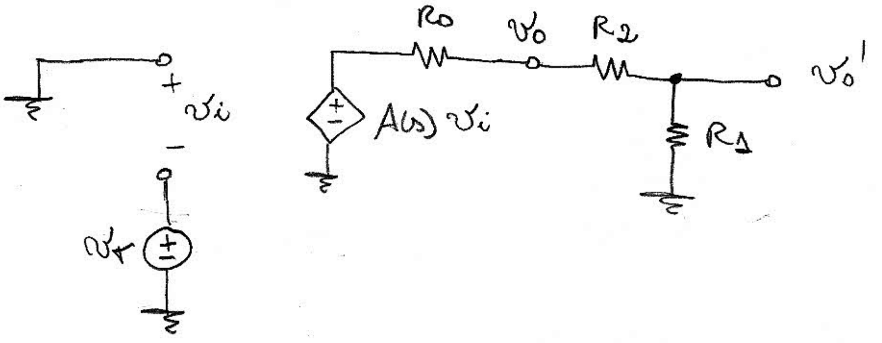
(1) (a) Para analisar a estabilidade do circuito em malha fechada de acordo com o Critério de Nyquist, é necessário obter a transferência de malha do amplificador. Para isso, abrimos a malha de realimentação:



Assim, a transferência de malha será:

$$\beta A(s) = -\frac{v_o'}{v_T} = -\left[A(s)\left(0 - v_T\right) \cdot \frac{R_1}{R_o + R_1 + R_2}\right] \cdot \frac{1}{v_T}$$

$$\beta A(s) = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p3}}\right)} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_o}$$

De acordo com o Critério de Nyquist, a estabilidade em malha fechada é verificada observando-se o valor de $|A(j\omega_o)\beta|$ na frequência ω_o em que $\angle A(j\omega_o)\beta = -180°$. Com esta fase, teremos que a parte real de $A(j\omega_o)\beta$ é negativa e a parte imaginária é zero. Assim, para obter ω_o calculamos qual é a frequência ω que faz $\mathrm{Im}\{A(j\omega)\beta\} = 0$:

$$A(j\omega)B = \frac{3{,}921 \cdot 10^3}{1 + j\omega\left(\frac{1}{\omega_{P1}} + \frac{1}{\omega_{P2}} + \frac{1}{\omega_{P3}}\right) - \omega^2\left(\frac{1}{\omega_{P1}\omega_{P2}} + \frac{1}{\omega_{P1}\omega_{P3}} + \frac{1}{\omega_{P2}\omega_{P3}}\right) - \frac{j\omega^3}{\omega_{P1}\omega_{P2}\omega_{P3}}}$$

Para que $A(j\omega)B$ seja um número real negativo, é necessário que a parte imaginária do denominador seja nula:

$$\omega\left(\frac{1}{\omega_{P1}} + \frac{1}{\omega_{P2}} + \frac{1}{\omega_{P3}}\right) - \frac{\omega^3}{\omega_{P1}\omega_{P2}\omega_{P3}} = 0$$

$$\omega = \sqrt{\omega_{P1}\omega_{P2} + \omega_{P1}\omega_{P3} + \omega_{P3}\omega_{P2}}$$

Assim:

$$\omega_0 = 51{,}87 \cdot 10^6 \text{ rad/s} = 8{,}26 \text{ MHz}$$

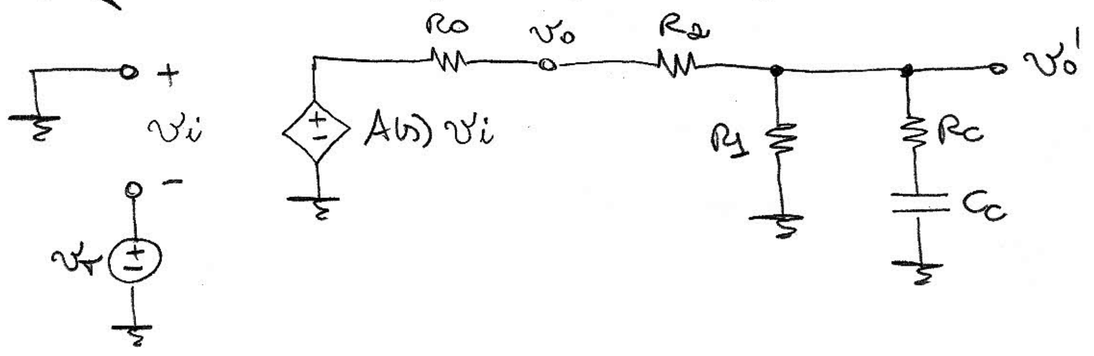
Nessa frequência:

