

中等专业学校教材

高频电路与微波基础

沈阳电力专科学校 金华山 主编

水利电力出版社

中等专业学校教材
高频电路与微波基础
沈阳电力专科学校 金华山 主编

*

水利电力出版社出版
(北京三里河路6号)

新华书店北京发行所发行·各地新华书店经售
水利电力出版社印刷厂印刷

*

787×1092毫米 16开本 20.25印张 456千字
1988年6月第一版 1988年6月北京第一次印刷
印数0001—6120册 定价: 3.00元
ISBN 7-120-00314-3/TN·3

内 容 提 要

本书是根据水利电力部中等专业学校电力系统通讯专业教学大纲编写的。本书内容包括高频电路与微波基础两大部分。高频电路部分介绍了晶体管宽频带放大器, 谐振放大器, 高频功率放大器, 倍频器, 调制与解调原理, 混频原理等。微波基础部分介绍了微波技术的基本原理, 微波电路的各种元器件以及微波电磁波的视距传播等问题。

本书理论分析深入浅出, 叙述简练, 内容充实, 实用性强。本书为电力系统通信专业的中等教材, 也可作为从事微波通信工作的技术人员的参考书。

前 言

本书是水利电力部所属中等专业学校电力系统通讯专业的高频电路与微波基础课程的统编教材。本书内容是学习模拟或数字微波中继通讯原理，必不可少的基础知识。

全书分为两大部分，共十二章，按大纲规定的116学时编写的。第一部分从第一章到第五章，依次讨论了晶体管宽频带放大器，谐振放大器，高频功率放大器与倍频器，调制与解调，还有混频器等。第二部分是从第六章到第十二章，首先概括地讨论了电磁场的基本原理，然后讨论了传输线理论。在此基础上，介绍了基本微波元件，微波谐振器，微波滤波器，铁氧体器件。最后用一章的篇幅，介绍了微波电磁波的地面视距传播的问题。

全书两部分是独立的，可以分开讲授。但因每部分的学时数较少，两部分合起来在一学期内讲完是合适的。

本书由沈阳电力专科学校金华山同志担任主编，南京电力专科学校胡宴如同志编写了第一篇。

在本书的编写过程中，沈阳电力专科学校通讯教研室的部分同志给予了大力协助，最后全书稿由华北电力学院鄂秀焕同志审阅，提出了许多宝贵的意见。编者在此表示衷心的感谢。

由于我们的水平有限，经验不足，难免有内容取舍不当，叙述方法不妥，甚至错误之处，恳请批评指正。

编 者

1986年11月

目 录

第一篇 高频电路

第一章 晶体管宽频带放大器	1
第一节 晶体管高频等效电路	1
第二节 共发射极宽频带放大器	15
第三节 共基极宽频带放大器	19
第四节 负反馈对宽频带放大器	28
思考与练习题	32
第二章 谐振放大器	34
第一节 单谐振回路	34
第二节 耦合谐振回路	45
第三节 单调谐放大器	50
第四节 双调谐放大器	60
思考与练习题	63
第三章 高频功率放大器与倍频器	65
第一节 谐振功率放大器的基本工作原理	65
第二节 谐振功率放大器工作状态的分析	70
第三节 谐振功率放大器电路	79
第四节 倍频器	84
思考与练习题	92
第四章 调制与解调	94
第一节 非线性器件的频率变换	94
第二节 调幅与检波	96
第三节 调频与鉴频	108
思考与练习题	124
第五章 混频器	126
第一节 三极管混频器	126
第二节 微波收信混频器	131
第三节 微波发信混频器	135
思考与练习题	138

第二篇 微波基础

第六章 电磁场的基本原理	139
第一节 静电场	139
第二节 静磁场	144
第三节 交变电磁场	147
思考与练习题	159
第七章 传输线	161

第一节 概述	161
第二节 均匀传输线理论	162
第三节 微带线	183
第四节 均匀波导	190
思考与练习题	205
第八章 基本微波元件	206
第一节 耦合线节	206
第二节 阻抗元件	211
第三节 不均匀微波传输线	217
第四节 阻抗调配与变换元件	226
第五节 定向耦合元件	230
第六节 转接元件	234
思考与练习题	236
第九章 微波谐振器	237
第一节 概述	237
第二节 谐振器的等效电路及其基本参数	237
第三节 同轴型谐振器	242
第四节 圆柱型谐振腔	248
第五节 微带线谐振器	252
思考与练习题	255
第十章 微波滤波器	256
第一节 概述	256
第二节 微波低通滤波器	256
第三节 微波带通滤波器	258
第四节 微波带阻滤波器	262
第五节 微波滤波器的调整和测试	264
思考与练习题	266
第十一章 微波铁氧体器件	267
第一节 概述	267
第二节 张量导磁率和左右旋圆极化波曲线	268
第三节 旋磁特性	269
第四节 微波铁氧体器件	273
思考与练习题	278
第十二章 微波视距传播	279
第一节 电磁波的自由空间传播	279
第二节 地形对电磁波传播的影响	283
第三节 大气对电磁波传播的影响	297
第四节 微波中继通信线路的设计与计算	302
思考与练习题	314
主要参考资料	316

