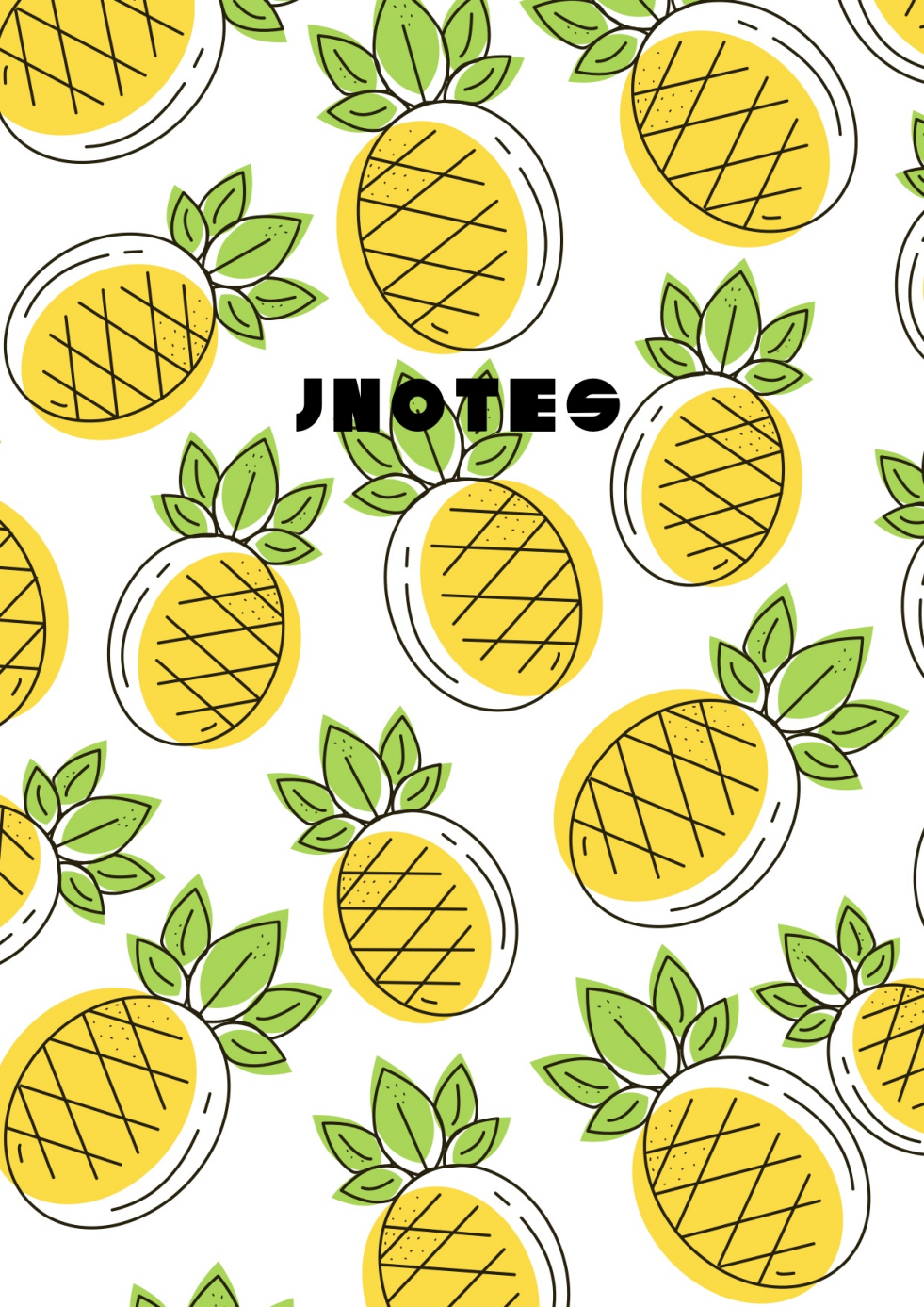


The background of the entire page is a repeating pattern of stylized pineapples. Each pineapple is depicted with a yellow body, a black outline, and a crown of green leaves. The pineapples are arranged in a scattered, overlapping manner across the white background.

NOTES

日期: /

阻抗变换计算

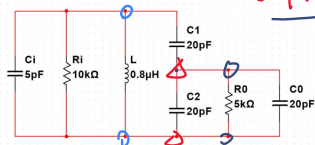
$$L = 0.8 \mu H, Q_0 = 100, C_1 = C_2 = 20 pF,$$

已知 $C_i = 5 pF, R_i = 10 k\Omega, C_0 = 20 pF, R_0 = 5 k\Omega$ 。计算回路谐振频率, 谐振阻

抗、有载 Q_c 值和通频带。

→ 把 R_0 移到左端

- 串联 R (负载/损耗) + 并联 LC (谐振)



step 1: 计算谐振频率。从 L 两端看到的等效电容 C_{Σ} 。 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\Sigma}}}$

从左节点 → 并联 C_i

从右节点 → C_1 串 $(C_2 || C_0)$

$$C_{sh} = C_2 + C_0 = 40 pF$$

$$C_{eq} = \frac{C_1 C_{sh}}{C_1 + C_{sh}} = \frac{20 \times 40}{20 + 40} = \frac{40}{3} pF = 13.33 pF$$

$$C_{\Sigma} = C_i + C_{eq} = 18.33 pF$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\Sigma}}} \approx 41.6 MHz$$

step 2: 把电阻移到左端

$$\text{电容分压比: } n = \frac{C_1}{C_1 + C_{sh}} = \frac{20}{20 + 40} = \frac{1}{3}$$

串联电容 → 阻抗 $\frac{U_C}{U_{in}} = n$ 右节点在左节点

$$\frac{R_0'}{R_0} = \frac{1}{n^2} \Rightarrow R_0' = 45 k\Omega$$

例图: R_0 经阻抗变换电阻 R_0' (并联谐振) $R_{\Sigma} = R_0 || R_i || R_0' = 5.8 k\Omega$

$$R_{eq} = Q_0 \omega_0 L = Q_0 \cdot 2\pi f_0 L \quad R_{eq} \approx 2.9 k\Omega \quad Q_c = \frac{R_{\Sigma}}{\omega_0 L} \quad BW = \frac{f_0}{Q_c}$$

