

PHẦN I

LÝ THUYẾT

cuu duong than cong . com

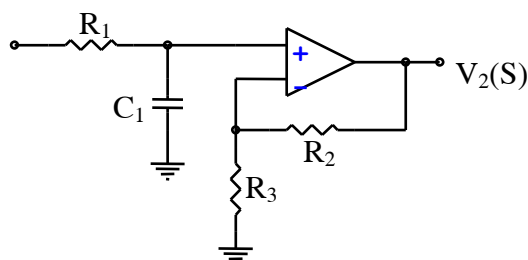
Chương 1: MẠCH LỌC TÍCH CỰC

1-1 Hàm truyền có đáp ứng phẳng tối đa:

Còn gọi là hàm Butterworth. Khi bậc của bộ lọc tăng lên, tần số cắt không thay đổi, nhưng độ dốc của bộ lọc tăng dần đến lý tưởng. Khi thiết kế các bộ lọc bậc cao: 3, 4, 5 ta dựa vào bảng các hàm Butterworth đã chuẩn hóa.

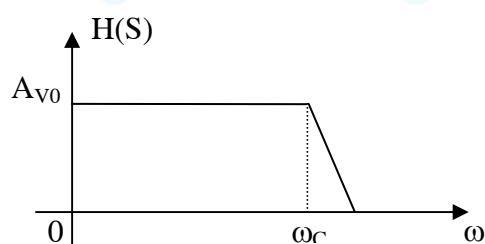
1-2 Mạch lọc tích cực bậc nhất

a- Mạch lọc thông thấp bậc nhất: LTT1



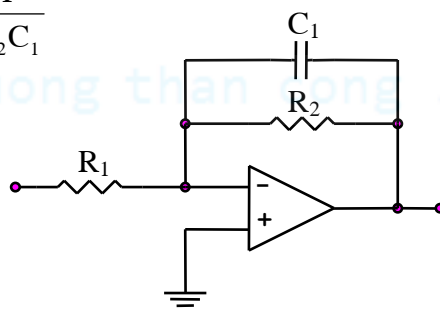
Bộ khuếch đại đảo

$$\text{Hàm truyền: } H(S) = \frac{V_2(S)}{V_1(S)} = \frac{A_{v0}}{1 + R_1 C_1 S} \quad (1)$$



$$A_{v0} = 1 + \frac{R_2}{R_3} \quad (2)$$

$$\omega_c = \frac{1}{R_2 C_1} \quad (3)$$



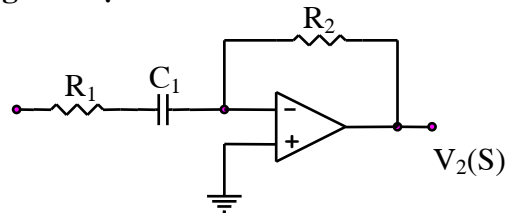
Bộ khuếch đại không đảo

$$\text{Hàm truyền: } H(S) = \frac{V_2(S)}{V_1(S)} = \frac{A_{v0}}{1 + R_2 C_1 S} \quad (1)$$

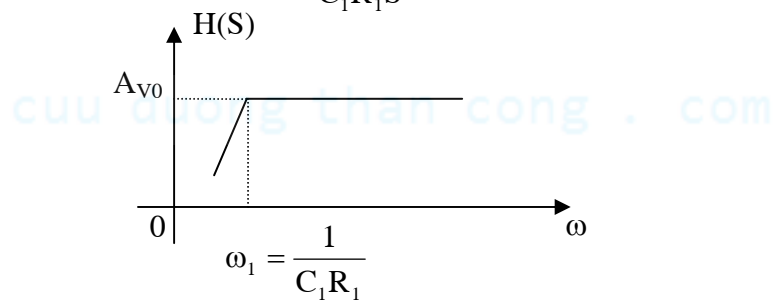
$$A_{v0} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2)$$

$$\omega_c = \frac{1}{R_2 C_1} \quad (3)$$

b- Mạch lọc thông cao bậc nhất



$$\text{Hàm truyền: } H(S) = \frac{V_2(S)}{V_1(S)} = \frac{A_{v0}}{1 + \frac{1}{C_1 R_1 S}} \quad (1)$$

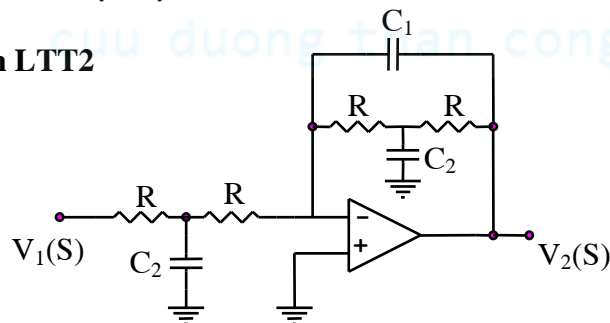


$$A_{v0} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2)$$

$$\omega_t = \frac{1}{R_1 C_1} \quad (3)$$

1-3 Mạch lọc tích cực bậc hai

a- Mạch LTT2



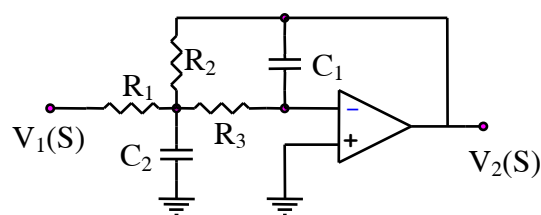
Mạch hồi tiếp âm một vòng

$$A_{v0} = 1 \quad (1)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R^2 C_1 C_2} \quad (2)$$

$$R = \frac{\sqrt{2}}{2\omega_0 C_1} \quad (3)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 R^2 C_1} \quad (4)$$



Mạch hồi tiếp âm 2 vòng

$$A_{v0} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (1)$$

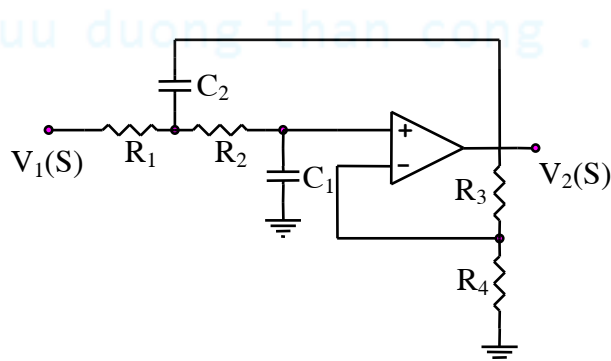
$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_3} \quad (2)$$

$$\text{Nếu chọn: } \frac{C_2}{C_1} = \frac{4b_2(1+|A_{v0}|)}{b_1^2} \quad (3)$$

$$R_2 = \frac{b_1}{4\pi f_0 C_1} \quad (4)$$

$$R_1 = \frac{R_2}{|A_{v0}|} \quad (5)$$

$$R_3 = \frac{b_2}{4\pi^2 f_0^2 C_1 C_2 R_2} \quad (6)$$



Mạch LTT2 dùng hồi tiếp dương

Trường hợp 1: $A_{V0} = 1$ ($R_3 = 0$).

$$\text{Nếu chọn } \frac{C_2}{C_1} = \frac{4b_2}{b_1^2} \quad (1)$$

$$\text{Thì } R_1 = R_2 = \frac{b_1}{4\pi f_0 C_1} \quad (2)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad (3)$$

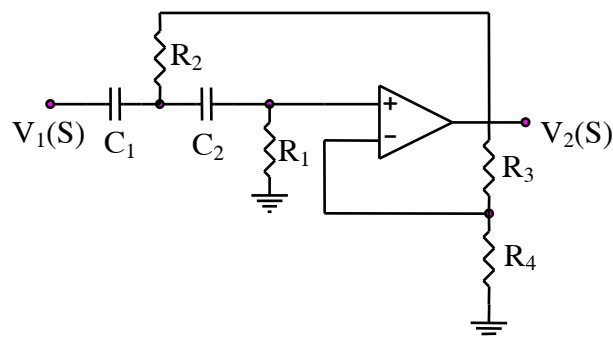
Trường hợp 2: $R_1 = R_2 = R$; $C_1 = C_2 = C$; $\Rightarrow A_{V0} \neq 1$.

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (1)$$

$$A_{V0} = 3 - \sqrt{2} = 1 + \frac{R_3}{R_4} \quad (2)$$

$$\Rightarrow \frac{R_3}{R_4} = 2 - \sqrt{2} = 0,59 \quad (3)$$

b- Mạch LTC2



Bộ LTC dùng hồi tiếp dương

Trường hợp 1: $A_{V0} = 1$ và $C_1 = C_2 = C$.

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C^2 R_1 R_2} \quad (1)$$

$$R_1 = \frac{\sqrt{2}}{\omega_0 C} \quad (2)$$

$$R_2 = \frac{R_1}{2} \quad (3)$$

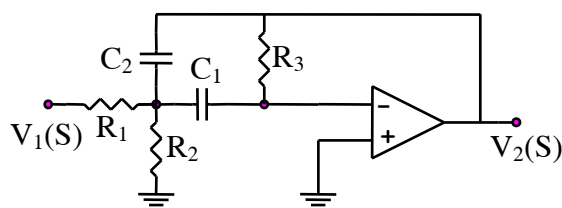
Trường hợp 2: $C_1 = C_2 = C$; $R_1 = R_2 = R$;

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (1)$$

$$A_{v0} = 1 + \frac{R_3}{R_4} = 3 - \sqrt{2} \quad (2)$$

$$\Rightarrow \frac{R_3}{R_4} = 2 - \sqrt{2} = 0,59 \quad (3)$$

c- Mạch LTD2:



Bộ LTD hồi tiếp âm 2 vòng

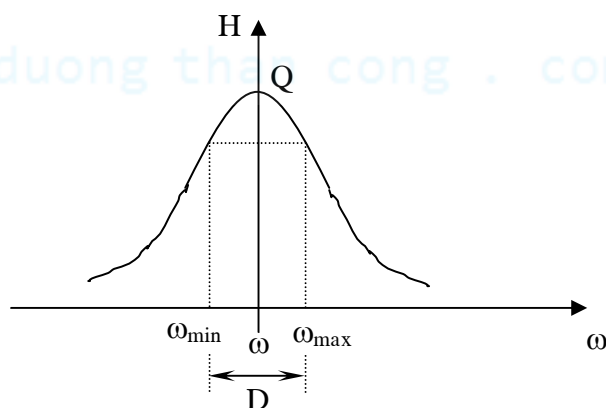
Xét trường hợp $C_1 = C_2 = C$ ta có:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3}} = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R' R_3}} \quad (1)$$

$$A_{v0} = \frac{Q}{R_1 C \omega_0} = \frac{R_3}{2R_1} \quad (2)$$

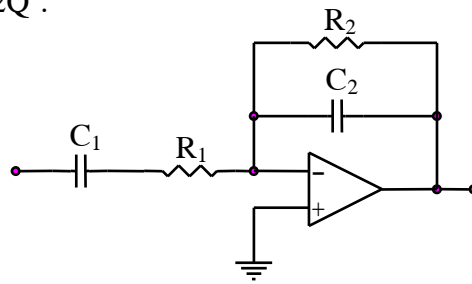
$$Q = \frac{1}{2} \omega_0 R_3 C = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_3 (R_1 + R_2)}{R_1 R_2}} \quad (3)$$

$$D = \frac{f_0}{Q} = \frac{1}{\pi R_3 C} \quad (4)$$



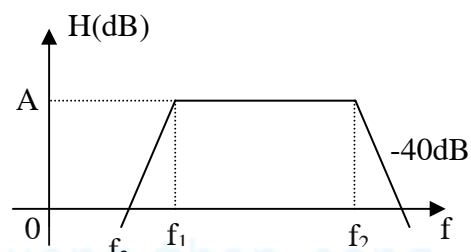
$$R' = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (5)$$

Điều kiện: $A_{OL} > 2Q^2$.



LTD bậc 2

Hàm truyền: $H(S) = \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{SC_1 R_2}{(1 + SC_1 R_1)(1 + SC_2 R_2)}$ (1)



$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (2)$$

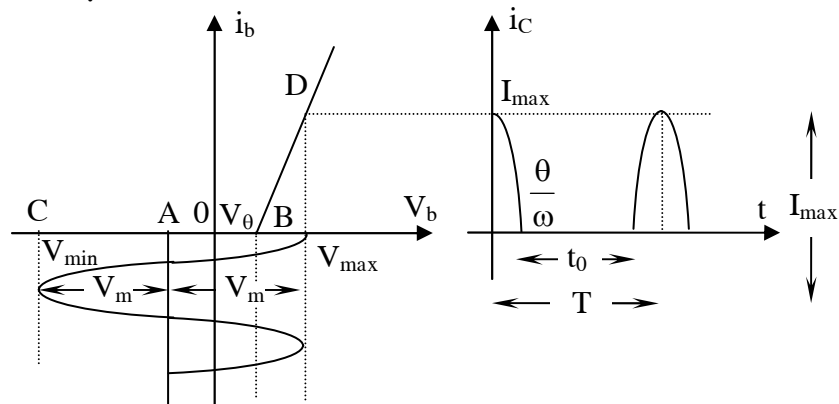
$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (3)$$

$$f_3 = \frac{1}{2\pi C_1 R_2} \quad (4)$$

$$A_{v0}(\text{dB}) = 10 \lg \frac{f_1}{f_3}$$

Chương 2: KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT CAO TẦN (KĐCSCT)

2-1 Góc cắt của bộ KĐCSCT:



Hình 2-1 Dạng đặc tuyến động và giản đồ thời gian của dòng điện ở chế độ C

$$\text{Góc cắt tính theo độ: } \theta^0 = 180^0 \frac{T - t_0}{T} \quad (1)$$

Các thành phần dòng điện ra được tính dựa theo hệ số phân giải xung dòng điện ra của Transistor:

- Thành phần trung bình một chiều:

$$I_0 = I_{\max} \cdot \alpha_0(\theta) = I_m \alpha_0(\theta)$$

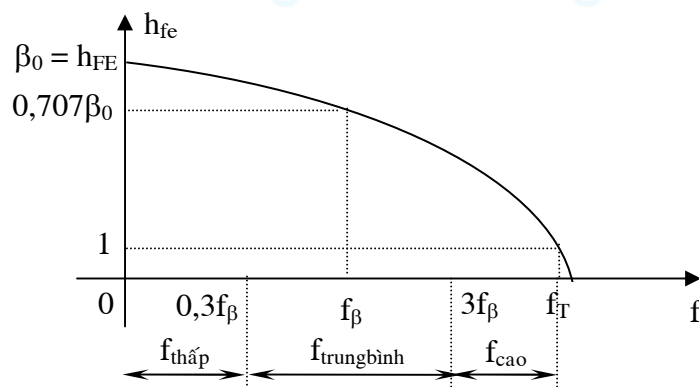
- Thành phần hài bậc nhất:

$$I_1 = I_{\max} \cdot \alpha_1(\theta) = I_m \alpha_1(\theta)$$

- Thành phần hài bậc n:

$$I_n = I_{\max} \cdot \alpha_n(\theta) = I_m \alpha_n(\theta)$$

2-2 Các mode hoạt động của bộ KĐCSCT lớp C dùng Transistor



Dải tần số làm việc của Transistor được chia làm 3 đoạn:

- $f_0 \leq f_\beta$: tần số thấp, các tham số được coi là không thay đổi; $h_{fe} = \beta_0$;
- $0,3f_\beta \leq f_0 \leq 3 f_\beta$: tần số trung bình, các tham số của Transistor thay đổi và xuất hiện điện trở ký sinh ($r_{bb'}$), điện dung ký sinh ($C_{b'e}$, $C_{b'c}$)

$$|\beta| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_\beta}\right)^2}} = \frac{h_{fe}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_0}{f_\beta}\right)^2}} \quad (3)$$

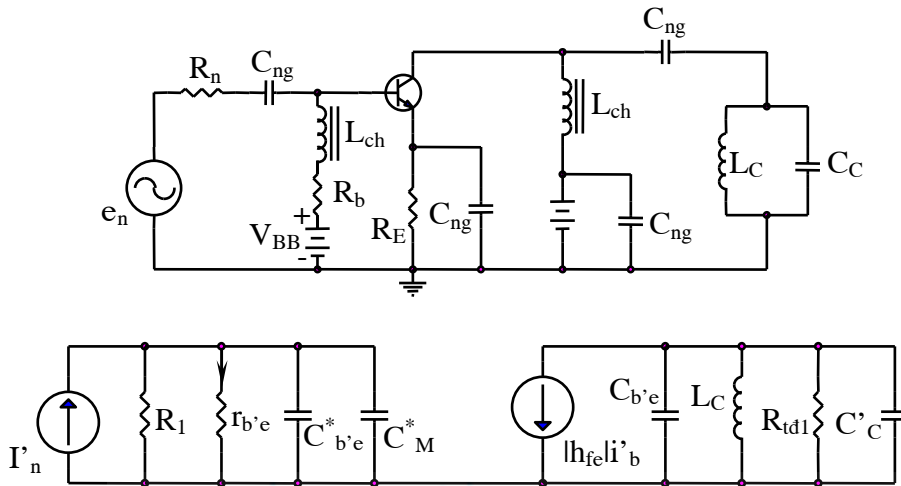
- $f_0 \geq 3 f_\beta$: tần số cao, các tham số của Transistor thay đổi, xuất hiện $r_{bb'}$, $C_{b'e}$, $C_{b'c}$ và các điện cảm ký sinh L_{ks} .

$$\beta = -j\beta_0 \frac{\omega_\beta}{\omega_0} = -j\beta_0 \frac{f_\beta}{f_0} \quad (4)$$

Trong giáo trình *Điện tử thông tin* chủ yếu chúng ta sẽ nghiên cứu bộ KĐCSCT ở tần số thấp và tần số trung bình và chỉ xét ở chế độ kém áp. (Transistor như một nguồn dòng)

2-3 Bộ KĐCSCT dùng Transistor

1. Bộ KĐCSCT dùng Transistor ở chế độ kém áp mắc Emitter chung.



Các bước thiết kế bộ KĐCSCT khi chưa kể đến ảnh hưởng của mạch ghép đầu vào và đầu ra (Chú ý: các bước thiết kế không nhất thiết theo trình tự đưa ra)

- 0- Xác định phạm vi làm việc của Transistor theo (2-2) để vẽ sơ đồ tương đương tín hiệu nhỏ cho đúng.
- 1- $V_{CC} = (0,5 \div 0,8)V_{CEmax}$ cho phép
- 2- Chọn góc cắt: $\theta = 60^\circ \div 90^\circ$
- 3- Chọn hệ số lợi dụng điện áp: $\xi_1 = 0,85 \div 0,95 = V_{Cm1}/V_{CC}$.

4- Xác định biên độ hài bậc nhất trên Collector: $V_{Cm1} = \xi_1 V_{CC}$.

