

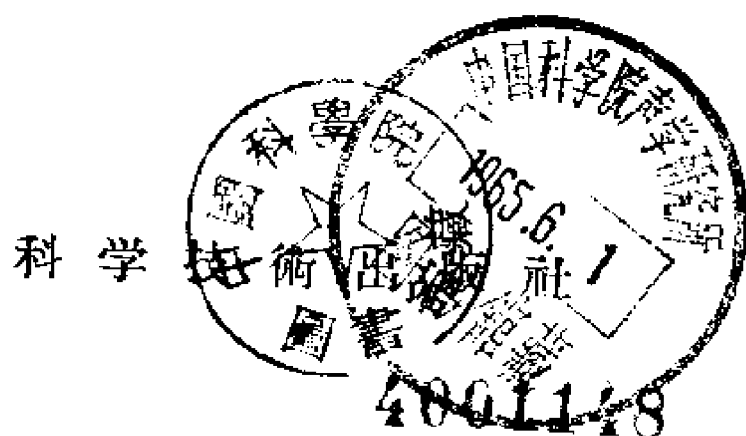
电子管放大器基础

陳鴻彬 著

中国科学院图书馆

电子管放大器基础

陈 鸿 彬 著



內 容 提 要

本書內容分为六章,先介紹电子管放大器的一般概念,再介紹电子管的非綫性、再介紹分析頻率响应与相移的方法、而后討論电压放大器、功率放大器、最后討論反饋放大器。各章內容主要环绕二个关键問題:即非綫性失真問題和頻率响应及相移問題。在对付这二个問題时,本書提出了一般化的方法:用“振流摆动的峰-谷值比”来衡量非綫性失真,以及用基本节的方法来計算頻率响应及相移。本書的最后一章是討論反饋放大器,討論强負反饋放大器的基本設計方法。

本書可作为大学电信系学生及电信工作人员对电子管放大器做深入研究时作一般参考之用。

电子管放大器基础

著 者 陈 鴻 彬

*

科 学 技 術 出 版 社 出 版

(上海建国西路333弄1号)

上海市书刊出版业营业許可証出 079 号

上海市印刷五廠印刷 新華書店上海發行所总經售

*

統一書号:15119·500

开本850×1168 1/32·印张 15 1/8·字数 372,000

1957年5月第1版

1957年5月第1次印刷 印数1—5,500

平精裝本定价:(10) 3.20元

序

电子管放大器是电子管电路的一个主要部份，在长途电信的载波电话设备，在无线电的发信收信设备，以及其他许多电子学应用的设备中，电子管放大器是不可缺少的。因此，这门电子管放大器的课程，在高等学校中是电信和电子学专业的必修课程。学习电信和电子学专业，必须首先掌握放大器的原理和设计方法，才能更好地钻研整架机设备的结构和设计，才能更好地从事维护和制造。

青年教师陈鸿彬同志近数年来担任电子管放大器课程的讲授、实验、课程设计、以及长途电话毕业设计中的放大器专门设计，积累了不少经验。这本书“电子管放大器基础”反映了他在教学工作上的贡献。由于内容的丰富，分析的透彻，同学们不仅在这门课程本身取得巨大的收获，并且对于后面的专业课程打下了坚实的基础，保证了良好的质量。

这本书又明显地反映了一定的创造性，而且能够把理论与实践紧密地联系。这些特征，对我来说，在一同进行教学工作时是早已深切体会的。我非常满意地看到祖国的青年教师在党的培养下，正在飞跃似地前进，进步的速率确实令人兴奋。衷心祝贺这本创作的出版，并且希望国内青年教师们源源不断地将自己的科学创作出版，大家一起来提高祖国的科学水平。

张 煦 1956年8月于交通大学



前 言

这本书的内容是关于音频和超音频的非选择性电子管放大器。它的直接目的是作为学习通信系统的低频电子管电路的一个基础。本书共分六章。第一章是关于电子管放大器的初步讨论。第二章是关于放大电子管的非线性的讨论。在这章里，为了讨论变 μ 现象的概念，一次近似的将二分之三方律表示为阴极面上微区域的电流密度与外因电场的关系。这章还讨论了放大器的非线性失真程度和板流摆动的峰值-谷值比的一般性关系，也讨论了三极管电路的非线性失真程度对负载电阻值的依赖关系，以及变 μ 现象。第三章是关于一般宽域放大器中涉及的基本网络，把基本网络归纳成为二种基本节和二种谐振性截止电路。任何传输电压的电路的输出-输入电压比都可以等值成为一些基本节和谐振电路的串级的输出-输入电压比；这样来研究电路的放大率的频率响应特性和相移特性可以成为非常简单，同时也予分析负反馈放大器的频率响应特性、相移特性和稳定性以很大的方便。第四章是关于宽域电压放大器，讨论的内容主要是 $R-C$ 放大级及其频域的放宽，以及变压器耦合电压放大级。第五章是关于宽域功率放大级。第六章是关于反馈放大器。在这一章中讨论了反馈放大器的基本特性，电压反馈、电流反馈和电压及电流反馈的基本特征，假想阻抗概念，强负反馈放大器及其稳定法等。本书以第六章为结束。

作者才从学校出来不久，教学经验非常浅薄，在整理书稿材料的过程中尤其深感如此。书的内容、组织和文字，虽经过多重考虑的，但限于作者水平，会有许多不妥之处。竭诚欢迎读者们指正。你们的意见请由上海科学技术出版社转下。

陈鸿彬 1956年1月于上海交通大学

目 录

序

前言

第一章 电子管放大器緒論.....1

- 1-1 电子管放大器的应用.....1
- 1-2 电子管放大器的基本形式.....1
- 1-3 电子管的級曲綫組和跨极曲綫組.....4
- 1-4 电子管的基本參量.....7
- 1-5 电子管运用情况的图解.....9
- 1-6 輸出和輸入电压关系的代数表示.....14
- 1-7 微变等值电路.....20
- 1-8 有关放大器的一些定义.....22
- 1-9 放大器引起的失真.....27
- 1-10 功率放大器和电压放大器.....33
- 1-11 电子管放大器的基本問題.....34
- 1-12 电子管运用情况的分类.....35

第二章 电子管的非綫性和电子管放大器的非綫性失真.....36

- 2-1 二分之三方律及二极管.....36
- 2-2 二分之三方律及三极管.....39
- 2-3 二分之三方律及四极管、五极管.....42
- 2-4 二分之三方非綫性.....44
- 2-5 三极管中的变 μ 現象.....47
- 2-6 四极管和五极管中的变 μ 現象.....54
- 2-7 变 μ 管、变 g_m 管或漸截止管.....55
- 2-8 电子爭夺非綫性.....59
- 2-9 电子管放大器的基本非綫性失真与鋸流摆动的关系.....61

2-10 用谐波及交调生成波表示非线性失真·····	69
第三章 宽域放大器电路中的基本网络·····	78
3-1 基本节·····	80
3-2 多个缓冲联接的基本节构成的电路的剖析·····	91
3-3 从已知 $ A -\omega$ 关系推求 $\theta-\omega$ 关系·····	95
3-4 阶节·····	97
3-5 单阶节与单基本节的串级, 单基本节的搬移·····	106
3-6 低 Q_r 的谐振电路·····	109
Q_r 低于 $\frac{1}{2}$ 的电路·····	112
Q_r 高于 $\frac{1}{2}$ 的电路·····	117
$Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 的电路·····	125
低 Q_r 串连谐振电路和简单基本节的比较·····	127
3-7 电子管放大器电路的频率响应和相移·····	132
第四章 宽域电压放大器·····	136
4-1 $R-C$ 放大器·····	136
4-2 $R-C$ 放大器的电压放大率数值·····	138
4-3 $R-C$ 放大器的非线性失真·····	143
五极管 $R-C$ 放大器·····	143
三极管 $R-C$ 放大器·····	145
五极管电路与三极管电路非线性失真程度的比较·····	146
4-4 $R-C$ 放大器的电压输出幅度·····	146
五极管电路·····	146
三极管电路·····	149
五极管电路与三极管电路的比较·····	150
最佳的静态偏压和最佳栅偏压·····	151
4-5 高电平与低电平的 $R-C$ 放大器·····	152
4-6 $R-C$ 放大器的直流给电·····	153
三极管 $R-C$ 放大器的 R_k 电阻·····	154
五极管 $R-C$ 放大器的 R_s 电阻和 R_k 电阻·····	156

4-7	$R-C$ 放大器的频率响应性能及相移性能	158
	决定 $R-C$ 电路作用频域的因素	164
	单级 $R-C$ 电路的频域品质	168
4-8	阴极旁路电容 C_k 及栅极旁路电容 C_s 对电压放大率的影响	170
	三极管电路的 C_k-R_k 组合问题	170
	五极管电路的 C_k-R_k 组合问题	179
	五极管电路的 C_s-R_s 组合问题	186
	多级放大器中各级电路的 C_k-R_k 组合及 C_s-R_s 组合	190
4-9	加宽 $R-C$ 放大级的作用频域	190
	用低 Q_r 的谐振来提高高端截止角频率	191
	用补偿输入的方法消灭高端截止角频率	195
	用模拟电路改善 $R-C$ 放大级的低频域响应及相移性能	197
	实用的改善 $R-C$ 放大级低频域响应及相移性能的方法之一	200
	实用的改善 $R-C$ 放大级低频域响应及相移性能的方法之二	202
4-10	电感性负回路的电压放大级	205
4-11	扼流线圈耦合电路	206
	电路的电压放大率及其频率响应性能、相移性能	206
	电路的非线性失真问题及可容许输出问题	209
	电路的 C_k-R_k 组合	213
4-12	变压器耦合电压放大级	213
	电路的电压放大率及其频率响应性能、相移性能	214
	电路的非线性失真问题及可容许输出问题	228
	变压器耦合电压放大级与扼流线圈耦合电压放大级的比较	228
4-13	1:1 变压器及消漏感电容耦合电压放大级	229
4-14	用电感作为负回路的电压放大级的特点	233
4-15	倒相电压放大级	235
第五章	宽域功率放大器	239
5-1	基本低 μ 三极管电路的解析, 正弦波输入, 负栅运用	240
5-2	低 μ 三极管电路解析, 正弦波信号输入, 变压器耦合, 负栅运用	247
5-3	图解低 μ 三极管功率放大器, 变压器耦合, 正弦波输入, 负栅运用	254

5-4	低 μ 三极管功率放大器的实际问题	257
5-5	高 μ 三极管功率放大器, 正栅运用原理	263
5-6	理想的四/五极管功率放大级	268
5-7	四/五极管功率放大器的实际问题	275
	四极管和五极管的比较	280
5-8	用变压器耦合负载的功率放大级的频率响应性能及相移性能	282
	三极管功率放大级	283
	四/五极管功率放大级	292
5-9	三极管功率放大级与四/五极管功率放大级的比较	299
	非线性失真与 R_L 的关系的比较	299
	频率响应性能的比较	299
	电源杂声的比较	307
	功率放大级的运用注意点	307
5-10	推挽放大级的概念	308
5-11	推挽功率放大级	310
	推挽运用的优点	321
	决定复合曲线组形状的因素	322
	推挽功率放大级的输出功率	328
	已定 U_{bb} 、 U_{cc} 以及 $\hat{u}$ 的最大功率输出与 $-\frac{\alpha^2 r_L}{4}$ 的关系	329
	已定 U_{bb} 电路的尽限甲 ₁ 类运用	329
	甲乙 ₁ 类推挽放大级	332
	四/五极管推挽放大级	338
	三极管推挽级与四/五极管推挽级的比较	342
	正栅高 μ 三极管推挽放大级	342
	用线性电子管的推挽放大器	344
	推挽放大级的频率响应性能和相移性能	355
第六章	反馈放大器	360
6-1	利用反馈修正放大器的性能	360
6-2	差量反馈放大器	361
	差量负反馈放大器的杂声	362

差量負反饋放大器的非綫性失真·····	364
差量負反饋放大器的頻率响应失真及相移失真·····	367
差量負反饋放大器的电压放大率数值持恒度·····	369
6-3 混和反饋放大器·····	371
反饋改变放大器的有效电压放大率·····	371
正反饋与負反饋·····	373
反饋放大器的杂声·····	373
反饋放大器的非綫性失真·····	376
反饋放大器的頻率响应性能和相移性能·····	383
反饋放大器的电压放大率持恒度·····	394
6-4 差量反饋与混和反饋的比較·····	395
6-5 反饋的鉴定·····	396
6-6 电压負反饋和电流負反饋, 等值电子管·····	401
6-7 假想阻抗电路, 負电阻功率放大器·····	417
6-8 放大管的动态輸入阻抗·····	429
6-9 阴极輸出級·····	434
6-10 多級的强負反饋放大器·····	446
强負反饋放大器的有效电压放大率·····	447
强負反饋放大器的輸出阻抗·····	451
强負反饋放大器的穩定問題·····	455
6-11 意外的反饋·····	469
附录·····	473

第一章

电子管放大器緒論

1-1 电子管放大器的应用

电子管放大器应用在通訊上，占很重要的地位。如果没有电子管放大器，通訊技术要发展到今天的情况，是不可能的。电子管放大器使微弱的信号电压得到增高，使收受信号的电路得到額定的功率。

电子管放大器在許多技术部門中广泛的应用着。在無線和有綫通訊設備之外，应用在种种电声設備中，应用在电视設備中，应用在电子計算机設備中，应用在遙远控制自动控制設備中，应用在測量仪器中，还应用在医疗設備中等等。

近年来由于技术的发展，出現了实用的半导体放大器、磁放大器及电介質放大器。在放大器理論的領域內增添了很多的发展方向。

在实用上，电子管放大器仍占着主要的地位，我們要求能很好的分析和設計电子管放大器电路。

电子管之用于放大器电路中，是利用它的栅极-阴极之間的电压，能控制鉸回路电流的性能。鉸回路受控制的电流流經一定阻抗就发生一定响应电压；如果响应电压大于栅极方面輸入的电压，就得到电压放大；使鉸回路电流流过負載电阻，就发生一定的功率，就得到功率輸出。

1-2 电子管放大器的基本形式

电子管放大器的基本形式是單管的單級电路。

單級的电子管放大級电路，基本上包括一个电子管以及它的

阴极电路、栅极电路和板极电路。栅极电路通常是输入电路，板极电路通常是输出电路。如果电子管的有效电极数多于三个，其它电极的电路往往是与输入和输出电路独立无关的。

栅极电路包括引入输入电压的元件，也包括予栅极以最合适运用的栅偏压；板极电路要包括引出输出电压或功率的元件，也包括一个板源电压，板路没有正板源电压，电子管就不能工作。

除非特别指出，一般所谓放大器都是指放大交流电压及功率的放大器。放大直流电的放大器称为直接耦合放大器或直流放大器。因此，一般放大器的输入电路只要求它接纳交流电分量。

放大器输入电路的基本形式是变压器，电容-电阻电路及电容-电感电路，各如图 1-1、图 1-2 和图 1-3 所示。

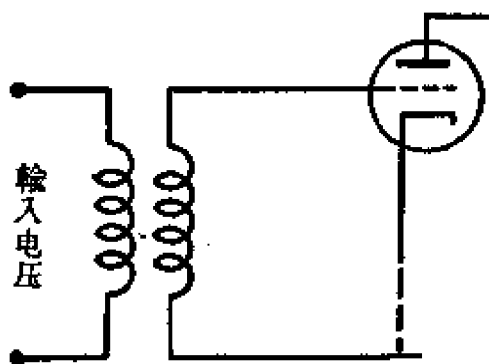


图 1-1 用变压器的输入电路

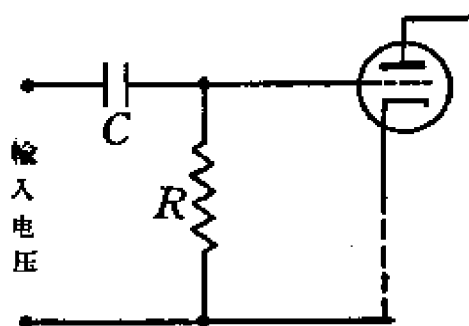


图 1-2 用电容及电阻的输入电路

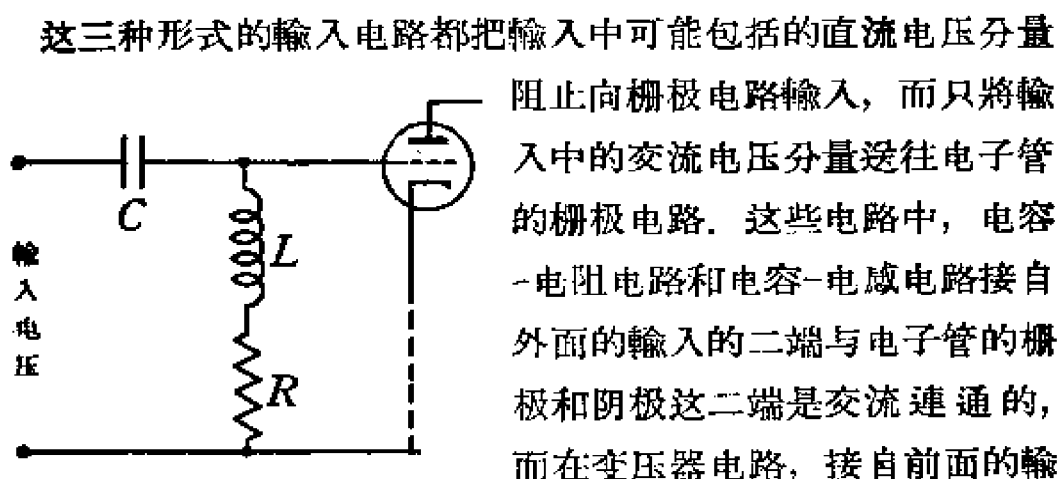


图 1-3 用电容及电感的输入电路

这三种形式的输入电路都把输入中可能包括的直流电压分量阻止向栅极电路输入，而只将输入中的交流电压分量送往电子管的栅极电路。这些电路中，电容-电阻电路和电容-电感电路接自外面的输入的二端与电子管的栅极和阴极这二端是交流连通的，而在变压器电路，接自前面的输入二端则与电子管栅极和阴极电

路沒有電的連接。

放大器的輸入電路，一般並不以之作為滿足信號傳輸阻抗匹配之用，它只作為電壓傳送的電路，例如在用變壓器作為輸入設備的情形，輸入變壓器只是為了將輸入電壓經變壓後送至電子管的柵極電路，而不是為了將變壓器副線圈右視的阻抗變換至原線圈方面以滿足匹配傳輸。

放大器的輸出，通常是只將交流輸出，即只將鉅極交流電壓輸出，或是使一個電阻器承受這個電壓，接受交流功率。因此放大器的輸出電路也包括傳送交流而隔斷直流的元件，例如用變壓器或隔直流的電容器等。輸出電路的各種基本形式，見圖 1-4、圖 1-5

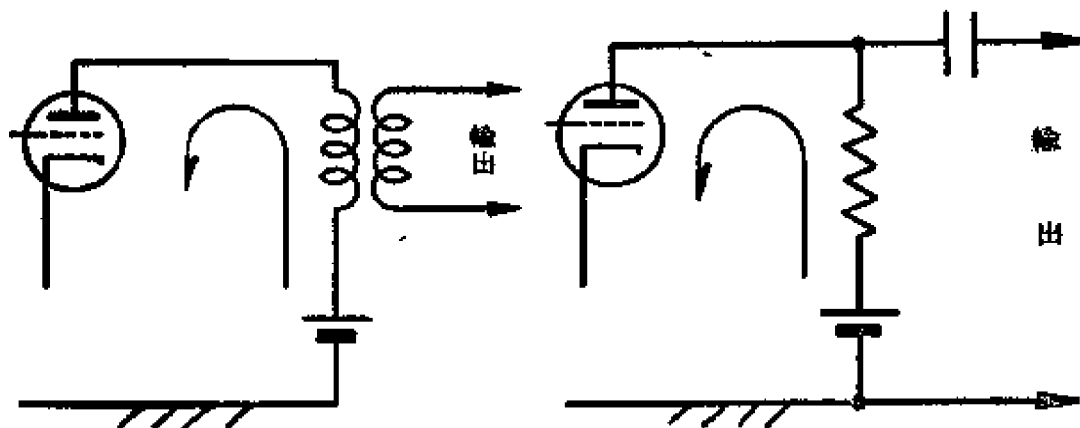


圖 1-4 用變壓器的輸出電路 圖 1-5 用電阻及電容的輸出電路

及圖 1-6 各圖。圖 1-4 電路用變壓器耦合，圖 1-5 及圖 1-6 電路用電容耦合。比較圖 1-4 至圖 1-6 各電路與前圖 1-1 至圖 1-3 各電路可見是相似的。輸入用的電路和輸出用的電路之間最主要區別如下：輸入電路必須給予柵極電路一條直流回路而不必給予輸入方面以直流回路；而輸出電路必須給予鉅極回路一條直流回路而不必給予輸出二端之間以直流回路。如果一個電路的輸入二端間和輸出二端間都有直流回路，則此電路可以作為二個放大級間的耦合電路。耦合電路的基本形式見圖 1-7 至圖 1-11。鉅極電路必須有直流回路是為了使電子管能受到鉅源電壓而作用；給予柵極

电路以直流回路,是为了使栅极得有适当的直流偏压。

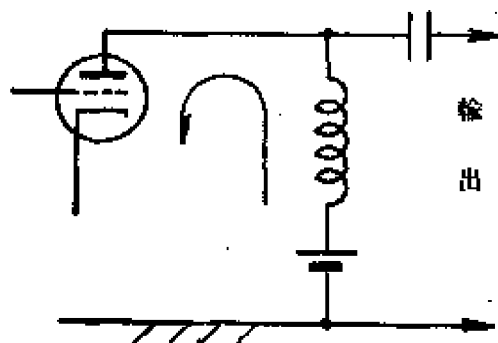


图 1-6 用电感及电容的输出电路

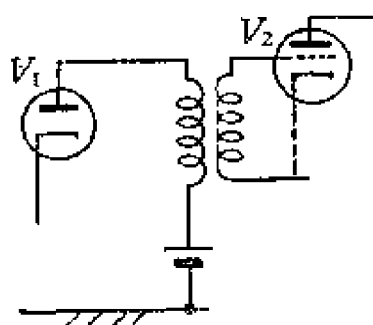


图 1-7 用变压器的级间耦合电路

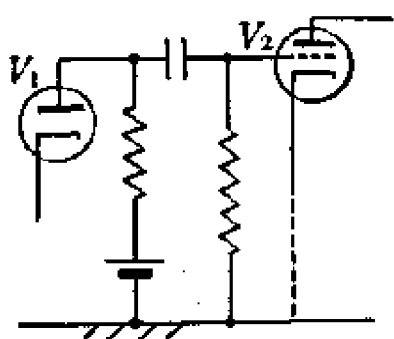


图 1-8 用电阻及电容的级间耦合电路

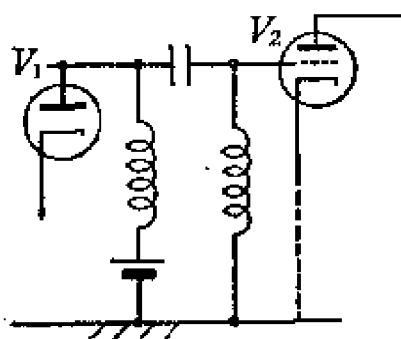


图 1-9 用电感及电容的级间耦合电路

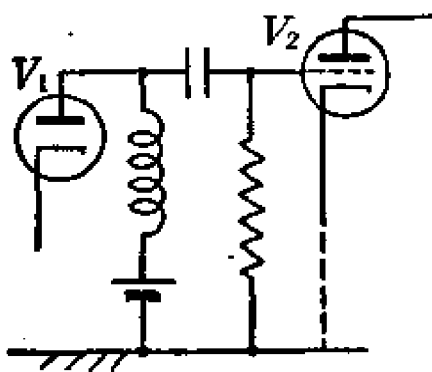


图 1-10 用电感、电容及电阻的级间耦合电路

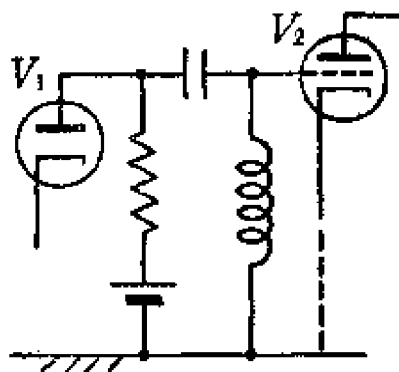


图 1-11 用电阻、电容及电感的级间耦合电路

1-3 电子管的板曲线组和跨极曲线组

电子管的板曲线是在一定栅压时,表示板流与板压间关系的曲线。通常板流 I_b 占纵坐标轴,板压 U_b 占横坐标轴。在不同栅

压可得不同的板曲线。这些不同栅压的板曲线合称电子管的板曲线组。图 1-12 是一个典型三极管的板曲线组，图 1-13 是一个典型五极管的板曲线组。

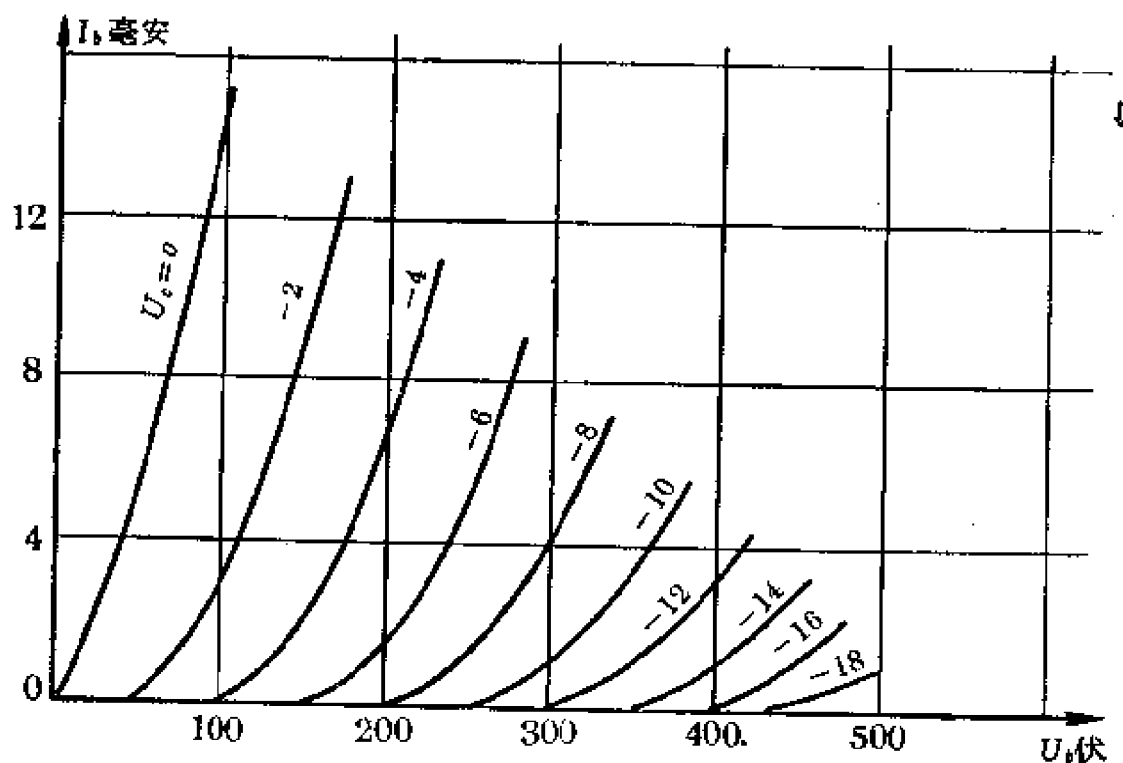


图 1-12 典型的三极管板曲线组

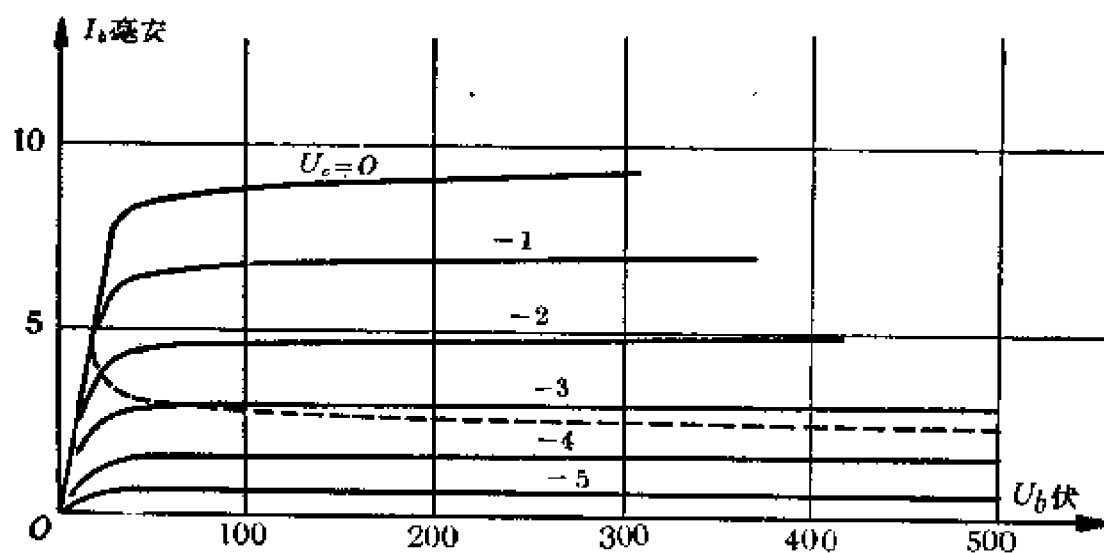


图 1-13 典型的五极管板曲线组

电子管的板曲线组只表达电子管的内部性能，与外面电路无

关。

因为放大器电路一般所涉及的是栅压、板压和板流三个量，所以用一组板曲线就足以表示一个电子管的性能。

在某些时候，栅压、板压和板流这三个量还可以用另一种曲线组来表示。如果维持板压为一个定值，可得栅压与板流间的关系。我们就可以依据定值的板压，将量得的板流-栅压关系描画在板流-栅压坐标系上，得一条板流对栅压的响应曲线。这条曲线称为定板压的跨极曲线，或者就称为跨极曲线。跨极的意思是：栅极电路的电压跨极地影响了板流。

维持板压在不同的定值，可以得出一组跨极曲线，这些曲线合称跨极曲线组。跨导曲线组是电子管的内部性能，它表示着电子管内栅压、板压和板流间的关系。跨极曲线（组）亦是与外部电路无关的。

电子管的板曲线组和跨极曲线组都是表示栅压、板压和板流三个量之间的关系，它们之间应该是一致的。如果已知一电子管的板曲线组，可以从它推出跨极曲线组；反之，从已知的跨极曲线组，也能推出板曲线组。图 1-14 示从已知板曲线组推出跨极曲线组的方法。图上只有举出一条跨极曲线的例子， $U_b = 30$ 伏。其

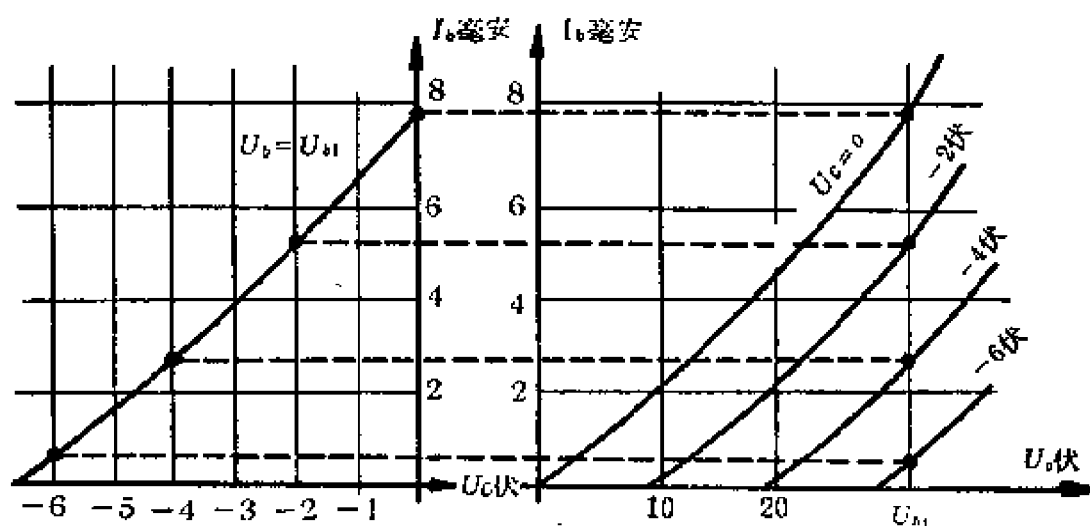


图 1-14 从已知板曲线组推出跨极曲线

它板压条件下的其它跨极曲线的推得,可按此类推。

图 1-14 上,左右图各对黑点都是相对应的,各相对黑点之间的栅压、板压和板流情况相同。

图 1-15 示从已知跨极曲线组推出板曲线组的方法。图上只有举出一条板曲线的例子, $U_c = -2$ 伏。其它栅压条件下的其它板曲线可按同样方法推得。

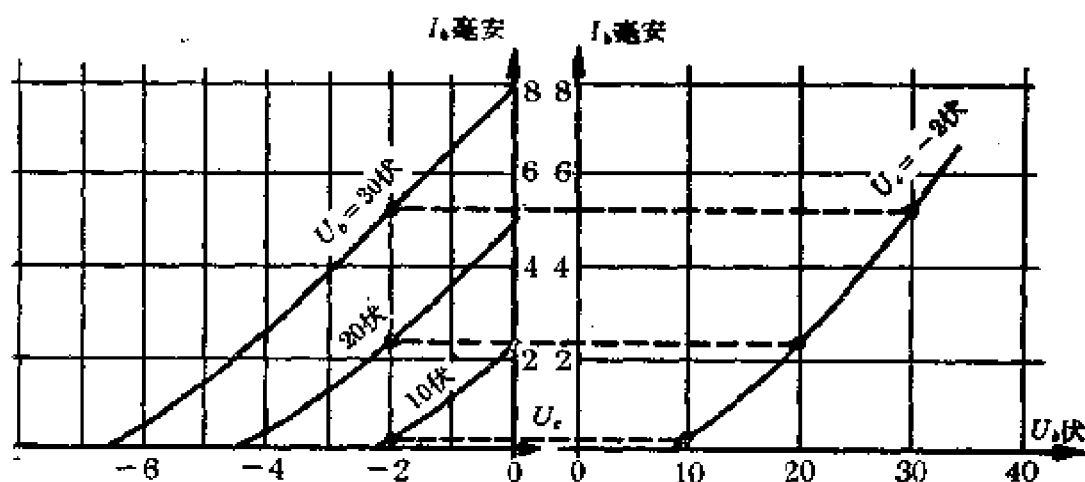


图 1-15 从已知跨极曲线组推出板曲线

在通常情形,板曲线组比跨极曲线组要有些用,这将在 1-5 节讨论到。

1-4 电子管的基本参量

电子管的基本参量为微变条件下的放大因数 μ 、跨导 g_m 和板内阻 r_p 。这三个参量的定义各是:

$$\mu = - \frac{\partial U_b}{\partial U_c} = - \frac{dU_b}{dU_c} \Big|_{I_b \text{ 不变}},$$

$$g_m = \frac{\partial I_b}{\partial U_c} = \frac{dI_b}{dU_c} \Big|_{U_b \text{ 不变}},$$

$$r_p = \frac{\partial U_b}{\partial I_b} = \frac{dU_b}{dI_b} \Big|_{U_c \text{ 不变}}.$$

式中 U_c 是栅压, U_b 是板压,都是对阴极而言; I_b 是板流。

以上三个参量之間,存在如下的关系:

$$\mu = -g_m r_p.$$

这是因为 $g_m r_p = \frac{\partial I_b}{\partial U_c} \times \frac{\partial U_b}{\partial I_b} = \frac{\partial U_b}{\partial U_c},$

而 $\mu = -\frac{\partial U_b}{\partial U_c}.$

所以电子管的基本参量也可以認為只有二个: g_m 和 r_p .

跨导 g_m 是 U_c 微变量与所产生的 I_b 微变量的反比,条件是定板压;板内阻 r_p 是 U_b 微变量与所产生的 I_b 微变量的比,条件是定栅压;当板压和栅压都作变微时,总的板流变化就成为

$$\begin{aligned} dI_b &= \frac{\partial I_b}{\partial U_c} dU_c + \frac{\partial I_b}{\partial U_b} dU_b \\ &= g_m dU_c + \frac{dU_b}{r_p}. \end{aligned}$$

这是板流的全微分式.

由这个式子可以明白,如果同时变化 U_c 和 U_b ,而使 I_b 不变,即 $dI_b = 0$,則 dU_c 和 dU_b 之間必要成立

$$\frac{dU_b}{dU_c} = -g_m r_p = \mu$$

的关系. 这意思說,栅压变化 dU_c 所能引起的板流变化等量于板压变化 $dU_b = \mu dU_c$ 所能引起的板流变化. 因此 μ 称为放大因数.

关于 μ 、 g_m 和 r_p 的进一步物理意义討論,將在介紹微变等值电路时說明.

按以上的 μ 、 g_m 和 r_p 的定义,一个电子管的这些参量可以从电子管的板曲綫上找到,也可以从电子管的跨极曲綫上找到. 例如 r_p 值可以从板曲綫上找出: r_p 是板曲綫斜率的倒数; g_m 值可以从跨极曲綫上找出: g_m 是跨极曲綫的斜率,

1-5 电子管运用情况的图解

放大器的输入是在栅电路。输入的形式是电压。输入的电压在板路引起响应。响应的形式是电流。这电流流经板回路阻抗，引起响应电压；而响应电压决定板压。所以板压及板流都是对栅压响应的量。

如果电子管的栅压能够绝对控制板流，在已知栅压后，就可直接求出板流响应以及板压响应。但是，电子管的板流是既决定于栅压又决定于板压的，在板压又复是板流的函数的形式，如已知栅压，要求出响应的板流，就要列出在电子管内板流作为栅压及板压的函数的方程式，再列出在板回路中板压作为板流的函数的方程式，联解求得。此二方程式的联解同时也解得板压对栅压的响应关系。

电子管板流作为栅压及板压的函数 $I_b(U_g, U_b)$ ，由于电子管的非直线特性，往往不能用简单的代数式表示。方便的方法是用曲线组表示，就是用 1-3 节的定栅压的板曲线 (I_b-U_b 曲线) 组来表示。如果板回路的板压-板流关系也能用曲线表达在同一 I_b-U_b 坐标系上，就能图解出板流和板压对栅压(输入)的响应关系。

表示电子管板流作为栅压及板压的函数的代数式，称为电路的内部方程式；表示板回路板压作为板流的函数的代数式，称为电路的外部方程式。与此相对，作在 I_b-U_b 坐标系上的电子管定栅压板曲线组称为内部曲线组，作在 I_b-U_b 面上的表达板回路的 I_b-U_b 关系曲线称为外部曲线。图解电路就是在 I_b-U_b 坐标系上，找出内部曲线和外部曲线的交点。因为在交点上，内部关系和外部关系同时得到满足。交点称为板运用点。

在板回路中，板压作为板流的函数，要看板回路阻抗以及板流与时间的变化形式而异。如果板回路只包括一个电阻器 R_b ，则板压和板流间的关系(外部关系)是：

$$U_b = U_{bb} - I_b R_b.$$

作在 $I_b - U_b$ 坐标系上, 这是一条直线, 式中 I_b 須具正值.

如果飯回路只包括一个电感, 則飯压与飯流的关系是:

$$U_b = E_{bb} - L_b \frac{dI_b}{dt}.$$

式中 L_b 是飯回路中的电感值. 由式可見, 在这种飯回路情况, U_b 与 I_b 間不成立直接的关系, U_b 与 I_b 間的关系是决定于 I_b 的时间微分的. 因此不能在 $I_b - U_b$ 坐标系上作出由飯回路参量决定的外部关系曲线.

如果飯回路只包括一个串連电容器 (假定可能的話), 也同样的不能在 $I_b - U_b$ 坐标系上作出由飯回路参量决定的外部关系曲线, 因为存在于电容器二端的电压与飯流作时间积分的正比关系, 电容器二端的电压和飯流沒有直接的关系.

因此, 在飯回路中存在着电抗元件 (电感及/或电容) 的情形, 要解知飯流和飯压对栅压的响应, 就不便从图解得, 而只能訴諸联解繁复的内部方程式及外部微分方程式. 通常这种繁复解法是缺少实用意义的. 遇到这种电路情况时, 可以假定电子管为直线性, 用等值电路的方法近似的求解.

在飯回路中仅有电阻器或仅有电阻起着作用的情形, 外部电路的飯压作为飯流的函数是简单的直线式, 作在 $I_b - U_b$ 坐标系上

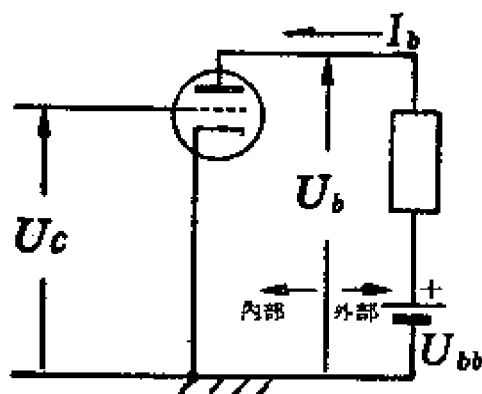


图 1-16

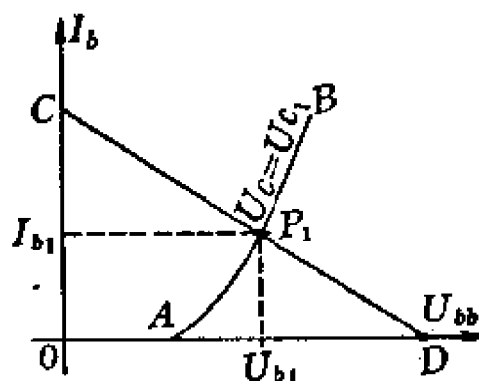


图 1-17 图解电子管的飯运用点, 电阻性的飯回路,

是一条直线。在这种情形，板流及板压对栅压的响应才可以在 I_b-U_b 坐标系上图解得。图 1-17 示一个在 I_b-U_b 坐标系上的 I_b 和 U_b 的图解，已知 $U_c=U_{c1}$ ，图中 AB 曲线是 $U_c=U_{c1}$ 的 I_b-U_b 曲线（内部曲线）， CD 直线是板回路的板压随板流而变的关系（外部曲线），它们的交点 P_1 是电路运用情况的解，就是板运用点。 P_1 点代表当 $U_c=U_{c1}$ 时的板流和板压。在 P_1 点，栅压、板流和板压同时满足内部及外部关系。

如果板回路中包括一些瞬应变阻元件而不包括任何起作用的电抗元件，电路的外部关系也可以用由板回路电性能决定的曲线表示在 I_b-U_b 坐标系上，于是板流及板压对栅压的响应也可以在 I_b-U_b 坐标系图上解得。图 1-18 的 EF 曲线是外部关系曲线，同图 AB 曲线是 $U_c=U_{c1}$ 的内部曲线，解得在 P 点。

电路的外部关系表示在 I_b-U_b 坐标系上称为负载线，因为外部电路包括输出的对象——负载。

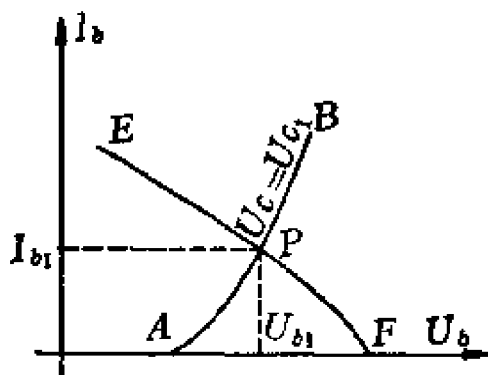


图 1-18 图解电子管的板运用点，

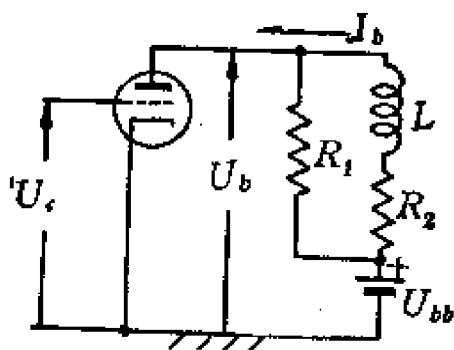


图 1-19 静态板回路有效电阻不同于动态板回路有效电阻的电路

在有的情形，板回路具有二重的板压-板流关系。板流变动缓慢时的板压-板流关系不同于板流变动急速时的板压-板流关系。图 1-19 电路是一个例子。

在图 1-19 电路，当 U_c 在变化时， I_b 和 U_b 随着 U_c 作相应的变动。如果 U_c 的变化是十分缓慢的， I_b 和 U_b 的响应变化当然也是十分缓慢的。 I_b 在外部回路中分 R_1 及 L 和 R_2 的串连二路而

流,也都十分缓慢地变化。如果电感 L 对如此缓慢变动的电流只生很低很低的反对电势,则图示电路的外部关系可以写如

$$U_b = U_{bb} - I_b \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right).$$

按这样的关系可以在 $I_b - U_b$ 坐标系上作出一条通过 $(U_{bb}, 0)$ 点及 $\left(0, \frac{U_{bb}(R_1 + R_2)}{R_1 R_2}\right)$ 点的负载线。负载线与对应于一定栅压的内部曲线的交点就是电路的解得。图 1-20 CD 线示上述外部关系: C 点在 $\left(0, \frac{U_{bb}(R_1 + R_2)}{R_1 R_2}\right)$, D 点在 $(U_{bb}, 0)$; 同图 AB 曲线示 $U_c = U_{c1}$ 的内部关系, 板运用点在 P_1 , 故相对应于 $U_c = U_{c1}$ 的板流为 I_{b1} , 板压为 U_{b1} (均见图)。如 U_c 在不同时间缓慢的改变其值, 运用点就相应地改变其所在。由于内部曲线与外部曲线的交点只能在负载线上, 得板运用点移动的轨迹重叠于负载线。

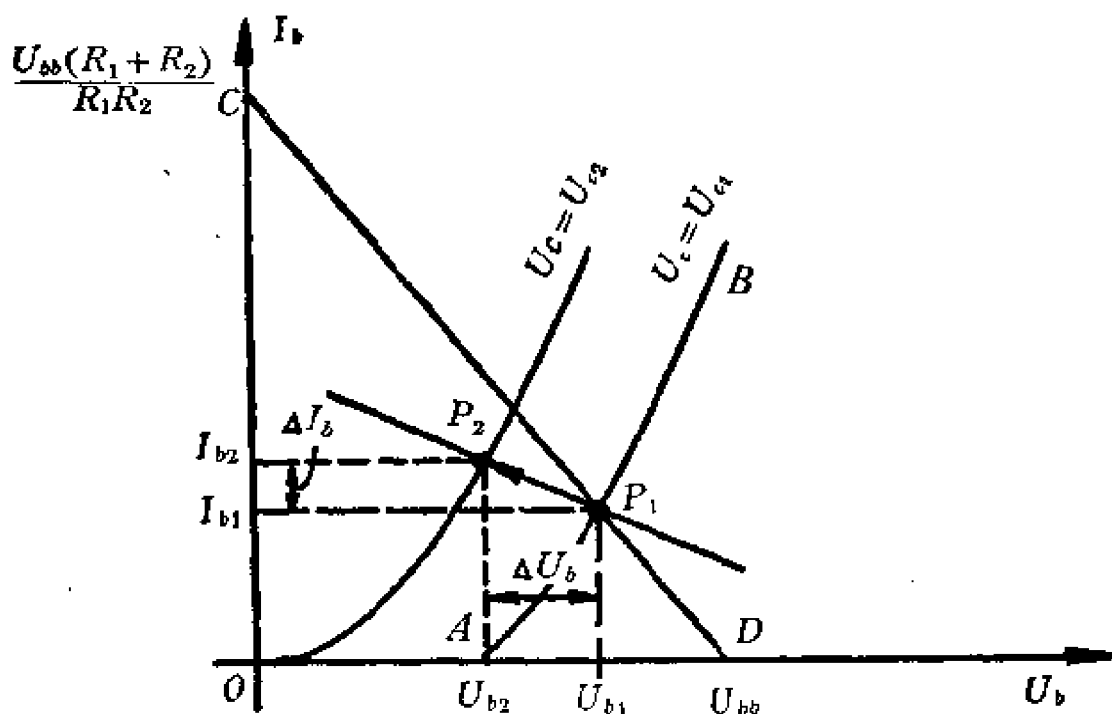


图 1-20 静态负载线和动态负载线。

如果 U_c 的变化是急速的, 则板流就趋向作相等急速的变化响应, 板流的二条分路的分量也都有同样的趋向。但是, 构成于 L 及 R_2 串接的分路与 R_1 分路各别对于这种趋向的反应不同。在 L 与

R_2 分路中, 因为电感 L 的存在, 电流的变化是遭到反对的, L 电感用产生反电势的方式来反对在其中流行的电流的变化, 而在 R_1 分路中并没有这种反对势力. 如果 L 的反对作用能有效的制止 L 分路中电流的改变的话, 板流的变化分量只能由 R_1 得到回路. 因此, 对于作急速变化的板流分量, 板回路电阻只是 R_1 . R_2 及 L 将彷彿并不向 R_1 跨接. 显然, 对板流变化 ΔI_b 的板压变化响应就成为

$$\Delta U_b = -\Delta I_b R_1.$$

这个式子是一个 ΔU_b 与 ΔI_b 間的直綫方程式. 这直綫通过 ΔU_b 及 ΔI_b 坐标系的原点, 它的斜率决定于有效回路电阻 R_1 . ΔU_b 和 ΔI_b 的量度基准是 I_b 开始变化时的点, 例如, 原来的 U_c 为 U_{c1} , 則 ΔU_b 及 ΔI_b 的坐标系原点在 P_1 点 (U_{b1}, I_{b1}), P_1 点决定于 $U_b = U_{bb} - I_b \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right)$ 綫和 $U_c = U_{c1}$ 的内部曲綫. 当 U_c 急速自 U_{c1} 变为 U_{c2} 时, I_b 自 I_{b1} 变为 I_{b2} , U_b 自 U_{b1} 变为 U_{b2} , 得板运用点轉为 P_2 点 (均見图), 这里

$$\begin{aligned} I_{b2} &= I_{b1} + \Delta I_b, \\ U_{b2} &= U_{b1} - \Delta U_b, \end{aligned}$$

其中

$$\Delta U_b = -\Delta I_b R_1.$$

連接 P_1 点与 P_2 点的綫是板运用点的軌迹, P_2 点并不在 $C-D$ 綫上. 显見这情形和 U_c 作十分緩慢的变化时不一致.

由于 P_1-P_2 直綫代表着板回路在板流作急速变化时的外部关系, P_1-P_2 直綫也称为負載綫. 为了区别 $C-D$ 負載綫与 P_1-P_2 負載綫, 前者称为靜态負載綫, 后者称为动态負載綫. 靜态負載綫用以解出栅压在靜态情况下的板运用点, 动态負載綫用以解出栅压自某一靜态情况急速地变为其它情况的板运用点軌迹. 靜态負載綫也称为直流負載綫. 动态負載綫也称为交流負載綫.

凡是板回路有效电阻的值, 視板流变化急速或緩慢而不同的电路, 动态負載綫必定不重于靜态負載綫, 而二負載綫交于急速变

化起始之点。

用图解法可以解得任何瞬时已知栅压的相应板流及板压。

1-6 输出和输入电压关系的代数表示

用上节的图解方法,可以求得板流对栅压的瞬时响应关系.栅压是某一定值时,有一定的对应板流及板压响应。

但是有时要求将板流和栅压之间的关系用代数式表示,或将板流和栅压的变化分量之间的关系用代数式表示。

如果已知板压维持为定值,则一条跨极曲线就表示全部栅压 U_c 与板流 I_b 的关系.这可以用代数来表示:

$$I_b = f(U_c).$$

如果 U_c 包括一个直流偏压分量 $-U_{cc}$ 和一变化分量 U , 则

$$I_b = f(-U_{cc} + U).$$

这可以展开成一个级数如下:

$$I_b = b_0 + b_1 U + b_2 U^2 + \dots \quad (1-1)$$

其中

$$\left. \begin{aligned} b_0 &= \frac{f}{[0]}(-U_{cc}), \\ b_1 &= \frac{1}{[1]} \frac{df}{dU_c}(-U_{cc}), \\ b_2 &= \frac{1}{[2]} \frac{d^2 f}{dU_c^2}(-U_{cc}), \\ &\dots \end{aligned} \right\} \quad (1-2)$$

如能得知在 $U_c = -U_{cc}$ 点的跨极线 ($I_b - U_c$ 曲线) 的全部几何性质, 就得 I_b 作为 U 的函数式. 所谓跨极曲线在 $U_c = -U_{cc}$ 点的几何性质乃是指该点的 I_b 值, 该点的 $I_b - U_c$ 曲线斜率值, 该曲线斜率对 U_c 的变率值, 该曲线斜率对 U_c 的变率对 U_c 的变率值……等. 只要跨极曲线是连续的, 级数式 1-1 必成立。

由于现讨论情形的板压 U_b 是定值, 式 1-2 就成

$$b_0 = \frac{f}{[0]}(-U_{cc}),$$

$$b_1 = \frac{1}{[1]} \frac{\partial f}{\partial U_c}(-U_{cc}),$$

$$b_2 = \frac{1}{[2]} \frac{\partial^2 f}{\partial U_c^2}(-U_{cc}),$$

.....

按跨导的定义,

$$g_m = \frac{\partial I_b}{\partial U_c}$$

故以上的

$$b_1 = \frac{1}{[1]} \frac{\partial f}{\partial U_c}(-U_{cc}) = g_m(-U_{cc}),$$

$$b_2 = \frac{1}{[2]} \frac{\partial^2 f}{\partial U_c^2}(-U_{cc}) = \frac{1}{2} \frac{\partial g_m}{\partial U_c}(-U_{cc}),$$

.....

称 $U_c = -U_{cc}$, $U_b = U_{b1}$ 所决定的板运用点为 Q 点, Q 点的板流为 I_{bQ} , Q 点的跨导为 g_{mQ} , Q 点的 g_m 对 U_c 的变率为 $\left(\frac{\partial g_m}{\partial U_c}\right)_Q$

则式 1-1 可写成

$$I_b = I_{bQ} + g_{mQ} U + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial g_m}{\partial U_c}\right)_Q U^2 + \dots \quad (1-3)$$

当 I_{bQ} 、 g_{mQ} 、 $\left(\frac{\partial g_m}{\partial U_c}\right)_Q$ 等从跨极曲线上求得后, I_b 对 U 的响应关系便可以列出.

但是式 1-3 并不能应用在一般实际电路的情况, 因为式 1-3 的条件是 $U_b = U_{b1}$ 定值. 在实在情形, 往往 U_b 并不保持为定值, 而是随着板流而变的, 即随着 U_c 而变的. 最通常的情形是板回路对变化的板流而论, 存在有一个有效的电阻. 板流变量流经有效电阻产生一个板压变量.

如果 U_c 的变化是急速的, 又如果变化以 $-U_{cc}$ 为平均值作交

流的上下, 则板运用点通过决定于 $U_c = -U_{cc}$ 的板曲线及静态负载线的相交点(静态运用点), 沿通过该点的动态负载线而运动. 动态负载线代表对板流变量为有效的回路电阻. 在这样的电路, 板压与板流都对栅压 U 分量而响应.

在栅压及板压都在变动时, 板流成为

$$I_b = h(U_c, U_b).$$

U_c 依 $-U_{cc}$ 为平均值的点变化, U_b 也依其平均值的点变化. 若 U_b 的平均值点为对应于 U_c 为 $-U_{cc}$ (平均值) 的静态运用点 (U_{bQ}), 则 I_b 式为

$$I_b = h(-U_{cc} + U, U_{bQ} + U_a).$$

式中 U_a 为板压摆动分量, 板压在 U_{bQ} 左右摆动. 因 U_a 的起因是 I_b 中的摆动分量 I_a 流经有效电阻 R_L 的响应, 所以,

$$I_b = I_{bQ} + I_a = h(-U_{cc} + U, U_{bQ} - I_a R_L).$$

将式右方的 I_a 项左移, 得

$$I_b = I_{bQ} + I_a = g(-U_{cc} + U).$$

g 为不同于 h 之函数. g 显然与 R_L 有关.

为了知道 I_b 与 U 的关系, g 函数可展开为 U 的升幂级数,

$$I_b = b_0 + b_1 U + b_2 U^2 + b_3 U^3 + \dots \quad (1-4)$$

其中

$$\left. \begin{aligned} b_0 &= \frac{1}{[0]} g(-U_{cc}), \\ b_1 &= \frac{1}{[1]} \frac{dg}{dU_c}(-U_{cc}), \\ b_2 &= \frac{1}{[2]} \frac{d^2 g}{dU_c^2}(-U_{cc}), \\ &\dots\dots\dots \end{aligned} \right\} \quad (1-5)$$

即

$$\left. \begin{aligned} b_0 &= I_{bQ}, \\ b_1 &= \left. \frac{dI_b}{dU_c} \right|_Q, \\ b_2 &= \left. \frac{1}{2} \frac{d^2 I_b}{dU_c^2} \right|_Q, \end{aligned} \right\} \quad (1-6)$$

.....

如能求出这些 b_0 、 b_1 、 b_2 ……等, 就可得知 I_b 作为 U 的升幂级数, 即实得的栅压变量—板流的关系。

现在希望求出这些 b_0 、 b_1 、 b_2 ……等系数。

一个方法是从 I_b-U_c 曲线在 Q 点的几何性质求得。

在板压维持为定值的情形, I_b-U_c 曲线是电子管的本身性能, 超然于电路的外部情况; 而在板压依赖于栅压所控制的板流的情形, I_b-U_c 曲线将按板压随板流而变的依赖关系而定, 就是说, 要随着电路外部关系而定。因此在一般应用情形的 I_b-U_c 曲线不仅是电子管本身性能的直接表示, 也有电路的外部参量参加影响。我们以上说过, g 函数与板回路有效电阻 R_L 有关, 就是这个意思。

一定外部电路情况的 I_b-U_c 曲线可以从 I_b-U_b 图推得, 图 1-21 示一个例子。图 1-21 的 Q 点为静态运用点。 Q 点决定于 $-U_{cc}$ 的板曲线及通过 $(U_{bb}, 0)$ 点的静态负载线。通过 Q 点有一动

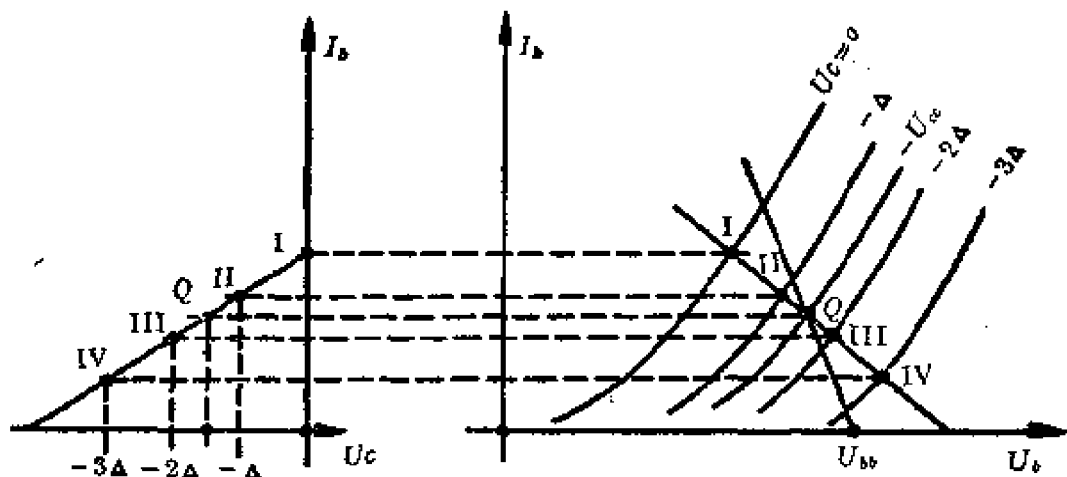


图 1-21 从电子管的已知板曲线组及动态负载线, 推出动态跨极曲线

态负载线 ($I-II-III-IV$)。依此动态负载线可以作出 I_b-U_c 坐标系上的 $I-II-III-IV$ 曲线。显见 I_b-U_c 曲线在 Q 点为已定后, 是受决定于 I_b-U_b 坐标系上的动态负载线, 亦即决定于负载回路有效电阻 R_L 的。

图 1-21 的 I_b-U_c 曲线称为动态跨极曲线, 因为曲线所示的 I_b-U_c 关系是容许板压作响应摆动情况下所得的栅压-板流关系。

将 I_b-U_c 曲线在 Q 点的各项几何性质求得, 便得式 1-4 级数的各系数。

在这种求得各 b 系数的方法中, 必须要经由先作出 I_b-U_c 曲线的步骤。在电子管内部性能为已知, 负载回路有效电阻 R_L 为已知的情况下, 指定 Q 点, 应当能用代数而不一定要用几何的方法来推出动态跨极关系。

按式 1-6, b_0 系数就是 I_{bQ} , b_1 系数是(动态) I_b-U_c 曲线在 Q 点的变率, b_2 系数是 I_b-U_c 曲线在 Q 点的变率对 U_c 的变率的二分之一, ……。如果这些能由代数方法求知, 就得式 1-4 级数的各个项的系数。

“ 我们知道, 电子管的板流全微变量是

$$dI_b = g_m dU_c + \frac{dU_b}{r_p},$$

在负载回路有效电阻是 R_L 的情形,

$$dI_b = g_m dU_c - \frac{R_L dI_b}{r_p},$$

故

$$dI_b = \frac{g_m dU_c}{1 + \frac{R_L}{r_p}},$$

即

$$\frac{dI_b}{dU_c} = \frac{g_m}{1 + \frac{R_L}{r_p}}.$$

这个 I_b 对 U_c 的微变比, 是在容许板极作受制于栅压所控制

的板流所引起的摆动的情況下，所得的比。这个 $\frac{dI_b}{dU_c}$ 率称为电路的动态(微变)跨导，动态跨导的符号是 g_d 。

$$g_d = \frac{dI_b}{dU_c} = \frac{g_m}{1 + \frac{R_L}{r_p}}. \quad (1-7)$$

它与不容板压作摆动所得的跨导 g_m ，差 $\left(1 + \frac{R_L}{r_p}\right)$ 之比。

看一下式 1-6 可見，求知在 Q 点的 g_d ，就求知道式 1-4 級数中的 b_1 系数值。 Q 点的 g_m 及 r_p 都是电子管的内部性能。指定 Q 点、 g_m 及 r_p 都可求知， g_d 就能求得， b_1 也就求得。

$$b_1 = g_d. \quad (1-8)$$

之后，將 g_d 对 U_c 微分，乃得 b_2 ，再微分，得 b_3 ，依次类推。

举例如，希望从电子管的内部性能及已知 R_L 这些根据上，求知 b_2 。

一定的 (U_b, U_c) 組合，得一定的 I_b ，一定的 (U_b, U_c) 組合，得一定的 g_m ，也得一定的 r_p ，故一定的 (U_b, U_c) 組合，得一定的 g_d 。因此，要求知 g_d 如何变化，要考虑 U_b 及 U_c 变化的綜合后果。

g_d 的全微分是：

$$dg_d = \frac{\partial g_d}{\partial U_b} dU_b + \frac{\partial g_d}{\partial U_c} dU_c.$$

$$\begin{aligned} \text{今} \quad dU_b &= -R_L dI_b \\ &= -R_L g_d dU_c, \end{aligned}$$

$$\text{故} \quad dg_d = -\frac{\partial g_d}{\partial U_b} R_L g_d dU_c + \frac{\partial g_d}{\partial U_c} dU_c,$$

$$\text{式中} \quad \frac{\partial g_d}{\partial U_c} = \frac{\left(1 + \frac{R_L}{r_p}\right) \frac{\partial g_m}{\partial U_c} + \frac{g_m R_L}{r_p^2} \frac{\partial r_p}{\partial U_c}}{\left(1 + \frac{R_L}{r_p}\right)^2},$$

$$\frac{\partial g_d}{\partial U_b} = \frac{\left(1 + \frac{R_L}{r_p}\right) \frac{\partial g_m}{\partial U_b} + \frac{g_m R_L}{r_p^2} \frac{\partial r_p}{\partial U_b}}{\left(1 + \frac{R_L}{r_p}\right)^2},$$

即

$$\begin{aligned} \frac{dg_d}{dU_c} = & \left[\left(1 + \frac{R_L}{r_p} \right) \left(\frac{\partial g_m}{\partial U_c} - \frac{g_m R_L}{1 + \frac{R_L}{r_p}} \frac{\partial g_m}{\partial U_b} \right) \right. \\ & \left. + \frac{g_m R_L}{r_p^2} \left(\frac{\partial r_p}{\partial U_c} - \frac{g_m R_L}{1 + \frac{R_L}{r_p}} \frac{\partial r_p}{\partial U_b} \right) \right] / \left(1 + \frac{R_L}{r_p} \right)^2 \quad (1-9) \end{aligned}$$

在 μ 近似是恒值的条件下,

$$\frac{dg_d}{dU_c} \approx \frac{\frac{\partial g_m}{\partial U_c}}{\left(1 + \frac{R_L}{r_p} \right)^2} \quad (1-9')$$

以上式中 $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$, $\frac{\partial g_m}{\partial U_b}$, $\frac{\partial r_p}{\partial U_c}$, $\frac{\partial r_p}{\partial U_b}$ 各率皆量度于同一点.

求出 Q 点之 $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$, $\frac{\partial g_m}{\partial U_b}$, $\frac{\partial r_p}{\partial U_c}$, $\frac{\partial r_p}{\partial U_b}$ 各率, 乃得 b_2 :

$$b_2 = \frac{1}{2} \frac{dg_d}{dU_c} \Big|_Q \quad (1-10)$$

至于 $b_3, b_4, \dots$ 等 b 系数之推求, 用同样方法类推.

各 b 系数求得后即得式 1-4 级数.

式 1-4 是在钹回路存在了有效电阻 R_L 情形下的栅压 U 分量对钹流的有效跨极关系式.

1-7 微变等值电路

因电子管工作是非线性的, 故电子管电路的栅压—钹流跨导关系往往十分复杂. 但是在微变规模内, 非线性元件的高次因素并不出现, 而可以看作为线性的; 因此在研究电子管对付微幅输入时的运用情况, 可以用直线的方法来看问题.

这就是说, 电子管的钹流微变式

$$dI_b = g_m dU_c + \frac{dU_b}{r_p},$$

其中的各微变量,可改写为微幅的交流值如下:

$$I_a = g_m U + \frac{U_a}{r_p}. \quad (1-11)$$

如將 g_m 写为 $\frac{\mu}{r_p}$, 則

$$I_a = \frac{\mu U + U_a}{r_p}. \quad (1-12)$$

以上 I_a 、 U 及 U_a 等皆是微量。

按照式 1-11, 可以作出一个相当的电路, 如图 1-22 所示。图 1-22 示 I_a 包括有二个分量, 一个是 $g_m U$, 一个是 $\frac{U_a}{r_p}$ 。图中 P 点是鉍电位点, K 点是阴极电位点, $P-K$ 之間存在电位差 U_a , 图中 $g_m U$ 是一恒流。

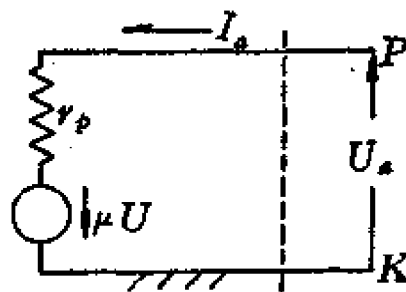
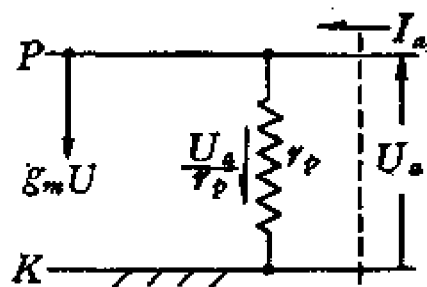


图 1-22 恒流源形式的等值电路 图 1-23 恒压源形式的等值电路

按照式 1-12, 也可以作出一个相当的电路, 如图 1-23 所示。图中 P 点是鉍电位点, K 点是阴极电位点, 图示 I_a 是 $P-K$ 間的 U_a 及另一电势 μU 所共同引起的电流。

图 1-22 及图 1-23 的电路包括了二个关系鉍路的量: U_a 及 I_a , 故該电路等称为电子管的等值鉍极电路。一般就簡称为等值电路。

这二个等值鉍极电路是完全相等的。例如, 將 $P-K$ 間短路, 都得 $I_a = g_m U$, 將 $P-K$ 間开路, 都得 $U_a = -\mu U$ 。在任何其他情形, 二电路也互等。

在这二等值电路中, 恒流 $g_m U$ 是一个假想的量, 鉍內阻 r_p 是

一个假想的量, 电势 μU 也是一个假想的量. 靠了假想的 $g_m U$ 电流源或 μU 电压源, 发生在栅电路的电压被“折合”到板极电路.

用等值电路来解析电路, 对微输入响应十分方便. 例如, 如 $P-K$ 间的回路有效电阻为 R_L , 则从等值电路图 1-22 得

$$I_a = \frac{g_m r_p U}{r_p + R_L} \quad \left(= -\frac{\mu U}{r_p + R_L} \right),$$

$$U_a = -\frac{g_m r_p R_L U}{r_p + R_L} \quad \left(= -\frac{\mu U R_L}{r_p + R_L} \right).$$

从等值电路图 1-23 得

$$I_a = \frac{\mu U}{r_p + R_L},$$

$$U_a = -\frac{\mu U R_L}{r_p + R_L}.$$

如果板回路存在其它的元件如电抗等, 板回路的电流及电压响应也可以同样方法来对付.

当分析一个放大器电路的频率响应性能时, 就用这种等值电路的方法, 假定微输入来解析.

1-8 有关放大器的一些定义

放大器的电压放大率——放大器的电压放大率是放大器在指定负载阻抗、指定频率、在微小幅度运用情况的正弦波输出对正弦波输入的电压比. 由于电路的失真及杂声的可能混入, 这里所说的输出电压是指输出中的保真部分的电压.

由于电路中每每存在使输出与输入间的相对相位随频率而异的电抗原因, 放大器的电压放大率要用复数来表示.

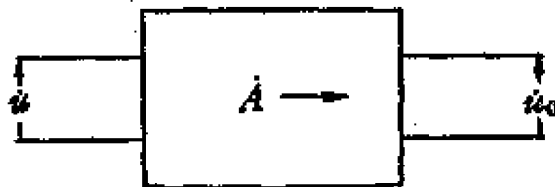


图 1-24

如图 1-24 所示, 电路输入为 u_i , 输出为 u_o , u_o 与 u_i 之比为 $\dot{A}$, 就是电压放大率.

$$\dot{A} = \frac{u_o}{u_i} \quad (1-13)$$

以上 u_i 及 u_o 都是微量.

式 1-13 也可以写成如下形式, 把 $\dot{A}$ 的“值”和“相移”写开:

$$\dot{A} = |\dot{A}| \angle \theta.$$

这里

$$|\dot{A}| = \left| \frac{u_o}{u_i} \right| = \frac{|u_o|}{|u_i|},$$

$$\theta = \theta_{u_o} - \theta_{u_i}$$

θ_{u_o} 和 θ_{u_i} 各是 u_o 及 u_i 的相角, 取任意准基.

按上面的定义, 如果有二个放大器首尾啣接, 则总得电压放大率当是二个构成放大器的电压放大率的积, 也就是, 总得电压放大率的值是二个构成放大器电压放大率的值的乘积, 总得相位移是二个构成放大器的相位移的和. 推而广之, 不论多少个放大器串级, 总得电压放大率是各构成放大器的电压放大率的积, 即总得的电压放大率的值是各构成放大器的电压放大率的值的积, 总得的相移是各构成放大器的相移的和.

$$\begin{aligned} \dot{A} &= \dot{A}_1 \times \dot{A}_2 \times \dot{A}_3 \times \cdots, \\ |\dot{A}| &= |\dot{A}_1 \times \dot{A}_2 \times \dot{A}_3 \times \cdots| \\ &= |\dot{A}_1| \times |\dot{A}_2| \times |\dot{A}_3| \times \cdots, \\ \theta &= \theta_1 + \theta_2 + \theta_3 + \cdots. \end{aligned}$$

由于人的感官的对数性, 我们有时用电压放大率的值的对数来表示放大器的电压放大能力, 称为增益. 人的感官能辨别约 1.3 倍的功率, 相当于约 1.14 倍的电压, 故 1.14 倍可用作为度量放大器电压放大倍数值的单位. 通常取 1.122 为基值单位, 称为分贝. 所以要取 1.122 倍为倍数值的基值单位, 是因为 20 个分贝相当于 10 倍, 便于计算.

$$1.122^{20} = 10.$$

按此,一个电压放大率的值为 $|A|$ 的放大器的增益是

$$S = 20 \lg |A| \text{ 分貝.}$$

例如,在 $|A|$ 等于1.122的情形, S 是1分貝,在 $|A|$ 为10的情形, S 为20分貝…….

用增益的方式来表示放大器的电压放大能力,除了具有合理性之外,还有计算方便的好处.多级放大器串级的总得电压放大率的值是各构成级电压放大率的值的积;以增益来计,多级放大器串级的总得增益就成为各构成级增益的和:

$$\begin{aligned} |A| &= |A_1| \times |A_2| \times |A_3| \times \dots, \\ S &= 20 \lg |A| = 20 \lg [|A_1| \times |A_2| \times |A_3| \times \dots] \\ &= 20 \lg |A_1| + 20 \lg |A_2| + 20 \lg |A_3| + \dots \\ &= S_1 + S_2 + S_3 + \dots. \end{aligned}$$

放大器的输出电压和输出功率——放大器和任何设备一样,它的运用范围是有限的.电压放大器有最大输出电压的限制,功率放大器在一定负载情形有最大输出功率的限制.强使放大器输出过大的电压和功率就使放大器“过载”.放大器过载的直接后果是失真过剧;在有些情况下也使放大器的构成元件,包括电子管在内受损.

与过载限制相对,放大器也有最低输出(电压或功率)的限制,限制的原因是电路的本身和环境中的杂声.如果能免除杂声,放大器就没有最低输出的限制.国际标准规定最低输出要比杂声高出15分貝(电压差5.6倍,功率差32倍).

因此放大器的品质标志之一是它的电压和功率运用范围.放大器可容许的电压和功率范围的运用称为放大器的可容动态范围.

可容动态范围愈广的放大器品质愈好,制作也愈困难.

为了便利和合理化,放大器的可容动态范围也以对数来计.

同时还訂出了公認的功率和电压量度准基。通常以 10^{-3} 瓦的功率为功率量度的准基；以此 10^{-3} 瓦的功率在 600 欧电阻器二端的电压相当 -0.775 伏，为电压量度的准基，称为毫瓦分貝。1.122 的电压比則为量度动态范围的單位。例如某功率放大器最大許可輸出 1 瓦功率，最低輸出为 10^{-6} 瓦功率，則此功率放大器的运用范围在 -30 毫瓦分貝到 $+30$ 毫瓦分貝之間，广达 60 分貝；又例如某电压放大器最大可輸出 77.5 伏(有效值)，杂声是 0.0014 伏(有效值)，則此电压放大器的运用范围在 -40 毫瓦分貝到 $+40$ 毫瓦分貝之間，广达 80 分貝。

按一定准基以对数方法量度的功率或电压称为电平，这有如測量地形高低以拔海为准基一样。

实用上，要求运用电平范围极为寬广的放大器的例子并不太多，通常应用情形的电平波动每低于 70 分貝。70 分貝是音乐电平波动的大約范围。在一般情形，波动要較小，对放大器的要求就較低。于是按运用电平的高低，可以作出高或低电平放大器，各为一定高的运用电平設計。在一个包括多級放大器串級的电路，接近輸入方面的前置各級为低电平放大器，靠近輸出的后置級为高电平放大器。高电平放大器的設計主要謀得低的失真，低电平放大器的設計主要謀得低的杂声。

放大器的輸入阻抗和輸出阻抗——放大器輸入端对輸入方面所表現的阻抗，称为輸入阻抗，放大器輸出端对于負載方面所表現的內阻，称为輸出阻抗。

当放大器接受輸入电压时，輸入阻抗从輸入的信号源接受电流，因此放大器的輸入阻抗对輸入的源而言，是一个負載。如果一个放大器的輸入阻抗为开路，則輸入的源承担空載，輸入源的內电势就完全加在放大器輸入端間；如果放大器輸入阻抗并不是开路，輸入源將承担一定的負載，輸入源的內电势將按放大器輸入阻抗与輸入源的內阻抗的比，分压到放大器的輸入端。一般的放大器

应该争取具有开路的输入阻抗，遇应用场合要求有一定输入阻抗时，可以跨接所要求的一定阻抗任意适应。

放大器的内阻就是输出阻抗，输出阻抗关系着放大器的输出电压调整率，放大器的内阻如果是零，则此放大器的电压调整是零。在这种情形，放大器的负载不论如何，输出电压对输入电压的响应是不变的，放大器的内阻如果不是零，则放大器的输出电压要因负载作用而跌落，内阻愈高则电压调整率愈大，加载的输出电压跌落也愈烈。

放大器的输入阻抗的表示式如下：

$$Z_i = -\frac{u_i}{i_i}$$

式中 i_i 是由 u_i 输入电压所引起的输入电流。

放大器的输出阻抗的表示式则是：

$$Z_o = \frac{u_o'}{i_o'}$$

式中 u_o' 是在放大器输出端外加的电压， i_o' 是对 u_o' 的响应。

按戴维南定理，在放大器输入电压为一定时，放大器输出端空载电压与短路电流的比就是输出阻抗，故输出阻抗式也写为

$$Z_o = \frac{\text{空载输出电压}}{\text{短路输出电流}}$$

放大器的工作频域，域宽，频带，带宽——放大器有工作频率的范围，在工作频率范围之外，放大器的作用衰退，工作频率范围的界限频率称为截止频率，在界限高端的截止频率称为高端截止频率，在界限低端的截止频率称为低端截止频率，引起这些限制的是电路的电抗元件。

每每放大器作用频率范围的截止界限不是尖锐的，于是截止频率的定义也不肯定，习常每以半功率频率为截止频率，在半功率频率，输出电压跌落到通带中心电压值的 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ ，用功率来讲是跌

落了一半,这相当 3 分貝的响应跌落;在感官的感受性來說,是一个显著的跌落.通常不特別指出的所謂截止頻率即指半功率頻率.

放大器的低端截止頻率到高端截止頻率間的頻率間隔,称为放大器的作用頻帶或通帶,二截止頻率的差,称为帶寬.

由于人耳对辨别振動頻率的对数性,放大器作用的頻率範圍也每以对数表示.低端截止頻率到高端截止頻率間的对数頻率間隔,称为放大器的作用頻域,二截止頻率間的对数差,称为域寬.对数的底,每以二(倍阶)(八度音)或十(倍阶)为之.

例如,某一放大器的高端截止頻率为 10,000 赫,低端截止頻率为 100 赫,則这放大器的頻域寬达二个十倍阶,以二倍阶計,則寬达 6.63 个二倍阶;論頻帶則寬 9,900 赫.

域寬是放大器品質标志之一.在非選擇性放大器,以域寬寬者为品質好的放大器.同样域寬品質的放大器,其制作的技术要求是相近的.

1-9 放大器引起的失真

放大器对付信号可能引起頻率响应失真和相連的延迟失真,以及非綫性失真,杂声等.

由于放大器的作用頻域是有限的,信号如包括頻域以外頻率的分量,这些分量便不能(有效地)被放大,或放大得很微;在放大器的輸出中,这些分量便相对地缺少,造成波形的失真.这种失真称为頻率响应失真.簡言之,放大率值 $|A|$ 随頻率而变的放大器,必然引起頻率响应失真.

造成頻率响应失真的原因是电路中的电抗.电路中的电抗也使放大器的电压放大率的相角随頻率而异.如果随頻率而异的相角的时间折合值对不同頻率而言是不同的,則信号中不同頻率的分量,在放大器輸出中的重现就有次序先后的不規則性.这样,合成波形將不同于原来信号的波形.这种失真称为延迟失真.免除

延迟失真的条件是：不同频率分量的时间延迟必须相同。用相角来表示，免除延迟失真的条件是

$$\frac{-\theta}{\omega} = \text{定值 } m (\text{秒}),$$

即
$$-\theta = \omega \times \text{定值 } m (\text{秒}). \quad (1-14)$$

式中 θ 是放大器电压放大率 A 的相， ω 为角频率， m 为一致的延迟时间。

我们知道，把一个信号波形整个的乘以负号，得正负颠倒而波形保持原状的振动，这一“乘以负号”的过程，并不造成任何波形失真。向整个信号波乘以负号等于向每一构成分量乘以负号；等于向每一构成正弦波分量施以 π 的落后相。按此，免除失真的相角条件扩充为

$$-\theta = m\omega + n\pi. \quad (1-15)$$

式中 n 为任意整数值。在 n 为偶值时 $n\pi$ 成为 0。在 n 为奇值时 $n\pi$ 成为 π 。

延迟失真，亦称相移失真。

放大器的频率响应失真和延迟失真是互关的，往往是共存的，因为它们的原因是一同的电路电抗元件。放大器的频率响应失真和延迟失真与电子管没有直接关系。

电子管直接引起的失真是电子管工作非线性所引起。非线性

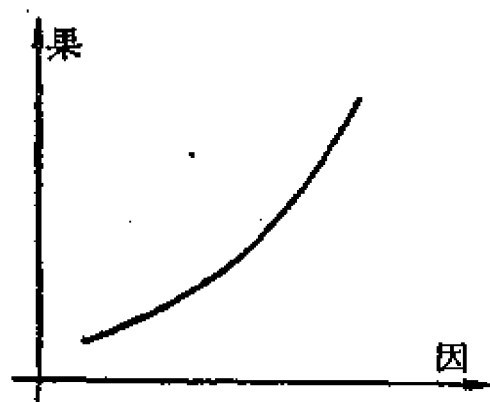


图 1-25 非线性的因果关系

失真也由其它非线性元件，例如磁路构成于非线性的磁性材料的线圈等所引起。

非线性失真的形式是使输出对输入的响应微变比是不定值，而是瞬时输出(或输入)值的函数；输入-输出关系图不是一条直线，而是一条曲线。图 1-25 表示了一

个例子。如果輸入-輸出的关系图是直綫，則輸出一定相似于輸入而无失真。由于輸入-輸出关系的非直綫性，輸出对輸入的微变量响应在斜率大的区域則大，在斜率小的区域則小。

非直綫性的因果关系所引起的失真具有一点保守性，这是由于信号波形各点的升势和落势乃至各連續点間的相对升势和落势是不受顛倒破坏的。輸入信号中升势或落势为 0 的点，在輸出中仍是升势或落势为 0 的点。

要制作一个根本免除各种失真的放大器是困难，甚至不可能的。因此只能在人的感官特性所容許範圍內制作实用上免除失真的放大器。

放大器所对付的各种信号，不外听觉信号、画面信号，以及这些信号的調制变换。

所謂听觉信号，是声音压力振动的电轉換。人耳对压力波的感受，具有对波动的組成分量各別感受的特性。人耳对声音波的感受并不去了解波形如何。例如乐器的合奏，無論如何合拍，在不同次重奏中，总难得到合成波形完全相似的情况；而各次合奏，只要能合奏合拍，予听觉的效果是相同的，这是很好的証明。

人的耳朵对放大器所引起的各种失真有不同的听觉后果。

首先討論一下頻率响应失真的听觉后果。声音和語言的解析，得無限多的正弦分量，占据到無穷高的頻率范围。声音和語言都是有起止的断續振动的复杂合成，但是声音或語言所包括的振动片断，必須具有足够長的持續期，才能予人耳感受，所以人耳所听見的声音和語言的解析所得，有一个主要構成分量的群。这个分量群所占的頻率范围，就是假定这些声音，語言信号是無起止而延續不歇的振动，用福里哀解析分析所得的各分量所在的頻率范围。如果放大器的作用頻域能够包括全部这个范围，对于耳朵而言，放大器就沒有頻率响应失真。人耳容許的通帶內頻率响应失真是 3 分貝。

如果放大器的工作頻域不能包括信号解析所得的主要分量群

所在的频率范围，就发生可觉的频率响应失真。频率响应失真对音乐而言，造成音色的破坏；对于语言而言，造成不清晰而难了解。表 1-1 列出了俄语和北美地方普通话的听懂度与截止频率上下界限的关系，足以说明频率响应失真对语言信号的影响。祖国语言的统计工作，尚待进行。

表 1-1

听 懂 度 (单位为音节了解的百分值)		低端截止频率 (赫)	高端截止频率 (赫)
俄 语	96	300	5,000
	94	500	4,000
	90	950	2,700
	86	1,500	2,000
北美普通话	98	250	7,000
	96	570	5,000
	94	720	3,900
	90	960	3,100
	80	1,500	2,300

上面提过，人耳对声音波的感受，是对各组成分量各别感受的，人耳并不去了解所听见的波的波形。因此对付声音信号的放大器即使不免要引起延迟失真，但是延迟失真不为耳朵所辨，没有不良的听觉后果。

虽然如此，声音振动各分量的时间相对次序并不容许在放大器中受到过大的变动，因为变动过大可使声音分量受到胡乱割裂及胡乱合成。人耳能容的延迟失真对 50 赫到 800 赫范围间的信号分量应低于 70×10^{-3} 秒，对 800 赫到 6400 赫范围间的信号分量应低于 10×10^{-3} 秒。

声音波经过非直线性路径后，波形受到伸张压缩不一的失真，

用福里哀解析可以得知；这种失真使输出中发生了新生频率的分量。第二章将讨论：新生分量的频率有输入信号各分量的频率，有输入信号各分量的谐波频率，有输入信号各分量的各倍配合的和及差频率。这里有些可以混在保真输出一起成为和音，有些就生刺耳之感，表现为骚音。表 1-2 是输入为 C, G 二弦音时，如电路是非直线性的，输出中将包括的各分量的频率的表，表中有 $\times$ 号者是不悦耳的新生频率（骚音），有 $\checkmark$ 号者是和音频率，有 $\surd$ 号者是局部和音频率。表 1-2 只列到 18 倍 C 频率为止。

表 1-2

输入: C 及 G (f 及 $1.5f$)						
输出:	f	$1.5f$	$2.0f$	$2.5f$	$3.0f$	$3.5f$
	$\checkmark$	$\checkmark$	$\checkmark$	$\times$	$\checkmark$	$\times$
	$4.0f$	$4.5f$	$5.0f$	$5.5f$	$6.0f$	$6.5f$
	$\checkmark$	$\checkmark$	$\times$	$\checkmark$	$\times$	$\times$
	$7.0f$	$7.5f$	$8.0f$	$8.5f$	$9.0f$	$9.5f$
	$\checkmark$	$\times$	$\surd$	$\times$	$\checkmark$	$\times$
	$10.0f$	$10.5f$	$11.0f$	$11.5f$	$12.0f$	$12.5f$
	$\times$	$\times$	$\times$	$\times$	$\times$	$\times$
	$13.0f$	$13.5f$	$14.0f$	$14.5f$	$15.0f$	$15.5f$
	$\times$	$\times$	$\times$	$\times$	$\times$	$\times$
	$16.0f$	$16.5f$	$17.0f$	$17.5f$	$18.0f$	
	$\surd$	$\times$	$\checkmark$	$\times$	$\times$	$\surd$

现在来讨论一下画面信号的失真。画面信号是将画面按一定规则连续地逐点译其亮度所得的电压或电流波。画面信号也称为视频信号。画面信号回复为画面时，各瞬时的电压或电流值将回复为相应点的亮度。与听觉信号相比，画面信号的波形本身代表

要傳送的信号,而在听觉信号,各構成正弦分量而非波形代表着要傳送的信号。于是画面信号所容許的各种失真,在程度上以及在类别性質上,要与听觉信号所容許的不同。

在画面上有明暗分界清晰的情形,視頻信号的解析,就要包括較多的高頻率分量;在画面上的明暗分界較為含糊的情形,視頻信号的解析所得的高頻率分量就較少。反过來說,电路的高頻率响应之优良者,可以对付从精細的画面所譯得的电信号,电路的高頻率响应不够好者,就只能对付从較為模糊的画面所譯得的电信号。所以高頻率响应比較差的电路就祇能应付比較含糊的画面的信号,或將明晰的画面含糊化。对应付視頻信号的放大器的高頻率响应性能的要求,視画面紋迹的性質以及对重現画面清晰度品質的要求而定。

画面信号解析得的許多正弦分量在电路中以各别的延迟而傳輸。在电路的輸出端,它們的合成就是輸出。我們已經指出过,如果众分量的延迟時間不一致,必不免波形失真。因此,延迟失真在画面信号上的后果是严重的,可以从图1-26的例中見其一斑。設图1-26的甲波是某画面的某片段譯得电信号。按此甲波,在 $t=t_1$ 时,画面有一个最亮点或最暗点,在 $t=t_1$ 的紧接前后,画面亮度有比較大的变化,因为曲綫具有陡削的面及背。这甲曲綫的解析是同图的乙波及丙波。在傳輸的过程中,乙波和丙波是各別傳輸的。如果乙波受到不同于丙波所受到的傳輸延迟,則合得的波形就有可能与甲波有异。同图丁示甲波的乙分量的傳輸延迟为 τ_1 ,同图戊示甲曲綫的丙分量的傳輸延迟为 τ_2 ,图示 τ_2 不同于 τ_1 。如果 τ_2 等于 τ_1 ,則丁戊的合成所得將就是甲波延迟了 τ_1 或 τ_2 ,今 τ_2 不等于 τ_1 ,在图示情形,合成得己波,己波显然与甲級波有别。在甲波有一个最亮或最暗点的時間片断內,按图示的例,己波有二个最亮或最暗点,画面失真的严重可以想見。因此对付画面信号的放大器,应免于延迟失真。

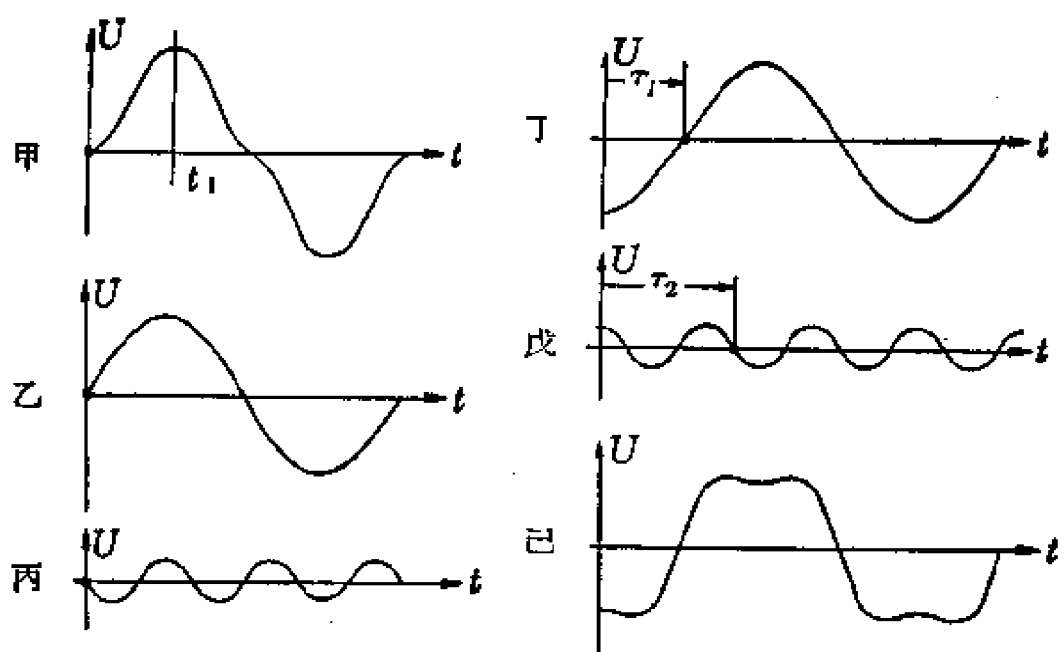


图 1-26 延迟失真的例子

已经提到过，非线性的因果关系所引起的失真具有一点保守性，这是信号波形各点的升势和落势乃至各连续点间的相对升势和落势，不受传输系统非线性颠倒破坏的特性。例如输入信号中升势或落势为 0 的点，在输出中仍保留为升势或落势为 0 的点。因此，对于画面信号，非线性失真没有决定性的弊害。视频信号传输过程中所遭遇的非线性失真在画面重现中的表现仅为画面黑白对比度的改变。用照相机来相当，画面信号非线性失真的后果正如同照相的黑白对比度非线性的后果一样。事实上照相术的线性是做不到又不必做到的，故画面信号的非线性失真在一般情形无须考虑，除非所涉及的非线性函数关系不是单值的（如磁性材料等）。

1-10 功率放大器和电压放大器

电子管放大器有作为电压放大目的用的，也有作为功率放大目的用的。作为电压放大目的用的放大器，称为电压放大器，它的用途只为将输入电压的幅度增大；作为功率放大目的用的放大器，称为功率放大器，它的用途是由放大器向负载供给功率，直接目的

不是为了电压放大。

功率放大的概念,可以这么来理解:有一个负载,又有一个电源,将电源连向负载时,负载要从电源收受功率。如果电源是一个不能承受负载的电源,那么使电源直接连向负载时,电源将不能保持正常的运用,负载接受功率的目的也就不能达到。如果使不能承受负载的电源向一个能担承负载的放大器输入,而将负载连向这个放大器的输出,负载就从放大器得到电源所控制的功率。这么一个放大器就是功率放大器。功率放大器是从直流电源得到直流功率,而将它转换为信号功率送入负载的设备。

严格的说来,电压放大器也是功率放大器,因为电压放大器的输出电路有一定回路阻抗,这回路阻抗中的功率不是由放大器输入电压信号源供给的,而是由放大器电路把直流电源的功率转换成的,正如在功率放大器中一样。但电压放大器和功率放大器在设计上很是不同。电压放大器的设计应使电路的电压放大率大,而功率放大器的设计是使电路的输出功率大。在电子管选择、电路元件值的选择等方面,都有很大的不同。

通常一个放大器往往构成于不止一个放大级,它的输出级是向负载供给功率的功率放大级,在这功率放大级的前面串上一个或多个电压放大级。电压放大级将输入信号放大到足够大的幅度,向功率放大级输入,而功率放大级则承担负载所接受的功率。

1-11 电子管放大器的基本问题

电子管放大器的基本问题,是掌握非线性失真的规律问题,是掌握频率响应及相移性能的规律问题,以及掌握如何足额地利用电子管问题。

电子管的非线性,在不同号型的电子管,是不同的。但是,由于非线性的许多起因的相同,一般电子管的非线性具有类似的趋势,在以后的章节内,将要找出这普遍的趋势,从而得出设计放大器的

原則。掌握了电子管运用非綫性的規律，也就知道电子管的运用限額。

非選擇性的电子管放大器的頻率响应性能和相移性能，决定于少数基本类型的电阻电抗組合，而这些少数的基本类型的电阻电抗組合电路常数与电路的頻率响应和相移存在很簡單的关系，在以后的章节內，将要整理出这种簡單的关系，为研究及設計放大器的应用。

1-12 电子管运用情况的分类

电子管的鉗运用情况，通常分三类：如果鉗路在全个“信号周”中經常导电，称为甲类运用；如果鉗路导电的时间大致为全个“信号周”的一半，称为乙类运用；如果鉗路导电的时间少于半个“信号周”，称为丙类运用。

电子管的栅极，在最通常的情形，是保持“負于阴极”的。保持栅极“負于阴极”而不生栅流的运用，称为 1 类运用。如果使栅极在“信号周”的部分时间“正于阴极”而引起栅流，称为 2 类运用。

合鉗路的运用分类和栅路运用分类在一起，就得全面的分类：例如甲₁类运用代表全周負栅，全周鉗导电的运用，甲乙₂类运用代表鉗导电时间高于半周，低于全周，而栅压在正峰时“正于阴极”的运用，以此类推。

甲₁类运用是最基本形式的运用。

第二章

电子管的非綫性和电子管 放大器的非綫性失真

电子管的非綫性存在于三方面：

- (1) 二分之三方律所决定的非綫性，
- (2) 变 μ 現象非綫性，
- (3) 多阳极电子爭夺引起的非綫性，

电子管的非綫性要引起放大器的非綫性失真。

2-1 二分之三方律及二极管

电子管的二分之三方律是很近实际的理論总結。因此，在分析电子管运用时，常常要引用到它。通过二分之三方律，可以对电子管非綫性的最重要部分得到一个一般性的理解。

二分之三方律闡明二极管(及多极管)的鉅压—鉅流因果关系：二极管的鉅流随鉅压作二分之三方的正比俱增的关系，以鉅压为因，鉅流为果。

当电子流动秩序已建立后，电子管内各点的电場可視為各极电压及空間电荷的合成的效果。在电极間的空間任意点是 这样，在阴极面上亦是 这样。

在阴极面上，存在有二个电場分量。其一是由于各极电压所造成的，其二則是极間的空間电荷，包括它們的感应电荷等所造成的。前者称为外因电場，后者称为电荷电場。如果阴极面能够发出無限速度等于零的初速电子，則在电子流值为有限的情况下，在阴极而上的外因电場正与电荷电場互相抵消，使阴极上淨电場为 0，达到电場平衡。

因此二分之三方律也可写为：当已建立一定均匀的电子流动秩序后，在阴极面上的电荷电场的强度与电子流面密度作三分之二次方正比。以公式表示，就是，

$$\varepsilon_k \propto J_k^{\frac{2}{3}}. \quad (2-1)$$

式中 ε_k 为阴极面电荷电场的强度， J_k 为阴极面电子流面密度。

上式成立的条件为阴极面理想，即，电子发射容量为无限，以及电子初速为 0。

按高斯定理，阴极面外因电场的强度是

$$\varepsilon_k = \frac{4\pi\delta_k}{\epsilon_0},$$

式中的 δ_k 是阴极面上的外因积聚电荷面密度。如果阴极面外因电场是均匀的，上式可以写为：

$$\varepsilon_k = \frac{4\pi Q_k}{\epsilon_0 A_k}. \quad (2-2)$$

式中 Q_k 为阴极面上的外因积聚电荷值， A_k 是阴极面积聚电荷的面积。

由于此外因电场的强度的值正等于阴极面上电荷电场的强度，故可以将式 2-1 及式 2-2 合并得：

$$\varepsilon_k \propto J_k^{\frac{2}{3}},$$

即

$$J_k \propto \varepsilon_k^{\frac{3}{2}},$$

即

$$J_k \propto \left(\frac{4\pi Q_k}{\epsilon_0 A_k} \right)^{\frac{3}{2}}$$

即

$$J_k = K_1 \left(\frac{Q_k}{A_k} \right)^{\frac{3}{2}}$$

$$\left[= K_1 \left(\frac{\epsilon_0 \varepsilon_k}{4\pi} \right)^{\frac{3}{2}} \right]. \quad (2-3)$$

此式乃是二分之三方律的一种形式。

式 2-3 須取正值, 方有意义。

式 2-1 表示 ε_e 与 J_k 作三分之二方正比关系, 其間的比例系数显然是电子流空間形狀以及电子的空間分布狀況的函数, 因为同样的电流密度, 空間愈深, 电荷电場 ε_e 当愈大。因此得自式 2-1 及式 2-2 的式 2-3 中的 K_1 系数是电子流空間形狀的函数。按空間深度而言, 电子流空間愈深, K_1 值愈小。

按照式 2-3, 一个結構均匀的二极管的电子流密度式可以很方便求出。因为在一个二极管中, 由于鋇极和阴极之間的外加电压所將在阴极面上积聚的电荷是

$$Q_k = C_{kp} U_b,$$

式中 C_{kp} 是二极管鋇极-阴极之間的电容, U_b 是对阴极而言的(正)鋇压; 將上式代入式 2-3, 得

$$J_k = K_1 \left(\frac{C_{kp} U_b}{A_k} \right)^{\frac{3}{2}}. \quad (2-4)$$

即, 阴极电流是

$$I_k = J_k A_k = K_1 C_{kp}^{\frac{3}{2}} U_b^{\frac{3}{2}} A_k^{-\frac{1}{2}}. \quad (2-5)$$

今在二极管中, 阴极电流 I_k 就是鋇流 I_b , 故鋇流就是

$$I_b = I_k = K_1 C_{kp}^{\frac{3}{2}} U_b^{\frac{3}{2}} A_k^{-\frac{1}{2}}. \quad (2-6)$$

根据此 I_b 式, 得此二极管的鋇內阻为

$$\begin{aligned} r_p &= \frac{dU_b}{dI_b} = \frac{2}{3} A_k^{\frac{1}{2}} K_1^{-1} C_{kp}^{-\frac{3}{2}} U_b^{-\frac{1}{2}} \\ &= \frac{2}{3} A_k^{\frac{1}{3}} K_1^{-\frac{2}{3}} C_{kp}^{-1} I_b^{-\frac{1}{3}}. \end{aligned} \quad (2-7)$$

这里可見二极管微变鋇內阻 r_p 視不同鋇压而异, 或視不同鋇流而异, 这是二分之三方非綫性在二极管中的表現。式 2-7 很重要

的。

2-2 二分之三方律及三极管

在一个二极管中，当在钹极和阴极之间引入一个栅极使成为一个三极管后，后果将是：

(1) 钹极与阴极之间的外因电场秩序的改变，这就是，受到栅极的电隔离、钹极与阴极之间的分电容减小。

(2) 电子行径的改变。

(3) 发生了阴极与栅极间的分电容 C_{kg} 。

(4) 发生了钹极与栅极间的分电容 C_{gp} 。

使此三极管栅极上加上 U_c ，钹极上加上 U_b （这些电压皆是对阴极而言的电压），则

$$Q_k = C_{kg}U_c + C_{kp}U_b.$$

如果栅极的结构不使阴极面上的外因电场成为不均匀，则阴极面上外因电场的强度可以用

$$\varepsilon_k = \frac{4\pi Q_k}{\epsilon_0 A_k} = \frac{4\pi}{\epsilon_0 A_k} (C_{kg}U_c + C_{kp}U_b)$$

式表示。

在已建立稳定的电子流秩序后，此式所表示的外因电场的强度的值应该正等于阴极面上电荷电场的强度，而阴极面上电荷电场的强度则服从二分之三方律，于是可以将上式和式 2-1 合起来，得

$$\frac{4\pi}{\epsilon_0 A_k} (C_{kg}U_c + C_{kp}U_b) \propto J_k^{\frac{2}{3}},$$

或

$$J_k \propto \left(\frac{C_{kg}U_c + C_{kp}U_b}{A_k} \right)^{\frac{3}{2}},$$

或

$$J_k = K_1 \left(\frac{C_{kg}U_c + C_{kp}U_b}{A_k} \right)^{\frac{3}{2}}. \quad (2-8)$$

此式是三极管的二分之三方律。式中 K_1 与式 2-3 中的 K_1 居相同地位，是一比例常数，决定于电子流的空間形狀和电子的空間分布狀況。就电子流經過空間深度而言，空間深度愈深， K_1 愈小。

式 2-8 須取正值，方有意义。

根据式 2-8，可得阴极电流式是

$$\begin{aligned} I_h &= A_k J_h = A_k K_1 \left(\frac{C_{kg} U_c + C_{kp} U_b}{A_k} \right)^{\frac{3}{2}} \\ &= K_1 A_k^{-\frac{1}{2}} (C_{kg} U_c + C_{kp} U_b)^{\frac{3}{2}}. \end{aligned} \quad (2-9)$$

称电容 C_{kg} 与 C_{kp} 的比为 ν ，

$$\nu = \frac{C_{kg}}{C_{kp}}, \quad (2-10)$$

式 2-8 可写为

$$I_h = K_1 A_k^{-\frac{1}{2}} C_{kp}^{\frac{3}{2}} (\nu U_c + U_b)^{\frac{3}{2}}$$

在 U_c 为負的情形，电子全流到鈹极，于是鈹流是

$$I_b = I_h = K_1 A_k^{-\frac{1}{2}} C_{kp}^{\frac{3}{2}} (\nu U_c + U_b)^{\frac{3}{2}}. \quad (2-11)$$

以上各式中的 K_1 系数，曾經提出过，它是电子流空間形狀及电子流的空間分布狀況的函数。显然在不同 U_c 情况下，因电子流的空間分布狀況的不同， K_1 的值將因 U_c 值而异。不过，在 U_c 是負值的情形，从阴极流出的电子流，全部流向鈹极。不同 U_c 的相应空間电子分布狀況相差不很远，可以大約視 K_1 为与 U_c 無关的常数；只有当 U_c 取正值的情形，阴极电子流有一部分游向栅极， U_c 值对于鈹极和栅极間的电子流分配才有很大的影响， K_1 的值方受 U_c 值的可觀影响而不得視為常数。

將式 2-11 微分，得

$$dI_b = \frac{3}{2} K_1 A_k^{-\frac{1}{2}} C_{kp}^{\frac{3}{2}} (\nu U_c + U_b)^{\frac{1}{2}} \nu dU_c \\ + \frac{3}{2} K_1 A_k^{-\frac{1}{2}} C_{kp}^{\frac{3}{2}} (\nu U_c + U_b)^{\frac{1}{2}} dU_b.$$

因 I_b 的全微分式是

$$dI_b = g_m dU_c + \frac{dU_b}{r_p},$$

故得三极管的

$$g_m = \frac{3}{2} K_1 A_k^{-\frac{1}{2}} C_{kp}^{\frac{3}{2}} \nu (\nu U_c + U_b)^{\frac{1}{2}},$$

$$\frac{1}{r_p} = \frac{3}{2} K_1 A_k^{-\frac{1}{2}} C_{kp}^{\frac{3}{2}} (\nu U_c + U_b)^{\frac{1}{2}}.$$

此二式等, 复可写为

$$g_m = \frac{3}{2} K_1 A_k^{-\frac{1}{2}} C_{kp}^{\frac{3}{2}} \nu (\nu U_c + U_b)^{\frac{1}{2}} \\ = \frac{3}{2} K_1^{\frac{2}{3}} A_k^{-\frac{1}{3}} C_{kp} \nu I_b^{\frac{1}{3}} \\ = \frac{3}{2} K_1^{\frac{2}{3}} A_k^{-\frac{1}{3}} C_{kp} \nu I_b^{\frac{1}{3}}, \quad (2-12)$$

及
$$\frac{1}{r_p} = \frac{3}{2} K_1 A_k^{-\frac{1}{2}} C_{kp}^{\frac{3}{2}} (\nu U_c + U_b)^{\frac{1}{2}}$$

$$= \frac{3}{2} K_1^{\frac{2}{3}} A_k^{-\frac{1}{3}} C_{kp} I_b^{\frac{1}{3}}. \quad (2-13)$$

按电子管参量 μ 的定义

$$\mu = g_m r_p$$

故上述三极管的微变放大因数

$$\begin{aligned}\mu &= g_m r_p = \nu \\ &= \frac{C_{kg}}{C_{kp}}.\end{aligned}\quad (2-14)$$

式 2-12 意謂，負柵运用的三极管的跨导 g_m ，按二分之三方律，与流行的鉍流 I_b 作三分之一方正比；同时，式 2-12 亦指出，在阴极面积 A_k 为一定的情况下，跨导与 C_{kg} 电容作正比，柵极將阴极包得愈密， g_m 愈大，柵极靠阴极愈近， g_m 愈大。

式 2-13 的意义是：負柵运用的三极管，按二分之三方律，它的鉍內阻 r_p 与流行的鉍流作三分之一方反比。

式 2-14 的意义是：負柵运用的三极管，放大因数 μ 是与鉍压以及流行的鉍流都無关的，它是电容 C_{kg} 和 C_{kp} 的比，是一个常数。

三极管（負柵运用的）的 g_m 及 r_p 与鉍流間的关系是二分之三方非綫性在三极管（負柵运用的）中的表現，二分之三方律并不使三极管的 μ 参量成为視 I_b ， U_b 及 U_c 而变的变值（非綫性参量）。式 2-12 和式 2-13 是很重要的。

2-3 二分之三方律及四极管、五极管

四极管和五极管比三极管多了一个阳极——簾柵极。这里所謂四极管是指集射四极管。

簾柵极加上了正的电压，能帮助鉍极吸引电子，因此四/五极管的鉍极可以放在离阴极較远的地位。

簾柵极对鉍极与柵极之間起了电隔离作用，簾柵极对鉍极与阴极之間也起了电隔离作用，因此四极管和五极管的鉍-阴极間分电容很小。

因为这些理由，四极管和五极管的鉍压对阴极面的外因电場影响甚微。在电压放大用的五极管（高頻放大用的五极管）里，情形尤其如此，

因此四极管和五极管的阴极电流, 将几乎是与板压无关的值. 实在情形确是如此. 于是, 如果阴极电子流以定比分配给板极和帘栅极, 板流亦将是与板压无关的值, 而只是能影响阴极面外因电场的栅压及帘栅压的函数.

在四极管和五极管里, 在板压比帘栅压为高的情况, 流向板极的电子流占阴极流出的电子流的比, 近似是一个与板压无关的定值, 故四极管和五极管的板流在板压高于帘栅压时, 只是栅压及帘栅压的函数.

栅压和帘栅压在阴极面所产生的外因电场, 假定是均匀的话, 那末

$$\epsilon_k = \frac{4\pi Q_k}{\epsilon_0 A_k} = \frac{4\pi}{\epsilon_0 A_k} (C_{kg} U_c + C_{kg2} U_{c2}).$$

式中 U_{c2} 是帘栅电压, C_{kg2} 是帘栅-阴极间的分电容.

在已建立稳定的电子流秩序后, 此式所示的外因电场的强度的值, 应该正等于阴极面上电荷电场的强度, 而阴极面上电荷电场的强度则服从二分之三方律, 于是可以将此式与式 2-1 合起来, 得

$$\frac{4\pi}{\epsilon_0 A_k} (C_{kg} U_c + C_{kg2} U_{c2}) \propto J_k^{\frac{2}{3}},$$

或
$$J_k \propto \left(\frac{C_{kg} U_c + C_{kg2} U_{c2}}{A_k} \right)^{\frac{3}{2}},$$

或
$$J_k = K_1 \left(\frac{C_{kg} U_c + C_{kg2} U_{c2}}{A_k} \right)^{\frac{3}{2}}.$$

这式是四极管、五极管的二分之三方律. 式中 K_1 是一比例数, 决定于电子流的空间形状和电子的分布状况. 在 U_c 为负、 U_{c2} 为定值的情形, K_1 大约是一个与 U_c 无关的定值. 这式须取正值, 方有意义.

根据上式

$$\begin{aligned} I_k &= A_k J_k = A_k K_1 \left(\frac{C_{kg} U_c + C_{kg2} U_{c2}}{A_k} \right)^{\frac{3}{2}} \\ &= K_1 A_k^{-\frac{1}{2}} (C_{kg} U_c + C_{kg2} U_{c2})^{\frac{3}{2}}. \end{aligned}$$

称 I_b 占 I_k 的比为 K_2 , 则在板压高于簾栅压, 同时栅压为负的情况,

$$I_b = K_1 K_2 A_k^{-\frac{1}{2}} (C_{kg} U_c + C_{kg2} U_{c2})^{\frac{3}{2}}. \quad (2-15)$$

保持 U_{c2} 为定值, 微分 I_b , 得:

$$dI_b = \frac{3}{2} K_1 K_2 A_k^{-\frac{1}{2}} C_{kg} (C_{kg} U_c + C_{kg2} U_{c2})^{\frac{1}{2}} dU_c.$$

$$\begin{aligned} \text{即} \quad g_m &= \frac{3}{2} K_1 K_2 A_k^{-\frac{1}{2}} C_{kg} (C_{kg} U_c + C_{kg2} U_{c2})^{\frac{1}{2}} \\ &= \frac{3}{2} K_1 K_2 A_k^{-\frac{1}{2}} C_{kg} I_b^{\frac{1}{3}}. \end{aligned} \quad (2-16)$$

于是负栅运用, 簾栅电压维持为一定正值的五极管及四极管的跨导, 按二分之三方律, 与流行板流作三分之一方正比。此外, 跨导值与 C_{kg} 电容作正比。

这是二分之三方非线性在四极管及五极管中的表现。式 2-16 是很重要的。

2-4 二分之三方非线性

二分之三方非线性在二极管中的表现是

$$r_{p2} \propto I_b^{-\frac{1}{3}}$$

(按式 2-7),

在三极管中的表现是

$$r_{ps} \propto I_b^{-\frac{1}{3}}$$

(按式 2-13), 和

$$g_{m3} \propto I_b^{\frac{1}{3}}$$

(按式 2-12).

在四极管和五极管中的表现是

$$g_{m5} \propto I_b^{\frac{1}{3}}$$

(按式 2-16).

这里贯穿着一个共同之点: 由于二分之三方律, 电子管的板导 ($\frac{1}{r_p}$) 或跨导 (g_m) 都正比于流板流的三分之一方.

这就是说, 二分之三方非线性是一种基于流板流的非线性. 非线性将只在板流变化时显出其作用. 于是, 如能使电路在恒(板)流运用, 则非线性消失. 这是二分之三方非线性的第一个特征.

当板流依赖于栅压的关系是按二分之三方律时, 板流 I_b 作为栅压 U_c 的函数可以写成如下形式:

$$I_b = (\alpha + \beta U_c)^{\frac{3}{2}}$$

如 U_c 包括栅偏压 $-U_{cc}$ 及交流电压 U ,

$$U_c = -U_{cc} + U,$$

则展开 I_b 作为 U 的升幂级数得

$$I_b = b_0 + b_1 U + b_2 U^2 + \dots$$

其中

$$b_0 = (\alpha - \beta U_{cc})^{\frac{3}{2}}$$

$$b_1 = \frac{3}{2} (\alpha - \beta U_{cc})^{\frac{1}{2}} \beta,$$

$$b_2 = \frac{3}{8} (\alpha - \beta U_{cc})^{-\frac{1}{2}} \beta^2,$$

$$b_3 = -\frac{1}{32} (\alpha - \beta U_{cc})^{-\frac{3}{2}} \beta^3,$$

$$b_4 = \frac{1}{256} (\alpha - \beta U_{cc})^{-\frac{5}{2}} \beta^4,$$

$$b_5 = -\frac{1}{6,144} (\alpha - \beta U_{cc})^{-\frac{7}{2}} \beta^5,$$

.....

因 $(\alpha - \beta U_{cc})$ 必是正的, 所以奇高次系数都是负的, 而偶高次系数都是正的. 这是二分之三方律非线性的又一个特征.

将以上 b_1 乘以 U , b_2 乘以 U^2 , 得上述级数之各项:

$$b_0 = (\alpha - \beta U_{cc})^{\frac{3}{2}} \text{ (静态板直流)}$$

$$b_1 U = \frac{3}{2} (\alpha - \beta U_{cc})^{\frac{1}{2}} \beta U \text{ (保真响应)}$$

$$b_2 U^2 = \frac{3}{8} (\alpha - \beta U_{cc})^{-\frac{1}{2}} \beta^2 U^2 \text{ (二次方响应)}$$

$$b_3 U^3 = -\frac{1}{32} (\alpha - \beta U_{cc})^{-\frac{3}{2}} \beta^3 U^3 \text{ (三次方响应)}$$

.....

如电路作连续运用, 则 βU 必然小于 $(\alpha - \beta U_{cc})$, 于是

$$b_0 > |b_1 U| > |b_2 U^2| > |b_3 U^3| > \dots$$

这又是二分之三方非线性的一个特征: 高次非线性项的大小必依次低于低次非线性项的大小.

2-5 三极管中的变 μ 现象

在实在的三极管中, 負栅运用的鈹流式与2-2节的鈹流式2-11有出入.

式 2-11 的演导是基于假定

$$\varepsilon_k = \frac{4\pi Q_k}{\epsilon_0 A_k} = \frac{4\pi}{\epsilon_0 A_k} (C_{kg} U_c + C_{kp} U_b)$$

式的成立, 將它与

$$\varepsilon_k \propto J_k^{\frac{2}{3}}$$

合成而得的.

而如上的 ε_k 式在实践中并不完全成立, 这 ε_k 式用高斯定理来求大块阴极面上的外因电场, 假设阴极面外因电场完全均匀.

事实上, 由于栅极絲的不能极細, 栅极結構的不能匀密, 阴极面上的外因电场是不均匀的. 于是上面的 ε_k 式就与实在有出入. 在这种不均匀的场合, ε_k 在阴极面上各点不同, 而由于 ε_k 在阴极面上各点不同, 阴极面各点的 J_k 当然亦不同, 因此 I_k 不能以某一平均 J_k 乘以 A_k 求得.

假使說, 虽然阴极面的情况不均匀, 在阴极面上, 以微区域而言, 阴极面电荷电场 ε_k 仍得以正比于該微区域的电子流密度 J_k 的三分之二方来計(实际上这成立), 則在已建立稳定电子流秩序后, 按阴极面净电场为0的原理, 可写:

$$J_k = K_3 \varepsilon_k^{\frac{3}{2}},$$

$$\text{而} \quad I_k = \int_{A_k} J_k dA_k = \int_{A_k} K_3 \varepsilon_k^{\frac{3}{2}} dA_k \quad (2-17)$$

以上 K_3 是一个比例数. 各式只在正的 ε_k 时方有意义.

这个 I_k 积分, 在阴极面均匀的情形, 將就是在阴极面上的各点都为相同的 ε_k 的二分之三方与 K_3 和 A_k 的乘积; 只有在阴极面

情况是均匀的情形, 阴极面任意点的外因电场等于平均外因电场, 才可以用

$$\varepsilon_k = \frac{4\pi}{\epsilon_0 A_k} (C_{kg} U_c + C_{kp} U_b)$$

式来表示阴极面上任意点的 ε_k . 在这种情形,

$$\begin{aligned} I_k \Big|_{\text{阴极面均匀}} &= K_2 \varepsilon_k^{\frac{3}{2}} A_k \\ &= K_2 \left[\frac{4\pi}{\epsilon_0 A_k} (C_{kg} U_c + C_{kp} U_b) \right]^{\frac{3}{2}} A_k \\ &= K_1 A_k^{-\frac{1}{2}} (C_{kg} U_c + C_{kp} U_b)^{\frac{3}{2}} \quad (2-18) \end{aligned}$$

这式中

$$K_1 = K_2 \left(\frac{4\pi}{\epsilon_0} \right)^{\frac{3}{2}}$$

I_k 积分 (式 2-17), 在阴极不均匀的情形, 将积分得一个大于式 2-18 所示的值. 因为在积分号中的 ε_k , 它的方次是二分之三, 大于一. 阴极面愈不均匀, I_k 积分大于式 2-18 值的差额愈大.

如果在阴极面上发生部分外因电场是对电子斥返减速的区域, 则 I_k 积分与式 2-18 值的差额更要大, 因为 ε_k 须取正值方有意义. 在 ε_k 为对电子斥返减速的区域, 电子自空间倒流向阴极, 而电子自空间倒流向阴极不象从阴极外流那样方便, 将不服从二分之三方律, 因为空间作为电子源与阴极相比是极有限的.

在实在的三极管中, 这二种情形都有发生. 因此用式 2-11 来表示板流, 要求有一定的修正.

不过, 由于阴极面上外因“加速”电场的不均匀所引起的实得 I_k , 与按式 2-18 计得的 I_k 之间的差是不大的. 与在阴极面上发生了部分“减速”外因电场的情形相较, 前者的差额相对而言, 可以略而不计. 于是由于栅极结构不能完全匀密, 对式 2-18 的修正, 实

际上只在阴极面存在部分减速外因电场区域时为必要；在阴极面并不存在部分减速外因电场区域情形， I_b 得按式 2-18 计算。

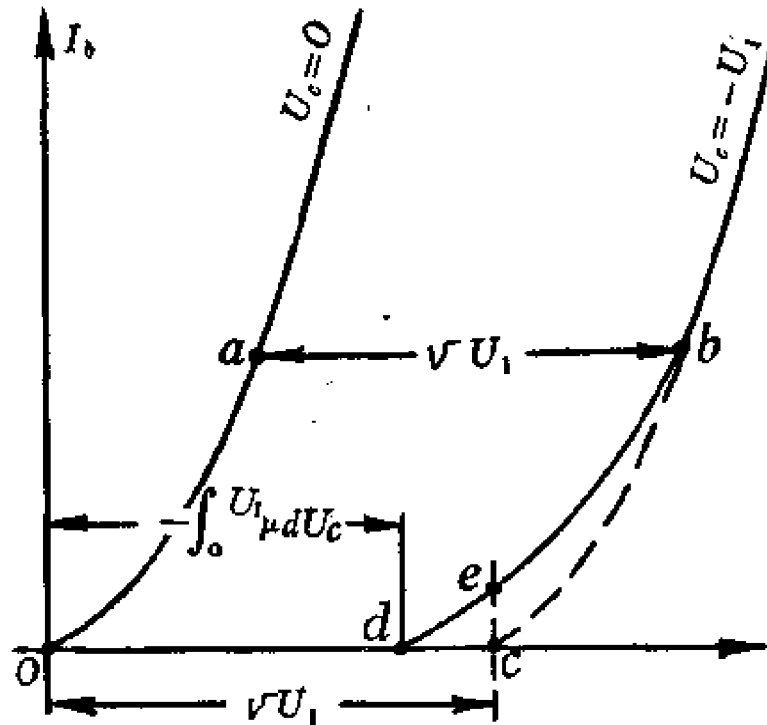


图 2-1 表现在 I_b-U_b 曲线上的三极管的变 μ 现象。

由于阴极面存在了部分减速外因电场区域，引起了对式 2-18 的修改，如图 2-1 所示。图示一三极管的板曲线，这曲线之一是相应于 $U_g=0$ 情形的板曲线，另一是相应于 $U_g=-U_1$ 情形的板曲线，各见图中通过 $O-a$ 及 $c-b$ 的曲线。在 $U_g=0$ 的情形，阴极面不可能存在减速外因电场区域，于是相应于 $U_g=0$ 的板曲线，当得以式 2-18 表示，所以 $O-a$ 曲线是二分之三方曲线。在 U_g 是负值的情形，例如 $U_g=-U_1$ 的情形，阴极面上就可能发生有减速外因电场的区域。在这样的栅压条件下，板压高于某一定值，阴极面上的减速电场区域消失；板压低于这一个定值，阴极面上的减速电场区域就会出现。因此 U_g 是某一定负值的板曲线，在板压高于一

定值的段,得服从式2-18,在板压低于一定值的段,与式2-18不符.图2-1上通过 b 点的 $U_c = -U_1$ 的板曲线就如此分为二段, b 点是二段的衔接点, b 点右方的 $U_c = -U_1$ 板曲线合于式2-18,在 b 点左方的段与式2-18不合.在 U_c 为 $-U_1$ 的情形, b 点的相应 U_b 称为变 μ 临界值,板压高于此值将使阴极面减速外因电场区域消失,板压低于此值,则阴极面减速外因电场出现.

按上讨论,已知由于阴极面减速外因电场区域的存在,实得 I_a 要比按式2-18计得值大些.这就是说,如将板压改变,从大于临界值的情形减到低于临界值的情形,相应的板流减量将不足于按式2-18算得的减量.于是,由于阴极面出现了减速外因电场,实得板曲线将在按式2-8作出的板曲线之上.图2-1中通过 $c-b$ 的虚线曲线和它在 b 点右(上)方的延长,是按式2-18以 $U_c = U_1$ 代入而得的板曲线,而实得板曲线在这条曲线之上,就是 $d-b$ 曲线.板压取相应于 c 点的值的时候,按式2-18,即按图示虚线曲线,相应的板流是0,但是,由于阴极面存在了部分减速外因电场区域,在这种板压情形下,板流不等于0,而取 e 点的板流值;板流的截止要移到板压低如 d 点的值时发生.

图2-1上只画了一个负栅压的情形.在所有的负栅压情形,都可按式2-8作出一条二分之三方板曲线及其修改,只是不同栅压值的板曲线的修改起始点的板压值有所不同.

原来,如果不发生阴极面上的不均匀情况,以致阴极面上不会在一定的板压-栅压配合下发生加速及减速外因电场区域的共存,则式2-18是实际成立的.而按二分之三方律的式2-18,已经作出了关于二分之三方非线性的结论:电子管的 r_p 和 g_m 只是流 I_b 的函数,而与 U_b 及 U_c 无关,以及三极管的 μ 是一常数—— $\mu = \frac{C_{kg}}{C_{kp}}$.今由于式2-18只能在局部区域成立,这些结论就应该重新考虑.

在图2-1上可以发现图示的二板曲线之间的横向间距不是一

个定值，而是一个变值。我們知道鋇曲綫間的鋇压軸方向間距是 μdU_c 的积分，故鋇曲綫間的橫向間距如果是变值，就代表电子管的 μ 是一变值。因此，阴极面上发生了加速减速外因电場区域共存的情况后， μ 成为一个变值，变得小于 ν 。

由于阴极面上加速减速区域的共存，鋇曲綫改变成为异于式 2-18 的（二分之三方）形式，一方面发生变 μ 的后果，在另一方面改变 r_p 和 g_m 的变化規律。

在图 2-1 上可見，由于阴极面上加速减速区域的共存，鋇曲綫的斜率趋于平坦。鋇曲綫的趋于平坦代表 r_p 的增高。一定 U_c 的鋇曲綫，其轉为平坦部分限于鋇压較低的一段，在鋇压較高的段并無斜率变为平坦的情形发生。按此， r_p 与流行 I_b 作三分之一方反比的关系就不完全成立了。关系不成立的 I_b-U_b 区域是相当于阴极面上加速外因电場和减速外因电場共存的 I_b-U_b 区域。在这种区域， r_p 趋大。

阴极面加速减速电場区域的共存，对电子管的跨导 g_m 所生的影响，可由图 2-2 說明之。

图 2-2 的上部是一个三极管的 I_b-U_c 图， U_b 为定值。图中有二条曲綫，在 X 点汇合。二曲綫中虛綫的是按式 2-18 的二分之三方曲綫，实綫的是实测曲綫。二曲綫相重的段表示式 2-18 切实，二曲綫分开的段表示式 2-18 不切实。当 U_c 的值高于相应于 X 点的值 U_{c1} 时，阴极面上并無减速外因电場区域发生，故式 2-18 成立。当 U_c 的值負于 X 点的 U_{c1} 时，阴极面上出現减速外因电場的区域， U_c 趋負的相应鋇流降，就不足于阴极面均匀情形的应有相应鋇流降响应，式 2-18 不切实。例如， U_c 自相应于 X 点的 U_{c1} 降至 U_{c2} （見图示 D 点），如果阴极面上并不发生减速电場区域，則沿虛綫所示的 I_b-U_c 关系（式 2-18），鋇流应降到 0（見 D 点）；而在实际情况，因为阴极面上的不均匀，发生了部分减速电場区域，鋇流减小得比較少，实得减余的鋇流就大于 0，图 2-2 中的 C 点表示

了这种情况, C 点高于 D 点, 而不与 D 点相重. 按图示, 要使钹流截止, U_c 须取 U_{c4} 值, 截止点左移, 实得 I_b-U_c 曲线为 $A-C-X-B$.

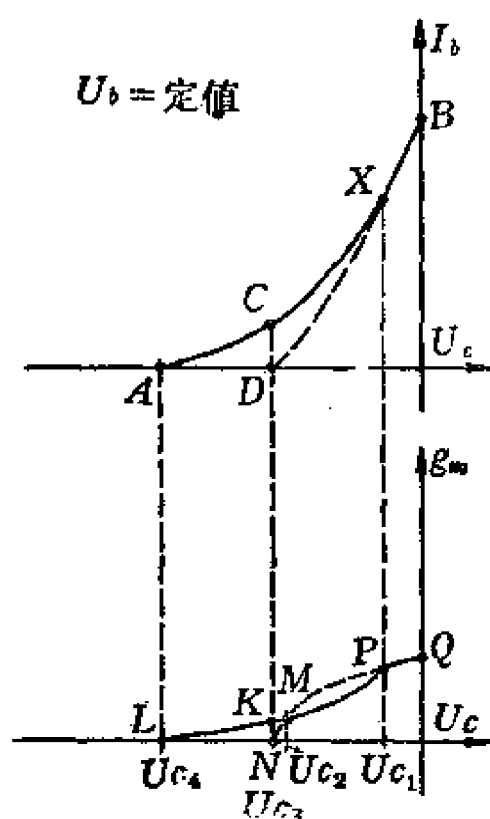


图 2-2 三极管的变 μ 现象表现在 I_b-U_c 曲线及 g_m-U_c 曲线上.

为比较基础, 实得的 I_b-U_c 曲线, 必平坦于均匀阴极情况的 I_b-U_c 曲线 $D-X-B$, 故实得 g_m 值必小于均匀阴极情况的 g_m 值. 在 X 点邻近左方, 以同 U_c 为比较基础, 实得的 I_b-U_c 曲线也平坦于均匀阴极情况的 I_b-U_c 曲线. 故实得 g_m 值, 以同 U_c 为比较基础, 在 U_c 略负于 U_{c1} 的区域, 小于均匀阴极情形的 g_m 值.

在 U_c 等于 U_{c3} 的情形, 如阴极间外因电场均匀, I_b 降为 0, 相应 g_m 亦为 0, 而按实在的 I_b-U_c 曲线, 在 $U_c=U_{c3}$ 时, I_b 未降到 0, g_m 亦未降到 0, 于是在 $U_c=U_{c3}$ 的情形, 由于阴极面发生部分减速区域的缘故, 实得 g_m 将大于均匀阴极情形的 g_m . 在 U_c 负于 U_{c3} 而正于 U_{c4} 的情形, 实在情形钹流尚未截止, 均匀阴极情况钹流截止, 实得的 g_m 故亦大于均匀阴极情形的值 (0). 这是图 2-2 中 L 到 K 间的一段.

$X-B$.

根据图 2-2 的上图可以求出 g_m-U_c 的关系: 将 I_b-U_c 曲线的斜率求出可作出 g_m-U_c 曲线(下图). 图中所示的二条 g_m-U_c 曲线, 一条是 $L-K-M-P-Q$ 线, 一条是 $N-M-P-Q$ 线, 前者用实线, 是按实线 $A-C-X-B$ 作出; 后者用虚线, 是按虚线 $D-X-B$ 作出. 因二条 I_b-U_c 曲线的 $X-B$ 段相重, 故 g_m-U_c 图中二曲线的 $P-Q$ 段也相重.

在图 2-2 X 点左方, 以同 I_b 为比较基础, 实得的 I_b-U_c 曲线,

以同 U_c 为比较基础, 实在情形的 g_m 值大于均匀阴极的 g_m 值的 U_c 范围, 要自 $U_c = U_{c1}$ 到 $U_c = U_{c3}$ 乃至更右, 直至 $U_c = U_{c2}$ 的区域(见图)。由图可见二 g_m 曲线 $L-K-M-P-Q$ 与 $N-M-P-Q$ 交于 M 点, 故 M 点的实得 g_m 同于均匀阴极面情况的 g_m , M 点的相应 U_c 为 U_{c2} 。

于是, 由于阴极面不能均匀, 在 U_c 自 0 降到截止值 U_{c4} 的范围内, 情况分为三段: 一段是 $U_c = 0$ 到 $U_c = U_{c1}$ 的段, 实在情况符合二分之三方律; 一段是 $U_c = U_{c1}$ 到 $U_c = U_{c2}$ 的段, 实在 g_m 低于阴极面均匀的 g_m ; 一段是 $U_c = U_{c2}$ 到 $U_c = U_{c4}$ 的段, 实在 g_m 高于阴极面均匀的 g_m 。

綜上討論, 阴极面的不均匀造成了 μ 参量、 r_p 参量及 g_m 参量的改变。由于 μ 参量、 r_p 参量及 g_m 参量三者之中, μ 参量在阴极面均匀的情况下是一个常数, 阴极面的不均匀使它改变, 我们就称阴极面不均匀现象为变 μ 现象。变 μ 现象就指阴极面上加速减速电场区域共存的现象。在这种情形下, 板流-板压-栅压关系异于二分之三方律。

变 μ 现象发生在栅压比较负的情况下。0 栅压的情形基本上没有变 μ 现象, 因为在 0 栅压情形, 虽然阴极面的外因电场可能不均匀, 但阴极面上必無减速电场区域。

在栅压是一定程度负时, 变 μ 现象发生在板压低于一定值的情形。板压超过一定值, 变 μ 现象基本上消失, 因为阴极面上减速区域消失。变 μ 现象临界消失时的板压比负栅压的值, 在一定电子管是一定值。举例說, 某三极管当 U_c 是 -10 伏和 U_b 是 100 伏时, 变 μ 现象临界消失, 則当 U_c 是 -20 伏时, 变 μ 现象临界消失的板压必是 200 伏, 余可类推。按此, 就可以在三极管的 I_b-U_b 座标系上作出 μ 变的界限。按照这个固定的板压-栅压比作出的曲线称为变 μ 界。

設某三极管的 μ 变临界 $\left| \frac{U_b}{U_c} \right|$ 比是 K_μ , 則变 μ 界的 I_b-U_b 式

是

$$I_b = K_1 A_k^{-\frac{1}{2}} \left(-C_{kg} \frac{U_b}{K_v} + C_{kp} U_b \right)^{\frac{3}{2}}$$

$$= K_1 A_k^{-\frac{1}{2}} \left(-\frac{C_{kg}}{K_v} + C_{kp} \right)^{\frac{3}{2}} U_b^{\frac{3}{2}}.$$

它是一条通过原点的二分之三方曲线。这变 μ 界与 $U_c=0$ 的曲线间的差别是系数不同。

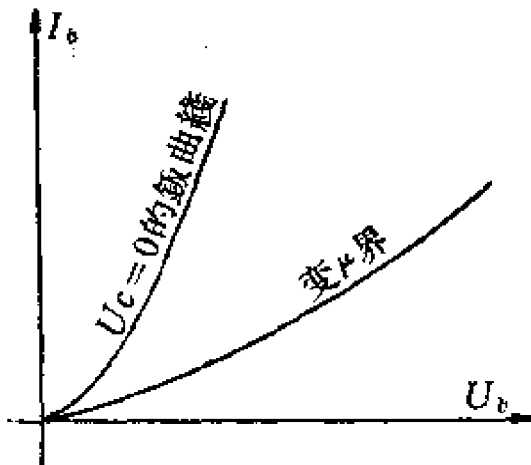


图 2-3 三极管 I_b-U_b 图上的变 μ 界

图 2-3 示变 μ 界与 $U_c=0$ 的曲线的相对位置。

由于变 μ 非线性的原因是电极结构对阴极不均匀，在直接加热的阴极式电子管里，由于阴极本身不能为一等位体，变 μ 现象不免加剧。同理，不必希望一种特殊结构的电子管能改善变 μ 情况。

2-6 四极管和五极管中的变 μ 现象

四极管和五极管中同样也要发生阴极面不均匀的现象。我们沿用三极管的变 μ 现象名称来称呼这种情况。

如果四极管和五极管的板压并不影响板流，则电子管的 r_p 极大，于是非线性全部表现在栅压-板流间的跨导 g_m 上。原来，在沒有变 μ 现象发生时，跨导 g_m 是流板流 I_b 的三分之一方成正比函数，电子管的非线性属二分之三方律的范畴；在发生了变 μ 现象之后，跨导对板流间的关系就有改变，非线性也有改变。

已经指出，三极管阴极面上的变 μ 现象使跨导随板流而变的关系改变；在发生变 μ 现象时，以同值板流为比较基础，实得跨导

低于不发生变 μ 现象时的跨导。

在四极管和五极管，帘栅压对于决定阴极电流或板流所处在地 的地位，很相同于三极管中板压对决定板流所处在地 的地位。因此，五极管和四极管的定帘栅压的 I_b-U_c 曲线形式，同于三极管的定板压的 I_b-U_c 曲线形式。五极管和四极管的定帘栅压和 g_m-U_c 关系，也同于三极管的定板压的 g_m-U_c 关系。图 2-4 示四极管及五极管的典型 I_b-U_c 关系和 g_m-U_c 关系。图 2-4 和图 2-2 相当。关于图 2-4 不再另行说明。

因此，变 μ 现象在四极管和五极管中的表现，就是 g_m-I_b 关系和 g_m-U_c 关系的修改。变 μ 现象使这些关系不完全服从二分之三方律： g_m 并不与 I_b 的三分之一方作正比，实得 g_m 值要比按 I_b 的三分之一方正比所计得的 g_m 值小。

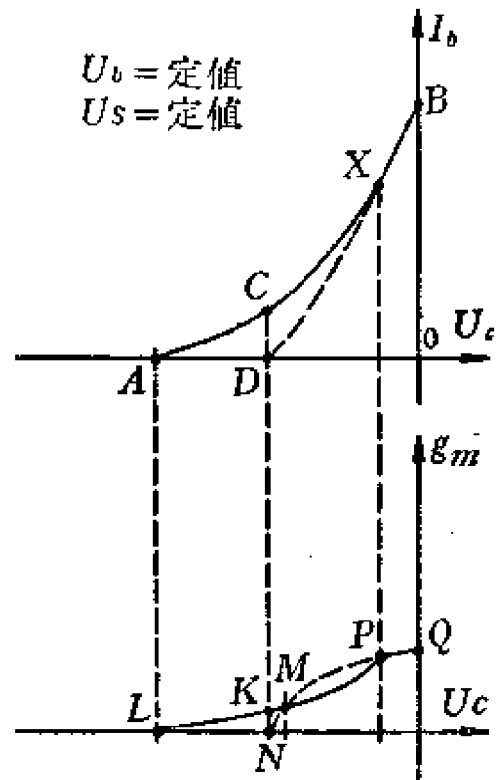


图 2-4 五极管的变 μ 现象表现在 I_b-U_c 曲线及 g_m-U_c 曲线上

2-7 变 μ 管、变 g_m 管或渐截止管

电子管阴极面外因电场不免是不均匀的，因为栅结构不能无限匀密，同时也因为在阴极的二端不免存在边缘效应。

有些电子管有意的使栅结构对阴极不均匀，使变 μ 现象加剧。这些电子管就称为变 μ 管。在有的时候，这种电子管称为变 g_m 管，有的时候按这种电子管的跨极曲线的渐截止特点，称为渐截止管。

渐截止管的栅极在通常情形取绕节稀密不均的结构，当然如果栅极和其他电极取任何对阴极不均匀不对称的结构，都能使变

μ 现象加剧, 使变 μ 现象加剧的电极结构, 称为变 μ 结构. 与此相对, 一般电子管的比较匀称的电极结构, 称为定 μ 结构.

三极管、四极管和五极管都能取变 μ 结构, 制造成为渐截止管.

以后将讨论到, 三极管的电路是基本上以参量 μ 定它的电压放大性的: 三极管电路输出对电路输入的响应比例正比于 μ , μ 变化将代表电路输出对输入的响应比要变化. 因为放大器要求有肯定的输出对输入的响应比, 故放大用三极管取定 μ 结构, 不取变 μ 结构, 渐截止三极管通常并不制造.

以后将讨论到, 四极管和五极管电路每以参量 g_m 定它的电压放大性: 电路输出对输入的响应比是正比于 g_m 的, g_m 变化将代表电路输出对输入响应比要变化. g_m 变化的衡量以 $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$ 率计算. $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$ 率大, 代表输出-输入响应比的变化大; 反之则代表输出-输入响应比的变化小. 原来, 在沒有变 μ 现象发生的情形, g_m 本来就是一个变值; 按二分之三方律, g_m 是运用点流钹流的三分之一方正比函数. 如今在变 μ 结构的电子管里, g_m 与流钹流间的三分之一方正比关系有修改, 当然 $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$ 率也要不同于沒有变 μ 现象发生的情况.

如果, 变 μ 现象能使 $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$ 率减低, 那么, 使四极管和五极管取变 μ 结构将是有利的; 反之, 如果变 μ 现象加剧了 $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$ 率, 则四极管和五极管应取定 μ 结构.

要比较变 μ 结构的 $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$ 率和定 μ 结构的 $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$ 率的大小, 应该以同 g_m 为比较基础, 因为四极管和五极管电路的电压放大是决定于 g_m 的. 以同 g_m 为比较基础可以比较电子管在作同样放大能力运用情况下时输出-输入响应比的变化程度.