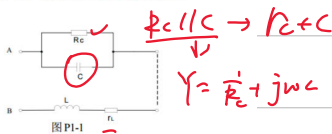
日期: /

3-1 电容器等效电路和电感线圈等效电路如图 P1-1, 已知电感线圈 $L=585\mu\text{H}$, 其品质因数 $Q_0=100$, 电容器 $C=200\text{PF}$, $R_c=30\text{M}\Omega$, 将二者串联组成串联谐振电路, 要求谐振频率为 $f_0=465\text{KHz}$, 试求:

串联谐振回路的总电感 L_0 和总电容 C_0 (3分)

串联谐振回路的总谐振电阻 r_0 (3分)

串联谐振回路的品质因数 Q (4分)



$$f_0 = 465\text{KHz} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}} \Rightarrow L_0 C_0 =$$

$$\text{若 } L_0 = 585\mu\text{H} \Rightarrow C_0 = 200.3\text{PF} \approx 200\text{PF}$$

$$C_0 = 200\text{PF} \Rightarrow L_0 = 585.7\mu\text{H} \approx 585\mu\text{H}$$

$$r_c = \frac{R_c}{Q_0} = \frac{30\text{M}\Omega}{100} \quad (\text{串联谐振})$$

$$\Rightarrow r_c = 17.1\Omega \quad ①$$

$$Q_c = R_c C \omega_0 = 17530$$

$$Q_c = \frac{|B|}{G} = \frac{\omega C}{1/R_c} = \omega C R_c$$

$$r_0 = r_c + r \quad r_c = 17.1\Omega \rightarrow r_0 = 17.178\Omega$$

$$r_c = \frac{1}{H \omega C^2 R_c} = 0.098\Omega$$

串联谐振电路

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L}{r_0} = \frac{2\pi f_0 L}{r_0} = 99.45$$

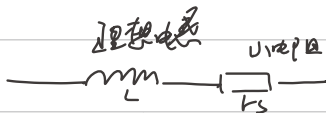
$$\text{串联: } Q = \frac{\omega L}{r}$$

$$\text{并联: } Q = \frac{R}{\omega L}$$

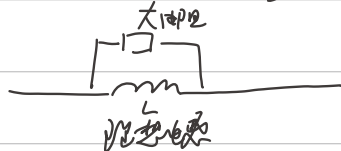
日期: /

电感:

串联模型:



并联模型:



模型在给定 ω 是等效 $\Rightarrow$ 等效一致

串: $I = \frac{V}{Z_s} \approx \frac{V}{X_L} \quad (\because X_L \gg r_s)$

在 r_s 等效: $(\frac{V}{X_L})^2 \cdot r_s$

并: $P = \frac{V^2}{R_p} \quad \therefore \frac{V^2}{R_p} = \frac{V^2}{X_L^2} \cdot r_s$

$\Rightarrow R_p = \frac{X_L^2}{r_s}$

品质因数 $Q = \frac{X_L}{r_s} \Rightarrow X_L = Q \cdot r_s$

$R_p = \frac{(Q \cdot r_s)^2}{r_s} = Q^2 \cdot r_s$ - 证.

电容: 串, 并联模型同上

串联: $Z_s = r_s + \frac{1}{j\omega C} = r_s - j \frac{1}{\omega C}$

并联: $Y_p = \frac{1}{R_p} + j\omega C$

$Q = \frac{|X_L|}{r_s} = \frac{1/\omega C}{r_s} \Rightarrow r_s = \frac{1}{\omega C Q}$

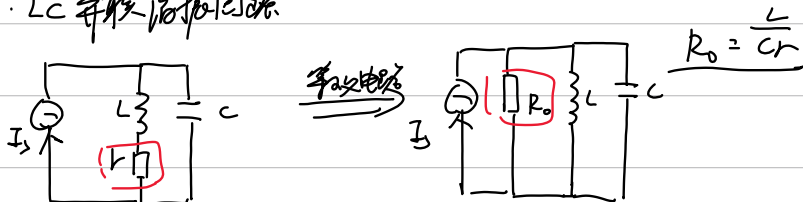
$Q = \frac{|B|}{G} = \frac{\omega C}{1/R_p} \Rightarrow R_p = \frac{Q}{\omega C}$

利用 $Q \Rightarrow \frac{1/\omega C}{r_s} = \frac{\omega C}{1/R_p} \therefore R_p = \frac{1}{(\omega C)^2} \cdot \frac{1}{r_s} = Q^2 \cdot r_s$ - 证.
 $\frac{1}{\omega C r_s} = \omega C R_p \quad r_s = \frac{R_p}{Q^2}$

日期: / /

LC 谐振回路, 总称: 滤波器

一. LC 并联谐振回路



① 回路阻抗: $Z = \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R}}$ 回路导纳: $Y = j\omega C + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R}$

$$= j(\omega C - \frac{1}{\omega L}) + \frac{G}{L}$$

② 谐振特性:
 a. 谐振条件: $\omega C - \frac{1}{\omega L} = 0 \Rightarrow \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}}$ 即 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
 b. 谐振阻抗: $Z = R_0 = \frac{L}{C}$ 达到最大值, 此时表现出纯阻性.

c. 谐振电阻: $R_p = R_0 + R_s$

~ 电压: $U_0 = I_s R_0$

③ 品质因数 $\rightarrow Q$ 值 $Q = \frac{R_p}{\omega_0 L} = \frac{R_0}{\omega_0 L} = R_0 \omega_0 C$
 $Q = \frac{\text{谐振电压/电流值}}{\text{源电压/电流值}}$

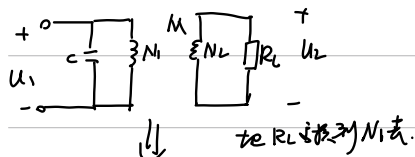
通频带: $2\sigma f_0 = \frac{f_0}{Q_L}$ 有载品质因数: $Q_L = \frac{R_s}{\omega_0 L} = \frac{1}{\omega_0 L G_s}$
 3dB 空 $Q_0 = \frac{R_0}{\omega_0 L}$ $R_0 = \frac{L}{C}$

④ 选择性: 矩形系数 $K_{0.1} = \frac{2\sigma f_{0.1}}{2\sigma f_0}$ $\frac{\text{峰值降到原来的0.1}}{\text{峰值降到原来的0.5}}$ 越接近1越好

