

$$R_i = R_b \parallel [r_{be} + (1 + \beta)R'_L] \quad (4.6.7)$$

$$R_o = R_e \parallel \frac{R_s \parallel R_b + r_{be}}{1 + \beta} \quad (4.6.8)$$

上述表达式表明，由于采用了复合管，使共集-共集放大电路比单管共集电极放大电路的电压跟随特性更好，即 A_v 更接近于 1，输入电阻 R_i 更高，而输出电阻 R_o 更小。

值得注意的是，在图 4.6.2a 中，由于 T_1 、 T_2 两管的工作电流不同，即有 $I_{C2} \gg I_{C1}$ ($I_{C2} = \beta_2 I_{B2}$, $I_{B2} \approx \beta_1 I_{C1}$)， T_1 管的工作电流小，因而 β_1 的值较低(参见 4.1.4 节图 4.1.12)。为了克服这一缺点，可在 T_1 管的射极与共同端之间加接一只数十千欧以上的电阻 R_{e1} ，如图 4.6.2a 中的虚线所示，以调整 T_1 管的静态工作点 Q ，改善其性能。在集成电路中常用电流源代替电阻 R_{e1} 。

例 4.6.1 共射-共基电路如图 4.6.4 所示，已知两只 BJT 的 $\beta = 100$ ， $V_{BEQ} = 0.7 \text{ V}$ ， $r_{ce} = \infty$ ，其他参数如图所示。(1) 当 $I_{CQ2} = 0.5 \text{ mA}$ ， $V_{CEQ1} = V_{CEQ2} = 4 \text{ V}$ ， $R_1 + R_2 + R_3 = 100 \text{ k}\Omega$ 时，求 R_c 、 R_1 、 R_2 和 R_3 的值。(2) 求该电路的总电压增益 A_v 。(3) 求该电路的输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。

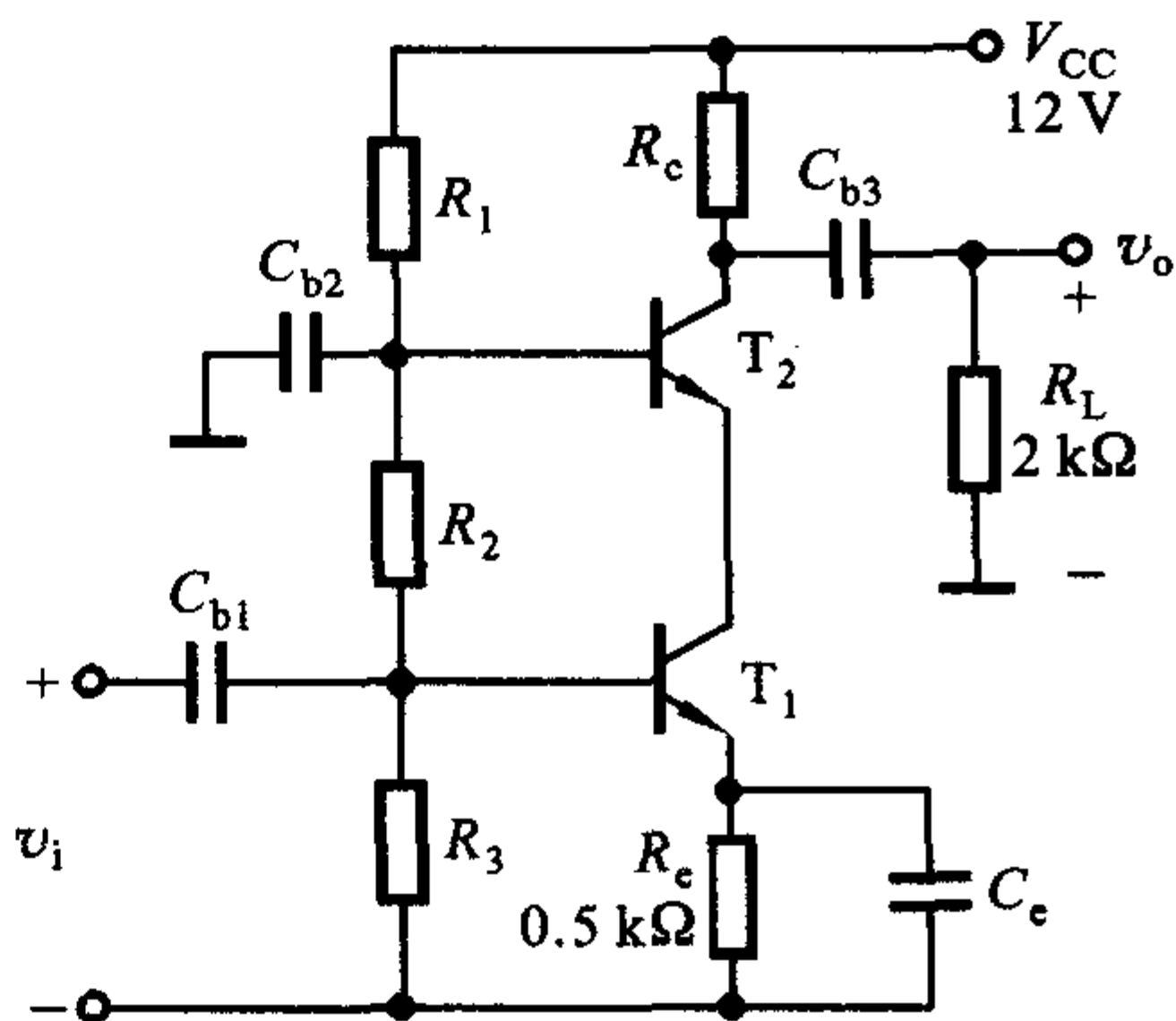


图 4.6.4 例 4.6.1 的电路图

解：(1) 由图可知 $I_{EQ1} \approx I_{CQ1} = I_{EQ2} \approx I_{CQ2} = 0.5 \text{ mA}$ 。因 BJT 的 $\beta = 100$ ，故两管基极的静态电流很小，计算时可以忽略。

$$V_{EQ1} = I_{EQ1} R_e \approx I_{CQ2} R_e = (0.5 \times 0.5) \text{ V} = 0.25 \text{ V}$$

$$V_{BQ1} = V_{BEQ} + V_{EQ1} = (0.7 + 0.25) \text{ V} = 0.95 \text{ V}$$

$$V_{CQ2} = V_{EQ1} + 2V_{CEQ1} = (0.25 + 8) \text{ V} = 8.25 \text{ V}$$

$$V_{BQ2} = V_{EQ1} + V_{CEQ1} + V_{BEQ} = (0.25 + 4 + 0.7) \text{ V} = 4.95 \text{ V}$$

$$R_c = \frac{V_{CC} - V_{CQ2}}{I_{CQ2}} = \frac{(12 - 8.25) \text{ V}}{0.5 \text{ mA}} = 7.5 \text{ k}\Omega$$

忽略基极静态电流的情况下，可认为流过 R_1 、 R_2 、 R_3 的直流电流相等，为 $V_{CC}/(R_1 + R_2 + R_3)$ ，于是求得

$$R_3 = \frac{V_{BQ1}}{\frac{V_{CC}}{R_1 + R_2 + R_3}} = \frac{0.95 \times 100}{12} \text{ k}\Omega \approx 7.9 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{V_{BQ2} - V_{BQ1}}{V_{CC}} = \frac{(4.95 - 0.95) \times 100}{12} \text{ k}\Omega \approx 33.3 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{BQ2}}{V_{CC}} = \frac{(12 - 4.95) \times 100}{12} \text{ k}\Omega \approx 58.8 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

(2) 求 A_v 。

图 4.6.5 是图 4.6.4 所示电路的交流通路，其中 $R = R_2 \parallel R_3$ 。BJT 的输入

电阻 $r_{be1} = r_{be2} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26 \text{ mV}}{I_{CQ}} =$

$$\left[200 + (1 + 100) \frac{26 \text{ mV}}{0.5 \text{ mA}} \right] \Omega \approx 5.45 \text{ k}\Omega$$

