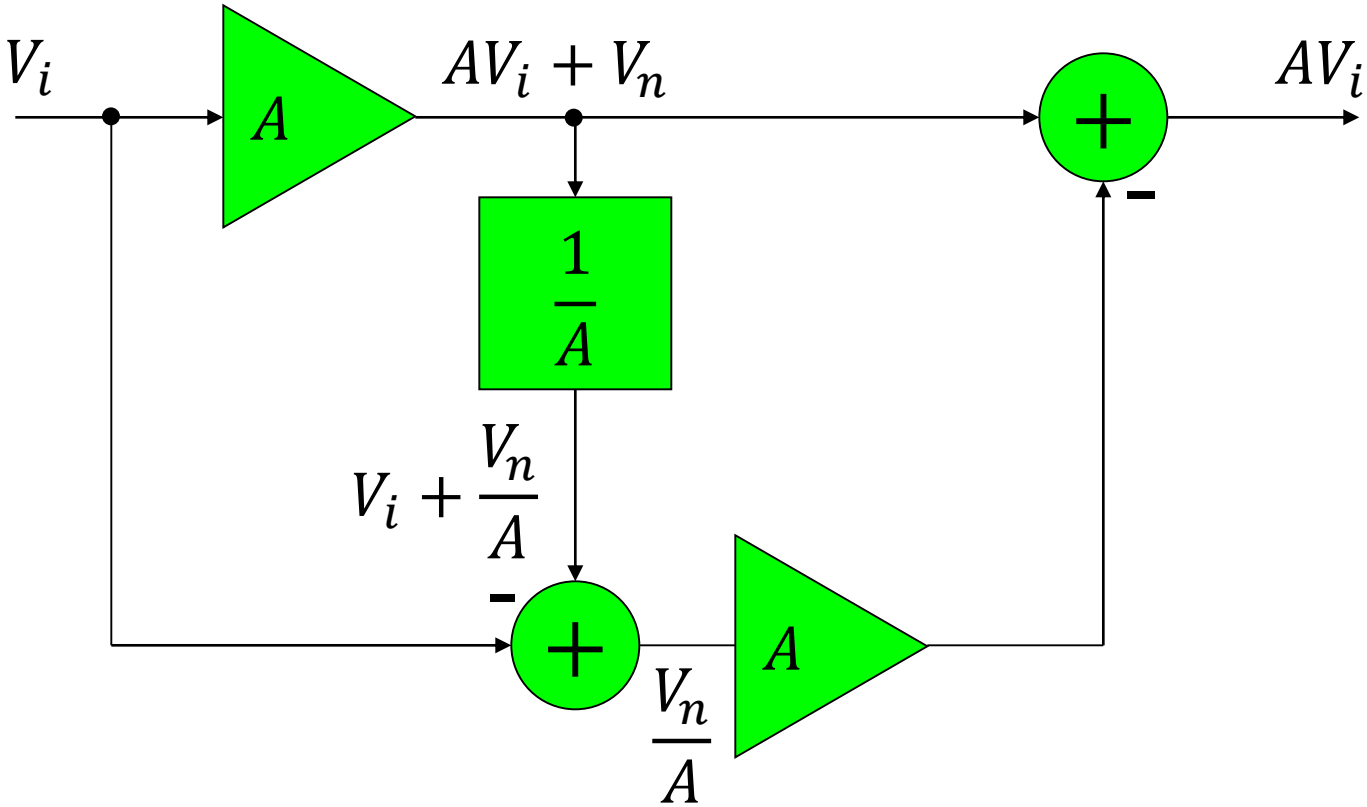
10.負帰還増幅回路

負帰還増幅器

Harold S. Black (1898-1983)が1927年8月2日発明
ニューヨークに向うフェリー上で
ニューヨークタイムズ紙にスケッチ

1928年8月　Black特許申請
1932年7月　Harry Nyquist (1889-1976)
“Regeneration Theory”をB.S.T.Jに出版
1934年1月　Black “Stabilized Feedback Amplifiers”
をElec. Eng.に出版
1937年12月 Blackの特許2102671成立

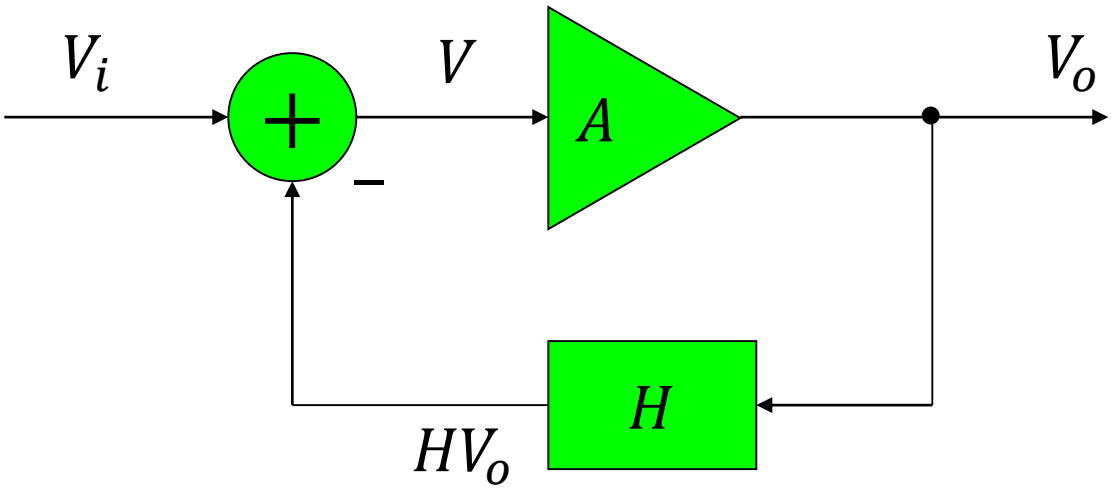
Feed-Forward



- 常に
- 回路が

Feed-Back

饋還 ⟶ 帰還

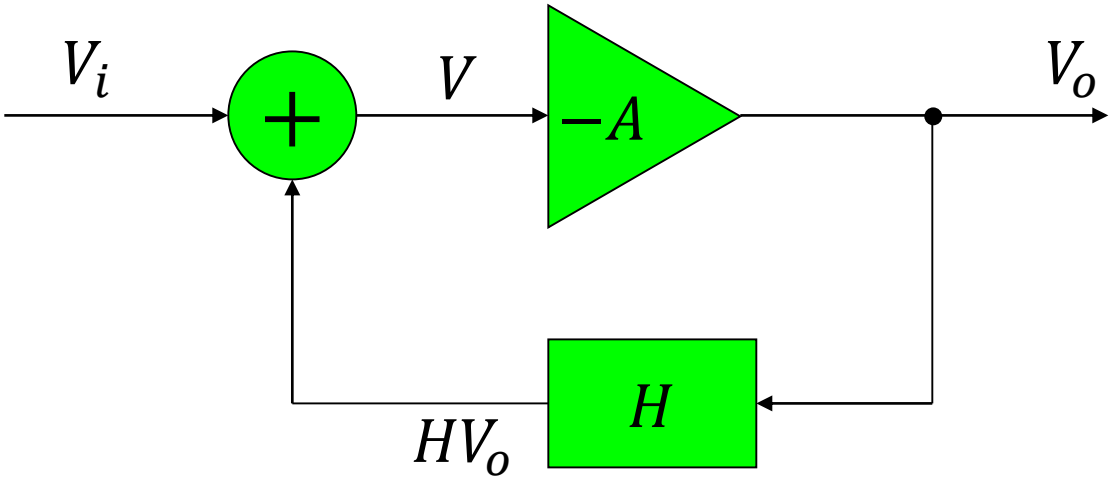


$$\begin{cases} V_o = AV \\ V = V_i - HV_o \end{cases}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{A}{1 + AH} \to \frac{1}{H} \qquad (AH \gg 1\text{のとき})$$