图2-5示二条五极管的 $g_m - U_c$ 曲线. 虚线曲线是一条二次方

抛物线, 是无变 μ 现象的电子管的 $g_m - U_c$ 关系, 实线曲线则是发生变 μ 现象的 $g_m - U_c$ 关系。这些曲线的由来见图 2-2。这些虚线曲线及其导来曲线, 与实线曲线及其导来曲线间的比较, 将反映定 μ 结构电子管与变 μ 结构电子管间的比较。

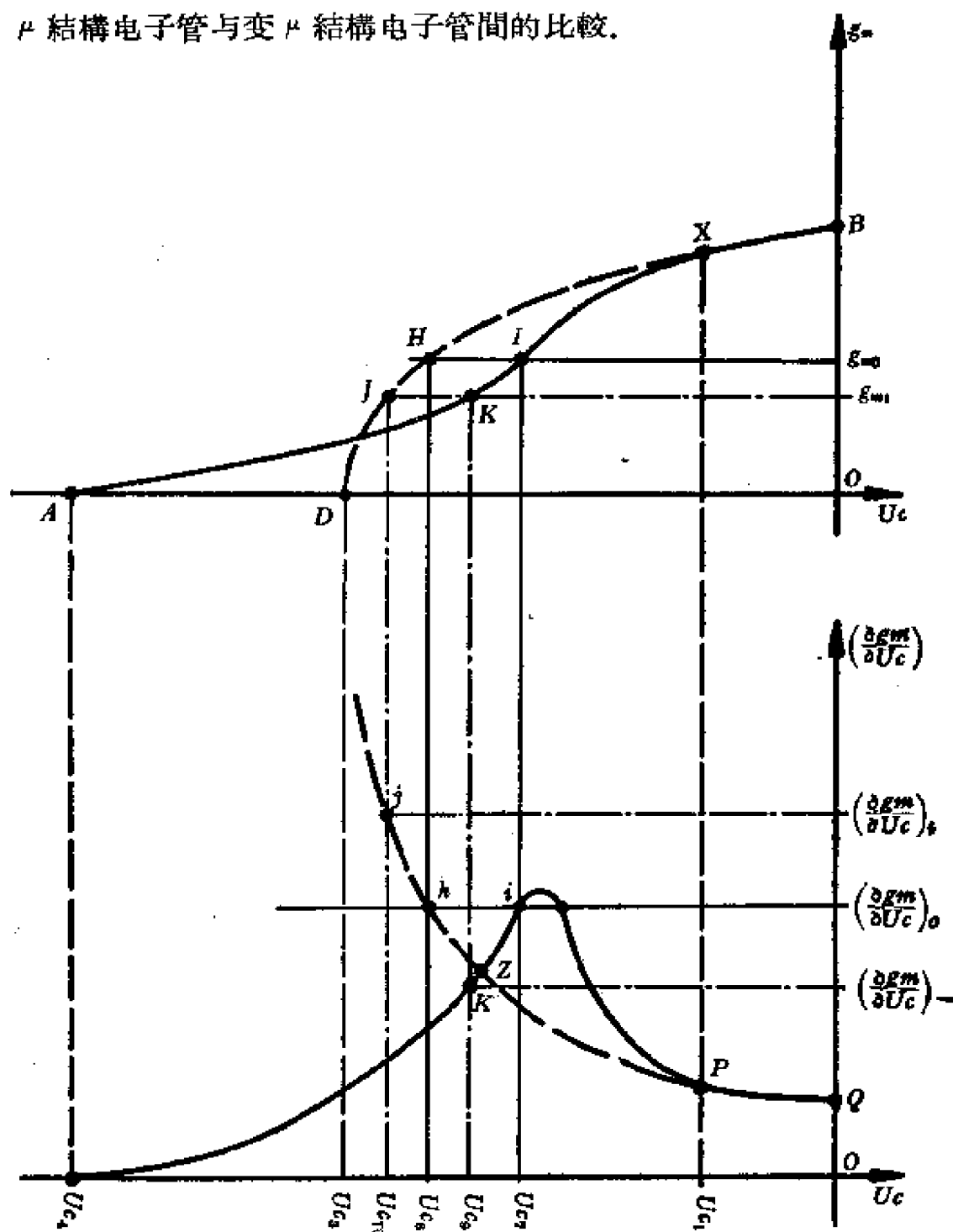


图 2-5 变 μ 现象和 $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$ 率的关系

同图的下图是 $g_m - U_c$ 图的导来曲线。虚线代表定 μ 结构五极管的 $\frac{\partial g_m}{\partial U_c} - U_c$ 关系，实线代表变 μ 结构五极管的 $\frac{\partial g_m}{\partial U_c} - U_c$ 关系。

由图可以求出任何跨导值的相应栅偏压及相应 $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$ 率。例如，要求电子管以 g_{m0} 跨导运用时，在定 μ 结构的五极管，要求 U_{c8} 的栅偏压，在变 μ 结构的五极管，要求 U_{c7} 的栅偏压；而相应的 $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$ 率，在定 μ 结构五极管为图上 h 点的纵坐标量，在变 μ 结构五极管为图上 i 点的纵坐标量。当要求电子管以 g_{m1} 跨导运用时，在定 μ 结构五极管要求 U_{c10} 的栅偏压，在变 μ 结构的五极管要求 U_{c9} 的栅偏压，相应的 $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$ 率在定 μ 结构的五极管为图上 j 点的纵坐标量，在变 μ 结构的五极管为图上 k 点的纵坐标量。当电子管以 g_{m0} 跨导运用时，按图，变 μ 结构五极管的 $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$ 率正等于定 μ 结构五极管的 $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$ 率，而是 $\left(\frac{\partial g_m}{\partial U_c}\right)_0$ 。这意思说，如果使电子管以 $g_m = g_{m0}$ 运用，不论电子管取定 μ 结构或变 μ 结构， $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$ 率相同，定 μ 结构和变 μ 结构就没有好坏的比较。当电子管以 g_{m1} 跨导运用时，按图，变 μ 结构五极管的 $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$ 率将低于定 μ 结构五极管的 $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$ 率。

$$\left(\frac{\partial g_m}{\partial U_c}\right)_+ > \left(\frac{\partial g_m}{\partial U_c}\right)_-$$

于是，如果要电子管以 $g_m = g_{m1}$ 运用，则以取变 μ 结构者为佳。 g_{m1} 是低于 g_{m0} 的值。由图可见，使电子管以 $g_m < g_{m0}$ 运用，变 μ 结构五极管的 $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$ 率必低于定 μ 结构五极管的 $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$ 率。

但由图也可见，如使电子管以 $g_m > g_{m0}$ 运用，变 μ 结构五极管的 $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$ 率将高于定 μ 结构五极管的 $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$ 率。

因此，如要求五极管以 $g_m < g_{m0}$ 也就是低 g_m 运用时，取变 μ 结构是好的；而如使五极管以 $g_m > g_{m0}$ 也就是高 g_m 运用，则取变 μ 结构，将带来缺点。

完全定 μ 结构的五极管在低 g_m 运用时, $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$ 率是非常非常大的。按图可知, $g_m=0$ 时, 完全定 μ 结构的五极管的 $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$ 率是无限大。使电极取变 μ 结构代表在低 g_m 运用时对非线性有极大的改进。

而变 μ 结构在高 g_m 情形对 $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$ 率的恶化却是不大的, 在图2-5上可以看到这一点。

因此, 如果一个五极管运用于可调节的栅偏压值: 时而调节栅偏压取较高值, 以使 g_m 较大, 时而调节栅偏压取较低值(较负值), 以使 g_m 较小, 则这五极管宜取变 μ 结构, 因为这个五极管取定 μ 结构的话, 在栅偏压调节到低 g_m 运用情况, $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$ 率将过剧。

而如果一个五极管固定运用于一定栅偏压值, 则这五极管宜取定 μ 结构而用于较高 g_m 区域。因为定 μ 结构五极管在高 g_m 区域的 $\frac{\partial g_m}{\partial U_c}$ 率低。

因为变 μ 结构五极管比较适合用于可变 g_m 的运用场合, 变 μ 结构的五极管被称为变 g_m 管。

变 μ 结构的电子管的另一特点是工作板流往往较定 μ 结构电子管的工作板流为大, 比较的基础是同样大的 g_m 。因为我们知道, 在無变 μ 现象发生的情况下, 电子管的 g_m 是正比于流板流的三分之一方的。在发生了变 μ 现象的情况下, 由于渐截止性能, 电子管的 g_m 要低于按板流三分之一方正比计的值。倒过来说, 一定 g_m 值的相对应板流, 当在发生变 μ 现象的情况下较大。

2-8 电子争夺非线性

在具有多个阳极的电子管里, 要发生电子争夺。发生电子争夺代表总的阴极电子流分配于各阳极之间不能维持定比, 电子流分配比例要视各阳极的相对电压而定。

在五极管里, 由于帘栅的电隔离作用, 以及板极远离阴极, 不

論在电压放大的五极管或功率放大五极管，鉡压实际上几乎不参加影响阴极电子流。在这种情况下，如果阳极間不发生电子爭夺，鉡极和簾棚极就以定比分配阴极电子流，則电子管的非綫性就只有由来于二分之三方律的，及变 μ 現象的二种。

但是，事实上，鉡极和簾棚間要发生电子爭夺，于是就发生了电子爭夺的非綫性。

由于鉡极接受电子的面积大，鉡极处在接受电子的优势地位。虽然如此，在鉡压低过于簾棚压的情形，这种优势便要消失。在一般的电压放大用的五极管，鉡压低于簾棚压一半时，鉡流开始大量轉讓作为簾棚流；在一般的功率放大用的五极管，鉡压低于簾棚压五分之一时，鉡流开始大量轉讓成为簾棚流。

在另外一面，將一般五极管，包括电压放大用的五极管和功率放大用的五极管作一統計，可知虽然鉡极与簾棚极之間要发生电子爭夺，在一定鉡压、一定簾棚压的条件下，不同的負棚压所决定的阴极电流，約以定比分配于鉡极及簾棚极，这个定比例是鉡压与簾棚压的比的函数。这意思說，不同負棚压的鉡曲綫約是相似的曲綫，只在縱軸方面差一定倍值而已。例如，鉡曲綫之一的方程式如系

$$I_b = f(U_b),$$

則全組負棚鉡曲綫的方程式都約取

$$I_b = Kf(U_b)$$

的形式。

既然如此，五极管的运用，如果在恒鉡压的情况下，則电子爭夺固可以发生，电子爭夺非綫性則消失。

既然如此，四/五极管的鉡內阻 r_p ，在一定的鉡压条件，是反比于运用点鉡流的，和三极管（以及二极管）相比，这是非常不同的地方：

$$r_p = \frac{f(U_b)}{I_b f'(U_b)}.$$

2-9 电子管放大器的基本非线性失真与板流摆动的关系

如果一个电子管电路的板流作为栅压的函数可以如下的表示:

$$I_b = (\alpha + \beta U_c)^\gamma.$$

而 U_c 包括一个负偏压 $-U_{cc}$ 及一交流分量 U , U 是一个幅为 $\hat{u}$ 的对称电压波 $\hat{u} \cdot f(t)$:

$$U_c = -U_{cc} + \hat{u} \cdot f(t),$$

这样得板流峰值为

$$\hat{I}_b = (\alpha - \beta U_{cc} + \beta \hat{u})^\gamma,$$

板流谷值为

$$\check{I}_b = (\alpha - \beta U_{cc} - \beta \hat{u})^\gamma.$$

称 $\hat{I}_b$ 对 $\check{I}_b$ 的比为 n , 则 $\hat{u}$ 可表示为

$$\hat{u} = \left(\frac{n^{\frac{1}{\gamma}} - 1}{n^{\frac{1}{\gamma}} + 1} \right) \left(\frac{\alpha - \beta U_{cc}}{\beta} \right).$$

将 $I_b = (\alpha + \beta U_c)^\gamma$ 式展开为 U 的升幂级数得

$$\begin{aligned} I_b &= (\alpha - \beta U_{cc})^\gamma + \frac{1}{1} \gamma (\alpha - \beta U_{cc})^{\gamma-1} \beta U \\ &\quad + \frac{1}{2} \gamma (\gamma-1) (\alpha - \beta U_{cc})^{\gamma-2} \beta^2 U^2 \\ &\quad + \frac{1}{2} \gamma (\gamma-1) (\gamma-2) (\alpha - \beta U_{cc})^{\gamma-3} \beta^3 U^3 \\ &\quad + \dots \end{aligned}$$

以

$$U = \hat{u} \cdot f(t) = \left(\frac{n^{\frac{1}{\gamma}} - 1}{n^{\frac{1}{\gamma}} + 1} \right) \left(\frac{\alpha - \beta U_{cc}}{\beta} \right) \cdot f(t)$$

代入,得

$$\begin{aligned}
 I_b = & (\alpha - \beta U_{cc})^\gamma + \frac{1}{1} \gamma (\alpha - \beta U_{cc})^\gamma \left(\frac{n^{\frac{1}{\gamma}} - 1}{n^{\frac{1}{\gamma}} + 1} \right) \cdot f(t) \\
 & + \frac{1}{2} \gamma (\gamma - 1) (\alpha - \beta U_{cc})^\gamma \left(\frac{n^{\frac{1}{\gamma}} - 1}{n^{\frac{1}{\gamma}} + 1} \right)^2 \cdot [f(t)]^2 \\
 & + \frac{1}{3} \gamma (\gamma - 1) (\gamma - 2) (\alpha - \beta U_{cc})^\gamma \left(\frac{n^{\frac{1}{\gamma}} - 1}{n^{\frac{1}{\gamma}} + 1} \right)^3 \cdot [f(t)]^3 \\
 & + \dots\dots\dots
 \end{aligned}$$

式中第一項

$$(\alpha - \beta U_{cc})^\gamma$$

是基本直流項,即靜态直流項。式中第二項

$$\frac{1}{1} \gamma (\alpha - \beta U_{cc})^\gamma \left(\frac{n^{\frac{1}{\gamma}} - 1}{n^{\frac{1}{\gamma}} + 1} \right) \cdot f(t)$$

是保真响应項。式中第三項

$$\frac{1}{2} \gamma (\gamma - 1) (\alpha - \beta U_{cc})^\gamma \left(\frac{n^{\frac{1}{\gamma}} - 1}{n^{\frac{1}{\gamma}} + 1} \right)^2 \cdot [f(t)]^2$$

是二次方响应項,……。

把高次項与保真項比較,就得非綫性失真的衡量。

現今輸入的是

$$U = \hat{u} \cdot f(t)$$

其中 $f(t)$ 是單位幅度的对称時間函数。把 I_b 式中的保真分量的系数除各高次方分量的系数,即得各次非綫性失真的比重。

按此,二次方非綫性失真的比重是

$$\begin{aligned}
 \text{二次方响应比重} &= \frac{\frac{1}{2} \gamma (\gamma - 1) (\alpha - \beta U_{cc})^\gamma \left(\frac{n^{\frac{1}{\gamma}} - 1}{n^{\frac{1}{\gamma}} + 1} \right)^2}{\frac{1}{1} \gamma (\alpha - \beta U_{cc})^\gamma \left(\frac{n^{\frac{1}{\gamma}} - 1}{n^{\frac{1}{\gamma}} + 1} \right)} \\
 &= \frac{1}{2} (\gamma - 1) \left(\frac{n^{\frac{1}{\gamma}} - 1}{n^{\frac{1}{\gamma}} + 1} \right)^2. \quad (2-19)
 \end{aligned}$$

三次方非线性失真的比重是

$$\begin{aligned}
 \text{三次方响应比重} &= \frac{\frac{1}{2} \gamma (\gamma - 1) (\gamma - 2) (\alpha - \beta U_{cc})^\gamma \left(\frac{n^{\frac{1}{\gamma}} - 1}{n^{\frac{1}{\gamma}} + 1} \right)^3}{\frac{1}{1} \gamma (\alpha - \beta U_{cc})^\gamma \left(\frac{n^{\frac{1}{\gamma}} - 1}{n^{\frac{1}{\gamma}} + 1} \right)} \\
 &= \frac{1}{2} (\gamma - 1) (\gamma - 2) \left(\frac{n^{\frac{1}{\gamma}} - 1}{n^{\frac{1}{\gamma}} + 1} \right)^2. \quad (2-20)
 \end{aligned}$$

.....

这里所表示的乃是当栅路有了一个对称输入 $\hat{u} \cdot f(t)$, 致使板流的上下得峰谷值比为 n 时的非线性失真程度。

式 2-19 和式 2-20 指出: 板流与栅压的关系可以用

$$I_b = (\alpha + \beta U_c)^\gamma$$

形式表示的电子管电路, 它的绝对非线性失真程度是决定于板流摆动的峰谷值比 n 的。非线性失真程度既与栅压摆动的大小无直接关系, 与板流摆动的大小也无直接关系。这是非常重要的结论。

在板压被固定于一个定值的三极管电路, 如果这三极管是定 μ 结构的, 按 2-2 节的讨论, 板流作为栅压的函数可以用

$$I_b = (\alpha + \beta U_c)^\gamma$$

式表示, γ 是 1.5.

在鉍压被固定在一个定值的四/五极管电路, 如果电子管是定 μ 結構的, 鉍流作为栅压的函数也可以用同式表示, γ 是 1.5 (2-3 节).

由于四/五极管的鉍流在鉍压不过低于簾栅压区域, 是基本上不依赖于鉍压的, 所以鉍回路有一定阻抗的四/五极管电路的鉍流, 基本上也可以用

$$I_b = (\alpha + \beta U_c)^\gamma$$

式表达鉍流作为栅压的函数, γ 是 1.5.

于是, 四/五极管放大器的非线性失真程度, 基本上决定于鉍流峰谷值的比 n , 而按式 2-19、式 2-20 等計算, γ 是 1.5.

举例說: 某五极管电路以 $n=4$ 运用, γ 是 1.5, 則

$$\begin{aligned} \text{二次方响应比重} &= \frac{\gamma-1}{2} \left(\frac{n^{\frac{1}{\gamma}}-1}{n^{\frac{1}{\gamma}}+1} \right) = \left(\frac{1.5-1}{2} \right) \left(\frac{4^{\frac{2}{3}}-1}{4^{\frac{2}{3}}+1} \right) \\ &= 0.108; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{三次方响应比重} &= \frac{(\gamma-1)(\gamma-2)}{6} \left(\frac{n^{\frac{1}{\gamma}}-1}{n^{\frac{1}{\gamma}}+1} \right)^2 \\ &= \frac{(1.5-1)(1.5-2)}{6} \left(\frac{4^{\frac{2}{3}}-1}{4^{\frac{2}{3}}+1} \right)^2 = 0.0078 \end{aligned}$$

余依此类推.

上例二次方响应比重得 0.108. 这个 0.108 值是 I_b 式中 $[f(t)]^2$ 項系数与 $f(t)$ 項系数之比. 如 $f(t)$ 是 $\sin \omega t$, 將 $[f(t)]^2 = \sin^2 \omega t$ 析为 $\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t \right)$, 得二倍諧波与保真基波的幅度比为 $\frac{1}{2} \times 0.108 = 0.054$. 此值与实验所得的大約相符.

图 2-6 曲綫表示 γ 等于 $\frac{3}{2}$ 所得的二次方响应比重与 n 的关系.

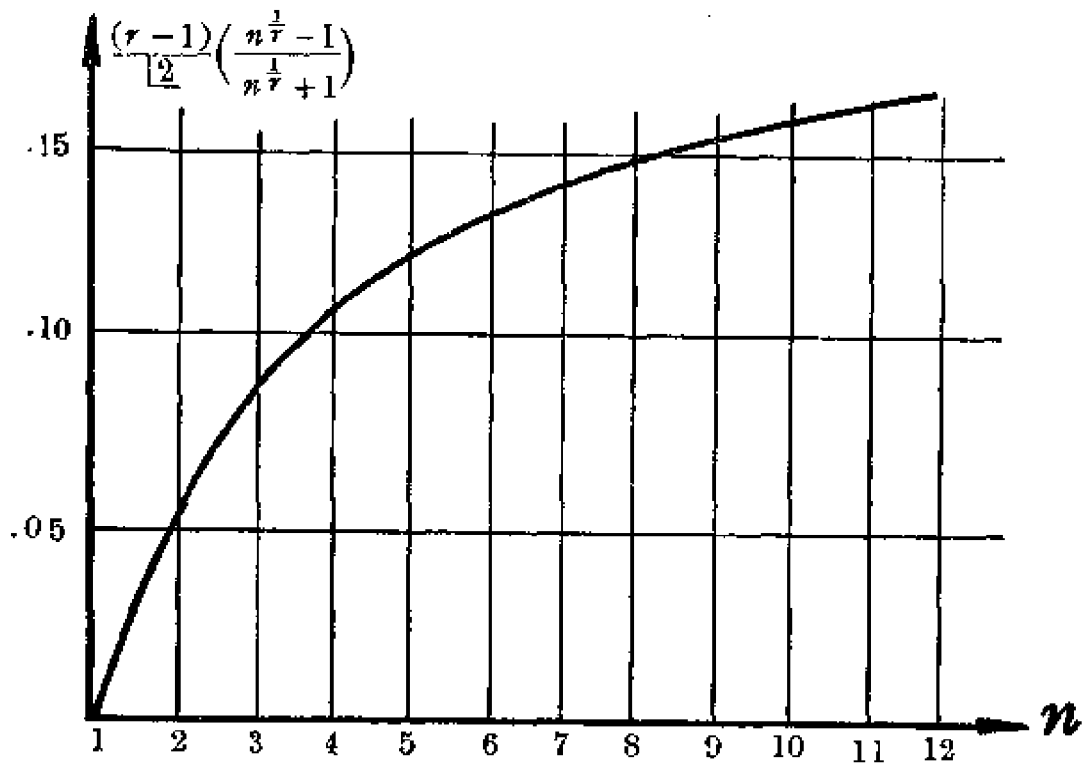


图 2-6 理論的五极管二次方非线性失真比重与飯流摆动峯谷值比的关系

在飯回路有一定阻抗的三极管电路, 飯压对栅压有响应摆动, 而三极管的飯流又复要依赖于飯压, 于是飯流作为栅压的函数, 就不能用

$$I_b = (\alpha + \beta U_c)^{\frac{3}{2}}$$

的簡單形式来表示, 非线性失真程度和飯流摆动的关系也不能用式 2-19、式 2-20 等表示。

設三极管是定 μ 結構的, 則由图 2-7 可以解出飯回路存在一定有效电阻时, 非线性失真程度和飯流摆动間的关系。

图 2-7 示一个定 μ 三极管的飯曲綫組和二条負載綫 PQR 及 $P'QR'$ 。 PQR 負載綫代表飯回路存在有一定的有效电阻, $P'QR'$ 負載綫代表飯回路有效电阻为 0, 飯压被固定于一定值。图中 Q 点是静态运用点。

当输入电压的幅是 $\hat{u}$ 时, U_c 上摆达 $(-U_{cc} + \hat{u})$, 下摆达 $(-U_{cc} - \hat{u})$, 于是板流峰是 $\hat{I}_b$, 谷是 $\check{I}_b$ (都可见图).

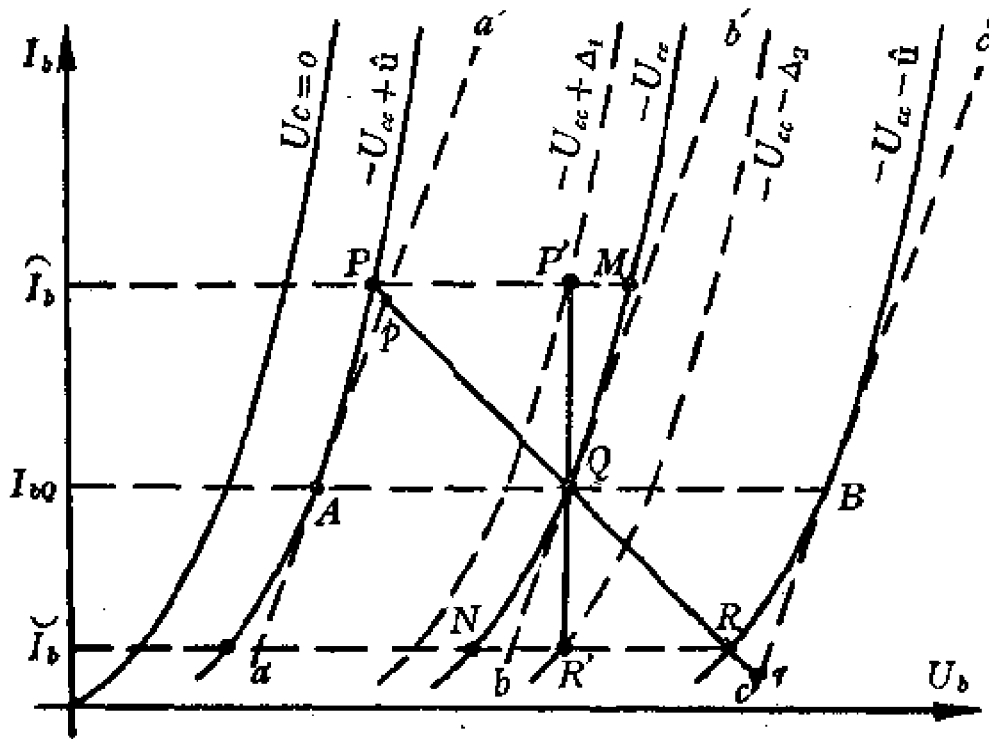


图 2-7 电阻负载三极管电路的二分之三方非线性失真解析

显然板流上摆 $(\hat{I}_b - I_{bQ})$ 必大于下摆 $(I_{bQ} - \check{I}_b)$, 因为 $AQ = \overline{QB}$, $\triangle AQP$ 全似于 $\triangle BQR$, 得 $\overline{PQ} = \overline{QR}$, 而 $\overline{PQ} > \overline{pQ}$, $\overline{QR} < \overline{qr}$, 乃得 $\overline{PQ} > \overline{QR}$, 按之 $\overline{P'Q} > \overline{Q'R'}$, 即 $(\hat{I}_b - I_{bQ})$ 大于 $(I_{bQ} - \check{I}_b)$.

这里的 A, B, p, r 可见图示. A, p 点都在 aa' 直线上, aa' 是通过 A 点板流曲线的切线. B, r 点都在 cc' 直线上, cc' 是通过 B 点的板流曲线的切线. 因为 A, B 点的板流值相同, 故 aa' 线与 cc' 线是平行的; aa' 线与 cc' 线尚与通过 Q 点的板流曲线的切线 bb' 直线平行.

$(\hat{I}_b - I_{bQ})$ 大于 $(I_{bQ} - \check{I}_b)$ 表示对于对称的栅压输入发生了不对称的响应, 代表(偶次)非线性失真存在的必然性. 而 $(\hat{I}_b - I_{bQ})$ 大于 $(I_{bQ} - \check{I}_b)$ 的差反映着(偶次)非线性失真程度.

在图上,沿 Q 点的垂直方向,是当 R_L 是 0 时的动态负载线. 在图上可见,使 U_c 沿 $Q-R'$ 自 $-U_{cc}$ 下降为 $(-U_{cc} - \Delta_2)$, 得板流 $\tilde{I}_b, \tilde{I}_b$ 就是沿 $P-Q-R$ 负载线将栅压自 $-U_{cc}$ 下降到为 $(-U_{cc} - \hat{u})$ 所得的板流. 由图还可见到,沿垂直负载线使 U_c 上摆 Δ_1 , 将得板流 $\hat{I}_b, \hat{I}_b$ 就是沿 $P-Q-R$ 负载线将栅压自 $-U_{cc}$ 上涨到为 $(-U_{cc} + \hat{u})$ 所得的板流.

假如 Δ_1 与 Δ_2 相等的話,則可以說,不論 R_L 或者为 0 或者为如 $P-Q-R$ 负载线所代表的值,当输入一个对称的电压波,使板流峰值为 $\hat{I}_b$, 谷值为 $\tilde{I}_b$ 时,板流响应的非线性失真程度相同.

再如果这样的关系在無論 R_L 是何值时都得成立,則不論板回路有效电阻 R_L 为何值时的非线性失真程度,在板流峰谷值比为一定的条件下,都可按 $R_L = 0$ 的情形求得,即可以用式 2-19、式 2-20 等来求知运用非线性失真程度.

但是,不論 R_L 等于何值,只要大于 0, Δ_1 与 Δ_2 必不相等. Δ_1 在图上可见为

$$\Delta_1 = \frac{\overline{PM}}{\mu},$$

Δ_2 在图上可见为

$$\Delta_2 = \frac{\overline{NR'}}{\mu}.$$

$$\text{今} \quad \overline{PM} = \mu \hat{u},$$

$$\overline{NR} = \mu \hat{u},$$

$$\text{即} \quad \overline{PM} = \overline{NR},$$

$$\text{又} \quad \overline{PQ} > \overline{QR},$$

$$\text{可推得} \quad \overline{PP'} > \overline{R'R},$$

$$\text{故必} \quad \overline{P'M} < \overline{NR'}.$$

$$\text{于是必然} \quad \Delta_2 > \Delta_1,$$

Δ_2 既与 Δ_1 不等, 以上的假定結論便不能成立. 由上各式可知, Δ_2 大于 Δ_1 的事实在 R_L 不論是什么值时 (除非 $R_L = 0$) 都可成立, 故也并無以上的假定結論可以成立的特例 R_L .

現在要問一下: Δ_2 必大于 Δ_1 代表着什么意义?

假定 R_L 是 0, U_c 从 $-U_{cc}$ 以 Δ_1 上摆, 則將得鋇流峰值为 $\hat{I}_b$ 如图 2-7 所示. 如使栅压下摆幅也是 Δ_1 , 則显然鋇流谷值將要高于 $\check{I}_b$, 因为使栅压下摆幅为 Δ_2 时, 鋇流谷值方得为 $\check{I}_b$.

原来 $(\hat{I}_b - I_{b0})$ 是大于 $(I_{b0} - \check{I}_b)$ 的, 其間的差反映着非綫性失真的程度. 今在 R_L 为 0, 栅压以 Δ_1 幅作对称摆动时, 鋇流上摆变量大于下摆变量的差, 將更大于 $(\hat{I}_b - I_{b0})$ 与 $(I_{b0} - \check{I}_b)$ 的差. 这反映了当 R_L 为 0 时, 輸入以 Δ_1 幅的对称波, 非綫性失真程度將更大于 $R_L \neq 0$ 时. 这里二种情形的比較基础是, 同一的 Q 点, 同一的鋇流峰值 ($\hat{I}_b$, 见图), 也就是, 大約相同的鋇流摆动域. 反过来说, 与 $R_L = 0$ 的情形相比, 当 $R_L \neq 0$ 并輸入一个对称波以得同样鋇流峰值和相若而略小的鋇流各值时, 將得較低的非綫性失真程度.

因此在三极管电路中, $R_L \neq 0$ 的运用非綫性失真不能由根据 $R_L = 0$ 情形求知. 根据 $R_L = 0$ 而求得的非綫性失真程度要嫌大.

同样方法可以証明, R_L 愈大, 則对称波輸入的鋇流响应上下摆也愈对称, 非綫性失真的程度愈低.

可以証明, 定 μ 三极管电路的非綫性失真程度, 可以按式 2-19、式 2-20 等, 以 γ 为 1.5 計算后乘以修正系数:

$$\text{三极管非綫性失真修正系数} = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{r_p}} \quad (2-21)$$

近似求得. 这里 r_p 是静态运用点的鋇內阻, R_L 是鋇回路有效电阻. (参看 1-6 节, 式 1-7 及 1-9').

在实用的三极管里, 电极結構不能非常均匀, 不免存在可觀的变 μ 現象, 于是实得的非綫性失真, 比較按式 2-19 等求得值乘上

修正系数后要大些。在一般三极管，考虑变 μ 现象所引起的非线性失真增加，总计的非线性失真程度常比较按 2-19 式等计算的要小些。但是，如用式 2-19 等来保守地估计电阻负载的三极管电路的非线性失真程度还是可以的。这样估计所得非线性失真程度要比实际的情况为高。

2-10 用谐波及交调生成波表示非线性失真

如果一个电路的板流和输入电压的关系是

$$I_b = b_0 + b_1 U + b_2 U^2 + b_3 U^3 + \dots$$

当输入电压 U 是一个正弦波

$$U = \hat{u} \sin \omega t$$

时，板流式成为

$$I_b = b_0 + b_1 \hat{u} \sin \omega t + b_2 \hat{u}^2 \sin^2 \omega t + b_3 \hat{u}^3 \sin^3 \omega t + \dots$$

式中各高次方响应项可以展开如下：

$$\sin^2 \omega t = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t,$$

$$\sin^3 \omega t = \frac{3}{4} \sin \omega t - \frac{1}{4} \sin 3\omega t,$$

$$\sin^4 \omega t = \frac{3}{8} - \frac{1}{4} \cos 2\omega t + \frac{1}{8} \cos 4\omega t,$$

.....

在这些高次 $\sin \omega t$ 的展式中，可以看出，凡是奇次方的 $\sin \omega t$ 展开，都包括 $\sin \omega t$ 、 $\sin 3\omega t$ 、.....等频率倍数不高于该次方的奇倍频率正弦（同相）分量；也可以看出，凡是偶次方的 $\sin \omega t$ 展开，都包括一个（正的）直流分量，还要包括 $\cos 2\omega t$ 、 $\cos 4\omega t$ 、.....等频率倍数不高于该次方的偶倍频率余弦（ 90° 相位差）分量。

将各次 $\sin \omega t$ 的展开代入 I_b 级数，整理得

$$\begin{aligned}
I_b = & b_0 + \frac{1}{2} b_2 \hat{u}^2 + \frac{3}{8} b_4 \hat{u}^4 + \dots \\
& + \underbrace{b_1 \hat{u} \sin \omega t}_{\text{保真响应分量}} + \frac{3}{4} b_3 \hat{u}^3 \sin \omega t + \dots \\
& - \frac{1}{2} b_2 \hat{u}^2 \cos 2\omega t - \frac{1}{4} b_4 \hat{u}^4 \cos 2\omega t - \dots \\
& - \frac{1}{4} b_3 \hat{u}^3 \sin 3\omega t - \frac{5}{16} b_5 \hat{u}^5 \sin 3\omega t - \dots \\
& + \frac{1}{8} b_4 \hat{u}^4 \cos 4\omega t + \frac{3}{16} b_6 \hat{u}^6 \cos 4\omega t + \dots \\
& \dots \dots \dots (2-22)
\end{aligned}$$

由这个式子可见, 由于电路的非线性, 板流对一个单频率正弦波的输入, 要发生不止一个频率的响应。这些响应项中有同于输入的频率的, 有二倍频率的、三倍频率的……等等各高次整数倍频率的, 还有直流的。

输出中的各倍频率的分量是由于电路的非线性而引起的, 所以各项倍频率的输出分量的相对大小, 能够反映电路的非线性。输入波的频率称为基本波或基波频率, 基本波频率的各整数倍频率称为各次谐波频率。

关于基波频率的响应分量, 我们可以归为二类: 一是全似于原来输入的响应分量, 称为“保真响应分量”。这是式 2-22 中有曲线划出的 $b_1 \hat{u} \sin \omega t$ 项。 $b_1 \hat{u} \sin \omega t$ 与输入 $\hat{u} \sin \omega t$ 全似而只差 b_1 比。在通常情形, $b_1 \hat{u} \sin \omega t$ 保真响应项常是响应式中的最大项(见 2-4 节)。基波频率响应分量还有式 2-22 中第二行 $b_1 \hat{u} \sin \omega t$ 项以外的各项。这些项称为基波“幅度失真分量”项。这些项与保真响应分量的差别, 在于幅度与输入之幅 $\hat{u}$ 并不作一次方正比而作高次方正比。这些幅度失真分量与奇次的 b 系数 $b_3, b_5, \dots$ 等有关。在电子管电路中, 由于二分之三方非线性, (一般) $b_3, b_5, \dots$ 等系数都是负的, 故电子管电路幅度失真的后果, 常使输出中的总得基波分量的幅度不能随输入幅度 $\hat{u}$ 的增大而正比增大, 输入愈大, 输出

中基波响应愈嫌不足。

由式 2-22 可见, 由于 $\hat{u} \sin \omega t$ 的输入, 发生了一些直流的响应, 这是式中第一行 b_0 以外的各项。这些项称为整流响应项, 因为它们是由交流的输入引起的直流的输出。整流项的系数各是 $b_2, b_4, \dots$ 等偶次 b 系数, 各正比于 $\hat{u}$ 的平方、四方……等偶次方。在电子管电路, 由于二分之三方非线性, (一般) $b_2, b_4, \dots$ 等系数都是正的, 故电子管电路的直流分量每随输入幅的增大而增大。

式 2-22 的第三行是“二次谐波响应”。二次谐波响应项与 $b_2, b_4, \dots$ 等偶次 b 系数有关。在主要非线性为二分之三方非线性的电子管电路 (一般), $b_2, b_4, \dots$ 等系数都是正的, 故电子管电路的二次谐波随输入幅度的增大而增大, 因为各二次谐波分量相加不相消。

各二次谐波都与基波差 $-\frac{\pi}{2}$ 相角。二次谐波造成对称输入的輸出波形不对称。在一般电子管电路里, 因 $b_2, b_4, \dots$ 等系数都是正的, 所以板流峰升高, 谷填平。反过来说, 在一般电子管电路里, 由于对称栅输入的板流响应形式是板流峰升高, 谷填平, 于是得 $b_2, b_4, \dots$ 为正的。

因为引起二次谐波的各 $b_2, b_4, \dots$ 偶高次系数, 就是引起整流响应的各系数, 所以在发生整流响应的电路中, 必同时发生二次谐波 (也可以有其它高偶次的谐波, 见下文), 而在整流响应为增量的情形, 响应波峰升高, 谷填平, 在整流响应为减量的情形, 响应波峰压平, 谷转深。

式 2-22 中的第四行各项是“三次谐波响应”。三次谐波响应与 $b_3, b_5, \dots$ 等奇高次系数有关。在一般电子管电路里, 这些 $b_3, b_5, \dots$ 等奇高次系数 (一般) 都是负的, 因此各三次谐波分量相加不相减, 就是说, 一般电子管的三次谐波分量随输入幅度的增大而增大。

各三次谐波分量的相位都同 (或反) 于基波的相位。三次谐波

造成对称失真。三次谐波使波峰谷转尖、肩转宽，或使波峰谷转钝、肩转狭。在一般电子管电路中，因二分之三方非线性， b_3 、 b_5 ……等每都是负的，得板流对栅压的响应波的波峰谷转钝，波肩放宽。

可以注意到，各三次谐波分量的系数 b_3 、 b_5 ……等同时是基波幅度失真项的系数，因此，当测量得电路具有幅度失真性时，这电路必生三次谐波（及其它高奇倍谐波，见下文），或当测量得电路输出包括输入的三倍谐波时，电路必存在幅度失真。

式 2-22 的第五行，是“四次谐波”响应各项。这些四次谐波各项的各个系数为 b_4 以上的各偶次系数 b_4 、 b_6 ……。因 b_4 、 b_6 ……等高偶次系数也是二次谐波响应的部分系数，所以发生四次谐波的电路必不免发生二次谐波。

四次谐波各项的相位，都与基波差 $\frac{\pi}{2}$ 。四次谐波也造成不对称非线性失真，与二次谐波有这方面的共同性。

一般电子管电路的 b_4 、 b_6 ……系数，因二分之三方非线性（一般）皆是正的，故各项四次谐波相生而不相消，四次谐波响应分量随输入幅度的增大而增大。

式 2-22 尚要包括许多“五次谐波响应”。五次谐波项的系数是 b_5 以上的奇次系数。因 b_5 、 b_7 ……等系数与幅度失真、三次谐波有关，故存在五次谐波的电路不免存在幅度失真及三次谐波失真。

各五次谐波项的相位都或同或反于基波的相位，五次谐波也引起波形的对称失真，与三次谐波有这方面的共同性。

式 2-22 尚要包括许多六次谐波响应分量。六次谐波项的系数是 b_6 以上的偶次系数。 b_6 、 b_8 ……等同时是部分整流响应项的系数，同时是部分二次谐波项的系数，也同时是部分四次谐波项的系数。所以测量得有六次谐波响应的电路必附有整流响应、二次谐波响应以及四次谐波响应。

各六次谐波项的相位与基波差 $\frac{\pi}{2}$ 。六次谐波引起不对称非线性

性失真。

式 2-2 尚包括七次谐波、八次谐波……等。关于这些高次谐波的讨论，可以从以上的讨论推得。

从以上的讨论，可以发现，电路的非线性如造成不对称的失真，则在单频率输入时生偶倍频率的谐波，如非线性失真造成对称的失真，则在单频率输入时生奇倍频率的谐波，而在生偶倍频率谐波的同时，必生整流分量。

单个频率的输入生出这些谐波输出，都是由于电路非线性的后果，于是量度电路的非线性就可通过量测电路的发生谐波的性质来进行。一般习惯用谐波与基波的百分比来表示一个电路的运用非线性失真程度。例如，将偶次非线性失真程度用二次谐波的幅度与基波幅度之比来表示，称为二次谐波失真(百分)比：

$$\text{二次谐波百分比} = \frac{\text{二次谐波幅度}}{\text{基波幅度}} \times 100\%,$$

将奇次非线性失真程度用三次谐波的幅度与基波幅度的比来表示，称为三次谐波(百分)比：

$$\text{三次谐波百分比} = \frac{\text{三次谐波幅度}}{\text{基波幅度}} \times 100\%,$$

而把总的非线性失真程度用各次谐波的总加有效值与基波有效值的比表示，称为总谐波失真(百分)比：

$$\text{总谐波百分比} = \sqrt{\frac{(\text{二次谐波幅度})^2 + (\text{三次谐波幅度})^2 + \dots}{(\text{基波幅度})^2}}$$

电路的运用，难得对付单个频率的输入，而往往要对付复杂波形的输入。复杂波的解析，得许多不同频率的分量。复杂波可视为这些许多不同频率的分量波的加叠。当将这些加叠的分量向非线性的电路输入时，因为电路的非线性，不能用加叠的方法来求得这些输入的总输出。

为了简单，先以二个不同频率的分量的加叠输入为例来说明

問題。所得的結論，可以推广于更多个輸入分量的情形，也就是更一般性的情形。

如果輸入是

$$U = x \sin Xt + y \sin Yt,$$

代入

$$I_b = b_0 + b_1 U + b_2 U^2 + b_3 U^3 + \dots,$$

將得有 $b_1 U = \underline{b_1 x \sin Xt} + \underline{b_1 y \sin Yt},$

$$\begin{aligned} b_2 U^2 &= b_2 (x \sin Xt + y \sin Yt)^2 \\ &= b_2 [\underline{x^2 \sin^2 Xt} + 2xy \sin Xt \sin Yt + \underline{y^2 \sin^2 Yt}], \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b_3 U^3 &= b_3 (x \sin Xt + y \sin Yt)^3 \\ &= b_3 [\underline{x^3 \sin^3 Xt} + 3x^2 \sin^2 Xt y \sin Yt \\ &\quad + 3x \sin Xt y^2 \sin^2 Yt + \underline{y^3 \sin^3 Yt}], \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b_4 U^4 &= b_4 (x \sin Xt + y \sin Yt)^4 \\ &= b_4 [\underline{x^4 \sin^4 Xt} + 4x^3 y \sin^3 Xt \sin Yt \\ &\quad + b x^2 y^2 \sin^2 Xt \sin^2 Yt + 4x y^3 \sin Xt \sin^3 Yt \\ &\quad + \underline{y^4 \sin^4 Yt}], \end{aligned}$$

.....

等項。

以上單綫划出的各項我們已經熟悉，它們是当輸入只包括 $x \sin Xt$ 时的响应項。以上雙綫划出的各項我們同樣已經熟悉，它們是当輸入只包括 $y \sin Yt$ 时的响应項。故所有划出的各項，是可由加疊法求得的。

而以上并未划出的各項，是仅輸入 $x \sin Xt$ ，或仅輸入 $y \sin Yt$ 时所沒有的。这意思說，当同时輸入 $x \sin Xt$ 及 $y \sin Yt$ 时，除了各輸入分量各附帶产生了相属的諧波响应之外，还要产生这些未划出各項額外响应。这些額外响应項称为交調响应項。要发生交調响应亦是非綫性系統的一个特性。

我們首先来看一下冠以 b_2 系数的交調响应項，它是 $2b_2 xy \sin$

$Xt \sin Yt$, 將這項展开成为一次的表示式, 得

$$2b_2xy \sin Xt \sin Yt = b_2xy \cos (X-Y)t, \\ -b_2xy \cos (X+Y)t,$$

这展式包括二个正弦波分量, 其一正弦波的频率是 $\frac{X-Y}{2\pi}$, 它的角频率是 $(X-Y)$, 另一正弦波的频率是 $\frac{X+Y}{2\pi}$, 它的角频率是 $(X+Y)$, 而輸入中所包括的分量的角频率只有 X 及 Y . 角频率为 $(X-Y)$ 及 $(X+Y)$ 的交調生成分量称为一次交調生成分量, $(X-Y)$ 及 $(X+Y)$ 称为一次交調生成的(差/和)角频率.

在一般非线性系統, 輸入輸出关系式中的 b_2 系数, 往往是各高次系数中之最大者, 因此往往一次交調生成分量频率是主要的交調生成分量频率.

一次交調生成的分量的幅度与二母波的幅度都作一次方正比.

現在再来看一下冠以 b_3 系数的交調响应項, 它們是 $3x^2y \sin^2 Xt \sin Yt + 3xy^2 \sin Xt \sin^2 Yt$. 將第一項展开为一次的表示式,

$$3b_3x^2y \sin^2 Xt \sin Yt = \frac{3b_3x^2y}{2} (1 - \cos 2Xt) \sin Yt \\ = \frac{3b_3x^2y}{2} \left[\sin Yt - \frac{1}{2} \sin (2X+Y)t - \frac{1}{2} \sin (Y-2X)t \right]$$

这里包括三个不同频率的正弦波, 一个角频率是 Y , 即輸入之一的角频率, 一个角频率是 $(2X+Y)$, 最后一个角频率是 $(Y-2X)$. 这后二者角频率分量在輸入中是没有的, 它們是一种新生的分量, 称为二次交調分量. 角频率为 Y 的交調生成分量, 在各輸出分量中, 是混和在所有角频率为 Y 的分量一起的. 原来, 在只輸入以單角频率 Y 的輸入时, 輸出中包括基波保真分量、基波幅度失真分量, 角频率都是 Y . 今在同时又輸入了 $x \sin Xt$ 后, 又得此 $\frac{3b_3x^2y}{2} \sin Yt$ 額外响应, 使角频率为 Y 的輸出又多了一些. 这 $\frac{3b_3x^2y}{2} \sin Yt$ 响应的幅度与 x^2 正比, 又与 y 正比. 这一項称为交

調幅度失真項。交調幅度失真項是調幅波通訊制中的一个問題。由于 b_3 不等于 0, 將造成角頻率為 Y 的輸出分量, 幅度與 Y 角頻率輸入的幅度 y 作正比, 復與其它不相干輸入(例如角頻率為 X) 的幅度(例如 x) 作平方正比的響應。于是角頻率為 x 的輸入的幅度就通過電路的三次非綫性向角頻率為 Y 的輸出干涉。

將冠以 b_3 系數的交調響應項的第二項也展開, 得

$$\begin{aligned} 3b_3 xy^2 \sin Xt \sin^2 Yt &= \frac{3b_3 xy^2}{2} (1 - \cos 2Yt) \sin Xt \\ &= \frac{3b_3 xy^2}{2} \left[\sin Xt - \frac{1}{2} \sin (2Y + X)t - \frac{1}{2} \sin (X - 2Y)t \right] \end{aligned}$$

這項展開的討論與上面的討論是相同的, 把 x 和 y 對換, 亦把 X 和 Y 對換就得, 不再贅述。結論得角頻率為 $(X + 2Y)$ 及 $(X - 2Y)$ 的二次交調生成頻率的分量, 還有角頻率為 X 的交調幅度失真響應分量。在這裡其它頻率的輸入的幅度向 X 角頻率的輸出的幅干涉。

冠以 b_4 系數的交調生成項是 $4b_4 x^3 y \sin^3 Xt \sin Yt$, $6b_4 x^2 y^2 \sin^2 Xt \sin^2 Yt$ 及 $4b_4 xy^3 \sin Xt \sin^3 Yt$ 。其中 $4b_4 x^3 y \sin^3 Xt \sin Yt$ 展開得角頻率為 $(X \pm Y)$ 及 $(3X \pm Y)$ 的項, $4b_4 xy^3 \sin Xt \sin^3 Yt$ 展開得角頻率為 $(X \pm Y)$ 及 $(X \pm 3Y)$ 的項, $6b_4 x^2 y^2 \sin^2 Xt \sin^2 Yt$ 展開得一直流項、角頻率為 $2X$ 及 $2Y$ 的交調諧波項以及角頻率為 $(2X \pm 2Y)$ 的項。這些都是三次交調生成項。

冠以 b_5 系數的交調項也可同樣展開為一次的形式, 得角頻率為 X, Y 的交調幅度失真項, 角頻率為 $(X + 2Y)$, $(X \pm 4Y)$, $(Y \pm 2X)$, $(Y \pm 4X)$, $(3Y + 2X)$, $(3X \pm 2Y)$ 的項, 以及角頻率為 $3X$, $3Y$ 的交調諧波項。

.....

因此, 由于 b_2 以上各非綫性系數, 在輸入不僅包括單一個正弦波時, 要引起一些交調生成的分量。這些交調生成分量, 包括各

个輸入分量的頻率的各倍配合的和及各倍配合的差頻率的 分量, 包括交調幅度失真分量, 包括交調整流分量, 以及包括交調諧波分量. 其中新生頻率分量起因于奇偶各次的 b 系数, 交調諧波起因于高于四次的 b 系数, 交調幅度失真起因于高于三次的奇 b 系数, 交調整流响应起因于高于四次的偶 b 系数.

这些交調生成波都是电路非綫性的后果, 因此关于电路的非綫性, 也可以由列出其引起交調的性来表达. 例如, 列出电路在同时輸入二个不同頻率的輸入时, 在輸出中的和或差頻率分量的大小, 就表示了各偶次 b 系数的大小, 这与列出电路在仅輸入單一个頻率的輸入时, 在輸出中的二倍諧波分量的大小以表示各 b 系数的大小有相同的意义.

如果向一电路同时送入角頻率為 X 及 Y , 單位幅度的輸入, 在輸出中測量 $(X+Y)$ 角頻率的分量的幅度, 量得的值將与仅向电路送入單个頻率、二單位幅度的輸入, 在輸出中量得的二倍頻波分量的幅度相等. 因为單个頻率二單位幅度的輸入可視為二个單位幅度而頻率相同的輸入之和. 同样理由, 向一个电路同时送入角頻率為 X 及 Y , 單位幅度的輸入, 在輸出中選 $(X-Y)$ 角頻率的分量量得的值, 將与向电路仅送入單个頻率、二單位幅度的輸入, 在輸出中量得的二倍諧波的值相同, 因为在电路同时有二个不同頻率的輸入时, 輸出中的和及差頻率分量是等幅的.

在有些場合, 用电路的交調性表示电路的非綫性, 具有比較实际的意義. 例如在音乐放大器, 交調生成波往往比諧波刺耳, 故品質表示应由交調性来表达 (見表 1-2). 又例如在載波電話系統的多路群放大器中, 交調生成波是路际串話的来源, 故群放大器的品質应由交調性能来表达. 但因为电路的交調生成性与諧波生成性之間互为反映, 可以把电路的諧波生成性来表达交調生成性, 也就是电路的(有效)非綫性.

第三章

寬域放大器电路中的基本網絡

寬域的电子管放大器的通帶寬度是不能無限的。有許多因素限制寬域放大器的通帶。

在1-2节里所提到的放大器輸入电路、輸出电路及耦合电路都直接限制了放大器的低頻率运用，因为这些电路都要起隔断直流、只傳送交流的作用，頻率比較低的交流电流因此就不能通过这些电路。举一个例說，某放大器的輸入电路包括一个电容器和一个电阻器的串連，在电阻器二端取得栅极輸入电压，串連的电容器將外来輸入中的直流分量除去。对于頻率比較高的外来輸入，串連电容有如一个短路，栅极方面就收到全部的外来輸入的交流分量，但对低頻率的外来輸入，串連电容器的电抗就不可視為短路，栅极方面所能收到的交流輸入分量也就不能是外来交流輸入的全部了。栅极方面收到的实得輸入小下去，对整个放大器說来，是放大器的通頻帶有一个低頻率的限制。

在放大器的輸入电路、輸出电路和耦合电路里，也存在限制高頻率运用的因素。例如，电路的杂散电容是不能免除的。杂散电容在高頻率时电抗很低，在非常高頻率成为短路。存在于放大器輸入电路的二端間、級間耦合电路的二端間、輸出电路的二端間的杂散电容要在高頻率时將这些二端短路，使放大器电路不能在高頻率运用。

放大器电路中限制低頻率运用和高頻率运用的因素同时存在于輸入电路、輸出电路、級間耦合电路和阴极与簾栅极电路的电抗元件中。在一般电路，这些高低頻率运用限制可以归納成为少数的基本类型。这样的归納，使分析和設計放大器电路成为很簡單。

一般放大器电路中造成通帶限制的电路結構，可以归納成(1)基本节，(2)阶节和(3)調諧电路。

一个基本节是簡單的 $L-R$ 串連或 $C-R$ 串連構成的分压电路，或是 $L-R$ 并連或 $C-R$ 并連構成的分流电路。图 3-1 示 $L-R$ 基本节，图 3-2 示 $C-R$ 基本节。

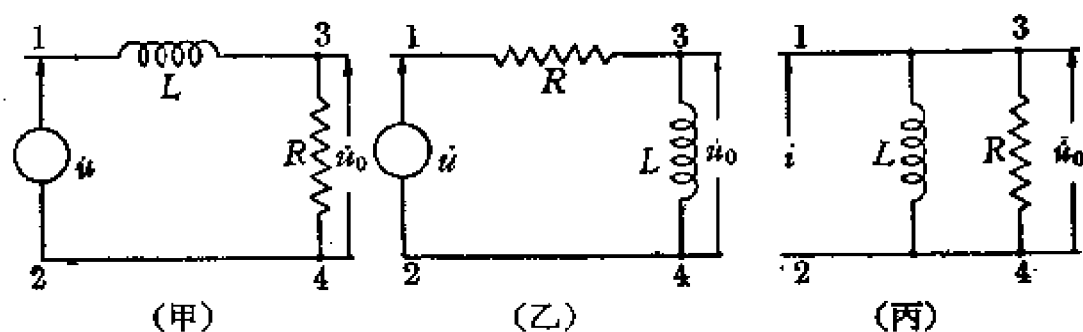


图 3-1 L 及 R 構成的基本节

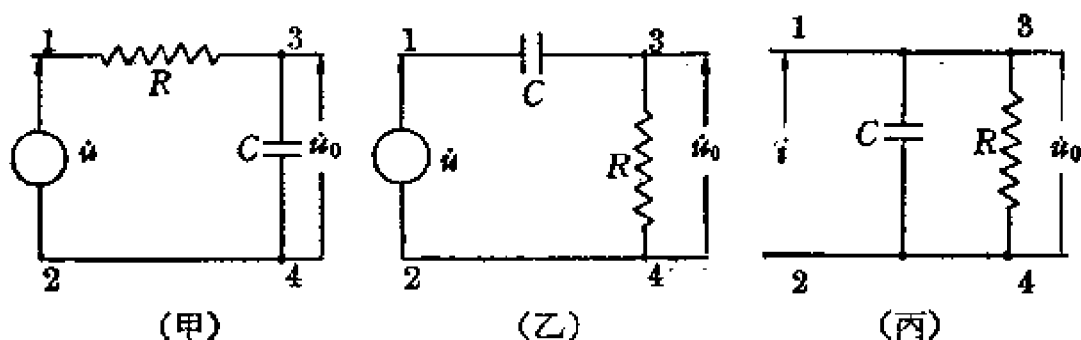


图 3-2 C 及 R 構成的基本节

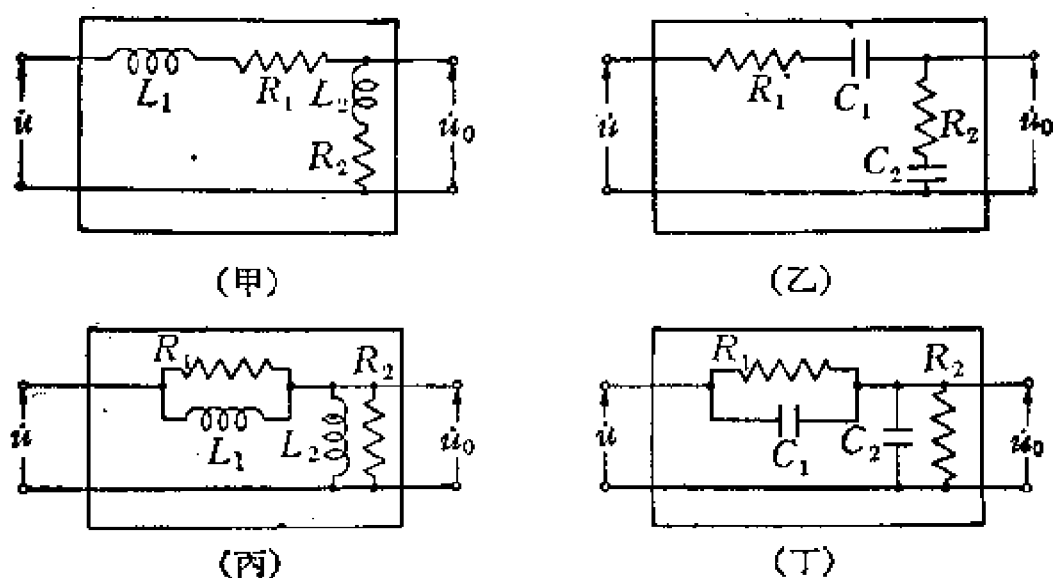


图 3-3 阶节

一个阶节是包括二个电阻、二个电感或电容的串連或串并連結構。图3-3示各种阶节結構。阶节的一种特殊形式是模拟电路。模拟电路就是补偿分压器。

一个調諧电路包括一对以上的 $L-C$ 組合, 包括与这些 L 及 C 串連或并連的电阻, 包括各 L 間的互感。調諧电路的最簡單形式是串連諧振电路, 见图 3-4。

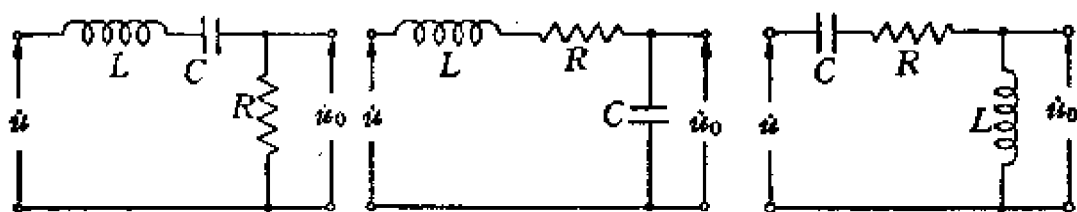


图 3-4 串連諧振电路(諧振性截止电路)

一般放大器电路中涉及的基本元件組合不外乎这些, 或是这些組合的等值。

3-1 基本节

图 3-1 及图 3-2 示各种基本节。图 3-1 中丙电路是同图乙电路的恒流形式; 图 3-2 丙电路也是同图甲电路的恒流形式, 所以基本节的基本形式共四种。

图 3-1 及图 3-2 的二个甲电路在低頻率时输出电压 u_0 对输入电压 u 的响应关系接近全部响应, 而在高頻率时 u_0 对 u 的响应下跌。在图 3-1 甲电路, 高頻率的响应下跌是因为 L 电感的串接; 在图 3-2 甲电路, 高頻率的响应下跌是因为 C 电容的跨接。这二个甲电路称为高基本节。

图 3-1 及图 3-2 的二个乙电路在高頻率时, u_0 对 u 的响应关系接近全部响应, 而在低頻率时响应下跌。在图 3-1 的乙电路, 低頻率的响应下跌是因为 L 电感的跨接, 在图 3-2 的乙电路, 低頻率的响应下跌是因为 C 电容的串接。这二个乙电路称为低基本节。

称图 3-1 中二个电路的 $\frac{L}{R}$ 時間常数、图 3-2 中二个电路的

CR 時間常数为 τ , 則高基本节的 $\dot{u}_0$ 比 $\dot{u}$ 的比(电压放大率)是

$$\dot{A} = \frac{\dot{u}_0}{\dot{u}} = \frac{1}{1 + j\omega\tau}, \quad (3-1)$$

低基本节的 $\dot{u}_0$ 比 $\dot{u}$ 的比(电压放大率)是

$$\dot{A} = \frac{\dot{u}_0}{\dot{u}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega\tau}}. \quad (3-2)$$

按式 3-1, 高基本节的 $\dot{A}$ 的絕對值是

$$|\dot{A}| = \frac{1}{1 + \omega^2\tau^2}, \quad (3-3)$$

它的相移角是:

$$\theta = -\text{tg}^{-1}\omega\tau. \quad (3-4)$$

將式 3-4 代入式 3-1 及式 3-3, 得

$$\dot{A} = \frac{1}{1 - j\text{tg}\theta} = \cos\theta \angle \theta, \quad (3-5)$$

及

$$|\dot{A}| = \sqrt{\frac{1}{1 + \text{tg}^2\theta}} = \cos\theta. \quad (3-6)$$

式 3-3 以对数-对数坐标表示, 得图 3-5 曲綫. 图 3-5 曲綫以 $|\dot{A}| = 1$ 及 $|\dot{A}| = \frac{1}{\omega\tau}$ 为漸近綫. 如以这二漸近綫代式 3-3, $|\dot{A}|$ 的誤差不出 $\sqrt{\frac{1}{2}}$.

式 3-4 以直綫-对数坐标表示, 得图 3-6 曲綫. 图 3-6 曲綫繞 $\left(\omega = \frac{1}{\tau}, \theta = -\frac{\pi}{4}\right)$ 点奇对称, θ 以 $\theta = 0$ 及 $\theta = -\frac{\pi}{2}$ 为界限. 图 3-6 上通过 $\left(\omega = \frac{1}{\tau}, \theta = -\frac{\pi}{4}\right)$ 点順曲綫的斜势有一斜直綫, 如以此斜直綫及 $\theta = 0$ 綫、 $\theta = -\frac{\pi}{2}$ 綫代式 3-4, θ 的誤差不出 12° .

式 3-5 作在极坐标面上得图 3-7. 图 3-7 是半个單余弦圓, 居第四象限. 这个图称为高基本节的 $\dot{A}$ 矢量全頻域軌跡.

按图 3-5 或式 3-3 看, 高基本节的 $|\dot{A}|$ 随輸入頻率的愈高而愈小, 极端而言, $|\dot{A}|$ 反比于 ω , $|\dot{A}| - \omega$ 曲綫靠近 $|\dot{A}| = \frac{1}{\omega\tau}$ 漸近綫.

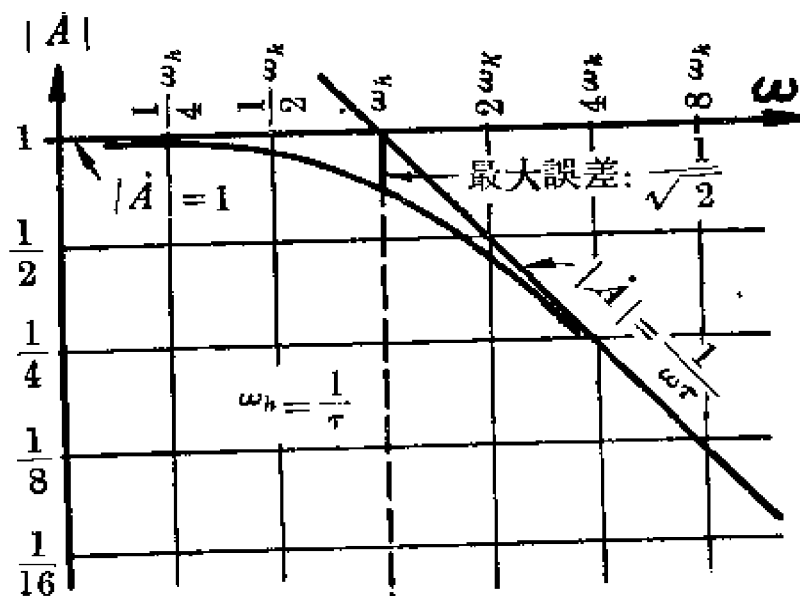


图 3-5
高基本节的
 $|A|-\omega$ 曲线。(对
数-对数坐标)

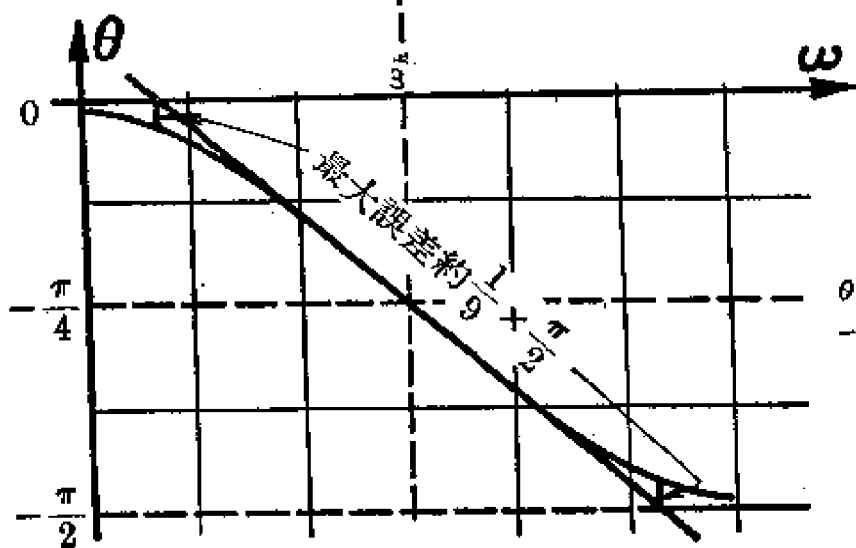


图 3-6
高基本节的
 $\theta-\omega$ 曲线。(直线
-对数坐标)

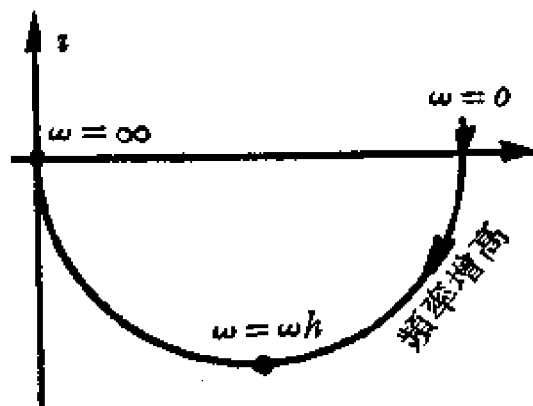


图 3-7 高基本节的 $|A|-\theta$ 极坐标图 $-A$ 的复面图

按图 3-6 或式 3-4 看, 高基本节輸出落后于輸入的相, 随輸入頻率之高而大; 极端而言, 落后相为 $\frac{\pi}{2}$.

在以上各图中,

$$\omega_h = \frac{1}{\tau}. \quad (3-7)$$

这 ω_h 角頻率是一个應該注意的角頻率. 在 ω_h 角頻率, 按式 3-3, $|A|$ 值是 $\sqrt{\frac{1}{2}}$, 按式 3-4, A 的相是 $-\frac{\pi}{4}$. 这 ω_h 角頻率是 i_0 对 i 的响应开始显著地下降的頻率: 在 ω_h 角頻率, i_0 对 i 的响应降落到完全响应的 $\sqrt{\frac{1}{2}}$. 按功率与电压間的平方正比关系, 在 ω_h 角頻率的功率响应仅是完全响应之半, 所以 ω_h 角頻率称为半功率角頻率. ω_h 角頻率点是对数-对数坐标的 $|A| - \omega$ 图上二渐近綫的交点, 是直綫-对数坐标的 $\theta - \omega$ 图的对称中心. ω_h 角頻率也称为高基本节的高截止角頻率.

按式 3-2 低基本节的 A 的絕對值是

$$|A| = \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{1}{\omega^2 \tau^2}}}, \quad (3-8)$$

它的相移角, $\theta = \text{tg}^{-1} \frac{1}{\omega \tau}. \quad (3-9)$

將式 3-9 代入式 3-2 及式 3-8 得

$$A = \frac{1}{1 - j \text{tg} \theta} = \cos \theta \angle \theta, \quad (3-10)$$

及 $|A| = \sqrt{\frac{1}{1 + \text{tg}^2 \theta}} = \cos \theta. \quad (3-11)$

式 3-8 以对数-对数坐标表示, 得图 3-8 曲綫. 图 3-8 曲綫以 $|A| = 1$ 及 $|A| = \omega \tau$ 二直綫为渐近綫. 如以这二条直綫表示式 3-8, $|A|$ 的誤差不出 $\sqrt{\frac{1}{2}}$.

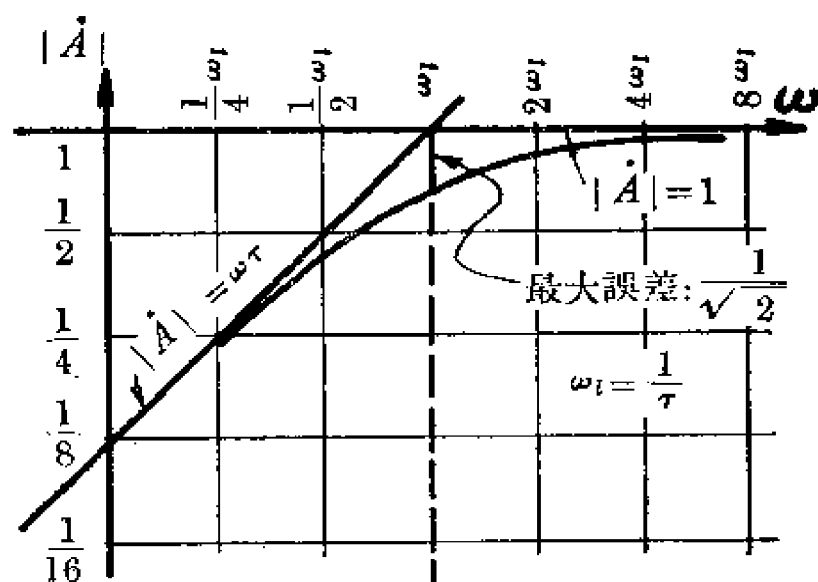


图 3-8
低基本节的
 $|A|-\omega$ 曲线。(对
数-对数坐标)

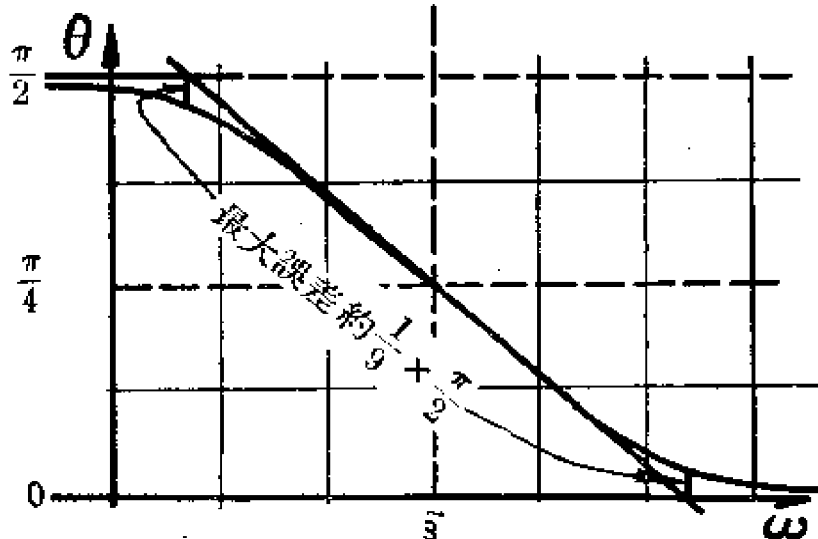


图 3-9
低基本节的
 $\theta-\omega$ 曲线。(直綫
-对数坐标)

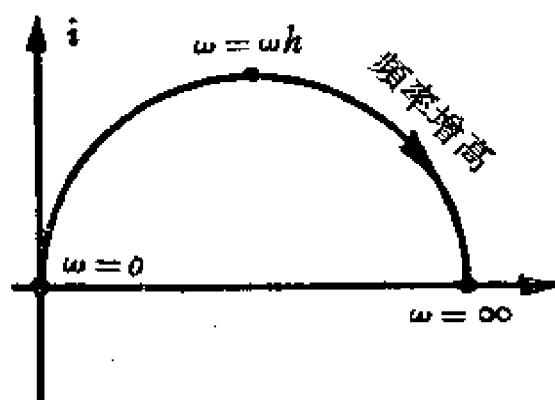


图 3-10 低基本节的 $|A|-\theta$ 极坐标图 $-A$ 的复面图

式 3-9 以直綫-对数座标表示, 得图 3-9 曲綫. 图 3-9 曲綫繞 $(\omega = \frac{1}{\tau}, \theta = \frac{\pi}{4})$ 点奇对称, 以 $\theta = 0$ 及 $\theta = \frac{\pi}{2}$ 为 θ 的界限. 图 3-9 上通过 $(\omega = \frac{1}{\tau}, \theta = \frac{\pi}{4})$ 点順曲綫的斜势有一斜直綫, 如以此斜直綫及 $\theta = 0$ 綫, $\theta = \frac{\pi}{2}$ 綫代式 3-9, θ 的誤差不出 12° .

式 3-10 作在极座标面上得图 3-10. 图 3-10 是半个單余弦圓, 居第一象限. 这个图称为低基本节的 $\dot{A}$ 矢量全頻域軌跡.

按图 3-8 或式 3-8 看, 低基本节的 $|\dot{A}|$ 随輸入頻率的愈低而愈小; 极端而言, $|\dot{A}|$ 正比于 ω , $|\dot{A}| - \omega$ 曲綫靠近 $|\dot{A}| = \omega\tau$ 漸近綫.

按图 3-9 或式 3-9 看, 低基本节輸出超前于輸入的相, 随輸入頻率的愈低而愈大; 极端而言, 超前相是 $\frac{\pi}{2}$.

在以上各图中,

$$\omega_1 = \frac{1}{\tau}. \quad (3-12)$$

这 ω_1 頻率也是一个應該注意的角頻率. 在 ω_1 角頻率, 按式 3-8, $|\dot{A}|$ 值是 $\sqrt{\frac{1}{2}}$, 按式 3-9, θ 是 $\frac{\pi}{4}$. ω_1 也是一个半功率頻率. 直綫-对数座标的 $\theta - \omega$ 曲綫是繞 ω_1 点对称的. 图 3-8 曲綫的二漸近綫交于 ω_1 点. ω_1 也称为低截止角頻率.

一般电子管放大器中, 最常遇到的电路布置, 往往在伸展到无穷的高頻域內, 能化簡为一个高基本节或多个高基本节的串級, 因此熟悉高基本节將得到普通应用. 同样, 一般放大器中, 最常遇到的电路布置在伸展至 0 的低頻域內, 往往能化簡为一个低基本节或多个低基本节的串級, 因此熟悉低基本节的性能也能得普遍应用.

一般电子管放大器电路由多个基本节的串級構成, 串級的方式往往不是直接啣接, 而靠一些电子管構成的緩冲电路啣接.

緩冲啣接的串級基本节, 全面的輸出-輸入比 (电压放大率), 是各構成基本节的輸出-輸入比 (电压放大率) 的乘积:

$$A_0 = A_1 \times A_2 \times A_3 \cdots \quad (3-13)$$

上式可以写成下列二式,

$$|A_0| = |A_1| \times |A_2| \times |A_3| \times \cdots, \quad (3-14)$$

$$\theta_0 = \theta_1 + \theta_2 + \theta_3 + \cdots, \quad (3-15)$$

以上 A_0 代表全面的输出-输入比, A_1 、 A_2 等则代表各构成节的输出-输入比; $|A_0|$ 代表 A_0 的值, $|A_1|$ 、 $|A_2|$ 等则各代表 A_1 、 A_2 等的值; θ_0 代表 A_0 的相, θ_1 、 θ_2 等则各代表 A_1 、 A_2 等的相。

按式 3-14 知道: $|A_0|$ 是 $|A_1|$ 、 $|A_2|$ 、 $\cdots$ 等的乘积, 所以 $|A_0|$ 的对数是 $|A_1|$ 、 $|A_2|$ 等的对数的和。所以作在对数-对数坐标上的 $|A_0| - \omega$ 曲线可以从作在对数-对数坐标上的 $|A_1| - \omega$, $|A_2| - \omega$ 曲线等叠加而求得。

凡是基本节, 它的 $|A|$ 与 ω 间的关系具固定形式。 $|A|$ 与 ω 间的关系, 作在对数-对数坐标上所得的曲线必如图 3-5 曲线, 或如图 3-8 曲线。凡是高基本节的 $|A| - \omega$ 曲线都如图 3-5 曲线, 凡是低基本节的 $|A| - \omega$ 曲线都如图 3-8 曲线。这些图 3-5 曲线和图 3-8 曲线都是具有二渐近线的曲线。

如前所述, 用曲线的渐近线折线代曲线, $|A|$ 的误差不出 $\sqrt{\frac{1}{2}}$, 而将二渐近线的棱角拉圆, 就得十分近似的真正 $|A| - \omega$ 曲线。因此, 要求知多个基本节串级的电路的 $|A| - \omega$ 曲线可以由各构成级的渐近线折线加叠, 将棱角拉圆而近似求得。但各构成级基本节的渐近线折线折点, 必各处在各截止角频率点, 故如已知各构成级基本节的截止角频率, 求知全个串级电路的 $|A_0| - \omega$ 曲线将成为十分简便。

凡是基本节, 其 θ 与 ω 间的关系也具固定形式, θ 与 ω 间的关系, 作在直线-对数坐标上所得的曲线, 在高基本节必如图 3-6 曲线, 在低基本节必如图 3-9 曲线。这些 $\theta - \omega$ 曲线都是一种能以三条直线构成的二折线来近似表示的规则形状的曲线。如前所述, 用折线代实在曲线, θ 的误差不出 12° , 而将近似的折线的棱角拉圆,

就得十分近似于真正 $\theta - \omega$ 曲線的曲線。因此, 要求知多个基本节串級的电路的 $\theta - \omega$ 曲線, 可以由各構成級的近似 $\theta - \omega$ 折綫加疊, 將棱角拉圓, 近似求得。各 $\theta - \omega$ 綫的中点, 即 θ 为正或負 45° 的点, 必各处在截止角頻率点。如已知各構成級基本节的截止頻率或截止角頻率, 求知全个串級电路的 $\theta - \omega$ 曲線, 將成为十分簡便。

基本节的 $|A| - \omega$ 曲線的漸近綫折綫其一是一条水平綫, 另一是斜直綫, 斜直綫的斜率在低基本节是 $+1$, 在高基本节是 -1 。

基本节的 $\theta - \omega$ 曲線的近似折綫所包括的三条直綫之一是 $\theta = 0$ 的水平綫, 另一是 θ 为正 $\frac{\pi}{2}$ 或負 $\frac{\pi}{2}$ 的水平綫 (在高基本节是負 $\frac{\pi}{2}$, 在低基本节是正 $\frac{\pi}{2}$), 再另一条是与前二者都相交的斜直綫, 交点間的中点在截止角頻率点。这条斜直綫的斜率在截止角頻率点与 $\theta - \omega$ 曲線相同, 在高基本节, 按式 3-4,

$$\theta = -\operatorname{tg}^{-1} \omega \tau,$$

得

$$\left. \frac{d\theta}{d\omega} \right|_{\omega_h} = \left. \frac{-\omega \tau}{\sec^2 \theta} \right|_{\omega_h} = -\frac{1}{2}, \quad (3-16)$$

在低基本节, 按式 3-9

$$\theta = \operatorname{tg}^{-1} \frac{1}{\omega \tau},$$

得

$$\left. \frac{d\theta}{d\omega} \right|_{\omega_l} = \left. \frac{-1}{\sec^2 \theta \omega \tau} \right|_{\omega_l} = -\frac{1}{2}, \quad (3-17)$$

都是 $-\frac{1}{2}$ 。故这条斜綫与其它二水平綫的交点各在半功率頻率上下 4.82 倍之点^①。

为了說明已知截止角頻率后, 如何作出 $|A| - \omega$ 图和 $\theta - \omega$ 图, 举例如下:

已知有二个基本节緩冲脚接。二構成基本节之一是 $\frac{\omega_l}{2\pi} = 1,000$ 赫之低基本节, 另一是 $\frac{\omega_h}{2\pi} = 23,200$ 赫之高基本节, 求电

路的全面 $|A| - \omega$ 曲线, 全面 $\theta - \omega$ 曲线.

[解](1) 先在对数-对数 $|A| - \omega$ 坐标系的上沿 ω 轴找出 $\frac{\omega}{2\pi} = 1,000$ 赫及 $\frac{\omega}{2\pi} = 23,200$ 赫二点.

(2) 因 $\frac{\omega}{2\pi} = 1,000$ 赫点是低基本节的截止频率点, 通过 $(|A| = 1, \frac{\omega}{2\pi} = 1,000 \text{ 赫})$ 点作一斜率为 $+1$ 的直线, 即图 3-11 的①线.

(3) 因 $\frac{\omega}{2\pi} = 23,200$ 赫点是高基本节的截止频率点, 通过 $(|A| = 1, \frac{\omega}{2\pi} = 23,200 \text{ 赫})$ 点作一斜率为 -1 的直线, 即图 3-11 中的④线.

(4) 在图上再作 $|A| = 1$ 的②线及③线, 以完成低基本节级的

①斜线与二水平线各有一交点, 其一高于截止角频率, 另一低于截止角频率. 前者与截止角频率的比值同于截止角频率与后者的比值, 称前者为 ω_{x+} , 后者为 ω_{x-} . ω_{x-} 点的 θ 值以 $-\frac{\pi}{2}$ 大于 ω_{x+} 点的 θ 值, 于是按斜线的斜率, ω_{x+} 与 ω_{x-} 的比值可以求得, 盖斜线的斜率是

$$\frac{d\theta}{d\omega} = -\frac{1}{\omega},$$

故

$$-\frac{d\omega}{\omega} = -2d\theta,$$

即

$$\int_1^2 \frac{d\omega}{\omega} = -2 \int_1^2 d\theta,$$

即

$$\ln \omega \Big|_1^2 = -2\theta \Big|_1^2.$$

以此式用于求 ω_{x+} 与 ω_{x-} 的比值可以以 $\theta \Big|_1^2$ 为 $-\frac{\pi}{2}$ 代入, 得

$$\ln \frac{\omega_{x+}}{\omega_{x-}} = \pi$$

即

$$\frac{\omega_{x+}}{\omega_{x-}} = e^{\pi} = 23.2.$$

故 ω_{x+} 以 $\sqrt{23.2} = 4.82$ 倍高于截止角频率, ω_{x-} 以 $\sqrt{23.2} = 4.82$ 倍低于截止角频率.

$|A|-\omega$ 漸近綫折綫(①及②)及高基本节級的 $|A|-\omega$ 曲綫的漸近綫折綫(③及④)。

(5) 得串級电路的近似 $|A|-\omega$ 折綫, 是为構成于①、②、③、

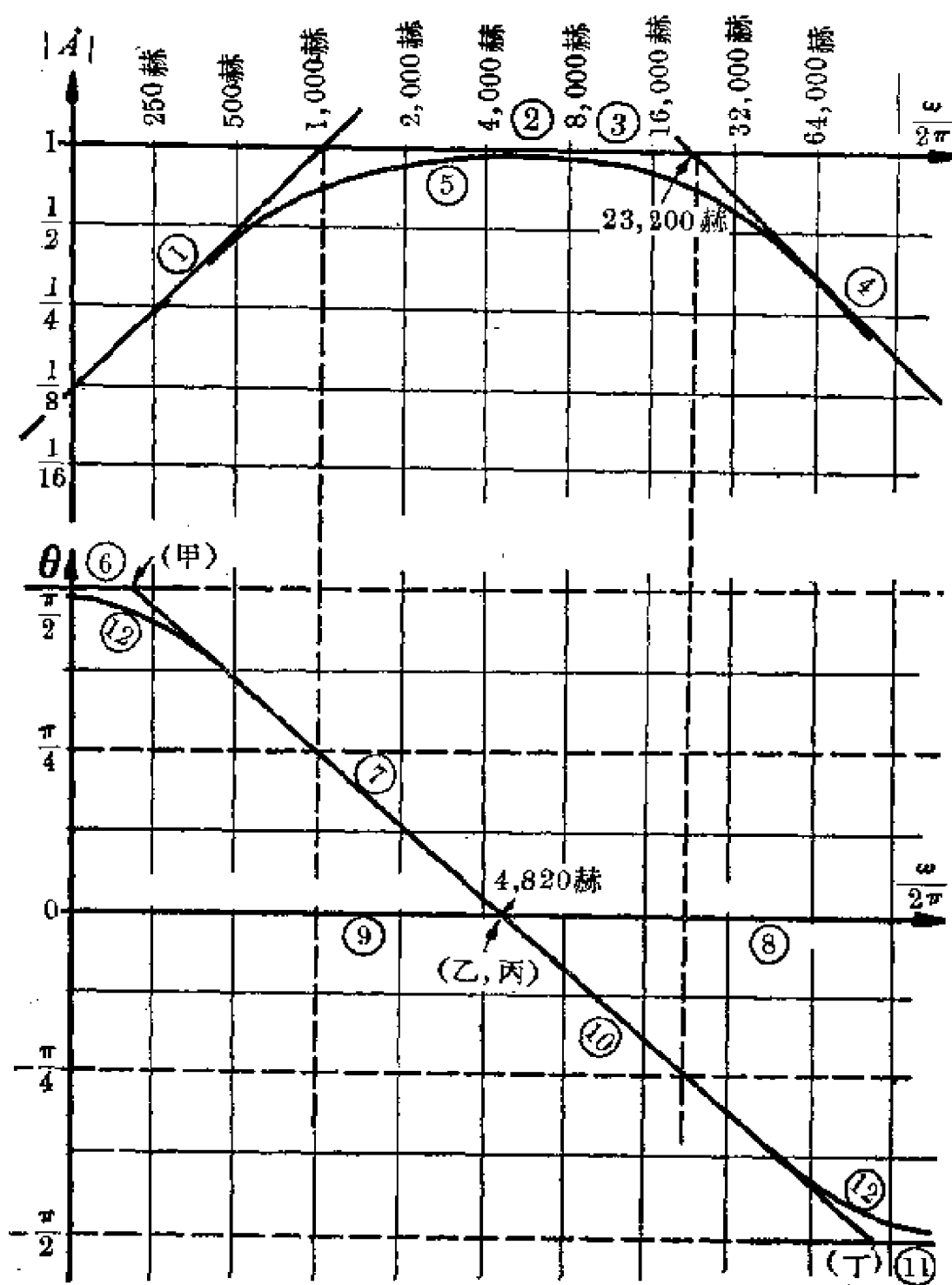


图 3-11 $|A|-\omega$ 图及 $\theta-\omega$ 图的作法

④四直线的折线.

(6) 将上二折线的棱角拉圆, 得⑤曲线, ⑤曲线就是十分近似的串级电路的全面 $|A| - \omega$ 曲线.

(7) 在直线-对数的 $\theta - \omega$ 坐标系上沿 ω 轴找出二点: $\frac{\omega}{2\pi} = 1,000$ 赫及 $\frac{\omega}{2\pi} = 23,200$ 赫.

(8) 复在同这 ω 轴上找出四点:

$$\frac{\omega}{2\pi} = \frac{1,000}{4.82} = 208 \text{ 赫},$$

$$\frac{\omega}{2\pi} = 1,000 \times 4.82 \text{ 赫} = 4,820 \text{ 赫},$$

$$\frac{\omega}{2\pi} = \frac{23,200}{4.82} \text{ 赫} = 4,820 \text{ 赫},$$

$$\frac{\omega}{2\pi} = 23,200 \times 4.82 \text{ 赫} = 111,824 \text{ 赫}.$$

(9) 在直线-对数的 $\theta - \omega$ 坐标系上找出四点:

$$\left(\theta = \frac{\pi}{2}, \frac{\omega}{2\pi} = 208 \text{ 赫} \right) \text{ 点是图 3-11 的(甲)点,}$$

$$\left(\theta = 0, \frac{\omega}{2\pi} = 4,820 \text{ 赫} \right) \text{ 点是图 3-11 的(乙)点,}$$

$$\left(\theta = 0, \frac{\omega}{2\pi} = 4,820 \text{ 赫} \right) \text{ 点是图 3-11 的(丙)点,}$$

$$\left(\theta = -\frac{\pi}{2}, \frac{\omega}{2\pi} = 111,824 \text{ 赫} \right) \text{ 点是图 3-11 的(丁)点.}$$

(10) 连(甲)(乙)二点, 得⑦线. $\theta = \frac{\pi}{2}$ 的⑥线, $\theta = 0$ 的⑧线与此⑦线合成为低基本节的 $\theta - \omega$ 近似折线.

(11) 连(丙)(丁)二点, 得⑩线. $\theta = 0$ 的⑨线, $\theta = -\frac{\pi}{2}$ 的⑪线与此⑩线合成为高基本节的 $\theta - \omega$ 近似二折线.

(12) 加叠以上二项之二条折线, 得电路的全面 $\theta - \omega$ 近似折线, 是由⑥、⑦、⑩、⑪各线合构成的折线(在此例中, 因(乙)(丙)二点相重, 故⑦、⑩二线互为他者之推延, 失去二个折点).

(13) 將上述二折綫的稜角拉圓，得⑫曲綫，是为近似的全面 $\theta - \omega$ 曲綫。

3-2 多个緩冲啣接的基本节構成的电路的剖析

已知一个电路包括数个基本节緩冲啣接，又已知各基本节是高基本节还是低基本节，又已知各基本节的时间常数或截止角頻率，这电路的全面 $|A| - \omega$ 关系可由各个基本节的 $|A| - \omega$ 曲綫加叠求得，全面的 $\theta - \omega$ 关系也可由各个基本节的 $\theta - \omega$ 曲綫加叠求得。

反过来，如果已知一緩冲啣接的电路的全面 $|A| - \omega$ 关系，或全面 $\theta - \omega$ 关系，則这电路究竟包括几个高基本节、几个低基本节，各节的时间常数为多少，也应能够求得。这是对多个緩冲啣接的基本节構成电路的剖析。

我們知道，一个基本节的 $|A| - \omega$ 曲綫的形狀特点是具有一个折点和二条漸近綫。所以二个基本节緩冲啣接所得的串級电路的合成 $|A| - \omega$ 曲綫必不会包括二个以上的折点。如果二个構成基本节的时间常数相同，則合成的 $|A| - \omega$ 曲綫只包括一个折点；如果二个时间常数不同，則合成的 $|A| - \omega$ 曲綫当包括二个折点。依此推論，一个 n 級基本节緩冲啣接的电路的全面 $|A| - \omega$ 曲綫最多包括 n 个折点，最少包括 1 个折点。各基本节的截止角頻率就是折点所在的角頻率。

一个基本节的 $|A| - \omega$ 曲綫除了具有一个折点这一特点之外，通过折点的弯折所引起的 $|A| - \omega$ 曲綫斜率变化，不論在高基本节还是低基本节，趋势是 1。从低頻率方面向高頻率方面推，單个基本节的折点所引起的曲綫斜率变化是 -1 。

这意思說，如果某电路的 $|A| - \omega$ 曲綫自极低頻率区域到极高頻率区域，斜率自 a 終极变为 b ，則此电路必然包括

$$n = a - b$$

个基本节,而这一共 n 个基本节中,有 a 个低基本节, $(-b)$ 个高基本节. 因为所有高基本节的 $|A|-\omega$ 曲线在极低频率区域的斜率都是 0, 而低基本节的 $|A|-\omega$ 曲线在极低频率的斜率都是 $+1$, 电路的全面 $|A|-\omega$ 曲线在极低频率区域的斜率 a 代表电路包括 a 个低基本节. 低基本节的 $|A|-\omega$ 曲线在极高频率区域的斜率都是 0, 各高基本节的 $|A|-\omega$ 曲线在极高频率区域的斜率都是 -1 , 电路的全面 $|A|-\omega$ 曲线在极高频率区域的斜率 b 代表电路包括 $(-b)$ 个高基本节.

于是,已知一电路的 $|A|-\omega$ 曲线,可以方便的剖析得各构成级.

举例说,已知某电路的 $|A|-\omega$ 曲线(图 3-12 曲线①),要求剖析构成各级.

[解](1) 量出这电路的 $|A|-\omega$ 曲线在极低频率区域的斜率,按①曲线量得为 $+1$, 故这电路包括一个低基本节.

(2) 作出电路的极低频率区域 $|A|-\omega$ 曲线的渐近线,这是②线,②线的斜率是 $+1$.

(3) 量出电路的 $|A|-\omega$ 曲线在极高频率区域的斜率,按(1)曲线量得为 -2 , 故电路包括二个高基本节.

(4) 作出电路的极高频率区域的 $|A|-\omega$ 曲线的渐近线,这是⑥线,⑥线的斜率是 -2 .

(5) 今电路既包括一个低基本节和二高基本节,一共三个基本节,所以电路的 $|A|-\omega$ 曲线将包括三个独立的折点或一个独立折点、一个二重混和折点或一个三重混和折点. 如果三个折点都是独立折点,则 $|A|-\omega$ 曲线的近似折线,除了以②线及⑥线为构成线之外,还要求有二条其它构成线,因为三个折点要求四条直线. 如果折点之一独立,折点的另一是二重混和折点,则 $|A|-\omega$ 曲线的近似折线,除了以②线及⑥线为构成线之外,还要求有另一个构成线,因为二个折点要求三条直线. 如果折点是三重混和折点,

則 $|\dot{A}| - \omega$ 曲線的近似折綫仅構成于②綫及⑥綫。在現在的例中，在图上可見，显然②綫与⑥綫并不紧密包住①綫，要包住①綫，要

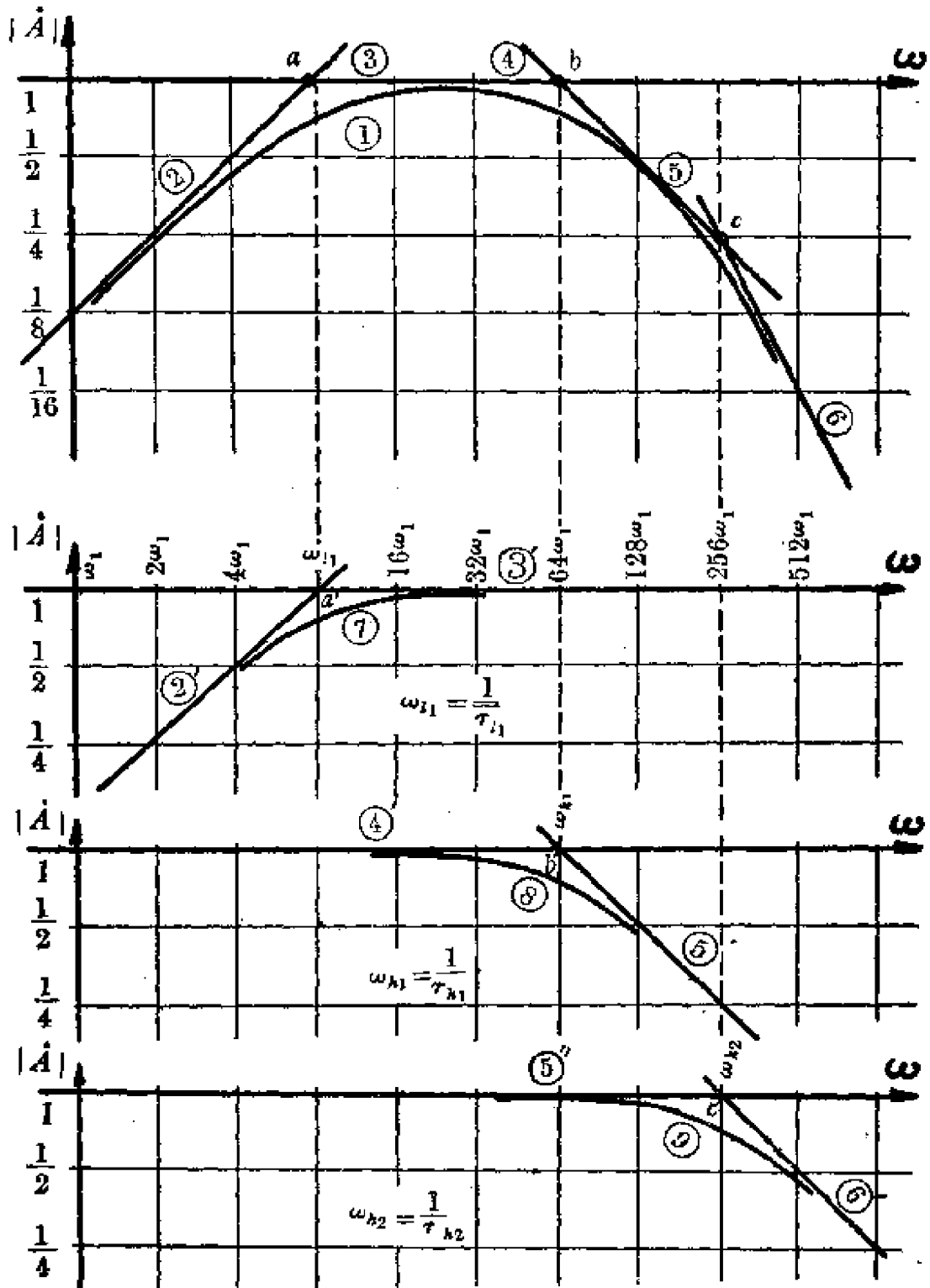


图 3-12 从已知 $|\dot{A}| - \omega$ 图剖析电路所包括的基本节

求作③綫(④綫)及⑤綫,于是全組近似折綫是②、③(④)、⑤、⑥各綫合成的折綫,分四个段,有三个折点。③綫(④綫)及⑤綫必須是斜率为1的整倍数的綫。

(6) 將②綫、③綫(④綫)、⑤綫及⑥綫構成的折綫剖析为②'-③'折綫、④'-⑤'折綫及⑤''-⑥'折綫。这样剖析得的折綫各代表一个基本节的折綫。②'-③'折綫所代表的基本节是一个低基本节,它的 ω_1 按图在 $\omega_{h1} = \frac{1}{\tau_{h1}} = 8\omega_1$; ④'-⑤'折綫所代表的基本节是一个高基本节,它的 ω_h 在 $\omega_{h1} = \frac{1}{\tau_{h1}} = 64\omega_1$; ⑤''-⑥'折綫所代表的基本节是一个高基本节,它的 ω_h 在 $\omega_{h2} = \frac{1}{\tau_{h2}} = 256\omega_1$ 。

(7) 將②'-③'折綫棱角拉圓,得⑦曲綫,是这电路所包括的低基本节級的十分近似的 $|A|-\omega$ 曲綫。將④'-⑤'折綫的棱角拉圓,得⑧曲綫,是这电路的二个高基本节之一的十分近似的 $|A|-\omega$ 曲綫。將⑤''-⑥'折綫的棱角拉圓,得⑨曲綫,是这电路的二个高基本节之另一的十分近似的 $|A|-\omega$ 曲綫。

串級电路的 $\theta-\omega$ 曲綫也可以剖析。

單級高基本节在极低頻率区域, A 的相移是0,在极高頻率区域, A 的相是 $-\frac{\pi}{2}$ 。而單級低基本节在极高頻率区域, A 的相是0,在极低頻率区域, A 的相是 $\frac{\pi}{2}$ 。因此一个包括 $(-b)$ 个高基本节的电路,不論包括多少級低基本节,在极高頻率区域总的相是 $-\frac{b\pi}{2}$ 。而一个包括 a 个低基本节的电路,不論包括多少級高基本节,在极低頻率区域,总的相是 $\frac{a\pi}{2}$ 。

于是,如更能求知每一構成級的时間常数,就能剖析 $\theta-\omega$ 曲綫。

一个單节基本节的 $\theta-\omega$ 曲綫具有二个折点,折点之間的角頻率差約是23.2倍,折点間的中点是截止角頻率点。二折点的折轉是相反的。于是要从电路的 $\theta-\omega$ 曲綫上要先找出二角頻率相

距 23.2 倍的相反折轉的折点, 才能將截止角頻率推求出来。

从电路的 $\theta - \omega$ 曲綫求知各構成級的截止角頻率, 要求在电路的 $\theta - \omega$ 曲綫上找出成对的折点, 而从电路的 $|\dot{A}| - \omega$ 曲綫上求知各構成級的截止角頻率, 只須在电路的 $|\dot{A}| - \omega$ 曲綫上找出一个折点。相对而言, $\theta - \omega$ 曲綫的剖析較為复杂。

3-3 从已知 $|\dot{A}| - \omega$ 关系推求 $\theta - \omega$ 关系

任何电路的 $|\dot{A}| - \omega$ 关系和 $\theta - \omega$ 关系是互相含蓄的。已知一个电路在某一頻率的 $|\dot{A}|$, 这电路在这个頻率的 θ 應該可以求得的。

但是往往 $|\dot{A}|$ 和 θ 之間的关系并不能直接求得。已知 $|\dot{A}|$, 要求知 θ , 往往要通过一定的周折。

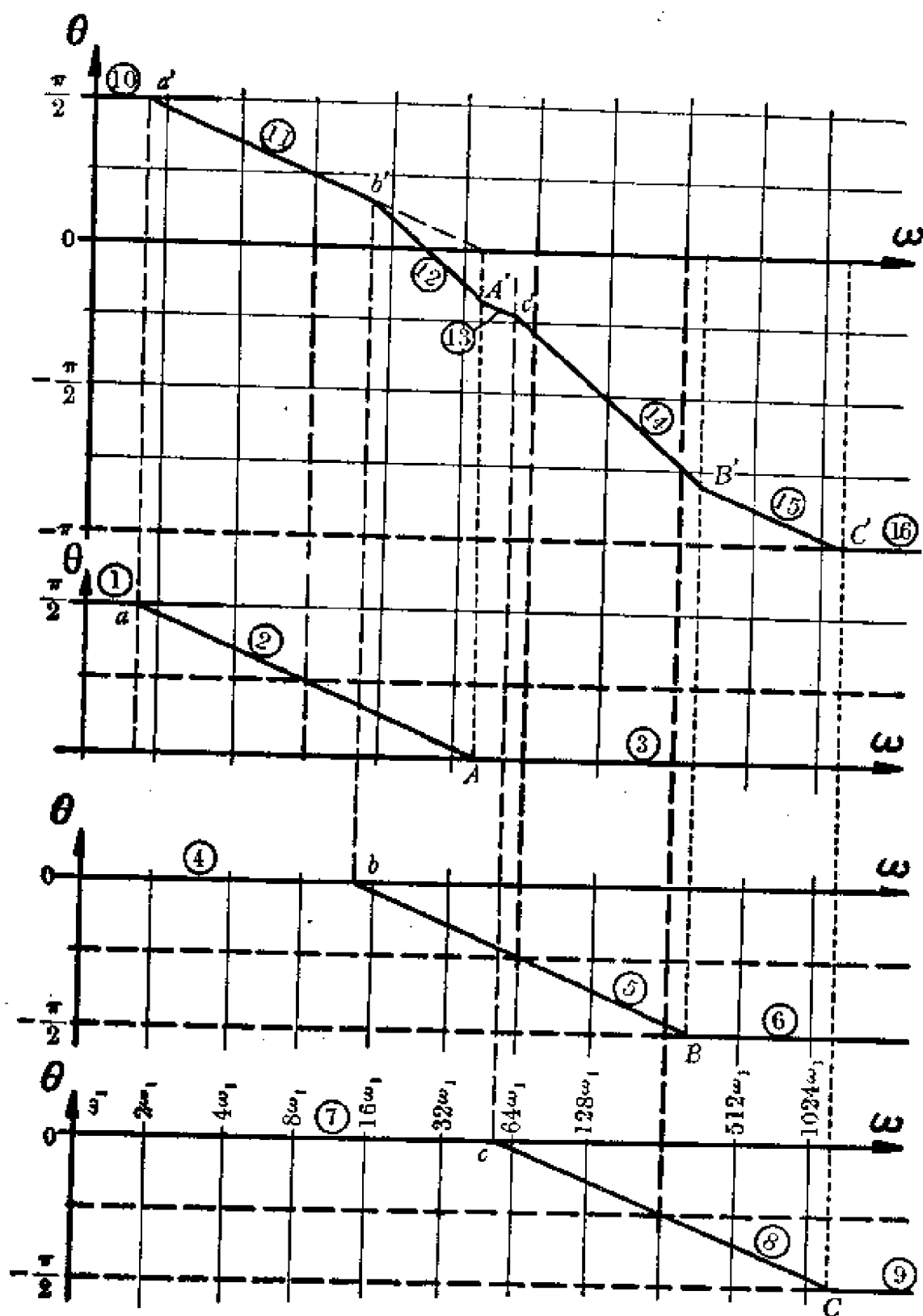
說明 $|\dot{A}| - \omega$ 关系和 $\theta - \omega$ 关系間存在互相含蓄关系的最好說明例子是一个基本节。已知一个基本节的截止角頻率, 則在任何頻率的 $|\dot{A}|$ 可以由 3-1 节的討論推知。例如, 已知某高基本节的 ω_c 是 1,000 弧度/秒, 則在此 1,000 弧度/秒角頻率, $|\dot{A}|$ 是 $\sqrt{\frac{1}{2}}$, θ 是 $-\frac{\pi}{4}$; 而在 2,000 弧度/秒角頻率, $|\dot{A}|$ 是 $\sqrt{\frac{1}{5}}$, θ 是 -1.11 。 θ 和 $|\dot{A}|$ 之間是存在确定的对应关系的。式 3-6 和式 3-11 指出了單个基本节的 $|\dot{A}| - \theta$ 关系是(見式 3-6, 3-11)

$$|\dot{A}| = \cos \theta.$$

但在更一般的电路 $|\dot{A}|$ 和 θ 之間的关系就不这么簡單。

如果已知某电路是構成于一些基本节的(緩冲)串級的, 这电路的 $\theta - \omega$ 关系便很容易从这电路的 $|\dot{A}| - \omega$ 关系推求出来。从而任何頻率的 $|\dot{A}|$ 和 θ 都能成对的知道。

在已知一个电路的 $|\dot{A}| - \omega$ 关系后, 首先將这已知 $|\dot{A}| - \omega$ 关系剖析, 求出各構成基本节的截止角頻率, 根据这些求得的截止角頻率, 便可以求得各个單独基本节的 $\theta - \omega$ 关系, 再將各基本节的

图 3-31 图 3.12 $|A|-\omega$ 曲线的对应 $\theta-\omega$ 曲线

$\theta-\omega$ 关系加起来, 就求得电路的总的 $\theta-\omega$ 关系. 这样的剖析-綜合手續最宜在对数-对数座标的 $|A|-\omega$ 图及直綫-对数座标的 $\theta-\omega$ 图上进行, 因为这样可以用折綫近似法去做, 十分簡便.

如果不經過这样的剖析-綜合手續, 不能直接由已知 $|A|-\omega$ 关系推求出 $\theta-\omega$ 关系.

从已知 $|A|-\omega$ 关系推求 $\theta-\omega$ 关系是很有用的. 在反饋放大器的稳定性鑒定和設計里, 尤其有用.

一般的寬域电子管放大器电路不外包括一些基本节, 用电子管緩冲串級. 所以一般的寬域电子管放大器电路的 $\theta-\omega$ 关系可以从 $|A|-\omega$ 关系用基本节的剖析-綜合的方法求得.

現在就以图 3-12 为例子, 說明从已知 $|A|-\omega$ 关系求知 $\theta-\omega$ 关系的方法.

按图 3-11 的討論, 已知①曲綫被剖析为⑦、⑧、⑨曲綫所代表的三个基本节. 这三个基本节的截止角頻率已表明在图上. 根据这些求得的截止角頻率, 可以作出这三个基本节的 $\theta-\omega$ 关系, 这是图 3-13 中的①-②-③, ④-⑤-⑥和⑦-⑧-⑨折綫. 將这三条 $\theta-\omega$ 折綫相加, 就得上面的⑩-⑪-⑫-⑬-⑭-⑮-⑯折綫. 將这折綫的棱角轉圓, 就得这电路的 $\theta-\omega$ 曲綫.

3-4 阶节

凡分压比具如下形式的分压电路都称为阶节:

$$A_0 = \alpha \frac{1 + j\omega\tau_-}{1 + j\omega\tau_+} \quad (3-18)$$

式中 α 、 τ_- 及 τ_+ 都是决定于电路構成元件的值的常数.

图 3-3 各电路的分压比都能化成上式的形式. 所以图 3-3 各电路都是阶节.

按式 3-18 看, 阶节在极低頻率, A_0 接近等于 α ; 而在极高頻率, A_0 接近等于 $\alpha \frac{\tau_-}{\tau_+}$; 在介間頻域, A_0 逐渐变化, 自 $\omega=0$ 到 $\omega=$

∞ . A_0 发生一个梯阶形式的变化, 图 3-3 各电路的 A_0 都具有这种梯阶形式的变化性.

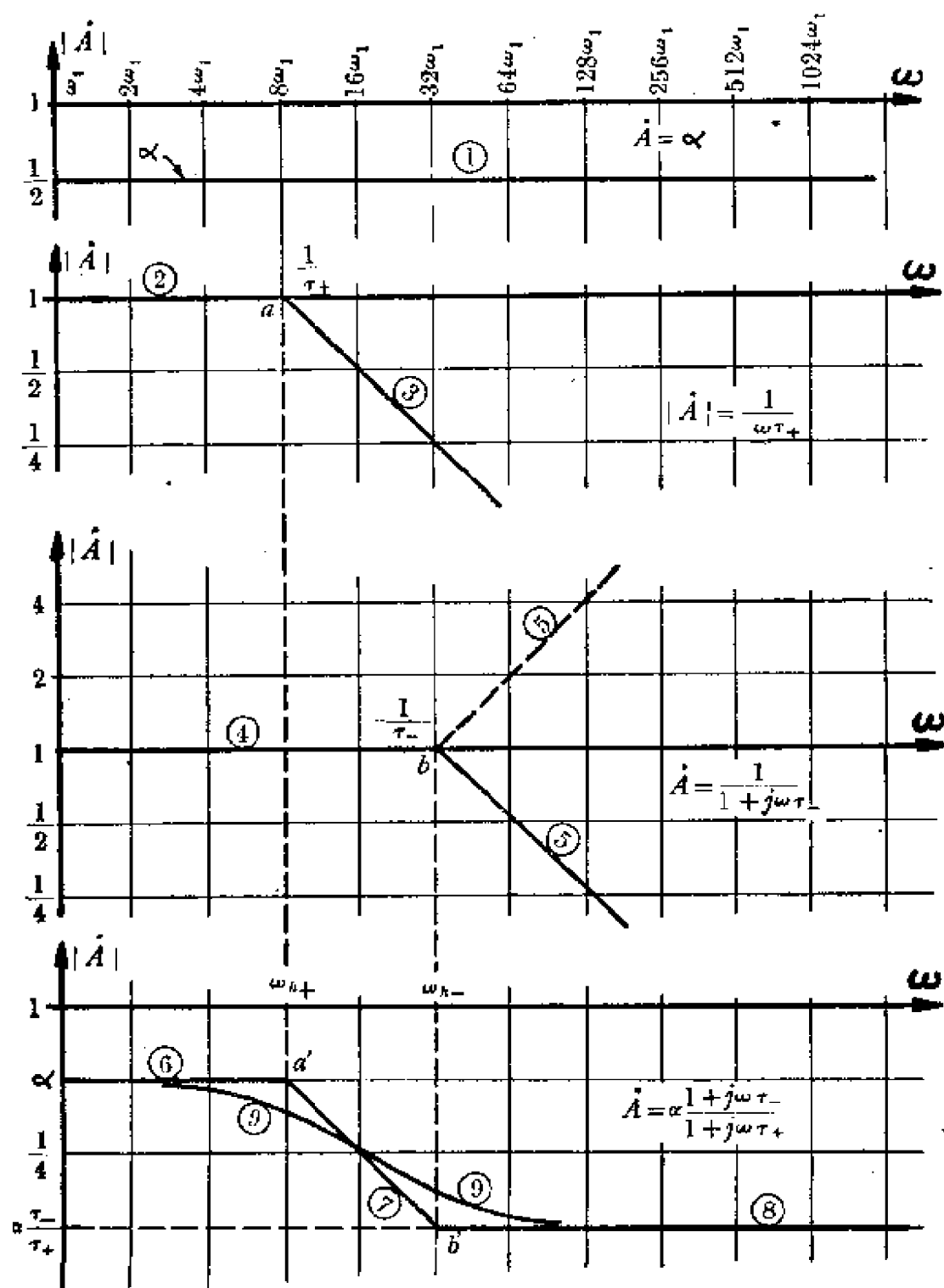


图 3-14 阶节的 $|A|-\omega$ 曲线(用剖析为高基本节的方法求得)

阶节是电子管电路中常遇到的一种基本电路。

式 3-18 可以写成如下形式：

$$A_0 = \alpha \times \frac{1}{1 + j\omega\tau_+} \div \frac{1}{1 + j\omega\tau_-}$$

按此式看，一个阶节可以视为一个定比分压級（分压比是 α ），与一个時間常数是 τ_+ 的高基本节的串級，复抽去一个時間常数是 τ_- 的高基本节。

因此阶节是高基本节的一种特殊形式的串級。

將阶节的二个構成基本节的 $|A| - \omega$ 关系和 $\theta - \omega$ 关系組合起来，便得阶节的 $|A| - \omega$ 关系和 $\theta - \omega$ 关系。

图 3-14 和图 3-15 是一个例子。其中 $\alpha = \frac{1}{2}$ ， $\tau_+ = \frac{1}{8\omega_1}$ ， $\tau_- = \frac{1}{32\omega_1}$ 。图 3-14 示 $|A| - \omega$ 图，图 3-15 示 $\theta - \omega$ 图。

式 3-18 也可以写成如下形式：

$$\begin{aligned} A &= \alpha \frac{1 + j\omega\tau_-}{1 + j\omega\tau_+} \\ &= \frac{\alpha\tau_-}{\tau_+} \left(\frac{1 + \frac{1}{j\omega\tau_-}}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_+}} \right) \\ &= \frac{\alpha\tau_-}{\tau_+} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_+}} \div \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_-}} \end{aligned}$$

按此式看，一个阶节可以视为一个定比分压級（分压比是 $\frac{\alpha\tau_-}{\tau_+}$ ），与一个時間常数是 τ_+ 的低基本节串級，复抽去一个時間常数是 τ_- 的低基本节。

故一个阶节可以看成低基本节的特殊形式的串級。而阶节的 $|A| - \omega$ 关系和 $\theta - \omega$ 关系也可以由各構成低基本节的 $|A| - \omega$ 关系和 $\theta - \omega$ 关系疊加得到。

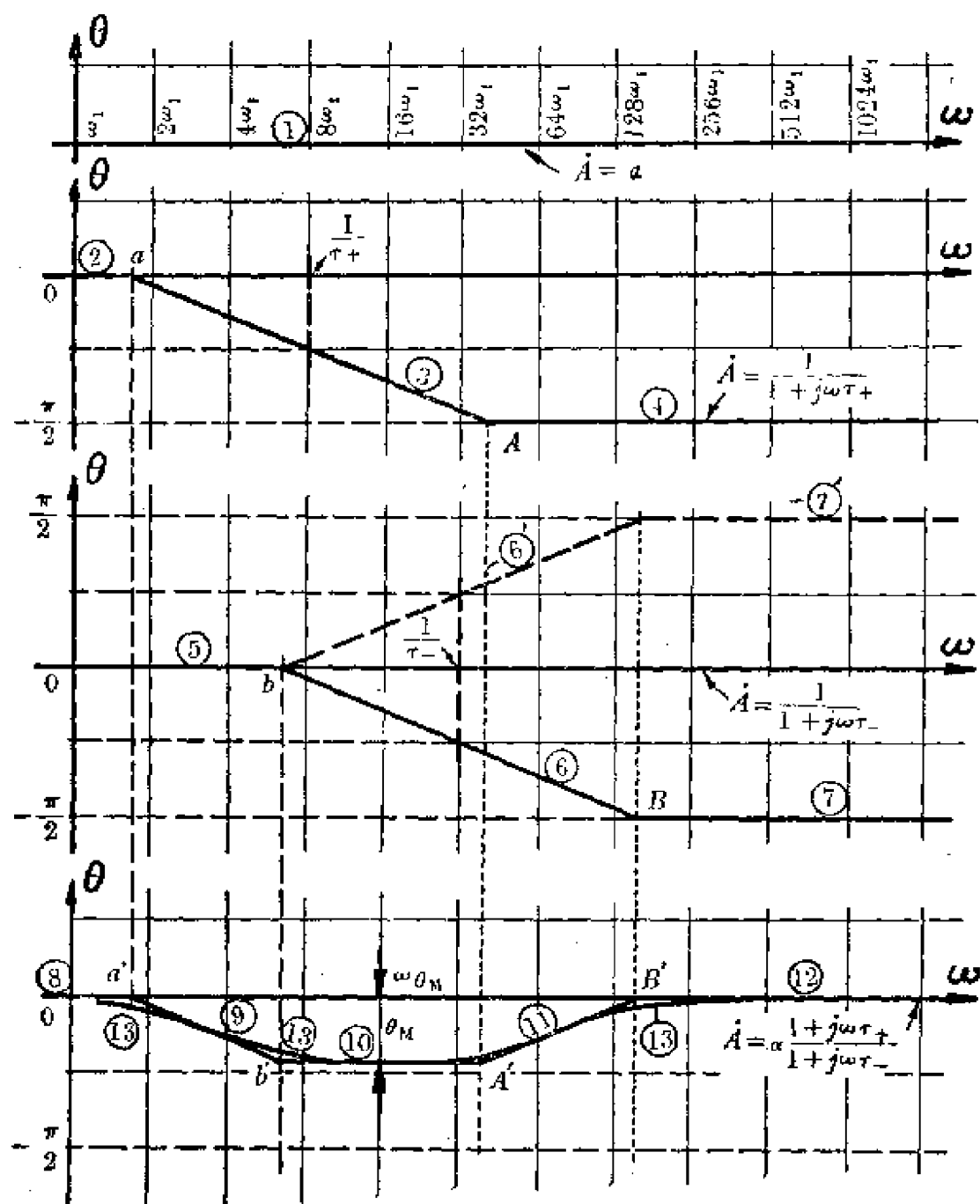


图 3-15 阶节的 $\theta-\omega$ 曲线(对应于图 3.14 的 $|A|-\omega$ 曲线)

图 3-16 和图 3-17 就是图 3-14 和图 3-15 的例子, 但把阶节看成低基本节的特殊串级。图 3-16 是 $|A|-\omega$ 关系, 图 3-17 是 $\theta-\omega$ 关系。注意图 3-16 及图 3-17 的合成曲线各与图 3-14 及图 3-15 的合成曲线完全相同。

阶节的分压比是变化的。在极低频率, 分压比是一个定值, 称

为低阶比; 在极高频率, 分压比成为另一个定值, 称为高阶比, 高阶比与低阶比的比例称为阶变比。

式 3-18 的低阶比 $= \alpha$, 高阶比 $= \frac{\alpha \tau_-}{\tau_+}$, 阶变比 $= \frac{\tau_-}{\tau_+}$ 。

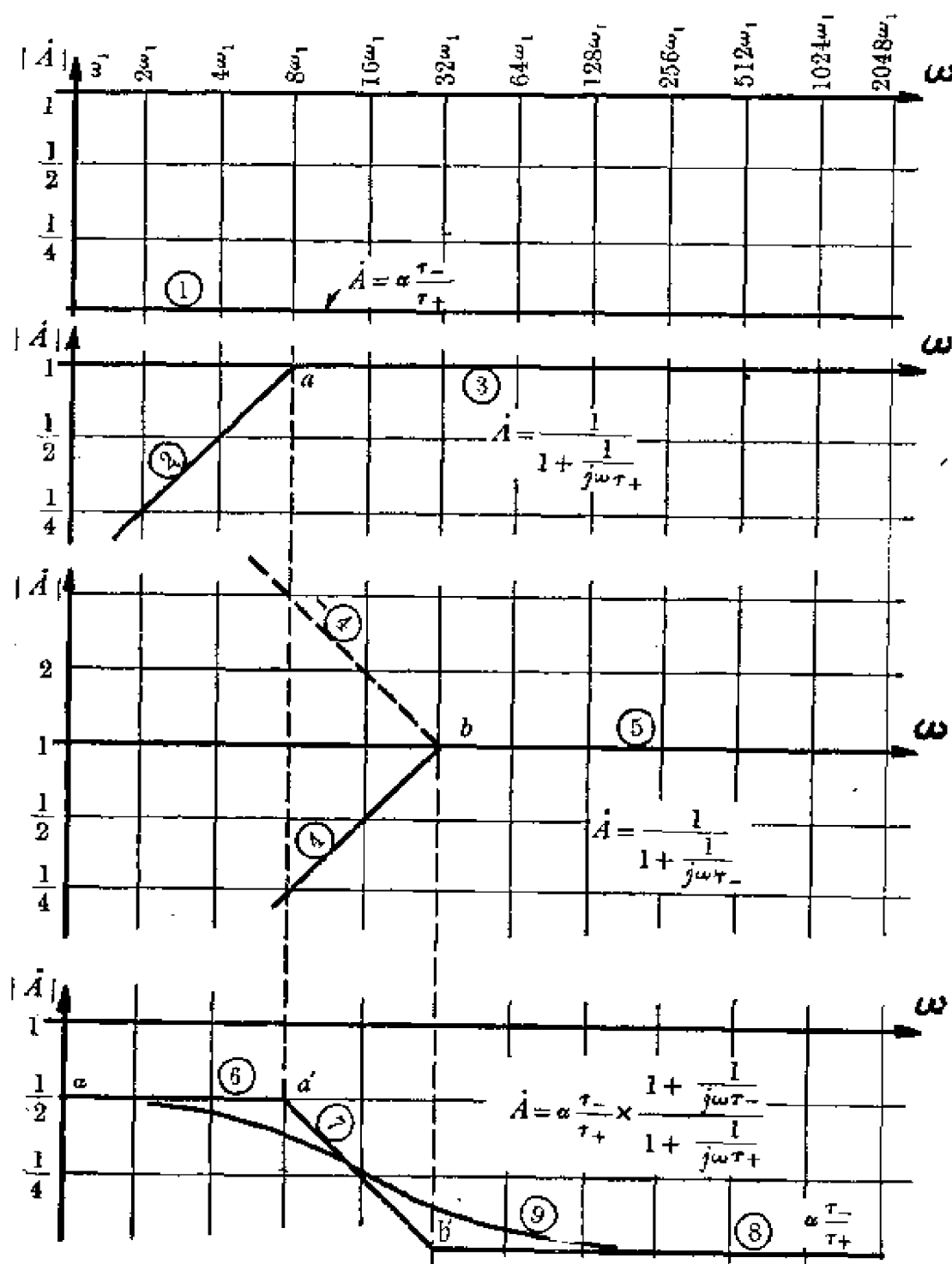


图 3-16 阶节的 $|A|-\omega$ 曲线(用剖析为低基本节的方法求得)

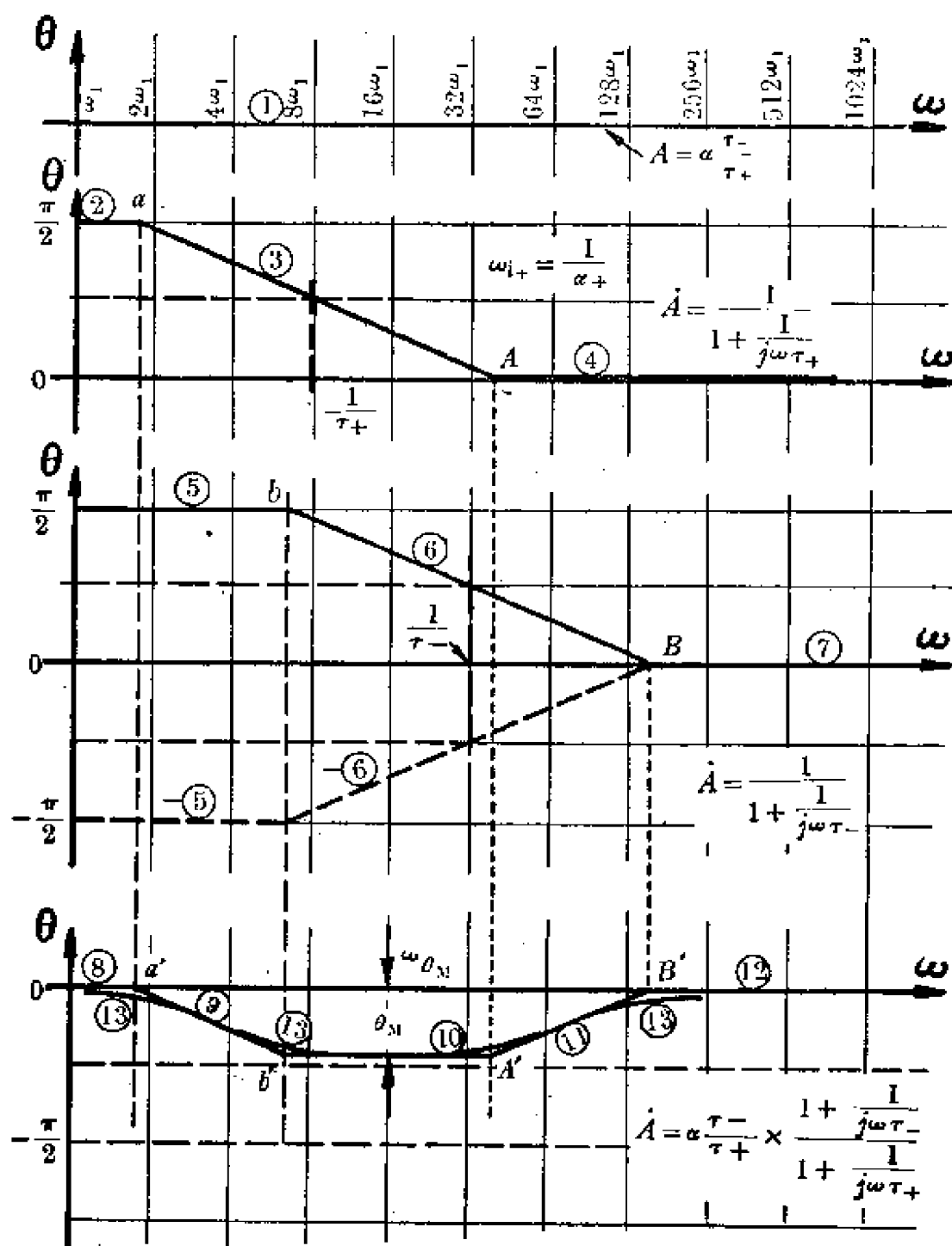


图 3-17 阶节的 $\theta-\omega$ 曲线(对应于图 3.16 的 $|A|-\omega$ 曲线)

阶变比大于 1 的阶节称为升比阶节, 小于 1 的阶节称为降比阶节.

阶变比 $\frac{\tau_-}{\tau_+}$ 就是串入的基本节截止角频率 $\frac{1}{\tau_+}$ 和抽去的基本

节的截止角頻率 $\frac{1}{\tau_-}$ 的比。

由图 3-15 看, 阶节的 $\theta-\omega$ 关系, 是决定于 τ_- 及 τ_+ 的比值的。如图示的情形, τ_- 小于 τ_+ , 得在一定頻域內 θ_0 为一落后角。如果 τ_- 与 τ_+ 相等, 則阶节所包含的基本节正等于將抽去的基本节, 將得 θ_0 保持为 0。如果 τ_- 大于 τ_+ , 則 θ_0 將在一定頻域轉成为超前值。在升比阶节, 阶变比大于 1, θ_0 在一定頻域內是正的; 在降比阶节, 阶变比小于 1, θ_0 在一定頻域內是負的。

在升比阶节, 不論阶变比是多少, θ_0 在极低頻率取 0 值, 在极高頻率也取 0 值, θ_0 的最高值发生 $\frac{1}{\tau_-}$ 与 $\frac{1}{\tau_+}$ 之間。按图 3-15 可以推知, θ_0 取最大值的角頻率当是

$$\omega_{\theta M} = \frac{1}{\sqrt{\tau_+ \tau_-}}. \quad (3-19)$$

在降比阶节, 不論阶变比是多少, θ_0 在极低頻率是 0, 在极高頻率也是 0, θ_0 的最負值在 $\frac{1}{\tau_-}$ 与 $\frac{1}{\tau_+}$ 之間, θ_0 取最負值的角頻率

是
$$\omega_{\theta M} = \frac{1}{\sqrt{\tau_+ \tau_-}}. \quad (3-20)$$

在升比阶节, 不論阶变比的值是多少, θ 不超过 $\frac{\pi}{2}$ 。

在降比阶节, 不論阶变比的值是多少, θ 不負过 $-\frac{\pi}{2}$ 。

最大的 θ 值

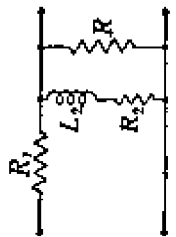
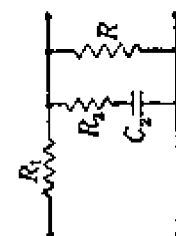
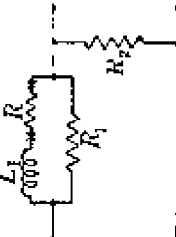
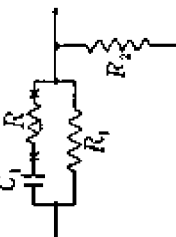
$$\theta_M = \text{tg}^{-1} \left(\frac{\sqrt{\frac{\tau_-}{\tau_+}} - \sqrt{\frac{\tau_+}{\tau_-}}}{2} \right), \quad (3-21)$$

阶节的基本参量 α 、 τ_+ 和 τ_- 都依赖于电路元件值。表 3-1 列出了各阶节电路的 α 、 τ_+ 和 τ_- 值与元件值的关系。按表 3-1 的甲电路,

$$A = \frac{R_2 + j\omega L_2}{(R_1 + R_2) + j\omega(L_1 + L_2)} = \frac{R_2 \left(1 + j\omega \frac{L_2}{R_2} \right)}{(R_1 + R_2) \left(1 + j\omega \frac{L_1 + L_2}{R_1 + R_2} \right)}.$$

表 3-1

	甲	乙	丙	丁
α	$\frac{R_2}{R_1 + R_2}$	$\frac{C_1}{C_1 + C_2}$	$\frac{L_2}{L_1 + L_2}$	$\frac{R_2}{R_1 + R_2}$
τ_+	$\frac{L_1 + L_2}{R_1 + R_2}$	$\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} (R_1 + R_2)$	$\frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}$	$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (C_1 + C_2)$
τ_-	$\frac{L_2}{R_2}$	$C_2 R_2$	$\frac{L_1}{R_1}$	$C_1 R_1$
如 果	L_1 短路	C_1 短路	L_2 开路	C_2 开路
则阶变比必	上 升	下 降	下 降	上 升
α 成为	$\frac{R_1}{R_1 + R_2}$ (不变)	1	1	$\frac{R_2}{R_1 + R_2}$ (不变)
τ_+ 成为	$\frac{L_1}{R_1 + R_2}$	$C_2 (R_1 + R_2)$	$L_1 \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}$	$C_1 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

τ_- 成为	$\frac{L_2}{R_2}$ (不变)	$C_2 R_2$ (不变)	$\frac{L_1}{R_1}$ (不变)	$C_1 R_1$ (不变)
阶变比是	$\frac{R_1 + R_2}{R_2}$	$\frac{R_2}{R_1 + R_2}$	$\frac{R_2}{R_1 + R_2}$	$\frac{R_1 + R_2}{R_2}$
当变化为如下形式时				
性质是一个	升比阶节	降比阶节	降比阶节	升比阶节
α 是	$\frac{R R_2}{R R_1 + R R_2 + R_1 R_2}$	$\frac{R}{R + R_1}$	$\frac{R R_2 + R_1 R_2}{R R_1 + R R_2 + R_1 R_2}$	$\frac{R_2}{R_1 + R_2}$
τ_+ 是	$\frac{L_2 (R + R_1)}{R R_2 + R R_1 + R_1 R_2}$	$\frac{C_2 (R R_1 + R R_2 + R_1 R_2)}{R + R_1}$	$\frac{L_1 (R_1 + R_2)}{R R_1 + R R_2 + R_1 R_2}$	$\frac{C_1 (R R_1 + R R_2 + R_1 R_2)}{(R_1 + R_2)}$
τ_- 是	$\frac{L_2}{R_2}$	$C_2 R_2$	$\frac{L_1}{R + R_1}$	$C_1 (R + R_1)$
阶变比是	$\frac{R R_1 + R R_2 + R_1 R_2}{R_2 (R + R_1)}$	$\frac{R_2 (R + R_1)}{R R_1 + R R_2 + R_1 R_2}$	$\frac{R R_1 + R R_2 + R_1 R_2}{(R_1 + R_2) (R + R_1)}$	$\frac{(R_1 + R_2) (R + R_1)}{R R_1 + R R_2 + R_1 R_2}$

所以

$$\tau_- = \frac{L_2}{R_2},$$

$$\tau_+ = \frac{L_1 + L_2}{R_1 + R_2},$$

$$\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

表 3-1 就是如此得来的。

3-5 單阶节与單基本节的串級, 單基本节的搬移

阶节与基本节串級, 在适当配合下, 能將基本节沿頻率軸搬移。这种搬移可以搬高, 也可以搬低。

我們知道一个阶节可視為構成于一个時間常数为 τ_+ 的串級基本节, 抽去一个同型的(指同是高或低基本节)時間常数为 τ_- 的基本节, 复串以一个定比分压級。这个阶节, 当与一个時間常数正为 $\tau = \tau_-$ 的基本节串級时, 后者基本节就与阶节中時間常数为 τ_- 的抽去基本节相消, 这串級电路就成为一个單个基本节与一个定比分压級串級的电路。这个單个基本节的时间常数显然是 τ_+ (阶节中的串入構成級的时间常数)。

因此, 任何單基本节都能用一个适当的阶节与它串級的方法, 搬移它的时间常数, 即搬移其截止角頻率。只要选择阶节的 τ_- 值与該單基本节的时间常数一致, 就能得到搬移。搬移后基本节的截止角頻率自 $\omega_- = \frac{1}{\tau_-}$ 移到 $\omega_+ = \frac{1}{\tau_+}$ 。如果所用的阶节是升比阶节, 則搬移作用提高了截止頻率, 如果所用的阶节是降比阶节, 則搬移作用降低了截止頻率, 搬移的頻率比就是阶变比。这种搬移对高基本节或低基本节同样有效。

例如, 某电路包括有一个高基本节, 这个高基本节由一个串連电阻 10^5 欧和跨接电容 100 微微法構成。因此这电路的截止角頻率是

$$\omega_- = \frac{1}{10^5 \times 100 \times 10^{-12}} = 10^5 \text{ 弧度/秒},$$

現今为了某一原因，要求將此 ω_k 提高，例如要提高 10 倍，就可以利用一个升比阶节串級，問这个升比阶节的構成內容應該怎样？

表 3-1 的(甲)电路在 L_1 短路的情形以及同表(丁)电路在 C_2 开路的情形都是最基本形式的升比阶节，它們同样适用于現在討論的問題。我們先以(甲)电路为例。

按表，(甲)电路在 $L_1=0$ 情况下的阶变比是 $\frac{R_1+R_2}{R_2}$ ，我們現在要求 ω_k 升 10 倍，故应使

$$\frac{R_1+R_2}{R_2} = 10,$$

即 $R_1 = 9R_2$.

复按表，这电路的 τ_- 是 $\frac{L_2}{R_2}$ ，即

$$\omega_- = \frac{R_2}{L_2},$$

使此 ω_- 等于基本节的 $\omega_k = 10^5$ 弧度/秒，問題就全部解决。

$$\omega_- = \frac{R_2}{L_2} = 10^5 \text{ 弧度/秒},$$

得 $L_2 = \frac{R_2}{10^5}$ 亨。

如果取 $R_2 = 100$ 欧，

則 $L_2 = \frac{100}{10^5}$ 亨 = 1 毫亨，

$$R_1 = 9R_2 = 900 \text{ 欧}.$$

如果用(丁)电路而使 C_2 开路，問題也可同样解决。

按表，(丁)电路在 $C_2=0$ 的情况下的阶变比是 $\frac{R_1+R_2}{R_2}$ ，我們現在要 ω_k 升高 10 倍，故应使

$$\frac{R_1+R_2}{R_2} = 10,$$

即 $R_1 = 9R_2$.

复按表, 这电路的 τ_- 是 $C_1 R_1$, 即

$$\omega_- = \frac{1}{C_1 R_1},$$

使此 $\omega_- = \frac{1}{C_1 R_1} = 10^5$ 弧度/秒,

搬移問題便得解决. 如果取

$$R_2 = 100 \text{ 欧},$$

則 $R_1 = 900 \text{ 欧},$

$$C_1 = \frac{1}{R_1 \times 10^5} = \frac{1}{90} \text{ 微法}.$$

再例如, 某电路包括有一个低基本节, 这个低基本节由一个串連电阻 5,000 欧和跨接电感 15 亨構成, 因此这电路的截止角频率是

$$\omega_1 = \frac{5,000}{15} \text{ 弧度/秒},$$

今为了某一原因, 要求將这个 ω_1 抑低, 要抑低到 $\frac{1}{10}$ 倍, 拟利用一个降比阶节串級, 問此降比阶节的構成內容如何?

表 3-1 的 (乙) 电路在 C_1 短路的情形, 以及同表 (丙) 电路在 L_2 开路的情形, 都是最基本形式的降比阶节, 它們都能用于現在討論問題. 我們先以 (乙) 电路为例.

按表, (乙) 电路在 C_1 短路的情况下的阶变比是 $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$, 我們現在要求 ω_1 以 $\frac{1}{10}$ 倍降, 故应使

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{10},$$

即 $R_1 = 9R_2.$

复按表, 該电路的 τ_- 是 $C_2 R_2$, 即

$$\omega_- = \frac{1}{\tau_-} = \frac{1}{C_2 R_2},$$

使这个 $\omega_- = \frac{1}{C_2 R_2} = \frac{5,000}{15} \text{ 弧度/秒},$

搬移問題便得解决。如果取

$$R_2 = 1,000 \text{ 欧},$$

則 $C_2 = 3 \text{ 微法},$

$$R_1 = 9,000 \text{ 欧}.$$

如果改用(丙)电路而使 L_2 开路, 則按表, 阶变比是 $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$, 并应使它下降到 $\frac{1}{10}$,

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{10},$$

即 $R_1 = 9R_2.$

复按表, 这个阶节的 τ_- 是 $\frac{L_1}{R_1}$, 即

$$\omega_- = \frac{R_1}{L_1},$$

亦使这个 $\omega_- = \frac{R_1}{L_1} = \frac{5,000}{15} \text{ 弧度/秒},$

搬移問題即得解决。如果, 如上一样, 取

$$R_2 = 1,000 \text{ 欧},$$

則 $R_1 = 9,000 \text{ 欧},$

于是 $L_1 = 27 \text{ 亨}.$

3-6 低 Q_r 的諧振电路

最簡單的諧振电路是 $L-C-R$ 的串連或并連。在有的情形, 电路不免包括諧振电路; 在有的情形, 有意的構成諧振电路。

調諧电路有高 Q_r 值的和低 Q_r 值的分別。高 Q_r 值的調諧电路用于要求有一定頻率選擇性的場合。在不要求有高的頻率選擇性的場合, 常常应用低 Q_r 值的調諧电路。以上所指 Q_r 值是电路的諧振頻率品質系数, 即, 在諧振頻率的虛功率与实功率比值。

图 3-18 示一个簡單串連諧振电路。这电路在电容 C 二端的

分压比是,

$$A = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{(1 - \omega^2 LC) + j\omega CR} \quad (3-22)$$

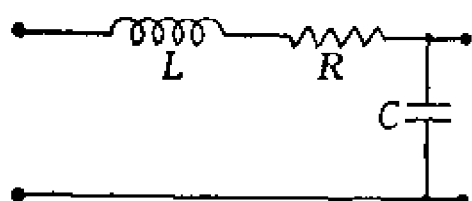


图 3-18 串連諧振电路. 在电容二端輸出.(諧振性高頻域截止电路)

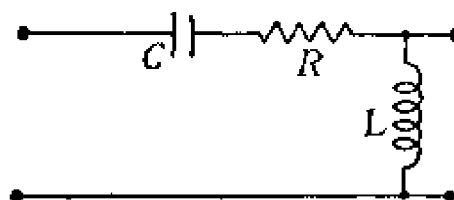


图 3-19 串連諧振电路. 在电感二端輸出.(諧振性低頻域截止电路)

与这个电路相对, 就是图 3-19 电路. 图 3-19 电路也是一个串連諧振电路, 它的輸出电压发生在电感二端. 图 3-19 电路的分压比是

$$A = \frac{j\omega L}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{\left(1 - \frac{1}{\omega^2 CL}\right) + \frac{R}{j\omega L}} \quad (3-23)$$

图 3-18 电路也称高頻率諧振性截止电路, 图 3-19 电路也称低頻率諧振性截止电路.

設有二个高基本节, 其一的时间常数是 τ_1 , 另一的时间常数是 τ_2 , 則此二基本节的串級分压比是

$$\begin{aligned} A &= \frac{1}{1 + j\omega\tau_1} \times \frac{1}{1 + j\omega\tau_2} \\ &= \frac{1}{(1 - \omega^2\tau_1\tau_2) + j\omega(\tau_1 + \tau_2)}. \end{aligned} \quad (3-24)$$

此式与式 3-22 相似. 故图 3-18 分压电路可以相当于二个高基本节的串級.

設有二个低基本节, 其一的时间常数是 τ_3 , 另一的时间常数是 τ_4 , 則此二个基本节的串級分压比是

$$\begin{aligned}
 A &= \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_3}} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_4}} \\
 &= \frac{1}{\left(1 - \frac{1}{\omega^2\tau_3\tau_4}\right) + j\omega\left(\frac{1}{\tau_3} + \frac{1}{\tau_4}\right)}. \quad (3-25)
 \end{aligned}$$

此式与式 3-23 相似。故图 3-19 电路可以相当于二个低基本节的串級。

以二个高基本节替代图 3-18 分压电路，則把式 3-22 与式 3-24 相当，可以写出如下的条件等式

$$\tau_1 + \tau_2 = CR,$$

$$\tau_1\tau_2 = LC.$$

按这二个式子看， τ_1 与 τ_2 居同样的地位。如果解上二式而得一个根，則 τ_1 与 τ_2 相等。如果解上二式將得二个根，則 τ_1 不等于 τ_2 。解上二式，得

$$\tau_1 = -\frac{CR}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4L}{CR^2}}\right)$$

或
$$\tau_2 = -\frac{CR}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4L}{CR^2}}\right).$$

称
$$\tau_1 = -\frac{CR}{2} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4L}{CR^2}}\right), \quad (3-26)$$

則
$$\tau_2 = -\frac{CR}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4L}{CR^2}}\right). \quad (3-27)$$

我們知道串連諧振电路的諧振角頻率是

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

在这个頻率，品質系数是

$$Q_r = \frac{\omega_r L}{R},$$

或
$$Q_r = \frac{1}{\omega_r CR}.$$

即
$$Q_r = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (3-28)$$

以此 Q_r 代入式 3-26 及式 3-27, 得

$$\left. \begin{aligned} \tau_1 &= -\frac{CR}{2} \left(1 + \sqrt{1 - 4Q_r^2} \right), \\ \tau_2 &= -\frac{CR}{2} \left(1 - \sqrt{1 - 4Q_r^2} \right). \end{aligned} \right\} \quad (3-29)$$

在 Q_r 大于 $\frac{1}{2}$ 的情形, τ_1 及 τ_2 都将成为复数, 而失去实在的物理意义; 而在 Q_r 小于 $\frac{1}{2}$ 的情形, τ_1 及 τ_2 均为正实值. 在 τ_1 及 τ_2 是正实值的情形, 电路是可以相当于二个高基本节串级的; 在 τ_1 及 τ_2 都是复数时, 电路不能如此剖析. Q_r 大于 $\frac{1}{2}$ 的串连谐振电路是阻尼不足电路, Q_r 小于 $\frac{1}{2}$ 的电路称为过量阻尼电路, 阻尼不足电路是振荡性的, 过量阻尼电路则不具振荡性. 凡具振荡性的分压电路都不能剖析为基本节的串级, 而不具振荡性的分压电路能剖析为基本节的串级. $Q_r = \frac{1}{2}$ 是临界阻尼值.

由于图 3-19 电路与图 3-18 电路的对称形式, 可推知图 3-19 电路之是否能以可实现的二个低基本节来替代, 也要看电路是否具振荡性而定. 在 Q_r 低于 $\frac{1}{2}$ (过量阻尼) 的情形, 电路得以可以实现的二个低基本节串级替代; 在 Q_r 高于 $\frac{1}{2}$ (阻尼不足) 的情形, 电路不能以可实现的低基本节串级替代.