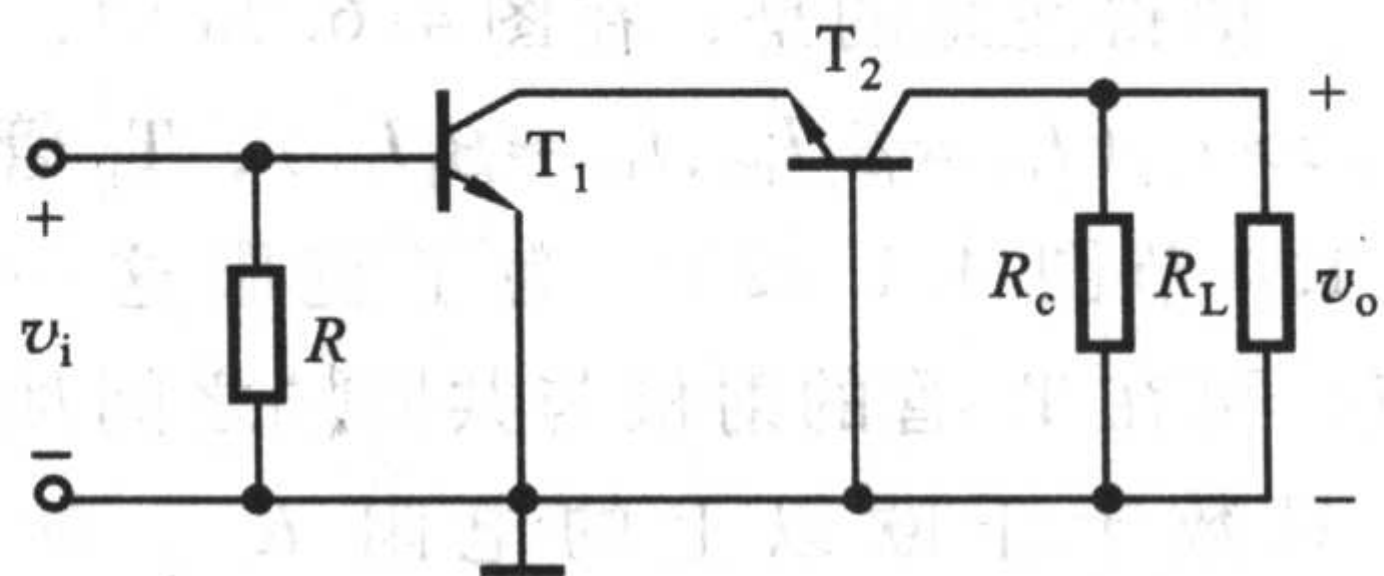


图 4.6.5 图 4.6.4 的交流通路

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = A_{v1} A_{v2} = - \frac{\beta \frac{r_{be2}}{1 + \beta}}{r_{be1}} \cdot \frac{\beta (R_C \parallel R_L)}{r_{be2}}$$

$$\approx - \frac{\beta (R_C \parallel R_L)}{r_{be1}} \approx -29$$

(3) 该电路的输入电阻为第一级共射电路的输入电阻

$$R_i = R \parallel r_{be1} \approx 3 \text{ k}\Omega$$

输出电阻为第二级共基电路的输出电阻

$$R_o \approx R_C = 7.5 \text{ k}\Omega$$

4.7 放大电路的频率响应

在前面的分析中，都假设放大电路的输入信号为单一频率的正弦波信号，而且电路中所有耦合电容和旁路电容对交流信号都视为短路，BJT 的极间电容视为开路。而实际的输入信号大多含有许多频率成分，占有一定的频率范围，如广播中语言及音乐信号的频率范围约为 20 Hz ~ 20 kHz，视频信号为 DC ~ 4.5 MHz 等。由于放大电路中存在着电抗性元件（如耦合电容、旁路电容）及三极管的极间电容，它们的电抗随信号频率变化而变化，因此，放大电路对不同频率的信号具有不同的放大能力，其增益的大小和相移均会随频率而变化，即增益是信号频率的函数。这种函数关系称为放大电路的频率响应或频率特性。本节将分析放大电路的频率响应，确定电路的带宽及影响带宽的因素。

图 4.7.1 是某一阻容耦合单级共射放大电路的频率响应曲线, 其中图 a 是幅频响应曲线, 图 b 是相频响应曲线。通常, 电路中的每只电容只对频谱的一段影响大, 因此, 在分析放大电路的频率响应时, 可将信号频率划分为三个区域: 低频区、中频区和高频区。在中频区 ($f_L \sim f_H$ 之间的通带内), 耦合电容和旁路电容可视为对交流信号短路, 而 BJT 的极间电容和电路中的分布电容可视为开路, 此时的增益基本上为常数, 输出与输入信号间的相位差也为常数。在 $f < f_L$ 的低频区, 耦合电容和旁路电容不能再被视为对交流信号短路, 此时的增益随信号频率的降低而减小, 相移减小。在 $f > f_H$ 的高频区, BJT 的极间电容和电路中的分布电容不能视为对交流信号开路, 此时的增益随信号频率的增加而减小, 相移增大。在 $f = f_L$ 和 $f = f_H$ 处, 增益下降为中频增益的 0.707 倍, 即比中频增益下降了 3 dB。

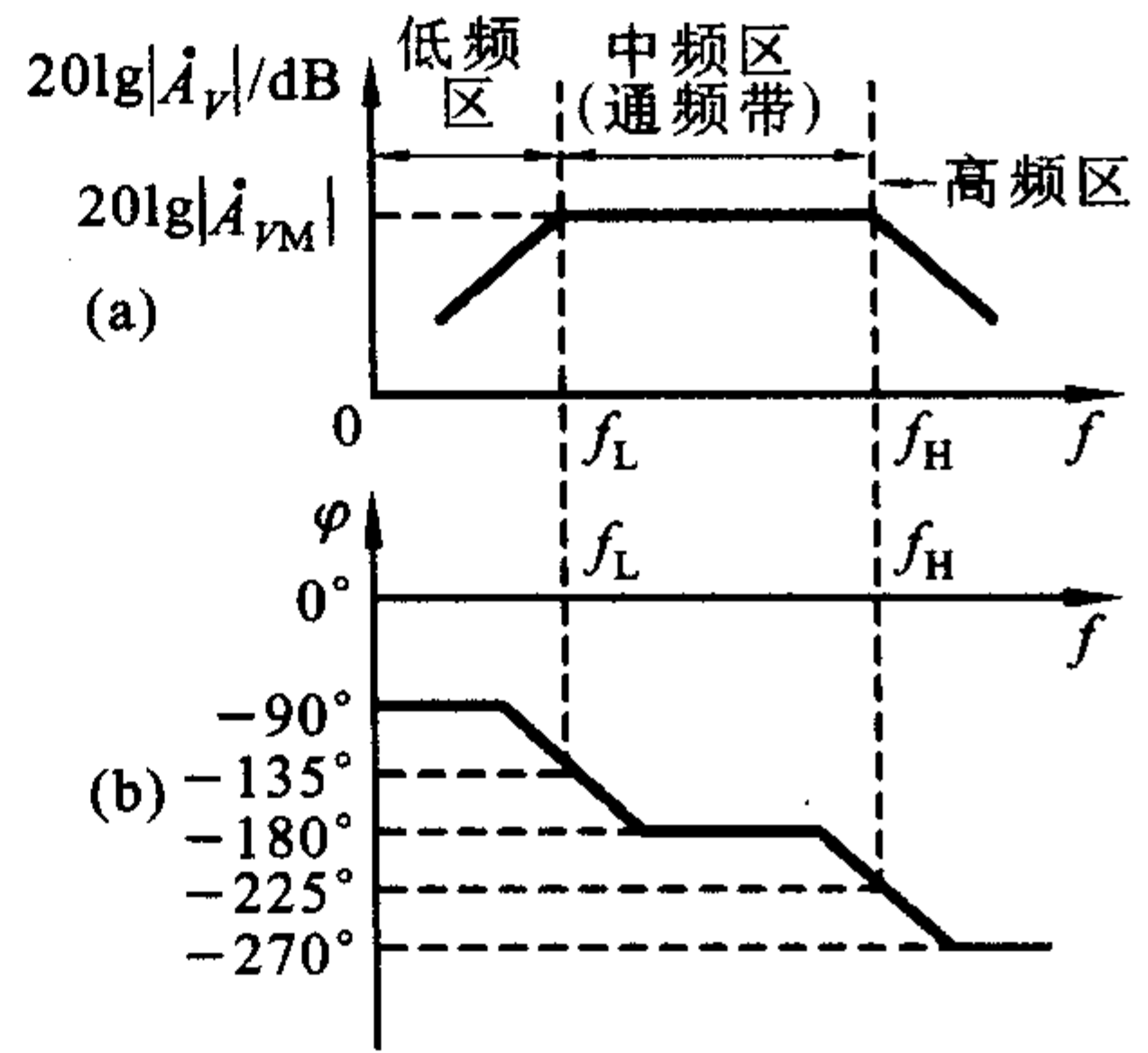


图 4.7.1 阻容耦合单级共射放大电路的频率响应

由上可知, 利用三个频段的等效电路和近似技术便可得到放大电路的频率响应, 从而避免了利用一个完整电路(即包含所有电容)求解复杂的传递函数。利用 SPICE 等计算机仿真软件分析包含所有电容的频率响应, 会得到更精确的结果。

