噪声

$F_n = \frac{SNR_i}{SNR_o} = \frac{P_{no}}{G_p P_{ni}}$

$P_{nim} = kT\Delta f, P_{sim} = \frac{v_s^2}{4R_s}$

无源：$F_n = \frac{1}{G_p}$

级联：$F_n = F_{n1} + \frac{F_{n2}-1}{G_{pm1}} + \frac{F_{n3}-1}{G_{pm1}G_{pm2}} \ldots$

灵敏度：$P_{si(min)} = SNR_{omin} F_n k_B T \Delta f$

谐振、匹配、部分接入

$H(s) = A_0[\frac{1}{Q}\frac{s}{\omega_0}]/[(\frac{s}{\omega_0})^2 + \frac{1}{Q}\frac{s}{\omega_0} + 1]$

$BW = \frac{\omega_0}{2\pi Q}$

$\phi(\omega) = -arctanQ(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})$

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

$Q = \frac{\omega_0 C}{G} = \frac{1}{\omega_0 L G} = \frac{Y_0}{G}$

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

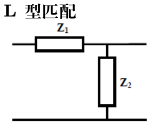
有损电感：$Q = \frac{Z_0}{r_s}, R_p = QZ_0 = Q\frac{L}{C}$

部分接入：$R_L' = \frac{R_L}{p^2}, C_L' = p^2 C_L$

$p = \frac{C_1}{C_1+C_2}$ $p = \frac{L2}{L1+L2}$

变压器:$n = N_1 : N_2$ 则 $R_L' = n^2 R_L$

L 型匹配



$R_s = \sqrt{(Z_1+Z_2)Z_1}, R_L = \sqrt{Z_2\frac{Z_1Z_2}{Z_1+Z_2}}$

$Z_1 = \pm jR_S\sqrt{\frac{R_L}{R_S} - 1}$

$Z_2 = \mp jR_L/\sqrt{\frac{R_L}{R_S} - 1}$

$Q = \sqrt{\frac{R_P}{R_s} - 1}$

$Q = \frac{1}{\omega R_s C_s} = \omega R_p C_p$

$Q = \frac{\omega L_s}{R_s} = \frac{R_P}{\omega L_p}$

双共轭匹配

双端同时共轭匹配则实现最大功率传输，达到 MAG

$\Delta = Re^2(A^*D + B^*C) - |AD - BC|^2$

$a_1 = ReC^*D, a_2 = ReC^*A$

$k = \frac{Re(A^*D+B^*C)}{|AD-BC|} > 1$

$MAG = \frac{k-\sqrt{k^2-1}}{|AD-BC|}$

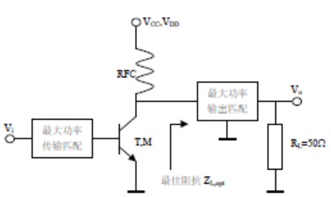
$MSG = \frac{1}{|AD-BC|}$

1/4 波长传输线：$Z_i = \frac{Z_0^2}{Z_L}$

晶体管放大器

BJT:$g_m = \frac{I_C}{v_T}$ MOS: $g_m = \frac{I_D}{0.5(V_{GS}-V_{TH})}$

A 类功放

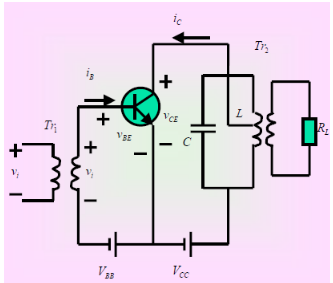


最大功率输出匹配

$V_{D,max} = 2V_{DD}$

$R_{L,opt} = \frac{V_{C,max}-V_{C,sat}}{I_{C,max}} \approx \frac{2V_{DD}}{I_{C,max}}$

C 类功放



变压器耦合 (阻抗匹配，单端转悬浮，直流隔离)

电感部分接入 (减少晶体管输出阻抗对谐振回路影响)

$v_o(t) = I_m \frac{\theta - sin\theta cos\theta}{\pi(1-cos\theta)} R_L cos\omega t$

$I_m = gV_{im}(1 - cos\theta)$

$P_o = \frac{1}{2}I_{C1}V_{om}$ $P_s = I_{c0}V_{CC}$

$\eta = \frac{1}{2}\frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)}\rho$