第一篇 高频电路

高频电路是指工作频率较高、管子内部等效电抗对电路工作特性影响显著的电子电路，它可以划分为线性电路和非线性电路。本篇主要介绍属于线性电路的宽频带放大器和小信号谐振放大器；属于非线性电路的高频功率放大器和调制、解调及混频等电路。线性高频电路的分析方法与低频电路分析方法类似，仍以晶体管的微变等效电路为基础用解析法对放大器进行分析。由于电路工作频率较高，晶体管的低频 h 参数等效电路不能适用于高频电路，因此必须采用晶体管高频等效电路。

非线性电路在低频电子电路中涉及很少，但非线性电路在通信、仪表以及自动控制等方面应用很广。因此，学习非线性电路的分析方法、掌握它的基本原理是本篇主要任务之一。分析非线性电路要比分析线性电路复杂得多，许多适用于线性电路的分析方法对非线性电路不再适用，例如，叠加原理就只能适用于线性电路。为了避免过于繁杂的数学分析，我们将着重于电路基本原理的分析。

第一章 晶体管宽频带放大器

宽频带放大器为小信号线性放大器，通常采用晶体管高频等效电路来分析。宽频带放大器的主要技术指标是电压增益和通频带。电压增益与通频带的乘积越大，则它的高频放大能力越强。因此，常用带宽增益乘积来衡量一个宽频带放大器的质量。

目前，采用较多的宽频带放大器有：共发射极、共基极及“负反馈对”宽频带放大器。

晶体管高频等效电路是分析高频小信号放大器的基础，因此，本章首先讨论晶体管的高频等效电路，然后分别讨论常用宽频带放大器的特性。

第一节 晶体管高频等效电路

由于晶体管在高频范围内运用时，它的输入阻抗、输出阻抗以及电流放大系数等都将随频率的变化而变化，频率越高，其放大系数越低。因此在分析高频放大器时，必须先讨论能反映晶体管高频工作特性的等效电路，这种等效电路中不仅包含与频率基本无关的电阻，而且还包含着各种分布参数（分布电容、晶体管PN结电容、引线电感、漏感等）。

常用的晶体管高频等效电路有：共基极T型高频等效电路、共基极 h 参数高频等效电路、混合 Π 型等效电路和Y参数等效电路等。下面先介绍PN结电容，然后再分别叙述上述四种高频等效电路。

一、PN结电容

在讨论PN结时已经知道，PN结交界处形成的势垒区，是积累空间电荷的区域。当PN结两端电压改变时，就会引起积累在PN结的空间电荷的改变，从而显示出PN结的电容效应，这种电容效应用势垒电容 C_T 表示。

PN结的空间电荷随外加电压的变化而变化。当反向偏置电压减小时，N区的电子和P区的空穴便进入阻挡层而中和一部分带正电荷的施主离子和带负电荷的受主离子，这就好像有一部分电子和空穴“存入”PN结，相当于电子和空穴分别向势垒电容“充电”，如图1-1(a)所示。反之，当反向偏置电压增加时，将有一部分电子和空穴离开阻挡层，好像电子和空穴从PN结中“取出”，相当于电子和空穴分别从势垒电容“放电”，如图1-1(b)所示。这种充放电效应与普通电容在外加电压作用下进行充放电的过程相似，所不同的只是这个势垒电容是随外加电压改变的。当外加电压保持不变时，阻挡层中空间电荷数目保持不变，势垒电容充放电也就停止了。经过分析证明势垒电容 C_T 的大小与PN结面积成正比，与阻挡层宽度成反比。当反向偏置电压增加，会使阻挡层宽度增大，从而使 C_T 减小；反之，反向偏置电压减小，阻挡层宽度减小， C_T 增大，如加正向偏置 C_T 更大。势垒电容 C_T 随外加电压 u 变化的特性如图1-2所示。

