

1

Chương 2

Đáp ứng tần số

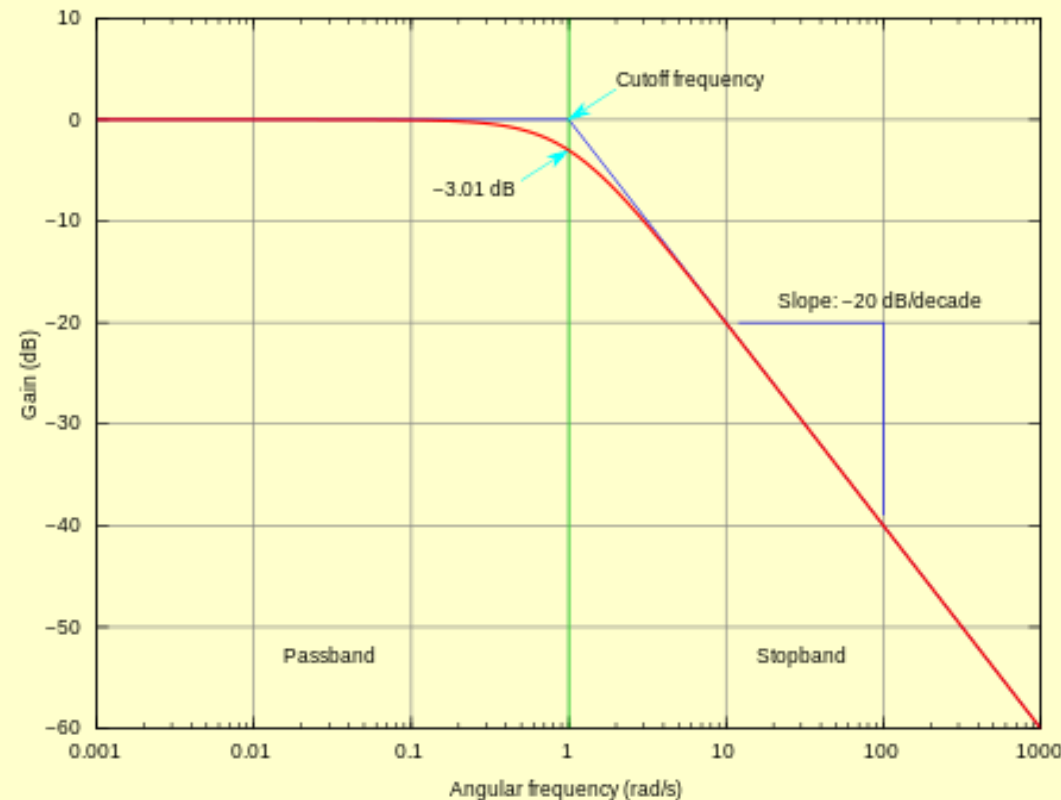
Sự ổn định và kỹ thuật bù trong mạch
OPAMP

Tại sao các thông số kỹ thuật (VD độ lợi) của OPAMP không phải là hằng số?

→ Khái niệm:

Giản đồ Bode : Bode plot

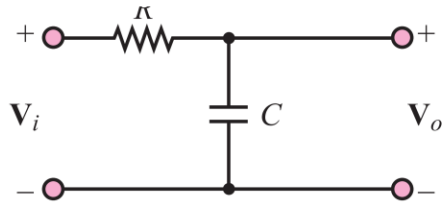
Đáp ứng tần số : frequency response



Hệ số khuếch đại (độ lợi) $A_v = v_o/v_i \leftarrow$ chủ yếu để ý đến biên độ. Nếu quan tâm đến cả pha của tín hiệu $\rightarrow$ Dùng vector pha (có cả thông tin về độ lớn và pha) $\rightarrow$ Biểu diễn trong tọa độ cực.

VD: độ lớn $|Z_C|=1/(Cw)$ $\rightarrow$ Nếu quan tâm đến pha: $Z_C = 1/(jCw)$ (Z_C là số phức). Tổng quát dùng biến $s=jw \rightarrow$ khi đó $Z_C= 1/(Cs)$, Hàm $H(s)$ gọi là hàm truyền.

$$H(j\omega) = \frac{V_o}{V_i}(j\omega)$$



$H(s)$: Hàm truyền $\rightarrow$ nghiệm của tử số: zero (không), nghiệm của mẫu số là cực (pole).

$H(jw)$: đáp ứng tần số
Đáp ứng biên độ và Đáp ứng pha

$$V_o(j\omega) = V_i(j\omega) \frac{1/j\omega C}{R + 1/j\omega C} = V_i(j\omega) \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

$$\frac{V_o}{V_i}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega CR}$$

$$\begin{aligned} H(j\omega) &= \frac{V_o}{V_i}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega CR} \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}} \frac{e^{j0}}{e^{j\arctan(\omega CR/1)}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}} \cdot e^{-j\arctan(\omega CR)} \end{aligned}$$

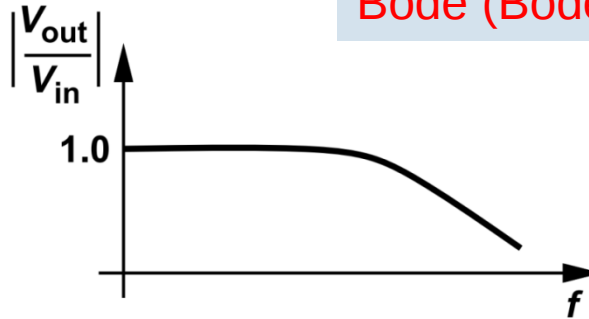
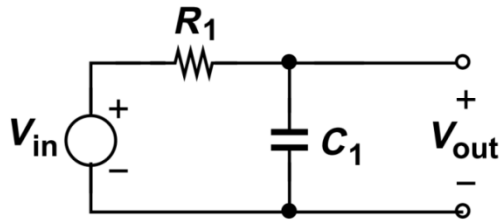
$$H(j\omega) = |H(j\omega)| e^{j\angle H(j\omega)}$$

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_c)^2}}$$

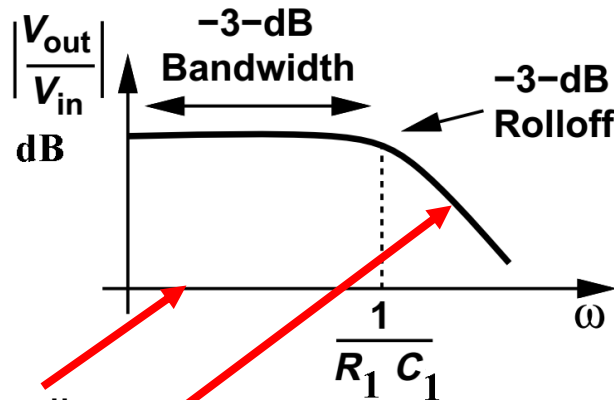
$$\angle H(j\omega) = -\arctan(\omega CR) = -\arctan \frac{\omega}{\omega_c}$$

$$\omega_c = \frac{1}{RC}$$

Hàm truyền (transfer function), giản đồ Bode (Bode plot)



$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{\frac{1}{C_1 s}}{\frac{1}{C_1 s} + R_1} = \frac{1}{R_1 C_1 s + 1}.$$



$$|H(s = j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{R_1^2 C_1^2 \omega^2 + 1}}.$$