为了便于理解和手工分析实际放大电路的频率响应, 下面首先对简单 RC 电路的频率响应加以分析。

4.7.1 单时间常数 RC 电路的频率响应

单时间常数 RC 电路是指由一个电阻和一个电容组成的或者最终可以简化成一个电阻和一个电容组成的电路, 它有两种类型, 即 RC 低通电路和 RC 高通电路。它们的频率响应可分别用来模拟放大电路的高频响应和低频响应。

1. RC 低通电路的频率响应

图 4.7.2 所示为 RC 低通电路。利用复变量 s , 由图可得该电路的电压传递函数为

$$A_{vH}(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1/sC}{R + 1/sC} = \frac{1}{1 + sRC} \quad (4.7.1)$$

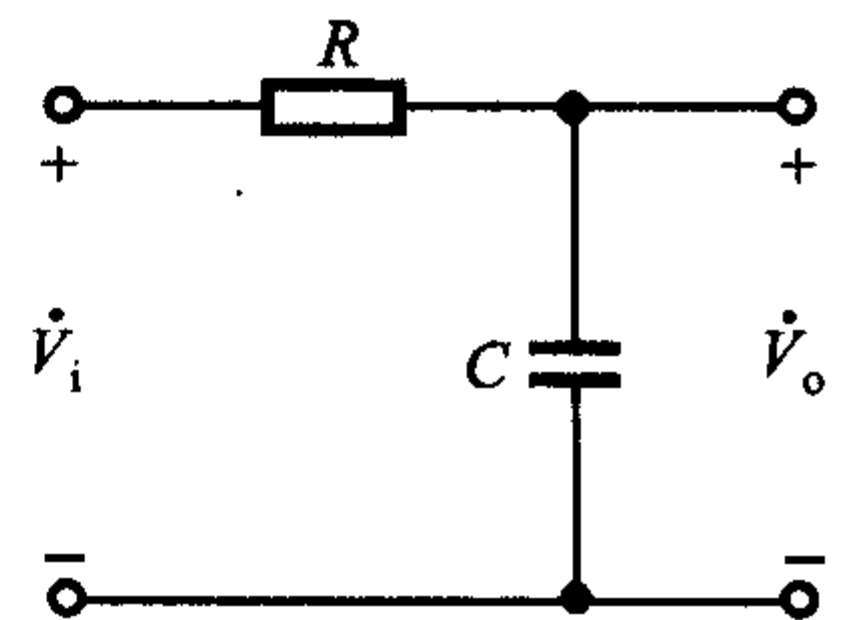


图 4.7.2 RC 低通电路

对于实际频率, $s = j\omega = j2\pi f$, 并令

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.7.2)$$

则式(4.7.1)变为

$$\dot{A}_{vH} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{1}{1 + j(f/f_H)} \quad (4.7.3)$$

式中 \dot{A}_{vH} 为高频电压传输系数, 其幅值(模) $|\dot{A}_{vH}|$ 和相角 φ_H 分别为

$$|\dot{A}_{vH}| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_H)^2}} \quad (4.7.4)$$

$$\varphi_H = -\arctan(f/f_H) \quad (4.7.5)$$

幅频响应

幅频响应波特图可由式(4.7.4)按下列步骤绘出:

(1) 当 $f \ll f_H$ 时

$$|\dot{A}_{vH}| = 1/\sqrt{1 + (f/f_H)^2} \approx 1$$

用分贝(dB)表示则有

$$20\lg|\dot{A}_{vH}| \approx 20\lg 1 = 0 \text{ dB}$$

这是一条与横轴平行的零分贝线。

(2) 当 $f \gg f_H$ 时

$$|\dot{A}_{vH}| = 1/\sqrt{1 + (f/f_H)^2} \approx f_H/f$$

用分贝表示, 则有

$$20\lg|\dot{A}_{vH}| \approx 20\lg(f_H/f)$$

这是一条斜率为 -20 dB/十倍频程 的直线, 与零分贝线在 $f = f_H$ 处相交。由以上二条直线构成的折线, 就是近似的幅频响应, 如图 4.7.3a 所示。 f_H 对应于两条直线的交点, 所以 f_H 称为转折频率。由式(4.7.4)可知, 当 $f = f_H$ 时, $|\dot{A}_{vH}| = 1/\sqrt{2} = 0.707$, 即在 f_H 处, 电压传输系数下降为中频值的 0.707 倍, 用分贝表示时, 下降了 3 dB, 所以 f_H 又称为上限截止频率, 简称为上限频率。对照式(4.7.1)和式(4.7.2)还可知, f_H 是 $A_{vH}(s)$ 的极点频率。

这种用折线表示的幅频响应与实际的幅频响应曲线存在一定误差, 如图 4.7.3a 中的虚线所示。作为一种近似方法, 在工程上是允许的。

相频响应

根据式(4.7.5)可作出相频响应曲线, 它可用三条直线来近似描述:

(1) 当 $f \ll f_H$ 时, $\varphi_H \rightarrow 0^\circ$, 得到一条 $\varphi_H = 0^\circ$ 的直线。

(2) 当 $f \gg f_H$ 时, $\varphi_H \rightarrow -90^\circ$, 得到一条 $\varphi_H = -90^\circ$ 的直线。