Aによらない

逆相増幅器を用いる場合



$$\begin{cases} V_o = -AV \\ V = V_i + HV_o \end{cases}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{A}{1 + AH}$$

負帰還の効用(1)

利得の安定化

$$G = \frac{A}{1 + AH}$$

$$\frac{dG}{G} = \frac{1}{1 + AH}\frac{dA}{A}$$

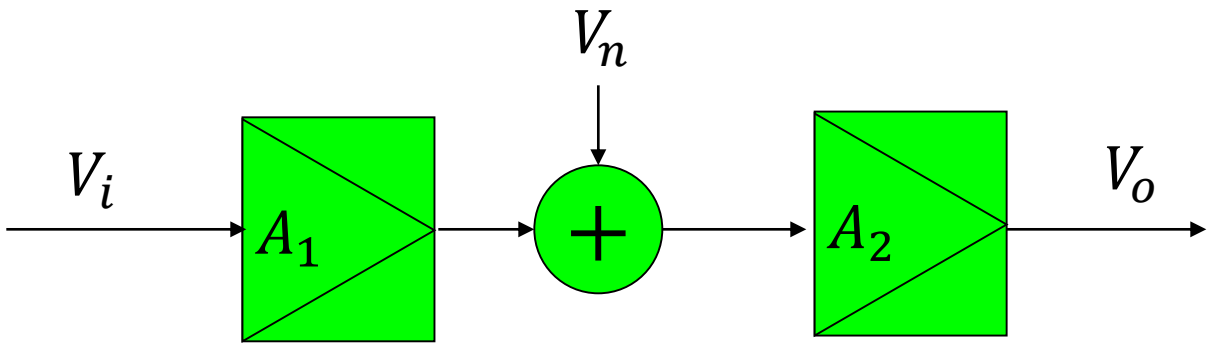
Aの変動分の影響が
に小さくなる

$$\frac{dG}{G} = -\frac{AH}{1 + AH}\frac{dH}{H}$$

Hの変動はそのままGの変動となる

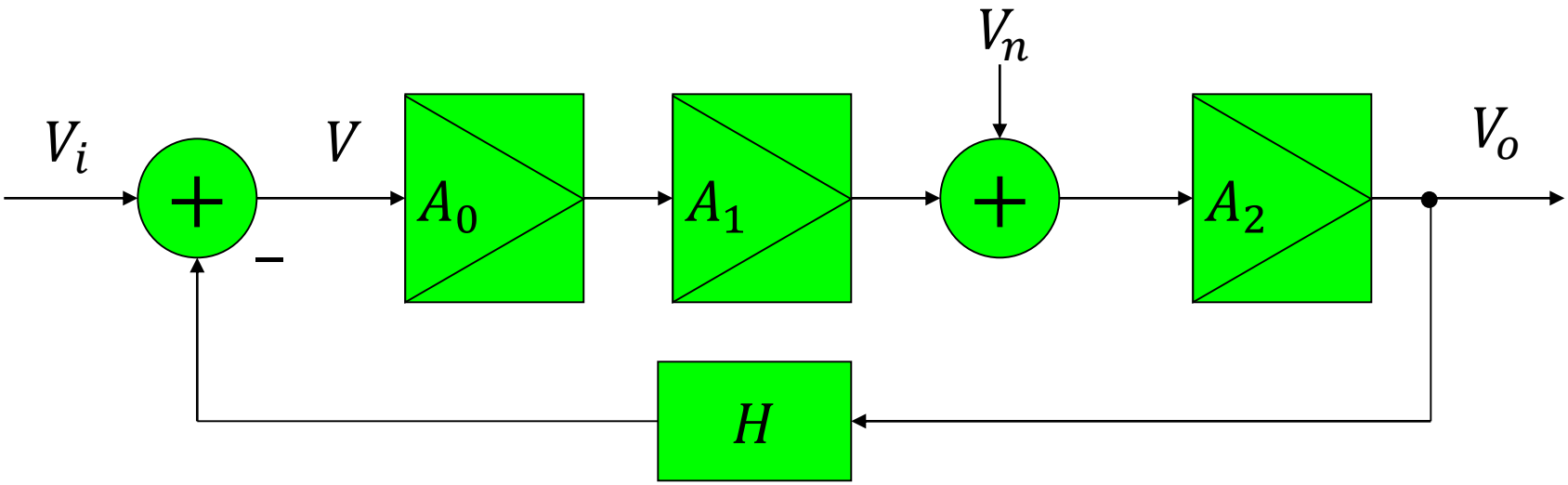
負帰還の効用(2)

非線形ひずみの低減



$$V_o = \underbrace{A_1 A_2 V_i}_{S} + \underbrace{A_2 V_n}_{N}$$

$$\frac{S}{N} = A_1 \frac{V_i}{V_n}$$



外部利得が等しくなるようA_0を加えて帰還をかける

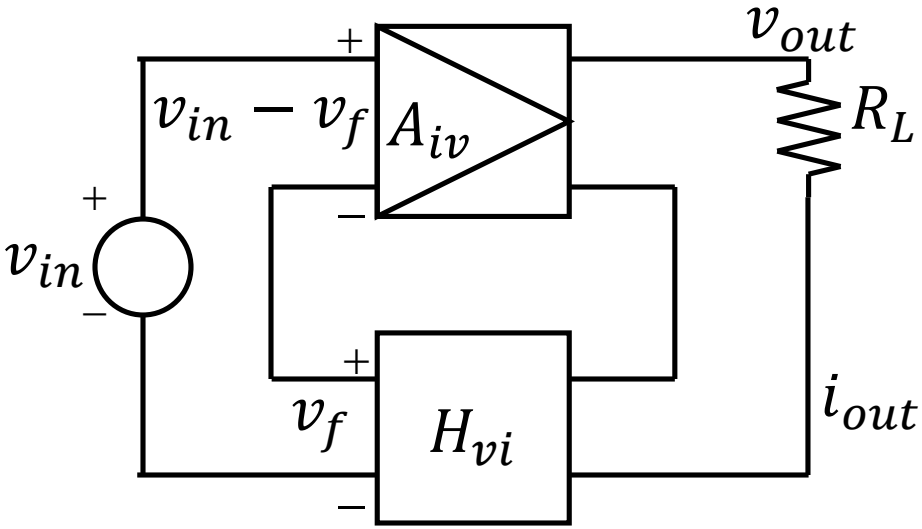
$$\begin{cases} V_o = A_0 A_1 A_2 V + A_2 V_n \\ V = V_i - H V_o \end{cases}$$

$$V_o = \frac{A_0 A_1 A_2}{1 + A_0 A_1 A_2 H} V_i + \frac{A_2}{1 + A_0 A_1 A_2 H} V_n$$

