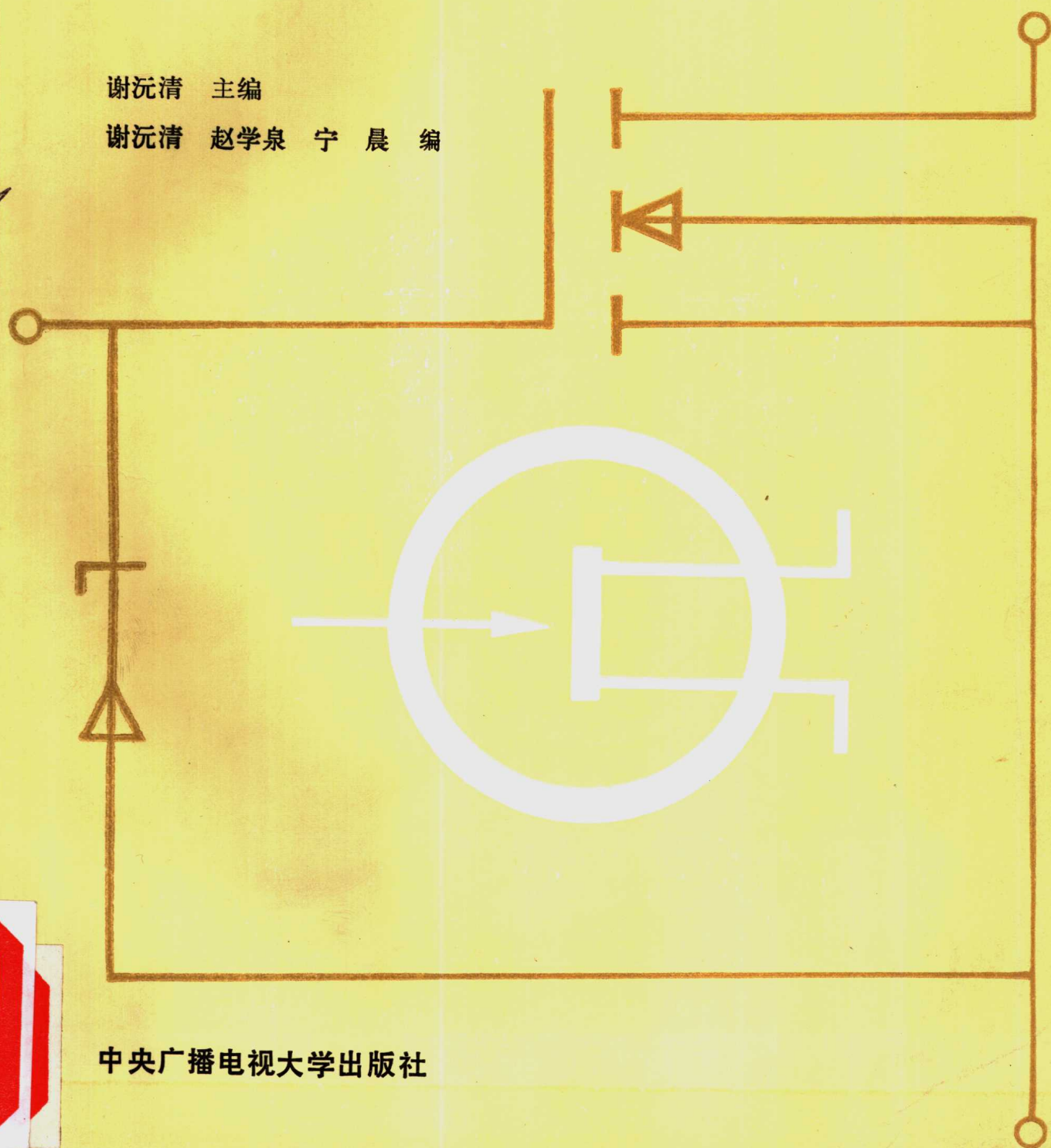


电子电路与系统 学习指导

谢沅清 主编

谢沅清 赵学泉 宁 晨 编



中央广播电视大学出版社

电子电路与系统学习指导

谢沅清 主编

谢沅清 赵学泉 宁晨 编

中央广播电视大学出版社

(京)新登字 163 号

图书在版编目 (CIP) 数据

电子电路与系统学习指导/谢沅清主编. -北京:中央广播电视大学出版社, 1995.2重印

ISBN 7-304-00580-7

I. 电… II. 谢… III. 电子电路-电视大学-教学参考资料 IV. TN7-42

中国版本图书馆CIP数据核字 (95) 第02633号

电子电路与系统学习指导

谢沅清 主编

谢沅清 赵学泉 宁晨 编

中央广播电视大学出版社出版

新华书店北京发行所发行

北京市银祥福利印刷厂印刷

开本787×1092 1/16 印张10 千字251

(1991年6月第1版 1995年2月第5次印刷)

印数 15201~20200

定价7.00元

ISBN 7-304-00580-7/TN·9

前 言

本书分为两大部分。第一部分是电子电路与系统——高频电子电路的理论自学指导。第二部分为实验指导书。

理论自学指导部分是针对电大的远距离教学，面授时间少，缺少参考资料的特殊情况编写的。本书是中央广播电视大学出版社出版的《电子电路与系统——高频电子电路》主教材的补充读物。编写本教材时，曾考虑了电大学员反映的一些要求。

理论自学指导部分编写的安排方式如下：首先明确指出各章的教学要求、重点内容与难点，随后简述各章内容提要，并辅以例题解析，最后是部分习题及思考题的答案。

本部分力求写得对基础不尽相同的读者都有帮助，在内容提要的叙述中，有一些内容我们采取了不完全和主教材相同的讲述方式，以开阔学员的思路，从而加深他们对主教材所讲授内容的理解。

