线性系统的频域分析法

频率分析介绍

Outline

Topic

频域法特点:

1. 工程使用广泛, 有自己一套指标体系
2. 时域与频域指标可由经验公式相互转化
3. 根据 Nyquist 判据可由系统的开环频率特性判断闭环系统的稳定性, 频率特性可由实验测定
4. 频率特性还可适用于典型非线性环节系统
5. 可以方便地设计出各种滤波器

频域法特点:

1. 工程使用广泛, 有自己一套指标体系
2. 时域与频域指标可由经验公式相互转化
3. 根据 Nyquist 判据可由系统的开环频率特性判断闭环系统的稳定性, 频率特性可由实验测定
4. 频率特性还可适用于典型非线性环节系统
5. 可以方便地设计出各种滤波器

频域法特点:

1. 工程使用广泛, 有自己一套指标体系
2. 时域与频域指标可由经验公式相互转化
3. 根据 Nyquist 判据可由系统的开环频率特性判断闭环系统的稳定性, 频率特性可由实验测定
4. 频率特性还可适用于典型非线性环节系统
5. 可以方便地设计出各种滤波器

频域法特点:

1. 工程使用广泛, 有自己一套指标体系
2. 时域与频域指标可由经验公式相互转化
3. 根据 Nyquist 判据可由系统的开环频率特性判断闭环系统的稳定性, 频率特性可由实验测定
4. 频率特性还可适用于典型非线性环节系统
5. 可以方便地设计出各种滤波器

频域法特点:

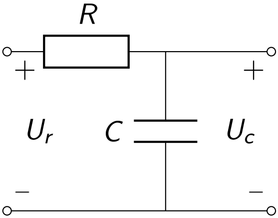
1. 工程使用广泛, 有自己一套指标体系
2. 时域与频域指标可由经验公式相互转化
3. 根据 Nyquist 判据可由系统的开环频率特性判断闭环系统的稳定性, 频率特性可由实验测定
4. 频率特性还可适用于典型非线性环节系统
5. 可以方便地设计出各种滤波器

频域法特点:

1. 工程使用广泛, 有自己一套指标体系
2. 时域与频域指标可由经验公式相互转化
3. 根据 Nyquist 判据可由系统的开环频率特性判断闭环系统的稳定性, 频率特性可由实验测定
4. 频率特性还可适用于典型非线性环节系统
5. 可以方便地设计出各种滤波器

频率特性基本概念

- RC 网络:



$$
\begin{aligned}
U_r &= U_c + RC\dot{U}_c \\
U_r(s) &= U_c(s) + RsU_c(s)
\end{aligned}
$$

- 传递函数:

$$
\begin{aligned}
G(s) &= \frac{U_c(s)}{U_r(s)} \\
&= \frac{1}{1+RCs}
\end{aligned}
$$

频率特性基本概念 (续)

- 当 $U_r = A\sin\omega t$ 时,

$$U_c(s) = G(s)U_r(s)$$
$$U_c(t) = \frac{A\omega t}{1+\omega^2T^2}e^{-\frac{t}{T}} + \frac{A}{\sqrt{1+\omega^2T^2}}\sin(\omega t-\beta)$$

- 稳态分量为

$$\frac{A}{\sqrt{1+\omega^2T^2}}\sin(\omega t-\beta)$$

其中, $\tan\beta = \omega T$.

- 结论:
  - 对线性系统而言, 输入为正弦信号, 输出也为相同频率的正弦信号, 但幅值与相位发生变化.
  - 幅值变化: 输出是输入的 $\frac{1}{\sqrt{1+\omega^2T^2}}$ 倍
  - 相角变化: 输出比输入滞后 $\arctan\omega T$.

频率特性基本概念 (续)

- 当 $U_r = A\sin\omega t$ 时,

$$
\begin{aligned}
U_c(s) &= G(s)U_r(s) \\
U_c(t) &= \frac{A\omega t}{1+\omega^2T^2}e^{-\frac{t}{T}} + \frac{A}{\sqrt{1+\omega^2T^2}}\sin(\omega t-\beta)
\end{aligned}
$$

- 稳态分量为

$$\frac{A}{\sqrt{1+\omega^2T^2}}\sin(\omega t-\beta)$$

其中, $\tan\beta = \omega T$.

- 结论:
  - 对线性系统而言, 输入为正弦信号, 输出也为相同频率的正弦信号, 但幅值与相位发生变化.
  - 幅值变化: 输出是输入的 $\frac{1}{\sqrt{1+\omega^2T^2}}$ 倍
  - 相角变化: 输出比输入滞后 $\arctan\omega T$.

频率特性基本概念 (续)

- 当 $U_r = A\sin\omega t$ 时,

$$\begin{aligned} U_c(s) &= G(s)U_r(s) \\ U_c(t) &= \frac{A\omega t}{1+\omega^2T^2}e^{-\frac{t}{T}} + \frac{A}{\sqrt{1+\omega^2T^2}}\sin(\omega t - \beta) \end{aligned}$$

- 稳态分量为

$$\frac{A}{\sqrt{1+\omega^2T^2}}\sin(\omega t - \beta)$$

其中, $\tan\beta = \omega T$.

- 结论:
  - 对线性系统而言, 输入为正弦信号, 输出也为相同频率的正弦信号, 但幅值与相位发生变化.
  - 幅值变化: 输出是输入的 $\frac{1}{\sqrt{1+\omega^2T^2}}$ 倍
  - 相角变化: 输出比输入滞后 $\arctan\omega T$.

频率特性基本概念 (续)

- 当 $U_r = A\sin\omega t$ 时,

$$
\begin{aligned}
U_c(s) &= G(s)U_r(s) \\
U_c(t) &= \frac{A\omega t}{1+\omega^2T^2}e^{-\frac{t}{T}} + \frac{A}{\sqrt{1+\omega^2T^2}}\sin(\omega t-\beta)
\end{aligned}
$$

- 稳态分量为

$$\frac{A}{\sqrt{1+\omega^2T^2}}\sin(\omega t-\beta)$$

  其中, $\tan\beta = \omega T$.

- 结论:
  - 对线性系统而言, 输入为正弦信号, 输出也为相同频率的正弦信号, 但幅值与相位发生变化.
  - 幅值变化: 输出是输入的 $\frac{1}{\sqrt{1+\omega^2T^2}}$ 倍
  - 相角变化: 输出比输入滞后 $\arctan\omega T$.

频率特性基本概念 (续)

- 当 $U_r = A\sin\omega t$ 时,

$$\begin{aligned} U_c(s) &= G(s)U_r(s) \\ U_c(t) &= \frac{A\omega t}{1+\omega^2T^2}e^{-\frac{t}{T}} + \frac{A}{\sqrt{1+\omega^2T^2}}\sin(\omega t-\beta) \end{aligned}$$

- 稳态分量为

$$\frac{A}{\sqrt{1+\omega^2T^2}}\sin(\omega t-\beta)$$

  其中, $\tan\beta = \omega T$.
- 结论:
  - 对线性系统而言, 输入为正弦信号, 输出也为相同频率的正弦信号, 但幅值与相位发生变化.
  - 幅值变化: 输出是输入的 $\frac{1}{\sqrt{1+\omega^2T^2}}$ 倍
  - 相角变化: 输出比输入滞后 $\arctan\omega T$.

频率特性基本概念 (续)

- 当 $U_r = A\sin\omega t$ 时,

$$
\begin{aligned}
U_c(s) &= G(s)U_r(s) \\
U_c(t) &= \frac{A\omega t}{1+\omega^2 T^2} e^{-\frac{t}{T}} + \frac{A}{\sqrt{1+\omega^2 T^2}} \sin(\omega t - \beta)
\end{aligned}
$$

- 稳态分量为

$$
\frac{A}{\sqrt{1+\omega^2 T^2}} \sin(\omega t - \beta)
$$

其中, $\tan\beta = \omega T$.

- 结论:
  - 对线性系统而言, 输入为正弦信号, 输出也为相同频率的正弦信号, 但幅值与相位发生变化.
  - 幅值变化: 输出是输入的 $\frac{1}{\sqrt{1+\omega^2 T^2}}$ 倍
  - 相角变化: 输出比输入滞后 $\arctan\omega T$.

