

高等学校试用教材

电子技术导论

下册

西安交通大学电子学教研室 编

沈尚贤 主编

高等教育出版社

内 容 简 介

本书是根据西安交通大学电子学教研室多年教学实践,参照1980年《高等工业学校电子技术基础教学大纲(草案)》,考虑到电子技术迅速发展的情况编写的。本书采用先讲数字电子技术,后讲模拟电子技术的体系。为适应电子技术发展的需要,突出了集成电路的讲解。本书上册共九章,内容大致包括:分立器件及其基本电路、数字系统基础及用集成组件构成的各种数字电路。本书下册内容包括:放大电路的频域分析和时域分析、线性集成组件、具有负反馈的线性组件基本放大电路、线性集成组件的应用、信号发生器、数-模和模-数转换、单相整流电路和直流稳压电源等七章。各章配有例题、小结、参考书目和习题。

本书可作为高等学校电力类和自动化类专业“电子技术基础”课程和其他类似课程的教材;亦可供与电子技术有关的工程技术人员参考;也可供自学者使用。

高等学校试用教材

电子技术导论

下 册

西安交通大学电子学教研室 编

沈尚贤 主编

*

高等教育出版社出版

新华书店北京发行所发行

北京第二新华印刷厂印刷

*

开本 787×1092 1/16 印张 16 字数 360,000

1986年5月第1版 1986年6月第1次印刷

印数 00.001—5,200

书号 15010·0736 定价 2.40 元

目 录

第十章 放大电路的频域分析和时域分析

10.1 无源 RC 电路的频率响应	1	10.3.3 共射极放大电路的高频响应	13
10.1.1 高通 RC 电路	1	10.3.4 用波特图表示的放大电路频响曲线	17
10.1.2 低通 RC 电路	4	10.3.5 放大电路的增益带宽积 GBP	17
10.2 放大电路的频率响应	5	10.4 单级放大电路的阶跃响应	19
10.2.1 频率失真	5	10.4.1 上升时间 t_r	19
10.2.2 阻容耦合放大电路的频率响应	7	10.4.2 平顶下降 δ	20
10.3 放大电路的高频响应	11	小结	21
10.3.1 晶体管的高频参数	11	参考书目	21
10.3.2 晶体管的高频模型	13	思考题及习题	22

第十一章 线性集成组件

11.1 线性集成组件的特点	24	11.5.3 输入失调电流 I_{OS}	45
11.2 双端输入差动放大电路	25	11.5.4 失调电压温漂 $\frac{\Delta U_{OS}}{\Delta T}$ 和失调电流温漂 $\frac{\Delta I_{OS}}{\Delta T}$	46
11.2.1 双端输入差动放大电路的工作原理及分析	25	11.5.5 电源电压抑制比 $PSRR$	46
11.2.2 带恒流源的差动放大电路	33	11.5.6 单位增益上升速率 SR	47
11.3 单端输入的差动放大电路	35	11.5.7 频率响应	48
11.3.1 单端输入、单端输出	36	*11.6 新型的集成组件	50
11.3.2 单端输入、双端输出	37	11.6.1 高增益低漂移集成组件	50
11.4 线性集成组件的组成	37	11.6.2 5G28 型高输入阻抗集成组件	50
11.4.1 通用型 F007 线性集成组件	37	11.6.3 低功耗可编程运放 F3078T	51
11.4.2 偏置电路	38	11.6.4 跨导型可编程运放 F3080	52
11.4.3 输入级	41	11.6.5 双极-MOS 运算放大器	52
11.4.4 中间级	42	11.6.6 发展动向	53
11.4.5 输出级	43	小结	54
11.5 主要参数	44	参考书目	54
11.5.1 输入失调电压 U_{OS}	45	思考题及习题	55
11.5.2 输入偏置电流 I_B	45		

第十二章 具有负反馈的线性组件基本放大电路

12.1 反相输入比例放大器	58	12.2 同相输入比例放大器	62
12.1.1 理想组件的电路分析	58	12.2.1 理想组件的电路分析	62
12.1.2 实际组件的电路分析	60	12.2.2 实际组件的电路分析	63

12.2.3 电压跟随器.....64	12.7.3 减小非线性失真.....71
12.3 加法器.....64	12.7.4 对输入电阻的影响.....71
12.3.1 反相输入加法器.....64	12.7.5 对输出电阻的影响.....72
12.3.2 同相输入加法器.....65	12.8 反馈放大电路的自激振荡及其消除.....72
12.4 差动输入比例放大器.....66	12.8.1 反馈放大电路自激振荡的条件.....72
12.5 电压-电流变换器.....67	12.8.2 反馈放大电路的稳定性.....73
12.6 四种反馈方式.....68	12.8.3 相位补偿法.....77
12.7 负反馈对放大器性能的影响.....68	小结.....79
12.7.1 扩展通频带.....69	参考书目.....80
12.7.2 抑制放大电路内部的干扰和噪声.....70	思考题及习题.....81

第十三章 线性集成组件的应用

13.1 应用组件的必要准备.....84	13.4 功率放大器.....113
13.1.1 集成组件主要参数的测量.....84	13.4.1 互补推挽放大电路.....113
13.1.2 调零.....89	13.4.2 互补推挽电路的其他形式.....116
13.1.3 检查电路是否自激振荡.....89	13.4.3 变压器偶合功率放大器.....118
13.1.4 保护措施.....90	13.4.4 非线性失真系数.....122
13.2 运算电路.....91	13.5 有源滤波器.....123
13.2.1 积分器.....91	13.5.1 一阶低通有源滤波器.....123
13.2.2 微分器.....94	13.5.2 一阶高通有源滤波器.....124
*13.2.3 输入失调电压 U_{os} 及其温漂对输出电压的影响.....95	13.5.3 二阶低通有源滤波器.....125
*13.2.4 输入偏置电流 I_B 、输入失调电流 I_{os} 及其温漂对输出电压的影响.....96	13.5.4 二阶高通有源滤波器.....128
13.2.5 对数和反对数运算放大器.....98	13.5.5 二阶带通有源滤波器.....129
13.2.6 乘法和除法运算放大器.....104	13.6 锁相环.....131
13.3 比较器.....108	13.7 其它应用举例.....134
13.3.1 零电平比较器.....108	13.7.1 采样-保持电路.....134
13.3.2 非零电平比较器.....109	13.7.2 回转器.....135
13.3.3 具有滞后回环特性的比较器.....110	小结.....136
	参考书目.....137
	思考题及习题.....137