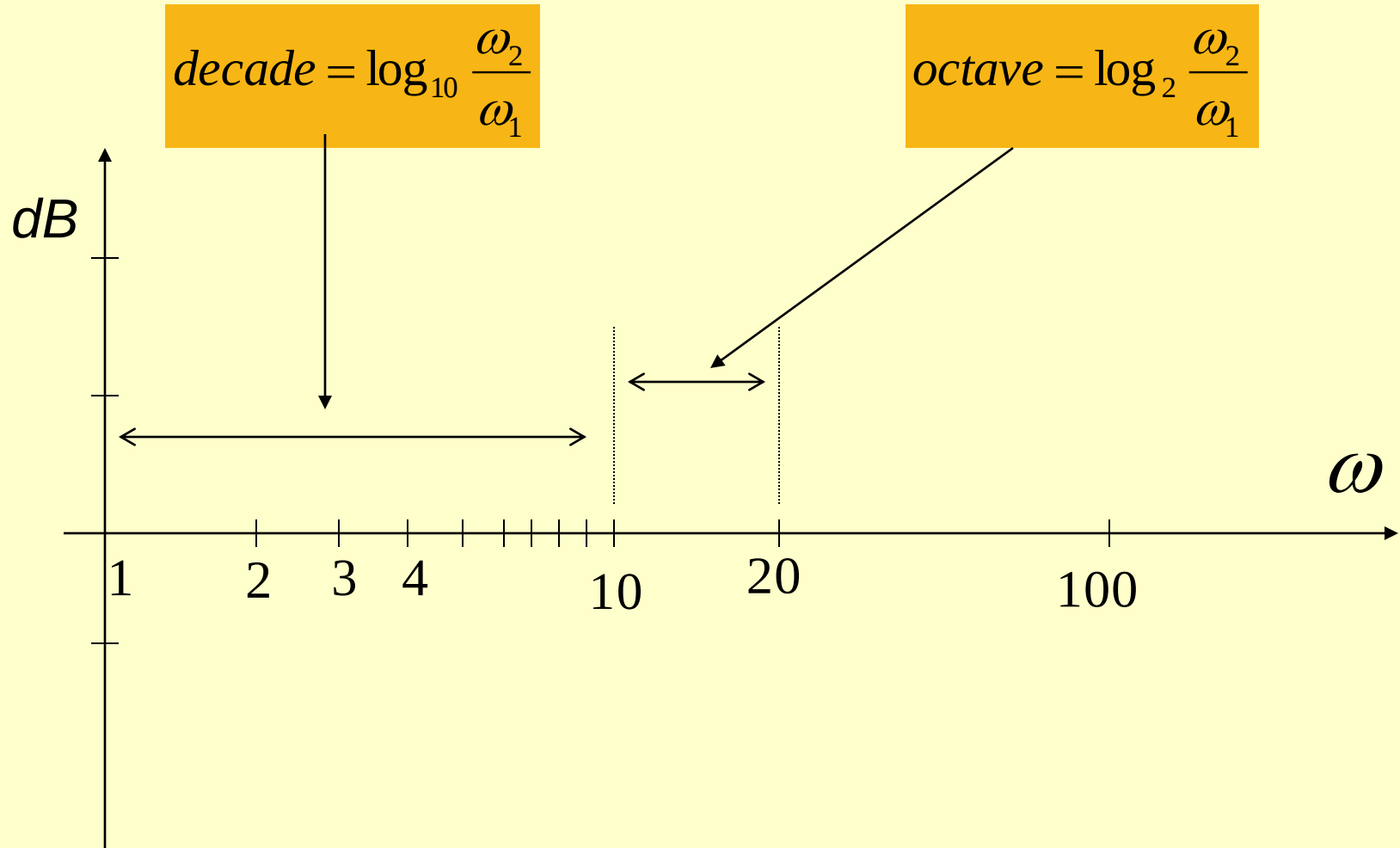
$$20 \log \sqrt{2} \approx 3 \text{ dB},$$

Thang semilog
Độ dốc -20 dB/decade
-6dB/octave

Tại ts này biên độ giảm 3dB → tần số cắt (ts tới hạn) -3 dB.
(biên độ còn ~ 70% so với giá trị ở vùng tần số thấp)

Decade và Octave

5



Remarks

6

- Tần số cực
- Đáp ứng biên độ và đáp ứng pha

Quy tắc phác họa giản đồ Bode

7

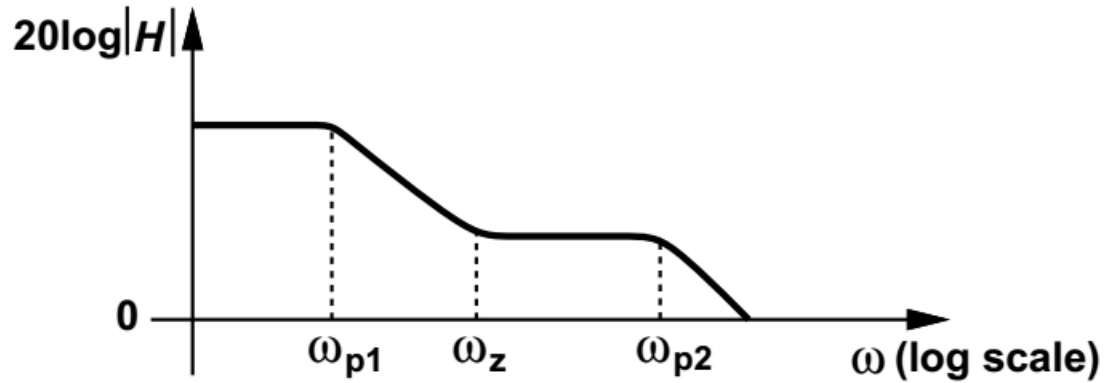
- Khi đi qua một zero, ω_{zj} , biên độ của giản đồ Bode tăng với độ dốc +20dB/dec. Khi đi qua một cực (pole), ω_{pj} , biên độ của giản đồ Bode giảm với độ dốc -20dB/dec
- Pha của hàm truyền (transfer function, TF) bắt đầu giảm (hay tăng) tại tần số khoảng 1/10 tần số pole (zero), thay đổi một lượng khoảng -45° ($+45^\circ$) tại tần số pole (zero), đạt thay đổi khoảng -90° ($+90^\circ$) ở 10 lần tần số pole (zero).

$$H(s) = A_0 \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{z2}}\right) \dots}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right) \dots}$$

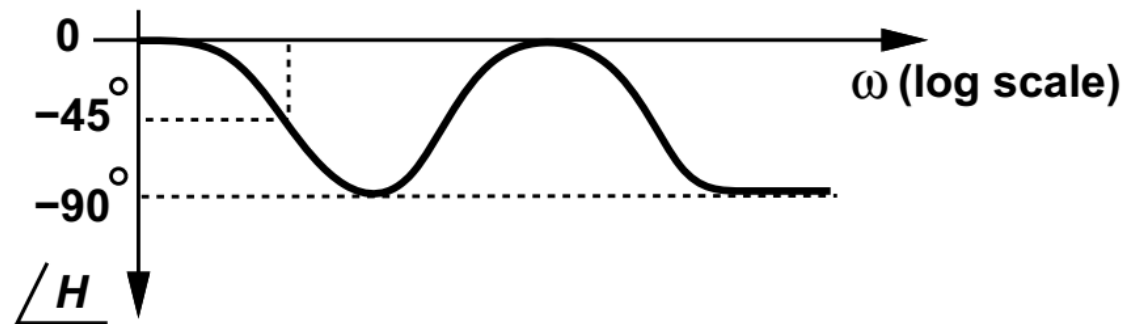
Thay $s \rightarrow j\omega$: $|H(j\omega)|$ là đáp ứng biên độ; $\angle H(j\omega)$ là đáp ứng pha

Q: Đáp ứng biên độ có dạng như trong hình, hãy vẽ đáp ứng pha

8



(a)



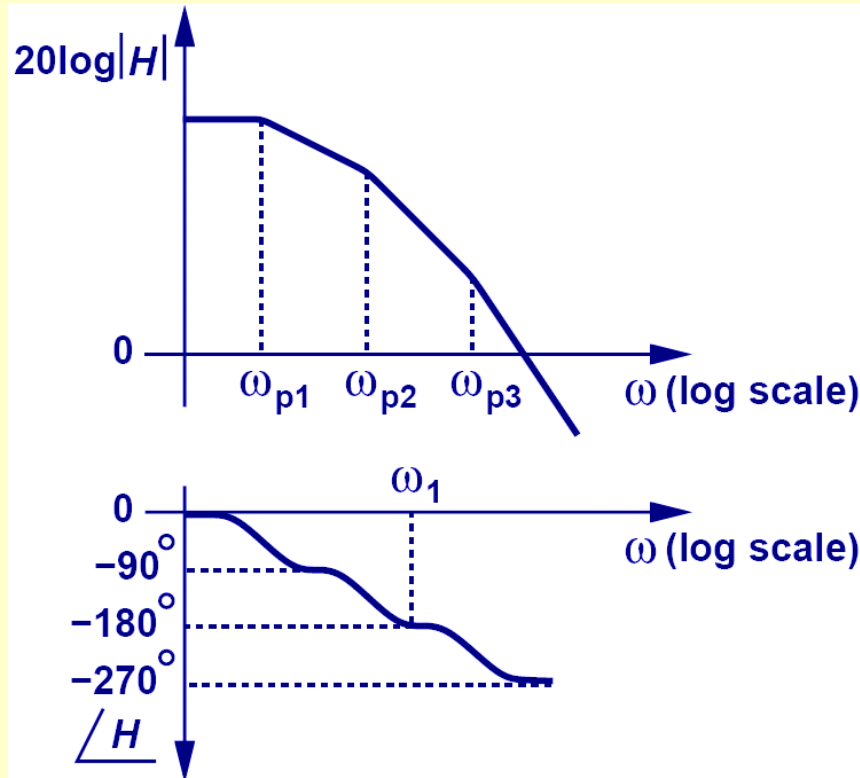
(b)

Note:

As it can be seen, the phase of $H(j\omega)$ starts to drop at $1/10$ of the pole, hits -45° at the pole, and approaches -90° at 10 times the pole.

