

目录

第一章 预备知识	2
1.1 预备知识	2
第二章 谐振功率放大器	4
2.1 谐振功放的原理	4
2.2 谐振功放的性能特点	6
2.3 谐振功放电路	8
第三章 正弦波振荡器	11
3.1 概述	11
3.2 反馈振荡器的工作原理	12
3.3 LC 正弦波振荡器	14
3.4 晶体振荡器	17
第四章 振幅调制、解调与混频电路	19
4.1 频谱搬移电路的组成模型	19
4.2 相乘器电路	22
4.3 解调电路	25
第五章 角度调制与解调电路	28
5.1 角度调制信号的基本特性（见通信原理）	28
5.2 调频波调制电路	28
5.3 调频波解调电路	31

第一章 预备知识

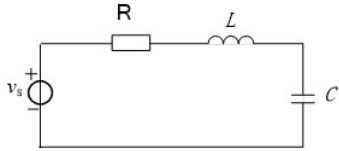
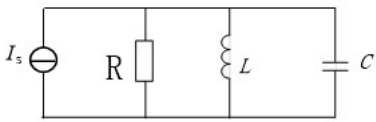
1.1 预备知识

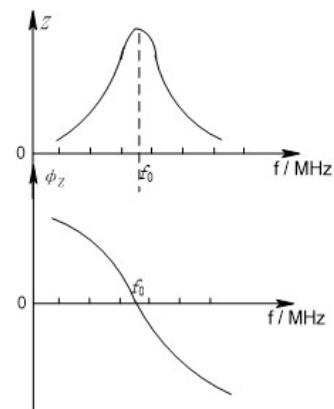
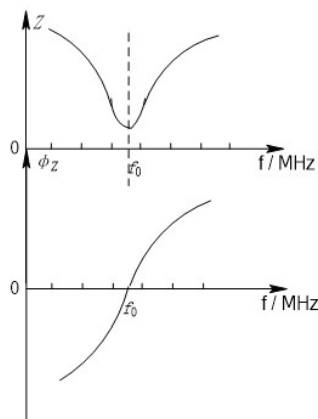
一、谐振电路

1、基本概念

- 谐振电路的分类：串联谐振、并联谐振
- 谐振频率：使回路总电抗（电纳）为零的频率
- 谐振电路的两种状态
 - 谐振：电路呈纯电阻性
 - 失谐：电路呈容性或感性

2、串联谐振与并联谐振

	串联谐振	并联谐振
电路图		
谐振条件 谐振频率	$Z(j\omega) = R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})$ $\Rightarrow \omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0 \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$	$Y = \frac{1}{R} + j(\omega C - \frac{1}{\omega L})$ $\Rightarrow \omega_0 C - \frac{1}{\omega_0 L} = 0 \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$
品质因数	$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR}$	$Q = \frac{R}{\omega_0 L} = R\omega_0 C$
谐振电阻	$R_e = R$ （最小值）	$R_e = R$ （最大值）
谐振电流	$I_0 = \frac{v_s}{R}$ （最大值）	$\begin{cases} I_{R0} = \frac{v_0}{R} = I_s \\ I_{L0} = \frac{v_0}{j\omega_0 L} = -jQI_s \\ I_{C0} = v_0 j\omega_0 C = jQI_s \end{cases}$
谐振电压	$\begin{cases} v_{R0} = RI_0 = v_s \\ v_{L0} = j\omega_0 LI_0 = jQv_s \\ v_{C0} = \frac{1}{j\omega_0 C} I_0 = -jQv_s \end{cases}$	$v_0 = I_s R$ （最大值）
频率特性	$\begin{cases} Z = \sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2} \\ \phi_Z = \arctan \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} \end{cases} \quad (\text{左图})$	$\begin{cases} Z = \frac{R}{\sqrt{1 + Q^2 (\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})^2}} \\ \phi_Z = -\arctan Q(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}) \end{cases} \quad (\text{右图})$



二、傅里叶级数

——对周期信号进行频域分析的数学工具

$$f_T(t) = \frac{a_0}{2} + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\omega t + \cdots + a_n \cos n\omega t + \cdots$$

$$+ b_1 \sin \omega t + b_2 \sin 2\omega t + \cdots + b_n \sin n\omega t + \cdots \quad \omega = \frac{2\pi}{T} \text{ 基频}$$

若 $f_T(t)$ 为偶函数，则

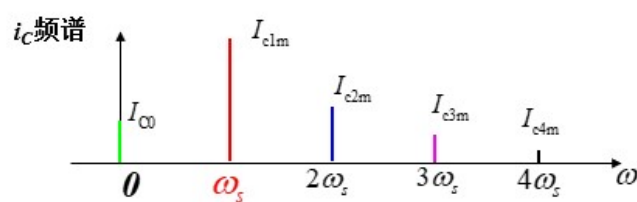
$$f_T(t) = \frac{a_0}{2} + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\omega t + \cdots + a_n \cos n\omega t + \cdots$$

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f_T(t) d\omega t \quad a_1 = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f_T(t) \cos \omega t d\omega t$$

三、周期信号的频谱

将信号各频率分量的振幅（相位）随频率变化的关系用图形表示——频谱图

$$i_C = I_{C0} + I_{C1m} \cos \omega_s t + I_{C2m} \cos 2\omega_s t + \cdots$$



$$I_{C0} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_C d\omega t$$

$$I_{C1m} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_C \cos \omega t d\omega t$$

n 为正整数——单边频谱

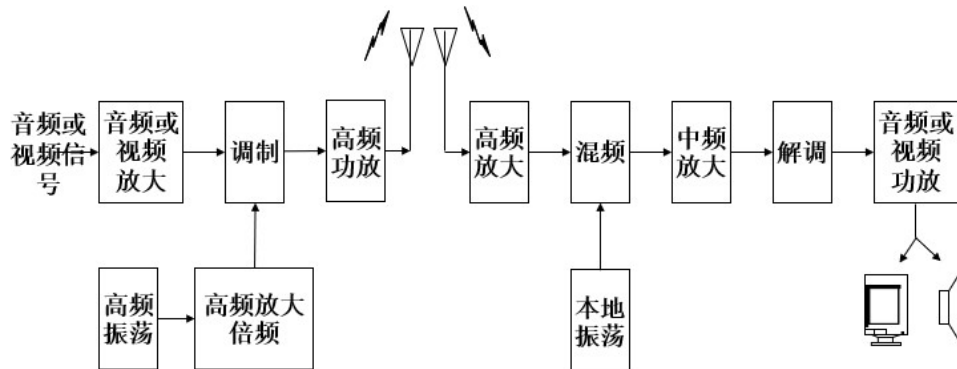
第二章 谐振功率放大器

2.1 谐振功放的原理

一、四种功放的复习（见模电）

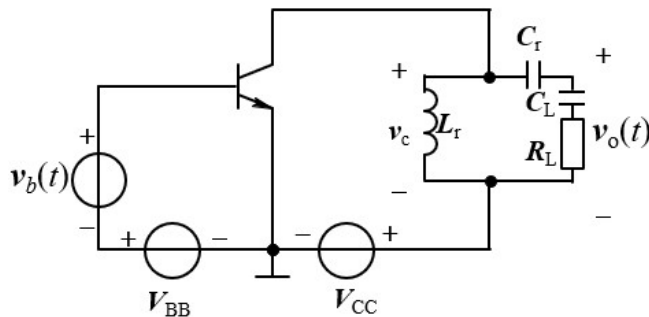
二、谐振功放的基本概念

- 1、功能：对高频信号（载波或已调波）进行窄带功率放大
- 2、研究目标：高效率、高功率输出
- 3、工作状态：丙类、丁类、戊类
- 4、电路结构特点：谐振回路作负载
- 5、整个系统的模型



三、谐振功放的原理

1、电路图



$$v_b(t) = V_{bm} \cos \omega_s t$$

$$v_{BE} = V_{BB} + v_b(t) = V_{BB} + V_{bm} \cos \omega_s t$$

- 工作在丙类（通过调整 V_{BB} 在截止区）

- 功放的负载：整个谐振回路

2、原理分析

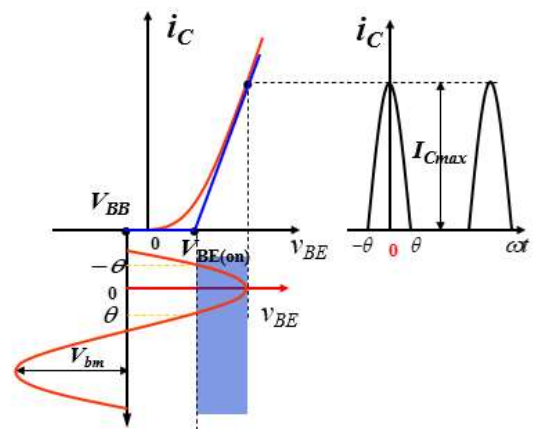
a) 图解法分析输出电流（右图）

- 由右图可知，经过功放后，原来的信号已经失真，所以需要经过一定的处理，才能使输出信号为原来信号的放大。

b) 利用傅里叶级数分析输出

$$\begin{cases} i_c = I_{C0} + I_{c1m} \cos \omega_s t + I_{c2m} \cos 2\omega_s t + \dots \\ v_c = -I_{c1m} R_e \cos \omega_s t = -V_{cm} \cos \omega_s t \end{cases}$$

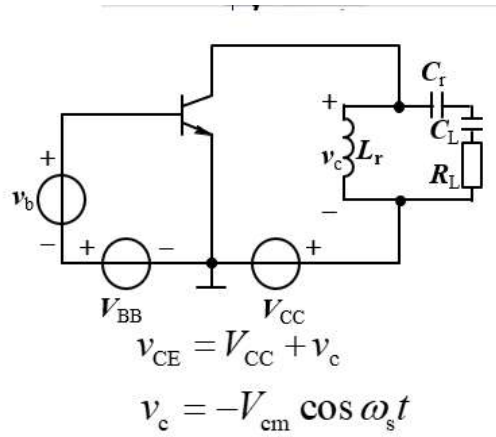
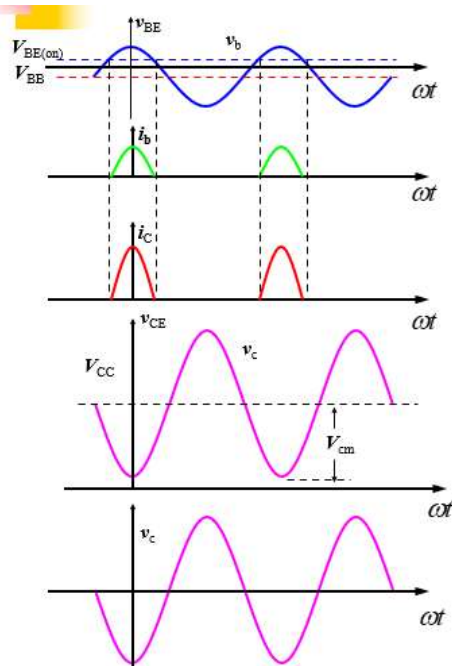
- 可以看出：可以通过构造选频网络滤出基频分量



- 如果将谐振频率调到 $n\omega_s$ 上，则可以构成倍频器
- c) 构造选频网络

$$\begin{cases} R_e = \frac{L_r}{C_t R_L} = \frac{\omega_0^2 L_r^2}{R_L} \\ R_e = \frac{V_{cm}}{I_{c1m}} \end{cases}$$

3、各点波形的分析



集电极电流失真
(周期性脉冲) → 集电
极谐振回路选频 → 不
失真集电极电压。

2.2 谐振功放的性能特点

一、性能指标

$$\begin{cases} P_D = V_{CC} I_{C0} \\ P_o = \frac{1}{2} I_{c1m} V_{cm} = \frac{1}{2} I_{c1m}^2 R_e = \frac{V_{cm}^2}{2R_e} \\ P_C = P_D - P_o \\ \eta_C = \frac{P_o}{P_D} = \frac{1}{2} \frac{I_{c1m} V_{cm}}{I_{C0} V_{CC}} \end{cases}$$

