ 用来调节混响电平。SA₁ 是混合开关，必要时，如果输出端接环绕声功放时，可断开 SA₁ 以阻止主信号进入后方声道。

5.2.5 数字延时电路 M65 系列及应用

M65 系列数字延时集成电路是三菱公司 90 年代推出的数字延时电路，它的性能优于 M90 系列，电路引脚较少，外围电路简单，频响最高的达 20kHz。主要品种有 M65831、

M65839、M65844、M65845、M65846、M65850 等。

一、M65831 及其应用

M65831 是三菱公司较早推出的数字延时 IC，特点是集成度高、体积小、引脚少，外围电路简单、延时时间可调范围宽、性能优越，适用于中高档机。该电路采用双列贴片式 24 脚封装，引脚功能如表 5-18 所示，内部电路原理如图 5-32。

表 5-18 M65831 引脚功能

引脚号	符 号	功 能	引脚号	符 号	功 能
1	V _{DD}	数字电路电源端	13	LPF2 OUT	低通滤波器 2 输出端
2	X IN	OSC 输入端，外接晶振	14	LPF2 IN	低通滤波器 2 输入端
3	X OUT	OSC 输出端，外接晶振	15	OP2 OUT	运放 2 输出端
4	D1/REO	延迟时间控制端	16	OP2 IN	运放 2 输入端
5	D2/SCK	同上	17	CC2	D/A 变换器电流控制端
6	D3/DATA	同上	18	CC1	A/D 变换器电流控制端
7	D4/IDSW	同上	19	REF	参考电压端 (1/2V _{CC})
8	TEST	测试端应用时接地	20	OPI IN	运放 1 输入端
9	EASY/ μ COM	手控/微机控制选择端	21	OPI OUT	运放 1 输出端
10	SLEEP	静噪控制	22	LPF1 OUT	低通滤波器 1 输出端
11	D—GND	数字电路地	23	LPF1 IN	低通滤波器 1 输入端
12	A—GND	模拟电路地	24	V _{CC}	模拟电路电源端

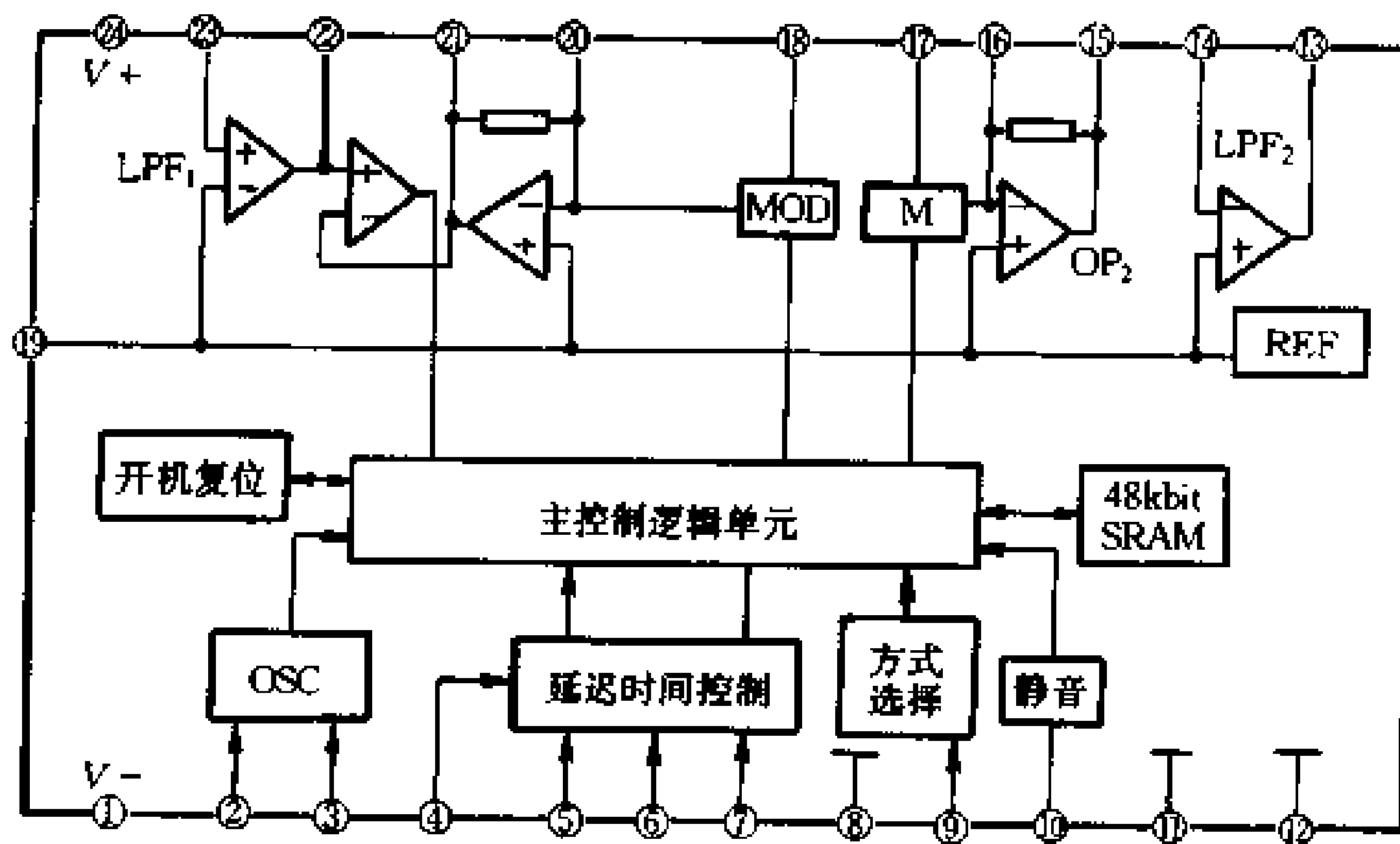


图 5-32 M65831 的内电路原理

M65831 内部的 A/D、D/A 转换也采用 ADM 调制方式，内部存储器采用容量较大的 48K 静态存储器。延时时间范围从 12.3ms 到 196.6ms 分 16 档可调，延时时间小于 100ms 时，采样频率为 500kHz，大于 100ms 时，采样频率为 250kHz。电路输出噪声仅 -92dB，总失真度为 0.30%。

M65831 的延时时间可通过引脚 4~7 设置不同的高、低电平和相互组合形成 16 档延时时间，如表 5-19 所示。

图 5-33 是用 M65831 组成的高品质数字延时卡拉 OK 电路。其中 IC₁ 组成两路话筒输入放大器，由 RP₁、RP₂ 分别调节话筒音量，话筒放大器的增益可通过电阻 R₃、R₄ 来调

节。IC₂ 作缓冲放大和音调控制，RP₃ 为低音调整电位器，RP₄ 为高音调整电位器。经音调处理后的输入信号通过耦合电容 C₁₁ 输入 M65831P 的输入电路作延时处理，回声混响次数由 RP₅ 调节。经数字延时处理后的信号与话筒输入的直通信号分别由 C₂₃、C₁₀ 耦合到 IC₅ 混合放大，组成模拟立体声信号输出，立体声伴奏音乐信号分别由 C₂₄、C₂₅ 输入 IC₅ 与话筒信号混合后由 C₃₉、C₄₀ 输出，输入功率放大器。RP₆ 和 RP₇ 分别为左、右声道伴音电平调节电位器，用来调节伴奏声与话筒声的混合比例。

表 5-19 M65831P 延迟时间状态

D ₄	D ₃	D ₂	D ₁	f	I _c
L	L	L	L	500kHz	12.3
			H		24.6
		H	L		36.9
			H		49.2
	H	L	L		61.4
			H		73.7
		H	L		86.0
			H		98.3
H	L	L	L	250kHz	110.6
			H		122.9
		H	L		135.2
			H		147.5
	H	L	L		159.7
			H		172.0
		H	L		184.3
			H		196.6

二、一体化数字延时电路 M65839

M65839 是三菱公司推出的单片一体化数字延时集成电路，它将两路话筒放大器和数字延时混响电路集成到一块大规模集成电路中。电路中包含了数字延时电路所需的 A/D、D/A 转换电路、16k 存储器 RAM、低通滤波器、直流音量控制及自动电平控制电路 ALC。只需一片 M65839SP 即可完成数码延时卡拉 OK 机的全部功能。其中 ALC 电路可避免话筒信号过强造成的饱和失真，直流音量控制可防止由引线引入的交流干扰，提高信噪比。

M65839SP 为双列 36 脚封装，内部电路原理如图 5-34，引脚功能如表 5-20 所示。主要技术参数为：工作电压 5V，时钟频率 1MHz，工作电流约 100mA；话筒放大器增益为 60dB，失真度为 0.02%，输出噪声 -75dB；延时电路的延迟时间为 131ms，失真度为 1.7%，输出电压为 5dBV，输出噪声 -85dB；线路放大器增益为 0dB，失真度为 0.02%，输出噪声 -92dB，输出电压 8dBV，输入阻抗为 32kΩ。

图 5-35 是 M65839SP 的应用电路，话筒 1、话筒 2 的增益和带宽由 3、4 脚和 8、9 脚外接的阻容元件来调节。本电路增益设定为 67dB，低端转折频率 $f_{cc} = 210\text{Hz}$ ，高端转折频率 $f_{ch} = 5.5\text{kHz}$ 。R₁、R₂ 可减小话筒插拔时的噪声。C₂、C₇ 为 ALC 时间常数设定电容。RP₁、RP₂ 和 RP₃ 分别为话筒 1、话筒 2 的音量和混响音量调节电位器，34、35、36 脚电平升高时音量增大，反之则减小，三种音量的控制也可用时钟脉冲控制，这时应将 30 脚置高电平。RP₄ 为反馈量控制电位器，使用时若出现自激，可串入 10kΩ 的电阻。RP₅、RP₆ 为左、右声道音量控制电位器。

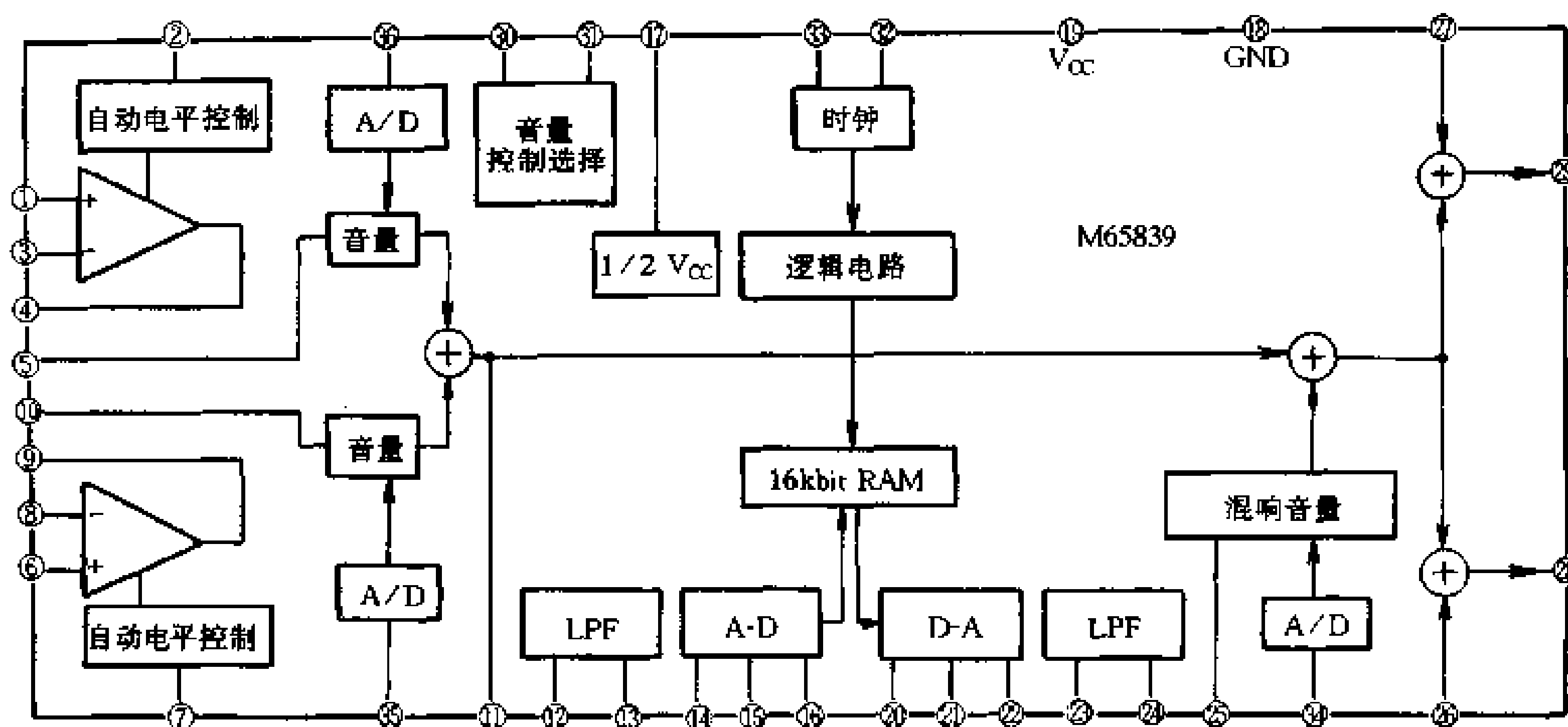


图 5-34 M65839SP 的内电路原理

表 5-20 M65839 引脚功能

脚号	符号及功能	脚号	符号及功能
1	MIC ₁ IN: 麦克风 1 输入	19	V _{CC} : 电源
2	ALC ₁ : 自动电平控制	20	DA CONT D/A: 控制
3	MIC ₁ NF IN: 麦克风 1 反馈输出	21	DA INT IN D/A: 积分输入
4	MIC ₁ OUT: 麦克风 1 输出	22	DA INT OUT D/A: 积分输出
5	MIC ₁ VOL IN: 麦克风 1 音量输入	23	LPF2 IN: 低通滤波器 2 输入
6	MIC ₂ IN: 麦克风 2 输入	24	LPF2 OUT: 低通滤波器 2 输出
7	ALC ₂ : 自动电平控制	25	ECHO VOL IN: 混响音量输入
8	MIC ₂ NF IN: 麦克风 2 反馈输入	26	R LINE IN: 右声道线路输入
9	MIC ₂ OUT: 麦克风 2 输出	27	L LINE IN: 左声道线路输入
10	MIC ₂ VOL IN: 麦克风 2 音量输入	28	R LINE OUT: 右声道线路输出
11	MIC OUT: 麦克风输出	29	L LINE OUT: 左声道电路输出
12	LPF ₁ IN: 低通滤波器 1 输入	30	VOL CONT SW: 音量控制方式开关
13	LPF ₁ OUT: 低通滤波器 1 输出	31	MIC SW: 麦克风开关
14	AD INT IN A/D: 积分输入	32	X IN: 振荡输入
15	AD INT OUT A/D: 积分输出	33	X OUT: 振荡输出
16	AD CONT A/D: 控制	34	ECHO VOL/ST: 混响音量控制/选通
17	REF: 参考中点电压	35	MIC ₂ VOL/CK: 麦克风 2 音量控制/时钟
18	CND: 地	36	MIC ₁ VOL/DT: 麦克风 1 音量控制/数据

三、新型数字延时电路 M65844AP

M65844P 是三菱公司推出的新型数字延时集成电路，它的特点是体积小、引脚最

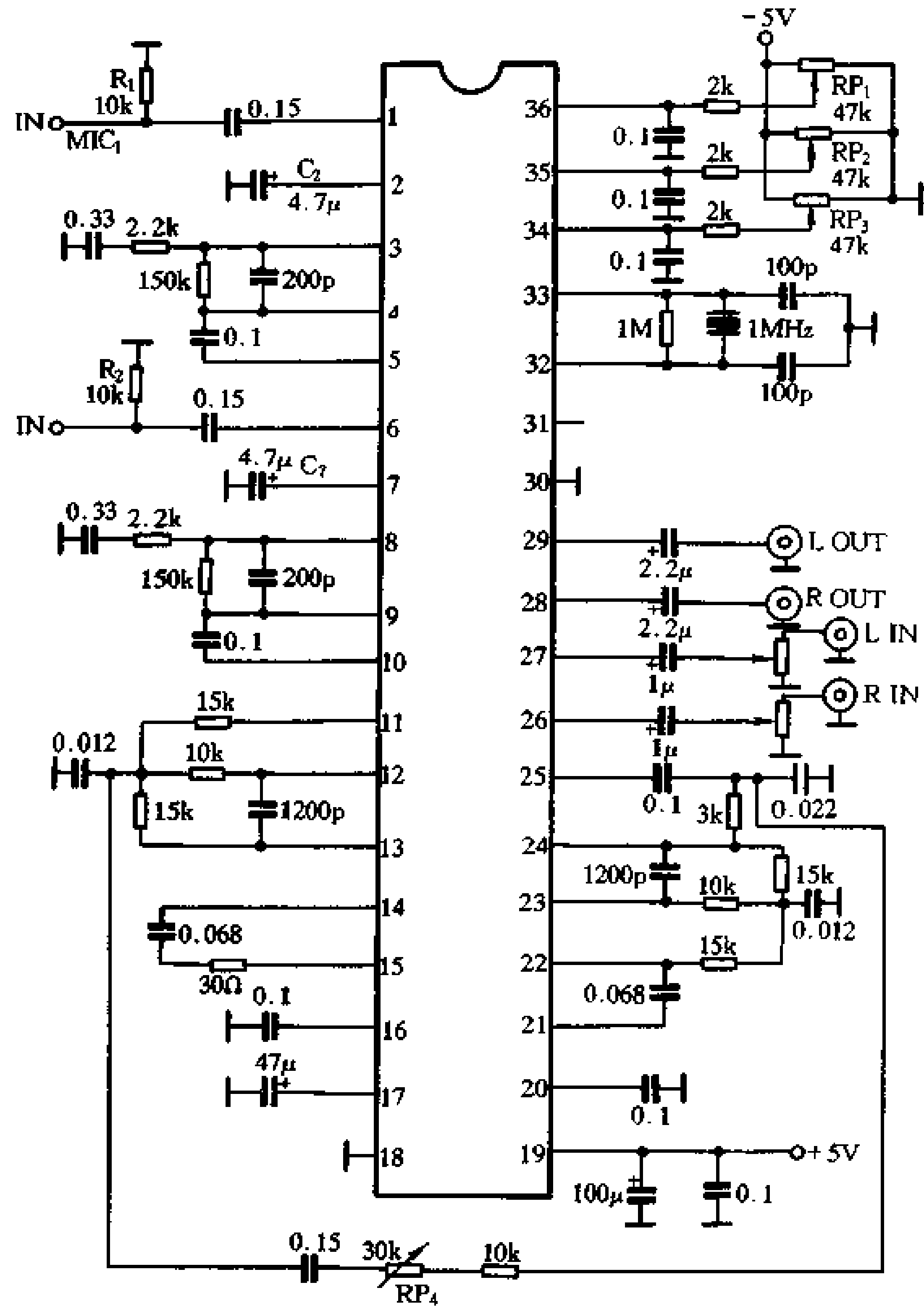


图 5-35 M65839SP 的应用电路

少、外围电路极为简单，性能十分优良。主要技术性能为：工作电压 5V，静态电流 30mA，功耗 1.2W，失真度 3.5%，输出噪声电压 -80dB，输出电压 $1.0V_{rms}$ 。

M65844P 为双列 14 脚封装，引脚功能如表 5-21 所示。内电路原理如图 5-36 所示。

表 5-21 M65844 引脚功能

脚号	符号	功能	脚号	符号	功能
1	LPF1 IN	低通滤波器 1 输入端	8	LPE2 OUT	低通滤波器 2 输出端
2	LPE1 OUT	低通滤波器 1 输出端	9	LPF2 IN	低通滤波器 2 输入端
3	OP1 OUT	运放 1 输出端	10	OP2 OUT	运放 2 输出端
4	OP1 IN	运放 1 输入端	11	OP2 IN	运放 2 输入端
5	CC1	D/A 变换器电流控制	12	REF	基准电压端，约 $1/2V_{CC}$
6	CC2	A/D 变换器电流控制	13	CLOCK	时钟振荡器外接 R、C 端
7	GND	接地端	14	V_{CC}	电源端(4.5~5.5V)

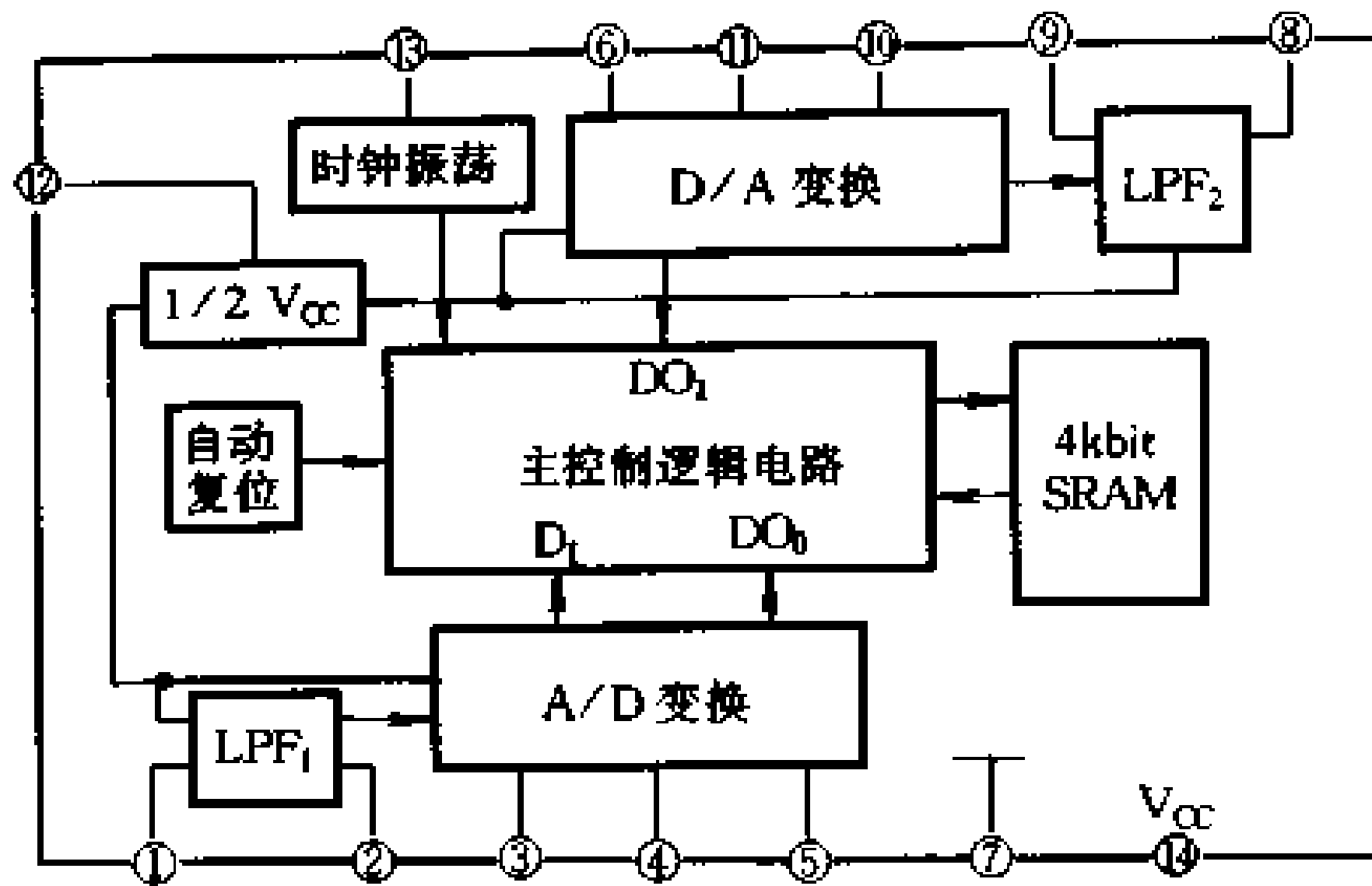


图 5-36 M65844P 的内电路原理

图 5-37 是 M65844P 的典型应用电路，话筒放大器的输出信号由 1N 端通过 1 脚输入 IC，经过延时处理后的信号由 8 脚输出，经 $1\mu\text{F}$ 的耦合电容送往后续的混合放大器与直通信号混合。反馈信号经 R_1 和 RP_1 调节后反馈至输入端， R_1 是为了防止 RP_1 调到最小阻值时导致反馈过强而出现的自激现象。

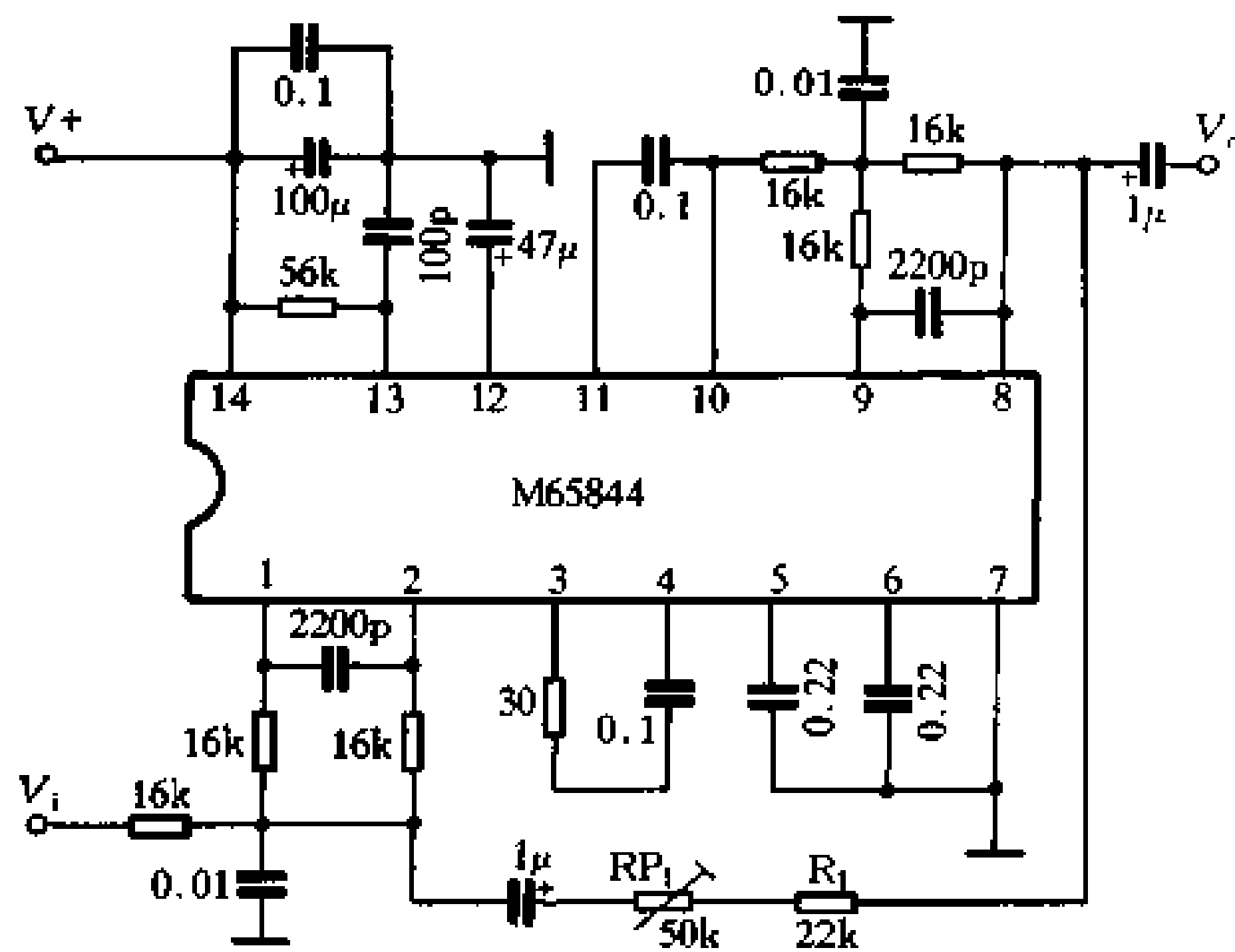


图 5-37 M65844P 的应用电路

5.2.6 音场效果处理器 MS381

SRS 环绕声技术使用两只音箱就能产生出具有三维空间感的环绕声场(见家庭影院音响系统一章)。但由于这种电路价格昂贵，仅在家庭影院音响系统中采用。MS381 是一种价廉而且效果较好的音场处理集成电路，它能够再现实际声场中各个声源的方位和空间分布，营造出的三维空间环绕声场非常自然逼真，使人有身临其境的强烈感觉。

MS381 具有三项功能：可将单声道信号转换为模拟立体声信号；可工作于立体声直通状态；可工作于空间立体声状态。

MS381 的应用电路及工作原理如图 5-38，该电路仅使用其中的 2、3 两项工作状态。

双声道立体声信号经耦合电容 C_1 、 C_2 输入 IC_2 ，经内部电路缓冲放大后，左右声道信号各分两路，其中一路增益为 0dB，由 3、16 脚直接输出作为向音箱输出的主信号 L 与 R；另一路信号送入有源移相器进行移相，同时有源移相器通过电阻 R_9 及 RP 实现两声道间的反相位串音，产生互差信号(L - R)及(R - L)。这两个互差信号通过 IC 内部的电子选择开关分别从 6 脚与 13 脚输出，其中 6 脚输出的信号与 3 脚输出的主信号混合成为左声道信号；13 脚输出的信号与 16 脚输出的主信号混合成为右声道信号。将左右声道的混合信号分别送入相应的功放电路放大后，最后由两个音箱放出的信号中就包含了 L + R、L - R、R - L 信号。这正和 SRS 的原理相仿，从而就可实现用两只音箱产生具有三维空间感的环绕声场的功能。

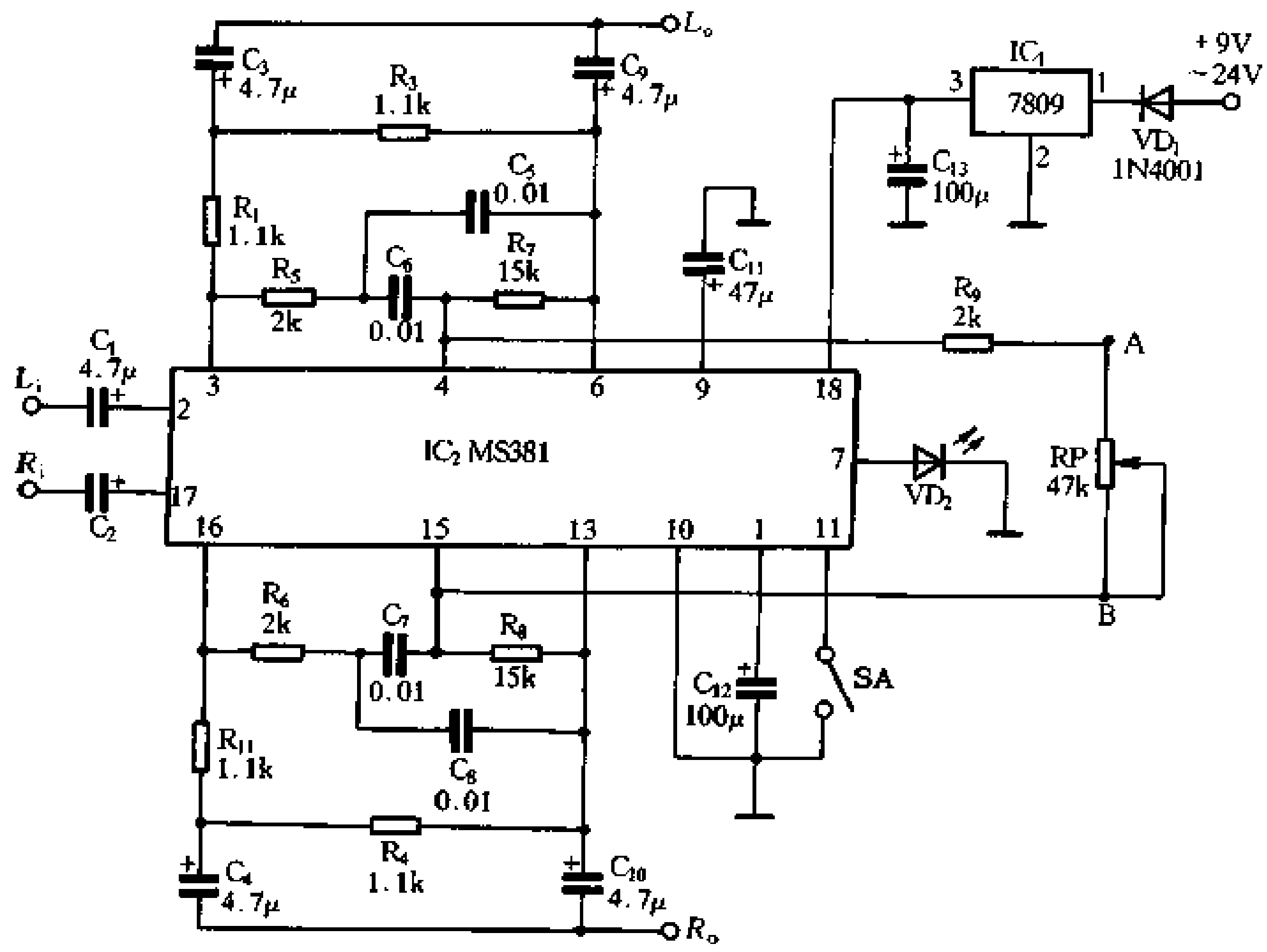


图 5-38 音场效果处理电路

电路中，SA 为工作状态选择开关，当 SA 断开时， IC_2 的 11 脚为高电平，电路工作于空间立体声状态；当 SA 闭合时， IC_2 的 11 脚被置于 0 电平，电路处于直通的立体声工作状态，此时，立体声信号由 2、17 脚输入后经内部电子选择开关直接从 3、16 脚和 6、13 脚输出。7 脚外所接发光二极管 VD_2 用来指示空间立体声工作状态。

IC_2 的外围元件中， R_5 、 R_7 、 C_5 、 C_6 ； R_6 、 R_8 、 C_7 、 C_8 与 IC_2 内部的运算放大器构成有源移相器，相移程度可以通过改变 R_7 (R_8) 的阻值来调节，阻值大则相移大，反之则小。 C_{11} 为 IC_2 内部电子开关的缓冲电容，用来消除选择开关切换时产生的噪声， C_{12} 为 IC_2 内部参考电源的退耦电容， C_{13} 为电源滤波电容。

电路中的 IC_1 是三端集成稳压电路 7809，外接二极管 VD_1 用来防止电源反接。

该电路可以作为音响电路的组成部分，也可用于改造原有的音响器材如 CD、VCD、录音机、功率放大器等。由于电路耗电仅十几毫安，故可利用原机内电源经 IC_1 降压处理

后供电。电路的调整也较简单，断开 SA，调节 RP 使所放音场符合自己的满意程度即可。

MS381 的电参数为：工作电压范围为 4.5~16.5V，典型值为 8.5V；工作电流消耗：立体声工作状态为 4.5mA，空间立体声工作状态时为 15mA；总谐波失真为 0.10% (f : 40Hz~16kHz)。

第六章

音箱的设计与制作调试

音箱是一个音响系统的喉舌，声音信号的重放，最终都要通过音箱再现出来。因此，音箱的质量对整个音响系统的放音质量影响很大。当音箱所使用的扬声器确定以后，音箱的质量就取决于音箱的设计、制作和调试了。

音箱的设计、制作、调试是一项复杂细致的工作，尤其在音箱设计制作的后期阶段，往往缺乏必要的测试手段，而不能对自制的音箱进行较为准确合理的测量和调整，在本章节，我们介绍一些音箱的设计和制作以及调试方法。

6.1 声音的基本特性

6.1.1 声音的产生和传播

我们生活在“声音”的世界中，声音是如何产生的呢？实验证明，一切声音都是由物体的振动产生的。我们把发出声音的物体叫“声源”。从声源发出的声音需要空气等物质的传播，才能到达人耳被我们听到。

声音是一种波，可用振幅和频率来描述它的特性。声音不但可以在空气中传播，也可以在各种气体、固体和液体中传播。声音的传播速度与波长、频率之间有以下关系：

$$\text{波长}(\lambda) = \frac{\text{声速}(\text{m/s})}{\text{频率}(\text{Hz})} (\text{m})$$

声音的传播速度与媒质有关，例如，声音在空气中传播速度约为 334m/s，而在常温的水中的速度约为 1450m/s。

6.1.2 声音的反射和绕射

声音在传播过程中遇到了障碍物，就会被障碍物反射回来。我们在空旷的山谷中大声的喊叫听到声音被反射回来的回声，就是声音的反射现象。我们会听到回声要持续一段时间才会消失，这种现象叫做混响。声源停止发声到房间的声压减弱到原来的声压百万分之一的这段时间，叫做这个房间的混响时间，房间的混响时间与房间的总吸音量有关。

当空间的大小与声音波长的一半成一定比例时，就会形成驻波。驻波在声学中有很大的作用，音箱设计时，有时要利用一部分驻波，而有时就要采取措施来抑制驻波。

当障碍物尺寸远大于波长，则对声波发生明显的反射；若障碍物尺寸与波长相等，声波则绕过障碍物而无反射，这种现象叫作声波的绕射。若障碍物远小于波长，它基本上不影响声波的传播。

6.1.3 声音的主要物理量及常用电声学名词

一、声压级

声压是通过空气中的分子振荡而产生的静压强的变化量。我们能感觉到的声压范围在 $2 \times 10^{-5} \text{N/m}^2 \sim 20 \text{N/m}^2$, 通常以对数表示, 单位为分贝 (dB), 声压 $2 \times 10^{-5} \text{N/m}^2$ 是 0dB。

二、复合音

复合音有两种含义: 一是指包含几种不同频率的单一正弦成分的复合声波; 二是指多于一个音调特性的声音。

三、基音

复合音中, 频率最低的一个成分称为基音。

四、泛音

在复合音中, 频率比基音高的所有分音统称泛音, 按频率从低到高依次称第一泛音、第二泛音等。

五、声质量

具有刚性管壁的短管, 其半径与长度均比波长小很多, 则管内各部分空气的振动近似同相位, 因此可以把管内空气看作在进行整体振动。这样的管子可以看作一个声质量元件。声质量定义为管内空气质量除以管子截面积的平方, 用 M_A 来表示, 单位为 kg/m^4 。

六、声顺(声容)

一个具有刚性壁的腔体, 体积为 V_0 , 内充密度为 ρ_0 的空气。若其各方面的尺寸比波长小得多, 则腔内各部分的空气的压缩和膨胀都近似同相位, 可以把腔体看成一个均匀的弹簧, 这样的腔体可以看作声顺元件, 其值可以用下式表示:

$$C_A = \frac{V_0}{\rho_0^2} \text{m}^5/\text{N}$$

式中 C_A 为声顺, 声顺 C_A 的倒数称声劲度。

七、声阻

在声学装置中, 由于空气具有粘滞性, 会使声质量振动产生阻尼。这种阻尼作用的元件称声阻。一个实际的声阻元件, 常常同时具有声质量, 仅当声质量作用很小时, 才可看成单纯的声阻。如丝绸、毛毯、小口径管子、狭缝等都是电声器件中常用的声阻元件。声阻常用 R_A 表示, 单位为声欧: $1 \text{ 声欧}(\Omega) = 1 \text{N} \cdot \text{S}/\text{m}^5$ 。

八、白噪声

它是指在宽广的频率范围内与等带宽能量相等的噪声, 也即在线性频率坐标中, 其能

量分布是均匀的。在对数频率坐标中，其能量分布每一倍频程上升 3dB。“白”字是从光谱学名词中借用来的，表示各频率能量分布是均匀的。

九、粉红噪声

它是指在宽广的频率范围内等比例带宽能量相等的噪声。也即在对数频率坐标中，其能量分布每一倍频程下降 3dB。“粉红”两字是从光谱学名词中借用来的，表示相对于白噪声而言低频成分较多的意思。

6.2 扬声器的技术参数及测试方法

6.2.1 扬声器的种类

我们常用的扬声器一般有动圈式、带式、静电扬声器等几类，其中应用最广泛的是动圈式电动扬声器。

一、动圈式扬声器

1. 锥盆扬声器

低音扬声器一般均采用锥形振膜，振膜材料有纸质、聚丙烯、金属、防弹布等材料。振膜材料不同，扬声器表现出的音色也不同，但人们普遍认为纸振膜的扬声器音质最好。纸质振膜缺点也很明显，例如容易受潮，刚性不足等，但是现代科技对纸进行如加入羊毛、喷胶、做成三层结构的振膜等技术处理，使纸质振膜各项物理性能得到改善。

2. 球顶扬声器

球顶型扬声器一般用于中高音单元。球顶扬声器的振膜是一个半球的形状，球形振膜其外形面具有刚性，其刚性在高频中保留不变，只是在听觉范围之外才出现切割振动。球顶的尺寸虽然很小，但是其辐射角度却很大，而且它的频率也较高。

球顶扬声器的振膜一般用具有持续弹性的阻尼材料如金属、塑料、织物等材料制作。如铝膜、钛膜、丝绸膜等。一般来说，金属膜球顶单元的音色富有光泽，织物球顶(软球顶)单元的音色细腻，而金属膜与织物复合材料的球顶单元具有软硬球顶振膜两者兼备的音色。

二、带式扬声器

带式扬声器是电动扬声器的一种，用于高音单元，具有很高的频率上限和很宽的频响范围。带式扬声器一般阻抗较低，需要阻抗变换器与放大器匹配。目前国内市场有惠威生产的阻抗为 6Ω 的带式高音单元，无需使用阻抗变换器，型号为 R₁、R₂。

6.2.2 扬声器的主要技术参数和测量方法

一、扬声器的主要技术参数

1. 额定功率

(1) 标称功率：扬声器的非线性失真不超过规定值时馈给它的功率。标称功率取决于失真值，是最低的功率标注。如一只扬声器标注谐波失真为 3%，而其在 5W 时失真正好为 3%，那么它的标称功率就为 5W。

(2) 额定噪声功率：扬声器在 100 小时内长期工作而没有过热和机械损伤，这时的功率称为额定噪声功率，此值与失真无关，比标称功率大 2~3 倍，标注为 P_{max} ，一般扬声器大多标注此值。

(3) 短期功率：扬声器在小于或等于 1 秒内，所承受不会引起其永久性机械损伤的最大功率。

(4) 音乐功率：表示不使扬声器受到损坏的情况下，主观听感上没有明显的失真和永久性损伤的短期正弦信号的输入功率。

2. 阻抗

扬声器的标称阻抗有 16Ω、8Ω、4Ω 等，这些值一般是在音圈直流电阻的基础乘以 1.4 至 1.6 倍得出的。音圈上存在着电感，其阻抗随频率的升高而增加，图 6-1 是扬声器的阻抗示意图。

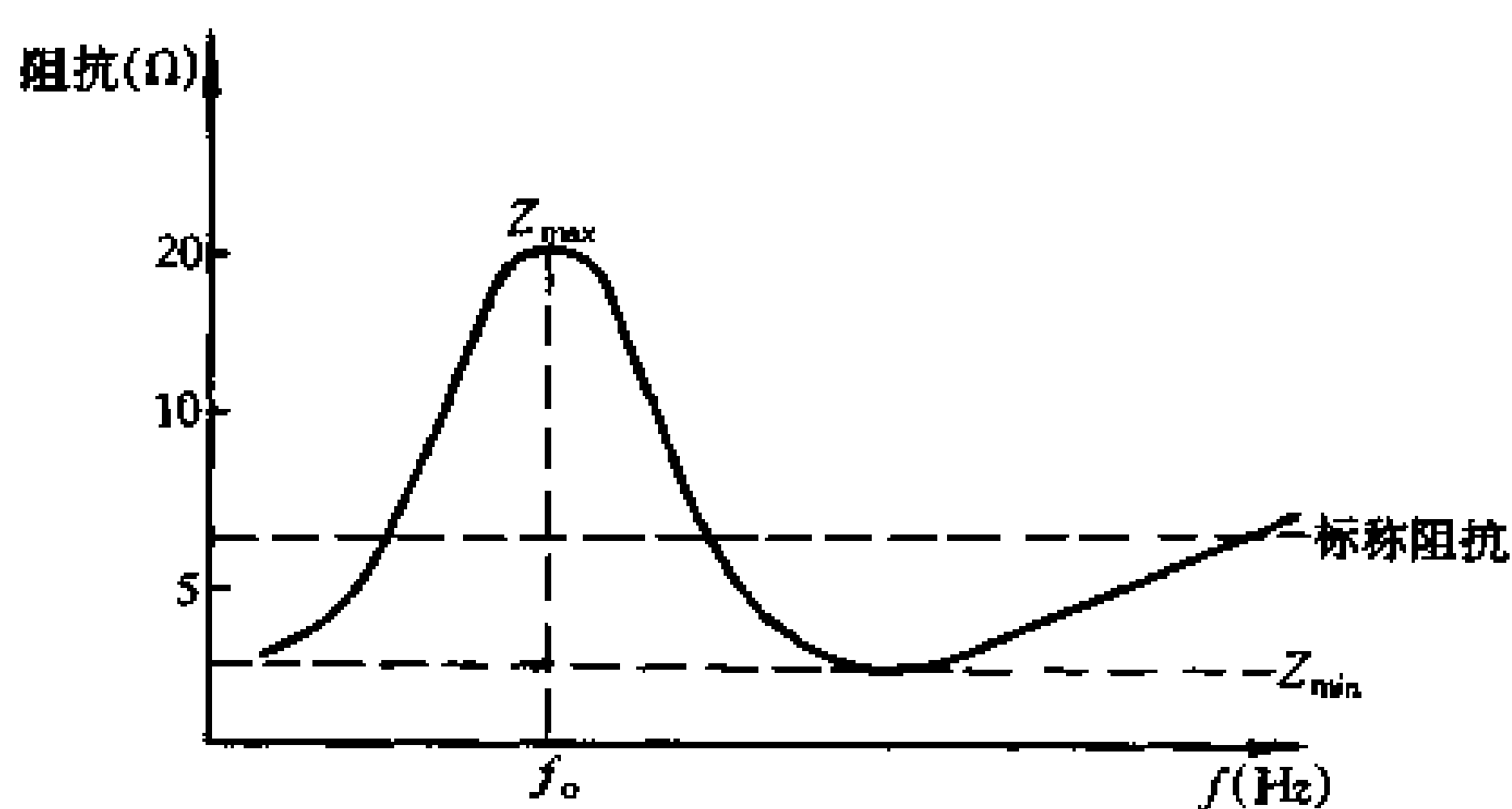


图 6-1 扬声器阻抗曲线

3. 音圈电感

音圈电感在设计分频器要用到，一般应在扬声器的参数表中给出。

4. 谐振频率 (f_0)

扬声器第一次达到其最大阻抗时频率。谐振频率在其参数表中给出，也可以用仪器测量。

5. 频率特性

频率特性曲线表示扬声器与频率相关的声压级。曲线的测量需要专用仪器，一般在参数表中给出。图 6-2 是扬声器频率特性示意图。

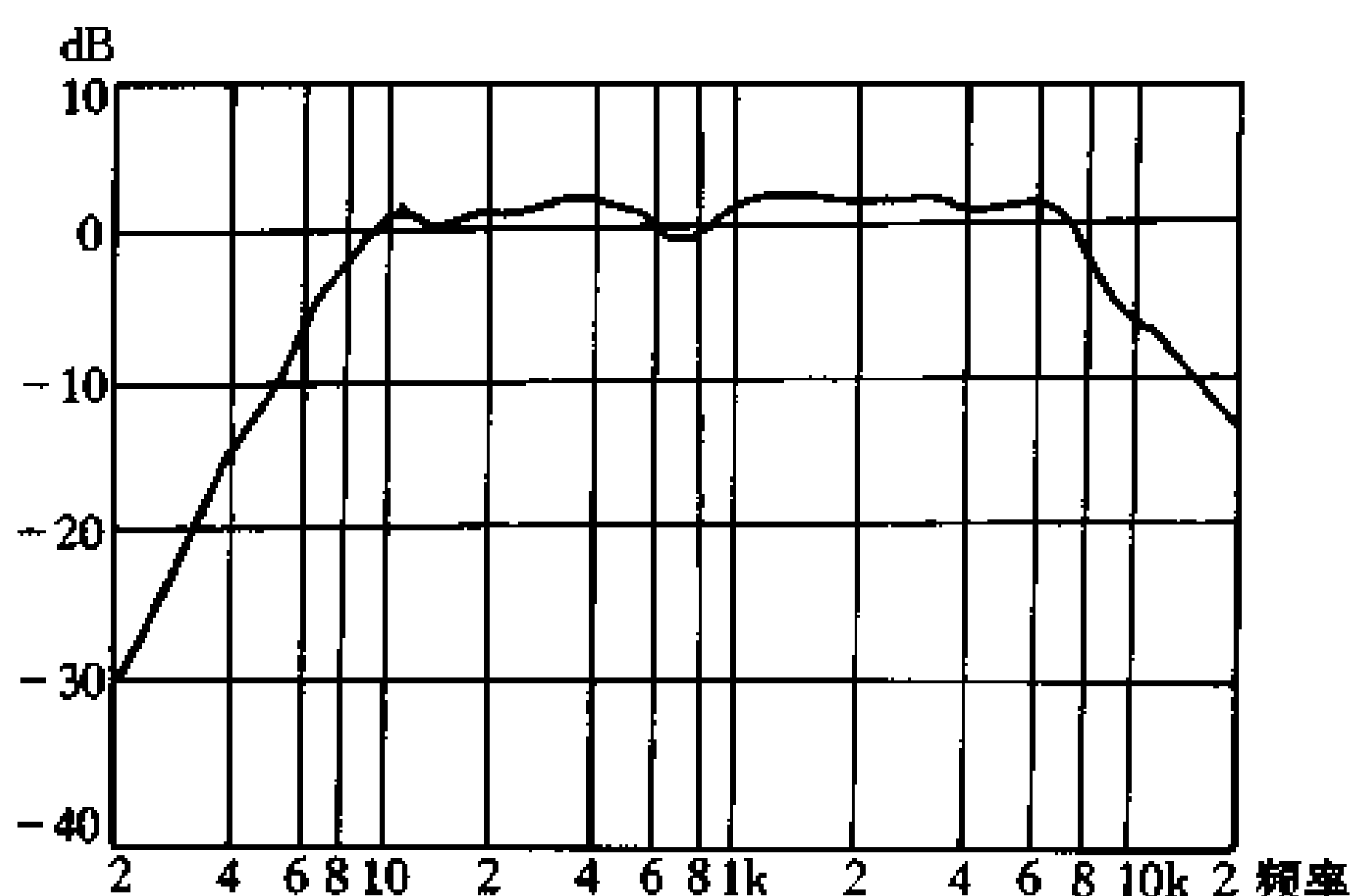


图 6-2 扬声器频率特性

一般情况下扬声器给出的频率范围是平均声压至 -10dB 时的频率。有时以扬声器的谐振频率作为低频下限，此时谐振频率的声压低于平均声压 6dB 。

6. 灵敏度

向扬声器馈入 1W 电功率，在扬声器正面 1 米距离所测得的声压，是其有效频率范围内的声压即灵敏度。灵敏度在其参数表中给出。

7. 失真

扬声器的失真包括谐波失真和互调失真，高保真扬声器其失真在 3% 以下，高级产品小于 1% 。另外，相位失真应尽量的小。

8. 指向特性

指向特性曲线一般同扬声器频率特性曲线(轴向)一起给出，是指偏离轴向 30° 的频响曲线，我们要求指向特性尽量宽广。

9. 等效振动质量(M_{ms})

该值可在参数表中查到，也可以用一些方法测量。

$$M_{ms} = M_J + M_Q + M_K$$

式中： M_J ——纸盆锥体质量；

M_Q ——线圈质量；

M_K ——振动锥体空气负载重量。

$$M_K = 8/3\rho\gamma^3,$$

式中： ρ ——空气密度($1.2 \times 10^{-3}\text{g/cm}^3$)；

γ ——锥体半径(cm)。

10. 品质因数(Q_{TS})

Q_{TS} 值在参数表中给出，也可以测量。

$$Q_{TS} = \frac{Q_{MS} \cdot Q_{ES}}{Q_{MS} + Q_{ES}}$$

式中： Q_{MS} ——机械品质因数；

Q_{ES} ——电气品质因数。

11. 振动半径(R_D)

振动半径是扬声器的振膜的半径加上一半的折环宽度。此数据在参数表中给出，可以根据此值求出有效振动面积。

12. 力顺(C_{MS})

力顺是指振膜悬挂的松紧度，以 m/N 为单位。力顺越大，膜片就悬挂越松，在相同振动质量的情况下，其谐振频率就越低。

$$C_{MS} = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 M_0}$$

13. 等效容积(V_{AS})

V_{AS} 值在扬声器参数表中给出，也可以测量。音箱设计中用到两只同样的扬声器时(如并联或串联)，可以看作一个 V_{AS} 值加倍的扬声器，而其 f_0 和 Q_{TS} 值不变。

14. 磁感应强度、磁通量

这两个参数是衡量扬声器磁路品质的数据，扬声器的参数表中一般不给出。

15. BI 因数

BI 因数值大，是扬声器高效的先决条件，振膜固有谐振阻尼也较大。若 BXI 值太大，会使低音较弱； BXI 值太低，会使其固有谐振升高，并且使低音脉冲特性很差。合适的 BI 因数取决于音箱的工作原理。BI 因数单位是特斯拉一米。

16. 瞬态特性

瞬态特性是指扬声器对脉冲信号的跟随能力。

17. 累积衰变频谱

绘制累积衰变频谱由专用测试系统完成。它表示扬声器在有效频率范围内从起振到停振的时间。这种图看起来很像一个瀑布，所以人们有时也称它为瀑布图。

二、扬声器主要参数的测量方法

我们这里所说的扬声器主要参数是指在音箱设计中需要用到的几个参数。谐振频率

f_0 ，等效容积 V_{AS} ，扬声器的 Q_{TS} 值这三个参数是计算箱体容积及音箱低频响应的关键。另外，我们还需要知道扬声器的频响宽度、灵敏度、阻抗特性曲线、额定阻抗、直流电阻、机械品质因数 (Q_{MS})，电气品质因数 (Q_{ES})、振动面积、振动质量以及额定功率等，如果知道以上参数，可以说非常全面了。这些参数通常生产厂家给出，但有时其参数给的不全面或单元的离散性较大，需要自己进行单元配对时，就需要自己测量了。测量单元参数一般需要专用的 LMS 测试系统，如果没有条件，我们自己测量时，需要以下仪器：一台音频信号发生器、一台精度较高的数字万用表 (如 4½ 位的 DT930F+)、一台晶体管毫伏表、一台功放、一个函数计算器。

测量扬声器阻抗曲线的电路连接图见图 6-3。测量步骤和计算方法如下：

- (1) 用数字万用表测出被测单元的直流阻值 R_0 。
- (2) 测量振膜的直径，再加上折环宽度的 ½，即为其有效振动直径。
- (3) 把扬声器悬挂在自由场中，远离反射面并保证在测量过程中扬声器振膜不会受外力影响。

(4) 连接测量电路，暂不接扬声器，在扬声器的位置上连接一只 10Ω 的电阻，将信号发生器调到较低频率处，调节功放输出功率，使 10Ω 电阻上的电压为 $0.1V$ ，并记下此时 $1k\Omega$ 电阻上的交流电压 V_1 。

(5) 取下 10Ω 电阻接上扬声器，调节信号发生器频率在 $20Hz \sim 70Hz$ 之间，使得扬声器测得的电压值最大，记下此时所对应的信号频率。此时的信号频率即为扬声器的谐振频率 f_0 。

(6) 调节功放输出功率，使得 $1k\Omega$ 电阻上的电压等于 V_1 ，并记下扬声器上的电压值 V_2 。 V_2 值便是对应扬声器在 f_0 处的阻抗最大值 Z_{MAX} 。

例如： $V_2 = 0.5V$ ，则 $Z_{MAX} = 50\Omega$ 。

(7) 根据测试结果计算：

$$R_0 = Z_{MAX} / R_e$$

$$R_f = \sqrt{R_0 \cdot R_e}$$

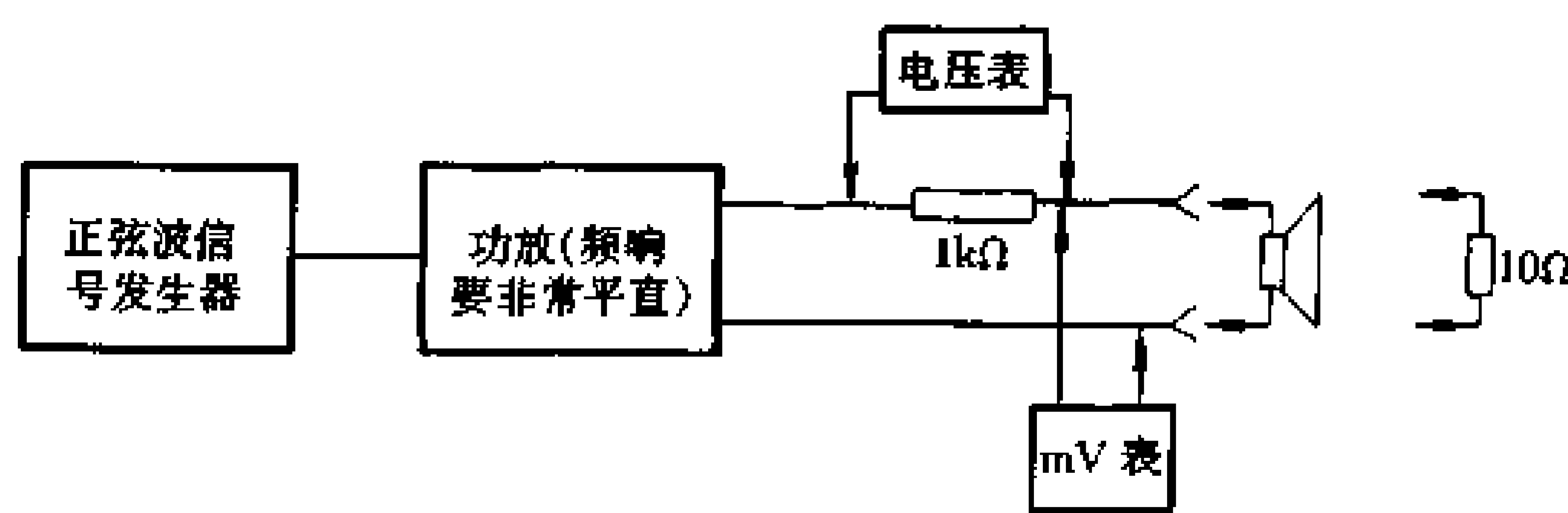


图 6-3 扬声器参数测量线路

根据计算结果找出 f_1 和 f_2 ， f_1 和 f_2 在阻抗曲线上所处位置对应于 R_f ，见图 6-4 所示。

机械品质因数： $Q_{ms} = \sqrt{R_0} \cdot f_0 (f_2 - f_1)$ ；

电气品质因数： $Q_{es} = Q_{ms} / (R_0 - 1)$ ；

总品质因数： $Q_{ts} = Q_{ms} / R_0$ 。

(8) 将被测扬声器装在一个已知净容积为 V_B 的倒相式箱体上，箱内不能铺设吸音材料，否则测量结果将不准确。采用前面的测试线路，测出如图 6-5 所示的扬声器在倒相箱中的阻抗曲线所对应的三个频率点 f_L 、 f_B 和 f_H ， f_L 和 f_H 是测得扬声器上最大电压时的频率， f_B 是测得扬声器上最小电压的对应频率，扬声器的等效容积 V_{AS} 的计算公式为：

$$V_{AS} = \frac{(f_H^2 - f_B^2)(f_B^2 - f_L^2)}{f_H^2 f_L^2} V_B$$

(9) 计算扬声器的顺性(力顺) C_{ms} (M/N)： $C_{ms} = \frac{V_{AS}}{1.4 \times 10^5 \times S^2}$

式中： V_{AS} 的单位是 m^3 ， S 为有效振动面积(m^2)。

(10) 计算扬声器的等效振动质量 M_{ms} ： $M_{ms} = \frac{1}{(6.28 \times f_0)^2 C_{ms}}$ (kg)。

(11) 计算 BI 值： $BI = \sqrt{6.28 \times f_0 \times M_{ms} \times R_e / Q_{es}}$ 。

(12) 计算扬声器的灵敏度： $R_{eff} dB = 112 + 10 \lg (9.6 \times 10^{-7} \times f_0^3 \times V_{AS} / Q_{es})$ 。

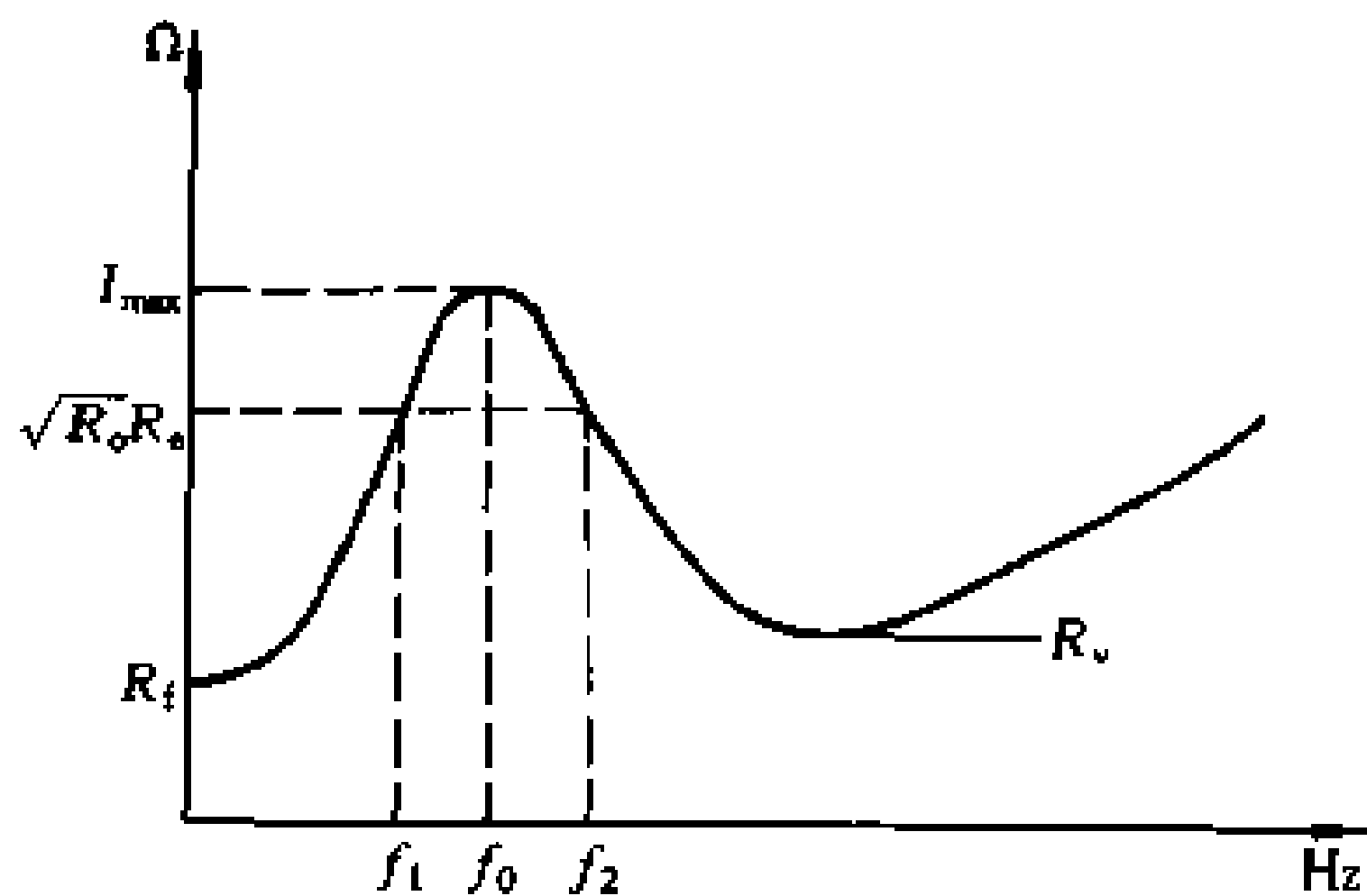


图 6-4 扬声器谐振频率特性

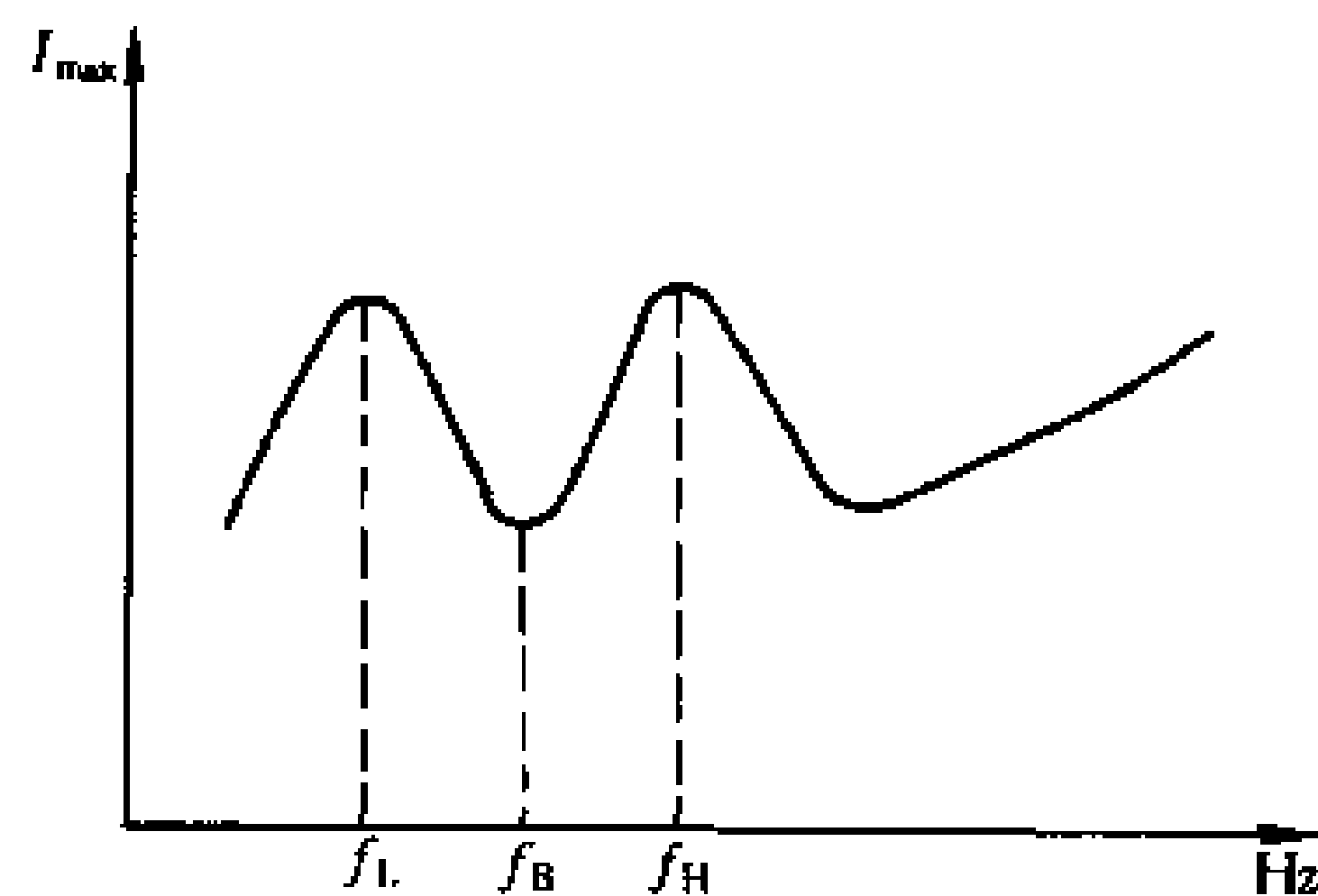


图 6-5 扬声器等效容积特性

为了保证测试结果的准确性，我们要求所使用的仪表具有较高的精度，可以多次测试以减小测量误差。在测量扬声器的 V_{AS} 时所用的测试箱体的净容积要力求准确，扬声器所占体积、倒相管所占体积均要考虑进去，测量用箱体的容积减去它们所占的体积为净容积。另外在测量 V_{AS} 时要注意整个箱体的气密性，要求箱体的各条接缝、扬声器安装孔处应很好的密封，否则其测量参数会产生很大的误差。

6.3 音箱的设计与调试

我们设计音箱的目的是为了低音的重放。我们根据扬声器的参数设计出最佳容积，然后确定出合理的内部尺寸。音箱有多种结构形式，有倒相式、密闭式、带通式、号筒式、传输线式以及空纸盆式等许多类型，而最常见的和应用最多的是倒相式和密闭式音箱。图 6-6 是 3 种音箱的内部结构示意图。

音箱的设计方法通常有两种，一种是声电类比法，一种是 Thiele/Small 法。

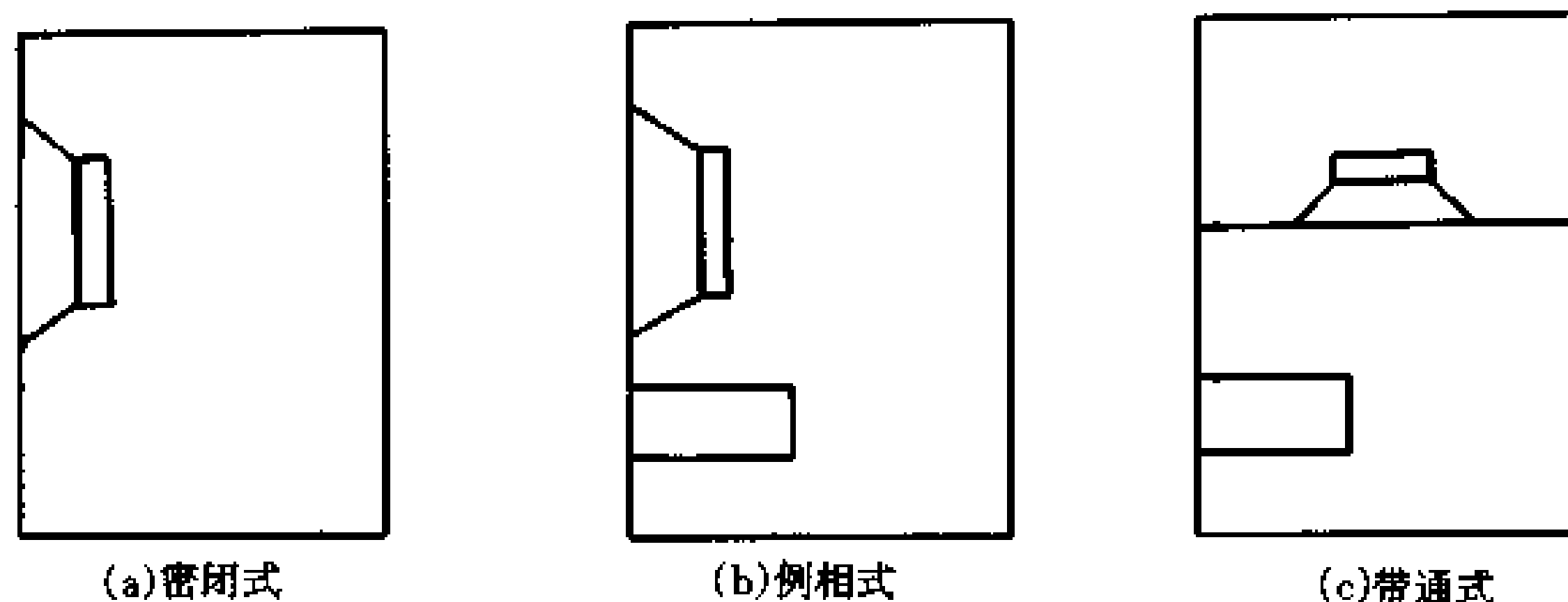


图 6-6 三种常见音箱的结构

6.3.1 密闭式音箱的设计与调试

一、声电类比法设计密闭式音箱

密闭式音箱是利用一个密封的箱体将扬声器前后声辐射完全隔开，有效地防止了声短路，类似于无限大障板。由于扬声器装入闭箱后受箱内空气力顺和阻尼的影响，品质因数和谐振频率都要发生变化。在箱体较大的情况下，箱体的影响通常不太大，箱体的谐振频率主要由扬声器的谐振频率决定(但箱体的谐振频率 f_c 总是大于扬声器谐振频率 f_0)，而当箱体较小时，空气力顺将对 f_c 起主要作用。密闭式音箱在谐振频率范围内的瞬态响应好于倒相式音箱，但是它只利用了扬声器的一面声辐射，因而效率较低，其声压一般比倒相箱低约 3dB。

1. 扬声器的选择

密闭式音箱对扬声器没有严格的要求，选择扬声器时要注意以下几点：

- (1) 扬声器的谐振频率和 Q_{ts} 值应尽量满足 $f_0/Q_{ts} = 40 \sim 80$ 。
- (2) 为了在较小容积的箱体下获得较好的低频响应，应选用高顺性、等效振动质量大、谐振频率低的扬声器。
- (3) 要合理选择扬声器的口径，由于密闭箱的容积与扬声器等效振动半径的四次方成正比，因此在其它性能指标能满足的情况下应选用口径较小的单元，以免箱体过大。
- (4) 选择合适的 Q_{ts} 值。 Q_{ts} 值大，表示其振动系统阻尼小，系统的振动不易停止，在 f_0 处的输出声压较大； Q_{ts} 值小，表示其阻尼大，系统的振动能够很快停止，在 f_0 处的输出声压较小。为了保证系统的瞬态特性优良，我们必须选用品质因数不太大的扬声器。我们可以通过选择不同的箱体 Q_{tc} 值，来获得合适容积的箱体和较好的低频响应与瞬态特性。

2. 给定音箱谐振频率的设计方法

当我们知道了扬声器的谐振频率 f_0 、等效振动质量 M_{ms} 、品质因数 Q_{ts} 和等效容积 V_{AS} 后，就可以进行密闭箱的设计了。

扬声器在装入音箱后，其顺性 C_{MS} 与箱内的密闭空气的顺性 C_{MV} 相串联，其等效电

路如图 6-7 所示。音箱的总顺性 C_{MS} 可以由以下的公式计算： $C_{MS} = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 M_{MS}}$ 。

(1) 我们先假设一个箱体容积 V_B ，然后计算箱内密封空气的顺性： $C_{MV} = \frac{V_B}{\rho C^2 S_D}$

式中： V_B ——箱体的净容积 m^3 ；

ρ ——空气密度： $1.2kg/m^3$ ；

C ——声速： $334m/s$ ；

S_D ——振膜面积 m^2 。

(2) 计算箱体的总顺性： $C_M = \frac{C_{ms} \cdot C_{mv}}{C_{ms} + C_{mv}}$ 。

(3) 计算扬声器装箱后的谐振频率： $f_B =$

$$\frac{1}{2\pi \sqrt{C_M \cdot M_{ms}}}$$

计算出 f_B 后，我们可以看 f_B 是否符合要求。如果 f_B 偏高，可适当加大箱体的容积，重新计算，直到 f_B 合适，而且箱体体积能接受为止。

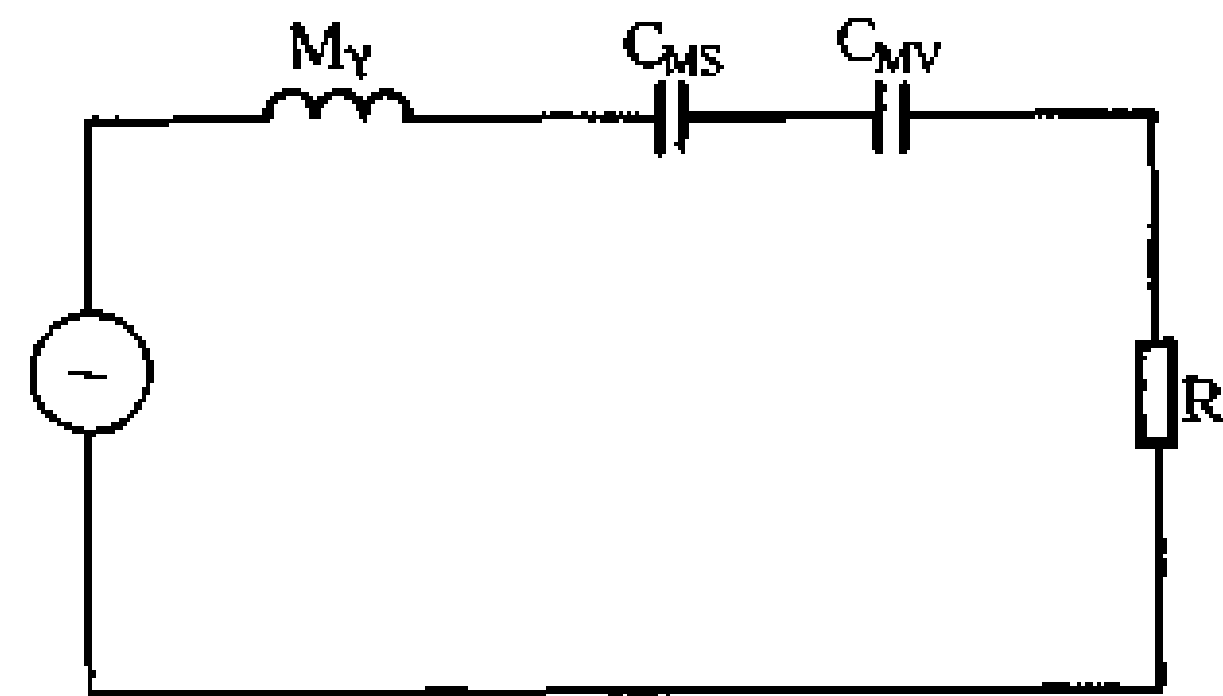


图 6-7 密闭箱的等效电路

3. 设箱体谐振频率为扬声器谐振频率 n 倍的设计方法

我们假设箱体谐振频率为扬声器谐振频率的 n 倍，忽略箱体的形状、大小等因素的影响，可用下式计算箱体容积： $V_B = 3.5 \times 10^4 \frac{R_D^4}{M_{ms} f_0^2 (n^2 - 1)}$ (m^3)

箱体的 $Q_{tc} = nQ_{ts}$ ， R_D 单位是 m 。

从上面的式子可以看出，箱体容积与扬声器口径的四次方成正比，假若其口径相同的情况下，等效质量越大，箱体容积就越小。

4. 给定音箱 Q_{tc} 值的设计方法

扬声器装入音箱后，其品质因数会发生变化，一般都将增大。一般音箱需要接入分频器，而分频器电感线圈存在的电阻也会使扬声器的品质因数产生变化，当我们近似估计频率特性时，一般可以忽略分频器的影响。

扬声器箱的 Q_{tc} 值是表示扬声器在其谐振频率点振动系统的阻尼状态和振幅的参数， Q_{tc} 值对扬声器的低频特性有较大的影响。当 Q_{tc} 值为 $0.5 \sim 0.7$ 时，其瞬态响应较好；当 Q_{tc} 值高于 1 时，瞬态响应将变坏。这个情况同样适用于密闭音箱的 Q_{tc} 值对低频响应的影响，图 6-8 是不同 Q_{tc} 值时的频率特性。

由图 6-8 可以看出， Q_{tc} 为 0.5 时，其瞬态特性较好，但其能重放的低频下限较高； Q_{tc} 值高于 1 时，其低频谐振较强，瞬态特性变坏，使声音模糊不清；当 $Q_{tc} = 0.7$ 时，其瞬态响应比较好，而且其低频响应也较宽。最佳的 Q_{tc} 值应依情况而定， Q_{tc} 值一般可以取 0.7 为最佳值，当我们确定了密闭箱的 Q_{tc} 值以后，可以用下面的式子计算出容积：

$$V_B = 1.4 \times 10^6 \frac{R_D^4}{\left[\left(\frac{Q_{tc}}{Q_{ts}} \right)^2 - 1 \right] 4\pi^2 f_0^2 M_{ms}}$$

式中： R_D 为等效振动半径， Q_{ts} 值 $< Q_{tc}$ 值。

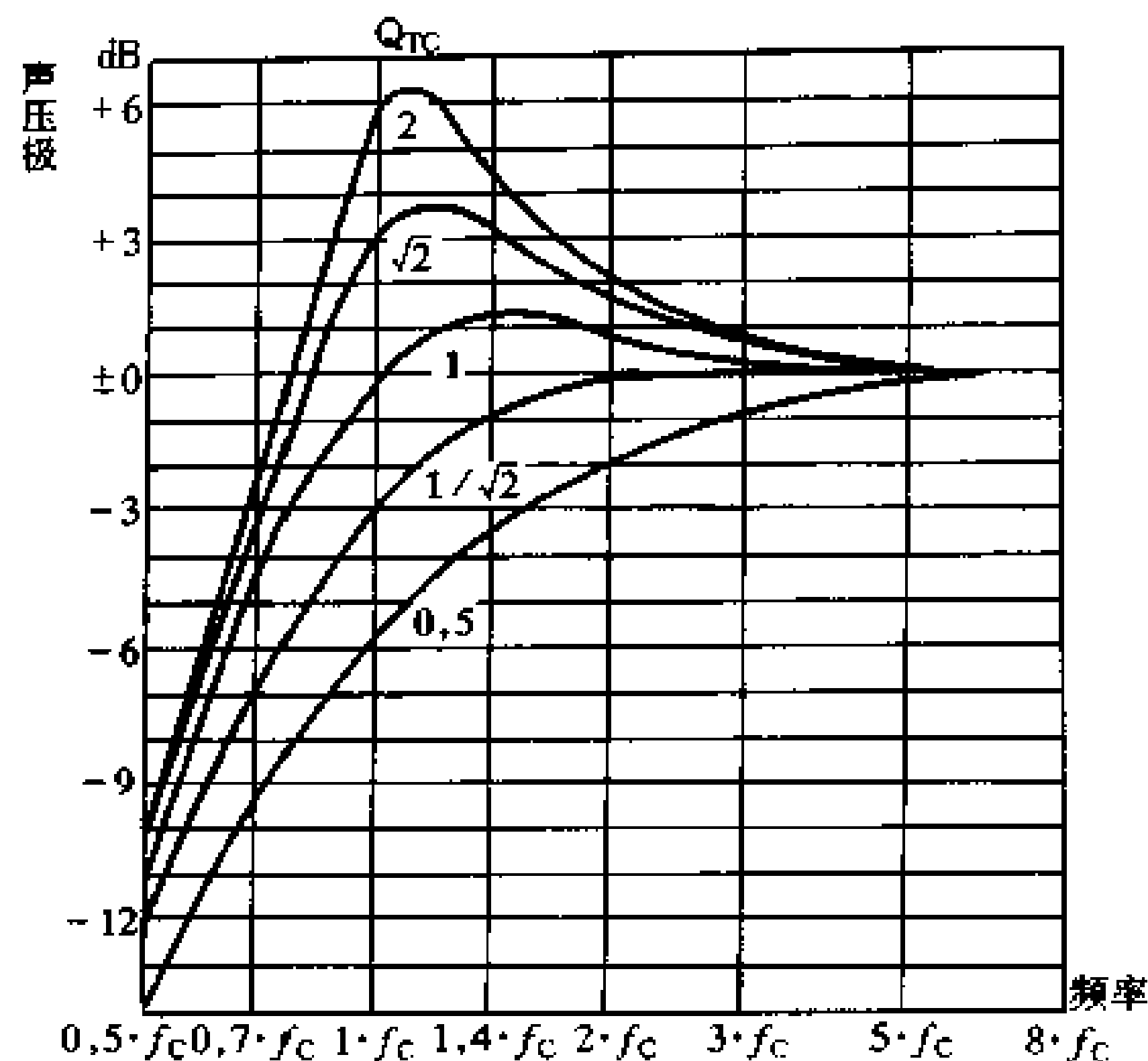


图 6-8 Q_{tc} 不同时频率特性

二、利用 Thiele/Small 参数设计密闭式音箱

我们首先要知道待设计的扬声器的几个参数，谐振频率 f_0 、等效容积 V_{AS} 、品质因数 Q_{ts} 。然后设一个箱体容积 V_B ，可以用下式计算出箱体谐振频率 f_B ： $f_B = f_0 \sqrt{\frac{V_{AS}}{V_B} + 1}$ 。我们看一看 f_B 是否符合要求，如果 f_B 过高，可以适当增大 V_B ，直到 f_B

达到要求。然后根据选定的箱体容积计算箱体的 Q_{tc} 值是否理想： $Q_{tc} = Q_{ts} \sqrt{\frac{V_{AS}}{V_B} + 1}$ 。

Q_{tc} 值是一个需要综合考虑的数值，尤其是用小口径的单元设计的系统 Q_{tc} 值对音色影响极大，我们必须参考扬声器的各方面参数进行折衷考虑，使设计出的系统既有较好的瞬态特性，又有较好的低频响应。例如，有一只扬声器，它的 $f_0 = 35\text{Hz}$ ， $Q_{ts} = 0.38$ ，我们选择 Q_{tc} 值时就不能选最佳值 0.7。因为此时 $f_B = 65\text{Hz}$ ，其谐振频率较高，而选择 $Q_{tc} = 0.5$ ，则 $f_B = 46\text{Hz}$ ，这对一个口径不大的书架箱来讲，还是不错的。又如，一只扬声器的 $f_0 = 45\text{Hz}$ ， $Q_{ts} = 0.69$ ， $V_{AS} = 15\text{L}$ ，我们也不能选 $Q_{tc} = 0.7$ 。如果 $Q_{tc} = 0.7$ ，则 $f_B = 47\text{Hz}$ ，而 $V_B = 300\text{L}$ ，这么大的容积是我们所不能接受的。如果我们取 $Q_{tc} = 1$ ，则 $f_B = 65\text{Hz}$ ， $V_B = 14\text{L}$ ，虽然 f_B 升高了许多，但箱体容积已达到较适用的值，而且采取一些措施还可以使 f_B 下降。所以，我们必须根据实际情况综合考虑来确定 Q_{tc} 值。

我们上面介绍的计算方法没有考虑箱体内要加入吸音材料。实际上，密闭音箱中必须要加入吸音材料，来吸收扬声器背面不被利用的声波，减少有害的驻波现象的产生。同时，吸音材料使声波速度减慢，相对而言增加了箱体的容积，这样，不可避免的使音箱的谐振频率和 Q_{tc} 值同时呈现下降的趋势。我们可以利用增添吸音材料的方法来调节音箱的 Q_{tc} 值，削掉音箱过高的低频谐振峰。图 6-9 是加入吸音材料对低频特性的影响。

由上图我们可以看出，音箱加入吸音材料后，箱体的 f_B 和 Q_{tc} 都呈下降的趋势，因

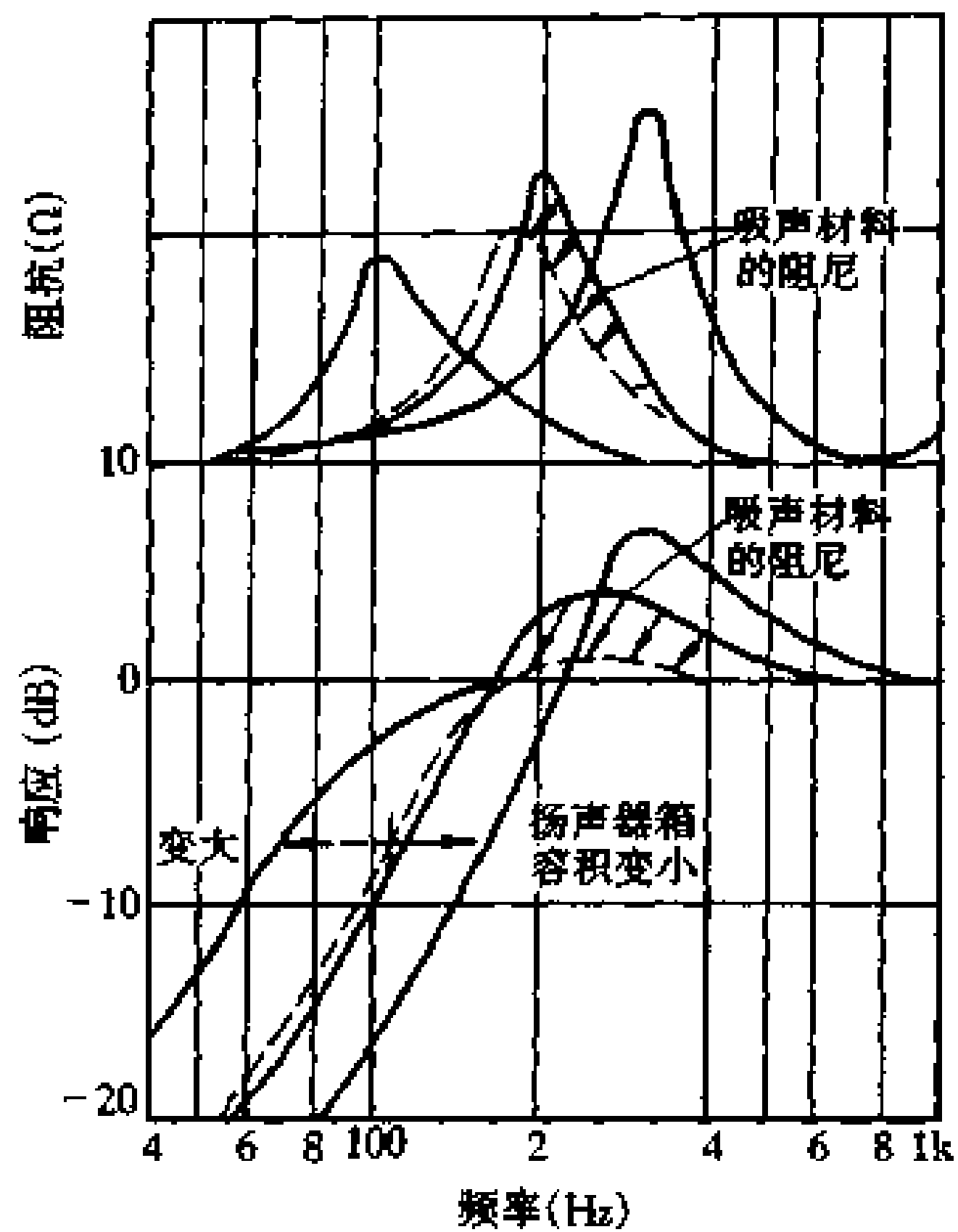


图 6.9 吸音材料对低频特性的影响

此我们在计算箱体容积时需要把吸音材料的影响考虑进去，否则设计出的 f_B 和 Q_{tc} 与实际值有较大的差别。

三、设计实例

实例 1 有一低音扬声器的参数如下：

$$f_o = 20\text{Hz}, Q_{ts} = 0.27, V_{AS} = 300\text{L}。$$

我们根据以上的数据设计一个密闭式音箱，要求有平滑的低频特性。

按照以上的要求，我们采用给定 Q_{tc} 值的方法计算箱体容积和谐振频率 f_B 。

设 $Q_{tc} = 0.59$ ，此时低频特性较平滑，

$$V_B = V_{AS} / \left(\frac{Q_{tc}}{Q_{ts}} \right)^2 - 1 = 300 / \left(\frac{0.59}{0.27} \right)^2 - 1 = 80\text{L};$$

$$f_B = f_o \sqrt{\frac{V_{AS}}{V_B} + 1} = 20 \sqrt{\frac{300}{80} + 1} = 43.6\text{Hz}。$$

设 $Q_{tc} = 0.71$ ，此时系统阻尼处于最佳状态。

$$V_B = V_{AS} / \left(\frac{Q_{tc}}{Q_{ts}} \right)^2 - 1 = 300 / \left(\frac{0.71}{0.27} \right)^2 - 1 = 50\text{L};$$

$$f_B = f_o \sqrt{\frac{V_{AS}}{V_B} + 1} = 20 \sqrt{\frac{300}{50} + 1} = 52.9\text{Hz}。$$

考虑到吸音材料的影响，我们可以把 Q_{tc} 值定得高一些，以获得较小容积。

实例 2 一低音扬声器的 $Q_{ts} = 0.39$ ， $M_{ms} = 73\text{g}$ ， $f_o = 17\text{Hz}$ ， $V_{AS} = 371\text{L}$ ， $C_{ms} = 1177\mu\text{m}/\text{N}$ ， $S_d = 471\text{cm}^2$ 。

我们按照给定的谐振频率 f_B 来计算箱体容积。

设 $f_B = 45\text{Hz}$ ，可以算出 $Q_{tc} = 1.04$ ，我们可以采用增减吸音材料来调节 Q_{tc} 到最佳

状态。

$$n = \frac{f_B}{f_0} = 2.7$$
$$V_B = 3.5 \times 10^4 \frac{\alpha^4}{M_{ms} f_0^2 (n^2 - 1)}$$
$$= 3.5 \times 10^4 \frac{0.1225^4}{0.073 \times 17^2 (2.7^2 - 1)} = 0.0593 \text{m}^3$$

我们计算出的箱体容积与该扬声器推荐的容积一致。通过调节吸音材料的量取得较合适的 Q_{tc} 值和 f_B 后是一个中等容积，性能不错的密闭系统。

四、密闭式音箱的调试

密闭式音箱的调试主要是增减箱内的吸音材料，来调节 f_B 和 Q_{tc} ，调整时要综合考虑这两项参数。调试密闭箱不能把 f_B 作为最终的目标，应把频响特性做为调试的结果，使之符合我们的设计要求。

箱体内铺设吸音材料对 f_B 和 Q_{tc} 影响是较大的，有时 f_B 的变化量可达 10Hz。对于这个情况，应根据不同的设计要求进行不同的调试。如果要求频响特性达到要求（频响曲线平坦），例如， f_B 处声压比平坦处下降 3dB，我们在设计时把 Q_{tc} 定在 0.707，那么在调试时要把 Q_{tc} 值调到设计值，可以增减吸音材料来调节 f_B ，使 Q_{tc} 值达到设计目标。如果以设计的 f_B 值为调试目标，就可以直接调节 f_B 使之达到设计要求，而对于 Q_{tc} 值出现的偏差可以不用理会。

箱体在制作时不可避免的一些误差使箱体的容积偏离计算值，而吸音材料数量也不易确定，这些因素都会影响到箱体的实际参数。我们只要收集到扬声器的准确参数，认真计算，严格按照计算容积（包括扬声器和分频器等占的容积）制作箱体，调试音箱时，既使单独调节 f_B 或 Q_{tc} ，另一项参数也不会出现较大的偏差。一般情况下，一项参数调节到设计值，另一项参数大多也调到了设计值左右，即使存在一些小偏差，其影响也不大。如果吸音材料用的已经很少，但 f_B 和 Q_{tc} 仍达不到要求，说明箱体容积过大，则应采取措施减小箱体容积。

在业余条件下往往不具备专业的测试手段，我们可以利用前方测量扬声器参数的仪表和电路，接入音箱，测出音箱两端电压最高点对应的频率即为其谐振频率 f_B ，然后算出 Q_{tc} ，看其是否符合要求。

以上可以得出密闭音箱的调试要点：对于 f_B 高， Q_{tc} 值大的小音箱应尽量加入吸音材料。对 Q_{tc} 值大的大音箱应放入松散的吸音材料，并且要放在音箱中部，这样可以取得较好的阻尼特性。

6.3.2 倒相式音箱的设计与调试

倒相式音箱是一种开口式音箱，是目前应用最广泛的音箱的形式之一。倒相箱的结构如图 6-6 (b) 所示。

倒相箱与密闭箱相比具有以下优点：(1) 在下限频率和效率相同的情况下，倒相箱

的容积比密闭箱的容积要小得多。(2)对于一只参数合适的扬声器来说,把它安装在倒相箱上,其下限频率比装在密闭箱上要低。(3)由于倒相箱利用了扬声器背面的声能,因此其效率较高。对于同样体积的音箱来说,倒相箱比密闭箱的低频声压高约3dB。(4)倒相箱在其谐振频率附近,扬声器振膜的振幅下降至最小,可以获得更高的功率承受能力和较低的失真,也就是可以得到较高的不失真低频声压输出。

倒相式音箱是根据亥姆霍兹原理来工作的,它比密闭式音箱多了一根用以调整系统谐振频率的倒相管。倒相箱的结构并不复杂,但正是因为多了一根倒相管,使倒相箱在设计、制作、调试方面都比密闭箱复杂得多。对于密闭箱来说,扬声器背面的声波不被利用,因此其背面的声波尽可能的用吸音材料吸收掉。而倒相箱的扬声器背面的一部分声能要加以利用,扬声器背后的声音与前面的声音是反相的,在其背后的声音中一些比系统谐振频率高的成分,通过倒相管转换成为与前面声音同相的声音,这就是倒相的含义。在扬声器背面低于谐振频率的声音,其相位与扬声器前面声音是反相的,因此使得谐振频率以下的频率的声压急剧下降。图6-10是倒相箱与密闭箱低频响应曲线示意图。从图中我们可以看到倒相箱的谐振频率较低,但衰减斜率较大。

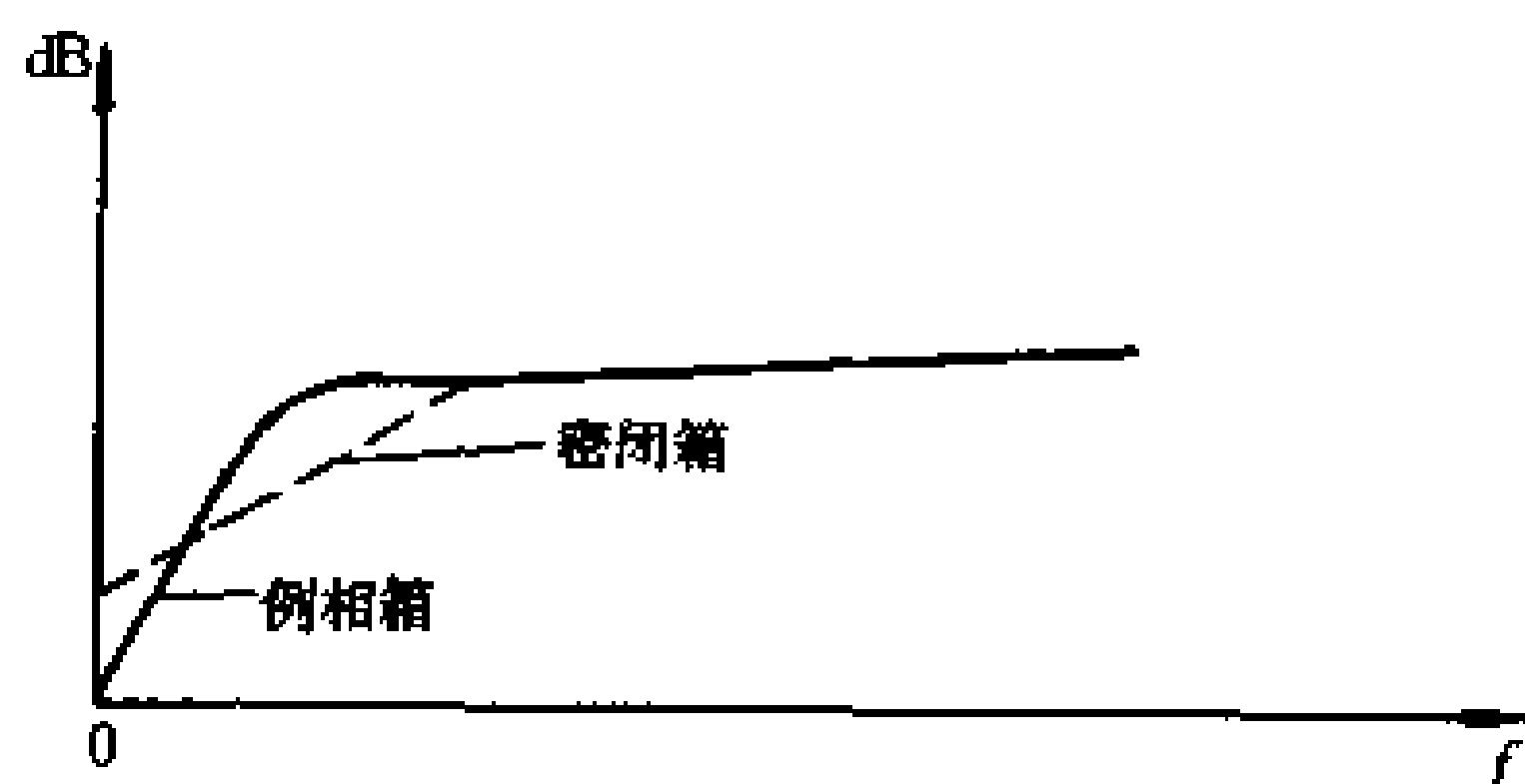


图6-10 倒相箱与密闭箱频率特性对比

一、扬声器的选择

倒相式音箱对扬声器的参数有一定的要求,在选择扬声器时要注意以下几点:

(1) 扬声器的谐振频率与它的质量因数比值应满足下面的式子: $f_0/Q_{ts} = 80 \sim 120$ 。

(2) 扬声器的质量因数 Q_{ts} 值应在 0.2~0.5 之间,高于 0.6 的单元只适合做密闭箱。因为 Q_{ts} 值高的单元会产生不平坦的响应,造成频响及瞬态响应较差。现在国外普遍采用低 Q_{ts} 值的低音扬声器来设计生产音箱,其 Q_{ts} 值约在 0.23~0.35 之间,甚至更低。采用低 Q_{ts} 值的扬声器,可以使用较小的倒相箱体就可重放饱满的低音。但 Q_{ts} 值低的小口径低音单元制作的音箱要求功放有较强的推动力。目前国内已有厂家生产低 Q_{ts} 值的小口径低音扬声器。

(3) 密闭箱要求低音扬声器有较大的振动质量,相对较长的线性位移(因为密闭箱在其谐振频处单元振膜的位移将达到最大值),而倒相箱的下限频率可以做得接近或低于扬声器的谐振频率,因此不要求扬声器有很低的谐振频率,不过其谐振频率低些会更好。倒相箱在谐振频率处扬声器的振膜位移将达到最小值,所以倒相箱不要求扬声器具有很长的线性位移,当然使用长冲程的单元可获得更高的输出声压和更低的失真。

(4) 在条件许可的情况下,我们可以选用口径较大的低音单元,以获得较高的效率和较低的下限频率。但是采用大口径低音单元的音箱的体积也很大,因此,从减小箱体体积角度来看,要选用口径适中的低音单元。

从以上我们可以看出,选择低音单元,当 f_0/Q_{ts} 值满足要求后,要获得较小的箱体以及相对低的频率下限和足够的声压输出,应选用口径不大的、长冲程的低音单元。

二、倒相式音箱的设计方法

倒相箱的设计较为复杂，我们这里介绍目前流行的 Thiele/Small 设计方法。

密闭式音箱的频率响应是一个二阶滤波器特性，而倒相箱则是一个四阶滤波器特性。一般倒相箱的低频响应又分为四阶切比雪夫(C_4)波纹特性、四阶巴特沃思(B_4)平坦特性和准三阶巴特思(QB_3)平坦特性，这三种响应的频响特性如图 6-11 所示。

从图 6-11 可以看出四阶切比雪夫响应的下限频率较低，频响存在起伏，它具有较陡的衰减斜率，其瞬态响应不如另外两种好。准三阶巴特思平坦特性的频响衰减斜率最小，其瞬态响应也是三种曲线中最好的，但它的下限频率较高。而四阶巴特沃思频响特性具有平滑的频响曲线和较低的下限频率。我们在设计箱体容积时一般以四阶巴特沃思频响特性作为期望响应，有时也用到准三阶巴特思平坦特性。

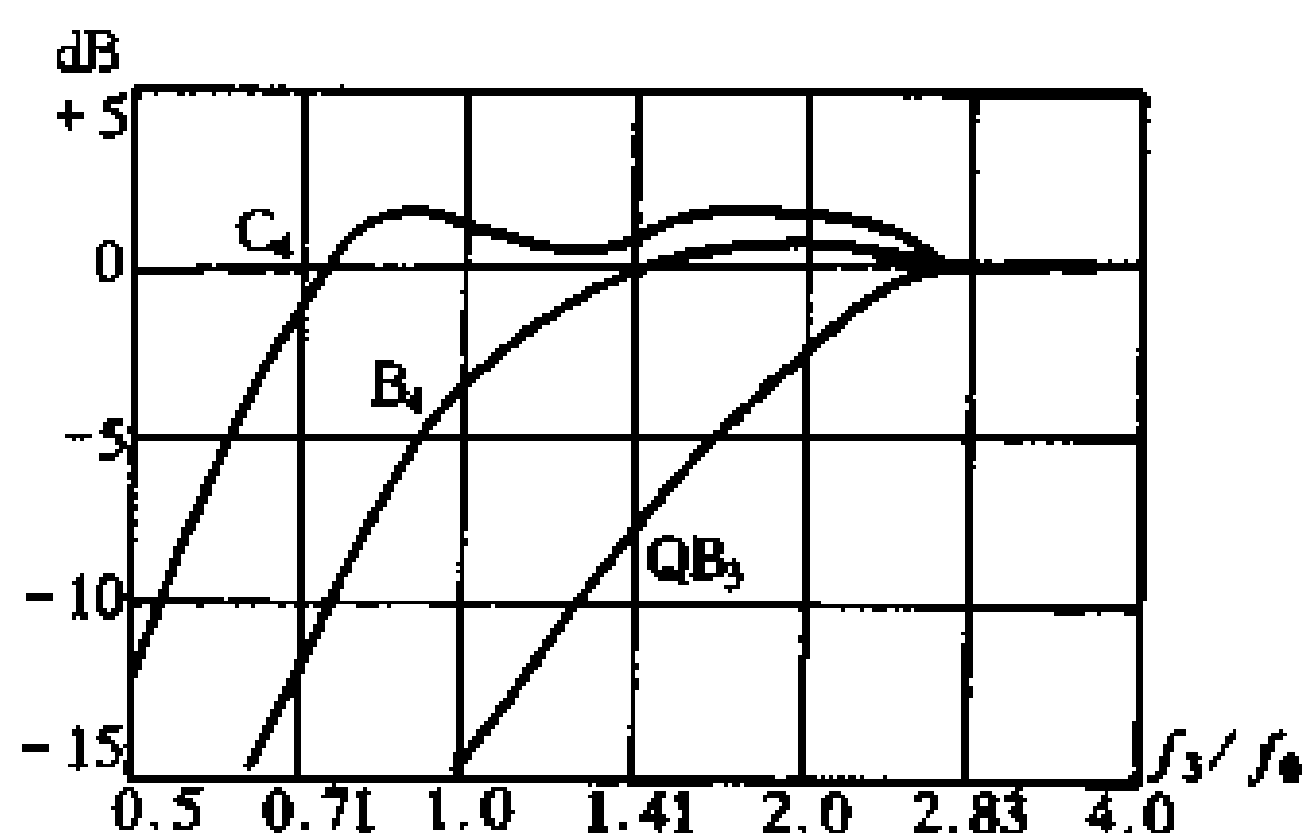


图 6-11 三种响应的频率特性

下面，我们介绍以四阶巴特沃思(B_4)频响特性作为期望响应来计算箱体容积的方法。

Small 在 Thiele 设计方法的基础上引进了一个参数 Q_L ，即箱体损耗， Q_L 是描述箱体在谐振频率处箱体漏气程度的品质因数。当箱体损耗为零时， Q_L 为无穷大。一个实际的箱体总是存在一些箱体损耗，一般情况下， $Q_L = 7$ 是一个较典型的损耗值，我们在设计箱体时，一般可以按照 $Q_L = 7$ 来计算。

按照 Thiele/Small 的设计方法，需要知道扬声器的三个基本参数：谐振频率 f_0 、品质因数 Q_{ts} 、等效容积 V_{AS} 。下面我们分步骤介绍倒相箱的设计过程。

1. 按照平坦的 B_4 期望响应设计的方法

我们假设箱体损耗 $Q_L = 7$ ，可以用下面的式子计算箱体的几个参数：

$$\text{箱体容积: } V_B = 20 V_{AS} Q_{ts}^{3.3};$$

$$\text{箱体谐振频率: } f_B = 0.42 f_0 Q_{ts}^{-0.96};$$

$$\text{箱体截止频率: } f_3 = 0.28 f_0 Q_{ts}^{-1.4}.$$

箱体损耗 $Q_L = 7$ 反映了多数倒相箱的实际情况，如果 Q_L 值偏离 $Q_L = 7$ 这个典型值，上面的式子将不适用。

我们举一个计算的例子：一只低音单元的 $f_0 = 23\text{Hz}$ ， $V_{AS} = 184\text{L}$ ， $Q_{ts} = 0.37$ ， $Q_{es} = 0.42$ ， $S_d = 323\text{cm}^2$ ， $X_{max} = 6\text{mm}$

$$V_B = 20 V_{AS} Q_{ts}^{3.3} = 20 \times 184 \times 0.37^{3.3} = 138\text{L}$$

$$f_B = 0.42 f_0 Q_{ts}^{-0.96} = 0.42 \times 23 \times 0.37^{-0.96} = 25\text{Hz}$$

$$f_3 = 0.28 f_0 Q_{ts}^{-1.4} = 0.28 \times 23 \times 0.37^{-1.4} = 25.9\text{Hz}$$

从上面的计算可以看出，按照 B_4 平坦响应设计时，其结果有时不能令人满意，可能箱体过大，也可能谐振频率较高，不能充分发挥扬声器的潜力，这时，我们可以用非平坦响应的设计方法。

2. 非平坦响应的设计方法

非平坦响应的设计是相对于平坦响应设计的一种折衷方法，这是要以低频响应出现起伏为代价的，可能会造成一些不利的影晌。不过，我们通过仔细考察一个单元的各项参数，做出合理的评估，根据实际情况来确定期望响应，是可以做到优化设计的。

对于非平坦响应设计的计算式子为：

$$\text{截止频率: } f_3 = f_0 \sqrt{\frac{V_{AS}}{V_B}}, \quad V_B = \frac{V_{AS}}{\left(\frac{f_3}{f_0}\right)^2};$$

$$\text{谐振频率: } f_B = f_0 \left(\frac{V_{AS}}{V_B}\right)^{0.31};$$

$$\text{频率不均匀度: } R_H = 20 \lg \left(\frac{Q_{ts} f_B}{0.4 f_0}\right);$$

$$\text{箱体容积: } V_B = \frac{V_{AS}}{\left(\frac{f_3}{f_0}\right)^2}。$$

我们按照上面例子扬声器的参数重新计算，希望能充分发挥低音单元谐振频率低达 23Hz 的特点，取箱体截止频率 $f_3 = 24\text{Hz}$ ，则

$$V_B = \frac{184}{\left(\frac{24}{23}\right)^2} = 169\text{L}$$

$$f_B = 23 \times \left(\frac{184}{169}\right)^{0.31} = 23.6\text{Hz}$$

$$R_H = 20 \lg \left(\frac{0.37 \times 23.6}{0.4 \times 23}\right) = -0.45\text{dB}$$

上面的计算结果表明，我们以低端频响下降 -0.45dB 的代价获得了被展宽的频响。一般要求频响的不均匀度不超过 $\pm 3\text{dB}$ ，其结果还是可以接受的。计算结果是箱体较大，达到了 169L，可以看出箱体的截止频率与箱体大小是矛盾的，我们对于一个确定的低音扬声器，不能要求既要频率下限降低又要获得小体积的箱体。

仍然是上面例子中的扬声器，我们希望获得一个较小的箱体和可以接受的低音下限频率。

设 $V_B = 60\text{L}$ ，则

$$f_3 = 23 \sqrt{\frac{184}{60}} = 40\text{Hz}$$

$$f_B = 23 \left(\frac{184}{60}\right)^{0.31} = 32.5\text{Hz}$$

$$R_H = 20 \lg \left(\frac{0.37 \times 32.5}{0.4 \times 23}\right) = 2.32\text{dB}$$

计算的结果表明，其低端频响提升了约 2.32dB ，出现了一个小的起伏。以上计算的结果是可以接受的，而且获得了较小体积的箱体。实际上这个低音单元厂家推荐的倒相箱净容积为 60L。

在倒相箱中，其净容积若小于设计值，可以提高系统的不失真输出声压和提高音箱受

单元振膜振幅限制的电功率承受能力，但是减小箱体容积，将使其低频下限上升。如果箱体净容积大于设计值时，会使其低频截止频率降低，但同时也降低了它的功率承受能力，而且会造成它的频响特性不平坦。倒相箱的声功率与其下限截止频率成正比关系，即 f_3 越高，则音箱受扬声器振膜振幅限制的声功率输出越大。我们可以看下面的计算式子。

$$\text{振幅限制的声功率: } P_{ar} = 3f_3^4 V_d^2$$

式中 P_{ar} 单位为 W, V_d 是振膜位移体积, 单位 m^3 ,

$$V_d = X_{max} S_d$$

$$P_{ar} \text{ 用声压表示为: } dB = 112 + 10 \lg P_{ar}$$

$$\text{振幅限制的最大输入电功率: } P_{er} = P_{ar} \frac{Q_{es}}{9.64 \times 10^{-7} (f_3^3 V_{AS})}$$

式中: V_{AS} 单位为 m^3 , P_{ar} 单位为 W, P_{er} 单位为 W, Q_{es} 是扬声器的电品质因数。

我们可以比较前面例子三个计算结果的 f_3 、 V_B 改变对声功率、电功率的影响, 比较的结果见表 6-1。

表 6-1 V_B 、 f_3 不同时的功率比较

V_B (L)	f_B (Hz)	f_3 (Hz)	P_{ar} (W)	SPL (dB)	P_{er} (W)	R_{T1} (dB)
138	25	25.9	0.0507	99.05	9.87	
169	23.6	24	0.037	97.7	7.28	-0.45
60	32.5	40	0.288	106.6	56.6	2.32

通过比较结果可以看到, 改变箱体的容积, 可改变低频响应范围, 要么低频响应虽然被扩展了, 但其频响曲线不平坦, 而且声功率输出和功率承受能力受限; 要么就是低频下限上移, 频响范围变窄, 但声功率输出和功率承受能力提高, 我们在设计箱体时需要仔细考虑。从上面的计算还可以看到, 对于同一口径的扬声器来讲, 其线性位移越大, 则它的振膜位移体积也越大, 相应的声功率输出及功率承受能力较大。因此, 我们希望扬声器的线性位移 X_{max} 大一些好。

有时, 我们得不到一个扬声器的更多技术参数, 例如, 线性位移、电品质因数等, 在设计箱体时, 可以不计算它的声功率输出和功率承受能力。

3. 倒相管的设计计算

倒相管是倒相式音箱的一个很重要的组成部分, 倒相管起着调谐频率的作用, 直接影响到音箱的性能。

我们在设计倒相管时, 主要考虑两个方面: 倒相管的长度和倒相管的开口面积。另外, 还要注意倒相管的安装方式以及直径和它产生噪声的影响。

$$\text{我们根据计算好的 } V_B \text{ 和 } f_B, \text{ 用下式计算倒相管的长度 } L_V: L_V = \frac{2350 d_V^2}{f_B^2 V_B} - 0.73 d_V$$

式中: V_B 单位是 dm^3 , L_V 的单位是 mm, d_V 是倒相管的直径, 单位是 mm。

如果用方形的倒相管, 也可以用上式计算, 要求方形管道的开口面积与圆形管道开口面积相等, 方形倒相管与圆形倒相管的使用效果是一样的。

倒相管的开口面积约占低音扬声器有效振动面积的 20%~100%。如果采用多只低音扬声器，则振动面积是几只低音单元有效振动面积之和，如果使用两只或更多的倒相管，则其开口面积之和应符合要求。

如果倒相管的直径过小，将导致倒相管推动的空气体积不能满足系统的要求。这种影响在输入功率较小时不明显，输入功率越大，其影响越严重，这种非线性影响可以用仪器测出，在音箱调试中将介绍。另外，倒相管直径过小，还会产生较大的气流摩擦噪音。

Small 提出了一个确定倒相管最小直径的方法：

$$d_v \geq (f_B V_d)^{1/2}$$

式中： d_v 的单位为 mm， $V_d = X_{\max} S_d$ ，单位为 cm^3

我们以前面的例子计算倒相管的参数：

$$f_B = 32.5\text{Hz}, V_B = 60\text{L}, V_d = 193.8\text{cm}^3$$

$$d_v \geq (f_B V_d)^{1/2} = (32.5 \times 193.8)^{1/2} = 79\text{mm}$$

我们取 $d_v > 80\text{mm}$ 的管子，即 $d_v = 100\text{mm}$ ，

$$L_v = \frac{2350 d_v^2}{f_B^2 V_B} - 0.73 d_v = \frac{2350 \times 100^2}{32.5^2 \times 60} - 0.73 \times 100 = 297\text{mm}$$

倒相管的长度在调试音箱时要根据实际情况来调节，以获得正确的调谐频率。在安装倒相管时，其尾端不能距离箱体后板过近。

以上我们介绍了倒相式音箱的设计方法，由此我们可以确定一个低音单元对应的箱体的基本数据： V_B 、 f_B 、 f_3 ，倒相管的直径和长度。有时，我们会使用两只或更多的低音单元，以增强低频的重放性能，这时我们可以把它看作是 Q_{ts} 值不变， V_{AS} 之和， S_d 之和的一只低音单元，然后再计算箱体的数据，当然，这几只低音单元的参数应一致。

为了精确的设计箱体，我们应尽量多的取得扬声器的各项参数，并且参数要准确，这样，我们设计计算结果的误差会更小，给音箱的调试带来很大的方便。

三、倒相式音箱的调试

按照设计好的尺寸做好音箱后，要进行调整，才能达到设计要求。倒相箱的调试主要从三个方面进行：(1)确定音箱的箱体损耗 Q_L 值，根据箱体的实际 Q_L 值进行调整。(2)调整箱体容积，使实际容积与设计值一致。(3)调整倒相管的长度，使它的谐振频率达到我们的要求。这三项调试工作中箱体损耗的调整比较复杂，尤其是实际 Q_L 值与期望值相差太大时，不仅要调整箱体的有效容积，还要改变箱体的谐振频率以及倒相管的长度。

1. 箱体损耗 Q_L 值的调整

箱体损耗 Q_L 值不同，音箱的低频响应会有所不同。 Q_L 值低，表示箱体密封不好，漏气严重，声短路多，声短路会导致扬声器的输出声压下降。图 6-12 是不同的 Q_L 值对应的低频响应示意图。

制作箱体的材料、工艺、密封程度都影响到箱体的 Q_L 值。箱体的实际 Q_L 值必须经过测量才能得到。我们可以通过测量倒相箱的阻抗曲线来计算出系统的 Q_L 值。计算 Q_L 值的倒相箱阻抗曲线如图 6-13 所示。

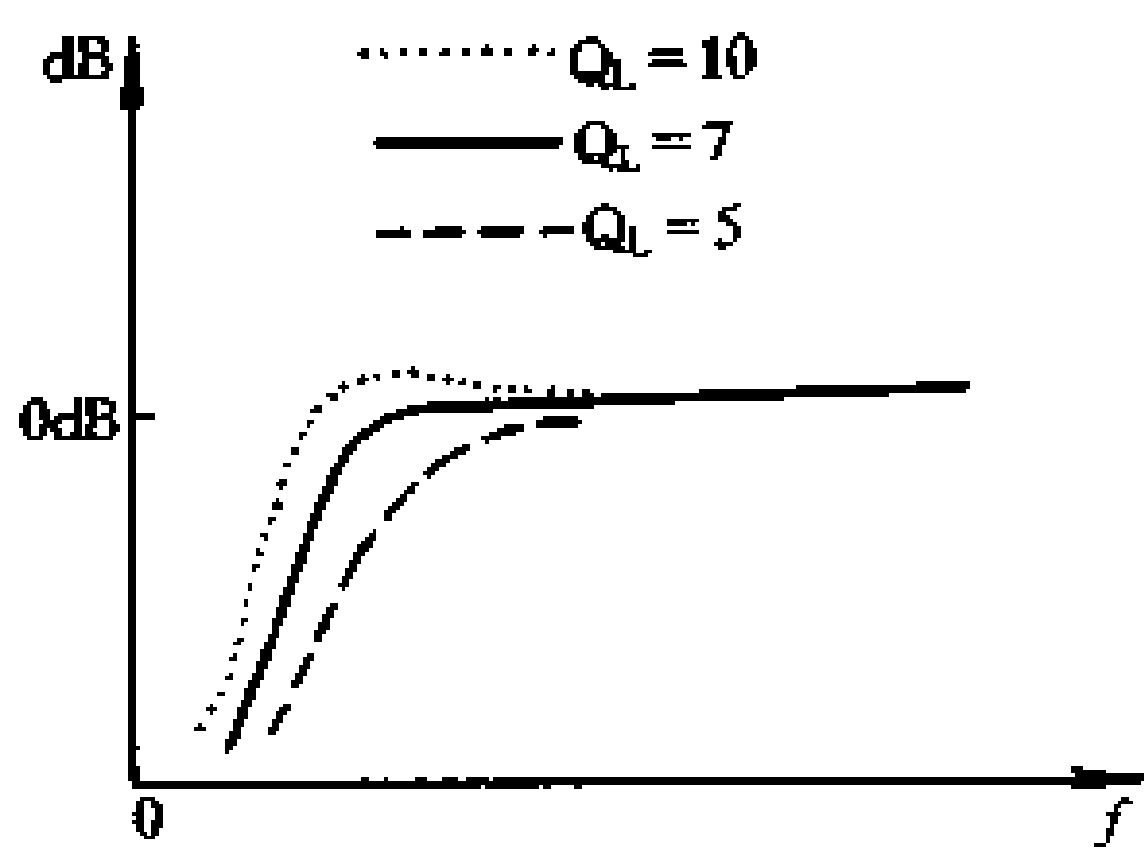


图 6-12 Q_L 值对低频特性的影响

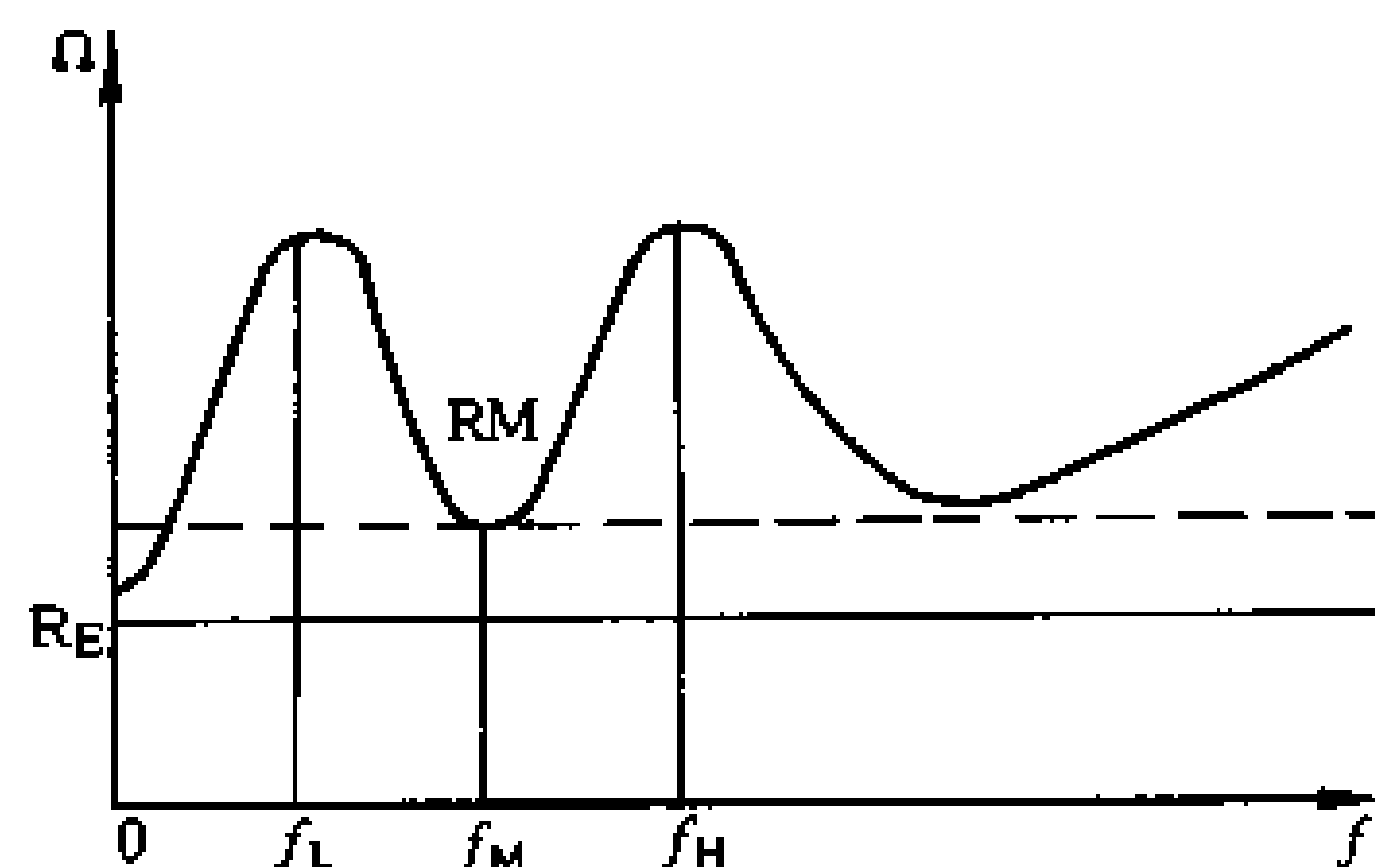


图 6-13 计算 Q_L 值的倒相箱阻抗曲线

图中 R_E 是扬声器音圈的直流电阻, f_L 是第一个阻抗峰值对应的频率, f_H 是第二个阻抗峰值对应的频率, f_M 是音箱的谐振频率, R_M 是谐振频率对应的谷值阻抗。我们测量 f_L 、 f_H 、 f_M 时, 可以测出 f_L 、 f_H 对应的峰值阻抗, 这在其他的调整项目中将用到。

音箱的分频器的电感线圈会使 f_M 和 f_B 有一定差别, 但差别不大, 可以假设 $f_M = f_B$ 。我们测出 f_L 、 f_H 、 f_M 、 R_M 后, 可以按下面式子计算 Q_L 值: (设 $f_B = f_M$)

$$f_{sb} = \frac{f_L f_H}{f_B}$$

式中: f_{sb} 是低音扬声器在开口箱中的谐振频率。

$$h = \frac{f_B}{f_{sb}}$$

$$a = \frac{(f_H^2 - f_B^2)(f_B^2 - f_L^2)}{f_H^2 f_L^2}$$

计算出 f_{sb} 、 h 、 a 后, 箱体的 Q_L 值为:

$$Q_L = \frac{h}{a} \left[\frac{1}{Q_{es} \left(\frac{R_M}{R_E} - 1 \right)} - \frac{1}{Q_{MS}} \right]$$

式中: $\frac{1}{Q_{MS}}$ 与前项相比可以忽略不计。 Q_{es} 和 Q_{MS} 可以测出, 一般产品说明中提供。

我们把测量计算出的 Q_L 值与我们设计时的期望值 $Q_L = 7$ 相比较, 如果相差较大, 则要根据测试的结果来选取最接近的 Q_L 值对应的数据, 重新计算箱体的所有数据。比较好的方法是, 我们以典型的箱体损耗 $Q_L = 7$, 设计制作出一个与扬声器对应的箱体, 测出该扬声器装箱以后的箱体实际 Q_L 值, 然后根据实际的 Q_L 值选择优化的箱体参数来制作一对箱体(箱体尺寸或许与被测箱体尺寸有所不同)。这个方法对于业余制作可能不适合, 比较经济的方法是把箱体的净容积做得比设计值大一些, 可以大 20% 或更多。当我们测出系统的实际 Q_L 值大于设计目标时, 可以减少箱内填充物来降低系统的 Q_L 值; 当实际 Q_L 值小于设计目标时, 可以增加箱内填充物来增加箱体的 Q_L 值。箱体损耗 Q_L 值与箱体容积之间有这样的关系: 容积增大 $Q_L = 3 \leftarrow Q_L = 7 \rightarrow Q_L = 15$ 容积减小。

2. 箱体容积的调整

我们测出箱体的实际 Q_L 值后, 要根据情况选择调整箱体的容积。我们在这里列三种

期望响应的表格。表中提供了单元的 Q_{LS} 值所对应的 f_B/f_0 、 f_3/f_0 以及 a 值，利用这些数据，很容易计算出箱体的 V_B 、 f_B 、 f_3 值。表中的数据大部分属于平坦响应。我们可以利用这些表格来设计箱体。表格中各数据间的关系式为：

$$V_B = V_{AS}/a$$

$$f_B = (f_B/f_0) \times f_0$$

$$f_3 = (f_3/f_0) \times f_0$$

这些数据和式子清楚的反映出开口式系统的设计思想，其中， SC_4 期望响应是 C_4 响应的延伸。

SC_4 、 B_4 、 QB_3 响应表格分别见表 6-2~6-10。

表 6-2 $SC_4 (Q_L = 15)$ 平坦响应

Q_{LS}	f_B/f_0	f_3/f_0	a	Q_{LS}	f_B/f_0	f_3/f_0	a
0.25	1.042	2.310	4.089	0.35	1.077	1.234	1.890
0.26	1.060	2.148	3.850	0.36	1.063	1.172	1.717
0.27	1.075	1.997	3.612	0.37	1.046	1.115	1.577
0.28	1.087	1.865	3.376	0.38	1.027	1.062	1.410
0.29	1.096	1.746	3.143	0.39	1.006	1.013	1.278
0.30	1.101	1.639	2.915	0.40	0.984	0.968	1.159
0.31	1.103	1.543	2.692	0.41	0.962	0.926	1.054
0.32	1.102	1.455	2.477	0.42	0.939	0.888	0.960
0.33	1.097	1.375	2.271	0.43	0.917	0.854	0.879
0.34	1.088	1.302	2.075				

表 6-3 $SC_4 (Q_L = 7)$ 平坦响应

Q_{LS}	f_B/f_0	f_3/f_0	a	Q_{LS}	f_B/f_0	f_3/f_0	a
0.25	1.034	2.395	3.896	0.35	1.093	1.299	1.835
0.26	1.053	2.228	3.676	0.36	1.081	1.235	1.667
0.27	1.070	2.078	3.455	0.37	1.067	1.175	1.511
0.28	1.084	1.944	2.236	0.38	1.050	1.120	1.367
0.29	1.095	1.823	3.019	0.39	1.010	1.069	1.234
0.30	1.102	1.714	2.806	0.40	1.010	1.022	1.115
0.31	1.107	1.615	2.598	0.41	0.989	0.978	1.007
0.32	1.109	1.525	2.395	0.42	0.966	0.937	0.911
0.33	1.107	1.443	2.198	0.43	0.944	0.900	0.827
0.34	1.101	1.368	2.013	0.44	0.921	0.866	0.752

表 6-4

SC₄ (Q_L = 3) 平坦响应

Q _ω	f _B /f ₀	f ₃ /f ₀	a	Q _ω	f _B /f ₀	f ₃ /f ₀	a
0.25	1.009	2.608	3.408	0.38	1.103	1.280	1.262
0.26	1.032	2.439	3.230	0.39	1.091	1.224	1.136
0.27	1.053	2.286	3.052	0.40	1.076	1.172	1.019
0.28	1.070	2.147	2.873	0.41	1.059	1.124	0.911
0.29	1.087	2.002	2.695	0.42	1.039	1.078	0.813
0.30	1.100	1.908	2.519	0.43	1.019	1.035	0.724
0.31	1.111	1.804	2.345	0.44	0.977	0.995	0.644
0.32	1.119	1.800	2.174	0.45	0.974	0.957	0.573
0.33	1.124	1.623	2.007	0.46	0.952	0.922	0.509
0.34	1.126	1.544	1.845	0.47	0.929	0.890	0.453
0.35	1.124	1.470	1.689	0.48	0.956	0.860	0.404
0.36	1.120	1.402	1.539	0.49	0.884	0.832	0.361
0.37	1.113	1.340	1.396				

表 6-5

B₄ (Q_L = 5) 平坦响应

Q _ω	f _B /f ₀	f ₃ /f ₀	a	Q _ω	f _B /f ₀	f ₃ /f ₀	a
0.20	1.98	2.56	7.41	0.39	1.05	1.10	1.16
0.21	1.90	2.45	6.73	0.40	1.02	1.05	1.04
0.22	1.82	2.33	6.08	0.41	1.00	1.00	0.93
0.23	1.74	2.22	5.46	0.42	0.99	0.97	0.87
0.24	1.67	2.10	4.86	0.43	0.96	0.93	0.78
0.25	1.61	2.02	4.48	0.44	0.94	0.90	0.70
0.26	1.54	1.9	3.94	0.45	0.92	0.87	0.65
0.27	1.48	1.83	3.59	0.46	0.90	0.84	0.59
0.28	1.43	1.74	3.26	0.47	0.88	0.81	0.54
0.29	1.38	1.66	2.94	0.48	0.85	0.78	0.48
0.30	1.35	1.62	2.78	0.49	0.83	0.76	0.45
0.31	1.30	1.54	2.48	0.50	0.81	0.74	0.41
0.32	1.28	1.50	2.33	0.51	0.80	0.72	0.39
0.33	1.23	1.41	2.05	0.52	0.78	0.70	0.35
0.34	1.20	1.37	1.91	0.53	0.77	0.68	0.33
0.35	1.17	1.32	1.78	0.54	0.75	0.67	0.31
0.36	1.12	1.23	1.52	0.55	0.74	0.65	0.29
0.37	1.10	1.19	1.40	0.56	0.73	0.64	0.28
0.38	1.07	1.14	1.28				

表 6-6

 $B_4 (Q_L = 7)$ 平坦响应

Q_0	f_B/f_0	f_3/f_0	a	Q_0	f_B/f_0	f_3/f_0	a
0.20	1.92	2.5	7.62	0.39	1.02	1.05	1.18
0.21	1.82	2.35	6.69	0.40	1.00	1.00	1.06
0.22	1.74	2.24	6.03	0.41	0.98	0.96	0.96
0.23	1.69	2.16	5.60	0.42	0.96	0.92	0.87
0.24	1.62	2.05	4.99	0.43	0.93	0.88	0.79
0.25	1.54	1.93	4.41	0.44	0.91	0.86	0.73
0.26	1.49	1.85	4.04	0.45	0.89	0.83	0.67
0.27	1.44	1.77	3.68	0.46	0.87	0.80	0.61
0.28	1.39	1.69	3.33	0.47	0.85	0.77	0.56
0.29	1.34	1.61	3.00	0.48	0.83	0.75	0.52
0.30	1.31	1.57	2.84	0.49	0.82	0.73	0.49
0.31	1.26	1.49	2.53	0.50	0.80	0.71	0.46
0.32	1.24	1.45	2.38	0.51	0.79	0.70	0.43
0.33	1.19	1.36	2.09	0.52	0.77	0.68	0.41
0.34	1.17	1.32	1.95	0.53	0.76	0.67	0.38
0.35	1.14	1.28	1.81	0.54	0.74	0.65	0.36
0.36	1.12	1.23	1.68	0.55	0.73	0.64	0.34
0.37	1.07	1.14	1.42	0.56	0.72	0.63	0.33
0.38	1.05	1.09	1.30	0.57	0.71	0.61	0.31

表 6-7

 $B_4 (Q_L = 10)$ 平坦响应

Q_0	f_B/f_0	f_3/f_0	a	Q_0	f_B/f_0	f_3/f_0	a
0.20	1.90	2.49	7.95	0.36	1.09	1.18	1.67
0.21	1.80	2.34	6.99	0.37	1.07	1.14	1.54
0.22	1.72	2.23	6.30	0.38	1.05	1.09	1.41
0.23	1.65	2.11	5.65	0.39	1.02	1.05	1.28
0.24	1.57	2.00	5.03	0.40	0.99	0.99	1.13
0.25	1.52	1.92	4.63	0.41	0.97	0.95	1.03
0.26	1.48	1.84	4.28	0.42	0.95	0.91	0.93
0.27	1.43	1.77	3.87	0.43	0.93	0.87	0.85
0.28	1.38	1.69	3.52	0.44	0.91	0.84	0.79
0.29	1.33	1.61	3.17	0.45	0.88	0.81	0.71
0.30	1.28	1.53	2.85	0.46	0.87	0.79	0.67
0.31	1.26	1.49	2.69	0.47	0.84	0.76	0.61
0.32	1.21	1.40	2.38	0.48	0.82	0.73	0.56
0.33	1.18	1.36	2.23	0.49	0.81	0.71	0.53
0.34	1.14	1.27	1.94	0.50	0.79	0.69	0.49
0.35	1.11	1.23	1.80	0.51	0.78	0.68	0.48

表 6-8

QB₃ (Q_L = 3) 平坦响应

Q _o	f _B /f _o	f ₃ /f _o	a	Q _o	f _B /f _o	f ₃ /f _o	a
0.16	2.079	3.493	11.599	0.31	1.405	1.664	2.339
0.17	2.550	3.277	10.158	0.32	1.362	1.598	2.132
0.18	2.409	3.084	8.950	0.33	1.321	1.535	1.943
0.19	2.283	2.911	7.928	0.34	1.283	1.475	1.771
0.20	2.169	2.755	7.055	0.35	1.247	1.418	1.614
0.21	2.067	2.613	6.304	0.36	1.213	1.364	1.469
0.22	1.973	2.482	5.653	0.37	1.181	1.311	1.336
0.23	1.888	2.363	5.285	0.38	1.150	1.261	1.213
0.24	1.810	2.253	4.587	0.39	1.121	1.212	1.100
0.25	1.738	2.151	4.147	0.40	1.094	1.165	0.995
0.26	1.672	2.056	3.757	0.41	1.068	1.120	0.897
0.27	1.611	1.967	3.409	0.42	1.043	1.067	0.807
0.28	1.554	1.885	3.099	0.43	1.020	1.035	0.723
0.29	1.501	1.807	2.819	0.44	0.997	0.995	0.644
0.30	1.451	1.733	2.567	0.45	0.976	0.957	0.570

表 6-9

QB₃ (Q_L = 7) 平坦响应

Q _o	f _B /f _o	f ₃ /f _o	a	Q _o	f _B /f _o	f ₃ /f _o	a
0.16	2.413	3.213	12.769	0.29	1.357	1.643	3.122
0.17	2.274	3.013	11.186	0.30	1.315	1.573	2.842
0.18	2.150	2.835	9.859	0.31	1.275	1.507	2.594
0.19	2.039	2.674	8.736	0.32	1.238	1.444	2.367
0.20	1.940	2.529	7.778	0.33	1.203	1.384	2.159
0.21	1.850	2.397	6.952	0.34	1.170	1.326	1.970
0.22	1.768	2.276	6.237	0.35	1.140	1.270	1.796
0.23	1.694	2.165	5.613	0.36	1.111	1.217	1.637
0.24	1.625	2.062	5.066	0.37	1.083	1.165	1.491
0.25	1.563	1.967	4.582	0.38	1.058	1.115	1.355
0.26	1.505	1.878	4.154	0.39	1.034	1.067	1.230
0.27	1.452	1.795	3.771	0.40	1.011	1.021	1.114
0.28	1.403	1.717	3.530	0.41	0.989	0.978	1.007

表 6-10

QB₃ (Q_L = 15) 平坦响应

Q ₀	f _B /f ₀	f ₃ /f ₀	a	Q ₀	f _B /f ₀	f ₃ /f ₀	a
0.16	2.316	3.117	13.180	0.31	1.233	1.450	2.687
0.17	2.283	2.923	11.548	0.32	1.198	1.388	2.452
0.18	2.064	2.749	10.180	0.33	1.165	1.328	2.238
0.19	1.959	2.593	9.022	0.34	1.134	1.271	2.042
0.20	1.864	2.451	8.033	0.35	1.105	1.125	1.863
0.21	1.778	2.323	7.182	0.36	1.078	1.162	1.698
0.22	1.701	2.205	6.445	0.37	1.053	1.110	1.547
0.23	1.630	2.096	5.801	0.38	1.029	1.060	1.407
0.24	1.565	1.996	5.236	0.39	1.006	1.013	1.278
0.25	1.506	1.902	4.738	0.40	0.985	0.967	1.158
0.26	1.451	1.815	4.295	0.41	0.964	0.925	1.047
0.27	1.401	1.734	3.901	0.42	0.945	0.885	0.943
0.28	1.354	1.657	3.548	0.43	0.927	0.849	0.846
0.29	1.311	1.657	3.231	0.44	0.910	0.816	0.756
0.30	1.270	1.516	2.946	0.45	0.894	0.787	0.672

在这些表格中可以看到，同一个扬声器在 Q_L 值不同的箱体中其频率特性有所不同。如果确定了箱体的 Q_L 值，还应根据实际情况来决定采用何种期望响应。当扬声器在某一种期望响应时不太理想，可以试试另一种期望响应，如果几种期望响应都不太合适，那么这只扬声器不适合在开口箱中工作。

我们按照前面的计算和表格确定了箱体的参数后，可以测出音箱的阻抗曲线，根据阻抗曲线进行箱体的调整。图 6-14 (a)、(b)、(c)、(d) 是倒相箱可能出现的几种阻抗曲线图。

在开口式音箱，最理想的情况是阻抗曲线的第一个谷值与第二个谷值的阻抗值相等。第二个谷值阻抗是音箱的额定阻抗，见图 6-14 (a)。

从计算箱体 Q_L 值的式子中可以看出，第一个谷值所对应的阻抗值越接近音箱的标准阻抗，箱体的 Q_L 值越高。图 6-14 (d) 所示的阻抗曲线，其第一阻抗谷值与第二阻抗阻值相差较大，表示箱体 Q_L 值较低，箱体漏气较严重，需要对箱体做密封处理，消除各接缝处的漏气情况，直到两个阻抗谷值差值最小为止。

