微波中继通信电子电路

第　二　册

北京邮电学院微波专业教学組

1975年5月

目　录

第三篇　微波振荡源（固态源）……（1）
前言……（1）
第一章　非线性谐振放大器……（2）
§1.1　非线性谐振放大器的工作原理……（3）
1.　电路简介及电流电压波形……（3）
2.　能量转换的物理过程……（3）
§1.2　非线性谐振放大器的分析方法……（5）
1.　折线法及晶体管特性曲线的理想化……（5）
2.　集电极电流的动态特性……（7）
§1.3　非线性谐振放大器的计算方法……（12）
1.　集电极电流脉冲的分解……（13）
2.　输出功率与效率……（15）
3.　输入电导与增益……（19）
§1.4　晶体管工作于高频大信号时的特点……（21）
1.　高频效应……（22）
2.　高频情况下非线性过程的特点……（23）
§1.5　偏置电路……（25）
§1.6　耦合电路……（28）
1.　对非线性谐振放大器耦合电路的要求……（28）
2.　简单的耦合电路……（29）
3.　多回路耦合电路……（31）
4.　简单的阻抗变换网络……（32）
5.　激励功率的自动调整……（34）
§1.7　实际的耦合电路……（36）
§1.8　非线性谐振放大式倍频器……（37）
第二章　正弦波振荡器……（41）
§2.1　自激振荡器的基本原理……（41）
§2.2　*LC* 振荡器的工作原理……（43）
1.　电路说明……（43）
2.　振荡的建立与稳定……（44）
§2.3　自激振荡器的起振条件的计算方法……（47）
§2.4　振荡器的振幅稳定与频率稳定……（54）
1.　振幅稳定……（54）

2. 频率稳定……(57)
3. 振幅与频率不稳定的原因及其稳定方法……(58)
§2.5 *LC* 振荡器的电路形式……(60)
1. 电感反馈式振荡电路……(60)
2. 变压器耦合反馈式振荡电路……(62)
3. 振荡电路的构成法则……(62)
4. 三种基本振荡电路的比较……(65)
§2.6 晶体振荡器……(66)
1. 石英晶体的物理性质……(66)
2. 石英晶体的等效电路和参数……(67)
3. 晶体振荡器的电路……(69)
附录 计及谐振回路损耗时，回路自然谐振频率的推导……(72)
第三章 变容管倍频器……(74)
§3.1 变容二极管……(74)
§3.2 非线性电容倍频原理……(75)
§3.3 变容管倍频器的电路及工作原理……(77)
1. 电路简介……(77)
2. 自偏压……(78)
3. 倍频的物理过程……(79)
4. 空闲回路的工作原理……(81)
5. 变容管倍频器的电路型式……(82)
§3.4 变容管电路参数与倍频器指标间的关系……(82)
第四章 微波振荡源电路介绍……(84)
§4.1 发信固态源电路简介……(84)
§4.2 收信固态源电路简介……(85)
第五章 锁相固态源……(87)
§5.1 晶振一倍频控制的开环锁相固态源……(87)
§5.2 晶振控制的闭环锁相固态源……(88)
1. 晶振一倍频控制的闭环锁相系统……(88)
2. 晶振控制的分频闭环锁相系统……(88)
3. 晶振控制脉冲取样式闭环锁相系统……(88)
第四篇 调制器与解调器……(90)
前言……(90)
第一章 调幅波的解调——检波器……(91)
§1.1 检波的工作原理……(91)
§1.2 检波器的失真……(94)
1. 由二极管伏安特性引起的非线性失真……(94)
2. 二极管导通电压引起的失真……(95)
3. 检波负载电容引起的失真……(96)

4. 耦合电容引起的失真……(98)
§1.3 检波器的电压传输系数……(101)
§1.4 检波器的输入阻抗……(103)
1. 接于谐振回路输出端的检波器……(103)
2. 检波器作为非谐振电路的负载……(104)
第二章 调幅器——振幅调制……(107)
§2.1 发射结控制调幅器……(107)
1. 电路说明……(107)
2. 调幅工作原理……(108)
3. 晶体管激励电压与偏压的选择……(108)
4. 对激励信号源的要求……(112)
5. 发射结的自生反偏压……(113)
6. 对输出振荡回路的要求……(114)
§2.2 集电结控制调幅……(114)
1. 电路说明……(114)
2. 调幅工作原理……(115)
3. 晶体管工作状态的调整……(116)
4. 自偏压的采用……(118)
5. 对激励信号源的要求……(119)
第三章 混频器……(120)
§3.1 混频器工作原理……(120)
1. 产生差频的图解……(120)
2. 非线性过程产生新频率……(121)
§3.2 变频器……(125)
§3.3 混频器晶体管的Y参数等效电路……(126)
§3.4 关于非线性电路变换信号频谱的概念……(128)
第四章 调频器……(130)
§4.1 调频的基本原理和方法……(130)
§4.2 变容二极管调频器……(130)
1. 变容二极管接入振荡回路实现调频的原理……(131)
2. 变容二极管调频器获得线性调制的条件……(132)
3. 控制回路总电容—电压 $C\sim v$ 曲线的方法……(134)
4. 调频器电路……(139)
§4.3 调制灵敏度……(140)
§4.4 变容二极管调频器的估算方法……(141)
第五章 调频波的解调——频率检波器……(145)
§5.1 鉴频器的基本工作原理……(145)
§5.2 单失谐回路斜率鉴频器……(147)
1. 电路工作原理……(147)

