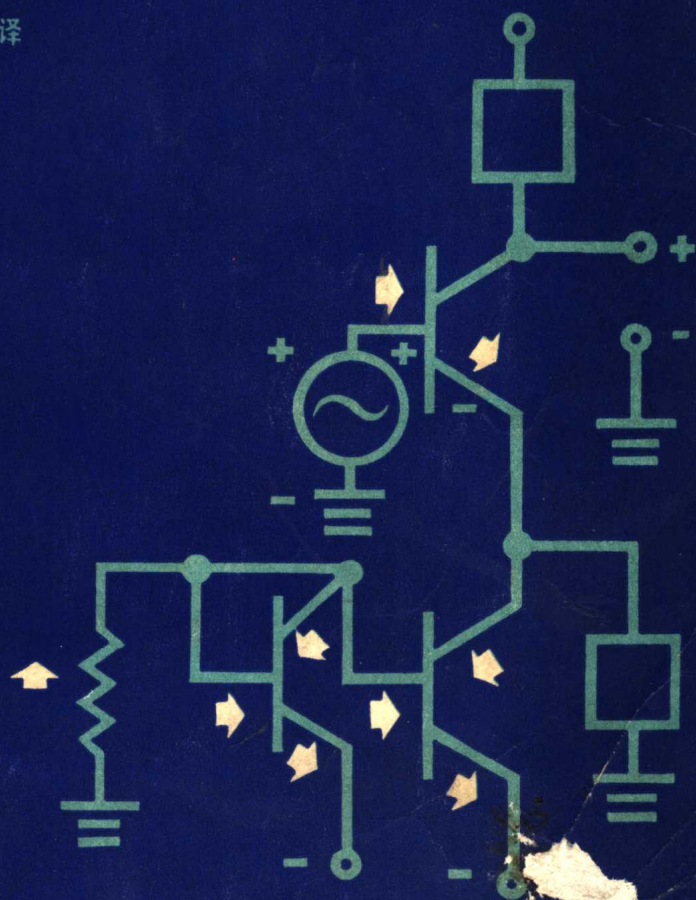


# 通信电路:分析与设计

[美] K.K. 克拉克 D.T. 希斯 著

戚诒孙 梁慧君 等 译



人民教育出版社

# 通信电路:分析与设计

[美] K. K. 克拉克 D. T. 希斯 著  
戚诒孙 梁慧君等 译

人民教育出版社

## 内 容 提 要

本书系根据美国艾迪生-韦斯利出版公司(Addison-Wesley Publishing Co.)出版,由克拉克(K. K. Clarke)和希斯(D. T. Hess)合著的《通信电路:分析与设计》(*Communication Circuits: Analysis and Design*) 1971年版译出。原书曾作为布鲁克林工学院高年级教材。本书可作为高等学校无线电技术专业师生和有关科技人员的参考书。

责任编辑 谭骏云

### 通信电路:分析与设计

[美] K. K. 克拉克 D. T. 希斯 著

戚诒孙 梁慧君等 译

\*

人民邮电出版社出版

新华书店北京发行所发行

佳木斯印刷厂印装

\*

开本 787×1092 1/16 印张 33 字数 758,000

1980年10月第1版 1981年10月第1次印刷

印数 00,001—7,300

书号 15012·0283 定价 2.70元

## 译 者 序

本书是根据美国艾迪生-韦斯利出版公司 (Addison-Wesley Publishing Co.) 出版由克拉克 (K. K. Clarke) 和希斯 (D. T. Hess) 合著的《通信电路：分析与设计》 (*Communication Circuits: Analysis and Design*) 1971 年版译出的。原书曾作为布鲁克林工学院高年级教材。

全书共分十二章。前五章阐述有关电子线路的基础理论。以后各章对振荡、混频、高放、中放、调幅、检波、调频与解调等电路藉数学方法作了比较系统严格的分析,并归纳了许多电路的共性,简化了设计方法,又通过理论推演引出了不少新的电路。本书在论述上有很多独到创新的见解,具有独特的风格。书中还包含许多有助于设计工作的曲线图表和计算实例。每章附有习题,书末附有部分习题答案。本书适于作高等学校无线电技术类专业的教学参考书,并可供有关科技工作者参考。

译稿一至六章由梁慧君翻译,七和十章由刘锐翻译,第八章由曹琴华翻译,第九、十一、十二章和前言、附录等由戚诒孙翻译。译稿由戚诒孙校订,张毓鹏作重点校阅,并承西北电讯工程学院吴万春教授审阅。因受水平与时间的限制,译文中难免有错误之处,请读者指正,若蒙赐教请函寄浙江大学无线电系信息传输教研室。

译 者

1979.6.

## 前 言

本书是在综合关于现代通讯和控制系统所用电子线路的三十多年教学和工作的经验的基础上写出的。书中既不涉及半导体或电子管的制造,也不涉及整个系统的设计,而是对联系这二门学科的器件与组件进行了解及应用。虽然我们没有专门讨论集成电路问题,但许多结果确实能直接应用于集成电路。

第一章先说明一下全书将涉及的内容,第二章与第三章可看做是线性系统概念的复习。在这些章节主要强调的内容理应包括在线性系统的课程和教科书中,但我们感到有许多我们认为有用的观点,在这些资料中往往得不到重视。

第四章与第五章是本书其余章节的基础。实质上,它们是关于单个器件及基本的复合组件在小信号与大信号运用中相当严格而又可以理解的(我们希望如此)说明,这些器件及组件是构成今后所有电路的基本部件,它们包括双极晶体管与场效应管,差分对,以及电阻和电抗与这些器件的组合。

所用方法,使我们进行大信号与小信号计算时,对总失真或非线性问题不致含糊不清。这里所有的结果,虽然我们已应用与讲授了许多年,但并非均系我们所首创。据我们所知,使它们相互有效的结合在一起,这还是第一次。

第六章是通过正弦振荡器来联系前述所有的内容。这里所提供的方法使我们能够对实际振荡器的振幅、频率和失真进行计算,而不是仅仅罗列一些电路。对振荡器中的间歇现象则作了单独的既简便又有用的处理。

