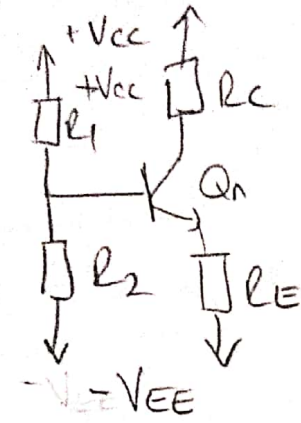


Q1



\* 4-Resistor  
DC biasing  
circuit

Önce belirli spesifikasyonlar ile  
bir DC OP. etrafında forward-active  
modda çalışması istenir.

$$V_{cc} = 12V \quad V_{EE} = 0V$$

Bir DC OP. değeri seçilir.

$$V_{Cmax} = 12V \quad V_{Cmin} = 2V \quad \left\{ \begin{array}{l} \frac{12+2}{2} = 7V = DC.OP \\ \frac{12-2}{2} = 5V = DC.OP \end{array} \right.$$

$$V_{Cmax} = 12V \quad V_{Cmin} = 2V \quad \left\{ \begin{array}{l} \frac{12+2}{2} = 7V = DC.OP \\ \frac{12-2}{2} = 5V = DC.OP \end{array} \right.$$

$$Voltage\ swing = 2.5 = 10V \quad \text{tektarafli voltage farkı}$$

$V_C$ 'nin min ve max değerleri için  
 $Q_n$ 'in saturasyona girmediği kesinkesmelidir.

$$V_{BE} = V_B \approx 0.7V + 1.1V = 1.7V > 0 \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{forward aktif} \\ \text{forward active} \end{array} \right.$$

$$V_{BC} = V_B - V_{Cmin} = -0.3V < 0$$

$V_C > V_{Cmin}$  olduğundan her  $V_C$  için forward active

Speifikasyonda  $I_C \approx I_E$  olur.

$$R_E = \frac{V_{RE}}{I_E} = \frac{V_E - V_{EE}}{I_E}$$

$R_E$ 'nin düşmesi  $I_E$ 'nin artmasına  
dolayısıyla  $I_C$ 'nin de artmasına

$$R_E = \frac{V_E}{I_E}$$

yol açar.  $I_C$  artarsa  $R_C$  üzerindeki gerilim farkı artar.

$R_C$  üzerindeki gerilim farkı ancak  $V_C$ 'nin düşmesi ile dur.

böylece  $V_{Cmin} < 2V$  durumu olur eğer  $V_{Cmin}$  değeri

1.7V'ın altına düşerse  $V_{BC} < 0$  şartı sağlanmaz ve  
devre rejim değişir.

Q2) Source follower configuration, common drain configuration esdeğeridir.

Source follower denilme sebebi source ve gate voltajları ve fazları neredeyse eşittir.

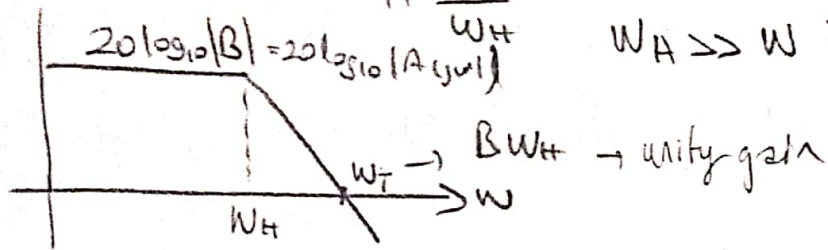
Common drain yani source follower'in bize yüksek giriş frekanslarına tepki vermesini sağlayan şey gate'den gelecek sinyalin çok yüksek giriş empedansı ile karşılaşmamasıdır. Bu yüzden buffer olarak da kullanılır.



Q3) Tek kutuplu sistem için (High frequency response)

$$A(j\omega) = \frac{B}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H}} \quad \text{feedback faktörü } \beta$$

$$\omega_H \gg \omega \text{ ise } A(j\omega) = B$$



feedback sonrası sistem transfer fonksiyonu

$$A_{\text{feed}}(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 + \beta A(j\omega)} = \frac{\frac{B}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H}}}{1 + \beta \cdot \frac{B}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H}}} =$$

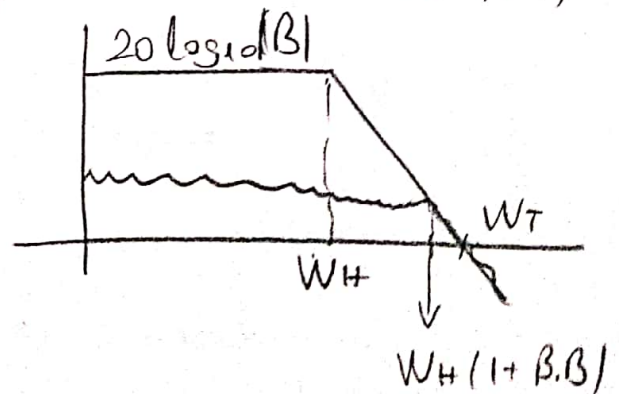
$$A_{\text{feed}}(j\omega) = \frac{\frac{B}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H}}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H} + \beta \cdot B} = \frac{B}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H} + \beta \cdot B} = \frac{B}{1 + \beta \cdot B} \cdot \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H(1 + \beta \cdot B)}}$$

$$= \frac{B}{1 + \beta \cdot B} = A_{\text{feed}}(j\omega)$$

$$1 + \frac{j\omega}{\omega_H \cdot (1 + \beta \cdot B)}$$

$$A_{\text{feed}}(j\omega) = \frac{\omega_T}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H(1 + \beta \cdot B)}}$$