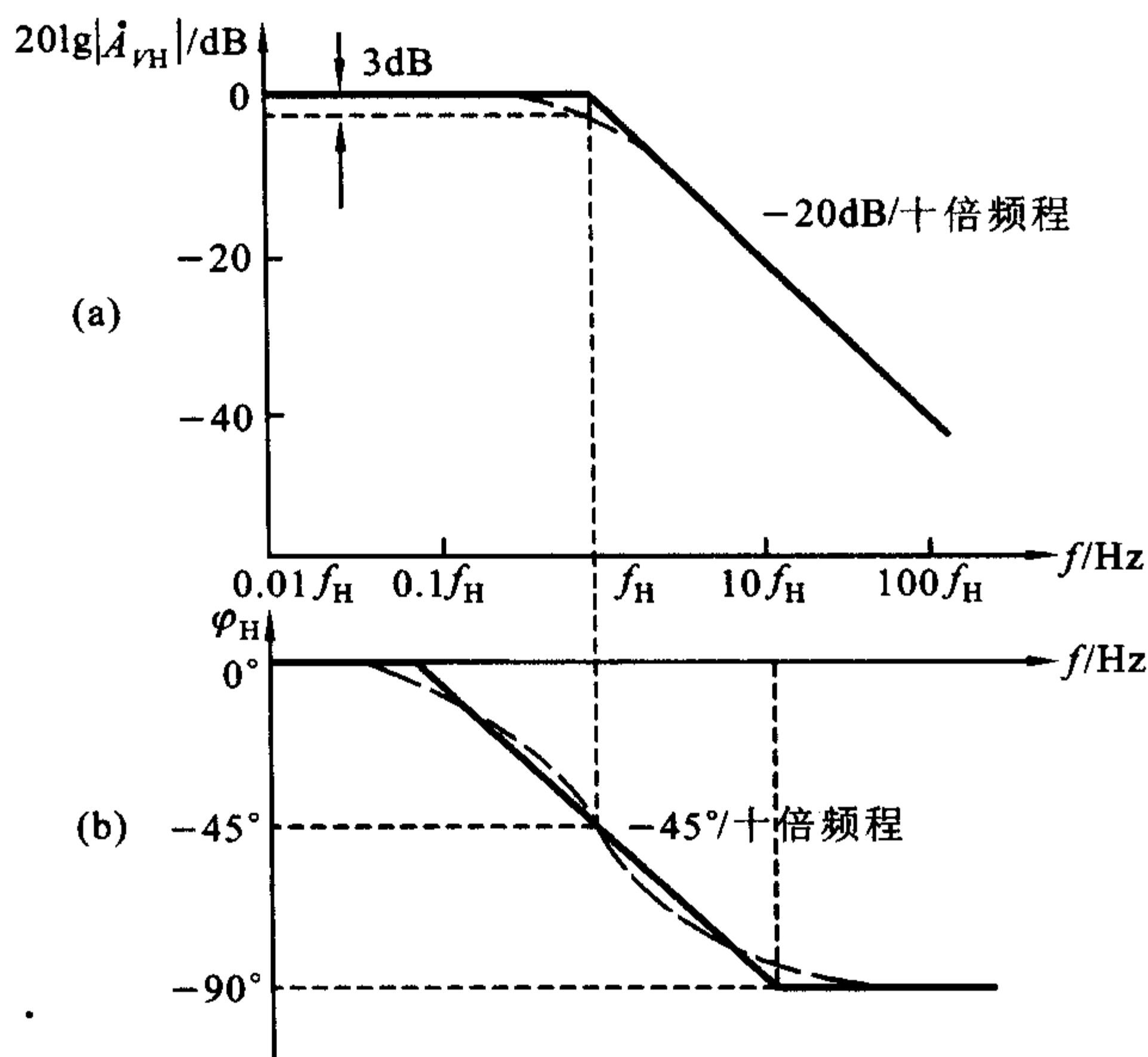


图 4.7.3 RC 低通电路的波特图

(a) 幅频响应 (b) 相频响应

(3) 当 $f=f_H$ 时, $\varphi_H = -45^\circ$ 。

由于当 $f/f_H = 0.1$ 和 $f/f_H = 10$ 时, 相应地可近似得 $\varphi_H = 0^\circ$ 和 $\varphi_H = -90^\circ$, 故在 $0.1f_H$ 和 $10f_H$ 之间, 可用一条斜率为 $-45^\circ/\text{十倍频程}$ 的直线来表示, 于是可画得相频响应曲线如图 4.7.3b 所示。图中亦用虚线画出了实际的相频响应。同样, 作为一种工程近似方法, 存在一定的相位误差也是允许的。

由上述分析可知, 当输入信号的频率 $f < f_H$ 时, RC 低通电路的电压传输系数的幅值 A_{vH} 最大, 而且不随信号频率而变化, 即低频信号能够不衰减地传输到输出端, 也不产生相移。 $f = f_H$ 时, A_{vH} 下降 3 dB, 且产生 -45° 相移。 $f > f_H$ 后, 随着 f 的增加, A_{vH} 按一定的规律衰减, 且相移增大, 最终趋于 -90° (这里的负号表示输出电压滞后于输入电压)。掌握 RC 低通电路的频率响应, 将有助于对放大电路高频响应的分析与理解。

2. RC 高通电路的频率响应

在输入信号的低频区内, 放大电路中耦合电容和旁路电容对电路放大能力的影响, 可用图 4.7.4 所示的 RC 高通电路的频率响应来模拟。利用复变量 s , 由图可得此电路的电压传递函数为

$$A_{vL}(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{R}{R + 1/sC} = \frac{s}{s + 1/RC} \quad (4.7.6)$$

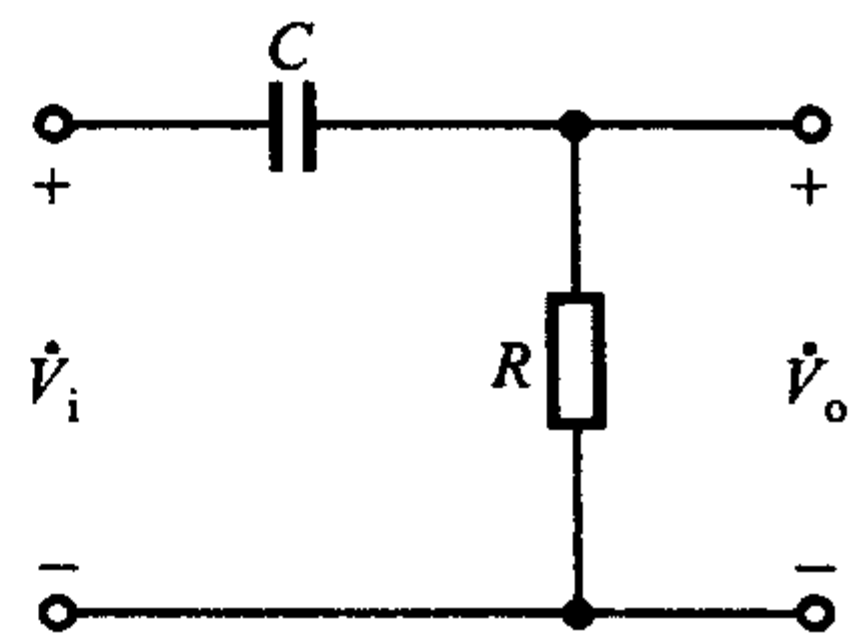


图 4.7.4 RC 高通电路

对于实际频率, $s = j\omega = j2\pi f$, 并令

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.7.7)$$

则式(4.7.6)变为

$$\dot{A}_{vL} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{1}{1 - j(f_L/f)} \quad (4.7.8)$$

式中 \dot{A}_{vL} 为低频电压传输系数, 其幅频响应和相频响应的表达式分别为

$$|\dot{A}_{vL}| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_L/f)^2}} \quad (4.7.9)$$

$$\varphi_L = \arctan(f_L/f) \quad (4.7.10)$$

式中 f_L 是高通电路的下限截止频率(或称下限转折频率)。对照式(4.7.6)和式(4.7.7)也可知, $f_L(\omega_L)$ 是 $A_{vL}(s)$ 的极点频率。