- 要提高效率，需增大 I_{c1m} 或减小 I_{C0} (减小 I_{C0} 即减小集电极平均电流，通过降低静态工作点可以实现)
- a) 导通角存在的矛盾
 - 矛盾：导通角越大，输出功率越大，但是效率降低
 - 调和： $\theta = 70^\circ$ 作为最佳导通角

二、性能指标的近似分析法（图解法）

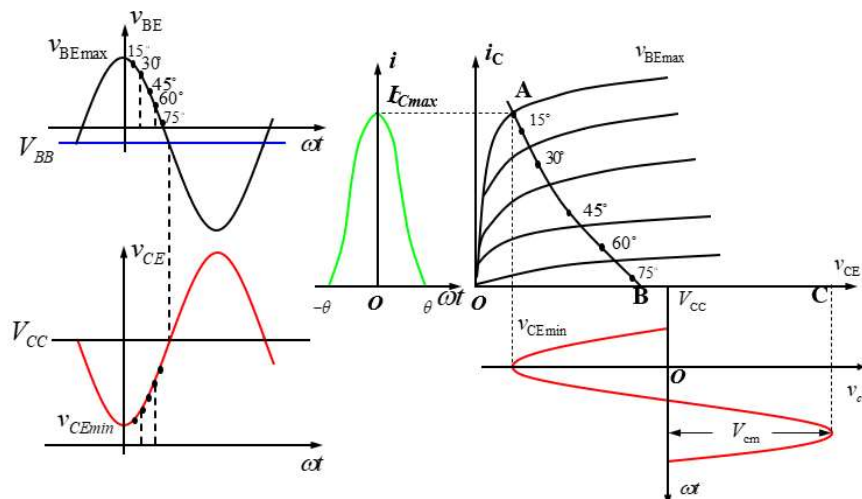
1、图解法原理

- 公式依据：

$$\begin{cases} v_{BE} = V_{BB} + V_{bm} \cos \omega t \\ v_{CE} = V_{CC} - V_{cm} \cos \omega t \end{cases}$$
- 流程：
 - 设定 V_{BB} 、 V_{bm} 、 V_{CC} 、 V_{cm} 四个值
 - 取点 $\omega t = 0^\circ, \pm 15^\circ, \pm 30^\circ \dots$ ，从而确定 v_{BE} 、 v_{CE} 的值
 - 在输出特性曲线上确定动态点，并画动态线
 - 画 i_C 波形，进而求出 I_{c1m} 、 I_{C0} ，

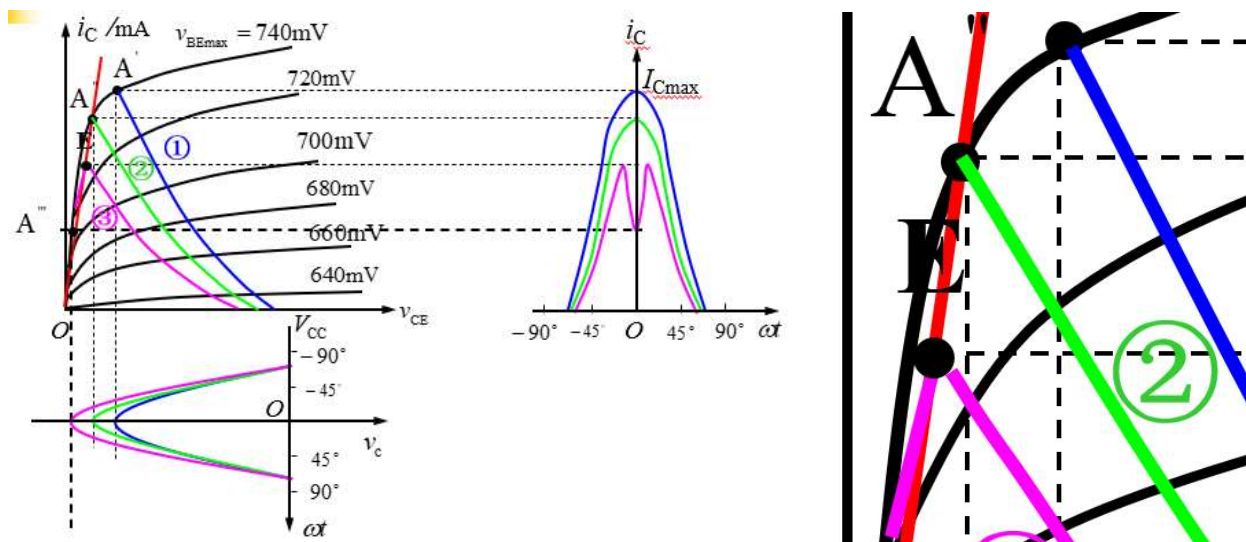
$$\begin{cases} I_{c1m} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_C \cos \omega t d\omega t \\ I_{C0} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_C d\omega t \end{cases}$$
 - 求性能指标： P_o 、 η_C 、 R_e
- 关于动态线的深入
 - 动态线是哪一段：ABC。A点可求 $v_{BE\max}$ 、 $v_{CE\min}$ 、 $i_{C\max}$ ，B点可求 θ ，C点求 $V_{CE\max}$
 - 为什么动态线是曲线：

2、示例



三、丙类谐振功放的工作状态（欠压、临界、过压）

1、 V_{BB}, V_{bm}, V_{CC} 一定时, 改变 V_{cm} 对 i_C 脉冲波的影响 (右边为局部图)



2、结论:

- 根据 A 点的位置确定状态: 放大区——欠压、临界区——临界、饱和区——过压
- 过压状态下, 出现凹陷的原因: 见细节图 (那里为什么会跟着红线走??????)

四、性能分析

1、分析的依据公式:
$$\begin{cases} v_{BE} = V_{BB} + V_{bm} \cos \omega t \\ v_{CE} = V_{CC} - V_{cm} \cos \omega t \end{cases}$$

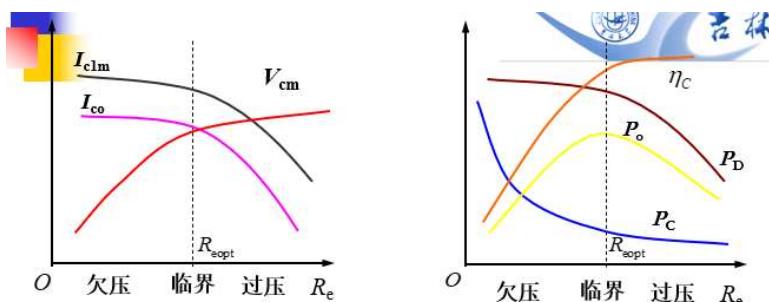
2、负载特性: V_{BB}, V_{bm}, V_{CC} 一定, 放大器性能随集电极负载电阻 R_e 变化的特性

a) 三个一定意味着什么

- V_{BB}, V_{CC} 一定: 静态工作点一定
- V_{BB}, V_{bm} 一定: θ 一定 (即 i_C 的宽度一定)、 $v_{BE\max}$ 一定

b) R_e 改变对性能的影响

- 随着 R_e 的增大, 会导致 V_{cm} 的增大, 从而逐渐由欠压->临界->过压
- 临界为最佳状态: P_o 和 η_c 都较大



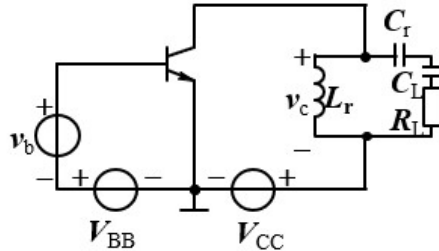
例1 某谐振功率放大器工作在临界状态, 分析当集电极负载电阻 R_e 1) 增大一倍; 2) 减小一半时, 近似估算输出功率 P_o 变化多少?

都变为原来的一半

2.3 谐振功放电路

一、基本概念

1、电路组成：直流馈电电路、滤波匹配电路



二、直流馈电电路

1、基本概念

a) 馈电原则

- 应有效地将直流电压加在晶体管的电极间。
- 应使基频分量流过负载回路产生输出功率，但不要通过直流电源。

b) 馈电形式

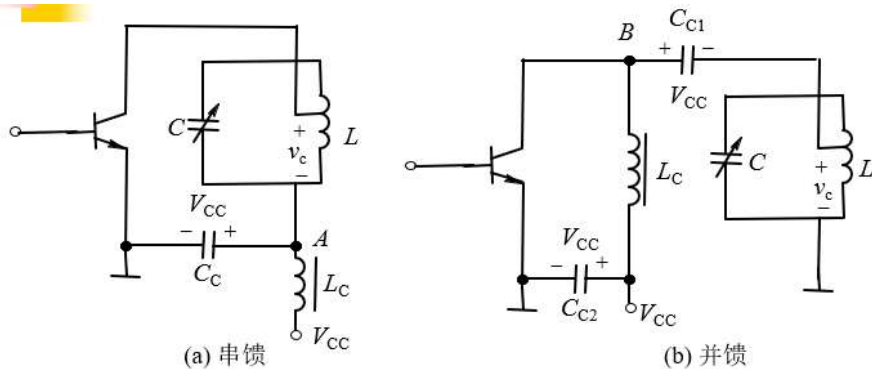
- 串联馈电：晶体管、直流电源和谐振回路三部分串联
- 并联馈电：晶体管、直流电源和谐振回路三部分并联

无论哪种电路形式，直流偏压与交流电压总是串联迭加的，即

$$v_{BE} = V_{BB} + V_{bm} \cos \omega t$$

$$v_{CE} = V_{CC} - V_{cm} \cos \omega t$$

2、集电极馈电



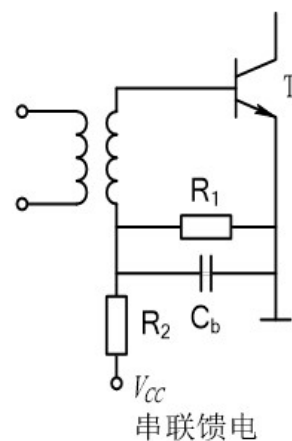
L_C : 高频扼流圈（大电感）对高频开路，阻止高频信号流过直流电源影响直流电源的稳压性能。

C_C 、 C_{C2} : 电源滤波电容（旁路电容），高频短路。 C_{C1} : 隔直电容，以免电感将直流电源短路。

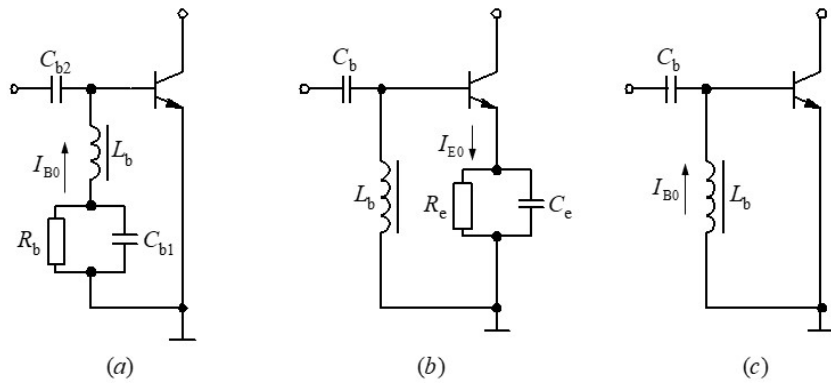
3、基极馈电

a) 外加分压偏置

- 为减小分压电路的功耗，分压电阻数值应适当大些。



b) 自给偏置（偏置由基极直流电流或发射极直流电流流过电阻产生）



i_B 为余弦脉冲，利用 i_B 的直流分量 I_{B0} 在电阻 R_b 上产生的压降

→ 负偏压 $V_{BE} = -I_{B0}R_b$

$$V_{BE} = -I_{E0}R_e$$

$$V_{BE} \approx 0$$

3、自给偏置存在的“自给偏置效应”

a) 现象：偏置电压会随着输入信号电压振幅的变化而变化

- 在无输入信号时，自给偏压电路的偏置为零。
- 随着输入信号的逐渐增大，加在晶体管 BE 结之间的偏置电压向负值方向增大，即

$$V_{BE0} = -I_{B0}R_b$$

b) 自给偏置效应的优点：放大等幅信号（载波）时，能自动稳定输出电压振幅

c) 自给偏置效应的缺点：放大调幅波（线性放大）时，会造成输出信号失真

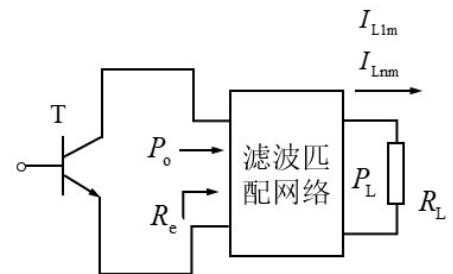
三、滤波匹配网络

1、基本概念

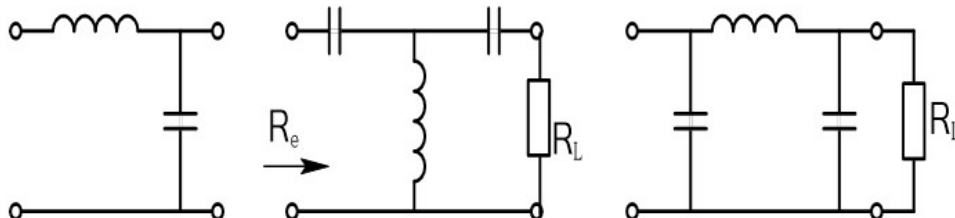
a) 作用：选频滤波、阻抗匹配

b) 要求：

$$\text{要求} \begin{cases} \text{阻抗变换 } R_L \rightarrow R_{eopt} \\ \text{品质因数高 } (Q_e) \\ \text{传输效率高 } \eta_k = \frac{P_L}{P_o} \rightarrow 1 \end{cases}$$