5- Xác định các dòng điện:

$$I'_n = \frac{I_{Cm1}}{\gamma_1(\theta)|\beta|}; I_n = I'_n [1 + \omega_T C_{b'e} \gamma_1(\theta) R_{td1}]$$

$$i_B = I'_n \cos \omega t - I_{BO}; I'_n = I_{bm}; I_{BO} = \frac{I_{CO}}{|\beta|}; I_{CO} = \frac{\gamma_0(\theta)}{\gamma_1(\theta)} I_{Cm1}$$

$$6- C_b^* = C_{b'e}^* + C_M^*; C_{b'e}^* = \frac{C_{b'e}}{\gamma_1(\pi - \theta)}; C_M^* = \frac{\omega_T C_{b'e} C_{b'c} R_{td1} \gamma_1(\theta)}{\gamma_1(\pi - \theta)}$$

$$C_b^* = \frac{C_{b'e} [1 + \omega_T C_{b'c} R_{td1} \gamma_1(\theta)]}{\gamma_1(\pi - \theta)}$$

$$Z_{iEC} = \frac{1}{j\omega C_b^*}; C_{b'e}^* = C_{b'c} \left[1 + |\beta| \gamma_1(\theta) \right]$$

Nếu kể cả $r_{b'e}$ ta có: $Z'_{iEC} = r_{b'e} // Z_{iEC}$

Nếu $r_{b'e} \gg Z_{iEC}$ ta có $Z'_{iEC} \approx Z_{iEC}$

Nếu $r_{b'e}$ so sánh được với Z_{iEC} ta có:

$$|Z_{iEC}| = \frac{r_{b'e}}{\sqrt{1 + (r_{b'e} C_{b'e} \omega_0)^2}} = \frac{r_{b'e}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_\beta} \right)^2}}$$

7- Biên độ điện áp kích thích vào: $V_{bm1} = I'_n |Z_{iEC}|$

8- Công suất vào của nguồn kích thích:

$$P_i = \frac{1}{2} I_n'^2 |Z_{iEC}|$$

9- Xác định trở kháng nguồn tương đương

$$\tau_n = R_n C_{b'e}$$

$$\tau_\beta = r_{b'e} C_{b'e} = \frac{1}{\omega_\beta} = \frac{h_{fe}}{\omega_T}$$

Để dòng điện đầu vào không bị méo thì: $\tau_n = \tau_\beta$

$$R_n = \frac{h_{fe}}{\omega_T C_{b'e}} = \frac{1}{\omega_\beta C_{b'e}}$$

$$|Z_n^*| = \frac{R_n}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_\beta}\right)^2}}$$

10- Thiên áp Base

$$\begin{aligned} V_B &\approx V_{BE} - I_n' |Z_n^*| \gamma_0 (\pi - \theta) \\ &\approx 0,7 - I_n' |Z_n^*| \gamma_0 (\pi - \theta) \end{aligned}$$

11- Điện trở tải tương đương: $|Z_L^*| = R_{td} = \frac{V_{Cm1}}{I_{Cm1}}$

12- Công suất nguồn cung cấp: $P_{CC} = I_{CO} V_{CC}$.

13- Công suất hữu ích trên tải

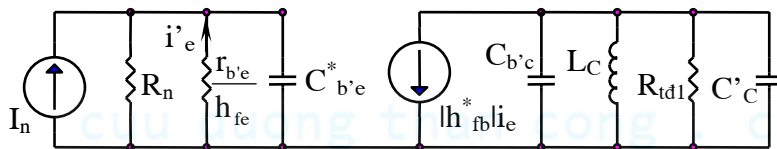
$$P_L = \frac{1}{2} V_{Cm1} I_{Cm1} = \frac{1}{2} I_{Cm1}^2 R_{td} = \frac{1}{2} \frac{V_{Cm1}^2}{R_{td}}$$

14- Công suất tiêu tán trên Collector: $P_C = P_{CC} - P_L$.

15- Hiệu suất của mạch: $\eta = \frac{P_L}{P_{CC}} = \frac{1}{2} \xi \frac{\gamma_1(\theta)}{\gamma_0(\theta)}$

Trong thực tế thường công suất ra trên tải được biết trước nên ta có thể tính các bước 0 ÷ 4, 13, 11, 5, ...

2. Bộ KĐCSCT dùng Transistor ở chế độ kém áp mắc Base chung.



$$|\alpha^*| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_\beta}\right)^2}}; C_{b'e}^* = \frac{C_{b'e}}{\gamma(\pi - \theta)}; Z_{iEC} = \frac{1}{j\omega C_{b'e}^*}$$

Các bước thiết kế tương tự như trên.

$$16. f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_C C_C}} \text{ với } C_C = C_{b'e}^* + C'_C$$

$$R_{td1} = \omega_0 Q_0 L_C \Rightarrow L_C = \frac{R_{td1}}{\omega_0 Q_0} \text{ với } Q_0 = 50 \div 100$$

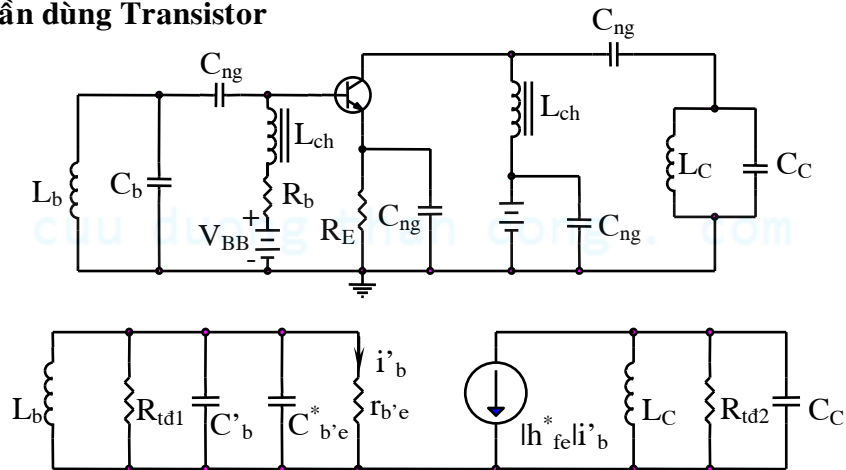
$$\Rightarrow C_C = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L_C} \Rightarrow C'_C = C_C - C_{b'e}$$

Nếu ở đầu vào bộ KĐCSCT có mạch cộng hưởng L_b, C_b thì ta cũng xác định tương tự như trên với:

$$f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_b C_b}}; R_{td1} = \omega_0 Q_0 L_C; \Rightarrow C_b = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L_b}$$

$$C_b = C_{b'}^* + C'_{b'} \text{ với } C_{b'}^* \text{ tính theo bước 6 ở trên.}$$

2-4 Bộ nhân tần dùng Transistor



Mục đích của bộ nhân tần:

- Nâng cao tần số sóng mang
- Mở rộng thang tần số làm việc
- Nâng cao chỉ số điều chế trong máy phát FM
- Nâng cao độ ổn định tần số vì không có hiện tượng hồi tiếp ký sinh qua $C_{b'e}$ do tần số hoạt động đầu vào và đầu ra khác nhau.

➤ Tần số cộng hưởng đầu vào:

$$\omega_V = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_b C_b}} \text{ với } C_b = C'_b + C_{b'e}^*$$

$$\text{với } C_{b'e}^* = \frac{C_{b'e}}{\gamma(\pi - \theta)}; R_{td1} = \omega_0 Q_{01} L_b$$

➤ Tần số cộng hưởng đầu ra:

$$\omega_{ra} = k\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_C C_C}}; R_{tdn} = k\omega_0 Q_{02} L_C$$

➤ Góc cắt tối ưu của bộ nhân tần dùng Transistor

$$\theta_{TU} = \frac{180}{k}; k: \text{hệ số nhân tần của bộ nhân}$$

Các bước thiết kế của bộ nhân tần:

0- Xác định phạm vi làm việc của Transistor theo (2-2)

1- $V_{CC} = (0,5 \div 0,8)V_{CEmax}$ cho phép

2- Chọn góc cắt tối ưu: $\theta_{TU} = \frac{180}{k}$

3- Chọn hệ số lợi dụng điện áp:

$$\xi_k = \xi_1 = 0,85 \div 0,95 = V_{Cm1}/V_{CC} = V_{Cmk}/V_{CC}$$

$$V_{Cmk} = \xi_k V_{CC}$$

4- Xác định xung dòng hài bậc k

$$I_{Cmk} = \gamma_k(\theta)|\beta| \cdot I'_m = \gamma_k(\theta)|\beta| \cdot I_{bm1}$$

5- Xác định công suất hữu ích trên tải ứng với hài bậc k

$$P_{Lk} = \frac{1}{2} I_{Cmk} V_{Cmk} = \frac{1}{2} \frac{\gamma_k(\theta)}{\gamma_1(\theta)} I_{Cm1} V_{Cm1} = \frac{1}{2} \frac{\gamma_k}{\gamma_1} P_{L1} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_k}{\alpha_1} P_{L1}$$

6- Điện trở cộng hưởng tương đương của mạch ra ứng với hài bậc k:

$$R_{tdk} = \frac{V_{Cmk}}{I_{Cmk}} = \frac{V_{Cm1}}{\frac{\gamma_k}{\gamma_1} I_{Cm1}} = \frac{\gamma_1}{\gamma_k} R_{td1}$$

7- Hiệu suất của bộ nhân tần:

$$\eta_k = \frac{P_{Lk}}{P_{CC}}; \text{ với } P_{CC} = I_{CO} \cdot V_{CC}$$

8- Do không có hiện tượng hồi tiếp qua $C_{b'c}$ nên

$$I_n = I'_n = I_{bn} = \frac{I_{Cm1}}{\gamma_1(\theta)|\beta|} = \frac{I_{Cmk}}{\gamma_k(\theta)|\beta|}$$

$$i_B = I_n \cos \omega t - I_{BO} \text{ với } I_{BO} = \frac{I_{CO}}{|\beta|} = \frac{1}{|\beta|} \cdot \frac{\gamma_0(\theta)}{\gamma_k(\theta)} I_{Cmk}$$

9- Trở kháng vào của tầng

$$Z_{iEC} = \frac{1}{j\omega C_{b'e}^*}; \text{ với } C_{b'e}^* = \frac{C_{b'e}}{\gamma_1(\pi - \theta)}$$

Nếu kể cả $r_{b'e}$ ta có $Z'_{iEC} = r_{b'e} // Z_{iEC}$ (tính như trên)

10- Biên độ điện áp kích thích vào: $V_{bml} = I_n |Z_{iEC}|$

11- Công suất của nguồn kích thích: $P_i = \frac{1}{2} I_n^2 |Z_{iEC}|$

12- $|Z_n|, V_B, P_C$ tính như bộ KĐCSCT

13- Tính mạch cộng hưởng vào:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_b C_b}}; \text{ với } C_b = C_{b'e}^* + C_{b'e}'; L_b = \frac{R_{td1}}{\omega_0 Q_{01}}$$

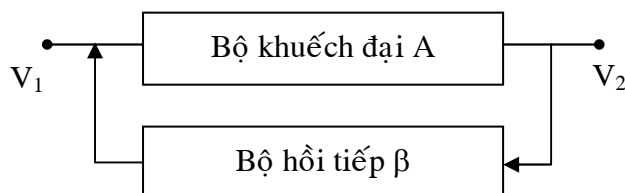
14- Tính mạch cộng hưởng ra

$$k\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_c C_c}}; \text{ với } L_c = \frac{R_{tdn}}{k\omega_0 Q_{02}}$$

Chương 3: CÁC MẠCH TẠO DAO ĐỘNG

3-1 Các vấn đề chung về mạch tạo dao động

- Bộ tạo dao động ở tần số thấp, trung bình: dùng bộ khuếch đại thuật toán + RC hoặc dùng Transistor + RC.
- Bộ tạo dao động ở tần số cao: $0,3f_{\beta} \leq f_0 \leq 3f_{\beta}$ dùng Transistor + LC hoặc dùng Transistor + thạch anh
- Bộ tạo dao động ở tần số siêu cao: dùng Diode Tunnel, Diode Gunn.
- Các tham số cơ bản của mạch dao động: tần số dao động, biên độ điện áp ra, độ ổn định tần số, công suất ra, hiệu suất.
- Trong chương 3 ta chỉ xét mạch dao động LC, dao động thạch anh và chỉ xét điều kiện dao động của mạch



- Hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại

$$A^* = |A|^* \exp(j\varphi_A) = \frac{V_2^*}{V_1^*}$$

+ Modul hệ số khuếch đại: $|A| = \frac{|V_2|}{|V_1|}$

+ φ_A góc di pha của bộ khuếch đại.

