第二章　非线性器件的分析方法

2.1　概述

2.2　指数律特性分析

2.3　折线律特性分析

2.4　差分特性分析

2.5　平方律特性和钳位平方律特性

2.6　时变参量分析法

2.1 概述

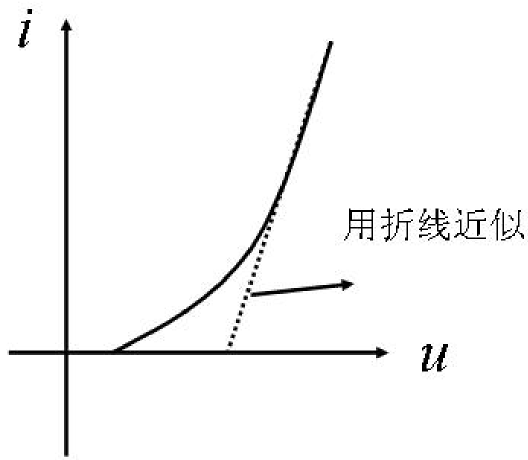
非线性器件物理特性复杂，线性电子线路的分析方法不适用于非线性电子线路，需要解非线性方程或时变系数的线性微分方程。

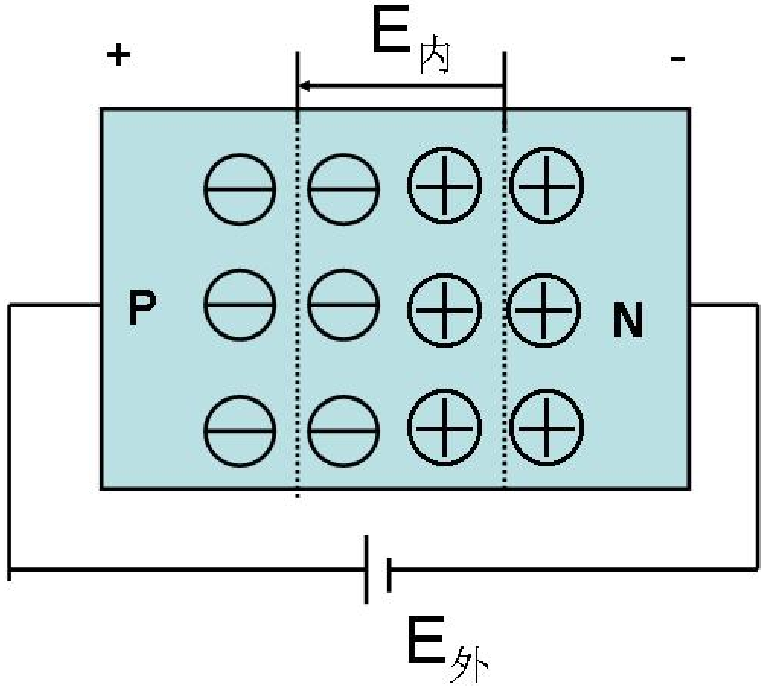
对策：对器件数学模型和电路工作条件进行合理近似，工程上用近似分析方法获得具有实用意义的结果。

近似分析法：在一定的近似假设下，用于真实的非线性器件特性充分拟合的，在数学上比较易于处理的近似特性代替真实的特性，对此近似特性展开分析，得到初步结论，必要时再做修订和补充。

优点：简单实用，基本满足“**粗略描述非线性电子线路的特点和作用，为电路设计和调整提供理论指导**”的要求。

PN结特性近似分析示例





$$i = I_S[\exp(\frac{qu}{kT}) - 1] \approx I_S \exp(\frac{qu}{kT})$$

1）将PN结近似看成一个非线性电阻，忽略非线性电容的影响；

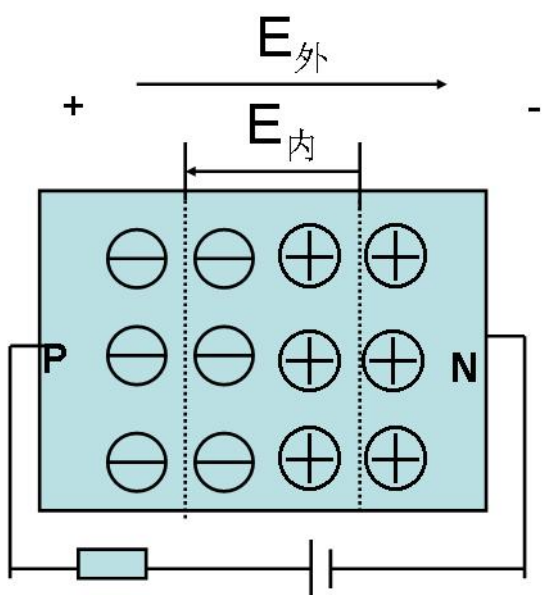
2）特性曲线用折线近似；

3）用几段折线近似逼近。

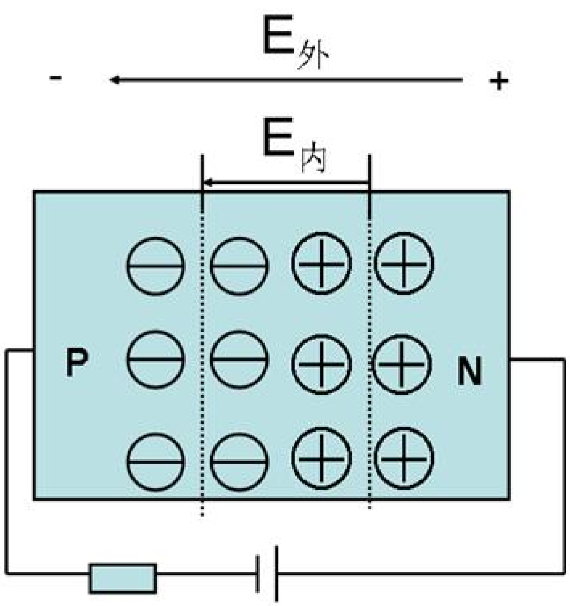
2.2 指数律特性分析

适用于以PN结为核心的非线性电阻。PN结特性决定了各种与PN结有关的器件的特性，如二极管、晶体管等。

1. PN结的单向导电性



正向偏置



反向偏置

2.2 指数律特性分析

正向导通时，PN结伏安特性方程近似指数关系：

$$i = I_S[\exp(\frac{qu}{kT}) - 1] \approx I_S \exp(\frac{qu}{kT}) = I_S \exp(\frac{u}{U_r})$$

