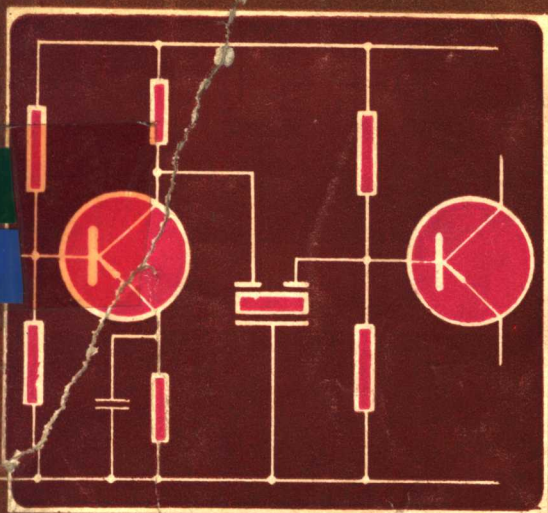


晶体管接收机电路的原理与设计

丁钟琦 龚宪章 林定海 编著



科学出版社

晶体管接收机电路的 原理与设计

丁钟琦 龚宪章 林定海 编著

科学出版社

1982

内 容 简 介

本书讨论超外差晶体管接收机的原理与设计。

全书共分九章,对超外差接收机的输入电路、高频放大器、变频器、振荡器、中频放大器、检波器、鉴频器、统一调谐电路、自动增益控制电路、频率稳定、波段划分等的原理、计算与实际电路均作了较详细的讨论。对调幅、调频信号的性质作了简要介绍。对接收机的噪声与整机设计的讨论也比较详细。各章均有习题及例题。全书叙述力求深入浅出,易于自学。

本书可作大专院校无线电专业的教学参考书,亦可供有关工程技术人员参考。

晶体管接收机电路的原理与设计

丁钟琦 龚宪章 林定海 编著

责任编辑 张建荣

科学出版社出版

北京朝阳门内大街 137 号

中国科学院印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

*

1982 年 3 月第 一 版 开本: 787×1092 1/32

1982 年 3 月第一次印刷 印张: 20 1/4

印数: 0001—26,400 字数: 465,000

统一书号: 15031·386

本社书号: 2476·15—7

定 价: 3.10 元

前 言

为了教学工作的需要,我们从1975年起即着手编写包括广播、通信、电视、雷达四种接收机的《晶体管接收机电路的原理与设计》讲义。1976年,在科学出版社编辑同志的热情支持与协助下,我们到有关工厂、院校广泛征求意见,然后在此基础上对原讲义进行修改、补充,完成此书。

本书在分析晶体管接收机电路时,注意尽可能与电子管接收机电路的分析方法统一起来,这样有助于读者阅读电子管接收机方面的文献,分析电子管接收机电路。为了加强科学的严密性,便于自学,对书中公式一般均进行了推证,个别公式的推证超出本书范围时,亦列出了参考文献。此外,书中还有定稿者的若干研究成果。

本书从实用角度出发,着重推导工程计算公式,对接收机各单元电路及整机均给出了详细的计算步骤。这些计算方法比较简洁实用。

已故的冯秉铨教授非常关心本书的编写,他曾在百忙中挤出时间审阅全稿,我们对他表示深切的怀念。北京无线电厂俞锡良同志对本书提出了很多宝贵意见,在编写过程中曾大力支援我们。南京工学院、北京工业学院、上海市业余工业大学、天津712厂、上海无线电二厂、韶山电视机厂、湖南广播设备厂等兄弟单位的许多同志给予我们很多支持和帮助。此外,我校无线电教研室伍远生副教授等曾参加本书的讨论,并提出许多宝贵意见。在此谨向他们致以衷心的感谢。