第十四章 信号发生器

14.1 自激振荡.....141	14.4 晶体振荡器.....148
14.1.1 产生正弦波自激振荡的条件.....141	14.5 方波发生器.....149
14.1.2 振荡频率和振荡幅度.....142	14.5.1 由运放组件构成的方波发生器.....149
14.2 RC型正弦波发生器.....143	14.5.2 用集成门电路构成的方波发生器.....150
14.2.1 文氏电桥式正弦波发生器.....143	14.5.3 用基组件构成的方波发生器.....152
14.2.2 移相式正弦波发生器.....145	14.6 其它波形的发生器.....154
14.3 LC型正弦波发生器.....146	14.6.1 三角波和锯齿波发生器.....154

14.6.2 压控振荡器.....	155	*14.8 具有微处理器的信号发生器.....	161
*14.6.3 三角波-正弦波转换器.....	158	小结.....	163
*14.6.4 阶梯波发生器.....	159	参考书目.....	164
*14.7 负阻振荡器.....	160	思考题及习题.....	165

第十五章 数-模和模-数转换

15.1 D/A 转换.....	167	15.5.2 双积分 A/D 转换原理.....	191
15.1.1 权电阻网络 D/A 转换.....	167	15.5.3 双积分型 A/D 转换器的一个实例.....	194
15.1.2 T 形电阻网络 D/A 转换.....	171	15.6 A/D 转换器在数据采集系统中的应用.....	195
15.2 D/A 转换器的性能.....	177	15.6.1 一路模拟信息的 A/D 转换.....	195
15.3 并行比较型 A/D 转换.....	181	15.6.2 应用举例.....	197
15.4 逐步逼近型 A/D 转换.....	184	小结.....	201
15.4.1 逐步逼近型 A/D 转换的基本原理.....	184	参考书目.....	202
15.4.2 逐步逼近型 A/D 转换器实例.....	187	思考题及习题.....	202
15.5 积分型 A/D 转换.....	189		
15.5.1 单积分 A/D 转换原理.....	190		

第十六章 单相整流电路和直流稳压电源

16.1 单相整流电路.....	204	16.6.2 输出电压固定式稳压器.....	225
16.1.1 单相桥式整流电路.....	204	16.7 开关式稳压器.....	228
16.1.2 几种单相整流电路的比较.....	207	16.8 晶闸管可控整流电路.....	230
16.2 滤波电路.....	208	16.8.1 晶闸管.....	230
16.2.1 电容滤波.....	208	16.8.2 单相桥式可控整流电路.....	233
16.2.2 电感滤波.....	212	*16.8.3 特种晶闸管及其应用举例.....	240
16.3 倍压整流电路.....	213	16.9 功率管的散热问题.....	243
16.4 硅稳压管稳压电路.....	214	小结.....	244
16.4.1 硅稳压管稳压电路的性能分析.....	215	参考书目.....	245
16.4.2 限流电阻 R 的选择.....	217	思考题及习题.....	246
16.5 串联型晶体管稳压电路.....	218	附录 16.1 集成稳压器的主要电参数和 WA7-111~115 的电参数表.....	248
16.5.1 简单的串联型晶体管稳压电路.....	218	附录 16.2 W7800 系列三端集成稳压器的主要电参数.....	249
16.5.2 具有放大环节的稳压电路.....	219	附录 16.3 通态平均电流在 1A 至 1000A 的普通晶闸管的主要电参数.....	250
16.5.3 提高串联型晶体管稳压电源性能的一些措施.....	221		
16.6 集成稳压器.....	222		
16.6.1 输出电压可调式稳压器.....	223		

第十章 放大电路的频域分析和时域分析

第四章到第九章讲的是数字电路,它们工作于大信号之下,使得其中的晶体管起着开关作用:或接通,即管子处于饱和状态;或开断,管子处于截止状态;经过放大区的时间极短暂,一般可不计。而在模拟电路中,输出信号将随着输入信号连续地变化。第三章中所分析的共发射极电路、共集电极电路和共基极电路,都是属于模拟电路。当信号足够小时,晶体管运行在其特性曲线的线性范围内,那么就变化着的信号来说,电路的工作是线性的。这时如果输入的信号为正弦波,则输出也是正弦波,波形没有失真。但是,如果输入信号仍较小,但波形为周期性的非正弦波,它含有许多频率分量,那么输出信号的波形是否仍与输入信号完全相同,而没有失真呢?这个问题需要经过下面所述的频率响应分析,才能回答。所谓**频率响应(frequency response)**,是指在相同幅值的正弦波输入信号下,其输出信号的幅值和相位随信号频率变化的情况。这种分析方法称为**频域(frequency domain)法**。

10.1 无源 RC 电路的频率响应

为了分析放大电路的频率响应,先复习一下如图 10.1.1(a)和(b)所示的**无源(passive)RC**电路是有好处的。这种电路中不含有象晶体管那样的**有源(active)**器件。

这两个电路是简单的线性电路,它们都具有能够储能的电容器 C ,其电抗 X_C 与频率 f 有关,即

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \quad (10.1.1)$$

对于这种电路,在输入正弦波信号的激励下,分析时最好用相量和复数的形式来表达,电路的传输比为

$$A = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \quad (10.1.2)$$

由于电容器 C 的存在, $\dot{U}_o$ 和 $\dot{U}_i$ 不同相,因此 A 为一相量,它的幅值 $|A|$ 和相位 φ 都与频率有关。现在要分析的是:对于不同频率的正弦波输入信号,在稳态情况下, A 是怎样随着频率变化的?

10.1.1 高通 RC 电路

对于图 10.1.1(a)的电路,如果信号频率很高,使 $|X_C| \ll R$,那么可得

$$\dot{U}_o \approx \dot{U}_i \quad A \approx 1 \quad (10.1.3)$$

即高频信号可以几乎不衰减地通过这个二端口网络,所以称为**高通(high-pass)**电路。当频率为零时,也就是对于直流来说,由于 C 的隔直作用,则

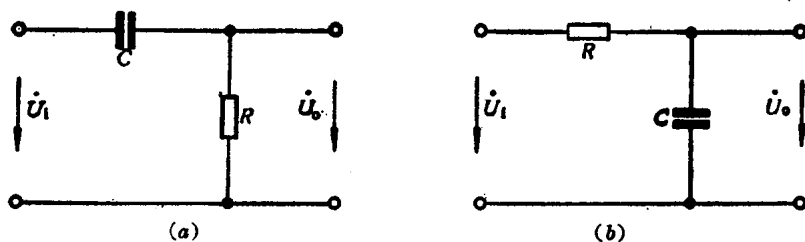


图 10.1.1 无源 RC 电路
(a) 高通滤波 (b) 低通滤波

$$U_o \approx 0 \quad A \approx 0 \quad (10.1.4)$$

当在任何频率 f 时, A 的拉氏变换表达式为

$$A(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{R}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{s \textcircled{1}}{s + \frac{1}{RC}} \quad (10.1.5)$$