$$|A(j\omega_0)B| = \left|\frac{3{,}921 \cdot 10^3}{1 - \omega_0^2\left(\frac{1}{\omega_{P1}\omega_{P2}} + \frac{1}{\omega_{P1}\omega_{P3}} + \frac{1}{\omega_{P2}\omega_{P3}}\right)}\right|$$

$$|A(j\omega_0)B| = |-8{,}84| = 8{,}84 \text{ V/V}$$

Como $|A(j\omega_0)\cdot B| > 1$ na frequência em que $\underline{\angle A(j\omega_0)\cdot B} = -180°$, então, o amplificador em malha fechada será <u>INSTÁVEL</u>, de acordo com o Critério de Nyquist.

(b) Adicionando o circuito de compensação por atraso e avanço de fase ao nó X, teremos o seguinte circuito equivalente em malha aberta:



A nova transferência de malha será:

$$B \cdot A(s) = -\frac{v_o'}{v_r}$$

$$BA(s) = -\frac{1}{v_r}\left[A(s)(0 - v_r) \cdot \frac{\dfrac{1}{\dfrac{1}{R_1} + \dfrac{1}{R_C + 1/sC_C}}}{R_o + R_2 + \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_1} + \dfrac{1}{R_C + 1/sC_C}}} \right]$$

$$BA(s) = A(s) \cdot \frac{\dfrac{1}{\dfrac{1}{R_1} + \dfrac{sC_C}{sR_CC_C + 1}}}{R_o + R_2 + \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_1} + \dfrac{sC_C}{sR_CC_C + 1}}}$$

$$BA(s) = \frac{\dfrac{R_1(sR_CC_C + 1)}{s(R_CC_C + R_1C_C) + 1}}{R_o + R_2 + \dfrac{R_1(sR_CC_C + 1)}{s(R_CC_C + R_1C_C) + 1}} \cdot A(s)$$

$$BA(s) = \frac{R_1(sR_CC_C + 1)}{s(R_C + R_1)(R_o + R_2)C_C + (R_o + R_2) + sR_1R_CC_C + R_1} \cdot A(s)$$

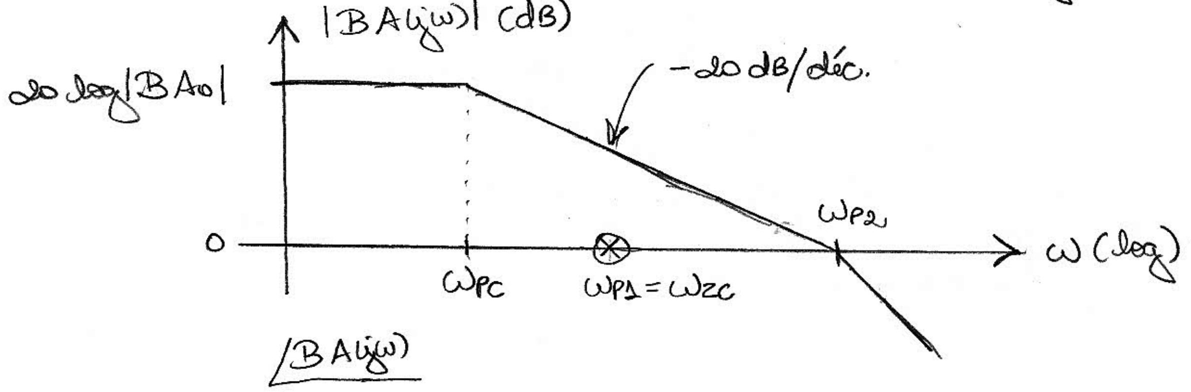
$$BA(s) = \frac{R_1(sR_CC_C + 1)}{s\left[R_CR_1 + R_C(R_o + R_2) + R_1(R_o + R_2)\right]C_C + R_1 + (R_o + R_2)} \cdot A(s)$$