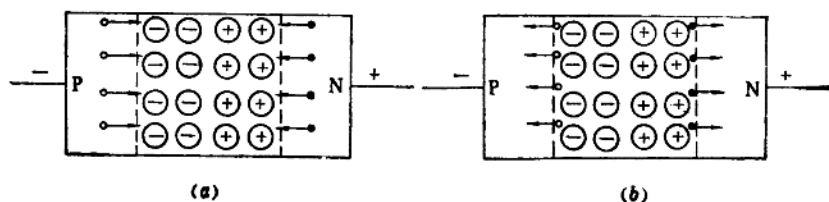


图 1-1 势垒电容效应
(a)势垒电容充电；(b)势垒电容放电

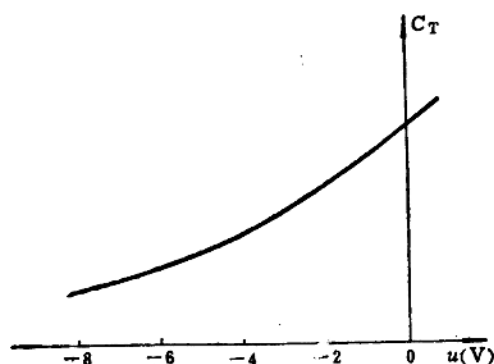


图 1-2 C_T 与 u 的关系曲线

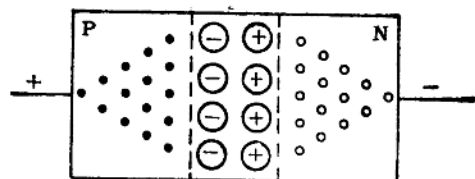


图 1-3 扩散电容效应

PN结还有一个电容效应，是由于载流子扩散运动所引起的。当外加正向电压时，扩散运动超过漂移运动，电子扩散到P区，空穴扩散到N区，这些载流子除一部分向前扩散形

成正向电流外，还有一部分则分别在P区和N区贮存起来，在结的边缘处浓度大，离结远的地方浓度小，如图1-3所示。当PN结的正向电压加大时，正向电流随着增大，就要有更多的载流子积累起来以满足电流加大的要求，而当正向电压减小时，正向电流减小，积累在P区的电子和N区的空穴就要相对减少，相当于从P区内取出一部分电子，从N区内取出一部分空穴，就是说外加正向电压的变化也会引起载流子在P区和N区内电荷的充电和放电，因此也相当于一个电容的作用，一般把它称为PN结的扩散电容 C_D 。

总之，一个PN结呈现有两个电容：势垒电容 C_T 和扩散电容 C_D 。在正向偏置时，因为扩散电容远大于势垒电容，势垒电容可以忽略，只考虑扩散电容的影响。在反向偏置时，因为基本没有扩散运动，所以扩散电容很小，可以忽略，只需考虑势垒电容的影响。

二、共基极T型高频等效电路

考虑到晶体管发射结电容 C_e （包括势垒电容和扩散电容）和集电结电容 C_c ，可以画出晶体管内部结构示意图，如图1-4（a）所示。根据图1-4（a）就可以画出晶体管共基极T型模拟等效电路，如图1-4（b）所示。

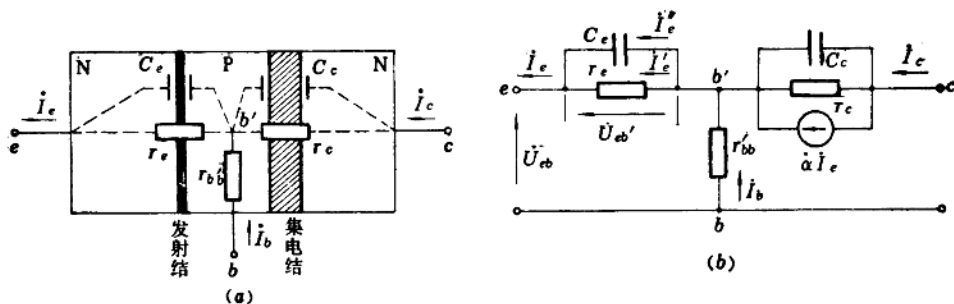


图 1-4 晶体管共基极T型模拟等效电路

(a) 晶体管内部结构示意图；(b) T型模拟等效电路

图中， r_e 为发射结加正向电压时的发射结电阻，由低频电子电路分析可知，在常温（25℃）下，

$$r_e(\Omega) = \frac{26(\text{mV})}{I_E(\text{mA})} \quad (1-1)$$

r_e 的大小取决于静态工作电流 I_E 的大小，它一般在几欧到几十欧范围内。

C_e 为发射结电容，它由发射结的势垒电容和扩散电容组成。由于发射结处于正向偏置，所以结电容以扩散电容为主。在低频时，因为 $1/\omega C_e \gg r_e$ ，所以发射结电容 C_e 对输入信号的分流作用很小，可以忽略。在高频情况下，这个电容使发射结增加了一部分交流损失。由图1-4（b）可见，由输入信号产生的发射极电流 $\dot{I}_e$ 分为两部分，一部分流经 r_e 为 $\dot{I}_e'$ ，另一部分流经 C_e 为 $\dot{I}_e''$ ，它不起控制 $\dot{I}_c$ 的作用，此电流的大小只反映 C_e 所产生的交流信号的损失。当频率越高， $\dot{I}_e''$ 越大，交流信号损失越大。

我们知道，在低频时忽略 C_e 的影响，可以得出共基极短路电流放大系数 α_0 是一个不随频率变化的实数，其值约在0.95~0.99之间。但在高频时，由于 C_e 的影响，使得短路电流放大系数变成复数 $\dot{\alpha}$ ，它的模数将随频率的升高而下降。由图1-4（b）不难求得 $\dot{\alpha}$ 与低频