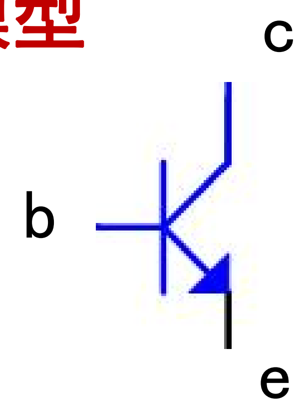
I_S – 反向饱和电流；常温下：$\frac{kT}{q} = 26mV = U_r$

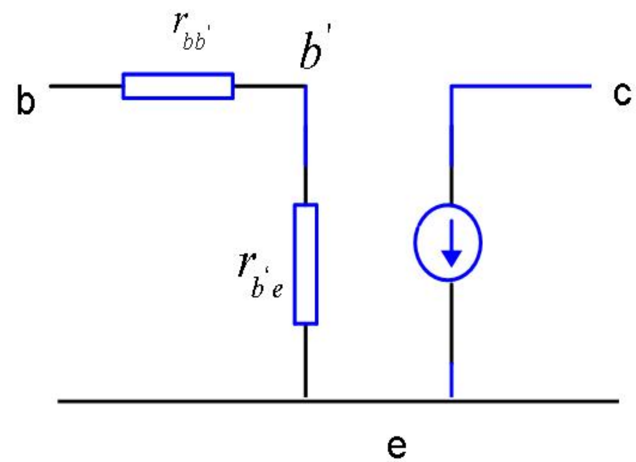
I_S：锗$10^{-7} \sim 10^{-8} A$，硅$10^{-14} \sim 10^{-16} A$，

（考虑到半导体材料的表面效应，硅PN结$I_S = 10^{-9} A$数量级）

2.2 指数律特性分析

2. 晶体管（三极管）模型





共射CE

$$r_{bb'} - \text{基区体电阻} \begin{cases} \text{高频管（PN结很薄）：} 20\sim70\Omega \\ \text{低频管：几百}\Omega \end{cases}$$

$r_{b'e}$ – 发射结电阻（PN结），$r_{b'e}$ = 可达几千Ω

$$i_E = I_{ES}\exp\left(\frac{u_{b'e}}{U_r}\right) \overset{\text{高频}}{\approx} I_{ES}\exp\left(\frac{u_{be}}{U_r}\right)$$

高频下，$r_{bb'} < r_{b'e}$，可忽略$r_{bb'}$

3. 指数律特性分析

设加在晶体管b, e间的电压为：

$$u_{BE} = U_{BE} + U_{be}\cos\omega t$$

则有：

$$i_E = I_{ES}\exp\left(\frac{U_{BE} + U_{be}\cos\omega t}{U_r}\right) = I_{ES}\exp\left(\frac{U_{BE}}{U_r}\right)\exp(x\cos\omega t)$$

$$= I_{ES}\exp\left(\frac{U_{BE}}{U_r}\right)\exp(x)\frac{\exp(x\cos\omega t)}{\exp(x)} = I_{EP}W_x(\omega t)$$

$x = \dfrac{U_{be}}{U_r}$ —归一化交流电压幅度

$I_{EP} = I_{ES}\exp\left(\dfrac{U_{BE}}{U_r}\right)\exp(x)$　　（$\cos\omega t=1$）—发射极电流峰值

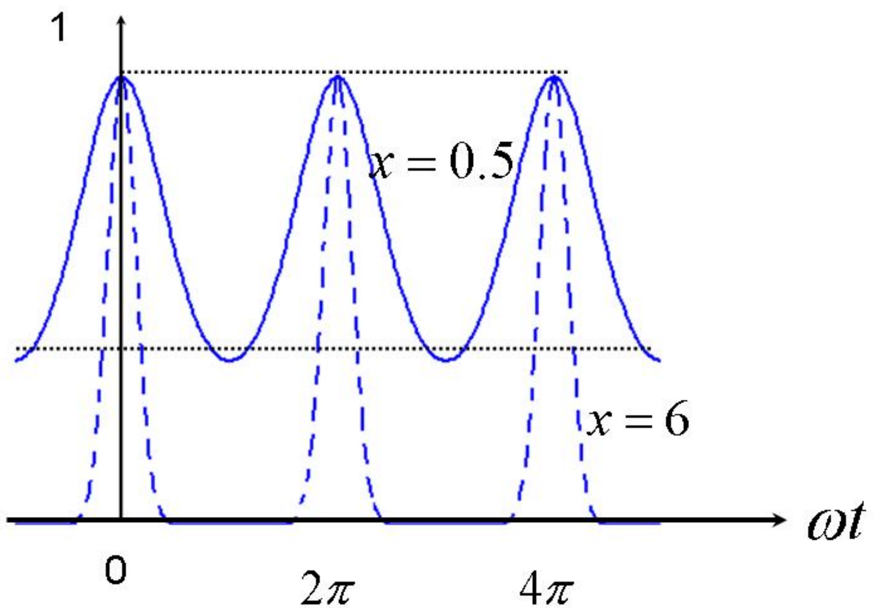
2.2 指数律特性分析

$$W_x(\omega t)=\frac{\exp(x\cos\omega t)}{\exp(x)}=\frac{i_E}{I_{EP}}$$ –归一化发射极电流

–最大值为1，与幅度和时间有关，波形如图所示。

周期性钟形脉冲

与输入电压周期性相同



x 越大钟形脉冲越窄（苗条），x越小，发射极电流越逼近正弦信号；

即输入电压幅度越大，发射极电流失真越严重。

2.2 指数律特性分析

将周期性电流 i_E 展开成傅里叶级数:

$$i_E(\omega t)=I_{EP}W_x(\omega t)=\sum_{n=0}^{\infty}I_{En}\cos n\omega t$$

$$=I_{E0}+I_{E1}\cos\omega t+I_{E2}\cos 2\omega t+\ldots\ldots+I_{En}\cos n\omega t+\ldots\ldots$$