将式 3-25 与式 3-23 相当, 得相当电路的二个低基本节的时间常数各是

$$\left. \begin{aligned} \tau_3 &= \frac{2L}{R \left(1 + \sqrt{1 - 4Q_r^2} \right)} = \frac{2L}{R \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4L}{CR^2}} \right)} \\ \text{及 } \tau_4 &= \frac{2L}{R \left(1 - \sqrt{1 - 4Q_r^2} \right)} = \frac{2L}{R \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4L}{CR^2}} \right)} \end{aligned} \right\} \quad (3-30)$$

Q_r 低于 $\frac{1}{2}$ 的电路——图 3-20 表示某 $Q_r = \frac{1}{2}$ 的串连谐振电路在电

二图加叠而得。这些上图等各表示剖析所得的高基本节的性能。
图 3-20 用对数-对数坐标, 图 3-21 用直线-对数坐标。

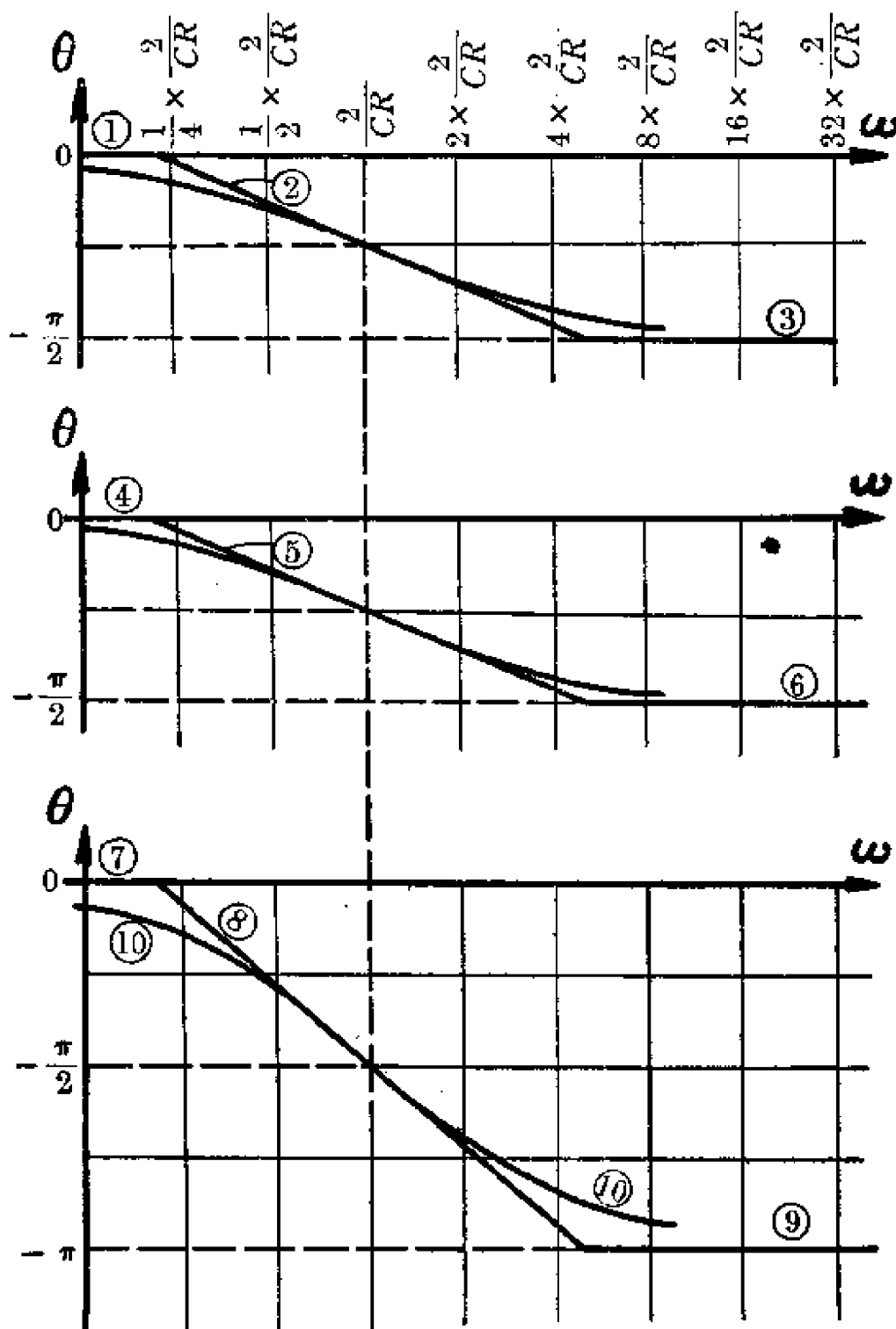


图 3-21 $Q_r = 1/2$ 的串连谐振电路的 $\theta-\omega$ 曲线(在电容二端输出)

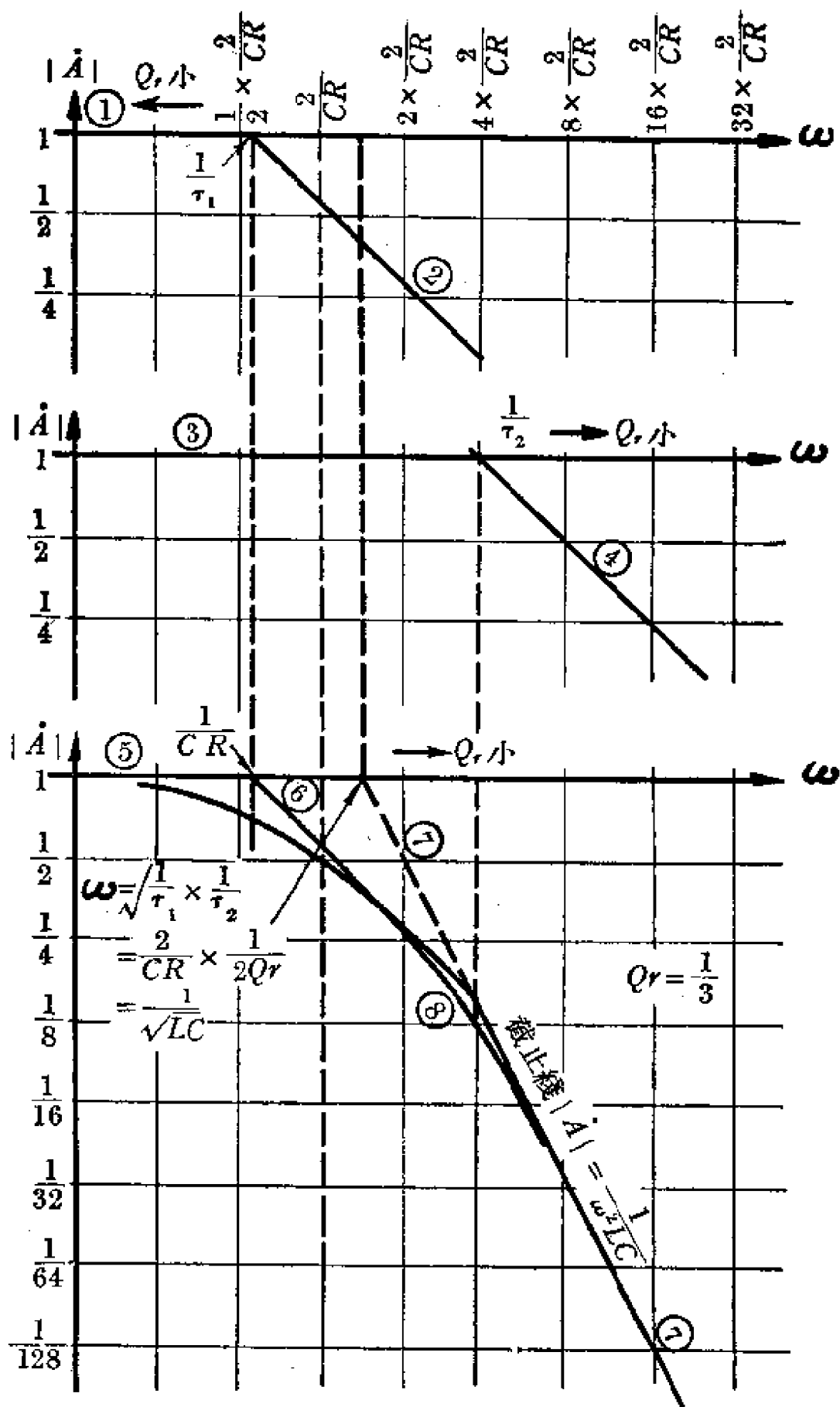


图 3-22 $Q_r = 1/3$ 的串連諧振电路的 $|A|-\omega$ 曲线(在电容二端输出)

图 3-22 下图表示某 $Q_r < \frac{1}{2}$ 的串连谐振电路在电容二端输出的 $|A| - \omega$ 关系, 图 3-23 下图表示这电路的 $\theta - \omega$ 关系, 图 3-22 下图是由同图上二图加叠而得, 图 3-23 下图也由同图上二图加叠而得, 这些上图各表示剖析所得的高基本节的性能, 图 3-22 作在对数-对数坐标系上, 图 3-23 作在直线-对数坐标系上。

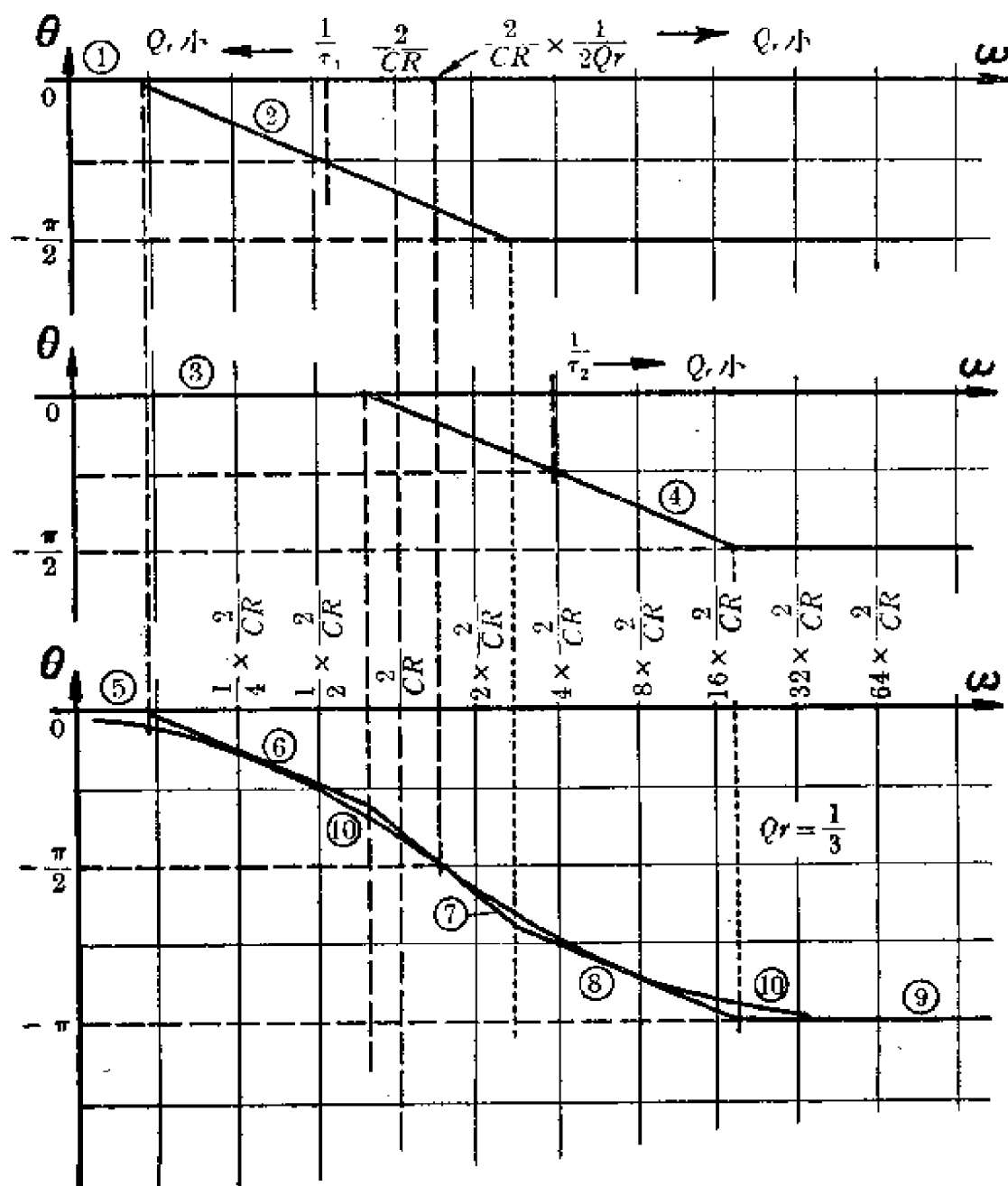


图 3-23 $Q_r = \frac{1}{3}$ 的串连谐振电路的 $\theta - \omega$ 曲线(在电容二端输出)

注意在 $Q_r = \frac{1}{2}$ 的情形, 剖析所得的二个高基本节具有相同的截止角频率 $\left(\frac{2}{CR}\right)$. 而在 Q_r 值低于 $\frac{1}{2}$ 的情形, 剖析所得的二个基本节的截止角频率离 $\frac{2}{CR}$ 錯开. Q_r 愈低則剖析所得的二个基本节的截止角频率各离 $\frac{2}{CR}$ 愈远. 图 3-22 和图 3-23 所示是 $Q_r = \frac{1}{3}$ 的例子. 当 $Q_r = \frac{1}{3}$ 时, $\tau_1 = \frac{CR}{2} \left(1 + \sqrt{1 - 4Q_r^2}\right) = 1.745 \times \frac{CR}{2}$, $\tau_2 = \frac{CR}{2} \left(1 - \sqrt{1 - 4Q_r^2}\right) = 0.255 \times \frac{CR}{2}$. 在 $Q_r = 0$ 时, $\tau_1 = CR$, $\tau_2 = 0$.

同样, 串連諧振电路在电感二端的输出的情形, 在 Q_r 恰是 $\frac{1}{2}$ 时, 二剖析所得的低基本节相重, 截止角频率都是 $\frac{R}{2L}$. 在 Q_r 低于 $\frac{1}{2}$ 的情形, 二低基本节的截止角频率各离 $\frac{R}{2L}$ 上下. Q_r 愈低則差愈远. 在 $Q_r = 0$ 时, $\tau_3 = \frac{L}{R}$, $\tau_4 = \infty$ (截止角频率为 0).

Q_r 高于 $\frac{1}{2}$ 的电路——在 Q_r 小于 $\frac{1}{2}$ 的情形, 可以將电路剖析成二个基本节的串級, 于是 $|A| - \omega$ 关系和 $\theta - \omega$ 关系都很方便求得; 在 Q_r 大于 $\frac{1}{2}$ 的情形, 电路不能剖析为基本节的串級, $|A| - \omega$ 关系和 $\theta - \omega$ 关系就不能从基本节的串級的方法求得.

在 Q_r 大于 $\frac{1}{2}$ 的情形, 我們用“諧振点”和“截止綫”来近似的求得 $|A| - \omega$ 关系, 用一組折綫来近似的求得 $\theta - \omega$ 关系.

(1) $|A| - \omega$ 关系

根据式 3-22, 图 3-18 电路的 $|A|$ 是

$$|A| = \sqrt{\frac{1}{(1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 C^2 R^2}}. \quad (3-31)$$

在串連諧振角频率

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}},$$

$|A|$ 的值是

$$|A| = |A_r| = \frac{1}{\omega_r CR} = Q_r. \quad (3-32)$$

($|A| = |A_r| = Q_r$, $\omega = \omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$) 点称为谐振点。

再看式 3-31, 在比较高的频段, $|A|$ 有一个渐近值

$$|A| \approx \frac{1}{\omega^2 LC}. \quad (3-33)$$

以 $|A| = \frac{1}{\omega^2 LC} \quad (3-34)$

式所表示的线称为截止线。 $|A|$ 随频率的增高而截止是沿着这线作为渐近线的。

在比较低的频段, 式 3-31 则近似成为

$$|A| = 1. \quad (3-35)$$

于是, 以式 3-35 和式 3-34 加上谐振点 ($|A| = Q_r$, $\omega = \omega_r$) 就能大致的描述这电路的 $|A| - \omega$ 关系。

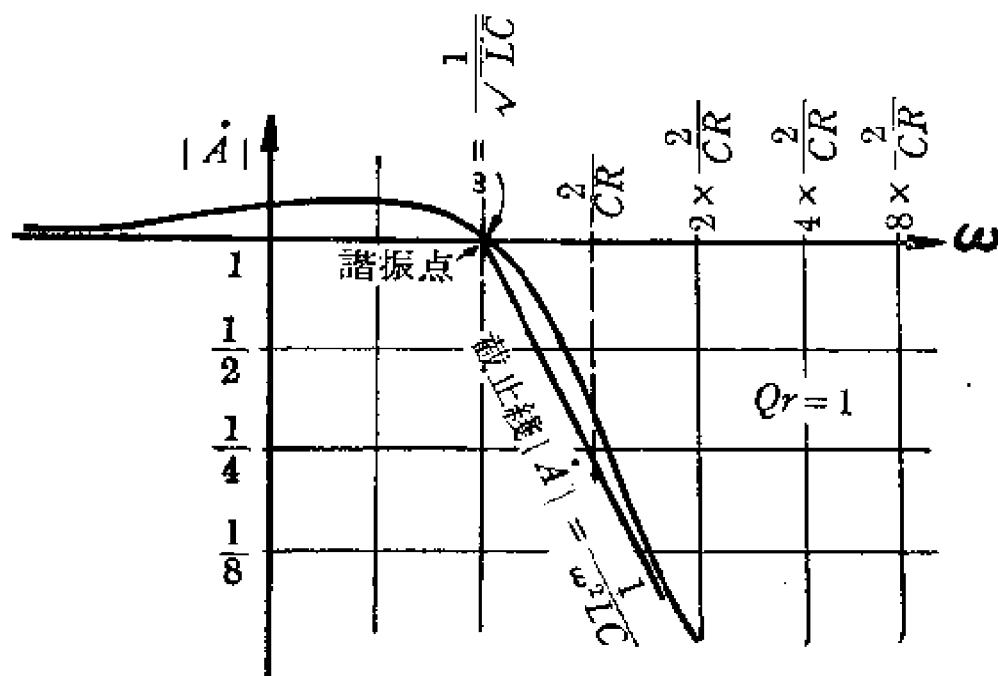
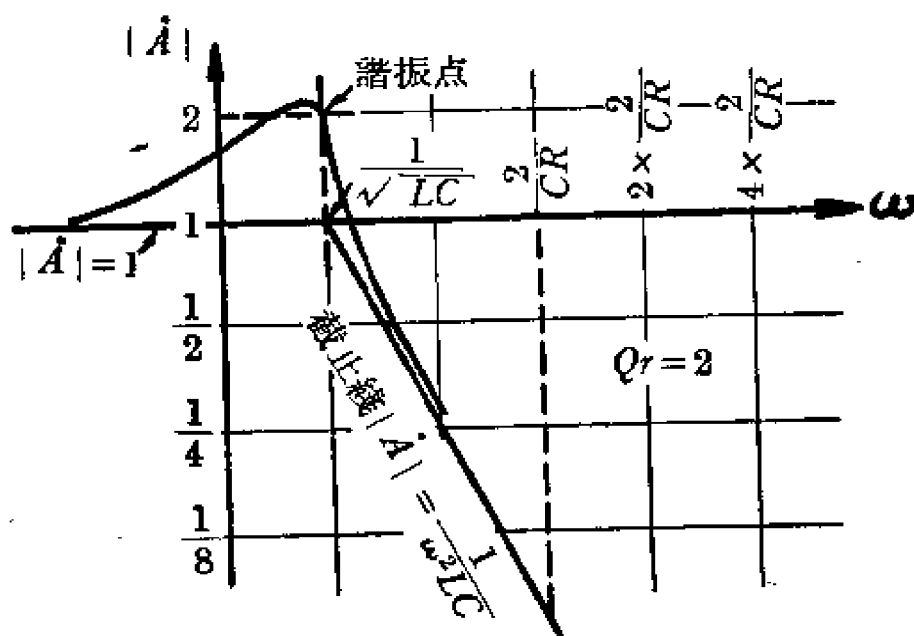
以这二线一点来近似表示图 3-18 串连谐振电路的 $|A| - \omega$ 关系, 如用对数-对数坐标作图, 是很方便的。渐近线 $|A| = 1$ 是在横轴上的水平线; 渐近线 $|A| = \frac{1}{\omega^2 LC}$ 则是斜率是 -2 的直线, 通过 ($|A| = 0$, $\omega = \omega_r$) 点。真正的 $|A| - \omega$ 曲线在低频域贴住 $|A| = 1$ 线, 在高频域贴住截止线, 而通过谐振点。图 3-24 是一个 $Q_r = 1$ 的例子。图 3-25 是一个 $Q_r = 2$ 的例子。

这些例图指出, Q_r 大于 $\frac{1}{2}$ 的谐振电路的通带截止区域大约在 $\omega = \omega_r$ 附近。谐振频率是通带的大约边界频率。

根据式 3-23, 图 3-19 电路的 $|A|$ 是

$$|A| = \sqrt{\frac{1}{\left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right)^2 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2}}}. \quad (3-36)$$

这是在电感二端输出的串连谐振电路。


 图 3-24 $Q_r=1$ 的串連諧振电路的 $|A|-\omega$ 曲线。(在电容二端輸出)

 图 3-25 $Q_r=2$ 的串連諧振电路的 $|A|-\omega$ 曲线(在电容二端輸出)

在串連諧振角頻率，

$$\omega = \omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}},$$

 $|A|$ 的值是

$$|A| = |A_r| = \frac{\omega_r L}{R} = Q_r. \quad (3-37)$$

$(|A| = |A_r| = Q_r, \omega = \omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}})$ 点称为谐振点。

在比较高的频段, 式 3-36 渐近于下式:

$$|A| = 1. \quad (3-38)$$

在比较低的频段, 式 3-36 近似的成为

$$|A| = \omega^2 LC. \quad (3-39)$$

3-39 所表示的线称为截止线。随着频率的降低, $|A|$ 沿着这线作为渐近线而截止。

于是以式 3-39、式 3-38 和谐振点 $(|A| = |A_r| = Q_r, \omega = \omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}})$ 就能大致的描述这电路的 $|A| - \omega$ 关系。

以这二线一点来近似表示图 3-19 的串连谐振电路的 $|A| - \omega$ 关系, 如用对数-对数坐标作图, 是很方便的。 $|A| = 1$ 线是在横轴

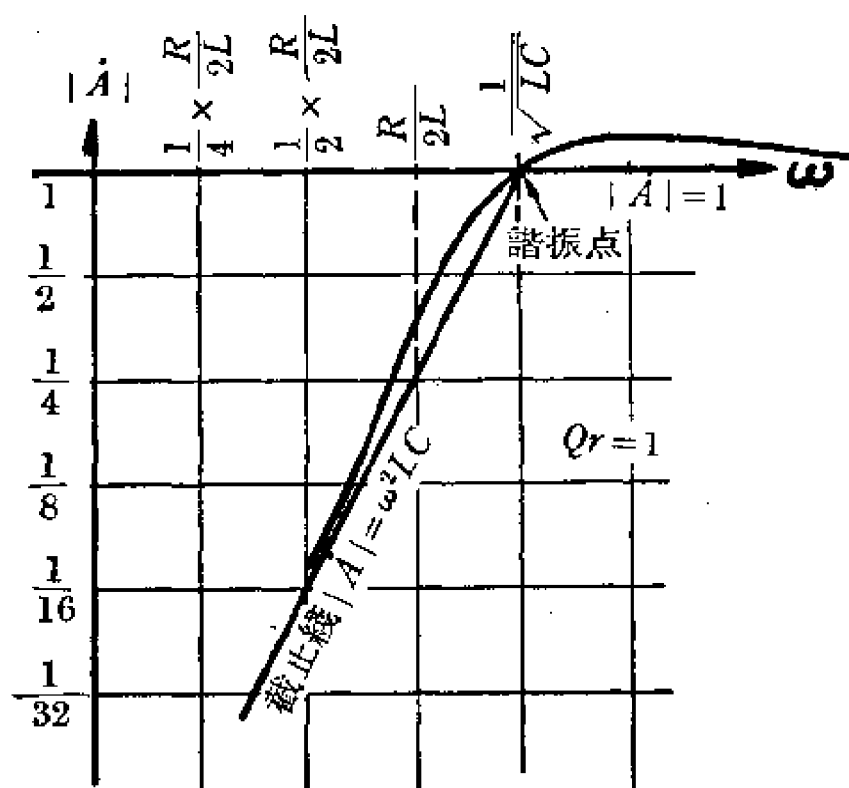


图 3-26 $Q_r = 1$ 的串连谐振电路的 $A - \omega$ 曲线(在电感二端输出)

上的水平綫, $|A| = \omega^2 LC$ 綫是斜率为 $+2$ 的直綫, 通过 ($|A| = 0$, $\omega = \omega_r$) 点. 真正的 $|A| - \omega$ 曲綫在低頻域貼住 $|A| = \omega^2 LC$ 截止綫, 在高頻域貼住 $|A| = 1$ 直綫, 而通过諧振点. 图 3-26 是一个 $Q_r = 1$ 的串連諧振电路在电感二端輸出的 $|A| - \omega$ 曲綫. 图 3-27 是 $Q_r = 2$ 的例子.

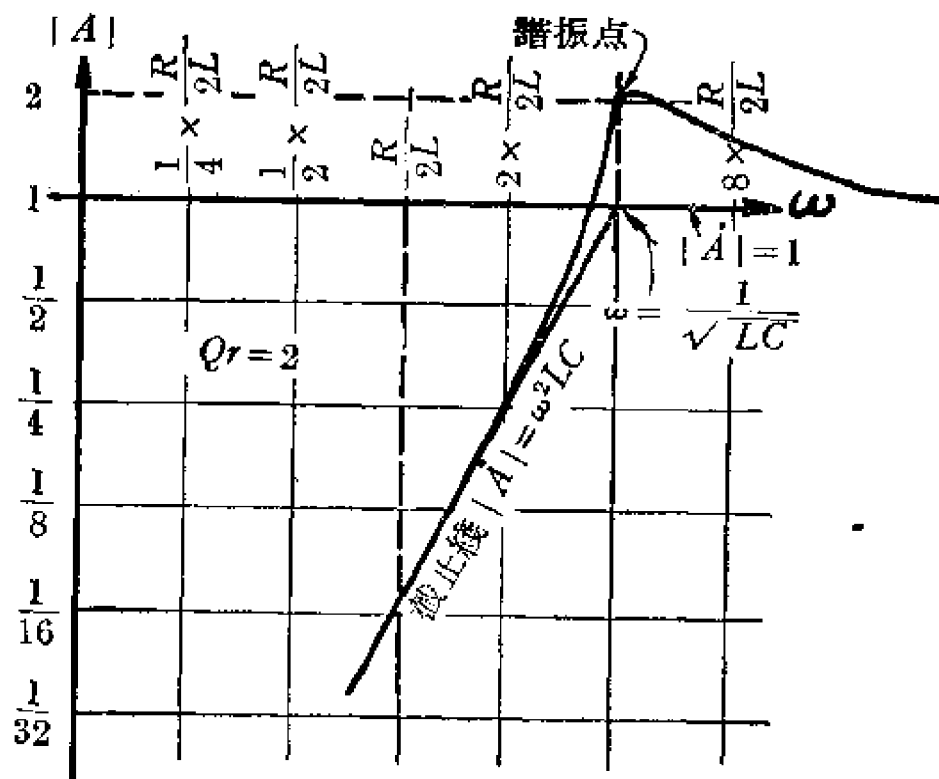


图 3-27 $Q_r = 2$ 的串連諧振电路的 $|A| - \omega$ 曲綫(在电感二端輸出)

这些例图指出, 在电感二端輸出的 Q_r 大于 $\frac{1}{2}$ 的串連諧振电路的通帶截止区域大約在 $\omega = \omega_r$ 附近. 諧振頻率大約是通帶截止頻率.

(2) $\theta - \omega$ 曲綫

按式 3-22, 在电容二端輸出的串連諧振电路的 A 的相角是

$$\theta = \text{tg}^{-1} \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} - \frac{\pi}{2}.$$

这式子作在直线 θ -对数 ω 坐标上是一条绕 $\left(\theta = -\frac{\pi}{2}, \omega = \omega_r = \sqrt{\frac{1}{LC}}\right)$ 点奇对称的曲线。

这条曲线的纵坐标极限是 0 和 $-\pi$ 。在 Q_r 大于 $\frac{1}{2}$ 的情形, 这条曲线的斜率变化率的正负性变化只有一次。

于是这条曲线可以用 $\theta = 0$, $\theta = -\pi$, 二水平直线和另一条斜的直线组合起来的折线来近似的描述。斜线在曲线的中点和曲线相重合。斜线的斜率就是曲线在中点的斜率。曲线中点的角频率是 $\omega = \omega_r = \sqrt{\frac{1}{LC}}$ 。

把 θ 对 $\log \omega$ 微分, 如以 $e = 2.718$ 为对数底, 则斜线的斜率是

$$\left. \frac{d\theta}{d\omega} \right|_{\omega = \omega_r} = -2Q_r. \quad (3-40)$$

于是如已知 ω_r , 已知 Q_r 便可很方便的作出 $\theta - \omega$ 图(作在直线-对数坐标上)。

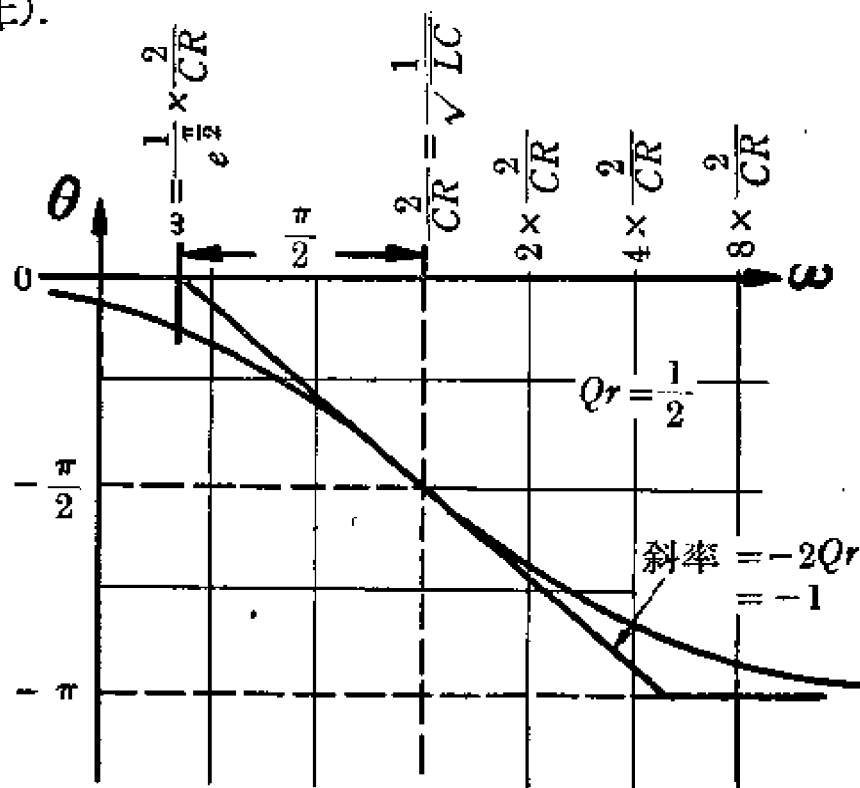


图 3-28 $Q_r = 1/2$ 的串连谐振电路的 $\theta - \omega$ 曲线(在电容二端输出)

例如, 某电路的 Q_r 是 $\frac{1}{2}$, 則这电路的 $\theta - \omega$ 关系可見图 3-28. 图 3-28 是按上述方法求得的, 斜的部分斜率是 $-2Q_r = -1$. 折綫的中点在 $(\omega = \omega_r, \theta = -\frac{\pi}{2})$ 点.

再例如, 某电路的 $Q_r = 1$, 則这个电路的 $\theta - \omega$ 关系可見图 3-29. 图 3-29 的斜的部分的斜率是 $-2Q_r = -2$, 折綫的中点也在 $(\omega = \omega_r, \theta = -\frac{\pi}{2})$ 点.

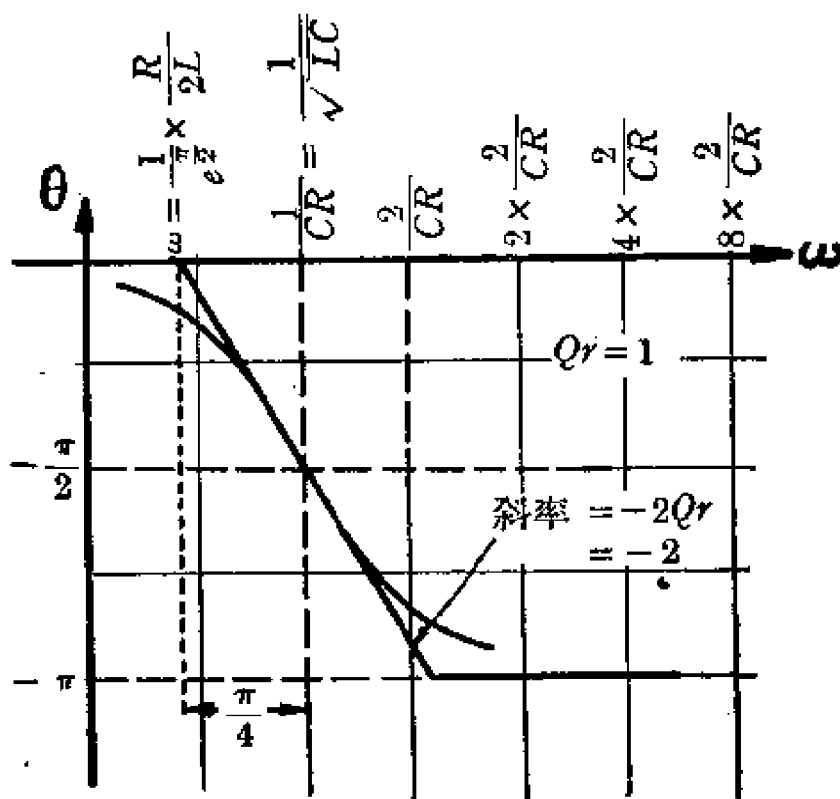


图 3-29 $Q_r = 1$ 的串連諧振电路的 $\theta - \omega$ 曲綫(在电容二端輸出)

按式 3-23, 在电感二端輸出的串連諧振电路的 A 的相角是

$$\theta = \text{tg}^{-1} \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}.$$

这式子作在直綫 θ -对数 ω 坐标上是一条繞 $(\theta = \frac{\pi}{2}, \omega = \omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}})$ 点奇对称的曲綫.

这条线的纵坐标极限是 0 和 $+\pi$ ，在 Q_r 大于 $\frac{1}{2}$ 的情形，这条曲线的斜率变化率的正负性变化只有一次。

于是这条曲线可以用 $\theta=0$ 和 $\theta=\pi$ 二条水平线和另一条斜直线组合成的折线来近似的描述。斜线在曲线的中点和曲线相重合。斜线的斜率就是曲线在中点的斜率。曲线中点的角频率是 $\omega = \omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 。

把 θ 对 $\log \omega$ 微分，如以 $e=2.718$ 为对数底，则斜线的斜率是

$$\left. \frac{\frac{d\theta}{d\omega}}{\omega} \right|_{\omega=\omega_r} = -2Q_r. \quad (3-41)$$

于是，如已知 ω_r ，已知 Q_r ，便可以很方便的作出 $\theta-\omega$ 图（在直线-对数坐标上）。 $Q_r=\frac{1}{2}$ 和 $Q_r=1$ 的例子各见图 3-30 及图 3-31。

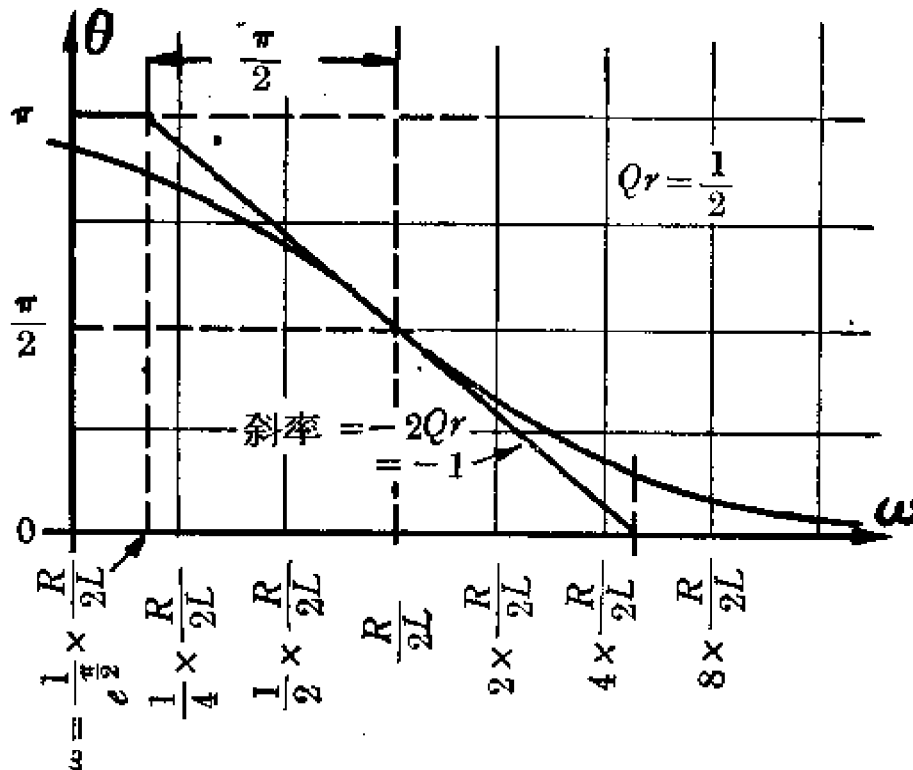


图 3-30 $Q_r=1/2$ 的串连谐振电路的 $\theta-\omega$ 曲线（在电感二端输出）

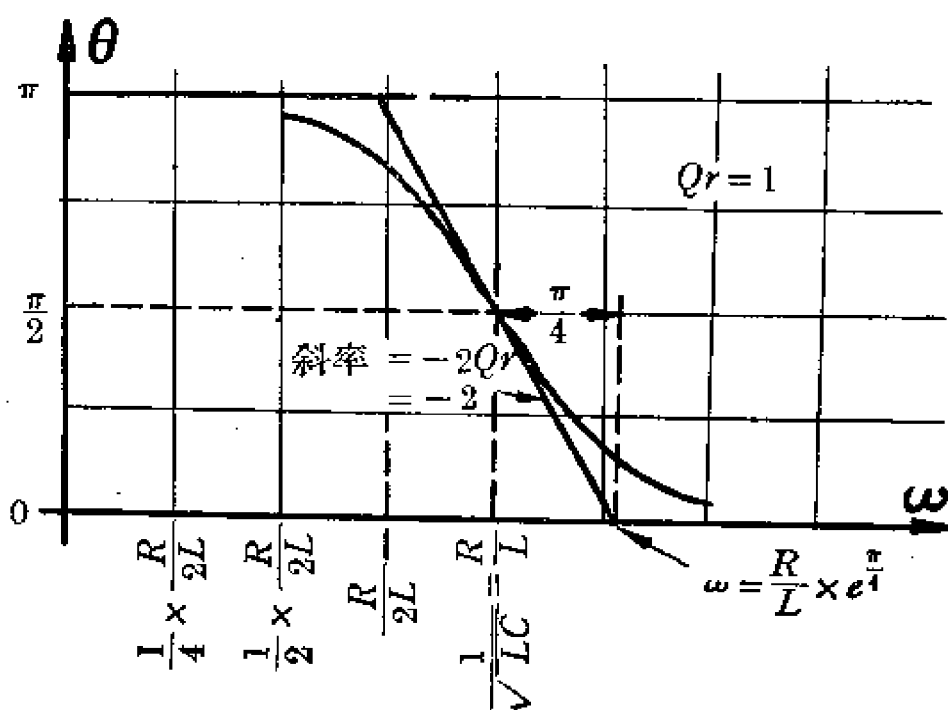


图 3-31 $Q_r=1$ 的串連諧振电路的 $\theta-\omega$ 曲綫(在电感二端輸出)

$Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 的电路——現在来考虑一下 $Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 的串連諧振电路。先考虑在电容二端輸出的情形。

按式 3-31,

$$|\dot{A}| = \sqrt{\frac{1}{(1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 C^2 R^2}}.$$

如果 $|\dot{A}|$ 有一个峰, 則峰所在的角頻率可由解出

$$\frac{d|\dot{A}|}{d\omega} = 0,$$

求得。

解
$$\frac{d}{d\omega} \sqrt{\frac{1}{(1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 C^2 R^2}} = 0,$$

得峰所在的角頻率是

$$\omega_M = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{CR^2}{2L}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{1}{2Q_r^2}}. \quad (3-42)$$

以这个 ω_M 代入 $|\dot{A}|$ 式, 得

$$|A_M| = \frac{Q_r}{\sqrt{1 - \frac{1}{4Q_r^2}}}. \quad (3-43)$$

如果希望在 ω_M 角频率的 $|A|$ 峰不突出, 限制 $|A_M| = 1$, 则可解得

$$Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

而选用 $Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 后, 将得

$$\omega_M = 0.$$

$|A|$ 的峰发生在 0 频率, 也就是没有可见的峰.

$Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 是一个大于 $\frac{1}{2}$ 的值. 而 Q_r 大于 $\frac{1}{2}$ 的电路是振荡性的. 今 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 大于 $\frac{1}{2}$, 电路是振荡性的, 但是 $|A| - \omega$ 曲线却没有峰出现, 如 Q_r 大于 $\frac{1}{\sqrt{2}}$, $|A| - \omega$ 关系就有突出的峰出现. $Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 是最佳阻尼的 Q_r 值.

按式 3-36, 在电感二端输出的串连谐振电路的 $|A|$ 是

$$|A| = \sqrt{\frac{1}{\left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right)^2 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2}}}.$$

如果 $|A|$ 有一个峰, 则峰所在的角频率可以由解出

$$\frac{d}{d\omega} \sqrt{\frac{1}{\left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right)^2 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2}}} = 0.$$

求得. 解上式得 $|A|$ 的峰所在的角频率是

$$\omega_M = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{1}{2Q_r^2}}. \quad (3-44)$$

以此 ω_M 代入 $|A|$ 式, 得

$$|A_M| = \frac{Q_r}{\sqrt{1 - \frac{1}{4Q_r^2}}}. \quad (3-45)$$

如果希望在 ω_M 的 $|A|$ 峰不要突出, 限制 $|A_M| = 1$, 則 Q_r 应是

$$Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}},$$

而选用 $Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 后, 將得

$$\omega_M = \infty.$$

$|A|$ 的峰在 ∞ 頻率, 就等于沒有可見的峰.

$Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 是一个大于 $\frac{1}{2}$ 的值, 而 Q_r 大于 $\frac{1}{2}$ 的电路是振盪性的. 今 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 大于 $\frac{1}{2}$, 电路是振盪性的, 但是 $|A| - \omega$ 曲綫却沒有突出的峰, Q_r 如大于 $\frac{1}{\sqrt{2}}$, $|A| - \omega$ 关系就有突出的峰. $Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 是最佳阻尼的 Q_r 值.

低 Q_r 串連諧振电路和簡單基本节的比較——如向一个串連 R 和跨接 C 構成的高基本节 (图 3-32), 串入一个电感, 就成为串連諧振电路 (图 3-33). 在沒有串入电感前, 这电路的高截止角頻率是

$$\omega_h = \frac{1}{CR},$$

在截止角頻率的 $|A|$ 为 $\frac{1}{\sqrt{2}}$. 在有了电感串入之后, 电路或者可以化成二个高基本节的串級, 截止角頻率是 $\frac{2}{CR(1 + \sqrt{1 - 4Q_r^2})}$ 和 $\frac{2}{CR(1 - \sqrt{1 - 4Q_r^2})}$ (Q_r 低于 $\frac{1}{2}$ 的情形), 或者在諧振角頻率截止 (Q_r 大于 $\frac{1}{2}$ 的情形), 諧振角頻率是 $\frac{1}{Q_r CR}$.

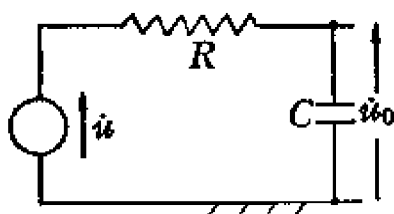


图 3-32 C-R 高基本节

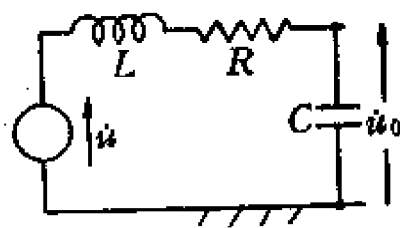


图 3-33 向 C-R 高基本节串入电感 L, 成为串連諧振电路

在 Q_r 低于 $\frac{1}{2}$ 的情形, 二个截止角频率 $CR(1+\sqrt{1-4Q_r^2})$ 和 $CR(1-\sqrt{1-4Q_r^2})$, 都是高于原来高基本节的截止角频率 $\frac{1}{CR}$ 的. 因此就发生这么一种意见: 在 $C-R$ 高基本节中串入一个适当的电感可以使截止角频率提高, 就是放宽了通带. 加大电感, 截止角频率也加高. 加大电感至 $Q_r = \frac{1}{2}$, 得截止角频率是 $\frac{2}{CR}$, 比 $\frac{1}{CR}$ 高一倍.

满足 $Q_r = \frac{1}{2}$ 的串连电感 L 是

$$L = \frac{CR^2}{4}.$$

如果再加大电感, 那么 Q_r 就要大于 $\frac{1}{2}$. 在 Q_r 大于 $\frac{1}{2}$ 时, 截止角频率成为 $\frac{1}{Q_r CR}$, Q_r 愈大则截止角频率愈小.

于是 $Q_r = \frac{1}{2}$ 是一个最佳 Q_r 值, $L = \frac{CR^2}{4}$ 是最佳串入电感值.

在 Q_r 大于 $\frac{1}{2}$ 的情形, 不仅截止角频率随 Q_r 大而反比的小, 还可能发生 $|A|$ 的谐振峰, 因为 Q_r 大于 $\frac{1}{2}$ 时, 电路是振盪性的, 而 $|A| - \omega$ 关系有谐振峰是不希望的. 不过, 在 Q_r 大于 $\frac{1}{2}$ 但小于 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 的情形, 谐振峰不出现.

按式 3-31, 图 3-33 电路的 $|A|$ 值是

$$|A| = \sqrt{\frac{1}{(1-\omega^2 LC)^2 + \omega^2 C^2 R^2}},$$

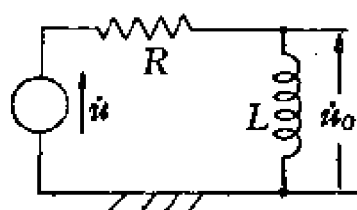
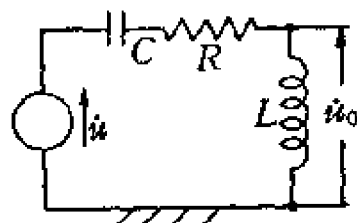
显然 L 值愈大, 在一定频率的 $|A|$ 也愈大 (在 $L < \frac{1}{\omega^2 C}$ 范围内). 如果加大电感而不引起 $|A|$ 的谐振峰, 那么截止角频率以下的通带 $|A| - \omega$ 关系就随 L 愈大而愈平.

加大 L 到 $\frac{CR^2}{4}$, 则截止角频率是 $\frac{2}{CR}$ (最高值). 再加大 L 值,

截止角頻率就要下降。如果加大 L 到 $\frac{CR^2}{2}$, 即 $Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}}$, 一方面截止角頻率下降到 $\frac{\sqrt{2}}{CR}$, 一方面通帶內的 $|A| - \omega$ 关系最平而同时却没有諧升峰。將 L 加得更大便將有 $|A|$ 的諧升峰。所以, 为了爭取通帶內 $|A| - \omega$ 性能的更平, 可以用較大于 $\frac{CR^2}{4}$ 的 L , 但是尽其量, 不能超过 $\frac{CR^2}{2}$ 。用較大的 L 以爭取通帶內 $|A| - \omega$ 性能更好, 但要付出降低高截止角頻率的代价。

一个串連 R 和跨接 L 構成的低基本节 (图 3-34) 串連了一个电容就成为串連諧振电路 (图 3-35)。在沒有串入电容之前, 这电路的低截止角頻率是

$$\omega_l = \frac{R}{L}.$$

图 3-34 L - R 低基本节图 3-35 向 L - R 低基本节串入电容 C , 成为串連諧振电路

在截止角頻率的 $|A|$ 为 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 。在有了电容串入之后, 电路或者可以化成为二个低基本节的串級 (Q_r 低于 $\frac{1}{2}$ 的情形), 截止角頻率是 $\frac{R(1 + \sqrt{1 - 4Q_r^2})}{2L}$ 和 $\frac{R(1 - \sqrt{1 - 4Q_r^2})}{2L}$, 或者在諧振角頻率截止 (Q_r 大于 $\frac{1}{2}$ 的情形), 諧振角頻率是 $\frac{Q_r R}{L}$ 。

在 Q_r 低于 $\frac{1}{2}$ 的情形, 二个截止角頻率 $\frac{R(1 + \sqrt{1 - 4Q_r^2})}{2L}$ 和 $\frac{R(1 - \sqrt{1 - 4Q_r^2})}{2L}$ 都是低于原来低基本节的截止角頻率 $\frac{R}{L}$ 的。因此就发生这么一种意見: 在 L - R 低基本节中串入一个适当的电容可以使截止角頻率减低, 就是放寬了通帶。串入的电容愈小, 則

Q_r 愈高, 截止角频率也愈低. 在 $Q_r = \frac{1}{2}$ 时, 截止角频率是 $\frac{R}{2L}$, 比 $\frac{R}{L}$ 低一半.

满足 $Q_r = \frac{1}{2}$ 的串连电容 C 是

$$C = \frac{4L}{R^2}.$$

如果再减小电容, 那么 Q_r 就要大于 $\frac{1}{2}$, 在 Q_r 大于 $\frac{1}{2}$ 时, 截止角频率成为 $\frac{Q_r R}{L}$, Q_r 愈大则截止角频率愈高.

于是 $Q_r = \frac{1}{2}$ 是一个最佳 Q_r 值, 而 $C = \frac{4L}{R^2}$ 是最佳电容值.

使 Q_r 大于 $\frac{1}{2}$ 将使截止角频率提高, 同时还可能发生 $|A|$ 的谐振峰, 因为 Q_r 大于 $\frac{1}{2}$ 的电路是振盪性的, 而 $|A|$ 的谐振峰是不希望的. 不过, 在 Q_r 大于 $\frac{1}{2}$ 、但小于 $\sqrt{\frac{1}{2}}$ 的情形, 谐振峰不出现.

按式 3-36, 图 3-35 电路的 $|A|$ 值是

$$|A| = \sqrt{\frac{1}{\left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right)^2 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2}}}.$$

在 $C > \frac{1}{\omega^2 L}$ 范围内, 在 ω 角频率的 $|A|$, 随 C 愈小而愈大. 如果用尽小的 C 而不引起 $|A|$ 的谐振峰, 那么在截止角频率以上通带内的 $|A| - \omega$ 关系曲线就随 C 愈小而愈平.

减小 C 到 $\frac{4L}{R^2}$, 则截止角频率是 $\frac{R}{2L}$ (最低值). 再减小 C 值, 截止角频率就要上升. 如果 C 减小到 $\frac{2L}{R^2}$, 即 $Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}}$, 一方面截止角频率上升到 $\frac{R}{\sqrt{2}L}$, 一方面通带内的 $|A| - \omega$ 关系最平而同时却没有谐振峰. 将 C 减得更小就要出现谐振峰.

于是为了争取通带内 $|A| - \omega$ 性能更平, 可以用较小于 $\frac{4L}{R^2}$ 的

C , 但是尽小不能低于 $\frac{2L}{R^2}$. 用較小的 C 以爭取通帶內 $|A| \sim \omega$ 性能好些, 但要付出提高截止角頻率的代价.

將簡單的基本节, 串入适当元件使它成为低 Q , 諧振电路就能放宽电路的通帶, 这一原理常常有应用. 实用的 Q , 应在 $\frac{1}{2} \sim \frac{1}{\sqrt{2}}$ 間, 但如使 $Q_c = 0.8$, 也能使电路良好的运用.

將簡單的基本节改变成为低 Q , 諧振电路后, 通帶邊緣的截止銳度也有改进. 例如在 $C-R$ 高基本节, 在通帶之外 $|A|$ 漸趋一次方反比于頻率; 而在串入了 L 的电路, 在通帶之外 $|A|$ 漸趋二次方反比于頻率; 在 $L-R$ 低基本节, 串入了 C 电容以后, 改变的情形也一样: 截止的銳度要大一倍.

下面是一个例子, 說明低 Q , 諧振电路的应用.

已知某一电路的輸入电路是一个变压器. 变压器的原級电感是 1 亨. 电源內阻 600 欧. 为了匹配, 变压器原級跨接电阻 600 欧. 这样一个电路是一个低基本节, 截止角頻率是

$$\omega_c = \frac{300 \text{ 欧}}{1 \text{ 亨}} = 300 \text{ 弧度/秒}.$$

电路見图 3-36.

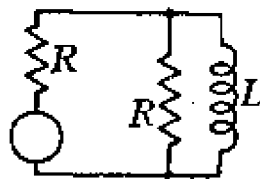


图 3-36

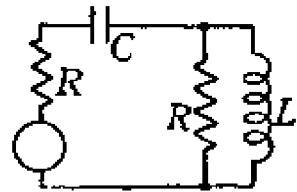


图 3-37 向图 3-36 电路串入电容, 以抑低它的低截止角頻率

为了放宽通帶, 將电路改为图 3-37 形式. 于是

$$A = \frac{\frac{R_1 \times j\omega L_1}{R_1 + j\omega L_1}}{\frac{R_1 \times j\omega L_1}{R_1 + j\omega L_1} + R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}}.$$

式中 $L_1 = 1$ 亨, $R_1 = 600$ 欧.

將 $\dot{A}$ 式整理, 得

$$\dot{A} = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\left(1 - \frac{1}{2\omega^2 C_1 L_1}\right) + \frac{1}{2j\omega} \left(\frac{R_1}{L_1} + C_1 R_1\right)} \right]$$

將此式与式 3-23 (在电感二端输出的串連諧振电路的 $\dot{A}$ 式) 比較,

$$A = \frac{1}{\left(1 - \frac{1}{\omega^2 CL}\right) + \frac{R}{j\omega L}},$$

得图 3-37 电路的相当品質系数是

$$Q_r = \frac{2}{\sqrt{2C_1 L_1 \left(\frac{R_1}{L_1} + C_1 R_1\right)}}$$

使 $Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}},$

得 $C_1 = \frac{L_1}{R_1^2}.$

以实值代入, 得

$$C_1 = \frac{1 \text{ 亨}}{(600 \text{ 欧})^2} = 2.78 \text{ 微法}.$$

3-7 电子管放大器电路的頻率响应和相移

电子管放大器电路頻率响应性能和相移性能都是由电路元件决定的。电子管本身在任何頻率都有一样的作用, 除非頻率高到必須考虑电子的渡越時間。

在考虑放大器电路的頻率响应性能及相移性能时, 可將电子管的地位用微变等值电路代替。电子管的微变等值电路, 可以画成恒压源形式, 如图 3-38 所示, 也可以画成恒流源形式, 如图 3-39 所示。图中的 μ 、 g_m 和 r_p 各是电子管的放大因数、跨导和板內阻, 已在第一章提出。

在寬域放大器，电子管的等值电路和外接电路的組合往往是一些基本节，或是一些基本节的串級。

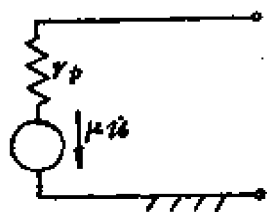


图 3-38 恒压源形式的电子管等值电路

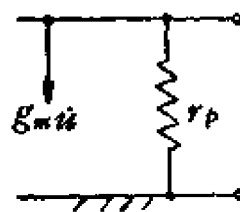


图 3-39 恒流源形式的电子管等值电路

例如，考虑图 3-40 的一个三极管电路。这电路可化为图 3-41 等值电路。而图 3-41 电路还可以化簡为图 3-42 电路。图 3-42 中的

$$\left. \begin{aligned} R_b' &= \frac{r_p R_b}{r_p + R_b} \\ i_i' &= \frac{\mu i_i R_b}{r_p + R_b} \end{aligned} \right\}$$

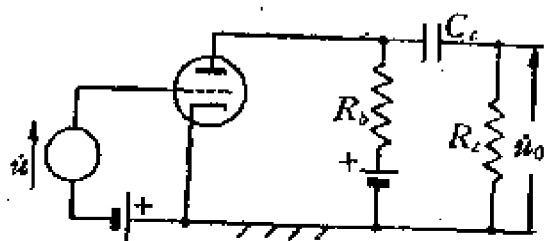


图 3-40

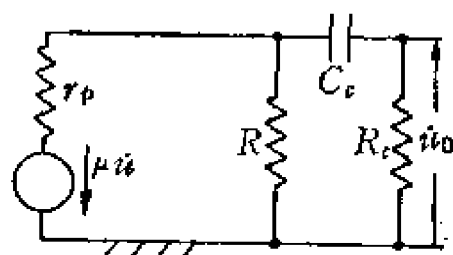


图 3-41 图 3-40 电路的等值电路

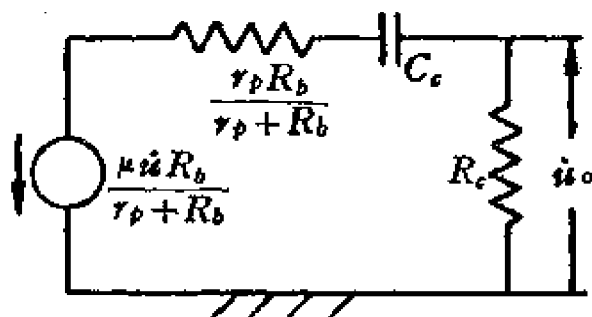


图 3-42 图 3-41 电路的化簡

图 3-42 是一个低基本节电路。原来, 基本形式的 $C-R$ 低基本节是一个电阻和一个电容的串连。在图 3-42, 把电阻分开为二部分, R_b' 和 R_c 。输出所在的 R_c 二端分到总电阻 $(R_b' + R_c)$ 的电压的 $\frac{R_c}{R_b' + R_c}$ 部分。图 3-42 电路既是低基本节电路, i_0 对 i 的频率响应性能和相移性能就是低基本节的频率响应和相移性能。由图 3-42 直接可以看出, 这个低基本节的时间常数是 $\tau = C_c (R_b' + R_c)$ 。

按图 3-42 可写出 i_0 对 i 的响应式子:

$$\begin{aligned}
 i_0 &= \frac{-i' R_c}{R_b' + R_c + \frac{1}{j\omega C}} \\
 &= \frac{-\frac{\mu i R_b}{R_b + r_p} R_c}{R_b' + R_c + \frac{1}{j\omega C}} \\
 \text{即 } A = \frac{i_0}{i} &= \frac{-\frac{\mu R_c R_b}{R_b + r_p}}{R_b' + R_c + \frac{1}{j\omega C}} \\
 &= \underbrace{\frac{-\mu R_b R_c}{(R_b + r_p)(R_b' + R_c)}}_{\text{定比级}} \times \underbrace{\frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega \tau}}}_{\text{低基本节}}
 \end{aligned}$$

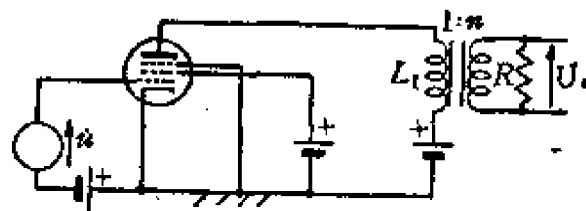


图 3-43

再例如, 考虑图 3-43 的一个五极管电路。这电路可以化为图 3-44 电路。如果电路的变压器的品质很好, 则图 3-44 电路可化为图 3-45 电路。按图 3-45, i_0 是

$$u_0 = -g_m u \left(\frac{\frac{R}{n^2} \times j\omega L_1}{\frac{R}{n^2} + j\omega L_1} \right) n$$

即

$$\dot{A} = \frac{u_0}{u} = \underbrace{-\frac{g_m R}{n}}_{\text{定比級}} \times \underbrace{\frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega \tau}}}_{\text{低基本节}}$$

其中

$$\tau = \frac{n^2 L_1}{R}$$

(式中 L_1 是变压器原級的自感, n 是变压器的匝数比)。

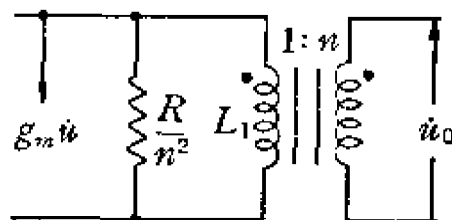
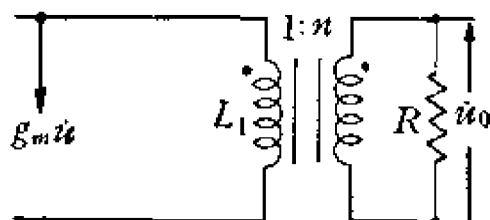


图 3-44 图 3-43 电路的等值电路

图 3-45 图 3-44 电路的化简

这二个简单的例子说明不同的电路同样可以归纳为相同的低基本节。可以举许多其它例子，说明放大器电路能归纳为简单的基本节电路的组合。在放大器电路中还要遇到其它基本形式的网络如阶节、谐振性截止电路等，这些讨论散布在以后的章节里。凡是电路中具有 m 个串连电感， n 个跨接电容的电路，必可整理成为共 $(m+n)$ 个可实现或不可实现的高基本节的串级；凡是电路中具有 p 个串连电容， q 个跨接电感的电路，必可整理成为共 $(p+q)$ 个可实现或不可实现的低基本节的串级。常遇的情形，可见附录二，于是研究放大器电路的频率响应性能和相移性能就是研究基本节和谐振性截止电路(不可实现的基本节)的合成频率响应性能和相移性能。

第四章

寬域电压放大器

音頻域的及視頻域的电压放大器是寬域放大器。

有时寬域放大器只是指視頻放大器，因为視頻信号所包括的頻域比較寬。但通常为了有别于具有选择性的放大器，音頻域的放大器也称为寬域放大器。

寬域的电压放大器基本上包括二个类型，即电阻作为負回路的类型，及电感作为負回路的类型。音頻域的放大器或較高于音頻域的放大器采取这二种类型的都有，視頻放大器則都是电阻式的。

关于电压放大器，要研究的是关于电压放大率的值的决定因素問題、頻率响应性能和相移性能的决定因素問題、非綫性失真問題、可容輸出幅度問題、电子管选择問題、偏电压选择問題。

4-1 $R-C$ 放大器

$R-C$ 放大器是最基本形式的寬域电压放大器。 $R-C$ 放大器元件經濟簡單，而易于得到寬广的頻域。

$R-C$ 放大器可以用三极管或五极管構成。用以作 $R-C$ 放大器用的三极管或五极管是电压放大用的电子管。电压放大用的电子管的阴极、鉍极（及簾柵极）功率容量都比較小。功率放大用的五极管只有在特殊場合下也被用在 $R-C$ 放大器电路中。

$R-C$ 放大器的基本形式见图 4-1。除电子管以外，它包括一个負回路电阻 R_b 、一个耦合电容 C_c 及輸出回路电阻 R_c 。因电压放大器往往是前置於其它級放大器之前的，它的輸出往往是送向其它級电路的柵极去的，所以 R_c 电阻每每就是后級电路的柵漏电阻。

R_b 电阻是电路主要的负载电阻, 板流流经 R_b , 它的交流分量在 R_b 二端, 生交流降压响应. 将 R_b 二端电压的交流分量取出, 即得(放大的)输出电压.

因为放大器组合所包括的多级放大器, 往往由同一电源供给板源电压, 因此各级放大器的阴极就往往要连在一起, 或至少阴极回路要连在一起. 与供给板源电压的电源负端连接的点就成为各级放大器公共的电位基准点, 这通常称为“地”点. “地”点不一定要与大地相连接.

板源电压的正端与“地”之间只差一直流电位差. 因此板源电压正端的交流电位通常是 0 电位, 即“地”电位.

于是, R_b 二端电压的交流分量, 就是板与“地”之间的电位差的交流分量. 图 4-1 的 R_c 电阻通过 C_c 电容取得这交流分量. R_c 和 C_c 串连, 跨于板极点及“地”点之间, 将电压分压. C_c 分得直流分量的全部, R_c 分得主要部分的交流分量. 如果 C_c 的电抗极小, 则 R_c 可以分得几乎全部板-“地”间的交流分量. R_c 二端是无直流电位差的.

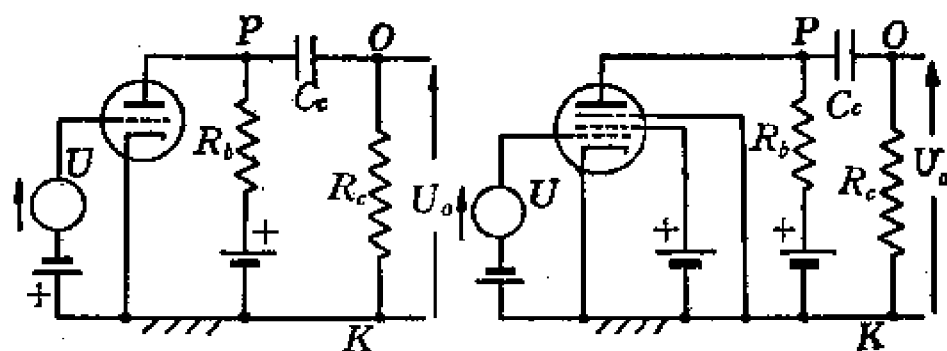


图 4-1 R - C 放大级的基本形式

如果这放大级是输入级, 则在栅极电路要求有隔绝信号源直流分量的元件. 这已在第一章提出.

4-2 $R-C$ 放大器的电压放大率数值

單級 $R-C$ 放大器的电压放大率数值, 可以从等值电路的方法求得。

按等值电路的方法, 放大器电路的内部 (交流) 性能可以用恒压源 μU 和板内阻 r_p 的串連等效, 或用恒流源 $g_m U$ 和板内阻 r_p 的并連等效。应用在 $R-C$ 放大器电路, 便得图 4-2 的二个电路。等值电路中的 U 是向放大器栅电路輸入的 (交流) 电压。图 4-2 电路 R_c 二端的輸出电压 U_o 与 U 的比是放大器的电压放大率。

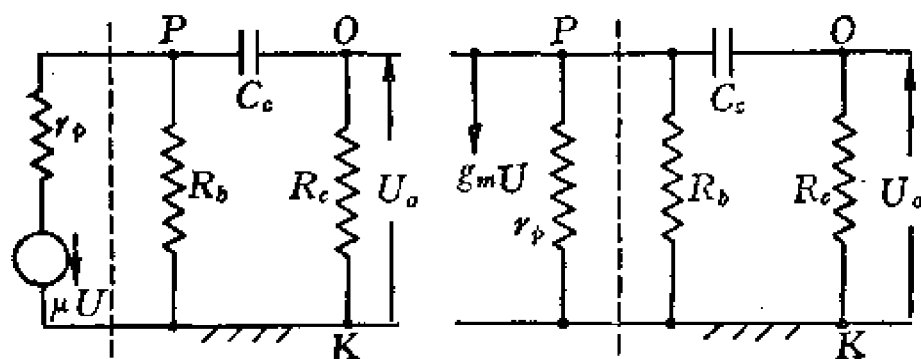


图4-2 $R-C$ 放大級的等值电路

$R-C$ 放大器电路中的耦合电容 C_c 与 R_c 將板极-阴极之間的电位差分压。 C_c 是为了使 R_c 二端不能分得板极-阴极之間的电位差直流分量。 C_c 应分得交流分量的极小部分, 以使 R_c 分得交流分量的最大部分。在放大器設計的运用頻域中这点是滿足的。于是, 在图 4-2 电路中的 C_c 可以看为短路, 而得图 4-3。

按图 4-3, 可得

$$U_o = -g_m R_0 U. \quad (4-1)$$

式中

$$R_0 = \frac{1}{\frac{1}{r_p} + \frac{1}{R_b} + \frac{1}{R_c}}.$$

式 4-1 也可写成

$$U_0 = \frac{-\mu U R_L}{R_L + r_p} \quad (4-2)$$

式中 R_L 指 R_b 及 R_c 的并連, 即負回路的有数电阻:

$$R_L = \frac{R_b R_c}{R_b + R_c}$$

于是电压放大率是

$$A = -g_m R_0, \quad (4-3)$$

$$A = -\frac{\mu R_L}{R_L + r_p} \quad (4-4)$$

按此式, 在电路的 R_b 、 R_c 以及 r_p 是已定的情形, 电路的电压放大率决定于电子管的 g_m 或 μ , 电压放大率正比于 g_m 或 μ .

一般电压放大电子管, 不論三极管或五极管, 它們的 g_m 是相若的. 一般以 3~6 毫安負流运用的电压放大电子管, g_m 約在 1.0 毫安/伏到 2.5 毫安/伏之間. 于是, 按式(4-3), 就可以用电路的 R_0 值来大約比較放大器的电压放大率的值.

R_0 由 r_p 、 R_b 及 R_c 三者并連構成. 如果要比較 R_b 及 R_c 相同电路的 R_0 , 就是比較电路的 r_p . 如 R_b 及 R_c 同, 則 r_p 愈大, R_0 也愈大. 于是, 在負回路有数电阻为相同的件条下, 五极管电路的电压放大要比三极管电路的电压放大为大, 因为五极管的 r_p 甚大于三极管的 r_p .

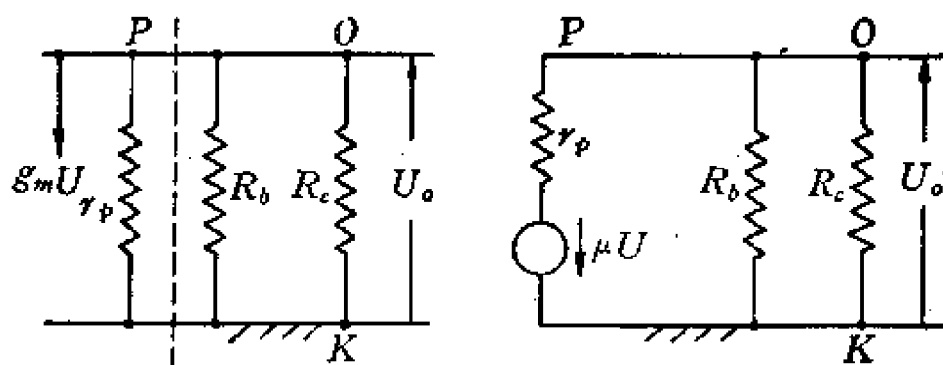


图 4-3 略去了 C_c 的图 4-2 等值电路

在三极管电路, 通常是使 R_b 及 R_c 尽量大, 使 R_b 及 R_c 尽量

大,就得尽大的 R_0 。在 R_b 及 R_c 都很大于 r_p 的情形, R_0 接近等于 r_p , 于是电压放大率 $g_m R_0$ 靠近为 $g_m r_p = \mu$ 。一般可以做到电压放大率的值达到 $0.6 \sim 0.7 \mu$ 。按此, 三极管 $R-C$ 放大器的电压放大性质是 μ 性的。

既然三极管 $R-C$ 电路的电压放大率靠近 μ , 要电压放大率的值大, 就应该用高 μ 的三极管。用于 $R-C$ 放大器中的三极管往往是高 μ 管, μ 在 $70 \sim 100$ 之间, μ 值較低的三极管也用于 $R-C$ 电路中, 但是所能得到的电压放大就要較低, “一般用”的三极管, 即中 μ 三极管也用在 $R-C$ 放大器中, 中 μ 三极管的 μ 值在 20 上下。

一般电子管的 g_m 值多数約在 1 毫安/伏到 2.5 毫安/伏之間。因为 g_m 决定于栅极結構和阴极的大小而受限制于这些因素。于是, 如要得很高 μ 值的三极管, 就只能加大鉍极和阴极之間的距离以增大 r_p 来得到較高的 μ 值。但是增加鉍极和阴极之間的距离后, 鉍流就只能較小, 而为了免除变 μ 現象太厉害, 运用鉍流是不宜过小的; 于是三极管的結構不便制造得使 μ 很大, $\mu = 100$ 是一个大約的最高值。

电压放大五极管的特点是 r_p 很大。以 $3 \sim 9$ 毫安鉍流运用的五极管的 r_p 在数十万欧到二三百万欧之間。按第二章的討論, 在鉍压为一定的条件下, 五极管的 r_p 是反比于运用鉍流的。按此, 在五极管 $R-C$ 放大器电路, 不論 R_L 大小, R_L 不可能做到大于 r_p , 而总要小于 r_p 許多, 这是和三极管电路很不同之处。上面說过在三极管电路往往可以做到 R_L 很大于 r_p 。既然五极管电路的 R_L 总很小于 r_p , R_0 就接近等于 R_L , 因此电压放大率数值 $g_m R_0$ 接近等于 $g_m R_L$ 。于是五极管电路的电压放大性质是 g_m 性的。

五极管 $R-C$ 放大器的电压放大率数值接近等于 $g_m R_L$, 尽可能的增加 R_L 值就能尽可能的增高电压放大率。与此相較, 三极管电路的电压放大率的值就要有限些。三极管的較低的 r_p , 限制了

R_0 不能随 R_L 加大而加大, 从而限制了电压放大率的值約在 100 以下.

但是五极管电路的电压放大率数值实在并不随 R_L 作正比的增大, 而 R_L 也不能无限止的加大. 五极管电路的电压放大率数值也有一个限度值. 然而这个限度值要比三极管电路的限度值为高.

按第二章, 如果阴极面上不发生变 μ 现象, 电子管的跨导 g_m 与流屏板流存在三分之一方的正比关系:

$$g_m \propto I_b^{\frac{1}{3}}.$$

在通常的 $R-C$ 放大器电路中, 如果以 R_c 为 R_b 的一定倍为設計的原則, 則 R_L 正比于 R_b . 于是, 維持静态板压为板源电压的一定比, 而静态运用点的板直流与 R_L 間存在反比关系.

于是乃得五极管电压放大率与 R_L 間存在三分之二方正比关系. 这个关系在阴极面無变 μ 现象时成立; 在一般情况也大致成立.

例如, 某电子管以 $I_b = 3$ 毫安运用时, $g_m = 1.65$ 毫安/伏, 如果这电子管在 $R_b = 500,000$ 欧, $R_c = 2 \times 10^6$ 欧, $U_{bb} = 300$ 伏, $U_{b0} = 150$ 伏(静态板压)条件下运用时, 試估計电路的电压放大率的值.

首先使 R_b 及 R_c 为某一組值, 滿足 $I_{b0} = 3$ 毫安时 $U_{b0} = 150$ 伏. 这要求用

$$R_b = \frac{(300 - 150) \text{ 伏}}{0.003 \text{ 安}} = 50,000 \text{ 欧},$$

如保持 $R_b - R_c$ 的比是 500,000 欧比 2,000,000 欧,

$$R_c = \left(\frac{2 \times 10^6}{0.5 \times 10^6} \right) \times 50,000 \text{ 欧} = 200,000 \text{ 欧}.$$

即 $R_L = 40,000$ 欧.

以此 R_L 值乘 $g_m = 1.65$ 毫安/伏, 得

$$|A| = g_m R_L = 1.65 \times 10^{-3} \text{ 安/伏} \times 40,000 \text{ 欧} = 66.$$

如改用 $R_b = 500,000$ 欧, 则比得

$$|A| = 66 \times \left(\frac{500,000}{50,000} \right)^{\frac{2}{3}} = 307.$$

实际上五极电子管的 r_p 并不真正大到可以略去。按统计, 实际上电压五极管静态运用点的 r_p 在通常运用条件下, 约在 R_L 的十倍上下, 于是修正得:

$$|A| = 307 \times 0.9 = 275.$$

这是一般五极管 $R-C$ 电路的大约最高电压放大率数限度值。

电压放大率值不能更大的原因, 是因为 R_c 是不能无限制地采用高值的。 R_c 不能很高, 就限制了 R_L 不能很大, 就限制了电压放大率。 R_c 不能太高的原因在后面讨论。

五极管 $R-C$ 电路的电压放大率的值正比于 g_m 。要电压放大率的值大, 就应该用高 g_m 的五极管。在一般应用, g_m 不必过高已可合用。高 g_m 的五极管用于一些较为特殊的情况。

电子管的 g_m 既是板流的函数, 所以说明一个电子管的 g_m 时应该附注运用板流值, 而比较电子管 g_m 值的大小, 应以同样流行板流为比较基础。下面表 4-1 列出了一些五极管在 1 毫安板流时的 g_m 大约值。

表 4-1 $I_b = 1$ 毫安时的 g_m 值 (毫安/伏)

电子管 号 数	310	6J7, T0-1 T0-3	6SJ7	6SF7	6SH7 6AU6	6AC7 EF42	EF6 EF36	AF7
板 流 (毫安)	1.08	1.03	1.14	0.89	2.28	4.18	1.39	1.47

(此表所列数字是由电子管制造厂所开标准运用情况下的数据而折合得的)

将五极的电压放大管的帘栅、抑制栅及板极相连可以改为三极管。改得的三极管, 其 μ 一般在 20 上下, 其 g_m 则因帘流参加作为板流, 略大于作五极管用的情形。

4-3 $R-C$ 放大器的非綫性失真

三极管 $R-C$ 放大器的非綫性失真与五极管 $R-C$ 放大器的非綫性失真在程度和性質上都有些不同。

五极管 $R-C$ 放大器——假如电子管阴极面上不发生变 μ 現象，又假如不发生鉡和簾棚之間的电子爭夺，則五极管的非綫性全部是二分之三方律的。

于是，可以按 2-9 节的方法用鉡流的峰谷值比計算非綫性失真程度。虽然实在的五极管运用不免有些变 μ 現象，也不免发生阳极間的电子爭夺，这样估計非綫性失真仍有实用的意义。由于发生了变 μ 現象，在低鉡流区域，电子管跨导 g_m 对栅压 U_c 的变率被降低；降低是比較可觀的。而五极管 $R-C$ 放大器每每选用較大值的 R_b (及 R_c)，也就是，是每以低鉡流运用的。于是以鉡流的比 $n = \frac{\hat{I}_b}{I_b}$ 代入式 2-19 及式 2-20 等来求得的非綫性失真程度，不会估計不足。

在五极管里，发生着鉡和簾棚这二阳极之間的电子爭夺。在第二章里提出，电子爭夺非綫性只在鉡压摆动时表現出来。定鉡压运用时沒有电子爭夺非綫性。在 $R-C$ 电路中鉡压是要摆动的，电子爭夺非綫性就要出現。电子爭夺非綫性与二分之三方非綫性及变 μ 非綫性合成总的非綫性。

图 4-4 示一个典型五极管电路的 I_b-U_b 图，包括内部及外部关系曲綫。当 $U_c = -U_{ca}$ 时，鉡运用点在 Q 。当 U_c 上升到 $(-U_{ca} + \Delta)$ 时，鉡运用点在 P 。当 U_c 下降到 $(-U_{ca} - \Delta)$ 时，鉡运用点在 R 。

假如并不发生阳极間的电子爭夺，則各鉡曲綫將趋于水平而無低鉡压区域的下折。在图 4-4 例中，負載綫所涉及的区域，以 P 点区域电子爭夺最是显著；鉡曲綫显著的下降。若鉡曲綫不弯折下去，則 $U_c = (-U_{ca} + \Delta)$ 瞬时的鉡运用点將在 P' 点。

$U_c = (-U_{cc} + \Delta)$ 瞬时板运用点由 P' 点移向 P , 代表栅压上摆的板流上摆响应是受到了压缩。原来, 如果板曲线不下折的话, 栅压上摆的板流上摆响应是大于栅压下摆时的板流下摆响应的, 这是因为二分之三方律的关系。现在由于电子争夺发生, 对栅压上摆的板流响应受到缩减, 在一定意义上, 这代表着栅压对板流控制的关系转为对称。

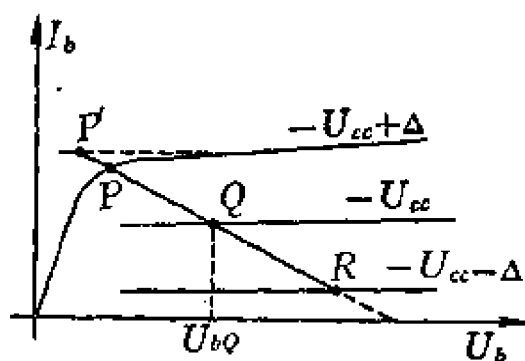


图 4-4 五极管 R-C 放大级的 I_b-U_b 图解

当用升幂级数表示一非线性关系时, 奇次的项代表对称于静态运用点的非线性, 偶次的项代表不对称于静态运用点的非线性。反过来说, 如果非线性关系是对称性的, 它的升幂级数存在奇次项; 如果非线性关系具有不对称性, 其升幂级数存在偶次项。故上述不对称转为对称的情形反映在栅压对板流跨导关系升幂级数上, 是奇次项的系数值升, 偶次项的系数值减。

奇次非线性的最低次数是三, 偶次非线性的最低次数则是二, 所以奇次非线性失真程度和偶次非线性失真程度各与输出幅度间的关系不同。在一般情形, 偶次非线性系数以二次者为最大, 奇次非线性系数以三次者为最大, 于是偶次非线性失真与信号幅度的关系大约作二次方正比, 奇次非线性失真与信号幅度的关系大约作三次方正比。因此, 在五极管电路信号幅度与失真程度间的依赖关系比较大。在三极管电路, 失真主要属二次, 信号幅度一倍, 失真变四倍, 或失真程度变二倍; 而在五极管电路, 失真主要属三

次, 信号幅度一倍失真变八倍, 或失真程度变四倍。

三极管 $R-C$ 放大器——三极管 $R-C$ 放大器的电压放大具 μ 性, 五极管电路的电压放大具 g_m 性, 因此三极管电路的非綫性失真不能直接用 $\mu = \frac{\hat{I}_b}{I_b}$ 代入式 2-19 和式 2-20 等来求得非綫性失真程度。

如果阴极面上不发生变 μ 现象, 以同 $\hat{I}_b$ 和 $\hat{I}_b$ 的板流摆域为比較基础, 按 2-9 节的討論, 必然三极管电路的非綫性失真要低于五极管电路者。簡單的說, 那是因为三极管电路的电压放大是 μ 性的, 而 μ 在三极管几乎是定值。

事实上变 μ 现象往往难免, 而在用比較高值 R_b 的情形尤其难免。于是三极管电路不一定优于五极管电路。

在 μ 变时, 微变的电压放大随 μ 而变, 图 4-5 示一(动态)負載綫部分插入变 μ 区域内。在变 μ 区域内, 愈在右下方, μ 愈低。

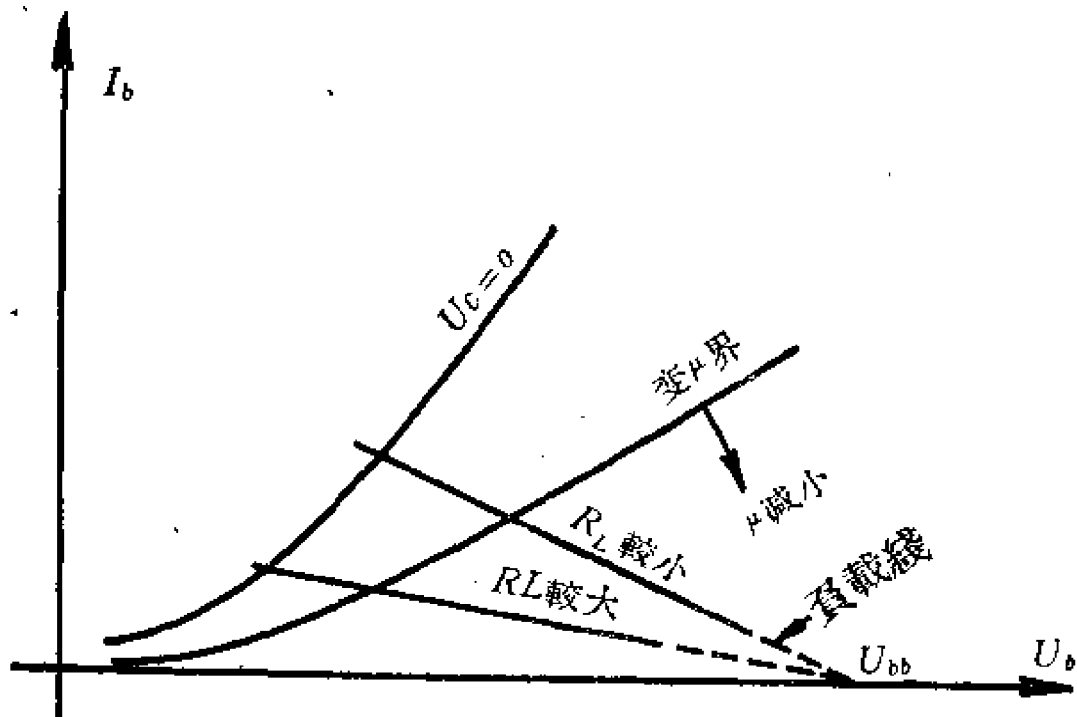


图 4-5 不同 R_L 值的負載綫涉入不同的变 μ 区域

于是, 由于变 μ 现象, 造成了板流对栅压的响应在下摆时更

小,而在上摆时显得更大. 偶次的非线性失真受到加大.

因此总的非线性失真程度就要看电子管的 μ 变的情况而定.

μ 变引起的偶次非线性失真, 在 R_L 愈大时也愈烈, 因为 R_L 一大, 负载线就靠向 U_{bb} 轴, 更多的处在变 μ 区域内.

如果没有变 μ 非线性, 随着 R_L 愈大, 二分之三方的非线性愈低. 但是随着 R_L 愈大, 变 μ 非线性也愈烈. 虽然如此, 在一般三极管, 总的非线性失真往往可以随着 R_L 愈大而愈小.

五极管电路与三极管电路非线性失真程度的比较——五极管电路的非线性失真的决定因素包括二分之三非线性的, 包括变 μ 现象引起的以及包括阳极间电子争夺所引起的. 三个因素中以二分之三方的非线性与阳极间电子争夺的非线性为主, 变 μ 非线性则因帘栅压是定值而不大. 三极管电路的非线性失真则部分起因于二分之三方的非线性, 较大部分起因于 μ 变, 因为板运用点往返跨过广大的板压域.

由于这些不同的非线性失真起因, 五极管电路与三极管电路就较难有比较非线性失真的基础了. 于是只有从实验来解答这个问题.

由实验可以统计得, 同一五极电子管, 或接成三极管用于 $R-C$ 放大器中, 或保留作为五极管用于 $R-C$ 放大器中, 使静态板压是 U_{bb} 的一半, 在板压摆幅占 U_{bb} 的二成时, 三极管电路与五极管电路的总谐波百分比大约相等.

因此, 在板压输出的幅度更大于 U_{bb} 的二成时, 以三极管电路为优, 因为三极管电路的非线性失真程度与信号幅度约作正比, 而五极管电路的非线性失真程度与信号幅度约作平方正比. 同样理由, 在输出之幅度小于 U_{bb} 的二成的情形, 则以五极管电路为佳.

4-4 $R-C$ 放大器的电压输出幅度

五极管电路——设有一个五极管, 它的板压容许下摆到 0, 板

回路有鈹源电压为 U_{bb}' , 有效鈹回路电阻为 R_L , 按可容許非綫性失真程度, 許可鈹流峰谷值的比是 n , 則如無栅压摆动的限制, 最大可容許鈹压冲程达(见图 4-6)

$$(\hat{U}_b - \check{U}_b) = \frac{U_{bb}'(n-1)}{n}.$$

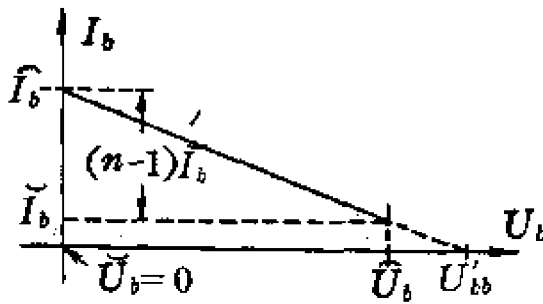


图 4-6 五极管电路的鈹压摆域

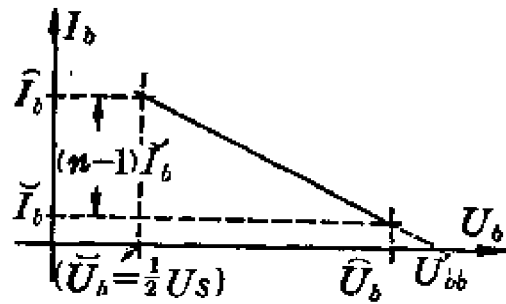


图 4-7 五极管电路的鈹压摆域

在实在的五极管电路中, 問題不这样簡單, 这里存在着鈹压低摆的限制, 鈹压不許低过于一定值. 如鈹压下摆过低, 失真便要过份.

在实在的五极管电路中, 尚存在着栅压上摆的限制, 栅电位不許高于一定值. 如栅压上摆过于此值, 电路的运用就不正常, 失真便要过份.

上述鈹压低摆限制是不容許阳极間电子爭夺过烈的限制, 一般电压放大五极管的鈹曲綫在 U_b 大于簾栅压 U_s 一半的区域是大体免除显著向下弯折的区域. 于是 U_b 不应是 0 而应是

$$\check{U}_b \rightarrow \frac{1}{2} U_s.$$

这个 $\check{U}_b$ 限度值是一个普遍适用的值.

上述栅压上摆限制是不容許栅电位过高, 以免引起栅极电子流的限制. 在鈹压下摆的同时, 栅压上摆, 栅压上摆如有限制就間接使鈹压下摆受到限制. 不过往往栅压上摆的限制可由妥当的設计避免.

按

$$\tilde{U}_b > \frac{1}{2} U_s$$

的限度, 钹压冲程改为

$$(\hat{U}_b - \tilde{U}_b) = \frac{\left(U_{bb'} - \frac{1}{2} U_s \right) (n-1)}{n} \quad (4-5)$$

因此要钹压冲程大, 就应使 $U_{bb'}$ 高, 以及使 U_s 低.

帘栅压 U_s 有一个最低限度, 因为帘栅压过低将使阴极电流过小, 也就是使钹流过小, 而钹流过小将限制钹流冲程, 因而间接限制钹压冲程. 通常 U_s 不低于 $\frac{1}{5} U_{bb}$. 因为使 U_s 更小, 予钹压冲程并無十分增大, 而钹流冲程却要受到影响.

以上各式中 $U_{bb'}$ 是有效钹源电压. 有效钹源电压是动态负载綫与 U_b 轴交点的 U_b 值. 如果钹回路仅包括一个电阻 R_b , 而無其它跨接, 则电路的动态负载綫与静态负载綫相重, 负载綫与 U_b 轴交于 $(U_{bb}, 0)$ 点. U_{bb} 是高压电源电压值. 而当钹回路的动态负载綫不重于静态负载綫时, 动态负载綫与 U_b 轴的交点就不在 $(U_{bb}, 0)$ 点. 这个交点的钹压值, 与簡單钹回路情形的 U_{bb} 相当, 故标为 $U_{bb'}$, 称为有效钹源电压.

静态负载綫决定于钹回路直流电阻 R_b , 决定于钹源电压 U_{bb} ; 动态负载綫决定于钹回路有效电阻 R_L , 决定于钹静态运用点 Q 的位置. 故已知 U_{bb} 、 R_b 、 R_L 及 Q 点, 就可以求得有效钹源电压 $U_{bb'}$.

称 Q 点的钹流为 I_{bQ} , 钹回路直流电阻为 R_b , 有效电阻为 R_L , 钹流峰谷值比为 n , 钹压谷值为 $\tilde{U}_b$, 则

$$I_{bQ} = \frac{U_{bb'} - \tilde{U}_b}{R_L} \left(\frac{n+1}{2n} \right)$$

(这里設 I_{bQ} 是 $\hat{I}_b$ 及 $\tilde{I}_b$ 的平均值).

同时

$$U_{bb'} = U_{bb} - I_{bQ}(R_b - R_L),$$

(都見圖 4-8). 于是

$$U_{bb'} = \frac{U_{bb} + \left(\frac{R_b}{R_L} - 1\right) \left(\frac{n+1}{2n}\right) \check{U}_b}{1 + \left(\frac{R_b}{R_L} - 1\right) \left(\frac{n+1}{2n}\right)}.$$

式中 $\check{U}_b$ 可以 $\frac{1}{2} U_s$ 代之. 按通常情形, 如 $R_c = 4R_b'$ 即 $R_L = 0.8 R_b$,

$$\check{U}_b = \frac{1}{2} U_s = \frac{1}{10} U_{bb}, \quad n=4 \quad \text{得}$$

$$U_{bb'} = 0.88 U_{bb},$$

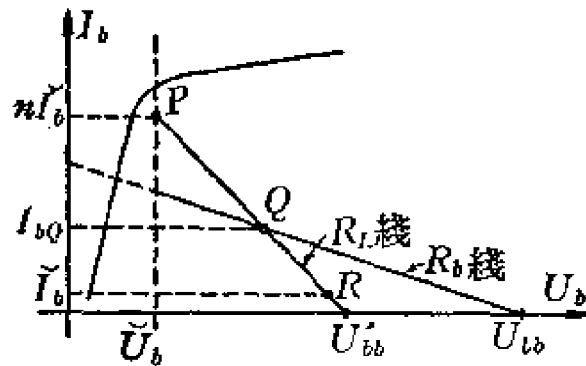


圖 4-8 实际用五极管电路的鉞压摆域

复以同样条件代入式 4-5, 得

$$(\hat{U}_b - \check{U}_b) = 0.59 U_{bb}. \quad (4-6)$$

这是一般五极管 $R-C$ 放大器的鉞压冲程值.

三极管电路——三极管电路的鉞压下摆不是受阳极电子爭夺限制的. 三极管电路的鉞压下摆限度間接决定于栅压上摆限度.

圖 4-9 所示, $\check{U}_b$ 决定于 $U_c = 0$ 鉞曲綫及动态負載綫. 按圖 4-9.

$$I_{bQ} = \frac{U_{bb'}}{R_b + R_L} \left(\frac{n+1}{2n} \right).$$

(这里設 I_{bQ} 是 $\hat{I}_b$ 及 $\check{I}_b$ 的平均值).

同时,
$$U_{bb'} = U_{bb} - I_{bQ}(R_b - R_L).$$

于是,得

$$U_{bb}' = \frac{U_{bb}}{1 + \left(\frac{R_b - R_L}{R_p + R_L} \right) \left(\frac{n+1}{2n} \right)}$$

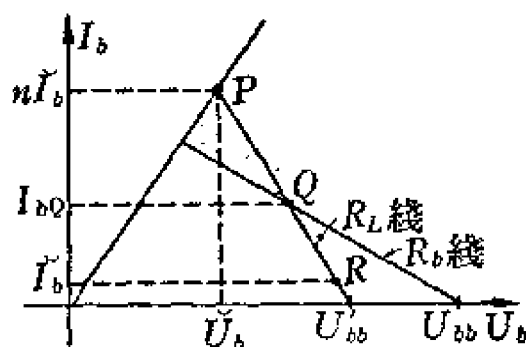


图 4-9 三极管电路的钹压摆域

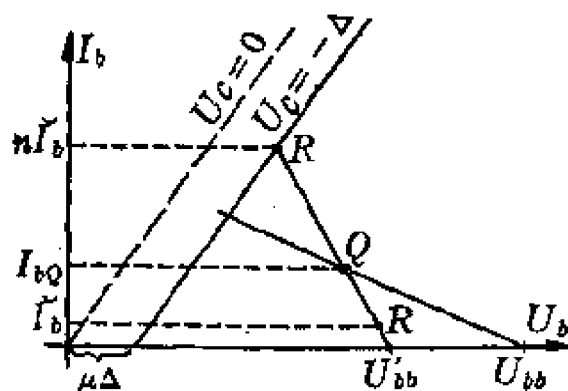


图 4-10 三极管电路的钹压摆域

但是事实上栅压不宜上摆到 0, 因为阴极出发的电子具有热激初速、栅压上摆顶点值每应在负半伏到一伏之间, 尤其是在栅电路直流电阻较低的情形, 更应注意这点. 称栅压上摆限度是 $U_c = -\Delta$, 则

$$(U_{bb}' - \mu\Delta) = \frac{U_{bb} - \mu\Delta}{1 + \left(\frac{R_b - R_L}{R_p + R_L} \right) \left(\frac{n+1}{2n} \right)}$$

(见图 4-10).

既知 U_{bb}' , 就可求出

$$\begin{aligned} (\hat{U}_b - \bar{U}_b) &= \frac{(U_{bb}' - \mu\Delta)R_L}{R_p + R_L} \cdot \frac{(n-1)}{n} \\ &= \left[\frac{U_{bb} - \mu\Delta}{1 + \left(\frac{R_b - R_L}{R_p + R_L} \right) \left(\frac{n+1}{2n} \right)} \right] \frac{R_L(n-1)}{(R_p + R_L)n}. \end{aligned} \quad (4-7)$$

五极管电路与三极管电路的比较——五极管 $R-C$ 电路的钹压冲程是与钹偏压 U_{bb} 正比的, 三极管电路则略有出入. 比较式 4-5 (以 U_{bb}' 代入之) 及式 4-7 式可知. 后者与 U_{bb} 仅作直线关系, 截点是 $\mu\Delta$.

因此三极管 $R-C$ 放大器的可容許輸出在低 U_{bb} 时要显得吃亏, 而高 μ 三极管的可容許輸出, 显然要比中 μ 三极管电路的可容許輸出为低。

由图 4-11, 可以清楚的比較得五极管电路与三极管电路的鉅压冲程的不同, 在图 4-11 上仅画出 U_{bb}' 而没有画出 U_{bb} 。

图示用五极管可使 $\tilde{U}_b = \tilde{U}_{b5}$, 而用三极管只能使 $\tilde{U}_b = \tilde{U}_{b3}$, 这里

$$\tilde{U}_{b5} < \tilde{U}_{b3}.$$

$\tilde{U}_{b5}$ 之低于 $\tilde{U}_{b3}$ 是因为在五极管中存在着正的簾棚, 这可以帮助鉅在取較低电压时引受电子, 而在三极管中因棚压不許高于 0 或靠近 0, 鉅压一低便不能吸引电子。尤其在高 μ 三极管, 鉅曲线是比較靠近 U_b 軸的, 鉅压的許可谷值更要較高些, 再加上棚压上摆有限度, 高 μ 三极管电路的可容許鉅压冲程显著低于五极管电路。

最佳的静态鉅压和最佳棚偏压——为了謀得最大的鉅压冲程, 静态鉅压应该在适当的值。如果静态鉅压过高, 則鉅压冲程受上摆的片面限制; 如果静态鉅压过低, 則冲程受下摆的片面限制。最佳的静态鉅压值是由 I_{bQ} 决定的对应鉅压值。

$$U_{bQ} = U_{bb} - I_{bQ} R_b.$$

在五极管电路,

$$U_{bQ} = U_{bb} - \frac{R_b}{R_L} \left(\frac{n+1}{2n} \right) \left[\frac{U_{bb} + \left(\frac{R_b}{R_L} - 1 \right) \left(\frac{n+1}{2n} \right) \tilde{U}_b}{1 + \left(\frac{R_b}{R_L} - 1 \right) \left(\frac{n+1}{2n} \right)} - \tilde{U}_b \right]. \quad (4-8)$$

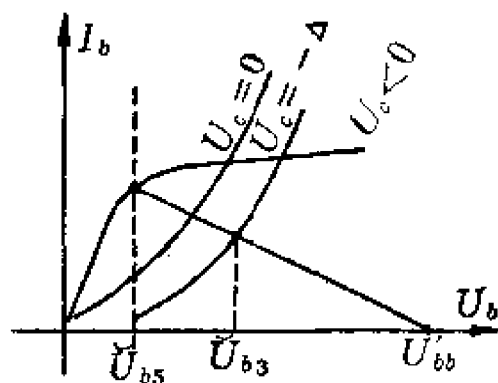


图 4-11 三极管电路的鉅压摆域与五极管电路的鉅压摆域的比較

在三极管电路,

$$U_{bQ} = U_{bb} \left[1 - \frac{\frac{R_b}{(R_p + R_L)} \left(\frac{n+1}{2n} \right)}{1 + \left(\frac{R_b - R_L}{R_p + R_L} \right) \left(\frac{n+1}{2n} \right)} \right] \quad (4-9)$$

在一般情形, 这些 U_{bQ} 值約在 $\frac{1}{2} U_{bb}$ 許.

通过最佳 Q 点的鉸曲綫的相应栅压值是最佳栅偏压值. 按一般的 U_{bQ} 应約是 $\frac{1}{2} U_{bb}$ 的要求, 就可以求出一般情形的最佳栅偏压值.

在三极管电路, 因为鉸压和栅压对鉸流的控制关系存在着 μ 的比例, 而最佳的静态鉸压值 U_{bQ} 是与有效鉸源电压 U_{bb}' 作正比的 (即, 若栅压上摆限度是 $U_c = 0$, U_{bQ} 是与 U_{bb} 作正比的), 故最佳栅偏压值与 U_{bb} 正比 (如栅压上摆限度是 $U_c = -\Delta$, 則最佳栅偏压与 U_{bb} 作直綫关系).

在五极管电路, 因为簾栅压和栅压对鉸流的节制关系也存在着定正比例, 故相当的說, 栅偏压的最佳值与簾栅压作正比.

4-5 高电平与低电平的 $R-C$ 放大器

設計得能使鉸压冲程尽量大的放大器是高电平放大器, 因为它能对付高电平信号, 运用鉸压冲程不大的放大器称为低电平放大器, 低电平放大器的設計不必十分顧到冲程問題.

在低电平放大器, 既然鉸压冲程小, 相应的鉸流冲程也較小. 这个小的鉸流冲程域在設計时应被放置于尽可能的大鉸流区域, 因为在大鉸流区域可得較低的 n 值, 即得較低的非綫性失真, 無論在五极管电路或三极管电路都是如此. 在三极管电路, 如果設計鉸流冲程区域尽許可在較大鉸流区域, 更可減免 μ 变的后果.

因此低电平放大器具有 I_{bQ} 較大的特点, 也就是 U_{bQ} 較低的特点.

4-6 $R-C$ 放大器的直流給电

三极管 $R-C$ 放大器要求有鉅源电压和栅偏压直流电源, 在五极管电路还要簾栅高压直流电源,

往往这些电源是由同一直流电源供給的。

图 4-12 示三极管电路的給电方式, 图 4-13 示五极管电路的給电方式。二图中 R_k 是阴极回路电阻器, R_s 是簾栅降压电阻器。向 R_k 及 R_s 跨接的电容器 C_k 及 C_s 是供給阴极电流的交流分量及簾栅电流的交流分量以短路的, 称为旁路电容器, 它們各使阴极电流及簾栅电流只有直流分量能引起降压而交流分量不引起降压。

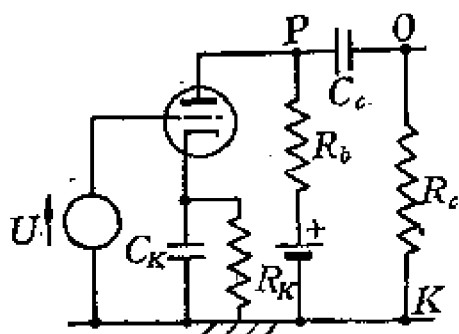


图 4-12 三极管 $R-C$ 放大器的直流給电

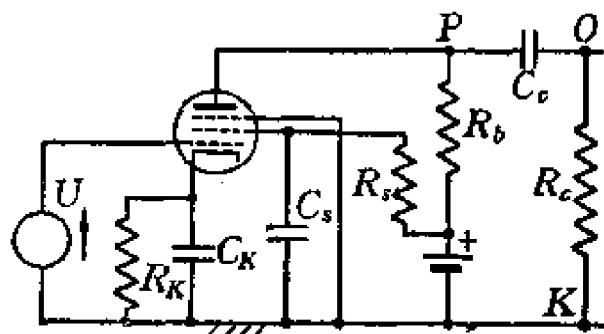


图 4-13 五极管 $R-C$ 放大器的直流給电

由于电阻器 R_k , 阴极电流直流分量使阴极取得高于“地”点的电位。相对的說, 直流电位同于“地”的栅极就取得低于阴极的直流电位, 在 R_k 二端发生了栅偏压。

簾栅电阻器 R_s 是串在簾栅到 U_{bb} 电源正端之間的。 R_s 电阻器使簾栅直流电位低于 U_{bb} 的正端点, 因为簾栅流的直流分量在 R_s 中生成了降压。

因此單一个直流电源就同时供給了各极的直流电压。

上述取得栅偏压的方法称为阴极电流自生栅偏压法。取得簾栅偏压的方法称为串阻簾栅降压法。

阴极电流自生栅偏压法和串阻簾栅偏压法是极为实用的栅偏

压和簾栅压給电方法,不單是因为电源的簡單化,还因为这方法具有能自动适应电源电压漲落的性能的缘故。

当鈹源偏压在上落时,簾栅压和阴极 R_k 电阻所生的栅偏压也都随着鈹源电压作大約是正比的上落,而最佳的栅偏压值和簾栅压及鈹源电压之間是作正比关系的,于是,如此的給电方式具有自动适应性。

用 R_k 电阻器自生栅偏压和 R_s 电阻器降低 U_{bb} ,以得合适的 U_s ,对 R_k 电阻值及 R_s 电阻方面要求并不严格,也因为这样的給电方式具有自动适应性。例如,如 R_k 过低,栅偏压將感不足,鈹流就將过高;但过高的鈹流將在 R_k 中生較大的栅偏压,而反对鈹流过大,反对栅偏压的不足。反过来,如 R_k 过大,鈹流也不会过低,栅偏压也不过負。同样理由,簾栅电阻器 R_s 略高略低也被自动的适应反对其对鈹流的过大影响。推而广之,考虑电子管的制造上不免有同型电子管性能的上落,用 R_k 发生栅偏压以及用 R_s 降 U_{bb} 到 U_s ,就能靠自动适应来弥补电子管性能的参差。

用 R_k 供給阴极自生栅偏压以及用串阻供給簾栅压的自动适应作用,还能使电路适应栅电路中可能存在的一些意外直流电势,例如当栅极阴极回路中存在接触电位差以及輸入中漏入一些直流分量时,鈹流能維持一个靠近正常的值。

三极管 $R-C$ 放大器的 R_k 电阻器——用以发生最佳栅偏压的电阻器 R_k ,在三极管电路中,可以按照下列假設来求知在一般情况的值:(1)栅压上摆限度为 $U_c=0$; (2)假定电子管綫性; (3)假定 R_k 就是 R_L ,即假定 R_c (几乎)开路; (4)假定鈹流下摆限度可达于 $\tilde{I}_b=0$ 。

在以为 R_c 几乎开路的条件下, U_{bb}' 就等于 U_{bb} ,因为静态負載綫与动态負載綫相重。于是 $U_c=0$ 的

$$\tilde{I}_b = \frac{U_{bb}}{R_p + R_b}.$$

要使飯压的摆域能最好的利用,在許可 $\tilde{I}_b = 0$ 的条件下,当使 $I_{bQ} = \frac{1}{2}\hat{I}_b$, 今

$$I_{bQ} = -\frac{U_{bb} - \mu U_{cc}}{R_p + R_b},$$

使它是 $\hat{I}_b$ 的一半,得

$$\frac{U_{bb}}{2(R_p + R_b)} = \frac{U_{bb} - \mu U_{cc}}{R_p + R_b},$$

即

$$U_{cc} = \frac{U_{bb}}{2\mu},$$

若要以一个电阻器 R_k 来发生这个 U_{cc} , 則 R_k 应是

$$R_k = \frac{U_{cc}}{I_{bQ}} = \frac{R_p + R_b}{\mu}.$$

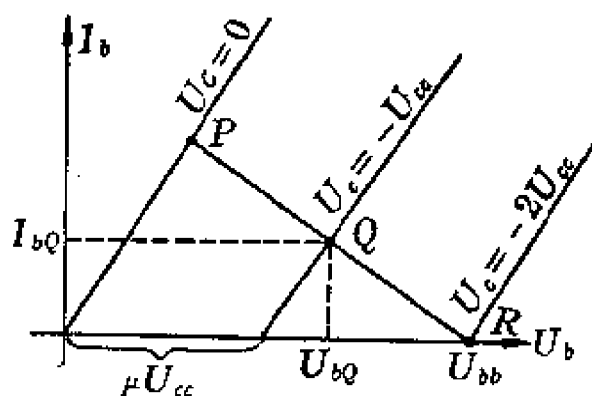


图 4-14 从三极管电路的 $I_b \cdot U_b$ 图解决定合宜 R_k 值

在实在的电路,一則因为 R_c 实用值仅几倍大于 R_b , 不能视为开路,故 U_{bb}' 必小于 U_{bb} , 又因 $\tilde{I}_b$ 不許等于 0, 以免过剧的非綫性失真,故实在的 Q 点是居較大飯流、較低飯压区域的. 換句話說, U_{cc} 值不必如上討論的那么高, 于是 R_k 就不必如上式那么大.

而在通常情形, 三极管电路的 R_b 却比 R_p 大很多, 于是上面的 R_k 式改为,

$$R_k = \frac{R_b}{\mu}. \quad (4-10)$$

这是一般合用的 R_k 选择参考式,

不过, 已经谈过, U_c 上摆往往是不许到 0 的, 因为要免除发生热激电子造成栅流, 所以栅偏压应取得略为负一些. 于是又需要将上式的 R_k 值加大修正. R_k 大些可使 U_{cc} 负些. 这种修正在高 μ 管尤其必要, 因为高 μ 管的栅偏压的正常部分较小, 相对而言, 抗热激电子的部分就较大. 这部分栅偏压也要求由 R_k 发生, 显然 R_k 的修正值就较大. 在中 μ 管, 这部分抗热激电子的偏压在全部偏压中占较小比重, R_k 的修正加大程度就较小.

实在的设计经验是, 高 μ 管电路选用 R_k 约为或略高于 $\frac{R_b}{\mu}$, 而中 μ 管电路的 R_k 则要略小些. 通用的电子管手册列有由实验求得的最佳 $R_b - R_k$ 配合表.

由于栅偏压要包括抗热激电子的部分, 钹源电压不同就要求不同的栅偏压, U_{cc} 最佳值乃不是正比于 U_{bb} 而与之作直线关系. 于是, R_k 值在低电源电压情形要予较大的加大修正, 而在高电源电压情形, 则靠近式 4-10 的值. 实验求得的最佳 $R_k - R_b - U_{bb}$ 关系在通用的电子管手册中亦有列出.

五极管 $R-C$ 放大器的 R_s 电阻和 R_k 电阻——五极管的钹流与簾栅流之间, 在钹压不过低区域存在近似的正比关系. 按此, 如指定钹直流电压与簾栅压的比例, 簾栅电阻器 R_s 与钹直流回路电阻器 R_b 之间的关系就可求出.

大约而言, 静态钹压应约是 U_{bb} 之半, 故

$$I_{bQ} R_b = \frac{1}{2} U_{bb}.$$

同样的, 簾栅压应约是 U_{bb} 的五分之一, 故

$$\frac{I_{bQ}}{a} R_s = \frac{4}{5} U_{bb}.$$

于是比得

$$R_s = \frac{8}{5} a R_b. \quad (4-11)$$

以上式中 α 是鈹流与簾栅截获电流之比。一般五极管的 α 比值見表 4-2, 約在 3-4 之間。

表 4-2

管号	310	$\begin{smallmatrix} T0-1 \\ T0-3 \end{smallmatrix}$	6J7	6SJ7	6SF7	6SH7	6AU6	6AC7	EF42	EF6	EF36	AF7
α	4.5	3.05	4	3.75	3.75	2.63	2.54	4	4	2.7	2.7	2.7

要使簾栅压取五分之一 U_{bb} , 是根据一般五极管特性結合运用要求而訂出来的經驗值。已經說过, 簾栅压愈低, 可使鈹压冲程下摆限制值較低, 故簾栅压应尽許可取低值。但是簾栅压过低就將失去帮助鈹极吸引电子的作用, 而且在簾栅压已經是相当低的情形, 减低簾栅压对鈹压冲程的扩大是不大的, 故簾栅压不采取过低值。

一般的五极管, 在使簾栅压为 U_{bb} 的五分之一时, 其 I_{b0} ($U_c=0$ 的鈹流) 的值可相当的大于鈹压下摆到底时的相应鈹流。全周中最大的鈹流是 $(U_{bb}' - \tilde{U}_b)$ 被 R_L 值除得的商 (U_{bb}' 为有效鈹源电压, $\tilde{U}_b$ 是鈹压下摆限度)。一般情形所用的 R_L 所决定的最大鈹流要比 $U_c = \frac{1}{5} U_{bb}$ 条件时的 I_{b0} 要小些, 而这个余裕鈹流值的相当栅压变化值往往足以抗拒初速热激电子。

如果 R_L 較小, 当然鈹流最大值就大, 在这种情形, I_{b0} 就相应的較大, 在这种情形, 就要用較低值的 R_s , 使簾栅压較高, 以得較大的 I_{b0} 。

当 R_L (包括 R_b 及 R_c) 及 R_s 已定后, 調节栅偏压, 使靜态鈹压达 U_{bb} 的一半上下, 就能得各极电压都在合宜值附近。栅偏压的調节由变化 R_k 电阻而获得, R_k 值大則得栅偏压愈大(愈負)。

合宜的栅偏压的值是决定于 I_{b0} 值、电子管跨导值、靜态鈹流值以及抗热激电子所須要的栅偏压部分的数值的。由于这些众多的因素, 虽可由 U_{bb} 、 R_k 及 α 值等求知总的阴极电流; 如果合宜栅

偏压值无从由电路数值求知, R_k 值就不得而知, 往往 R_k 可以由试验求知.

由实验的结果, 统计得知, 不同的电压放大五极管构成的高电平 $R-C$ 电路, 在同 U_{bb} 和同 R_L (R_b 及 R_c) 条件下, R_k 值大概相近. 以 $U_{bb} = 300$ 伏和 $R_b = 500,000$ 欧为例子, R_k 在 1,500 欧到 3,000 欧之间, 以 2,000 欧为一般合用的数值.

在 R_L 特别小的电路, 必然负直流相应的大, 于是 R_k 就要比较小些.

4-7 $R-C$ 放大器的频率响应性能及相移性能

图 4-15 示 $R-C$ 放大器的微幅输入交流等值电路. 图 4-16 是它的近似化简电路.

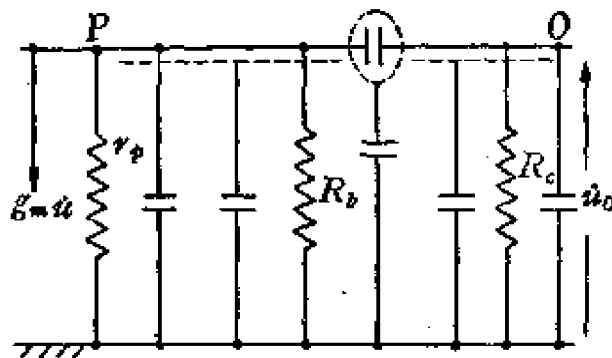


图 4-15 $R-C$ 放大器的等值电路

图 4-16 电路中的 C_a 电容是板极和“地”之间以及 O 点和“地”之间的所有杂散电容的和, 它包括本级电路板极和阴极之间的电子管内部电容, 包括引线对地之间的电容, 耦合电容 C_c 对“地”之间的电容, 以及输出对象的输入电容等等. 由于 C_a 往往甚小于 C_c , 又因 C_a 居 C_c 右方的部分往往大于其它部分, 故图 4-16 实用上相当于图 4-15.

按图 4-16,

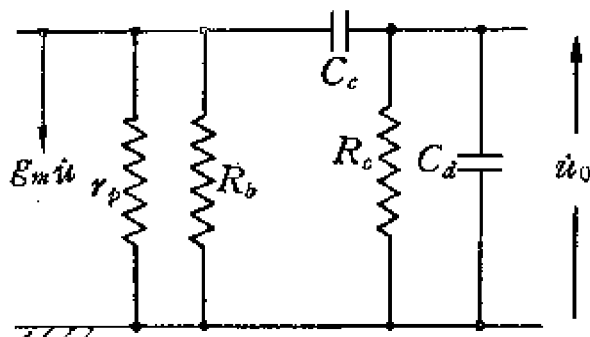


图 4-16 图 4-15 电路的近似电路

$$u_o = \frac{-g_m R_b' R_c u_i}{R_b' + R_c + \frac{C_d R_c}{C_c} + j\left(\omega C_d R_b' R_c - \frac{1}{\omega C_c}\right)},$$

$$\text{即 } \dot{A} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-g_m R_b' R_c}{R_b' + R_c + \frac{C_d R_c}{C_c} + j\left(\omega C_d R_b' R_c - \frac{1}{\omega C_c}\right)}. \quad (4-12)$$

这是 $R-C$ 放大器的电压放大率公式。

式中 R_b' 是 R_b 及 r_p 的并联值。

上式亦可以写成

$$\dot{A} = -1 \times K \times \frac{1}{1 + j\omega\tau_1} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_2}} \quad (4-13)$$

其中

$$K = \frac{g_m R_b' R_c}{R_b' + R_c + \frac{C_d R_c}{C_c}} \left[1 + \frac{1 - \sqrt{1 - \frac{4(C_d R_b' R_c)}{C_c \left(R_b' + R_c + \frac{C_d R_c}{C_c}\right)^2}}}{1 + \sqrt{1 - \frac{4(C_d R_b' R_c)}{C_c \left(R_b' + R_c + \frac{C_d R_c}{C_c}\right)^2}}} \right], \quad (4-14)$$

$$\tau_1 = \frac{C_c \left(R_b' + R_c + \frac{C_d R_c}{C_c}\right)}{2} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{4(C_d R_b' R_c)}{C_c \left(R_b' + R_c + \frac{C_d R_c}{C_c}\right)^2}} \right], \quad (4-15)$$

$$\tau_2 = \frac{C_c \left(R_b' + R_c + \frac{C_d R_c}{C_c} \right)}{2} \left[1 + \sqrt{1 - \frac{4(C_d R_b' R_c)}{C_c \left(R_b' + R_c + \frac{C_d R_c}{C_c} \right)^2}} \right] \quad (4-16)$$

所以 $R-C$ 放大器的响应性能等于一个 $(-K)$ 级、一个时间常数是 τ_1 的高基本节以及一个时间常数是 τ_2 的低基本节的缓冲串级。

既然如此, $R-C$ 放大器的 $|A|-\omega$ 关系作在对数-对数坐标系上必如图 4-17 所示, $\theta-\omega$ 关系作在直线-对数坐标系上必如图 4-18 所示。图中的截止角频率是

$$\omega_h = \frac{1}{\tau_1}, \quad (4-17)$$

及
$$\omega_l = \frac{1}{\tau_2}, \quad (4-18)$$

介间的中間角频率是

$$\omega_r = \sqrt{\omega_h \omega_l} = \frac{1}{\sqrt{C_c C_d R_b' R_c}}. \quad (4-19)$$

图 4-17 及 4-18 示的例子的 K 是 80, ω_l 是 160 弧度/秒, ω_h 是 20, 480 弧度/秒, ω_r 是 $\sqrt{160 \times 20,480}$ 弧度/秒。

在通常情形, C_c 比 C_d 要大许多, 故 K 、 τ_1 、 τ_2 各式可写为

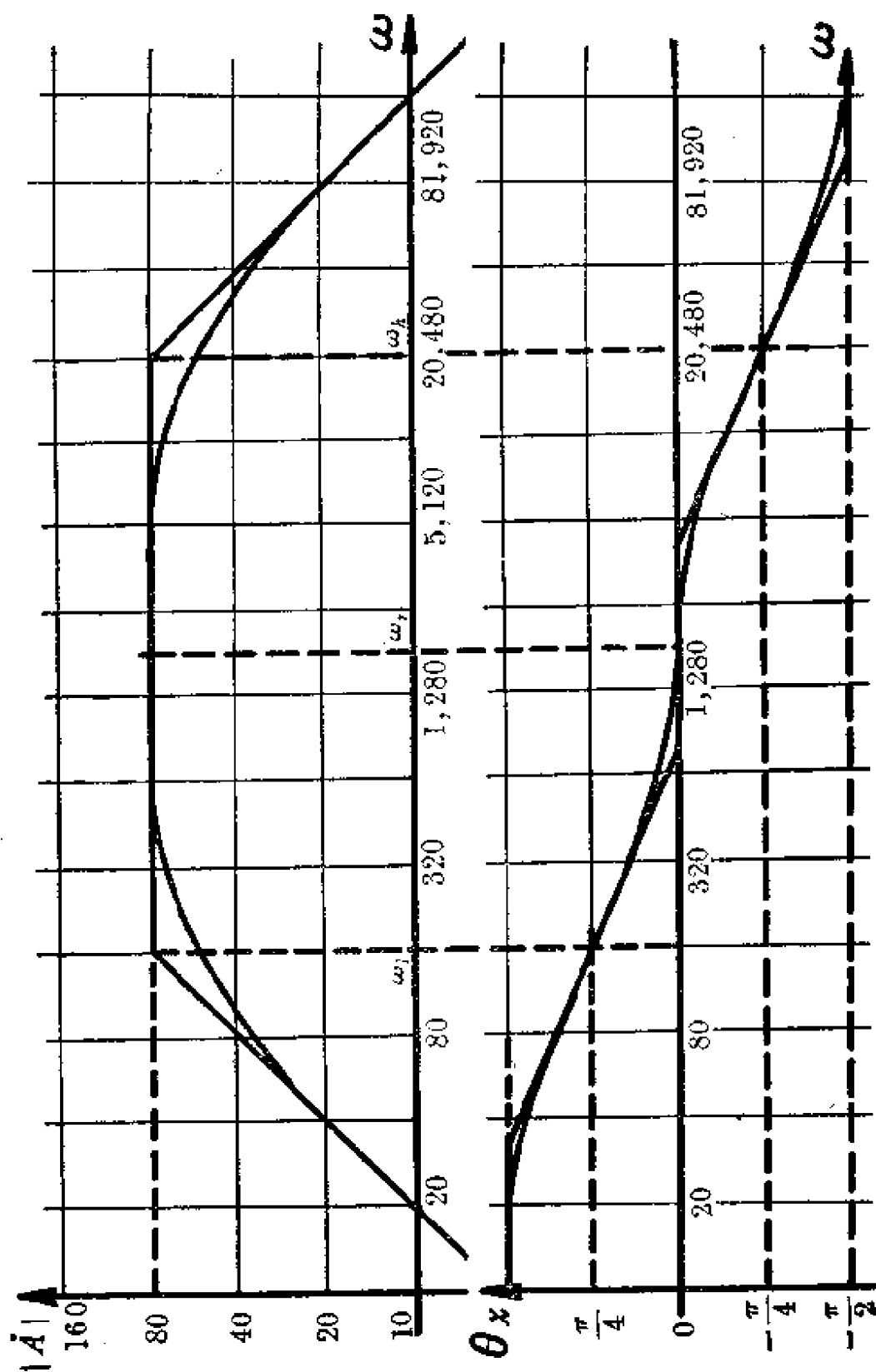
$$K \approx \frac{g_m R_b' R_c}{R_b' + R_c} = g_m R_0, \quad (4-20)$$

$$\tau_1 \approx \frac{C_d R_b' R_c}{R_b' + R_c} = C_d R_0, \quad (4-21)$$

$$\tau_2 \approx C_c (R_b' + R_c). \quad (4-22)$$

以上
$$R_0 = \frac{R_b' R_c}{R_b' + R_c},$$

为 r_p 、 R_b 、 R_c 三者的并连。

图 4-17 R-C 放大器的 $|A|-\omega$ 图 (上图)图 4-18 R-C 放大器的 $\theta-\omega$ 图 (下图)

把以上的近似式代入 ω_h 式、 ω_l 式及 ω_r 式, 得

$$\omega_h \approx \frac{1}{C_d R_0}, \quad (4-23)$$

$$\omega_l \approx \frac{1}{C_c (R_{b'} + R_c)}, \quad (4-24)$$

$$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{C_d R_0 C_c (R_{b'} + R_c)}} = \sqrt{\frac{1}{C_d C_c R_{b'} R_c}}. \quad (4-25)$$

求知 K 、 ω_h 、 ω_l , 就等于全部了解了电路的电压放大响应性能了。

在求知电路的 K 、 τ_1 、 τ_2 (或 K 、 ω_h 、 ω_l) 后, 按 4-13 式, 在任何 ω 角频率的电压放大率数值是

$$\left. \begin{aligned} |A| &= K \times \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_1^2}} \times \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 \tau_2^2}}} \\ &= K \times \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_h}\right)^2}} \times \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_l}{\omega}\right)^2}} \end{aligned} \right\} \quad (4-26)$$

輸出比輸入的額外超前相角当是

$$\left. \begin{aligned} \theta_x &= -\operatorname{tg}^{-1} \omega \tau_1 + \operatorname{tg}^{-1} \frac{1}{\omega \tau_2}, \\ &= -\operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega}{\omega_h} + \operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega_l}{\omega}. \end{aligned} \right\} \quad (4-27)$$

如果 τ_2 甚大于 τ_1 , ω_l 甚低于 ω_h , 則在 ω_h 鄰近的頻域, 大約的講,

$$\left. \begin{aligned} |A| &\approx K \times \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_1^2}}, \\ &= K \times \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_h}\right)^2}} \end{aligned} \right\} \quad (4-28)$$

$$\left. \begin{aligned} \theta_x &\approx -\operatorname{tg}^{-1} \omega \tau_1 \\ &= -\operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega}{\omega_h} \end{aligned} \right\} \quad (4-29)$$

而在 ω_i 鄰近的頻域, 大約的講,

$$\left. \begin{aligned} |A| &\approx K \times \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 \tau_2^2}}} \\ &= K \times \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_i}{\omega}\right)^2}} \end{aligned} \right\} \quad (4-30)$$

$$\left. \begin{aligned} \theta_s &\approx \operatorname{tg}^{-1} \frac{1}{\omega \tau_2}, \\ &= \operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega_i}{\omega}. \end{aligned} \right\} \quad (4-31)$$

在介間的 ω_r ,

$$|A_r| = \frac{g_m R_b' R_c}{R_b' + R_c + \frac{C_d R_c}{C_c}} \approx K, \quad (4-32)$$

$$\theta_{sr} = 0. \quad (4-33)$$

其實, 式 4-23 到式 4-26 各式的值也可以由考慮 C_d 甚小于 C_c 的條件, 按圖 4-16 求得。

由於 C_d 甚小于 C_c , 故在 C_c 起着串連作用的低頻域, C_d 可略去(開路); 而在 C_d 起着跨接作用的高頻域, C_c 可略去(短路)。按此, 得電路在高頻率區域的簡化圖如圖 4-19, 得電路在低頻域簡化如圖 4-20。

圖 4-19 電路等於一個高基本節與一定比級的串級, 其時間常數是

$$\tau_1 = C_d R_0,$$

其定比值是

$$K_1 = -g_m R_0.$$

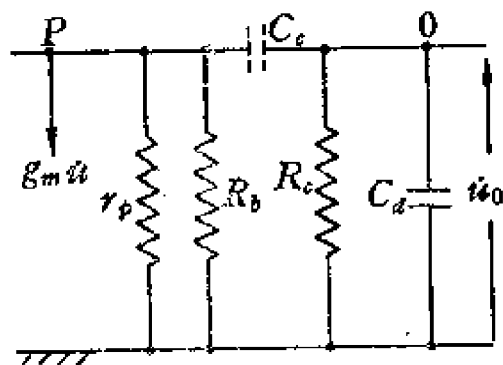


圖 4-19 R-C 放大器在高頻域的等值電路

图 4-20 电路等于一个低基本节与一定比级的串级, 时间常数是

$$\tau_2 = C_c(R_b' + R_c),$$

其定比值是

$$K_2 = -g_m R_b' \left(\frac{R_c}{R_b' + R_c} \right) = -g_m R_0.$$

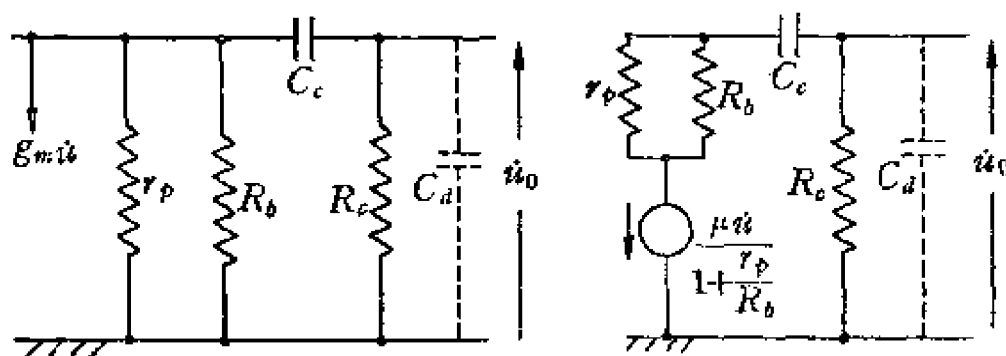


图 4-20 $R-C$ 放大器在低频域的等值电路

在介间的啣接頻域, C_c 及 C_d 都可略去 (C_c 短路, C_d 开路) 得定比级, 比是

$$K = K_1 = K_2 = -g_m R_0.$$

可見如此求得的定比级的定比值, τ_1 及 τ_2 与式 4-20 到式 4-22 一致. 复由此各式可推得式 4-23 到式 4-25.

决定 $R-C$ 电路作用頻域的因素——按上討論, (見式 4-23) $R-C$ 放大器的高端截止角頻率約是

$$\omega_h = \frac{1}{C_d R_0}.$$

故 C_d 及 R_0 决定 ω_h . 要使 ω_h 高, 就要求 C_d 小、 R_0 小.

按上討論, (見式 4-24) $R-C$ 放大器的低端截止角頻率約是

$$\omega_l = \frac{1}{C_c(R_b' + R_c)}.$$

故 C_c 及 $(R_b' + R_c)$ 决定 ω_l . 要使 ω_l 低, 就要求 C_c 大、 $(R_b' + R_c)$ 大.

ω_h 与 ω_l 的比的對数是域寬，今 $\frac{\omega_h}{\omega_l}$ 比：

$$\frac{\omega_h}{\omega_l} = \frac{C_c(R_b' + R_c)}{C_d R_0} = \frac{C_c(R_b' + R_c)^2}{C_d R_b' R_c} \quad (4-34)$$

由此式可見， C_c 、 C_d 、 R_b' 及 R_c 共同決定域寬。 C_c 与 $\frac{\omega_h}{\omega_l}$ 正比， C_d 与 $\frac{\omega_h}{\omega_l}$ 反比， R_b' 及 R_c 則視它們的相對大小而定出与 $\frac{\omega_h}{\omega_l}$ 的關係。 R_b' 与 R_c 之差愈大，則 $\frac{\omega_h}{\omega_l}$ 比愈大。 R_b' 等于 R_c 情形時， $\frac{\omega_h}{\omega_l}$ 最小。

如要求 $\frac{\omega_h}{\omega_l}$ 大，就要求大的 C_c ，小的 C_d ，大的 R_b' 与 R_c 比差。

首先討論 R_b' 及 R_c 的選擇問題。

要使 R_b' 与 R_c 差別大，可以選用 R_b' 大于 R_c ，或選用 R_c 大于 R_b' 。現在要決定究竟應用較大的 R_b' ，还是較大的 R_c 。

R_b' 包括 r_p 及 R_b 的并連，因此在三极管电路只能使 R_b' 小而 R_c 大。

在五极管电路， r_p 是大的，構成于 r_p 及 R_b 并連的 R_b' 乃可取大的值；但是 R_b 是鋇流直流分量所經過的，用小的 R_b 就代表鋇流直流分量可以較大。因此，如果要追求电子管以較大的鋇流运用，就要求用小的 R_b 值。于是就只能使 R_b' 小而 R_c 大。

因此不論在三极管电路或五极管电路，都用 R_c 大于 R_b' 的做法，以得到大的 $\frac{\omega_h}{\omega_l}$ 比。

將 $\frac{\omega_h}{\omega_l}$ 式重寫作为 $\frac{R_c}{R_b'}$ 的函数，

$$\frac{\omega_h}{\omega_l} = \frac{C_c}{C_d} \frac{\left(1 + \frac{R_c}{R_b'}\right)^2}{\frac{R_c}{R_b'}} \quad (4-35)$$

用曲綫表示，得图 4-17 曲綫。在特殊的放大器里 $\frac{R_c}{R_b'}$ 达 200，得

$\frac{\omega_h}{\omega_l}$ 約为 $200 \frac{C_c}{C_d}$ 。

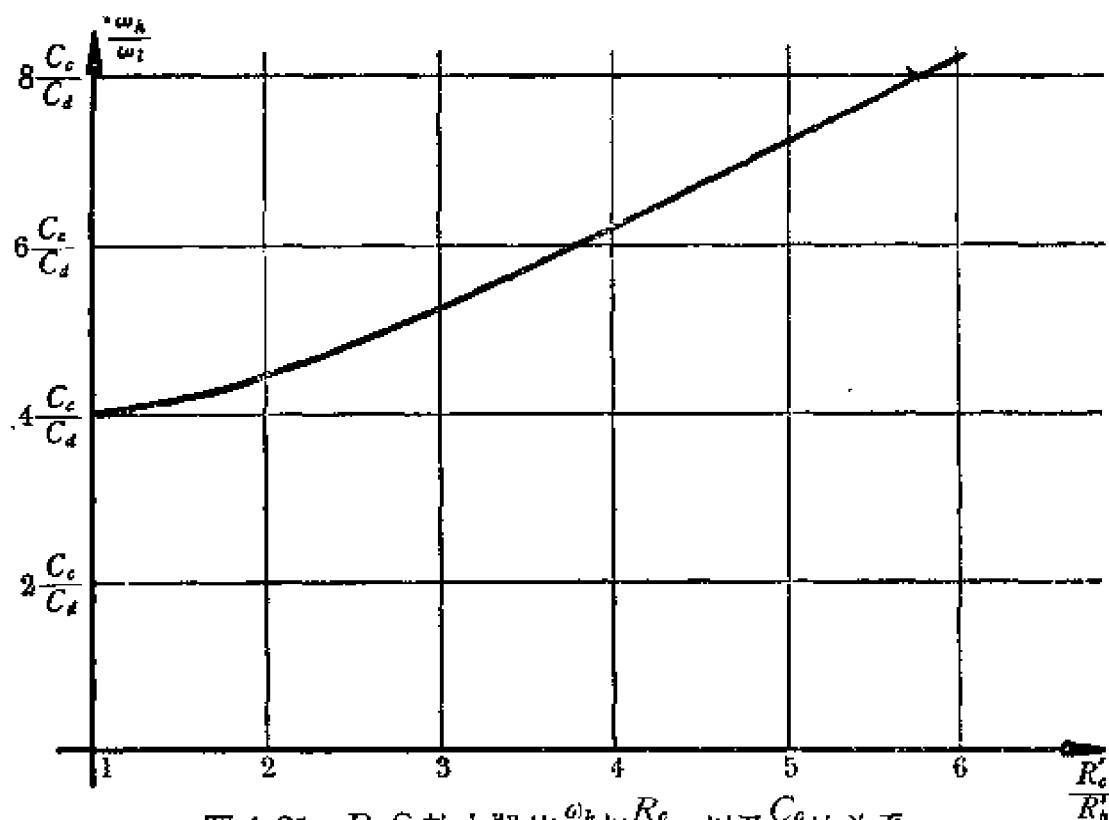


图 4-21 R-C 放大器的 $\frac{\omega_h}{\omega_l}$ 与 $\frac{R_c}{R_b}$, 以及 $\frac{C_c}{C_d}$ 的关系

为了使 $\frac{\omega_h}{\omega_l}$ 大, 应该使 R_c 大, 使 C_c 大. 在 ω_l 式看来, 加大 R_c 和加大 C_c 都是使 ω_l 减低, ω_l 低了, $\frac{\omega_h}{\omega_l}$ 就大. 现在要考虑如何选择 R_c 和 C_c .

首先 R_c 的值是有限度不许过大的. 限制的理由是, C_c 难免漏电, C_c 的漏电阻要与 R_c 将板压直流分量分压. 如果 R_c 过大将得过大的漏出正的直流输出分量, 这是不希望的, 尤其在后接电路为后置放大级的栅电路的情形. 不许用 R_c 过大的另一原因是, 为避免后置放大级栅回路正离子流引起的二次电子流的累叠. 在后接级的阴极电流大的功率级时, 特别要限制. 一般在后级电路并无过大阴极电流的情形, R_c 不大于 2×10^6 欧, 在后级电路阴极电流相当大的情形, R_c 不大于 10^5 欧.

C_c 是宜用大的, 这样可以得大的 $\frac{\omega_h}{\omega_l}$ 、低的 ω_l . 但 C_c 也不许过大. 因为 C_c 一大, 它的漏阻也要随着减小, 因此 C_c 的值尽大不

应使漏电阻过分大。 C_c 的漏电阻至少是 R_c 的 1,000 倍。此外, C_c 电容对“地”之間要存在电容, 構成 C_d 之一部分, 使 C_c 大, 將使 C_d 增大, 故 C_c 增大不利于放大器的高頻域性能。

除了上面所說的理由, 限制 R_c 和 C_c 不能过大以外, 其它一些实用上的限制, 限制 R_c 和 C_c 不許过大。

將在反饋放大器章里談到, 級数多于三級的放大器的公共高压电源公共內阻抗, 会引起一些意外的反饋而使整个放大器振盪。公共高压电源的公共內阻抗在通常頻域是短路, 但在較低頻率, 公共阻抗值就大起来。为了防止电源公共內阻抗引起意外反饋造成振盪, 就應該使各放大級的低頻率电压放大率减低。所以在电源內阻抗比較大的三級以上的放大器, 各級的 ω_i 就不能太大, 也就是 C_c 和 R_c 不能太大。

此外, 放大器的輸入电压不免有时包括一些大幅度的冲激。如果輸出冲激的幅度大于下一級电路的栅偏压值, 就要发生下一級的栅流。栅流流經 R_c 电阻发生負的輸出电压, 这个負的輸出电压的大小接近等于上級輸出冲激的幅度。在冲激的幅度很大的情形, 上述負的輸出电压甚至使下級电子管过截止。冲激所造成的輸出負电压是指数式减退的, 减退的快慢决定于時間常数 $C_c (R_b' + R_c)$, $C_c (R_b' + R_c)$ 時間常数愈大, 則每次冲激后放大器停止作用的过截止期也愈大。为了减低过截止期, 实用上限制了 $C_c (R_b' + R_c)$ 時間常数, 也就是限制了 $\omega_i = \frac{1}{C_c (R_b' + R_c)}$ 不能过低。

現在来考虑 R_b 值的选择。

R_b 是 R_b' 的構成部分, 在五极管, R_b 几为 R_b' 的全部。又因每每用 R_c 很大于 R_b' , 故 R_b 在一定意义上代表着 R_b 。 R_b 的大小因此是十分直接影响及电路的电压放大率数值及高頻域性能的。在要求大的电压放大率的情形, 應該用比較大的 R_b , 而用五极管, 而在要求电路的高頻域頻率响应性能良好的情形, 則用比較小的 R_b 值。

在三极管电路, 因 r_p 较小, R_b 并不单独决定 R_b' , 也不能决定 R_0 值. 因此, 在三极管电路, R_b 值的大小对放大器的电压放大率数值及高频域响应性能的影响就将不如在五极管电路中那样直接. 用小的 R_b 固使电路的电压放大率减小, 高频域响应性好, 用大的 R_b 至多使电路的电压放大率增大到 μ , 至多使电路的高端截止角频率低到 $\frac{1}{C_b r_p}$. 通常在三极管电压放大级中多用较大的 R_b . 这种做法, 其目的并不只是为了要争取较大的电压放大率数值, 通常三极管电路所用的 R_b 较大, 其实是在目的在求得较低的非线性失真. 三极管电路的 R_b 选择主要并不在电压放大率 and 高端截止角频率方面考虑.

R_c 、 C_c 及 R_b 的选择原则便是如此.

单级 $R-C$ 电路的频域品质——电路的频域品质是电路的作用频域的宽广度. 作用频域愈宽的电路称为频域品质愈好的电路. 作用频域以高端截止角频率与低端截止角频率的比来衡量, 或以此比的对数计.

往往电路的作用频域的愈宽广者, 其在作用频域内的性能愈均匀. 作用频域愈宽广的电路, 往往在具作用频域内具有较作用频域较狭的电路更平的频率响应性能, 具有较后者更低的额外相移 (额外相移, 指差别于此电路在通带中心的相移的值). 于是以域宽来形容一个电路的品质, 实有双重意义.

单级的 $R-C$ 放大器的频率响应性能及相移性能是全决定于电路元件所决定的 τ_1 (或 ω_h) 及 τ_2 (或 ω_l) 的. $R-C$ 放大器具有基本节的性. 故不同元件值配合得的电路具有同一类型的频率响应曲线及相移曲线. 不同的配合所得不同的 K 值仅使放大器的 $|A|-\omega$ 曲线沿 $|A|$ 轴上下; 不同的配合所得不同的 τ_1 ($=\frac{1}{\omega_h}$) 及 τ_2 ($=\frac{1}{\omega_l}$) 仅使 $|A|-\omega$ 及 $\theta-\omega$ 曲线沿 ω 轴左右.

图 4-22 示某二个 $R-C$ 放大级的 $|A|-\omega$ 图和 $\theta-\omega$ 图, 图

中实綫代表电路之一的性能，虛綫代表电路之二的性能。图例示的情形：二电路的 K 值相同，二电路的 ω_l 相同，但图例的实綫性能的 ω_h 低于虛綫性能的 ω_h 。

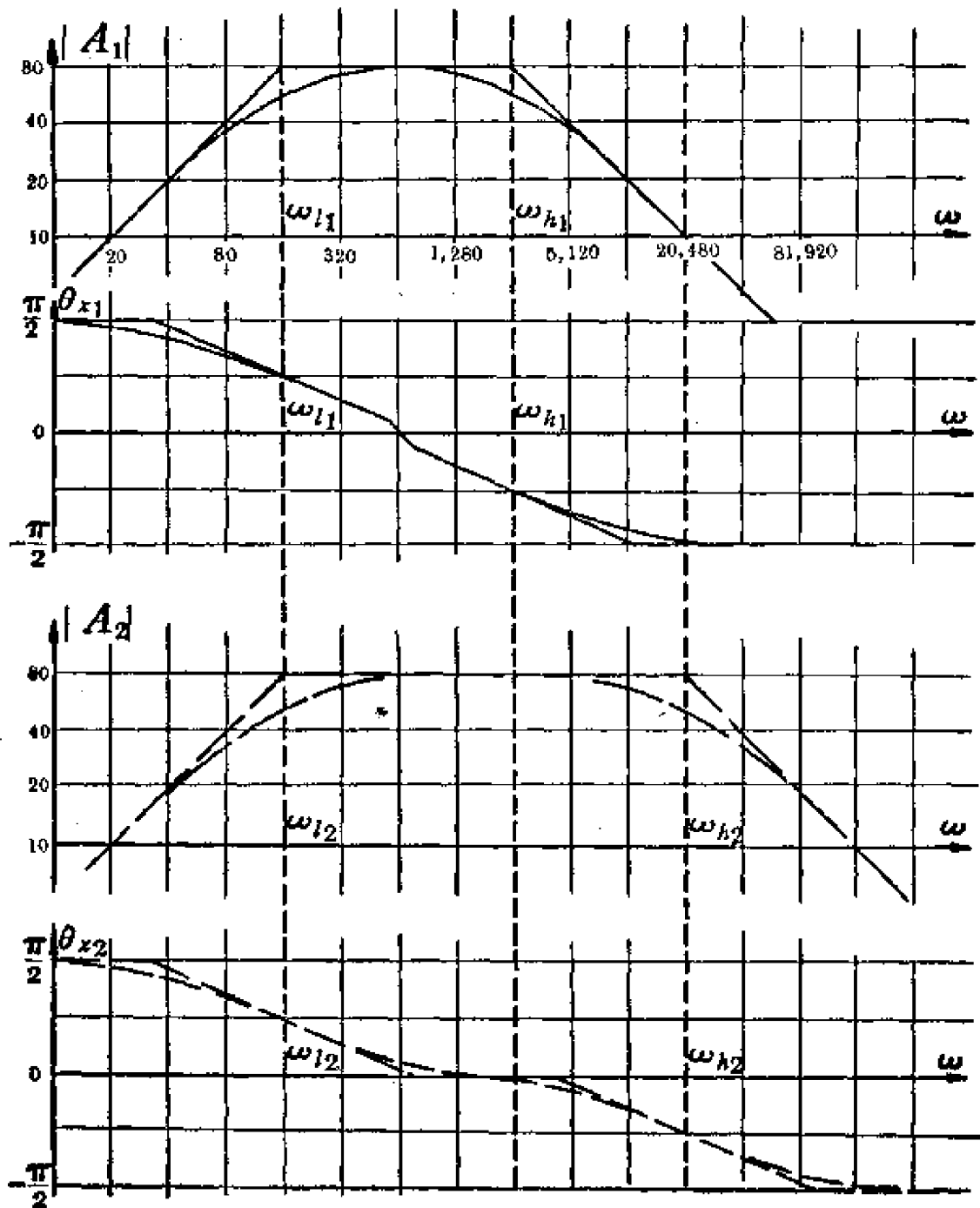


图 4-22 $\frac{\omega_h}{\omega_l}$ 值与频域品質的关系

由图可见, 电路二较电路一为优之处非但在于 $\frac{\omega_h}{\omega_l}$ 较大, 电路二在 ω_h 及 ω_l 之间的 $|A|-\omega$ 曲线要比电路一的曲线平许多, 此外, 电路二的 θ_x 更近 0 值。

故带宽品质愈佳的 (单级) $R-C$ 放大器, 其在作用频域内的响应品质及相移品质亦愈优。

一般 $\frac{\omega_h}{\omega_l}$ 在 $e^\pi = 23.2$ 以上的级称为宽域的级, 因为 $\theta_x-\omega$ 折线的斜线部分的斜率是 $-\frac{1}{2}$, 如 $\frac{\omega_h}{\omega_l}$ 是 23.2, 经过 ω_l 点的 $\theta_x-\omega$ 近似直线与经过 ω_h 点的 $\theta_x-\omega$ 近似直线正相衔接。如 $\frac{\omega_h}{\omega_l}$ 大于 23.2, 则在 ω_l 左右可得一平的曲线上 $\theta_x-\omega$ 段, 即 θ_x 为 0 的频域。在这个频域内无延迟失真。故简单的 $R-C$ 放大级用于对付视频信号的用途, 必须是 $\frac{\omega_h}{\omega_l}$ 大于 23.2 的级。例子见图 4-17 和图 4-18。

4-8 阴极旁路电容 C_k 及帘栅旁路电容 C_s 对电压放大率的影响

阴极旁路电容 C_k 及帘栅旁路电容 C_s 是用来短路阴极电流的交流分量及帘栅电流的交流分量的。我们希望 R_k 电阻只生直流降压, 对 R_s 电阻的要求也是如此。但在比较低的频率, C_k 及 C_s 的电抗不能视为短路, 阴极回路及帘栅回路中仍将存在交流对输入的电压响应, 于是控制板流的栅极-阴极之间的电位差及帘栅-阴极之间的电位差中将包括代表响应电流的分量, 也就是说, 发生了对板流的再度控制。原来, 如果 C_k 及 C_s 是完善的交流短路, 栅极和“地”之间的外来输入电压对板流只生一次控制而无再度控制。再度的板流控制使问题复杂化。

再度控制所引起的問題主要在二方面: 一方面是电路非线性失真的改变, 另一方面是电路电压放大率的频率响应特性和相移特性的改变。我们现在只就后二者性能的改变方面加以讨论。

三极管电路的 C_k-R_k 组合问题——当电路板极-阴极间开路

时, 板流是 0 (均指交流情况). 在阴极 Z_k 中不生任何对輸入 $\dot{u}_i$ 的电压响应 (这里 $\dot{u}_i$ 是一个微輸入). 于是栅极-阴极之間淨电位差即 $\dot{u}_i$, 于是板极-阴极間开路电势是 $-\mu\dot{u}_i$.