当阻抗曲线出现图 6-14 (b) 这样的情况，表示有可能是箱体容积过大，这时需适当减少箱体容积，使容积达到要求。

当阻抗曲线出现图 6-14 (c) 的情况就比较复杂，我们主要进行倒相管的调整。

3. 倒相管的调整

当出现第一个阻抗峰值远大于第二阻抗峰值时，可能是由于从倒相管中辐射出的声能太强使低频部分提升，这时可以增长倒相管的长度以降低倒相管的谐振频率。

阻抗曲线的阻抗谷值频率就是倒相管的谐振频率，我们可以在测量阻抗曲线时测出。如果倒相管的谐振频率小于设计值，那么可将倒相管缩短一些；如果倒相管的谐振频率高于设计值，那么可以加长倒相管，直到其长度合适为止。

用音箱的阻抗曲线进行调试是一种间接的测试方法，如果有条件可以用声压计直接测出音箱的频响曲线，可以很直观地看到音箱的频响特性，而且能够了解到整个系统的频响特性。

在倒相箱中，扬声器振膜的振幅在 f_B 处将达到最小，因此扬声器的输出声压也最小，我们就可以利用声压计来调整音箱的低频响应。图 6-15 是倒相箱低频声压特性的示意图。

从图中可以看到，倒相箱在谐振频率附近的声压输出是由倒相管和扬声器的输出声压合成的，在谐振频率处，扬声器输出声压最小，而倒相管输出声压达到了最大。我们用一个声压计靠近低音单元的振膜（或者靠近并正对着倒相管的出口），调整信号发生器的频率，使扬声器输出声压最小为止（或倒相管的声压输出最大），这个频率就是音箱的实际谐振频率，用它与设计值相比较决定倒相管长度的增减。这个方法通常比采用电压表测量系统阻抗曲线的方法更准确。

需要注意的是，声压计一定要靠近低音扬

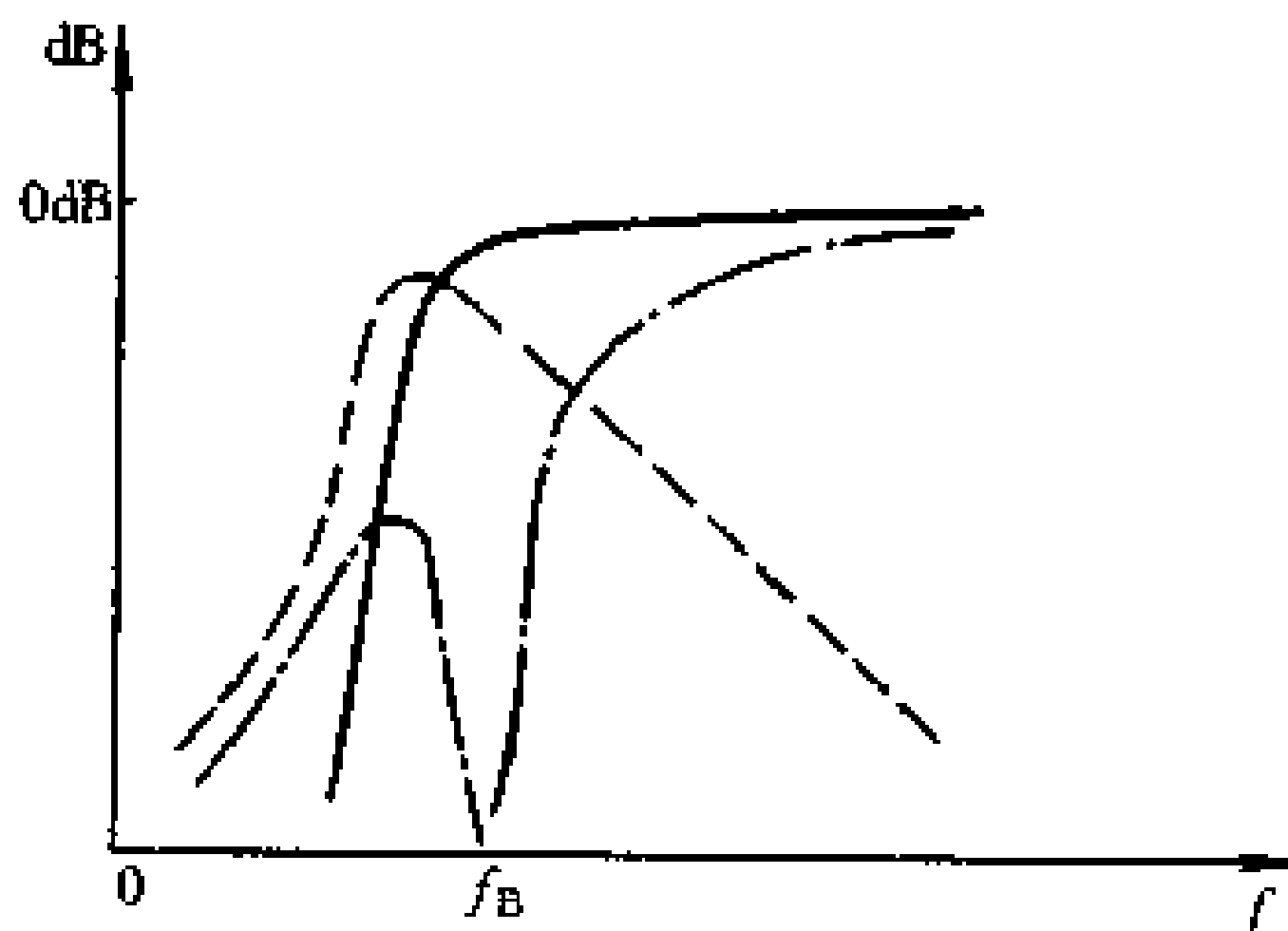


图 6-15 倒相箱低频声压特性示意图

声器的振膜（或倒相管），因为这时振膜和倒相管的输出声压还没有来得及在空间上进行合成，测出的是它们较真实的声压输出特性。

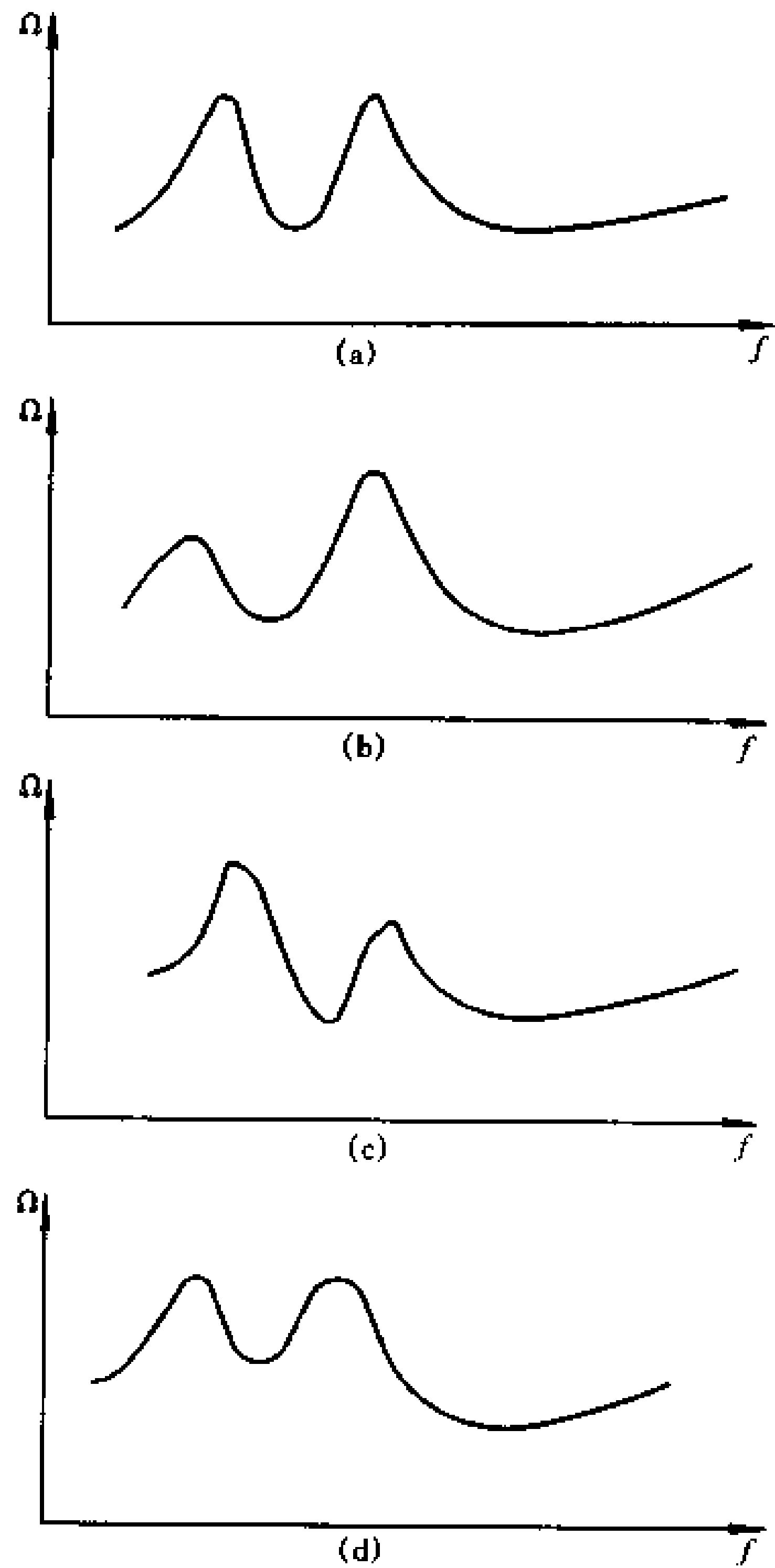


图 6-14 倒相箱可能出现的阻抗曲线

- 例相管与纸盒声压合成特性
- - - 例相管声压输出特性
- · - 纸盒声压输出特性

实际上，我们没有必要苛求倒相管的谐振频率准确的调谐在设计值上，只要保证系统的频响特性符合我们所期望的低频响应就达到目的了，因为我们设计制作音箱的目标是要求它有着较为平滑的频率特性。因此，我们还要测量音箱的低频声压响应，也就是测量扬声器的声压和倒相管输出声压合成以后的特性。

我们把音箱放在脚架上并置于房间中间(以减少墙壁、墙角和地板对低频的反射而引起低频声压的增强)，将声压计放在音箱的低音单元正前方 0.5~1m 的地方(在这个距离，音箱的低频声压已经很好的进行了合成)。把信号发生器调节在 200~300Hz 的任一频率上，连接功放与音箱，使功放输出一个较小的功率给音箱，功放输出电压 2~4V 即可。输出过大，测量结果则可能受到房间声学条件的影响而使误差变大。用声压计测出此时的声压，此声压作为 0dB 的标准。

缓慢降低信号发生器的频率，并将所测得的声压与 0dB 的差值逐点记录，画在对数坐标纸上，一直持续检测到音箱的谐振频率以下为止(在 f_B 以下，声压将急剧减小)，这样，就得到了音箱的幅频特性曲线。如果在低频段存在着较明显的峰值，说明倒相管的谐振频率较高，系统的低频段得到了提升，我们要增长倒相管以降低其谐振频率。

如果频响曲线的低频端的输出声压小于标准声压很多，而且曲线低频端上升缓慢，则表明其谐振频率较低。我们可以缩短倒相管的长度，以提高其谐振频率，直到频率曲线没有大的峰谷，较为平滑为止。

用声压计测试音箱，对于测试房间要求较高，理想的条件是在消声室内进行。我们可以到室外空旷的场地进行测试，以消除房间对频响的影响。

以上，我们介绍了倒相式音箱的设计与调试的方法。在倒相箱的调试中，我们没有提到箱内填充的吸音材料对音箱低频特性的影响。倒相箱填充吸音材料是为了抑制驻波，吸音材料不可过多，过多则会造成其低频特性略有下降，实际的填充量要根据实验来确定。我们可以用吸音材料来改变箱子的阻尼状态，对吸音材料需要仔细的调整，以利于低音的重放。

另外，我们计算出的箱体容积是净容积，制作箱体时，需要把扬声器、倒相管、分频器、接线盒和加固支撑材料等所占的容积考虑进去。

6.4 组合扬声器系统的设计

一只扬声器的频响范围是有限的，用一只扬声器是不能重放整个音频的频率范围的。在实际应用中，我们把声音的频带划分为几个频段，由重放不同频段的几只扬声器组合在一起重放整个频段。现在几乎所有的全频带音箱都采用扬声器的组合来重放声音。

由于各频段的扬声器组合在一起，使得扬声器系统的频率特性、阻抗特性、相位特性的调整变得复杂，而且所用的元件较多、价格较高。

6.4.1 对各频段扬声器的要求

扬声器系统一般有两分频和三分频的分频方式。表 6-11 是不同分频方式对应的各频

段扬声器所承受功率的百分比，我们选择扬声器时，首先应满足功率的要求。

表 6-11 二分频音箱功率分配

功率比(%) 分频频率(Hz)	低 音	高 音
2000	0.67	0.33
2500	0.70	0.30
3000	0.75	0.25
4000	0.78	0.22

三分频音箱功率分配

功率比(%) 分频频率(Hz)	低 音	中、高音
50	0.1	0.90
100	0.30	0.70
200	0.40	0.60
400	0.50	0.50
800	0.52	0.48
1000	0.56	0.44

高音扬声器要达到上表中推荐的承受功率是比较困难的，我们一般要求其额定功率能够达到推荐功率的 2/3 或 1/2 即可。把中高音单元共同承受的功率中减掉高音单元承受的功率，剩下的部分就是中音单元所承受的功率。例如，一个三分频音箱的分频点为 800Hz、4000Hz，则低音、中音、高音扬声器承受功率分别为扬声器系统承受总功率的 52%、26%、22%。以上我们没有考虑分频器的插入损耗。

一、低音扬声器

低音扬声器是用来重放低音频的，低音扬声器决定了扬声器系统的频率重放下限。因此，我们要特别注重扬声器的低频特性，然后根据箱体的形式、大小，低频重放下限以及在该频率下的最大声压级等，决定所使用扬声器的口径、效率、灵敏度、谐振频率、额定功率、品质因数、等效容积和线性位移等参数，还要求其有较小的失真，较宽的指向性以及良好的相位特性和瞬态特性。

我们希望低音扬声器的频率特性在分频频率以上能够很快衰减，或者在相当宽的频率范围内能够平直的重放。当低音单元具有在分频频率以上很快衰减的频率特性时，可以使分频器设计简便，而且不会对分频点以上频率的频段造成不利影响。当低音扬声器具有宽广的频响范围时，我们可以方便的选取频响特性平滑的频段来使用。

如果我们制作小型书架式音箱，由于扬声器的口径不能过大，为了获得较好的低频特性，我们希望低音扬声器能够满足下列条件：

- (1) 具有相对较大的振动质量和刚性大的振膜。
- (2) 具有较大的线性位移(长冲程)。

(3) 选用 Q_{ts} 值较小的扬声器，以获得较小的箱体。

二、中、高音扬声器

我们希望中、高音扬声器满足下列条件：

(1) 中、高音扬声器的灵敏度不能低于低音扬声器的灵敏度。中、高音的灵敏度比低音扬声器灵敏度高，可以在分频器中进行衰减，若灵敏度比低音单元低，则会造成声压不均匀。

(2) 要求中、高音单元的指向性要好。通常我们选用指向性较宽的球顶扬声器或用几只中、高音单元的不同排列方向来改善指向性。

(3) 中、高音扬声器应具有尽量高的频率上限，还要求其谐振频率尽量低，因为扬声器在它的谐振频率附近失真增大，瞬态特性变坏。

(4) 中、高音扬声器应有较小的失真，而且失真的类型应统一。并且要求中、高音单元的瞬态特性、相位特性良好，以取得中、高音频段的音色统一。

另外，我们要求两只音箱的扬声器应配对使用，也就是低音扬声器的参数应尽量接近，中音单元的参数尽量一致，高音扬声器的各项参数尽量接近，以确保两只音箱的性能指标、音色音质差别较小。

当我们制作的音箱是用于家庭影院时，还要求在条件许可的情况下，各音箱所用的扬声器的型号一致，以保证重放声音音色的和谐统一。

需要注意的是，新拿到的扬声器的参数往往比厂家提供的参数相差较多，一般需要进行老化处理，参数稳定后最好进行测量，以确保参数准确，设计准确，也可以直接利用厂家给出的参数，设计音箱。

6.4.2 分频器的设计制作

制作多路扬声器组合音箱，需要用到分频器。分频器在音箱中的作用非常重要，它把声音频率分隔成几个频段，使每只扬声器都工作在最佳的频带内，并且把这几个频段很好的衔接起来，使组合音箱具有良好的性能。

分频器是由滤波器组成的，滤波器按照工作频段分为以下几种：

(1) 高通滤波器：只允许特定频率以上的信号通过。

(2) 带通滤波器：只允许两个特定频率之间的信号通过，它是由高通滤波器和低通滤波器组合而成。

(3) 低通滤波器：只允许特定频率以下的信号通过。

分频器一般有无源功率分频和有源电子分频两种电路组成形式，其中无源功率分频其电路简单，成本低，性能较好而广泛应用。下面我们介绍无源功率分频器的设计方法。

一、无源功率分频器的设计

在无源分频器电路中，我们一般使用巴特沃思滤波器，它具有良好的瞬态响应以及平坦的频响特性曲线。

按照滤波器衰减特性的不同分为单元件一阶(6dB/oct)滤波器、双元件二阶(12dB/oct)

oct)滤波器、三元件三阶(18dB/oct)滤波器和四元件四阶(24dB/oct)滤波器。无源巴特沃思滤波器的分频点频率在-3dB降落处交叉,也就是1/2功率点。在分频频率处,每只扬声器均获得一半的功率,这样可以使扬声器的输出声压不致出现大的峰值。

图6-16是一阶、二阶、三阶、四阶滤波的原理图及计算公式,分频点均在-3dB点交叉。

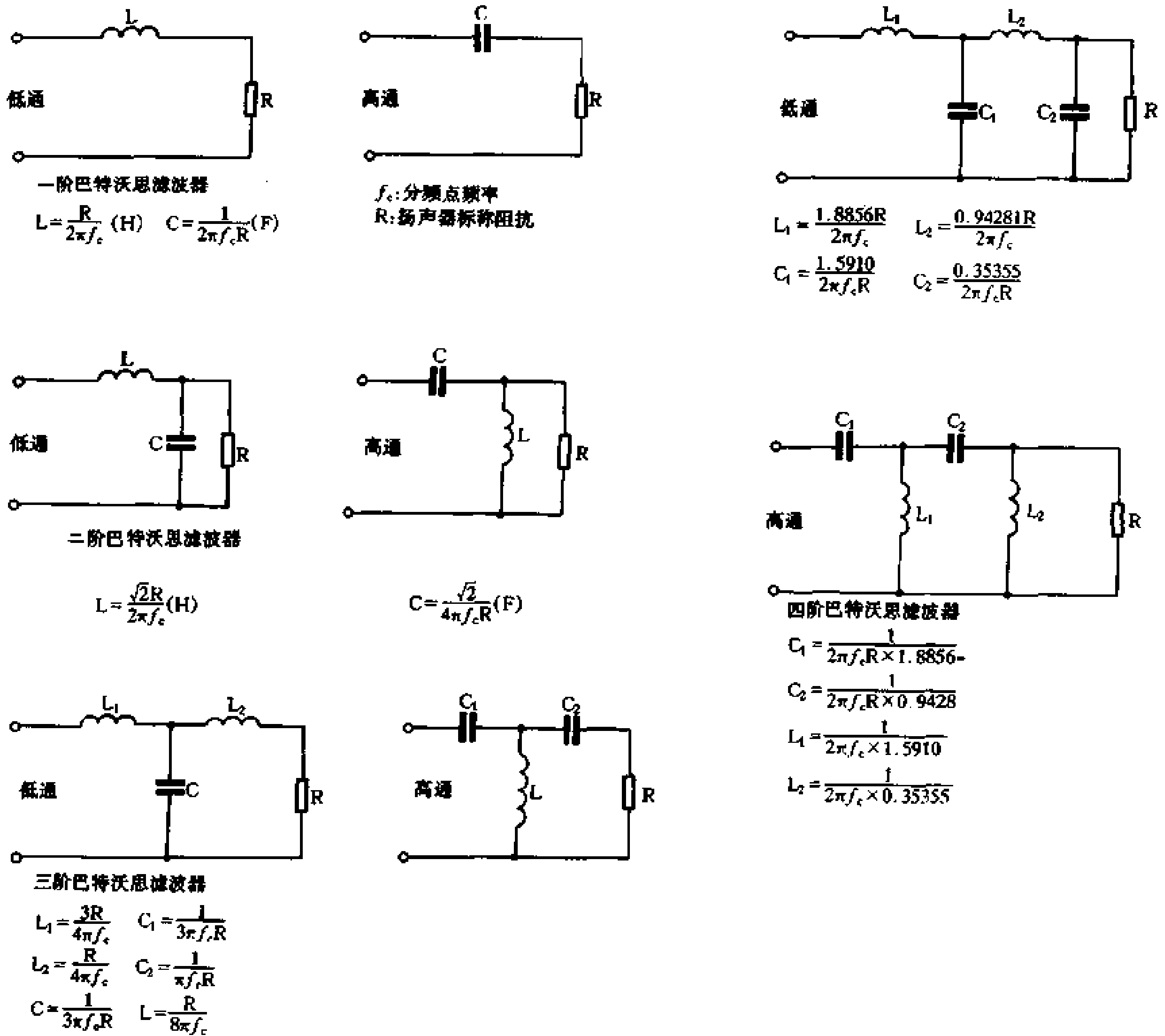


图6-16 滤波器原理图及计算公式

在应用分频器时,需要注意扬声器的相位。对于一阶和三阶分频器来说,在分频点附近很大范围内相位的超前和滞后能够相互抵消,可使频带内的相移刚好为零,所以对于一阶和三阶分频网络来说,高、低音扬声器要同相连接。四阶滤波器具有较好的相位特性,高通网络与低通网络在分频点处同相,高、低音扬声器要同相连接。

而常用的二阶分频器,高、低通网络在分频点处有180°的相位差,需要将高、低音扬声器反相连接。然而由此出现了一个问题,当分频频率在-3dB降落点交叉时,扬声器系统在分频点附近的合成声压比平坦处出现了一个较明显的小峰,其分频特性及合成声压特性见图6-17。要消除这种不利影响可以采用三阶分频器,但三阶分频器较复杂,调试

困难。我们可以对二阶分频器进行改进，使分频点附近的声压峰值得到抑制。

我们按照图 6-18 所示，将低通滤波器的特性曲线向频率低的方向移动一点，高通滤波器的特性曲线向频率高的方向移动一点，使它们在 -6dB 点降落交叉，这样就可以使分频点处的合成声压特性变得平坦了。

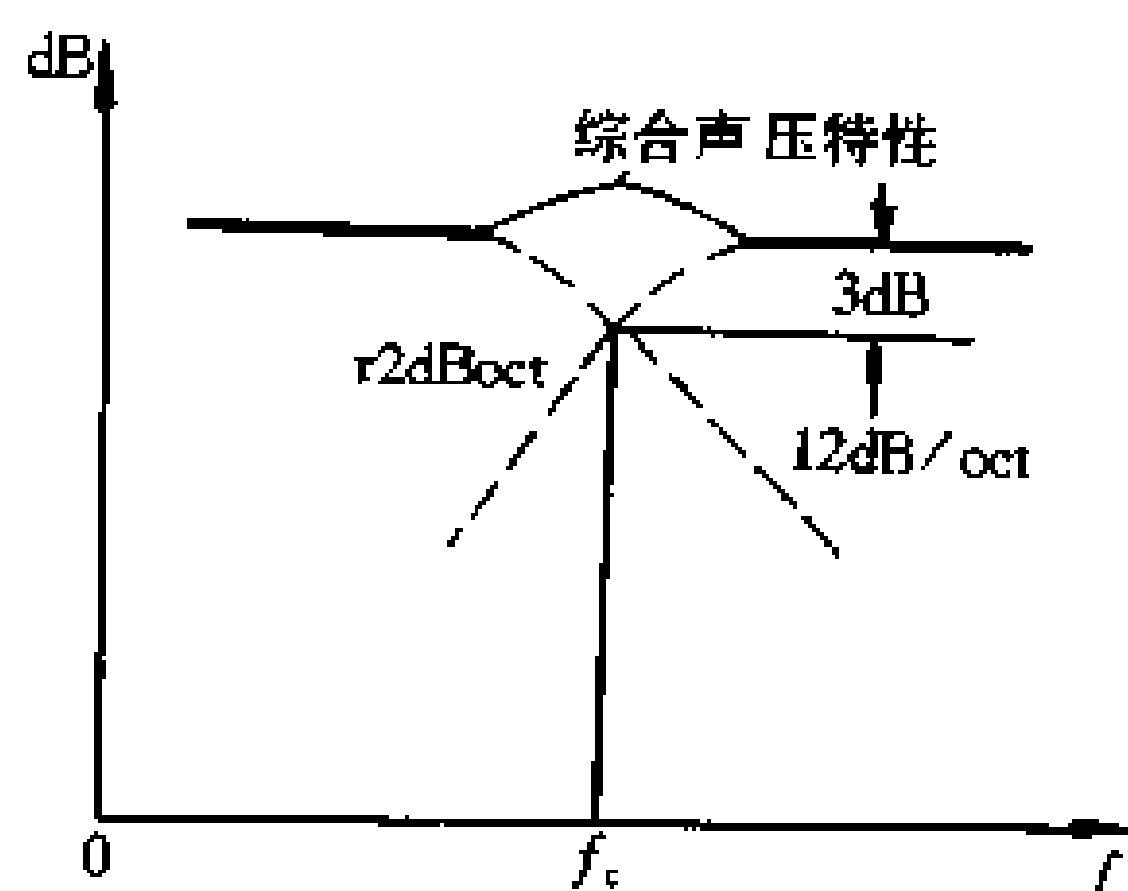


图 6-17 12dB/oct - 3dB 交叉点综合声压特性

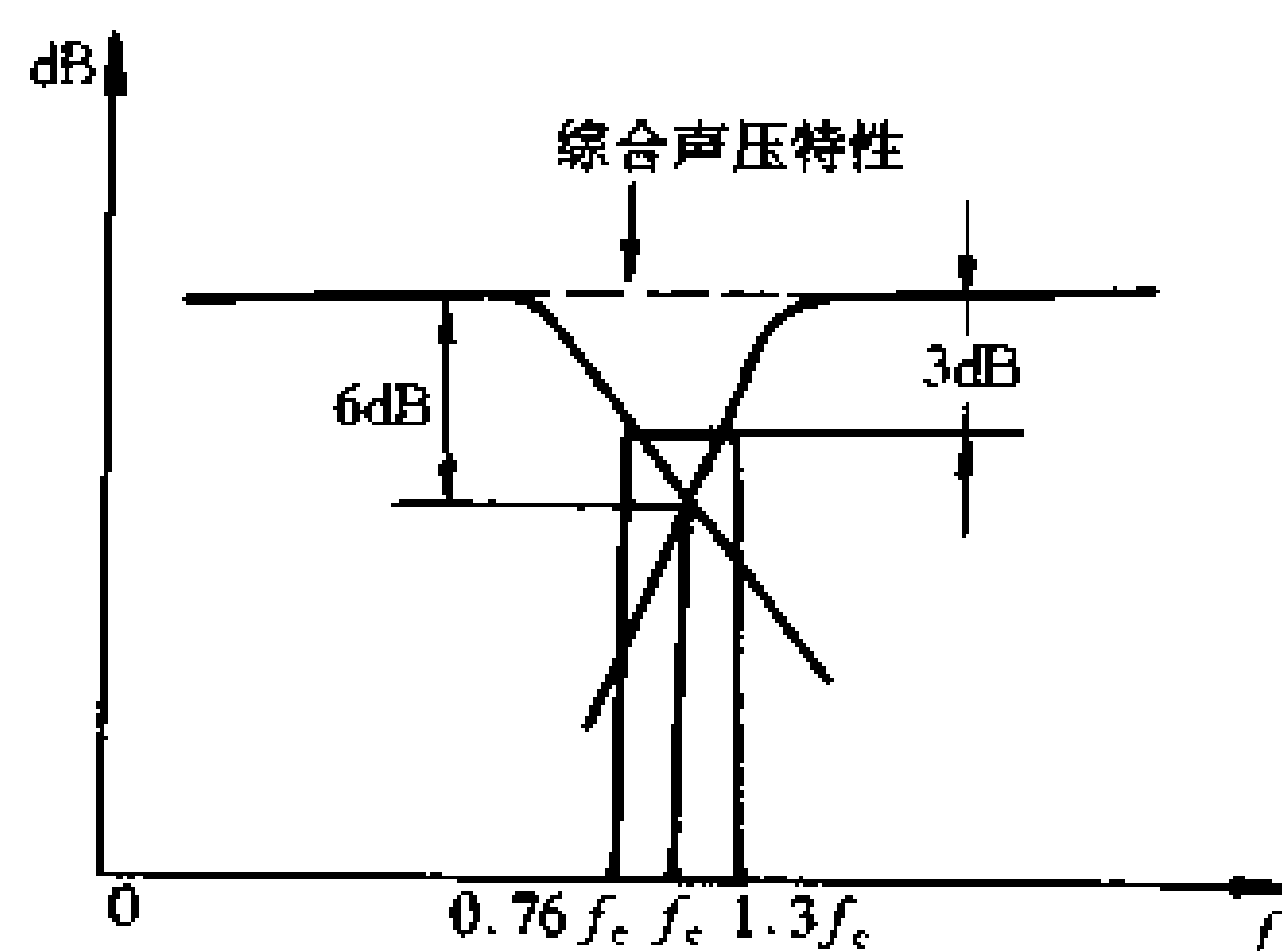


图 6-18 12dB/oct - 6dB 交叉点综合声压特性

对于二阶分频器，只要将低通滤波器的转折频率移到 $0.76f_c$ 处，高通滤波器的转折频率移到 $1.3f_c$ 处，就可以实现 -6dB 交叉。下面是计算公式：

12dB/oct, -6dB 交叉落点：

$$\text{低通回路： } L = \frac{\sqrt{2}Z}{0.76f_c 2\pi} \text{ 将 } \pi \text{ 代入；}$$

$$L = \frac{296}{f_c} (\text{mH})$$

$$C = \frac{\sqrt{2}}{0.76f_c 4\pi Z} = \frac{148000}{f_c Z} (\mu\text{F})$$

$$\text{高通： } L = \frac{\sqrt{2}Z}{1.3f_c 2\pi} = \frac{170Z}{f_c} (\text{mH})$$

$$C = \frac{\sqrt{2}}{1.3f_c 4\pi Z} = \frac{85300}{f_c Z} (\mu\text{F})$$

式中： Z 是扬声器的额定阻抗。

在一些大型音箱中，往往使用三分频甚至四分频的方式，这时需要用到带通滤波器。带通滤波器是由一个高通滤波器和一个低通滤波器级联而成。图 6-19 是一个带通滤波器的电路。

需要注意的是，低通滤波器的转折频率要高于高通滤波器的转折频率，如果相反的话，就成为带阻滤波器了。例如，一个带宽为 1~5kHz 的带通滤波器，其低通滤波器的转折频率为 5kHz，高通滤波器的转折频率为 1kHz，然后将数值代入计算公式算出元件数值，连接电路即可。

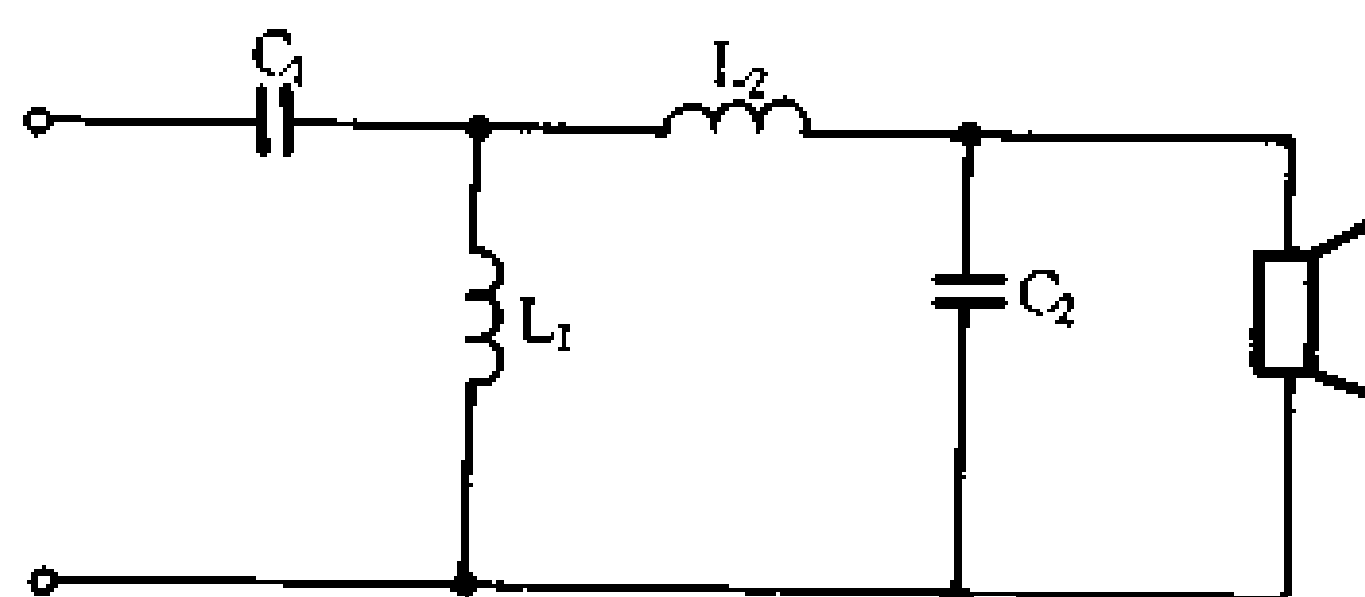


图 6-19 带通滤波器电路

在带通滤波器中，可以把高通滤波器放在低通滤波器后面，如图 6-20 所示。这两种组合形式都可以得到正确的响应曲线，但是低通

滤波器接在高通滤波器之后将导致带通滤波器的输入阻抗降到一个很低的数值。为了使带通滤波器的输入阻抗达到一个适合的值，可将低通滤波器放在高通滤波器之前，这样响应曲线和输入阻抗都能达到要求。

还有一种带通滤波器的电路如图 6-21 所示。

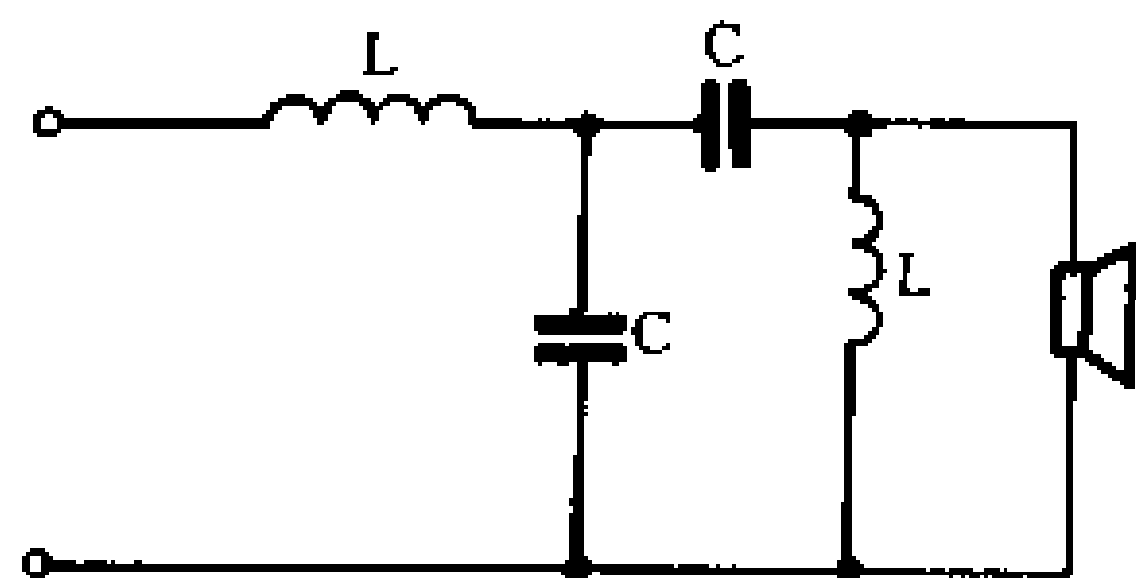


图 6-20 一种带通滤波器电路

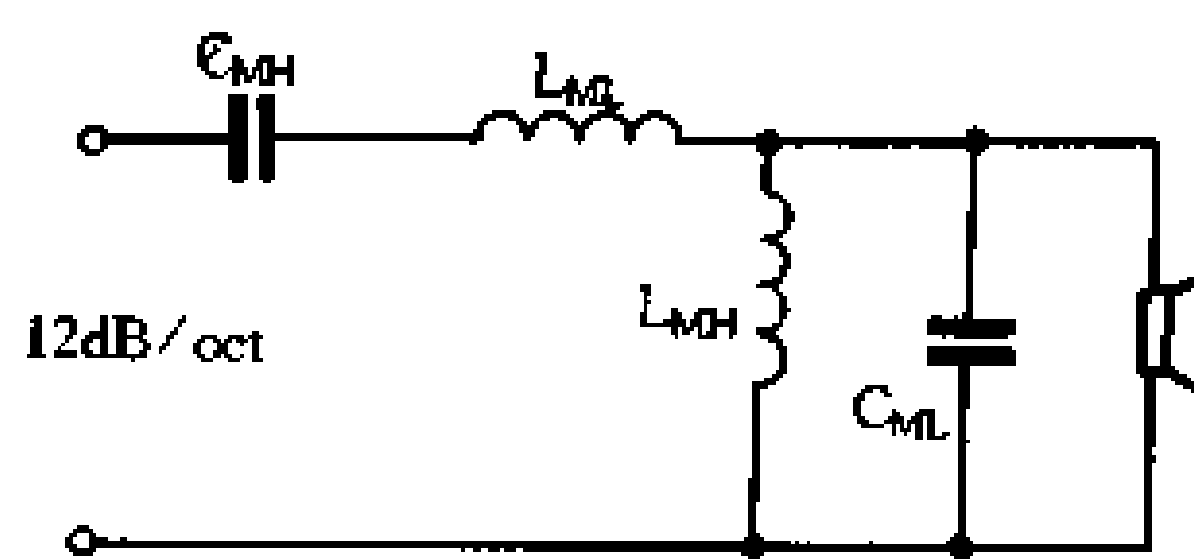


图 6-21 特殊连接的带通滤波器

这种连接方式比较特殊，它是 12dB/oct 带通滤波器的变形组合。图中 C_{MH} 、 L_{MH} 代表高通滤波器中的电感电容元件， L_{ML} 、 C_{ML} 代表低通滤波器的电感电容元件。这种连接方式的带通滤波器具有很好的响应曲线以及输入阻抗。

图 6-22 是这种连接方法三阶和四阶带通滤波电路。各元件的取值可参考三、四阶滤波器的计算公式。

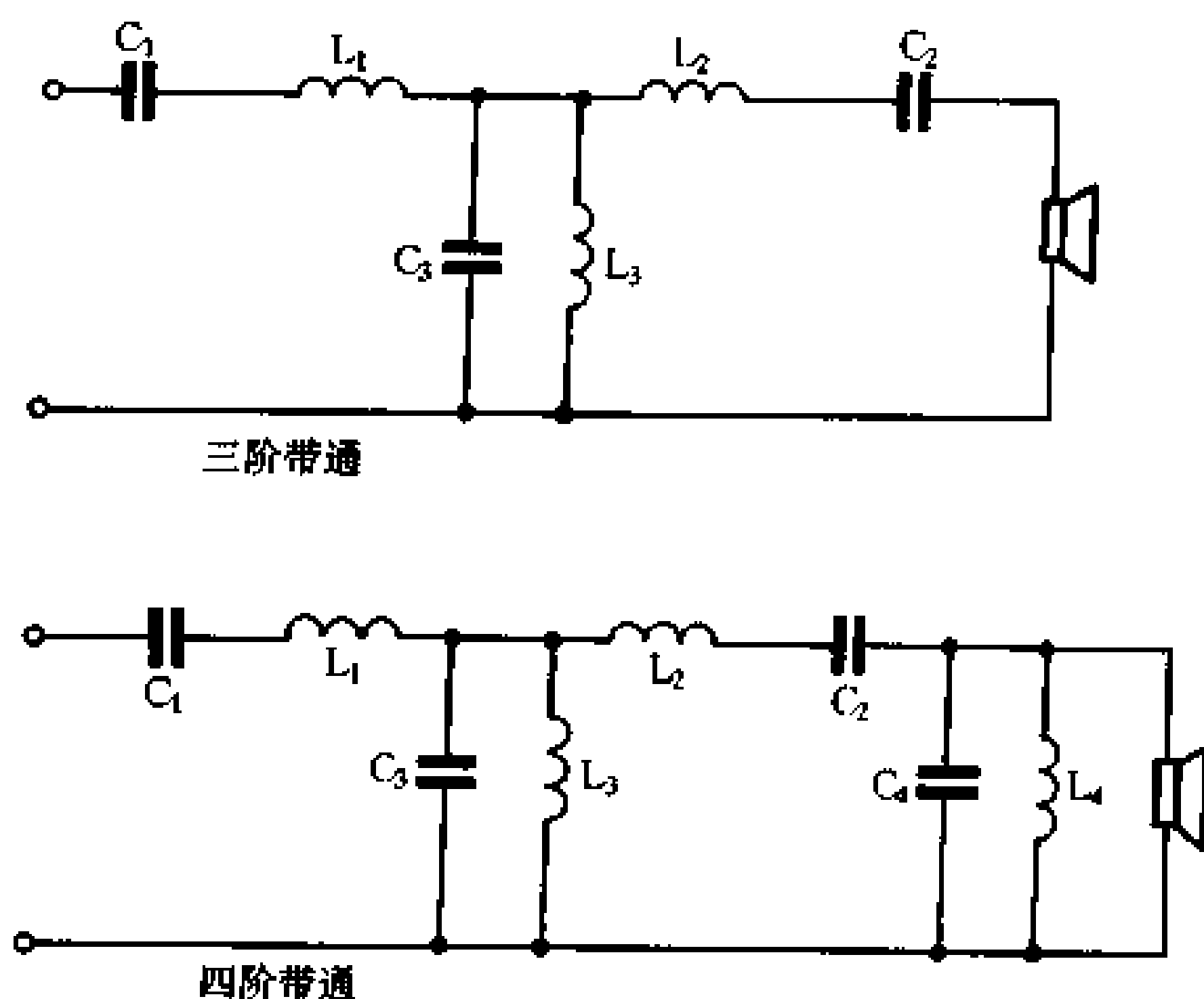


图 6-22 三、四阶带通滤波器电路

二、确定分频频率和分频器衰减斜率

分频器是根据各个扬声器的不同特性来设计的。每一款音箱都有它特定的分频器，我们需要根据扬声器的物理特性来选取合适的分频点和衰减斜率。

设计一个分频器，需要确切了解所用扬声器的各种特性，其中包括频响曲线、指向特性、失真特性、瞬态响应、阻抗特性以及相位特性等。选取扬声器系统的分频点，主要考虑以下几个方面。

1. 参考扬声器的频响特性

扬声器应工作在它的频响特性最平坦的部分，这时扬声器大都工作在活塞振动范围之

内，输出声压比较平滑，谐波失真较小，听感比较好。根据扬声器生产厂推荐的分频点来确定分频频率是一个比较好的方法，厂家给出的推荐值已作了充分的考虑，扬声器可以工作在较好的频率范围内。

高音扬声器分频点的选取不仅要参考频响曲线，而且要知道它的谐振频率。确定高音扬声器的分频点一定要避开它的谐振频率，因为扬声器在谐振频率处其振膜的振幅将达到最大，而高音扬声器的线性位移都比较小，在谐振频率附近长期工作将造成扬声器损伤或毁坏。一般应将分频点定在高于谐振频率二倍以上的频率比较合适，而且失真较小。

我们知道，人耳对声音的中频段最敏感，容易听出中频段的失真，而绝大多数乐器和人声的主要频率都集中在中频段，因此，选取分频点时要注意中频段频响特性要平坦，连贯、顺畅。普通的二分频书架箱，由于高、低音扬声器固有的一些特点，只能将中频段一分为二，通常分频点在 2kHz~4kHz，这样一来中频段的性能受到了影响。在单独使用中音扬声器的系统中，我们应尽量让中音扬声器独自重放中频段(一般为数百赫兹到四五千赫兹)，一般使带通滤波器的高通转折频率在 1kHz 以下，低通滤波器的转折频率在 5kHz 左右，这样就可避免把重要的中频段一分为二，使扬声器系统的中频段音质得到改善，而且扬声器系统的调试变得容易了。

需要注意的是，中音扬声器采用球顶型单元时，分频点也应避开其谐振频率，保证中音扬声器安全工作。

2. 参考扬声器的指向特性

选取扬声器系统的分频点时，还需要考虑到扬声器的指向特性，也就是扬声器在偏离参考轴一定角度时它的频响特性。声音频率越高，扬声器的指向性越尖锐。我们希望在任何位置上都能听到频响平坦、声压均匀的声音，但是受到扬声器指向性的限制，偏离最佳听音位置时可能会损失较多的高音频信息。作为高保真的音箱，我们不仅要求系统有良好的轴向声压特性，还要求在偏离轴向一定角度时，声压的变化应较小。对于 250Hz~8kHz 的信号，在水平指向偏离轴向 $20^{\circ}\sim 30^{\circ}$ ，垂直指向偏离轴向 $5^{\circ}\sim 10^{\circ}$ 时，与参考轴相比声压衰减不超过 4dB 为高保真系统。

图 6-23 是一只扬声器的轴向及 30° 水平频响曲线。

从图中可以看到，在 5kHz 时轴向与 30° 水平频响声压之差约 4dB，因此，分频点应低于 5kHz。一般来说，较小口径的中低音单元在较高频段的指向性比大口径单元的指向性稍好一些。扬声器的口径越大，它在较高频段的指向性越尖锐，当使用大口径的低音单元时，应使用一只指向性较好的球顶型中音单元。

如果没有轴向及 30° 水平频响曲线，可以根据扬声器的口径大小来估算。对于一般小口径的扬声器如 5 吋、6.5 吋，分频点应不高于 4kHz；对 8 吋的扬声器，分频点不应高于 3kHz；而对 10 吋以上口径的单元，则不应超过 1.5kHz。

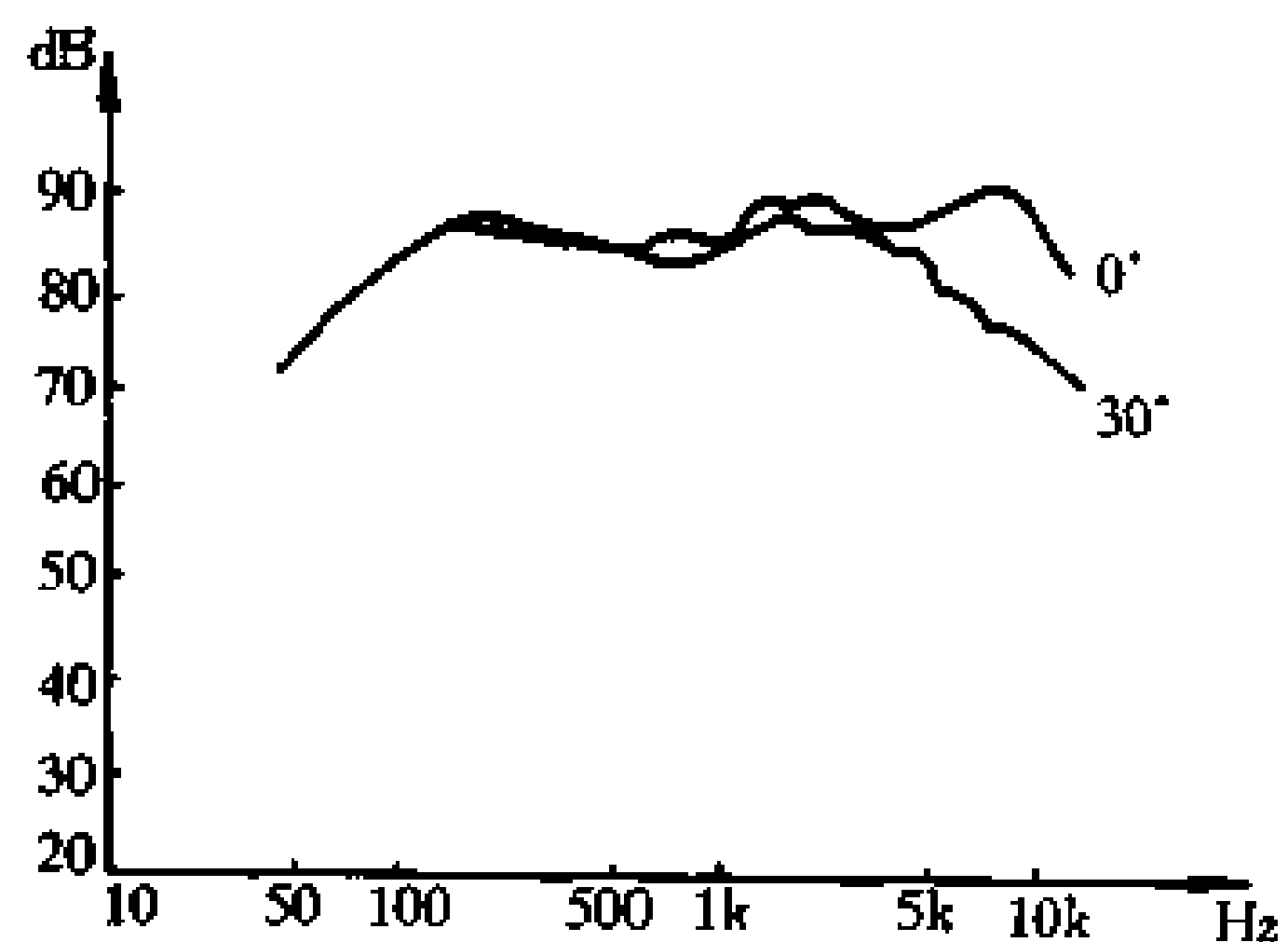


图 6-23 扬声器指向声压特性

3. 参考扬声器的失真特性和瞬态响应

扬声器应工作在它的失真较小的频段，选取分频点时可以参考扬声器的失真特性曲线，这对于中频段尤为重要。

对于高保真的音箱，要求有较好的瞬态响应。振动质量较小的中高音单元一般具有较好的瞬态响应，因此，能用中高音单元重放的频段不要让低音单元来重放，这样可以减小系统的瞬态失真。

4. 确定分频器的衰减斜率

滤波器的衰减斜率越陡，越能保证把选定的最佳频段送到扬声器，而且可减少分频点以外的频率信号进入该扬声器。三阶和四阶分频器有着很高的性能，其中四阶分频器性能最佳，但是其线路复杂，元件较多，对元件精度要求较高。一般来说，二阶和三阶的分频器其衰减斜率已足够，四阶分频器如果设计不好，元件精度不够，其性能可能还不如二阶分频器。

确定分频器的衰减斜率，同样需要参考扬声器的各种物理特性，如果选取的分频点以外其各种物理特性都比较好，我们可以取较低的衰减斜率。如果分频点附近的某些特性不佳，应选择较高的衰减斜率，使分频点以外的频率信号尽量少的进入扬声器，使其工作在较理想的状态下。

以上我们简单介绍了扬声器系统选取分频点以及确定分频器衰减斜率的一般方法。确定这些参数需要综合考虑到各扬声器的物理性能，尽可能使各扬声器工作在它们各自性能最佳的频段，以取得较好的整体性能。

需要注意的是，分频器不是简单的靠一些公式计算出来的，最终还要根据实际测量的结果(如音箱的频响特性、指向特性、相位特性等)对分频器作必要的调整。

三、衰减器及阻抗补偿网络的设计

制作音箱时，我们可能选用了灵敏度不同的扬声器，或者扬声器的灵敏度相同但阻抗不同，而造成扬声器系统的输出声压不平衡，声音显得不协调，这时需要用到衰减器，对输出过高的扬声器输入功率进行衰减，使整个频段声压均衡。

衰减器一般用在中高音单元上。衰减器一般有恒阻可变衰减器和固定衰减器，如图 6-24 所示。

恒阻式可变衰减器可以连续调节衰减量，使用很方便。固定衰减器按照预定的衰减量进行衰减，在业余制作中应用较广泛。固定式衰减器中元件 R_1 和 R_2 的取值计算式子如下：

$$R_1 = \frac{K-1}{K}R \quad R_2 = \frac{1}{K-1}R$$

式中 $K = 10^{\frac{A}{20}}$ ， A 为衰减量 dB， R 为扬声器标称阻抗。

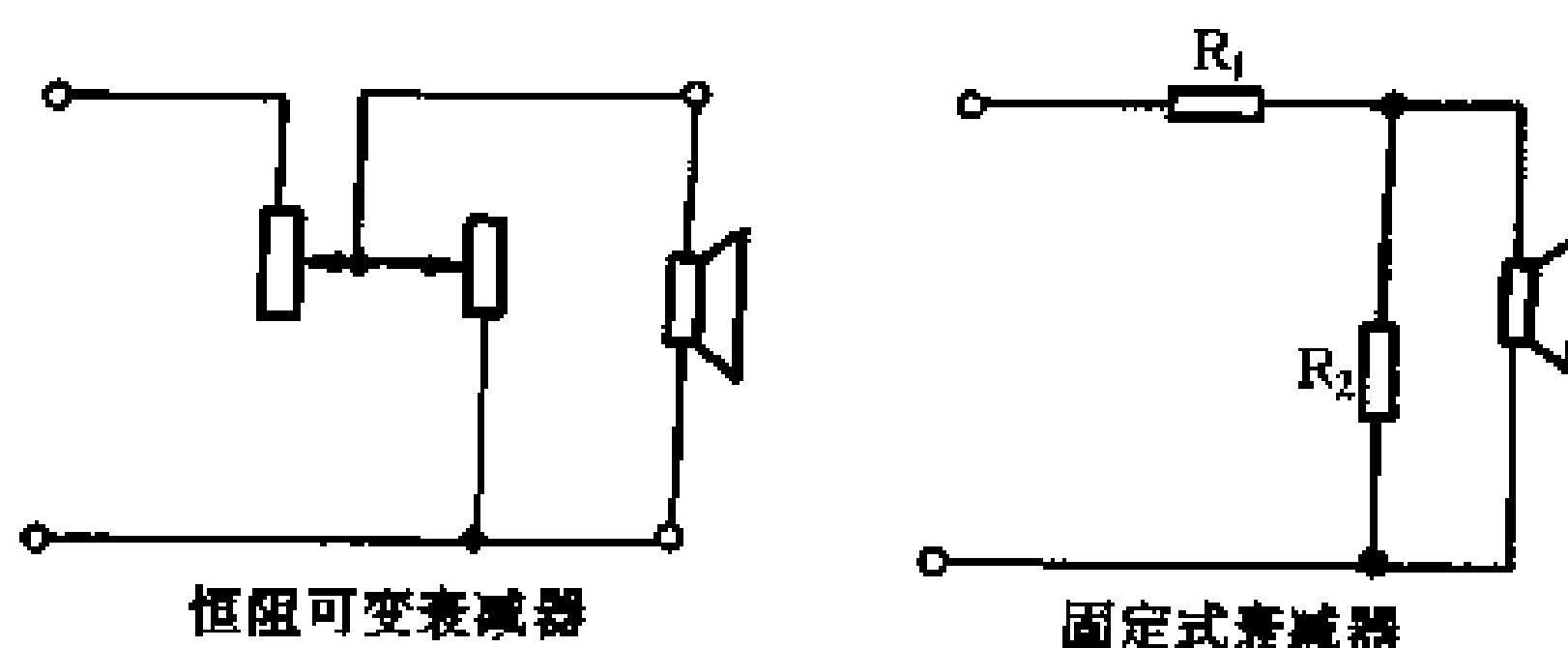


图 6-24 衰减器电路

如果感到固定式衰减器使用起来不很方便，我们可以把衰减量分为较小的几个挡，然后用开关来切换。例如，总的衰减量为 6dB，可以把它分为三挡，每挡为 2dB，计算出各挡的元件参数，连接好线路，用开关分挡切换，来满足实际听音的需要。

扬声器的音圈是一个电感元件，其阻抗随着频率的变化而变化，频率越高，扬声器的阻抗也越高，而分频器的正确设计前提是扬声器的阻抗恒定，因此扬声器阻抗的变化会对分频器的分频特性产生影响。

当一分频网络所接扬声器的阻抗发生变化时，分频网络的滤波器转折频率会发生较大的变化，造成分频特性混乱，使相位特性变乱，还会使扬声器系统的频响不平坦，系统的整体性能受到影响，因此需要对扬声器阻抗随频率变化而变化的现象进行阻抗校正。

我们一般对扬声器的阻抗升高进行补偿，其电路见图 6-25。

阻抗补偿电路是一个电阻和电容的串联网路，元件数值计算方法如下：

估算： $C = L/R^2$ ，式中 L 是音圈的电感量，单位是 mH， R 是音圈的直流电阻或取标称阻抗。

利用分频点的扬声器阻抗计算补偿电容：我们可以在扬声器的阻抗曲线上找出分频点的阻抗值，或者利用音圈的电感量近似的计算出扬声器在分频点的阻抗值，代入下式计算出补偿

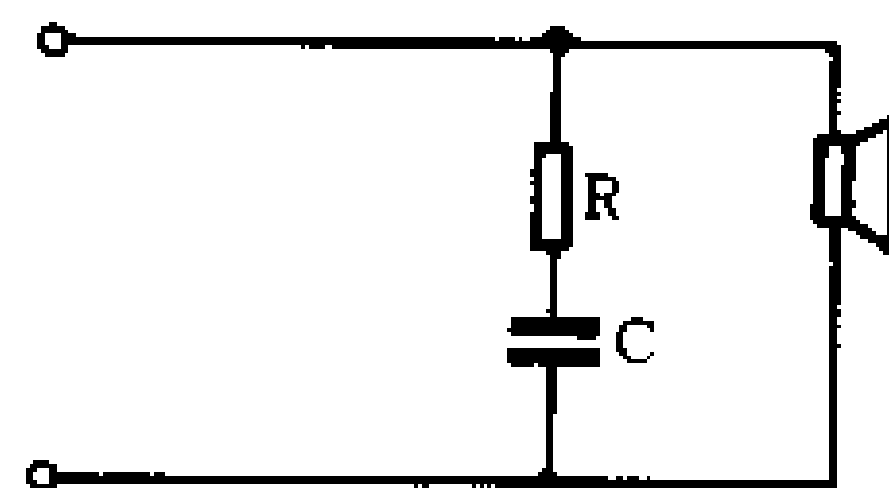


图 6-25 阻抗补偿电路

电容的容量： $C = \frac{159000Z}{fR^2}$

式中 Z 为扬声器分频点的阻抗， f 为分频点频率， R 为扬声器的额定阻抗。

需要注意的是，扬声器系统中的中高音单元最好也加入阻抗补偿网络。当使用有源分频时，各扬声器也应加入阻抗补偿网络，因为扬声器的阻抗变化将影响到功放的输出功率，造成各频段功放输出功率不均衡，引起扬声器系统输出声压不平坦。

四、分频器的元器件选择和制作

分频网络的元件对分频器的各种特性有较大的影响。线圈和电容器产生的损耗和失真影响到分频器的性能，必须对分频网络的元件进行认真的选择。

1. 电容器

分频器中的电容量应具有以下性能：

(1) 损耗要低。为了获得正确的截止特性，并且使通带内损耗较小，需使用串联电阻分量及漏电流较小的品种。

(2) 耐压及电流容量要大。当音频电流从电容中流过时，电流容量小的电容会发热而造成性能变坏，因此需要用低损耗、散热性能好的大型分频器专用电容。

(3) 电容量及其他特性稳定。

(4) 选用无感型的电容器。

(5) 电容量应准确，误差较小。

在各种品种的电容器中，聚丙烯薄膜电容的介质损耗小，频率特性较好，是分频器中首选的电容元件。在实际制作中，可以用多只较小容量的电容并联成为一只较大容量的电

容来进一步减小其损耗。如果能使用分频器专用的聚丙烯电容当然更好。

2. 电感线圈

电感线圈的直流电阻与扬声器连接后，扬声器的 Q_s 值将上升。如果线圈的直流电阻较大，线圈的损耗将增大，而且扬声器的电磁阻尼将减小，使其瞬态特性变坏，所以线圈的直流电阻必须相当小，特别是线圈与扬声器串联使用时，其直流电阻应小于扬声器阻抗的 $1/10$ 。一般来说，线圈的直流电阻明显小于 0.5Ω 时，就可以忽略不计。

要获得较小的直流电阻，就要使用线径较粗的线材，这将使空心线圈的体积非常大，为了减小线圈的体积，可以插入电磁材料的电感芯，但是容易产生失真。

我们要求电感线圈绕制紧密，防止松散，固定牢固，防止松动。当对线圈有较高的要求时，可以使用多股无氧铜线材制作，电感线圈的电感量力求准确，绕好后最好进行测量。

3. 电阻

分频网络中使用的电阻要求选用大功率的无感电阻，可以用线绕型的大功率电阻。

我们制作分频器时要求各元件数值准确，设计电路板或连线时应注意采用一点接地。也可以采用“双线分音”的连接方法，就是各扬声器分频网络互不连接，使用各自单独的接线柱，然后用多条线材连接至功放，这样可以减少互调失真。

分频器的各元件要求安装牢固，特别是电感线圈要防止其松动，并且各线圈安装位置不能过近，线圈之间应保持一定的角度，防止线圈之间的耦合，一般应将电感线圈互相垂直安装。

如果考虑到可能使用电子分频或改进的需要，可以把分频器放在音箱外面，置于功放附近，用几条线材连接至音箱。使用这种方法可以获得较好的效果，而且调试方便，但要注意分频器的屏蔽问题。

下面我们介绍分频器电感线圈的绕制方法。我们常用的是空心电感线圈，其计算公式如下：

设电感量为 L (μH)，直流电阻为 R (Ω)，先求出线圈的结构参数 b ：
$$b = \sqrt{\frac{L/R}{8.66}} \text{ mm}$$

绕制圈数 $N = 19.88 \sqrt{L/b}$ (匝数)

漆包线直径： $d = 0.841b/\sqrt{N}$

算出以上数据后，我们在图 6-26 所示的骨架上绕制线圈，线圈要有防松散措施。

计算公式中的电感线圈的直流电阻一般取 0.5Ω 以下，线径一般可取 1mm 左右。

线圈绕好后最好能测量其电感量是否准确。如果条件允许，可以制作带磁芯的线圈，这样可以大大减小线圈体积，减小直流电阻。若设计合理，其性能也很好。

五、电子分频器

无源分频器的线路简单，比较经济，性能较好，是目

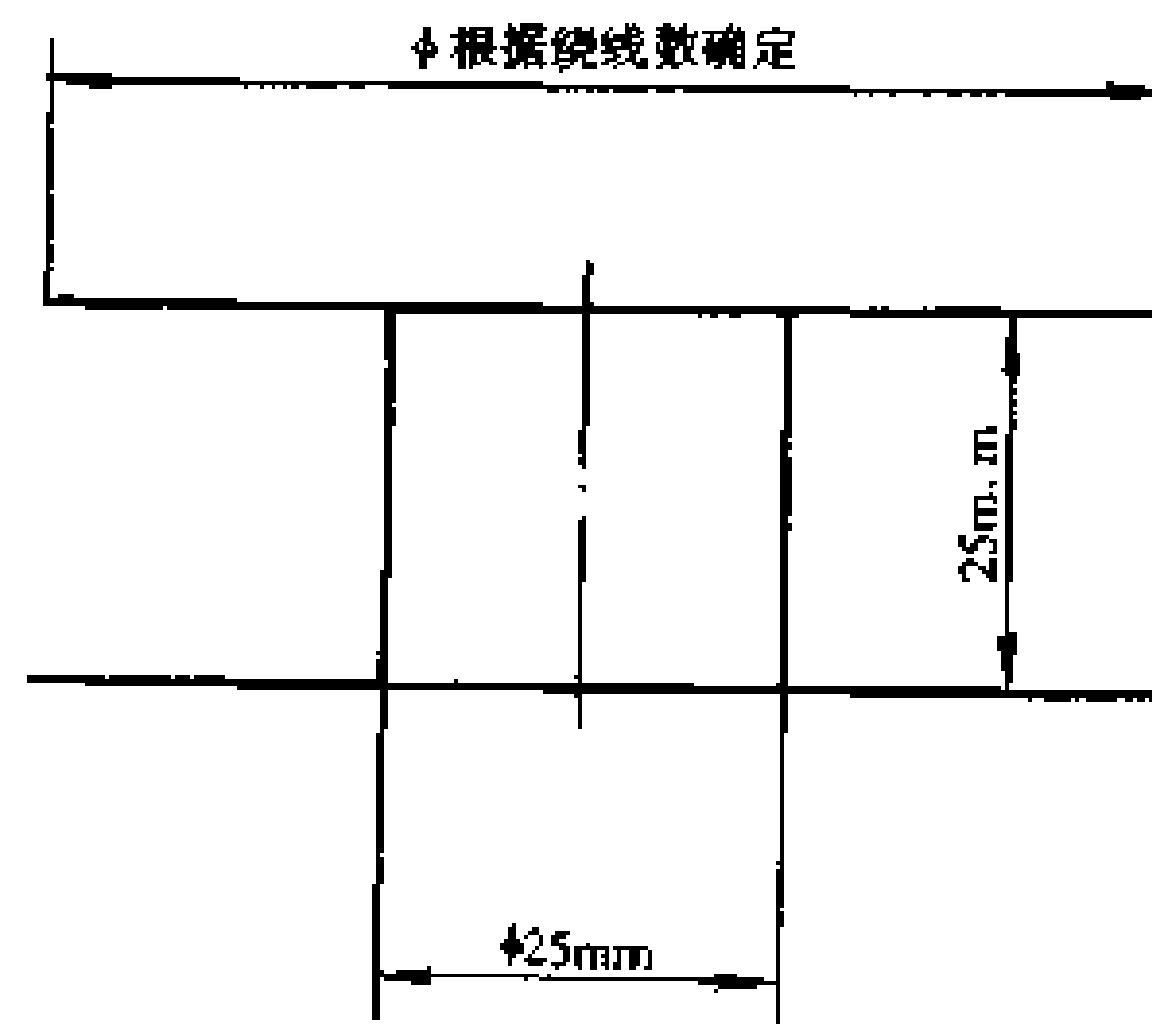


图 6-26 线圈骨架示意图

前多数民用音箱采用的分频网络。但是无源分频器的功率损耗较大,各频段的电平不能独立控制,而且低频扬声器的阻尼要受到电感线圈的影响。更为严重的是,扬声器阻抗的变化影响到分频器的各种特性。无源分频器这些缺点,限制了它在一些要求很高的场合的应用。

电子分频是把声音信号分隔成几个频段,然后将不同频段的信号送入相应的功率放大器来驱动对应频段的扬声器,可见电子分频造价高,系统复杂,需要与分频数目相同的多台功放。但是电子分频也有很多优点,它具有无源分频不易达到甚至达不到的性能。

电子分频与无源分频相比具有以下优点:

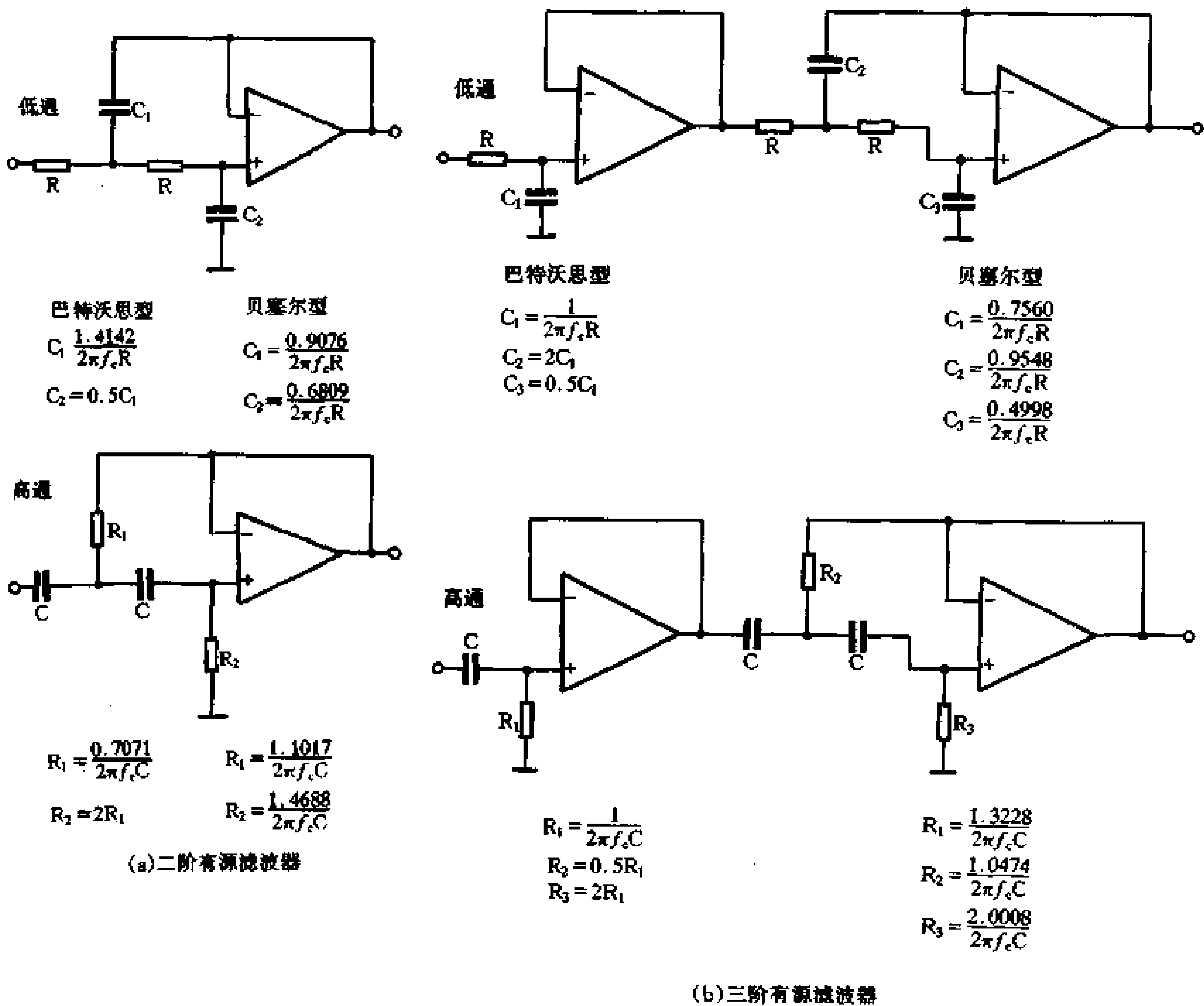
(1) 电子分频降低了损耗,减少了各频段之间的互调失真,各频段电平可以独立调节,容易匹配各种扬声器。

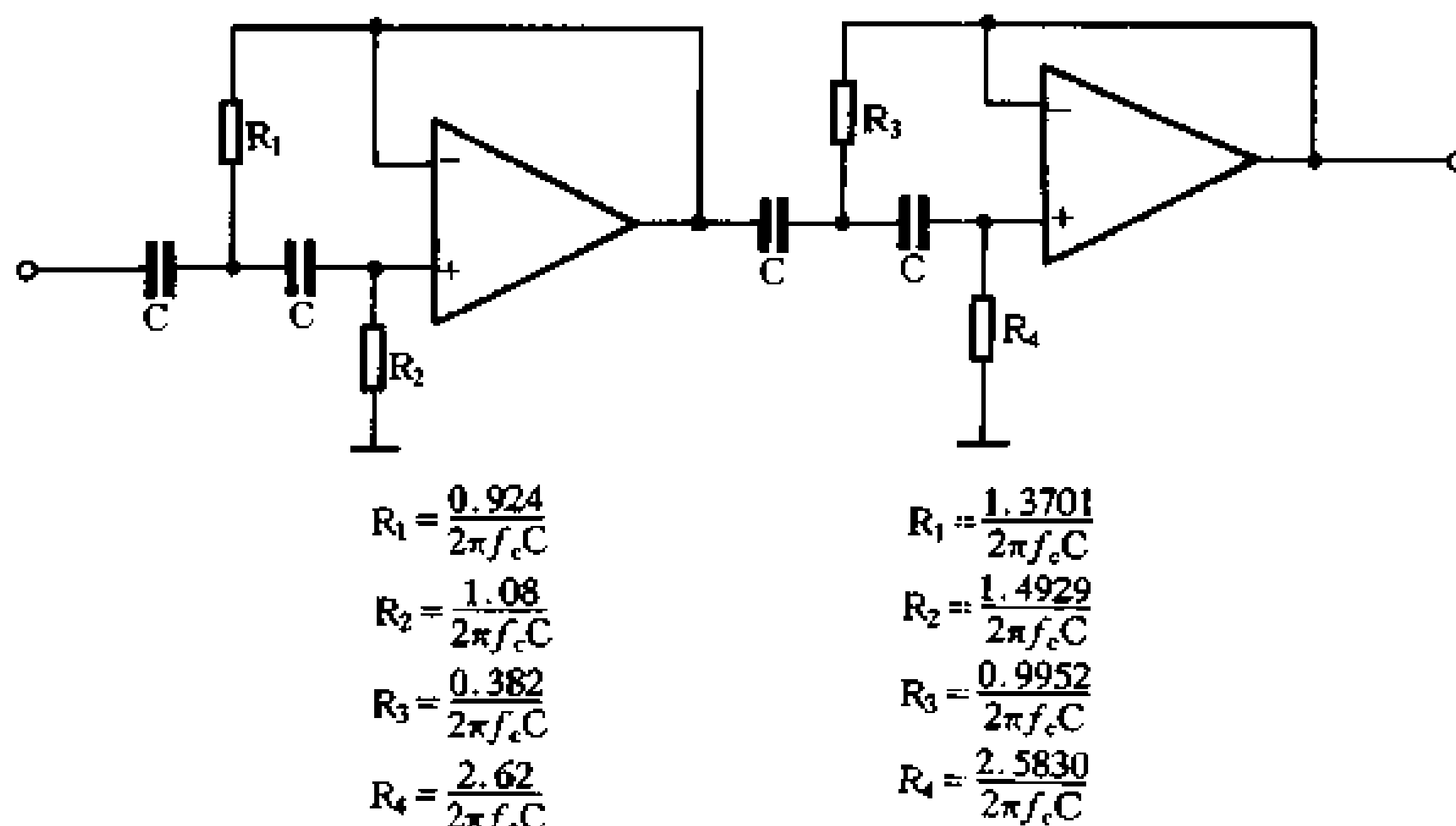
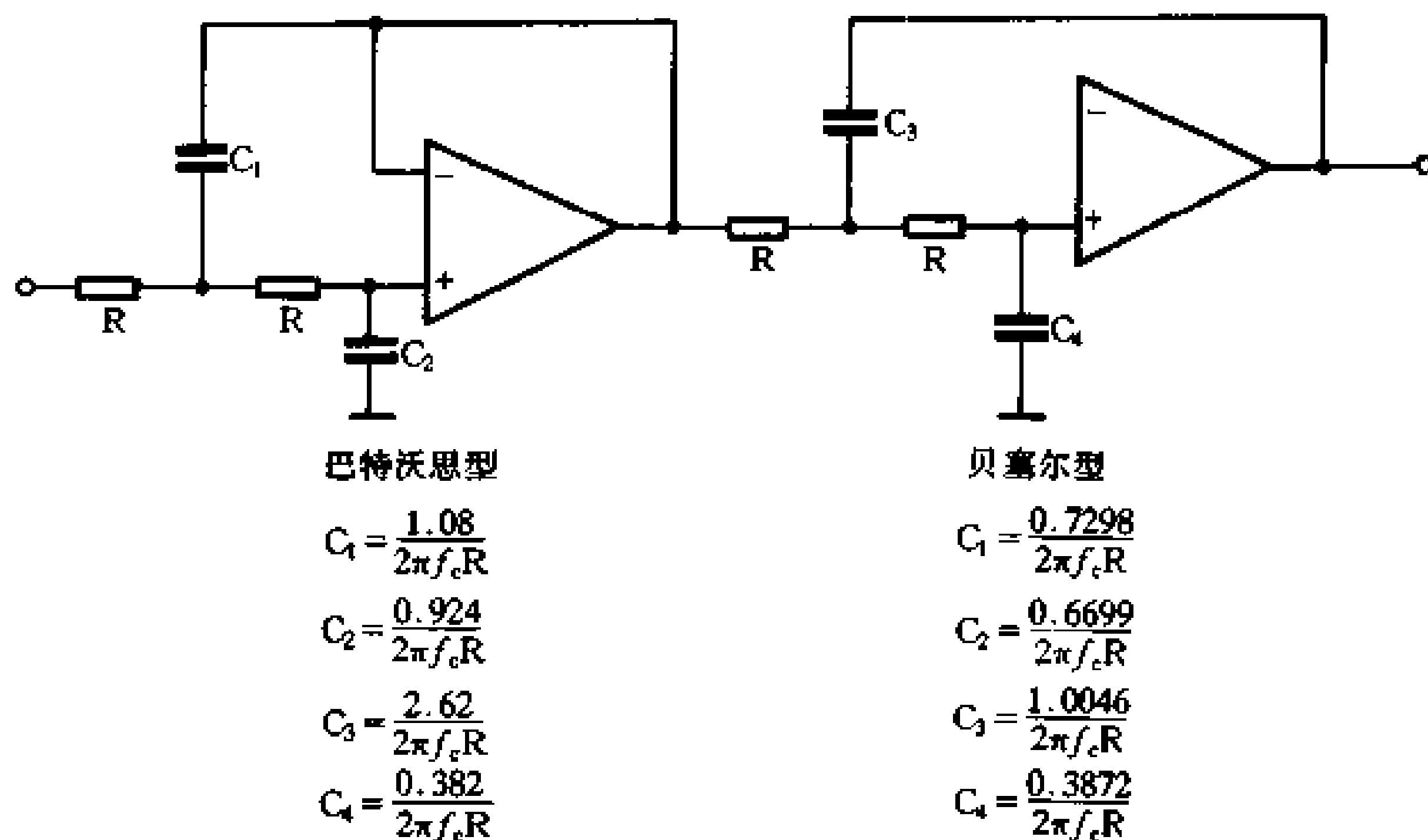
(2) 电子分频是由功放直接驱动扬声器,其阻尼很好,减少了失真。这对于低频段的重放更为有利。

(3) 电子分频的分频特性不受扬声器阻抗变化的影响,音质较无源分频明显改善。

电子分频器是一有源滤波器,一般有巴特沃思滤波器和贝塞尔滤波器。其中贝塞尔滤波器具有很好的瞬态特性以及理想的频响特性曲线。

图 6-27 是二阶、三阶、四阶巴特沃思和贝塞尔滤波器的电路原理图及计算公式。





(c) 四阶有源滤波器

图 6-27 二、三、四阶有源滤波器和计算公式

在同一个滤波器中，低通滤波器中的电阻 R 应取相同的值，例如 R 全部取 $4.7 \sim 10\text{k}\Omega$ ，高通滤波器中电容 C 的取值也应相等，例如可取 C 为 $4700\text{pF} \sim 0.01\mu\text{F}$ 。计算公式中， R 单位是 Ω ， C 的单位是 F 。

带通滤波器可用高通和低通来组合获得。

随着高性能大功率集成功放电路的出现，电子分频的功放制作已不困难，价格也不很高。我们制作电子分频器时，一定要使用高质量的元件，阻容件数值要准确，以确保分频器的性能和减少系统的失真，降低噪声。

为了使用上的方便，我们可以多取几个分频点，用开关来切换，可以适应不同性能的扬声器。

电子分频器的分频点和衰减斜率的选择可参考无源分频器。

6.4.3 扬声器在箱体上的安装方式与排列方式

扬声器在箱体上的安装方式与排列方式会影响到扬声器系统的频响特性、指向特性、

相位特性等，如果扬声器安装及排列不合理，将使声音音质恶化。

1. 扬声器的安装方式

扬声器的安装方式分为外装式、后装式和镶嵌式三种。其中最常用的是外装式和镶嵌式的安装方法。

图 6-28 是三种安装方式的示意图。

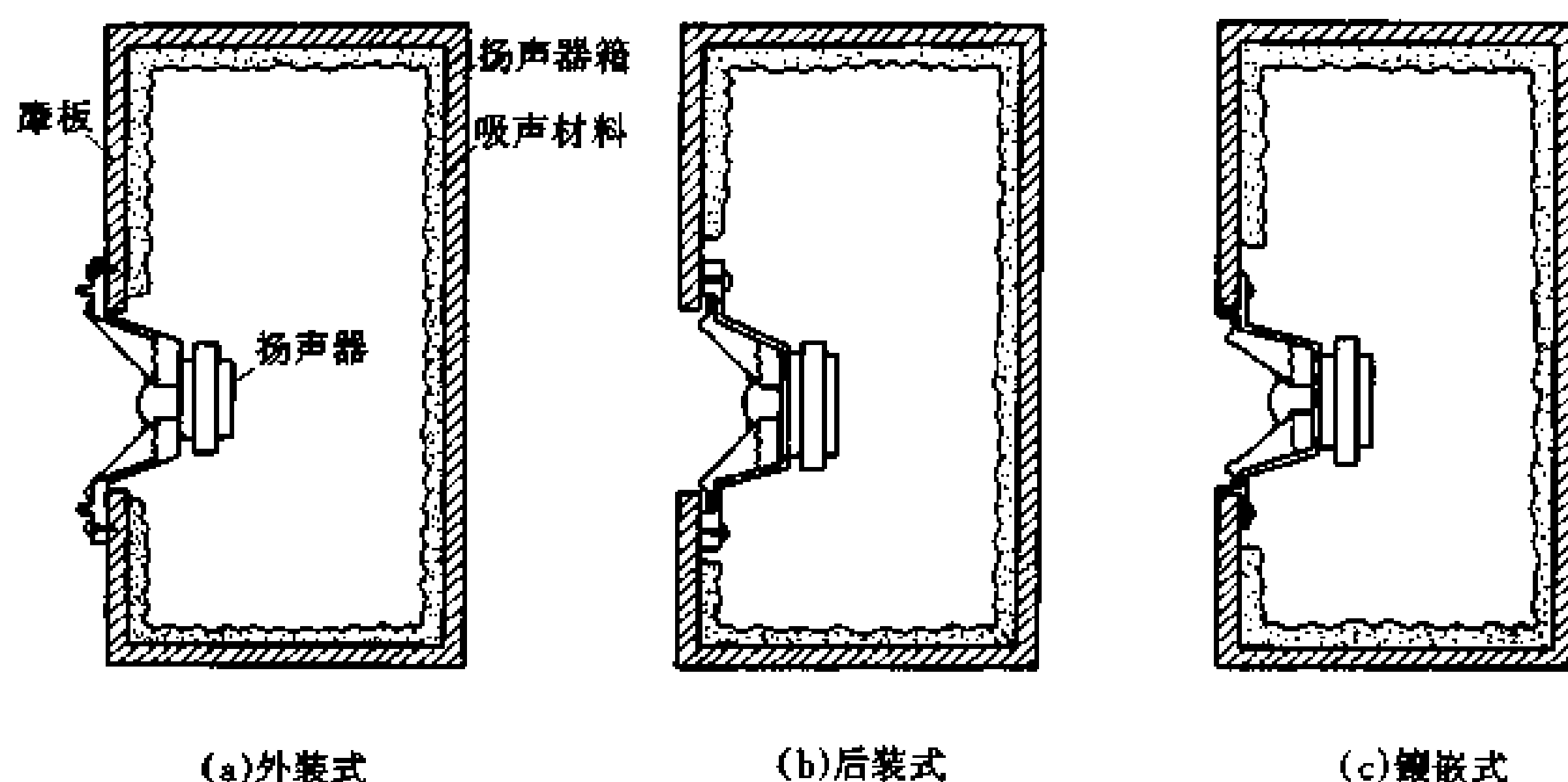


图 6-28 扬声器的安装方式

(1) 图 6-28 (a) 为外装式。这种安装方式是把扬声器的盆架边框突出于障板安装。外装式安装简便，便于装拆，但是声音会在扬声器的边框周围产生衍射波，造成中音频段的频率特性发生变化。

(2) 图 6-28 (b) 是后装式。当障板较厚时，扬声器的安装孔形成的圆筒型空腔使频率特性发生较大的起伏，这种现象称为空腔效应，如图 6-29 所示。因此，在高保真扬声器系统中一般不采用这种安装方式。

(3) 图 6-28 (c) 为镶嵌式安装。这种安装方式是使扬声器的盆架边框与障板平齐，消除了外装式和后装式的缺点，是频率特性最好的安装方式。

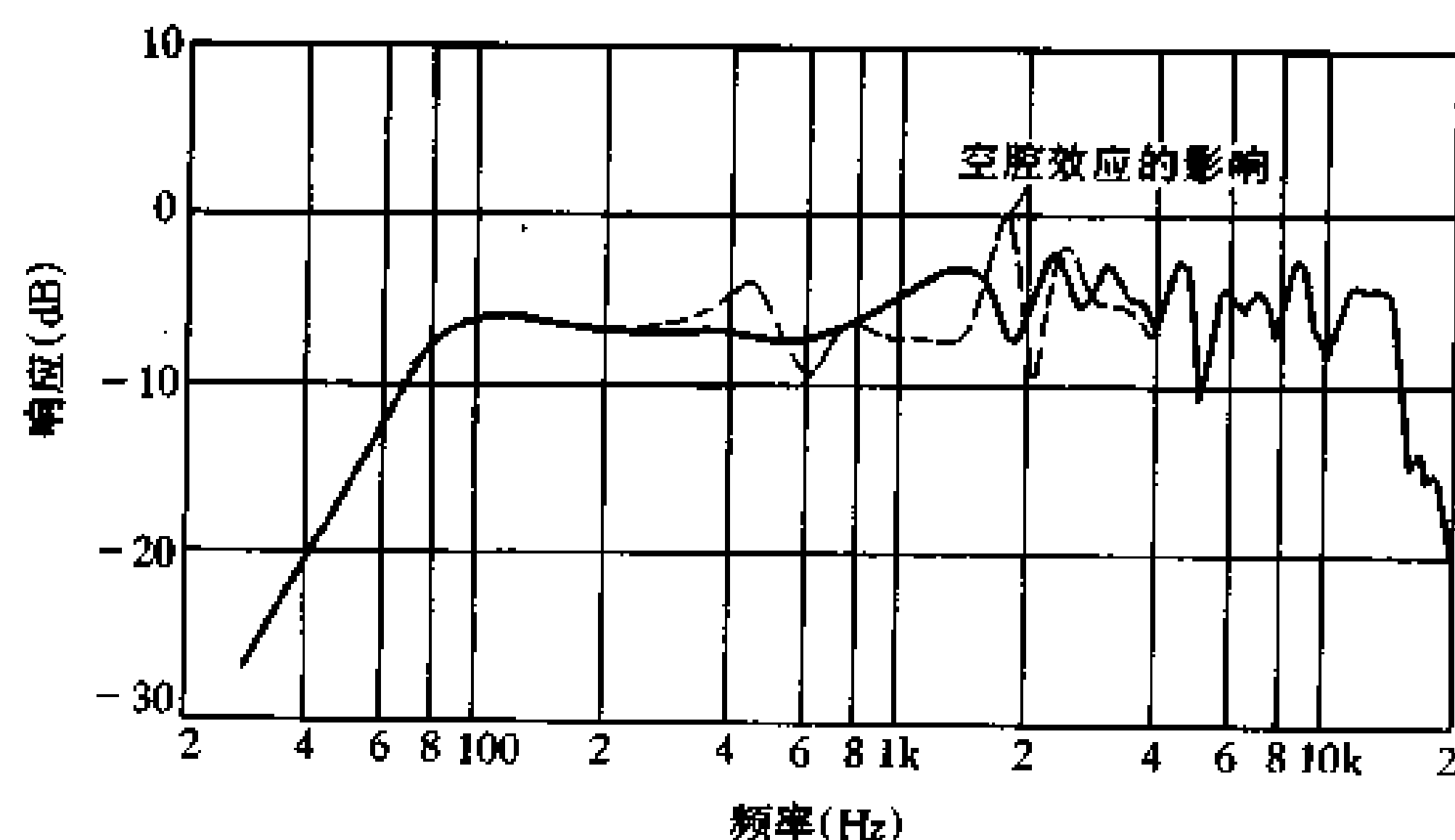


图 6-29 空腔效应引起的频率特性变化

2. 扬声器的排列方式

我们把不同频段的扬声器安装在音箱的面板上，需要注意扬声器的排列方式。如果把

低音扬声器装在平面形面板的中心，就会使频响曲线出现明显的峰谷。对于平面形面板来说，低音扬声器一般应安装在面板纵向方向偏离中心的位置。

图 6-30 是高、中、低音扬声器常见的几种排列方式。

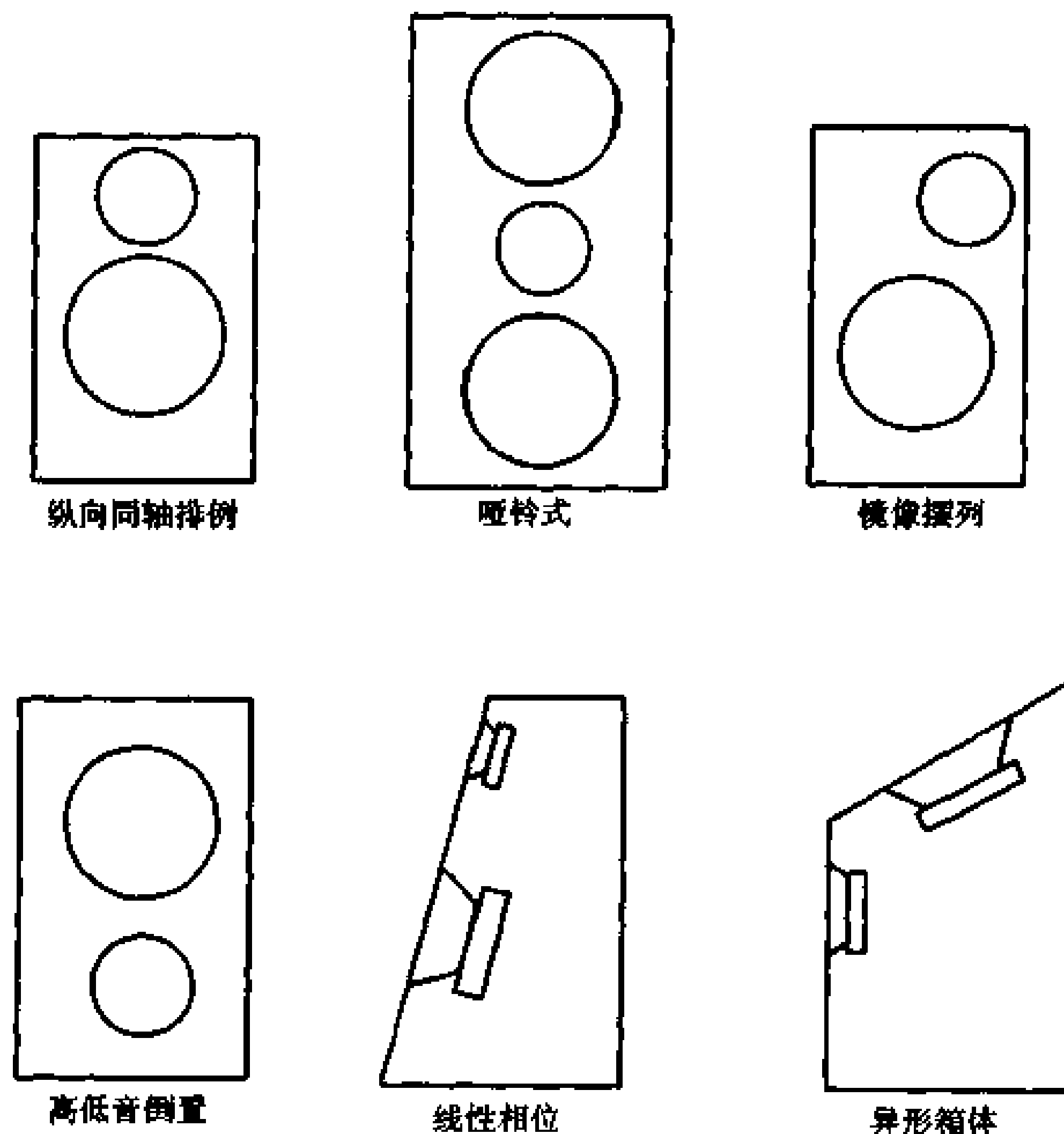


图 6-30 扬声器的排列方式

(1) 纵向同轴排列。纵向同轴排列的方式在音箱轴线方向上的高、低频扩散比较均匀，是一种最常见的扬声器排列方式。要求各扬声器的安装位置应尽量靠近，以减少因高、低音扬声器之间的指向性差异造成声像分裂。采用这种排列方式的音箱横卧摆放时，将使垂直方向的指向性变差。

(2) 哑铃式排列。哑铃式排列的音箱在垂直摆放时，高频从上下两个低音单元中间传播，声像接近于点声源，其声像定位较好，但对听音位置要求较严格。当音箱横卧摆放时，垂直方向的指向性要受到影响，但可以利用扬声器自身良好的扩散性能来改善。

(3) 镜向排列。镜向排列的方式可以缩短各扬声器之间的距离，同时有利于高音单元向声场轴线内的扩散，可以获得较好的声像定位。

(4) 高低音扬声器倒置排列。将高中低音扬声器在面板上依次从下到上来排列的方式，可以减少高、中、低音单元发声位置的不同而造成的相位差，这种排列方式对高音扬声器的扩散性能要求较高。

(5) 各扬声器发声位置前后一致的排列方式。把各扬声器前后错开一定距离来排列，可以使各扬声器的发声位置在前后方向上一致，可取得良好的相位特性。

(6) 异形箱体的扬声器排列。采用异形箱体是设计者为了防止驻波，获得某种优异的性能或者出于美学的考虑而采用的方法。

我们在设计制作音箱时，应全面考虑，选择合适的扬声器的排列方式，将自己的音乐观念融入到设计思想中，做到音乐与美学的统一，设计出满意的音箱。

6.4.4 箱体的制作工艺

当我们计算出箱体的净容积和倒相管的尺寸后，需要确定箱体的形状，外部尺寸以及内部的结构，然后依据这些尺寸来制音箱的箱体。

1. 箱体的外形及尺寸比例

较理想的箱体形状是一个球形，我们可以把箱体做成梯形、六角形以及箱体六个面互相不平行的形状，这样可以消除驻波带来的不利影响。我们常用的音箱一般为长方体，在制作箱体时可以把箱体正面楞边做成圆弧状，以校正衍射效应，改善频率特性。

当我们把扬声器、分频器、倒相管、支撑物等所占体积与箱体净容积相加，确定出箱体实际容积后，需要选择合适的箱体内部尺寸比例，以使驻波均匀分布，避免在某一个频率上产生过强的驻波。一般要求箱体的长宽高的比例不能成整数比。例如 0.8:1.00:1.25 或 1.00:1.25:3.2 都是较合适的比例。选择合适的尺寸比例对音质提高有较大的帮助。

表 6-12 是使驻波均匀分布的箱体尺寸比例。

表 6-12 对驻波有利的扬声器箱尺寸比

W	D	H	W	D	H	W	D	H	W	D	H	W	D	H	W	D	H
1.0	1.1	1.3	1.0	1.3	2.4	1.0	1.4	3.3	1.0	1.6	2.4	1.0	1.8	2.6	1.0	2.3	2.9
"	"	1.4	"	"	2.9	"	"	3.4	"	"	2.5	"	"	2.7	"	"	3.1
"	"	1.5	"	"	3.1	"	"	3.5	"	"	2.6	"	"	2.8	"	"	3.2
"	"	1.6	"	"	3.3	"	"	3.6	"	"	2.7	1.0	1.9	2.4	"	"	3.4
1.0	1.2	1.3	"	"	3.4	"	"	3.7	"	"	2.9	"	"	2.5	"	"	3.5
"	"	1.4	"	"	3.5	"	"	3.8	"	"	3.1	"	"	2.7	1.0	2.6	3.7
"	"	1.5	"	"	3.6	"	"	3.9	"	"	3.5	"	"	2.8	"	"	3.8
"	"	1.6	"	"	3.7	1.0	1.5	2.1	"	"	3.6	"	"	2.9	"	"	3.9
"	"	2.6	"	"	3.8	"	"	2.2	"	"	3.7	1.0	2.1	2.4	1.0	2.7	3.3
"	"	2.7	"	"	3.9	"	"	2.3	"	"	3.8	"	"	2.5	"	"	3.4
"	"	2.8	1.0	1.4	1.5	"	"	2.4	"	"	3.9	"	"	2.6	"	"	3.5
"	"	2.9	"	"	1.8	"	"	3.1	1.0	1.7	2.2	"	"	2.7	"	"	3.6
1.0	1.3	1.4	"	"	1.9	"	"	3.2	"	"	2.3	"	"	2.8	"	"	3.7
"	"	1.6	"	"	2.1	"	"	3.3	"	"	2.4	"	"	2.9	"	"	3.8
"	"	1.7	"	"	2.2	1.0	1.6	1.8	"	"	2.5	1.0	2.2	2.5	"	"	3.9
"	"	1.8	"	"	2.3	"	"	1.9	"	"	2.6	"	"	2.6	"	"	
"	"	1.9	"	"	2.6	"	"	2.1	1.0	1.8	2.3	"	"	2.7	"	"	
"	"	2.1	"	"	3.1	"	"	2.2	"	"	2.4	"	"	2.8	"	"	
"	"	2.2	"	"	3.2	"	"	2.3	"	"	2.5	"	"	2.9	"	"	

2. 制作箱体的材料

构成箱体的材料也会对音质产生影响，因为音箱在工作时会产生一定的振动，这种振动对音质产生不利影响。我们要求制作箱体的材料具有以下性能：

- (1) 密度大，隔音性能好。
- (2) 刚性大，不易变形。
- (3) 内部损耗大，有利于阻尼。
- (4) 易于加工，外观漂亮。

我们一般用木制材料制作箱体，常用的板材有以下几种：

(1) 刨花板

刨花板是一种由碎木屑加入粘合剂热压而成的人造板，价格便宜。它具有很好的声学性能，可以作为音箱的制作材料，但其表面粗糙不易处理，而且容易受潮变形。

(2) 纤维板(中密度板)

纤维板是由木纤维与粘合剂压制而成，是自制音箱的理想材料，其声学性能比刨花板好一些，密封性好，刚性大，表面光滑，加工容易。

(3) 胶合板

胶合板的强度较高，内部阻尼较小，声学性能不如刨花板和纤维板。其外观漂亮，有木纹，加工处理简便。

一般来说，箱体板材厚度不应低于 18mm。石材、混凝土、树脂等材料也可以用来制作箱体，但难度较大，不适合业余制作，这里我们不做介绍。

3. 箱体板材的接合工艺

制作箱体，我们要求箱体必须结实坚固，气密性好。箱体如果密封不好，有漏气现象，将造成声泄漏，使音箱的频率特性变坏。

图 6-31 是箱体密封性差，有缝隙时输出声压的变化的例子。

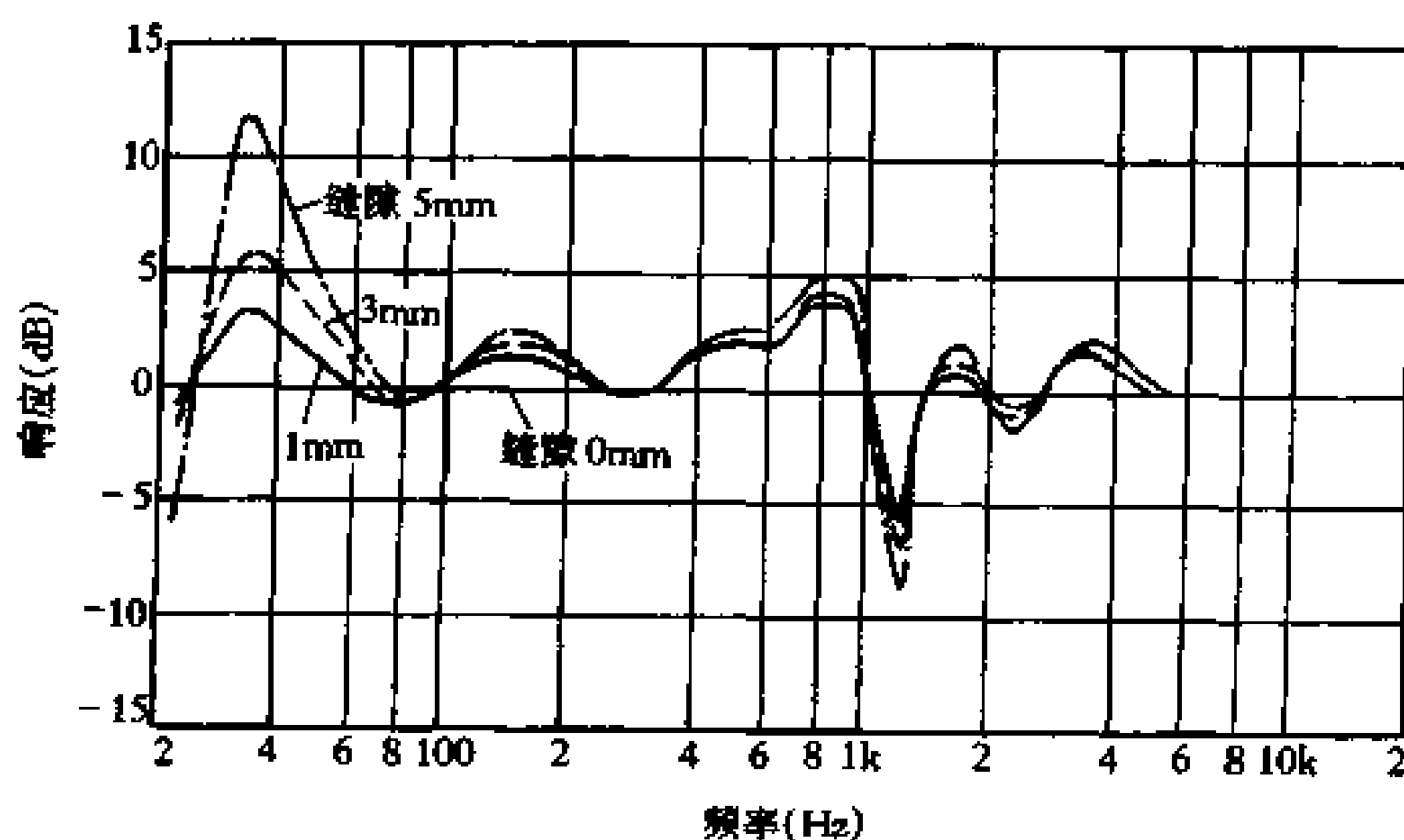


图 6-31 箱体有缝隙时输出声压的变化

从图中可以看到，即使箱体有 0.1mm 的缝隙也会使音箱输出声压频率特性产生变化。所以制作箱体时要严格防止箱体漏气。

为了使箱体结实坚固，密封良好，箱体板材的接合一般用胶合、榫接合以及螺钉接合等，效果较好的是榫接合工艺。图 6-32 是几种常见的接合工艺的示意图。

无论何种接合工艺，要求各接合面要有足够的粘合剂，以保证箱体接合处的密封性能。另外，还需要注意扬声器和接线柱处的密封。

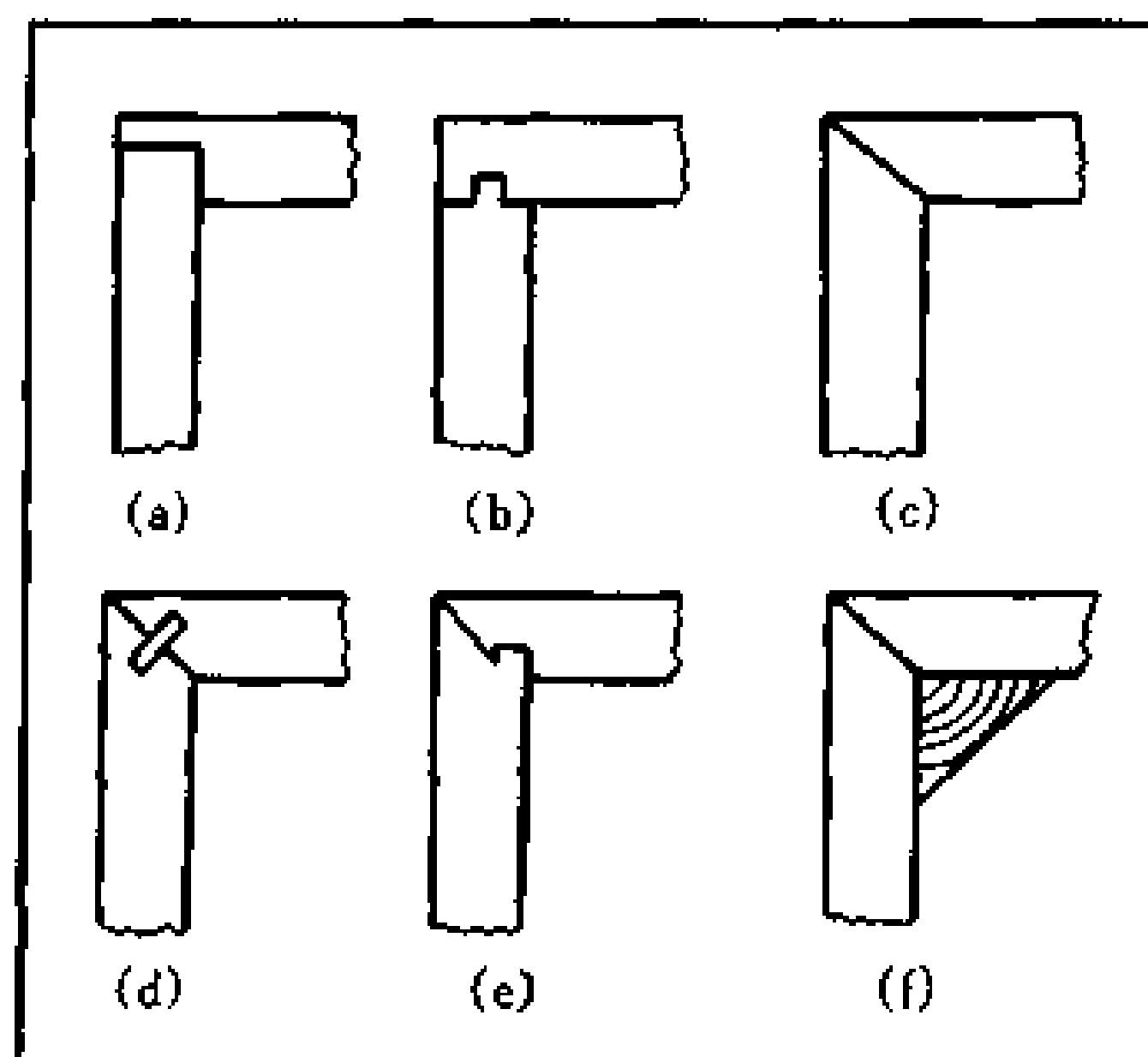


图 6-32 箱体联接示意图

4. 箱体内部的加固处理

箱体内部的加固是为了抑制箱板的振动。由于箱板的振动，会产生微弱的声音，使音箱发音不清晰，音色混浊。

产生箱板振动的原因有以下几个方面：

(1) 由于扬声器箱形状所决定的内部驻波所引起的激励振动。

(2) 由于扬声器背面向箱体内部辐射声音，使箱体内部声压变化而产生空气压力变化，从而导致箱板激励振动。

(3) 箱板与扬声器共振产生的振动。

(4) 由于扬声器与面板安装不牢固以及箱板之间接合部分不牢固而产生的振动。

对于前两种振动，可以加厚板材厚度，采用多层材料的箱壁构造，例如箱壁外层是中密度板，内层是刨花板，或者在箱体内壁上浇沥青，粘贴沥青板以及三层夹沙板等都能很好的抑制板振动。

而我们最常用的方法是在箱体内部加入支撑物，进行箱体加固，例如增加筋肋结构、横框来加固箱体，如图 6-33 所示。

对于扬声器产生的振动，可采用压铸铝盆架结构的扬声器，并在障板与扬声器盆架之间垫减振材料，并且用螺栓来安装扬声器。减振材料可用薄橡胶垫，吹塑纸等，同时可起到吸振和密封作用。

5. 倒相管

倒相管可以是塑料管、金属管甚至纸管，要求倒相管的厚度不能过薄，否则会产生振动。倒相管的安装位置取决于箱体的外形和安放位置，可以装在音箱前面，也可以装在音箱后面。当音箱与墙壁之间的最小距离不能满足大于 20cm 的要求时，倒相管应装在音箱前面，当然也可以装在箱体的侧面甚至顶板上。

6. 网罩

一对外观漂亮的音箱需要用到保护扬声器兼做装饰的网罩。

制作网罩的材料有金属网、尼龙网等。由于网罩的材料会对声音造成衰减，特别是中高频段产生的衰减更大，因此不要用影响中高音传输的材料制作网罩。为了减少网罩对听

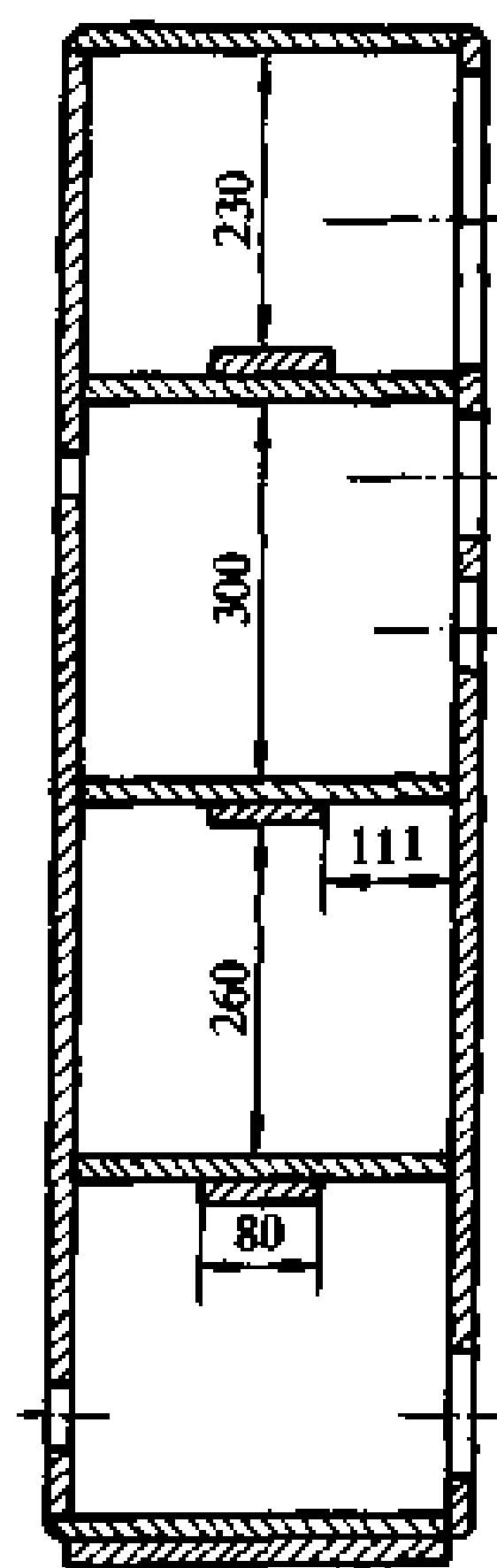


图 6-33 箱体加固示意图

音的影响，在欣赏音乐时可将网罩取下，这样可听到更为真实的声音。

网罩的框架一般比扬声器的障板略为突出，由框架引起的声波干涉将使频率特性产生峰谷。另外，如果框架较深，将在扬声器前面形成一个空腔，使中频段的频率特性变差。因此，网罩的框架做得应尽可能的浅，或者做成使声波向外反射的结构，或者在框架内侧粘贴吸音材料等措施来减少框架造成的不利影响。

7. 音箱的阻尼材料

我们常用的音箱阻尼材料有许多种，常用的有腈纶棉、羊毛、棉花、海绵、沥青等。玻璃棉具有很好的吸音性能，但它对环境有害，一般不要采用玻璃棉作为音箱的阻尼材料。

(1) 阻尼材料的作用

扬声器工作时引起音箱内部压力变化而产生箱板的振动，可以在箱体内部加入吸音材料来抑制这种振动。图 6-34 是箱体内部有无吸音材料箱板振动变化的情况。

(2) 阻尼材料的放置位置及用量

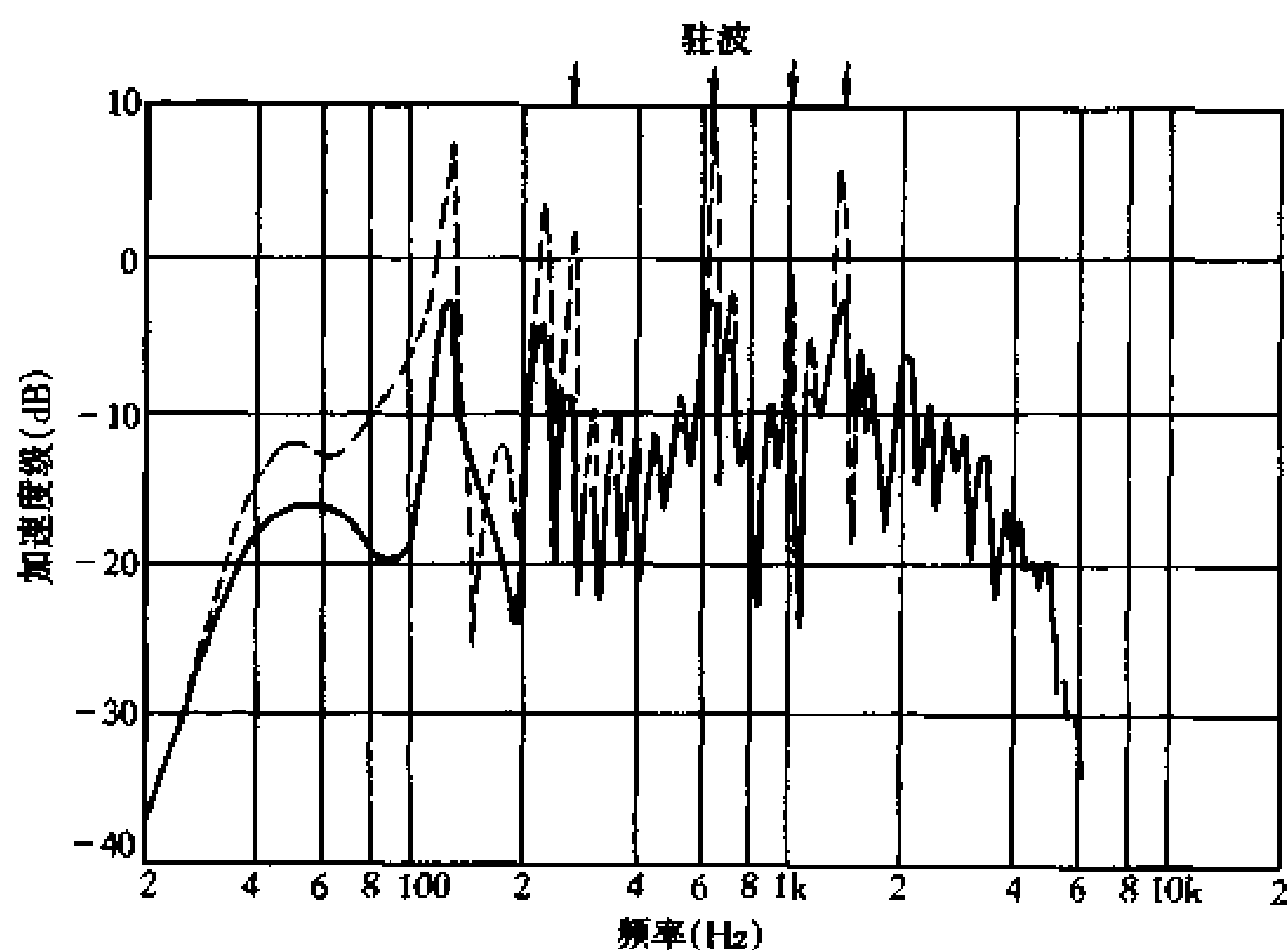


图 6-34 箱内有无吸音材料箱板振动的变化

在箱体内部的合适位置放入适量的吸音材料，可将声音能量有效地吸收。密闭式音箱的扬声器后面的声音能量不被利用，需要填入吸音材料将这部分声音能量有效地吸收；同时密闭式音箱可以利用吸音材料的填入数量和放置的位置来调整扬声器系统的品质因数和低频特性。具体的填充方法应由实验来确定，图 6-35 是填充吸音材料的例子。

倒相式音箱以及其它形式的开口式音箱的扬声器背后的声音能量还要利用，箱体中的吸音材料通常是用来防止箱体内的驻波对低频特性的影响，一般我们采用粘贴的方法，吸音材料的厚度一般大约有两厘米即可。图 6-36 是有效地抑制驻波的吸音材料粘贴方法。

音箱用的吸音材料有许多种，密闭式音箱可以用较蓬松的腈纶棉，倒相式音箱可以用海绵、棉花、腈纶棉、羊毛毡等材料。

另外，我们可以在箱体内部的表面浇一层沥青，并且把沥青表面处理成不规则的形

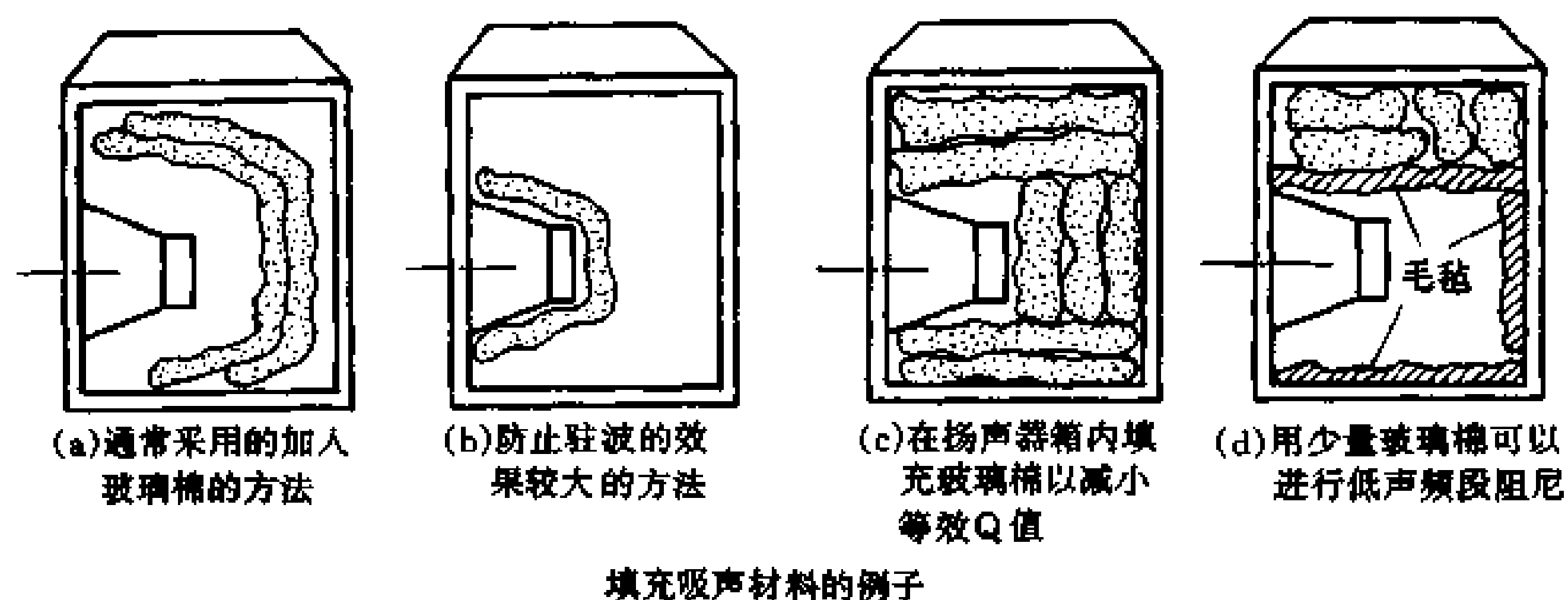


图 6-35 填充吸音材料的例子

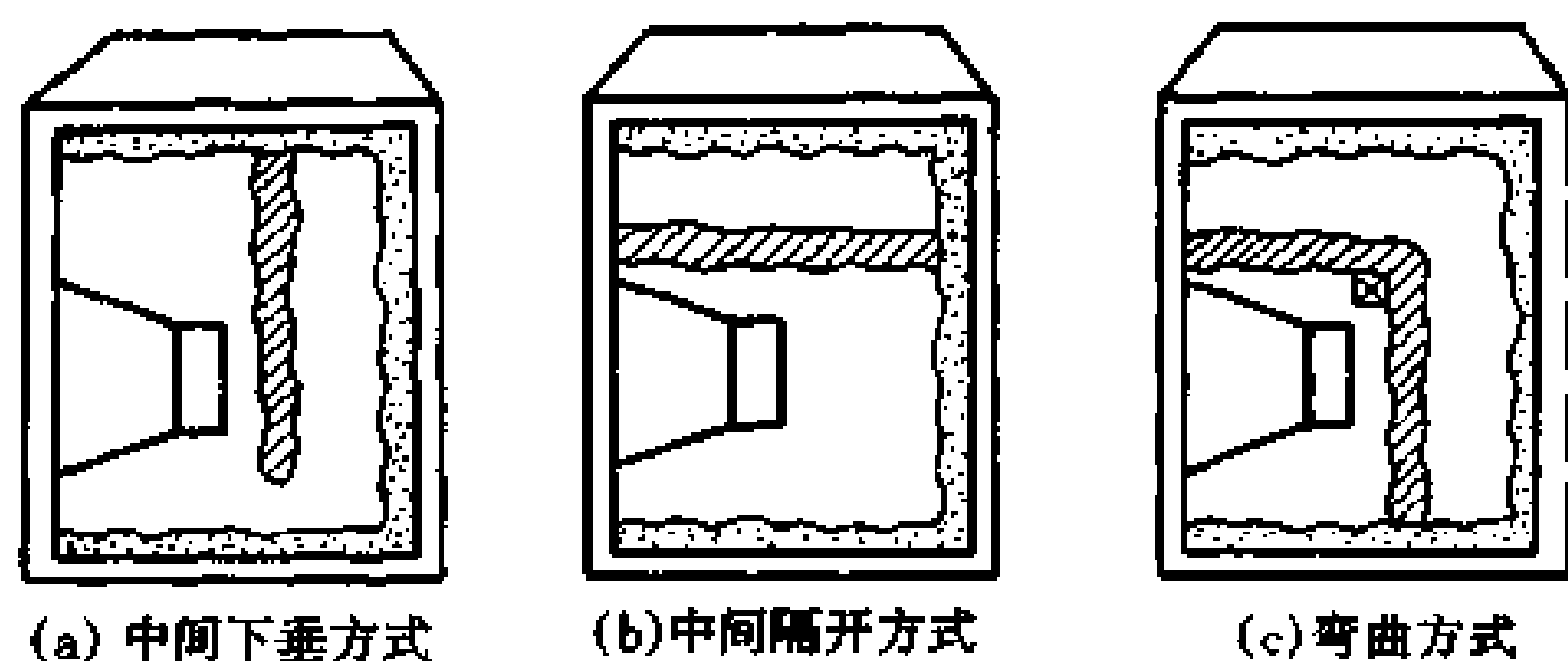


图 6-36 防止驻波的吸音材料放置位置

状，这样可以很好的抑制驻波，极大的改善箱板的阻尼状态。

6.4.5 音箱的整体调试

当音箱按照设计要求制作完毕后，需要经过细致的调试，使之符合设计要求，并且能够达到一定的性能指标。下面是国际电工委员会制定的家用高保真音箱的标准，可供音箱调试时参考。

- (1) 频率特性： $50 \sim 12500\text{Hz}$ ($+4\text{dB}$, -8dB)； $100 \sim 8000\text{Hz}$ ($\pm 4\text{dB}$)。
- (2) 指向特性：水平 $\pm 30^\circ$ ，垂直 $\pm 10^\circ$ 内，频响曲线与轴向相比，偏差 $\leq \pm 4\text{dB}$ 。
- (3) 左右声道不平衡性： $250 \sim 8000\text{Hz}$ 之内，每倍频程内平均声压之差 $\leq 2\text{dB}$ 。
- (4) 总谐波失真系数： $250 \sim 1000\text{Hz} \leq 2\%$ ； $1\text{kHz} \sim 2\text{kHz} \leq 1\%$ ； $2\text{kHz} \sim 6.3\text{kHz} \leq 1\%$ 。
- (5) 阻抗： $20 \sim 20000\text{Hz}$ 范围内，阻抗大于或等于额定阻抗的 80% 。
- (6) 允许使用功率 $\geq 10\text{W}$ 。

音箱的调试需要用到一些设备和仪器，例如专用的测试系统，这样可以准确地测量出音箱的参数，为音箱的调试带来很大的方便。而我们业余条件下往往不具备这样的测试手段，只能利用一些简单的仪表做一些简单的测量，对音箱进行简单的调整。

音箱的测量调试中主要测量扬声器系统的输出声压频率特性及指向特性，谐波失真特性，瞬态特性，阻抗特性和相位特性等。作为业余条件下的音箱测量调试，我们可以利用前面介绍的测量扬声器参数时用到的仪器，再准备包括测试唱片在内的一些激光唱片和一

台激光唱机，一对做参考用的高保真音箱，对设计的音箱做一些简单的调整测量。

1. 音箱低频特性的调试

关于音箱低频部分的调试前面在设计中已做过介绍，可参考有关章节。在连接音箱与测量电路时不用甩开分频器，而直接连线测量，根据测出数据调整音箱达到设计要求。需要说明的是，环境对音箱的低频特性有一定的影响，当听音环境不便进行调整时，只能依靠调节音箱的低频特性，使之符合听音环境的要求。

2. 中高音频段的调试

利用声压计测出中高音频段的声压，在对数坐标纸上逐点画出中高音频段的声压曲线，根据声压曲线来判断分频器分频点是否合适，分频点的衰减特性能否满足要求。然后对分频器的参数做一些调整，使中高音频段的声压曲线比较平坦，当然分频器参数只能在较小范围内调整(例如增减电容器的容量)，以免造成较大的偏差。一般来说，分频点选择的好，中高音频段的指向特性就可满足要求。

有时需要将音箱的前面板进行一些例如吸音、扩散，改变形状的处理，这样可以调整中高音频段的某些特性，我们可以用试验来确定。

听音环境对中高音频段的影响同样不容忽视，有时需要对听音环境进行必要处理。

3. 音箱的整体调试和试听

利用声压计测量出音箱的频率响应曲线、指向特性曲线，根据测量结果绘制出阻抗特性曲线后，我们可以看一看音箱的指标是否符合要求。如果这些参数都比较好，那么音箱的客观测试就完成了；如果发现频响曲线有较大的起伏，我们首先应检查听音环境是否存在缺陷，然后再从箱体、吸音材料、分频器、倒相管调谐频率等方面入手，仔细分析，找出问题所在，进行适当的调整。

音箱的测试是一项细致的工作，应进行多次仔细的测试，尽量减少误差，得到客观准确的数据。

如果没有声压计，我们只能利用和参考音箱的对比试听，大概的估计音箱的频率范围和频响特性存在的起伏。在对比试听时，可以播放一张带有 20~20000Hz 测试信号的唱片，逐点试听，与参考音箱对比，对症下药，适当处理，使音箱的频响特性，特别是中高音频段与参考音箱接近。

音箱调试完毕后，就可以进行实际试听了。我们播放一张低音频成分较多的唱片，将音量调节到中等偏小的位置，试听低音是否深沉，有力度，富有弹性。如果感到低音量少，有些干涩，这是音箱阻尼过强的表现，可以减少箱体内的吸音材料(倒相式音箱也是如此)，来减少音箱的阻尼，使低音量感增加。对于倒相式音箱还可以调节倒相管的调谐频率来改善低音的听感。如果感到低音浑浊，拖泥带水，说明音箱欠阻尼，这时可在箱体内部填入一些吸音材料，加长倒相管来改善音箱的阻尼状态。

接下来，将音量开大，检查箱体的振动情况，然后根据实际情况做些必要的加固处理。

对于最重要的中音频段的试听，可以用人声来试听。录音优秀的歌曲唱片很多，选一首自己非常熟悉的歌曲，开到适中的音量来听，听一听中音频段人声的表现应圆润，丰满，失真

较小。如果中音频段声音灰暗,不圆润,就要检查分频点是否合适,有时还要更换中音扬声器。

中音频段试听完毕后,放一首熟悉的曲子,听一听高音频段声音是否细腻,不刺耳,声音细节表现好。如果高音频段声音过强,刺耳,那是高音频段声压较高,需要在高音单元上连接衰减器,衰减掉一些高音频信号。

然后放一首我们熟悉的曲子,听一听声场是否开阔,声像定位是否准确,声音应明快,活跃,听感较好。接下来和参考音箱对比试听,找出缺陷,做一些必要的改进。

在音箱的试听过程中,我们需要注意几点:

- (1) 听音环境对声音的影响。
- (2) 连接各器材用的线材电阻要小,接线要牢固,接触电阻要小。
- (3) 试听时的音量不能过大,过大的音量有时会掩盖一些缺陷。
- (4) 应选用录音优秀的节目来试听,一般不要用流行歌曲的节目。
- (5) 可以多找一些人来参加音箱试听,听一听别人的意见。
- (6) 器材的搭配应合理。

至此,音箱的调试和试听就结束了,并且获得了音箱的客观指标和实际听感,以后的使用中可以继续找出不足之处,加以改进。

6.4.6 音箱设计举例

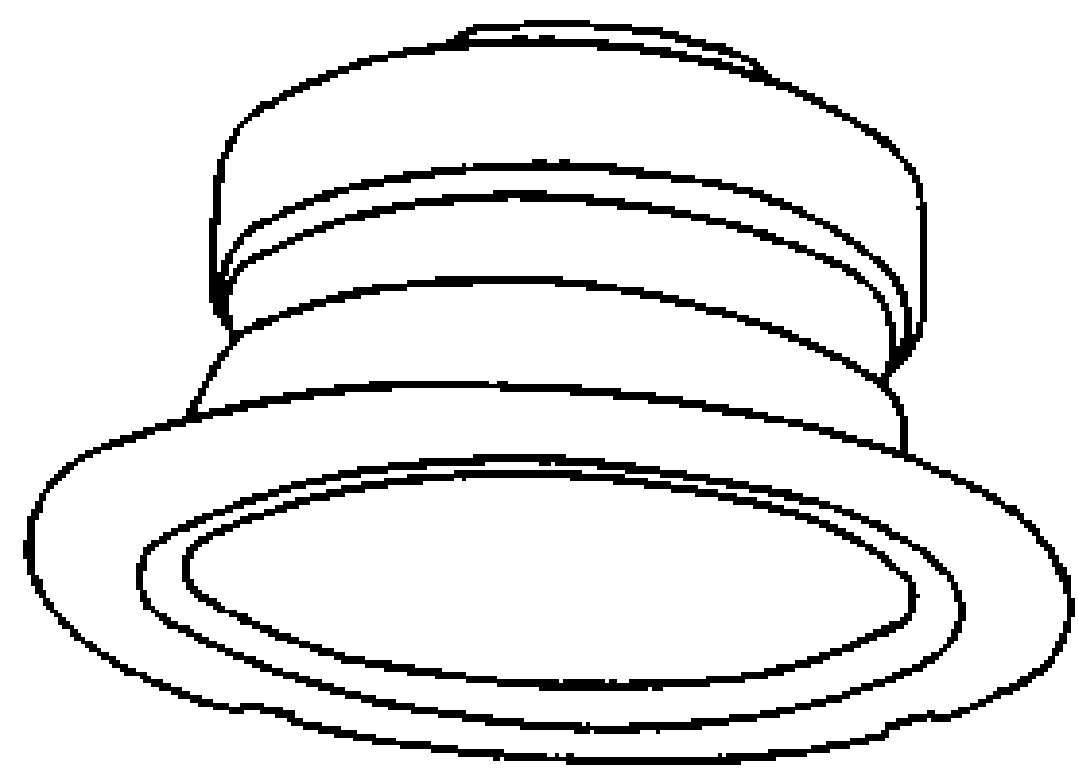
我们希望设计一款灵敏度较高、低频下限较低的小型音箱,用现有的一台 $40\text{W}\times 2$ 集成电路功放推动音箱,以音乐欣赏为主。根据这个要求,将箱体设计成为倒相式,采用两分频的扬声器的组合形式。经过综合考虑,决定选用灵敏度较高、谐振频率较低的南鲸牌 YD176-8X 6.5 英寸涂胶纸盆低音扬声器作为音箱的中低音单元,而高音扬声器则选用了与低音扬声器灵敏度相同南鲸牌 YDQG-20-8GH 复合振膜高音扬声器,扬声器的主要参数见表 6-13。

表 6-13

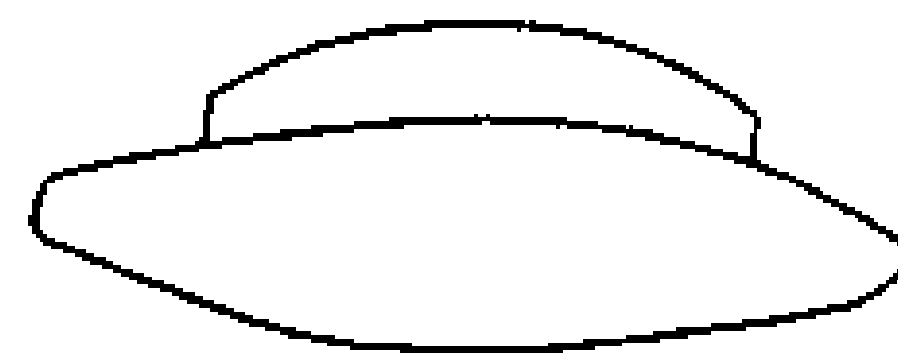
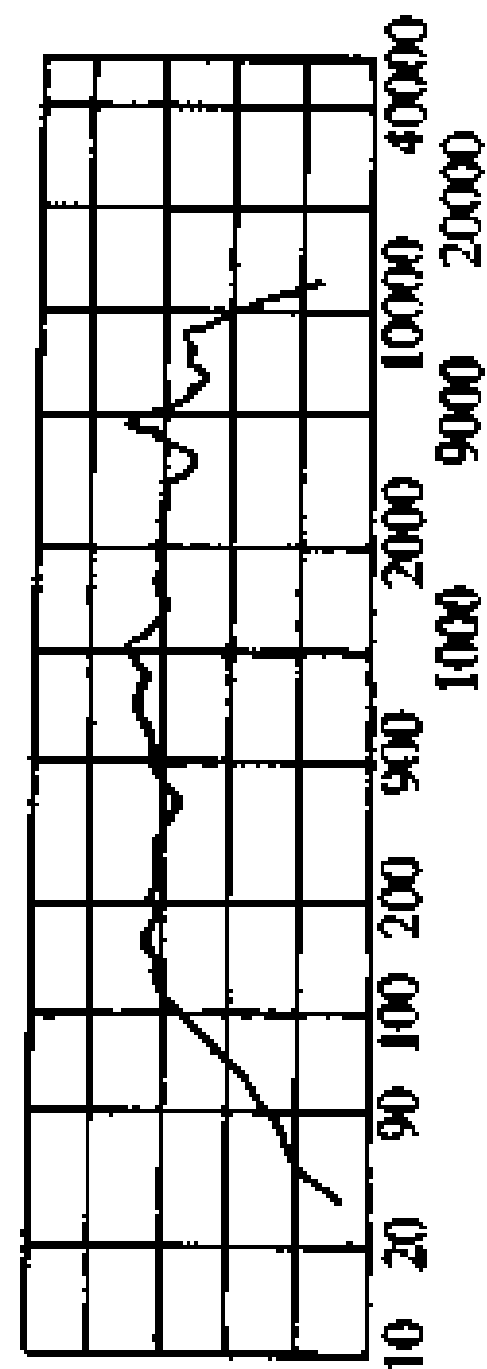
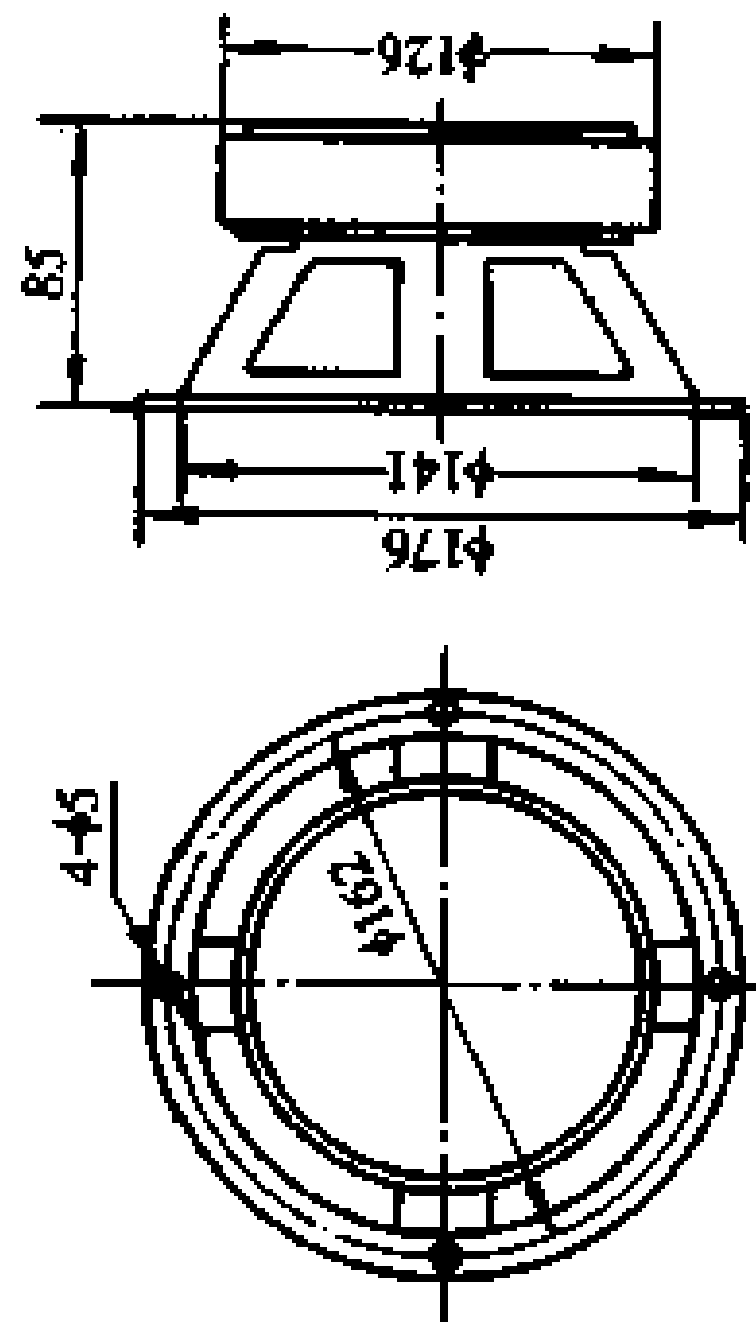
型 号	YD176-8X	YDQG-20-8GH
额定功率(W)	50	20
额定阻抗(Ω)	8	8
灵敏度(dB)	93	93
谐振频率(f_0)Hz	40	2000
频率范围(Hz)	$f_0\sim 6000$	$f_0\sim 20000$
失真度(%)	≤ 3	≤ 3
有效振动半径(mm)	65	
等效振动质量(g)	11.8	
总 Q 值(Q_e)	0.424	
等效容积(V_{AS},L)	20	

扬声器的频率特性曲线见图 6-37。

下面,我们根据扬声器的参数设计音箱。



YDI76-8X
 額定阻抗 $8 \pm 15\%(\Omega)$
 額定功率 80(W)
 最大功率 50(W)
 共振頻率 55(Hz)
 頻率範圍 $f_0 \sim 8000$ (Hz)
 灵敏度級 90 ± 3 (dB)
 諧波失真 ≤ 3 (%)



YDQG 20-8H
 額定阻抗 $8 \pm 15\%(\Omega)$
 額定功率 20(W)
 最大功率 40(W)
 頻率範圍 2000~20000(Hz)
 灵敏度級 93 ± 3 (dB)
 諧波失真 ≤ 3 (%)