其中:

$$I_{E0}=\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}i_E(\omega t)d\omega t=\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}I_{EP}W_x(\theta)d\theta$$

$$=\frac{I_{EP}}{e^x}\left[\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}e^{x\cos\theta}d\theta\right]$$

$$=\frac{I_{EP}}{e^x}I_0(x)-\text{零阶}Bessel\text{函数}$$

$$I_{En}=2\times\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}I_{EP}W_x(\theta)\cos n\theta d\theta$$

$$=\frac{2I_{EP}}{e^x}\left[\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}e^{x\cos\theta}\cos n\theta d\theta\right]$$

$$=\frac{2I_{EP}}{e^x}I_n(x)-\text{n阶第一类变态}Bessel\text{函数}$$

Bessel函数性质

$x \to 0$

$$\begin{cases} I_0(x) \to 1 \\ I_1(x) \to \dfrac{x}{2} + \dfrac{x^3}{16} \approx \dfrac{x}{2} \\ I_2(x) \to \dfrac{x^2}{8} + \dfrac{x^4}{96} \\ I_n(x) \to 0, \text{且} I_n(x) \ll I_1(x)(n > 1) \end{cases}$$

$x \to \infty$

$$\begin{cases} W_x(\omega t)\text{为非常窄的钟形脉冲} \\ I_n(x) = I_1(x) = 2I_0(x) \end{cases}$$

2. 2　指数律特性分析

i_E 可进一步表示为:

$$i_E(\omega t) = I_{E0} + \sum_{i=1}^{\infty} I_{En} \cos n\omega t$$

$$I_{En} = \frac{2I_{EP}}{e^x} I_n(x) = \frac{2I_{EP} I_0(x)}{e^x I_0(x)} I_n(x)$$

$$= \frac{2I_{E0}}{I_0(x)} I_n(x)$$

$$= I_{E0} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{2I_{E0}}{I_0(x)} I_n(x) \cos n\omega t$$

$$= I_{E0}\left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2I_n(x)}{I_0(x)} \cos n\omega t\right]$$

1）当输入为 ω 时，响应为无穷个频率 $n\omega$

（非线性器件的频率变换作用）

2.2 指数律特性分析

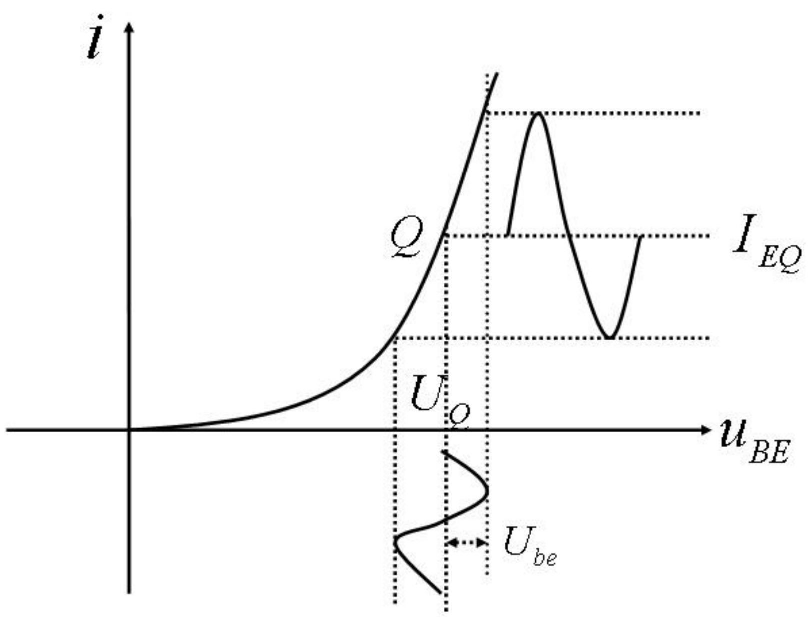
2）直流分量I_{E0}与U_{BE}和x有关

$$I_{E0}=\frac{I_{EP}}{e^{x}}I_0(x)=\frac{I_{ES}e^{\frac{U_{BE}}{U_r}}e^{x}}{e^{x}}I_0(x)=I_{ES}e^{\frac{U_{BE}}{U_r}}I_0(x)$$

3）激励信号x幅度很小时

$$I_{E0}=I_{EQ}$$

任何一个曲线在足够小的范围观察均可看成直线，可用工作点处的切线来代替，响应近似为正弦波。



2.2 指数律特性分析

$$x \to 0: I_{E0} = \frac{I_{EP}}{e^x} I_0(x) = I_{ES} e^{\frac{U_{BE}}{U_r}} = I_{EQ}$$

$$i_E(\omega t) = I_{E0}[1 + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{2I_n(x)}{I_0(x)} \cos n\omega t]$$