其零点为零, 极点为 $1/RC$ 。在正弦稳态情况下, $A(\omega)$ 为

$$A(\omega) = \frac{j\omega}{j\omega + \frac{1}{RC}} = \frac{1}{1 - j\left(\frac{1}{\omega RC}\right)} \quad (10.1.6)$$

如果令 $\frac{1}{RC} = \omega_1 = 2\pi f_1$ [下角注 1 表示低频 (low frequency)]

则
$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (10.1.7)$$

亦即在频率为 f_1 时, $R = \frac{1}{\omega_1 C}$, 容抗等于 R 。这时得

$$|\dot{A}(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_1/f)^2}} \quad (10.1.8)$$

$$\varphi = \arctg\left(\frac{f_1}{f}\right) \quad (10.1.9)$$

当 $f = f_1$ 时, 则 $|\dot{A}(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{2}}, \varphi = 45^\circ$ 。 (10.1.10)

由式(10.1.8)和(10.1.9), 可分别画出表示电压比 $A[|\dot{A}(\omega)|$ 的简写]与频率 f 之间关系的幅频特性 (amplitude-frequency characteristic) 和表示相位移 φ 与频率 f 之间关系的相频特性 (phase-frequency characteristic), 这就是频率响应或频率特性。由于频率的范围跨越几个数量级, 所以常用对数坐标来画出特性, 如图 10.1.2 所示。 A 通常用一种称为分贝^② (dB, 全名为

① 关于 s 平面和零点、极点, 参看[参 10.1]9-7 节第 40 页或其它有关书籍。

② 1 分贝等于十分之一贝尔 (Bel)。用贝尔为单位表示的 $A = \lg \frac{P_2}{P_1}$, 为功率比的对数。由于功率与电压 (或电流) 的平方成正比, 所以用贝尔为单位表示的 $A = \lg \left(\frac{U_2}{U_1}\right)^2 = 2 \lg \frac{U_2}{U_1}$ 。 A 如果用分贝值表示, 则为 $20 \lg A$, 即得式(10.1.11)。另外还可用 A 的自然对数作单位, 称为奈培 (Napier)。如果 A 用奈培表示, 则为 $\ln A$ 奈培。由此可得 1 奈培 = 8.686 分贝, 或 1 分贝 = 0.115 奈培。

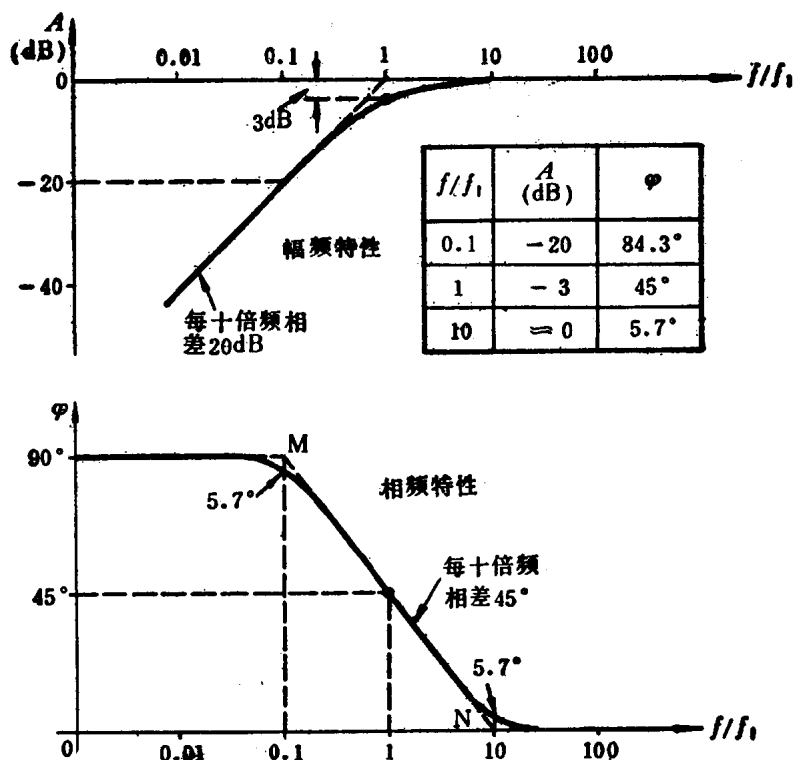


图 10.1.2 高通 RC 电路的频率响应

decibel) 的单位来表示, 这个单位是与 A 的对数有关。对于一已知的 A 值, 如以分贝为单位, 则

$$\text{以分贝为单位的 } A = 20 \lg A \quad (10.1.11)$$

例如 A 为 $1/\sqrt{2}$, 则等于 -3dB 。分贝值为负, 表示 $|\dot{U}_o|$ 小于 $|\dot{U}_i|$ 。

把式 (10.1.8) 中的 A 代入式 (10.1.11), 则得

$$\begin{aligned} 20 \lg A &= 20 \lg [1/\sqrt{1+(f_1/f)^2}] \\ &= -20 \lg \sqrt{1+(f_1/f)^2} \text{ dB} \end{aligned} \quad (10.1.12)$$

当 $f=f_1$ 时, 则 $A=-3\text{dB}$, 表示 $|\dot{U}_o|$ 只有 $|\dot{U}_i|$ 的 $\sqrt{2}$ 分之一; $f \gg f_1$ 时, 则 $A \approx 0\text{dB}$, 即表示 $|\dot{U}_o|$ 等于 $|\dot{U}_i|$; 当 $f=0.1f_1$ 时, 则 $A \approx -20\text{dB}$, 表示 $|\dot{U}_o|$ 约只有 $|\dot{U}_i|$ 的十分之一。

由式 (10.1.12) 可知, 如果 $f \ll f_1$, 则得

$$20 \lg A \approx -20 \lg (f_1/f)$$

即 f 每下降 10 倍, A 将下降 20dB ; 或者 f 如果从某一频率下降到它的二分之一, A 将比原来的 dB 值降低 6dB 。这是因为 $20 \lg 10 = 20$ 和 $20 \lg 2 \approx 6$ 的缘故。特别应指出的是: 将 $f \ll f_1$ 时的幅频特性的直线部分延长, 它与横坐标相交处的频率, 即为 f_1 。此频率可认为是图 10.1.1(a) 电路的幅频特性的一个转折点。在 $f \gg f_1$ 时, 这时电路中 C 的容抗可以忽略, 因此得 $\dot{U}_o \approx \dot{U}_i$, 则 A 甚接近于 0dB 。而当 $f < f_1$ 时, 由图 10.1.2 可见, A 将按频率每降低 10 倍线性地下降 20dB 的情况变化。 f_1 称为下限截止频率 (low cut-off frequency), 简称下限频率。即可近似地认为, 对