时 α_0 的关系。因为

$$\dot{\alpha} = \frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_e} = \frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_e'} \cdot \frac{\dot{I}_e'}{\dot{I}_e} = \alpha_0 \frac{\dot{I}_e'}{\dot{I}_e}$$

式中 $\alpha_0 = \frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_e'}$

由于 $\dot{I}_e' = \frac{\dot{U}_{eb'}}{r_e}$, $\dot{I}_e = \frac{\dot{U}_{eb'}}{1/j\omega C_e}$

所以 $\dot{I}_e = \dot{I}_e' + \dot{I}_e'' = \frac{\dot{U}_{eb'}}{r_e} + \dot{U}_{eb'} j\omega C_e = \dot{U}_{eb'} \left(\frac{1}{r_e} + j\omega C_e \right)$

因此 $\dot{\alpha} = \alpha_0 \cdot \frac{\frac{1}{r_e}}{\frac{1}{r_e} + j\omega C_e} = \frac{\alpha_0}{1 + j\omega C_e r_e}$ (1-2)

由式(1-2)可以明显地看出 $\dot{\alpha}$ 随频率的变化而变化,它是一个复数。当频率升高到使容抗 $1/\omega C_e = r_e$ 时,

$$\dot{\alpha} = \frac{\alpha_0}{1 + j1}$$

其模数 $\alpha = |\dot{\alpha}| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{2}}$

此时 α 较之 α_0 下降了3 dB,即 α 为 α_0 的0.707。把这时的频率称为共基极交流短路电流放大系数的截止频率,用 f_a (或 ω_a)表示,所以

$$f_a = \frac{1}{2\pi C_e r_e} \text{ 或 } \omega_a = \frac{1}{C_e r_e} \quad (1-3)$$

将式(1-3)代入式(1-2), $\dot{\alpha}$ 的关系式变化为:

$$\dot{\alpha} = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_a}} \quad (1-4)$$

上述结果是将结电容的影响模拟等效成集成参数 C_e 而得到的,但实际上,在高频时,载流子通过基区的扩散过程是一个比较复杂的过程,用一个简单的阻容网络来模拟等效是有误差的。实践经验告诉我们,将式(1-4)乘以附加相移的指数因子 $e^{-j\frac{m}{f_a}f}$,就能使 $\dot{\alpha}$ 较进一步的反映出整个物理过程,即

$$\dot{\alpha} = \alpha_0 \frac{e^{-j\frac{m}{f_a}f}}{1 + j \frac{f}{f_a}} \quad (1-5)$$

m 值的大小与晶体管的工艺结构有关,漂移型高频管可取 $m \geq 1$,面结型晶体管 $m = 0.22$ 。但由式(1-5)可见, m 值的大小不影响 $\dot{\alpha}$ 的模值,即

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_a}\right)^2}}$$

而相移 $\varphi_a = -\arctg \frac{f}{f_a} - m \frac{f}{f_a}$

增加了 $-mf/f_a$ 附加的滞后相移, 它随工作频率升高而增大。

将式 (1-1) 代入式 (1-3) 就可以求得 C_e 与 f_a 和 I_B 的关系式为

$$C_e = \frac{I_B (mA)}{163 f_a} \quad (F) \quad (1-6)$$

一般 f_a 可测定, 选定了静态工作点就可以算出 C_e 值。

图1-4(b)中, r_c 为集电结电阻, 由于集电结是加反向偏置的, PN结的宽度比较大, 故有较大的集电结电阻, 一般在 $10^5 \sim 10^6 \Omega$ 范围内, 其分路效应可以忽略。 C_c 为集电结电容, 约为几到几十微微法。 $r_{b'}$ 为基极电阻, 它是由基区宽度和材料决定的电阻, $r_{b'}$ 随静态工作点电流 I_B 增加略有减小, 其原因是 I_B 增加时, 基区载流子增多, 使基区电阻率减小, 从而使 $r_{b'}$ 减小。基极电阻 $r_{b'}$ 的存在是晶体管高频放大性能变坏的重要参数之一, $r_{b'}$ 越大, 信号电压在其上的损失就越大。一般频率高达几百兆赫的高频管 $r_{b'}$ 大约为几到几十欧, 而低频管可达几百欧。当手册中没有给出此值时, 可由下式来求得

$$K_p = \frac{f_T}{8\pi r_{b'} C_e f^2}$$

式中 K_p ——手册中给定的功率放大倍数;

f_T ——特征频率;

f ——实际工作频率。

三、共基极高频 h 参数等效电路

晶体管在高频运用时可用不同的参数表示, 对于共基极电路用 h 参数来表示较为方便。晶体管高频 h 参数和低频 h 参数意义上没有什么不同, 只是高频时 h 参数为复数。根据图1-4(b)所示共基极T型等效电路可以推导出其 h 参数。为了便于对照, 将共基极T型等效电路重画于图1-5(a), 由于 r_c 很大, 将其断开, 故图中没有画出。图1-5(b)为高频 h 参数等效电路。