频率特性定义

- 幅频特性: 系统稳态正弦输出量与输入量的幅值比 $A(\omega)$
- 相频特性: 系统稳态正弦输出量与输入量的相角差 $\phi(\omega)$
- 令 $s = j\omega$, 则

$$
\begin{aligned}
A(j\omega) &= |G(j\omega)| \\
\phi(j\omega) &= \angle G(j\omega)
\end{aligned}
$$

频率特性定义

- 幅频特性: 系统稳态正弦输出量与输入量的幅值比 $A(\omega)$
- 相频特性: 系统稳态正弦输出量与输入量的相角差 $\phi(\omega)$
- 令 $s = j\omega$，则

$$\begin{aligned} A(j\omega) &= |G(j\omega)| \\ \phi(j\omega) &= \angle G(j\omega) \end{aligned}$$

频率特性定义

- 幅频特性: 系统稳态正弦输出量与输入量的幅值比 $A(\omega)$
- 相频特性: 系统稳态正弦输出量与输入量的相角差 $\phi(\omega)$
- 令 $s = j\omega$，则

$$
\begin{aligned}
A(j\omega) &= |G(j\omega)| \\
\phi(j\omega) &= \angle G(j\omega)
\end{aligned}
$$

频率特性定义

- 幅频特性: 系统稳态正弦输出量与输入量的幅值比 $A(\omega)$
- 相频特性: 系统稳态正弦输出量与输入量的相角差 $\phi(\omega)$
- 令 $s = j\omega$，则

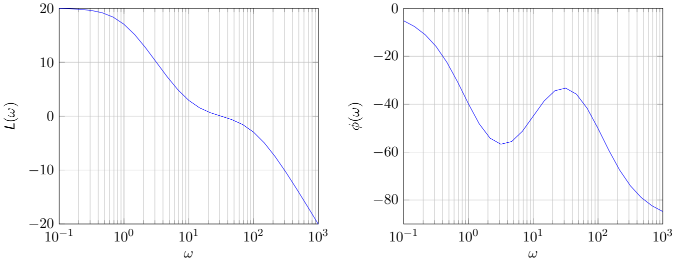
$$
\begin{aligned}
A(j\omega) &= |G(j\omega)| \\
\phi(j\omega) &= \angle G(j\omega)
\end{aligned}
$$

Bode 图

- 横坐标: $\log_{10}\omega$
- 纵坐标:$L(\omega)=20\log_{10}A(\omega), \phi(\omega)$

- 例:

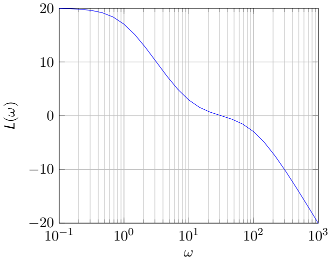
$$G(s)=\frac{10(0.1s+1)}{(s+1)(0.01s+1)}$$

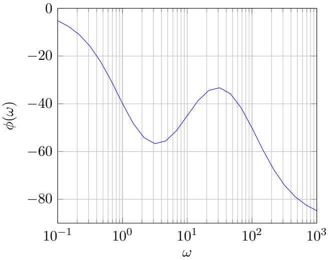


Bode 图

- 横坐标: $\log_{10}\omega$
- 纵坐标:$L(\omega) = 20\log_{10} A(\omega), \phi(\omega)$
- 例:

$$G(s) = \frac{10(0.1s+1)}{(s+1)(0.01s+1)}$$



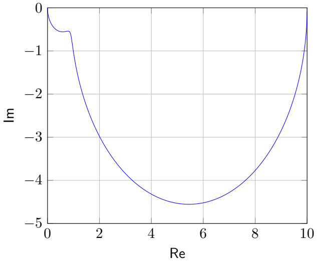


Nyquist 图

- 横坐标:$\Re[G(j\omega)]$
- 纵坐标:$\Im[G(j\omega)]$

- 例:

$$G(s) = \frac{10(0.1s+1)}{(s+1)(0.01s+1)}$$

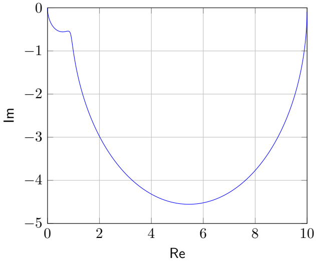


Nyquist 图

- 横坐标:$\Re[G(j\omega)]$
- 纵坐标:$\Im[G(j\omega)]$

- 例:

$$G(s) = \frac{10(0.1s+1)}{(s+1)(0.01s+1)}$$

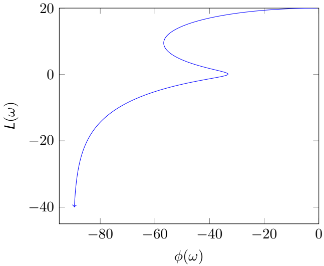


Nichols 图

- 横坐标:$\phi(j\omega)$
- 纵坐标:$20\log_{10}A(\omega)$

- 例:

$$G(s)=\frac{10(0.1s+1)}{(s+1)(0.01s+1)}$$

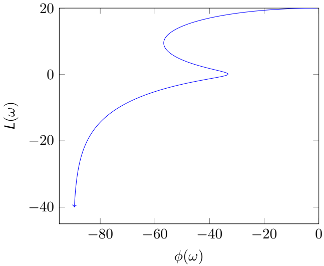


Nichols 图

- 横坐标:$\phi(j\omega)$
- 纵坐标:$20\log_{10} A(\omega)$

- 例:

$$G(s) = \frac{10(0.1s+1)}{(s+1)(0.01s+1)}$$

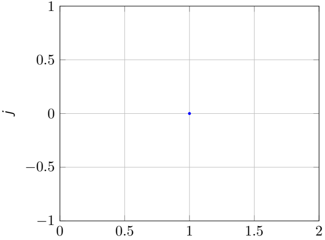


Topic

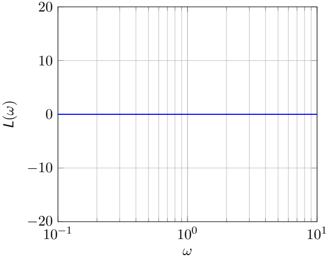
比例环节

$$
\begin{aligned}
G(s) &= K \\
G(j\omega) &= K \\
A(\omega) &= K \\
\phi(\omega) &= 0 \\
L(\omega) &= 20\lg K
\end{aligned}
$$

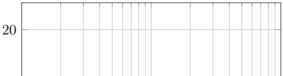
比例环节（续）$G(j\omega) = K, K = 1$



- Nyquist 图



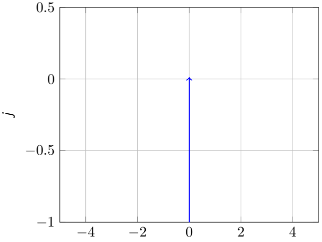
- Bode 图



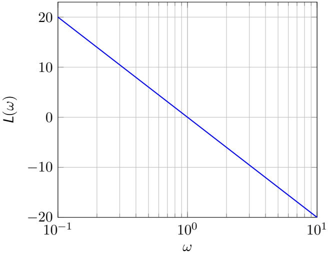
积分环节

$$
\begin{aligned}
G(s) &= \frac{1}{s} \\
G(j\omega) &= \frac{1}{j\omega} \\
A(\omega) &= \frac{1}{\omega} \\
\phi(\omega) &= -90^\circ \\
L(\omega) &= -20\lg\omega
\end{aligned}
$$

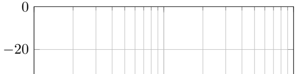
积分环节 (续) $G(j\omega) = \frac{1}{j\omega}$



- Nyquist 图



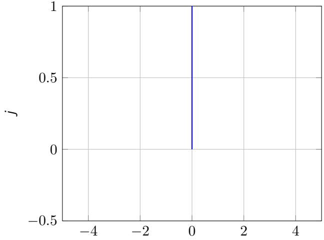
- Bode 图



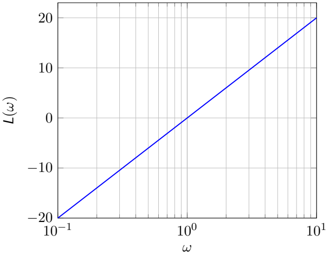
微分环节

$$
\begin{aligned}
G(s) &= s \\
G(j\omega) &= j\omega \\
A(\omega) &= \omega \\
\phi(\omega) &= 90^\circ \\
L(\omega) &= 20\lg\omega
\end{aligned}
$$

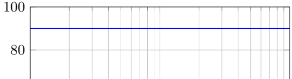
微分环节（续）$G(j\omega) = j\omega$



- Nyquist 图



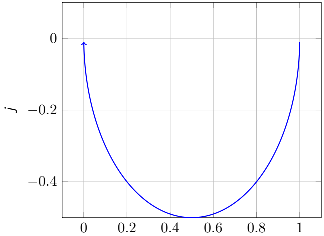
- Bode 图



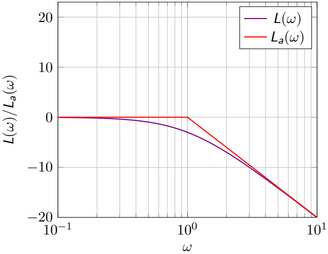
惯性环节

$$
\begin{aligned}
G(s) &= \frac{1}{Ts+1} \\
G(j\omega) &= \frac{1}{j\omega T+1} \\
A(\omega) &= \sqrt{\frac{1}{1+\omega^2 T^2}} \\
\phi(\omega) &= -\arctan \omega T \\
L(\omega) &= -20\lg\sqrt{1+\omega^2 T^2} \\
L_a(\omega) &= \begin{cases} 0 & \omega < \frac{1}{T} \\ -20\lg \omega T & \omega > \frac{1}{T} \end{cases}
\end{aligned}
$$

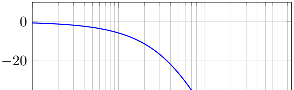
惯性环节（续）$G(j\omega)=\frac{1}{j\omega T+1}, T=1$



- Nyquist 图



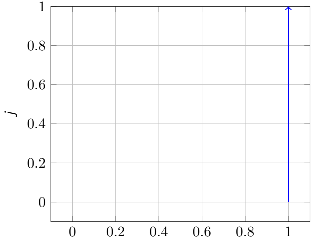
- Bode 图



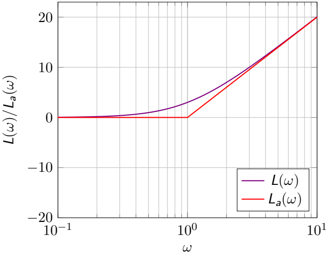
一阶微分环节

$$
\begin{aligned}
G(s) &= Ts+1 \\
G(j\omega) &= j\omega T+1 \\
A(\omega) &= \sqrt{1+\omega^2T^2} \\
\phi(\omega) &= \arctan \omega T \\
L(\omega) &= 20\lg\sqrt{1+\omega^2T^2} \\
L_a(\omega) &= \begin{cases} 0 & \omega < \frac{1}{T} \\ 20\lg \omega T & \omega > \frac{1}{T} \end{cases}
\end{aligned}
$$