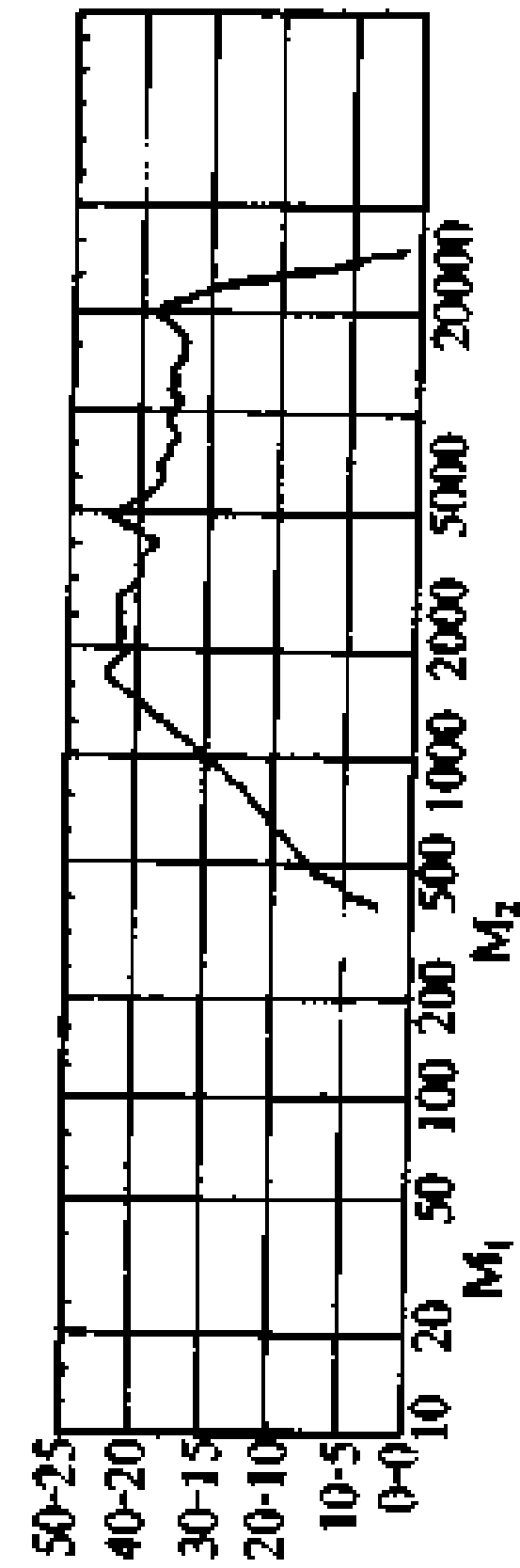
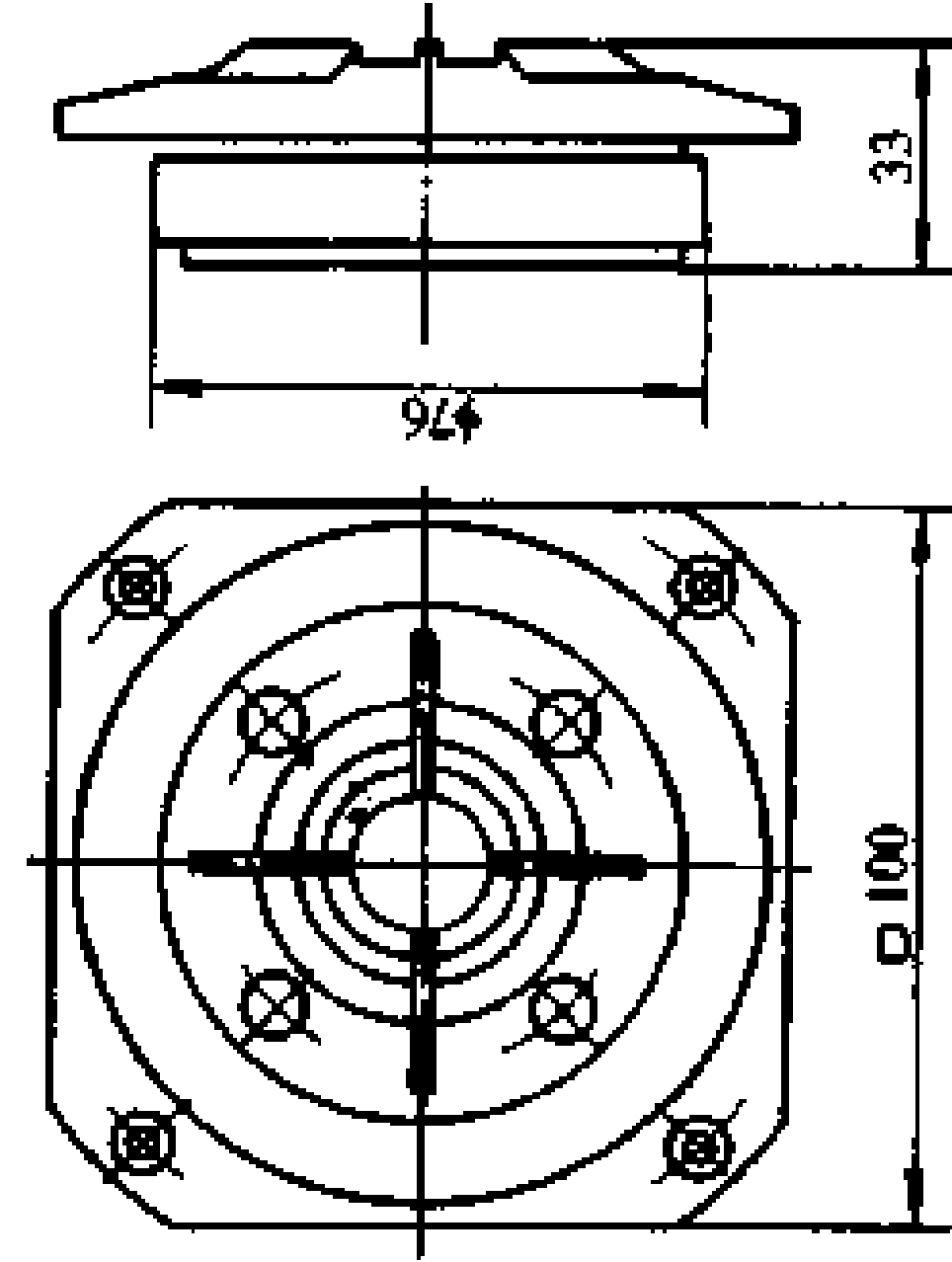


图 6-37 两只扬声器频率特性

1. 箱体容积计算

根据低音单元的参数和频响曲线来看，我们可以把箱体的截止频率 f_3 定在 40Hz 左右，假设箱体损耗 $Q_L=7$ ，计算箱体容积：

$$V_B = 20 V_{AS} Q_{ts}^{3.3} = 20 \times 20 \times 0.424^{3.3} \approx 23.5L$$

$$f_3 = 0.28 f_0 Q_{ts}^{-1.4} = 37.2Hz$$

$$f_B = 0.42 f_0 Q_{ts}^{-0.96} = 38.3Hz$$

2. 倒相管长度计算

倒相管的直径取 50mm，计算其长度：

$$L_v = \frac{2350 d_v^2}{f_B^2 V_B} - 0.73 d_v = \frac{2350 \times 50^2}{38.3^2 \times 23.5} - 0.73 \times 50 \approx 134mm$$

3. 确定箱体内部尺寸

考虑到扬声器、分频器、支撑物占的体积以及其它因素实际容积比净容积要大一些，我们取大于净容积 20% 左右，取实际容积为 28L。制作箱体的板材选用厚 18mm 的中密度板，最终确定的有利于驻波均匀分布的箱体尺寸见图 6-38。

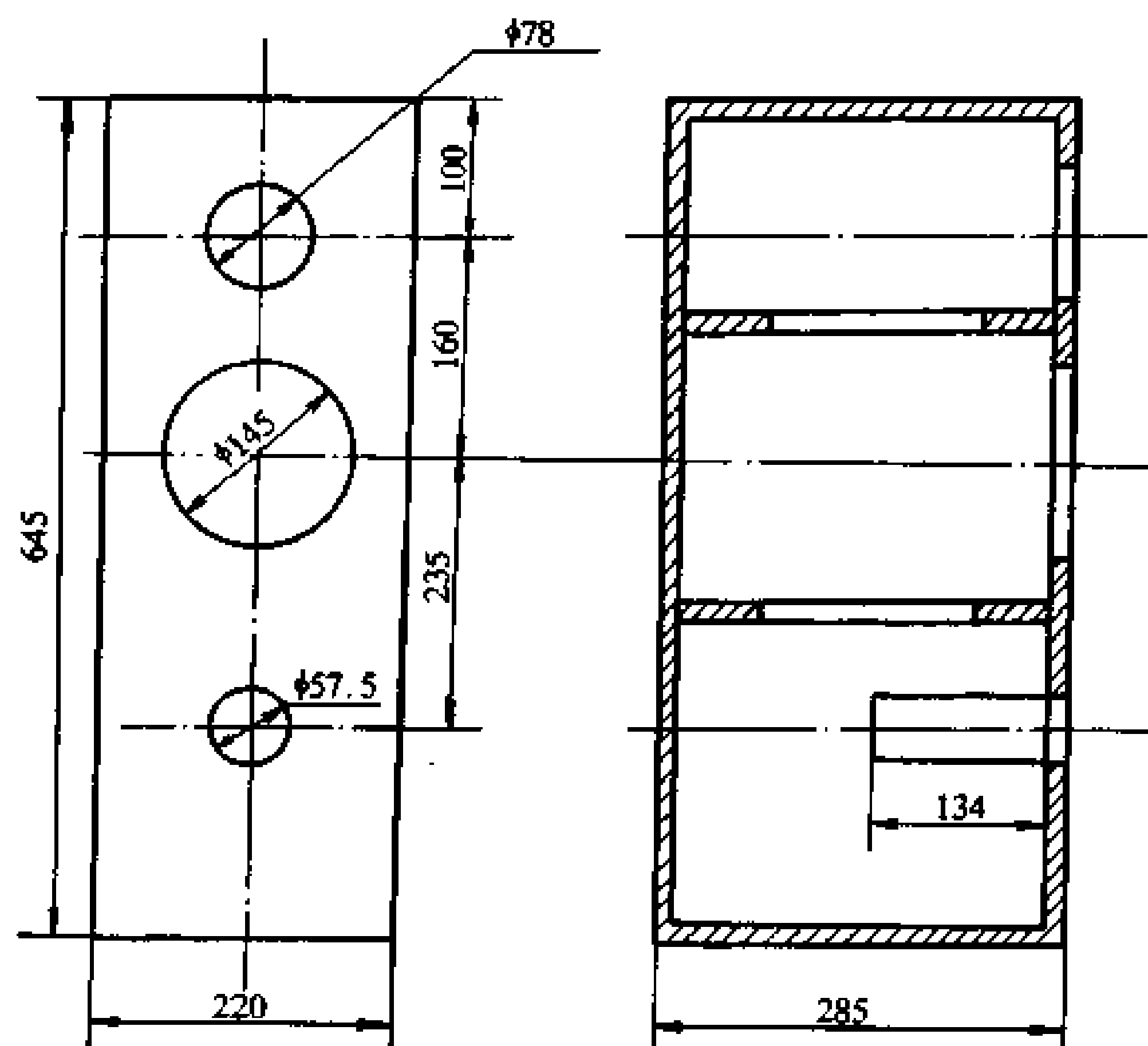


图 6-38 箱体结构示意图

箱体前面板各边倒成 45° 斜角，以改善中频段频率特性，箱内加入支撑。

4. 设计分频器

观察两只扬声器的频响曲线，发现 YD176-8X 低音单元在大约 4.5kHz 处出现一峰值，高音扬声器频响曲线比较平坦，决定将分频点定在 4kHz。低通滤波器采用 12dB/oct 的衰

减斜率，高通滤波器采用 18dB/oct 的衰减斜率，-6dB 交叉落点，分频器见图 6-39。

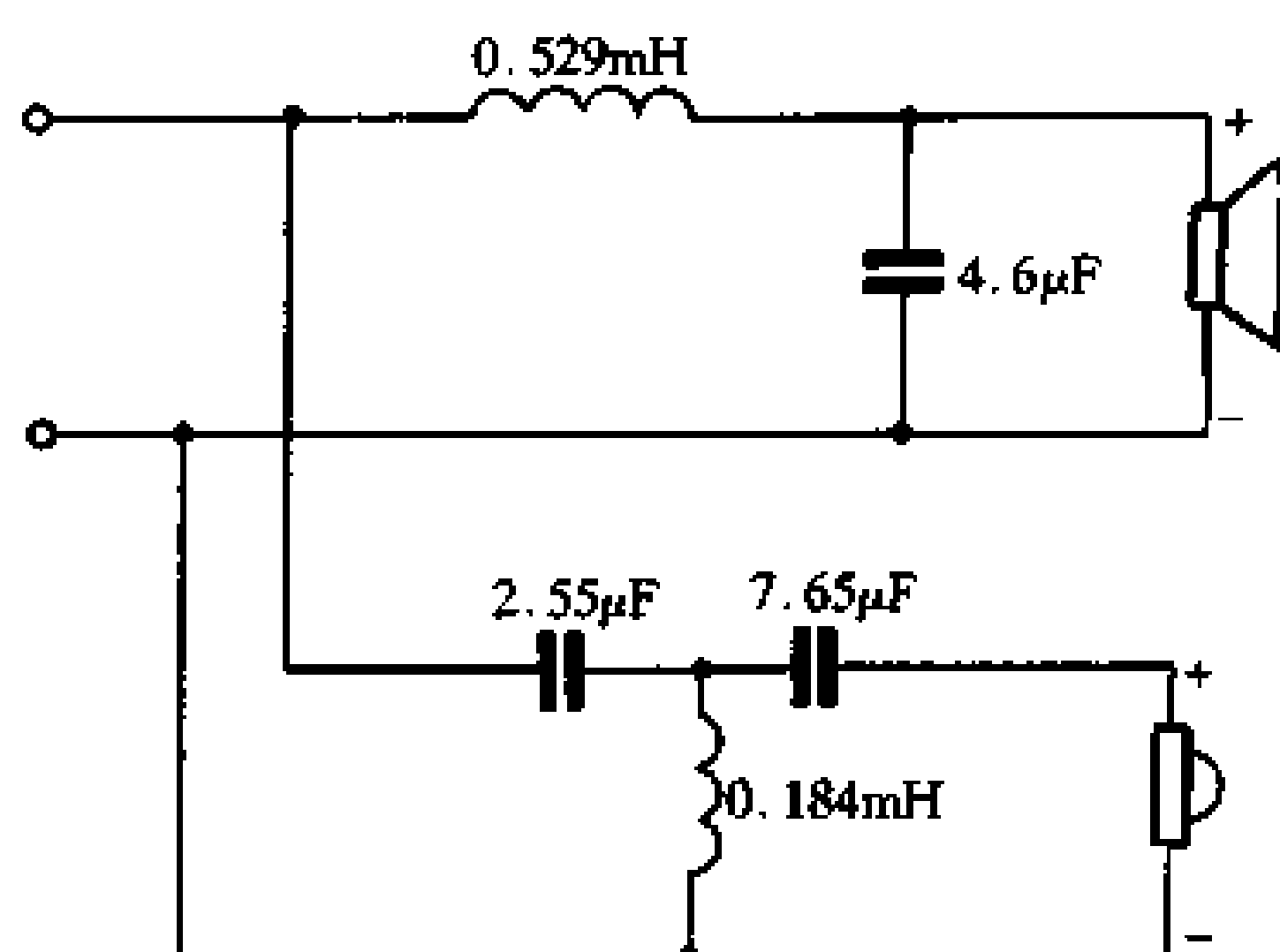


图 6-39 分频器线路图

5. 安装和调试、试听

音箱所需各种材料准备好后，开始音箱的组装，高低音扬声器采用沉孔安装，为调整方便，分频器暂不装在箱内。连接好测试线路，粗略地测量音箱参数，几项主要指标基本能够达到设计要求，仔细调节倒相管，调谐频率约在 40Hz 左右。接下来进行音箱的试听，参考音箱是美声 751 型 6.5 英寸小型书架箱。试听时选用了多种风格的节目，通过仔细调节吸音材料的填入量使音箱的低音听感最佳，再次调节倒相管，使它的调谐频率以及音箱的低频瞬态响应达到一个合适的程度。分频器元件根据实际听感进行小的参数调整，然后将分频器垫好减振橡胶垫后装入箱内固定牢固。

在与参考音箱对比试听中，感到本音箱较之参考箱低音下潜更深，低音更有力度，整个频段比较平坦，声场比较开阔，而参考箱在中高音的表现上较好。

经过反复测试和试听，本例制作的音箱在灵敏度、低频下限、实际听感等方面基本达到了预期的要求。

6.5 重低音音箱的设计制作

在音响系统中，我们常用的重低音音箱有多种形式，如密闭式、倒相式、管道式、带通式等。

对于密闭式、倒相式重低音音箱的设计，可以参考普通的密闭式、倒相式音箱的设计。当对箱体体积没有特殊要求时，应尽量选用大功率、大口径、长冲程的专用超低音扬声器，以获得较高的效率和较好的低音效果，若只能使用较小口径的扬声器，可以采用两只并联的方法。

重低音音箱工作在很低的频段，而且其效率往往不高，需要输入较大的功率，容易引起箱体的振动，因此要求箱体坚固、结实、密封性好。

工作在超低音频段的重低音音箱，若用无源分频器，其电感线圈体积将十分可观，分频器的造价很高，因此最好用电子分频或专用超重低音电路配合大功率的专用功放推动重

低音音箱，可以获得更高的性能，并且使用方便。

另外一种常见的重低音音箱是 ASW 带通式音箱，下面我们介绍 ASW 带通式重低音音箱的设计方法。

6.5.1 ASW 带通式音箱简介

带通式音箱内部构造如图 6-40 所示。

从图中可以看出，ASW 带通式音箱中扬声器后方是一个密闭的空间，扬声器前面是有一定空气体积的倒相式音箱。ASW 带通式音箱可以等效成一个带通式滤波，图 6-41 是带通式音箱的频率特性。

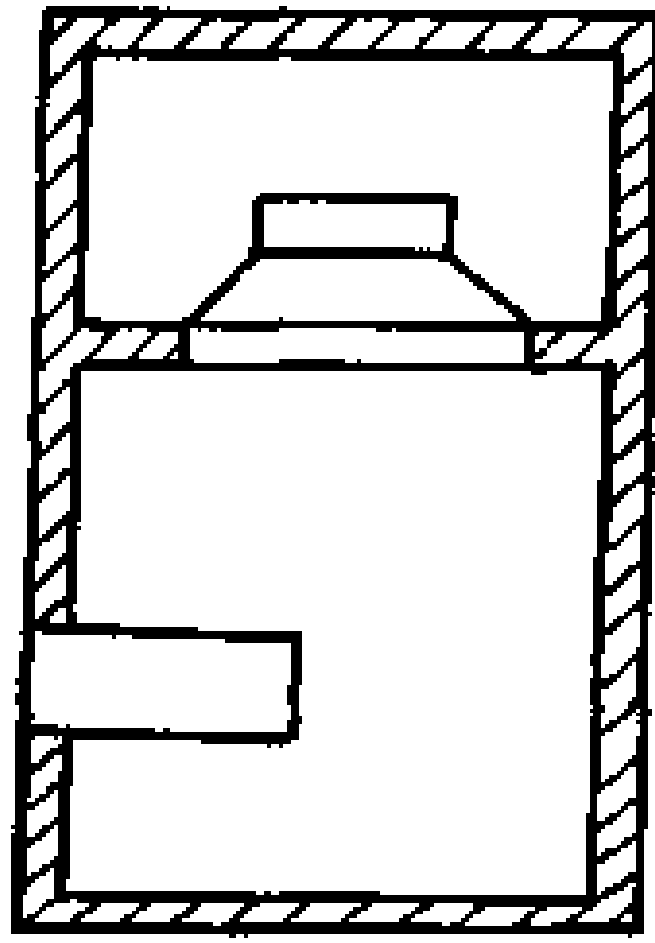


图 6-40 带通式音箱的结构简图

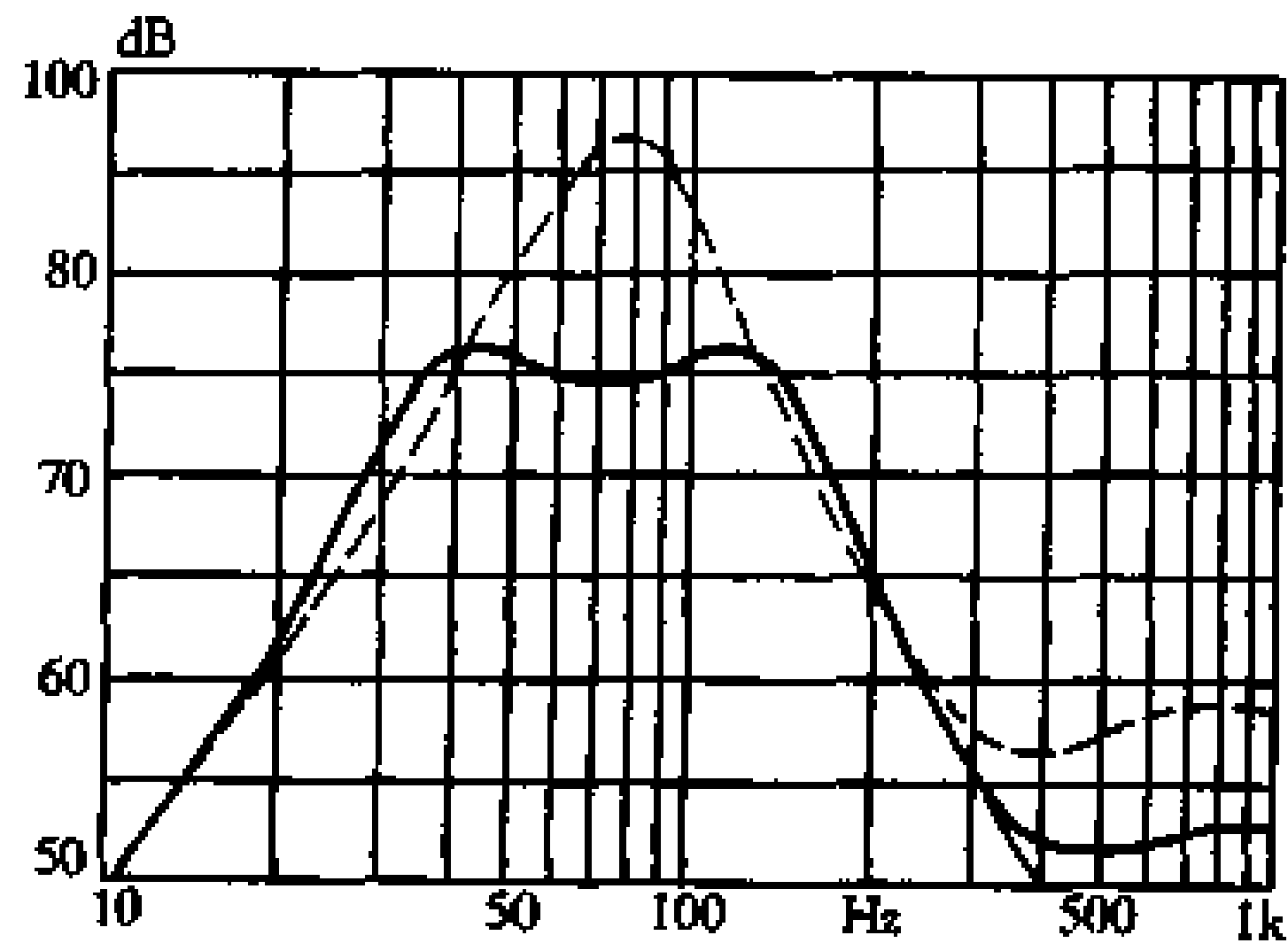


图 6-41 带通式音箱的频率特性

6.5.2 ASW 带通式音箱的设计

1. 扬声器的选择

重低音音箱用的扬声器一般只工作在一个较窄的频率范围内(一般为 20~150Hz)，所以对扬声器的这一段的频响特性有一定的要求，而对于这个频带以上的频响特性没有什么要求，这是超低音专用扬声器与高保真低音扬声器的不同之处。

适合带通式音箱的扬声器最好是用专用的超低音扬声器。如果只有普通的低音扬声器，我们希望它有较低的谐振频率，较高的承受功率，可按照密闭箱对 f_0/Q_{ts} 值的要求来选择扬声器。

2. 带通式音箱参数简介

- (1) f_b : 倒相管调谐频率。
- (2) f_L : 低端截止频率。
- (3) f_H : 高端截止频率。
- (4) L_v : 倒相管长度。
- (5) Q_{bp} : 扬声器后面气室的 Q 值。
- (6) d : 倒相管直径。

- (7) S : 阻尼系数。
- (8) V_{B1} : 扬声器前面倒相箱容积。
- (9) V_{B2} : 扬声器后面密闭空间容积。

3. 带通式音箱参数计算

带通式音箱参数计算可以参考表 6-14~表 6-16。

表 6-14

Q_{bp}	f_L factor	f_H factor	Sensitivity
0.4507	0.2167	0.9373	- 8dB
0.4774	0.2378	0.9584	- 7dB
0.5057	0.2606	0.9812	- 6dB
0.5356	0.2852	1.0058	- 5dB
0.5674	0.3118	1.0324	- 4dB
0.6010	0.3404	1.0610	- 3dB
0.6366	0.3712	1.0918	- 2dB
0.6743	0.4043	1.1248	- 1dB
0.7143	0.4397	1.1603	0dB
0.7566	0.4777	1.1983	1dB
0.8014	0.5184	1.2390	2dB
0.8489	0.5619	1.2825	3dB
0.8772	0.6084	1.3290	4dB
0.9525	0.6581	1.3787	5dB
1.0090	0.7111	1.4317	6dB
1.0687	0.7675	1.4881	7dB
1.1321	0.8277	1.5483	8dB

$S=0.7$ Ripple=0dB

表 6-15

Q_{bp}	f_L factor	f_H factor	Sensitivity
0.5258	0.2326	1.1886	- 8dB
0.5570	0.2560	1.2119	- 7dB
0.5900	0.2813	1.2373	- 6dB
0.6249	0.3088	1.2648	- 5dB
0.6619	0.3385	1.2945	- 4dB
0.7012	0.3706	1.3266	- 3dB
0.7427	0.4052	1.3612	- 2dB
0.7867	0.4425	1.3986	- 1dB
0.8333	0.4827	1.4387	0dB
0.8827	0.5258	1.4818	1dB
0.9350	0.5721	1.5281	2dB
0.9904	0.6217	1.5778	3dB
1.0491	0.6749	1.6309	4dB
1.1113	0.7317	1.6877	5dB
1.1771	0.7925	1.7485	6dB
1.2469	0.8573	1.8134	7dB
1.3207	0.9266	1.8826	8dB

$S=0.6$ Ripple=0.35dB

表 6-16

Q_{bp}	f_L factor	f_H factor	Sensitivity
0.6310	0.2600	1.5312	-8dB
0.6683	0.2867	1.5579	-7dB
0.7079	0.3158	1.5870	-6dB
0.7499	0.3474	1.6186	-5dB
0.7943	0.3817	1.6528	-4dB
0.8414	0.4189	1.6900	-3dB
0.8913	0.4591	1.7302	-2dB
0.9441	0.5025	1.7736	-1dB
1.0000	0.5493	1.8204	0dB
1.0593	0.5997	1.8709	1dB
1.1220	0.6540	1.9251	2dB
1.1885	0.7122	1.9833	3dB
1.2589	0.7747	2.0458	4dB
1.3335	0.8417	2.1128	5dB
1.4125	0.9134	2.1845	6dB
1.4962	0.9901	2.2612	7dB
1.5849	1.0720	2.3431	8dB

$S=0.5$ Ripple=1.25dB

每一个表格代表不同的阻尼程度， $S=0.7$ 时，频响起伏为0dB，具有最佳的瞬态响应； $S=0.6$ 时，频响有0.35dB的起伏，瞬态响应稍差； $S=0.5$ 时，频响有1.25dB的起伏，瞬态响应更差一些。当 $S=0.5$ 时通频带最宽， $S=0.7$ 时通频带最窄。

一般我们设计带通式重低音箱时取 $S=0.7$ 来计算。

(1) 选择合适的 f_L 、 f_H 、 Q_{bp} 。

根据所选用的扬声器参数 f_o 、 Q_{ts} 、 V_{AS} ，在表中选取一组数据，计算 f_L 、 f_H 是否符合我们的要求：

$$f_L = (f_o / Q_{ts}) \cdot f_L \text{ factor}$$

$$f_H = (f_o / Q_{ts}) \cdot f_H \text{ factor}$$

然后查看这一组数据中对应的 Q_{bp} 是否合适， Q_{bp} 值越高，表明系统阻尼越差，而且低端频响向频率升高的方向移动，频带变窄，但输出声压将升高； Q_{bp} 值越低，表明系统阻尼较强，频带向频率低端扩展，输出声压降低，频带展宽。这一点与密闭式音箱相同。

确定 Q_{bp} 、 f_L 、 f_H 需要根据实际情况综合考虑、折衷处理，一般可取 $Q_{bp}=0.7$ ，使系统具有最佳阻尼状态。

(2) 计算箱体容积和倒相管长度。

根据选好的 Q_{bp} 计算箱体容积

$$V_{B1} = (2S \times Q_{ts})^2 \times V_{AS}$$

$$V_{B2} = \frac{V_{AS}}{(Q_{bp}/Q_{ts})^2 - 1}$$

$$f_B = Q_{bp} \times (f_o / Q_{ts})$$

$$L_V = \frac{2350 \times d_V^2}{f_b^2 V_{B1}} - 0.73d_V$$

式中 L_V , d_V 单位是 mm, 倒相管的直径应大一些例如取 $d_V = 100\text{mm}$ 。

带通式音箱的倒相管是一个亥姆霍兹振荡器, 只能辐射出很低的频率, 因此, 音箱中的驻波不会产生很大的影响, 只需在扬声器后面的封闭空间中放入少量的吸音材料即可, 而倒相箱的空间中就不用加入阻尼材料了。

由于带通式音箱内的驻波对音质没有很大的影响, 箱体的尺寸比例一般没有严格的限制, 我们可以从箱体美观、坚固、易于摆放等方面来考虑, 最终确定箱体的尺寸。

带通式音箱调整主要是调节倒相管的调谐频率, 使之符合实际需要。由于重低音音箱摆放的位置对低音声压有影响, 因此, 调试带通式重低音音箱应结合摆放位置来进行。

6.5.3 设计举例

我们用一只口径为 254mm 的低音扬声器设计一个带通式重低音音箱, 扬声器参数如下:

$$f_o = 26\text{Hz} \quad Q_{ts} = 0.37 \quad V_{AS} = 123\text{L}, \text{ 额定功率 } 150\text{W}$$

取 $S = 0.7 \quad Q_{bp} = 0.7143$ 计算箱体参数:

$$f_L = f_o / Q_{ts} \cdot 0.4397 = 30.9\text{Hz}$$

$$f_H = f_o / Q_{ts} \cdot 1.1603 = 81.5\text{Hz}$$

$$f_b = Q_{bp} \times (f_o / Q_{ts}) = 50.2\text{Hz}$$

$$V_{B1} \approx (2S \times Q_{ts})^2 V_{AS} = 332$$

$$V_{B2} = \frac{V_{AS}}{(Q_{bp} / Q_{ts})^2 - 1} = 45.1\text{L}$$

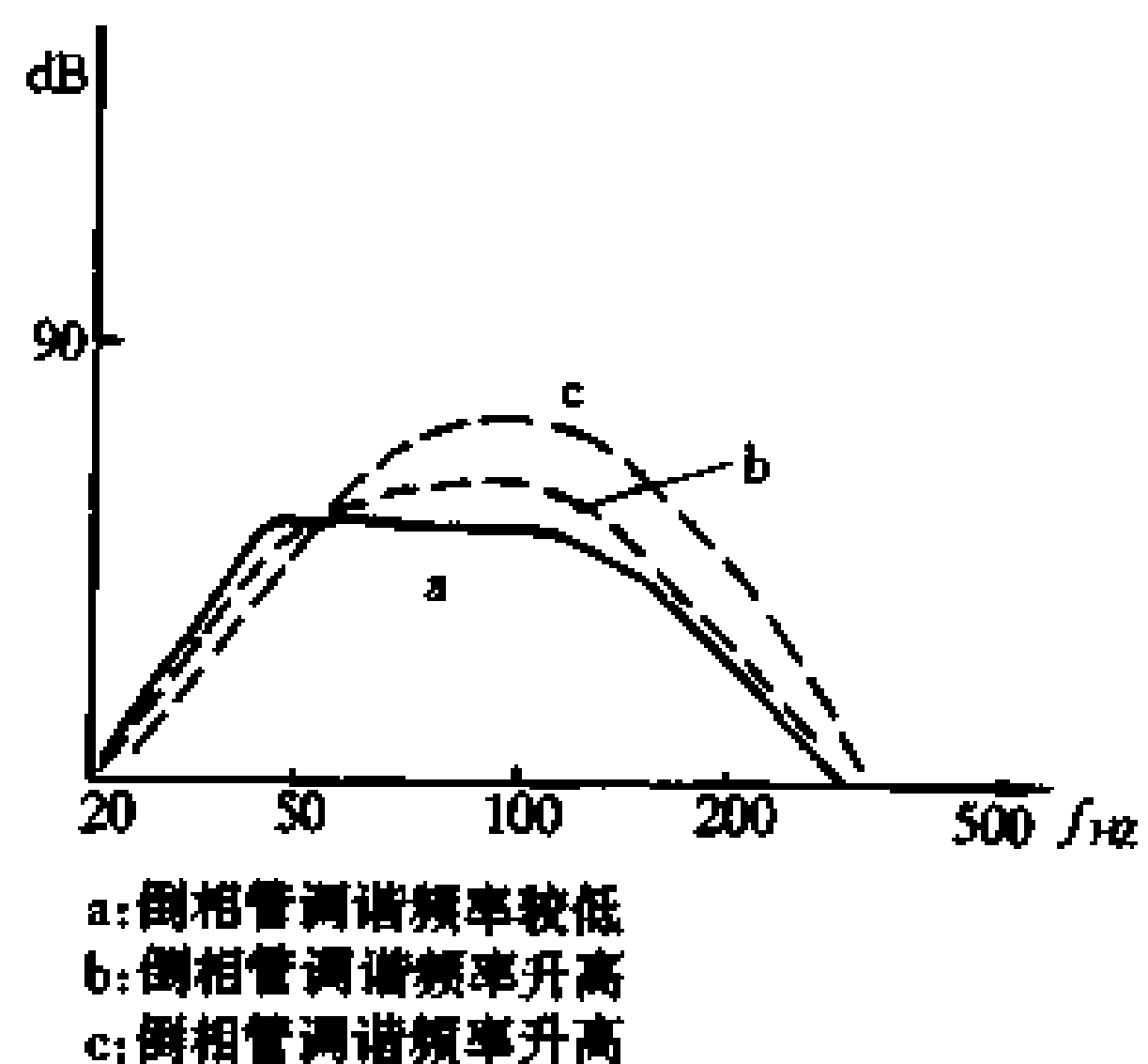
$$L_V = \frac{2350 d_V}{f_b^2 V_{B1}} - 0.73 d_V = 209.6\text{mm} \approx 210\text{mm}$$

式中 $d_V = 100\text{mm}$ 。

带通式重低音箱的扬声器后面是一个密闭的空间, 即使工作频率很低, 也不会出现声音短路; 同时, 扬声器振膜大幅度振动时, 一般不容易出现机械过载。当带通式重低音音箱的调谐频率较低时, 其输出声压下降较多, 在音箱调试时, 需要选择合适的调谐频率, 获得比较适合的声压曲线。图 6-42 是同一带通式音箱在不同调谐频率时的频率特性的例子。

带通式重低音音箱的设计可以采用一个简便的方法, 就是让音箱的两个气室容积相等, 然后配合调节倒相管调谐频率, 得到较好的频率特性曲线。

为了使带通式重低音音箱更好的工作, 我们可以采用超重低音电路配合重低音音箱工作, 发挥带通式音箱的优点, 重播具有震撼性的超重低音。



a: 倒相管调谐频率较低
b: 倒相管调谐频率升高
c: 倒相管调谐频率升高

图 6-42 不同调谐频率时的频率特性

第七章

电源电路

保证放音完美的最佳电源是理想电源。所谓理想电源就是电源内阻为 0Ω ，在任何负载情况下电压恒定不变的电源。在实际应用中符合上述条件的理想电源并不存在，但是人们可以使其接近理想化。

在对电源的设计制作中，应当以理想电源为标准，尽力满足降低电源内阻和提高电源电压的稳定度这两个最基本的要求。除此以外，降低电源的纹波系数、噪声和提高正负电源的对称度对提高输出信号的对称性和降低输出信号的噪声也是十分有益的。首先在电源电路的设计中应尽量选用性能较好的电路结构。目前性能较好、使用较多的电路结构一是桥式整流电容滤波电路；二是晶体管串联稳压电源和集成稳压电源；三是开关稳压电源。开关稳压电源是近年来开发应用的一种性能优良的功放电源，它的电源内阻很低，输出电压稳定性好，很接近理想电源的要求，成为功放电源的发展方向。

在对桥式整流电容滤波电源电路和晶体管串联式稳压电源电路的设计制作中，首要的是选用与电路输出功率相适应的尽可能大的电源变压器，并采用大断面积的导线来绕制变压器。在采用正负对称电源供电的电源变压器时，应采用双线并绕的方法，以提高电源的正负对称性。整流元件尽可能选用额定电流较大的。这些措施都有利于降低电源内阻和提高电源电压的稳定度。

滤波电容应当根据理论计算与实验相结合的方法来确定，而不能无限地加大。这是因为无限制地加大滤波电容并不能达到理想的电压稳定度。

7.1 桥式整流电路

7.1.1 桥式整流电路的工作原理

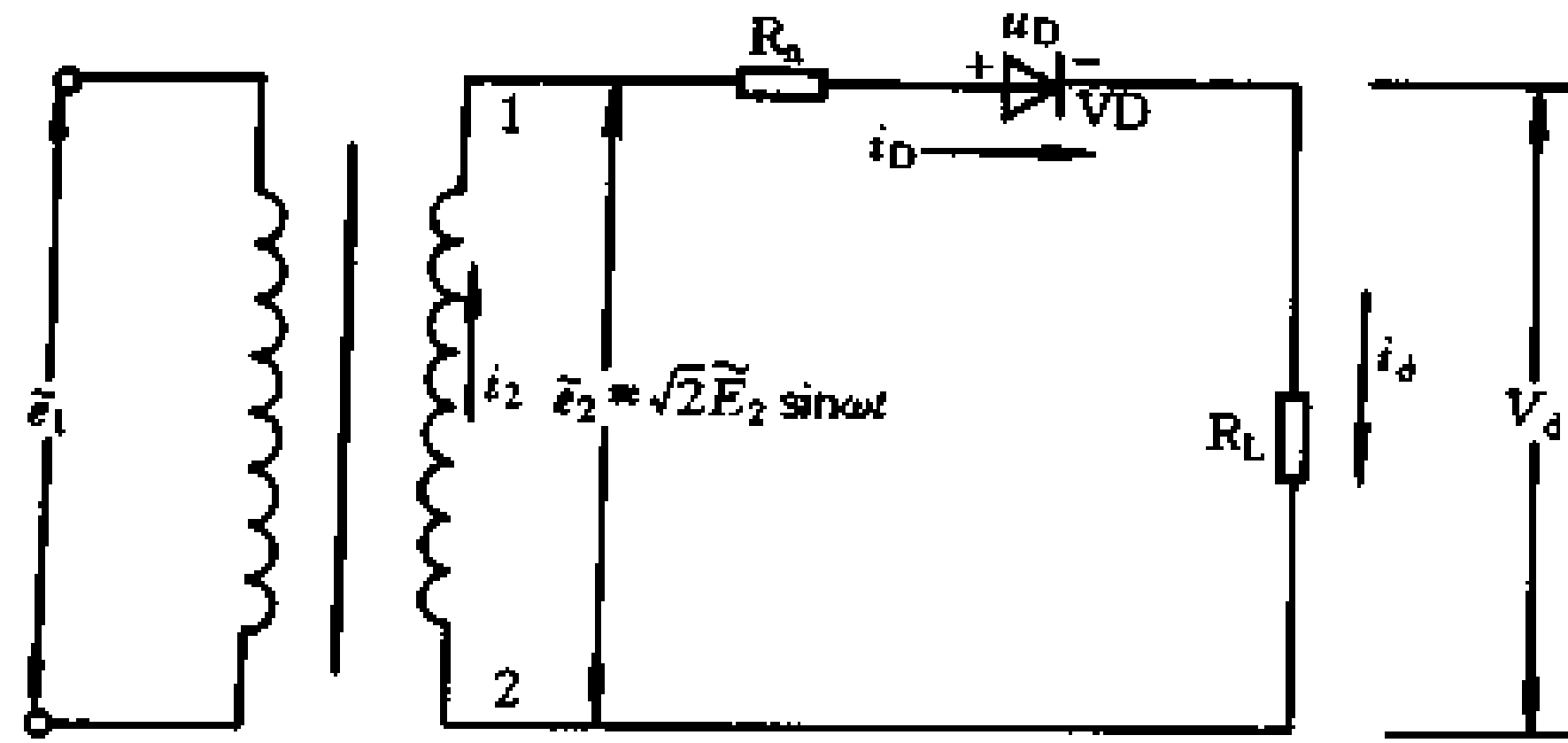
桥式整流电容滤波电源是目前功放电路采用的主要电源之一，这种电源电路结构简单，性能较好。桥式整流电路是一种全波整流电路，即在交流电源的正负两个半周期内都有直流输出。为了说明它的工作原理，先从半波整流电路谈起。图 7-1 是一个半波整流电路的工作原理图。在图中电源变压器次级交流电压值 $e_2 = E_{2m} \cdot \sin \omega t = \sqrt{2} E_2 \sin \omega t$ ，其中 E_2 为变压器次级交流电压的有效值。在交流的正半周，1 端为正，2 端为负，整流管 V_D 导通，向负载 R_L 输出电流。在负半周时，1 端为负、2 端为正，整流管 V_D 反向偏置不导通，负载回路无电流。因此在交流电压的每个周期内，负载上只有半个周期流过电流，负载电压 V_d 是单向脉动直流电压，如图 7-1 (b) 所示。交流电的一个周期为 2π ，整流后的直流输出电压可表示为：

$$V_d = \begin{cases} V_d = \sqrt{2}E_2 \sin\omega t & (\text{在 } 0 \sim \pi \text{ 时}) \\ V_d = 0 & (\text{在 } \pi \sim 2\pi \text{ 时}) \end{cases}$$

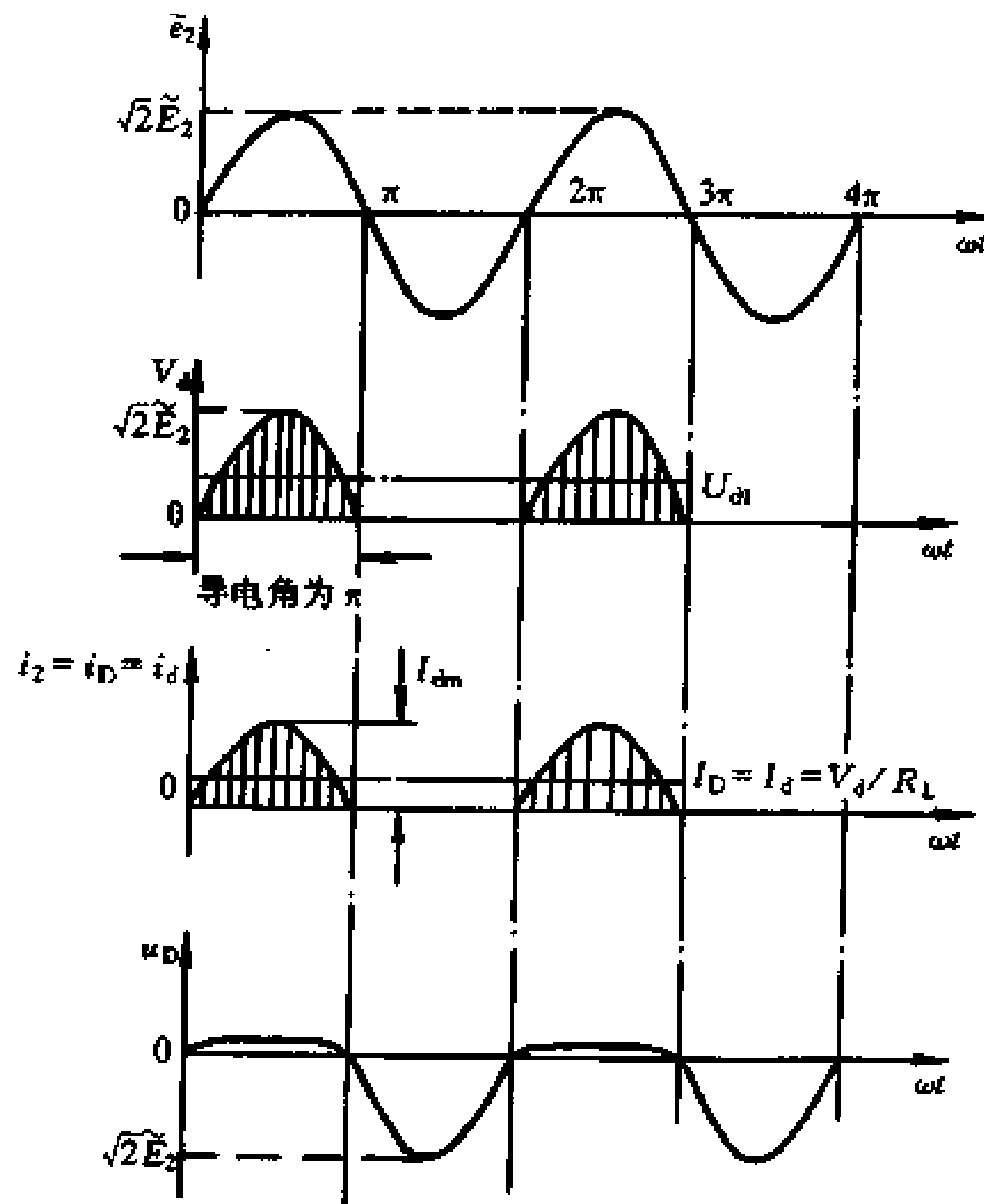
经过计算，它的平均电压值为：

$$V_d = E_2 \sqrt{2}/\pi \approx 0.45E_2$$

上式说明，半波整流电路输出的直流电压平均值只有变压器次级交流电压有效值 E_2 的 0.45 倍，如果扣除了电源内阻 R_n （包括变压器次级导线电阻、整流二极管的正向导通电阻等），实际输出电压还要低。



(a)



(b)

图 7.1 半波整流电路原理

半波整流电源输出的直流电压，实际上是脉动直流电压，它的纹波较大，在实际应用中受到限制。为了降低纹波，需在电压的输出端接入滤波电容 C ，如图 7-2 (a) 所示，在交流的正半周二极管 VD 导通，在向负载供电的同时也向电容 C 充电，充电时间常数 $\tau_{cd} = [R_n \cdot R_L / (R_n + R_L)] \cdot C \approx R_n \cdot C$ （当 $R_n \ll R_L$ 时）。由于 R_n 的值较小，时间常数 τ_{cd} 也

较小，因此电容 C 上的电压 U_C 很快被充至接近交流最大值 $\sqrt{2}E_2$ 。当交流值 e_2 达到最大值后开始下降，这时 $U_C > e_2$ ，二极管 VD 因反偏而截止，之后，电容 C 开始向 R_L 放电，放电时间常数为： $\tau_{fd} = R_L \cdot C$ 。由于 $R_L \gg R_n$ ，放电时间常数 τ_{fd} 较大，因此放电开始不久，下一个充电周期已经到来，电容 C 上的电压降低很少。如此反复进行，在负载上便得到如图 7-2 (b) 所示的电压波形。当电源空载时，输出电压 $V_d = \sqrt{2}E_2$ 。

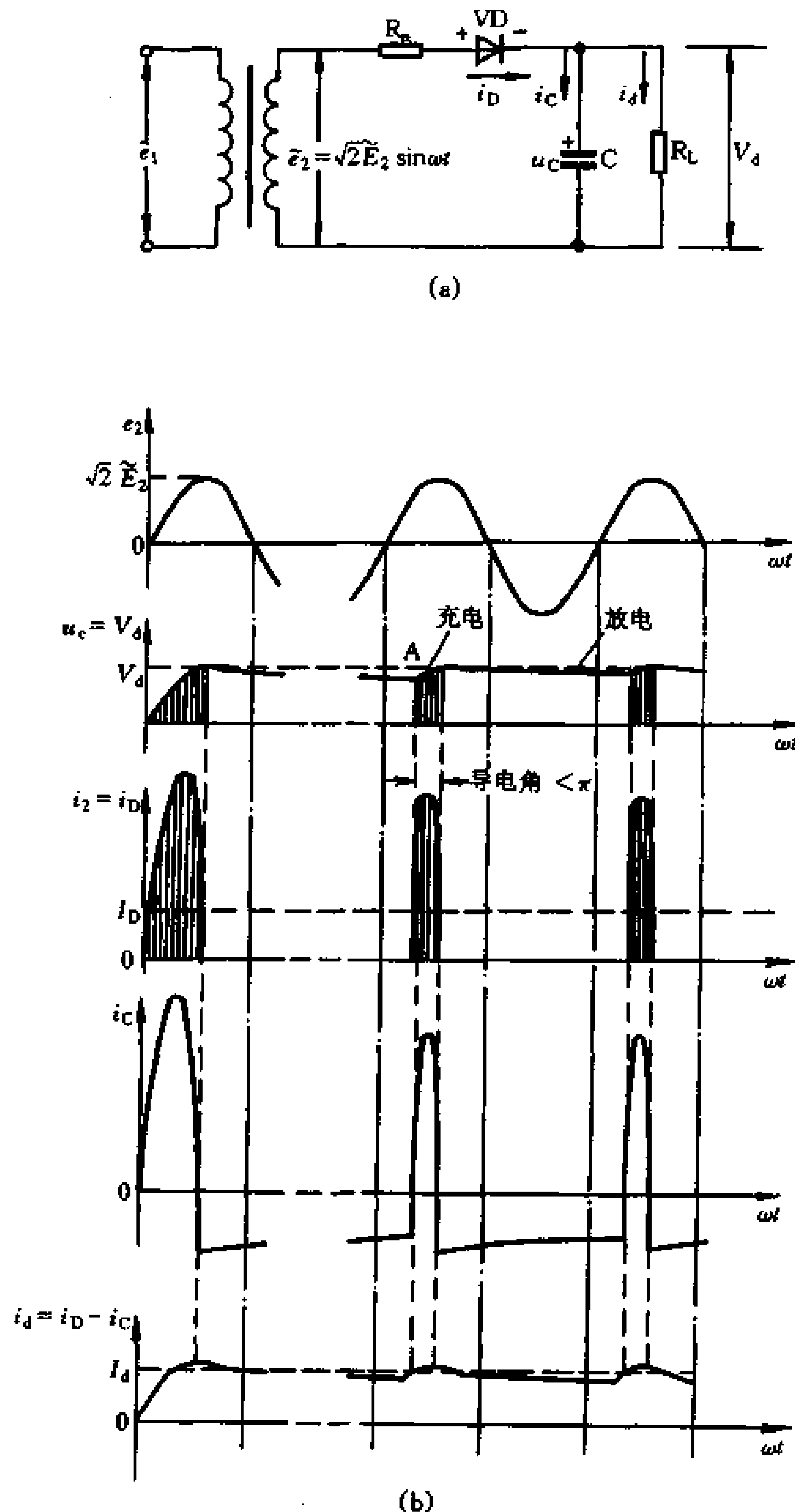


图 7-2 加入滤波电容的半波整流电路

由式 $\tau_{fd} = R_L \cdot C$ 可知， $R_L \cdot C$ 的值愈大，放电速度愈慢，A 点电压也就愈高，输出电压的纹波愈小，直流电压平均值 V_d 愈接近 $\sqrt{2}E_2$ 。当 $R_n/R_L = 5\%$ 时， $V_d = E_2$ 。这说

明电源内阻愈小，输出电压愈高。其次当 R_n 和 R_L 一定时，电容 C 的容量愈大，输出电压愈高。这就是在整流滤波电源电路中为什么要尽量降低电源内阻和加大滤波电容的原因。

加大滤波电容可以提高输出电压，但是随着输出电压 V_d 的提高， V_d 与 E_2 之差也在减小，这就造成整流管 V_D 的导电角由 π 逐渐减小，同时也使整流管导通时的冲击电流增大，为了保证整流管的安全，必须提高整流管的电流容量和耐压值。

从以上的分析中得知，当负载开路时，经整流管向电容充电结束时，电容 C 上的电压可达 $\sqrt{2}E_2$ ，在交流的负半周整流管截止，这时，加在整流管两端的反向电压，除了交流负半周电压 E_2 外，还有电容 C 上的电压 $\sqrt{2}E_2$ ，因此整流管承受的反向电压为 $2\sqrt{2}E_2$ 。在选用整流管时必须使整流管的耐压值大于 $2\sqrt{2}E_2$ 。其次，当向负载供电时，流过整流管的电流平均值 I_d 接近于流过负载的直流电流，即： $I_d = V_d/R_L$ 。由于整流管导通时除向负载提供工作电流外，还有向电容充电的冲击电流，因此在选用整流管时必须留有充分的电流值余量。

半波整流电路结构最简单，但输出直流电压纹波大，且效率低，因此在实用中常采用全波整流和桥式全波整流电路。图7-3(a)是一个实用的全波整流电路。与半波整流电路相比，全波整流电路的变压器次级增加了一组同样的绕组，并增加了一只整流管。两组次级绕组串联，中间相接处称为中心抽头。电路工作时，在交流的正半周， VD_1 导通，电流经

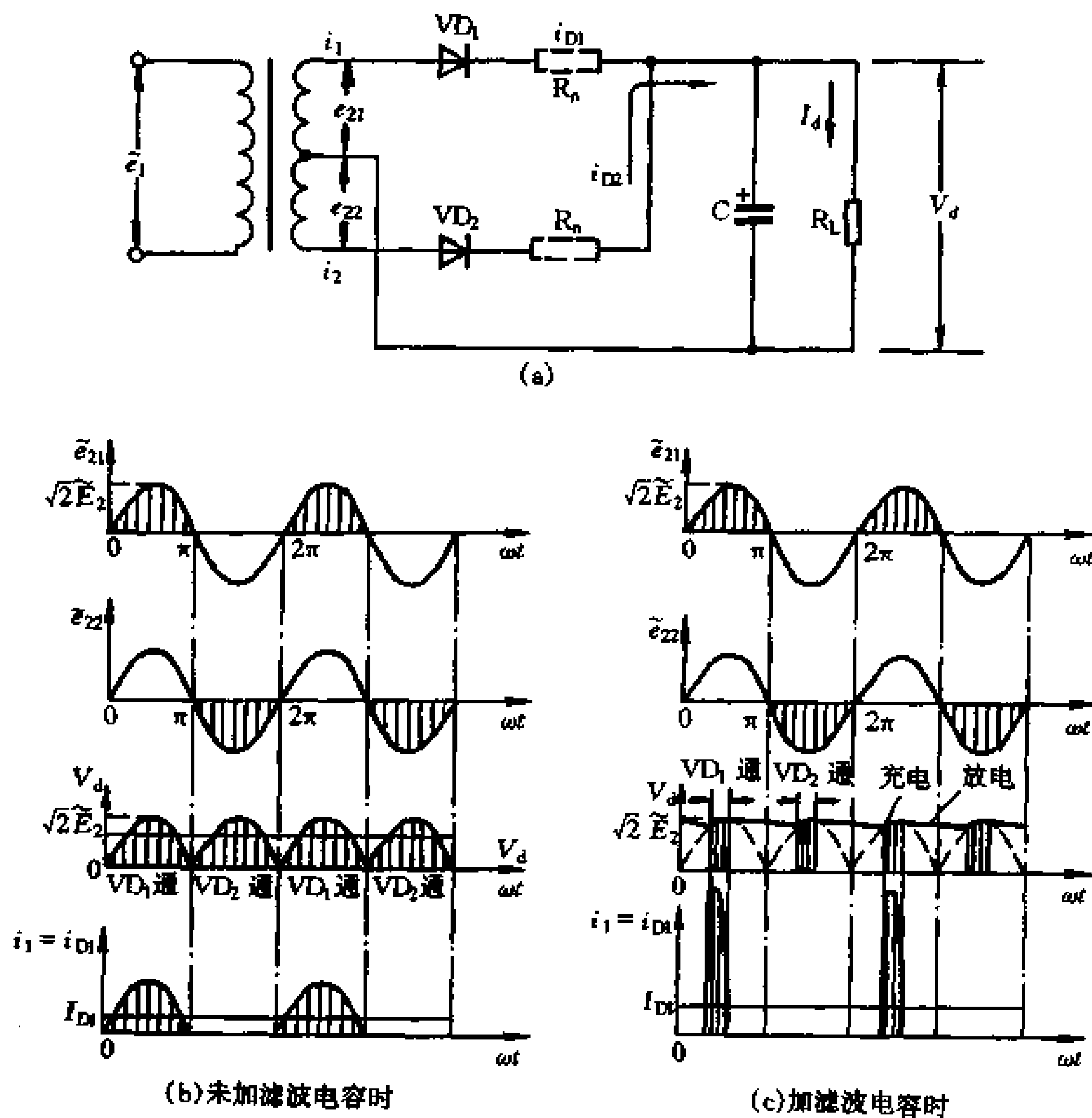


图 7-3 全波整流电路

VD₁ 到负载 R_L，流回到中心抽头。负半周时 VD₂ 导通，电流经 VD₂ 到负载 R_L，也回到中心抽头。和半波整流相比，在交流的一个周期内 R_L 上得到的是两个半周的直流电压，平均直流电压值为 $V_d = 0.9E_2$ ，提高了一倍，而且纹波也减小了。若加入滤波电容 C，纹波更小了，但整流管的导电角减小了。输出的直流电压略有提高，但在负载开路时 $V_d = \sqrt{2}E_2$ ，和半波整流时相同，当 $R_n/R_L = 5\%$ 时， $V_d = 1.2E_2$ 。整流输出电压、电流的波形与值如图 7-3 (b)、(c) 所示。

全波整流电路整流二极管所承受的最大反向电压为 $2\sqrt{2}E_2$ ，与半波整流电路相同，但每只整流管流过的电流则为负载电流的一半，即 $I_{D1} = I_{D2} = I_d/2$ 。

桥式整流电路是在半波整流和全波整流电路的基础上，利用变压器次级单绕组适当安排整流元件组成的全波整流电路。这种电路利用单绕组的变压器次级，取得和全波整流电路特性相同的整流电路，它的电路结构如图 7-4 所示。图中的虚线所指示的方向分别为交流正负半周经桥式整流所形成的直流通路。由图可见，在交流的一个周期的正负半周，负载 R_L 上都有直流流过。桥式整流电路输出的电压波形，即 R_L 上的电压波形和全波整流的波形完全相同，不同的是每个整流管所承受的反向电压为 $\sqrt{2}E_2$ ，比全波整流小了一半，但使用的整流管多了一倍，即用了 4 只。

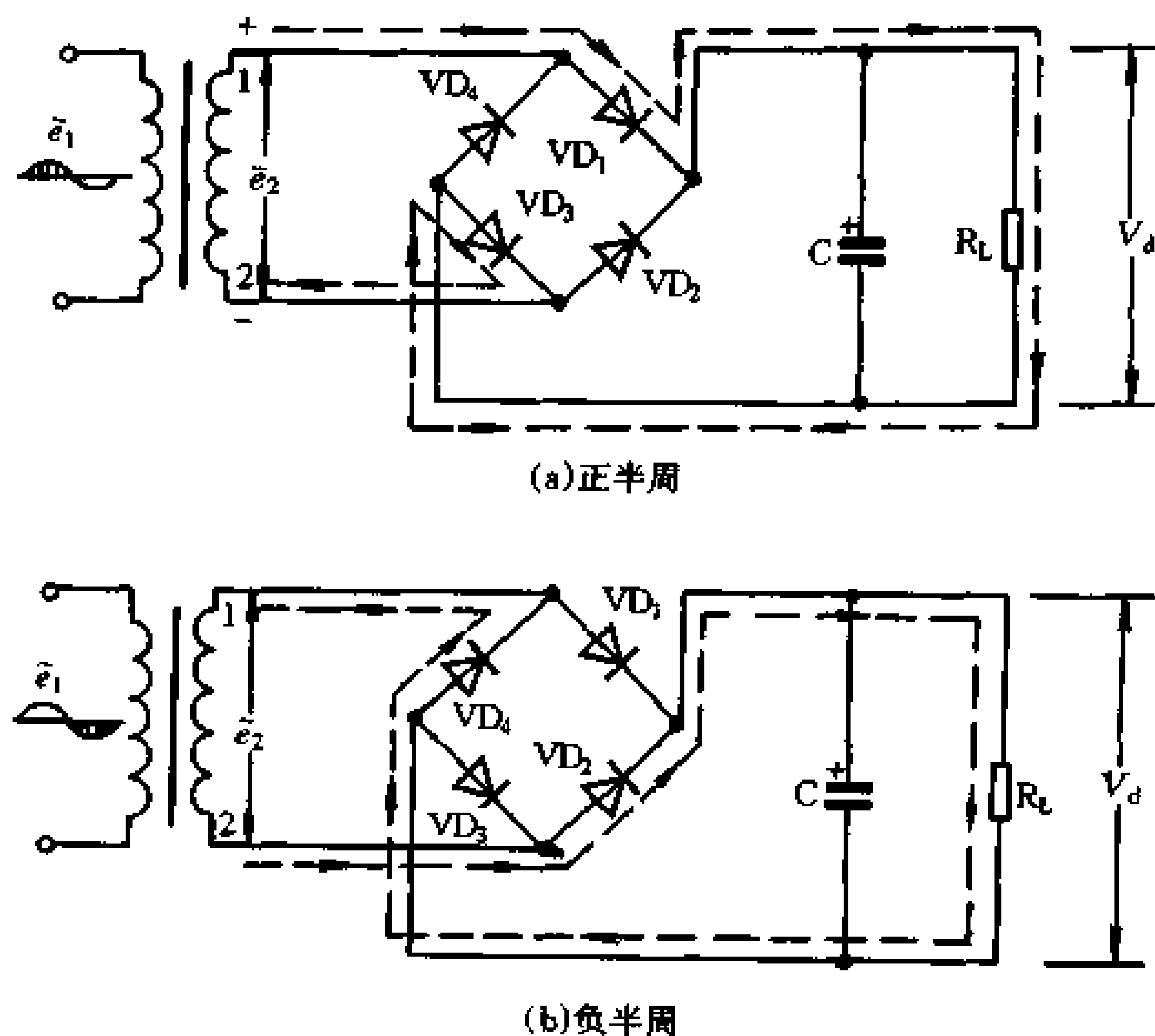
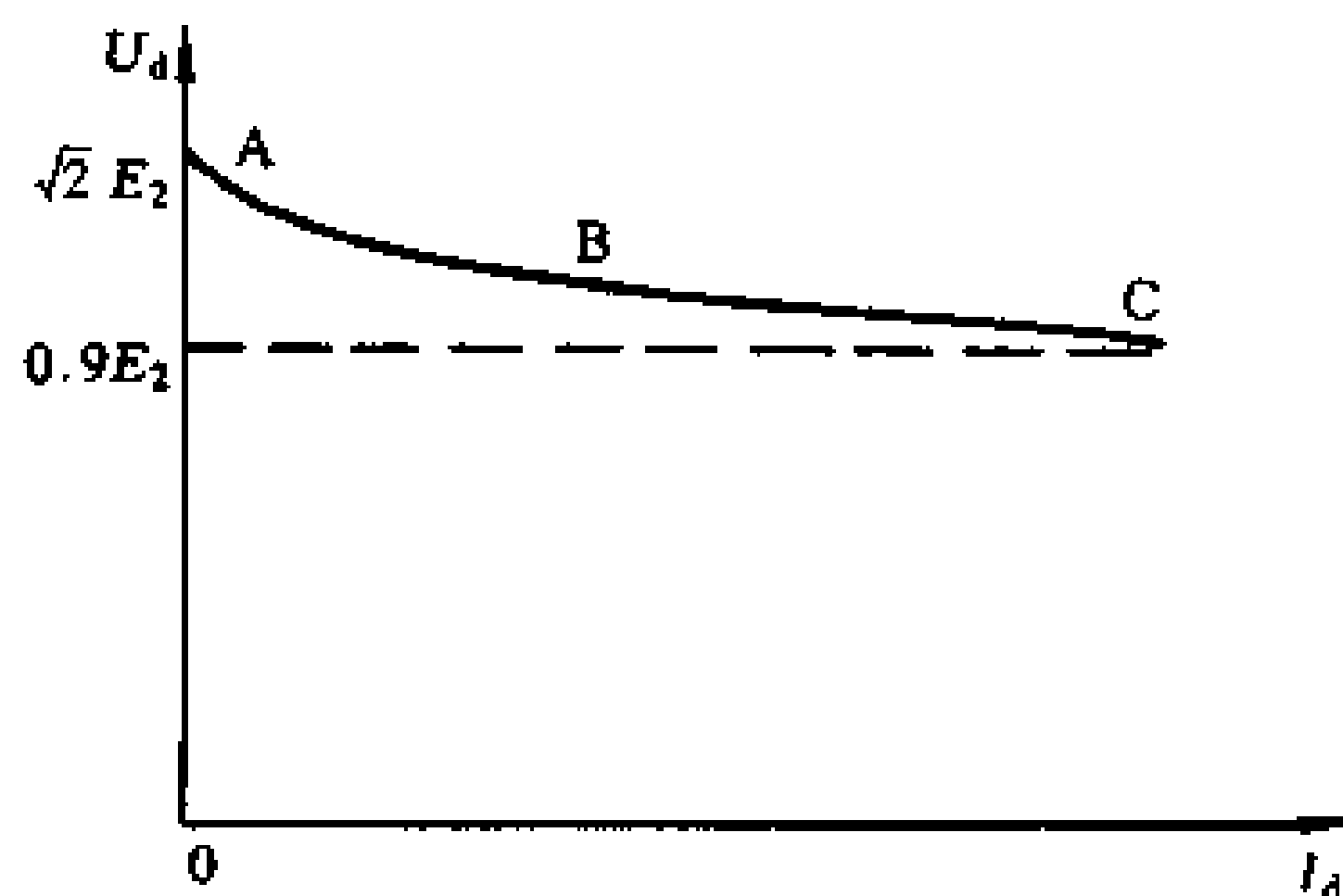


图 7-4 桥式整流电容滤波电路

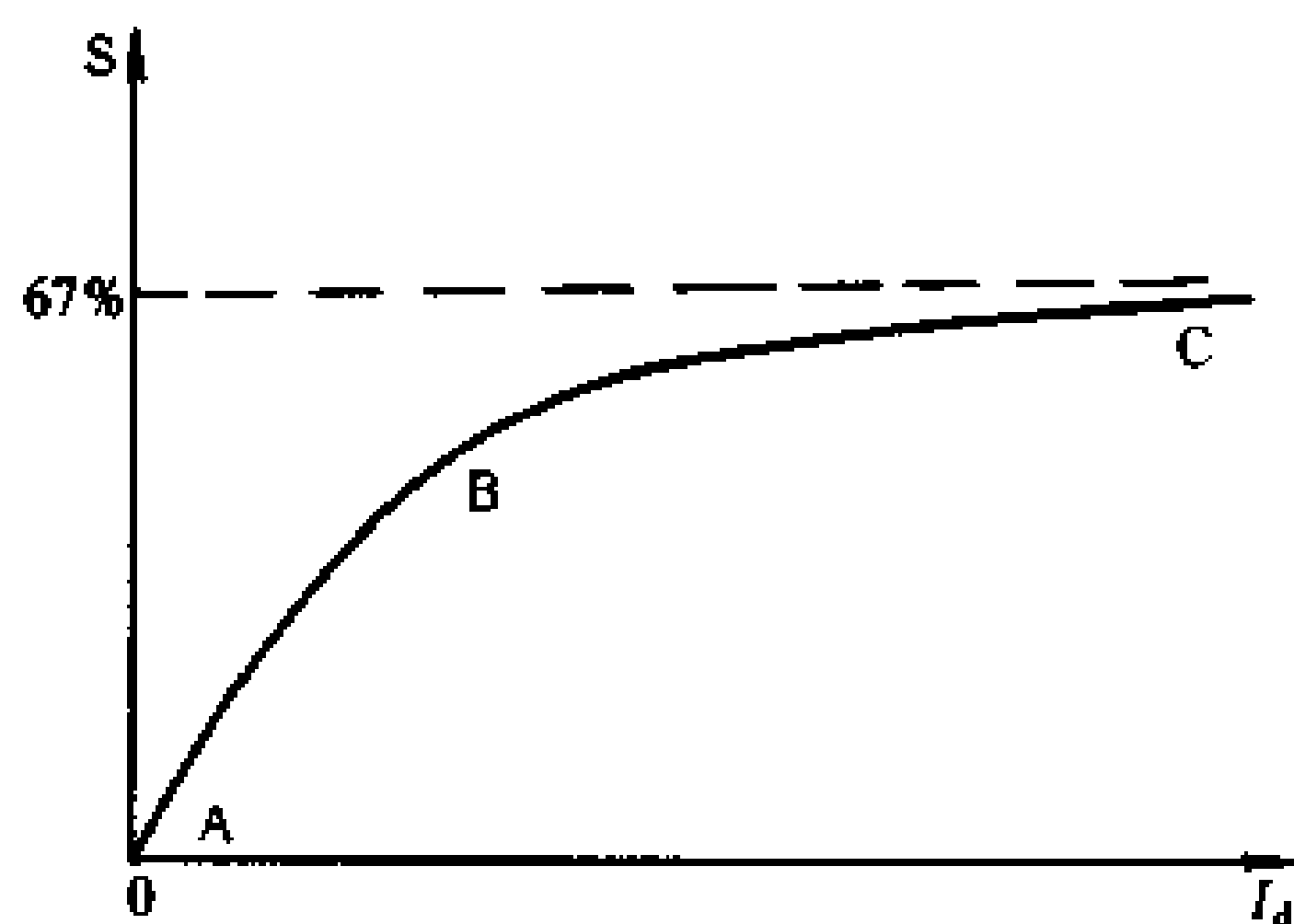
桥式整流电路在加入滤波电容之后，可以得到纹波较小的直流电压 V_d ，但这个电压会随着输出电流 I_d 的增大而降低，它的输出特性如图 7-5 所示。其中图 (a) 为输出电压 V_d 与输出电流 I_d 的关系。图 (b) 为滤波特性，即脉动系数 S 与输出电流 I_d 的关系，它随着输出电流 I_d 的增大而增大。所以电容式滤波只适用于负载电流较小的电源电路。

在图 7-5 中，当 $I_d = 0$ 时，即负载开路(或空载)时，这时 V_d 为电容上所充电压的最大值，等于 $\sqrt{2}E_2$ 。由于电容上的电压不进行放电，因此没有纹波， S 等于 0。当 I_d 很大，

即 R_L 很小时, 电容的充放电速度很快, 这时输出电压的波形近似于无滤波电容时的情况, 即 $V_d = 0.9E_2$, 脉动系数 $S = 67\%$ 。



(a) 外特性(输出电压 V_d 与输出电流 I_d 的关系)



(b) 滤波特性(脉动系数 S 与输出电流 I_d 的关系)
桥式整流电容滤波的特性

图 7-5 桥式整流电路的滤波特性

7.1.2 整流电源的滤波特性

各种整流电路直接输出的电压都是脉动的直流电压, 它的纹波系数较大, 必须通过滤波电路降低纹波并使其电压稳定才能应用。常用的滤波电路主要有电容滤波, 其次是电感滤波和复式滤波(RC 滤波和 LC 滤波)。电感滤波虽然滤波特性较好, 但需要笨重的电感元件, 因而应用受到一定的限制。电容滤波性能稍差, 但由于电路结构简单, 所以一直被广泛采用, 为了提高它的滤波效果, 有的也采用由电阻和电容组成的复式滤波电路。各种整流滤波电路的特性如表 7-1 所示。

表 7-1

电路形式	输入交流电压(有效值)	负载开路时的输出电压 V_d	带负载时的输出电压 V_d	每管的反向峰值电压	每管通过的电流 I_d	需用二极管数目
半波整流电容滤波	E_2	$\sqrt{2}E_2$	E_2	$2\sqrt{2}E_2$	I_d	1
全波整流电容滤波	$E_2 + E_2$	$\sqrt{2}E_2$	$1.2E_2$	$2\sqrt{2}E_2$	$0.5I_d$	2
桥式整流电容滤波	E_2	$\sqrt{2}E_2$	$1.2E_2$	$\sqrt{2}E_2$	$0.5I_d$	4
桥式整流电感滤波	E_2	$0.9E_2$	$0.9E_2$	$\sqrt{2}E_2$	$0.5I_d$	4

由附表和前面对整流电路的分析得知: 经过整流后直接输出的脉动直流电压的平均值

V_d 在半波整流时 $V_d \approx 0.45E_2$, 在全波整流时和桥式整流时 $V_d \approx 0.9E_2$ 。当加入滤波器滤波后它们的开载电压均提高到 $\sqrt{2}E_2$, 说明滤波电容确实起到了降低纹波和提高电压的效果。进一步分析又发现, 当这些电源加上负载后, 它的输出电压降低了, 而且降低的幅度也较大, 这就与实际应用的要求相差甚远。为了改善电源的输出特性, 人们采取了各种措施, 包括改进电路结构, 加大滤波电容的容量等。对于加大滤波电容这一办法, 通过前面的分析表明: 整流滤波特性与时间常数 $R_L \cdot C$ 的值有关, 它的数值愈大, 电容放电愈慢, 滤波效果愈好。一般情况下, 负载值 R_L 总是相对固定的, 或在较小范围内波动。这样, 电源的滤波效果就主要由电容 C 的容量来决定。由图 7-6 的分析可见, 取 $R_L \cdot C \geq (3 \sim 5) \frac{T}{2}$ 已基本满足滤波的要求。其中 T 为电源的交流周期 $1/f$, 即在式中取 3~5 个交流半周期。

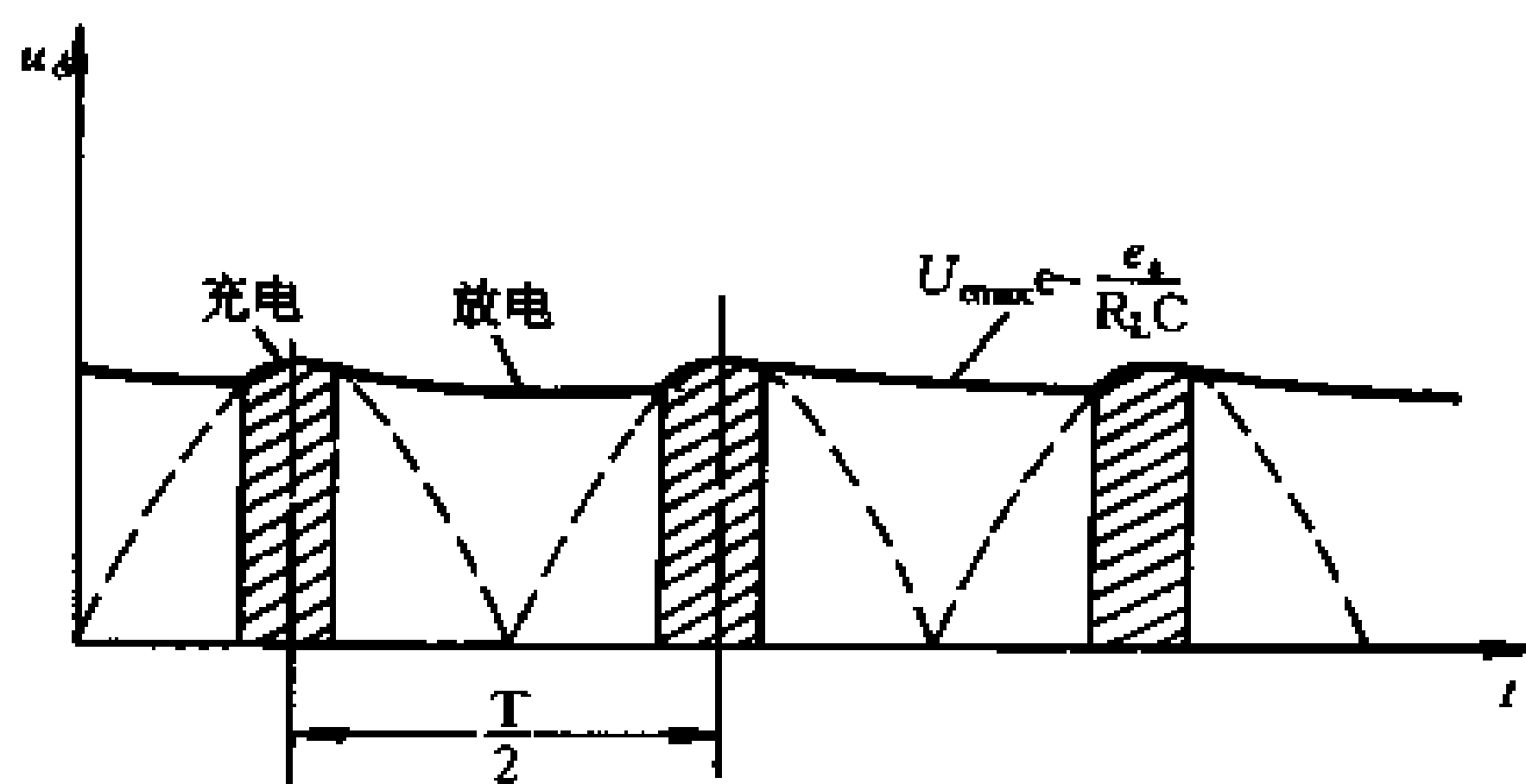


图 7-6 电容滤波效果分析

对于整流后的直流电压来说, 它的纹波电压往往不是单一的正弦波, 这就给准确计算滤波电路带来了较大困难。在实际应用中, 经常采用理论分析, 简单的定量估算, 最后通过实验的方法来确定。

表 7-2 是有人通过实验取得的一组实际数据。该实验采用一只 1500 W 的功放电源变压器构成桥式整流正负对称 36V 电源, 在电源正与地之间接入 10.6Ω 的负载电阻 (相当于 200W 的功耗)。滤波电容由 $1225\mu\text{F}$ 逐渐加大, 直到 $19600\mu\text{F}$, 所测得的空载与负载电压值列于表中。

表 7-2

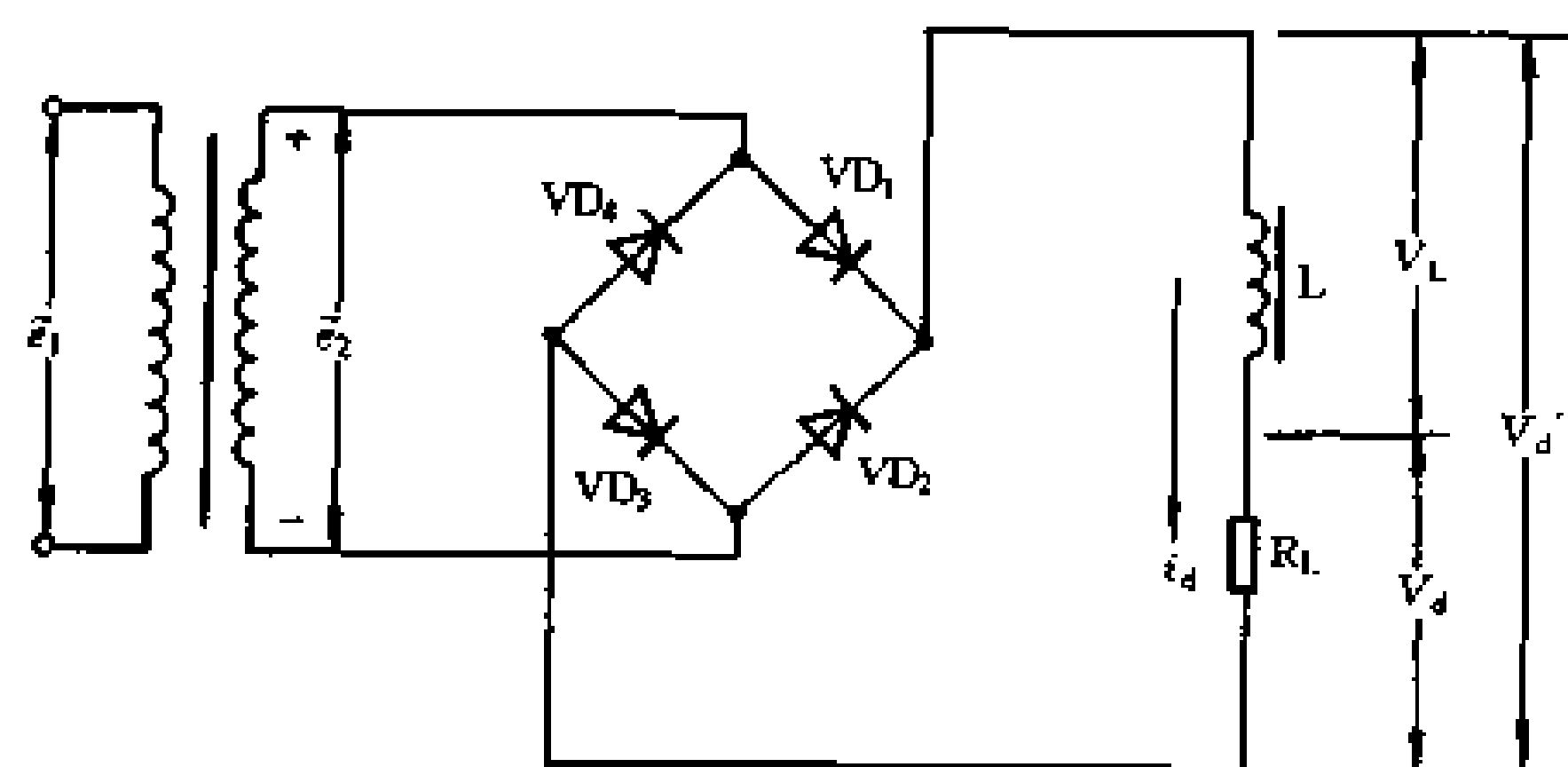
电容 (μF)	电压 (V)	实 测 值			理 论 值		
		空 载	负 载	下 跌	空 载	负 载	下 跌
1225		50.9	39.7	11.2	51.2	41.7	9.5
2450		51.1	43.9	7.2	51.4	45.3	6.1
4900		51.0	45.0	6.0	51.3	47.6	3.7
9800		51.0	45.0	6.0	51.3	49.1	2.2
14000		50.8	44.7	6.1	51.1	49.4	1.7
14700		51.0	44.8	6.2	51.3	49.6	1.7
19600		51.1	44.7	6.4	51.4	50.0	1.4

注: 表 7-2 选自“无线电与电视”1995 年第 7 期, “功放电源纵横谈”。作者: 张平柯。

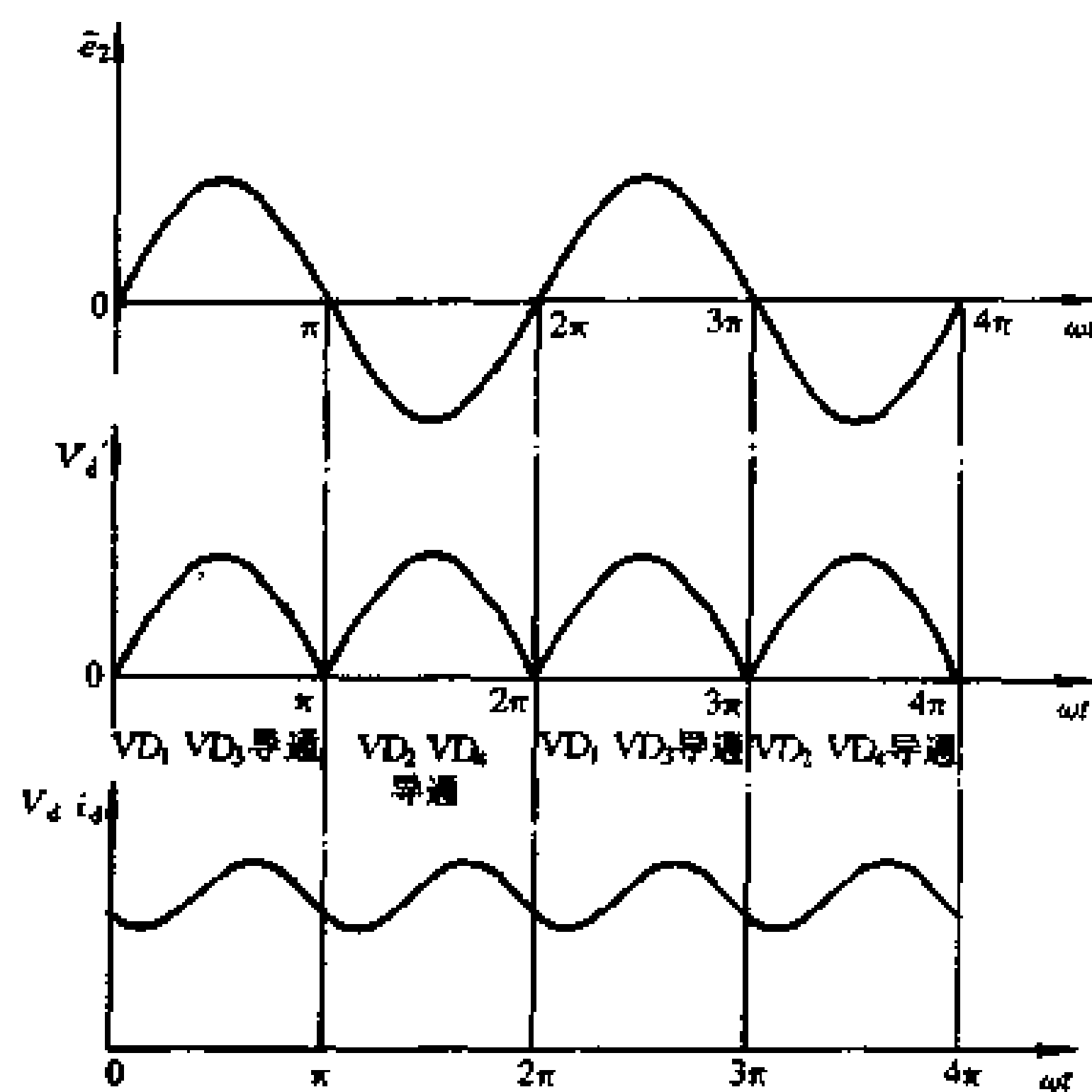
分析表中所测电压值,当电容 C 由 $1225\mu\text{F}$ 增大到 $4900\mu\text{F}$ 时,空载电压由 50.9V 增大到 51V ,负载电压由 39.7V 提高到 45V ,加负载时电压由 11.2V 降至 6V ,说明增大滤波电容确能起到提高电源电压和增强带负载的能力的作用。接着继续增大电容,当电容由 $9800\mu\text{F}$ 增大到 $19600\mu\text{F}$ 时,空载电压几乎没有增加,负载电压反而降低了,负载时的电压下跌也增大了。如果用公式 $R_L \cdot C \geq (3 \sim 5) \frac{T}{2}$ 来验证一下,当取 5 个 $\frac{T}{2}$ 时, $C = (5 \times \frac{T}{2}) / 10.6 = 0.05 / 10.6 \approx 4700\mu\text{F}$ 。与实验结果基本接近。

实验结果表明,单靠增大电容容量,只能在一定范围内起到提高电源负载能力的作用,当超过一定范围后,再增大电容的容量已起不到任何作用,有时甚至会起相反的作用。其原因是由于加大滤波电容后,一方面使输出电压有所提高,但另一方面又使整流管的导通角减小,而导通角的减小会促使峰值电流增大,峰值电流愈大,它在变压器次级绕组内产生的压降也就愈大,这样就使增大电容所提高的电压被全部抵消,甚至呈现负值。因此,要提高电容滤波电源的负载能力,仅靠加大电容容量的方法是有限的。

电容滤波电源的输出特性较差,只适用于负载电流较小的电路,如果采用电感滤波情况就会好得多,电感滤波电路如图 7-7 所示。电感 L 串接在整流输出端与负载之间,它利用当电流变化时电感 L 要产生反电动势来阻止电流变化这个特性来达到电源滤波降低输出直



(a)



(b)

桥式整流电感滤波

图 7-7 电感滤波电路及特性

流电压的纹波,电感 L 愈大,降低纹波的作用越显著。和电容滤波相比,电感滤波时整流元件的导电角为 π ,并且保持不变。电感滤波时,流过整流管的峰值电流较低,有利于整流管的安全。图 7-7(b)为电路到达稳态后各点电压的波形。由图可知,电感 L 和负载 R_L 上的总电压 V'_d 的波形和纯电阻负载时的输出电压波形相同,它的平均值 $V'_d = 0.9E_2$,当忽略电感 L 的电阻后,电感 L 上的压降为 0。这时负载 R_L 上的平均电压 $V_d = 0.9E_2$ 。上式说明,负载上的直流电压平均值 V_d 与电感无关,电感 L 的作用只是使整流后的纹波大部分降落在 L 上,使输出直流电压 V_d 的纹波大大降低。当 $2\pi fL \gg R_L$ 时, V_d 中的纹波趋于 0。电感滤波电路的输出特性如图 7-8 所示。其中图(a)为外特性,当输出电流 I_d 增大时,由于整流管内阻和电感中的直流电阻会产生一定的压降,因此输出电压 V_d 随着 I_d 的增大略有下降,但与电容滤波相比,电感滤波的输出电压波动范围小得多。图(b)为滤波输出特性,当输出电流 I_d 增大时,由于 $2\pi fL \gg R_L$,它们对纹波的分压比例关系使纹波的绝大部分降落在电感上,使输出电压 V_d 的纹波大大降低。因此脉动系数 S 随 I_d 的增大而降低。因此,电感滤波电源电路更适合于负载电流较大的场合。

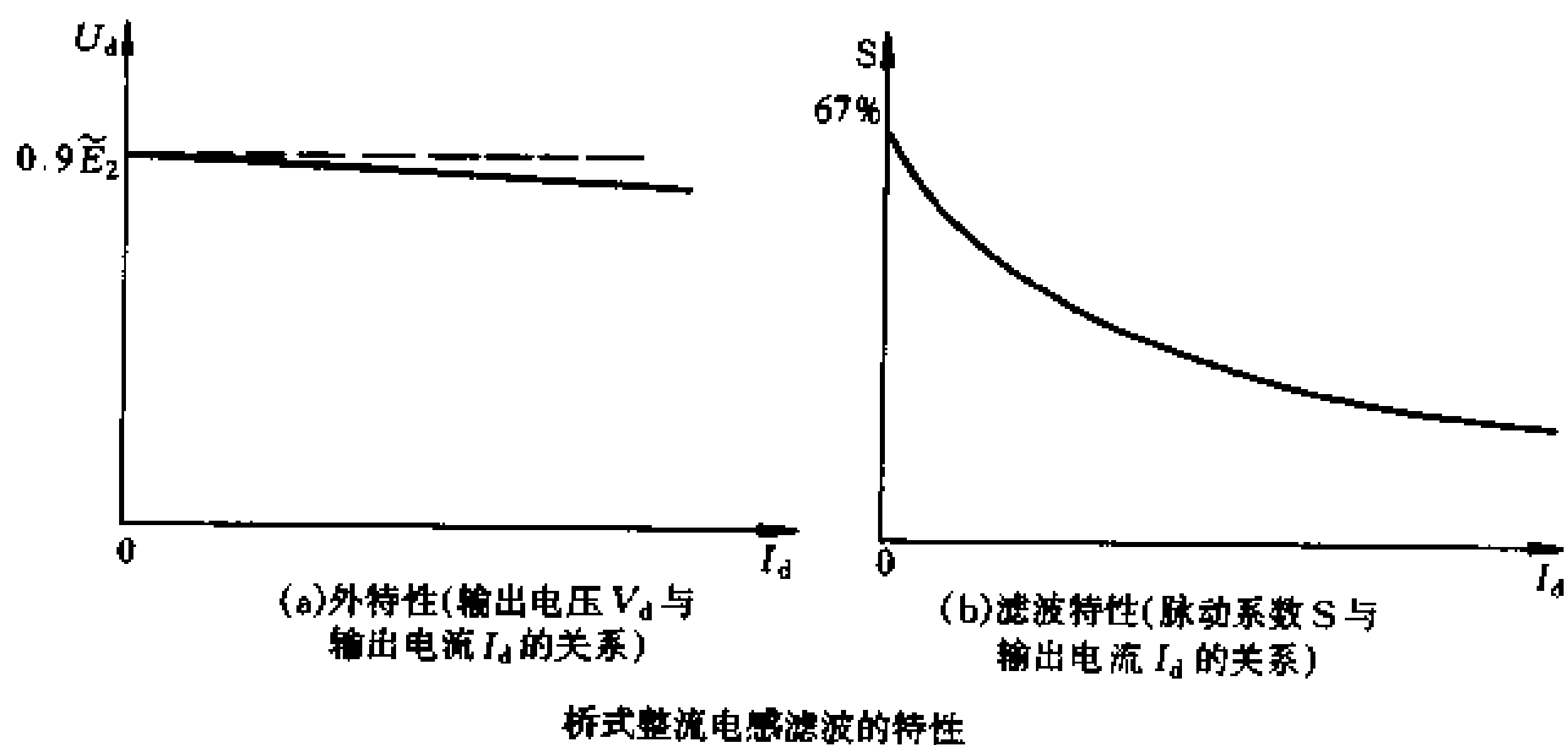


图 7-8 电感滤波的输出特性

7.2 晶体管稳压电源电路

用晶体管组成的串联型稳压电源,由于设有输出电压偏差的取样放大电路,所以具有很高的稳定度和很低的动态内阻,而且电压调节的反应速度快。这种稳压电源还可通过调整取样电路的分压比来改变输出电压的高低,给使用带来很大方便。它的电路结构主要由整流滤波、输出调整管、取样放大和基准电源等部分组成,有的还设有过载保护电路。如图 7-9 所示。

晶体管稳压电路的基本工作原理是,当输出电压因负载变化等原因降低时,取样电路就会通过分压电阻取出变化信号并与基准电压比较得到一偏差信号,将偏差信号加以放大去驱动调整管,使输出调整管的输出电流增大,最终使输出电压恢复到原来的数值。当输出电压升高时,同样可以对偏差电压取样、比较、放大,最后驱动调整管使输出电流减小,电压恢复到正常状态。取样放大电路的放大倍数越高,输出电压的稳定度就高。

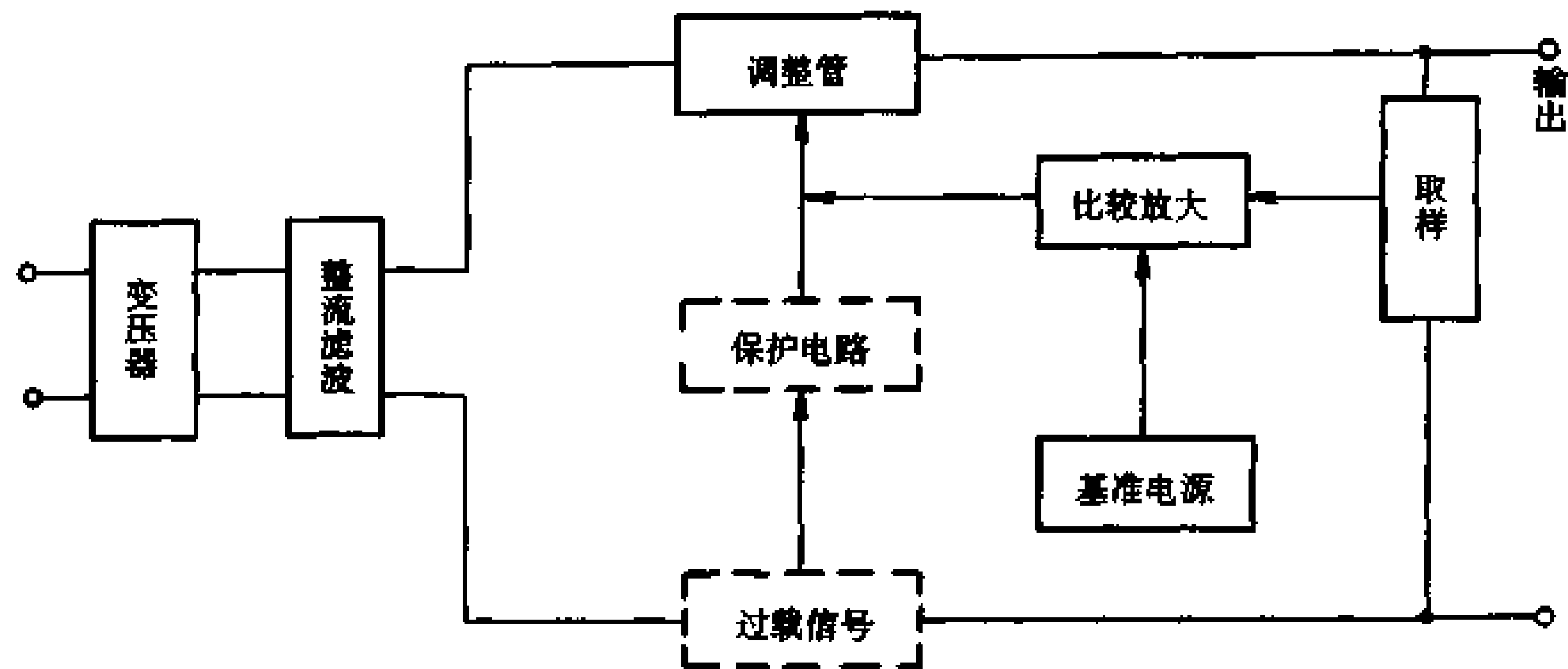


图 7-9 晶体管稳压电路的基本结构

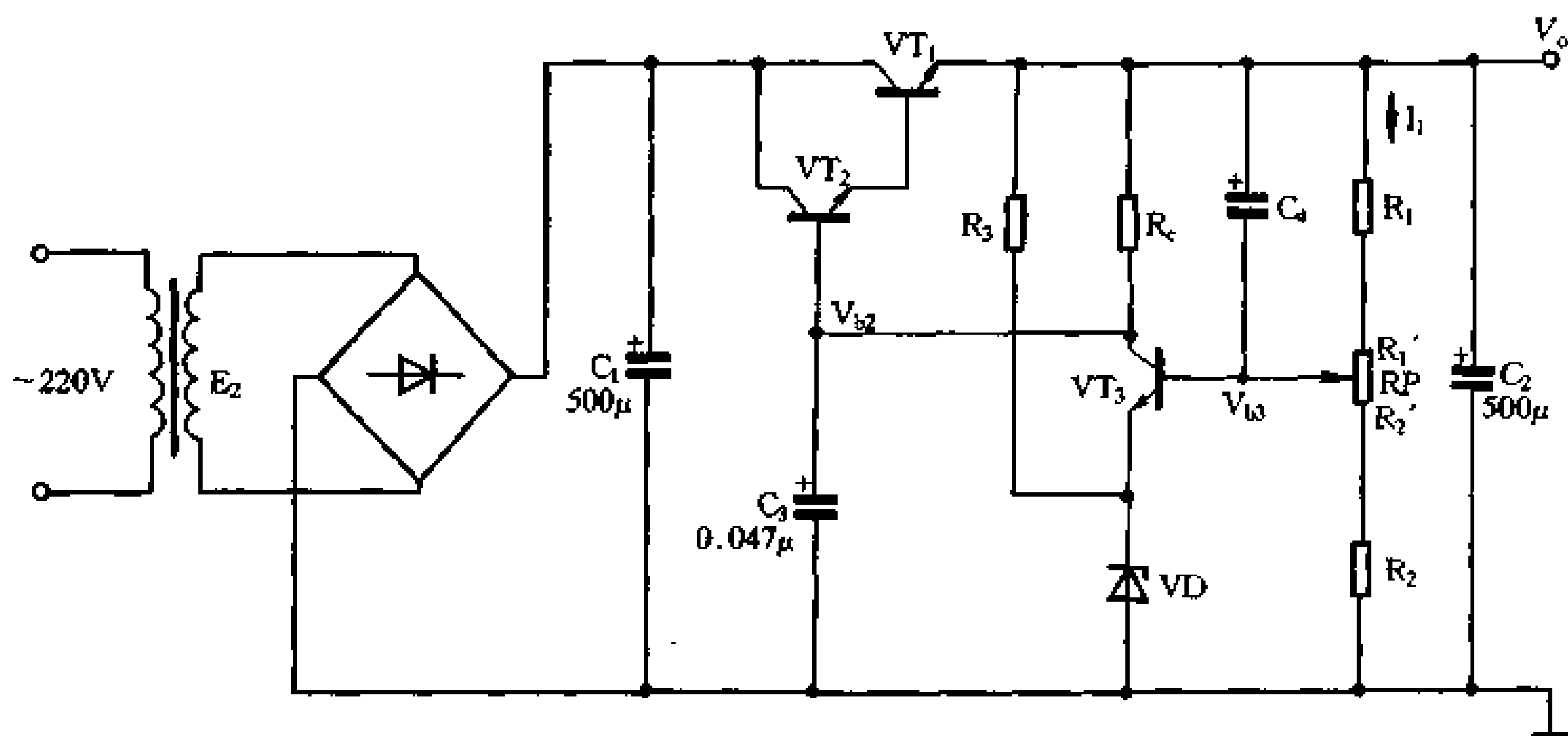


图 7-10 晶体管稳压电路

图 7-10 是一个实用的晶体管稳压电路。图中 R_1 、 RP 、 R_2 组成误差取样电路， VT_3 与 R_C 组成误差放大电路， VD 为由硅稳压管组成的基准电压源， R_3 为稳压管的限流电阻， VT_1 、 VT_2 为复合调整管，作电源输出。

在误差取样电路中， RP 为输出电压调节电位器，调节电位器 RP 改变滑动触点的位置，通过改变分压电阻 $R_1 + R_1'$ 与 $R_2 + R_2'$ 的比值来改变取样放大管 VT_3 的基极电压 V_{b3} ，即可调节输出电压的高低。由图可知：

$$I_1 = V_o / (R_1 + RP + R_2)$$

$$V_o = I_1 (R_1 + RP + R_2)$$

$$V_{b3} = I_1 (R_2 + R_2')$$

$$\frac{V_{b3}}{V_o} = \frac{I_1 (R_2 + R_2')}{I_1 (R_1 + RP + R_2)} = \frac{R_2 + R_2'}{R_1 + RP + R_2} = n$$

$$V_{b3} = V_o \cdot n$$

其中： V_o ——输出电压，

n ——取样电路的分压比。

由式可知，当输出电压 V_o 降低时， $V_o \cdot n$ 即减小；输出电压 V_o 升高时， $V_o \cdot n$ 则增大。这个降低或增高了的值便是取样信号。

稳压管 V_D 和限流电阻 R_3 组成基准电压，由于稳压管 V_D 上的电压降是固定不变的，所以它可以作为电压基准和取样电路取出的升高了的或降低了的电压信号相比较，得到一个偏差信号。由于 $V_{b3} = V_{(VD)} + V_{be3}$ ，由于 $V_{(VD)}$ 为固定值，所以，当 V_{b3} 升高或降低时， V_{be3} 便会跟着增大或减小。 R_3 是稳压管 V_D 的限流电阻，它的值可由输出电压 V_o 和 V_D 的工作电流值来确定。

VT_3 和它的负载电阻 R_C 组成误差信号放大电路，由比较电路输出的偏差信号经 VT_3 放大后作为复合调整管的基极电流去调整输出管的输出电流。

VT_1 、 VT_2 组成复合调整管通过调整输出电流的大小来调节输出电压，使输出电压保持稳定。由于调整管的输出电流较大，仅靠误差放大电路输出的信号电流不足以推动输出管正常工作，所以采用了复合管形式。

综合上述分析，对于稳压电路的稳压过程是：当由于负载电流增大或输入交流电压降低而造成稳压电路输出电压 V_o 降低时，取样电路中由于 $V_{b3} = V_o \cdot n$ 的降低而使 VT_3 的集电极电压 V_{C3} 升高，而 V_{C3} 又同时是复合调整管的基极电压 V_{b2} ，由于 V_{C3} (V_{b2}) 的升高，复合调整管的输出电流就会增大，最终使输出电压提高而恢复正常。反之，则会使 V_{b3} 升高， V_{C3} (V_{b2}) 降低，复合调整管的输出电流减小，输出电压降低而恢复正常。

这个稳压过程又可简化为： $V_o \downarrow \rightarrow V_{b3} \downarrow \rightarrow I_{C3} \downarrow \rightarrow V_{C3} \uparrow \rightarrow V_{b2} \uparrow \rightarrow I_{C1} \uparrow \rightarrow V_o \uparrow$ 。

在电路中有 4 只电容，它们在电路中的作用各不相同，所用电容的容量也有较大的差别。其中 C_2 为电源输出端所接的电容，它的作用是提高电源抗瞬间冲击干扰能力。由于电容具有储存电荷的功能，当电源负载出现突变或输入电压发生脉冲跳变时， C_2 能在瞬间为负载提供一定的充放电电流，以保证输出电压保持稳定，防止出现瞬间跳变。为了保证有足够的充放电能力， C_2 的容量应当选用较大的容量，最好能根据负载的实际情况由实验确定。

电容 C_4 是和 R_1 并联的，它的作用是能起到一定的滤波作用。由于串联型稳压电源是一个负反馈系统，其反馈系数即为取样电路的分压比，即 $n = (R_2 + R_2') / (R_1 + R_P + R_2)$ 。反馈系数越大，负反馈越深，稳压电路的稳定性越好，对抑制输出电压的纹波越有利。因此在设计稳压电路时尽可能选用较大的分压比，但由于基准电压总是恒定的，而输出的稳压电压总是要高于基准电压，故分压比总是小于 1。若在 R_1 旁并联一容量足够大的电容，由于电容的容抗 X_C 与 R_1 的并联阻值会降低，对于交流纹波电压则分压比 $n = (R_2 + R_2') / [(R_1 + R_1') // X_C + R_2' + R_2] \approx 1$ ，这就可以大大提高对输出直流电压中的纹波的抑制能力，分压比愈大，作用愈明显。若电路的分压比已接近 1，则 C_4 的作用就不大了。

电路中，在 VT_2 的基极接有电容 C_3 ，它的作用并非为了提高稳压和滤波效果，而是为了抑制自激振荡。由于串联型稳压电源是靠负反馈来达到稳压的，理应不会产生自激振荡。但在某些情况下，由于晶体管的结电容、线路的分布电容的存在，它们有时会 and 电路中的阻抗元件形成 RC 网络并在某一频率下产生对反馈信号的移相。当该移相达到一定程

度,使负反馈变成了正反馈,因而产生振荡。由于 C_3 的作用仅是为了抑制自激振荡,因此容量不必过大,一般应小于 $0.1\mu\text{F}$ 。

电路中的 C_1 是稳压电路的滤波电容,它的主要作用是滤除输出电压的纹波,它的容量与输出电压 V_o 、输出电流 I_o 以及输入交流电压 E_2 等因素有关。

在滤波过程中,滤波电容 C_1 两端的电压 V_C 是以 10ms 的周期变化的(见图 7-6 中的 $T/2$),其峰值电压为 $\sqrt{2}E_2$ 。由于稳压电路的输出电流 I_o 远大于取样电流及稳压管流过的电流,所以 C_1 充电至 $\sqrt{2}E_2$ 后,可以认为是以 I_o 值恒流放电,它的放电周期为 10ms 。在一个充放电周期内 C_1 两端的电压变化量 $\Delta V_C = \Delta Q / C_1 = I_o \cdot t / C_1$ ①,式中: ΔQ 是 C_1 放电时放出的电量, $\Delta Q = I_o \cdot t$, t 为放电时间、为 10ms 。 C_1 充电时的最高电压为: $V_{C\text{大}} = \sqrt{2}E_2 - V_D$,式中 V_D 为整流桥的压降。

C_1 放电后的最低电压 $V_{C\text{小}}$ 由于受输出电压 V_o 和调整管的管压降 $V_{C\text{el}}$ 的限制,为了保证输出电压的额定值,必须使 $V_{C\text{小}} \geq V_o + V_{C\text{el}}$,可以认为 $V_{C\text{小}} = V_D + V_{C\text{el}}$ 。

在一个充放电周期内, C_1 上的电压变化量 ΔV_C 应等于 C_1 上最大电压与最小电压之差,即: $\Delta V_C = V_{C\text{大}} - V_{C\text{小}}$ ②。将式 ② 代入式 ①,得 $V_{C\text{大}} - V_{C\text{小}} = I_o \cdot t / C_1$,变换后得:

$$C_1 = \frac{I_o \cdot t}{\sqrt{2}E_2 - V_D - V_o - V_{C\text{el}}}$$

上式说明, C_1 的容量不仅与输出电压,输出电流有关,而且还与电源变压器的次级电压 E_2 有关。

7.3 集成稳压电源电路

用分立元件组成的串联式晶体管稳压电源,体积较大且组装、调试维修都较复杂,随着集成电路的发展和集成技术的提高,出现了集成式稳压器。所谓集成稳压器是指将输出调整管、取样电阻、误差放大和电压基准等电路全部集成制作在一块芯片上而形成完整的稳压电路。除此以外在集成稳压电路内还设有完善的保护电路以及启动电路。在晶体管稳压电源中采用齐纳稳压管作电压基准,而在集成稳压电路中则采用一种低噪声、零温漂的“能带间隙式”基准电压源。该基准电压源具有电压精度高、无温度漂移和噪声极低的优点,尤其适合在环境温度较差的场合中使用。

7.3.1 集成稳压器的分类及特性

集成稳压器按引脚数目可分为三端、五端和多端集成稳压器,按输出电压是否可调可分为固定输出电压式和可调输出电压式集成稳压器,在音响电路中一般多用三端式集成稳压器。因此,下面只对三端集成稳压器予以介绍。

常见的三端集成稳压器按性能和用途又可分为下列四类:

一、三端固定输出正稳压器

所谓三端是指电压输入端、电压输出端和公共接地端。输出电压为正电压。国内外厂家将此系列稳压器均命名为78××系列，例如：7805、7812等，其中78后面的数字代表该稳压器输出的正电压值，以伏为单位。如7805为输出稳压值为正5V，7812为输出正12V。有时我们会发现在型号78××前面有一个或几个英文字母，如W78××、AN78××、L78××等。前缀的字母一般为生产厂家的代号，有的厂家在后面还加有后缀，一般用来表示器件的封装形式和电压容差及某些使用特性等，可参考厂家的产品说明。

78系列稳压器按输出电压大小分9种：即7805、7806、7808、7809、7810、7812、7815、7818、7824，具体参数请参见表7-3。

78系列按输出电流大小又分为三个分系列：78M××系列最大输出电流为500mA（具体参数见表7-4）；78L××系列最大输出电流为100mA（具体参数见表7-5）；78××系列最大输出电流为1.5A。

78系列稳压器的封装形式有金属和塑料封装两种。其中78L系列分金属封装的T0-39和塑料封装的T0-92两种，如图7-11所示。金属封装者散热性能较好，最大功耗达700mW，加散热器后最大功耗可达1.4W。塑料封装的最大功耗为700mW，使用时无需加装散热器。

78M系列有两种塑料封装形式，一种为T0-202塑封，一种为T0-220塑封。这两种封装的稳压器在不加散热器时的最大功耗为1W，加装200×200×4（mm）的铝散热器后最大功耗可达7.5W。

78××系列有两种封装形式，一种为金属壳封装的T0-3型，一种为塑料封装的T0-220型。不加散热片时前者功耗为2.5W，后者为2W，加装200×200×4（mm）的铝散热器后，最大功耗可达15W。

塑料封装因其安装固定容易和价廉等优点受到广泛使用。

表 7-3

特 性	型 号	CW7805	CW7806	CW7812	CW7815	CW7824
最大输入电压 (V)		35	35	35	35	40
输出电压 (V)		5	6	12	15	24
输出电流 (A)		1	1	1	1	1
电压调整率 (mV)		3	5	10	11	18
电流调整率 (mV)		15	14	12	12	12
工作温度范围 (°C)		0~70	0~70	0~70	0~70	0~70
		-55~125	-55~125	-55~125	-55~125	-55~125

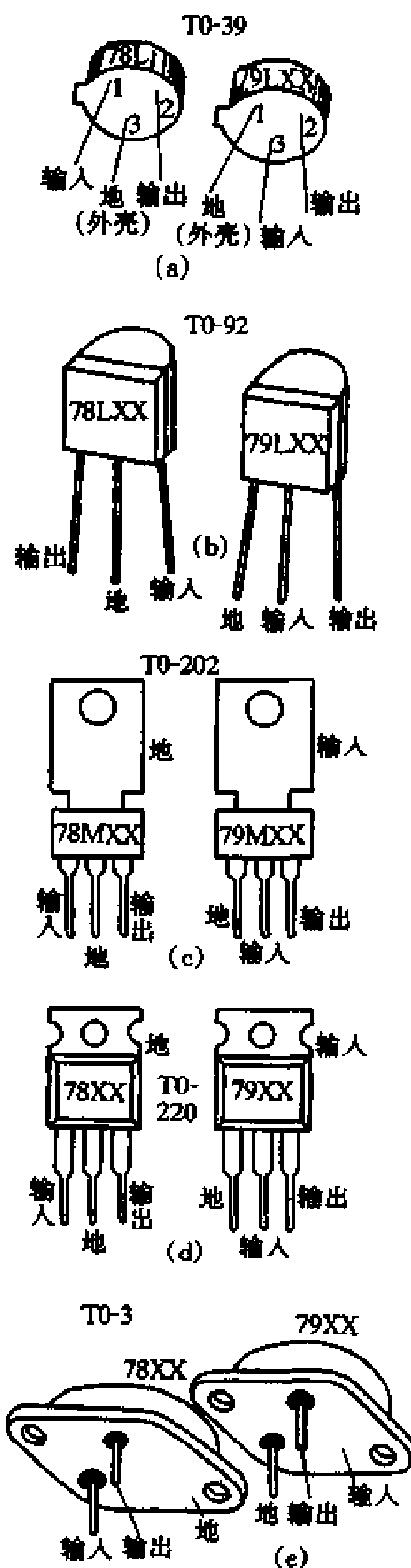


图 7-11 三端集成稳压器的封装形式

表 7-4

参 数 \ 型 号	78M05	78M06	78M12	78M15	78M24
最大输入电压 (V)	35	35	35	35	40
输出电压 (V)	5	6	12	15	24
输出电流 (A)	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5
电压调整率 (mV)	3	5	8	10	10
电流调整率 (mV)	20	20	25	25	30
工作温度范围 (°C)	0~70				
	-55~125				

表 7-5

特 性 \ 型 号	78L05	78L12	78L15
最大输入电压 (V)	35	35	35
输出电压 (V)	5	12	15
输出电流 (A)	0.1	0.1	0.1
电压调整率 (mV)	55	120	130
电流调整率 (mV)	11	20	25
工作温度范围 (°C)	0~70		

二、三端固定输出负稳压器

三端固定输出负稳压器与三端固定输出正稳压器相对应, 它以 79××命名, 除输出电压为负电压, 引脚排列不同外, 它的外型与 78××系列相同, 其参数见表 7-6 和表 7-7。

表 7-6

特 性 \ 型 号	79M05	79M12	79M15	79L05	79L12	79L15
最大输入电压 (V)	-35	-35	-35	-35	-35	-35
输出电压 (V)	-5	-12	-15	-5	-12	-15
输出电流 (A)	0.5	0.5	0.5	0.1	0.1	0.1
电压调整率 (mV)	7	9	9	60	45	45
电流调整率 (mV)	75	65	65	50	100	125
工作温度范围 (°C)	0~70					
	-55~125					

表 7-7

特 性 \ 型 号	CW7905	CW7912	CW7915
最大输入电压 (V)	-35	-35	-35
输出电压 (V)	-5	-12	-15
输出电流 (A)	1	1	1
电压调整率 (mV)	3	10	11
电流调整率 (mV)	15	12	12
工作温度范围 (°C)	0~70		
	-55~125		

三、三端可调输出正稳压器

三端可调输出稳压器的三端指的是电压输入端、电压输出端和电压调整端。在电压调整端外接电位器后可对输出电压进行调节。其特点是使用灵活。

三端可调式稳压器品种繁多，如国际通用的正输出稳压系列 LM117 系列（包括 LM217、LM317）、LM123 系列、LM138 系列、LM140 系列、LM150 系列等。

四、三端可调输出负稳压器

除了输出电压为负电压外，其余和正稳压器相同。它的品种主要有 LM137、LM237、LM337 等。

在众多的可调输出正负稳压器中，以 LM317、LM337 最为常用。LM317 为正输出可调稳压器。它的输出电压在 1.2~37V 之间可调，输出电压由两只外接电阻确定，输出电流可达 1.5A。其各项指标均优于固定输出稳压器，使用极为方便。LM317 采用标准的 TO-220 封装，不加散热片时最大功耗为 2W，加装 200×200×4 (mm) 散热片后最大功耗可达 15W。

LM337 除输出为负电压外，其余参数均与 LM317 相同。

7.3.2 三端集成稳压器的工作原理

图 7-12 是 78 系列集成稳压器的工作原理图。由图可知，它与分立元件组成的串联式稳压电源十分相似，不同的是集成稳压器中增加了启动电路、恒流源电路和保护电路。其中恒流源电路是和基准电压和误差放大电路设置在同一系统中，有利于温度互补，使工作更加稳定。

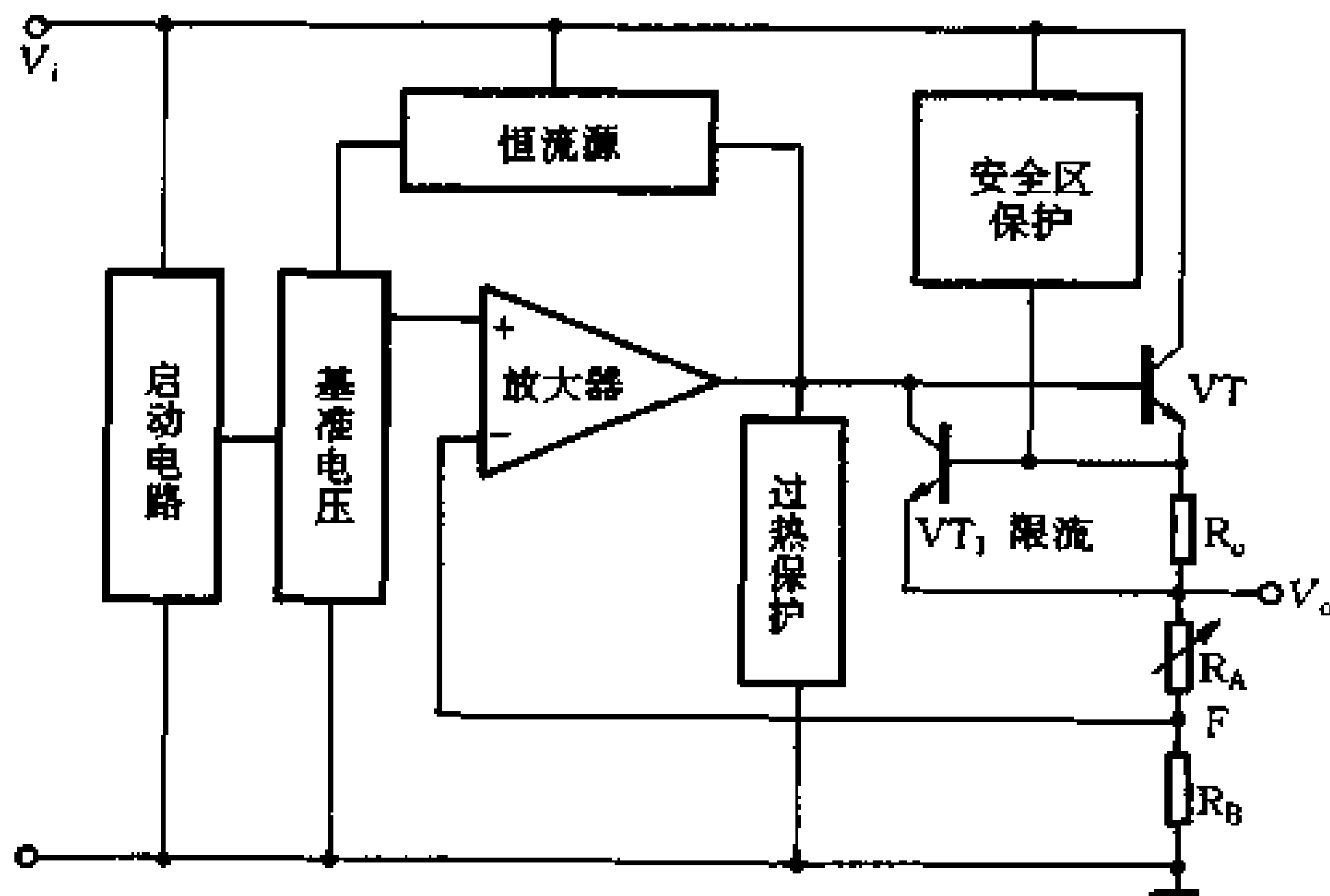


图 7-12 三端集成稳压器的工作原理

三端集成稳压器采用串联型稳压结构，是因为其负载能力强，输入电压调整率较好。不过串联型稳压电路也有其不足之处，即在高电压输入、低电压输出时效率较低，而且耐负载短路能力较差。

在图 7-12 中， R_A 、 R_B 为误差取样电阻。当因某种原因使输出电压 V_o 升高时，通过

取样电阻 R_A 与 R_B 的分压将 F 点电压的升高取样。由于 F 点与取样放大器的反相端相连，经过与基准电压的比较并将误差信号放大，使放大器的输出电压下降。由于调整管的基极受放大器输出电压的控制，因此调整管的输出电压也跟着下降，最终恢复正常。同理，当输出电压 V_o 降低时，F 点电压降低并使取样放大器的输出电压升高，结果使输出电压升高而恢复正常。

三端集成稳压器内设有完善的保护功能。

首先是过热保护功能，当电路因某种原因而出现温度过高时，电路内的温度检测元件就会促使保护电路导通，将调整管的基极电流分流，使输出管输出电流下降，保护了输出管。

其次是过流保护，当负载电流过大时，它在 R_o 上的压降增大，这时 VT_1 便迅速导通将调整管的基极分流，形成过流保护。

第三是调整管安全工作区保护。集成稳压器的输入电压都有一定限制的，当出现输入电压与输出电压之间的电压差过大或由于严重过载而 R_o 的反馈使 VT_1 的导通又不足以使调整管的输出电流降至安全值时，安全区保护电路工作，它将输入电流分流一部直接送到输出端(调整管的发射极)。这样一方面减小了流过调整管的电流，另一方面又通过提高调整管的发射极电压，使调整管进入保护区保护状态。

当稳压器出现故障时，上述三种保护功能是相互关联的。如出现短路时，也必然使调整管压降增大并可能进入安全保护区状态，同时也必然引起过热而进入过热保护状态。

启动电路是在电路突然接通电源时，为基准电源、恒流源和调整管迅速建立起合适的工作点，当电路工作正常后启动电路停止工作。

三端集成稳压 78 系列的内部电路完全相同，它的输出电压系列分 9 挡，其输出电压的数值由分压电阻 R_A 的数值来确定，在图中用可调电阻的形式来表示。

三端固定集成负稳压 79 系列电路与正稳压 78 系列电路有许多类似之处，故仅作简要介绍。

三端集成负稳压 79 系列电路属于集电极输出型稳压电路，它的工作原理如图 7-13。由于调整管处于共射工作状态，有一定的电压增益，所以电压调整率较高。由于调整管基

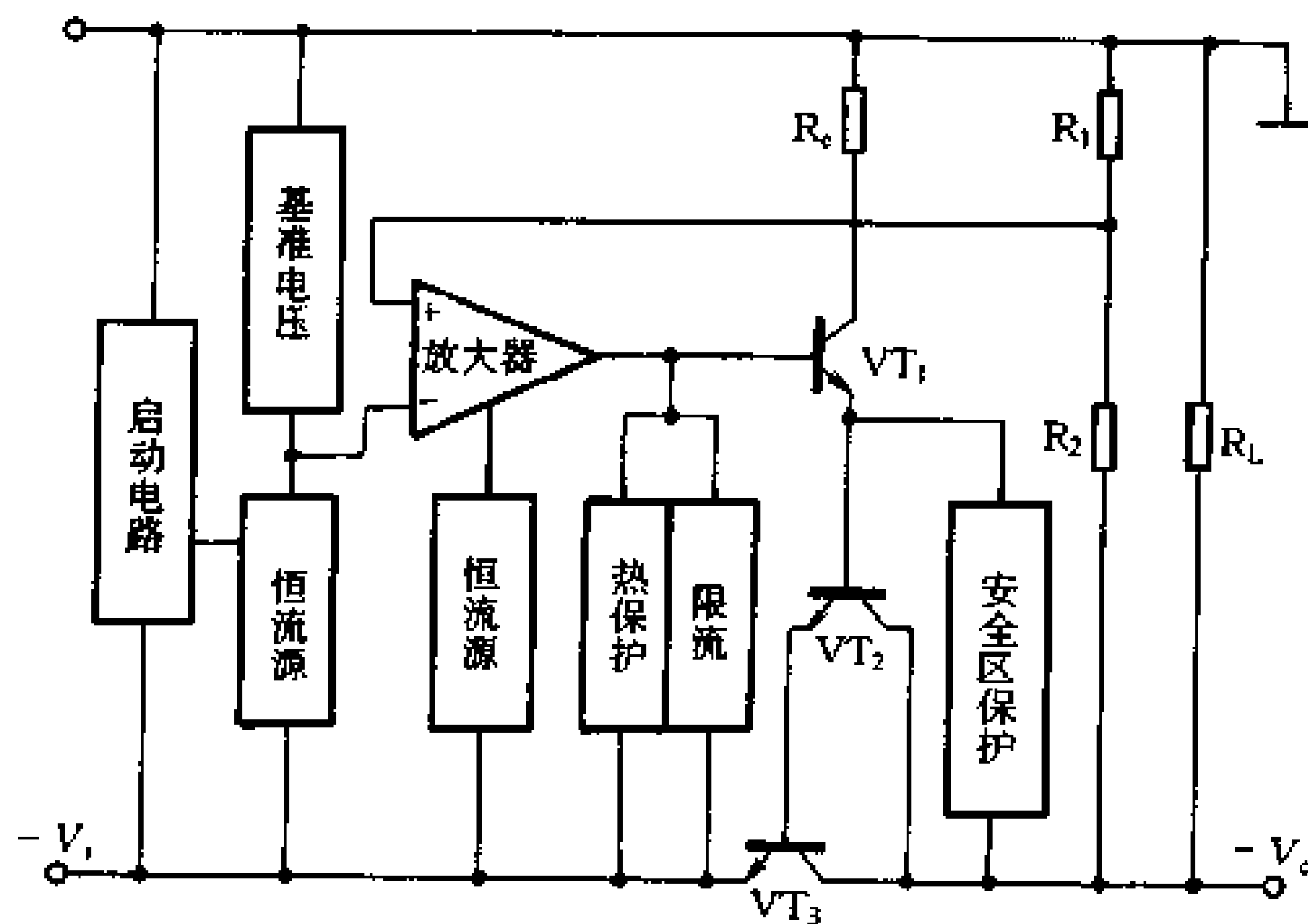


图 7-13 三端集成负稳压器工作原理

极电流方向与比较放大器输出电流方向一致，使调整管的高输入阻抗成为比较放大器的负载，比较放大器就有较高的增益。所以 79 系列电路性能指标比较高。

图 7-14 是三端可调整集成稳压器 LM317 系列的原理图。主要由调整管、取样电阻、取样放大电路、基准电压、恒流源与保护电路组成。LM317 的基准电压为 1.25V，它接在取样放大电路的同相输入端和电压调整端之间，并由一个超级恒流源供电，其恒流电流为 $50\mu\text{A}$ 。如果将调整端直接接地，则输出电压 V_o 固定为 1.25V。在实际使用中，LM317 采用悬浮式工作，即由外接电阻 R_1 、 R_2 来设定输出电压。为了在使用中调节方便，一般都采用电位器来调节。输出电压 $V_o = 1.25(1 + R_2/R_1)$ 。

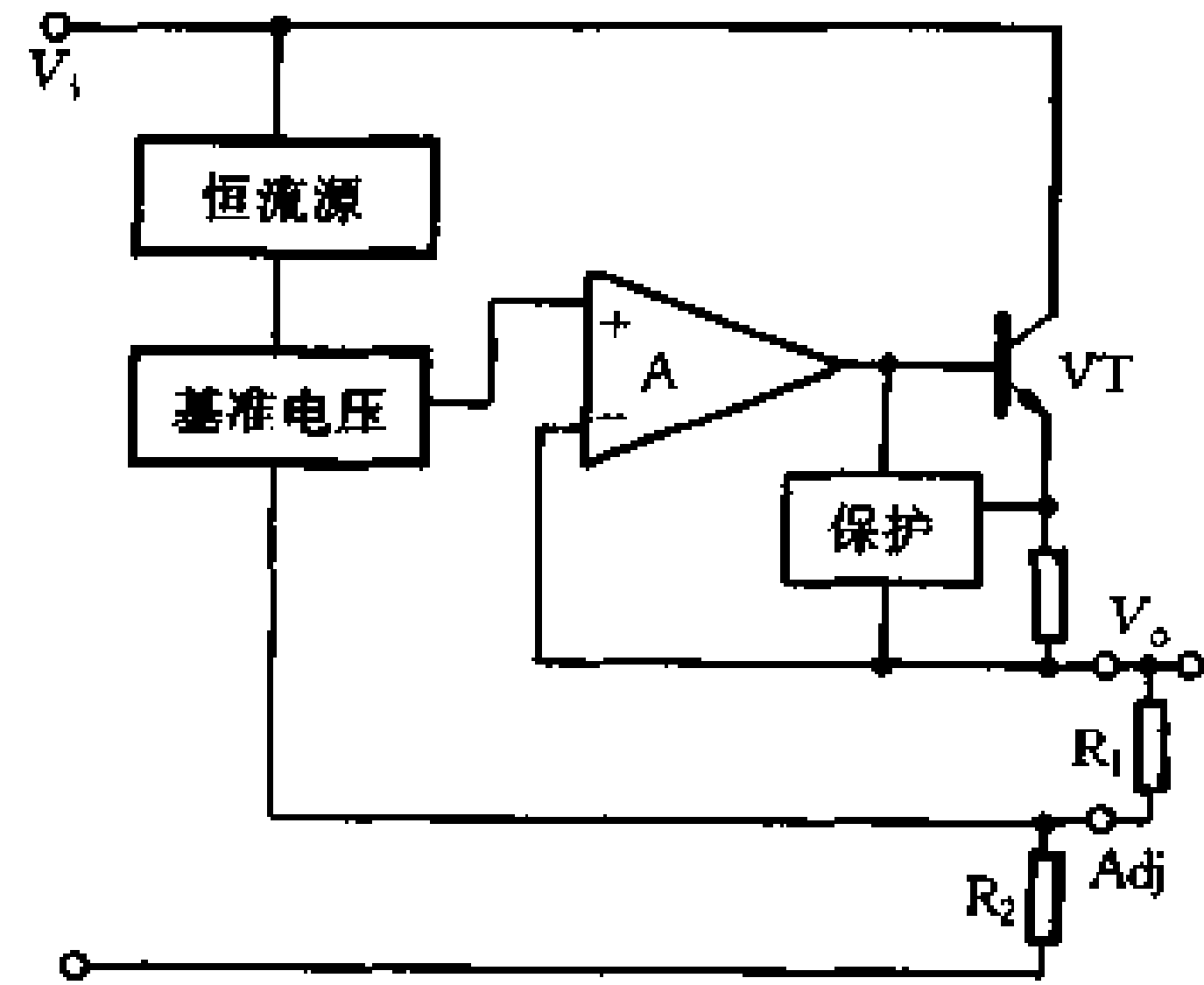


图 7-14 LM317 的工作原理

7.3.3 集成稳压器的主要技术参数

1. 最大输入电压 $V_{i\max}$

最大输入电压是指稳压器输入端允许输入的最大电压。与集成稳压器的击穿电压有关，使用时不能超过此电压值。

2. 最小输入输出压差 $(V_i - V_o)_{\min}$

最小输入输出压差表示为 $(V_i - V_o)_{\min}$ ，其中 V_i 表示输入电压， V_o 表示输出电压。此参数表示能保证稳压器正常工作所要求的输入电压与输出电压的最小差值。由此参数与输出电压之和决定稳压器所需的最低输入电压值。如果输入电压过低使输入输出压差小于 $(V_i - V_o)_{\min}$ ，则稳压器输出纹波变大，稳压性能变差。

3. 输出电压范围

输出电压范围指稳压器参数符合指标要求时的输出电压范围。对于三端固定输出稳压器，其电压偏差范围一般为 $\pm 5\%$ ；对于三端可调输出稳压器，应适当地选择外接取样电阻分压网络以建立所需的输出电压。

4. 最大输出电流 $I_{o\max}$

最大输出电流指稳压器能够输出的最大电流值，使用中不允许超过此值。

5. 电压调整率 S_V

电压调整率反映稳压器输入电压的变化所引起的输出电压的变化情况。第一种定义：

$$S_V = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i \cdot V_o} \cdot 100\% \text{, 当 } \Delta I_o = 0 \text{ 时。其意义是单位输出电压的输入和输出电压相对变化的百分比。}$$

第二种定义是限定输入电压 V_i 一个变化范围，直接将 ΔV_o 的数值作为 S_V 。

两种定义方法所得出的 S_V 的量纲不同。第一种定义的单位为“百分数/V”；第二种定义单位为“mV”。一般对于可调输出稳压器使用第一种定义方法；对于固定稳压器常使用第二种定义方法。显然，不管是那种定义的 S_V ，其值越小，说明稳压器性能越好。

6. 电流调整率 S_I

电流调整率反映稳压器负载电流的变化所引起输出电压的变化。第一种定义： $S_I = \frac{\Delta V_o}{V_o} \cdot 100\%$ ，当 $\Delta V_i = 0$ ， $\Delta I_o = \text{常数}$ 时；第二种定义： $S_I = \Delta V_o$ ，当 $\Delta V_i = 0$ ， $\Delta I_o = \text{常数}$ 时。有时为了更直观地表达稳压器的负载能力，常采用输出电阻 R_o 这个指标，其定义为： $R_o = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_o}$ ，当 $\Delta V_i = 0$ 时。有时也称之为稳压器的内阻。当然， R_o 越小则稳压器的负载能力越强。

7.3.4 三端集成稳压器的应用

一、典型应用电路

三端集成稳压器的典型应用如图 7-15。其中图(a)为集成正稳压电路 78 系列的应用，图(b)为集成负稳压电路 79 系列的应用电路。由图可知，它的应用电路十分简单，将整流后的直流电压输入集成稳压器，输出端便可得到稳定的直流电压。

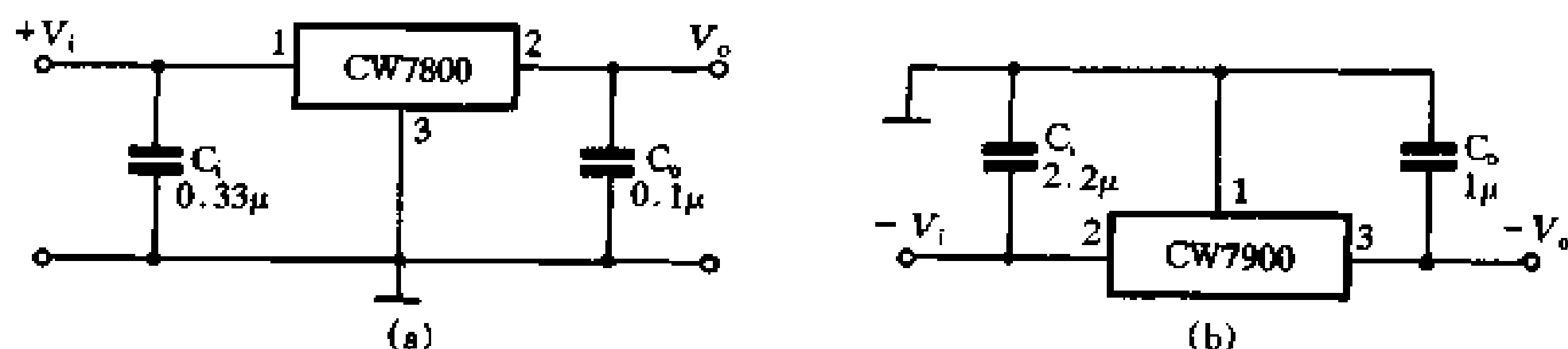


图 7-15 三端集成稳压器的典型应用

输入端电容 C_i 用来改善电源电压的纹波，当滤波电容远离稳压器时，必须接入 C_i 且尽量靠近稳压器的引脚端。输出电容 C_o 可改善瞬态响应特性，减小高频时的输出阻抗，在不产生振荡时也可省去。

二、改变输出电压极性的应用

有时为了某种需要，在必要时可利用正稳压器得到负输出电压，也可利用负稳压器得

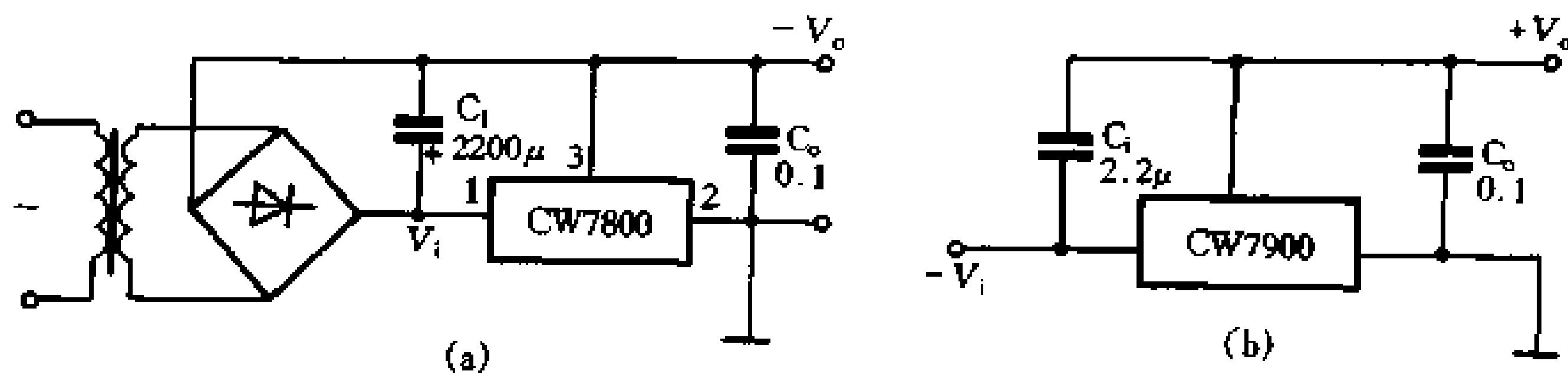


图 7-16 改变输出电压极性的应用

到正输出电压。其应用电路如图 7-16。但需注意的是，当使用正稳压器取得负输出电压时，变压器的次级绕组和稳压器没有了公共接地端，如图(a)。

三、提高输出电压的应用

提高固定稳压器输出电压的方法很多，较为常用的有以下几种。

在稳压器的公共端与地之间串接稳压管。其稳压管的稳压值可按下式选取：(图 7-17(a))

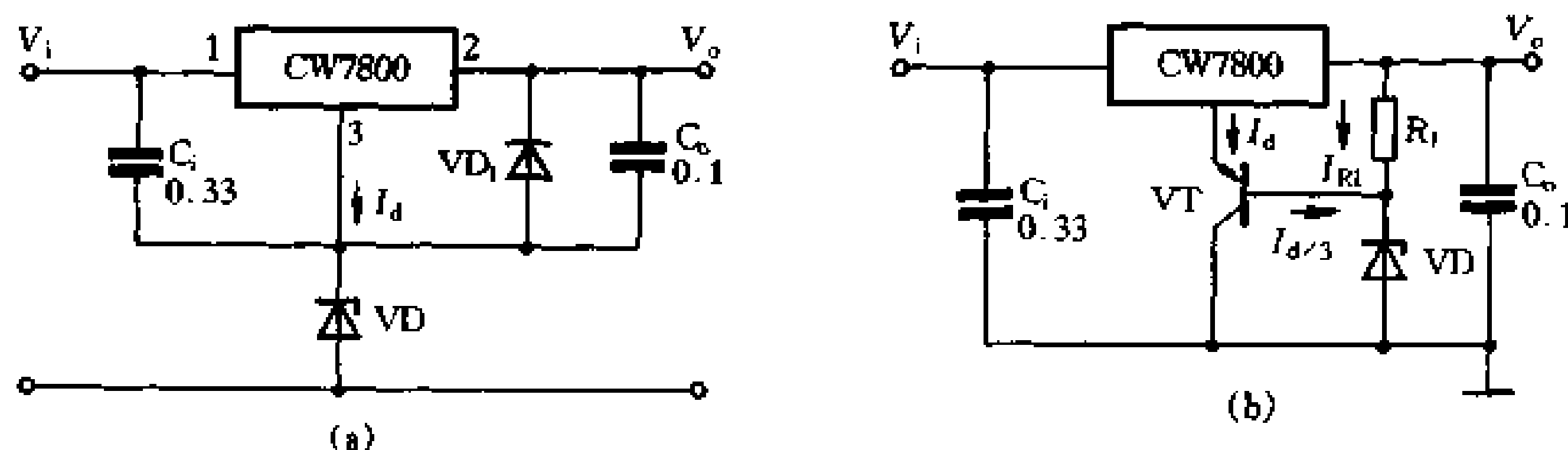


图 7-17 提高输出电压的应用

$$V_o = V_X + V_Z \quad V_Z = V_o - V_X$$

式中： V_o ——所需直流稳压值(V)；

V_X ——所采用集成稳压器的额定值(V)；

V_Z ——需要串接的稳压管的稳压值。

图中二极管 VD_1 是用来保护稳压管的。正常使用时，2 端电压高于 3 端，二极管处于截止状态。当因某种原因使输出电压低于稳压管 V_o 的稳压值时，或输出短路时，将导致稳压器 3 端电压高于 2 端，这时二极管 VD_1 导通，稳压器 3-2 间构成正向通路，避免了电流由 3 端倒流入稳压器造成器件损坏。

应当指出，在该电路中，稳压管的工作电流 I_d 即为稳压器的静态工作电流。当输入电压变化时， I_d 也随之发生变化，造成输出电压有微小的变化，影响稳压精度。为了减小 I_d 对稳压精度的影响，可采用图(b)的电路。这时稳压管的工作电流为 $I_{R1} + I_d/\beta$ 。当输入电压变化时， I_{R1} 为一常数，相对于图(a)的电路，稳压管工作电流的变化缩小了 β 倍，这就大大提高了稳压精度。