$\rho = \frac{V_{om}}{V_{CC}}$

$\theta \approx 60^\circ - 70^\circ$

$V_{om} = I_{C1}R_L$

吉尔伯特单元

BJT 差分对：$i_1 - i_2 = I_0 tanh\frac{v}{2v_T}$

单差分：$i_d = i_1 - i_2 = (A + Bv_Y)tanh\frac{v_X}{2v_T}$

$S_2(\omega t) = 2S_1(\omega t) - 1$

$S_2(\omega t) = \frac{4}{\pi}cos\omega_X t - \frac{4}{3\pi}cos3\omega_X t \ldots$

Gilbert:$v_o = R_C I_0 tanh(\frac{v_X}{2v_T})tanh(\frac{v_Y}{2v_T})$

振荡器

正反馈振荡器 $H(s) = \frac{A(s)}{1-A(s)F(s)}$

$A(j\omega_{osc})F(j\omega_{osc}) = 1$

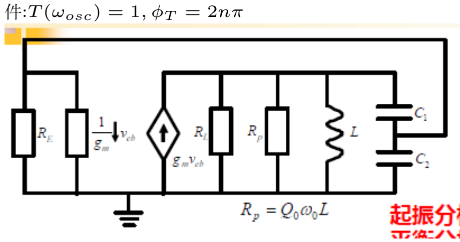
必要条件：正反馈 or 负阻；至少两个极点。Q 值越高，震荡频率越逼近 LC 谐振腔自由震荡频率。

V_i 小，$g_m = \frac{I_{c0}}{v_T}$；V_i 大，$g_m = \frac{I_0'}{V_{im}}$

稳幅措施：差分对，自动电平控制，负反馈，自给偏置

稳定条件:$\frac{\partial|AF|}{\partial v_i}| < 0, \frac{\partial\phi_{AF}}{\partial v_i}| < 0$

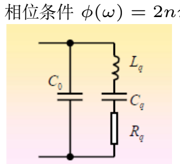
起振条件:$|T| > 1, \phi_T = 2n\pi$ 平衡条件:$T(\omega_{osc}) = 1, \phi_T = 2n\pi$



CB 组态放大器小信号分析

幅度条件 $T = A_0F \geq 1$

相位条件 $\phi(\omega) = 2\pi$



晶振 $f_q = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_qC_q}}$

$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{C_qC_0}{C_q+C_0}}}$

串联型：高 Q 短路线 $f = f_q$

并联型：电感 $f_q < f < f_p$

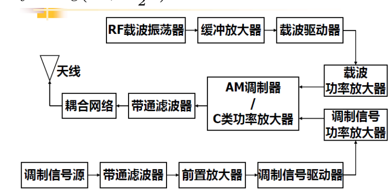
n 次泛音振荡：$(n-2)f_0 < f < nf_0$

标准调幅

单音标准调幅：

$v_{AM}(t) = V_{cm}cos\omega_c t + \frac{1}{2}m_a V_{cm}cos(\omega_c \pm \Omega)t$

$P_t = P_c(1 + \frac{m_a^2}{2})$



相干解调：AM 信号与本地载波相乘

非相干解调：平方律 **包络检波**

包络检波：$R_LC_L >> r_dC_L$ 对角切割失真

双边带调幅

$v_{DSB}(t) = v_f(t)cos\omega_c t$

SSB

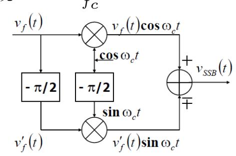
$v_f'(t) = IFT(-jsgn(\omega)V_f(j\omega))$

上 $v(t) = \frac{1}{2}[v_f(t)cos\omega_c t - v_f'(t)sin\omega_c t]$

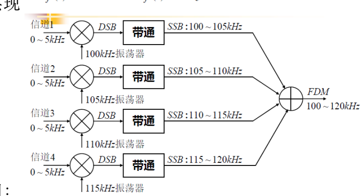
下 $v(t) = \frac{1}{2}[v_f(t)cos\omega_c t + v_f'(t)sin\omega_c t]$