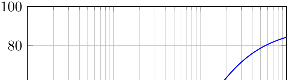
一阶微分环节（续）$G(j\omega) = j\omega T + 1, T = 1$



- Nyquist 图



- Bode 图



二阶振荡环节

$$
\begin{aligned}
G(s) &= \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 + 2\xi\omega_n s + s^2} = \frac{1}{(Ts)^2 + 2\xi Ts + 1} \\
G(j\omega) &= \frac{1}{1 + 2j\xi\omega T - \omega^2 T^2} \\
A(\omega) &= \sqrt{\frac{1}{(1-\omega^2T^2)^2 + (2\xi\omega T)^2}} \\
\phi(\omega) &= \begin{cases} -\arctan\frac{2\xi\omega T}{1-\omega^2T^2} & \omega T < 1 \\ -90^\circ & \omega T = 1 \\ -180 - \arctan\frac{2\xi\omega T}{1-\omega^2T^2} & \omega T > 1 \end{cases} \\
L(\omega) &= -20\lg\sqrt{(1-\omega^2T^2)^2 + (2\xi\omega T)^2} \\
L_a(\omega) &= \begin{cases} 0 & \omega T < 1 \\ -40\lg\omega T & \omega T > 1 \end{cases}
\end{aligned}
$$

二阶振荡环节 (续) $G(j\omega)=\frac{1}{1+2j\xi\omega T-\omega^2T^2}$

- Nyquist 曲线与虚轴交点:

$$
\begin{aligned}
\Re[G(j\omega)] &= 0 \\
1-\omega^2T^2 &= 0 \\
\omega T &= 1 \\
G(j\frac{1}{T}) &= -\frac{1}{2\xi}j
\end{aligned}
$$

二阶振荡环节 (续) $G(j\omega) = \frac{1}{1+2j\xi\omega T-\omega^2 T^2}$

- 谐振频率与谐振峰值

$$A(\omega) = \sqrt{\frac{1}{(1-\omega^2T^2)^2+(2\xi\omega T)^2}}$$

$$\frac{dA(\omega)}{d\omega} = -\frac{-2(1-\omega^2T^2)\omega T^2+4\xi^2\omega T^2}{\sqrt{(1-\omega^2T^2)^2+(2\xi\omega T)^2}}$$

- 令 $\frac{dA(\omega)}{d\omega}=0$，得
  - 谐振频率:$\omega_r=\omega_n\sqrt{1-2\xi^2}$，其中 $0<\xi\le\frac{\sqrt{2}}{2}$
  - 谐振峰值:$M_r=\frac{1}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}$

二阶振荡环节 (续) $G(j\omega) = \frac{1}{1+2j\xi\omega T-\omega^2 T^2}$

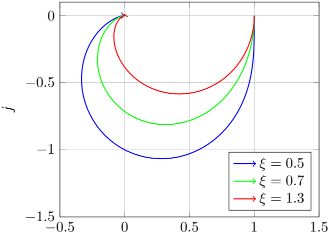
- 谐振频率与谐振峰值

$$
\begin{aligned}
A(\omega) &= \sqrt{\frac{1}{(1-\omega^2 T^2)^2 + (2\xi\omega T)^2}} \\
\frac{dA(\omega)}{d\omega} &= -\frac{-2(1-\omega^2 T^2)\omega T^2 + 4\xi^2\omega T^2}{\sqrt{(1-\omega^2 T^2)^2 + (2\xi\omega T)^2}}
\end{aligned}
$$

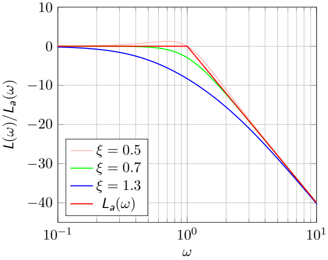
  - 令 $\frac{dA(\omega)}{d\omega} = 0$，得
    - 谐振频率:$\omega_r = \omega_n\sqrt{1-2\xi^2}$，其中 $0 < \xi \leq \frac{\sqrt{2}}{2}$
    - 谐振峰值:$M_r = \frac{1}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}$

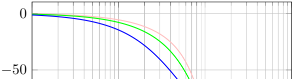
二阶振荡环节（续）: $G(j\omega)=\frac{1}{1+2j\xi\omega T-\omega^2T^2}$, $T=1$

- Nyquist 图



- Bode 图



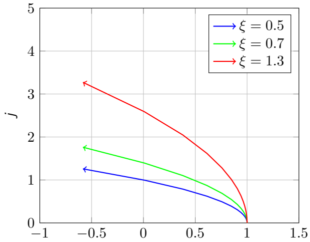


二阶微分环节

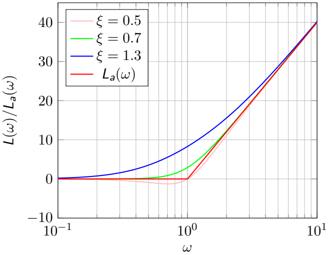
$$
\begin{aligned}
G(s) &= (Ts)^2 + 2\xi Ts + 1 \\
G(j\omega) &= 1 + 2j\xi\omega T - \omega^2 T^2
\end{aligned}
$$

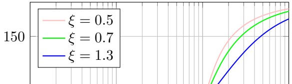
二阶微分环节（续）$G(j\omega) = 1 + 2j\xi\omega T - \omega^2 T^2, T = 1$

- Nyquist 图



- Bode 图

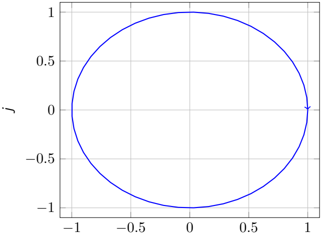




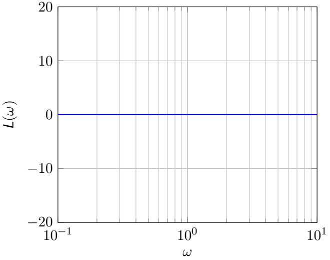
延迟环节

$$
\begin{aligned}
G(s) &= e^{-\tau s} \\
G(j\omega) &= e^{-j\omega\tau} \\
A(\omega) &= 1 \\
\phi(\omega) &= -\omega\tau
\end{aligned}
$$

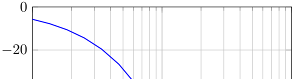
延迟环节（续）$G(j\omega) = e^{-j\omega\tau}, \tau = 1$



- Nyquist 图



- Bode 图

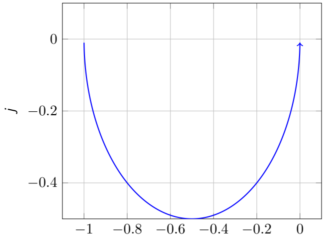


非最小相位惯性环节

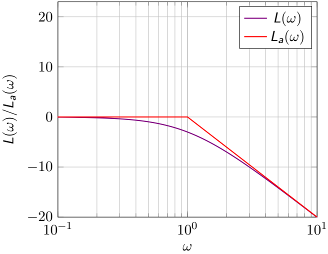
最小相位系统: 在右半平面无零极点

$$
\begin{aligned}
G(s) &= \frac{1}{Ts-1} \\
G(j\omega) &= \frac{1}{j\omega T-1} \\
A(\omega) &= \sqrt{\frac{1}{1+\omega^2T^2}} \\
\phi(\omega) &= -180^\circ + \arctan\omega T \\
L(\omega) &= -20\lg\sqrt{1+\omega^2T^2} \\
L_a(\omega) &= \begin{cases} 0 & \omega < \frac{1}{T} \\ -20\lg\omega T & \omega > \frac{1}{T} \end{cases}
\end{aligned}
$$

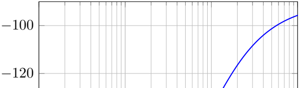
非最小相位惯性环节（续）$G(j\omega)=\frac{1}{j\omega T-1}, T=1$



- Nyquist 图



- Bode 图



Topic

开环系统 Nyquist 图 $G_o(s) = \frac{K\prod_{j=1}^{m}(\tau_j s+1)}{s^\nu \prod_{i=1}^{n-\nu}(T_i s+1)}$

- 当 $\nu = 0$ 时, 为零型系统:

$$
\begin{aligned}
A(\omega)\big|_{\omega=0} &= K \\
\phi(\omega)\big|_{\omega=0} &= 0 \\
\lim_{\omega\to\infty} A(\omega) &= 0 \\
\lim_{\omega\to\infty} \phi(\omega) &= -(n-m)\times\frac{\pi}{2}
\end{aligned}
$$

开环系统 Nyquist 图 (续) $G_o(s) = \frac{K\prod_{j=1}^{m}(\tau_j s+1)}{s^\nu \prod_{i=1}^{n-\nu}(T_i s+1)}$