日期: /

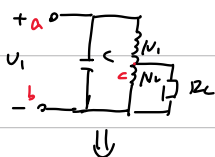
阻抗变换网络: 实现阻抗匹配, 减轻负载和信号源对电路的影响。

1. 变压器阻抗变换电路



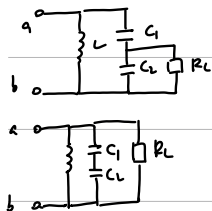
$$\begin{aligned} \text{接入系数 } p &= \frac{N_2}{N_1} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{\sqrt{R_L}}{\sqrt{R_L'}} \\ \Rightarrow R_L' &= \frac{1}{p^2} R_L = \frac{N_1^2}{N_2^2} \cdot R_L \end{aligned}$$

2. 自耦变压器阻抗变换网络



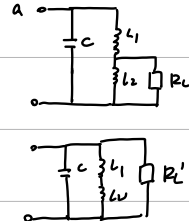
$$\begin{aligned} \text{接入系数 } p &= \frac{N_2}{N_1 + N_2} = \frac{U_{bc}}{U_{ab}} \\ R_L' &= \frac{1}{p^2} R_L \end{aligned}$$

3. 双电容分压阻抗变换电路



$$\text{接入系数 } p = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad R_L' = \frac{1}{p^2} R_L$$

4. 双电感抽头阻抗变换电路



$$\text{接入系数 } p = \frac{L_1}{L_1 + L_2} \quad R_L' = \frac{1}{p^2} R_L$$

折合规律:

$$\begin{aligned} R_L' &= \frac{1}{p^2} R_L & X_L &= \frac{1}{p^2} X_L \\ g_L' &= p^2 g_L & C' &= p^2 C \\ I_g' &= p I_g & U_g' &= \frac{1}{p} U_g \end{aligned}$$

日期: /

调幅 AM:

标准表达式 (单音调幅)

载波: $U_c(t) = U_c \cos \omega_c t$ 调制信号: $U_m(t) = U_m \cos \omega_m t$

$$AM: U_{AM}(t) = U_c [1 + m \cos \omega_m t] \cos \omega_c t$$

包络 $\frac{U_{max} - U_{min}}{U_{max} + U_{min}}$

m 调制幅度 $\equiv \frac{U_m}{U_c}$ 过调制 $m > 1$ 包络会失真
包络检波就会失真

展开成标准形式:

$$U_{AM}(t) = U_c \cos \omega_c t + \frac{m U_c}{2} \cos(\omega_c + \omega_m)t + \frac{m U_c}{2} \cos(\omega_c - \omega_m)t$$

上边带 和差化积 下边带

带宽: ① 单音: $B_{AM} = 2 \cdot f_m$ ② 多音: 基带最高频率 f_{max} $B_{AM} = 2 \cdot f_{max}$

功率分配: 载波功率 P_c 单边带功率: $P_{SB} = P_c \cdot \frac{m^2}{4}$

总功率: $P_{AM} = P_c (1 + \frac{m^2}{2})$

调频: FM

$$f(t) = f_c + k_f m(t) \xrightarrow{\text{角频率}} \omega(t) = \omega_c + k_f m(t) \cdot 2\pi$$

单音: 令 $m(t) = U_m \cos \omega_m t$

最大频偏: $\Delta f = k_f U_m$ $U_{FM}(t) = U_c \cos(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t)$

其中: $\beta = \frac{\Delta f}{f_m}$ 调制指数

窄带 FM: $\beta \ll 1$ 双边带

宽带 FM: $\beta \gg 1$ 卡森公式: $B_{FM} = 2(\Delta f + f_{max})$
多边带

中频固定: 调频时
下边带不变

日期: /

低电平调幅的原理和条件:

1) 低电平调幅: 在小信号级用非线性器件/乘法器把低频调制信号加到高频载波上, 先得到 AM, 再用到线性功放放大到所需功率

核心: 利用非线性元件产生乘积项

2) 原理: 非线性器件在工作点展开: $i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + \dots$

$$u(t) = u_c(t) + u_m(t) = U_c \cos \omega_c t + U_m \cos \omega_m t$$

$$平方项: u^2 = U_c^2 \cos^2 \omega_c t + U_m^2 \cos^2 \omega_m t + 2U_c U_m \cos \omega_c t \cos \omega_m t$$

$$U_c U_m [\cos(\omega_c + \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_m)t] \xrightarrow{\text{选频}} \text{取出 AM}$$

带 $f_c \pm f_m$

条件: 1. 对非线性小信号: 让输出主要由 $a_2 u^2$ 产生, 避免高次项, 避免非线性失真

2. 载波远大于调制频率: $\omega_c \gg \omega_m$ 便于滤波

3. 必须有选频 (带通滤波/谐振回路): 选 f_c 附近, 滤掉直流

$f_m \ll f_c$ 附近

4. 若要采用包络检波调制制度 $m_a \leq 1$, 否则会导致过调制, 检波失真

日期: /

$$u_{AM}(t) = 20(1 + 0.6 \cos 2\pi \times 2000t - 0.4 \cos 2\pi \times 5000t + 0.3 \cos 2\pi \times 7000t) \cos 2\pi \times 10^6 t \text{ V}$$

- (1) 试写出此调幅信号所包括的频率分量及其振幅; (5分)
 (2) 画出此调幅信号的频谱图, 写出带宽; (7分)
 (3) 求出此调幅信号的总功率, 边带功率, 载波功率以及功率利用率。(设负载为 1) (8分)

$$\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} (\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta))$$

$$\begin{aligned} u_{AM}(t) &= 20 (1 + 0.6 \cos 2\pi \times 2000t - 0.4 \cos 2\pi \times 5000t + 0.3 \cos 2\pi \times 7000t) \cos 2\pi \times 10^6 t \text{ V} \\ &= 20 \cos 2\pi \times 10^6 t + 6 \cos 2\pi (10^6 + 2000)t - 4 \cos 2\pi (10^6 + 5000)t + 3 \cos 2\pi (10^6 + 7000)t \\ &\quad + 20 \cos 2\pi \times 10^6 t - 6 \cos 2\pi (10^6 - 2000)t + 4 \cos 2\pi (10^6 - 5000)t - 3 \cos 2\pi (10^6 - 7000)t \end{aligned}$$