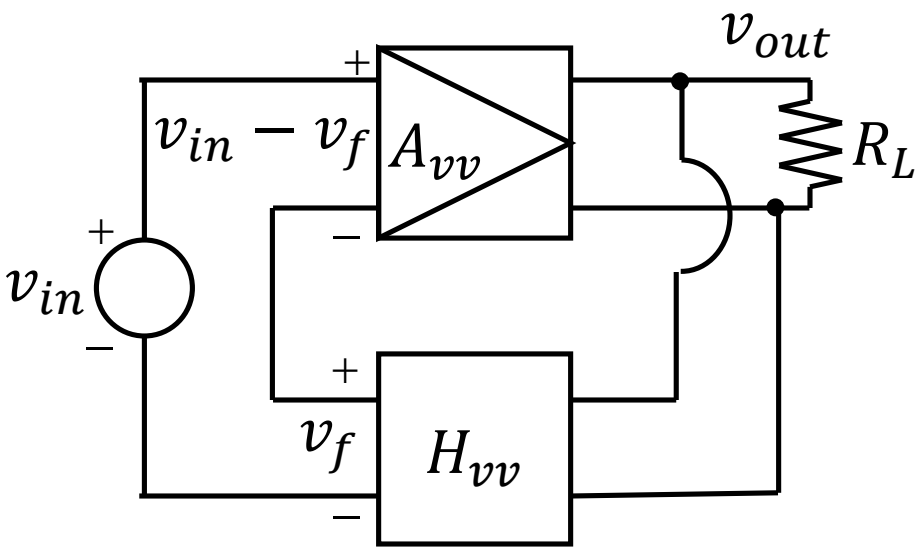
$$(A_0 = 1 + A_0 A_1 A_2 H)$$

$$\frac{S}{N} = A_0 A_1 \frac{V_i}{V_n} = (1 + A_0 A_1 A_2 H) A_1 \frac{V_i}{V_n}$$

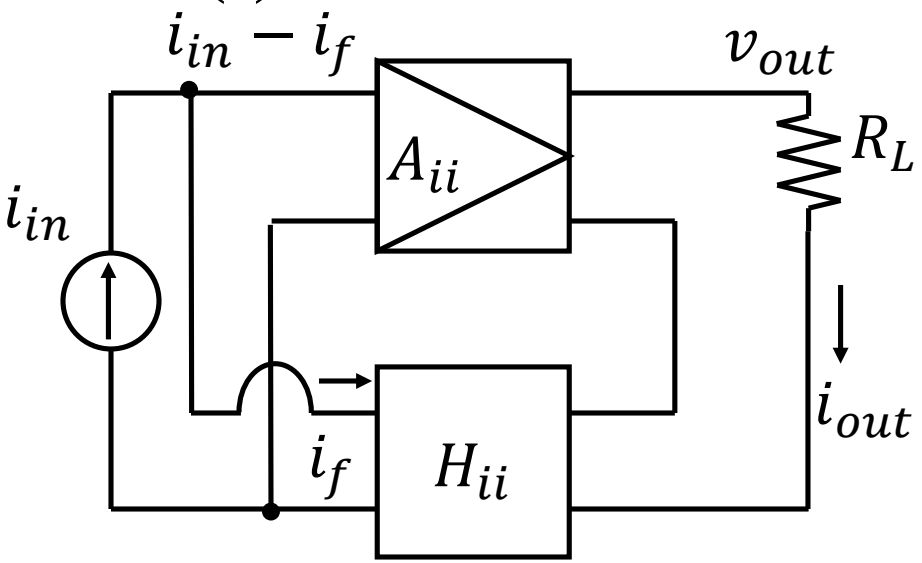
負帰還の種類



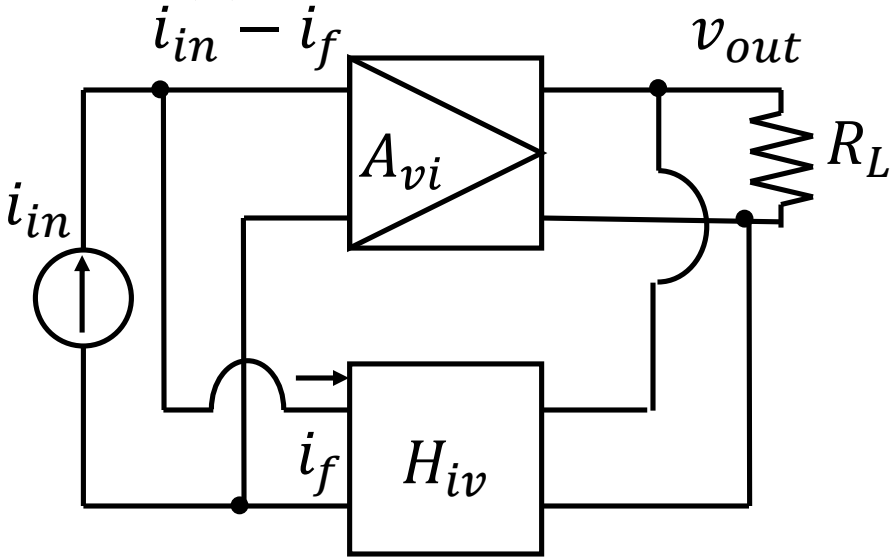
(a)直列ー直列帰還



(b)直列ー並列帰還



(c)並列ー直列帰還



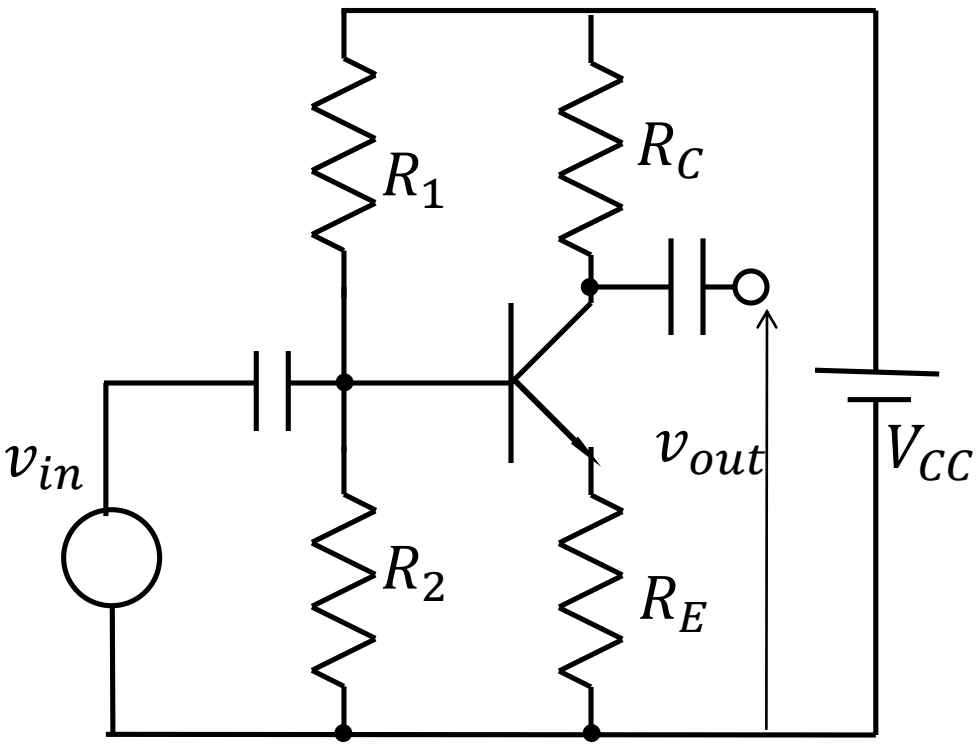
(d)並列ー並列帰還

直列ー直列帰還(1)