- 当 $\nu = 1$ 时, 为 I 型系统:

$$
\begin{aligned}
\lim_{\omega\to 0} A(\omega) &= \infty \\
\lim_{\omega\to 0} \phi(\omega) &= -\frac{\pi}{2} \\
\lim_{\omega\to \infty} A(\omega) &= 0 \\
\lim_{\omega\to \infty} \phi(\omega) &= -(n-m)\times\frac{\pi}{2}
\end{aligned}
$$

开环系统 Nyquist 图 (续)$G_o(s)=\frac{K\prod_{j=1}^{m}(\tau_j s+1)}{s^\nu\prod_{i=1}^{n-\nu}(T_i s+1)}$

- 当 $\nu=2$ 时, 为 II 型系统:

$$\begin{aligned}
\lim_{\omega\to 0} A(\omega) &= \infty \\
\lim_{\omega\to 0} \phi(\omega) &= -\pi \\
\lim_{\omega\to \infty} A(\omega) &= 0 \\
\lim_{\omega\to \infty} \phi(\omega) &= -(n-m)\times\frac{\pi}{2}
\end{aligned}$$

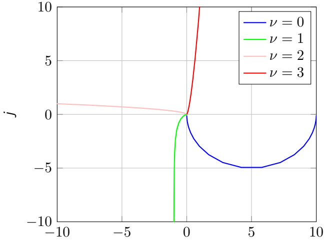
开环系统 Nyquist 图 (续)$G_o(s) = \frac{K\prod_{j=1}^{m}(\tau_j s+1)}{s^\nu \prod_{i=1}^{n-\nu}(T_i s+1)}$

- 当 $\nu = 3$ 时, 为 III 型系统:

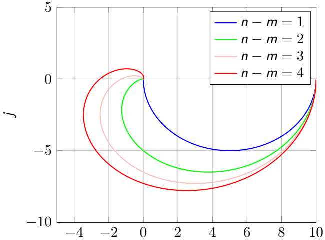
$$
\begin{aligned}
\lim_{\omega\to 0} A(\omega) &= \infty \\
\lim_{\omega\to 0} \phi(\omega) &= -\frac{3}{2}\pi \\
\lim_{\omega\to \infty} A(\omega) &= 0 \\
\lim_{\omega\to \infty} \phi(\omega) &= -(n-m)\times\frac{\pi}{2}
\end{aligned}
$$

开环系统 Nyquist 图，例 1

- $G_o(s) = \frac{10}{s^{\nu}(0.1s+1)}$



- $G_o(s) = \frac{10}{(0.1s+1)^n}$



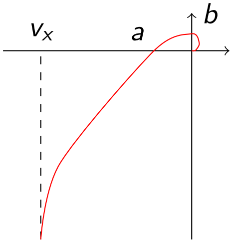
开环系统 Nyquist 图, 例 2: $G(s) = \frac{10}{s(s+1)(2s+1)(4s+1)}$

- 绘制 Nyquist 图, 求出各特征点坐标:
- 由于 $\nu = 1$

$$
\begin{aligned}
\lim_{\omega\to 0} A(\omega) &= \infty \\
\lim_{\omega\to 0} \phi(\omega) &= -\frac{\pi}{2} \\
\lim_{\omega\to \infty} A(\omega) &= 0 \\
\lim_{\omega\to \infty} \phi(\omega) &= -2\pi
\end{aligned}
$$

开环系统 Nyquist 图，例 2(续), $G(s)=\dfrac{10}{s(s+1)(2s+1)(4s+1)}$

概略 Nyquist 图:



开环系统 Nyquist 图, 例 2(续), $G(s) = \frac{10}{s(s+1)(2s+1)(4s+1)}$

- 起始点实部 v_x:

$$
\begin{aligned}
G(j\omega) &= \frac{10}{j\omega(j\omega+1)(2j\omega+1)(4j\omega+1)} \\
&= \frac{10\omega(8\omega^2-7)+10(14\omega^2-1)j}{\omega(1+\omega^2)(1+4\omega^2)(1+16\omega^2)} \\
\lim_{\omega\to 0}\Re[G(j\omega)] &= -70
\end{aligned}
$$

开环系统 Nyquist 图, 例 2(续), $G(s) = \frac{10}{s(s+1)(2s+1)(4s+1)}$

- 与实轴交点 a:

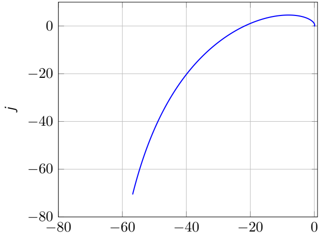
$$
\begin{aligned}
\Im[G(j\omega)] &= 0 \\
\frac{10(14\omega^2-1)}{(1+\omega^2)(1+4\omega^2)(1+16\omega^2)} &= 0 \\
\omega &= \sqrt{\frac{1}{14}} \\
G(j\sqrt{\frac{1}{14}}) &\approx -21.78
\end{aligned}
$$

开环系统 Nyquist 图，例 2(续)，$G(s) = \frac{10}{s(s+1)(2s+1)(4s+1)}$

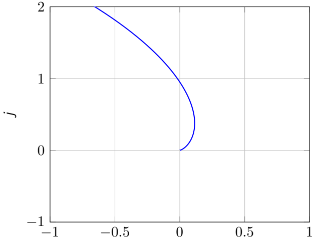
- 与虚轴交点 b:

$$
\begin{aligned}
\Re[G(j\omega)] &= 0 \\
\frac{10\omega(8\omega^2-7)}{(1+\omega^2)(1+4\omega^2)(1+16\omega^2)} &= 0 \\
8\omega^2-7 &= 0 \\
\omega &= \sqrt{\frac{7}{8}} \\
G(j\sqrt{\frac{7}{8}}) &\approx 0.95j
\end{aligned}
$$

开环系统 Nyquist 图，例 2(续)，$G(s)=\dfrac{10}{s(s+1)(2s+1)(4s+1)}$



- Nyquist 图
- 局部放大:



开环系统 Bode 图

$$
\begin{aligned}
G_o(s) &= G_1(s)G_2(s)G_3(s)\cdots Gn(s) \\
A(\omega) &= A_1(\omega)A_2(\omega)A_3(\omega)\cdots A_n(\omega) \\
L(\omega) &= 20\lg A_1(\omega)+\cdots+20\lg A_n(\omega) \\
\phi(\omega) &= \phi_1(\omega)+\cdots+\phi_n(\omega)
\end{aligned}
$$

- 结论:
  - 系统的低频段由系统的类型和开环增益 K 决定, 代表稳态性能. 由初始斜率可得系统类型.
  - 系统的高频段反映系统的抗噪能力, 下降速度要快.

开环系统 Bode 图

$$
\begin{aligned}
G_o(s) &= G_1(s)G_2(s)G_3(s)\cdots Gn(s) \\
A(\omega) &= A_1(\omega)A_2(\omega)A_3(\omega)\cdots A_n(\omega) \\
L(\omega) &= 20\lg A_1(\omega)+\cdots+20\lg A_n(\omega) \\
\phi(\omega) &= \phi_1(\omega)+\cdots+\phi_n(\omega)
\end{aligned}
$$

- 结论:
  - 系统的低频段由系统的类型和开环增益 K 决定, 代表稳态性能. 由初始斜率可得系统类型.
  - 系统的高频段反映系统的抗噪能力, 下降速度要快.

开环系统 Bode 图

$$
\begin{aligned}
G_o(s) &= G_1(s)G_2(s)G_3(s)\cdots Gn(s)\\
A(\omega) &= A_1(\omega)A_2(\omega)A_3(\omega)\cdots A_n(\omega)\\
L(\omega) &= 20\lg A_1(\omega)+\cdots+20\lg A_n(\omega)\\
\phi(\omega) &= \phi_1(\omega)+\cdots+\phi_n(\omega)
\end{aligned}
$$

- 结论:
  - 系统的低频段由系统的类型和开环增益 K 决定, 代表稳态性能. 由初始斜率可得系统类型.
  - 系统的高频段反映系统的抗噪能力, 下降速度要快.

开环系统 Bode 图，例 1: $G_o(s) = \frac{10(s+3)}{s(s+2)(s^2+s+2)}$

绘制 Bode 图:

1. 改写为标准形式: $G_o(s) = \frac{7.5(\frac{s}{3}+1)}{s(0.5s)(0.5s^2+0.5s+1)}$
2. 写出转折频率: $\omega = \sqrt{2}, 2, 3$
3. 找到点 $(1, 20\lg K)$，其中 $K = 7.5$
4. 过点 $(1, 20\lg K)$ 作斜率为 $-20dB/dec$ 的直线
5. 找转折点依次做直线即可

开环系统 Bode 图，例 1: $G_o(s) = \frac{10(s+3)}{s(s+2)(s^2+s+2)}$

绘制 Bode 图:

1. 改写为标准形式: $G_o(s) = \frac{7.5(\frac{s}{3}+1)}{s(0.5s)(0.5s^2+0.5s+1)}$
2. 写出转折频率: $\omega = \sqrt{2}, 2, 3$
3. 找到点 $(1, 20\lg K)$，其中 $K = 7.5$
4. 过点 $(1, 20\lg K)$ 作斜率为 $-20dB/dec$ 的直线
5. 找转折点依次做直线即可

开环系统 Bode 图，例 1: $G_o(s) = \frac{10(s+3)}{s(s+2)(s^2+s+2)}$

绘制 Bode 图:

1. 改写为标准形式: $G_o(s) = \frac{7.5(\frac{s}{3}+1)}{s(0.5s)(0.5s^2+0.5s+1)}$
2. 写出转折频率: $\omega = \sqrt{2}, 2, 3$
3. 找到点 $(1, 20\lg K)$，其中 $K = 7.5$
4. 过点 $(1, 20\lg K)$ 作斜率为 $-20dB/dec$ 的直线
5. 找转折点依次做直线即可

开环系统 Bode 图，例 1: $G_o(s) = \frac{10(s+3)}{s(s+2)(s^2+s+2)}$

绘制 Bode 图:

1. 改写为标准形式: $G_o(s) = \frac{7.5(\frac{s}{3}+1)}{s(0.5s)(0.5s^2+0.5s+1)}$
2. 写出转折频率: $\omega = \sqrt{2}, 2, 3$
3. 找到点 $(1, 20\lg K)$，其中 $K = 7.5$
4. 过点 $(1, 20\lg K)$ 作斜率为 $-20dB/dec$ 的直线
5. 找转折点依次做直线即可

开环系统 Bode 图, 例 1: $G_o(s) = \frac{10(s+3)}{s(s+2)(s^2+s+2)}$

绘制 Bode 图:

1. 改写为标准形式: $G_o(s) = \frac{7.5(\frac{s}{3}+1)}{s(0.5s)(0.5s^2+0.5s+1)}$
2. 写出转折频率: $\omega = \sqrt{2}, 2, 3$
3. 找到点 $(1, 20\lg K)$, 其中 $K = 7.5$
4. 过点 $(1, 20\lg K)$ 作斜率为 $-20dB/dec$ 的直线
5. 找转折点依次做直线即可

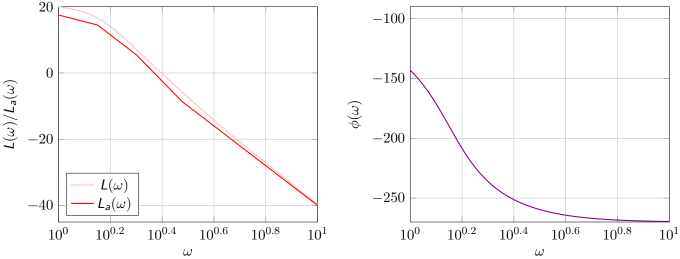
开环系统 Bode 图, 例 1: $G_o(s) = \frac{10(s+3)}{s(s+2)(s^2+s+2)}$

绘制 Bode 图:

1. 改写为标准形式: $G_o(s) = \frac{7.5(\frac{s}{3}+1)}{s(0.5s)(0.5s^2+0.5s+1)}$
2. 写出转折频率: $\omega = \sqrt{2}, 2, 3$
3. 找到点 $(1, 20\lg K)$, 其中 $K = 7.5$
4. 过点 $(1, 20\lg K)$ 作斜率为 $-20dB/dec$ 的直线
5. 找转折点依次做直线即可

开环系统 Bode 图，例 1(续)：$G_o(s) = \frac{10(s+3)}{s(s+2)(s^2+s+2)}$

Bode 图



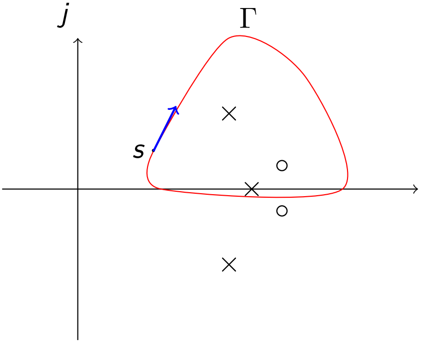
Topic

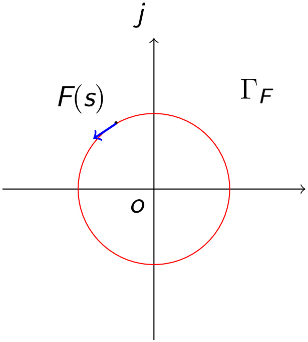
辐角原理

- 设 s 为复变量, $F(s)$ 为 s 的有理分式函数. 对于 s 平面上任意一点 s , 通过复变函数 $F(s)$ 的映射关系, 可以确定 s 的象.
- 在 s 平面上任选一条闭合曲线 Γ , 且不通过 $F(s)$ 任一零点和极点, s 沿闭合曲线 Γ 运动一周, 则相应地 $F(s)$ 形成一条闭合曲线 Γ_F .

辐角原理 (续):

设 s 平面闭合曲线 Γ 包围 $F(s)$ 的 Z 个零点和 P 个极点，则 s 沿 Γ 顺时针运动一周时，在 $F(s)$ 平面上，$F(s)$ 沿闭合曲线 Γ_F 逆时针包围原点的圈数为 $R = P - Z$.



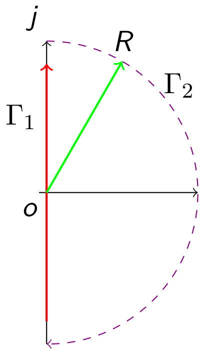


辐角原理的应用

$$
\begin{aligned}
\Phi(s) &= \frac{G(s)}{1+G(s)H(s)} \\
&= \frac{G(s)}{1+G_o(s)} \\
&= \frac{G(s)}{F(s)} \\
F(s) &= 1+G_o(s)
\end{aligned}
$$

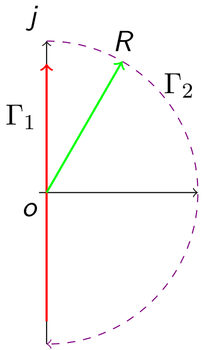
- $F(s)$ 的极点是系统开环极点,
- $F(s)$ 的零点是系统的闭环极点.

辐角原理的应用 (续)



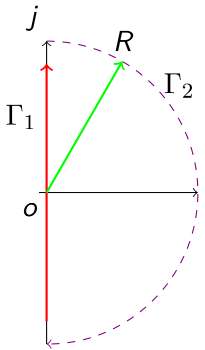
- 示意图
- 将 Γ 分为两段:
  - Γ_1 : $s = j\omega, \omega \in [-\infty, \infty]$
  - Γ_2 : $s = \lim_{R\to\infty} Re^{j\theta}$, θ 从 $\frac{\pi}{2}$ 到 $-\frac{\pi}{2}$
  - 可得对应的 $G_o(s)$ 曲线.
    - s 在 Γ_1 上时, 与 Nyquist 图对应.($\omega \in [0, \infty]$)
    - s 在 Γ_1 上时, $F(s) = 1 + G_o(s) = 1 + \lim_{R\to\infty} Re^{j\theta} G_o(s) = 1$
  - Nyquist 判据
    - 对于开环稳定系统 ($P = 0$), 若 Nyquist 曲线不包含 $(-1, 0)$

辐角原理的应用 (续)



- 示意图
- 将 Γ 分为两段:
  - Γ_1 : $s = j\omega, \omega \in [-\infty, \infty]$
  - Γ_2 : $s = \lim_{R\to\infty} Re^{j\theta}$, θ 从 $\frac{\pi}{2}$ 到 $-\frac{\pi}{2}$
  - 可得对应的 $G_o(s)$ 曲线.
    - s 在 Γ_1 上时, 与 Nyquist 图对应.($\omega \in [0, \infty]$)
    - s 在 Γ_1 上时, $F(s) = 1 + G_o(s) = 1 + \lim_{R\to\infty} Re^{j\theta} G_o(s) = 1$
  - Nyquist 判据
    - 对于开环稳定系统 ($P = 0$), 若 Nyquist 曲线不包含 $(-1, 0)$

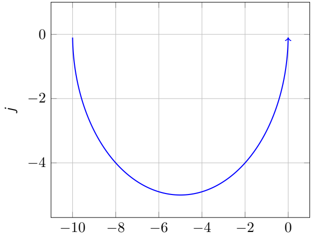
辐角原理的应用 (续)



- 示意图
- 将 Γ 分为两段:
  - Γ_1 : $s = j\omega, \omega \in [-\infty, \infty]$
  - Γ_2 : $s = \lim_{R\to\infty} Re^{j\theta}$, θ 从 $\frac{\pi}{2}$ 到 $-\frac{\pi}{2}$
  - 可得对应的 $G_o(s)$ 曲线.
    - s 在 Γ_1 上时, 与 Nyquist 图对应.($\omega \in [0, \infty]$)
    - s 在 Γ_1 上时, $F(s) = 1 + G_o(s) = 1 + \lim_{R\to\infty} Re^{j\theta} G_o(s) = 1$
  - Nyquist 判据
    - 对于开环稳定系统 ($P = 0$), 若 Nyquist 曲线不包含 $(-1, 0)$

Nyquist 判据，例 1:

某负反馈开环传递函数为 $G_o(s) = \frac{10}{s-1}$，用 Nyquist 判据判断系统稳定性.

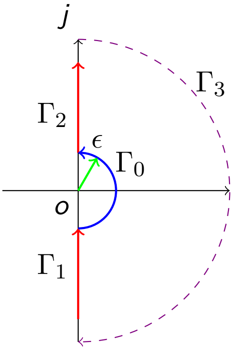


- Nyquist 图
- 稳定性判断

$$
\begin{aligned}
P &= 1 \\
N &= \frac{1}{2} \\
P - Z &= 2N \\
Z &= P - 2N \\
&= 0
\end{aligned}
$$

虚轴上有极点时

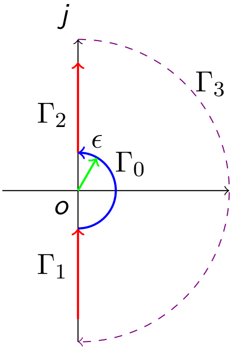
- 零型系统 $F(s)$ 沿 Γ 解析且不为 0.
- I 型及以上系统 $F(s)$ 在 $s=0$ 处不解析，不满足辐角原理条件.