由图1-5(b)可以列出 h 参数电路的方程式为

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = h_{11} \dot{I}_1 + h_{12} \dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 = h_{21} \dot{I}_1 + h_{22} \dot{U}_2 \end{cases} \quad (1-7)$$

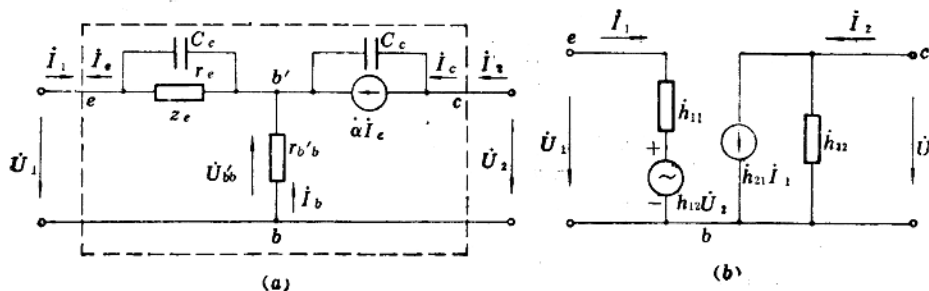


图 1-5 共基极高频 h 参数等效电路
(a) T型等效电路; (b) h 参数等效电路

由式(1-7)知道:

$$h_{11} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{U}_2=0} \quad (1-8)$$

为输出端对交流信号短路($\dot{U}_2=0$)时, 晶体管的输入阻抗。

$$h_{12} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{I}_1=0} \quad (1-9)$$

为输入端对交流信号开路($\dot{I}_1=0$)时, 晶体管的内部电压反馈系数。

$$h_{21} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{U}_2=0} \quad (1-10)$$

为输出端对交流信号短路时, 晶体管的电流放大系数。

$$h_{22} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{I}_1=0} \quad (1-11)$$

为输入端对交流信号开路时, 晶体管的输出导纳。

1. 晶体管的输入阻抗 h_{11}

由图1-5(a)可知, 当输出端短路时,

$$\dot{U}_2 = -\dot{I}_e Z_e - \dot{I}_e r_{be'}$$

因为

$$\dot{I}_e = (1-\alpha)\dot{I}_b, \quad \dot{I}_c = -\dot{I}_b$$

所以

$$\dot{U}_2 = -\dot{I}_e Z_e - \dot{I}_e (1-\alpha)r_{be'} = \dot{I}_b [Z_e + (1-\alpha)r_{be'}]$$

因此, 由式(1-8)可得

$$h_{11} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{U}_2=0} = Z_b + (1-\alpha)r_{be'} \quad (1-12)$$

因

$$Z_b = \frac{r_b \frac{1}{j\omega C_b}}{r_b + \frac{1}{j\omega C_b}} = \frac{r_b}{1+j\omega C_b r_b} = \frac{r_b}{1+j\frac{f}{f_a}} \quad (1-13)$$

所以, 将上式和式(1-4)代入式(1-12), 则得

$$\begin{aligned} h_{11} &= \frac{r_b}{1+j\frac{f}{f_a}} + \left(1 - \frac{\alpha_0}{1+j\frac{f}{f_a}}\right) r_{be'} = \frac{r_b + r_{be'} + j\frac{f}{f_a} r_{be'} - \alpha_0 r_{be'}}{1+j\frac{f}{f_a}} \\ &= \frac{\left(1-j\frac{f}{f_a}\right)(r_b + r_{be'} - \alpha_0 r_{be'} + j\frac{f}{f_a} r_{be'})}{1 + \left(\frac{f}{f_a}\right)^2} \\ &= \frac{r_b + r_{be'} - \alpha_0 r_{be'} - j\frac{f}{f_a} r_b + j\frac{f}{f_a} \alpha_0 r_{be'} + \left(\frac{f}{f_a}\right)^2 r_{be'}}{1 + \left(\frac{f}{f_a}\right)^2} \end{aligned}$$

由于晶体管在高频工作时, $f < f_a$, 即 $\left(\frac{f}{f_a}\right)^2 \ll 1$, 因此略去 $\left(\frac{f}{f_a}\right)^2$ 项, 上式可近似为

$$\dot{h}_{11} = r_e + (1 - \alpha_e) r_{b'e} + j\omega \frac{\alpha_e r_{b'e} - r_e}{2\pi f_a}$$

