



电视工程基础

(下 册)

(美国) 格林·M. 格拉斯福特著

邓汉碧 维姬译

人民邮电出版社

Fundamentals of Television Engineering

GLENN M. GLASFORD

McGraw-Hill Book Co.

1955

内 容 提 要

本书全面探討黑白电视和彩色电视的基本原理和工程设计。下册包括第十章至第十七章，詳細討論电视中所用的各种电子电路，例如串接放大器、直流恢复器、箱位器、削波器、限幅器、扫描电路、同步电路、信号混合电路和定时电路，为設計工作特性最佳的电路打下基础。此外，还介绍了电视发射机和接收机的原理和設計。

本书可作为大学教学参考书和电视工程设计参考书。

电 视 工 程 基 础 (下册)

著 者： (美国) 格林·M. 格拉斯福特

譯 者： 邓 汉 馨 沈 維 姬

出版者： 人 民 邮 电 出 版 社

北京东四 6 条 13 号

(北京市书刊出版业营业许可证出字第〇四八号)

印刷者： 张 家 口 日 报 社 印 刷 厂

发 行 者： 新 华 书 店

开本 850×1168 1/32

1964 年 10 月张家口第一版

印张 12 2/32 页数 193

1964 年 10 月张家口第一次印刷

印刷字数 319,000 字

印数 1—3,000 册

統一书号：15045·总1401—无393

定价：(科6)1.80元

目 录

第 十 章 有关信号电路的問題和技术.....	1
10-1 引言	1
10-2 放大器中的阴极負反饋	2
10-3 負載阻抗接在阴极电路中的阴极輸出器	4
10-4 輸入导納和一般化的等效电路	6
10-5 由电子管的結構引起的高頻效应和特高頻效应	9
10-6 柵极接地放大器	14
10-7 阴极耦合級	17
10-8 阴地、柵地放大器(串接放大器).....	19
10-9 負反饋放大器的一般性质	21
10-10 輸入和輸出間能双向傳輸的反饋放大器	26
10-11 具有內部双向环路的反饋放大器	30
10-12 反饋放大器作为阻抗匹配器件	32
10-13 視頻信号中的直流分量	38
10-14 矩形波分析法对視頻信号的应用	39
10-15 直流恢复器	43
10-16 箝位电路	49
10-17 視頻放大器中的箝位	61
10-18 限幅电路和削波电路	63
10-19 特殊二极管特性; 鍺晶体二极管	65
10-20 鍵控和信号混合	67
10-21 电子管电路中的低頻以及不太高的頻率的信号噪声比	72
10-22 特高頻时的額外噪声源	78
10-23 傳輸綫的普遍方程	80
10-24 无限长綫和端接恰当負載的有限长綫	82
10-25 普遍的有限长綫	85
10-26 无損耗长綫	87
10-27 視頻信号傳輸綫	90

10-28	射频信号传输线	92
10-29	传输线作为特高频的电路元件	93
10-30	波导和空腔谐振器	102
第十一章	扫描电路	108
11-1	锯齿形电压波的产生	108
11-2	电容负载对锯齿波放大器的影响	112
11-3	高电平线性扫描电压波的产生	115
11-4	在电感电路中产生线性电流锯齿波	119
11-5	梯形电压波的产生	121
11-6	电磁偏转的扫描放大器(低频情况)	123
11-7	电磁偏转的扫描电路(高频情况)	129
11-8	由回扫产生加速电位	138
第十二章	同步和图象信号的标准	141
12-1	引言	141
12-2	同步信息的传送	142
12-3	隔行扫描的定时关系	147
12-4	基本的同步波形	150
12-5	扫描的类型——行扫描率与帧扫描率的选择	152
12-6	标准的NTSC图象信号	153
12-7	调制极性的标准	154
12-8	彩色信号的组成	156
第十三章	定时电路和同步电路	162
13-1	弛张振荡器	162
13-2	多谐振荡器	163
13-3	单稳态多谐振荡器	171
13-4	阴极耦合单稳态多谐振荡器	173
13-5	双稳态多谐振荡器	175
13-6	多谐振荡器响应的改进	177
13-7	间歇振荡器	178
13-8	同步间歇振荡器和触发间歇振荡器	182
13-9	分频电路	182
13-10	信号混合和键控电路	187