$$= I_{EQ}[1 + \frac{2I_1(x)}{I_0(x)} \cos \omega t]$$

$$= I_{EQ}[1 + \frac{2x}{2} \cos \omega t]$$

$$= I_{EQ}[1 + \frac{U_{be}}{U_r} \cos \omega t]$$

$$i_C(\omega t) = \alpha i_E$$

$$= \alpha I_{EQ}[1 + \frac{U_{be}}{U_r} \cos \omega t]$$

$$= \alpha I_{EQ} + \frac{\alpha I_{EQ}}{U_r} U_{be} \cos \omega t$$

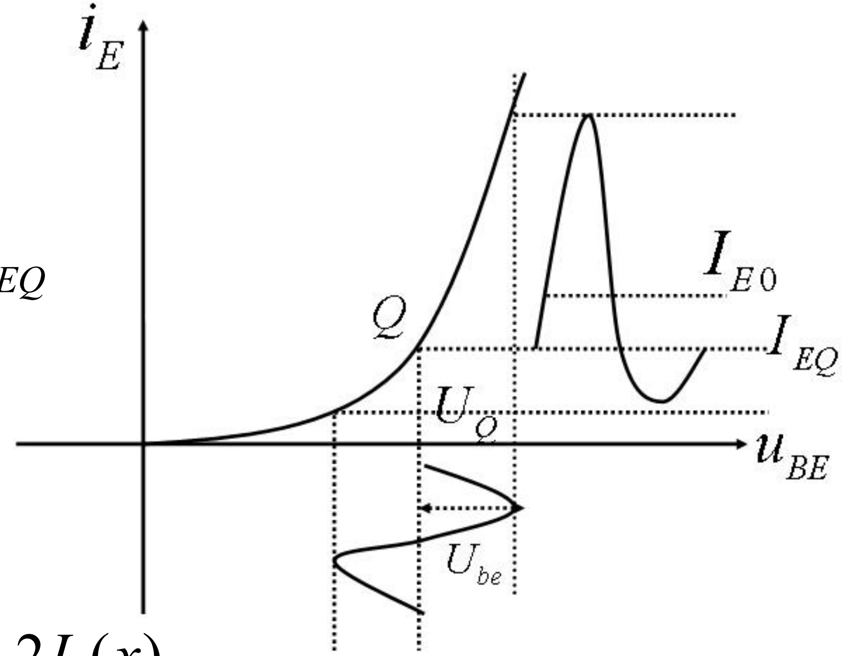
$$= I_{CQ} + g_{mQ} u_{be}$$

$$= I_{CQ} + i_c \text{（交流成分）}$$

当x很小时，指数律器件的作用如同跨导为 g_{mQ} 的线性放大器，即指数律器件退化成一个线性器件。

实际上，任何一个非线性器件，只要输入足够小，都退化成一个线性器件。

4）激励信号x 幅度很大



$$I_{E0}=I_{ES}e^{\frac{U_{BE}}{U_r}}I_0(x)=I_{EQ}I_0(x)>I_{EQ}$$

均值电流I_{E0} > 静态电流I_{EQ}

只考虑基波电流有：

$$i_{C1}=\alpha i_{E1}=\alpha I_{E0}\frac{2I_1(x)}{I_0(x)}\cos\omega t=x\alpha I_{E0}\frac{2I_1(x)}{xI_0(x)}\cos\omega t$$

$$=\frac{1}{U_r}\alpha I_{E0}\frac{2I_1(x)}{xI_0(x)}U_{be}\cos\omega t$$

$$=\frac{1}{U_r}\alpha I_{E0}\frac{2I_1(x)}{xI_0(x)}u_{be}=G_{m1}(x)u_{be}$$

等效基波电导

$$G_{m1}(x)=\frac{\alpha I_{E0}}{U_r}\frac{2I_1(x)}{xI_0(x)}$$

2.2 指数律特性分析

中国科学技术大学 University of Science and Technology of China

大信号情况下，响应电流中基波分量的大小与输入信号的幅度成非线性关系：

$$\mathrm{I}_{C1} = G_{m1}(x)U_{be}$$

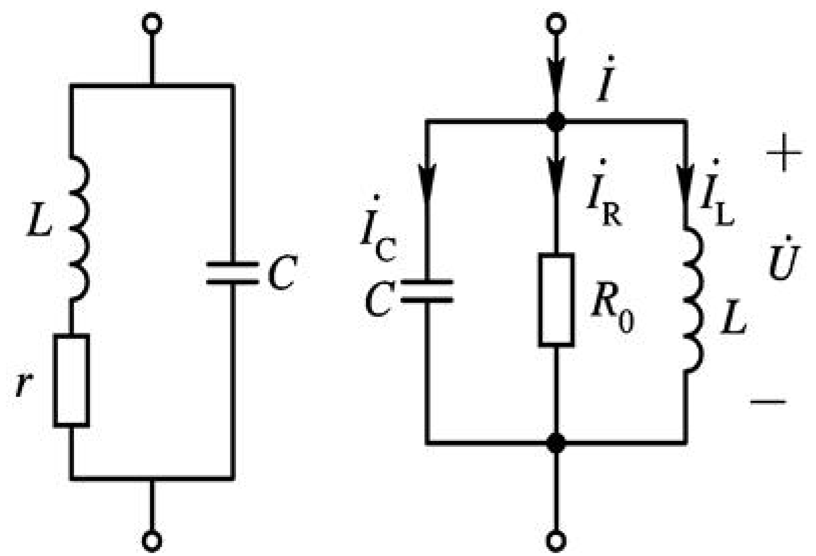
$$G_{m1}(x) = \frac{\alpha I_{E0}}{U_r}\frac{2I_1(x)}{xI_0(x)}$$ -等效基波跨导，与x有关