Ví dụ: Hệ thống 3 cực

9



For a three-pole system, a finite frequency produces a phase of -180° , which means an input signal that operates at this frequency will have its output inverted.

Đáp ứng tần số của Opamp

Bảng thông giới hạn

10

Độ lợi vòng hở →

- Độ lợi vi sai vòng hở của Opamp không lớn vô hạn (**not infinite**).
- Độ lợi giảm theo tần số.
- Độ lợi có giá trị lớn ở dc và bắt đầu giảm nhanh ở tần số 10 Hz.

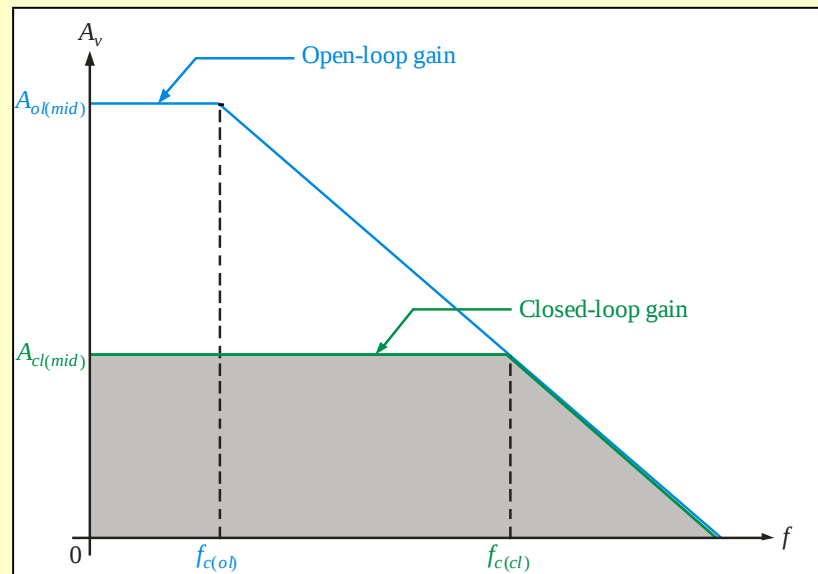
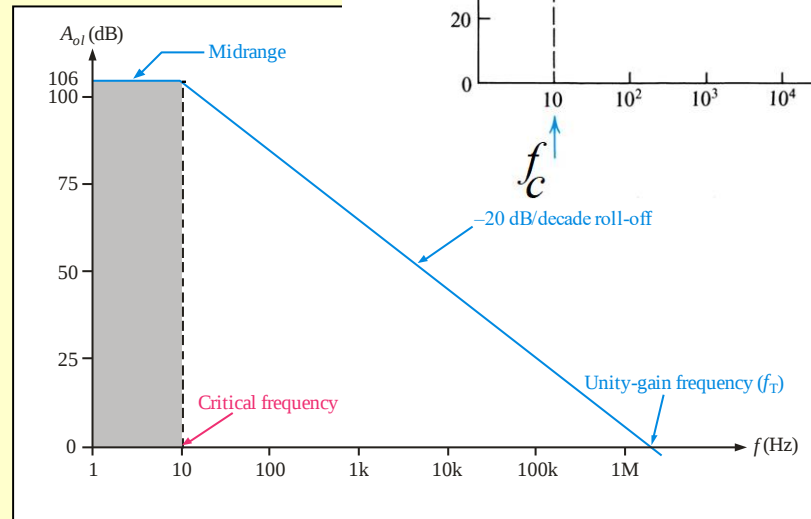
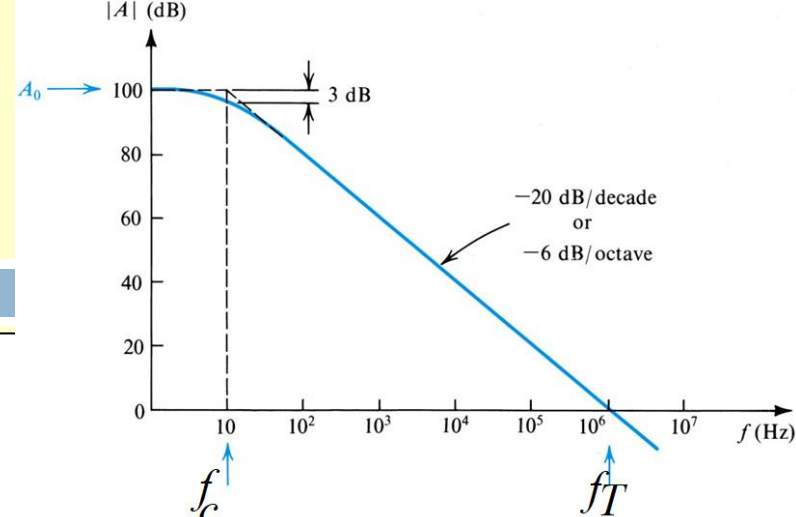
Độ lợi vòng kín →

- Tần số tới hạn (tần số cắt) trong vòng kín lớn hơn trong vòng hở một hệ số $(1 + BA_{ol(mid)})$.

$$f_{c(cl)} = f_{c(ol)}(1 + BA_{ol(mid)})$$

- Để bổ chính cho Opamp thường dùng hệ thức:

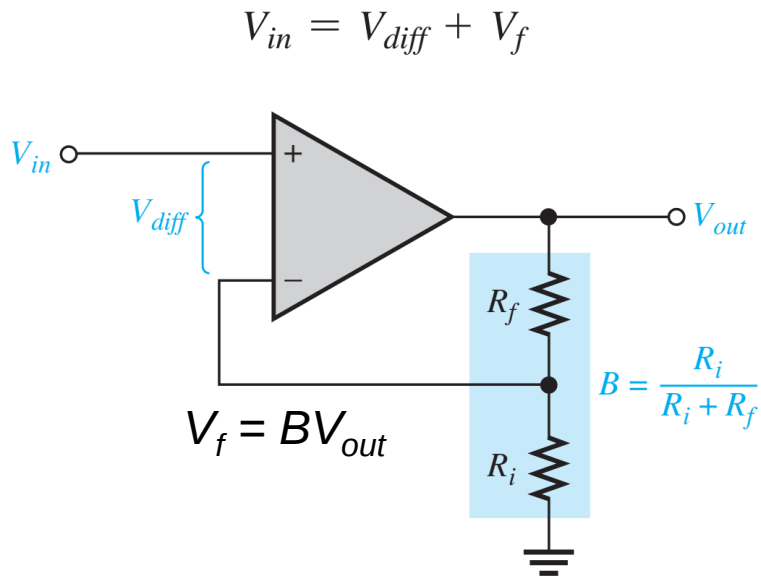
$$A_{cl} f_{c(cl)} = A_{ol} f_{c(ol)}$$



Bảng thông
vs. độ lợi

Nhắc lại

11



Băng thông = tần số cắt cao – ts cắt thấp
Với OPAMP: ts cắt thấp = 0

Ví dụ

12

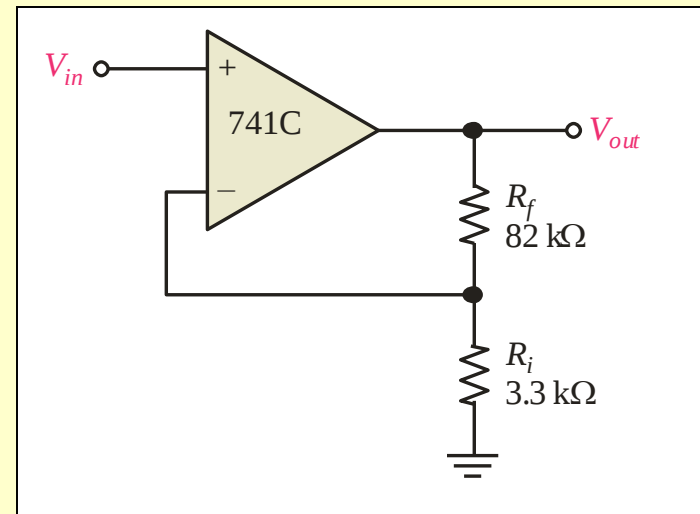
Phương trình $A_{cl} f_{c(cl)} = A_{ol} f_{c(ol)}$ cho thấy là tích số độ lợi và băng thông là một hằng số. Tích số này cũng bằng với tần số độ lợi đơn vị (unity gain frequency). $f_T = A_{cl} f_{c(cl)}$.