13-11 頻率比較原理和控制电路	187
13-12 頻率控制电路的一般考虑	194
第十四章 同步信号发生器	196
14-1 基本的定时作用	196
14-2 方法的选择	197
14-3 同步信号发生器設計	201
14-4 同步信号发生器的詳細电路	205
14-5 輔助輸出电路	210
14-6 基本的控制頻率和电力系統的連鎖电路	215
14-7 副載波彩色系統所用同步发生器的附加要求	218
第十五章 电视摄像机和信号形成設備	220
15-1 視頻信号电路的組成	220
15-2 超正象管摄像机和控制电路	223
15-3 光电摄像管电视电影摄像机	227
15-4 摄像管所用的电影和幻灯放映机	230
15-5 飞点扫描器	233
15-6 单象管	235
15-7 图象放大器的設計考虑	237
15-8 視頻預放器的設計	241
15-9 摄像机控制放大器和監視設備	247
15-10 彩色副載波系統中信息的編碼	254
15-11 有关彩色信号的特殊問題和电路	256
15-12 多信道混合放大器設備	264
15-13 节目源和視頻信号增强之間的同步	269
15-14 图象产生設備和同步設備的电源	269
第十六章 图象发射机和輻射系統原理	273
16-1 引言	273
16-2 发射机設計中的一般問題	274
16-3 乙类調譜功率放大器的原理	278
16-4 輸出耦合电路和傳輸綫	291
16-5 电视系統的发射天綫	296
16-6 天綫結構	297

16-7 甚高频和特高频电波的传播	309
第十七章 电视接收机原理和设计	313
17-1 引言	313
17-2 接收天线	315
17-3 射频传输线	325
17-4 接收机灵敏度和噪声指数	326
17-5 射频输入电路设计方面的考虑	333
17-6 中频放大器	344
17-7 检波器、视频放大器和伴音系统	348
17-8 图象同步和扫描电路	349
17-9 自动增益控制法	358
17-10 NTSC 彩色信号的复习	362
17-11 彩色信号的解码和重现	364
17-12 彩色副载频同步	367
附 录	
C. 商业电视广播的频道分配	371
D. 商业电视广播的 FCC 标准	372

第十章 有关信号电路的問題和技术

10-1 引 言

在前面几章中所討論的低通和带通放大器电路中，电子管都用在最簡單的情况下，即一对輸入端和一对輸出端，輸出到輸入并无反饋；信号加到柵极，而輸出則取自板极。如果用自偏压，則用一足够大的旁路电容，使在有关頻率下阴极电路中产生的阻抗可以忽略不計。在五极管情况下，則假定帘柵极电位保持不变。将电子管和电路用別种方法連接，可得到类似的結果，例如，适当地采用反饋，就可得到和过耦合双耦合迴路相似的带通特性。

但除第六章和第八章所討論的一般的頻率补偿和相位补偿的視頻放大器和带通射頻放大器以外，在很多电视应用中，还需要一些具有某些特殊特性的放大器。例如，常常需要使放大器的輸出端对可能和它連接的任何負載呈現极低的电源阻抗，或者其阻抗要真正和負載阻抗匹配（这种負載，譬如說，可能是一条具有給定特性阻抗的傳輸綫）。也常常有这种情况，电压加到一个負載上，而后者具有相当大的跨接电容，于是，假使要求高频响应良好，信号源就必须具有低的輸出阻抗。

作为另一个例子，在視頻范围内常常需要一种簡單型式的放大器，属于不倒相型的或者要求是推挽輸出的，向監視用阴极射綫管的致偏板饋电。

由于在大多数視頻系統中存在着若干形式的信息，因此必須寻求一些方法，使能对这些信号进行時間分割（信号混合），削去不需要的信号峰值以及恢复信号通过电容耦合放大器后被除去的直流电平。也需要消除一些不需要的信号分量，或者恢复另一些在系統前級部分中丧失了的信号分量。必須恢复由于考虑到噪声問題而在摄像管輸出耦合电路中有意破坏了的的高频响应（参閱第四章）。