当输入信号幅度增大时，发射极或集电极电流失真随输入信号的增大而增大，必须用窄带滤波器（LBF）才能从失真电流中恢复出基波或某次谐波电流。

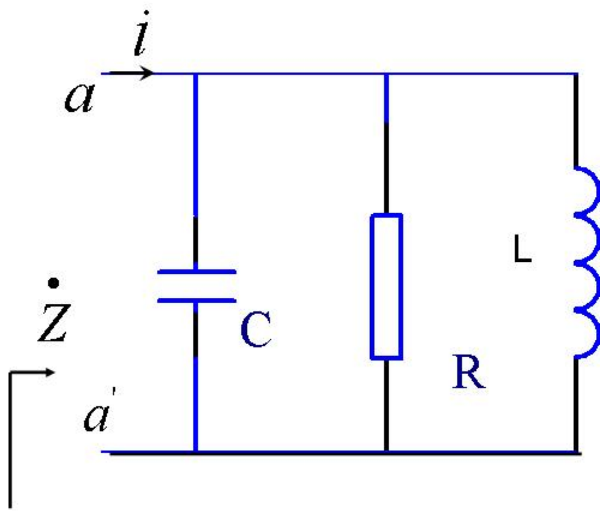
4. 补充知识点：选频网络

滤波器，又称选频网络，滤除无用信号，让有用信号通过。低频电路采用RC滤波器，高频电路采用LC滤波器。

带通滤波器（RLC并联谐振回路）



带通滤波器（RLC并联谐振回路）



固有谐振频率：

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} rad/s$$

带宽： $$BW = \frac{1}{RC}$$

特性阻抗：

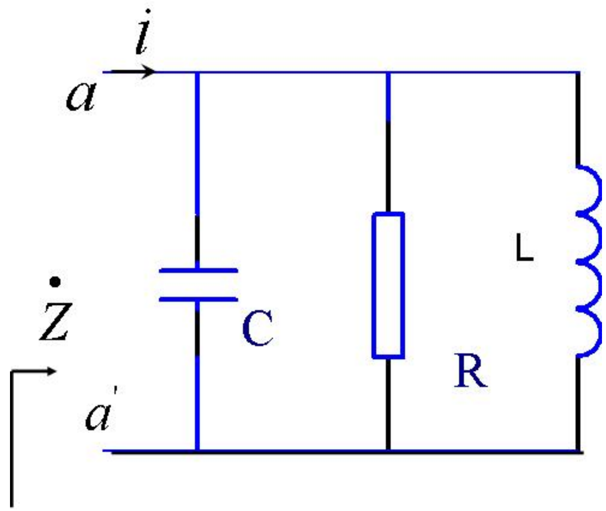
谐振时回路的感抗或容抗

$$\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$$

回路品质因数： 回路谐振时电感（或电容）吸收的无功功率与电阻消耗的有功功率之比

$$Q = \omega_0 RC = \frac{R}{\omega_0 L}$$

RLC并联谐振回路

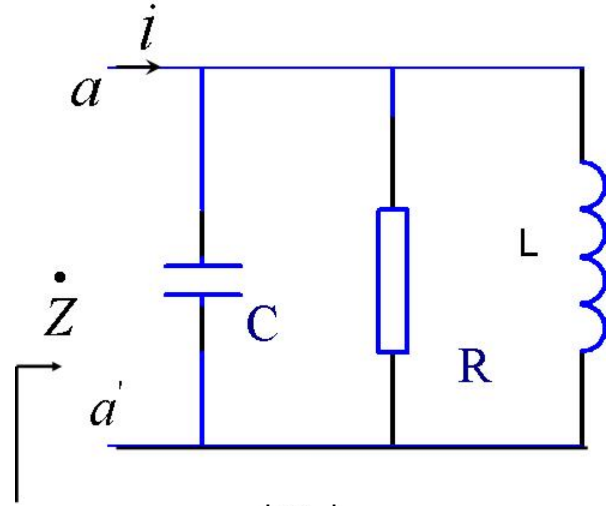


$$\alpha = \frac{1}{2RC} = \frac{1}{2}BW$$ 半带宽

$$\dot{Z} = \frac{1}{\frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R} + j\omega C} = \frac{R}{1 + j\frac{\omega RC\omega_0}{\omega_0} + \frac{R\omega_0}{j\omega L\omega_0}} = \frac{R}{1 + jQ\frac{\omega}{\omega_0} - jQ\frac{\omega_0}{\omega}}$$

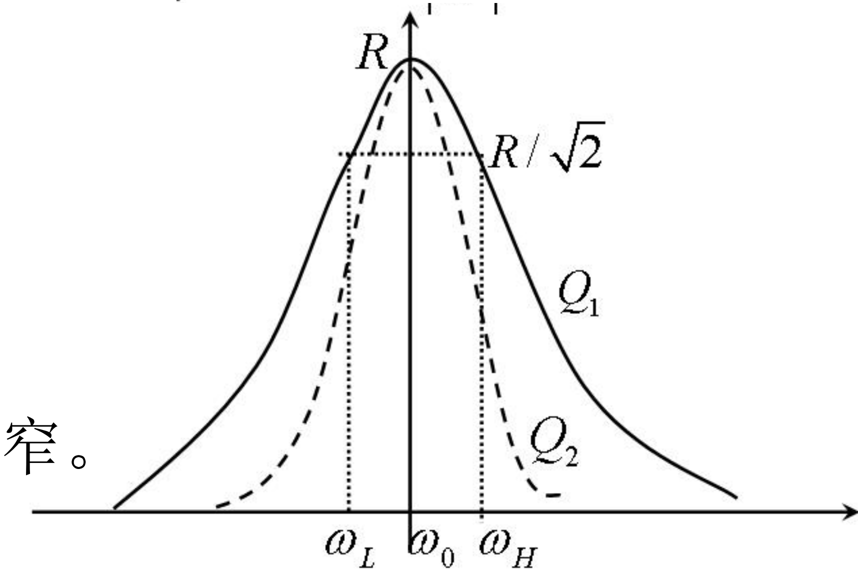
$$= \frac{R}{1 + jQ\,(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})} = \frac{R}{1 + jQ\,(\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega\omega_0})} \overset{\omega\to\omega_0}{\approx} \frac{R}{1 + j\frac{\omega - \omega_0}{\alpha}}$$

RLC并联谐振回路



幅频响应：

$$|Z| = \frac{R}{\sqrt{1 + Q^2\left[\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega\omega_0}\right]^2}}$$



当$\omega = \omega_0$时，$\dot{Z} = R$-纯电阻

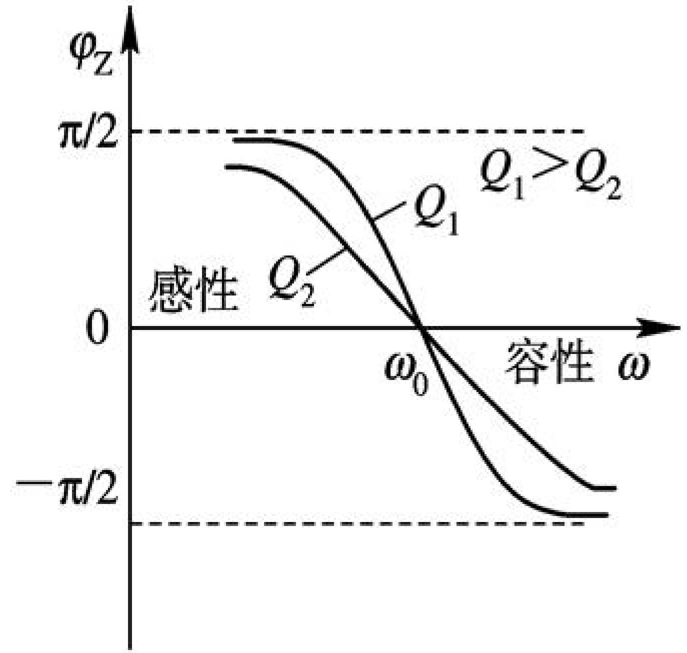
$BW = \omega_H - \omega_L = \frac{1}{RC}$，$Q$越高，带宽越窄。

RLC并联谐振回路

相频响应：

$$\varphi_z = -\arctan Q \left[\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega\omega_0}\right]$$

当$\omega = \omega_0$时，$\varphi_z = 0$。



RLC并联谐振回路特点：

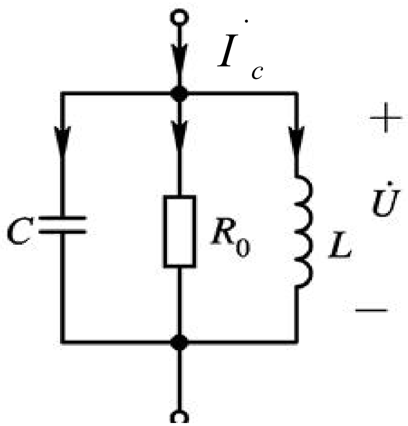
（1） $\omega = \omega_0$ 谐振时，阻抗为最大值，呈纯电阻特性；