$$f_1 = 10^6 \quad A_1 = 20$$

$$f_5 = 10^6 - 5000 \quad A_5 = 4$$

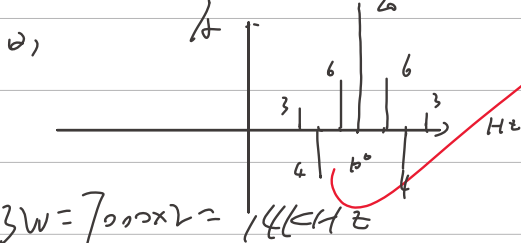
$$f_2 = 10^6 + 2000 \quad A_2 = 6$$

$$f_6 = 10^6 + 7000 \quad A_6 = 3$$

$$f_3 = 10^6 - 2000 \quad A_3 = 6$$

$$f_7 = 10^6 - 7000 \quad A_7 = 3$$

$$f_4 = 10^6 + 5000 \quad A_4 = 4$$



$$BW = 7000 \times 2 = 14 \text{ kHz}$$

$$P_c = \left(\frac{20}{\sqrt{2}}\right)^2 = 200 \text{ W}$$

$$\begin{aligned} P_{SB} &= \left(\frac{6}{\sqrt{2}}\right)^2 \times 2 + \left(\frac{4}{\sqrt{2}}\right)^2 \times 2 + 2 \times \left(\frac{3}{\sqrt{2}}\right)^2 \\ &= 36 + 16 + 9 = 61 \end{aligned}$$

$$\eta = \frac{P_{SB}}{P_c + P_{SB}} = \frac{61}{200 + 61}$$

日期:

/

有一个AM波和FM波，载频均为1MHz，调制信号均为 $u_a(t) = 0.1 \sin(2\pi \times 10^3 t)$ V

频率调制的调频灵敏度 $k_f = 1 \text{ kHz/V}$ ，动态范围大于20V。

(1) 求AM波和FM波的信号带宽：(5分)

(2) 若 $u_a(t) = 20 \sin(2\pi \times 10^3 t)$ V，重新计算AM波和FM波的带宽：(5分)

(3) 由以上两项计算结果可得出什么结论？(10分)

$$k_f = \frac{\Delta f}{U_m} \Rightarrow \Delta f = k_f \cdot U_m$$

带宽正比于 U_m

带宽 $\rightarrow k_f$ 和 U_m

if $u_a(t) = 0.1 \sin(2\pi \times 10^3 t)$ V $k_f = 1 \text{ kHz/V}$

$$B_{AM} = 2f_m = 2 \text{ kHz}$$

$$B_{FM} = 2(f_m + \Delta f) = 2(f_m + k_f \cdot U_m)$$

$$= 2(10^3 + 1 \times 10^3 \times 0.1) = 2.2 \text{ kHz}$$

(2) $B_{AM} = 2f_m = 2 \text{ kHz}$

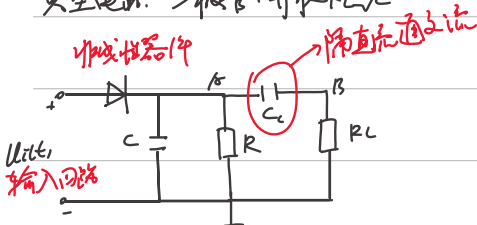
$$B_{FM} = 2(f_m + \Delta f) = 2(f_m + k_f \cdot U_m)$$

$$= 2(10^3 + 2 \times 1 \text{ kHz}) = 4 \text{ kHz}$$

日期: /

电路检查失真原因及消除失真的条件

典型电路: 二极管 + 并联 RLC



① 惰性失真 LPT
RC LPT 放电时间常数 τ 过大, 所对应的放电电压小于输入信号包络的
变化率, 造成输出波形不能输入信号包络变化, 产生失真

不产生惰性失真的条件: 单音调制: $RC\Omega \leq \frac{\sqrt{1-m_a^2}}{m_a}$ m_a 是调幅指数
多音调制: $RC\Omega_{max} \leq \frac{\sqrt{1-m_a^2}}{m_a}$

② 负峰切割失真. 因为有大电容 C , 使得检波器的直流负载不同

不产生负峰切割失真的条件: $M_a \leq \frac{R_L}{R} = \frac{R_L}{R_L + R}$ 备注: 交流负载 直流负载

消除失真措施: ① 加射极跟随器 ② 负反馈

通角: $\theta = \sqrt{\frac{3\pi R_L}{R}} (\text{rad}) \cos \omega t \rightarrow \cos \theta$

① 输入为高频等幅波 $U_{in} \cos \omega t$, 输出电压 $U_o = U_{im} \cos \theta$

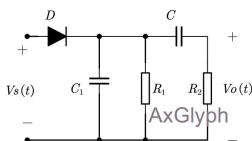
② 普通 FM 波 $U_{im}(1 + M_a \cos \Omega t) \cos \omega t$ 因为 $\Omega \ll \omega$

$\therefore$ 输出电压为 $U_o = U_{im}' \cos \theta = U_{im}(1 + M_a \cos \Omega t) \cos \theta$

$U_{im} M_a \cos \Omega t \cos \theta$ 失真

日期: /

2、二极管检波电路如图所示, $C_1=0.01 \mu\text{F}$, $R_1=5\text{k}\Omega$, $R_2=5\text{k}\Omega$, 输入信号
 $U_s(t) = 1.2(1 + 0.6\cos(6\pi \times 10^3 t))\cos(2\pi \times 10^6 t)$



(1) 求该已调波通过电阻 $R=1 \Omega$ 的平均功率 P_{AV} 和上边带功率 P_{DB} 各为多少;

(2) 分析检波输出是否会产生惰性失真;