2. 指标分析……(149)
§5.3 双失谐回路斜率鉴频器……(152)
1. 电路工作原理……(152)
2. 指标分析……(155)
3. 鉴频特性线性的改善……(157)
4. 关于回路谐振频率的选择……(159)
5. 双失谐回路鉴频器的估算方法……(159)
§5.4 相位鉴频器……(161)
1. 电路及工作原理……(161)
2. 鉴频特性的计算……(165)
§5.5 比例鉴频器……(166)
1. 电路介绍……(167)
2. 检波部分的工作原理……(168)
附录 双失谐回路鉴频器鉴频特性曲线斜率大于合成谐振曲线斜率的证明……(170)
第六章 调频和调相波信号的分析……(172)
§6.1 调频波和调相波的表示式和基本性质……(172)
1. 调频波和调相波的表示式……(172)
2. 调频波和调相波的基本性质……(174)
§6.2 调频波和调相波的频谱、频带宽度以及能量关系……(175)
1. 频谱……(175)
2. 频带宽度……(179)
3. 能量关系……(182)
§6.3 调频波、调相波以及调幅波的比较……(182)
1. 抗干扰性……(182)
2. 占据频宽……(186)
3. 设备的功率利用率……(186)
第七章 调制机架……(188)
§7.1 主要技术指标……(188)
1. 电话调制机架的主要技术指标……(188)
2. 电视调制机架的主要技术指标……(188)
§7.2 发信系统……(189)
1. 基频频谱图……(189)
2. 方框图……(189)
3. 各部件主要性能……(191)
§7.3 收信系统……(199)
1. 方框图……(199)
2. 各部分主要性能……(199)
附录 伴音通道音频放大器的分析……(204)

此为试读，需要完整PDF请访问：www.ertongbook.com

第三篇　微波振荡源(固态源)

前　　言

960路微波中继通信系统是使用4000兆赫左右的微波频率在工作的，其波长为7.5厘米左右。微波接收机是应用了外差式接收原理，经过收信混频器把微波信号差拍成70兆赫的中频信号，然后再进行放大以及其它必要的处理。在微波发信机方面，还需要把70兆赫中频信号经过发信混频器转变到4000兆赫左右，再送到微波天线上去。这就是所谓的中频转接体制。可见，无论在收信或发信方面，都需要提供一个接近于4000兆赫的本地振荡信号，这样才能完成微波中继的任务。本地振荡信号是由微波振荡源产生的，一个称为收信微波振荡源，而另一个称为发信微波振荡源。在微波振荡源中，全部采用晶体管，而没有用上一个电子管，所以又俗称微波固态源，因此，又有收信固态源和发信固态源之称。图3.0.1就表示出微波振荡源在微波收发信系统中的位置。

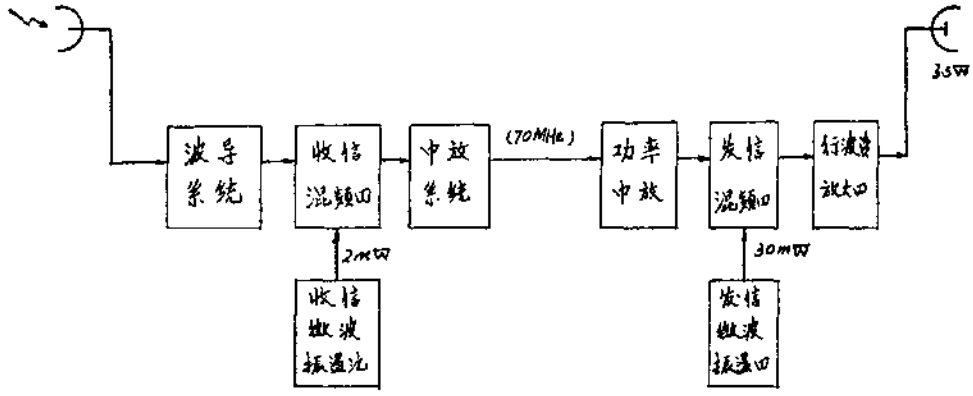

图 3.0.1 微波振荡源所处位置

直接用一种电子器件来产生4000兆赫的微波信号很难使频率稳定度达到技术指标的要求。所以，微波振荡源多采用所谓“晶振一倍频”方案，如图3.0.2所示。

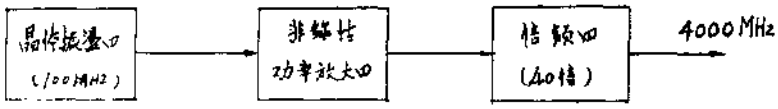

图 3.0.2 微波振荡源组成方案

晶体振荡器有频率很稳定的特点，但是振荡的频率却不够高，目前可以工作于100兆赫左右。可以应用倍频技术把频率成倍地翻上去，这样就能够使4000兆赫信号的频率稳定度

和晶体振荡器差不多。通常，在这么高的频率，倍频器没有功率增益（即功率放大倍数），因此，需要在倍频器之前设置高频功率放大器。

我们在第三章中就要介绍微波振荡源的组成和各个部分的基本原理。在第一章中介绍晶体管非线性谐振放大器，也就是丙类放大器的基本分析方法。第二章介绍晶体管正弦波振荡器的基本原理。第三章介绍倍频器的工作原理。第四章介绍发信和收信固态源的电路。第五章介绍锁相固态源的基本概念。

第一章　非线性谐振放大器

非线性谐振放大器也是一种以谐振回路作为负载的放大电路，它和前面所介绍的调谐放大器的主要区别在于晶体管运用的动态范围比较大得多。前面所介绍的调谐放大器称为线性谐振放大器，晶体管的动态范围限于线性区，即放大区。非线性谐振放大器中的晶体管，其动态范围延伸至非线性区，即进入截止或(和)饱和区。图 3.1.1 用图解说明两种放大器的工作特点，图(*a*)表示线性谐振放大器中晶体管的动态范围，而图(*b*)表示非线性谐振放大器中晶体管的动态范围。

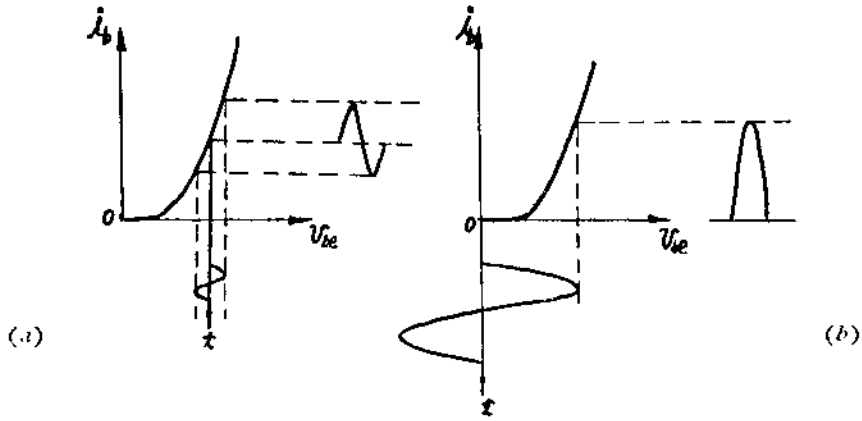

图 3.1.1 线性与非线性谐振放大器工作特点图解

从图 3.1.1 (*b*)中我们可以看到，非线性谐振放大器的输入电压是一个简谐波，而输入电流 i_b 则是一个简谐脉冲，从而使输出电流 i_c 也将是一个简谐脉冲，这就产生了严重的失真。但是这一缺点对谐振放大来说是无关紧要的，因为如果被放大的信号占有较窄的频带，甚至是单一频率的信号（例如微波通信设备中固态源中的放大器就是如此），利用谐振回路具有的选择性，就可以将高次谐波抑制到可允许的程度。