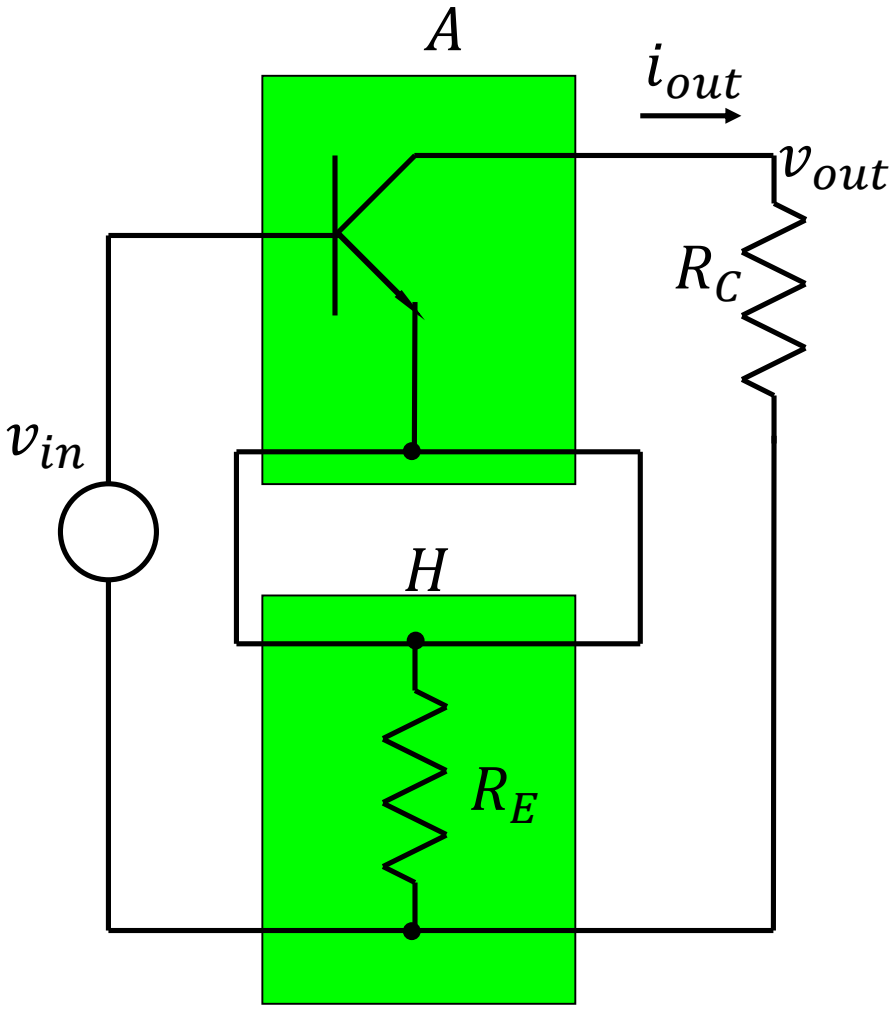
$$G_{iv} = \frac{i_{out}}{v_{in}} = \frac{A_{iv}}{1 + A_{iv}H_{vi}}$$

$$A_{iv} = \frac{i_{out}}{v_{in} - v_f}, \qquad H_{vi} = \frac{v_f}{i_{out}}$$

直列ー直列帰還(2)



直列ー直列帰還回路



小信号に対する見方

$$A_{iv} = -\frac{\beta}{r_b + (1+\beta)r_e}$$

$$H_{vi} = R_E$$

$$G_{iv} = \frac{-\dfrac{\beta}{r_b + (1+\beta)r_e}}{1 + \dfrac{\beta}{r_b + (1+\beta)r_e} R_E} \cong -\frac{\beta}{r_b + (1+\beta)(r_e + R_E)}$$

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = G_{iv} R_C = -\frac{\beta R_C}{r_b + (1+\beta)(r_e + R_E)}$$

入力インピーダンス

$$Z_{in-f} = \frac{v_{in}}{i_b} = r_b + (1+\beta)(r_e + R_E)$$

$$= \{r_b + (1+\beta)r_e\}\left\{1 + \frac{(1+\beta)R_E}{r_b + (1+\beta)r_e}\right\}$$

$$\cong Z_{in}(1 + A_{iv}H_{vi})$$

帯域幅の拡大

開ループ利得: $A = \frac{A_0}{1+j\omega/\omega_2}$ GB積: $A_0\omega_2$

閉ループでは

$$G = \frac{A}{1+AH} = \frac{\frac{A_0}{1+j\omega/\omega_2}}{1+\frac{A_0H}{1+j\omega/\omega_2}} = \frac{A_0}{1+A_0H}\frac{1}{1+j\omega/\omega_2(1+A_0H)}$$