仿照 RC 低通电路波特图的绘制方法, 由式(4.7.9)和式(4.7.10)可画出 RC 高通电路的波特图, 如图 4.7.5 所示。

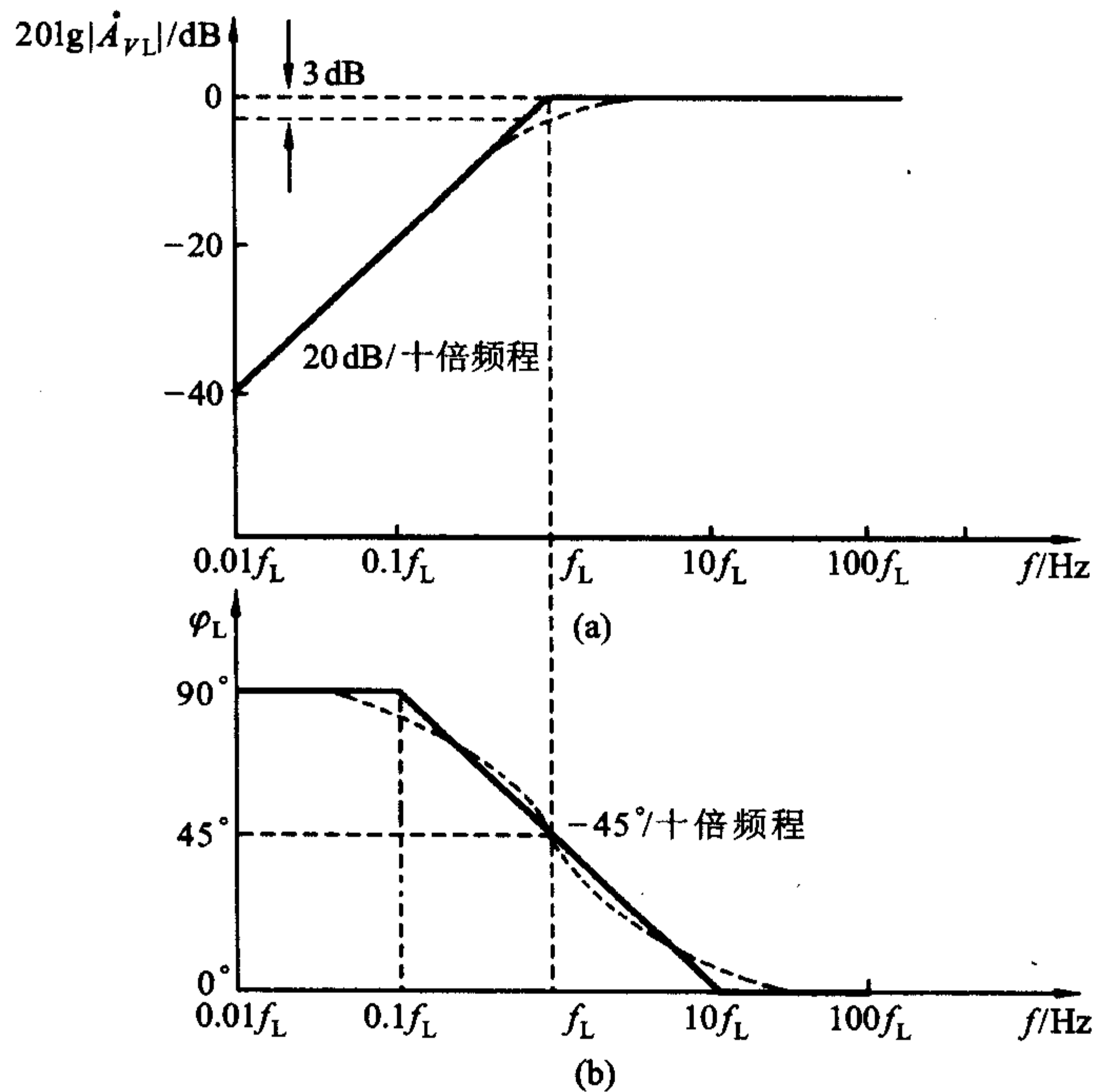


图 4.7.5 RC 高通电路的波特图

(a) 幅频响应 (b) 相频响应

由波特图可知, 当输入信号的频率 $f > f_L$ 时, RC 高通电路的电压传输系数的幅值 $|\dot{A}_{VL}|$ 最大, 且不随信号频率变化而变化, 也不产生相移。 $f = f_L$ 时, $|\dot{A}_{VL}|$ 下降 3 dB, 且产生 $+45^\circ$ 相移 (这里的正号表示输出电压超前于输入电压)。 $f < f_L$ 后, 随着 f 的下降, $|\dot{A}_{VL}|$ 按一定规律衰减, 且相移增大, 最终趋于 $+90^\circ$ 。

通过对 RC 低通和高通电路频率响应的分析, 可以得到下列具有普遍意义的结论:

(1) 电路的截止频率决定于相关电容所在回路的时间常数 $\tau = RC$ ①, 见式 (4.7.2) 和式 (4.7.7)。

(2) 当输入信号的频率等于上限频率 f_H 或下限频率 f_L 时, 放大电路的增益比通带增益下降 3 dB, 或下降为通带增益的 0.707 倍, 且在通带相移的基础上产生 -45° 或 $+45^\circ$ 的相移。

(3) 工程上常用折线化的近似波特图表示放大电路的频率响应。

4.7.2 BJT 的高频小信号模型及频率参数

研究放大电路的高频性能, 无论对模拟集成电路或分立元件电路都是必需的, 而影响高频性能的主要原因之一是 BJT 的极间电容。下面讨论 BJT 的高频小信号模型, 并利用这一模型分析 BJT 的频率特性和频率参数。

1. BJT 的高频小信号模型

在 4.3.2 节中根据 BJT 的特性方程, 导出了它在放大区的 H 参数低频小信号模型, 但在高频小信号条件下, 必须考虑 BJT 的发射结电容和集电结电容的影响, 由此可得到 BJT 的高频小信号模型, 如图 4.7.6 所示。现就此模型中的各元件参数作简要说明。

基区体电阻 $r_{bb'}$ 图中 b' 是为分析方便而虚拟的基区内的等效基极, $r_{bb'}$ 表示基区体电阻。不同类型的 BJT, $r_{bb'}$ 的值相差很大, 器件手册中常给出 $r_{bb'}$ 的值约在几十至几百欧之间。

电阻 $r_{b'e}$ 和电容 $C_{b'e}$ $r_{b'e}$ 是发射结正偏电阻 r_e 折算到基极回路的等效电阻, 即 $r_{b'e} = (1 + \beta)r_e = (1 + \beta)\frac{V_T}{I_{EQ}}$ 。 $C_{b'e}$ 是发射结电容, 对于小功率管, $C_{b'e}$ 约在几十至几百皮法范围。

集电结电阻 $r_{b'c}$ 和电容 $C_{b'c}$ 在放大区内集电结处于反向偏置, 因此 $r_{b'c}$ 的

① 这里的 R 和 C 分别是相关回路中的等效电阻和等效电容。

值很大，一般在 $100\text{ k}\Omega \sim 10\text{ M}\Omega$ 范围， $C_{b'c}$ 约在 $2 \sim 10\text{ pF}$ 范围内。

受控电流源 $g_m \dot{V}_{b'e}$ 。由图 4.7.6a 可见，由于结电容的影响，BJT 中受控电流源不再完全受控于基极电流 i_b ，因而不能再用 βi_b 表示，改用 $g_m \dot{V}_{b'e}$ 表示，即受控电流源受控于发射结上所加的电压 $\dot{V}_{b'e}$ ，这里的 g_m 称为互导或跨导，它表明发射结电压对受控电流的控制能力，定义为

$$g_m = \left. \frac{\partial i_c}{\partial v_{B'E}} \right|_{V_{CE}} = \left. \frac{\Delta i_c}{\Delta v_{B'E}} \right|_{V_{CE}} \quad (4.7.11)$$

g_m 的量纲为电导，对于高频小功率管，其值约为几十毫西。

由上述各元件的参数可知， $r_{b'c}$ 的数值很大，在高频时远大于 $1/\omega C_{b'c}$ ，与 $C_{b'c}$ 并联可视为开路；另外， r_{ce} 与负载电阻 R_L 相比，一般有 $r_{ce} \gg R_L$ ，因此 r_{ce} 也可忽略，这样便可得到图 4.7.6b 所示的简化模型。由于其形状像字母 Π ，各元件参数具有不同的量纲，故又称之为混合 Π 形高频小信号模型。

2. BJT 高频小信号模型中元件参数值的获得

由于 BJT 高频小信号模型中电阻等元件的参数值在很宽的频率范围内 ($f < f_T/3$, f_T 是 BJT 的特征频率，稍后再作介绍) 与频率无关，而且在低频情况下，电容 $C_{b'e}$ 和 $C_{b'c}$ 可视为开路，于是图 4.7.6b 所示的简化模型可变为图 4.7.7a 的形式，它与图 4.7.7b 所示的 H 参数低频小信号模型一样，所以可以由 H 参数低频小信号模型获得混合 Π 形小信号模型中的一些参数值。