图 7-18 (a) 为采用分压电阻提高输出电压的应用电路。此电路只需外接电阻 R_1 和 R_2 ，

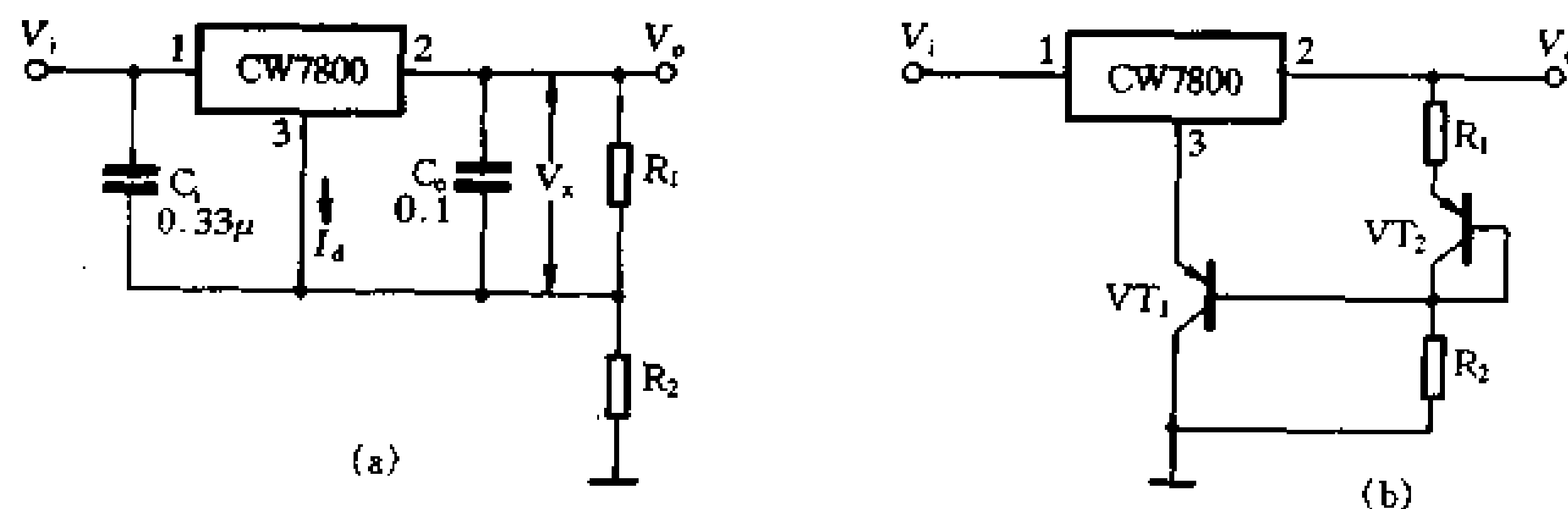


图 7-18 提高输出电压的应用

流过 R_2 的电流为: $V_X/R_1 + I_d$, 稳压电路的输出电压为:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_X + I_d R_2$$

显然, I_d 变化时, 可引起输出电压 V_o 和负载电流的变化。通常 $V_X/R_1 \gg I_d$, 可忽略 $I_d \cdot R_2$ 的影响, 这时输出电压 V_o 就可简化为: $V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_X$,

即输出电压 V_o 仅与 R_2/R_1 和 V_X 有关。

此外, 还可采用图 7-18 (b) 的电路来提高输出电压, 其输出电压表达式为: $V_o = V_X \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + V_{BE2}$ 。

在图(b)中, VT_2 采用由基极与发射极短接而构成的二极管, 由于这样的二极管具有正温度系数, 它和具有负温度系数的 VT_1 构成具有温度补偿功能的分压电路, 使电路的稳定性大大提高。

利用三端固定集成稳压器还可以构成可调式稳压电源。最简单的方法是将图 7-18 中的电阻 R_2 改用电位器, 则输出电压就可以从所用集成稳压器的额定输出电压 V_X 起调, 最高可调至 $V_{imax} - (V_i - V_o)_{min}$ 。

式中: V_{imax} ——输入电压的最大值;

$(V_i - V_o)_{min}$ ——输入输出电压差的最小值。

为了减小 I_d 的变化对稳压精度的影响, 且使用更灵活, 可采用运算放大器组成连续可调的稳压电路。如图 7-19。图中采用远放 $\mu A741$ 作电压跟随器, 远放的正电源借助于稳压电路的输入电压 V_i , 负电源端接地。由于远放具有极高的输入阻抗和极低的输出阻抗, 输入电流近似为 0, 这样流过 $10k\Omega$ 电位器中的电流将不会因 I_d 的变化而变化, 大大提高了稳压精度。输出电压仍为: $V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_X$ 。

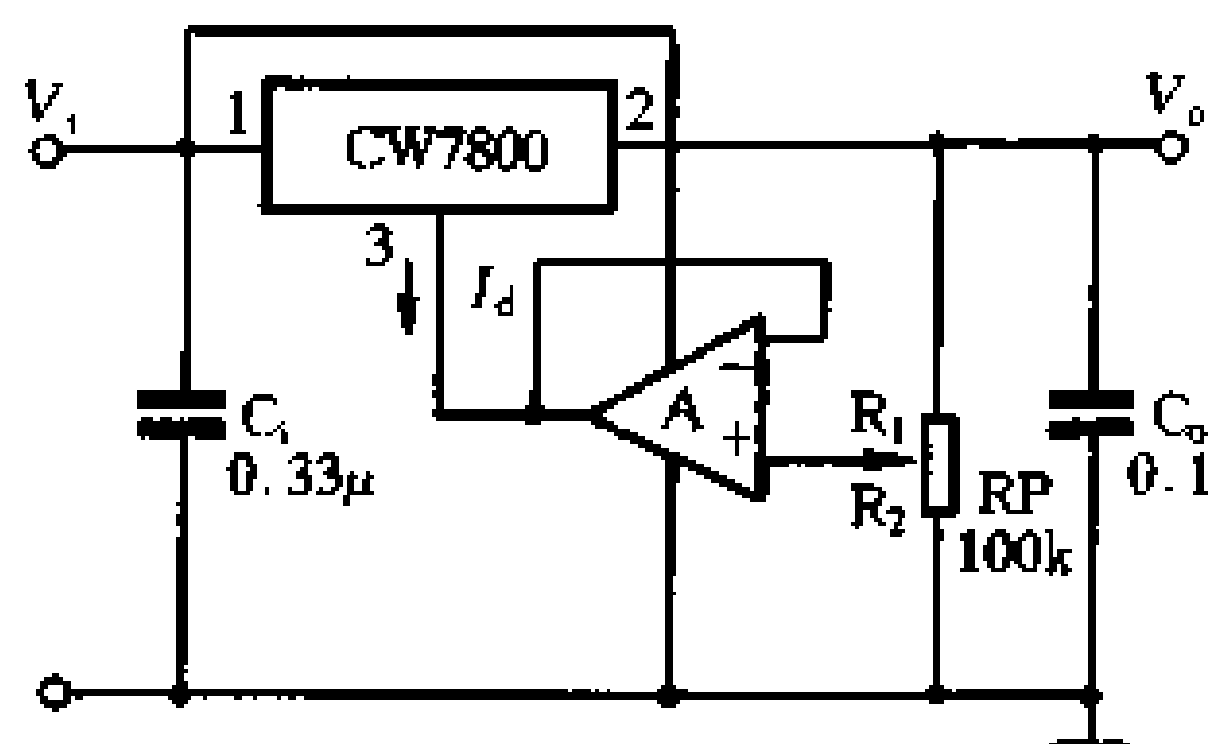


图 7-19 可调式稳压电路

四、扩展输出电流的应用

78 系列集成稳压器的额定输出电流为 1.5A, 若需更大的输出电流, 则可采用扩展输出电流的方法。扩展输出电流的最简方法是将同类型的集成稳压器并联使用, 将各相同的电极连接使用。除此以外还可采用外接大功率的调整管, 如图 7-20。图中所接的扩流管为 PNP 极性的大功率管, 它与集成稳压器中的 NPN 调整管组成复合管。

图中的 R_1 是稳压偏置电流泄放电阻。它的大小将决定稳压器的最小输出电流。

由于 $I_{R1} = V_{BE1}/R_1$

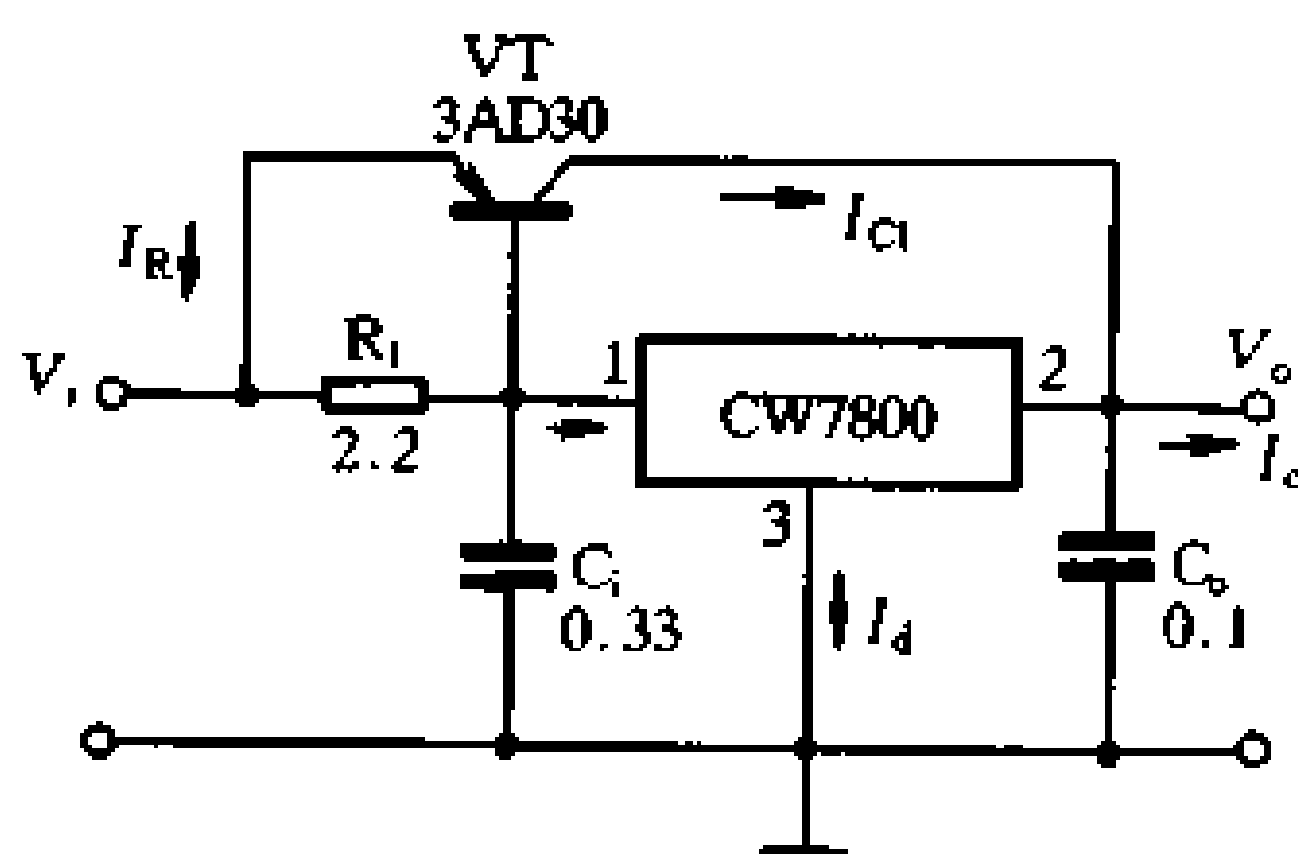


图 7-20 扩展输出电流的应用

$$I_o = I_{R1} + I_{C1} + \frac{I_{C1}}{\beta} - I_d = \frac{V_{BE1}}{R_1} + \frac{\beta+1}{\beta} I_{C1} - I_d$$

当 $\beta \gg 1$ 时,

$$I_o = \frac{V_{BE1}}{R_1} + I_{C1} - I_d$$

当 VT 截止时, $I_C = 0$, $V_{BE1} \approx 0.3V$, $I_o = I_{omin}$ 。可见, 输出电流的最小值由 R_1 决定。为保证稳压器正常工作, R_1 必须满足 $0.3V/R_1 > I_d$ (静态工作电流 I_d 约为 $10mA$)。

输出电流的最大值 I_{omax} 由外接功率管 VT 的电流容量和功耗所决定。在应用中可根据需要选用不同规格的功率管或复合管来满足输出电流的需要。

7.3.5 三端集成可调稳压器的应用

图 7-21 是三端集成可调式稳压器 CW317 的应用电路。由参数表知, CW317 的最大输入电压为 $40V$, 输出电压调节范围为 $1.25 \sim 37V$ 连续可调。它的电压调节功能是通过固定电阻 R_1 和电位器 RP 来完成的。电阻 R_1 的阻值为 240Ω , 接在稳压输出端 V_o 与调整端 ADj 之间, 其两端电压为 $1.25V$ 。由于稳压器的稳压作用, 所以 R_1 上的电压维持不变, 流过 R_1 上的电流为一恒流, 其值为 $I_{R1} = V_{REF}/R_1 = 1.25V/240\Omega \approx 5mA$ 。

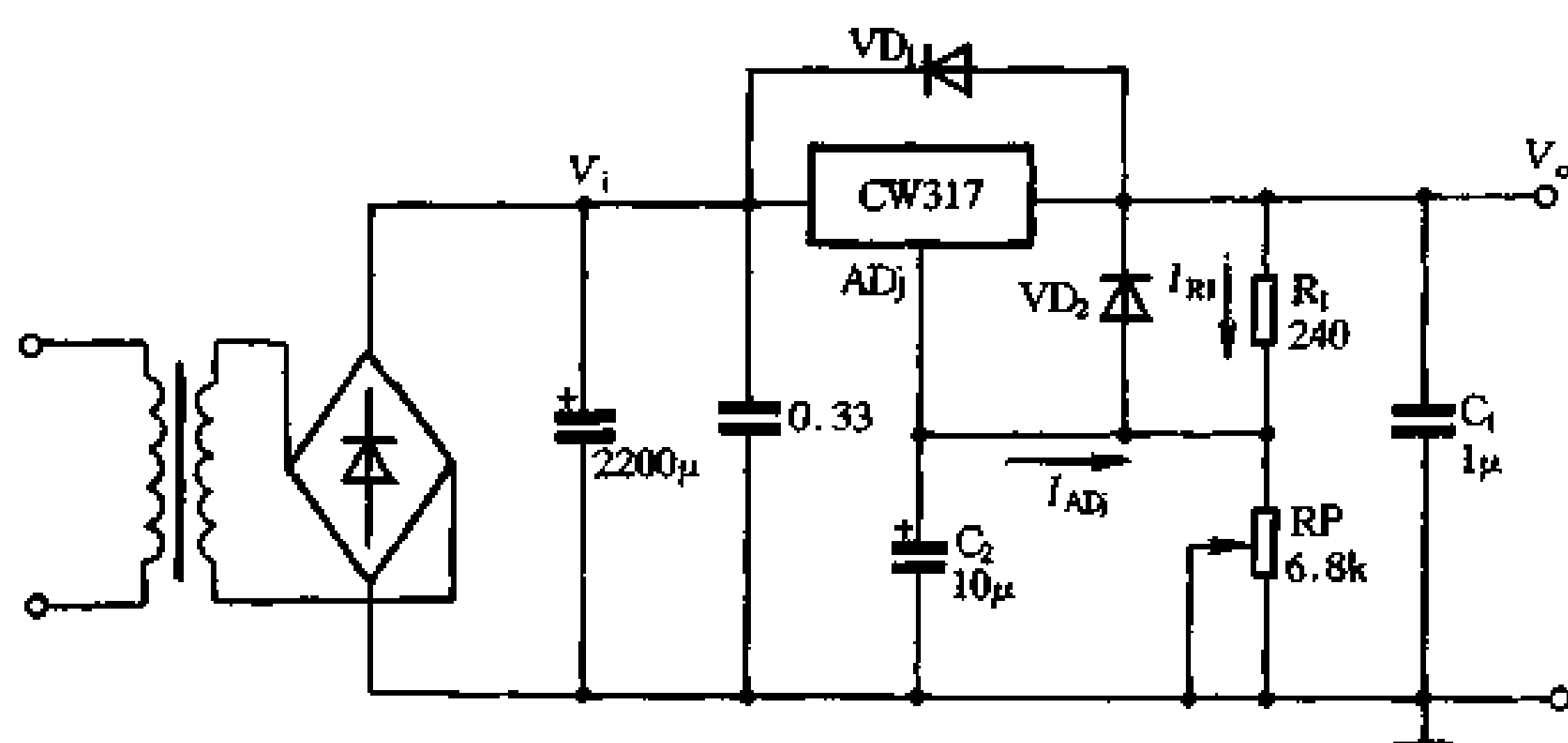


图 7-21 可调稳压器 W317 的应用

由于 CW317 的最小负载电流为 $5mA$, 所以 240Ω 是 R_1 的最大电阻值。调节电位器 RP , 由电压调整端接至电源地, 在 RP 上流过两个电流: 电阻 R_1 上的电流 I_{R1} 和稳压器调整端流出的电流 I_{ADj} , 它们在电位器 RP 上的压降 $V_{RP} = (I_{R1} + I_{ADj}) \cdot RP = I_{R1} \cdot RP + I_{ADj} \cdot RP$ 。稳压器的输出电压值等于电阻 R_1 和电位器 RP 上的压降之和。即:

$$\begin{aligned} V_o &= V_{R1} + V_{RP} = V_{REF} + I_{R1} \cdot RP + I_{ADj} \cdot RP \\ &= V_{REF} + V_{REF}/R_1 \cdot RP + I_{ADj} \cdot RP \\ &= V_{REF} (1 + RP/R_1) + I_{ADj} \cdot RP。 \end{aligned}$$

由于稳压调整端电流 I_{ADj} 仅有 $50\mu A$, 并极其稳定, 所以上式可以简化为:

$$V_o = V_{REF} (1 + RP/R_1) = 1.25 (1 + RP/R_1)。$$

因此，将 R_1 固定，调节 RP 就可改变稳压器的输出电压。

CW317 型稳压器的输出端不加电容亦能工作，但由于其放大器是在 1:1 的深度负反馈下工作，当输出端负载为容性的某一值时，稳压器有可能出现自激现象，因此，在电源的输出端接入一个 $1\mu\text{F}$ 的钽电容或一个 $25\mu\text{F}$ 的铝电解电容。

在稳压器的输出端接入电容之后，一旦输入端出现短路时，该电容器的放电电流有可能破坏调整管的 B、E 结。因此在稳压器的输入输出端之间接入保护二极管 VD_1 ，但是如果输出电压低于 7V 时，就不需接保护二极管。

在电路中 C_2 的作用是为旁路 RP 两端的纹波电压的。由于 RP 上的电压是输出电压的一部分，加入 C_2 可有效地抑制输出电压的纹波， C_2 的容量一般应在 $10\mu\text{F}$ 左右。

在加入 C_2 后，当 RP 上的压降超过 7V 而又发生输出短路时， C_2 将通过调整端向输出端放电，这时有可能烧坏稳压器中的放大管，为此，在电阻 R_1 上并联一只二极管 VD_2 ，用以泄放电流，保护稳压器。

外接电阻 R_1 和调节电位器 RP 的接线应尽量靠近稳压器的引脚，越近越好。否则将会影响稳压器的调整率。

图 7-22 是由 CW317 组成的 0~30V 输出电压连续可调的稳压电源电路。该电路比基本应用电路增加了一组负压电源，它采用了一只稳压管 CJ113，形成了一个对地为 -1.25V 的负电压，将可调电位器 RP 的一端接在该负压点，便组成一个能从 0V 起调的输出电压连续可调的稳压电源。

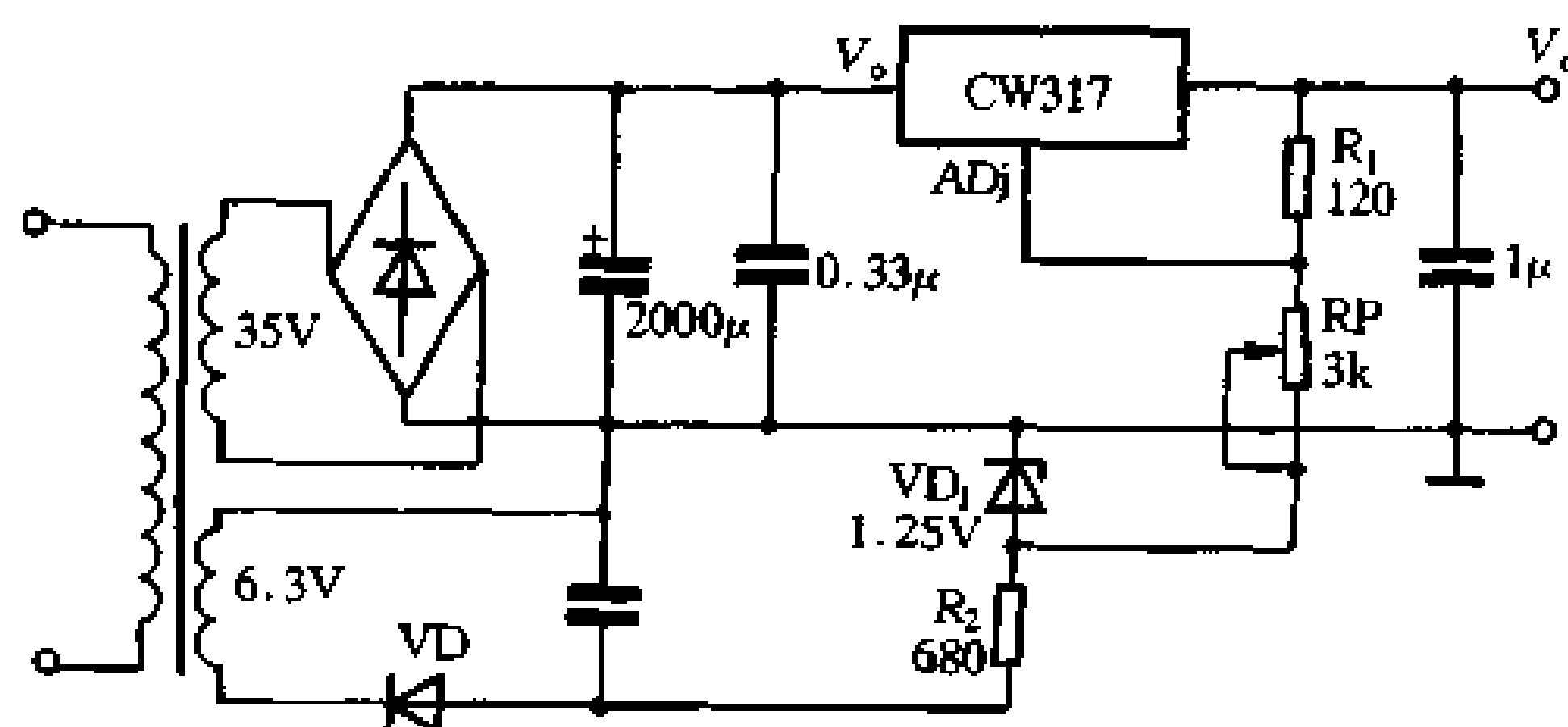


图 7-22 输出电压连续可调的稳压电源

图 7-23 是一个高输出电压的稳压电源。

一般的集成稳压器只适用于输出电压在 30V 以下的场合，而采用 CW317 型集成稳压器，接成悬浮式电路，并增加适当的保护元件，可以组成输出电压高于 100V 的高压稳压电源。

由稳压器基本电路可知，只要提高 R_2 的阻值，就能获得高输出电压。在正常情况下，稳压器 CW317 所能承受的电压并不高，输出电压的绝大部分是施加在 R_2 上的。为了防止启动瞬间集成稳压器本身承受的电压过高而损坏，需要在其输出和输入端之间接入一只保护用的稳压管 VD ，该管的稳压值必须小于 CW317 的耐压值(如 $\leq 35\text{V}$)。

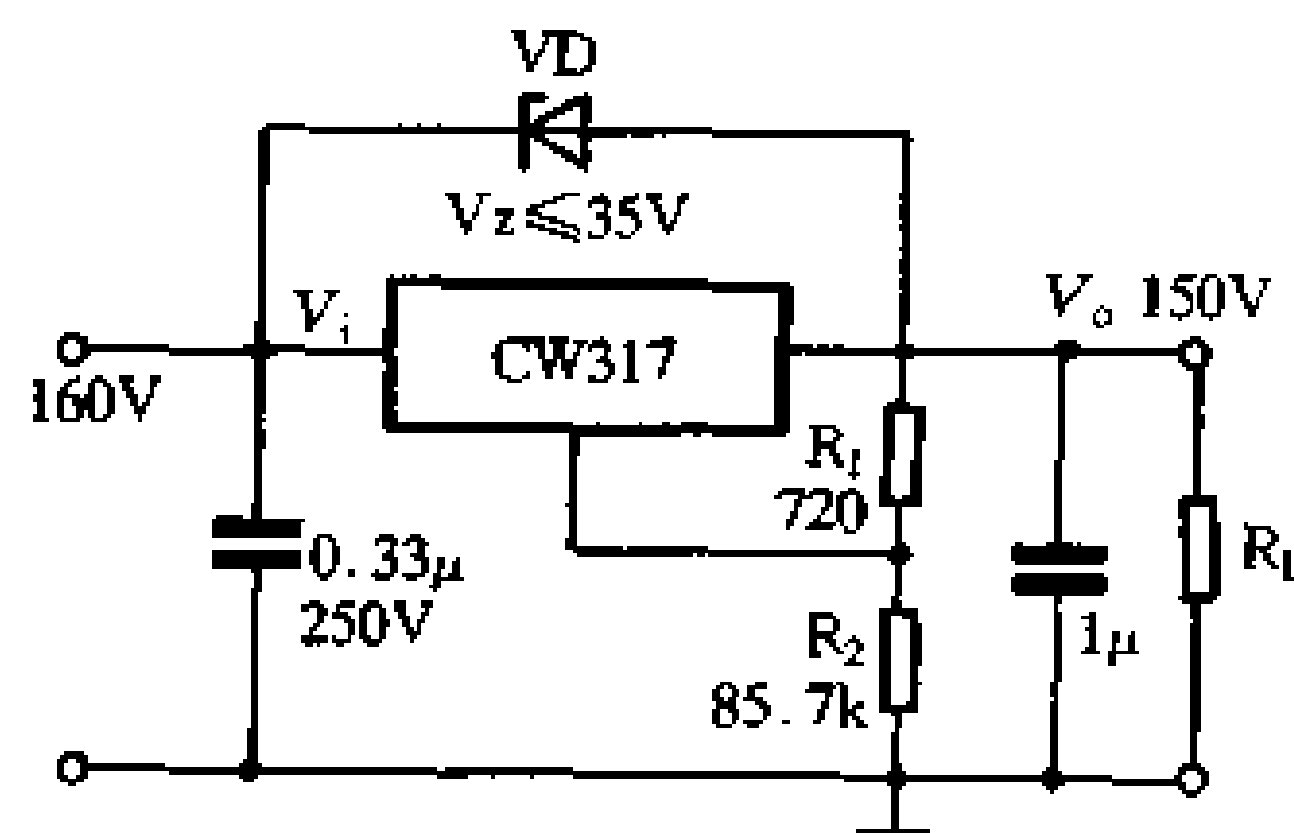


图 7-23 高输出电压的稳压电源

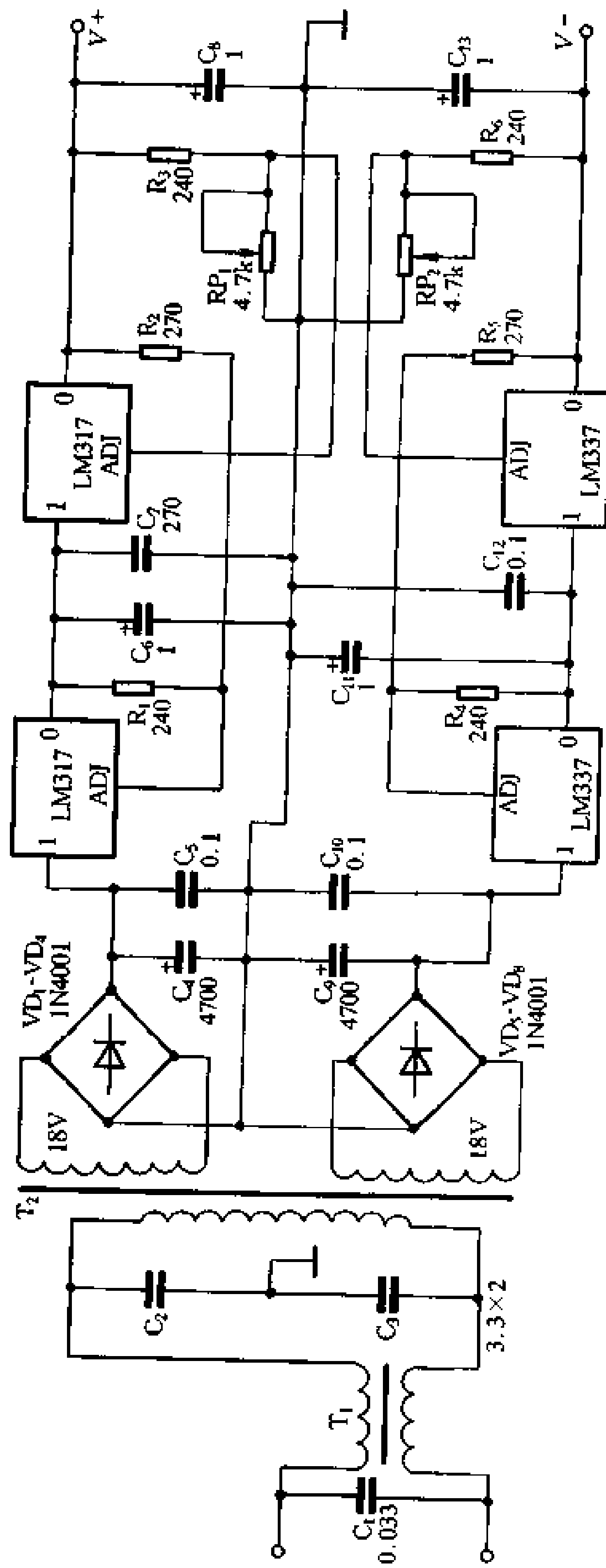


图 7-24 功放前级用高精度稳压电源

图 7-23 的输出电压高达 150V，其中 R_1 的阻值为 720 Ω 、 R_2 的阻值为 85.7 Ω 。该电路应用时不能在空载下工作，若要求空载时保持稳压，则 R_1 的值不得大于 240 Ω ，但这时 R_2 的功耗很大，使用中需加注意。

图 7-24 是采用正、负可调稳压器 LM317 和 LM337 组成的正、负对称可调式稳压电源。该电源在稳压之前加一级预稳，虽然电源制作成本有所提高，但输出电压的稳定度非一般稳压电路可比。该电源适用于功放电路的前级供电，其效果十分理想。

电路中，市电输入先经 C_1 、 B_1 及 C_2 、 C_3 组成的消噪滤波器，将来自电源中的干扰噪声减少至最低程度，然后由变压器 T_2 降压，分两组向整流桥供电。经整流滤波后的直流电压先经过 LM317 和 LM337 进行预稳，然后再由第二对稳压器 LM317 和 LM337 进行最终稳压并输出。其中， RP_1 和 RP_2 分别为正负输出电压的调节电位器。当调节 RP_1 和 RP_2 时，输出电压相应发生变化，输出电压的变化通过反馈电阻 R_2 和 R_5 分别反馈到预稳级 LM317 和 LM337 的电压调整端 ADJ，使预稳级自动跟着作相应调整，这样最终使稳压效果达到最佳状态。

电感 T_1 采用优质磁环，用 $\phi 1.0$ 的漆包线在磁环上穿绕 30 匝，共两组。然后浸绝缘漆后烘干使用。 $C_1 \sim C_3$ 的耐压应大于 500V。

7.3.6 伺服式稳压电源

在固定式集成稳压器的应用电路中，当采用在公共接地端串接稳压管或采用分压电阻的方法时，就可以提高固定式集成稳压器的输出电压，所提高的电压幅度与所采用的稳压管的额定电压值以及分压电阻的分压比有关。它的基本原理是用改变固定式稳压器的电压参考点的方法来取得的。如图 7-17 和图 7-18 所示。根据这个基本原理，还可将固定式稳压器制作成可调式稳压器，如图 7-19 所示。这也说明，固定式稳压器的公共接地端还具有调节输出电压的功能。在图 7-19 中，运算放大器接成电

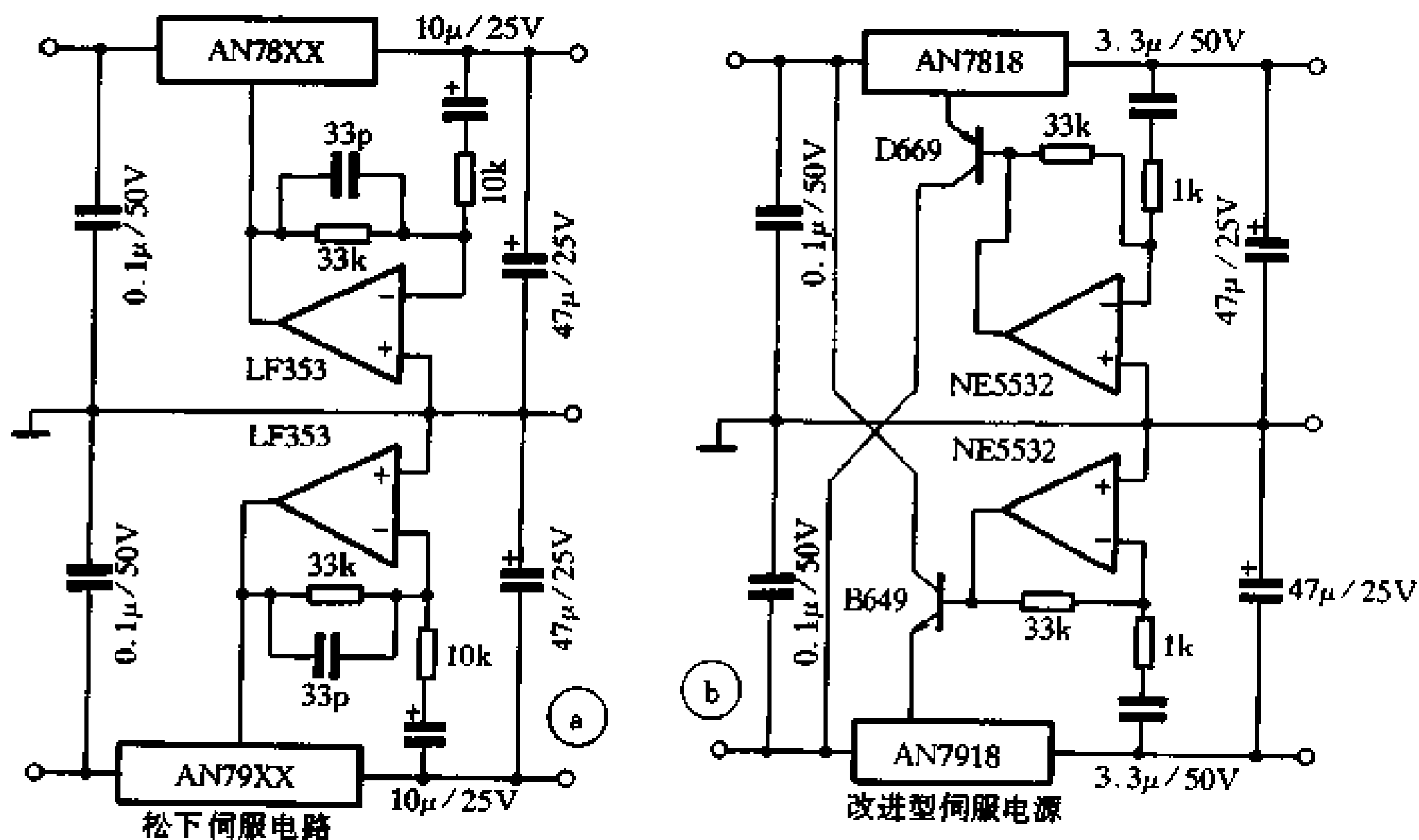


图 7-25 松下伺服式稳压电源

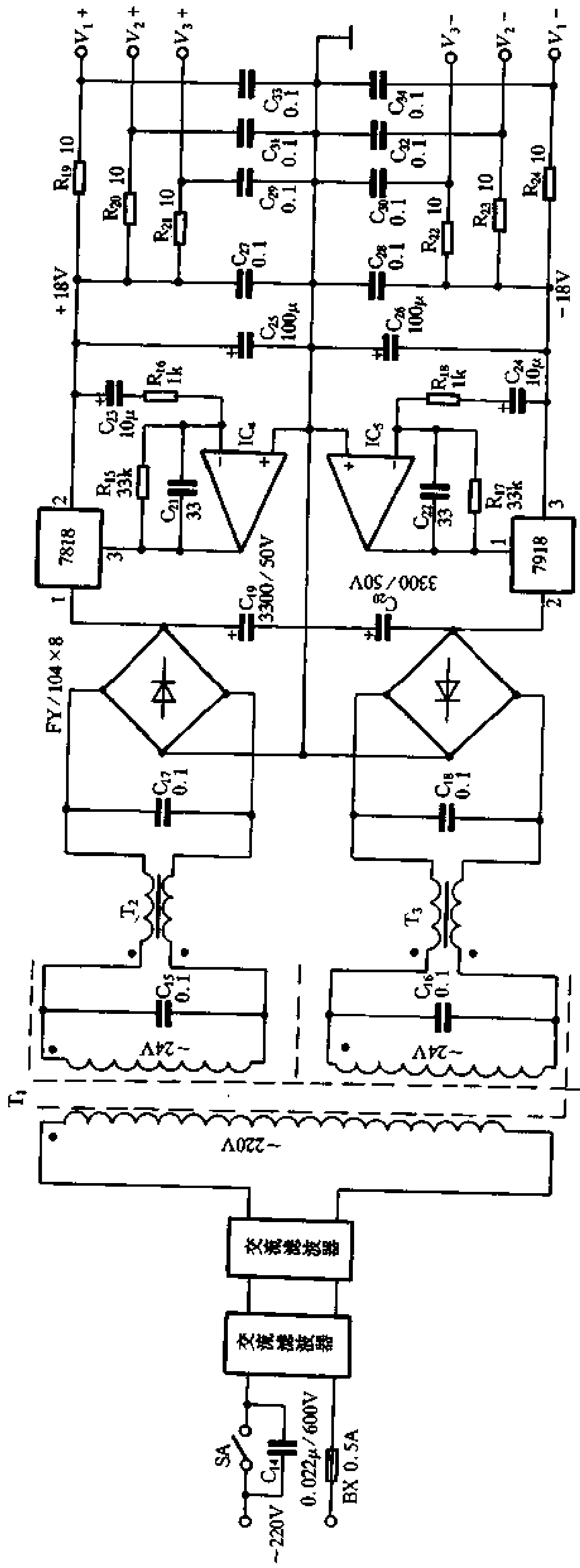


图 7-26 功放专用何服式稳压电源

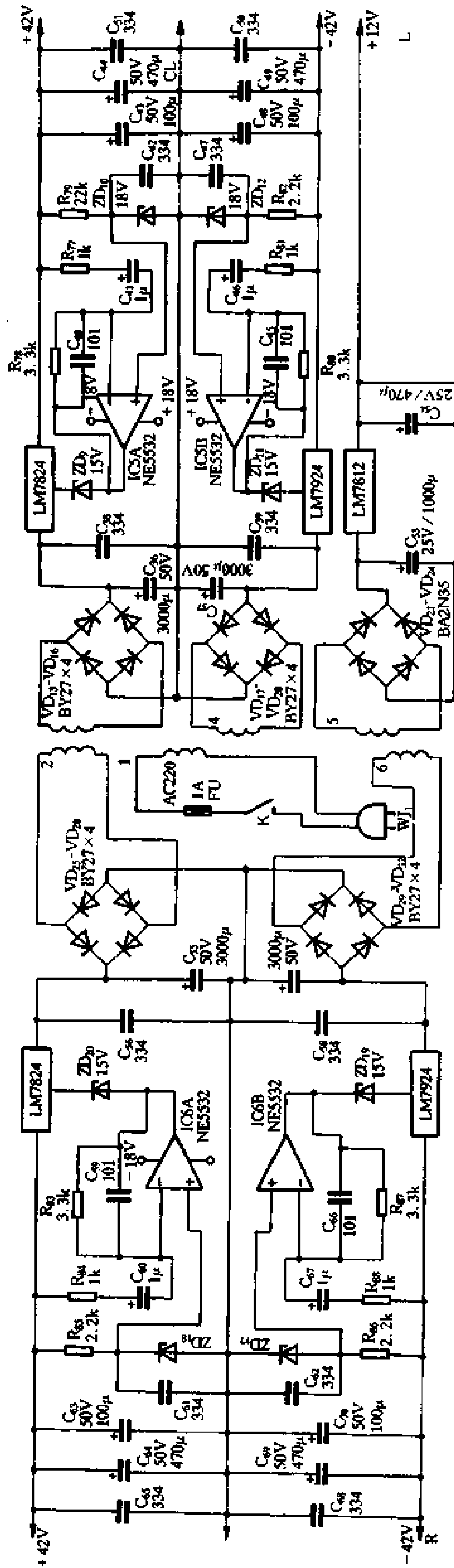


图 7-27 中联 F9500 伺服电源

压跟随器形式，利用它的电压跟随功能对固定式稳压器的输出电压进行调节控制，当调节电位器改变运放输入端的电压时，输出电压 V_o 就会跟着变化。利用这个原理，将电路进行适当的变化，也可对固定稳压器的输出电压进行更精确的控制，得到更稳定的输出电压。这种稳压电源称为伺服式稳压电源，最早是由松下电气公司应用到产品中的。它的基本电路如图 7-25 所示。在该电路中，运放 LF353 分别接到正负固定稳压器 $78 \times \times$ 和 $79 \times \times$ 的公共接地端与公共地之间，它的反相输入端通过电阻电容与稳压器的输出端相连，当输出电压出现波动时，便会通过运放进行调节控制使其达到稳定。在这里运放是接成积分电路的形式，由于积分电路可对输出电压的微小变化进行误差积累，使输出电压的控制达到很高的精度。

图 7-26 是一组功放用的伺服式稳压电源。它采用 7818 和 7918 两只正负输出的集成稳压器，采用 LF353 作伺服电路，输出三组正负对称的 18V 电压。该电路采用双桥式整流供电，交流输入采用了两级交流电源滤波净化方式，进一步提高了电源的纯净度。

图 7-27 是中联 F9500 功放电路前置放大电路的供电电源。该电源采用 LM7824 和 LM7924 组成 $\pm 42V$ 的伺服式稳压电源，采用运放之皇 NE5532 作伺服电路。在这里，采用了在运放 NE5532 的同相端与地之间串接稳压管的方法来提高输出电压，这种接法又称浮地接法。用此方法将固定输出电压由 $\pm 24V$ 提高到 $\pm 42V$ 。

7.4 开关式稳压电源电路

7.4.1 开关式稳压电路的工作原理

晶体管稳压电源采用电源调整管与负载串联的工作方式。为了取得良好的稳压效果，调整管必须工作在线性放大区，在整个稳压过程中，不仅一直保持有电流流过，而且管压降也较大，这就造成调整管的功耗过大，使这种稳压电源的效率只有 30%~50%。

自 70 年代以来出现了一种开关式稳压电源，改变了这种稳压工作方式。它使调整管工作在或者饱和导通或者截止的开关工作状态。由于晶体管截止时无功耗，饱和导通时压降很小，功耗也很小，因此它的效率可达 80%~90%，是串联式晶体管稳压电源无法比拟的。

开关式稳压电源不需要笨重的电源变压器，它的工作电源直接由市电整流后取得。稳压电源输出的低压电源是经高频变压器降压后，经整流滤波后输出的。由于开关管的工作频率很高(几十千赫~几百千赫)，所以它输出的高频电压只需体积很小的高频变压器就能完成电压的变换。开关式稳压电源在问世之初，由于电路复杂，再加上由于高频谐波容易串入工作电路，因此未能得到广泛应用。随着电路的不断研究改进和集成化电路组件的出现，使开关式稳压电源的性能有了很大的提高，成本也在不断下降。因此近年来在音响电路开始得到应用，而且大有取代传统电源的可能。

图 7-28 (a) 是串联式开关电源的原理图。晶体管 VT 为开关管, L 为储能电感, C 为储能兼滤波电容, VD 为续流二极管。在振荡脉冲的控制下, 开关管 VT 作开关工作状态, 即一会儿导通(开), 一会儿截止(关), 它的工作波形如图。

当开关管 VT 的基极加上正向控制脉冲时, 开关管导通并进入饱和状态, 这时二极管 VD 因反偏而截止, 输入电压 V_i 经开关管到电感 L 和负载 R_L 。由于电感 L 中的电流不能突变, 所以它只能随着开关管的导通程度而逐渐加大, 这时输入电压 V_i 向电感 L 输送并由电感储存能量(由电能转变为磁能), 开关管导通时间越长, 即正脉冲越宽, 电流增加得越大, 储存的磁能越多。又因电容 C 和负载并联, 在电源向负载供电时也向电容 C 充电。如图(b)。

当开关管 VT 的基极加上负向脉冲或正脉冲消失时, 开关管 VT 截止, 这时电感 L 中的电流虽然停止增长, 但也不能突然完全停止, 而是产生一个自感电动势, 它的极性是左负右正, 如图(c)。在这个电动势的作用下, 电路会产生一感生电流, 这一感生电流继续向电容 C 充电, 并由续流二极管构成充电回路, 如图(c)中虚线所示的回路及电流方向。这个电流同时也向负载供电。之后, 当电感 L 中的电流降到一定程度时, 电容 C 开始放电, 以维持负载所需电流。当电容 C 上的电能释放到一定程度使负载两端的电压即将降低时, 开关管 VT 又进入导通, 下一个工作周期开始。如此周而复始, 不断循环, 使输出电压维持在一个相应的数值上。

由于电容 C 是和输出端并联的, 输出电压 V_o 就是电容两端的电压。这个电压的高低是由电容储存电荷的多少决定的。而这些电荷是由输入电压 V_i 和电感 L 中储存的磁能转换供给的, 因此只要提供的电荷足够多, 就能保证电容两端的电压, 即输出电压 V_o 的数值基本不变。

由此可见, 虽然开关管中的电流是时断时续的, 但由于储能电路的作用, 输出电压却是连续的, 数值的波动也不大。储能电路中电感 L 起着储存和供给能量的作用: 开关管导通时储存能量; 开关管截止时释放能量, 这就保证了电流的连续性。储能电路中的电容 C 除了储能作用外, 主要起着调节和滤波作用: 它有时充电, 有时放电, 使输出电压维持在一定的数值上。二极管 VD 的作用是为电感 L 释放能量提供通路, 所以称它为续流二极管。这三个元件是储能电路的关键, 它们相互配合, 缺一不可。

图 7-29 是并联式开关电源的工作原理。它采用电感 L、电容 C 和负载 R_L 并联的工作方式。当开关管 VT 导通时, 二极管 VD 反偏截止, 输入电压 V_i 只对电感 L 储能。这时负载 R_L 上的电流是由前几个周期已充了电的电容 C 放电供给, 电流方向如图中实线。在开关管 VT 截止时, 电感 L 上自感电动势的极性是上负下正, 电感把储存的磁能释放出

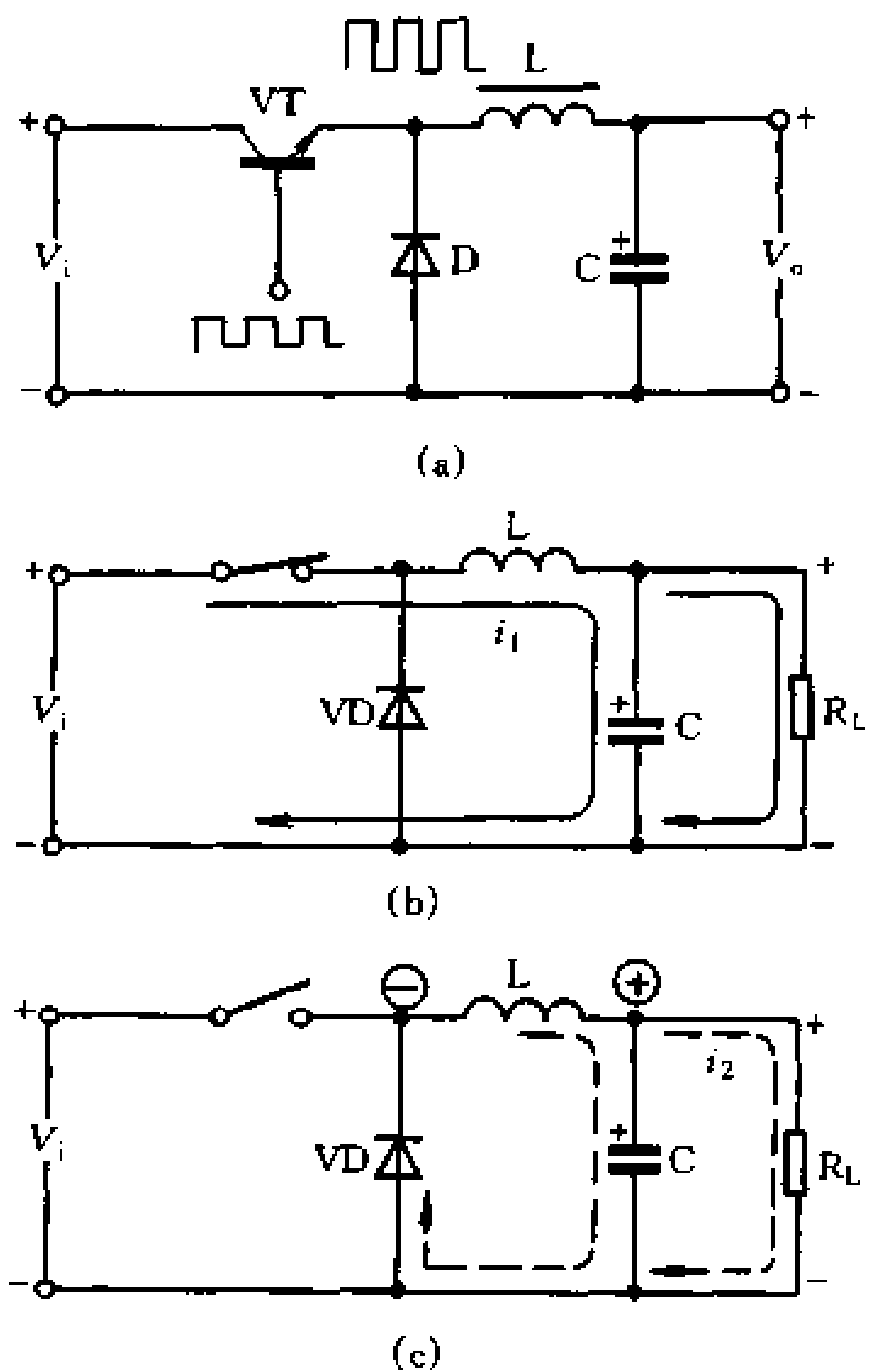


图 7-28 串联开关电源的工作原理

来，通过二极管向电容 C 补充能量，同时向负载 R_L 供电，电流方向如图中虚线所示。这三个元器件的作用和串联型开关电源中的作用相同。

开关电源的稳压原理：无论串联型开关电源或并联型开关电源，在储能电路的作用下，它们的输出端得到的都是一个连续平滑的直流电压。它的数值等于输入电压 V_i 的平均值 \bar{V}_i ，即：
$$V_o = V_i \frac{t_d}{T} = dV_i$$

式中 T 是脉冲周期，是开关管导通时间 t_d 和截止时间 t_f 的和，即 $T = t_d + t_f$ 。 d 是开关管导通时间 t_d 与周期 T 的比值，称为脉冲占空系数或占空比。由图 7-29 (b) 的波形图和上式可以看出，只要设法控制和调节开关管的导通时间 t_d ，就可以稳定或调节输出电压；加大 t_d 就可提高 V_o ；反之，减小 t_d 则可降低 V_o 。因此只要在电路上通过某种方法用输出电压的变化量去控制开关管的导通时间，就能得到稳定的输出电压。

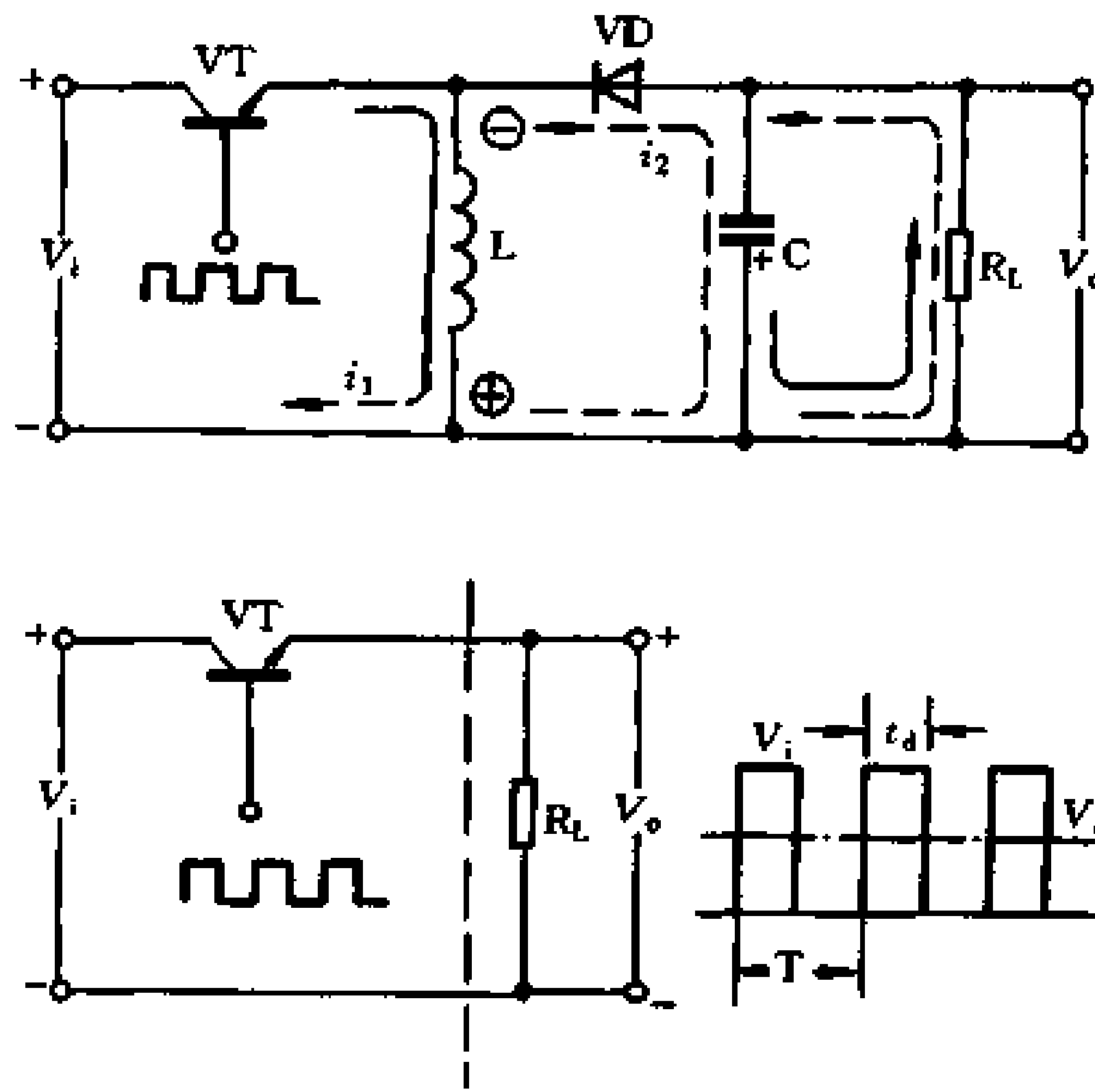


图 7-29 并联开关电源的工作原理

图 7-30 是一种电视机常用的并联式开关稳压电源。它没有电源变压器，直接由市电整流得到约 300V 的直流电压，然后经过带脉冲变压器的并联型开关电源电路的变换，得到两组稳定的低压 (6.3V 和 35V) 和一组 100V 的中压输出。图 (a) 中 VT_1 是开关管， T 是脉冲变压器，它的初级绕组 n_1 相当于储能电感。 n_2 、 n_3 、 n_4 为匝数不同的三个次级绕组，对应于三个不同的输出电压。绕组 n_5 是为开关管作间歇振荡时提供正反馈电压用的反馈绕组。电路中的 35V 输出电压还兼作取样用， R_9 、 R_P 、 R_{10} 是取样电阻， VD_6 为基准电压稳压管， VT_2 、 VT_3 为比较放大器。在三组输出中的 VD_3 、 VD_4 、 VD_5 分别是各组的续流二极管， C_7 、 C_8 、 C_9 是各组的滤波电容。

按变压器的同名端，当开关管 VT_1 导通时，绕组 n_2 上的感应电压是上负下正， VD_3 反偏截止，这时 T 储存能量，负载电流由 C_7 放电供给，相当于图 7-30 (c)。当 VT_1 截止时， n_2 上感应电压是上正下负，续流二极管 VD_3 导通， T 释放能量向 C_7 充电，并同时向负载供电，相当于图 7-30 (d)。

在该电路中， VT_1 既是开关管又是振荡管。它的振荡是这样建立的：接通电源后，220V 市电经整流滤波后得到的直流电压通过 R_2 加到 VT_1 的基极，在基极电压的作用下， VT_1 产生集电极电流并且是由小到大逐渐增加的。所以在集电极电路中的绕组 n_1 内便产生一个力图阻止电流增加的自感电动势，它的极性是上正下负。同时在 T 的次级绕组 n_5 中感应出一个与 n_1 极性相同的感应电势，即上正下负。由于电容 C_6 两端的电压不能突变，因此 n_5 刚产生感应电动势的瞬间并不使 C_6 立即充电，而是通过 C_6 的耦合使 VT_1 的基极电位升高，也就是说形成一种正反馈。由于这种正反馈的作用，使 VT_1 的基极电位升高，集电极电流增大，感应电动势进一步增强，集电极电流继续增大，直至 VT_1 进入

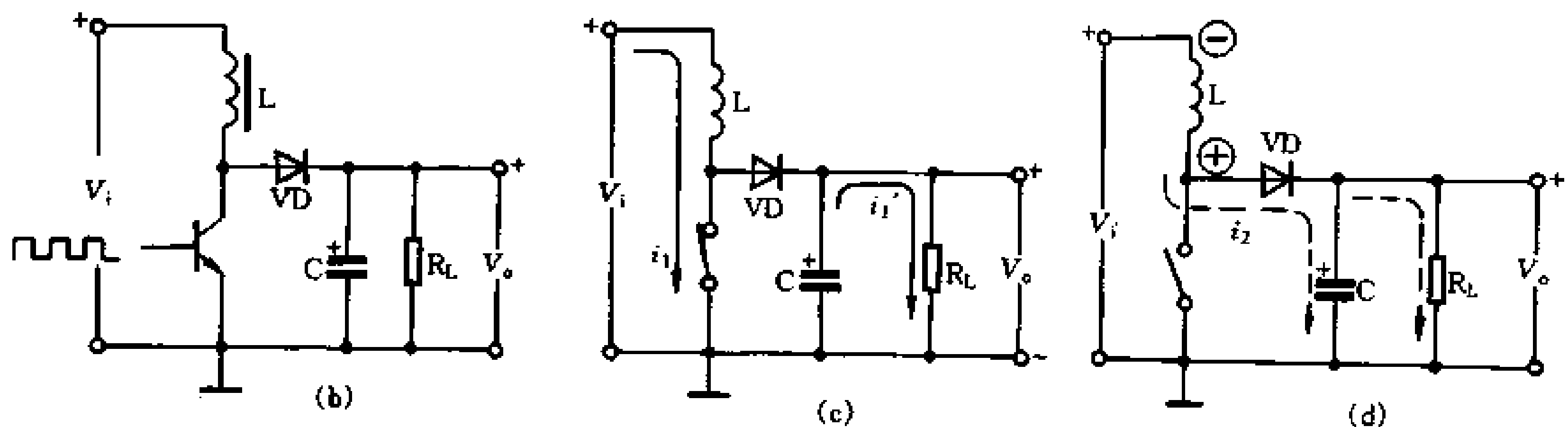
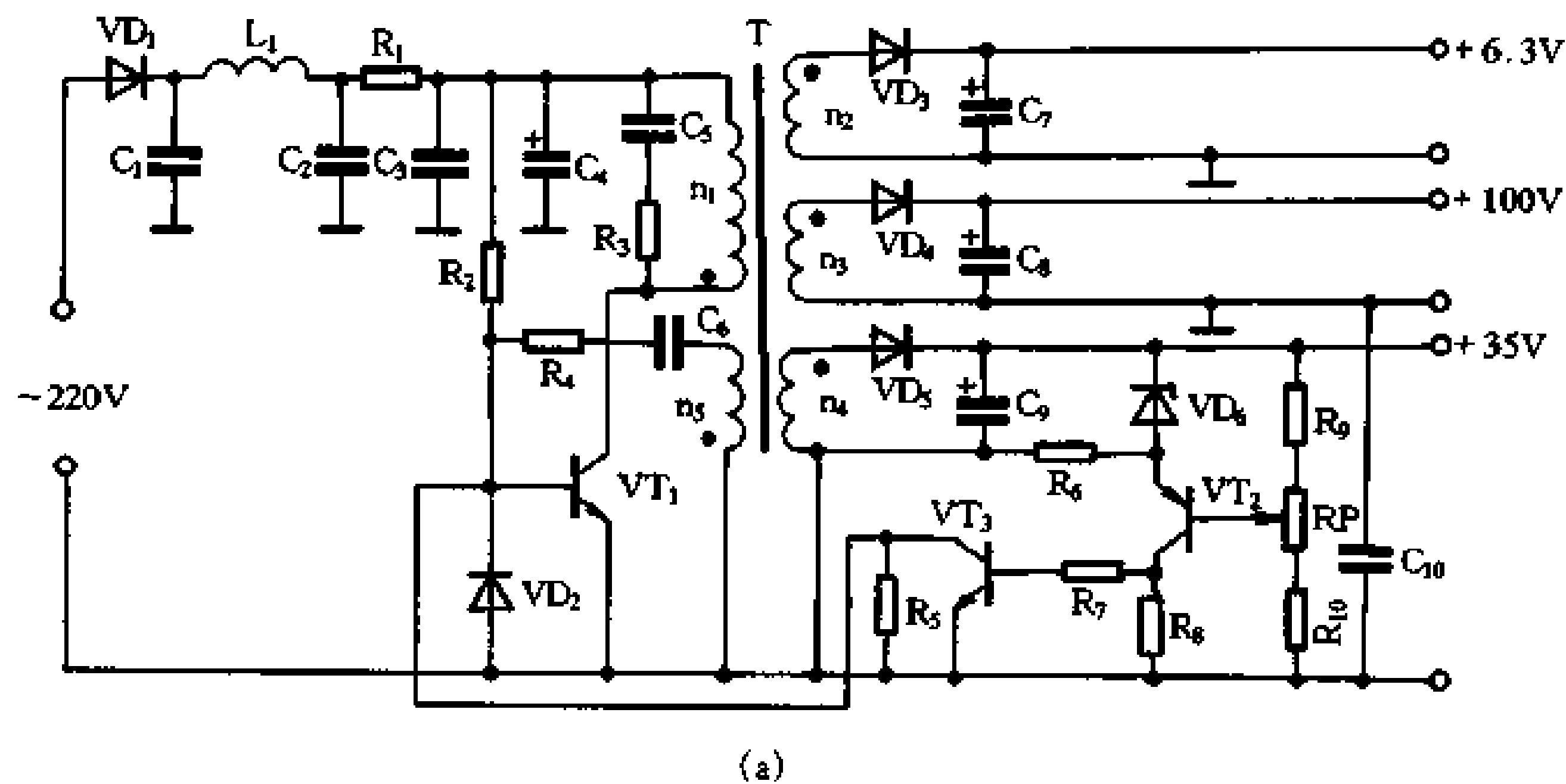


图 7-30 电视机用并联式开关电源

饱和和导通状态。

VT₁ 饱和导通后，n₅ 上的感应电势经 R₄ 和 VT₁ 的发射结向 C₆ 充电，充电电流方向是由 n₅ 的上端经 C₆、R₄、VT₁ 的基极—发射极、n₅ 的下端。于是 C₆ 两端被充电电压的极性是左负右正。随着充电的进行，C₆ 两端的电压逐渐升高，C₆ 左端电位随之降低。经过一段时间，当 C₆ 左端电位低到一定数值时，VT₁ 的基极电流开始减小，集电极电流也随之减小。由于线圈有抵制电流变化的特性，n₁ 中就产生一个力图阻止集电极电流减小的自感电动势，它的极性刚好与开始时相反，即上负下正。并在 n₅ 中也感应出一个上负下正的感应电动势，它的负端(对应于 n₅ 的上端)通过 C₆、R₄ 反馈到 VT₁ 的基极，使基极电流进一步减小，这种反馈作用使 VT₁ 很快脱离饱和转入截止状态。

VT₁ 截止后，C₆ 停止充电，并经过 n₅、VD₂、R₄ 放电、放电电流方向从 C₆ 右端经 n₅、VD₂、R₄ 到 C₆ 左端。随着放电的进行，C₆ 两端的电压逐渐降低，C₆ 左端电位相应升高，于是通过 R₄ 和 C₆ 左端连接的 VT₁ 的基极电位也随之升高。当 VT₁ 基极电位升高到一定数值时就重新产生基极电流，如上所述又由于正反馈作用使 VT₁ 很快进入饱和导通状态。于是振荡电路就从饱和→截止→饱和，周而复始地振荡起来了。

由振荡过程的分析可知：电路振荡的周期是由 C₆、R₄ 等元件的参数决定的；n₅ 和 n₁ 之间的正反馈则是保证振荡的必要条件，而且还有加快从饱和向截止及从截止向饱和的转换作用。

下面进一步分析开关稳压电源的稳压功能。假定由于某种原因使输出电压 V_o 略有上升, 则 VT_2 基极上的取样电压也上升。由于稳压管 VD_6 的作用, VT_2 的射极电压相对比基极电压上升得多, 因此集电极电流加大, 它在 R_8 上的压降升高。 R_8 上的电压也是 VT_3 的基极电压, 因而也使 VT_3 的集电极电流增大, 也就是相当于 r_{ce3} 减小。由于 r_{ce3} 是和 VT_1 的发射结并联的, 其结果使 r_{be1} 减小, 于是 C_6 的充电加快, 也就是开关管 VT_1 的导通时间 t_d 减小, 最后迫使 V_o 下降又回到原来的设定数值上。

上面所介绍的电压调节是采用调节 t_d 的方法来达到的, 这种电路也称脉冲调宽电路。还有一类是通过调节脉冲周期 T 的方法来调压的, 称为频率调制电路。在振荡电路方面, 上面所介绍的是, 它的开关管既是调整管, 又是脉冲振荡器的组成部分, 这类电路称为自激振荡式开关电源电路。还有一类是他激式开关电源电路。除此以外还有可控硅整流型开关电源电路。

7.4.2 中联 F-2250 型功放开关稳压电源

图 7-31 是中联 F-2250 型功放开关稳压电源的原理图。它由输入电源净化及整流滤波电路、集成控制模块、激励倒相与开关电路、降压及全波整流电路及反馈调整电路等部分组成。

市电输入后先由电感 L_1 、电容 C_1 组成的电源净化滤波电路进行净化滤波, 以消除电源中的干扰脉冲, 然后经桥式整流电路 CR_1 整流、 C_2 、 C_3 滤波后输出平滑的直流电压, 向脉冲开关电路供电。电压约 300V。

脉冲开关电路工作于高频开关工作状态, 是开关电源的能量转换部分, 它由三对 30A/450V 的 VMOS 管组成相互交替工作的开关电路。在激励脉冲的作用下, 变压 T_1 次级的两个绕组分别得到两个相位相反的激励脉冲, 并且分别加到 $VT_1 \sim VT_3$ 及 $VT_4 \sim VT_6$ 的栅极。当 $VT_1 \sim VT_3$ 的栅极得到正脉冲而进入导通时, $VT_4 \sim VT_6$ 的栅极得到的则是负脉冲而进入截止状态。这时 300V 的直流电压通过导通管 $VT_1 \sim VT_3$ 加到变压器 T_2 的初级绕组, 使 T_2 初级中的电流线性上升。到 $VT_1 \sim VT_3$ 栅极上的正脉冲结束变为负脉冲时, $VT_1 \sim VT_3$ 截止, 与此同时 $VT_4 \sim VT_6$ 栅极上的激励脉冲则从负脉冲变为正脉冲, 使 $VT_4 \sim VT_6$ 导通, 这样 T_2 初级绕组中的电流回路不会因 $VT_1 \sim VT_3$ 的截止而中断, 所以 $VT_4 \sim VT_6$ 也称为初级绕组的续流管。由于 $VT_4 \sim VT_6$ 的导通, T_2 初级绕组中的电流开始线性下降。由此可见, 在 T_2 初级绕组中得到的是锯齿波形的脉冲电流。由于 $VT_1 \sim VT_3$ 的导通—截止而在 T_2 初级形成的脉冲电压耦合到次级, 并经整流、滤波后向功放电路供电。

高频变压器 T_2 次级输出的高频电压, 由 $VD_6 \sim VD_9$ 组成的桥式全波整流电路整流, $C_{11} \sim C_{14}$ 电容滤波后, 形成 $\pm 70V$ 的对称电压输出。 T_2 的另一次级电压经 VD_{10} 半波整流, 并经 VT_7 与 VD_{11} 等组成的稳压电路稳压后输出正 12V 的直流电压, 供自动散热排风扇使用。

由于开关电源的脉冲频率高达 100kHz, 因此高频变压器 T_2 (包括倒相变压器 T_1) 就不必采用笨重的硅钢片组成的铁芯。而是采用了低损耗的高频铁氧体磁芯, 这使得整个开

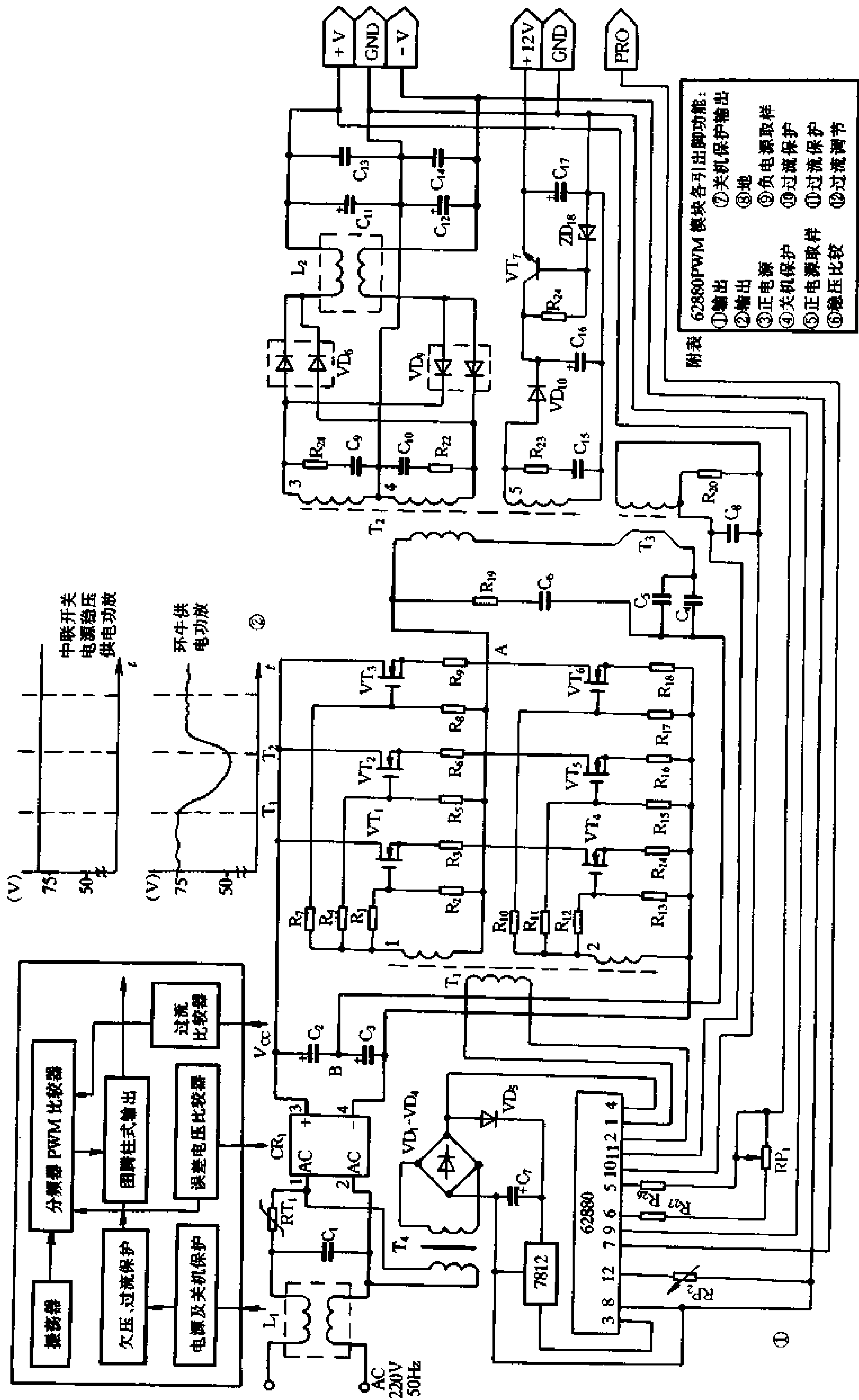


图 7-31 中联 F-2250 型开关稳压电源

关电源的重量变得很轻。

集成控制模块 62880 是开关电源专用控制模块，它的内部原理如图(b)。它能产生 100kHz 的方波振荡并经 1、2 脚输出到激励变压器 T_1 的初级。它还可根据输出电压的反馈信号(由输出电压的正、负端经 5、9 脚输入)，经误差电压比较器比较后对振荡脉冲进行调宽处理，以稳定输出电压。当输出电路超载或短路时，由 10、11 脚输入的反馈信号就触发过载保护电路，使电源停止输出，以保护电源的安全。

反馈调节电路由两部分组成，一部分是由输出电压的正负端反馈到控制模块的 5、9 脚；另一部分是由电压互感器 T_3 将反馈信号反馈到控制模块的 10、11 脚。

控制模块所需的工作电源是由市电输入后的另一路经变压器 T_4 降压、桥式整流并经集成稳压块 7812 稳压后提供的。

中联 F-2250 型功放开关稳压电源能在 140~260V 的输入电源电压下工作，并能保持额定的电压、电流输出，这是普通桥式整流滤波电路所无法比拟的。它的技术指标十分优良：输出功率为 1500W；输出电压为 $\pm 70V$ ；输出电流为 11A；电压稳定度 $< 0.2\%$ ；负载稳定度 $< 0.2\%$ ；输出纹波 $< 100mV_{(P-P)}$ ；效率为 85%；过流保护 $< 15A$ ；抗电强度为 2500V。

7.4.3 DNC - X50E 音响专用开关电源

DNC - X50E 系列音响专用开关电源是武汉天龙电子研究所研究开发的音响专用开关电源。它性能优良，工作稳定可靠。

图 7-32 是该开关电源的工作原理图。它的电路组成及主要工作原理与图 7-31 基本相同，下面仅作简要介绍。在图中， VT_4 、 VT_5 为受激励变压器 T_2 控制而工作的开关管，它的输出通过脉冲变压器 T_3 的降压，其次级输出电压经桥式整流和稳压、滤波后输出两组正负对称的直流电源，其中一组为 $\pm 18V$ ，另一组为 $\pm 50V$ 。

电路中的集成控制模块采用 CF8865 专用模块，它相当于图 7-31 的 62880 模块。

CF8865 能产生 120kHz 的振荡脉冲，从模块的 3、4 脚输出并通过激励变压器 T_2 推动开关管 VT_4 、 VT_5 工作。CF8865 的 9 脚为输出电压调节端， RP_1 为调节电位器，调节 RP_1 即可改变输出电压值。8 脚为输出电压误差取样电压的输入端。1、2 脚为市电电压输入波动取样控制输入端，由于 CF8865 的 3、4 脚除了向激励变压器 T_2 输出推动脉冲使 VT_4 、 VT_5 导通截止外，还通过另一绕组去推动 VT_1 的导通截止。当市电电压波动时，整流输出的 300V 直流电压也会发生波动，这样由 VT_1 导通、截止在 T_1 的初级绕组两端形成的脉冲的幅度也会波动，它耦合到次级后经 VD_4 整流产生的负电压的幅度也会波动，并使 2、1 脚之间的电位差发生变化，经内部电路检测后去控制 3、4 脚输出的推动脉冲的宽度，最终实现对市电波动造成输出电压的波动进行稳压控制。

电路中的 VT_2 、 VT_3 组成了过流保护控制电路。 VT_2 、 VT_3 接成可控硅式触发电路，当电源由于负载变化引起输出电流上升时，为了维持输出电压的稳定，开关管 VT_4 的导通时间必然延长，由于 VT_1 与 VT_4 是受同一脉冲驱动的，因此 VT_1 的导通时间也必然延长。这样，流过电流取样电阻 R_5 (0.33Ω) 上的电流就会上升，使 R_5 上的压降增大。 R_5 上的压降升高达到 0.7V， VT_3 便会被触发导通，由 VT_3 与 VT_2 之间的正反馈作用，

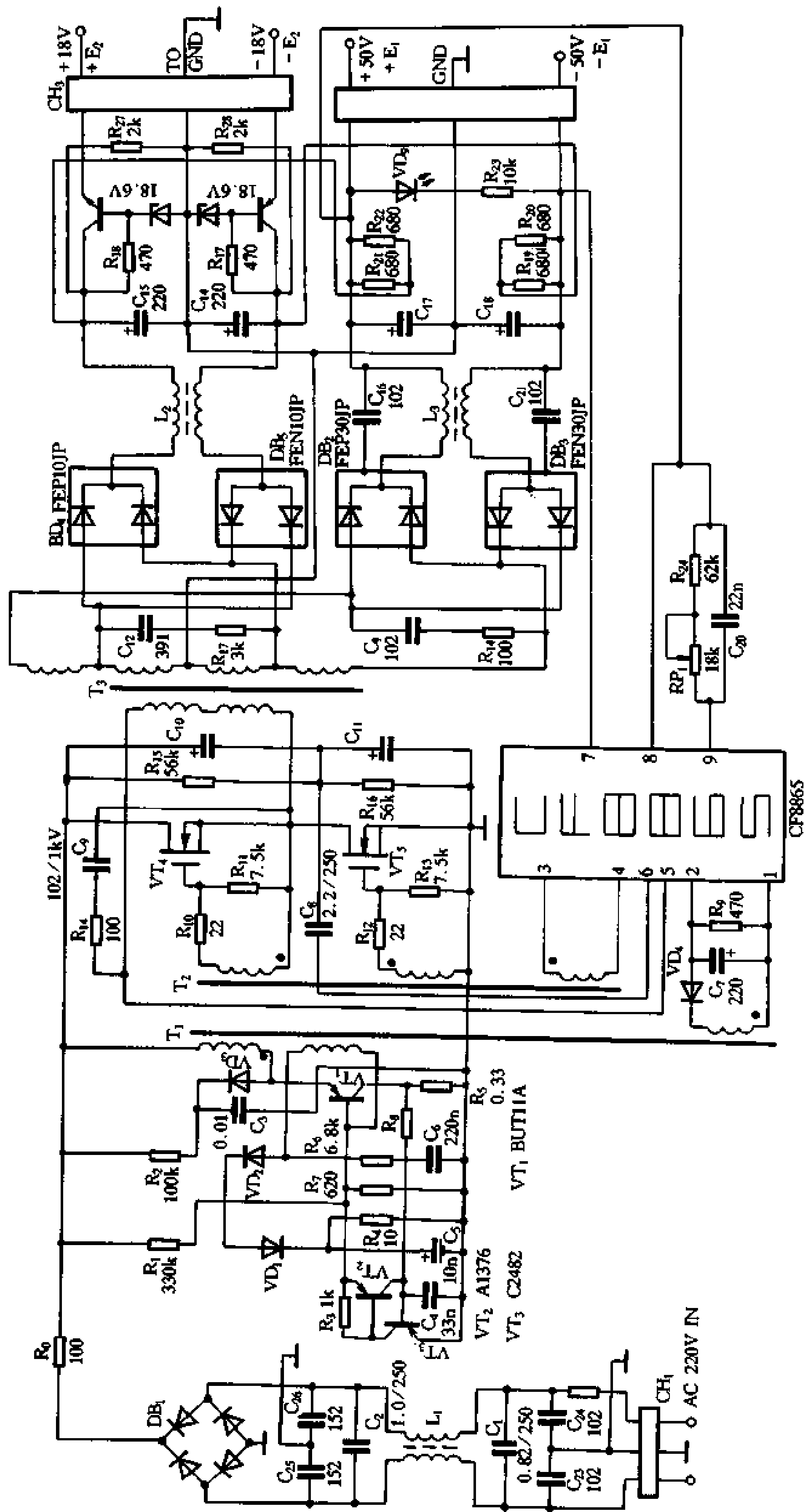


图 7-32 DNC-X50E 型专用开关电源

VT₂、VT₃ 立即饱和导通，使 VT₁ 的基极电位降为 0。这时变压器 T₁ 无脉冲耦合到次级，因而使 CF8865 的 2、1 脚间电压消失，经内部控制的 3、4 脚的输出脉冲跟着也消失，VT₄、VT₅ 截止，开关电源停止输出，实现了过流保护。

DNC-X50E 型开关电源具有很宽的电压适应范围，它能在 160~280V 的电源电压范围内保证电源的额定输出。

该电源的稳压方式不是采用单一的脉宽调制方式，即传统的外环路控制方式。这是因为外环路控制方式是借助于积分电路的功能，由于积分电路的反应速度较慢，为毫秒级。而本电路改用了技术先进的内环控制电路，这种控制电路可在不经积分电路和误差放大电路的情况下，直接通过 PWM 改变输出脉宽，所以稳压调节速度极快，其瞬态响应速度为 20~30μs。

DNC-X50E 开关电源的过载、短路保护电路有极其灵敏的控制功能，它不但使电源的工作十分可靠，而且对音响电路也有很大的保护作用。

电源的开关管选用了超大功率 VMOS 场效应管，整流二极管也选用了工作电流大、过载能力强、反向恢复时间短的超高频快速恢复二极管，使电源具有较高的电压、电流调整率和较低的电源内阻，是功放电路较为理想的实用电源。

第八章

提高功放电路的性能

在功率放大电路一章中，一方面介绍了电路的工作原理，另一方面则是分析各种功放电路结构的特点以及对提高电路性能的作用。由于每一种电路都具有各自的特点，它们的电路技术指标也不尽相同。如果把各电路的特点综合起来并加以理论分析，对提高电路的设计制作水平将会有一定的帮助。下面以改善电路频响和降低电路的噪声与失真等方面为主来分析提高功放电路技术指标的方法。

8.1 放大器的基本单元电路

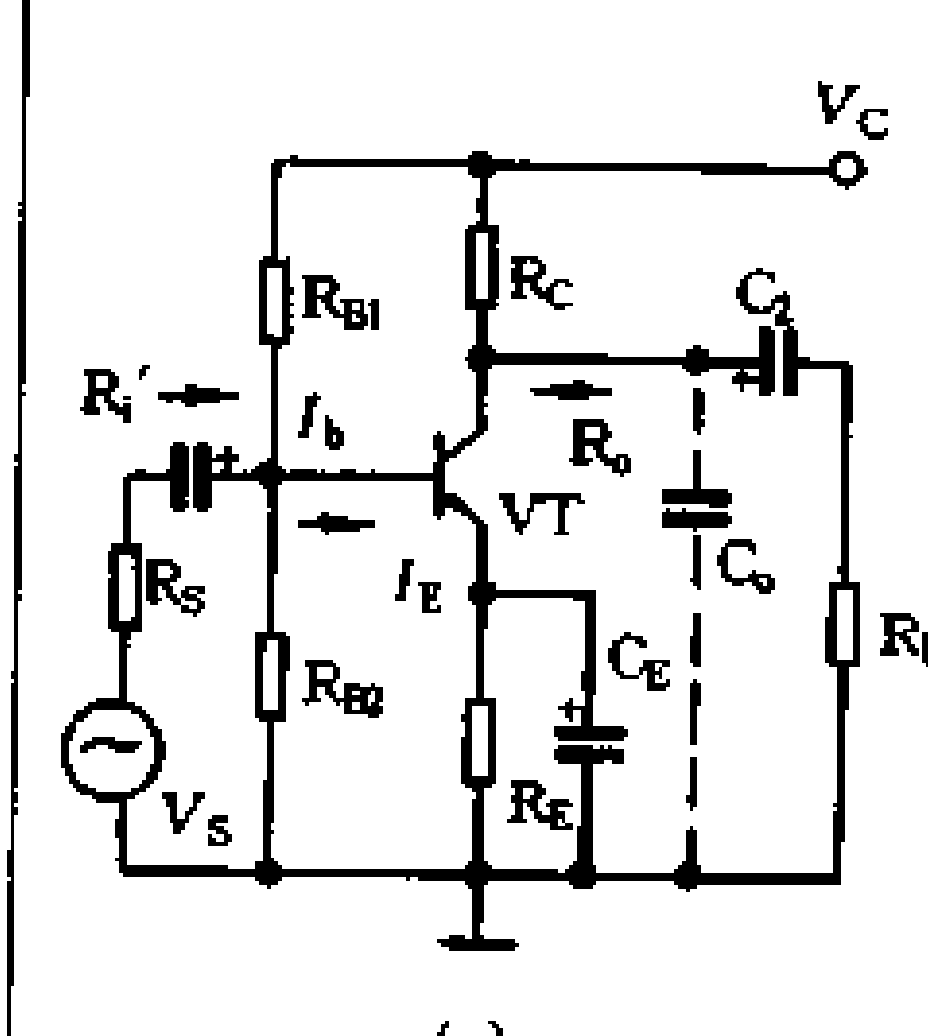
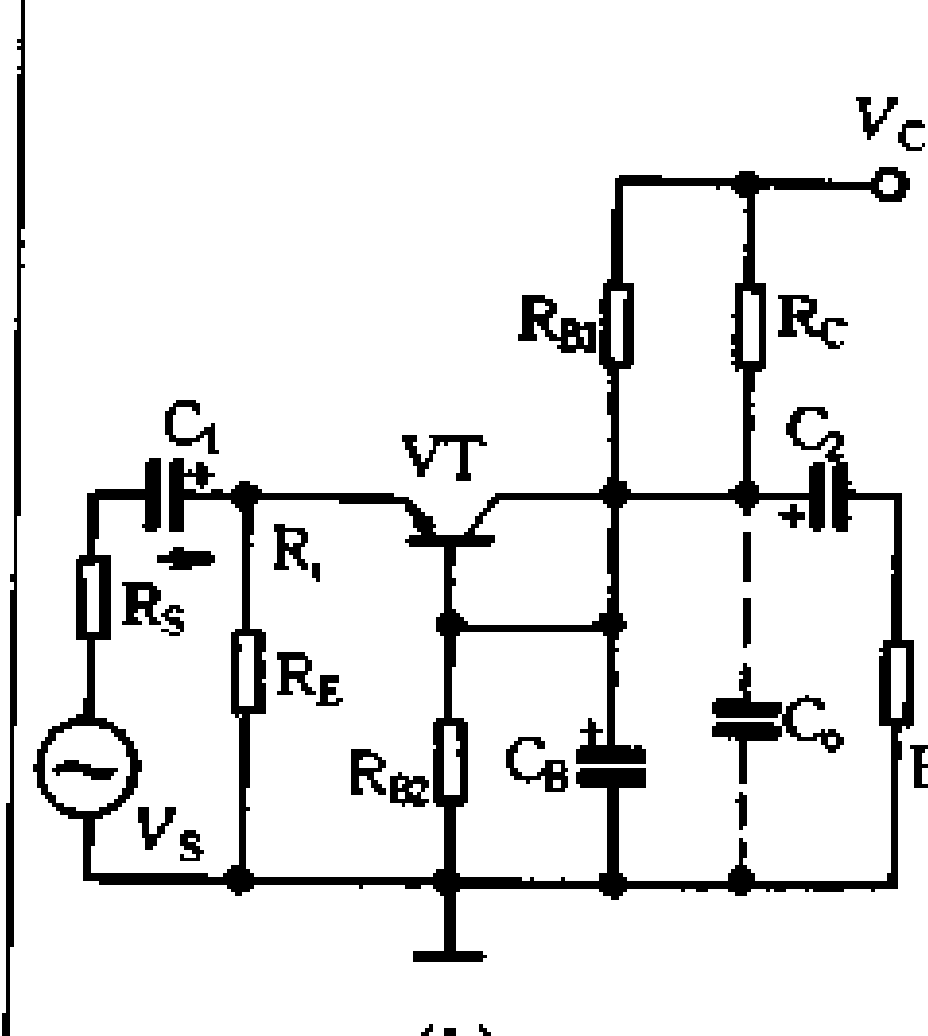
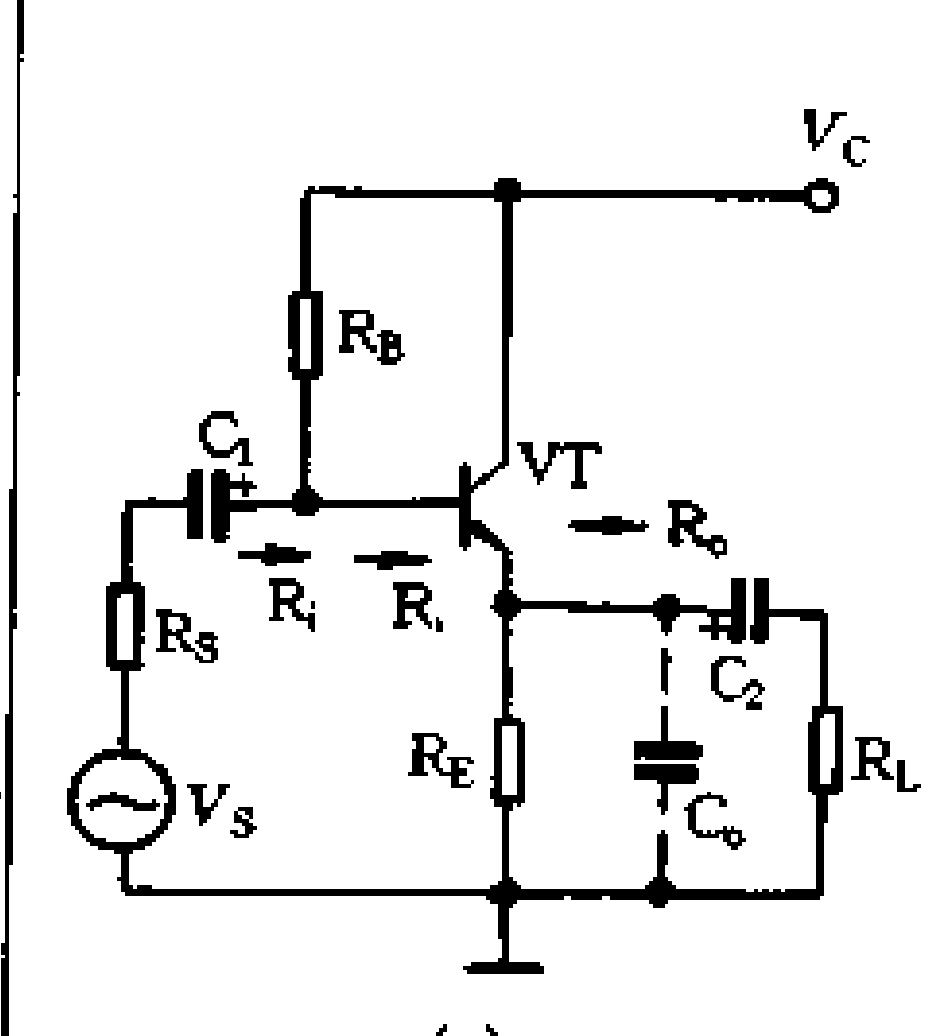
放大电路的种类很多，但总是由一些基本的放大单元组成的。这些基本放大电路包括共发射极放大电路、共基极放大电路和共集电极放大电路。用这三种基本电路又可以组合成共射一共射放大电路、共射一共基放大电路和共射一共集放大电路等常用放大电路单元。它们是放大电路的基础，由它们可以组合成形形色色的更为复杂的放大电路。

放大电路的基本特性可用增益(电压增益、电流增益和功率增益)、输入阻抗、输出阻抗、频率特性、失真度和噪声系数等参数来描述。对于业余条件下的电路设计和制作，一般都采用定性分析和估算的方法，避免繁琐的计算。这对业余制作来说是一种简便而又接近实际的方法。

8.1.1 单级放大电路的特性

单级共发射极电路、共基极电路和共集电极(射极输出器)电路的主要特性及其随电路参数的变化规律列于表 8-1 中，通过附表可对三种电路的特性进行对比。

表 8-1 三种基本单元电路的特性

	共发射极电路	共基极电路	共集电极电路
电 路	 (a)	 (b)	 (c)

	共发射极电路	共基极电路	共集电极电路
符 号	β —晶体管的电流放大倍数 (即 h_{fe}) r_{ie} —晶体管的基极输入电阻 (h_{ie}) r'_{ib} —晶体管的基区电阻(Ω) r_{oe} —晶体管集电极输出电阻 ($1/h_{oe}$) R_S —信号源内阻(Ω) R'_C —集电极等效负载电阻 $R'_C = R_C // R_L$ I_C —集电极工作电流(mA) I_{EQ} —发射极工作电流(mA) f_β —晶体管共射极截止频率 (MHz) f_T —晶体管特征频率(MHz)	α —晶体管共基极电流放大倍数 r_{ib} —晶体管共基极输入电阻 r_e —发射结交流电阻 r_{ob} —晶体管共基极输出电阻 f_c —晶体管共基极截止频率	R'_E —等效射极负载电阻 $R'_E = R_E // R_L$ R'_S —等效信号源内阻 $R'_S = R_S // R_B$ C_{cb} —基极—发射极间电容 C_{cb} —基极—集电极间电容 C_i —等效输入电容
电 压 增 益 K_V	大(几十倍~几百倍)空载时(R_L 不接) $K_V = \frac{\beta R_C}{r_{ie} + R_S}$ (8-1) 有负载时(接 R_L 时) $K'_V = \frac{\beta \cdot (R_C // R_L)}{r_{ie} + R_S} = \frac{\beta \cdot R'_C}{r_{ie}}$ (8-2) 当 $I_E \leq 3\text{mA}$ 时, 硅管 $K'_V = \frac{I_{EQ} \cdot R'_C}{30}$ (8-3) 当 $I_E \leq 3\text{mA}$ 时, 锗管 $K'_V =$ $\frac{I_{EQ} \cdot R'_C}{26}$ (8-3a)	大(几十倍~几百倍) $K'_V = \frac{\alpha \cdot R'_C}{r_{ib}}$ (8-4) $= \frac{\beta \cdot R'_C}{r_{ie}}$	略小于 1 $K'_V = \frac{(1 + \beta) R'_E}{r_{ie} + (1 + \beta) R'_E}$ (8-5) 当 $(1 + \beta) \cdot R'_E \gg r_{ie}$ $K_V \approx 1$
输入 输出 相位	反 相	同 相	同 相
电 流 增 益 K_i	大(几十~千余倍) $K_i = \beta$ (8-6)	略小于 1 $K_i = \alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}$ (8-7)	大(几十~千余倍) $K_i = 1 + \beta = \beta$ (8-8)
功 率 增 益 K_P	大(几千~几万倍) $K_P = \beta^2 \frac{R'_C}{r_{ie}}$ (8-9)	较小(几十~千余倍) $K_P = \beta \frac{R'_C}{r_{ie}}$ (8-10)	较小(几十~千余倍) $K_P = \beta$ (8-11)
输 入 电 阻 R_i	中等(几百~几千欧) $R'_i = R_{B1} // R_{B2} // r_{ie}$ (8-12) $r_{ie} = r'_{ib} + (\beta + 1)r_e$ $= r'_{ib} + (\beta + 1) \frac{26(\text{mV})}{I_{EQ}(\text{mA})}$ (8-13) 硅管在 I_{EQ} 为几毫安时 $r_{ie} = r'_{ib} + (\beta + 1) \frac{30(\text{mV})}{I_{EQ}(\text{mA})}$ (8-13a)	小(几 Ω ~几十欧) $R_i = \frac{r_{ib}}{1 + \beta} = r_e$ (8-14) $r_e = \frac{26(\text{mV})}{I_{EQ}(\text{mA})}$ (8-15) 硅管在 I_{EQ} 为几毫安时 $r_e = \frac{30(\text{mV})}{I_{EQ}(\text{mA})}$ (8-15a)	大(几十~几百千欧) $R'_i = R_B // R_i$ (8-16) $R_i = r_{ie} + (1 + \beta) R'_E$ $= (1 + \beta) R'_E$ (8-17)
(输出 R_o)	大 (几~几十千欧)	很大 (几十~几百千欧)	小 (几~几十欧)

续表

	共发射极电路	共基极电路	共集电极电路
输出电阻 R_o	$r_o = r_{ce} // R_c = R_c$ (8-18)	$R_o = r_{ob} // R_c = R_c$ (8-19) $r_{ob} = (1 + \beta)r_{ce}$ (8-20)	$R_o = R_E // \frac{R'_s + r_{ie}}{1 + \beta}$ (8-21) $= \frac{R'_s + r_{ie}}{1 + \beta} = \frac{r_{ie}}{1 + \beta}$ (8-21a)
频率特性	高频特性较差当 $f_p \gg f_H$ 时, 高频 (-3dB) 截止频率: $f_{H\alpha} = \frac{1}{2\pi R'_c C_o}$ (8-22) $= \frac{160}{R'_c(\text{k}\Omega) \cdot C_o(\text{pF})}$ (MHz) (8-23) 在低频截止频率 f_L (Hz) 下的电容估算公式: $C_1 > \frac{320}{f_L(R_B + R_S)}$ (8-26) $C_2 > \frac{320}{f_L(R_C + R_L)}$ (8-27) $C_E(\mu\text{F}) > \frac{200 \cdot \beta}{f_L(\text{Hz})(R_S + r_{ie})(\text{k}\Omega)}$ (8-28)	好 能改善晶体管的高频特性 $f_a = (1 + \beta)f_\beta$ (8-24) $= f_T$ (8-25) 当 $f_a \gg f_{H\beta}$ 时, 高频截止频率, $f_{H\beta} = \frac{1}{2\pi R'_c C_o}$ (8-29)	好 当 $f_T \gg f_{H\alpha}$ 时, 高频截止频率: $f_{H\alpha} = \frac{1}{2\pi R_o C_o}$ (8-30) $= \frac{1}{2\pi \cdot \frac{R_S + r_{ie}}{1 + \beta} C_o}$ (8-31) $= \frac{1 + \beta}{2\pi r_{ie} C_o}$ (8-32)
稳定性	一般 在 LC 谐振放大器中需加中和电容	较好 在 LC 谐振放大器中可不加中和电容	好
非线性失真	较大	较小	小
噪声特性	较好	较差	一般
主要应用	广泛用于各种放大器	恒流源, 某些高频放大器和宽带放大器	输入级, 输出级和作阻抗变换隔离等
其它	1. 密勒效应影响大 2. 在高频率下内部反馈较大	1. 在高频率下, 内部反馈较小 2. 晶体管的工作电压可比共射电路高些 3. 输入阻抗低, 不宜作直接级联	等效输入电容小 $C'_i = C_{cb} \cdot (1 - K'_v) + C_{cb}$ (8-33)

一、共发射极和共基极放大电路的增益

在上表中, 共发射极和共基极放大电路中的集电极负载电阻 R_C 是决定放大器增益的主要元件。(负载电阻除包括电阻 R 外, 还包括 LC 谐振回路的电感 L 和变压器耦合放大器中的变压器初级线圈电感 L)。

除集电极负载外, 决定放大器增益的还有信号源内阻 R_S (在多级放大器中, 就是前级放大器的输出电阻, 或经阻抗变换后之值) 和输出端的外负载电阻 R_L (在多级放大器中, 就是后级放大器的输入电阻)。 R_S 和 R_L 对放大器的增益有不可忽视的影响, 因此在设计和应用中必须予以考虑。这样, 表中的(8-1)式则应变为:

$$K'_v = \frac{\beta \cdot (R_C // R_L)}{R_S + r_{ie}} = \frac{\beta \cdot R'_c}{R_S + r_{ie}} \quad (8-34)$$

在不同的频率范围内，晶体管放大器的参数计算方法是不同的。表中所列公式仅适用于频率不太高的场合。

二、单级 RC 耦合放大器的增益

公式(8-1)是单级共发射极 RC 耦合放大器在不考虑 R_S 和 R_L 的影响时的小信号电压增益理论极限值。

一般晶体管的 β 值为 20~200，超 β 晶体管的 β 值可达 1000 以上。因此， K_V 可达几百倍。因为晶体管的共发射极输入电阻 r_{ie} 和 β 都随晶体管的工作点电流而变化，如(8-13)式。所以 K_V 也随晶体管的工作点电流而变化。

小功率晶体管的 r_{ie} 一般为几百欧到一千欧，大功率管的 r_{ie} 为几欧至几十欧。 r'_{bb} 约为 15~300 欧。合金型锗管的 r'_{bb} 较大，约为百余欧至几百欧；平面型硅管的 r'_{bb} 约为几十欧；高频大功率管及良好的平面型开关管的 r'_{bb} 仅几欧。

实验表明，对于硅管，在小电流(几毫安以下)时，计算 r_{ie} 用公式(8-13a)比用(8-13)更准确些。对于锗管或工作于大电流状态的硅管，则宜采用公式(8-13)。

在小电流下($I_{EQ} < 3\text{mA}$)，因满足 $(1 + \beta) \frac{30}{I_{EQ}} \gg r'_{bb}$ ，(8-1)式可以近似化为(8-3)或(8-3a)式。即 $K_V = \frac{I_{EQ} \cdot R'_C}{30}$ (对硅管)

或 $K_V = \frac{I_{EQ} \cdot R'_C}{26}$ (对锗管)

即 K_V 与晶体管的 β 值无关，仅随工作电流而变化(仅在小电流适用)。

公式(8-3)虽然说明在小信号放大器中，提高晶体管的 β 对本级的电压增益改善不大，但能提高其功率增益和电流增益，而且还能提高前级的增益(因其 r_{ie} 增大，相当于提高了前级的 R_L)。因此，在多级放大器中，提高晶体管的 β 仍能显著地提高总电压增益。

在一定范围内增大集电极负载电阻 R_C 可以提高放大器的电压增益。但当 R_C 已比 R_L 大得多时，从(8-2)式可知，再增加 R_C 时 K'_V 提高甚少，却会使集电极电压下降过多，易造成强信号时饱和失真。

又由(8-34)式可知，要提高单级放大器的增益，除合理选择本级的参数之外，还要提高后级的输入阻抗和降低前一级的输出阻抗。在放大电路的级联组合时，应认真考虑极间的阻抗匹配，以免造成过大的增益损失。

三、加发射极负反馈电阻 R_E 时的电压增益

在表 8-1 图(a)中，如果发射极负反馈电阻 R_E 阻值较大时，其电压增益近似为：

$$K'_V = \frac{R'_C}{R_E} = \frac{R_C // R_L}{R_E} \quad (8-35)$$

即电压增益仅由集电极等效负载电阻 R'_C 和负反馈电阻 R_E 之比值决定。

四、输入阻抗

图(a)所示的 RC 耦合低频放大器的输入阻抗 R_i 是纯电阻，它等于 R_1 、 R_2 、 r_{ie} 的并联

值。如(8-12)式所示。

当 $R_1 // R_2 \gg r_{ie}$ 时, $R_i \approx r_{ie}$

由式(8-13)和(8-13a)式可知, 晶体管的 β 越大, 放大器的输入电阻也越大。工作电流 I_{EQ} 越大, 输入电阻则越小。

当加有负反馈电阻 R_E 时, 放大器的输入电阻 R_{if} 为:

$$R_{if} = r_{ie} + (1 + \beta) R_E \quad (8-36)$$

当 R_E 较大时,

$$R_{if} = (1 + \beta) R_E \quad (8-37)$$

即加负反馈电阻 R_E 后, 可以提高放大器的输入阻抗, 但会使本级放大器的电压增益减小[见(8-35)式]。

在(8-36)和(8-37)式中忽略了 R_1 、 R_2 的影响。如果 $(R_1 // R_2)$ 不是远大于 $(1 + \beta) R_E$, 则

$$R_i = R_1 // R_2 // (1 + \beta) R_E \quad (8-38)$$

在多级电压放大器中, 为了不使前级的输出电压和增益下降过多, 一般希望本放大级的输入电阻 R_i 大些。

一般来说, 如果信号源是低内阻的电压源, 为了使放大器得到较大的信号输入, 应该使输入电阻 R_i 大些为好; 如果信号源是大内阻的恒流源, 为了使放大器(一般是电流放大器)得到较大的输入信号电流, 则应使输入电阻小些为好。在有些情况下, 如低噪声放大器和与传输线相连的放大器等, 则要求放大器的输入阻抗与信号源的内阻或传输线的特性阻抗相匹配。总之, 放大器的输入电阻大小应根据实际应用场合而定。

在高频 RC 耦合放大器中, 放大器的输入阻抗就不是纯电阻, 它包含电阻和电抗(电容性和电感性)两种成分。

五、输出阻抗

在图(a)所示的 RC 耦合放大器中, 放大器的输出阻抗是纯电阻 R_O , 它等于晶体管的共射极输出电阻 r_{oe} 与集电极负载电阻 R_C 的并联值, 如(8-18)式。

一般小功率晶体管的 r_{oe} 为数十千欧至数百千欧。它由晶体管输出特性曲线的斜率决定。输出特性曲线越平, 其 r_{oe} 越大。它也随晶体管的工作电流而变化。

当 $R_C \ll r_{oe}$ 时, $R_O \approx R_C$ 。

在共发射极电路中, 串入负反馈电阻 R_E 后, 晶体管的输出电阻 r_{oe} 将增大许多倍, 为:

$$R_{of} = r_{oe} \cdot \left(1 + \frac{\beta R_E}{R_E + r_{ie}} \right) \quad (8-39)$$

而放大器的输出电阻

$$R_O = r_{of} // R_C \approx R_C \quad (8-40)$$

放大器的输出电阻 R_O 反映了放大器管(对)后级影响的程度, 并表明了放大器带负载的能力。通常, 当负载阻抗变化时, 如要求负载上得到的信号电压较为稳定, 则应使放大器具有较小的输出电阻 R_O ; 反之, 当负载阻抗变化时, 如要求负载上得到的信号电流较稳定, 则要求放大器具有较大的输出电阻 R_O 。此外, 当放大器输出端接传输线时, 则要

求放大器的 R_O 与传输线的特性阻抗(一般为 75Ω 或 50Ω)相匹配。总之,放大器的内阻 R_O 应该从有效传输信号的角度来选择。

8.1.2 射极输出器的特性

射极输出器又称射极跟随器或电压跟随器,电路如图8-1(c)。由于射极输出器具有很高的输入阻抗和较低的输出阻抗,在放大电路中常用作阻抗变换或信号缓冲级。因为射极输出器加有 100% 的电压负反馈,它的失真小,频响宽,接低阻抗负载或容性负载时都能获得很宽的工作频率范围。因此,它常在高、低频和视频电路中作输出级用。在晶体管功放电路中,几乎所有的功放输出级都采用射极输出器。

一、射极输出器的电路特性

射极输出器的电压增益 K_V 如式(8-5)。由式可知,它的增益接近 1,但恒小于 1,且输出电压和输入电压同相。所以又称为射极跟随器或电压跟随器。

射极输出器的电流增益 K_i 如式(8-8)。它说明,射极输出器的电流增益约等于晶体管的 β 值。

射极输出器的输入电阻 R_i 如式(8-17)。由式可知, R_i 的值等于 r_{ie} 和 $(1+\beta)R'_E$ 的串联值,它将 R'_E 折合到基极回路,因此输入电阻提高了,使射极输出器有较高的输入电阻。

射极输出器的输出电阻 R_O 如式(8-21)和(8-21a)。由公式可知,射极输出器的输出电阻等于基极回路的总电阻除以 $(1+\beta)$ (折合到发射极回路)。如果把 R_E 作为电路的一部分,则输出电阻 R_O 为 $R_E // \frac{R'_S + r_{ie}}{(1+\beta)}$ [即式(8-21)]。由式可见,射极输出器的输出电阻是很低的(一般为几十欧),因此它带负载的能力是较强的。

二、射极输出器的瞬态响应

由于射极输出器加有 100% 的负反馈,其通频带比用相同的晶体管组成的共射或共基放大器的通频带要大一个数量级左右。所以在与其它放大电路组合时,可以不考虑由于它的频率特性而受到通频带的限制。

射极输出器在传送矩形脉冲信号时,它的波形如图 8-1 所示。由图可见,在输出脉冲的下降沿(对 NPN 管的射极输出器)波形变差了。在传送频率较高的正弦波信号时,其输出波形的负半周也会发生畸变。这是由于射极输出器的输出端对输出负载电容 C 的充放电时间常数不一致造成的。对图 8-1 来说,在脉冲的上升沿,电容 C 是通过晶体管的低内阻充电的,所以充电时间很短,输出波形的上升沿很陡。而在脉冲的下降沿,电容 C 只能通过射极电阻 R_E 放电,由于 R_E 的阻值比晶体管的动态内阻大得多(甚至大数十倍),放电时间将显著大于充电时间,因而使输出波形的后沿变差。信号频率越高或射极输出器的 R_E 和输出端电容 C 越大,影响越严重。

降低 R_E 的阻值可以在一定程度上改善射极输出器的瞬态特性,并改善其高频响应。但是,随着 R_E 的减小,晶体管的静态工作电流和功耗都会显著增大,而且也不能根本解决脉冲前后沿的差异。

为了改善脉冲下降沿的特性,可采用互补式射极输出器,如图 8-2 所示。在图 8-2 中,在脉冲上升沿由 NPN 晶体管 VT_1 的内阻对电容 C 充电,在脉冲下降沿,电容 C 通过 PNP 晶体管 VT_2 的内阻放电。电子 VT_1 、 VT_2 处于对称工作状态,其动态内阻相同。因此,输出脉冲的前后沿的瞬态响应是一样的。此外,图 8-2 所示的电路静态功耗小,晶体管 VT_1 、 VT_2 互相使用对方的低动态内阻作为 R_E ,故频率特性也比较好,而且还能降低电路的失真度。因此,应用越来越广泛。特别是在输出端接有容性负载的放大器中,使用效果更好。应当注意的是,用于线性放大电路中的互补射极输出器,需在两个互补晶体管的基极之间加直流偏置电路,以免产生交越失真,如已介绍过的功放电路的推挽输出电路。

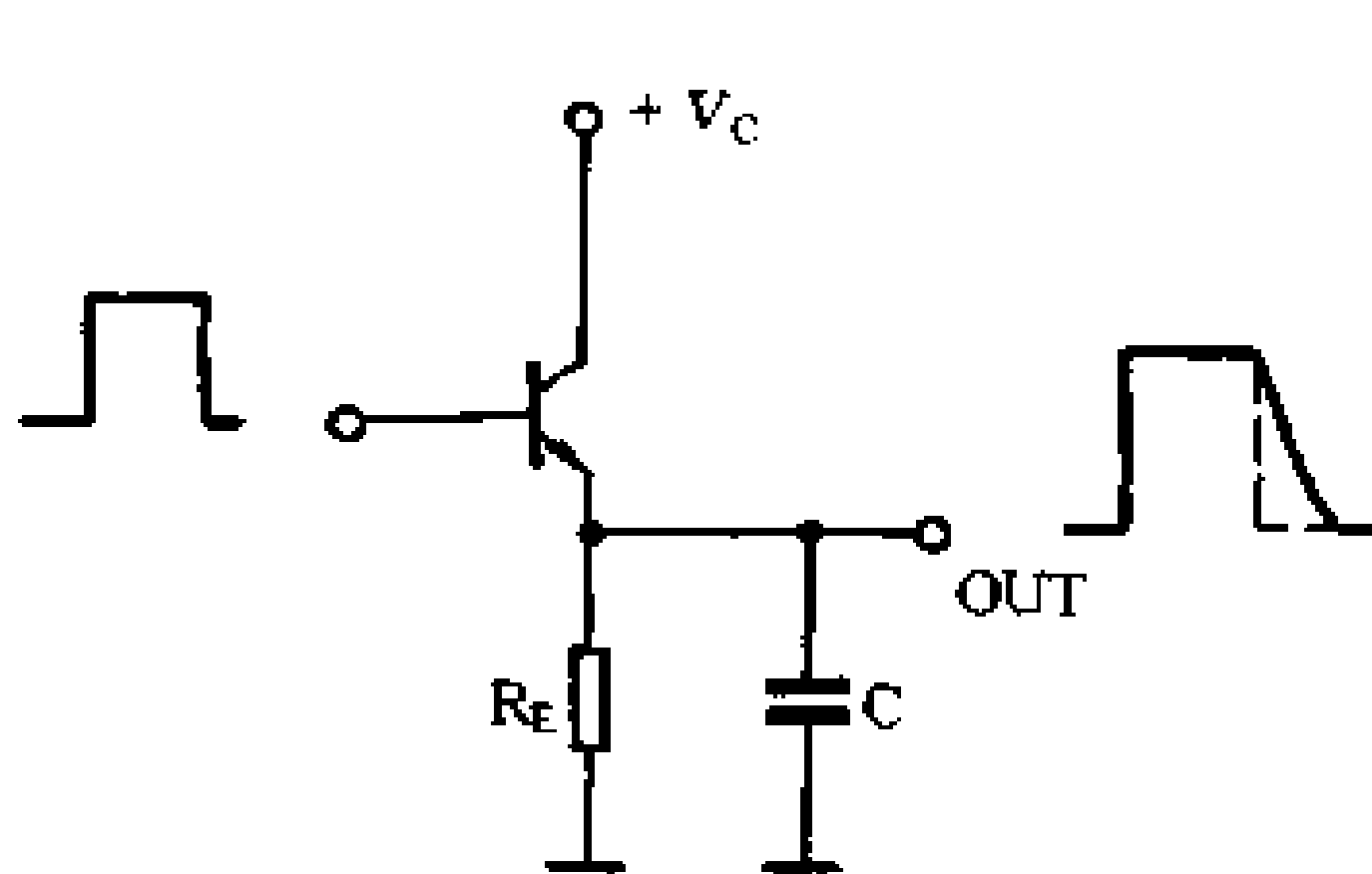


图 8-1 射极输出器的瞬态响应

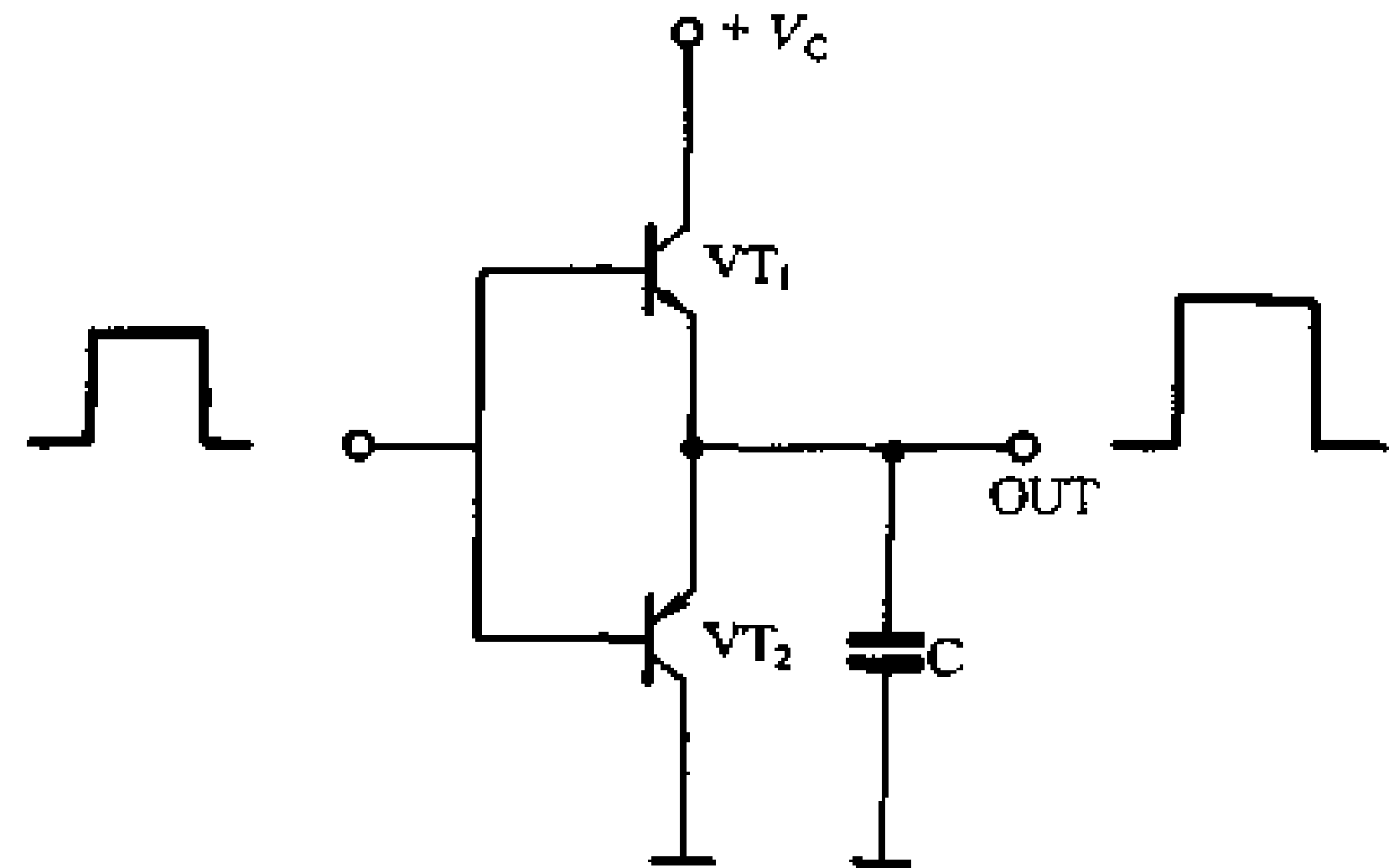


图 8-2 互补式射极输出器的瞬态响应

除使用晶体管外,用场效应管和运算放大器也可组成源极跟随器和电压跟随器。

8.1.3 放大电路的基本组合形式

实际放大器一般总是由多级基本放大电路级联而成的。它可由多级相同的电路级联而成,也可以由不同形式的电路组合而成。不同电路级联而成的电路称为不同组态,不同的电路组态,具有不同的放大特性。常用的电路组态有共射—共射组态、共射—共基组态和共射—共集组态。

一、共射—共射放大器

它是目前最常用的电路组态,如图 8-3 所示。它由两级特性相同的共发射极电路耦合而成。其耦合形式可以是阻容耦合,也可以采用直接耦合。这种电路由于其输入电阻较输出电阻小得多,故前级放大器的电压增益会受到后级放大器输入电阻的影响而减小。虽然如此,用这种组态的电路所获得的总增益仍为最大。

多级放大器的总增益为各级增益的相乘积(若以分贝数表示,则为分贝数之和)。

$$K_V = K'_{V1} \cdot K'_{V2} \cdot K'_{V3} \cdots K'_{Vn} \quad (8-41)$$

当 n 级电路参数相同的 RC 耦合放大器级联时,如果 $R_{C1} \gg r_{ie2}$ 、 $R_{C2} \gg r_{ie3} \cdots$ 则电路的总增益可用下式估算:

$$K_{VM} = \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot \beta_3 \cdots \beta_n \cdot \frac{R'_{cn}}{r_{ie1} + R_S} \quad (8-41a)$$

式中： R'_{cn} 为第 n 级的等效集电极交流负载电阻， r_{ie1} 为第一级的输入电阻， R_S 为信号源内阻。

由(8-41a)式可知，对于给定的多级放大器，其输入电阻和负载电阻已定，要提高电压增益，就必须增大 β 值，因此采用 β 值高的晶体管，有助于提高电路的总增益。

用(8-41a)式估算的增益比实际偏大，在应用中可用下式修正。 $K_V = (0.5 \sim 0.8)^n K_{VM}$ 。

在共射—共射组态的多级 RC 耦合放大器中，后级的输入电容也直接并接在前级的集电极电阻两端，因此其高频响应较差。此外，它的负载能力也不强。

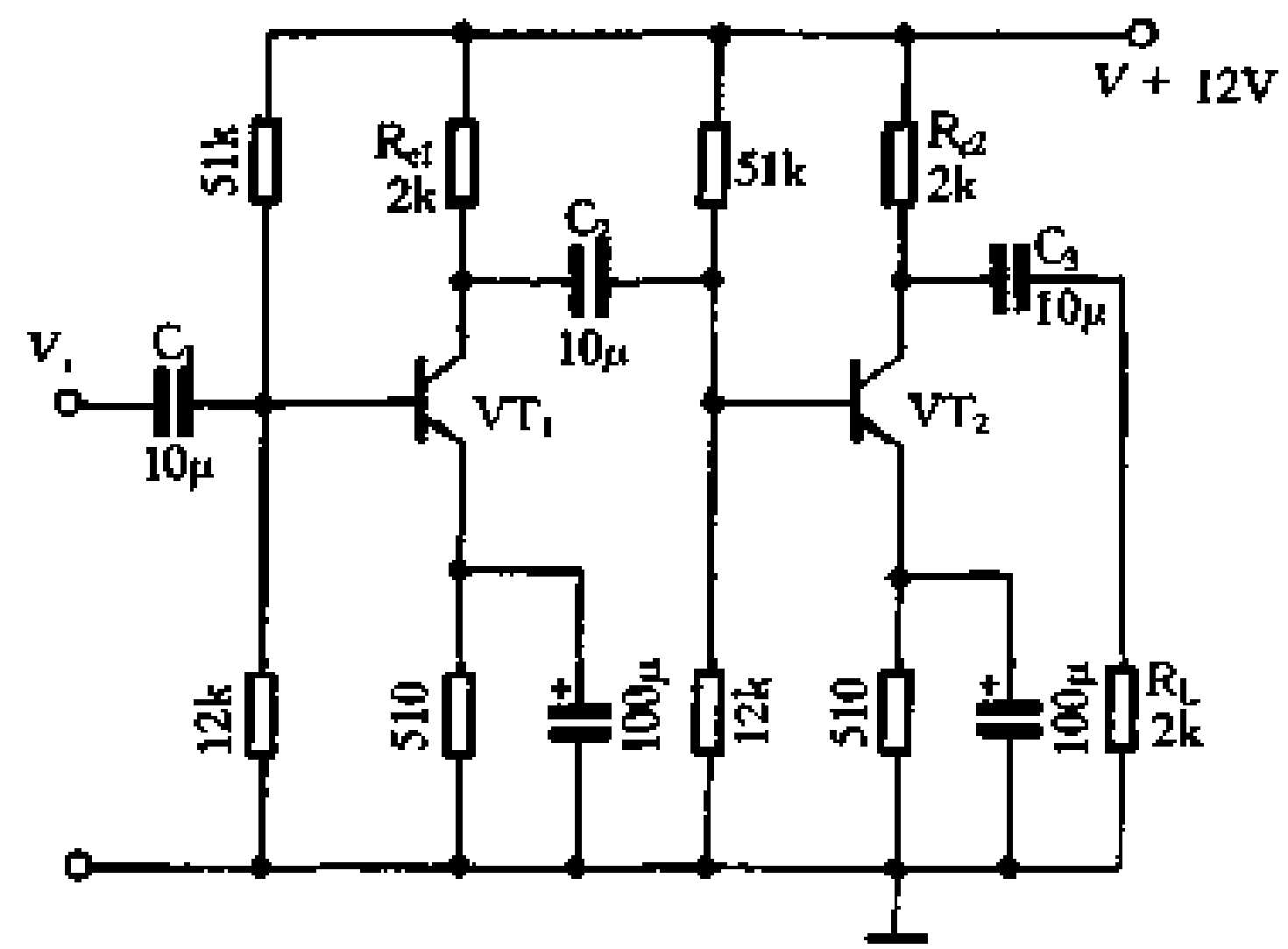


图 8-3 共射—共射放大器

二、共射—共基放大器

共射—共基电路结构及电路特点已在第二章功放电路中作过详细介绍，见第二章的 2.2.5 及图 2-11 及图 2-10，图 2-12 等。

由于共射—共基电路的输出特性的线性很好，因此在高保真放大器中常作为低失真电压放大器用。

此外，由于放大器的输出与输入端之间的寄生电容很小，从而有效地减小了密勒效应的影响，可以获得更宽的通频带和电路的高稳定性。

三、共射—共集放大器

电路如图 8-4 所示，其两级之间可用 RC 耦合也可用直接耦合。它是除共射—共射电路之外又一种被广泛应用的电路组态。

前面所介绍的共射电路或共射—共基电路级联成多级放大器时，由于前级的输出阻抗与后级的输入阻抗相差甚大，会使前级的增益减小很多。特别是在宽频带 RC 耦合放大器中，由于后级的输入电容也直接并联到前级的输出端，后级的输入电容除了布线的分布电容和晶体管的极间电容 C_{be} 之外，还有跨接在晶体管 $c-b$ 之间的等效电容 C_m [称为密勒电容， $C_m = (1 + R'_V) \cdot C_{cb}$]。这些电容的数值总和往往很大 (数十 pF 到数千 pF)，从而使放大器的高频响应恶化。此外，在多级共射宽频带放大器中，由于前后级电路之间的影响较大，使得电路的设计和调整均复杂化。

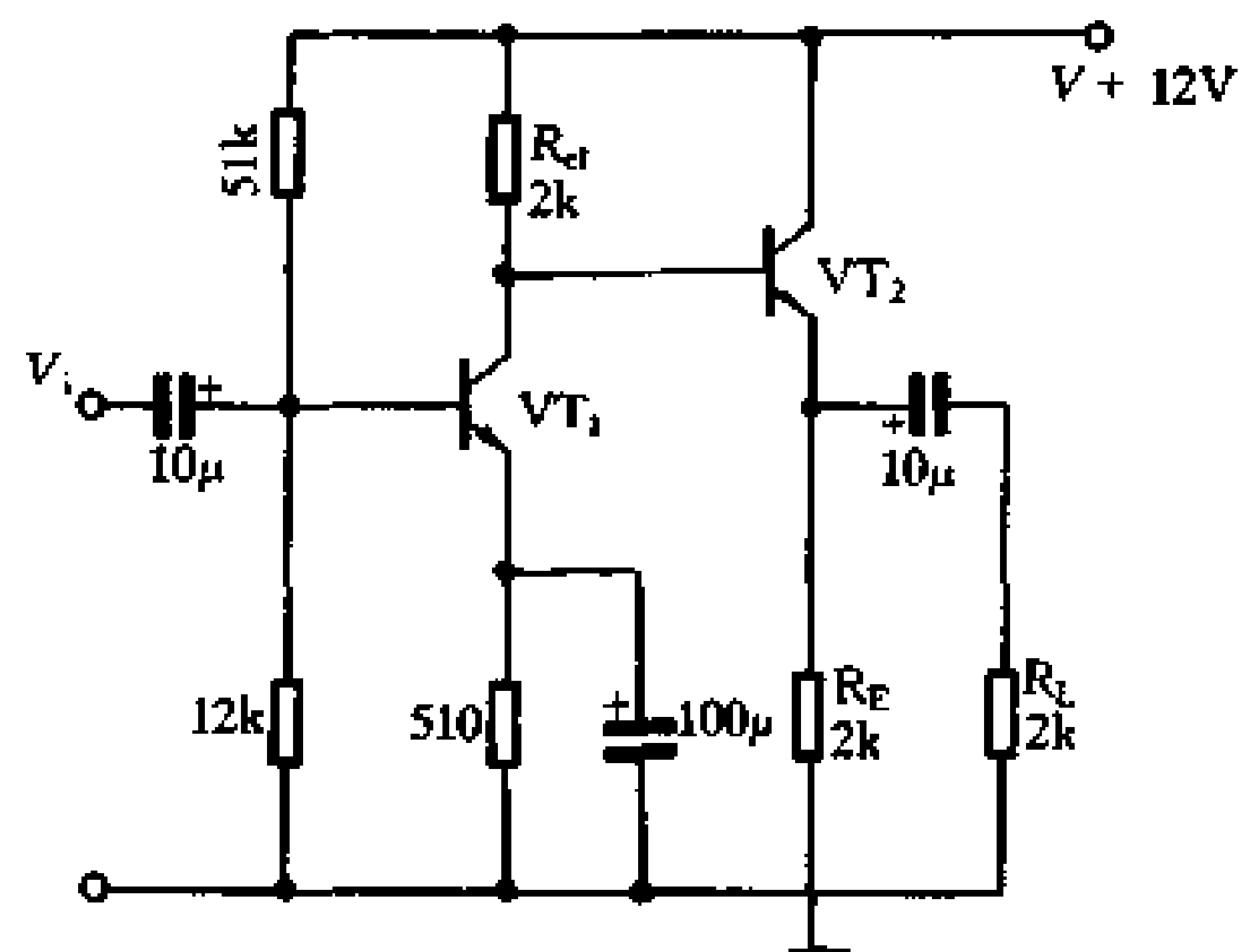


图 8-4 共射—共集放大器

采用共射—共集电路组态,由于共集放大级(射极跟随器)的输入阻抗很高,输出阻抗很低,能有效地隔离前后级电路之间的相互影响,既可使共射极得到足够大的电压增益,又可避免后级的输入电容影响前级的高频响应(因为射极跟随器的输出阻抗很低,后级电路的输入电容与之并联后对高频响应的影响可以忽略)。

除了上述三种组态外,还有一种常用组态,那就是复合晶体管组态,这种组态又称为达林顿电路,如图 1-21。它可由两只极性相同的晶体管射随器级联组成,也可由两只极性不同的晶体管互补组成。复合管的等效电流放大系数为:

$$\beta = \beta_1 \cdot \beta_2$$

由上式可知,复合晶体管的 β 值是很大的。因此,因它组成的射极跟随器具有很高的输入电阻 R_i [如式(8-17)]。例如当 $\beta_1 = \beta_2 = 100$ 时,复合管的 $\beta = 10^4$ 。这时,如图(8-1(c))的射极跟随器,其输入电阻 R_i 高达 $10M\Omega$ 。但这时晶体管的基极偏置电阻 R_B 却远小于 $10M\Omega$,因此输入电阻 R_i 的提高受到了 R_B 的限制。由(8-16)式可知,为了提高 R_i ,必须设法降低 R_B 的影响。通常的方法是采用基极自举电路。

除此以外,在晶体管功放电路的输出级中大量使用复合管结构。在这些输出电路中,有采用相同极性晶体管组成的全互补结构,也有用不同极性晶体管组成的准互补结构。采用复合管输出,不仅大大提高了输出电路的输出能力,而且也降低了推动级的推动功率。

8.1.4 场效应管放大电路

场效应管具有输入阻抗高,噪声系数较小,抗交调、互调干扰性能好等优点,在电子电路中应用越来越广。场效应管放大器也可以像晶体管放大器那样,构成共源(相当于共射)放大器、共栅(相当于共基)放大器和共漏(相当于共集)放大器。并且也可以组成共源—共源放大器、共源—共栅放大器和共源—共漏放大器等复合电路形式,如图 8-5。与晶体管放大器对应的场效应管放大器所具有的特性也与相应的晶体管电路相似。

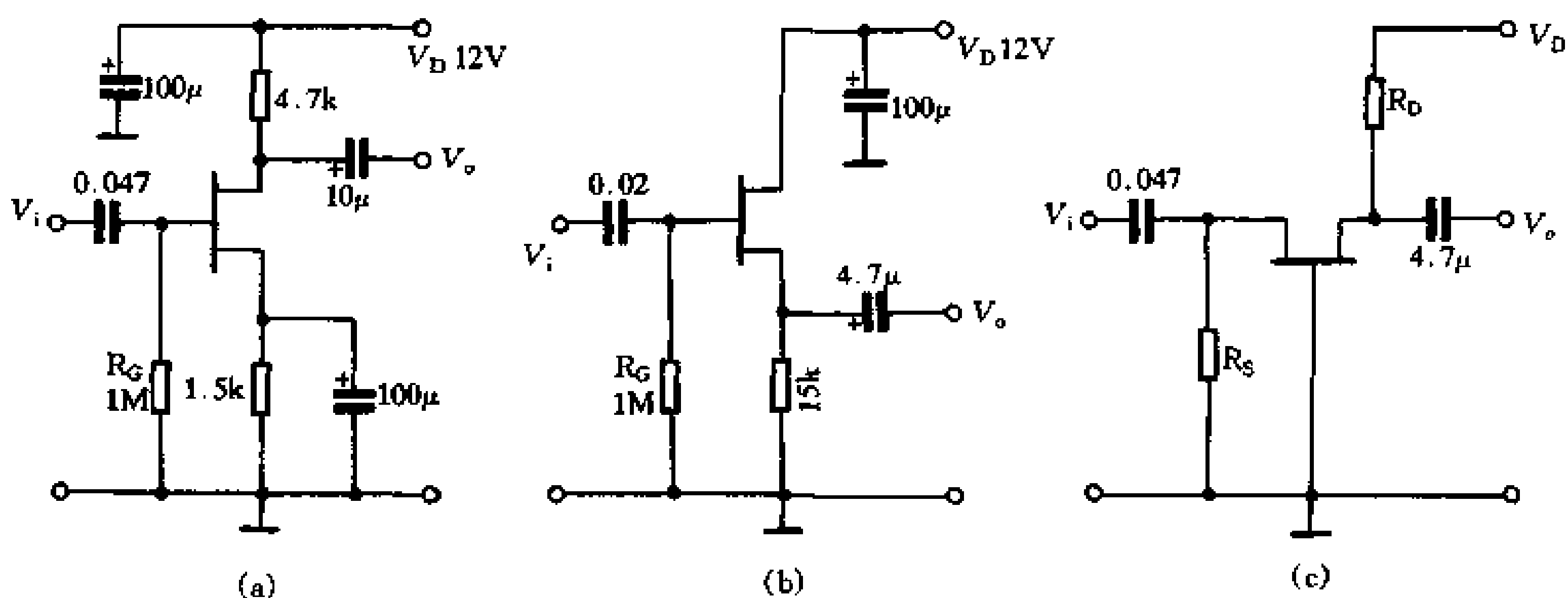


图 8-5 场效应管基本放大电路

需要指出的是,在场效应管放大器中,由于场效应管的栅极输入电阻很高,前后级电路级联时,基本上可以不考虑后级电路对前级的影响,从而使设计与调试工作简单化。但

是，由于其输入阻抗较高，分布电容、极间电容和密勒效应电容的影响比晶体管电路中更为严重，因此，在高频电路中仍需采用中和电路和共源—共栅电路、共源—共漏电路等方式来改善放大器的稳定性和频率特性。

在低频放大电路中，由于场效应管的输入阻抗很高，容易感应交流声等噪声信号，因此更应该注意屏蔽等工艺问题。

场效应管放大器的增益计算较为简便，对共源极放大器：

$$K_V = g_m \cdot R'_D$$

式中， g_m 为场效应管的跨导，单位为 mA/V， R'_D 为漏极的交流等效负载电阻。

一般来说，单级场效应管放大器的增益比单级晶体管放大器的增益要低。因此，只在要求较高的高频放大器和需要高输入阻抗的放大级以及低噪声放大器的前置级中采用场效应管，而在其它级中仍采用晶体管。按照这种方式组成的混合式放大器可以取二者的优点，避免各自的缺点，制成高质量的放大器。不过近几年来随着场效应管制造技术的不断提高，能适应各种电路的高质量的场效应管不断出现。因此，采用全场效应管制作的低频功率放大器相继出现，而且表现出优良的电声特性。

图8-5(a)是共源极电压放大器，可作为低频放大器的输入级。它的输入电阻等于 R_G ，为 $1M\Omega$ ，且有 20dB 的电压增益，比用晶体管射极跟随器更好。

图8-5(b)是 200MHz 的共栅极高频放大器，由于采用共栅极电路，可以不加中和电路。但有些衬底已与源栅在管内联接的 MOS 型场效应管，应用在共栅极电路中稳定性不佳。

图8-5(c)是共漏电路(源极跟随器)，它常作为高阻抗放大器的输入级。其输入电阻等于 R_G 的数十倍。它的工作原理类似晶体管放大器的基极自举电路。在场效应管共源放大电路中，由于存在着较大的密勒效应电容，其输入阻抗会随频率的升高而很快下降。而在源极跟随器电路中则没有此缺点，而且失真度小，因此应用很广泛。

源极跟随器的电压传输系数

$$K_V = \frac{g_m \cdot R_s}{1 + g_m \cdot R_s} \dots$$

应该指出，由于场效应管的偏置电流受管子参数 (I_{DSS} 、 V_p 等) 的影响较大，因此它的偏置电路的参数往往需根据使用的具体场效应管的参数作相应的调整，其生产调试工艺的一致性比双极型晶体管电路差，这也是一般普及型产品不愿使用场效应管的原因之一。

由于场效应管的种类较多，使用时应根据其极性和结构形式施加相应的偏置电压。

另外，还需指出，场效应管的输入阻抗在低频时可达 $10^7\Omega$ 以上。但随着工作频率的提高，其输入阻抗将下降到几百至几千欧。当频率升高到 200MHz 时，结型场效应管的输入阻抗约在 $0.1 \sim 1k\Omega$ ，MOS 型场效应管的输入阻抗则为 $0.5 \sim 1.5k\Omega$ 。尽管场效应管在高频时的输入阻抗下降较多，但仍比双极型晶体管在同频率下的输入阻抗高得多(在 200MHz 时，双极型晶体管的共射极输入阻抗为 $50 \sim 150\Omega$)。

8.2 提高放大器的电压增益

一般晶体管低频前置放大器都采用共射放大电路且工作于小电流状态，其集电极静态电流 I_c 通常都小于 3mA。因此可用下面的公式来估算放大器的电压增益。

$$K'_V = (I_{EQ} \cdot R'_C) / 30$$

式中： I_{EQ} ——发射极工作电流(mA)；

R'_C ——集电极等效负载电阻；

$R'_C = R_C // R_L$ 即集电极电阻 R_C 与负载电阻 R_L 的并联值。

由式可知，当放大器的电源电压确定后，由于 I_{CQ} 与 R'_C 相互制约，单级放大器的增益一般不超过 1~2 百倍。要进一步提高电压增益一般可采用以下方法。

8.2.1 采用恒流源电路作负载

采用恒流源作放大器的负载，既能保证放大器有足够大的静态工作电流 I_{EQ} ，又能得到很大的交流负载阻抗，因此能显著提高单级放大器的电压增益 K_V ，一般可达 300 至上万倍。通常，恒流二极管、晶体管和场效应管都能做恒流源，不过采用晶体管和场效应管在实际应用中比采用恒流二极管取材方便且应用灵活，因此在实际电路中很少采用恒流管。

采用恒流源作负载时应注意以下几点：

(1) 必须采用自动稳定工作点的电路。在以恒流源作负载时，晶体管的负载线几乎为一条水平直线。因此恒流管的基极偏置电流稍有变化，它的静态工作点就会进入饱和区或截止区，使电路不能正常工作。为了稳定它的工作点，通常采用的方法是采用硅二极管、电阻与二极管串联或直接采用稳压管作它的基极偏置。

(2) 以恒流源作负载时，后一级必须采用高输入阻抗的电路。由于放大器的等效负载等于集电极电阻 R_C 与后一级输入阻抗的并联值，若后一级输入阻抗不够大、或者后一级的输入电容较大，则会降低放大器的等效阻抗，失去恒流源的意义。为此，后级通常都采用射极跟随器或场效应管放大器。

(3) 要选用极间电容小的晶体管作放大管并尽量减小安装电容。由图 8-1 和公式 $C_m = (1 + K'_V) \cdot C_{cb}$ [式中： C_m ——密勒电容^①， C_{cb} ——晶体管 C-B 间的极间电容和布线寄生电容之和； K'_V ——共射电路的电压增益]可知，放大器采用恒流源作负载时，由于 K'_V 和 R_C 很

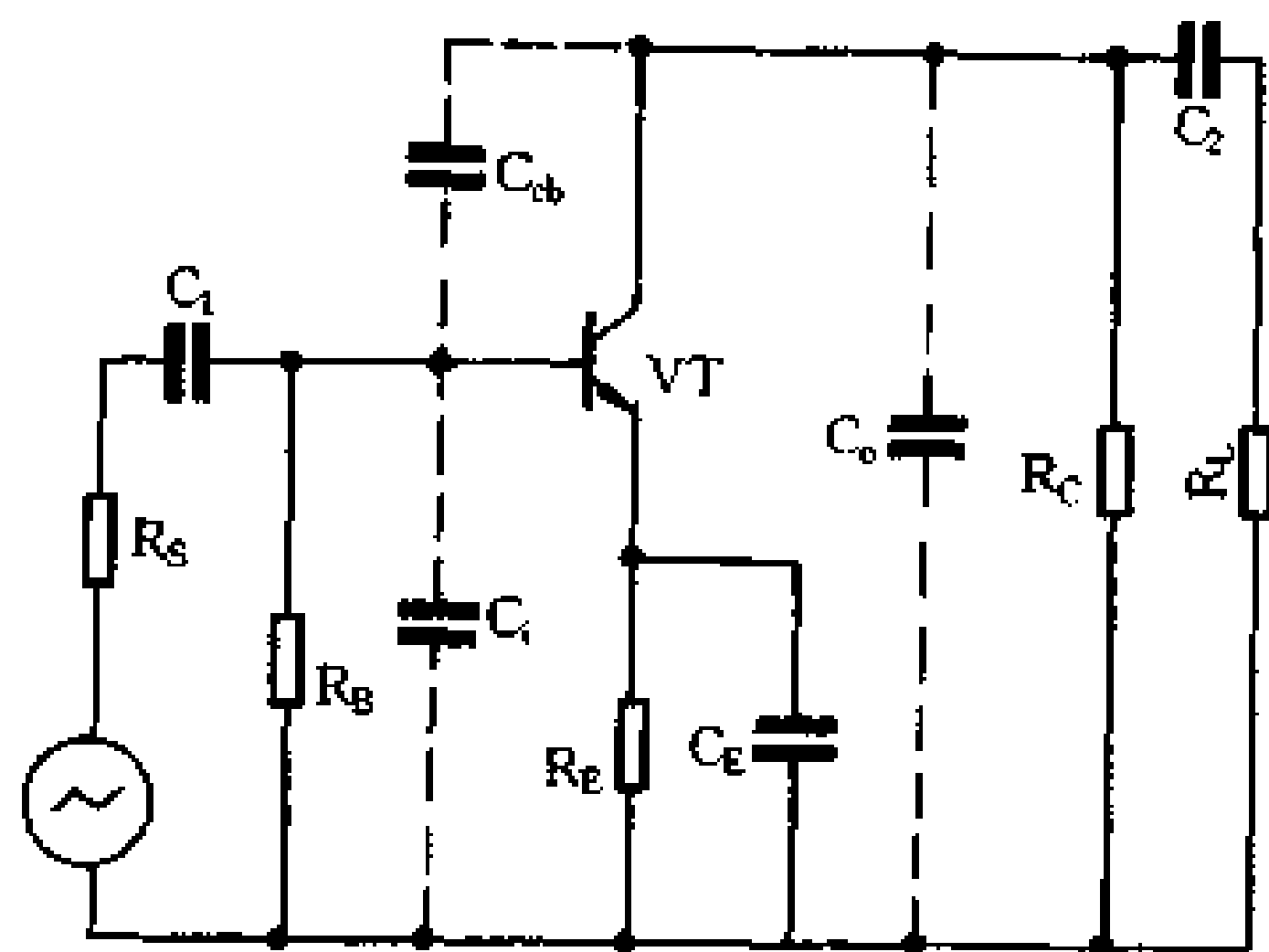


图 8-6 RC 耦合放大器的分布电容

^① 跨接在晶体管 B-C 间的电容 C_{cb} ，其作用相当于在放大器的输入端并接了一个容量等于 C_m 的电容。电容 C_m 称为密勒电容。它对电路所产生的效果称为密勒效应。密勒效应会使放大器的高频增益下降。