- 示意图
- 将 Γ 分为四段:
  - Γ_1 : $s=j\omega, \omega \in [-\infty, 0^-]$
  - Γ_2 : $s=j\omega, \omega \in [0^+, \infty]$
  - Γ_3 : $s=\lim_{R\to\infty} Re^{j\theta}, \theta \in [-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$

虚轴上有极点时

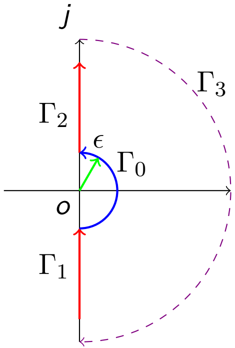
- 零型系统 $F(s)$ 沿 Γ 解析且不为 0.
- I 型及以上系统 $F(s)$ 在 $s=0$ 处不解析，不满足辐角原理条件.



- 示意图
- 将 Γ 分为四段:
  - Γ_1 : $s=j\omega, \omega \in [-\infty, 0^-]$
  - Γ_2 : $s=j\omega, \omega \in [0^+, \infty]$
  - Γ_3 : $s=\lim_{R\to\infty} Re^{j\theta}, \theta \in [-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$

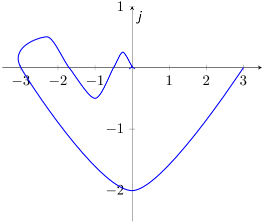
虚轴上有极点时

- 零型系统 $F(s)$ 沿 Γ 解析且不为 0.
- I 型及以上系统 $F(s)$ 在 $s=0$ 处不解析，不满足辐角原理条件.



- 示意图
- 将 Γ 分为四段:
  - Γ_1 : $s=j\omega, \omega \in [-\infty, 0^-]$
  - Γ_2 : $s=j\omega, \omega \in [0^+, \infty]$
  - Γ_3 : $s=\lim_{R\to\infty} Re^{j\theta}, \theta \in [-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$

穿越次数



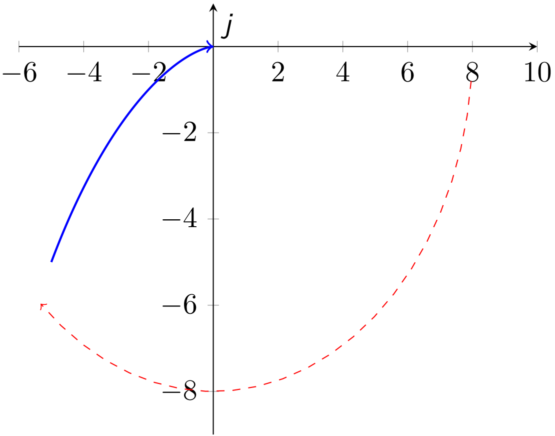
- Nyquist 图
- 穿越次数
  - 根据增补后的 Nyquist 曲线穿越 $(-1,0)$ 点左侧的次数可得 Γ_F 包围原点的圈数

$$\begin{aligned} R &= 2N \\ &= 2(N_+ - N_-) \end{aligned}$$

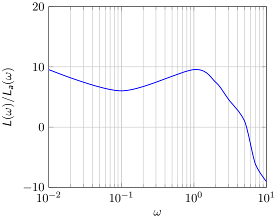
其中，

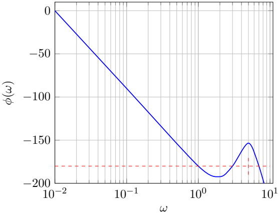
- N_+ 为正穿越（自上向下）次数
- N_- 为负穿越（自下向上）次数

例： $G_o(s) = \frac{10}{s(s+1)}$

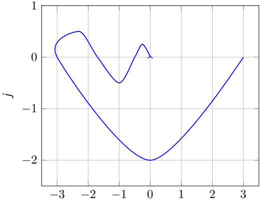


Bode 稳定性判据





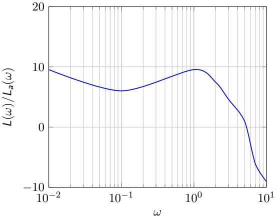
- Bode 图

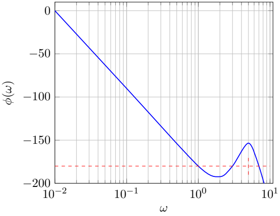


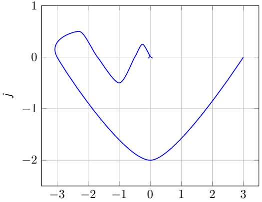
- 稳定性判断
  - 截止频率 ω_c : $A(\omega_c) = 0$
  - 穿越频率 ω_x : $\phi(\omega_x) = (2k+1)\pi$
  - Bode 判据:
    - 最小相位系统，若在 $\omega < \omega_c$ 前 $N_+ - N_- = 0$，则系统稳定

Bode 稳定性判据

- Bode 图



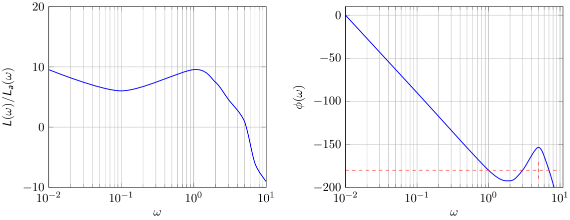


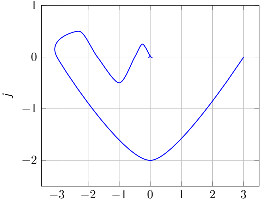


- 稳定性判断
  - 截止频率 ω_c ：$A(\omega_c) = 0$
  - 穿越频率 ω_x ：$\phi(\omega_x) = (2k+1)\pi$
  - Bode 判据：
    - 最小相位系统，若在 $\omega < \omega_c$ 前 $N_+ - N_- = 0$，则系统稳定

Bode 稳定性判据

- Bode 图





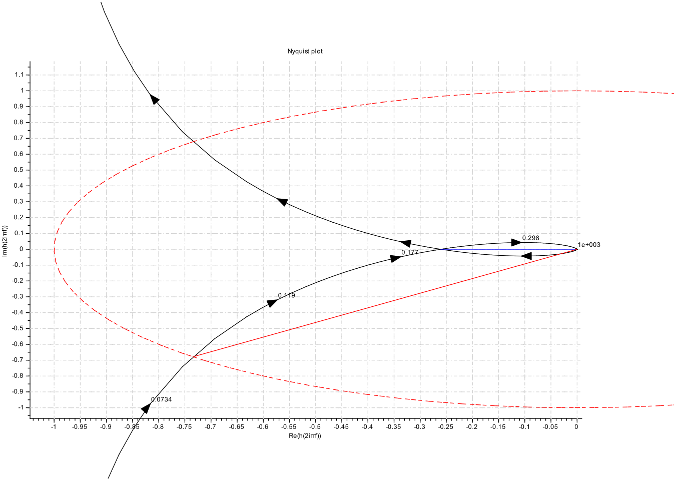
- 稳定性判断
  - 截止频率 ω_c：$A(\omega_c) = 0$
  - 穿越频率 ω_x：$\phi(\omega_x) = (2k+1)\pi$
  - Bode 判据:
    - 最小相位系统，若在 $\omega < \omega_c$ 前 $N_+ - N_- = 0$，则系统稳定

Topic

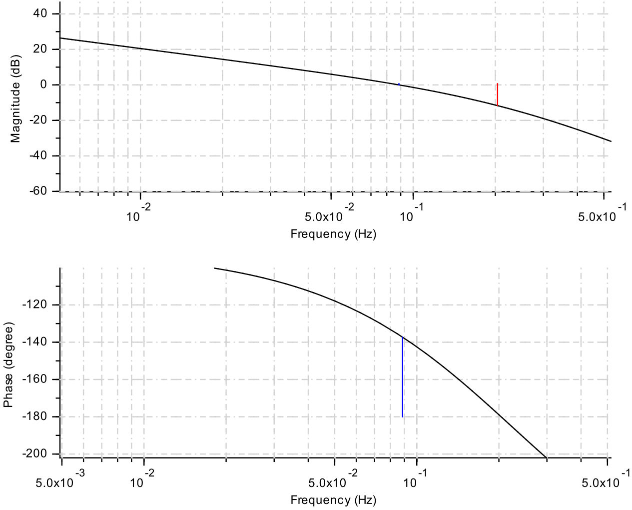
稳定裕度

- 相角裕度 γ：$\gamma = 180^\circ + \phi(\omega_c)$
- 幅值裕度 h：$h = -20\lg A(\omega_x)$

Nyquist 图与稳定裕度



Bode 图与稳定裕度


Magnitude (dB)
40
20
0
-20
-40
-60
10^{-2}
$5.0x10^{-2}$
10^{-1}
$5.0x10^{-1}$
Frequency (Hz)
Phase (degree)
-120
-140
-160
-180
-200
$5.0x10^{-3}$
10^{-2}
$5.0x10^{-2}$
10^{-1}
$5.0x10^{-1}$
Frequency (Hz)