第七章考虑到如何仔细地利用器件的非线性来实现混频与变频。这里探讨了“线性”混频时的限幅作用,以及在混频中有意或偶然串入电阻时出现的情况。本章还研究了小信号高频放大器和自动增益控制系统中的直通与反馈问题。

第八章是有关乘法器和振幅调制器的内容。这里逐步分析了通行的吉柏特(Gilbert)集成化四象限乘法器及其它一些有用的电路。第九章讨论了所有类型的功率放大器,从线性宽带甲类放大到调谐宽带的丁类放大。第十章详细探讨了振幅解调问题。对普通窄带峰值包络检波器提出了有用的设计结果。这种检波器在电路中是经常采用的,但教科书中很少讨论。第十一章与第十二章在调频信号的产生和检波的整个领域内提出了大量新的资料。

由于头五章的一般性原理能以某种方式用于本书其余章节的大多数电路中,因此达到了过去这方面书籍中所没有出现过的统一性。这样,我们就不需要考虑大量表面上似乎各异的振荡器或检波器,而将电路分成比较宽的几类,并列出对它们均能适用的直接设计或分析方法。

本书资料中一些早期的论述在1962年是用一种注释的形式。除最后修订的部分外,全部内容曾作为布鲁克林工学院各毕业班和高年级的课程内容。要想在一个学期的课程中将全书的内容都包括进去是不合理的,基础好的学生可以自学第二章与第三章,再花上三个星期来消化第四章和第五章,就会在一学期内不致过分困难地学完从其余章节中选出的一些内容。对

书中有关联部分的选取可能有几种方案，教师们无疑可选取一些对他们感兴趣同时对<sub>也</sub>对学生也有教益的内容作教材。

本书每章后附练习题，大部分章节包含说明性例题的演算。

我们应感谢以前在布鲁克林工业学院时的同事与学生所给予的许多带促进性的批评与指正。吉乐尔德·韦斯教授、隆奈尔德·裘尔斯教授和马文·班赛教授给予了特别的帮助，指出了许多错误或需要加以澄清的地方。特别要感谢许多人努力地为原稿和早先的许多注释进行打印与绘图。

工学院负责人爱德华·J·史密斯教授和部门中其他人员，在本书准备的大部分过程中非常亲切地为我们竭尽全力提供打印和复制的设备。

编写一本书实际上并不是怎么轻松愉快的，有一个想为至今认为困难的问题寻找一种简单解决方法的设想激励着我们。在本书准备过程中我们曾有过不少这种激动的时刻，我们希望读者在阅读本书的过程中也能感受到我们的一部分激动心情。

K. K. 克拉克

D. T. 希 斯

纽约 1971.5.

# 目 录

第一章 引论	1	5.1 电容耦合到非线性负载	120
1.1 基本的电路偏置	1	5.2 暂态到稳态的建立	128
1.2 宽带放大器的小信号运用范围	2	5.3 电容耦合晶体管放大器——恒流偏置	130
1.3 窄带放大器和限幅器	5	5.4 电容耦合晶体管放大器——电阻偏置	136
1.4 倍频器	6	5.5 调谐电路加非线性负载	146
1.5 混频器	7	5.6 低调制指数的调幅信号输入时的传递函数	157
1.6 正弦波振荡器	8	第六章 正弦波振荡器	167
1.7 结束语	10	6.1 线性反馈振荡器的工作频率和最小增益条件	167
第二章 宽带和窄带的类变压器耦合网络	13	6.2 限幅机构	172
2.1 宽带变压器耦合	13	6.3 频率稳定度	175
2.2 并联 $RLC$ 电路	20	6.4 自限幅单个晶体管振荡器	179
2.3 具有串联损耗的并联 $LC$ 电路	25	6.5 自限幅差分对振荡器	189
2.4 并联谐振的类变压器网络	30	6.6 自限幅结型场效应管振荡器	193
2.5 并联谐振变压器	39	6.7 石英晶体振荡器	195
2.6 三绕组并联谐振变压器	44	6.8 间歇现象	204
附录: 变压器的等效电路	50	6.9 桥式振荡器	208
第三章 信号通过窄带滤波器的传输	53	6.10 振荡器的一端口处理方法	213
3.1 对称带通网络的低通等效网络	53	6.11 相平面法	217
3.2 冲激和阶跃响应	57	6.12 失真与工作频率的关系	222
3.3 已调信号输入的窄带网络	58	第七章 混频器、射频和中频放大器	235
3.4 周期信号输入的窄带网络	64	7.1 超外差的概念	235
3.5 总谐波失真	67	7.2 混频技术	236
附录: 高 $Q$ 滤波器的测量	70	7.3 混频器中的串联电阻	242
第四章 非线性受控源	72	7.4 实际混频器电路	245
4.1 概述	72	7.5 半导体变频电路	250
4.2 单间断点折线特性源	72	7.6 窄带小信号调谐放大器	252
4.3 多段折线特性源	76	7.7 双调谐电路放大器	262
4.4 平方律特性	78	7.8 增益控制电路	265
4.5 指数特性	83	7.9 噪声、失真和交调	269
4.6 差分特性	90	附录: 双极晶体管作为单端电路、差分对电路和共射-共基电路时 $\beta$ 参数的比较	276
4.7 其它渐变非线性——真空五极管	95	第八章 调幅	277
4.8 串联电阻对指数特性的影响	93	8.1 调幅信号	277
4.9 箝位偏置的平方律器件	104		
附录: 傅里叶展开式	115		
第五章 电抗元件和非线性元件的组合	120		