于图 10.1.1(a) 的电路, 在 $f \gg f_1$ 时, 输出电压几乎与输入电压相等, 没有衰减(attenuation); 而在 $f \ll f_1$ 时, 则有大的衰减。因此, 这个电路对于各种不同频率的正弦波交流分量来说, 响应是不同的。它可以作为高通滤波器(high-pass filter), 把低频分量滤掉, 而让 $f \gg f_1$ 的信号几乎无衰减地通过。

从图 10.1.2 可以看出, 幅频特性的横坐标和纵坐标采用对数来表示的好处 (A 用 dB 表示, 实质上也是取对数坐标)。这样的幅频特性可以近似地用下列两条直线(渐近线)来代表:

当 $f \geq f_1$ 时, $A = 0\text{dB}$;

当 $f \leq f_1$ 时, $A = -20\lg(f_1/f)$ 。

再看图 10.1.2 中的相频特性, 可见 φ 总是为正, 即 $\dot{U}_o$ 总是超前于 $\dot{U}_i$ 。这是由于 R 中的电流 I 的相位超前于 $\dot{U}_i$ 所致。

这种特性可以近似地用三条直线绘成折线来表示, 即

当 $f \geq 10f_1$ 时, $\varphi \approx 0$;

当 $f \leq 0.1f_1$ 时, $\varphi \approx 90^\circ$;

当 $0.1f_1 \leq f \leq 10f_1$ 时, 根据图 10.1.2 中直线 MN, 可得直线方程

$$\varphi = 45^\circ [1 - \lg(f/f_1)]$$

其中当 $f = f_1$ 时, $\varphi = 45^\circ$ 。最后一式表示在所列的频率范围内, 频率增高 10 倍, 则 φ 减小 45° 。用这样的对数坐标折线化画出的频率响应称为波特图(Bode plot)。

10.1.2 低通 RC 电路

知道了图 10.1.1(a) 的高通 RC 电路后, 就不难了解图 10.1.1(b) 所示的低通(low-pass)电路了。它具有滤去高频, 而让低频信号容易通过的性能, 其传输比为

$$A(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{1}{1 + sRC} \quad (10.1.13)$$

此式表明, 低通电路具有一个极点(为 $-\frac{1}{RC}$)。在正弦稳态情况下

$$A(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{1 + jf/f_h} \quad (10.1.14)$$

这时的幅频特性转折点 f_h 为

$$f_h = \frac{1}{2\pi RC} \quad (10.1.15)$$

而

$$|A(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_h)^2}} \quad (10.1.16)$$

$$\varphi = -\arctg(f/f_h) \quad (10.1.17)$$

式中的 f_h 称为上限截止频率(high cut-off frequency), 简称上限频率。低通 RC 电路的频率响应如图 10.1.3 所示。

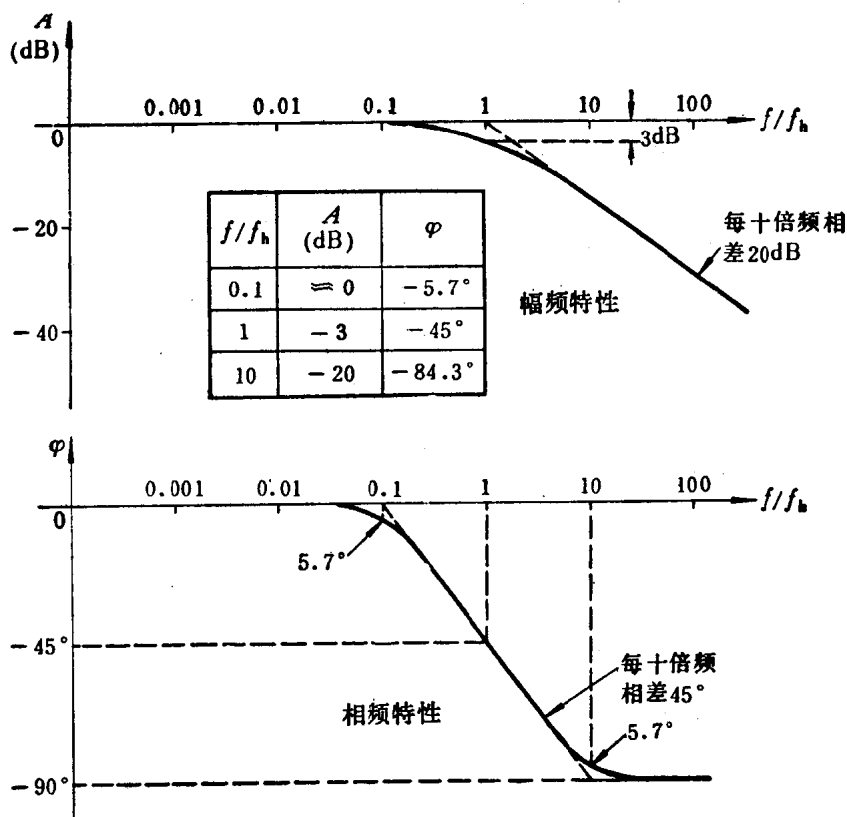


图 10.1.3 低通 RC 电路的频率响应

由式 (10.1.7) 和 (10.1.15) 可知, f_l 和 f_h 均由电路的时间常数 $\tau (=RC)$ 来决定。式 (10.1.15) 表示, 如果要提高上限频率, 则 RC 要较小。这就是说, 在 R 相同的情况下, C 愈大, 则 f_h 将愈低, 因为高频信号将几乎被低的容抗 X_C 所短路。

10.2 放大电路的频率响应

为什么我们要提出上述的频率响应问题呢? 目的是为了研究信号在传输过程中的失真 (distortion) 情况。

10.2.1 频率失真

从电路课中知道, 线性网络不会产生非线性失真。这就是说, 如果输入是一个单一频率的正弦波电压 (或电流), 则不论是大信号还是小信号, 输出电压 (或电流) 总仍然是同频率的正弦波。但是要知道, 实际的输入信号往往包含有多种频率分量。例如, 人们的语言和管弦乐队的音乐, 其中包含有许多从 20 Hz 到 20 kHz 的为人们耳朵所能感觉得到的一系列音频 (audio frequency) 分量。只有这些分量经过线性网络后能够一视同仁地放大或衰减, 而且相对的相位关系又保持不变, 输出的波形才能和输入的一样, 否则会产生失真。这种失真称为频率失真 (frequency distortion)。由于它存在于线性电路中, 所以也称为线性失真 (linear distortion)。