ω_c 近似计算

例：$G_o(s) = \frac{100(s+4)}{s(s+1)(s+2)(s+3)}$ 近似计算求解 ω_c

- $\omega_c < 1$ 时，$A(\omega) = \frac{200}{3} \cdot \frac{1}{\omega_c}$，$\omega_c = \frac{200}{3} > 1$ 矛盾.
- $1 < \omega_c < 2$ 时，$A(\omega) = \frac{200}{3} \cdot \frac{1}{\omega_c \cdot \omega_c}$，$\omega_c = \sqrt{\frac{200}{3}} > 2$ 矛盾.
- $2 < \omega_c < 3$ 时，$A(\omega) = \frac{200}{3} \cdot \frac{1}{\omega_c \cdot \omega_c \cdots \frac{\omega_c}{2}}$，$\omega_c = \sqrt[3]{\frac{400}{3}} > 3$ 矛盾.
- $3 < \omega_c < 4$ 时，$A(\omega) = \frac{200}{3} \cdot \frac{1}{\omega_c \cdot \omega_c \cdots \frac{\omega_c}{2} \cdots \frac{\omega_c}{3}}$，$\omega_c = \sqrt[4]{400} > 4$ 矛盾.
- $4 < \omega_c$ 时，$A(\omega) = \frac{200}{3} \cdot \frac{\frac{\omega_c}{4}}{\omega_c \cdot \omega_c \cdots \frac{\omega_c}{2} \cdots \frac{\omega_c}{3}}$，$\omega_c = \sqrt[3]{100} > 4$ 成立.

ω_c 近似计算

例: $G_o(s) = \frac{100(s+4)}{s(s+1)(s+2)(s+3)}$ 近似计算求解 ω_c

- $\omega_c < 1$ 时, $A(\omega) = \frac{200}{3} \cdot \frac{1}{\omega_c}$, $\omega_c = \frac{200}{3} > 1$ 矛盾.
- $1 < \omega_c < 2$ 时, $A(\omega) = \frac{200}{3} \cdot \frac{1}{\omega_c \cdot \omega_c}$, $\omega_c = \sqrt{\frac{200}{3}} > 2$ 矛盾.
- $2 < \omega_c < 3$ 时, $A(\omega) = \frac{200}{3} \cdot \frac{1}{\omega_c \cdot \omega_c \cdots \frac{\omega_c}{2}}$, $\omega_c = \sqrt[3]{\frac{400}{3}} > 3$ 矛盾.
- $3 < \omega_c < 4$ 时, $A(\omega) = \frac{200}{3} \cdot \frac{1}{\omega_c \cdot \omega_c \cdots \frac{\omega_c}{2} \cdots \frac{\omega_c}{3}}$, $\omega_c = \sqrt[4]{400} > 4$ 矛盾.
- $4 < \omega_c$ 时, $A(\omega) = \frac{200}{3} \cdot \frac{\frac{\omega_c}{4}}{\omega_c \cdot \omega_c \cdots \frac{\omega_c}{2} \cdots \frac{\omega_c}{3}}$, $\omega_c = \sqrt[3]{100} > 4$ 成立.

ω_c 近似计算

例: $G_o(s) = \frac{100(s+4)}{s(s+1)(s+2)(s+3)}$ 近似计算求解 ω_c

- $\omega_c < 1$ 时, $A(\omega) = \frac{200}{3} \cdot \frac{1}{\omega_c}$, $\omega_c = \frac{200}{3} > 1$ 矛盾.
- $1 < \omega_c < 2$ 时, $A(\omega) = \frac{200}{3} \cdot \frac{1}{\omega_c \cdot \omega_c}$, $\omega_c = \sqrt{\frac{200}{3}} > 2$ 矛盾.
- $2 < \omega_c < 3$ 时, $A(\omega) = \frac{200}{3} \cdot \frac{1}{\omega_c \cdot \omega_c \cdots \frac{\omega_c}{2}}$, $\omega_c = \sqrt[3]{\frac{400}{3}} > 3$ 矛盾.
- $3 < \omega_c < 4$ 时, $A(\omega) = \frac{200}{3} \cdot \frac{1}{\omega_c \cdot \omega_c \cdots \frac{\omega_c}{2} \cdots \frac{\omega_c}{3}}$, $\omega_c = \sqrt[4]{400} > 4$ 矛盾.
- $4 < \omega_c$ 时, $A(\omega) = \frac{200}{3} \cdot \frac{\frac{\omega_c}{4}}{\omega_c \cdot \omega_c \cdots \frac{\omega_c}{2} \cdots \frac{\omega_c}{3}}$, $\omega_c = \sqrt[3]{100} > 4$ 成立.

ω_c 近似计算

例：$G_o(s)=\frac{100(s+4)}{s(s+1)(s+2)(s+3)}$ 近似计算求解 ω_c

- $\omega_c<1$ 时，$A(\omega)=\frac{200}{3}\cdot\frac{1}{\omega_c}$，$\omega_c=\frac{200}{3}>1$ 矛盾.
- $1<\omega_c<2$ 时，$A(\omega)=\frac{200}{3}\cdot\frac{1}{\omega_c\cdot\omega_c}$，$\omega_c=\sqrt{\frac{200}{3}}>2$ 矛盾.
- $2<\omega_c<3$ 时，$A(\omega)=\frac{200}{3}\cdot\frac{1}{\omega_c\cdot\omega_c\cdots\frac{\omega_c}{2}}$，$\omega_c=\sqrt[3]{\frac{400}{3}}>3$ 矛盾.
- $3<\omega_c<4$ 时，$A(\omega)=\frac{200}{3}\cdot\frac{1}{\omega_c\cdot\omega_c\cdots\frac{\omega_c}{2}\cdots\frac{\omega_c}{3}}$，$\omega_c=\sqrt[4]{400}>4$ 矛盾.
- $4<\omega_c$ 时，$A(\omega)=\frac{200}{3}\cdot\frac{\frac{\omega_c}{4}}{\omega_c\cdot\omega_c\cdots\frac{\omega_c}{2}\cdots\frac{\omega_c}{3}}$，$\omega_c=\sqrt[3]{100}>4$ 成立.

ω_c 近似计算

例: $G_o(s) = \frac{100(s+4)}{s(s+1)(s+2)(s+3)}$ 近似计算求解 ω_c

- $\omega_c < 1$ 时, $A(\omega) = \frac{200}{3} \cdot \frac{1}{\omega_c}$, $\omega_c = \frac{200}{3} > 1$ 矛盾.
- $1 < \omega_c < 2$ 时, $A(\omega) = \frac{200}{3} \cdot \frac{1}{\omega_c \cdot \omega_c}$, $\omega_c = \sqrt{\frac{200}{3}} > 2$ 矛盾.
- $2 < \omega_c < 3$ 时, $A(\omega) = \frac{200}{3} \cdot \frac{1}{\omega_c \cdot \omega_c \cdots \frac{\omega_c}{2}}$, $\omega_c = \sqrt[3]{\frac{400}{3}} > 3$ 矛盾.
- $3 < \omega_c < 4$ 时, $A(\omega) = \frac{200}{3} \cdot \frac{1}{\omega_c \cdot \omega_c \cdots \frac{\omega_c}{2} \cdots \frac{\omega_c}{3}}$, $\omega_c = \sqrt[4]{400} > 4$ 矛盾.
- $4 < \omega_c$ 时, $A(\omega) = \frac{200}{3} \cdot \frac{\frac{\omega_c}{4}}{\omega_c \cdot \omega_c \cdots \frac{\omega_c}{2} \cdots \frac{\omega_c}{3}}$, $\omega_c = \sqrt[3]{100} > 4$ 成立.

ω_c 近似计算

例: $G_o(s) = \frac{100(s+4)}{s(s+1)(s+2)(s+3)}$ 近似计算求解 ω_c

- $\omega_c < 1$ 时, $A(\omega) = \frac{200}{3} \cdot \frac{1}{\omega_c}$, $\omega_c = \frac{200}{3} > 1$ 矛盾.
- $1 < \omega_c < 2$ 时, $A(\omega) = \frac{200}{3} \cdot \frac{1}{\omega_c \cdot \omega_c}$, $\omega_c = \sqrt{\frac{200}{3}} > 2$ 矛盾.
- $2 < \omega_c < 3$ 时, $A(\omega) = \frac{200}{3} \cdot \frac{1}{\omega_c \cdot \omega_c \cdots \frac{\omega_c}{2}}$, $\omega_c = \sqrt[3]{\frac{400}{3}} > 3$ 矛盾.
- $3 < \omega_c < 4$ 时, $A(\omega) = \frac{200}{3} \cdot \frac{1}{\omega_c \cdot \omega_c \cdots \frac{\omega_c}{2} \cdots \frac{\omega_c}{3}}$, $\omega_c = \sqrt[4]{400} > 4$ 矛盾.
- $4 < \omega_c$ 时, $A(\omega) = \frac{200}{3} \cdot \frac{\frac{\omega_c}{4}}{\omega_c \cdot \omega_c \cdots \frac{\omega_c}{2} \cdots \frac{\omega_c}{3}}$, $\omega_c = \sqrt[3]{100} > 4$ 成立.