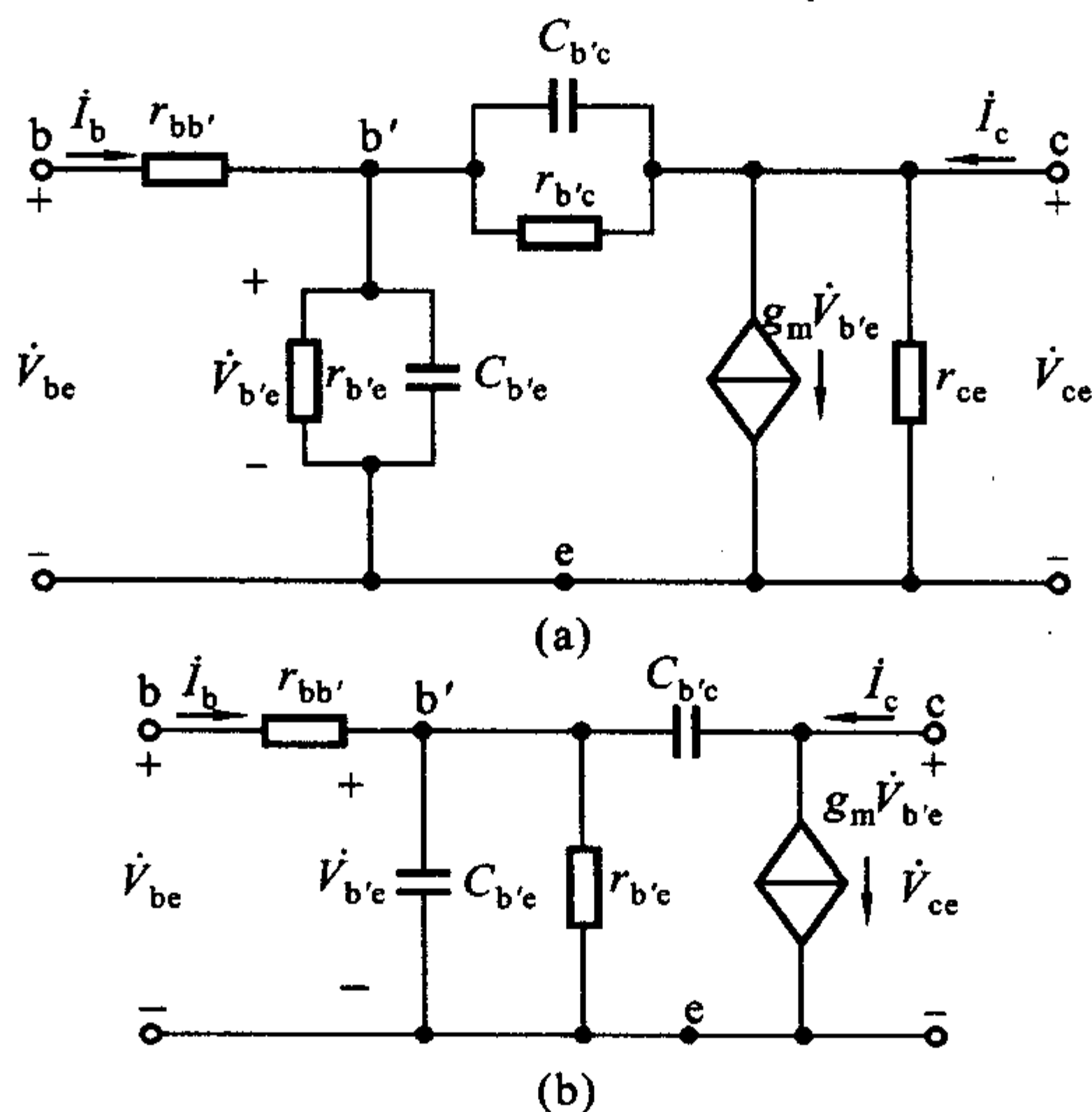


图 4.7.6 BJT 的高频小信号模型

(a) 实际模型 (b) 简化模型

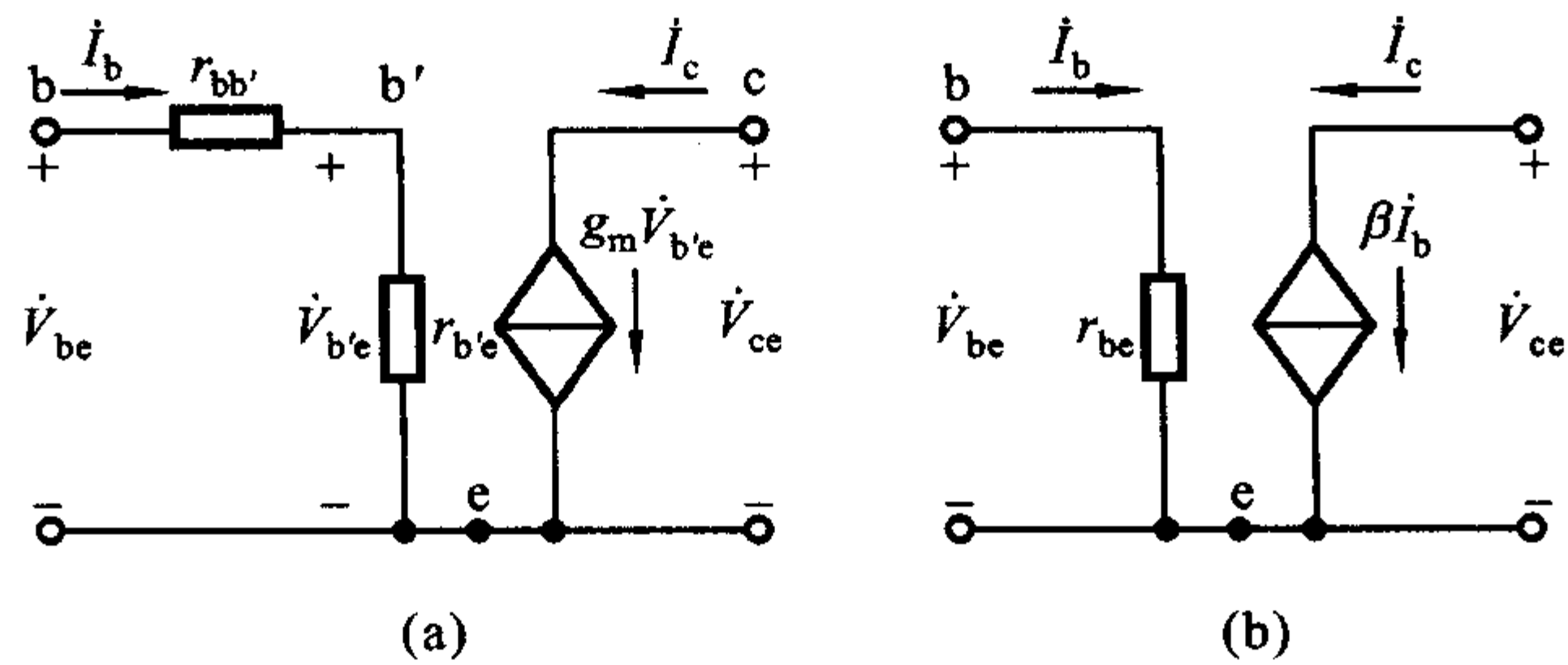


图 4.7.7 BJT 两种模型在低频时的比较

(a) 简化混合 II 形模型在低频时的形式 (b) BJT 的 H 参数低频小信号简化模型

比较图 4.7.7 所示的两个模型, 可得以下关系:

输入回路有

$$r_{be} = r_{bb'} + r_{b'e}$$

$$\dot{V}_{b'e} = \dot{I}_b r_{b'e}$$

而

$$r_{b'e} = (1 + \beta_0) \frac{V_T}{I_{EQ}} \quad (4.7.12)$$

需要说明的是, 上式中的 β_0 是指低频情况下的电流放大系数, 通常器件手册中所给的 β 就是 β_0 。

输出回路有

$$g_m \dot{V}_{b'e} = \beta_0 \dot{I}_b$$

即

$$g_m \dot{I}_b r_{b'e} = \beta_0 \dot{I}_b$$

故有

$$g_m = \frac{\beta_0}{r_{b'e}} = \frac{\beta_0}{(1 + \beta_0) \frac{V_T}{I_{EQ}}} \approx \frac{I_{EQ}}{V_T} \quad (4.7.13)$$

由式(4.7.12)、(4.7.13)可知, BJT 高频小信号模型中也要采用 Q 点上的参数。

高频小信号模型中的电容 $C_{b'e}$ 一般在 2 ~ 10 pF 范围内, 在近似估算时, 可用器件手册中提供的 C_{ob} 代替。 C_{ob} 是 BJT 接成共基极形式且发射极开路时, 集电极 - 基极间的结电容。而电容 $C_{b'e}$ 可由下式计算得到

$$C_{b'e} \approx \frac{g_m}{2\pi f_T} \quad (4.7.14)$$

式中特征频率 f_T 可查器件手册得到。在稍后的分析中可以得知式(4.7.14)的由来。

3. BJT 的频率参数

由图 4.7.6 所示的 BJT 混合 II 型模型可以看出, 电容 $C_{b'e}$ 和 $C_{b'c}$ 会对 BJT 的电流放大能力, 即电流放大系数 β 产生频率效应。在高频情况下, 若注入基极的交流电流 I_b 的大小不变, 则随着信号频率的增加, $b' - e$ 间的阻抗将减

小，电压 $\dot{V}_{b'e}$ 的幅值将减小，相移将增大，从而引起集电极电流 i_c 的大小随 $|\dot{V}_{b'e}|$ 而线性下降，并产生相同的相移。由此可知，BJT 的电流放大系数 β 是频率的函数。

由 4.3.2 节可知

$$h_{fe} = \left. \frac{\partial i_c}{\partial i_B} \right|_{V_{CE}}$$

可写成

$$\dot{\beta} = \left. \frac{\dot{i}_c}{\dot{i}_b} \right|_{\dot{V}_{ce}=0} \quad (4.7.15)$$