8.2 调幅技术·····	282	11.2 调频信号通过非线性网络的传输·····	410
8.3 实际模拟调制器和乘法器·····	289	11.3 调频信号通过线性滤波器的传输·····	414
8.4 实际的断续调制器·····	300	11.4 调频技术——调频信号的微分方程·····	418
8.5 平方律调制器·····	306	11.5 准静态调频·····	423
8.6 调谐回路调制器·····	309	11.6 三角波调频·····	430
<b>第九章 功率放大器</b> ·····	<b>320</b>	11.7 实际的方波调频·····	439
9.1 “理想”的功率放大器——甲类,单端	320	11.8 其它形式的频率调制器——阿姆斯特朗法·····	445
9.2 乙类线性高频放大器·····	324	11.9 频率调制器的频率稳定·····	447
9.3 丙类“线性”放大器·····	325	<b>第十二章 调频解调器</b> ·····	<b>454</b>
9.4 丙类高频放大器·····	327	12.1 限幅器·····	454
9.5 窄带丁类功率放大器·····	331	12.2 频率解调技术·····	458
9.6 宽带乙类放大器·····	336	12.3 直接微分法——克拉克-希斯频率解调器·····	465
9.7 宽带丁类功率放大器·····	339	12.4 频域微分法——斜率解调器·····	470
9.8 实际的功率放大器·····	344	12.5 时延微分器,时延解调器,福斯特-西莱解调器,比例鉴频器·····	478
9.9 高电平调幅·····	356	12.6 脉冲计数式频率解调器·····	490
附录: 脉冲串的展开·····	361	12.7 更特殊的调频检波器——锁相环、锁频环及反馈频率解调器·····	494
<b>第十章 振幅解调器</b> ·····	<b>363</b>	附录: 修正贝塞尔函数·····	504
10.1 振幅解调技术·····	363	<b>部分习题答案</b> ·····	<b>509</b>
10.2 实际的平均值包络检波器·····	372	<b>索引</b> ·····	<b>511</b>
10.3 窄带峰值包络检波器·····	380		
10.4 实际的窄带峰值包络检波器·····	394		
10.5 宽带峰值包络检波器·····	395		
<b>第十一章 调频信号的产生</b> ·····	<b>405</b>		
11.1 调频信号·····	405		



# 第一章 引 论

本章对全书的计划先行披露，目的不是使本书的诱感力有所减弱。我们打算通过一个特殊的电路作媒介，一方面指出以后将要详细探讨的一些技术问题，同时又向读者表明这些方法的能力。我们还要说明，对于一些明显不同的电路设计，如宽带小信号放大器、窄带大信号放大器、倍频器、有源限幅器、有源混频器以及具有调谐回路的正弦振荡器的设计，如何进行深入地了解。所以这样做，是希望为以后开展研究提供一个轮廓，同时也可分享由于能解决许多以往难于设计与分析的问题所产生的激情。

根据本章的性质，我们不能推导全部结果或解答所有问题。我们相信，这些未解答的问题以后将会得到适当的处理。

## 1.1 基本的电路偏置

图 1.1-1 所示电路是我们将要构成的各种例子的基本结构。

该电路所示的形式可以由集成电路构成。下面的两个晶体管的唯一用途是为晶体管 1 提供一个恒定的偏置电流源。（晶体管 3 可以看做二极管；在集成电路中，二极管通常由三极管构成。）

我们的关键性假设是晶体管发射极电流和基-射极电压的关系如式(1.1-1)所示<sup>⊖</sup>：

$$i_E = I_{ES} e^{v_{BE} \frac{q}{kT}} \quad (1.1-1a)$$

$$v_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{i_E}{I_{ES}} \quad (1.1-1b)$$

式中  $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{J}/^\circ\text{K}$  是波尔兹曼常数， $q = 1.6 \times 10^{-19} \text{C}$  是电子电荷， $I_{ES}$  是射极饱和电流。

让我们进一步假设： $i_C = \alpha i_E$  和  $i_B = (1-\alpha)i_E$ ，并且  $\alpha$  接近于 1，与  $i_E$  无关。（若  $i_E$  在较宽范围中变化，则  $\alpha$  作为常数的假设是不够正确的；但若  $\alpha$  接近于 1，则这个变化量的影响通常是次要的。）

对于小型的硅集成电路晶体管， $I_{ES}$  的数量级是  $2 \times 10^{-16} \text{A}$ ，并且在正常室温下 ( $T =$

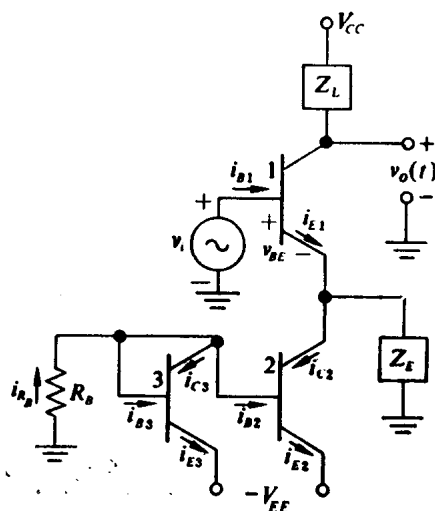


图 1.1-1 基本的结型晶体管放大器

⊖ 一个较为精确的表达式是

$$i_E = I_{ES} e^{\frac{q\gamma v_{BE}}{kT}}$$

式中  $\frac{1}{2} \leq \gamma \leq 1$ ，决定于晶体管所用的材料，即锗或者硅。在任何情况下，包含着  $\gamma$  的，对推导的结果没有任何影响。

$300^\circ\text{K}) \frac{kT}{q} \approx 26 \text{ mV}$ , 因此式(1.1-1b)可用来决定产生不同数值  $i_E$  (或  $I_E$ ) 时所需要的  $v_{BE}$  值 (或偏置电压  $V_{BE}$ )。若干与  $V_{BE}$  相对应的  $I_E$  值在表 1.1-1 中列出。显然, 在  $I_E$  的变化很大时  $V_{BE}$  的变化很小; 所以在许多应用中, 可将  $V_{BE}$  近似地作为 3/4 伏的常数。

表 1.1-1 对不同的  $I_E$  所需要的  $V_{BE}$  值

$V_{BE} \text{ mV}$	$I_E \text{ mA}$
700	0.1
760	1
820	10
880	100

如图 1.1-1 中的连接方式, 晶体管 2 和 3 必须有相同的  $v_{BE}$  (或  $V_{BE}$ ) 值。如果它们具有相同的面积并在同一基片上, 它们将会有几乎相等的  $I_{E3}$  值。因此,  $i_{E2} = i_{E3}$ , 或者在偏置的场合,  $I_{E2} = I_{E3}$ 。现在  $I_{R_2} = (V_{EE} - V_{BE})/R_B$ 。若  $V_{BE}$  近似为 3/4 V (只要  $V_{EE} \gg V_{BE}$ , 这是合理的), 则  $I_{R_2}$  就可知。然而  $I_{R_2} = I_{E3} + (1 - \alpha)I_{E2}$  或

$$I_{E2} = \frac{V_{EE} - 0.75}{(2 - \alpha)R_B} \approx \frac{V_{EE} - 0.75}{R_B} \quad (1.1-2)$$