而当电路的板极-阴极間短路时, 板回路电压是 0, 这时按

$$\dot{i}_a = \frac{\dot{u}_a + \mu\dot{u}_c}{r_p}.$$

式, 得

$$\dot{i}_a = \frac{-\dot{i}_a Z_k + \mu(\dot{u}_i - \dot{i}_a Z_k)}{r_p}.$$

整理得

$$\dot{i}_a = \frac{\mu\dot{u}_i}{r_p + (1 + \mu)Z_k}. \quad (4-36)$$

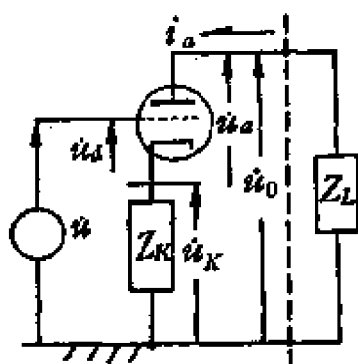


图 4-23

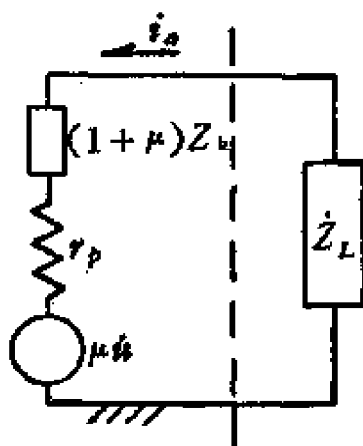


图 4-24 图 4-23 电路的等值电路

得知了这些开路电势及短路电流, 就可以画出等值电路. 图 4-24 示图 4-23 电路等值成为内电势为 $-\mu\dot{u}_i$, 内阻抗为 $[r_p + (1 + \mu)Z_k]$ 的串連电路. 内阻抗是开路电压和短路电流的比.

現在我們討論当 Z_k 是 $C_k - R_k$ 并連組合时的情形. 在

$$Z_k = \frac{R_k}{1 + j\omega C_k R_k}.$$

时,图 4-24 电路成为图 4-25 电路。

在 $R-C$ 放大器, 负载回路(主要)是一个电阻, 以图中的 Z_L 为电阻 R_L ,

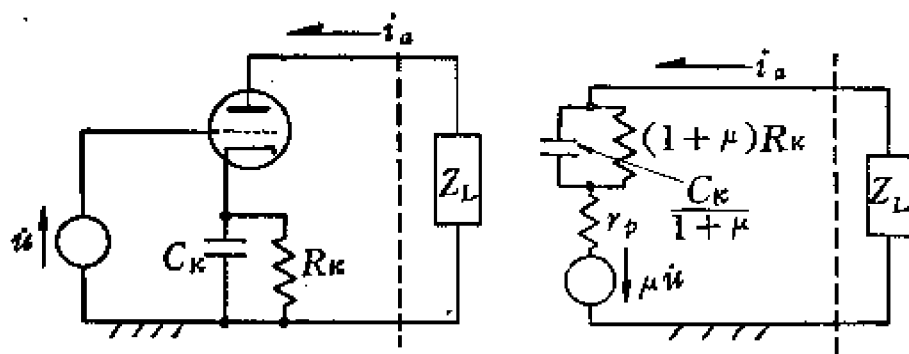


图 4-25

得在 R_L 二端对输入 u_i 的响应是

$$\begin{aligned} u_L &= \frac{-\mu u_i R_L}{R_L + r_p + \frac{(1+\mu)R_k}{1+j\omega C_k R_k}} \\ &= \frac{-\mu u_i R_L (1+j\omega C_k R_k)}{[(1+\mu)R_k + R_L + r_p] \cdot \left[1 + \frac{R_L + r_p}{(1+\mu)R_k + R_L + r_p} j\omega C_k R_k\right]} \end{aligned}$$

如称 $C_k R_k = \tau_- = \frac{1}{\omega_-}$,

又 $\frac{R_L + r_p}{(1+\mu)R_k + R_L + r_p} C_k R_k = \tau_+ = \frac{1}{\omega_+}$,

则 $A = \frac{u_L}{u_i} = \frac{-\mu R_L (1+j\omega \tau_-)}{[(1+\mu)R_k + R_L + r_p] (1+j\omega \tau_+)}$. (4-37)

这是一个阶节。它犹如一个高基本节抽去一个高基本节, 或一个低基本节抽去一个低基本节。今 τ_- 必大于 τ_+ , 故这是升比阶节。

按式 4-37, 得 $|A|-\omega$ 图和 $\theta_s-\omega$ 图如图 4-26 和图 4-27 所示。图中虚折线是各个别基本节的性能, 实线是合成性能。图中的例是 $\omega_+ = 2\omega_-$, 即 $\tau_+ = \frac{1}{2} \tau_-$, 即 $\frac{R_L + r_p}{(1+\mu)R_k + R_L + r_p} = \frac{1}{2}$ (通常

的三极管 $R-C$ 放大級的設計是: R_L 相当大于 r_p , R_k 約是 $\frac{1}{\mu}$ -倍 R_L , 得 $\frac{R_L + r_p}{(1 + \mu)R_k + R_L + r_p} \rightarrow \frac{1}{2}$, 故上例具有說明一般情况的实际意义).

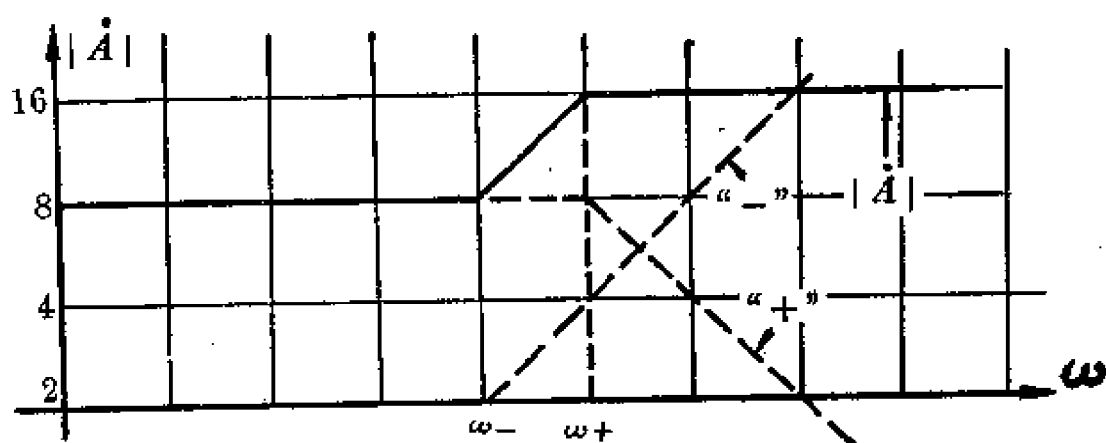


图 4-26 C_k-R_k 組合对 $|A|-\omega$ 曲綫的影响

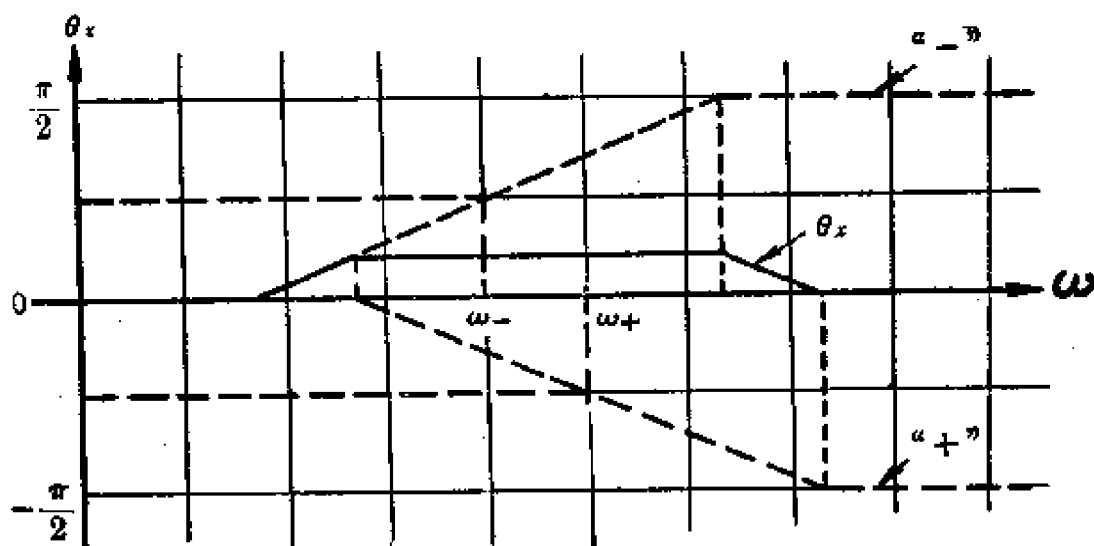


图 4-27 C_k-R_k 組合对 $\theta-\omega$ 曲綫的影响

图 4-26 指出, 电路的电压放大率数值 $|A|$ 是变的. 而如果阴极回路阻抗是短路, $|A|$ 將是一个定值. 在 $\omega > \omega_+$ 的較高頻率区域, $|A|$ 趋于一个較高的定值; 在 $\omega < \omega_-$ 的区域, $|A|$ 趋于一个較低的定值. 在 $\omega > \omega_+$ 的区域, $|A|$ 所趋向的值, 是以 Z_k 为短路的电压放大率数值, 它是

$$\frac{\mu R_L}{R_L + r_p}.$$

而在 $\omega < \omega_-$ 的区域, $|A|$ 所趋向的值是以 Z_k 为 R_k 的电压放大率数值, 它是

$$\frac{\mu R_L}{(1 + \mu) R_k + R_L + r_p}.$$

这里可见, C_k 对 R_k 的不完善短路, 其极端的影响是电压放大率在低于 ω_+ 的频段以

$$\frac{R_L + r_p}{(1 + \mu) R_k + R_L + r_p}.$$

极端比值降落. 在一般 $R-C$ 放大器, 按一般设计, 这值约 $\frac{1}{2}$.

C_k 对 R_k 的不完善短路所引起的 $|A|$ 变现象在 $\omega = \omega_+$ 的区域开始显现. ω_+ 是

$$\omega_+ = \frac{1}{C_k R_k} \frac{(1 + \mu) R_k + R_L + r_p}{R_L + r_p}.$$

故 $C_k R_k$ 时间常数决定响应跌落的频率, 使 $C_k R_k$ 积较大, 将得响应跌落发生于较低频率.

由图 4-27 可见, 电路的额外相移 θ_x 是变的. 如果阴极回路阻抗是短路, θ_x 将保持为 0 值. 如今在 ω 甚高于 ω_+ 的频段, θ_x 是 0, 在 ω 甚低于 ω_- 的频段, θ_x 亦是 0, 而在 ω 为 ω_- 、 ω_+ 之间左右的频段, 有一个额外超前的相角. 这额外超前的相角的最大值发生在

$$\omega = \omega_M = \sqrt{\omega_+ \omega_-} = \sqrt{\frac{(1 + \mu) R_k + R_L + r_p}{R_L + r_p}} \frac{1}{C_k R_k},$$

其值是

$$\theta_{xM} = \frac{\operatorname{tg}^{-1} \left(\sqrt{\frac{\omega_+}{\omega_-}} - \sqrt{\frac{\omega_-}{\omega_+}} \right)}{2}.$$

图 4-27 所示的例子, $\frac{\omega_+}{\omega_-} = 2$, $\theta_{xM} = 17.6^\circ$.

根据以上討論,一級以 $C_k - R_k$ 組合自生柵偏压的 $R-C$ 放大級的頻率响应性能及相移性能就不能按 4-7 节的討論得知, 因为 4-7 节中沒有考虑到 $C_k - R_k$ 組合將引起的問題. 用 $C_k - R_k$ 組合自生柵偏压的放大級在 $\omega_+ = \frac{1}{C_k R_k}$ 左近的頻域要发生額外的电压放大率数值 $|A|$ 的降落及在一个頻域中的額外的相移超前一个相角.

完整的三极管 $R-C$ 放大器等值电路見图 4-28.

图 4-28 电路是比較繁的电路, u_0 对 u_i 的响应情况很复杂.

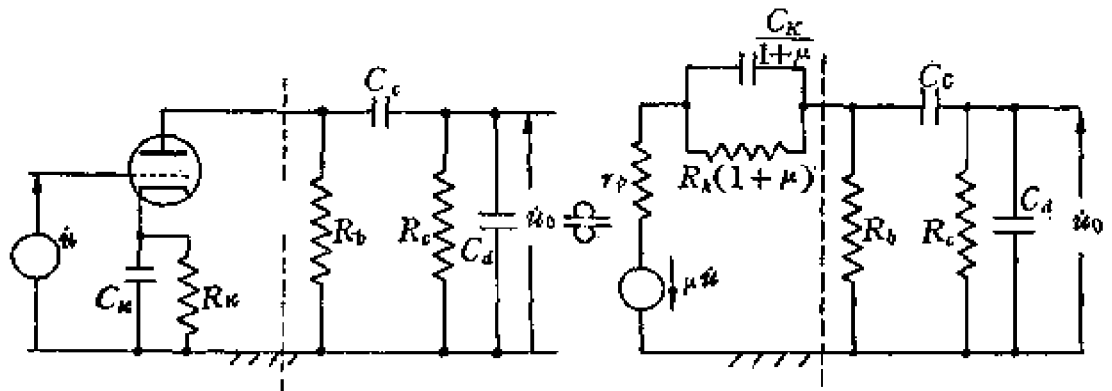


图 4-28 用 $C_k - R_k$ 組合是柵偏压的 $R-C$ 放大器的等值电路

不过, 在 R_c 甚大于 R_b 的情形, 在 R_b 二端右視接近空載, 于是要求得 u_0 对 u_i 的近似响应, 就可以先考虑輸入回路只包括 R_b 一者, 求出 R_b 二端对 u_i 的响应, 再考虑 u_0 作为 C_c 及 C_d , R_c 將 R_b 二端电压的分压. 于是要求出 u_0 对 u_i 的响应关系, 就等于求知 R_b 二端对 u_i 的电压响应关系与 C_c 及 C_d , R_c 分压关系的乘积.

R_b 二端对 u_i 的响应关系具有阶节的性, 而 C_c 及 C_d , R_c 組合为一低基本节及一高基本节的串級. 按串級方法, 可以求得 u_0 对 u_i 的(大約)响应关系. 图 4-29 示求得的 $|A| - \omega$ 关系, 图 4-30 示求得的 $\theta_x - \omega$ 关系. 图中的

$$\left. \begin{aligned} \omega_h &\approx \frac{1}{C_d R_b}, \\ \omega_l &\approx \frac{1}{C_c R_c}, \end{aligned} \right\} \text{(因 } R_b \text{ 甚小于 } R_c)$$

$$\omega_+ = \frac{1}{C_k R_k},$$

$$\omega_- = \frac{R_L + r_p}{(1 + \mu) R_k + R_L + r_p} \cdot \frac{1}{C_k R_k}.$$

图 4-29 在 $\omega = \omega_+$ 及 $\omega = \omega_-$ 間有一跌落扭曲. 图 4-30 有一 θ_x 大于 $\frac{\pi}{2}$ 的頻域, $\dot{A}$ 矢量的全頻域軌跡图將局部旋入第四象限.

用 $C_k - R_k$ 組合以自生栅偏压必然引起 $\dot{A} - \omega$ 关系中串入一个阶节. 不論 $C_k - R_k$ 組合的时间常数大小, $|\dot{A}| - \omega$ 关系中总要发生一个阶变, $\theta_x - \omega$ 关系中总要发生在一个頻域內的額外超前. $|\dot{A}| - \omega$ 关系的阶变和 $\theta_x - \omega$ 关系的額外超前发生在相同頻域. 額外超前的相角最大的頻率就是 $|\dot{A}| - \omega$ 关系在对数-对数座标上的曲綫斜率最大的頻率. 这是阶节的中心角頻率,

$$\omega_M = \frac{1}{C_k R_k} \sqrt{\frac{R_L + r_p}{(1 + \mu) R_k + R_L + r_p}}.$$

如果阶节的中心角頻率比較高, 那么阶节的阶变性能就会表現在放大級的通帶內, 使放大級通帶內低頻域的 $|\dot{A}| - \omega$ 性能有一个額外的跌落; 如果使阶节处在比較低頻域, 使阶节的阶变性能不影响放大級通帶內的 $|\dot{A}| - \omega$ 性能, 則阶节的額外相移就要使这放大級的低頻域 θ_x 在局部頻域大于 $\frac{\pi}{2}$, 因为 $R - C$ 放大級本身在通帶以下, θ_x 已很靠近 $\frac{\pi}{2}$.

于是, 用 $C_k - R_k$ 組合自生栅偏压必不能免除对该放大級电压放大率的影响: 或者影响通帶內的电压放大率数值, 或者使通帶以下的相移超出 $\frac{\pi}{2}$.

在通常三极管 $R - C$ 放大級电路, 每每設計使阶节所在的頻域远低于放大器通常的低截止角頻率以下. 这样的是为了免除阴极阶节对通常內 $|\dot{A}|$ 值影响. 但按这样的設計, 在低頻域要有一个相移大于 $\frac{\pi}{2}$ 的頻域(当然, 在极低頻域, θ_x 仍回復为 $\frac{\pi}{2}$).

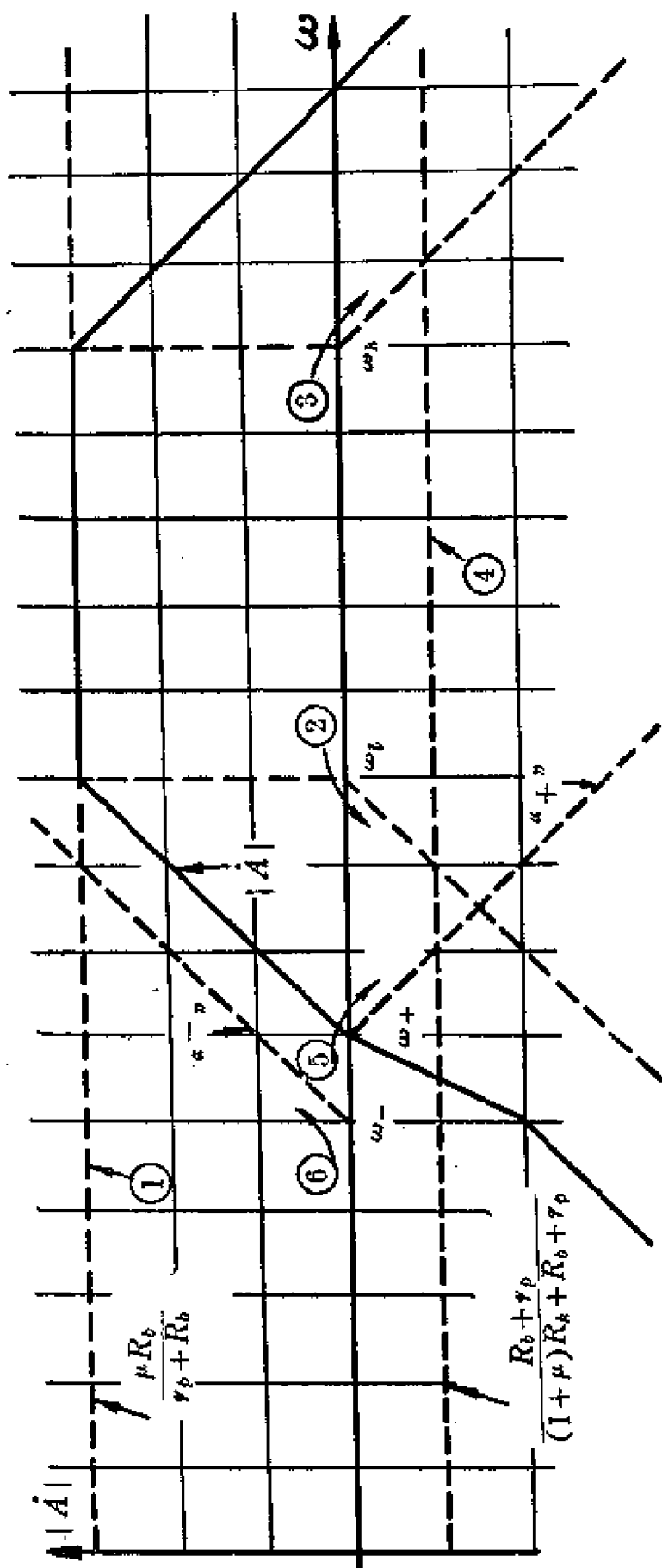


图 4-29 图 4-28 电路的 $|A| \sim \omega$ 关系

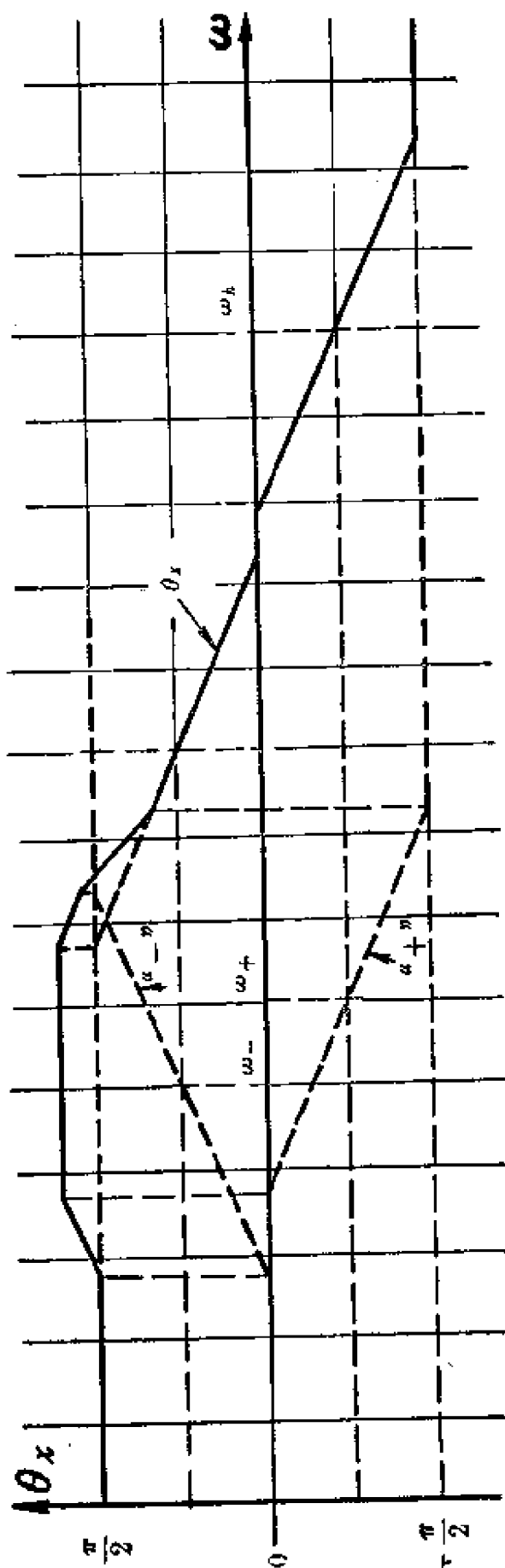


图 4-30 图 4-28 电路的 θ_x - ω 关系

在作为負反饋或是强負反饋放大器相成級的 $R-C$ 放大級, 可以設計使阶节所在的頻域在放大級的通帶內而尽量靠近放大級本身的低端截止角頻率, 使总的 θ_s 不超过 $\frac{\pi}{2}$, 即: 使 $C_k R_k = \frac{1}{\omega_l}$; 或設計使阶节处在通帶的高端, 即: 使 $C_k K_k = \frac{1}{\omega_h}$; 或設計使 ω_s 非常非常低于 ω_l , 使 θ_s 超出 $\frac{\pi}{2}$ 的頻率成为极低, 以得相应的 $|A|$ 为极小。

如果仅要避免阴极阶节影响通帶 $|A|$, 就仅要求使阶节的 ω_s 足够的低于通帶低端截止角頻率。

五极管电路的 C_k-R_k 組合問題——五极管电路的簾柵回路方式有二种: 一种是回向阴极, 一种是回向“地”。回向阴极电路的簾柵流不經過阴极回路, 是比较簡洁的回路方式。图 4-31 示簾柵回路回向阴极的布置, 图 4-32 示簾柵回路回向“地”。如果簾柵压由与飯源电压公共的电源經电阻降压供給, 則將簾柵旁路电容回路接向阴极与图 4-31 相当, 將簾柵回路电容回向“地”与图 4-32 电路相当, 因为旁路电容供給簾柵交流回路。

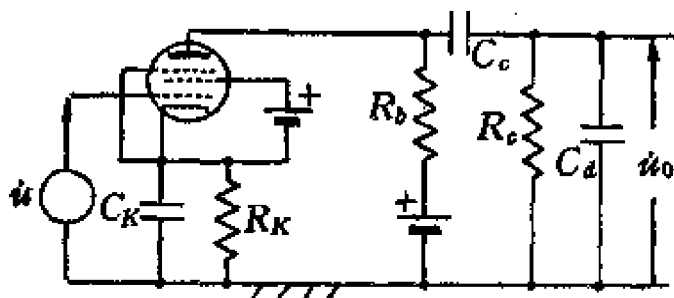


图 4-31

現在我們討論簾柵回路回向阴极的情形, 首先假定簾柵回向阴极的回路是实际上的短路。

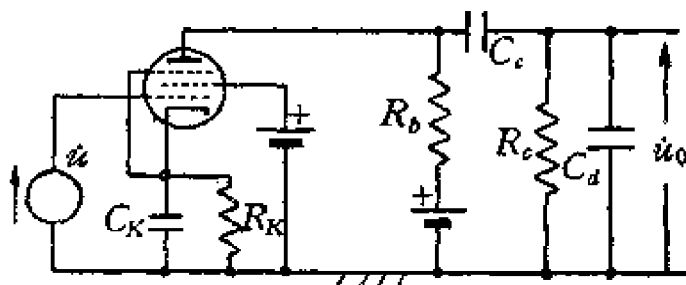


图 4-32

五极管的栅极-阴极之间加上一个电压 $\dot{u}_d$ 时, 在板路驱动一个板流:

$$\dot{i}_a = g_m \dot{u}_d.$$

$\dot{i}_a$ 流经阴极回路阻抗 $\dot{Z}_k$, 生降压

$$\dot{u}_k = \dot{i}_a \dot{Z}_k.$$

这 $\dot{u}_k$ 是栅极和阴极之间的电位差 $\dot{u}_d$ 的一部分. $\dot{u}_d$ 是

$$\dot{u}_d = \dot{u} - \dot{u}_k.$$

以上 $\dot{u}$ 为输入电压, $\dot{u}$ 在栅极和“地”之间.

于是板流是

$$\begin{aligned} \dot{i}_a &= g_m \dot{u}_d \\ &= g_m (\dot{u} - \dot{u}_k) \\ &= g_m (\dot{u} - \dot{i}_a \dot{Z}_k), \end{aligned}$$

即

$$\dot{i}_a = \frac{g_m \dot{u}}{1 + g_m \dot{Z}_k}. \quad (4-38)$$

这式考虑到阴极电压响应再度控制板流, 表达了有效跨导关系.

在 $\dot{Z}_k$ 是 R_k 及 C_k 的并连的情形,

$$\dot{Z}_k = \frac{R_k}{1 + j\omega C_k R_k}.$$

代入 $\dot{i}_a$ 式, 得有效跨导是

$$\begin{aligned} \frac{\dot{i}_a}{\dot{u}} &= \frac{g_m}{1 + g_m \frac{R_k}{1 + j\omega C_k R_k}}, \\ &= \frac{g_m (1 + j\omega C_k R_k)}{(1 + g_m R_k) \left(1 + j\omega \frac{C_k R_k}{1 + g_m R_k} \right)}. \end{aligned} \quad (4-39)$$

这个有效跨导关系具有阶节的性. 由式可见其中相当的串级的高基本节的时间常数是

$$\tau_+ = \frac{C_k R_k}{1 + g_m R_k},$$

而抽去的高基本节的时间常数是

$$\tau_- = C_k R_k.$$

按此重寫式 4-39, 有效跨導是

$$\frac{i_a}{i_b} = \frac{g_m(1+j\omega\tau_-)}{(1+g_mR_k)(1+j\omega\tau_+)} \quad (4-40)$$

如以 ω_+ 及 ω_- 來表達階節的二個參量, 則

$$\omega_+ = \frac{1}{\tau_+} = \frac{1+g_mR_k}{C_kR_k},$$

$$\omega_- = \frac{1}{\tau_-} = \frac{1}{C_kR_k},$$

$$\text{階變比} = \frac{\omega_+}{\omega_-} = 1+g_mR_k.$$

原來, 在簡單的單級 $R-C$ 放大級,

$$A = -K \times \frac{1}{1+j\omega\tau_1} \times \frac{1}{1+\frac{1}{j\omega\tau_2}},$$

其中

$$K = \frac{g_mR_b'R_c}{R_b' + R_c + \frac{C_d}{C_c}R_c} \left[1 + \frac{1 - \sqrt{1 - \frac{4(C_dR_b'R_c)}{C_c(R_b' + R_c + \frac{C_d}{C_c}R_c)^2}}}{1 + \sqrt{1 - \frac{4(C_dR_b'R_c)}{C_c(R_b' + R_c + \frac{C_d}{C_c}R_c)^2}}} \right],$$

$$\tau_1 = \frac{C_c(R_b' + R_c + \frac{C_d}{C_c}R_c)}{2} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{4(C_dR_b'R_c)}{C_c(R_b' + R_c + \frac{C_d}{C_c}R_c)^2}} \right],$$

$$\tau_2 = \frac{C_c(R_b' + R_c + \frac{C_d}{C_c}R_c)}{2} \left[1 + \sqrt{1 - \frac{4(C_dR_b'R_c)}{C_c(R_b' + R_c + \frac{C_d}{C_c}R_c)^2}} \right].$$

或 (見式 4-20)

$$K \approx g_mR_0,$$

(見式 4-21)

$$\tau_1 \approx C_dR_0 \left(= \frac{1}{\omega_1} = \frac{1}{\omega_k} \right),$$

(見式 4-22)

$$\tau_2 \approx C_c(R_b' + R_c) \left(= \frac{1}{\omega_2} = \frac{1}{\omega_l} \right).$$

考虑有效跨导为式 4-39 关系后, 一个 $R-C$ 放大级的 $\dot{A}$ 是

$$\dot{A} = - \frac{g_m(1+j\omega\tau_-)R_0}{(1+g_mR_k)(1+j\omega\tau_+)} \times \frac{1}{1+j\omega\tau_1} \times \frac{1}{1+\frac{1}{j\omega\tau_2}} \quad (4-41)$$

这是一个阶节串了一个高基本节和一个低基本节。

用 C_k-R_k 组合自生栅偏压就向 $\dot{A}-\omega$ 关系引入一个阶节。不论 C_k-R_k 组合的时间常数大小, $|\dot{A}|-\omega$ 关系中总要发生一个阶变, $\theta_s-\omega$ 关系中总要发生在一个频域内的相角额外超前。 $|\dot{A}|$ 的阶变和 θ_s 的额外超前发生在相同频域。额外超前相角最大的频率就是 $|\dot{A}|-\omega$ 关系在对数-对数坐标上的曲线斜率最大的频率。这是阶节的中心角频率:

$$\omega_M = \sqrt{\omega_+\omega_-} = \frac{1}{C_kR_k} \sqrt{1+g_mR_k}.$$

如果阶节的中心角频率比较高, 那么阶节的阶变性能就会表现在放大级的通带内, 使放大级通带内低频域的 $|\dot{A}|-\omega$ 曲线有一个跌落。如果使阶节处在比较低频域, 使阶节的阶变性能不影响放大级通带内的 $|\dot{A}|-\omega$ 性能, 则阶节的额外相移就要使这放大级的低频域 θ_s 在局部频域内大于 $\frac{\pi}{2}$, 因为 $R-C$ 放大级本身在通带以下的 θ_s 已很靠近 $\frac{\pi}{2}$ 。

于是, 用 C_k-R_k 组合自生栅偏压必不能免除对该放大级电压放大率的影响: 或者影响通带内的电压放大率数值, 或者使通带以下的相移超出 $\frac{\pi}{2}$ 。

如果要求阴极阶节只能轻微的影响放大器通带内的 $|\dot{A}|-\omega$ 曲线, 应该使阶节的阶变上边缘 ω_+ 相当的低于放大器通带低端截止角频率 ω_l :

$$\omega_+ = \frac{1+g_mR_k}{C_kR_k} \ll \omega_l.$$

也就是要做到

$$\omega_l C_k R_k \gg 1 + g_m R_k,$$

$$\omega_l C_k R_k \gg g_m R_k,$$

$$\omega_l C_k R_k \gg 1.$$

按式 4-39, $C_k - R_k$ 組合使有效跨导变为:

$$\frac{i_a}{\dot{u}} = \frac{g_m}{1 + \frac{g_m R_k}{1 + j\omega_l C_k R_k}}.$$

所以在 ω_l 角頻率, 有效跨导的改变比是

$$\frac{1}{1 + \frac{g_m R_k}{1 + j\omega_l C_k R_k}} \approx \frac{1}{1 + \frac{g_m R_k}{j\omega_l C_k R_k}} = \frac{1}{1 + \frac{g_m}{j\omega_l C_k}}.$$

这比例的值是

$$\sqrt{\frac{1}{1 + \frac{g_m^2}{\omega_l^2 C_k^2}}},$$

于是如果要做到阴极阶节在通帶內对 $|A|$ 的减低不超出 $N\%$, C_k 的值应是

$$C_k \geq \frac{g_m}{\omega_l} \sqrt{\frac{50}{N}}. \quad (4-42)$$

所以 C_k 值的选定与 R_k 基本上無關.

举一个例, 如 $g_m = 1$ 毫安/伏, $\omega_l = 2\pi \times 50$, $N = 2$, 則 $C_k \geq \frac{50}{\pi}$

微法(是一个大值).

为了用簡便的方法得到栅偏压, 往往用 $C_k - R_k$ 組合. 但是, 用了 $C_k - R_k$ 組合就反正不能免除引入一个阶节. 如果要避免阴极阶节影响通帶 $|A|$ 值, 就要求用很大值的 C_k (按式 4-42). 但是, 如此做法, 則阴极阶节要使 θ_x 在低頻域的一段超出 $\frac{\pi}{2}$. 作为負反饋或强負反饋放大器的構成級, 这是應該避免的. 而如果要避免 θ_x 过大, 就只能讓阶节进入放大器通帶內.

这种矛盾无法调和。

我們知道,阶节等值于二个同类基本节的特殊形式串级,如考虑着作为二个高基本节的串级,与 $R-C$ 放大级本身所包括的一个高基本节合计,就共有三个高基本节串级。其中包括 $R-C$ 放大级本身的高基本节(截止角频率是 $\omega_h = \omega_l = \frac{1}{C_d R_0}$),阶节的一个高基本节(截止角频率是 $\omega_+ = \frac{1 + g_m R_k}{C_k R_k}$)和阶节的一个抽去的高基本节(截止角频率是 $\omega_- = \frac{1}{C_k R_k}$)。显然的,如果使阶节中抽去的高基本节正等于放大级本身的高基本节,电路总净包括的高基本节将只有一个,截止角频率就是 ω_+ 。

这就是说,如果使

$$C_k R_k = C_d R_0,$$

该 $R-C$ 放大级的高端截止角频率就将成为

$$\omega_h' = \omega_\tau = \frac{1 + g_m R_k}{C_k R_k} = \frac{1 + g_m R_k}{C_d R_0}.$$

这比原来放大级本身的高端截止角频率

$$\omega_h = \omega_l = \frac{1}{\tau_1} = \frac{1}{C_d R_0}.$$

要高出 $(1 + g_m R_k)$ 倍,同时,阶节有如消失。

于是, $C_k - R_k$ 组合引起的阶节似乎不是一种无法克服的矛盾。只要满足 $C_k R_k = C_d R_0$, 阶节就不出现,而还能把高端截止角频率提高 $(1 + g_m R_k)$ 倍,以同样比率放宽了频域。

如果已知电路的 C_d 、 R_0 和 R_k , C_k 值应是

$$C_k = \frac{C_d R_0}{R_k}. \quad (4-43)$$

如此对付阴极阶节在第三章的阶节一节已经提出。这种做法是矛盾的利用。下面是一个例子:

某五极管 $R-C$ 放大级, $R_b = 100,000$ 欧, $R_c = 400,000$ 欧, $C_d = 100$ 微微法, $R_k = 2,000$ 欧,如拟利用阴极阶节使高端截止角

頻率盡高, 應選擇 C_k 為多少?

答: R_b 及 R_c 並連得 R_o , 故 $R_o = 80,000$ 歐, 使 $C_k R_k = C_d R_o$.

$$\text{得 } C_k = \frac{C_d R_o}{R_k} = \frac{80,000}{2,000} \times 0.0001 = 0.004 \text{ 微法.}$$

按如此原則選定 C_k 值是不依賴于電子管 g_m 的, 但却與 R_k 反比(比較式 4-42、式 4-43).

按式 4-43 選 C_k 值具有已述的好處, 實際上這做法也有吃虧的一面.

由於 $C_k - R_k$ 組合, 電路的有效跨導成為

$$\frac{i_a}{u} = \frac{g_m}{1 + \frac{g_m R_k}{1 + j\omega C_k R_k}}.$$

如果把这階節看成高基本節的串級, 則

$$\frac{i_a}{u} = g_m \times \frac{1}{1 + g_m R_k} \times \frac{1}{1 + \frac{j\omega C_k R_k}{1 + g_m R_k}} + \frac{1}{1 + j\omega C_k R_k},$$

这里引入了高基本節

$$\frac{1}{1 + \frac{j\omega C_k R_k}{1 + g_m R_k}},$$

抽去了高基本節

$$\frac{1}{1 + j\omega C_k R_k},$$

引入了定比級

$$\frac{1}{1 + g_m R_k}.$$

引入的定比級使通帶有效跨導以 $\frac{1}{1 + g_m R_k}$ 比降低, 使放大級的通帶电压放大率数值以同样比率下降.

所以, 按式 4-43 的做法, 固然有它的好處, 但在通帶电压放大率方面是吃虧了. 按式 4-43 的做法, 使阴极階節隱沒, 使高端截止

角频率提高,但是电压放大率数值却被降低. 高端截止角频率的提高比例是 $(1 + g_m R_k)$, 电压放大率数值的下降比例是 $\frac{1}{(1 + g_m R_k)}$. 现在要提出注意, 这二个变化比例的乘积是常数, 所以是无法调和的矛盾. 矛盾存在于带宽和电压放大率数值之间.

不过, 无论如何, 按式 4-43 的做法, 做到了阴极阶节的隐没.

原来, $R-C$ 放大级的高端截止角频率与其通带电压放大率数值之间是存在着矛盾的. 高端截止角频率是 $\omega_k = \frac{1}{C_d R_0}$, 而通带电压放大率数值是 $K = g_m R_0$ (式 4-14 及 4-20). 设法使 R_0 大, 一方面使电压放大率增大, 但在另一方面却使高端截止角频率降低; 而使 R_0 小固然使高端截止角频率升高, 但却使电压放大率减小. 现在在对付 $C_k - R_k$ 组合所引起的阶节时发生同样的矛盾. 所以在设计 $R-C$ 放大级时, 如考虑把阴极阶节放高频域, 可以在选择 R_L 值时考虑把它适当的加大, 保留一定过大的电压放大率, 按式 4-43 选 C_k 值设计.

在基本形式 $R-C$ 放大级, 高端截止角频率与通带电压放大率数值之间相互牵制的程度往往用“电压放大率-高端截止角频率乘积”值来表示:

$$\text{“电压放大率-高端截止角频率乘积”} = g_m R_0 \times \frac{1}{C_d R_0} = \frac{g_m}{C_d}.$$

这个乘积是放大级的高频域品质指标, 它反映着放大级高端截止角频率与通带电压放大率数值之间的牵制程度. 这个乘积愈大的放大级, 品质也愈好. 这个乘积称为 $R-C$ 放大级的高频域品质.

将 $C_k - R_k$ 组合引起的阶节, 放在放大级通带高端, 按式 4-43 选 C_k , 得高频域品质不变.

五极管电路的 $C_s - R_s$ 组合问题——当帘栅回路不能作用如短路时, 帘栅对阴极的电位差将包含一个对输入响应的分量, 这个响应帘栅压分量对板流生再度控制.

如帘栅压与板流的比是 $\frac{1}{\alpha}$, 又阴极对“地”短路, 则

其中

$$i_a = g_m \dot{u}_i + \frac{g_m}{\mu} \dot{u}_s,$$

$$\dot{u}_s = -\frac{i_a}{a} \dot{Z}_s.$$

这里 $\dot{u}_i$ 代表簾柵对阴极的电位差, μ 指电子管作为三极管时的放大因数. 以上的式子表示 $\dot{u}_s$ 是簾柵流所引起的. $\dot{Z}_s$ 是簾柵回路阻抗. 將上二式合并, 得

$$i_a = g_m \dot{u}_i + \frac{g_m}{\mu} \left(-\frac{i_a \dot{Z}_s}{a} \right).$$

于是

$$i_a = \frac{g_m \dot{u}_i}{1 + \frac{g_m}{\mu} \frac{\dot{Z}_s}{a}},$$

或

$$\frac{i_a}{\dot{u}_i} = \frac{g_m}{1 + \frac{g_m \dot{Z}_s}{\mu a}}.$$

这是簾柵回路不能作用如短路时的輸入电压对鉅流的有效跨导.

当簾柵回路由 C_s 及 R_s 的并連構成时,

$$\dot{Z}_s = \frac{R_s}{1 + j\omega C_s R_s}.$$

$$\begin{aligned} \frac{i_a}{\dot{u}_i} &= \frac{g_m}{1 + \frac{g_m R_s}{\mu a (1 + j\omega C_s R_s)}}, \\ &= \frac{g_m (1 + j\omega C_s R_s)}{\left[1 + \frac{g_m R_s}{\mu a} \right] \left(1 + \frac{j\omega C_s R_s}{1 + \frac{g_m R_s}{\mu a}} \right)}. \end{aligned} \quad (4-44)$$

这个有效跨导具有升比阶节的性. 这阶节所包括的串級高基本节時間常数是

$$\tau_+ = \frac{C_s R_s}{1 + \frac{g_m R_s}{\mu a}},$$

而所包括的抽去基本节時間常数是

$$\tau_s = C_s R_s,$$

两者之間相差之比是

$$1 + \frac{g_m R_s}{\mu a}.$$

这式与式 4-39 相似。

$C_s - R_s$ 組合所引起的阶节的阶变比往往是比较大的。例如在高电平的 $R - C$ 放大級， R_s 約是 $\frac{8}{5} a R_b$ ，于是 $\frac{g_m R_s}{\mu a}$ 約是 $\frac{8}{5} \frac{g_m R_b}{\mu}$ 。一般情形 $g_m R_b$ 在几十到二百余，而 μ 約在 20（接成三极管的 μ 值），所以 $\left(1 + \frac{g_m R_s}{\mu a}\right)$ 約在 4~16 之間。 $C_s - R_s$ 組合引起的升比阶节，其定比級的比一般在 2 到 3 之間，与此相比，要小得多。因为这一点， $C_s - R_s$ 組合引起的額外相角最大值要比 $C_b - R_b$ 組合引起的要大些。

处理簾栅阶节的方法一般是把它放在放大級通帶的低端；或者使它处在基于低端截止角频率的頻域，以免阶变影响通帶內的 $|A| - \omega$ 性能；或者使它处在略高于低端截止角频率的頻域，以免它引起的額外相移使 θ_s 超过 $\frac{\pi}{2}$ 。前者处理方法的例子最多，后者处理方法得用于强負反饋放大器中，但这样做法对低端截止角频率的提高將达 $\left(1 + \frac{g_m R_s}{\mu a}\right)$ 倍。

在一般情形，簾栅阶节并不設計放在放大級通帶的高端。如果打算把它放在通帶高端，使它的抽去基本节与放大級原来的高基本节相合，則选择 C_s 的条件是

$$C_s = \frac{C_b R_0}{R_s}. \quad (4-45)$$

不將簾栅阶节放在放大級通帶高端的原因是簾栅阶节阶变比 $\left(1 + \frac{g_m R_s}{\mu a}\right)$ 太大。

如果設計將簾栅阶节放在放大器通帶低端，而如要求簾栅阶节只讓輕微的影响通帶內的 $|A| - \omega$ 曲綫，應該使阶节的阶变上边象 $\omega_+ = \frac{1}{\tau_+}$ 足够的低于放大器通帶低端截止角频率 ω_1 ：

$$\omega_+ = \frac{1}{\tau_+} = \frac{1 + \frac{g_m R_s}{\mu a}}{C_s R_s} \ll \omega_i,$$

这就是要做到

$$\omega_i C_s R_s \gg 1 + \frac{g_m R_s}{\mu a},$$

于是当然

$$\omega_i C_s R_s \gg \frac{g_m R_s}{\mu a},$$

$$\omega_i C_s R_s \gg 1.$$

$C_s - R_s$ 組合使有效跨导的变化比是

$$\frac{1}{1 + \frac{g_m R_s}{(1 + j\omega C_s R_s) \mu a}}.$$

在 ω_i 角頻率, 这近似的是

$$\frac{1}{1 + \frac{g_m}{j\omega C_s \mu a}}.$$

其值是

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{g_m^2}{\omega^2 C_s^2 \mu^2 a^2}}}.$$

于是如果要做到簾棚阶节在通帶內对 $|A|$ 的减低不超出 $N\%$, C_s 的值应是

$$C_s \geq \frac{g_m}{\omega_i \mu a} \sqrt{\frac{50}{N}}. \quad (4-46)$$

C_s 值的选定与 R_s 值基本上無关.

举一个例, 如 $g_m = 1$ 毫克/伏, $\omega_i = 2\pi \times 50$ 弧度/秒, $N = 2$, $\mu = 20$, $a = 4$, 則 $C_s \geq 0.2$ 微法.

比較一下式 4-46 与式 4-42, 可見放阶节于通帶以下的做法所要求的 C_k 及 C_s 間有如下关系:

$$\frac{C_s}{C_k} = \frac{1}{\mu a}. \quad (4-47)$$

一般 μ 在 20 上下, a 约是 4, 故一般五极管电路的 C_s 与 C_k 差约 80 倍, C_s 与 C_k 的比, 如果不满足上式是不经济的。

由于一般 R_s 值总是很大, 所以帘栅阶节的阶变比很大, 阶变比大, 代表放阶节于放大器通带以下, 将得 θ_s 的最大值要可观的超出 $\frac{\pi}{2}$, 而作为负反馈放大器的构成级, 这是很不好的。

为了减低帘栅阶节的阶变比, 有时用分压电阻代替 R_s 供给帘栅偏压, 用分压电阻代单个 R_s 等值于将 R_s 值减低, 从而减低了阶变比, 这种方法见图 4-33。

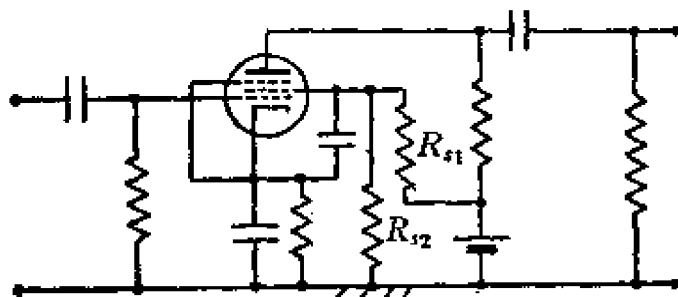


图 4-33

多级放大器中各级电路的 C_k-R_k 组合及 C_s-R_s 组合——当一个放大器构成于多个放大级的串级时, 总的电压放大率是各单独级放大率的乘积, 因此各放大级本身的高基本节、低基本节和阴极阶节、帘栅阶节等都全部是串级起来的, 放大器的总的 $|A|-\omega$ 性能决定于这些构成节的 $|A|-\omega$ 性能及 $\theta_s-\omega$ 性能的叠加, 因此可以将某一级中阶节的抽去级与另一级中的高基本节相消, 从而提高另一级的高端截止角频率, 一个放大级中的阶节所被放在的频段不一定要依据于本级的低端和高端截止角频率。

4-9 加宽 $R-C$ 放大级的作用频域

有多种方法, 可以加宽 $R-C$ 放大级的作用频域, 或从抑低低端截止角频率着手, 或从提高高端截止角频率着手。

用串级升比阶节的方法可以提高高端截止角频率, 这在上一

节已討論过,那就是阴极 $C_k - R_k$ 組合的利用。

用升比阶节串級的方法以提高高端截止角頻率是要付出一定代价的。用升比阶节串級的方法以提高高端截止角頻率要帶來通帶电压放大率数值的降落。电压放大率数值的跌落比、等于高端截止角頻率的升高比。

用低 Q 的諧振来提高高端截止角頻率——第三章中关于低 Q 之諧振电路的討論指出,由 C 及 R 的高基本节串連了适当的电感以使 $Q_r = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 后,高端截止角頻率將被提高到 $\sqrt{2}$ 倍之点,同时附以截止銳度的加倍。同样, $C - R$ 并連电路,如向其 R 支路串入适当的电感,也得相似的高頻域伸張。

一个 C 向 R 及 L 的串連并連是一个并連諧振电路。这么一个組合与一个簡單 $C - R$ 并連組合的區別之一,在于端阻抗与頻率的关系不同。在一个 $C - R$ 并連組合,端阻抗随頻率的升高有一必然的下降,而在一个并連諧振电路,却可以在一定頻域內发生端阻抗随頻率的升高而升高。又,如果一 $C - R$ 并連电路所包括的 C 及 R 与一并連諧振电路所包括的 C 及 R 各取同值,則在任何頻率,并連諧振电路的端阻抗必大于或至少等于 $C - R$ 并連組合的端阻抗。

因此,以一 $C - R$ 并連組合作为一个五极管电路的鈹回路,所得对栅极輸入的鈹压交流响应必小于或至多等于向 R 支路串了一个电感后將得的鈹压响应。这代表着向 R 支路串入一个电感,得使电路的作用頻域放寬。

但是,以 L 向 R 串入后,电路可具振盪性,电路的端阻抗可具諧振形式。除非作为一个頻率選擇性的放大器,以具諧振性的电路为放大器的鈹回路是不适宜的。不过,如果使串入的电感适当,則諧升峰可免出現而得到电路的作用頻域受到放寬的作用。我們現試行找出应串入 R 支路的电感 L 的适宜值。

当用五极管为放大元件时,电路的电压放大率正比于电路的

飯回路阻抗 $\dot{Z}_L$:

$$A = -g_m \dot{Z}_L.$$

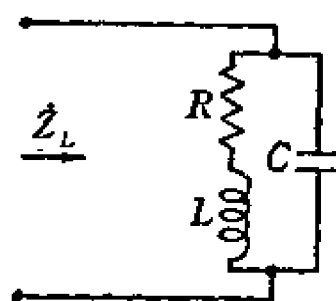


图 4-34

电路的电压放大率的频率响应性能与电路的飯回路阻抗的频率响应性能是作正比的。故得知电路的飯回路阻抗与频率的关系，就等于得知了电路的电压放大率与频率的关系。

一个如图4-34所示的电路的端阻抗是

$$\dot{Z}_L = \frac{\frac{1}{j\omega C} (R + j\omega L)}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}}.$$

其值

$$|\dot{Z}_L| = \sqrt{\frac{R^2 + \omega^2 L^2}{(1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 C^2 R^2}}. \quad (4-48)$$

此 $|\dot{Z}_L|$ 在

$$\omega_0 = \frac{R}{L} \sqrt{\sqrt{2Q_r^2 + Q_r^4} - 1}. \quad (4-49)$$

角频率有一諧升峰。而在此諧升角频率， $|\dot{Z}_L|$ 的值是

$$|\dot{Z}_L|_{\omega_0} = R \sqrt{\frac{\sqrt{2Q_r^2 + Q_r^4}}{\left[1 - \frac{1}{Q_r^2}(\sqrt{2Q_r^2 + Q_r^4} - 1)\right]^2 + \frac{1}{Q_r^4}(\sqrt{2Q_r^2 + Q_r^4} - 1)}}. \quad (4-50)$$

以上各式中， Q_r 是由路的 L 、 C 及 R 在“串連”諧振频率的品質系数：

$$Q_r = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

我們用不同的 L 串入 R 的支路，可使电路的 Q_r 取不同值。而按式 4-50，电路的 Q_r 决定电路在 ω_0 角频率的諧升阻抗值。当取 L 值使 Q_r 是

$$Q_{r0} = \sqrt{\sqrt{2} - 1}. \quad (4-51)$$

时, 在諧升頻率的 $|\dot{Z}_L|$ 是

$$|\dot{Z}_L|_{\omega_0, Q_{r0}} = R.$$

它正等于 R 而不大于 R . 这代表諧升是处在隱沒状态之下, L 向 R 支路的串接并不引起显見的諧升. 于是式 4-51 所示的 Q_{r0} 值是一个合宜 Q_r 值, 而与之相当的 L 值即就是合宜的 L 值:

$$\begin{aligned} L_0 &= Q_{r0}^2 R^2 C, \\ &= (\sqrt{2} - 1) CR^2. \end{aligned} \quad (4-52)$$

按此式决定串向 R 支路中的 L 可向高頻域方面放寬作用頻域而沒有副作用諧升峰. 所得高端截止角頻率是 $L=0$ 时的高端截止角頻率的 1.73 倍.

按式 4-49 取 L 值, 結果所得的額外相移 θ_s 可从 $\dot{Z}_L$ 用剖析的方法求得. 按 $\dot{Z}_L$ 式,

$$\begin{aligned} \dot{Z}_L &= \frac{\frac{1}{j\omega C} (R + j\omega L)}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}}, \\ &= \frac{R + j\omega L}{(1 - \omega^2 LC) + j\omega CR}. \end{aligned}$$

θ_s 角就是 $\dot{Z}_L$ 的角, 而 $\dot{Z}_L$ 的角可从

$$(R + j\omega L)$$

分子的角度减去

$$(1 - \omega^2 LC) + j\omega CR$$

分母的角度用折綫方法疊加求得.

分子的截止角頻率是

$$\omega_1 = \frac{R}{L} = \frac{CR^2}{L} \times \frac{1}{CR} = \frac{1}{Q_r^2} \omega_h.$$

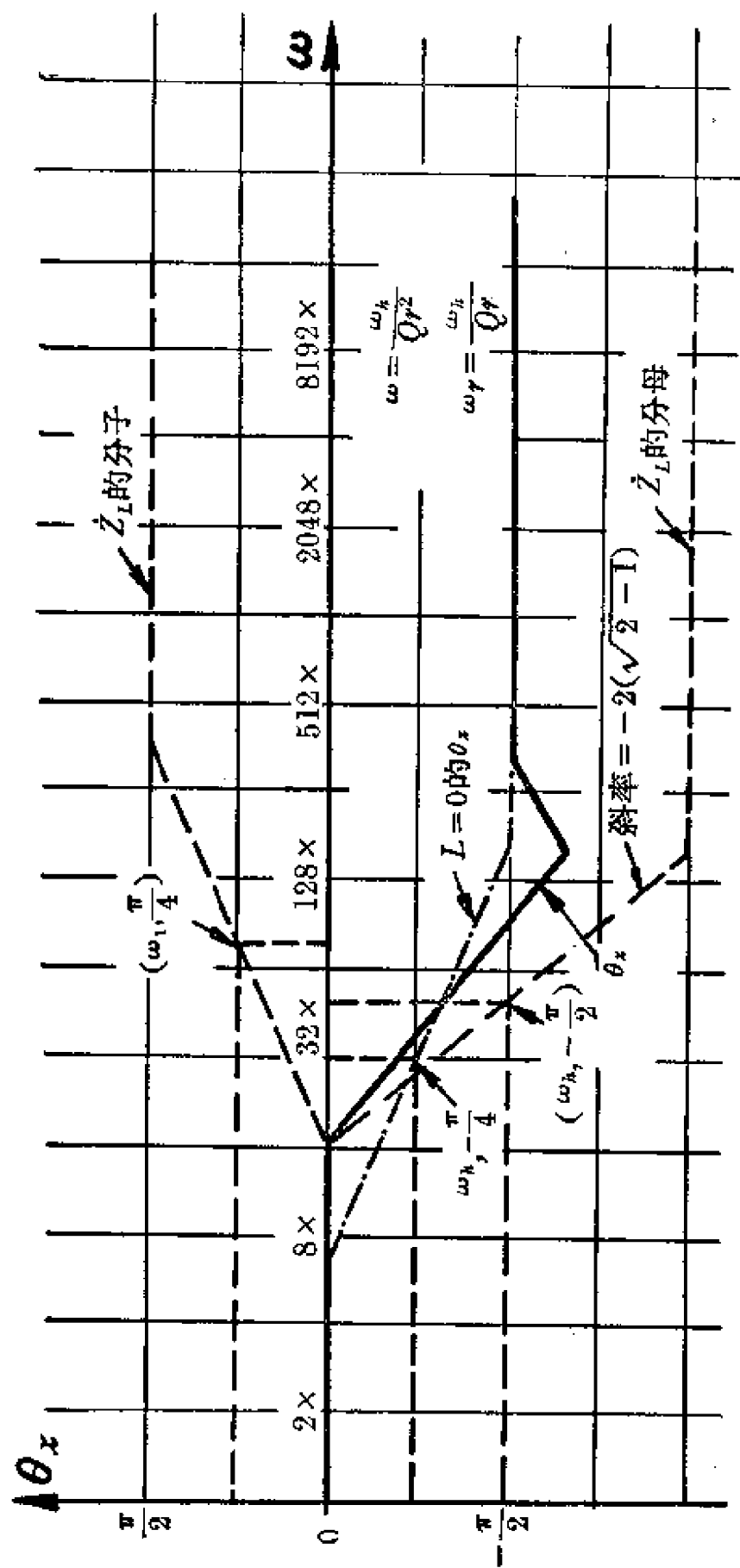


图 4-35 $Q_r = \sqrt{\sqrt{2}-1}$ 之 $\theta_z-\omega$ 关系

在这角頻率分子的角为 $\frac{\pi}{4}$ ，分母的角在

$$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{LC}} = R \sqrt{\frac{C}{L}} \times \frac{1}{CR} = \frac{1}{Q_r} \omega_h.$$

角頻率是 $\frac{\pi}{2}$ 。按第三章的方法可以作得 θ_x 与 ω 的关系如图 4-35。將折綫的棱角拉圓即得更近似的 $\theta_x - \omega$ 关系。图中 θ_x 負于 $-\frac{\pi}{2}$ 之棱角区域应拉到 $-\frac{\pi}{2}$ 以內，因 $L-C-R$ 組合的合成阻抗不可能具超出正負 $\frac{\pi}{2}$ 範圍的相。

由图 4-35 可見 θ_x 靠近为 0 的頻域向高頻率区域方面有了扩展。

用补偿輸入的方法消滅高端截止角頻率—— $R-C$ 放大級在高頻域的电压放大率是

$$A = \frac{-g_m R_0}{1 + j\omega C_a R_0}.$$

这里 R_0 是 r_p 、 R_b 及 R_c 三者的并連， C_a 是全部出端跨接电容。这式子显然包括一个高基本节。

如果能够在 A 的分子中乘上一个抽去的高基本节，時間常数与分母中的 $C_a R_0$ 相同，則 C_a 所引起的高基本节將消失。

向 A 式引入一个抽去的高基本节的方法見图 4-36 所示。

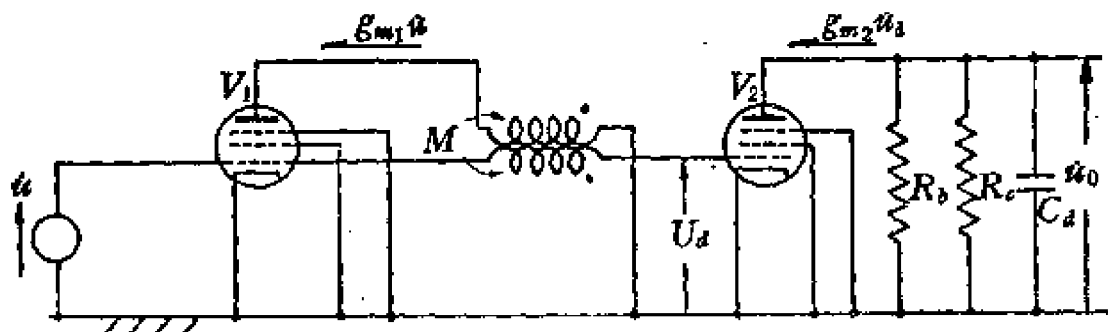


图 4-36 用补偿輸入的方法消灭高基本节

这电路包括二个电子管, V_1 及 V_2 . V_2 用于 $R-C$ 放大级的本身, 称为主管, V_1 是发生补偿输入的, 称为辅管.

在电路中, V_2 的输入电压是原输入 $\dot{u}$ 加上一个补偿输入. 补偿输入来自 V_1 电路. 如 V_1 的跨导是 g_{m1} , 则 V_2 的输入 $\dot{u}_d$ 是

$$\dot{u}_d = \dot{u}(1 + j\omega M g_{m1}).$$

而 V_2 的输出是

$$\dot{u}_0 = \frac{-g_{m2}R_0\dot{u}_d}{1 + j\omega R_0C_d},$$

以 $\dot{u}_d$ 式代入, 得

$$\dot{u}_0 = \frac{-g_{m2}R_0}{(1 + j\omega C_d R_0)} \dot{u}(1 + j\omega M g_{m1}).$$

十分明显, 如使

$$g_{m1}M = C_d R_0, \quad (4-53)$$

则将得

$$\dot{A} = \frac{\dot{u}_0}{\dot{u}} = -g_{m2}R_0. \quad (4-54)$$

时间常数为 $C_d R_0$ 的高基本节消失, 电路得到无限优良的高频域响应性及相移性.

这个方法由式4-51看是无限优良的. 但是事实上存在运用的限制. 因为互感电路 M 是并不完善的, M 的二线圈间及线圈端间不免存在杂散电容, 这就使上面的 $\dot{u}_d$ 式在较高频域不能成立, 式4-54的结果就无从得到.

另外, 由 $\dot{u}_d$ 式看, V_2 的输入 $\dot{u}_d$ 是随输入的频率之高而增高的, $\dot{u}_d$ 必高于原输入 $\dot{u}$. 举例说, 在

$$\omega_h = \frac{1}{C_d R_0}.$$

角频率(原来的高端截止角频率),

$$\omega M g_{m1} = \omega_h M g_{m1} = \omega_h \frac{1}{C_d R_0} = 1,$$

得

$$\dot{u}_d = \dot{u}(1 + j),$$

其幅度是 $\dot{u}$ 幅度的 $\sqrt{2}$ 倍；再举例說，在十倍原来的高端截止角频率，

$$\omega M g_{m1} = 10\omega_h M g_{m1} = 10\omega_h \frac{1}{C_d R_0} = 10,$$

得 $\dot{u}_d = \dot{u}(1 + j10)$,

其幅度是 $\dot{u}$ 幅度的 $\sqrt{101} \approx 10$ 倍。 $\dot{u}_d$ 的幅度显然不应超过 V_2 級的可容許輸入額，于是間接的（額外地）限制了 $\dot{u}$ 的幅度，使这种方法的应用受到限制。

如果用 V_1 为强跨导的电子管，例如 g_{m1} 是 10 毫安/伏，如 $R_0 = 10,000$ 欧，而 $C_d = 50$ 微微法时，則 M 仅是

$$M = 50 \text{ 微亨},$$

是一个小的綫圈，这个綫圈的杂散电容在不极高頻域是可略的。因此，用大跨导的輔管和較低的 R_0 ， $\dot{u}_d$ 式可在相当高的頻域成立，于是式 4-51 在相当高的頻域尚成立。

举一个試驗电路，用 $R_0 = 100,000$ 欧， $C_d = 100$ 微微法，用 $g_{m1} = 9$ 毫安/伏，可得高达 700,000 赫的完全平的 $|\dot{A}| - \omega$ 曲綫，附以 $\theta_x = 0$ 。

用补偿輸入的方法适用于五极管 $R-C$ 电路，也适用于三极管 $R-C$ 电路，而用低 Q 諧振的方法只适用于五极管电路。

用模拟电路改善 $R-C$ 放大級的低頻域响应及相移性能—— $R-C$ 放大級在低頻域的电压放大率是

$$\dot{A} = \frac{-g_m R_b' R_c}{R_b' + R_c + \frac{1}{j\omega C_c}}.$$

这里 R_b' 是 R_b 及 r_p 的并連， C_c 是隔直流电容。这式子显然包括一个低基本节。

現在考虑是否能够免除这个低基本节。

由图 4-37 ($R-C$ 放大級在低頻域的近似簡化等值电路) 可見，恒流 $g_m \dot{u}$ 的回路有二：一是 $R_b' \text{——} R_b$ 及 r_p 的并連——，一是

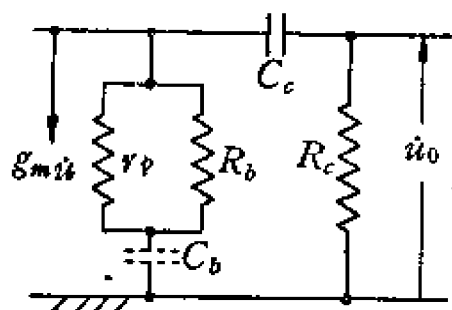


图 4-37

由 C_c 及 R_c 串連構成的組合。這二回路的阻抗,前者是一個電阻,是與頻率無關的,後者則包括串連電抗,隨頻率之低而增大。於是恒流 $g_m u_i$ 分配於這二支路的比例將是頻率的函數。隨頻率之高,電流分配以 R_b' 及 R_c 間的反比為極端比值;隨頻率之低,電流分配漸漸轉向 R_b' 支路;在 0 頻率,全部 $g_m u_i$ 流經 R_b' , $C_c - R_c$ 支路的分流是 0——這造成了上式中的低基本節。

十分明顯,如果我們向上述 R_b' 支路也串入一個電容 C_b (見圖 4-37 虛線電容),使這電容的值適當,則可使二支路的阻抗比與頻率無關。於是 $g_m u_i$ 恒流分配於二支路的比例將與頻率無關,得 R_c 二端的電壓響應在低頻域可以沒有跌落。

當向 R_b' 串入了一個電容 C_b 後, $C_c - R_c$ 支路中分配得的電流是

$$i_0 = \frac{g_m u_i \left(R_b' + \frac{1}{j\omega C_b} \right)}{\left(R_b' + \frac{1}{j\omega C_b} \right) + \left(R_c + \frac{1}{j\omega C_c} \right)},$$

得

$$u_0 = \frac{-g_m u_i \left(R_b' + \frac{1}{j\omega C_b} \right) R_c}{\left(R_b' + \frac{1}{j\omega C_b} \right) + \left(R_c + \frac{1}{j\omega C_c} \right)}.$$

如使

$$R_b' C_b = R_c C_c, \quad (4-55)$$

則 u_0 將成為

$$u_0 = \frac{-g_m u_i R_b' R_c}{R_b' + R_c} = -g_m u_i R_0,$$

即

$$A = \frac{u_0}{u_i} = -g_m R_0. \quad (4-56)$$

這裡可見, A 式中免了一個低基本節,得完善的低頻域響應性能及相移性能。

这个方法要求用五极管。因为 R_b' 是 r_p 及 R_b 的并連，唯有用高 r_p 的五极管时，向 R_b 串連一个 C_b 才近似等于向 R_b' 串連一个 C_b 。在低 r_p 的三极管，低的 r_p 始終跨在鉅极-阴极端間， C_b 电容無法串入。

但是要將 C_b 串向 R_b 也发生一些实际困难： R_b 原来是鉅极电路的直流回路，使 C_b 向之串接將开断鉅极的直流回路。实用上必須 C_b 跨接一个直流通路，例如跨接一个高电阻或一饱和二极管。跨接的元件应予直流以通路，但对交流而言，則应是开路，且此高电阻不影响及 C_b 二端間的純电容性的电抗形式。

这些上述的低頻域性能改善方法称为模拟电路方法，因为 $C_b - R_b$ 电路向 $C_c - R_c$ 电路模拟，目的是为了恒比分流。

模拟方法的另一是恒比分压法。見图 4-38 所示。恒比分压法适用于五极管电路，亦适用于三极管电路。

图 4-38 所示的低頻域补偿方法向 R_c 串入一个 C_L 电容，使輸出取于 R_c 与 C_L 串連的二端。由图 4-38，

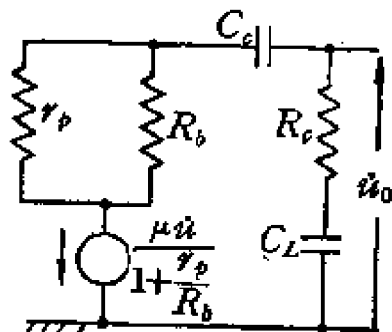


图 4-38 低頻域补偿原理

$$\dot{i}_o = \frac{-g_m R_b' \dot{i}_i \left(R_c + \frac{1}{j\omega C_L} \right)}{\left(R_c + \frac{1}{j\omega C_L} \right) + \left(R_b' + \frac{1}{j\omega C_c} \right)}$$

如使 $R_c C_L = R_b' C_c$, (4-57)

將得 $\dot{i}_o = \frac{-g_m R_b' R_c \dot{i}_i}{R_b' + R_c} = -g_m R_0 \dot{i}_i$,

即 $A = \frac{\dot{i}_o}{\dot{i}_i} = -g_m R_0$. (4-58)

这里可見， A 式中免了一个低基本节，得完善的低頻域响应性能及相移性能。

但这个方法在实用上也有困难：因为 C_L 与 R_c 串接将使输出电路的直流回路开断，而 R_c 原来就是为了予输出电路以直流回路的。实用的补救方法是向 C_L 跨接一个仅为供给直流回路目的用的电阻。这电阻的数值应尽量大，以免影响 C_L 二端的纯电容性电抗形式。但这电阻的值也不能太大，理由和简单 $R-C$ 放大器中 R_c 所以不能太大的理由一样。

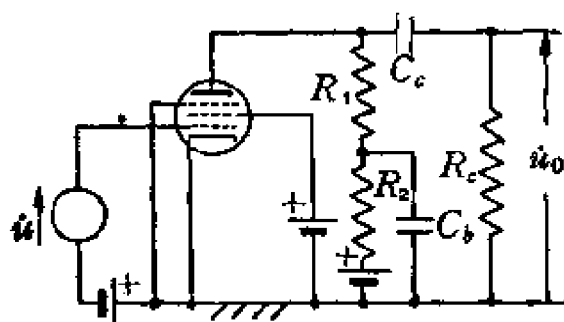


图 4-39 $R-C$ 放大器的低频域补偿(一)

实用的改善 $R-C$ 放大级低频域响应及相移性能的方法之一——图 4-39 示一个改善 $R-C$ 放大级低频域性能的实用方法。这个方法的基本原理是上述的模拟分流电路恒化分流比的原理。 C_b 电容向 R_b 的一部分—— R_2 跨接，以模拟 C_c 与 R_c 串连。 C_b 电容是为改善电路的低频域性能而设的。图 4-39 电路的等值电路为图 4-40。这个电路必须用高 r_p 的五极管。

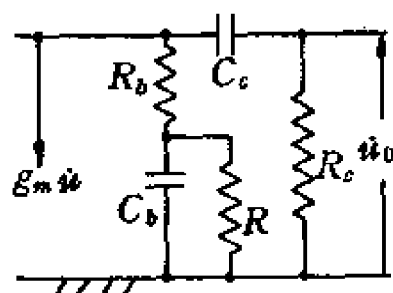


图 4-40 图 4-39 电路的等值电路

按图 4-40，恒流 $g_m u_i$ 分流向 R_1 和 R_2 的支路及 R_c 的支路， R_c 的支路分得 $g_m u_i$ 的

$$\begin{aligned}
 i_0 &= g_m i_i \frac{\left(R_1 + \frac{R_2}{1 + j\omega C_b R_2} \right)}{\left(R_1 + \frac{R_2}{1 + j\omega C_b R_2} \right) + \left(R_c + \frac{1}{j\omega C_c} \right)}, \\
 &= g_m i_i \frac{\frac{R_1 \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{j\omega C_b R_1 R_2} \right)}{\left(1 + \frac{1}{j\omega C_b R_2} \right)}}{\frac{R_1 \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{j\omega C_b R_1 R_2} \right)}{\left(1 + \frac{1}{j\omega C_b R_2} \right)} + R_c \left(1 + \frac{1}{j\omega C_c R_c} \right)}.
 \end{aligned}$$

部分, 于是得 i_0 为

$$i_0 = -g_m R_c i_i \frac{\frac{R_1 \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{j\omega C_b R_1 R_2} \right)}{\left(1 + \frac{1}{j\omega C_b R_2} \right)}}{\frac{R_1 \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{j\omega C_b R_1 R_2} \right)}{\left(1 + \frac{1}{j\omega C_b R_2} \right)} + R_c \left(1 + \frac{1}{j\omega C_c R_c} \right)}.$$

如果使

$$\frac{C_b R_1 R_2}{R_1 + R_2} = C_c R_c, \quad (4-59)$$

则得电压放大率为

$$A' = \frac{i_0}{i_i} = \frac{-g_m R_c R_1}{(R_1 + R_c) \left[1 + \frac{R_c}{j\omega C_b R_2 (R_1 + R_c)} \right]}. \quad (4-60)$$

这个电压放大率的通带值是

$$K' = \frac{g_m R_c R_1}{R_1 + R_2},$$

而它的低基本节时间常数是

$$\tau' = \frac{C_b R_2 (R_1 + R_c)}{R_c} = \frac{C_c (R_1 + R_2) (R_1 + R_c)}{R_1},$$

原来,如果不用电容 C_b , 这个放大级在低频域的电压放大率是

$$A = \frac{-g_m(R_1 + R_2)R_c}{R_1 + R_2 + R_c + \frac{1}{j\omega C_c}}$$

$$= \frac{-g_m(R_1 + R_2)R_c}{(R_1 + R_2 + R_c) \left[1 + \frac{1}{j\omega C_c(R_1 + R_2 + R_c)} \right]}.$$

这个电压放大率在通带中的值是

$$K = \frac{g_m(R_1 + R_2)R_c}{(R_1 + R_2 + R_c)},$$

而所包括的低基本节的时间常数是

$$\tau = C_c(R_1 + R_2 + R_c).$$

于是,可以比得

$$\frac{\tau'}{\tau} = \frac{R_1 + R_2 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)R_c}{R_1 + R_2 + R_c}, \quad (4-61)$$

$$\frac{K'}{K} = \frac{R_1 + R_2 + R_c}{R_1 + R_2 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)R_c}. \quad (4-62)$$

比例 $\frac{\tau'}{\tau}$ 必大于 1, 故按式 (4-59) 采用 C_b 可得低频域的补偿.

比例 $\frac{\tau'}{\tau}$ 和比例 $\frac{K'}{K}$ 互为倒数, 故低截止角频率的抑低是同比地抑低通带电压放大率数值所换得.

实用的改善 $R-C$ 放大级低频域响应及相移性能的方法之二——图 4-41 示又一个改善 $R-C$ 放大级低频域性能的方法. 这个方法的基本原理是模拟分压电路恒化分压比的原理. 电容 C_L 向 R_c 的一部分跨接. 图 4-41 电路可用五极管, 也可用三极管. 图 4-42 是其等值电路.

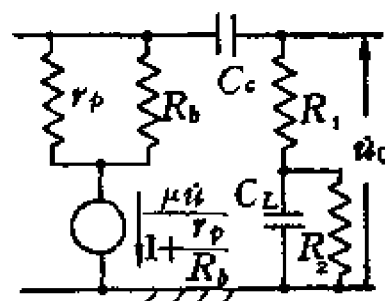
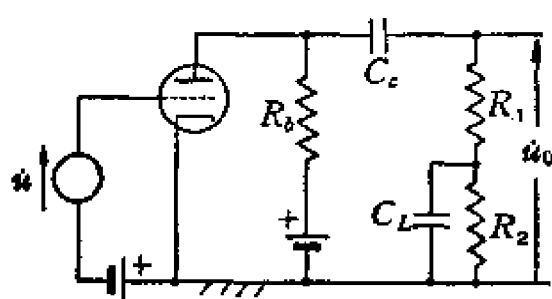


图 4-41 R-C放大器的低頻域补偿(二) 图 4-42 图4-41电路的等值电路

图 4-42 电路在低頻域的电压放大率是,

$$\begin{aligned}
 A' = \frac{u_o}{u_i} &= \frac{-g_m R_b' \left(R_1 + \frac{R_2}{1 + j\omega C_L R_2} \right)}{\left(R_1 + \frac{R_2}{1 + j\omega C_L R_2} \right) + \left(R_b' + \frac{1}{j\omega C_c} \right)} \\
 &= \frac{-g_m R_b' R_1 \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{j\omega C_L R_1 R_2} \right)}{\left(1 + \frac{1}{j\omega C_L R_2} \right)} \\
 &= \frac{R_1 \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{j\omega C_L R_1 R_2} \right)}{\left(1 + \frac{1}{j\omega C_L R_2} \right) + R_b' \left(1 + \frac{1}{j\omega C_c R_b'} \right)}
 \end{aligned}$$

如果使

$$\frac{C_L R_1 R_2}{R_1 + R_2} = C_c R_b', \quad (4-63)$$

則 A' 式將成为

$$\begin{aligned}
 A' &= \frac{-g_m R_b' R_1}{R_1 + R_b' + \frac{R_b'}{j\omega C_L R_2}} \\
 &= \frac{-g_m R_b' R_1}{(R_1 + R_b') \left[1 + \frac{R_b'}{j\omega C_L R_2 (R_b' + R_1)} \right]} \quad (4-64)
 \end{aligned}$$

这个电压放大率的通帶值是

$$K' = \frac{g_m R_b' R_1}{(R_1 + R_b')},$$

而它的低基本节時間常数是,

$$\tau' = \frac{C_L R_2 (R_b' + R_1)}{R_b'} = \frac{C_c (R_b' + R_1) (R_1 + R_2)}{R_1}$$

原来, 如果这个电路不用 C_L ($C_L = 0$), 低频域电压放大率是,

$$\begin{aligned} \dot{A} &= \frac{-g_m (R_1 + R_2) R_b'}{R_1 + R_2 + R_b' + \frac{1}{j\omega C_c}} \\ &= \frac{-g_m (R_1 + R_2) R_b'}{(R_1 + R_2 + R_b') \left[1 + \frac{1}{j\omega C_c (R_1 + R_2 + R_b')} \right]} \end{aligned}$$

这个电压放大率的通带值是

$$K = \frac{g_m (R_1 + R_2) R_b'}{R_1 + R_2 + R_b'}$$

而所包括的低基本节的时间常数是

$$\tau = C_c (R_b' + R_1 + R_2).$$

于是, 可以比得,

$$\frac{\tau'}{\tau} = \frac{R_1 + R_2 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) R_b'}{R_1 + R_2 + R_b'} \quad (4-65)$$

$$\frac{K'}{K} = \frac{R_1 + R_2 + R_b'}{R_1 + R_2 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) R_b'} \quad (4-66)$$

比例 $\frac{\tau'}{\tau}$ 必大于 1, 故按式 (4-63) 采用 C_L 可得低频域的补偿.

比例 $\frac{\tau'}{\tau}$ 和 $\frac{K'}{K}$ 互为倒数, 故低截止角频率的抑低是同比地抑低通带电压放大率数值所换得.

比较式 (4-61) 和式 (4-65), 可见是十分相似的. 式 (4-61) 中的 R_1, R_2 及 R_c 各和式 (4-65) 中的 R_1, R_2 及 R_b' 相当. 原来, 将图 4-40 电路中左方的因——恒流 $g_m \dot{u}_i$ 和右方的果——电压 $\dot{u}_o$ 互易, 即得图 4-42 电路: 图 4-40 中的 R_1 和 R_2 各与图 4-42 中的 R_1 和 R_2 相当, 图 4-40 中的 C_b 与图 4-42 中的 C_L 相当, 图 4-40 中的 R_c 则与图 4-42 中的 R_b' 相当. 所以, 如果引用互易定理, 关于第二

种低頻补偿电路的全部討論都可以从第一种电路的結論中推求得到。

比較图 4-39 和图 4-41, 前者电路中的电容 C_b 可以既作低頻补偿之用, 又作电源濾波之用, 因此图 4-39 电路比較实用。

从以上的討論可知, 采用低頻补偿, 存在着通帶 $|A|$ 值和低截止角頻率之間的矛盾, 所以 $R-C$ 放大器有一个与高頻域品質相当的低頻域品質。紙頻域品質是通帶 $|A|$ 值与低基本节時間常数的积:

$$\text{低頻域品質} = \begin{cases} g_m C_c R_c (R_1 + R_2) & \text{(图 4-39)} \\ g_m C_c R_b' (R_1 + R_2) & \text{(图 4-41)} \end{cases}$$

如果限制輸出端直流回路的电阻值为 C_c 的漏电阻的 q 倍, 而 C_c 的漏电時間常数为 τ_c , 則

$$\text{低頻域品質} = \begin{cases} g_m \tau q (R_1 + R_2) & \text{(图 4-39)} \\ g_m \tau q R_b' & \text{(图 4-41)} \end{cases} \quad (4-67)$$

一般要求 $q = \frac{1}{1,000}$, 紙質电容器的 τ 大約是 25 秒, 如 $g_m = 1$ 毫安/伏, 飯回路直流电阻为 100,000 欧, 得低頻域品質为 2.5 秒。

4-10 电感性飯回路的电压放大級

电感性飯回路的放大級的二种基本形式見图 4-43 电路及图 4-44 电路。前者称为扼流綫圈耦合电路, 后者称为变压器耦合电路。

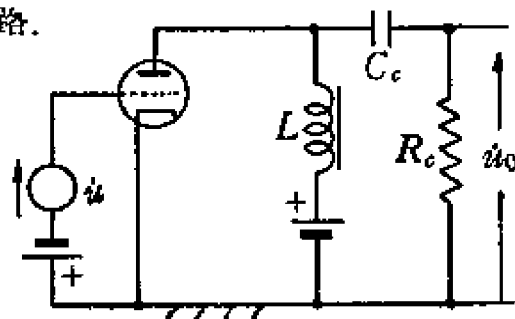


图 4-43 扼流綫圈及电容耦合电压放大器

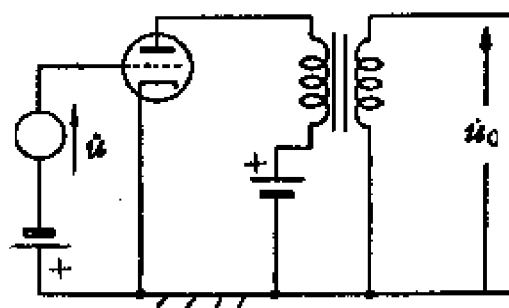


图 4-44 变压器耦合电压放大器

4-11 扼流线圈耦合电路

扼流线圈耦合的放大级电路包括一个扼流圈 L , 一个耦合用的隔直流电容 C_c , 及一输出电路直流回路电阻 R_c .

扼流线圈耦合的放大级要求用中 μ 三极管, 只有在特殊场合才用五极管.

电路的电压放大率及其频率响应性能、相移性能——图 4-45 示基本形式的扼流线圈耦合的放大级的等值电路. 图中 C_d 是输出端间的全部跨接电容, 包括扼流线圈端间的分布电容.

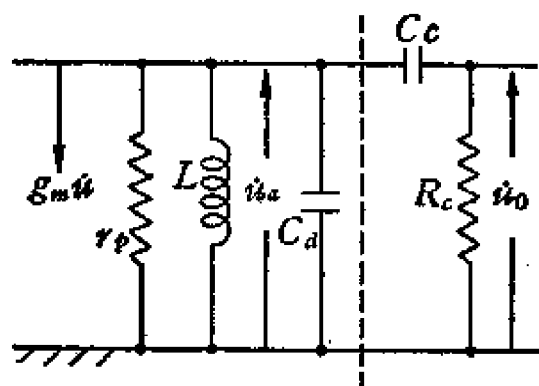


图 4-45 图 4-43 电路的等值电路

在比较高的频段, 图 4-45 中的 L 几乎成为开路, 而 C_c 则几乎成为短路, 乃得

$$A \approx \frac{-g_m \frac{r_p R_c}{r_p + R_c}}{1 + j\omega \frac{R_c r_p}{R_c + r_p} C_d}$$

如选用中 μ 三极管, 复用大的 R_c , 即,

$$R_c \gg r_p,$$

则

$$A \approx \frac{-\mu}{1 + j\omega C_d r_p}.$$

在比較低的頻域, C_d 可以略去, 得

$$A \approx \frac{-\mu R_c / (r_p + R_c)}{\left(1 + \frac{1}{j\omega\tau_1}\right) \left(1 + \frac{1}{j\omega\tau_2}\right)},$$

式中

$$\tau_{1,2} = \frac{C_c R_c + \frac{L}{r_p}}{2} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4(R_c + r_p)L}{\left(r_p R_c + \frac{L}{C_c}\right)^2 \frac{C_c}{r_p}}} \right]$$

在 $C_c R_c \gg \frac{L}{r_p}$ 以及 $R_c \gg r_p$ 的情形,

$$A \approx \frac{-\mu}{\left(1 + \frac{1}{j\omega C_c R_c}\right) \left(1 + \frac{r_p}{j\omega L}\right)},$$

于是全頻域的电压放大率式成为:

$$A \approx \frac{-\mu}{(1 + j\omega C_d r_p) \left(1 + \frac{1}{j\omega C_c R_c}\right) \left(1 + \frac{r_p}{j\omega L}\right)}, \quad (4-68)$$

包括一个高基本节, 二个低基本节.

于是得电路的頻率响应性如图4-46所示, θ_c 性如图4-47所示. 图示的例子, $\mu = 16$, $r_p = 10,000$ 欧, $L = 10$ 亨, $C_c = 0.01$ 微法, $R_c = 400,000$ 欧, $C_d = 390$ 微微法, 得低基本节之二時間常数各是 $\frac{1}{1,000}$ 秒及 $\frac{1}{256}$ 秒, 高基本节的时间常数是 $\frac{1}{256,000}$ 秒. 在这个例中, 作用頻域在 $\omega = 1000 \sim 256,000$ 弧度/秒間, 寬一个 $\frac{256,000}{1,000} = 256$ 倍阶, 即八个二倍阶 ($2^8 = 256$).

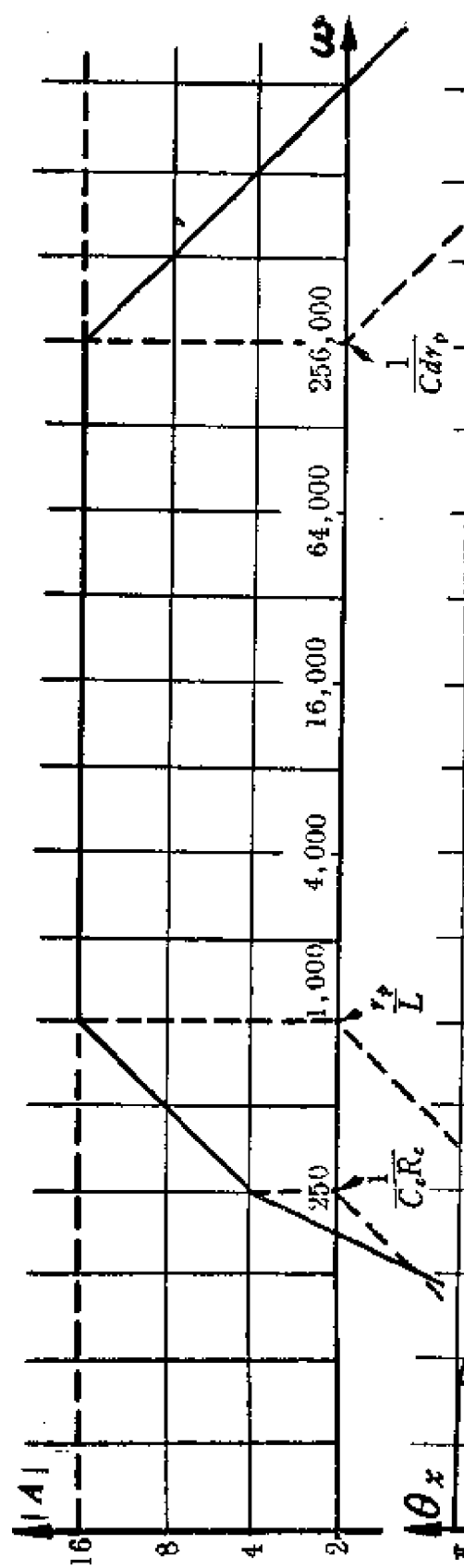


图 4-46 扼流线圈及电容耦合电压放大器的 $|A|-\omega$ 关系

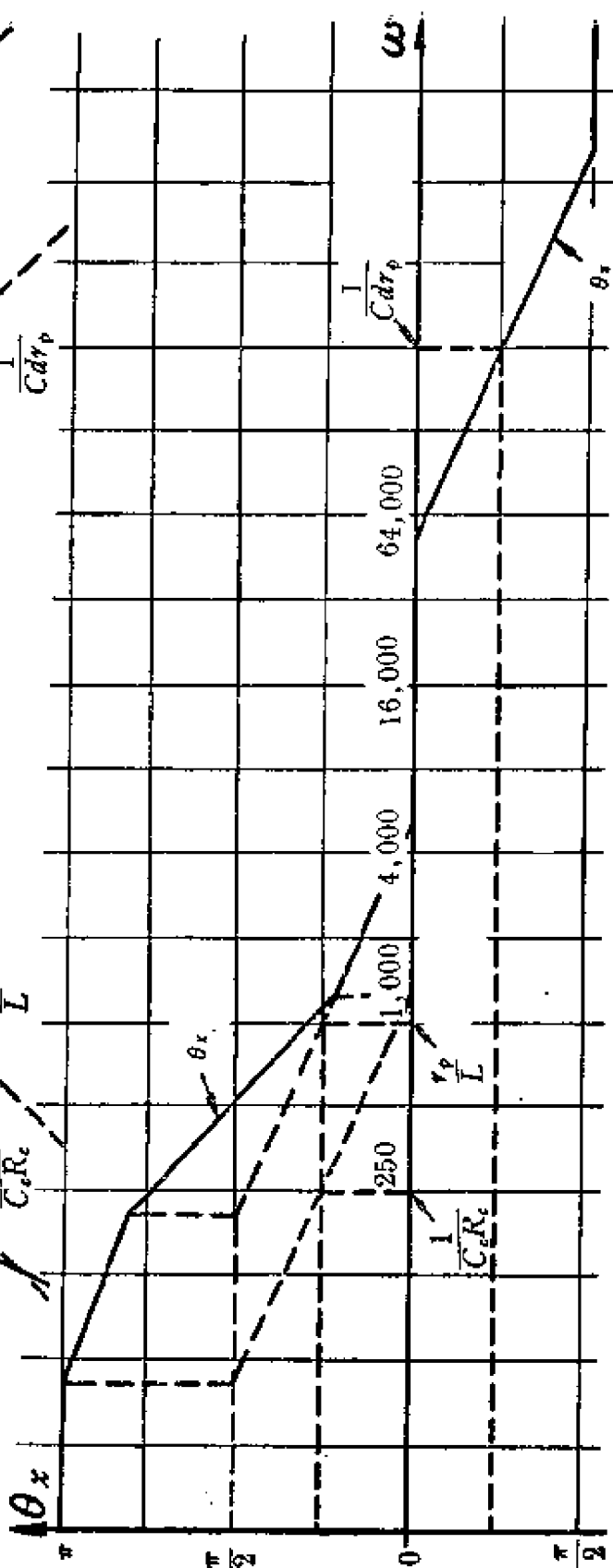


图 4-47 扼流线圈及电容耦合电压放大器的 $\theta_x-\omega$ 关系

現在研究一下：如要電路的作用頻域寬，應該如何？

按式 4-68，電路的作用頻域是 $\omega = \frac{1}{C_c R_c}$ 及 $\omega = \frac{r_p}{L}$ 二者中的較高者到 $\omega = \frac{1}{C_d r_p}$ 之間。通常使 $\frac{1}{C_c R_c}$ 取小值往往較便於使 $\frac{r_p}{L}$ 取小值，故 $\frac{1}{C_c R_c}$ 及 $\frac{r_p}{L}$ 二者間每以 $\frac{r_p}{L}$ 為大，即域寬每按

$$\frac{\omega_h}{\omega_l} = \frac{\frac{1}{C_d r_p}}{\frac{r_p}{L}} = \frac{L}{C_d r_p^2} \quad (4-69)$$

計。

故要使電路的作用頻域寬，就要求小的 r_p 、大的 L 及小的 C_d ；大的 L 及小的 r_p 決定低端截止角頻率低，小的 r_p 及小的 C_d 決定高端截止角頻率高。

既然要求用小的 r_p ，就不能用五極管，所以電路用中 μ 三極管。中 μ 的三極管的 r_p 是夠低的，以保證有足夠的通帶頻域，中 μ 三極管的 μ 值又並不過低，故有適當的電壓放大。中 μ 三極管的 r_p 在 10,000 歐上下， μ 在 20 上下。

電路的非線性失真問題及可容許輸出問題——在式 4-68 中，可見電路在通帶的電壓放大率為 $-\mu$ 。電壓放大率等於 μ ，而無其它電子管參量出現其間，這代表電路具完全的 μ 性。如果電子管是定 μ 的三極管，將無非性綫失真可言。電子管的 μ 作如何的變動，將使電壓放大具同樣的非線性。所以這種電路應選用定 μ 結構的三極管，並使鉅運用區域（大體）居在變 μ 區域以外。

用 μ 值恒定的電子管構成高感性鉅回路的電壓放大器是非線性失真最低的電壓放大器。圖 4-48 示一個三極管電路的 $I_b - U_b$ 圖。圖示有三條鉅曲綫及一變 μ

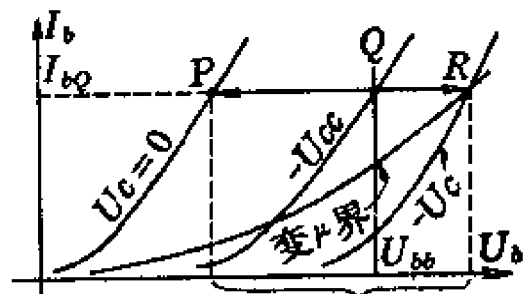


圖 4-48 扼流綫圈及電容耦合電壓放大器的 $I_b - U_b$ 圖解

界。鈹的运用点应争取居变 μ 界之上。

在中間頻域, L 的电抗和 C_a 的电抗几乎是开路, C_c 的电抗几乎是短路。如果 R_c 是甚大甚大于 r_p 的, 則电路的鈹 (交流) 回路几乎是开路, 于是动态負載綫几乎是水平的——鈹流几乎是恒值。这恒值鈹流决定于电路的静态情况: 如电感綫圈 L 的电阻是 0, 則静态鈹流决定于 $U_b = U_{bb}$ 静态負載綫与 $U_c = -U_{cc}$ 鈹曲綫的交点。在图 4-48 上, 这是 Q 点。基于这种静态情况, 电子管的許可鈹压摆域乃在图示 P 点到 R 点之間: P 点是相当于 $U_c = 0$ 瞬时的鈹运用点, R 点則是动态負載綫与变 μ 界的交界。

如果电子管阴极面上电荷电場不发生变 μ 現象, 則相当于图 4-48 的 R 点鈹压运用界限不存在。在这种情形, 鈹压摆域將成为 U_{bb} 上下各 μ 倍 U_{cc} 。因为栅压上摆系自 $-U_{cc}$ 到 0 間, 对称的下摆系自 $-U_{cc}$ 到 $-2U_{cc}$ 之間。于是显然, 用 U_{cc} 愈大, 將得愈大的鈹压可容許摆幅, 也就是愈大的可容許輸出幅。 U_{cc} 的最大許可值是 $\frac{U_{bb}}{\mu}$ (静态截止), 故最大可容許輸出的幅度可达 U_{bb} 。

事实上, 要使 U_{cc} 为 U_{bb} 的 μ 分之一是不可能的。用 $U_{cc} = \frac{U_{bb}}{\mu}$ 將使鈹流正临截止, 而必須使静态鈹流足够大于 0 方为实用。这一方面是因为变 μ 区域居在低鈹流区域, 鈹流愈小則 μ 变愈烈, 它方面是因为动态負載綫虽几乎水平, 鈹流的变化虽被高抗性的 L 所反对, 鈹流究竟有一定上下。在較低頻域, 电感的电抗要变小, 鈹流的摆幅就要略大, 在較高頻域, C_a 的电抗要变小, 鈹流的摆幅也要略大。静态鈹流必須大过于鈹流的摆动的幅度, 方能保証鈹流連續, 保証鈹路对栅輸入响应的連續。 U_{cc} 的值应取得使静态鈹流足够大, 以顧到这点。在一般情况, 每取 U_{cc} 为

$$U_{cc} = \frac{3}{4} \frac{U_{bb}}{\mu}, \quad (4-70)$$

得静态鈹流約

$$I_{b0} = \frac{U_{bb} - \mu \frac{3}{4} \frac{U_{bb}}{\mu}}{R_p} = \frac{1}{4} \frac{U_{bb}}{R_p}.$$

如此可大約兼顧有足够大的靜态鉍流，并使鉍运用区域大体居变 μ 区域之外，同时并有相当大的鉍压摆域。

按式 4-70 取 U_{cc} ，可得最大可容許鉍压摆幅約为

$$\hat{u}_{aM} = \mu \times \left(\frac{3}{4} \cdot \frac{U_{bb}}{\mu} - \frac{1}{2} \right) = \frac{3}{4} U_{bb} - \mu \times \frac{1}{2}. \quad (4-71)$$

式中 $\frac{1}{2}$ 为栅电位最高时必须保持为負的值（抗热激电子的偏压）。此式所示的值每大于 U_{bb} 之半，故这电路的可容許輸出幅度必大于 $R-C$ 电路以同 U_{bb} 为电源可得的輸出幅度。以数字例來說明：如 $U_{bb} = 250$ 伏， $\mu = 20$ ，在 $R-C$ 电路， $\hat{u}_{aM}$ 不可能超过 $\frac{1}{2} \times 250$ 伏 = 125 伏，而在扼流綫圈及电容耦合电路，按式 4-70 設計，可得 $\hat{u}_{aM}$ 达 $\left(\frac{3}{4} \times 250 \text{ 伏} - 10 \right) \approx 172$ 伏。

这个电路的非綫性失真，已經討論过，是完全視 μ 而定的，如果 μ 不变，則無非綫性失真。在一般三极管，按式 4-70 設計，这电路的非綫性失真极低。不过，这电路的电压放大的完全具 μ 性，要在动态負載綫几乎是水平的条件下方得成立，也就是鉍回路（由綫圈 L 、电容 C_d 及 $C_c - R_c$ 輸出組合）的阻抗甚大于 r_p 时方成立。在中間頻域，实在确乎如此，然而在較高及較低頻域，鉍回路的阻抗因 C_d 及 L 而跌落，而不复甚大甚大于 r_p 。按式 4-69，在高頻域电压放大率約是

$$A \approx - \frac{\mu}{1 + j\omega C_d r_p}.$$

在低頻域，电压放大率約是

$$A \approx \frac{-\mu}{\left(1 + \frac{1}{j\omega C_c R_c} \right) \left(1 + \frac{r_p}{j\omega L} \right)},$$

可見都有 r_p 参加其間，于是鉍即使在定 μ 区域运用，还不免有非綫性失真。尤其在低頻域，綫圈的激磁电流較大，綫圈磁路材料的非綫性將引入額外的磁非綫性失真。

已經提出,現在討論的电路要求用中 μ 三极管,如遇手头沒有三极管时,可以用銳截止的电压放大五极管連接成三极管使用. 銳截止电压放大五极管接成三极管后,性能属中 μ 三极管. 在这种手头仅有电压放大五极管的情形,使五极管能适应用于高感性鈹回路的电路的方法之另一是向扼流綫圈 L 并連一个相当于中 μ 三极管鈹阻 r_p 的实体电阻 R_b . 这个电阻將使有效的 r_p 减低,于是高端截止角頻率不因电子管的 r_p 高而低,低端截止角頻率不因电子管的 r_p 高而高. 在这种情形,以 R_b 代式4-68中 r_p 的地位,得

$$A \approx \frac{-g_m R_b}{(1+j\omega C_d R_b) \left(1 + \frac{1}{j\omega C_c R_c}\right) \left(1 + \frac{r_p}{j\omega L}\right)} \quad (4-72)$$

在通帶內,得

$$A \approx -g_m R_b,$$

这是正比于 g_m 的.

而从式4-65,三极管电路的通帶 $\dot{A}$ 值是

$$\dot{A} \approx -\mu,$$

是完全 μ 性的.

所以选用五极管同时并連一个电阻 R_b ,將得甚严重于三极管电路的非綫性失真. 三极管电路通帶 $\dot{A}$ 值 μ ,是 g_m 与 r_p 的乘积, g_m 与 r_p 都是随鈹流而变的量,結果乘得一恒定的量 μ ;而在选用五极管同时并連了电阻 R_b 的情形,得通帶 $\dot{A}$ 值为 $g_m R_b$,为随鈹流而变的参量 g_m 与恒值 R_b 的乘积,为一随鈹流而变的量.

从另一个角度来理解,三极管扼流綫圈耦合电路的非綫性失真較低,是因为由于存在于鈹极回路中的高感扼流綫圈,在运用过程中的鈹流是被維持不变的,而恒鈹流运用的定 μ 結構三极管能免除非綫性失真(見第二章).

因此实用上当使用五极管于扼流綫圈通路时,每取三极管接法.

在有的特殊情形,扼流綫圈耦合电路也用五极管接法的五极管。在作为强負反饋放大器的一个構成級,这是許可的。在强負反饋放大器中,各構成級的頻率响应性能不全是容許的。在强負反饋放大器中,总的頻率响应性能不直接决定于各構成級的頻率响应性。在强負反饋放大器,要求各構成級具有高的电压放大率数值。用高 r_p 的五极管于扼流綫圈耦合放大級中可得十分高的电压放大率数值。

电路的 C_k-R_k 組合—— R_k 电阻是用以发生栅偏压的。

合宜的栅偏压值,按式 4-70, 是

$$U_{co} = \frac{3}{4} \frac{U_{bb}}{\mu},$$

其相应的直流板流是

$$I_{bQ} = \frac{1}{4} \frac{U_{bb}}{R_p},$$

于是

$$R_k = \frac{U_{co}}{I_{bQ}} = \frac{3R_p}{\mu} = \frac{3}{g_m}. \quad (4-73)$$

一般中 μ 电子管的 g_m 約在 2 毫安/伏上下, 故 R_k 一般約在 1,500 欧上下。

在 $R-C$ 放大級的討論中已提出过: C_k-R_k 并連組合可以等效成为一个 $(1+\mu)R_k$ 与 $\frac{C_k}{(1+\mu)}$ 的并連組合, 向串連等值电路的 r_p 串接。用 C_k-R_k 組合自生栅偏压予电路的电压放大頻率响应性能及相移性能的全部影响, 可由这个等值方法推出。

4-12 变压器耦合电压放大級

变压器耦合电压放大級电路的基本形式見图 4-49。輸出在变压器副綫圈二端。

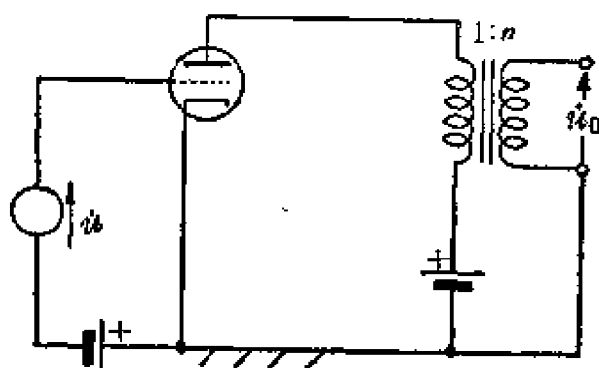


图 4-49 变压器耦合电压放大器

通常变压器耦合电压放大级在变压器副线圈端间没有负载。

这种电路也要求中 μ 三极管，只有在特殊场合才用五极管。

电路的电压放大率及其频率响应性能、相移性能——图 4-50 电路是图 4-49 电路的等值电路，这个等值电路中， C_1 是原线圈端间所有杂散电容的和， C_2 是副线圈端间所有杂散电容的和。

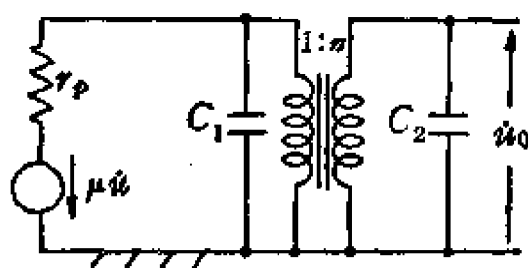


图 4-50 图 4-49 电路的等值电路

图 4-50 电路尚可演化为图 4-51 电路，而图 4-51 电路全部折合到副线圈方面，得图 4-52 电路。图 4-51 中 r_1 指变压器原线圈

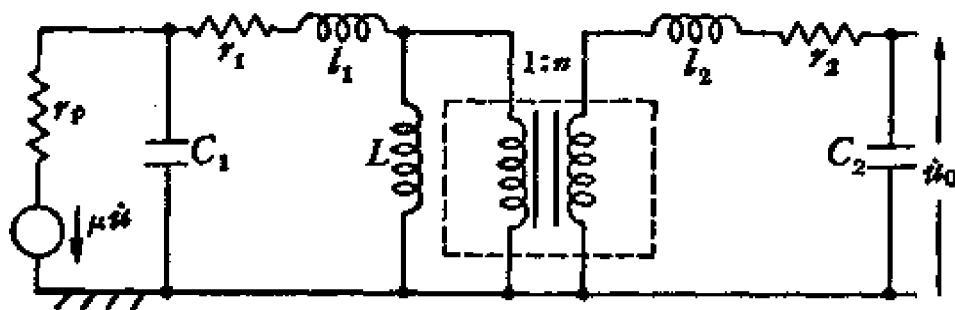


图 4-51 图 4-50 电路的演变

有效电阻, l_1 是原綫圈的漏感, r_2 是副綫圈的有效电阻, l_2 是副綫圈的漏感, L 是原綫圈的激磁电感, 虚綫所包的方框中是理想变压器. 图 4-51 折合到副級方面时, 原級的电压都乘 n 倍, 阻抗都乘 n^2 倍, n 是变压器原副級的匝数比. 将来我們要称 $n^2 r_1$ 及 r_2 的串連, 即 $(n^2 r_1 + r_2)$ 为 Σr 、而 $n^2 l_1$ 及 l_2 的串連, 即 $(n^2 l_1 + l_2)$ 为 Σl .

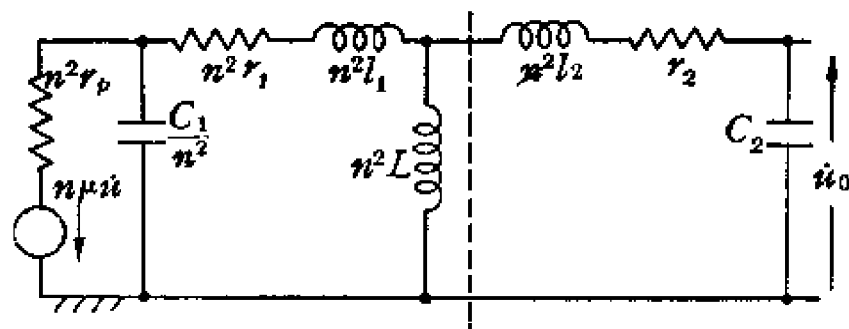


图 4-52 图 4-51 电路全部折合至变压器副級

按图 4-52, 这电路在极低頻率必無輸出, 因为跨接的 $n^2 L$ 在极低頻率短路了輸出. 这电路在极高頻率也必無輸出, 因为跨接的 $\frac{C_1}{n^2}$ 及 C_2 在极高頻率短路了輸出, 同时 $(n^2 l_1 + l_2)$ 复在极高頻率阻止輸出.

为了分析可以簡單, 同时也因为如图 4-52 那样的等值电路仅在不寬的頻域內近似成立 (因为杂散电容及漏感等等都实在是散布的量), 图 4-52 电路不必很严格的分析, 而可以分中、高、低三个頻域来近似求解.

在 Σl 的电抗甚小, C_2 的电抗甚大, $n^2 L$ 的电抗甚大, $\frac{C_1}{n^2}$ 的电抗甚大的頻域, 图 4-52 电路可化簡如图 4-53 所示. 图中 $\frac{C_1}{n^2}$ 被視為开路, $n^2 L$ 被視為开路, C_2 被視為开路, 而 $n^2 l_1$ 及 l_2 被視為短路. 这个頻域称为中間頻域.

在低于上述的頻域, $\frac{C_1}{n^2}$ 更可被視為开路, C_2 更可被視為开路, $n^2 l_1$ 及 l_2 更可被視為短路. 但 $n^2 L$ 不能視為开路. 于是电路約成为如图 4-54 所示, 这个頻域为低頻域,

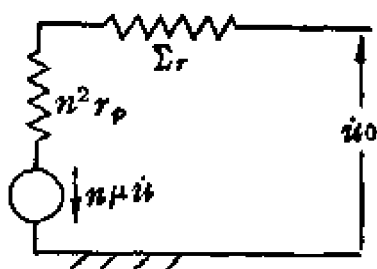


图 4-53 中间频域等值电路

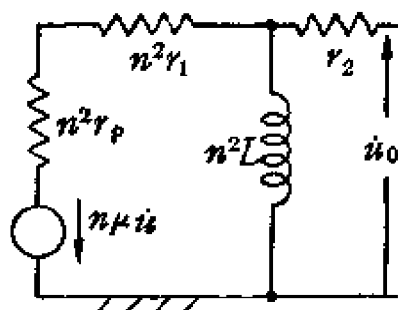


图 4-54 低频域等值电路

在高于中间频域的高频域, n^2L 可被视为开路, 而 $\frac{C_1}{n^2}$ 及 C_2 的跨接, n^2l_1 及 l_2 的串接都不可略, 电路乃成为约如图 4-55 所示。

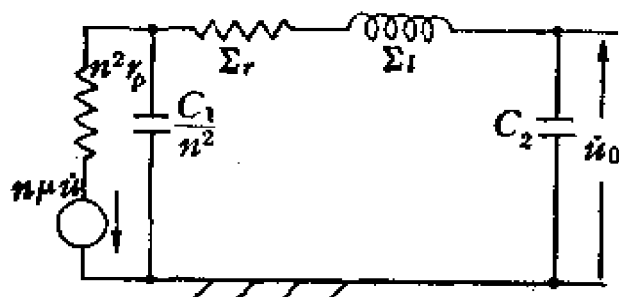


图 4-55 高频域等值电路

按图 4-53, 得中间频域电压放大率为

$$A \approx (-)n\mu. \quad (4-74)$$

按图 4-54, 得低频域电压放大率为

$$A \approx \frac{(-)n\mu}{1 + \frac{r_p + r_1}{j\omega L}}. \quad (4-75)$$

按图 4-55, 得高频域电压放大率为

$$A \approx \frac{(-)n\mu \times \frac{1}{j\omega C_2} \times \frac{1}{1 + j\omega C_1 r_p}}{\frac{n^2 r_p}{1 + j\omega C_1 r_p} + \Sigma r + j\omega \Sigma l + \frac{1}{j\omega C_2}}. \quad (4-76)$$

这个高频域电压放大率复可按 ω 大于及小于 $\frac{1}{C_1 r_p}$ 的最高频域及次高频域简化如下:

最高頻域电压放大率:

$$A \approx \frac{(-)n\mu \times \frac{1}{j\omega C_2} \times \frac{1}{1+j\omega C_1 r_p}}{\frac{n^2 r_p}{j\omega C_1 r_p} + \Sigma r + j\omega \Sigma l + \frac{1}{j\omega C_2}},$$

$$= \frac{(-)n\mu}{(1+j\omega C_1 r_p) \left[\left(1 + \frac{n^2 C_2}{C_1} - \omega^2 \Sigma l C_2 \right) + j\omega C_2 \Sigma r \right]}. \quad (4-77)$$

次高频域电压放大率:

$$A \approx \frac{(-)n\mu}{(1 - \omega^2 \Sigma l C_2) + j\omega C_2 (n^2 r_p + \Sigma r)}. \quad (4-78)$$

以上各式都包括一个 $(-)n\mu$ 因子.

在中頻域式 4-71 中, 仅包括此 $(-)n\mu$ 因子, 所以通帶电压放大率是 $n\mu$.

在低頻域式 4-79 中, 除了包括一个 $(-)n\mu$ 因子外, 尚串入一个低基本节, 其時間常数是

$$\tau = \frac{L}{r_p + r_1}. \quad (4-79)$$

在次高频域式 4-78 中, 电压放大率具諧振性.

在最高頻域式 4-77 式中, 电压放大率也帶諧振性, 之外复串入了一个高基本节, 它的時間常数是 $C_1 r_p$. 比較式 4-77 及式 4-78 (的分母), 可見諧振因子的各項数值有些不同: 在式 4-78 分母中, 諧振因子中的实数項为 $(1 - \omega^2 \Sigma l C_2)$, 而在式 4-77 分母中, 諧振因子中的实数項是 $\left(1 + \frac{n^2 C_2}{C_1} - \omega^2 \Sigma l C_2 \right)$; 在式 4-77 中, 諧振因子中的虛数項是 $j\omega C_2 \Sigma r$, 而在式 4-78 中相应項是 $j\omega C_2 (\Sigma r + n^2 r_p)$. 由于通常 $\frac{1}{C_1 r_p}$ 甚高于 $\frac{1}{\sqrt{\Sigma l C_2}}$ (因为 r_p 一般在 10,000 欧上下, 是中 μ 三极管的飯內阻, C_1 是原級方面的杂散电容, 一般在数十微微法, 而 C_2 每每要比 C_1 大, 又如 Σl 甚至大到可以用亨計), 諧振实在发生在次高频域內.

既然諧振发生在次高頻域, 最高頻域的 $\dot{A}$ 式分母中的諧振因子实际上几乎成为 $-\omega^2 \Sigma l C_2$. 于是在最高頻域的高端, 式 4-77 化簡为

$$\dot{A} \approx \frac{(-)^{n\mu}}{-\omega^2 \Sigma l C_2 (1 + j\omega C_1 r_p)}. \quad (4-80)$$

將式 4-72——式 4-74——式 4-78——式 4-80 (即式 4-77) 脚接, 就能大体的描述电路自极低到极高頻率的电压放大率的性能. 在低頻域, 这电路表现作为一个低基本节, 在中間通帶, 电路的响应性能是平的, 在次高頻域, 电路表现作为一个串連諧振电路, 而在最高頻域又复串入一个高基本节: 总共包括一个低基本节, 一个串連諧振电路和一个高基本节.

現在首先来考虑一下低端截止角頻率.

按式 4-79, 要得到低的低端截止角頻率, 要求 $(r_p + r_1)$ 小, L 大. 于是变压器耦合放大級的应用电子管应是三极管. 一般选用中 μ 三极管, 取其 r_p 不高而 μ 值又不太低. 对于变压器的要求則是, 低的原級电阻 r_1 , 高的原級电感 L .

其次考虑高端截止角頻率.

按式 4-78, 在次高頻域內发生了一个串連諧振. 这个串連諧振的構成因素是变压器的漏感 Σl , 副綫圈二端总的杂散电容 C_2 , 和电阻 $(n^2 r_p + \Sigma r)$, 輸出在 C_2 二端 (見式 4-78). 按第三章低 Q 諧振电路一节的討論, 串連諧振电路的串連諧振頻率是通帶的高端截止頻率, 所以要求研究次高頻域的 $|\dot{A}| - \omega$ 关系来分析高端截止角頻率問題. 同时, 在串連諧振頻率可以发生一个 $|\dot{A}| - \omega$ 曲綫的諧升, 如果諧升有高峰, 放大級就不能正常的运用, 如果諧升适当, 甚至可以得到一种最佳的 $|\dot{A}| - \omega$ 性能曲綫. 关于次高頻域的諧升問題, 也要同时加以討論.

按式 4-78, Σl 及 C_2 所决定的电路高端截止角頻率是

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{\Sigma l C_2}}. \quad (4-81)$$

而在这个截止角頻率, 电路的 Q 值是

$$Q_r = \frac{1}{n^2 r_p + \Sigma r} \sqrt{\frac{\Sigma l}{C_2}} \quad (4-82)$$

由 ω_c 式可見, 为了要使截止角頻率高, 應該使 Σl 和 C_2 都小。

由式 4-82 可見, Σl 和 C_2 不仅决定通帶高端截止角頻率, 它們还参加决定电路的 Q_r 值, 而决定 $|A| - \omega$ 曲綫是否有諧升峰。

如果 Σl 、 C_2 和 $(n^2 r_p + \Sigma r)$ 所共同决定的 Q_r 大于 $\frac{1}{\sqrt{2}}$, 那么 $|A| - \omega$ 曲綫將要有一个諧升峰(見第三章, 低 Q_r 諧振电路节)。如果 Q_r 低于 $\frac{1}{2}$, 在利用諧振来放寬通帶以及使通帶內 $|A| - \omega$ 曲綫更平这些方面說来, 是利用得不足够。

往往在为音頻域用的变压器耦合电压放大級电路, Σl 、 C_2 和 $(n^2 r_p + \Sigma r)$ 值所共同决定的 Q_r 值要大于 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 。这要引起 $|A| - \omega$ 曲綫有一个諧升峰。在專为較高的頻域用的变压器, Σl 可以較小, Q_r 值就可能低些。 Q_r 值过大是变压器漏感过大的反映, 因为 Q_r 正比于漏感的平方根。在变压器的制造技术不能使 Σl 更小的限制下, $|A| - \omega$ 曲綫的峰就不免要出現。要使放大級电路正常的运用, 就要求适当的修飾电路。

在 Q_r 过大的情况, 應該設法使 Q_r 小下去。按式 4-82, 使 Q_r 小的方法有三种: 第一是减小 Σl , 第二是加大 C_2 , 第三是加大 $(n^2 r_p + \Sigma r)$ 。

要 Σl 小的可能性又有二种: 一是用漏感系数小的高品質变压器, 二是連帶把变压器的自感和 Σl 一同正比的减低。显然在已指定了通帶低端截止角頻率的情形, 变压器自感量是不許可减小的。于是如果經濟和技术条件不容許选用或制造得到漏感系数足够低的变压器, 就没有可能使 Σl 足够低, 也就沒有可能由减低 Σl 来降低 Q_r 。

如果有条件能够得到漏感系数足够低的变压器而使 Q_r 减低

到合适的值, 就同时也得到通带高端截止角频率的提高. 因为高端截止角频率反比于 Σl 的平方根.

第二种加大 C_2 以降低 Q_r 的方法, 在措施上非常简单: 只要向变压器副级二端跨接一个适量电容就可以. 但是加大 C_2 固然能使 Q_r 减低到合适的值, 却同时连带减低了通带高端截止角频率, 因为高端截止角频率反比于 C_2 的平方根. C_2 的值应该满足:

$$C_2 = \frac{\Sigma l}{Q_{r0}^2 (n^2 r_p + \Sigma r)^2}. \quad (4-83)$$

式中 Q_{r0} 是 Q_r 应该取的值.

满足了式 4-83 条件后, 高端截止角频率成为

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{\Sigma l C_2}} = \frac{Q_{r0} (n^2 r_p + \Sigma r)}{\Sigma l}. \quad (4-84)$$

用加大 C_2 使 Q_r 降低的方法, 所得的高端截止角频率反比于漏感 Σl , 正比于 $Q_{r0} (n^2 r_p + \Sigma r)$.

现在考虑一下加大 $(n^2 r_p + \Sigma r)$ 以使 Q_r 降落的方法.

$(n^2 r_p + \Sigma r)$ 的值与电路的角频率 ω_r 是无关的, 所以任意变化 $(n^2 r_p + \Sigma r)$ 并不影响角频率 ω_r . 于是可以考虑加大 $(n^2 r_p + \Sigma r)$ 来使 Q_r 下降到合适值. 加大 $(n^2 r_p + \Sigma r)$ 可由加大 $n^2 r_p$ 得到, 也可由加大 Σr 得到. 而加大 Σr 可由加大 $n^2 r_1$ 或加大 r_2 得到, 所以加大 n 、 r_p 、 r_1 和 r_2 都可以使 $(n^2 r_p + \Sigma r)$ 加大, 使 Q_r 减低.

但是这里加大 n 是不能采取的. 因为

$$\Sigma l = n^2 l_1 + l_2,$$

加大 n 就要连带加大 Σl , 结果使高端截止角频率下降, 而随 Σl 之因 n 增大也增大, Q_r 值随 n 的增大的下降是比较小的. 于是只能考虑或增加 r_p , 或增加 r_1 , 或增加 r_2 .

由式 4-79, 现在所讨论的电路的低基本节时间常数是

$$\tau = \frac{L}{r_p + r_1},$$

此式指出 r_p 和 r_1 决定通带的低端截止角频率. 加大 r_p 和 r_1 会使低

端截止角頻率提高, 而壓縮通帶. 于是, 要加大 $(n^2 r_p + \Sigma r)$ 就唯有加大 r_2 ——变压器副綫圈的电阻值.

实用的通常降低 Q_r 的方法之一是將变压器副綫圈用高电阻导綫为繞阻. 这种措施还具有能抑制由于电容及漏感的散布性所引起的多頻諧振現象的优点.

由式 4-79 及式 4-84, 阻尼后的变压器耦合电压放大器的域寬可由下式表示:

$$\begin{aligned} \frac{\omega_r}{\omega_l} &= \frac{Q_{ro}(n^2 r_p + \Sigma r)L}{\Sigma l(r_p + r_1)} \\ &= Q_{ro} \left(\frac{n^2 L}{\Sigma l} \right) \left(1 + \frac{r_2}{n^2 r_p + n^2 r_1} \right) \end{aligned} \quad (4-85)$$

这个比值是与 C_1 值無关的, 但却与 r_2 和 $(n^2 r_p + n^2 r_1)$ 的比有关, 随 r_2 之大而大. 所以增加 r_2 的阻尼方法要优于增加 C_2 的阻尼方法.

但这种措施使变压器的設計成为十分麻煩, 而一定型的变压器將仅能适合一定元件数值組合的电路. 在非大量生产的情形, 这种方法显見不切实际.

另一种阻尼方法称为并連电阻阻尼方法.

并連电阻阻尼方法的基本措施是向 C_2 , 即变压器輸出端跨接一个适当的(高值)电阻. 这个电阻向 C_2 跨接, 將使由 $(n^2 r_p + \Sigma r)$ 、 Σl 及 C_2 構成的串連諧振电路的振盪受到阻尼, 从而使有效的 Q_r 值适当的降低.

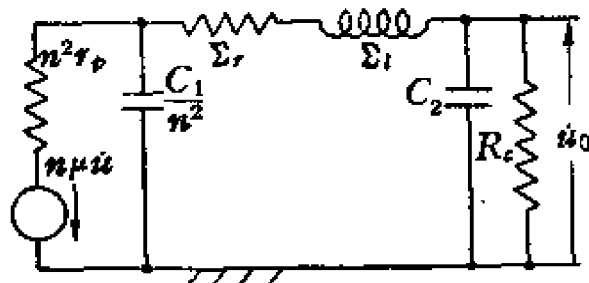


图 4-56 用电阻阻尼的变压器耦合电压放大器

用并连阻尼的方法所得的电压放大率可由图 4-56 等值电路求知。图 4-56 等值电路的基本部分是图 4-52，而在 C_2 二端跨接了一个 R_c 。因谐振发生在次高频域，即 ω 低于 $\frac{1}{C_1 r_p}$ 的频段，故略去 C_1 ，得图 4-57。

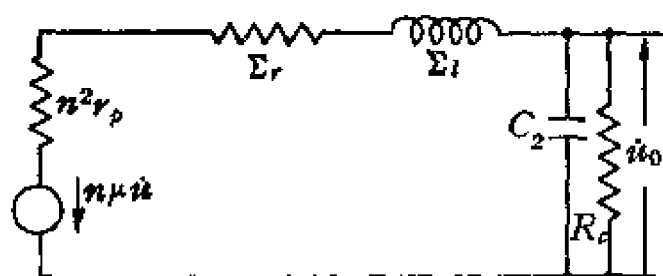


图 4-57 图 4-56 电路在次高频域的近似电路

按图 4-57，

$$\begin{aligned} A = \frac{i_0}{i} &= \frac{[(-)n\mu] \frac{R_c}{1 + j\omega C_2 R_c}}{\frac{R_c}{1 + j\omega C_2 R_c} + (n^2 r_p + \Sigma r) + j\omega \Sigma l} \\ &= \frac{(-)n\mu}{\left(1 + \frac{n^2 r_p + \Sigma r}{R_c} - \omega^2 \Sigma l C_2\right) + j\omega \left[\frac{\Sigma l}{R_c} + C_2 (n^2 r_p + \Sigma r)\right]} \end{aligned}$$

称

$$\left(1 + \frac{n^2 r_p + \Sigma r}{R_c}\right) = \gamma.$$

得

$$A = \frac{(-)n\mu}{\gamma \left\{ \left(1 + \frac{\omega^2 \Sigma l C_2}{\gamma}\right) + \frac{j\omega}{\gamma} \left[\frac{\Sigma l}{R_c} + C_2 (n^2 r_p + \Sigma r) \right] \right\}}. \quad (4-86)$$

这可写成：

$$A = \frac{(-) \frac{n\mu}{\gamma} \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right)}{\frac{1}{j\omega C_2} \times \frac{j\omega \Sigma l}{\gamma} + \frac{1}{\gamma C_2} \left[\frac{\Sigma l}{R_c} + C_2 (n^2 r_p + \Sigma r) \right]}.$$

由此式可见，向 C_2 跨接了 R_c 后，电路仍旧具有不跨接 R_c 时的（串连）谐振性，但相当的元件值则已改变。由此式可见，串连谐

振的相当电容仍为 C_2 不变,

$$C = C_2,$$

串連諧振的相当电感是 $\frac{\Sigma l}{\gamma}$,

$$L = \frac{\Sigma l}{\gamma},$$

縮減成为原来的 Σl 的 γ 分之一. 串連电阻則成为

$$\begin{aligned} R &= \frac{1}{\gamma C_2} \left[\frac{\Sigma l}{R_c} + C_2 (n^2 r_p + \Sigma r) \right] \\ &= \frac{n^2 r_p + \Sigma r}{\gamma} + \frac{\Sigma l}{\gamma C_2 R_c} \\ &= \frac{n^2 r_p + \Sigma r}{\gamma} + \frac{\Sigma l}{C_2 (n^2 r_p + \Sigma r + R_c)}. \end{aligned}$$

这些电容、电阻和电感等, 共同使有效的 Q' 下降, 复使有效的諧振頻率上升.

这些相当的电容、电感及电阻所决定的串連諧振角頻率是

$$\omega' = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \sqrt{\frac{\gamma}{\Sigma l C_2}} (= \sqrt{\gamma} \omega_r), \quad (4-87)$$

所决定的电路品質系数是

$$\begin{aligned} Q' &= \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{\frac{n^2 r_p + \Sigma r}{\gamma} + \frac{\Sigma l}{C_2 (R_c + n^2 r_p + \Sigma r)}} \sqrt{\frac{\Sigma l}{\gamma C_2}} \\ &= \frac{1}{(n^2 r_p + \Sigma r) \sqrt{\frac{\Sigma l}{C_2}}} \cdot \sqrt{\frac{R_c}{R_c + n^2 r_p + \Sigma r}} \\ &= \frac{\sqrt{\gamma} \cdot Q_r}{1 + Q_r^2 (\gamma - 1)}. \end{aligned} \quad (4-88)$$

使 R_c 取适当值可以使原来过高的 Q_r 降到合适的值.

用 R_c 跨接的阻尼方法的结果可說如下例: $\mu = 20$, $n = 3$, $r_p = 10,000$ 欧, $r_1 = 2,000$ 欧, $r_2 = 8,000$ 欧, $L = 60$ 亨, $\Sigma l = 2$ 亨, $C_1 = 50$ 微微法, $C_2 = 200$ 微微法.

按已知数字, 得

$$Q_r = 0.903 \quad \left(\text{即 } Q_r > \frac{1}{\sqrt{2}} \right).$$

为了使 Q_r 成为 $Q_r' = \frac{1}{\sqrt{2}}$, 从式 4-88 得

$$\gamma = 1.97.$$

于是应取 R_c 为

$$R_c = 112,500 \text{ 欧}.$$

得高端截止角频率为

$$\omega_c' = \sqrt{\frac{\gamma}{\Sigma l C_2}} = 70,300 \text{ 弧度/秒} (\approx 11,200 \text{ 赫}).$$

R_c 跨接的阻尼作用一方面解决了 Q_r 过高的问题, 一方面又使高端截止角频率提高了 $\sqrt{\gamma}$ 倍.

但是 R_c 的跨接也使放大级通带电压放大率减低. 原来通带电压放大率是 μ , 在 R_c 跨接后这成为 $\frac{\mu}{\gamma}$.

在使用现成的变压器时, 如果发现运用情况的 Q_r 值过大, 往往用 R_c 阻尼, 但有时也用加大 C_2 的方法来减低 Q_r . 用 R_c 阻尼的优点是高端截止角频率可被提高. 但是同时却要使通带电压放大率减低. 此外, 以 R_c 向变压器副级跨接后, 电子管的板回路就有了电阻负载, 而不再以恒流运用, 结果将使非线性失真增大. 针对这些, 如果对高端截止角频率要求不高, 可以用加大 C_2 的方法减小 Q_r . 加大 C_2 并不使通带电压放大减低, 也不使电子管板回路跨入电阻负载, 三极管仍能以恒流运用, 得低的非线性失真.

再以上面的例子为说明, 加大 C_2 到 $C_2 = 325$ 微微法,

$$\text{可得} \quad Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

在这情形下, 高端截止角频率是

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{\Sigma l C_2}} = 34,500 \text{ 弧度/秒} (= 5,500 \text{ 赫}).$$

总的说来, 变压器耦合电压放大级的低频域截止性能是一个

低基本节的截止性能,而高端截止频率发生在次高频域,截止性能往往是低 Q , 諧振性截止电路的性能. 在通帶系处在較高頻域的情形, 高频域的截止性能可以是非振盪性的, 而可剖析为二个高基本节串級 ($Q_r < \frac{1}{2}$). 在最一般的情形, 变压器运用的通帶往往不是在很高的頻域的, Q_r 总是过高, 而要求一些措施把 Q_r 抑压下去. 压低 Q_r 的最基本方法是选用漏感系数足够低的变压器, 其次就只能要求把变压器的副线圈繞組的电阻加大. 在使用現成变压器的不得已的情形, 可用跨接一个 R_c 的阻尼法或用加大 C_2 的方法.

以上的討論是关于变压器耦合电压放大級的低頻域截止性能和高頻域截止性能以及有关的措施.

現在要討論一下从 0 频率至于無限高频率範圍內的全部 $|A| - \omega$ 关系和 $\theta_x - \omega$ 关系.

重复一下已經討論过的: 在 0 到通帶低端截止角频率的低頻域內, 电路表現为一个低基本节. 所以电路在低頻域的 $|A| - \omega$ 曲綫和 $\theta_x - \omega$ 曲綫就是低基本节的 $|A| - \omega$ 曲綫和 $\theta_x - \omega$ 曲綫, 低基本节的时间常数为 $\frac{(r_p + r_1)}{L}$. 在通帶到次高频域(式 4-78), 包括高端截止角频率的上下附近頻域, 电路的表現是一个低 Q_r 串連諧振电路, 輸出在 C_2 二端. 于是 $|A| - \omega$ 曲綫和 $\theta_x - \omega$ 曲綫就是低 Q_r 諧振电路的 $|A| - \omega$ 曲綫和 $\theta_x - \omega$ 曲綫, 这里截止角频率就是串連諧振角频率, $\omega = Q_{r0} \frac{(n^2 r_p + \Sigma r)}{\Sigma L}$. 而在更高的頻域, 进入最高頻域高端, 按式 4-80, 电路的表現有如又串入了一个高基本节, 时间常数是 $C_1 r_p$. 于是 $|A| - \omega$ 曲綫和 $\theta_x - \omega$ 曲綫就是低 Q_r 諧振电路的 $|A| - \omega$ 曲綫和 $\theta_x - \omega$ 曲綫与一个高基本节的 $|A| - \omega$ 曲綫和 $\theta_x - \omega$ 曲綫的叠加. 一个典型电路的 $|A| - \omega$ 及 $\theta_x - \omega$ 图例子各見图 4-58 及图 4-59. 低頻域的截止銳度是 $|A|$ 与 ω 正比, 高频域的截止銳度是 $|A|$ 与 ω 的平方反比, 而在极高頻域 ($\omega > \frac{1}{C_1 r_p}$), 截止銳度是 $|A|$ 与 ω 的三方反比.

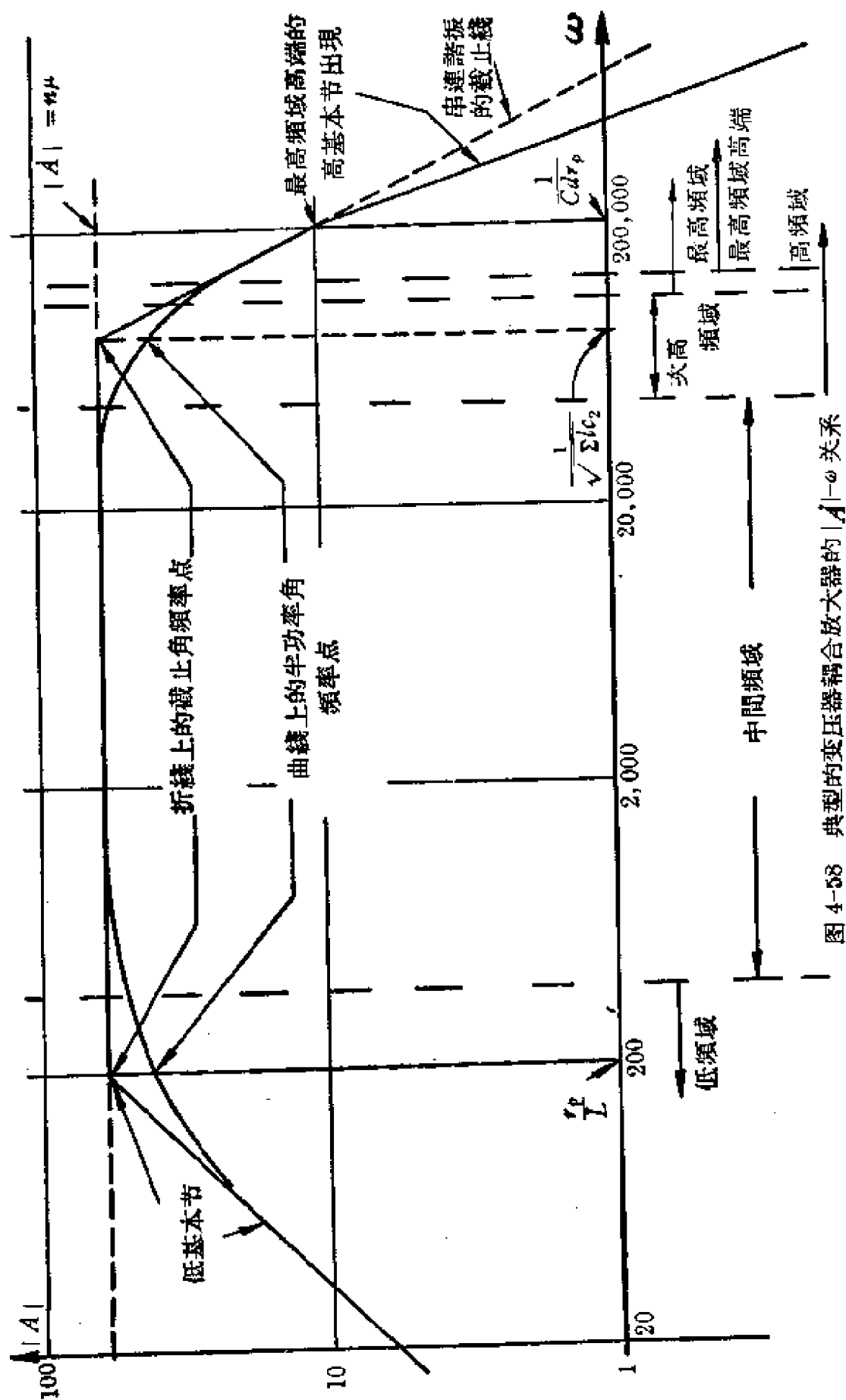


图 4-58 典型的变压器耦合放大器的 $|A|-\omega$ 关系

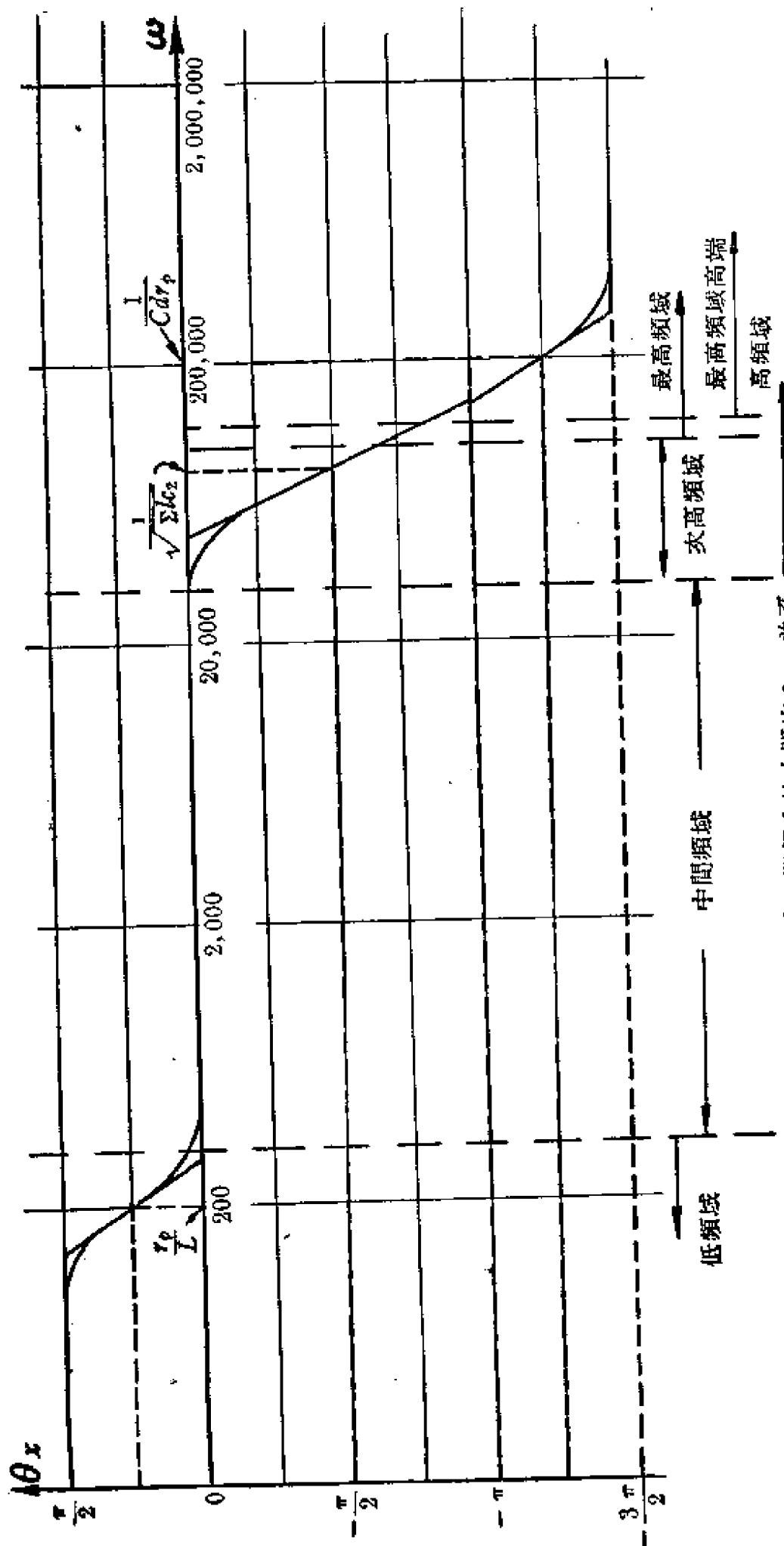


图 4-59 典型的变压器耦合放大器的 $10x-\omega$ 关系

关于以上的讨论等,是按放大器电路的等值电路作的.电子管在电路内成为一个等效发电机和内阻的串连.按此,任何形式相仿的涉及副级方面基本上是空载的变压器的电路的 $|A|-\omega$ 关系和 $\theta_s-\omega$ 关系等的讨论可按以上的讨论套用.例子是放大器的输入变压器等.

电路的非线性失真问题及可容许输出问题——变压器耦合电压放大级的电压放大率数值,在通带频域是 $(-)\mu$,故变压器耦合放大级是纯 μ 性的级,其非线性失真决定于 μ .因此许多考虑是如同前节扼流线圈耦合电路一样的.例如,钹运用区域应大体免插入变 μ 区域,以及在高及低频域,由于钹回路的阻抗要下降,钹流摆幅转要大,钹的运用将局部失去 μ 性,非线性失真将上升,尤其在低频域,变压器原线圈的激磁电流增大,引入额外的磁饱和失真,这也和扼流线圈及电容耦合级的情形一样.

变压器耦合级的栅偏压选择原则同于扼流线圈耦合电路.一般选 U_{cc} 为

$$U_{cc} = \frac{3}{4} \frac{U_{bb}}{\mu}. \quad (4-89)$$

如用阴极回路 R_k 电阻器以自生栅偏压,则

$$R_k = \frac{3}{g_m}. \quad (4-90)$$

在这样的运用条件下,钹压摆幅可以接近 $\frac{3}{4}U_{bb}$,输出电压幅可达 $\frac{3\mu U_{bb}}{4}$.