在电视广播所用的较高频率下,电子管不再是象以前所假设的那样简单的器件,以前所忽略的一切极间电容和内部引线电感,这时都必须加以考虑。而且,管内电子飞越时间的效应也必须加以考虑。在所遇到的最高频率下,电子管的结构必须加以修改,以消除电感效应,或采用另一些原理(例如在速调管中),不但 不去消除飞越时间效应,而是利用了它。普通的集总参数的固定调谐电路越来越难以实现,因而它们必须用具有调谐电路性质的传输线元件或谐振腔结构来代替。

在低电平信号电路中(例如较高频率下的接收机输入电路),电子管噪声和电路噪声成为一个主要问题,因而使那些在摄像管输出电路中可以应用的噪声发生器大大地复杂化了。

本章的目的是讨论在电视系统的信号通道所用的一切频率下电子管和电路的各个方面的工作,包含一些技术,例如适用于视频信号的箝位技术和直流恢复技术,同时也包含低电平信号电路中的噪声问题。

至于有关产生同步波形的一些特殊问题和电路、扫描电路以及其它关于产生图象的问题将在第十一章和第十三章中讨论。

10-2 放大器中的阴极负反馈

在讨论视频放大器的频率响应特性时,曾经假设从阴极到地的引线是没有阻抗的。在自偏压放大器中,这将意味着完善的旁路作用,即在任何有关频率下都没有阴极阻抗。

分析图10-1 a 的电路,可以求出阴极负反馈对于放大器板极电路的影响。本等效电路如图 10-1 b 所示,由此可求得放大器增益为

$$G_p = \frac{-\mu Z_L}{r_p + Z_L + Z_k(\mu + 1)} \quad (10-1)$$

这个方程式表明,阴极阻抗实际上增大了向负载 Z_L 馈电的电子管的有效电源阻抗。一个从 Z_L 端导出的等效电路如图 10-1 c 所示,

这电路直接从式(10-1)得出。对于三极管放大器而言，电子管本身的板阻实际上是和 $Z_k(u+1)$ 串联。倘使总的输出电容不变，则当 Z_k 是一纯电阻时，结果所得的有效阻抗的增大减小了带宽。此外，增益也根据式(10-1)而减小。

如果 Z_k 由一电阻和一小电容并联组成，等效电路的解证明，高频响应和低频响应比较起来有所改善。这句话可以解释为：旁路负载的电容可能用适当形式的阴极阻抗加以部分补偿，但是不应该解释为：这样一种补偿形式能够满意地代替第六章所描述的频率校正网络，因为阴极电阻仍然会使增益在低的频带中心频率上降低。

在五极管的情况下，由于其板阻比负载电阻高，情况就稍有不同。在任一种情况下，严谨的等效电路可以简化成图 10-1 d 的恒流源。若采用通常对五极管的近似，后者可简化为图 10-1 e 的简化电路。根据对这等效电路的一个浮面考虑会得出结论，即就对高频响应的影响而言，有效内阻抗的改变并没有不良的影响。然而，由于阴极阻抗改变了等效电流源，增益就会降低，也就是发生了负反馈。因此，与三极管放大器的情形一样，阴极负反馈大大地影响了放大器的优值，或其增益带宽乘积。