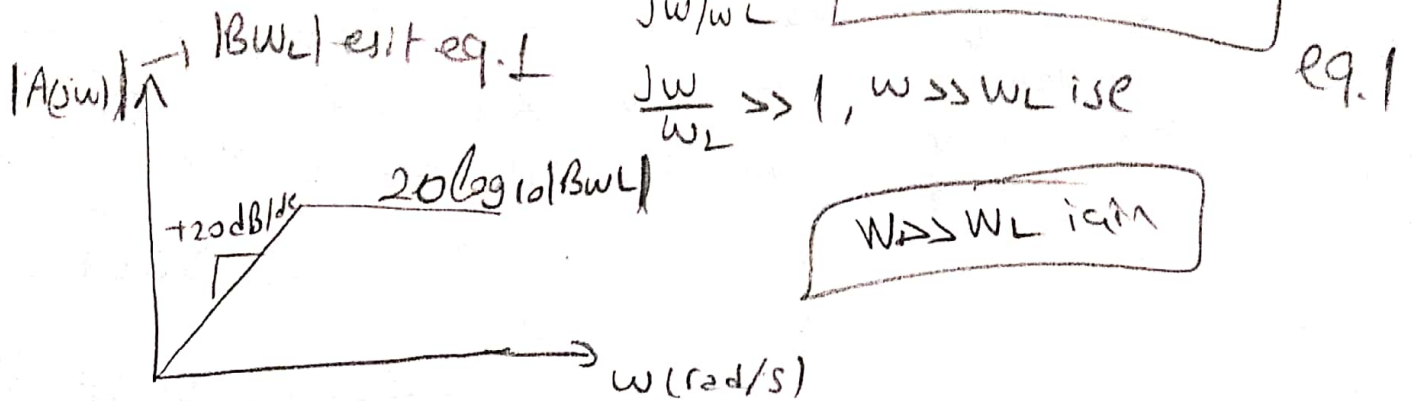
$$\omega_T = B \cdot \omega_H = \frac{B}{1 + \beta \cdot B}$$



Q2) Negative feedback for low frequency cutoff

$$A(j\omega) = B \frac{j\omega}{1 + \frac{j\omega}{\omega_L}}$$

$$\omega \gg \omega_L \quad A(j\omega) \approx B \frac{j\omega}{j\omega/\omega_L} \Rightarrow A(j\omega) = B \cdot \omega_L$$



B feedback faktörü ise yeni model aşağıdaki gibidir.

$$A_{\text{feed}}(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 + \beta A(j\omega)} = \frac{B \cdot j\omega}{1 + \frac{j\omega}{\omega_L}}$$

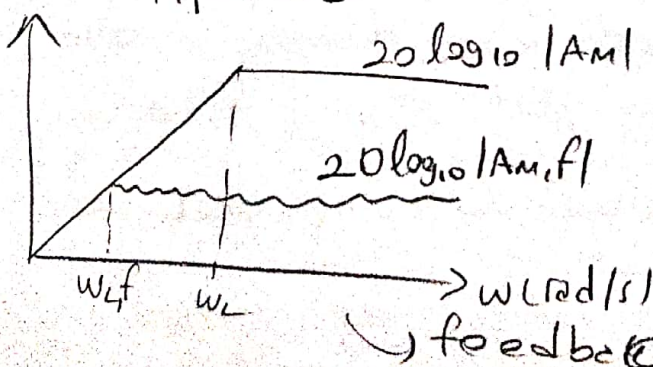
$$= \frac{B \cdot j\omega \cdot \omega_L}{j\omega + \omega_L} = \frac{B \cdot j\omega \cdot \omega_L}{\omega_L (1 + \frac{j\omega}{\omega_L})}$$

$$= \frac{B \cdot j\omega}{1 + \frac{j\omega}{\omega_L}}$$

$$1 + \beta \left( \frac{B \cdot j\omega \cdot \omega_L}{\omega_L + j\omega} \right) = \frac{B \cdot j\omega}{1 + \frac{j\omega}{\omega_L}}$$

$\omega_L \gg 0$  i.e.  
B ve  $\beta$ 'nin aynı  
işretli olması gerek  
if  $\omega_L, f$

$$\omega_{Lf} = \frac{\omega_L}{1 + \beta \cdot B \cdot \omega_L}$$



$$A_{m,f} = \frac{B \omega_L}{1 + \beta \omega_L \cdot B}$$

feed back sonrası  
Midband gain

feed back sonrası