Ví dụ f_T của một IC Op amp 741C là 1 MHz. Băng thông vòng kín của mạch bên là bao nhiêu?

BW_{cl} ?

$$A_{cl(NI)} = 1 + \frac{R_f}{R_i} = 1 + \frac{82 \text{ k}\Omega}{3.3 \text{ k}\Omega} = 25.8$$

$$BW_{cl} = \frac{f_T}{A_{cl}} = \frac{1 \text{ MHz}}{25.8} = 38.8 \text{ kHz}$$



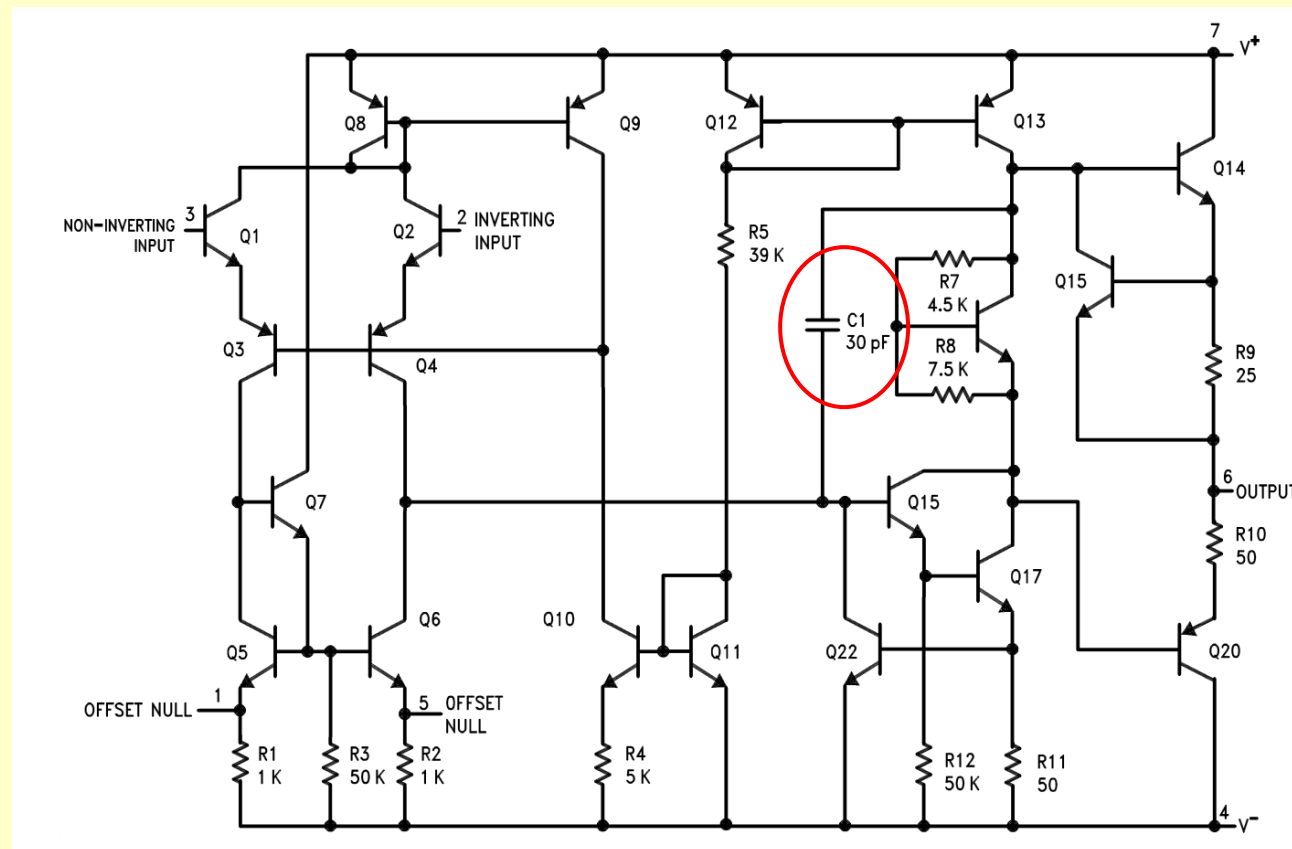
Sự ổn định và kỹ thuật bù

Đặt vấn đề

14

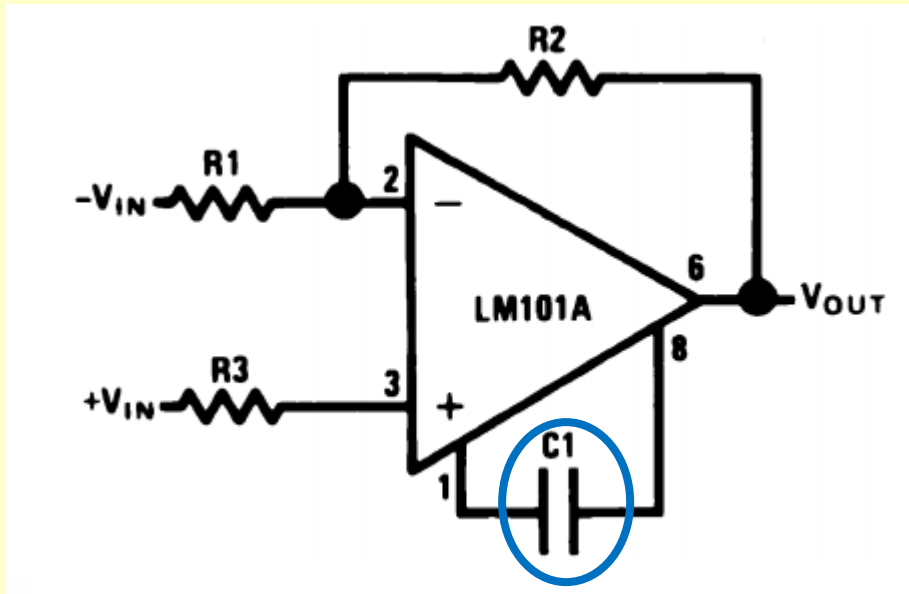
□ LM 741, tụ C_1

On-chip capacitor



□ LM101A, tụ C_1

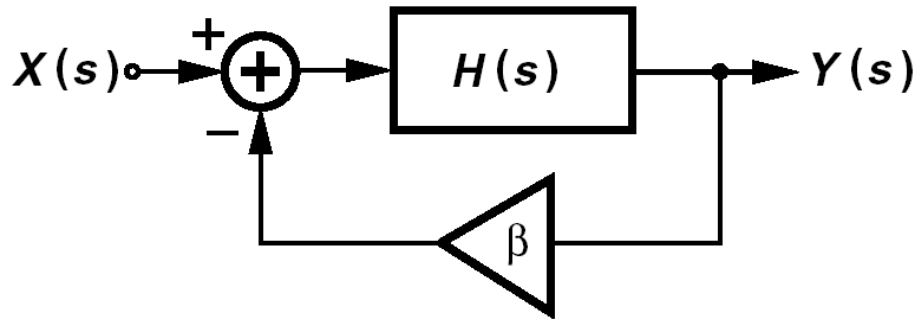
off-chip capacitor



Các tụ này có nhiệm vụ gì?