非线性谐振放大器通常工作于功率较大的场合。在大功率级，输出功率成为主要矛盾，功率增益则降为次要的矛盾。通常，放大器的输出功率首先受到晶体管集电极容许损耗功率的限制。为了解决输出功率与集电极容许损耗的矛盾，就把晶体管的工作点降低，以提高集电极功率转换效率 η_c。当集电极功率转换效率提高后，如果采用同一高频功率管并保持集

电极损耗不变，就可以获得较大的交流输出功率。另一方面，在获得相同输出功率的条件下，消耗的直流功率可以小一些，收到省电的效果。这对移动式无线电通信设备的缩小体积与减轻重量，有重要意义。

研究非线性谐振放大器的意义不仅在于它本身能作为高频功率放大用，而且它的工作原理可作为分析其它电路——例如倍频、振荡、调幅的基础。

§1.1 非线性谐振放大器的工作原理

1. 电路简介及电流电压波形

图 3.1.2 给出一个晶体管非线性谐振放大器的原理电路图。为了突出我们所要分析的主要问题——输出功率及效率与工作状况的关系，电路中基极用一个固定的外给偏压 E_b，但实际电路中的偏置并不是固定的，它将随激励信号的大小而变化，这一问题留待后面再作详细的介绍。图中 C_3 和 C_p 是旁路电容。

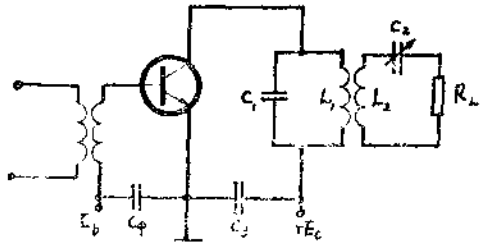

图 3.1.2 非线性谐振放大器原理电路图

图中高频信号的输入和输出都画成互感耦合，这也是为了说明问题的方便，实际的电路还有用其他的耦合方式。不管采用什么耦合方式，它们都具有谐振回路的特性。通常，这些回路都调谐于所需要的工作频率，电路只是对所需的工作频率才具有较大的等效阻抗或传输阻抗。由于这一特点，当晶体管的输入与输出电流为简谐脉冲时，它包含有基波与高次谐波，只要输出和输入回路调谐于基波频率，在分析基波信号的能量关系时，就可以近似地认为晶体管的输入端（基极—发射极之间）和输出端（集电极—发射极之间），只存在有基波频率的交流电压。

图 3.1.3 表示出非线性谐振放大器的电流电压波形图。在图中，只是当输入电压的正半周足够大，其瞬间值超过晶体管的导通电压 V_D 时，即 $v_{be}>V_D$ 时 i_b 和 i_c 才不为零。导通电压 V_D 对锗管约为 0.2 伏，对硅管约为 0.6 伏。

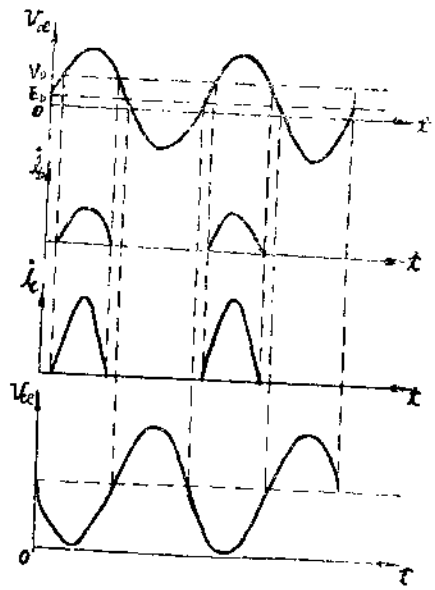

图 3.1.3 非线性谐振放大电流电压波形图

2. 能量转换的物理过程

下面我们来阐明一下直流电能是怎样转换为

高频交流电能的，以及为什么晶体管的电流是脉冲性质，而电压却是单一频率的简谐波。

参看图 3.1.2，当晶体管由截止转入导通后，由于电感 L_1 产生一电势力图阻止电流的变化，电流 i_c 的大部分都流过电容 C_1，电容 C_1 被充电而端电压升高，电源 E_c 给出的能量就贮存于电容 C_1 中。随着时间的增长，电容 C_1 上的电压不断增大，流过电容的电流就逐渐减小，流过电感的电流逐渐增大。当晶体管截止时，电容就对电感放电，维持电感中的电流不致很快减小，于是电场能就转换为磁场能贮存于电感线圈中。电容电感交换能量即激起简谐振荡，其详细过程与我们在第二篇中讲述单振荡回路时所阐明的物理过程相似。由于回路中的电感不可避免地有铜损电阻，电容有漏电导，所以能量要遭受损失，这就使振荡的幅度要衰减下来。但是由于晶体管下一次的继续导通，电源 E_c 又给回路补充能量，于是振荡的幅度又获得增长。如果补充能量超过回路消耗的能量，振幅就将增长起来。但振幅增长后，就会使消耗能量增大，从而使振幅增长速度减慢。当增长到消耗能量等于补充能量时，在回路中就建立起动平衡，这就维持等幅的简谐振荡。显然，负载 R_L 上也就得到等幅的简谐电压。

在输入端，当晶体管导电时，晶体管的基流脉冲是由输入回路中储存的电能和磁能转化而来的，这就是说要从输入回路吸取能量来维持基极电流，这就使得输入回路的振荡幅度减弱。所以，必须依靠前级放大级（称为推动级）和振荡源补充能量，才得以维持等幅振荡。输入端的振荡回路周期性地供给晶体管输入端的能量，并控制晶体管周期性地导电，在输出回路中激起振荡，使集电极电源 E_c 的直流电能转变为高频交流电能。所以有些资料称非线性谐振放大器为“他激振荡器”。