多级滤波实现 $\delta = \frac{2F_{min}}{f_c}$

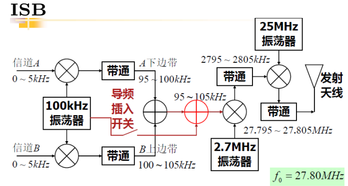
移相法实现



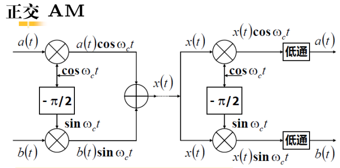
频分复用：



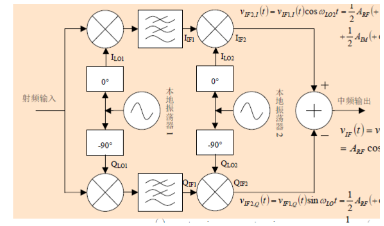
ISB



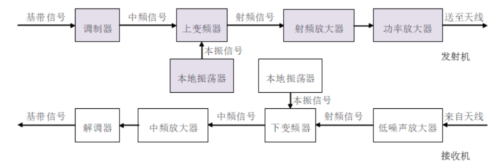
正交 AM



收发结构 Weaver 收发结构：

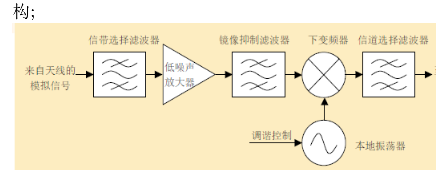


外差收发结构：

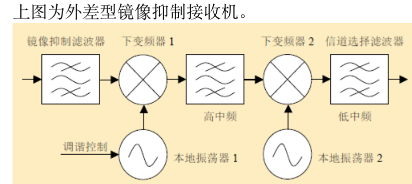


外差结构：多个频段放大，固定中频高增益放大；多个频段分别滤波；

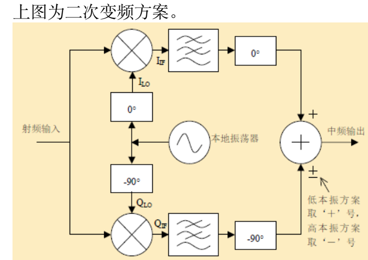
解决镜频干扰：二次变频；零中频；高中频;Hartley;Weaver 结构；



上图为外差型镜像抑制接收机。



上图为二次变频方案。



上图为 Hartley 接收机。

调频与调相

$v_{FM}(t) = V_{cm}cos(\omega_c t + K_F\int_0^t v_f(\tau)d\tau + \theta_0)$

$v_{PM}(t) = V_{cm}cos(\omega_c t + K_p v_f(t) + \theta_0)$

$v_{FM}(t) = V_{cm}cos(\omega_c t + m_F sin\Omega t + \theta_0)$

最大频偏：$\Delta\omega = K_F V_{\Omega m}$

$\omega_F(t) = \omega_c + K_F v_f(t)$

$m_F = \frac{\Delta\omega}{\Omega} = \frac{\delta f_m}{F}$

FM 复数：

$exp(jm_F sin\Omega t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_F)exp(jn\Omega t)$

$v_{FM}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_F)cos(\omega_c + n\Omega)t$

$J_{-n}(m_F) = (-1)^n J_n(m_F)$

$\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(m_F) = 1$

$J_n(m_F)\approx 0\quad if\ n>m_F+1$

$BW_{FM}\approx 2(m_F+1)F$

窄带调频：$v_{FM}(t)=cos(\omega_ct)-m_Fsin\Omega tsin\omega_ct$

宽带调频：$BW_{FM}\approx 2(m_F+1)F=2\Delta f_m+2F$

双音调制

$v_{FM}(t)=$

$V_{cm}cos(\omega_ct+m_{F1}sin\Omega_1t+m_{F2}sin\Omega_2t+\theta_0)$

$v_{FM}(t)=$

$\sum_{n,k=-\infty}^{\infty}J_n(m_{F1})J_k(m_{F2})cos(\omega_c+n\Omega_1+k\Omega_2)t$

$\Delta f_m=\Delta f_{m,(max)}, F=F_{max}$

噪声信号调制

$\Delta\theta_{peak}=\frac{V_{nm}}{V_{cm}}$

瞬时相位偏移 $\theta_n(t)=m_{Pn}sin(\Omega_nt+\theta_{n0})$

瞬时频偏：

$\Delta\omega_n(t)=\frac{V_{nm}}{V_{cm}}(\omega_n-\omega_c)cos((\omega_n-\omega_c)t+\theta_{n0})$