- Hệ số truyền đạt của bộ hồi tiếp

$$\beta^* = |\beta|^* \exp(j\varphi_{ht})$$

+ Modul hệ số hồi tiếp: $|\beta| = \frac{|V_1|}{|V_2|}$

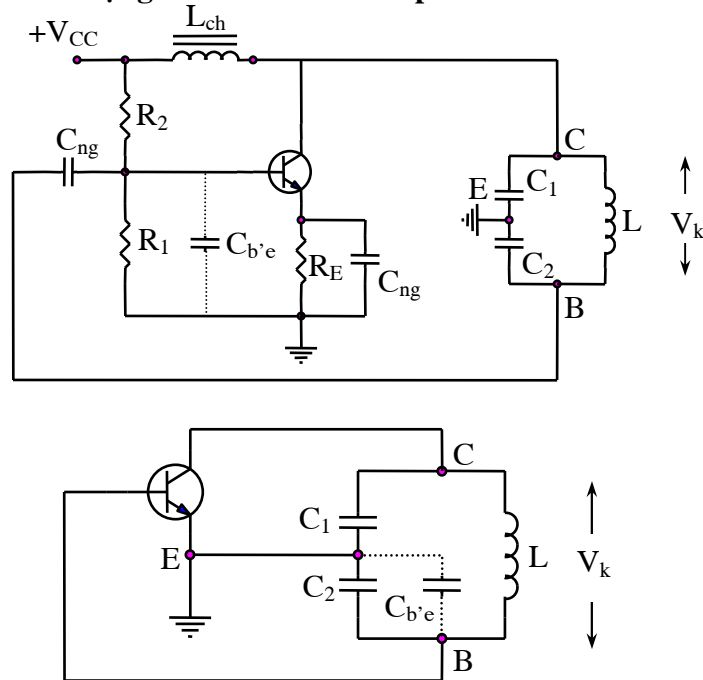
+ φ_B góc di pha của bộ hồi tiếp

- Điều kiện pha để mạch dao động: $\varphi = \varphi_B + \varphi_A = 0, 2\pi$

- Điều kiện biên bộ để mạch dao động: $|A| \cdot |\beta| \geq 1$

3-2 Bộ dao động LC dùng Transistor

a- Mạch tạo dao động 3 điểm C kiểu Colpits mắc EC



$$R_b = R_1 // R_2; R'_b = R_b // r_{b'e} \approx r_{b'e} \text{ (nếu } R_b \gg r_{b'e} \text{)}$$

Các bước thiết kế tạo dao động 3 điểm C:

- 1- Xác định phạm vi tần số làm việc của mạch
- 2- Xác định điều kiện pha

$$X_1 = X_{BE} = -\frac{1}{\omega C_2} < 0; X_2 = X_{CE} = -\frac{1}{\omega C_1} < 0;$$

$$X_3 = X_{CB} = \omega L > 0$$

- 3- Xác định hệ số hồi tiếp

$$\beta = -\frac{V_{BE}}{V_{CE}} \approx -\frac{C_1}{C_2} = -n \quad (1)$$

- Ta thường biết f_0 , L từ đó suy ra:

$$C_{td} = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (2)$$

- n có thể tính theo công thức (3-45) nhưng nhiều khi không đủ dữ liệu để tính
- Nếu mạch làm việc ở tần số thấp ta có thể chọn

$n = 0,01 \div 0,05$, từ đó tính C_1, C_2 .

- Nếu mạch làm việc ở tần số trung bình, để mạch hoạt động ổn định ta chọn: $C'_2 = 10C_{b'e}$
 $\Rightarrow C_2 = 11C_{b'e}$ rồi từ (2) tính C_1 , thay vào (1) tính n

4- Hệ số khuếch đại của sơ đồ mắc EC

$$A = -SZ_C = \frac{-h_{21e}}{h_{11e}} \left[p^2 R_K // \frac{h_{11}}{n^2} \right] \quad (3)$$

- Ở tần số thấp: $h_{21e} = h_{fe}, h_{11e} = h_{ie} = r_{b'e}$

$$- \text{ Ở tần số trung bình: } |h_{21e}^*| = \frac{h_{fe}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_\beta} \right)^2}}; r_{b'e} = \frac{1}{2\pi f_\beta \cdot C_{b'e}}$$

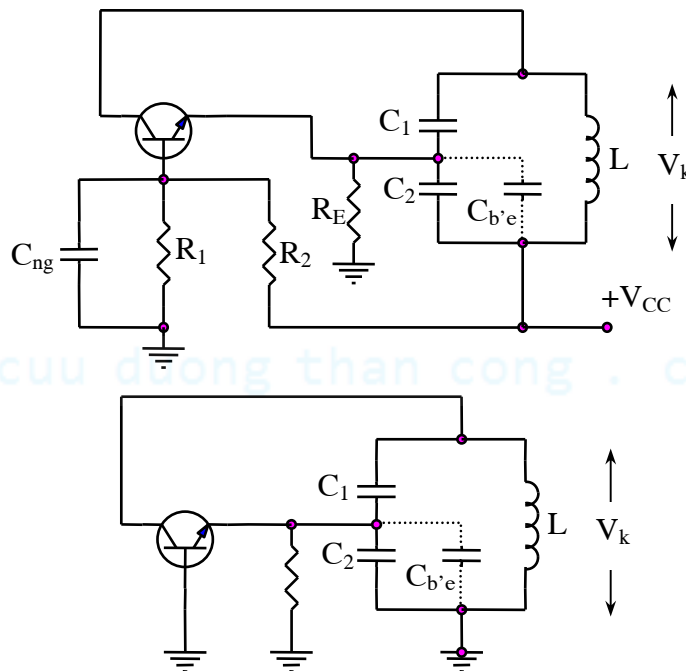
- $R_K = \omega_0 L Q_0$ thường biết trước ω_0, L, Q_0 (4)

- p : hệ số ghép đầu ra của Transistor với khung cộng hưởng

$$p = \frac{V_{CE}}{V_K} = \frac{\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}{\frac{C_1}{C_1 + C_2}} = \frac{C_2}{C_1 + C_2} = \frac{1}{1 + n} \quad (5)$$

5- Điều kiện biên độ để mạch dao động: $|A| \cdot |\beta| \geq 1$ (6)

b- Mạch tạo dao động 3 điểm C kiểu Colpits mắc BC



Giả thiết $R_E \gg h_{ib}$

- Bước 1 và 2 làm như trên, thường mạch mắc BC làm việc ở tần số thấp.

- Bước 3: Hệ số hồi tiếp: $p = \frac{V_{CE}}{V_K} = \frac{\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}{C_2} = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$

➤ Nếu mạch làm việc ở tần số thấp ta có thể chọn $n = 0,1 \div 0,5$; từ đó tính C_1, C_2 vì C_{td} thường tính được.

➤ Nếu mạch làm việc ở tần số trung bình, tính như trên

- Bước 4: $A = SZ_C = \frac{h_{21b}}{h_{11b}} \left[p^2 R_K // \frac{h_{11}}{n^2} \right]$

➤ Ở tần số thấp: $h_{21b} \approx 1, h_{11b} = h_{ie}/h_{fe}$

➤ Ở tần số trung bình:

$$|h_{21b}^*| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_T}\right)^2}}; |h_{11b}^*| = \frac{1}{2\pi f_T C_{b'e}}$$

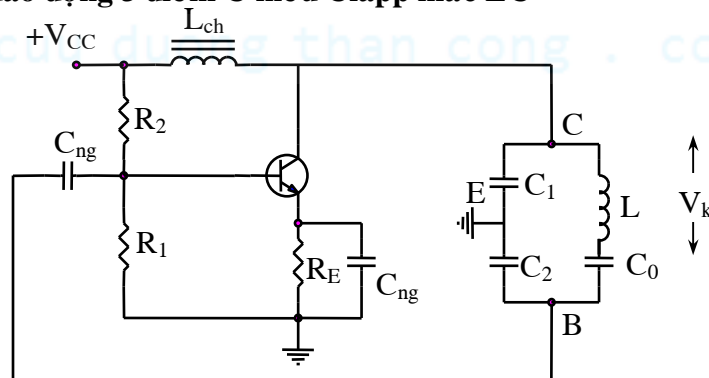
➤ R_K tính như trên.