由于回路为高 Q 谐振电路，回路中所消耗掉的能量相对于回路储存能量来说要小得多，因此，电源给放大级输出回路补充的能量和输入回路消耗于晶体管的能量是脉冲式的，但由于它们在整个回路的能量中所占的百分比较小。还由于回路是高 Q 的，谐波电压很小，因而谐波能量就显得更小了。我们只考虑基波能量，导致的误差很小。

当工作频率较高时，晶体管结电容的充放电作用也参与系统的能量交换，这就必须予以考虑。晶体管在大信号激励下工作，其结电容具有非线性特性。当晶体管的结电容和回路电容相比显得小得多时，我们就可以取通过结电容电流的基波分量来考虑，这时晶体管结电容用一个对基波电压电流等效的电容来代替。

本章对非线性谐振放大器所作的分析即建立于上述物理过程的基础上。概括起来可以表述如下：

（1） 回路是高 Q 谐振电路，因此，谐波能量很小，或更广义地说，一切离开谐振频率的信号能量很小；

（2） 电路中的非线性电抗元件（例如晶体管的结电容）所占比例要比线性电抗元件所占的比例小得多；

（3） 基于上述两点，我们将非线性元件——晶体管用一个对基波等效的等效电路来代替，然后再进行电路计算。

这样，我们就能将交流电路的复数运算法推广于非线性电路，这一方法也可运用于调幅、混频、振荡等高 Q 电路。但是，我们要指出，这一方法不可以运用于低 Q 谐振电路以及 RC 或 RL 非线性电路。例如，象微波通信设备中宽中放系统中的限幅放大器，就不能用复数法来计算其频率特性。在那里，电路并非高 Q 电路，而且由于限幅二极管截止时

将电路中存在的电感电容隔离开来，它们之间是不能交换能量的。如果我们象计算线性中放级那样，将同样的方法和公式套上去，那在概念上就是错误的。还应指出，即使是高 Q 电路，如果电感和电容被非线性元件隔离开来，不能交换能量，也不能推广应用复数运算法。

因此，我们运用复数法于非线性电路时，必须牢记其前提，否则，如果滥用这一方法，就会得出错误的结果。

§1.2 非线性谐振放大器的分析方法

为了弄清非线性谐振放大器工作的基本概念，突出主要问题，我们先暂时撇开晶体管的高频效应不予考虑，也就是说不考虑晶体管内部发射结电容和集电结电容的影响。在这一前提下，晶体管各极电流电压的关系，可以由晶体管的静态特性曲线表示出来。我们先利用晶体管的静态特性曲线对放大器的能量关系进行分析与计算，然后再来考虑晶体管的高频效应。最后指出计及晶体管的高频效应时，简化情况所得的各项结果应该作哪些修正。

1. 折线法及晶体管特性曲线的理想化

工作于大信号下的放大器，分析其工作状态和输出功率，采用图解法比较合适。以往分析线性放大器时是从作 $i_c \sim v_{ce}$ 座标系统的负载线入手，在那里，负载线是一条直线。在目前我们要分析的非线性谐振放大器，由于负载是一个谐振回路，其电流和电压的交流分量之间不再是直线关系。因为谐振回路对不同频率的电流分量，呈现不同的阻抗，所以负载线也就不是直线。这样一来，我们就不能从画负载线入手。

从满足工程上所需要的准确度出发，求解基波电流、电压以及功率，我们可以采用一种简便的方法，这就是折线法。折线法的要点是把晶体管的特性曲线理想化，用一系列的折线来表示。在理想化以后的特性曲线中，可以将电流电压间的关系用简单的解析式来表示，利用这些简单的式子，配合理想化特性曲线求解，问题就大大简化。

下面我们结合图 3.1.4 所示的 $3DA21$ 型晶体管的输入特性曲线来说明晶体管特性曲线的理想化方法。

对输入特性曲线来说，当晶体管脱离了饱和区以后，集电极电压改变对电流大小的影响不大，可以近似地认为集电极电压取不同值时，其输入特性重合为一条曲线。我们在分析计算时就取晶体管手册上给出的集电极电压 v_{ce} 不为零的那一条。当通过测试确定时，可取 $v_{ce} \cong 5 \sim 10$ 伏。将该曲线的直线部分延长与 v_{be} 轴相交，如图中虚线所示，并令交点的 v_{be} 值为 V_D，于是我们近似地认为当

$$\left.\begin{array}{l} v_{be} < V_D \text{时，} i_b = 0 , \\ v_{be} > V_D \text{时，} i_b = S_b(v_{be} - V_D) , \end{array}\right\} \qquad (3.1.1)$$

式中 S_b 为虚线的斜率，即 $S_b = \dfrac{\Delta i_b}{\Delta v_{be}}$ 。

图 3.1.4 所示 $3DA21$ 的曲线，$V_D = 0.6V$，按理想化曲线当 $v_{be} = 0.6V$ 时，$i_b = 0$，当 $v_{be} = 0.68V$ 时，$i_b = 7ma$，所以