Mạch hồi tiếp âm

16

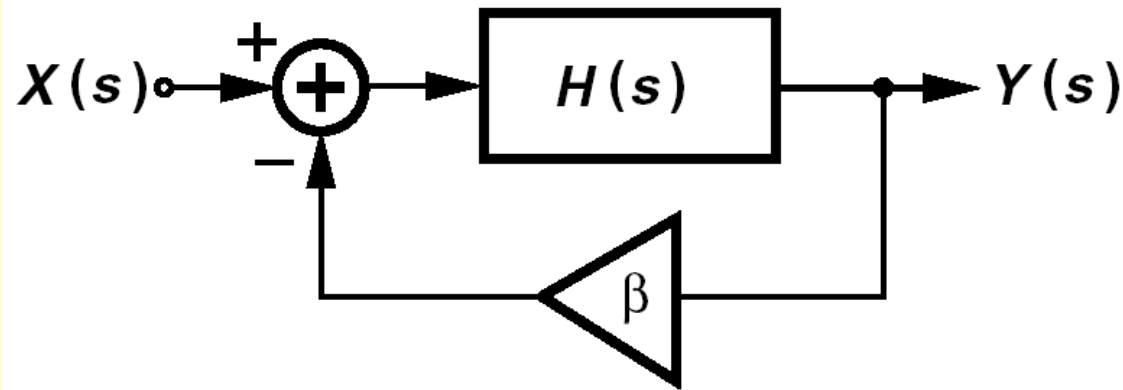


$$\frac{Y}{X}(s) = \frac{H(s)}{1 + \beta H(s)}$$

Thay $j\omega$ vào vị trí s . Với một giá trị ω_1 , $\beta H(j\omega_1)$ tiến tới -1, hệ số khuếch đại vòng kín sẽ vô cùng lớn. Điều đó có nghĩa là với một giá trị vào rất nhỏ tại ω_1 , tín hiệu ra rất lớn. ➔ Hệ thống không ổn định (rơi vào trạng thái dao động)

Điều kiện dao động theo chuẩn Barkhausen “Barkhausen’s Criteria”

17

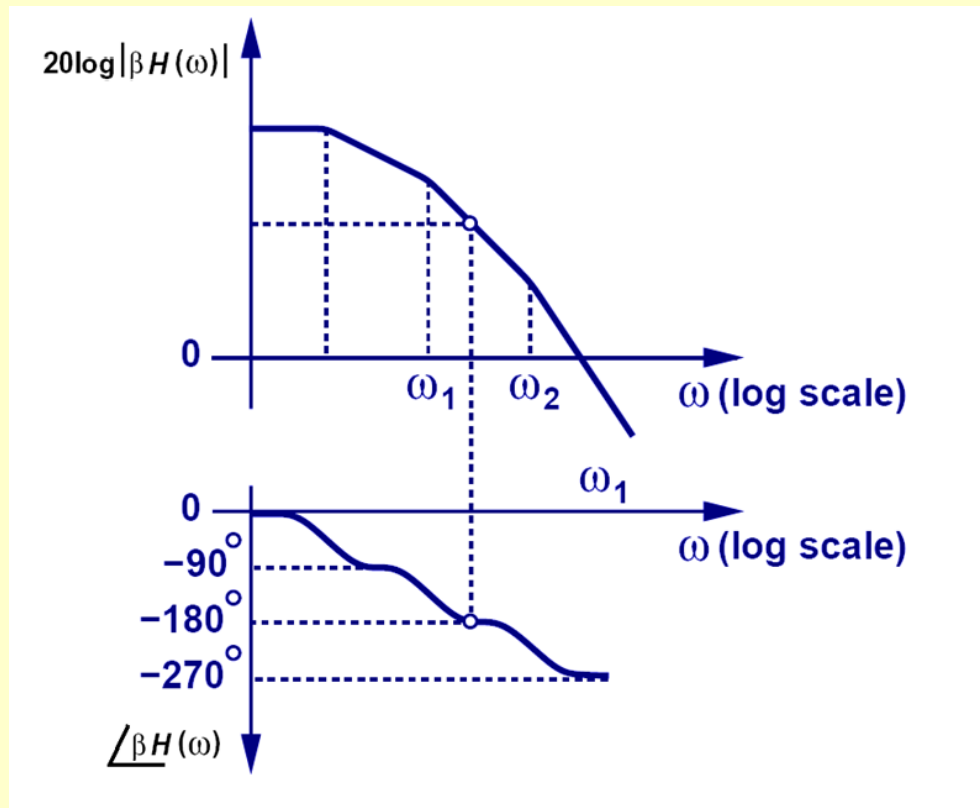


$$|\beta H(j\omega_1)| = 1$$

$$\angle \beta H(j\omega_1) = -180^\circ$$

Oscillation Example

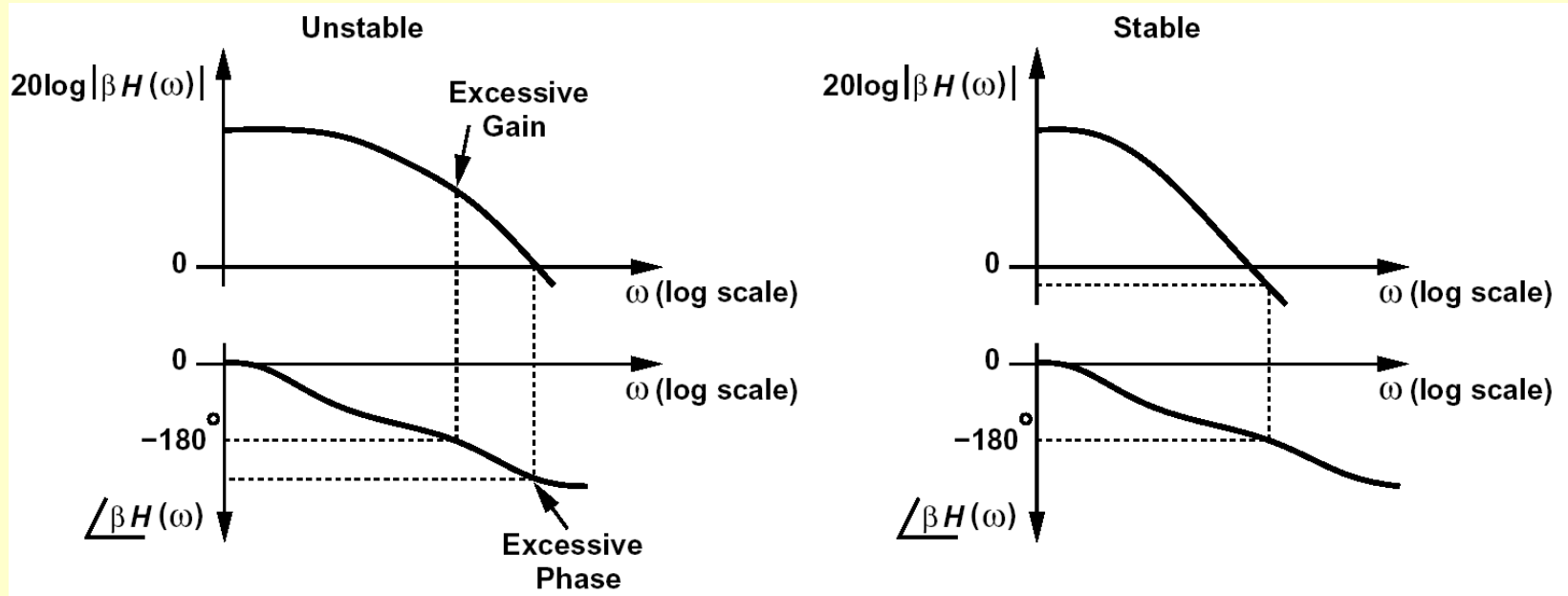
18



This system oscillates, since there's a finite frequency at which the phase is -180° and the gain is greater than unity. In fact, this system exceeds the minimum oscillation requirement.