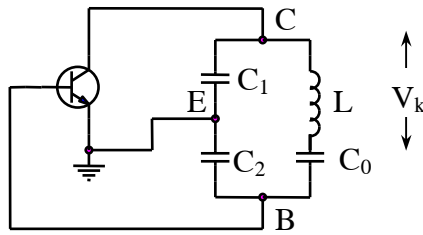
➤ Hệ số ghép đầu ra của Transistor với khung cộng hưởng:

$$p = \frac{V_{BC}}{V_K} = \frac{V_{BC}}{V_{BC}} = 1$$

- Bước 5: Điều kiện biên độ để mạch dao động: $|A| \cdot |\beta| \geq 1$

c- Mạch tạo dao động 3 điểm C kiểu Clapp mắc EC





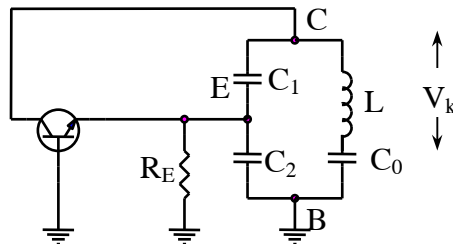
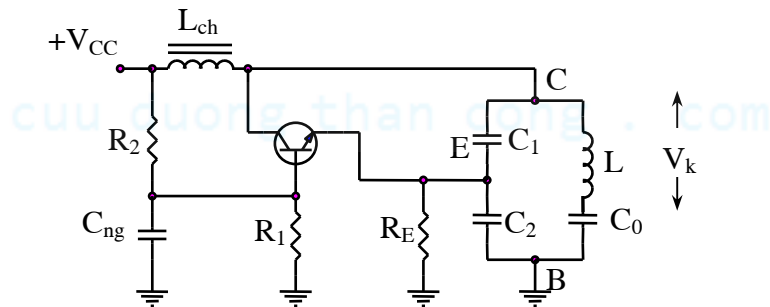
- Các bước thiết kế tương tự như mạch dao động 3 điểm C kiểu Colpitts mắc EC, chỉ khác về C_{td} và hệ số ghép p của Transistor với khung cộng hưởng.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{td}}} \text{ với } \frac{1}{C_{td}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_0}$$

Nếu ta chọn $C_1, C_2 \gg C_0$ thì $C_{td} \approx C_0$ khi đó nhánh cộng hưởng nối tiếp L, C_0 sẽ quyết định tần số cộng hưởng của mạch và mạch sẽ ổn định tần số hơn

- Hệ số ghép p: $p = \frac{V_{CE}}{V_K} = \frac{C_{td}}{C_1} \approx \frac{C_0}{C_1}$

d- Mạch tạo dao động 3 điểm C kiểu Clapp mắc BC



Các bước thiết kế tương tự như mạch dao động 3 điểm C kiểu Colpitts mắc BC, chỉ khác về C_{td} và hệ số ghép p.

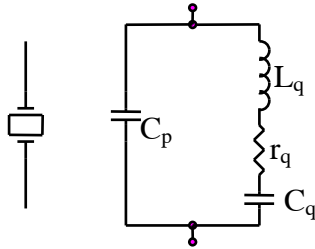
- Khi biết f_0, L ta tính được C_{td} , ta sẽ chọn C_0 lớn hơn C_{td} một chút ví dụ: $C_{td} = 25\text{pF}$ thì ta chọn $C_0 = 30\text{pF}$.

- Hệ số ghép p: $p = \frac{V_{BC}}{V_K} = \frac{C_{td}}{\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} = C_{td} \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2}$

3-3 Các mạch dao động dùng thạch anh

a- Sơ đồ tương đương của thạch anh

- L_q, C_q, r_q là L, C, r của thạch anh ($r_q = 0\Omega$)
- C_p : điện dung giá đỡ ($C_p = 10 \div 100\text{pF}$) ($C_q = 0,01 \div 0,1\text{pF}$)



- Tần số cộng hưởng nối tiếp: $\omega_q = \frac{1}{\sqrt{L_q C_q}}$ (1)

- Tần số cộng hưởng song song:

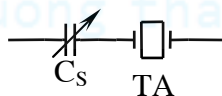
$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_q \frac{C_q C_p}{C_q + C_p}}} = \frac{\omega_q}{\sqrt{\frac{C_p}{C_q + C_p}}} = \omega_q \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_p}} \approx \omega_q \left(1 + \frac{C_q}{2C_p}\right)$$

- Trở kháng tương đương của thạch anh:

$$Z_q = X_q = j\omega_0 L_{td} \quad (3)$$

$$\text{Với } L_{td} = \frac{\left(\frac{\omega_0}{\omega_q}\right)^2 - 1}{\omega_0^2 \left[C_p + C_q - \left(\frac{\omega_0}{\omega_q}\right)^2 C_p \right]} \quad (4)$$

- Để thay đổi tần số cộng hưởng riêng của thạch anh ta mắc C_s nối tiếp với thạch anh:



$$Z_{td} = \frac{1}{j\omega C_s} \frac{C_q + C_p + C_s - \omega_0^2 L_q C_q (C_p + C_s)}{C_p + C_q - \omega_0^2 L_q C_q C_p} \quad (5)$$

khi đó tần số cộng hưởng nối tiếp của mạch sẽ là

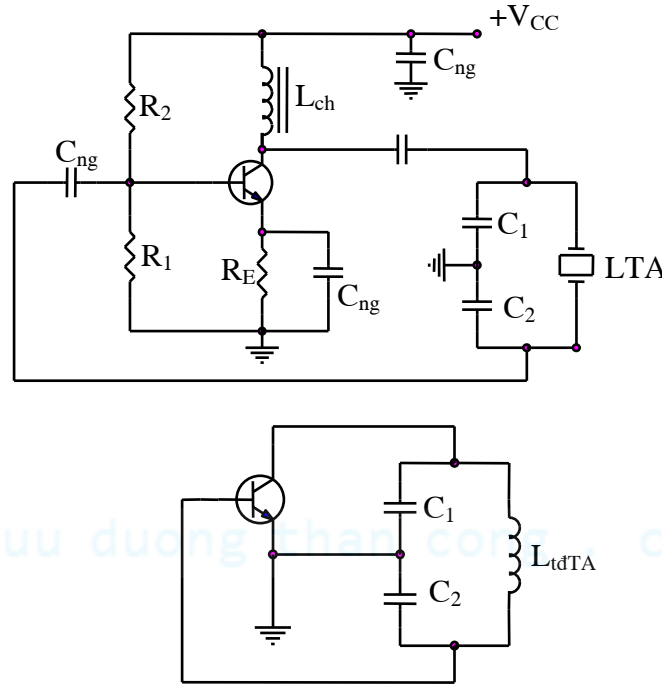
$$f'_q = f_q \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_p + C_s}} \quad (6)$$

$$\frac{\Delta f}{f_q} \approx \frac{1}{2} \frac{C_q}{C_p + C_s}$$

- Để giảm ảnh hưởng của C_p người ta mắc tụ C_0 song song với C_q

$$f_p = f_q \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_0 + C_q}} \approx f_q \text{ nếu } C_0 \gg C_p$$

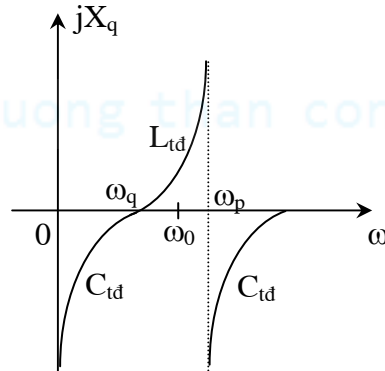
b- Mạch tạo dao động dùng thạch anh với tần số cộng hưởng song song



- Để mạch dao động theo kiểu 3 điểm C kiểu Colpits, thạch anh phải tương đương như cuộn cảm, nghĩa là: $\omega_q < \omega_0 < \omega_p$

Thực tế $\omega_0 \Rightarrow \omega_p$ nhưng để tính toán đơn giản do $\omega_p \approx \omega_q$ ta coi $\omega_0 = \frac{\omega_p + \omega_q}{2}$ (1)

$$\omega_p = \omega_q \left(1 + \frac{C_q}{2C_p} \right) \quad (2)$$



Biết ω_0 , C_q , C_p ta tính được ω_q

- Điện cảm riêng của thạch anh: $L_q = \frac{1}{\omega_q^2 \cdot C_q}$ (3)

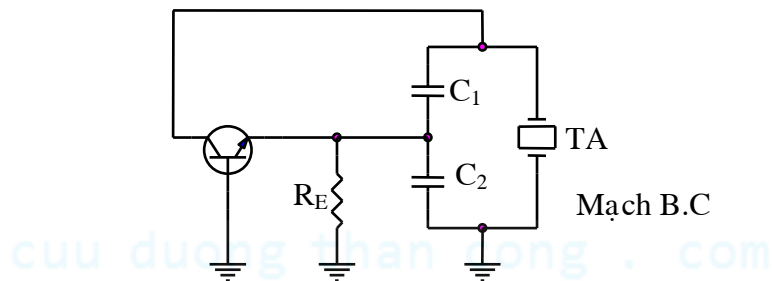
- Điện cảm tương đương của thạch anh:

$$L_{td} = \frac{\left(\frac{\omega_0}{\omega_q}\right)^2 - 1}{\omega_0^2 [C_p + C_q - \omega_0^2 L_q C_q C_p]} \quad (4)$$

$$Z_{tdTA} = j\omega_0 L_{td} \quad (5)$$

- $C_{td} = \frac{1}{\omega_0^2 L_{td}} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ (6)

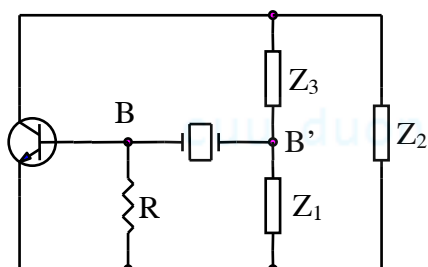
Các phần còn lại tính toán tương tự như mạch dao động 3 điểm C kiểu Colpits mắc EC.



Áp dụng các công thức (1) → (6) ở trên và các công thức trong mạch dao động 3 điểm C kiểu Colpits mắc BC.

- Khi tụ C_s mắc nối tiếp với thạch anh nó đóng vai trò như tụ C_0 trong mạch dao động 3 điểm C kiểu Clapp. Khi tính L_{td} , C_{td} ta sẽ chọn C_s lớn hơn C_{td} một chút, rồi tính C_1 , C_2 như các mạch ở trên.