因此

$$I_{C2} = \alpha I_{E2} \approx \frac{V_{EE} - 0.75}{R_B} \quad (1.1-3)$$

只要  $Z_E$  相当于一个串联电容器 (没有直流通路), 则  $I_{E1} = I_{C2}$ , 也就是上面的晶体管被偏置在恒定的电流电平上。

## 1.2 宽带放大器的小信号运用范围

我们先考察下面的情况。  $Z_L$  是个电阻  $R_L$ ,  $Z_E$  是个电容  $C_E$ ,  $v_i = V_1 \cos \omega t$ ,  $\frac{1}{\omega C_E}$  趋于交流短路, 并且  $\omega$  足够低, 因此晶体管的电抗可以忽略。假设  $V_{CC}$  和  $V_{EE}$  足够大, 这样, 晶体管 1 和 2 的集电结总是处于反向偏置。

由于  $C_E$  对交流短路,  $v_i$  直接加在晶体管 1 的发射结上, 而且在  $C_E$  两端产生的任何直流电压  $V_{dc}$  也加在这个结上, 所以  $v_{BE1} = v_i + V_{dc}$ 。当  $v_i$  为零时,  $i_E$  就等于  $I_{C2}$ , 因此

$$V_{dcQ} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C2}}{I_{ES}}$$

(下标 Q 表示参量的静态值。)

在  $v_i$  不等于零的情况下, 由式(1.1-1a)可得

$$\begin{aligned} i_E &= I_{ES} [e^{V_{dc} - \frac{q}{kT}}] e^{(v_i \frac{q}{kT}) \cos \omega t} \\ &= I_{ES} [e^{V_{dc} - \frac{q}{kT}}] e^{x \cos \omega t} \end{aligned} \quad (1.2-1)$$

式中  $x = V_1 \frac{q}{kT}$ , 用它将激励电压归一化, 现在根据周知的傅里叶级数展开式

$$e^{x \cos \omega t} = I_0(x) + 2 \sum_1^{\infty} I_n(x) \cos n\omega t \quad (1.2-2)$$

式中  $I_n(x)$  是  $n$  阶、自变量为  $x$  的第一类修正贝塞尔函数。(这些表列函数的性质和有关它们的进一步注释可在书后附录中找到。) 在  $x \geq 0$  和  $n \geq 0$  时, 修正贝塞尔函数都是单调的和正的,  $I_0(0)$  等于 1, 而且所有高阶函数起始于零。当  $n$  是正整数时, 如  $x \rightarrow 0$ , 则

$$I_n(x) \rightarrow \frac{(x/2)^n}{n!}$$

由式(1.2-1)和(1.2-2)联立, 得

$$i_E = I_{ES} e^{V_{dc} - \frac{q}{kT} I_0(x)} \left[ 1 + 2 \sum_1^{\infty} \frac{I_n(x)}{I_0(x)} \cos n\omega t \right] \quad (1.2-3)$$

从式(1.2-3)可见,  $i_E$  的平均值(或直流值)是

$$\bar{i}_E = I_{ES} e^{V_{dc} - \frac{q}{kT} I_0(x)} \quad (1.2-4)$$

然而, 偏置电路要求  $\bar{i}_E = I_{C2}$ , 因此  $i_E$  可以写成简化的形式:

$$i_E = I_{C2} \left[ 1 + 2 \sum_1^{\infty} \frac{I_n(x)}{I_0(x)} \cos n\omega t \right] \quad (1.2-5)$$

此外,  $V_{dc}$  可从式(1.2-4)得到

$$\begin{aligned} V_{dc} &= \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C2}}{I_{ES} I_0(x)} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C2}}{I_{ES}} - \frac{kT}{q} \ln I_0(x) \\ &= V_{dc0} - \frac{kT}{q} \ln I_0(x) \end{aligned} \quad (1.2-6)$$

表 1.2-1 列出了修正贝塞尔函数的几组数据, 这对我们来说是很重要的。从这个表的第一列我们看到, 若  $V_1 = 260 \text{ mV}$ , 那么  $x = 10$ , 则直流电压从它的静态值( $Q$  点)偏移 206 mV。我们从另一列还可看到晶体管 1 的集电极电流基波分量的峰值是  $1.9 I_{C2}$ , 而这个电流中二次谐波失真度的百分率是 85%。

显然, 260 mV 峰值的正弦波信号, 对这个放大器来说不是小信号。研究了图 1.2-1 和 1.2-2, 对小信号运用的范围就比较清楚。图 1.2-1 表示在  $x \leq 1$  时, 输出基波仅粗略地与输入电压或  $x$  成线性比例。然而, 要保持  $I_2(x)/I_1(x)$  (即二次谐波失真的百分率) 低于 0.025 (2.5% 失真率), 必须保持  $x$  低于 0.1<sup>⊖</sup>。因此, 对于小信号工作,  $V_1 \leq 2.6 \text{ mV}$  或相当于  $|v_1| \leq$

表 1.2-1

$x$	$\ln I_0(x)$	$\frac{2I_1(x)}{I_0(x)}$	$\frac{I_2(x)}{I_1(x)}$
0	0.000	0.000	0.000
0.5	0.062	0.485	0.124
1	0.236	0.893	0.240
2	0.823	1.396	0.433
5	3.30	1.787	0.719
10	7.93	1.897	0.854
20	17.6	1.949	0.926