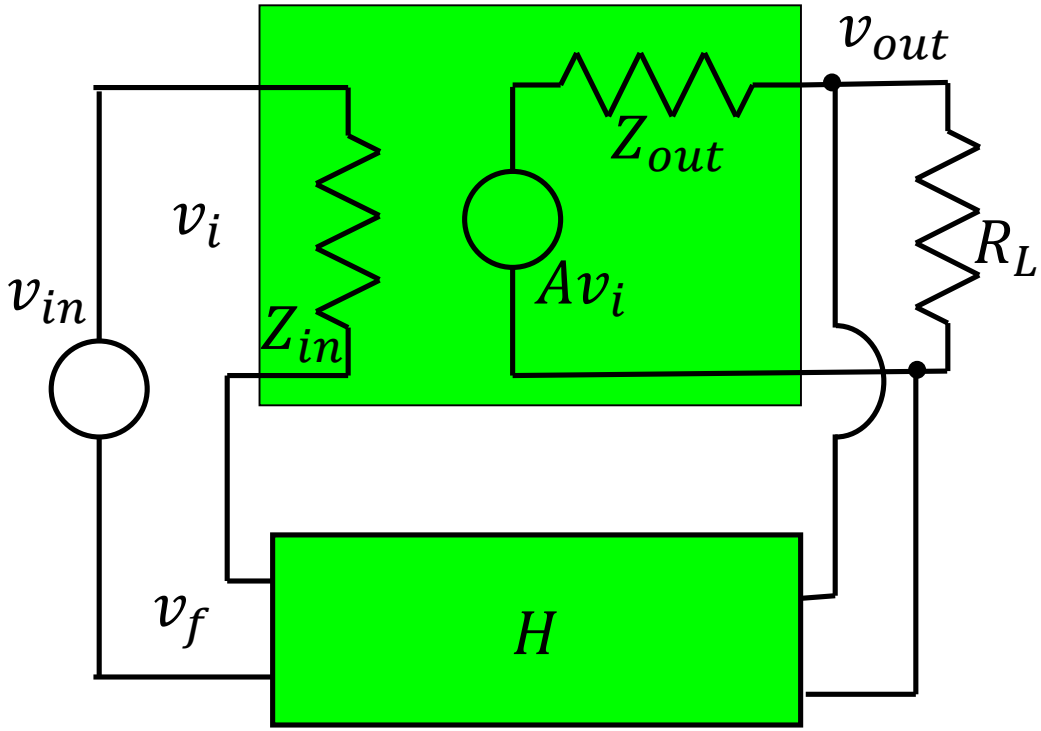
$\omega_{2f} = \omega_2(1+A_0H)$ に拡大

GB積は

帰還による
入出力インピーダンスの変化

- 直列帰還　　倍に増大する
- 並列帰還　　倍に減少する

直列帰還の入力インピーダンス



$$i_{in} = \frac{v_i}{Z_{in}} = \frac{v_{in} - v_f}{Z_{in}}$$

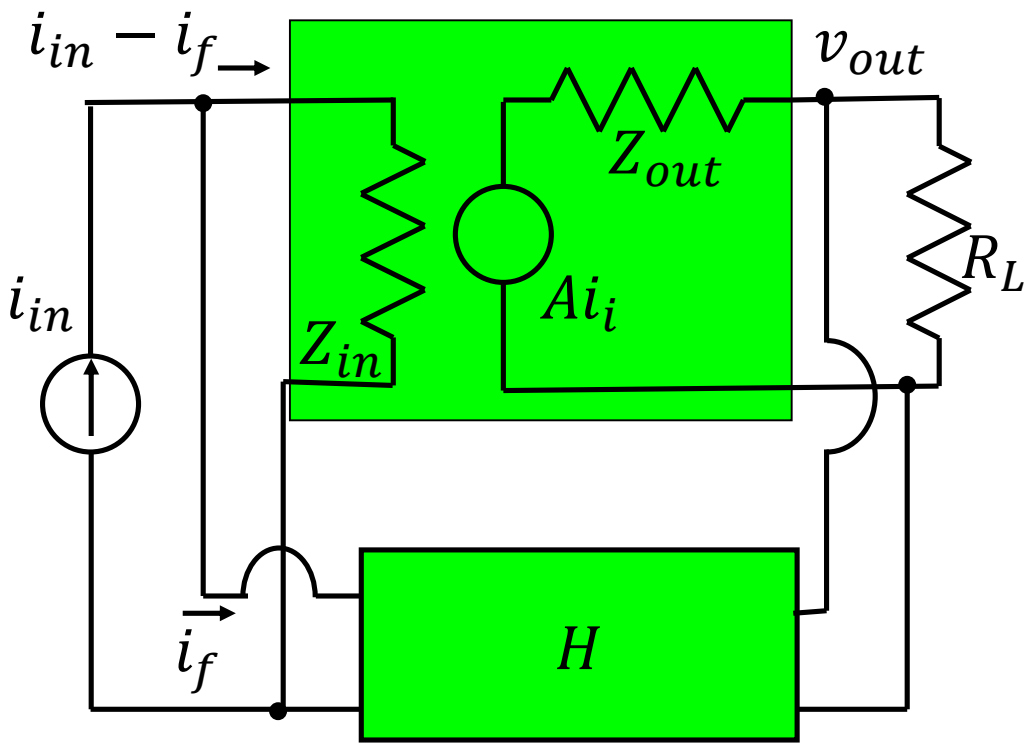
$$= \frac{v_{in} - Hv_{out}}{Z_{in}} = \frac{v_{in} - GHv_{in}}{Z_{in}}$$

$$= \frac{1 - \frac{AH}{1 + AH}}{Z_{in}} v_{in}$$

$$= \frac{v_{in}}{Z_{in}(1 + AH)}$$

$$\therefore Z_{in-f} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = Z_{in}(1 + AH)$$

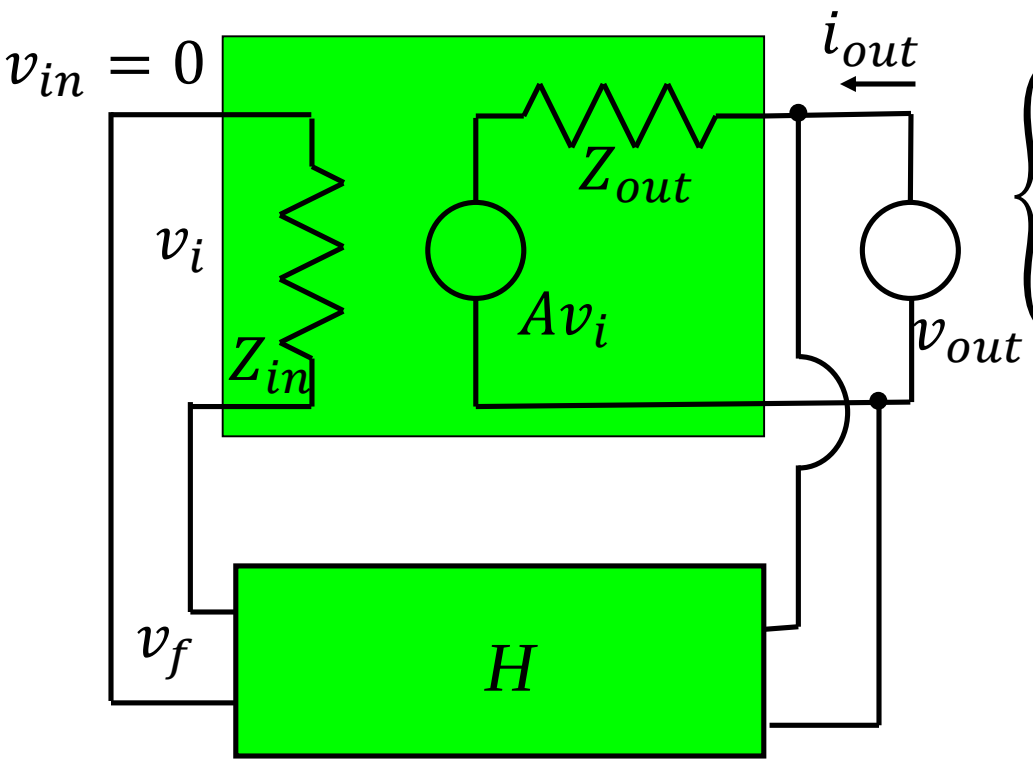
並列帰還の入力インピーダンス



$$v_{in} = i_i Z_{in} = \left(i_{in} - i_f\right) Z_{in}$$
$$= (i_{in} - GHi_{in}) Z_{in}$$
$$= \frac{Z_{in}}{1 + AH} i_{in}$$

$$\therefore Z_{in-f} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{Z_{in}}{1 + AH}$$