频率失真又可分为幅度失真和相位失真。前者是由于对应各频率分量, A 的幅度并非相等所致; 后者是由于信号中各种频率分量的相对相位移不一致所产生的。从图 10.2.1(a) 中可见,

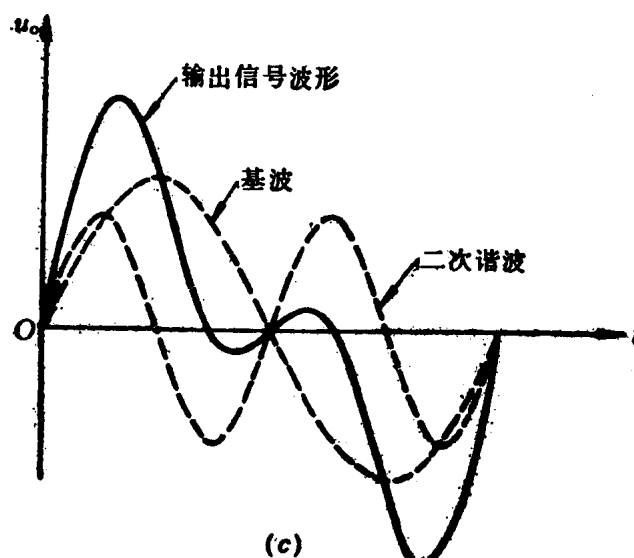
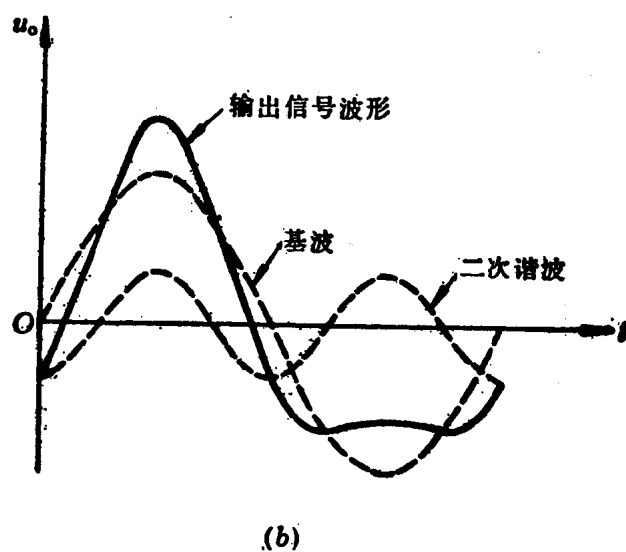
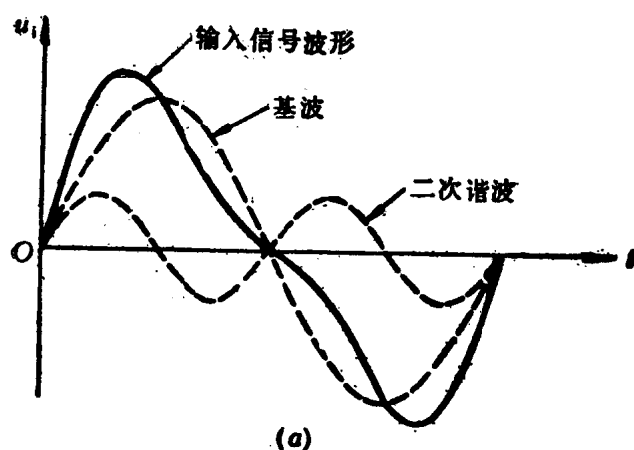


图 10.2.1 相位失真和幅度失真
(a) 输入信号波形 (b) 相位失真的输出波形 (c) 幅度失真的输出波形

u_i 的信号中包含有基波和二次谐波分量。而所得 u_o 中[见图 10.2.1(b)], 此两分量的幅度虽仍保持原来的比例关系, 但两分量的相位则有改变, 其中输出波形中的基波与输入信号的基波同相, 而它的二次谐波分量与输入信号相比, 则滞后了 90° 。因此, 如实线所示的 u_o 波形就与 u_i 不同了, 这就形成相位失真。如果两频率分量的相对相位移不变, 但两者的幅度比例不同, 如图 10.2.1(c) 所示, 则就产生幅度失真。实际上这两种频率失真通常是同时存在的。所以在线性网络中, 除非 A 对各种信号频率分量都相同, 而且这些频率分量的相移又相对地都一样(只有纯电阻网络才能如此), 否则输出信号将产生失真。例如一个女高音独唱节目, 如果经过一个高频响应很差的线性放大器, 使其中的高频分量大大削弱, 那么听起来就一定感到若有所失, 这就是由于频率失真所致。人的耳朵能很敏锐地感觉幅度失真, 而对于相位失真则不敏感。可是对于图象信号来说, 则相位失真也应该尽量小。如果一个示波器的垂直偏转信号放大器在规定的频率范围内有大的相位失真, 那么所显示的波形就不能真实地反映被测的波形。

10.2.2 阻容耦合^①放大电路的频率响应

放大电路中不可避免地存在着具有储能作用的电抗元件, 因此就要研究它们的频率响应。

现在考虑图 10.2.2 所示的阻容耦合放大电路, 图中的 R_{b1} 、 R_{b2} 、 R_c 、 R_e 、 C_1 、 C_2 、 C_e 的作用, 与第三章图 3.3.3 中一样。此图中实际还存在一些寄生电容(parasitic capacitor)未画出, 如晶体管的发射结和集电结的结电容 $C_{b'e}$ 、 $C_{b'c}$, 以及发射极与集电极之间的寄生电容等。此外, 晶体管内部的载流子运动过程, 在高频时亦有所不同。现在的问题是要分析在不同频率时 $\dot{U}_o$ 与 $\dot{U}_i$ 之间的关系。这样的电路比较复杂, 为了便于分析, 通常考虑在不同情况下, 可把其中一些元件的作用合理地忽略, 然后分别估算相应的频响, 这是工程上常采用的有效方法。下面对中频区、低频区和高频区分别讨论。