⊖ 对小的  $x$  值,  $I_2(x)/I_1(x) \approx x/4$  [参看书后附录中式 (A-2)]。

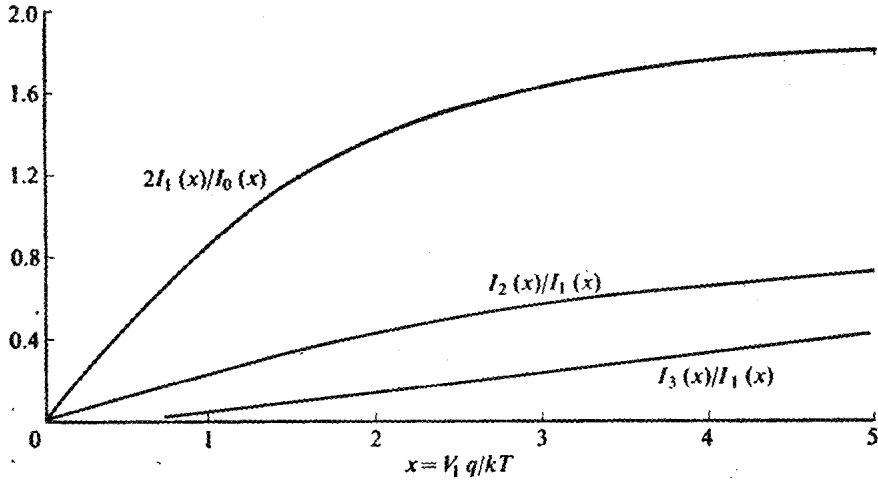


图 1.2-1 修正贝塞尔函数与归一化参量  $x$  间的关系

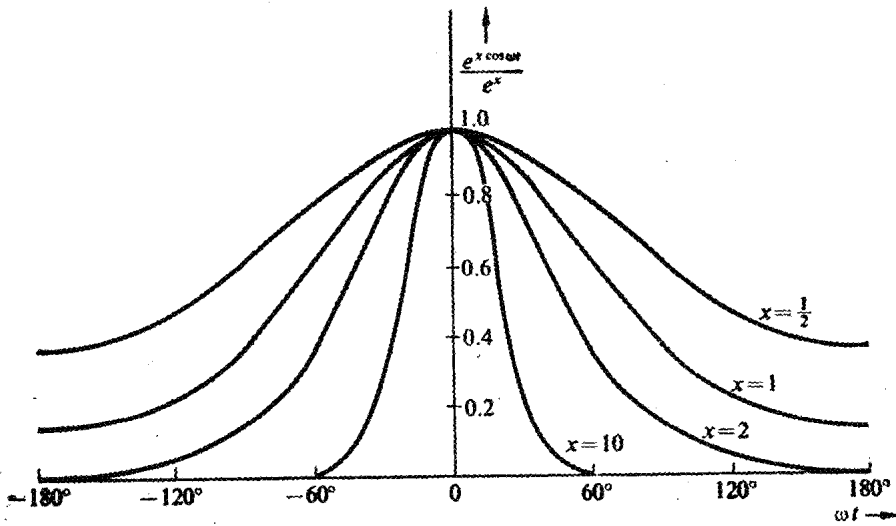


图 1.2-2 用正弦波激励指数特性结的归一化集电极电流与相角间的关系

2.6 mV。

从式(1.2-1)可见,对于任何固定的  $x$  值,晶体管 1 的发射极电流以及集电极电流正比于  $e^{x \cos \omega t} / e^x$  (我们在分母中除以  $e^x$  项,仅为了归一化的目的)。图 1.2-2 所示  $e^{x \cos \omega t} / e^x$  曲线是作为时间的函数的集电极电流在输入电压  $v_1 = V_1 \cos \omega t$  的一周内的归一化图象。很清楚,当  $x = 10$  时,集电极电流近似为 1/4 周宽的窄脉冲,因此放大器的工作必定是非线性的。事实上,在  $x$  大于 1 时,整个电流波形就不是余弦波形。对较大的  $x$  值,直流偏置的偏移有效地使信号在一周的大部分时间内保持发射结截止。

当  $|v_1| \leq 2.6 \text{ mV}$ , 放大器输出电压为

$$v_o(t) = V_{CC} - i_C R_L = V_{CC} - \alpha I_{C2} R_L - \alpha I_{C2} R_L \frac{2I_1(x)}{I_0(x)} \cos \omega t \quad (1.2-7)$$

对小的  $x$  值,  $2I_1(x)/I_0(x) \approx x = \frac{V_1 q}{kT}$ ; 从而

$$v_o(t) = V_{CC} - \alpha I_{C2} R_L - g_{mQ} R_L V_1 \cos \omega t \quad (1.2-8)$$

这里  $g_{mQ} = \alpha I_{C2} \frac{q}{kT}$  定义为晶体管的跨导，注意， $g_{mQ}$  值正好是静态工作点上集电极电流对基-射极电压的增量比：

$$\left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_{i_C = \alpha I_{C1}} = \alpha \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_{i_B = I_{C1}} = \frac{\alpha q I_{C2}}{kT} = g_{mQ} \quad (1.2-9)$$

式中  $i_B = I_{BSE} e^{v_{BE} - \frac{q}{kT}}$ 。因此，对  $|v_i| < 2.6 \text{ mV}$ ，可采用经典的小信号分析方法。

在下一章可见，扩展晶体管放大器信号带宽的方法，是接入一个没有旁路的发射极电阻  $R_E$ 。在所讨论的电路中， $R_E$  可与  $C_E$  串联，这样一个电阻使放大器基波增益减小的倍数为

$$\frac{1}{1 + R_E \left( I_{C2} \frac{q}{kT} \right)} = \frac{1}{1 + g_{mQ} R_E}$$

这里  $g_{mQ}$  是  $R_E$  短路时，小信号静态工作点的跨导。

串联电阻的作用是为了特性的线性化，因此在减小基波增量的同时，更多的减小了谐波失真。

实际上应注意到，在发生器  $v_i$  与  $C_E$  串联而晶体管 1 的基极接地时，所有以上的讨论均可成立。

### 1.3 窄带放大器和限幅器

利用图 1.1-1 的电路进行的另一种探讨，依旧是使  $Z_E$  为单一的电容器  $C_E$ ，并使  $Z_L$  成为调谐在输入信号频率  $\omega$  上的  $RLC$  并联调谐电路，如图 1.3-1 所示。并联  $RLC$  电路对基频的阻抗值  $Z_L(j\omega)$  一般大于对  $n$  次谐波的阻抗值  $|Z_L(jn\omega)|$ ，特别是

$$\frac{|Z_L(jn\omega)|}{|Z_L(j\omega)|} \approx \frac{n}{(n^2 - 1)Q_T} \quad (1.3-1)$$