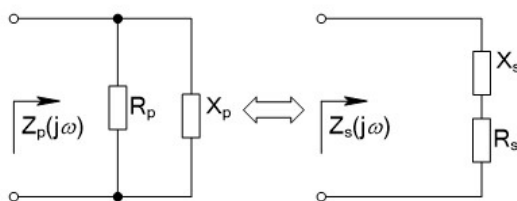


c) 分类：L 型、T 型、 Π 型



2、串、并联阻抗变换

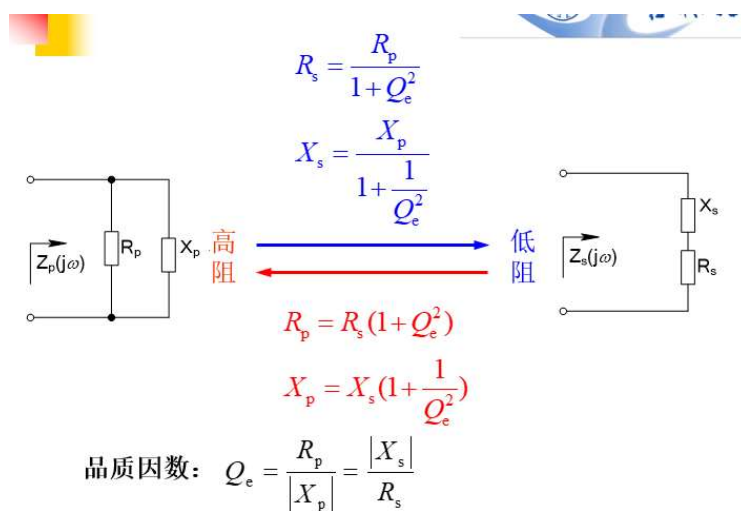
a) 具体内容



b) 等效原理：端导纳相等。 $Y_p = Y_s \Rightarrow \frac{1}{R_p} + \frac{1}{jX_p} = \frac{1}{R_s + jX_s}$

c) 公式

- 串并联转换 Q_e 值不变，前后电抗性质不变， $R_p \gg R_s$



3、L 形网络的设计

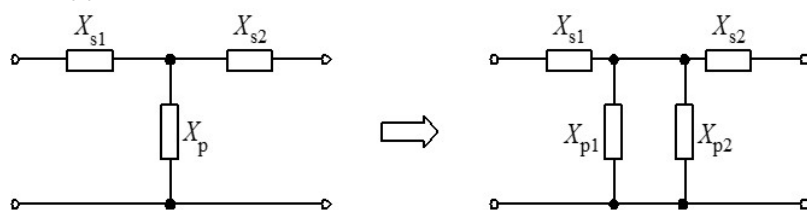
a) 设计（略）

b) L 形网络存在的问题：若 Q_e 较高 $\rightarrow R_L$ 与 R_e 相差较大（负载电阻与等效电阻）

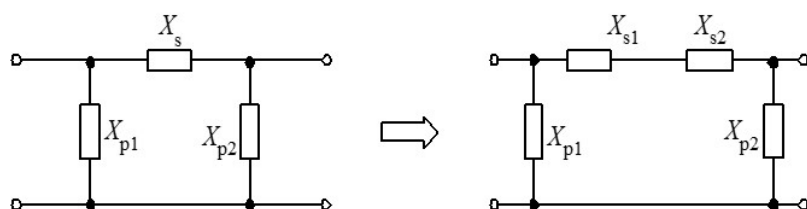
- 希望设计： R_L 与 R_e 差值不大，而 Q_e 值又较高的网络

c) 改进：两段 L 型串联（T 型和 Π 型）

- 低阻 \rightarrow 高阻和高阻 \rightarrow 低阻
- 高阻 \rightarrow 低阻和低阻 \rightarrow 高阻

4、T 型和 Π 型的设计：转换成两个 L 形的

(a)



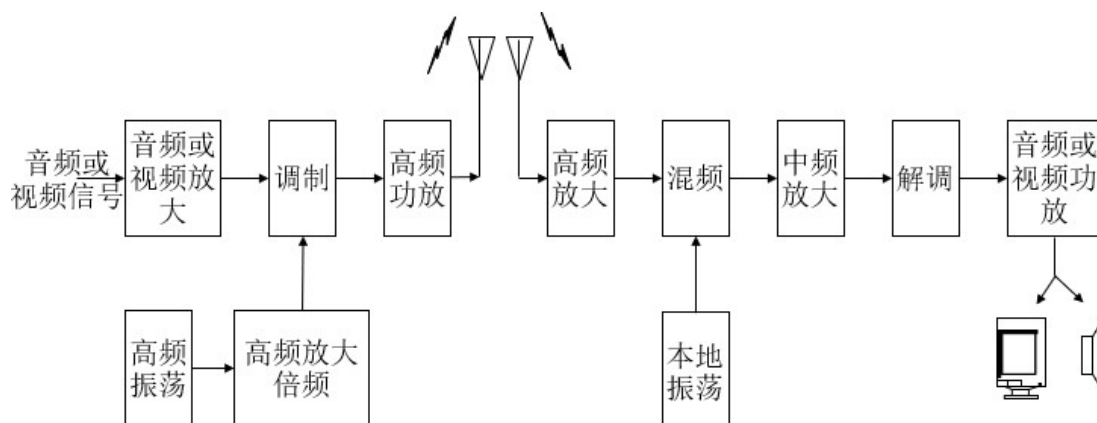
第三章 正弦波振荡器

3.1 概述

一、振荡器的概述

- 1、功能：自动地将直流电源能量转换为一定波形的交变振荡信号能量的转换电路
- 2、与放大器的区别：无需外加激励信号
- 3、分类：
 - a) 正弦波振荡器：产生正弦波
 - 按…分：
 - 反馈振荡器——含有选频网络的正反馈放大器
 - 负阻振荡器——负阻器件组成(用在微波波段)
 - 按选频网络所采用元件分
 - LC振荡器：产生高频正弦波
 - 晶体振荡器：产生高频正弦波
 - RC振荡器：产生低频正弦波
 - b) 非正弦波振荡器：产生矩形波、三角波、锯齿波等

二、振荡器在整个系统中的位置

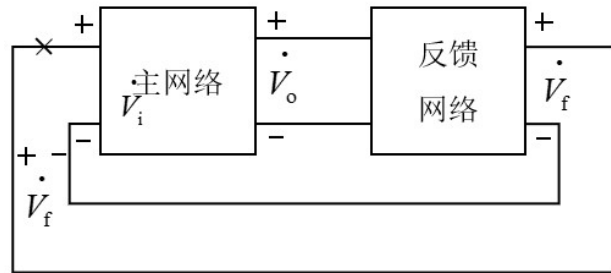


3.2 反馈振荡器的工作原理

一、基本概念

1、结构

- 主网络一般由放大器和选频网络组成
- 反馈网络一般由无源器件组成
- 有些还有非线性稳幅环节：内稳幅——利用放大管固有的非线性；外稳幅——放大器线性工作，另外插入非线性环节



二、反馈振荡器必须满足的三个条件

1、概述

- 起振条件：保证接通电源后能逐步建立起振荡；
- 平衡条件：保证进入维持等幅持续振荡的平衡状态；
- 稳定条件：保证平衡状态不因外界不稳定因素影响而受到破坏。

2、起振过程与起振条件

a) 起振信号的来源

- 接通电源瞬间引起的电流突变
- 电路中的热噪声

b) 起振过程（右图）

- 上面的起振信号具有很宽的频谱，可以通过选频网络选出特定的角频率 ω_{osc}

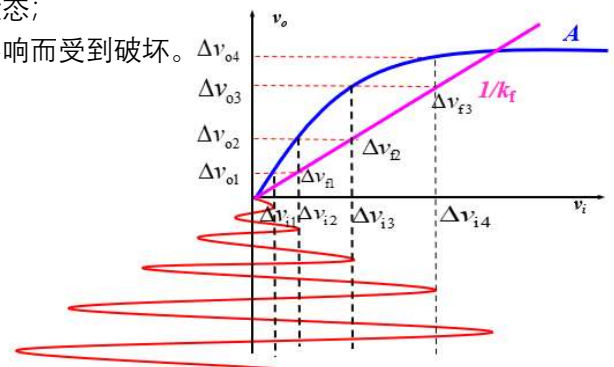
- 由选频网络输出的信号 V_f ，经过反馈网络放大并反馈给主网络。

- 之后不断地循环，直到达到平衡条件

c) 起振条件

- 振幅起振条件： $V_f(\omega_{osc}) > V_i(\omega_{osc})$ 或 $T(\omega_{osc}) > 1$ （环路增益大于一）
- 相位起振条件： $\phi_f(\omega_{osc}) = 2n\pi (n=0,1,2,\dots)$ （同相，正反馈）

注意：起振时，振荡器工作在**甲类状态**（小信号）



3、平衡过程与平衡条件

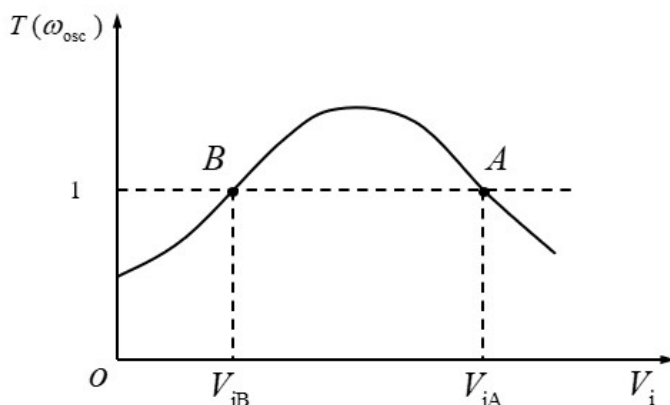
a) 平衡过程

- 随着振幅的增大，放大器逐渐由放大区进入非线性区，工作于非线性的**甲乙类状态**，其增益逐渐下降。
- 当放大器增益下降而导致环路增益下降到 1 时，振幅的增长过程将停止，振荡器达到平衡，进入等幅振荡状态。

- b) 平衡条件: $T(j\omega_{osc}) = 1$, 即
- 振幅平衡条件: $T(\omega_{osc}) = 1$
 - 相位平衡条件: $\phi_T(\omega_{osc}) = 2n\pi$

4、稳定过程与稳定条件

- a) 平衡的分类: 稳定平衡、不稳定平衡
- 解释太长, 总结来说就是: 外界干扰使得偏离平衡后, 能否之后回到原来的平衡点附近建立新的平衡
- b) 振幅稳定的条件: $\left. \frac{\partial T(\omega_{osc})}{\partial V_i} \right|_{V_{iA}} < 0$ (负斜率)
- 解释: 振幅增大后, 环路增益会减小, 从而使得之后的振幅减小; 反之同理
 - 如下图所示, AB 都满足平衡条件, 但是 B 不满足稳定条件, 稍加干扰就会偏离平衡, 并在 A 处建立稳定性平衡。