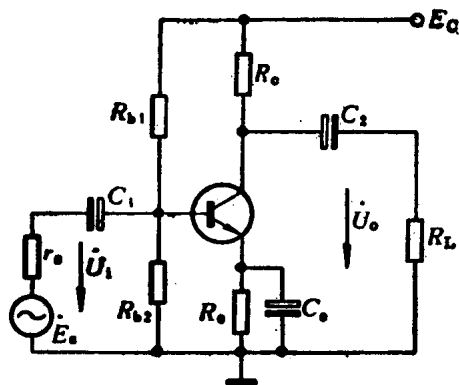


图 10.2.2 单级共射阻容耦合放大电路

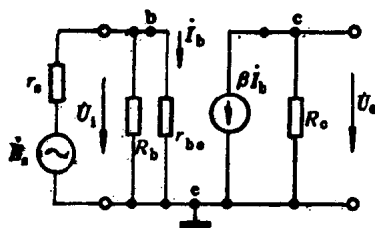


图 10.2.3 中频区等效电路

一、中频区中的频率响应

当信号频率既不太低, 又不太高(因此称为中频 mid-frequency)时, C_1 、 C_2 和 C_e 可视为短路, 而所有寄生电容则视为开路, 对于晶体管可采用小信号(微变) h 参数模型, 其等效电路如图 3.3.5 所示, 现重新在这里画出, 如图 10.2.3。此图中的 R_b 为 R_{b1} 和 R_{b2} 的并联值。这是一个

① 本书一律用“耦合”, 意思同“耦合”。

纯电阻电路,可得中频区的电压放大倍数为

$$|A_m| = \left| \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \right| = \beta \frac{R_c}{r_{be}} \quad (10.2.1)$$

如果信号源的电动势为 $\dot{E}_s$, 内阻为 r_s , 如图 10.2.3 所示, 则考虑到 r_s 的存在, 当 $R_b \gg r_{be}$ 时, 式中的 $\dot{U}_i$ 为

$$\dot{U}_i \approx \frac{r_{be}}{r_s + r_{be}} \dot{E}_s \quad (10.2.2)$$

就可得

$$|A_{ms}| = \left| \frac{\dot{U}_o}{\dot{E}_s} \right| = \beta \frac{R_c}{r_s + r_{be}} \quad (10.2.3)$$

由于这时 A 与频率无关, 因此不会引起幅度失真。

中频区中的相移角 φ_m 则为

$$\varphi_m = 180^\circ \quad (10.2.4)$$

即在中频区内, 输出电压和输入电压的相位关系, 都是反相, 因而也不致产生相位失真。在第三章中所讨论的各种电路, 均属中频区工作情况。

二、低频区中的频率响应

这时由于频率低, C_1 、 C_2 和 C_e 不能简单地看作短路 (C_2 的作用可放在下一级中考虑)。当信号频率低时, 类似图 10.1.1(a) 中的分析, C_1 的容抗增加, A 将减小, 频响变差。同样, 当频率低时, C_e 的容抗增加, 因而 R_e 不能再视为被短路, 就产生负反馈作用 (见图 3.3.3 的说明), 也可使 A 下降。为了便于分析, 下面分别考虑 C_1 和 C_e 对低频响应的影响。

1. 考虑 C_1 而将 C_e 视为短路, 则得图 10.2.4 的等效电路。这样, 按照处理图 10.1.1(a) 所用的方法, 令

$$f'_1 = \frac{1}{2\pi\tau'_1} \quad (10.2.5)$$

式中 $\tau'_1 = [r_s + (R_b \parallel r_{be})]C_1 = (r_s + r_i)C_1$

因此可得

$$A_{1s} = \frac{A_{ms}}{\sqrt{1 + (f'_1/f)^2}} \quad (10.2.6)$$

$$\varphi_1 = \arctg(f'_1/f) + 180^\circ \quad (10.2.7)$$

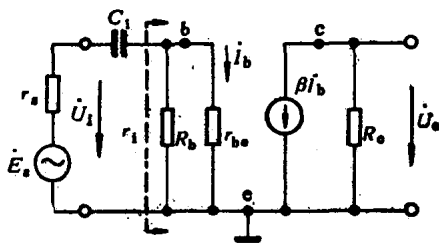


图 10.2.4 考虑 C_1 的等效电路

这时的频率响应曲线与图 10.1.2 一样, 不过 A (用分贝为单位) 和 φ 的坐标轴所示数值, 需要改标, 即在幅频特性中, 它的 0 分贝处, 应标为 $20\lg A_{ms}$ 分贝, 而其它的分贝坐标值, 均分别提高 $20\lg A_{ms}$ 分贝。在相频特性中, 它的 0° 相移处, 应改标为 180° , 而其它的 φ 坐标值, 则应在 180° 的基础上再加相应的相移, 如图 10.2.5 所示。这些改变是由于电路的放大作用和反相作用所引起的。

式 (10.2.5) 指出, f'_1 与时间常数 $(r_s + r_i)C_1$ 有关。由于共射极放大电路的输入电阻较低, 因此对于相同的下限频率 f'_1 , 所需的耦合电容应较大, 通常为微法数量级, 它起隔直作用, 宜于采

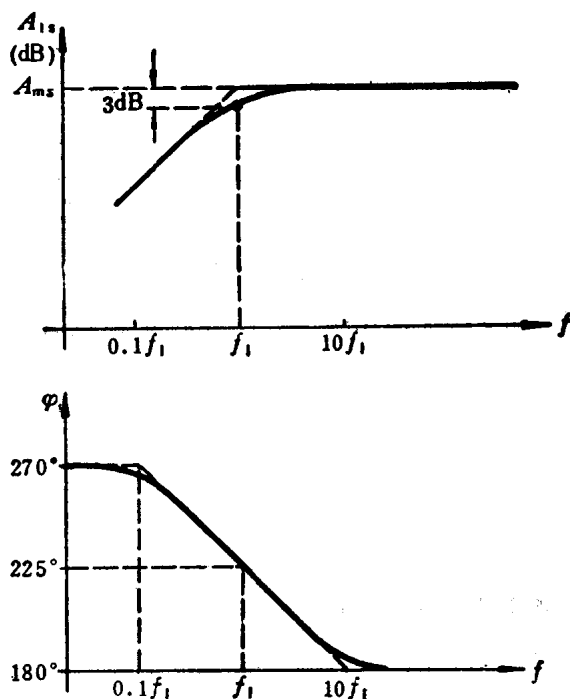


图 10.2.5 低频区频率响应曲线

用电解电容器。由此式又可知,如果要扩展中频区,即把 f_1' 再下降,则要求加大 C_1 值。

2. 如果单独考虑 C_e , 而不计 C_1 的作用, 则得如图 10.2.6(a) 所示的等效电路。考虑到 R_e 通常比 $1/\omega C_e$ 大得多, 因此还可作近似估算, 进一步将 R_e 略去; 又因 C_e 是接在发射极回路中, 而 i_b 要比 i_e 小 $(1+\beta)$ 倍, 因此若把 C_e 换算到基极回路中, 如图 10.2.6(b), 则相应的容抗应增大 $(1+\beta)$ 倍, 也就是其电容量须相应地减小 $(1+\beta)$ 倍, 即 $C'_e = C_e / (1+\beta)$ 。经过这样近似简化后, 也可得