正常五极管的跨导 g_m 可以和一具有阴极负反馈的管子的有效跨导相比较，后者为

$$g'_m = \frac{g_m}{1 + g_m Z_k} \quad (10-2)$$

因此，用 $g_m/2\pi C$ 来定义的一个五极管放大器的优值，对于一具有阴极负反馈的管子和对于一个没有这种负反馈的管子相比较，为

$$\frac{N'}{N} = \left| \frac{1}{(1 + g_m Z_k)} \right| \quad (10-3)$$

这个公式表明，在负载电阻和旁路电容的电抗相同的情况下，两种情形下的增益带宽乘积的一个比较。

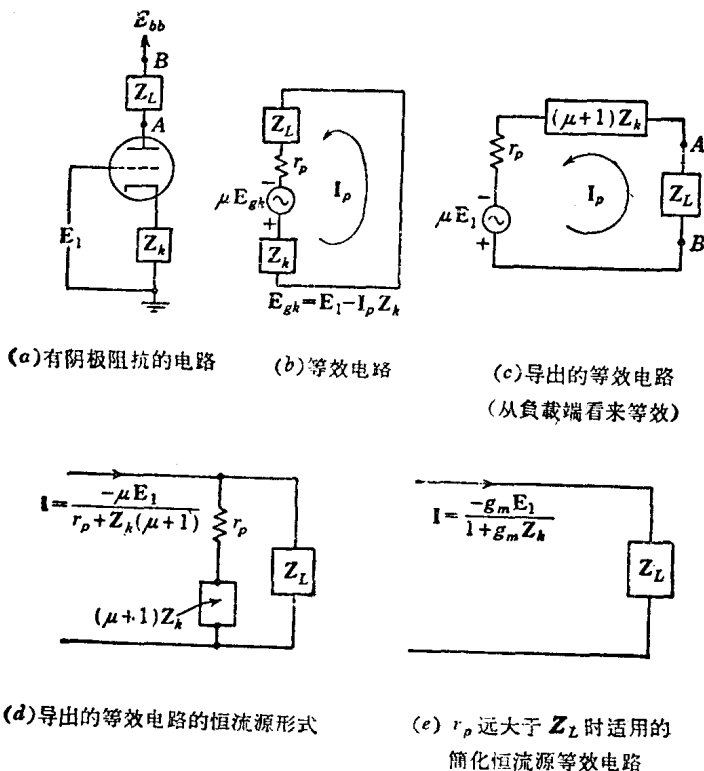


图 10-1 有阴极阻抗的放大器的等效电路

10-3 负载阻抗接在阴极电路中的阴极输出器

输出电压可以不从图10-1的板极电路而从其阴极电路中取出。对于这样的接法，增益可表示为

$$G_k = \frac{\mu}{\mu + 1} \frac{Z_k}{[(r_p + Z_L) / (\mu + 1)] + Z_k} \quad (10-4)$$

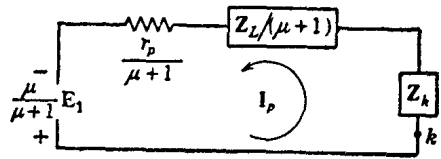
观察一下上面的公式，对于从阴极和接地两端看来显然有效的等效电路将如图 10-2 a 所示。观察这个电路和式(10-4)，显而易见，当阴极阻抗的数值增大时，这个装置的增益能够接近 1，但绝不会超过 1。等效电源阻抗要比板极负载放大器的等效电源阻抗小很多，而在板极电路中负载为零时等效电源阻抗简化成 $r_p / (\mu + 1)$ ，后者

在高增益五极管的情况下十分接近 $1/g_m$ 。阴极阻抗可以含有很大的旁路电容而仍保持良好的频率响应。若在无外接板极负载阻抗的电路中的阴极阻抗是由电阻和电容并联组成的，那末等效电路可用戴维南定理简化成图10-2b所示。这也就是曾用来分析第六章中电阻负载放大器的电路型式。

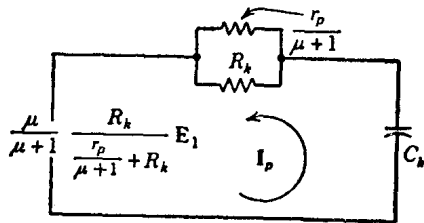
上述的分析方式可以用来考虑到目前为至仍被忽略掉的那些电子管电路中的效应。这些效应本来可以算成基本电路中的一个部分，但是为了清楚起见，将它们分开来考虑。这里所要考虑的效应是板源电压变化的效应和所研究电子管的板极-阴极间电容的效应。首先考虑一个跨接在板极阴极端的阻抗的效应。这个情况如图10-3a所示，其中还包括了电压的一个交流分量 E 。严格的等效电路为图10-3b。