Condition for Oscillation

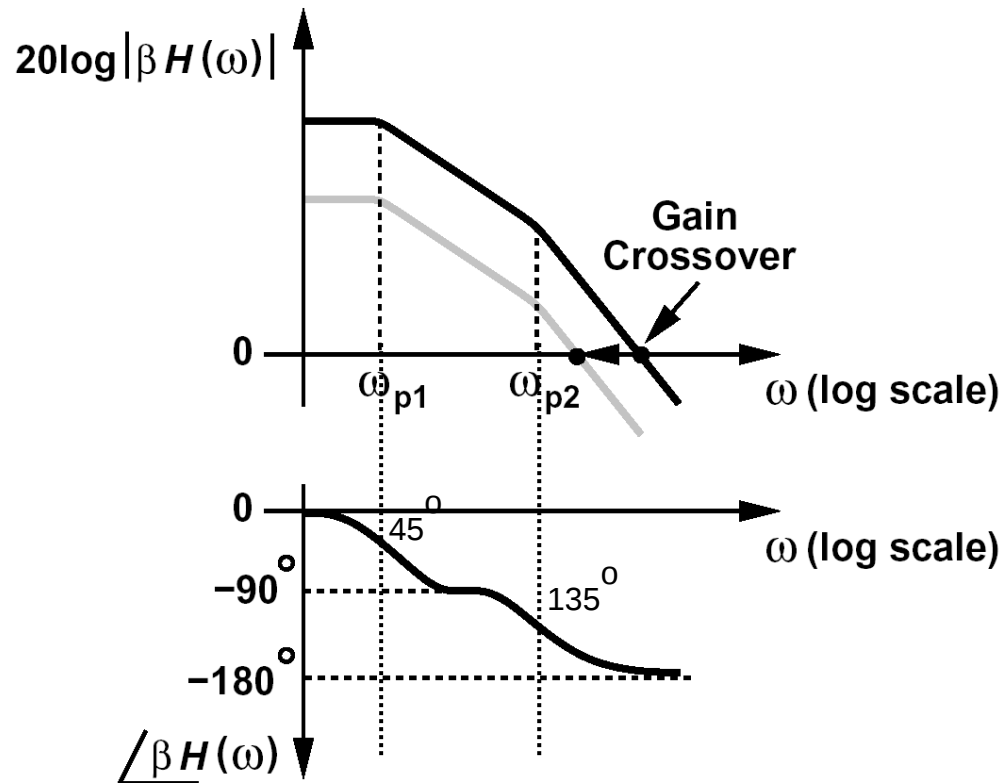
19



- Although for both systems above, the frequencies at which $|\beta H|=1$ and $\angle \beta H=-180^\circ$ are different, the system on the left is still unstable because at $\angle \beta H=-180^\circ$, $|\beta H|>1$. Whereas the system on the right is stable because at $\angle \beta H=-180^\circ$, $|\beta H|<1$.

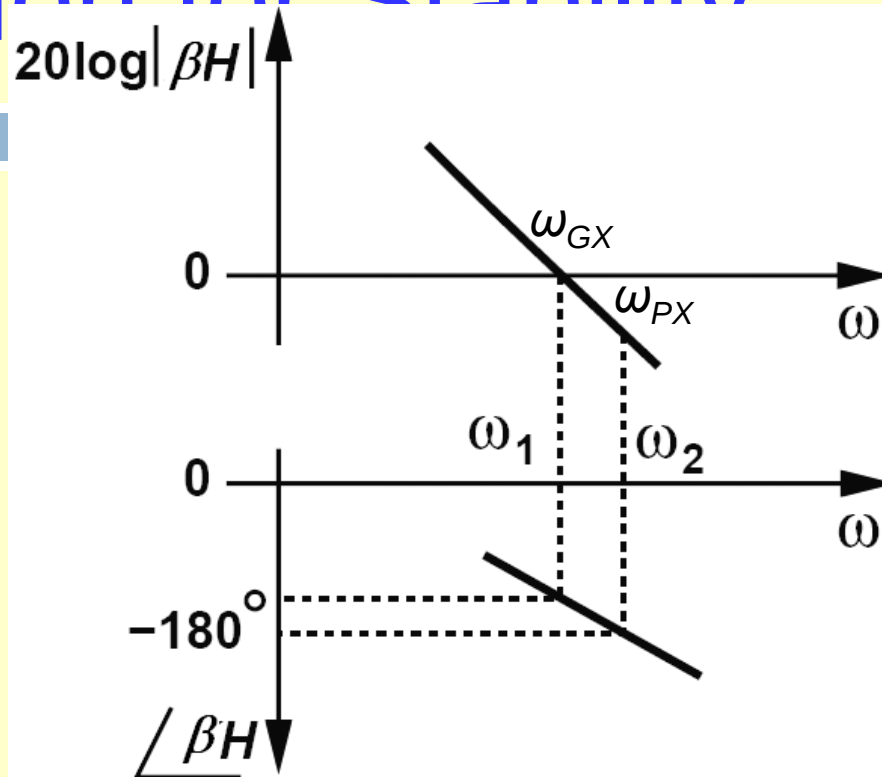
Example: Multipole Systems

20



Condition for Stability,

21

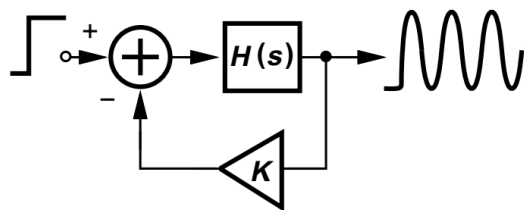
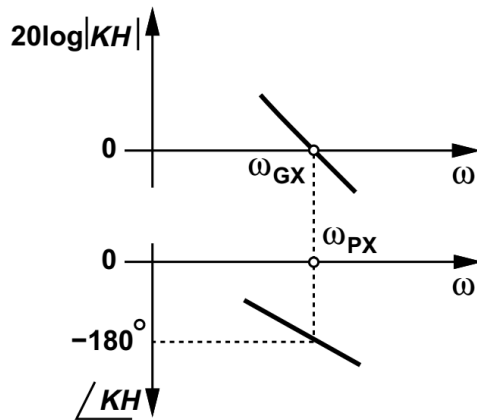


$$\omega_{GX} < \omega_{PX}$$

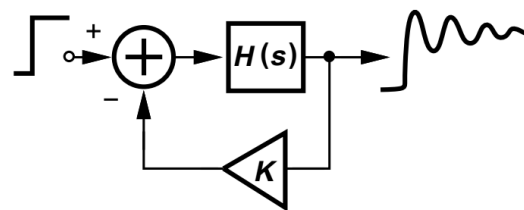
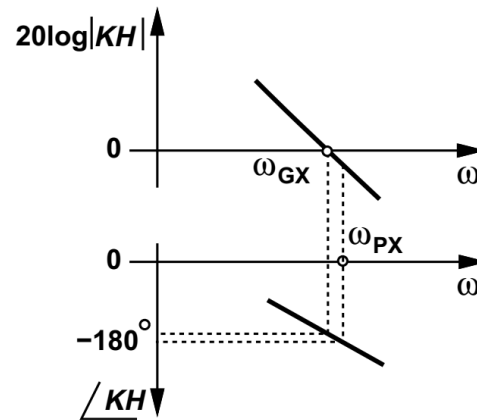
- ω_{PX} , (“phase crossover”), is the frequency at which $\angle \beta H = -180^\circ$.
- ω_{GX} , (“gain crossover”), is the frequency at which $|\beta H| = 1$.

Phase Margin (Lề pha)

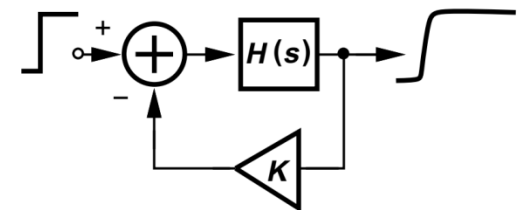
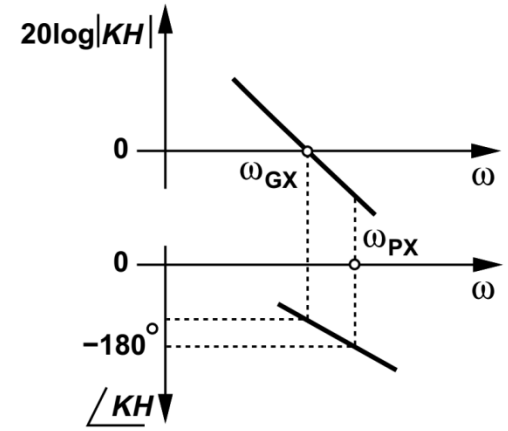
22



(a)



(b)