大, 只要很小的 C_{cb} 就会使 C_m 极大, 因而会使高频增益急速下降, 放大器的高频响应甚至会跌至几千赫到几百赫。

(4) 电源应有较高的稳定性。因为 K'_V 较高, 很容易引入干扰信号, 因此应当采用高稳定度的电源, 并有足够大的滤波电容, 以降低电源的纹波系数。必要时还应对电路予以屏蔽。

8.2.2 提高后级的输入阻抗

在普通的晶体管 RC 耦合放大器中, 即使本级选用了比较高的集电极负载电阻 R_C , 与后一级电路连接后, 由于后一级电路的输入阻抗较低, 仍不能得到很高的等效交流负载电阻 R'_C 。因此, 不可能得到很高的电压增益 K_V 。如果将晶体管和场效应管组合, 则能克服这种缺点, 获得较高的电压增益。如图 8-7。

图中, VT_1 采用低噪声超 β 晶体管, 它的 $h_{FE} > 1000$, 可获得较低的噪声和较高的输入阻抗。它工作在小电流状态, 其 I_C 约为 $40\mu A$, 故 R_{C1} 可取 $300k\Omega$ 的高阻值。由于 VT_2 为场效应管, 其输入阻抗很高, 不会降低 VT_1 的等效负载电阻。 VT_3 为射极跟随器, 用来降低放大器的输出阻抗, 并提高负载能力。由 VT_1 和 VT_2 组成的两级放大器具有很高的开环电压增益。电路中 R_P 为直流负反馈调节电位器, R_F 及与其串联的 $33\mu F$ 电容组成交流负反馈。放大器具有稳定的增益和直流工作状态。其总增益 $K_V = (R_F + R_E)/R_E$, 改变 R_F 可以调节 K_V 。调节 R_P 使 VT_3 的射极电压为 $10V$, 放大器即为正常工作状态。电路的稳定性相当好, 不用接高频补偿电容即能工作在 $5 \sim 500kHz$ 的频率范围内。不过, 它的输入信号应当很小。

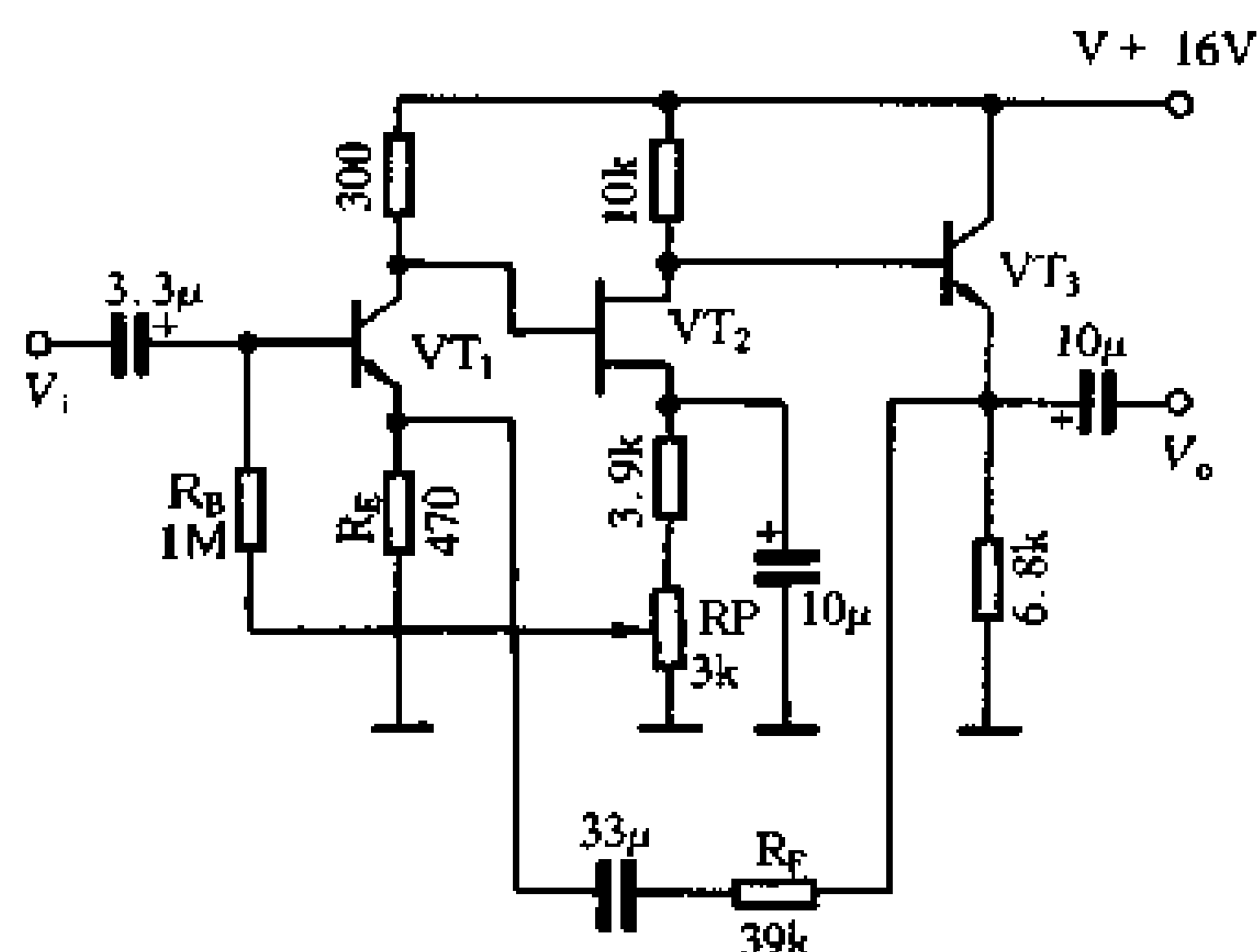


图 8-7 晶体管和场效应管组成的高增益放大器

8.3 提高放大器的输入阻抗

8.3.1 采用负反馈提高放大器的输入阻抗

普通无反馈的晶体管共射放大器的输入阻抗较低, 一般在数百欧至数千欧之间, 如图 8-8, 并可用公式 $K'_V = \frac{\beta R_C}{r_{ie} + R_s}$ 来估算。

式中: β ——晶体管电流放大倍数 (即 h_{ie});

R_s ——信号源内阻;

r_{ie} ——晶体管的基极输入电阻 (h_{ie})。

按照公式, 要把输入阻抗提高到数百千欧以上, 则要采用工作于微电流状态下的超 β

晶体管才行。而采用负反馈技术则很容易将放大器的输入阻抗提高到兆欧级。不过利用负反馈来提高输入阻抗，是以牺牲增益为代价来换取的。因此，只能在放大器具有充足的增益余量(即开环增益很高)时，才可以采用。

并非所有的负反馈都能提高放大器的输入阻抗，而是只有串联型负反馈(电压的和电流的)才能提高放大器的输入阻抗。而串联电压负反馈不仅能提高放大器的输入阻抗，而且能降低输出阻抗，这对大多数电路来说是很适宜的。

射极跟随器是负反馈系数 $F=1$ 的典型的串联电压负反馈电路，它常被用来作电压放大器的输入级。它的输入电阻可用公式

$$R'_i = R_B // R_i \text{ 来计算}$$

式中： $R_i = r_{be} + (1 + \beta)R'_E$ ， $R'_E = (1 + \beta)R_E$ ；

R'_E ——等效射极负载电阻， $R'_E = R_E // R_L$ 。

一般来说，加有较深负反馈电路的输入阻抗为未加负反馈时的 $(1 + K_O F)$ 倍。

应该指出，采用串联电压负反馈，在理论上可以把放大器的输入阻抗提高 $(1 + K_O F)$ 倍。然而在实际上并不能达到这样的高阻抗。其原因是在理论运算中忽视了晶体管集电极—基极之间的交流电阻 r_c 的分流作用。因为这个 PN 结电阻是与放大器的输入端并联的，它的阻值通常为 $0.1 \sim 10M\Omega$ 。因此，不采用专门的措施，晶体管放大器的输入阻抗是不可能进一步提高的。在一般放大电路中采用集电极自举来克服集电结交流电阻对输入阻抗的影响。

8.3.2 采用自举电路提高输入阻抗

在第一章的 OTL 功放电路中曾介绍过集电极自举电路，它通过自举电容的充电作用将集电极电压提高，使输出管在信号的正半周输出电压与负半周输出电压对称。除此以外，集电极自举还能提高电路的输入阻抗和提高电路增益。当然，由于自举电容的影响，电路的低频响应会受到一定限制。在高保真音响电路中应适当限制其应用。

除了集电极自举外，还有基极自举电路，利用基极自举可以提高放大器的输入阻抗。在图 8-9 的射极输出电路中，若不考虑偏置电阻 R_{b1} 、 R_{b2} 的分流作用，其输入阻抗可用 $R_i = r_{be} + (1 + \beta)R'_E$ 来表示。

但 R_{b1} 、 R_{b2} 对基极的分流作用实际上是存在的，不能不予考虑，因此电路的输入电阻必然要改变。对于交流信号来说，基极偏置电阻 R_{b1} 与 R_{b2} 是并联的，其并联阻值为 $R_b = R_{b1} // R_{b2}$ ，电路的实际输入阻抗为 $R_i = R'_i // R_b$ ，如图 8-9 (b)。在图 (b) 中，若取晶体管的 $\beta=100$ ， R_e 、 R_L 按图 (a) 中所给数值，按式 $R'_i = r_{be} + (1 + \beta) \cdot R'_E$ 计算， $R'_E = R_e // R_L = 1k\Omega$ ， $r_{be} = 1k\Omega$ ，则： $R'_i = 102k\Omega$ 。若按 $R_i = R'_i // R_b$ 来计算，由于 $R_b = R_{b1} // R_{b2} = 20k\Omega$ ，则 $R_i = 17k\Omega$ 。可见，实际输入阻抗 R_i 比 R'_i 小得多。

为了降低偏置电阻 R_b 对基极的分流作用。采用了如图 8-10 的电路。该电路中加入了 R_{b3} 和电容 C，这个电路称为“基极自举电路”。为了便于分析，将图 8-10(a) 画出它的交流等效

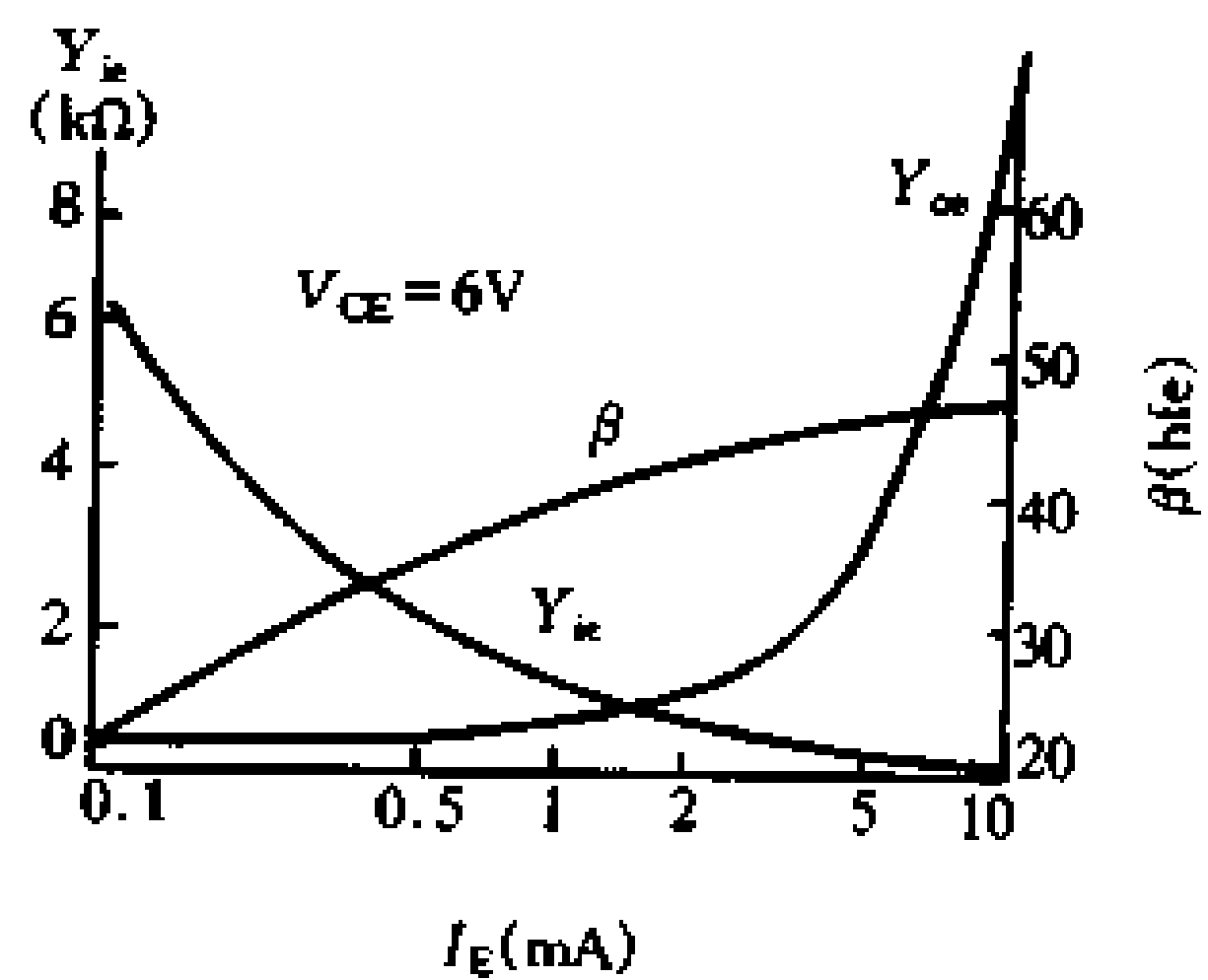


图 8-8 晶体管 (3DG4) 的 β 、 r_{oe} 、 r_{ie} 与 I_E 的关系

电路如图(b)。图中, $R_b = R_{b1} // R_{b2}$, $R'_e = R_L // R_e$ 。由图可知, 电容 C 将输出电压 V_o 全部反馈到 R_b (R_{b1} 、 R_{b2})、 R_{b3} 的公共点 A。当 C 足够大时, $V_A = V_o$, 又根据射极跟随器的跟随特性可知, $V_o = V_i$ 。因此 $V_i = V_A$ 。这个结论正是该电路的关键。它表明, 电阻 R_{b3} 两端(即 A、B 两点间)对交流信号来说近似于等电位。因此流过 R_{b3} 的输入信号电流 $i_{b3} \approx 0$ 。我们知道, 对信号源而言, 只有 R_{b3} 的交流等效阻抗近似于无穷大时, 才会有 $i_{b3} \approx 0$ 。由此可见, 增加了 R_{b3} 和 C 以后, 偏置电路的分流作用就大大降低了, 也就是电路的输入阻抗 R_i 提高了。

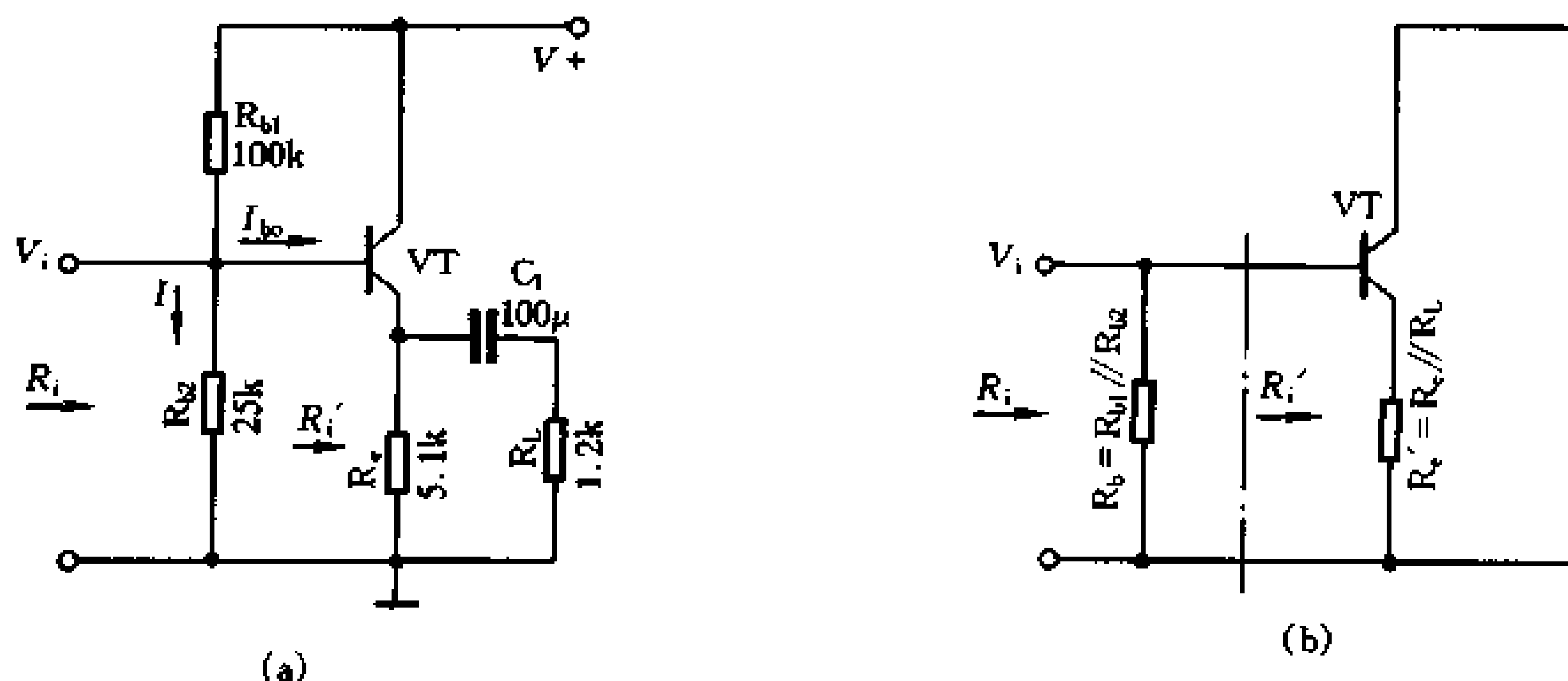


图 8-9 射极输出器电路分析

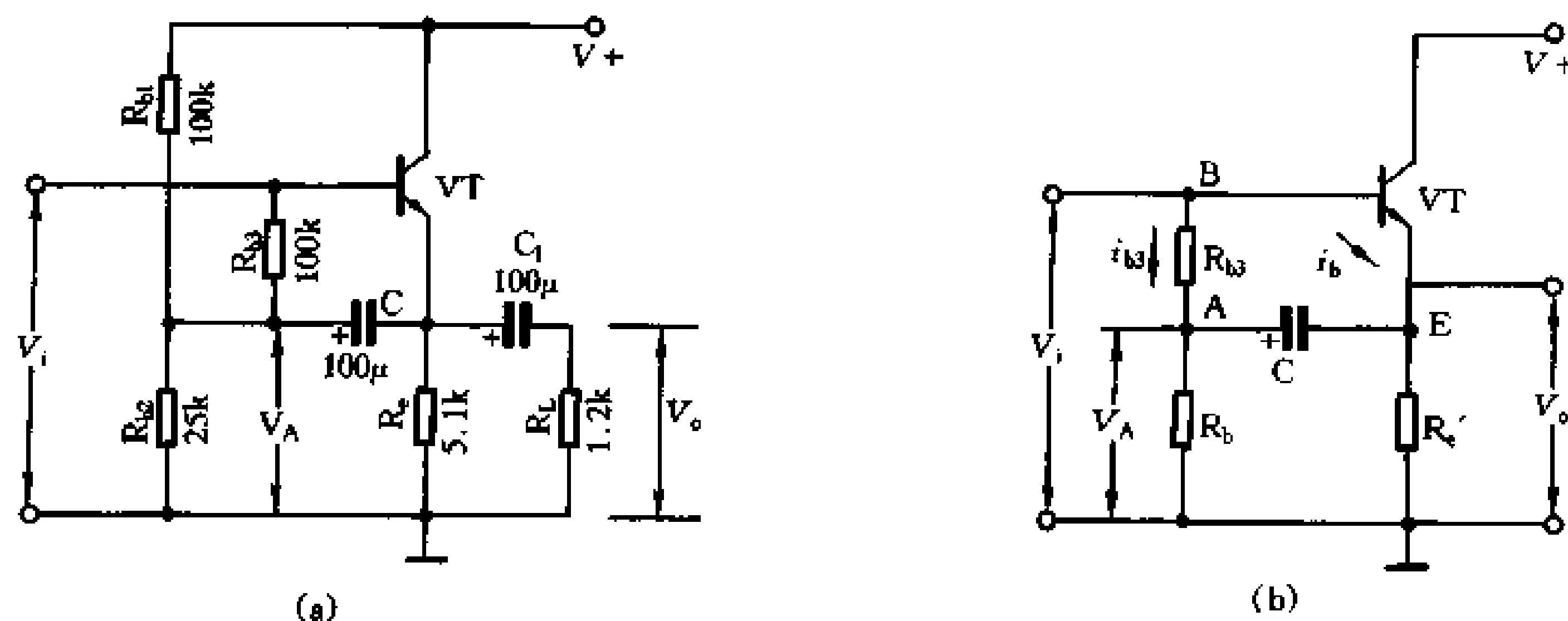


图 8-10 基极自举电路分析

基极自举电路使输入阻抗提高了多少呢? 在图(b)中, 信号源 V_i 引起的输入电流分为两路, 即 i_b 和 i_{b3} 。其中 $i_b = \frac{V_i - V_o}{r_{be}}$, $i_{b3} = \frac{V_i - V_o}{R_{b3}}$, 因为 $r_{be} = 1\text{k}\Omega$, $R_{b3} = 100\text{k}\Omega$, r_{be} 比 R_{b3} 小得多, 所以 i_b 比 i_{b3} 大得多。而 i_{b3} 对于 i_b 来说可以忽略不计。这样, 电路的输入电流就可以近似地看作等于 i_b 了。由于输入阻抗等于输入电压与输入电流之比, 因此 $R_i = V_i / i_b$, 由于 i_b 就是晶体管的基极电流, 所以 R_i 便可由下式求出。

$$R_i = r_{be} + (1 + \beta)(R'_e // R_b)$$

式中: $R'_e = R_e // R_L$, $R_b = R_{b1} // R_{b2}$

由于 R_b 比 R'_e 大得多, 所以

$$R_i = r_{be} + (1 + \beta)R'_e$$

这便是开始就提到的不考虑偏置电阻的分流作用时，射极跟随器的输入阻抗 R'_i 。

这种电路是由于自举电容 C 的反馈作用，使基极电阻 R_{b3} A 端的电位被举高到与它的 B 端电位近似相等，因此称为“基极自举电路”。

电路中，电容 C 的容量应足够大，以保证 $V_A \approx V_E$ 。当最低工作频率为 f_L 时，应当使 $C \geq 10^6 / 2\pi f_L R'_e (\mu F)$ 。对于 R_{b3} ，它的主要作用是使晶体管的基极与偏置电阻 R_b 隔离，它的阻值应取得较大，但是因它还要有基极偏流流过，应当使 $R_{b3} \geq (3 \sim 10) R_{b1} // R_{b2}$ 。

8.3.3 用场效应管提高输入阻抗

场效应管具有很高的输入阻抗，可以制成高输入阻抗放大器。但是，在场效应管放大器中，输入端的分布电容和密勒效应电容对高频的影响很大。另外，随着工作频率的升高，场效应管的输入阻抗也将逐渐降低。因此，采用不加负反馈的共源极场效应管放大器，不可能在很宽的频率范围内获得很高的输入阻抗。因此采用场效应管制作高输入阻抗的宽频带放大器，应采用加有串联电压负反馈的放大器或采用源极跟随器。

图 8-11 是用场效应管和双极型晶体管组成的高输入阻抗宽频带前置放大器。图中，场效应管 VT_1 组成共源放大器，它的漏极输出直接耦合到 PNP 晶体管 VT_2 的基极。 VT_2 的集电极输出又经 R_5 和 R_3 分压后反馈到 VT_1 的源极，形成很深的串联电压负反馈，从而大大改善了放大器的频率响应，并提高了其输入阻抗。按图中各元件数值，电路的电压增益 $K_V = 2.7$ ，输出阻抗等于 80Ω ，通频带达数兆欧。加大 R_5 可以提高放大器的总增益， K_V 可大于 100 倍。但随着 K_V 的提高，频率响应则随着降低。

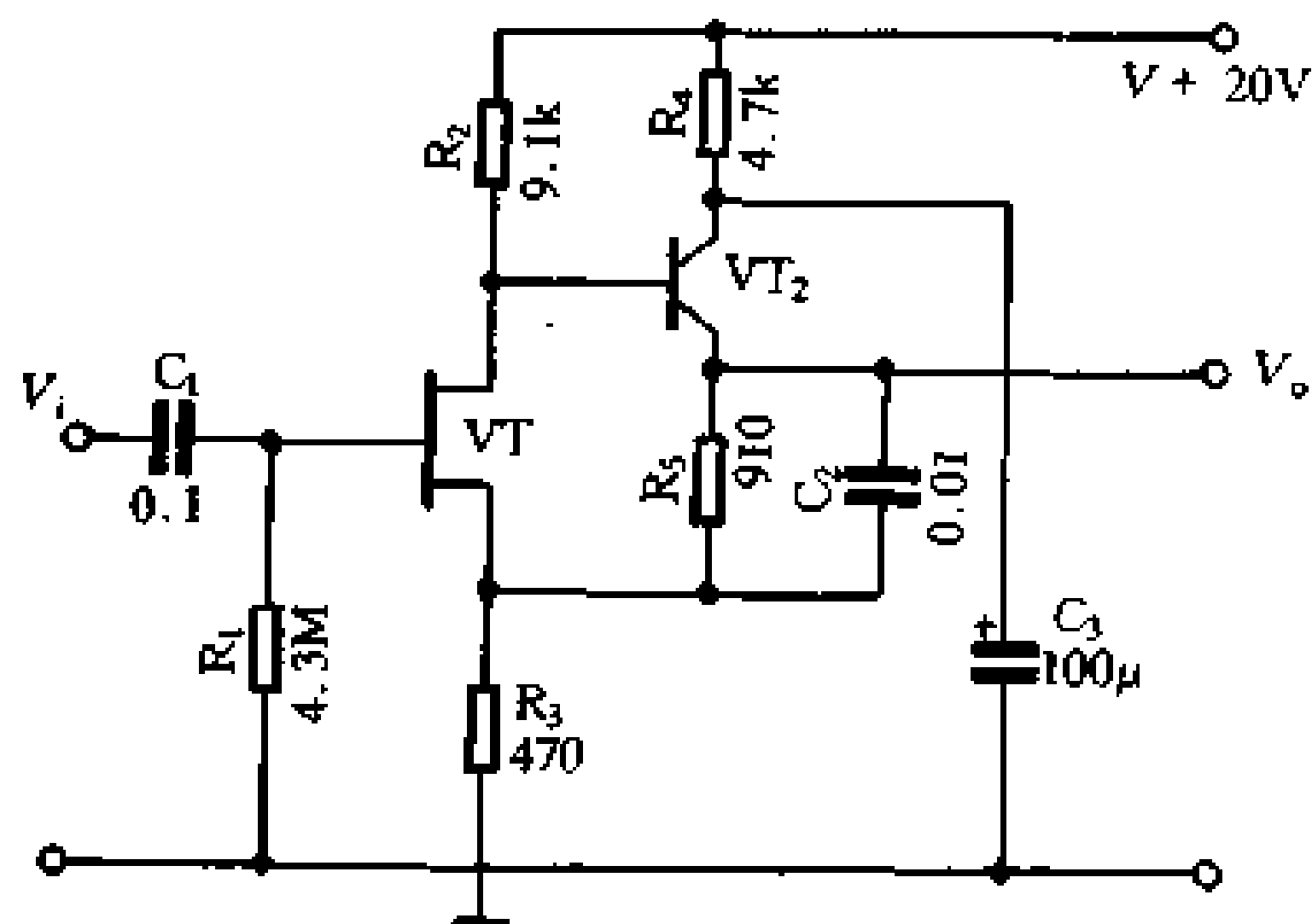


图 8-11 场效应管高输入阻抗宽带放大器

8.4 改善放大器的频率特性

在放大电路中，除了输入、输出耦合电容 C_1 、 C_2 外，还有发射极电阻旁路电容 C_E 。此外，还有看不见的但实际上存在的晶体管的极间电容和电路布线的分布电容，这些电容都会影响放大器的频率特性，其等效电路如图 8-6 所示。图中， C_i 为放大器输入端的分布电容与晶体管的输入电容之和； C_{cb} 为晶体管 C-B 间的极间电容和布线寄生电容之和； C_o 为放大器输出端的分布电容和晶体管的输出电容之和。

从定性分析中可知，在低频段由于 C_1 、 C_2 的容抗大，使低频信号的耦合损失增大，造成低频输出电压下降。此外，由于 C_E 在低频时的容抗增大而引起负反馈，也会使放大器的低频增益下降。

在高频段，由于输入端电容 C_i 的分流效应，将使流入晶体管基极的电流减小，造成

高频输出信号减小；在输出端，由于 C_o 与 R'_c 并联，相当于减小了集电极等效负载电阻，使放大器的高频增益下降。另外，跨接在晶体管 C-B 极之间的电容 C_{cb} 会产生密勒效应，其作用相当于在放大器输入端并接了一个容量等于 C_m 的电容（叫密勒电容）。这个电容值比 C_{cb} 要大大约 K'_V 倍，故其影响很大，它的值约等于 $C_m = (1 + K'_V)C_{cb}$ 。 C_m 的值有时高达 1000pF 以上，因此它对高频的影响较大。

由上式可知，放大器的增益 K'_V 越高，密勒电容 C_m 越大；放大器的输入电阻越大， C_m 的影响也越大。 C_m 的存在使放大器的高频增益下降。此外，电容 C_{cb} 还会造成寄生反馈，使放大器产生波形失真和高端自激现象。因此在高保真放大器中，要设法减小电容 C_{cb} 和 C_m 的影响。

在低频截止频率 f_L (Hz) 下，耦合电容 C_1 、 C_2 和旁路电容 C_E 的值可按下列公式估算：

$$C_1 > \frac{320}{f_L (R_B + R_S)} (\mu F)$$

$$C_2 > \frac{320}{f_L (R_C + R_L)} (\mu F)$$

$$C_E > \frac{200 \cdot \beta}{f_L (R_s + r_{ie})} (\mu F)$$

式中： R_S ——信号源内阻（或前级输出阻抗）；

R_B ——基极等效偏置电阻 ($R_B = R_{B1} // R_{B2}$)；

R_C ——晶体管集电极电阻 (k Ω)；

R_L ——放大器的负载电阻 (k Ω)；

r_{ie} ——晶体管的基极输入电阻 (k Ω)。

三个公式是同时考虑三者的影响时的估算公式，用其中每一个公式计算出的值都能保证该电容在低频 f_L 时输出幅度下降不大于 1dB。三个电容中， C_E 影响最大，其电容量也需较大的数值。

在高频段，分布电容和极间电容一般是难以改变的。为了获得较高的截止频率 f_H ，一般可通过选取较小的 R_C 值，使 R_C 远小于分布电容的容抗。可用下式估算：

$$f_{H\alpha} = \frac{160}{R'_C [k\Omega] \cdot C_o [pF]} [MHz]$$

式中： R'_C ——集电极等效负载电阻 ($R_C // R_L$)；

C_o ——放大器输出端的分布电容和晶体管的输出电容之和。

8.4.1 改善低频响应的方法

影响放大器低频响应的主要原因是耦合电容的低频截止频率和晶体管的射极旁路电容的容量。选择耦合电容 C_1 、 C_2 和射极旁路电容 C_E 的公式如前。其中尤其要注意射极旁路电容。在一般的 RC 耦合式放大器中，其基极耦合电容 C_B 大于 10 μF 即能获得满意的低频截止频率。后级输入阻抗越高， C_B 可选用越小的容量。但是， C_E 则需选用足够大的容量才能满足要求，而且几乎与射极电阻 R_E 的大小无关。

要改善放大器的低频响应，最好的办法是采用直接耦合式放大电路，并采用不加射极

旁路电容器的负反馈电路。

8.4.2 改善放大器的高频响应

放大器的高频响应主要与晶体管的输入、输出电容以及分布电容等因素有关。要补偿这些电容对高频响应的影 响，除了减小晶体管的负载电阻 R_C 之外，还可以采用与负载电阻串联电感或与射极负反馈电阻并联高频补偿电容，以及在级间插入射极跟随器进行阻抗变换等方法。不过这些方法仅在晶体管高频和视频放大器中使用。在低频电压放大器中，为了减小动态失真并简化电路，则主要采用减小负载电阻 R_C 或施加串联电压负反馈等方法来改善放大器的高频响应。另一方面，由于低频电压放大器的单级增益很高，密勒效应电容对高频响应的影 响比较大。因此，在高保真放大器中，选用集电结电容 C_{cb} 小的晶体管也是十分重要的。不少专为高保真低频放大器设计的进口管，不但线性好，而 C_{cb} 非常小。例如：2SA726、2SA640、2SA872 等。

此外，晶体管的极间电容如果太大，还会因其开关特性不良而产生瞬态互调失真。研究和实践都表明，各种晶体管均有相应的频率特性，因而表现出各自不同的音色。因此，在要求较高的高保真放大器中，一定要选择性能优良的晶体管。

在高保真放大电路中，为了提高电路的稳定度，往往采用差动放大电路，如图 8-12 所示。同时，为了提高输入阻抗并降低噪声，第一级差动电路一般采用结型场效应管。在这种两级差动放大电路中，放大器的总增益、频率特性和失真度等主要指标主要由第二级差动电路的参数决定，而第一级的影 响较小。下面来分析影 响放大器高频响应的各种因素。

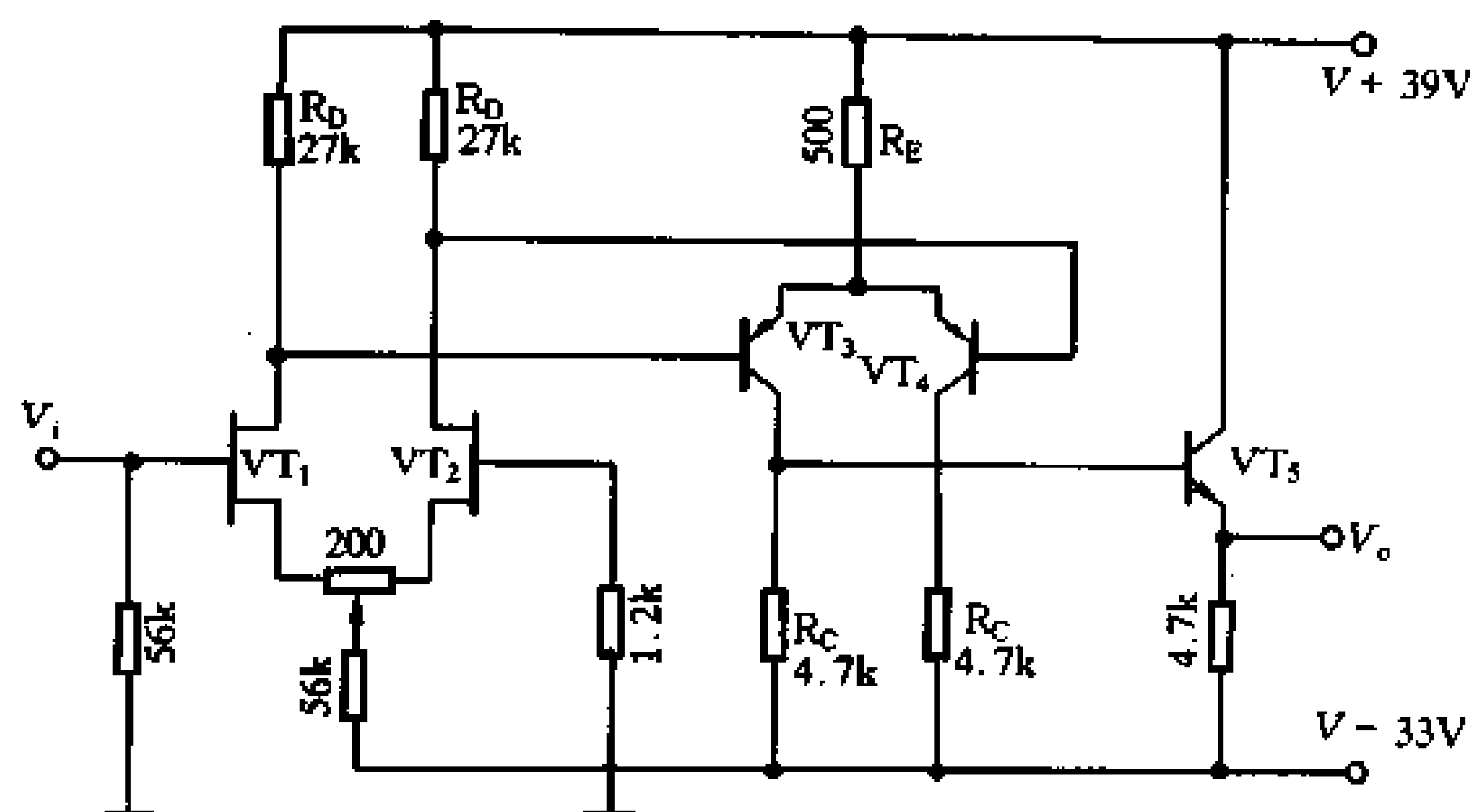


图 8-12 差动电压放大电路

1. 负载电阻 R_C 的影 响

当第二级差分管 VT_3 、 VT_4 集电极负载电阻 R_C 变化时，中、低频增益 K_V 及高频截止频率 f_c 均发生改变。当 R_C 减小时，中、低频增益降低，而高频截止频率 f_c 则提高。

在评定晶体管的频率特性时，有时要采用增益带宽积来表示，即 $f_T = K_V \cdot f_c$ 。一般来说，当晶体管的工作电源的电压确定后，放大器的 f_T 几乎是不变的。例如：

R_C	K_V	f_C	$f_T = K_V \cdot f_C$
47k Ω	73.6dB	4.54kHz	21.7MHz
10k Ω	64.9dB	12.6kHz	22.2MHz

2. 晶体管结电容 C_{ob} 的影响

由于密勒效应电容主要由晶体管的极间电容 C_{ob} 决定。因此，选用 C_{ob} 小的晶体管能改善放大器的增益带宽积，从而可改善放大器的高频响应。例如：两种晶体管 2SA726 和 2SA640。比较如下：

$$f_T = K_V \cdot f_C$$

$$2SA726 \quad 6030(75.6\text{dB}) \times 10\text{kHz} = 60.3\text{MHz}$$

$$2SA640 \quad 5010(74\text{dB}) \times 4.8\text{kHz} = 24.2\text{MHz}$$

前者是后者的 2.5 倍，而且 2SA726 的失真度和噪声也略比 2SA640 的低些。

3. 晶体管的 $h_{fe}(\beta)$ 的影响

晶体管的放大系数 h_{fe} 对放大器的总增益和频率特性也有影响。 h_{fe} 较小的晶体管，其增益较低， $K_V \cdot f_C$ 也有所下降。当放大器不用射极跟随器 VT_5 时，高频响应也会变差。因此不能选用 h_{fe} 太低的晶体管。

4. 器件品种的影响

改变 VT_3 、 VT_4 晶体管的型号或采用场效应管来担任 VT_3 、 VT_4 时，电路的频率特性均有变化。例如当 VT_3 、 VT_4 采用 V-FET (纵形场效应管) 管 2SK63、2SK69、2SJ19 时，频率响应较好。但增益比用双极型晶体管时要低，不能满足需要。因此，当电路采用两级差放电路时，第一级 VT_1 、 VT_2 可采用场效应管，第二级 VT_3 、 VT_4 则应采用双极型晶体管。

当 VT_3 、 VT_4 采用双极型晶体管 2SA607、2SA896 和 2SC1124 时，它们的特性为：

$$2SA607 - f_T = 588(55.4\text{dB}) \times 16\text{kHz} = 9.42\text{MHz}$$

$$2SA896 - f_T = 427(52.6\text{dB}) \times 100\text{kHz} = 42.7\text{MHz}$$

$$2SC1124 - f_T = 989(59.9\text{dB}) \times 39\text{kHz} = 38.6\text{MHz}$$

当使用不同型号的晶体管时，失真特性也不同。所以，选择时应予注意。

5. 采用共射—共基电路改善高频响应

采用共射—共基电路，可以减小密勒效应的影响，改善放大器的高频响应。共射—共基电路也可由场效应管组成，称为共源—共基电路。该电路也称霍尔曼电路，它的电路结构如图 2-11 及图 2-10、图 2-12 等。工作原理及特性分析见第二章的 2.2.5。

8.5 降低放大器的噪声

8.5.1 影响放大器噪声的因素

晶体管放大器的噪声系数主要由晶体管本身的噪声系数决定。此外，还与电路元件和

参数的选择以及与信号源的匹配情况等因素有关。

晶体管的噪声系数与晶体管的工作点、工作频率、信号源内阻、电源电压、环境温度等因素的关系如图 8-13~图 8-18。

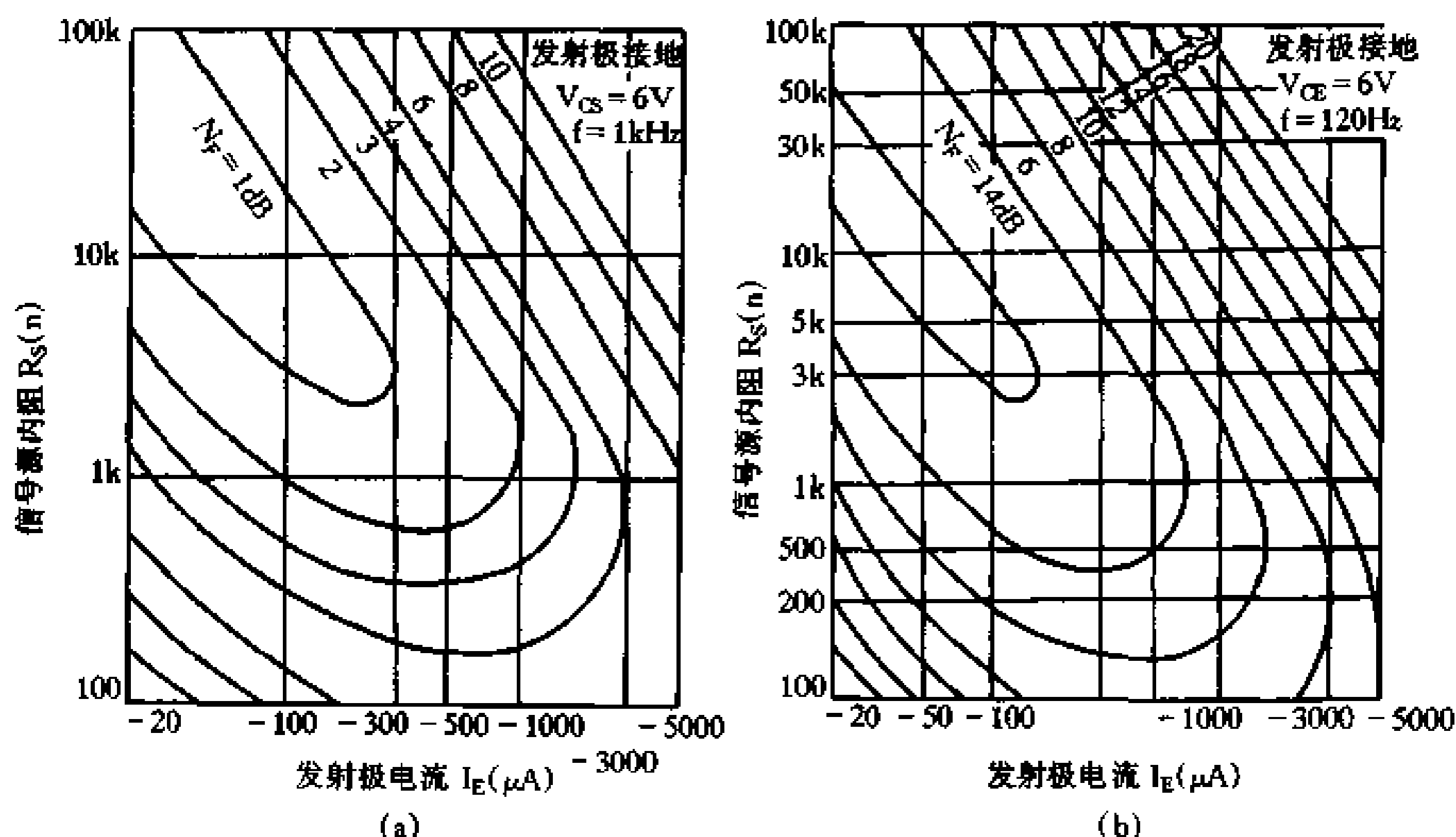


图 8-13 噪声等值曲线

图 8-13(a)是某型晶体管在低频[1kHz]时的工作电流 I_E 和信号源内阻 R_S 与噪声系数 N_F 的关系。图中每条曲线上的各点具有相同的噪声系数,称为噪声等值曲线或等 N_F 曲线。由图可知, N_F 的最佳值区域是比较宽的。在不同的 I_E 下, R_S 的最佳值是不一样的。例如,当信号源内阻 R_S 为 $1k\Omega$ 时, I_E 为 $200\sim 500\mu A$ 时可获得最小的 N_F 值。图 8-13(b)是同一晶体管在 120Hz 时的噪声等值曲线。与图(a)比较可知,随着频率的降低,噪声系数在增大。共发射极电路的输出电阻与低噪声系数所要求的最佳信号源内阻比较接近,易于实现功率匹配和噪声匹配,有可能同时获得最大增益和最低噪声系数,这是共射电路的优点。

图 8-14(a)是晶体管噪声系数 N_F 与工作频率的关系。这种关系称为噪声频谱。由图可知,当频率 $f < f_1$ 时, N_F 随频率的降低而上升,称为 $1/f$ 噪声。 f_1 一般在 1kHz 以下。 f_1 由晶体管的制造工艺质量决定,管芯表面处理工艺质量好的管子 f_1 较低。当频率在 $f_1\sim f_2$ 时,噪声系数基本不变,这段是白噪声。当频率在 $f > f_2$ 时,噪声系数随频率升高而增大。 f_2 约为 $f_a \sqrt{1-\alpha_o} (= \sqrt{f_a \cdot f_\beta})$ 。通常使晶体管工作于 $f_1\sim f_2$ 之间。在高频段工作时,应选用 f_2 高的管子, (f_T 或 f_2 较高的管子); 在低频段工作时,应选用 f_1 低的管子。在不知道管子的 N_F 值时,可选用 r'_{bb} 小, f_T 大的管子。图 8-14(b)、(c)是 3AG32 型晶体管的 $1/f$ 噪声与高频噪声的实测数据。

图 8-15 是晶体管的 V_{CE} 电压与噪声系数 N_F 的关系。它说明了低噪声放大级宜采用较低的工作电压。

图 8-16 是噪声系数 N_F 与工作电流 I_E 的关系。一般高频管 $I_E = 1\sim 2mA$ 为最佳工作电流。

图 8-17 是 N_F 与信号源内阻 R_S 的关系实例。由图可知,当信号源内阻选择不当时,噪声系数会增大。

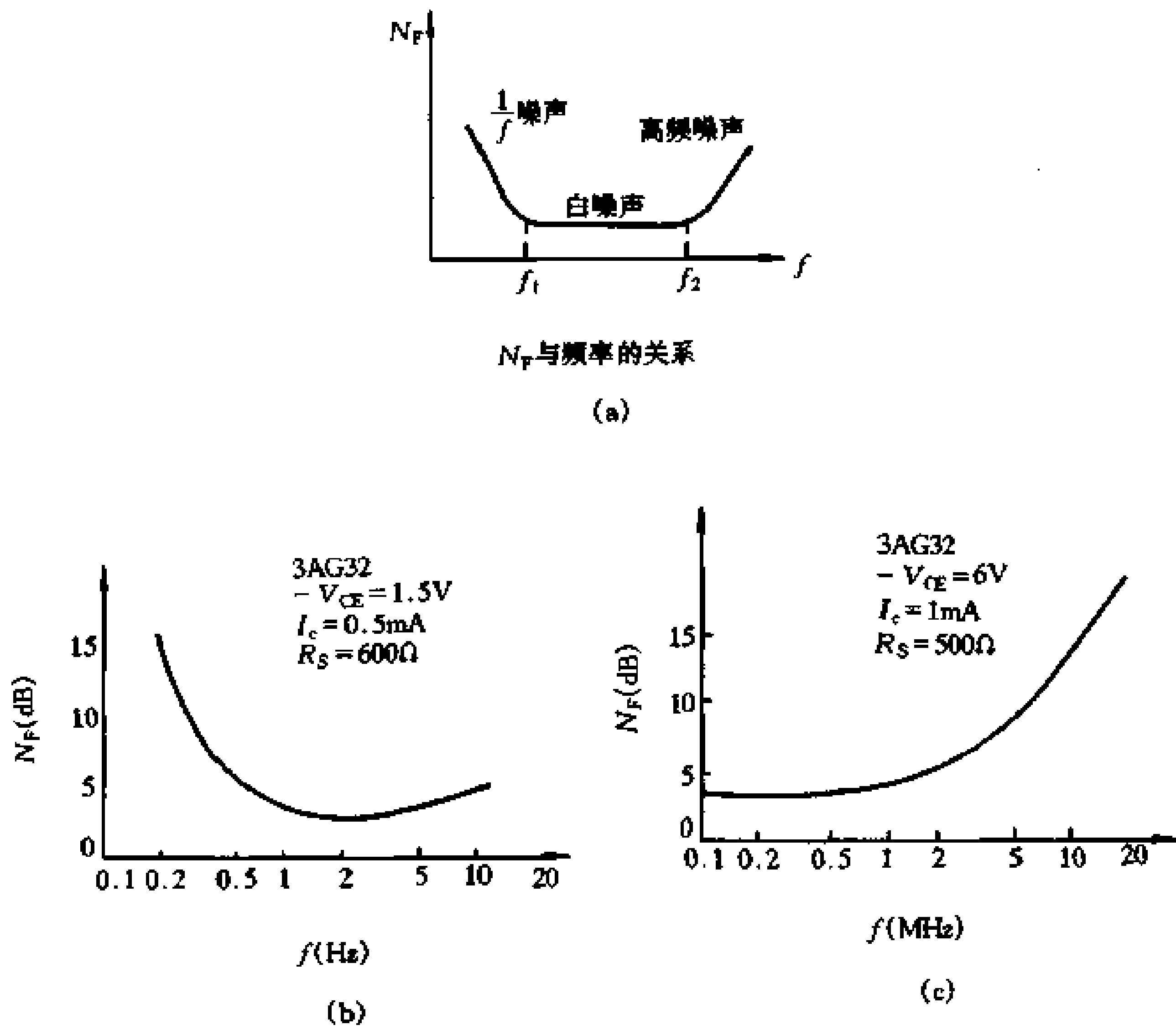


图 8-14 噪声系数 N_F 与工作频率的关系

图 8-18 是噪声系数 N_F 与工作温度 T 的关系。温度越高，噪声越大。因此，前置放大级应注意散热，并远离发热元件。

此外，还应指出，不同的晶体管的噪声特性曲线也不相同；在不同的频率范围内，晶体管获得最佳噪声系数的条件也不完全相同。应当通过调整来选择最佳工作状态。

在多级放大器中，放大器的总噪声系数主要由第一级放大器的噪声系数决定。因此第一级放大级必须选用低噪声晶体管并进行低噪声电路设计。

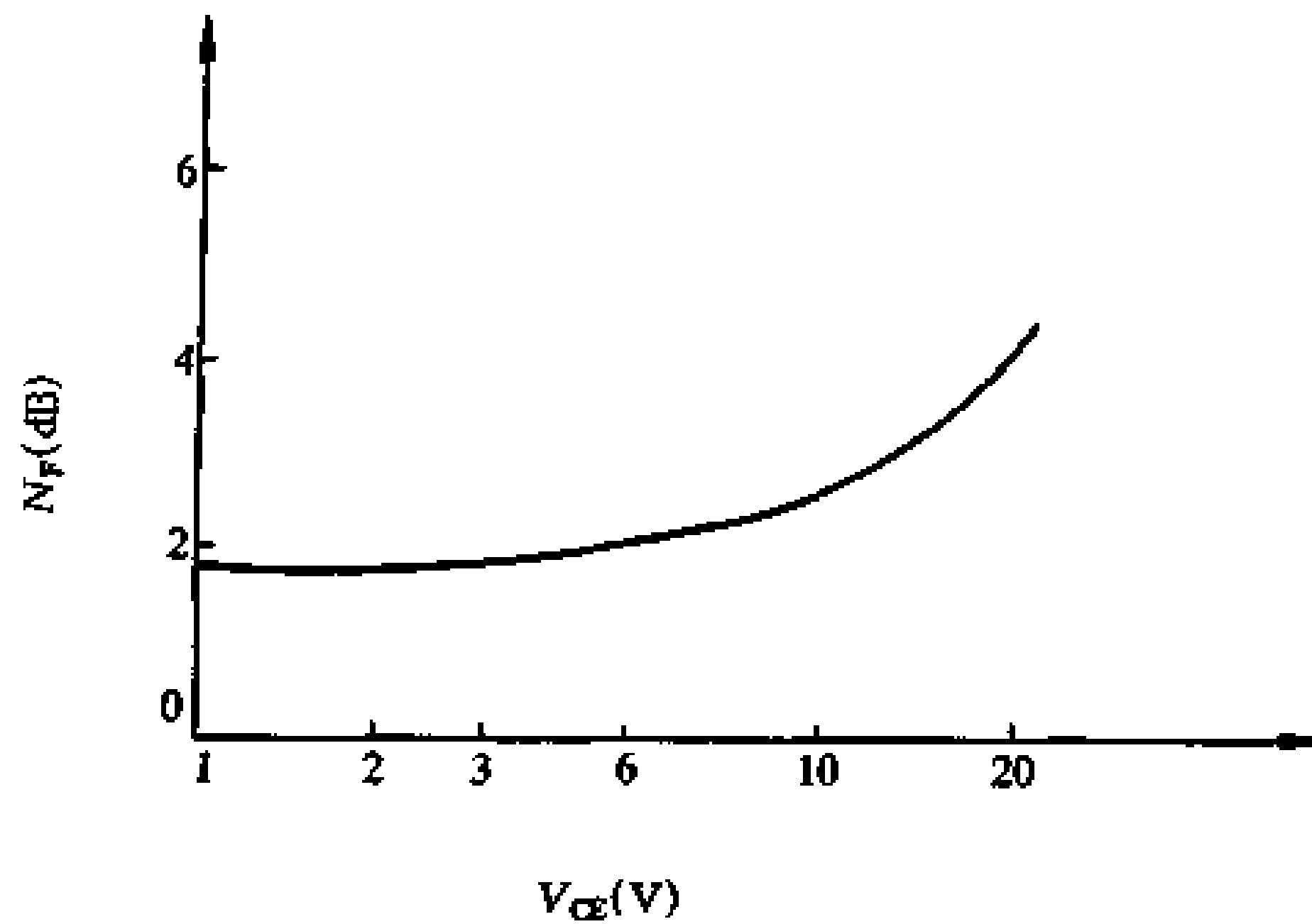


图 8-15 晶体管 V_{CE} 与 N_F 的关系

由图 8-13 可知，晶体的最佳噪声信号源内阻较小，如果需要高输入阻抗的低噪声放大器，可采用低噪声的场效应管。场效应管的最佳噪声信号源内阻为数兆欧。

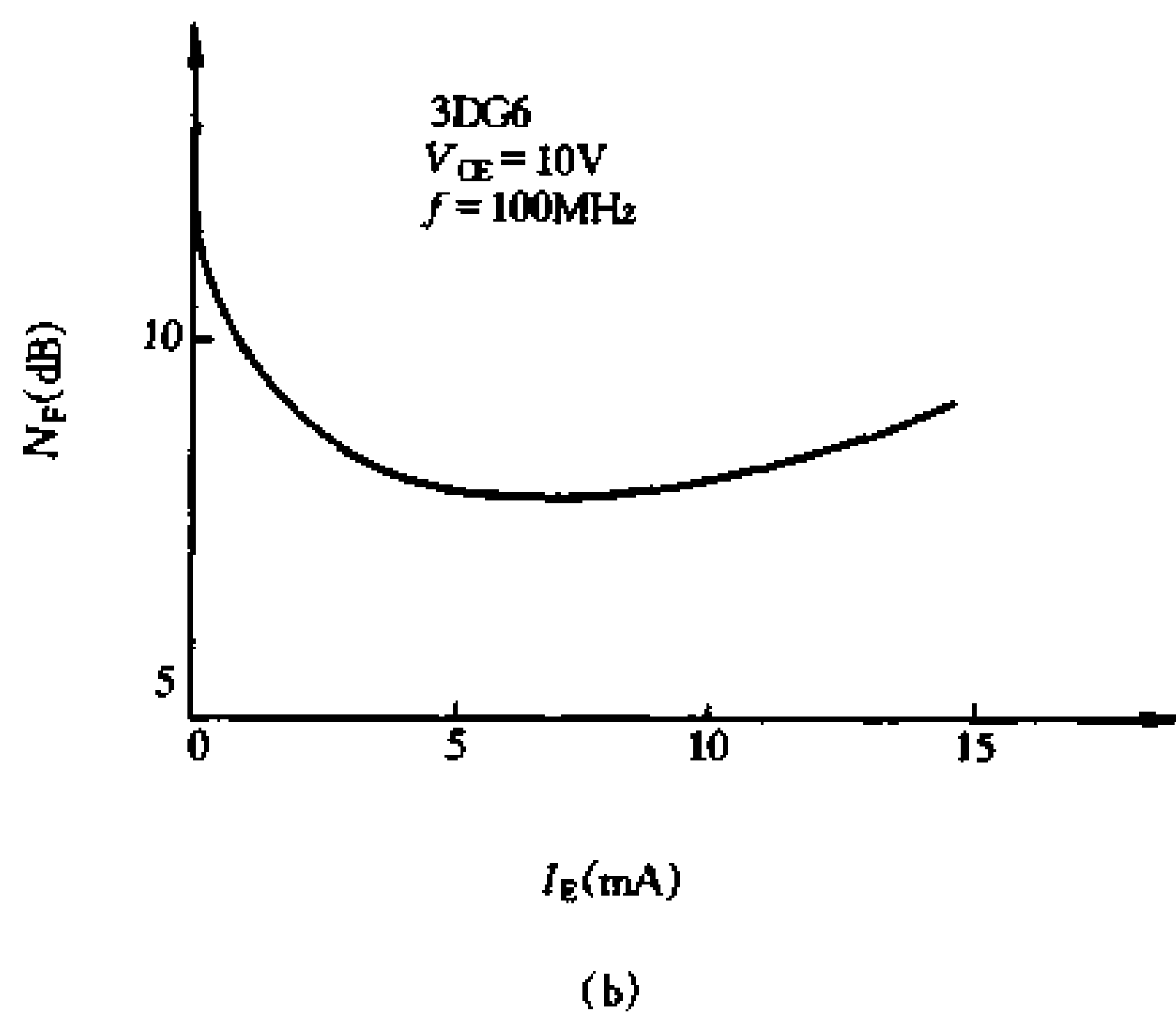
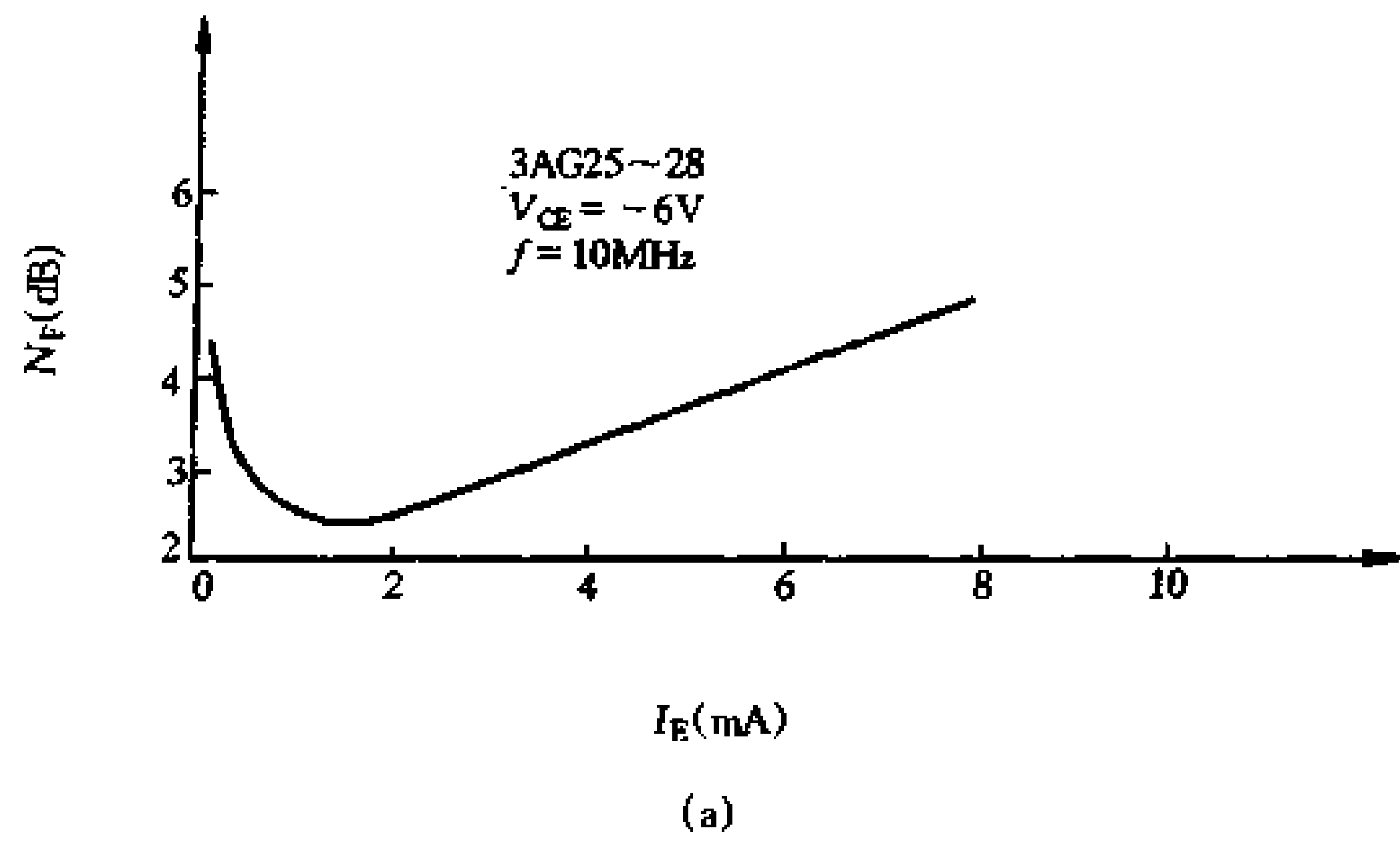


图 8-16 N_F 与工作电流 I_E 的关系

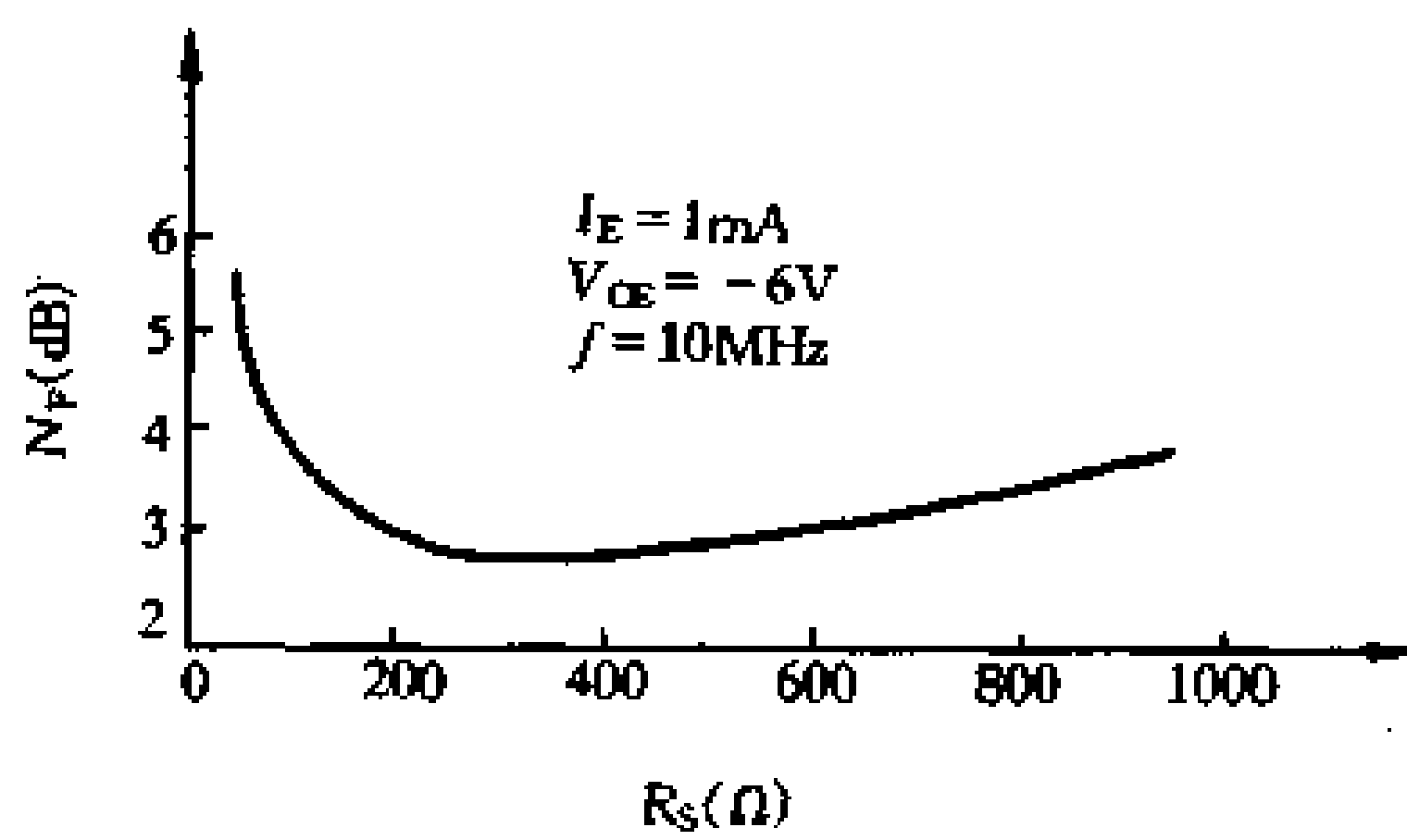


图 8-17 N_F 与信号源内阻的关系

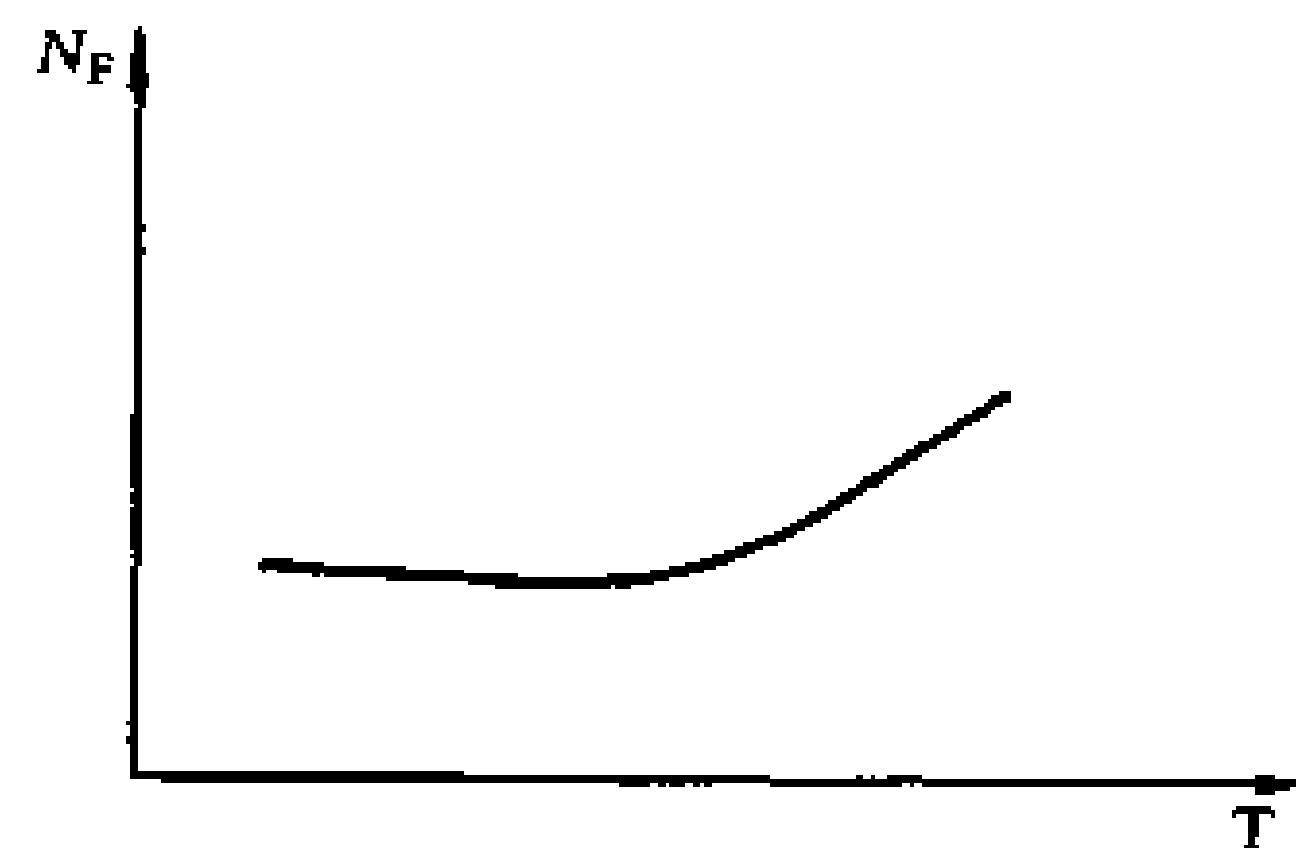


图 8-18 N_F 与工作温度 T 的关系

8.5.2 低频电压放大级的低噪声电路设计

在低频小信号前置放大器中(例如话筒放大器等),由于输入信号电平较低,一般只有 $100\mu\text{V}\sim 1\text{mV}$,放大器的增益高,其输入级的噪声对放大器的信噪比影响较大。如果设计或调整不当,会严重恶化放声质量。因此,在这些低频前置放大器中,应在首先满足低噪声工作条件的前提下进行电路设计。对一般晶体管低频电压放大器来说,输入级的噪声主要是由晶体管产生的。它基本上不受电路组态和整机负反馈的影响;但可以通过选择低噪声晶体管,并选择适当的工作点和信号源内阻将噪声控制在最小的范围内。

从图 8-13~图 8-18 中可知,晶体管存在着一个最佳噪声工作状态范围。不过它们仅说明在不同工作条件下噪声系数变化的一般规律。在实际中,每种晶体的最佳噪声工作状态和噪声系数各不相同,有的甚至相差很大,所以设计低噪声电路,应该根据晶体管制造厂提供的噪声特性曲线来选择最佳工作点。如果没有相应的噪声特性曲线,就只能根据一般规律及试验来设计电路。这些规律一般为:采用噪声系数小于 3dB 的低噪声高 β 晶体管;为了使放大器的晶体管工作于低噪声状态,应使用较低的集电极电压和较小的发射极电流。一般来说,当发射极电流降低时,噪声系数则减小。不过,当发射极电流过小时,因晶体管的电流放大系数急剧下降,噪声又将增大。通常最佳低噪声工作电流约为 $10\mu\text{A}\sim 500\mu\text{A}$ 。对于锗管因其 I_{CEO} 较大,为了提高工作点的稳定性,发射极电流取得大一些 ($>100\mu\text{A}$);而硅管则可取得小一点。

普通晶体管在 $10\mu\text{A}\sim 100\mu\text{A}$ 工作电流下电流放大系数下降得很厉害,不适宜用作低噪声前置放大器。因此必须采用能在小电流下也具有高 β 的超 β 管。

此外,由于晶体管的噪声系数还与信号源内阻有关。在低频放大器中,最低噪声信号源内阻约在 $500\Omega\sim 2\text{k}\Omega$ 之间。因此,输入级采用共射极放大电路可以得到较佳的信号源噪声匹配和增益匹配。随着发射极电流的减小,最佳信号源内阻将增大。在要求高输入阻抗的低噪声放大器中,可采用低噪声场效应管作输入级。场效应管的噪声系数一般比晶体管小,而且它几乎与静态工作点无关。

图 8-19 是几种实用的低噪声前置放大电路。它们采用了不同的低噪声电路结构。

一、采用低噪声晶体管

图 8-19(a)是采用国产低噪声管 2G213 和 2G212 组成的前置放大电路。其中 VT_1 的 I_{C} 为 $50\mu\text{A}$,适用于信号源内阻为 $10\text{k}\Omega$ 的场合,如用作录音机的放音前置放大器等。用开关 SA 改变交流反馈网络就可以获得唱片(RIAA)或磁带录音(NAB)所需的频率均衡特性。图中, R_{E} 对等效输入噪声有影响,当 R_{E} 增大时噪声也增大。若采用差分输入形式,就可以避免 R_{E} 对噪声特性的影响。

二、采用直接耦合式输入电路

在低频前置放大器中,输入级和级间耦合电容,特别是铝电解电容常会产生较大的噪声。图 3-4 是采用低噪声场效应管 $\text{VT}_1\sim\text{VT}_{10}$ 组成的直接耦合式两级差分输入级电路,作 RIAA 电磁唱头输入均衡电路。输入均衡电路与由 VT_{11} 、 VT_{12} 组成的缓冲放大级的连接,

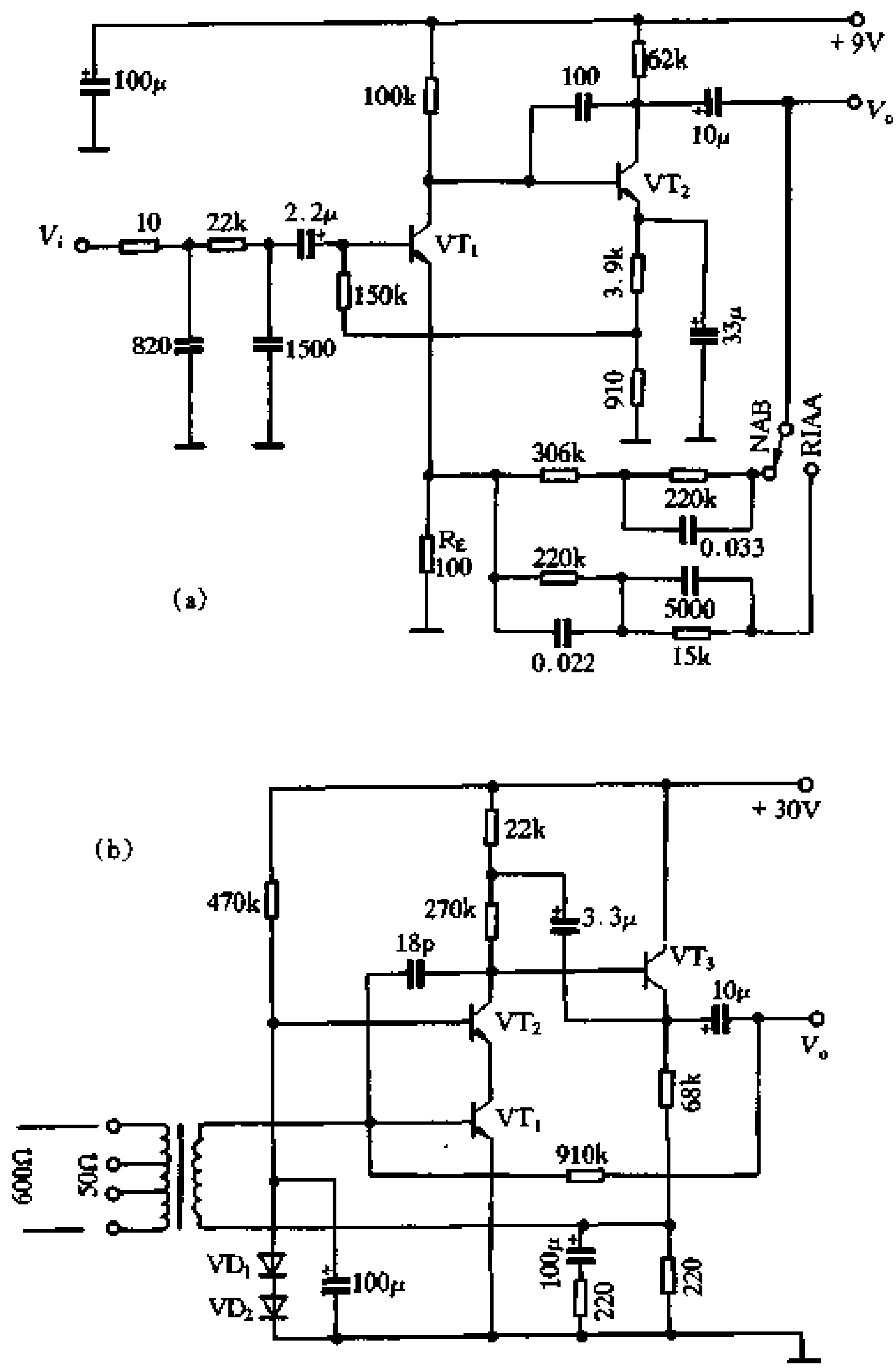


图 8-19 低噪声前置放大器

也是通过直接耦合连接的。因此，该前置输入电路具有较高的噪声指标。

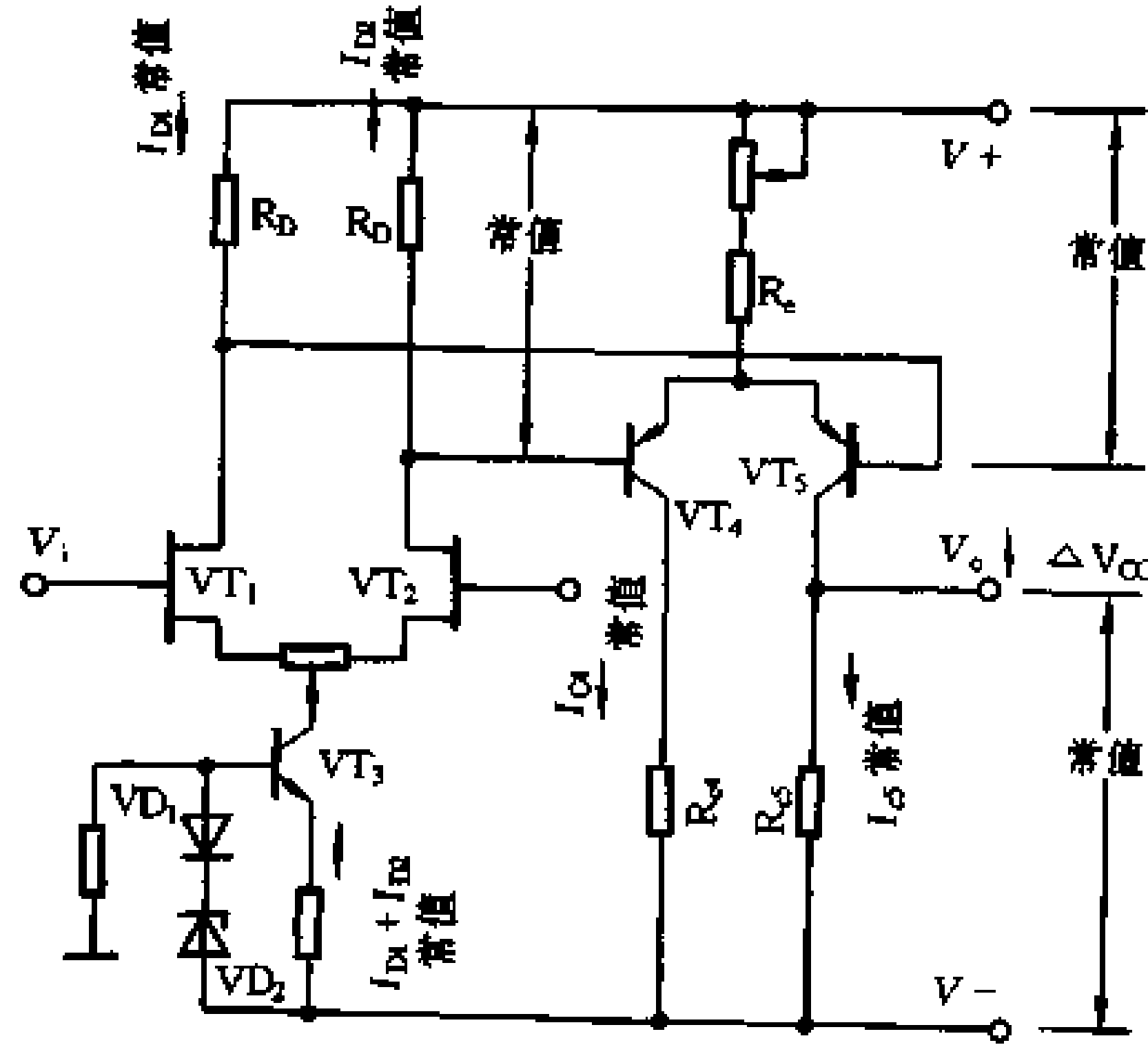
三、采用共射—共基电路

图 8-19(b)是共射—共基电路组成的动圈话筒前置放大器。图中，VT₁ 与 VT₂ 组成共射—共基放大器。VT₂ 的基极电压由二极管 VD₁、VD₂ 的正向电压偏置(约 1V 左右)。因此，VT₁ 的集电极电压就只有 0.5V 左右，而且 VT₁、VT₂ 的集电极电流仅数十微安，所以放大器的噪声很低。VT₂ 的集电极采用 VT₃ 的输入电阻作为动态负载电阻，具有很高的电压增益($K_V = 500$)。VT₃ 是射极跟随器，通过 VT₃ 的射极电路还对 VT₁ 的基极施加了交流和直流负反馈。VT₁ 的输入端通过变压器 T 与动圈式话筒连接，以适应不同阻抗的话筒。该电路噪声很低，动态范围宽、稳定性高。在输入变压器 T 的 50Ω 输入端加 60μV 信号时，输出电压可达 30mV。图中，VT₁ 要采用低噪声晶体管，VT₃ 的 h_{FE} 为 200 左右。

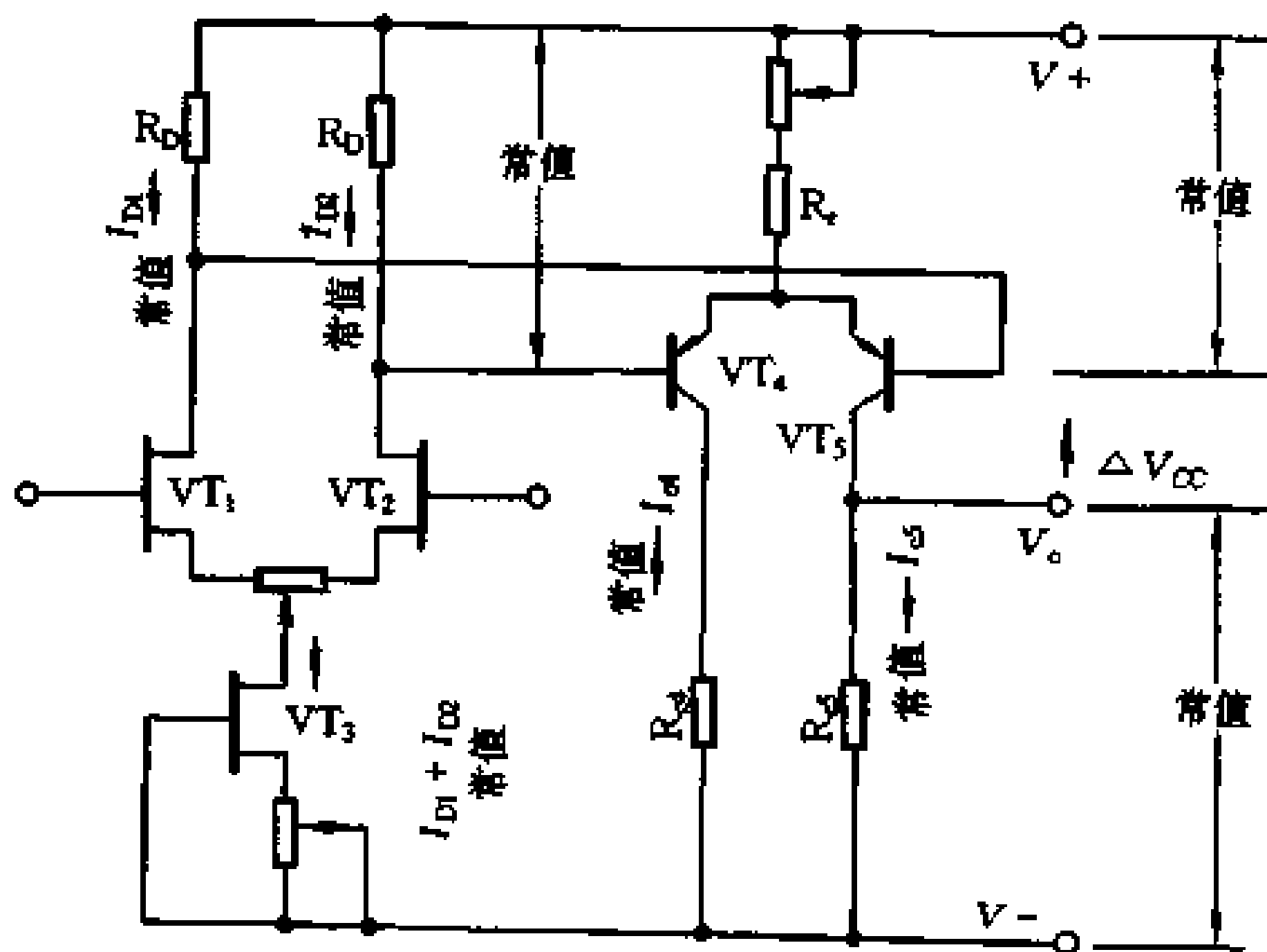
四、抑制电源波动的噪声干扰

在前置放大器中，由于电源电压的波动(或不稳定)，也会形成噪声(或交流声)。因此，在前置放大器的电源电路中除了采用稳压电源单独供电外，还应在前置放大器的电源输入端加入稳压管或滤波电路(R、C元件)。如图 3-8、图 3-9、图 3-28、图 3-29 等。

在现代高保真放大器中，输入级多采用对称的差动放大电路，如图 8-12。它可以有效地抑制因电源电压波动而产生的噪声(或交流声)。但是，当差动放大器的公共射极(或源



(a)



(b)

图 8-20 电源电压波动影响的抑制

极)电阻是采用晶体管或场效应管组成的恒流源,电源电压的波动则仍会直接传到输出端。

在图 8-20(a)、(b)中,因 VT_3 的恒流值都不随电源电压而变化,因此 I_{D1} 、 I_{D2} 、 I_{C4} 、 I_{C5} 均不随电源电压而变化。从而 R_{C5} 上的电压降 $I_{C5} \cdot R_{C5}$ 也不随电源电压变化。这样, VT_5 的集电极输出电压就将直接随 V_- 的变化而变化。

如果将图8-20(a)、(b)中的 VT_3 分别改为图8-21(a)、(b)的接法,就可以克服上述缺点。在图 8-21 中,当 V_- 电压减小时, VT_3 的恒流值也随之减小,亦即使 I_{D1} 、 I_{D2} 减小,因而 I_{C5} 也减小,从而 VT_5 集电极电阻 R_{C5} 上的压降 $R_{C5} \cdot I_{C5}$ 也减小。这样就抵消了由于 V_- 减小造成的输出端电位的变化。同样,当 V_- 增大时, $R_{C5} \cdot I_{C5}$ 也增大。因此图 8-21 所示电路的抗电源电压波动特性比图 8-20 更好。图 8-21(a)中的二极管 VD 是用来补偿 VT_1 的 V_{BE} 的温度漂移的。

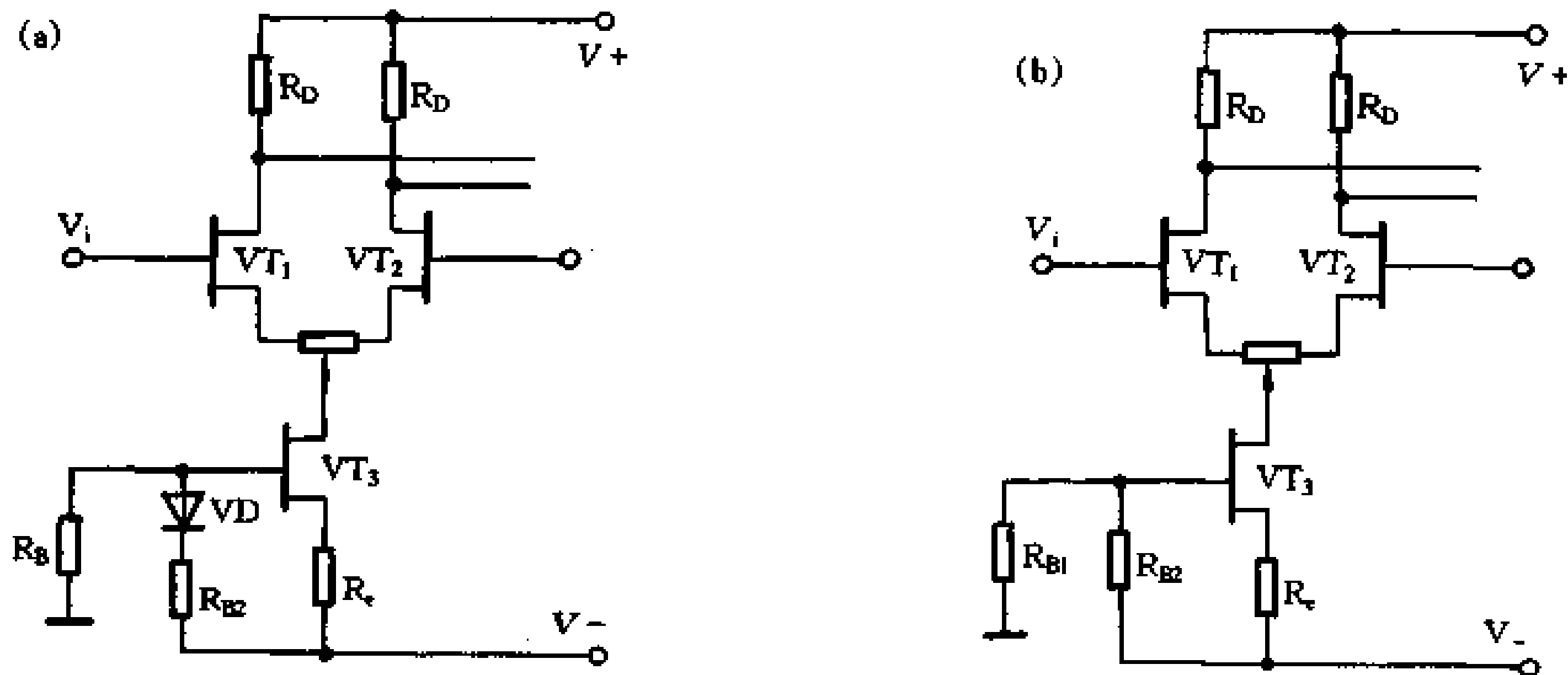


图 8-21 图 8-20 的改进电路

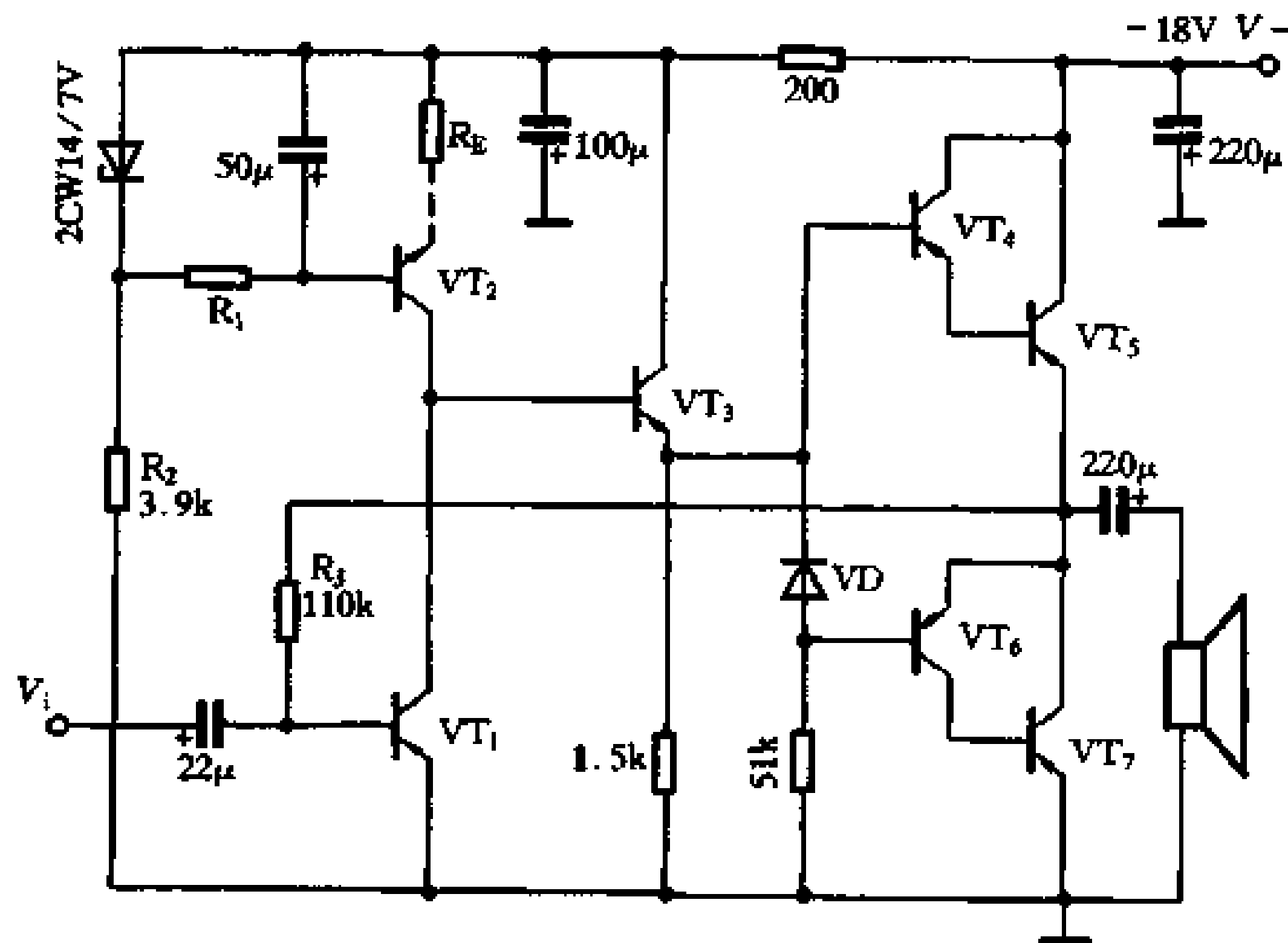


图 8-22 能抑制电源波动影响的放大器

图 8-22 是又一种能抑制电源波动影响的放大器。图中, VT_2 和 VD_1 等元件组成恒流源,作为电压放大级 VT_1 的负载。 VT_3 组成射极跟随器,用来降低电压放大器的输出阻

抗。这种用恒流源作负载的放大器具有很高的增益 K_V (约 55dB)。VT₃ 的输出可直接推动由 VT₄~VT₇ 组成的 OTL 功率输出级工作, 当输入 8mV 的信号时, 输出功率可达 2W。此电路对电源电压波动有 30dB 的抑制能力。因此可以采用十分简单的电源供电, 如图所示, 电源滤波电容仅用 220 μ F。此电路主要靠 VT₂ 的恒流特性来抑制电源波动的影响。电路中恒流管 VT₂ 的恒流性能越好, 抑制电源电压波动的能力就越强。此外, 在 VT₂ 的射极串入负反馈电阻 R_E (虚线所示), 或增大 VT₁ 的 β 值都能提高抑制能力。调节图中的 R_1 或 R_E 可改变恒流值, 亦即改变 VT₁ 的静态工作点电流。调节 R_3 可调整输出端(VT₅ 射极)的直流电压, 使之等于电源电压的一半。

8.6 降低放大器的失真

放大器的各种失真以及它们形成的各种不同因素已在 1.1.1 中作过较详细的阐述。就目前的制造技术和元器件质量来说, 制作出谐波失真度小于 0.005% 以下的放大器并不困难。但是, 对于实际应用来说, 除了用作技术测试以及商品竞争宣传外, 这样高的技术指标并无必要。因为人耳很难分辨出 1% 以下的失真度。因此, 在设计实用放大器时, 应合理地选择失真度指标及相应的电路形式。

下面通过分析各种电路的特点以及对失真度的影响来说明降低电路失真度的方法。

8.6.1 电压放大器的开环失真特性

在高保真放大电路中, 电压放大器的开环失真主要与电路的结构和参数有关。

一、失真度与工作频率的关系

放大器的失真度也随工作频率而变, 工作频率越高, 失真愈大。引起这种失真的主要原因是晶体管的极间电容 C_{ob} 。这是因为晶体管的极间电容 C_{ob} 是随集电结电压的高低而变化。不同的晶体管它们的失真度也略有不同。

二、对称式差动放大器的失真

几乎每一种高保真放大器都采用差动式放大器作输入级或电压放大级, 还有不少电路采用了全对称式差动电路担任电压放大级。这是因为该电路能抵消偶次谐波失真, 而且工作十分稳定。

在图 8-12 由两级差动电路组成的输入级和电压放大级电路中, 用场效应管 VT₁、VT₂ 作差动输入级, 以获得较高的输入阻抗和较低的噪声系数。用晶体管 VT₃、VT₄ 组成第二级差动电路作电压放大级。VT₅ 组成射极输出器, 主要用来降低输出阻抗, 并减小负载对差动放大级的影响。

无论是晶体管还是场效应管, 用它们来组成差动放大电路都可以降低电路的失真度。因为差动电路中两半部的特性可以互补, 使合成的特性曲线变好。其次, 差动电路还可以补偿由于集电结电容 C_{ob} 引起的高次谐波失真。采用两级差动电路的总失真度比一级的失

真度还要小，特别是对高频信号的失真改善更大。

差动放大电路能在很大程度上降低电路的失真，但是如果处理不当也会降低它应有的作用。

1. 差动放大器的对称性对失真度的影响

在图 8-12 中，输出信号仅从 VT_3 的集电极输出，似乎 VT_4 没有多大作用。但若把 VT_4 的集电极负载 RC 去掉，将其集电极直接接地，使 VT_3 与 VT_4 成为不对称的差动放大器。这时电路的失真度明显增大。

由此可知，差动放大器的失真度小是以其对称性为必要条件的，当对称性破坏时，失真度便会增大。

2. 恒流源偏置对失真度的改善

差动放大器的对称性对失真度有很大的影响，采用恒流源作差动放大器的公共射极（或源极）电阻，可以提高电路工作状态的对称性，从而可以改善失真。如图 8-20。图中，用 VT_3 组成的恒流源来作差动电路 VT_1 、 VT_2 的公共源极电阻。实践证明，该电路的失真度比未设恒流源的电路有明显改善。

应当指出，在多级差动放大器中，第一级差动放大器采用了恒流源偏置，该级获得了良好的输出对称性，它也保证了第二级差动电路处于良好的对称工作状态。因此，第二级差动电路就不必采用恒流源偏置。

3. 用镜像电流源作负载的差动放大器

在图 8-23(a) 所示的电阻负载的两级差动放大器中，仅由 VT_4 的集电极输出信号。 VT_3 虽有增益，但没有加以利用。采用镜像恒流源作 VT_3 、 VT_4 的负载，即可克服此缺点，如图 8-23(b) 所示。

由镜像电流源的工作原理可知，在图 8-23(b) 中，电流 $I_{C3} = I_{C5} = I_{C6}$ ，无输入信号时静态电流 $I_{C4} = I_{C6}$ ，没有电流流过负载电阻 R_L 。但当有信号输入时，由于 I_{C3} 与 I_{C4} 向相反的方向变化，流过负载电阻 R_L 的电流 $I_L = I_{C4} - I_{C6}$ 。对输出端来说，相当于 VT_4 与 VT_6 推挽工作。亦即将 VT_3 的输出信号转换为 VT_6 的输出，从而将电压增益提高了一倍(6dB)。

在图 8-23(b) 中， VT_3 的集电极负载约等于 $(R_{C3} + R_{E5}) = 5.82k\Omega$ ；而 VT_4 的集电极负载电阻约等于 R_L 。 R_L 即为后级功率输出级的输入端。假设输出级是达林顿连接的 OCL 电路，它的 $h_{fe} = 5000$ 。当负载阻抗为 8Ω 扬声器时，则 $R_L = 8\Omega \times 5000 = 40k\Omega$ 。由此可见， VT_3 与 VT_4 的负载相差悬殊，电路的对称条件不能满足，结果必然是失真度增大。

为克服上述缺点，将图(b)的电路改接成图(c)的接法，即用镜像电流源作负载的一级差动放大电路，由于射极电阻 R_{E3} 、 R_{E4} 的负反馈作用，可使失真度得到改善。

不过在现代高保真放大器中，主要追求的是放大器应具有较小的开环失真和较小的负反馈量，以降低瞬态互调失真。而放大器的增益往往不是主要矛盾。因此，还是选用图 8-23(c) 所示的电路为好。

顺便指出，在功率放大电路中，一般电压放大级的级数都不应超过两级。否则会产生

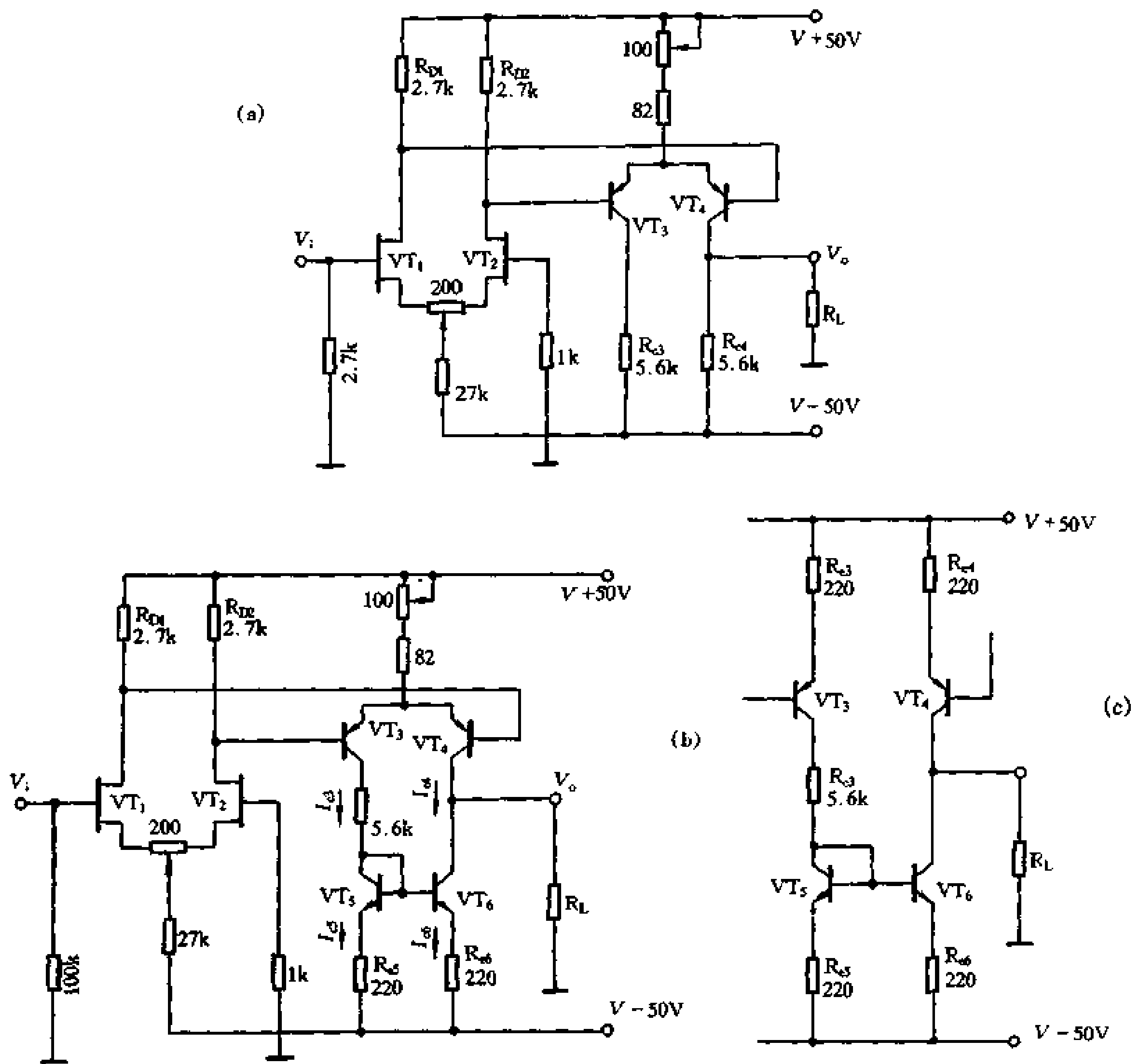


图 8-23 用镜像电流源作负载的差动电路

较大的相移，这时不仅要设置相位校正电路，而且也很难获得纯正的音质。

8.6.2 低失真电压放大电路的选择

通过对功放电路中常用电路单元的特性分析，可知选用何种电路结构能够有效地提高电路的技术指标。其中主要有：

一、低失真小信号电压放大器

对于小信号电压放大电路，主要用于电路的输入级和前置放大级。其输出电压一般不超过 1V。这类电路还包括磁带、唱机和话筒的输入级和均衡器。由于这类放大器的输出电压较小，一般采用两级共射放大电路。只要选择适当高的工作电压并施加适量的负反馈，一般都能获得很小的静态和动态失真指标。

二、差动放大电路和对称互补式差动电路

由于差动电路的结构具有很好的对称性，所以它的工作特性和输出特性也是对称的。用差动电路或对称互补式差动电路作输入级和电压放大级，具有显著的失真小的优点。同时由于其工作点稳定，抗共模干扰能力很强，交流干扰声也很小。

采用场效应管组成的差动电路，还能提高电路的输入阻抗。

在差动放大电路中，可用单级差动电路或两级差动电路，也可用带恒流源的差动电路，又可用对称互补式差动电路，还可用带恒流源的对称互补式差动电路以及镜像恒流源差动电路。在实际应用中，应根据电路的要求和各种差动电路的特点进行选用。

三、菱形差动电路

菱形差动电路的工作原理及电路特性见第一章的“BTL 功放电路”及图 1-41。这种电路具有优良的电路特性，由于它能提供足够的工作电流，因此在有较强的瞬态信号出现时，能及时给后级电路和相位校正电路(图 2-47 中的 C_3 、 R_9 、 C_6 、 R_{24} 及 C_7 、 R_{25})提供足够大的瞬态电流，以避免出现饱和现象并提高了电路的转换速率，改善了电路的瞬态互调失真。

四、互补推挽式电压放大电路

互补推挽放大电路是采用两种极性不同的晶体管组成的推挽放大电路，这种电路可以使 NPN 和 PNP 两种不同极性的晶体管互补其非线性特性，因而可获得较小的失真，而且动态特性也较好。

第九章

家庭影院音响系统

近年来家庭娱乐的兴起,推动了家庭影院的发展与普及,家庭影院成为人们谈话中的一个热门话题,我们经常可以在各种媒体上看到有关家庭影院的介绍。但是这些介绍往往比较零散或具有片面性,使得我们在选择影音器材来组建自己的 AV 系统时缺少必要的知识,往往对自己的家庭影院系统不满意。而有一些朋友已经拥有一套 Hi-Fi 音响系统,也希望能通过添置一些设备升级到影音合一的家庭影院系统。下面,我们就介绍一些关于家庭影院系统方面知识。

家庭影院系统的实质就是在家中这样的环境下实现电影院中的视听效果。电影院中播放的节目源载体是电影胶片,家庭影院中的节目源是影碟机(录像机)播放的影碟(录像带)。电影院中通过电影放映机把图像投射到银幕上,而家庭影院是由一台大屏幕的电视机或投影机来显示影像的,所以,家庭影院需要一台大屏幕的电视机和影碟机、录像机来构成系统的视频部分。电影院的音频系统通常由环绕声解码器,多声道的功率放大器,多个音箱等组成,在观众席上产生宽广饱满的立体声声场。家庭影院的音响系统也是由一台环绕声解码器,一台多声道放大器,三只特性一致的前方声道音箱和两只后方环绕音箱组成。通常环绕声解码器和多声道功率放大器做在一起,称为 AV 功放。目前应用比较广泛的是杜比定向逻辑环绕立体声解码系统。AV 功放除了左、中、右、环绕五路功放外,还有一路超低音专用功放,通常称作 5.1 声道功放。图 9-1 是电影院和家庭影院视听室的布置简图。

需要注意的是,视听室的调整与布置对于音响效果影响很大,需按照要求精心调整,这在后面的章节中将进行介绍。

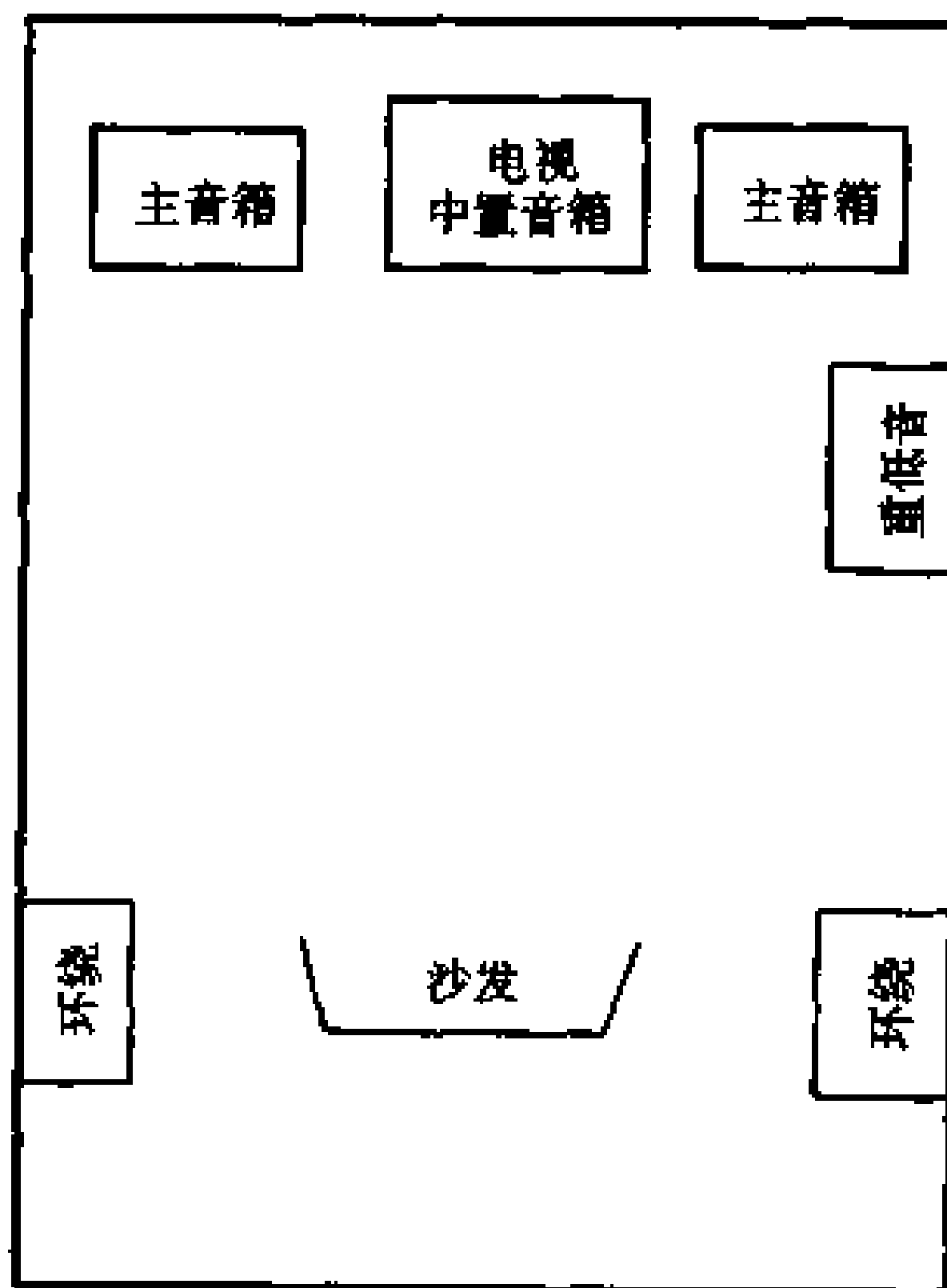


图 9-1 视听室布置简图

9.1 家庭影院与 Hi-Fi 音响

随着我们生活水平的日益提高,使我们越来越多的接触到家庭影院系统。高保真的 AV 系统给我们带来美好的享受,可以使我们在家中欣赏到优秀的影片,感受影院中的音响效果。试想,工作之余,闲暇之际,邀三五个好友或和家人安坐家中,听着优美的乐曲,欣赏感人的影片,不失为一件美事。然而组建一个好的家庭影院系统并非易事,但只

要掌握一些知识，注意器材的合理搭配，就一定能够搞好自己的家庭影院。

9.1.1 家庭影院对音响系统的要求

近年来，我国进口了几部美国的动作片，相信大家在影院中领略到影片极为出色的音响效果，无论影片中优美的音乐，还是爆炸场面的震撼效果，以及片中人物的对白，都表现得清清楚楚。特别是来自四面八方的环绕立体声给我们留下了极为深刻的印象。对于影院的音响设备来讲，其功率大，频响宽，保真度高，动态范围大，声音与画面配合得很好。而作为家庭影院的音响系统，同样要求设备的功率大，频响宽，高保真，可以承受大动态信号的冲击。因此，家庭影院对音响系统提出了较高的要求。下面，我们谈一谈 AV 系统和 Hi-Fi 系统的区别。

一、AV 系统与 Hi-Fi 系统的区别

Hi-Fi，在音响系统中是高保真的意思。也就是说通过音响系统播放的声音与录音现场的声源保持高度相似。通常音响发烧友所说的“原汁原味”就是对系统重放音质保真度的形容。Hi-Fi 系统组成比较简单，主要由音源(包括 CD、LD、收音机、卡座等)、前级放大器，功率放大器，音箱以及器材之间连接用的线材等组成，一般为两声道系统。Hi-Fi 系统对系统的每一部分都有很高的要求，讲究器材的搭配。在电路设计上要充分考虑各种因素如电路形式结构对音质的影响。在选择元器件时要求使用高质量的元件，也就是发烧友们常说的“补品级”元件。在产品生产制作上要有良好的工艺和外观品质。一般来说，Hi-Fi 系统要求信号在传输过程中经过的路径尽量短，损失尽量小，失真越小越好，这样重放的音质才有保证。下面介绍 Hi-Fi 系统和 AV 系统对器材性能指标的要求。

1. Hi-Fi 系统的几个主要性能参数

(1) 频率响应：频率响应是指系统能重放的频率范围，以及信号幅度随频率变化的关系，即系统的幅频特性。此指标是以 1kHz 的幅频特性为参考，以分贝(dB)为单位表示其频率的幅度。

Hi-Fi 系统理论上频率响应该能达到 20~20000Hz，但是由于方方面面的因素，往往不能达到这个要求，但一般要达到 32~18000Hz。同时要求系统频响要平滑，频响曲线起伏要小。

(2) 信噪比：Hi-Fi 系统的信噪比应在 90dB 以上。

(3) 动态范围：动态范围是指系统输出最大不失真功率与静态时系统噪声输出功率之比的对数值，用分贝(dB)表示。Hi-Fi 系统的动态范围应在 100dB 以上。

(4) 失真：失真是指系统重放信号与音源信号相比发生的变化。音响系统的失真主要有以下几种：

谐波失真：谐波失真是音响系统重放信号比信号源多出许多额外的谐波成分。谐波失真主要是由系统的反馈网络和系统的非线性引起，其中包括偶次谐波、奇次谐波。Hi-Fi 系统的谐波失真应小于 0.01%。

互调失真：互调失真是一种非线性失真，它是各个频率信号之间互相调制，经过重放

后新增加的有损音质的信号。

瞬态响应：此参数用来表达系统对瞬态信号的跟随能力。

另外，还有一些评价 Hi-Fi 系统术语，如声场的透明度、临场感、声场定位等。

2. AV 系统的几个主要性能参数

(1) 主声道、副声道一般频响应为 20~20000Hz。

(2) 左、中、右声道的功率放大器一般应在 50W 以上(依房间面积而定)。

(3) 环绕声道功率放大器一般不低于 20W。数字环绕声系统要求环绕声道与主声道功率一致。

(4) 信噪比应在 85dB 以上。

(5) 失真度应小于 0.05%。

(6) 声道分离度 ≥ 35 dB。

(7) 动态范围 ≥ 100 dB。

从以上介绍 Hi-Fi 和 AV 对系统性能的要求，我们可以看出两者之间有较大的区别。Hi-Fi 系统要求系统有尽量小的失真，注重的是音乐的重放，表达音乐的内涵，讲究音乐的细节，往往不要求系统有较大的功率储备，我们经常可以看到额定功率在 60W 以下的高保真功放。而 AV 系统注重营造声场的气氛，配合画面表现影片中排山倒海的气势，要求声场定位准确，声像能随画面变化准确地移动。AV 系统要求系统有足够大的功率储备，以适应大动态信号的要求。同时，音箱应能经受大功率的冲击。另外，AV 系统的声音应能与画面很好的融合，各声道的音色应一致。

一般来说，AV 系统中用的放大器内部电路复杂，除了必备的环绕声解码电路外，还增加了许多声音效果处理器，例如雅马哈的 DSP 电路，可以模拟许多著名剧院，体育场馆的声音效果，这些电路都或多或少的影响到声音的保真度。因此，AV 系统不利于音乐的高保真的重放。但是目前已有一些兼顾到 AV 与 Hi-Fi 的产品，既可以用于家庭影院，也可以用于欣赏音乐。

那么，Hi-Fi 系统能不能用于 AV 系统呢？如果直接用 Hi-Fi 系统欣赏故事片，则不能完全表现影片的声场特性。因为 Hi-Fi 系统通常是两声道的，功率通常也不能满足家庭影院的要求，而且用于 Hi-Fi 欣赏的音箱很多都是小型的书架式音箱，它的低频响应以及气势是不够的。但实践证明，在原有音响器材上增加一些器材，做些必要的调整，就可以拥有一套兼顾 Hi-Fi 与 AV 的高保真系统，实现视听设备的家庭影院化。

二、从 Hi-Fi 发烧到 AV 发烧

家庭影院的音响系统通常由一台有杜比环绕立体声解码器的 AV 专用功率放大器，一对主音箱，一只中置音箱，一对环绕音箱组成，因此只要原有的 Hi-Fi 系统有足够的功率和足够宽的频率响应与动态范围，就可以增加一台杜比定向逻辑解码器，一台两声道或三声道功率放大器来推动中置音箱和两只环绕音箱，来构成一套杜比环绕立体声家庭影院的音响系统。现在市场上出售的几种杜比定向逻辑解码器带有中间声道和环绕声道功率放大器，有的产品还有重低音信号的输出端子，这为我们组建家庭影院带来了方便。

1. 家庭影院对音响系统的功率要求

杜比环绕立体声影片中的四个声道(左、中、右、环绕)的信息通过编码合成到左、右两个声道中,重放时经过杜比环绕解码器还原成原来的四个声道,再分别由五路功放驱动相应的音箱放音,前方有左、中、右三个声道,后方两个声道重放同一环绕声。音响系统重放的响度必须达到一个水平,才能使家庭影院的音响效果达到或接近电影院的水平。这就对音响系统的输出功率提出了要求。家庭影院专用的AV功放通常左、中、右三个声道输出功率为60~100W,且三个声道输出功率一致,环绕声道一般为20~40W。而有一些AV功放的左、右声道输出功率较大,中间声道输出功率略小,一般来说这样的功放不符合影院的要求,因为影院要求前方三个声道输出功率一致。

音响系统的响度与音箱的灵敏度、视听室的面积和吸音情况有关。估算音响系统的功率要求时,要考虑到这些因素,下面我们介绍一种图解法估算家庭影院对系统输出功率的要求。

一般来讲,家庭影院要求重放的最大声压为105dB。为了使AV系统在输出最大声压时不产生严重的失真,还要求功率放大器的输出功率留有一定的裕量,一般要求声压取5dB的裕量。这就要求系统能输出112dB的声压级。图解法的计算步骤如下:

(1) 根据图9-2找出音箱系数 S 。如果音箱灵敏度未知,可以取灵敏度90dB(落地型音箱)或86dB(书架型或小型音箱)来取得音箱系数 S 。

(2) 根据房间容积和室内吸音强弱,从图9-3中找出房间系数 M 。图9-4中三条斜线分别对应于强吸音、中等吸音和弱吸音。吸音弱指室内未作吸音处理,也没有什么家具的情况。吸音强是指室内家具较多,铺有地毯等有较强吸音的情况。一般作过吸音处理的听音室属于中等吸音的情况。其中弱吸音斜线兼作决定超低音功放输出功率时使用。

(3) 根据得出的 S 和 M 值,利用图9-4求出前方三个声道功放的功率,利用图9-5求出超低音功放每一声道的输出功率。每一环绕声道功放的功率按前方声道功率的20%~30%加以估算。

(4) 计算实例:

一间面积为 16m^2 ,高2.8m的卧室兼作视听室。室内床、沙发等强吸音的家具较多,且铺有地毯,墙上贴有壁布。前方声道采用中型落地音箱,灵敏度为90dB,环绕声道由两路功放重放,计算各路功放的输出功率。

计算可知:房间容积为 45m^3 ,属强吸音的情况。根据图9-2、图9-3得出 $S=7$, $M=1$ 。根据图9-4得出前方声道每一路功放功率为200W,环绕声道取前方声道功率的20%~30%,为40~60W。

如果使用超低音音箱可得出超低音功放每路输出应为100W。于是整个系统要求前方功放功率为 $200\text{W}\times 3$,环绕声道功放功率为 $(40\sim 60\text{W})\times 2$,超低音功放功率为 $100\text{W}\times 2$ 。

通过上面的计算可以看到,音箱灵敏度越低,视听室容积越大,吸音越强,要求功率放大器输出功率也相应越大。

目前,我国居民房间的面积多数小于 16m^2 ,降低一些对最大声压级的要求,则可以大幅度的降低对功放功率的要求。一般每降低3dB的声压级,功放输出功率可减半。以上面的例子为例,如果最大声压级从112dB降低到109dB,那么前方声道的功率只需 $100\text{W}\times 3$ 即可。如果使用 $50\text{W}\times 3$ 的功放,声压尚能达到106dB,而且节目中出现最大声

压级的情况并不多，时间也较短，功率余量不足引起的失真影响并不大。可见，只要音箱灵敏度不过低，普通家庭中采用前方声道 $100W \times 3$ 的功放已能获得足够满意的效果。对于多数家庭而言， $50W \times 3$ 的输出功率也足够了。

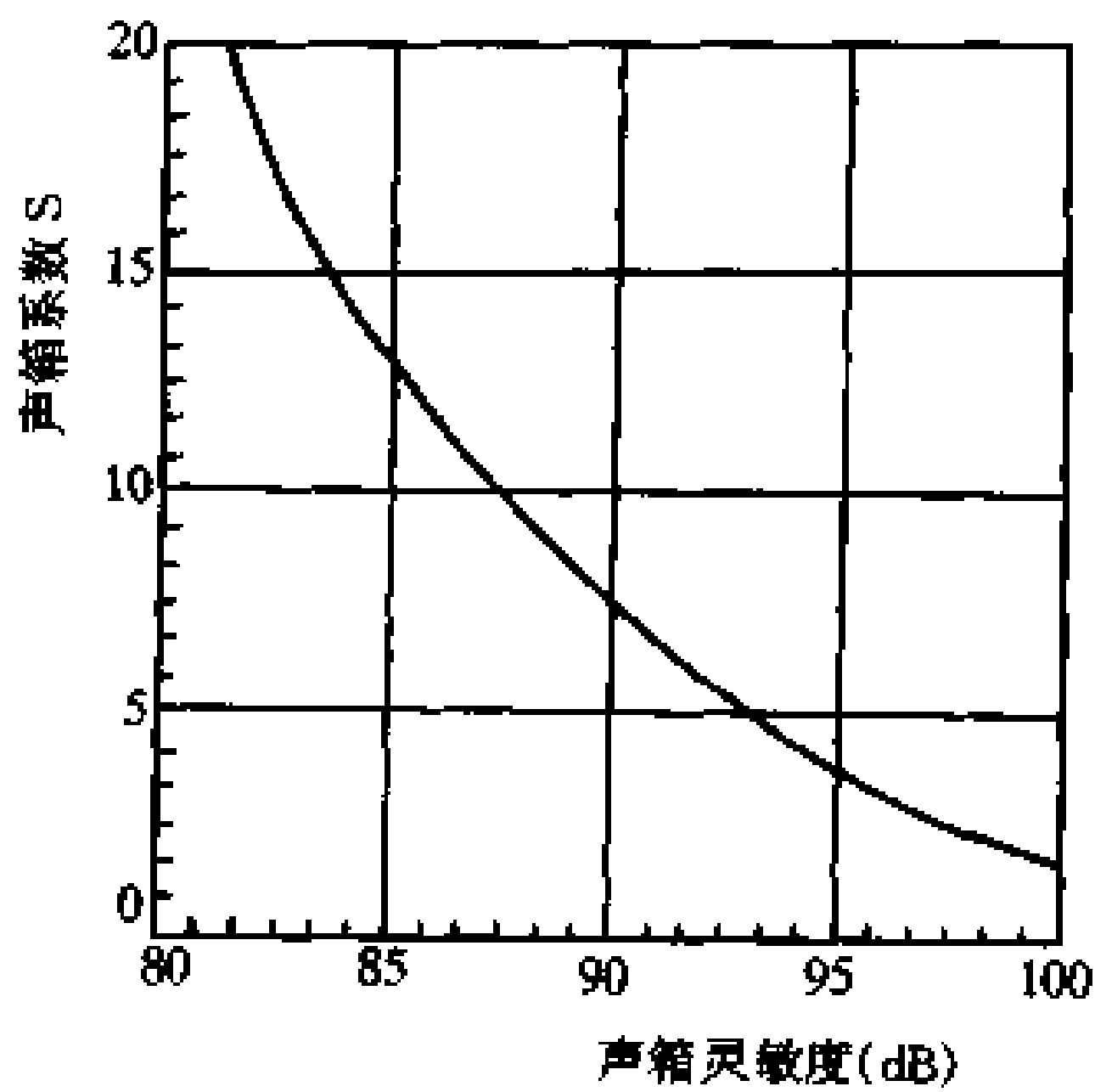


图 9-2 音箱系数

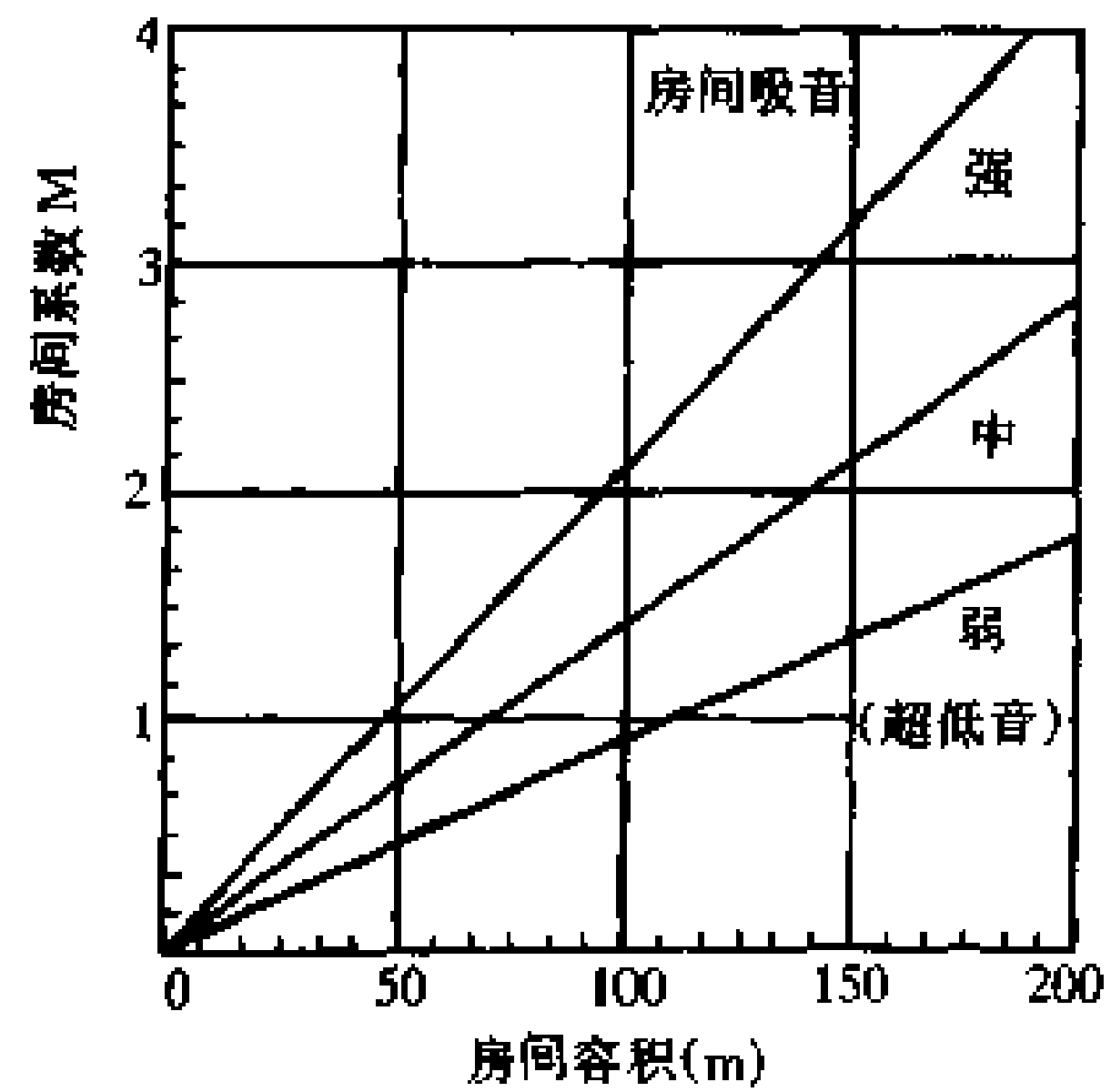


图 9-3 房间系数

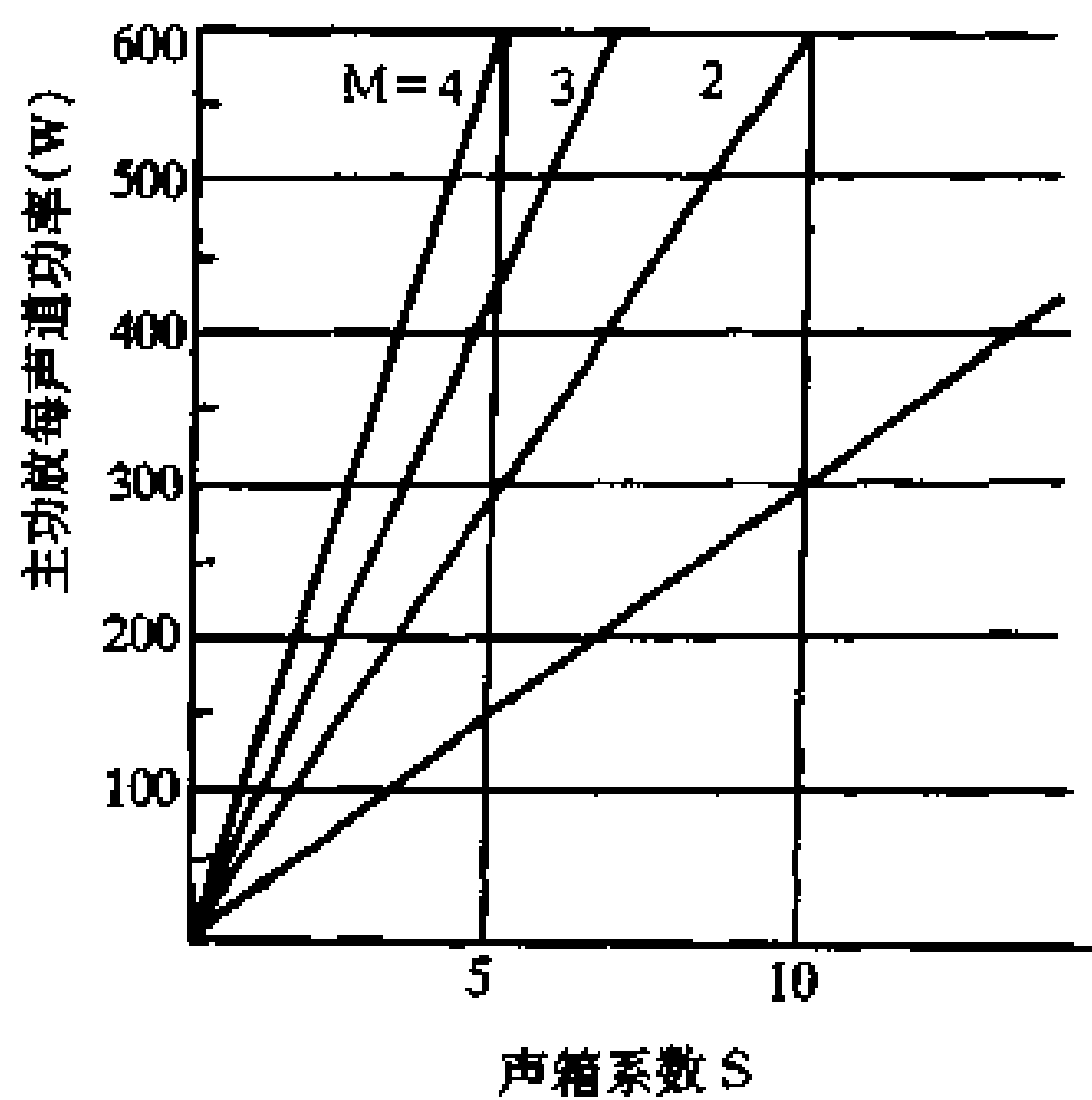


图 9-4 功放功率的选择

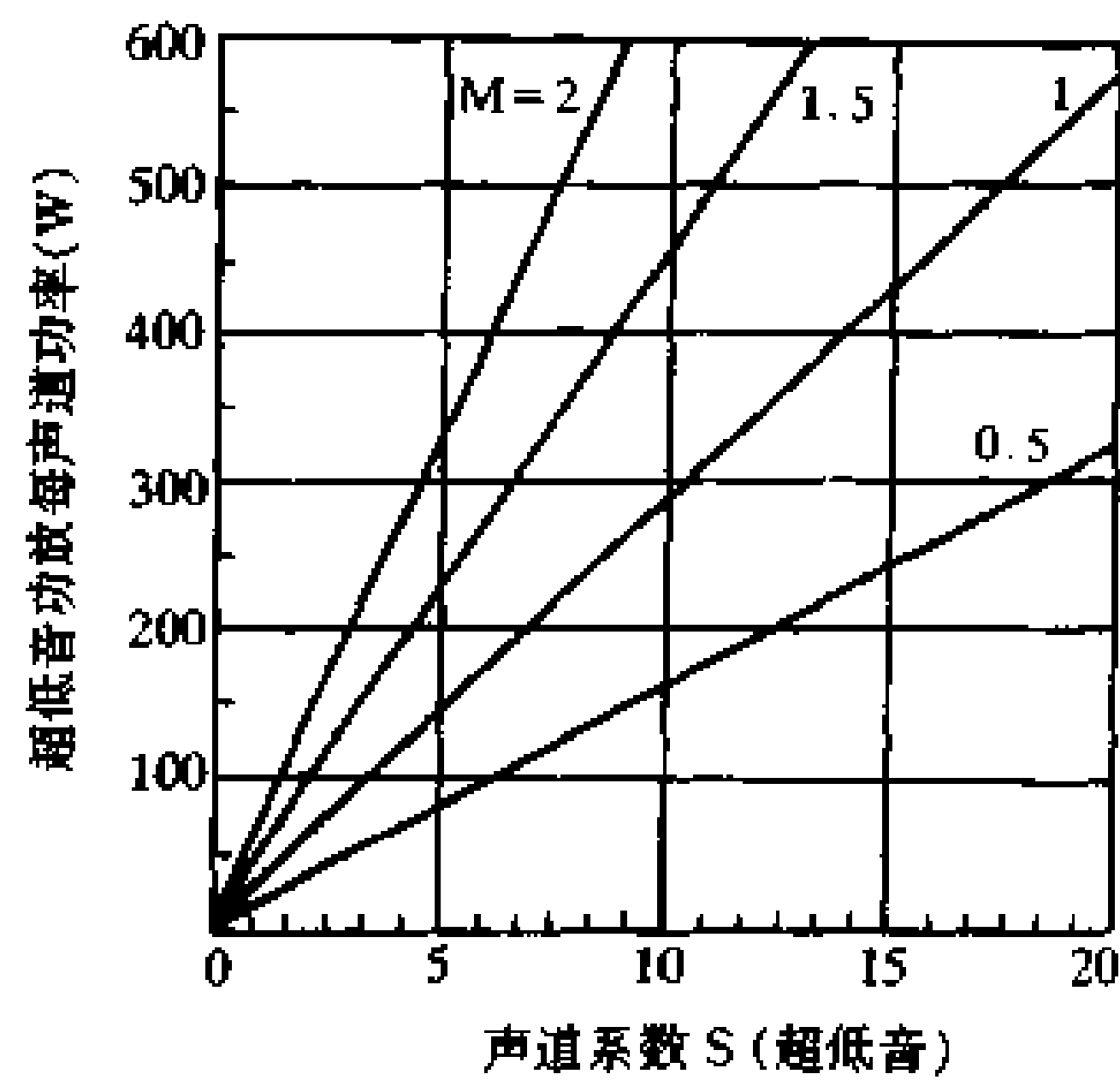


图 9-5 超低音功放电路功率的选择

2. 家庭影院中的音箱

家庭影院通常需要五只音箱，有时还要用到超低音音箱。为了使整个声场和谐统一，我们要求这几只音箱的音色要一致。如果选择成品音箱要注意购买同一品牌的同系列音箱。如果自制音箱，则应使用同型号的扬声器，以保证音色上的协调。在音箱型式上，前方左右声道音箱应选用落地式以满足频响及声压的要求，中置音箱由于体积不能做的很大，但应注意其低音单元口径不能过小，否则低频响应及声压将不能保证。杜比定向逻辑环绕声系统中环绕声道的信号频率上限为 $7kHz$ ，所以对环绕声音箱要求不高，但是考虑到杜比数字 (AC-3) 环绕系统的环绕声道全频带的要求，可以把环绕音箱做成全频带的音箱。环绕音箱应优选偶数式的，这样可以增强环绕声的效果。惠威杜希 5.1 系列的音箱有这样的产品。

9.1.2 几种常见的环绕声系统

一、杜比环绕声系统

杜比环绕声系统是由杜比实验室建立的。它的这种编码、解码及环绕声技术标准是国际通用标准。带有双D标志的产品均需通过杜比实验证明公司的认证。其标志见图9-6。

家庭影院的杜比环绕声系统是采用杜比实验室发明的4-2-4编码及解码技术。它的基本原理是把声场信息归结为左、中、右、环绕四个声道，然后通过特定的编码技术使之合成为双声道信号。在使用时再经过解码技术还原成四个声道的信号进行重放。其编码原理如图9-7所示。