板极和阴极端之间的元件，利用戴维南定理可以图10-3c中所示等效串联电源和负载代替。用前面的例子所用的方法分析这电路，证明可以导出如图10-3d所示的等效电路。这个电路对从阴极和地两端间看是有效的。分析证明，作为一个阴极输出器，等效串联电压源与外部板极阴极间阻抗有关，等效串联阻抗则与跟 r_p 并联的这个跨接阻抗有关，而并非只与 r_p 有关。对于阴极端而言，板源电压的任何变化所造成的效应减小为 $1/(\mu' + 1)$ 。

上述的那些等效电路可以代替更一般的电路中的一部分，做常常能减小求解更一般的问题时的困难。



(a) 略去极间电容后导出的等效电路



(b) 板中无阻抗，阴极负载为 R_k 和 C_k 并联组合时导出的等效电路

图 10-2 阴极输出器等效电路

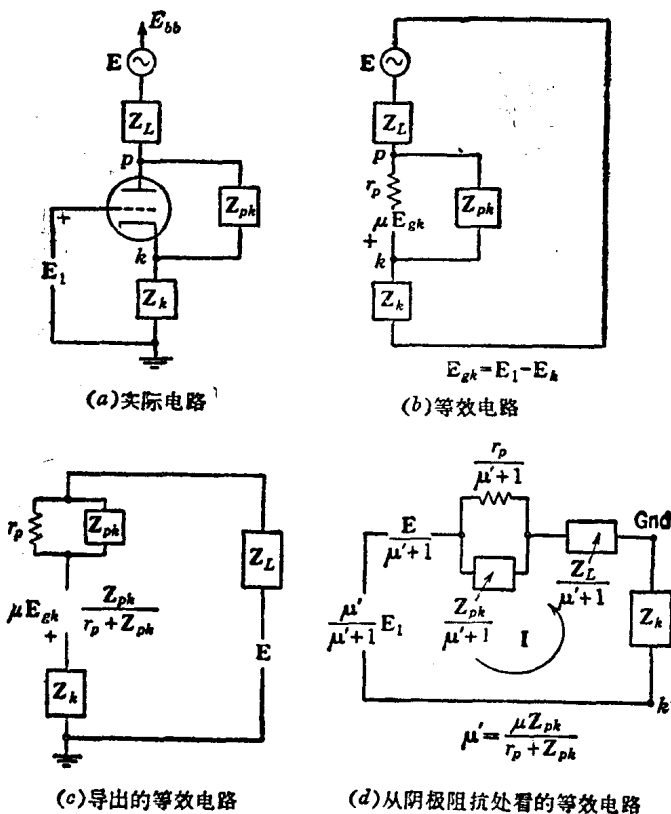


图 10-3 表示阴极-板极间阻抗和板极电压变化时对阴极负载放大器的影响的等效电路

10-4 输入导纳和一般化的等效电路

一个放大器通常作为另一激励源的负载，因而需要知道放大器这个有效负载的大小。用作负载的放大器所呈现的导纳由图 10-4 所示三个分量组成：栅极和地间的导纳，栅极和阴极端间的导纳，以及栅极和板极端间的导纳。这些导纳分量显然是不能直接相加的，但是等效的输入导纳可以决定如下：

从 ab 端看入的导纳 Y_i 为

$$Y_i = \frac{I_1}{E_1}. \quad (10-5)$$

由于进入 a 端的电流是如图 10-4 中所示那样分流的，所以可以表示为：

$$I_1 = (E_1 - E_p)Y_{pg} + (E_1 - E_k)Y_{gk} + (E_1)Y_g. \quad (10-6)$$

将式(10-6)代入(10-5)，解得输入导纳

$$Y_i = Y_g + Y_{gp} \left(1 - \frac{E_p}{E_1}\right) + Y_{gk} \left(1 - \frac{E_k}{E_1}\right). \quad (10-7)$$

若电路的增益定义为

$$\begin{aligned} G_p &= \frac{E_p}{E_1}, \\ G_k &= \frac{E_k}{E_1}, \end{aligned} \quad (10-8)$$