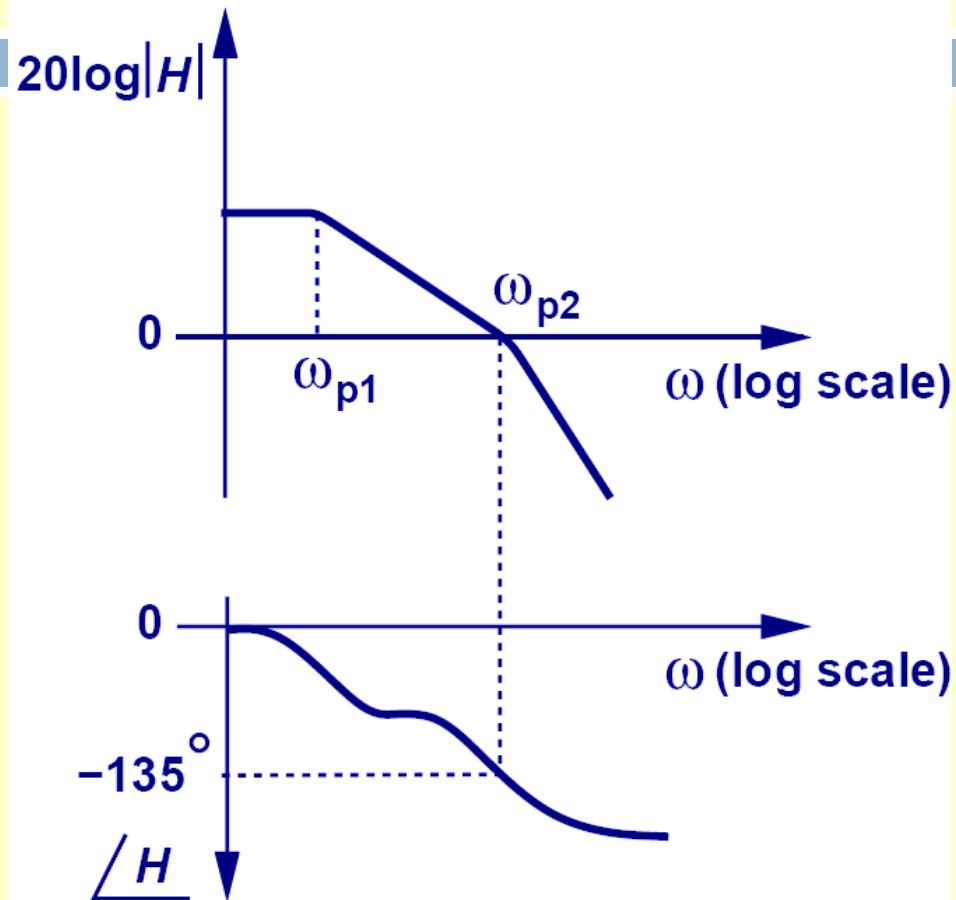


(c)

- Phase Margin = $\angle H(\omega_{GX}) + 180$
- Lề pha càng lớn, hệ thống càng ổn định

Phase Margin Example

23

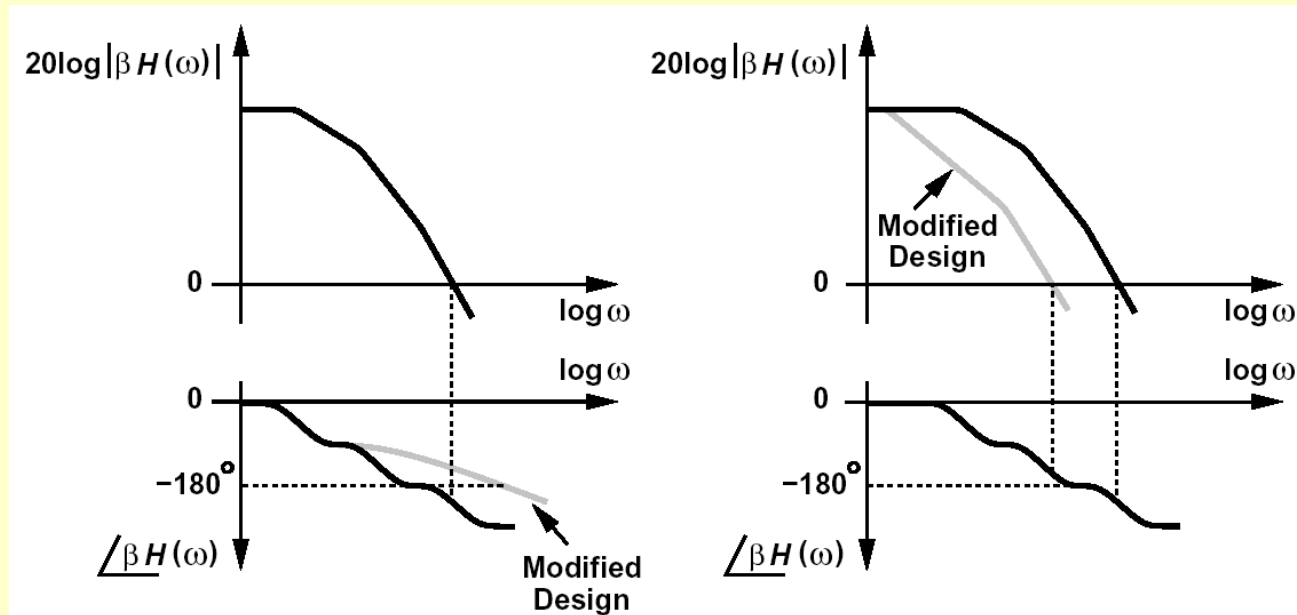


$$PM = 45^\circ$$

Bổ chính tần số

24

Bổ chính tần số là mang cực ưu thế (dominant pole) về phía gốc tọa độ để đáp ứng biên độ giảm một lượng thích hợp.



Giải pháp 1

Modify $\angle \beta H(s)$

→ Poles $\downarrow \Rightarrow$ Stages $\downarrow \Rightarrow$ Gain $\downarrow$