为了更好地和先修课程衔接，本教材对某些必要的基础知识作了一些补充，如器件高频参数，模拟相乘器的工作原理等。

鉴于主教材中对某些问题的定量分析较少，故在本书中，补充了一定数量的计算例题。从这些计算例题所得到的结论，对一些重要概念可加深理解。有些例题和习题类似，可以减小读者作习题的困难。

实验指导书是分成五个实验编写的。对于实验内容较多的实验，各地电大可根据自己的具体情况将一个大实验拆开分次进行。

实验指导书中对每个实验在提出实验内容后，简述与实验内容有关的原理。有的还补充一些测量方法方面的知识。实验步骤的安排，是按照中央电大电子教研室和北京邮电学院电路中心实验室联合研制、常熟教学设备厂生产的实验箱中有关规定而进行的。

本书理论自学指导部分的绪论及一、二、六、七、八、九、十、十一章由谢沅清编写，四、五章由宁晨编写。实验指导书部分的实验二、三、五由赵学泉编写，实验一、四由宁晨编写。全书由谢沅清统稿。中央广播电视大学任为民副教授阅读了全部书稿，提出了若干宝贵的意见，在此表示谢意。

限于编者水平及调研所得情况有限，书中不当之处在所难免，敬希广大读者提出宝贵意见。

编者 1990年12月



目 录

第一部分 理论自学指导

绪论	(1)
一、教学要求、重点内容与难点	(1)
二、内容提要	(1)
第一章 扩展放大器通频带的方法	(3)
一、教学要求、重点内容与难点	(3)
二、内容提要及例题解析	(3)
第二章 小信号选频放大	(20)
一、教学要求、重点内容与难点	(20)
二、内容提要及例题解析	(20)
第三章 开关电容滤波器	
(因精简内容未讲授,故从略)	
第四章 提高放大器输出功率的方法	(30)
一、教学要求、重点内容与难点	(30)
二、内容提要及例题解析	(30)
三、部分习题及思考题答案	(38)
第五章 电振荡的产生	(41)
一、教学要求、重点内容与难点	(41)
二、内容提要及例题解析	(41)
三、部分习题及思考题答案	(46)
第六章 调幅与检波系统	(49)
一、教学要求、重点内容与难点	(49)
二、内容提要及例题解析	(49)
三、部分习题及思考题答案	(57)
附录:模拟相乘器工作原理及原理图	(59)
第七章 变频与倍频	(64)
一、教学要求、重点内容与难点	(64)
二、内容提要及例题解析	(64)
三、部分习题及思考题答案	(70)
第八章 角度调制与解调系统	(72)
一、教学要求、重点内容与难点	(72)
二、内容提要及例题解析	(72)
三、部分习题及思考题答案	(79)
第九章 非线性波形变换	(82)

一、教学要求、重点内容与难点	(82)
二、内容提要及例题解析	(82)
三、部分习题及思考题答案	(96)
第十章 电子电路中的反馈控制系统	(99)
一、教学要求、重点内容与难点	(99)
二、内容提要及例题解析	(99)
三、部分习题及思考题答案	(111)
第十一章 电子电路中的噪声	(114)
一、教学要求、重点内容与难点	(114)
二、内容提要及例题解析	(114)
三、部分习题及思考题答案	(118)

第二部分 实验指导书

实验一 通频带扩展电路	(120)
实验二 LC振荡器	(126)
实验三 调幅与检波系统	(133)
实验四 非线性波形变换	(142)
实验五 调频与鉴频系统	(147)
附录 ECS 1型高频电路实验箱简介	(154)

第一部分 理论自学指导

绪 论

在绪论中,以和电子技术的发展密切相关,同时是电子技术一个重要应用领域的无线电通信(或广播)的发送和接收系统为例,阐明本课程的主要内容。介绍本课程的学习方法。

一、教学要求、重点内容与难点

(一)教学要求

1. 了解无线电通信(或广播)发送-接收系统方框图各部分的主要功能。它们在解决不能将代表声音或图象的电信号直接发射到空中去进行通信(或广播)这一问题上起着什么作用。

2. 了解本课程的特点,它和先修课程——电路分析以及模拟电子技术基础的异同。在学习方法上应注意哪些问题。

(二)重点内容

1. 无线电通信(或广播)发送、接收系统方框图各部分的主要功能。
2. 本课程的特点及学习方法。

(三)难点

代表声音或图象的电信号不能直接发射到空中去,以进行通信(或广播)的原因,及解决此问题的方法。

二、内 容 提 要

(一)不能将代表声音或图象的电信号直接发射到空中去,以进行通信(或广播)的原因

1. 用于发射或接收电信号的天线制作困难。

根据天线理论,要使电功率能有效地通过天线发射到空中去,则发射天线的几何尺寸应与相应电信号的电磁波的波长可以相比拟。

电磁波在空气中的传播速度 v ,约为每秒30万公里,对代表声音的电信号,男声的主要频率在400赫左右,女声的主要频率在1000赫左右。电磁波波长 λ 与频率 f 及传播速度 v 的关系为

$$\lambda = \frac{v}{f}$$

对于频率为400赫的电磁波波长

$$\lambda = \frac{3 \times 10^5}{400} = 750 \text{ km}$$

频率为1000赫的电磁波波长

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{1000} = 300 \text{ km}$$

可见,要制做长度为数百公里的天线十分困难,而要将其竖立起来,就几乎不可能了。

2. 在接收时无法区分各个电台的信号,并将其有选择地接收下来。

对不同的人所发出的声音,处于相近的频段,无法根据频率不同来予以区分。正好象在同一个房间里,好几个人同时说话,无法听清楚某一个人的话。谁的嗓门高,他的话就可以被人听得清楚一些。各个电台同时直接发射代表声音的电信号时,在接收地点,哪一个电台的信号在到达接收处的功率大,便会淹没其它电台的信号。