並列帰還の出力インピーダンス

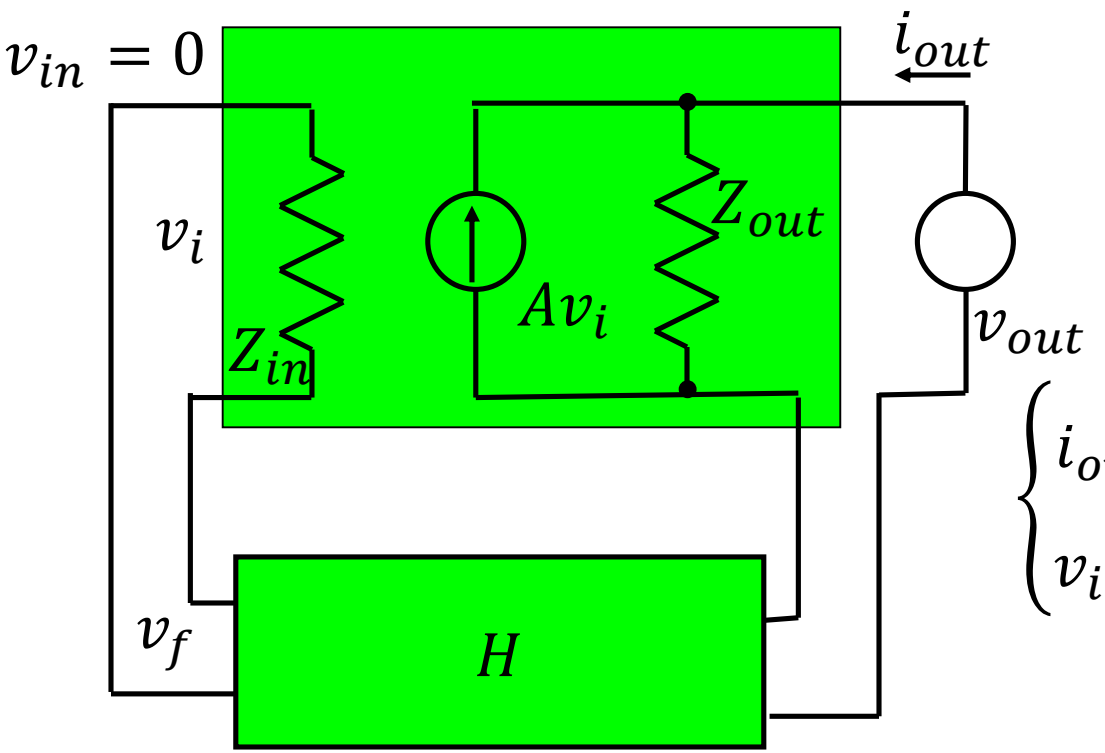


$$\begin{cases} i_{out} = \dfrac{v_{out} - Av_i}{Z_{out}} \\ v_i = v_{in} - v_f = -v_f = -Hv_{out} \end{cases}$$

$$i_{out} = \frac{v_{out} + AHv_{out}}{Z_{out}}$$

$$\therefore Z_{out-f} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = \frac{Z_{out}}{1 + AH}$$

直列帰還の出力インピーダンス



$$\begin{cases} i_{out} = \dfrac{v_{out}}{Z_{out}} - Av_i \\ v_i = v_{in} - v_f = -v_f = -Hv_{out} \end{cases}$$

$$i_{out} = \frac{v_{out}}{Z_{out}} - AHi_{out}$$

$$\therefore Z_{out-f} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = Z_{out}(1 + AH)$$

負帰還の問題点

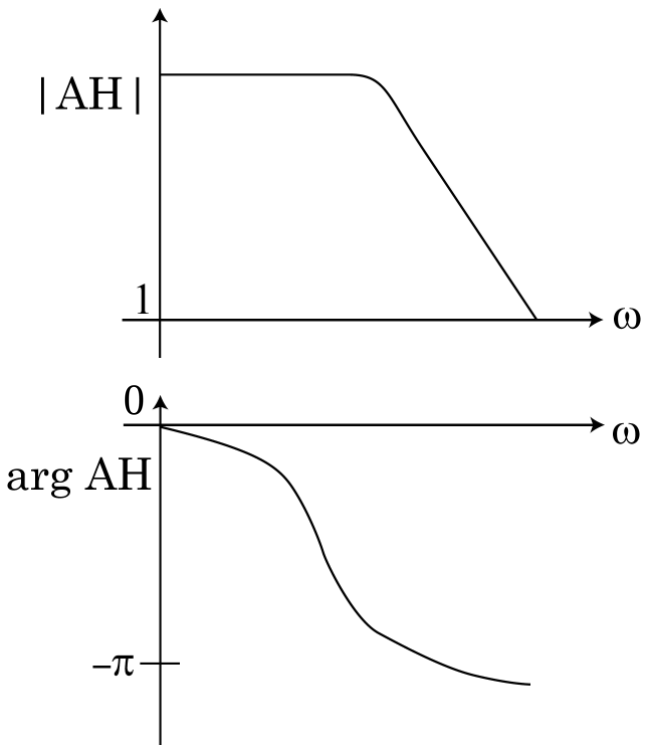
- 利得の
- 安定性の問題

負帰還回路の安定性

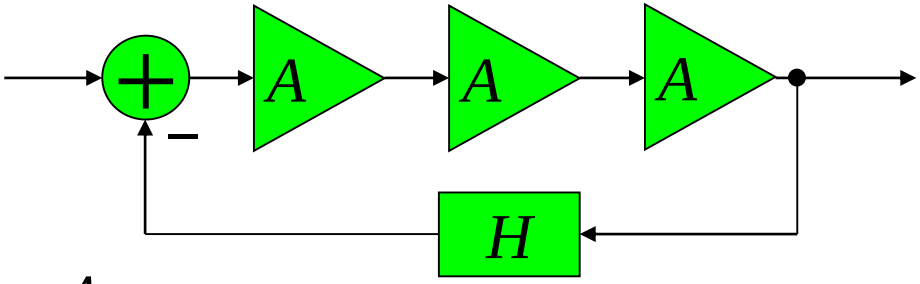
$$G = \frac{A}{1 + AH}$$

$argAH = -\pi$の周波数で

$|AH| \geq 1$であると不安定⇒発振



3段帰還増幅回路



$$A = \frac{A_0}{1 + j\omega/\omega_0}$$

ループ利得$= A^3 H = \frac{{A_0}^3\ H}{(1+j\omega/\omega_0)^3}$

分母$= 1 + 3j\frac{\omega}{\omega_0} - 3\frac{\omega^2}{{\omega_0}^2} - j\frac{\omega^3}{{\omega_0}^3} = 1 - 3\frac{\omega^2}{{\omega_0}^2} + j\frac{\omega}{\omega_0}\left(3 - \frac{\omega^2}{{\omega_0}^2}\right)$