则输入导纳可以写成

$$Y_i = Y_g + Y_{gp}(1 - G_p) + Y_{gk}(1 - G_k), \quad (10-9)$$

由此可见，总的输入导纳由三个并联分量组成，即 Y_g 、 Y'_{gp} 与 Y'_{gk} ，其中

$$Y_g = Y_g \quad (10-10)$$

$$Y'_{gp} = Y_{gp}(1 - G_p), \quad (10-11)$$

$$Y'_{gk} = Y_{gk}(1 - G_k). \quad (10-12)$$

导纳 Y_{gk} 和 Y_{gp} 可以是由极间电容 C_{gk} 和 C_{gp} 而形成的。这时在频率足够低以致 Y_{gp} 对于板极电路的影响和 Y_{gk} 对于阴极电路的影响可以忽略不计时，根据式(10-1)和式(10-4)算得的 G_p 和 G_k 将是很良好的近似值。然而，当在高频下 C_{pg} 和 C_{gk} 在它们的相应的板极和栅极电路中不能忽略不计时，或者，在低频下却有意地在这些位置插入某些阻抗元件时，那末，相应的增益可以根据图 10-5 a 所示的一般等效电路求解。在等效的板极阴极电路使用了 μ' 和 r'_p 二个数量，目的是计入任何可能存在于板极阴极电路中的阻抗分量。它们表示在图 10-3 中，并用下式计算：

$$\mu' = \frac{\mu Z_{pk}}{r_p + Z_{pk}}, \quad (10-13)$$

$$r'_p = \frac{r_p Z_{pk}}{r_p + Z_{pk}}. \quad (10-14)$$

图 10-5 a 的等效电路还可以利用前面一些例子中的那些方法来进一步简化, 以使求解时更简单些。从板极和接地端子来看有效的一个等效电路示于图 10-5 b, 而另一个从阴极和接地端子来看有效的电路, 则如图 10-5 c 所示。

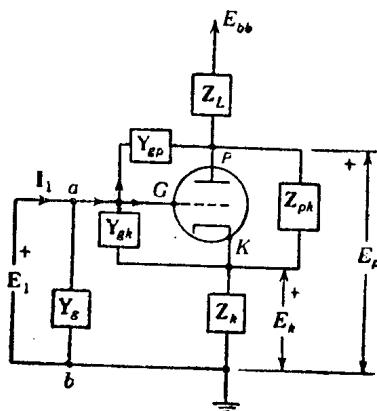
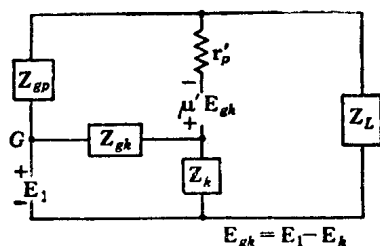
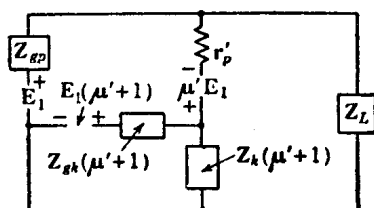


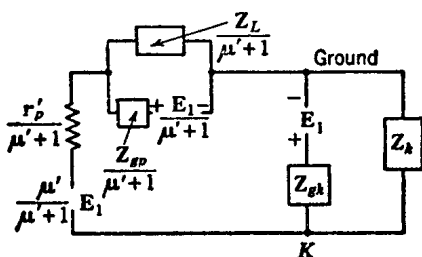
图 10-4 电子管放大器的导纳分量



(a) 一般等效电路



(b) 从板极看来的导出的等效电路



(c) 从阴极看来的导出的等效电路

图 10-5 电子管等效电路

一般说来, 并不需要去解增益和输入导纳的一般方程式。对大多数问题而言, 等效电路总可以简化成较简单的形式。

10-5 由电子管的结构引起的高频效应和特高频效应

在第六章和第八章中曾研究了对于电子管电路的工作的第一种频率限制，就是由杂散接线电容、管座电容和电子管极间电容的组合效应所造成的跨接在输入和输出端子间的旁路电容。这时求得阴极接地级的增益带宽积的极限值为

$$GB = \frac{g_m}{2\pi C_i}, \quad (10-15)$$

式中 C_i 为本级输出电容和下一相似级的输入电容的合成电容。在三极管的情形下，一阴极接地级的输入电容按式(10-11)为

$$C_i = C_{gk} + C_{gp}(1 - G_p). \quad (10-16)$$

第二项的效应可用五极管来削弱，后者使 C_{gp} 从几个微微法减小到一个微微法的一个小分数。当带宽固定时，这种由电容造成的频率限制在任意频率下都是正确的，直到频率提高到出现其它限制时为止。