(二)克服上述困难的方法是

利用一个高频电振荡——载波。用代表声音或图象的电信号去控制载波的振幅或相角,这个过程称为调制。将被调制了的高频载波发射到空中去,在接收到高频载波后,再根据载波振幅或相角的变化,将代表声音或图象的电信号取下来,这个过程称为解调。

首先可以将高频载波的频率选得足够高,使其相应的电磁波长足够短,天线的几何尺寸小到易于实现,便克服了天线制作和架设的困难。其次,将不同电台的载波频率选得不同,在接收时,便可根据频率的不同,而能做到有选择地接收某一特定电台的节目。

综合无线电广播发送、接收系统的方框图。引出了本课程的主要内容是:调制、解调、变频、高频振荡和放大。

(三)本课程的特点和学习方法

1. 本课程的特点之一是它的工程性,这一点与本课程的先修课《电路分析》不同,而与先修课《电子技术基础》是相同的。必须善于运用工程观点分析和处理问题。主要是善于作“近似”处理,在不超过工程上容许误差的条件下略去某些小一阶的量和次要的因素,使问题得到简化,突出主要问题。

2. 本课程如同《电子技术基础》课一样,是一门实践性很强的课。在学习理论课的同时必须十分重视实验。有许多重要概念,必须通过实验,才能深刻理解和牢固掌握。

3. 本课程的内容涉及高频和非线性。在高频情况,电路的分布参数对电路的特性产生相当可观的影响。计入分布参数,电路的结构就会显得十分复杂,相应的定量分析,也就变得十分繁杂了。由于分布参数难以精确确定,这就导致定量分析的结果可能与实际值相差较远,故高频特性的手工计算是意义不大的。我们推荐的处理方法是从概念上作一些定性分析,只作近似估算而不详细计算。目前电路的计算机分析程序很多,有必要时可以让计算机去担负繁杂的定量计算。至于非线性问题,目前尚无完善而又精确的手工解析计算方法。在处理这类问题时,我们是更多地只从概念上作定量分析。因此,学习本课程时,从概念上去理解和分析问题,显得特别重要。

4. 鉴于电子电路种类很多,为了提高某一个或几个指标,在基本电路的基础上,又可演化出许多派生电路,我们不可能在一门课程罗列许多电路,逐一讲述。我们只能通过一些常见的基本的典型电路,讲清电路的基本原理,以及分析电路,提高电路指标的方法。读者掌握这些方法,就能做到举一反三。

第一章 扩展放大器通频带的方法

一、教学要求、重点内容与难点

(一)教学要求

1. 掌握晶体管、场效应管高频参数,等效电路的物理意义及参数值与工作点的关系。
2. 掌握影响放大级上截止频率的管内参数及管外电路参数。
3. 掌握三种提高放大器上截止频率的方法的物理原因及其适用的场合。

(二)重点内容

1. 器件的高频参数及等效电路;
2. 提高放大器上截止频率的方法。

(三)难点

1. PN结的结电容;
2. 场效应管的极限工作频率;
3. 高频特性的分析计算。

二、内容提要及例题解析

(一)器件高频参数及等效电路

1. PN结电容

造成放大级高频特性发生变化的主要原因在器件内部是器件的极间电容。MOS场效应管的极间电容和普通的导体构成的平行板电容很少区别,晶体管和结型场效应管的极间电容是PN结的电容。下面讲述PN结电容的机理。

(1)势垒电容

势垒电容是PN结势垒区的正负离子层在外加电压变化时发生变化,从而在外电路中引起一个容性电流。用一个电容来模拟这一效果,这个电容便叫做势垒电容。

下面我们以外加反向电压为例来进行说明势垒变化的电容效应。所得的结论对外加正向电压的情况也是适用的。

图1-1-1给出三种不同大小的外加反向电压情况下,势垒区正负离子层变化的示意图。由图可见,当反向电压增大时,势垒区变宽,集结于接触面两边的正负离子层加厚。从图中外加电压的极性与正负离子集结区域的关系可以判知,它与平行板电容器在外加电压作用下,极板上积累正负电荷的情况是相似的。这样人们就可以用一个位于势垒区的电容器来等效这一物理过程,而这个等效电容便称为势垒电容。

进一步考察正负离子层的变化,我们还会发现:当外加反向电压由小增大时,正负离子层由内层开始增加。正负离子层所处的位置,相当于平行板电容器极板所处的位置。由此可见,等效极板间的距离,将随外加反向电压的大小而改变。当外加反向电压增大时,等效电

容器两极板的距离将拉远，势垒电容减小。

理论和实验已证明，势垒电容 C_T 与外加电压 V 及PN结势垒高度 ϕ 之间有如下关系，根据制造工艺不同，分别为

$$\text{缓变结时} \quad C_T = - \frac{dQ}{dV} \left(\frac{1}{\phi - V} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{I-1-1a})$$

$$\text{突变结时} \quad C_T = - \frac{dQ}{dV} \left(\frac{1}{\phi - V} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{I-1-1b})$$

超突变结（变容二极管）时

$$C_T = - \frac{dQ}{dV} \left(\frac{1}{\phi - V} \right)^n \quad (\text{I-1-1c})$$

式(I-1-1c)中的 n 可以大于1。

上述诸式中， Q 是正负离子的电荷量。势垒 ϕ 的值对硅管约为1.1V，锗管为0.6V。对于正向外加电压， V 取正值。对于反向外加电压， V 取负值。当反向外加电压增加时， dV 为负值，但电荷是增加时， dQ 为正值。导数式 $\frac{dQ}{dV}$ 前加一负号，得到的电容值便是一个正数。