Analog Electronics - FETEL 2021

Giải pháp 2

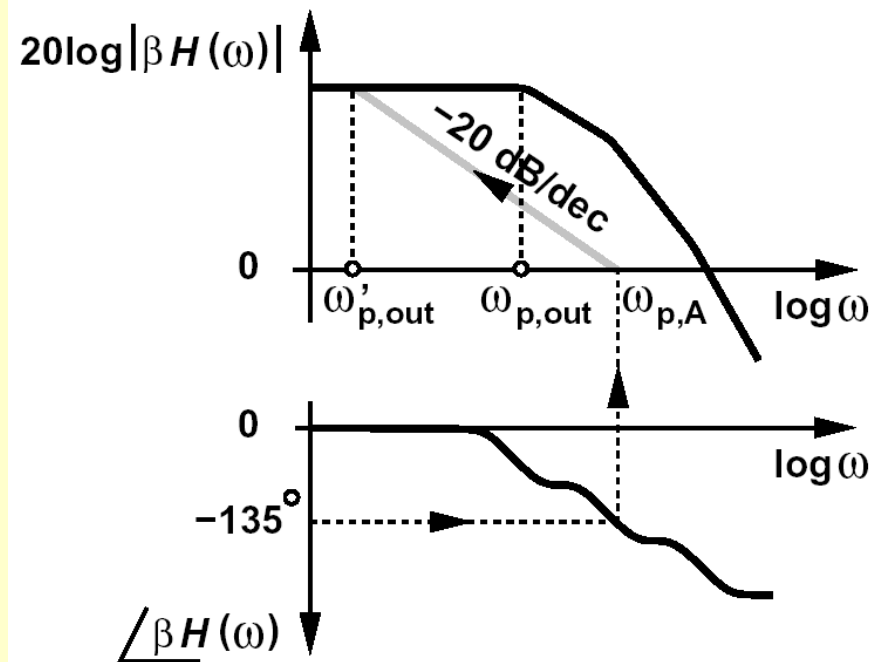
Modify $|\beta H(s)|$

→ Reduces bandwidth

Ví dụ: bổ chính tần số

25

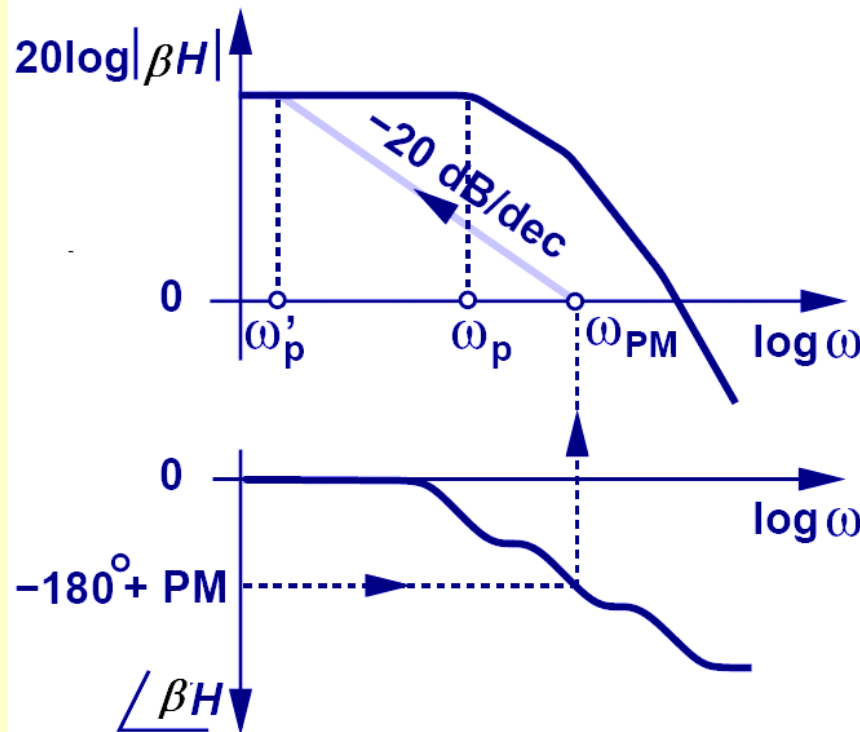
Bổ chính để lệch pha đạt 45° .



$$\omega_{PM} = \omega_{p,A}$$

Quy trình thực hiện bổ chính

26



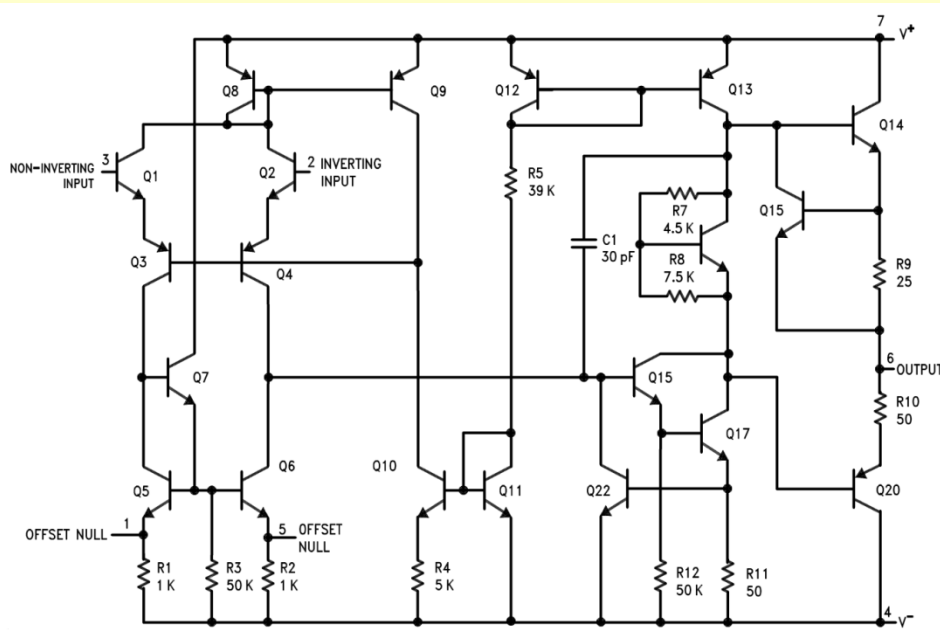
- 1) We identify a PM, then $-180^\circ + PM$ gives us the new ω_{GX} , or ω_{PM} .
- 2) On the magnitude plot at ω_{PM} , we extrapolate up with a slope of $+20\text{dB/dec}$ until we hit the low frequency gain then we look "down" and the frequency we see is our new dominant pole, ω'_p .

Bổ chính tần số trong IC OPAMP

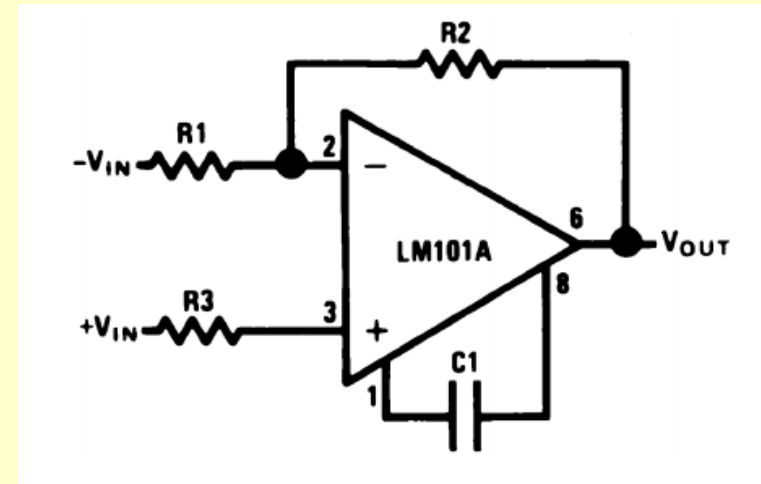
27

Đặt thêm tụ C vào vị trí thích hợp để tạo ra cực (là tích số giữa C và trở kháng R tại vị trí đó) ưu thế (về phía tần số thấp).

Trong chip



Ngoài chip



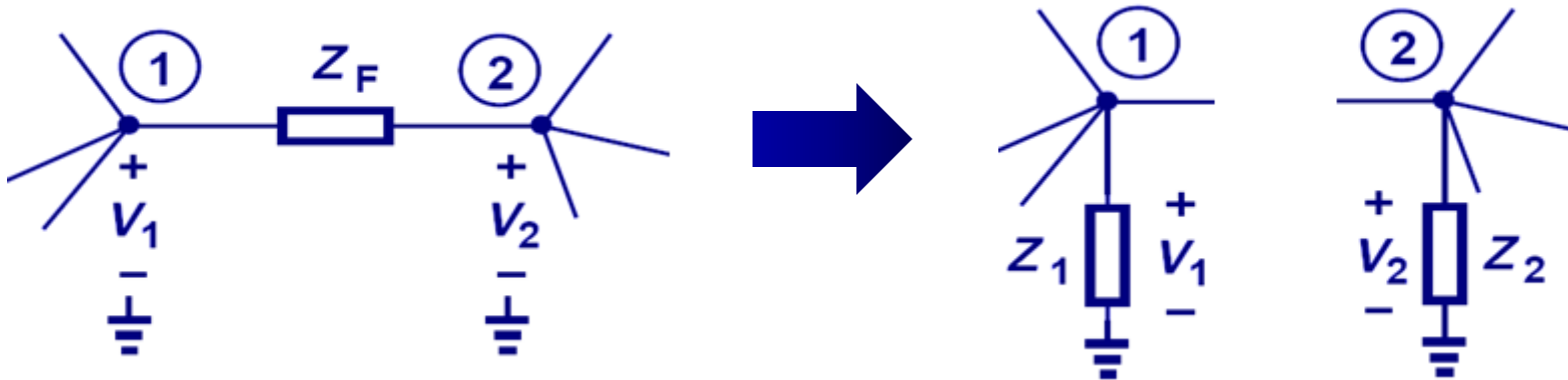
Tụ Miller

SV sẽ được học kỹ hơn về hồi tiếp và bổ chính tần số trong những môn học khác.

Miller's Theorem

- If A_v is the voltage gain from node 1 to 2, then a floating impedance Z_F can be converted to two grounded impedances Z_1 and Z_2 :

$$\frac{V_1 - V_2}{Z_F} = \frac{V_1}{Z_1} \Rightarrow Z_1 = Z_F \frac{V_1}{V_1 - V_2} = Z_F \frac{1}{1 - A_v}$$



$$\frac{V_1 - V_2}{Z_F} = -\frac{V_2}{Z_2} \Rightarrow Z_2 = -Z_F \frac{V_2}{V_1 - V_2} = Z_F \frac{1}{1 - 1/A_v}$$

Miller Multiplication

- Applying Miller's theorem, we can convert a floating capacitance between the input and output nodes of an amplifier into two grounded capacitances.
- The capacitance at the input node is larger than the original floating capacitance.**
- Miller's theorem is useful in cases where the impedance Z appears in parallel with main signal.