（2）谐振时，回路电流为（电感和电容中的电流）为输入电流（外部电路总电流）的Q倍。

2.2 指数律特性分析

RLC并联谐振回路提基波

$$i_C(\omega t) = I_{C0} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{Cn} \cos n\omega t$$



回路电压=基波电压+二次谐波电压+····+高次谐波+···

$$\dot{U} = \dot{U}_1 + \dot{U}_2 + \ldots + \dot{U}_n + \ldots$$

当RLC网络起滤波作用提取基波时，调谐RLC并联网络，使 ω_0 =基波频率。

两种失真：

①基波幅度与激励信号幅度的高次方项有关，这是一种非线性失真；

②高次谐波的存在对基波分离产生影响，这将引起所谓的谐波失真。

总谐波失真(THD)定义

提k次谐波：
$$THD_k = \sqrt{\sum_{\substack{n=1 \\ n\neq k}}^{\infty} \left(\frac{U_n}{U_k}\right)^2}$$

提基波：
$$THD_1 = \sqrt{\left(\frac{U_2}{U_1}\right)^2 + \left(\frac{U_3}{U_1}\right)^2 + \ldots + \left(\frac{U_n}{U_1}\right)^2 + \ldots} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{U_n}{U_1}\right)^2}$$

2.2 指数律特性分析

RLC并联谐振回路提基波

指数律特性为例 $I_{C1}=\alpha I_{E0}\dfrac{2I_1(x)}{I_0(x)}, I_{Cn}=\alpha I_{E0}\dfrac{2I_n(x)}{I_0(x)}$

$$\therefore U_1=I_{C1}R=I_{C1}|\dot{Z}(\omega_0)|$$

$$U_n=I_{Cn}|\dot{Z}(n\omega_0)|=I_{Cn}\frac{R}{\sqrt{1+Q^2[\dfrac{n^2\omega_0^2-\omega_0^2}{n\omega_0\omega_0}]^2}}\approx I_{Cn}\frac{nR}{Q(n^2-1)}$$

$$\therefore THD_1=\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty}[\frac{I_{cn}}{I_{c1}}|\frac{\dot{Z}(n\omega_0)}{\dot{Z}(\omega_0)}|]^2}=\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty}[\frac{I_n(x)}{I_1(x)}\frac{1}{Q}\frac{n}{n^2-1}]^2}$$

$$=\frac{1}{Q}\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty}[\frac{I_n(x)}{I_1(x)}\frac{n}{n^2-1}]^2}=\frac{1}{Q}D(x)$$

$D(x)$为总谐波失真系数，
可查附录B(2）表得到

2.2 指数律特性分析

① $x \to 0$

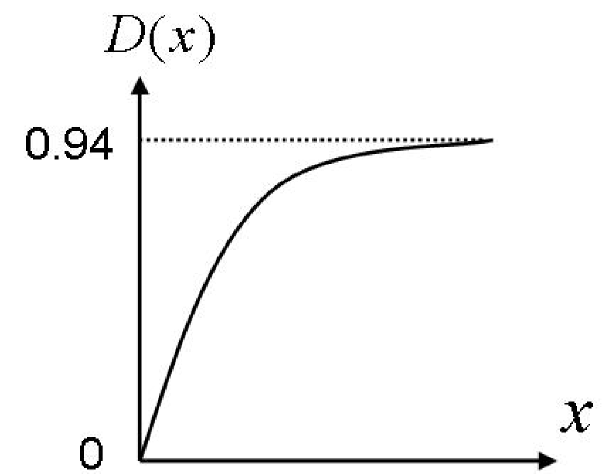
$$D(x)=\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty}[\frac{I_n(x)}{I_1(x)}\frac{n}{n^2-1}]^2}=\sqrt{[\frac{I_2(x)}{I_1(x)}\frac{2}{3}]^2+[\frac{I_3(x)}{I_1(x)}\frac{3}{8}]^2+\ldots}\approx\sqrt{[\frac{I_2(x)}{I_1(x)}\frac{2}{3}]^2}$$

$$\approx\frac{I_2(x)}{I_1(x)}\frac{2}{3}=\frac{\frac{x^2}{8}}{\frac{x}{2}}\times\frac{2}{3}=\frac{1}{6}x$$

失真很小

② $x \to \infty$，（极限状态）

$$\frac{I_n(x)}{I_1(x)}=1 \Rightarrow D(x)\to\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty}\left(\frac{n}{n^2-1}\right)^2}=0.94$$



若 $Q=30$，则 $THD=\frac{1}{30}\times 0.94=3\%$

可见高次谐波所占比例很小，可忽略。

总 结

以高 Q_T 调谐回路为负载提取基波（也可提谐波）时，对基波电压的作用如同一个线性放大器，此线性放大器的电压增益与输入电压幅度有关。

指数律器件为例

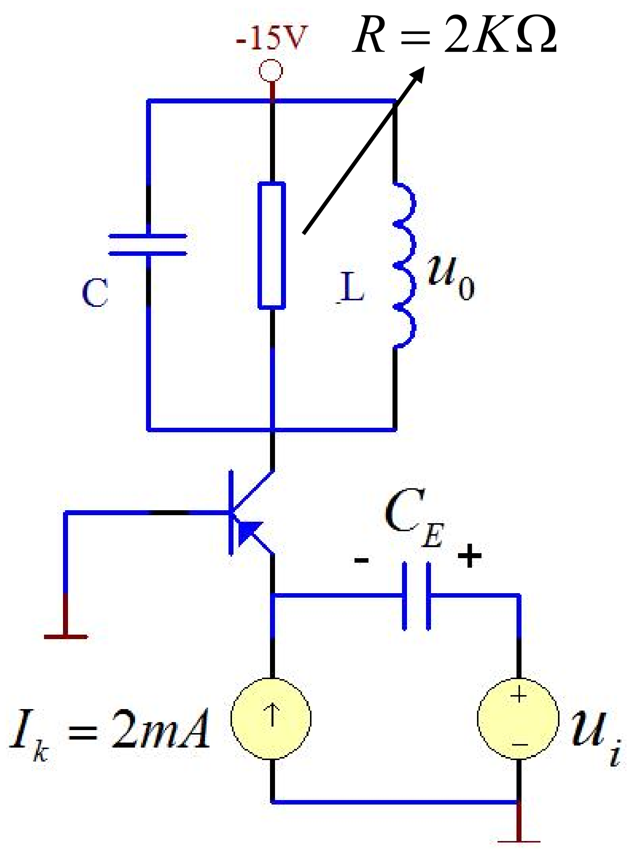
$$U_0 = I_{C1}R_L = G_{m1}(x)U_{be}R_L = G_{m1}(x)R_LU_{be} = A_uU_{be}$$