最大频偏：$\Delta\omega_n=\frac{V_{nm}}{V_{cm}}(\omega_n-\omega_c)=m_{Pn}\Omega_n$

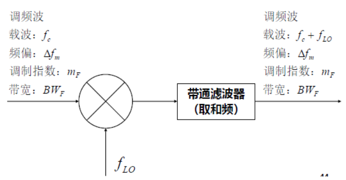
FM 高端噪声分量产生解调噪声大于低端

SNR：$SNR=\frac{\Delta\omega_s}{\Delta\omega_n}$

预加重：调制前在发射机中加强 FM 信号频率高端振幅

去加重：解调后对调制信号频率高端进行衰减

上变频调频方法



外差：

倍频：

变容二极管调频

$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC_j}}$

$C_j=\frac{C_0}{(1+\frac{v}{\phi})}^{\gamma}$

二极管上电压：V_B，$v_f(t)$，$v_{osc}(t)$

取 $v=V_B+V_{\Omega m}cos\Omega t$

则 $C_j=\frac{C_0'}{(1+m_ccos\Omega t)^{\gamma}}$

$C_0'=\frac{C_0}{(1+\frac{V_B}{\phi})^{\gamma}}$

$m_C=\frac{V_{\Omega m}}{V_B+\phi}<1$

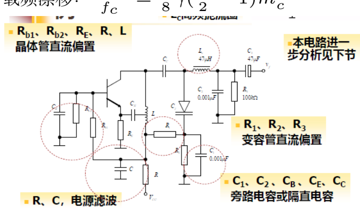
$f=f_c(1+m_ccos\Omega t)^{\frac{\gamma}{2}}$

频偏 $\Delta f_m=m_cf_c$

灵敏度 $S_F=\frac{\Delta f_m}{V_{\Omega m}}=\frac{f_c}{V_B+\phi}$

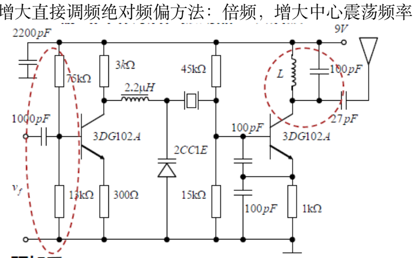
非线性失真：$K_{f2}=\frac{1}{4}(\frac{\gamma}{2}-1)m_c$

载频漂移：$\frac{\Delta f_c}{f_c}=\frac{1}{8}\gamma(\frac{\gamma}{2}-1)m_c^2$



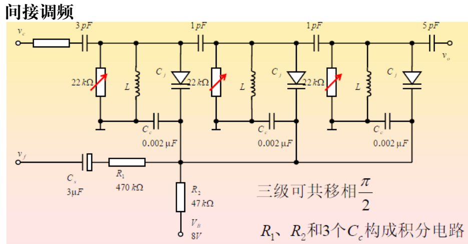
变容二极管稳频措施：部分接入，背靠背连接，晶振

增大直接调频绝对频偏方法：倍频，增大中心震荡频率



■ 预加重

间接调频



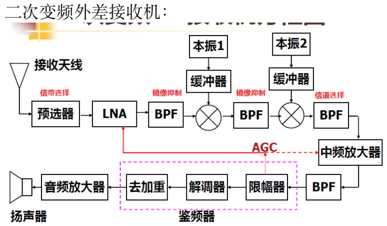
直接调频中心频率稳定度低，频偏大。

大的频偏获得高的解调器解调性能

增大间接调频频偏方法：级联放大法

调频波的解调 & 鉴频

二次变频外差接收机：



限幅鉴频：消除寄生调幅，保证鉴频电压为等幅信号

鉴频器：v_D 与输入信号频率 f 的关系

鉴频灵敏度：$S_D=\frac{\Delta V}{\Delta f}$

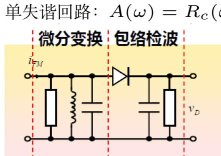
斜率鉴频：

$\frac{dv_{FM}(t)}{dt}=(\omega_c+K_Fv_f(t))V_{cm}cos(w_ct+\phi(t))$

斜率：$H(j\omega)=j\omega A_0$

通过微分将调频波变换为调幅调频波，可以使用包络检波解决

单失谐回路：$A(\omega)=R_c(\omega-\omega_1)$



双失谐回路：鉴频灵敏度增高

正交鉴频

将调频波延时一段时间，令其相位变化与频率变化成正比。

$v_{FM}(t-\tau)=cos(\omega_c(t-\tau_0)+m_Fsin\Omega(t-\tau_0))$

$v_{FM}(t-\tau)\approx$

$cos(\omega_ct+m_Fsin\Omega t-m_F\Omega\tau_0cos\Omega t-\omega_c\tau_0)$

RLC 并联谐振做延时电路：

$\phi(\omega)=\frac{\pi}{2}-arctanQ(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega})$