式中  $Q_T$  是谐振回路的品质因数。因此，如果  $Q_T$  足够高，我们可以得到一个几乎为纯正弦波的输出电压  $v_o(t)$ ，而不考虑晶体管 1 的集电极电流中的大量谐波成分。

例如，若  $n=5$ ，而且  $Q_T=48$ ，可将二次谐波输出电压成分减小到基波的 1%，三次谐波电压成分减小到 0.31%（集电极电流失真成分分别为 72% 和 40%）。因此，输出电压  $v_o(t)$  可很近似的写成：

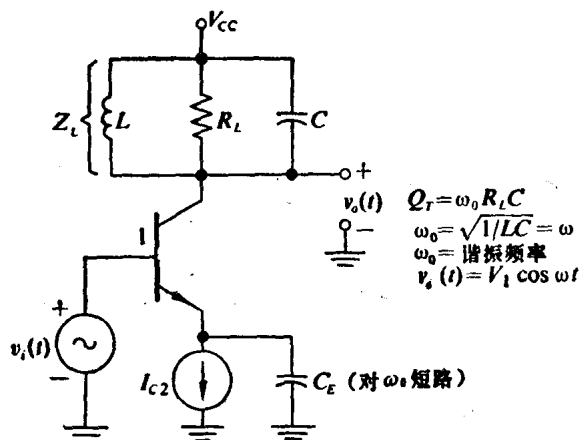


图 1.3-1 用调谐电路代替图 1.1-1 电路中的  $Z_L$

$$v_o(t) = V_{CC} - \alpha I_{C2} R_L \frac{2I_1(x)}{I_0(x)} \cos \omega t \quad (1.3-2)$$

这里  $R_L = Z_L(j\omega)$  是  $RLC$  并联电路的谐振阻抗。由于谐振电路直流阻抗等于零， $Z_L$  上没有直流电压降。

在这种情况下,方便的是定义一个大信号平均跨导  $G_m$  来代替小信号跨导  $g_{mQ}$ ,  $G_m$  等于集电极电流基波分量  $I_{C11}$  与激励电压基波分量  $V_1$  的比值:

$$G_m = G_m(x) = \frac{I_{C11}}{V_1} = \frac{\alpha I_{C2}}{V_1} \frac{2I_1(x)}{I_0(x)} = g_{mQ} \frac{2I_1(x)}{xI_0(x)} \quad (1.3-3)$$

用  $G_m(x)$  这个定义,  $v_o(t)$  可写成相应的形式:

$$v_o(t) = V_{CC} - G_m(x) R_L V_1 \cos \omega t \quad (1.3-4)$$

这在形式上与小信号放大器的输出相似。基本的区别在于  $G_m(x)$  是  $V_1$  (或  $x$ ) 的函数而不再是常数。

图 4.5-6 表示  $G_m(x)/g_{mQ}$  对不同  $x$  的关系。由图 4.5-6 可见,从  $x=0$  到  $x=1$ ,  $G_m$  下降了 1dB; 因此,虽消除了谐波失真,但放大器只能工作在输入幅度低于 26 mV 峰值的近似“线性”形式。在线性情况下,就是说输入与输出信号电平之间有个恒定的比值,同时这个比值与信号电平无关,如果要放大一个调幅波,这点是必须的。假如我们希望控制较大的输入信号在线性范围,还是要采用不加旁路的发射极电阻。

另一方面,如果我们要在输出端去掉输入信号  $V_1$  的幅度变化,即我们希望做成一个“限幅器”,那么,我们只需要增大  $x$ 。从表 1.2-1 或从图 1.2-1 我们注意到,随着  $x$  增加,  $2I_1(x)/I_0(x)$  趋于饱和值 2,因此由式(1.3-2)给出的  $v_o(t)$  简化为:

$$v_o(t) = V_{CC} - \alpha 2I_{C2} R_L \cos \omega t \quad (1.3-5)$$

这清楚的表明它与  $V_1$  的变化无关。

作为例子,我们考虑由于寄生调幅使  $V_1$  在 130 mV 至 520 mV ( $x$  在 5 到 20) 之间变化的情况,如果定义调幅系数为

$$m = \frac{V_{1\max} - V_{1\min}}{V_{1\max} + V_{1\min}}$$

则输入调幅系数是  $m = 0.6$  (或 60%)。因为  $x=5$  时,  $2I_1(x)/I_0(x) = 1.787$ ;  $x=20$  时,  $2I_1(x)/I_0(x) = 1.949$ , 并且由于  $v_o(t)$  的交流成分幅值正比于  $2I_1(x)/I_0(x)$  [见式(1.3-2)], 故输出调幅系数为

$$m_o = \frac{1.949 - 1.787}{1.949 + 1.787} = 0.0435 \quad (\text{或 } 4.35\%)$$

这个信号再经过  $x \geq 10$  的一级放大器,输出调幅系数将低于 0.05%。

## 1.4 倍频器

从图 1.2-1 和 1.2-2 中可见,随着  $x$  增加,集电极电流谐波成分增加。当  $x=10$  时,  $I_2(x)/I_1(x) = 0.85$ ,  $I_3(x)/I_1(x) = 0.66$ ,  $I_4(x)/I_1(x) = 0.46$  和  $I_5(x)/I_1(x) = 0.29$ 。因此,如果我们将输出调谐回路调谐到输入的谐波上,对应于 260 mV ( $x=10$ ) 的输入激励电压,甚至高达 5 次谐波我们仍能得到一个不算小的电压(对  $x=20$ ,  $I_5(x)/I_1(x)$  增加到 0.54)。这种电路称为倍频器,广泛用于从稳定石英晶体振荡器以获得较高的频率,或在调频系统中用来增加调频的频偏。特别指出,若并联  $RLC$  电路调谐到输入的  $n$  次谐波上,  $v_o(t)$  可表示为:

$$v_o(t) = V_{CC} - \alpha I_{C2} R_L \frac{2I_1(x)}{I_0(x)} \cos n\omega t \quad (1.4-1)$$