$$S_b = \frac{7-0}{0.68-0.6} = 88mA/V \quad 。$$

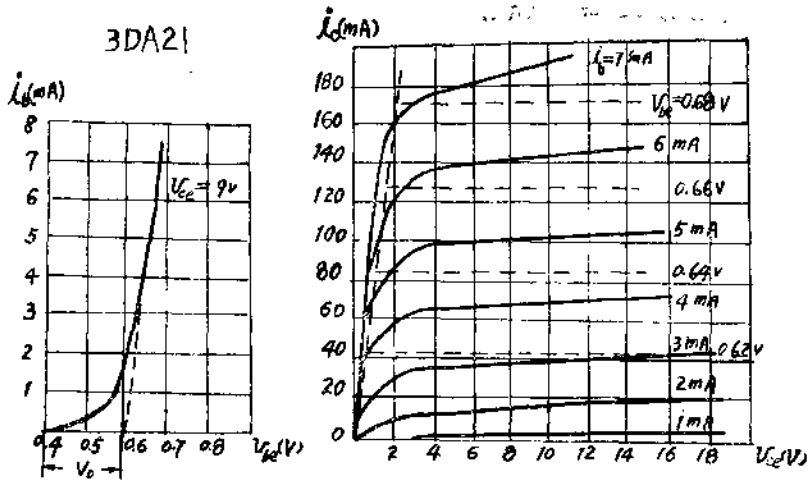

图 3.1.4 3DA21 的静态特性曲线

对输出特性曲线来说，在放大区与饱和区分别采取不同的方法简化。

在饱和区，认为所有特性曲线重合为一条通过原点的斜线，即图中用虚线标示的斜线，这一条斜线称为临界线。临界线的右侧为理想化特性曲线的放大区。

临界线的斜率为 S_K，因此，饱和区集电极电流可用下式表示，即

$$i_c = S_K v_{ce} \quad 。 \tag{3.1.2}$$

对图3.1.4 的 3DA21 型晶体管特性曲线来说，当 $v_{ce}=0$ 时 $i_c=0$，当 $v_{ce}=2V$ 时 $i_c=150\ mA$，所以

$$S_K = \frac{i_c}{v_{ce}} = \frac{150}{2} = 75mA/V \quad 。$$

式(3.1.2)说明，饱和区晶体管的集电极电流仅仅取决于集电极电压而与基极电压无关。

在放大区，我们需要将参变量由 i_b 转换为 v_{be}，因为前面的分析曾指出，输入端只有电压遵循简谐规律变化，取电压为参变量可以用较简单的函数来表示，这就使分析与计算比较方便。将特性曲线理想化的第一步就是变换参变量，变换可按下面介绍的方法进行：根据输入特性曲线，由基极电流运用最大值 i_{bm} 找到相应的基极—发射极电压 v_{bem}，在输出特性曲线族上将相应的 i_{bm} 换成 v_{bem}。然后根据理想化的输入特性曲线，认为 i_b 与 v_{be} 是直线关系，并进一步认为在此范围内 i_c 与 i_b 也是直线关系，即 h_{FE} 是常数，其值为该运用范围内的平均值。同时，还认为集电极电压不改变集电极电流的大小。这样一来，以 v_{be} 为参变量，在放大区的理想化的输出特性曲线族，就是一族间隔均匀并与电压座标轴平行的直线，在图 3.1.4 中也用虚线画出。

放大区 i_c 与 v_{be} 的关系可用下式表示，即

$$i_c = S_c(v_{be} - V_D) \ , \tag{3.1.3}$$

式中 S_c 称为晶体管的跨导（或互导），它的意义是每单位基极电压所能产生的集电极电流。对图 3.1.4 所示的 3DA21 型晶体管特性曲线族来说，$V_D=0.6V$，当 $v_{be}=0.68V$ 时 $i_c=170mA$，所以

$$S_c = \frac{i_c}{v_{be} - V_D} = \frac{170}{0.68 - 0.6} = 2125mA/V \ ,$$

此为试读，需要完整PDF请访问：www.ertongbook.com

式（3.1.3）表明，晶体管在放大区的集电极电流仅仅取决于基极电压，而与集电极电压无关。

在结束关于晶体管静态特性曲线的理想化的讨论时，让我们指出理想化与实际特性曲线二者的重要区别，这对我们了解按理想化特性曲线所得的理论分析结果和实际情况间的误差是有用的。

（1） 在 v_{bc} 靠近 V_D 附近，电流不是尖锐地下降，而是缓慢地截止，在等于 V_D 附近，实际的电流值比理想化的电流值要大。

（2） 对大功率管而言，即使是在放大区，集电极电流也与集电极电压有关，电流愈大时，集电极电压对集电极电流的影响愈大。这一影响是随着集电极电压的增大，集电极电流也增大。

2. 集电极电流的动态特性

动态特性与静态特性的主要区别在于后者是把晶体管输入端或输出端电压一个固定不变另一个变化时电流的变化特性，而前者是两个电压同时变化时电流的变化特性。

在饱和区，理想化的晶体管特性的集电极电流只随集电极电压而变化。因此，$i_c \sim v_{ce}$ 座标系统中的动态特性和静态特性没有区别。在放大区，集电极电流与集电极电压无关，所以 $i_c \sim v_{bc}$ 座标系统中的动态特性与静态特性没有区别。这样一来，我们下面就把注意力集中到求 $i_c \sim v_{ce}$ 座标系统中放大区的动态特性和 $i_c \sim v_{bc}$ 座标系统中饱和区的动态特性就行了。

（1） 求 $i_c \sim v_{ce}$ 座标系统中的集电极电流动态特性 。

求 $i_c \sim v_{ce}$ 座标系统中的动态特性就是求 i_c 怎样随 v_{ce} 而变。已知放大区 i_c 与 v_{bc} 的关系如式（3.1.3），如果能找出 v_{bc} 与 v_{ce} 的关系，并将这一关系代入式(3.1.3)，问题就解决了。

我们假定基极和集电极的直流偏压和交流电压幅度是已知的，于是就有

$$v_{bc} = E_b + V_{bm}\cos\omega t\ , \tag{3.1.4}$$

$$v_{ce} = E_c - V_{cm}\cos\omega t\ 。 \tag{3.1.5}$$

由式(3.1.4)和式(3.1.5)中消去 $\cos\omega t$ 可得

$$v_{bc} = \frac{V_{bm}}{V_{cm}}\ (E_c - v_{ce}) + E_b\ 。 \tag{3.1.6}$$

将式(3.1.6)代入式(3.1.3)就得到放大区的 $i_c \sim v_{ce}$ 座标系统中的动态特性方程为

$$i_c = S_c\left[\frac{V_{bm}}{V_{cm}}(E_c - v_{ce}) + E_b - V_D\right]\ 、$$

经整理后可以写成为

$$i_c = -\ S_c\ \frac{V_{bm}}{V_{cm}}\ v_{ce} + S_c\left[\frac{V_{bm}}{V_{cm}}E_c + E_b - V_D\right]\ 。 \tag{3.1.7}$$