图9-6 杜比环绕声标志

录音时把左(L)、中(C)、右(R)环绕(S)四个声道的声音信号经过编码处理,合成为两路信号 L_T 和 R_T ,记录在两条音轨上。其中,中间声道(C)先经过3dB衰减后分别与左、右声道相加。环绕声道信号(S)先经过7kHz的低通滤波器和降噪处理并衰减3dB,然后分别移相 $\pm 90^\circ$,再与左、右声道信号相加,最后合成为左(L_T)、右(R_T)信号,其数学表达式为:

$$L_T = L + 0.7C + j0.7S$$

$$R_T = R + 0.7C + j0.7S$$

杜比环绕解码器原理如图9-8所示。通过解码矩阵将经过编码的左、右声道信号还原成 L' 、 R' 、 C' 、 S' 四路信号。通常这种编码解码方式称为4-2-4程式。重放时如果不经解码器,那么 L_T 、 R_T 放音同L、R放音完全一致,其中的中间声道和环绕声道编码信息不起作用,不会对放音造成影响,因此,杜比环绕与立体声系统完全兼容。

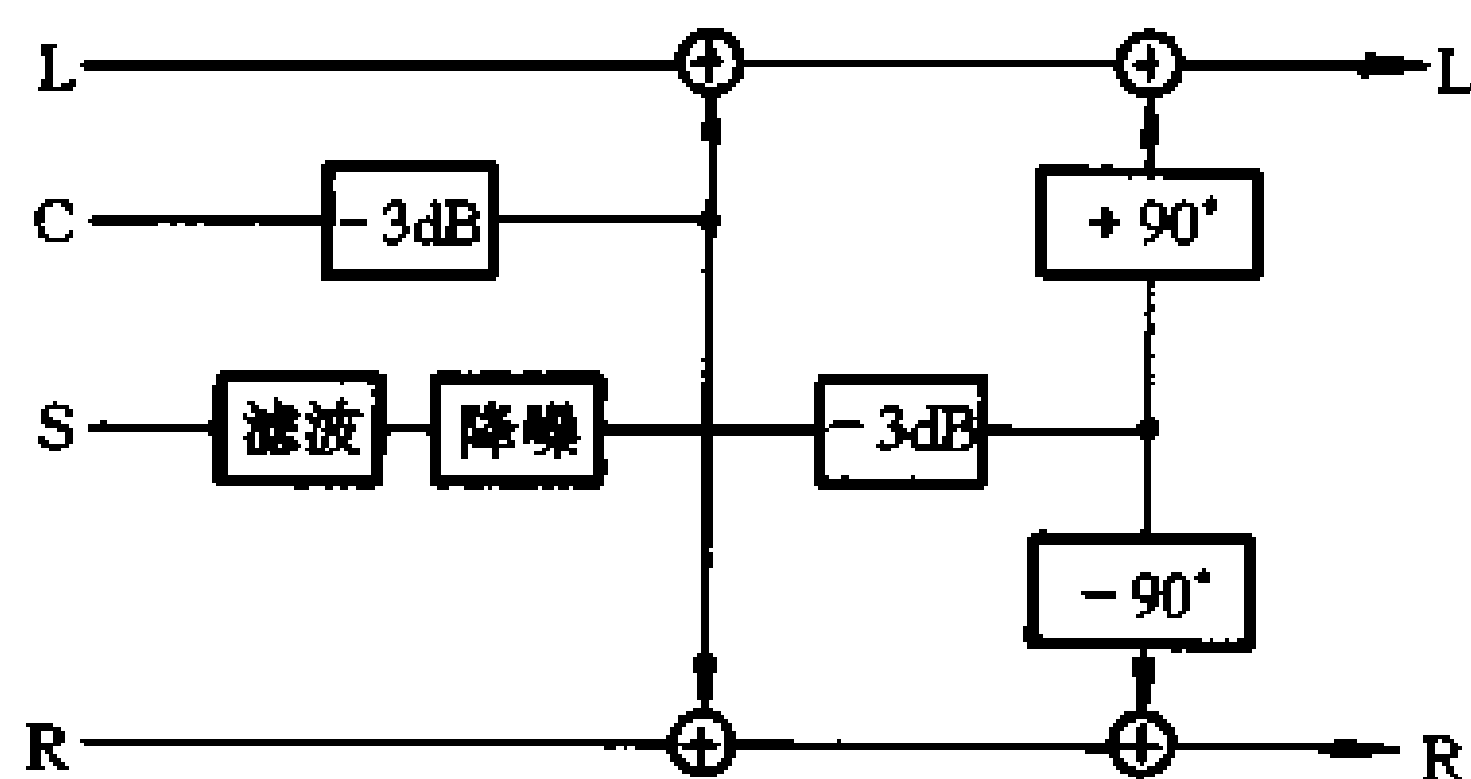


图9-7 杜比环绕编码原理

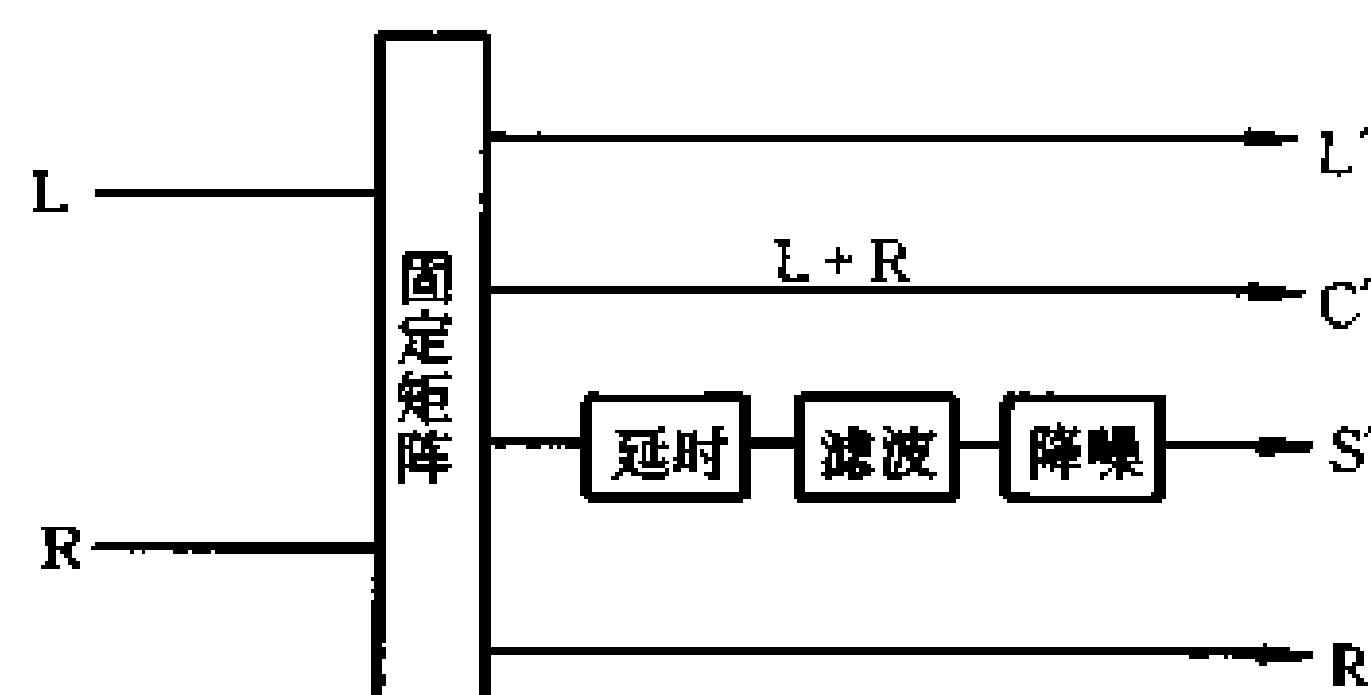


图9-8 杜比环绕声解码原理

通过上面的介绍,可以看出,杜比环绕声系统的左、中、右三个声道的信号是全频带的,而环绕声道的信号带宽为7kHz。

二、杜比定向逻辑环绕声系统

杜比定向逻辑环绕声系统是在杜比环绕声系统基础上加以改进而形成的,其标志如图9-9所示。目前应用较广泛的就是这种环绕声系统。杜比定向逻辑环绕声编码与杜比环绕声系统一样。杜比定向逻辑解码采用自适应矩阵电路,通过逻辑运算来强化声像定位,增强方向感和移动感。与杜比环绕声相比,其声像定位准确,分离度更高,环绕声道信号不会进入前方的左、右声道。

杜比定向逻辑环绕声系统的中央声道有三种可供选择的模式：普通、宽带、幻像。当中央声道的功率放大器与左、右声道功率放大器输出功率相同，中间声道音箱与左、右声道音箱一样有足够低的低频下限和承受功率时，可以选择宽带模式。在宽带模式下，中间声道输出全频带的信号。普通模式是将中间声道信号中的低频信号部分均匀的分配到左、右声道的信号中去，由左、右声道重放中间声道信号的低频部分，以降低对中间声道功率及音箱的低频下限的要求，这样，中间声道音箱可以做的比较小。幻像模式是为没有中间声道的音箱而设立的。这种模式下，中间声道的信号被均匀地分配到左、右声道中。



图 9-9 杜比定向逻辑系统标志

杜比定向逻辑解码方式有两种类型：压控处理法和合成相消法。压控处理是把解码矩阵输出的信号加以比较，得出控制信号，去控制多路放大器。这种方法解码后的声道分离度可以达到 20~30dB。其具有线路简单、调试方便、成本低的优点。但是这种方法解码的音质较差，临场感和真实感较差，分离度不高。合成法是指压控信号输出后再经过合成矩阵处理，消除了串音，提高分离度，一般分离度可达 35dB，音质较好，临场感较强。但是合成法的线路复杂，成本高，多用在专业用解码器或要求较高的场合。

三、THX 系统

THX 是美国鲁卡斯电影公司制定的电影放映系统的一种标准，其标志如图 9-10 所示。

最初，THX 系统仅用于专业的电影院，其标准相当严格，目前全球为数不多的影院取得了 THX 的认证。随着家庭影院的兴起，鲁卡斯公司与松下公司合作推出了家用 THX 系统。THX 系统是以杜比定向逻辑解码系统为基础，增加了电子分频、音色匹配等技术，使用专门的 THX 六声道功放和音箱，与杜比定向逻辑系统相比，其音色更加优美动听，音色纯真自然，声场定位准确，动态范围大，失真小，层次感强，频响好。THX 系统框图如图 9-11 所示。



图 9-10 THX 系统标志

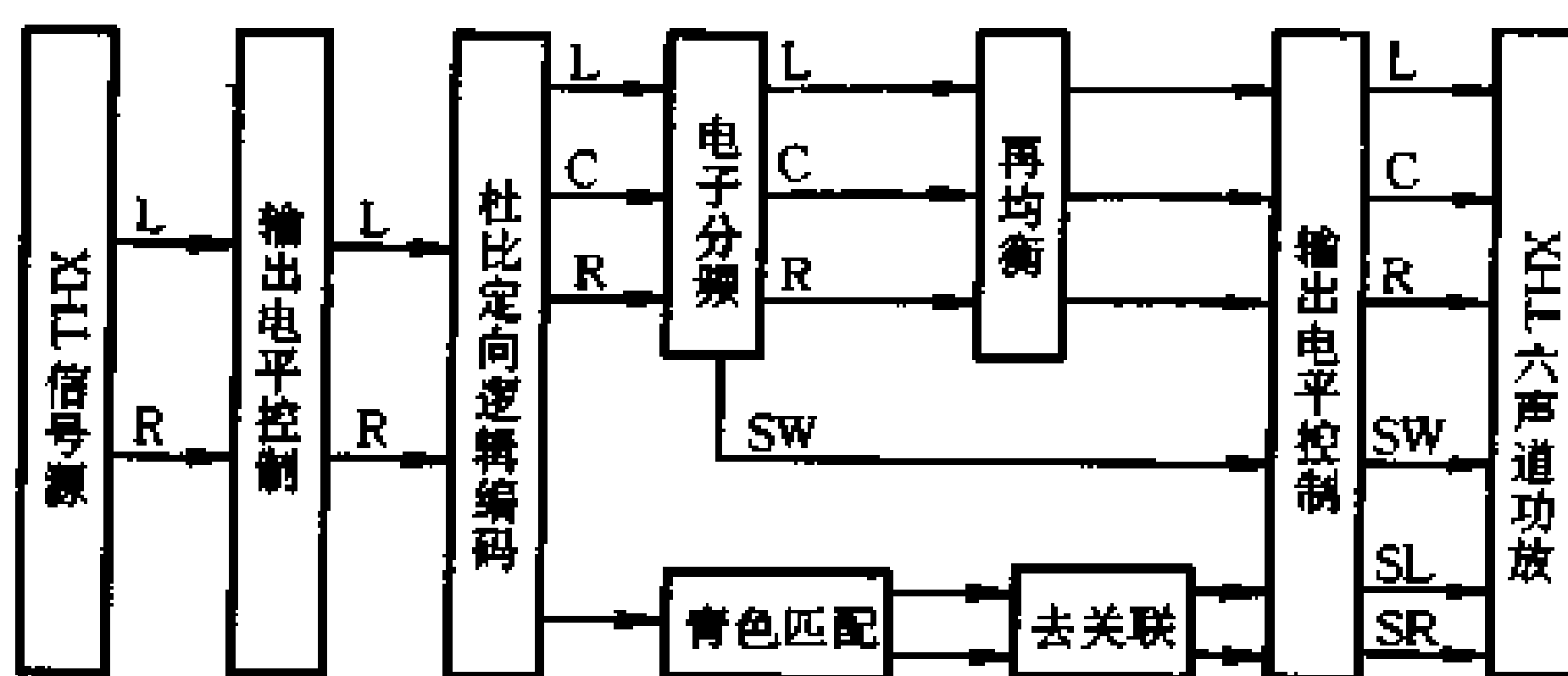


图 9-11 THX 系统框图

THX 系统建立在杜比定向逻辑解码电路的基础上，所以这两种系统的节目软件是完全兼容的，只不过杜比定向逻辑系统放送 THX 节目软件时达不到 THX 系统要求而已。

THX 系统对节目软件及硬件都有严格的要求，必须达到严格的近乎苛刻的标准要求，方能取得 THX 的认证，而且 THX 系统的技术独到，因此，其软硬件生产厂不多，而且 THX 设备价格昂贵。

四、杜比数字环绕声(AC-3)系统

前面介绍的杜比环绕声系统和 THX 系统是模拟信号处理系统,其编码和解码过程都是对模拟信号进行处理。随着科学技术的发展,数字技术在视听领域的应用越来越显出它的优越性:高保真、低噪音、大动态以及多次复制而不降低音质等,使数字记录方式与数字处理技术成为视听技术的主流。1991年,杜比实验室与日本先锋公司研制了数字环绕声杜比 AC-3 系统,后来称为杜比数字环绕声系统。其标示如图 9-12 所示。



图 9-12 杜比数字环绕标志

杜比数字系统的出现标志着多声道环绕声系统进入了数字化时代,新一代的数字电视及 DVD 视频播放机都支持这个系统标准。杜比数字环绕声是一种全数字化的音频编码技术,它有六个完全独立的声道,三个前方声道,两个后方声道,一个独立的超低音声道。其中前方三个声道和后方两个环绕声道频响是全频带的,其频响范围为 3Hz~20kHz。超低音声道是效果声道,其频响范围为 3Hz~120Hz。杜比数字环绕声系统具有以下几个特点:

- (1) 杜比数字环绕声系统的五个声道均为全频带。
- (2) 动态范围极大,临场感极强,定位十分准确。
- (3) 声道分离度达 105dB,彻底消除了模拟环绕声系统的声道串音及失音现象。
- (4) 具有真正的立体声环绕,环绕包围感很强,声音细节十分丰富。

杜比数字环绕声系统框图如图 9-13 所示。

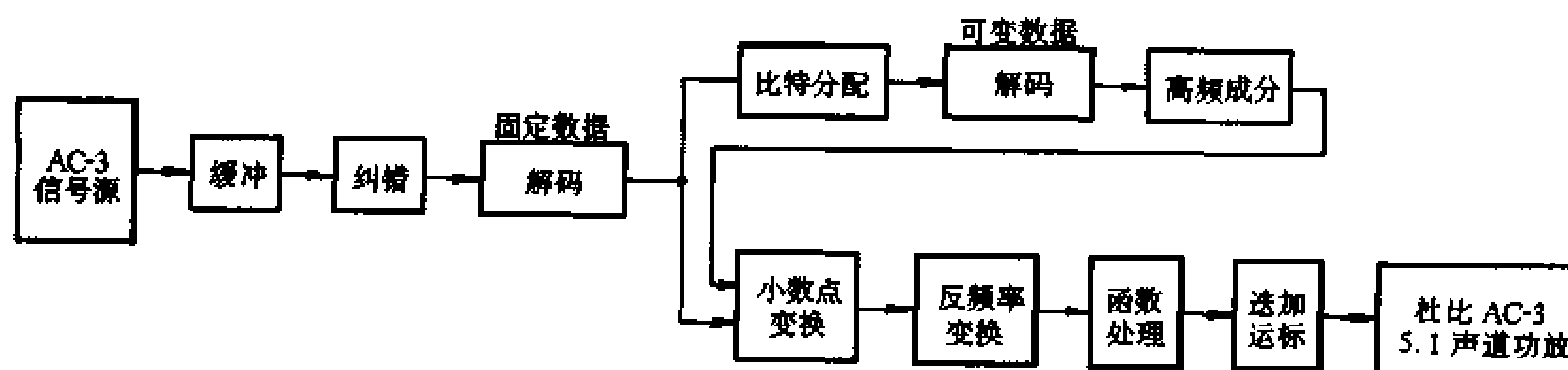


图 9-13 杜比数字环绕声系统

杜比数字环绕声系统可以营造出较好真实的三维空间感。杜比定向逻辑一类的模拟系统其声像是左右前后方向上的移动,而杜比数字系统的声像可以任意沿两只音箱移动,具有十分真实的三维立体声效果。

杜比数字系统对硬件要求较高,严格来说需要采用通过杜比公司认证的全套器材,方能达到放音的要求,其投资是可观的。不过,杜比数字系统的出现并不意味着杜比定向逻辑等模拟系统将被淘汰,因为节目源的载体如 DVD 等在采用杜比数字方式录音外,还同时采用杜比环绕方式录制,而且它们之间是互相兼容的,杜比定向逻辑系统仍然可以播放这些节目源,只是和杜比数字系统效果不同而已。

五、数字影剧院系统——DTS

美国的数字影剧院系统公司也推出了数字环绕声系统——数字影剧院系统 DTS。

DTS 是一种多声道分离式数字电影音频系统,它将图像信号和声音信号分开录制。

图像采用胶片录制，而声音则录在光盘上。放映时用专用的光盘驱动器与胶片同步播放。家用的 DTS 是图像和声音都录在光盘上，播放时需要用 DTS 解码器进行声音解码。DTS 系统的标志如图 9-14 所示。

DTS 系统有两种格式，分别称为 DTS-6，DTS-4。DTS-6 为六声道，前方三路，后方二路，超低音一路，其布局与杜比数字系统相类似。DTS-4 为前方三路，后方环绕一路。DTS-6 格式的频响指标是：前方左、中、右三个声道为 20Hz~20kHz，后方左、右环绕声道为 80Hz~20kHz，低于 80Hz 的环绕声中的低频成分送到超低音声道中去重放。



图 9-14 DTS 系统标志

DTS 系统采用一种称作 ADT-X100 的数字压缩技术，音频信号的压缩比约为 4:1，这项技术的压缩比相对杜比数字系统要小一些，因此其重放音色比杜比数字系统要好，听起来更自然一些。

DTS 系统与现有的杜比环绕声系统兼容，节目软件上同时录有杜比环绕格式的信号，播放 DTS 信号需配备专用的解码器。目前，Crystal 公司推出了兼容 DTS 与杜比数字的解码芯片。DTS 系统还有专门用于纯音乐的系统。DTS 格式的家用户节目软件现在还不多，而且硬件投资也是较高的。

六、动态数字环绕声系统——SDDS

SDDS 是索尼公司开发研制的动态数字环绕声系统，是一种新颖独特的电影多声道数字环绕声系统，其标志如图 9-15 所示。

该系统有以下几个特点：

(1) 音质好，失真小于 0.7%，频响宽，为 20Hz~20kHz ± 1dB；声道分离度在 80dB 以上；动态范围大，可达 90dB。

(2) 临场感宽阔浑厚。该系统使用 7.1 声道形式，声像定位准确，移动范围极宽，从而使临场感与环绕感得到极大的发挥，较之 DTS 与 THX 系统效果更好。

(3) 该系统向下兼容。胶片音轨上既有 SDDS 音轨，又有模拟信号的音轨，使得影片不仅能在 SDDS 系统上播放达到 SDDS 效果，也能在普通杜比模拟系统上播放，拓宽了软件的适用范围。SDDS 系统原理框图如图 9-16 所示。



图 9-15 SDDS 系统标志

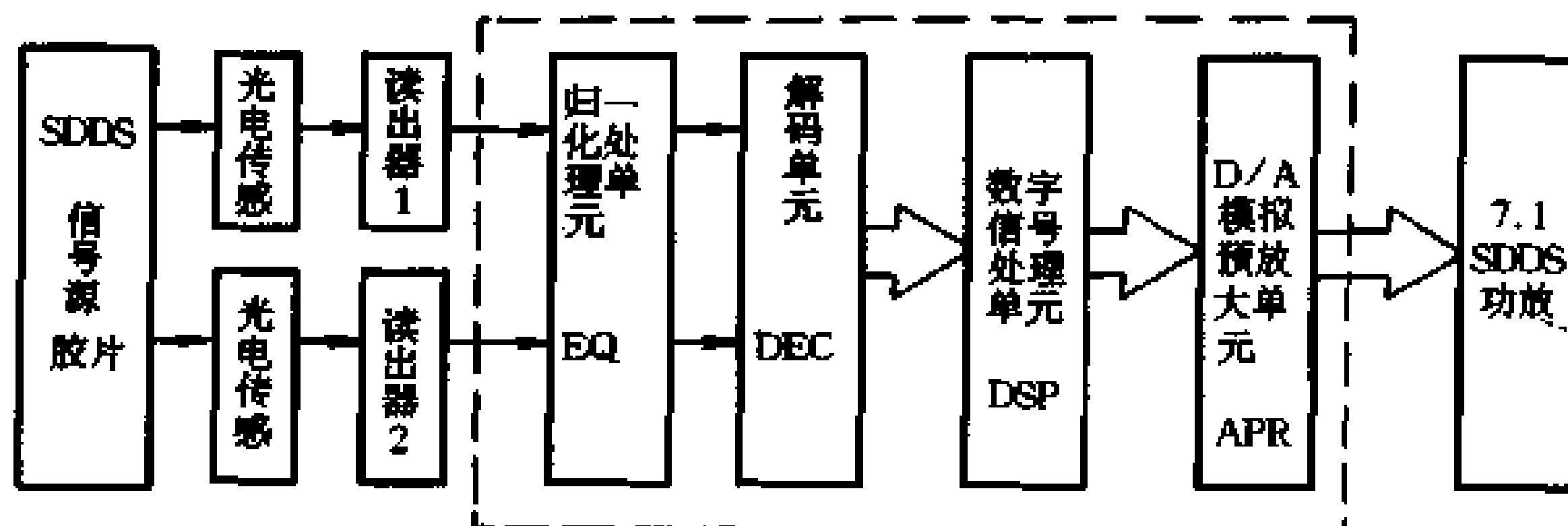


图 9-16 SDDS 系统框图

SDDS 系统使用 SDDS 专用 7.1 声道功放，包含前方右(R)、右中(RC)、中间(C)、

左中(LC)和左(L)共五个全频带声道, 侧后方左环绕(S_L)和右环绕(S_R)两个完全独立的全频带声道, 以及一个超低音声道。

SDDS 音箱系统布局较为独特, 如图 9-17 所示。

就影院音响系统而言, 杜比环绕声系统应用十分普遍, 其技术及相应的软件和硬件设施也十分成熟。但也存在明显的不足, 如声像定位不够准确, THX 和 DTS 系统有所改善, 但 THX 系统繁琐严格的认证标准及高昂的硬件设备限制了其普及, 相比之下, SDDS 则显得宽松, 而且性能超群, 发展很快。我国北京和上海有几家 SDDS 影院出现, 放映了一些 SDDS 的影片, 例如《勇敢者的游戏》, 音响效果非常出色。目前还没有家用的 SDDS 系统, 节目软件还不丰富, 还未进入家庭影院系统。

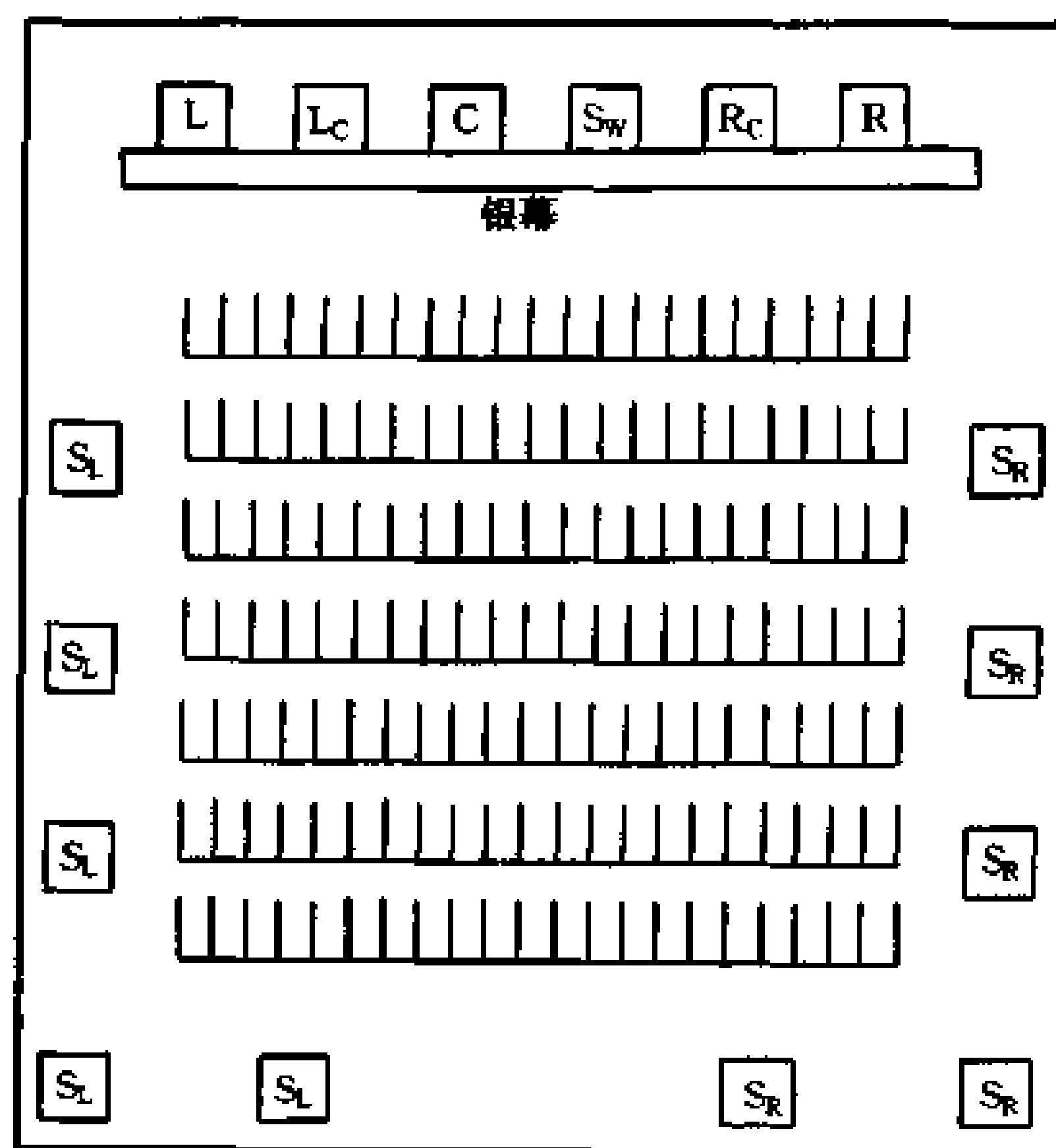


图 9-17 SDDS 系统布置简图

从我们介绍的几种环绕声系统来看, 数字环绕声系统的性能全面超过模拟环绕声系统, 数字技术已成为影音系统的主流。影音设备的数字化不仅可大幅度提高其性能, 而且各设备之间的联系更为紧密, 便于操控调整。表 9-1 是六种环绕声系统的性能比较。

表 9-1 六种环绕声系统性能比较

参数 \ 类型 性能	杜比环绕	杜比定向 逻辑环绕	家用 THX	杜比 AC-3	DTS	SDDS
录制方式	模拟	模拟	模拟	数字	数字	数字
储存声道	2	2	2	5.1	5.1	7.1
重放声道	4	4	4.1	5.1	5.1	7.1
声道构成	L、C、R、S	L、C、R、S	L、C、R、 S、Sw	L、C、R、 S_L 、 S_R 、Sw	L、C、R、 S_L 、 S_R 、Sw	L、C、R、 S_L 、 S_R 、Sw
主声道频响	20Hz~20kHz	20Hz~20kHz	20Hz~20kHz	3Hz~20kHz	20Hz~20kHz	20Hz~20kHz (± 1 dB)
环绕声道频响	100Hz~7kHz	100Hz~7kHz	100Hz~7kHz	3Hz~20kHz	80Hz~20kHz	100Hz~7kHz (± 1 dB)
超低声频响			3~120Hz	3~120Hz	3~120Hz	3~120Hz
分离度/dB	3	25~35	较高	105	高	>80
动态范围/dB		96	105	105	大	>90
输出信噪比/dB	低	70~85	高	115	高	高
现场效果	差	一般	好	很好	很好	最好
投资	很少	少	很多	多	多	多
家庭应用	多	很多	很少	少	很少	暂无家庭 SDDS

9.2 杜比定向逻辑环绕声系统

前面我们介绍了家庭影院的音响系统与 Hi-Fi 音响之差间的差别，我们可以看到只要原有 Hi-Fi 音响符合一定的要求，通过增添一些设备就可以组成一套家庭影院，即能满足 AV 需要，又可兼顾到 Hi-Fi。杜比定向逻辑环绕解码器无疑是系统的核心部分，这里我们介绍几款专用的杜比逻辑解码集成电路的应用，供大家参考。

9.2.1 杜比定向逻辑环绕声解码原理

杜比定向逻辑解码原理如图 9-18 所示。

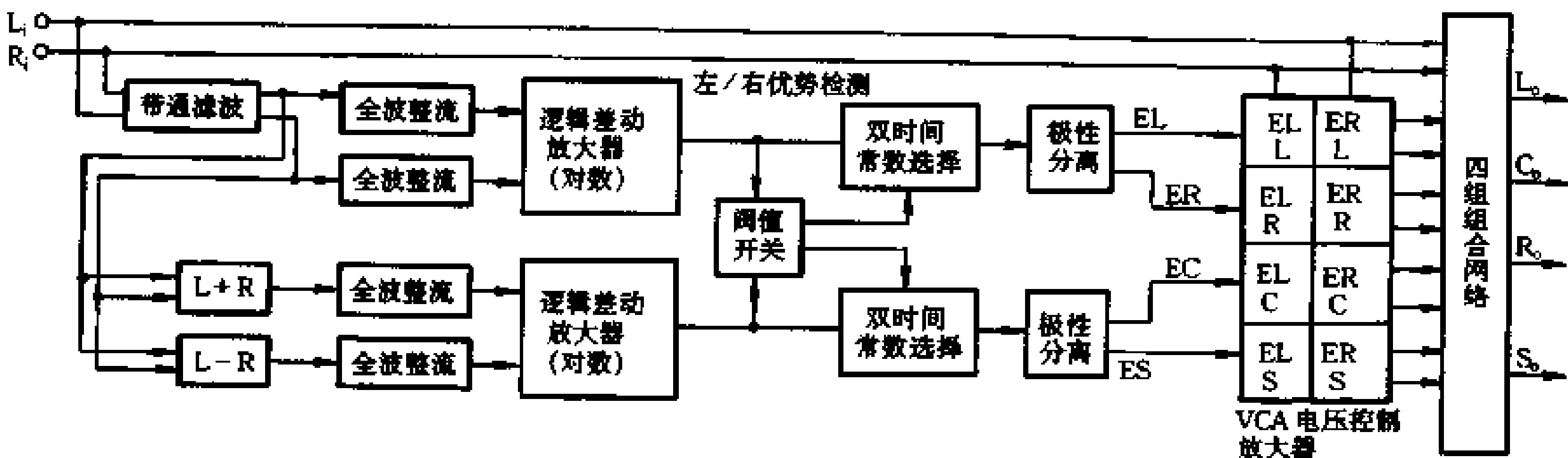


图 9-18 杜比定向逻辑解码器

杜比定向逻辑解码特点是通过逻辑运算来突出声源的方向性，提高声道间的分离度。它利用对数差分放大器分别对左、右声道信号，中央声道(L+R)信号和环绕声道(L-R)信号进行检测比较，判断其左、右及前后的优势方向，并自动随信号的复杂变化而改变逻辑电路的工作时间常数。当测得声压差大于 6dB 以上时，时间常数设定为 30ms，极性分离电路以 30ms 的时间作出快速反应，去控制声压较低的那个声道的压控放大器(VCA)的增益，使之增益降低，声压大的声道声压则显得更大，从而突出变化较大的声音的方向性效果。当测得声压差在 6dB 以下时，时间常数转换为 1s，也就是说对持续时间 1s 以下的较小声压差不作反应。这样在各声道间频繁出现较小声压差时，逻辑电路动作就不会过于频繁，以免影响声场稳定性。这种解码方式也称为主动式解码。

经过编码的左、右声道合成信号 L_c 、 R_c 也进入压控放大器，在此加权后改变电平，再与原来的左、右声道信号进行加减运算。经定向处理后，八组压控放大器最后输出 L、R、S、C 四声道信号。这种处理方式可以最大限度地抵消各声道间的串音而不会使音质劣化。下面以左声道的压控放大输出电路加以说明。左声道简化电路如图 9-19。

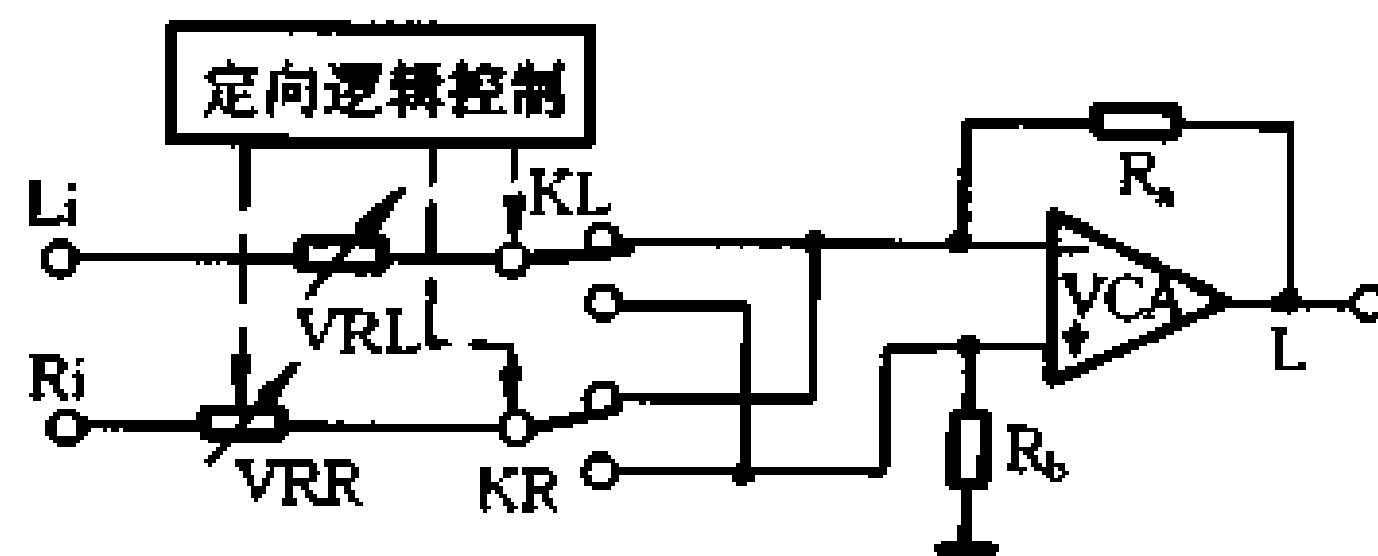


图 9-19 左声道简化电路

图中的 V_{RL} 、 V_{RR} 、 K_L 、 K_R 可看成是定向

逻辑控制电路的优势检测信号对压控放大器的控制。从编、解码原理可知,L声道中会混入C和S声道的串音信号,但优势检测控制信号可改变 V_{RL} 和 K_L ,进而改变L输出信号,在一定程度上反映原始信号的强弱和相对优势关系。这对L信号中虽仍有串音信号,由于另一路优势检测信号(C和S)也参与控制 V_{RR} 和 K_R ,与 R_i 信号进行可变的加或减运算,就可以根据C和S声道被检测到的情况进行相消,从而使L输出信号中串音成分减至最小。其他三个声道压控放大输出的原理也是这样。

9.2.2 杜比定向逻辑解码集成电路及其应用电路

杜比定向逻辑解码器通常以专用解码集成电路为核心构成。在应用杜比定向逻辑解码集成电路时,须注意以下几点:

(1) 杜比定向逻辑解码芯片的输入电平一般为300~500mV,不同的芯片最佳输入电平有所不同,过大或过小都可能影响到解码精度、失真度或信噪比,因此要特别注意输入电平是否合适。影碟机等设备的输出电平通常可达1V左右,解码器输入端应加-6~-9dB的衰减器方可令输入电平符合要求。

(2) 解码芯片的增益一般为0dB,输出电平为300~500mV,这个电平一般是无法使功放满功率输出的,因此解码后的信号还要经过一级10~20dB的放大器放大才能满足要求。并且在放大器前后分别设置单联和四联音量电位器。单联电位器用于分别控制各声道的音量,使之平衡。四联电位器用于总音量的同步控制。

(3) 需要另设延时电路的解码芯片,延时芯片的数字地要单独走线,在电源地与模拟地汇合。延时电路部分可以采取屏蔽措施,来提高电路信噪比,减少干扰。

(4) 解码器单独使用时,一般还应增加中置和环绕声道两路功放。其输出功率可参考前面的文章来选择。一般要求其输出功率应能达到50W以上。这里推荐功率集成电路LM3886TF。它具有电路简单,可靠,性能优越的特点,额定输出功率不小于50W,而且散热器与外壳绝缘,安装极为方便。

杜比定向逻辑解码器有合成型和压控型两种。合成型的解码器性能好,分离度高,电路复杂,造价高,多用于专业场合。压控型则具有较高的性价比。下面我们介绍几种性能优越、结构简单的压控型解码芯片及应用电路。

一、杜比定向逻辑解码芯片——SSM-2125/2126

SSM-2125/2126大规模集成电路是美国著名的模拟器件公司(AD公司)研制开发的杜比定向逻辑解码芯片。SSM-2126与SSM-2125相比较,它除了声道分离度比SSM-2125略低以外,其它性能完全相同,两者可以直接互换使用。

1. 主要特点

- (1) 芯片内部有噪声序列发生器和可以开关的输入自动平衡电路。
- (2) 中央声道模式选择:常规、宽广、幻象、关断。
- (3) 解码芯片直通模式选择。
- (4) 采用48脚双列直插塑料封装。

(5) 芯片控制采用 CMOS 和 TTL 兼容的控制逻辑电平。

2. 性能参数

(1) 声道分离度: SSM-2125 为 48dB (典型值) 和 35dB (最小值); SSM2126 为 35dB (典型值) 和 25dB (最小值)。

(2) 总谐波失真为 0.02%。

(3) 信噪比为 87dB。

(4) 动态范围为 103dB。

(5) 动态裕量为 16dB。

(6) 输出电平为 $\pm 0.5\text{dB}$ ($V_{\text{IN}}=0\text{dB}$)。

(7) 自动平衡范围为 $\pm 3.8\text{dB}$ 。

(8) 噪声检测输出电平为 -13.5dB 。

(9) 额定电源电压: $+12\text{V}$ (单电源), $\pm 6\text{V}$ (双电源)。

(10) 工作电流为 40mA。

3. 应用电路

从上面的性能参数可以看出, 这两块集成电路具有很低的失真, 很宽的动态范围和较高的声道分离度, 在电路应用中用其直通模式即可用于高保真立体声状态而无需另设直通开关。用 SSM-2125/2126 加上少量的外围元器件即可构成一个完整的杜比定向逻辑环绕声系统, 它的内部功能框图见图 9-20。

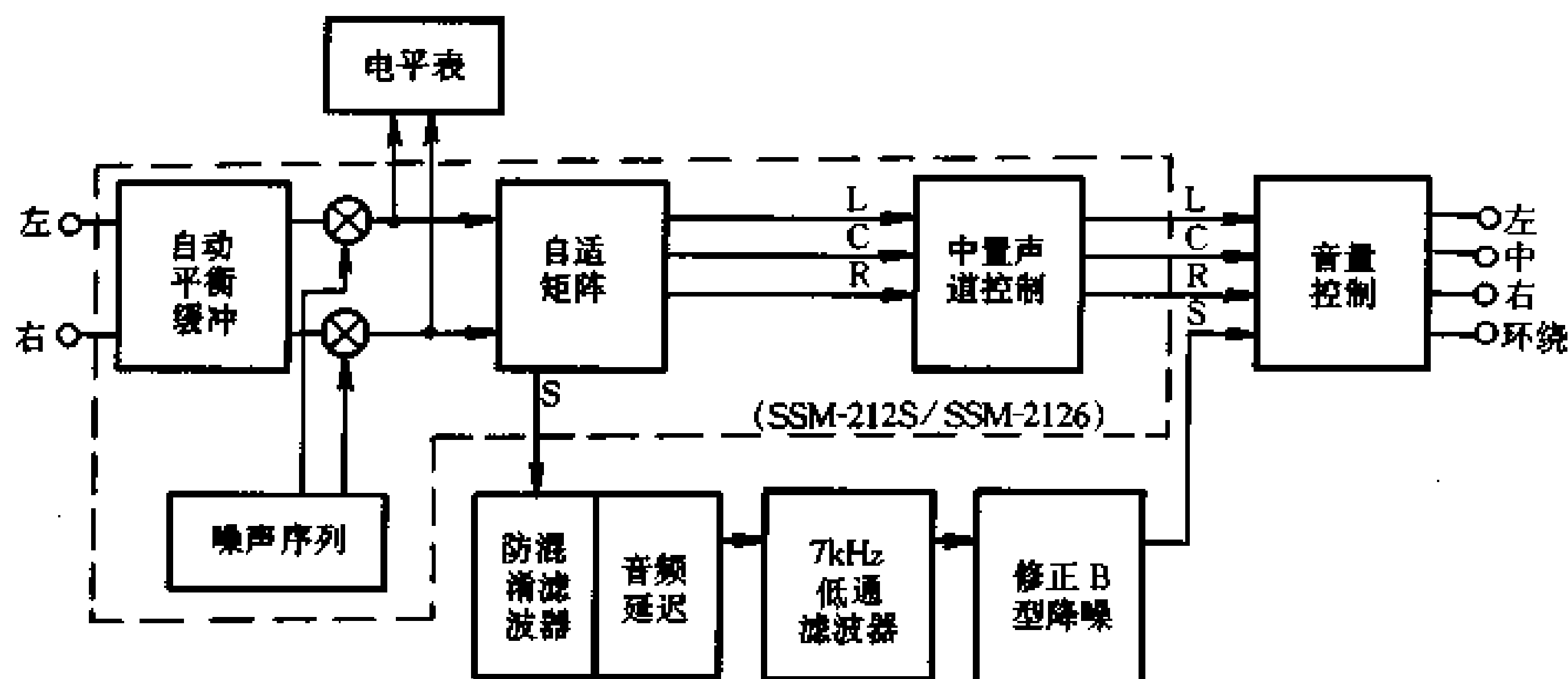


图 9-20 SSM-2125/2126 内部框图

SSM-2125/2126 解码芯片可以使用双电源或单电源工作, 电源电压允许有 $\pm 10\%$ 的误差。使用单电源时, 集成电路内部产生一个 $+6\text{V}$ 的基准电压参考点并由 V_{REF} 引脚输出供外部使用。另一个 6V 的引脚 V_{RO} 与该脚连接作为虚地, 并通过 $100\mu\text{F}$ 和 $0.1\mu\text{F}$ 电容接地。使用双电源时, 该点则直接接地, 这时可省去输入、输出耦合电容, 提高保真度。

图 9-21 和图 9-22 分别是其单电源和双电源的典型应用图。

为了保证音质和高信噪比, 电路的杜比电平(输入电平)必须满足 500mV 的要求。在这个电平状态, 电路能提供 87dB 的信噪比和 16dB 的动态裕量; 当杜比电平降为 300mV

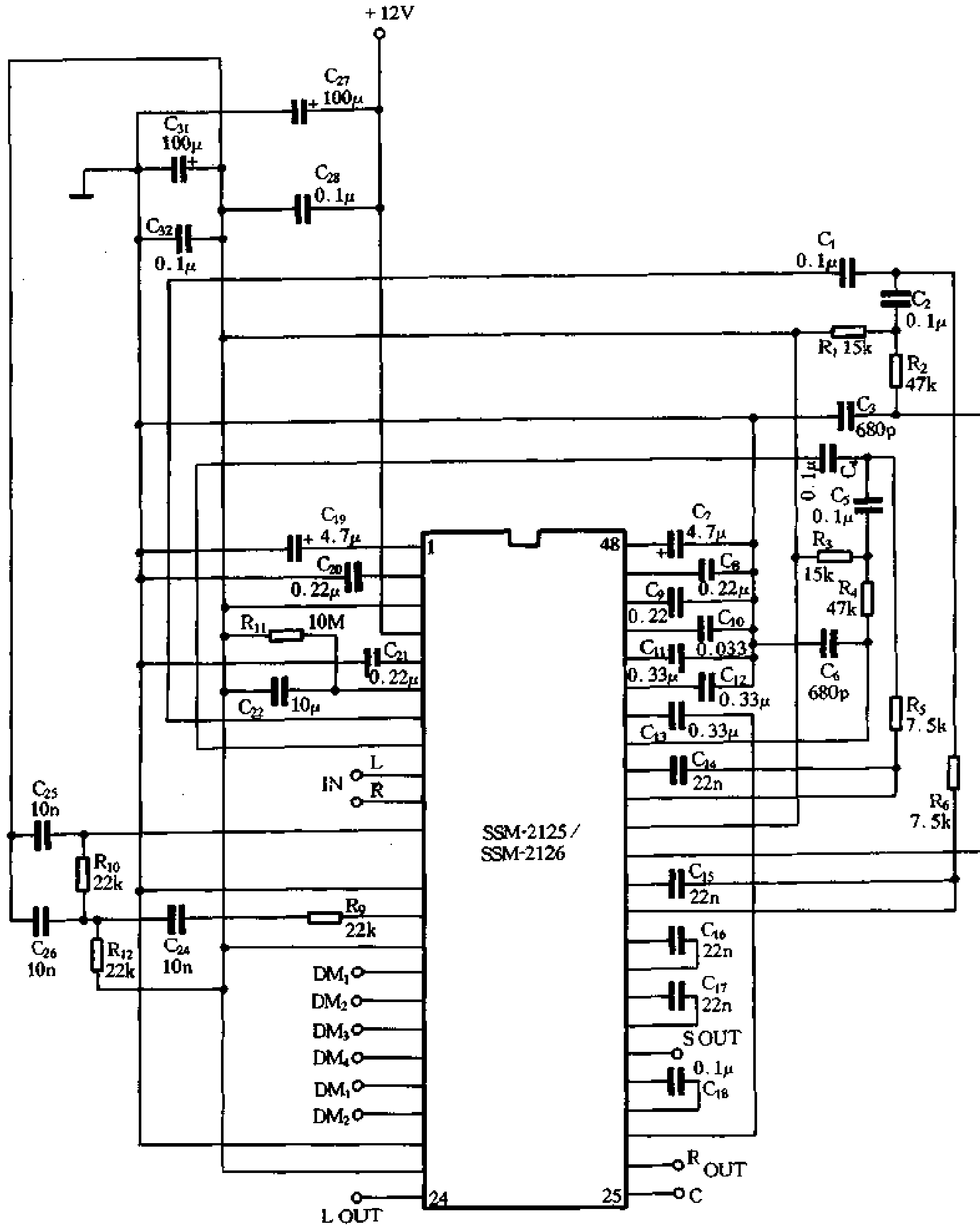


图 9-21 SSM-2125 单电源应用

时，电路能提供 83dB 的信噪比和 20dB 的动态裕量。

自动平衡电路可在杜比定向逻辑解码和立体声直通模式下使用。当左右声道输入信号平衡误差在 $\pm 3.8\text{dB}$ 范围内时，平衡电路将自动予以校正。关断平衡电路时，该电路的压控放大电路即被旁路。

该电路的检测信号是由白噪声通过 0.2Hz 梳状滤波器和 10kHz 低通滤波器产生的，具有 0.2Hz 的间隔和相等的峰值。波形见图 9-23。如果电路不采用单片计算机控制系统，

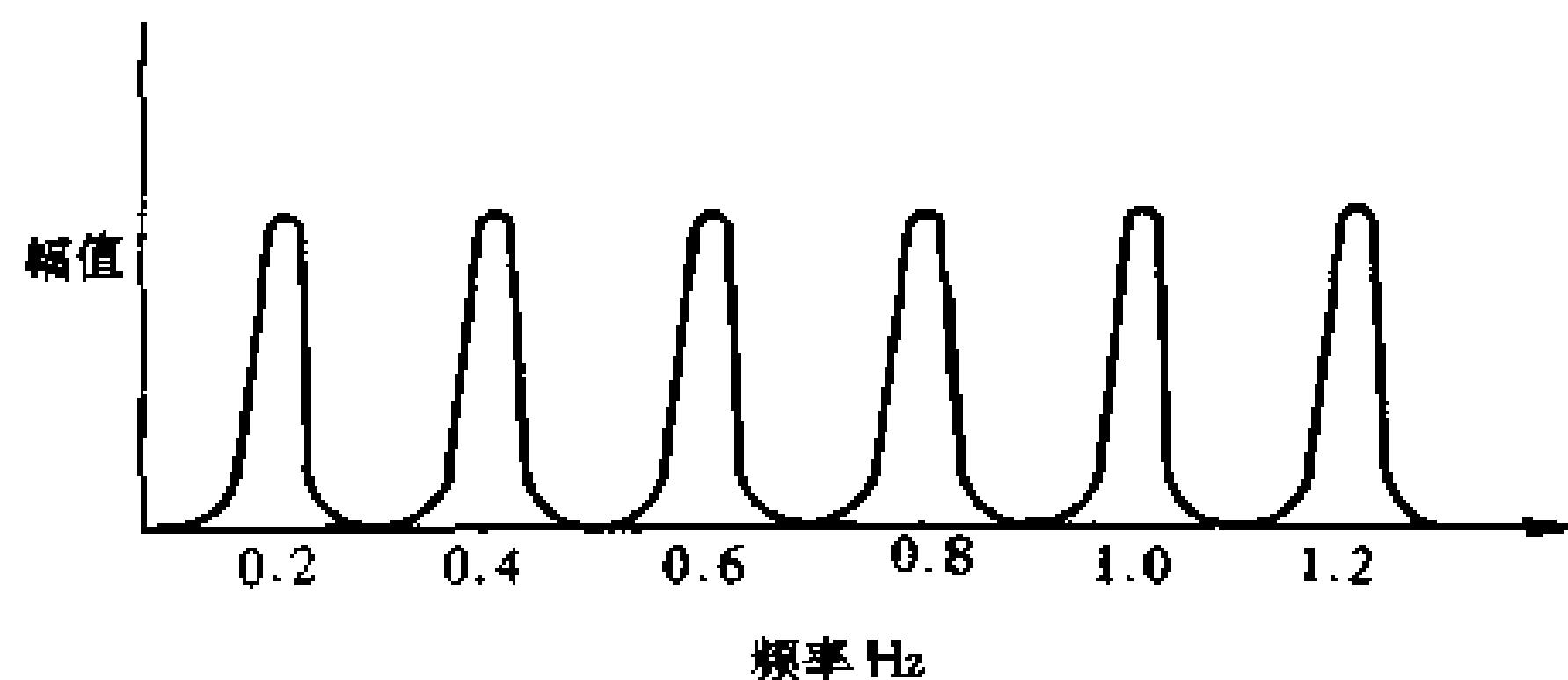


图 9-23 检测信号波形

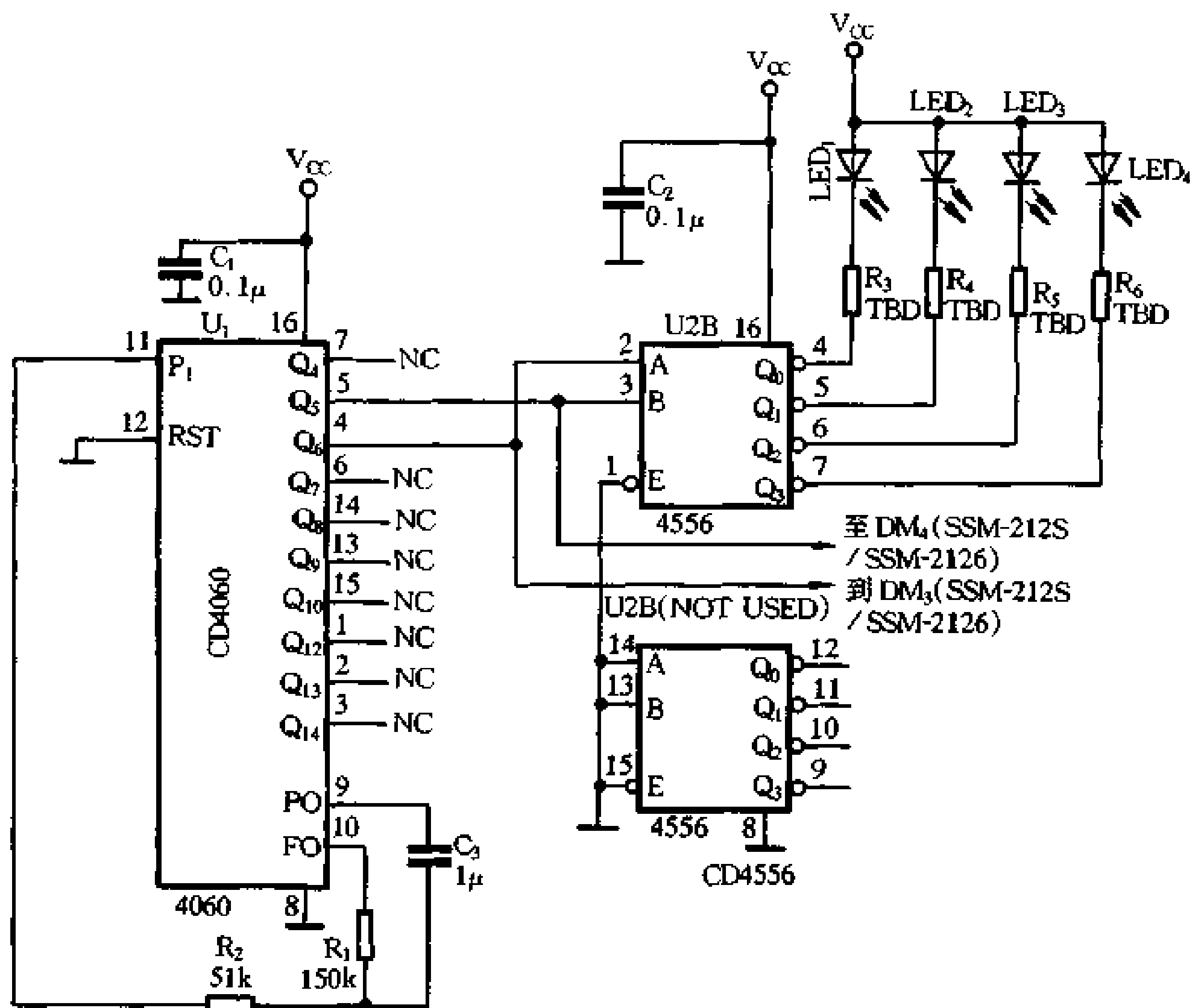


图 9-24 检测控制电路

噪声发生、静音等功能。CM₁、CM₂ 端子用于控制中央声道的常规(Normal)、宽广(Wide)、幻象(Phantom)、关闭四种工作模式。在常规模式时，中央声道的低频响应限制在 100Hz，可使用小体积的中置音箱；在宽广模式时，中央声道输出全频带信号；幻象模式可不使用中置音箱，中央声道信号被均匀分配到左、右声道中。

此电路还应在集成电路 30 脚即环绕输出端接延时，以及滤波，降噪和音量控制等辅助电路，以增强环绕声的使用效果。

SSM-2125/2126 是一块高性能的杜比定向逻辑解码器，一向注重音质的天龙公司用它生产 AV 功放，此电路的应用在国内尚不多见。

二、三洋杜比定向逻辑解码芯片——LA2785

三洋电气公司的 LA2785 是一片为杜比定向逻辑环绕声系统而设计的双极性数字模拟

混合大规模集成电路。这片集成电路包含除了被动式解码器以外的杜比定向逻辑解码器的所有功能，如自适应矩阵，中置声道的模式控制，4/3声道逻辑控制，噪声序列发生器和数字自动平衡控制以及中置电平微调等。

LV1010 是一片完整的被动式杜比环绕声解码器，它有固定式 L-R 矩阵，带内置内存 12KSRAM 的可变时间延迟，7kHz 低通滤波器和修正 B 型降噪器以及环绕声道音量控制，前场声道混合功能和模拟环绕声模式等功能。

LA2785 和 LV1010 共同使用，可以方便地组成一个完整的杜比定向逻辑解码系统。这两个芯片用单片机通过三条数据线进行控制，可对噪声序列和自动平衡控制电路进行完美和稳定地控制和操作。

1. 主要特点

LA2785 具有以下主要特点：

- (1) 中置声道电子音量控制，范围为 0 ~ -31dB。
- (2) 可以调节的数控自动平衡电路。
- (3) 可以调节的数控噪声序列发生电路。
- (4) 具有宽广的动态范围。

LV1010 有以下主要特点：

- (1) 高精度的数字延时电路，范围为 5 ~ 60ms。
- (2) 模拟环绕声场处理功能。
- (3) 内置静音电路和环绕声道滤波器(20kHz 低通)。
- (4) 旁路开关电路可以旁路降噪电路和 7kHz 低通滤波器。

2. 性能参数

LA2785 采用 42 脚 DIP 双列直插封装，脚距为 1.78mm。图 9-25 是它的测试电路和内部电路原理框图。其工作电压范围为 8V ~ 10V，推荐值为 9V，最佳输入电平为 300mV，主要参数见表 9-2。

表 9-2 LA2785 主要电性能参数

参 数	符 号	典 型 值	最 小 值
工作电流	I_{cc} (mA)	65	
声道矩阵抑制	R_j (dB)	35	25
总谐波失真	THD (%)	0.02	
信噪比	SN (dB)	77~80	71~74
定向逻辑关闭信噪比	SN (dB)	90	
输出电平精度	V_{ce} (dB)	0	-0.5
噪声序列输出	(mV)	70	50
控制输入高电平	V_{IH} (V)	5	3.5
控制输入低电平	V_{IL} (V)	1.5	0

LV1010 采用标准 24 脚 DIP 双列直插式封装。其测试电路及内部原理框图见图 9-26。它的工作电压范围和最佳输入电平与 LA2785 相同。它的主要性能参数见表 9-3。

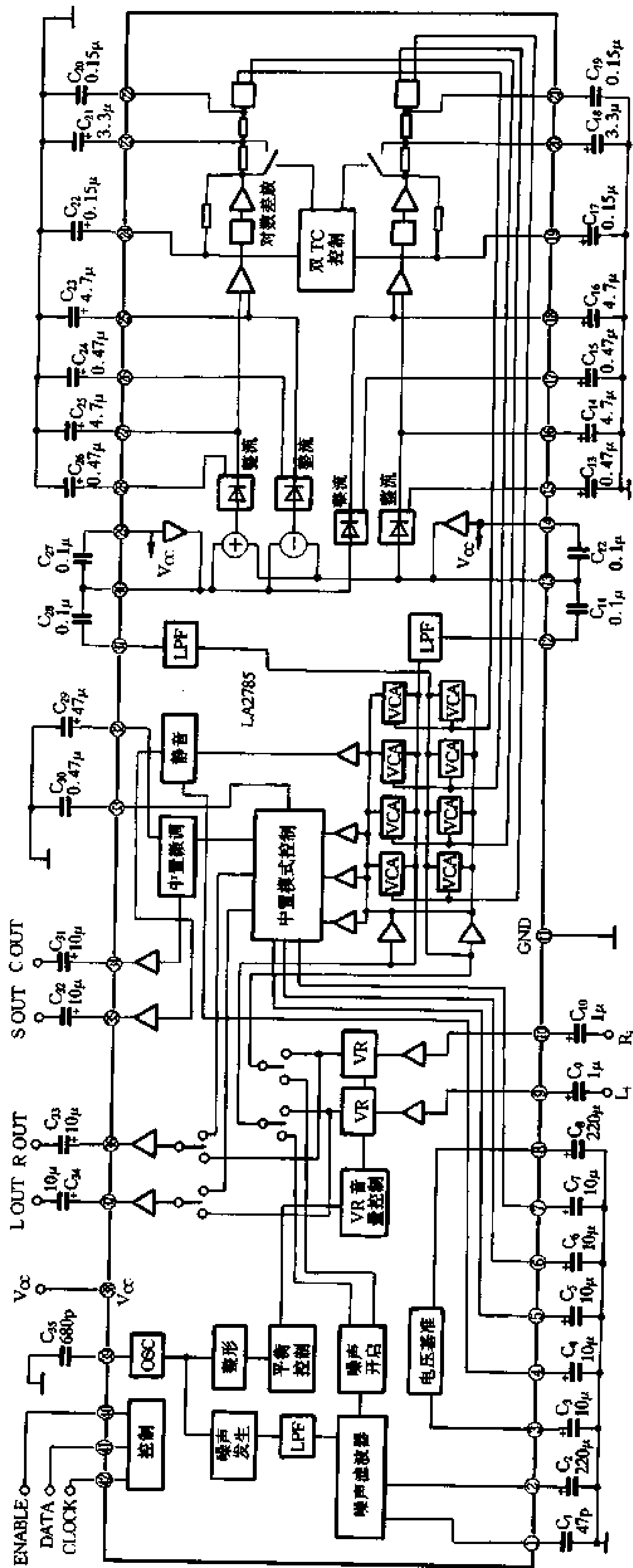


图 9-25 LA2785 内部原理框图

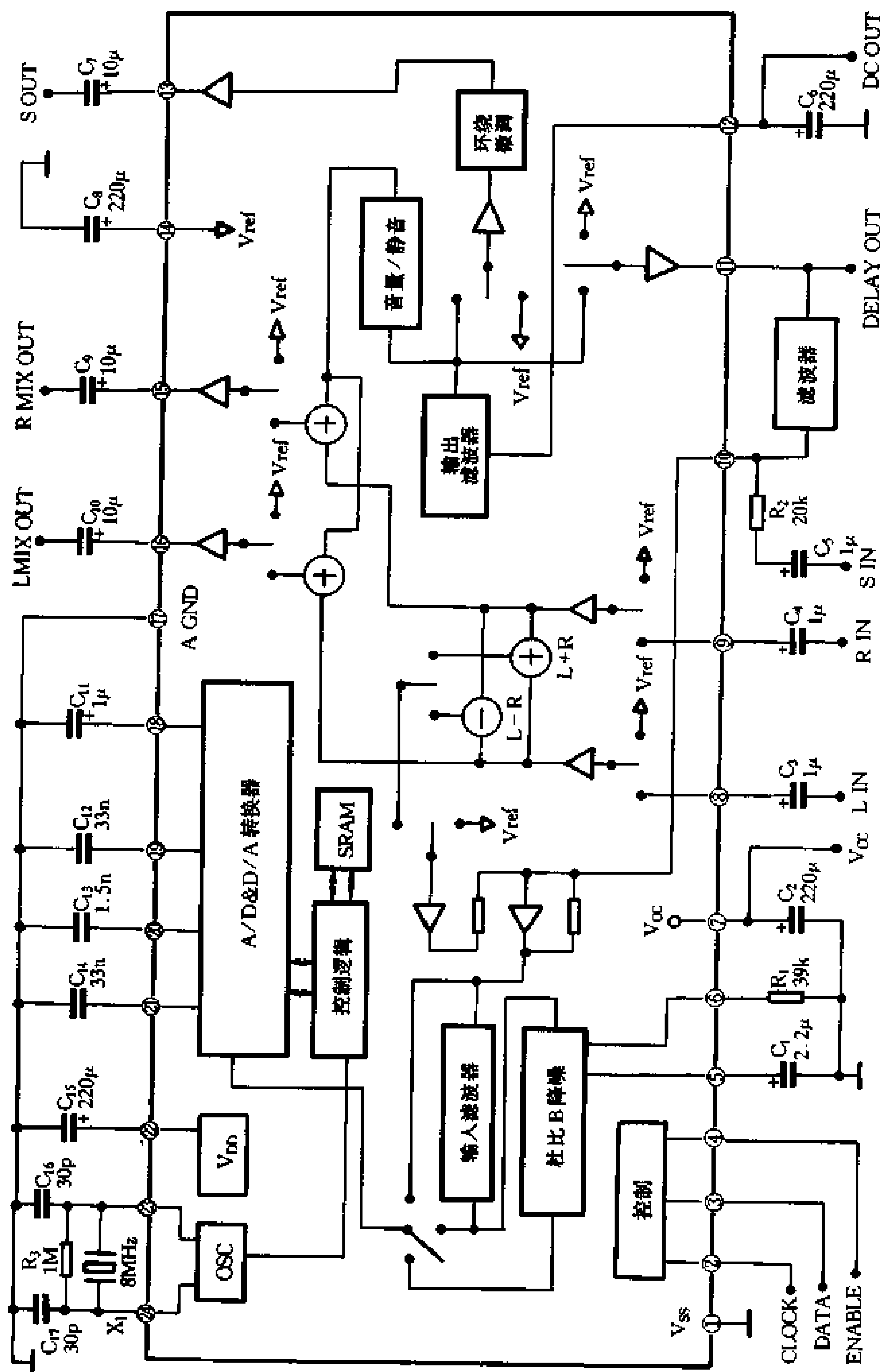


图 9-26 LV1010 内部原理框图

3. 应用电路

LA2785 和 LV1010 的典型应用电路如图 9-27 所示，其外围电路比较简单。两片集成电路共用控制总线，整个解码电路的功能控制通过微处理器(如 LC866×××系列芯片)的三根总线(激活、时钟、数据)进行。

表 9-3 LV1010 主要电性能参数

参 数	符 号	典 型 值	最 小 值
工作电流	I_{cc} (mA)	30	21
环绕声道信噪比	SN (dB)	70	
L、R 声道信噪比	SN (dB)	80	
环绕声道总谐波失真	THD (%)	0.5	
L、R 声道总谐波失真	THD (%)	0.05	

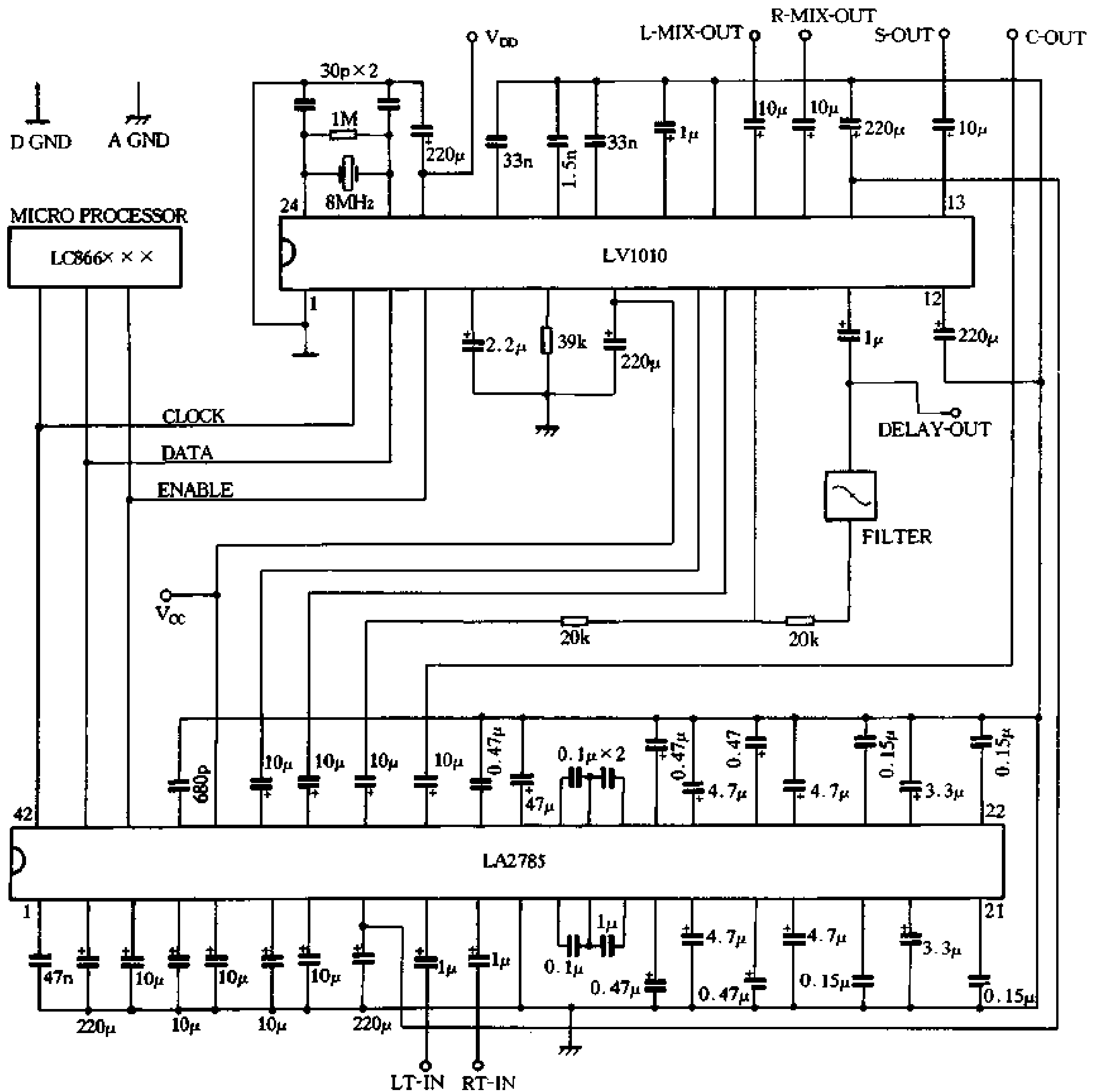


图 9-27 LA2785 应用电路

LA2785 和 LV1010 的控制数据格式的波形如图 9-28 所示。

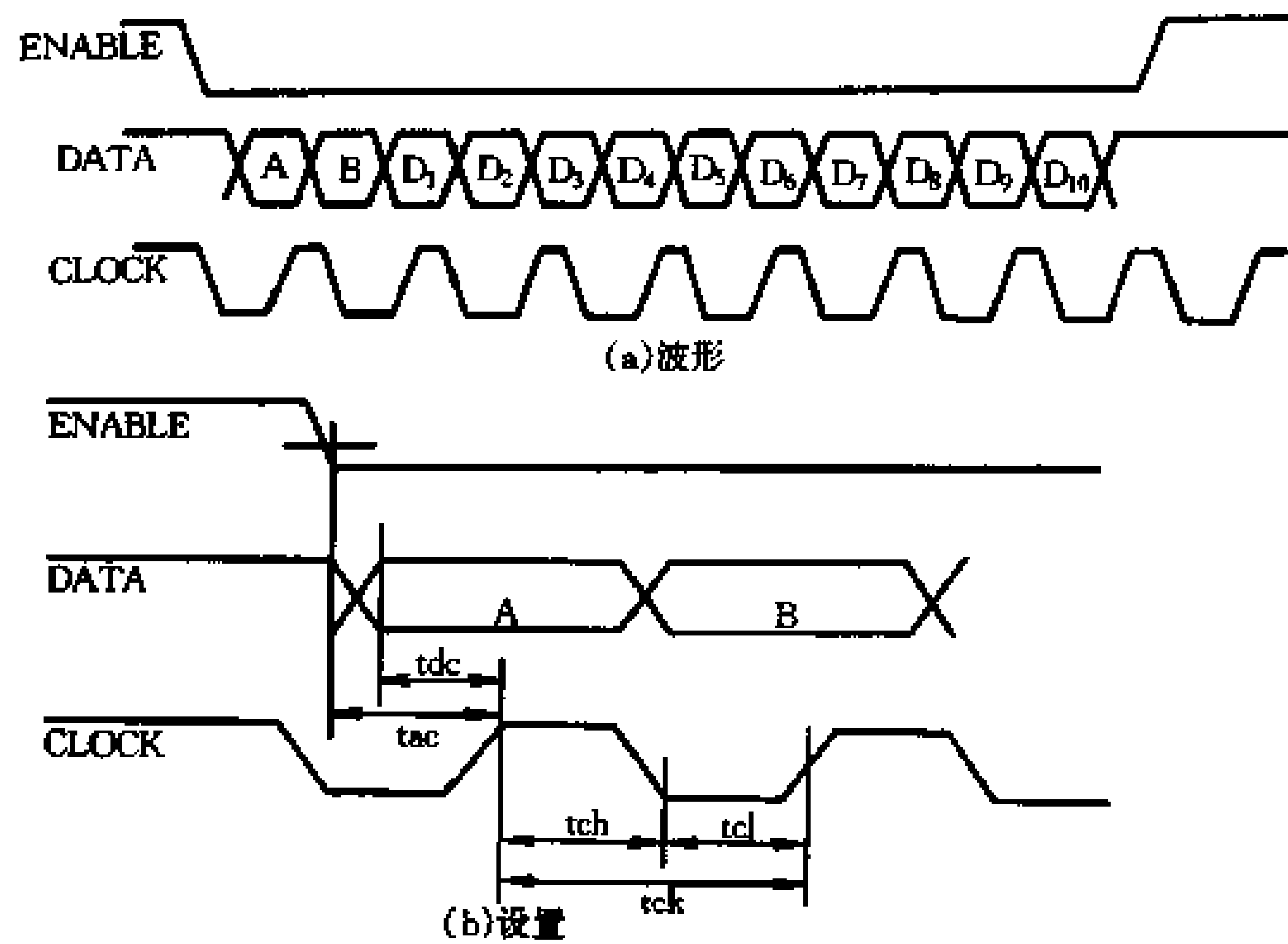


图 9-28 LA2785/LV1010 控制波形

数据信号在时钟信号后引导。串行数据必须是 12 位(A~D10),且同时在激活信号(ENABLE)后引导。在集成电路被控制时,激活信号为低电平“L”,平时则为高电平“H”。所有数据均设置于高电平 H 的上升沿,中央声道的电平微调通常设置于 -3dB 的衰减位置。

LA2785 的控制数据格式如表 9-4 所列。当 A=H 时, LA2785 进入受控状态,所有控制模式生效;当 B=L 时,可输入第四行开始的 D₁~D₁₀数据。其中 D₄~D₅ 的控制数据用于控制噪声序列输出声道,数据格式如表 9-5 所列。

表 9-4 LA2785 控制数据格式

	L	H
A		须置 H
B	模式数据	中置电平微调数据
D ₁	定向逻辑开	定向逻辑关
D ₂	自动平衡开	自动平衡关
D ₃	3 声道逻辑	4 声道定向逻辑
D ₄	噪声序列输出控制数据	
D ₅		
D ₆	噪声序列开	噪声序列关
D ₇	中置声道开	中置声道关
D ₈	幻象模式开	幻象模式关
D ₉	宽广模式开	宽广模式关
D ₁₀	常规模式开	常规模式关

表 9-5 噪声序列输出控制数据格式

D ₅	D ₄	
	L	H
L	左声道	中央声道
H	右声道	环绕声道

注: B=L

当 B=H 时,可通过 D₁~D₅ 输入中央声道音量微调数据,其格式见表 9-6,控制范围

是 $0 \sim -31\text{dB}$ 。这时 $D_6 \sim D_{10}$ 应为低电平，否则不能正常控制。

当 $A=L$ 时，则是 LV1010 进入受控状态，与其有关的控制模式生效。其数据信号控制格式见表 9-7。其中 D_4 、 D_5 的控制数据用来控制 7kHz 低通滤波器的开关。 D_9 、 D_{10} 的数据用于控制前场声道混合时的音量，控制范围为 $-2 \sim -6\text{dB}$ ，数据格式见表 9-8。

采用 LA2785、LV1010 和微处理器构成的杜比定向逻辑环绕声解码器结构简单，功能完善，操控方便。应用中要注意元器件的精度与质量。由于电路采用数字控制方式，应注意微处理部分对模拟信号的干扰。

表 9-6 中央声道音量微调控制数据

D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	衰减率 (dB)	D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	衰减率 (dB)				
L	L	L	L	L	0	H	L	L	L	L	-16				
				H	-1					H	-17				
			H	L	-2				H	L	-18				
				H	-3					H	-19				
			H	L	L				-4	H	L	L	-20		
					H				-5			H	-21		
		H		L	-6			H	L		-22				
				H	-7				H		-23				
		L		H	L			L	-8		H	H	L	L	-24
								H	-9					H	-25
			L					-10	H	L				-26	
			H					-11		H				-27	
			H		L			L	-12	H			L	L	-28
								H	-13					H	-29
H	L				-14	H	L	-30							
	H				-15		H	-31							

表 9-7 LV1010 控制数据格式

	L	H
A	须设 L	-
B	须设 L	-
D_1	环绕延迟	L+R、L-R 延迟
D_2	L+R	L-R
D_3	延迟输出开	延迟输出关
D_4	7kHz 降噪低通滤波器控制	
D_5		
D_6	L、R 输出静音开	L、R 输出静音关
D_7	S 输出静音开	S 输出静音关
D_8	前场反相混合	前场同相混合
D_9	前场混合音量控制	
D_{10}		

表 9-8 低通滤波器及前场混合音量控制数据

D_5	D_4	
	L	H
	直通	低通 + 降噪
	低通	A/D 输出静音
D_{10}	D_9	
	L	H
L	最大 -2dB	中等 -4dB
H	最小 -6dB	静音

三、NJM2177A 杜比定向逻辑环绕声解码器

NJM2177A 是日本 JRC 公司的杜比定向逻辑环绕声解码芯片，是 NJM2177 改进型的单片解码集成电路，具有高质量的音频性能。它包括自动输入平衡、噪声序列发生器、自适应矩阵、中央型控制器、改进型的 B 型降噪器和时间延迟功能。中央声道控制器可切换四种状态：常规、幻象、宽带、开/关。芯片的工作模式有四声道(L、C、R、S)三声道(L、C、R)，两声道立体声以及 L+R, L-R 输出。

1. 性能参数

该器件有两种不同的封装形式，即 SDIP-56 和 QFP-64 封装，引脚图见图 9-29，其功能框图见图 9-30。

NJM2177A 的杜比电平为 300mV，电源电压为 9 ~ 13V，消耗电流为 34 ~ 40mA。最大工作电压为 15V（推荐为 12V），最大功耗为 700mW，工作温度范围为 -20℃ ~ 70℃。主要参数列于表 9-9。

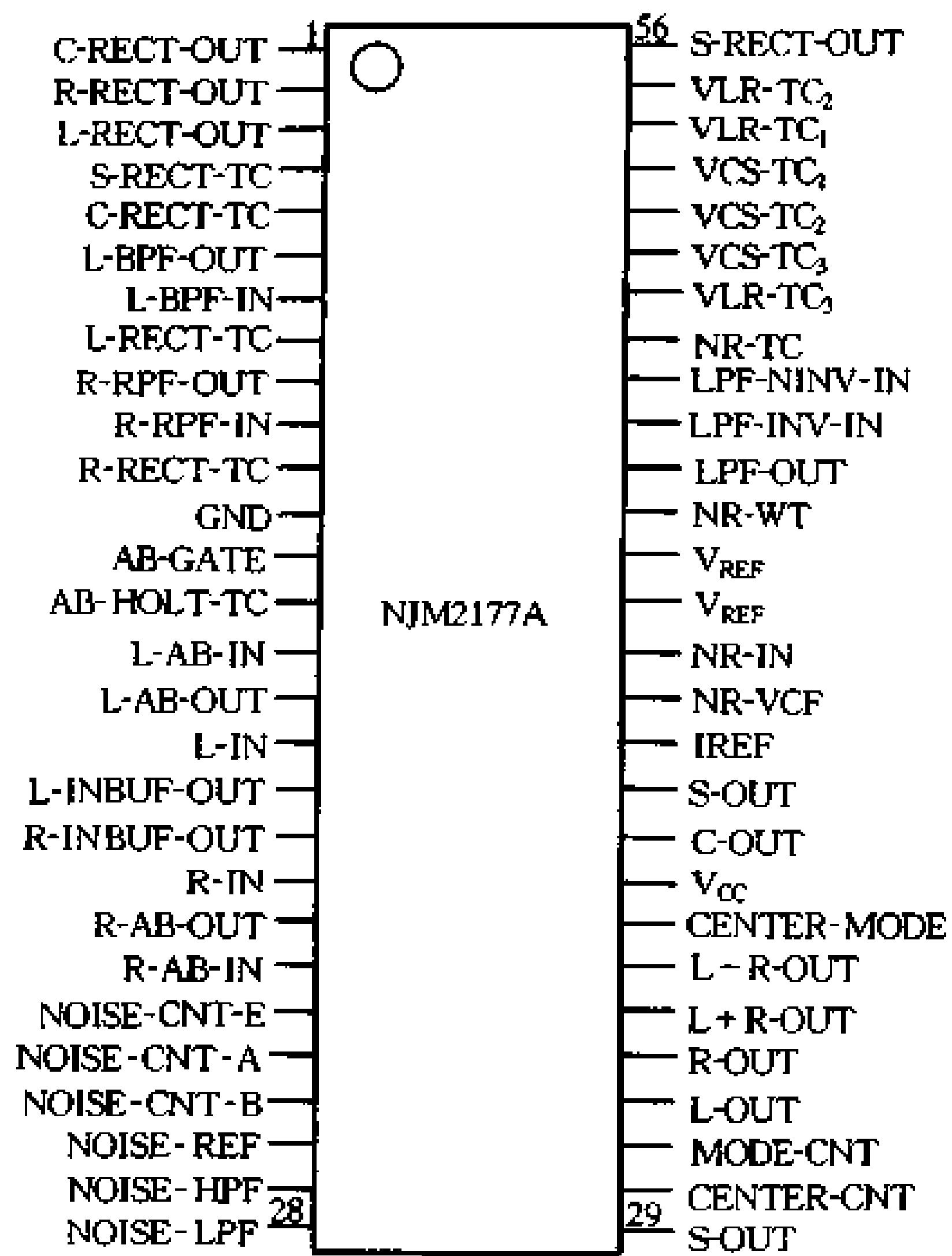


图 9-29 NJM2177A 引脚图

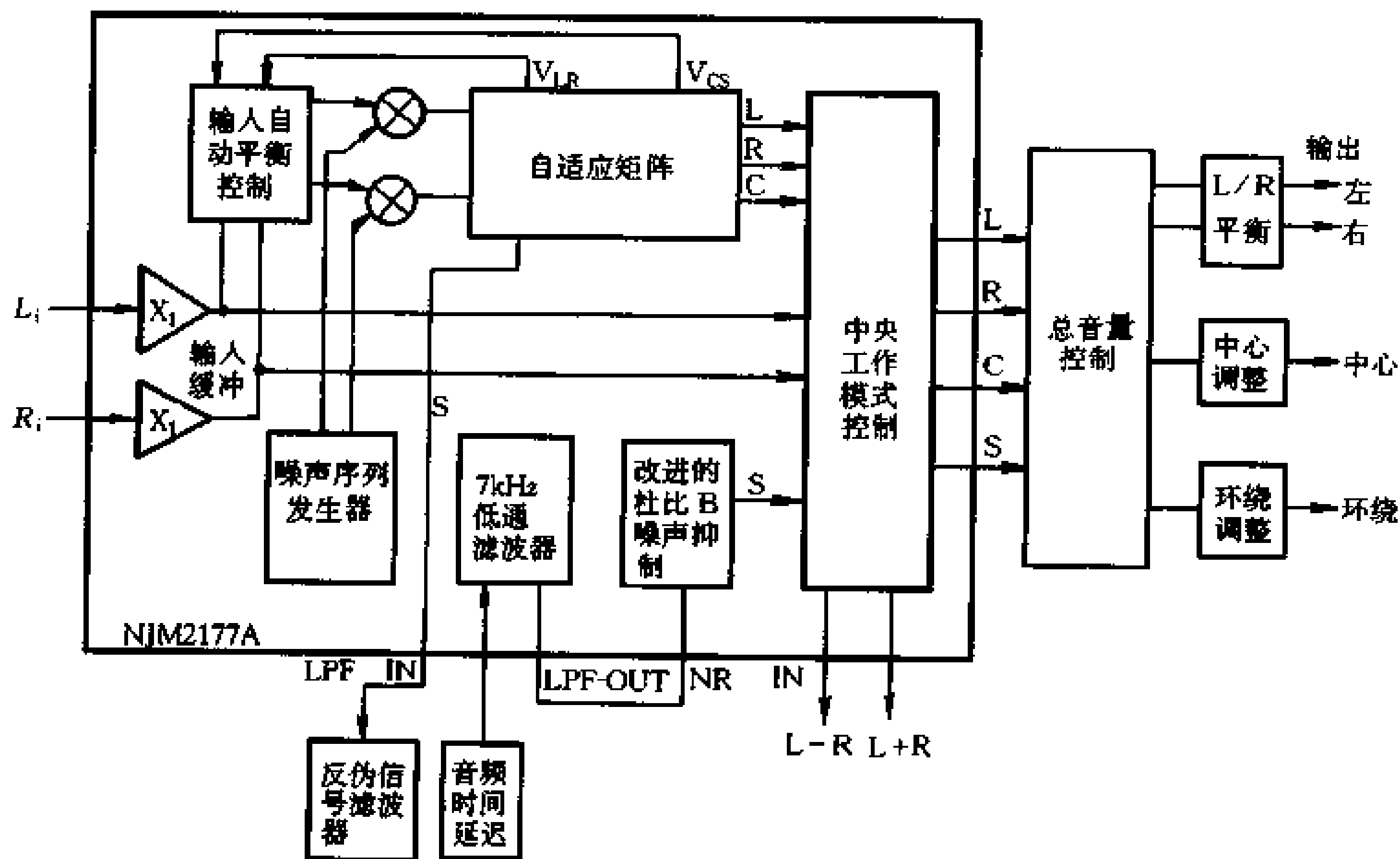


图 9-30 NJM2177A 功能框图

表 9-9

NJM2177 性能参数

参 数	符 号	最 小 值	典 型	最 大 值	单 位
控制开关输入电压	Vc-2ch	0	开路	0.8	V
2 通道型	Vc-3ch	3~8		7.0	
3 通道型	Vc-4ch				
4 通道型					
MODE-CNT 脚					
中心开	Vc-con	2.4		7.0	V
中心关	Cc-coff	0.0		0.8	
噪声列序发生器开	Vc-nson	0.0		0.8	V
噪声列序发生器关	Vc-nsoff	3.2		7.0	
噪声列序发生器, 通道选择高	Vc-nssH	3.2		7.0	V
噪声列序发生器通道选择低 (NOISE-CNT-A 及 NOISE-CNT-B 脚)	Vc-nssL	0.0		0.8	
电压增益	GV-BNR		9.0		dB
解码灵敏度 1	Dec1	-1.6	-0.1	1.4	dB
2	Dec2	-3.0	-1.5	0.0	
3	Dec3	-4.9	-3.4	-1.9	
4	Dec4	-6.8	-5.3	-3.8	
T.H.D	THD-NR		0.07		%
HR (Headroom)	HR-NR	15	17		dB
信噪比	SN-NR	76	82		dB
输出噪声电平	Vno	-15	-12.5	-10	dB
输出噪声电平精度相对于 C、L、R、S 通道	ΔVno	-0.5	0.0	0.5	dB
自适应矩阵 输出电平精度相对于 C、L、R、S 通道	ΔVol	-0.5	0.0	0.5	dB
矩阵抑制相对 L、R、C、S 通道输出	Mr	25.0	40.0		dB
T.H.D L、R、C、S 通道输出	THD-AM			0.02	%
HR L、R、C、S 通道输出	HR-AM	15.0	15.7		dB
自动平衡捕捉范围	CPR		± 5		dB
误差收集	CER		± 4		dB
T、H、D、Lt、Rt 输出	THD-AB		0.03		%

注: $T_A=25^\circ\text{C}$, $V_{CC}=12\text{V}$, 0dB 基准是 300mV/1kHz。

2. 典型应用电路

NJM2177A 的典型应用电路如图 9-31 所示。NJM2177A 组成的杜比定向逻辑解码电路比较简单。

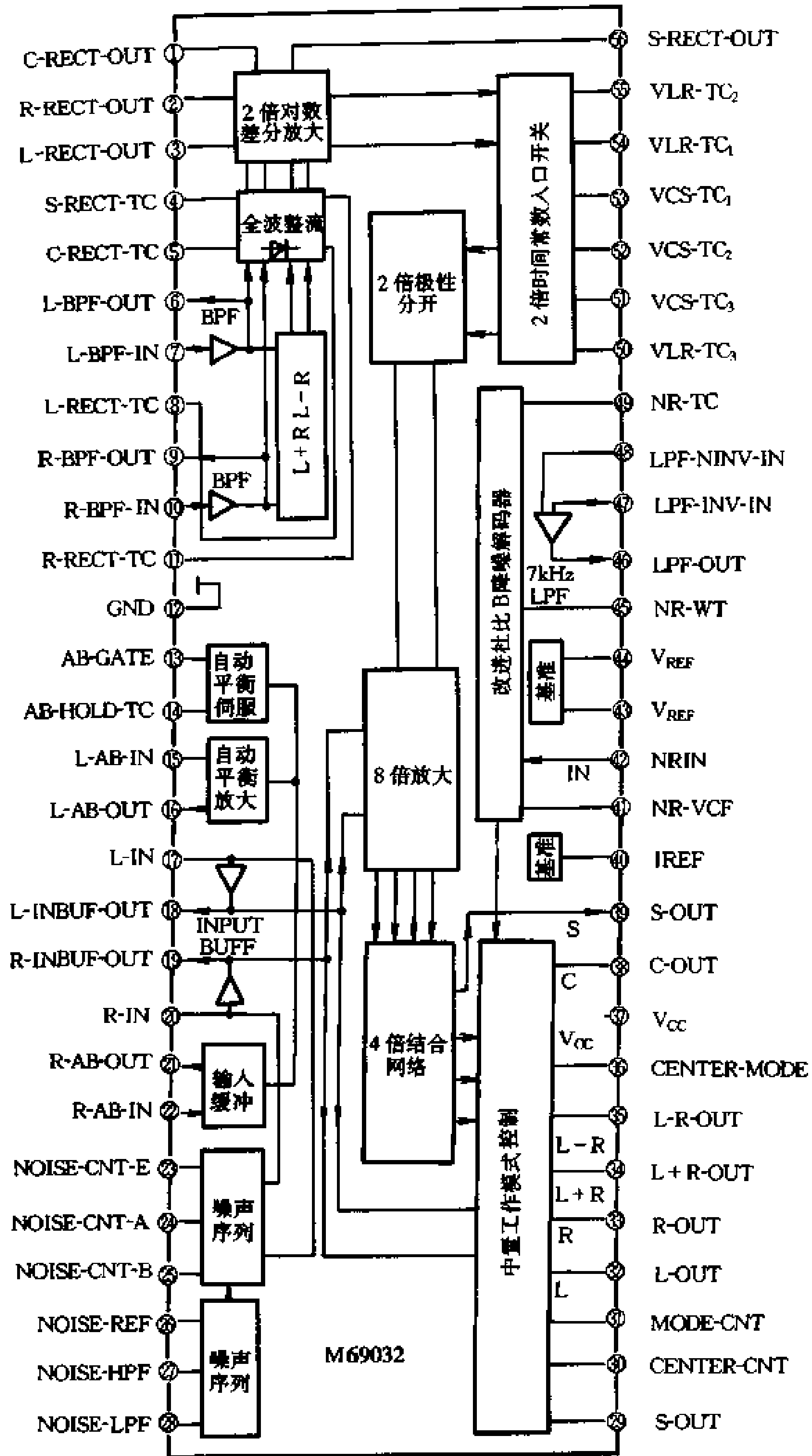


图 9-32 M69032P 内部框图

矩阵信噪比：83dB；

输出信噪比：92dB。

3. 应用电路

M69032P 的典型应用电路如图 9-33 所示。该器件的最佳输入电平为 300mV, 最大为

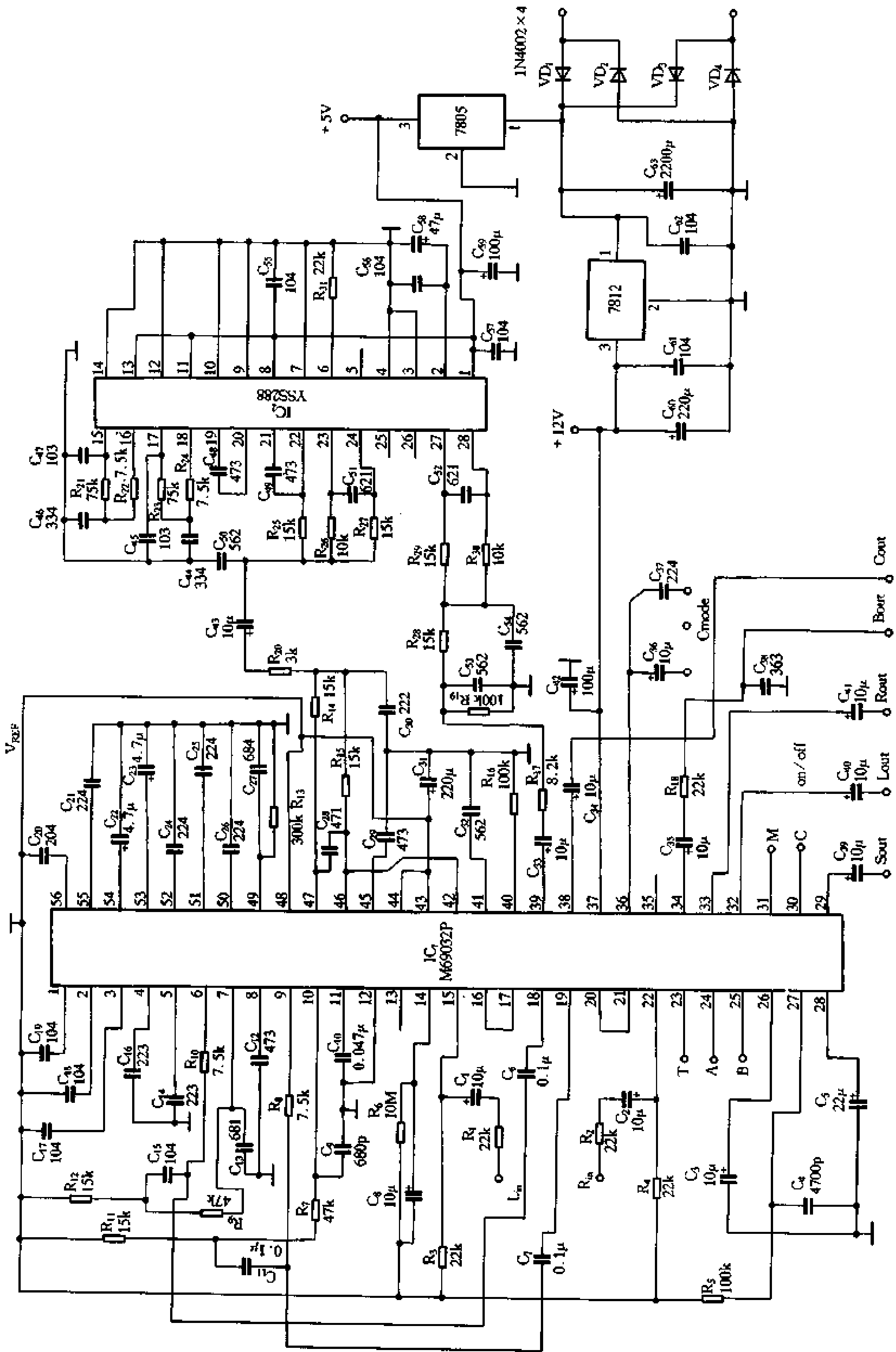


图 9-33 M69032P 应用电路

500mV。左右声道信号从 15、22 脚输入,经解码处理后的主声道信号从 32、33 脚输出,中置、环绕信号从 38、29 脚输出。重低音信号可用 34 脚输出的 L+R 信号经滤波后获得,滤波器用有源或无源均可。该电路采用简单的一阶无源 RC 滤波器, f_c 一般取 100~150Hz。

外接的数字延时电路采用雅马哈 YSS-288,同类产品 BA5096 可直接代替。也可以选用 M50194、M50197、M65830、M65831 等性能好的数字延时电路。输入信号取自 M69032P 的 39 脚环绕输出端,经延时后送回 M69032P 第 47 脚进行 7kHz 低通滤波。延迟时间由 YSS-288 第 6 脚的外接电阻 R_{31} 控制。与一般卡拉 OK 延时处理不同的是本延时电路输入、输出端之间不设反馈电路(即只具备一次延时),这是为了确保原始环绕声场的准确性不受影响。

M69032P 内置噪声发生器的开关及检测顺序由 23~25 脚的电平控制,各脚电平与控制功能的对应关系见表 9-10。如不使用噪声检测功能,应将 23 脚接 43 或 44 脚参考电平端 (V_{REF}),24,25 脚悬空即可。该芯片的工作方式由引脚电平控制,引脚接 V_{REF} 、悬空和接地时,对应的工作状态分别为杜比四声道,杜比三声道和二声道(L、R 直通)。

表 9-10 噪声检测状态设置

检测状态	②脚	③脚	④脚
正常	V_{REF}	悬空	悬空
L 声道	地	地	地
C 声道	地	地	V_{REF}
R 声道	地	V_{REF}	地
S 声道	地	V_{REF}	V_{REF}

注: V_{REF} 为芯片参考电平端④、④脚。

中央声道的工作模式由 36 脚的接法来控制。当 36 脚通过 $0.22\mu\text{F}$ 电容接 V_{REF} 、悬空和通过 $10\mu\text{F}$ 电容接 V_{REF} 端时,对应的工作方式分别为普通、幻象和宽广状态。中央声道的开通和关闭则由 30 脚电平控制。30 脚接 V_{REF} 端时,打开中央声道;30 脚接地时,则关闭中央声道。

该电路电源用三端稳压器 7812 和 7805 为解码和延时电路供电,其整流电路交流输入电压取 13~15V。

五、三菱芯片组件的杜比环绕声系统简介

本套系统以单片杜比定向逻辑解码器—M62460 为核心构成。系统除了一般的解码器功能外,还有空间环绕声效果选择和卡拉 OK 功能,所有操作均可以 OSD 菜单显示。系统中主要有以下芯片:

M52471: 音频/视频模拟开关,内含二个音频开关和一个视频开关,每个开关有四路输入。

M62415: 可预置四种模式的预置均衡器。

M62420: 低噪音、低失真的 I²C 总线控制音量/音调控制器。

M62460: 杜比定向逻辑解码器。

M37471: 八位 COMS 单片机。

M51134: 重低音处理器。

M35014: OSD 控制器。

1. 杜比定向逻辑解码器 M62460 简介

M62460 是三菱公司最新开发的器件, 采用 80 脚扁平封装, 与早期产品 M69032P 相比, 它内含 16KRAM, 省去了外接延时电路, 采用单片机串行数据控制接口, 外围电路非常简单。

图 9-34 是 M62460 典型应用图。

M62460 有以下四种工作方式:

(1) 杜比定向逻辑解码方式: 此模式下, M62460 可实现杜比定向逻辑系统所有功能, 延时时间有 15.4ms、20ms、28.6ms 三挡可调, 中置声道和环绕声道的电平 0 ~ -31dB 可调。

(2) 空间环绕模式: 有迪斯科、大厅、现场三种模式供用户选择。

(3) 卡拉 OK 模式: 其延时有 147.5ms 和 196.6ms 二挡可调, 延迟音量从 $-\infty$ ~ +3dB 可调。

(4) 直通模式: 此模式对输入信号不作任何处理, 直通输出。

2. 系统介绍

整个系统的组成框图见图 9-35。

系统的功能如下:

由单片机 M37471 通过 I²C 总线控制整个系统完成输入信号的选择、工作方式、声场模式、音量音调调节以及相应的显示等。

此套电路功能丰富, 操作方便, 音调控制和重低音功能使系统效果加强, OSD 显示为操控提供了便利。

六、雅马哈杜比定向逻辑处理芯片 YSS215 和 YSS241

一向走在音频技术前列的雅马哈公司生产的杜比定向逻辑解码芯片功能独特, 性能出众。拥有独特的新影院 DSP 声场处理系统, 效果很好。这里简单介绍两个芯片: YSS215 和 YSS241。

1. YSS215 杜比定向逻辑声场处理器

YSS215 大规模集成电路是一片带有杜比定向逻辑解码器的数字声场处理器, 主要特点有:

- (1) 内置 32bit 高精度信号处理器。
- (2) 内置自动输入平衡电路及杜比环绕声解码全部电路, 内部采用数字信号处理。
- (3) 在杜比定向逻辑环绕声模式时, 具有 370ms 延时和 8 组抽头延时线混合能力。
- (4) 具有 29 组抽头延时线结构的数字延时功能可组成原始声场处理器。
- (5) 具有前方环绕声道。
- (6) 采用单片机控制。

YSS215 的主要参数如下:

YSS215 采用 64 脚 QFP 扁平封装。

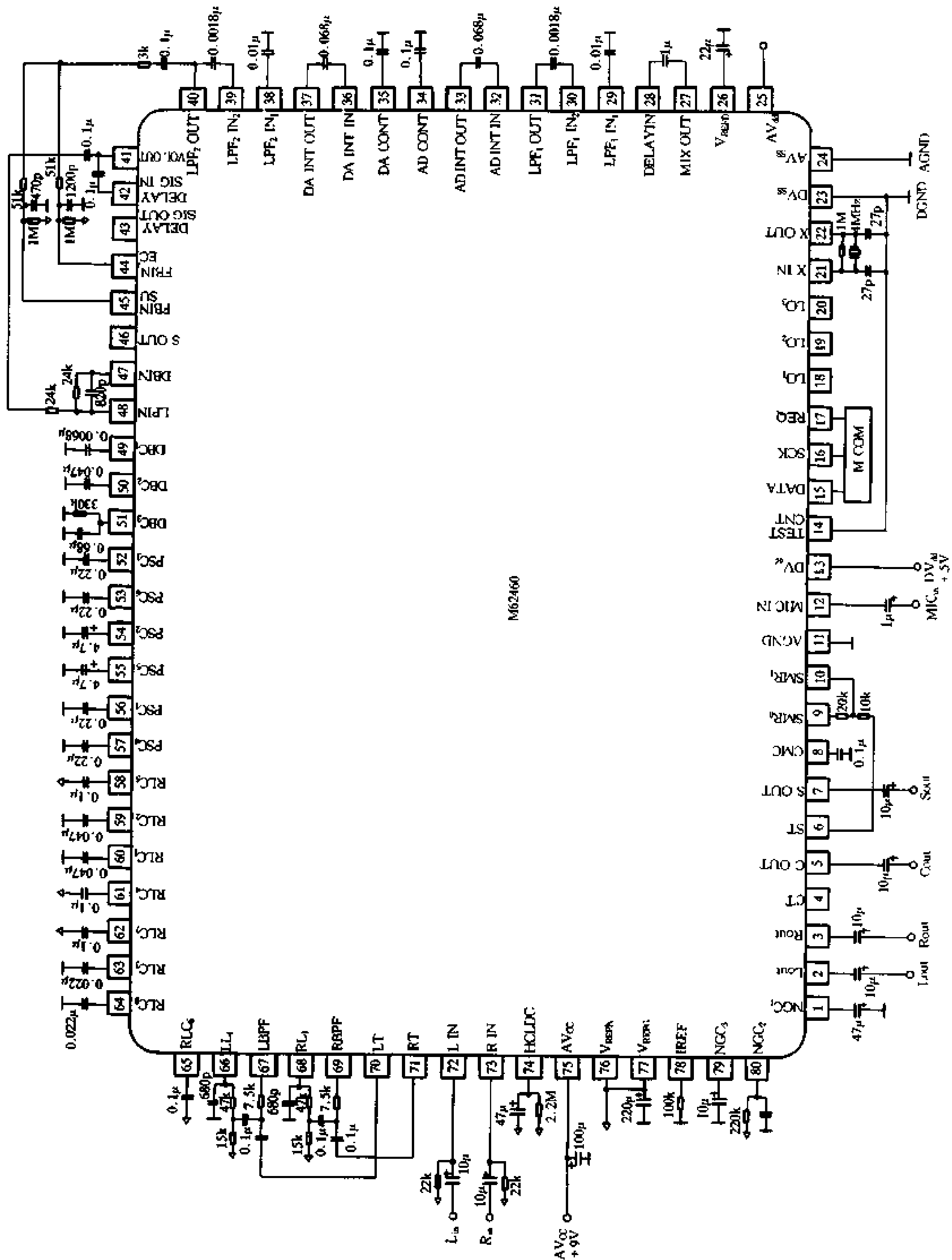


图 9-34 M62460 应用电路

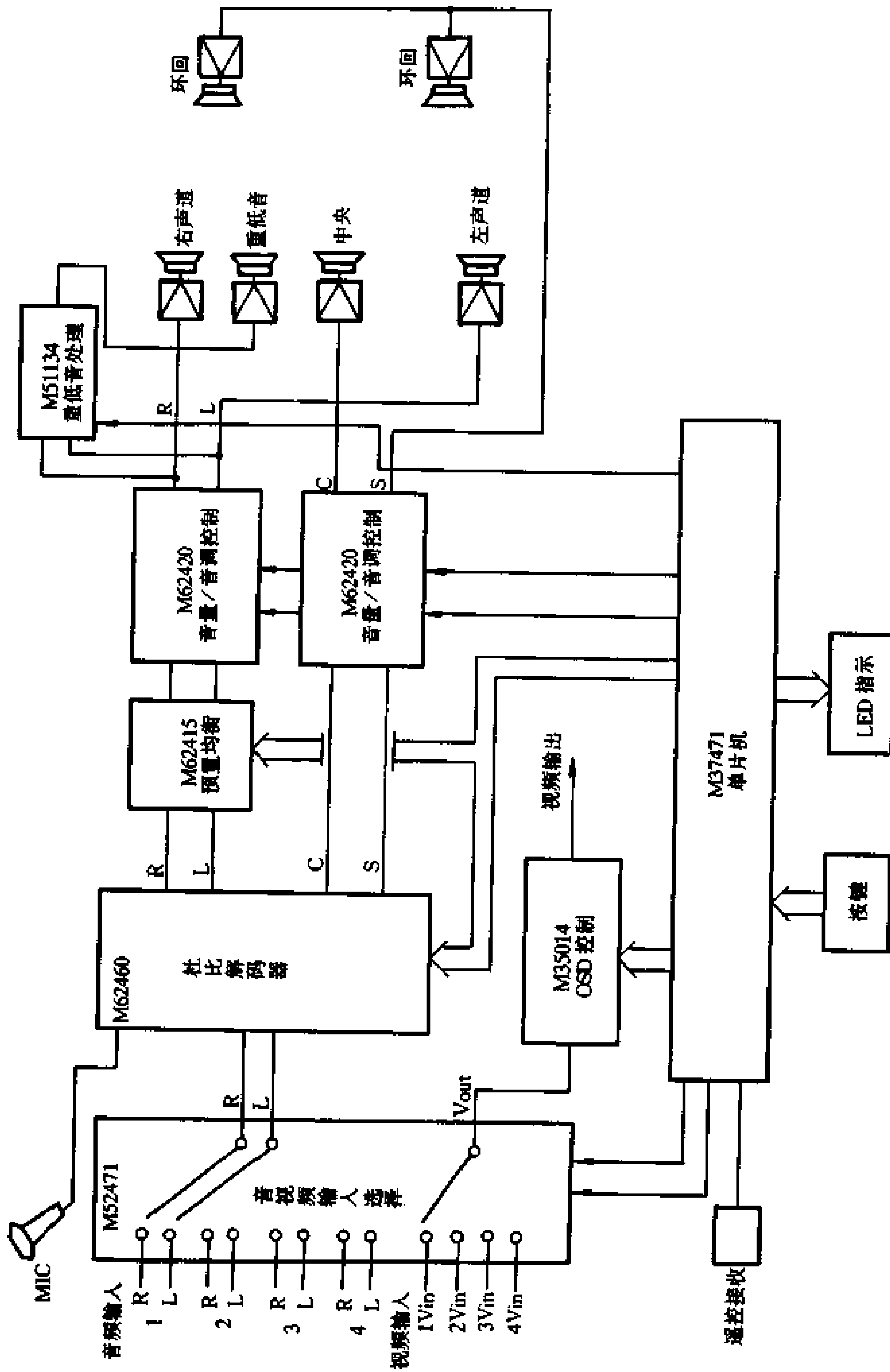


图 9-35 M62460 解码系统框图

电压范围：4.75~5.25V，额定电压：5V

静态功耗：250mW，输出失真：主声道：0.03%，环绕声道：0.25%

输出信噪比：主声道大于85dB，环绕声道77dB。

输入电平：300mV。

频率响应：主声道50Hz~20kHz±0.2dB。

声道分离度：30dB。

噪声输出电平：85dB。

图9-36是YSS215内部框图。

2. 合成式杜比定向逻辑解码芯片YSS241

YSS241是一片合成式杜比定向逻辑解码芯片，其内部的处理运算过程全部数字化，采用先进的数字信号处理技术来完成杜比环绕声的解码，因此它也叫作数字杜比定向逻辑解码器。

数字化的杜比定向逻辑解码器具有更高精度和更低的失真。图9-37是YSS241的系统框图。

七、简单易制的杜比环绕声解码器

以上介绍的几种杜比定向逻辑环绕声解码器都是采用专用的芯片，其电路也比较复杂。其实根据杜比环绕声解码的原理，用运算放大器也可以组成简易型的杜比环绕声解码器。

这个用运算放大器制作的解码器原理图如图9-38所示。可见其电路非常简单，只使用了三片双运算放大器。

左右声道复合立体声信号经过耦合电容 C_1 和 C_2 通往电位器 RP_1 进行音量调节，是这个解码器的主音量控制。标准的解码器考虑到信噪比，一般应在解码器后使用音量电位器，但必须是四联或五联电位器，势必增加解码器的成本。我们这里把音量电位器接在信号输入端。

主声道信号经过 IC_1 组成的增益为1的缓冲放大器，经 R_{11} 和 R_{12} 输出。 IC_2A 组成减法器电路，它把左右声道的信号进行相减而产生L-R的后方环绕S声道信号。由 R_7 和 C_4 组成频率为7kHz的低通滤波器，以防止环绕声道的高频信号影响前方立体声信号的方向性。 IC_2B 是环绕声信号输出的缓冲级。

由 R_1 、 R_2 和 IC_3A 组成的加法器电路，把左右声道的信号相加，得到L+R中置声道信号。 R_8 ~ R_{10} 、 C_5 ~ C_7 以及 IC_3B 是一个三阶的低通滤波器，其转折频率约为100Hz，作为超低音信号输出。

该电路采用±15V双电源供电。

电路在制作上要注意元器件的质量，焊接完后电路无需调试，即可正常工作。需要注意的是此电路是一个简易型的解码器，声道分离度不高，但它的电路简单，可以应用在要求不高的场合。

以上我们介绍了几种杜比定向逻辑环绕声解码器的应用电路，可以看出，计算机控制和数字信号处理技术在影音设备的电路中应用的很多，这些技术的运用使器材的各方面的性能大幅提高。可以这么说，家庭影院的数字化时代已经到来。

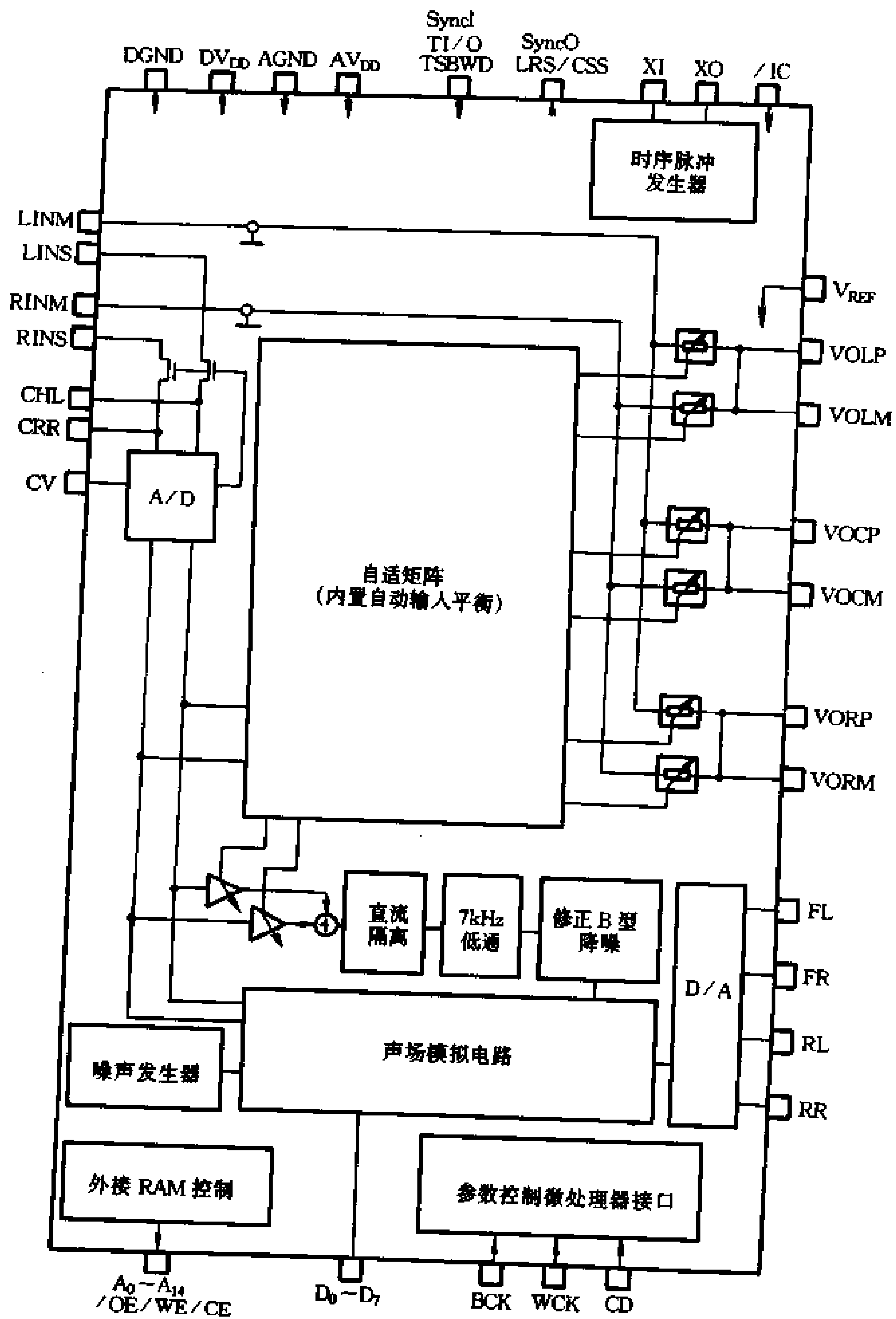


图 9-36 YSS215 内部框图

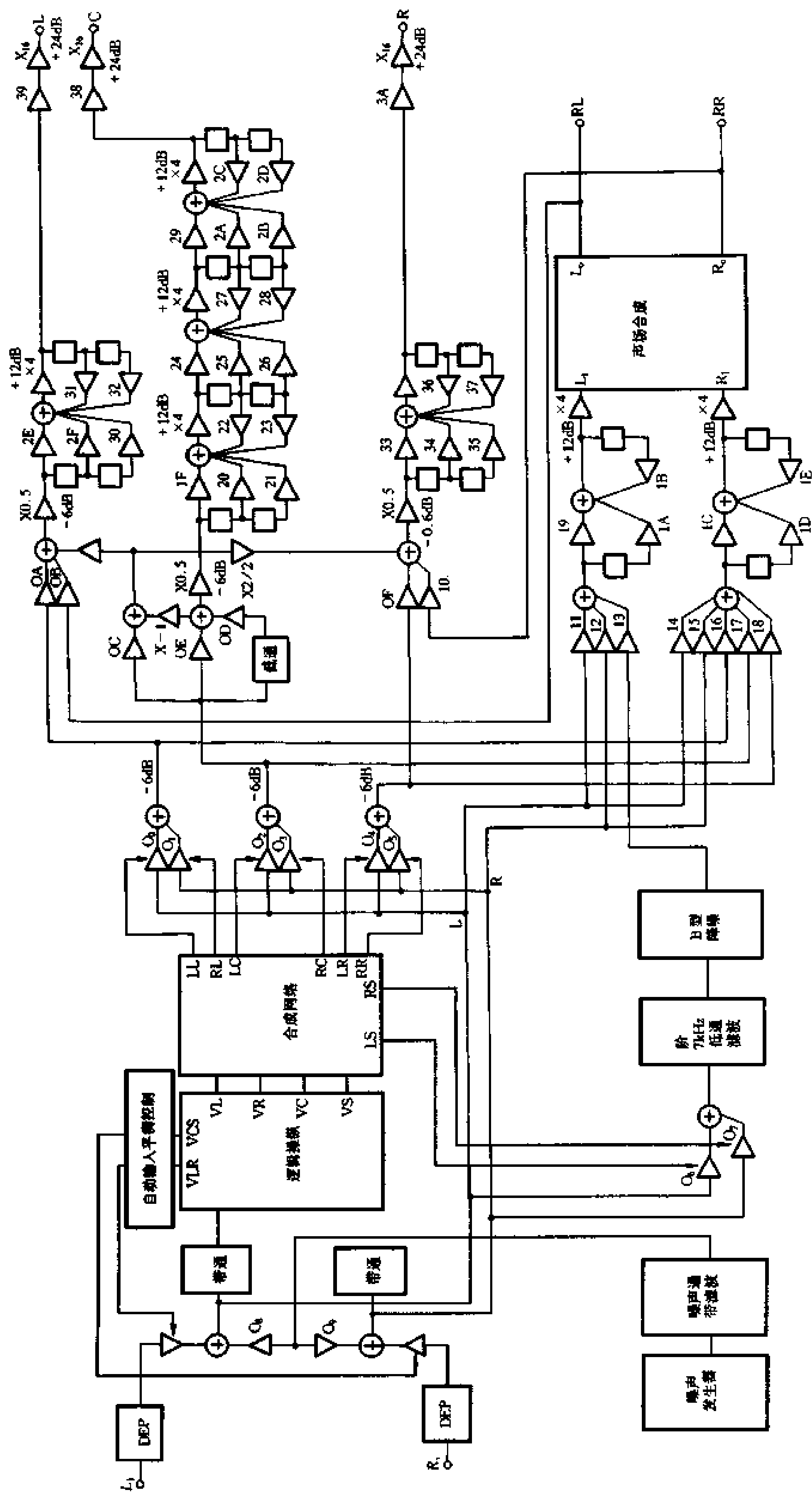


图 9-37 YSS241 的系统框图

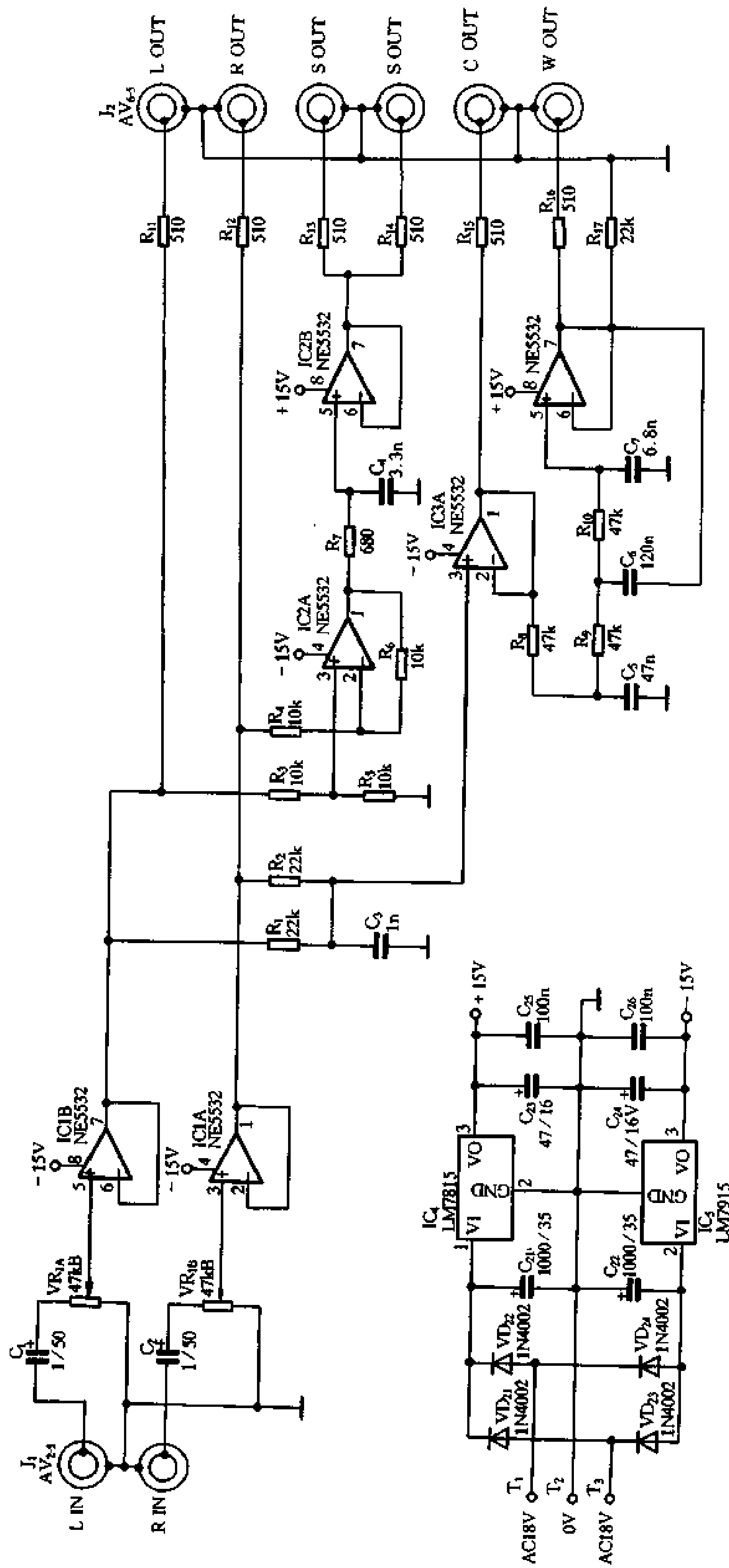


图 9-38 简易型解码器

9.3 3D 环绕声系统

前面我们介绍的几种家庭影院的环绕声系统要用专用的解码器、多路功率放大器推动多只音箱进行环绕立体声的重放,而且软件需经过特定的编码。显然,多声道的环绕声系统的重放效果很好,但是多声道环绕声系统复杂,投资较大,占用的空间较大。能不能用双声道系统,两只音箱来播放不需特殊编码的节目软件来产生环绕声效果呢?近年来,几家公司利用仿生学原理,采用特殊的处理技术,用两个声道,两只音箱来获得三维立体声的效果。例如,SRS系统,雅马哈公司的三维立体声处理系统,杜比公司的虚拟杜比技术等。三维立体声技术在彩电、汽车音响及多媒体电脑上均已得到广泛的应用,例如电脑爱好者们所熟悉的新加坡创新技术公司生产的采用 EMV8000 系列芯片的声卡就应用了 3D 音效技术,从而使电脑显示器两侧的小音箱发出的声音浑润广阔,具有较好的包围感。国内也推出了一些带有三维环绕功能的 VCD 机,彩电,AV 功放等产品。下面我们介绍几种常见的性能较好的 3D 处理系统,供大家参考。

9.3.1 SRS 环绕声系统

传统的双声道立体声系统中,左、右声道音箱发音仅仅是分别表现一个平面声场,最佳的立体声听音区域在两个平面声场重叠的一个窄小的部分。听音者偏离这一区域时,远离一端声道的部分信息将丢失。而且声音信息中的反射声、回声等等在播放时均被掩盖,这些信息正是我们人类的听觉系统用以判断空间感、方位感的主要依据。这就是普通双声道系统听起来缺乏空间感、纵深感的主要原因。针对这种情况,美国声学工作者阿诺·卡尔曼研究出声传播延时恢复系统,也就是 SRS 系统。

SRS 技术不采用传统的双声道系统和多声道环绕立体声系统重放声场的方法,而是把信号经过电路的处理后用两个声道播出,使听音者听到的声音不是平面的,而是像是在空间中产生的,使声场向侧后方向伸展,从而获得仿真的三维立体声场。

当声音从头部的上、下、左、右不同方向进入人耳时,会受到耳廓不同角度的反射,而发生不同的延时、频率和幅度的变化,人的大脑以此为依据,判断声音的方位。这种由于耳廓产生的效应称为 HRTF 听音规则。在录制各种节目时,由于录音话筒不具备人耳的结构,因此录制的节目不符合人耳的听觉规律,重播时再现的声场是一个平面的。

SRS 技术按照 HRTF 规则把声音信号进行处理,进行信号的延时等补偿,最后使声音信号符合人类的听觉特性。SRS 系统的工作原理是:把左、右声道的信号经过加法和减法运算,提取出声场的修正信号,再混合进原来的左、右声道中,可使中间声和环绕声的信息得到加强,从而使听音者能准确地判断声音的位置,加强了空间感。SRS 技术利用心理声学的耳廓效应使听音者产生处于实际环绕声场包围之中的感受,在心理和生理上恢复实际声源如直达声、反射声、混响声在两耳处造成的声波状态,营造出自然逼真的三维环绕声场,从而产生身临其境的强烈感受。SRS 系统框图见图 9-39。

SRS 处理系统对节目源无特殊要求,对音箱的摆位和听音位置没有严格的限制,即使

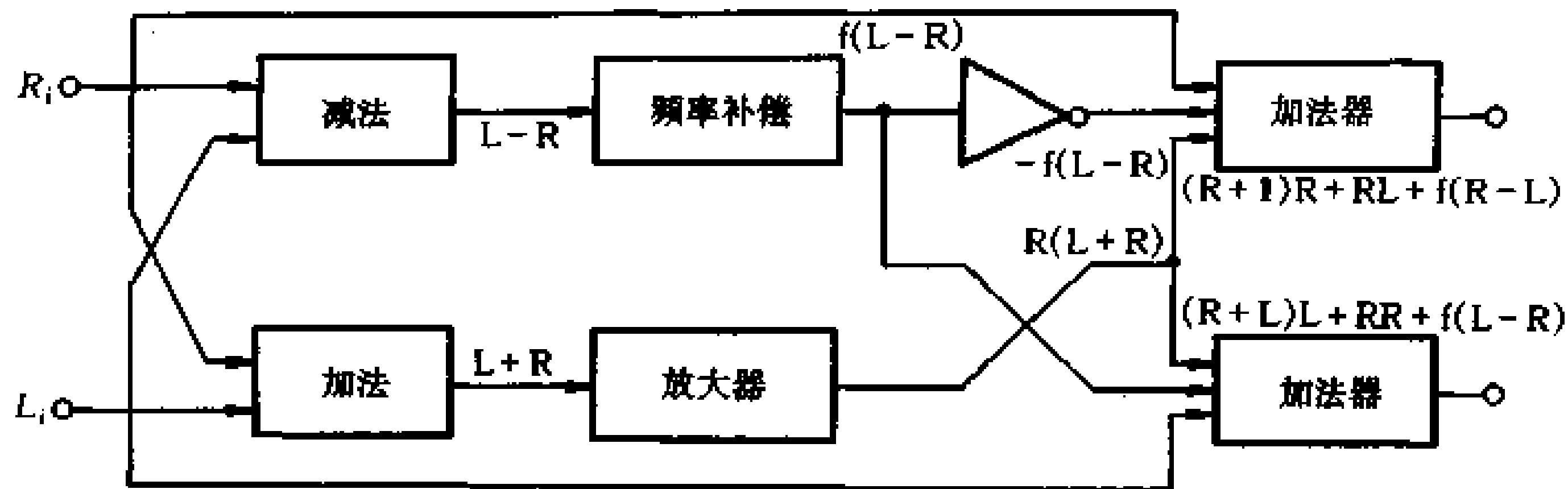


图 9-39 SRS 系统框图

两个音箱摆得很近，或离开听音位置，仍可以听空间感很强的三维声场。图 9-40 是普通立体声场与 SRS 处理后的声场比较。

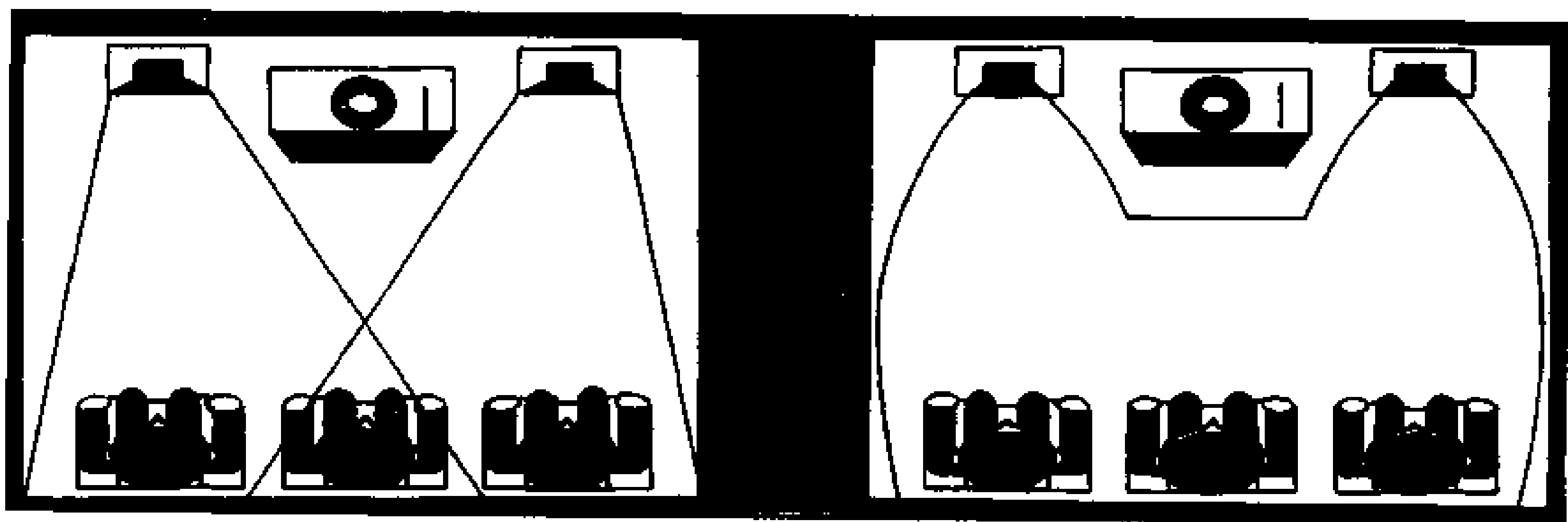


图 9-40 SRS 与立体声场比较

一、SRS 环绕声处理器——SRS5250S

SRS5250S 是一枚 SRS 专用音效处理芯片。SRS5250S 将常规立体声与单声道信号进行处理后，产生出音响心理学的优化信号，使两声道立体声系统放音时，重新再现空间信息并恢复原始音源的三维声场。

1. 功能特色

- (1) 立体声源的三维优化，单声道信号的立体声模拟合成。
- (2) 空间立体声效果的控制调节。
- (3) 中置声的控制调节（人声对白等中置信号强弱调节）。

2. 应用范围

广泛用于家用立体声影音设备，多媒体电脑、游戏机、专业音效系统等。

3. 电气参数(见表 9-11)

4. 典型应用电路

用 SRS5250S 构成的 SRS 处理的典型应用电路如图 9-41 所示。SRS5250S 的引脚图

见图 9-42, 此芯片采用 28 脚双列直插和扁平两种封装形式。

表 9-11 SRS5250S 主要参数

参 数	最 小 值	典 型 值	最 大 值	单 位
直通增益	-8	-6	-4	dB
伺服直通增益	-14	-12	-10	dB
L+R 增益	-10	-8.5	-6.5	dB
L-R 增益	6	8	10	dB
3DMono 增益 Lout	-5.3	-3.3	-3.3	dB
3DMono 增益 Rout	5.7	7.7	9.7	dB
最大不失真输入电压	0.625			V
最大输出电压	1.95			V
输入阻抗(1)	42.5	50	57.5	kΩ
输入阻抗(2)	10.2	12	13.8	kΩ
输入阻抗(3)	3.27	3.85	4.43	kΩ
输入阻抗(4)	1.96	2.3	2.65	kΩ
状态开关端输入电流 (直通)			-30	μA
状态开关端输入电流 (3D)			+100	μA
状态控制电压	2.3	开路	7, 0.4	V
参考电压值		$V_{cc}/2$		V
工作电流			22	mA
工作电压	8	9	13	V
信噪比(1)		113		dB
信噪比(2)		98		dB

SRS5250S 处理电路可以用开关选择它的三种工作方式：直通、SRS、单声道模拟 3D 方式。此芯片失真很小（仅为 0.05%），信噪比很高（113dB），所以在直通方式对输入信号影响较小，其保真度是较高的，不影响音乐的重放。当选择 SRS 方式时，可以通过调节环绕宽度电位器来调节声场的远近程度。例如：在欣赏现场音乐会的录音节目时，当调

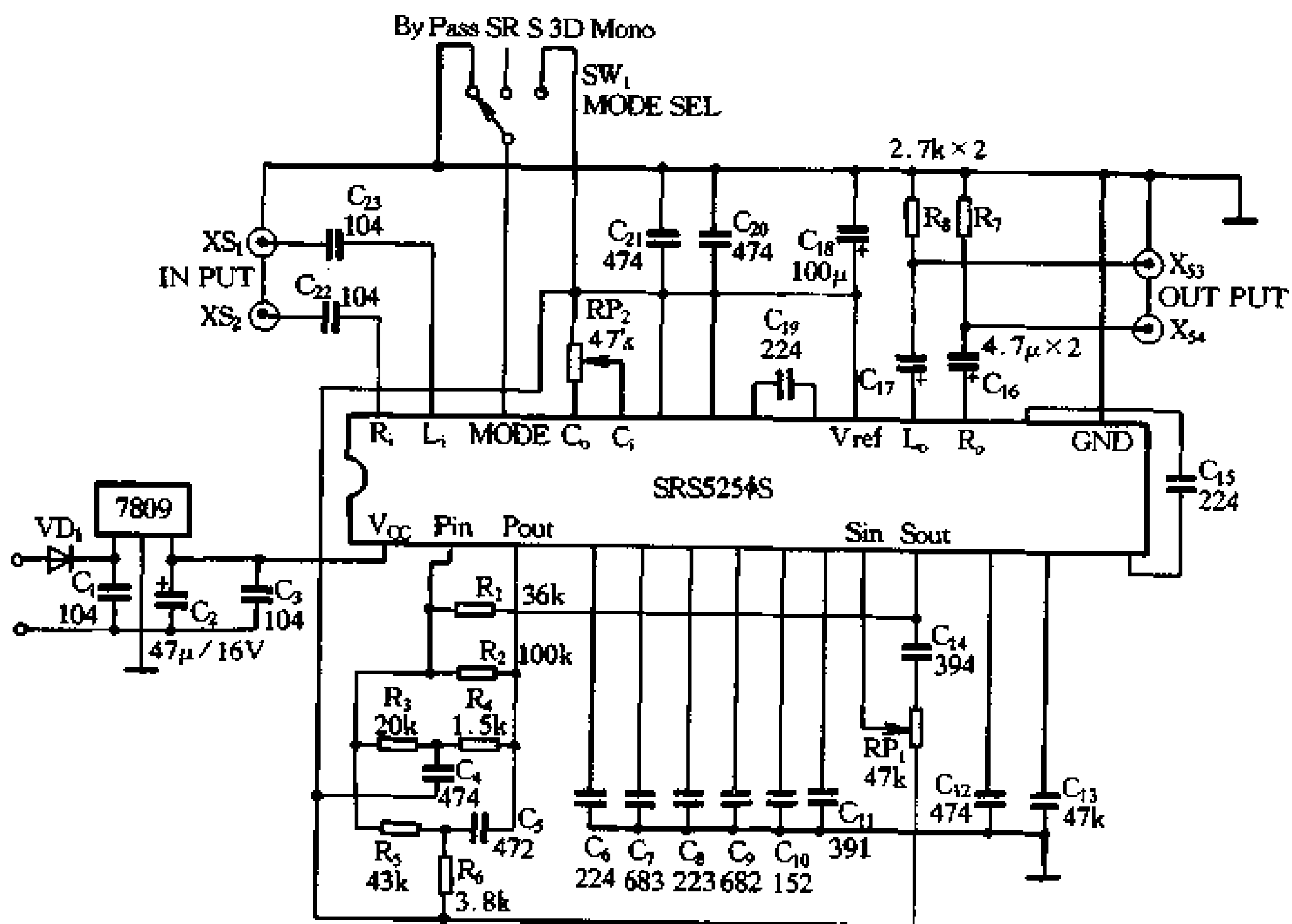


图 9-41 SRS5250S 应用图

小环绕宽度，则会感到仿佛是坐在音乐厅的后排，演唱者的歌声听起来比较远，而周围观众的掌声和欢呼喝彩声比较清晰。当调大环绕宽度时，则仿佛是坐在音乐厅的前排，演唱者的歌声则变得十分清晰。调节中心位置电位器，则可以调整左右声场，可以突出或淡化电影中人物的对白以及音乐会上演员的歌声。选择单声道模拟 3D 方式时，对于输入的单声道信号也能较好的模拟成为三维立体声，但效果就不如立体声输入信号了。

需要注意的是，节目软件的种类对于 SRS 环绕效果有很大的影响。应注意选择播放立体声的影片特别是杜比定向逻辑编码的影片和一些现场录音的节目软件。因为这种节目软件在录制时包含了更多的环境信息，具有更好的频率特性和相位特性。这样的信号经过 SRS 电路处理可以更好的模拟三维立体的声场，达到优异的环绕效果。SRS 处理器在使用中要合理地调节环绕宽度和中心位置电位器，以获得满意的听音效果。另外，SRS 处理电路不要接在音调电路或均衡器等一些音色音效处理器后面，以防改变输入信号原有的频率及相位特性，影响 SRS 环绕效果。

5. 对电路中元器件的要求

为了降低电路中元件引起的失真、噪声以及保证优良的频率特性，电阻应选用优质的金属膜电阻。电容元件选用损耗低、频率特性好的品种、例如可以使用优质的钽电容和聚丙烯电容器。SRS5250S 2、3 脚所接网络的阻容元件一定要选用优质产品，而且数值要准确，非标称值的电阻可以通过串、并联的方法来实现。输入端的电容不可用得过大。通常为 $0.1 \sim 0.15 \mu\text{F}$ ，否则会影响电路的使用效果。另外该电路所能允许的输入信号幅度较小，使用中要对输入信号进行适当的衰减，防止电路过载，造成失真。在应用中可以用双刀双掷的开关作为直通控制直接跳过 SRS 电路，成为真正的直通，避免此电路造成的失真。

以上介绍了以 SRS5250S 芯片为核心的 SRS 处理器，这个电路还可以放在杜比定向逻辑解码电路的前面，两者配合使用，以取得更好的效果。SRS 处理器和其它电路配合使用的方法很多，这里就不一一介绍了。

二、SRS 数字环绕声处理器——M62430FP

M62430 是日本三菱公司最新开发生产的 SRS 数字环绕声处理芯片，内置声音恢复系统，即 SRS 符合 SRS 标准。

M62430 的内部具有双声道电子音量、音调控制电路。它的音量控制可以双声道同步调节也可以独立控制，步长为 1dB。音量控制采用梯形电阻网络，可以减少噪声和失真。其音调控制范围是 $\pm 10\text{dB}$ ，步长为 2dB。