虚部＝0より$\omega^2 = 3{\omega_0}^2$

その周波数で分母$= -8$

安定であるためには、位相が$-\pi$の周波数でループ利得< 1

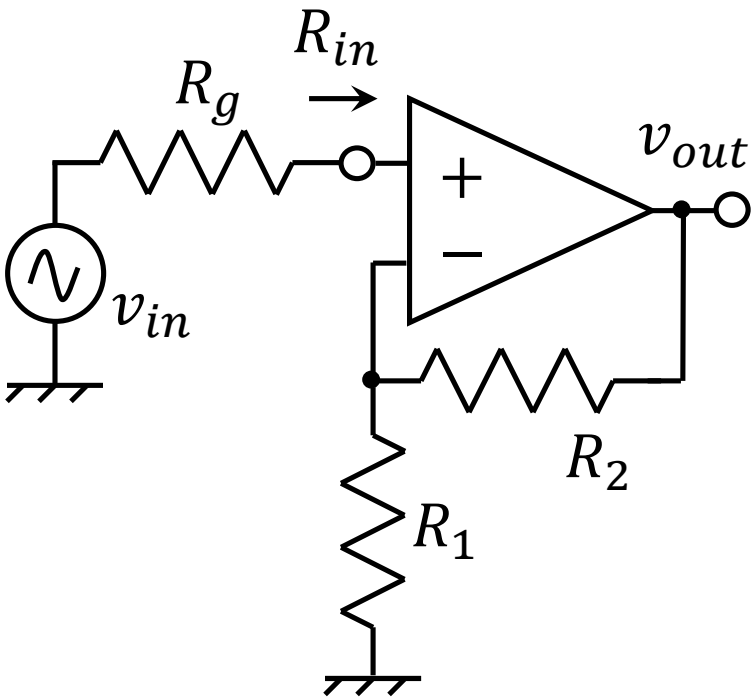
$A_0^3 H < 8$　　ループ利得を大きくできない!

位相補償

回路内で位相を制御し、帰還回路を安定化

- 位相遅れ補償
  最初の極を小さくする
- 位相進み補償
  高域の位相を進める
- 零点による極の相殺

練習問題1



$R_g = R_1 = 1k\Omega$、$R_2 = 9k\Omega$、演算増幅器の利得$A = \frac{50{,}000}{1+\frac{jf}{100}}$、入力抵抗$R = 100k\Omega$とし、中域利得、高域遮断周波数、入力インピーダンスを求めよ。

R_gを流れる電流をi_{in}、R_2を流れる電流をi_2とする。

$$\begin{cases} v_{in} = (R_g + R)i_{in} + R_1(i_{in} + i_2) \\ v_{out} = R_2 i_2 + R_1(i_{in} + i_2) \\ v_{out} = ARi_{in} \end{cases}$$

最初の式より$i_2 = \frac{1}{R_1}\{v_{in} - (R_g + R + R_1)i_{in}\}$を次の式に代入して$v_{out} = \frac{R_1+R_2}{R_1}v_{in} - \frac{R_2R_g+R_2R+R_1R_2+R_1R_g}{R_1}i_{in}$

最後の式のi_{in}を代入して整理すると

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{1+\frac{R_2}{R_1}}{1+\frac{R_2R_g+R_2R+R_1R_2+R_1R_g}{ARR_1}}$$

練習問題1

中域では$A = 50{,}000$とし、他の数値も代入して$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{1+9}{1+\frac{9\times1+9\times100+1\times9+1\times100}{50{,}000\times100\times1}} = \frac{10}{1.0002} = 9.998$。

$A = \frac{A_0}{1+\frac{jf}{f_0}}$を用いると、$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{1+\frac{R_2}{R_1}}{1+\frac{R_2R_g+R_2R+R_1R_2+R_1R_g}{A_0RR_1}\left(1+\frac{jf}{f_0}\right)}$。この分母は$1 + \frac{R_2R_g+R_2R+R_1R_2+R_1R_g}{A_0RR_1} + \frac{jf}{f_0}\frac{R_2R_g+R_2R+R_1R_2+R_1R_g}{A_0RR_1} = 1 + \frac{jf}{f_0\left(1+\frac{A_0RR_1}{R_2R_g+R_2R+R_1R_2+R_1R_g}\right)}$。

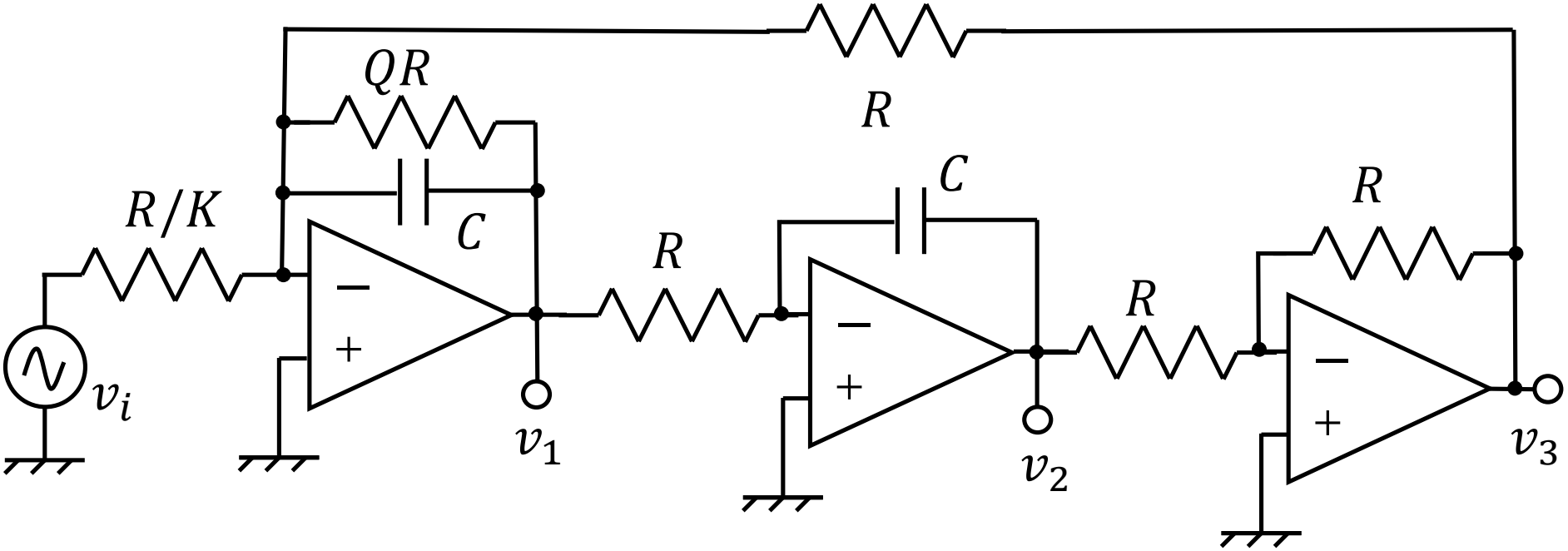
よって$f_{ch} = f_0\left(1 + \frac{A_0RR_1}{R_2R_g+R_2R+R_1R_2+R_1R_g}\right) = 491kHz$。

$$R_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{1 + \frac{R_2R_g + R_2R + R_1R_2 + R_1R_g}{A_0RR_1}}{\frac{R_1 + R_2}{R_1}} A_0R - R_g$$