(2) 扩散电容

当PN结外加正向电压时，由于扩散作用，从结的P区，将有空穴注入N区，空穴注入N区后，就会破坏半导体的电中性。为了维持半导体的电中性，将会有相同数量的电子由外电路进入N区半导体，从而在半导体中形成空穴-电子对的贮存。这种因扩散而形成空穴-电子对贮存所产生的电容效应，用一个电容器来等效，称为扩散电容。

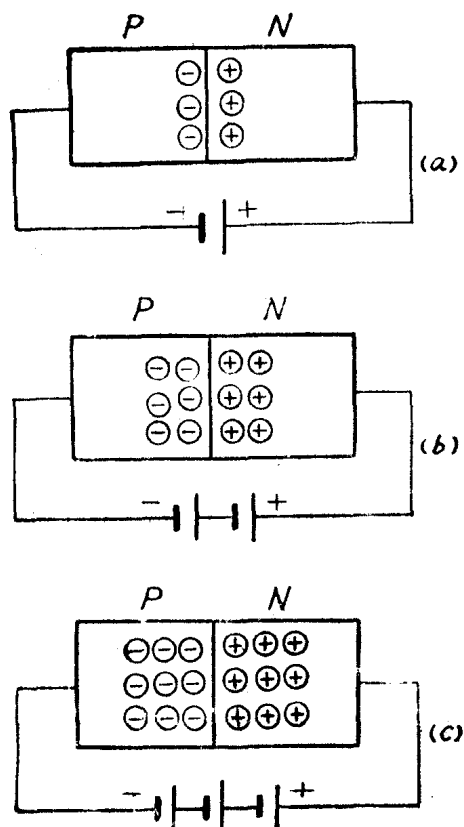


图1-1 外加电压变化时引起势垒区电荷变化示意图

路进入N区半导体，从而在半导体中形成空穴-电子对的贮存。这种因扩散而形成空穴-电子对贮存所产生的电容效应，用一个电容器来等效，称为扩散电容。

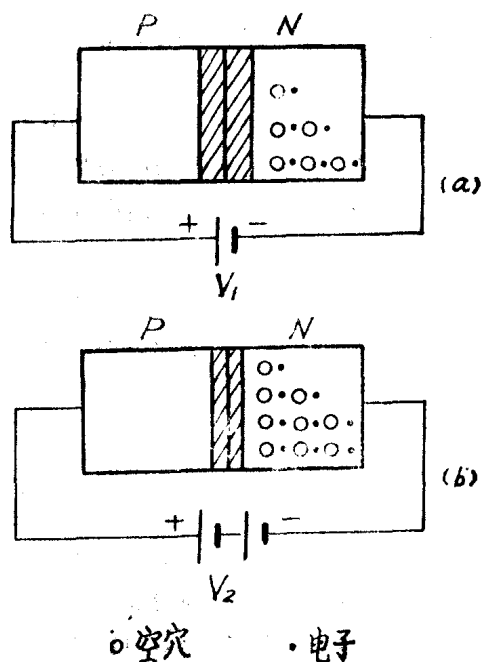


图1-2 外加正向电压变化时在半导体中贮存空穴-电子对示意图

图 I-1-2 给出 PN 结在外加正向电压作用下, 由于空穴因扩散作用自 P 区注入 N 区, 而在 N 区贮存空穴-电子对的示意图。图 (b) 情况下的正向电压 V_2 大于图 (a) 情况下的正向电压 V_1 。图 (b) 中 N 区贮存的空穴-电子对也较多。空穴-电子对的增量 dQ , 与相应的正向电压增量 dV 之比, 便是扩散电容的电容量 C_D 。

理论和实验指出, 上述定义下扩散电容的容量正比于通过它的直流电流 I_D , 即

$$C_D = \frac{dQ}{dV} = I_D \quad (1-1-2)$$

上面只讲述了空穴由 P 区进入 N 区的物理过程。与此类似, 还会有电子由 N 区进入 P 区, 同样要在 P 区发生空穴-电子对的贮存, 它们在外电路造成的效果也是电容效应。它是又一个扩散电容。

值得指出的是, 当外加反向电压时, 扩散运动停止, 也就没有扩散电容了。所以, 在外加正向电压时, PN 结既有扩散电容, 又有势垒电容, 而在外加反向电压情况, 就只有势垒电容了。

现在要提出一个问题, 在外加正向电压情况下, 总的电容量与势垒电容容量及扩散电容容量之间的关系如何呢。初看起来, 似乎是 P 区一个扩散电容, N 区一个扩散电容, 在它们中间的势垒区有一个势垒电容, 三者似乎是串联起来, 构成一个总的等效电容。但实际结果并非如此。因为在这里的等效电容是对外电路等效。就外电路的效果来看, 三部分电流在外电路是相加的关系, 故总的等效电容应是三部分电容并联, 其值为三部分电容之和。