M62430 主要特点有：

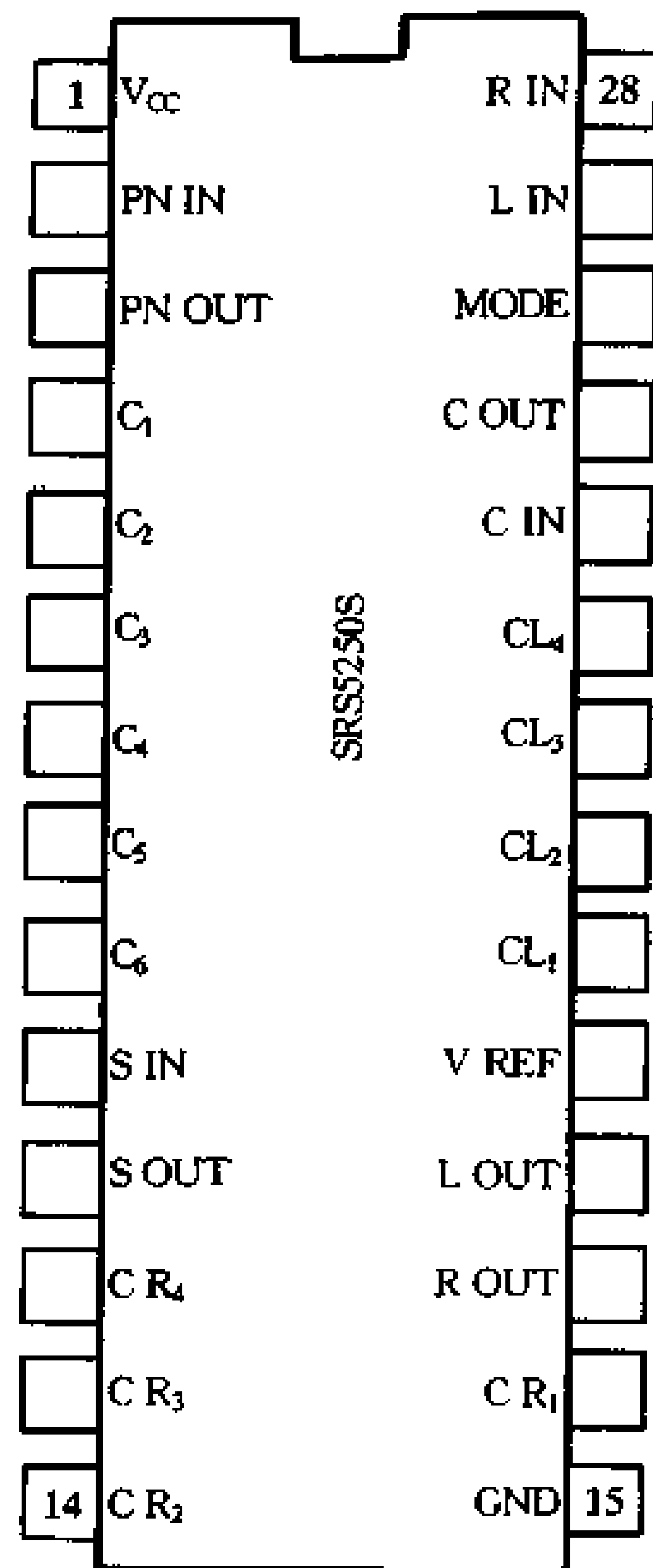


图 9-42 SRS5250S 引脚图

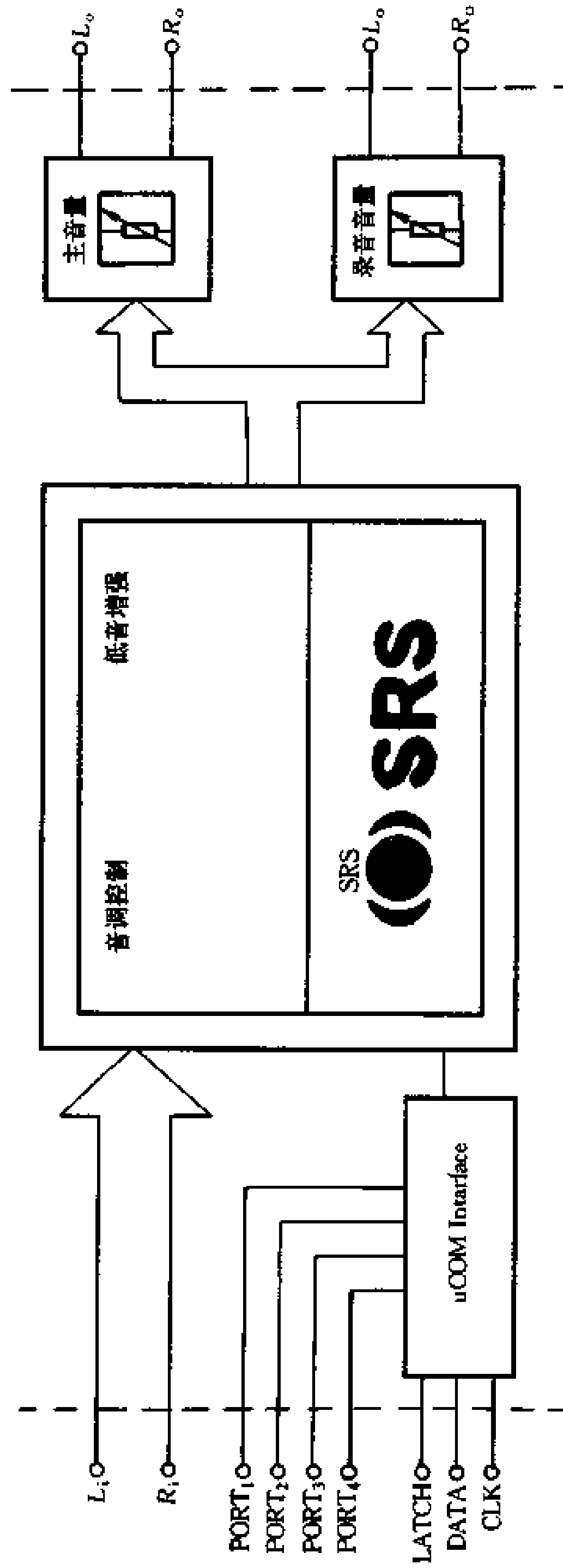


图 9-43 M62430 系统框图

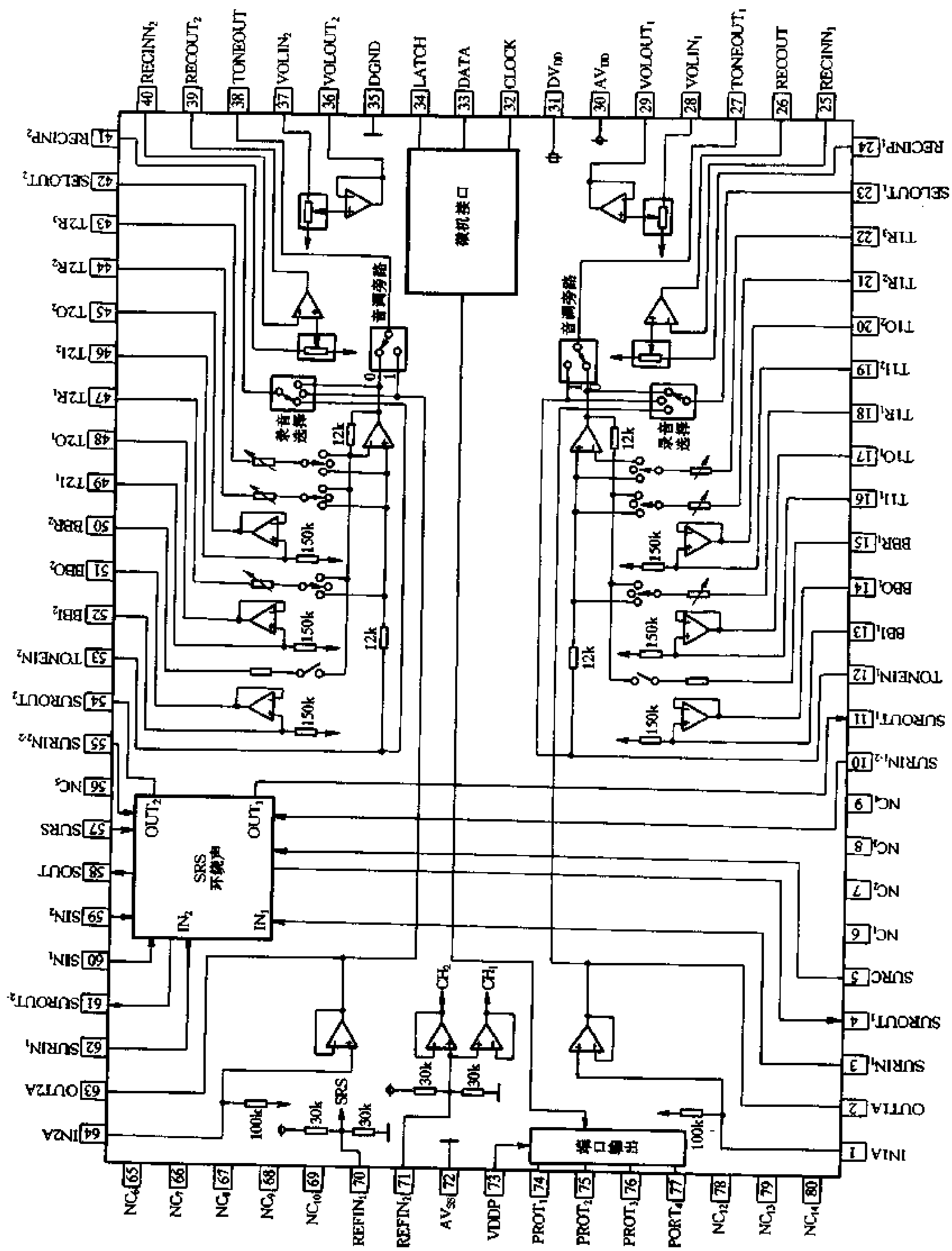


图 9-44 M62430 内部框图

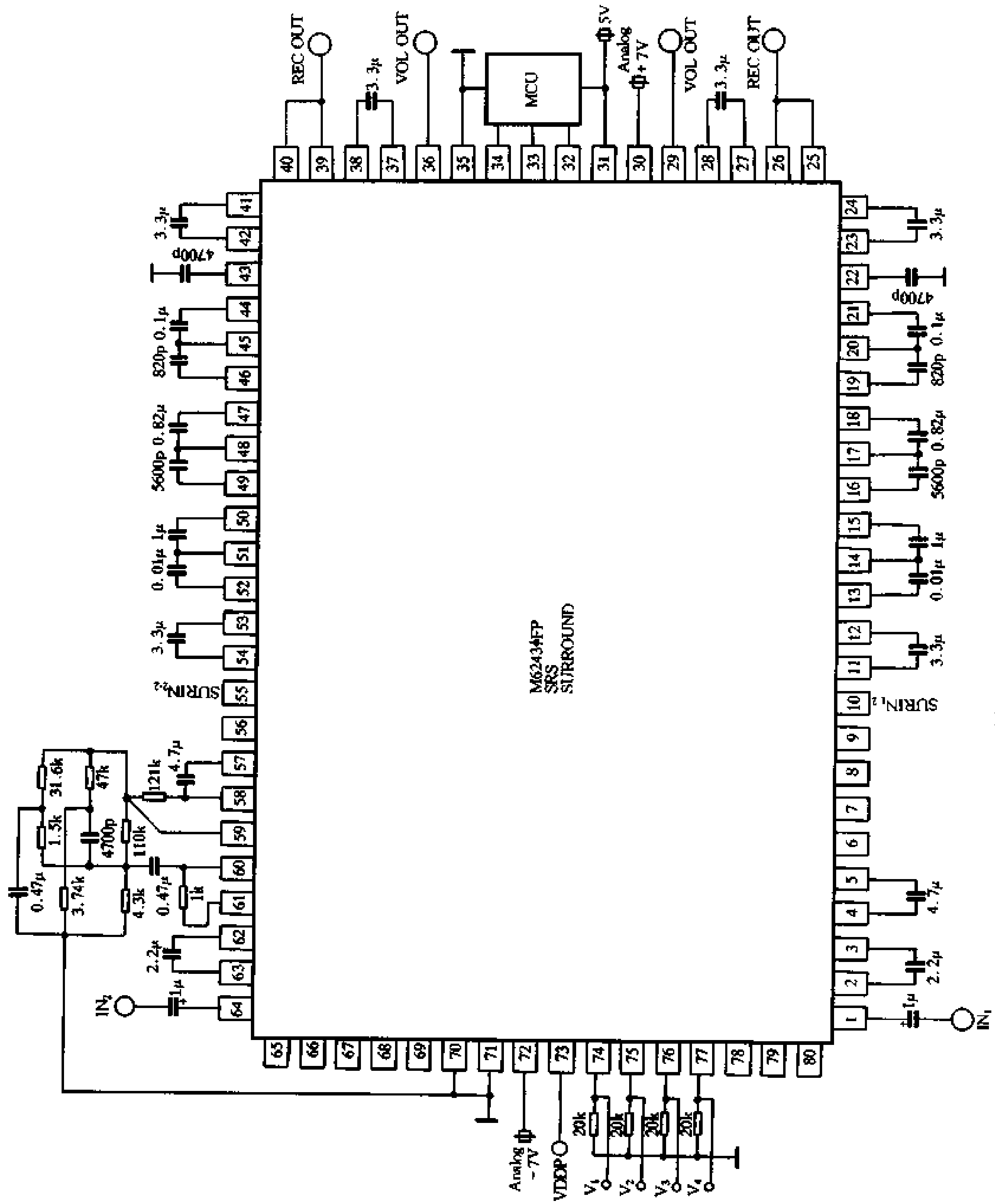


图 9-45 M62430 典型应用

- (1) 电子音量控制：0dB~79dB。
- (2) 音调控制：低音/中音/高音：0dB~±10dB，低音增强+10dB（可以开关）。
- (3) 空间/中置音量控制：0dB~ -∞dB。
- (4) 具有主声道和录音声道共四路输出。
- (5) 具有微机控制接口，采用 16bit 串行数据进行全部功能的控制。

M62430 是一片大规模的集成电路，采用 80 脚扁平封装，其系统框图见图 9-43，内部框图及引脚图见图 9-44。

M62430 用单片机进行各种功能的操作，具有方便灵敏、准确直观的优点，便于与其它单元电路连接，实现中央控制。图 9-45 是它的典型应用原理图。

三、采用 I²C 总线控制的 SRS 处理器——SRSM62434

随着科技的进步，越来越多的集成电路器件具有数字控制接口，利用单片计算机进行各种状态的控制，简化了线路，操作方便，控制接口也相当简单。

SRSM62434 是采用 I²C 总线控制的 SRS 处理器，它用两条数据线与 CPU 通信，实现各种功能的控制。其主要特点有：

- (1) 电子音量控制：-80dB~0dB。
- (2) 电子音调控制：高音 -12dB~+12dB，低音 ±12dB。
- (3) 环绕效果控制：-24dB~0dB。
- (4) 中置效果控制：-24dB~0dB。

图 9-46 是 SRSM62434 内部框图。图 9-47 是 SRSM62434 的应用图。

四、SRS 处理芯片——NJM2178

NJM2178 是采用 SRS 技术生产的 3D 处理芯片，并获得 SRS 实验室的认证，其功能和 SRS5250S 是一样的。NJM2178 的应用电路见图 9-48。图中 RP₁

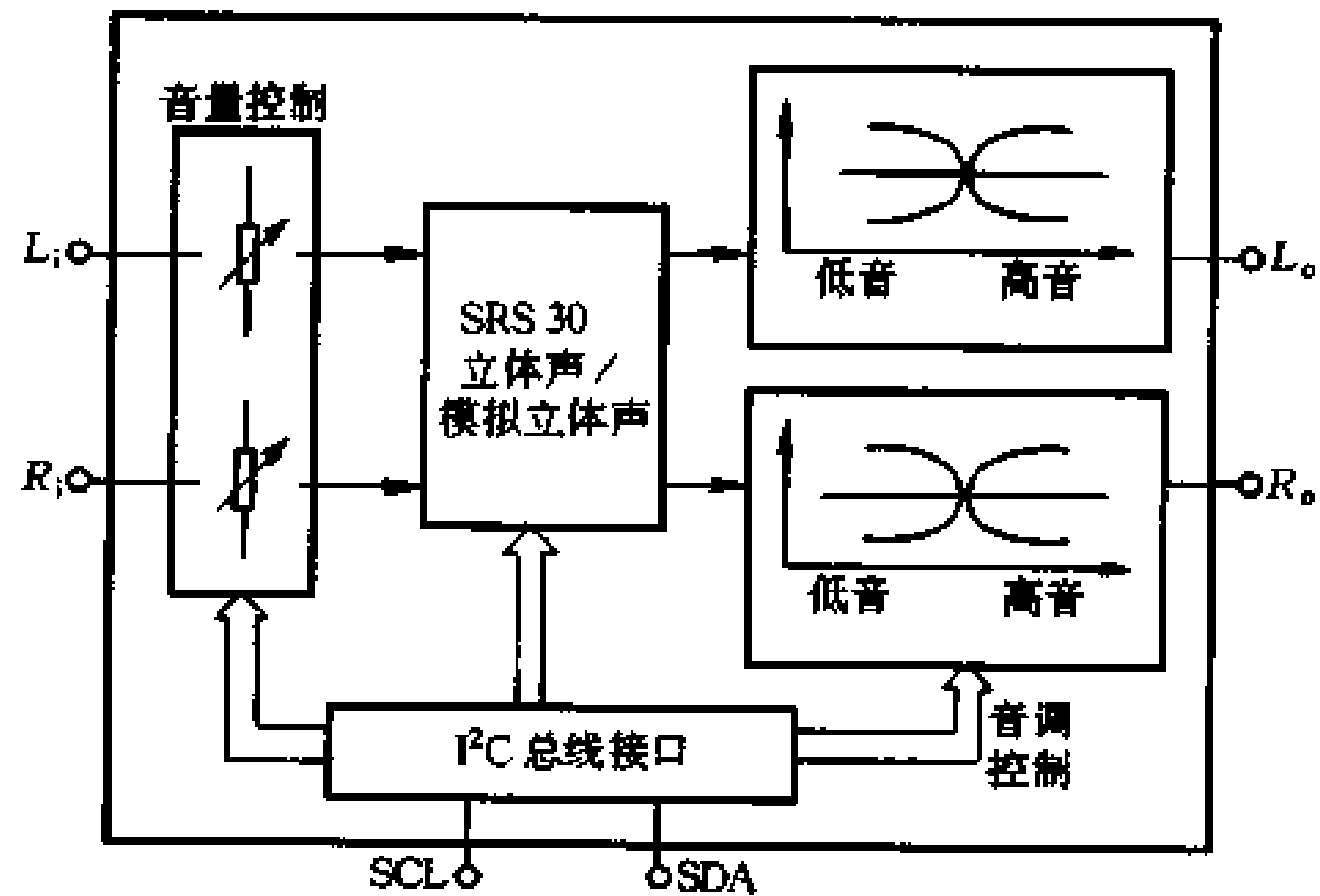


图 9-46 M62434 内部框图

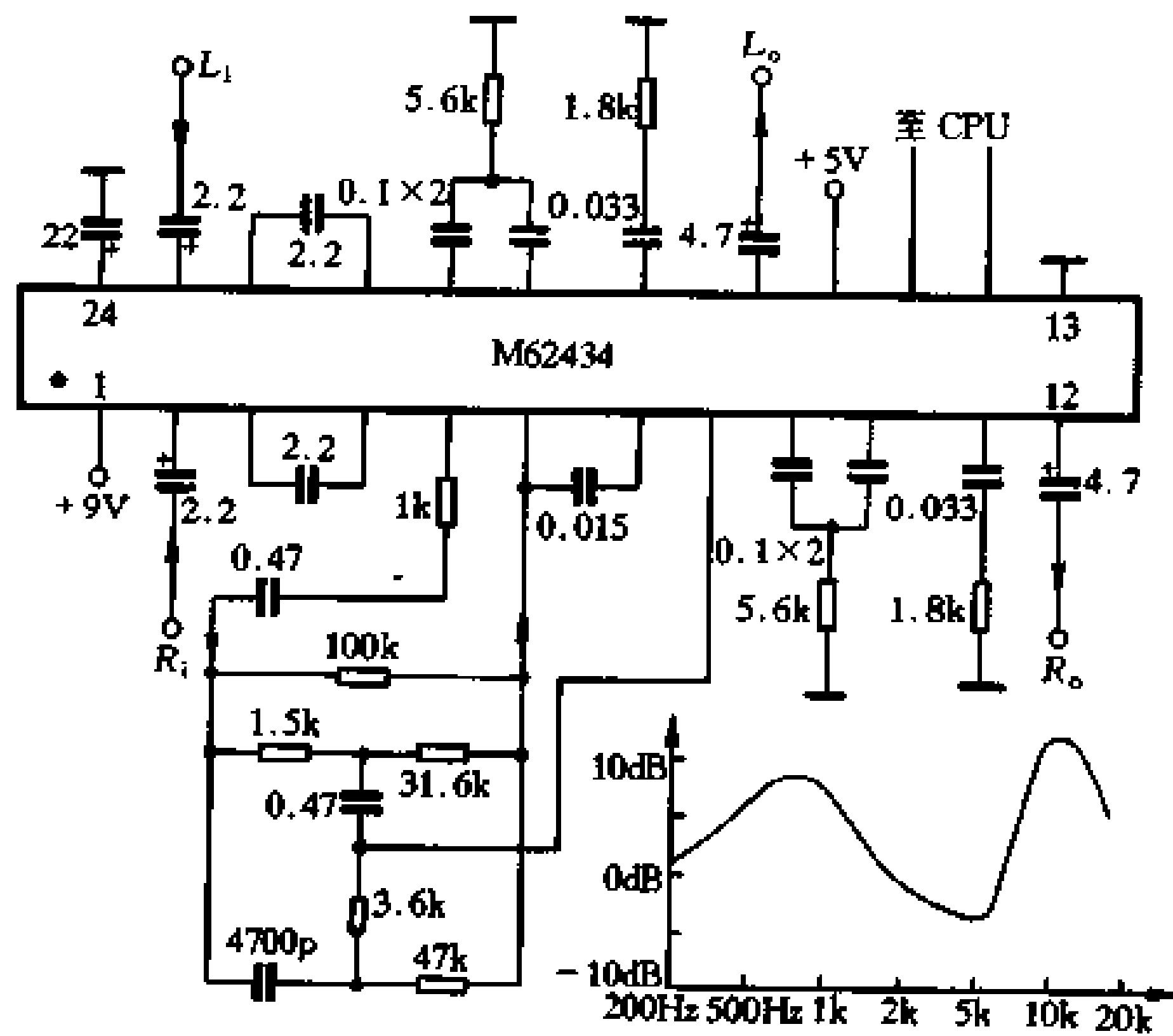


图 9-47 M62434 应用电路

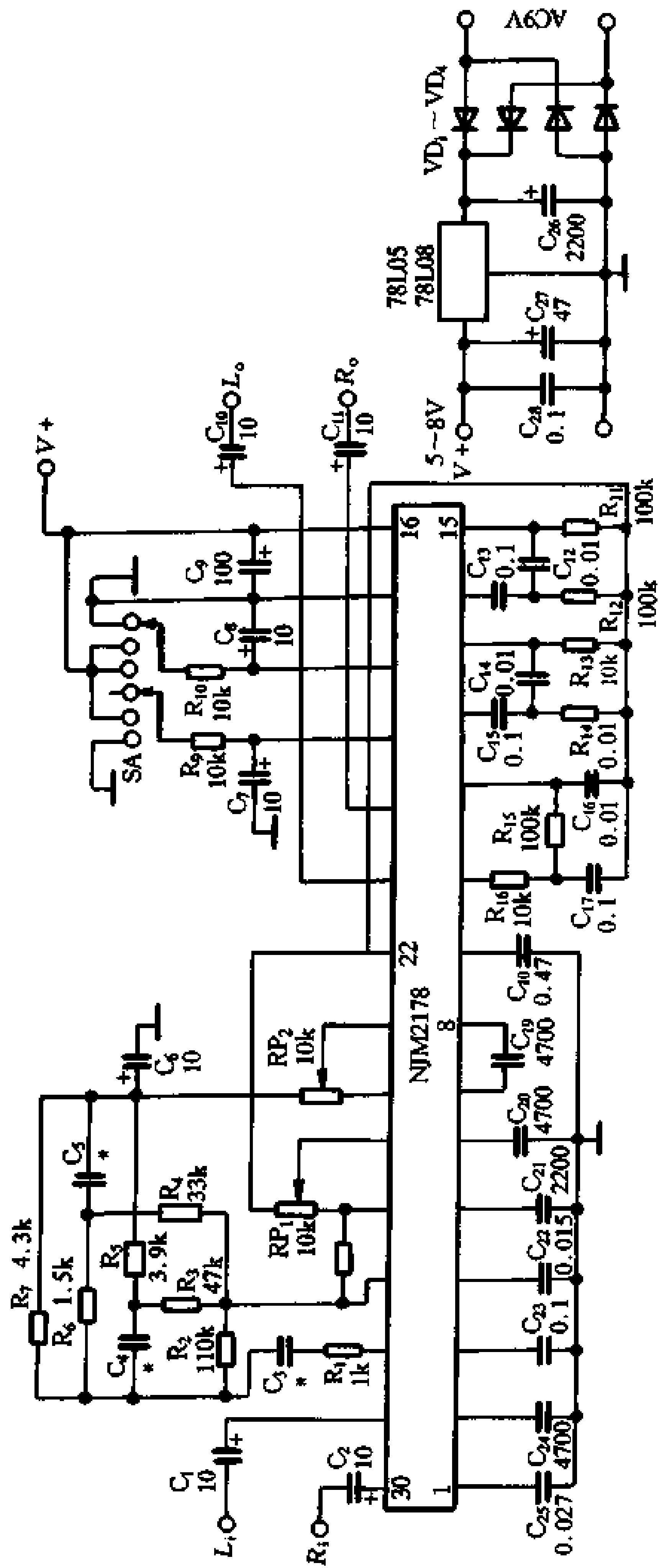


图 9-48 NJM2178 应用电路

为空间环绕调节电位器， RP_2 为中置控制电位器，开关 SA 是 SRS/3D 模拟/直通三种工作方式的选择开关。

9.3.2 ASR 模拟环绕声处理芯片——YSS247

在环绕立体声技术方面颇负盛名的雅马哈公司于 1996 年推出了根据雅马哈独有的“YMERSION”技术设计 ASR 模拟环绕声处理器——YSS247。

“YMERSION”这个词是“YAMAHA”和“Immersion”两个词的组合，后面这个词是沉浸的意思，在这里指沉浸在音乐之中。它是雅马哈公司的一项音响技术专利。它是利用普通的两声道立体声设备，扩展立体声的声场，模拟声音信号的振幅、相位调制技术，提供准确的中央声定位和稳定的声场定位，产生尽可能接近现实环境的听觉效果。该技术还可以和 DSP 等声音处理技术配合使用来达到更为优异的三维环绕效果。另外，该技术对于播放的节目软件无特殊要求，当然，播放环境信息丰富的节目时如杜比环绕编码的软件时，三维环绕效果更加明显。

一、YMERSION 技术的简单原理

YMERSION 是利用人耳的听觉规律作为理论依据，其工作原理与 SRS 系统相类似。与其它类似产品不同的是，其内部电路设有自动校正滤波器的反馈校正网络，使整个系统传输特性得到补偿，其传输特性始终保持平滑，聆听者可以感到声音非常自然。

二、YSS247 的应用

YSS247 是采用 YMERSION 技术生产的三维环绕处理器。图 9-49 是 YSS247 的内部框图。

图 9-50 是 YSS247 的典型应用线路图。

YSS247 内含高低音调控制电路，TONE 开关为音调节开关，WIDE 开关为 3D 切换开关。WIDE 电位器用以调整声场效果，以满足不同的需要。如果不需音调电路，可以省掉音调网络，直接以 YSS247 的 AOI 和 AOR 输出信号，这样就成为纯 3D 处理电路。

图 9-51 是 YSS247 封装引脚图。它有两种封装形式，一种为 24 脚 DIP 封装，另一种为超小型 20 脚 SSOP 封装。

表 9-12 至表 9-13 分别是 YSS247 的各项参数性能指标及各脚功能表。

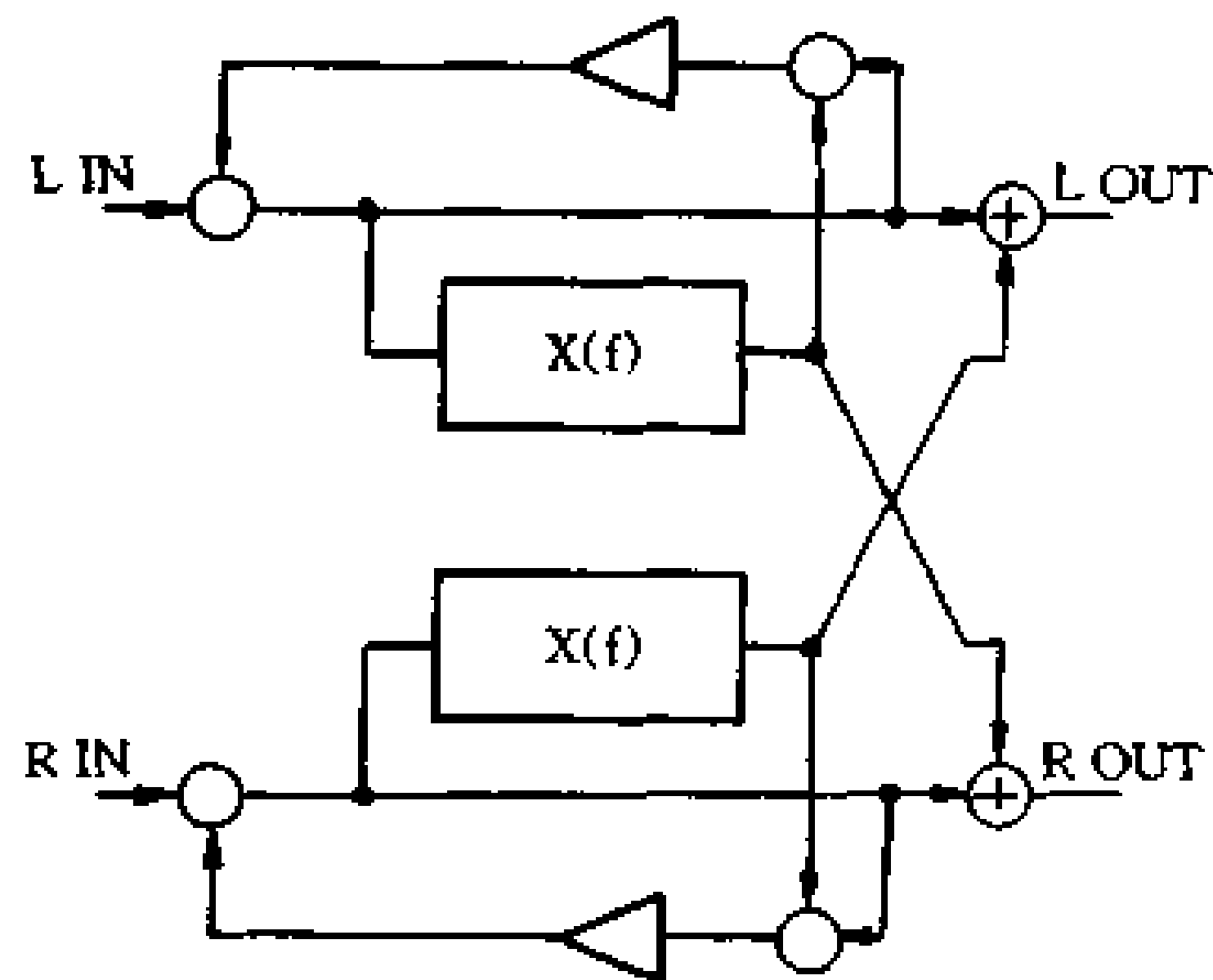


图 9-49 YSS247 内部框图

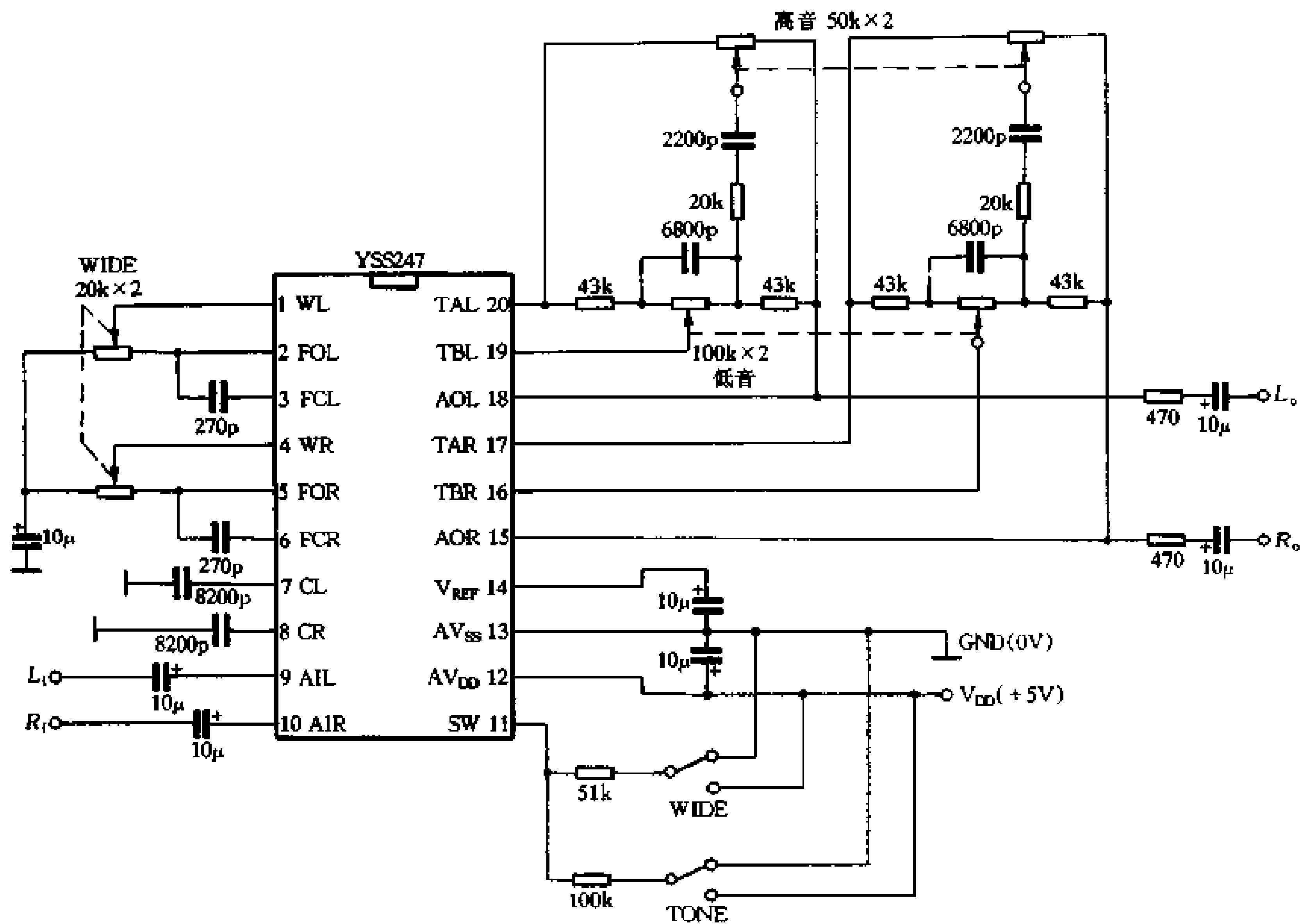


图 9-50 YSS247 典型应用

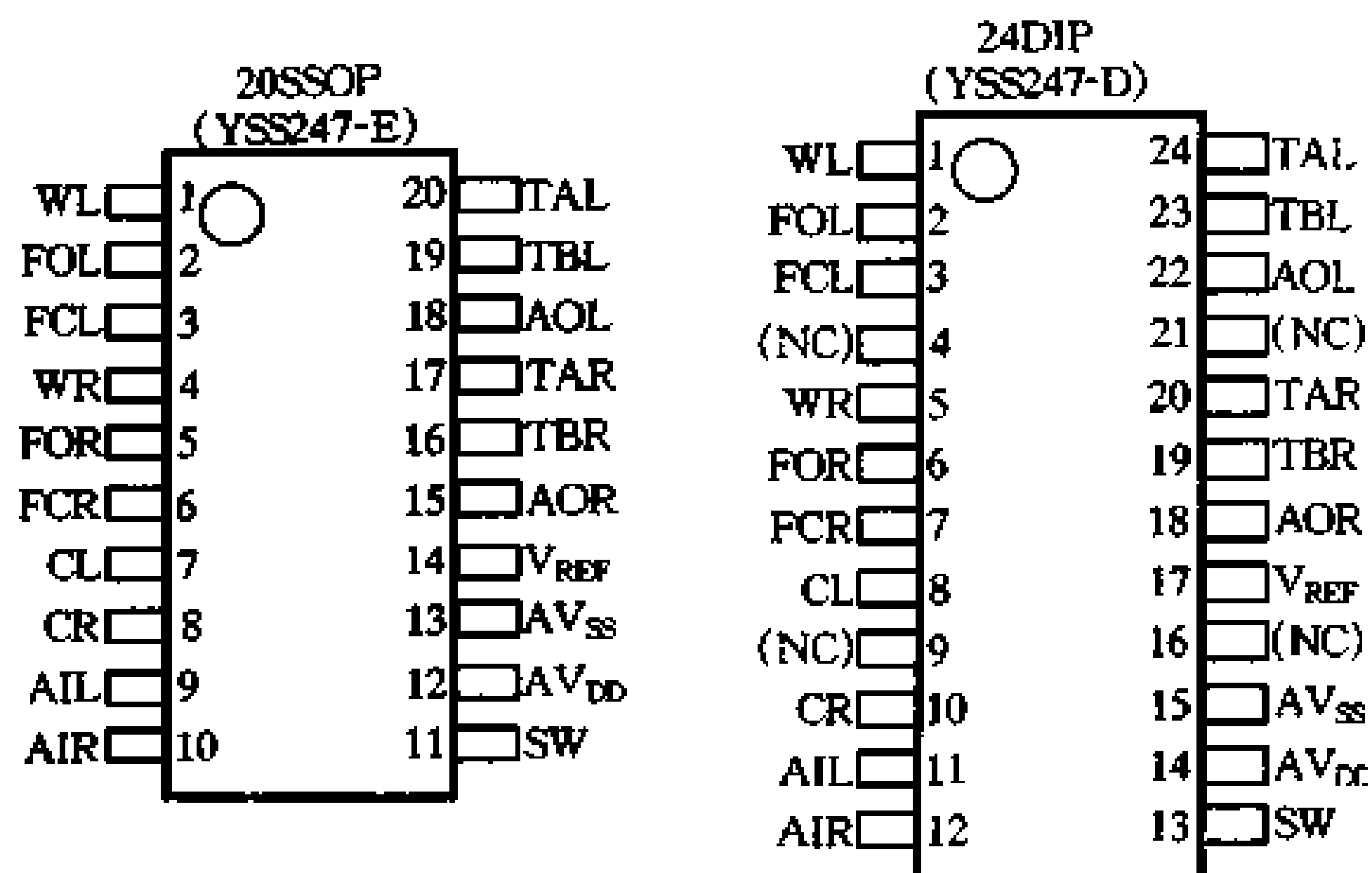


图 9-51 YSS247 引脚图

表 9-12

YSS247 性能参数

模拟特性 (条件: $T_a=25^{\circ}\text{C}$, $V_{DD}=5.0\text{V}$)

项 目	条 件	最 小 值	典 型 值	最 大 值	单 位
模拟输入电压		-	1.0	-	V_{rms}
信噪比	IHF-A	-	95	-	dB
畸变率	1Vrms input Wide, Tone off		0.0025	-	%
增 益		-	-	0.5	dB
频率特性	10Hz~50kHz	-3.0	-	0.5	dB
输入阻抗		-	30		k Ω
输入电容		-	-	15	pF
中间电压		-	2.5	-	V

表 9-13

YSS247 引脚功能

引 脚 编 号		引 脚 名	功 能
20 SSOP	24 DIP		
1	1	WL	3DL 声道宽广输入
2	2	FOL	3DL 声道滤波输出
3	3	FCL	3DL 声道电容
4	5	WR	3DR 声道宽广输入
5	6	FOR	3DR 声道滤波输出
6	7	FCR	3DR 声道电容
7	8	CL	3DL 声道电容
8	10	CR	3DR 声道电容
9	11	AIL	L 声道输入
10	12	AIR	R 声道输入
11	13	SW	3D 音调控制开关 (ON/OFF)
12	14	$A_{V_{DD}}$	电源
13	15	$A_{V_{SS}}$	接地
14	17	V_{REF}	参考电压
15	18	AOR	R 声道输出
16	19	TBR	R 声道音调控制 (B)
17	20	TAR	R 声道音调控制 (A)
18	22	AOL	L 声道输出
19	23	TBL	L 声道音调控制 (B)
20	24	TAL	L 声道音调控制 (A)

对比同类产品 YSS247 具有以下特点: 外围元件较少。与 SRS5250S 不同的是, YSS247 只需一只电位器即可调节环绕效果。可以通过开关切换或接通音调控制及环绕效果。YSS247 应用电路的立体声定位准确, 三维空间效果突出, 水平方向空间感强。特别是其中央声道真定位准确, 而且不需调整。YSS247 的音调控制范围: 低音 $100\text{Hz} \pm 10\text{dB}$, 高音 $10\text{kHz} \pm 10\text{dB}$, 信噪比为 95dB, 失真度 0.0025%, 可见它的性能还是不错的。

这个电路在制作时要注意选择优质的元器件。特别要注意双联电位器的质量, 否则会因为双联电位器的对称性不好影响音调调节及双声道的环绕效果。

下面再介绍一款 YSS247 的应用电路, 电路图见图 9-52。

这个电路可以细致的通过开关调节环绕效果。还可以用开关调节音调控制的中心频率, 能取得更好的效果, 模拟的三维环绕声场更加逼真自然。

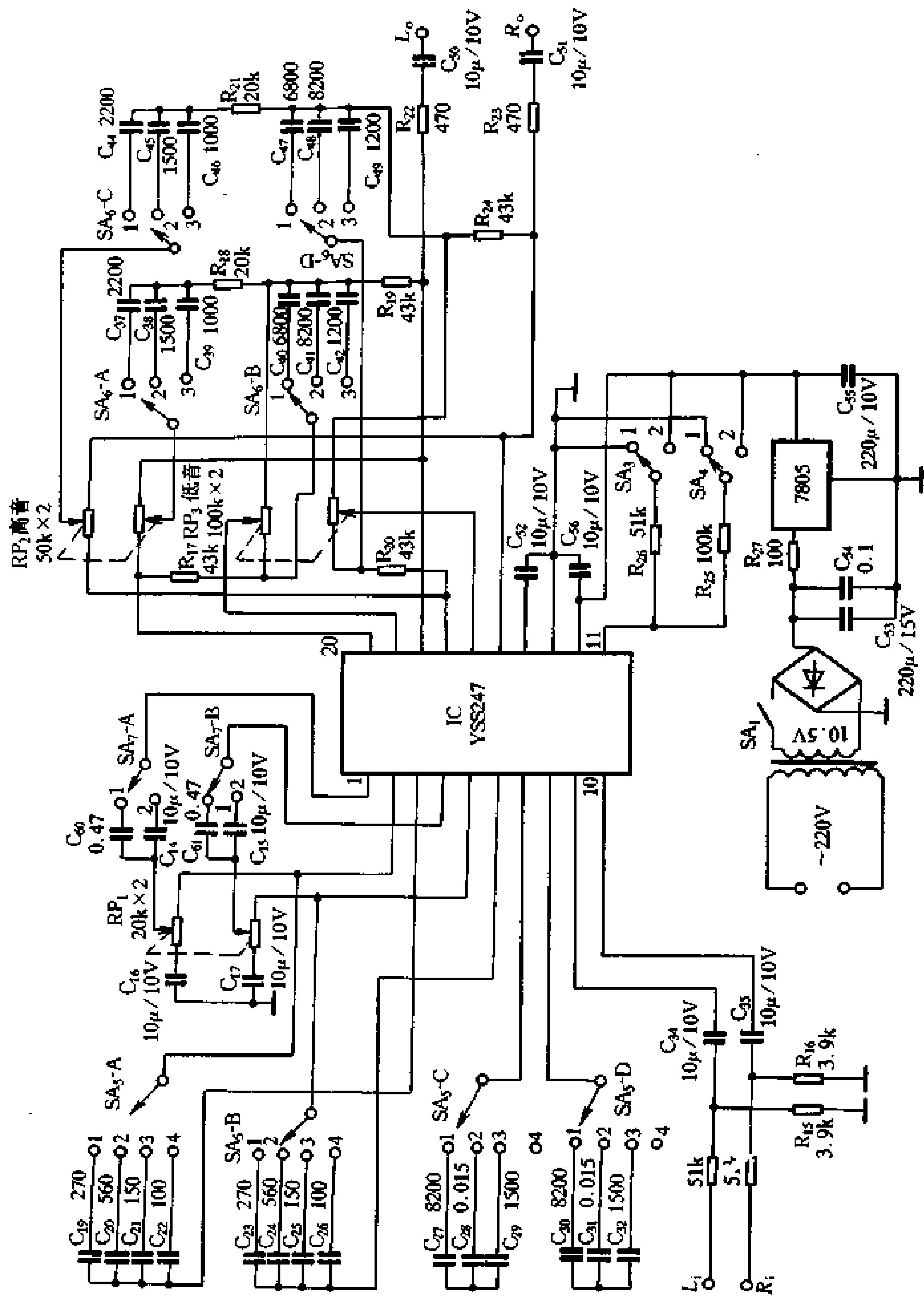


图 9-52 YSS247 应用电路

9.3.3 SPATIALIZER 两声道环绕处理器

一、PSZ739/740 处理器

SPATIALIZER 两声道环绕声技术目前应用比较广泛。PSZ739/740 是利用此项技术生产的新型专用集成电路，它可以在“旁路”、“3D SPATIALIZER 立体声”和“单声道合成”的模式间进行切换，3D 效果可以用外接电位器或外控电压来调整。PSZ739 为标准 20 脚封装，有环绕声输出功能。PSZ740 采用 16 脚封装，性能和 PSZ739 一样，只是没有环绕声输出。其外围电路元件少，制作容易。

1. 基本工作模式

(1) BYPASS 旁路模式：直通方式，其内部处理电路不工作。

(2) 3D STEREO 模式：将普通的立体声节目的声场向两只音箱的外侧扩展，使听者感到另有音箱在其两侧或背后。

(3) 方向定位模式：这是 3D 立体声的扩展模式，可以控制在音箱范围以外的声音位置。

(4) 3D 单声道模式：将单声道信号模拟成 3D 立体声。这个技术使声场更广阔，比其它技术处理有更少的复制声像。

2. 工作电源和输入信号电平

PSZ739/740 可在 +4.75V ~ +16V (单电源) 和 $\pm 2.5V \sim \pm 8V$ (双电源) 的情况下工作，要求电源噪声要小。在额定电源电压范围内，电源电压高低仅影响额定输入信号电平下的最大不失真输出。输入信号电平不能过高，以防出现削波。为防止信号失真和提高信噪比，此电路应放在音调和音量电路之前。表 9-14 是它们的参数。

表 9-14 PSZ739/740 参数表

参 数	最 小 值	典 型 值	最 大 值	单 位
推荐输入电平				
$V_{CC} = 5V$	-	-	0.8	VRMS
$V_{CC} = 10V$	-	-	2.0	VRMS
$V_{CC} = 16V$	-	-	3.0	VRMS
输入阻抗	35k	50k	65k	ohms
直通模式增益	-1	0	+1	dB
全部模式和任意频率的增益变化	-3	0	+3	dB
20Hz~20kHz 频带内增益变化				
直通模式	-0.5	0	+0.5	dB
立体声模式	-3	0	+3	dB
输出摆幅	5	-	$V_{CC} - 1$	V
输出阻抗	-	-	10	Ω

续表

参 数	最 小 值	典 型 值	最 大 值	单 位
输出噪声(A 计数)				
直通模式	-	15	50	μVRMS
立体声模式($V_{\text{SPACE}}=0.35\text{V}$)	-	60	180	μVRMS
失真				
直通模式	-	0.05	0.2	%
立体声模式($V_{\text{SPACE}}=0.35\text{V}$)	-	0.15	0.5	%
输入偏置电流	-	0.5	1.5	μA
输出直流偏移电压	-	10	50	mV
模式选择电平				
直通	0	-	0.9	V
立体声	2.0	-	2.8	V
单声道	4.2	-	V_{CC}	V
模式输入偏置电流				
直通	-	+10	+25	μA
单声道	-	-10	-25	μA
模式选择输出直流偏移电压	-	10	50	mV
工作电流				
$V_{\text{CC}}=5\text{V}$	9	12	16	mA
$V_{\text{CC}}=16\text{V}$	12	16	21	mA

3. 模式转换和音效设定

图 9-53 是 PSZ739/740 的应用电路。

该电路利用开关切换三种工作模式。在 3D 立体声模式，可以改变集成电路 SPACE 脚(739 为第 13 脚,740 为第 11 脚)的电压来调节立体声场的扩展程度。本电路是用电位器来调节，也可以用固定电阻或外接控制电压来控制。

4. 环绕声输出的使用

PSZ739 提供了环绕声输出，用以推出两个后方环绕声道，以加强环绕声的效果。该输出信号较弱，在实际应用中要增加一级带有一定增益的缓冲放大器。

二、EMR 4.0 处理器

EMR 4.0 是一片采用 Spatializer 技术生产的 3D 立体声处理器，外围电路简单，具有环绕声输出，只用一只电位器即可调节声场扩展范围。

1. 工作模式

(1) E 模式(Spatializer): E 模式是用将立体声场扩展到两个音箱的范围以外，产生自然、可信的环绕声效果。它在扩展原信号声像时不改变中央声像的位置。

(2) D 模式(Spatializer-D): D 模式下能使声音任意定位，并能在听众席 270° 范围内移动声像，形成有效的环绕感。

(3) S 模式(Spatializer-S): S 模式能把单声道信号处理成具有较大深度和真实感的信号，从而产生自然动听的仿立体声。

Spatializer 技术对于听音位置和音箱摆放位置没有严格的要求。专业级的 Pro Spatializer 被用来制作电影《狮子王》和《断箭》的录音，其音响效果是非常出色的。

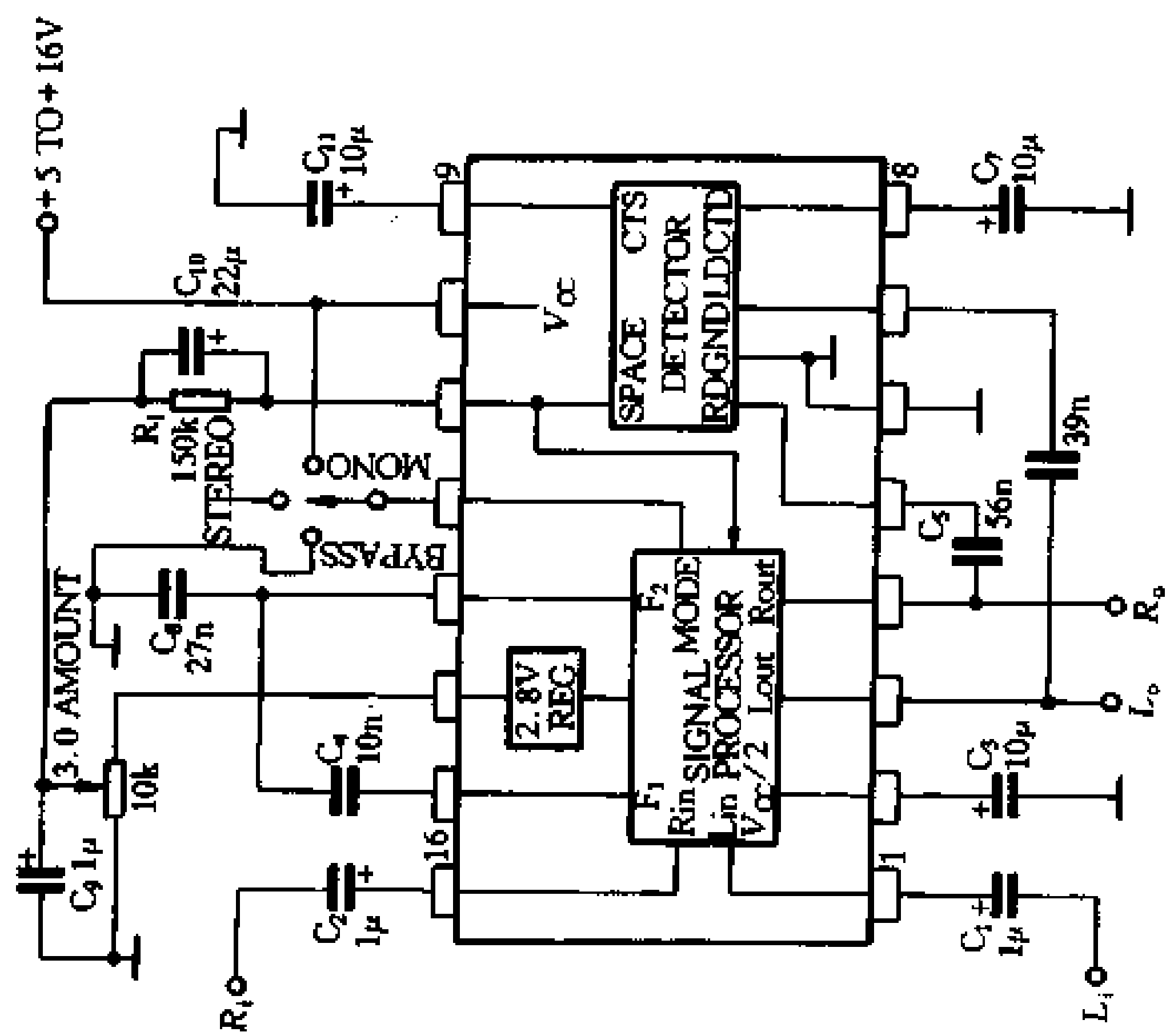
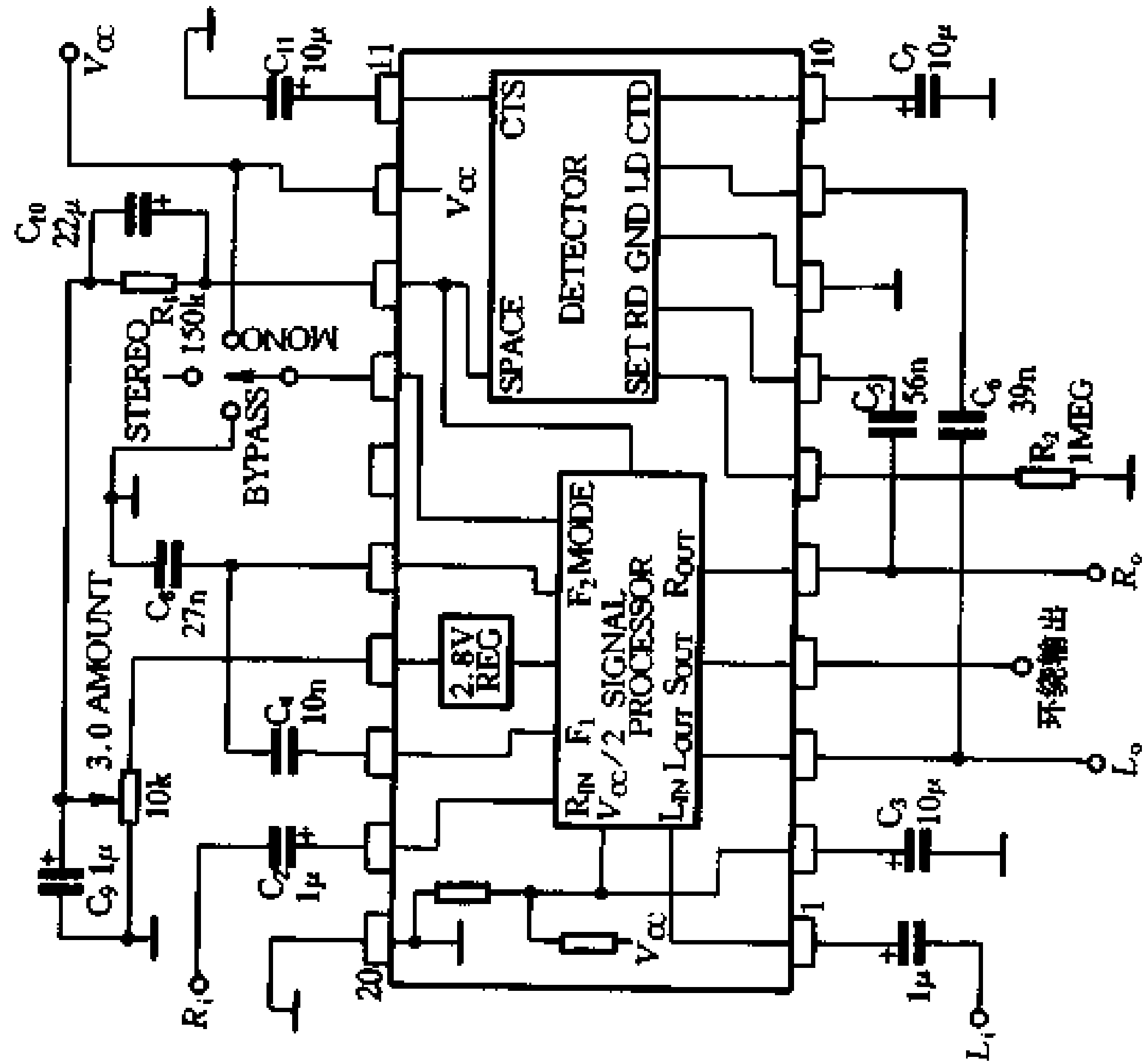


图 9-53 PSZ 739/740 应用电路

2. 工作电源和输入信号电平

EMR 4.0 用单电源(6V~10V)供电, 9V 供电时效果最好。要求电源滤波要好, 噪声要低。该 IC 在无信号输入时静态电流为 11mA。

EMR 4.0 允许最大输入信号电平为 1V, 过大会引起削波, 过小会降低处理性能, 并减小动态范围。该电路增益为 1, 其环绕声输出需接有一定增益的缓冲放大器。电路在应用中应接在音量及音调电路之前, 以提高信噪比和降低信号失真。图 9-54 是 EMR 4.0 的应用电路。

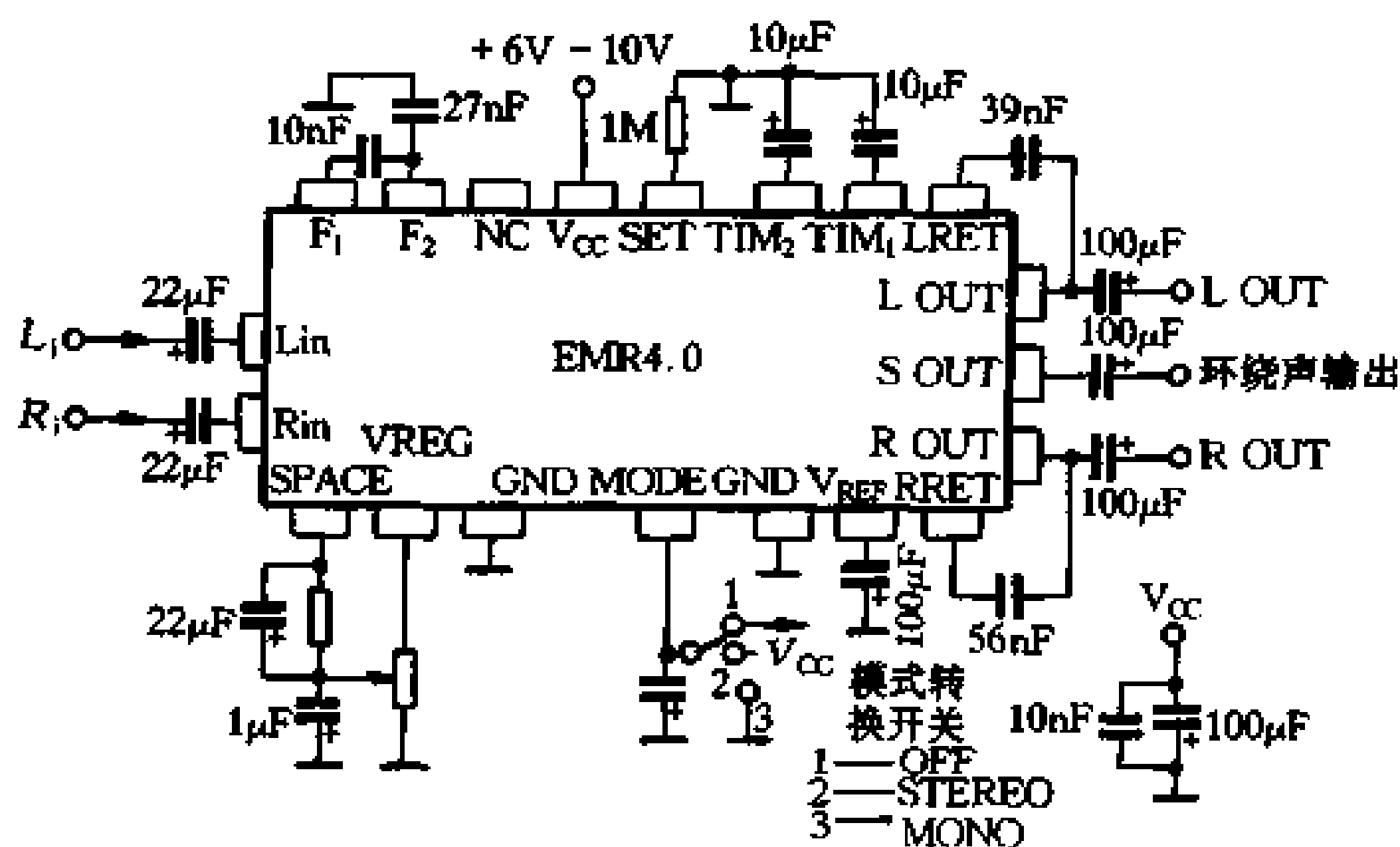


图 9-54 EMR 4.0 应用电路

9.3.4 Qsound 3D 立体声环绕处理器

Qsound 3D 处理器是 Qsound 实验室研制的产品, 其处理技术比较独特, 应用的范围比较广泛。

一、Qsound 3D 处理器简介

Qsound 3D 处理器有许多品种, 以适应不同场合的需要, 其中主要包括四个产品系列:

1. Q₁ 系列

Q₁ 系列 3D 处理器主要适用于专业大型音响系统, 它能够在录音时使某些需特殊处理的音乐变得更加完美。

2. Q₂ 系列

Q₂ 系列主要用于专业音频立体声耳机中, 可以用一副耳机欣赏到声场广阔的环境立体声。Q₂ 还可以用于通信、电视等设备上。

3. QXpander 系列

QXpander 是一种三维音场处理器, 利用两声道系统营造出空间感很强的声场。可以

用在家庭影院、电视等很多场合。

4. QSurround 系列

QSurround 能够使多通道音频系统如杜比定向逻辑环绕声的音场范围更加宽广，使整个系统更具魅力。它具有两种功能，即两声道虚拟环绕声和多声道环绕声。它可以使两声道系统产生“虚拟扬声器”。也可以用在多声道环绕声系统中，能增加声场的宽度和广度。例如杜比定向逻辑环绕声，用 QSurround 技术，采用两声道就能产生极为广阔的声场，放音时提供一个从前到后平滑连续的声场。QSurround 技术的算法法则先进，效果突出，已获得杜比实验证明公司虚拟杜比的认证。

图 9-55 是 QSurround 技术多声道应用框图。

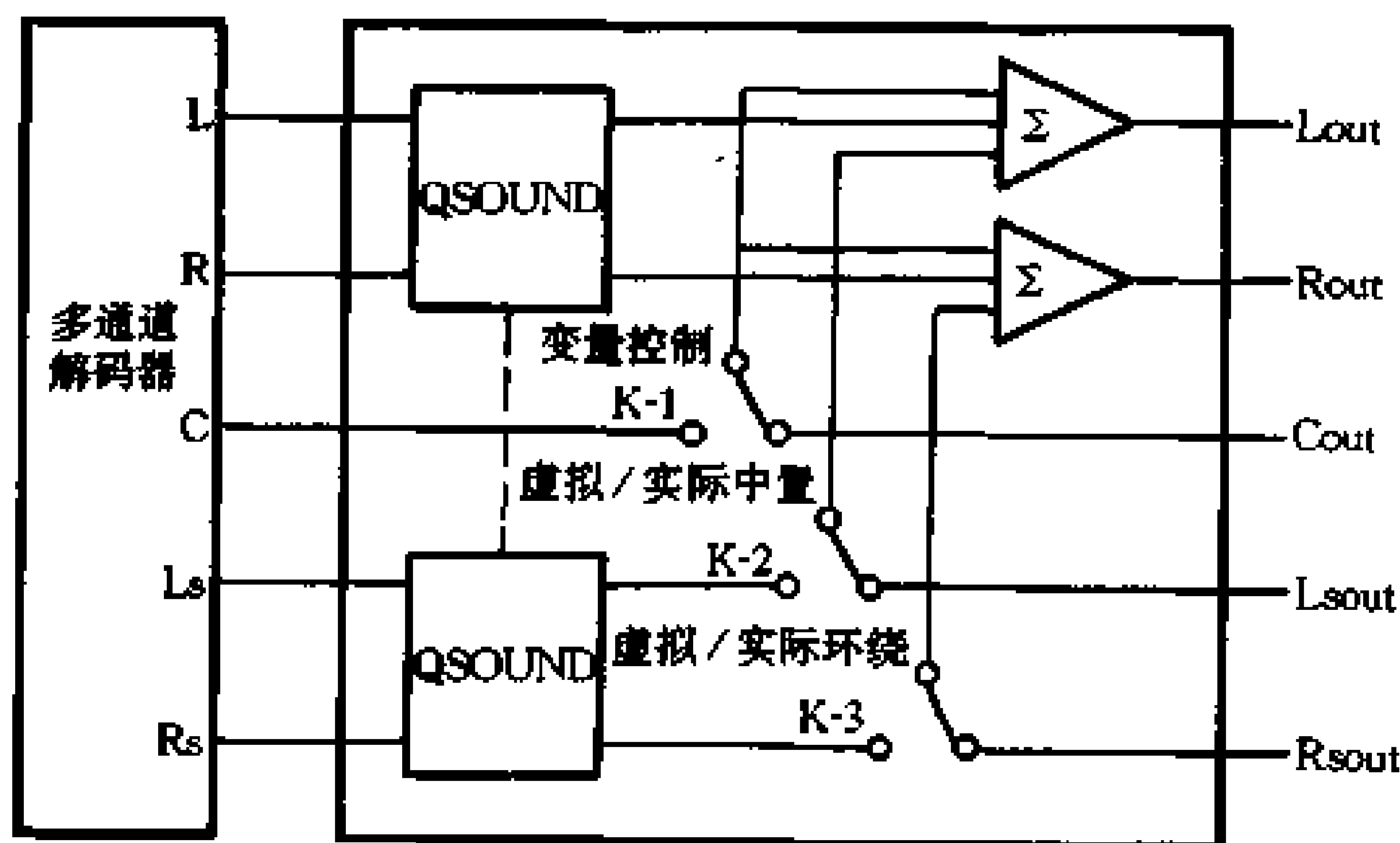


图 9-55 QSurround 应用框图

从图中可以看到，QSurround 与多声道系统的连接，QSurround 集成了两个 QSound 3D 处理器在输出模式中有二声道和五声道输出两种模式。开关 K 为模式选择开关。当 K 在虚拟模式时为两声道输出。K 在实际模式时为多通道模式。在两声道模式中，左、右声道及环绕声道信号分别经过 QSound 处理器预处理，然后将中置声道信号分别与经预处理的左、右声道和环绕声道信号混合叠加，最后输出左、右两路信号。完成虚拟处理。在多声道模式中，将左、右声道及环绕声道信号分别经过 QSound 处理器预处理，然后分别输出，而中置声道信号不作任何处理直接输出。经过这样处理的多声道信号，扩展了声场的范围，增强了环绕范围，两种模式可以方便的进行切换。

二、QX2010/2011 及其应用

Qsound 3D 处理器中以 QXpanden 系列芯片应用比较广泛，其型号为 QX2010/2011。

1. QX2010 /2011 3D 处理器简介

QX2010/2011 是一种 3D 环绕声处理器，不需要特殊编码的节目信号，用两声道系统即可产生空间感很强的声场。

QX2010/2011 有两种工作模式，即直通/扩展。其中 QX2011 的空间扩展效果可调，QX2010 的空间扩展效果是固定的，不可调。图 9-56 是声场扩展的示意图。

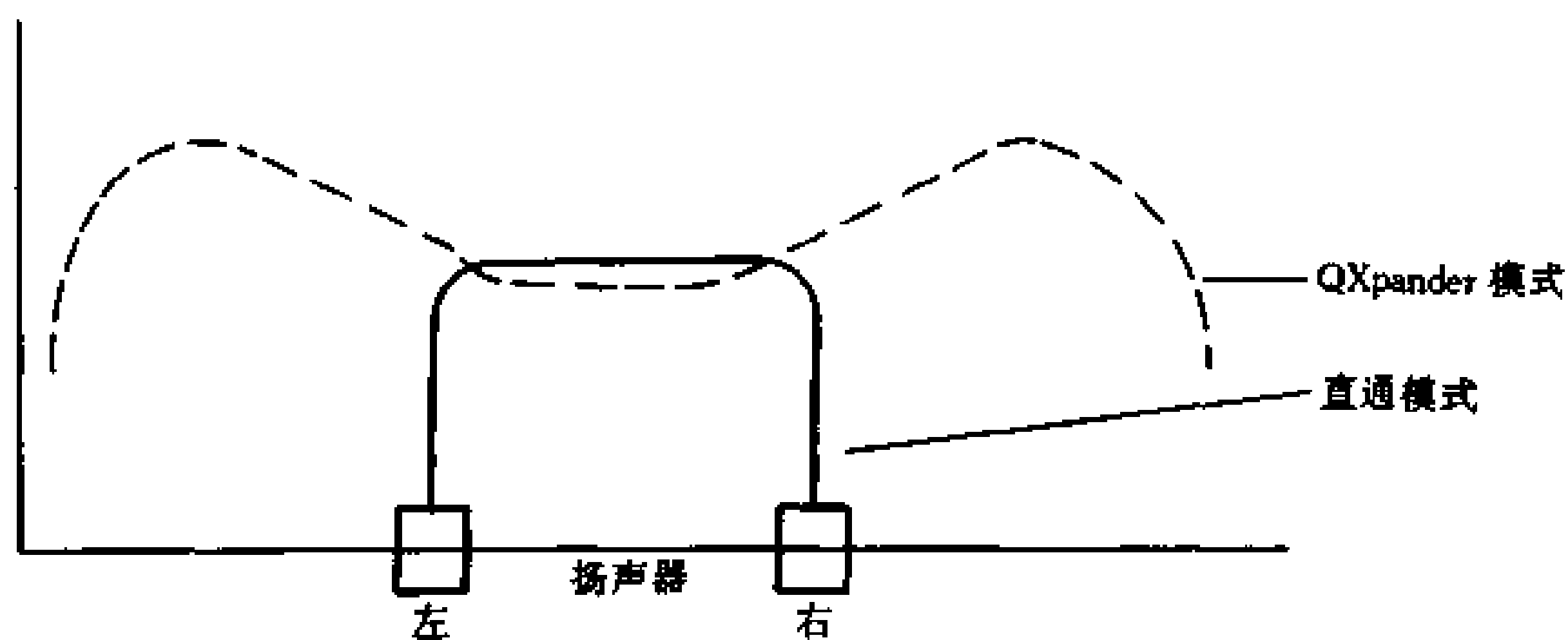


图 9-56 Qsound 声场扩展示意图

QX2010 为 22 脚 SDIP 标准封装和 20 脚 SSOP 标准封装。QX2011 为 22 脚 SDIP 封装和 24 脚 SSOP 封装。其引脚图见图 9-57。

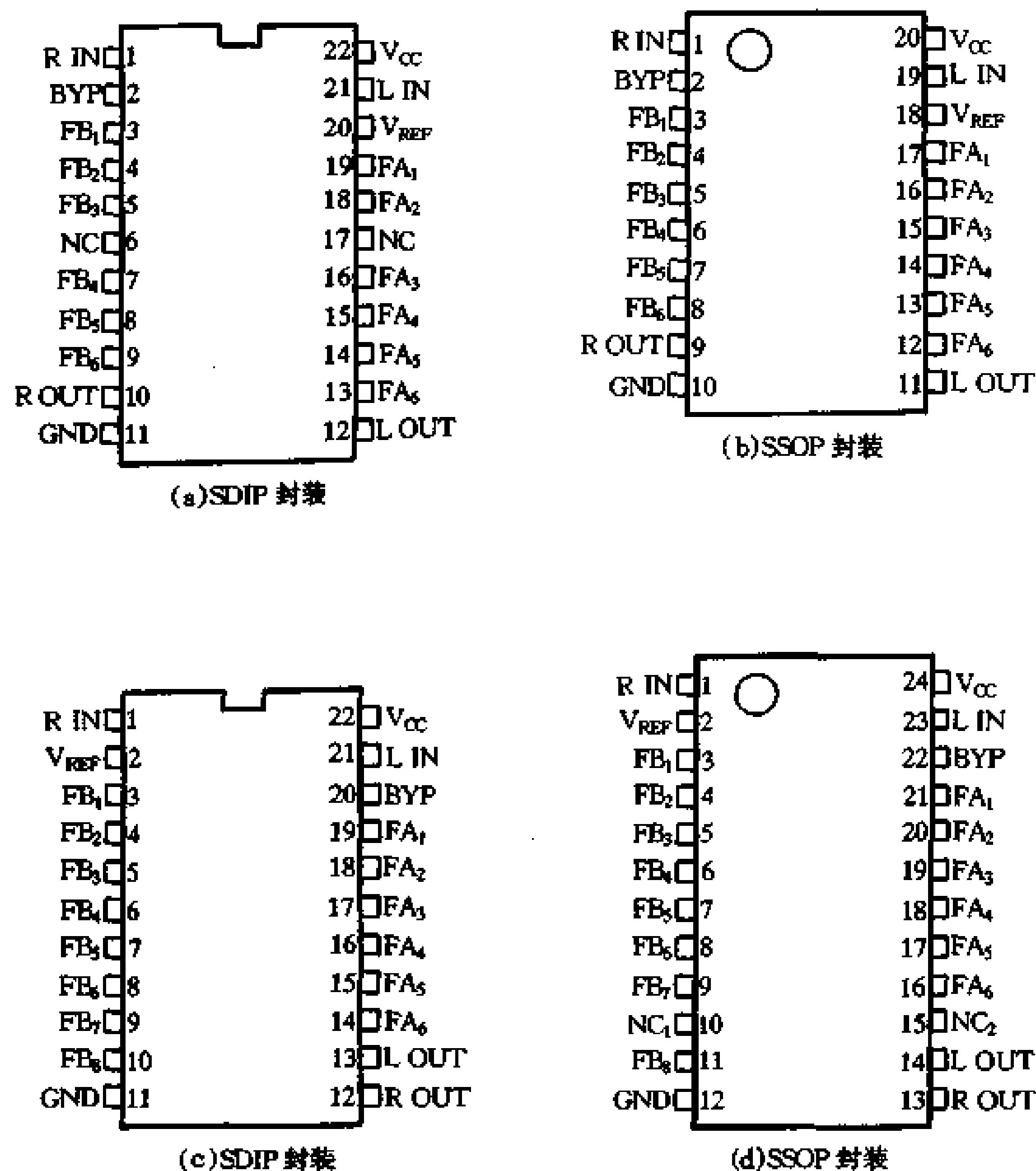


图 9-57 QX2010/2011 引脚图

2. QX2010 / 2011 的典型应用

以 QX2010/2011 构成的 3D 处理器电路可以接在音源设备和功放之间，图 9-58 和图 9-59 分别是这两个芯片的应用电路。

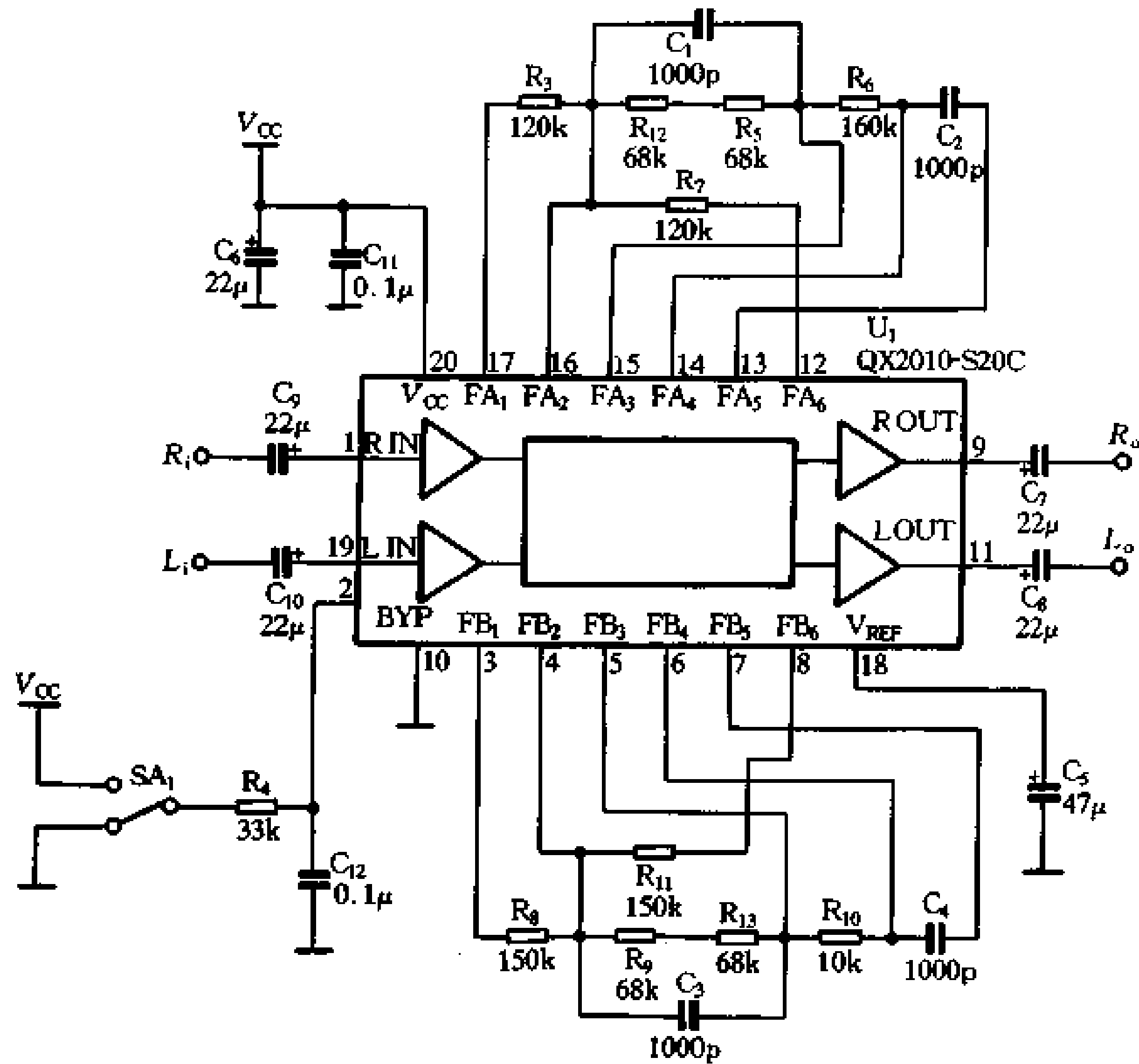


图 9-58 QX2010 应用电路

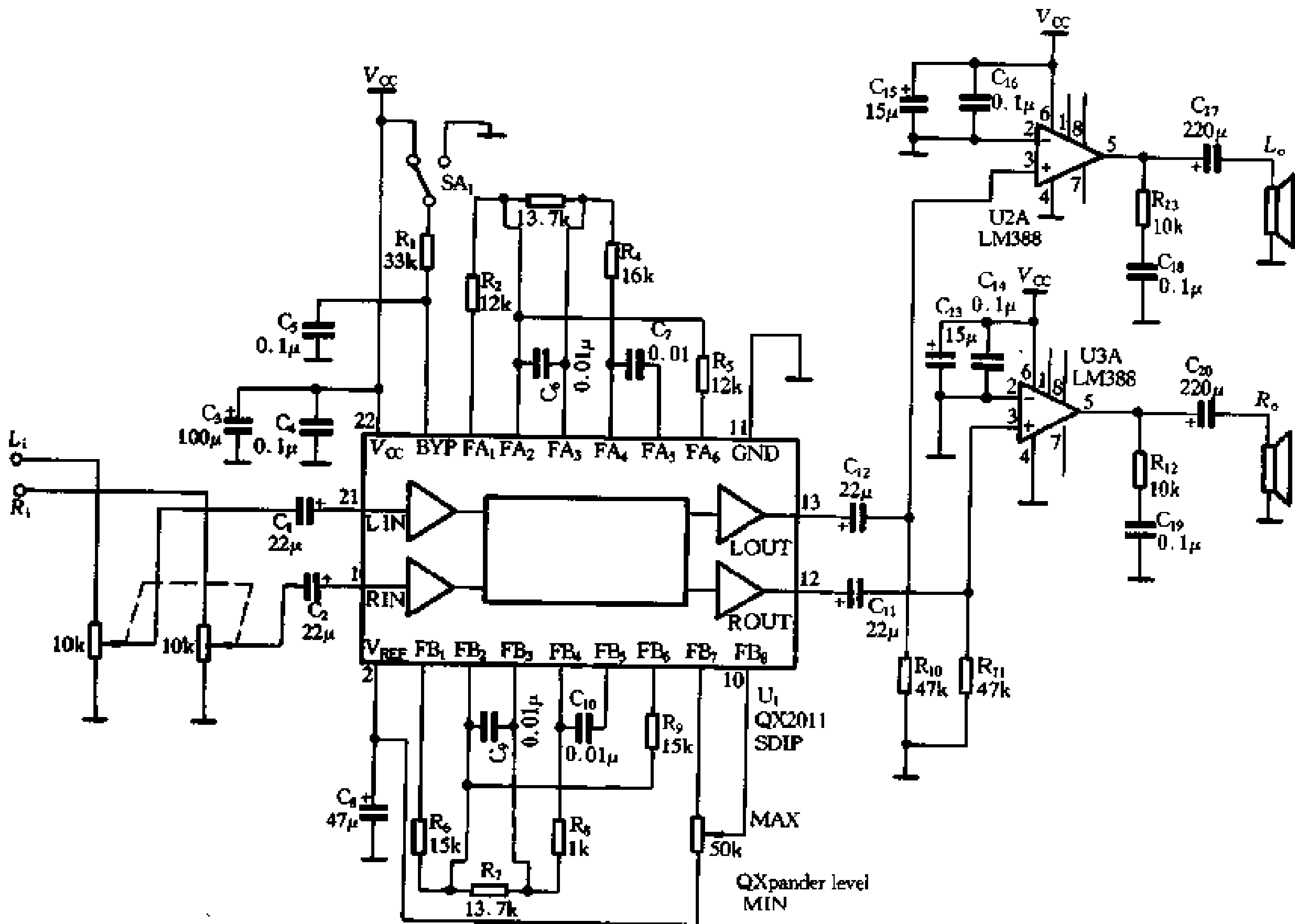


图 9-59 QX2011 应用电路

表 9-15 和表 9-16 是 QX2010/2011 的性能参数表。

表 9-15 QX2010 电气性能参数一览表

参 数	描 述	单 位	最 小 值	典 型 值	最 大 值
供电电压	V_{CC}	VDC	6.0	9.0	10.0
供电电压纹波率	PSRR	dB	44	50	
供电电流	I_{CC}	mA		15	20
输入模拟电压	V_{in}	V_{RMS}		1.0	1.4
输出模拟电压	V_{out}	V_{RMS}	2.0	2.8	
输出模拟电流	I_{out}	mA			± 1
输入电阻	R_L	k Ω	5		
输入电容	C_L	pF			100
输入阻抗	R_1	k Ω	21	30	39
频率响应	BW	Hz	20		20000
电压增益 (QXpander 模式)	$A_{v,1}$	dB	5.0	6.0	7.0
电压增益 (直通模式)	$A_{v,2}$	dB	-0.5	0.0	+0.5
谐波失真	THD	%		0.3	0.7
信噪比 (QXpander 模式)	SNR	dB	80	85	
信噪比 (直通模式)	SNR	dB	90	95	
输出电压噪声	V_{NOISE}	μV_{RMS}		55	100
通道平衡度	CB	dB	-1.0	0	1.0
功率消耗	P_d	mW		500	
工作温度	T_{op}	C	-20		+75

表 9-16 QX2011 电气性能参数一览表

参 数	描 述	单 位	最 小 值	典 型 值	最 大 值
供电电压	V_{CC}	VDC	4.5	12.0	15.0
供电电压纹波率	PSRR	dB	TBD	TBD	
供电电流	I_{CC}	mA		16	21
输入模拟电压	V_{in}	V_{RMS}		0.5	1.4
输出模拟电压	V_{out}	V_{RMS}	TBD	TBD	
输出模拟电流	I_{out}	mA			TBD
输入电阻	R_L	k Ω	TBD		
输入电容	C_L	pF			TBD
输入阻抗	R_1	k Ω	21	30	39
频率响应	BW	Hz	20		20000
电压增益 (QXpander, 1)	$G_{qx,1}$	dB	3	4	5
电压增益 (QXpander, 2)	$G_{qx,2}$	dB	-1	0.5	2
电压增益 (直通模式, 1)	G_{by}	dB	-5.6	-5.1	-4.6
谐波失真 (QXpander 模式)	THD_{qx}	%		0.4	1.0
谐波失真 (直通模式)	THD_{by}	%		0.03	0.3
信噪比 (QXpander 模式)	SNR	dB	TBD	TBD	
信噪比 (直通模式)	SNR	dB	TBD	TBD	
输出电压噪声 (QXpander 模式)	$V_{NO,qx}$	μV_{RMS}		60	100
输出电压噪声 (直通模式)	$V_{NO,by}$	μV_{RMS}		15	32
通道平衡度	CB	dB	-1.0	0	1.0
功率消耗 (P22/S24)	P_d	mW		800/650	
工作温度	T_{op}	C	-20		+75

9.3.5 虚拟杜比环绕声系统

杜比环绕声节目通常要用多声道的 AV 功放和分布在房间的五只音箱来表现声像定位，营造环绕立体声效果。多声道环绕声系统对视听室声学条件有一定的要求，音箱的摆位和声音的调校对音响效果有较大的影响，而且系统的造价较高，有时会因为系统的投资过高以及视听室面积较小而难以接受。

近年来，出现了用双声道音响系统来产生杜比环绕声的虚拟杜比环绕声技术(Virtual Dolby Surround)。虚拟杜比环绕声也是一种利用人耳的听觉传递函数 HRTF 的声音处理技术，用两只音箱实现符合杜比认证的杜比环绕和杜比数字系统的声场，如图 9-60 所示。虚拟杜比环绕声采用了心理声学 and 生理声学的一些技术，其环绕声效果非常直观明显，两只音箱能营造出复杂的三维声场。

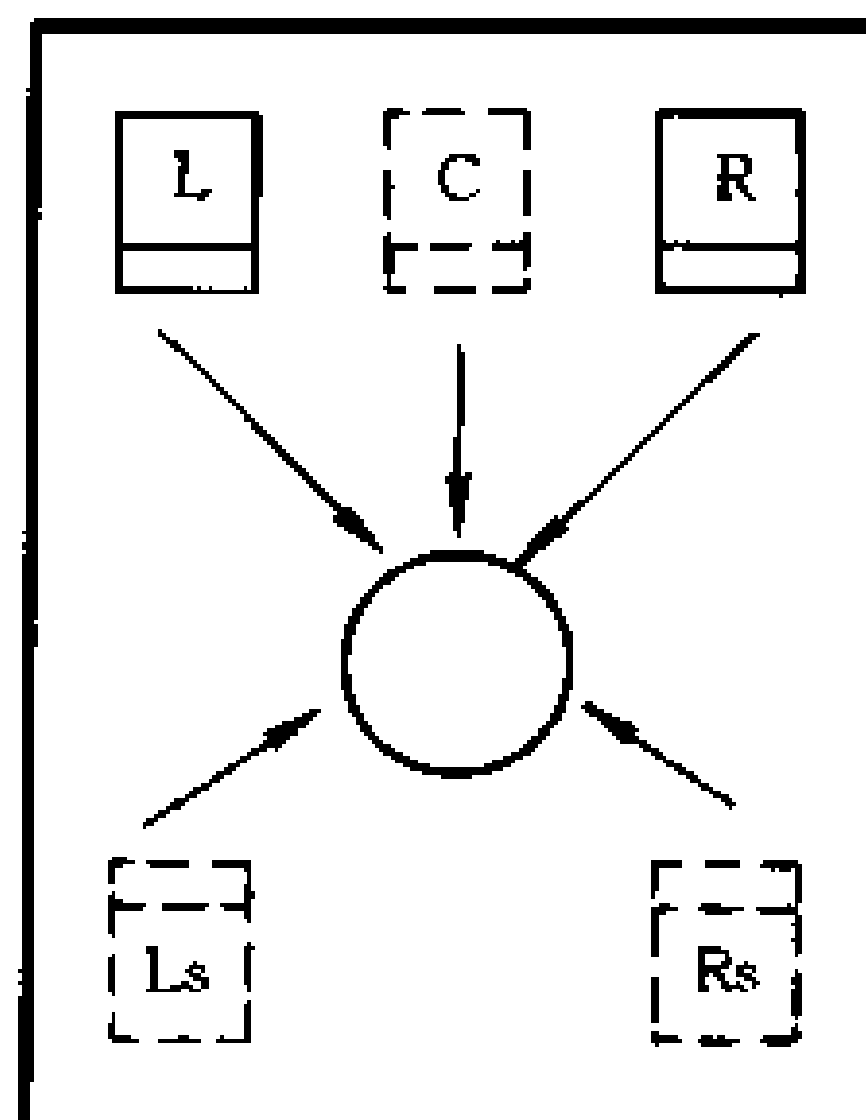


图 9-60 虚拟杜比声场示意

一、虚拟杜比环绕声的发展过程

早在 70 年代，人们就开始了虚拟扬声器技术的研究，尝试利用心理声学源来播放实际上并不存在的扬声器的声音。到了 90 年代中期，一直致力于两声道环绕声处理系统 JVC 公司公布和演示了用两只音箱重现杜比环绕声的 3D-Phonic 系统。用 3D-Phonic 算法对杜比环绕声信号进行处理，最后将左、中、右和经过虚拟处理的环绕声信号合成为双声道信号，用两只音箱重放就可产生与多声道杜比环绕系统完全相同的音响效果。

后来，许多公司也发布了它们的虚拟杜比技术。这种技术不仅可用双声道立体声系统营造多声道环绕立体声场，而且还可将多个声源精确定位在三维空间中的任意位置，或按给定的运动轨迹将声像从某一位置移动到另一位置，解决了当代音响技术中对三维空间声场进行重现和定位的难题，因此虚拟扬声器技术是现代音响技术的重大突破。

1997 年杜比实验证明公司宣布了杜比环绕声系统的新成员——虚拟杜比环绕声系统。它有两种形式：虚拟杜比环绕和虚拟杜比数字环绕声系统。虚拟杜比环绕声用以播放杜比环绕声编码的软件。虚拟杜比数字环绕声

既可播放杜比环绕声编码的软件又可以播放杜比数字环绕声编码的软件。它们的标志见图 9-61。

虚拟杜比环绕声本质上是可以播放杜比环绕声的虚拟扬声器技术。虚拟杜比环绕声技术不是杜比实验室专有，但它可以通过给其它公司虚拟扬声器技术进行虚拟杜比认证来扩大它的影响。而拥有虚拟扬声器技术的公司可以借助杜比实验证明公司的虚拟杜比认证来

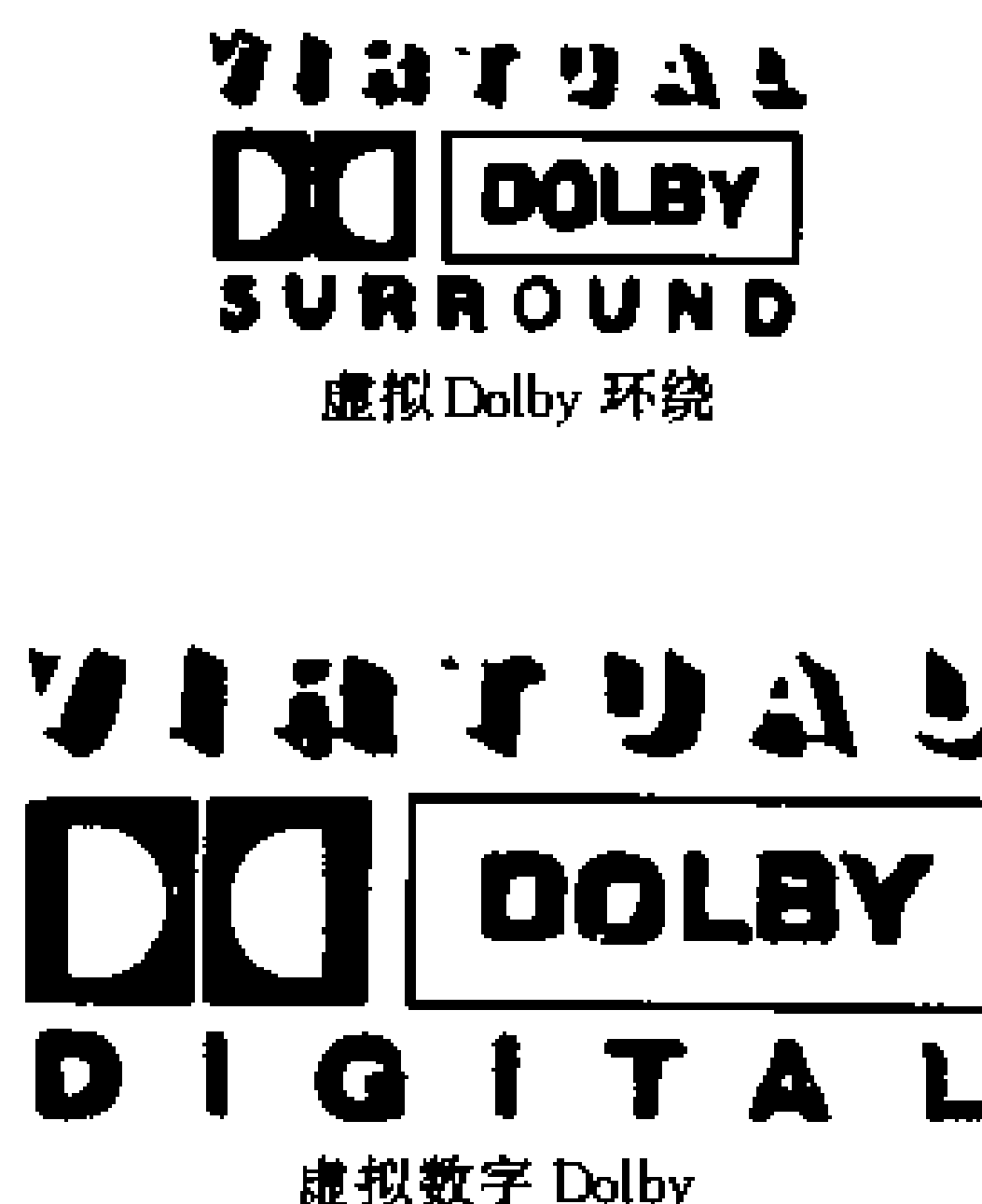


图 9-61 虚拟杜比环绕声标志

提高产品的知名度和竞争力。目前通过虚拟杜比认证的技术有：JVC 的 3D-Phonic, Crystal River Engineering 的 Audio Reality, Harman Interactive 的 VMAX, SRS 的 Trusurround, Spatializer 的 Qsurround, Aureal 的 A3D, Yamaha 的 Ysound, 松下的 Virtual Sonic 等。

二、虚拟杜比环绕声的基本原理

为了用虚拟扬声器重现杜比环绕声场的空间方向特性，首先要知道人对声源方向是如何辨别的。人对声源方向位置的判别机理不但涉及声波传播的物理过程，而且涉及人的生理声学和心理声学等方面。人主要是依靠听觉系统的双耳效应和耳廓效应来判断声音的方向。当某一方向的声音经过耳廓、头部、肩部等部位的反射，散射传导后，声音的方向信息在耳膜处已转换为时间差、强度差和梳状频谱特性等声波状态的信息，大脑依此判断声音的方向位置。描述耳廓效应的数学模型——头部声音传递函数 HRIF 为耳廓效应在虚拟扬声器技术中的应用奠定了理论和实验基础。

如果设法让两个前方的音箱在两耳处制造出与后置环绕扬声器完全相同的时间差、强度差和梳状频谱特性，则人脑必定会在环绕扬声器方向上产生一个对应的声像，这就是利用两个前方音箱来虚拟播放后置环绕扬声器声音的心理声学原理。

虚拟杜比环绕声系统如图 9-62 所示。

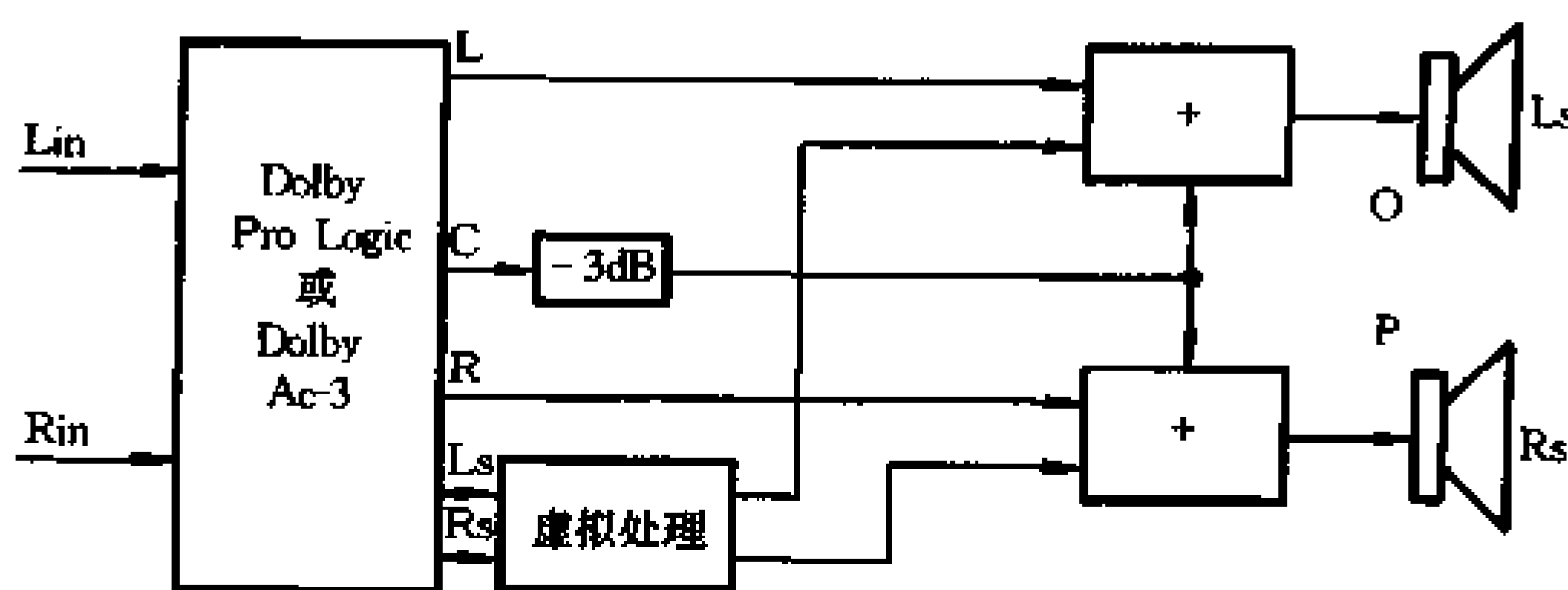


图 9-62 虚拟杜比环绕声系统

杜比环绕声编码的信号经过解码器解码后还原成为左、中、右、环绕五路信号。环绕声信号经过虚拟处理后再与中置、左右声道信号混合后输出左、右两路信号，通过两个音箱重放产生与多声道环绕声系统完全相同的音响效果。

与杜比环绕声系统相比，虚拟杜比环绕声系具有以下优点：

- (1) 系统组成简单，造价低，无需多声道 AV 功放、中置及环绕音箱，用两声道立体声设备即可重放杜比环绕声节目。
- (2) 对音箱摆放位置无严格要求，不受视听室面积的限制。
- (3) 两耳处的声波状态仅由两个音箱辐射并经空间传输合成而来，容易精确再现原始声场在两耳处产生的声波状态。

三、虚拟杜比环绕声芯片 QS7777PE 及应用

虚拟扬声器技术的复杂的运算对数字处理器运算速度要求较高，现代大规模集成电路和计算机技术的发展使虚拟扬声器技术在音响设备、电视机、DVD 播放机和多媒体电脑上广泛的应用。奥地利 AKG 公司和德国森海塞耳公司推出虚拟杜比环绕声的耳机系统，

国内也生产出虚拟杜比环绕声处理器，使家庭影院系统的造价降低，而音响效果不会因价格下降而降低。可以设想，“虚拟 DTS”、“虚拟 SDDS”系统不久就会出现，使我们有机会以不高的投资来建立自己的家庭影院。

下面我们介绍一款虚拟杜比环绕声芯片—QS7777PE。

QS7777CF/PF 是采用 Qsound 音频实验室的 Qsound 技术的单片虚拟杜比环绕声处理器。内含高速 DSP 作精密虚拟声像定位运算，可将杜比数字或杜比定向逻辑解码输出的六路或五路信号处理成两路虚拟杜比环绕声信号，或者五路效果增强的杜比环绕立体声信号。该芯片共有十六种输入输出模式，可采用七个开关来设定。

其电路特点是：

(1) 最大允许输入端口为六路，即左、右、中置，左右环绕、重低音六路。最大允许输出端口为五路，即左、右、中置、左右环绕。

(2) 空间环绕定位效果增强播放以及提高声道分离度。

(3) 为杜比定向逻辑设计的单声道/立体声的信号转换处理。

(4) QS7777CF 为 I²C 总线控制，QS7777PF 为并行数据控制，可用七个开关来设计其输入输出模式。

(5) 采用直流 5~13V 供电，48 脚 QFP 封装。

QS7777 的输入输出模式如下：

(1) AC-3 或五路输入→两路输出(效果增强模式)。

(2) AC-3 或五路输入→四路输出(效果增强模式)。

(3) 杜比定向逻辑四路输入→两路输出(效果增强模式)。

(4) 杜比定向逻辑四路输入→四路输出(效果增强模式)。

(5) 直通五路输入→两路输出(合并方式)。

(6) 直通五路输入→四路输出(合并方式)。

(7) 单声道输入→立体声两路输出。

(8) 立体声输入→立体声增强四路输出。

(9) AC-3 或五路输入→三路输出(效果增强模式)。

(10) AC-3 或五路输入→五路输出(效果增强模式)。

(11) 杜比定向逻辑四路输入→三路输出(效果增强模式)。

(12) 杜比定向逻辑四路输入→五路输出(效果增强模式)。

(13) 直通五路输入→三路输出(合并方式)。

(14) 直通五路输入→五路输出(合并方式)。

(15) 单声道输入→立体声四路输出。

(16) 直通两路输入→四路输出。

QS7777 的应用电路见图 9-63，其产生的虚拟声场定位见图 9-64。

两声道的三维环绕立体声处理器以其造价低廉，对听音环境要求不高，适合小空间使用，听音区范围大以及调整方便，效果突出，系统简单，在音响设备、家庭影院、电视机、多媒体电脑等等许多地方广泛的应用。特别是近来出现的虚拟杜比环绕声系统，用两只音箱放音就可以达到杜比环绕声系统五声道的环绕立体声的重放效果，当用于杜比多声道环绕声系统时可以增强还音效果。虚拟杜比环绕声系统为我们组建低价优质的家庭影院

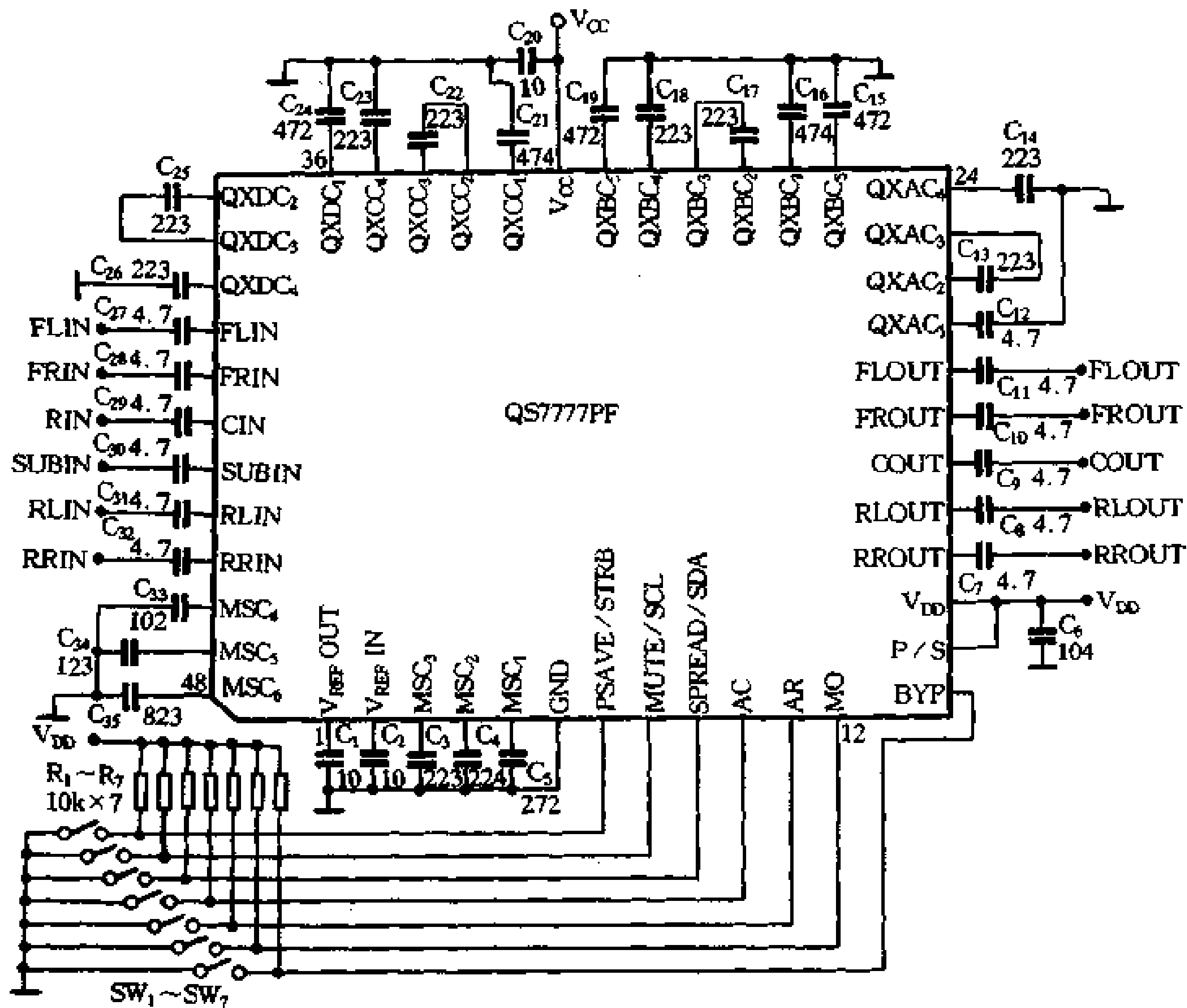


图 9-63 QS7777 应用电路

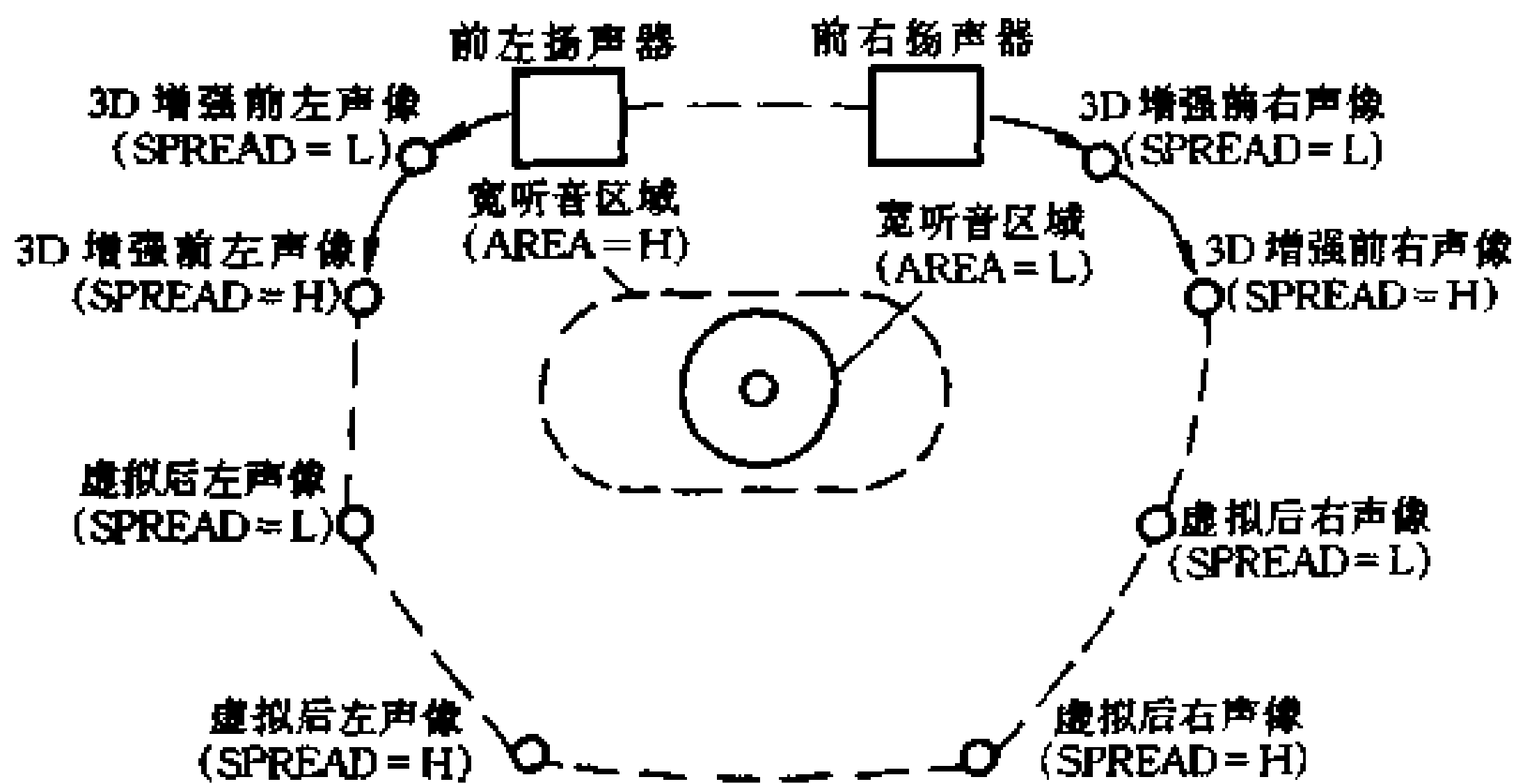


图 9-64 QS7777 的虚拟声场

系统提供了方便。

这几种三维环绕声处理器不要求播放的节目经过特殊的编码就可以取得很好的效果。当然播放现场录音和具有如杜比环绕声编码的节目软件，其效果更好。另外，要取得好的效果，三维环绕声处理器的调整也很重要，使用中应合理地调节效果旋钮，注意效果的“量”的合适。

从前面我们介绍的三维立体声处理的原理可以知道其理论基础是心理声学 and 生理声

学,是一种仿生学的应用。作为家庭影院的环绕声处理系统,其环绕效果是不可与多声道的环绕声系统(如杜比定向逻辑环绕声系统)相比的。虚拟杜比环绕声技术是虚拟扬声器技术,其优秀复杂的算法法则使虚拟杜比环绕声效果非常好,用两只音箱就可以模拟出五只音箱的还音效果。随着计算机技术的发展,芯片处理速度的提高,两声道的环绕声系统效果会更好。

三维环绕立体声处理在制作时要特别注意电源和元器件的质量。电路要采用低噪声的稳压电源,阻容元件的数值一定要准确,而且要用优质产品,这些是提高电路信噪比以及降低失真的措施。

三维环绕立体声处理器的应用方法很多,它可以和杜比定向逻辑环绕声解码器等多声道环绕声系统配合使用以增强效果,也可以做成具有三维环绕立体声功能的耳机放大器等等。

9.4 家庭影院的超重低音系统

我们人耳能听到的声音频率范围大致为 20~20000Hz,可以把它粗略地分为低音频、中音频和高音频三个频段,通常把 500Hz 以下的频段称为低音频。为了更准确地描述低频段,一般把 20Hz~40Hz 和 40Hz~80Hz 分别称做超低音和重低音,两者可合称为超重低音。由此可见,所谓超低音或重低音是指低音频中一个特定的频段,两者有频率高低的区别。我们这里说的家庭影院的超重低音系统是指用来重放或加强低音频的某一个频段,来满足实际听音的需要,而不一定表明它能够完整的重放出超、重低音频段。

9.4.1 超重低音系统的作用

影片的配音中音频最低可达 25Hz,音乐中有低达 20Hz 甚至更低的成分。而我们所使用的全频带音箱,从给出的指标看,落地式音箱低频一般只能延伸到 40Hz,而书架式音箱只能达到 50Hz 左右。通常合格的全频带音箱对中高频段有良好的还音性能和正确的声像定位能力。但当重放频率低于 100Hz 以后,响应开始变差,幅度和相位发生变化,产生较大的失真。而在重放 40~50Hz 时,由于扬声器振膜大幅度运动,音箱输出线性变差。

家庭的视听室通常空间不是很大,一般不做强吸音处理,在听音位置上达到影院所要求的 105~110dB 声压还是容易做到的。但是超、重低音频段要达到如此高的声压,而且还要保证较小的失真就很困难了。

因此,在家庭影院中(对纯音乐系统也很有必要),用超重低音系统重放或加强某一个低音频段,来增强整个声场的气势,减少系统的失真很有必要。多数环绕声解码器也都有重低音输出端子,因此超重低音系统应该是家庭影院的一个部分。

9.4.2 超重低音系统的组成

25~150Hz 这一频段包括了各种低音乐器,如管风琴、低音鼓等发出的低音,也包括了影片中爆炸性场面的低频声波。

一套合格的超重低音系统应能重放 25Hz~150Hz 这一段频率。在 25Hz 处能在听音位置上产生 103dB 以上的声压，而且要求系统在 50~25Hz 之间失真要小于 10%。

通常超重低音系统由低通滤波器或电子分频器、功率放大器、专用低音箱等组成。超重低音箱一般为密封式，低频反射式(倒相式)、带通式三种结构形式。音箱中的驱动单元通常用 15 英寸，12 英寸或 10 英寸口径的专用超低音扬声器。与超重低音音箱配合使用的功放输出功率在 50~250W 之间。这样的系统可保证在 25Hz~150Hz 有足够的输出声压，但这样的系统其超低音音箱体积较大，价格也是很高的。一般我们家庭影院中的超低音音箱体积都不大，其驱动单元口径多数为 8 英寸或 6.5 英寸，而且大多是有源超低音音箱，箱子的截止频率多在 35Hz 附近，其结构形式多为倒相式或带通式，一般采用电子线路提升 25Hz~35Hz 的频率段。这种音箱的实际使用效果还是不错的，造价不高，占用空间较少。但它的低音提升电路阶次较高，低音的相位失真也较大，超重低音的量感和声场的整体气势和大型超低音系统不可相比。

一般超重低音系统和整个音响系统配合使用有两种组态：3D 系统和超重低音立体声重放。

一、3D 系统

考虑到大型立体声音箱在家庭中摆放方便以及价格上的因素，早在三四十年前，人们就提出了 3D 系统。它是根据人耳对低频声(临界频率约 300Hz)不易分辨其方向性的特点，建议对 300Hz (实际大都取 80~100Hz)以上的声音仍采用立体声方式重放，而对左右声道中低于 300Hz 以下的频率，则把它们取出混合成一路信号，采用一个音箱做单声道重放。由于该音箱只重放 300Hz 以下的频率，只要采用优质的大口径低音单元，配上合适的箱体，就能获得很低的重放频率，并且有足够的声压输出。虽然其箱体较大，但只需一个，其摆放位置比较随意，不会影响声像的定位。因此，3D 系统一直是家庭超重低音重放的一种较合理的方案。

另外，这个方案能明显地改善中高音音箱的工作条件。因为中高音音箱只需重放 300Hz 以上音频，允许采用较小口径的扬声器，改善了瞬态响应，降低了放音失真，从而使得 300Hz 以上音频段的放音素质大为提高。

3D 系统的优点是成本低，摆位方便，对中高音放音质量改善明显，其低音效果也是不错的。相对于超重低音立体声重放，3D 系统的低音重放质量并不完美，它损失了部分低音分量，因而低音的重放不十分真实。

二、超重低音的立体声重放

依据低音频的方向性很弱来推断立体声信号两个声道的低频分量幅度相同，相位也相同，因而完全可以把左右声道中低频信号相加后以单声道方式重放，不会损失什么信息，这是 3D 系统的理论基础。

不过，立体声的左右声道中低音信号既有同相的，也有不同相的，而且不同相的情况更为普遍。对于同相的信号，左右声道相加后重放没有问题，但对于幅度相同而相位相反的信号，相加后就会相互抵消，结果造成 3D 系统低音输出为零。对于不完全反相的低音信号，相加后，其输出幅度必然会有相应程度的抵消，有些本来较少的低音变得较弱了。

而用两个声道重放时就不会出现以上两种情况。

另外，人耳分辨声音的方向依靠声音信息到达双耳时的相位差，对于低频信号也是如此。在 3D 系统中，由于左右声道低音信号相加，方向性信息被掩盖了。实验表明，左右声道的低频信号在幅度、相位上的关系十分复杂，它们同相和反相的情况很少，经常是不完全同相，也不完全反相。重放这些信号时并不是完全没有定位能力。采用立体声方式重放低频信号，对于聆听时的现场感、真实感十分重要，可以很好的改善低音的质感和量感。

超重低音的立体声重放可以进一步降低低频段的失真，获得更高的声压级，只是系统的造价比较高，可根据情况选择低音的重放方式。

9.4.3 超重低音系统的实现

超重低音系统最重要的部件是超低音音箱。它可分为无源、有源和有源均衡三大类。无源超低音音箱本身已设计成为具备超重低音重放的形式，对于驱动放大器除了要求阻抗和功率匹配外，一般没有其它特殊要求。因此它可以直接附加到现有的音响系统中去，利用原有的功率放大器驱动，无需另加功放驱动。通常无源超低音音箱中设有 LC 分频网络，其分频点可分挡调节，以便与原有系统取得一致的频响匹配。

有源超低音音箱内置截止频率可调的低通滤波器和有足够输出功率的功率放大器。其音箱本身具备超重低音重放能力，由于有内置功放等电路，使用比较方便。

有源均衡超低音音箱的音箱本身不具备或不具备重放超重低音的能力，需要用针对音箱特性而专门设计的电路，才能把音箱的放音下限均衡扩展到超重低音频率范围，这种音箱的电路比较复杂。

上述的两种有源音箱可以用电子分频器与音响系统配合使用，来取得很好的效果，系统性能一般也优于无源超低音音箱。

下面我们介绍几种有源超低音系统的低通滤波器和电子均衡电路。

一、超重低音有源音箱电路

图 9-65 是这个有源超重低音音箱的电路图。

该电路以一片四运放为核心构成输入缓冲器、带通滤波器和输出驱动器。输入电路由缓冲器(增益为 1)IC1-a、 R_1 、 R_2 、 R_3 组成的混合器、分压器构成。电位器 R_3 用来调节整个电路的输出。运放 IC1-b 和 C_2 、 C_3 、 R_5 、 R_6 共同构成一个每倍频 12dB 的高通滤波器。此滤波器的截止频率为 $1/2\pi RC$ ，约为 34Hz。 R_8 、 R_7 决定此滤波器的增益和 Q 值。 C_1 和 R_4 构成另一个每倍频 6dB 的高通滤波器，其截止频率约为 20Hz。IC1-c、 C_4 和 C_5 、 R_9 、 R_{10} 则构成一个每倍频 12dB 的低通滤波器，其低通截止频率为 72Hz。此级的增益和 Q 值由 R_{11} 、 R_{12} 设定。这两个滤波器构成一个带通滤波器，其频率范围为 34Hz~72Hz，20Hz 以下信号被滤除，以防扬声器在人耳听不到频率下大幅度振动造成过热损坏。此带通滤波器的频率特性曲线如图 9-66 所示。

带通滤波器的功率输出级工作在乙类，以获得较高的效率。此电路也在 8Ω 负载上输出 56W 的功率。晶体管 VT_1 、 VT_2 应选用高 β 型的。这个带通滤波器在实际使用时要求

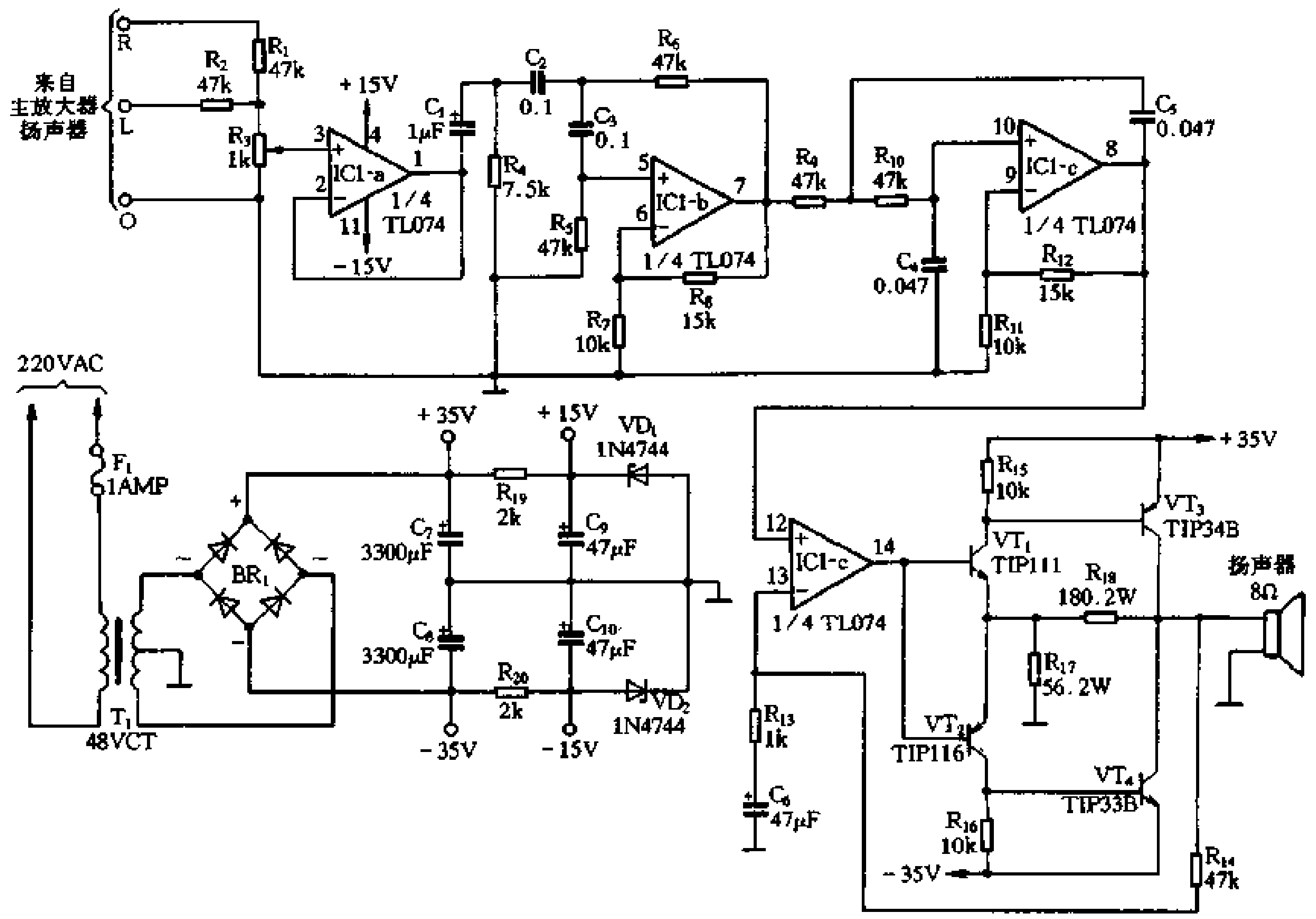


图 9-65 有源超重低音电路

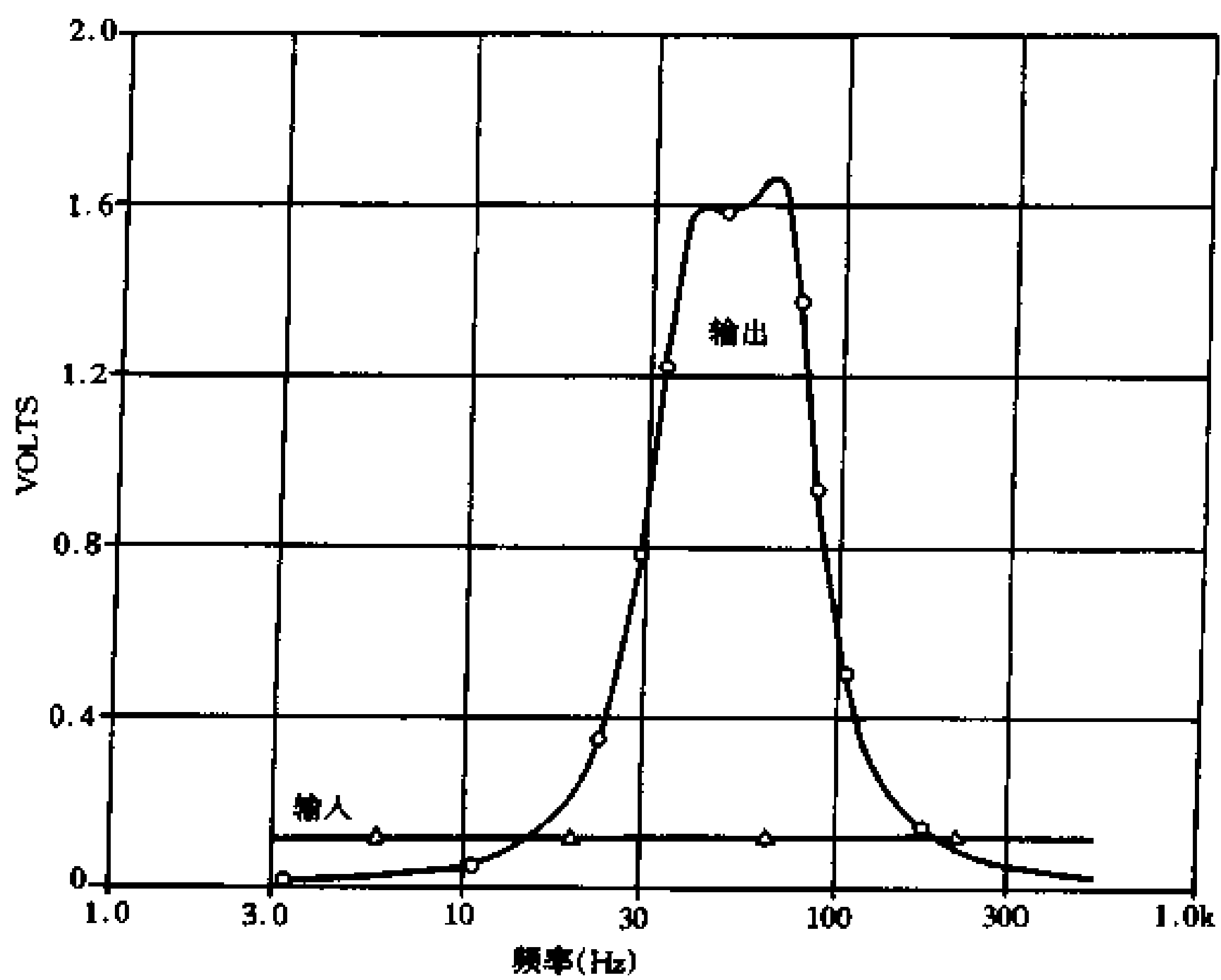


图 9-66 频率特性曲线

选用合适的超低音音箱，扬声器推荐使用口径为 10 英寸的品种，音箱的频响曲线如图 9-67 所示。

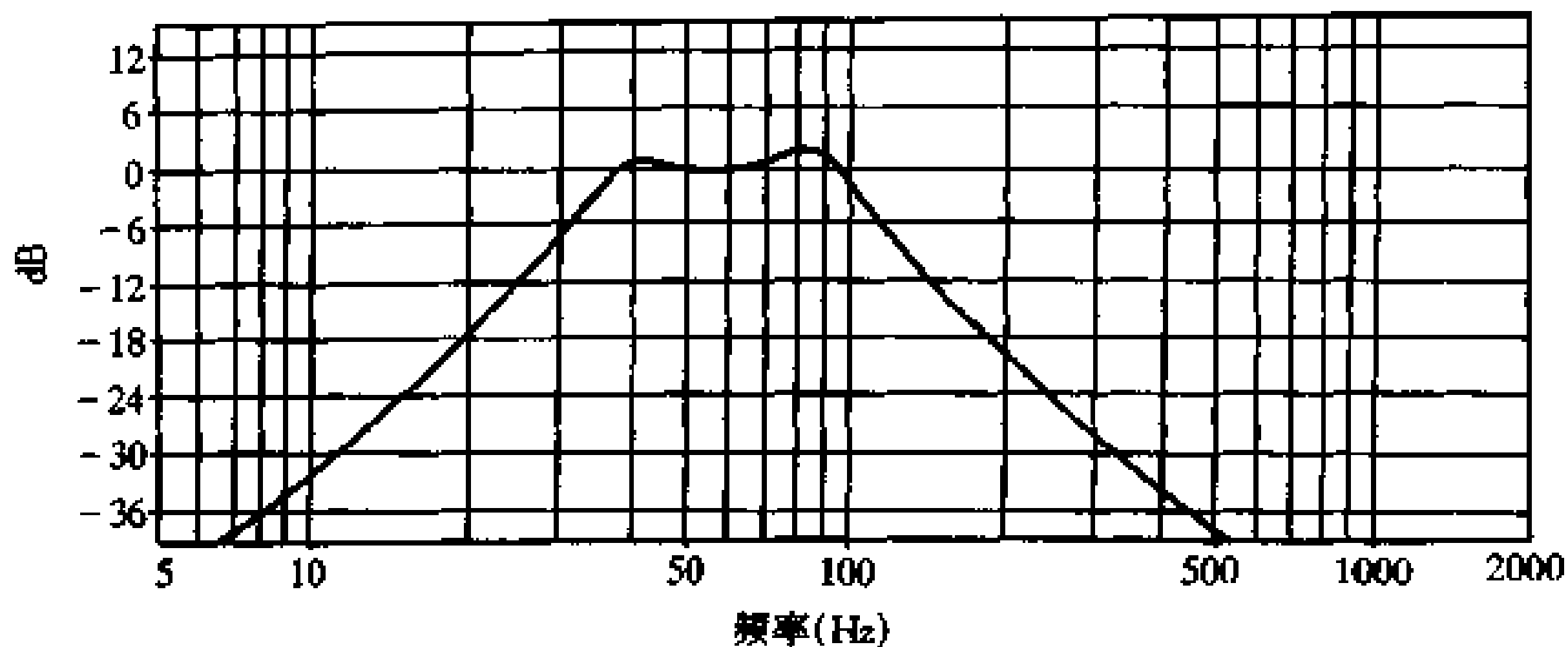


图 9-67 带通音箱频响特性

此电路也可根据实际需要对电路的高通与低通滤波器的截止频率进行调整。

二、电子电路均衡型超重低音电路

电子均衡型超重低音电路采用两只四运放，可以采用 TL084 等高速运放，电路见图 9-68。

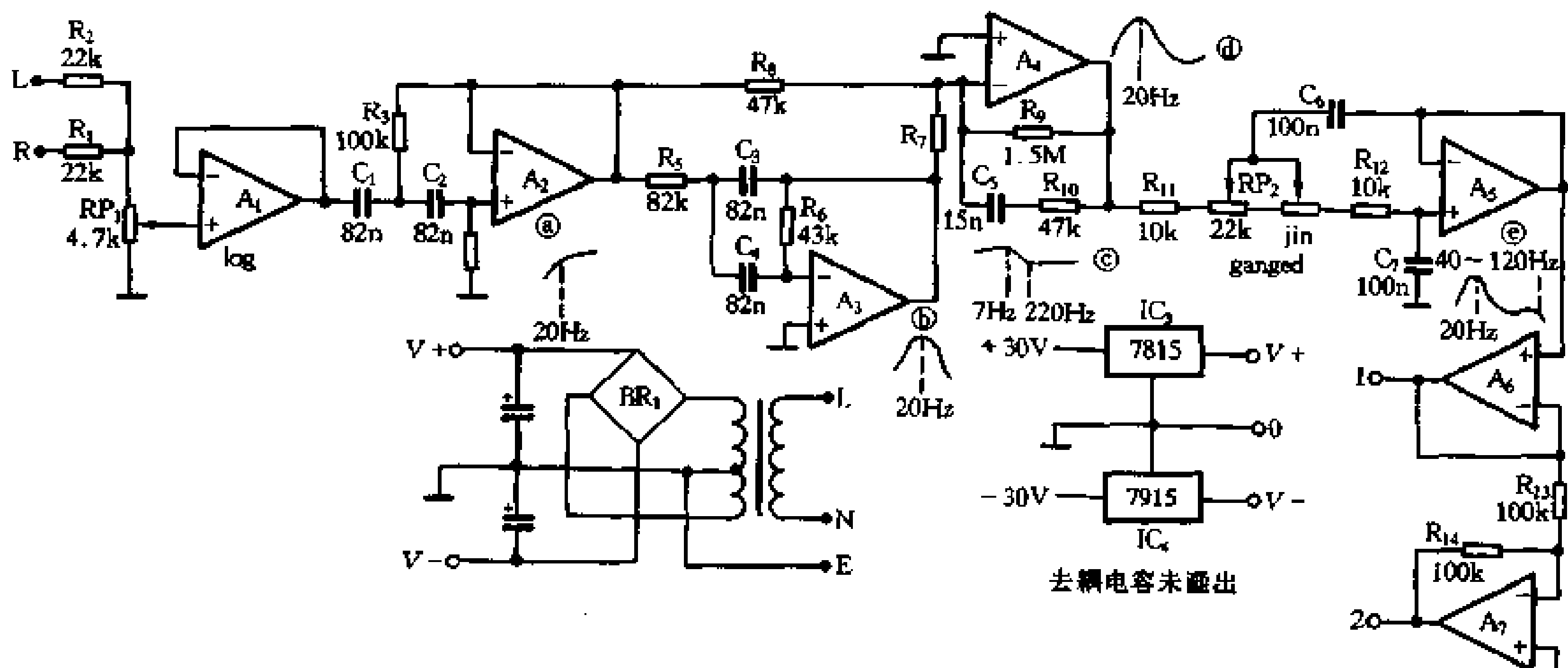


图 9-68 电子均衡型重低音电路

左右声道经过 R_1 、 R_2 进行混合， RP_1 为低音总电平调节电位器(对数型)。A₁ 是缓冲放大器，A₂ 构成二阶高通滤波器，转折频率为 20Hz，滤去声频带以外的次低音信号。A₃ 和 A₄ 构成本电路的关键部分——频响均衡电路。A₃ 构成多端负反馈有源二阶带通滤波器，中心频率为 20Hz，20Hz 以下信号以每倍频程 12dB 的斜率衰减。A₄ 与 R_9 、 R_{10} 、 C_5 构成低音提升网络，从 220Hz 左右开始以 3dB/倍频程的斜率提升低音，从 7Hz 到 220Hz 共提升 30dB。 R_7 和 R_8 与 A₄ 构成反相加法电路，A₂ 输出的信号加上 A₃ 的带通信号，使 20Hz 处提升量加大，均衡响应比较平滑。

A_5 构成可变截止频率的低通滤波器，截止频率从 $40\sim 120\text{Hz}$ 连续可调，调节电位器 RP_2 为双联线性型，电路的瞬态响应很好。

A_6 和 A_7 是配合 BTL 功率放大器的信号倒相电路， A_6 为同相放大器， A_7 为负一倍反放大电路。功率放大器可选用 LM3886 等优质功放电路。

整个电路均衡结果示意图见图 9-69。

该电路采用双 15V 供电，在使用中要仔细调节 RP_2 ，选择好超重低音系统的截止频率，使它与原音响系统密切配合。

均衡型的超重低音电路采用了提升低音的电路，因此对于超重低音音箱的低频重放能力要求不高。

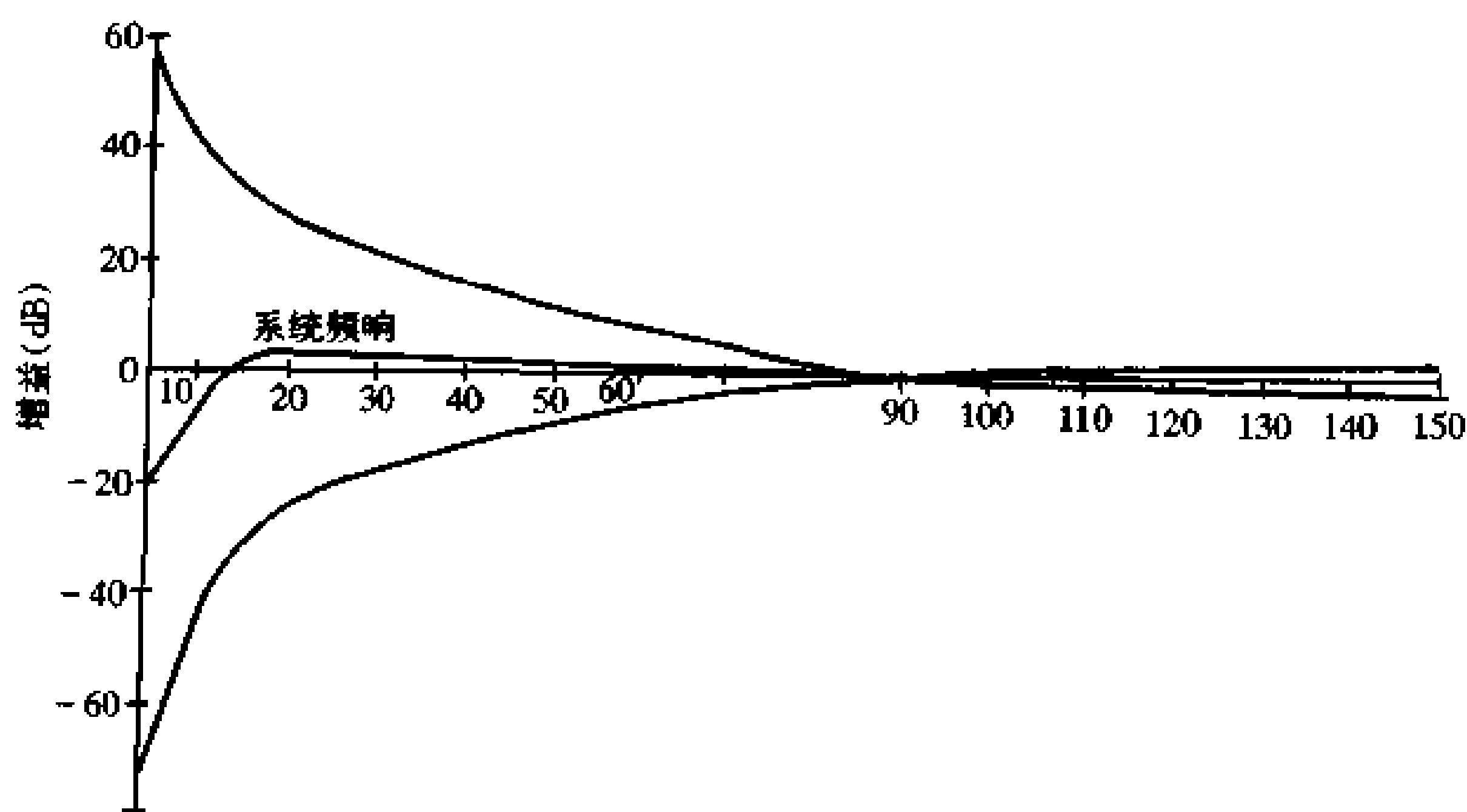


图 9-69 均衡电路的补偿示意

三、有源低频失真修正电路

有源低频失真修正电路是德国 CANTON 书架箱 FONUMSC-3 的一个附件。由于采用有源低频失真修正技术(SC 技术)，使得这只 8 英寸中低音单元、容积仅 22 升的二分频倒相式书架箱低频响应扩展至 22Hz 。此电路接在功放之前。

图 9-70 是有源低频失真修正电路的一个声道。图 9-71 是它的幅频和相频特性。

从图中可以看出，这是一个高 Q 值的高通滤波器特性，其通带增益为 1，在 35.8Hz 处有一个 14.4dB 的谐振峰，衰减斜率约为每倍频程 30dB 。

倒相式音箱可以等效成为一个高通滤波器，其衰减斜率可达每倍频程 24dB ，只要补偿电路有合适的 Q 值，谐振频率设计适当，就可以很好地补偿音箱的低频响应，使合成的声压频响曲线平滑的延伸到超低频。这就是 SC 技术的实质。SC 技术对衰减斜率很大的倒相式音箱进行低频补偿，使整个音箱系统构成一个 8 阶高通系统。

SC 技术可使普通倒相式音箱的低端频响大大地向下延伸，却不过多地降低音箱可达到的最大声压。SC 技术的低端衰减斜率很大，可以有效地抑制扬声器在 20Hz 以下频率的振膜大幅运动，避免对更高频率的声音产生调制，引起严重的调制失真。还可以避免这些低频分量造成功放过载和损坏扬声器。图 9-72 描述了 SC 电路对低音单元在次声频段的有害振动的抑制情况。图中 A 为不加 SC 电路的低音单元在 20Hz 以下振动情况，B 为经 SC 电路处理后低音单元的振动情况，有害振动被大大地抑制了。另外，采用 SC 技术的音箱