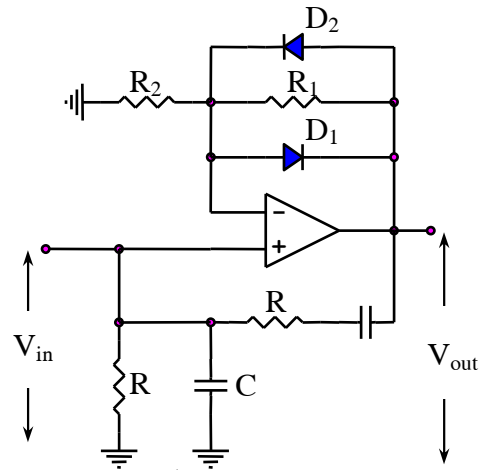
c- Mạch tạo dao động dùng thạch anh với tần số cộng hưởng nối tiếp



Trong loại mạch này thạch anh đóng vai trò mạch hồi tiếp. Chỉ đúng tại tần số cộng hưởng nối tiếp của thạch anh thì $Z_q \approx 0\Omega$ khi đó $B \equiv B'$ và mạch sẽ hoạt động như 3 điểm C kiểu Colpits hoặc Clapp và cũng có thể mắc EC hay BC

3-4 Mạch tạo dao động RC

Đơn giản và thông dụng nhất là mạch dao động cầu Wien



- Tần số dao động: $\omega = \frac{1}{RC}$
- Điều kiện dao động về biên độ: $|A| \cdot |\beta| = |A| \cdot |\beta^+| \geq 1$

Mà $\beta^+ = \frac{1}{3}$ nên $|A| = 3$

- Mặt khác $A = 1 + \frac{R_1}{R_2} = 3 \Rightarrow R_1 = 2R_2$

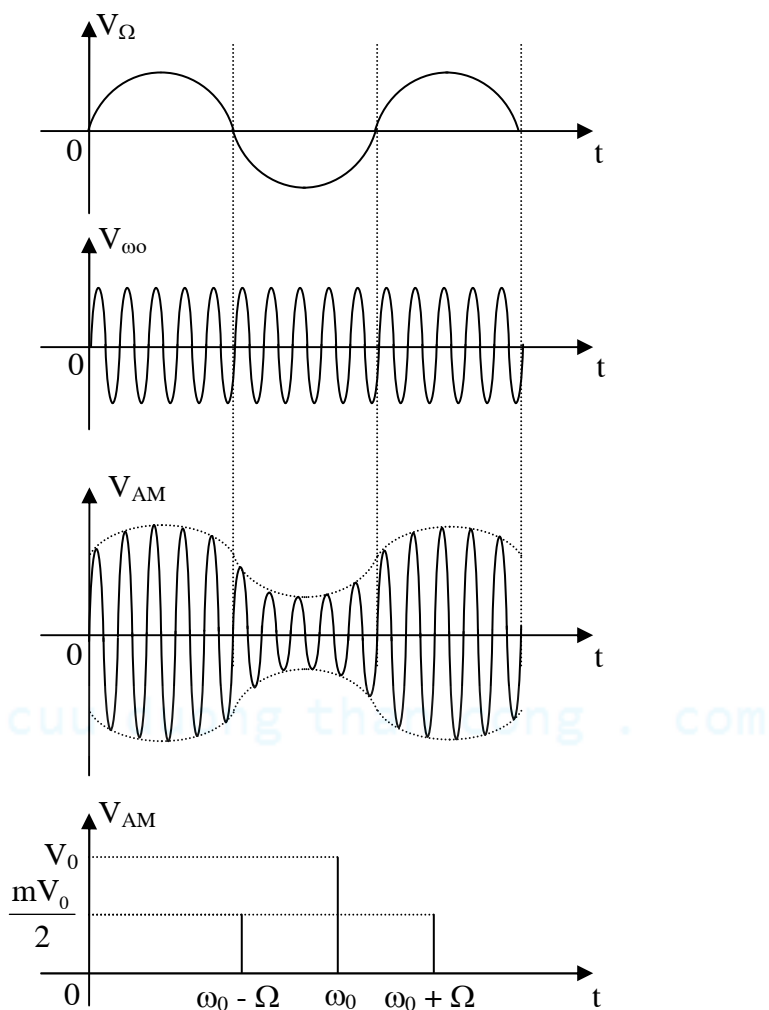
cuu duong than cong . com

cuu duong than cong . com

Chương 4: ĐIỀU CHẾ TƯƠNG TỰ

4-1 Điều biên

a- Phổ của tín hiệu điều biên và quan hệ năng lượng trong điều biên.



$$V_{\Omega}(t) = V_{\Omega} \cos \Omega t \quad (1)$$

$$V_{\omega 0}(t) = V_0 \cos \omega_0 t \quad (2)$$

$$V_{AM}(t) = V_0(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t \quad (3)$$

$$m = \frac{V_{\Omega}}{V_0} (< 1) \quad (4)$$

$$V_{AM}(t) = V_0 \cos \omega_0 t + \frac{mV_0}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t + \frac{mV_0}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t$$

- Công suất tải tin: $P_{\omega 0} = \frac{V_0^2}{2R_L}$ (6)

$$- \text{ Công suất hai biên tần: } P_{bt} = P_{\omega 0} \frac{m^2}{2} \quad (7)$$

$$- \text{ Công suất điều biên: } P_{AM} = P_{\omega 0} + P_{bt} = P_{\omega 0} \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) \quad (8)$$

$$- \text{ Hệ số lợi dụng công suất: } k = \frac{P_{bt}}{P_{AM}} \quad (9)$$

$$- \text{ Công suất điều biên lớn nhất: } P_{AM \max} = P_{\omega 0} (1 + m)^2 \quad (10)$$

Đây là điều kiện để chọn Transistor sao cho

$$P_{AM \max} < P_{C \max}$$

b- Điều biên Collector

➤ Điện áp Collector biến đổi theo điện áp âm tần:

$$V_{CC}^* = V_{CC} + V_{\Omega} \cos \Omega t \quad (11)$$

$$\text{với } \xi = \frac{V_{Cm1}}{V_{CC}} \approx 1$$

➤ Để đảm bảo Transistor không bị đánh thủng, phải thỏa mãn điều kiện:

$$V_{\omega 0} + V_{\Omega} \leq V_{CE \max} = BV_{CEO} \quad (12)$$

$$(2) \Rightarrow V_{\omega 0} + mV_{\omega 0} = V_{\omega 0}(1 + m) \approx V_{CC}(1 + m) \approx 2V_{CC} \leq V_{CE \max} \text{ Đối với điều biên thì} \\ V_{CC} \leq 0,5V_{CE \max} \quad (13)$$

➤ Nếu đầu ra của mạch điều biên là mạch lọc có hiệu suất η_{CH} thì điều biên Collector có công suất đỉnh là:

$$P'_{AM \max} = \frac{P_{\omega 0}(1 + m)^2}{\eta_{CH}} \leq P_{C \max \text{ cho phép}} \quad (14)$$

Đây là điều kiện để chọn Transistor có $P_{C \max}$ cho phép

➤ Để thiết kế bộ điều biên Collector ta sẽ tiến hành theo hai phần như sau:

$$- \text{ Cho trước } P_A^m \rightarrow P_{AM} = \frac{P_A}{\eta_{CH}} \rightarrow P_{\omega 0} = \frac{P_{AM}}{\left(1 + \frac{m^2}{2} \right)} \text{ khi đã biết } P_{\omega 0} \text{ ta tiến hành các}$$

bước thiết kế như đối với mạch KĐCSCT (mục 2-3)

$$- \text{ Thiết kế phần điều biên: } V_{\Omega} = mV_0 = mV_{Cm1}$$

- Phổ của điều biên $V_{AM}(t)$ (theo 3) và vẽ phổ
- Tính công suất hai biên tần (theo 7).
- Tính hệ số lợi dụng công suất k (theo 9).
- Kiểm tra điều kiện điện áp (theo 12)
- Kiểm tra điều kiện công suất (theo 14).

4-2 Điều tần và điều pha

a- Quan hệ giữa điều tần và điều pha

- Dao động điều hòa sóng mang:

$$V_0(t) = V_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = V_0 \cos \varphi(t) \quad (1)$$

- Tín hiệu điều chế âm tần: $V_\Omega(t) = V_\Omega \cos \Omega t$ (2)

- Tín hiệu điều tần

$$\text{FM: } V_{FM}(t) = V_0 \cos \left[\omega_0 t + \frac{\Delta \omega}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0 \right] \quad (3)$$

$$\text{Trong đó: } \omega(t) = \omega_0 + \Delta \omega \cos \Omega t \quad (4)$$

Với $\Delta \omega$: lượng di tần cực đại

$$\text{Chỉ số điều tần: } m_f = k \frac{V_\Omega}{\Omega} = \frac{\Delta \omega}{\Omega}; \text{ hệ số tỷ lệ} \quad (5)$$

- Tín hiệu điều pha PM:

$$V_{PM}(t) = V_0 \cos[\omega_0 t + \Delta \varphi \cos \Omega t + \varphi_0] \quad (6)$$

$$\text{Trong đó: } \varphi(t) = \varphi_0 + \Delta \varphi \cos \Omega t \quad (7)$$

Với $\Delta \varphi$: lượng di pha cực đại

$$\text{Chỉ số điều pha: } m_p = k V_\Omega = \Delta \varphi \quad (8)$$

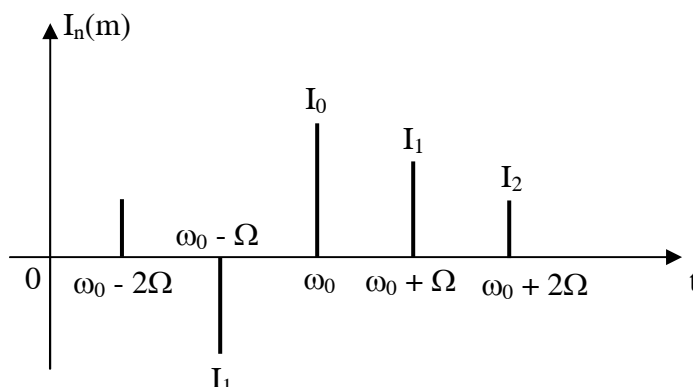
với k : hệ số tỷ lệ

- Quan hệ giữa độ di tần và độ di pha:

$$\Delta \omega = \frac{d(\Delta \varphi)}{dt} = \Delta \varphi \cdot \Omega \cdot \sin \Omega t \quad (9)$$