$\phi(\omega)\approx\frac{\pi}{2}-2Q\frac{\omega-\omega_0}{\omega_0}=\frac{\pi}{2}-\tau_0(\omega-\omega_0)$

采用乘法器 + 低通：$v_D(t)=\frac{1}{2}\tau_0K_Fv_f(t)$

相加型鉴相器：延时后调频调相波与调频波相加，再用幅度检波

PLL

PD：将输入和输出信号的相位鉴别出来，转化为电压信号

LF：对电压信号作低通滤波，滤除相位中高频噪声

VCO：输出信号的相位跟踪输入信号的相位变化

窄带跟踪：输出频率严格等于输入信号中心载频，用于**窄带调频**

调制跟踪：输出信号相位跟踪输入信号通带内相位变化，用于**宽带调频**

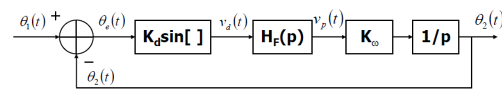
PD:$v_d(t)=K_dsin\phi_e(t)=K_dsin(\theta_1(t)-\theta_2(t))$

积分滤波器 $H_F(s)=\frac{1}{1+s\tau}$ 有源比例 $H_F(s)=-\frac{1+s\tau_2}{s\tau_1}$

无源比例积分滤波 $H_F(s)=\frac{1+s\tau_2}{1+s(\tau_1+\tau_2)}$ 直通 $H(s)=1$

VCO：$\omega_o(t)=\omega_{o0}+K_\omega v_p(t)$

固有积分 $\frac{1}{s}$：$\phi_o(t)=\omega_{o0}t+K_\omega\int_0^t v_p(\tau)d\tau$



$\theta_e(t)=\theta_1(t)-\theta_2(t)\ K_p=K_dK_w$

环路方程 $\frac{d\theta_e(t)}{dt}=\frac{d\theta_1(t)}{dt}-K_p(H_F(p)sin\theta_e(t))$

直流分析：$\phi_{e\infty}=arcsin(\frac{\omega_{i0}-\omega_{o0}}{K_pH_F(0)})$

$v_i(t)=V_{im}sin(\omega_{i0}t+\theta_{i0})$

$v_{o\infty}(t)=V_{om}cos(\omega_{i0}t+\theta_{i0}-\phi_{e\infty})$

相位差中默认存在一个 $\frac{\pi}{2}$ 直流分量 (相乘鉴相的要求)

捕获带：$\Delta\omega_{max}=min(A_{F0}K_p,\Delta\omega_{VCO})$

交流分析：$\phi_o(t)=\omega_{i0}t+\theta_{i0}-\phi_{e\infty}+\theta_{om}sin(\Omega t+\psi)$

$\omega_o(t)=\omega_{i0}+\theta_{om}\Omega cos(\Omega t+\psi)$

$|H_F(j\Omega)|=\frac{\theta_{om}}{\theta_{im}},\psi=arg(H(j\Omega))$

正弦鉴相小信号：

$v_d(t)=K_dsin\phi_{e\infty}+K_dcos\phi_{e\infty}\Delta\phi_e(t)$

$\phi_e(t)=\phi_{e\infty}-K_\omega K_dcos\phi_{e\infty}\frac{1}{p}\cdot H_F(p)\cdot\Delta\phi_e(t)$

$H_e(s)=\frac{s}{s+K_\omega K_d'H_F(s)},K_d'=K_dcos\phi_{e\infty}$

$H(s)=\frac{K_\omega K_d'H_F(s)}{s+K_\omega K_d'H_F(s)}$

一阶 PLL：$H(s)=\frac{K_\omega K_d'}{s+K_\omega K_d'}=\frac{\omega_0}{s+\omega_0}$

二阶 RC PLL: $H_F(s)=\frac{1}{1+s\tau}\ K_{ps}=K_\omega K_dcos\phi_{e\infty}$

$H(s)=\frac{K_{ps}/\tau}{s^2+s/\tau+K_{ps}/\tau}=\frac{\omega_n^2}{s^2+2\xi\omega_ns+\omega_n^2}$