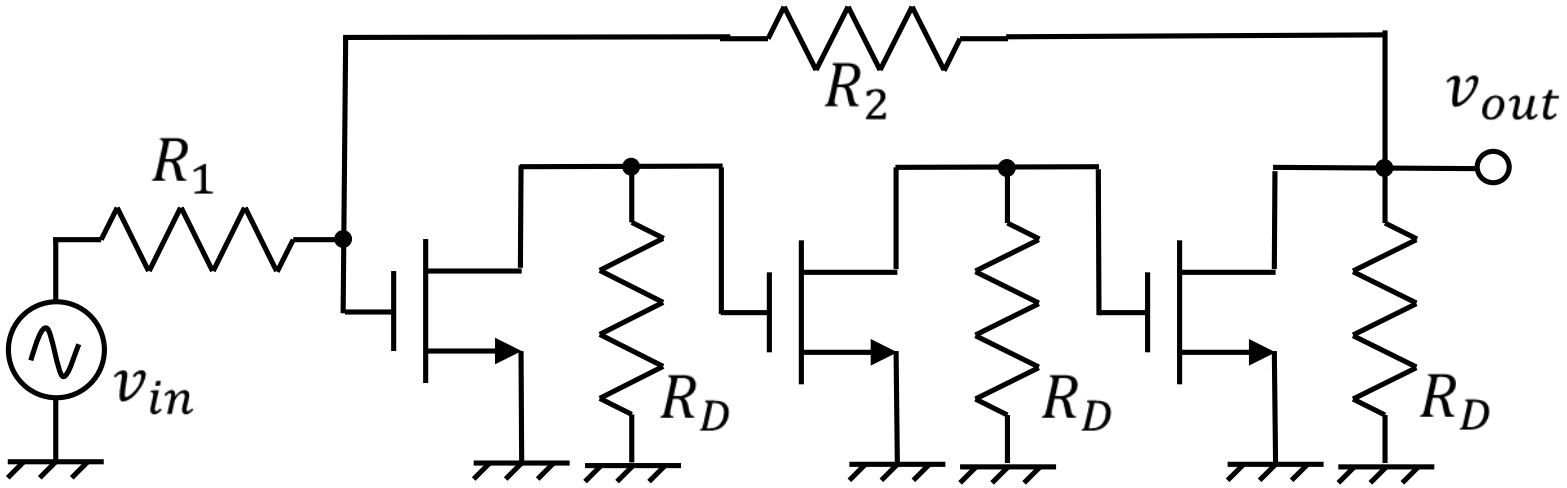
$$= \frac{A_0RR_1 + R_2R_g + R_2R + R_1R_2 + R_1R_g}{R_1 + R_2} - R_g = \frac{A_0RR_1 + R_2R + R_1R_2}{R_1 + R_2}$$

$$= \frac{A_0RR_1}{R_1 + R_2} + R + R_1 = R\left(1 + \frac{A_0R_1}{R_1 + R_2}\right) + R_1 = 500M\Omega$$

練習問題2



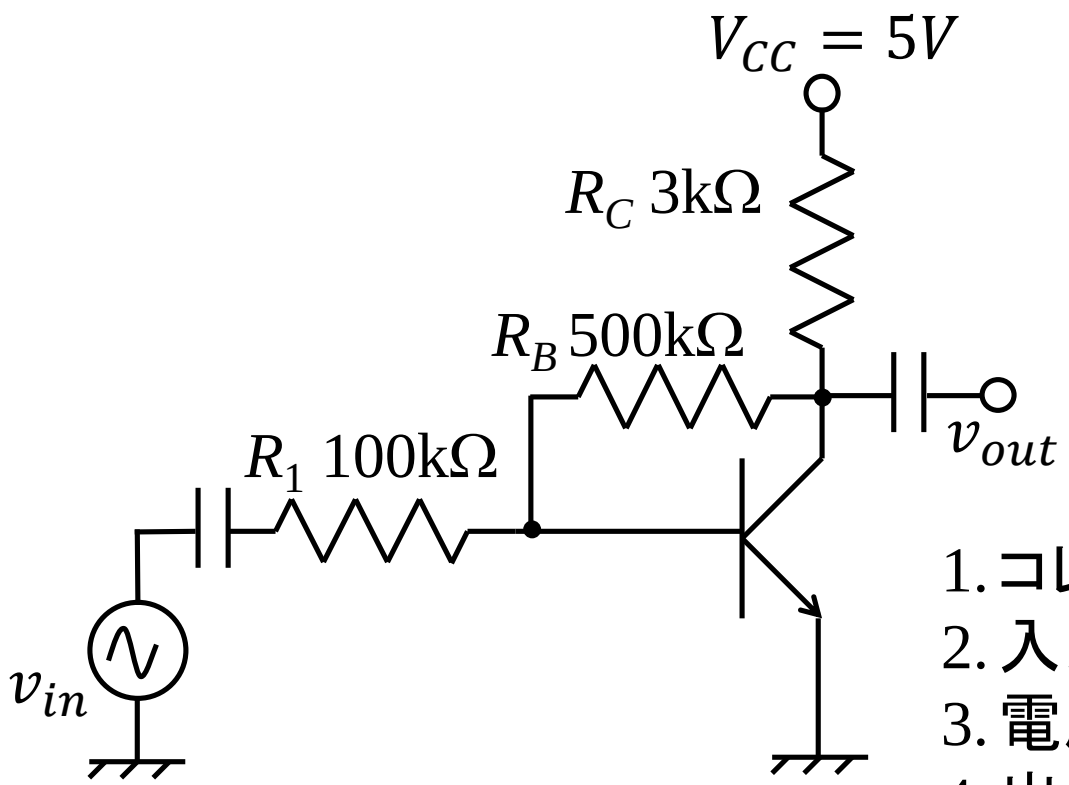
練習問題3



MOSFETの小信号モデルを相互コンダクタンス$g_m = 5mS$と並列抵抗$r_d = 20k\Omega$とし、$R_1 = 10k\Omega, R_2 = 1M\Omega, R_D = 20k\Omega$とする。$R_2 \gg R_1, R_D, r_d$という近似を用いて良い。

1. 利得$A_v = v_{out}/v_{in}$を求めよ。
2. すべてのMOSFETのg_mが1%増加したとき、A_vの変化率(%) を求めよ。
3. 抵抗R_2のみが1%増加したとき、A_vの変化率(%)を求めよ。
4. すべての抵抗が1%増加したとき、A_vの変化率(%)を求めよ。
5. これらの結果から、A_vをなるべく変化させないために必要な配慮は何か?

宿題10



1. コレクタの直流電圧V_Cを求めよ
2. 入力インピーダンスを求めよ
3. 電圧利得を求めよ
4. 出力インピーダンスを求めよ

ただしV_{BE}=0.7V, β=200, r_b=500Ω,
$r_e = \frac{V_T}{I_E}, V_T = 26mV, r_c = \infty$とする。