式中实数部分为晶体管输入阻抗中的电阻分量, 虚数部分为晶体管输入阻抗中的电抗分量。通常晶体管在共基极工作时, 把工作点电流选得稍大, 使得 $r_e < \alpha_e r_{b'e}$, 所以上式中虚数部分为正, 即电抗分量呈感性。因此, 令

$$\dot{h}_{11} = R_{11} + j\omega L_{11}$$

则

$$R_{11} = r_e + (1 - \alpha_e) r_{b'e} \quad (1-14)$$

$$L_{11} = \frac{\alpha_e r_{b'e} - r_e}{2\pi f_a} \quad (1-15)$$

L_{11} 可理解为发射极注入电流到达集电极时滞后一相位角 (即 α 的相角), 使输入电流滞后于输入电压。

2. 晶体管的内部反馈系数 $\dot{h}_{12}$

当输入端对交流信号开路时, 即 $\dot{I}_1 = 0$, 由图1-5(a)可见,

$$\dot{U}_1 = -\dot{U}_{b'e} = \frac{\dot{U}_2 r_{b'e}}{r_{b'e} + \frac{1}{j\omega C_e}}$$

因分母中, $r_{b'e} \ll \frac{1}{j\omega C_e}$ 而略去 $r_{b'e}$, 所以上式可近似为

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_2 j\omega C_e r_{b'e}$$

因此, 由式(1-9)可得

$$\dot{h}_{12} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \bigg|_{\dot{I}_1=0} = j\omega C_e r_{b'e} \quad (1-16)$$

可见, 由于 C_e 和 $r_{b'e}$ 组成分压器, 使输出电压在 $r_{b'e}$ 上产生分压, 引起了内部反馈。因此, 输出端负载变动就会影响到输入阻抗; 同理输入端的变化也会影响到输出端, 在最坏的情况下, 会产生振荡, 使放大器无法工作, 因而要求 $\dot{h}_{12}$ 越小越好。

3. 晶体管的电流放大系数 $\dot{h}_{21}$

当输出端对交流信号短路时, 由图1-5(a)可见,

$$\dot{h}_{21} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} \bigg|_{\dot{U}_2=0} = \frac{\dot{I}_e}{-\dot{I}_e} \approx \frac{\alpha \dot{I}_e}{-\dot{I}_e} = -\alpha \quad (1-17)$$

它表示输入端注入电流对集电极输出电流的控制能力。式中负号表示在共基极电路中输入电流与输出电流反向。

4. 晶体管的输出导纳 $\dot{h}_{22}$

当输入端对交流信号开路时, 即 $\dot{I}_1 = 0$, 由图1-5(a)可见,

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_2}{r_{b'e} + \frac{1}{j\omega C_e}} \approx j\omega C_e \dot{U}_2$$

所以

$$h_{22} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{I}_1=0} = j\omega C_e \quad (1-18)$$

它是由 C_e 所引起的输出导纳。

四、混合 Π 型高频等效电路

1. 等效电路的变换

混合 Π 型等效电路是在 T 型等效电路基础上演变出来的另一种形式的高频等效电路，它的参数通过实验可以精确地加以测定。

混合 Π 型等效电路是共发射极等效电路，为了导出它的电路和参数，首先将图1-4(b)电路中 e 臂和 b 臂的位置调换一下，得到了图1-6(a)所示电路。显然直接应用该电路是有困难的，因为集电极电流为 $\alpha \dot{I}_e$ ，而输入控制电流却是 $\dot{I}_b$ 。为此再引入 b' 和 e 点之间的电压 $\dot{U}_{b'e}$ ，作为等效电路输入端控制量，最后把集电极输出恒流源换算成与 $\dot{U}_{b'e}$ 有关的量来表示。