变压器耦合电压放大级与扼流线圈耦合电压放大级的比较——变压器耦合级与扼流线圈耦合级的钹压摆动具有相同的性质.如果用相同的钹源电压,相同的电子管,相同的栅偏压,在同样输入时,二者的钹摆动相同.在扼流线圈耦合级,钹压摆动就是输出电压,在变压器耦合级,输出电压是钹压摆的 μ 倍.(这里可以指出,在这二种电路里,钹压可容许摆幅必大于 $R-C$ 级的可容许输出,因这二种电路的静态钹压(接近)是 U_{bb} ,而 $R-C$ 级的静态

飯压不过約是 U_{bb} 的一半)。

变压器耦合級在某些方面是較扼流綫圈耦合級为优的。它的最大优点在于輸出端是可以与“地”無关的。在有些場合,要求放大器的輸出二端都与机座“地”無关,乃必須用变压器耦合。

变压器耦合級的輸出端直流电阻是比較低的,輸出端的直流电阻是 r_2 , 往往在 10,000 欧以下。在扼流綫圈耦合級,輸出端直流电阻是 R_c , R_c 必須用尽大值,往往在数十万欧上下。

在扼流綫圈耦合电路,电压放大率要包括二个低基本节和一个高基本节。而在变压器耦合电路,电压放大率包括一个低基本节,一个諧振性截止电路及一个高基本节,因此二电路的 θ_x 范围不同:在扼流綫圈耦合电路,0 頻率的 θ_x 是 π , ∞ 頻率的 θ_x 是 $-\frac{\pi}{2}$;在变压器耦合电路,0 頻率的 θ_x 是 $\frac{\pi}{2}$, ∞ 頻率的 θ_x 是 $-\frac{3\pi}{2}$ 。

4-13 1:1 变压器及消漏感电容耦合电压放大級

变压器耦合的电压放大級在高頻域,因漏感 Σl 与 C_2 起串連諧振,要引起一个以 $(-\pi)$ 为极端值的額外相移,又因 C_1 的跨接,要引起一个以 $(-\frac{\pi}{2})$ 为极端值的額外相移,于是总得一个极端值是 $(-\frac{3\pi}{2})$ 的高頻域額外相移。將在反饋放大器章中知道,作为一个負反饋放大器的構成級,一个放大級的高或低頻域額外相移宜保持在仅有一个高基本节或一个低基本节所將引起的 $(-\frac{\pi}{2})$ 及 $(\frac{\pi}{2})$ 內(一个放大級在实际上往往不免要包括一个高基本节及一个低基本节)。于是变压器耦合放大級就不宜于作为負反饋放大器的構成級。但是变压器耦合級具有諸如飯压摆幅大,輸出端直流回路电阻低等等优点,在有的負反饋放大器場合要求用变压器耦合級,因此就发生了去除变压器耦合級的高頻域极端相移可达于 $-\frac{3\pi}{2}$ 的缺点的电路,是为“1:1 变压器及消漏感电容耦合級电

路”。这种电路的基本形式见图4-60。图4-60电路的变压器副线圈方面的下端取交流“地”电位，副线圈绕组与原线圈绕组的相对绕向相同。 C_c 电容称为消漏感电容。

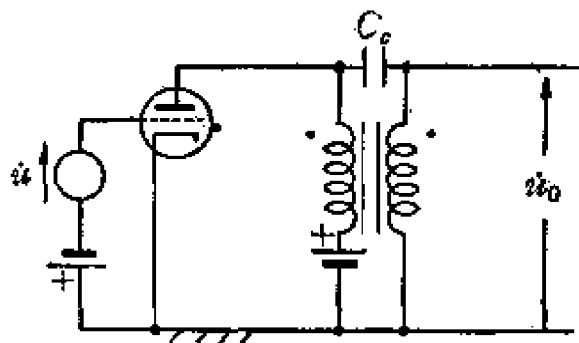


图 4-60 1:1 变压器及消漏感电容耦合电压放大器

图4-60电路的等值电路见图4-61，图中虚线框内是一个1:1的理想变压器。图4-62将1:1的变压器的原副级间看为直接连通。图4-62电路与图4-61电路是没有区别的。如果变压器匝比

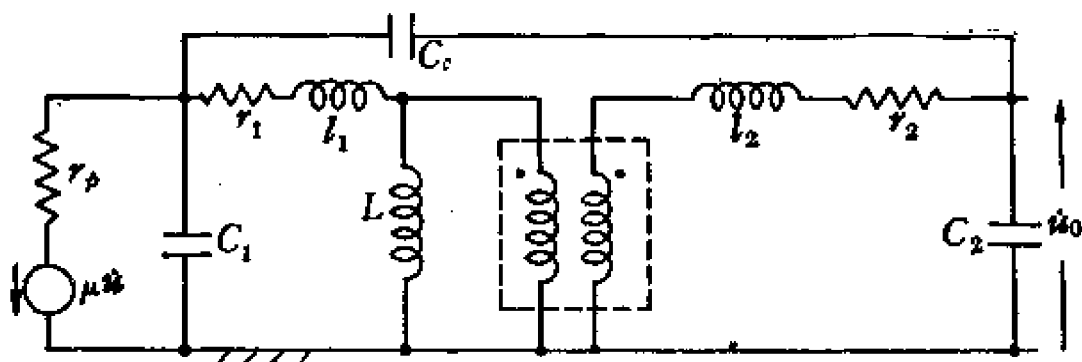


图 4-61 图 4-60 电路的等值电路

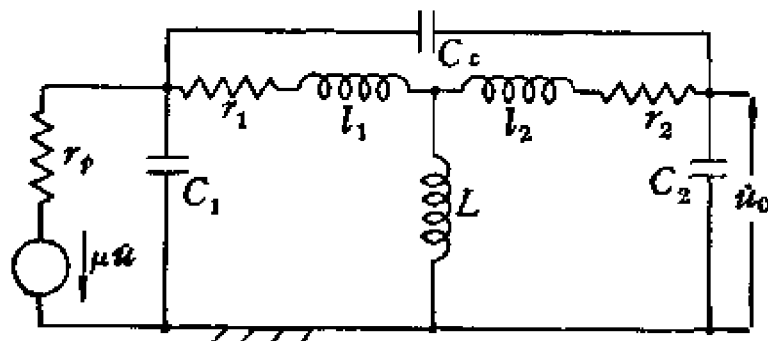


图 4-62 图 4-61 电路的化简

并非1:1, 或原副級相对繞向并非相同, 則图4-61不能直接化为图4-62, 而要涉及一些其它变换考虑.

图4-62电路可以象簡單的变压器耦合級一样, 分低、中、高频域, 分别作为近似的等值电路, 是为图4-63 (低频域)、图4-64 (中频域)及图4-65 (高频域). 这里在低频域將小值的电容 C_1 及 C_2 視為开路, 小值的漏感 l_1 及 l_2 視為短路; 在高频域將大值的电感 L 視為开路, 大值的电容 C_c 視為短路; 在中間頻域, 大值的电感 L 視為开路, 小值的电感 l_1 及 l_2 視為短路, 小值的电容 C_1 及 C_2 視為开路, 大值的电容 C_c 則視為短路.

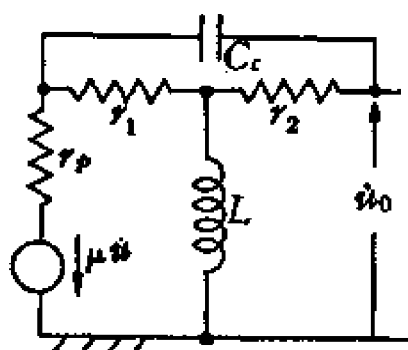


图4-63 图4-61等值电路在低频域的化简

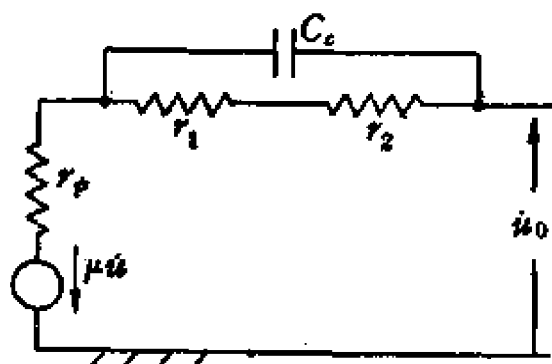


图4-64 图4-61等值电路在中频域的化简

按图4-61, C_c 是跨于 r_1 和 r_2 串連組合的端間的. 如果 C_c 不十分大, r_1 及 r_2 不十分大, 則在低频域, 这电路复可約視如图4-66. 图4-66視 C_c 跨向低阻值的 r_1 与 r_2 的串連, 并不起什么十分的作用.

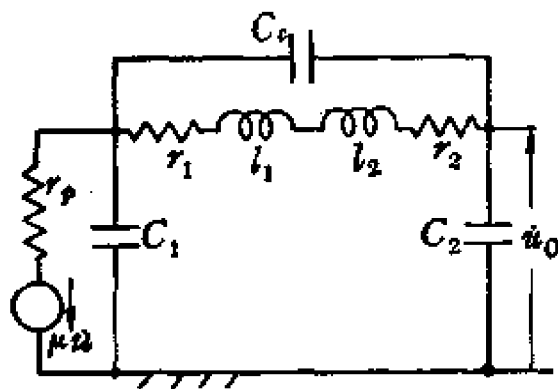


图4-65 图4-61等值电路在高频域的化简

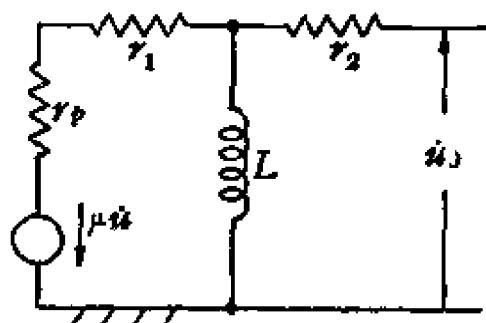


图4-66 图4-63电路的近似化简

于是使得电路的电压放大率大约如下:

(1) 低频域:

$$\dot{A} = \frac{-\mu}{1 + \frac{r_p + r_1}{j\omega L}} \quad (4-91)$$

(2) 中间频域:

$$\dot{A} = -\mu \quad (4-92)$$

(3) 高频域:

$$\dot{A} = \frac{-\mu}{1 + j\omega(C_1 + C_2)r_p} \quad (4-93)$$

将这三式啣接使得全频域的电压放大率与频率的关系。这里可见, 这个电路的电压放大率只包括一个低基本节和一个高基本节。这个电路的低频域极端 θ_s 故是 $\frac{\pi}{2}$, 高频域极端 θ_s 不过 $\left(-\frac{\pi}{2}\right)$ (而非 $-\frac{3\pi}{2}$)。

获得这种仅包括单一高基本节的高频域电压放大率特性是由于 C_c 消灭了漏感 l_1 及 l_2 的作用。在沒有 C_c 的情形, 漏感 l_1 及 l_2 要与 C_2 在次高频域起串連諧振, 使高频域极端額外相移加多 $(-\pi)$, 再加上 C_1 及 r_p 构成的高基本节的高频域极端額外相移 $\left(-\frac{\pi}{2}\right)$, 总共得高频域极端落后相为 $\left(-\frac{3\pi}{2}\right)$ 。电容 C_c 在高频域短路了 l_1 及 l_2 , 消灭了(次)高频域中的串連諧振。

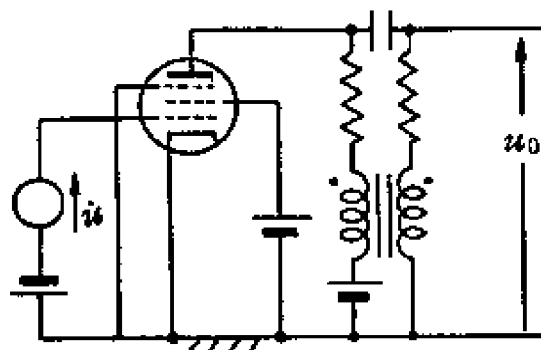


图 4-67 图 4-60 电路的变化电路

4-14 用电感作为飯回路的电压放大級的特点

用电感作为飯回路的电压放大級包括扼流綫圈及电容耦合电路, 变压器耦合电路, 和 1:1 变压器及消灭漏感电容耦合电路. 这些电路有一些共同的特点.

首先, 如要求作为一个寬域放大級, 这种电路要求用中 μ 三极管. 电子管的 r_p 值决定通帶的低端截止角頻率, r_p 愈小, 則低端截止角頻率愈低, 通帶頻域愈寬.

用了中 μ 三极管, 电路的电压放大率是 μ 性的, 因为在通帶內飯回路电感的电抗远比电子管的 r_p 高得多, 电子管基本上以 μ 飯流运用. 如果使运用飯流足够大, 可使飯运用点免于进入变 μ 区域, 可得极低的非綫性失真. 这类电路是非綫性失真最低的电路.

由于电压放大率具有比較純的 μ 性, 这类电路的电压放大率的持恒度也是高的. 放大器运用时, 电源电压的上落基本上不影响电路的电压放大率. 与此相較, g_m 性电路諸如五极管 $R-C$ 放大級等的电压放大率的持恒度則較低.

为了使低端截止角頻率較低, 扼流綫圈或变压器的原級繞組电阻是應該尽量低的. 在这种条件下, 电子管的靜态飯压將几乎等于 U_{bb} , 于是輸出电压的可容許幅度就較大. 在 $R-C$ 放大級, 靜态飯压被設計在約为 U_{bb} 的一半, 显然在一定 U_{bb} 条件下, 这种类型电路的輸出幅度要大于 $R-C$ 放大級电路的輸出幅度. 一般的設計是, U_{cc} 是 $\frac{3U_{bb}}{4\mu}$, 尽量使栅压足够輸入, 飯压摆幅可达 $\frac{3}{4}U_{bb}$, 是一个远大于 $R-C$ 放大級最大輸出幅的值. 在 $R-C$ 放大級, 由于靜态飯压約是 $\frac{1}{2}U_{bb}$, 最大輸出幅必小于 $\frac{1}{2}U_{bb}$.

变压器耦合电压放大級的独有优点是变压器的升压比, 以及副級綫圈可以与整个放大級有电的隔絕.

但是这类电路也有一些很大的缺点.

首先, 飯回路电感必須是包括磁路的龐大元件, 在成本上必然

昂貴。同时，电路中包括了磁路的元件，必然添加起因于游散的交流磁場的杂声以及多了发生意外的磁耦合反饋。

这类电路的主要缺点是通帶域寬很狹。

这类电路的低端截止角頻率决定于电子管板內阻 r_p ，原綫圈电阻 r_1 和原綫圈电感 L (見式 4-79)：

$$\omega_l = \frac{r_p + r_1}{L}.$$

使 r_p 及 r_1 小是使 ω_l 低的条件，而低 r_p 的三极管的 μ 值必然是較低的。为了使放大級有足够大的电压放大率数值，所用的电子管的 μ 值不能过低，于是就发生了低端截止角頻率与通帶电压放大率数值之間的矛盾。如已談到，这种电路一般用的是中 μ 三极管， r_p 在 10,000 欧上下，于是得到比較低的 ω_l 就只能要求 L 具有很大的值。例如，要求 $\omega_l = 200$ 弧度/秒，而 $(r_p + r_1) = 10,000$ 欧，則要求 $L = 50$ 亨。制造高电感綫圈及变压器在技术上及經濟上存在限制，因此 ω_l 一般不能做到很低。实用电路的 r_p 、 r_1 及 L 所决定的 ω_l 值往往高于 $R-C$ 放大級的一般 ω_l 值。

这种电路頻域的高端截止角頻率是比較低的。这是因为高值的电感綫圈，其繞組必然具有較大的杂散电容。在变压器耦合电路，漏感也参加限制通帶向高頻域伸展。如式 4-84 所示，用加大 C_2 的方法以使 Q_r 减到适宜的 Q_{r0} ，所得的高端截止角頻率

$$\omega_r = \frac{Q_{r0}(n^2 r_p + \Sigma r)}{\Sigma l}.$$

是反比于漏感 Σl 的。

上式所示的 ω_r 与低端截止角頻率的比，是通帶域寬：

$$\begin{aligned} \frac{\omega_r}{\omega_l} &= \frac{\frac{Q_{r0}(n^2 r_p + \Sigma r)}{\Sigma l}}{\frac{r_p + r_1}{L}} = \frac{Q_{r0}(n^2 r_p + n^2 r_1 + r_2)}{\Sigma l} \cdot \frac{L}{n^2 r_p + n^2 r_1} \\ &= Q_{r0} \left(1 + \frac{r_2}{n^2 r_p + n^2 r_1} \right) \times \left(\frac{n^2 L}{\Sigma l} \right). \end{aligned}$$

倍. 式中 $\left(\frac{\Sigma l}{n^2 L}\right)$ 是变压器漏感系数, 一般中下品質变压器的 $\left(\frac{\Sigma l}{n^2 L}\right)$ 在 $\frac{1}{100}$ 上下, 而一般 $Q_{r0}\left(1 + \frac{r_2}{n^2 r_p + n^2 r_1}\right)$ 乘积在2上下, 得 $\frac{\omega_r}{\omega_l}$ 約为200. 品質好的变压器 $\left(\frac{\Sigma l}{n^2 L}\right)$ 可达 $\frac{1}{1,000}$, $\frac{\omega_r}{\omega_l}$ 可等于2,000.

無論如何, 变压器耦合电路的域寬要狹于扼流綫圈及电容耦合电路, 而后者的域寬又复低于 $R-C$ 級的域寬.

4-15 倒相电压放大級

推挽运用的功率放大級要求有相反相位的二个电压輸入. 倒相电压放大級就是为了这个要求而設計的. 倒相級的輸入是單个的二端間的輸入, 而輸出包括三个端, 其中二端对另一中間端对称, 二端对中間端的电压的相位相反(相角差 π). 往往, 輸入二端之一取“地”电位, 輸出之中間端也取“地”电位.

倒相电压放大級不一定要求有可觀的电压放大, 它的主要采用目的是倒相.

倒相电压放大級應該是寬域的級.

最簡單的倒相級电路見图 4-68 电路, 如图示, 是一个变压器耦合級, 其輸出变压器的副綫圈被分为对称的二半, 副綫圈的二端对中端得相反相位的电压.

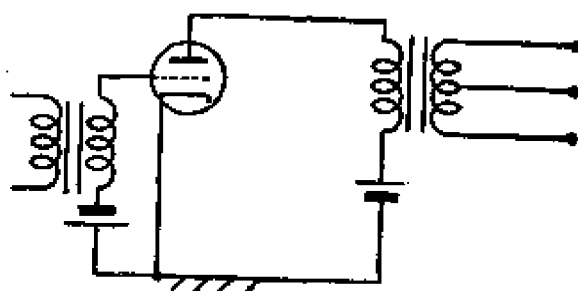


图 4-68 变压器耦合倒相級

倒相級也可以由 $R-C$ 級構成. 最基本的形式見图 4-69. 图
示 R_1 及 R_2 各处在鉅极及阴极电路中, 其中流行着相同的电流. 將

飯压的交流分量取出,將阴极电压的交流分量取出,便得对“地”而言是相位相反的二个输出电压. 如果取 R_1 和 R_2 相等, 則所得输出电压是反相而等大的.

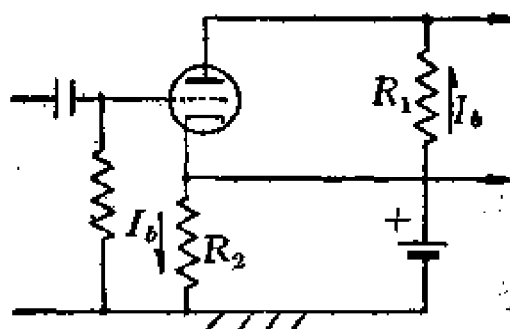


图 4-69 倒相級

这个电路的飯压輸出是

$$\dot{u}_a = \frac{-\mu R_1}{R_1 + r_p + (1 + \mu) R_2} \dot{u}_i$$

阴极輸出电压是

$$\dot{u}_k = -\frac{R_2}{R_1} \dot{u}_a = \frac{\mu R_2}{R_1 + r_p + (1 + \mu) R_2} \dot{u}_i$$

另一种形式的 $R-C$ 倒相級利用每个 $R-C$ 放大級在通帶內的 π 值基本相移作为倒相的方法, 图 4-70 示其基本形式. 这个电路中 V_1 的电路是一个簡單的 $R-C$ 級, 它的輸出和它的輸入反相. 將 V_1 的輸出的一部分輸入到 V_2 的电路, 得 V_2 电路的輸出將反相

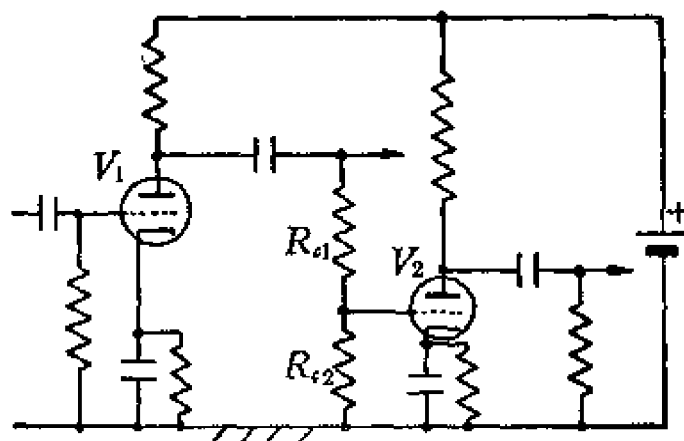


图 4-70 倒相級

于 V_1 的电路的输出。使 V_1 电路的输出端的 R_{c1} 及 R_{c2} 分压电阻选择适当,可以得到 V_1 电路及 V_2 电路的输出电压等大而反相。

图 4-71 示又另一种用 R 及 C 構成的倒相級,用二个电子管構成。如果使 R_2 与 R_1 的比为

$$R_2 = \frac{R_1 r_{p2} + (1 + \mu_2) R_1 R_k}{(1 + \mu_2) R_k - R_1},$$

可得相同而相位相反的二飯压輸出, V_1 的电压放大率是

$$|A_1| = \frac{\mu_1 (r_{p2} + R_2 + (1 + \mu_2) R_k) R_1}{(r_{p1} + R_1 + (1 + \mu_1) R_k) (r_{p2} + R_2 + (1 + \mu_2) R_k) - (1 + \mu_1)(1 + \mu_2) R_k^2}.$$

通常这种电路,用双三极管,所以

$$\mu_1 = \mu_2 = \mu,$$

$$r_{p1} = r_{p2} = r_p.$$

于是

$$R_2 = \frac{R_1 r_p + (1 + \mu) R_1 R_k}{(1 + \mu) R_k - R_1}$$

$$|A_1| = \frac{\mu [r_p + R_2 + (1 + \mu) R_k] R_1}{[r_p + R_1 + (1 + \mu) R_k] [r_p + R_2 + (1 + \mu) R_k] - (1 + \mu)^2 R_k^2}.$$

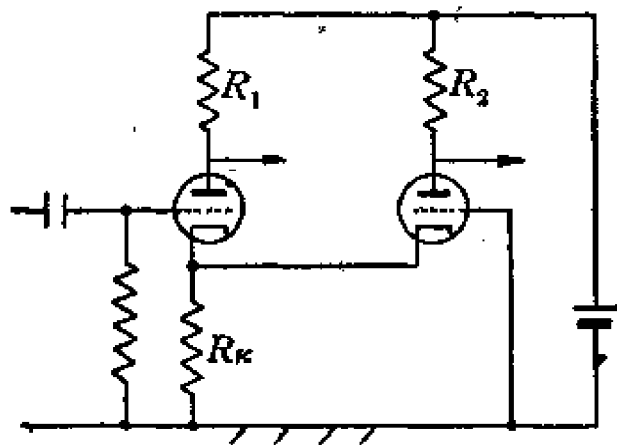


图 4-71 倒相級

这样的电路按 R_2 式看, 具 R_k 必須用得大于 $\frac{R_1}{(1 + \mu)}$, 否則 R_2 要求为一个負电阻。

例如用 $\mu = 20$, $r_p = 10,000$ 欧的电子管, 选 R_1 为 $100,000$ 欧, 选 R_k 为 $2 \times \frac{R_1}{\mu} = 10,000$ 欧, 则 R_2 应为 $200,000$ 欧, 得

$$|A_1| = |A_2| = 9.1.$$

这种电路的基本形式显然有栅偏压过负的缺点, 而倒相级每级是应用在要求有可观输入电压的功率放大级之前的, 这种电路的栅偏压既然过负, 便不一定能提供足够大的输出电压. 为了纠正这一缺点, 电路可按图 4-72 修改, 使栅负偏压合适.

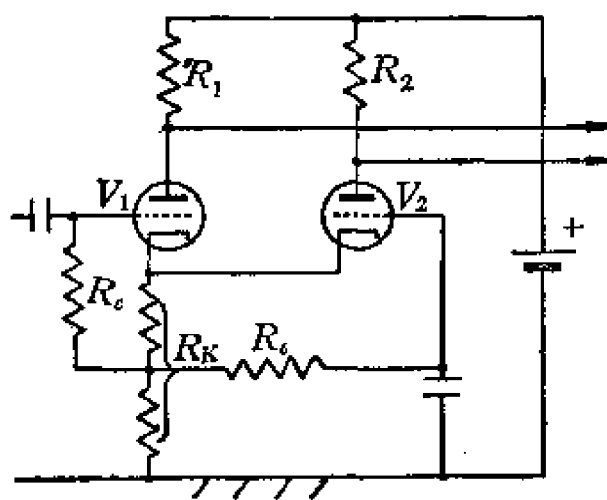


图 4-72 倒相级

第五章

寬域功率放大器

多极管栅极电路輸入的交流电压可以控制鉍极回路的功率。鉍极回路的功率由直流高压电源供給。栅极輸入的电压起了控制鉍极电路的功率的作用，鉍回路的功率不由栅极輸入电压負担。

前一章討論的各种电压放大器，广义的講也可以称为功率放大器。因为輸出电压是栅极輸入电压所控制的鉍流流經一定阻抗后发生的，鉍流流經鉍回路阻抗时要发生实功率或虚功率，而这些功率是由直流高压电源所供給，栅压仅起控制鉍流作用。

但是电压放大器并不称为功率放大器。为电压放大目的用的电路及为功率放大目的用的电路在設計上有很大的分歧：为电压放大目的的电路的要求是电压放大率高，直綫性高，輸出电压幅度大，频率响应性能好；为功率放大目的用的电路的要求是輸出功率大（即設備利用率高），功率轉換效率高，直綫性高，频率响应性能好等。

功率放大器的負載是耗散功率的，是电阻性的。功率放大器的負載电阻有实体电阻、磁电耦合电阻、机电耦合电阻等等。

在这一章里，將要討論寬域的功率放大器，也就是在相当寬頻域內負載电阻保持几乎是定值的放大器。寬域功率放大器的电压放大率应在寬广的頻域內保持几乎是定值。

这章的討論範圍包括設備利用率問題，功率轉換效率問題，非綫性失真問題，频率响应性能問題及功率灵敏度問題等。

一个功率放大器可以由一些放大級的串級構成，輸出的一級是功率放大級。

有关的定义

(1) 鉍路輸出功率：由鉍电路自鉍源直流电源轉換得的交流功

率, P_L .

(2) 实输出功率: 在负载电阻中实收到的交流功率, P_o . 实输出功率是板路输出功率乘输出电路效率的积.

(3) 板源输入功率: 由板源供给的功率, P_{bb} . P_{bb} 是板源电压 U_{bb} 与板流 I_b 的乘积.

(4) 板耗功率: 消耗在板极上的功率, P_b . 板耗功率是板压 U_b 与板流 I_b 的乘积.

(5) 功率转换效率, 或板路效率: 板路输出功率 P_L 与板源输入功率 P_{bb} 的比, 代表自板源电压消耗了的(直流)功率转化为交流功率输出的回收率. 板路效率写为 η_b .

(6) 功率灵敏度: 一个功率放大器在输出一定功率时要求有一定的电压输入, 要求的输入电压低则称为功率灵敏度高. 功率灵敏度的定义如下:

$$S_b = \frac{\text{放大器的板路输出(交流)功率}}{(\text{相应栅极输入电压的有效值})^2}.$$

由于放大器的板路输出功率是交流输出电压有效值的平方与板路负载电阻 R_L 的商, 故功率灵敏度也可写为

$$S_b = \frac{(\text{输出交流电压的有效值})^2}{R_L (\text{相应栅极输入电压的有效值})^2} = \frac{|A|^2}{R_L}.$$

这里 $|A|$ 是在板回路负了 R_L 电阻为负载时的栅极到板极的电压放大率数值.

(7) 设备利用率: 一个电路在运用情况下输出功率与该电路最大可输出功率之比.

5-1 基本低 μ 三极管电路的解析, 正弦波输入, 负栅运用

图 5-1 是基本低 μ 三极管功率放大器的电路. 实用上没有这种电路. 图 5-2 示图 5-1 电路的线性化等值电路. 假定信号输入

为正弦波:

$$U = \hat{u} \cos \omega t.$$

为了最好的利用栅极所可容许的电压冲摆域, U_{cc} 应取为

$$U_{cc0} = \frac{U_{bb}}{2\mu}.$$

因为 U_{cc} 在此值时, 如果 $\hat{u}$ 等于此 U_{cc0} , 栅压上摆达 $U_c = 0$, 下摆达板流截止的值 $\frac{U_{bb}}{\mu}$. 这个最佳的 U_{cc} 值, 是与 R_b 无关的. 如果 $\hat{u}$ 不求其尽大, U_{cc} 可取其它的大于或小于 $\frac{U_{bb}}{2\mu}$ 的值.

今若 $U = \hat{u}_1 \cos \omega t$, 则发生在 R_b 电阻中的平均交流功率是

$$\bar{P}_R = \frac{1}{2} \frac{(\mu \hat{u}_1)^2}{(R_p + R_b)^2} R_b.$$

在已定电子管情形, $\bar{P}_R$ 是 $\hat{u}_1$ 和 R_b 的函数: $\bar{P}_R$ 视 $\hat{u}_1$ 的平方作正比, 而在 $\hat{u}_1$ 是某一定值时, 使

$$R_b = R_p,$$

得最大的 $\bar{P}_R$. 满足上式条件的输出功率是

$$\bar{P}_R = \frac{\mu^2 \hat{u}_1^2}{8R_p}.$$

如复满足 $U_{cc} = U_{cc0}$, 则 $\hat{u}_1$ 可容许是

$$\hat{u}_M = U_{cc} = U_{cc0} = \frac{1}{2} \frac{U_{bb}}{\mu},$$

得输出功率是

$$\bar{P}_R = \frac{U_{bb}^2}{32R_p}.$$

现在讨论一下这个式子说明什么问题.

这个式子说明, 满足使 $R_b = R_p$ 又 $\hat{u}_1 = U_{cc0}$ 的三极管电路(图 5-1), 理论上的耗于 R_b 中的交流功率最大输出量与 U_{bb} 平方正比, 与电子管 R_p 反比.

因此, 如果要求电路输出大的功率, 就要求用高些的 U_{bb} , 以及低 R_p 的三极管, 也就是低 μ 三极管.

在給予 R_b 以交流功率的同时, 鉍源电压 U_{bb} 給出了直流功率:

$$\overline{P_{bb}} = \frac{1}{T} \int_0^T U_{bb} I_b dt = \frac{U_{bb}}{T} \int_0^T I_b dt = U_{bb} \bar{I}_b.$$

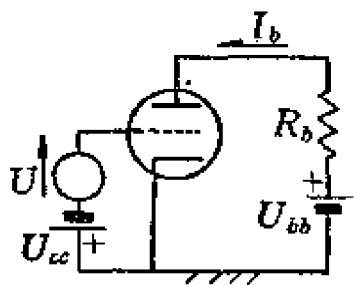


图 5-1 三极管功率放大器的原始形式

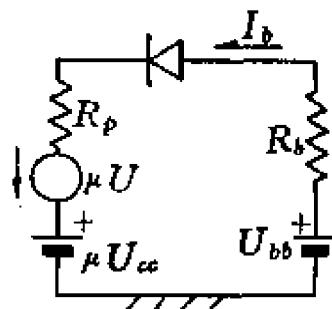


图 5-2 图 5-1 电路的等值电路

式中 T 是交流輸入的整周期, $\bar{I}_b$ 是 I_b 的整周平均值。

由图 5-2, 可見 $\bar{I}_b$ 是

$$\bar{I}_b = \frac{U_{bb} - \mu U_{cc}}{R_p + R_b}.$$

在滿足 $U_{cc} = U_{cc0}$, $R_b = R_p$ 条件时,

$$\bar{I}_b = \frac{U_{bb}}{4R_p}.$$

故

$$\overline{P_{bb}} = \frac{U_{bb}^2}{4R_p}.$$

由鉍压电源供給了这 $\overline{P_{bb}}$, 而回收得交流功率是

$$\overline{P_R} = \frac{U_{bb}^2}{32R_b},$$

代表这电路的功率轉換效率是

$$\overline{\eta_b} = \frac{\overline{P_R}}{\overline{P_{bb}}} = \frac{U_{bb}^2}{32R_p} / \frac{U_{bb}^2}{4R_p} = \frac{1}{8}.$$

这样运用的电路, 其电压放大率数值, 按图 5-2 是

$$|A| = \frac{\mu}{2},$$

故功率灵敏度是

$$S_b = \frac{|\dot{A}_1|^2}{R_b} = \frac{\mu^2}{4R_b} = \frac{\mu^2}{4R_p}.$$

关于这些 $\overline{P_R}$ 、 $\overline{P_{bb}}$ 、 $\overline{\eta_b}$ 、 S_b ，可作出如下討論：

$\overline{P_R}$ 是与 μ 的平方正比的，复与輸入电压峰值 $\hat{u}_1$ 的平方正比，与电子管的 R_p 反比。如果没有輸入电压，將無 P_R 輸出，而在一定幅度輸入的情形，輸出功率 P_R 与静态运用点無关，因为假定在不同运用点电子管的 μ 是定值，鉸阻 R_p 亦是定值（假定电子管是綫性的）。

$\overline{P_{bb}}$ 是 U_{bb} 与 $\overline{I_b}$ 之积。在綫性电子管， $\overline{I_b}$ 不根据栅电路的有無輸入而异，故 $U_{bb} \overline{I_b}$ 的积是定值。

因此功率轉換效率 $\overline{\eta_b}$ 視輸入电压的幅度而异：輸入大时功率轉換效率高，輸入低时功率轉換效率低。二者之間成立平方的正比关系。在輸入是 0 时功率轉換效率是 0，在 $\hat{u}_1$ 是足額值（ $\hat{u}_1 = U_{ac0}$ ）时 $\overline{\eta_b}$ 是 $\frac{1}{8}$ 。这是最大的正弦波輸入的功率轉換效率。

而功率灵敏度 S_b 是与輸入大小無关的。它决定于电子管的 μ 值和 R_p 值。功率灵敏度与电子管静态运用点也無关系，因为綫性电子管的 μ 是定值，鉸阻 R_p 亦是定值。

現在我們注意到一点： $\overline{P_{bb}}$ 是与有或無信号輸入無关的，而在有信号輸入时，有交流輸出功率，在無信号輸入时，無交流輸出功率，應該知道一下，輸出功率从何而来。

原来，电子管鉸流流行时，在电子管鉸极上消耗着的瞬时功率 $U_b I_b$ ，功率消耗的形式是鉸极上的电子轟击。在無信号輸入时， $U_b I_b$ 的平均值是一个值，在有信号輸入时， $U_b I_b$ 的平均值將是另一个值。如果在有信号輸入时的 $U_b I_b$ 平均值小于無信号輸入时的 $U_b I_b$ 平均值，鉸极上的电子轟击功率在有輸入以及在大輸入时减小下去，而得轉化为 R_b 中的交流功率。

$U_b I_b$ 的平均值在信号輸入后的改变可以証明如下：

因板耗瞬时值是

$$P_b = U_b I_b,$$

故 $U_b I_b$ 的平均值是:

$$P_b = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_b I_b d\omega t.$$

今输入电压是

$$U = \hat{u}_1 \cos \omega t,$$

得

$$I_b = \frac{U_{bb} - \mu U_{cc} + \mu \hat{u}_1 \cos \omega t}{R_p + R_b} = \frac{U_{bb} - \mu U_{cc}}{R_p + R_b} + \frac{\mu \hat{u}_1 \cos \omega t}{R_p + R_b},$$

及

$$\begin{aligned} U_b &= U_{bb} - I_b R_b = U_{bb} - \frac{R_b}{R_p + R_b} (U_{bb} - \mu U_{cc} + \mu \hat{u}_1 \cos \omega t) \\ &= \left(\frac{U_{bb} R_p}{R_p + R_b} + \frac{\mu U_{cc} R_b}{R_p + R_b} \right) - \frac{\mu \hat{u}_1 R_b}{R_p + R_b} \cos \omega t. \end{aligned}$$

于是

$$\begin{aligned} P_b &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[\underbrace{\left(\frac{U_{bb} R_p}{R_p + R_b} + \frac{\mu U_{cc} R_b}{R_p + R_b} \right)}_{\text{甲}} - \underbrace{\frac{\mu \hat{u}_1 R_b}{R_p + R_b} \cos \omega t}_{\text{乙}} \right] \\ &\quad \left[\underbrace{\frac{U_{bb} - \mu U_{cc}}{R_p + R_b}}_{\text{丙}} + \underbrace{\frac{\mu \hat{u}_1 \cos \omega t}{R_p + R_b}}_{\text{丁}} \right] d\omega t. \end{aligned}$$

以上的积分号内将包括有四项: (甲) 和 (丙) 的积, (甲) 和 (丁) 的积, (乙) 和 (丙) 的积以及 (乙) 和 (丁) 的积的四个积分项。这四项中, (甲) 和 (丙) 的积是一个常数, 得一定分量的积分, (甲) 和 (丁) 的积这是一个余弦波项, 它的全周积分是 0. (乙) 和 (丙) 的积这项也是一个余弦波项, 故它的全周积分也是 0. (乙) 和 (丁) 的积这一项是一个平方的余弦波项:

$$\begin{aligned}
 (\text{乙}) \times (\text{丁}) &= \left(\frac{\mu \hat{u}_1 R_b}{R_p + R_b} \times \frac{\mu \hat{u}_1}{R_p + R_b} \right) \cos^2 \omega t \\
 &= \frac{\mu^2 \hat{u}_1^2 R_b}{2(R_p + R_b)^2} (1 + \cos 2\omega t)
 \end{aligned}$$

它是一个常数項及一余弦波項(具有二倍频率的 $\cos 2\omega t$ 項)。这常数項在积分号內可以有积得值。正弦項則不能有积得值。

于是 P_b 可以如下写出:

$$\begin{aligned}
 P_b &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\text{甲} \times \text{丙} - \frac{\mu^2 \hat{u}_1^2 R_b}{2(R_p + R_b)^2} \right) d\omega t \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[\frac{(U_{bb} R_p + \mu U_{cc} R_b)(U_{bb} - \mu U_{cc})}{(R_p + R_b)^2} - \frac{\mu^2 \hat{u}_1^2 R_b}{2(R_p + R_b)^2} \right] d\omega t \\
 &= \frac{(U_{bb} R_p + \mu U_{cc} R_b)(U_{bb} - \mu U_{cc})}{(R_p + R_b)^2} - \frac{\mu^2 \hat{u}_1^2 R_b}{2(R_p + R_b)^2}.
 \end{aligned}$$

此式是一个常数項(与 $\hat{u}_1$ 無关的項), 和一个与 $\hat{u}_1^2$ 正比項的差。表示 P_b 在不同 $\hat{u}_1$ 时是不同的。

此式中根据 $\hat{u}_1$ 而变的項就是前面提到的

$$P_R = \frac{1}{2} \frac{(\mu \hat{u}_1)^2}{(R_p + R_b)^2} R_L.$$

所以 P_R 是由板极耗功率轉讓成的。

这个电路的輸出功率发生在 R_b 中。 R_b 是板回路的一个实体电阻, 它要耗散轉換得来的交流功率, 又同时耗散着板流直流分量在其中引起的直流功率。这样一个电路因此沒有实用意义。

关于这个电路, 可以用图解法从另一角度来得知同上的討論。現在介紹功率放大器图解的基本方法。

图 5-3 示图 5-1 电路在 $I_b - U_b$ 面上的解。

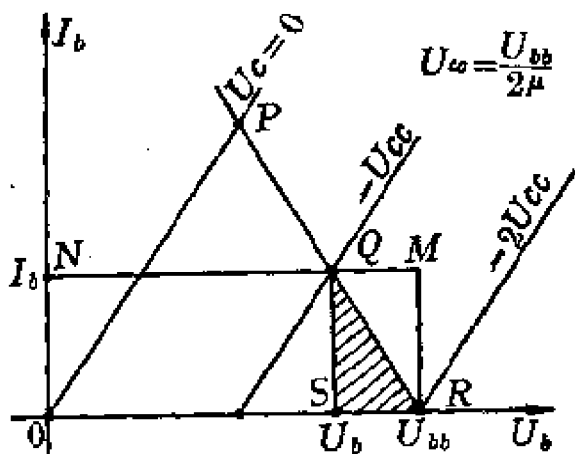


图 5-3 图 5-1 电路的图解

图中 PQR 线是负载线。 Q 点是静态工作点。决定它的是 U_{bb} 、 R_b 和 U_{cc} ，如图所示。在图 5-3 上， U_{cc} 正取合宜值 $\frac{U_{bb}}{2\mu}$ 。

栅压尽量冲摆当然不能超过 $U_c = 0$ 和截止压 $U_c = -\frac{U_{bb}}{\mu}$ 的限度。在图上钹运用点的二个尽端为 P 及 R ，都是尽量情况。在足额输入时钹流冲摆的幅度在图上是 QS 段，钹压冲摆的幅度在图上是 SR 段。于是在 R_b 中的正弦波交流功率乃是 QS 与 SR 的积之半。在图中这是 ΔQSR 三角形所代表者。

尽 U_c 作如上的摆动， ΔQSR 面积所代表的 R_b 中的正弦波交流功率根据 R_b 的值而变，因为 R_b 值的改变，将引起 PQR 线倾斜度的变化， ΔQSR 的面积也随之变化。如果 R_b 是 0， PQR 线是垂直线， ΔQSR 的面积是 0，如果 R_b 是 ∞ ， PQR 线是水平线， ΔQSR 的面积也是 0。为了谋得足够的输出功率， R_b 的值应妥当选择，使 ΔQSR 具有足够的面积。

从几何原理，可知 ΔQSR 的面积在 PQR 负载线斜率的负值恰等于电子管钹曲线的斜率时最大，故使

$$R_b = R_p,$$

是谋得一定输入的相应最大交流功率输出的条件。这条件同于按代数式讨论的结论。图 5-3 所示的情形是满足了这一条件的。

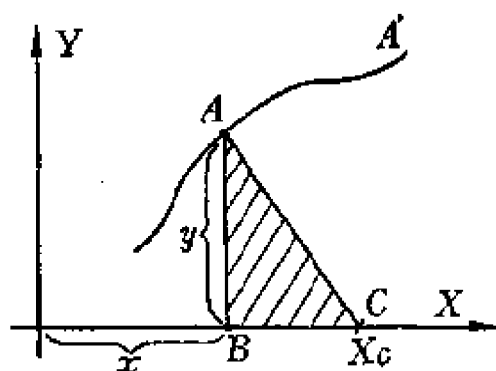


图 5-4 谋得最大输出功率的方法

有关上式条件的原理可以证明如下，这个证明将在许多讨论中用到：

求证图 5-4 ΔABC (顶点各据曲线 AA' 上及 C 点的直角三角形) 的面积在

$$\frac{Y}{X_c - X} = \frac{dY}{dX}$$

时最大。 $\frac{dY}{dX}$ 是 AA' 曲线在三角形上顶点的斜率， C 点是固定点，

A 是通过 C 点任意直綫与 AA' 曲綫的交点, B 点是 A 点的垂足, X_c 是 C 点的 X 值.

$$(1) \triangle ABC \text{ 的面积 } S = \frac{1}{2}(X_c - X)XY.$$

(2) $\triangle ABC$ 的面积微分是

$$dS = \frac{1}{2}[(X_c - X)dY - YdX].$$

(3) 若要 $\triangle ABC$ 的面积最大, 則 $\frac{dS}{dX} = 0$, 故得 $\triangle ABC$ 最大面积的条件是

$$0 = \frac{1}{2} \left[(X_c - X) \frac{dY}{dX} - Y \right]$$

$$\text{即} \quad \frac{dY}{dX} = \frac{Y}{X_c - X}.$$

在图 5-3 中, R 点与現討論 C 点相当, Q 点所在的 $U_c = -U_{cc0}$ 鉤曲綫与現討論 AA' 曲綫相当, Q 点与現討論的 A 点相当, 而鉤曲綫的斜率反比于 R_p' 負載綫斜率反比于 R_{b1} , 故得条件 $R_b = R_p$.

图 5-3 的 $\square ORMN$ 面积是 OR 与 RM 的积, 它們各代表 U_{bb} 与 I_b , 故 $\square ORMN$ 面积代表 $\bar{P}_{bb}$. 既然 $R_p = R_b$, 故图上 SR 是 OR 的四分之一, 得 $\triangle QSR$ 面积为 $\square ORMN$ 面积的八分之一, 即功率轉換效率是八分之一. 輸出功率的相当 $\triangle QSR$ 面积是 U_{bb} 与 I_b 之积的四分之一, 而按图 I_b 是 $\frac{1}{4} U_{bb}/R_p$, 故得輸出功率等于 $\frac{1}{36} \frac{U_{bb}^2}{R_p}$, 同于代数計算值.

我們現在轉而討論理想的实用电路.

5-2 低 μ 三极管电路解析, 正弦波信号輸入, 变压器耦合, 負槽运用

图 5-5 电路是图 5-1 电路的改进. 在后者电路, 鉤回路負載是一單純电阻 R_b , 而現討論电路鉤回路負載是变压器耦合的电阻. 如果变压器是理想的, 图 5-5 电路等值于一个电阻与一个电感的

并連。

图 5-5 电路的綫性化等值电路见图 5-6。

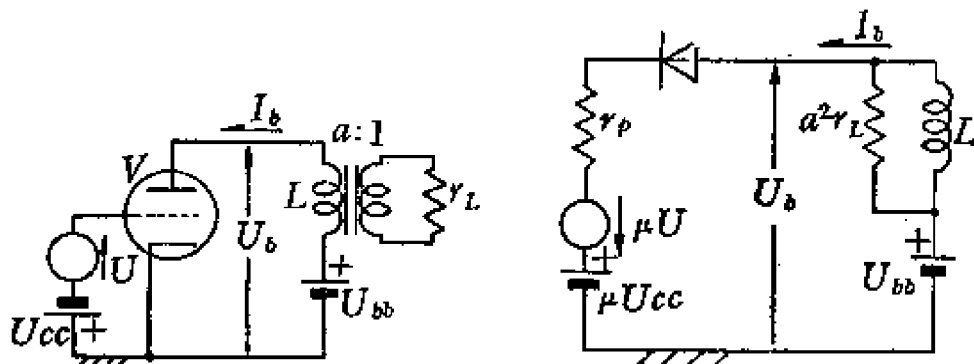


图 5-5 三极管功率放大器的基本形式 图 5-6 图 5-5 电路的等值电路

为了讓飯回路的交流阻抗得在相当寬的頻域內是一个固定的值, 图 5-6 中的 L , 也就是变压器的原級自感應該足够大, 以便在放大器作用頻域內, L 实际上是开路。同时, 为了予飯流的直流分量以一短路, 变压器原級繞組的电阻应是极低的, 使变压器具低原級繞組电阻, 免除了飯流的直流分量在 R_b 中消耗功率。

按这些条件, 可以写得:

(1) 飯流的直流分量

$$I_b = \frac{U_{bb} - \mu U_{cc}}{R_p}.$$

(2) 飯流的交流分量

$$I_a = \frac{\mu U}{R_p + R_L}.$$

这里 $R_L = a^2 r_L$.

(3) 飯压的直流分量

$$U_b = U_{bb}.$$

(4) 飯压的交流分量

$$U_a = -\frac{\mu U R_L}{R_p + R_L}.$$

如果柵極交流輸入電壓的幅值是 $\hat{u}$ ，則鈹極電流的交流分量之幅度是：

$$\hat{i}_a = \frac{\mu \hat{u}}{R_p + R_L}.$$

由於這些鈹極的交流電流及電壓，在 R_L ，也就是 r_L 中將耗散一定的交流功率。在輸入是正弦波的情形，由幅度為 $\hat{u}$ 的輸入所激起的輸出功率是

$$P_L = \frac{1}{2} \hat{i}_a \cdot \hat{u}_a = \frac{1}{2} \frac{\mu^2 \hat{u}^2 \cdot R_L}{(R_p + R_L)^2}.$$

按此式，現討論電路的輸出功率與輸入電壓的幅度作平方正比關係。

按此式，在一定輸入的情形，現討論電路的輸出功率是 R_L 的函數。

將上式對 R_L 微分，使為 0，解之，得當

$$R_L = R_p$$

時，一定輸入的相應輸出功率最大。

上式條件就是匹配原理。

滿足上式的電路， $\overline{P}_L$ 是

$$\overline{P}_L = \frac{\mu^2 \hat{u}^2}{8R_p}.$$

$\overline{P}_L$ 與 $\hat{u}$ 之平方正比，與 R_p 之一次方反比。

既然 $\overline{P}_L$ 根據 $\hat{u}$ 之平方作正比，為要爭取 $\overline{P}_L$ 大，當盡量使 $\hat{u}$ 大。使 $\overline{P}_L$ 盡大代表使電路的設備利用率盡高。

但是 $\hat{u}$ 是不許無限度大的，為要保持沒有柵流，作負柵運用，就必須滿足

$$\hat{u} \leq U_{cc}$$

條件。而為要保持鈹流連續，即柵壓對鈹流的控制連續，就必須滿足

$$\hat{i}_a \leq I_b$$

即

$$\frac{\mu \hat{u}}{R_p + R_L} \leq \frac{U_{bb} - \mu U_{cc}}{R_p}$$

的条件。

这些条件都限制了 $\hat{u}$ ，不许可 $\hat{u}$ 值大。

尽上二条件许可的限度，可写得

$$\hat{u}_M = U_{cc},$$

以及

$$\frac{\mu \hat{u}_M}{R_p + R_L} = \frac{U_{bb} - \mu U_{cc}}{R_p}.$$

条件式。解，得

$$\hat{u}_M = U_{cc0} = \frac{U_{bb}(R_p + R_L)}{\mu(2R_p + R_L)}. \quad (5-1)$$

此式所示 U_{cc} 是合宜栅偏压值。 $\hat{u}_M$ 是尽可能最大的栅压输入幅度。

此式指出，尽大的 $\hat{u}_M$ 和合宜的栅偏压是正比于 U_{bb} ，反比于 μ 的，而且是 R_L 的函数。

满足上式条件的电路，其 $\bar{P}_L$ 式将成为

$$\bar{P}_L = \frac{1}{2} \frac{\mu^2 \hat{u}_M^2 R_L}{(R_p + R_L)^2} = \frac{1}{2} \frac{U_{bb}^2 R_L}{(2R_p + R_L)^2}. \quad (5-2)$$

这式子所表达的功率，是一个如图 5-5 所示电路，在不同 R_L 情况下，调节 U_{cc} 至为 U_{cc0} ，而又使栅输入为幅度等于这 U_{cc0} 的正弦波的输出功率。

此式显示输出功率与 U_{bb} 平方正比。

按此式， $\bar{P}_L$ 是 R_L 的函数。

求出上式对 R_L 的微分，使为 0，解得

$$R_L = 2R_p. \quad (5-3)$$

这是最大输出功率的负载电阻条件。应该使 $R_L = 2R_p$ ，复使 U_{cc} 适应：

$$U_{cc0} = \frac{U_{bb}(R_p + R_L)}{\mu(2R_p + R_L)} = \frac{3}{4} \frac{U_{bb}}{\mu}, \quad (5-4)$$

且復使 U 的幅度是

$$\hat{u} = \hat{u}_M = U_{cc0} = \frac{3}{4} \frac{U_{bb}}{\mu}, \quad (5-5)$$

則可得最大的功率輸出。

應該注意, $R_L = R_p$ 条件和 $R_L = 2R_p$ 条件都是最大功率輸出条件。但它們之間有根本的不同点。在作关于 $R_L = R_p$ 条件式結論的討論时, 条件是 $\hat{u}$ 系一定值。按此, 則滿足匹配定理就得最大功率輸出。而在作关于式 5-3 討論的討論时, $\hat{u}$ 和 U_{cc} 都按式 5-1 随 R_L 作适应。按此, 則当 $R_L = 2R_p$ 时, 电路輸出功率最大。为了区别 $R_L = R_p$ 条件和 $R_L = 2R_p$ 条件, 前者称为匹配运用条件, 后者称为已定电源的最大輸出条件。已定电源的最大輸出条件不滿足匹配定理。

如果使 $R_L = R_p$, 而使 $\hat{u}$ 及 U_{cc} 按式 5-1 适应, 得

$$\bar{P}_L = \frac{1}{2} \frac{\mu^2 \hat{u}^2 R_L}{(R_p + R_L)^2} = \frac{1}{2} \frac{U_{bb}^2 R_L}{(2R_p + R_L)^2} = \frac{U_{bb}^2}{18R_p}. \quad (5-6)$$

如果使 $R_L = 2R_p$, 而使 $\hat{u}$ 及 U_{cc} 按式 5-1 适应, 得

$$\bar{P}_L = \frac{1}{2} \frac{\mu^2 \hat{u}^2 R_L}{(R_p + R_L)^2} = \frac{1}{2} \frac{U_{bb}^2 R_L}{(2R_p + R_L)^2} = \frac{U_{bb}^2}{16R_p}. \quad (5-7)$$

則得 $R_L = 2R_p$ 的尽限輸出, 达 $R_L = R_p$ 的尽限輸出的 $\frac{9}{8}$, 約差半分貝。

这里見得, 电路的可容許輸出必然正比于 U_{bb} 的平方、反比于 R_p 。故电路要求用低 μ 管。

何以 $R_L = 2R_p$ 的运用是設備利用率最大的运用。

因 P_L 与 $\hat{u}^2$ 正比, 使 $\hat{u}$ 大, 当可使 $\bar{P}_L$ 大。在 $R_L = 2R_p$ 的运用, 按式 5-1, $\hat{u}_M$ (及 U_{cc0}) 要大于 $R_L = R_p$ 的情形。以 $R_L = R_p$ 代入式 5-1 得

$$\hat{u}_M = U_{cc0} = \frac{2}{3} \frac{U_{bb}}{\mu}.$$

这是小于式 5-5 ($R_L = 2R_p$) 所示值 ($\hat{u}_M = U_{cc0} = \frac{3}{4} \frac{U_{bb}}{\mu}$) 的。

因为 $R_L = 2R_p$ 的运用, 可得高出于 $R_L = R_p$ 运用仅得半分贝的功率, 因此在已定 U_{bb} 的情形, 用 $R_L = 2R_p$ 并不显得较匹配运用为十分优越。反过来讲, 匹配运用在有些电路条件下却是必须的条件, 例如在终端滤波器的情形。

但是无论如何, $R_L = 2R_p$ 的运用的设备利用率要大于 $R_L = R_p$ 运用的设备利用率。

电子管的最大板耗是发生在无输入时的。

即
$$P_{bM} = \bar{P}_{bb} = U_{bb} \bar{I}_b.$$

电子管的板热容量应能承受此无输入板耗, 设计方得为及格。

现在我们知道, 用 $R_L = 2R_p$, 其适当的栅偏压是

$$U_{cc0} = \frac{3}{4} \frac{U_{bb}}{\mu},$$

而用 $R_L = R_p$ 的适应栅偏压是

$$U_{cc0} = \frac{2}{3} \frac{U_{bb}}{\mu},$$

因此 $R_L = 2R_p$ 的运用的相应 $\bar{I}_b$ 是

$$I_b = \frac{U_{bb}}{4R_p},$$

而 $R_L = R_p$ 的运用的相应 $\bar{I}_b$ 是

$$I_b = \frac{U_{bb}}{3R_p},$$

得 $R_L = 2R_p$ 运用的 $\bar{P}_{bb}$ 是

$$P_{bb} = \frac{U_{bb}^2}{4R_p},$$

而 $R_L = R_p$ 的运用的 $\bar{P}_{bb}$ 是

$$\bar{P}_{bb} = \frac{U_{bb}^2}{3R_p}.$$

根据这些, 可知同一电子管(三极管)作 $R_L = 2R_p$ 运用, 使 U_{cc} 按式 5-1 作适应, 容許用高于 $R_L = R_p$ 运用, 同时使 U_{bb} 亦按式 5-1 作适应, 所容許用的 U_{bb} 值, 用 $R_L = 2R_p$ 可容許用的 U_{bb} , 为用 $R_L = R_p$ 可容許用的 U_{bb} 的 $\sqrt{\frac{2}{3}}$ 倍:

$$\frac{U_{bb(R_L=2R_p)}}{U_{bb(R_L=R_p)}} = \sqrt{\frac{2}{3}}.$$

复以此比套入式 5-6 及式 5-7 比較, 得 $R_L = 2R_p$ 运用的輸出功率容量, 达到 $R_L = R_p$ 运用的輸出功率容量的一倍半:

$$\frac{\bar{P}_L(R_L=2R_p)}{\bar{P}_L(R_L=R_p)} = \frac{\frac{[U_{bb(R_L=2R_p)}]^2}{16R_p}}{\frac{[U_{bb(R_L=R_p)}]^2}{18}} = \frac{3}{2}.$$

因此, 無論如何, $R_L = 2R_p$ 运用的設備利用率要大于 $R_L = R_p$ 运用的設備利用率. 这里的設備利用率是指电子管的設備利用率.

可以証明, 用 R_L 更大于 $2R_p$, 將得更大的設備利用率, $\frac{R_L}{R_p}$ 比愈大, 設備利用率也愈大. 因此在得到高的 U_{bb} 为方便的場合, 如果匹配运用并不为电路所要求, 宜用 R_L 多倍大于 R_p 的运用.

通常設計电路每每在 U_{bb} 选择方面有习惯值限制, 即 U_{bb} 值在一般情形取习惯如 $U_{bb} = 250$ 伏, $U_{bb} = 300$ 伏等, 因此 $R_L = 2R_p$ 运用較 $R_L = R_p$ 运用在輸出容量上比較, 無甚懸殊的高下.

把式 5-6 ($\bar{P}_L$) 或式 5-7 ($\bar{P}_L$) 式与 5-1 节电路的最大輸出功率式

$$\bar{P}_R = \frac{U_{bb}^2}{32R_p}$$

比較, 可見用低耗高感变压器耦合負載, 比較 5-1 节电路的輸出功率可高出一倍許. 这是变压器原級的直流短路消灭了鈹回路直流消耗的直接后果. 在鈹电路效率方面的比較, 也可看出这点:

(1) 5-1 节电路, $R_L = R_p$, 足額运用,

$$\overline{\eta}_b = \frac{1}{8}.$$

(2) 5-2 节电路, $R_L = R_p$, 足額运用,

$$\overline{\eta}_b = \frac{1}{6}.$$

(3) 5-2 节电路, $R_L = 2R_p$, 足額运用,

$$\overline{\eta}_b = \frac{1}{4}.$$

这是用了变压器的改进.

用变压器来耦合負載的現討論电路, 在 R_L 更高于 $2R_p$ 的足額运用, 飯电路效率可更高于 $\frac{1}{4}$.

現討論电路, 用 $R_L = R_p$, 得电压放大率(計算到飯极)为

$$|A| = \frac{\mu}{2},$$

得功率灵敏度

$$S_b = \frac{|A|^2}{R_L} = \frac{\mu^2}{4R_p}. \quad (5-8)$$

如用 $R_L = 2R_p$, 得

$$|A| = \frac{2\mu}{3}.$$

得功率灵敏度

$$S_b = \frac{|A|^2}{R_L} = \frac{2\mu^2}{9R_p}. \quad (5-9)$$

与 5-1 节的最大功率輸出条件下的 S_b 式 $\left(S_b = \frac{\mu^2}{4R_p}\right)$ 比較, 值相接近.

故用变压器来耦合負載并不改进电路的功率灵敏度.

5-3 图解低 μ 三极管功率放大器, 变压器耦合, 正弦波輸入, 負耦运用

(甲) U_{ac} = 任意值, R_L 待决, $\hat{u}$ 是定值, 不大, 即不过限, 正弦

波輸入(見圖 5-7).

(1) U_{cc}, U_{cc} 決定 Q 點, 決定 $\square QMOL$ 的面積).

$$\square QMOL \text{ 面積} = \overline{OL} \times \overline{OM} = U_{bb} \times \overline{I_b} = U_{bb} \times \frac{U_{bb} - \mu U_{cc}}{R_p}.$$

(2) R_L 的值決定輸出功率 P_L ($\triangle QSR$ 面積), R 點必在 $U_c = -U_{cc} - \hat{u}$ 負曲線上, P 點必在 $U_c = -U_{cc} + \hat{u}$ 負曲線上.

$$P_L (\triangle QSR \text{ 面積}) = \frac{1}{2} \overline{QS} \times \overline{SR}.$$

$$\therefore \overline{TR} = \mu \hat{u},$$

$$\therefore \overline{QS} = \frac{\mu \hat{u}}{R_p + R_L},$$

$$\therefore \overline{SR} = \frac{\mu \hat{u}}{R_p + R_L} R_L.$$

$$\text{即輸出功率 } \overline{P_L} (\triangle QSR \text{ 面積}) = \frac{1}{2} \overline{QS} \times \overline{SR} = \frac{1}{2} \left(\frac{\mu \hat{u}}{R_p + R_L} \right)^2 R_L.$$

(3) $\triangle QSR$ 的面積隨 $\overline{QS}$ 的斜率而異, 在 $\overline{QS}$ 斜率的負值恰等於通過 R 點的負曲線的 R 點斜率時為最大, 即 $R_L = R_p$ 的 $\overline{P_L}$ 最大 (証見前).

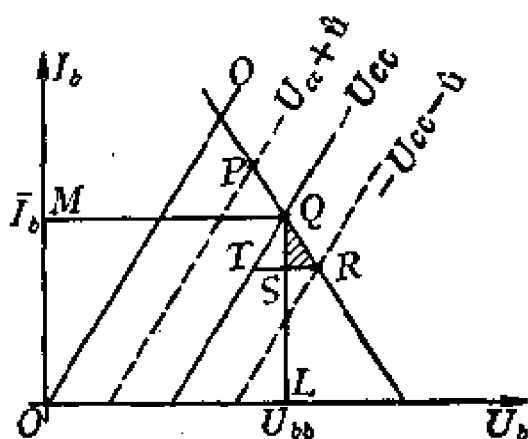


圖 5-7

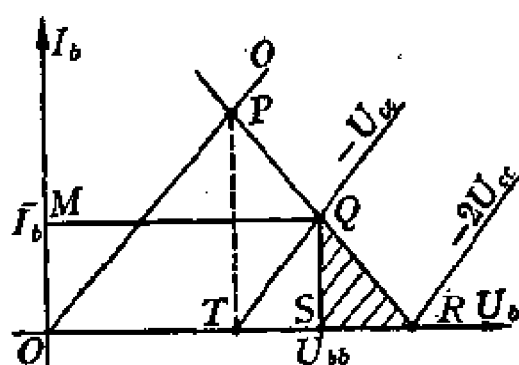


圖 5-8

(乙) $R_L = R_p$, $U_c = -\frac{2}{3} \frac{J_{bb}}{\mu}$, $\hat{u}$ 足額, 正弦波, 求 $\overline{P_L}$ 及 $\overline{\eta_e}$ (見圖 5-8).

$$(6) \quad P_L = \Delta QSR \text{ 面积} = \frac{1}{2} \overline{QS} \times \overline{SR} \\ = \frac{1}{2} \frac{U_{bb}}{4R_p} \times \frac{U_{bb}}{2} = \frac{U_{bb}^2}{16R_p}.$$

$$(7) \quad P_{bb} = \square QMOS \text{ 面积} = \overline{QS} \times \overline{OS} \left(= \frac{U_{bb}^2}{4R_p} \right).$$

$$(8) \quad \therefore \quad \eta_b = \frac{P_L}{P_{bb}} = \frac{\frac{1}{2} \overline{QS} \times \overline{SR}}{\overline{QS} \times \overline{OS}} = \frac{1}{4}.$$

5-4 低 μ 三极管功率放大器的实际問題. 实际的可出功率, 栅偏压决定問題, 实际的許可鉅运用域 ($I_b - U_b$ 域)

上面討論了綫性三极管作为功率放大器的运用, 得出了一些結論. 但是实在的电子管是非綫性的. 因此以上的討論不能随便引用.

不过無論如何, 从一个实用三极管的鉅曲綫組看, 可以認為电子管的綫性在一定程度上是切实的. 因此以上的結論式等实在具有足够的实用性.

当然, 如果电子管得能較為綫性, 則各結論的实用性当可較大.

在第二章, 我們討論了电子管运用鉅流峰谷值的比 $n \left(= \frac{I_b}{I_b} \right)$ 决定非綫性失真程度. 我們作出了一定 n 值决定一定非綫性失真程度的結論, n 值愈大則非綫性失真程度愈大, n 值愈近于 1, 則非綫性失真程度愈輕.

在 n 值比較小的运用, 如果將运用的 $I_b - U_b$ 域从全个 $I_b - U_b$ 域独立出来看, 鉅曲綫組是比較直而規則的. 在这样的独立出来的局部 $I_b - U_b$ 域, 本节上半部的討論結論当可以較大的真实性为我們引用. 实用而言, 只要 n 不大过于 10 以上, 引本节上半部的結論于鉅的实在运用所在的局部 $I_b - U_b$ 域, 具有足够的真实性.

因此我們現在来进行在整个电子管的 $I_b - U_b$ 域中取出实际

运用的局部区域来研究它的工作。将这局部区域剔出，从前的结论便可应用。

为了便于计算剔除区域，权宜的以电子管为直线性的。为了剔除区域的计算而把电子管看成为线性所引起的计算误差不会太大。

图 5-10 示一个三极管的板曲线组和一条负载线 PQR 。Q 点是静态板运用点，P 点是板流峰值点，R 点是板流谷值点。板流峰值谷值的比是 n 。

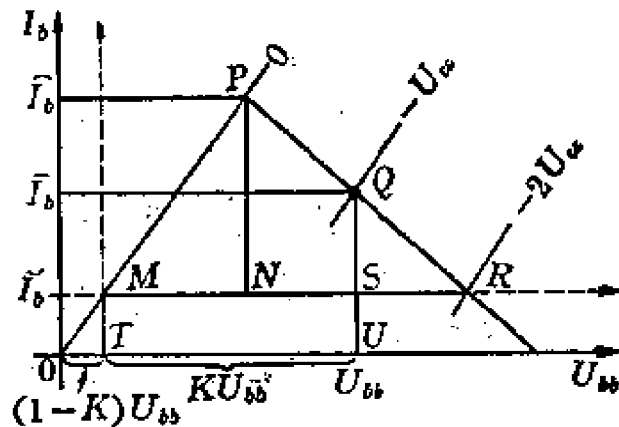


图 5-10 三极管功率放大器， I_b-U_b 运用域的剔除

在图示的运用情况， $I_b \neq 0$ 。这种运用情况可相当于一种假想的 $I_b = 0$ 的运用情况，假定 I_b-U_b 坐标的原点改到 M 点（见图）。以 M 点为新的原点，就得相当的 $I_b = 0$ ，而以 M 为原点的板曲线组是相当直而规则的。进行了这样的移轴，本节上面的讨论结论就成为有实用意义。

将原点移往 M 点发生了 U_{bb} 有效值的改变。如图所示，有效的板偏压成为 KU_{bb} ， U_{bb} 的另一部分 $(1-K)U_{bb}$ 放弃不用。

K 值与 n 值之间存在着一定的关系。明白这关系后，得到一个许可的 n 值，就可得知相应的 K，得知了 K 便可得知许可 n 值的相应板曲线选取情况，便可着手设计。

按图，

$$\hat{I}_b = I_p \text{ (P 点 鈹流)} = \overline{PN} + \overline{MT}.$$

$$\check{I}_b = I_k \text{ (R 点 鈹流)} = \overline{MT}.$$

因此
$$n = \frac{\hat{I}_b}{\check{I}_b} = \frac{\overline{PN} + \overline{MT}}{\overline{MT}} = 1 + \frac{\overline{PN}}{\overline{MT}} = 1 + \frac{\overline{MN}}{\overline{OT}}.$$

称 R_L 与 R_p 的比为 m

$$m = \frac{R_L}{R_p},$$

則图中的
$$\frac{\overline{MN}}{\overline{NR}} = \frac{1}{m},$$

而因
$$\overline{NS} = \overline{SR},$$

故
$$\frac{\overline{MN}}{\overline{NS}} = \frac{2}{m},$$

即
$$\overline{NS} = \frac{m}{2} \overline{MN}.$$

即
$$\overline{MS} = \overline{MN} + \overline{NS} = \left(1 + \frac{m}{2}\right) \overline{MN},$$

而从图

$$\overline{MS} = KU_{bb},$$

故
$$\overline{MN} = \frac{KU_{bb}}{\left(1 + \frac{m}{2}\right)}.$$

再者, 从图

$$\overline{OT} = (1 - K)U_{bb},$$

乃綜得

$$n = 1 + \frac{\overline{MN}}{\overline{OT}} = 1 + \frac{\frac{KU_{bb}}{\left(1 + \frac{m}{2}\right)}}{(1 - K)U_{bb}} = 1 + \frac{2K}{(1 - K)(m + 2)},$$

或
$$K = \frac{(m + 2)(n - 1)}{(m + 2)n - m}. \quad (5-10)$$

举例說, 某电路, 用 $R_L = 2R_p$ (即 $m = 2$), $n = 5.5$, 問 K 是多

少? 以 $m=2$, $n=5.5$, 代入上式, 得

$$K = \frac{(2+2)(5.5-1)}{(2+2)5.5-2} = 0.9,$$

即要求放弃或剔除十分之一的 U_{bb} 区域.

一般在三极管电路用 $m=2$, $n=5.5$ 得 $K=0.9$ 是常见的用法.

在既定了 m , 又定了 n , 求出了 K 后. 要把有用的公式, 按移轴的结果, 进行变换.

原来在线性的理想三极管电路, 正弦波足额输入的输出公式是

$$\bar{P}_L = \frac{1}{2} \frac{(\mu \hat{u}_M)^2 R_L}{(R_p + R_L)^2} = \frac{1}{2} \frac{U_{bb}^2 R_L}{(2R_p + R_L)^2}.$$

如今的有效板偏压是 $K U_{bb}$, R_L 是 mR_p , 故上式修改成为如下:

$$\bar{P}_L = \frac{1}{2} \frac{K^2 U_{bb}^2 m}{(2+m)^2 R_p}. \quad (5-11)$$

用这个式子可以估计得一电路用板源电压 U_{bb} , 用板阻 (约) 等于 R_p 的三极管在用 $R_L = mR_p$ 时的最大输出功率.

当要求输出如上的功率时, 配合的栅偏压及足额输入的峰值, 按图 5-10, 是

$$\hat{u}_M = U_{cc0} = \frac{(R_p + R_L) K U_{bb}}{(2R_p + R_L) \mu} = \frac{K U_{bb} (1+m)}{\mu (2+m)}. \quad (5-12)$$

这种运用的最大板耗功率 (0 输入的输出相应板耗) 是

$$\begin{aligned} \bar{P}_{bM} = \bar{P}_{bb} &= U_{bb} \bar{I}_b = U_{bb} \left(\frac{U_{bb} - \mu U_{cc0}}{R_p} \right) \\ &= U_{bb} \left(U_{bb} - \frac{K U_{bb} (1+m)}{(2+m) R_p} \right) \\ &= \frac{U_{bb}^2}{R_p} \left[1 - \frac{K(1+m)}{(2+m)} \right]. \end{aligned} \quad (5-13)$$

相应的功率轉換效率是

$$\begin{aligned}\eta_b &= \frac{\bar{P}_L}{\bar{P}_{bb}} = \frac{\frac{1}{2} \frac{K^2 U_{bb}^2 m}{(2+m)^2 R_p}}{\frac{U_{bb}^2}{R_p} \left[1 - \frac{K(1+m)}{(2+m)} \right]} \\ &= \frac{K^2 m}{2(2+m)(2+m-K-Km)}.\end{aligned}\quad (5-14)$$

当然式 5-11 到式 5-14 等修正公式并不完善，准确的值应从 I_b-U_b 座标系上作图解。

無論如何，以上各式指出了設計的初步依据。例如，要求輸出多少功率容許多少非綫性失真，應該用多大負阻的三極管而配以多少負偏壓等等。式 5-11 指出電路輸出功率正比于 U_{bb} 的平方，反比于負阻的一次方，表达了已定三極管后決定 U_{bb} 的根据，或已定 U_{bb} 后決定应用三極管的負阻的根据。式 5-13 則指出最大負耗也是正比于 U_{bb} 的平方，反比于負內阻的，說明一定电子管的最高可用負源电压值。

非綫性失真問題和电子管、 U_{bb} 的選擇——三極管电路的非綫性失真程度，在 $R_L=0$ 的情形，可由式 2-19 及式 2-20 等計算。非綫性失真程度依賴于負流峰谷值的比， $n = \frac{\bar{I}_b}{\bar{I}_b}$ 。在 R_L 不等于 0 的情形，非綫性失真程度基本上也同样依賴于 n ，不过按式要乘上一个修正折扣 $\left(\frac{1}{1 + \frac{R_L}{r_p}} \right)$ 。 R_L 不等于 0 的情形的非綫性失真程度，要低于 $R_L=0$ 情形的运用非綫性失真程度，已在第二章中討論过。 n 值所決定的非綫性失真程度是起因于二分之三方非綫性的。

实际上，还应该考虑到变 μ 非綫性。

在 R_L 值为 0 的情形，負的运动只包括負流的上下，負压并不左右摆动。而在 R_L 不等于 0 的情形，負的运动既包括負流的上下，又包括負压的左右摆动。所以，在同 n 条件下， R_L 不等于 0 的运用的負运动区域要大些。同理， R_L 愈大則負的运动涉及区域愈大。負的运动涉及区域愈大，就愈多可能涉入变 μ 区域内，变 μ 非

线性失真就愈厉害。因此，二分之三方非线性失真和变 μ 非线性失真与 R_L 值大小的依赖关系是相反的。

由于一般三极管都尽量取定 μ 结构，在实际情形， R_L 愈大则非线性失真愈低。在 R_L 比较大的情形，电路的电压放大率靠近 μ 性。

从保守的角度来进行设计，不论 R_L 为板内阻的多少倍，非线性失真程度可以由式 2-19 及式 2-20 等以 n 值代入估计。就是说，设计的步骤是在已知容许非线性失真程度后，按式 2-19 及式 2-20 推求 n 值，而再用式 5-10 推求 K 值，等等。

事实上，进行设计的原始条件往往并不是已知电子管、 U_{bb} 以及失真程度容许值，而按这些来设计最大输出功率的放大级。往往已知的条件是指定的输出功率额和可容许的非线性失真程度，求解如何选择电子管和 U_{bb} 。

于是设计的步骤乃是：

(1) 从许可非线性失真程度，按式 2-19 及式 2-20 求出 n 值。

(2) 从电路是否要求匹配，决定 $m = \frac{R_L}{R_p}$ 值。一般在不要求匹配的情形， m 采取 2~3。

(3) 运用式 5-10，从 n 及 m 求出 K 。

(4) 运用式 5-11，

$$\bar{P}_L = \frac{1}{2} \frac{K^2 U_{bb}^2 m}{(2+m)^2 R_p}.$$

将要求的 P_L 值代入，将 K 及 m 代入，求出 $\left(\frac{U_{bb}^2}{R_p}\right)$ 。

$$\left(\frac{U_{bb}^2}{R_p}\right) = \frac{2\bar{P}_L(2+m)^2}{mK^2}. \quad (5-15)$$

(5) 复将 K 及 m 值代入式 5-14，求出 $\bar{\eta}_b$ 。以 $\bar{\eta}_b$ 除 $\bar{P}_L$ ，得电子管的板极散热容量，

$$\bar{P}_{bb} = \frac{\bar{P}_L}{\bar{\eta}_b}. \quad (\text{見式 5-14})$$

(6) 按此 $\overline{P_{bb}}$ 值選擇電子管，有時可以選得幾個，各具不同的 R_p 。

(7) 以各管的 R_p 值除上面第 (4) 點中求得的 $\left(\frac{U_{bb}^2}{R_p}\right)$ 值，開平方，求得各 U_{bb} 。選擇一方便或習慣的 U_{bb} ，於是電子管和 U_{bb} 的選擇就決定。

(8) 根據負載電阻 r_L ，按

$$R_L = a^2 r_L$$

及

$$R_L = m R_p$$

式求得

$$a = \sqrt{\frac{m R_p}{r_L}} \quad (5-16)$$

從式 5-10， K 隨 n 值大而大，隨 n 值小而小。於是在比較小的 n 條件下， $\left(\frac{U_{bb}^2}{R_p}\right)$ 值較大。電子管的要求鈹極散熱容量隨非綫失真的要求程度高而大。在一般例子，使 $\overline{P_L}$ 為電子管鈹極散熱容量的 0.22 倍，約得百分之五的二次諧波失真程度。

5-5 高 μ 三極管功率放大器，正柵運用原理

理想的負柵運用三極管功率放大器的鈹轉換效率是比較低的。綫性管子在 $m = \frac{R_L}{R_p} = 2$ 的足額運用情形， η_b 最大不過是 $\frac{1}{4}$ 。

用圖 5-11 可以明白這一點。

圖 5-11 的 PQR 綫是 $R_L \approx 2R_p$ 運用在足額輸入情形的負載綫。其中 Q 點是平均點也就是靜態點， P 點是最大鈹流最低鈹壓點， R 點是最小鈹流最高鈹壓點。這裡可見，沿 PQR 綫往返，全周只有一個瞬時鈹耗 $P_b = I_b U_b$ 為 0，就是在 R 點。在 R 點， $I_b = 0$ 。由於全周中除了臨 R 點瞬時之外，鈹極經常耗散功率，在鈹流最大的 P 點，鈹壓居 $\frac{1}{2} U_{bb}$ 的高值，故功率轉換效率是低的。

如果能夠做到每周二次臨零值鈹耗情況，當可以希望得到高些的 η_b 。由圖 5-11 中的 $\hat{I}_b$ 可見，若要保持負柵運用，每周二次臨

零值板耗的情况不能实现。

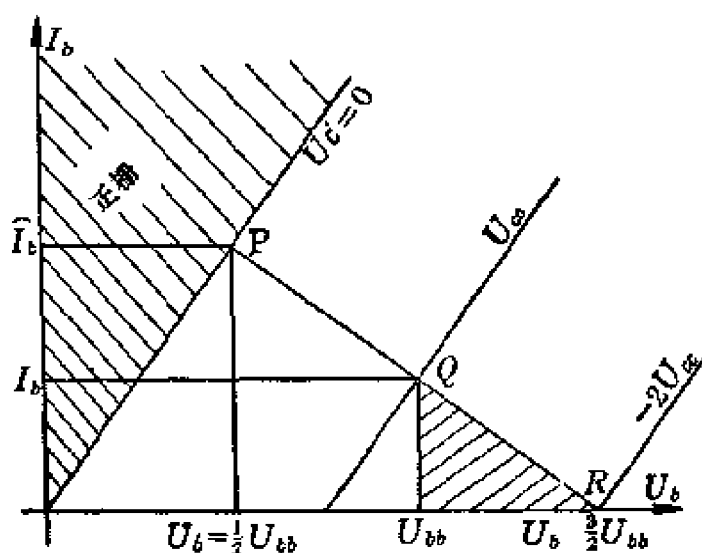


图 5-11

不过,如果容许栅作正摆,就有可能做到每周二次临零值板耗的运用。图 5-12 示负载线的最大板流端点(P 点)在正栅区域。图 5-12 示 P 点的相应板压是 0, 得又一零板耗点, 与 $I_b = 0$ 的 R 点合计, 共得二个零耗点。

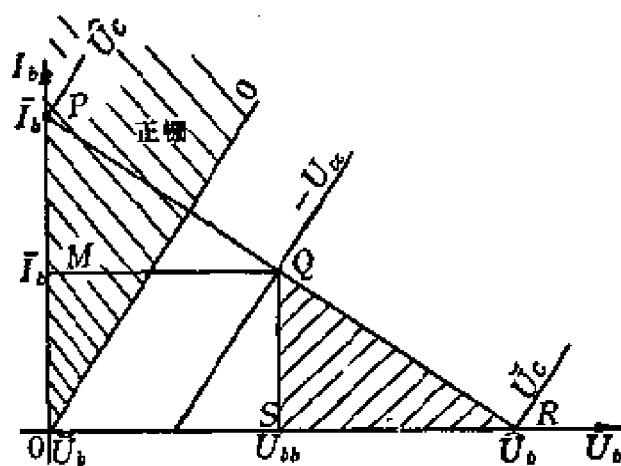


图 5-12 三极管正栅运用功率放大的图解

负载线所居在的区域插入正栅区域的运用称为正栅运用。

图 5-11 所示的情形是假定电子管即使在正栅运用状态下也

是完全綫性的, 就是成立

$$I_b = \frac{U_b + \mu U_c}{R_p}$$

关系.

既然如图 5-12 所示的运用在全周中有二个零耗点, 这样的运用其鈹耗平均值就要小些, 其功率轉換效率就要高些. 現在来計算一下这种运用的功率轉換效率 η_b .

为了要使鈹流升到最大时鈹压是 0, 鈹压升到最高时鈹流也为 0, 以得二个零耗点, 必須是在 P 点鈹流(最大鈹流点), 此点为 Q 点(静态点也就是平均点)鈹流 I_{bQ} 的二倍, 而 R 点鈹压 (O 鈹流点)为 Q 点鈹压 U_{bb} 的二倍. 图 5-12 示 P 、 Q 、 R 点間成立这种关系.

如果輸入信号是足額幅度的正弦波, 則交流輸出功率可由鈹流擺幅与鈹压擺幅为直角边的直角三角形面积代表. 在图 5-12,

$$\overline{P_L} = \Delta QSR \text{ 面积.}$$

电源向电路供給的平均功率 P_{bb} 是 U_{bb} 与 I_b 之积, 在图 5-12 上

$$\overline{P_{bb}} = \square QMOS \text{ 面积.}$$

今鈹压以 U_{bb} (Q 点) 为平均点对称的摆动, 下达于 0, 上到 $2U_{bb}$, 故图上的

$$\overline{OS} = \overline{SR}.$$

于是在輸出足額情形, 平均功率轉換效率是

$$\overline{\eta_b} = \frac{1}{2}. \quad (5-16)$$

与負栅运用的 $m = \frac{R_L}{R_p} = 2$ 的足額情况相比, 这是后者最大功率轉換效率 $\left(\frac{1}{4}\right)$ 的二倍.

因此容許正栅运用以謀得多一个零鈹耗点果真提高了鈹路的功率轉換效率.

現在要計算一下这样的正栅运用, 所能得到的最大功率轉換效率(足額輸出的功率轉換效率)与負載电阻值的关系.

式 5-16 的例子里沒有指定該例的 R_L 的值, 故式 5-16 結論是与 R_L 值無关的. 在图 5-12 上这是很明显的: 不論負載綫如何平坦或陡直, 只要滿足 P 点的鉍压是 0, 鉍流是 $2\bar{I}_b$, R 点的鉍压是 $2U_{bb}$, 鉍流是 0; 总归得到 ΔQSR 面积是 $\square QMOS$ 面积的一半的結果. 这点复可用算式証明.

如果輸入电压的幅度是 $\hat{u}$, 則鉍流最大值是

$$\hat{I}_b = \frac{U_{bb} - \mu U_{cc}}{R_p} + \frac{\mu \hat{u}}{R_p + R_L},$$

最小值是
$$\check{I}_b = \frac{U_{bb} - \mu U_{cc}}{R_p} - \frac{\mu \hat{u}}{R_p + R_L}.$$

在恰当的运用, 要求 $\hat{I}_b$ 是二倍 $\bar{I}_b$, 同时 $\check{I}_b = 0$, 以得下式:

$$\frac{\mu \hat{u}}{R_p + R_L} = \frac{U_{bb} - \mu U_{cc}}{R_p} (= \bar{I}_b).$$

另外, 由于最高鉍压是 $2U_{bb}$, 最高鉍流是 $2\bar{I}_b$, 它們的比, 參看图 5-12, 应是 R_L

$$\frac{2U_{bb}}{2\bar{I}_b} = \frac{U_{bb}}{\bar{I}_b} = R_L. \quad (5-17)$$

联解以上二式, 得

$$U_{cc} = \frac{U_{bb}}{\mu} \left(1 - \frac{R_p}{R_L} \right). \quad (5-18)$$

$$\hat{u} = \frac{U_{bb}}{\mu} \left(1 + \frac{R_p}{R_L} \right). \quad (5-19)$$

按这些,

$$\bar{P}_L = \frac{1}{2} U_{bb} \times \bar{I}_b = \frac{U_{bb}^2}{2R_L}, \quad (5-20)$$

$$\bar{P}_{bb} = U_{bb} \times \bar{I}_b = \frac{U_{bb}^2}{R_L}, \quad (5-21)$$

$$\eta_b = \frac{\bar{P}_L}{\bar{P}_{bb}} = \frac{\frac{U_{bb}^2}{2R_L}}{\frac{U_{bb}^2}{R_L}} = \frac{1}{2}. \quad (5-22)$$

根据式 5-20, 可以注意到一点: 最大可輸出功率是与 U_{bb} 平方正比, 又与 R_L 反比的, 这功率与板阻 R_p 却無关. 在負栅运用情形, 最大可輸出功率正比于 U_{bb} 的平方, 而反比于板阻 R_p . 除了功率轉換效率較高外, 这里又見到一种不同的情况.

在負栅运用电路, 由于最大可輸出功率反比于 R_p , 故为了謀得大些的輸出功率, 要求用低 R_p 的低 μ 管.

在正栅运用电路, 由于最大可輸出功率与 R_p 無关, 反比于 R_L , 为了謀求大些的輸出功率, 可以用低的 R_L 得到, 而無需用低 μ 管.

因此高 μ 以及中 μ 三极管亦得作为功率放大器, 只要能使栅作正摆运用, 以及只要电子管的板极能忍受如式 5-21 所示的最大板耗功率即可. 这样的正栅运用, 既可藉正摆的栅在板压下摆到很低值时帮助拉引电子流, 輸出大的功率, 又有較高的功率轉換效率.

通常正栅运用的限制是因为要发生栅流. 发生栅流对輸入源方面說是一个負載, 有許多不利. 尤其当栅的正摆只占一周的一部分时, 輸入信号源負了断續的負載, 淨輸入电压將断續的受到削波, 于失真而言, 是极应避免的.

不过, 如果能有低內阻的輸入源, 即使发生栅流, 即使发生断續的栅流, 只要正栅运用不致使栅过热, 不致夺取过多板流, 不致使跨极关系过分地非綫性, 正栅运用还是实用的.

如果前置級是一个能輸出相当功率的低內阻放大級, 复使該級的輸出由一降压变压器輸向本級栅极电路, 可以做到实际上不需过虑栅流在輸入源內阻中的降压問題. 实用的方法便是如此. 为了减低輸入源內阻, 使前級輸出經由降压变压器給出, 正栅运用功率放大級的可得輸入电压幅度是比較小的. 但是按式 5-19, 如本級采用高 μ 管, 这問題便可解决. 故正栅运用三极管功率放大級每用高 μ 三极管,

一般的小型四极功率管和五极功率管接成三极管运用时, 它的板内阻还是相当的高, 作为负栅运用不能输出较大功率, 这样的三极管作正栅运用就可输出较大的功率, 得较高的设备利用率.

按电子管内各阳极电子流分配原理, 一般的三极电子管的板流, 在板压低于二倍(正的)栅压区域要大量转换为栅流, 因此就直线性而言, 就栅的散热容量而言, 都不许运用的负载线插入板压低于二倍(正的)栅压的区域. 例如某栅极将正摆达 + 20 伏, 则板压下摆最低不许低过于约 + 40 伏许. 由于这种限制, 正栅运用的三极管功率放大器更宜用高 μ 管, 因为高 μ 管的栅正摆较低, 许可较低的板压谷值, 可得较高的功率转换效率.

5-6 理想的四/五极管功率放大级

在上一节的讨论中我们注意到, 如果使板流最大瞬时的相应板压较小, 板压最高瞬时的相应板流较小, 则平均的板耗就可较小, 功率转换效率就可提升. 正栅运用的三极管的原理就是用正的栅压帮助板极在低板压时争取较大的板流, 或者说, 用正的栅压使在板流上摆到大值时的板压可以较低. 这样, 电路的可输出功率就因板流摆幅可大而可大, 电路的功率转换效率就因大板流时板压可低而可高. 如果不容许栅极作正摆, 在较低板压的各瞬间要得到较大的板流, 或在板流上摆到大值时, 要求板压较低是不可能的.

但是, 使栅极在局部(信号)周中正于阴极, 必须引起栅流及相应功率, 即使栅结构的散热容量很大, 要向栅路供给信号频率功率, 同时让栅路断续的发生栅流, 总是不希望的. 应该争取负栅运用.

于是就要求调和既要求正栅运用又不容有栅流的矛盾.

在电子管内加入一个辅助的电极, 使这电极取正的电位, 就可解决这一矛盾: 栅极可以全周负栅运用, 免除发生板流, 而这新加

入的阳极,可以帮助鉍压在正摆时吸受較大量的电子流,即提供了鉍流上摆时鉍压求它低的可能。

这个赋以正电位的輔助电极,每放在栅极与鉍极之間,也有取与栅极同面的。由于这个輔助加速电极在地位上与五极电压放大器的簾栅相似,它也被称为簾栅。說得准确一点,这个电极应称为輔助加速极,因为它的構成目的并不如簾栅那样,是为了靜电場的屏蔽作用。

这便是四/五极管功率管。这里所說的四极管功率管是没有实体抑制栅极的集束功率管。

这个簾栅为了要帮助鉍极拉取电子流,它的电位正于阴极,因此不免发生簾流而有簾耗功率。在正栅运用的三极管,帮助鉍压下摆时的鉍极吸受电子流而引起的栅流的損耗功率来自輸入源;这是損耗在栅极上的信号功率。在具有正电位簾栅的四/五极管,帮助鉍压下摆时的鉍极吸受电子流而引起的簾栅流的損耗功率来自簾栅压直流电源;这是損耗在簾栅上的直流功率。这里我們可以比較得:在四/五极管,消耗一些直流功率(簾栅耗功率)可以免除消耗栅极輸入电路的信号功率。这是很大的进步。

为功率放大目的的四/五极管的簾栅,既然直接目的是为电子加速,它們的結構就不直接顧到使栅极和鉍极之間,乃至阴极和鉍极之間的电容量的减低。而由于簾栅应避免在半途中不必要地攔截过多电子,簾栅須取最稀疏、而仍具足够輔助加速作用的結構。故在功率四/五极管,栅-鉍之間以及阴-鉍之間的电容并不是极端小的,而仅是比較地小的。比較不最小的阴-鉍間的电容,使这种功率放大用的四/五极管的鉍內阻,比較电压放大的五极管來說要显著的低。当然,比起三极功率放大管来,四/五极管功率放大管的栅-鉍間及阴-鉍間电容要小得許多,鉍內阻要大得許多。这一方面是由于簾栅极的局部屏蔽作用,一方面也因为具有輔助加速阳极的四/五极管中,鉍极可不必放置得靠近阴极之故。約略而

言,四/五极功率管具近似的恒流源性,它的板内阻是被认为相当大的。下面有些讨论就把四/五极功率放大管当做完全的恒流性元件。

这里亦应提出:正栅运用的三极管的栅极,只在一周的局部正于阴极,即只在一周的局部发生栅流,也只在一周的局部消耗功率;而功率四/五极管的加速帘栅却要全周正于阴极(在甲类运用中),全周的发生帘栅流,全周的消耗功率。此外,由于帘栅地位每较栅极远于阴极,要生等效的加速作用,要求的帘栅压当高于栅压。因此,四/五极功率管的帘栅消耗功率要大于正栅运用三极管的栅耗功率。如果栅或帘栅的散热是难于解决的,有时宁取三极管作正栅运用,以求相对的减低悬在管中的栅极或帘栅的热耗散量。大型的功率管多是三极管,这是一个原因。

四/五极功率管的帘栅电位,在最多的情形取板源电位,取它方便。也有些例子的结构,只要求较低的帘栅电位,帘耗要比较小。后者帘栅结构的特点是较靠近阴极,例如与栅极同面的帘栅。

四/五极功率管的理想板流式子是

$$I_b = G_m U_c + G_s U_s,$$

或

$$I_b = G_m U_c + I_{b0}.$$

式中 G_s 是帘栅压对板流的跨导, I_{b0} 是帘栅压为某定值时的零栅压板流。按这二式,板流与板压 U_b 无关,而仅系栅压 U_c 及帘栅压 U_s 的直线函数。上式表示在 $I_b - U_b$ 坐标系上见图 5-13。这样的电子管性能固然过分理想了一点,但也有足够的真实性与代表性。

按理想的 I_b 式,如果要使电子管的板流摆幅连续而最大,则显然栅偏压的合宜值,应是使静态板流 I_b (即平均板流 $\bar{I}_b$) 为零栅压板流 I_{b0} 最大板流的一半,故

$$U_{c0} = \frac{I_{b0}}{2} \div G_m = \frac{I_{b0}}{2G_m}. \quad (5-23)$$

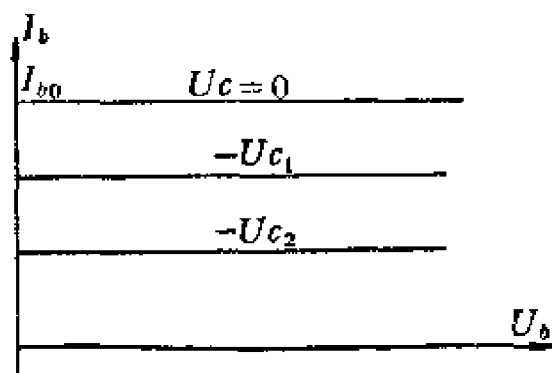


图 5-13 理想的四/五极管鉸曲綫組

如此的柵偏压配以上下同样大幅度的輸入电压，可得鉸流上摆达 I_{b0} (当 U_c 上摆到 0 时)，下摆到 0 (当 U_c 下摆到二倍負柵偏压时)。注意式 4-23 与鉸回路电阻 R_L 無关。

相应于这样的柵压摆动和鉸流摆动的鉸压摆动是决定于鉸回路負載电阻的。如果鉸回路是变压器耦合的电阻 R_L ，則静态运用点在 $(U_{bb}, \frac{1}{2} I_{b0})$ 点。图 5-14 示有二条負載綫 PQR 及 pQr ，对于这二条不同負載綫，同柵压摆动的相应鉸压摆动情况不同：在 PQR 負載綫，鉸压摆动的幅度要大于 pQr 負載綫的摆幅。

这里发生了一个問題，用不同的 R_L 值，既得不同的(动态)負載綫，就要求出合宜的 R_L 值。

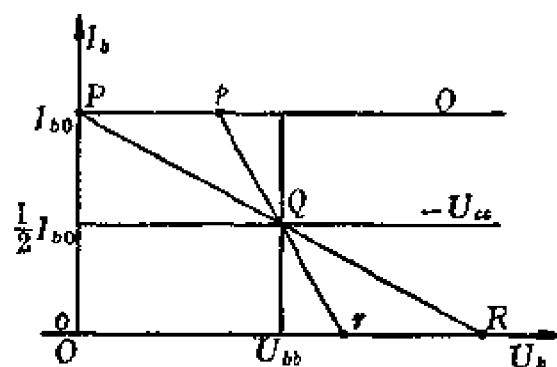


图 5-14 理想的四/五极管功率放大器的設計

輸出功率正比于鉸流摆幅与鉸压摆幅的乘积，在正弦波情形，輸出功率是鉸流摆幅乘鉸压摆幅积的一半。故作为功率放大器，

负载线的选择应使板压摆幅是最大。

最大的板压摆幅值是 U_{bb} ，因为最低的许可板压谷值是 0。如果板压的下摆更低于 0，即使有辅助加速的帘栅，也不可能发生板流。于是应选 R_L 值使板压摆幅是 U_{bb} 。现今板流摆幅可达 I_{b0} 的一半，故

$$R_L = \frac{U_{bb}}{\frac{1}{2} I_{b0}} = \frac{2U_{bb}}{I_{b0}} \quad (5-24)$$

图 5-14 中的 PQR 负载线所代表的 R_L 满足上式，得板压摆动于 0 及 $2U_{bb}$ 之间，以 U_{bb} 为平均值。

简言之，式 5-23 和式 5-24 便是理想的四/五极管功率放大器的设计根据。

按这样进行设计的电路，在足额正弦波输入时，它的最大输出功率是

$$P_{LM} = \frac{1}{2} (U_{bb}) \left(\frac{1}{2} I_{b0} \right) = \frac{1}{4} U_{bb} I_{b0}, \quad (5-25)$$

板源耗功率，就是最大板耗功率，是

$$P_{bb} = U_{bb} \times \frac{1}{2} I_{b0} = \frac{U_{bb} I_{b0}}{2}, \quad (5-26)$$

于是足额正弦信号负载连续运用的功率转换效率是

$$\eta_b = \frac{P_{LM}}{P_{bb}} = \frac{\frac{1}{4} U_{bb} I_{b0}}{\frac{1}{2} U_{bb} I_{b0}} = \frac{1}{2}. \quad (5-27)$$

这等于正栅运用三极管足额输出时的值。这原来在意料之中，因为如此足额运用的板流上摆到峰值的相应板压是 0，板压上摆到峰值时的相应板流是 0，正如正栅三极管电路在足额运用情况下一样。

得这样的结果，输入的幅度以及栅偏压应是

$$\hat{u}_M = U_{c0} = \frac{I_{b0}}{2G_m}. \quad (5-28)$$

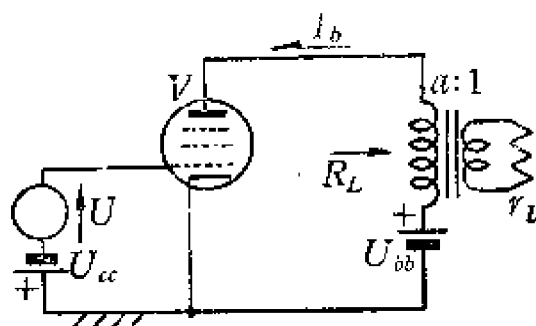


图 5-15 四/五极管功率放大器

式 5-27 指出，負柵运用的功率放大器中四/五极管者的負路轉換效率大于三极管者的功率轉換效率，因此四/五极管負柵运用功率放大器的設備利用率將高于負柵运用三极管的設備利用率。与 $m=2$ 的三极管足額負柵正弦信号运用比較（ $\eta_b = \frac{1}{4}$ ），設備利用率理論上差一倍（假定电子管工作是直綫性的）。

現在来計算一下理想的四/五极管功率放大器的功率灵敏度，按功率灵敏度的定义，

$$S_b = \frac{|\dot{A}|^2}{R_L}.$$

于是四/五极管电路的功率灵敏度是

$$S_{b5} = \frac{(G_m R_L)^2}{R_L} = G_m^2 R_L.$$

按式 5-24 取 R_L ，則

$$S_{b5} = \frac{2G_m^2 U_{bb}}{I_{b0}}.$$

与三极管負柵运用的 $m=2$ 的电路比較，

$$S_{b3} = \frac{\mu^2}{4R_p} = \frac{2G_m^2 R_p}{9}. \quad (\text{見式 5-9})$$

如相比的电子管具同值 G_m ，后者將是前者的

$$\frac{S_{b3}}{S_{b5}} = \frac{R_p I_{b0}}{9U_{bb}}.$$

倍。

如以同样大的最大板耗功率(P_{bb})为比较基础(在四/五极管电路, $P_{bb} = \frac{U_{bb}I_{b0}}{2}$; 在 $m=2$ 的负栅运用三极管电路, $P_{bb} = \frac{U_{bb}^2}{4R_p}$), 得

$$\frac{S_{b3}}{S_{b5}} = \frac{1}{18},$$

相差达 18 倍之鉅, 即輸入电压幅度差 $\sqrt{18}$ 倍之鉅。

如以同样大的輸出功率容量为比较基础(在四/五极管电路最大 $P_{LM} = \frac{1}{4}U_{bb}I_{b0}$ 而在 $m=2$ 的负栅运用三极管电路, $P_{LM} = \frac{U_{bb}^2}{16R_p}$), 得

$$\frac{S_{b3}}{S_{b5}} = \frac{1}{36},$$

相差达 36 倍之鉅, 即輸入电压幅度差 $\sqrt{36} = 6$ 倍之鉅。

因此四/五极管功率放大器对輸入幅度的要求值較低。

从以上的討論可知, 四/五极管功率放大器具有較負栅三极管放大級为高的功率轉換效率、高的設備利用率和高的功率灵敏度。此外, 在同样大的板源电压給电情形由于四/五极管的板压摆域較大, 要輸出同样大的功率的放大級, 用四/五极管要求低于用三极管(負栅)的板流摆域, 故四/五极管功率管的阴极电子流容量要求也低。这些是四/五极管功率放大器較三极管功率放大器为优的地方。四/五极管功率放大管因此在很多場合取代了三极管的地位。

但是, 四/五极管功率放大級也存在較三极管电路为劣的性能。接近于恒流源的四/五极管作为功率放大器, 它的輸出阻抗是很高的。在負載要求与內阻匹配的运用場合, 簡單的四/五极管电路就不能滿足要求, 而 $m=1$ 运用的(負栅)三极管却能滿足这一点。

此外, 以同 $n = \frac{\hat{I}_b}{I_b}$ 为比较基础, 四/五极管功率放大器的非綫性失

真要大于定 μ 三极管的电路。

5-7 四/五极管功率放大器的实际問題。实际的可輸出功率, 栅偏压决定問題, 非綫性失真問題, 实际的許可板运用域 ($I_b - U_b$ 域)

$$\text{以 } I_b = I_{b0} + G_m U_c = G_s U_s + G_m U_c$$

表示四/五极管的板流是过分理想化的, 实在的电子管与此有出入。

实在的四/五极功率管的性能与此式的差別在于三方面:

(1) 首先, 电子管的跨导性能是非綫性的而非直綫性的, 基本上跨导的非綫性是二分之三方非綫性, 栅极对板流如此, 簾栅压对板流也是这样。

(2) 其次, 四/五极功率管的板內阻并非是极大的。这是因为功率管的簾栅取較稀的結構。一般小型功率五极管的 r_p 值在 10^5 欧的量級, 較之电压放大五极管的一般 r_p 值(在 10^6 欧的量級)要差十倍上下。我們將四/五极功率管的 r_p 視如开路, 与实际有出入。

(3) 再者, 虽然由于存在了輔助加速的簾栅极, 板极可以在較低板压时仍得吸受多量电子流, 但輔助阳极的帮助, 不能使低到 0 电位的板极吸受电子。在板极电位相当低于輔助阳极的电位时, 板流便反为輔助阳极所引去, 板流大大的降落, 臨界的最低許可板压一般在五分之一簾栅压左右。

基于这三点, 上一节的結論便要修改。

不过無論如何, 直綫性的栅压-板流关系, 在較為局部的电子管 $I_b - U_b$ 域可以近似成立, 所以將 $I_b - U_b$ 域按一定規則剔除一定免于涉入的区域, 便可以利用上一节的結論等近似的应用。

U_b 域的可用区域是

$$U_b \geq \frac{1}{5} U_s$$

的部分, 因为 U_b 过小, 便使钹流为簾栅大量夺去. I_b 的可用区域, 上界于 $U_c=0$ 的钹曲线, 下界于对应于最小许可钹流的钹曲线. 所谓最小许可钹流是钹流峰值的 n 分之一, n 则决定于许可非线性失真程度. 一般如容许总非线性失真谐波电压比重为百分之十, n 可容许为 10. 将 I_b-U_b 域按这二方面剔除低钹压和低钹流区域后, 便可将上一节的结论套入, 而进行估计 P_c 、 η_b 等等.

现在要解决如何决定 U_{cc} 及 R_L 的实际步骤.

U_{cc} 的值与 U_{bb} 共同决定静态运用点 Q . 如果 U_{cc} 值较小, 则 Q 点位置较高, 钹流的上摆方向易受限制, 如果 U_{cc} 值较大, 则 Q 点位置较低, 钹流的下摆方向易受限制. 在要求足额运用的情形, U_{cc} 的选择因此必须是经过考虑的.

要选择最大输出时非线性失真不出一定限度运用的 U_{cc} , 可以统计一些一般例子, 而订出选择规则.

如果许可最大总非线性失真谐波电压比重是百分之十, U_{cc} 的选择可按

$$I_{bQ} = 0.4 I_{b0} \quad (5-29)$$

经验式来定. 式中 I_{bQ} 是 Q 点(静态运用点)的钹流, I_{b0} 指钹压是 U_{bb} 、栅压是 0 的钹流, 见图 5-16 所示. 这经验式大体适用于一般小型的簾栅压等于 U_{bb} 的四/五极管.

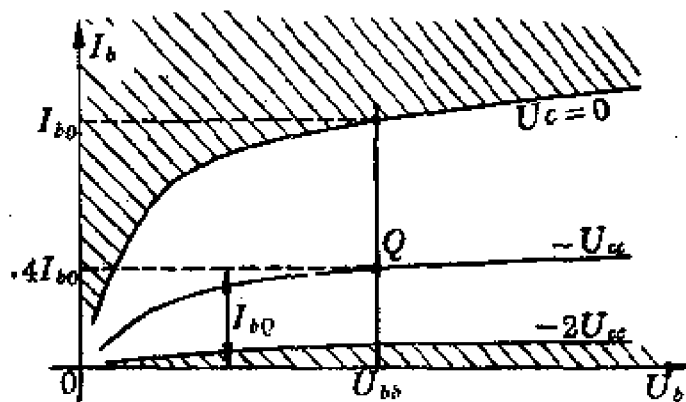


图 5-16 四 五极管功率放大器 Q 点的选择

U_{cc} 決定後, 最大輸入幅度 $\hat{u}_M$ 就等於 U_{cc} , 柵壓上擺將達 0, 下擺達 $-2U_{cc}$. 按此, 動態負載綫的區域就在 $U_c=0$ 及 $U_c=-2U_{cc}$ 兩鉤曲綫間(參看圖 5-16). P 點將在 $U_c=0$ 鉤曲綫上, R 點將在 $U_c=-2U_{cc}$ 鉤曲綫上. 以這 Q 點為靜態運用點所能作出的可能負載綫, 能够包括一些相應輸出功率最大而諧波非綫性失真不超過百分之十的綫, 否則按式 5-29 定 Q 點是沒有意義的, 式 5-29 是統計一般小型四/五極管的性能所得的.

如果容許的非綫性失真程度不同, 則 Q 點的決定不按式 5-29. 使 I_{bQ} 愈大則非綫性失真程度愈輕, 但輸出功率却愈小.

通過已決定的 Q 點, 作一組代表不同 R_L 的動態負載綫, 得一組 P 點 (及 R 點). PQ 作為斜邊或 QR 作為斜邊的直角三角形的面積, 在近似程度上代表足額正弦波輸出功率 (如果電子管完全綫性, 則這三角形等的面積代表正弦波輸出功率).

考慮以 PQ 作為斜邊的直角三角形, 則選擇 R_L 正等於在相應交點 P 點的 $U_c=0$ 鉤曲綫的 r_p , 將得最大輸出功率. 如果考慮 QR 作為斜邊的直角三角形, R_L 的選擇將得全然不同的結果, 因為 R 點居在平坦的鉤曲綫段上, 而 P 點居在鉤曲綫的彎曲段. 由於鉤壓的運用限制發生在 $U_c=0$ 鉤曲綫上, 我們以 PQ 所包括的三角形大約的代表輸出功率. R_L 值就可初步決定.

四/五極管功率放大電路的非綫性失真的程度是十分依賴于

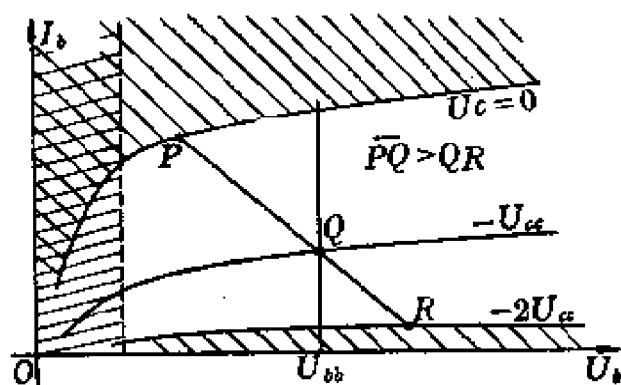


圖 5-17 四/五極管功率放大器 R_L 的選擇

R_L 的, 偶次非线性与奇次非线性的对比也十分依赖于 R_L 值. 在 R_L 比较小的情形, 负载运用区域基本上限于负载曲线平的部分, 非线性失真主要起因于二分之三方非线性, 主要属于偶次, 因 $PQ > QR$ (见图 5-17). 加大 R_L , 则 P 点向左移动, 逐渐进入 $U_c = 0$ 负载曲线下弯的区域. 由于负载曲线的弯曲, 栅压上摆的板流上摆响应就被“压缩”. 基于这种“压缩”, 栅压上下摆的板流上下摆响应就转向对称. 可以选得这么一个 R_L 值, 得板流上摆幅度等于下摆幅度. 图 5-18 示这样一个情形. 图中 PQ 等于 QR . 在这种情形, 偶次非线性失真便减低. 图 5-18 的 PQR 负载线的 PQ 段被分为 PS 段和 SQ 段, 各相应于栅压从 0 到 $-\frac{1}{2}U_{cc}$ 和从 $-\frac{1}{2}U_{cc}$ 到 $-U_{cc}$ 变化的段. PQR 线的 QR 段也被分为 QT 段和 TR 段, 各相应于栅压从 $-U_{cc}$ 到 $-\frac{3}{2}U_{cc}$ 和从 $-\frac{3}{2}U_{cc}$ 到 $-2U_{cc}$ 变化的段. 按二分之三方非线性, QT 必大于 TR , 但 SQ 则接近等于 QT , 因为 S 点比较靠近负载曲线的下弯区域, SQ 是受到一些“压缩”的. 同时 PS 也接近等于 TR . 总的来说, 图 5-18 中, $PSQTR$ 绕 Q 点大约对称, 非线性失真主要是奇次的. 如果将 R_L 更加大, 则板流上摆的“压缩”便要过分, 板流的响应又将不对称, 偶次的非线性失真又增大.

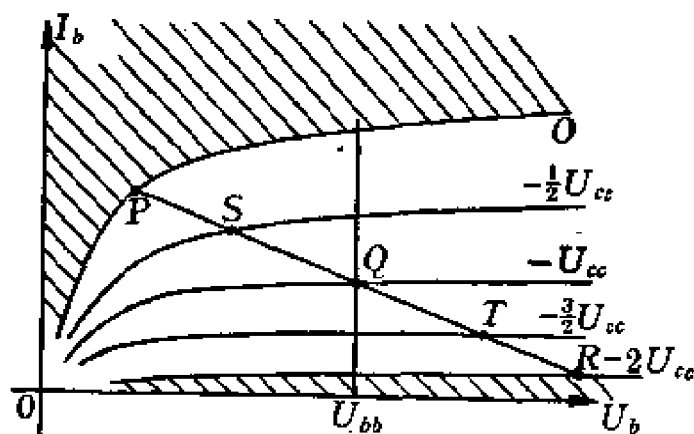


图 5-18 四/五极管功率放大器 R_L 的选择

取不同 R_L 时, 可以用“五点法” (见附录) 求出非线性失真程

度。如果以 $\overline{PQ}$ 为斜边的直角三角形面积最大时所得非綫性失真比較小或最小的, 那么 R_L 就如此决定下来。

在一般情形, 在以 PQ 为斜边的直角三角形面积为最大时, 非綫性失真程度包括总計偶次的和奇次大約也最低, 而按这样定出的 R_L 所决定的 P 点 ($U_c=0$ 时的鉋运用点) 的鉋压值往往在五分之一箄栅压附近。

于是按这样的运用, 最大可輸出正弦波功率容量大約是

$$\overline{P_{LM}} = \frac{1}{2} \times \left(U_{bb} - \frac{1}{5} U_s \right) \times 0.33 I_{b0}. \quad (5-30)$$

式中 $\left(U_{bb} - \frac{1}{5} U_s \right)$ 是鉋压的許可最大摆幅, $0.33 I_{b0}$ 是鉋流的摆幅, I_{b0} 的定义見图 5-16. 当鉋流的摆幅是 $0.33 I_{b0}$ 时, $\tilde{I}_b$ 是 $(0.4 - 0.33) I_{b0} = 0.07 I_{b0}$, $\tilde{I}_b$ 是 $(0.4 + 0.33) I_{b0} = 0.73 I_{b0}$, 于是 $n = \frac{0.73}{0.07} \approx 10$. 在設計放大器时, 可以用此式估計功率容量. 这样估計时, 总的諧波失真百分比約在百分之十. 一般情形, 往往可以容許百分之十的总諧波, 所以一般設計可根据式 5-29 和式 5-30, 設計的步驟因此一般是:

(1) 从已知的許可非綫性失真程度, 决定是否可以用式 5-29 来决定 U_{cc} . 如果諧波許可值近于百分之十, 則可以用式 5-29.

(2) 按要求的輸出功率, 代入式 5-30 的 $\overline{P_{LM}}$ 地位, 求得 $\left(U_{bb} - \frac{1}{5} U_s \right) \times I_{b0}$.

$$\left(U_{bb} - \frac{1}{5} U_s \right) \times I_{b0} = \frac{2\overline{P_{LM}}}{0.33}.$$

(3) 假定 U_s 和 U_{bb} 相等, 則

$$\left(U_{bb} - \frac{1}{5} U_s \right) = \frac{4}{5} U_{bb},$$

于是
$$U_{bb} \times I_{b0} = \frac{5}{4} \times \frac{2\overline{P_{LM}}}{0.33} = 7.6 \overline{P_{LM}}.$$

就可以按这个 $U_{bb} \times I_{b0}$ 乘积去选择电子管,

(4) 但是电子管的钨极散热容量是有限的, 所选电子管的钨极散热容量必须大于

$$\overline{P_{bb}} = U_{bb} \times I_{b0} = U_{bb} \times 0.4 I_{bQ},$$

也就是必须大于

$$\overline{P_{bb}} = 0.4 U_{bb} \times I_{b0} = 0.4 \times 7.6 \overline{P_{LM}} = 3.04 \overline{P_{LM}}.$$

(5) 这样选得的电子管可以有好几个, 而每个在不同 U_{bb} 条件下都有不同的 I_{b0} 和 $U_{bb} \times I_{b0}$ 乘积, 选用以习惯 U_{bb} 值运用时可以满足

$$U_{bb} \times I_{b0} = 7.6 \overline{P_{LM}}$$

的一个, 于是电子管和 U_{bb} 都选择得到.

(6) 按式 5-29, 定出 Q 点, 求出 U_{ce} .

(7) 通过 Q 点作负载线, 满足

$$R_L = (r_p)_P.$$

$(r_p)_P$ 是 $U_c = 0$ 钨曲线在 P 点的 r_p 值. P 点是负载线的上端点.

(8) 按
$$a = \sqrt{\frac{R_L}{r_L}},$$

求得变压器匝数比值.

四极管和五极管的比较——集束功率管只包括四个主要电极, 简称为四极管. 集束四极功率管和五极功率管的性能基本上是相似的, 但也有很多方面不同. 四极功率管是五极功率管的改进.

四极管比五极管少去一个抑制栅极. 四极管的帘栅结构节距同于栅极结构节距, 沿轴方向齐列. 四极管在帘栅与钨极之间置有(二个)束流钨极, 连向阴极. 四极管的钨-帘间距对阴-帘间距的比例较大.

由于这样的电极结构, 四极管电子向钨极流动时, 作片状的集束. 集束以栅极为隔线. 集束的电子流被帘栅截获的机会较少, 而在流向钨极的过程中, 在钨极-帘栅的空间形成一个低电位区,

作为假想的抑制栅极。

四极管的簾栅流占总阴极电流的比是較低的：一般值約是阴极总电流的 $1/20 \sim 1/10$ 。帘栅排齐在栅极后面，能对阴极面电子起加速作用，但却又只截攔比較少量的电子。因为非均匀电场中，电力綫和电子运动軌跡可以不必相重。

既然簾栅处在爭夺阴极电子流的不利地位，鉈曲綫弯曲点的鉈压值就可較低。

在五极管，鉈曲綫的弯折是比較圓渾的。因为总的已越过簾栅的电子流，在低鉈压情况下，要在抑制栅附近形成一个躊躇区域，或所謂假阴极（电子源）区域。向鉈方面的和向簾栅方面的电场强度的均势差决定这些躊躇电子的动向。实体的抑制栅結構是稀节距的导綫繞成的，是必然不能均匀的。对于上述所謂假想阴极，抑制栅的不均匀造成了类似实阴极面上变 μ 現象相似的渐截止情况。于是根据鉈压的变化，所謂假阴极的电子流逐渐地在鉈板与簾栅間轉移，五极管的鉈曲綫弯膝部分所以圓渾。

在四极管，假想的抑制栅是密集的电子流，在規模上是較为均匀多的，于是鉈曲綫的弯膝部分就較不含糊而呈棱角狀。

此外，四极管中的假想抑制栅电位是电子密集密度或鉈流的函数：鉈流大則假想抑制栅电位低，鉈流小則假想抑制栅电位高。这起了一定的自动調整作用。在鉈压减低时，鉈流趋向减少，假想的抑制栅的电位趋升，于是就局部的反对了鉈流下降的趋势，使鉈曲綫下弯得較慢。于是四极管鉈曲綫在弯膝右方部分要显得較为挺直。

四极管和五极管在鉈曲綫上总共有下列区别：簾栅流較小，鉈曲綫的弯膝比較棱角，鉈曲綫的弯膝右方部分比較挺直。图 5-19

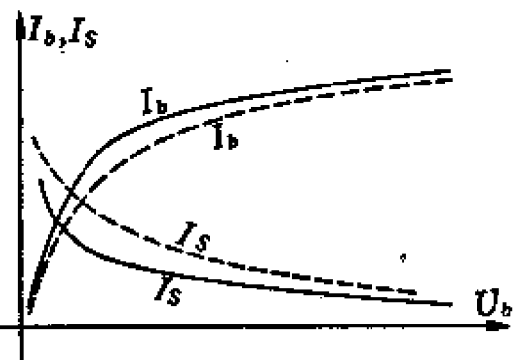


图 5-19 四极管和五极管的比較

强调的表示了这些区别, 图中实线代表四极管的板流和帘栅流, 虚线代表五极管的板流和帘栅流。

不论四极管或五极管, 足额运用的板流峰点(P 点)总在 $U_c = 0$ 板曲线的弯膝左右。由于四极管的弯膝转为棱角, 所以四极管的运用非线性失真的偶次分量较大。

以后将要知道, 偶次非线性失真可由推挽运用的方法消除, 而对称的非线性失真则不能用简单的方法减低。这又是四极管功率放大器优于五极管功率放大器的地方。

四极管电路的另一优点则是帘栅流较小, 帘栅耗功率较低。

5-8 用变压器耦合负载的功率放大级的频率响应性能及相移性能

如果耦合变压器具有无穷高的自感、0 值的漏感、极低的种种损耗, 则当负载是纯电阻时, 以及当电路的杂散电容是 0 值时, 功率放大器的电压放大率的 $|A| - \omega$ 曲线是平的, 相移则保持为整倍 π 的定值。

但是耦合变压器等不免引入电抗, 于是这种放大器的通带频域是有限的。

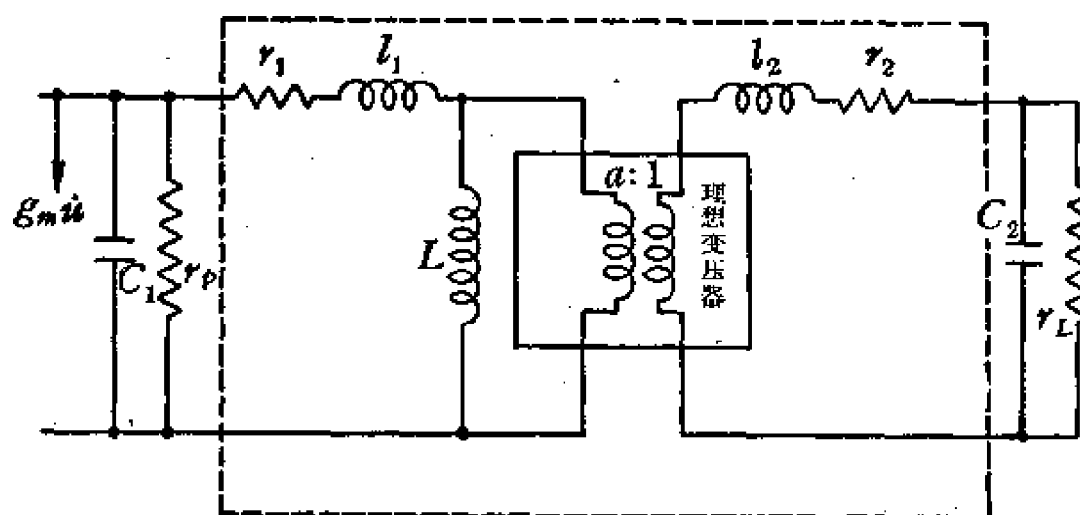


图 5-20 变压器耦合纯电阻负载功率放大器的等值电路

变压器耦合純电阻負載的功率放大級的交流等值电路見图 5-20. 图 5-20 將散佈的量如杂散电容、漏感等視為集总的量. 图中 r_1 是变压器原綫圈有效电阻, l_1 是原綫圈漏感, L 是原綫圈自感, l_2 是副綫圈漏感, r_2 是副綫圈有效电阻, C_1 是原級方面的折合总杂散电容, C_2 是副級方面的折合总杂散电容. 图中虛綫框內是变压器电路, 实綫框內是 $a:1$ 匝数比的理想变压器.

图 5-20 电路可以等值为图 5-21 电路. 將理想变压器原級方面的一切折合至副級.

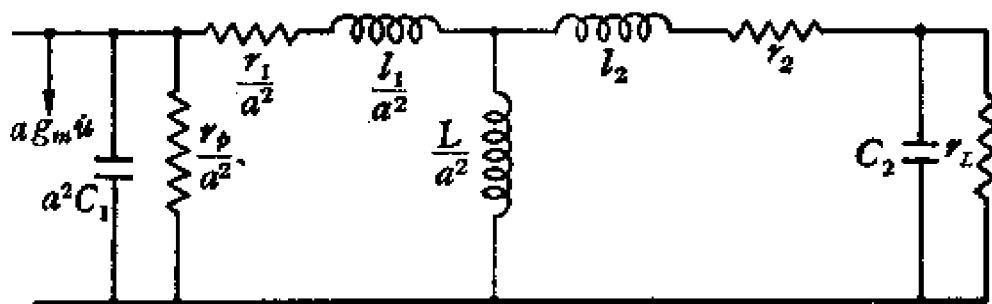


图 5-21 图 5-20 电路折合至变压器副級

图中所示的电路各参量中, C_2 是一个比較小的值, 而与它并連的 r_L 往往又是很小的值, 所以 C_2 可略去, 于是图 5-21 成为图 5-22. 虽在非常高的頻率, C_2 和 r_L 的并連几乎仍等于單独一个 r_L .

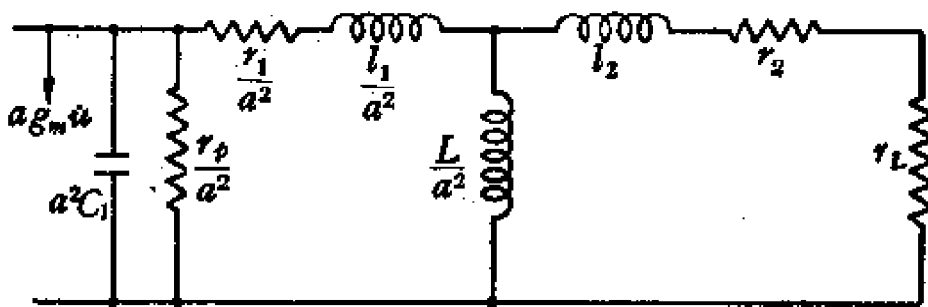


图 5-22 图 5-21 电路略去了 C_2 后的簡化电路

由于三极管和四/五极管的 r_p 有很大的不同, 我們要將三极管与四/五极管功率放大器分別討論.

三极管功率放大級——三极管功率放大級一般要求用低 r_p 的电子管(負栅运用). 用了低 r_p 的电子管, 图 5-22 等值电路中的

$a^2 C_1$ 就可略去。故在(負柵)三极管功率放大器, 輸出电路的等值电路复可由图 5-22 简化为图 5-23。当然在极端高的频率, $a^2 C_1$ 的存在是不容略去的。在极端高频率的情况將另外討論。

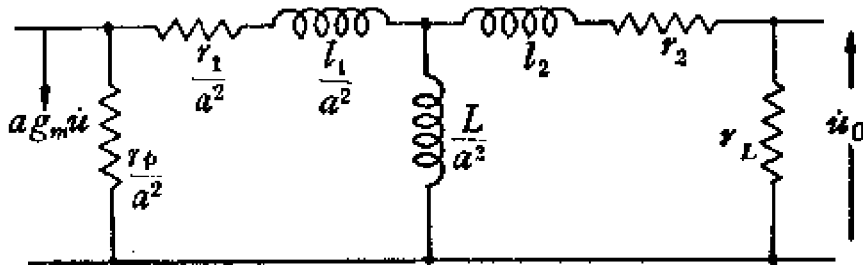


图 5-23 图 5-22 电路略去了 C_1 后的简化电路

按图 5-23, 可以写出 r_L 二端的 u_0 式如下:

$$\begin{aligned}
 u_0 &= \frac{(-) r_L a g_m u \left(\frac{r_p}{a^2} \right) \frac{j\omega \frac{L}{a^2}}{r_2 + r_L + j\omega l_2 + j\omega \frac{L}{a^2}}}{\frac{r_p}{a^2} + \frac{r_1}{a^2} + j\omega \frac{l_1}{a^2} + \frac{j\omega \frac{L}{a^2} (r_2 + r_L + j\omega l_2)}{r_2 + r_L + j\omega l_2 + j\omega \frac{L}{a^2}}} \\
 &= \frac{(-) a g_m u \left(\frac{r_p}{a^2} \right) r_L}{\left(\frac{r_p}{a^2} + \frac{r_1}{a^2} + j\omega \frac{l_1}{a^2} \right) \left(r_2 + r_L + j\omega l_2 + j\omega \frac{L}{a^2} \right) + (r_2 + r_L + j\omega l_2) \cdot j\omega \frac{L}{a^2}}
 \end{aligned}$$

即

$$\begin{aligned}
 A = \frac{u_0}{u} &= \frac{(-) \frac{g_m r_p r_L}{a}}{\left(1 + \frac{l_1}{L} \right) (r_2 + r_L) + \left(1 + \frac{a^2 l_2}{L} \right) \left(\frac{r_p}{a^2} + \frac{r_1}{a^2} \right)} \\
 &\quad + j \left\{ \omega \left[\frac{l_1}{a^2} + \left(1 + \frac{l_1}{L} \right) l_2 \right] - \frac{(r_p + r_1)(r_2 + r_L)}{\omega L} \right\}. \quad (5-31)
 \end{aligned}$$

这是一个諧振的式子: A 具諧振性,

在下列角頻率, 上式分母的虛部消失,

$$\omega = \omega_r = \sqrt{\frac{(r_p + r_1)(r_2 + r_L)}{L \left[\frac{l_1}{a^2} + \left(1 + \frac{l_1}{L}\right) l_2 \right]}}. \quad (5-32)$$

这个角頻率称为这个放大級的中間角頻率, 是通帶的中心.

在这中間角頻率, A 的值最大, 相角等于 0 或 π .

$$|A_r| = \frac{\frac{g_m r_p r_L}{a}}{\left(1 + \frac{l_1}{L}\right)(r_2 + r_L) + \left(1 + \frac{a^2 l_2}{L}\right)\left(\frac{r_p}{a^2} + \frac{r_1}{a^2}\right)}. \quad (5-33)$$

式 5-31 可以剖析为一个高基本节和一个低基本节的串級. 按式 5-31, 高基本节的时间常数是

$$\tau_h = \frac{A}{2B} - \sqrt{\frac{A^2}{4B^2} - \frac{\frac{l_1}{a^2} + \left(1 + \frac{l_1}{L}\right) l_2}{B}},$$

低基本节的时间常数是

$$\tau_l = \frac{A}{2B} + \sqrt{\frac{A^2}{4B^2} - \frac{\frac{l_1}{a^2} + \left(1 + \frac{l_1}{L}\right) l_2}{B}}.$$

式中 $A = \left(1 + \frac{l_1}{L}\right)(r_2 + r_L) + \left(1 + \frac{a^2 l_2}{L}\right)\left(\frac{r_p}{a^2} + \frac{r_1}{a^2}\right),$

$$B = \frac{L}{(r_p + r_1)(r_2 + r_L)}.$$

于是这个电路的高截止角頻率与低截止角頻率的比等于

$$\frac{\omega_h}{\omega_l} = \frac{\tau_l}{\tau_h} = \frac{\frac{A}{2B} + \sqrt{\frac{A^2}{4B^2} - \frac{\frac{l_1}{a^2} + \left(1 + \frac{l_1}{L}\right) l_2}{B}}}{\frac{A}{2B} - \sqrt{\frac{A^2}{4B^2} - \frac{\frac{l_1}{a^2} + \left(1 + \frac{l_1}{L}\right) l_2}{B}}}.$$

如果要使 $\frac{\omega_h}{\omega_l}$ 大, 則式中分子及分母的根号内的正項應該十分大于負項. 电路的元件配合应当滿足这一点. 如果能如此, 則 τ_h

可近似的写为

$$\tau_h \approx \frac{1}{A} \left[\frac{l_1}{a^2} + \left(1 + \frac{l_1}{L} \right) l_2 \right],$$

τ_l 可近似的写为

$$\tau_l \approx \frac{A}{B} \left\{ 1 - \frac{B}{A^2} \left[\frac{l_1}{a^2} + \left(1 + \frac{l_1}{L} \right) l_2 \right] \right\} \approx \frac{A}{B}.$$

于是

$$\frac{\omega_h}{\omega_l} = \frac{\tau_l}{\tau_h} = \frac{A^2}{B \left[\frac{l_1}{a^2} + \left(1 + \frac{l_1}{L} \right) l_2 \right]}.$$

在一般情形，变压器的原级漏感和副级漏感的折合值是相等的

$$l_1 = a^2 l_2.$$

如称 $\left(\frac{l_1}{L} \right)$ 为 ξ

$$\xi = \frac{l_1}{L},$$

$(r_p + r_1 + a^2 r_2 + a^2 r_L)$ 为 Σr ,

$$\Sigma r = (r_p + r_1 + a^2 r_2 + a^2 r_L),$$

$(r_p + r_1)$ 与 $(a^2 r_2 + a^2 r_L)$ 的并连值为 Π_r ,

$$\Pi_r = \frac{(r_p + r_1)(a^2 r_2 + a^2 r_L)}{r_p + r_1 + a^2 r_2 + a^2 r_L},$$

则

$$\tau_h \approx \frac{(2 + \xi) l_1}{(1 + \xi) \Sigma r}, \quad (5-34)$$

$$\tau_l \approx \frac{L(1 + \xi)}{\Pi_r}, \quad (5-35)$$

$$\frac{\omega_h}{\omega_l} = \frac{\tau_l}{\tau_h} \approx \frac{(1 + \xi)^2 \Sigma r}{\xi(2 + \xi) \Pi_r}. \quad (5-36)$$

而在 ξ 为比较小的情形,

$$\tau_h \approx \frac{2l_1}{\Sigma r}, \quad (5-37)$$

$$\tau_l \approx \frac{L}{\Pi r}, \quad (5-38)$$

$$\frac{\omega_h}{\omega_l} = \frac{\tau_l}{\tau_h} \approx \frac{\Sigma r}{2\xi \Pi r}. \quad (5-39)$$

因此,如要求高截止角頻率 ω_h 高,即 τ_h 低,則要求漏感低;如要求低截止角頻率 ω_l 低,即 τ_l 大,則要求高的自感. 而如要求通帶寬廣,則要求變壓器的漏感係數低. $\xi = \frac{l_1}{L}$ 是漏感係數的一半. 漏感係數是全部漏感與自感的比.

式 5-37、式 5-38 和式 5-39 各近似式也可以由圖 5-23, 按高低頻域化為簡化電路求得.

在高頻域, $\frac{L}{a^2}$ 是一個高電抗, 而可以視為開路. 於是電路在高頻域簡化成為圖 5-24. 按圖 5-24, 高截止角頻率顯然是

$$\omega_h \approx \frac{\frac{r_p}{a^2} + \frac{r_1}{a^2} + r_2 + r_L}{\frac{l_1}{a^2} + l_2} \approx \frac{\Sigma r}{2l_1}. \quad (5-40)$$

在低頻域, $\left(\frac{l_1}{a^2} + l_2\right)$ 的電抗很小可略去, 即電路得簡化如圖 5-25. 按圖 5-25, 低截止角頻率顯然是

$$\omega_l \approx \frac{\left(\frac{r_p}{a^2} + \frac{r_1}{a^2}\right)(r_2 + r_L)}{\left(\frac{r_p}{a^2} + \frac{r_1}{a^2} + r_2 + r_L\right)\frac{L}{a^2}} = \frac{\Pi r}{L}. \quad (5-41)$$

上二式比得

$$\frac{\omega_h}{\omega_l} \rightarrow \frac{\left(\frac{r_p}{a^2} + \frac{r_1}{a^2} + r_2 + r_L\right)^2 \frac{L}{a^2}}{\left(\frac{l_1}{a^2} + l_2\right)(r_p + r_1)(a^2 r_2 + a^2 r_L)} = \frac{\Sigma r}{2\xi \Pi r}. \quad (5-42)$$

式 5-40、式 5-41、式 5-42 各相同於式 5-37、式 5-38 及式 5-39. 式 5-42 可用圖表示, 見 288 頁.

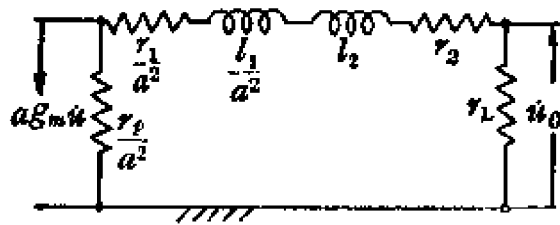
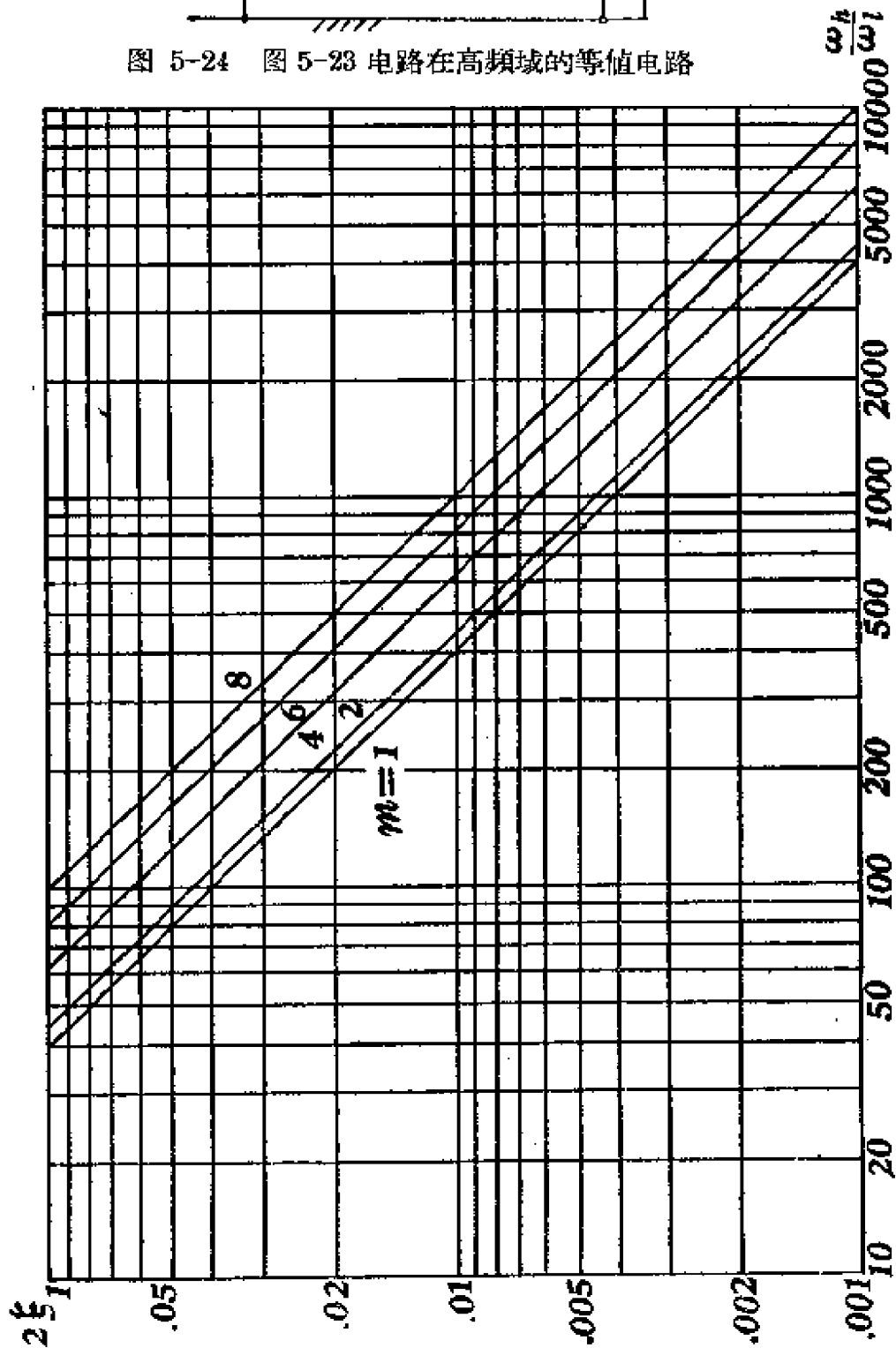


图 5-24 图 5-23 电路在高频域的等值电路



式 5-42

以上分析三极管功率放大級的討論中，略去了雜散電容 C_1 未計，因為 $C_1 r_p$ 往往是很小的值，也就是在不大高的頻域， C_1 不起什麼分流作用。不過在更高的頻域， C_1 的作用就不容忽略。

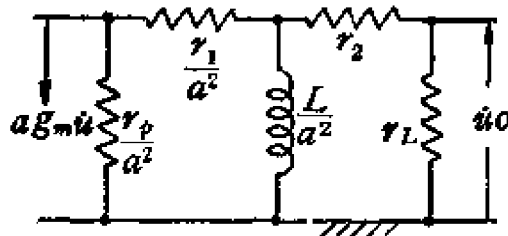


圖 5-25 圖 5-23 電路在低頻域的等值電路

在 C_1 的作用不容忽略的頻域，式 5-31 應予改寫。這是將式 5-31 中的 r_p 項改寫為 $\frac{r_p}{1+j\omega C_1 r_p}$ 而得到，因為在 C_1 不容忽略的頻率， r_p 與 C_1 並連得阻抗為 $\frac{r_p}{1+j\omega C_1 r_p}$ 。

於是

$$\begin{aligned} \dot{A} = \frac{\dot{u}_0}{\dot{u}} = & \frac{\frac{g_m r_p r_L}{a(1+j\omega C_1 r_p)}}{\left(1 + \frac{l_1}{L}\right)(r_2 + r_L) + \left(1 + \frac{a^2 l_2}{L}\right)\left[\frac{r_p}{a^2(1+j\omega C_1 r_p)} + \frac{r_1}{a^2}\right]} \\ & + j\left\{\omega\left[\frac{l_1}{a^2} + \left(1 + \frac{l_1}{L}\right)l_2\right] - \frac{\left[\frac{r_p}{1+j\omega C_1 r_p} + r_1\right](r_2 + r_L)}{\omega L}\right\} \end{aligned} \quad (5-43)$$

在 ω 甚低於 $\frac{1}{C_1 r_p}$ 的頻域，上式就是式 5-31。

在 ω 靠近 $\frac{1}{C_1 r_p}$ 以及更高的頻域，要用上式才準確。

在這樣高的頻域，事實上把上式分母中大括號中的負項

$$\frac{\left[\frac{r_p}{1+j\omega C_1 r_p} + r_1\right](r_2 + r_L)}{\omega L}$$

已縮為極小，故在必須考慮到 C_1 的頻域，上式可寫成如下：

$$\dot{A} = \frac{\dot{u}_0}{\dot{u}} = \frac{(-) a g_m r_p r_L}{(1 + \xi) \Sigma_r (1 + j\omega \tau_1)(1 + j\omega \tau_2)}$$

这里

$$\tau_1 = C_1 r_p \left(1 - \frac{r_p}{\Sigma r} \right),$$

$$\tau_2 = \frac{(2 + \xi)}{(1 + \xi)} \cdot \frac{l_1}{\Sigma r}.$$

这 τ_2 与式 5-34 相比, 可见上式 τ_2 就是式 5-34 的 τ_h .

于是考虑 C_1 不可略时, 等于复串入一级时间常数为 τ_1 的高基本节.

因为功率放大器的输出变压器是传送功率的, 它的效率必须比较高, 所以一般情形之下, $\frac{r_1}{a^2}$ 和 r_2 要比 r_L 小得多. 因此

$$\Sigma r = (r_p + r_1 + a^2 r_2 + a^2 r_L) \approx r_p + a^2 r_L,$$

$$\Pi_r = \frac{(r_p + r_1)(a^2 r_2 + a^2 r_L)}{(r_p + r_1 + a^2 r_2 + a^2 r_L)} \approx \frac{a^2 r_p r_L}{r_p + a^2 r_L}.$$

这里 $a^2 r_L$ 就是略去所有变压器损失的 R_L . 称

$$\frac{a^2 r_L}{r_p} = m,$$

则

$$\Sigma r = (1 + m) r_p,$$

$$\Pi_r = \frac{m r_p}{1 + m}.$$

代入式 5-40、式 5-41 和式 5-42,

$$\omega_h \approx \frac{\Sigma r}{2l_1} = \frac{(1 + m)r_p}{2l_1}, \quad (5-40)'$$

$$\omega_i \approx \frac{\Pi_r}{L} = \frac{m r_p}{(1 + m)L}, \quad (5-41)'$$

$$\frac{\omega_h}{\omega_i} \approx \frac{\Sigma r}{2\xi \Pi_r} = \frac{(1 + m)^2}{2\xi m}. \quad (5-42)'$$

这里可见 $a^2 r_L$ 与 r_p 的比值 m 也影响到 ω_h , ω_i 和 $\frac{\omega_h}{\omega_i}$. 使 m 大于或小于 1 都使 $\frac{\omega_h}{\omega_i}$ 大.

现在我们就能按式 5-33、式 5-40' 及式 5-41', 用折线方法求得电路的全部 $|A| - \omega$ 曲线及 $\theta_s - \omega$ 曲线.

兹举例如下:

电子管: $\mu = 4$, $r_p = 1,000$ 欧.

负载: $r_L = 5$ 欧.

变压器: $L = 10$ 亨, $\xi = \frac{1}{400}$,

$r_1 = 50$ 欧, $r_2 = \frac{1}{8}$ 欧,

$a = 20$, $C_1 = 100$ 微微法.