根据式(4.7.15)，将混合 Π 形模型中 c、e 输出端短路，则得图 4.7.8。由此图可见，集电极短路电流为

$$\dot{i}_c = (g_m - j\omega C_{b'c}) \dot{V}_{b'e} \quad (4.7.16)$$

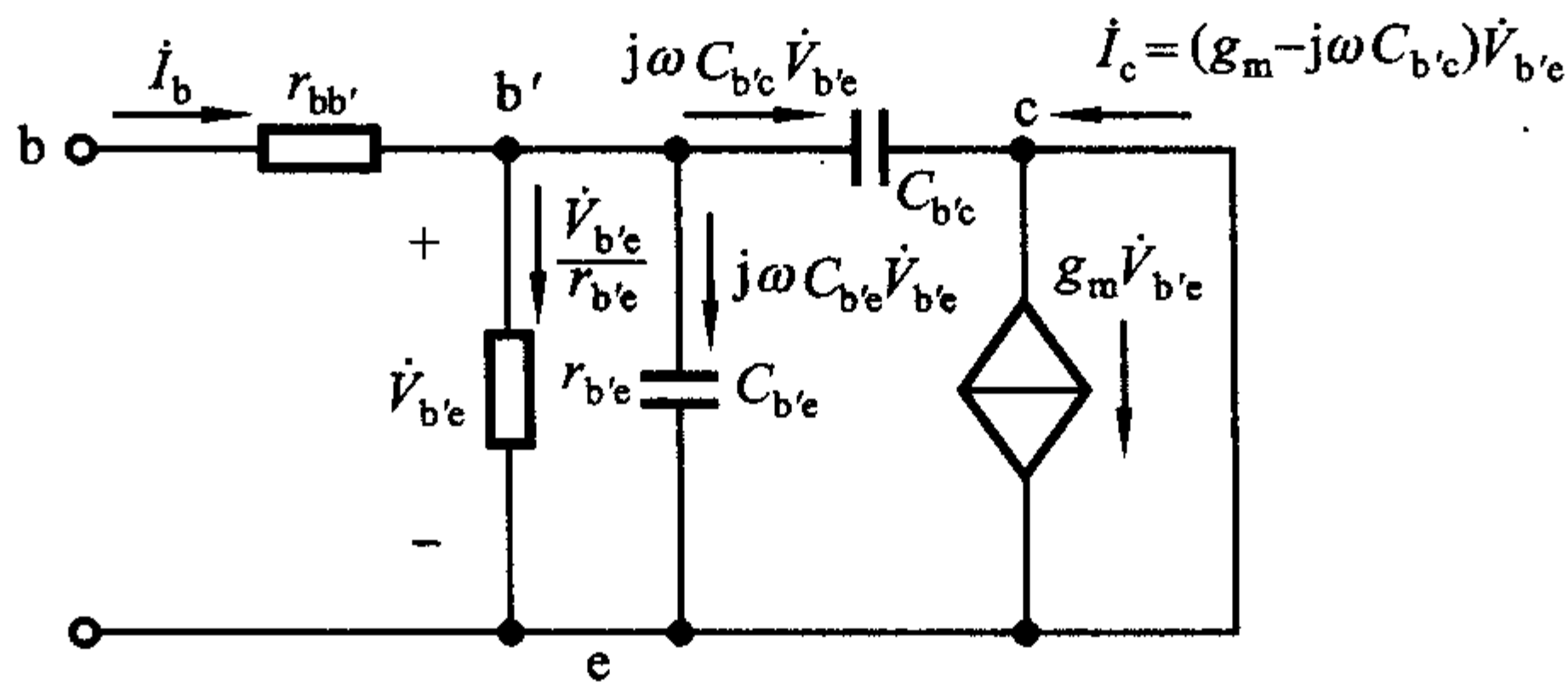


图 4.7.8 计算 $\dot{\beta} = \dot{i}_c / \dot{i}_b$ 的模型

基极电流

$$\begin{aligned} \dot{i}_b &= \frac{\dot{V}_{b'e}}{r_{b'e}} + j\omega C_{b'e} \dot{V}_{b'e} + j\omega C_{b'c} \dot{V}_{b'e} \\ &= \left(\frac{1}{r_{b'e}} + j\omega C_{b'e} + j\omega C_{b'c} \right) \dot{V}_{b'e} \end{aligned} \quad (4.7.17)$$

由式(4.7.16)和(4.7.17)可得 $\dot{\beta}$ 的表达式

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{i}_c}{\dot{i}_b} = \frac{g_m - j\omega C_{b'c}}{\frac{1}{r_{b'e}} + j\omega(C_{b'e} + C_{b'c})}$$

在图 4.7.8 所示模型的有效频率范围内， $g_m \gg \omega C_{b'c}$ ，因而有

$$\dot{\beta} \approx \frac{g_m r_{b'e}}{1 + j\omega(C_{b'e} + C_{b'c})r_{b'e}}$$

由式(4.7.13)中 $g_m r_{b'e} = \beta_0$ 的关系，得

$$\dot{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j\omega(C_{b'e} + C_{b'c})r_{b'e}} = \frac{\beta_0}{1 + j\frac{f}{f_\beta}} \quad (4.7.18)$$

其幅频特性和相频特性的表达式为

$$|\dot{\beta}| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (f/f_\beta)^2}} \quad (4.7.19a)$$

$$\varphi = -\arctan \frac{f}{f_\beta} \quad (4.7.19b)$$

式中

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi(C_{b'e} + C_{b'c})r_{b'e}} \quad (4.7.20)$$

f_β 称为 BJT 的共射极截止频率，是使 $|\dot{\beta}|$ 下降为 $0.707\beta_0$ 时的信号频率，其值主要决定于管子的结构。

图 4.7.9 是 $\dot{\beta}$ 的波特图。图中 f_T 称为 BJT 的特征频率，是使 $|\dot{\beta}|$ 下降到 0 dB (即 $|\dot{\beta}| = 1$) 时的信号频率。 f_T 与 BJT 的制造工艺有关，其值在器件手册中可以查到，一般约在 (300 ~ 1 000) MHz。采用先进工艺，目前已可高达几个 GHz (吉赫)。