Từ 3, 6, 9 ta nhận thấy chỉ cần biết tín hiệu điều tần FM sẽ tìm được tín hiệu điều pha PM và ngược lại.

b- Phổ của tín hiệu điều tần và điều pha



- Khi chỉ tính các thành phần $I_m(mf) \geq 0,01I_0(mf)$ thì bề rộng dải tần của tín hiệu điều tần chiếm là:

$$D_{FM} = 2(m_f + \sqrt{m_f + 1})\Omega_{\max} \quad (1)$$

- Khi $m_f > 1$ ta có biểu thức gần đúng:

$$D_{FM} \approx 2m_f\Omega_{\max} \approx 2\Delta\omega \quad (2)$$

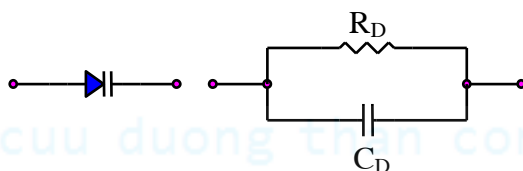
⇒ gọi là điều tần băng rộng

- Khi $m_f < 1 \Rightarrow D_{FM} \approx 2\Omega_{\max} \quad (3)$

Gọi là điều tần băng hẹp

- Để $m_f \approx \text{const}$ khi tần số thay đổi phía phát phải có mạch pre-emphasis và phía thu có mạch de-emphasis.

c- Điều tần bằng Varicap



$$C_V = C_{in} \left[\frac{\varphi}{\varphi + e} \right]^n \quad (1)$$

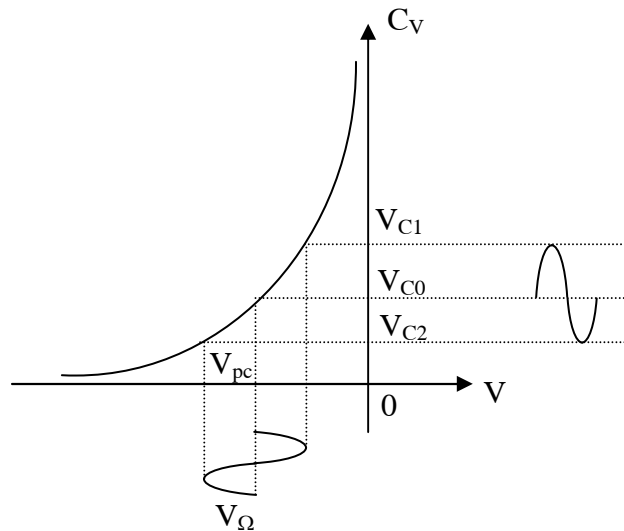
- + C_{in} : điện dung ban đầu khi $e = 0$
- + φ : hiệu điện thế tiếp xúc $\varphi_{si} \approx 0,7V$

+ n: hệ số phụ thuộc loại varicap $n = \frac{1}{3}, \frac{1}{2}, 1, 2$.

$$+ e = V_{pc} + \Delta e \quad (2)$$

với V_{pc} : điện áp phân cực ban đầu cho varicap

$$\Delta e = V_{\Omega} \cos \Omega t + V_{\omega_0} \cos \omega_0 t \quad (3)$$



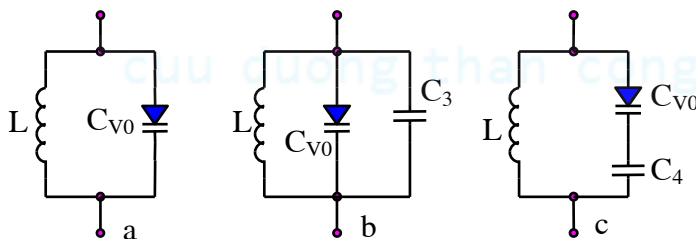
- Trong thực tế ta phải tìm mọi cách để giảm ảnh hưởng của điện áp cao tần trên varicap, khi đó: $\Delta e = V_{\Omega} \cos \Omega t$ (4)

- Gọi điện áp AC trên varicap đã chuẩn hóa: $x = \frac{\Delta e}{\varphi + V_{pc}}$ (5)

$$C_{V0} = C_{in} \left[\frac{\varphi}{\varphi + V_{pc}} \right]^n \quad (6)$$

$$\Rightarrow C_V = (1 + x)^{-n} C_{V0} \quad (7)$$

- Tùy theo cách mắc varicap vào khung cộng hưởng ta có thể tính gần đúng độ di tần do varicap gây ra theo điện áp điều chế V_{Ω} .

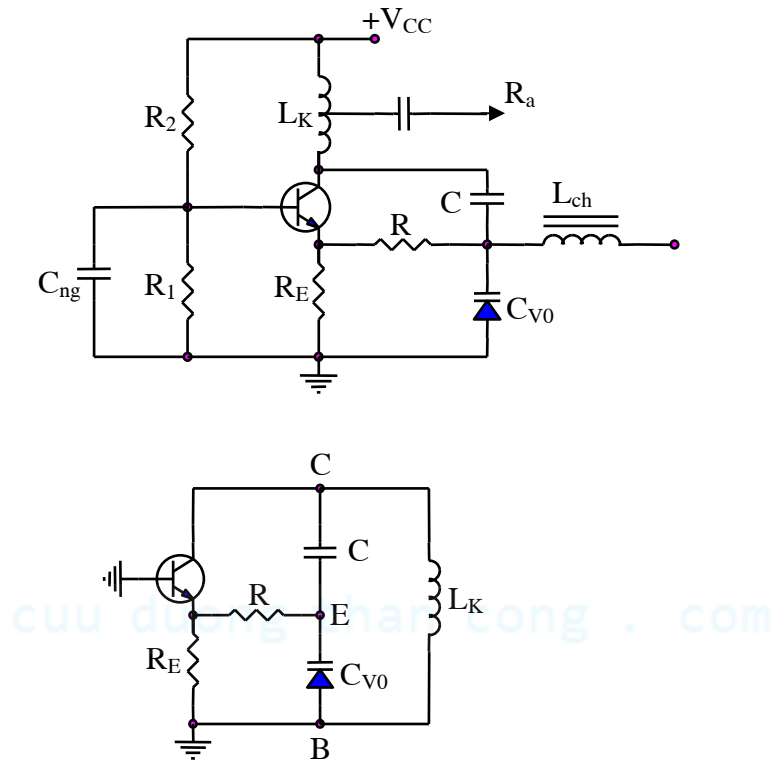


$$\Delta f_a \approx 0,5 n f_0 \left[\frac{V_{\Omega}}{\varphi + V_{pc}} \right] \quad (8)$$

$$\Delta f_b \approx 0,5nf_0 \left[\frac{V_\Omega}{\varphi + V_{pc}} \right] \left[\frac{C_{v0}}{C_{v0} + C_3} \right] \quad (9)$$

$$\Delta f_c \approx 0,5nf_0 \left[\frac{V_\Omega}{\varphi + V_{pc}} \right] \left[\frac{C_{v0}}{C_{v0} + C_4} \right] \quad (10)$$

Mắc Varicap đơn:



Nếu chọn $V_{CEQ} = \frac{V_{CC}}{2}$ thì $V_{RE} = \frac{V_{CC}}{2}$ tạo phân cực ngược cho varicap. Điện trở R thường được chọn vài trăm kΩ. Do dòng trên R bằng 0 nên $V_R = 0V$. Để thiết kế mạch điều tần varicap cần tiến hành 2 phần

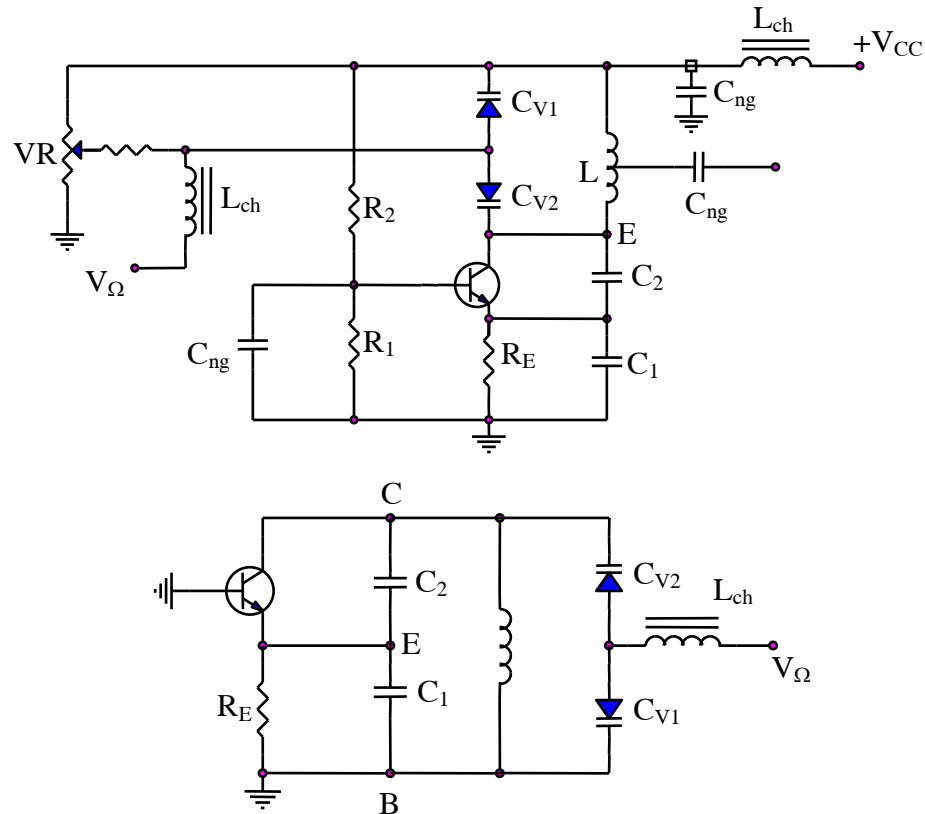
- Phần thứ nhất: thiết kế để mạch thỏa mãn điều kiện dao động về pha và biên độ (giống phần 3-2-b).
- Phần thứ hai: thiết kế mạch điều tần varicap. Tùy theo cách mắc varicap vào khung cộng hưởng theo sơ đồ a, b, c mà chọn công thức (8) hoặc (9) hoặc (10) để tính $V_\Omega = f(\Delta f)$.