(3) 分析检波输出是否会产生底部切割失真。

$$\begin{aligned} \text{解: (1)} \quad U_s(t) &= 1.2(1 + 0.6\cos(2\pi \times 10^3 t))\cos(2\pi \times 10^6 t) \\ &= 1.2\cos(2\pi \times 10^6 t) + 0.36[\cos(10^6 + 10^3)t + \cos(10^6 - 10^3)t] \end{aligned}$$

$$P_{AV} = \left(\frac{1.2}{\sqrt{2}}\right)^2 + 2 \times \left(\frac{0.36}{\sqrt{2}}\right)^2 = \frac{1.2 \times 1.2}{2} + 0.36 \times 0.36$$

$$= 1.2 \times 0.6 + 0.146 = 0.856 \text{ W}$$

$$P_{DB} = \left(\frac{0.36}{\sqrt{2}}\right)^2 = \frac{0.36 \times 0.36}{2} = 0.0648 \text{ W}$$

$$(2) \quad M_a = 0.6 \quad R_{CSL} \leq \frac{\sqrt{1-M_a^2}}{M_a} \quad \checkmark \quad \text{不满足}$$

$$(3) \quad M_a = 0.6 \quad M_a > \frac{R_L}{R_L + R} = \frac{R_L}{R_L + R_2} = \frac{1}{2} \quad \checkmark$$

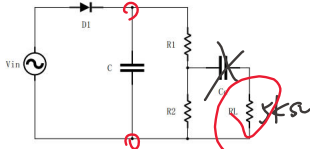
$\therefore$ 会产生底部切割失真

日期: /

13) C_c 是隔直(耦合)电容: 阻碍本极输出
直流量, 只让交流的高频信号流入 R_L .

2. 下图所示二极管峰值包络检波电路中, $u_{AV}(t) = 0.9(1 + 0.8\cos\Omega t)\cos\omega_c t$, 其

中 $f_c = 4.7\text{MHz}$, $F = (100 \sim 5000)\text{Hz}$, $R_L = 5k\Omega$. 周陈宇



(1) 该检波电路可对什么信号进行检波, DSB 信号的检波需要什么检波电路. (2 分)

(2) 为了不产生惰性失真和底部切割失真, 确认检波电容 C 和电阻 R_1 、 R_2 的值需

要满足什么要求, 请给出一组符合要求的取值. (5 分)

(3) 电容 C_c 在电路中的作用是什么, 其取值有什么要求. (8 分)

解: 1) 可对调幅(AM)信号进行检波. DSB 信号同步检波/相干检波, (1 分)

2) 惰性失真: $R_L C \leq \frac{\sqrt{1-m_a}}{m_a}$ (2) $m_a = 0.8$

底部切割失真: $m_a \leq \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ (1)

直流负载: $R = R_1 + R_2$

交流负载: $R' = R_1 + (R_2 \parallel R_L)$ $R_L = 5k\Omega$

$$\frac{R'}{R} = \frac{R_1 + \frac{R_2 R_L}{R_2 + R_L}}{R_1 + R_2} =$$

由(1)得: $R_1 \geq \frac{4R_2^2 - 5k}{R_2 + 5}$ $R_2 = 5k\Omega$

$R_1 \geq 7.5k\Omega$ 取 $R_1 = 10k\Omega$

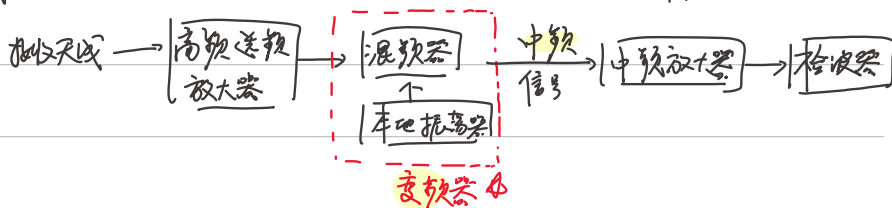
由(2)得: $C \leq 1.5\mu F \Rightarrow R C = 1\mu F$

满足不失真条件所有: $R_1 = 10k\Omega$, $R_2 = 5k\Omega$, $C = 1\mu F$

日期: /

AM 超外差接收机:

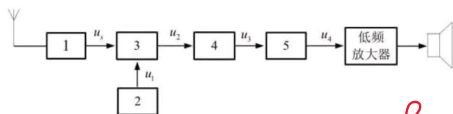
核心思想: 变频: 不同电台的高频信号 $\rightarrow$ 固定的、较低的中频信号



三、分析题 20 分。超外差式调幅广播接收机框图如图。

(1) 在空格内填上合适的名称。(10 分)

(2) 中频频率为 $f_I = 473 \text{ kHz}$, 输入信号 u_s 表达式 $u_s = U_m [1 + 0.7 \cos(2\pi \times 10^3 t)] \cos(2\pi \times 10^6 t)$ 求 u_1, u_2, u_3, u_4 的表达式。(10 分)



①, sep 1r: 先确定本振频率 f_{L0}

超外差关系: $f_I = |f_{L0} - f_s|$ f_I : 差频.

高频注入: $f_{L0} = f_s + f_I = 473 \text{ kHz} + 111 \text{ kHz} = 584 \text{ kHz}$

本振信号: $U_1(t) = U_{1m} \cos(2\pi \cdot 584 \times 10^3 t)$

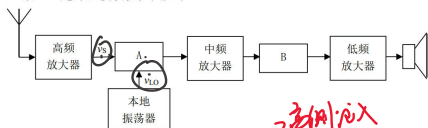
混频输出: $U_2(t) = U_{2m} [1 + 0.7 \cos(2\pi \cdot 10^3 t)] \cos(2\pi \cdot 473 \times 10^3 t)$

中频输出: $U_3(t) = U_{3m} [1 + 0.7 \cos(2\pi \cdot 10^3 t)] \cos(2\pi \cdot 473 \times 10^3 t)$ 保留中频

检波输出: $U_4(t) = U_{4m} \cos(2\pi \cdot 10^3 t)$ 只保留 1kHz 交流分量

日期: /

某 AM 超外差接收机框图如下:



已知: 接收机工作频率范围为 $535\text{kHz} \sim 1605\text{kHz}$ 。其中, 高频放大器输入端谐振回路的空载品质因数 $Q_0 = 80$, 有载品质因数 $Q_L = 40$; 中频放大器的中心频率为 $f_{IF} = 465\text{kHz}$, 本振频率 f_{LO} 始终高于输入信号频率 f_s 。回答以下问题:

(1) 写出框图中 A、B 的名称: (2 分)

(2) 高频放大器输入端并联储谐振回路调谐于 $f_c = 1000\text{kHz}$, 电容 $C = 100\text{pF}$ 。求回路电感 L 的值, 并计算该回路的通频带 BW : (4 分)