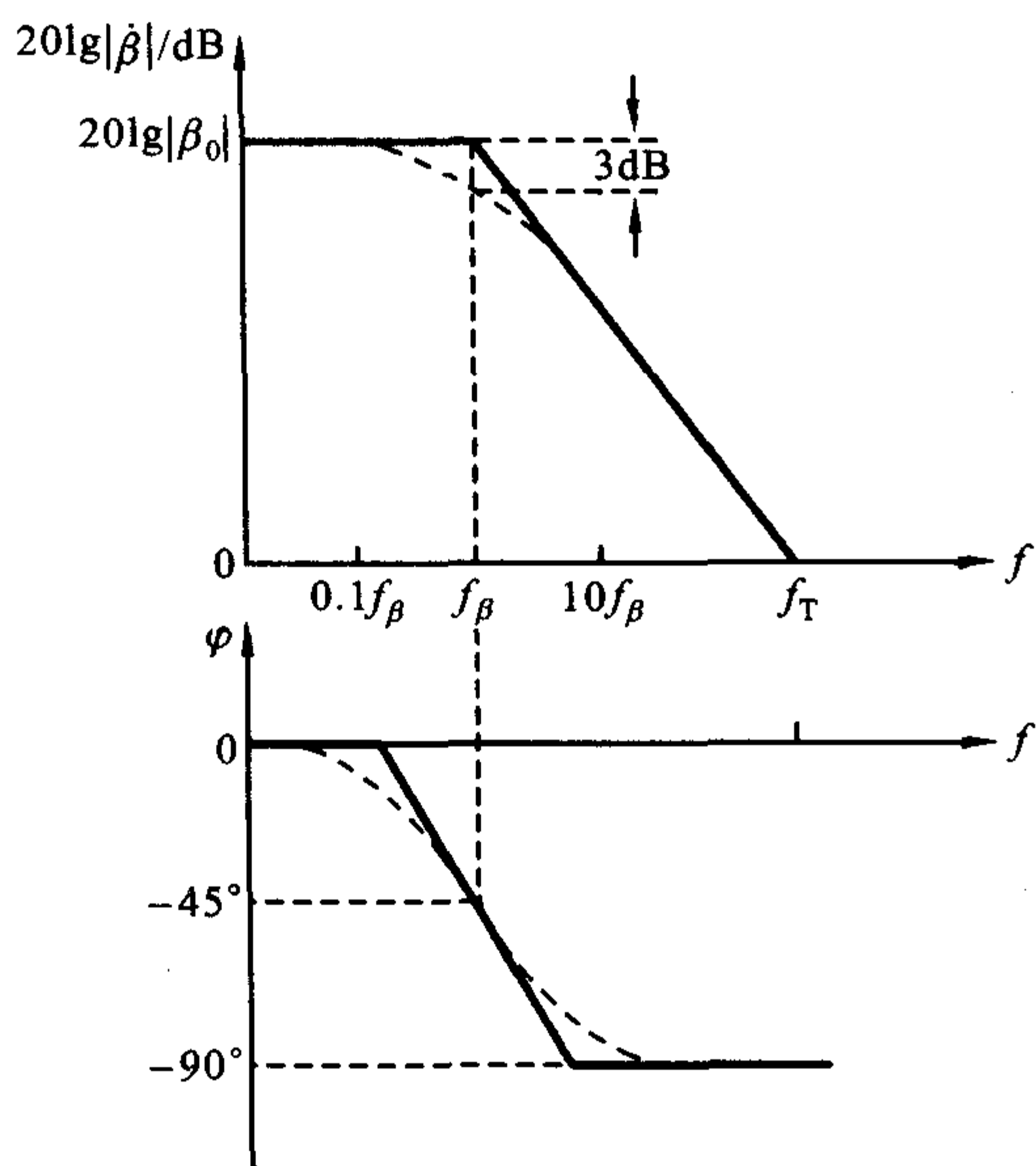


图 4.7.9 β 的波特图

令式(4.7.19a)等于 1，则可得

$$f_T \approx \beta_0 f_\beta \quad (4.7.21a)$$

将 $\beta_0 = g_m r_{b'e}$ 及式(4.7.20)代入上式, 则

$$f_T \approx \frac{g_m}{2\pi(C_{b'e} + C_{b'c})} \quad (4.7.21b)$$

一般有 $C_{b'e} \gg C_{b'c}$, 故

$$f_T \approx \frac{g_m}{2\pi C_{b'e}} \quad (4.7.21c)$$

值得注意的是, 当频率高于 $5f_\beta$ 或 $10f_\beta$ 时, 混合 Π 形模型中的电阻 $r_{b'e}$ 可以忽略, 因而模型中的 $r_{bb'}$ 成为唯一的电阻, 它对管子的高频响应呈现较大的影响。

利用式(4.7.18)及 α 与 β 的关系, 可以求出 BJT 的共基极截止频率 f_α 。

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{\beta}{1+\beta} = \frac{\frac{\beta_0}{1+j\frac{f}{f_\beta}}}{1+\frac{\beta_0}{1+j\frac{f}{f_\beta}}} = \frac{\beta_0}{1+\beta_0+j\frac{f}{f_\beta}} \\ &= \frac{\frac{\beta_0}{1+\beta_0}}{1+j\frac{f}{(1+\beta_0)f_\beta}} = \frac{\alpha_0}{1+j\frac{f}{f_\alpha}} \end{aligned} \quad (4.7.22)$$

式中 f_α 是 α 下降为 $0.707\alpha_0$ 时的频率, 即 BJT 的共基极截止频率。

由式(4.7.22)和式(4.7.21a)可得

$$f_\alpha = (1+\beta_0)f_\beta \approx f_\beta + f_T \quad (4.7.23)$$

式(4.7.23)说明, BJT 的共基极截止频率 f_α 远大于共射极截止频率 f_β , 且比特征频率 f_T 还高, 即 BJT 的三个频率参数的数量关系为 $f_\beta \ll f_T < f_\alpha$ 。这三个频率参数在评价 BJT 的高频性能上是等价的, 但用得最多的是 f_T 。 f_T 越高, 表明 BJT 的高频性能越好, 由它构成的放大电路的上限频率就越高。

在了解了频率响应的基本概念、分析方法及 BJT 的小信号模型之后, 下面来分析放大电路的频率响应。

4.7.3 单级共射极放大电路的频率响应

现以图 4.7.10a 所示电路为例, 分析其频率响应。

1. 高频响应

在高频范围内, 放大电路中的耦合电容、旁路电容的容抗很小, 更可视为

对交流信号短路，于是可画出图 4.7.10a 所示电路的高频小信号等效电路，如图 4.7.10b 所示。现按以下步骤进行分析：

(1) 求密勒电容

由于电容 $C_{b'c}$ 跨接在输入和输出回路之间，使电路分析较为复杂，为了方便起见，可将 $C_{b'c}$ 进行单向化处理，即将 $C_{b'c}$ 等效变换到输入回路 ($b' - e$ 之间) 和输出回路中 ($c - e$ 之间)，如图 4.7.10c 所示。其变换过程如下：

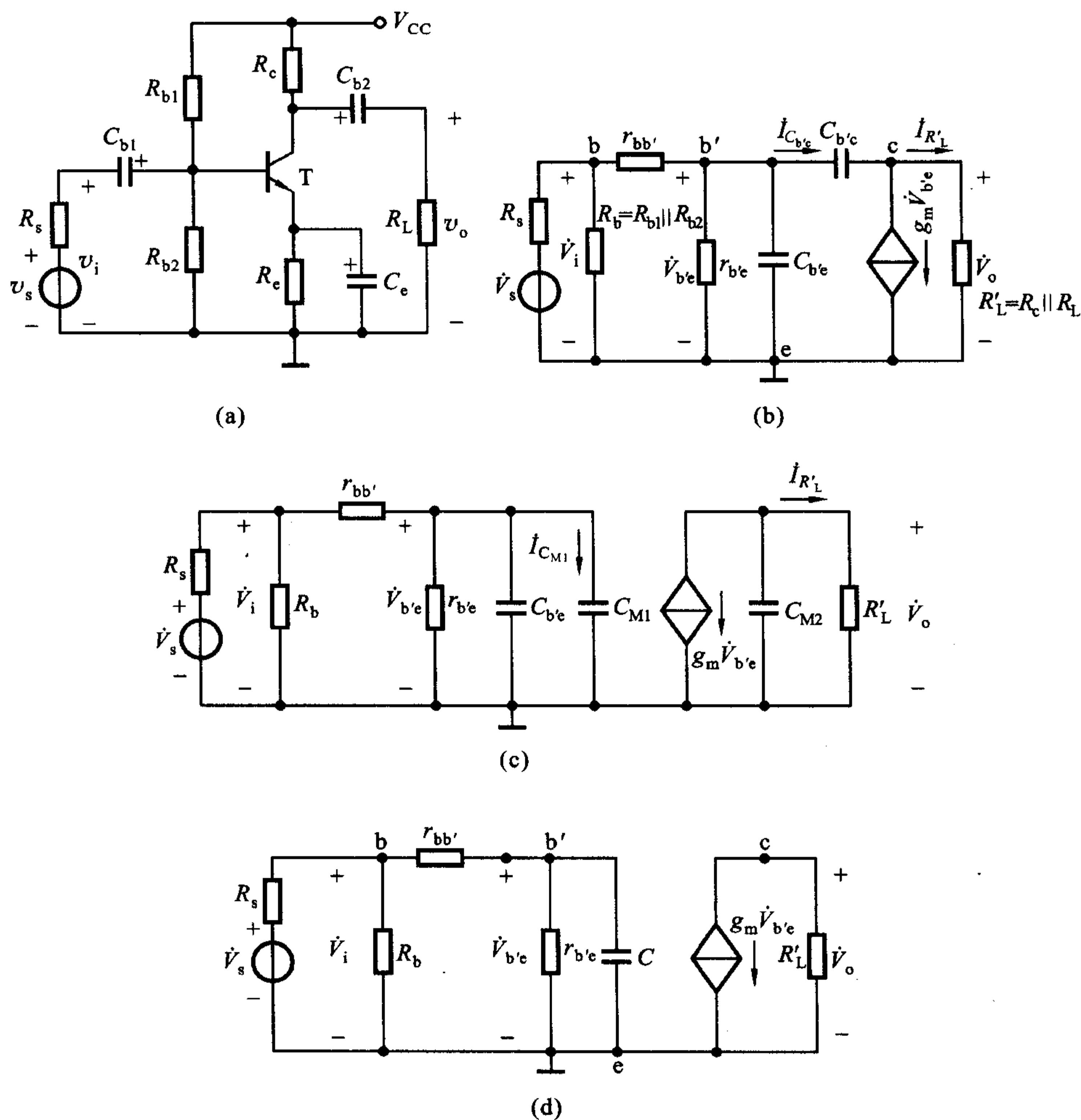


图 4.7.10 共射电路及其高频小信号等效电路

- (a) 共射电路原理图 (b) 图 4.7.10a 的高频小信号等效电路
(c) 图 4.7.10b 的密勒等效电路 (d) 图 4.7.10c 的简化电路