硬激励: 靠外加冲击而产生振荡;
软激励: 自动进入稳定平衡状态。

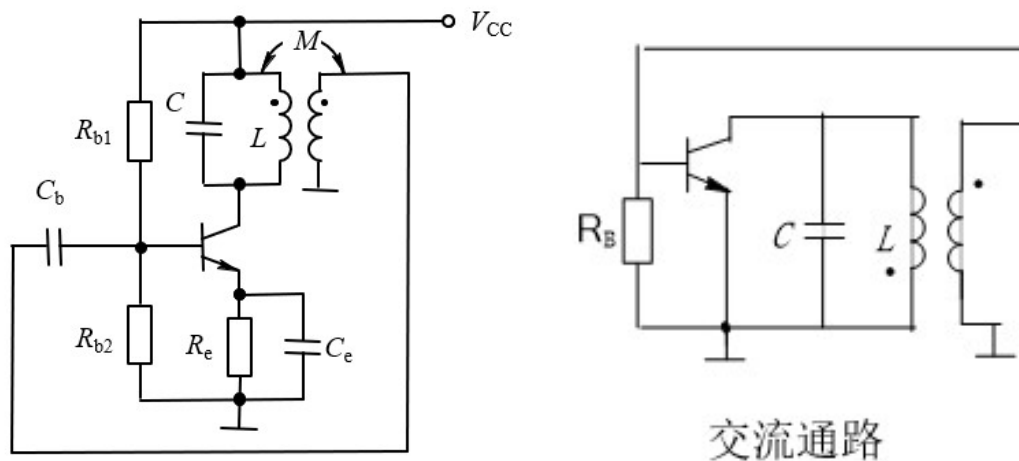
- c) 相位稳定条件: $\left. \frac{\partial \phi_T(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_{osc}} < 0$ (ω_{osc} 处负斜率)

- 解释: 与上面类似, 使相位一直保持在 ω_{osc} 处
- 而 $\phi_T(\omega) = \phi_A(\omega) + \phi_Z(\omega) + \phi_f(\omega)$, 其中放大电路和反馈网络的相频特性都是常数, 所以相位稳定由选频网络 $\phi_Z(\omega)$ 决定

3.3 LC 正弦波振荡器

一、互感耦合振荡器

1、集电极调谐型互感耦合振荡器电路



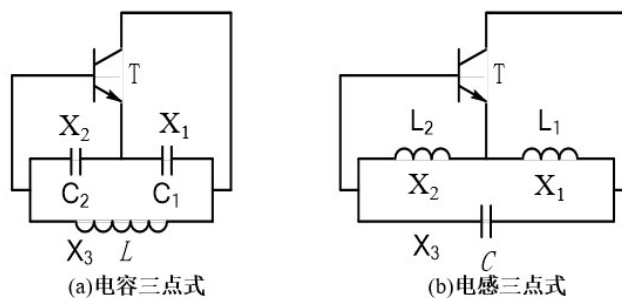
- 耦合电容 C_b 的作用

2、存在的问题

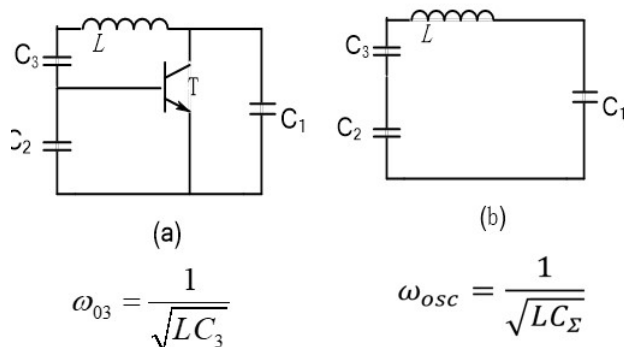
- 问题：波形不理想
- 原因：因高次谐波的感抗大，故取自变压器次级的反馈电压中高次谐波振幅较大，所以导致输出振荡信号中高次谐波分量较大，波形不理想

二、三点式振荡器

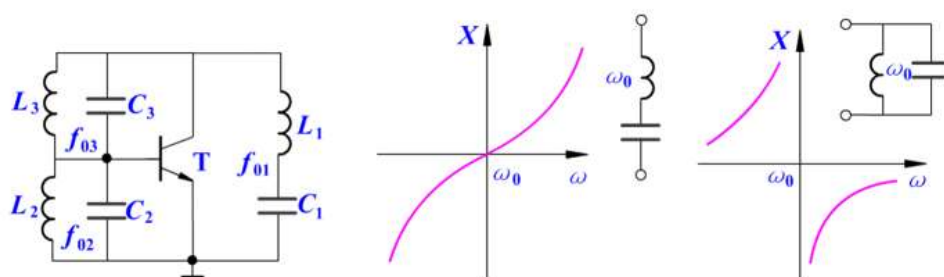
1、电容三点式（考毕兹电路）与电感三点式（哈脱莱电路）：区分是哪个看射级



- 组成法则：射同基反
 - 谐振频率的计算：无视中间的三极管（左图等效为右图）
- 图中有两个谐振频率，



2、一般的三点式电路



a) 构成电容三点式的条件

L_1C_1 、 L_2C_2 回路呈容性失谐, L_3C_3 回路呈感性失谐。

容性失谐: $f_{osc} < f_{01}$, $f_{osc} > f_{02}$; 感性失谐: $f_{osc} < f_{03}$ 。

$$f_{02} < f_{osc} < f_{01} \quad f_{osc} < f_{03}$$

b) 构成电感三点式的条件

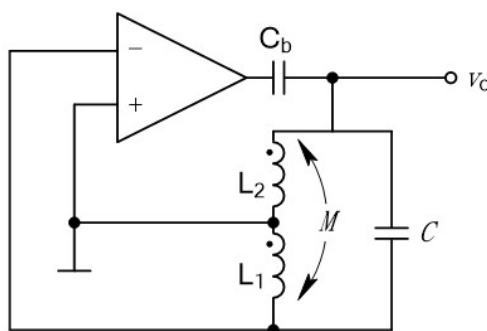
L_1C_1 、 L_2C_2 回路呈感性失谐, L_3C_3 回路呈容性失谐。

感性失谐: $f_{osc} > f_{01}$, $f_{osc} < f_{02}$; 容性失谐: $f_{osc} > f_{03}$ 。

$$f_{01} < f_{osc} < f_{02} \quad f_{osc} > f_{03}$$

3、用运放代替三极管得到的三点式电路

- 组成法则: 同相输入端是同性质电抗元件, 反相输入端是异性质电抗元件



4、三点式电路的直流偏置电路——自给偏置

a) 采用自给偏置的好处

- 自给偏置效应→加速放大器增益的下降→提高振荡振幅稳定性

b) 起振过程: 甲类→甲乙类→丙类

5、评价

a) 电容三点式

- 优点: 输出波形好, 接近于正弦波 (反馈电压取自电容, 而电容对晶体管非线性特性产生的高次谐波呈现低阻抗, 所以反馈电压中高次谐波分量很小)
- 缺点: 不便于调整振荡频率 (反馈系数与回路电容有关, 如果用改变回路电容的方法来调整振荡频率, 必将改变反馈系数, 从而影响起振)

b) 电感三点式 (反之)

- c) 共同的缺点: 频率稳定度不高 (晶体管自身存在输入输出电容, 且受温度、电压的影响)

三、电容三点式的改进电路

1、克拉泼电路

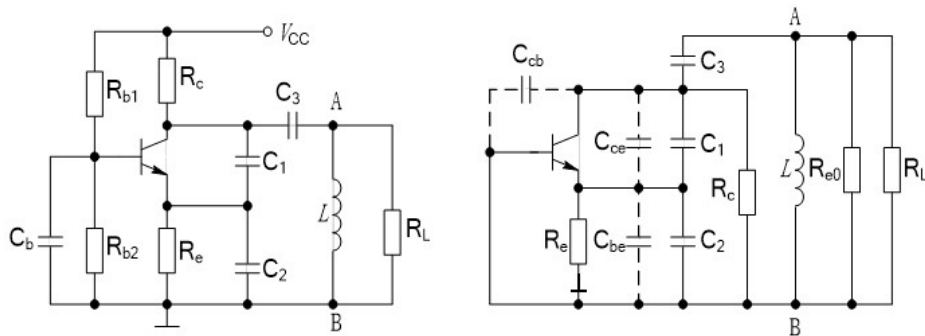
a) 改进对象：减小晶体管输入输出电容对频率稳定度的影响

- 通过牺牲环路增益的方法（不易起振）来换取电路频率稳定度的提高

b) 电路图

- 在回路中增加了一个与 L 串联的电容 C_3 。 $C_3 \ll C_1$, $C_3 \ll C_2$, 电路的振荡频率近似只与 C_3 、 L 有关

$$\omega_{\text{osc}} = \frac{1}{\sqrt{LC_{\Sigma}}}, \quad C_{\Sigma} = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}} \approx C_3$$



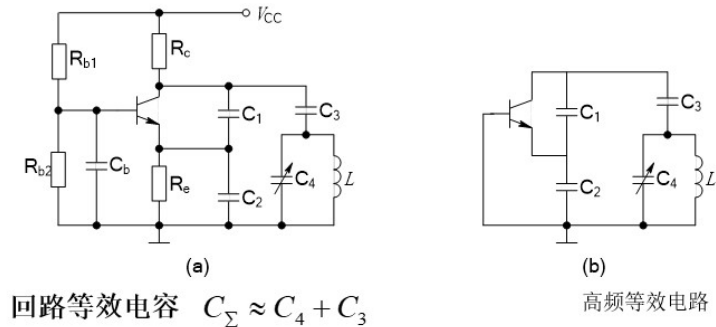
c) 仍然存在的问题：不适合于作波段振荡器

- 只适宜于作固定频率振荡器或波段覆盖系数较小的可变频率振荡器

2、西勒电路（改进克拉泼的缺陷）

a) 做法：在电感 L 两端并联了一个可变电容 C_4

b) 电路图



3.4 晶体振荡器

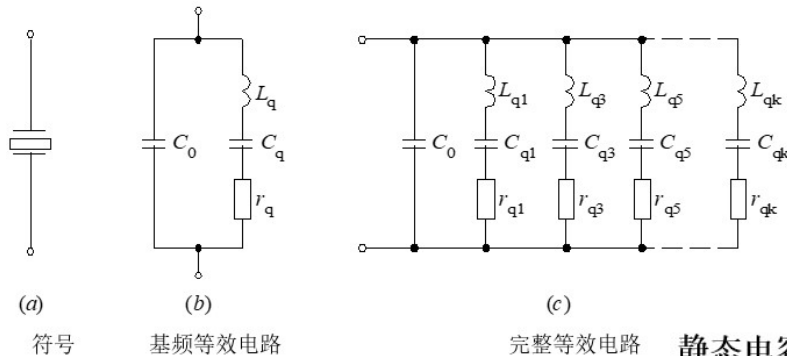
一、基本概念

1、石英晶体的特性

- 压电效应：当交流电压加在晶体两端，晶体先随电压变化产生应变，然后机械振动又使晶体表面产生交变电荷，如此进行振动。即
- 压电谐振：当外加交流电压的频率等于晶体的固有频率时，晶体片的机械振动最大，晶体表面电荷量最多，外电路中的交流电流最强

2、晶体振荡器

- 定义：利用石英晶体的压电效应制成的一种谐振器件，用石英谐振器控制和稳定振荡频率
- 频率稳定性对比
 - 晶体振荡器： $> 10^{-5}$
 - LC 振荡器： $10^{-3} \sim 10^{-5}$
- 符号和等效电路



C_0 ：静态电容和支架引线分布电容之和；

L_{q1} 、 C_{q1} 、 r_{q1} ：晶体基频等效电路；

L_{q3} 、 C_{q3} 、 r_{q3} ：晶体三次泛音等效电路...