$$\begin{cases} A_u = \dfrac{U_0}{U_{be}} = G_{m1}(x)R_L \\ G_{m1}(x) = \dfrac{\alpha I_{E0}}{U_r}\dfrac{2I_1(x)}{xI_0(x)} \end{cases}$$

$$u_0(t) = G_{m1}(x)R_LU_{be}\cos\omega t$$

6. 指数律特性分析举例

例1：恒流偏置晶体管放大电路



已知： $I_{ES} = e^{-30} mA, Q_T > 10,$

$$\alpha = 0.98, u_i = 0.1\cos\omega t(V)$$

输出回路调谐于输入信号上，C_E容量足够大。

求：

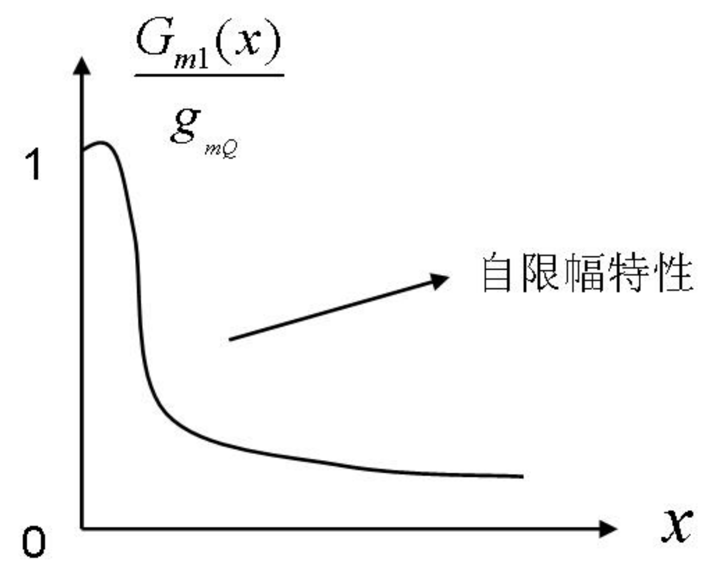
① 集电极输出电压的表达式u_o；

② C_E上稳态直流压降。

恒流偏置晶体管放大电路

解答： I_{E0}与x无关，$I_{E0}=I_K$

$$\therefore g_{mQ}=\frac{\alpha I_{E0}}{U_r}=\frac{\alpha I_K}{U_r}$$



$$G_{m1}(x)=\frac{\alpha I_{E0}}{U_r}\frac{2I_1(x)}{xI_0(x)}=g_{mQ}\frac{2I_1(x)}{xI_0(x)}$$

$$\Rightarrow\frac{G_{m1}(x)}{g_{mQ}}=\frac{2I_1(x)}{xI_0(x)}$$ —归一化基波等效跨导

（1）静态时，I_K向C_E充电，达到 $-U_{CE0}=U_{EB}$时充电结束。

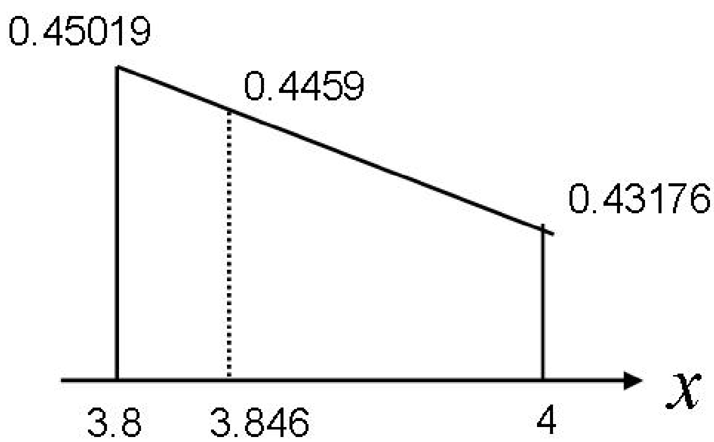
$$i_E=I_K=I_{ES}e^{\frac{U_{EB}}{U_r}}=I_{ES}e^{\frac{-U_{CE0}}{U_r}}\Rightarrow U_{CE0}=-U_r\ln\frac{I_K}{I_{ES}}=-26\ln\frac{2}{e^{-30}}=-798mV$$

2.2 指数律特性分析

（2）输入交流信号 $u_i = 0.1\cos\omega t(V)$

$$G_{m1}(x)=\frac{\alpha I_{E0}}{U_r}\frac{2I_1(x)}{xI_0(x)}\qquad \left\{\begin{aligned} &x=\frac{U_i}{U_r}=\frac{0.1V}{26mV}=3.846\\ &I_{E0}=I_{EQ}=I_K=2mA\end{aligned}\right.$$

内插法求 $\dfrac{2I_1(x)}{xI_0(x)}$



$$y=\frac{2I_1(x)}{xI_0(x)}$$

$$=0.45019+\frac{0.43176-0.45019}{4-3.8}(x-3.8)$$

$$\overset{x=0.3846}{\Rightarrow}\quad y=0.4459$$

$$\therefore G_{m1}(x)=\frac{\alpha I_{E0}}{U_r}\frac{2I_1(x)}{xI_0(x)}=\frac{0.98\times 2}{26}\times 0.4459=33.614mS$$