式(3.1.7)表明，在理想化晶体管特性曲线族上，$i_c \sim v_{ce}$ 的动态特性是一直线方程。用两点法可以画出这一直线，我们取以下两点，即令

$$i_c = 0\ ,\ v_{ce} = E_c + \frac{(E_b - V_D)}{V_{bm}}V_{cm}\ ,$$

$$v_{ce}=0\ ,\quad i_c=S_c\left[\frac{V_{bm}}{V_{cm}}E_c+E_b-V_D\right]\ .$$

画出这条直线就如图 3.1.5 所示。

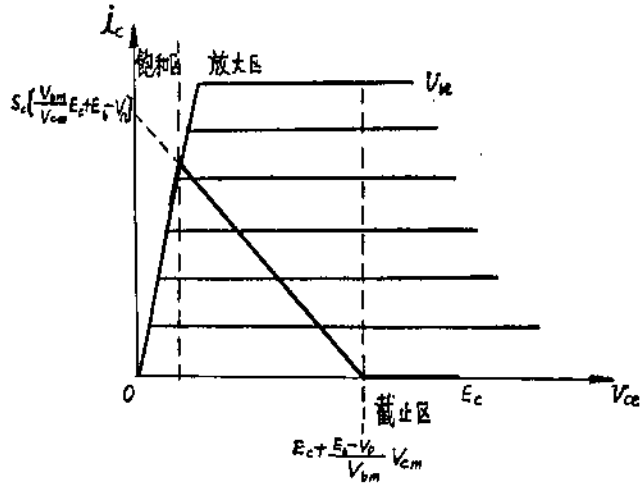

图 3.1.5 $i_c\sim v_{ce}$ 动态特性

必须指出，这一直线只有在放大区才有意义，上端超过与临界线的交点部分和下端低于 v_{ce} 座标轴的部分都没有意义。上端超过与临界线的交点后就进入饱和区，此时，工作点将沿临界线移动，由于这时集电极瞬时电压比放大区的小，所以集电极电流就减小。工作点沿临界线移动的轨迹在图中临界线上用粗黑线画出。下端到达 $i_c=0$ 后就进入截止区，工作点将沿 $i_b=-I_{cb0}$ 那条曲线移动，可以近似地认为沿 v_{ce} 座标轴移动，在图中也用粗黑线画出。

由图中可以看出，理想化特性曲线族上的 $i_c\sim v_{ce}$ 动态特性是一条折线，有两个转折点，一个处于放大区动态特性直线与临界线的交点，它是放大区与饱和区的分界点，而另一个处于放大区动态特性直线与 $i_b=-I_{cb0}$ 线的交点，可以近似地认为是与 v_{ce} 座标轴的交点。需要注意的是这一交点一般地并不是处于 $v_{ce}=E_c$ 的那一点 。

除此之外，放大区动态特性直线的斜率为

$$-\frac{S_cV_{bm}}{V_{cm}}=-\frac{S_cV_{bm}}{I_{c1}}G\ ,$$

式中 G 是集电极的等效谐振电导。一般来说，$\frac{S_cV_{bm}}{I_{c1}}\neq 1$ ，所以放大区 $i_c\sim v_{ce}$ 动态特性直线，即交流负载线斜率的绝对值不等于集电极谐振回路的谐振电导 G。这就是说，交流负载线的斜率不能直接由谐振电导之值画出。这一点是非线性谐振放大器与线性谐振放大器的区别，但是当谐振电导增大时，负载线就要变陡，这又是和一般放大器的共同之点。

（2） 求 $i_c\sim v_{be}$ 座标系统中的集电极电流动态特性 。

$i_c\sim v_{be}$ 座标系统中放大区的动态特性与静态特性相同，现在要求的是饱和区 i_c 与 v_{be} 的关系。仿照前述办法，由式(3.1.4)式(3.1.5)消去 $\cos\omega t$ 可得

$$v_{ce}=E_c-\frac{V_{cm}}{V_{bm}}(v_{be}-E_b)\ 。\tag{3.1.8}$$

将式(3.1.8)代入式(3.1.2)可得

$$i_c = S_K\left[E_c - \frac{V_{cm}}{V_{bm}}(v_{be} - E_b)\right],$$

经整理后可得

$$i_c = -S_K\frac{V_{cm}}{V_{bm}}v_{be} + S_K\left[E_c + \frac{V_{cm}}{V_{bm}}E_b\right]。\qquad(3.1.9)$$

根据式(3.1.9)可以画出饱和区 $i_c \sim v_{be}$ 座标系统中的动态特性如图 3.1.6 所示。这一直线只有在不超过与放大区动态特性直线的交点才有意义，在图中用粗黑线标出。

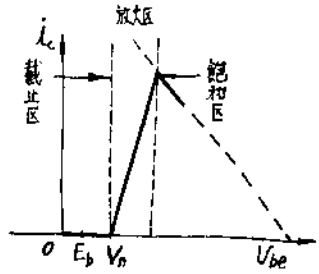

图 3.1.6 $i_c \sim v_{be}$ 动态特性

由图中可见，理想化特性曲线族上的 $i_c \sim v_{be}$ 动态特性也是一条折线，它有两个转折点，一个转折点是放大区与饱和区的分界点，而另一个是放大区与截止区的分界点，后者可以近似地认为处于 $i_c = 0$（严格说应是 $i_c = I_{cb0}$）和 $v_{be} = V_D$ 处。

（3） 电流电压波形

在解决了集电极电流动态特性以后，我们就来考察一下电流电压波形。图 3.1.7 给出一个典型情况下的 v_{be}、i_c、v_{ce} 波形图。

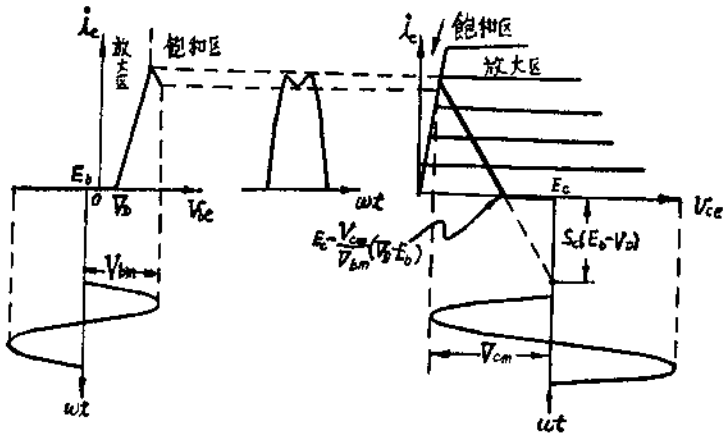

图 3.1.7 电流电压波形图解

由图中可以看出，电压 v_{be} 和 v_{ce} 的波形都是完整的简谐波，而电流 i_c 则是非简谐波。由于动态范围延伸至饱和区，所以集电根电流 i_c 波形的顶部呈现凹下的形状。需要注意的是，这里电流瞬时值和电压瞬时值不是线性关系变化。在放大区，当 i_c 瞬时值增大时，v_{ce} 瞬时值就减小，而进入饱和区，当 i_c 瞬时值减小时，v_{ce} 瞬时值也减小。这一现象是负载为谐振回路的放大器所特有的，当晶体管负载为纯电阻时，i_c 瞬时值的增大总是导致 v_{ce} 瞬时值的减小，而 i_c 瞬时值的减小总是导致 v_{ce} 瞬时值的增大。