$\omega_n=\sqrt{\frac{K_ps}{\tau}}\ \xi=\frac{1}{2\sqrt{K_{ps}\tau}}$

无源比例 $\omega_n=\sqrt{\frac{K_ps}{\tau_1+\tau_2}}\ 2\xi\omega_n=\frac{1+K_{ps}\tau_2}{\tau_1+\tau_2}$

有源比例 $\omega_n=\sqrt{\frac{K_ps}{\tau_1}}\ 2\xi\omega_n=K_{ps}\frac{\tau_2}{\tau_1}$

调制跟踪：Ω 位于 LF 通带以内，则输出为一调角波，为调制跟踪。

载波跟踪：Ω 位于通带之外，输出载波信号，为载波跟踪。

PLL 稳定性极点全部位于左半平面 $H(s)=\frac{H_o(s)}{1+H_o(s)}$

Baud 准则：$\phi(\omega_k)=\pi,|H_o(j\omega_k)|<0dB$

$H_o(j\omega_p)=0dB,|\phi(\omega_p)|<\pi$

一阶锁相环稳定，$PM=90°$

二阶锁相环：$H(s)=\frac{K_p}{s(1+s\tau)}$

$PM=90°-atan\sqrt{\frac{\sqrt{1+4K_p^2\tau^2}-1}{2}}$

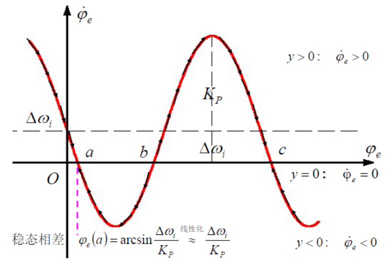
$K_p\tau=0.515\quad PM=65°$

PLL 非线性同步带：$\Delta\omega_H=K_pH_F(0)=K_dK_\omega H_F(0)$

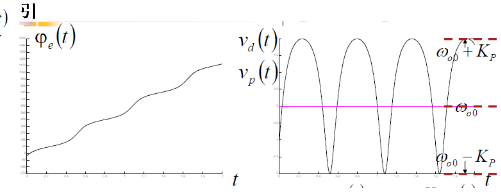
捕捉带 $\Delta\omega_P$ 块捕带 $\Delta\omega_c$ $\Delta\omega_c<\Delta\omega_P<\Delta\omega_H$

一阶 PLL：$\frac{d\phi_e(t)}{dt}+K_psin\phi_e(t)=\omega_{i0}-\omega_{o0}=\Delta\omega_i$

此时 $K_p=K_dK_\omega\ \phi_e=arcsin\frac{\Delta\omega_i}{K_p}$



起始频差超出捕捉带则 VCO 平均振荡频率向 f_i 逼近：**频率牵引**

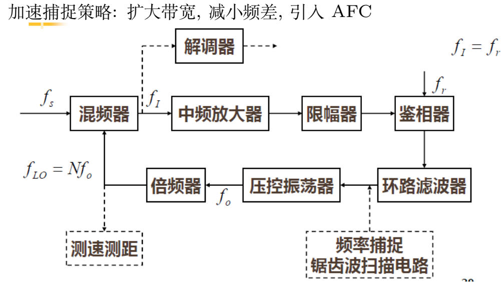


直流分量 $V_p=K_d[\frac{\Delta\omega_i}{K_p}-\sqrt{(\frac{\Delta\omega_i}{K+p})^2-1}]$

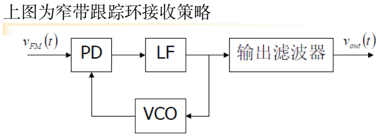
捕捉二阶环捕捉分为‘频率牵引’和‘相位锁定’。

$\Delta\omega_c=s\xi\omega_n$

加速捕捉策略：扩大带宽，减小频差，引入 AFC

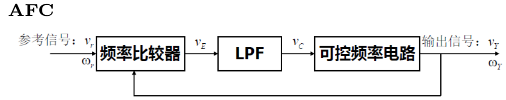


上图为窄带跟踪环接收策略



上图为锁相鉴频策略

AFC



$T(s)=\frac{K_dK_oH_F(s)}{1+K_dK_oH_F(s)}\ T_e(s)=\frac{1}{1+K_dK_oH_F(s)}$

$v_e(t)=K_d(\omega_i-\omega_o)=K_d\omega_e\ \omega_Y=K_ov_C+\omega_{Y0}$

频率阶跃 $\delta_\omega=\frac{\Delta\omega}{1+K_dK_oH_F(0)}$