$$u_0=G_{m1}(x)Ru_i-15=33.614\times 2\times 0.1\cos\omega t-15$$

$$=-15+6.72\cos\omega t(V)$$

（3） C_E上稳态直流压降

$$I_{E0}=I_{ES}e^{\frac{-U_{CE}}{U_r}}I_0(x)=I_K$$

由附录B.1查$\frac{I_0(x)}{e^x}$得：

$$\Rightarrow U_{CE}=-U_r[\ln\frac{I_K}{I_{ES}}-\ln I_0(x)]$$

$I_0(3.8)=0.2$

$I_0(4.0)=0.2$

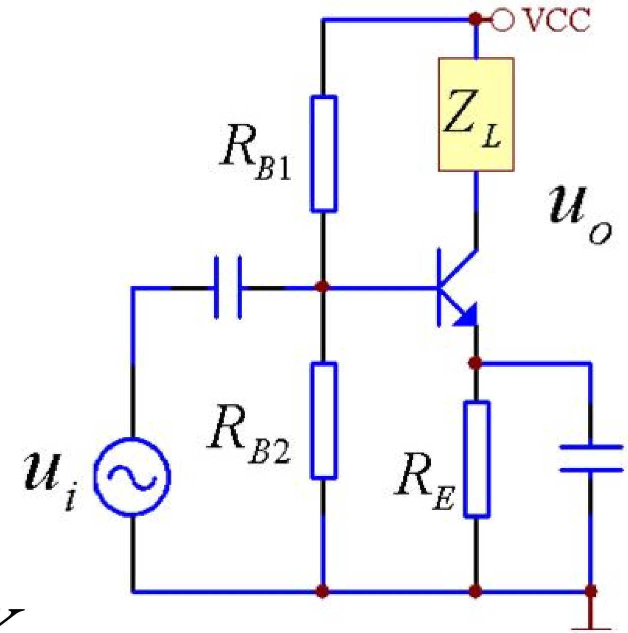
由结果可见，当外加信号时，电容两端的静态电压会发生变化

$$\therefore I_0(3.846)=9.51663+\frac{11.3018-9.51663}{4-3.8}(3.846-3.8)=9.9272$$

$$\therefore U_{CE}=-26[\ln\frac{2}{e^{-30}}-\ln 9.9272]=-798+26\ln 9.9272=-738mV$$

例2：电阻分压偏置晶体管放大电路

求图示电阻偏置晶体管放大器在 $x=4$ 时的基波跨导 $G_{m1}(x)$ 和回路两端电压降之总谐波失真THD，设：



$$
\begin{cases}
Q_T = 20, \alpha = 0.99 \\
R_E = 1K, V_{CC} = 12V, R_L = 2K \\
R_{B1} = 5.1K, R_{B2} = 1.5K
\end{cases}
$$

归一化基波跨导 $$\frac{G_{m1}(x)}{g_{mQ}} = [1 + \frac{\ln I_0(x)}{x_\lambda}]\frac{2I_1(x)}{xI_0(x)}$$

中国科学技术大学 University of Science and Technology of China

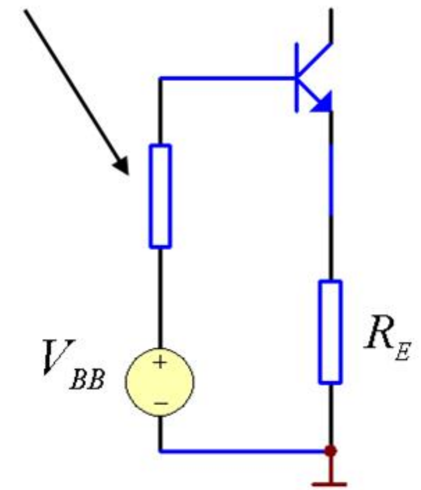
2.2 指数律特性分析

直流分析

$$V_{BB}=\frac{R_{B2}}{R_{B1}+R_{B2}}V_{CC}=0.7+I_{EQ}R_E+I_{BQ}R_B$$

$$\Rightarrow I_{EQ}=\frac{V_{BB}-0.7}{R_E+\dfrac{R_B}{1+\beta}}=\frac{V_{BB}-0.7}{R_E+(1-\alpha)R_B}$$

$$R_B=R_{B1}//R_{B2}$$



$$I_{CQ}=\alpha I_{EQ}\Longrightarrow g_{mQ}=\frac{\alpha I_{EQ}}{U_r}=\frac{I_{CQ}}{U_r}$$

$$x_\lambda=\frac{U_\lambda}{U_r}=\frac{V_{BB}-0.7}{U_r}=\frac{I_{EQ}R_E+(1-\alpha)R_BI_{EQ}}{U_r}=\frac{I_{EQ}R_E+I_{BQ}R_B}{U_r}$$

$$U_\lambda=I_{EQ}[R_E+(1-\alpha)R_B]=V_{BB}-0.7$$

解答：

$$I_{EQ}=\frac{\frac{1.5}{5.1+1.5}\times12-0.7}{R_E+(1-\alpha)(5.1//1.5)}=\frac{2.27-0.7}{1+0.01\times1.16}=1.55mA$$

$$g_{mQ}=\frac{\alpha I_{EQ}}{U_r}=\frac{0.99\times1.55}{26}=59.2ms \qquad x_\lambda=\frac{U_\lambda}{U_r}=\frac{2.27-0.7}{26}=60.38$$

$$G_{m1}(x)=g_{mQ}[1+\frac{\ln I_0(x)}{x_\lambda}]\frac{2I_1(x)}{xI_0(x)}$$

查表得：

$$\begin{cases} I_0(4)=11.3 \\ \dfrac{2I_1(x)}{xI_0(x)}=0.43176 \\ D(x)=0.4588 \end{cases}$$

$$\Rightarrow G_{m1}(4)=59.2\times[1+\frac{\ln11.3}{60.38}]\times0.43176=26.59ms$$

$$THD=\frac{1}{Q_T}D(x)=\frac{1}{20}\times0.4588=2.3\%$$

$$u_o=V_{CC}-G_{m1}(4)R_L\cdot4\cdot0.026\cos\omega t=12-5.53\cos\omega t(V)$$

2.2 指数律特性分析

指数律电路分析程序：

电路模型 $\rightarrow$ 正弦信号激励下电流波形

$\rightarrow$ *Fourier*展开得到各次谐波的表达式

$$\rightarrow G_{m,k}=\frac{I_k}{U_i}\left(\text{尤其是}G_{m1}(x)=\frac{\alpha I_{E0}}{U_r}\cdot\frac{2I_1(x)}{xI_0(x)}\right)$$

$\rightarrow$ 查表得到$D(x)$

$$\rightarrow THD_1=\frac{1}{Q_T}D(x)$$

$$\rightarrow U_1=I_1R_L=G_{m1}(x)U_iR_L$$

2.2　指数律特性分析

- 作业：2.1，2.2（1），2.3