## 1.5 混 频 器

前面, 我们是用单频余弦波激励晶体管, 现在来考虑  $v_i(t) = V_1 \cos \omega_1 t + g(t) \cos \omega_2 t$  的情况。频率  $\omega_1$  的信号可看作超外差接收机中的本振信号,  $g(t) \cos \omega_2 t$  可看作被接收的低电平调幅(AM)信号, 我们希望将它变换成为接收机的中频频率(IF)。如果我们对图 1.1-1 中(采取  $Z_E = C_E$ )晶体管 1 给定的基-射极电压为  $v_{BE} = v_i + V_{dc}$ , 则发射极电流可写成

$$i_E = I_{ES} e^{V_{dc} \frac{q}{kT}} e^{x \cos \omega_1 t} e^{\left[\frac{qg(t)}{kT}\right] \cos \omega_2 t} \quad (1.5-1)$$

如果假设  $|g(t)| \leq 2.6 \text{ mV}$ , 则  $e^{\left[\frac{qg(t)}{kT}\right] \cos \omega_2 t}$  可近似为  $1 + \left[\frac{qg(t)}{kT}\right] \cos \omega_2 t$ ; 又若把  $e^{x \cos \omega_1 t}$  用其傅里叶级数表示, 则式(1.5-1)简化为

$$i_E = I_{ES} e^{V_{dc} \frac{q}{kT}} I_0(x) \left[ 1 + \frac{2I_1(x)}{I_0(x)} \cos \omega_1 t + \frac{2I_2(x)}{I_0(x)} \cos 2\omega_1 t + \dots \right] \times \left[ 1 + \frac{qg(t)}{kT} \cos \omega_2 t \right] \quad (1.5-2)$$

最后, 注意到  $\cos A \cos B = \frac{1}{2} [\cos(A-B) + \cos(A+B)]$ , 我们可重写  $i_E$  为以下形式:

$$i_E = I_{C2} \left[ 1 + \frac{2I_1(x)}{I_0(x)} \cos \omega_1 t + \frac{2I_2(x)}{I_0(x)} \cos \omega_2 t + \dots \right] + g(t) \frac{qI_{C2}}{kT} \times \left[ \cos \omega_2 t + \frac{I_1(x)}{I_0(x)} \cos(\omega_1 - \omega_2)t + \frac{I_1(x)}{I_0(x)} \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \dots \right] \quad (1.5-3)$$

因此, 我们可以在频率  $\omega_1 - \omega_2$ ,  $\omega_1 + \omega_2$ ,  $2\omega_1 - \omega_2$ ,  $2\omega_1 + \omega_2$  等上, 得到具有包络正比于输入包络  $g(t)$  的调幅波。

若我们选择  $Z_L$  为调谐在  $\omega_1 - \omega_2$  上并且具有足够大  $Q_T$  值的并联  $RLC$  电路, 可以在输出端滤去其他频率成分[但  $Q_T$  值不能太大, 以免  $g(t)$  包络信息被滤除], 则输出为

$$v_o(t) = V_{CC} - R_L \frac{\alpha q I_{C2}}{kT} \frac{I_1(x)}{I_0(x)} g(t) \cos(\omega_1 - \omega_2)t \\ = V_{CC} - g_c R_L g(t) \cos(\omega_1 - \omega_2)t$$

式中

$$g_c = \frac{\alpha q I_{C2}}{kT} \frac{I_1(x)}{I_0(x)} = g_{m0} \frac{I_1(x)}{I_0(x)}$$

很清楚, 输入调幅波已从频率  $\omega_2$  变换到频率  $\omega_1 - \omega_2$ 。正确地选择振荡器的频率  $\omega_1$ , 我们能够变换(或混频)输入调幅波到任何所希望的中频频率上。

$g_c$  可解释为频率  $\omega_1 - \omega_2$  的集电极电流包络与频率  $\omega_2$  的输入包络的比值, 称为变频跨导。由于  $I_1(x)/I_0(x)$  单调地增长, 在  $x$  (或  $V_1$ ) 很大时, 趋于 1; 显然, 选择  $V_1$  大于 260 mV ( $x > 10$ ) 时,  $g_c$  可达最佳值。在这种情况下  $g_c \approx g_{m0}$ , 混频器不但变换频率而且也是放大器。

作为这种事实的一个例子, 我们考虑下述情况:  $g(t) = (1 \text{ mV})(1 + \cos \omega_m t) \cos \omega_2 t$  (这里

$\omega_m \ll \omega_2$ ),  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $I_{C2} = 2.6 \text{ mA}$ ,  $V_1 = 260 \text{ mV}$ ,  $\alpha \approx 1$ , 且  $Z_L$  是调谐在  $\omega_1 - \omega_2$  上的并联  $RLC$  电路。显然, 对此电路  $g_e = (0.1)(0.948) \text{ 欧} = 0.0948 \text{ 欧}$ 。因此输出电压是

$$v_o(t) = V_{CC} - (0.948 \text{ V})(1 + \cos \omega_m t) \cos(\omega_1 - \omega_2)t,$$

输出信号的频率被变换, 而且几乎放大了 1000 倍。

这种形式的混频器应用在所有超外差接收机中, 即占世界上各种接收机的 99% 以上。

## 1.6 正弦波振荡器

混频器工作时需要一个本地振荡器, 所以每个超外差接收机需要一个振荡器, 同时每一发射机也需要一个振荡器。振荡器的特性首先是它的波形、频率、振幅, 其次是随着时间、温度、电压和机械运动的变化, 它的频率和振幅的稳定性。

为确立一个正弦波振荡器的频率, 我们将它接成一个反馈环, 并且仅在所需频率上才能达到正好  $360^\circ$  的正反馈。为了使其频率稳定, 我们让绝大部分与频率有关的相移集中到一部分电路上去(通常为一个石英晶体或高品质因数的调谐回路)。当电路无源部分所允许的反馈和电路有源部分所提供的非线性增益(这种情况, 我们考虑为晶体管)之间达到平衡时, 振荡器可得到所要求的振幅。