将图1-6(a)电路改画成图1-6(b)，图中，发射结电阻 r_e 和电容 C_e 并联电路用阻抗 Z_e 表

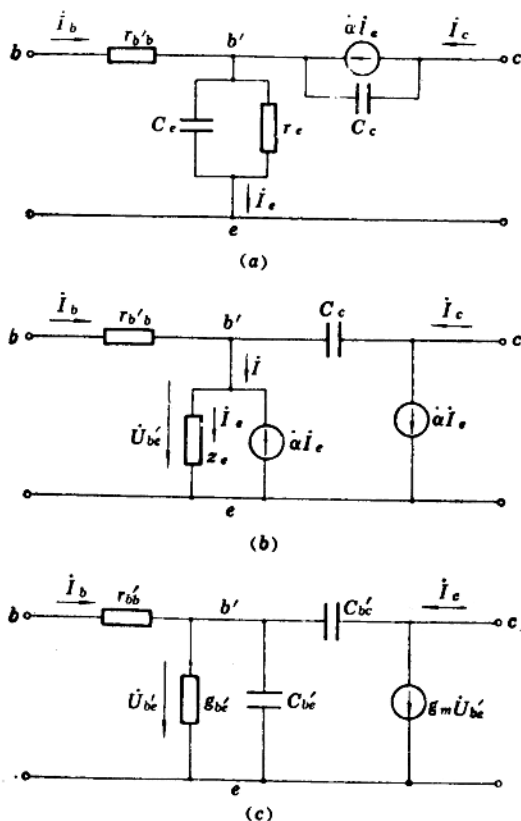


图 1-6 共发射极混合 Π 型等效电路

(a) 共发射极 T 型模拟等效电路；(b) 变换电路；(c) 共发射极混合 Π 型等效电路

示。图1-6(a)中的恒流源在图1-6(b)中被分解为两个相同的串联恒流源，把它们之间的连接点接到发射极电路上，这样从两个电路来看，离开电容 C_e 右端节点的电流和到达 C_e 左端节点的电流仍然是同一个电流 $\dot{\alpha} \dot{I}_e$ ，而流入和流出发射极电路的两个恒流源相互抵消，也没有任何变化，所以图1-6(a)和图1-6(b)所示电路是恒等的。

2. 电路参数的计算

由图1-6(b)可知，

$$\dot{U}_{b'e} = \dot{I}_e Z_e, \quad \dot{I} = \dot{I}_e - \dot{\alpha} \dot{I}_e = \dot{I}_e (1 - \dot{\alpha})$$

所以， $b'-e$ 之间的等效阻抗 $Z_{b'e}$ 为

$$Z_{b'e} = \frac{\dot{U}_{b'e}}{\dot{I}} = \frac{Z_e}{1 - \dot{\alpha}}$$

将式(1-4)和式(1-13)代入上式，则得

$$Z_{b'e} = \frac{r_e}{1 + j \frac{f}{f_a}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_a}}} = \frac{r_e}{1 - \alpha_0 + j \frac{f}{f_a}}$$

将上式改写成它的倒数形式，则

$$\frac{1}{Z_{b'e}} = \frac{1 - \alpha_0}{r_e} + j \frac{f}{f_a r_e} = g_{b'e} + j \omega C_{b'e}$$

式中

$$g_{b'e} = \frac{1 - \alpha_0}{r_e}, \quad C_{b'e} = \frac{1}{2\pi f_a r_e}. \quad (1-19)$$

由于

$$\alpha_0 = \frac{\beta_0}{1 + \beta_0}$$

所以

$$g_{b'e} = \frac{1}{(1 + \beta_0) r_e} = \frac{1}{r_{b'e}}$$

由此可见， $b'-e$ 之间的电路可由电导 $g_{b'e}$ 和电容 $C_{b'e}$ 所构成的并联电路来等效，如图1-6(c)所示。

再将图1-6(b)中输出端恒流源 $\dot{\alpha} \dot{I}_e$ 换成与 $\dot{U}_{b'e}$ 有关的量来表示。

因为

$$\dot{I}_e = \frac{\dot{U}_{b'e}}{Z_e}$$

所以

$$\dot{\alpha} \dot{I}_e = \dot{\alpha} \frac{\dot{U}_{b'e}}{Z_e}$$

将式(1-4)和(1-13)代入上式，则得

$$\dot{\alpha} \dot{I}_e = \dot{U}_{b'e} \cdot \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_a}} \cdot \frac{1 + j \frac{f}{f_a}}{r_e} = \frac{\alpha_0}{r_e} \dot{U}_{b'e} = g_m \dot{U}_{b'e}$$

式中， $g_m = \alpha_0 / r_e$ 称为晶体管的互电导，它表示有效输入电压 $\dot{U}_{b'e}$ 对输出电流的控制能力，它是一个不随频率变化的实数。因此，输出端的恒流源 $\dot{\alpha} \dot{I}_e$ 可等效为 $g_m \dot{U}_{b'e}$ ，如图1-6(c)所示。

这样我们获得了图1-6(c)所示混合 Π 型等效电路，它含有五个参数，现归纳如下：

$$\left. \begin{aligned} r_{b'e} \\ g_{b'e} = \frac{1-\alpha_0}{r_e} \quad \text{或} \quad r_{b'e} = (1+\beta_0)r_e = \frac{1}{g_{b'e}} \\ C_{b'e} = \frac{1}{2\pi f_a r_e} \\ C_{b'e} = C_e \\ g_m = \frac{\alpha_0}{r_e} = \frac{\beta_0}{r_{b'e}} \end{aligned} \right\} \quad (1-20)$$

放大器工作频率在 $\frac{1}{5}f_a$ 以下, 五个参数基本上是常数, 仅与晶体管的静态工作点有关。在电路分析中, 如果选定了晶体管, 在已知静态工作点电流 I_B (或 I_e) 及电压 U_{ce} 的条件下, 就可以从手册中查得 β_0 、 f_T 、 $C_{b'e}$ ($C_{b'e}$) 和 $r_{b'e}$, 从而可以算出 α_0 和 r_e 以及其他各参数。