静态电容 C_0 约 1 pF~10pF

动态电感 L_q 约 10^{-3} H~ 10^2 H

动态电容 C_q 约 10^{-4} pF~ 10^{-1} pF

动态电阻 r_q 约几十欧到几百欧

- 石英晶振的特点——为什么石英晶振频率稳定性高

- Q 值非常高（可达几万到几百万） $Q_q = \frac{1}{r_q} \sqrt{\frac{L_q}{C_q}}$

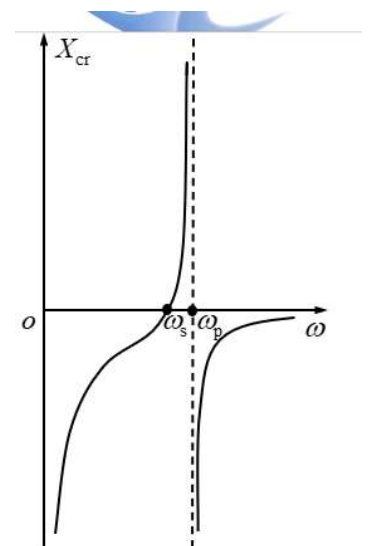
- $C_0 \gg C_q$ ，所以所以外接元器件参数对石英晶振的影响很小

- 石英晶振电抗频率特性

- 串联谐振频率： $f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q C_q}}$
- 并联谐振频率： $f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q \frac{C_0 C_q}{C_0 + C_q}}} \approx f_s (1 + \frac{1}{2} \frac{C_q}{C_0})$ （二者间隔很小）

① $\omega_s \sim \omega_p$ 区间呈感性,曲线斜率大,利于稳频。

② 晶体在 ω_s 上相当于短路。

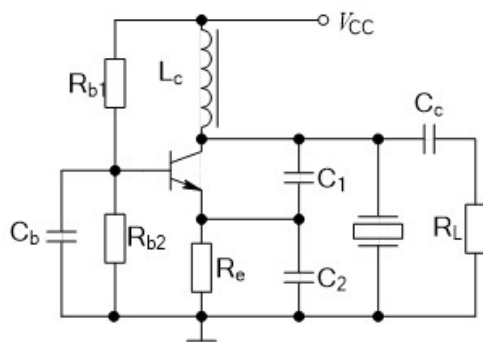


二、晶体振荡电路

1、分类概述

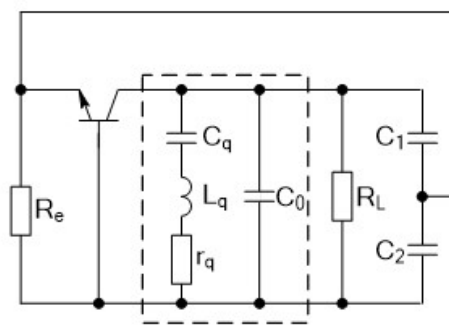
- 并联型晶体振荡器：晶振工作在 $\omega_s \sim \omega_p$ ，当做电感元件使用
- 串联型晶体振荡器：晶振工作在 ω_s 上，当做短路原件用来正反馈
 - 电感工作在其他频段不稳定

2、并联型晶体振荡器



(a)

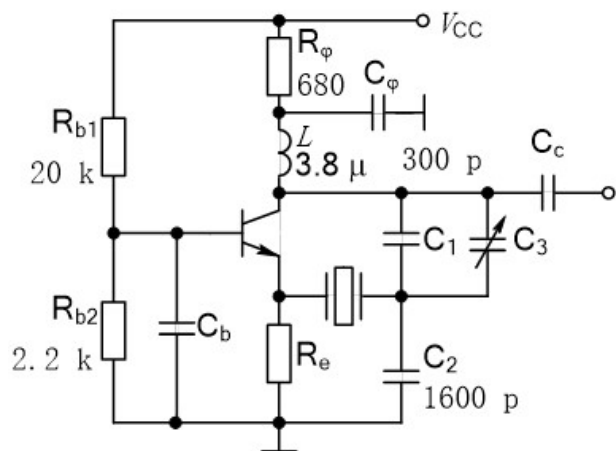
皮尔斯电路



(b)

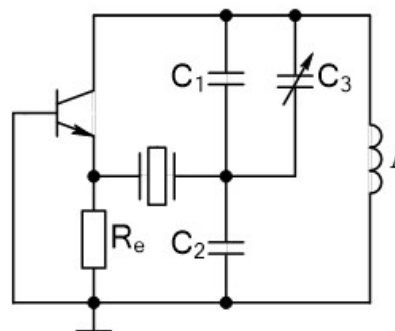
高频等效电路

3、串联型晶体振荡器（与三点式类似，只不过在正反馈支路上加了晶振）



(a)

串联型晶体振荡器



(b)

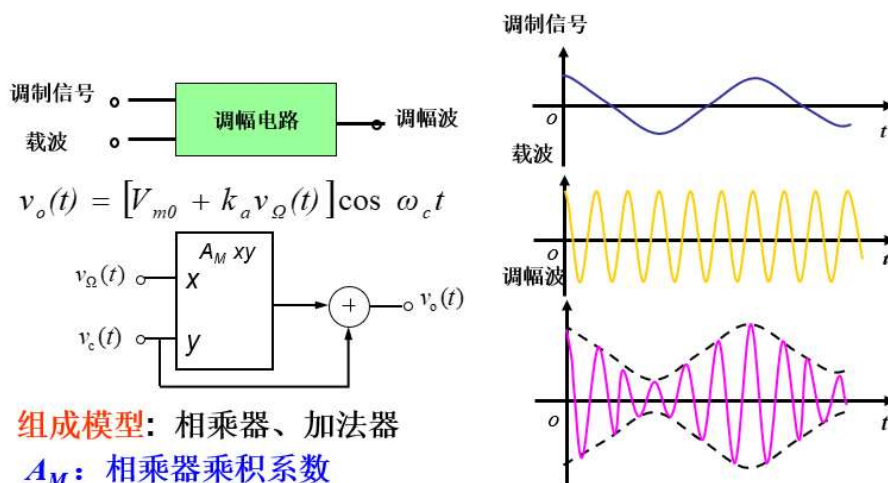
高频等效电路

第四章 振幅调制、解调与混频电路

4.1 频谱搬移电路的组成模型

一、振幅调制的概念及其电路的组成模型

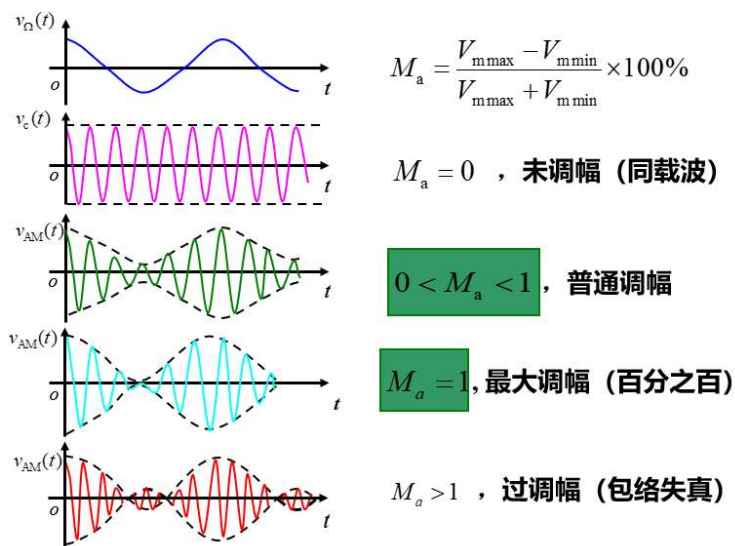
1、组成模型



2、调幅度

a) 定义：
$$M_a = \frac{V_{m\max} - V_{m\min}}{V_{m\max} + V_{m\min}} \times 100\%$$

- 要求小于一，否则过调
- b) 不同调幅度下的输出信号



3、幅度调制的缺陷与改进

- a) 缺陷：功率利用率低（携带信息的边频功率最多只占总功率的三分之一）
- b) 改进
- 不发送载频分量：抑制载波的 DSB
 - 仅发送其中一个边频分量：抑制载波的 SSB（相较于 DSB 节省发射功率）

二、DSB 和 SSB 调制电路的组成模型

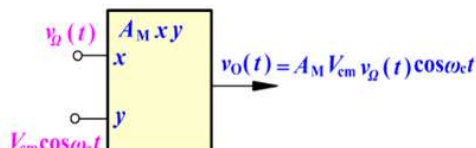
1、DSB

载波: $v_c(t) = V_{cm} \cos \omega_c t$ 调制信号: $v_\Omega(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t (\Omega \ll \omega_c)$

双边带调幅信号为:

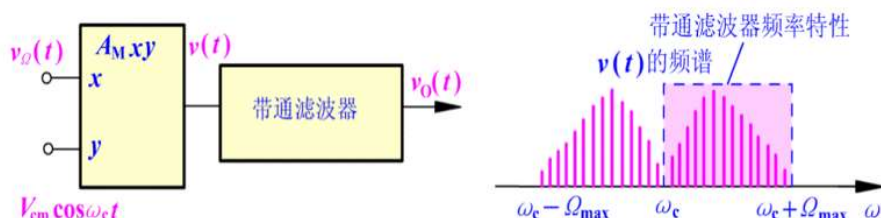
$$\begin{aligned} v_{DSB}(t) &= k_a v_\Omega(t) \cdot v_c(t) = k_a V_{\Omega m} V_{cm} \cos \Omega t \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} k_a V_{\Omega m} V_{cm} [\cos(\omega_c + \Omega)t + \cos(\omega_c - \Omega)t] \end{aligned}$$

其中 k_a 为比例系数。

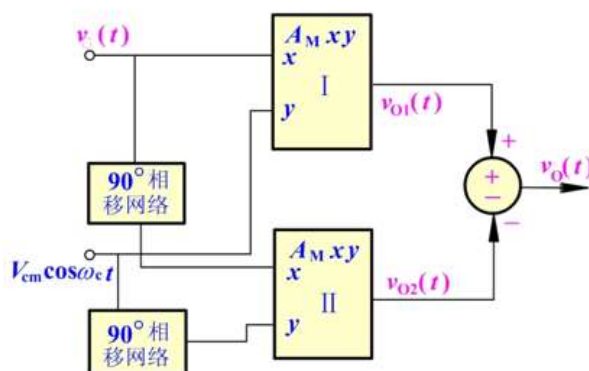


2、SSB

a) 滤波法



b) 相移法



三、解调

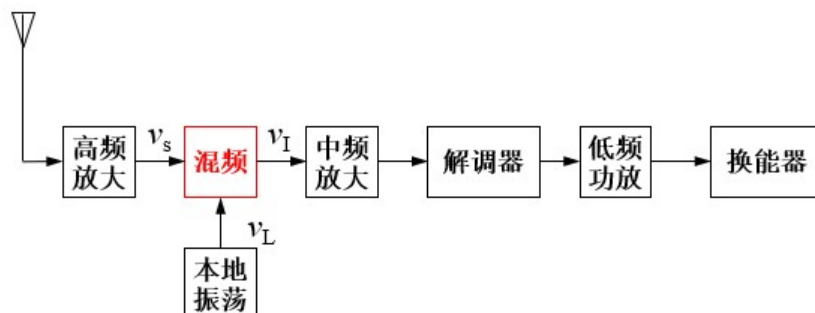
1、振幅解调 (检波): AM

2、同步检波: AM、DSB、SSB

四、混频器原理

1、基本概念

a) 混频器位置



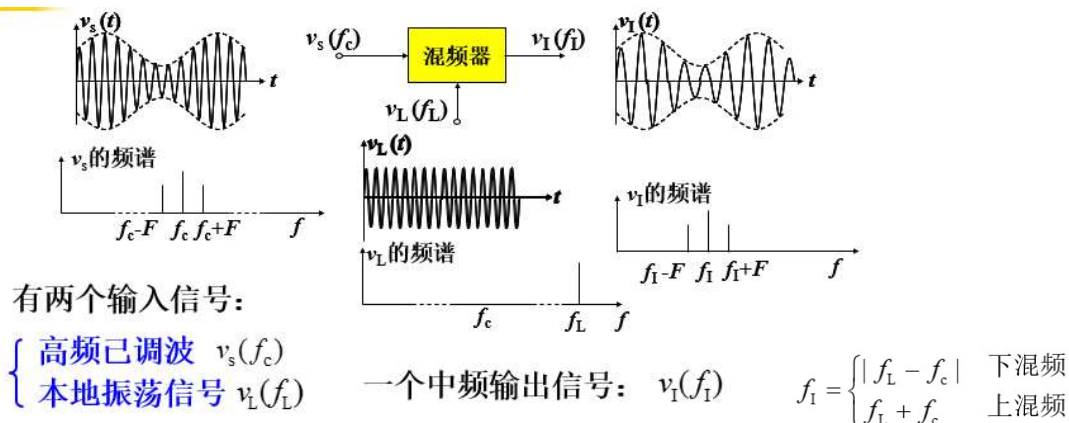
- b) 混频器作用：将不同载频的高频已调波信号变换为同一个固定载频(一般称为中频)的高频已调波信号，而保持其调制规律不变
- c) 为什么一定要先混频到中频：