图 3.1.7 给出的电流波形，是晶体管的动态范围延伸至饱和区的情况。在非线性谐振放大中称之为过压工作强度（或称过压状态）。对于动态范围离饱和区还有一段距离的情况，称为欠压工作强度（或欠压状态），而当动态范围刚好到达临界线上，则称为临界工作强度

（或称临界状态）。过压工作强度的显著特点是集电极电流波形顶部下凹，谐波分量大，并且由于进入饱和区，基极电流很大。

下面定性地分析一下如何通过调节电路的参数——元件及交直流电压，来控制晶体管在三种不同工作状态之间的转换。了解到这些概念以后，可以帮助我们在实际调机时，能极据理论原则进行调整以减少盲目性。

① 可以变化激励电压来改变工作状态。当基极激励电压幅度由小到大时，工作强度由欠压向过压过渡，可参看图 3.1.8 的示意图。

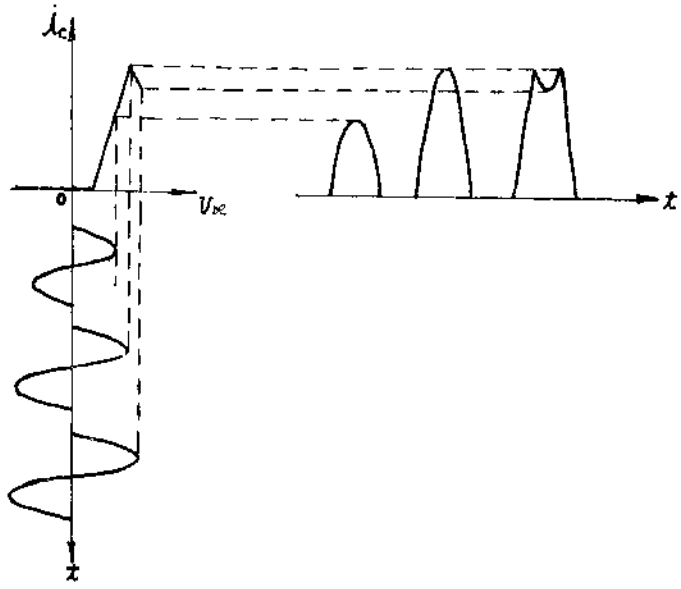

图 3.1.8 激励电压变化时，晶体管工作强度的变化

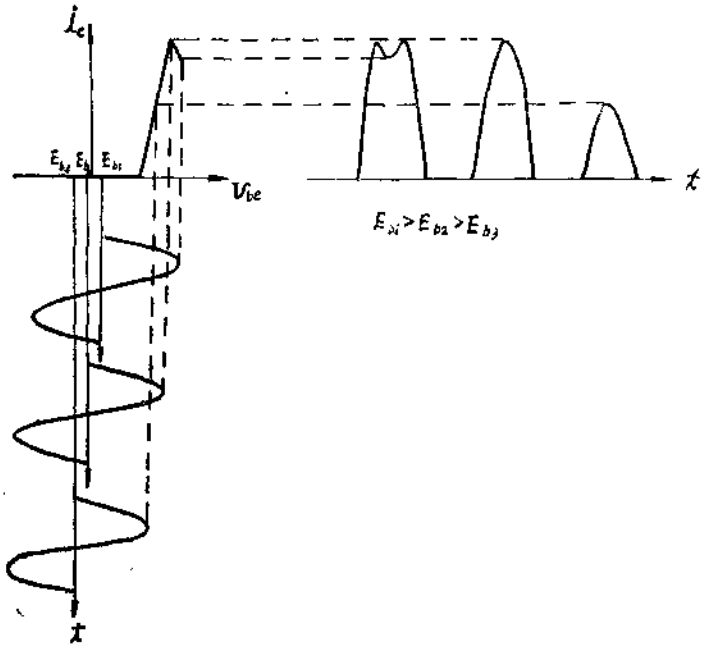

图 3.1.9 基极偏压变化时晶体管工作强度变化

② 当基极的正向偏置减小，或反向偏置增大时，工作强度由过压过渡至欠压，可参看图 3.1.9 的示意图。

③ 当集电极负载电导增大（电阻减小）时，工作强度由过压向欠压过渡，可参看图 3.1.10 的示意图。图中给出三条不同负载电导值的负载线，负载线①的谐振电导最大，负载③的谐振电导最小。

④ 当集电极直流供电电压由小到大时，晶体管的工作强度由过压向欠压过渡，可参看图 3.1.11 的示意图 。

综合以上几种情况，我们可得下述结论。

① 当减小激励电压或减小正向偏置或增大反向偏置时，晶体管就进入欠压，集电极电流脉冲减小，自然，其基波分量也要减小，所以输出功率会减小。

② 当增大集电极负载电导时，晶体管进入欠压，集电极交流电压幅度减小，输出功率减小，即集电极直流电压的利用率降低，所以效率降低。当减小集电极负载电导时，晶体管进入过压，集电极电流脉冲减小，集电极交流电压幅度略有增加。当进入强过压时，集电极电流减小很多，集电极交流电压增加不多，所以输出功率减小。