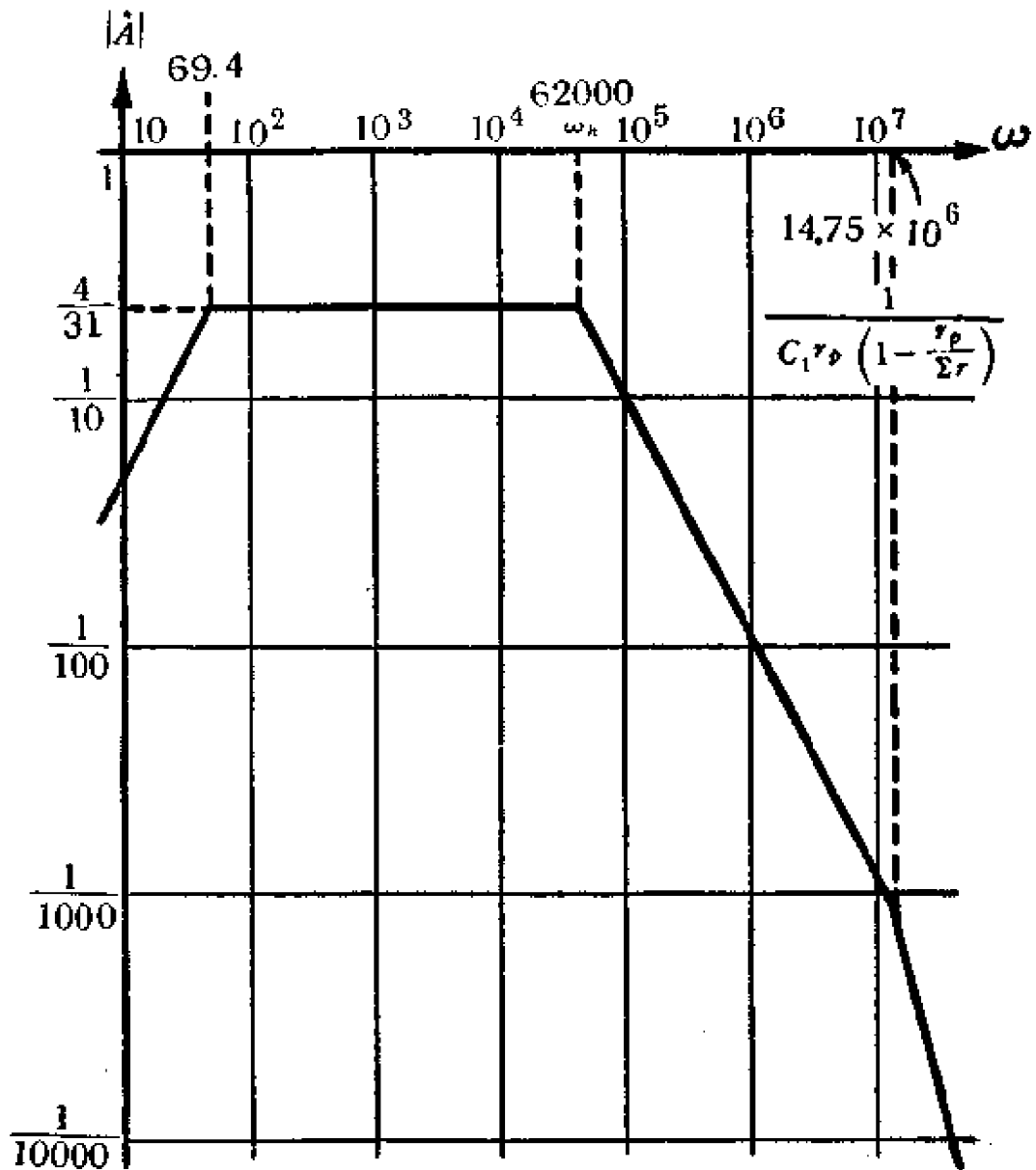


图 5-26

- 解: (1) $\Sigma r = 3,100$ 欧.
 (2) $\Pi_r = 694.2$ 欧.
 (3) $\therefore \omega_h = 62,000$ 弧度/秒.
 (4) $\therefore \omega_l = 69.4$ 弧度/秒.
 (5) $|A_r| = \frac{4}{31}$.
 (6) $\tau_1 = 67.8 \times 10^{-9}$ 秒(对应的角频率为 14.75×10^8 弧度/秒).

于是得图 5-26 及图 5-27.

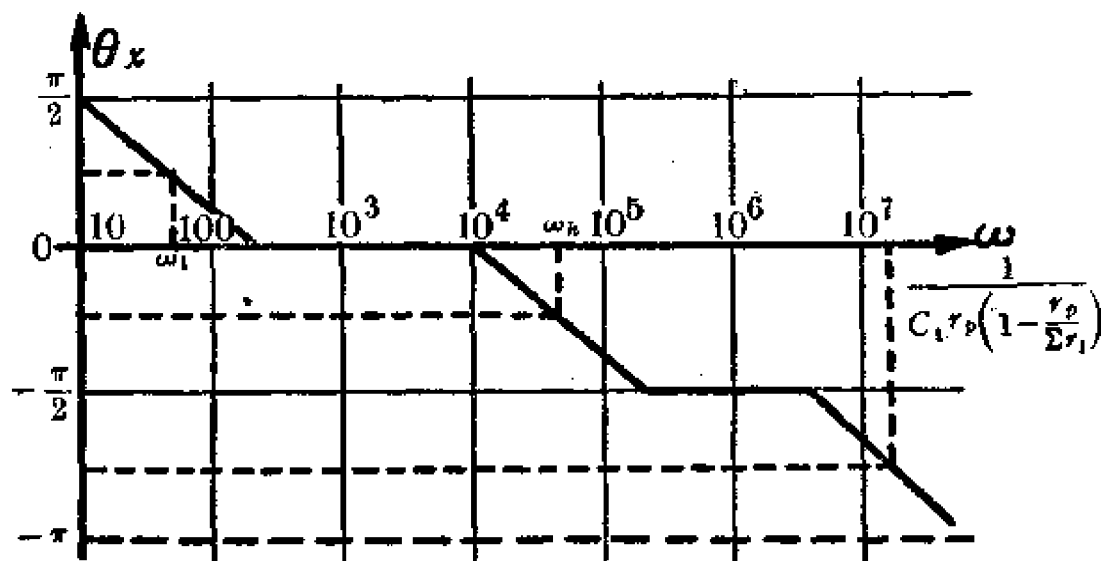


图 5-27

四/五极管功率放大级——在讨论四/五极管功率放大级的频率响应性能及相移性能时,我们将用分开高、中、低频域将电路近似简化的方法来进行,因为这样做实用上足够准确.

在低频域,图 5-22 等值电路中的 $a^2 C_1$ 、 $\frac{l_1}{a^2}$ 和 l_2 分别成为近似的开路、短路和短路,得图 5-28.

图 5-28 示 r_L 经由 $\frac{r_1}{a^2}$ 、 r_2 和 $\frac{L}{a^2}$ 构成的 T 形结构跨向 $\frac{r_p}{a^2}$.

在四/五极管,钹内阻 r_p 是一个比较在三极管要大得多的值.照已经讨论过的方法设计的结果加以统计,电子管负载电阻 R_L 与

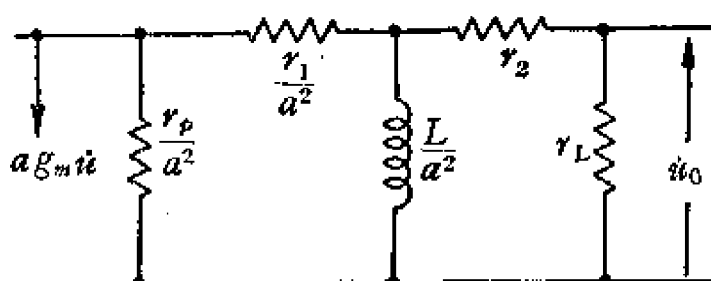


图 5-28 五极管功率放大级的低频域等值电路

静态点敏内阻 r_p 的比一般在 10 上下，所以 r_p 得大約視為开路，于是得图 5-29。图中包括的电抗仅 $\frac{L}{a^2}$ 一項。

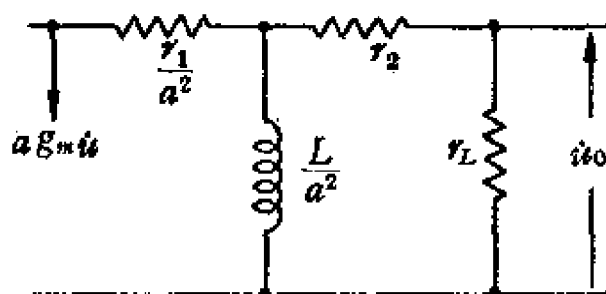


图 5-29 五极管功率放大级的近似低频域等值电路

在中間頻域，电路图 5-28 化为图 5-30，比图 5-29 电路复略去了 $\frac{L}{a^2}$ 电感，因为在中間頻域， $\frac{L}{a^2}$ 的电抗是甚大于 r_L 的。

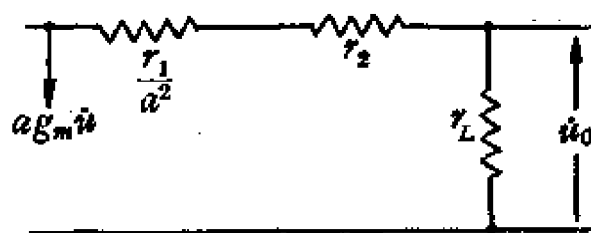


图 5-30 五极管功率放大级的中频域等值电路

在高頻域， $a^2 C_1$ 、 $\frac{l_1}{a^2}$ 和 l_2 將不容忽視，于是电路成为图 5-31。

图 5-31 仍略去 $\frac{r_p}{a^2}$ ，因为在不必考虑 $a^2 C_1$ 向 r_L 分流的中、低頻域， $\frac{r_p}{a^2}$ 尙被忽視，在高頻域 $a^2 C_1$ 生局部短路， $\frac{r_p}{a^2}$ 更不起作用。在

高频域, $\frac{L}{a^2}$ 被视为开路。

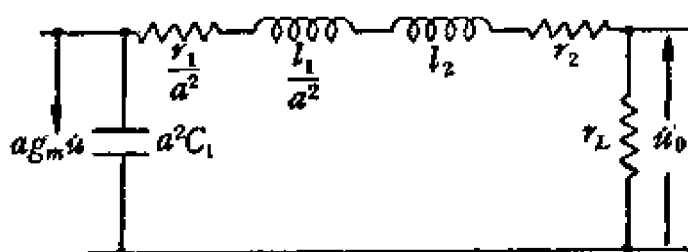


图 5-31 五极管功率放大级的高频域等值电路

按图 5-29, 得电路在低频域的响应关系为

$$A = \frac{u_0}{u} \approx (-) \frac{a g_m r_L \frac{j\omega L}{a^2}}{r_2 + r_L + \frac{j\omega L}{a^2}} = (-) \frac{a g_m r_L}{1 + \frac{a^2 r_2 + a^2 r_L}{j\omega L}}. \quad (5-44)$$

这里, 响应关系中包含定比级 $a g_m r_L$ 和截止角频率是

$$\omega_1 = \frac{1}{\tau_1} = \frac{a^2 r_2 + a^2 r_L}{L}. \quad (5-45)$$

的低基本节。

按图 5-30, 得电路在中频域的响应式为

$$A = \frac{u_0}{u} = (-) a g_m r_L, \quad (5-46)$$

这仅是一个定比级。

按图 5-31, 这电路在高频域的电路放大率是

$$\begin{aligned} A = \frac{u_0}{u} &= \frac{(-) a g_m r_L \frac{1}{j\omega a^2 C_1}}{\frac{r_1}{a^2} + r_2 + r_L + j\omega \left(\frac{l_1}{a^2} + l_2 \right) + \frac{1}{j\omega a^2 C_1}} \\ &= \frac{(-) a g_m r_L}{1 - \omega^2 C_1 (l_1 + a^2 l_2) + j\omega C_1 (r_1 + a^2 r_2 + a^2 r_L)}. \end{aligned} \quad (5-47)$$

这是一个串连谐振电路在电容二端输出的 A 式。这和变压器耦合电压放大级在次高频域 A 式相当。

由式 5-47, 串連諧振角頻率是

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{\Sigma l C_1}}, \quad (5-48)$$

而在这个角頻率, Q 值是

$$Q_r = \frac{1}{\sigma r} \sqrt{\frac{\Sigma l}{C_1}}. \quad (5-49)$$

如同第三章低 Q_r 諧振电路一节所討論的一樣, 視 Q_r 值的小于或大于 $\frac{1}{2}$, 式 5-47 或者可以剖析成為二個高基本节的串級, 或者只能作一個諧振电路分析。

以上式中

$$\Sigma l = l_1 + a^2 l_2,$$

$$\sigma r = r_1 + a^2 r_2 + a^2 r_L.$$

如果 σr 、 Σl 和 C_1 的配合使 Q_r 小于 $\frac{1}{2}$, 則电路可剖析成為二個高基本节的串級, 它們的截止角頻率各是

$$\omega_1 = \frac{2}{C_1 \sigma r (1 + \sqrt{1 - 4Q_r^2})},$$

及

$$\omega_2 = \frac{2}{C_1 \sigma r (1 - \sqrt{1 - 4Q_r^2})}.$$

也就是放大級的通帶高截止角頻率是

$$\omega_1 = \frac{2}{C_1 \sigma r (1 + \sqrt{1 - 4Q_r^2})}. \quad (5-50)$$

如果 σr 、 Σl 及 C_1 的配合使 Q_r 大于 $\frac{1}{2}$, 則电路的高截止角頻率就是串連諧振角頻率,

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{\Sigma l C_1}}.$$

現在來考慮元件值對通帶的影響。

式 5-45 指出, 如果要电路的低截止頻率低, 就要求用大的自感 L 。式 5-45 中的 $(a^2 r_2 + a^2 r_L)$ 大約等於 R_L 。 R_L 是功率放大級的基本設計參量, 是不能隨意改變的, 它牽涉到功率容量和非綫性

失真等问题。在一般小型四/五极管, R_L 在 2,500 欧以上、10,000 欧以下, 所以要使 ω_L 低, 只有使 L 大, 才能得到。

现在来考虑高频域, 式 5-47.

在 Q_r 低于 $\frac{1}{2}$ 的情况, 高截止角频率反比于 σr (σr 约等于 R_L) 和 C_1 . 在 Q_r 高于 $\frac{1}{2}$ 的情况, 高截止角频率反比于 C_1 的平方根, 反比于 Σl 的平方根。

在一般情形, σr 、 Σl 和 C_1 的配合往往使 Q_r 大于 $\frac{1}{2}$. 举例说, 某放大级的 $R_L = 7,500$ 欧, $C_1 = 100$ 微微法, 要求低截止频率是 100 赫, 所用变压器的 $\xi = \frac{1}{400}$ (中等品质的变压器). 则

$$L = \frac{7,500}{2\pi \times 100} = 11.93 \text{ 亨},$$

$$\Sigma l = 2 \times \frac{1}{400} \times 11.93 \text{ 亨} = 59.7 \text{ 毫亨},$$

$$Q_r = \frac{1}{7,500} \sqrt{\frac{59.7 \times 10^{-3}}{100 \times 10^{-12}}} = 3.25.$$

于是截止角频率就是谐振频率。

如果放大级设计用在较高频域, L 当要小些, Σl 也要小些, 则 Q_r 可以较低。

Q_r 如果大于 $\frac{1}{\sqrt{2}}$, 按第三章的讨论, 要出现一个谐振峰, 而谐振峰是不希望的。

要使 Q_r 降低, 按式 5-49, 可以从减低 Σl 或加大 C_1 着手。至于 σr 则如上述, 是不能任意改变的。减低 Σl 的方法是减低变压器的漏感系数, 即改善变压器的品质。这往往是有技术及经济上的限制的。一般 ξ 很难小于 $\frac{1}{2,000}$. 于是只有从加大 C_1 着手。

如果希望电路的 Q_r 是 Q_{r0} , 则 C_1 应等于

$$C_1 = \frac{\Sigma l}{Q_{r0}^2 (\sigma r)^2}. \quad (5-51)$$

Q_{r0} 一般取 $\frac{1}{\sqrt{2}}$, 最大不許超過 0.8.

茲再以上面的例子說明如下: $R_L = 7,500$ 歐, $\omega_i = 2\pi \times 1,000$, $\xi = \frac{1}{400}$; 如使 $Q_{r0} = \frac{1}{\sqrt{2}}$, 則

$$C_1 = \frac{59.7 \times 10^{-8}}{\frac{1}{2}(7,500)^2} = 2,120 \text{ 微微法.}$$

加大了 C_1 以後, 高截止角頻率是

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{\Sigma l C_1}} = \frac{Q_{r0} \sigma r}{\Sigma l}. \quad (5-52)$$

可見如果需要高截止角頻率高, 則也需要 Σl 數值低, 才能達到.

在有的情形, 在負載里串入了一定的電感, 這可以等值於 Σl 的加大, 例如在揚聲器負載的情形. 在這樣情形, 減低變壓器的漏感就沒有多大幫助.

有另一種抑制 A 的諧升峰的方法, 並不直接向變壓器原級跨接電容, 而跨接一個電阻-電容串連組合, 如图 5-32 所示. 图中的 C 及 R 按下式取值:

$$R = R_L,$$

$$C = \frac{\Sigma l}{R_L^2}.$$

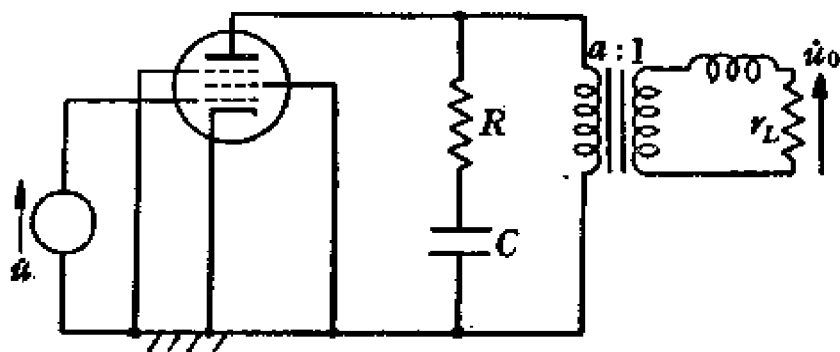


图 5-32

得折合到副級的等值電路如图 5-33. 图 5-33 中略去了 $\frac{r_1}{a^2}$ 及 r_2 .

因為 $\frac{r_1}{a^2}$ 和 r_2 往往比 r_L 要小許多, 這是可以略去的.

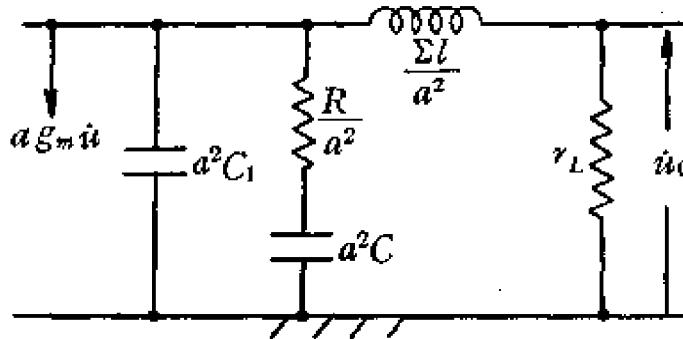


图 5-33 图 5-32 电路在高频域的等值电路

按图 5-33,

$$A = \frac{(-) a g_m r_L}{\left(1 + j\omega \frac{\Sigma l}{R_L}\right) (1 + j\omega C_1 R_L)}, \quad (5-53)$$

响应的性能是二个高基本节的串联, 其中较低的一个截止角频率是

$$\omega_h = \frac{a^2 r_L}{\Sigma l}. \quad (5-54)$$

这样的做法, 高截止角频率要比用加大 C_1 的方法为高. 比较式 5-52 和式 5-54, 二个方法的高截止角频率(约)差 Q_{r_0} 倍.

按式 5-52 或式 5-54 以及式 5-45, 电路的通带频域宽是

$$\frac{\omega_r}{\omega_l} = \frac{\frac{Q_{r_0} \sigma r}{\Sigma l}}{\frac{a^2 r_2 + a^2 r_L}{L}} \approx \frac{Q_{r_0} L}{\Sigma l} \text{ 倍}, \quad (5-55)$$

或

$$\frac{\omega_h}{\omega_l} = \frac{\frac{a^2 r_h}{\Sigma l}}{\frac{a^2 r_2 + a^2 r_L}{L}} \approx \frac{L}{\Sigma l} \text{ 倍}. \quad (5-56)$$

四/五极管功率放大级从 0 到极高频率的全部 $|A| - \omega$ 曲线和

$\theta_x - \omega$ 曲綫可从截止角頻率是 $\frac{R_L}{L}$ 的低基本節和串連諧振角頻率是 $\frac{Q_0 R_L}{\Sigma l}$ 的低 Q 諧振電路的 $|A| - \omega$ 曲綫和 $\theta_x - \omega$ 曲綫疊加求得，或可从截止角頻率是 $\frac{R_L}{L}$ 的低基本節和截止角頻率各是 $\frac{R_L}{\Sigma l}$ 和 $\frac{1}{C_1 R_L}$ 的高基本節的 $|A| - \omega$ 曲綫和 $\theta_x - \omega$ 曲綫疊加求得。總加的 θ_x 在極低頻率是 $\frac{\pi}{2}$ ，在極高頻率是 π 。

5-9 三極管功率放大級與四/五極管功率放大級的比較

三極管功率放大級是優于四/五極管功率放大級的，無論在非綫性失真的程度方面，或是在頻率響應及相移性能方面，但是在設備利用率、功率靈敏度、陰極電子流容量、功率轉換效率方面，則四/五極管電路比三極管電路有顯然超過的優點。

非綫性失真與 R_L 的關係的比較——四/五極管電路的非綫性失真是較厲害的，較大部分屬於奇次，而失真情況對 R_L 值的依賴很大，只在一定 R_L 時，非綫性失真最低。

在三極管電路，負載電阻 R_L 愈大，將得愈低的非綫性失真。

在很多儀器電路，輸出級的負載是不定的：有時負載電阻小，有時負載電阻高，有時甚至空載。在這種情形，就只能用三極管作為輸出級（功率級）。如果用四/五極管作為輸出級，負載的不定將使非綫性失真過分的劇烈，尤其當負載是開路的情形，負載綫成為水平綫，非綫性失真將過劇（四/五極管功率放大級作為儀器的輸出級的例子是很多的。在這種例子中必須應用電壓負反饋，這將在反饋放大器章中說明）。

頻率響應性能的比較——三極管功率放大級與四/五極管功率放大級的極端頻率響應性和極端相移性是相同的。

三極管功率放大級包括一個低基本節，四/五極管功率放大級也包括一個低基本節；三極管功率放大級包括二個高基本節，四/

五极管功率放大级包括一节低 Q_r 谐振电路或二个高基本节。

但是,具体的三极管功率放大级与四/五极管功率放大级的频率响应性和额外相移性是不相同的:三极管电路低基本节的时间常数与四/五极管电路低基本节时间常数不同(式5-41及式5-45);三极管电路的高频截止区域的截止性能是二个时间常数差很远的高基本节的串联的截止性能,与四/五极管的低 Q_r 谐振电路的截止情况等也有所不同;还有,在截止区域的 $\theta_s - \omega$ 的具体关系也不一样。

首先来比较低截止角频率。按式5-41或式5-41',三极管电路的低截止角频率是

$$\omega_l \approx \frac{m r_p}{(1+m)L},$$

式中 m 是比例 $\frac{R_L}{r_p}$ (比例 $\frac{a^2 r_L}{r_p}$)。

按式5-45,四/五极管电路的低截止角频率是

$$\omega_l \approx \frac{a^2 r_2 + a^2 r_L}{L},$$

这等于

$$\omega_l \approx \frac{R_L}{L}.$$

比较上面二式,二者之 ω_l 都反比于输出变压器原级激磁电感 L 。如果某三极管电路的 $\frac{m r_p}{(1+m)}$ 与某四/五极管电路的 R_L 相等,又变压器的 L 值相等,则二电路具同样大的 ω_l 。在负栅运用三极管功率放大级, r_p 是小值, m 每在1以上。用一个能在250伏钨源电压情况下输出3.5瓦功率的电子管2A3为例,它的 r_p 约800欧,典型运用的 m 约是3,得 $\frac{m r_p}{(1+m)}$ 约600欧。而在四/五极管功率放大级, R_L 往往要很大于这个数值,以能在250伏钨源电压250伏簾栅压情况下也能输出3.5瓦功率的6K6电子管为例,合宜的 R_L 约7,500欧。这里可见,600欧与7,500欧差十倍以上!按这数字例,用同样 L 值的输出变压器将得四/五极管电路的 ω_l 将十余倍

高于三极管电路。或者，要做到同样 ω_i ，四/五极管电路就要求用十余倍大于三极管电路的 L 值。这个例子具一定普遍程度的代表性，是設計的估計參考。

現在再來比較高頻域截止角頻率。按式 5-40 或式 5-40'，三极管电路的高截止角頻率是

$$\omega_h \approx \frac{(1+m)r_p}{2l_1}.$$

因 $2l_1 = \Sigma l$

故 $\omega_h \approx \frac{(1+m)r_p}{\Sigma l}.$

按式 5-52，四/五极管电路的高截止角頻率是

$$\omega_r = \frac{Q_{r0}\sigma r}{\Sigma l}. \quad (\text{式 5-52})$$

或按式 5-54，

$$\omega_h = \frac{a^2 r_L}{\Sigma l}. \quad (\text{式 5-54})$$

比較式 5-40 和式 5-54，如果前者的 $(1+m)r_p$ 等于后者的 $Q_{r0}\sigma r$ 倍，則在 Σl 相同的情形，三极管电路和四/五极管电路的高截止角頻率相同。如果以同功率容量电路來比較，引用前面的 250 伏 - 2A3，以及 250 伏 - 250 伏 - 6K6 为例，得 2A3 电路的

$$\omega_h \approx \frac{3,200}{\Sigma l} \text{ 弧度/秒},$$

6K6 电路的

$$\omega_r = \frac{7,500}{\Sigma l} Q_{r0} \text{ 弧度/秒}.$$

若二电路所用的变压器具有同样的 Σl ，則得約相同的高截止角頻率，而 6K6 五极管电路的截止角頻率略高。

不过，变压器的漏感 Σl 是从属的参量， Σl 决定于 L 激磁电感，而 L 則决定于要求的 ω_i 。

于是，若就前例的数值來比較，6K6 五极管电路的 Σl 是 2A3

三极管电路的 Σl 的 $\frac{7,500}{600}$ 倍。称三极管电路的 Σl 值是 l_0 , 则

$$\omega_h \approx \frac{3,200}{l_0} \text{ 弧度/秒.}$$

而五极管电路的 $\omega_r = \frac{7,500}{\sqrt{2}} \div \frac{7,500}{600} l_0 = \frac{425}{l_0}$ 弧度/秒,

差达 7.54 倍, 以三极管电路的 ω_h 较高。

將高低截止角频率放在一起比較, 可比較得三极管电路与四/五极管电路的作用頻域寬的差。按式 5-42', 三极管电路的

$$\left(\frac{\omega_h}{\omega_l} \right)_{\text{三极管}} = \frac{(1+m)^2}{2m\xi}. \quad (\text{式 5-42'})$$

按式 5-55, 四/五极管在 C_1 按式 5-51 适应后的

$$\left(\frac{\omega_r}{\omega_l} \right)_{\text{五极管}} = \frac{Q_{r0}L}{\Sigma l} = \frac{Q_{r0}}{2\xi}. \quad (\text{式 5-55})$$

于是比得

$$\frac{\left(\frac{\omega_h}{\omega_l} \right)_{\text{三极管}}}{\left(\frac{\omega_r}{\omega_l} \right)_{\text{五极管}}} = \frac{\frac{(1+m)^2}{2m\xi}}{\frac{Q_{r0}}{2\xi}} = \frac{(1+m)^2}{mQ_{r0}}. \quad (5-57)$$

上式表示: 無論如何, 用同样漏感品質的輸出变压器, 三极管电路的作用頻域寬于四/五极管者。最接近的情况发生在当相比的三极管电路用 $\frac{R_L}{r_p} = m = 1$ 时。即使在这情况, 三极管电路的頻域寬于四/五极管者 $\left(\frac{4}{Q_{r0}} \right)$ 倍!

事实上的比較更不止于此。变压器的漏感系数 ξ 是要視激磁电感 L 之大而大些的。四/五极管电路既要求較大的 L , 它的輸出变压器的漏感系数 ξ 当要大些, 因此事实上四/五极管电路的作用頻域要更狭于三极管电路的頻域寬度。

三极管电路与四/五极管电路的高頻域截止性能和相移值的极端情况是一致的。但三极管的高頻域截止过程是一个高基本节

之后再來一個高基本節，而在用加大 C_1 來降低 Q_r 的四/五極管電路的高頻域截止過程是低 Q_r 的諧振性截止電路，截止角頻率是鉍極電路的回路串連諧振角頻率。

這二種不同的高頻域截止性和額外相移性可由圖 5-34 比出，圖中實折綫代表三極管電路性能，虛折綫代表四/五極管電路性能。所示四/五極管性能係使 C_1 按式 5-51 以 $Q_0 = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 適應所得。

圖示三極管電路的高頻域截止性能和相移性能係二個高基本節的串級所得，其一系在

$$\omega = \frac{\Sigma r}{2L_1}, \quad (\text{按式 5-40})$$

另一系在

$$\omega = \frac{1}{C_1 r_f \left(1 - \frac{r_p}{\Sigma r}\right)},$$

四/五極管電路的高頻域截止綫則通過 ω 軸上的

$$\omega_r = \frac{Q_0 \sigma r}{\Sigma l} \quad (\text{按式 5-52})$$

點，其相應的額外相移性能折綫的傾斜部分通過

$$\omega = \omega_r = \frac{Q_0 \sigma r}{\Sigma l}, \quad \theta_s = -\frac{\pi}{2}$$

點，（而在這點的）斜率

$$\frac{d\theta_s}{d\omega} = -2Q_r = -\sqrt{2}.$$

首先可以比較一下高截止角頻率的高低。這已經比較過，我們的結論是，如果使三極管電路與四/五極管電路具有同樣的低截止角頻率，而二電路的輸出變壓器具有同樣的漏感品質，則三極管電路的高截止角頻率成為用加大 C_1 適應以得合宜 Q_r 值的四/五極管電路的高截止角頻率的 $\frac{\sqrt{2}(1+m)^2}{Q_{rem}}$ 倍（按式 5-57）。

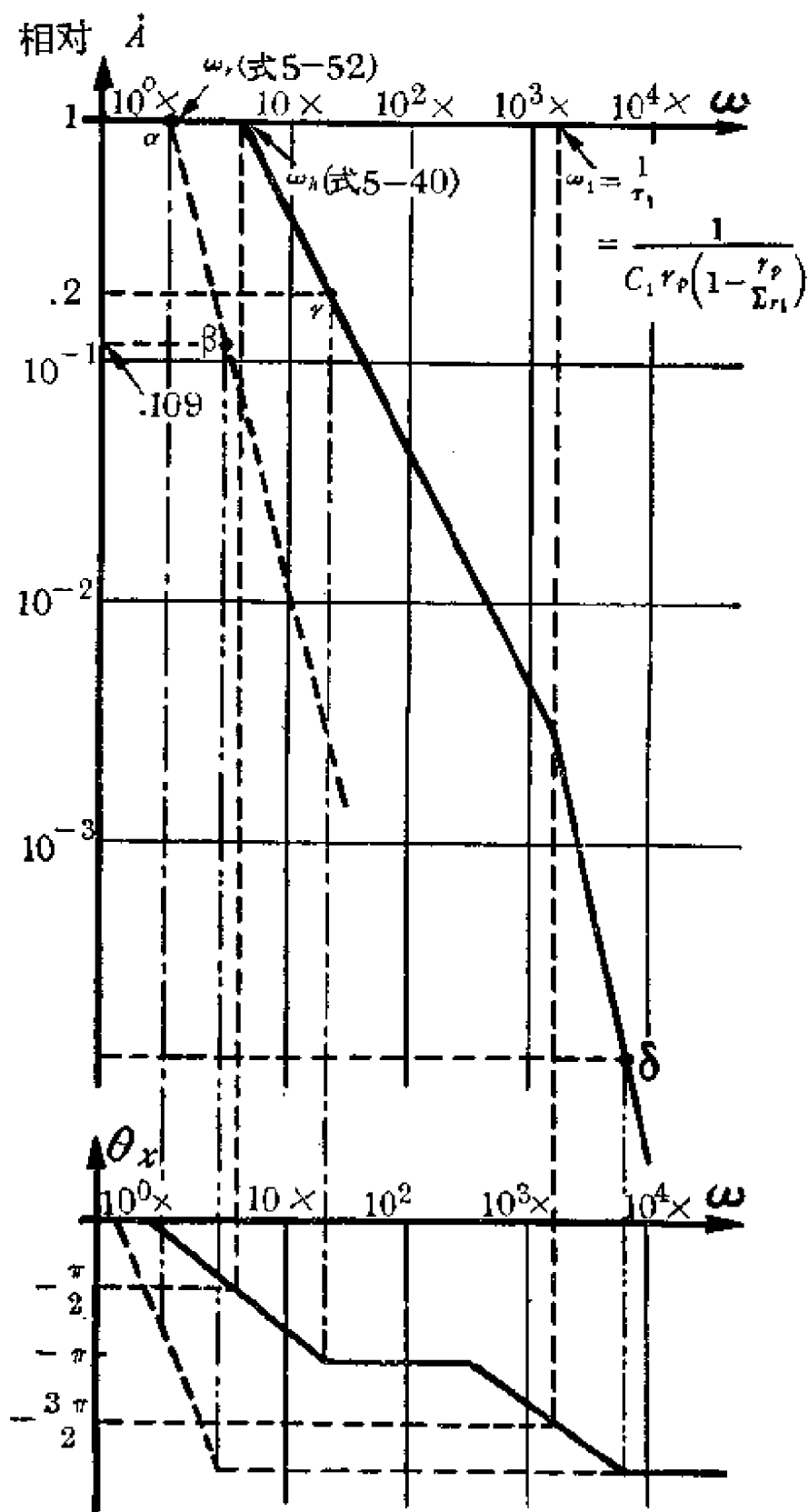


图 5-34 三极管和五极管功率放大器的高频域性能比较

其次, 来比較一下幅度-相位关系.

用折綫来大概表示电路的幅度和相位的頻率特性, 得三极管电路在高頻域中額外相移开始成为 $-\frac{\pi}{2}$ 点的相应电压放大率数值, 大約等于中間頻域的电压放大率数值的 2 倍. 这是图 5-34 上的 γ 点. 而按图 5-34 例, 这三极管电路的額外相移开始成为 $-\pi$ 点的相应电压放大率数值, 大約是中間頻域电压放大率数值的 0.00011 倍(是一个很大的跌落). 这是图 5-34 上的 δ 点.

而在四/五极管电路, 額外相移开始成为 $-\frac{\pi}{2}$ 点的頻率就是截止角頻率, 按折綫表示, 电压放大率数值在这一点并没有跌落到低于中間頻域的值 (事实上已跌落到 $\frac{1}{\sqrt{2}}$). 这在图 5-34 上是 α 点. 四/五极管电路的額外相移开始成为 $-\pi$ 点, 按折綫表示相应的电压放大率数值, 跌落到中間頻域值的 0.109 倍.

这里可見, 二种电路的高頻域电压放大矢量軌跡是不同的.

四/五极管电路的額外相移对頻率的变率比較三极管电路的要快得多: 在四/五极管电路电压放大率数值跌落仅 0.109 倍时, 額外相移已落后 π , 而在三极管电路电压放大率数值要跌落到极小值, 例如图示例的約万分之一 (0.00011) 时, 額外相移方才落后到 π .

在反饋放大器章將知道, 作为負反饋放大器的一个構成級, 一放大級的額外相移宜尽小, 一放大級的額外相移的对頻率的变率宜尽低. 因此, 四/五极管功率(輸出)級在这方面劣于三极管功率(輸出)級.

如上述的幅度-相位关系比較, 可以在 $\dot{A}$ 复面图上更明白的看見. 三极管电路的高頻域 $\dot{A}$ 复面图基本上占第二个象限之內, 是极近似的圓形, 仅极小部分涉入第一象限. 因为当 θ_x 超出 $-\frac{\pi}{2}$ 时, $|\dot{A}|$ 值已縮減到极为微小了. 而四/五极管电路的高頻域 $\dot{A}$ 复面图要显著的侵入第一象限, 有效的占二个象限, 因为当 θ_x 超出 $-\frac{\pi}{2}$, 靠近 $-\pi$ 时, $|\dot{A}|$ 值的縮減还不很可观的緣故. 三极管电

路的 $\dot{A}$ 复面图(高频域)见图 5-35, 四/五极管电路的 $\dot{A}$ 复面图见图 5-36. 讀者可試从图 5-34, 將棱角圓化, 自行作出二电路的高频域 $\dot{A}$ 复面图.

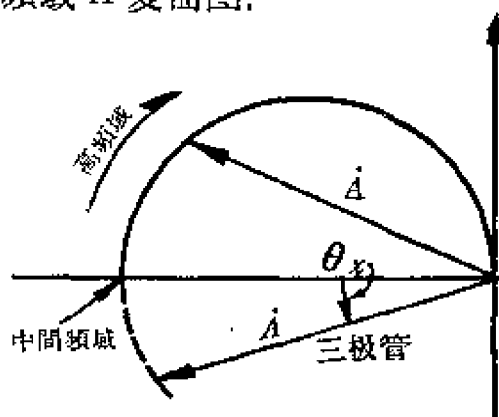


图 5-35 三极管功率放大器的 $\dot{A}$ 矢量高频域軌跡

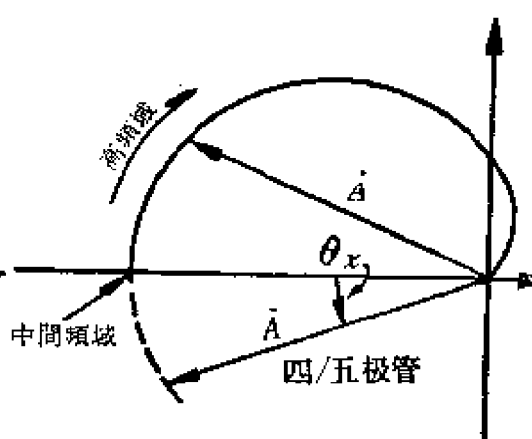


图 5-36 五极管功率放大器的 $\dot{A}$ 矢量高频域軌跡

补救四/五极管电路高频域幅度-相位特性不好的方法, 是不用加大 C_1 以降低 Q , 而向变压器原级跨接一串連 $C-R$ 組合, 它的 $R=R_L$, $C=\frac{\Sigma l}{R_L}$, 也可得类似三极管电路的截止性能.

三极管电路的频率响应性优于四/五极管电路的频率响应性, 还由于三极管电路的低内阻, 能將振盪性的負載加以有效的阻尼.

往往負載并不一定是純电阻. 有时負載是振盪性的, 例如揚声器負載等. 于是負載阻抗的频率特性是不平的. 在电抗分量很可观的負載, 負載的虛-实功率比可以大到使負載阻尼不足而具振盪性.

作为近似恒流源的四/五极管, 它的鈹极輸出电压大約是鈹恒流值与鈹回路負載阻抗的乘积, 亦就是計算到鈹极的电压放大率, 大約是电子管作用点 g_m 值与鈹回路負載阻抗的乘积. 这里显然可見, 在負載阻抗具振盪性时, 电压放大率频率响应性能只能是很坏的.

最恶劣的情形是負載的振盪阻尼不足. 这样的負載受到暫态激发, 將自行作减幅的自然振盪. 負載的作自然振盪当然严重的

破坏了負載对輸入信号的对应响应关系，使响应关系混乱。揚声器負載是振盪性負載的例子：尤其是品質不好的輻射电阻低的揚声器，用于四/五极管电路，会受暫态激发作减幅抖动，发生閉音。

在三极管电路，因三极管鉅內阻較低，电路具有近似的恒压性，如上所述的电压放大率頻率响应性能恶劣的問題，便在程度上大为減輕。負載阻抗的鉅回路折合值比电子管的鉅內阻愈大，电路的电压放大率頻率响应愈平。可以說，如果电子管鉅內阻 r_p 比起負載阻抗来是小得多的話，电路仍能得平的电压放大率頻率响应性。

三极管的低鉅內阻，对于振盪性的負載講来，是一个有效的阻尼分流路，可以有效的阻止負載的自然振盪。在四/五极管，因 r_p 較高，負載的振盪不会产生相应的鉅流，电子管的鉅回路不对負載的自然振盪进行干涉。而当振盪性的負載接向三极管的低鉅內阻时，低鉅內阻要求振盪付出阻尼电流，振盪乃被抑下。

在具有适当电压負反饋的四/五极管电路，电子管的視在輸出阻抗因負反饋而降低，电路的 A 特性就和三极管的情形仿佛。

电源杂声的比較——四/五极管电路比三极管电路对电源的杂声含量要求标准較低，因为功率級四/五极管的鉅內阻远高于功率三极管的鉅內阻。四/五极管的高的鉅內阻反对了鉅流对鉅源中杂声电压的响应。三极管的低鉅內阻則不能反对鉅流对鉅源中杂声电压的响应。

因此，在用整流器鉅源的情形，功率級选用四/五极管，可使整流器的濾波器簡單些。

但是，四/五极管的鉅源杂声电压分量，虽不引起可觀的鉅流响应，它的簾栅电源电压中，如有杂声分量，却能造成輸出中的杂声，因为簾栅压影响鉅流。四/五极管功率級的簾栅电源要求較好的电源濾波設備。

功率放大級的运用注意点 —— 四/五极管放大器具有鉅极和簾栅二个阳极。总的阴极电流按电极結構和电极間的相对电位分

配于这些阳极。这二个阳极中，簾栅的散热容量是較小的，如使簾栅过热，很容易放气甚至燒毀。在电路运用中，因此要保証簾栅分得不过大的电子流。与此相較，在三极管中过热問題只須在鈹极上考虑。

四/五极管在正常运用狀況下，一般只要鈹极不过热，簾栅也不会过热，但是有时可能不正常运用，在鈹极不过热时就不一定簾栅也不过热。

例如，小功率放大級的輸出变压器的原級繞組往往只要求用較細的銅綫做繞組。細的銅綫受漏电电解的侵蝕比較容易爛断，造成鈹回路开路。鈹回路开路后阴极电子流集中到簾栅，簾栅就会过热。与三极管比較，后者在鈹电路开断时，并不損坏电子管。故四/五极管放大級一旦发现它停止作用，應該立即打开电源。

又例如，在輸出变压器副級方面的負載电阻如因故开断，或因接触不良而局部开断，將造成鈹电路負載电阻的过分增大，使动态負載綫轉平。轉平了的負載綫的很大部分侵入鈹曲綫弯曲区域，后果將是栅压上摆时鈹流大量轉移成为簾栅流。这样也能使簾栅过热。

5-10 推挽放大級的概念

如果有二个完全类似的放大級，按图 5-37 的方式布置，各輸入一个 U 及 $-U$ ，則輸入 U 的放大級的輸出是

$$U_{10} = b_1 U + b_2 U^2 + b_3 U^3 + \dots$$

輸入 $-U$ 的放大級的輸出是

$$U_{20} = b_1(-U) + b_2(-U)^2 + b_3(-U)^3 + \dots$$

如使綜合輸出是 U_{10} 与 U_{20} 之差，則將得

$$\begin{aligned} U_0 &= U_{10} - U_{20} = b_1 U + b_2 U^2 + b_3 U^3 + \dots \\ &\quad - [b_1(-U) + b_2(-U)^2 + b_3(-U)^3 + \dots] \\ &= 2b_1 U + 0 + 2b_3 U^3 + 0 + \dots \end{aligned}$$

由上式可見：

(1) 图 5-37 电路的輸出电压是輸入电压的奇函数, 虽然構成电路的响应性是具偶次分量的。

(2) 图 5-37 电路的輸出电压中的保真分量的幅度, 两倍于單管电路的輸出中的保真分量的幅度。

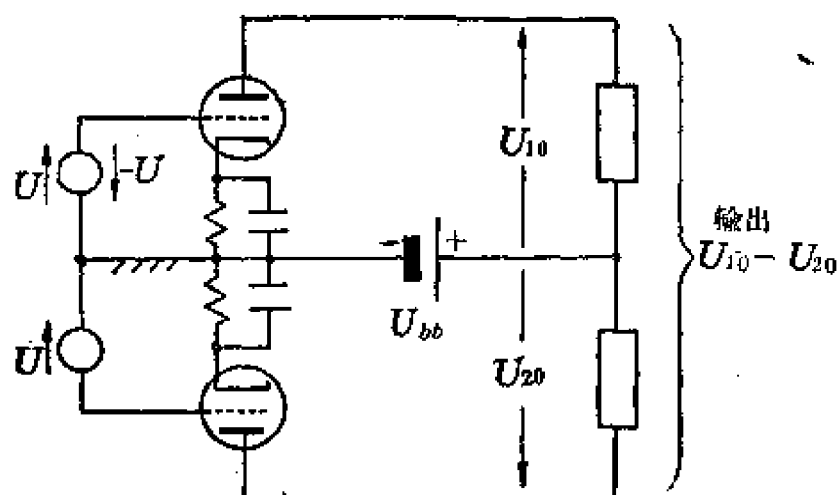


图 5-37 基本形式的推挽放大級

这說明; 用了这样的电路, 放大級的偶次非綫性可以消除。这还說明: 用了这样的电路, 可以不必加高一倍鈹源电压, 而得加高一倍的可容許輸出电压摆幅。

这样的电路布置, 称为推挽放大級。

功率放大級是作高电平运用的, 故在功率放大級存在較大的非綫性失真問題。如果电子管在一定条件下的运用, 非綫性失真主要是偶次的, 則作推挽运用可消除主要的非綫性失真。故推挽的运用方式常用于功率放大器。

示波仪用的电压放大級, 要求有大的輸出电压幅度, 但是有时电压放大級的鈹源电压不便过高。在这种場合, 如采用推挽运用, 就等值于加高鈹源压一倍; 在这同时, 亦消除了偶次的非綫性失真。

5-11 推挽功率放大级

实用推挽功率放大级的电路，与图 5-37 电路并不完全相同。图 5-37 电路的推挽双方都是独立的，而推挽功率放大级的推挽双方的二个板极互相牵制。图 5-38 示推挽功率放大级的基本电路。输出变压器强制推挽双方的板压作对称的摆动。

上一节的推挽放大电路具有消除输出电压中偶次非线性响应的性能是显而易见的。本节电路也将被证明具有同样的性能。

单管放大级的板流摆域不许过大，不许完全足额的冲摆，因为电子管是非线性的。大的板流摆域会带来大的非线性失真。

在功率放大级，如果限制板流的摆域，就要减低电路的功率输出，亦就减低了电子管的设备利用率，减低了功率转换效率。

如果电子管的运用非线性仅属偶次，则作能消除偶次非线性的推挽运用，提供了扩大板流可容许摆域的可能，于是提供了提高输出功率，提高设备利用率，提高功率转换效率的可能。在很多场合，电子管的运用非线性主要是属偶次的。故推挽功率放大器是较高设备利用率的功率放大器，又是较高功率转换效率的功率放大器。简言之，容许一定的非线性失真程度，推挽运用的每管可能的输出功率，要高于作单管运用的、每管可能输出的功率。

既然推挽运用是针对电子管非线性而被提出的运用方式，讨论推挽电路时，我们将首先从实际电子管性能出发分析，而后假定电子管为线性而进行分析，而不与单管电路一样，首先假定电子管线性，而后将实际的电子管性能取其可用的局部，套用直线分析的结论。

现在要研究一下，为什么本节电路（见图 5-38，推挽二方的二个板极的板压受输出变压器的耦合，必须作对称的反相摆动）也具有消除偶次非线性的性能。

首先来考虑定 μ 三极管的推挽电路。

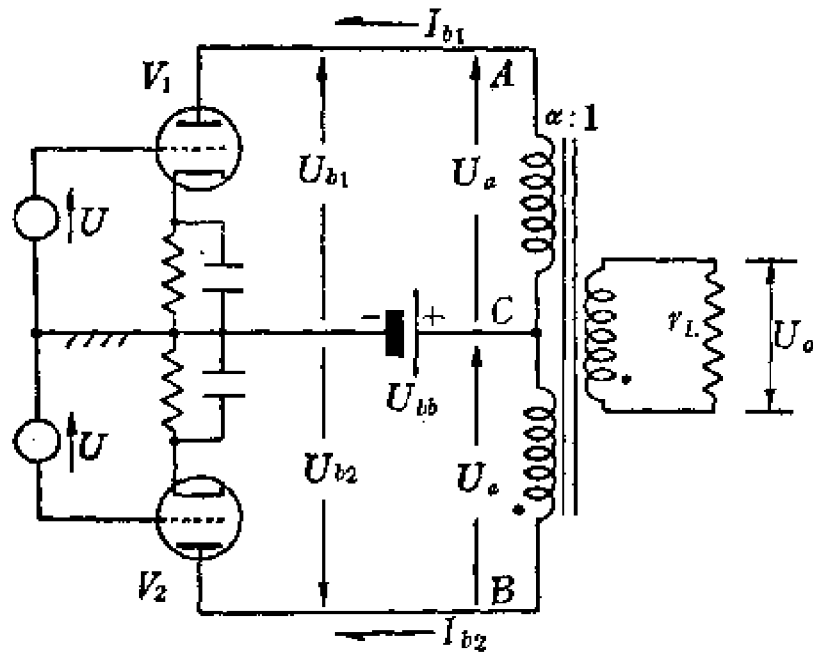


图 5-38 用变压器耦合输出功率的推挽放大级

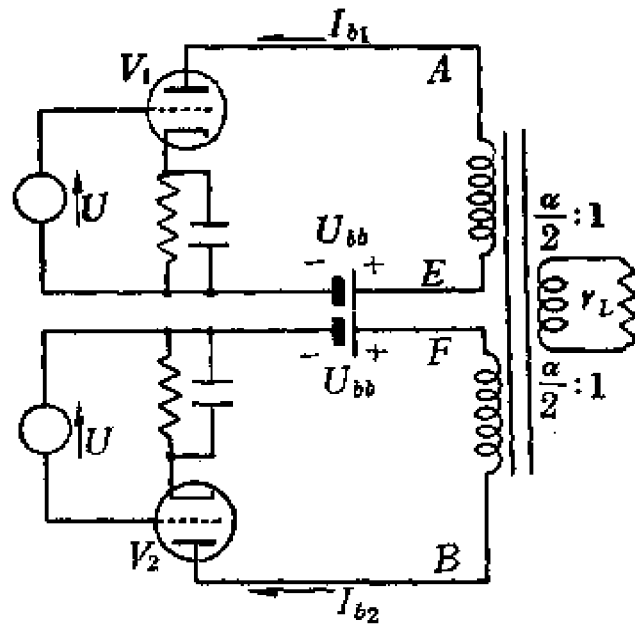


图 5-39 用变压器耦合输出功率的推挽放大级

十分显然, 图 5-38 电路可以等值于图 5-39 电路。

而图 5-39 电路的二部分, 复可如图 5-40 所示, 將 V_1 电路的 A 点与 V_2 电路的 F 点合起来。如此连接不予电路的运用以任何影响, 因为图 5-39 中 V_1 及 V_2 二电路之間原来就無公共点。

由于输出到 r_L 的功率必须流经输出变压器的漏感和漏阻(绕组电阻), 故输出变压器宜是低漏感低漏阻的。低的漏感和漏阻使 V_1 板的 $A-E$ 之间的电位差等于 V_2 板的 $F-B$ 之间的电位差。于是将图 5-40 电路的 E 点与 B 点连接, 也不影响及电路的运用, 得图 5-41。

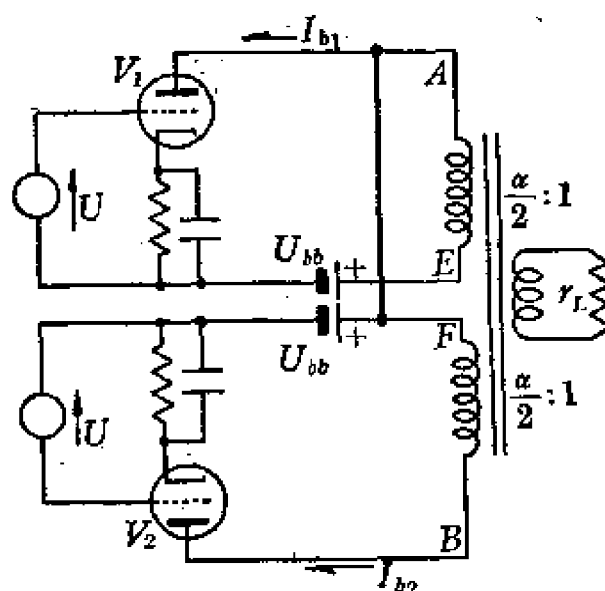


图 5-40 用变压器耦合输出功率的推挽放大级

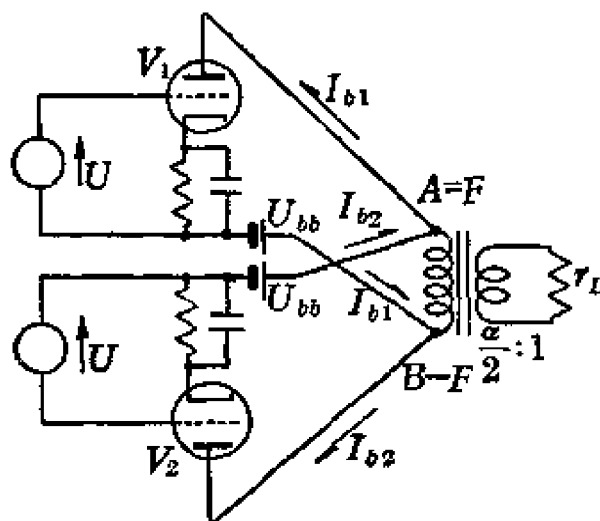


图 5-41 用变压器耦合输出功率的推挽放大级

图 5-41 得化为图 5-42。图 5-42 将图 5-41 的 V_1 及 V_2 的电路化为等值电路: V_1 的板路化为 μU 电势与 $(U_{bb} - \mu U_{cc})$ 电势与

r_{p1} 鈹內阻的串連; V_2 的鈹路化為 μU 電勢與 $(U_{bb} - \mu U_{cc})$ 電勢與 r_{p2} 鈹內阻的串連。

圖 5-43 是圖 5-42 的整齊形式, 圖 5-44 又復是再整理得的圖 5-43。

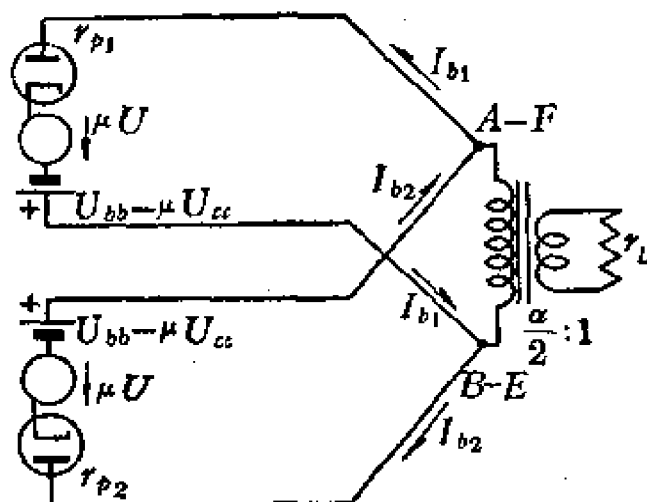


圖 5-42 用變壓器耦合輸出功率的推挽放大級

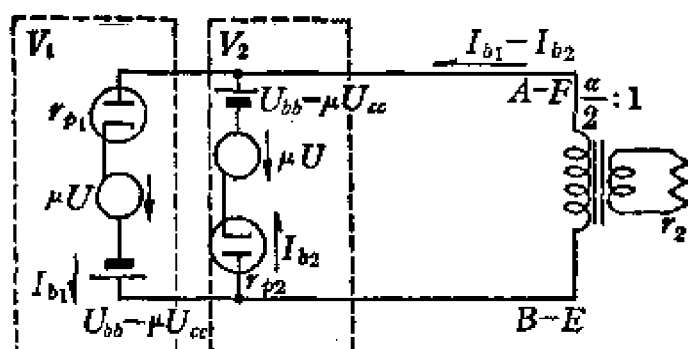


圖 5-43 用變壓器耦合輸出功率的推挽放大級

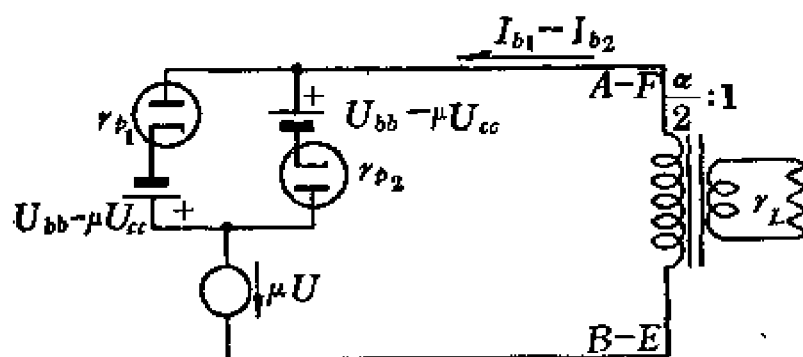


圖 5-44 用變壓器耦合輸出功率的推挽放大級

按图 5-44 看, $(I_{b1} - I_{b2})$ 对 U 输入的响应, 必然具奇对称性. 所以 r_L 二端电压对 U 的响应必能免去偶次分量.

当然, 如果 V_1 和 V_2 不完全相同, 上述偶次諧波的就不能完全消失.

其实, 图 5-38 形式的电路之能免除偶次非綫性, 由电路結構的奇对称性就能推断. 奇对称的系统必然免除偶次非綫性. 按此, 如果电路所用的三极管是不变 μ 的, 只要推挽二方的电子管具相同的变 μ 性, 偶次非綫性亦必消除, 按此, 二个完全相似的四/五极管構成推挽电路, 亦必免除偶次非綫性.

既然如此, 进一步就要研究推挽电路的输出电压, 以及二管的板压和板流对輸入的响应的具体关系.

在單管电路, 要求知板流及板压对輸入栅压的各瞬时响应要由图解求得, 因为电子管是非綫性的, 非綫性的板回路的内部方程式(电子管的板流作为栅压及板压的函数)与直綫的回路外部方程式(回路的电压-电流关系式)的代数联解, 往往困难而不实用. 在推挽电路, 同样要用图解法来求得輸出对輸入的各瞬时响应关系.

在單管电路, 用板曲綫組作为电路的内部方程式, 同負載綫作为电路的外部回路方程式; 在推挽电路, 也与此相当, 要由作为内部方程式的内部曲綫(組)和代表負載的外部(曲)綫联合图解.

图 5-38 电路中的輸出变压器若是高自感、低銅耗及鉄耗、低漏感的, 則可以成立下列二等式:

$$(1) \quad U_a(-I_{b1}) + U_a I_{b2} = \frac{U_0^2}{r_L}.$$

这式右方是 r_L 中的损耗功率, 左方是变压器 $A-C$ 及 $C-B$ 繞組自电子管方面收受到的功率. 在高自感低损耗变压器, 变压器磁路中的磁貯能很小可以略去, 变压器损耗可以略去, 任何瞬时的变压器原級收受功率当与其副級輸出功率平衡.

$$(2) \quad U_a = -\frac{\alpha}{2} U_0.$$

这式代表变压器是低漏感的，这里 U_a 是 V_1 的鈹极对鈹源正端的电位差。

整理以上二式，得 U_a 与 I_{b1} 及 I_{b2} 的关系如下：

$$U_a(-I_{b1}) + U_a I_{b2} = \frac{4U_a^2}{\alpha^2 r_L},$$

$$\text{即} \quad U_a = -\frac{\alpha^2 r_L}{4}(I_{b1} - I_{b2}). \quad (5-58)$$

这个式子表示 U_a 既是 I_{b1} 的函数，又是 I_{b2} 的函数： U_a 与 $(I_{b1} - I_{b2})$ 差正比。

这个式子是在輸出变压器电路写得的，这是电子管外部电路的关系，式 5-58 称为电路的外部方程式。

式 5-58 又复可写为式 5-59 或式 5-60：

$$U_{b1} - U_{bb} = -\frac{\alpha^2 r_L}{4}(I_{b1} - I_{b2}), \quad (5-59)$$

$$U_{bb} - U_{b2} = -\frac{\alpha^2 r_L}{4}(I_{b1} - I_{b2}). \quad (5-60)$$

因为

$$U_a = U_{b1} - U_{bb} = U_{bb} - U_{b2}.$$

一个單管功率放大級的外部方程式是

$$U_a = U_{b1} - U_{bb} = -\alpha^2 r_L(I_b - I_{b0}).$$

这里 I_{b0} 是鈹流静态分量。将这式与式 5-59、式 5-60 相比，可見是类似的：这式表示 U_b 与 I_b 間的关系，而式 5-59 及式 5-60 表示 U_{b1} 与 $(I_{b1} - I_{b2})$ 及 U_{b2} 与 $(I_{b1} - I_{b2})$ 的关系。但是这式是一个鈹极的鈹压与它的鈹流間的关系，而式 5-59 及式 5-60 是推挽电路二个鈹极之任一的鈹压与二个鈹极的鈹流差的关系。

單管电路的外部方程式是鈹压与同一电子管鈹流作如何相应变化的关系式，表示在 $I_b - U_b$ 座标系上是負載綫。而推挽电路的外部方程式不是任一管鈹压与同一电子管鈹流作如何相应变化的关系式，而是（任一管）鈹压与二管鈹流之差作如何相应变化的关系式。因此它不能表示在推挽二方之任一單管的 $I_b - U_b$ 座标系

上, 作为一条负载线。

推挽电路的外部方程式既是任一板压与 $(I_{b1} - I_{b2})$ 差, 而非单纯的 I_{b1} 或 I_{b2} 的函数, 就要求引入一个新的变量 $(I_{b1} - I_{b2})$ 。我们称 $(I_{b1} - I_{b2})$ 为复合板流。推挽电路的外部方程表示推挽运用的二个板极任一的板压与复合板流作直线关系。

建立一个 $(I_{b1} - I_{b2}) - U_{b1}$ 坐标系, 式 5-59 在这坐标系上是一条通过 $(U_{bb}, 0)$ 点、斜率反比于 $\left(-\frac{\alpha^2 r_L}{4}\right)$ 的直线, 这是图 5-45。

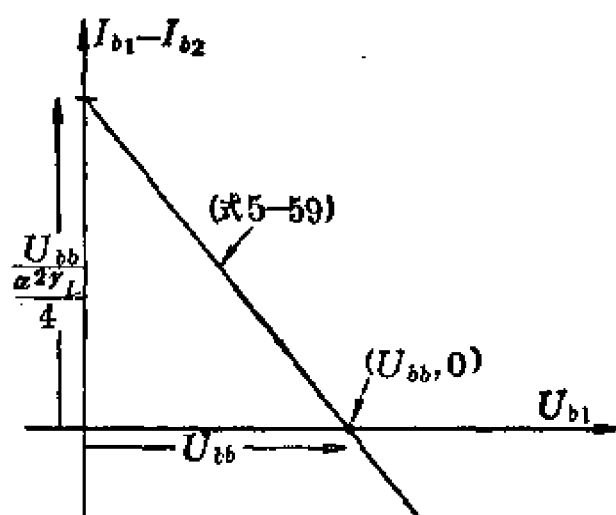


图 5-45 复合负载线

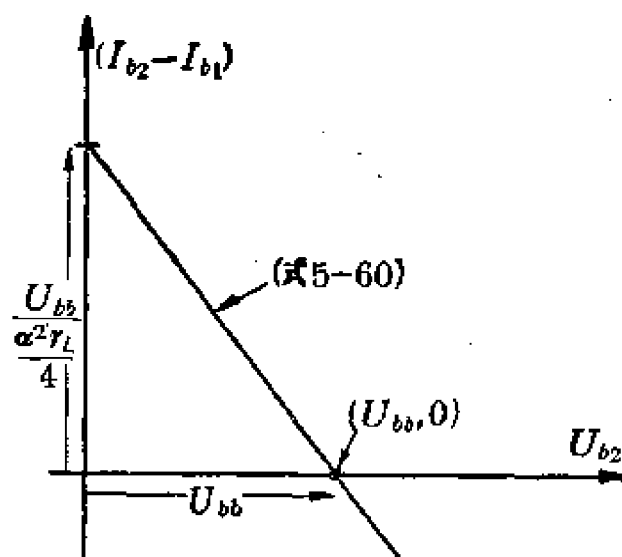


图 5-46 复合负载线

建立一个 $(I_{b2} - I_{b1}) - U_{b2}$ 坐标系, 式 5-60 在这坐标系上是一条通过 $(U_{bb}, 0)$ 点、斜率反比于 $\left(-\frac{\alpha^2 r_L}{4}\right)$ 的直线, 是为图 5-46.

我們知道, 式 5-59 就是式 5-60, 所以图 5-45 就是图 5-46. 將图 5-46 繞 $(U_{bb}, 0)$ 点轉一个 180° , 可將二图鑲合为一, 得图 5-47.

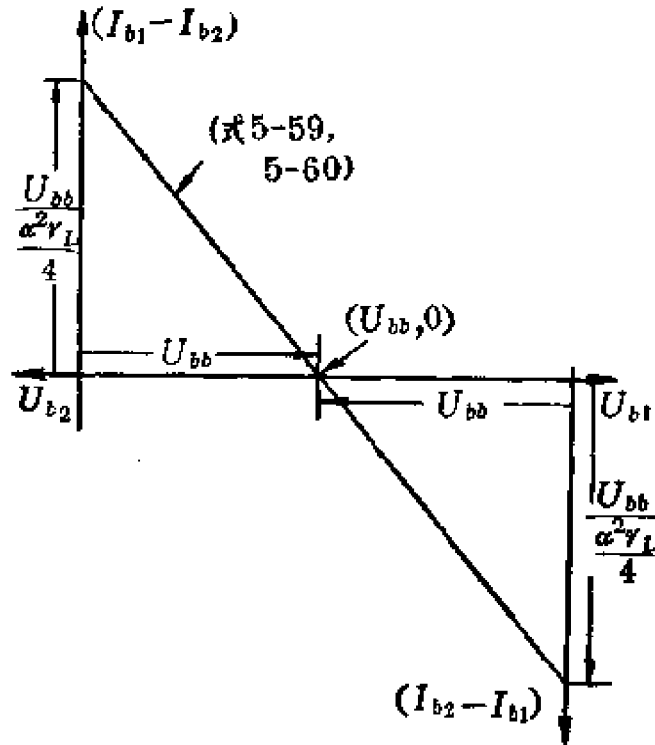


图 5-47 复合负载线

图 5-47 的斜直线称为复合负载线, 它表示了复合基流与基压的外部关系. 作出复合负载线的方法是連結 $(U_{bb}, 0)$ 点及 $\left(0, \frac{U_{bb}}{\frac{\alpha^2 r_L}{4}}\right)$ 点作直线. 复合负载线的当量电阻是 $\frac{\alpha^2 r_L}{4}$, 称为复合负载电阻.

有了作为电路外部关系的负载线, 再有作为电路内部关系的内部曲线(组), 就可解出电路的运用情况.

复合负载线所表达的外部关系既然是 U_{b1} (或 U_{b2}) 与 $(I_{b1} - I_{b2})$ 复合基流之间的关系, 内部曲线当然也要是复合基流与基压之间的关系曲线, 方能图解得电路的运用情况. 现在要求得复合基流与基压间的内部曲线.

單管电路的内部曲綫組是不同定栅压的鉅曲綫組。推挽电路的内部曲綫組則是不同定栅压的复合鉅流-鉅压曲綫組。在推挽电路,推挽双方的二个栅极是作反对方向对称摆动的,故所謂推挽电路的定栅压情况,是一个栅电位处在高于負偏压多少,另一个栅电位就处在低于負偏压同样多少的成对情况。用数字例来講,如果栅偏压为 -40 伏,則当一管栅电位是 -10 伏时,它管同时的栅电位是 -70 伏,等等。將按一管的 $U_{c1} = (-U_{cc} + \Delta)$ 鉅曲綫,在 U_{b1} 为某值查得的 I_{b1} ,与另一管的对应栅压为 $U_{c2} = (-U_{cc} - \Delta)$ 的鉅曲綫,在 $U_{b2} = (2U_{bb} - U_{b1})$ 为对应于上述的某 U_{b1} 值查得的 I_{b2} 相减,就得到栅压为相应于 Δ 值輸入,鉅压为上述 U_{b1} 值的复合鉅流。按同一对鉅曲綫取不同鉅压值,各得相应的复合鉅流,將各点連結,就得相对应于輸入电压为 Δ 的复合鉅曲綫。这就是复合鉅流与鉅压間的内部关系。以 Δ 为不同值,可得一組复合鉅曲綫,不同 Δ 值的复合鉅曲綫合称复合鉅曲綫組。

簡言之,复合鉅曲綫組可以由下述步驟求得:

- (1) 已知 U_{bb} , 已知 U_{cc} .
- (2) 將电子管的單管鉅曲綫組图二張,沿 U_b 軸,繞 $(U_{bb}, 0)$ 点反向对鑲。
- (3) 在对鑲的鉅曲綫組上,找出成对的單管鉅曲綫,就是找出一管的 $U_{c1} = -U_{cc} + \Delta$ 鉅曲綫,作为它管的 $U_{c2} = -U_{cc} - \Delta$ 鉅曲綫的对偶。
- (4) 从成对的鉅曲綫,求縱軸向的和,作出曲綫,就得复合鉅曲綫。

各复合鉅曲綫的組合称为复合鉅曲綫組。

图 5-48 示的例子包括三对鉅曲綫(1)、(2)和(3),和三条复合得的复合鉅曲綫(1)、(2)和(3),各以相应编号成对。

將复合鉅曲綫組与复合負載綫联解,就可解得运用情况。图 5-49 示一个例。

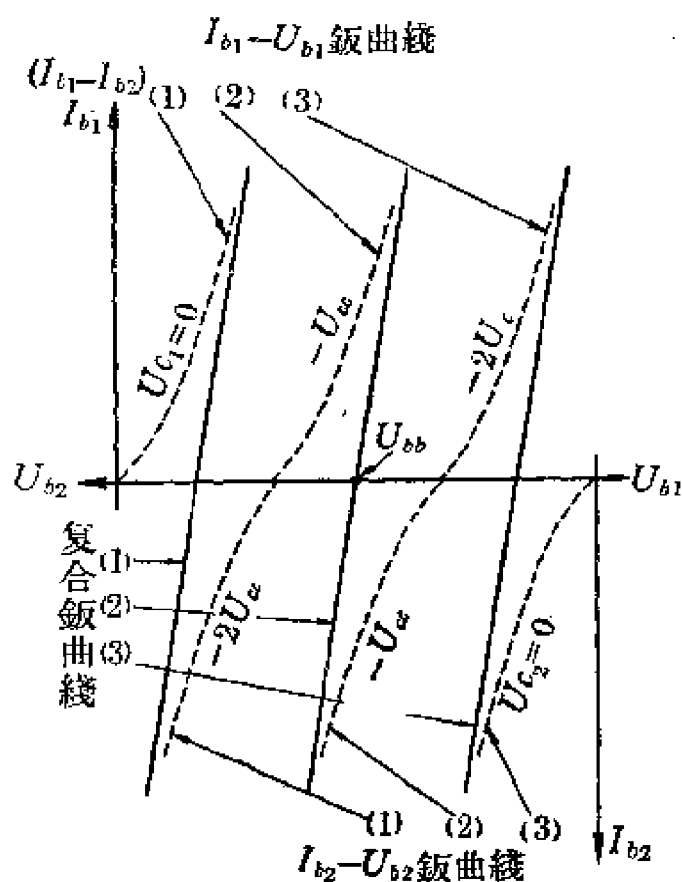


图 5-48 複合鉸曲綫

在这个例中，当輸入电压的瞬时值是 0 时，就是 $U_{c1} = -U_{cc}$ 、 $U_{c2} = -U_{cc}$ 时，相应的二管鉸压都等于 U_{bb} ，图示复合負載綫与相应于上述輸入情况的复合鉸曲綫 qq' 交在 $(U_{bb}, 0)$ 点，图中标为 Q 点。当輸入电压的瞬时值使 U_{c1} 为 $-U_{cc} + U_{cc} = 0$ ， U_{c2} 为 $-U_{cc} - U_{cc} = -2U_{cc}$ 时， U_{b1} 及 U_{b2} 鉸压就是图中 P 点所示。 P 点是这种輸入情况时的复合鉸曲綫 pp' 与复合負載綫的交点。又，当輸入电压的瞬时值使 U_{c1} 为 $-U_{cc} - U_{cc} = -2U_{cc}$ ， U_{c2} 为 $-U_{cc} + U_{cc} = 0$ 时，鉸压响应見 R 点所示。 R 点是 $U_{c1} = -2U_{cc}$ ， $U_{c2} = 0$ 所共同决定的 rr' 复合鉸曲綫与复合負載綫的交点。上述解得的 P 、 Q 、 R 点称为复合运用点。

如上所述，复合鉸曲綫組与复合負載綫解出了鉸压对輸入的各瞬时响应。

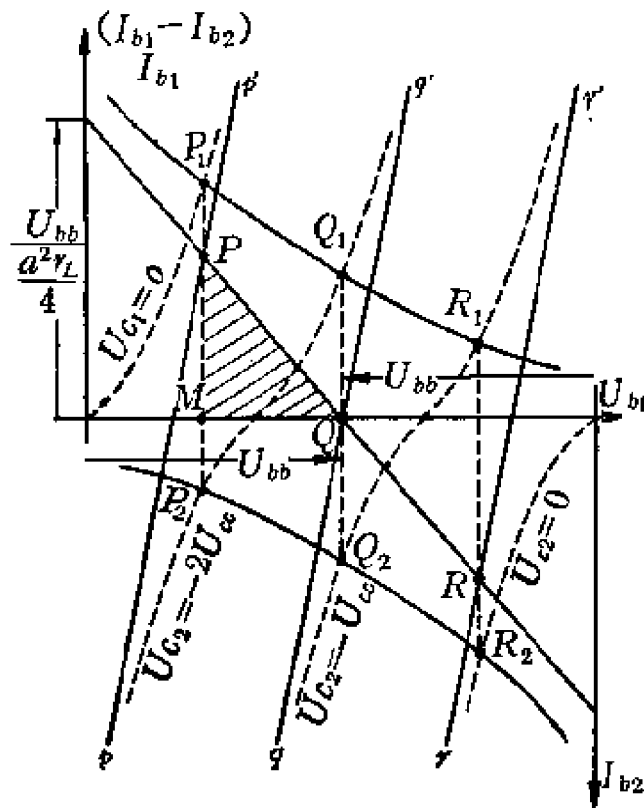


图 5-49 推挽三极管功率放大级的图解

现在要求知板流 I_{b1} 及 I_{b2} 对输入的响应如何。

今板压对输入电压的响应既已得知, 就可在单管板曲线组上, 求出各管板流的响应情况。

例如, 按图 5-49, 当输入电压瞬时值是 0 时, 复合运用点在 Q , 得 $U_{b1} = U_{bb}$, $U_{b2} = U_{bb}$, 而同时 $U_{c1} = -U_{cc}$, $U_{c2} = -U_{cc}$, 于是得 I_{b1} 是 Q_1 点到横轴的纵坐标量值, I_{b2} 是 Q_2 点到横轴的纵坐标量值。而当输入使 $U_{c1} = 0$, $U_{c2} = -2U_{cc}$ 时, 复合运用点在 P , P 点在 $U_{c1} = 0$ 板曲线组上投影得 P_1 , 在 $U_{c2} = -2U_{cc}$ 板曲线组上投影得 P_2 , P_1 和 P_2 各表示了在这种输入情况下的 I_{b1} 及 I_{b2} 值。当输入使 $U_{c1} = -2U_{cc}$, $U_{c2} = 0$ 时, 复合运用点在 R , R 点在 $U_{c1} = -2U_{cc}$ 板曲线组上投影得 R_1 , 在 $U_{c2} = 0$ 板曲线组上投影得 R_2 , R_1 和 R_2 各表示了在这种输入情况下的 I_{b1} 及 I_{b2} 值。在其他输入瞬时情形, 可以类推。

于是便可以全部得知相对应于不同輸入电压的相应 U_{b1} 、 U_{b2} 、 I_{b1} 、 I_{b2} 响应。

得到了 U_{b1} (及 U_{b2}) 对輸入的响应, 也等于得知了輸出电压 U_0 对輸入电压的响应, 因为

$$U_0 = \frac{2}{\alpha} U_a = \frac{2}{\alpha} (U_{b1} - U_{bb}) = \frac{2}{\alpha} (U_{bb} - U_{b2}).$$

將上述 P_1 、 Q_1 、 R_1 連接, 得一管的鋇运用点軌跡, 就是該管的負載綫。將 P_2 、 Q_2 、 R_2 連接, 得另管的鋇运用点軌跡, 就是另管的負載綫。

图 5-49 示 $P_1Q_1R_1$ 負載綫和 $P_2Q_2R_2$ 負載綫各为弯曲的綫。

原来曾經提出: 推挽运用能消除偶次非綫性失真, 現在在图解上也能証明这一点。

如果推挽二方的二管鋇曲綫組是完全类似的, 二方的鋇源电压及栅偏压是相同的, 則复合鋇曲綫組必是繞 $(U_{bb}, 0)$ 点对称的曲綫組。如此条件的推挽运用, 当然必定免除偶次非綫性失真。非綫性失真只可能是奇次的。

如果电子管在某种条件下的运用非綫性失真主要是偶次的, 推挽运用方式就显得十分优越。

推挽运用的优点——推挽功率放大級的非綫性失真是低的。但是推挽双方二个电子管的各別运用非綫性失真却可以很高。利用推挽原理, 偶次的非綫性失真分量被消除。如果这二个电子管各作單管运用, 則在总共輸出相同于推挽运用时的輸出时, 非綫性失真將非常严重。反过来講, 如果限制非綫性失真程度不許超过一定限度, 則每管作單管运用的輸出功率容量, 要比較参加推挽运用时低。这是推挽放大級的最大优点。

推挽运用电路的輸出变压器, 由于原級 I_{b1} 所生磁势与 I_{b2} 所生磁势反向, I_{b1} 及 I_{b2} 中的直流分量的相应直流磁势是相尅的。在 I_{b1} 与 I_{b2} 的直流分量相等的平衡情形, 变压器磁路就不受直流

磁势的偏激，免除了磁路的偏向饱和。这使变压器磁路的运用导磁率有效的增大，消极的说，能使电路的低频域响应性能得到改进，积极的讲，提供了节省磁路材料的条件。平衡直流激磁，也代表减轻磁饱和非线性失真，把偶次磁饱和失真转变成为较轻的奇次磁非线性失真。这是推挽运用的第二个重要优点。

推挽电路的钹路给电情况很不同于单管电路的。在推挽电路，当一管钹流上升时，另一管钹流正下降，一管钹流下降时，它管钹流正上升，所以总的钹源供电电流是比较恒定的。在二管平衡的情况， $(I_{b1} + I_{b2})$ 不存在基波及各奇倍谐波分量。如果电子管完全线性，二管钹流的和保持为定值。而在单管电路，从钹源流出的电流是输入电压所控制的波动电流。这种给电情况提供了钹源交流内阻可以容许不必苛求为极低的条件。反过来讲，推挽功率放大级的交流钹流在钹源内阻中产生比较低的交流降压，这在用同一个钹源同时供给多级放大级的电路，将显著的减轻公共钹源的不必要的耦合作用。这也是推挽运用的优点。

如果钹源电压包含有一定的整流纹波交流分量，在作推挽运用的电路，输出中基本上不包括可观的纹波含量，因为钹源电压在推挽二管中都引起纹波钹流响应，这二纹波钹流响应是同相的，它们合成所得的复合钹流分量基本上是0，于是输出电压中基本上没有对电源纹波电压分量的响应，这也是推挽运用的一个基本优点。

决定复合钹曲线组形状的因素——如图 5-48 所示，复合钹曲线是很挺直的，虽然复合钹曲线的母曲线（二管的各别钹曲线）有可观的弯曲。这是因为，二母曲线的曲势是相反对的。

假如每条钹曲线等都是相似的平方律曲线，则各复合钹曲线必是直线，而再如果各等差栅压钹曲线等是平行而等距的，即电子管为定 μ 的，则等差输入电压的复合钹曲线组是等距平行的直线组。在这种情形，推挽运用将完全免除非线性失真，无论负载阻值为何。

复合鉗曲綫組的形狀, 既是推挽双方鉗曲綫的形狀所決定, 也要为选用的 U_{bb} 值及 U_{cc} 值所決定. 举例說, 如加高 U_{bb} , 图 5-48 就成为图 5-50. 再举例說, 减低 U_{cc} 值, 图 5-48 就成为图 5-51. 这里討論的例子是三极管.

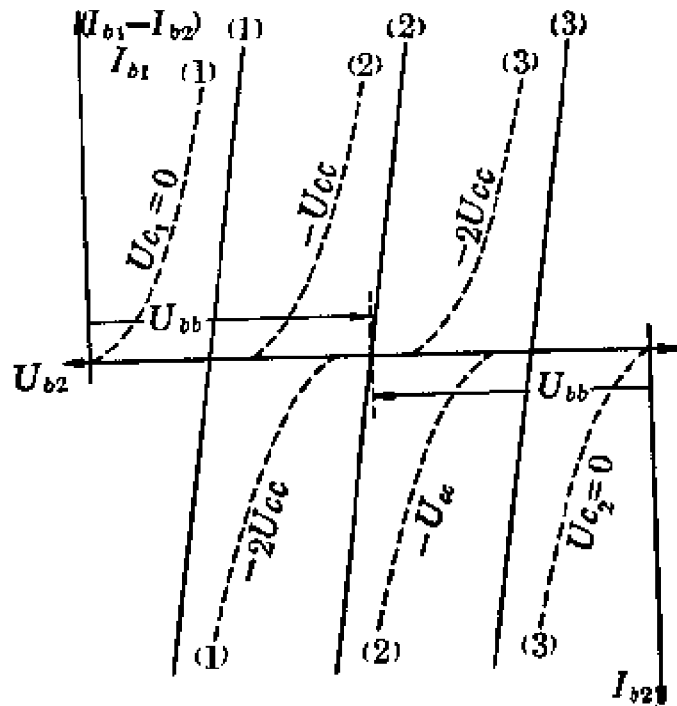


图 5-50 U_{bb} 与复合鉗曲綫形狀的关系

图 5-50 与图 5-48 的区别在于: 前者复合鉗曲綫的構成母鉗曲綫的間距要远于后者的情形, 这里前者的 U_{bb} 值大于后者的 U_{bb} 值, U_{cc} 則相同.

图 5-51 与图 5-48 的区别則在于: 前者的复合鉗曲綫的構成母鉗曲綫的間距要远于后者的情形, 这里前者的 U_{cc} 值小于后者的 U_{cc} 值, U_{bb} 則相同.

于是可以整理出一个有用的結論: 改变 U_{bb} 和 U_{cc} 可以改变复合鉗曲綫的形狀, 而增加 U_{bb} 予复合鉗曲綫形狀改变的趨勢同于减低 U_{cc} 值予复合鉗曲綫形狀改变的趨勢; 减低 U_{bb} 予复合鉗曲綫形狀改变的趨勢同于增大 U_{cc} 值予复合鉗曲綫形狀改变的趨勢.

假定鉗曲綫組是規則的二分之三方曲綫組 (三极管), 則复合

飯曲綫的母曲綫都是二分之三方曲綫。

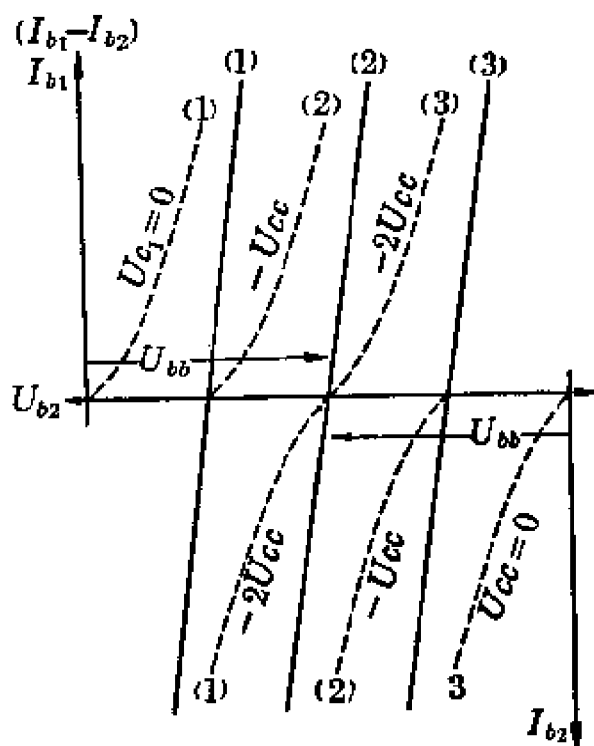


图 5-51 U_{cc} 与複合飯曲綫形状的关系

于是輸入是 Δ 时一个电子管的飯曲綫方程式是

$$I_{b1} = K(U_{b1} - \mu U_{cc} + \mu \Delta)^{\frac{3}{2}}.$$

而另一完全相似的三极管, 輸入 $-\Delta$, 它的飯曲綫方程式是

$$I_{b2} = K(U_{b2} - \mu U_{cc} - \mu \Delta)^{\frac{3}{2}}.$$

当这二个三极管作推挽运用,

$$U_{b2} = 2U_{bb} - U_{b1}.$$

以之代入 $I_{b2} - U_{b2}$ 式:

$$I_{b2} = K(2U_{bb} - U_{b1} - \mu U_{cc} - \mu \Delta)^{\frac{3}{2}},$$

成为 $I_{b2} - U_{b1}$ 式.

將以上 $I_{b1} - U_{b1}$ 式与 $I_{b2} - U_{b1}$ 式相减, 就得 $(I_{b1} - I_{b2}) - U_{b1}$ 式, 就是复合飯曲綫式:

$$(I_{b1} - I_{b2}) = K \left[(U_{b1} - \mu U_{cc} + \mu \Delta)^{\frac{3}{2}} - (2U_{bb} - U_{b1} - \mu U_{cc} - \mu \Delta)^{\frac{3}{2}} \right].$$

此式可写为

$$(I_{b1} - I_{b2}) = K \left\{ [(U_{b1} + \mu \Delta) - \mu U_{cc}]^{\frac{3}{2}} - [- (U_{b1} + \mu \Delta) + (2U_{bb} - \mu U_{cc})]^{\frac{3}{2}} \right\}.$$

以 Δ 为不同值可得許多相似的平行复合飯曲綫，每条复合飯曲綫与 $\Delta = 0$ 的复合飯曲綫

$$(I_{b1} - I_{b2}) = K \left\{ [U_{b1} - \mu U_{cc}]^{\frac{3}{2}} - [-U_{b1} + (2U_{bb} - \mu U_{cc})]^{\frac{3}{2}} \right\}.$$

沿 U_{b1} 軸平行，因此就可从 $\Delta = 0$ 的曲綫来了解全組复合飯曲綫的形狀。

称 U_{b1} 高于 U_{bb} 的差是 U_a ，

$$U_a = U_{b1} - U_{bb},$$

則对应于 $\Delta = 0$ 的复合飯曲綫式可写为

$$(I_{b1} - I_{b2}) = K \left[(U_{bb} - \mu U_{cc} + U_a)^{\frac{3}{2}} - (U_{bb} - \mu U_{cc} - U_a)^{\frac{3}{2}} \right].$$

这里复合飯流写成了 U_a 的函数， U_a 則是 U_{b1} 与 U_{bb} 的差， $U_a = 0$ 与 $U_{b1} = U_{bb}$ 相当。

上式右方的二項 $K(U_{bb} - \mu U_{cc} + U_a)^{\frac{3}{2}}$ 和 $K(U_{bb} - \mu U_{cc} - U_a)^{\frac{3}{2}}$ 各可展开为升幂級数如下：

$$\begin{aligned}
K(U_{bb} - \mu U_{cc} + U_a)^{\frac{3}{2}} &= K(U_{bb} - \mu U_{cc})^{\frac{3}{2}} \\
&+ \frac{3}{2} K(U_{bb} - \mu U_{cc})^{\frac{1}{2}} U_a \\
&+ \frac{3}{8} K(U_{bb} - \mu U_{cc})^{-\frac{1}{2}} U_a^2 \\
&- \frac{1}{16} K(U_{bb} - \mu U_{cc})^{-\frac{3}{2}} U_a^3 + \dots
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
K(U_{bb} - \mu U_{cc} - U_a)^{\frac{3}{2}} &= K(U_{bb} - \mu U_{cc})^{\frac{3}{2}} \\
&+ \frac{3}{2} K(U_{bb} - \mu U_{cc})^{\frac{1}{2}} (-U_a) \\
&+ \frac{3}{8} K(U_{bb} - \mu U_{cc})^{-\frac{1}{2}} (-U_a)^2 \\
&- \frac{1}{16} K(U_{bb} - \mu U_{cc})^{-\frac{3}{2}} (-U_a)^3 + \dots
\end{aligned}$$

于是合得

$$\begin{aligned}
(I_{b1} - I_{b2}) &= K(U_{bb} - \mu U_{cc})^{\frac{3}{2}} \\
&+ \frac{3}{2} K(U_{bb} - \mu U_{cc})^{\frac{1}{2}} U_a \\
&+ \frac{3}{8} K(U_{bb} - \mu U_{cc})^{-\frac{1}{2}} U_a^2 \\
&- \frac{1}{16} K(U_{bb} - \mu U_{cc})^{-\frac{3}{2}} U_a^3 + \dots \\
&- K(U_{bb} - \mu U_{cc})^{\frac{3}{2}} \\
&+ \frac{3}{2} K(U_{bb} - \mu U_{cc})^{\frac{1}{2}} (-U_a) \\
&+ \frac{3}{8} K(U_{bb} - \mu U_{cc})^{-\frac{1}{2}} (-U_a)^2 \\
&- \frac{1}{16} K(U_{bb} - \mu U_{cc})^{-\frac{3}{2}} (-U_a)^3 + \dots
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= K [3(U_{bb} - \mu U_{cc})^{\frac{1}{2}} U_a \\
&\quad - \frac{1}{8}(U_{bb} - \mu U_{cc})^{-\frac{3}{2}} U_a^3 \\
&\quad - \frac{3}{128}(U_{bb} - \mu U_{cc})^{-\frac{5}{2}} U_a^5 + \dots]. \quad (5-61)
\end{aligned}$$

这个式子表示 $\Delta = 0$ 的复合鉸曲綫是一条只具有奇次非綫性的曲綫, 所有偶次非綫性消失, Δ 等于任何其它值的复合鉸曲綫也如此。

可以注意一下, 各次分量的系数是各与 $(U_{bb} - \mu U_{cc})$ 有关的: 一次方响应项的系数与 $(U_{bb} - \mu U_{cc})$ 的二分之一方成正比, 三次方响应项系数与 $(U_{bb} - \mu U_{cc})$ 的二分之三方反比, $(2n+1)$ 次方响应项系数与 $(U_{bb} - \mu U_{cc})$ 的 $\left[\frac{3}{2} - (2n+1)\right]$ 次方成正比, ……等等 (n 为正整数). 这里对于 n 大于 1 的各次分量, 就是三次以上的各奇次分量, 都与 $(U_{bb} - \mu U_{cc})$ 的某次方反比, 而只有一次分量与 $(U_{bb} - \mu U_{cc})$ 的二分之一方成正比。

这指出了, 使 $(U_{bb} - \mu U_{cc})$ 愈大, 則复合鉸曲綫之非綫性愈低, 反之, 則愈高。

而要 $(U_{bb} - \mu U_{cc})$ 大, 或由用高的 U_{bb} , 或由用小的 U_{cc} 值, 都能得到。

$(U_{bb} - \mu U_{cc})$ 大, 代表靜态的 I_{b1} 和 I_{b2} 都大, 因为靜态的 I_{b1} 和 I_{b2} 都等于 $K(U_{bb} - \mu U_{cc})^{\frac{3}{2}}$. 所以使 I_{b1} 和 I_{b2} 靜态值愈大, 得复合鉸曲綫愈挺直。

在实在的电子管里, 变 μ 現象是不免的, 單管的鉸曲綫組不是完全平行的二分之三方曲綫組, 所以上面的結論并不一定正确, 鉸曲綫組的最規則情况也許要由 U_{bb} 和 U_{cc} 的某种适当配合, 而不一定是由使靜态鉸流值尽量大而得到. 然而, 使靜态鉸流大些不失为謀求挺直的复合鉸曲綫的大約方向。

同样的理由,在五极管推挽电路,使静态板流大些,也是使复合板曲线组较为规则的方向. 静态板流愈大,则定差输入电压的复合板曲线之间的间隔愈均匀.

推挽功率放大级的输出功率——如果复合板曲线组基本上规则,则 U_o 波形基本上相同于输入波形. 如输入是正弦波,则 U_o 波形也是正弦波. 在这种情形,输出功率是

$$\bar{P}_L = \frac{1}{2} \frac{\hat{u}_o^2}{r_L}.$$

式中 $\hat{u}_o$ 是 U_o 的幅度.

因 U_o 与 U_a 之间存在

$$U_o = \frac{U_a}{\frac{\alpha}{2}}$$

的比值关系,若称 U_a 的幅度是 $\hat{u}_a$, 则上述 $\bar{P}_L$ 式得写为

$$P_L = \frac{1}{2} \left[\frac{\left(\frac{\hat{u}_a}{\frac{\alpha}{2}} \right)^2}{r_L} \right] = \frac{1}{2} \cdot \frac{\hat{u}_a}{\frac{\alpha^2 r_L}{4}} \cdot \hat{u}_a.$$

这式中的 $\hat{u}_a$ 是 U_{b1} 或 U_{b2} 的摆幅, $\frac{\hat{u}_a}{\frac{\alpha^2 r_L}{4}}$ 是 $(I_{b1} - I_{b2})$ 复合板流的摆幅.

这二个幅值在复合板曲线组-复合负载线的图解上都可以找到. 在图 5-49 的例子, 如栅压摆幅是 U_{cc} , 则复合运用点往返于 $P-Q-R$ 之间, 以 P 及 R 为端点, 得 $\overline{PQ}$ 或 $\overline{QR}$ 的纵向投影为 $(I_{b1} - I_{b2})$ 之幅度, 即 $\frac{\hat{u}_a}{\frac{\alpha^2 r_L}{4}}$, $\overline{PQ}$ 或 $\overline{QR}$ 的横向投影是 U_{b1} 或 U_{b2} 的摆幅, 即 $\hat{u}_a$.

于是, 正弦波输出功率可由以 $\overline{PQ}$ 或 $\overline{QR}$ 为斜边的直角三角形面积代表. 图 5-49 上的黑影三角形 $\triangle PMQ$ 就是一个功率三角形. $\triangle PMQ$ 的面积代表栅压摆幅是 U_{cc} 的输出功率. 其它幅度的正弦输入情形的功率三角形, 也可类推求得.

如上所述的功率三角形，頂點之一必在相對於柵壓擺動盡端的复合鉗曲線上，點的確定地位視 $-\frac{\alpha^2 r_L}{4}$ 值而定，就是根據复合負載電阻而定。這個頂點以後稱為 P 點。功率三角形的另一頂點則固定在 $(I_{b1} - I_{b2}) = 0$, $U_{b1} = U_{b2} = U_{bb}$ 點。這個頂點以後稱為 Q 點。

因此在一定幅度輸入的條件下，功率三角形的面積視复合負載阻值 $-\frac{\alpha^2 r_L}{4}$ 而定， $-\frac{\alpha^2 r_L}{4}$ 值與輸出功率有關。

已定 U_{bb} 、 U_{cc} 以及 $\hat{u}$ 的最大功率輸出與 $-\frac{\alpha^2 r_L}{4}$ 的關係——已定 U_{bb} 和 U_{cc} ，复合鉗曲線組就隨之而定。再加上 $\hat{u}$ 為已定的條件，邊界复合鉗曲線也隨之而定，就是功率三角形的頂點所在的复合鉗曲線已定。

在這樣的條件下，要使輸出功率最大，應使 $-\frac{\alpha^2 r_L}{4}$ 調節到恰等於邊界复合鉗曲線在 P 交點的 $\frac{dU_{b1}}{d(I_{b1} - I_{b2})}$ 值；（ $\frac{dU_{b1}}{d(I_{b1} - I_{b2})}$ 稱為复合鉗內阻）。如此的運用，基本上是內阻外阻匹配的。

已定 U_{bb} 電路的盡限甲₁ 類運用——輸出功率基本上與 $\hat{u}$ 作平方正比關係。但是 $\hat{u}$ 不許無限制的大。現在要求知 $\hat{u}$ 最大可以是多少，並得相應的 $\overline{P_L}$ 是若干？

要保持作甲₁ 類運用， $\hat{u}$ 的限制是，一方面不許大於 U_{cc} ，以保持負柵運用，它方面不許過大，以保持柵對鉗流有連續的控制。使 U_{cc} 值適當，可以使柵壓擺域和鉗流擺域都得最大的利用；使 $\hat{u}$ 足額等於 U_{cc} ，得柵壓峰值 $U_c = 0$ ，而同時鉗流谷值 $\tilde{I}_b = 0$ 。 $\hat{u}$ 最大許可值等於最佳 U_{cc} 值。

要求得盡大的 $\hat{u}$ 以及最佳的 U_{cc} 值，可以按圖 5-52 所示的方法進行。圖 5-52 示某三極管推挽電路的 $(I_{b1} - I_{b2}) - U_{b1}$ 圖。因為复合鉗曲線是二條母鉗曲線合成的，所以各复合鉗曲線在其二盡端是與它的母鉗曲線相重的，是為鉗流之一轉入截止的區域。圖 5-52 上， $U_{c1} = 0$ 鉗曲線與 $U_{c2} = -2U_{cc}$ 鉗曲線合成的复合鉗曲

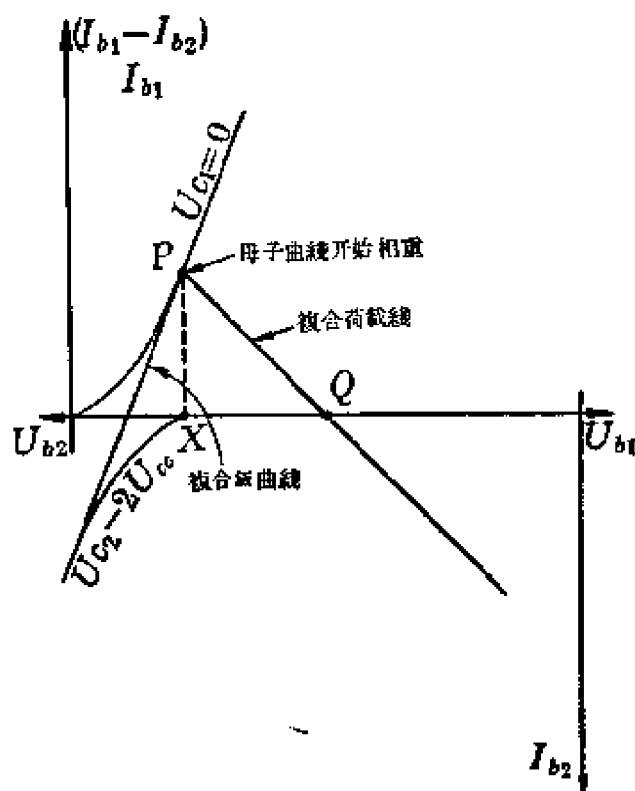


图 5-52 尽限甲₁类推挽功率放大级的 U_{cc} 设计(三极管)

线的右端在图示 P 点右上方与 $U_{c1}=0$ 板曲线相重, P 点是开始相重之点. 显然, 如果用比较小的 $\frac{\alpha^2 r_L}{4}$ 负载电阻, 复合负载线与复合板曲线的交点将就在单管板曲线上, 而用适当的 $\frac{\alpha^2 r_L}{4}$ 值, 可以使复合负载线与复合板曲线恰交于该复合板曲线开始与它的母曲线相重之点. 后者的运用情况称为尽限甲₁类运用的情况: 当一管的栅压上摆达 0 的瞬时, 这管板流上摆到最高, 同时, 它管的栅压下摆到 $-2U_{cc}$, 板流恰好降到 0 值. 这里可见, 如已定 U_{bb} , 已定 U_{cc} , 就存在一个合于尽限甲₁类运用的 $\frac{\alpha^2 r_L}{4}$ 值. 如采用这 $\frac{\alpha^2 r_L}{4}$ 值为复合负载电阻, 复使 $\hat{u}$ 等于 U_{cc} , 得尽限的甲₁类运用.

反过来说, 如已定 U_{bb} , 已定 $\frac{\alpha^2 r_L}{4}$, 要作尽限甲₁类运用, 也对应的存在一个合宜的 U_{cc} 值以及一个等于这 U_{cc} 值的 $\hat{u}$ 最大值. 这 U_{cc} 合宜值可由图 5-52 推得如下:

(1) 按已定 U_{bb} 作出对鑲的 $I_{b1}-U_{b1}$ 鉤曲綫組和 $I_{b2}-U_{b2}$ 鉤曲綫組。

(2) 在 U_{b1} 軸上以 $U_{b1}=U_{bb}$ 之点为 Q 点, 通过 Q 点作复合負載綫, 代表复合負載电阻 $\frac{\alpha^2 \gamma_L}{4}$ 。

(3) 上述复合負載綫要与 $U_{c1}=0$ 鉤曲綫相交, 称交点为 P 点。

(4) 沿 P 点作垂足到 U_{b1} 軸上得一点, 称它为 X (见图 5-52)。

(5) 在与 $I_{b1}-U_{b1}$ 鉤曲綫組对鑲的 $I_{b2}-U_{b2}$ 鉤曲綫組中, 找出鉤流截止点恰在上述 X 点的 $I_{b2}-U_{b2}$ 鉤曲綫, 这个 $I_{b2}-U_{b2}$ 曲綫的相应 U_{c2} 值。

(6) 將上述通过 X 点的 $I_{b2}-U_{b2}$ 鉤曲綫的相应栅压值除以 2, 即得 U_{cc} 合宜值。

按上法求得的 U_{cc} , 輸入同样大的 $\hat{u}$, 可以得到已定 U_{bb} 、已定 $\frac{\alpha^2 \gamma_L}{4}$ 所能得到的最大甲₁类运用輸出功率。

使 $\frac{\alpha^2 \gamma_L}{4}$ 取不同值, 当有不同的合宜 U_{cc} 值、最大許可 $\hat{u}$ 值, 及不同的最大輸出功率。适当的選擇 $\frac{\alpha^2 \gamma_L}{4}$ 值, 可得最大輸出功率为最大。

我們知道, 适当的 $\frac{\alpha^2 \gamma_L}{4}$ 值应等于 $U_{c1}=0$ 的鉤曲綫与复合負載綫交点 P 的鉤阻值 $\left(\frac{dU_{b1}}{dI_{b1}}\right)_P$ 。

于是尽限甲₁类运用的(三极管)推挽放大級的設計程序应是:

首先, 按 $U_{c1}=0$ 鉤曲綫求出适当的 $\frac{\alpha^2 \gamma_L}{4}$ 值。

$$\frac{\alpha^2 \gamma_L}{4} = \left(\frac{dU_{b1}}{dI_{b1}}\right)_P.$$

其次, 找出相应的合宜 U_{cc} , 并使 $\hat{u}$ 等于 U_{cc} 即得。

这样的尽限設計, 有一些参考經驗值, 这是使适当的 $\frac{\alpha^2 \gamma_L}{4}$ 值在

$$\frac{\alpha^2 \gamma_L}{4} = \frac{0.4U_{bb}}{I_{b0(0.8U_{bb})}}, \quad (5-62)$$

上下, 上式中 $I_{b0(0.6U_{bb})}$ 代表 $U_c=0$, $U_b=0.6U_{bb}$ 的單管鋇流值.

而合值的 U_{cc} 值在

$$U_{cc}=0.75 \frac{U_{bb}}{\mu} \quad (5-63)$$

上下.

相应的輸出功率在

$$\bar{P}_{LM} = \frac{0.4U_{bb} \times I_{b0(0.6U_{bb})}}{2} \quad (5-64)$$

上下.

每每甲₁类运用推挽級都是設計作尽限情况或靠近尽限情况. 因为用較小值的 U_{cc} 固然可使复合鋇曲綫組規則一些, 但用了較小值的 U_{cc} , 电路的輸出功率容量要可观的减少 (因为 $\hat{u}$ 最大等于 U_{cc} , 于是最大輸出功率基本上正比于所用 U_{cc} 的平方). 权衡之下, 还是用合宜的 U_{cc} 值为上策. 从式 5-61 可見, 用略小的 U_{cc} 值, 予复合鋇曲綫的非綫性改善不很可观.

所以式 5-62 及式 5-63 具有普遍实用的意义.

所以尽限的甲₁类运用, 若要輸出最大功率, 內阻外阻基本上不匹配, 內阻与外阻約作一比二的比, 与單管电路的 $R_L=2R_p$ 运用相当. 輸出阻抗基本上是 $\frac{2r_p}{\alpha^2}$.

甲乙₁类推挽放大級——在已定 U_{bb} 和已定 $\frac{\alpha^2 r_L}{4}$ 的电路, 如 U_{cc} 大于上述的合宜值, 又复使 $\hat{u}$ 高达这个 U_{cc} 值, 則鋇流在局部周期过截止. 如果在栅压是 $-U_{cc}$ 的瞬时, 鋇流未被截止, 則运用属甲乙类. 因为每管的导电時間大于半周期. 負栅的甲乙类运用称为甲乙₁类运用.

甲乙₁类运用电路的鋇流, 在局部周中被截止, 所以复合鋇曲綫与母鋇曲綫相重的段要与复合負載綫相交 (在尽限甲₁类运用的情况, 复合鋇曲綫与母鋇曲綫相重的段并不为复合負載綫所交; 复

合負載綫与复合鉸曲綫的交点只涉及复合鉸曲綫开始与母鉸曲綫相重之点)。这意思說,在甲乙₁类运用,复合鉸曲綫与母鉸曲綫相重段的区域,也成为复合鉸运用点的运用区域。如果在这种区域复合鉸曲綫呈現十分不規則,則显然甲乙₁类运用不能实用,而如果在这种区域复合鉸曲綫呈現相当規則,則甲乙₁类运用是可以实用的。

首先可以肯定一点:在复合鉸曲綫与母鉸曲綫相重的段,复合鉸曲綫比較上不够挺直。这原是十分明显的,因为構成复合鉸曲綫的二条母曲綫是反向弯曲的,它們相“加”而得复合鉸曲綫。“加”得的复合鉸曲綫当能較單一条母鉸曲綫为直。

但是可以补充一点:單管鉸曲綫,在較大鉸流区域,是相当挺直的。如果挺直的情况可以不必要求一个与它成对的推挽对方的鉸曲綫来修正弯曲的状况,則推挽作用在这样的区域显得不必要。

于是,作甲乙₁类运用的复合鉸运用点,虽要涉入一管鉸流过截止,就是消失了推挽作用的区域,只要在这区域导电的那个电子管的鉸流值不太低,复合鉸曲綫組可以不失基本上挺直而規則,甲乙₁类推挽运用就可以实用。

当然,無論如何,應該承認,因甲乙₁类运用的推挽作用是在局部周失去了的,所以甲乙₁类运用的非綫性失真必然較大。

甲乙₁类运用的图解例子見图 5-53。

图 5-53 的粗曲綫組是复合鉸曲綫組,細曲綫組是單管鉸曲綫組,复合鉸曲綫組与对应的單管鉸曲綫組在二端相重。图中 $P-S-Q-T-R$ 綫是复合負載綫,图示它的二端点 P 及 R , 各与复合鉸曲綫的与母鉸曲綫相重的段相交。所以在 P 点及在 R 点瞬时, V_2 及 V_1 鉸流輪值过截止。在 S 点瞬时, V_2 临界截止,在 T 点瞬时, V_1 临界截止。在图示例中,复合鉸运用点涉入的 $(I_{b1}-I_{b2})-U_{b1}$ 区域,虽然包括有复合鉸曲綫与母曲綫相重段的区域,但是大体上复合鉸曲綫組在运用区域内是規則的。图示例的二管各別

的负载线是 $P-S-Q_1-T_1-R_1$ 及 $P_2-S_2-Q_2-T-R$.

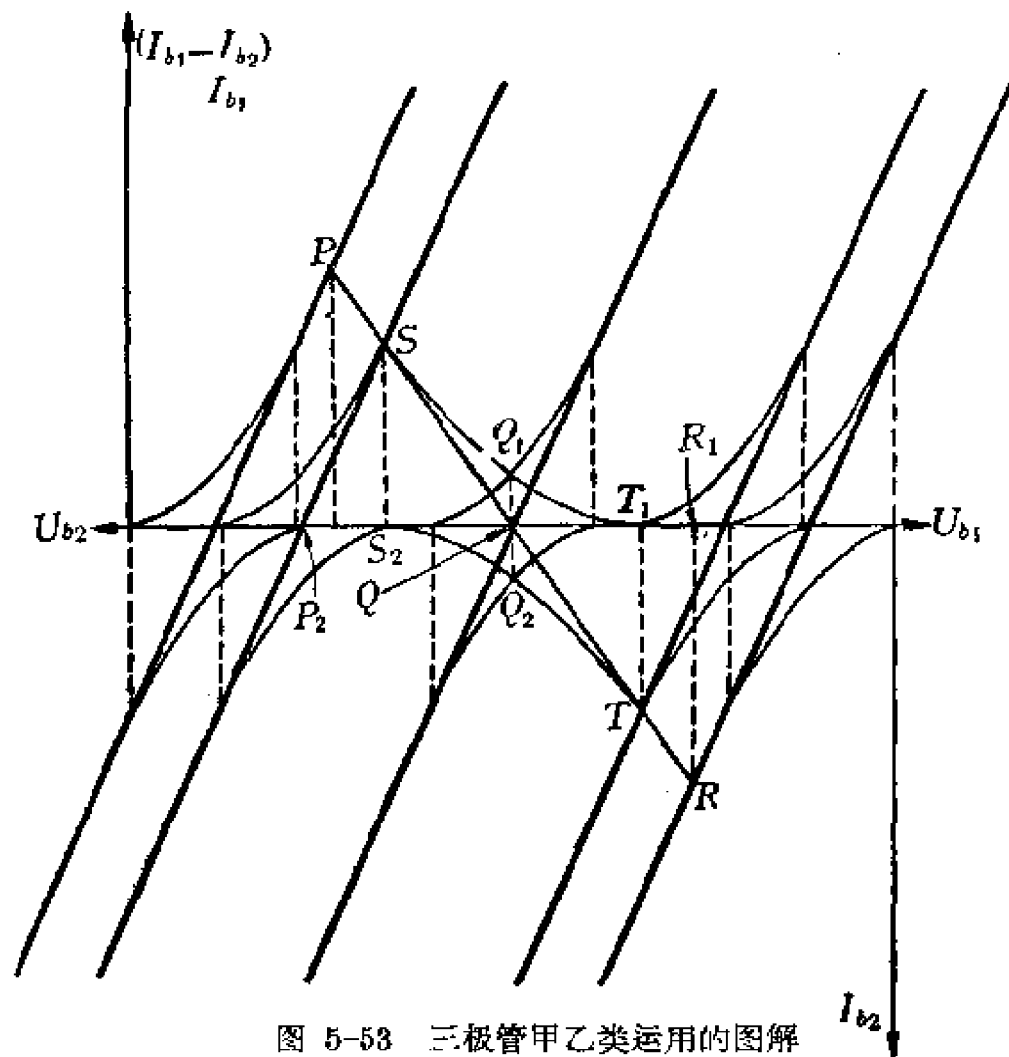


图 5-53 三极管甲乙类运用的图解

已知作甲乙₁类推挽运用有一定缺点。现在要知道, 是否存在一些优点, 优于甲₁类(尽限)运用, 以及是否尚有其它缺点。

首先来考虑输出功率容量问题。

甲乙₁类运用的足额输出功率可由图 5-53 的 $\triangle PP_2Q$ 三角形面积所表达, P 点居在 $U_{c1}=0$ 负载线上。

既然 P 点居在 $U_{c1}=0$ 负载线上, 足额运用的功率三角形的面积就和尽限甲₁类运用的情况一样。同样, 复合负载线的选择也和尽限甲₁类运用的情况一样(使 $\frac{\alpha^2 \gamma_L}{4}$ 值等于 $U_{c1}=0$ 负载线在 P 点的 $\frac{dU_{b1}}{dI_{b1}}$ 值)。

因此甲乙₁类运用了較大于甲₁类运用的合宜值的栅偏压, 又用了幅度和栅偏压相等大的輸入, 却得到不过与甲₁类尽限运用相等的功率輸出。

在甲₁类运用, 功率輸出与 $\hat{u}$ 的平方約作正比, 增加 $\hat{u}$ 得增大輸出。如今可知, 在增加 $\hat{u}$ 到达作尽限甲₁类运用时, 功率輸出到达一个限值, 再增加 U_{cc} 同时相应的增加 $\hat{u}$, 就使运用轉入甲乙₁类运用, 輸出功率不再增加。

使电路作甲乙₁类运用既須付出要求大于尽限甲₁类运用的 U_{cc} 值及 $\hat{u}$ 的代价, 而得不过等于甲₁类尽限运用的輸出功率, 同时非线性失真却要較剧, 显得甲乙₁类运用有較多的缺点。

但是作甲乙₁类运用时, 所用較大的 U_{cc} , 使静态鋇流要小于作甲₁类运用的情况, 使有輸入时的鋇流的直流分量也要小于作甲₁类运用的情况。静态鋇流較小, 代表零輸入情况的鋇源給电 P_{bb} 要低于甲₁类运用的情况, 也就是零輸入的鋇耗功率, 比較甲₁类运用情况为小。有輸入时的鋇流直流分量較小, 代表甲乙₁类运用的功率轉換效率要高于甲₁类运用电路的功率轉換效率, 因为足額甲乙₁类运用的輸出功率等于甲₁类尽限运用的輸出功率, 于是总而言之, 在甲乙₁类运用, 無論在零輸入情况, 或有輸入情况, 鋇耗功率要小于甲₁类运用的鋇耗功率。

这就是甲乙₁类运用的优点。

以上所作的甲乙₁类运用和 (尽限) 甲₁类运用的比較, 以同型电子管, 同样大的 U_{bb} , 同样 $\frac{\alpha^2 \gamma_L}{4}$ 負載值为比較基础。

如果鋇源鋇流大于甲₁类运用的鋇流, 但其他条件相同, 那么甲乙₁类运用的优点将更加明显。

功率当也随着而增大,与尽限甲₁类运用的值一致。同时,当然也增大了静态及动态钹耗功率,但这增大了的静态及动态钹耗功率,无论如何低于同样 U_{bb} 条件下作甲₁类运用的值。

一个电子管的钹极散热容量是有限度的,电路的钹耗功率不许超过电子管的钹极散热容量。因此一个放大级电路所用的钹源电压 U_{bb} 值是有一个最高限度的。这间接的限制了电路的输出功率容量。今甲₁类(尽限)运用在一定 U_{bb} 条件下的静态和动态钹耗功率,必要大于甲乙₁类运用的静态和动态钹耗功率,甲₁类运用的许可最高 U_{bb} 值就必要低于作甲乙₁类运用的许可 U_{bb} 值。而同样 U_{bb} 值、同样 $\frac{\alpha^2 \gamma_L}{4}$ 值以及同样电子管条件的输出功率容量,在尽限甲₁类运用和足额输入的甲乙₁类运用,基本上是相等的。故作甲乙₁类运用,可以使电子管输出较大的功率。于是甲乙₁类运用的电子管设备利用率较作甲₁类(尽限)运用为大。这是甲乙₁类运用的真正优点。

现在来考虑一下甲乙₁类运用的 U_{cc} 选择。甲乙₁类运用的栅偏压选择是按许可非线性失真程度而定的。因为既定了 U_{bb} , U_{cc} 的值就决定复合钹曲线组的形状。和甲₁类运用的情况相仿,用 U_{cc} 值较小,则复合钹曲线组规则一些,用 U_{cc} 值较大,则复合钹曲线组较不规则,因为用 U_{cc} 愈大,则复合钹曲线与母钹曲线相重的段愈长。一般 U_{cc} 值不宜选择过大,在

$$U_{cc} = 0.85 \frac{U_{bb}}{\mu} \quad (5-65)$$

上下, ($\frac{\alpha^2 \gamma_L}{4}$ 的选择和最大可输出功率值 $\overline{P_{LM}}$ 则同于甲₁类的式 5-62 及式 5-64 条件)。

用更大些的 U_{cc} 值可得更低些的静态和动态钹耗功率,但复合钹曲线组的非线性要更厉害一些。

甲乙₁类运用的功率放大级的钹极消耗功率的计算,也不同于甲₁类级。

甲乙₁类运用的静态鉍流是相当靠近截止情况的, 因为 U_{cc} 值比较大. 在有輸入的动态情形, 鉍流的直流分量要增長, 因为在栅压上摆的半周, 鉍流增加, 而在栅压下摆的半周, 鉍流至多下降到 0. 这代表静态 P_{bb} 与动态 $\bar{P}_{bb}$ 不一致: 动态 $\bar{P}_{bb}$ 要大于静态 P_{bb} . 在静态情形, 沒有功率輸出, 全部的 P_{bb} 成为鉍耗功率; 在动态情形, $\bar{P}_{bb}$ 增大了, 同时有功率輸出, $\bar{P}_{bb}$ 减去輸出功率是鉍耗功率. 在一般足額輸入情形和 0 輸入情形比較, 足額輸入的鉍耗功率要比無輸入鉍耗功率大. 甲乙₁类运用的鉍耗功率, 故一般应以足額輸入情形的 $(\bar{P}_{bb} - P_L)$ 計算, 足額輸入的鉍耗功率应不超过鉍极的散热容量.

既然甲乙₁类运用的鉍直流分量在不同輸入情况下取显然的不同值(它的整流分量是可觀的), 甲乙₁类运用放大級的鉍压电源就应是直流內阻极低的, 不然电路的有效鉍源电压將視輸入电压幅度的大小而波动. 与此相較, 甲₁类运用电路(尤其是單管电路), 由于整流分量是小的, 就不要求鉍源的直流內阻低. 这是甲乙₁类电路的一个大的缺点.

甲₁类推挽放大級的优点之一是: 可以容許較單管电路所能容許高一些电源整流紋波分量. 靠着推挽运用, 鉍源电压紋波分量所引起的二管鉍流的紋波响应分量, 在輸出变压器中的安匝相克. 但在甲乙₁类运用, 可容許的鉍源电压紋波分量就要小些, 因为甲乙₁类运用的推挽二方都个别运用在可觀的非綫性状态之下, 电源紋波电压要与輸入波交調, 按平衡非綫性調幅器原理, 交調所得并不在輸出变压器中互克.

于是总得甲乙₁类运用的优缺点:

优点: 由于功率轉換效率高, 静态鉍耗功率低, 电子管的設備利用率要高于尽限甲₁类运用(一般实用情况, 在三极管 η_b 可达 $\frac{1}{3}$).

缺点: (1) 由于复合鉍曲綫与母鉍曲綫相重的段要被复合鉍运用点涉及, (奇次) 非綫性失真要烈于甲₁类运用(一般值是总計

諧波失真在百分之 2.5 上下)。

(2) 由于鋇流直流分量波动剧烈, 要求低直流內阻的鋇压电源。

(3) 由于推挽双方都运用在可觀的非綫性情况, 鋇源电压中的整流紋波容許值要較低。

(4) 要求較大值的 U_{cc} 。

(5) 要求較大值的 $\hat{u}$, 即功率灵敏度的低落。

甲乙₁类运用的鋇流直流分量的波动, 也限制了用阴极 $C_k - R_k$ 組合自生栅偏压的应用。不过为了簡化給电情况, 可以考虑用 $C_k - R_k$ 組合供給栅偏压。当然如此所得的栅偏压值是根据輸入的幅度而变的。 R_k 的設計按恒态足額輸入情形为根据。用这样的方法获得栅偏压, 在 0 及低輸入时的 $\bar{P}_{b0}$ 要大于用固定栅偏压的情形。

由于尽限甲₁类运用接近为甲乙₁类运用, 故甲乙₁类运用的缺点在尽限甲₁类运用, 也在較輕程度上存在。

甲乙₁类运用, 在 $\frac{\alpha^2 r_L}{4}$ 值使輸出功率得为最大的情形, 放大器与負載間內外阻基本上匹配。內阻值基本上是 $\frac{4r_p}{\alpha^2}$ 。

四/五极管推挽放大級——四/五极管推挽放大級的分析, 如同三极管推挽放大級一样, 也由复合鋇曲綫組和复合負載綫来图解。由于四/五极管的鋇曲綫組的形狀与三极管鋇曲綫的形狀不同, 四/五极管推挽放大級的 U_{cc} 選擇和复合負載电阻選擇, 要不同于三极管电路。

在已定 U_{bb} , 已定簾栅压, 复已定 U_{cc} 的情形, 复合鋇曲綫組就可按 $(U_{a1} = -U_{cc} + \Delta)$ 鋇曲綫和与它成对的 $(U_{a2} = -U_{cc} - \Delta)$ 鋇曲綫合得。

因四/五极管的鋇流式基本上是

$$I_b = K_1 (K_2 + U_c)^{\frac{3}{2}}$$

故可写二鉅流式为

$$I_{b1} = K_1 (K_2 - U_{cc} + U)^{\frac{3}{2}}$$

$$I_{b2} = K_1 (K_2 - U_{cc} - U)^{\frac{3}{2}}$$

这里 K_2 与 簾栅压 作正比,

上二式可以各展开如下:

$$\begin{aligned} I_{b1} = & K_1 (K_2 - U_{cc})^{\frac{3}{2}} + \frac{3}{2} K_1 (K_2 - U_{cc})^{\frac{1}{2}} U \\ & + \frac{3}{8} K_1 (K_2 - U_{cc})^{-\frac{1}{2}} U^2 \\ & - \frac{1}{16} K_1 (K_2 - U_{cc})^{-\frac{3}{2}} U^3 + \dots \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{b2} = & K_1 (K_2 - U_{cc})^{\frac{3}{2}} + \frac{3}{2} K_1 (K_2 - U_{cc})^{\frac{1}{2}} (-U) \\ & + \frac{3}{8} K_1 (K_2 - U_{cc})^{-\frac{1}{2}} (-U)^2 \\ & - \frac{1}{16} K_1 (K_2 - U_{cc})^{-\frac{3}{2}} (-U)^3 + \dots \end{aligned}$$

得 $(I_{b1} - I_{b2})$ 复合鉅流,

$$\begin{aligned} (I_{b1} - I_{b2}) = & 3K_1 (K_2 - U_{cc})^{\frac{1}{2}} U \\ & - \frac{1}{8} K_1 (K_2 - U_{cc})^{-\frac{3}{2}} U^3 \\ & - \frac{3}{128} K_1 (K_2 - U_{cc})^{-\frac{5}{2}} U^5 + \dots \end{aligned} \quad (5-66)$$

这是 U 对 $(I_{b1} - I_{b2})$ 的跨导式.

由式可見, $(K_2 - U_{cc})$ 因子对复合跨导性能的影响: $(K_2 - U_{cc})$ 愈大, 則复合跨导愈形綫性, 反之, 則非綫性趋烈. 因静态鉅流是 $K_1 (K_2 - U_{cc})^{\frac{3}{2}}$, 故也可以說, 静态鉅流愈大, 則复合跨导性能愈

形线性。($K_2 - U_{cc}$) 因子由正比于栅压的部分 K_2 和 $(-U_{cc})$ 构成, 所以用栅压愈高, U_{cc} 愈低, 得复合跨导愈形线性。

但是, 用较小 U_{cc} 值, 会带来栅压摆动必须较小, 也就是板流摆幅不能大的限制, 这使电路的输出功率低落。故 U_{cc} 的选择, 要在输出功率和非线性失真之间斟酌。由于用小值的 U_{cc} 予跨导非线性的影响, 不如予功率输出的影响大, 一般 U_{cc} 值宁选较大值。

要推挽双方二管皆作甲₁类运用, 也就是维持经常的推挽作用, U_{cc} 值不许大于截止栅压的一半。四/五极管的截止栅压, 可以非常方便地从 $I_b - U_b$ 图上找出, 它是极低而实际上紧贴 U_b 轴的一条板曲线的相应栅压。用 U_{cc} 为截止栅压的一半, 得尽限甲₁类运用。

一般尽限甲₁类运用的 U_{cc} 值, 约使静态板流达

$$I_{b0} = 0.32I_{b0} \quad (5-67)$$

左右。 I_{b0} 是在 $U_c = 0$, $U_b = U_{bb}$ 的板流值。

使 U_{cc} 更大, 便得甲乙₁类运用。甲乙₁类运用的栅偏压不许过大, 以免过剧的非线性。一般 U_{cc} 值应使

$$I_{b0} \approx 0.2I_{b0} \quad (5-68)$$

四/五极管作甲乙₁类运用, 较之作尽限甲₁类运用, 也有功率转换效率较高, 因而设备利用率较高的优点, 也有非线性失真较烈、板流直流分量波动很大以及功率灵敏度较低的缺点。

四/五极管甲乙₁类推挽运用的板流直流分量波动很大, 静态板流是比较小的, 它的最大板耗功率一般也应按足额运用时由 $\overline{P_{bb}}$ 减去 $\overline{P_L}$ 计算。

尽限甲₁类或足额输入的甲乙₁类运用的四/五极管电路的输出功率, 都可由顶点之一在 ($U_{b1} = U_{bb}$, $I_{b1} - I_{b2} = 0$) 点, 顶点之另一在 $U_{c1} = 0$ 板曲线上的直角三角形代表, 调节 $\frac{\alpha^2 r_L}{4}$ 等于 $U_c = 0$ 板曲线上 P 点的 $\frac{dU_{b1}}{dI_{b1}}$ 值可得输出功率最大。但是往往并不如此

決定 $\frac{\alpha^2 r_L}{4}$ 值。在單管四/五极管电路, 使 P 点的 $\left. \frac{dU_{b1}}{dI_{b1}} \right|_{U_{c1}=0}$ 等于 $R_L = \alpha^2 r_L$ 既得最大輸出功率往往又得最低的总計非綫性失真。今在推挽电路, 偶次非綫性基本上可以消除, 故复合負載阻值的選擇, 应使推挽双方的运用奇次非綫性失真尽量抑低, 因而付出增加偶次非綫性失真的代价, 并無不利之处。为了要使輸出功率尽大, P 点每每要定在 $U_{c1}=0$ 鉸曲綫的相当下弯之处, 这要使推挽二管的运用奇次非綫性失真較大, 是不宜的。推挽运用的 P 点宜定在(單管)鉸曲綫較水平部分。图 5-54 示 P_1-Q-R_1 負載綫滿足輸出功率最大, 但不宜采用, 应將 P 点右移, 到 P_2-Q-R_2 所示的那样。

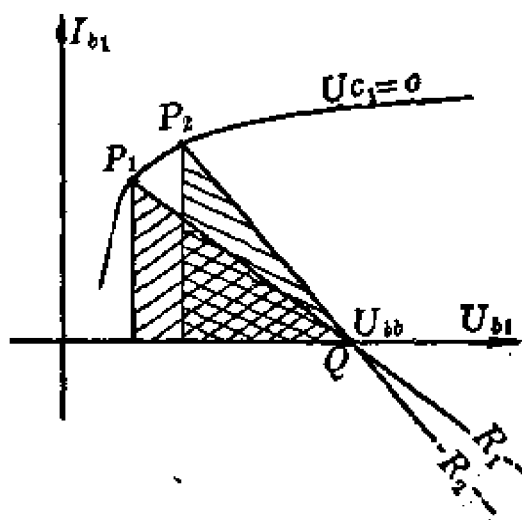


图 5-54 四/五极管推挽功率放大器的負載电阻選擇

四极管的鉸曲綫的弯膝部分比較棱角, 五极管的鉸曲綫的弯膝部分比較渾圓, 故四极管电路的 P 点得定在低于五极管的 P 点的鉸压区域。按此, 四极管电路的功率轉換效率要高些。原来, 作單管运用, 四极管的奇次非綫性就較低于五极管者(而偶次非綫性則較大), 故四极管作推挽运用很是合宜。

四/五极管作尽限甲₁类和足額甲乙₁类运用, 总計諧波失真在 2~5% 上下。

四/五极管作尽限甲₁类和足額甲乙₁类运用, 一般 η_b 在 0.42 ~ 0.55。

三极管推挽级与四/五极管推挽级的比较——三极管推挽级与四/五极管推挽级的区别，是与二种单管电路之间的区别一样的。四/五极管推挽放大级的电路基本上是恒流性的。三极管推挽级在极限甲₁类运用的最佳负载阻值情形，负载内阻基本上是负载外阻的半值（在输出变压器副级内视约 $\frac{2r_p}{\alpha^2}$ ， r_p 是标值负载内阻）；在甲乙₁类运用的最佳负载阻值情形，内外阻基本上匹配（在输出变压器副级内视约是 $\frac{4r_p}{\alpha^2}$ ）。

与单管电路一样，四/五极管推挽级的负载电阻值也不许过大，以免损坏栅极，和以免引起过剧的非线性失真，而三极管推挽级的负载则可以允许为较大值。负载阻值愈大的三极管，推挽级的非线性失真愈低。三极管甲乙₁类运用的电路，在加高它的负载电阻值时，得转为甲₁类运用。反过来，甲₁类运用的电路，在减低负载电阻值后，会转为甲乙₁类运用。在四/五极管电路，改变负载电阻值改变不了运用的类别：甲₁类或甲乙₁类。

关于功率灵敏度，四/五极管电路的功率灵敏度要很高于三极管电路的功率灵敏度，5-6节中的 $\frac{S_{b5}}{S_{b3}}$ 式依旧有代表意义。尤其是作甲乙₁类运用的情形，三极管电路要求的输入电压很大（例如，幅度达 $\frac{0.85U_{bb}}{\mu}$ ）。

正栅高 μ 三极管推挽放大级——在多数放大器电路，栅偏压供给是由阴极电路直流降压电阻得到的。但在甲乙₁类运用，负载的整流分量很大，用阴极电阻器以生栅偏压就不太好。此外，在三极管电路，栅偏压值是较大的，从高压电源中扣除不小的部分作为栅偏压，显然是不合算的，于是就发生了正栅高 μ 三极管推挽放大级电路。正栅放大器又称为左栅放大器。

这电路的基本特点，除了顾名思义作正栅运用之外，是零栅偏压。用零栅偏压使栅偏压问题简单地解决。

高 μ 三极管的负载曲线组，在负栅压区域的一般形状，我们已

熟悉。在正柵壓區域，各條鉍曲綫的形勢近似于四/五極管的鉍曲綫。例見圖 5-55 所示。在正柵壓情況下，柵極起了如同在四/五極管中的簾柵所起的作用——輔助加速電子，使在鉍壓較低時，也得有較大的鉍流值。由於高 μ 管的鉍極離陰極較遠，又因較密的柵極靜電屏蔽，鉍壓予陰極電流的影響是較小的。這就造成了各鉍曲綫的較為水平的形勢，即 r_p 較大。又因鉍流並不是全部陰極電流，正柵也要引受電子流，而在鉍壓低於柵壓的情形，鉍流要大量的轉移為柵流，造成低鉍壓區域正柵鉍曲綫的下彎，如同在四/五極管中的鉍極與簾柵之間一樣，正柵區域鉍曲綫的彎膝系在鉍壓大約二倍柵壓之點。

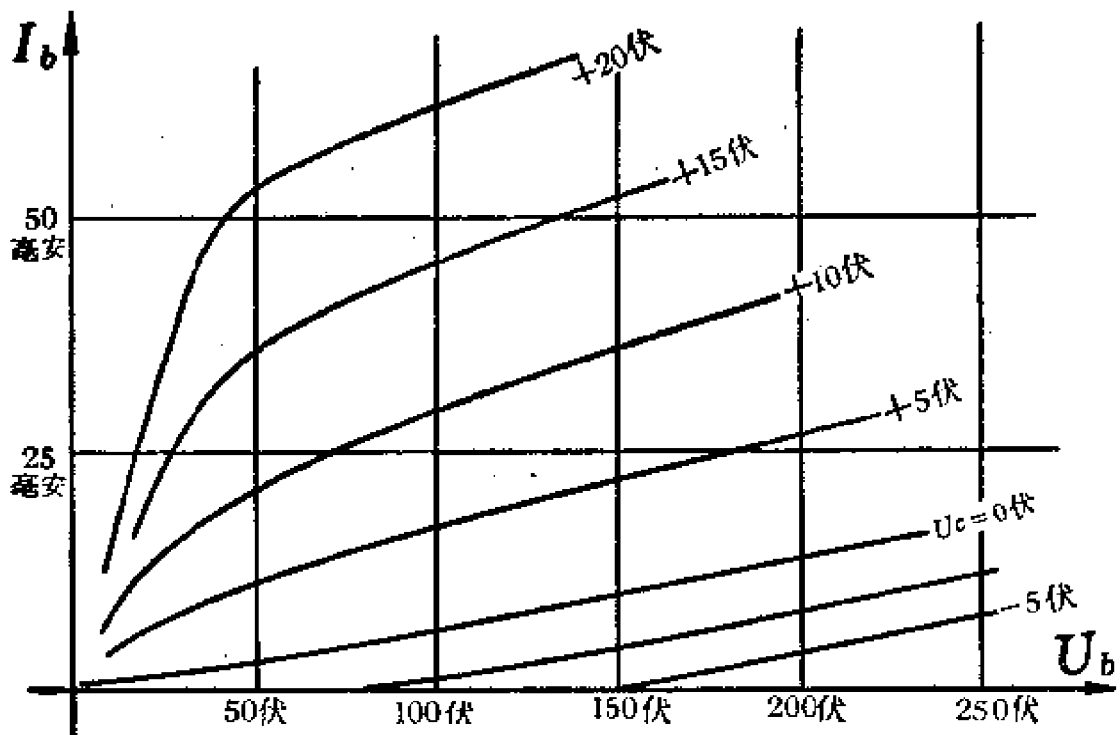


圖 5-55 高 μ 三極管的鉍曲綫組

高 μ 管的鉍流很易截止，故鉍曲綫組的負柵區域占全個 $I_b - U_b$ 域的很小部分，主要的 $I_b - U_b$ 域是正柵區域。這樣，如用零柵偏壓，在比較大幅度的輸入的情形，鉍流響應幾乎只有柵壓上擺的半周存在，柵壓下擺的半周幾乎全部截止，這是甲乙類運用，響應

的不对称性是很烈的。显然，用零栅偏压作单管运用是不宜的，但是用零栅偏压所得的推挽运用复合板曲线，却可以是相当规则的。故高 μ 三极管，用零值栅偏压，作推挽运用有实用可能。这样的推挽放大级，它的可取之处就在于不须另外布置栅偏压。

既然用零栅偏压所得板流对栅压的变动响应几乎只在栅上摆半周存在，这样的推挽级是属于甲乙类运用的，加上正栅运用的条件，这样的运用称为甲乙₂类放大级。

在已定栅输入幅度 $\hat{u}$ 后，复合负载电阻 $\frac{\alpha^2 r_L}{4}$ 就按四/五极管甲₁类推挽级的 $\frac{\alpha^2 r_L}{4}$ 选定方法，以 $U_{c1} = \hat{u}$ 板曲线为 P 点的边界来选定。在决定 $\frac{\alpha^2 r_L}{4}$ 值时，一方面应顾到求得大的 P_L 的问题，一方面也要顾到非线性失真不可容许过大。

乙₂类零栅偏压推挽电路既然是有栅流的电路，它的前接电路的内阻（输出阻抗）应该极低，以免过剧的内阻降压削波失真。在一般情形，前置级要求为一较小功率的三极管功率放大器，它的输出变压器为降比变压器，使前置级的输出端内阻降低。前置级用了降压变压器输出，输出电压当然不能很大，但因为高 μ 管电路的功率灵敏度是较高的，这个问题并不存在。正栅运用的电路要用高 μ 管，部分的意义在此。

甲乙₂类运用的静态板流相对板流峰值而言是很小的值，故静态板耗也小，最大的板耗发生在足额输入的动态情形。

如此的电路，它的输出变压器输出副级端内视阻抗基本上是 $\left(\frac{r_p}{\alpha}\right)^2 = \frac{4r_p}{\alpha^2}$ （ r_p 是单管板内阻），因为在同一瞬时基本上仅一管导电。这是一种趋近恒流源的内阻。如同四/五极管电路一样，输出端电压调整率恶劣。

用线性电子管的推挽放大器——直线特性的电子管并不存在。假定电子管是线性的讨论可以用来说明在实际电子管的

运用中,各涉及量如 $\overline{P}_L$ 、 $\overline{P}_{bb}$ 、 $\overline{P}_b$ 、 η_b 、輸出阻抗以及負載及棚偏压的選擇的基本根据。直綫特性电子管作甲₁类运用,基本上与实际电子管作甲₁类运用相当。实际电子管作甲乙₁类运用,基本上与直綫特性电子管作乙₁类运用相当。說得准确一点,实际甲₁类运用和甲乙₁类运用都介于綫性电子管甲₁类运用和乙₁类运用之間。而实际甲₁类更接近綫性甲₁类运用,实际甲乙₁类运用更接近綫性乙₁类运用。

直綫特性的三极管作推挽运用时,它的复合鉸曲綫組是一些折綫組。图 5-56 就是一个例子。

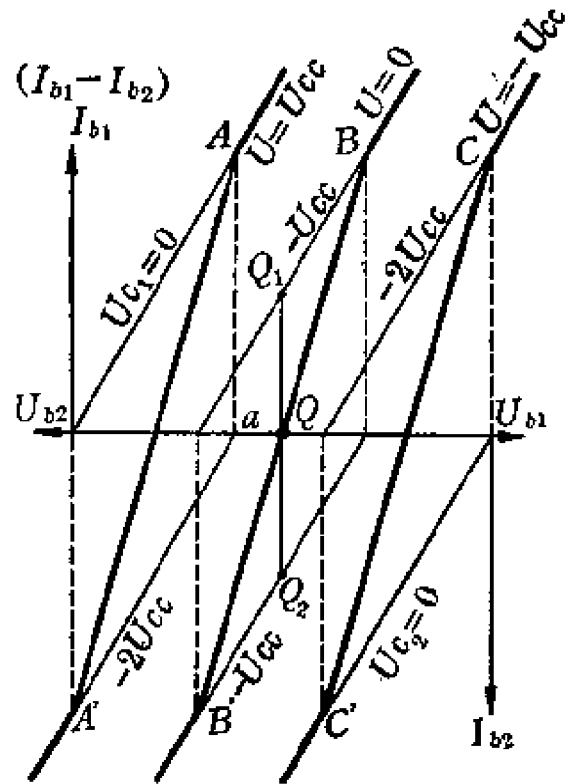


图 5-56 理想直綫性三极管的复合鉸曲綫組

从图 5-56 可見,复合鉸曲綫組(深色綫)在靠近 U_{b1} 軸的区域是完全整齐的,而在离 U_{b1} 軸远些,远于 A、B、C, 以及 A'、B'、C' 点以外的区域,鉸“曲”綫組經過一个弯折,改变了它的布局。

为了免除失真,应该限制复合鉸运用点于弯折以內的区域内。弯折点复合鉸“曲”綫的弯折点是决定于 U_{bb} 及 U_{cc} 值的: 在一定 U_{bb} 条件下, U_{cc} 值愈小則弯折点离横軸愈远; 在一定 U_{cc} 条件下, U_{bb} 愈大則弯折点离横軸愈远。从图 5-56 的簡單几何关系, 弯折点 A 的(复合)鉸流值是正比于二管的静态鉸流的:

$$I_A = \frac{2U_{bb} - 2\mu U_{cc}}{R_p} = 2I_{b1Q} = 2I_{b2Q},$$

I_{b1Q} 及 I_{b2Q} 各是二管的静态鉸流。

复合板“曲”线在弯折以内的区域,由推挽双方的板曲线组成,故限制复合板运用点在弯折以内的区域,得甲₁类运用。在图 5-56 上,所作各复合板“曲”线都是对应于负栅压的,故限制复合板运用点于图示复合板“曲”线弯折以内的区域,得甲₁类运用。

现在来讨论一下甲₁类运用线性三极管推挽放大级的负载合宜值等问题。

如 U_{bb} 、 U_{cc} 、 $\hat{u}$ 已定,则显然调节 $\frac{\alpha^2 r_L}{4}$ 等于复合板内阻得最大功率输出。因复合板内阻是 R_p 的半数,故

$$\frac{\alpha^2 r_L}{4} = \frac{R_p}{2},$$

$$\text{即} \quad \alpha^2 \cdot r_L = 2R_p. \quad (5-69)$$

这是匹配运用,在变压器副端的输出阻抗是 $2R_p/\alpha^2$ 。与已定的 U_{bb} 、 U_{cc} 、及 $\hat{u}$ 的实际三极管功率放大器的情形相当。那就是说:实际三极管推挽电路的定 U_{bb} 、定 U_{cc} 、定 $\hat{u}$ 的甲₁类运用,它的负载最佳值得按以上式 5-69 计,以 $R_p = r_p$, 输出阻抗基本上将是 $2r_p/\alpha^2$ 。

如 U_{bb} 已定, U_{cc} 、 $\hat{u}$ 及 $\frac{\alpha^2 r_L}{4}$ 都待决定,欲作尽限甲₁类运用,则 P 点应位在 $U_{c1} = 0$ 板曲线上。按此,则应使

$$\frac{\alpha^2 r_L}{4} = R_p, \quad (5-70)$$

并使栅偏压取适应的最佳值,再输入足额电压,就能得到最大的输出功率。这样的运用,不是匹配运用,负载电阻是板内阻的二倍,变压器副级端的内视阻抗为 $2R_p/\alpha^2$ 。

负载满足式 5-70 的栅偏压值,可按图 5-57 的方法求得。

图 5-57 中作出了复合负载线 $P-Q-R$ 。其中尽限甲₁类运用, P 点在 $U_{c1} = 0$ 板“曲”线上。为使输出功率得为最大,应满足式 5-70。在图 5-57 上,这就是应使 P 点的 U_{b1} 值是 Q 点的 $U_{b1} = U_{bb}$ 的一半。得到了 P 点,就可以得到 P_1 点(与 P 相重)和 P_2 点

(各見圖)。通過 P_2 點的 V_2 負曲線的相應柵壓是 $-2U_{cc}$, U_{cc} 就可以由之求得:

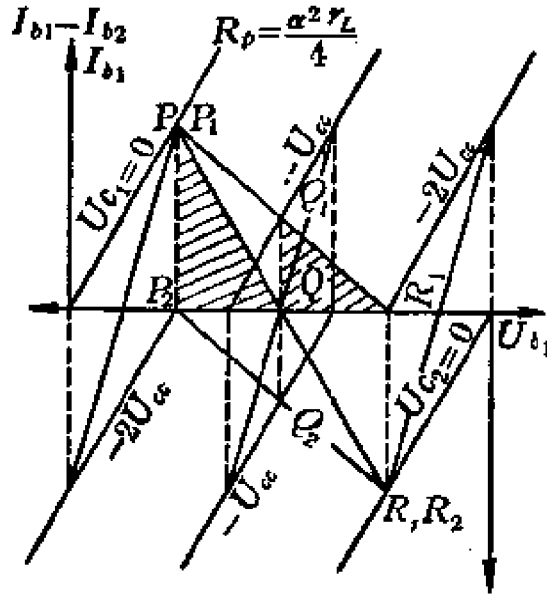


圖 5-57 直綫性三極管作界限甲₁類運用

(1) P_2 點的 U_{b2} 值是 $\frac{3}{2}U_{bb}$,

(2) 這個 $\frac{3}{2}U_{bb}$ 等於 $2\mu U_{cc}$,

(3) $\therefore U_{cc} = \frac{3}{4} \frac{U_{bb}}{\mu}$. (5-71)

如此的運用, 正弦波輸出功率是

$$\overline{P_L} = \underbrace{\frac{1}{2} \times \frac{1}{2} U_{bb}}_{\text{复合飯压摆幅}} \times \underbrace{\frac{\frac{1}{2} U_{bb}}{R_p}}_{\text{复合飯流摆幅}} = \frac{U_{bb}^2}{8R_p}. \quad (5-72)$$

电源消耗功率是

$$\begin{aligned} \overline{P_{bb}} &= \overline{P_{bb1}} + \overline{P_{bb2}} = U_{bb} \times \overline{I_{b1}} + U_{bb} \times \overline{I_{b2}} \\ &= U_{bb} \times I_{b1Q} + U_{bb} \times I_{b2Q} \\ &= U_{bb} \times \frac{U_{bb}}{4R_p} + U_{bb} \times \frac{U_{bb}}{4R_p} = \frac{U_{bb}^2}{2R_p}. \end{aligned} \quad (5-73)$$

最大功率轉換效率是

$$\eta_b = \frac{\bar{P}_L}{\bar{P}_{bb}} = \frac{1}{4}. \quad (5-74)$$

如此的运用, 推挽二方的分量負載綫是 $P_1 - Q_1 - R_1$ 和 $P_2 - Q_2 - R_2$ (从图可見). 从图可知推挽二方的各別分量負載电阻是相同的, 都等于复合負載电阻 $\frac{\alpha^2 r_L}{4}$ 的二倍, 就是等于 $2R_p$ (因現在的运用情况 $\frac{\alpha^2 r_L}{4} = R_p$). 这就是說, 对推挽双方各別而言, 都是 $R_L = 2R_p$ 的甲₁类尽限运用. 按式 5-71: $U_{cc} = \frac{3}{4} \frac{U_{bb}}{\mu}$, 原来就是單管作 $R_L = 2R_p$ 运用的栅偏压值, 按式 5-74: $\eta_b = \frac{1}{4}$; 原来就是單管当作 $R_L = 2R_p$ 运用的最高轉換效率, 按式 5-72: $\bar{P}_L = \frac{U_{bb}^2}{8R_p}$, 这正是單管輸出功率的二倍, 又按式 5-73: $\bar{P}_{bb} = \frac{U_{bb}^2}{2R_p}$ 也恰是單管 $\bar{P}_{bb}$ 的二倍.