有了 PN 结的等效势垒电容和扩散电容的概念后, 就可以讨论晶体管的高频等效电路了。

2. 共发射极混合 π 等效电路

现在我们从晶体管管内电流电压关系的有关物理过程导出晶体管的共发射极混合 π 等效电路。

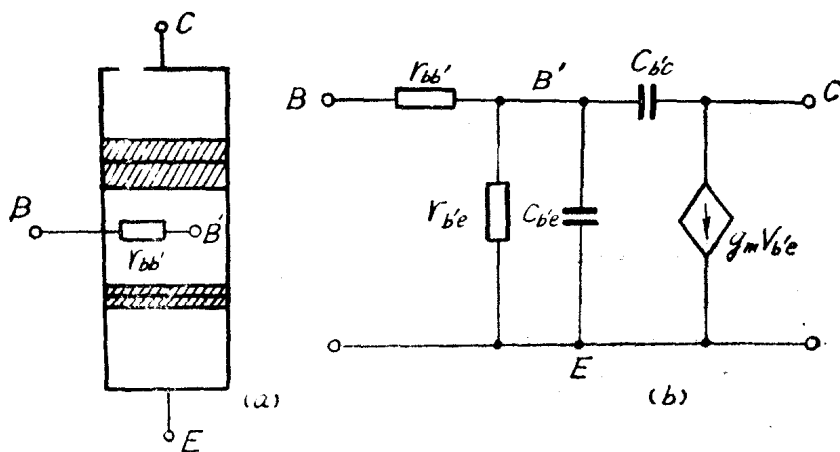


图 I-1-3 晶体管共发射极混合 π 等效电路

参看图 I-1-3, 图 (a) 是晶体管的结构示意图, 用 C、B、E 三个字母分别代表集电极、基极和发射极的引出端, 用字母 B' 代表基极内部。由于基区十分窄, 掺杂质又少, 故从基极引出端 B 到内部 B' 有一个不可忽略的欧姆电阻, 用 $r_{bb'}$ 表示, 有些资料上也写作 r_b 。当在 BE 之间加有交流信号时, 在 BE 和 CE 之间均有电流流过。在低频情况, 进入基极引出端 B, 并

流经发射结 BE 之间的电流,便是复合电流,可以用一个接在 $B'E$ 之间的电阻 $r_{b'e}$ 来等效。与此同时,会有一个电流从集电极引出端 C 流入而到达发射极 E ,此电流正比于发射结电压 $V_{b'e}$,可以用一个接在 CE 之间的受控电流源 $g_m V_{b'e}$ 来等效。在高频情况,为了反映结电容的电流,应在 $B'E$ 和 $B'C$ 之间接上电容 $C_{b'e}$ 和 $C_{b'c}$,它们分别是发射结和集电结的结电容。这样,我们便得到图 I-1-3(b)所示的晶体管共发射极高频混合 π 等效电路。

理论和实验证明,图 I-1-3(b)所示混合 π 等效电路中的各参数和晶体管的工作点有关,其中,

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{26} \quad (\text{I-1-3})$$

晶体管的静态工作点电流 I_{CQ} 以毫安计量时, g_m 的单位是西门子(即欧姆的倒数)。

$$r_{b'e} = (1 + h_{fe}) \frac{26}{I_{EQ}} \quad (\text{I-1-4a})$$

$$\text{或} \quad \approx h_{fe} \frac{26}{I_{EQ}} \quad (\text{I-1-4b})$$

式中 h_{fe} 是晶体管共发射极的短路电流放大系数,即 β 。

$r_{bb'}$ 随工作点的变化,一般情况下可以忽略。

发射结电容 $C_{b'e}$ 主要是扩散电容,它与工作点的电流 I_{CQ} 成正比,具体数值和器件的结构以及工艺有关。

集电结电容 $C_{b'c}$ 主要是势垒电容,它与结电压的关系前已述及,这里不再重复。

3. 频率参数 f_β 和 f_T

利用共发射极混合 π 等效电路,可导出晶体管共发射极连接状态下的两个重要频率参数。一个是共发射极短路电流放大系数 β 的截止频率 f_β ,它是 β 由零频值 β_0 下降3分贝的频率。另一个是特征频率 f_T ,它是 β 下降到1的频率。 f_T 说明晶体管具有电流放大作用的极限工作频率。因为晶体管输出交流短路的电流放大系数是最大可能的电流放大数值。当 β 下降到1时,说明无论怎样改变电路的连接方式,也不可能使电流放大系数大于1,也就是说,当工作频率高于 f_T 时,晶体管就不可能有电流放大作用了。

将图 I-1-3(b)输出短路,令 $\beta = 0.707\beta_0$,可求得

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi(C_{b'e} + C_{b'c})r_{b'e}} \quad (\text{I-1-5})$$

4. 利用器件手册给定参数换算混合 π 等效电路参数举例

在器件手册中,通常没有给出全部混合 π 等效电路的参数,而只给出 f_T 、 C_{ob} 、 $h_{fe}(\beta)$ 和 r_b 及其测试条件(测试时的 V_{CEQ} 和 I_{CQ})。 C_{ob} 是发射极开路条件下的集电极引出端和基极引出端之间的总电容,它等于结电容 $C_{b'c}$ 和引线电容之和。市面上出售的测试仪器,也不具备测量全部混合 π 参数。为了设计计算放大器的高频特性,需要从器件手册上查得的或通过仪表测得的上述参数值,换算出所需的混合 π 参数值。

例 I-1-1 已知晶体管3DG32的 $f_T = 200\text{MHz}$, $h_{fe} = 100$, $C_{ob} = 6\text{pF}$, $r_{bb'} = 90\Omega$,测试条件为 $V_{CEQ} = 6\text{V}$, $I_{CQ} = 10\text{mA}$ 。现在使用该器件做宽带放大,工作条件为 $V_{CEQ} = 10\text{V}$, $I_{CQ} = 15\text{mA}$,求此情况下的混合 π 参数。

解 给定的诸参数中,除 C_{ob} 因使用条件与测试条件不同,需进行换算外,其它几个参数均可近似地认为与工作点关系不大,而可直接引用。

C_{ob} 包括有 $C_{b'e}$ 和 C 、 B 电极引线间电容, 只有 $C_{b'e}$ 随集电结电压的增大而减小。现在我们假设 C_{ob} 全部随 V_{CEQ} 的增大而按 $V_{CEQ}^{-\frac{1}{2}}$ 减小, 估算一下电容减小到多少。