本书主要由丁钟琦同志执笔,龚宪章同志参加编写,林定

海同志也参加了本书的讨论和修改，最后由上述三同志共同审阅，并由丁钟琦同志定稿。

限于我们的业务水平，本书定有不少错误和不妥之处，望读者不吝批评指正。

编著者于湖南大学

1980年1月

目 录

绪论	1
第一节 信号的无线电传输	1
第二节 无线电接收机的主要指标	6
第三节 超外差接收机	12
第四节 接收机类别	16
习题	18
第一章 输入电路	19
第一节 概述	19
第二节 接收天线	22
第三节 磁性天线输入电路的分析	28
第四节 用拉杆天线或外接天线的输入电路的分析	32
第五节 超短波接收机及短波通信接收机输入电路的分析	44
第六节 回路元件的计算	55
第七节 波段划分	58
第八节 输入电路的计算	61
第九节 输入电路实例	74
习题	81
第二章 噪声(干扰)	83
第一节 脉冲干扰	83
第二节 起伏干扰	91
第三节 噪声系数	101
第四节 实际灵敏度与噪声系数的关系	108
习题	111
第三章 高频放大器	112
第一节 高放的作用、类型及对它的要求	112

第二节	晶体管的高频运用	122
第三节	高频放大器的分析	142
第四节	高频放大器的稳定性	151
第五节	高频放大器的失真	158
第六节	晶体管放大器的噪声	171
第七节	场效应晶体管 (FET) 放大器	182
第八节	超短波放大器	189
第九节	电子调谐放大器	193
第十节	高频放大器的计算	199
第十一节	高频放大器实例	206
附录 1	β , g_m 与 f 的关系	210
附录 2	调谐放大器的稳定增益	212
附录 3	共源放大器的噪声系数公式的推导	223
	习题	225
第四章	中频放大器	226
第一节	中放的作用、类型及对它的要求	226
第二节	双回路放大器	231
第三节	不对称双回路放大器	246
第四节	参差调谐放大器	252
第五节	多级放大器	259
第六节	集中选择性放大器	266
第七节	中频放大器的通频带控制	278
第八节	中频放大器的计算	282
第九节	中放实例	292
附录 1	电容耦合双回路放大器的增益公式	300
附录 2	多级放大器中各级通频带相等时 $K_{0\pi}$ 最大的证明	306
附录 3	吸收电路(陷波器)	307
	习题	316
第五章	振幅检波	318
第一节	检波器的组成部分和对它的要求	318

第二节	二极管检波的物理过程——图解法	323
第三节	二极管小信号检波	329
第四节	二极管大信号检波	332
第五节	二极管检波器的计算	348
第六节	其他检波电路	352
第七节	差拍检波	359
第八节	检波时的阻塞	365
第九节	单边带信号的检波	368
第十节	自动增益控制 (AGC)	376
第十一节	自动增益控制的计算	385
第十二节	检波及自动增益控制电路实例	390
附录	电视接收机的自动增益控制	394
	习题	398
第六章	频率检波器	400
第一节	限幅器	401
第二节	普通鉴频器	412
第三节	比例鉴频器	427
第四节	相位检波器	441
第五节	锁相环原理	446
第六节	锁相鉴频	448
第七节	接收调频信号时的失真	452
附录 1	鉴频特性方程推导	458
附录 2	调频与调幅的比较	461
	习题	464
第七章	变频	465
第一节	概述	465
第二节	晶体三极管变频	467
第三节	变频器的非线性失真	481
第四节	变频器工作状态的选择	486
第五节	场效应晶体管变频	491

第六节	大信号变频	496
第七节	变频器的噪声	500
第八节	变频器的计算	507
第九节	统一调谐	511
第十节	变频电路	523
附录	倒易混频	528
	习题	529
第八章	振荡	531
第一节	振荡的基本原理	531
第二节	三种基本振荡电路	533
第三节	振荡器的振幅和频率的稳定	541
第四节	自动频率微调	551
第五节	频率合成	554
第六节	振荡电路实例	566
第七节	振荡器的计算	574
	习题	580
第九章	整机设计	581
第一节	主要接收机分论	581
第二节	整机频带计算	597
第三节	整机增益计算及分配	600
第四节	设计接收机的一般考虑	605
第五节	收音机、收信机的初步计算	608
第六节	电视接收机的初步计算	628
参考文献		636
主要符号表		638

绪 论

第一节 信号的无线电传输

在现代无线电技术中,不论是无线电广播、通信、电视或雷达……,都是利用发射机、接收机、天线以及无线电波来传输信号的,其过程如图 1 所示。被传输的低频信号¹⁾(如语言、