$$f_1'' = \frac{1}{2\pi\tau_1''} \quad (10.2.8)$$

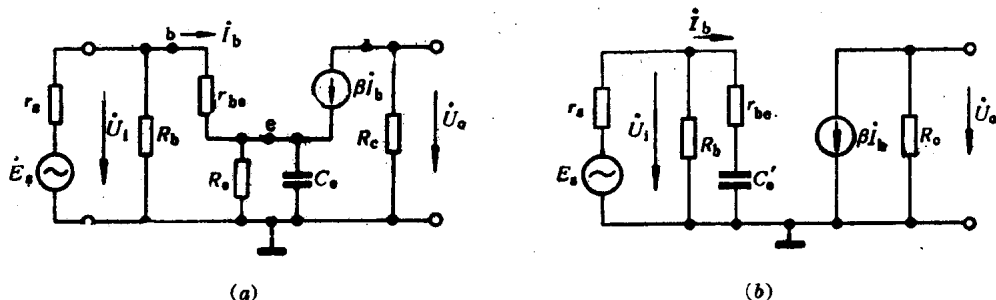


图 10.2.6 考虑 C_e 的等效电路

(a) C_e 在射极回路中 (b) C_e 等效到基极回路

式中 $\tau_1'' = \frac{C_e}{1+\beta} (r_s' + r_{be})$, $r_s' = R_b \parallel r_s$ 。其幅频特性和相频特性仍可用式 (10.2.6) 和 (10.2.7) 来表示, 不过须用 f_1'' 之值代替其中的 f_1 罢了。

上面是分别考虑 C_1 或 C_e 时求出的两个下限频率。实际上 C_1 和 C_e 互有影响, 下限频率应比 f_1' 和 f_1'' 中的较大者还要大一些。如果两者相差 10 倍以上, 则取其大者作为 f_1 即可。通常 C_e 是影响 f_1 的决定因素。

【例题 10.2.1】 电路如图 10.2.7 所示, 已知 $\beta=60$, $r_s=1\text{k}\Omega$, 其静态工作点处的 $r_{be}=1.25\text{k}\Omega$, 求中频区的电压放大倍数 A_{ms} 和下限频率。

【解】 采用图 10.2.3 所示的等效电路, 不接 R_L 时得

$$|A_{ms}| = \left| \frac{\dot{U}_o}{\dot{E}_s} \right| = \beta \frac{R_o}{r_{be} + r_s} = 60 \times \frac{2.7}{1.25 + 1}$$

$$= \frac{60 \times 2.7}{2.25} = 72 \text{ 倍} = 37.15 \text{ dB}$$

$$\varphi_m = 180^\circ$$

这是输出不带负载时的情况。如果考虑所带负载 $R_L=5\text{k}\Omega$, 则 $|A_{ms}|$ 应为

$$|A_{ms}| = \beta \frac{R_o \parallel R_L}{r_{be} + r_s} = 60 \frac{2.7 \parallel 5}{2.25} = 46.75 \text{ 倍}$$

$$= 33.4 \text{ dB}$$

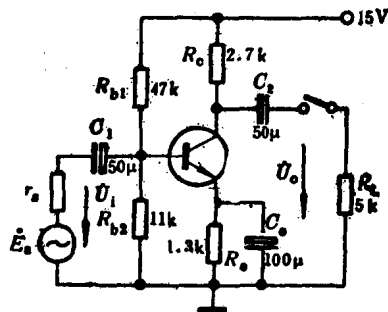


图 10.2.7 共射极放大电路

可校验一下在中频区内 C_1 和 C_e 的作用是否可以认为短路。令 $f=1000\text{Hz}$, 则 C_e 的容抗为 1.6Ω , 它远小于 R_e , 在基极等效回路看, $\frac{C_e}{1+\beta}$ 远小于 $(r_s' + r_{be})$; C_1 的容抗为 3.2Ω , 它与 r_s 相比, 也可作为短路。

考虑下限频率时, 比较三个时间常数 $[r_s + (r_{be} \parallel R_b)]C_1$ 、 $(R_c + R_L)C_2$ 和 $[(r_s \parallel R_b) + r_{be}]C_e'$ 即可。已知 $R_b = R_{b1} \parallel R_{b2} = 8.9\text{k}\Omega$, $r_s' = R_b \parallel r_{be} = 1.1\text{k}\Omega$, $C_1 = 50\mu\text{F}$, 则时间常数 $\tau_{11} = (r_s + r_s')C_1 = 0.105\text{s}$, $\tau_{12} = (R_c + R_L) \cdot C_2 \gg \tau_{11}$, 又 $r_{be} = 1.25\text{k}\Omega$, $C_e' = \frac{C_e}{1+\beta} = 1.64\mu\text{F}$, 则 $\tau_1' = (r_s' + r_{be})C_e' = 0.0034\text{s}$ 。因此实际的下限频率由 C_e 决定, 得

$$f_1 = \frac{1}{2\pi(r_s' + r_{be}) \frac{C_e}{1+\beta}} = 45.2\text{Hz}$$

由此可校验此频率时, $\frac{1}{\omega C_e} = \frac{1}{2\pi \cdot 45.2 \times 100 \times 10^{-6}} = 35.2\Omega$, 远小于 R_e 。

三、高频区中的频率响应

当频率高于中频区时, C_1 和 C_e 当然更可以作为短路看待, 但这时各寄生电容的影响不允许再加忽略。这些电容有些象图 10.1.1(b) 中的 C 那样, 对于高频分量起着旁路作用, 因此 A 将随 f 的增高而要下降, 相位移 φ 亦将随 f 而变。这样, 若 f 由中频区逐渐增高, 当 A 下降到比 A_m 低 3 分贝 (亦即降为 $0.707A_m$) 时的频率, 即为上限频率。图 10.2.8 表示一个典型的低频放大电路的幅频特性。图中 f 仍用对数坐标, 而纵坐标则采用比值 A/A_m 的线性坐标。图中示出了下限频率 f_1 和上限频率 f_h 。这一特性表示从 f_1 到 f_h 是放大电路能满足使用的频带 (frequency