根据势垒电容与 $V_{CEQ}^{-\frac{1}{2}}$ 成比例, $V_{CEQ} = 10V$ 时,

$$C_{ob} = \frac{6 \times 10^{-12}}{6^{-\frac{1}{2}}} = 4.65 \text{ pF}$$

由于 C_{ob} 中的引线间电容不随 V_{CEQ} 而变, 估计 C_{ob} 不致减至 4.65 pF , 可能为 5 pF 。手册上给的数据不十分精确, 在实际中, 可忽略 C_{ob} 随 V_{CEQ} 的变化, 或近似地认为减小 1 pF 。

由式 (I-1-3)

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{26} = \frac{15}{26} = 0.58 \text{ S}$$

$$r_{b'e} = \frac{h_{fe}}{g_m} = \frac{100}{0.58} = 1700 \Omega$$

由式 (I-1-6)

$$\begin{aligned} C_{b'e} &= \frac{g_m}{2\pi f_T} - C_{b'c} \\ &= \frac{0.58}{2\pi \times 200 \times 10^6} - 5 \times 10^{-12} = 456 \text{ pF} \end{aligned}$$

这样, 我们便得到 3DG32 工作于 $V_{CEQ} = 10V$, $I_{CQ} = 15 \text{ mA}$ 情况下的混合 π 参数为

$$r_{bb'} = 90 \Omega, \quad g_m = 0.58 \text{ S}, \quad r_{b'e} = 1700 \Omega$$

$$C_{b'e} = 456 \text{ pF}, \quad C_{b'c} (\approx C_{ob}) = 5 \text{ pF}$$

5. 场效应管的高频等效电路及极限工作

频率 f_c

(1) 场效应管的高频等效电路

图 I-1-4 是场效应管的高频等效电路。 C_{GS} 和 C_{GD} 分别是栅、源和栅、漏之间的极间电容。对结型场效应管, 它们是 PN 结的势垒电容。对 MOS 场效应管, 是以氧化硅为介质, 金属和半导体作为极板的平行板电容。势垒电容与结的反向电压的关系前已讲述过, 此处不再重复。MOS 管的极间电容基本上与极间电压大小无关。 $g_m V_{GS}$ 代表栅-源间有电压作用时, 在漏源之间产生的电流。以结型管为例, 漏极电流 I_D 与栅、源间电压 V_{GS} 之间有如下关系

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} \right)^2 \quad (\text{I-1-7})$$

跨导

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = -\frac{2I_{DSS}}{V_{GS(off)}} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} \right) \quad (\text{I-1-8a})$$

和栅-源电压是一次方关系。将 (I-1-7) 式代入上式, 可得

$$g_m = -\frac{2}{V_{GS(off)}} \sqrt{I_{DSS} I_D} \quad (\text{I-1-8b})$$

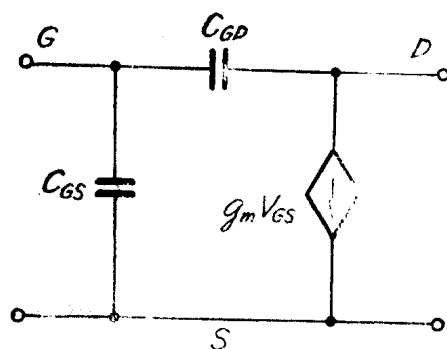


图 I-1-4 场效应管的高频等效电路

它与漏极电流 I_D 的平方根成正比。(以上诸式中 $V_{GS(off)}$ 是场效应管的夹断电压)

(2) 场效应管的极限工作频率

双极型晶体管用共发射极短路电流放大系数 β 降至1的频率——特征频率 f_β 作为它的极限工作频率。场效应管的输入电流近似为零,改用最大可能的电压放大倍数降至1时的频率 f_e 作为它的极限工作频率。

推导 f_e 的表示式是以一个同类型的场效应管放大级作为负载进行的。这样的一个放大级的等效电路可参看主教材 p.8 图1-1-6。在下级负载电阻 R_{D2} 趋于零时,负载电容的密勒分量最小,同时本级负载电阻 R_{D1} 趋于无限大时,总负载阻抗最大。在这一条件下,可推导出极限工作频率

$$f_e = \frac{g_m}{2\pi(C_{GS} + C_{GD})} \quad (1-1-9)$$

(二) 放大级的高频特性

1. 影响放大级高频特性的因素

对双极型晶体管放大级,影响放大级高频特性的管内参数是 $r_{bb'}$ 、 $C_{b'e}$ (或 f_T)和 $C_{b'c}$,管外电路参数是信号源内阻和负载阻抗。

对场效应管放大级,影响放大级高频特性的管内参数是极间电容 C_{GS} 和 C_{DS} ,管外电路

参数与晶体管放大级相同。

造成放大级高频放大倍数下降的物理原因,是器件极间电容的容性电流增大,它们在信号源内阻和 $r_{bb'}$ 上的电压降增大,使加到器件上的有效电压减小,与负载并联的电容所通过的容性电流增大,使负载电阻上的电流减小,于是输出电压下跌。

2. 放大器高频特性的分析方法

放大器高频特性的分析方法通常可按下述步骤进行。

(1) 根据手册给出或测得的参

数换算出必需的高频混合 π 等效电路参数。

(2) 作出放大器的交流等效电路,用高频等效电路取代器件。

(3) 对电路进行简化处理,最主要的是切断联系输入输出的电容通路,通常称“单向化”。

(4) 计算出上截止频率。

下面通过例题来说明上述计算步骤。

例 1-2

图 1-1-5 所示单级晶体管放大器,器件为 3DG4E,其参数为: $h_{fe}=100$, $f_T=300\text{MHz}$, $C_{ob}=4\text{pF}$, $r_{bb'}=60\Omega$, 测试条件为 $V_{CEQ}=10\text{V}$, $I_{EQ}=10\text{mA}$ 。