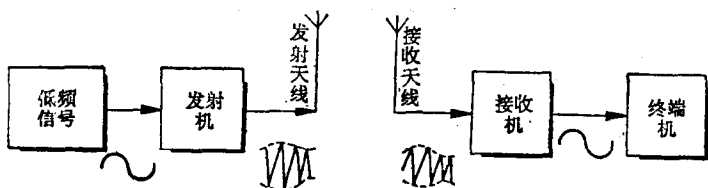


图 1 信号的无线电传输过程

音乐等)对发射机中的高频振荡进行调制²⁾,使高频振荡的某一参数(例如振幅或频率)随低频信号而改变。然后将此携带低频信号的已调高频振荡加到发射天线上,天线便向周围空间辐射电磁波。此已调电磁波向远方传播,被接收天线接收后,便感应出已调电势信号。接收机再对它进行一些变换,即可由此已调信号中取出低频信号以推动终端机(如耳机、扬声器等)。这样就完成了信号的传输。这里,被传送的低频信号称为调制信号,调制前的高频振荡称为载波(因为它起运载低

1) 被传输的信号可为低频(音频)或视频信号,但本书每并不提,而常以低频信号作为代表。

2) 关于调制理论,详见参考文献[1]。

频信号的作用),其频率称为载频。

因接收机是在已调振荡信号的作用下工作的,故有必要介绍一下已调信号的特性。

按照调制信号控制高频振荡的振幅或频率,称为调幅或调频¹⁾;而被调后的高频振荡称为已调幅信号或已调频信号。下面介绍这两种已调信号的特性。

一、调幅信号

未调制时,设高频振荡电压为时间 t 的余弦函数

$$u(t) = U_m \cos \omega t \quad (1)$$

式中 ω 为载波角频率, U_m 为其振幅,两者都是与时间无关的常数。

若有一角频率为 Ω 的低频信号对 $u(t)$ 进行调幅,则 ω 不变,而 U_m 则正比于低频信号而变化,此时 $u(t)$ 变为

$$u(t) = (U_{Tm} + U_{\Omega m} \cos \Omega t) \cos \omega t \quad (2)$$

式中 U_{Tm} 是载波幅度, $U_{\Omega m}$ 是调制后的振幅 $U_m(t) = U_{Tm} + U_{\Omega m} \cos \Omega t$ 以低频变化的幅度(见图 2²⁾),称为包络的幅度。

式(2)可写为

$$u(t) = U_{Tm}(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t \quad (3)$$

式中 $m = \frac{U_{\Omega m}}{U_{Tm}}$ 称为调幅度,它表征调幅的深度,其最大值为1。

将式(3)展开并利用积变和差的三角公式可得

$$\begin{aligned} u(t) = & U_{Tm} \cos \omega t + \frac{1}{2} m U_{Tm} \cos (\omega + \Omega) t \\ & + \frac{1}{2} m U_{Tm} \cos (\omega - \Omega) t \end{aligned} \quad (4)$$

1) 这是常用的两种调制方式,至于其他调制方式,可参考文献[1]。

2) 图2中 $d(t) = D_m \cos \Omega t$ 为低频调制信号。

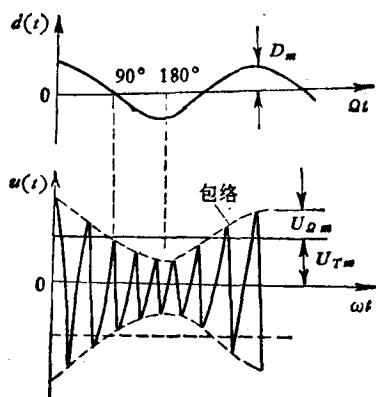


图2 调制信号及已调信号波形

由此可见，调幅波是三个余弦波之和：载波(f)分量、上边频 $f + F$ 分量和下边频 $f - F$ 分量。这里

$$f = \frac{\omega}{2\pi}$$

$$F = \frac{\Omega}{2\pi}$$

分别为载频及调制频率。

由式(4)可作出调幅信号的频谱如图3所示。由图可见，

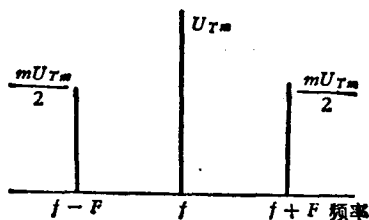


图3 调幅波的频谱图

调幅波三个分量的总频谱宽度为调制频率的二倍，此宽度称

为信号频带,用 B_s 表示:

$$B_s = 2F_{\max} \quad (5)$$

当接收机接收调幅波时,接收机的频带不可小于 B_s , 否则产生失真。

二、调频信号

当用低频信号对载波进行调频时,式(1)中的 U_m 不变, ω 则正比于低频信号而变化

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega_m \cos \Omega t \quad (6)$$