我觉得有这么几个原因吧

- 1 是中频频率较低处理简单一些，比如采样，采样率可以低一些，滤波器也容易设计
- 2 是中频之后就是固定频率了，滤波器之类可以设计成窄带的，而不像前端那样宽带
- 3 应该是最初的原因，因为最初中频并不一定比接收频率低

如果不采用中频信号,而直接把信号变频到基带的话,那么我们采用的技术叫做零中频率技术,这个技术可以节约成本,并且采样率还可以降低,但是缺点比较多:I/Q 不平衡,直流成分啊,实

2、混频原理



4.2 相乘器电路

一、非线性器件相乘作用及其特性

1、用幂级数分析非线性器件的相乘作用

a) 数学分析

- 已知二极管、三极管的非线性伏安特性 $i = f(v)$ ，在静态工作点处存在各阶导数，于是展开为泰勒级数

$$\begin{aligned} i &= f(V_Q) + f'(V_Q)(v - V_Q) + \frac{f''(V_Q)}{2!}(v - V_Q)^2 + \cdots + \frac{f^{(n)}(V_Q)}{n!}(v - V_Q)^n + \cdots \\ &= a_0 + a_1(v - V_Q) + a_2(v - V_Q)^2 + \cdots + a_n(v - V_Q)^n + \cdots \end{aligned}$$

- 上式中： $v = V_Q + v_1 + v_2$ ，带入得 $i = a_0 + a_1(v_1 + v_2) + a_2(v_1 + v_2)^2 + \cdots + a_n(v_1 + v_2)^n$ ，包

含的频率分量有 $\omega_{p,q} = |\pm p\omega_1 \pm q\omega_2|$

- 可以看到 $a_2(v_1 + v_2)^2$ 展开后的交叉项 $2a_2v_1v_2$ 为两信号相乘结果 (对应 $p=1, q=1$)，其他分量没有用

b) 减少无用项的措施

- 器件特性：采用具有平方律特性的场效应管；选择合适的静态工作点 (平方律区段)。
- 电路结构：采用多个非线性器件组成平衡电路，抵消一部分无用组合频率分量；采用负反馈技术
- 输入电压：减小 v_1 或 v_2 ，使器件工作在线性时变状态，可以大量减少无用的组合频率分量。

2、线性时变状态

a) 数学分析

- 当 $v_1 \gg v_2$ 时，可以认为晶体管的工作状态主要由 v_Q 与 v_1 决定，此时

$$\begin{aligned} i_C &= f(v_{BE}) = f(V_Q + v_1 + v_2) \\ &= f(V_Q + v_1) + f'(V_Q + v_1)v_2 + \frac{1}{2!}f''(V_Q + v_1)v_2^2 + \cdots + \frac{1}{n!}f^{(n)}(V_Q + v_1)v_2^n + \cdots \end{aligned}$$

- 因为 v_2 很小，故可以忽略 v_2 的二次及以上各次谐波分量，简化为

$$i_C \approx f(V_Q + v_1) + f'(V_Q + v_1)v_2 = I_0(v_1) + g(v_1)v_2$$

➤ $I_0(v_1)$ ——“时变静态电流”： $v_2=0$ 时的电流值

➤ $g(v_1)$ ——“时变增量电导”。展开为傅里叶级数 $g_0 + \sum_{n=1}^{\infty} g_n \cos n\omega_1 t$

- 设 $v_1 = V_{1m} \cos \omega_1 t$ ， $v_2 = V_{2m} \cos \omega_2 t$ ，则电流表示为

$$i_C = I_0(v_1) + (g_0 + \sum_{n=1}^{\infty} g_n \cos n\omega_1 t) V_{2m} \cos \omega_2 t$$

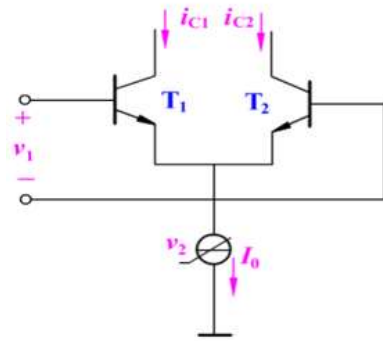
b) 线性时变的优点

- 减少了许多频率分量
 - 无用分量和有用分量的间隔可以很大，容易滤波
- c) 应用举例——调幅器

$$\begin{aligned} v_1 &= v_c(t) = V_{cm} \cos \omega_c t \\ v_2 &= v_\Omega(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t \quad \text{且 } \omega_c \gg \Omega. \end{aligned}$$

3、差分对管

a) 原理图



例2 差分对管中，恒流源 I_0 与 v_2 是线性关系， $I_0 = A + Bv_2$ ， A 、 B 均为常数， $v_1 = V_{1m} \cos \omega_1 t$ ， $v_2 = V_{2m} \cos \omega_2 t$ 。分析输出电流 $i = i_{C1} - i_{C2}$ 中的频率分量。

电路特点：平衡式电路， v_1 和 v_2 分别加在不同输入端，实现 $f(v_1)$ 和 $f(v_2)$ 相乘特性。

b) 传输特性（原理分析略）

- 设 $v_1 = V_{1m} \cos \omega_1 t$ ， $v_2 = V_{2m} \cos \omega_2 t$ ，则电流表示为

$$i_{C1} - i_{C2} = I_0 \operatorname{th} \left(\frac{v_1}{2V_T} \right) = (A + Bv_2) \operatorname{th} \left(\frac{V_{1m}}{2V_T} \cos \omega_1 t \right)$$

- 令 $x_1 = \frac{V_{1m}}{V_T}$ 得 $\operatorname{th} \left(\frac{x_1}{2} \cos \omega_1 t \right) = \sum_{n=1}^{\infty} 2\beta_{2n-1}(x_1) \cos(2n-1)\omega_1 t$

$$\text{其中, } \beta_{2n-1}(x_1) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \operatorname{th} \left(\frac{x_1}{2} \cos \omega_1 t \right) \cos(2n-1)\omega_1 t d\omega_1 t$$

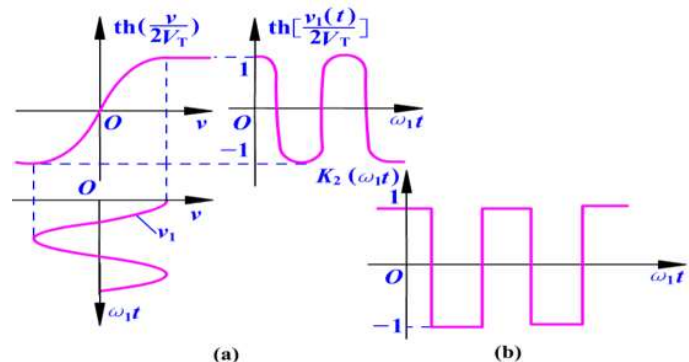
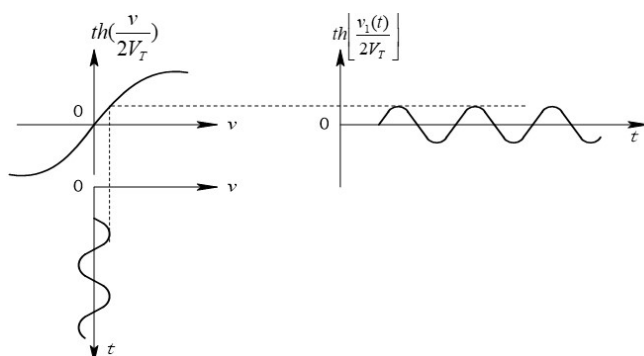
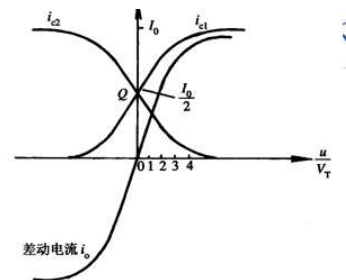
- 当 $x_1 \leq 1$ ，即 $V_{1m} \leq 26\text{mV}$ 时 $\operatorname{th} \left(\frac{x_1}{2} \cos \omega_1 t \right) \approx \frac{x_1}{2} \cos \omega_1 t$ ，则（左图）

$$i \approx (A + BV_{2m} \cos \omega_2 t) \cdot \frac{V_{1m}}{2V_T} \cos \omega_1 t \text{。实现理想相乘}$$

- 当 $x_1 \geq 10$ ，即 $V_{1m} \geq 260\text{mV}$ 时 $\operatorname{th} \left(\frac{x_1}{2} \cos \omega_1 t \right) \approx K_2(\omega_1 t)$ ，后者为双向开关函数（周

$$\text{期性方波）。而 } K_2(\omega_1 t) = \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n-1} \frac{4}{(2n-1)\pi} \cos(2n-1)\omega_1 t \text{（右图）}$$

所以输出信号含有奇谐分量，无直流分量和偶次谐波



(a) $x_1 > 10$ 时双曲正切函数的波形 (b) 双向开关函数

二、双差分对平衡调制器

1、双差分对平衡调制器

a) 基础电路及原理分析 (由三个基本的差分电路组成)

- 由 $i_1 - i_2 = i_5 \operatorname{th}(\frac{v_1}{2V_T})$ 、 $i_4 - i_3 = i_6 \operatorname{th}(\frac{v_1}{2V_T})$ 、 $i_5 - i_6 = I_0 \operatorname{th}(\frac{v_2}{2V_T})$ 得

$$\begin{aligned} i &= i_1 - i_{II} = (i_1 + i_3) - (i_2 + i_4) = (i_1 - i_2) - (i_4 - i_3) \\ &= (i_5 - i_6) \operatorname{th}(\frac{v_1}{2V_T}) = I_0 \operatorname{th}(\frac{v_1}{2V_T}) \operatorname{th}(\frac{v_2}{2V_T}) \end{aligned}$$

- 有三种情况

$$(1) |v_2| \leq 26mV \quad |v_1| \leq 26mV$$

$$i = I_0 \frac{v_1 v_2}{4V_T^2} \text{ 实现理想相乘}$$

缺点: (1) 输入信号动态范围较小;

(2) 系数与温度有关→温度稳定性较差。

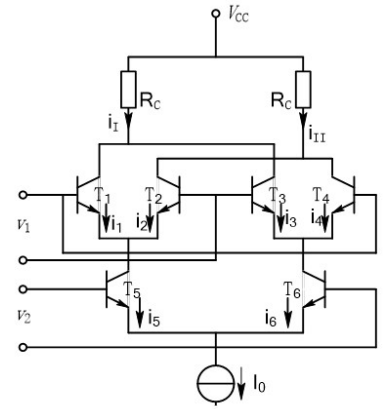
$$(2) |v_2| \leq 26mV, \quad v_1 \text{ 为任意值}$$

$$i = \frac{I_0}{2V_T} v_2 \operatorname{th}(\frac{v_1}{2V_T}) \text{ 非理想相乘 (线性时变状态)}$$

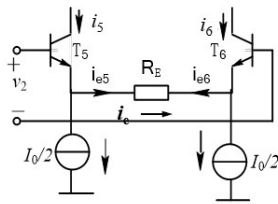
$$(3) |v_2| \leq 26mV, \quad |v_1| \geq 260mV$$

$$i = \frac{I_0}{2V_T} v_2 K_2(\omega_1 t) \text{ 实现开关工作}$$

问题: v_2 的动态范围受到限制。怎样扩展 v_2 的动态范围?