$$+ \text{ Tính } f_1 = f_0 - \Delta f \Rightarrow C_{td1} = \frac{1}{4\pi^2 f_1^2 L} \Rightarrow C_{v1}$$

$$+ \text{ Tính } f_2 = f_0 - \Delta f \Rightarrow C_{td2} = \frac{1}{4\pi^2 f_2^2 L} \Rightarrow C_{v2}$$

$$+ \text{ Vẽ đặc tuyến } C_V = f(V_\Omega).$$

Mắc varicap đẩy kéo:



Sơ đồ mắc varicap đẩy kéo triệt tiêu được hoàn toàn sóng cao tần trên varicap nên các công thức 8, 9, 10 ở trên được tính chính xác hơn. $C_{V0} = \frac{C_{V1}C_{V2}}{C_{V1} + C_{V2}} = \frac{C_{V1}}{2} = \frac{C_{V2}}{2}$ nếu $C_{V1} = C_{V2}$. Về lý thuyết $C_{V0}(1 \div 100\text{pF})$, trên thực tế giá trị hay gặp $C_{V0} = 10 \div 50\text{pF}$; ví dụ $C_{V1} = C_{V2} = 50\text{pF} \Rightarrow C_{V0} = 25\text{pF}$.

Các bước thiết kế được tiến hành như 2 phần ở trên

d- Ổn định tần số trung tâm của tín hiệu điều tần

Các biện pháp ổn định tần số trung tâm f_0 được xếp từ đơn giản đến phức tạp:

- Điều tần trực tiếp bằng thạch anh: độ di tần hẹp, chỉ dùng trong phát thoại quốc tế.
- Sử dụng thạch anh làm bộ dao động: độ di tần hẹp.
- Ổn định nguồn cung cấp, sử dụng các điện trở bù nhiệt.
- Hạ thấp tần số trung gian của bộ điều tần để nâng cao độ ổn định tần số.
- Sử dụng hệ thống tự động điều chỉnh tần số AFC-F: chỉ điều chỉnh thô.
- Sử dụng hệ thống tự động điều chỉnh tần số hỗn hợp AFC-F và AFC-P: AFC-F điều chỉnh thô, còn AFC-P điều chỉnh tinh đưa $\Delta f \rightarrow 0$.

Chương 5: VÒNG GIỮ PHA PLL

5-1 Những ưu, khuyết điểm của vòng giữ pha PLL

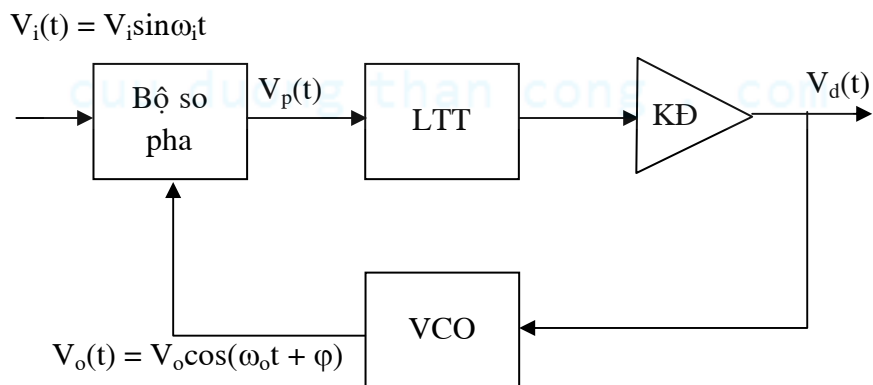
* Ưu điểm:

- Khả năng làm việc ở tần số cao.
- Sự độc lập về khả năng chọn lọc và điều hưởng tần số trung tâm.
- Những linh kiện bên ngoài ít.
- Dễ dàng trong việc điều hưởng

* Khuyết điểm:

- Sự thiếu thốn thông tin về biên độ tín hiệu.
- Tự động điều chỉnh hệ số khuếch đại khó.

5-2 Sơ đồ khối và nguyên lý hoạt động của PLL



Sơ đồ khối của PLL

- * Vòng điều khiển pha có nhiệm vụ phát hiện và điều chỉnh những sai sót về tần số giữa tín hiệu vào và tín hiệu ra, nghĩa là PLL làm cho tần số ra ω_o của tín hiệu song song bám theo tần số vào ω_i của tín hiệu vào.
- * Khi tín hiệu vào đã lọt vào dải bắt của PLL, thì tần số f_o của VCO sẽ bám theo tần số vào ω_i .

5-3 Một số ứng dụng của PLL.

- Tách sóng tín hiệu điều tần.
- Tách sóng tín hiệu điều biên.
- Tổng hợp tần số.

- Nhân tần số bằng “khóa hài” PLL.
- Điều chế tần số (FSK) và điều chế pha (PSK).
- Đồng bộ tần số.
- Bộ lọc bám theo thông dải hoặc lọc chặn.

cuu duong than cong . com

cuu duong than cong . com

Chương 6: MÁY PHÁT

6-1 Định nghĩa và phân loại máy phát

Một số chỉ tiêu kỹ thuật cơ bản của máy phát:

- Công suất ra của máy phát.
- Độ ổn định tần số: $\frac{\Delta f}{f_0} = 10^{-3} \div 10^{-7}$
- Chỉ số điều chế AM (m), chỉ số điều tần FM (m_f)
- Dải tần số điều chế.

6-2 Sơ đồ khối tổng quát của các loại máy phát

- Sơ đồ khối tổng quát của máy phát điều biên (AM).
- Sơ đồ khối tổng quát của máy phát đơn biên (SSB).
- Sơ đồ khối tổng quát của máy phát điều tần (FM).
- Sơ đồ khối tổng quát của máy phát FM stereo.

6-3 Các mạch ghép trong máy phát

➤ Yêu cầu chung đối với các mạch ghép.

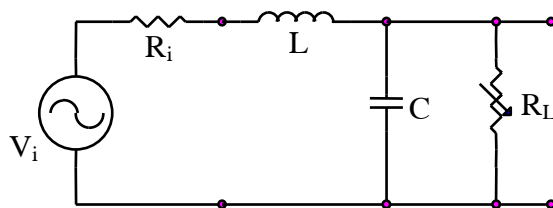
- Phối hợp trở kháng.
- Đảm bảo dải thông D.
- Đảm bảo hệ số lọc hài cao.
- Điều chỉnh mạch ghép.

➤ Các loại mạch ghép cơ bản.

- Ghép biến áp.
- Ghép hồ cảm.
- Ghép hai mạch cộng hưởng.

6-4 Các mạch lọc cơ bản trong máy phát

a- Mạch lọc Γ đơn.



- Hệ số phẩm chất của mạch vào:

$$Q_i = \frac{X_L}{R_i} = \frac{\omega_0 L}{R_i} \quad (1)$$

- Hệ số phẩm chất của mạch ra:

$$Q_0 = \frac{R_L}{X_C} = \omega_0 C R_L \quad (2)$$

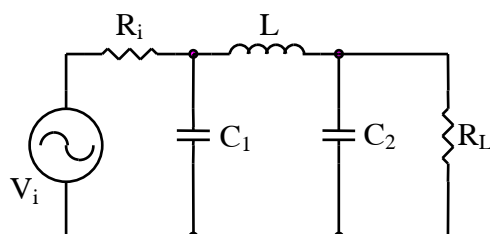
- Hệ số phẩm chất tương đương của mạch:

$$Q_{td} = \frac{Q_i \times Q_0}{Q_i + Q_0} \quad (3)$$

- Để truyền đạt công suất lớn nhất và đáp tuyến tần số bằng phẳng nhất ta có

$$Q_i = Q_0 \rightarrow Q_{td} = \frac{Q_i}{2} \quad (4) \text{ với tần số lọc của mạch: } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5)$$

b- Mạch lọc π đơn.



- Khi mạch đối xứng $C_1 = C_2 = C$.

$$Q_i = Q_0 = \frac{R_L}{X_C} = \frac{R_i}{X_C} \quad (1)$$

$$\text{với } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C}{2}}} \quad (2)$$

- Khi mạch bất đối xứng: $C_1 \neq C_2$ ta có.

$$|X_{C1}| = \frac{R_i + R}{Q_{td}} = \frac{1}{\omega_0 C_1} \quad (1)$$

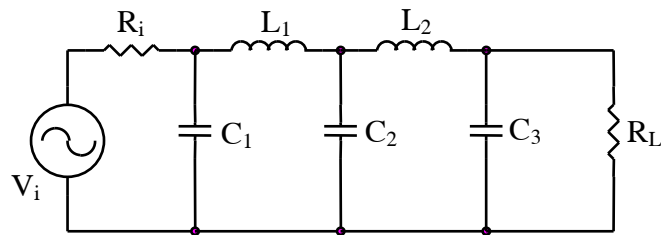
$$|X_{C2}| = \frac{R_L + R}{Q_{td}} = \frac{1}{\omega_0 C_2} \quad (2)$$

$$|X_L| = |X_{C1} + X_{C2}| \quad (3)$$

$$\text{với } R = \sqrt{R_i R_L} \quad (4)$$

$$Q_{td} = Q_i + Q_0 \quad (5)$$

c- Mạch lọc π đôi.



$$|X_{C1}| = \frac{R_i Q_{td} + R}{Q_{td}^2 - 1} \quad (1)$$

$$|X_{C2}| = \frac{X_{C1} X_{C3}}{R} \quad (2)$$

$$|X_{C3}| = \frac{R_L Q_{td} + R}{Q_{td}^2 - 1} \quad (3)$$

$$R = \sqrt{R_i R_L} \quad (4)$$

$$X_{L1} = |X_{C1} + X_{C2}| \quad (5)$$

$$X_{L2} = |X_{C2} + X_{C3}| \quad (6)$$

$$Q_{td} = \frac{Q_i + Q_0}{2} \quad (7)$$