实际三极管尽限甲₁类最大輸出运用的运用情况与此相当.

如果用 U_{cc} 是 U_{bb} 的 μ 分之一,

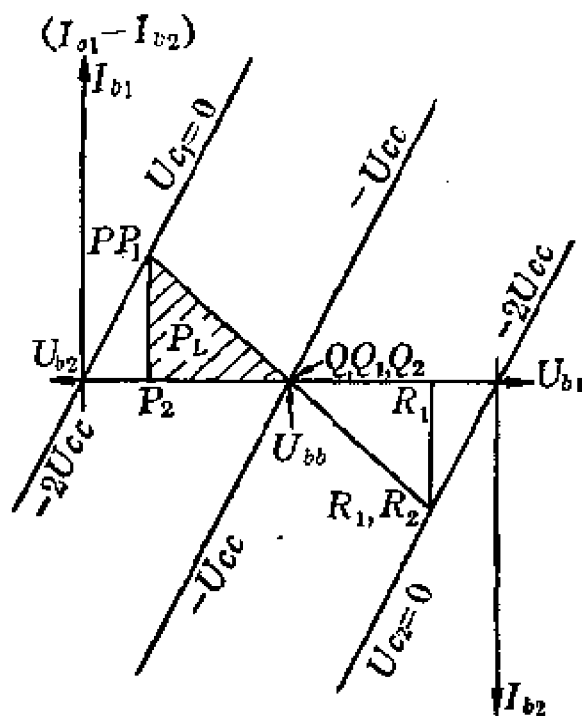
$$U_{cc} = \frac{U_{bb}}{\mu}, \quad (5-75)$$

則二管的静态鉍流都正临截止:

$$I_{b1Q} = I_{b2Q} = \frac{U_{bb} - \mu U_{cc}}{R_p} = 0.$$

所得复合鉍曲綫組將如图 5-58 所示: 一管的某一栅压鉍“曲”綫与另管的成对栅压鉍“曲”綫直接脚接, 根本没有由二母鉍“曲”綫构成的段. 簡言之, 复合鉍曲綫全部与單管鉍曲綫相重, 不是与一个电子管的鉍曲綫相重, 就是与另一者相重. 因为 V_1 和 V_2 的静态运用情况都是临界截止情况, 同时仅有一管导电, 二管輪替作用.

这样的复合鉍曲綫組, 如图 5-58 所示, 是全然規則的, 沒有弯折点. 故这样的复合鉍曲綫組在負栅压区域内沒有其它区域限制,

图 5-58 直耦性三极管作足额乙₁类运用

这样的二管轮替作用的运用，是乙类运用，如限制栅压为负，就是乙₁类运用。

乙₁类运用，有一个最大许可输入幅值，这是加在每个栅路中的交流电压，它的正峰值不许超过 $U_{cc} = \frac{U_{bb}}{\mu}$ ，使 $\hat{u} = U_{cc} = \frac{U_{bb}}{\mu}$ 的运用就成足额乙₁类运用。

如输入是正弦波，则足额乙₁类运用的输出功率可由以顶点之一居在 $U_{c1} = 0$ 负载曲线上，另一居在 $(I_{b1} - I_{b2}) = 0$, $U_{b1} = U_{bb}$ 点的直角三角形面积为代表。在图 5-58 上，这是 $\Delta P P_2 Q$ 的面积。

于是，要使 P_L 得为尽大，应当使

$$\frac{\alpha^2 \gamma_L}{4} = R_p. \quad (5-76)$$

这是同于甲₁类尽限运用的作法。这种运用，将得

$$P_L = \underbrace{\frac{1}{2} \times \frac{1}{2} U_{bb}}_{\text{板压摆幅}} \times \underbrace{\frac{\frac{1}{2} U_{bb}}{R_p}}_{\text{板流摆幅}} = \frac{1}{8} \frac{U_{bb}^2}{R_p}. \quad (5-77)$$

这个数值等于最佳负载的甲₁类尽限运用的 P_L 值。

乙₁类电路在静态情况,二管板流都是 0,故静态 P_{bb} 是 0。而在发生一定 P_L 的有输入情形,才发生板流和 P_{bb} 。这里 I_{b1} 、 I_{b2} 、 P_{bb} 都要根据输入而变,这是乙类运用的十分不同于甲类运用的地方。甲类运用基本上板流没有整流分量, P_{bb} 是定值。

现在要求一下 I_b 、 P_{bb} 值等与输入的关系。得知了 P_{bb} 等,便可求知 η_b 等。设输入正弦波 $\hat{u} \cos \omega t$ 。

首先,板流式不失为

$$I_b = \frac{U_b + \mu U_c}{R_p} \Big| I_b \geq 0,$$

即
$$I_{b1} = \frac{U_{b1} + \mu U_{c1}}{R_p} \Big| I_{b1} \geq 0,$$

$$I_{b2} = \frac{U_{b2} + \mu U_{c2}}{R_p} \Big| I_{b2} \geq 0.$$

今
$$U_{b1} = U_{bb} - (I_{b1} - I_{b2}) \frac{\alpha^2 r_L}{4},$$

$$U_{b2} = U_{bb} + (I_{b1} - I_{b2}) \frac{\alpha^2 r_L}{4},$$

$$U_{c1} = -U_{cc} + \hat{u} \cos \omega t,$$

$$U_{c2} = -U_{cc} - \hat{u} \cos \omega t,$$

又
$$U_{cc} = \frac{U_{bb}}{\mu},$$

故
$$I_{b1} = (U_{bb} - \mu U_{cc}) + \mu \hat{u} \cos \omega t - (I_{b1} - I_{b2}) \frac{\alpha^2 r_L}{4}$$

$$= \frac{\mu \hat{u} \cos \omega t - (I_{b1} - I_{b2}) \frac{\alpha^2 r_L}{4}}{R_p} \Big| I_{b1} \geq 0,$$

$$I_{b2} = \frac{(U_{bb} - \mu U_{cc}) - \mu \hat{u} \cos \omega t + (I_{b1} - I_{b2}) \frac{\alpha^2 r_L}{4}}{R_p}$$

$$= \frac{-\mu \hat{u} \cos \omega t + (I_{b1} - I_{b2}) \frac{\alpha^2 r_L}{4}}{R_p} \Big| I_{b2} \geq 0,$$

考虑 $\hat{u} \cos \omega t$ 是在正的时期, I_{b1} 成立, I_{b2} 必是 0, 于是

$$I_{b1} = \frac{\mu \hat{u} \cos \omega t - I_{b1} \frac{\alpha^2 r_L}{4}}{R_p} \Big|_{\cos \omega t \geq 0},$$

就是
$$I_{b1} = \frac{\mu \hat{u} \cos \omega t}{R_p + \frac{\alpha^2 r_L}{4}} \Big|_{\cos \omega t \geq 0},$$

$$I_{b2} = 0 \Big|_{\cos \omega t \geq 0}.$$

可允許 I_{b1} 的波形是一串半个正弦波的脉动电流, 幅度是

$$\frac{\mu \hat{u}}{R_p + \frac{\alpha^2 r_L}{4}}.$$

在 $\hat{u} \cos \omega t$ 是負的时期, 同样, I_{b2} 成立, 而 I_{b1} 必然是 0, 于是

$$I_{b1} = 0 \Big|_{\cos \omega t \leq 0},$$

$$I_{b2} = \frac{-\mu \hat{u} \cos \omega t}{R_p + \frac{\alpha^2 r_L}{4}} \Big|_{\cos \omega t \leq 0},$$

得 I_{b2} 的波形亦是一串半个正弦波的脉动电流, 幅度是 $\frac{\mu \hat{u}}{R_p + \frac{\alpha^2 r_L}{4}}.$

I_{b1} 和 I_{b2} 既各是一串半个正弦波, 幅度是 $\frac{\mu \hat{u}}{R_p + \frac{\alpha^2 r_L}{4}}, I_{b1}$ 的

平均值 $\bar{I}_{b1}$ 和 I_{b2} 的平均值 $\bar{I}_{b2}$ 乃各是

$$\bar{I}_{b1} = \frac{\mu \hat{u}}{R_p + \frac{\alpha^2 r_L}{4}} \times \frac{1}{\pi},$$

$$\bar{I}_{b2} = \frac{\mu \hat{u}}{R_p + \frac{\alpha^2 r_L}{4}} \times \frac{1}{\pi}.$$

根据这点, 总的板流平均值是

$$(\bar{I}_{b1} + \bar{I}_{b2}) = -\frac{2}{\pi} \frac{\mu \hat{u}}{R_p + \frac{\alpha^2 r_L}{4}} \quad (5-78)$$

于是

$$\bar{P}_{bb} = \frac{2}{\pi} \frac{\mu \hat{u}}{R_p + \frac{\alpha^2 r_L}{4}} U_{bb} \quad (5-79)$$

可见 $(\bar{I}_{b1} + \bar{I}_{b2})$, $\bar{P}_{bb}$ 都正比于输入的幅度 $\hat{u}$. $\bar{P}_{bb}$ 是对二管的总输入直流功率.

在乙₁类运用, $\hat{u}$ 有一个最大限度, 就是

$$\hat{u}_M = U_{cc} = \frac{U_{bb}}{\mu}.$$

$\hat{u}$ 仅许小于 $\hat{u}_M$. 称

$$\hat{u} = K \hat{u}_M,$$

则 K 必须小于 1, 按 $\hat{u} = K \hat{u}_M$ 改写式 5-78 及式 5-79,

$$(\bar{I}_{b1} + \bar{I}_{b2}) = -\frac{2}{\pi} \frac{KU_{bb}}{R_p + \frac{\alpha^2 r_L}{4}}, \quad (5-80)$$

$$\bar{P}_{bb} = \frac{2}{\pi} \frac{KU_{bb}^2}{R_p + \frac{\alpha^2 r_L}{4}}. \quad (5-81)$$

在输入幅度是 $\hat{u} = U_{cc} = \frac{U_{bb}}{\mu}$ 时, $\bar{P}_L$ 得为 $\frac{1}{8} \frac{U_{bb}^2}{R_p}$ (式 5-77),

在 $\hat{u}$ 是 $K \hat{u}_M$ 时, $\bar{P}_L$ 将小于这个 $\frac{1}{8} \frac{U_{bb}^2}{R_p}$ 值:

$$\begin{aligned} \bar{P}_L &= \frac{1}{2} (\bar{I}_{b1} - \bar{I}_{b2})^2 \frac{\alpha^2 r_L}{4} = \frac{1}{2} \left(\frac{\mu \hat{u}}{R_p + \frac{\alpha^2 r_L}{4}} \right)^2 \frac{\alpha^2 r_L}{4} \\ &= \frac{1}{2} \left(\frac{KU_{bb}}{R_p + \frac{\alpha^2 r_L}{4}} \right)^2 \frac{\alpha^2 r_L}{4}. \end{aligned} \quad (5-82)$$

于是得功率转换效率:

$$\eta_b = \frac{\bar{P}_L}{\bar{P}_{bb}} = \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{KU_{bb}}{R_p + \frac{\alpha^2 r_L}{4}} \right)^2 \frac{\alpha^2 r_L}{4}}{\frac{2}{\pi} \frac{KU_{bb}^2}{R_p + \frac{\alpha^2 r_L}{4}}} = \frac{\pi}{4} \frac{K \frac{\alpha^2 r_L}{4}}{R_p + \frac{\alpha^2 r_L}{4}}, \quad (5-83)$$

這是一個正比于 K 而與 $\frac{\alpha^2 r_L}{4} / R_p$ 比也有關係的數值。

按式 5-76 做法，

$$\frac{\alpha^2 r_L}{4} = R_p.$$

代入式 5-83 得

$$\eta_b = \frac{\pi}{8} K. \quad (5-84)$$

在 $K=1$ 的足額輸入情形， η_b 達 $\frac{\pi}{8} = 0.393$ 。

這 $\eta_b = 0.393$ 值與甲₁ 類盡限運用的最大輸出功率運用的功率轉換效率值 $\frac{1}{4}$ 相較，等於後者的 $\frac{\pi}{2}$ 倍。乙₁ 類運用的功率轉換效率是高的。

由式 5-81 及式 5-82，又可求得鈹耗功率平均值是(二管)

$$\overline{P_b} = P_{bb} - \overline{P_L} = \frac{2}{\pi} \frac{KU_{bb}^2}{R_p + \frac{\alpha^2 r_L}{4}} - \frac{1}{2} \left(R_p + \frac{\alpha^2 r_L}{4} \right)^2 \frac{\alpha^2 r_L}{4}.$$

在滿足式 5-76 的情形(二管)。

$$\overline{P_b} = \frac{KU_{bb}^2}{\pi R_p} - \frac{K^2 U_{bb}^2}{8 R_p} = \frac{U_{bb}^2}{R_p} \left(\frac{K}{\pi} - \frac{K^2}{8} \right). \quad (5-85)$$

這式指出了 $\overline{P_b}$ 在乙類運用情況，是與 K 值俱大的：沒有輸入就沒有 $\overline{P_b}$ ，輸入愈大則 $\overline{P_b}$ 愈大，而在 K 最大(等於 1)時最大。這與甲類運用的鈹耗功率正好相反：甲類電路的 P_{bb} 是與輸入無關的恒值，鈹耗功率在無輸入時，亦就是無輸出時最大，它的值是 $\overline{P_{bb}} = U_{bb} \overline{I_b} = U_{bb} I_{bQ}$ 。

以 $K=1$ 代入式 5-85，就得最大二管鈹耗功率，

$$\overline{P_{bM}} = \frac{U_{bb}^2}{R_p} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{8} \right) = 0.193 \frac{U_{bb}^2}{R_p}. \quad (5-86)$$

按乙₁ 類運用設計的電路，所用電子管的鈹極散熱容量應不低

于这个数值.

乙₁类运用的二个电子管是输值作用的,同时只有一个电子管面对负载. 因此,在输出变压器副端,内视输出阻抗是

$$R_i = \frac{R_p}{\left(\frac{\alpha}{2}\right)^2} = \frac{4R_p}{\alpha^2}. \quad (5-87)$$

而按式 5-76, 最佳负载情况是

$$\frac{\alpha^2 r_L}{4} = R_p,$$

就是

$$r_L = \frac{4R_p}{\alpha^2},$$

故最佳负载运用是一种匹配运用.

实际的三极管甲乙₁类推挽放大级, 按式 5-65 选 U_{cc} , 十分接近现在讨论的线性三极管乙₁类运用. 因为按式 5-65 定 U_{cc} , 所得复合负载曲线仅包括极小的由二条负载曲线构成的段. 基于这种相当, 实际甲乙₁类电路的输出阻抗基本上是

$$R_i \approx \frac{4r_p}{\alpha^2}. \quad (5-87)'$$

同样, 实际甲乙₁类电路在最佳负载电阻, 及式 5-65 U_{cc} 条件下, 功

而同样負載亦适合乙₁类运用。甲₁类尽限(正弦波)运用的最大輸出功率是

$$P_{LM} = \frac{1}{2} U_{bb} I_{b0}, \quad (5-89)$$

它的相应 $\eta_b = \frac{1}{2}. \quad (5-90)$

乙₁类运用的最大可輸出功率等于甲₁类尽限运用的值;乙₁类运用的每管最大鈹耗发生在足額运用情况,是

$$\overline{P_{bM}} = U_{bb} I_{b0} \left(\frac{2}{\pi} - \frac{1}{2} \right) = 0.137 U_{bb} I_{b0}. \quad (5-91)$$

相应的最大功率轉換效率是

$$\overline{\eta_b} = \frac{\frac{1}{2} U_{bb} I_{b0}}{\frac{2}{\pi} U_{bb} I_{b0}} = 0.785 \quad (5-92)$$

等等。

以上 I_{b0} 是 $U_c = 0$ 的鈹流值。

实际四/五极管甲₁类运用接近綫性四/五极管甲₁类运用,实际四/五极管甲乙₁类运用接近綫性四/五极管乙₁类运用。

推挽放大級的頻率响应性能和相移性能——按照图 5-44, 推挽放大級的交流等值鈹回路是一个 $\frac{\alpha}{2}:1$ 的輸出变压器, 接在 $\frac{r_p}{2}$ 內阻的电源和电阻值是 r_L 的負載之間。

这和單管的变压器輸出的功率放大級在形式上是一致的。在微輸入情形, 推挽級的 $\frac{r_p}{2}$ 相当于單管級的 r_p , 推挽級的 $\frac{\alpha}{2}$ 比相当于單管級的 α 比, 推挽級的 r_L 相当于單管級的 r_L , 而推挽級的半个原級自感(称之为 L) 相当于單管級的全部原級自感 L 。当要考虑变压器原級方面的杂散电容問題时, 等值于图 5-44 变压器原級端間的杂散电容值是二管的各別鈹极-地之間的杂散电容的总值。如每个鈹极对地之間存在一个 C_1 杂散电容, 則图 5-44 变压器原級端間等值存在 $2C_1$ 。

故三极管推挽放大级的低频域 $|A| - \omega$ 曲线及 $\theta_s - \omega$ 曲线是一个低基本节曲线。这个低基本节的截止角频率是在

$$\omega_l = \frac{\left[\frac{r_p}{2} \left(\frac{\alpha^2 r_L}{4} \right) \right]}{\frac{r_p}{2} + \frac{\alpha^2 r_L}{4}} \cdot \frac{1}{\mathcal{L}} \quad (5-93)$$

高频域的 $|A| - \omega$ 及 $\theta_s - \omega$ 曲线是二个高基本节串级的曲线。其中一个较低的, 截止角频率在

$$\omega_h = \frac{\frac{r_p}{2} + \frac{\alpha^2 r_L}{4}}{2\xi\mathcal{L}}, \quad (5-94)$$

另一较高的, 截止角频率在

$$\begin{aligned} \omega_h' &= \frac{1}{2C_1 \left(\frac{r_p}{2} \right) \left(1 - \frac{\frac{r_p}{2}}{\frac{r_p}{2} + \frac{\alpha^2 r_L}{4}} \right)} \\ &= \frac{1}{C_1 r_p \left(1 - \frac{r_p/2}{\frac{r_p}{2} + \frac{\alpha^2 r_L}{4}} \right)}. \end{aligned} \quad (5-95)$$

以上各式的由来参看式 5-41 及式 5-40。式中 ξ 是变压器的原级或副级漏感系数, $2\xi\mathcal{L}$ 是折合到图 5-44 变压器原级端的总漏感值, $2C_1$ 是折合到同上端间的总杂散电容值。

按上各式, 复可得

$$\frac{\omega_h}{\omega_l} = \frac{\left(\frac{r_p}{2} + \frac{\alpha^2 r_L}{4} \right)^2}{2\xi \left(\frac{r_p}{2} \right) \left(\frac{\alpha^2 r_L}{4} \right)}. \quad (5-96)$$

这些式子指出, 要低频域性能好, 就应用大的 $\mathcal{L}$ 值; 要高频域性能好, 就应使漏感小; 而要整个频域宽广, 就要求用低漏感系数的输出变压器。

在甲₁类运用, 匹配运用的条件是

$$\frac{\alpha^2 r_L}{4} = \frac{r_p}{2}.$$

代入式 5-93, 得匹配运用的,

$$\omega_l = \frac{\frac{r_p}{4}}{\mathcal{L}} = \frac{r_p}{4\mathcal{L}}. \quad (5-97)$$

代入式 5-94 得匹配运用的

$$\omega_h = \frac{r_p}{2\xi\mathcal{L}}. \quad (5-98)$$

代入式 5-96, 得匹配运用的

$$\frac{\omega_h}{\omega_l} = \frac{2}{\xi}, \quad (5-99)$$

与單管的匹配运用情况相当

与單管电路匹配运用($m=1$)相比, 單管电路的

$$\omega_l = \frac{\frac{r_p}{2}}{L}.$$

若使 $\mathcal{L}$ 等于 L , 得推挽电路的 ω_l 为單管电路 ω_l 的一半, 或若要得相同的 ω_l , 推挽电路的半个原級电感 $\mathcal{L}$ 只須是單管电路全部原級电感 L 的一半, 于是跨接在二个电子管鉅极和阴极之間的輸出变压器原級綫圈, 繞在單管电路輸出变压器的磁路上, 匝数值仅須是單管电路情形的 $\sqrt{2}$ 倍, 半个綫圈的匝数則是單管电路情形的 $\frac{1}{\sqrt{2}}$.

事实上, 由于推挽級輸出变压器的磁路得免于偏激, 同規模磁路的磁阻在推挽电路要較低. 因此, 推挽放大級的輸出变压器的繞組及磁路都是比較經濟的.

負載电阻是在其它情况, ω_h 、 ω_l 及 $\frac{\omega_h}{\omega_l}$ 均可由图 5-44 等值电路求得. 例如, 作最佳負載的尽限甲₁类运用, 負載情况是

$$\frac{\alpha^2 r_L}{4} = r_p.$$

代入式 5-93, 得如此运用的

$$\omega_l = \frac{r_p}{3\xi\mathcal{L}},$$

代入式 5-94, 得如此运用的

$$\omega_h = \frac{3r_p}{4\xi\mathcal{L}},$$

于是

$$\frac{\omega_h}{\omega_l} = \frac{9}{4\xi}.$$

如果电路作甲乙₁类运用, 基本上各管半周导电. 因此, 和电感 $\mathcal{L}$ 并连的放大器内阻基本上是 r_p 而非 $\frac{r_p}{2}$. 这样得

$$\omega_l = \frac{r_p \left(\frac{\alpha^2 r_L}{4} \right)}{r_p + \left(\frac{\alpha^2 r_L}{4} \right) \mathcal{L}}, \quad (5-100)$$

$$\omega_h = \frac{r_p + \left(\frac{\alpha^2 r_L}{4} \right)}{2\xi\mathcal{L}}, \quad (5-101)$$

$$\omega_h' = \frac{1}{2C_1 r_p \left(1 - \frac{r_p}{r_p + \frac{\alpha^2 r_L}{4}} \right)}, \quad (5-102)$$

$$\frac{\omega_h}{\omega_l} = \frac{r_p + \frac{\alpha^2 r_L}{4}}{2\xi \times r_p \times \frac{\alpha^2 r_L}{4}}. \quad (5-103)$$

应用四/五极管时, 可将图 5-44 电路化为恒流源形式, 以 r_p 是开路(近似), 可求得四/五极管电路的 ω_r 及 ω_l . ω_r 是高截止角频率 ($Q_r = Q_{r0}$), ω_l 是低截止角频率.

$$\omega_l = \frac{\frac{\alpha^2 r_L}{4}}{\mathcal{L}}. \quad (5-104)$$

$$\omega_r = \frac{\frac{a^2 r_L}{4} Q_{r0}}{2\xi L} \quad (5-105)$$

$$\frac{\omega_r}{\omega_l} = \frac{Q_{r0}}{2\xi} \quad (5-106)$$

以上各式的由来参看式 5-45、式 5-52 及式 5-55.

第六章 反饋放大器

將放大器輸出的一定部分送回到輸入方面，作為輸入電壓一部分的放大器，稱為反饋放大器。在有的情形，反饋是有意的；也有的情形，反饋是無意的。後者例如輸出電壓藉由輸出端與輸入端間的雜散電容反饋到輸入端的情形，又例如輸出電流藉由輸出變壓器與輸入變壓器間的雜散磁耦合反饋到輸入方面的情形等等。一般所謂反饋放大器，是指有意建立反饋的放大器。

振盪器是一種反饋條件使電路能持續自行起振的電路。振盪器的組成部分是一個放大器和適當的反饋電路。但是由於振盪器不作用如一個正常放大器，所以不列入本書的討論範圍內。

6-1 利用反饋修正放大器的性能

對於一個放大器，我們要求它能完全保真地放大輸入的信號（電壓）。但是事實上要發生一些失真，例如電子管的非線性造成的放大器非線性，以及可能存在于電路中的一些雜聲等等，這些都使放大器的輸出不能簡單的成為輸入的定比。

如果我們能設法把輸出中的失真分量檢出來，進一步把檢出來的失真分量反饋到放大器的輸入方面，這樣，從輸出中檢出了的失真分量也受到放大器的放大，而再度輸出。這個被放大了的失真分量，與原來的輸出合在一起，成為總和輸出。如果使檢出了的失真分量再度輸入後所生的輸出與原來的失真相尅，放大器總和輸出中的淨失真就減小。這是放大器成立反饋的一種目的。

這裡要指出，如上所述的將輸出中的失真分量檢出，將它再度輸入的做法，不能使失真消滅。這樣做，至多能使失真減低。因為，果然輸出中竟沒有了失真的話，就沒有代表失真的再度輸入，

沒有了再度輸入,放大器的失真就無从以剋減。

現在開始討論將輸出中的失真分量檢出,而后將它反饋,以使淨輸出中的淨失真減低的差量反饋放大器。

6-2 差量反饋放大器

一个差量反饋放大器,它的反饋电压是輸出中的失真部分的定比。

要將放大器輸出中的失真部分有別于它的保真部分而檢出來,要用到一個差量电路。差量电路是將輸出與輸入比較,從而檢得失真的电路。

設有一电路,包括二个电势 U_1 和 U_2 ,二个电阻 R_1 及 R_2 ,各按图 6-1 排列,則 R_1 及 R_2 的連接点 F ,与 U_1 及 U_2 的連接点“地”之間的电位差是

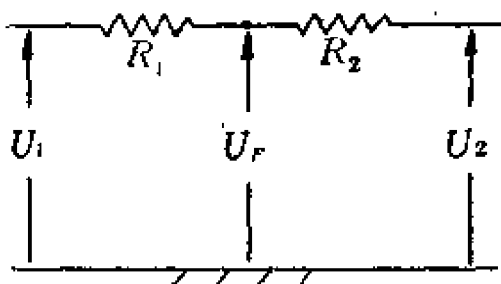


图 6-1 差量电路

$$\begin{aligned} U_F &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_2 \\ &= \frac{1}{R_1 + R_2} (R_2 U_1 + R_1 U_2). \end{aligned} \quad (6-1)$$

考虑一个特殊情形,如果 U_2 值与 U_1 值的比恰等于 R_2 与 R_1 之比,而 U_2 与 U_1 反相,則式 6-1 的 U_F 消失为 0. 这种情况是桥的平衡情况. 如果 U_2 值与 U_1 值的比不同于 R_2 与 R_1 的比,桥就失去平衡. 用重叠原理的观点,当 U_2 是不平衡值时,可以把它看作为包括一个合于平衡条件的分量与一差分量的和. 于是当 U_2 以 Δ 差別于平衡值时, U_F 是

$$U_F = -\frac{\Delta R_1}{R_1 + R_2}. \quad (6-2)$$

其中

$$\Delta = U_2 - \left(\frac{R_2}{R_1} U_1 \right). \quad (6-3)$$

式中 $\left(\frac{R_2}{R_1} U_1\right)$ 是 U_2 的平衡值, 平衡值正比于 U_1 , 比例是决定于 R_1 及 R_2 的常数。

一个单级的理想放大级, 它的输出电压与输入电压之间应该成立正比关系, 比例是负值的, 负值代表输出电压的相位与输入电压的相位相反。将这样一个理想放大器的输入电压作为上述电路的 U_1 , 将这样一个理想放大器的输出电压作为上述电路的 U_2 , 而使 R_2 对 R_1 的比值恰等于这个放大器的电压放大率数值, 将得 U_F 为 0。 U_F 为 0 反映着放大器是无失真的。在无失真的情形, U_2 恒取平衡值。

当放大器性能不能达到理想时, 放大器的输出电压不保持为输入电压的 $\left(-\frac{R_2}{R_1}\right)$ 倍, 输出电压将包括一个平衡值分量和一个差分量, 差分量就是失真分量。如上所述, 差分量的 $\frac{R_1}{R_1 + R_2}$ 倍出现于 F 点与“地”之间, 作为 U_F 。 U_F 因此代表检出了的输出中的失真分量。这样的电路布置就称为差量电路。对于基本相移为 π 的多级放大器, 差量电路同样可以适用。

将差量电路的 U_F 反馈, 就是差量反馈放大器, U_F 是输出电压中所有失真分量的 $\frac{R_1}{R_1 + R_2}$ 倍 (见图 6-2)。

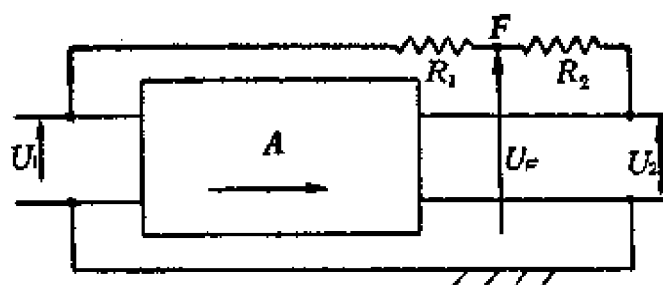


图 6-2 差量电路和放大器

差量负反馈放大器的杂声 —— 如果放大器是线性的, 但不免存有杂声, 则 U_F 对杂声作响应。在反馈成立后, 放大器输入中多了代表杂声的分量, 输出中也就有了这个杂声输入的放大响应。

于是,輸出中的淨杂声將是原来存在的杂声,和反饋回去的杂声的放大所得之和. 称放大器原有杂声折合到放大器輸出电路方面的当量为 N , 淨得杂声为 n , 則

$$n = N + \underbrace{\left(-\frac{nR_1}{R_1 + R_2} \right)}_{U_F} A. \quad (6-4)$$

整理, 得

$$n = \frac{N}{1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} A}. \quad (6-5)$$

今

$$A = -\frac{R_2}{R_1},$$

故

$$n = \frac{N}{1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2}}. \quad (6-6)$$

如果放大級的电压放大值是較大的, $\frac{R_2}{R_1}$ 比是很大于 1 的, 在这种情形,

$$n \approx \frac{N}{2}.$$

反饋使杂声抑低了一半.

如果將 U_F 經過一次放大而不是直接向放大級輸入方面反饋, 反饋的影响当要大些. 使 U_F 經過 A_f 倍的放大, 式 6-4 应修正为

$$n = N + \left(-\frac{nR_1}{R_1 + R_2} \right) A_f A.$$

整理, 得

$$n = \frac{N}{1 - \frac{R_1 A_f}{R_1 + R_2} A}. \quad (6-7)$$

今

$$A = -\frac{R_2}{R_1},$$

故

$$n = \frac{N}{1 + \frac{R_2 A_f}{R_1 + R_2}}. \quad (6-8)$$

使 A_f 取大值, 將得淨杂声 n 很小于原来的杂声 N .

在放大器电压放大 A 的值为比较大的情形, $\frac{R_2}{R_1}$ 是很大于 1 的, 在这种情形,

$$n \approx \frac{N}{1 + A_f}, \quad (6-9)$$

而当 A_f 很大于 1 时,

$$n \approx -\frac{N}{A_f}. \quad (6-10)$$

这就是说, 用差量反馈方法, 放大器的杂声可被抑下, 而抑下的倍数, 大约就是辅放大器的电压放大倍数 A_f . 辅放大器的作用, 是将差量电路的检出杂声分量加以强调. 这以上 A_f 应是正的.

差量负反馈放大器的非线性失真——非线性放大器的输入电压与输出电压间的关系, 是一条曲线, 例如图 6-3 AOB 所示. 理想的性能应是直线, 例如同图 COD 所示. 图中 U 座标是输入电压(瞬时值), U_a 座标是输出电压(瞬时值).

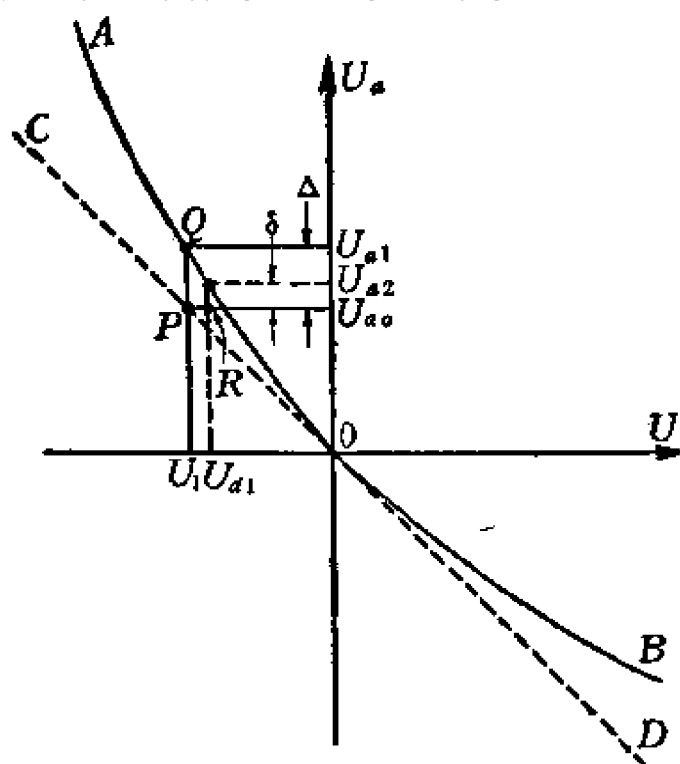


图 6-3 差量反馈抑低非线性失真

当输入是 U_1 时, 按理想的 COD 性能, 应该输出 U_{a0} (见图 P

点)。但是, 由于实在的因果关系是 AOB 曲线, 对应于 U_1 的输出电压是 U_{a1} (见图 Q 点)。如例图示, U_{a1} 以 Δ 大于 U_{a0} , Δ 为失真分量, Δ 是非线性失真的表现。

使这个放大器的输入与输出接成差量电路, 使 R_2 与 R_1 之比等于 COD 的斜率的值, 将得 U_F 如下

$$U_F = \frac{\Delta R_1}{R_1 + R_2},$$

代表了 Δ 。

将 U_F 反馈, 将使对应于 U_1 输入的输出电压改变, 因为放大器的实得输入电压将不仅包括 U_1 , 而尚包括反馈电压。

由于放大级的输入输出响应关系是反相的, 所以将差量电路的 U_F 反馈到输入, 将得反相的再度输出。反相的再度输出与原来的非线性失真分量相抵, 净非线性失真是减小了。

在图 6-3 的例子, 当输入是 U_1 时, 输出 U_{a1} 过高于应输出的 U_{a0} , 高出的失真输出分量, 为差量电路所检出, 复送回输入, 使输入电位受到提高, 如图示, 成为 U_{d1} 。对应于 U_{d1} 的输出是 U_{a2} 。 U_{a2} 比 U_{a1} 要靠近 U_{a0} , 也就是, 非线性失真是减小了, U_{a2} 与 U_{a0} 的差是 δ , δ 小于 Δ 。

应该指出, 在反馈成立后, 促使 U_1 成为 U_{d1} 的原因是

$$U_F = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} \delta$$

而非

$$U_F = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \Delta,$$

因为成立反馈后的 U_a 已是 U_{a2} 而非 U_{a1} 。按此, 可以列出 U_1 、 U_{d1} 、 U_{a1} 、 U_{a2} 、 Δ 和 δ 之间的平衡关系如下, 而解求 δ 与 Δ 间的关系:

$$|U_{d1} - U_1| = \frac{R_1 \delta}{R_1 + R_2}, \quad (6-11)$$

及

$$\delta \approx \Delta + |U_{d1} - U_1| m,$$

式中 m 是 AOB 曲线在涉及段的斜率, 就是涉及点的变量电压放大率,

联解上二式, 得

$$\delta \approx \frac{\Delta}{1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} m}. \quad (6-12)$$

m 是负的, 而它的值大约等于 R_2 与 R_1 的比.

$$m \approx -\frac{R_2}{R_1}.$$

故

$$\delta \approx \frac{\Delta}{1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2}}. \quad (6-13)$$

如 R_2 很大于 R_1 (就是, 放大级的电压放大率数值很大于 1), 则

$$\delta \approx \frac{\Delta}{2}, \quad (6-14)$$

非线性失真分量减小了一半.

如果将 U_F 经过一次放大而不是直接向放大级输入方面反馈, 反馈的影响当要大些. 使 U_F 经过一个辅放大器 A_f 倍的放大, 式 6-11 应修正为

$$|U_{a1} - U_1| = -\frac{A_f R_1 \delta}{R_1 + R_2},$$

而下式则依然成立:

$$\delta \approx \Delta + |U_{a1} - U_1| m.$$

联解以上二式, 得

$$\delta \approx \frac{\Delta}{1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} A_f m}. \quad (6-15)$$

m 是负的, 它的值大约等于 R_2 与 R_1 的比:

$$m \approx -\frac{R_2}{R_1},$$

$$\text{故} \quad \delta \approx -\frac{\frac{\Delta}{R_2}}{1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} A_f}. \quad (6-16)$$

在 R_2 很大于 R_1 (就是, 主放大級的电压放大率很大于 1), 同时 A_f 很大于 1 的情形,

$$\delta \approx -\frac{\Delta}{A_f}. \quad (6-17)$$

这就是說, 用差量反饋方法, 放大器的非綫性失真輸出分量可被抑下, 而抑下的倍数, 約就是輔放大器的电压放大倍数 A_f . 輔放大器的作用, 是將差量电路的檢出非綫性失真分量加以 A_f 倍的強調, 然后反饋. A_f 应是正的.

差量負反饋放大器的頻率响应失真及相移失真——一个理想的放大器的电压放大率数值, 在放大器运用頻域內應該是与頻率無关的值; 电压放大率的相, 在放大器运用頻域內應該或为整倍 π 的恒值, 或为整倍 π 加上一个与頻率作正比的分量, 否則, 放大器要引起失真.

一个实用的放大器, 它的电压放大率数值, 从 0 到無限高的頻域內, 是变的; 它的电压放大相位, 也滿足不了不失真条件. 一般放大器要包括一些基本节和諧振电路的串級.

用矢量来表示 A , 理想放大器的 A 矢量是一个固定的横向矢量, 或是一个定幅的旋轉矢量.

实际放大器的 A 矢量并不如此, 例如, 最簡單的电压放大矢量軌跡图是如图 6-4 所示 (單級的 $R-C$ 放大器), 是一余弦圓. 如图 6-4 例情况, 存在失真.

如图 6-4 示的矢量, 可以解析为二个矢量的和: 图 6-5 示 A 矢量被解析为 A_0 矢量与 D 矢量的和. 在不同頻率都可如此解析, A_0 可画成一个横向的固定矢量.

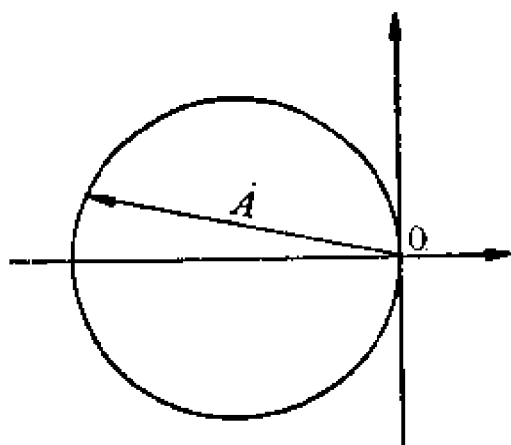


图 6-4

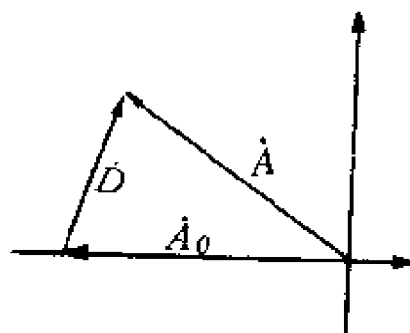


图 6-5

如此將 $\dot{A}$ 矢量析开, 可將 $\dot{A}$ 矢量視為一个保真矢量 $\dot{A}_0$ 与一个 $\dot{D}$ 矢量的合成。于是 $\dot{A}$ 矢量之所以具失真性, 就被認為是 $\dot{D}$ 矢量所造成的。如果 $\dot{D}$ 矢量得以消灭, 則放大器的頻率响应失真和相移失真也消灭, 而 $\dot{D}$ 矢量的降減可以反映頻率响应失真和相移失真的降減。 $\dot{A}_0$ 矢量称为保真矢量, $\dot{D}$ 矢量称为失真矢量。它們的量綱都是电压放大率量綱。

用 R_1 及 R_2 按

$$\frac{R_2}{R_1} = -A_0$$

关系与放大器合并構成差量电路, 將得差量輸出 $\dot{u}_F$ 仅包括 $\dot{D}\dot{u}$ 的 $\frac{R_1}{R_1 + R_2}$ 倍, 而保真輸出 $\dot{A}_0\dot{u}$ 在 $\dot{u}_F$ 中無反映。

于是, 使反饋成立, 所得的結果, 將是輸出中失真分量的改变; 保真分量保持不变。

称改变了的輸出失真分量为 $\dot{d}\dot{u}$ ($\dot{d}$ 是反饋成立后的失真矢量), 得列出如下关系 (設 $\dot{u}$ 是 1):

$$\underbrace{(\dot{A}_0 + \dot{D})}_A \underbrace{\left(1 + \frac{R_1 \dot{d}}{R_1 + R_2}\right)}_{\text{淨輸入}} - \dot{A}_0 = \dot{d} \quad (6-18)$$

↑ 保真輸出 ↑ 淨失真輸出

整理上式, 又因 A_0 是 $\left(-\frac{R_2}{R_1}\right)$, 故

$$d = \frac{\dot{D}}{1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{\dot{D}R_1}{R_1 + R_2}} \quad (6-19)$$

通常 R_2 要很大于 R_1 , 故

$$d \approx \frac{\dot{D}}{2 - \frac{\dot{D}R_1}{R_2}} \quad (6-20)$$

在 $\dot{D}$ 不很大的情形, d 大約是 $\dot{D}$ 的一半.

如果將差量电路檢出的电压經過 A_f 倍的放大而反饋, 則式 6-18 应修正如下:

$$(\overset{\substack{\uparrow \\ A}}{A_0 + \dot{D}}) \underbrace{\left(1 + \frac{R_1 A_f d}{R_1 + R_2}\right)}_{\text{淨輸入}} - \overset{\substack{\uparrow \\ \text{保真輸出}}}{A_0} = \overset{\substack{\swarrow \\ \text{淨失真輸出}}}{d}$$

整理得

$$\begin{aligned} d &= \frac{\dot{D}}{1 - \frac{A_0 A_f R_1}{R_1 + R_2} - \frac{\dot{D} A_f R_1}{R_1 + R_2}} \\ &= \frac{\dot{D}}{1 + \frac{A_f R_2}{R_1 + R_2} - \frac{\dot{D} A_f R_1}{R_1 + R_2}} \end{aligned}$$

通常 R_2 甚大于 R_1 , 故

$$d \approx \frac{\dot{D}}{1 + A_f - \frac{\dot{D}R_1}{R_2}} \quad (6-21)$$

在 $\dot{D}$ 不很大的情形,

$$d \approx \frac{\dot{D}}{A_f} \quad (6-22)$$

d 大約是 $\dot{D}$ 的 A_f 分之一. 用电压放大率数值为 A_f 倍的輔放大器, 得 A_f 倍的好处.

差量負反饋放大器的电压放大率数值持恆度——由于电源电压的不持恆, 电子管的各参量的不持恆或因故障換电子管, 放大器的电压放大率数值要因而改变, 这是电子管放大器的一个很大的

缺点。建立差量负反馈将改变放大器电压放大的持恒情况。

设由于某一原因，某放大器的电压放大率因而改变，自 A_0 到 $(A_0 + dA)$ 。

在差量负反馈放大器，可以列出下面的等式：

$$\underbrace{[A + (dA)]}_A \left[\underbrace{1 + \frac{(dA)' R_1}{R_1 + R_2}}_{\text{净输入}} \right] - \underbrace{A_0}_{\text{保真输出}} = (dA)' \quad (6-23)$$

上式表示单位电压输入的情况。 $(dA)'$ 是净得电压放大率的变化。整理上式，得

$$(dA)' = \frac{(dA)}{1 - \frac{A_0 + (dA) R_1}{R_1 + R_2}} \approx \frac{(dA)}{1 - \frac{A_0 R_1}{R_1 + R_2}},$$

$$\text{而} \quad \frac{R_2}{R_1} = -A_0$$

$$\text{得} \quad (dA)' \approx \frac{(dA)}{1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2}} \quad (6-24)$$

而通常 R_2 要很大于 R_1 ，于是

$$(dA)' \approx \frac{(dA)}{2} \quad (6-25)$$

意即，成立了差量负反馈，电压放大率的持恒度提高了一倍。

如果加用一个辅放大器，将差量电压放大 A_f 倍，则式 6-23 应修正如下：

$$[A_0 + (dA)] \left[1 + \frac{(dA)' R_1 A_f}{R_1 + R_2} \right] - A_0 = (dA)'$$

整理，得

$$(dA)' = \frac{(dA)}{1 - \frac{[A_0 + (dA)] R_1 A_f}{R_1 + R_2}} \approx \frac{(dA)}{1 - \frac{A_0 R_1 A_f}{R_1 + R_2}} \quad (6-26)$$

而
$$\frac{R_2}{R_1} = -A_0,$$

得
$$(dA)' \approx \frac{(dA)}{1 + \frac{R_2 A_f}{R_1 + R_2}}. \quad (6-27)$$

在 R_2 很大于 R_1 , 又 A_f 很大于 1 的情形,

$$(dA)' \approx \frac{(dA)}{A_f}. \quad (6-28)$$

意即加用了电压放大率为 A_f 的輔放大器, 差量負反饋放大器的电压放大特恒度提高了 A_f 倍.

于是, 綜上討論, 差量負反饋放大器, 加用了电压放大率数值是 A_f 的輔放大器, 所有一应缺点及不規則情况, 都約減到为 A_f 分之一.

6-3 混和反饋放大器

將放大器的輸出, 不分別其保真部分和失真部分, 混和在一起向輸入方面反饋的放大器, 称为混和反饋放大器. 习惯把混和反饋放大器称为反饋放大器, 而略去混和二字.

使放大器的輸出, 向輸入电路反饋, 使放大器輸入中多了代表总的輸出的分量. 显然, 輸出方面对真正外来輸入的响应关系是改变了. 但是應該指出, 成立反饋并不使放大器本身的輸出与淨輸入之間的关系, 也就是放大器的本身性能改变.

反饋改变放大器的有效电压放大率——在混和反饋放大器电路里(以后簡單称反饋放大器电路), 成立如下的关系:

$$U_a = U + \beta U_o. \quad (6-29)$$

式中 U_a 是放大器本身所收受到的淨輸入电压, U 是来自外方的外来輸入, U_o 是放大器的輸出电压, β 是輸出电压反饋分压系数.

对于放大器本身而言, 不因反饋成立而改变輸出对实得輸入之間的关系, 即

$$U_0 = AU_d \quad (6-30)$$

联解式 6-29 及式 6-30, 得

$$U_0 = \frac{AU}{1 - A\beta} \quad (6-31)$$

称 U_0 与外来输入电压 U 之比为有效电压放大率 A' ,

$$A' = \frac{U_0}{U} = \frac{A}{1 - A\beta} \quad (6-32)$$

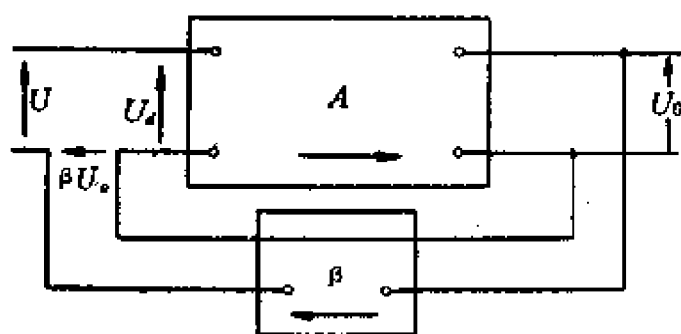


图 6-6 混和反馈放大器

这里可以解释一下, U_0 对 U 的响应比所以会成为 $\frac{A}{1 - A\beta}$ 而不是 A , 是因为 U_d 不等于 U 而是

$$U_d = \frac{U}{1 - A\beta} \quad (6-33)$$

之故.

以上指出, 放大器实得输入 U_d 成为 U 的 $\left(\frac{1}{1 - A\beta}\right)$ 倍, U_0 对 U 的响应当然也以 $\left(\frac{1}{1 - A\beta}\right)$ 倍改变, 放大器本身性能 A 并未改变.

写得一般化一点, 式 6-32 应写成如下:

$$A' = \frac{u_0}{u} = \frac{A}{1 - A\beta} \quad (6-34)$$

式中 u_0 、 u 各是一定频率的复数表示的输出及输入电压, A 、 A' 、 β 各是在该频率的复数表示的电压放大率、有效电压放大率和反馈分压系数.

式 6-33 也可寫得更一般化如下：

$$\dot{u}_d = \frac{\dot{u}_i}{1 - \dot{A}\dot{\beta}} \quad (6-35)$$

正反饋與負反饋——反饋成立後，放大器的淨輸入有了改變，如式 6-35 所示。如果 $(1 - \dot{A}\dot{\beta})$ 因子的值大於 1，則 $\dot{u}_d$ 值是小于 $\dot{u}_i$ 值的；如果 $(1 - \dot{A}\dot{\beta})$ 因子的值小於 1，則 $\dot{u}_d$ 值大於 $\dot{u}_i$ 值。在一定意義上， $(1 - \dot{A}\dot{\beta})$ 值小於 1 代表反饋電壓與原輸入電壓是相生的，這樣情形的反饋稱為正反饋；而在 $(1 - \dot{A}\dot{\beta})$ 值大於 1 的情形，反映着反饋電壓與外來輸入電壓相剋，這樣情形的反饋稱為負反饋。 $(1 - \dot{A}\dot{\beta})$ 因子稱為反饋系數。

故有效電壓放大率數值高於放大器本身電壓放大率數值的反饋放大器是正反饋放大器，有效電壓放大率數值小於放大器本身電壓放大率數值的反饋放大器是負反饋放大器。

由於反饋系數 $(1 - \dot{A}\dot{\beta})$ 是頻率的函數，就發生這種可能： $(1 - \dot{A}\dot{\beta})$ 的值在某一個頻域是大於 1 的，而在另一（些）頻域小於 1，因此一個反饋放大器究竟是正反饋放大器還是負反饋放大器，要看指定頻率而定。但是通常習慣稱一個在通帶內具正反饋性的放大器為正反饋放大器，在通帶內具負反饋性的放大器為負反饋放大器；即使在邊旁頻率範圍，反饋性質轉變為另一種，也保持這種名稱。

反饋放大器的雜聲——放大器的雜聲，可以總的折合成為一個存在於輸出電路的當量 N_a ，如圖 6-7 所示。

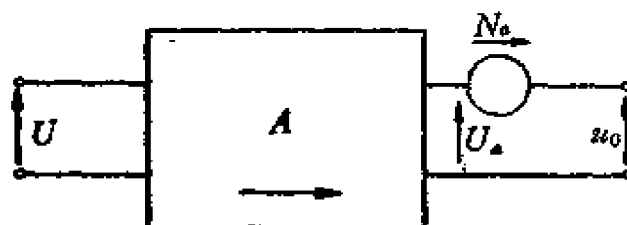


圖 6-7

按圖 6-7，

$$U_0 = AU + N_a. \quad (6-36)$$

如果將 U_0 的 β 倍反饋, 則成立如下关系:

$$U_d = U + \beta U_0,$$

$$U_0 = AU_d + N_a,$$

联解上二式, 得

$$U_0 = \frac{AU}{1 - A\beta} + \frac{N_a}{1 - A\beta}. \quad (6-37)$$

比較式 6-36 与式 6-37, 得知: 成立了反饋后, 保真电压放大率以 $\left(\frac{1}{1 - A\beta}\right)$ 倍改变, 同时輸出中的杂声分量也以同比例改变.

写得一般化一点, 式 6-36 和式 6-37 各应如下:

$$\dot{u}_0 = A\dot{u} + \dot{n} \quad (\text{無反饋}) \quad (6-38)$$

$$\dot{u}_0 = \frac{A\dot{u}}{1 - A\beta} + \frac{\dot{n}}{1 - A\beta}. \quad (\text{有反饋}) \quad (6-39)$$

式中 $\dot{n}$ 是在同于 $\dot{u}$ 的頻率的杂声折合到輸出方面的当量.

按式 6-39, 使放大器成立負的反饋, 可以使放大器的杂声輸出降低, 使放大器成立正的反饋, 將使放大器杂声輸出提高.

于是, 如果某放大器具有过高于运用要求的电压放大率数值, 布置負反饋使电压放大率数值降落到运用要求值, 可以使放大器輸出中的杂声分量也以同比例降落.

对于一个电压放大率数值恰巧符合运用要求的放大器, 按同理可以前置一級或多級放大級, 將电压放大率提高, 而后利用負反饋使电压放大率再降到合用的运用要求值, 將同时降低了輸出中的杂声分量.

五极管放大器电路的电压放大率, 总要比三极管电路的电压放大率大些. 所以五极管放大器在这一点上优于三极管放大器. 当然, 比較的基础是, 如果某三极管放大器的輸出杂声当量与某五极管放大器的輸出杂声当量是相等的.

对于需要加一些前置电压放大级,同时还布置一定的负反馈,以使杂声降落的方法,在实践的可能性上,是存在一些限制的. 因为,加入的前置放大级,如果不免引入一些杂声,就不免使这种做法的改善受到损害. 如果加入的电压放大级的引入杂声过大,甚至将得到反而恶劣的后果.

设某放大器的电压放大率是 A , 恰巧符合运用要求值, 今加入一个电压放大级, 电压放大率是 K , 附来的杂声是 n' , n' 是加入的放大级杂声的输出当量, 这电路乃要求有

$$(1 - A\beta) = K$$

的反饋系数, 以使有效电压放大率回复到 A . 在布置这样的反饋同时, 原来的放大器的杂声就被改变成为原来的 K 分之一, $\frac{n}{K}$. 但是, 同时却又要多出一个由于加入的放大级而引入的杂声 n' 所引起的输出 $\frac{An'}{K}$.

这样, 总共的输出杂声乃成为

$$n_z = \frac{n}{K} + \frac{An'}{K}. \quad (6-40)$$

(假定最不利的情况, 杂声相加).

为了使如此的布置有利, n_z 必须小于 n , 否则这样做便没有意义了:

$$n \geq n_z = \frac{n}{K} + \frac{An'}{K},$$

即

$$n' \leq \frac{n(K-1)}{A}. \quad (6-41)$$

加入的前置级的输出杂声当量 n' 如不满足上式, 就不必采用这种方法.

一般的情形, 式 6-41 条件可能满足. 而如果 n' 竟能小到可略的话, 按式 6-39, 加入的前置级的电压放大率的值多少大, 就能使净

輸出杂声减低多少倍: 改善的比值就是反饋系数 $(1 - A\beta)$ —— $\dot{K}$.

反饋放大器的非綫性失真—— 放大器在連續运用下, 它的輸出电压 U_0 与輸入电压 U_d 之間的关系, 可以用如下升幂級数表示:

$$U_0 = a_1 U_d + a_2 U_d^2 + a_3 U_d^3 + a_4 U_d^4 + \dots, \quad (6-42)$$

这种非綫性关系也可以用如下級数表示:

$$U_d = b_1 U_0 + b_2 U_0^2 + b_3 U_0^3 + b_4 U_0^4 + \dots, \quad (6-43)$$

以上二个級数存在如下的关系:

$$\left. \begin{aligned} b_1 &= \frac{1}{a_1} \\ b_2 &= -\frac{a_2}{a_1^3} \\ b_3 &= \frac{2a_2^2}{a_1^5} - \frac{a_3}{a_1^4} \\ &\dots \end{aligned} \right\} \quad (6-44)$$

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \frac{1}{b_1} \\ a_2 &= -\frac{b_2}{b_1^3} \\ a_3 &= \frac{2b_2^2}{b_1^5} - \frac{b_3}{b_1^4} \\ &\dots \end{aligned} \right\} \quad (6-45)$$

以上式 6-42 或式 6-43 的非綫性表示方式是沒有考虑到电路的頻率响应問題的. 如 U_d 和 U_0 的主要分量的頻率都在放大器的通帶內, 这样考虑是許可的.

在沒有成立反饋之前, 放大器的实輸入电压 U_d 就是外来輸入电压 U , 故在放大器反饋成立之前,

$$U_0 = a_1 U + a_2 U^2 + a_3 U^3 + a_4 U^4 + \dots, \quad (6-46)$$

或 $U = b_1 U_0 + b_2 U_0^2 + b_3 U_0^3 + b_4 U_0^4 + \dots$.

式中各 a 系数与 b 系数間的关系如式 6-44 及式 6-45 所示.

而在成立了反饋之后,

$$U_d = U + \beta U_0.$$

代入式 6-42,

$$\begin{aligned} U_0 &= a_1 U_d + a_2 U_d^2 + a_3 U_d^3 + a_4 U_d^4 + \dots \\ &= a_1 (U + \beta U_0) + a_2 (U + \beta U_0)^2 + a_3 (U + \beta U_0)^3 \\ &\quad + a_4 (U + \beta U_0)^4 + \dots \end{aligned} \quad (6-47)$$

將上式整理得 U_0 作为 U 的显函数, 便得成立反饋后的 U_0 对 U 的响应关系.

但是式 6-47 无从整理. 于是就訴諸將 U_d 式与式 6-43 的联解,

$$U_d = (U + \beta U_0) = b_1 U_0 + b_2 U_0^2 + b_3 U_0^3 + b_4 U_0^4 + \dots.$$

整理, 得

$$U = (b_1 - \beta) U_0 + b_2 U_0^2 + b_3 U_0^3 + b_4 U_0^4 + \dots \quad (6-48)$$

此式可以写成为 U_0 作 U 的級数, 正如式 6-42 及式 6-43 間可以互为变换一样:

$$U_0 = \alpha_1 U + \alpha_2 U^2 + \alpha_3 U^3 + \alpha_4 U^4 + \dots \quad (6-49)$$

其中的 α_1 :

$$\alpha_1 = \frac{1}{(b_1 - \beta)} = \frac{1}{b_1} \frac{1}{\left(1 - \frac{\beta}{b_1}\right)} = a_1 \frac{1}{(1 - a_1 \beta)}. \quad (6-50)$$

其中的 α_2 :

$$\alpha_2 = \frac{-b_2}{(b_1 - \beta)^2} = \frac{-\frac{a_2}{a_1^2}}{\left(\frac{1}{a_1} - \beta\right)^2} = \frac{a_2}{(1 - a_1 \beta)^2}. \quad (6-51)$$

其中 α_3 :

$$\begin{aligned}
\alpha_2 &= \frac{2b_2^2}{(b_1 - \beta)^5} - \frac{b_3}{(b_1 - \beta)^4} \\
&= \frac{2\left(-\frac{a_2}{a_1^3}\right)^2}{\left(\frac{1}{a_1} - \beta\right)^5} - \frac{\left(2\frac{a_2^2}{a_1^5} - \frac{a_3}{a_1^4}\right)}{\left(\frac{1}{a_1} - \beta\right)^4} \\
&= -\frac{2\beta a_2^2}{(1 - a_1\beta)^5} + \frac{a_3}{(1 - a_1\beta)^4}.
\end{aligned} \tag{6-52}$$

其中 α_4 :

$$\begin{aligned}
\alpha_4 &= -\frac{5b_2^3}{(b_1 - \beta)^7} + \frac{5b_2b_3}{(b_1 - \beta)^6} - \frac{b_4}{(b_1 - \beta)^5} \\
&= \frac{-5\left(-\frac{a_2}{a_1^3}\right)^3}{\left(\frac{1}{a_1} - \beta\right)^7} + \frac{5\left(-\frac{a_2}{a_1^3}\right)\left(\frac{2a_2^2}{a_1^5} - \frac{a_3}{a_1^4}\right)}{\left(\frac{1}{a_1} - \beta\right)^6} \\
&\quad - \frac{\frac{5a_2a_3}{a_1^6} - \frac{5a_2^3}{a_1^7} - \frac{a_4}{a_1^5}}{\left(\frac{1}{a_1} - \beta\right)^5} \\
&= -\frac{5a_2^3\beta^2}{(1 - a_1\beta)^7} - \frac{5a_2a_3\beta}{(1 - a_1\beta)^6} + \frac{a_4}{(1 - a_1\beta)^5}.
\end{aligned} \tag{6-53}$$

將这些 α 值写入式 6-49:

$$\begin{aligned}
U_0 &= \frac{a_1 U}{(1 - a_1\beta)} + \frac{a_2 U^2}{(1 - a_1\beta)^3} + \left[\frac{2\beta a_2^2}{(1 - a_1\beta)^5} \right. \\
&\quad \left. + \frac{a_3}{(1 - a_1\beta)^4} \right] U^3 + \left[\frac{5a_2^3\beta^2}{(1 - a_1\beta)^7} - \frac{5a_2a_3\beta}{(1 - a_1\beta)^6} \right. \\
&\quad \left. + \frac{a_4}{(1 - a_1\beta)^5} \right] U^4 + \dots \\
&= \frac{a_1 U}{(1 - a_1\beta)} + \frac{a_2 U^2}{(1 - a_1\beta)^3} + \frac{a_3 U^3}{(1 - a_1\beta)^4} \\
&\quad + \frac{a_4 U^4}{(1 - a_1\beta)^5} + \dots \\
&\quad + \frac{2\beta a_2^2}{(1 - a_1\beta)^5} U^3
\end{aligned}$$

$$+ \left[\frac{5a_2\beta^2}{(1-a_1\beta)^7} - \frac{5a_2a_3\beta}{(1-a_1\beta)^8} \right] U^4 \quad (6-54)$$

$$+ \dots\dots\dots$$

这是 U_0 作为 U 的升幂級数, 是一个显函数。这式中

$$\frac{a_1 U}{(1-a_1\beta)}$$

項是保真項。这个保真項对 U 的响应, 与無反饋的式 6-46 中的 $a_1 U$ 項比較, 差一个 $(1-a_1\beta)$ 比。这說明反饋成立后有效保真电压放大率要改变成为原来的保真电压放大率的 $(1-a_1\beta)$ 分之一。

这式中,

$$\frac{a_2 U^2}{(1-a_1\beta)^3},$$

項是平方律响应項。这个平方律响应項对 U 的响应, 与無反饋的式 6-46 中的 $a_2 U^2$ 項比較, 差一个 $(1-a_1\beta)^3$ 比。这說明反饋成立后, 二次非綫性失真輸出要改变为原来的 $(1-a_1\beta)^3$ 分之一, 比較基础是相等的 U 。

式 6-54 中仅包括一个二次方項。

这式中

$$\frac{a_3 U^3}{(1-a_1\beta)^4},$$

項是数个三次方响应項之一。这个三次方响应項对 U 的响应, 与無反饋的式 6-46 中的 $a_3 U^3$ 項比較, 差一个 $(1-a_1\beta)^4$ 比。这說明反饋成立后, 二次非綫性失真輸出要改变为原来的 $(1-a_1\beta)^4$ 分之一, 比較基础是相等的 U 。

式 6-54 中包括不止一項三次方响应項。另外一項三次方响应項是

$$\frac{2\beta a_2^3}{(1-a_1\beta)^5} U^3$$

这項是沒有無反饋的对应項的。这个三次方响应項是反饋生成三

次方响应项。它是正比于反馈电压比 β 的。 β 如是 0, 则这项消失。
式 6-54 中

$$\frac{a_4}{(1-a_1\beta)^5} U^4$$

项是数个四次方响应项之一。这个四次方响应项对 U 的响应, 与无反馈的式 6-46 中的 $a_4 U^4$ 项相对应。与后者比较, 前者为后者的 $(1-a_1\beta)^5$ 分之一, 比较基础是相同的 U 。

式 6-54 中的四次方响应项, 尚包括有

$$\frac{5a_2\beta^2}{(1-a_1\beta)^7} U^4$$

及

$$\frac{-5a_2a_3\beta}{(1-a_1\beta)^6} U^4$$

二项。这二项都是没有无反馈对应项的。这二项四次方响应项各正比于 β^2 和 β , 都是反馈生成四次方响应项, 因为如 β 是 0, 这二项皆消失。

.....

一个放大器的非线性失真, 是与输出幅度有关的, 输出幅度小了, 非线性失真程度当小, 输出幅度大时, 非线性失真程度就大。故要比较一个放大器在反馈成立前后非线性失真程度的改变, 比较的基础应该是相同的输出幅度, 而不是相同的外来输入的幅度。我们以保真输出幅度为相同的情形为比较基础。

要使保真输出幅度在反馈成立后相同于反馈成立前的幅度, 按 6-54 右方第一项, 要求将输入改变为反馈成立前的输入的 $(1-a_1\beta)$ 倍。就是, 如称反馈成立前的输入是 U_1 , 反馈成立后要求的输入是 U_2 , 则如要保持一定的保真输出, 应使

$$U_2 = (1-a_1\beta)U_1.$$

如此, 得无反馈情形的保真输出是

$$a_1 U_1,$$

得有反饋情形的保真輸出是

$$\frac{a_1 U_2}{(1 - a_1 \beta)} = a_1 U_1,$$

二者相同。如 $(1 - a_1 \beta)$ 大于 1, 則 U_2 大于 U_1 。

在無反饋時, 平方律輸出是 $a_2 U_1^2$, 而在有反饋時, 平方律輸出是

$$\frac{a_2 U_2^2}{(1 - a_1 \beta)^3} = \frac{a_2 U_1^2}{(1 - a_1 \beta)},$$

可見平方律輸出有了改變: 有了反饋後, 平方律輸出改變為原來平方律輸出的 $(1 - a_1 \beta)$ 分之一, 改變的比同於放大器保真電壓放大率的改變比, 比較基礎是相等大的保真輸出。很明顯的, 如 $(1 - a_1 \beta)$ 大于 1, 平方律非線性失真就減小了, 減小的代價, 是保真電壓放大率的同比減小。

在無反饋時, 三次方輸出項是 $a_3 U_1^3$, 在成立了反饋之後, 對應的三次方輸出項(就是非反饋生成項)是

$$\frac{a_3 U_2^3}{(1 - a_1 \beta)^4} = \frac{a_3 U_1^3}{(1 - a_1 \beta)},$$

這裡可見, 反饋使三次方輸出有了改變: 有了反饋後, 三次方輸出改變為原來三次方輸出的 $(1 - a_1 \beta)$ 分之一, 改變的比同於放大器保真電壓放大率的改變比, 比較基礎是同等大的保真輸出。很明顯的, 如 $(1 - a_1 \beta)$ 大于 1, 保真電壓放大受到減落, 但卻帶來這一項三次方非線性失真輸出的同比降落。

在反饋成立後生成了額外的三次方響應項

$$\frac{2\beta a_2^2}{(1 - a_1 \beta)^5} U^3.$$

這在反饋之前是沒有的。以輸入為 U_2 代入, 這個三次方響應項是

$$\frac{2\beta a_2^2}{(1 - a_1 \beta)^5} U_2^3 = \frac{2\beta a_2^2 U_1^3}{(1 - a_1 \beta)^2}.$$

這個三次方輸出項, 正比於 β , β 愈大, 它也愈大。這個三次

方輸出項反比于 $(1 - a_1\beta)$ 的平方, $(1 - a_1\beta)$ 愈大于 1, 它就愈小。

在某些場合, 三次方非綫性是很不希望的。在通常电子管电路里, a_1 与 a_3 的符号每每相反: 如 a_1 为正則 a_3 为負。而当 a_1 为正时, β 为負时, $(1 - a_1\beta)$ 大于 1, 將得負的 $\frac{2\beta a_2^2}{(1 - a_1\beta)^2}$, 負的 $\frac{a_3}{(1 - a_1\beta)}$; 或当 a_1 为負时, β 为正时, $(1 - a_1\beta)$ 大于 1, 將得正的 $\frac{2\beta a_2^2}{(1 - a_1\beta)^2}$, 正的 $\frac{a_3}{(1 - a_1\beta)}$; 反正二个三次方輸出項相加。于是, 使反饋成立, 而使 $(1 - a_1\beta)$ 大于 1, 在实际情形并不能將三次方非綫性以 $(1 - a_1\beta)$ 倍减小。

根据反饋生成三次方項的表示式, 用小的 β 而大的 a_1 , 是使反饋生成項减小的道路。在 β 及 a_2 都是很小的情形, 三次方非綫性失真輸出基本上反比于 $\frac{1}{(1 - a_1\beta)}$ 。

关于四次方輸出, 也有相若的討論。

沒有反饋的四次方輸出是 $a_4 U_1^4$ 。而有了反饋后, 四次方輸出成为

$$\frac{a_4 U_2^4}{(1 - a_1\beta)^5} = \frac{a_4 U_1^4}{(1 - a_1\beta)},$$

与

$$\frac{5a_2\beta^2 U_2^4}{(1 - a_1\beta)^7} = \frac{5a_2\beta^2 U_1^4}{(1 - a_1\beta)^3},$$

与

$$\frac{-5a_2a_3\beta U_2^4}{(1 - a_1\beta)^8} = -\frac{5a_2a_3\beta U_1^4}{(1 - a_1\beta)^2}$$

之和。其中 $\frac{a_4 U_1^4}{(1 - a_1\beta)}$ 分量是与沒有反饋情形的 $a_4 U_1^4$ 四次方輸出对应的, 在反饋成立后, 变化比是 $(1 - a_1\beta)$ 。如果 $(1 - a_1\beta)$ 大于 1, $\frac{a_4 U_1^4}{(1 - a_1\beta)}$ 小于 $a_4 U_1^4$ 。

但是四次方輸出不仅是 $\frac{a_4 U_1^4}{(1 - a_1\beta)}$, 而尚要包括其它二項反饋生成分量。于是总的四次方非綫性失真就不以 $(1 - a_1\beta)$ 比例改变。

至于总加的四次方输出的大小, 要看 a_4 与 a_1 的相对符号、 a_2 值、 a_3 值、 β 值、 $(1-a_1\beta)$ 值而定。在 a_2 及 a_3 为不太大、 β 为较小的情形, 反饋生成的四次方输出是较小的, 四次方输出基本上反比于 $(1-a_1\beta)$ 。

关于五次方、六次方……等各高次方输出, 情形也相若: 各低次非线性要造成与 β 俱大的反饋生成的高次非线性输出, 而原来的基本高次非线性输出则以 $(1-a_1\beta)$ 反比改变。在 β 不大的情形, 各高次方的总的输出基本上与 $(1-a_1\beta)$ 反比。

反饋放大器的頻率响应性能和相移性能——放大器的电压放大率 A , 可以解析成为一个保真的分量 A_0 与一个造成失真的分量 D 的和。 A_0 的幅度是与頻率無關的恒值, A_0 的相移是 π 。这在 6-2 节已經提出过。現在要研究一下在混和反饋成立后的情况。

称放大器的淨輸入是 u_a , 則在成立了反饋以后,

$$u_a = u + \beta u_0. \quad (6-55)$$

式中 u 是外来輸入, β 是反饋分压系数, β 可以是頻率的函数, 也可以是恒幅相的值, 看反饋电路的具体而定。

放大器受到 u_a 輸入, 生輸出:

$$u_0 = A u_a \quad (6-56)$$

联解以上二式, 得

$$u_0 = \frac{A u}{1 - A \beta}, \quad (6-57)$$

或有效电压放大率 A' 是

$$A' = \frac{u_0}{u} = \frac{A}{1 - A \beta}. \quad (6-58)$$

如果 β 是一个与頻率無關的常数 β_0 , 則

$$A' = \frac{A}{1 - A \beta_0}.$$

以 $\dot{A}$ 为 $\dot{A}_0$ 与 $\dot{D}$ 之和, 此式可以展开如下:

$$\begin{aligned}
 \dot{A}' &= \frac{\dot{A}}{1 - \dot{A}\beta_0} = \frac{\dot{A}_0 + \dot{D}}{1 - \dot{A}_0\beta_0 - \dot{D}\beta_0} \\
 &= \frac{\dot{A}_0 + \dot{D}}{(1 - \dot{A}_0\beta_0) \cdot \left(1 - \frac{\dot{D}\beta_0}{1 - \dot{A}_0\beta_0}\right)} \\
 &= \frac{\dot{A}_0 + \dot{D}}{(1 - \dot{A}_0\beta_0)} \left[1 + \left(\frac{\dot{D}\beta_0}{1 - \dot{A}_0\beta_0}\right) + \right. \\
 &\quad \left. + \left(\frac{\dot{D}\beta_0}{1 - \dot{A}_0\beta_0}\right)^2 + \left(\frac{\dot{D}\beta_0}{1 - \dot{A}_0\beta_0}\right)^3 + \dots \right] \\
 &= \frac{\dot{A}_0}{(1 - \dot{A}_0\beta_0)} \left[1 + \left(\frac{\dot{D}\beta_0}{1 - \dot{A}_0\beta_0}\right) + \left(\frac{\dot{D}\beta_0}{1 - \dot{A}_0\beta_0}\right)^2 + \right. \\
 &\quad \left. + \left(\frac{\dot{D}\beta_0}{1 - \dot{A}_0\beta_0}\right)^3 + \dots \right] \\
 &\quad + \frac{\dot{D}}{(1 - \dot{A}_0\beta_0)} \left[1 + \left(\frac{\dot{D}\beta_0}{1 - \dot{A}_0\beta_0}\right) + \left(\frac{\dot{D}\beta_0}{1 - \dot{A}_0\beta_0}\right)^2 + \right. \\
 &\quad \left. + \left(\frac{\dot{D}\beta_0}{1 - \dot{A}_0\beta_0}\right)^3 + \dots \right] \\
 &= \left(\frac{\dot{A}_0}{1 - \dot{A}_0\beta_0}\right) + \frac{\dot{A}_0\dot{D}\beta_0}{(1 - \dot{A}_0\beta_0)^2} + \frac{\dot{A}_0\dot{D}^2\beta_0^2}{(1 - \dot{A}_0\beta_0)^3} + \\
 &\quad + \frac{\dot{A}_0\dot{D}^3\beta_0^3}{(1 - \dot{A}_0\beta_0)^4} + \dots \\
 &\quad + \left(\frac{\dot{D}}{1 - \dot{A}_0\beta_0}\right) + \frac{\dot{D}^2\beta_0}{(1 - \dot{A}_0\beta_0)^2} + \frac{\dot{D}^3\beta_0^2}{(1 - \dot{A}_0\beta_0)^3} + \\
 &\quad + \frac{\dot{D}^4\beta_0^3}{(1 - \dot{A}_0\beta_0)^4} + \dots
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{\dot{A}_0}{1 - \dot{A}_0 \beta_0} + \frac{\dot{A}_0 \dot{D} \beta_0}{(1 - \dot{A}_0 \beta_0)^2} + \frac{\dot{A}_0 \dot{D}^2 \beta_0^2}{(1 - \dot{A}_0 \beta_0)^3} + \\
&+ \frac{\dot{A}_0 \dot{D}^3 \beta_0^3}{(1 - \dot{A}_0 \beta_0)^4} + \dots \\
&+ \frac{\dot{D} - \dot{A}_0 \beta_0 \dot{D}}{(1 - \dot{A}_0 \beta_0)^2} + \frac{\dot{D}^2 \beta_0 - \dot{A}_0 \beta_0^2 \dot{D}^2}{(1 - \dot{A}_0 \beta_0)^3} + \\
&+ \frac{\dot{D}^3 \beta_0^2 - \dot{A}_0 \beta_0^3 \dot{D}^3}{(1 - \dot{A}_0 \beta_0)^4} + \dots \\
&= \frac{\dot{A}_0}{1 - \dot{A}_0 \beta_0} + \frac{\dot{D}}{(1 - \dot{A}_0 \beta_0)^2} + \frac{\beta_0 \dot{D}^2}{(1 - \dot{A}_0 \beta_0)^3} + \\
&+ \frac{\beta_0^2 \dot{D}^3}{(1 - \dot{A}_0 \beta_0)^4} + \dots \\
&= \frac{\dot{A}_0}{1 - \dot{A}_0 \beta_0} + \frac{\dot{D}}{(1 - \dot{A}_0 \beta_0)^2} \left[1 + \left(\frac{\beta_0 \dot{D}}{1 - \dot{A}_0 \beta_0} \right) + \right. \\
&\left. + \left(\frac{\beta_0 \dot{D}}{1 - \dot{A}_0 \beta_0} \right)^2 + \left(\frac{\beta_0 \dot{D}}{1 - \dot{A}_0 \beta_0} \right)^3 + \dots \right] \\
&= \frac{\dot{A}_0}{1 - \dot{A}_0 \beta_0} + \frac{\dot{D}}{(1 - \dot{A}_0 \beta_0)^2} \left[\frac{1 - \dot{A}_0 \beta_0}{1 - \dot{A}_0 \beta_0 - \beta_0 \dot{D}} \right] \\
&= \frac{\dot{A}_0}{1 - \dot{A}_0 \beta_0} + \frac{\dot{D}}{(1 - \dot{A}_0 \beta_0)^2} \left[\frac{1 - \dot{A}_0 \beta_0}{1 - \dot{A}_0 \beta_0} \right] \\
&= \frac{\dot{A}_0}{1 - \dot{A}_0 \beta_0} + \frac{\dot{D}}{(1 - \dot{A}_0 \beta_0)(1 - \dot{A}_0 \beta_0)} \quad (6-59)
\end{aligned}$$

这式子里,

$$\frac{\dot{A}_0}{1 - \dot{A}_0 \beta_0}$$

項是保真电压放大率.

$$\frac{\dot{D}}{(1 - \dot{A}_0 \beta_0)(1 - \dot{A} \beta_0)}$$

項是失真电压放大率。保真电压放大率与失真电压放大率都因反饋而改变。在反饋成立之前，保真电压放大率是 $\dot{A}_0$ ，失真电压放大率是 $\dot{D}$ 。

可以比較一下反饋 ($\beta = \beta_0$) 成立前后失真电压放大率与保真电压放大率的相对大小。如果反饋成立使失真电压放大率与保真电压放大率的比减小，反映了頻率响应性能的可能改善，如果反饋成立使失真电压放大率与保真电压放大率的比加大，反映了頻率响应性能的可能恶化。

在反饋成立之前，失真电压放大率与保真电压放大率的比是

$$\frac{\dot{D}}{\dot{A}_0}$$

而在反饋成立后，这个比变为

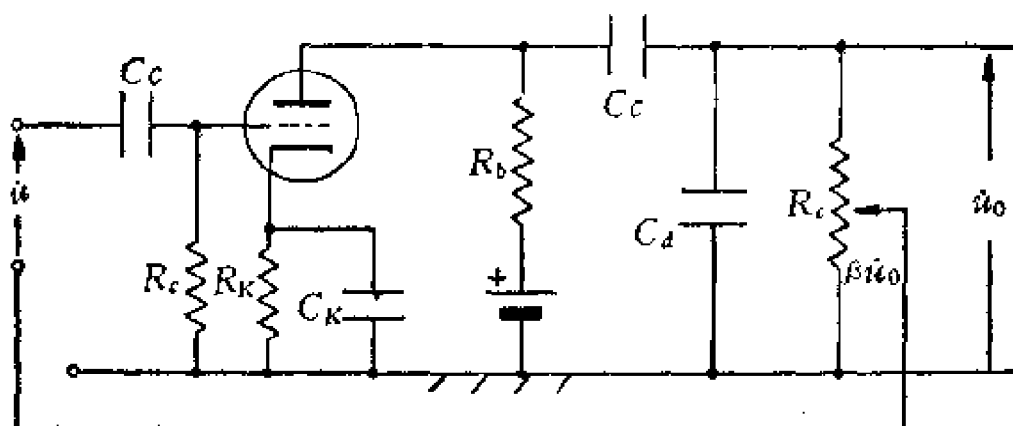
$$\frac{\frac{\dot{D}}{(1 - \dot{A}_0 \beta_0)(1 - \dot{A} \beta_0)}}{\frac{\dot{A}_0}{(1 - \dot{A}_0 \beta_0)}} = \frac{\dot{D}}{\dot{A}_0} \cdot \frac{1}{(1 - \dot{A} \beta_0)}$$

二者相比，差 $(1 - \dot{A} \beta_0)$ 倍，反饋成立后的比是反饋成立前的比的 $(1 - \dot{A} \beta_0)$ 分之一。

如果 $(1 - \dot{A} \beta_0)$ 是一个 0 相而大于 1 的值，則反饋肯定的改善了放大器的頻率响应性能和相移性能。但是由于 $\dot{A}$ 的相位是随頻率而变的， $(1 - \dot{A} \beta_0)$ 的相也要随頻率而变，失真电压放大率与保真电压放大率比的改变比 $\frac{1}{(1 - \dot{A} \beta_0)}$ 的值，即使小于 1，也并不一定代表頻率响应性能的改善以及相移性能的改善。

因此，就需要用一些普遍性的例子来研究一下反饋成立对頻率响应性能和相移性能的影响。

第一个例子是單級的 $R-C$ 放大級，成立电压負反饋。

图 6-8 單級的 $R-C$ 放大器，成立电压負反饋。

單級的 $R-C$ 放大器的电压放大率是

$$A = \frac{-g_m R_0}{(1 - j\omega\tau_h)\left(1 + \frac{1}{j\omega\tau_l}\right)}$$

其中 τ_h 是高截止角頻率 ω_h 的倒数， τ_l 是低截止角頻率 ω_l 的倒数。 τ_h 和 τ_l 各近似的等于

$$\tau_h \approx C_d R_0,$$

$$\tau_l \approx C_c (R_b' + R_c).$$

以上 C_d 是鈹極与阴极之間的总杂散电容， R_0 是 R_b 、 r_p 及 R_c 的并連电阻， C_c 是耦合电容， R_b' 是 r_p 和 R_b 的并連。关于这些，已見第四章 $R-C$ 放大器节。以上沒有考虑 C_k-R_k 电阻組合造成的阴极阶节。

如果成立电压負反饋， $\beta = \beta_0$ ，則有效电压放大率成为

$$\begin{aligned} A' &= \frac{A}{1 - A\beta_0} = \frac{\frac{-g_m R_0}{(1 + j\omega\tau_h)\left(1 + \frac{1}{j\omega\tau_l}\right)}}{1 + \frac{g_m R_0 \beta_0}{(1 + j\omega\tau_h)\left(1 + \frac{1}{j\omega\tau_l}\right)}} \\ &= \frac{-g_m R_0}{1 + g_m R_0 \beta_0 + \frac{\tau_h}{\tau_l} + j\omega\tau_h + \frac{1}{j\omega\tau_l}} \end{aligned}$$

$$= \frac{-g_m R_0}{K \left(1 + j\omega \frac{\tau_h}{K}\right) \left(1 + \frac{1}{j\omega K \tau_l}\right)}.$$

其中

$$K = \frac{\left(1 + g_m \beta_0 R_0 + \frac{\tau_h}{\tau_l}\right) + \sqrt{\left(1 + g_m R_0 \beta_0 + \frac{\tau_h}{\tau_l}\right)^2 - 4 \frac{\tau_h}{\tau_l}}}{2}. \quad (6-60)$$

在一般情形,

$$\frac{\tau_h}{\tau_l} \ll 1,$$

于是

$$K \approx (1 + g_m R_0 \beta_0), \quad (6-61)$$

得

$$A' = \frac{-g_m R_0}{(1 + g_m R_0 \beta_0) \left[1 + \frac{j\omega \tau_h}{(1 + g_m R_0 \beta_0)}\right] \left[1 + \frac{1}{j\omega (1 + g_m R_0 \beta_0) \tau_l}\right]}. \quad (6-62)$$

所以成立了负反馈的后果是:

(1) 通带电压放大率减小, 减小的比是

$$\frac{1}{1 + g_m R_0 \beta_0}.$$

(2) 高截止角频率提高, 提高了 $(1 + g_m R_0 \beta_0)$ 倍.

(3) 低截止角频率降低, 降低的比是

$$\frac{1}{(1 + g_m R_0 \beta_0)}.$$

这里可见, 通带电压放大率 $\left(\frac{1}{1 + g_m R_0 \beta_0}\right)$ 倍的跌落, 换来 $(1 + g_m R_0 \beta_0)^2$ 倍的频域增宽.

按这个例子可以推得, 任何包括一个高基本节, 一个低基本节的电路, 在成立了 $\beta = \beta_0$ 的电压负反馈后, 通带电压放大率跌落多少倍, 高截止频率就升高多少倍, 低截止频率就抑低多少倍.

第二个例子是包括二个高基本节, 二个低基本节的电路.

設某放大器的电压放大率是

$$A = \frac{A_0}{(1+j\omega\tau_1)(1+j\omega\tau_2)\left(1+\frac{1}{j\omega\tau_3}\right)\left(1+\frac{1}{j\omega\tau_4}\right)}.$$

如果 τ_1 和 τ_2 比 τ_3 和 τ_4 要小許多, 則在高頻域, A 近似是

$$A \approx \frac{A_0}{(1+j\omega\tau_1)(1+j\omega\tau_2)},$$

在低頻域, A 近似是

$$A \approx \frac{A_0}{\left(1+\frac{1}{j\omega\tau_3}\right)\left(1+\frac{1}{j\omega\tau_4}\right)}.$$

在成立了 $\beta = -\beta_0$ 的負反饋后, 高頻域有效电压放大率成为

$$\begin{aligned} A' &= \frac{A}{1+A\beta_0} = \frac{A_0}{(1+A_0\beta_0-\omega^2\tau_1\tau_2)+j\omega(\tau_1+\tau_2)} \\ &= \frac{A_0}{(1+A_0\beta_0)\left[1-\frac{\omega^2\tau_1\tau_2}{1+A_0\beta_0}+\frac{j\omega(\tau_1+\tau_2)}{1+A_0\beta_0}\right]}. \end{aligned} \quad (6-63)$$

这是一个串連諧振电路在电容二端的分压的 A 式. 按第三章 Q , 諧振电路一节的討論, 串連諧振角頻率是

$$\omega_r = \sqrt{\frac{1+A_0\beta_0}{\tau_1\tau_2}}, \quad (6-64)$$

而在这个角頻率的 Q 值是

$$Q_r = \frac{\sqrt{\frac{\tau_1\tau_2}{1+A_0\beta_0}}}{\frac{(\tau_1+\tau_2)}{1+A_0\beta_0}} = \frac{\sqrt{(1+A_0\beta_0)\tau_1\tau_2}}{\tau_1+\tau_2}. \quad (6-65)$$

如果 Q_r 低于 $\frac{1}{2}$, 式 6-63 可以剖析为二个高基本节的串級:

$$A' = \frac{A_0}{(1+A_0\beta_0)(1+j\omega T_1)(1+j\omega T_2)}. \quad (6-66)$$

其中

$$T_1 = \frac{\tau_1 + \tau_2}{2(1 + A_0\beta_0)} \left(1 + \sqrt{1 - 4(1 + A_0\beta_0) \frac{\tau_1\tau_2}{(\tau_1 + \tau_2)^2}} \right). \quad (6-67)$$

$$T_2 = \frac{\tau_1 + \tau_2}{2(1 + A_0\beta_0)} \left(1 - \sqrt{1 - 4(1 + A_0\beta_0) \frac{\tau_1\tau_2}{(\tau_1 + \tau_2)^2}} \right). \quad (6-68)$$

如果 Q_r 大于 $\frac{1}{2}$, 则电路具振盪性, 而不能剖析为二个高基本节. 如果 Q_r 大于 $\frac{1}{2}$ 而小于 $\frac{1}{\sqrt{2}}$, 则电路虽具振盪性而 $|A'| - \omega$ 曲线無諧升峰, 如果 Q_r 大于 $\frac{1}{\sqrt{2}}$, 则 $|A'| - \omega$ 曲线將出現升峰.

現在来考虑一下使 $Q_r = \frac{1}{2}$ 的情形.

在 $Q_r = \frac{1}{2}$ 的情形, 式 6-63 可以写成为式 6-66. 式中的二个基本节的时间常数 T_1 及 T_2 相等:

$$T_1 = T_2 = \frac{\tau_1 + \tau_2}{2(1 + A_0\beta_0)}. \quad (6-69)$$

今为了要滿足 $Q_r = \frac{1}{2}$, 故

$$\frac{\sqrt{(1 + A_0\beta_0)\tau_1\tau_2}}{\tau_1 + \tau_2} = \frac{1}{2},$$

即

$$\frac{\tau_1 + \tau_2}{(1 + A_0\beta_0)} = 4 \frac{\tau_1\tau_2}{\tau_1 + \tau_2},$$

于是

$$T_1 = T_2 = \frac{2\tau_1\tau_2}{\tau_1 + \tau_2}, \quad (6-70)$$

可以容許的負反饋环路电压放大率是

$$A_0\beta_0 = \frac{(\tau_1 + \tau_2)^2}{4\tau_1\tau_2} - 1. \quad (6-71)$$

式 6-70 所示的 T_1 及 T_2 必小于 τ_1 和 τ_2 中的小者, 故負反饋可以提高高截止角頻率.

如果使 $Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}}$, 則截止角頻率是

$$\omega_r = \sqrt{\frac{1 + A_0\beta_0}{\tau_1\tau_2}}, \quad (\text{按式 6-64})$$

按滿足 $Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 的条件:

$$\frac{\sqrt{(1 + A_0\beta_0)\tau_1\tau_2}}{\tau_1 + \tau_2} = \frac{1}{\sqrt{2}},$$

得可以容許的 $A_0\beta_0$ 是

$$A_0\beta_0 = \frac{(\tau_1 + \tau_2)^2}{2\tau_1\tau_2} - 1, \quad (6-72)$$

并得

$$\omega_r = \frac{\tau_1 + \tau_2}{\sqrt{2}\tau_1\tau_2} = \frac{\omega_1 + \omega_2}{\sqrt{2}}. \quad (6-73)$$

式中 ω_1 是時間常數 τ_1 的相當截止角頻率, ω_2 是時間常數 τ_2 的相當截止角頻率, 此式指出 ω_r 必高于 ω_1 及 ω_2 的較高者, 所以負反饋提高了高截止角頻率。

比較式 6-70 及式 6-73, 可見使 $Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 的截止角頻率是使 $Q_r = \frac{1}{2}$ 的截止角頻率的 $\sqrt{2}$ 倍, 而後者的容許 $A_0\beta_0$ 值要大于前者的容許 $A_0\beta_0$ 值。

举例說, 如果 $\tau_1 = \tau_2$, 則按 $Q_r = \frac{1}{2}$ 的做法, 可容許的 $A_0\beta_0 = 0$, 即不能容許反饋, 于是高截止角頻率也沒有改變; 而如果按 $Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 的做法, 可容許 $A_0\beta_0 = 1$, 高截止角頻率提高了 $\sqrt{2}$ 倍 (按式 6-72, 式 6-73)。

一般設計可按照 $Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 。

在應用場合, 為了指定的非綫性失真要求, $A_0\beta_0$ 是指定的, 于是必須:

$$\frac{\tau_1}{\tau_2} \geq A_0\beta_0 + \sqrt{A_0^2\beta_0^2 - 1}. \quad (6-74)$$

如果 $\frac{\tau_1}{\tau_2}$ 低于上式右方的值, 負反饋將造成高頻域諧升峰。举例說, 如要求非綫性失真改善到原來的十分之一, 則要求

$$A_0\beta_0 = 10 - 1 = 9,$$

于是 τ_1 及 τ_2 的比应高于

$$\frac{\tau_1}{\tau_2} = 9 + \sqrt{9^2 - 1} \approx 18.$$

在低频域, 成立了 $\beta = -\beta_0$ 的负反馈后, 低频域有效电压放大率成为

$$\begin{aligned} \dot{A}' &= \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}\beta_0} = \frac{A_0}{\left(1 + A_0\beta_0 - \frac{1}{\omega^2\tau_3\tau_4}\right) + j\omega\left(\frac{1}{\tau_3} + \frac{1}{\tau_4}\right)} \\ &= \frac{A_0}{(1 + A_0\beta_0)\left[1 - \frac{1}{\omega^2(1 + A_0\beta_0)\tau_3\tau_4} + j\omega(1 + A_0\beta_0)\left(\frac{1}{\tau_3} + \frac{1}{\tau_4}\right)\right]}. \end{aligned} \quad (6-75)$$

这是一个串连谐振电路在电感二端的分压 $\dot{A}$ 式, 按第三章低 Q , 谐振电路一节的讨论, 串连谐振是在角频率

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{(1 + A_0\beta_0)\tau_3\tau_4}}, \quad (6-76)$$

而在这角频率, Q_r 值是

$$Q_r = \frac{(1 + A_0\beta_0) \frac{\tau_3\tau_4}{\tau_3 + \tau_4}}{\sqrt{(1 + A_0\beta_0)\tau_3\tau_4}} = \frac{\sqrt{(1 + A_0\beta_0)\tau_3\tau_4}}{\tau_3 + \tau_4}. \quad (6-77)$$

如果 Q_r 低于 $\frac{1}{2}$, 式 6-75 可以剖析为二个低基本节的串级:

$$\dot{A}' = \frac{A_0}{(1 + A_0\beta_0)\left(1 + \frac{1}{j\omega T_3}\right)\left(1 + \frac{1}{j\omega T_4}\right)}, \quad (6-78)$$

其中

$$T_3 = \frac{2\left(\frac{\tau_3\tau_4}{\tau_3 + \tau_4}\right)(1 + A_0\beta_0)}{1 + \sqrt{1 - \frac{4(1 + A_0\beta_0)\tau_3\tau_4}{(\tau_3 + \tau_4)^2}}}, \quad (6-79)$$

$$T_4 = \frac{2\left(\frac{\tau_3\tau_4}{\tau_3 + \tau_4}\right)(1 + A_0\beta_0)}{1 - \sqrt{1 - \frac{4(1 + A_0\beta_0)\tau_3\tau_4}{(\tau_3 + \tau_4)^2}}}. \quad (6-80)$$

如果 Q_r 大于 $\frac{1}{2}$, 式 6-75 就不能剖析为二个低基本节的串級。如果 Q_r 大于 $\frac{1}{2}$ 而小于 $\frac{1}{\sqrt{2}}$, 則电路虽然是振盪性的, 但是 $|A'| - \omega$ 曲綫沒有諧升峰。如果 Q_r 大于 $\frac{1}{\sqrt{2}}$, 則 $|A'| - \omega$ 曲綫的諧升峰就出現。

現在来考虑一下使 $Q_r = \frac{1}{2}$ 的情形。

在 $Q_r = \frac{1}{2}$ 情形, 式 6-75 成为式 6-78, 它的 T_3 及 T_4 相等:

$$T_3 = T_4 = 2 \left(\frac{\tau_3 \tau_4}{\tau_3 + \tau_4} \right) (1 + A_0 \beta_0) \quad (6-81)$$

今为了要滿足 $Q_r = \frac{1}{2}$, 故

$$\frac{\sqrt{(1 + A_0 \beta_0) \tau_3 \tau_4}}{\tau_3 + \tau_4} = \frac{1}{2} \quad (6-82)$$

同时可容許的 $A_0 \beta_0$ 是

$$A_0 \beta_0 = - \frac{(\tau_3 + \tau_4)^2}{4 \tau_3 \tau_4} - 1. \quad (6-83)$$

式 6-82 可以写为

$$\frac{1}{T_3} = \frac{1}{T_4} = \frac{2}{\tau_3 + \tau_4} \quad (6-84)$$

式 6-84 指出 T_1 (或 T_2) 必大于 τ_3 及 τ_4 的較小者, 故負反饋抑低了低截止頻率。

如果使 $Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}}$, 則截止角頻率是

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{(1 + A_0 \beta_0) \tau_3 \tau_4}}, \quad (\text{按式 6-76})$$

按滿足 $Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 的条件:

$$\frac{\sqrt{(1 + A_0 \beta_0) \tau_3 \tau_4}}{\tau_3 + \tau_4} = \frac{1}{\sqrt{2}},$$

得可以容許的 $A_0 \beta_0$ 是

$$A_0\beta_0 = -\frac{(\tau_3 + \tau_4)^2}{2\tau_3\tau_4} - 1, \quad (6-85)$$

并得
$$\omega_r = \frac{\sqrt{2}}{\tau_3 + \tau_4}. \quad (6-86)$$

这个 ω_r 必低于原来的低截止角频率。原来的低截止角频率是 $\frac{1}{\tau_3}$ 及 $\frac{1}{\tau_4}$ 二者之中的较低者。

比较式 6-82 及式 6-86, 可见使 $Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 的截止角频率要比使 $Q_r = \frac{1}{2}$ 的截止角频率低, 它们之间的比例是 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 。同时, 在使 $Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 时, 容许的 $A_0\beta_0$ 值较大。

举例说, 如果 $\tau_3 = \tau_4$, 则按使 $Q_r = \frac{1}{2}$ 的做法, 可容许的 $A_0\beta_0 = 0$, 也就是不容许有反馈, 于是低截止角频率也没有改变, 而如果按 $Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 的做法, 可容许的 $A_0\beta_0 = 1$, 低截止角频率抑低成为原来值的 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 倍 (按式 6-85, 式 6-86)。

一般设计可按 $Q_r = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 。

于是如果指定 $A_0\beta_0$, 必须

$$\frac{\tau_3}{\tau_4} \geq A_0\beta_0 + \sqrt{A_0^2\beta_0^2 - 1}. \quad (6-87)$$

如果 $\frac{\tau_3}{\tau_4}$ 低于上式右方的值, 负反馈将造成低频域谐振峰。

综合上面的高频域及低频域的讨论, 可知负反馈能够使高截止角频率升高, 低截止角频率抑低。但是负反馈的 $A_0\beta_0$ 值存在一个最大限度, 见式 6-72 和式 6-85。必须 τ_1 和 τ_2 不相等, 同时 τ_3 和 τ_4 不相等, 才能容许较大的 $A_0\beta_0$ 。如果 $A_0\beta_0$ 超过式 6-72 及式 6-85 条件的任一个, $|A'| - \omega$ 曲线就要出现谐振峰。

反馈放大器的电压放大率持恒度——由于电源的不持恒, 电子管参量的不持恒或因故掉换电子管, 放大器的电压放大率要因

而改变。

設由于某一原因，某放大器的电压放大率改变了 (dA) ，則放大器的电压放大率改变的比重是

$$\frac{(dA)}{A}.$$

在成立反饋之后，有效电压放大率是

$$A' = \frac{A}{1 - A\beta},$$

由于 (dA) ，要使 A' 有如下的改变：

$$(dA') = \frac{(1 - A\beta)dA - A d(1 - A\beta)}{(1 - A\beta)^2} = \frac{dA}{(1 - A\beta)^2}.$$

于是电压放大率的改变的比重是

$$\frac{(dA')}{A'} = \frac{\frac{dA}{(1 - A\beta)^2}}{\frac{A}{1 - A\beta}} = \frac{dA}{A(1 - A\beta)}. \quad (6-88)$$

如果 $(1 - A\beta)$ 大于 1，放大器的电压放大持恒度得到改善，改善的倍数是 $(1 - A\beta)$ ，就是 A 改变为 A' 的变化比。

6-4 差量反饋与混和反饋的比較

差量負反饋放大器的基本性能是，用一个电压放大率数值为 A_f 的輔放大器，可使各种不規則情况包括杂声非綫性失真等等基本上下降 A_f 倍。混和反饋放大器的基本性能是成立了反饋以后，放大器的(保真)电压放大和各种不規則情况，包括杂声非綫性失真等，基本上都以 $(1 - A\beta)$ 比改变；如果反饋是負的，有效电压放大率跌落，各种不規則也以同比跌落。

現在来研究一下哪一种負反饋电路形式較好，較为实用。

在混和負反饋放大器，負反饋改善了不規則，同时也使視在电

压放大率跌落。如果要保持一定的电压放大率，就要求加入一些放大级以补足。问题是很明显的，如果某放大器的原来电压放大正合适，则在负反馈成立以后，要求加入电压放大率等于负反馈的反馈系数的放大级来补足。因此，加入的电压放大级的电压放大率，等于不规则得到改善抑低的倍数。

于是，差量负反馈放大器与混和负反馈放大器在改善不规则所付出代价方面，就没有什么大区别：它们都要求有一个供给额外电压放大的放大器（或级），放大器种种不规则性能的改善比基本上就是与这个额外的放大器的电压放大率数值反比的。

然而，在差量负反馈放大器，由于辅放大器的放大对象是输出中的（净）不规则分量，故辅放大器的直线性要求不高。而在混和负反馈放大器，为补足电压放大率而加入的前置级等，它所对付的对象却要既包括不规则分量，也包括保真信号分量，故对它的品质要求就比较高。这是一个基本差别。在事实上，由于混和负反馈放大器的前置级的运用电平是低的，就容许用直线性品质较低的放大级。

为了简省差量电路及避免实现差量电路所引起的一些技术问题，实用的负反馈放大器多是混和形成的。所以混和反馈放大器一般就称为反馈放大器。以后的讨论都是关于混和反馈放大器。

6-5 反馈的鉴定

反馈成立后，有效电压放大率成为

$$A' = \frac{A}{1 - A\beta}.$$

反馈是正反馈还是负反馈，要用 $(1 - A\beta)$ 的值来鉴定。 $(1 - A\beta)$ 的值大于1时是负反馈， $(1 - A\beta)$ 的值小于1时是正反馈。

如果作出 $(1 - A\beta)$ 矢量的轨迹图，以原点为中心，以1为半径，作一个圆， $(1 - A\beta)$ 轨迹之居在这个圆内的段，是 $(1 - A\beta)$ 的值

小于1的頻域,即正反饋頻域; $(1 - A\beta)$ 軌跡之居在这个圓外的頻域,是 $(1 - A\beta)$ 的值大于1的頻域,即負反饋頻域. 故正負反饋在 $(1 - A\beta)$ 軌跡图上是很方便鉴定的,以原点为中心的單位半徑圓称为鉴定圓.

对于一个反饋放大器的鉴定,除了要作正/負反饋的鉴定外,还要作一个更重要的“稳定”鉴定. “稳定”鉴定也要用到 $(1 - A\beta)$ 軌跡, $(1 - A\beta)$ 軌跡不包入原点的反饋放大器,是“稳定”的反饋放大器, $(1 - A\beta)$ 軌跡包入原点的反饋放大器,是“不稳定”的反饋放大器,这就是所謂“稳定性”鉴定. 現在来討論一下“稳定性”的鉴定.

以放大器的电压放大率 A 將它所有 $j\omega$ 改写为 p , 这里

$$p = \alpha + j\omega,$$

就得放大器在对付時間函数形式是

$$e^{(\alpha + j\omega)t},$$

的电压时的电压放大性能. 称这种电压放大性能为广义电压放大率 K . 在 $\alpha = 0$ 的情形, K 就是 A .

以反饋电路的电压比 β , 將它的所有的 $j\omega$ 同样改写为 p , 就得反饋电路在对付時間函数形式为

$$e^{(\alpha + j\omega)t},$$

的电压的反饋分压比性能,称之为广义反饋分压系数 B . 在 $\alpha = 0$ 的情形, B 就是 β .

于是当放大器輸入端送入時間函数形式是 e^{pt} 的电压时,得在反饋电路輸出端的响应为輸入的 KB .

如果反饋成立,也就是使反饋电路的輸出作为放大器的輸入,則在無外来輸入的情形,成立如下关系:

$$KB = 1,$$

$$\text{或} \quad 1 - KB = 0.$$

这个式子称为反饋放大器的特性方程式.

从特性方程式可以解得 p ，于是就得知在反馈成立后，电路中自由存在着的时间函数形式为 e^{pt} 的电流究竟是如何的。

如果特性方程式的 p 根的实部是负的，则在反馈成立过后相当时期，电路中的任何意外激发电流幅度减小到很微弱的值，自由振荡实际上等于不成立。如果特性方程式的 p 根的实部是正的，则在反馈成立后，自由振荡电流幅度以指数形式上涨，直到电路的非线性对它发生了限制为止。在后者情形，反馈放大器是在振荡器状态之下，作为一个放大器，这称为放大器的不稳定状态。

特性方程式的 p 根，可以有許多，必须每一个 p 根的实部都是负的，成立反馈的放大器才是稳定的。

如果特性方程式的所有 p 根的实部都不是正的，但是其中有的具有 0 值实部，则放大器还是不能当它稳定的，因为这放大器将在受激发后持续的振荡不已。

要鉴定反馈放大器是否稳定，就要考查特性方程式的各 p 根的实部是否都是负的，如果有具正值实部的 p 根，放大器不稳定。

现在要找出一个简便的考查是否有具有正的实部的 p 根的方法。

設 $W = f(p)$,

則 $\frac{dW}{W} = \frac{f'(p)dp}{f(p)}$.

$f(p)$ 可以写成如下形式：

$$f(p) = G(p - p_1)^l(p - p_2)^m(p - p_3)^n \cdots \cdots$$

这里 $p_1, p_2, \cdots$ 是 $f(p)$ 的根。按此， $f'(p)$ 是

$$\begin{aligned} f'(p) = & G[l(p - p_1)^{l-1}(p - p_2)^m(p - p_3)^n \cdots \cdots \\ & + m(p - p_1)^l(p - p_2)^{m-1}(p - p_3)^n \cdots \cdots \\ & + n(p - p_1)^l(p - p_2)^m(p - p_3)^{n-1} \cdots \cdots \\ & + \cdots \cdots \cdots \} \\ & + G'(p - p_1)^l(p - p_2)^m(p - p_3)^n \cdots \cdots \end{aligned}$$

于是

$$\frac{f'(p)}{f(p)} = \frac{l}{(p-p_1)} + \frac{m}{(p-p_2)} + \frac{n}{(p-p_3)} + \dots + \frac{G'}{G}$$

即

$$\frac{dW}{W} = \frac{f'(p)}{f(p)} dp = \left[\frac{l}{(p-p_1)} + \frac{m}{(p-p_2)} + \frac{n}{(p-p_3)} + \dots \right] dp + \frac{G'}{G} dp.$$

求此式的圍綫积分,

$$\oint_W \frac{dW}{W} = \oint \frac{f'(p)}{f(p)} dp$$

$$= \oint \left[\frac{l}{(p-p_1)} + \frac{m}{(p-p_2)} + \frac{n}{(p-p_3)} + \dots \right] dp$$

$$+ \oint \frac{G'}{G} dp.$$

这里等式左方的积分路徑是 W 面上的一个圍綫, 等式右方的积分路徑則是前述 W 面上圍綫的 p 面变换.

按圍綫积分的性質, 如上式右方在 p 面上的积分圍綫全然不包括任何 p 根, 則积分得 0; 反之, 如果积分圍綫包括了一个或更多的 p 根, 則积分不等于 0.

同样, 按圍綫积分的性質, 如上式左方在 W 面上的积分圍綫不包括原点, 則积分等于 0; 而如果圍綫包括原点, 积分不等于 0.

因此, 如果在 p 面上取某条积分圍綫, 包括一个或更多的 p 根, 則此圍綫在 W 面上的变换必定包括原点.

以 $(1-KB)$ 为 $f(p)$, 在 p 面上某一圍綫內如包括 $(1-KB)$ 的根, 則这圍綫在 $(1-KB)$ 面上的变换必包括 $(1-KB)=0$ 点, 即原点.

現今在 p 面上取一特殊的圍綫: 这圍綫由沿 p 面的虛軸从 $p=+j\infty$ 到 $p=-j\infty$ 的直綫段構成, 加上連接 $p=-j\infty$ 到 $p=+j\infty$ 的無窮大半徑的回綫段, 总的作一逆鐘向的閉合圍綫. 这圍綫包括入全部虛軸右方的 p 面. 在 $f(p)=(1-KB)$ 的有些根具

有正的实部的情形,沿这样一条围线所作的积分就不等于0,也就是,在 $(1-KB)$ 面上对应于上述围线的变换围线,将包括 $(1-KB)$ 面的原点.

已经指出过,当 $f(p)$ 有具有正实部的根时,反馈放大器是不稳定的,它要自行起振盪.于是,按上面的讨论,在 $(1-KB)$ 面上作一对应于上述所谓特殊围线的 $(1-KB)$ 面变换,考查这一围线是否包括 $(1-KB)$ 面的原点,就能作得这反馈放大器是否稳定,是否会自行起振盪的鉴定结论.如果这围线包括入 $(1-KB)$ 面的原点,则反馈放大器不稳定,否则,反馈放大器稳定.

p 面上沿虚轴的各点是 $p=j\omega$ 的点,沿这轴上 p 的实部是0.于是 p 面上从 $p=+j\infty$ 点到 $p=j0$ 点的围线段在 $(1-KB)$ 面上的变换就是 $(1-\dot{A}\beta)$ 矢量的端点从 $\omega=+\infty$ 到 $\omega=0$ 的轨迹.这 $(1-KB)$ 面上的 $(1-\dot{A}\beta)$ 轨迹往往是闭合的图形: $\omega=+\infty$ 的 $(1-\dot{A}\beta)$ 往往等于0, $\omega=0$ 的 $(1-\dot{A}\beta)$ 也往往等于0,它们相遇于原点.同样, p 面上自 $p=j0$ 点到 $p=-j\infty$ 点的围线段,在 $(1-KB)$ 面上变换就是 $(1-\dot{A}\beta)$ 矢量端点从 $\omega=0$ 到 $\omega=-\infty$ 的轨迹.这后者轨迹与前者轨迹依 $(1-KB)$ 面的实轴对称. p 面上所谓特殊围线的 $p=-j\infty$ 到 $p=+j\infty$ 的无穷大半圆围线段在 $(1-KB)$ 面的变换,往往仅是一个在 $(1-KB)$ 面原点上的点.

于是将一个反馈放大器的 $(1-\dot{A}\beta)$ 矢量,作出它自 $\omega=+\infty$ 到 $\omega=0$ 的轨迹,考查这一逆时针向的闭合轨迹是否包括原点,就能作出这放大器是否稳定的鉴定结论.如 $(1-\dot{A}\beta)$ 矢量轨迹包括原点,则反馈放大器不稳定,否则,是稳定的.

自 $\omega=0$ 到 $\omega=+\infty$ 的 $(1-\dot{A}\beta)$ 轨迹因此被用来鉴定反馈放大器的稳定性以及正/负反馈. $(1-\dot{A}\beta)$ 轨迹的原点是稳定鉴定的鉴定点,而以原点为中心作得单位半径的圆是鉴定正/负反馈的鉴定圆.

往往作出一个反馈放大器自 $\omega=+\infty$ 到 $\omega=0$ 的 $\dot{A}\beta$ 矢量轨迹

要比作出 $(1 - A\beta)$ 矢量軌跡要簡便些。而 $(1 - A\beta)$ 與 $A\beta$ 之間存在簡單的移軸關係。所以在 $A\beta$ 矢量軌跡上也可以作穩定鑑定和正/負反饋鑑定： $A\beta$ 矢量在 $\omega = +\infty$ 到 $\omega = 0$ 的逆鐘向閉合軌跡如包括10點，則反饋放大器不穩定，反之，則穩定；以10點為中心，作一單位半徑的圓， $A\beta$ 矢量端點軌跡居在這圓內的相應頻率段是正反饋頻率段，反之是負反饋頻率段。

6-6 电压負反饋和电流負反饋，等值电子管

放大器成立負反饋具有多方面的改進作用。如果反饋电压是代表輸出电压的，則負反饋改進放大器的輸出电压對輸入电压响应關係的規則性。如果反饋电压代表輸出电流，則負反饋改進放大器輸出电流對輸入的响应關係的規則性。

在放大器輸出端被短路時，沒有輸出电压，代表輸出电压的負反饋电压就消失。在放大器輸出方面空載時，沒有輸出电流，代表輸出电流的負反饋电压就消失。於是，如果某個負反饋电压在放大器輸出端被短路時消失，則這個負反饋电压是电压負反饋电压；如果某個負反饋电压在放大器輸出端空載時消失，則這個負反饋电压是电流負反饋电压。

反饋系数 $(1 - A\beta)$ 中的 A 是放大器的电压放大率， β 是反饋电路的分压系数， $A\beta$ 則是反饋迴徑的环路电压放大率。在电流反饋情形，應該把 A 理解為“譯流电阻”二端的电压對放大器輸入电压的比值， β 則是從“譯流电阻”到放大器輸入方面的分压系数。“譯流电阻”是串連在輸出回路中的电阻，用以將輸出电流轉譯為电压，得以反饋。

在有的情形，电流負反饋改進了輸出电流的响应規則性，同時連帶地改進了這电路輸出电压响应的規則性。但在有的情形恰巧相反，當輸出电流响应的規則性被改進後，輸出电压响应的規則性却反而惡化。所以电流負反饋和电压負反饋並不是互等的。也將

要討論到，电压負反饋予电路輸出阻抗的影响和电流負反饋予电路輸出阻抗的影响恰巧相反。所以电压負反饋和电流負反饋相互并不統一。

成立反饋后，反饋属性是正反饋还是負反饋，如前討論，要用反饋系数 $(1 - A\beta)$ 来作鉴定：在 $|1 - A\beta|$ 大于1的情形，反饋是負的，而在 $|1 - A\beta|$ 小于1的情形，反饋是正的。按照习惯，以通帶內的 $|1 - A\beta|$ 的大于1或小于1作为負反饋或正反饋的鉴定标准，如在通帶內(中間頻域內)輸出量的反饋电压与外来的原来輸入电压是相减的，那么反饋就是負的，因为按式 6-35 成立反饋后，放大器的淨輸入电压是

$$u_d = \frac{u}{(1 - A\beta)},$$

在 u_d 小于 u 时， $(1 - A\beta)$ 的值必大于1，为負反饋；反之，便得正反饋。

現在来考虑一个單級电路在成立了电压負反饋或电流負反饋后的性能。

現在考虑图 6-9 电路，这是一个电压負反饋放大級，因为輸出电压 u_0 的 β 倍(βu_0)被反饋到栅极和阴极之間的总电位差里去，而在通帶內反饋电压的相位正好与外来輸入电压的相尅。电路中 u 是輸入电压， u_0 是輸出电压， R_1 和 R_2 的配合使在 R_2 二端分得 u_0 的 β 倍。

图 6-9 所画的电子管是三极管，如果电路用的是五极管，以下的討論是同样成立的，只要以五极管的 g_m 参量代入参量 $\frac{\mu}{r_p}$ 的地位。

这个电路輸入量是 u ，輸出量是 u_0 ，應該可以象簡單的放大級电路一样，作出等值电路来求出 u_0 对 u 的响应关系。等值电路是一个等值內电势源和一个等值內电阻的串連，或一个等值內电流源和一个等值內电阻的并連。

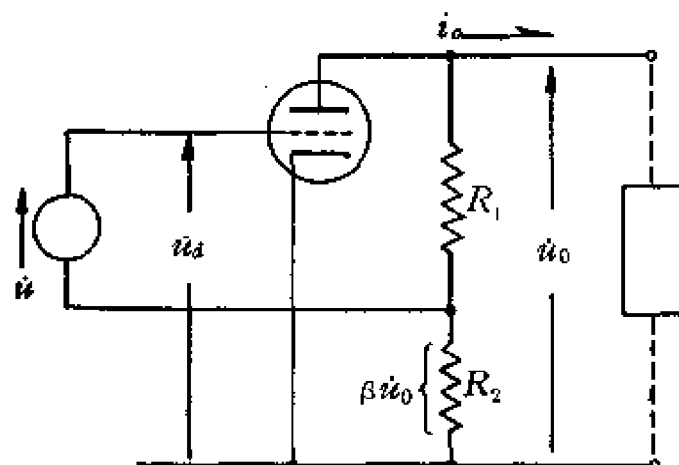


图 6-9 电压负反馈放大器

为了求知等值电路的内电势 u' 、内阻 r' 或恒流 i' 、内阻 r' ，可以将图 6-9 电路作开路 and 短路试验。开路试验的输出端电压就是 u' ，短路试验的输出回路电流就是 i' ，而内阻 r' 就是 u' 与 i' 的比：

$$r' = \frac{u'}{i'}$$

首先来做一个短路试验，因为图 6-9 电路是电压负反馈电路，在输出端被短路后，反馈消失，短路电流可以很方便的求出：

$$i' = -i'_a = -g_m u_d. \quad (6-89)$$

再做一个开路试验，就可以把 u' 和 r' 求出。

在输出端开路时，输出电流是 0，输出电压就是 u' 。如果分压电阻 R_1 和 R_2 都是高阻值电阻 (R_1 和 R_2 只为分压之用，可以用高阻值电阻)，则电子管板流是 0，而板流方程式是

$$i_a = g_m u_d + \frac{u_a}{r_p},$$

(其中 i_a 是板流， u_d 是栅极与阴极之间的电压， u_a 是板极和阴极之间的电压，就是 u_o)， u_d 和 u_a 的配合应满足使 $i_a = 0$ ，

$$0 = g_m u_d + \frac{u_o}{r_p}.$$

現在 u_d 是外来輸入电压 u 和反饋电压 βu_0 的和,

$$u_d = u + \beta u_0,$$

所以

$$0 = g_m(u + \beta u_0) + \frac{u_0}{r_p}.$$

于是

$$u_0 = \frac{-g_m r_p u}{1 + g_m r_p \beta} = \frac{-g_m u}{\frac{1}{r_p} + g_m \beta},$$

或

$$u_0 = \frac{-\mu u}{1 + \mu \beta}.$$

开路情况的 u_0 就是 u' , 所以

$$u' = u_0 = \frac{-g_m u}{\frac{1}{r_p} + g_m \beta}, \quad (6-90)$$

或

$$u' = \frac{-\mu u}{1 + \mu \beta}. \quad (6-91)$$

現在 u' 和 i' 都已求知.

求 u' 和 i' 的比, 得 r' :

$$r' = \frac{u'}{i'} = \frac{\frac{-g_m u}{\frac{1}{r_p} + g_m \beta}}{-g_m u} = \frac{1}{\frac{1}{r_p} + g_m \beta}, \quad (6-92)$$

或

$$r' = \frac{u'}{i'} = \frac{-\mu u}{-g_m u} = \frac{r_p}{1 + \mu \beta}. \quad (6-93)$$

于是等值电路的全部参量都有了, 現在来看一下等值电路的一些特征.

按式 6-89, 恒流式等值电路的电源恒流值是 $g_m u$. 如果这个电路不成立反饋, 它的恒流源式等值电路的电源恒流值也是 $g_m u$. 这意思說, 反饋的成立, 并不改变电路化为恒流源式等值电路时的电源恒流值.

按式 6-92, r' 是由 r_p 和另一电阻 $\frac{1}{g_m \beta}$ 的并連構成, r' 小于 r_p ,

由式 6-93 也同样可以看出这一点: r' 缩减为 r_p 的 $\frac{1}{1+\mu\beta}$ 倍。

将等值电路取恒流源形式, 得图 6-10。

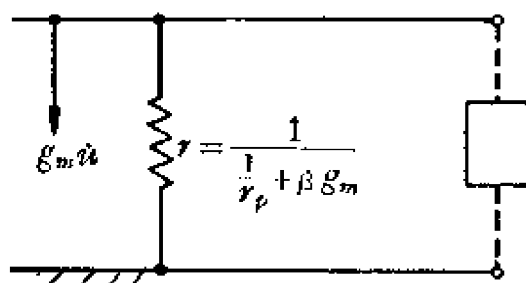


图 6-10 图 6-9 电路的等值电路

如果有一个电子管, 跨导是 g_m , 板内阻是 r' , 则在输入为 u_i 时, 也得同于图 6-10 的恒流源形式等值电路。

于是, 图 6-9 电路的电压反馈可以称为定 g_m 反馈, 因为反馈成立后所得的等值电路的恒流源恒流值也是 g_m 乘输入电压 u_i 。

上述跨导是 g_m 、板内阻是 r' 的电子管称为等值电子管。这里可见, 单级电压(负)反馈电路可以用等值电子管来等值。

在成立了电压负反馈以后, 放大级的有效内阻, 即视在输出电阻是减低了, 电路可以用一个较低板内阻, 相等大跨导的电子管来等值。减低一个电路的内阻, 是使电路趋向一个恒压源, 因为内阻等于 0 的电路是恒压电路, 于是电压负反馈电路又称为恒压反馈电路。

成立了电压负反馈后, 视在输出阻抗会降低, 是在意料之中的, 因为电压负反馈反对输出电压的不规则, 一个电源电路的负载变化时, 输出端电压是要变化的, 变化的程度决定于内阻值, 内阻低则输出端电压恒定, 否则就不恒定, 因为电压负反馈能反对输出电压的不规则, 就反对了负载变化时输出端电压的变化, 这等值于把内阻减低。

按以上的等值电子管的概念, 一个五极管, 当它的反馈分压系数是 β 时, 按式 6-64, 它的等值电子管的放大因数 μ' 是 $\frac{1}{\beta}$, 按式

6-92, 它的等值电子管的板内阻 r' 是 $\frac{1}{g_m \beta}$, 而这个等值电子管的跨导 g_m' 是 g_m . 设有某三极管, 具与此五极管完全同样的跨导 g_m , 而它的放大因数是 μ , 则如使前者五极管的电压反馈分压系数 β 等于后者三极管的放大系数 μ 的倒数 $\frac{1}{\mu}$, 前者五极管的等值电子管将全等于后者三极管. 因此, 一个电压放大因数是 μ 的三极管, 实际上可以看为一个反馈分压系数是 $\frac{1}{\mu}$ 、而具相同跨导值的电压负反馈五极管. 因为原来三极管的板压是参加控制板流的, 而五极管的板压 (基本上) 并不参加控制板流, 三极管板压对板流的控制可以等值为板压的反馈, 板压对板流的控制作用折合到栅极方面的折合约就是 $\frac{1}{\mu}$. 倒过来, 电压负反馈的五极管就具有三极管的一些特性. 例如, 五极管是不容许空载运用的, 而三极管则容许空载运用, 成立了电压负反馈的五极管就容许空载运用, 等等. 五极管和三极管之间的这一个关系是一个重要的根本关系.

按照等值电子管的概念, 设有一五极管放大级, 负载电阻为 R_L , 成立电压负反馈, 反馈分压系数为 β_0 , 将得各次非线性失真基本上以 $\frac{1}{1 - A\beta_0} \approx \frac{1}{1 + g_m R_L \beta_0}$ 比例修正减低, 而这个五极管电路可以等值为一个 $\mu = \frac{1}{\beta_0}$ 的三极管, 于是一个 $\mu = \frac{1}{\beta_0}$ 的三极管的电路的各次非线性失真基本上将按比例 $\frac{1}{1 + g_m R_L \beta_0} = \frac{1}{1 + \frac{g_m R_L}{\mu}} = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{r_p}}$ 修正减低, 这就是式 2-21.

如果一个放大器包括不止一个级, 成立电压负反馈也同样能化为等值电子管.

图 6-11 表示一个放大器的输出电压 u_0 的 β 倍并不直接向输出级本级反馈, 而要经过一次电压放大, 放大 A_1 倍. 前置级的作用是把反馈电压 βu_0 和外来输入电压 u_i 都放大 A_1 倍. 这可等值于没有前置级而输出级电子管的 g_m 大了 A_1 倍. 于是, 整个图 6-11 电路可以等值于一个电子管, 它的板内阻是

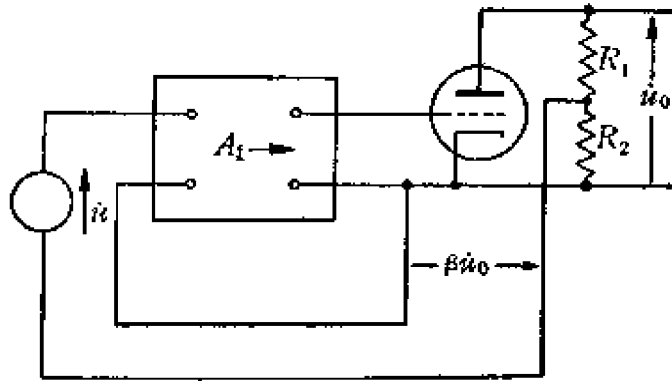


图 6-11 多級的电压負反饋放大器

$$r_p' = -\frac{1}{-\frac{1}{r_p} + A_1 g_m \beta}, \quad (6-94)$$

或

$$r_p' = \frac{r_p}{1 + \mu A_1 \beta}. \quad (6-95)$$

它的跨导是

$$g_m' = A_1 g_m, \quad (6-96)$$

它的电压放大因数是

$$\mu' = \frac{A_1 \mu}{1 + \mu A_1 \beta}. \quad (6-97)$$

現在来考虑图 6-12. 这是一个电流負反饋放大級, 因为輸出电流 $i_o (= -i_a)$ 流經 R_k 要发生降压, 而被反饋到栅极和阴极之間的总电位差里去, 而輸出电流在 R_k 二端所造成的反饋电压是与外来輸入电压相尅的.

为了求等值电路, 首先將輸出端开路, 輸出端开路后, 輸出电流是 0, 反饋消失, 于是开路电压是

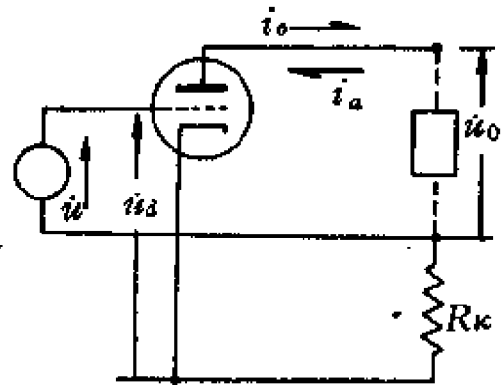


图 6-12 电流負反饋放大器

$$i_i' = i_o = i_a = -\mu i_i. \quad (6-98)$$

再把輸出端短路, 因为

$$i_a = g_m u_d + \frac{u_a}{r_p},$$

按短路条件, 上式中

$$u_d = u - i_a R_k,$$

$$u_a = -i_a R_k.$$

于是

$$i_a = g_m (u - i_a R_k) - \frac{i_a R_k}{r_p}.$$

整理, 得

$$i_a = \frac{g_m r_p u}{r_p + (1 + \mu) R_k}. \quad (6-99)$$

这个 i_a 就是負的短路电流, 所以

$$i' = -i_a = \frac{-g_m r_p u}{r_p + (1 + \mu) R_k} = \frac{-\mu u}{r_p + (1 + \mu) R_k}. \quad (6-100)$$

根据式 6-98 和式 6-75, 得等值內阻是

$$r' = \frac{u'}{i'} = \frac{-\mu u}{-\mu u} = r_p + (1 + \mu) R_k. \quad (6-101)$$

按式 6-98 和式 6-101

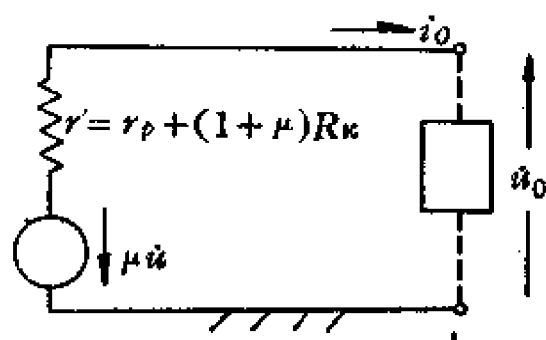


图 6-13 图 6-12 电路的等值电路

可以作出等值电路图 6-13. 图 6-13 等值电路同时是一个放大因数为 μ 、內阻为 $[r_p + (1 + \mu) R_k]$ 的电子管的等值电路. 于是, 图 6-12 电路可以等值成为一个没有反饋的等值电子管. 这个等值电子管的放大因

数是 μ , 內阻是 $[r_p + (1 + \mu) R_k]$.

按这样的等值方法, 电流(負)反饋称为定 μ 反饋, 而从等值电子管的內阻

$$r_p + (1 + \mu) R_k > r_p$$

这一点来看, 电流負反饋又称为恒流反饋, 因为負反饋的成立加高了有效內阻。

电流負反饋会使有效內阻提高, 原来就在意料之中, 因为电流負反饋反对输出电流的不規則, 在負載变化时, 输出电流的变化要被負反饋所反对, 这等值于有效內阻的增大。

如果一个放大器包括不止一个級, 成立电流負反饋也同样使視在輸出阻抗增大。

图 6-14 是一个多級的放大器, 在輸出級前的各前置級的总电压放大率是 A_1 。图示輸入 i_i 及輸出 i_o 的 β 倍并不直接向輸出級的栅极和阴极之間直接輸入, 而經過一次 A_1 倍的放大, 这可以等值于沒有前置級, 而輸出級电子管的 μ 大了 A_1 倍。于是, 整个图 6-14 电路可以等值于一个电子管, 它的板內阻是

$$r_p' = r_p + (1 + A_1 \mu) R_k, \quad (6-102)$$

它的放大因数是

$$\mu' = A_1 \mu, \quad (6-103)$$

它的跨导

$$g_m' = \frac{A_1 \mu}{r_p + (1 + A_1 \mu) R_k} = \frac{A_1 g_m}{1 + \left(\frac{1}{r_p} + A_1 g_m \right) R_k}. \quad (6-104)$$

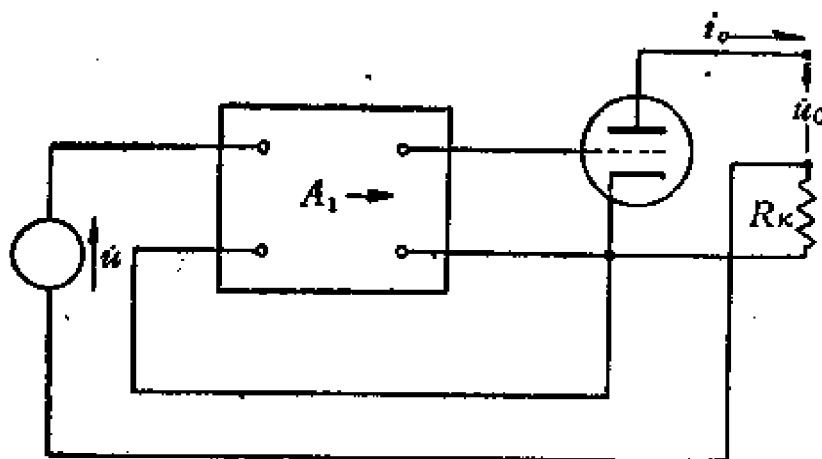


图 6-14 多級的电流負反饋放大器

在有的情形,要求负反馈电压既代表输出电压,又代表输出电流,这种电路称为电压及电流负反馈。图 6-15 示一个单级的这样的电路。

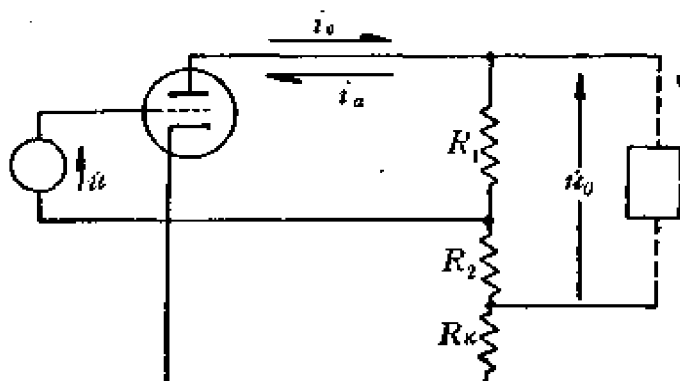


图 6-15 电压及电流反馈

这样的电路也可以化成等值电子管。

首先取去电压负反馈,得等值电子管的放大因数

$$\mu' = \mu, \quad (6-105)$$

有效板内阻

$$r_p' = r_p + (1 + \mu)R_k, \quad (6-106)$$

于是有效跨导是

$$g_m' = \frac{\mu'}{r_p'} = \frac{\mu}{r_p + (1 + \mu)R_k}. \quad (6-107)$$

以上 μ 和 r_p 是电子管本身的参量。

把电压负反馈也考虑进去后,再度的等值电子管的有效跨导是

$$g_m'' = g_m' = \frac{\mu}{r_p + (1 + \mu)R_k}, \quad (6-108)$$

有效板内阻是

$$r_p'' = \frac{r_p'}{1 + \mu'\beta} = \frac{r_p + (1 + \mu)R_k}{1 + \mu\beta}, \quad (6-109)$$

或
$$r_p'' = \frac{1 + \left(\frac{1}{r_p} + g_m \right) R_k}{\frac{1}{r_p} + g_m \beta}. \quad (6-110)$$

于是有效电压放大因数是

$$\mu'' = g_m'' r_p'' = \frac{\mu}{1 + \mu \beta}. \quad (6-111)$$

式 6-108、式 6-109 (或式 6-110) 和式 6-111 共同全部描述了等值电子管的参量。

如果放大器包括不止一級, 成立电压及电流負反饋, 如图 6-16 所示, 則等值电子管的鈹內阻是

$$r_p'' = \frac{r_p + (1 + A_1 \mu) R_k}{1 + A_1 \mu \beta}, \quad (6-112)$$

或
$$r_p'' = \frac{1 + \left(\frac{1}{r_p} + A_1 g_m \right) R_k}{\frac{1}{r_p} + A_1 g_m \beta}, \quad (6-113)$$

等值电子管的跨导是

$$g_m'' = \frac{A_1 \mu}{r_p + (1 + A_1 \mu) R_k}, \quad (6-114)$$

等值电子管的放大因数是

$$\mu'' = \frac{A_1 \mu}{(1 + A_1 \mu \beta)}. \quad (6-115)$$

成立了負反饋的电路, 用等值电子管来分析, 只是为了使电路簡明化, 事实上成立了負反饋后, 电子管本身是沒有改变的, 对于电子管本身來說, 它的 μ 、 g_m 及 r_p 参量都沒有改变, 反饋的成立予电子管的影响只在实得栅极-阴极之間的电压不等于外界輸入电压而已。因此, 設計負反饋放大器的鈹回路元件及栅偏压等都是如同無反饋的放大器一样的。例如, 功率放大器的輸出阻抗在成立了电压負反饋后要降低, 但合宜負載电阻值的选择却不能因为輸出阻抗的改变而改变。这是非常重要的。

电压负反馈和电流负反馈的不同, 不只表现在对放大器输出阻抗的影响上, 而还在其它方面。

例如一个单级三极管的 $R-C$ 放大级, 它的电压放大率是

$$A = \frac{-g_m R_0}{(1 + j\omega\tau_h)\left(1 + \frac{1}{j\omega\tau_l}\right)}.$$

这里 τ_h 是这个放大级的高基本节的时间常数, τ_l 是这个放大级的低基本节的时间常数。在成立了负反馈后, 按式 6-32,

$$A' = \frac{A}{1 - A\beta}.$$

如果 β 是一个定比 β_0 , 则

$$A' = \frac{A}{1 - A\beta_0} = \frac{-g_m R_0}{K\left(1 + j\omega\frac{\tau_h}{K}\right)\left(1 + \frac{1}{j\omega K\tau_l}\right)}.$$

其中

$$K = \frac{\left(g_m R_0 \beta_0 + 1 + \frac{\tau_h}{\tau_l}\right) + \sqrt{\left(g_m R_0 \beta_0 + 1 + \frac{\tau_h}{\tau_l}\right)^2 - 4\frac{\tau_h}{\tau_l}}}{2}.$$

(见式 6-60)

在一般 $R-C$ 放大级, $\frac{\tau_h}{\tau_l}$ 是一个极小于 1 的值, 于是在 $g_m R_0 \beta_0$ 比 1 大的情况,

$$K \approx 1 + g_m R_0 \beta_0,$$

即

$$A' \approx \frac{-g_m R_0}{1 + g_m R_0 \beta_0} \cdot \frac{1}{\left[1 + j\omega\frac{\tau_h}{1 + g_m R_0 \beta_0}\right]\left[1 + \frac{1}{j\omega\tau_l(1 + g_m R_0 \beta_0)}\right]}.$$

这里可见成立负反馈的后果在三方面:

- (1) 通带电压放大率减小, 成为原来的 $\frac{1}{1 + g_m R_0 \beta_0}$ 倍。
- (2) 高截止角频率提高了 $(1 + g_m R_0 \beta_0)$ 倍。
- (3) 低截止角频率压低成为原来的 $\frac{1}{(1 + g_m R_0 \beta_0)}$ 倍。

結果是犧牲了通帶電壓放大率，却將通帶頻域放寬了 $(1 + g_m R_0 \beta_0)^2$ 倍。

現在來考慮用電流負反饋的情形，如果使用電流負反饋，例如用圖 6-14 的方法，則電子管化成鈹內阻等於

$$r_p' = [r_p + (1 + \mu)R_k],$$

的等值電子管。 r_p' 式中 r_p 是電子管本身的鈹內阻。這個等值電子管的放大因數仍是電子管本身原來的值， μ 。

於是作出等值電路，圖 6-16。

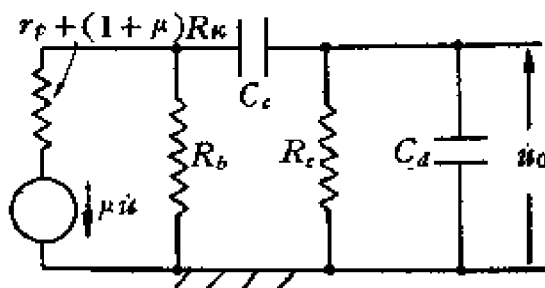


圖 6-16

按圖 6-16，根據第四章，可得通帶電壓放大率數值是

$$|A_v| = \frac{\mu R_L}{r_p + (1 + \mu)R_k + R_L},$$

式中 R_L 是 R_b 和 R_c 的并連。根據第四章的討論，圖 6-16 電路的低截止角頻率約是

$$\omega_l \approx \frac{1}{C_c \left\{ R_c + \frac{R_b [r_p + (1 + \mu)R_k]}{R_b + r_p + (1 + \mu)R_k} \right\}},$$

高截止角頻率約是

$$\omega_h \approx \frac{1}{\frac{r_p + (1 + \mu)R_k}{C_d} + \frac{1}{R_b} + \frac{1}{R_c}}.$$

可以按這三個式子看一下 R_k 取不同值所起的影响。

首先， R_k 對 $|A_v|$ 的影响是， R_k 愈大， $|A_v|$ 愈小，這就是負反饋的表現。

其次, R_k 愈大, ω_i 愈低, 但是 ω_i 式分母大括号中的 R_k 项往往要比

$$\frac{R_b[r_p + (1 + \mu)R_k]}{R_b + r_p + (1 + \mu)R_k}$$

项大得多, 因此 R_k 值增大对 ω_i 的减低不大.

再其次, R_k 对 ω_h 的影响是, R_k 愈大 ω_h 就愈低. 由于在三极管 $R-C$ 电路, R_b 及 R_k 都取比 r_p 大的值, 所以 R_k 对 ω_h 的影响是比较大的. 结果是, R_k 不等于 0 时, 通带电压放大率要跌落, 但同时高截止角频率也减低, 低截止角频率则仅略有减低, 整个通带域宽则减小.

这些是电流负反馈带来的后果, 与成立电压负反馈的情形是不同的. 在后者情形, 负反馈在降低了通带电压放大率的同时, 通带域宽是被放宽的.

以上只是一个例子, 说明电压负反馈和电流负反馈对放大器通带域宽的影响. 可以按上例推论, 电压负反馈和电流负反馈用于其它形式的放大器电路, 也将对电路的通带域宽以不同影响.

现在来讨论另一个例子, 说明电压负反馈和电流负反馈各对

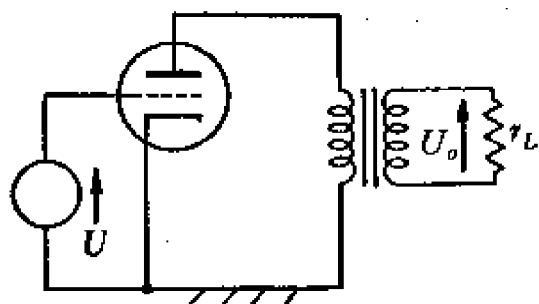


图 6-17 变压器引起非线性失真 因于电子管, 一方面起于输出变压器: 输出变压器的磁路是非线性的.

在比较高的工作频率, 变压器的激磁电流很小, 基本上没有非线性失真. 在比较低的工作频率, 变压器的激磁电流增大, 非线性失真就出现.

磁非綫性失真的起因是磁路中安匝值与磁通間的关系是非綫性的。当一个磁路的磁通是正弦波时, 它的繞組的感应电势也是正弦的, 但是激磁电流就要包括諧波分量。反过来, 当一个磁路的繞阻的电流是正弦波时, 它的磁通波就不是正弦波而要包括一些諧波, 于是繞組的感应电势就不是正弦波而也要包括一些諧波。

在图6-17所示电路的情形, 輸出电压 U_o 是变压器次級繞組的电压。如果輸入 U 是一个正弦波, 則希望 U_o 也是一个正弦波。如前所述, 当 U_o 是一个正弦波时, 变压器磁路的磁通必須是正弦波, 变压器的激磁电流就不免包括諧波。很明显, 必須供給变压器激磁电流諧波分量, 否則 U_o 就要包括諧波。

在这种非綫性失真情况下, 如果想用电流負反饋来改善 U_o 对 U 响应的直綫性 (見图 6-18), 結果將适得其反: 电子管板流对 U 的响应关系是由于电流負反饋而減低了, 但是 U_o 对 U 的响应关系就更呈現非綫性, 于是只能用图 6-19 电路形式来发生負反饋。这是电压負反饋, 可使 U_o 对 U 的响应关系成为比較綫性, 至于板流对 U 的响应关系的直綫性如何, 則和反饋沒有直接关系。

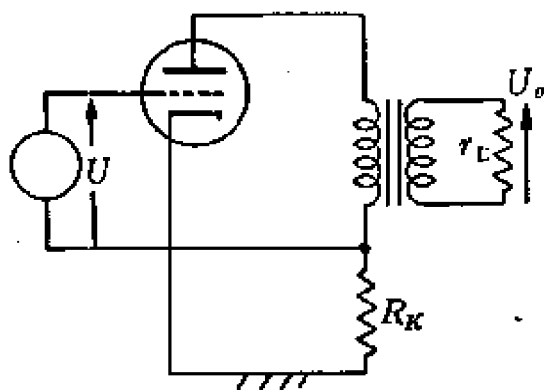


图 6-18 图 6-17 电路应用
电流負反饋

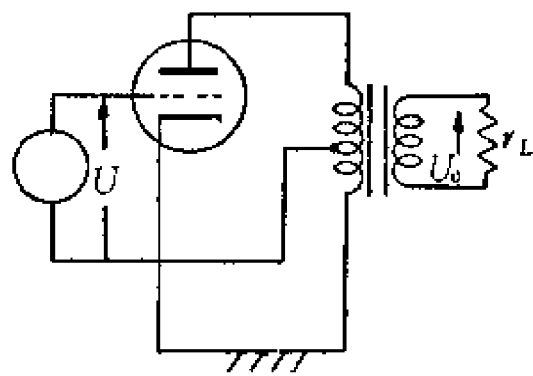


图 6-19 图 6-17 电路应用
电压負反饋

这个例子說明了, 在改变非綫性失真程度的性能方面, 电压負反饋和电流負反饋也不是統一的。

下面再举一个例子, 說明电压負反饋和电流負反饋对杂声的改变的不同。

图 6-20 是一个三极管 $R-C$ 放大级, 这个电路的板源电压中包括一些整流纹波分量 N .

板源电压中的纹波分量要在 U_0 中引起响应, 这就是电源杂声输出.