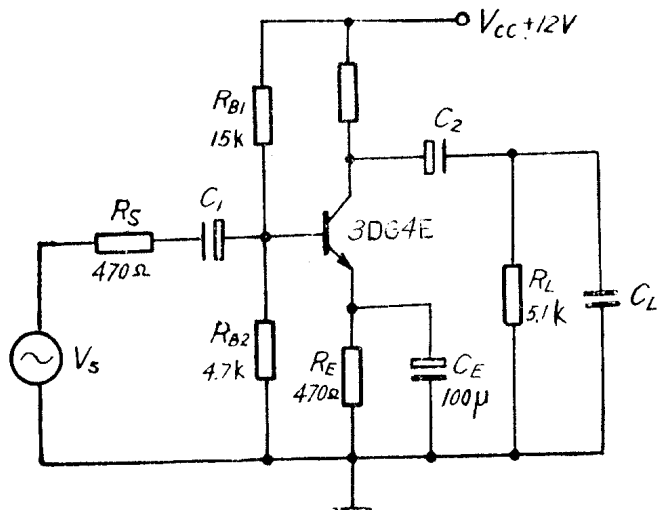


图 1-1-5 单级放大器

试计算下列三种情况下，放大器的上截止频率。

A. 负载电容 $C_L=0$ ，从晶体管基极到集电极的放大倍数的上截止频率。

B. 负载电容 $C_L=0$ ，从信号源电压 V_s 到集电极的上截止频率。

C. 负载电容 $C_L=50\text{pF}$ ，从晶体管基极到集电极的上截止频率。

解

(1) 求必需的混合 π 等效电路参数

由图 I-1-5 可求得晶体管的工作点电流

$$I_{EQ} \cong I_{CQ} = 5\text{mA}$$

$$V_{CEQ} \cong 5\text{V}$$

据此得

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{26} = \frac{5}{26} \cong 0.2\text{S}$$

$$r_{b'e} = \frac{h_{fe} 26}{I_{CQ}} = \frac{100 \times 26}{5} = 520\Omega$$

略去 V_{CEQ} 对 C_{ob} 的影响，近似认为

$$C_{b'e} \cong C_{ob} = 4\text{pF}$$

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T} - C_{b'e} = \frac{0.2}{2\pi \times 300 \times 10^3} - 4 \times 10^{-12} \cong 100 \times 10^{-12}\text{F}$$

$$r_{bb'} = 60\Omega$$

(2) 作出放大器的高频等效电路如图 I-1-6

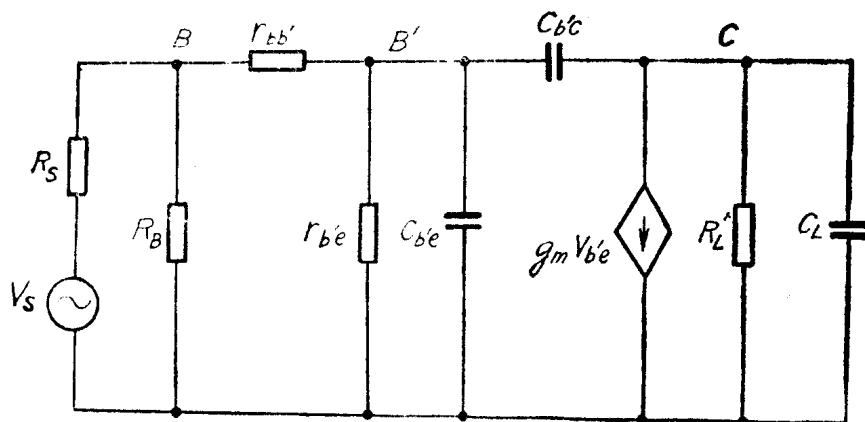


图 I-1-6 图 I-1-5 的高频等效电路

图中

$$R_B = R_{B1} // R_{B2} = 3.6\text{k}\Omega$$

$$R_L' = R_C // R_L = 840\Omega$$

(3) 对电路进行简化处理

对负载电容 $C_L=0$ 和 50pF 两种情况，分别采用不同的简化方法。因为 $C_L=0$ 的情况，简化后电路更为简单。

(a) $C_L=0$ 的情况

应用密勒定理，将电容 $C_{b'e}$ 分别折算至 $B'E$ 和 CE 之间，得到图 I-1-7 所示电路，这一电路称为“单向化”电路。图中

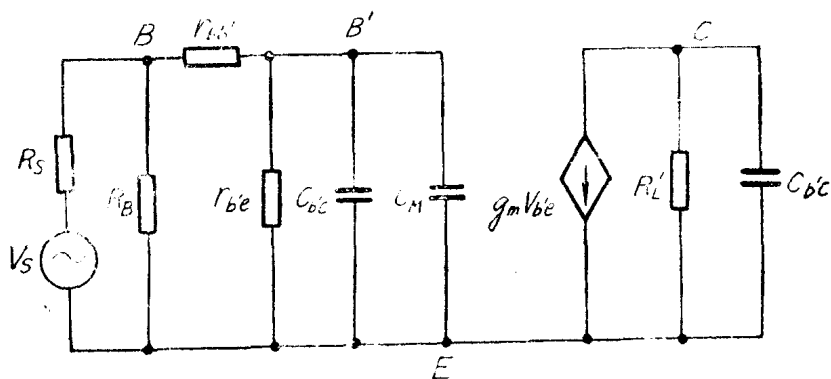


图 1-1-7 $C_L=0$ 情况下图 1-1-6 的单向化电路

$$C_M = C_{bc}(1 + g_m R_L')$$

$$= 4(1 + 0.2 \times 840) = 676 \text{ pF}$$

(b) $C_L = 50 \text{ pF}$ 的情况:

应用密勒定理, 将电容 C_{bc} 分别折算至 $B'E$ 和 CE 之间, 得到图 1-1-8 所示单向化电路。

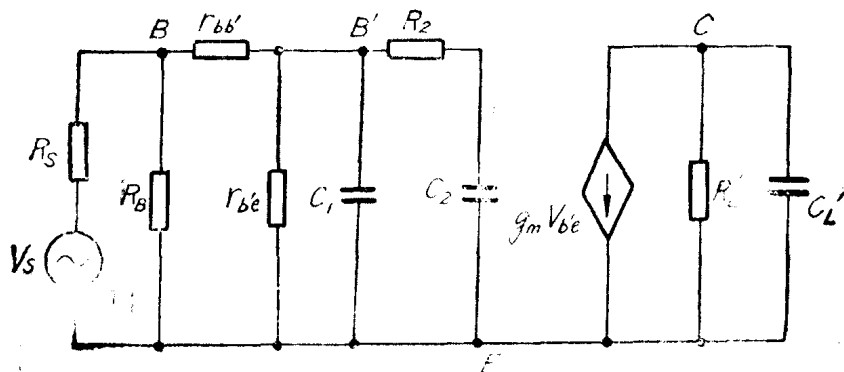


图 1-1-8 $C_L = 50 \text{ pF}$ 情况下图 1-1-6 的单向化电路

图中

$$C_1 = C_{b'e} + C_{bc} = 104 \text{ pF}$$

$$C_2 = g_m R_L' C_{bc} = 416 \text{ pF}$$

$$R_2 = \frac{C_{bc} + C_L}{g_m C_{bc}} = 68 \Omega$$

$$C_L' = C_{bc} + C_L = 54 \text{ pF}$$

(4) 计算上截止频率

(a) $C_L = 0$, 由 B 至 C 的放大倍数的上截止频率。

根据图 1-1-7, 应用等效电源定理, 作出图 1-1-9 所示, 从 B 到 C 的简化等效电路。

式中

$$V = \frac{V_{be} \cdot r_{be}}{r_{bb'} + r_{be}} = 0.9 V_{be}$$

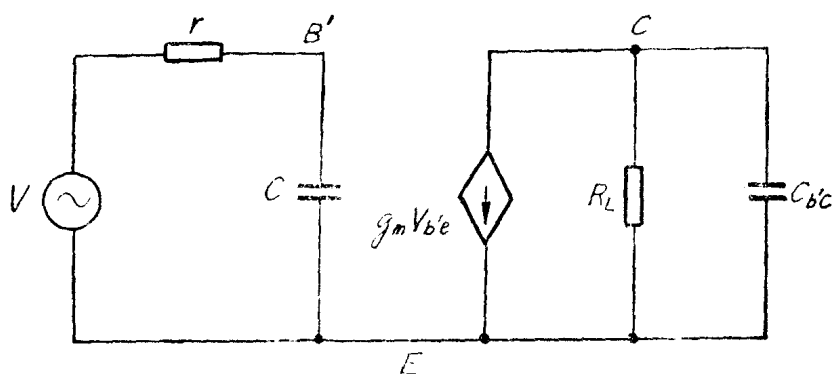


图 I-1-9 $C_L=0$ 情况下图 I-1-7 从 B 至 C 的简化等效电路

$$r = r_{bb'} \parallel r_{b'e} = 54 \Omega$$

$$C = C_{b'e} + C_M = 100 + 676 = 776 \text{ pF}$$

由图 I-1-7 可以看出，从 V 到 $V_{b'e}$ 的频率失真系数为

$$M_1 = \frac{1}{1 + s\tau_b}$$

由 $g_m V_{b'e}$ 到 V_{cc} 的频率失真系数为

$$M_2 = \frac{1}{1 + s\tau_c}$$

总的频率失真系数为

$$M = M_1 M_2$$

$$\tau_b = rC = 54 \times 776 \times 10^{-12} = 0.042 \mu\text{s}$$

$$\tau_c = R'_L C_{b'e} = 840 \times 4 \times 10^{-12} = 0.0034 \mu\text{s}$$

由于 $\tau_b \gg \tau_c$ ，故可以只考虑输入回路造成的失真，上截止频率

$$f_{h1} = \frac{1}{2\pi\tau_b} = \frac{10^6}{2\pi \times 0.42} = 3.8 \text{ MHz}$$

(b) $C_L = 0$ ，由 $V_{b'e}$ 至 V_{cc} 的上截止频率

在这一情况下，仍可利用图 I-1-7 所示等效电路，但电阻 r 的值应换为

$$\begin{aligned} r' &= (R_s + r_{bb'}) \parallel r_{b'e} \\ &= \frac{(470 + 60) \times 520}{470 + 60 + 520} = 260 \Omega \end{aligned}$$

$$\tau'_b = r'C = 260 \times 776 \times 10^{-12} = 0.2 \mu\text{s}$$

但由于 $\tau'_b \gg \tau_c$ ，故上截止频率

$$f_{h2} = \frac{1}{2\pi\tau'_b} = \frac{10^6}{2\pi \times 2} = 800 \text{ kHz}$$

(c) $C_L = 50 \text{ pF}$ ，由 B 至 C 的上截止频率

利用等效电源定理，将图 I-1-8 简化成图 I-1-10。图中各符号的值前已给出，现重新列写如下：