③ 当减小集电极供电电压时，晶体管进

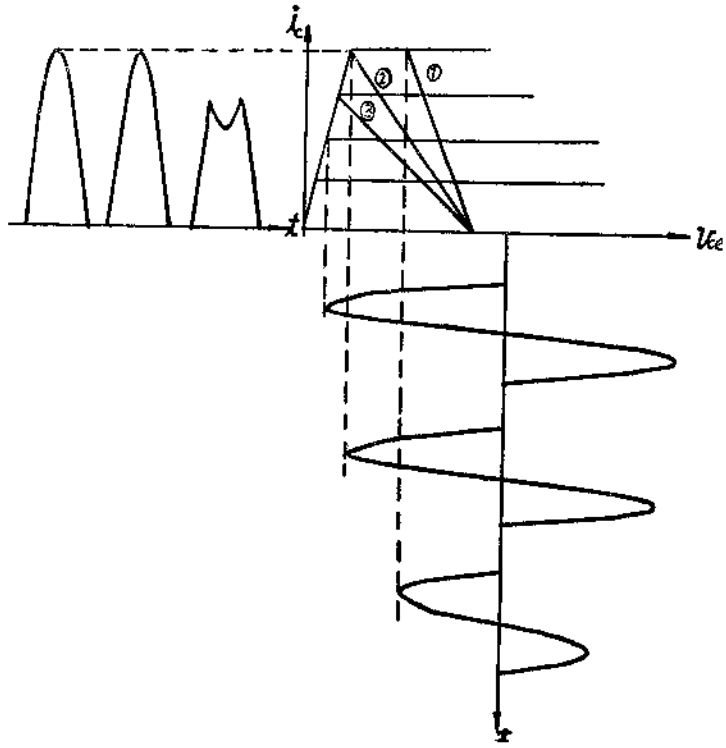

图 3.1.10 集电极负载电导变化时晶体管工作强度的变化

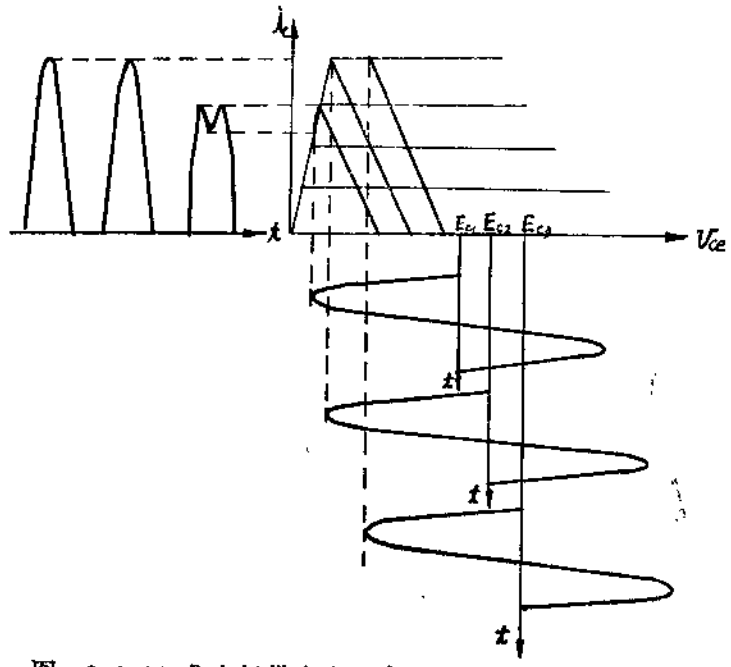

图 3.1.11 集电极供电电压变化时晶体管工作强度的变化

入过压，集电极电流和集电极交流电压幅度都减小，所以输出功率减小。当增大集电极供电电压时，晶体管进入欠压，如果继续提高 E_c，集电极电流和集电极交流电压几乎不变，输出功率也几乎不变，但集电极直流功率增大，所以效率降低。

以上结论是在集电极电压不影响集电极电流的假定下得到的，实际的晶体管在电流大的区域，集电极电流是随着集电极电压的增大而增大，所以当晶体管由于负载电阻减小或提高集电极电源电压而进入欠压区时，集电极电流将增大。实验结果指出，对于不同的晶体管而言，这种差别还相当大，因此，在实际调测时必须注意这一点。

由以上分析可以看出，从输出功率这个角度来考虑问题时，选择临界工作强度是比较合适的。在临界工作强度下，输出功率较大，集电极效率较高。欠压工作强度的缺点是输出功率较小，特别是集电极效率低。过压工作强度的缺点是电流波形失真严重，谐波分量大。当工作于强过压时，不但谐波分量急剧增加，而且输出功率也减小，同时，由于基极电流脉冲增大，所需激励功率显著增加，所以功率增益也大为降低。

特别值得提出的一点是，当过压很深时，晶体管集电极的电压波形会产生严重的失真，这是因为集电极瞬间电压不可能无限制减小，它不可能进入 v_{ce} 为负的区域，因为当晶体管的集电极电压降至等于基极电压时，集电结就达到零偏压。集电极电压进一步减小，集电结被加上正向电压后，集电结就成了一个阻值很小的电阻，这就相当于基极和集电极通过一个小电阻连通起来。由于输入端基极也是加上正向电压，输出端集电极的电压就受到输入端基极电压的钳制而不能减至负。所以在过压程度很深，输出电压波形的负半周将呈平项形状，如图3.1.12所示。

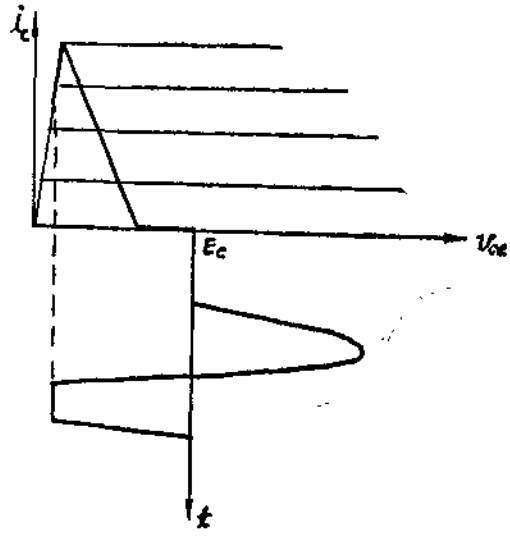

图 3.1.12 强过压情况下的 v_{ce} 波形

§1.3 非綫性諧振放大器的計算方法

上一节我们定性地分析了非线性谐振放大器，用图解的方法大概地了解了在电路几个主要参数改变时晶体管工作状态的变化。

此为试读，需要完整PDF请访问：www.ertongbook.com