【例1-1】已知高频晶体管 3DG112A, $f_T = 500\text{MHz}$, $r_{b'e} = 30\Omega$, $C_{b'e} = 3\text{pF}$, $\beta_0 = 40 \sim 200$, 取工作点 $I_B = 10\text{mA}$, 实测 $\beta_0 = 100$, 试求晶体管混合 Π 型等效电路各参数。

【解】由式 (1-1) 可求得

$$r_e = \frac{26(\text{mV})}{I_B(\text{mA})} = \frac{26(\text{mV})}{10(\text{mA})} = 2.6(\Omega)$$

因此, 由式 (1-20) 可求得

$$r_{b'e} = (1+\beta_0)r_e = (1+100) \times 2.6 = 262.6(\Omega)$$

$$g_m = \frac{\beta_0}{r_{b'e}} = \frac{100}{262.6} = 0.381(\text{S}) = 381(\text{ms})$$

由于 $f_a \approx f_T$ (该近似关系下面将要叙述), 所以

$$C_{b'e} = \frac{1}{2\pi f_a r_e} = \frac{1}{2\pi \times 500 \times 10^6 \times 2.6} = 122.4(\text{pF})$$

由已知条件得

$$C_{b'e} = C_{b'e} = 3(\text{pF})$$

$$r_{b'e} = 30(\Omega)$$

3. 晶体管几个频率参数的相互关系

共发射极交流短路电流放大系数 β 定义为共发射极电路输出端交流短路 (即 $c-e$ 间交流短路) 时, 输出电流 $\dot{I}_c$ 与输入电流 $\dot{I}_b$ 之比, 即

$$\beta = \frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_b} \bigg|_{\dot{U}_{ce}=0}$$

由图1-6(c), 将 $c-e$ 短路, 则可得到

$$\dot{U}_{b'e} = \frac{\dot{I}_b}{g_{b'e} + j(\omega C_{b'e} + C_{b'e})}$$

而集电极电流

$$\dot{I}_c = g_m \dot{U}_{b'e}$$

因而

$$\beta = \frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_b} = \frac{g_m}{g_{b'e} + j\omega(C_{b'e} + C_{b'e})}$$

又因

$$C_{b'e} \gg C_{b'c}$$

所以

$$\dot{\beta} \approx \frac{g_m}{g_{b'e} + j\omega C_{b'e}} = \frac{g_m r_{b'e}}{1 + j\omega r_{b'e} C_{b'e}} \quad (1-21)$$

当 ω 趋于零时, 上式可变为

$$\dot{\beta} = \beta_0 = g_m r_{b'e} \quad (1-22)$$

这就是低频时, 共发射极交流短路电流放大系数。将式 (1-22) 代入式 (1-21), 则得

$$\dot{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j\omega r_{b'e} C_{b'e}} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_s}} \quad (1-23)$$

式中

$$f_s = \frac{1}{2\pi r_{b'e} C_{b'e}} = \frac{g_{b'e}}{2\pi C_{b'e}} \quad (1-24)$$

f_s —— $\dot{\beta}$ 的截止频率, 即 $\dot{\beta}$ 的模下降 3dB ($\beta = 0.707\beta_0$) 时的频率。

将式 (1-19) 代入式 (1-24), 则得

$$f_s = (1 - \alpha_0) f_a = \frac{f_a}{1 + \beta_0} \quad (1-25)$$

可见, f_s 比 f_a 小得多。

在工作频率 f 远大于 f_s 时, $\omega r_{b'e} C_{b'e} \gg 1$, 则式 (1-21) 可近似为

$$\dot{\beta} \approx \frac{g_m r_{b'e}}{j\omega r_{b'e} C_{b'e}} = \frac{g_m}{j\omega C_{b'e}}$$

其模数为

$$\beta = \frac{g_m}{\omega C_{b'e}} \quad (1-26)$$

这就是说 β 随频率升高而成反比下降。当 β 下降到 1 时的频率, 定义为晶体管的特征频率 f_r , 即

$$\beta = \frac{g_m}{2\pi f_r C_{b'e}} = 1$$

由上式可以解出

$$f_r = \frac{g_m}{2\pi C_{b'e}} \quad (1-27)$$

因为 $g_m = \alpha_0 / r_{b'e}$, $f_a = 1 / 2\pi r_{b'e} C_{b'e}$, 所以上式可写成

$$f_r = \alpha_0 f_a \approx f_a \quad (1-28)$$

将式 (1-22) 和式 (1-24) 代入式 (1-27), 可得

$$f_r = \beta_0 f_s \quad (1-29)$$

将式 (1-26) 代入式 (1-27) 中, 也可得到 f_r 的另一种表示式

$$f_r = \beta f \quad (1-30)$$

这就是说, 当工作频率 f 大于截止频率 f_s 时, 在该频率上电流放大系数的模 β 与 f 的乘积近似等于 f_r 。

f_a 、 f_s 、 f_r 为晶体管三个重要的频率参数, 由式 (1-28) 和式 (1-29) 可知

$$f_a > f_r > f_s \quad (1-31)$$