(3) 设 A 的输入信号为 $v_s = V_s \cos \omega_s t$, 本地振荡器产生的本振信号为 $v_{LO} = V_{LO} \cos \omega_{LO} t$, A 的伏安特性为 $i = a_0 + a_1 v + a_2 v^2$ 。请推导 A 输出电流 i 的表达式, 指出其中的中频分量 ($\omega_{IF} = \omega_{LO} - \omega_s$): (4 分)

(4) 当接收频率 $f_s = 1000\text{kHz}$ 时, 计算本振频率 f_{LO} 及镜像频率 f_{im} , 说明产生镜像干扰的原因, 并提出两种改善接收机镜像抑制能力的方法。 (8 分)

(5) 若实际电路中, 中频放大器的选频回路失谐 (中心频率偏移至 470kHz), 请分析这对接收机输出信号的影响。 (2 分)

接收频率 $f_s = 1000\text{kHz}$

f_{LO} (本振) f_{im} (镜像)

$$f_{LO} = f_s + f_{IF} = 1465\text{kHz}$$

$$f_{im} = f_s + 2f_{IF} = 1000 + 465 \times 2 = 1930\text{kHz}$$

镜像频率, 与本振频率也合上同一中频

$$|f_{im} - f_{LO}| = |f_{LO} - f_s| = f_c$$

所以: 有用信号在中频处重叠, 造成干扰。

$f_c = 465\text{kHz}$ 较大, 造成干扰。

对 465kHz 有用中频段不敏感。

增益下降, 是接收下降, 选频效果差, 输出信号失真, 并且可能带来失真。

1) A. 混频器 B. 检波器

2) $f_s = \frac{1}{2\pi LC}$ 代入 f_s 和 C 得 $L = 25\mu\text{H}$

$$BW = \frac{f_s}{Q_L} = \frac{1000\text{kHz}}{40} = 25\text{kHz}$$

3) 混频器输入电压: $V_s + V_{LO} = V_s \cos \omega_s t + V_{LO} \cos \omega_{LO} t$

$$i = a_0 + a_1 v + a_2 v^2 \quad \text{代入 } v = V_s + V_{LO}$$

$$\begin{aligned} i &= a_0 + a_1 (V_s \cos \omega_s t + V_{LO} \cos \omega_{LO} t) + a_2 (V_s \cos \omega_s t + V_{LO} \cos \omega_{LO} t)^2 \\ &= a_0 + a_1 (V_s \cos \omega_s t + V_{LO} \cos \omega_{LO} t) + a_2 (V_s^2 \cos^2 \omega_s t + V_{LO}^2 \cos^2 \omega_{LO} t \\ &\quad + 2V_s V_{LO} \cos \omega_s t \cos \omega_{LO} t) \end{aligned}$$

中频分量 ($\omega_{LO} - \omega_s$) $2a_2 V_s V_{LO} \cos \omega_s t \cos \omega_{LO} t$

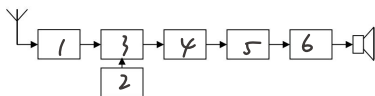
$$= a_2 V_s V_{LO} \cos (\omega_s + \omega_{LO}) t + a_2 V_s V_{LO} \cos (\omega_s - \omega_{LO}) t$$

日期: /

抑制镜像频率方法:

1. 提高前端预选器的选择性: 提高Q值, 增加级数 (双调谐/多级)
2. 提高第一中频 (双变频): $2f_{of} \rightarrow 2f_{IF}$ 变频, 镜像频率远离带通
3. 镜像抑制混频器 / IQ结构: 结构上抑制镜像与LO泄漏

1. 将下列采用调幅方式实现的无线通信系统中的超外差式接收机的组成框图补充完整。(4分)



1. 高频小信号放大器 / 高频选频器

5. 检波器

2. 本地振荡器

6. 低频放大器

3. 混频器

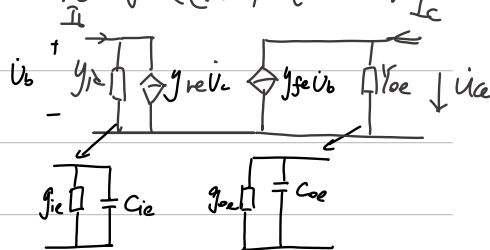
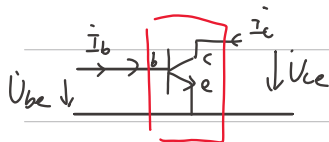
4. 中频放大器

日期: /

→ 工作在线性范围

高频小信号调谐放大器: 将高频小信号进行无失真放大

将三极管视为二端口网络 → 用 Y 参数等效 (输入/出电流与输入/输出电压)



$$\begin{cases} I_b = y_{ie} U_{be} + y_{re} U_{ce} \\ I_c = y_{fe} U_{be} + y_{oe} U_{ce} \end{cases}$$

Y 参数与混合π参数关系:

$$\begin{cases} y_{re} = g_{re} + j\omega C_{ie} \\ y_{oe} = g_{oe} + j\omega C_{oe} \\ y_{fe} = |y_{fe}| e^{j\phi_{fe}} \\ y_{re} = |y_{re}| e^{j\phi_{re}} \end{cases}$$

电容 + 电压

$$y_{ie} = \frac{I_b}{U_{be}}$$

$$y_{oe} = \frac{I_c}{U_{ce}}$$

forward 正向传输的
reverse 反向传输的

$$y_{re} = \left. \frac{I_b}{U_{ce}} \right|_{U_{be}=0}$$

晶体管的频率参数: $f_\beta < f_T < f_{max}$

截止频率 $\beta = \frac{\beta_0}{\sqrt{f}}$

特征频率 $\beta = 1$

极限频率 $\beta = 1$

理想技术指标: (1) 中频带的增益 电压 $A_u = \frac{U_o}{U_i}$

(3) 通频带: 当 $f = f_0$ 放大器的电压增益下降到最大值 A_{um} 的 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 时所对应的频率带宽。

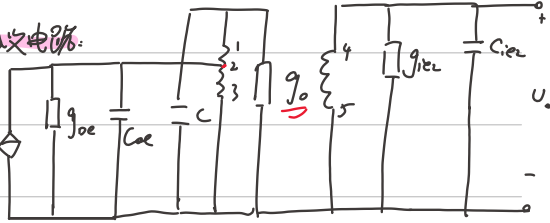
(4) 选择性: 矩形系数 $K_{0.1}$

日期: / /

高频: 电感是理想的, 但电容是非理想 (串联电阻)