ω_c 近似计算

例: $G_o(s)=\frac{100(s+4)}{s(s+1)(s+2)(s+3)}$ 近似计算求解 ω_c

- $\omega_c<1$ 时, $A(\omega)=\frac{200}{3}\cdot\frac{1}{\omega_c}$, $\omega_c=\frac{200}{3}>1$ 矛盾.
- $1<\omega_c<2$ 时, $A(\omega)=\frac{200}{3}\cdot\frac{1}{\omega_c\cdot\omega_c}$, $\omega_c=\sqrt{\frac{200}{3}}>2$ 矛盾.
- $2<\omega_c<3$ 时, $A(\omega)=\frac{200}{3}\cdot\frac{1}{\omega_c\cdot\omega_c\cdots\frac{\omega_c}{2}}$, $\omega_c=\sqrt[3]{\frac{400}{3}}>3$ 矛盾.
- $3<\omega_c<4$ 时, $A(\omega)=\frac{200}{3}\cdot\frac{1}{\omega_c\cdot\omega_c\cdots\frac{\omega_c}{2}\cdots\frac{\omega_c}{3}}$, $\omega_c=\sqrt[4]{400}>4$ 矛盾.
- $4<\omega_c$ 时, $A(\omega)=\frac{200}{3}\cdot\frac{\frac{\omega_c}{4}}{\omega_c\cdot\omega_c\cdots\frac{\omega_c}{2}\cdots\frac{\omega_c}{3}}$, $\omega_c=\sqrt[3]{100}>4$ 成立.

ω_x 计算

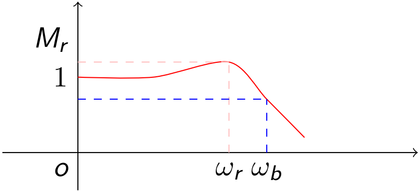
例：$G_o(s)=\frac{100(s+4)}{s(s+1)(s+2)(s+3)}$ 求解 ω_x，即求
$G_o(s)=\frac{K(s+4)}{s(s+1)(s+2)(s+3)}$
的根轨迹与虚轴交点.
$D(s)=s^4+6s^3+11s^2+(K+6)s+4K$

- Routh 表：
$$\begin{array}{cccc} s^4 & 1 & 11 & 4K \\ s^3 & 6 & K+6 & \\ s^2 & \frac{60-K}{6} & 4K & \\ s^1 & 0 & 0 & \end{array}$$
- 根轨迹与虚轴交点

$$\frac{60-K}{6}(K+6)=4K\times 6$$
$$\frac{K^2}{6}+15K-60=0$$
$$K=-45\pm 3\sqrt{265}$$
$$\frac{60-K}{6}s^2=4K$$

频带宽度

- 设闭环系统频率特性为 $\Phi(j\omega)$，若 $\omega > \omega_b$ 时，有 $20\lg|\Phi(j\omega)| < 20\lg|\Phi(j0)| - 3$，则称 ω_b 为带宽频率.



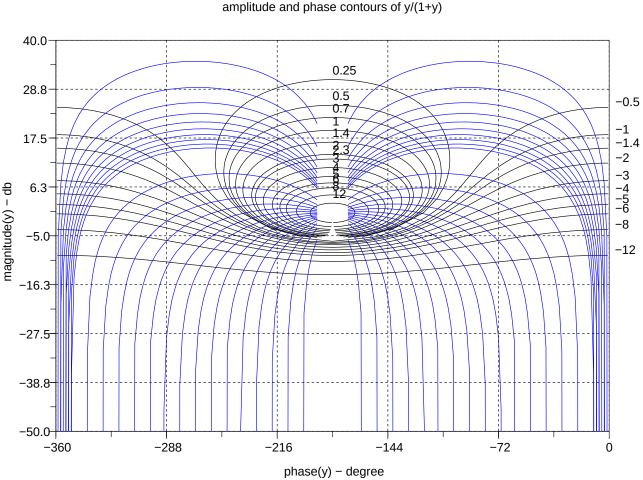
等 α 曲线

$$
\begin{aligned}
G(j\omega) &= Ae^{j\phi} \\
\Phi(j\omega) &= Me^{j\alpha} \\
&= \frac{Ae^{j\phi}}{1+Ae^{j\phi}} \\
\frac{Ae^{j\phi}}{Me^{j\alpha}} &= 1 + Ae^{j\phi} \\
\frac{A}{M} &= e^{-j(\phi-\alpha)} + Ae^{j\alpha} \\
0 &= \sin(\alpha-\phi) + A\sin\alpha \\
20\lg A &= 20\lg\frac{\sin(\phi-\alpha)}{\sin\alpha}
\end{aligned}
$$

等 M 曲线

$$
\begin{aligned}
\frac{Ae^{j\phi}}{Me^{j\alpha}} &= 1 + Ae^{j\phi} \\
\frac{A}{M} &= |1 + Ae^{j\phi}| \\
\frac{A^2}{M^2} &= (1 + A\cos\phi)^2 + A^2\sin^2\phi \\
0 &= (1 - M^{-2})A^2 + 2\cos\phi A + 1 \\
A &= \frac{\cos\phi \pm \sqrt{\cos^2\phi + M^{-2} - 1}}{M^{-2} - 1} \\
20\lg A &= 20\lg\frac{\cos\phi \pm \sqrt{\cos^2\phi + M^{-2} - 1}}{M^{-2} - 1}
\end{aligned}
$$

Nichols Chart



系统闭环和开环和频域指标的关系

$$
\begin{aligned}
G(j\omega) &= Ae^{-j(180^\circ - \gamma(\omega))} \\
&= A\left(-\cos\gamma(\omega) - j\sin\gamma(\omega)\right) \\
M &= \left|\frac{G(j\omega)}{1+G(j\omega)}\right| \\
&= \frac{A}{\sqrt{1 + A^2 - 2A\cos\gamma(\omega)}} \\
&= \frac{1}{\sqrt{\left[\frac{1}{A} - \cos\gamma(\omega)\right]^2 + \sin^2\gamma(\omega)}} \\
M_r &= \frac{1}{\sin\gamma(\omega_r)} \approx \frac{1}{sin\gamma} \qquad (\omega_r \approx \omega_c)
\end{aligned}
$$

2 阶系统频域指标

$$
\begin{aligned}
G(j\omega) &= \frac{\omega_n^2}{j\omega(j\omega + 2\xi\omega_n)} \\
&= \frac{\omega_n^2}{\omega\sqrt{\omega^2 + 4\xi^2\omega_n^2}} \angle\left(-\arctan\frac{\omega}{2\xi\omega_n} - 90^\circ\right) \\
\omega_c &= \omega_n\left(\sqrt{4\xi^4 + 1} - 2\xi^2\right)^{\frac{1}{2}} \\
\gamma &= 180^\circ + \angle G(j\omega_c) \\
&= \arctan\frac{2\xi\omega_n}{\omega_c}
\end{aligned}
$$

2 阶系统频域指标（M_r, ω_r）

$$
\begin{aligned}
M_r &= \frac{1}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}} \\
\omega_r &= \omega_n\sqrt{1-2\xi^2}
\end{aligned}
$$

- M_r 与 $\sigma\%$ 一一对应，且成正比

2 阶系统频域指标（M_r, ω_r）

$$
\begin{aligned}
M_r &= \frac{1}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}} \\
\omega_r &= \omega_n\sqrt{1-2\xi^2}
\end{aligned}
$$

- M_r 与 $\sigma\%$ 一一对应，且成正比

高阶系统频域指标

- 经验公式

$$
\begin{aligned}
M_r &= \frac{1}{\sin\gamma} \\
\sigma\% &= 16\% + 0.4(M_r - 1), (1 \le M_r \le 1.8) \\
t_s &= \frac{K\pi}{\omega_c} \\
K &= 2 + 1.5(M_r - 1) + 2.5(M_r - 1)^2
\end{aligned}
$$

  - $\gamma \uparrow \rightarrow \sigma\% \downarrow \rightarrow \xi \uparrow$
  - $\omega_c \uparrow \rightarrow t_s \downarrow$

- 频域要求:
  - 低频段: 稳态性能
  - 中频段: 瞬态性能
  - 高频段: 抗干扰能力

高阶系统频域指标

- 经验公式

$$
\begin{aligned}
M_r &= \frac{1}{\sin\gamma} \\
\sigma\% &= 16\% + 0.4(M_r - 1), (1 \le M_r \le 1.8) \\
t_s &= \frac{K\pi}{\omega_c} \\
K &= 2 + 1.5(M_r - 1) + 2.5(M_r - 1)^2
\end{aligned}
$$

  - $\gamma \uparrow \rightarrow \sigma\% \downarrow \rightarrow \xi \uparrow$
  - $\omega_c \uparrow \rightarrow t_s \downarrow$

- 频域要求:
  - 低频段: 稳态性能
  - 中频段: 瞬态性能
  - 高频段: 抗干扰能力

高阶系统频域指标

- 经验公式

$$
\begin{aligned}
M_r &= \frac{1}{\sin\gamma} \\
\sigma\% &= 16\% + 0.4(M_r - 1), (1 \leq M_r \leq 1.8) \\
t_s &= \frac{K\pi}{\omega_c} \\
K &= 2 + 1.5(M_r - 1) + 2.5(M_r - 1)^2
\end{aligned}
$$

  - $\gamma \uparrow \rightarrow \sigma\% \downarrow \rightarrow \xi \uparrow$
  - $\omega_c \uparrow \rightarrow t_s \downarrow$
- 频域要求:
  - 低频段: 稳态性能
  - 中频段: 瞬态性能
  - 高频段: 抗干扰能力