2、采用负反馈技术扩展 v_2 的动态范围



$$v_2 = i_e R_E + i_e 2r_e$$

$$\begin{aligned} i_5 &\approx \frac{I_0}{2} + i_e & i_6 &\approx \frac{I_0}{2} - i_e \\ r_e &= \frac{V_T}{I_0/2} \end{aligned}$$

$$i_5 - i_6 = 2i_e = \frac{2v_2}{R_E + 2r_e} \approx \frac{2v_2}{R_E} \quad (R_E \gg r_e)$$

$$\text{所以 } i = (i_5 - i_6) \operatorname{th}(\frac{v_1}{2V_T}) = \frac{2v_2}{R_E} \operatorname{th}(\frac{v_1}{2V_T})$$

$$-0.5 \leq 2i_e / I_0 \leq 0.5$$

$$\ln(i_5/i_6) = \ln(1 + 2i_e / I_0) - \ln(1 - 2i_e / I_0)$$

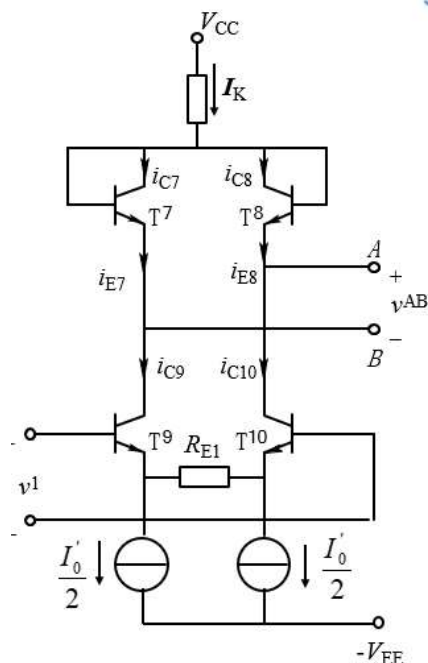
$$\ln(1+x) = x - \frac{1}{2}x^2 + \frac{1}{3}x^3 - \frac{1}{4}x^4 + \dots$$

当 $|x| \leq 0.5$ 时, x 的三次方及其以上各次方可忽略

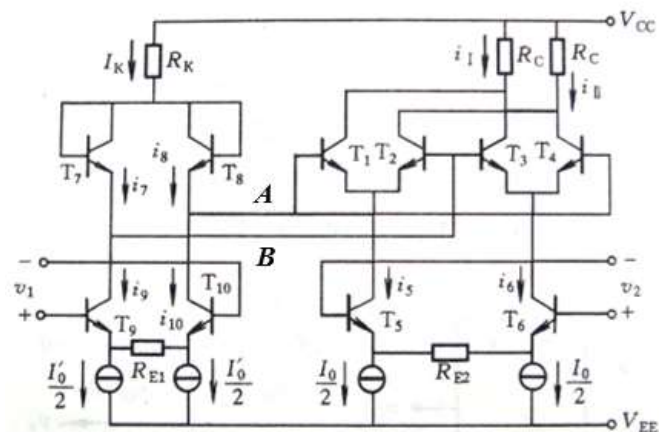
v_2 允许的最大动态范围为

$$-(\frac{1}{4}I_0 R_E + V_T) \leq v_2 \leq \frac{1}{4}I_0 R_E + V_T$$

三、双差分对模拟相乘器——在上面的基础上加一个反双曲正切电路



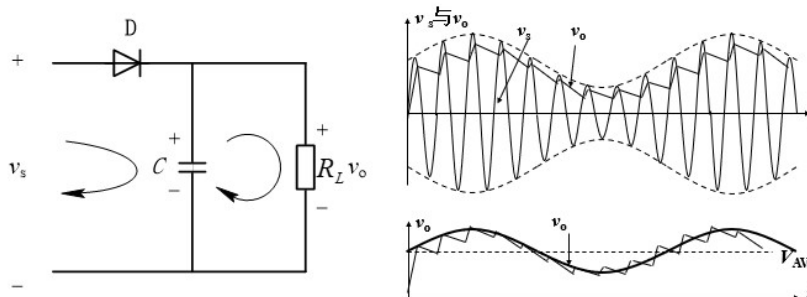
$$v_{AB} = 2V_T \operatorname{arcth} \frac{2v_1}{I_0' R_{E1}}$$



4.3 解调电路

一、二极管包络检波电路

1、电路图及工作原理



- $\frac{1}{\omega_c} \ll R_L C \ll \frac{1}{\Omega}$: 电容 C 两端的电压变化速率将远大于包络变化的速率, 而远小于高频载波变化的速率

2、输入电阻及其对前级的影响

- 输入电阻: $R_i = \frac{R_L}{2}$
 - 对前级的影响: 检波器的输入阻抗就是中频放大器的负载, 它的大小直接影响中频放大器的性能。(阻抗越大影响越小)
 - 为减小对前级的影响: 采用三极管射极包络检波电路
- 发射结等效检波二极管
 - $R_i = \frac{1}{2}(1+\beta)R_E$, 比原来增大了 $(1+\beta)$ 倍

3、二极管包络检波中的失真

二、同步检波电路

1、不失真条件

$$\text{设 } v_s(t) = V_{m0}(1 + M_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

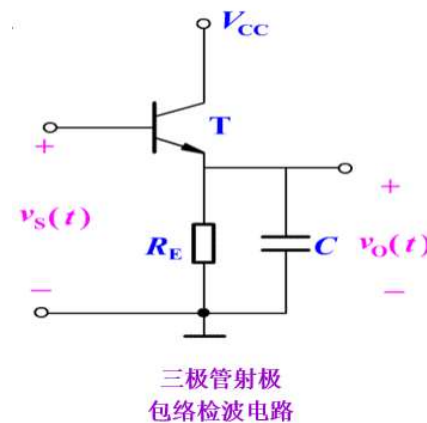
- 大信号检波的条件: 包络的最小值应大于检波时所需的电压

$$V_{m0}(1 - M_a) \geq 500mV$$

- 不产生频率失真 (线性失真) 的条件: 低通滤波器的带宽大于 Ω_{\max}

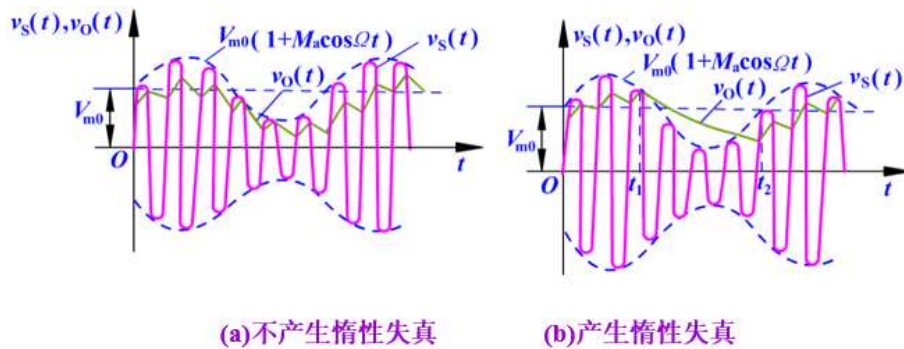
$$\frac{1}{\Omega_{\max} C} \gg R_L$$

- 不产生特有的非线性失真条件 (见后)



2、惰性失真

- a) 产生原因：二极管截止期间 C 通过 R_L 的放电速度过慢，跟不上输入调幅波包络的下降速度



- b) 避免产生惰性失真的条件

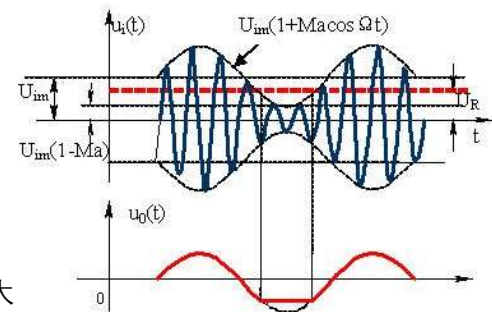
$$\left| \frac{\partial v_O}{\partial t} \right|_{t=t_1} \geq \left| \frac{\partial V_m}{\partial t} \right|_{t=t_1} \Rightarrow \begin{cases} \text{单音调制: } R_L C \leq \frac{\sqrt{1-M_a^2}}{\Omega M_a} \\ \text{多音调制: } R_L C \leq \frac{\sqrt{1-M_{a \max}^2}}{\Omega_{\max} M_{a \max}} \end{cases}$$

- 结论：调幅指数越大和调制信号的频率越高，时间常数 $R_L C$ 的允许值越小

3、负峰切割失真（底部切割失真）

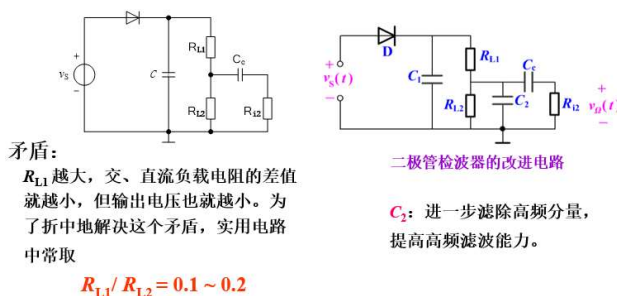
- a) 现象及原因（右图）

$$\begin{cases} \text{交流负载: } Z_L(j\Omega) = R_L // R_{i2} \\ \text{直流负载: } Z_L(0) = R_L \end{cases}$$

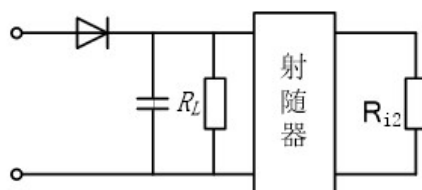


b) 不失真条件： $M_a \leq \frac{Z_L(j\Omega)}{Z_L(0)} = \frac{R_{i2}}{R_L + R_{i2}}$

- 结论：交流负载与直流负载越接近，可允许的调幅指数越大
- c) 改进措施
- 法一：采用改进电路，将检波器直流负载分成 R_{L1} 和 R_{L2} 两部分在直流负载不变的情况下，改进电路的交流负载比原电路增大

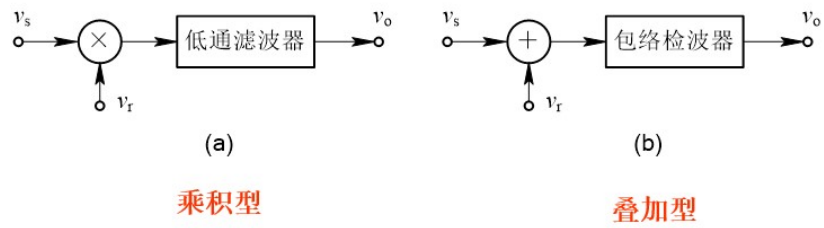


- 法二：在检波器与下一级电路之间插入一级射随器即增大交流负载的值。



二、同步检波电路

1、概述



2、乘积型同步检波电路

- a) 优点：检波线性好，不存在惰性失真和底部切割失真
- b) 缺点：①同步检波电路复杂 ②需要一个同步信号

3、叠加性同步检波电路

第五章 角度调制与解调电路

5.1 角度调制信号的基本特性（见通信原理）

5.2 调频波调制电路

一、概述

1、调频信号表达式：
$$v(t) = V_m \cos \left[\omega_c t + k_f \int_0^t v_\Omega(t) dt \right]$$

2、调频方法

- 直接调频法：用调制信号直接控制振荡器的振荡频率，使振荡频率 $f(t)$ 按调制信号的规律变化
- 间接调频法：将调制信号积分后调相

3、性能要求

- 调频特性的概念：调频电路输出信号的瞬时频偏与调制电压的关系
- 对于调频特性的要求

- 调制特性线性要好

- 调频灵敏度要高：
$$S_F = \left. \frac{d(\Delta f)}{dv_\Omega} \right|_{v_\Omega=0}$$

（单位电压变化产生的角频偏，越强说明对信号的瞬时控制能力越好）

- 载频的稳定性高

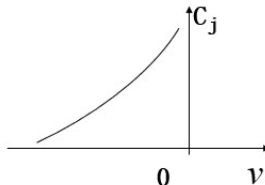
二、变容二极管直接调频电路

1、变容二极管

- 原理：利用 PN 结反向偏置的势垒电容构成的可控电容
- 结电容 $C_j(v)$ 与在其两端反偏电压 v 之间的关系

$$C_j(v) = \frac{C_j(0)}{\left(1 - \frac{v}{V_B}\right)^n}$$

$C_j(0)$ 为 $v=0$ 时结电容
 V_B PN 结内建电位差
 n 为变容指数 ($\frac{1}{3} \sim 6$)