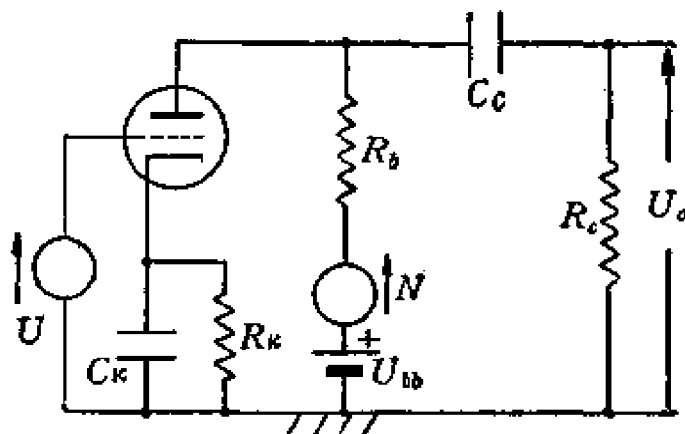


图 6-20 电源杂声问题

按图 6-20, 可以计算 U_0 中对 N 的响应分量是

$$U_{0N} = \frac{NR}{R_b + R},$$

式中 R 是 R_c 及电子管板内阻 r_p 的并联值. 按上式看, R 愈小, 则 U_{0N} 愈小. 一般 R_c 是甚大于 r_p , 所以 R 基本上是 r_p , 于是 r_p 的大小与 U_{0N} 有直接的影响.

如果为了改善 U_0 中的杂声分量, 而用电流负反馈, 结果将适得其反. 例如, 将电路中的 C_b 打开, 使 R_b 造成电流负反馈 (图 6-21). 按以前的讨论, 电流负反馈的等值电子管的板内阻是

$$r_p + (1 + \mu)R_b.$$

这是必然大于 r_p 的 (r_p 是电子管本身的板内阻), 于是由于电流负反馈, R 值增大, 结果 U_{0N} 增大. 在这种情形, 负反馈电流应该直接从输出电压 U_0 分得, 只能应用电压负反馈.

以上举了三个不同性质的例子, 都说明了电压负反馈与电流负反馈的不同, 这三个例子中, 电流负反馈都表现得有缺点.

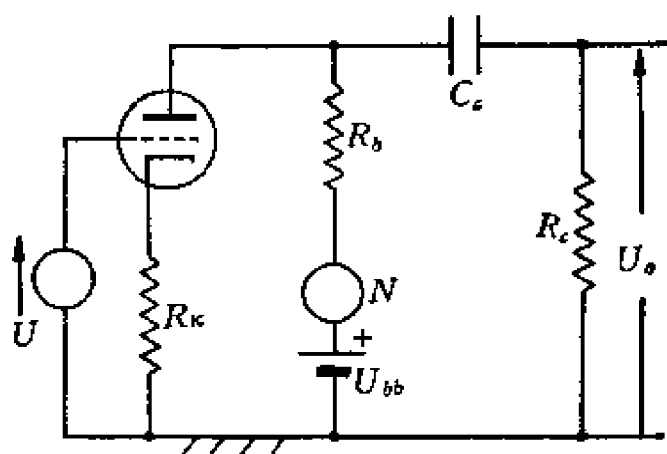


图 6-21 图 6-20 电路应用电流负反馈

因此实用负反馈电路多用电压负反馈。在很多电子管仪器中，往往要求仪器的输出表现为恒压源，这也要求应用电压负反馈。所以电压负反馈是负反馈的基本形式。

6-7 假想阻抗电路，负电阻功率放大器

按上一节讨论，成立了反馈的放大级或放大器可以化成一个等值电子管，这个等值电子管的参量，决定于放大级电子管本身的参量以及反馈的情况。例如，在简单的单级电路，成立电压负反馈后，电路的等值电子管的板内阻是

$$r_p' = \frac{1}{\frac{1}{r_p} + \beta g_m}. \quad (\text{式 6-94})$$

简单的单级电路成立电流负反馈后，等值电子管的板内阻是

$$r_p' = r_p + (1 + \mu) R_k, \quad (\text{式 6-101})$$

等等。

这些等值电子管的板内阻是从输出方面向放大级内视所见的电阻值。

如果研究式 6-94 的电路，(图 6-22) 可以注意到，在电路的输出二端左视，实在存在的阻抗只有电子管本身的 r_p 一者。而按式

6-94, 在这电路输出二端左视的阻抗是 $\frac{1}{\frac{1}{r_p} + \beta g_m}$, 它是 r_p 和 $\frac{1}{\beta g_m}$ 的并连. 于是可以说, 由于建立了电压负反馈, 发生了一个假想的并连阻抗 $\frac{1}{\beta g_m}$.

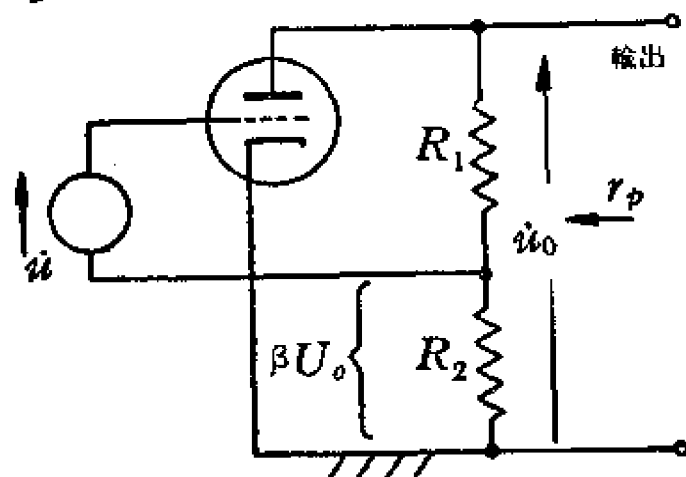


图 6-22 电压反馈引入假想阻抗

如果研究一下式 6-101 的电路 (图 6-23), 可以注意到, 在电路的输出二端左视, 实在存在的阻抗只有电子管本身的 r_p 和电阻 R_k 的串连: $(r_p + R_k)$. 而按式 6-75, 这电路在输出二端左视的阻抗是 $r_p + R_k + \mu R_k$, 是 $r_p + R_k$ 和 μR_k 的串连. 于是可以说, 由于建立了电流负反馈, 发生了一个假想的串连阻抗 μR_k .

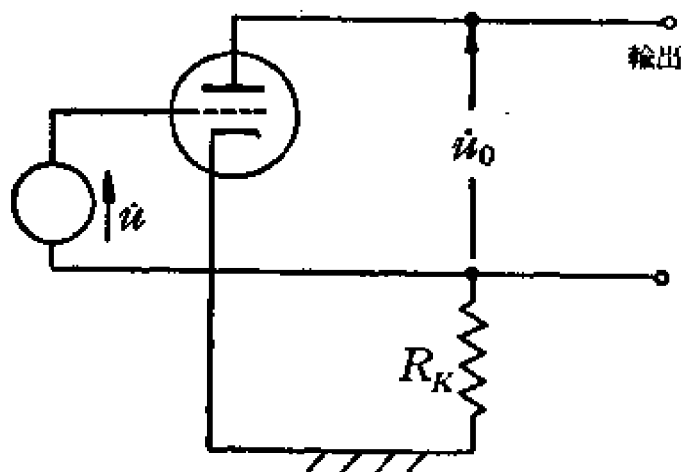


图 6-23 电流反馈引入假想阻抗

如果使电压反饋是正的, 也將造成在輸出端間并連上一个假想阻抗, 例如, 用一个倒相变压器使 β 为負值, 則并連的假想阻抗是 $-\frac{1}{g_m\beta}$, 如图 6-24 所示。

如果使电流負反饋是正的, 也將造成在輸出端間串連上一个假想阻抗, 例如, 用一个倒相变压器, 使反饋倒一个相而成为正的, 則串連的假想阻抗是 $-\mu R_k$, 如图 6-25 所示。

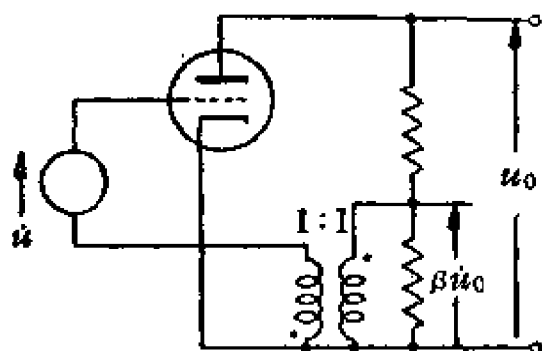


图 6-24

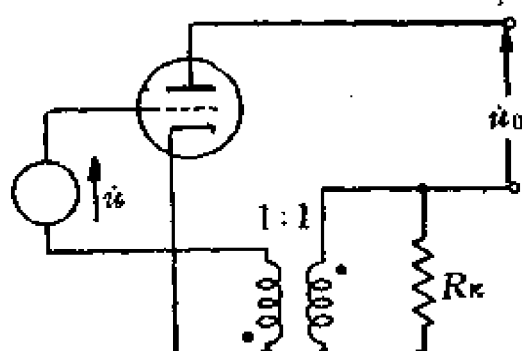


图 6-25

于是, 电压反饋有时也被称为并連反饋, 因为成立电压反饋后, 輸出阻抗中多了一个假想的并連分量. 这个并連阻抗可以是正的, 也可以是負的, 在負反饋情形是正的, 而在正反饋情形是負的。

把电路的輸入 u_i 拿去(短路), 不把电路作为放大器用, 而把在电路的鈹极-阴极端間看做一个二端网络, 这样做法, 电路成为一个假想阻抗电路. 在这电路的对外二端間(鈹极及阴极間), 电路的表现有如存在一个假想阻抗 $\frac{1}{\beta g_m}$ 和鈹內阻 r_p 的并連. 如果这电路选用高 r_p 值的五极管, 这电路的对外二端間將表现有如只存在一个假想阻抗 $\frac{1}{\beta g_m}$.

如果使 β 为負实值, 則得假想負电阻, 这已提过. 如果使 β 为 90° 的分压系数, 則得假想的电抗. 以图 6-26 为例, 当 $R \gg \omega L$ 时,

$$\beta = -\frac{j\omega L}{R + j\omega L} \approx -\frac{j\omega L}{R}$$

于是

$$Z_0 = \frac{1}{\beta g_m} \approx \frac{R}{j\omega L g_m},$$

是一个假想电容。假想电容值是 $\frac{L g_m}{R}$ 。

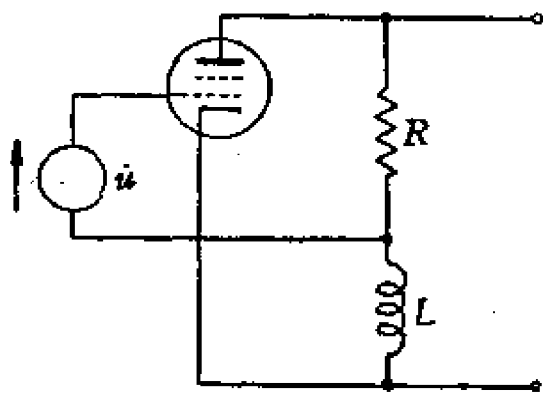


图 6-26 假想电容电路

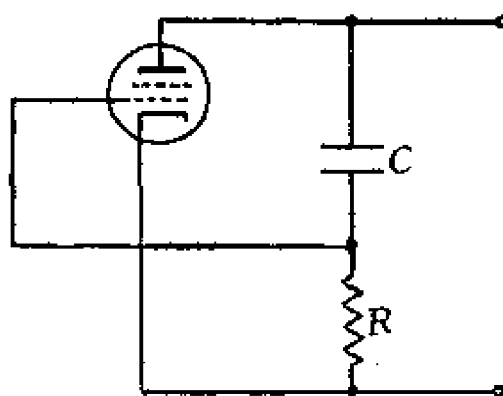


图 6-27 假想电容电路

图 6-27 电路是又一个得到假想电容的电路, 其中

$$\frac{1}{j\omega C} \gg R,$$

得

$$\beta = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \approx j\omega C R,$$

得

$$Z_0 = \frac{1}{\beta g_m} \approx \frac{1}{j\omega C R g_m}.$$

假想电容值是 $g_m R C$ 。

图 6-28 电路是一个假想电感电路, 其中

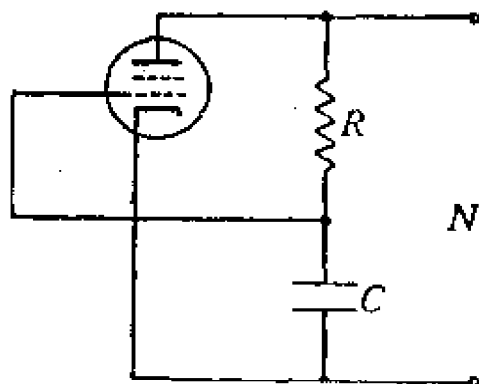


图 6-28 假想电感电路

$$\beta = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}},$$

如果

$$R \gg \frac{1}{j\omega C},$$

于是

$$Z_0 = \frac{1}{g_m \beta} \approx \frac{j\omega CR}{g_m}.$$

得假想电感值 $\frac{CR}{g_m}$.

图 6-29 电路是一个假想电容电路, 它包括二个电子管 V_1 和 V_2 . 其中 V_1 的板极和阴极是连向外面的, V_2 的栅极和阴极之间的电压就是外加电压. 按这电路, V_2 的板流是

$$i_2 = g_{m2} u_0.$$

其中 g_{m2} 是 V_2 的跨导, 这个电流 i_2 流经互感 M 的原级, 在副级引起一个感应电势 u_1 , 按图 6-29 所示的互感方向,

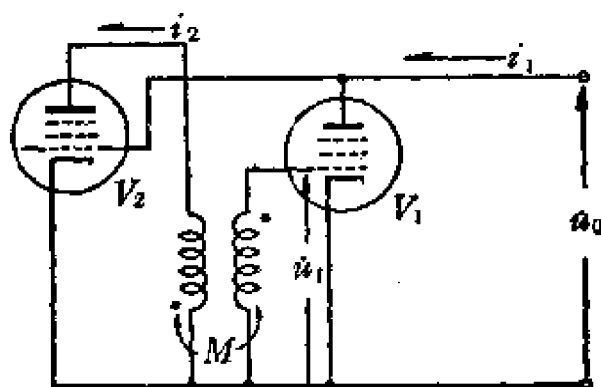


图 6-29 假想电容电路

$$u_1 = j\omega M i_2 = j\omega M g_{m2} u_0.$$

这 u_1 在 V_1 的板极电路里引起一个电流 i_1 ,

$$i_1 = g_{m1} u_1 = g_{m1} j\omega M g_{m2} u_0.$$

于是假想阻抗是

$$Z_0 = \frac{u_0}{i_1} = \frac{1}{j\omega M g_{m1} g_{m2}},$$

是一个假想的电容, 它的值是 $g_{m1} g_{m2} M$. 其中 g_{m1} 是 V_1 的跨导.

这里很明显,如果改变互感 M 的方向,将得负的电容.

按以上的讨论,可以布置许多电路,得各种不同的假想阻抗. 基本的原理,就是公式

$$Z_0 = \frac{1}{\beta g_m}. \quad (6-116)$$

假想阻抗的用途,主要分二类:一类是用来获得用实际元件得不到或不能经济地得到的参量值,以及用实际元件不可能得到的值,诸如极高值电感、极高值电容,以及负电阻、负电感、负电容等;一类是用以得到可以很方便地调节参量值的元件. 因为按式 6-116,假想阻抗是与电子管跨导 g_m 反比的,调节电子管的栅偏压,就可以调节电子管的跨导值,于是假想阻抗乃可方便的调节.

用假想阻抗电路的方法可以得到负的假想电阻,而负电阻按其定义来说,应该在电流流经其中时,非但不消耗功率,反而给出功率,于是可以用假想负电阻的电路来作功率放大器.

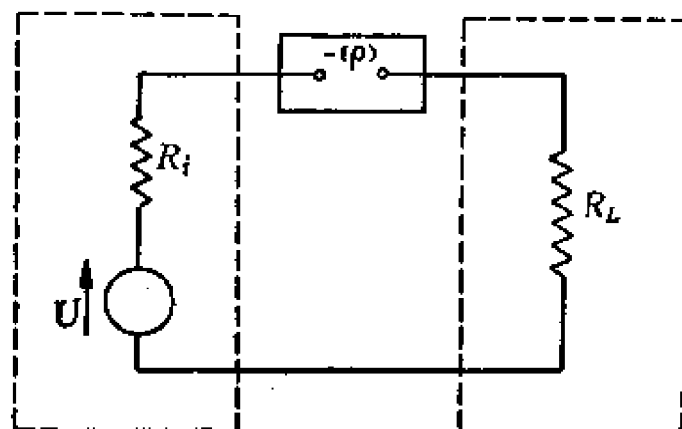


图 6-30 包括负电阻串连的电路

图 6-30 电路是一个串连电路,包括电源电势 U , 电源内阻 R_i , 串连的负电阻元件负阻 $(-\rho)$, 和负载 R_L . 如果负电阻元件短接, 则回路电流是

$$i = \frac{U}{R_i + R_L}.$$

R_L 中的收受功率是

$$i^2 R_L = \frac{U^2}{(R_i + R_L)^2} R_L.$$

如果將負阻元件串入, 則电路电流是

$$i = \frac{U}{R_i + R_L - \rho},$$

R_L 中的收受功率是

$$i^2 R_L = \frac{U^2}{(R_i + R_L - \rho)^2} R_L.$$

显然可見, 由于負电阻元件, R_L 中的收受功率得到增大.

如果电路的情况是如图 6-31, 則 R_2 对 U_1 的响应功率因負阻元件存在而加大, R_1 对 U_2 的响应功率也因負阻元件存在而加大, 因此負阻元件可以作为双向的功率放大設備.

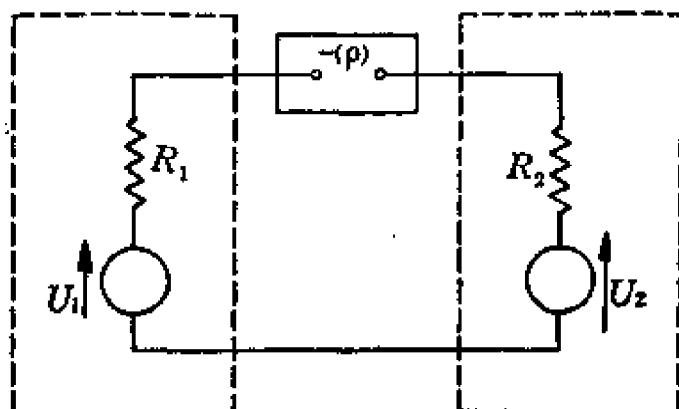


图 6-31 双向的負电阻功率放大电路

如果負阻元件不是串連于回路中, 而是跨接在电路的二綫上, 同样也起双向的功率放大作用, 这是图 6-32 所示的情形. 也可以將負阻元件構成負衰减的“衰减器”电路, 也得到双向的功率放大, 如图 6-33 所示. 这种由負电阻構成的双向功率放大器对于二綫制电话, 現在已經实用了.

現在来討論一下負阻电路作为功率放大器的原理.

考虑图 6-34 电路, 这电路是一个电压正反饋电路, 反饋的分压系数是

$$\beta = -\frac{N_1}{N_2},$$

N_1 和 N_2 各是一个变压器的二个绕组的匝数(见图), 于是这电路的负电阻值是

$$-\rho = -\frac{N_2}{N_1 g_m}.$$

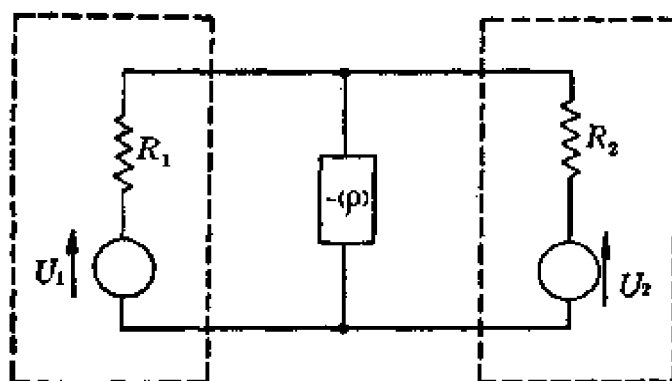


图 6-32 跨接负电阻的双向负电阻功率放大电路

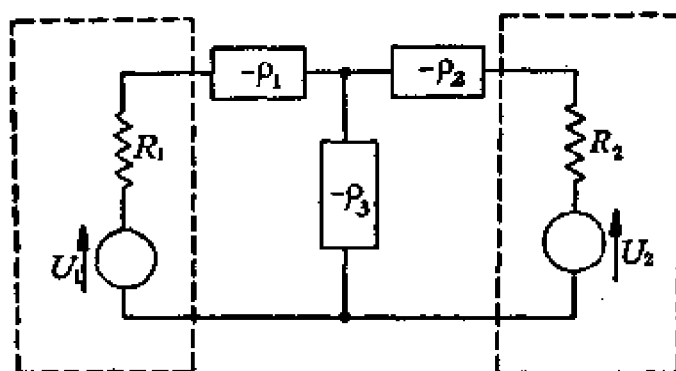


图 6-33 负电阻构成负衰减器

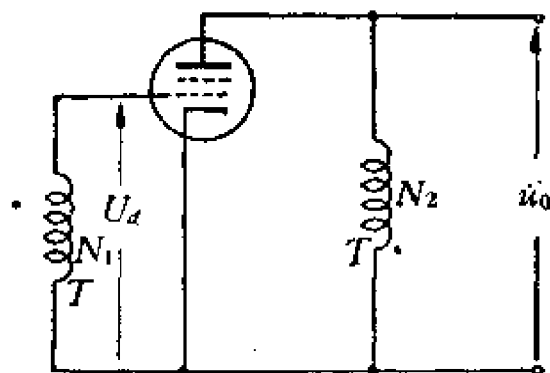
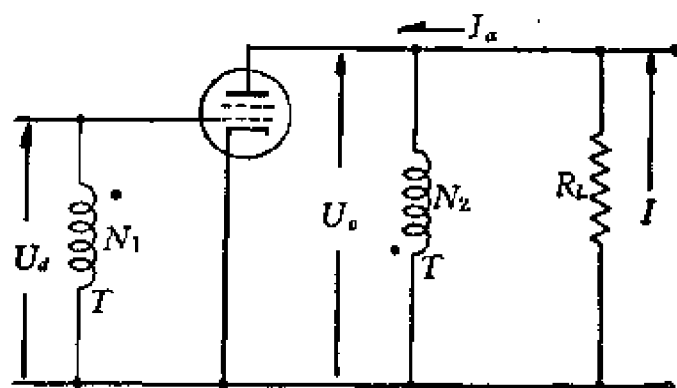


图 6-34 负电阻电路



· 图 6-35

如果把这个负电阻与一电阻 R_L 并连, 得并连电阻是

$$R = \frac{R_L(-\rho)}{R_L - \rho} = \frac{R_L}{1 - \frac{R_L}{\rho}}.$$

设有电流 I 流入此电路, 如图 6-35 所示, I 流经 R_L 和 $-\rho$ 的并联组合时, 在这个组合的二端发生了一个电压 U_o :

$$U_o = I \frac{R_L}{1 - \frac{R_L}{\rho}}.$$

I 在这个组合中引起的功率则是:

$$P_I = IU_o = \frac{I^2 R_L}{1 - \frac{R_L}{\rho}}.$$

此时, 在 R_L 中发生一个功率称之为 P_z :

$$P_z = \frac{U_o^2}{R_L} = \frac{I^2 R_L}{\left(1 - \frac{R_L}{\rho}\right)^2}.$$

比较 P_I 和 P_z , 显然前者小于后者, 因为因子 $(1 - R_L/\rho)$ 是小于 1.

在电流 I 引起了电压 U_o 的同时, 在电子管的栅极和阴极之间, 有一个电压 U_a ,

$$U_d = -\frac{N_1}{N_2} U_0.$$

这个 U_d 将引起一个板流 I_a :

$$I_a = g_m U_d = -\frac{N_1}{N_2} g_m U_0.$$

由于板流 I_a 只能在 R_L 中找到回路, 而 R_L 二端的电压是 U_0 , 于是 I_a 引起功率 P_L :

$$P_L = -I_a U_0 = \frac{N_1}{N_2} g_m U_0^2.$$

这里 I_a 的负号表示 I_a 和 U_0 是顺同方向的, I_a 取负号将代表 P_L 是由电子管向 R_L 供给的功率.

以
$$-\rho = -\frac{N_2}{N_1 g_m}$$

及
$$U_0 = \frac{I R_L}{1 - \frac{R_L}{\rho}}$$

代入 P_L 式, 得

$$P_L = \frac{1}{\rho} \frac{I^2 R_L^2}{\left(1 - \frac{R_L}{\rho}\right)^2}.$$

将 P_I 与 P_L 相加, 得

$$P_L + P_I = \frac{1}{\rho} \frac{I^2 R_L}{\left(1 - \frac{R_L}{\rho}\right)^2} + \frac{I^2 R_L}{\left(1 - \frac{R_L}{\rho}\right)} = \frac{I^2 R_L}{\left(1 - \frac{R_L}{\rho}\right)^2}.$$

这个功率的和与 P_z 相等:

$$P_z = P_L + P_I.$$

因此, 对于图 6-35 电路, 其 R_L 中的功率 P_z 是部分由 I 所供给, 而部分由电子管所供给. 作为负电阻的电子管电路, 实质上是一个功率放大器, 它的输入电压是由负载 R_L 二端的电压经由变压

器感应供给的, 它的负载就是电阻 R_L 。负电阻电路实质上是一个自激的功率放大器。

这个电路从电子管本身看来是一个习称的所谓正反馈放大器电路。这种电路的通带反馈环路电压放大率如大于 1, 按 6-5 节, 电路会自行起振。所以, 如果要电路能稳定的作为一个负电阻元件运用, 必须使从栅极到板极的通带电压放大率的值不大于反馈分压系数值的倒数。在图 6-34, 通带反馈分压系数值是 $\frac{N_1}{N_2}$, 于是这电路的板回路外接电阻, 例如, 如图 6-35 中的 R_L 应小于一定值,

$$R_L < \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{1}{g_m}$$

如果不满足以上条件, 整个包括 R_L 在内的电路要自行起振。

这种电路在 R_L 为开路的时候必定起振, 而在 R_L 为短路时必然不起振, 称为短路稳定的负电阻电路。

图 6-36 示又一种负电阻电路。把电子管作成等值电路, 得同图(乙)电路, 图(乙)包括一个串联电阻 r_p 、串联电阻 R 和电势 $-\mu U_d$ 。 U_d 是电子管栅极电压。

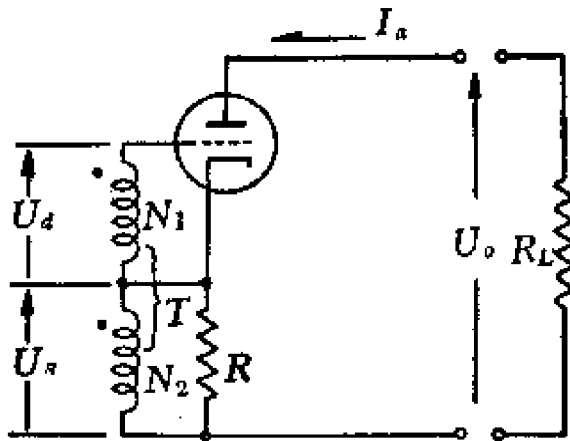


图 6-36(甲) 负电阻电路

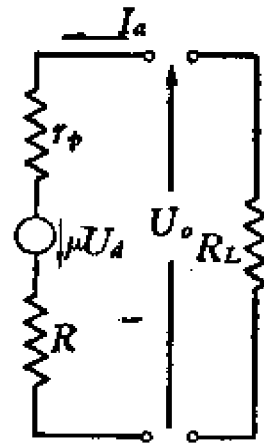


图 6-36(乙), (甲) 图的等值电路

这个电路, 当从板极送入一个电流 I_a 时, I_a 在 R 二端发生一

个电压

$$U_R = I_a R.$$

这个 U_R 經由变压器 T 感应到电子管的栅极电路中得栅极电压是

$$U_d = \frac{N_1}{N_2} U_R = \frac{N_1}{N_2} R I_a.$$

这个 U_d 乘上 $-\mu$ 后, 就是图(乙)中的电势。于是对应于电流 I_a 的电压响应是

$$U_0 = I_a(r_p + R) - \mu U_d = I_a \left[r_p + \left(1 - \mu \frac{N_1}{N_2} \right) R \right].$$

或, 这电路的对外二端表现有如一个电阻

$$R_0 = \frac{U_0}{I_a} = r_p + \left(1 - \mu \frac{N_1}{N_2} \right) R.$$

如果 $\mu \cdot \frac{N_1}{N_2}$ 和 R 的配合使 R_0 为负的, 这电路就成为一个负电阻, 这种负电阻电路同样也可用作功率放大器。

这个电路在外界成立一个回路时 (即图 3-36 电路中的 R_L 向电路的对外二端连接时) 发生正反馈, 如果通带反馈环路电压放大率的值大于 1, 电路会自行起振, 所以如果要电路能稳定的作为一个负电阻元件运用, 必须满足

$$\frac{\mu R}{R + R_L + r_p} \times \frac{N_1}{N_2} < 1.$$

以上 $\frac{\mu R}{R + R_L + r_p}$ 是从电子管栅极-阴极间到电阻 R 二端的电压放大率的值, $\frac{N_1}{N_2}$ 则是从电阻 R 二端到栅极-阴极间的变压比。

按上式条件, 当 R_L 是开路时, 电路必不起振, 而当 R_L 是 0 时, 电路必起振 (如果电路的表现是负电阻, 则 $\left(\mu \cdot \frac{N_1}{N_2} - 1 \right) R$ 必大于 r_p , $R_L = 0$ 时, 上式必不满足)。这电路是开路稳定电路。

图 6-34 电路和图 6-36 电路都是负电阻电路, 它们都能作为双向的功率放大器, 但二种电路的稳定运用条件不同, 前者在外界回路为短路时稳定, 后者在外界回路为开路时稳定。

6-8 放大管的动态輸入阻抗

一个放大管的动态輸入阻抗是这个电子管在作为放大器时, 在它的栅极和阴极二端之間所表現的阻抗。

图 3-37 示一个三极管放大器电路。图中有二个电容 C_{gp} 及 C_{gk} 。电容 C_{gk} 代表电子管内部栅极和阴极之間的极间电容和栅极引綫与“地”之間的总加电容, 电容 C_{gp} 代表电子管内部栅极和板极之間的极间电容和栅极引綫与板极引綫之間的总加电容。在負栅运用的电子管, 不会发生栅电子流, 同时栅极与其它电极之間是絕緣的, 所以構成栅极阴极之間輸入阻抗的只能是这些电容 C_{gk} 和 C_{gp} 。

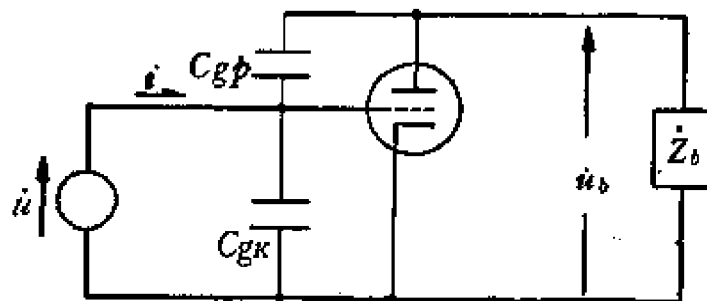


图 6-37 放大管的动态輸入阻抗

如果电子管的板极被固定在一定的电位, 則由于栅极的輸入电压 u_i , 將引起一个电流 i (都可見图 6-37):

$$i = j\omega(C_{gk} + C_{gp})u_i$$

称 u_i 与 i 的比是輸入阻抗 Z_i ,

$$Z_i = \frac{u_i}{i} = \frac{1}{j\omega(C_{gk} + C_{gp})}.$$

在这种运用情况下, 輸入阻抗由二个电容 C_{gk} 及 C_{gp} 的并連構成, 这是維持板压在固定值时的电子管輸入阻抗, 称为静态輸入阻抗。

当电子管作为放大管使用时, 往往板压必作摆动, 在这样的情况下, 要重新考虑輸入阻抗。在考虑这一問題时, 將图 6-37 电路

化为等值电路图 6-38 分析。图 6-37 中的电子管和图 6-38 中的恒流 $g_m \dot{u}$ 和板内阻 r_p 具有等值关系。

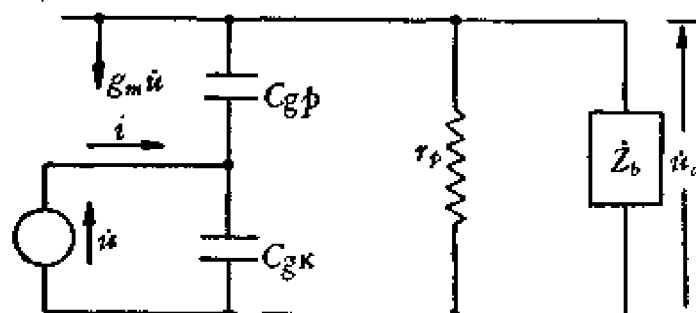


图 6-38 放大管的动态输入阻抗

为了求知电流 i ，可以用重叠定理分别求出输入电压 u_i 直接引起的分量 i_1 ，和恒流 $g_m \dot{u}$ 所引起的分量 i_2 ，而叠加求得总的电流 i 。

$$i_1 = j\omega C_{gk} \dot{u}_i + \frac{\dot{u}_i}{\frac{1}{j\omega C_{gp}} + Z_0},$$

$$i_2 = \frac{g_m \dot{u}_i Z_0}{Z_0 + \frac{1}{j\omega C_{gp}}},$$

$$\begin{aligned} i = i_1 + i_2 &= j\omega C_{gk} \dot{u}_i + \frac{\dot{u}_i}{\frac{1}{j\omega C_{gp}} + Z_0} + \frac{g_m \dot{u}_i Z_0}{\frac{1}{j\omega C_{gp}} + Z_0} \\ &= j\omega C_{gk} \dot{u}_i + \left(\frac{1 + g_m Z_0}{\frac{1}{j\omega C_{gp}} + Z_0} \right) \dot{u}_i. \end{aligned}$$

于是动态输入阻抗是：

$$Z_i = \frac{\dot{u}_i}{i} = \frac{1}{j\omega C_{gk} + \frac{1 + g_m Z_0}{Z_0 + \frac{1}{j\omega C_{gp}}}}, \quad (6-117)$$

即动态输入导纳是

$$Y_i = j\omega C_{gk} + \frac{j\omega C_{gp}(1 + g_m Z_0)}{1 + j\omega C_{gp} Z_0}. \quad (6-118)$$

以上 Z_0 是 r_p 和 Z_b 的并连。

按图 6-38,

$$\dot{u}_a = \frac{-g_m \dot{u} \dot{Z}_0 \frac{1}{j\omega C_{gp}}}{\dot{Z}_0 + \frac{1}{j\omega C_{gp}}} + \frac{\dot{u} \dot{Z}_0}{\dot{Z}_0 + \frac{1}{j\omega C_{gp}}}.$$

称 $\dot{u}_a$ 与 $\dot{u}$ 之比为电压放大率,

$$A = \frac{\dot{u}_a}{\dot{u}} = \frac{-g_m \frac{\dot{Z}_0}{j\omega C_{gp}} + \dot{Z}_0}{\dot{Z}_0 + \frac{1}{j\omega C_{gp}}} = \frac{j\omega C_{gp} \dot{Z}_0 - g_m \dot{Z}_0}{1 + j\omega C_{gp} \dot{Z}_0}, \quad (6-119)$$

按此, 則

$$1 - A = 1 - \frac{j\omega C_{gp} \dot{Z}_0 - g_m \dot{Z}_0}{1 + j\omega C_{gp} \dot{Z}_0} = \frac{1 + g_m \dot{Z}_0}{1 + j\omega C_{gp} \dot{Z}_0}.$$

于是式 6-103 及式 6-92 各可写为:

$$\dot{Z}_r = \frac{1}{j\omega C_{gk} + (1 - A)j\omega C_{gp}}, \quad (6-120)$$

$$\dot{Y}_i = j\omega C_{gk} + (1 - A)j\omega C_{gp}. \quad (6-121)$$

式 6-120 及式 6-121 指出, 放大管的动态输入阻抗包括二个并連部分: 一个是电容 C_{gk} 的阻抗, 一个是阻抗 $\frac{1}{(1 - A)j\omega C_{gp}}$.

現在来討論一下这二个相并連的阻抗, 以及它們的物理意义.

回到图 6-37, 可以看到, 由于栅极和阴极之間直接跨接着电容 C_{gk} , 所以輸入阻抗中必定包括一个并連分量: 电容 C_{gk} , 这就是式 6-120 分母中的 $j\omega C_{gk}$.

再在图 6-37 上, 可以看到, 电容 C_{gp} 的二端的电位, 一端是 $\dot{u}$, 一端則是 $\dot{u}_a$, 因为 $\dot{u}_a$ 是 $\dot{u}$ 的 A 倍, 所以电容 C_{gp} 二端的电位差是

$$\dot{u} - \dot{u}_a = \dot{u}(1 - A),$$

于是当輸入一个电压 $\dot{u}$ 时, 在电容 C_{gp} 中要有电流

$$j\omega C_{gp} \dot{u}(1 - A)$$

流行. 也就是說, 由于 C_{gp} 的存在, 放大管的輸入阻抗中要多上一

个并連上去的阻抗:

$$\frac{1}{j\omega C_{gp}(1-\dot{A})},$$

这就是式 6-120 分母中的 $(1-\dot{A})j\omega C_{gp}$. 这后者輸入阻抗并連分量是依賴这个放大級的电压放大率的, 它反映了鉅压受栅压控制而作摆动的后果.

單个放大級在通帶內的电压放大率是負的, $\dot{A} = -A_0$, 于是放大管在通帶內的动态輸入阻抗乃成为

$$\dot{Z}_i = \frac{1}{j\omega C_{gk} + (1+A_0)j\omega C_{gp}},$$

它是由电容 C_{gk} 、电容 C_{gp} 和电容 $A_0 C_{gp}$ 的并連組成. 在电路实在存在的, 有电容 C_{gk} 和 C_{gp} , 电容 $A_0 C_{gp}$ 是假想电容.

这里值得指出一点: A_0 往往比 1 要大許多. 于是, 放大管的动态輸入阻抗要比静态輸入阻抗小得多, 相应于动态輸入阻抗的总有效电容称为动态电容. 在 A_0 比較大的情形, 动态电容可达 100~200 微微法, C_{gk} 和 C_{gp} 二者本身一般不过 10 微微法左右(包括极际电容量和引綫間的电容量).

这里还值得指出又一点: 当 $\dot{Z}_0$ 是一个电感性阻抗时, $\dot{Z}_i$ 將包括一些負电阻分量. 为了說明这一点, 設 $\dot{Z}_0$ 是一个电感 L 的阻抗 $j\omega L$, 而电子管为五极管, 以 $\dot{Z}_0 = j\omega L$ 代入式 6-118, 得,

$$\begin{aligned}\dot{Y}_i &= j\omega C_{gk} + \frac{j\omega C_{gp}(1+g_m j\omega L)}{1+j\omega C_{gp}(j\omega L)} \\ &= j\omega C_{gk} + \frac{j\omega C_{gp}}{1-\omega^2 C_{gp}L} - \frac{\omega^2 C_{gp}L g_m}{1-\omega^2 C_{gp}L}.\end{aligned}$$

在

$$(1-\omega^2 C_{gp}L) > 0$$

的頻域, $\dot{Y}_i$ 一共包括二个并連的电容和一个負的电导. 包括負的电阻或电导的电路, 在一定的其它元件配合下, 可以自行振盪不息.

以上指出的二点, 在 $C_{gp} = 0$ 或极端小的情况下, 就不成为須要提出的問題, 因为在 $C_{gp} = 0$ 或极端小的情形, 动态輸入阻抗基本上成为

$$\dot{Z}_i = \frac{1}{j\omega C_{gk}},$$

或輸入导納成为 $\dot{Y}_i = j\omega C_{gp}$,

鉍压受栅压控制而作的摆动, 將不在輸入阻抗中得到反映, 也就沒有发生負电导的問題, 也沒有发生可觀的动态輸入电容的問題。

为了减低 C_{gp} 值, 就制造了(电压放大或高頻率)五极管, 在(电压放大或高頻率)五极管里, 簾栅將鉍极和栅极之間的电力綫隔离, 使电子管內的鉍极-栅极間的极际电容降到极小(量級在几百分之一到几千分之一的微微法)。如果在栅极和鉍极引綫方面相互作电隔离, C_{gp} 值基本上可略去不計, 动态輸入阻抗基本上就等于静态輸入阻抗, 因为动态輸入阻抗和静态輸入阻抗的不同起因于 C_{gp} 的反饋。

不过在五极管里, 由于引入了簾栅极, 而簾栅的交流电压是同于阴极电位的, 在放大管的輸入电容中要加上一个栅极与簾栅間的极际电容 C_{gk2} , 一般 C_{gk2} 約在 10 微微法上下。

如果存在于鉍极-栅极之間的不仅是一个电容 C_{gp} , 而是一个阻抗 $\dot{Z}_{gp}$, 如果存在于栅极-阴极之間的不仅是一个电容 C_{gk} , 而是一个阻抗 $\dot{Z}_{gk}$, 則式 6-117 和式 6-118 各成为

$$\dot{Z}_i = \frac{1}{\frac{1}{\dot{Z}_{gk}} + \frac{1+g_m\dot{Z}_0}{\dot{Z}_0 + \dot{Z}_{gp}}}, \quad (6-117)'$$

$$\dot{Y}_i = \frac{1}{\dot{Z}_{gk}} + \frac{1+g_m\dot{Z}_0}{\dot{Z}_0 + \dot{Z}_{gp}}. \quad (6-118)'$$

式 6-120 和式 6-121 各成为

$$\dot{Z}_i = \frac{1}{\frac{1}{\dot{Z}_{gk}} + (1-A)\frac{1}{\dot{Z}_{gp}}}, \quad (6-120)'$$

$$\dot{Y}_i = \frac{1}{Z_{gk}} + (1-A) \frac{1}{Z_{gp}}. \quad (6-121)'$$

这些是写得比较一般化的动态输入阻抗及导纳式。

动态输入阻抗的概念可以推广到多级放大器。

考虑图 6-39 电路, 这个电路包括一个电压放大率为 $\dot{A}$ 的放大器, 还有阻抗 $\dot{Z}_{12}$ 和 $\dot{Z}_{13}$ (都可见图)。

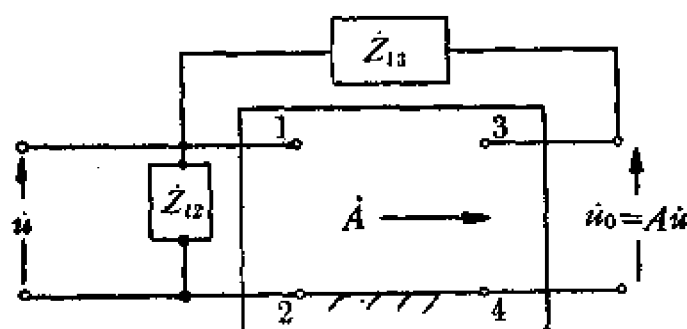


图 6-39 放大管的动态输入阻抗

按图 6-39, 套用式 6-120' 和式 6-121',

$$\dot{Z}_i = \frac{1}{\frac{1}{Z_{12}} + (1-A) \frac{1}{Z_{13}}}, \quad (6-122)$$

$$\dot{Y}_i = \frac{1}{\dot{Z}_{12}} + (1-A) \frac{1}{\dot{Z}_{13}}. \quad (6-123)$$

$\dot{Z}_{12}$ 、 $\dot{Z}_{13}$ 以及 $\dot{A}$ 的各种配合, 可以得到各种动态输入阻抗, 在有的场合, 由这种形式的电路布置作为假想阻抗电路。

6-9 阴极输出级

阴极输出级的基本电路形式见图 6-40, 这个电路的输入电压在栅极和“地”之间, 输出电压在阴极和“地”之间, 这个电路的板极被固定在板源电压地位, 它的交流电位同于“地”。习见的放大器电路都在板极电路输出, 而图 6-40 类型的电路在阴极电路输出, 所以称为阴极输出级。

阴极輸出級是电压負反饋放大器，按图 6-40 所示，輸出电压全部被反饋到栅极与阴极之間，即 β 等于 1。

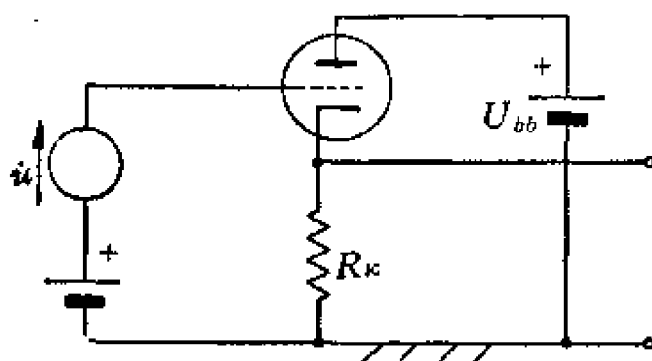


图 6-40 三极管阴极輸出器

阴极輸出級分为二类：一类是电压放大器；一类是功率放大器。

用三极管和五极管都可以構成阴极輸出級，图 6-40 电路是三极管电路，图 6-41 电路是五极管电路。

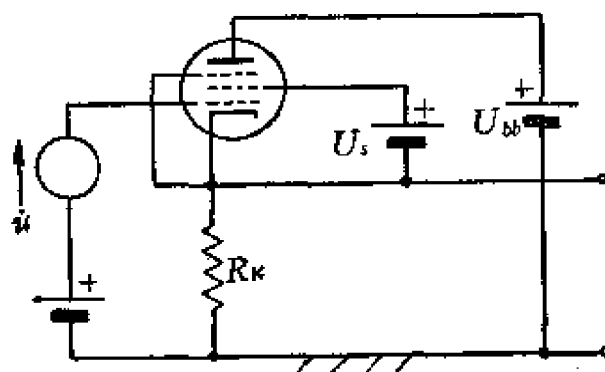


图 6-41 五极管阴极輸出器

阴极輸出放大級的基本特征是：

- (1) 高的动态輸入阻抗；
- (2) 低的輸出阻抗；
- (3) 小于 1 的通帶电压放大率数值。

阴极輸出級具有这些性能是因为它是一个电压負反饋放大器，所有电压負反饋放大器的优点，如杂声的抑低，頻率响应性能

的改善,非綫性失真的抑低等等,它都具备。

由于阴极輸出級具有高的輸入阻抗、低的輸出阻抗的特征,它被应用作为高內阻信号源与低輸入阻抗的接收系統之間的接續設備,使具有低的輸入阻抗的接收系統連向高內阻的信号源时,可以不影响信号源的輸出端电压。

由于阴极輸出級的杂声及非綫性失真是低的,功率阴极輸出級是品質很高的功率放大級。在功率灵敏度容許很低的場合,功率放大級可以采用阴极輸出形式电路。这种电路的輸出阻抗极低,对負載的表現是近似的恒压源。

現在来研究一下图 6-40 电路。將图 6-40 电路的直流略去,得图 6-42 电路。

按电子管鉅流的基本公式,

$$i_a = g_m u_d + \frac{u_a}{r_p},$$

在图 6-42 上,

$$u_d = u - u_0,$$

$$u_a = -u_0 = -i_a R_k,$$

于是

$$i_a = \frac{g_m u}{1 + \frac{R_k}{r_p} + g_m R_k},$$

$$u_0 = \frac{u}{1 + \frac{1}{g_m r_p} + \frac{1}{g_m R_k}}, \quad (6-124)$$

$$u_d = \frac{u}{1 + \frac{g_m R_k r_p}{R_k + r_p}}. \quad (6-125)$$

从式 6-124, 电压放大率是

$$A = \frac{u_0}{u} = \frac{1}{1 + \frac{1}{g_m R_k} + \frac{1}{g_m r_p}}. \quad (6-126)$$

从这个式子可以作出二个結論: 首先, 阴极輸出級的电压放大

率的值必小于 1, 如果做到 $g_m R_k$ 极大于 1, $g_m r_p$ 极大于 1, 則 A 的值接近于 1.

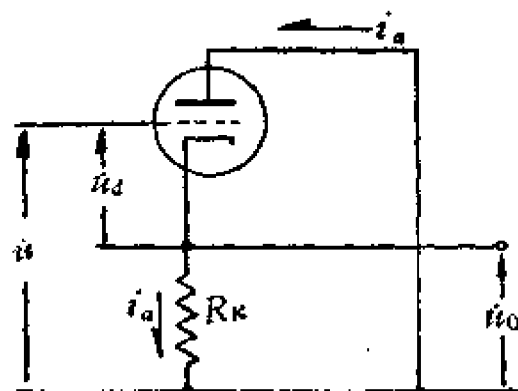


图 6-42 三极管阴极输出器

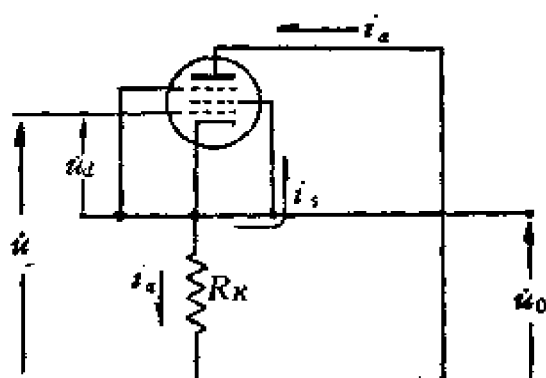


图 6-43 五极管阴极输出器

其次, 在做到了 $g_m R_k$ 极大于 1, $g_m r_p$ 也极大于 1 后, 输出电压 i_o 对输入电压 i_i 的响应关系就不依赖于电子管的参量 g_m 及 r_p 等了, 这代表在 $g_m R_k$ 及 $g_m r_p$ 极大于 1 的条件下, 阴极输出级的非线性失真低的。

现在再来看一下式 6-125. 式 6-125 指出, 在 $\frac{g_m R_k r_p}{R_k + r_p}$ 极大于 1 的条件下, i_d 是极小于 i_i 的. 原来按式 6-124, i_o 基本上接近等于 i_i , 所以作为 i_i 和 i_o 之差的 i_d 当然很小, 阴极交流电位有如是跟随着栅极交流电位. 上一节关于放大管动态输入阻抗的讨论指出, 动态输入阻抗决定于电子管栅极和别的电极的极间电容(或阻抗), 又复决定于栅极与这些电极间的相对电压摆动情况, 如果栅极与这些电极间的相对电压摆动是大的, 则跨在栅极与这些电极间的电容(或阻抗)就要造成較低的动态输入阻抗, 如果栅极与这些电极间的相对电压摆动是小的, 则跨在栅极与这些电极间的电容(或阻抗)所造成的动态输入阻抗就要較高. 现在 6-125 式指出, 阴极输出级的栅极和阴极之间的交流电位差是很小的, 于是可以希望存在于栅极与阴极之间的极间电容(及阻抗)所造成的输入阻抗很高.

称所有存在于栅极和阴极之间的电容为 C_{gk} , 存在于栅极和板极之间的电容为 C_{gp} , 得输入电压 $\dot{u}$ 所将引起的栅极端输入电流是

$$\dot{i} = j\omega C_{gk}\dot{u}_d + j\omega C_{gp}\dot{u} = -\frac{j\omega C_{gk}\dot{u}}{1 + \frac{g_m R_k r_p}{R_k + r_p}} + j\omega C_{gp}\dot{u}.$$

于是动态输入阻抗成为

$$\dot{Z}_i = \frac{\dot{u}}{\dot{i}} = \frac{1}{j\omega C_{gp} + \frac{j\omega C_{gk}}{1 + \frac{g_m R_k r_p}{R_k + r_p}}}, \quad (6-127)$$

或输入导纳成为

$$\dot{Y}_i = j\omega C_{gp} + \frac{j\omega C_{gk}}{1 + \frac{g_m R_k r_p}{R_k + r_p}}. \quad (6-128)$$

这里可见: 由于 C_{gp} 所造成的输入阻抗并连分量不过是 C_{gp} 本身, 而 C_{gk} 所造成的输入阻抗并连分量减少到为 C_{gk} 的 $\frac{1}{1 + \frac{g_m R_k r_p}{R_k + r_p}}$ 倍.

在 $\frac{g_m R_k r_p}{R_k + r_p}$ 甚大于 1 的情形, 与一般的板路输出的放大级相比, 输入阻抗很大.

如在五极管阴极输出级电路, 按电子管板流的基本公式,

$$\dot{i}_a = g_m \dot{u}_d,$$

在图 6-43 上,

$$\dot{u}_d = \dot{u} - \dot{u}_0,$$

$$\dot{u}_0 = -\dot{i}_a R_k,$$

于是

$$\dot{i}_a = \frac{g_m \dot{u}}{1 + g_m R_k},$$

$$\dot{u}_0 = -\frac{\dot{u}}{1 + \frac{1}{g_m R_k}}, \quad (6-129)$$

$$\dot{u}_d = \frac{\dot{u}}{1 + g_m R_k}. \quad (6-130)$$

从式 6-129, 电压放大率是

$$A = \frac{\dot{u}_0}{\dot{u}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{g_m R_k}}. \quad (6-131)$$

从这个式子可以作出二个結論: 首先, 五极管阴极輸出級的电压放大率的值必小于 1. 如果做到 $g_m R_k$ 很大于 1, 則 A 的值就很接近于 1. 其次, 在做到了 $g_m R_k$ 很大于 1 的条件下, 輸出电压 $\dot{u}_0$ 对 $\dot{u}$ 的响应关系將不依赖于电子管的参量 g_m 等, 这代表在 $g_m R_k$ 很大于 1 的条件下, 阴极輸出級的非綫性失真是低的.

現在再来看一下式 6-130. 式 6-130 指出, 在 $g_m R_k$ 很大于 1 的条件下, 栅极与阴极之間的交流电位差 $\dot{u}_d$ 是极小于 $\dot{u}$ 的, 原来按式 6-129, $\dot{u}_0$ 基本上接近等于 $\dot{u}$, 所以作为 $\dot{u}$ 和 $\dot{u}_0$ 之差的 $\dot{u}_d$ 当然很小, 于是由于栅极与阴极之間的电容 C_{gk} 所造成的輸入阻抗并連分量將成为很大. 在五极管里, 栅极与鉍极之間的电容是极低的, 栅极与簾栅之間的电容 C_{gk2} 和三极管里栅极与鉍极間的电容 C_{gp} 相当, 因为簾栅极与阴极的交流电位相同, 于是由于簾栅极与栅极之間的电容所造成的輸入阻抗并連分量也很大. 这种情况下由輸入电压 $\dot{u}$ 所引起的栅极端輸入电流是

$$\dot{i} = j\omega(C_{gk} + C_{gk2})\dot{u}_d = \frac{j\omega(C_{gk} + C_{gk2})\dot{u}}{1 + g_m R_k}.$$

于是动态輸入阻抗是

$$\dot{Z}_i = \frac{\dot{u}}{\dot{i}} = \frac{1 + g_m R_k}{j\omega(C_{gk} + C_{gk2})}, \quad (6-132)$$

或輸入导納是,

$$\dot{Y}_i = \frac{j\omega(C_{gk} + C_{gk2})}{1 + g_m R_k}. \quad (6-133)$$

如果阴极輸出放大級的栅极-阴极之間跨接了栅漏电阻, 如图 6-44 的 R_c 所示, 則这 R_c 也要引起輸入电流. 在三极管电路, 动态輸入阻抗乃成为

$$Z_i = \frac{1}{j\omega C_{gp} + \frac{j\omega C_{gk}}{1 + \frac{g_m R_k r_p}{R_k + r_p}} + \frac{1}{R_c \left(1 + \frac{g_m R_k r_p}{R_k + r_p}\right)}}, \quad (6-134)$$

或动态输入导纳成为

$$\dot{Y}_i = j\omega C_{gp} + \frac{j\omega C_{gk}}{1 + \frac{g_m R_k r_p}{R_k + r_p}} + \frac{1}{R_c \left(1 + \frac{g_m R_k r_p}{R_k + r_p}\right)}. \quad (6-135)$$

故动态输入阻抗包括三个并连分量：一个是电容 C_{gp} ，一个是缩小成为原来值 $\left(\frac{1}{1 + \frac{g_m R_k r_p}{R_k + r_p}}\right)$ 倍的电容 C_{gk} ；一个是增大成为原来值 $\left(1 + \frac{g_m R_k r_p}{R_k + r_p}\right)$ 倍的电阻 R_c ，动态输入阻抗的值是高的。

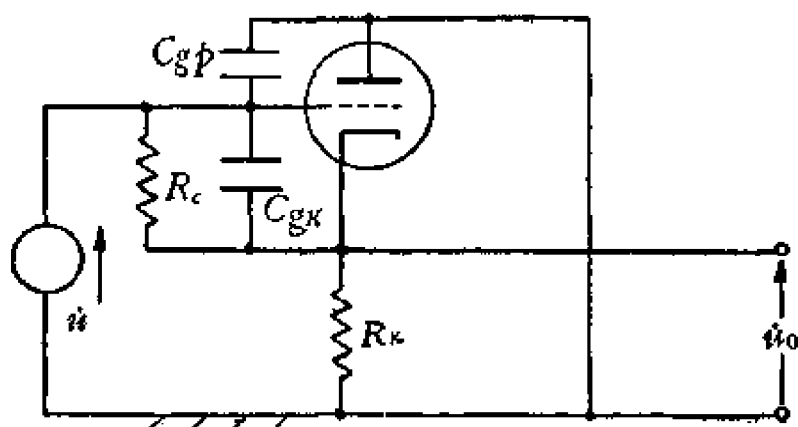


图 6-44(甲)五极管阴极输出器

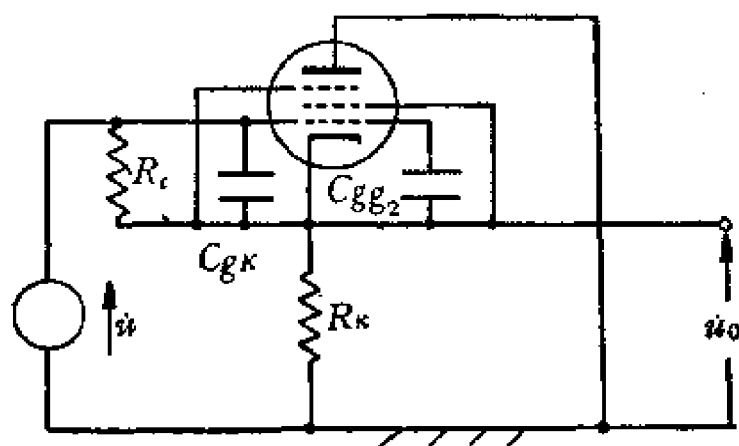


图 6-44(乙)五极管阴极输出器

五极管电路有了电阻 R_c , 则动态输入阻抗成为

$$Z_i = \frac{1 + g_m R_k}{j\omega (C_{gk} + C_{gg2}) + \frac{1}{R_c}}, \quad (6-136)$$

或动态输入导纳为

$$Y_i = \frac{j\omega (C_{gk} + C_{gg2})}{1 + g_m R_k} + \frac{1}{R_c (1 + g_m R_k)}. \quad (6-137)$$

故动态输入阻抗包括三个并连分量: 一个是缩小了 $(1 + g_m R_k)$ 倍的电容 C_{gk} ; 一个是缩小了 $(1 + g_m R_k)$ 倍的电容 C_{gg2} ; 一个是增大了 $(1 + g_m R_k)$ 倍的电阻 R_c , 动态输入阻抗是高的。

因为栅极和阴极之间的相对电压摆动是极小于输入电压 u_i 的, 所以所有在栅极和阴极之间跨接的阻抗所造成的动态输入阻抗并连分量, 都是十分增大了的原阻抗值。基于这一点, 阴极输出级的栅极输入引线可以按图 6-45 的方法加一个隔离套管, 套管的作用是保护栅极输入引线免受杂散电场的干扰。套管的电位是阴极电位(交流), 因为加上套管以后所增加的 C_{gk} , 因阴极电位随着栅极电位而摆动, 予动态输入导纳中并连电容分量的增加不大。

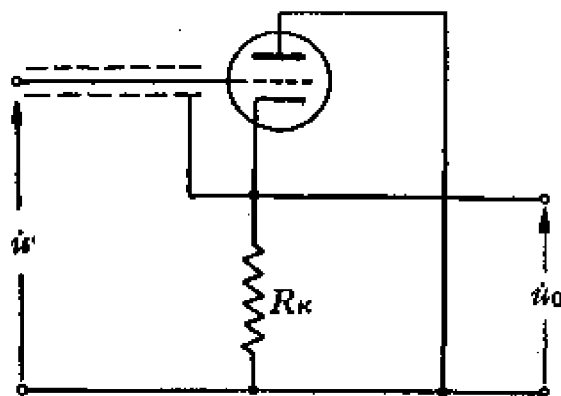


图 6-45 阴极输出器

从式 6-124 已知三极管阴极输出器的输出端开路电压, 再求出输出端短路时发生的短路电流, 就可求得输出阻抗。在输出二端短路时反馈消失, 板极与阴极之间短路, 栅极与阴极之间的交流

电位差是 u , 故输出端間短路的电流是

$$i_0 = g_m u,$$

于是輸出阻抗

$$Z_0 = \frac{u_0}{i_0} = \frac{u}{\left(1 + \frac{1}{g_m r_p} + \frac{1}{g_m R_k}\right) g_m u} = \frac{1}{g_m + \frac{1}{r_p} + \frac{1}{R_k}}. \quad (6-138)$$

从上式可見, 三极管阴极輸出級的輸出阻抗包括三个电阻并連: 一个是 r_p , 一个是 R_k , 另一是 $\frac{1}{g_m}$. 因为 $\frac{1}{g_m}$ 等于 $\frac{r_p}{\mu}$, 所以阴极輸出放大級的輸出阻抗是低的, 在一般电子管, g_m 約在 2 毫安/伏上下, 得輸出阻抗在 500 欧上下.

同样, 在五极管电路,

$$Z_0 = \frac{1}{g_m + \frac{1}{R_k}}. \quad (6-139)$$

可見五极管阴极輸出級的輸出阻抗包括二个电阻的并連: 一个是 R_k , 一个是 $\frac{1}{g_m}$, 在用一般电子管的情形, 輸出阻抗在 500 欧上下.

現在来考虑阴极輸出級的杂声問題.

往往在放大器电路里, 电源杂声是一种比較大的杂声, 阴极輸出級的輸出电压中受电源杂声的影响是很低的.

图 6-46 电路中的电势 u_n 代表飯源电压中的杂声分量, 按电子管飯流的基本公式,

$$i_a = g_m u_d + \frac{u_n}{r_p},$$

在图 6-46 电路情形,

$$u_d = u - u_0,$$

$$u_d = u_n - u_0,$$

$$u_0 = i_a R_k,$$

于是

$$u_0 = \frac{u + \frac{u_n}{g_m r_p}}{1 + \frac{1}{g_m R_k} + \frac{1}{g_m r_p}}. \quad (6-140)$$

由上式可見, i_{sh} 造成的杂声輸出基本上是 i_n 的 $\frac{1}{g_m r_p} = \frac{1}{\mu}$ 倍. 在使用高 μ 管的情形, 杂声輸出很小.

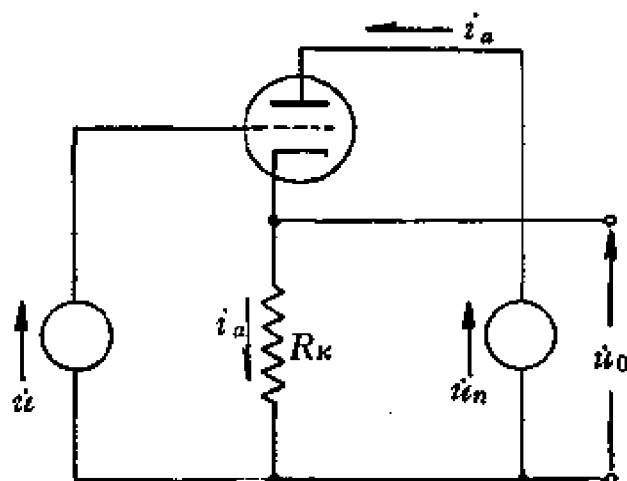


图 6-46 阴极輸出器的电源杂声

由于阴极輸出級的动态輸入阻抗高, 輸出阻抗低, 它被用作为高內阻信号源向低輸入阻抗的負載作为緩冲性的接續設備. 这种应用的一个特殊例子是图 6-47 电路. 图 6-47 电路是一个二級的 $R-C$ 放大器, 它与一般的 $R-C$ 放大器不同之处, 是在輸入方面以及在二个 $R-C$ 級之間引入了阴极輸出級, 第二个阴极輸出級使数值較大的第二級的动态輸入电容不参加作为第一級电路的飯回路跨接电容的一部分, 从而提高了电路的高截止角頻率. 第一个阴极輸出級使第一个 $R-C$ 級的数值較大的动态輸入电容不出現

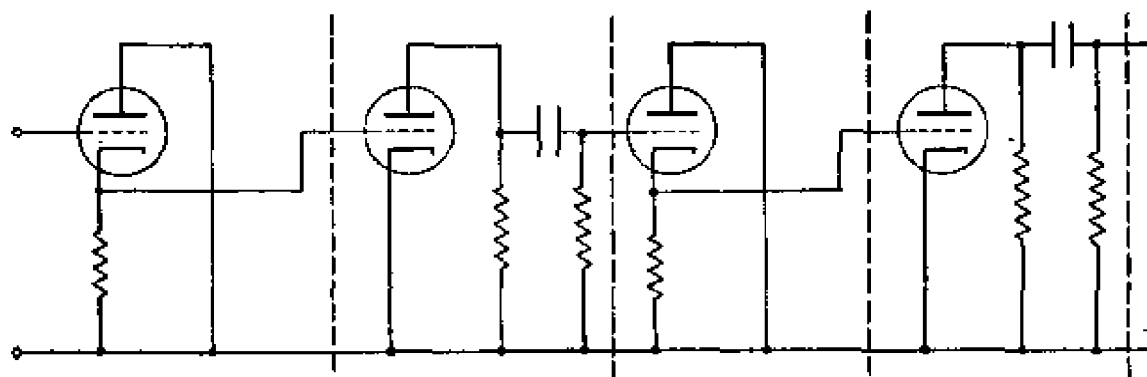


图 6-47 阴极輸出器的应用

在对外的輸入二端間，增高了全个电路的动态輸入阻抗。如果在輸出方面再加一个阴极輸出放大級串級，整个电路的輸出阻抗將很低。

阴极輸出級設計作为功率放大級的优点是低的非綫性失真和低的輸出阻抗。但是由于它的功率灵敏度太低，要求的輸入电压幅度太大，对于前級來說，向后級供給很大的輸入电压可引起很大的非綫性失真，对非綫性失真而言，甚至得不偿失。此外，按 6-3 节的討論，同等大的 $A\beta$ 值的負反饋放大器，对三次以上的非綫性失真的改善，以 A 大而 β 小者为上，阴极輸出級的 β 值等于 1，是一个比較大的值，因此阴极輸出級作为功率放大級，它的三次以上的非綫性失真不如同样 $A\beta$ 值、而 β 較小的多級負反饋放大器。因此，功率阴极輸出級只有在要求很低的輸出阻抗的場合才应用。

阴极輸出級的实用电路形式見图 6-48、图 6-49、图 6-50、图 6-51 及图 6-52。图 6-48 是三极管阴极輸出 $R-C$ 电压放大級，按 $R-C$ 电压放大器的設計原則，图中 R_{k1} 与 R_{k2} 的比应是电子管的 μ 的倒数， R_{k1} 二端的降压是栅偏压， R_{k1} 和 R_{k2} 的和应数倍大于电子管的 r_p 。图 6-49 是图 6-48 电路的一种变化，其中將图 6-48 电路中的阴极旁路电容 C_k 省去。图 6-50 是 $R-C$ 式五极管阴极輸出級， R_{k1} 一般在 2,000 欧，相当于 $R-C$ 放大級的 R_k ； R_{k2} 一般在 100,000 欧以上，相当于 $R-C$ 放大級的 R_b ； R_s 的值应使簾

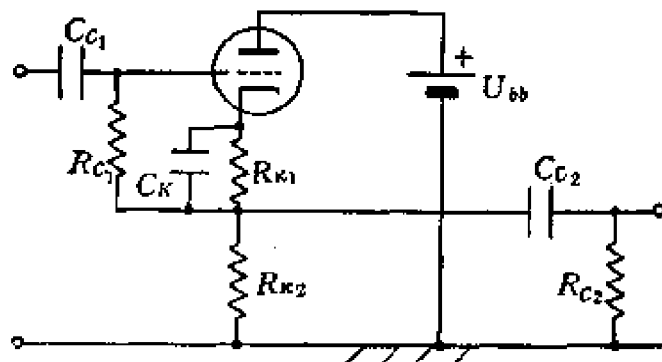


图 6-48 三极管阴极輸出器

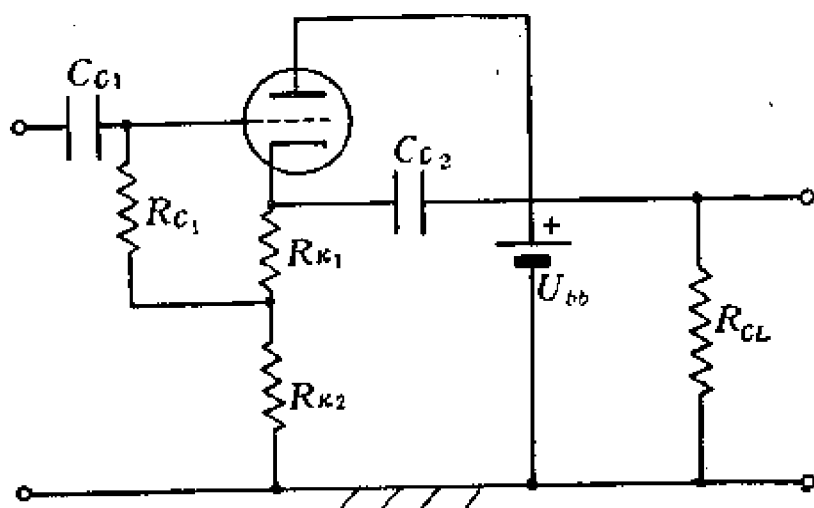


图 6-49 三极管阴极输出器

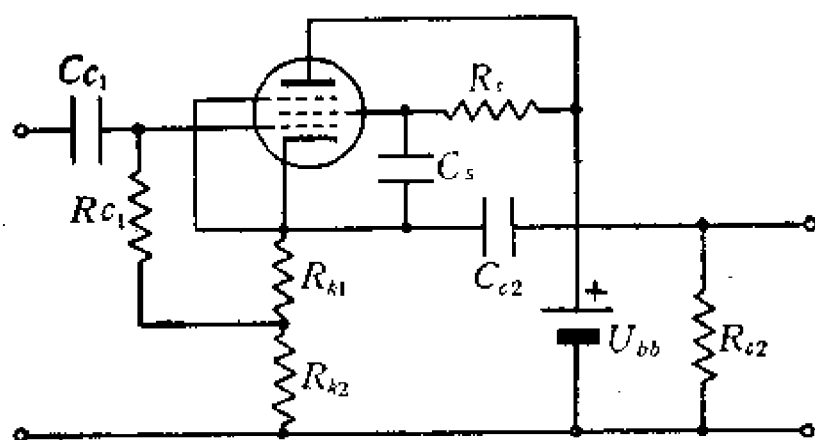


图 6-50 五极管阴极输出器

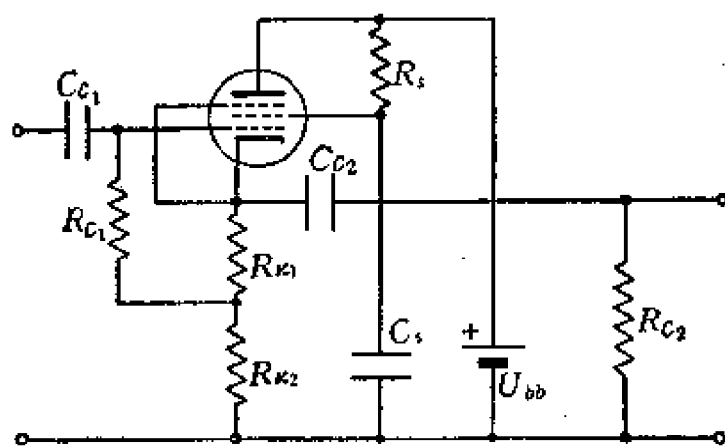


图 6-51 五极管阴极输出器

栅直流电位大约 $\frac{1}{5} U_{bb}$ 高于阴极直流电位, 注意这电路的栅栅旁路电容 C_s 的回路必须是阴极。

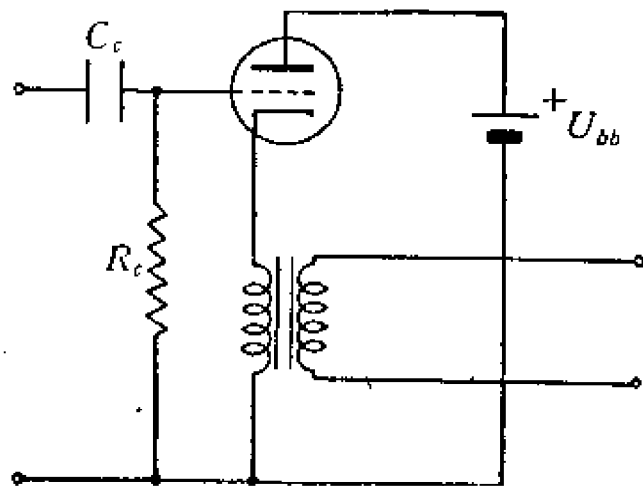


图 6-52 五极管阴极输出器

如果使 C_s 的回路是“地”, 则成为图 6-51 电路。图 6-51 电路等值于三极管电路, 因为栅栅和板极取同样的交流电位, 都连向“地”。

图 6-52 电路是功率阴极输出级, 为了得到最佳运用情况, 负载电阻折合到阴极电路的当量, 应该满足电子管最佳负载电阻值, 输出变压器的直流电阻值应恰使栅极得到合宜的栅偏压值。

6-10 多级的强负反馈放大器

成立负反馈的种种优点是依赖于反馈系数 $(1 - A\beta)$ 的大小的: 反馈系数愈大, 负反馈的种种优点也愈大。为了得到大的反馈数, 就要求有大的环路电压放大率 $A\beta$ 。具有大的环路电压放大率的负反馈放大器称为强负反馈放大器。

图 6-53 示一个三级的电路, 图 6-54 示一个二级的电路。

反馈放大器的反馈环路电压放大率 $A\beta$ 应该从较为广义的角度来理解: 在电压反馈情形, A 是放大器原来的电压放大率数值, β 是反馈分压系数; 在电流反馈情形, A 是输出电流在输出电路译

流电阻二端的降压与放大器輸入电压的比, β 是譯流电阻二端电压向放大器輸入电路的反饋分压系数. 为了簡單化, 一概称反饋环路电压放大系数为 F . 当反饋是属于电压反饋时, 如果反饋是負的, 則反饋糾正了輸出电压中的所有不規則分量, 糾正的倍数基本上是反饋系数 $(1-F)$; 当反饋是属于电流反饋时, 如反饋是負的, 則反饋糾正了輸出电流中的所有不規則分量, 糾正的倍数基本上是反饋系数 $(1-F)$. 强負反饋放大器的輸出中种种不規則的糾正也按这个比例.

强負反饋放大器的有效电压放大率——按式 6-34, 成立了反饋后, 放大器的有效电压放大率是

$$A' = -\frac{A}{1 - A\beta}. \quad (\text{按式 6-34})$$

在环路电压放大率 $A\beta$ 极大于 1 的条件下, 上式可以近似的写为

$$A' \approx -\frac{1}{\beta}. \quad (6-141)$$

这里可見, 反饋分压系数 β 將决定有效电压放大率. 如果要求有大的有效电压放大率, 就要求使 β 为一小值. 而在 β 为比較小的情形, 要成立强的反饋, 要求放大器原有电压放大率 A , 大到可以满足 $A\beta$ 极大于 1. 这往往不能由單級的放大器电路得到的. 在阴极輸出級, 由于 $\beta = 1$, 才得从單級的电路得到强的反饋, 但是因此阴极輸出級的有效电压放大率只能是近于 1 的值. 用多級的放大器, 可以解决这个矛盾. 一般多級的反饋放大器包括二个或三个構成級. 图 6-53 是一个三級的强負反饋放大器, 图 6-54 是一个二級的强負反饋放大器.

近似的有效电压放大率公式——式 6-141——指出, 在强負反饋条件下, 有效电压放大率成为不依赖于放大器原来的放大率 A , 而只决定于 β . 显然, 如果反饋分压电路是不包括电子管的結

構，有效电压放大率就不依赖于电子管的参量以及影响这些参量的板源电压等等。如果 β 是一个与频率无关的定值，有效电压放大率也将是一个与频率无关的定值。

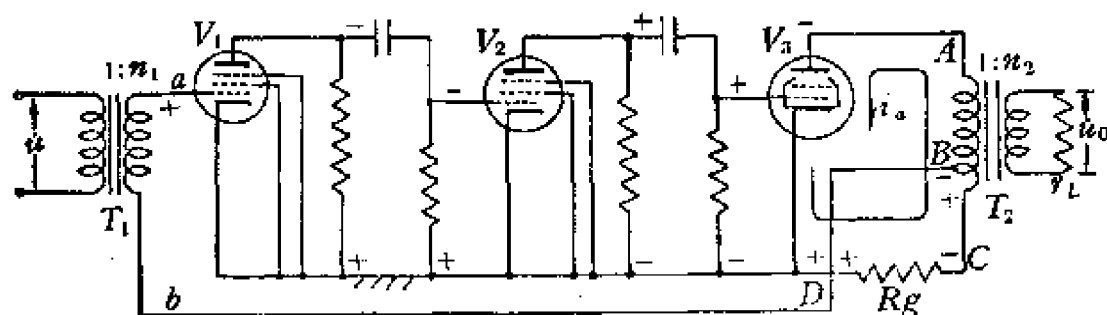


图 6-53 包括三个级的强负反馈放大器

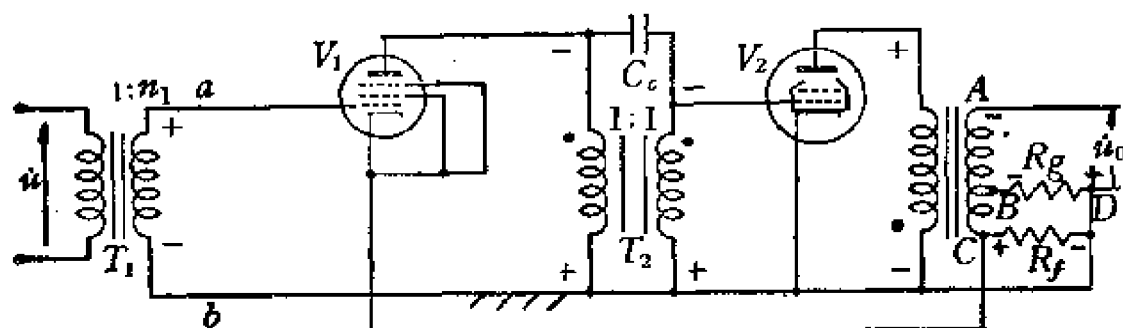


图 6-54 包括二个级的强负反馈放大器

在成立了反馈之后，放大器本身的实得输入电压是外来输入电压和反馈电压的和。这个实得输入电压的 F 倍就是反馈电压。在 F 极大大于 1 的情况下，反馈电压与放大器本身实得输入电压相比，后者是小到可略的。今放大器本身实得输入电压是外来输入电压与反馈电压的和，外来输入电压就必然接近等于反馈电压的负值。于是，外来输入电压与输出电压的比，就接近等于反馈分压系数的负值，输出电压与外来输入电压的比值——有效电压放大率就接近等于反馈分压系数的倒数的负值了。这是式 6-141 的物理意义。按照这个原理，任何复杂形式的强负反馈放大器的有效电压放大率都可以方便的求出，兹举图 6-53 电路、图 6-54 电路和图 6-55 电路为说明。

图 6-53 电路在通帶內是負反饋放大器，因为按图上各点的“+”“-”符号，在 $B-D$ 間的反饋电压是与在 $a-b$ 間的輸入电压相尅的。在反饋环路电压放大率极大于 1 的条件下，发生在 $B-D$ 間的反饋电压接近等于 $a-b$ 間的外来輸入电压。如能求出 $A-C$ 間电压与 $B-D$ 間电压的比，采取負值，就得 $A-C$ 間电压与 $a-b$ 間电压的比，而整个放大器的全程有效放大率是 $A-C$ 間的电压与 $a-b$ 間的电压的比，乘上輸入变压器 T_1 的原副級匝数比，再乘上輸出变压器 T_2 的匝数比的积，所以得知 $A-C$ 間的电压与 $B-D$ 間的电压的比，就知道了全程电压放大率。

为了求知 $A-C$ 間的电压与 $B-D$ 間的电压比，假設一个电流 i_a 在輸出級电子管的飯回路流行。 i_a 在 $C-D$ 二端发生一个降压：

$$\dot{u}_{CD} = -i_a R_g$$

同样这个 i_a 在 $A-C$ 二端发生了一个降压

$$\dot{u}_{AC} = -i_a \frac{r_L}{n_2^2}.$$

在 $B-C$ 二端的电压故是

$$\dot{u}_{BC} = \frac{n_{BC}}{n_{AC}} \dot{u}_{AC} = -i_a \frac{r_L}{n_2^2} \times \frac{n_{BC}}{n_{AC}}.$$

于是在 $B-D$ 二端，

$$\dot{u}_{BD} = \dot{u}_{BC} + \dot{u}_{CD} = -i_a \left(R_g + \frac{r_L n_{BC}}{n_2^2 n_{AC}} \right).$$

將 $\dot{u}_{AC}$ 与 $\dot{u}_{BD}$ 比：

$$\frac{\dot{u}_{AC}}{\dot{u}_{BD}} = \frac{-i_a \frac{r_L}{n_2^2}}{-i_a \left(R_g + \frac{r_L n_{BC}}{n_2^2 n_{AC}} \right)} = \frac{1}{\frac{R_g n_2^2}{r_L} + \frac{n_{BC}}{n_{AC}}}.$$

得有效电压放大率是

$$\frac{\dot{u}_0}{\dot{u}} = \pm n_1 n_2 \frac{\dot{u}_{AC}}{\dot{u}_{BD}} = \frac{\pm n_1 n_2}{\frac{R_g n_2^2}{r_L} + \frac{n_{BC}}{n_{AC}}}.$$

有效电压放大率决定于变压器 T_1 及 T_2 的匝数比 n_1 、 n_2 及 $\frac{n_{BC}}{n_{AC}}$ ，以及 $\frac{R_g}{R_f}$ 比值，而与电子管的参量无关。

图 6-54 电路在通带内是负反馈放大器，因为按图上各点的“+”“-”符号，在 $C-D$ 间的反馈电压是与 $a-b$ 间的外来输入电压相勉的，在反馈环路电压放大率是极大于 1 的条件下，如能求得 $A-D$ 间的 $\dot{u}_0$ 与 $C-D$ 间的反馈电压的比，就等于求得了 $\dot{u}_0$ 与 $a-b$ 间外来输入电压比的负值。以这个比乘上输入变压器 T_1 的匝数比 n_1 ，就得这个电路的有效电压放大率。

设在变压器 T_2 的 $A-C$ 二端存在电压 $\dot{u}_{AC}$ ，则 $C-D$ 之间存在

$$\dot{u}_{CD} = -\dot{u}_{AC} \times \frac{n_{BC}}{n_{AC}} \times \frac{R_f}{R_f + R_g}$$

同时， $A-D$ 间的 $\dot{u}_0$ 是 $A-B$ 间的电压加上 $B-D$ 间的电压，得

$$\dot{u}_0 = \dot{u}_{AC} \times \frac{n_{AB}}{n_{AC}} + \dot{u}_{AC} \times \frac{n_{BC}}{n_{AC}} \times \frac{R_g}{R_f + R_g}$$

于是，

$$\frac{\dot{u}_0}{\dot{u}_{CD}} = \frac{\frac{n_{AB}}{n_{AC}} - \frac{n_{BC}}{n_{AC}} \times \frac{R_g}{R_f + R_g}}{-\frac{n_{BC}}{n_{AC}} \times \frac{R_f}{R_f + R_g}} = \frac{n_{BC}R_g + n_{AB}(R_f + R_g)}{n_{BC}R_f}$$

即，全程有效电压放大率是

$$\frac{\dot{u}_0}{\dot{u}} = \pm n_1 \frac{n_{BC}R_g + n_{AB}(R_f + R_g)}{n_{BC}R_f}$$

可见有效电压放大率决定于变压器 T_1 的匝数比 n_1 、变压器 T_2 的副级匝数比 $\frac{n_{BC}}{n_{AC}}$ 、电阻 R_g 及 R_f 的比 $\frac{R_g}{R_f}$ ，而与电子管参量无关。

图 6-55 电路在通带内也是一个负反馈放大器，也可按图上各点的“+”“-”符号推知，现在要求 $\dot{u}_0$ 与 $\dot{u}$ 的比。

按图， $\dot{u}_0$ 是

$$\dot{u}_0 = \dot{i}_0 r_L$$

在变压器 T_2 , 应该满足总安匝等于 0 的关系, 于是

$$i_a N_1 + i_f N_3 + i_0 N_2 = 0.$$

现在反馈电压 $\dot{u}_{R1}$ 发生在电阻 R_1 二端:

$$\dot{u}_{R1} = (i_a - i_f) R_1,$$

而 $\dot{u}_{R1}$ 复等于 $C-B$ 间的电压 $\dot{u}_{BC}$ 与 $D-C$ 之间的电压 $\dot{u}_{DC}$ 的和:

$$\dot{u}_{R1} = i_f R_2 - \dot{u}_0 \frac{N_3}{N_2}.$$

解以上四式, 得 $-\frac{\dot{u}_0}{\dot{u}_{ab}}$ 即 $\frac{\dot{u}_0}{\dot{u}_{R1}}$ 为,

$$\frac{\dot{u}_0}{\dot{u}_{R1}} = -\frac{\frac{N_1}{N_3} \frac{R_2}{R_1} + \frac{N_1}{N_3} + 1}{\frac{R_2 N_2}{r_L N_3} + \frac{N_1 + N_3}{N_2}}.$$

可见有效电压放大率决定于输出变压器的匝数比及 $\frac{R_1}{R_2}$ 比, 而与电子管参量无关。

以上三个例子, 第一个和第三个是有载的, 第二个是空载的, 按式 6-115 的原则, 它们在任何负载情况下的有效电压放大率都可以求得。

强负反馈放大器的输出阻抗——成立电压负反馈将使放大器视在输出阻抗减小。如果负反馈是强的, 视在输出阻抗将趋近为 0。成立电流负反馈将使放大器视在输出阻抗增大, 如果负反馈是强的, 放大器将趋近于完全的恒流电路。如果同时成立强度的电压及电流负反馈, 视在输出阻抗既不趋于 0, 也不趋于无限大, 而

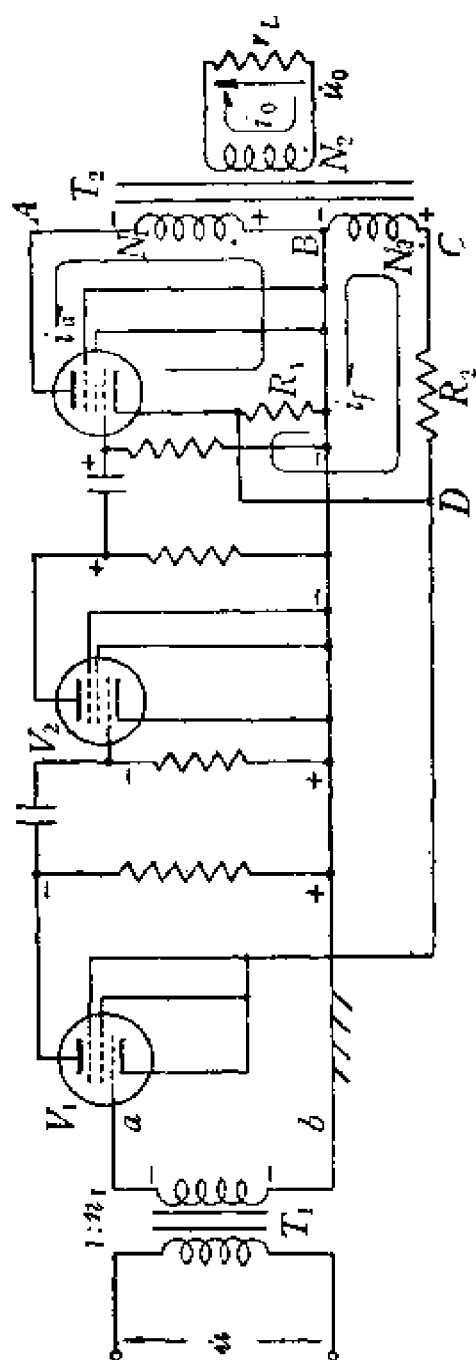


图 6-55 包括三个级的强负反馈放大器

趋于一个决定于反馈电路的参量的值。

按式 6-113, 一个电压及电流负反馈放大器的等值电子管的板内阻是

$$r_p'' = \frac{1 + \left(\frac{1}{r_p} + A_1 g_m \right) R_k}{\frac{1}{r_p} + A_1 g_m \beta}. \quad (\text{式 6-113})$$

式中 r_p 是输出级电子管的原来板内阻值, g_m 是输出级电子管的原来跨导值, A_1 是各前置级的电压放大率, β 是电压负反馈分压系数, R_k 是电流负反馈译流电阻值。

由此式看, 如果 $A_1 g_m r_p$ 很大于 1, 同时 $A_1 g_m r_p \beta$ 也很大于 1, 则 r_p'' 近似的成为

$$r_p'' \approx \frac{R_k}{\beta}. \quad (6-142)$$

可见电阻 R_k 和电压负反馈的反馈系数决定等值电子管的板内阻值, 各电子管的诸参量都与 r_p'' 无关。

式 6-142 可以应用在图 6-53 电路。图 6-53 电路是一个强负反馈放大器电路, 负反馈包括电压负反馈, 也包括电流负反馈。按图示, 电压负反馈的反馈分压系数是

$$\beta = \frac{n_{BC}}{n_{AC}},$$

n_{BC} 及 n_{AC} 各是 T_2 在 $B-C$ 间及 $A-C$ 间的绕组匝数值。而电流负反馈的译流电阻是

$$R_k = R_\xi.$$

于是图 6-53 电路的等值电子管的板内阻近似的是

$$r_p'' = \frac{R_\xi n_{AC}}{n_{BC}},$$

折合到变压器 T_2 的副级, 得输出阻抗为

$$\dot{Z}_0 = \frac{n_2^2 R_\xi n_{AC}}{n_{BC}}.$$

可見輸出變壓器的匝數比及譯流電阻 R_g 決定輸出阻抗, 輸出阻抗與輸出級電子管參量無關。

現在試解釋近似式中式 6-142 的物理意義, 以推廣式 6-142 的應用, 包括任何複雜形式的輸出電路結構。

在圖 6-53, 在 T_2 的 $A-C$ 二端左視, 得

$$r_p'' = \frac{R_k}{\beta} = \frac{R_k n_{AC}}{n_{BC}}$$

這個 r_p'' 顯然是輸出級電子管 V_3 在鉍極-陰極之間 ($A-D$ 之間) 的視在阻抗和電阻 R_g 的串連, 按此, V_3 的 $A-D$ 之間內視的視在阻抗是

$$\dot{Z}_{AD} = r_p'' - R_g = R_g \left(\frac{n_{AC}}{n_{BC}} - 1 \right).$$

應該注意, V_3 在 $A-D$ 間取這麼一個阻抗後, $\dot{Z}_{AD}$ 、 R_g 以及 T_2 的 $A-B$ 間與 $B-C$ 間就成立一個平衡的橋, 如圖 6-56 所示。在圖 6-56,

$$\frac{\dot{Z}_{AD}}{R_g} = \frac{n_{AB}}{n_{BC}} = \frac{n_{AC} - n_{BC}}{n_{BC}} = \frac{n_{AC}}{n_{BC}} - 1.$$

這意思說, 由於強度的電壓及電流負反饋, 電子管 V_3 (的 $A-D$ 間) 會取得這麼的一個視在阻抗, 當在變壓器 T_2 的 $A-C$ 間外加一個電壓時, $B-D$ 之間將沒有對此外加電壓的響應。

非常明顯, 果然 $B-D$ 之間對 $A-C$ 之間的外加電壓的響應

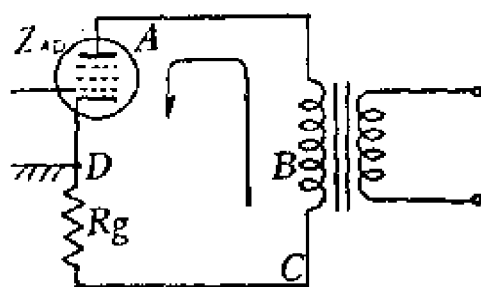


圖 6-56 平衡的橋

是 0 的話, 電子管 V_1 的柵極-陰極之間就沒有對 $A-C$ 間的外加電壓的響應, 於是在 V_2 及 V_3 各柵極上也都將沒有對 $A-C$ 間外加電壓的響應。在這種情形下, 電子管 V_3 在 $A-D$ 間的視在阻抗只能是 V_3 原來的鉍內阻值。但是, 按上面的討論, $\dot{Z}_{AD}$ 是不依賴於 V_3 原來的鉍內阻的, 只要 V_3 的原來鉍內阻不等于如上推求得

到的 Z_{AD} , V_3 的栅极-阴极之间必然要有反馈回去的电压, 而务必有了反馈电压才能使 V_3 在 $A-D$ 间表现作为如上所求得能满足桥平衡的 Z_{AD} .

如果放大器的第一级和第二级的总得电压放大率是非常非常大的话, V_3 的 $A-D$ 之间的视在阻抗只要有很小的不同于平衡值的误差, $B-D$ 之间对 $A-C$ 间外加电压就可有一个虽小而不等于 0 的响应. 而这个小而不同于 0 的不平衡电压, 经过放大器第一级和第二级的非常大的电压放大后, 足以使 V_3 的栅极-阴极之间取得一个使 V_3 在 $A-D$ 间的视在阻抗成为十分近于平衡值的电压.

于是便得到了式 6-142 的物理意义: 由于放大器的前置级的很大的电压放大率, 输出级电子管的板极-阴极之间的视在阻抗会成为使输出电路方面的一个桥取得近似的平衡的值; 前置级的电压放大率愈大, 则输出电路的桥可愈近平衡. 以上的桥的四个臂各是: 输出电子管的板极-阴极间的视在阻抗, 电流负反馈译流电阻, 和二个电压负反馈分压臂. 如图 6-56 所示, 桥的输入对角点是对应于放大器输出二端的二点, 在图 6-53 上这是 $A-C$; 输出对角点是反馈电压发生所在的二点, 在图 6-53 上这是 $B-D$.

现在可以将 6-142 式, 按上面的讨论, 用于图 6-54 电路.

图 6-54 电路是一个强负反馈放大器的电路, 负反馈发生在电阻 R_f 二端 (见图). 如向 T_1 的原级送入输入电压, 当放大器输出端间 ($A-D$) 空载时, R_f 二端是有负反馈电压的, 所以这电路存在负的电压反馈. 如向 T_1 原级送入输入电压, 而将输出 $A-D$ 二端短路, R_f 二端还是有负反馈的电压, 所以这电路又存在负的电流反馈. 这个电路不同于图 6-53 电路, 电压负反馈和电流负反馈的存在位置并不是可以分得开的. 这个电路既包括电压负反馈, 又包括电流负反馈. 在强负反馈条件下, 它的输出阻抗将成为与电子管参量等无关的值.

設在 $A-D$ 二端外加一個電壓 $\dot{u}_0'$ 。輸出管的視在鈹內阻將使反饋電壓的發生所在—— $C-D$ 之間——基本上沒有對外加電壓的響應。如果輸出管 V_2 的視在鈹內阻折合到 T_2 的 $A-B$ 間的電阻值和電阻 R_g 的比，恰等於 T_2 的 $A-B$ 之間與 $B-C$ 之間繞組的匝數比的話，在 $C-D$ 二端對 $\dot{u}_0'$ 就會完全沒有響應。於是，在前置級的電壓放大率為非常大的條件下，輸出阻抗成為

$$Z_0 = R_g \frac{n_{AB}}{n_{BC}} + R_g = \left(1 + \frac{n_{AB}}{n_{BC}}\right) R_g.$$

對於圖 6-55 電路，也可以用同法求出輸出阻抗。在圖 6-55 電路，負反饋電壓發生在電阻器 R_1 二端，在 V_1 及 V_2 二級的合得電壓放大率是非常大的條件下，當在輸出變壓器 T_2 副級二端外加一個電壓時， V_3 的視在阻抗將使 R_1 二端對這個輸出端外加電壓基本上沒有響應。於是電子管 V_3 的鈹板-陰極之間的視在阻抗與電阻器 R_2 之比將就是 T_2 原級的 $A-B$ 間匝數 N_1 與 $B-C$ 間匝數 N_3 之比，得輸出阻抗

$$Z_0 = \left(\frac{N_1}{N_3} R_2 + R_2 \right) \left(\frac{N_2}{N_1 + N_3} \right)^2.$$

以上圖 6-53 電路的輸出及負反饋電方面的電路是一個橋結構，圖 6-54 電路及圖 6-55 電路的輸出電路是差接變壓器電路。圖 6-54 電路的差接變壓器的 $A-D$ 及 $C-D$ 是平衡的對方。圖 6-55 電路的 $A-C$ 及 $B-D$ 是平衡對方。用橋型式的輸出電路或採用差接變壓器作為輸出變壓器的負反饋放大器都是電壓及電流負反饋放大器。在負反饋為很強的條件下，這類電路的輸出阻抗都可以用上面的方法求得。橋形輸出電路或以差接變壓器為輸出變壓器的強負反饋放大器用在要求有恒定的指定值輸出阻抗的場合。如果放大器負載並不要求放大器輸出阻抗為某指定值，放大器的負反饋多是電壓負反饋，在負反饋很強的情形，輸出阻抗極低。

強負反饋放大器的穩定問題——放大器成立反饋後，還能作

用如一个放大器的条件是必須滿足穩定鑑定。如果滿足不了穩定鑑定，反饋將使放大器成為振盪電路。

按 6-5 節，穩定鑑定是以反饋環路電壓放大率 $\dot{A}\beta$ 矢量的全頻域軌跡為依據的：如果從 0 到無窮高頻率的 $\dot{A}\beta$ 矢量軌跡包入 $1/0$ 點，整個放大器將成為振盪電路，而如果這軌跡不包入 $1/0$ 點，反饋放大器是穩定的。在反饋電壓既包括代表輸出電壓的分量，又包括代表輸出電流分量的情形，用作穩定性鑑定用的環路電壓放大率 $\dot{A}\beta$ ，應該是廣義的環路電壓放大率。為了避免可能的雙關，稱反饋環路電壓放大率為 $\dot{T}$ 。

為了免使 $\dot{T}$ 矢量的全頻域軌跡包括 $1/0$ 點，通常是使 $\dot{T}$ 矢量在通帶內居第二及第三象限內，而在通帶的中心取 π 的相角，如圖 6-57 所示。按 6-5 節的討論，使 $\dot{T}$ 矢量在通帶內居第二及第三象限，就在通帶內得到負的反饋。

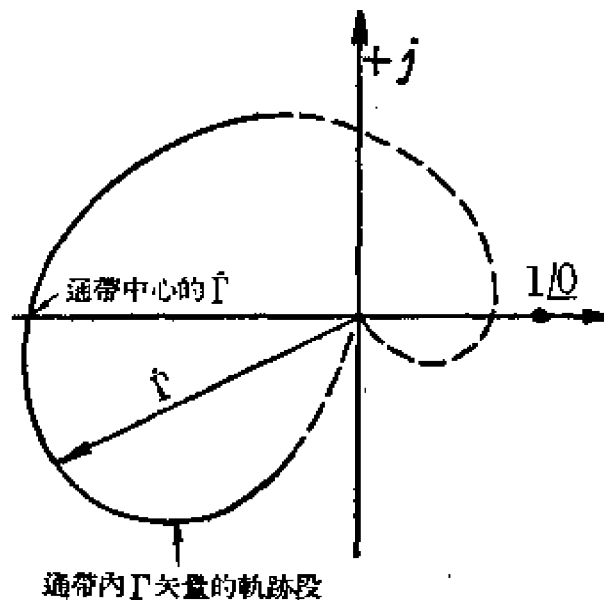


圖 6-57 $\dot{T}$ 複面圖

$\dot{T}$ 的值和相都是頻率的函數。如果在通帶中心， $\dot{T}$ 矢量是沿着負實軸的，在通帶以外，它有可能甚至要轉入第一和第四象限中去，如果 $\dot{T}$ 矢量在轉到平行于正實軸時，它的值大於 1，在一般情

形, $\dot{F}$ 矢量的全頻域軌跡將包入 $1/0$ 点。

使 $\dot{F}$ 成为頻率函数的原因, 不外是反饋环路中的高基本节、低基本节及諧振电路等。如果 $\dot{F}$ 的高頻域极端相移是 $-\pi$, 例如包括二个高基本节或一个高頻率截止的諧振电路, 那么 $\dot{F}$ 矢量在高頻域轉到与正实軸平行时, $\dot{F}$ 的值一定已减小到 0, $\dot{F}$ 矢量的高頻域軌跡不可能包括 $1/0$ 点。如果 $\dot{F}$ 的低頻域极端相移是 $+\pi$, 例如包括二个低基本节或一个低頻率截止的諧振电路, 那么 $\dot{F}$ 矢量在低頻域轉到与正实軸平行时, $\dot{F}$ 的值也一定已减小到 0, $\dot{F}$ 矢量的低頻域軌跡也不可能包括 $1/0$ 。只要 $\dot{F}$ 的高頻域极端相移落后超过 $-\pi$, 例如 $\dot{F}$ 包括了多于二个高基本节或多于一个高頻率截止的諧振电路, 那么 $\dot{F}$ 矢量就將在某一个高頻率以大于 0 的值跨过正实軸。只要 $\dot{F}$ 的低頻域极端相移超前超过 $+\pi$, 例如 $\dot{F}$ 包括了多于二个低基本节或多于一个低頻率截止的諧振电路, 那么 $\dot{F}$ 矢量就將在某一个低頻率以大于 0 的值跨过正实軸。如果 $\dot{F}$ 矢量在跨过正实軸时的值大于 1, 反饋就引起不稳定了。

每一級放大級至少包括一个高基本节和一个低基本节, 因此包括二个以下放大級的負反饋放大器可以做到具有根本能避免不稳定的性能。在包括三个以上的放大級的負反饋放大器, 就存在不稳定的可能。为了謀得足够大的通帶 $\dot{F}$ 值, 同时兼顧要有足够大的通帶有效电压放大率的值, 負反饋放大器的構成級数往往要超出 2。所以在实用的強負反饋放大器中, 是存在不稳定可能性的。我們要研究一下在存在了不稳定的可能性的条件下如何得到稳定的強負反饋放大器。

非常明显, 首先應該設計 $\dot{F}$, 免除不必要的多余基本节以及免除諧振性截止电路。免除不必要的多余基本节的理由是明显的, 因为基本节愈少, 在边旁頻域(高及低的边旁頻域)的 $\dot{F}$ 的額外相移也愈小, 如果能使 $\dot{F}$ 只包括二个高基本节和二低基本节, 免除不稳定的問題就根本解决了。免除諧振性截止电路的理由是, 每

个諧振性截止电路要引起相当于二个基本节的相移, 如果把諧振性截止电路改为單个基本节, 就等值于减少了不必要的基本节。在电容二端输出的串連諧振电路是高頻率諧振性截止电路, 在电感二端输出的串連諧振电路是低頻率諧振性截止电路, 把在电容二端输出的串連諧振电路修改为串連电阻、跨接电容的高基本节可以减少一个 $\frac{\pi}{2}$ 的极端落后相; 把在电感二端输出的串連諧振电路修改为低基本节, 可以减少一个 $\frac{\pi}{2}$ 的极端超前相, 免除諧振性截止电路的另一理由是, 諧振电路的相移随頻率而变的率比較大, 在第三章低 Q 諧振电路一节中得知, 諧振电路在諧振頻率的 $\frac{d\theta}{d\omega}$

率是正比于这諧振电路的 Q 值的, Q 愈大, 則 θ 随頻率而变的率也愈大, $\dot{F}$ 矢量將很快的轉向与正实軸并行, 以致 $\dot{F}$ 不能以經過相当的下降的值跨过正值軸。在图 6-54 电路中应用到这个避免諧振电路的原理: 电容器 C_c 跨于 1:1 变压器 T_2 的二个热端, 在高頻域起了短路 T_2 的漏感的作用, 把 $V_1 - V_2$ 級間耦合电路中的一个串連諧振电路和一个高基本节修正成为一个高基本节, 免除了一个极端值为 π 的落后相移(参看第四章变压器耦合电压放大級一节)。

但是, 片面的追求 $\dot{F}$ 包括尽量少数的基本节并不是对待問題的最好方法。如果只是为了避免在反饋环路中遭遇过多的基本节, 而减少負反饋的涉及电路范围, 將等于对負反饋所不涉及的电路范围, 放弃了負反饋所能起的种种糾正不規則性能的作用。为了使負反饋起充分的糾正种种不規則性能的作用, 是應該尽可能讓反饋环路包括最多的电路范围的。所以实用的强負反饋放大器的反饋环路往往包括三个甚至四个基本节。最普通的例子是, $\dot{F}$ 包括三个高基本节和三个低基本节。

包括三个高基本节和三个低基本节的 $\dot{F}$ 的形式是

$$\dot{F} = \frac{-\Gamma_0}{(1+j\omega\tau_1)(1+j\omega\tau_2)(1+j\omega\tau_3)\left(1+\frac{1}{j\omega\tau_4}\right)\left(1+\frac{1}{j\omega\tau_5}\right)\left(1+\frac{1}{j\omega\tau_6}\right)}.$$

以上 τ_1 、 τ_2 和 τ_3 是 $\dot{F}$ 环路中三个高基本节的时间常数, τ_4 、 τ_5 和 τ_6 是 $\dot{F}$ 环路中三个低基本节的时间常数.

如果这些高基本节的諸时间常数与各低基本节的时间常数相去很远的话, 在高频段将觉察不到各低基本节的作用, 在低频段也将觉察不到各高基本节的作用, 于是可以分别高低频段来研究稳定性问题.

在高频段, $\dot{F}$ 約是

$$\dot{F} \approx \frac{-F_0}{(1+j\omega\tau_1)(1+j\omega\tau_2)(1+j\omega\tau_3)} \quad (6-143)$$

展开得

$$\dot{F} \approx \frac{-F_0}{1 - \omega^2(\tau_1\tau_2 + \tau_2\tau_3 + \tau_3\tau_1) + j\omega(\tau_1 + \tau_2 + \tau_3) - j\omega^3\tau_1\tau_2\tau_3} \quad (6-144)$$

在通带内, 也就是在 $\omega\tau_1$ 、 $\omega\tau_2$ 和 $\omega\tau_3$ 都很小于 1 的频段, $\dot{F}$ 是 $-F_0$, 它的相是 π . 到了某一个频率, F 的相会落后一个 π , 成为 0, 这个频率是 $\dot{F}$ 矢量順鐘向跨越正实轴的频率. 称这个频率为 π -频率. 按式 6-144, π -角频率是

$$\omega_\pi = \sqrt{\frac{\tau_1 + \tau_2 + \tau_3}{\tau_1\tau_2\tau_3}} \quad (6-145)$$

因为在角频率 ω_π , $\dot{F}$ 式分母的虚部消失, $\dot{F}$ 成为

$$\begin{aligned} \dot{F}_\pi &= \frac{-F_0}{1 - \omega_\pi^2(\tau_1\tau_2 + \tau_2\tau_3 + \tau_3\tau_1)} \\ &= \frac{F_0}{2 + \frac{\tau_1}{\tau_2} + \frac{\tau_2}{\tau_1} + \frac{\tau_2}{\tau_3} + \frac{\tau_3}{\tau_2} + \frac{\tau_1}{\tau_3} + \frac{\tau_3}{\tau_1}}, \end{aligned} \quad (6-146)$$

它的相是 0.

这个 $\dot{F}_\pi$ 是一个稳定鉴定量. 如果 $\dot{F}_\pi$ 小于 1, 代表 $\dot{F}$ 矢量的高频段軌跡不包括 $1/0$ 点, 如果 $\dot{F}_\pi$ 大于 1, 則反饋引起了不稳定.

我們称式 6-146 $\dot{F}_\pi$ 的分母为 λ_h ,

$$\lambda_h = 2 + \frac{\tau_1}{\tau_2} + \frac{\tau_2}{\tau_1} + \frac{\tau_2}{\tau_3} + \frac{\tau_3}{\tau_2} + \frac{\tau_1}{\tau_3} + \frac{\tau_3}{\tau_1}. \quad (6-147)$$

λ_h 的大于或小于通带 $\dot{F}$ 值—— F_0 , 决定这个反馈放大器的高频域稳定鉴定. 显然 λ_h 是愈大愈好的.

由式 6-147, λ_h 是各个(高)基本节的时间常数的比的函数, 也就是, λ_h 是各个(高)基本节的截止角频率的比的函数:

$$\lambda_h = 2 + \frac{\omega_2}{\omega_1} + \frac{\omega_1}{\omega_2} + \frac{\omega_3}{\omega_2} + \frac{\omega_2}{\omega_3} + \frac{\omega_3}{\omega_1} + \frac{\omega_1}{\omega_3}. \quad (6-148)$$

式中

$$\left. \begin{aligned} \omega_1 &= \frac{1}{\tau_1}, \\ \omega_2 &= \frac{1}{\tau_2}, \\ \omega_3 &= \frac{1}{\tau_3}. \end{aligned} \right\} \quad (6-149)$$

在 F_0 是指定值的情形, 例如, 根据非线性失真要求而订出了指定的 F_0 的情形, 就要设法满足使 λ_h 大于这个 F_0 , 以免电路起振. 设法使 λ_h 满足大于 F_0 , 可从适当的调度各基本节的时间常数的比来得到.

从式 6-147 或式 6-148 看, 最小的 λ_h 发生在 $\tau_1 = \tau_2 = \tau_3$ 的情形. 在这种情形下, 得 $\lambda_h = 8$. τ_1 、 τ_2 和 τ_3 之间有一些参差, 就能使 λ_h 大于 8. 这意思说, 如果某反馈放大器的 $\dot{F}$ 的三个基本节的时间常数是相同的, F_0 不许大于 8, 而如果要要求 F_0 大于 8, 可以由使各基本节的时间常数有适当的参差来适应满足.

在低频域, 一切都与高频域相当: 也有一个 π 频率, 也有一个 π 频率的 $\dot{F}$ 值, $\dot{F}_\pi$, 而这个 $\dot{F}_\pi$ 的分母是

$$\left. \begin{aligned} \lambda_l &= 2 + \frac{\tau_4}{\tau_5} + \frac{\tau_5}{\tau_4} + \frac{\tau_5}{\tau_6} + \frac{\tau_6}{\tau_5} + \frac{\tau_6}{\tau_4} + \frac{\tau_4}{\tau_6}, \\ \text{或} \quad \lambda_l &= 2 + \frac{\omega_5}{\omega_4} + \frac{\omega_4}{\omega_5} + \frac{\omega_6}{\omega_5} + \frac{\omega_5}{\omega_6} + \frac{\omega_4}{\omega_6} + \frac{\omega_6}{\omega_4}. \end{aligned} \right\} \quad (6-150)$$

这个 λ_l 也务必要大于 F_0 , 才能免使 F 矢量的低频域轨迹包入 $1/0$

点, λ_l 最小的情形也发生在 $\tau_4 = \tau_5 = \tau_6$ 时情形, 也得 $\lambda_l = 8$, 而要使 λ_l 大些也要从使各低基本节時間常数参差得到。

要保証負反饋放大器穩定, 訂出了最高的 $\frac{F_0}{\lambda_h}$ 及 $\frac{F_0}{\lambda_l}$ 比, 是为

$$\left. \begin{aligned} \frac{F_0}{\lambda_h} &< \frac{1}{3}, \\ \frac{F_0}{\lambda_l} &< \frac{1}{3}. \end{aligned} \right\} \quad (6-151)$$

式 6-151 条件是考虑到电源上落和电子管更換所可能引起的 F_0 的变化(升漲)的。

如果放大器包括的構成級是 $R-C$ 放大級, 使基本节時間常数参差的通常方法, 在高頻域是不同級选用不同的 R_c 值, 在低頻域是不同級选用不同的 C_c 及 R_c 值, R_c 愈小則高基本节時間常数愈小, 因为杂散电容一般大約总在数十乃至一百微微法左右; $C_c R_c$ 乘积愈大, 則低基本节時間常数愈大。

如果低基本节是 $L-R$ 結構, 例如是扼流圈电路等, 則选择愈大的电感值得愈大的時間常数, 如果高基本节是 $L-R$ 結構, 例如有載变压器等, 則选择愈小的漏感值得愈小的時間常数, 在設計使各基本节的時間常数有足够的参差时, 應該注意不能使高基本节的最低截止角頻率及低基本节的最高截止角頻率过分侵入放大器的有效通帶內。

有些放大級的高基本节的時間常数是沒有任意选择的余地的, 例如, 在放大器的輸出級(功率級), 負載电阻的值是根据电子管选择, 飯源电压选择, 輸出功率和可容非綫性失真程度而决定的, 在这种情况下, 輸出变压器原級二端所包含的由負載电阻和杂散电容構成的高基本节的時間常数就沒有任意由选择不同負載电阻值来改变的可能, 在这种条件下, 如果要改变这种性質的高基本节的時間常数, 可以利用放大器各構成級的阴极 C_k-R_k 組合所將引起的升比阶节, 适当的設計各 C_k-R_k 組合的時間常数, 可以將

不能任意选择时间常数值的基本节搬移。关于这些，可以复习一下第三章关于阶节的讨论。这里不再重复。

由于反馈环路电压放大率 $\dot{F}$ 是反馈环路内各放大级电压放大率和反馈分压系数的乘积，使 $\dot{F}$ 的各基本节的时间常数参差，一方面可以由设计反馈环路中各放大级所包括的各基本节具有不同的时间常数，或利用各级电压放大率中的阶节，使各基本节的时间常数参差；一方面也可以在反馈分压系数中引入适当的阶节来达到同一目的。

原来，强负反馈放大器的有效电压放大率是决定于反馈分压系数的，使反馈分压系数成为与频率无关的定值，就得优良的有效电压放大率的频率响应特性。如果在反馈分压系数中引入阶节，这阶节将反映于有效电压放大率中。但是，如果反馈分压系数中的阶节是处在放大器有效通带之外，则反馈分压系数中的阶节是

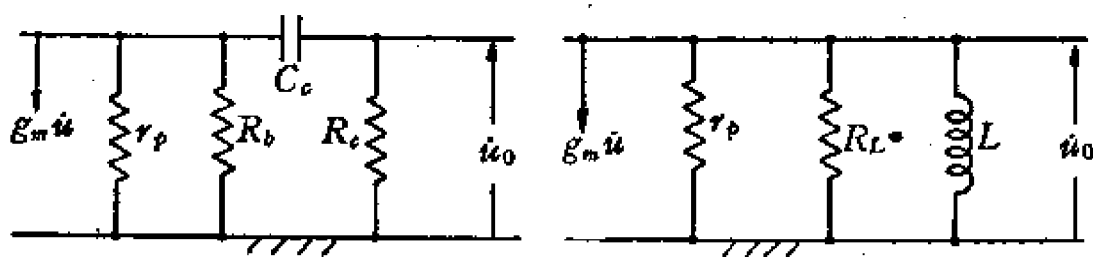


图 6-58 低基本节

不足为害的。图 6-60 示一个电路的反馈分压系数中包括一个升比阶节，这个升比阶节使各构成放大级中的一个高基本节搬移，使它的时间常数减小。图 6-60 电路是图 6-53 电路的演变。图 6-53 电路的反馈分压系数是与频率无关的常数，图 6-60 电路中的反馈

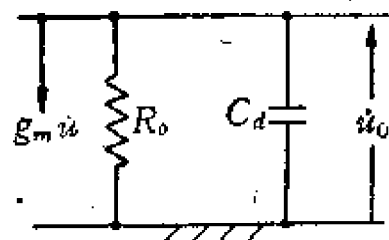


图 6-59 高基本节

分压系数则包括一个升比阶节。

按图 6-53 电路，反馈电压是 T_2 的 B 及 C 之间的电压与 R_g 二端间的电压之和。在图 6-60 电路， T_2 的 $A-B$ 间的电压不是由变压器抽头分压，而是由电阻

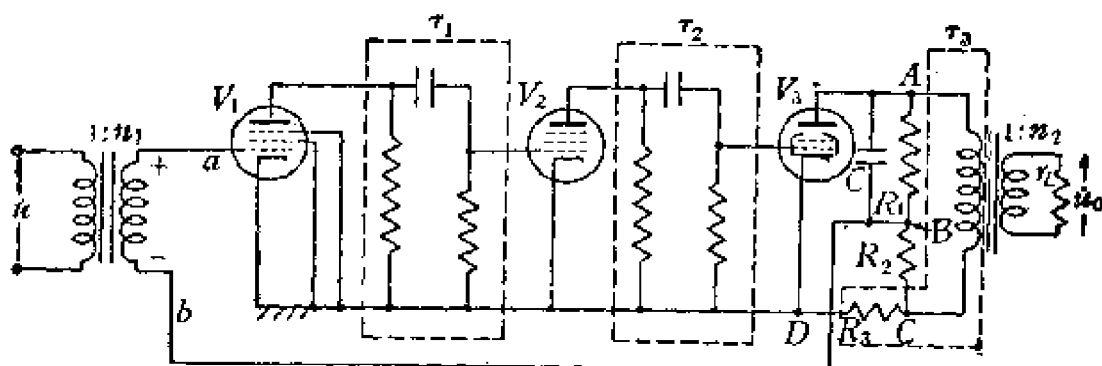


图 6-60 包括三个级的强负反馈放大器

器 R_1 及 R_2 分压的。如果没有电容 C 与 R_1 并连，用 R_1 及 R_2 将 T_2 的 $A-C$ 间的电压分压，并不异于图 6-53 电路中用 T_2 的原级绕组的抽头分压。如此的分压方法，得到与频率无关的定分压比。在图 6-60 电路，由于电容 C 向分压电阻 R_1 跨接，反馈分压系数乃成为与频率有关：在电容 C 的电抗甚高于电阻 R_1 的频域，反馈分压比决定于 R_1 及 R_2 间的比值，而在非常高的频域，电容 C 短路， R_2 二端的电压成为 $T_2 A-C$ 间电压的全部。这种反馈分压系数的变化形式是梯阶式的变化形式，这就在反馈分压系数中引入一个升比阶节。适当的选择反馈分压电路的元件值，可以使上述阶节所包括的抽去高基本节的时间常数，与一个构成放大级的高基本节时间常数相吻合，使二者相消，同时引入一个时间常数较小的高基本节，结果使 $\dot{F}$ 中的一个高基本节的时间常数得到减小，从而得到各高基本节时间常数的参差。用阶节来搬移基本节的原理见第三章“阶节”一节。图 6-60，电路的反馈分压系数所包括的阶节的阶变比是

$$\frac{R_3 + \frac{r_L}{n_2^2}}{R_3 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left(\frac{r_L}{n_2^2} \right)},$$

利用这个阶节可以使 $\dot{F}$ 中的一个高基本节的时间常数照反比缩小。

使反馈分压系数中引入一个适当的阶节,以使 $\dot{F}$ 的各基本节的时间常数参差,是强负反馈放大器稳定措施的基本方法之一。只要反馈分压系数的阶节的梯阶频域不侵入放大器有效通带内,应该尽量利用这个阶节。

已经提出,为了使 $\dot{F}$ 的各低基本节的时间常数参差,在 $C-R$ 基本节,例如是 $R-C$ 放大级,每每是将各低基本节的串连(耦合)电容选得不同,在 $L-R$ 基本节,例如是变压器耦合级,每每是将各低基本节的跨接电感选得不同。由图 6-58 可见,在 $R-C$ 级,选择不同的耦合电容以及在电感耦合级选择不同的跨接电感,并不牵涉到该级通带电压放大率的值,只要做到时间常数最小的低基本节,不要过分侵入放大器的有效通带内,可以任意的使 $\dot{F}$ 的各低基本节时间常数参差。

通常最多数的高基本节都是起因于杂散电容的,这些高基本节的构成,是这级输出端间的全部杂散电容 C_a 和该级输出端间的电阻 R_0 (见图 6-59)。改变 C_a 和 R_0 都能控制高基本节的时间常数。如果通过改变 C_a 来改变高基本节的时间常数,这放大级的通带电压放大率的值不受改变,因为通带电压放大率的值是 $g_m R_0$, 是不依赖于电容 C_a 的。如果通过改变 R_0 来改变高基本节的时间常数,在改变了这级的高基本节时间常数的同时,也改变了这级的通带电压放大率的值,因为通带电压放大率的值是 $g_m R_0$ 。这里必须指出,对于 C_a , 是只可能加大,而不可能使它更小于免不了的杂散值的。因此,如果想通过适当的选用各放大级的 C_a , 以使 $\dot{F}$ 的各高基本节时间常数有足够的参差,就往往不免使时间常数最大的高基本节过分的侵入放大器有效通带内。为了免除最大的时间常数的高基本节过分的侵入放大器有效通带内,使 $\dot{F}$ 的各高基本节参差的方法,就往往由控制 $\dot{F}$ 的各构成级的 R_0 来完成:使 $\dot{F}$ 环路内有一级的 R_0 选得尽大,而不使这 R_0 与它的成对的 C_a 所构成的高基本节过分的侵入放大器的有效通带内,复使其它各构

成級的 R_0 选得較小, 以使各高基本节的时间常数間有足够的參差。但是, 如此做法, 还是面临一些矛盾, 因为各放大級的通帶电压放大率的值是 $g_m R_0$ (见图 6-59), 是与 R_0 正比的, 在时间常数被設計成为較小的各級, 通帶电压放大率的值也較小, 在有些情形, 甚至 R_0 值小得使通帶电压放大率的值过小, 以至使該級的存在成为沒有意义: 沒有电压的放大, 却反而引入一个無利的基本节, 除非选用很大的 g_m 的电子管。这就是說, 設法使 $\dot{A}$ 的各高基本节參差, 比起設法使 $\dot{A}$ 的各低基本节參差, 要較為牽涉一些。也就是說, 如果使某負反饋放大器的 $\dot{A}$ 的各高基本节的各时间常数的參差問題可被解决, 使这电路的各低基本节的时间常数參差, 必然要比較簡單些。因此, 設計强負反饋放大器时, 关于穩定問題的基本考虑, 首先是在于高頻域方面。如果要使各放大級的高基本节时间常数參差有困难, 往往就設法在反饋分压系数中引入升比阶节来解决。

如果 $\dot{A}$ 的高基本节数目較多, 要使这些基本节的时间常数有足够的參差, 即使利用了反饋分压系数中引入的諸节, 还是較困难的。在这种情形, 可以适当的利用輔助反饋环路来解决問題。建立适当的輔助反饋环路可以消去一些基本节, 或使 $\dot{A}$ 的額外相移极端值减小。

图 6-61 示一个負反饋放大器系統, 它包括四个放大級, 各附帶一个高基本节, 反饋分压系数是 $-K_5$ 。这么一个电路的反饋环路电压放大率所以是

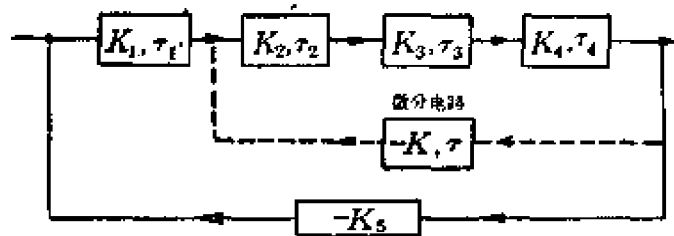


图 6-61 利用微分电路的稳定措施

$$\dot{F} = \frac{-K_1 K_2 K_3 K_4 K_5}{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_2)(1 + j\omega\tau_3)(1 + j\omega\tau_4)}$$

現在希望 $\dot{F}$ 所包括的高基本节数目减少。

設建立了同图虚綫所示的輔反饋 (这是一个微分性的反饋电路, 反饋分压系数是 $\frac{-K}{1 + \frac{1}{j\omega\tau}}$, 电路結構見图 6-62), 則从放大器輸

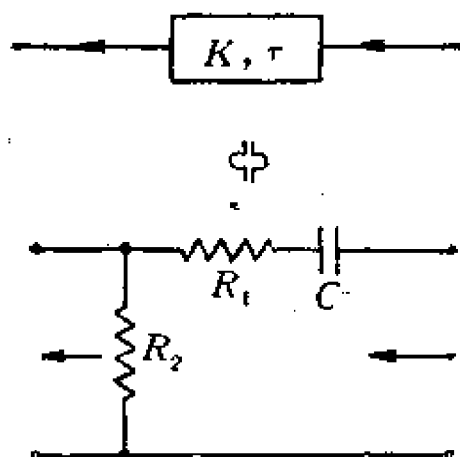


图 6-62 利用微分电路的稳定措施

出端, 經由二条反饋环路所得的环路电压放大率成为

$$\dot{F}' = \frac{-K_1 K_2 K_3 K_4 K_5}{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_2)(1 + j\omega\tau_3)(1 + j\omega\tau_4)} - \frac{K_2 K_3 K_4 K}{(1 + j\omega\tau_2)(1 + j\omega\tau_3)(1 + j\omega\tau_4) \left(1 + \frac{1}{j\omega\tau}\right)}$$

整理, 得

$$\dot{F}' = \frac{-K_2 K_3 K_4}{(1 + j\omega\tau_2)(1 + j\omega\tau_3)(1 + j\omega\tau_4)} \left[\frac{K_1 K_5}{(1 + j\omega\tau_1)} + \frac{j\omega K \tau}{(1 + j\omega\tau)} \right]$$

如果使

$$\tau = \tau_1,$$

則

$$\dot{F}' = \frac{-K_2 K_3 K_4 K_1 K_5 \left(1 + j\omega \frac{K \tau_1}{K_1 K_5}\right)}{(1 + j\omega\tau_2)(1 + j\omega\tau_3)(1 + j\omega\tau_4)(1 + j\omega\tau_1)}$$

比較一下 $\dot{F}$ 和 $\dot{F}'$, 它們的差別是: $\dot{F}$ 包括四个高基本节, 時間常数各是 τ_1, τ_2, τ_3 和 τ_4 , 而 $\dot{F}'$ 包括同这四个高基本节之外, 复抽出一个時間常数为 $\frac{K\tau_1}{K_1K_5}$ 的高基本节. 这意思說, $\dot{F}$ 的极端額外相移是 $4 \times \frac{\pi}{2}$ (落后), 而 $\dot{F}'$ 的极端額外落后相移是 $3 \times \frac{\pi}{2}$. 如果使 $\frac{K\tau_1}{K_1K_5}$ 大于 τ_1, τ_2, τ_3 和 τ_4 四者之中的最小者, $\dot{F}'$ 矢量的高頻域軌迹將只涉及第二、第一及第四象限內, 而不涉及第三象限. 如果使 $\frac{K\tau_1}{K_1K_5}$ 等于 τ_1, τ_2, τ_3 和 τ_4 之任一, 則 $\dot{F}'$ 將只包括三个高基本节.

当这个方法应用在原来只包括三个高基本节的情形, 例如 $K_4=1, \tau_4=0$ 的情形, 則如使 $\frac{K\tau_1}{K_1K_5}$ 大于 τ_1, τ_2, τ_3 三者中的最小者, $\dot{F}'$ 矢量的高頻域軌迹將只涉及第二及第一象限內, 而如使 $\frac{K\tau_1}{K_1K_5}$ 等于 τ_1, τ_2, τ_3 之任一, 將使 $\dot{F}'$ 只包括二个高基本节, 同样根本免去不稳定的可能.

用建立微分性的輔反饋来减低反饋电压放大率的极端相移的原理是: 利用微分电路的响应超前性来抵制各高基本节的响应落后性. 根据这一原理, 建立愈多个微分性的輔反饋, 可以愈使放大器的稳定得到保障.

糾正 $\dot{F}$ 矢量全頻域軌迹, 要它免于包括 $1/0$ 的另一种类型的方法是利用阶节的 0 值极端相移特性, 而向反饋环路引入适当的阶节.

对于反饋环路电压放大率 $\dot{F}$, 我們希望它在通帶內具有比較大的值, 以使負反饋的作用較强一些. 但是, 在 $\dot{F}$ 的各基本节時間常数值为已定的条件下, 使通帶的 $\dot{F}$ 值愈大, 必連帶使任何頻率的 $\dot{F}$ 值同比例地愈大, 包括 $\dot{F}$ 的相轉为 0 的頻率. 于是, 通帶 $\dot{F}$ 值愈大, 不稳定的危險性也愈大, 除非有办法能使通帶的 $\dot{F}$ 值大、而边旁頻域的 $\dot{F}$ 值并不大. 对于高頻域來說, 似乎可以引入一个高

基本节, 这样可使高频域的 $\dot{F}$ 值跌落。但是这是不许可的, 因为我们已经讨论过, 应该尽可能减少基本节的数目; 基本节数目愈多, 造成不稳定的因素也愈多。从物理意义上来讲, 这是因为每多引入一个基本节, 就多引入了 $\dot{F}$ 的额外相移, 就愈加速了 $\dot{F}$ 的额外相移, 以致 $\dot{F}$ 不能以经过相当的下降的值跨越正实轴。如果考虑向 $\dot{F}$ 引入一个降比阶节, 问题便得解决。如果向 $\dot{F}$ 引入一个低阶比为 1, 高阶比小于 1 的降比阶节, 而使这阶节的低阶比频域居在通带内, 高阶比频域居在原来的 $\dot{F}$ 矢量跨越正实轴的频域, 则结果所得的 $\dot{F}$ 的通带值可为一大值, 而在矢量跨越正实轴的频率的值 $\dot{F}_*$ 可以有一个起因于阶节的减小, 以至于在适当的設計下, 小于 1。同样的原理可以应用于低频域: 向 $\dot{F}$ 引入一个低阶比小于 1, 高阶比等于 1 的适当的升比阶节, 也可以兼顾使 $\dot{F}$ 有足够大的通带值和被抑小了的 $\dot{F}_*$ 值。

但是, 阶节并不是根本免除相移的结构。按第三章“阶节”一节, 阶节的极高极低频域的相是 0, 但在梯阶频域, 在升比阶节, 有一个超前相, 在降比阶节, 有一个落后相。所以在按上述的目的引入阶节时, 务必使阶节的梯阶频域居在原来的 $\dot{F}$ 的低相移频域, 以免反而使结果所得的 $\dot{F}$, 在其值尚未降落到小于 1 的频率, 跨越正实轴。这个条件是不利的, 因为这样就必然使引入的阶节侵占通带。这是上述的利用阶节来改善稳定条件与通带 F 值间的矛盾的代价。

适用于高频域的阶节结构形式如图 6-63 所示, 适用于低频域

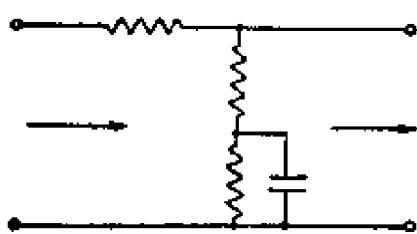


图 6-63 降比阶节

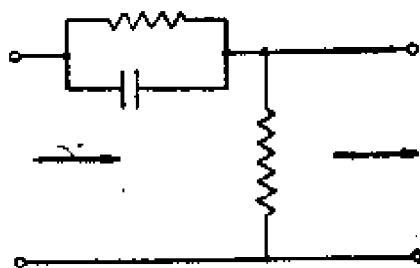


图 6-64 升比阶节

的阶节結構形式如图 6-64 所示。前者是降比阶节,后者是升比阶节。

阴极阶节及簾栅阶节都是升比阶节,都可以按上述方法用于抑低頻域的 $\dot{P}_u$ 值。

6-11 意外的反饋

在多級的放大器里,往往发生意外的反饋,意外的反饋是指非人为設計布置的反饋。

往往意外的反饋总不免存在于多級的放大器中,而我們只在它引起了电路的不稳定,使放大器起了振盪后才注意它,其实意外的反饋每每十分影响放大器的 $|A|-\omega$ 性能和 $0-\omega$ 性能。

意外的反饋的路徑主要是四种: 杂散电容耦合的,磁耦合的,电源阻抗耦合的及机电耦合的,其中最主要的是杂散电容耦合的及电源阻抗耦合的二种。

当同一个放大器的低电平电路和高电平电路包括一些磁电元件如变压器、扼流綫圈等等时,它們之間的游散磁場耦合,就是意外反饋的路徑。显然不經設計的意外反饋必然不会对放大器有好处,所以必須設法將这种意外反饋減到最小。减小磁反饋的方法是磁隔离,包括向磁路套上高导磁材料的磁罩,免用磁性机座,适当的將耦合路徑拉远,以及妥当的排列磁路元件的相对方向等。

当一个放大器的負載是一个电声元件时,放大器的輸出可以由音波振动的形式向放大器低电平各級电子管的栅結構反饋。声波振动傳向电子管栅极后,依靠栅极-阴极結構的电容微音作用,建成反饋环路。要减少这种反饋,應該一方面减少机械耦合,一方面吸收机械振动,一方面阻尼机械振盪,一方面改善电子管的电容微音作用。

图 6-65 示一个包括二級的放大器方框图,这个图是为了說明存在于放大器輸出端与輸入端間的杂散电容 C 所起的意外反饋作

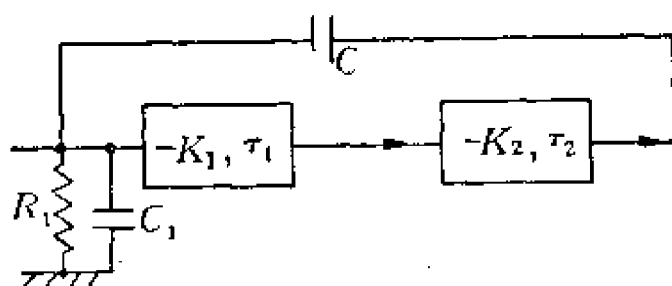


图 6-65 通过杂散电容的意外反馈

用。由于杂散电容 C 的电抗随频率之高而小，所以它的意外反馈作用只要求在高频率域考虑。在高频率域，二个放大级等值于二个高基本节，时间常数各是 τ_1 及 τ_2 ，这二个放大级的通带电压放大率则各是 $-K_1$ 及 $-K_2$ 。按此，由于 C 的意外反馈，环路电压放大率是

$$T = \frac{(-K_1)(-K_2)\left(\frac{C}{C_1+C}\right)}{(1+j\omega\tau_1)(1+j\omega\tau_2)\left(1+\frac{1}{j\omega\tau}\right)}$$

以上 C_1 是放大器的输入电容， τ 是

$$\tau = (C_1 + C)R_1,$$

R_1 是放大器输入电阻。

由 $\dot{T}$ 式可见，显然存在一个频率， $\dot{T}$ 的相是 0。如果在这 T 的相是 0 的频率， $\dot{T}$ 的值大于 1，整个电路便不稳定而起振。按 $\dot{T}$ 式， T 的相等于 0 的角频率是

$$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{\tau_1\tau + \tau_2\tau + \tau_1\tau_2}},$$

由于 τ_1 、 τ_2 和 τ 都必是小值，故振荡可能性必发生在高频率域。就是说，杂散电容耦合的意外反馈可能引起高频率振荡。

由 $\dot{T}$ 式可见， $\dot{T}$ 是正比于电容 C 的，要减低这种意外反馈要求减低放大器各级间的杂散电容。

图 6-66 示一个三级的放大器，三级合用公共负源电压，通常负源电压从整流器得到，而为了免除整流纹波，往往用了由高阻抗

Z_i 及电容 C_i 構成的濾波电路。电容 C_i 兼作短路鈹源电压內阻抗之用, 故鈹源电压的有效內阻抗基本上是电容 C_i 的电抗(见图),

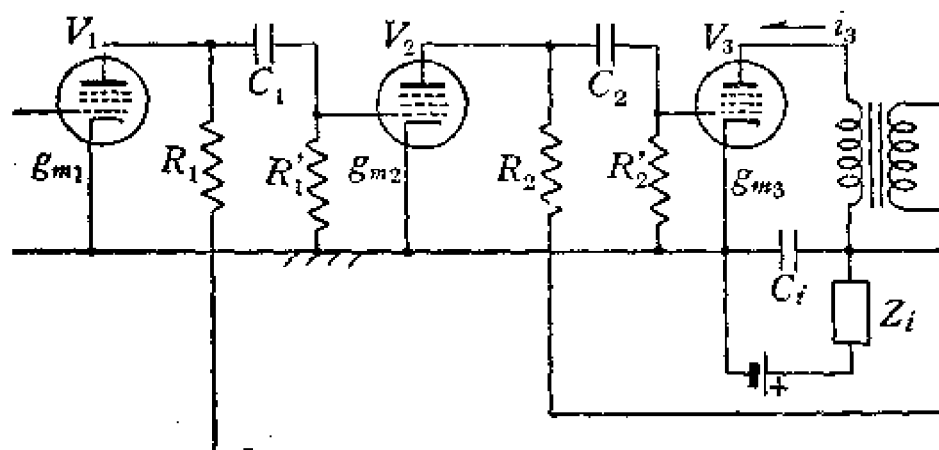


图 6-66 通过电源公共阻抗的意外反饋

公共鈹源电压的主要洩流是放大器輸出級的鈹流 i_3 。 i_3 流过鈹电源的內阻抗时, 生降压,

$$u_i = - \frac{1}{j\omega C_i} i_3.$$

这个降压 u_i 將被送往 V_1 及 V_2 二管的鈹路中去, 发生反饋(见图)。由于电子管 V_1 的鈹极比电子管 V_2 的鈹极工作电平低, 所以 u_i 的反饋作用主要在于 V_1 的鈹极电路方面。 u_i 通过 $R_1 - C_1 - R_1'$ 組合, 加到 V_2 的栅极上。于是, 反饋环路电压放大率是

$$\dot{F} = \frac{Kg_{m3} \frac{1}{j\omega C_i}}{\left(1 + \frac{1}{j\omega \tau_1}\right) \left(1 + \frac{1}{j\omega \tau_2}\right)}.$$

以上 g_{m3} 是輸出級电子管跨导, K 是 u_i 到达 V_3 栅极上的通帶电压放大率, τ_1 是 $R_1 - C_1 - R_1'$ 低基本节的时间常数, τ_2 是 $R_2 - C_2 - R_2'$ 低基本节的时间常数。 τ_1 和 τ_2 一般都当然是比較大的。

显然这个 $\dot{F}$ 在

$$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{\tau_1 \tau_2}}.$$

角频率, 其相成为 0. 如果这个角频率的 $\dot{F}$ 值大于 1, 电路就要起振. 在这个角频率, $\dot{F}$ 的值是

$$\dot{F}_r = \frac{Kg_{m3} \frac{\tau_1 \tau_2}{\tau_1 + \tau_2}}{C_i},$$

按这个式子, 要 $\dot{F}_r$ 小, 应该加大 C_i , 或是减小 τ_1 和 τ_2 . 在关于 $R-C$ 放大器的 R_i 电阻选择的讨论里曾经指出, $R-C$ 放大级的低截止角频率不宜过低, 以免公共阻抗的耦合引起振盪, 就是这个意思. 按 ω_r 式, ω_r 反比于 τ_1 及 τ_2 的几何平均值, 因 τ_1 及 τ_2 是对应于放大器的低截止角频率的, 故公共电源阻抗耦合反馈所能引起的振盪是低频率振盪.

附 录

I. 非綫性失真諧波解析——五点法

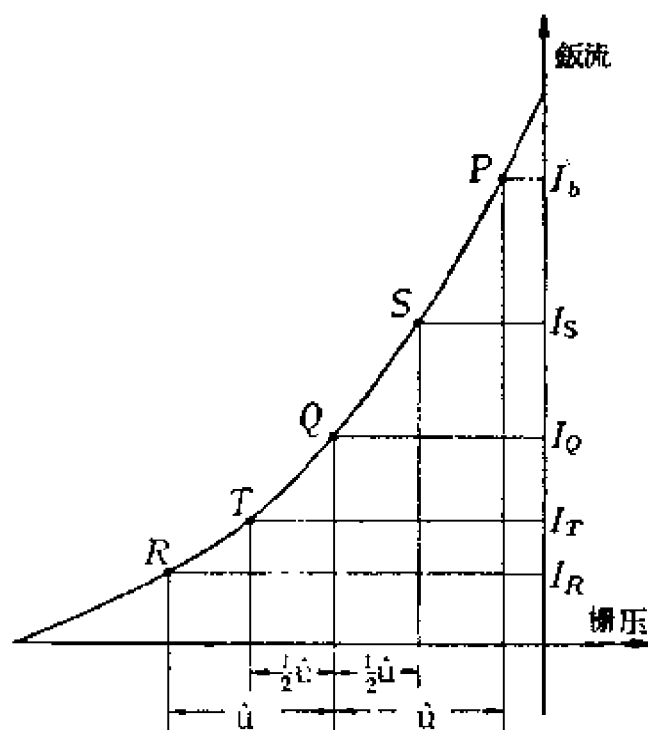
設某个电路的栅压-板流关系如图所示, 則当静态运用点是 Q (见图), 而輸入一个幅度是 $\hat{u}$ 的正弦波电压时, 板流中的基波、二次諧波、三次諧波的幅度各如下列各式所示:

$$\text{基 波 幅 度} = \frac{1}{3}(I_P + 2I_S + 2I_T + I_R).$$

$$\text{二次諧波幅度} = \frac{1}{4}(I_P - 2I_Q + I_R).$$

$$\text{三次諧波幅度} = \frac{1}{6}(I_P - 2I_S + 2I_T - I_R).$$

以上各式中,



I_P = 鉅流峰值. (对应于瞬时輸入电压是 $+\hat{u}$ 时的鉅流).

I_Q = 静态鉅流. (对应于瞬时輸入电压是 0 时的鉅流).

I_R = 鉅流谷值. (对应于瞬时輸入电压是 $-\hat{u}$ 时的鉅流).

I_S = 对应于瞬时輸入电压是 $+\frac{1}{2}\hat{u}$ 时的鉅流.

I_T = 对应于瞬时輸入电压是 $-\frac{1}{2}\hat{u}$ 时的鉅流.

II. $\dot{A}$ 的剖析

在一般放大器电路里, 常常会遇到 $\dot{A}$ 的形式取可剖析为二个基本节的情形. 为了免除重复的计算, 可以用下面列出的公式方便的求出从这些电路的 $\dot{A}$ -式剖析所得的基本节的时间常数等.

$$(1) \quad \dot{A} = \frac{a}{b + j\omega c + \frac{1}{j\omega d}} \text{ 可等值于 } \dot{A} = \frac{K}{(1 + j\omega\tau_1)\left(1 + \frac{1}{j\omega\tau_2}\right)}.$$

$$\text{其中} \quad K = \frac{a}{b} \left(1 + \frac{\tau_1}{\tau_2}\right),$$

$$\tau_1 = \frac{bd}{2} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{4c}{b^2d}}\right],$$

$$\tau_2 = \frac{bd}{2} \left[1 + \sqrt{1 - \frac{4c}{b^2d}}\right].$$

$$(2) \quad \dot{A} = \frac{a}{b - \omega^2 c + j\omega d} \text{ 可等值于 } \dot{A} = \frac{K}{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_2)}.$$

$$\text{其中} \quad K = \frac{a}{b},$$

$$\tau_{1,2} = \frac{d}{2b} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4cb}{d^2}}\right].$$

$$(3) \quad \dot{A} = \frac{a}{b - \frac{1}{\omega^2 c} + \frac{1}{j\omega d}} \text{ 可等值于 } \dot{A} = \frac{K}{\left(1 + \frac{1}{j\omega\tau_1}\right)\left(1 + \frac{1}{j\omega\tau_2}\right)}.$$

$$\text{其中} \quad K = \frac{a}{b},$$

$$\tau_{1,2} = \frac{c}{2d} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4d^2}{bc}}\right].$$