理想电感 (阻抗变换)

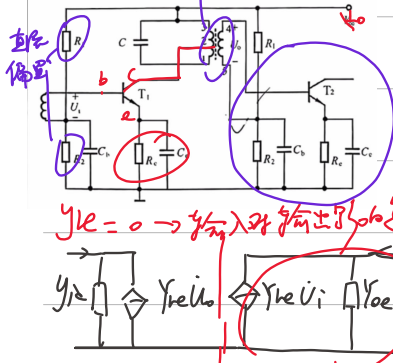
等效电路:



四、(15分) 高频小信号谐振放大器如图5所示, 其工作频率 $f_0 = 30\text{MHz}$, 谐振回路中的 $L_1 = 1\mu\text{H}$, $Q_L = 100$, $N_{12} = 12$, $N_{23} = 8$, $N_{34} = 6$, 晶体管在直流工作点的参数 $g_{be} = 0.55\text{ms}$, $C_{be} = 5.8\text{pF}$, $g_m = 3.2\text{ms}$, $C_{ce} = 10\text{pF}$, $|y_{re}| = 58\text{ms}$, $\varphi_{re} = -47^\circ$, $y_{re} = 0$ 。

试求: (1) 画出高频等效电路; (5分)

(2) 计算 C , $|A_{u1}|$, $2\Delta f_{0.7}$, $K_{r0.1}$; (10分)



阻抗变换

并联: $g = \frac{1}{\omega L_3} \rightarrow$ 由 ωL_3 表示

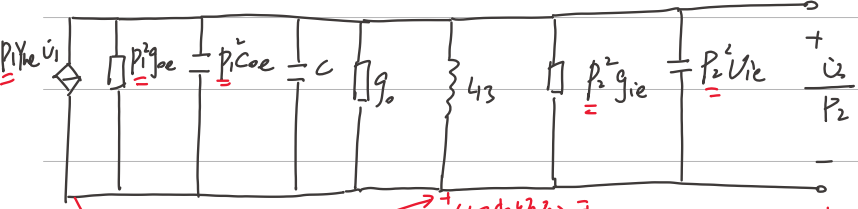
耦合系数: $P_1 = \frac{N_{12}}{N_{13}}$ (2) 变换到1:1

变换前系数 $P_2 = \frac{N_{45}}{N_{13}}$ (45 变换到1)

通频带: $2\Delta f_{0.7} = \frac{f_0}{Q_L}$

$Q_L = \frac{1}{\omega_0 L_3 g_{\Sigma}}$

$\Rightarrow$ 变换到1:1后等效电路



根据单级谐振计算参数: $|A_{u1}|$, $2\Delta f_{0.7}$, $K_{r0.1}$

$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L C_{\Sigma}}}$

其中: $|A_{u1}|$ 为各级乘积

放大倍数 通频带

$C_{\Sigma} = P_1^2 C_{oe} + C + P_2^2 C_{ie}$

$g_{\Sigma} = P_1^2 g_{oe} + g_0 + P_2^2 g_{ie}$

级数 $2\Delta f_{0.7}$ 会逐渐减小

耦合系数也会逐渐减小 (选接近1越好) $\rightarrow$ 级数越多耦合系数为 $\sqrt{1/n} \approx 0.75$

选择, 性会变好

$|A_{u1}| = \frac{U_o}{U_i} = - \frac{P_2 |y_{fe}| e^{j\varphi_{re}}}{g_{\Sigma}}$

$-P_1 y_{re} U_i g_{\Sigma} = \frac{U_o}{P_2} \Rightarrow \frac{U_o}{U_i} = - \frac{P_1 P_2 y_{fe}}{g_{\Sigma}}$

日期: /

中频增益相乘. 带宽变窄

把每级的负载电阻减小
(如多级级联/多级电阻). 让每级
带宽变宽

单调谐放大器级联特性分析题

已知单级单调谐放大器谐振电压增益 $A_{u0}=8$, 通频带 $BW_{0.7}=3\text{MHz}$.

(1) 如果再用一级完全相同的放大器与之级联, 这时两级放大器总增益和通频带各为多少?

(2) 若要求级联后通频带仍为 3MHz , 则每级放大器应怎样改动? 改动后总谐振电压增益是多少?

由公式: $BW_{0.7} \propto \frac{1}{Q}$

$$A_{u0}=8 \quad BW_{0.7}=3\text{MHz}$$

直接套公式:

$$A_{u0-T} = A_{u0}^2 = 8^2 = 64$$

$$(BW)_{0.7T} = (BW)_{0.7} \cdot \sqrt{2^2 - 1}$$

h: 级数

$$BW_{0.7} = 3\text{MHz} \quad \text{归一化幅频特性即为} \frac{|A(f)|}{A_{u0}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{0.7}}\right)^2}}$$

$$BW_{0.7} = 20 f_{0.7}$$

$$\text{两级级联后归一化幅值: } \left(\frac{1}{\sqrt{1+x^2}}\right)^2 = \frac{1}{1+x^2}$$

$$\frac{1}{1+x^2} = \frac{1}{2} \Rightarrow 1+x^2 = 2 \quad x = \sqrt{\frac{1}{2} - 1} \approx 0.6547$$

$$BW_T = BW_{\text{单级}} \cdot x = 1.96\text{MHz}$$

12. 通频带仍为 3MHz 两级级联 $\rightarrow x \approx 0.6547$

$$3\text{MHz} = BW_{\text{单级}} \cdot x \Rightarrow BW_{\text{单级}} = \frac{3}{0.6547} = 4.58\text{MHz}$$

增益-带宽积不变 $\Rightarrow 4.58 \times A_{u0}' = 3 \times 8$

$$(A_{u0}')^2 = 27.5$$

日期: /

已知某通信系统由谐振放大器、调频模块及 LC 振荡电路组成，其中单调谐放大器单级谐振电压增益 $A_{u0}=16$ ，通频带 $BW_{0.7}=5\text{MHz}$ ；调频模块载频 $f_c=14\text{MHz}$ ，载波振幅 $U_{cm}=7\text{V}$ ，调制信号 $u_{\Omega}(t)=1.8\cos(2\pi \times 1.2 \times 10^3)t\text{V}$ ，调频灵敏度 $k_f=28\text{kHz/V}$ ；LC 振荡电路： $C_1=C_2=450\text{pF}$ ， $C_3=45\text{pF}$ ， $L=1.1\text{mH}$ 。