2、电路

a) 电路图

C_j ：变容二极管的结电容，与 L 共同构成振荡器的谐振回路。

C_1 隔直电容

C_2 高频滤波电容

L_1 高频扼流圈

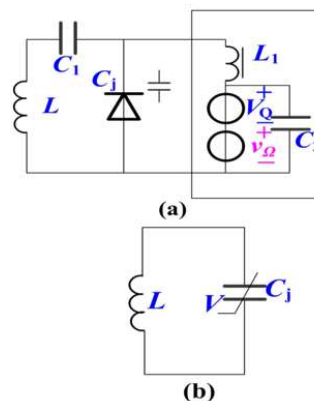


图 5-2-8

b) 原理分析

- 控制过程为: $v_{\Omega} \rightarrow C_j \rightarrow \omega_{osc}$
- 结电容

$$C_j = \frac{C_j(0)}{(1 - \frac{v}{V_B})^n} = \frac{C_j(0)}{(1 + \frac{V_Q + v_{\Omega}}{V_B})^n} = \frac{C_j(0) / (1 + \frac{V_Q}{V_B})^n}{(1 + \frac{V_Q + v_{\Omega}}{V_B})^n / (1 + \frac{V_Q}{V_B})^n} = \frac{C_{jQ}}{(1 + \frac{v_{\Omega}}{V_B + V_Q})^n} = \frac{C_{jQ}}{(1+x)^n}$$

➤ C_{jQ} : 静态工作点上的结电容

➤ $x = \frac{v_{\Omega}}{V_Q + V_B}$: 归一化的调制信号电压

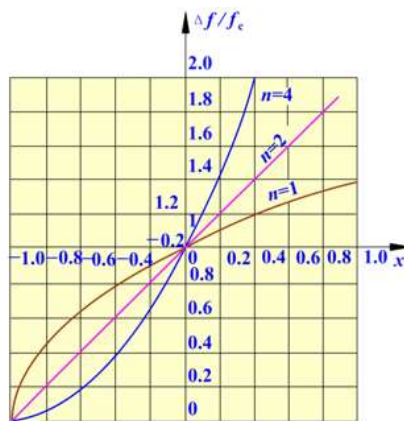
➤ $v = -(V_Q + v_{\Omega})$, $V_{\Omega m} < V_Q$

- 谐振频率

$$\omega_{osc}(x) = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_{jQ}}{(1+x)^n}}} = \frac{1}{\sqrt{LC_{jQ}}} (1+x)^{\frac{n}{2}} = \omega_c (1+x)^{\frac{n}{2}}$$

c) 归一化调频特性曲线

- 由图可知, 应选用 $n=2$ 的变容管



3、评价

- 优点: 调频灵敏度高
- 缺点: 变容二极管由 PN 结组成, 其性能受温度影响较大, 载波频率不稳定

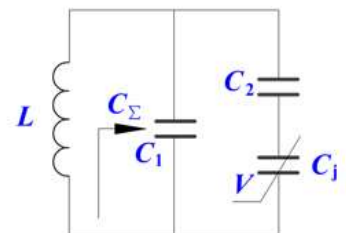
4、基于上述缺点的改进——变容二极管部分接入振荡回路

$$a) \text{ 谐振频率: } \omega_{osc}(x) = \frac{1}{\sqrt{LC_{\Sigma}}} = \frac{1}{\sqrt{L(C_1 + \frac{C_2 C_{jQ}}{C_2(1+x)^n + C_{jQ}})}}$$

b) 评价:

优点: 载波频率稳定度提高了。

缺点: 结电容仅为回路总电容的一部分, 对振荡频率的调变能力降低, 电路的最大线性频偏减小。



5.3 调频波解调电路

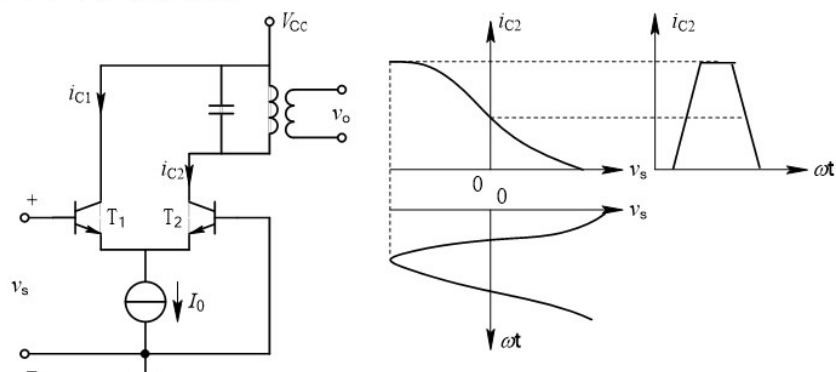
一、基本概念

1、名词

- 频率检波(鉴频): 调频波的解调
限幅与鉴频一般联用——统称限幅鉴频器
- 相位检波(鉴相): 调相波的解调

2、振幅限幅器

差分对振幅限幅器



二、鉴频器的基本概念

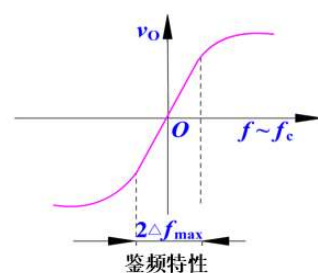
- 1、功能: 将输入调频信号的瞬时频率变换为相应解调输出电压

2、鉴频特性

- a) 概念: 描述 v_o 随瞬时频偏 $(f - f_c)$ 的变化特性
- b) 鉴频跨导: 鉴频特性原点处的斜率 (即载频处)

$$S_D = \left. \frac{\partial v_o}{\partial (f - f_c)} \right|_{f=f_c}$$

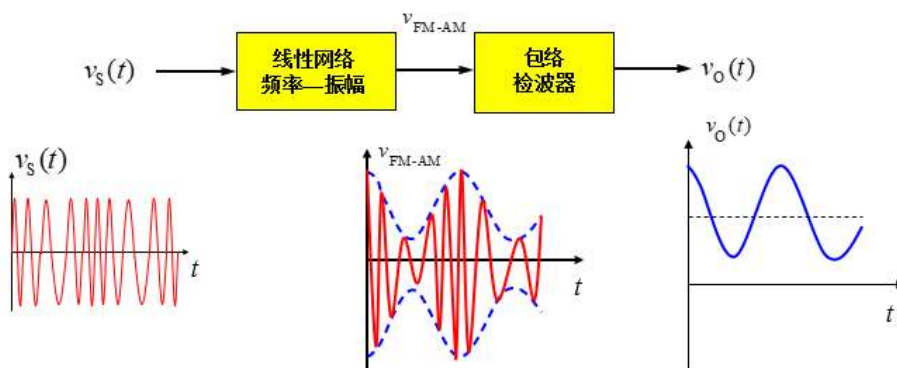
- 表示的是单位频偏所能产生的输出电压



三、斜率鉴频器

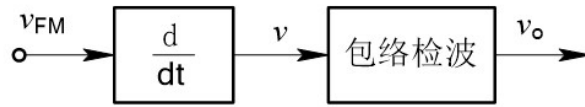
1、实现模型

先将等幅的调频信号变换成振幅也随瞬时频率变化、既调频又调幅的 FM—AM 波，再通过包络检波器解调此信号



斜率鉴频器的实现模型

2、实现方法 1——直接时域微分式鉴频



$$\frac{dv_{FM}(t)}{dt} = -V_m \left[\omega_c + k_f f(t) \right] \sin \left[\omega_c t + k_f \int_0^t f(\tau) d\tau \right]$$

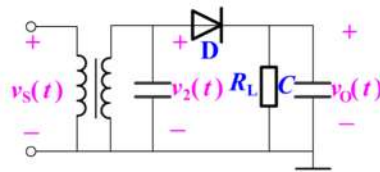
3、实现方法 2——失谐回路斜率鉴频

- 即根据不同的角频偏对信号产生不同程度的增益，从而使得包络中包含频偏信息

(1) 电路组成

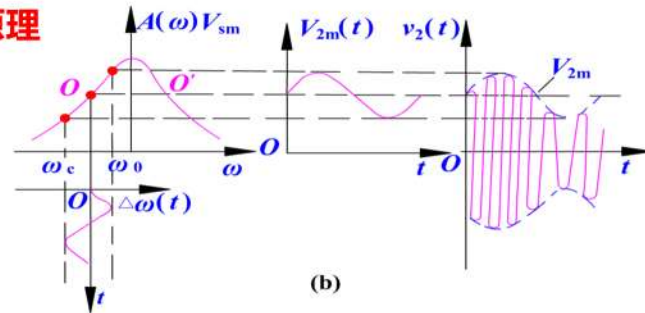
① 单失谐回路

② 二极管包络检波器



(a) 电路组成

(2) 工作原理

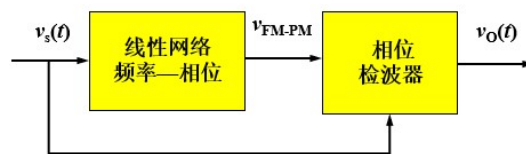


(b)

单失谐回路斜率鉴频器

四、相位鉴频器

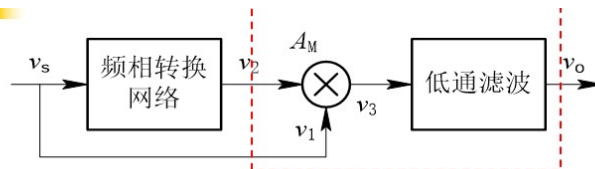
1、实现模型：将等幅的调频信号变成相位也随瞬时频率变化的、既调频又调相的 FM—PM 波，在通过相位检波器



相位鉴频器的实现模型

2、实现方法 1——乘积型相位鉴频器

a) 框图



鉴相：检出两信号间的相位差，输出电压与相位差大小相对应。

b) 原理分析

- 频相转换网络：略
- 鉴相器（红框部分）：

$$v_1(t) = V_{1m} \cos \omega t, \quad v_2(t) = V_{2m} \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \Delta \varphi \right)$$

$$v(t) = A_M V_{1m} V_{2m} \cos \omega t \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \Delta \varphi \right)$$

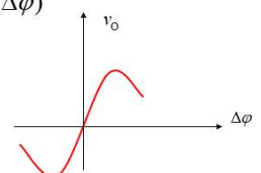
$$= \frac{1}{2} A_M V_{1m} V_{2m} \cos \left(\frac{\pi}{2} - \Delta \varphi \right) + \frac{1}{2} A_M V_{1m} V_{2m} \cos \left(2\omega t - \frac{\pi}{2} + \Delta \varphi \right)$$

$$v_o(t) = \frac{1}{2} A_M V_{1m} V_{2m} \cos \left(\frac{\pi}{2} - \Delta \varphi \right)$$

$$= \frac{1}{2} A_M V_{1m} V_{2m} \sin \Delta \varphi$$

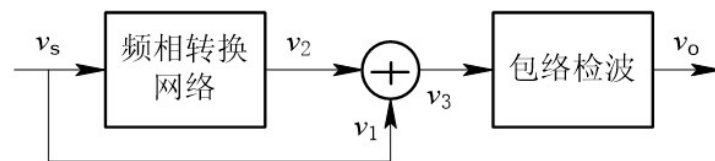
$$\text{当 } |\Delta \varphi| < \frac{\pi}{12}$$

$$v_o(t) \approx \frac{1}{2} A_M V_{1m} V_{2m} \Delta \varphi$$



乘积型鉴相器的鉴相特性

3、实现方法 2——叠加型相位鉴频器



- 有些东西没记上来