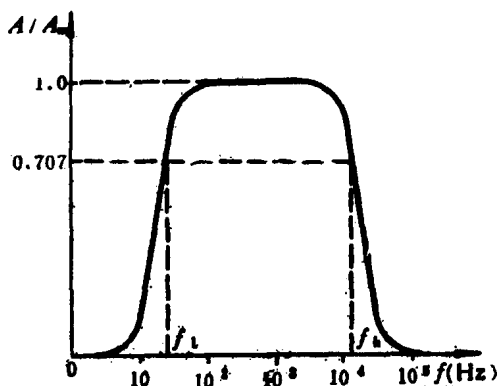


图 10.2.8 典型的放大电路幅频特性

band), 放大电路在这一段范围内线性失真较小。例如图中所示, f_1 为 45.2Hz, f_h 约为 10kHz, 它工作的频带宽度(band width)BW为

$$BW = f_h - f_1 \approx f_h = 10\text{kHz} \quad (10.2.9)$$

如果频带较宽, 而 A_m 又较大, 则放大电路的质量就较优, 但是所花的代价亦往往较高。所以不能单纯追求高指标, 应按实际要求来确定电路的性能。

由于高频响应的因素比较复杂, 且晶体管在高频情况下的性能亦有不同, 因此在下一节中专门来讨论。

10.3 放大电路的高频响应

先讨论晶体管在高频下的性能。

10.3.1 晶体管的高频参数

第二章中讲述的晶体管和模型是在低频和中频情况下适用, 没有考虑寄生电容的效应。在研究频率响应时, 必须考虑晶体管的参数与信号频率之间的关系, 因此其模型必定包含有电容。

一、共射极截止频率 f_β

已知共射极接法的电流放大系数为

$$\beta = \frac{I_c}{I_b}$$

此式是由晶体管的电流分配关系获得的, 在信号频率较低时适用。在这种情况下, i_c 随 i_b 同相变化, β 为一实数。当频率较高时, i_c 与 i_b 将有一相位差 θ_β , 因此, 电流放大系数可用下面的一般式表示:

$$\begin{aligned} \dot{\beta} &= \frac{\beta_0}{1 + j(f/f_\beta)} = \beta/\theta_\beta \\ &= \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (f/f_\beta)^2}} \angle -\arctan(f/f_\beta) \end{aligned} \quad (10.3.1)$$

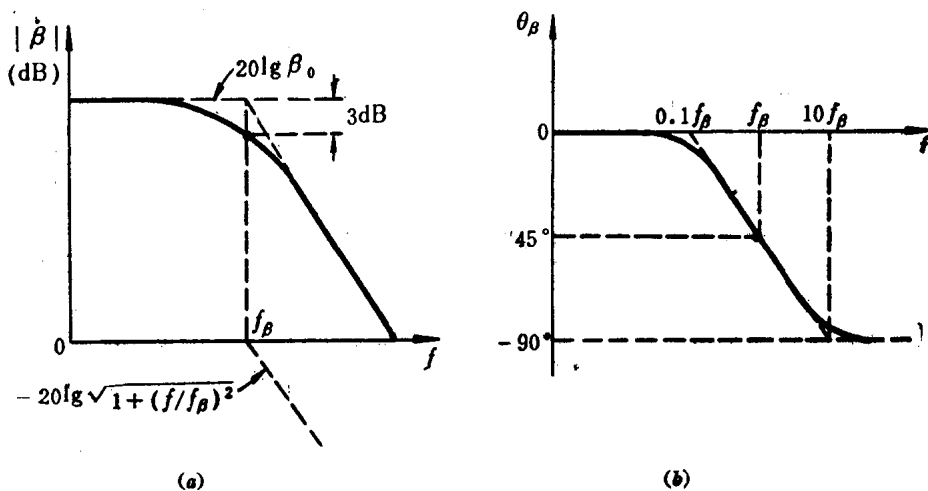


图 10.3.1 $\dot{\beta}$ 的频率响应曲线

(a) 幅频特性 (b) 相频特性

式中 β_0 为低频时的电流放大系数，它为一实数。以前本书中所用的 β ，实际上就是 β_0 。式 (10.3.1) 的幅值 $|\dot{\beta}|$ 也可用分贝表示

$$20\lg|\dot{\beta}| = 20\lg\beta_0 - 20\lg\sqrt{1+(f/f_\beta)^2} \quad (10.3.2)$$

由式 (10.3.2) 可方便地画出图 10.3.1 的晶体管共射极电流放大系数的频率响应，其中图 (a) 为幅频特性。由式 (10.3.2) 可知，当 $f=f_\beta$ 时， $|\dot{\beta}|$ 将下降到 $0.707\beta_0$ ，即下降 3dB。 f_β 称为共射极截止频率 (common-emitter cut-off frequency)，或称为 β 截止频率。 $\dot{\beta}$ 的相频特性如图 10.3.1(b) 所示，当 $f=f_\beta$ 时， $\theta_\beta = -45^\circ$ 。

二、共基极截止频率 f_α

共基极接法的电流放大系数

$$\alpha = \frac{I_c}{I_e}$$

一般地说，它也是频率的函数，可写为

$$\dot{\alpha} = \frac{\alpha_0}{1+j(f/f_\alpha)} = \alpha/\theta_\alpha \quad (10.3.3)$$

式中 α_0 为低频时的 α 值，而 f_α 称为共基极截止频率 (common-base cut-off frequency)，或称为 α 截止频率。当 $f=f_\alpha$ 时， $\alpha=0.707\alpha_0$ ， $\theta_\alpha = -45^\circ$ 。

又从第二章 2.1.2 节式 (2.1.8) 可知

$$\alpha = \frac{\beta}{1+\beta}$$

此式同样适用于高频。将式 (10.3.1) 代入上式，可得

$$\dot{\alpha} = \frac{\frac{\beta_0}{1+j(f/f_\beta)}}{1+\frac{\beta_0}{1+j(f/f_\beta)}} = \frac{\frac{\beta_0}{1+\beta_0}}{1+j[f/(1+\beta_0)f_\beta]} \quad (10.3.4)$$

由式 (10.3.3) 和 (10.3.4) 可知

$$f_\alpha = (1+\beta_0)f_\beta \quad (10.3.5)$$

三、特征频率 f_T

当频率 f 升高时， $|\dot{\beta}|$ 值将下降。当频率增高到使 $|\dot{\beta}|=1$ 时，此频率称为特征频率 (characteristic frequency) f_T 。由式 (10.3.1) 得

$$\frac{\beta_0}{\sqrt{1+(f_T/f_\beta)^2}} = 1$$

一般满足 $f_T \gg f_\beta$ ，则可化简为

$$\beta_0 \approx f_T/f_\beta$$

于是得

$$f_T \approx \beta_0 f_\beta \approx \alpha_0 f_\alpha \quad (10.3.6)$$