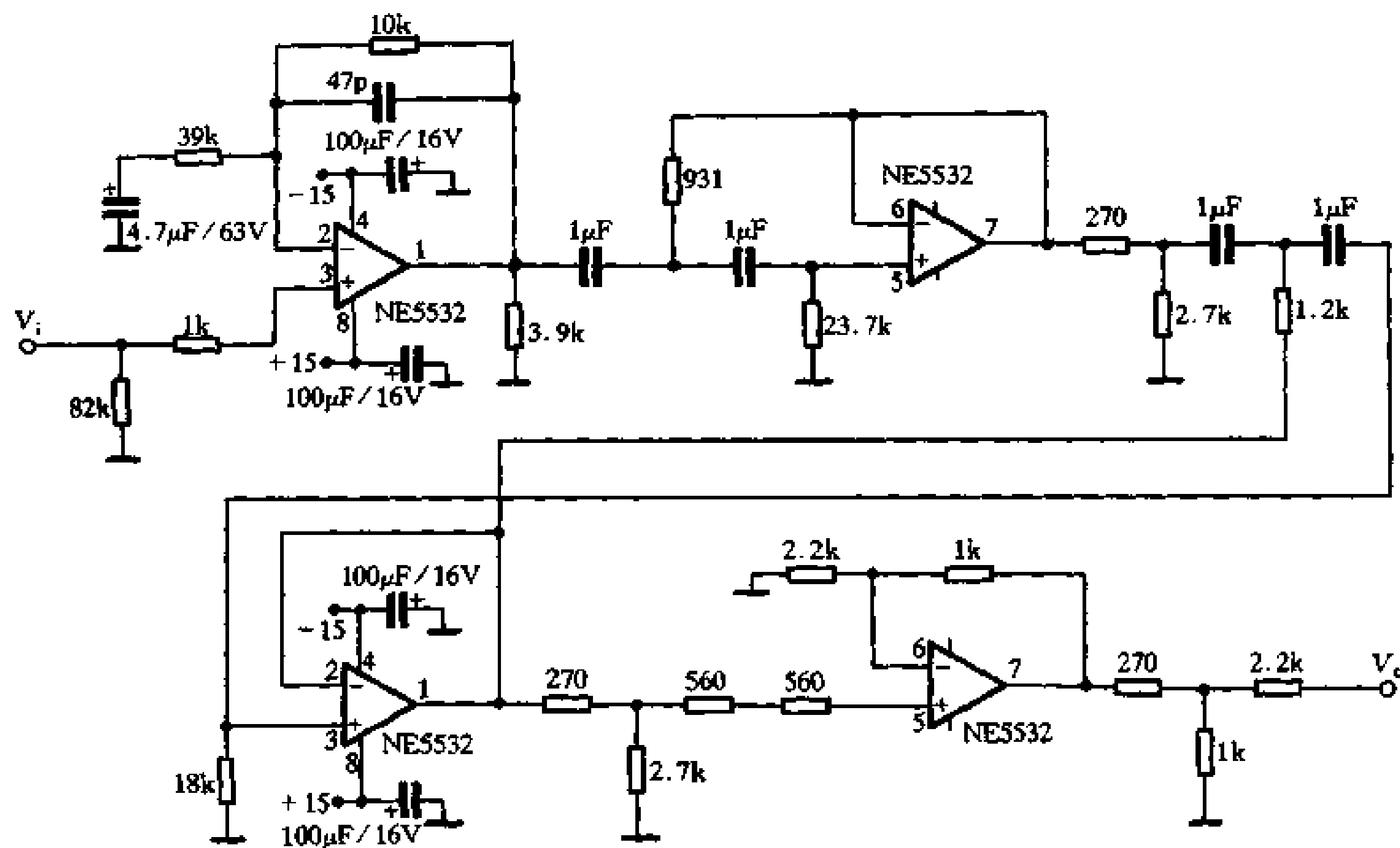
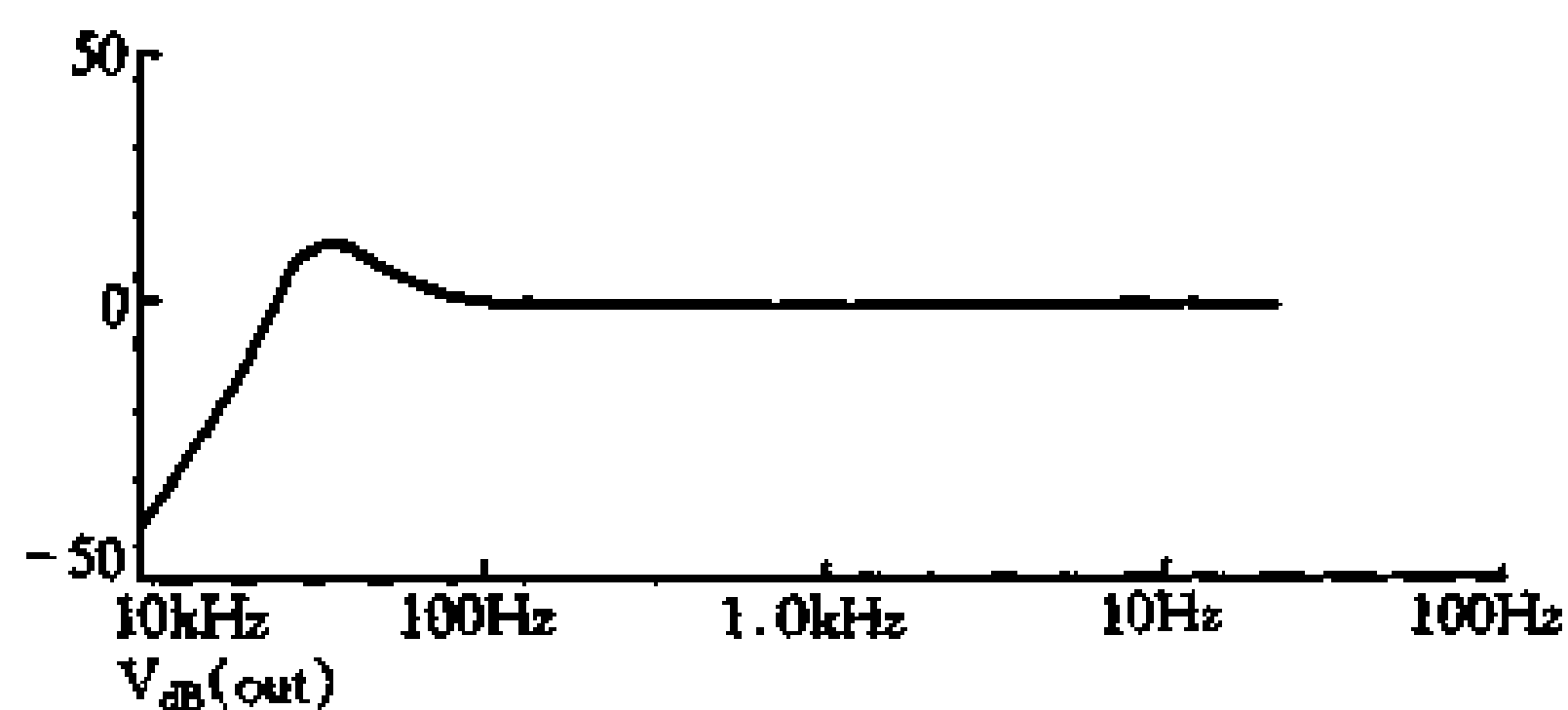
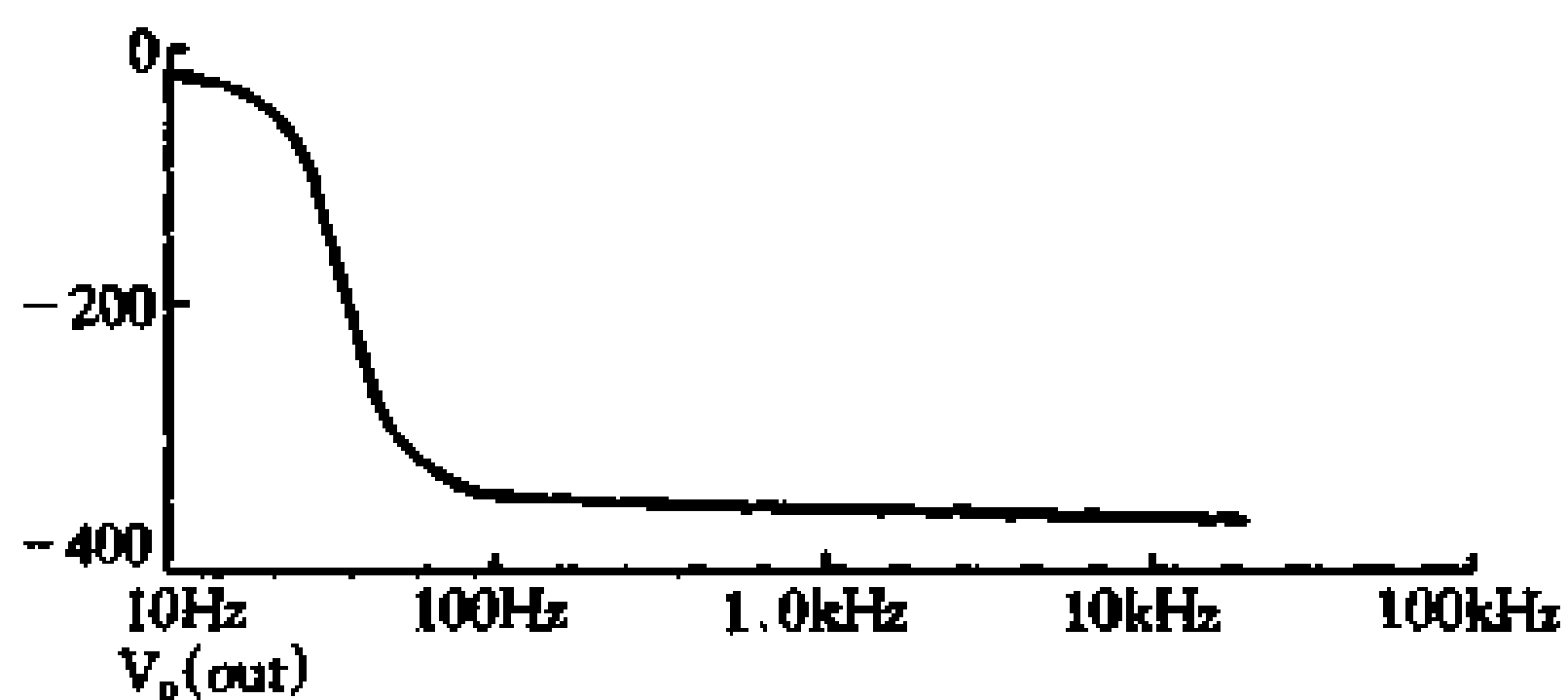


图 9-70 有源低频失真修正电路



(a) 幅频特性曲线



(b) 相频特性曲线

图 9-71 低频失真修正电路幅频相频特性

其低频瞬态响应较好。

SC 技术要求功放有较大的功率余量，由于电路的提升作用会使扬声器的失真增大，补偿量越大，扬声器达到直线运动的极限愈快，所以扬声器的最大声压相应受到一定限制，但对于家庭使用没有什么问题。

SC 电路是应用在音响系统中的一个附件，我们完全可以根据电路仿制，连接在家庭影院系统中，弥补前方声道主音箱低频下限的不足，可以充当有源超重低音提升电路来使用。此电路在元件选择上要求使用优质的产品，运算放大器选用高速低噪声、宽增益带宽的品种。阻容元件数值要准确，可使用优质的金属膜电阻和聚丙烯电容，以降低失真和噪声。

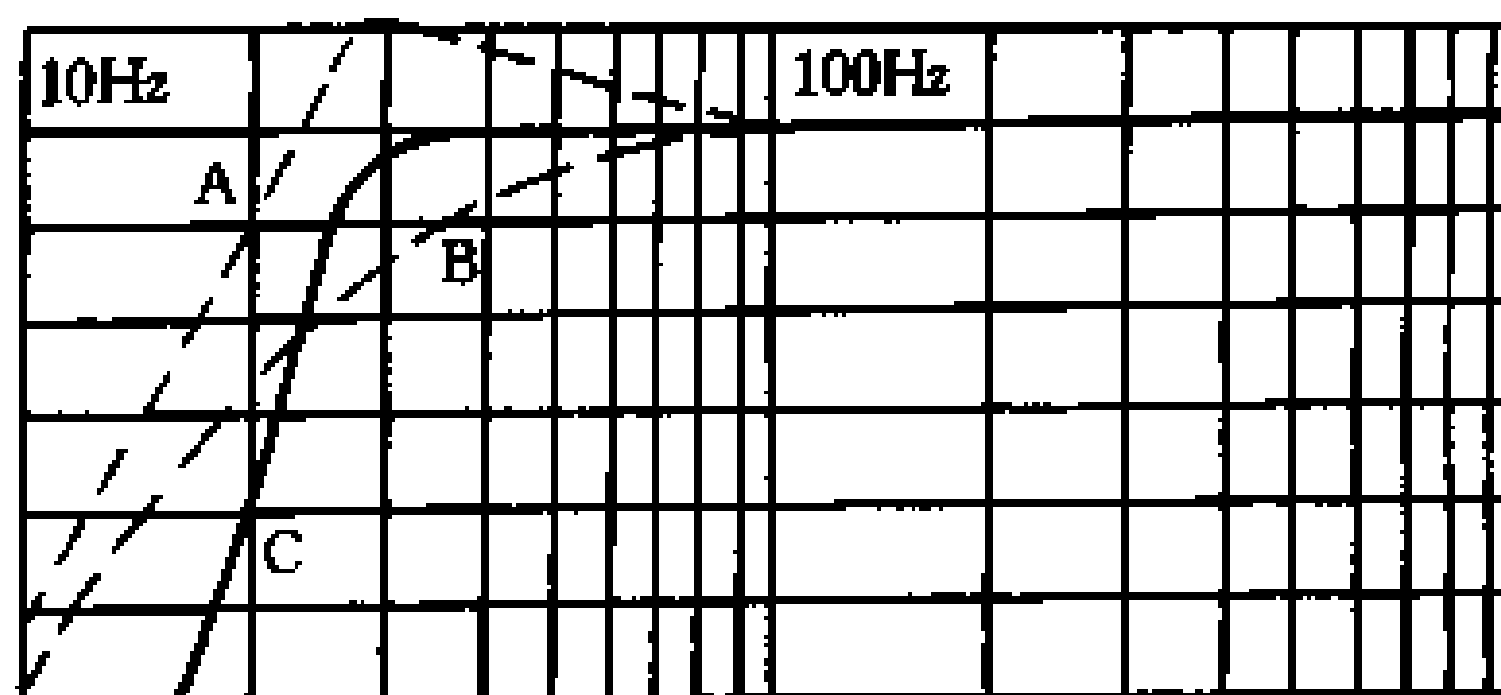


图 9-72 SC 技术对扬声器振幅的抑制

四、有源超低音补偿电路

此电路适合密闭型超重低音音箱，也可以用倒相式音箱，其提升的频率范围是 30~200Hz，并可以调节。图 9-73 是其电路原理图。

前级输出的信号经过 IC1-a, IC1-b 组成的缓冲滤波器滤除 300Hz 以上的信号，送入 IC1-c 混合后进入 IC1-d 组成的高通滤波器提升超低频段的信号。其提升的频率可以由 RP_1 进行调节。滤波器的 Q 值由 R_{13} 与 R_{12} 的比值决定，一般取 0.8 左右，可以根据音箱的总 Q 值和听音效果来决定。

该电路后所接功率放大器可用 LM3886，所选用的扬声器可用口径为 8 英寸的，箱体的谐振频率应低于 60Hz。电路在使用中仔细调节 RP_1 ，根据实际情况选择电路的 Q 值，以取得最佳听音效果。

五、双声道重低音电路

双声道重低音电路接在功放之前，经过加强的低音信号与原始信号混合后送入功放推动音箱放音，其混合的量可调。

图 9-74 是该电路的一个声道的原理图。

输入信号经 IC1-a, IC1-b 及外围元件所组成的四阶低通滤波器处理，其中心频率为 70Hz，衰减斜率为每倍频程 24dB，增益为 8.2dB。然后再由 IC1-c 组成的十倍缓冲放大器放大后输出。被提升了的低频信号与原始信号分别由 C_3 、 C_4 送 IC1-d 混合处理后送入功率放大器。低频信号与原始信号混合的量可由 RP 调节，为了保证电位器 RP 关完后(低音信号混合量最小)原始信号的保真度，IC1-d 混合放大器的增益设计为 0dB。

该电路可使重低音双声道重放，声场定位准确，而且其电路简单，电路制作中在元件选择上要注意使用优质元件，其中 IC1 可用四运放 TL084，也可以选用性能更好的双运放和单运放组成电路。另外，双声道重低音电路要求后面所接功放有一定的功率余量。同时，由于该电路的接入，不可避免的增大了整个音响系统的失真。

六、分频点可调的有源均衡型超低音电路

本电路可将超低音音箱的低频衰减作镜像提升，从而把低频响应均匀地拓宽至 20Hz 左右。

图 9-75 是该电路的原理图。

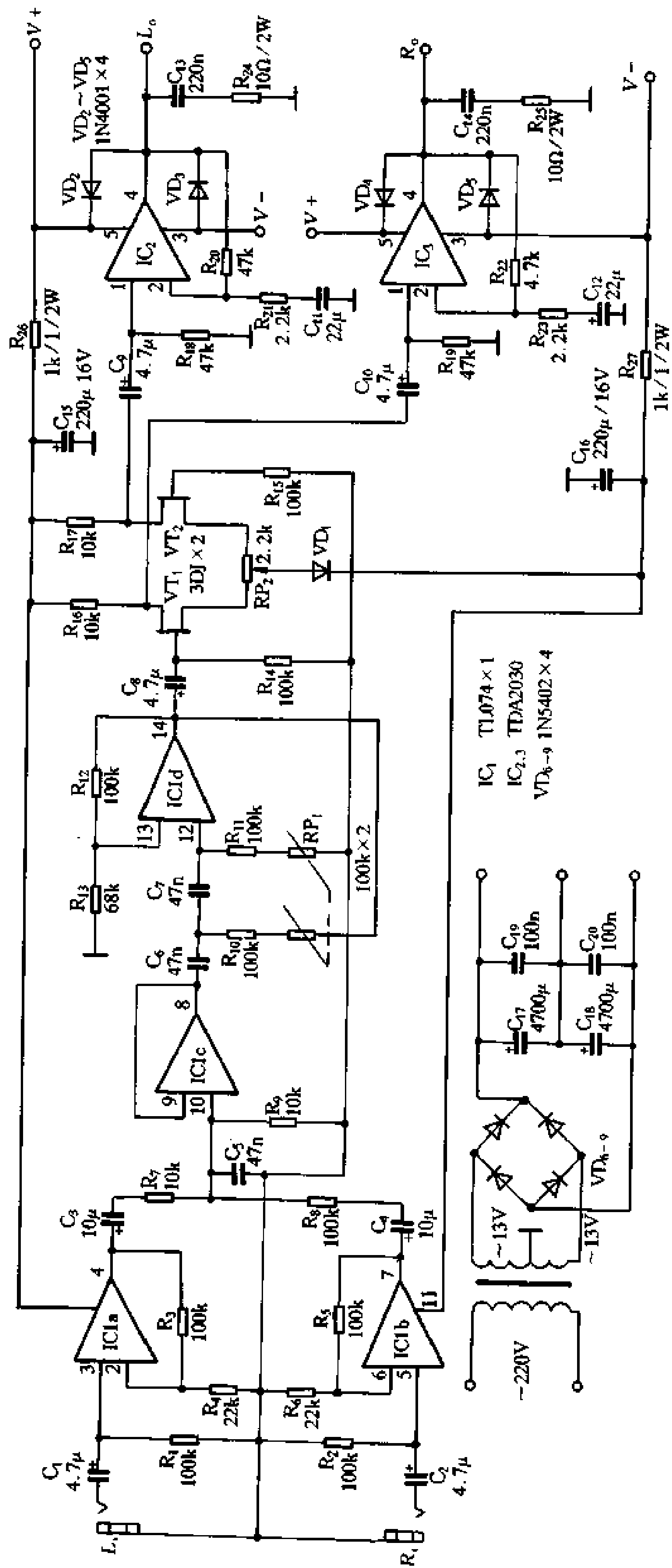


图 9-73 超低音补偿电路

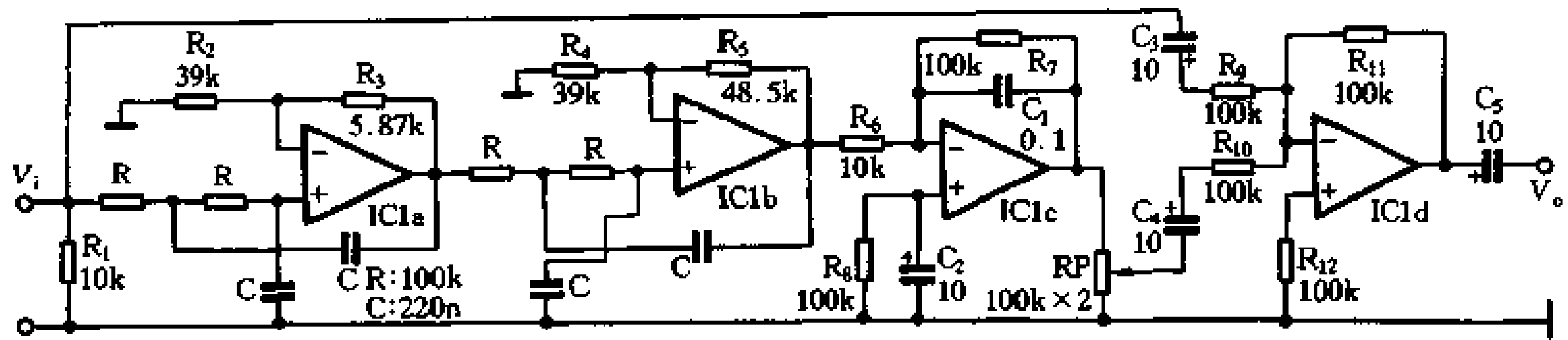


图 9-74 双声道重低音电路

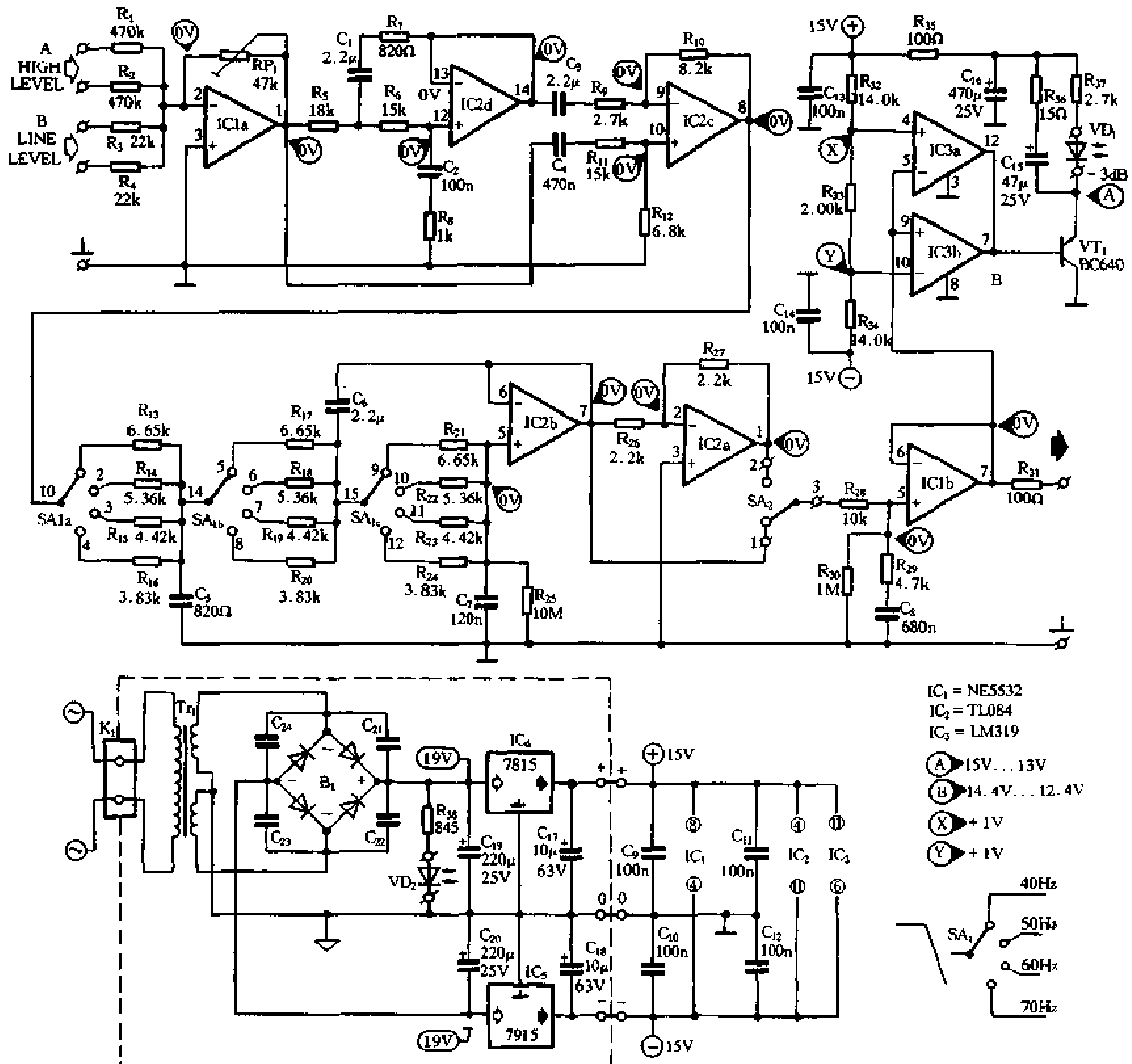


图 9-75 分频点可调均衡型超低音电路

该电路由输入电平选择、均衡、分频、推动电平指示及电源五个部分组成。

本电路设有 A、B 两个输入端，前者供高电平输入用，可接主声道扬声器输出；后者供低电平输入用，可接前级放大器的线路输出。分频电路的截止频率分 4 挡可调，限制音

箱对 70Hz 以上频率的播放。

IC1a 是一个加法器，通过 R_1 、 R_2 或 R_3 、 R_4 把立体声左右声道信号混合后由 IC1a 予以放大，其放大量可由接在负反馈回路中的 RP_1 调节，故 RP_1 是超低音音量控制。

IC2d 和 IC2c 组成低频提升电路。IC2a 及其外围元件构成二阶低通滤波器，其输出经 C_3 、 R_9 送到 IC2c 的反相输入端，而它的同相输入端经 C_4 、 R_{11} 加有来自 IC1a 输出的全频信号，从而 IC2c 输出一个低频提升信号。 C_3 和 C_4 分别限制进入 IC2c 的信号带宽，再加上 IC1b 输入端 $R_{28} \sim R_{30}$ 及 C_8 的附加校正作用，最终低端频响得以拓宽。

IC2b 及其输入部分 RC 元件构成三阶低通巴特沃斯滤波器，它的截止频率可由 S_1 选择，从上到下分别为 40Hz、50Hz、60Hz、70Hz，改变相应的电阻值能方便地把截止频率设定到其它所需的数值上。

IC2-a 为一倒相器，可通过选择开关 SA_2 改变超低音信号输出相位，使超低音音箱输出相位与左右主音箱取得一致。IC1b 为输出缓冲器，后接超低音功放。

IC₃、 VT_1 和 VD_1 组成输出电平指示器，用以监视超低音功放的输入电平，以免过载。IC3a 和 IC3b 实际是一个电压比较器，它们的同相输入端和反相输入端分别经 $R_{32} \sim R_{34}$ 分压加有 1V 的参考电压。而相应的另一端加有来自 IC1b 输出即超低音功放的输入信号电压，一旦其电压超过 1V (正负峰值)，即使 VT_1 导通并使 VD_1 发光。使用中应控制超低音音量勿使 VD_1 频频发光。

图 9-76 是本电路的输出频响曲线，其中分别显示了四个不同分频点时的情况。

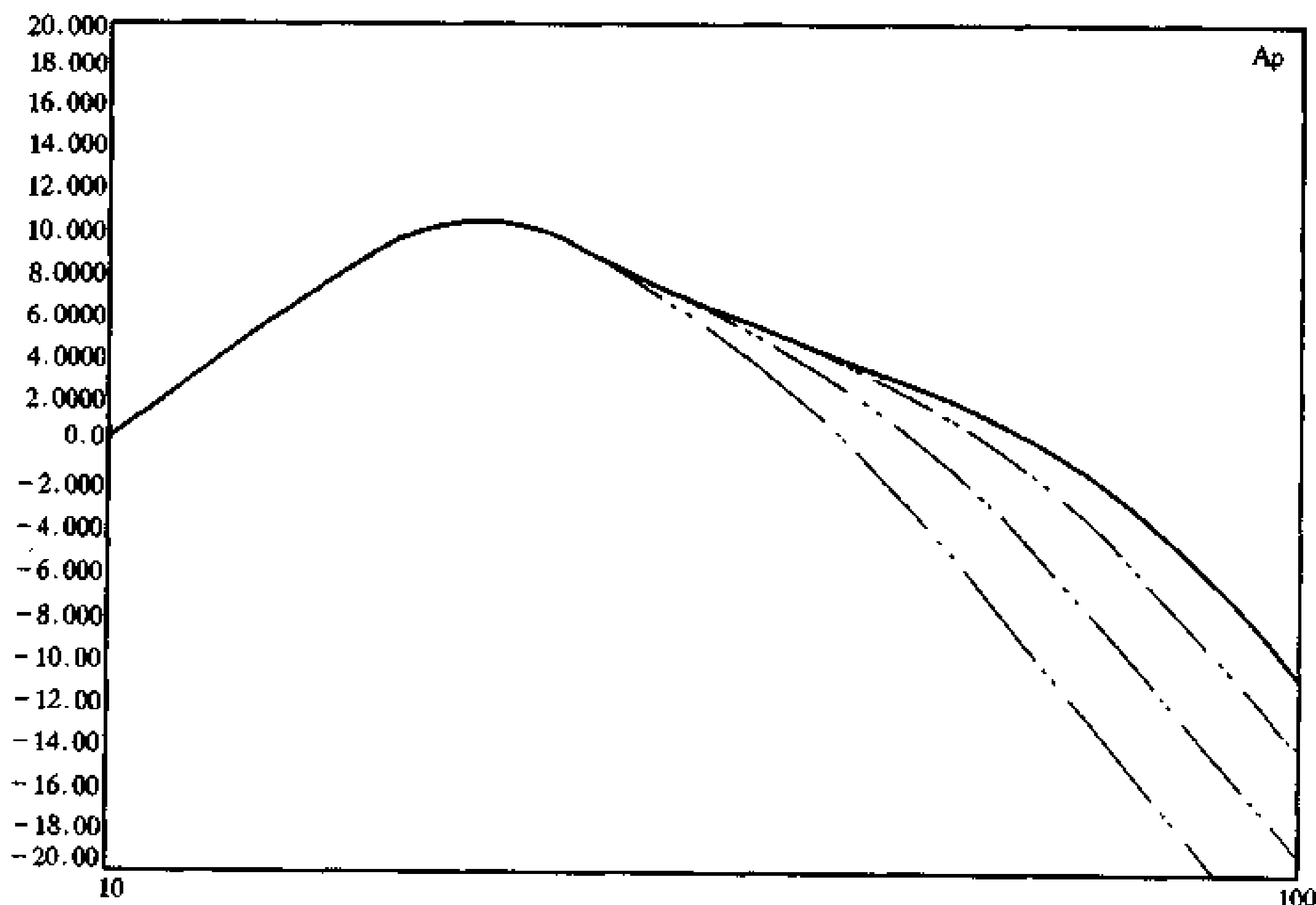


图 9-76 不同分频点的频响特性

电路中的电阻可用金属膜电阻，其中 $R_{13} \sim R_{25}$ ， $R_{32} \sim R_{34}$ 误差应小于 1%， C_1 、 C_3 、 C_4 、 C_6 应选用聚酯电容， $C_{21} \sim C_{24}$ 用瓷片电容。

该电路所接功放功率应在 100W 以上。使用中应注意选择其分频点和设定超低音音量。如果主音箱使用小型书架箱，分频点可选 70Hz 或 60Hz；如果主音箱是大型落地音箱，分频点应适当低些，可选用 50Hz 或 40Hz。

设定超低音音量时，可用测试频率的唱片，通过重放 20Hz~40Hz 来调整超低音音量。一旦定好后， RP_1 一般不必再动。应注意其音量切勿过大，尤其当音源中某一片段本来没有超低音成分时，开大超低音音量去制造超低音。否则当信号中有大幅度超低音分量时，就会使放音失真，甚至使功放或扬声器过载损坏。

这款有源均衡型超低音电路的功能比较齐全，使用比较方便，非常适合制作家庭影院的超重低音系统。

七、有源超低音音箱放大器电路

这款电路是用 LM13700 运放接成二阶巴特沃斯低通滤波器。其转折频率可由 RP_1 调节，以便与主声道音箱的低频下限频率相匹配。

该电路原理图见图 9-77。

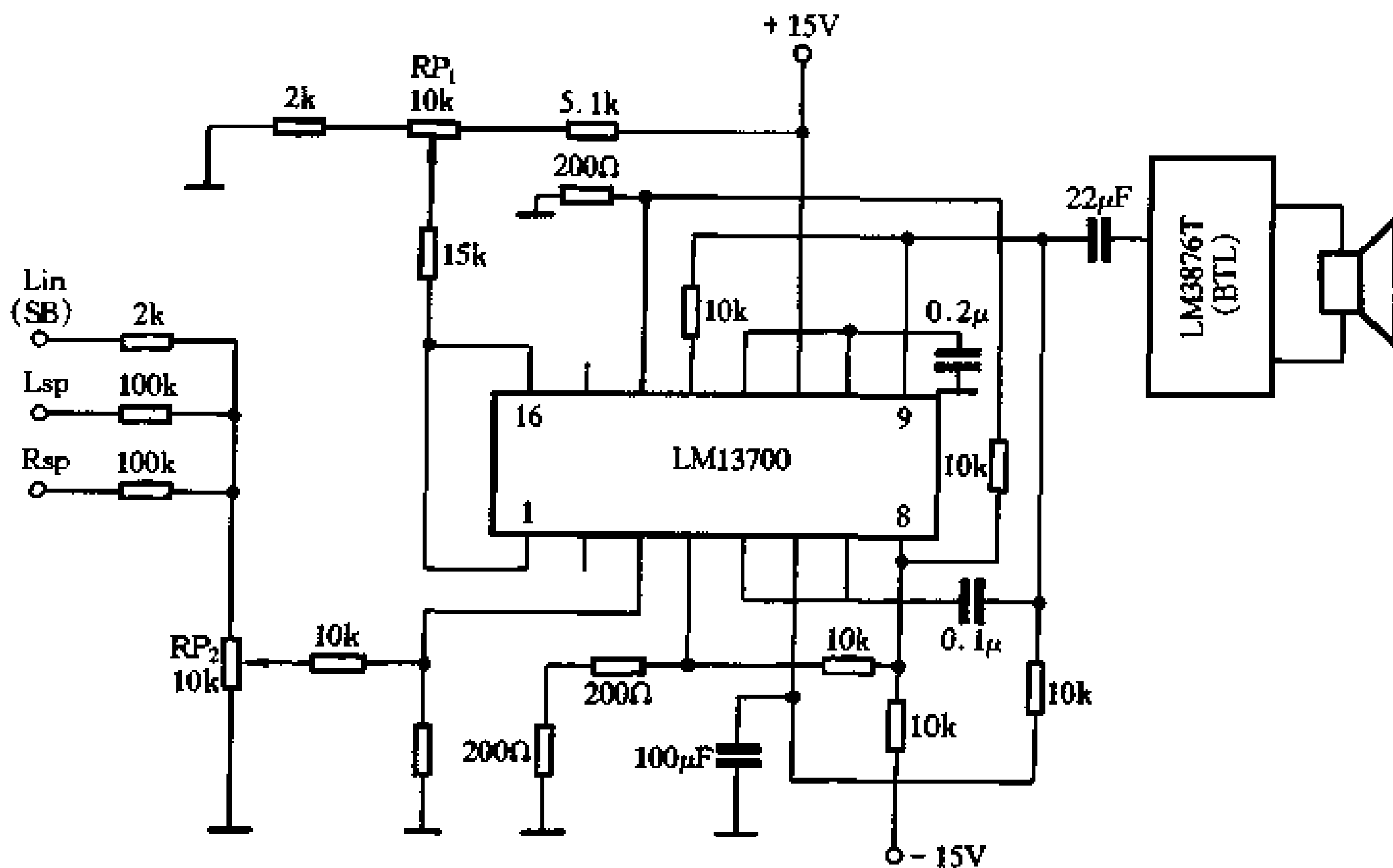


图 9-77 有源超低音电路

图中 LSP、RSP 的信号输入端可直接连接主声道功放输出端。Line 输入端可与前级线路输出或 AV 放大器的超低音信号输出端连接。 RP_2 是超低音音量调节电位器。超重低音功放可用 LM3876 接成 BTL 工作方式。

该电路在使用中应注意选择合适的低频转折频率，同时超低音音量要合适不可过大。

八、超重低音专用集成电路——MZ1812

MZ1812 是一块用以产生低音，超低音信号的专用集成电路，它可以将输入的 55~300Hz 信号频率降低一半（即 27.5~150Hz）后输出。图 9-78 是 MZ1812 的应用和内部框图。图 9-79 是 MZ1812 组成的超低音信号产生电路的原理图。

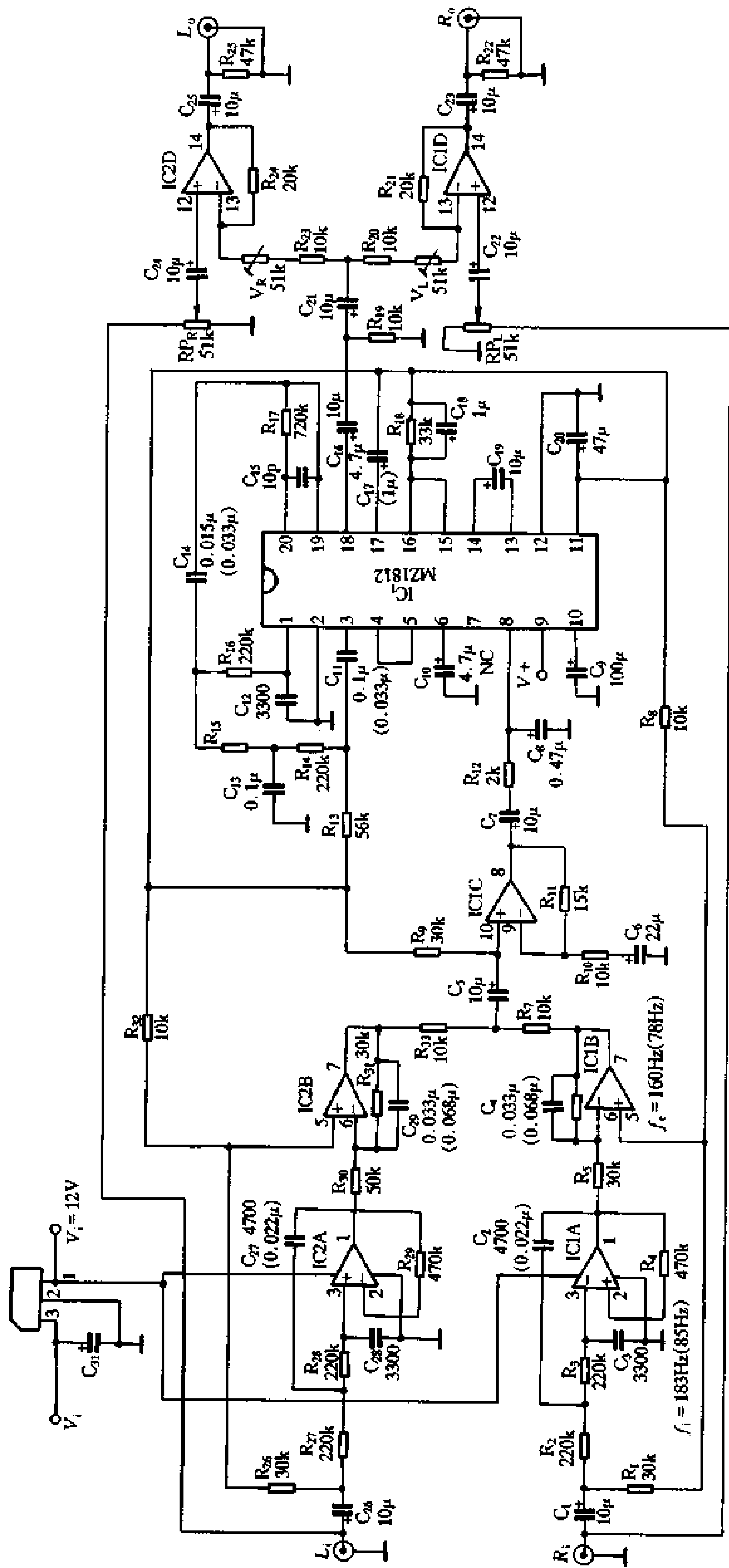


图 9-78 MZ1812 应用电路

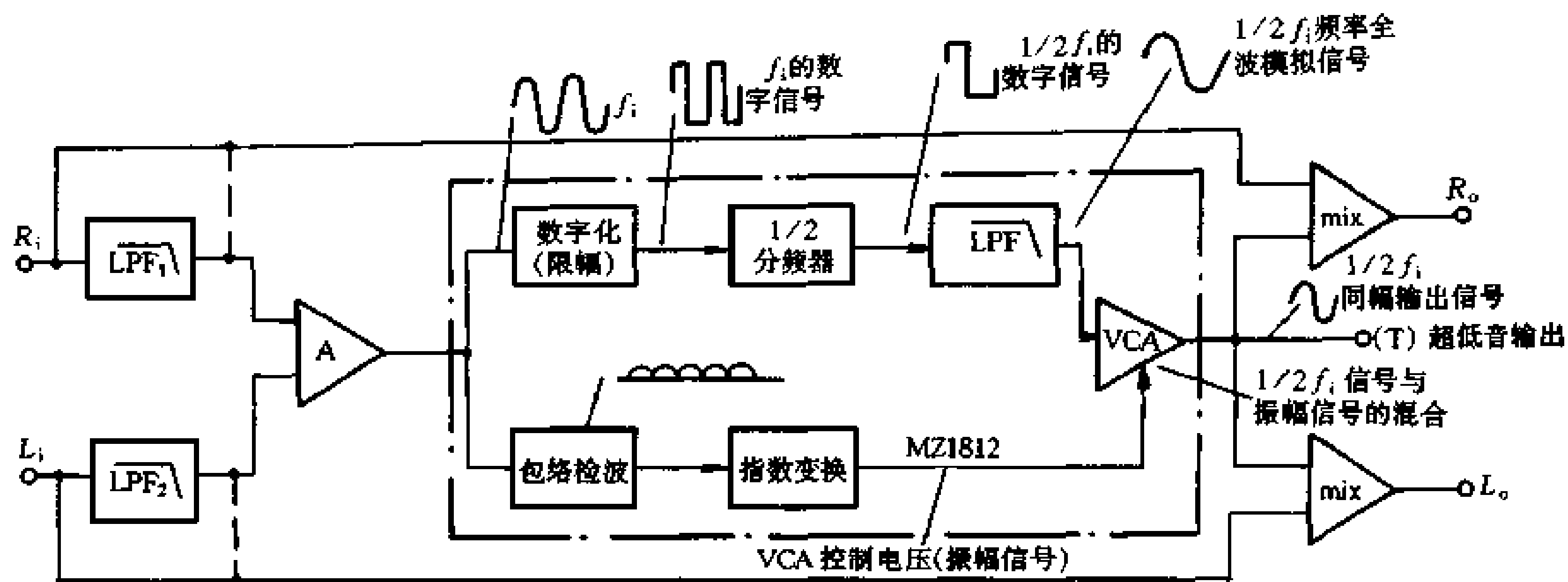


图 9-79 MZ1812 低音信号产生框图

左右声道输入的音频信号经 IC1 和 IC2 组成的低通滤波器处理后送入 MZ1812，而后分为两路，一路对信号整形限幅变换成数字信号后送入二分频电路，将信号的频率降低一半，即 $f_i/2$ ，再经过低通电路变换成模拟信号。另一路信号被包络检波电路进行信号幅度采样，以便对输出的 $f_i/2$ 信号的幅度进行控制。包络检波后进行指数变换，通过直线增加的幅度变化来控制压控放大器 VCA。VCA 输出的是一个与输入信号振幅相同，频率为 $f_i/2$ 的信号。MZ1812 输出的超低音信号经 IC1D、IC2D 组成的混合放大器与原始音源信号混合后输出，混合量的多少由电位器 W_R 、 W_L 调节。如果有超低音音箱，可直接从 MZ1812 的 18 脚取出超低音信号。如果要构成 3D 系统，可按图 9-79 虚线连接。

MZ1812 在 300Hz 以下有良好的跟踪能力，但当 LPF₁、LPF₂ 的转折频率 f_c 取得太高时，就会使 f_i 经分频后的信号仍在中频范围，导致中低音频段(100Hz 左右)信号过强而使声音变得混浊；若 f_c 过低，则可能音箱放不出来。一般 f_c 应取在 200Hz 为宜。本电路 f_c 约 160Hz，括号中元件数值适用于大型音箱， f_c 取 78Hz。

MZ1812 的 16 脚外接的 RC 电路的时间常数大小会影响电路的失真度和跟踪特性。当 R_{18} 取 33k Ω 时， C_{18} 的推荐值为 0.1~1 μ F。17 脚接的 C_{17} 的大小也会影响上述参数。

MZ1812 的工作电压为 13~18V，信噪比为 93dB，总谐波失真 < 1.3%，静态电流约 15mA。

该电路超重低音效果非常突出，应用也比较灵活，可以用专用超低音音箱，也可以直接接入系统，用以拓宽主音箱的低频响应。

九、超重低音专用芯片——M51134P

M51134P 是日本三菱公司生产的超重低音专用芯片。

M51134P 采用数字技术处理选定补偿的低音频信号，将其频率降低一半后输出。M51134P 输入的信号经包络检波后产生控制电压对压控放大器自动进行调控，以保证其输出的超低音信号与原音乐信号混合后，低音能够和谐、均衡地叠加，能够产生强劲、清晰、富有弹性、下潜更深的效果。M51134P 的引脚和框图见图 9-80。

M51134P 工作时需提供模拟电路和数字电路两组电源，电压范围： $V_{CC1} = 7V \sim 15V$ ，

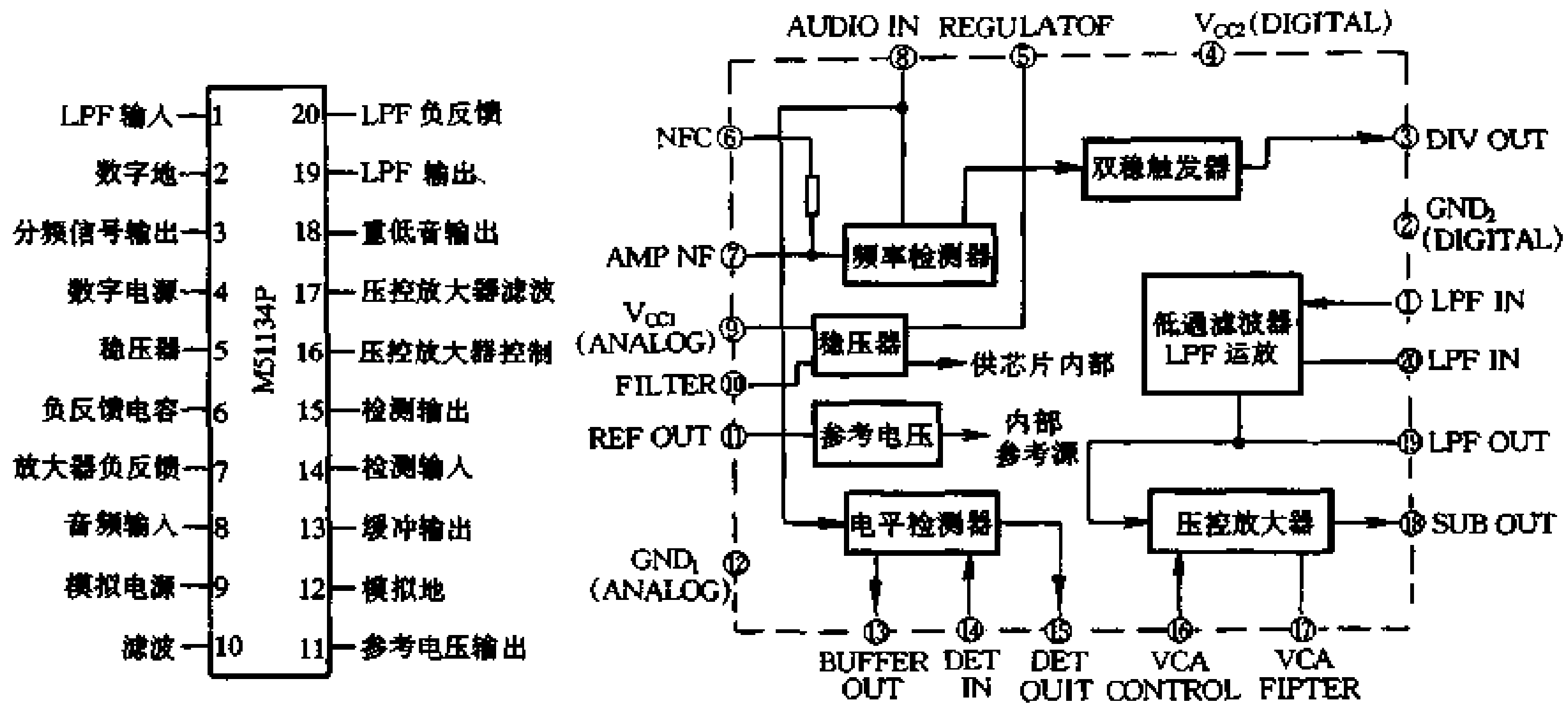


图 9-80 M51134P 引脚及框图

通常取 12V, $V_{CC2} = 4.5V \sim 5.5V$, 通常取 5V。电性能表见表 9-17。

表 9-17 M51134P 电特性 ($T_s = 25^\circ C, V_{CC1} = 12V, V_{CC2} = 5V, f = 100Hz$)

符号	参数	测试条件	范围			单位
			最小值	典型值	最大值	
I_{CC1}	静态电流	静态	-	12	22	mA
I_{CC2}	静态电流	静态	-	0.95	2.5	mA
V_{min}	最低检测输入电压		-	-55	-40	dBV
V_{out}	响应输出电压范围		35	47		-dB
THD	总谐波失真	$V_i = -10dBV$	-	1.3	2.5	%
T_{mp}	响应时间		-	2.5	3.5	ms
V_{imax}	最大输入电压	THD = 2%	+4	+10	-	dBV
V_{omax}	最大输出电压	THD = 2%	1.8	2.5	-	V _{rms}
N_o	输出噪声电压	DIN AUDIO	-	-93	-83	dBV

M51134P 的特性曲线图见图 9-81, 典型应用电路见图 9-82。

M51134P 的典型应用电路有两种工作模式, 即直通模式和超重低音模式。该电路的工作原理与 MZ1812 相似。其中 RP_1 是主音量电位器, RP_2 是超重低音补偿调节电位器。该电路接在功放之前, 要求功放有一定的功率余量。这个电路也可以接成 3D 系统来使用。

十、双声道重低音模块——TWH32

TWH32 双声道重低音模块是一块有源低音提升电路, 它在 60~70Hz 范围内可提升约 12dB, TWH32 的输出幅频特性如图 9-83。调节 100kΩ 电位器可改变提升幅度。

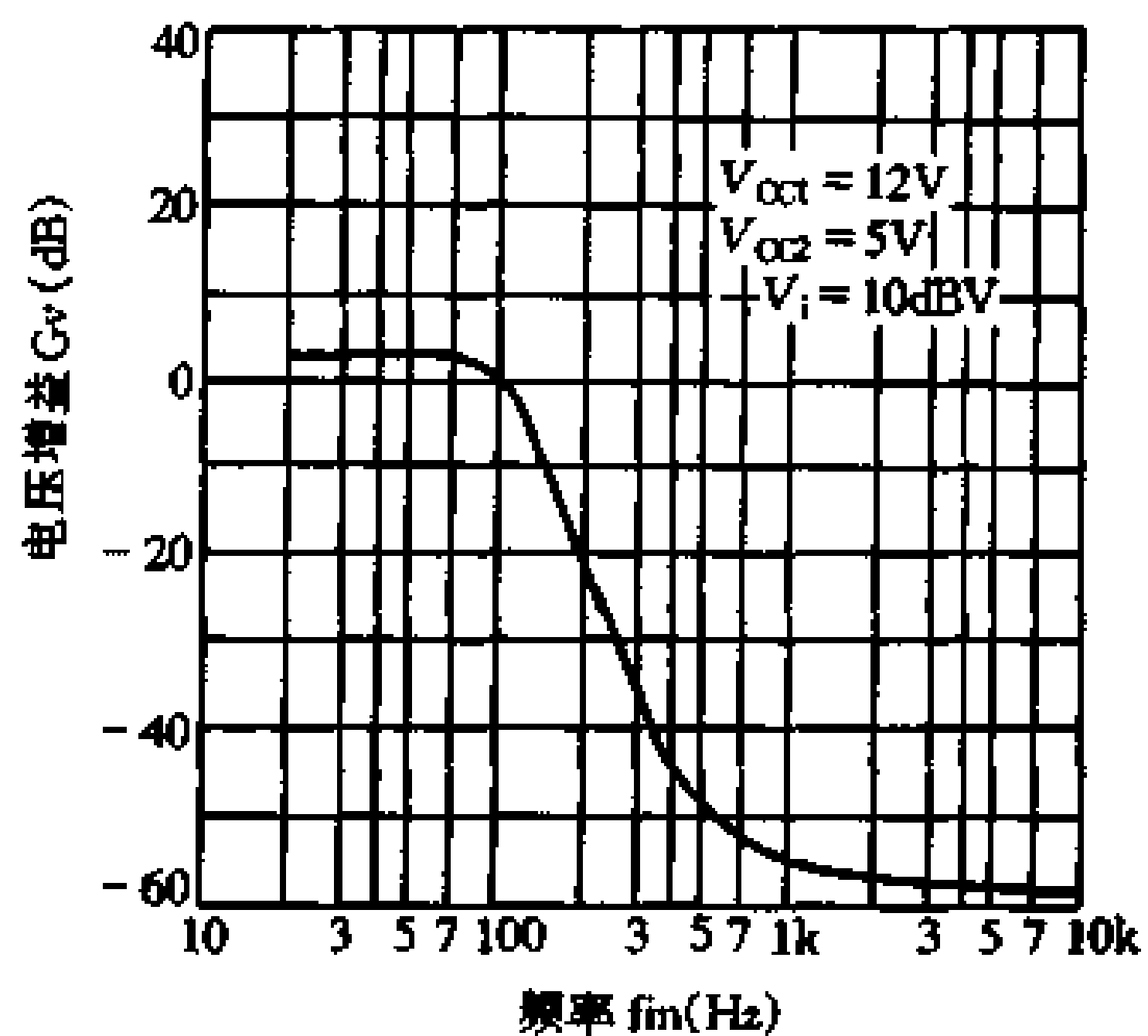


图 9-81 M51134P 特性曲线

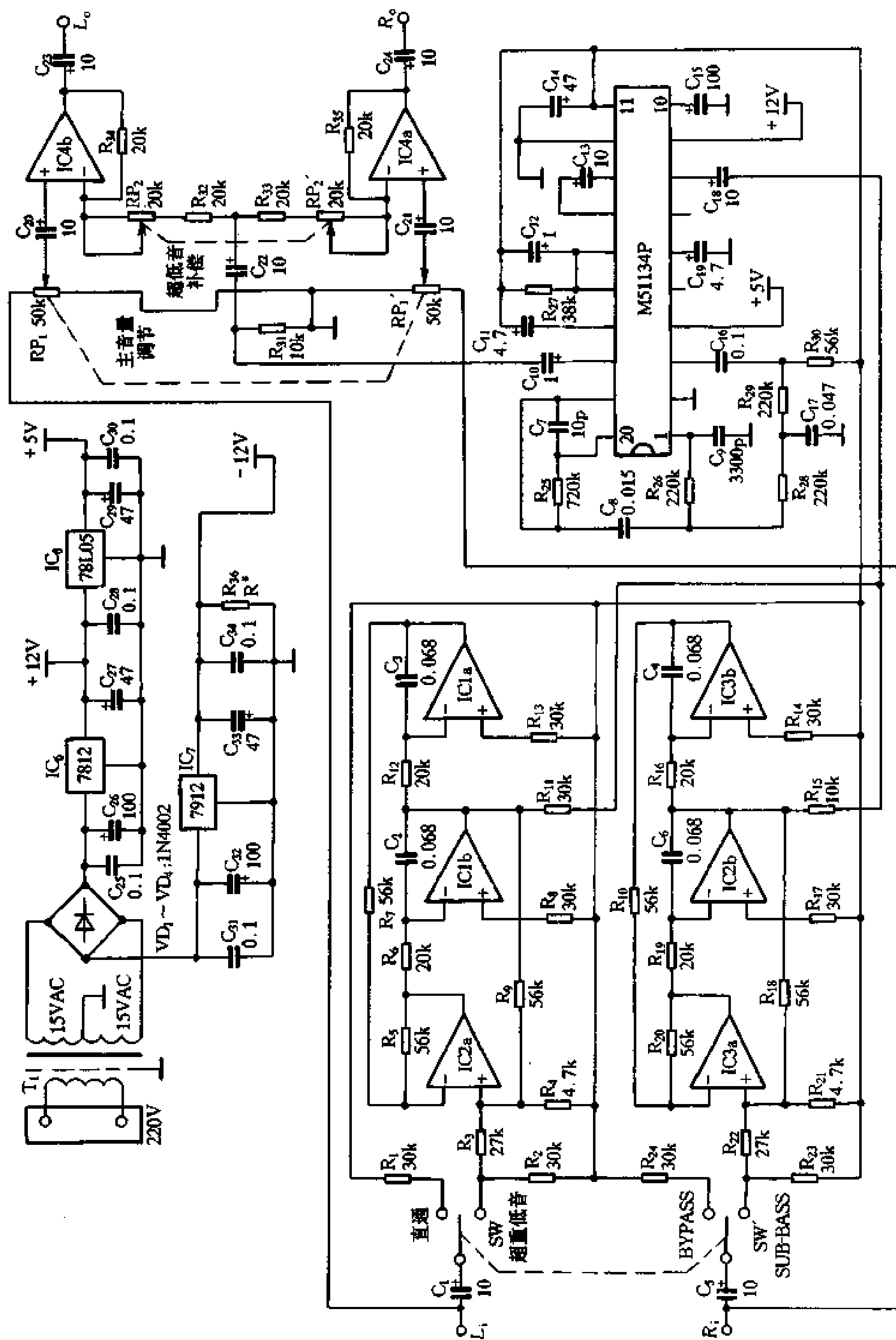


图 9-82 MS1134 应用电路

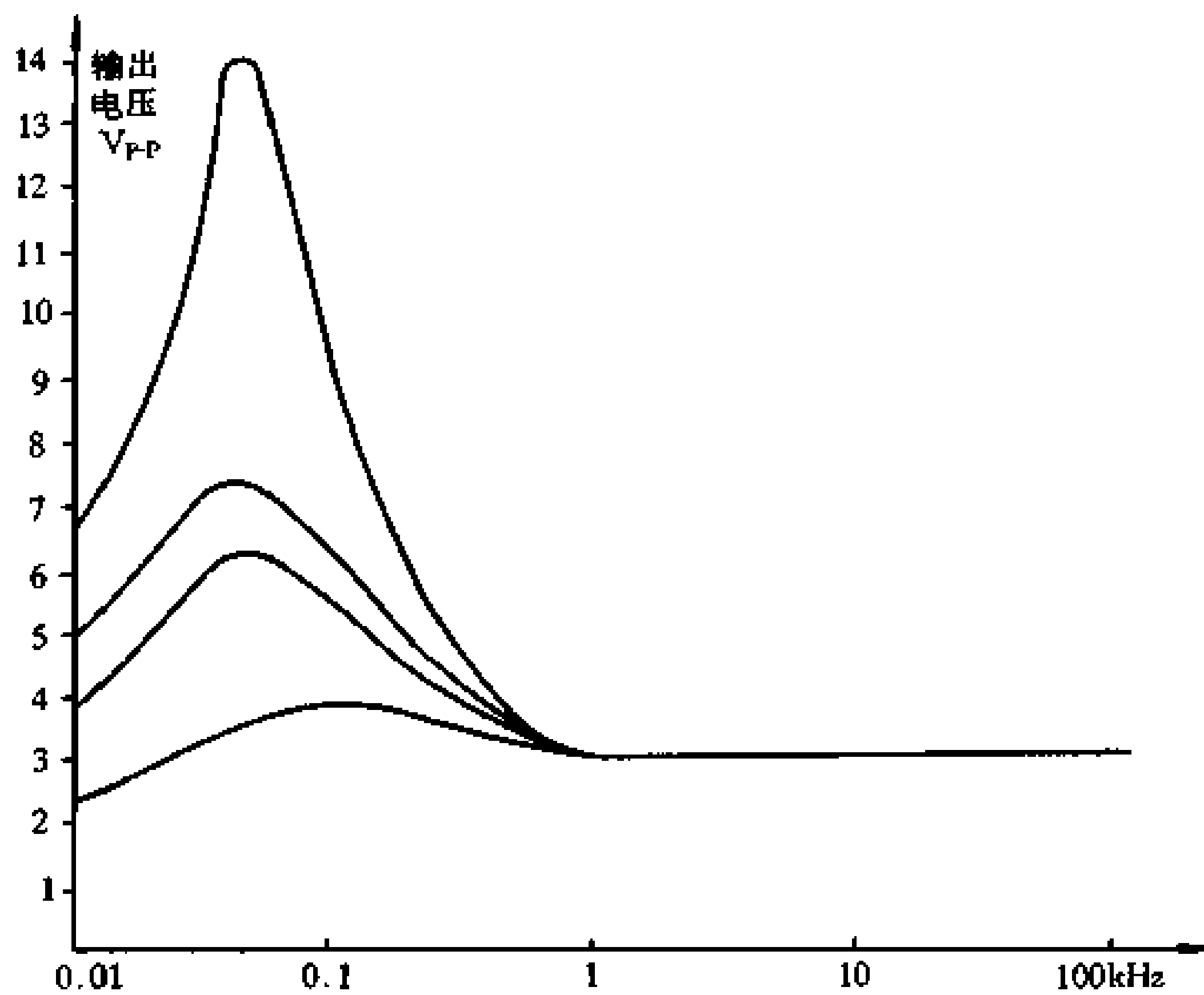


图 9-83 TWH32 幅频特性

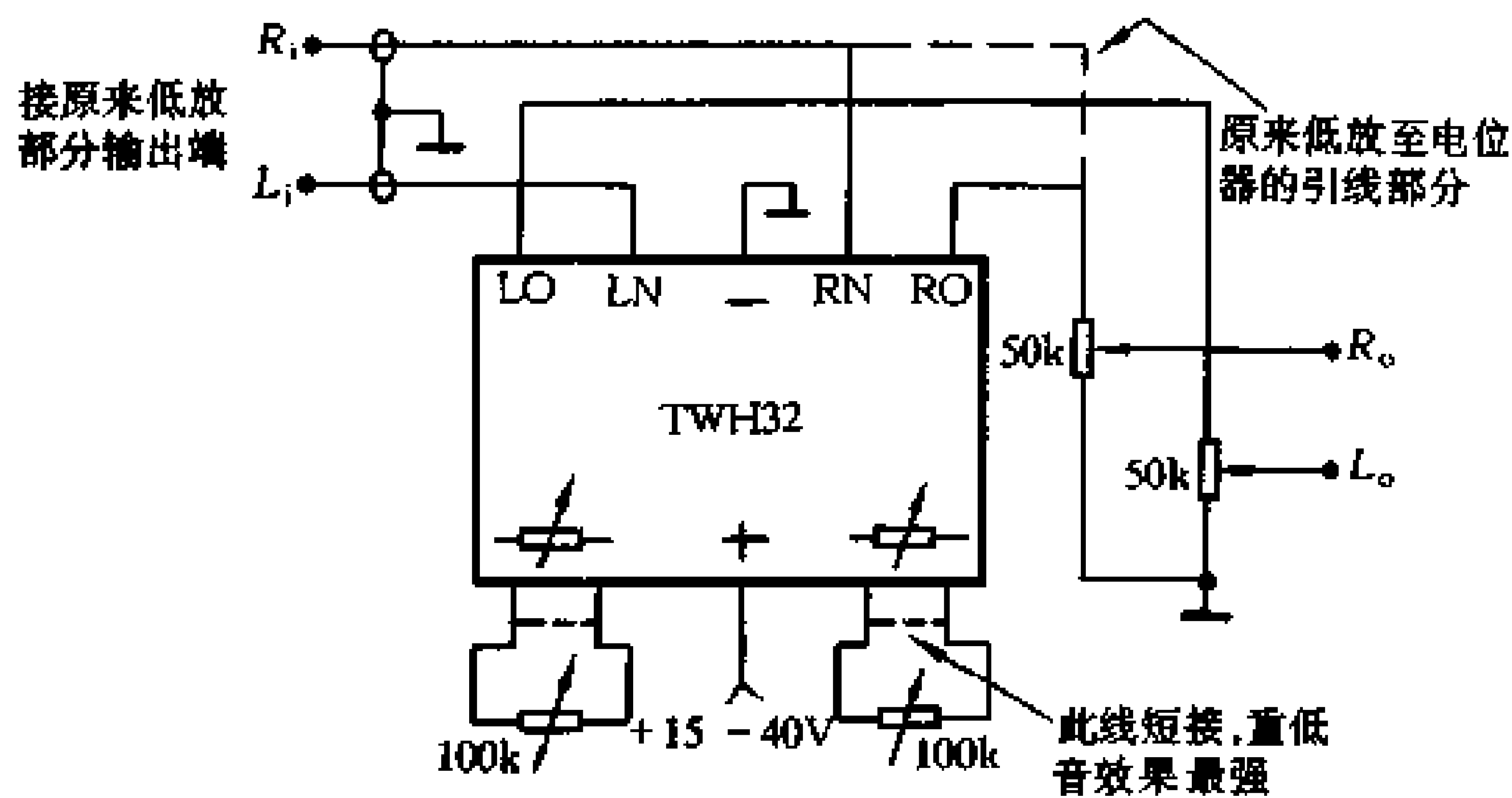


图 9-84 TWH32 的应用

图 9-84 是 TWH32 的连接线图。

图 9-85 是 TWH32 的内部原理图。

TWH32 这个模块是由一块四运放和一些阻容元件构成。图中 IC1-a 组成的滤波器其转折频率为 250Hz 左右, 对 250Hz 以下频率有较大提升, 而对中高频信号几乎无放大能力。IC1-b 构成的放大器对信号进一步放大, 其增益由外接电位器调节。

TWH32 重低音模块由于只有一级滤波器, 电路也较简单, 其实际使用效果较前面介绍的几种电路略差。

以上我们介绍了几种超重低音系统的

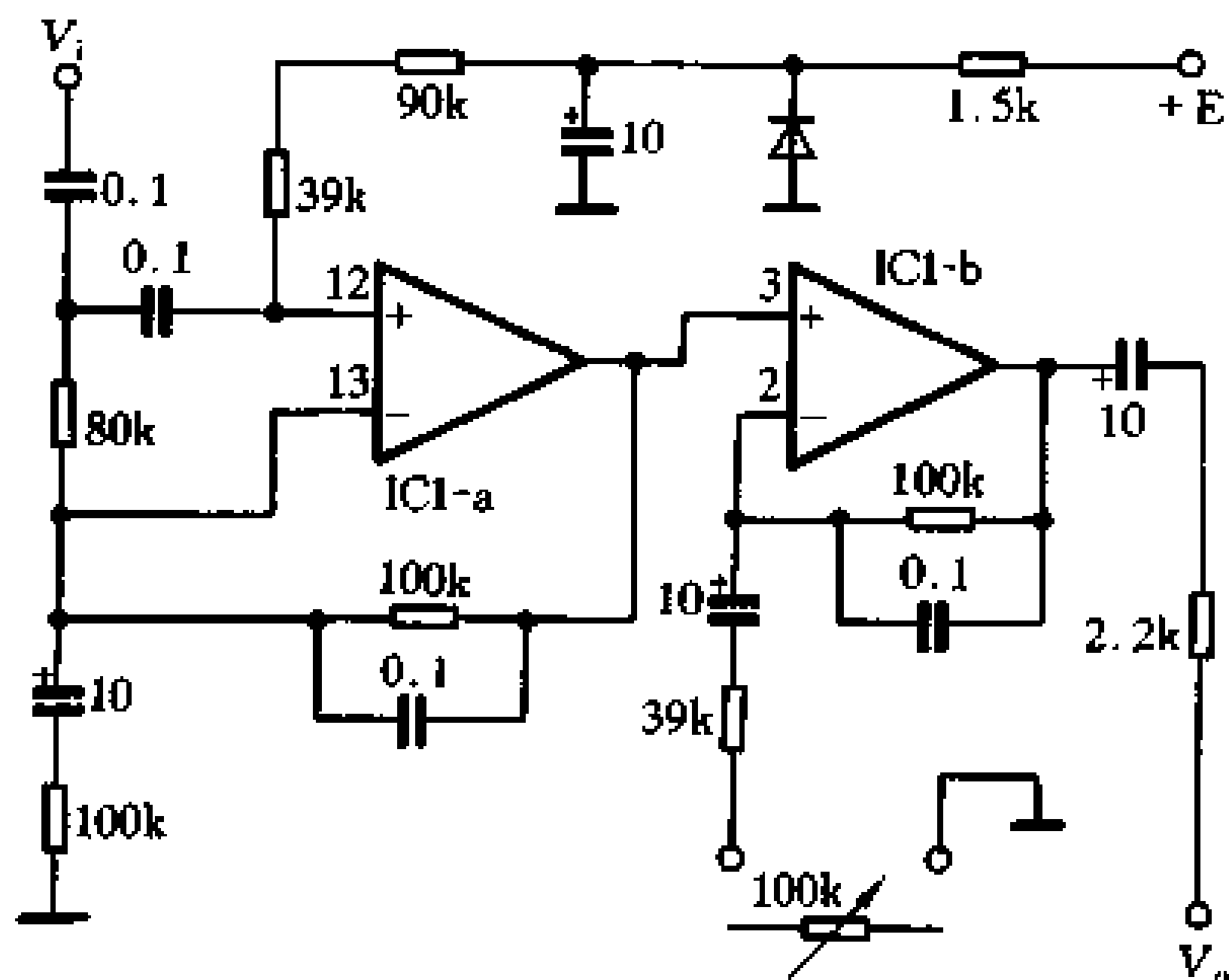


图 9-85 TWH32 内部原理图

电路。我们可以根据实际情况来选择电路和音箱，然后接入音响系统，合理地调节截止频率，使超重低音系统能和原音响系统的下限频率较好的配合，同时注意超重低音的音量要合适，不能过多。

9.5 家庭视听室

由于受到各方面条件的限制，一般没有条件建立家庭视听室，只能利用客厅、卧室等房间兼作视听室。从听音角度来看，家庭的居室这样的环境各方面的条件都不太理想，当作视听室的房间必须采取一些必要的处理方法，才能取得比较好的听音效果。下面我们首先简单介绍房间的一般处理原则。

9.5.1 建筑声学 and 房间的一般处理原则

对声学测试而言，理想的房间应该是消声的。从声源发出的声音有去无回，都被周围经过特殊处理的墙面吸收了。在这样的房间内任何位置听音，声音都不会有什么变化，听到的是直达声。如果声源发出的可闻声音在各频点的声压级都相同，只要声压级足够高，则人耳会在消声室内感到各个频点的声音大小基本相同。这样的消声室对于声学测试是理想的，但对于实际的听音环境，还应考虑到混响这个重要因素。

由于不同用处的听音室，对混响的要求不同，因此对房间的处理依用途而定。如果听音室是用来评价音响器材的，要求声音的还原要均衡，各频段的响应要平坦，房间的混响要适度，不能过长，以防影响声音的清晰度，使声音混浊，听不出细节。家庭用的视听室一般以听音乐和看电影为主，其混响时间可以略长，这样声音听起来比较丰满圆润，比较动听。

混响是指声音在房间的各个反射面来回反射，逐渐减弱到一定声压级的过程，这个过程用混响时间来表述。混响时间是这样定义的：当一个声源发出的声音在听音场所达到一个稳定声压级时，突然关闭声源，其声压级下降 60dB 所需的时间，这个时间就是混响时间。人耳听到的反射声就可称为混响声，而由声源直接到达听音者耳朵的声音称为直达声。反射声和直达声共同作用于人耳，就是我们所习惯的自然声响。

混响时间的存在是建立在声音反射上的，如果声音一经发出不受阻挡而不产生反射，就不会有混响声场存在。对于不产生任何声反射的场所，在声学上就称为完全扩散场。我们的生活环境并非是一个完全扩散场，或多或少的存在反射声，因此我们听到的声音不是纯粹的直达声。如果将反射声设法吸收掉的话，听到的只有直达声，则给人以干涩和单薄的感觉。而过量的反射声又给人以浑浊、模糊的感觉。我们一般要求声音清晰，协调丰满，这就需要对听音房间进行必要的声学处理。

房间构造对声音产生的影响可以从两个方面来说明。一方面与房间的三维几何尺寸有关，另一方面与房间最终使用的表面材料或最终的装饰材料有关。最终装饰材料也叫终饰材料。

一、房间几何尺寸对声音的影响

我们可以做这样的试验：对着一个瓶口或一个管状物体吹气，就会有振荡声发出，而

且管子的大小或长短不同，发出的声音高低也不同。管子长，声音低沉一些，管子短，声音就高一些，同样大小的管子发出的声音高低相同。德国学者赫姆霍兹对这个现象进行了研究，他发现，当声音频率为管子的固有谐振频率时就会形成驻波，会将一些特定的频点的声压大大加强，形成明显的声染色现象，使声音和原始声音有很大差别，这是声音在管状物体的一种谐振方式。赫姆霍兹由此建立了相应的理论，这一类振荡器称为赫姆霍兹振荡器，振荡器的固有频率取决于管子的长短尺寸。

我们可以把房间的六个面中相对的任何两个面看成一个管子的两个端头，房间就可以看作三根管子，三根管子都有其固定的谐振频率，将有三个驻波产生。如果房间的三维尺寸(长、宽、高)都一样，那么三个驻波都产生在一个频率上，会使该频率得到极大的夸张，该房间内的声音在这个频率上产生严重的声染色现象，让人听来感到极不自然，这是高保真还音中最令人头痛的问题。如果房间的三维尺寸都不相同，其驻波就不会集中在一个频率上，声染色发生在三个频点上，每一个频点的夸张程度会小一些，对高保真还音影响小一些。

封闭房间的空间是个极为复杂的振动系统，每一个方向上都会产生数量巨大的谐波，如果房间的三维尺寸一样或者很接近，那么就会在很多频点上形成严重的声染色。要解决这个问题，只有把房间的长、宽、高的尺寸适当地拉开，才能将形成驻波的频点拉开。声学专家的研究表明，只要房间的三维尺寸的比例大约是1:2:1.6时，就可以较好地将驻波的频点拉开，使声染色的程度尽可能的降低。

除了几何尺寸外，房间的表面材料对声音的影响也是明显的。硬质光滑材料对声音有很强的反射能力，造成混响时间延长。

室内装修或陈设了各种物品，声音就不会畅通无阻的在空间运行了。首先，经过装修或处理的房间表面会吸收声音。比如地毯，墙纸，用木料吊的天花板，都会在一定程度上吸收声音。其次，房间的各种陈设也会吸音，比如书架、沙发、灯具等。这样的物体一般不会对声音造成染色现象，只会对声音的某一频段进行吸收，不同的物品，不同的装饰材料，都有其不同的吸收频率。而两种吸收频率相同的不同种类的材料，往往对同一频率的吸收量也不同。为了把声音处理好，要注意装饰材料的吸音量。吸音量就是吸音材料的面积和其本身吸音系数的乘积。我们生活中所遇到的大部分材料都具有一定的吸音能力，只不过程度不同而已。

一般房间的基本尺寸不能做大的改动，只能在装修时利用装饰材料的厚度来适当改变房间的尺寸，以取得比较合适的尺寸。对房间进行声学上的处理，一切以声音好为目的，视觉和美学上的考虑都要在对声音无影响的前提下进行。这些需在认真分析计算的前提下进行房间的处理，不过这项工作比较复杂，下面介绍房间声学处理的一般原则。

二、房间处理的一般原则

1. 切忌使用过多的吸音材料

视听室经过强吸音处理后，房间会对声音基本没有反射，造成室内混响时间太短，重放的声音将显得极不自然。视听室一般不做强吸音处理，要保持适当的混响时间。

如何判断吸音材料使用过多是很容易的，只要在视听室中拍手，如果掌声消失的极快，声音单薄且没有拖尾，大声讲话显得吃力，就是吸音材料使用过多的表现。

2. 切忌使用单一的吸音材料

如果视听室内只使用地毯、丝绒一类的材料，将会造成声音的中高频的量明显不足，低频则显得突出，散而不集中。这是因为声音的中高频成分被过多吸收的原因。因此，房间的吸音处理应使用对不同频率各有一定吸音量的多种材料进行装修，才能取得均衡的吸音效果。

3. 适当的扩散

通过计算，使用专用的反射材料，使声音有较为均匀的反射，这在吸音较强，房间较小，混响时间不够时最为有用。

另外，为了使室外噪声尽量少的传到室内，室内的声音尽量少的传到室外，还要对视听室进行必要的隔音处理。

9.5.2 视听室的混响时间

前面我们已介绍了混响时间的定义，混响时间的长短对实际听音感受影响很大。混响时间与房间的关系式称为混响公式。

一、赛宾的混响公式

赛宾根据实验求得的公式如下：

$$T = 0.161 \frac{V}{\bar{\alpha} S} (\text{s})$$

式中， T 为混响时间(s)， V 为房间体积(m^3)， $\bar{\alpha}$ 为墙壁的平均吸音系数， S 为壁面的总面积 (m^2)。吸音系数表示材料对声能的吸收程度，是材料吸收的声音能量与入射声音能量之比。完全反射声音的材料表面的吸音系数为零，完全吸收声音的表面，例如打开的窗户，吸音系数为 1。

当房间的平均吸音系数接近于 1 时，声音能量会被大量吸收，混响声衰减速度较快，混响时间较短。另外，房间壁面面积大时，被吸收的声音能量也大， $\bar{\alpha}S$ 称为房间的总吸音量。

由赛宾公式可以看出，混响时间与房间体积成正比，这是因为房间越大，容纳的声音能量越多。如果知道房间壁面材料的吸音系数，则可由赛宾公式计算出房间的混响时间。

二、艾润混响公式

当壁面平均吸音系数为 1 时，既完全不产生混响时，用赛宾公式计算出的混响时间并不等于零，所以赛宾公式适用于吸音系数小，混响时间长的情况。当吸音系数接近于 1 时，可使用艾润混响公式计算：

$$T = 0.161 \frac{V}{-S \ln(1 - \bar{\alpha})}$$

三、温度和湿度对声能的影响

声波在空气中传播时，由于空气分子对声能的吸收而使声波衰减。图 9-86 为声波每

前进一米声能被吸收的百分数。由图可以看出，声能的吸收有如下关系：

- (1) 与传播的距离成正比。
- (2) 声音频率越高时，吸收越大。
- (3) 随温度与湿度变化。

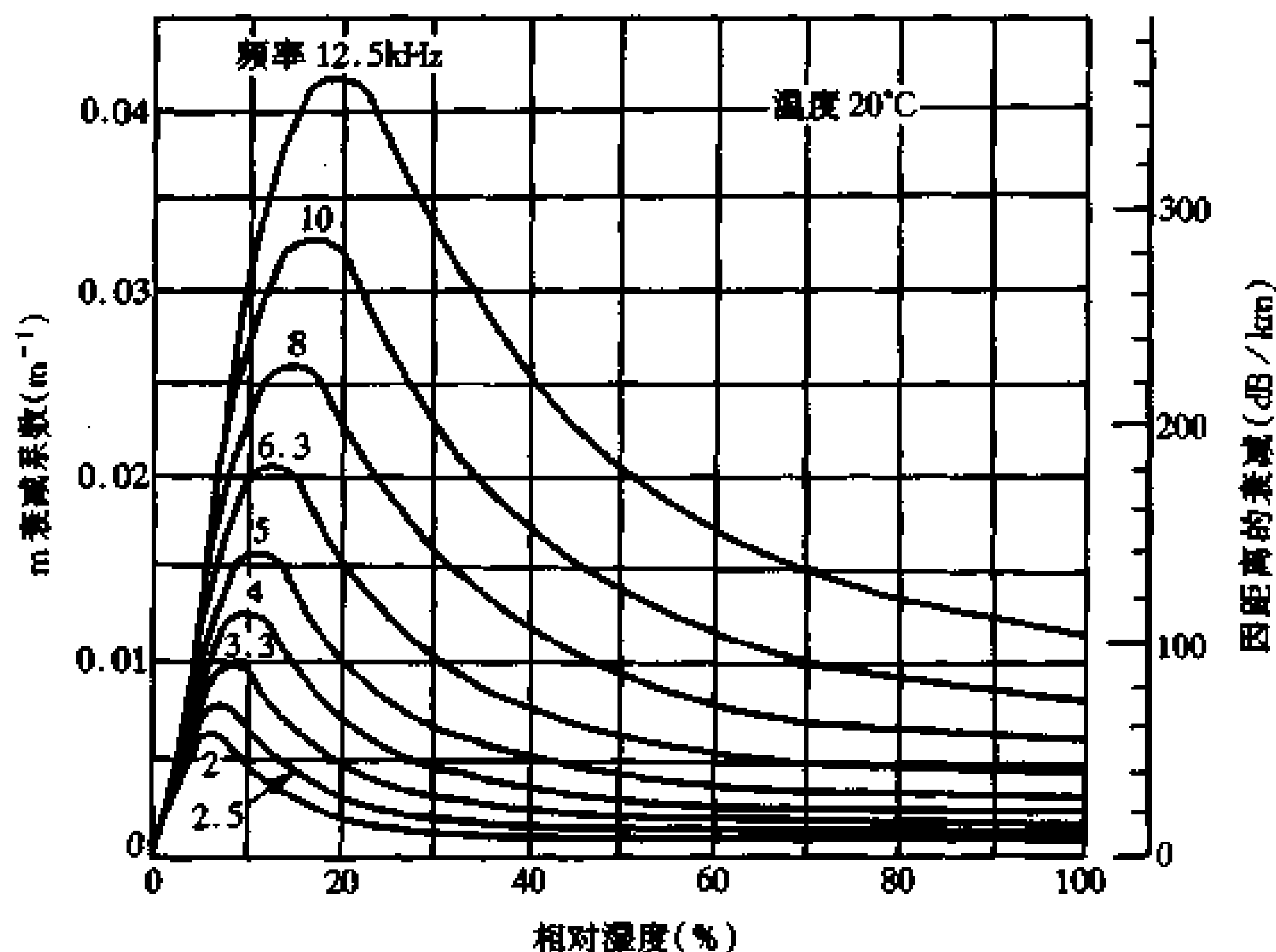


图 9-86 空气吸收的衰减系数

因此，当房间体积大且在高声频(约 4kHz 以上)时，由于空气对声音的吸收而使房间吸音量变大，混响时间变短。考虑了空气的吸收量后，混响公式如下：

$$T = 0.161 \frac{V}{-S \ln(1 - \alpha) + 4mV}$$

式中， m 为图 9-86 所示数值。

四、房间的平均吸音系数

为了使各频段的声音均衡吸收，一般使用各种吸音材料。设各种材料的面积分别为 S_1 、 S_2 、……，它们的吸音系数分别为 α_1 、 α_2 、……房间的总吸音量为 A ，总面积为 S ，则 $\bar{\alpha}$ 可由下式求得：

$$\bar{\alpha} = \frac{A}{S}$$

式中 $A = \sum \alpha_i S_i$ ， $S = \sum S_i$ 。

房间中的椅子等物品和人都有一定的吸音量，计算时应考虑进去。

五、视听室最佳混响时间

由于房间的使用目的和体积不同，最佳的混响时间也不同，一般认为：

- (1) 在欣赏音乐时，通常喜欢声音丰满圆润，所以混响时间应稍长些。
- (2) 听讲演等情况时，混响时间可以短些，以便听得清楚些。但也应该使较远处仍有

适当的反射声来增强直达声。

最佳混响时间可在图 9-87 中选取。

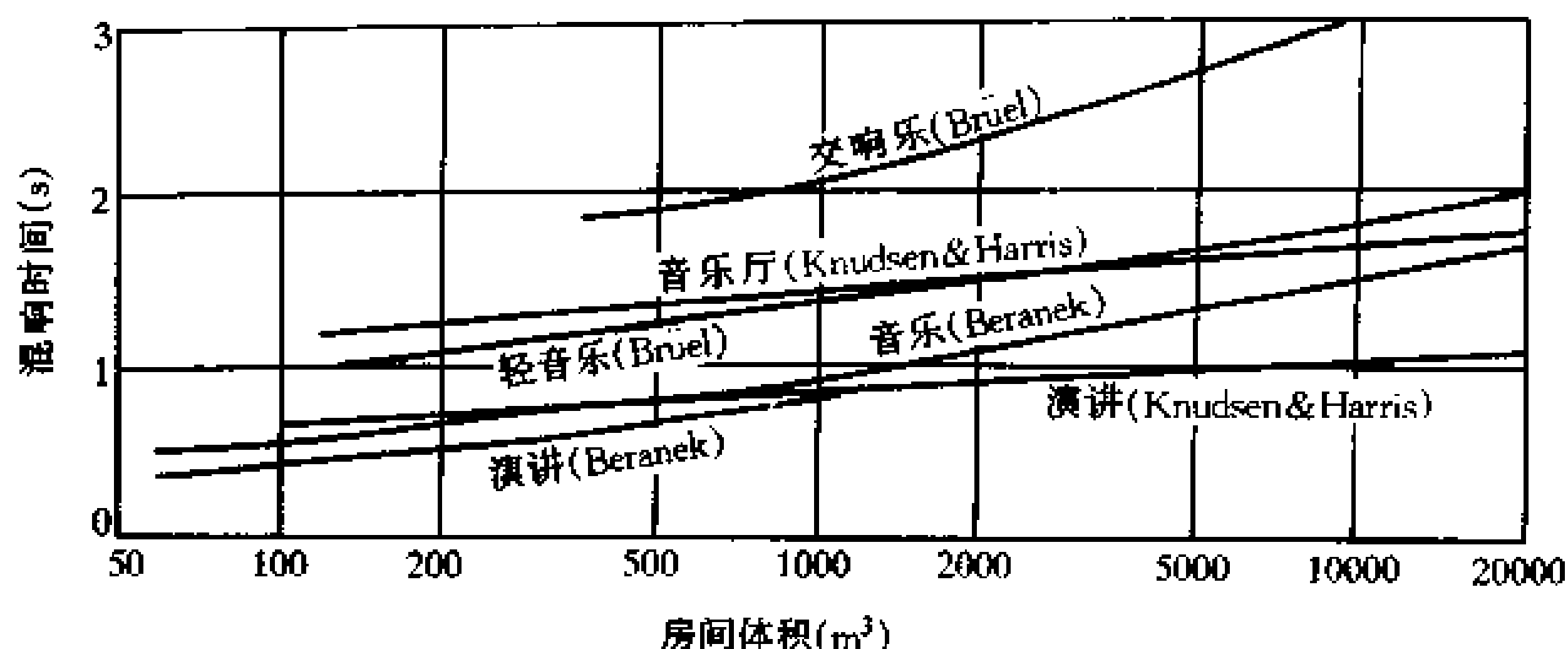


图 9-87 混响时间的推荐特性

家庭视听室重放声音是以欣赏音乐为目的，考虑到小房间的声学特性，混响时间以 0.25~0.4s 为宜。

9.5.3 家庭视听室的吸音与隔音

当一个房间的大小和形状决定后，它的声学特性就取决于壁面所使用的材料。声波冲击壁面时，声能的一部分被反射，一部分被吸收消失，一部分透射过壁面。反射声能与入射到壁面的声能之比称为反射系数；吸收的声能和透过的声能之和与入射声能之比称为吸音系数；透过的声能与入射声能之比称为透射系数。当壁面的构造和材料不同时，这些系数也不同。因此，选择适当的吸音材料，可以对混响时间等进行调整，以形成优良的室内声场。

为了在没有噪声的安静环境下欣赏音乐，必须隔断外部传来的噪声。同时，为了不使重放的声音漏到外面干扰他人，必须采取必要的隔音措施。

一、吸音和吸音材料

吸音材料按原理来分类，如图 9-88 所示。它们是：(1)玻璃纤维等纤维的多孔型；(2)薄胶合板等板振动型；(3)利用赫霍姆兹共鸣器的共鸣器型。

多孔型吸音材料是使声音能量由于空气的粘滞性力阻，纤维的振动，以及摩擦等转变成热能消耗掉而吸音的。它主要对高频声有好的吸音效果。板振动型吸音材料是利用声

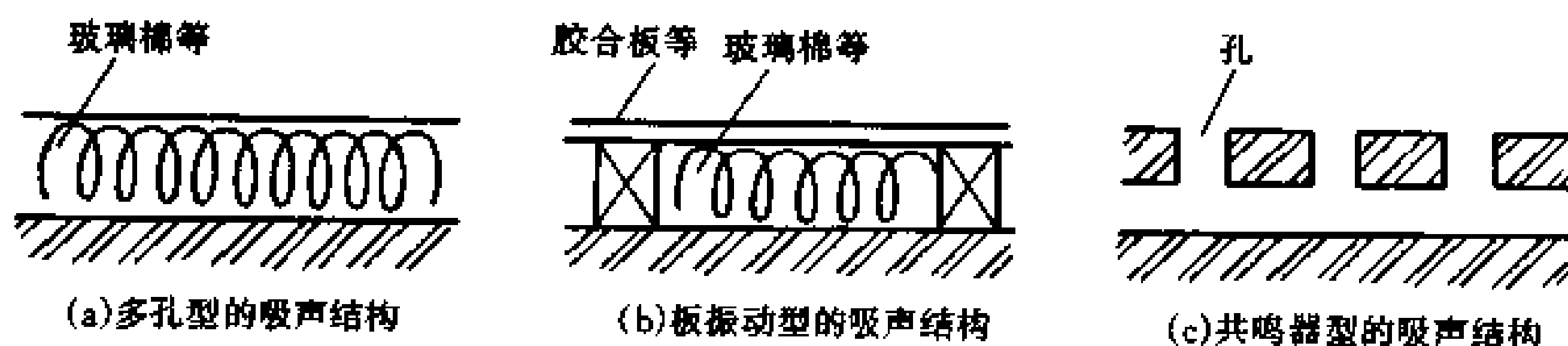


图 9-88 吸音材料的类型

压使板振动，在板材的内部消耗掉声能。它对板材的共振频率有较好的吸音效果。共鸣器型吸音材料是应用赫霍姆兹共鸣器的原理，使共鸣器狭窄入口的空气按共鸣频率受到激励，由摩擦消耗掉声音能量。适当的选择共鸣频率，可使在该共鸣频率得到大的吸音系数。

实际的音乐厅或听音室，对上述各种吸音材料都要加以使用。表 9-18 是试听音箱的试听室用的材料，吸音特性和混响时间。

表 9-18 试听室声学处理示例

房间体积 $V = 53.8\text{m}^3$ 房间表面积 $S = 89.0\text{m}^2$		α 或 A	表 面 积 [m^2]	频 率 (Hz)					
				125	250	500	1k	2k	5k
天花板：灰泥板与石棉板		α	17.8	0.45	0.20	0.10	0.07	0.07	0.07
地面：橡胶地毯		α	19.6	0.03	0.03	0.04	0.05	0.06	0.07
侧壁：有孔石棉板（贴布）		α	28.3	0.45	0.46	0.50	0.49	0.48	0.43
木制隔声门		α	2.65	0.29	0.26	0.13	0.08	0.07	0.07
正面扬声器处：灰泥板		α	10.5	0.05	0.05	0.02	0.02	0.02	0.02
正面、反射壁：灰泥板		α	2.65	0.30	0.15	0.07	0.05	0.05	0.05
后面、吸声壁：有孔板、玻璃棉换气孔、照明用具等		α	5.15	0.70	0.95	0.95	0.90	0.85	0.70
		α	1.8	0.20	0.20	0.20	0.20	0.20	0.20
计算值	平均吸声系数	$\bar{\alpha}$		0.31	0.27	0.26	0.24	0.24	0.22
	总吸声量 [m]	A		27.4	24.0	23.0	21.7	21.3	19.3
	混响时间 [s]	T		0.26	0.31	0.32	0.35	0.35	0.38
实际测量值	混响时间 [s]	T		0.32	0.31	0.31	0.33	0.34	0.40

由这个表可以看出，在低频段使用共鸣器型及板振动型吸音材料，在中频段使用共鸣器型吸音材料，在高频段壁面使用布以及玻璃棉，这样可以得到最佳混响时间特性。

需要注意的是玻璃纤维棉对人体有害，应使用代用材料。

表 9-19 是常用材料的吸音系数。

表 9-19 各种吸声材料的吸声系数

材 料	吸 声 系 数					
	125Hz	250Hz	500Hz	1000Hz	2000Hz	4000Hz
钢筋混凝土	0.01	0.01	0.02	0.02	0.02	0.03
油毡	0.03	0.03	0.04	0.05	0.06	0.07
塑料	0.02	0.02	0.02	0.02	0.02	0.03
地毯 (9mm, 下为钢筋混凝土)	0.09	0.08	0.21	0.26	0.27	0.37
地毯 (9mm, 下为毛毯 3mm)	0.11	0.14	0.37	0.43	0.27	0.25
席子 (40mm)	0.31	0.41	0.58	0.50	0.43	0.34
普通窗玻璃 (3mm, 125×85cm)	0.35	0.25	0.18	0.12	0.07	0.04
窗帘 (天鹅绒 600g/m ²)	0.05	—	0.35	—	0.38	—
窗帘 (缎子 380g/m ²)	0.28	0.34	0.41	0.42	0.38	0.33
窗帘 (玻璃纤维、背面空气层 100mm)	0.07	0.29	0.48	0.67	0.80	0.68
胶合板 (3mm, 背面空气层 50mm)	0.20	0.28	0.26	0.09	0.12	0.11

续表

材 料	吸 声 系 数					
	125Hz	250Hz	500Hz	1000Hz	2000Hz	4000Hz
硬板 (5mm, 背面空气层 100mm)	0.28	0.10	0.13	0.08	0.07	0.10
石膏板 (7mm, 背面空气层 90mm)	0.30	0.11	0.08	0.05	0.06	0.06
石棉板 (6mm, 背面空气层 90mm)	0.18	0.09	0.06	0.04	0.04	0.04
微粒板 (20mm, 背面空气层 45mm)	0.27	0.08	0.08	0.06	0.08	0.07
细水泥板 (15mm, 背面空气层 45mm)	0.09	0.15	0.41	0.57	0.42	0.58
玻璃棉 (25mm, 无空气层)	0.10	0.28	0.62	0.77	0.75	0.83
玻璃棉 (25mm, 空气层 100mm)	0.25	0.64	0.90	0.80	0.75	0.85
穿孔板 (孔径 $\phi 6$, 孔距 15mm, 厚 5mm, 空气层 90mm)	0.06	0.10	0.33	0.29	0.21	0.12
穿孔板 (孔径 $\phi 6$, 孔距 15mm, 厚 5mm, 玻璃棉 50mm, 空气层 90mm)	0.18	0.43	0.82	0.60	0.42	0.30

二、家庭视听室的吸音处理

一间符合要求的听音室，其吸音等声学设计比较复杂，完工后还要进行必要的测试和调整，这些对于我们家庭的视听室来讲是十分困难的。其实我们完全可以根据当作视听室的房间的实际情况简单做一些设计，然后根据选定的吸音材料，用前面给出混响时间的计算公式推算出混响时间是否合适，最后，根据实际的听音情况进行调整。下面我们介绍家庭视听室的简单处理方法。

视听室的吸音处理一般是指房间的六个面，当然也要考虑到房间内各种陈设物品的吸音。首先，房间应选择避免产生驻波的尺寸和房间形状。不规则的壁面和不平行的壁面可以抑制驻波，这样处理在家庭中不现实，下面介绍的六个壁面的处理方法就考虑到了抑制驻波的措施。由于房间六个壁面对声学环境的影响不同，因此其处理方法也不同。另外家庭视听室往往还兼作它用，在具体施工时还必须考虑到生活方便，美观。

1. 地面反射必须尽量小

视听室的地面尤其是听音席到音箱之间的地面对声像定位的影响最大，其产生的反射声几乎与直达声同时到达人耳，其强度较大，引起声像下移，声场缺乏高度等弊病。

因此视听室的地面应避免使用光滑硬质的材料，如大理石，瓷质地板砖等铺设。光滑硬质的材料吸音量少，反射强烈，即使在上面铺上地毯等纤维类材料，也只能对高频有较大的吸收量，而低音则吸收较少，会感到低音混浊不清晰。

比较好的方法是在地面上铺设架空木地板。木材本身对高低音的吸收能力较好，而且架空铺设的木地板又可形成板形和共鸣器型吸音器，吸音效果较好。

具体施工时，地板下面的龙骨可以密一些，做成尺寸不同的方格子，格子中放一些纤维物质，以形成谐振频率不同的共鸣器型吸音器，对不同频率的声音都有一定的吸音能力，使声场的频响更趋均匀。

由于木地板表面要进行油漆涂装，木地板的微孔被封闭，形成较光滑的平面，因此在音箱与听音席间仍需铺设一块织物地毯，以降低这块平面的反射。

2. 侧面墙壁的处理

侧面的墙壁是一个较大的反射面，一般应使用带孔的吸音板铺设墙面，并且在墙面上适当地装设波浪状的反射板，提高墙面的声扩散能力。这样的处理比较专业，在家庭中采取这些措施比较困难，也不美观，实际应用时可采用以下三个方法：(1)在墙壁上铺设有织物装饰的带孔的吸音板；(2)制作木制护墙板；(3)靠墙放置宽大的书架或博物架。

在墙壁上铺设有织物装饰的吸音板其价格比较高，但这种方法装饰效果和吸音效果较好。考虑到家庭影院环绕声效果，制作木质护墙板时应将接近天花板的半米左右的墙面留出来，用来增强环绕声的反射效果。木制护墙板后面的间隙应用纤维类吸音材料填满，如果可能，木制护墙板上应钻一些孔，以增强吸音效果。

受到条件的限制，木制护墙板不能把整个侧墙都包起来时，可以在墙上挂一些织物类的装饰品。

另外，还可以靠着墙壁放置摆满书的书架或博物架同样可以取得较好的吸音效果和增强声音的扩散能力。书架和博物架要选用不带门的品种，其木料板材不能太薄，以免引起振动。书架上摆放的书籍的尺寸应大小不一，以增强声扩散能力。

3. 后方墙壁的吸音处理

由于家庭中房间的面积较小，听音席的座椅沙发一般只能紧贴墙壁放置，后面没有足够的空间，因此要求后方墙壁具有较强的吸音能力，以免后墙的反射声干扰正面直达声的声像定位。在吸音材料的选择上应使用对各频段均有较高吸音系数的吸音板。

如果听音席后方有较大的空间，就可以适当降低对吸音的要求。若听音席后面是窗户或大门，要是不考虑隔音的需要，可以打开门或窗，因为门窗后面的空间就是一个很好的吸音体。实际使用中可以在有门窗的后墙上安装一厚的落地窗帘，既可以遮光隔音，窗帘与墙壁之间的间隔又有较强的吸音能力。

4. 正面墙壁的吸音处理

正面墙壁一般不必做强吸音处理，比较简单的方法就是挂一幅较大的挂毯，装饰效果不错，也有一定的吸音能力。

5. 天花板的吸音处理

天花板的吸音处理要求有适中的吸音能力，一般可以用石膏板做一个吊顶，吊顶与房顶之间适当填充吸音材料，石膏板可以用带孔的品种。

6. 视听室中家俱等物品的处理

一般听音环境中应避免大的硬质光滑平面，这会使声反射增强，容易形成驻波。因此柜橱、冰箱等物品放置时应避免其光滑面的平行，特别是不要与音箱的扬声器平行放置。沙发、椅子、床等物品都是吸音体，应考虑到它们的吸音作用。

另外，室内的各种家俱物品放置要稳固，防止其振动引发噪音。

房间门窗的处理主要考虑其隔音效果，有关隔音的内容，在后面介绍。

三、家庭视听室的隔音处理

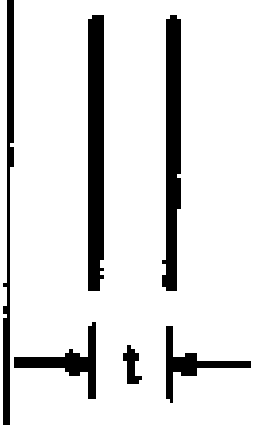
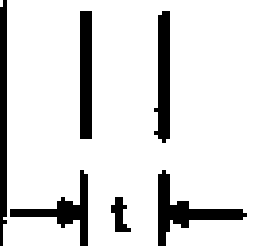

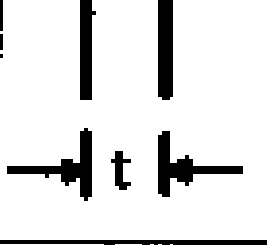
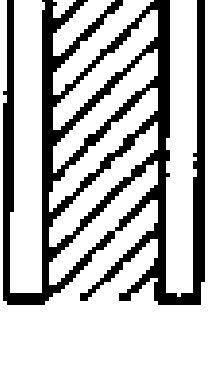
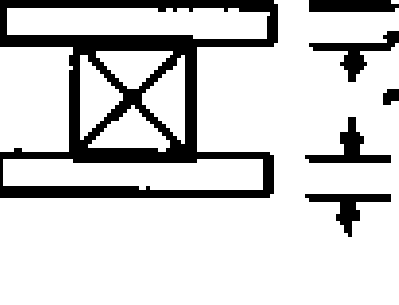
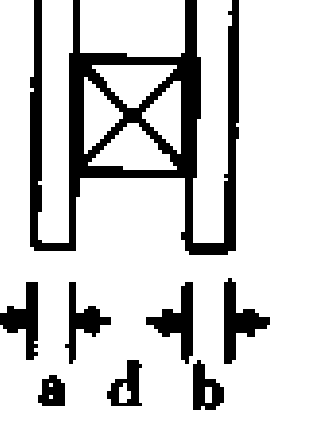
我们在视听室中欣赏音乐的时候，室外的各种声音传播到室内，会影响我们对音乐细节的聆听；而我们又不能把音量开得很大来尽情地欣赏影片，以免影响到邻居和家人。这些都要求家庭视听室要有一个较好的隔音措施。

一间密闭的房间传播到相邻房间的声音有两种，一种是通过隔墙传过去的透射声，一种是由于声波的作用力引起地面或墙壁振动，经材料内部传播后，使相邻房间的墙壁产生振动，再次辐射出声波，形成固体传播声。

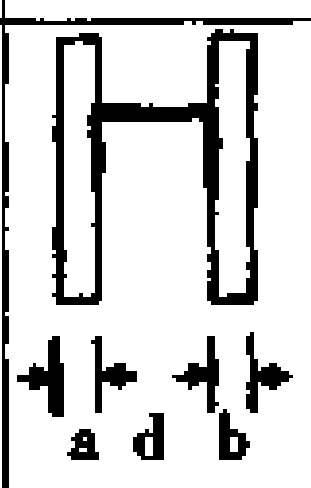
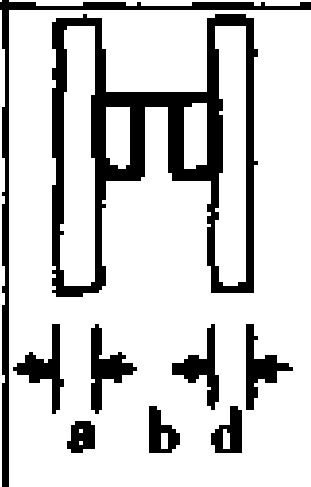
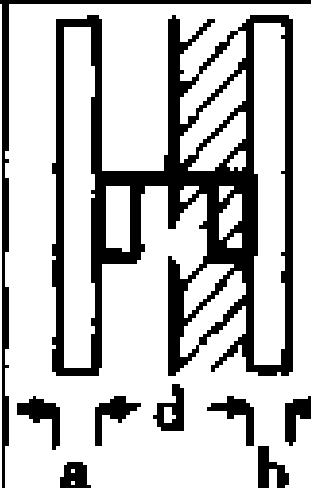


在家中我们会有这样的体会，室外的声音主要是通过门窗和墙壁上的孔洞缝隙(如暖气设施的穿墙套管)传到室内，而由墙壁透射过来的声音则比较少。

表 9-20 是常见材料的隔音量。

表 9-20 常见材料的隔音量

类别	名称	面密度 (kg/m ²)	隔声量 (dB)							
			125	250	500	1000	2000	4000	\bar{R}	
木质纤维板		三合板 t=5	2.6	12	17	19	22	27	22	20
		五合板 t=5	3.4	16	17	19	23	26	23	21
		纤维板 t=5	5.1	21	21	23	27	33	36	26
		刨花板 t=20	13.8	22	25	28	34	29	34	29
		水泥刨花板 t=10	12	19	21	27	34	33	32	28
石膏板		纸面石膏板 t=12	8.8	14	21	26	31	30	30	25
		无纸石膏板 t=20	24	29	27	30	32	30	40	31
石膏板叠合		纸面石膏板 t ₁ =9、t ₂ =12	15.4	21	22	24	32	35	35	29
塑料板		聚氯乙烯塑料板 t=5	7.6	17	21	24	29	36	38	27
砖墙		砖墙 t=120 (抹灰)	240	37	34	41	48	55	53	45
		砖墙 t=240 (抹灰)	480	42	43	49	57	64	62	53
		砖墙 t=370 (抹灰)	700	40	48	52	60	63	60	53
		空斗砖墙 t=240 (粉刷)	298	21	22	31	33	42	46	31
中空式(木质纤维板双龙骨)		a=b=5 三合板 d=80	5.2	16	18	28	34	40	33	28
		a=b=5 纤维板 d=80	10.2	25	25	37	44	53	59	39
		a=b=20 刨花板 d=80	27.6	37	34	42	47	47	58	44
中空式(石膏板双龙骨)		a=b=12 纸面石膏板 d=80	25	27	29	35	43	42	44	36
		a=b=12 纸面石膏板 d=140	25	25	38	43	54	58	48	44
		a=b=12+9 纸面石膏板 d=80	40	34	34	41	48	56	54	44
		a=b=2×12 纸面石膏板 d=80	45	35	35	43	51	58	51	44
		a=12 厚纸面石膏板、b=2×12 厚纸面石膏板 d=80	35	31	32	40	49	55	47	41

续表

类别	名称	面密度 (kg/m ²)	隔声量 (dB)							
			125	250	500	1000	2000	4000	\bar{R}	
水泥刨花板双层墙 (轻钢龙骨)		a = b = 10 d = 70	24	26	37	45	52	49	48	42
		a = 10 b = 2 × 10 d = 70	36	33	42	48	57	55	55	47
		a = 2 × 10 b = 2 × 10 d = 70	48	37	43	47	57	59	61	50
		a = b = 12 d = 75	32	12	34	44	52	50	43	40
		a = 12 b = 14 d = 75	34	19	37	45	52	49	45	40
同上		两侧衬 13 厚软质纤维板条	24	29	36	45	55	55	54	45
		a = b = 10 (单侧衬条) d = 83	24	30	40	48	57	58	59	48
		a = b = 10 d = 96	36	34	43	48	58	61	62	50
		a = 10 b = 2 × 10 d = 96	48	34	47	48	59	62	63	51
		a = 2 × 10 b = 2 × 10 d = 96	48	34	47	48	59	62	63	51
双层墙 (中空填棉)		轻钢龙骨 d = 75/30								
		a = b = 12 纸面石膏板超细棉	22	28	44	49	54	60	46	47
		a = b = 2 × 12 纸面石膏板 d = 75/40 岩棉	62	40	51	58	63	64	57	48
		a = b = 12 × 12 纸面石膏板 d = 75/30 超细棉	42	33	47	50	57	64	51	50
双层石膏板 (内填吸声材料) 木龙骨		a = b = 12 纸面石膏板 d = 80/50 矿棉毡 (波形放置)	29	34	40	48	51	57	49	45
双层水泥刨花板 (轻钢龙骨)		两内侧衬 13 软质纤维板								
		a = b = 10 d = 75/60 沥青矿棉板 (单侧衬 13 软纤维板条)	32	29	43	51	62	59	59	50
		a = b = 10 d = 75/60 沥青矿棉板	35	32	42	51	62	60	60	51
		a = 2 × 10 b = 2 × 10 d = 75/60 沥青矿棉板	59	35	45	49	61	63	63	52

我们居室的墙体一般都是砖混结构的实心墙体。从上表可以看出，房间中墙体的隔音量是最高的，而且墙体的两个表面都抹有石灰，密度较大，整个整体的厚度通常可达 260mm 以上。研究表明，透过声的强度与墙壁的质量及频率成反比，这样的墙体，其隔音量已经足够了。因此，墙壁一般可不作隔音处理，只要注意把墙壁上的孔洞缝隙彻底封闭，就可以达到较好的隔音效果。

如果房间的隔墙是空心墙或是板墙，它的隔音量就不够了。最简便的处理方法是在墙体两面抹上水泥，以增加墙体的质量和厚度，这样处理可使其隔音量大幅提高。

决定房间隔音质量的两个最重要的因素就是门和窗。表 9-21 是几种常见构造的门的隔音量。

表 9-21

常见构造门的隔音量

门的构造	门缝	平均隔音量 \bar{R} (dB)
普通胶合板门	不作处理	18.8~20.4
钢板门		30.2
普通保温隔声门		19.8

从表中可以看出，这三种常见的门隔音量是不高的，因此需要制作专用于隔音的隔音门。我们在进行家庭进行装修时所做的中间是木龙骨，两面贴胶合板的双层胶合板门就是一种隔音门。在实际制作时要尽量选用不同材料的胶合板多层叠合，这样比门两面都采用同种材料胶合板的隔音量要高一些。胶合板门的空腔中填充一些纤维类吸音材料后，其隔音量比中空式的门要高十几分贝之多，如果制作合适，其隔音量可以达到 42dB，完全可以满足需要。

有时，采用单道门结构仍然达不到要求，我们可以采用双道门的结构。

双道门的结构一般有两种类型，一是空气层厚度较小的处在同一砖墙两侧的双道门结构，二是如录音棚、演播室等要求高的场合进门处的空气层厚度较大的声闸结构。这两种结构中，前一种结构较为经济实用，施工简便，只需在砖墙两侧各安装一道门即可，不必像声闸那样要在房间中另砌一道砖墙加进另一道门。但这种方法也有其不足之处，因为两道门之间的空气厚度有限，对两扇门之间的吸音处理及门缝密封程度提出了较高的要求。但这种安装方便的双道隔音门结构仍然是家庭中最经济有效的隔音方法之一。

双道隔音门应使用前面介绍的空腔填吸音材料的多层胶合板隔音门。在施工时应注意门框与墙壁之间不能留有空隙。两扇门之间的空间需做吸音处理，例如，里面一扇门的两面均做吸音处理，外面的门的里侧以及两扇门之间的墙壁做吸音处理。一般双道隔音门可比单道隔音门的隔音量提高约 10dB 之多，可见其效果很明显。

如果我们有条件的話，可以做一个“声闸”，声闸具有更高的隔音能力。图 9-89 是声闸的示意简图。

在制作家庭中使用的声闸时，可以将声闸内部的长度取的长一些，例如 2 米左右。但距离再短尽量也不要小于 0.6m，因为尺寸小到 0.3~0.4m 的话，其隔音量比双道隔音门结构高不很多，而且其施工复杂，费用较高。在声闸内可以当作衣帽间，其内部的每个面都做吸音处理。如果不考虑门缝密封的能力，声闸的隔音性能要高于普通的 240mm 砖墙的隔音量。

隔音门的门缝是影响其隔音性能的主要因素，要求隔音门的门缝有较高的密封性能。首先制作隔音门要求门关闭后各个接合部分的缝隙尽量的小，门与门框的接合部分粘贴一层吸音材料，如毛毡条、乳胶条等。对门槛处的缝隙，可以用橡胶垫、毛毡等柔性材料密封。

窗户，同门一样，也是房间声音泄漏的主要因素，窗户也是隔音处理的重点。

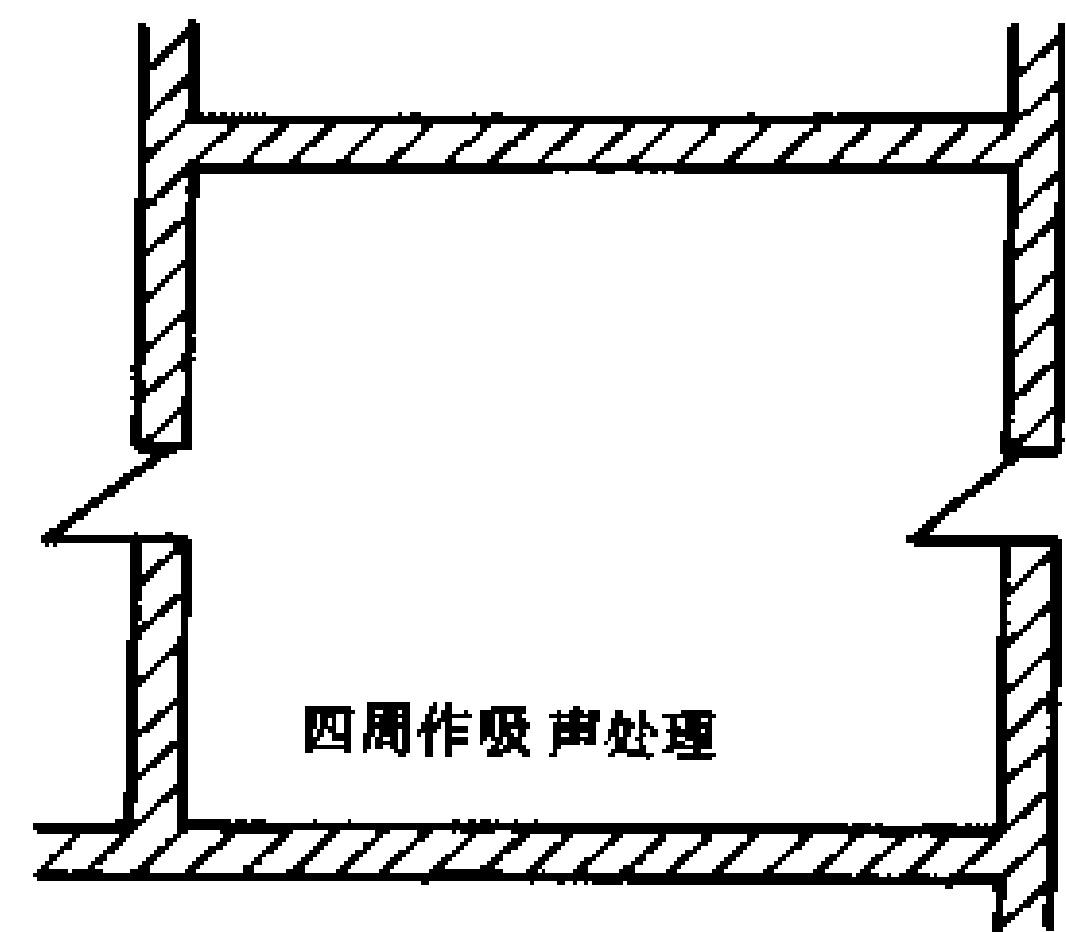


图 9-89 声闸示意图

窗户的缝隙是影响窗户隔音量的重要因素，窗扇与窗框之间，窗扇与窗扇之间的接合部分，要粘贴吸音材料进行密封处理。铝合金的窗户在处理时，如果有条件，可在铝合金型材的空腔中填充纤维类吸音材料，其效果会更好。在安装窗框时，要注意窗框与墙壁之间的空隙要用水泥或密封胶进行封闭处理。安装玻璃时还要注意玻璃与边框之间的密封性能。

窗扇的隔音性能主要取决于玻璃的隔音性能。玻璃在中低频时的隔音量主要由玻璃的厚度来决定。单层玻璃在厚度为 3mm、4mm、6mm、8mm 时所对应的隔音量分别是 26dB、27dB、30dB、31dB。所以可以采取加厚玻璃的方法提高玻璃的隔音量。但频率的高端部分，由于吻合效应的影响，隔音量将下降。而窗户安装的玻璃产生吻合效应的临界频率几乎都处于最重要的声音频率 4kHz 以内，为了减轻吻合效应对玻璃窗隔音量的影响必须采用双层玻璃窗来减轻这种影响。玻璃的吻合频率 f_c 可由下式计算：

$$f_c = 1200/t$$

式中 t 是玻璃的厚度，单位是厘米。

双层玻璃窗其吻合效应仍然存在，为了使玻璃的吻合效应不出现在同一频率上，应使用不同厚度的玻璃，其厚度差别越大越好，这样可以减轻吻合效应产生的隔声低谷的凹陷程度，其吻合效应的频率相隔越远越好。只要合适地选择玻璃的厚度，便可以较好地减轻吻合效应并提高窗户在整个频段的隔音量。

双层窗户的隔音能力随玻璃间空气层的厚度增加而增加，空气层愈厚，隔音量越高。但是在双层玻璃窗中，低频共振会影响到隔音量，一般要求其共振频率控制在 100Hz 以下。双层玻璃窗的共振频率 f_r 按下式计算：

$$f_r = 120/\sqrt{0.25d(t_1 + t_2)}$$

式中 d 为空气层厚度，单位是厘米， t_1 和 t_2 是两层玻璃的厚度，单位是厘米。

表 9-22 是几种不同厚度玻璃的组合在不同空气层厚度的双层窗户的共振频率。

表 9-22

玻璃厚度 cm	空气层厚度 cm	共振频率 Hz
0.3+0.3	10	98Hz
0.3+0.3	14	83Hz
0.3+0.5	10	85Hz
0.3+0.6	8	89Hz
0.5+0.5	4	120Hz
0.5+0.5	1	240Hz

我们可以看出，空气层厚度越小，共振频率越高。当玻璃的厚度选定之后，就可以根据上式计算出所需空气层厚度来把共振频率控制在 100Hz 以下。一般我们在制作双层玻璃窗时，其空气层厚度能够满足要求。当不能达到要求时，可以使用不同厚度的玻璃甚至采用三层玻璃窗的隔音结构。

另外，在窗户上安装厚重柔软的窗帘也可起到辅助的隔音作用。窗帘的面积应大于窗户的面积，窗帘的形式以褶皱多些为好。

以上我们介绍了影响一个房间综合隔音系数的最主要的三个方面：墙体、门、窗的隔音处理方法，处理得当，隔音效果完全可以满足家庭视听室的需要。对于房顶、地板和天花板的隔音处理，其实在做房间吸音处理时所做的地板吸音和天花板吊顶都已起到了一定的隔音作用，可以不做专门的隔音处理。

视听室内如空调、灯具等器具产生的噪音不容忽视，应尽量减少这一类的噪声。

另外，家中的其它房间也应做适当的隔音处理，例如对门窗的缝隙进行封闭，以期尽量减少视听室传出的声音对其它房间的影响。

在家中用高保真的影音器材欣赏音乐、电影，要想取得好的视听效果，非常有必要对房间进行合理声学处理，如果条件允许，最好建立自己的家庭视听室。以上我们简要地介绍了一些建筑声学的知识和房间的一般处理原则以及房间消音和隔音的处理方法。对房间进行声学处理时应本着科学、合理、经济、适用、好听的原则进行。我们可以根据自己家庭的实际情况，合理地安排，科学地计算，选择合适的材料和方法，精心施工。视听室完工后，还要根据实际的听音效果，进行必要的调校。

建筑声学是一门复杂的科学，房间的声学处理又是一项复杂、细致、难度较大的工作，专业的设计施工其难度都比较大，而作为家庭视听室的设计施工往往不具备专业手段，而且缺乏专用测试设备以及各种条件所限，我们不能对家庭视听室要求过高。这些并不影响家庭视听室的实际使用效果，我们可以利用音响设备的调校来提高听音质量，如使用房间均衡器，而且现在有的 AV 功放具有自动采集房间的声学参数，然后自动地调节系统的频响曲线等等，以弥补房间声学上的缺陷。

我们只要科学合理地进行房间的声学处理，就可以建立令人满意的家庭视听室。

9.6 家用视听器材的组合配置

家用视听器材的组合搭配是一项比较复杂的工作，涉及到价格、性能、个人喜好、设备调校等许多方面的因素。我们使用视听设备一般是用来听音乐，看影片，唱唱歌等等，我们的器材对这些需求能够满足吗？Hi-Fi 音响器材和家庭影院用的 AV 设备的具体用途不一样，它们之间的性能指标是有一定差异的，既能满足 Hi-Fi 音乐欣赏，又能满足 AV 发烧的器材恐怕是不容易找到的。这就要求我们在组合搭配视听器材时有一个比较明确的取向，也就是侧重于 Hi-Fi，还是侧重于 AV 欣赏。如果我们选择的 AV 设备具有较高的保真度，那么用它来欣赏音乐也是不错的，而且目前市场上已经有兼顾的 Hi-Fi 与 AV 的视听设备。如果我们已有一套 Hi-Fi 音响器材，只要设备有足够的功率、动态范围，就可以在系统中加入环绕声解码器等设备升级到 Hi-Fi 级的 AV 系统，而且高保真的设备有利于 AV 系统的重放效果。

视听器材搭配(包括声音调校)是音响发烧和 AV 发烧的一个非常重要的内容，随心所欲，不注意各种设备的特性，不讲究方式方法，是不行的。视听器材搭配应讲究科学，做到“科学发烧”，即是在有限的经济能力下，追求尽可能高的 Hi-Fi 水准和尽可能合理的价格，取得最高的性能价格比。

要想科学合理地进行视听器材的组合，首先要弄清楚一个高保真的 AV 系统应包括哪

些方面以及各个方面在系统中占的比重和相互之间的关系。一套 AV 系统简单的说可以分为视频和音频两个部分。视频部分通常是一台大屏幕的彩色电视机，这台电视机本身就要求高保真，其屏幕尺寸应尽量大，图像清晰，色彩还原准确而且平衡。音频部分设备较多，一般有影碟机、激光唱机、Hi-Fi 录像机、卡座、收音调谐器、AV 功放或纯功放、解码器以及音箱等设备。我们可以根据实际需要，对这些设备有所取舍。

AV 系统中音响设备占的比例较大，直接影响到整个 AV 系统的整体效果。可以说音响设备的选配是 AV 系统搭配的主要内容，而影响 AV 系统音响效果有多方面的因素，下机我们做一些简单的介绍。

音响系统的放音效果好坏首先与设备本身的素质密切相关。其次放音效果和听音环境关系密切，再好的音响器材在恶劣的听音环境中也表现不出其优秀的性能。节目软件的选取也是影响 AV 系统整体效果的一个重要方面，没有画面精美、录音优秀的节目软件，整个系统也出不了好的效果。另外，个人的听音喜好，也就是心理因素也要影响到听音的体验和评价。影响系统音响效果的四个方面是：器材、环境、软件和心理因素。也可说这四个方面的因素共同构成了一个 AV 系统，这四个方面对 AV 系统整体效果影响程度的比例大约是：40%、30%、20%、10%。我们要求整个系统主观和客观的和谐，主观是指我们对使用效果感到满意，客观是指系统的性能指标要好。

从以上可以看出，视听器材和视听环境对实际使用效果有较大的影响，听音环境的要求及处理方法前面我们已经做过介绍，下面我们简单介绍有关视听器材搭配和校声的知识。

电视机和影碟机的可选品牌种类很多，介绍它们的文章也很多，我们可以根据情况进行选择。需要注意的是 VCD 机的音质和画质都不很好，只适用于对音质和画质要求不高的场合。目前调频立体声广播的节目十分丰富，而且音质很好，添置一台高灵敏度的收音头，可以作为视听系统的信号源。三磁头的录音机其音质非常好，用金属带翻录的 CD 唱片的节目，主观听感不低于 CD 唱片，只是它的价格较高。

家庭影院用的 AV 功放目前品牌很多，其中不乏注重音质设计的机型，介绍 AV 功放的文章很多，这里我们不做详细介绍。选择 AV 功放时要选经过认证的产品，注意多比较，重音质。

音箱是一个音响系统的喉舌，其它设备性能再好，音箱的素质不行，整体效果就要大打折扣，而且要选一对 Hi-Fi、AV 两相宜的音箱是一件不容易的事。下面我们谈一谈选择音箱应注意的几点。

9.6.1 音箱选择要点

在一个音响系统中，各部分资金占用比例大致是这样的，信号源设备(CD 机)约占 30%，连接用的线材约占 10%，功放和音箱约占 60%。可见音箱在其中的比重，而家庭影院用的音箱其占用资金的比例恐怕会更高，而且选择的难度比 Hi-Fi 音箱更大。家庭影院用的音箱一般为主声道音箱、中间声道音箱、环绕声道音箱、超重低音音箱。下面分别介绍这几只音箱的选择要点。

一、主声道音箱

AV 系统主声道的音箱应具备以下条件:

(1) 在听感上要达到高保真的要求,既要能满足 AV 欣赏,又要兼顾到欣赏音乐的需要。

(2) 具有宽阔平滑的频率响应,不均匀度要小于 $\pm 3\text{dB}$ 。

(3) 具有较大的动态范围和较低的失真。

(4) 瞬态响应要好,中低音要有较好的密度感。实际试听时,音箱的解折力要高,注意气势和速度的表现。

音箱的形式应首选落地式大中型音箱,这样可以在家庭不大的视听室(面积 $\leq 20\text{m}^2$)中可以不用超低音音箱。另外应注意音箱灵敏度不宜过低。如果使用书架式音箱作为 AV 系统的主音箱,则须考虑增加超低音系统,以弥补低音的不足。

二、中间声道音箱

AV 系统的中间声道音箱主要用来表现影片中的语言对白。大约 75% 的声音信息由中间声道播放。要求音箱在 $80\text{Hz} \sim 16000\text{Hz}$ 的频率范围内有平坦的响应。影片中大量的人声和大动态的信号较多,中置音箱在声场定位,提高对白的清晰度上起着至关重要的作用,要求能够承受较大的功率,音色上要 and 主音箱保持一致。选用成品音箱时,应使用和主音箱同一品牌的配套产品。如果自制,则应选择和主音箱扬声器是一个品牌同一系列或音色相近的品种,同时注意该音箱有较好的防磁性能。

三、环绕声道音箱

环绕声道是配合前方声道形成一种逼真的包围声场。杜比定向逻辑环绕声系统要求环绕声道频率范围为 $100\text{Hz} \sim 7000\text{Hz}$,环绕音箱应满足这个要求。选择环绕音箱时应注意其声场的扩散性要好,中高音表现清晰。环绕声道的输出功率较小,注意音箱的灵敏度不宜低于 89dB 。杜比数字环绕声系统, DTS 系统要求环绕声道音箱是全频带的,考虑到日后升级的需要,环绕音箱可以选择频响尽量宽,承受功率大的音箱。考虑到系统整体音色的一致,环绕音箱的音色也应和前方声道音箱的音色相接近。

四、超低音音箱

超重低音功能已经成为家庭影院的一个标准设置,而杜比数字环绕声系统, DTS 系统等也要求使用超重低音系统,我们可以根据实际情况进行选用。

超低音音箱一般是有源型的,应注意其频率范围应是 $30\text{Hz} \sim 180\text{Hz}$,功率不小于 100W ,其截止频率应可以分挡调节,以便和主音箱配合使用。还应注意有源超重低音音箱信号相位可在 0° 和 180° 两挡切换,以便和主声道相匹配。

以上我们介绍了家庭影院用音箱的选择要点,我们在连接功放与音箱时,考虑到高保真欣赏的要求,要求功放音质要好,解晰力强,连接用的线材质量不能太差,否则会对音质造成一定的影响。可以选用国产优质名牌喇叭线和信号线,经验表明,线材纯度越高,听感越好。

9.6.2 音箱的摆放

家庭影院的音箱摆放位置直接影响到音色的平衡度，低频质量、声场的深阔、中频的清晰度及声像定位。

我们一般把主音箱摆放在电视机两侧，中置音箱放在电视机上面或下面，或者用支架架起来摆放。环绕音箱一般装在听音席后方两侧墙壁上或者挂在听音席后面的墙壁上。重低音音箱一般可以放在墙角，这样可以增加大约3dB的声压。图9-90是一典型的音箱摆位图。

当我们坐在听音席上时，主音箱的高音扬声器与我们的双耳平行时，是主音箱较为合适的高度。中置音箱的摆位高度也是如此。环绕音箱应装在比双耳略高的位置上(距地面约1.7m)。环绕音箱用支架架起来摆放在听音席后方，其效果较好，而且调整比挂在墙壁上要方便许多。

下面我们着重介绍主音箱摆位对声音的影响。

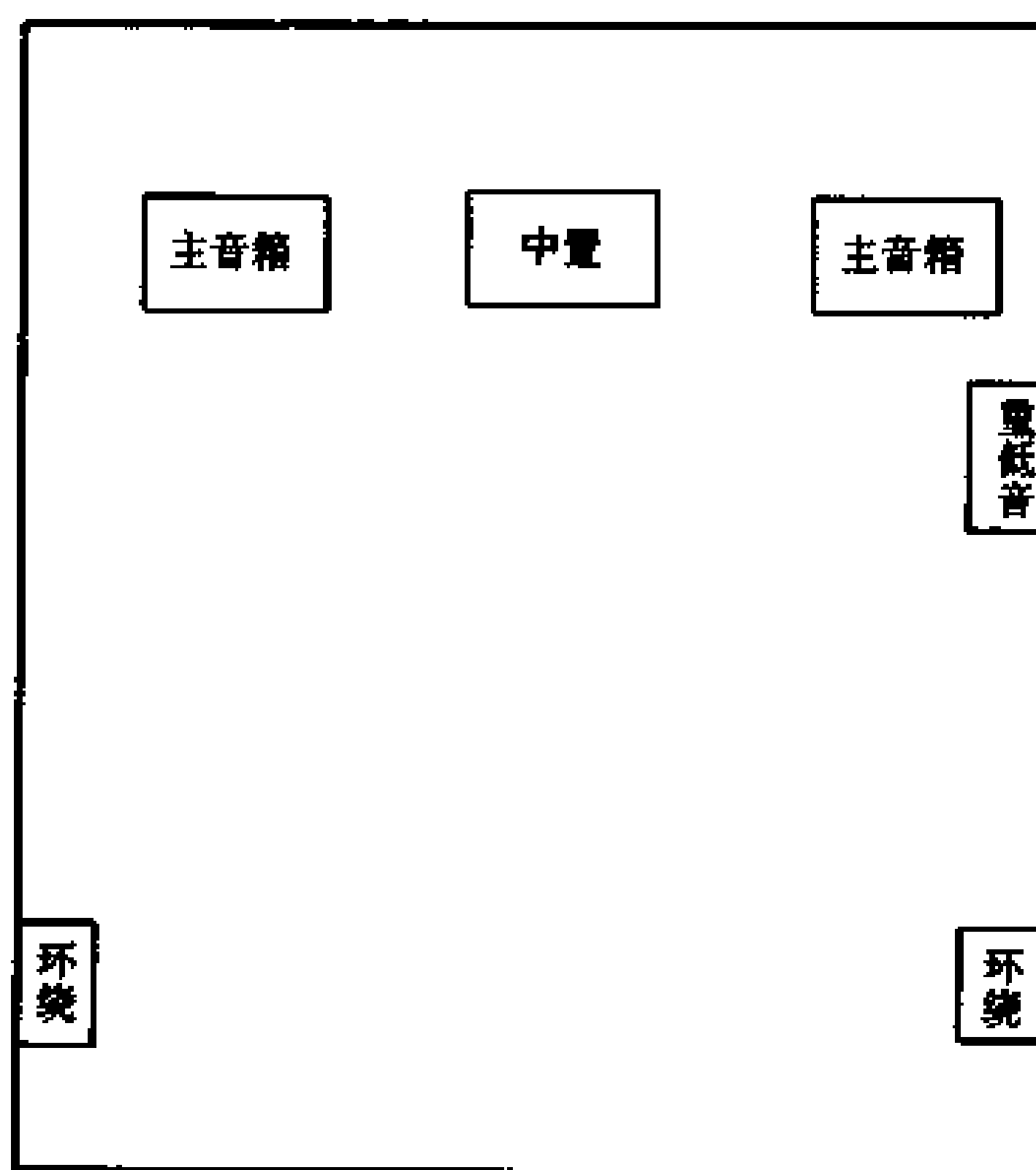


图 9-90 典型的音箱布置

一、音箱与听音位置之间的关系

听音位置与音箱之间的距离应比两个音箱之间的距离大一些，这样的位置上，乐器有结像力而且音质最好。但是两个音箱距离过近时，声场将变得很窄。我们可以用中间定位明确的节目来调节距离，听音位置最好时，中间声像最佳，而且有宽阔的声场。

音箱与听音位置的关系还涉及到房间的因素，离音箱越近，听到的直达声越多，而反射声越少；离音箱越远，声音会更开阔。我们可以仔细调节对比，以获得最佳听音效果。

二、音箱后面的墙壁与音箱之间的关系

音箱后面的墙壁离音箱近一些会加强低音。当音箱靠近墙壁时，低频成分经过墙壁的反射而增强，音箱靠近墙角时，低音最强。我们一般要求音箱离开墙壁一段距离(包括侧面墙壁)摆放，仔细调整位置，使低音量感最佳。

一般来说，音箱离后墙越远，音场越深。我们往往不能把音箱摆在离后墙较远的位置，如果把墙壁做适当的吸音处理，其影响就会减弱。

合理调整音箱与后墙的距离，有助于避免在某个频率上出现驻波。音箱与后墙之间距离为房间长度的三分之一时，可获得最佳的低频响应，如果这样摆放不行，可以试试房间长度五分之一的位置。但这两个位置都可能引起驻波。我们可以用专用测试CD唱片或低音较足的音乐仔细调节音箱的位置，直到听到的低音圆滑，与其它频率比较平衡时为止，此时，中音频段的清晰度也有所改善。调节音箱位置时，最佳听音位置是在房间长度的三

分之二处。

三、音箱摆放的高度对声音的影响

音箱摆放的高度可以影响声音的平衡，主要影响中音和高音。一般要求音箱的高音单元与人耳呈水平直线。或者高音单元中心距地面 1m 左右，这个高度差不多是我们坐在沙发上时，高音单元与双耳呈水平状态。

四、音箱摆放角度对声音的影响

音箱与后墙平行摆放是我们常用的一种摆位，音箱与声场轴线呈一个角度，也就是偏向内侧摆放是另一种摆放位置，其中没有特定的规则，应根据视听环境做必要的调整。音箱的摆放角度会影响到声场结像度，空间感及中高音的量感等。

当音箱与听音者呈三角形时，将听到较多的高音频段的直达声，有时会感到高音过多。如果房间墙壁反射较强，音箱偏向内侧摆放可减少反射声。而减小音箱偏向内侧的角度(加大音箱与声场轴线的角度)则可以听到较多的反射声，获得较好的空间感，声场比较开阔。多数音箱偏向内侧摆放可以改善结像度。但偏向内侧较多时，声场将变窄，高音过多。而平放时，声场开阔，高音圆滑，但结像模糊。我们调节摆放角度时，要根据音箱的特点，房间的情况和个人的喜好仔细调整，要注意两只音箱的摆放角度要一致。

音箱摆位和房间的实际情况密切相关，视听室需要做合理的声学处理。调节音箱摆放位置时，可以使用反射板和扩散板，配合音箱的摆位，精心调整，获得最佳的听音效果。

9.6.3 音箱与功放的配接

在组合搭配音响器材时，要特别注意音箱与功放搭配是否合适，我们主要从四个方面来考虑。

一、功率匹配

为了达到高保真听音的要求，额定功率应根据最佳的声压级来确定。音量小时，我们会感到声音无力，动态小，不丰满，高低音显得不足；音量过大时，声音显得不柔和，失真明显增大；音量合适时，声音自然、清晰、圆滑，丰满有力。一般我们要求听音位置最佳声压级是 80~85dB (A 计权)，可以根据音箱灵敏度和听音位置到音箱间距离来计算音箱与功放的额定功率。一般要求音箱的额定功率应不低于 4~6W，功放的输出额定功率应等于音箱的额定功率。

二、功率余量的匹配

1. 音箱

为了使音箱在播放节目中出现的突发大动态信号时不致于产生较大的失真或造成单元损坏，一般选取音箱标称额定功率是计算值的三倍。

2. 功放

当一台晶体管功放输出功率达到一定数值后，其失真将急骤升高。实测表明，一台标称功率 100W 的功放，在失真度为 1% 时，其实际输出功率仅为 5W。

因此，对于晶体管功放的储备量的要求是：

专业高保真功放：10 倍；

民用高档功放：6~7 倍；

民用中档功放：3~4 倍。

我们前面介绍过如何根据房间大小、音箱的灵敏度来确定功放的输出功率，其中已考虑到功率余量。

三、阻抗匹配

阻抗匹配是指功放的额定输出阻抗应与音箱的额定阻抗相一致，此时功放处于最佳负载状态，负载上可获得最大不失真功率。如果音箱的额定阻抗大于功放的额定输出阻抗，功放的实际输出功率将会小于额定输出功率。如果音箱的额定阻抗小于功放的额定输出阻抗，功放的实际输出功率虽有所增加，但是功放有过载的危险。

四、阻尼系数的匹配

功放的阻尼系数定义为：功放额定输出阻抗(音箱额定阻抗)/功放输出内阻，阻尼系数用 K_D 表示。

当功放和音箱连接起来时，功放的输出内阻成为音箱的电阻尼器件， K_D 值便决定了音箱受到的电阻尼量。 K_D 值越大，电阻尼越重。功放的阻尼系数不是越大越好， K_D 值过大，会使音箱的电阻尼过重，将降低其瞬态响应指标。作为家用高保真功放其阻尼系数最低要求为 K_D 值大于或等于 40，电子管功放大于或等于 6。

为保证音箱的稳态特性和瞬态特性，应注意音箱的总 Q 值与功放的阻尼系数的配合，以使系统有一个合适的阻尼状态。当欠阻尼时，会感到声场混乱，扬声器有控制不住的感觉。其中还需考虑到连接功放与音箱的线材，要求线材的等效阻抗足够小，小到与音箱额定阻抗相比可以忽略不计。线材的等效阻抗将影响到系统的阻尼状态。不同的线材有不同的阻抗，我们可以利用线材来校声。

以上我们介绍了功放与音箱搭配应考虑四个方面，在实际应用中还应注意器材的音色，音色偏硬、冷的器材应和温暖柔和的设备相搭配，而速度慢的音箱应配合声音速度感快的功放，做到冷暖相宜，软硬适中，整个系统呈中性的音色，协调而平衡。

9.6.4 介绍一套高性价比的影音组合

此套影音组合兼顾 Hi-Fi 与 AV，总投资约 1.6 万元，器材搭配如下。

电视机：长虹 G2966 (约 5800 元)；

影碟机：松下 A-350 全区型 DVD 机(约 3700 元)；

AV 功放：索普 SSP-966AX/SB-966 (约 1980 元)；

音箱：惠威“SWANS3.1”套装音箱(约 3900 元)。

一、器材介绍

1. 长虹 G2966 型彩电

该产品采用超平面晶码显像管，具有防眩光，防静电性能，运用数字化图像处理技术提高画质。采用超级飞扬扬声器系统等，其图像音质俱佳。

2. 松下 A-350 全区型 DVD 机

该机是松下公司推出的第二代 DVD 机，它使用双聚焦 DVD 光头，10bit/27MHz 的图像处理器，支持 24bit/96kHz 的音频格式，具有 RGB 输出端子，内置数字杜比解码器。该机无卡拉 OK 功能。如果需要卡拉 OK 功能，可添置一台卡拉 OK 机。

3. 索普 SSP-966AX / SB-966AV 功放

这是一款具有发烧气息的前后级分体式 AV 功放。前级型号为 SSP-966AX，是一台纯杜比定向逻辑解码器，具有多组音视频输入端子，其中有三组 S 输入端子和一组 S 输出端子。

SR-966 是一款五声道功放，五个声道在 8Ω 的额定负载下输出 120W 的功率，符合杜比数字环绕声系统的要求。它具有一组杜比数字环绕声信号输入端子，可直接连接具有杜比数字解码的 DVD 机。该机用料实在，音质音色较好。

4. 惠威“SWANS3.1”家庭影院音箱

此套音箱由二只落地式主箱，一只中置箱和两只环绕箱组成。主音箱与中置音箱使用相同的喇叭单元，由一只 RIC 高音单元和两只 F₅ 中低音单元组成，可以保证前方三声道音色一致。全套五只音箱均采用全频带设计，能满足杜比数字环绕声的要求。惠威的产品一向注重 Hi-Fi，此套音箱也不例外。

二、听音评价

此套影音组合画质很好，声音丰满，细腻，低音有力，带式高音 RIC 表现十分出色。试听 AV 效果时，感到声场饱满，环绕声效果明显。由于主音箱使用低音单元口径较小，低音下潜不深，可以使用超低音音箱。

以上我们简单介绍了视听器材的组合搭配。视听器材的组合搭配是一项复杂而困难的工作，涉及到许多方面，我们在选择器材时一定要多听，多看，多比较，合理地组合调整，组建家庭影院。在选择器材时，我们可以请教有经验的人，可以多看一些有关的文章，科学地选择器材，科学地组合搭配影音器材。

[G e n e r a l I n f o r m a t i o n]

书名 = 无线电爱好者丛书精品系列 高保真音响电路与家庭影院音响系统

作者 = B E X P

S S 号 =

加密地址 =

页数 = 6 3 9

下载位置 = <http://202.118.180.121/ebook/sjy01/disknau/nau59/12/!00001.pdg>