(1) 将上述单调谐放大器两级级联且参数完全相同，求级联后的总谐振电压增益 A_{u0} 及通频带 $BW_{0.7}$ ；若要求级联后通频带仍保持 5MHz ，每级放大器的通频带应调整为多少？(10 分)

(2) 写出该调频模块输出的调频信号数学表达式，计算其最大频偏 Δf_m 、调频指数 m_f 及有效带宽 BW (用卡森公式计算)；若将调制信号振幅加倍，其余参数不变，求新的最大频偏 Δf_m 及有效带宽 BW 。(10 分)

$$A_{u0} = 16$$

$$BW = \frac{f}{Q} \quad (Q < L) \quad BW \uparrow$$

$$A_{u0\sum} = (A_{u0})^2 = 16^2 = 256$$

$$BW_{0.7\sum} = BW_{0.7} \cdot \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} = 5\text{MHz} \cdot \sqrt{2^{\frac{1}{2}} - 1} = 3.22\text{MHz}$$

$$BW_{0.7\sum}' = BW_{0.7}' \cdot \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} \Rightarrow BW_{0.7}' = \frac{5\text{MHz}}{\sqrt{2^{\frac{1}{2}} - 1}} = 7.77\text{MHz}$$

$$(2) \quad k_f = \frac{\Delta f_m}{A_m} \Rightarrow \Delta f_m = A_m \cdot k_f = 28\text{kHz/V} \times 1.8\text{V} = 50.4\text{kHz}$$

$$m_f = \frac{50.4\text{kHz}}{1.2 \times 10^3\text{Hz}} = 42$$

$$u_{FM}(t) = U_{cm} \cos[2\pi f_c t + m_f \sin(2\pi F t)] \quad F = 1.2\text{kHz} \Rightarrow \Delta f_m = 50.4\text{kHz}$$

$$= 7 \cos[2\pi \times 14 \times 10^6 t + 42 \sin(2\pi \times 1.2 \times 10^3 t)] \text{V}$$

$$BW = 2(\Delta f_m + f_m) = 2 \times (50.4\text{kHz} + 1.2\text{kHz}) = 103.2\text{kHz}$$

$$\text{加倍: } \Delta f_m = k_f A_m = 28 \times 1.8 \times 2 = 100.8\text{kHz}$$

$$m_f = 84$$

$$BW' = 2(\Delta f_m + F)$$

$$= 2 \times (100.8\text{kHz} + 1.2\text{kHz})$$

$$= 204\text{kHz}$$

日期: /

2.11 调谐在同一频率的三级单调谐放大器，中心频率为 **465 kHz**，每个回路的 $Q_e = 30$ ，求总的通频带和矩形系数。如要求总的通频带为 **10 kHz**，求每个回路的通频带和有载品质因数的大小。

$$\text{解. } BW_{0.7} = \frac{f_0}{Q_e} = \frac{465 \text{ kHz}}{30} = 15.5 \text{ kHz}$$

$$BW_{0.8} = BW_{0.7} \cdot \sqrt{2^{\frac{1}{0.8}} - 1} = 15.5 \text{ kHz} \cdot \sqrt{2^{\frac{1}{0.8}} - 1} = 7.9 \text{ kHz}$$

$$BW_{0.1\%} = BW_{0.7} \cdot \sqrt{10^{\frac{1}{0.1}} - 1} = 15.5 \text{ kHz} \cdot \sqrt{10^{\frac{1}{0.1}} - 1} = 29.58 \text{ kHz}$$

$$K_r = \frac{BW_{0.1}}{BW_{0.7}} = \frac{29.58 \text{ kHz}}{7.9 \text{ kHz}} = 3.74$$

$$BW'_{0.7} = BW_{0.7} \cdot \sqrt{2^{\frac{1}{K_r}} - 1} \Rightarrow BW'_{0.7} = \frac{10 \text{ kHz}}{\sqrt{2^{\frac{1}{3.74}} - 1}} = 19.61 \text{ kHz}$$

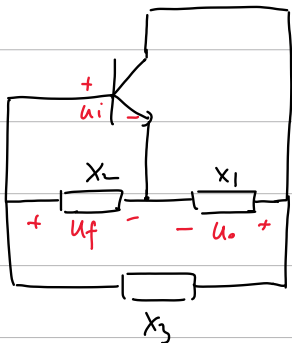
$$BW_{0.7} = \frac{f_0}{Q_e}$$

$$\Rightarrow Q_e = \frac{f}{BW_{0.7}} = 23.7$$

日期: /

LC 振荡电路的判断

三点式 LC 振荡电路



$\omega = \omega_0$: 谐振. $X_{\Sigma} = X_1 + X_2 + X_3 = 0 \rightarrow X_2 + X_3 = -X_1$

$U_i \rightarrow be$ 两端. $U_o \rightarrow ce$ 两端.

U_i 与 U_o 反相 $\varphi_A(\omega_0) = -\pi$

$$\text{反馈电压 } U_f(j\omega) = U_i(j\omega) = \frac{jX_2}{j(X_2 + X_3)} U_o(j\omega) \\ = - \left(\frac{X_2}{X_1} \right) U_o(j\omega)$$

相位条件: $\varphi_A + \varphi_F = 2n\pi$ $\because \varphi_A = -\pi$

$\therefore \varphi_F = -\pi$ 即 U_f 与 U_o 反相

$$U_f = - \left(\frac{X_2}{X_1} \right) U_o(j\omega) \rightarrow \text{说明 } X_2 \text{ 与 } X_1 \text{ 是同性质电抗}$$

$\Rightarrow X_3$ 和 X_1, X_2 是异性质电抗

三点式振荡器构成的一般原则:

- 晶体管发射极所接的两门电抗元件 X_1, X_2 性质相同, 而与发射极相接的电抗元件性质与前者相反 (射同基反)
- 振荡器振荡频率可由 $|X_1 + X_2| = |X_3|$ 估算.