当接近特高频范围时，图10-4所示三极管的一般等效电路不再有效，管子结构本身的内部引线电感显示其重要性了。在这些频率下，可绘出图10-6所示的近似等效电路。电极平面 P' 、 G' 和 K' 分别为板极、栅极和阴极平面； $C_{g'p'}$ 、 $C_{g'k'}$ 和 $C_{p'k'}$ 为电容； L_g 、 L_k 和 L_p 诸值为与管脚相连的内部引线电感值；而 C_{gp} 、 C_{gk} 和 C_{pk} 则为管脚间的电容。这种表示法只是近似的，因为这些都是分布参数，用集总常数不能确切地表示。

图10-6的等效电路在和外部电路一起使用时，可以得出一些一般解，但是这些解过于繁复，难以给出很多有用的结果。因此较常用的方法是将各个效应逐一考虑，以获得每一种效应引起的频率限制的概念。这些效应中最重要的一种如下例：

阴极引线电感 在通常的三极管和五极管中最重要的特高频效应之一是阴极引线电感 L_k 对于增益和输入导纳的影响。由于输入电容和阴极引线电感的效应而产生的输入导纳分量可按图10-7a 的电

最小带宽也受到了限制^①。

阴极电感对增益的影响

由图 10-7b 的等效电路可求得增益如下：

$$G_F = -g_m Z_L \frac{(1 - \omega^2 C_{g'k} L_k) - j\omega L_k g_m}{(1 - \omega^2 C_{g'k} L_k)^2 + g_m^2 \omega^2 L_k^2} \quad (10-19)$$

在前面考虑输入导纳时已假定的条件下，即 $\omega^2 C_{gk} L_k \ll 1$ 和 $g_m^2 \omega^2 L_k^2 \ll 1$ ，增益简化为

$$G = -g_m Z_L (1 - j\omega L_k g_m). \quad (10-20)$$

由此可见，这是使正常的低频时的增益改变了一个因子 $(1 - j\omega L_k g_m)$ ，其效应是增大了有效负载阻抗的模数，而在 Z_L 是一并联谐振电路时，则还提高了有效谐振频率。

飞越时间效应^② 一般说来，在电子管内任意一个参考平面处流动的电流可表示为

$$J = \rho v + \epsilon_0 \frac{\partial \mathcal{E}}{\partial t}, \quad (10-21)$$

式中 J 为电流密度， ρ 为电子电荷密度， v 为电子运动速度，而 $\mathcal{E}$ 则为该点的电场强度。第一项是传导电流，在频率还未高到使电子飞越时间占输入波周期的相当大的比例数以前，这一项占总电流中的主要部分。当频率高到上述情况后，称为位移电流分量的第二项才成为总电流中一个相当大的部分。

在电子管中，根据低频理论，在某一参考平面（例如板极）上，由空间的一个电子而引起的传导电流在该电子未到达之前是等于

① 参阅 M. J. O. Strutt 和 A. Van der Ziel 合著的 “The Causes for the Increase of the Admittances of Modern High Frequency Amplifier Tubes in Short Waves”, Proc. IRE, Vol. 26, No 8, August, 1938. 作者首先指出引线电感是引起高频时输入负载增大的主要原因，尤其在五极管的情形下。在三极管中，则下节将讨论的飞越时间效应可能成为最重要的效应。

② 关于电子管内飞越时间效应的一般讨论，请参阅 Karl R. Spangenberg, “Vacuum Tubes”, Chap. 16, McGraw Hill Book Company, Inc., 1948. 书中附有大量的各个研究者的原始论文的索引。