图 1.6-1 表示一个正弦波振荡器的电路, 它是由图 1.1-1 基本电路构成的。对于这个电路, 只能在调谐回路谐振频率  $\omega_0$  的附近才能通过环路得到  $360^\circ$  的相移; 因此若发生振荡, 其频率近似为  $\omega_0$ 。假设谐振电路有一个高的  $Q_T$  值, 如果发生振荡, 即使集电极电流为窄脉冲, 电路上的电压还是接近正弦波。若我们同样假设电压  $v_i = V_i \cos \omega_0 t$ , 并按电容比值  $n = C_1 / (C_1 + C_2)$  分压(见第二章), 则在晶体管 1 的发射极上的正弦激励电压为  $V_1 \cos \omega_0 t$ , 其中  $V_1 = nV_i$ 。这个发射极电压通常引起非线性脉冲式的集电极电流。

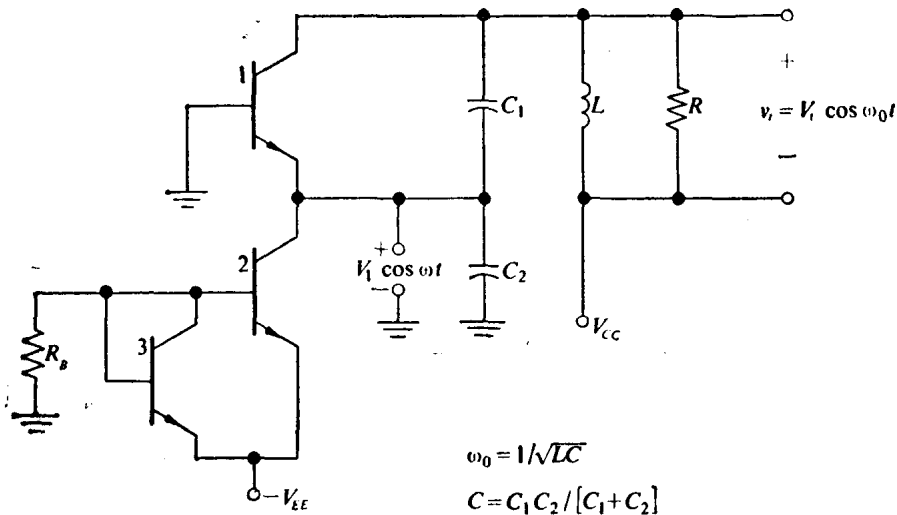


图 1.6-1 正弦波振荡器

在 5.5 节我们将证明, 晶体管发射结对  $C_2$  的负载, 等效于一个  $\alpha/G_m(x)$  的电阻; 我们还证明, 这个负载可折合到电感  $L$  两端成为一个  $n^2[G_m(x)/\alpha]$  的电导, 这里  $n$  也是  $C_1 /$



$(C_1 + C_2)$ 。因此出现在电感两端的总有效电导是

$$G_T = G_L + \frac{n^2 G_m(x)}{\alpha}$$

按照巴克豪森(Barkhausen)判据,对于在  $\omega_0$  上的持续正弦振荡,  $A_L(j\omega_0) = 1$ ,  $A_L(j\omega)$  是环路增益。为估计环路增益,我们在发射极处断开环路,把  $V_1 \cos \omega_0 t$  信号加至发射极,在开断环路的另一端接一个  $\alpha/G_m(x)$  的电阻,来决定此端点上的信号。断开的环路如图 1.6-2 所示。电容器  $C_B$  对交流短路,它是为了保持直流偏置而接入的,所以不影响  $A_L(j\omega_0)$  的计算。

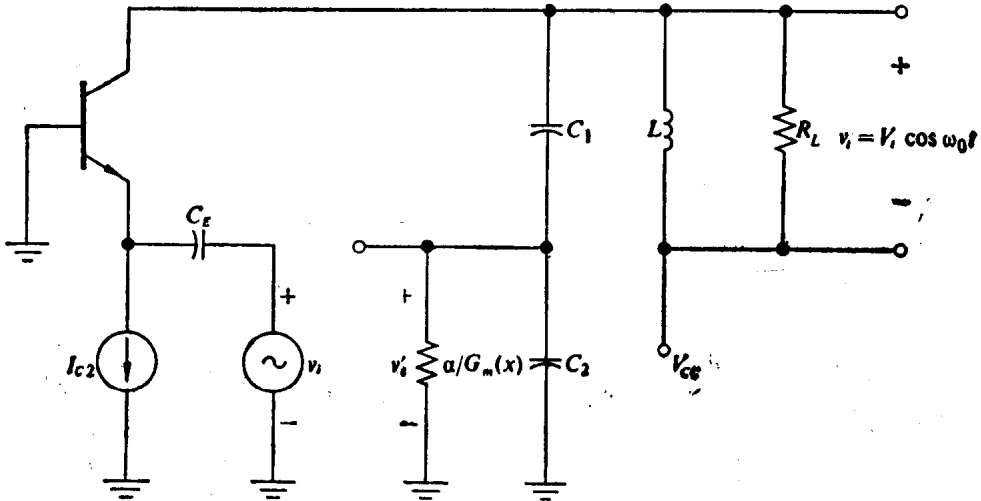


图 1.6-2 决定环路增益的电路

现在开断环路,振荡器简化为窄带放大器,对它可写出

$$v_i = \frac{V_1 G_m(x) \cos \omega_0 t}{G_L + \frac{n^2 G_m(x)}{\alpha}} \quad (1.6-1)$$

因为两个电容器的作用如同匝数比为  $n$  的降压变压器,因此

$$v'_i = \frac{n V_1 G_m(x) \cos \omega_0 t}{G_L + \frac{n^2 G_m(x)}{\alpha}} \quad (1.6-2)$$

同时

$$A_L(j\omega_0) = \frac{v'_i}{v_i} = \frac{n G_m(x)}{G_L + \frac{n^2 G_m(x)}{\alpha}} \quad (1.6-3)$$

振荡频率为  $\omega_0$  的稳定的正弦振荡可在下列条件上建立:

$$\frac{n G_m(x)}{G_L + \frac{n^2 G_m(x)}{\alpha}} = 1$$

或写成

$$G_m(x) = \frac{G_L}{n(1 + n/\alpha)} \quad (1.6-4)$$