式中 ω_0 是未调制时的载波角频率,亦称中心角频率; $\Delta\omega$ 是调频时角频变化的幅度,亦称最大角频偏移。

相位 φ 与 ω 有以下关系:

$$\varphi = \int_0^t \omega dt \quad (7)$$

将式(6)代入式(7),积分后得

$$\varphi = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \sin \Omega t \quad (8)$$

由此可见,调频时相位亦受调制;反之,相位被调制时,频率亦受调制,调频与调相是不可分割的。

式(8)中 $\frac{\Delta\omega_m}{\Omega}$ 的因次为相位,它是调频时相位变化的幅度,用 φ_m 表示,称为调制指数。

$$\varphi_m = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} = \frac{\Delta f_m}{F} \quad (9)$$

式中 $\Delta f_m = \frac{\Delta\omega_m}{2\pi}$ 为最大频偏。

1) 实际信号如语言、音乐等包含很多频率: $F_1, F_2, \dots, F_n$, 此时调幅信号的边频有 $f \pm F_1, f \pm F_2, \dots, f \pm F_n$, 上下边频变为上下边带,而 B_s 由最高调制频率 $F_{\max}$ 决定,即 $B_s = 2F_{\max}$ 。

在 F 相同时, φ_m 越大, 则最大频偏 Δf_m 也越大, 故 φ_m 可表征调制的深度。

由式 (8), (9) 可得

$$u(t) = U_m \cos \varphi = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_m \sin \Omega t) \quad (10)$$

将 $\cos(\omega_0 t + \varphi_m \sin \Omega t)$ 展开为贝塞尔函数的级数^[2], 式 (10) 变为

$$u(t) = U_m [J_0(\varphi_m) \cos \omega_0 t + J_1(\varphi_m) \cos(\omega_0 + \Omega)t - J_1(\varphi_m) \cos(\omega_0 - \Omega)t + \dots] \quad (11)$$

式中 $J_0(\varphi_m)$, $J_1(\varphi_m)$, $\dots$ 为参数 φ_m 的零阶, 1 阶, $\dots$ 贝塞尔函数。阶数 n 越高, $J_n(\varphi_m)$ 越小。

由式 (11) 可绘出调频波的频谱如图 4 所示。由图可见, 调频波包含无限多个分量: 载波分量及上下边频分量 $f_0 \pm nF$ ($n = 1, 2, \dots$); 而且 n 愈大, 边频分量的幅度越小。

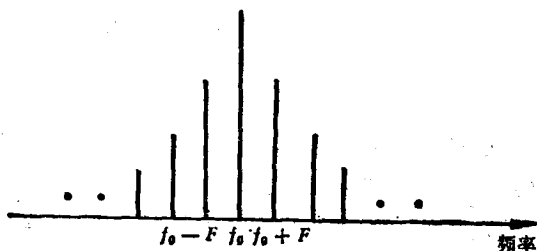


图 4 调频波的频谱图

当接收或发射调频信号时, 严格说, 接收或发射机的频带要无限宽才能通过调频信号的全部分量, 但这是不现实的, 在 $\varphi_m \ll 1$ 的情况下, 可取接收机的频带为 $2F$; 在 $\varphi_m > 1$ 的情况下, B_s 为^[3]

$$B_s = 2(\varphi_m + 1)F \quad (12)$$

而较准确的公式为^[3]

$$B_s = 2(\varphi_m + 3)F \quad (13)$$

接收机的频带不可小于 B_s 。

由此可见, φ_m 越大, 则频带越宽, 故 φ_m 不可太大; 但另一方面, φ_m 越大, 则抗干扰性越好(见第六章), 故 φ_m 也不宜太小, 一般取 $\varphi_m = 4-6$ 。

第二节 无线电接收机的主要指标

一部接收机的好坏是用所谓技术指标来衡量的。不同类型的接收机, 其指标不完全相同, 但各种接收机都有以下一些主要共同指标:

1. 灵敏度

一部接收机若能接收很微弱的信号, 我们就说它的灵敏度高, 反之就说它的灵敏度低。灵敏度是用来说明接收机接收微弱信号的能力的。

当接收机正常工作(例如输出功率达到终端机正常工作所要求的数值)时天线上所必需感应的最小信号(场强、电势或功率)称为接收机的灵敏度。

要想灵敏度高, 则接收机的放大量要大, 因终端输出功率一定时, 放大量越大, 天线上所需要的信号就越小, 灵敏度也就越高。然而当接收机内部噪声很大时, 尽管接收机的放大量很大, 把信号放大很多倍, 但是内部噪声也一道被放大; 若天线上的信号太小, 则输出“信号噪声比”较低, 噪声可能淹没信号, 而使接收机不能正常工作。为了使接收机正常工作, 输出信噪比必须大于一定值。因此接收机正常工作包含两个方面: 1) 输出功率达到一定要求; 2) 输出信噪比达到一定要求。与此相应, 灵敏度也有两种。当接收机的内部噪声影响

不大时,输出端只要有额定功率¹⁾,终端机即可正常工作,这时天线上的最小信号叫额定灵敏度或绝对灵敏度。当接收机内部噪声的影响很大时,输出信噪比要达到一定值时接收机才能正常工作,在此情况下,天线上的最小信号称为实际灵敏度或相对灵敏度。

2. 选择性

接收机要把混有许多干扰的有用信号选择出来,这种削弱干扰、选择有用信号的能力称为接收机的选择性。

接收机选择信号是用谐振回路来实现的,选择性的优劣则用谐振曲线来衡量。因此,有必要回顾一下接收技术中常用的串联谐振与并联谐振。

由电工学知道,串联谐振回路中的电流谐振曲线为

$$A = \left| \frac{i}{i_0} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + X_r^2}} \quad (14)$$

式中 i 是任意频率 f 时的回路电流, i_0 是谐振时的电流, X_r 为广义失谐

$$X_r = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{r} \quad (15)$$

$$= Q_L \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \quad (16)$$

这里 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 为谐振频率;

$Q_L = \frac{2\pi f_0 L}{r}$ 为等效或有载品质因数;

1) 额定功率系指给定非线性失真情况下,电位器均放在最大位置时接收机的最大输出功率。

r 是回路电感本身的损耗电阻以及信号源内阻、负载引入电阻之和。

式 (16) 是一般公式。当 f_0/f 为 0.9—1.1 时, 意味着 f 与 f_0 相近, 失谐 $\Delta f = f - f_0$ 不大, 此时 X_r 可以简化为

$$X_r = Q_L \frac{2\Delta f}{f_0} \quad (17)$$

将式 (14) 绘出, 便得谐振曲线如图 5 所示。

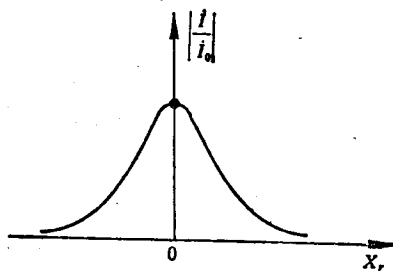


图 5 电流谐振曲线

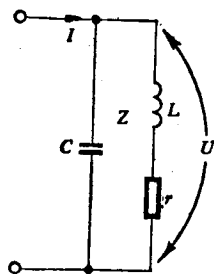


图 6 并联谐振回路

串联回路电容上的电压 U_c 与电感上的电压 U_L 的谐振曲线亦近似为

$$A = \left| \frac{\dot{U}_c}{\dot{U}_{c0}} \right| = \left| \frac{\dot{U}_L}{\dot{U}_{L0}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + X_r^2}} \quad (18)$$

谐振曲线的横坐标 X_r 可用 Δf , $\Delta\omega$ 或 f 代替, 因为它们之间是近似正比关系; 而纵坐标可用 $|I/I_0|$, $|\dot{U}_c/\dot{U}_{c0}|$, $|\dot{U}_L/\dot{U}_{L0}|$, 亦可用 $|I|$, $|\dot{U}_c|$, $|\dot{U}_L|$, 因为其间亦只差一常数比值。

图 6 所示的 LC 并联回路于任意频率时的阻抗为

$$Z = \frac{R_0}{1 + jX_r} \quad (19)$$

式中
$$X_r = Q_0 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right);$$