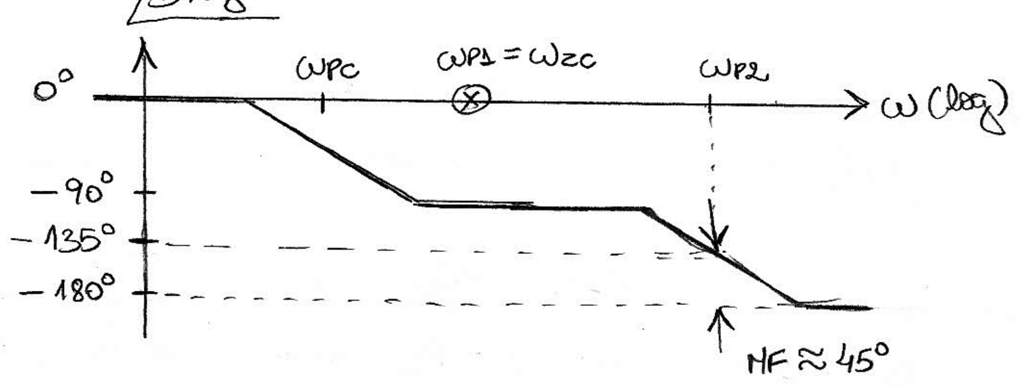
$$\beta A(s) = \frac{R_1}{R_1+R_0+R_2} \cdot \frac{(sR_cC_c+1)}{s\left[\frac{R_c\cancel{(R_1+R_0+R_2)}}{\cancel{R_1+R_0+R_2}} + \frac{R_1(R_0+R_2)}{R_1+R_0+R_2}\right]C_c+1} \cdot A(s)$$

$$\beta A(s) = \frac{R_1}{R_1+R_0+R_2} \cdot \frac{sR_cC_c+1}{s\left[R_c + R_1//(R_0+R_2)\right]C_c+1} \cdot A(s)$$

De acordo com o resultado acima, temos a confirmação de que o circuito de compensação introduz um zero em $s = -\frac{1}{R_cC_c}$ (valor de s que torna nula a impedância equivalente da associação em série de R_c e C_c) e um polo em $s = -\frac{1}{(R_c + R_1//(R_0+R_2))C_c}$ (que é o inverso da constante de tempo de circuito aberto do capacitor de compensação C_c).

Para alcançarmos uma margem de fase de aproximadamente 45°, devemos posicionar as frequências do polo e do zero do circuito de compensação da seguinte forma:





O ganho de malha em DC ($\omega = 0$) do amplificador em questão é dado por:

$$\beta A(0) = \frac{R_1}{R_1 + R_0 + R_2} \cdot A_0 = 3{,}921 \cdot 10^3$$

$$20 \log |\beta A(0)| = 71{,}87 \text{ dB}$$

Observe que este mesmo ganho poderia ter sido obtido a partir do circuito equivalente em malha aberta analisado anteriormente, considerando o capacitor de compensação C_c em aberto.

A frequência ω_{PC} do polo introduzido pelo circuito de compensação pode ser calculada através da aproximação de Bode para a resposta de malha desejada:

$$\frac{0 - 20 \log |\beta A(0)|}{\log \omega_{P2} - \log \omega_{PC}} = -20 \text{ dB/déc.}$$

$$\frac{0 - 71{,}87}{\log\left(\frac{\omega_{P2}}{\omega_{PC}}\right)} = -20 \quad \therefore \quad \log\left(\frac{\omega_{P2}}{\omega_{PC}}\right) = 3{,}594$$

A partir do enunciado, temos que $\omega_{P2} = 2\pi f_{P2}$, onde a frequência $f_{P2} = 1{,}6$ MHz. Assim:

$$\frac{2\pi f_{P2}}{\omega_{PC}} = 10^{3{,}594} \quad \therefore \quad \omega_{PC} = 2{,}563 \cdot 10^3 \text{ rad/s}$$

Além disso, o zero introduzido pelo circuito de compensação deve estar na mesma frequência que o polo dominante ω_{P1} da resposta de malha, onde $\omega_{P1} = 2\pi f_{P1}$. Segundo o enunciado, temos $f_{P1} = 100$ kHz. Assim:

$$\omega_{ZC} = \omega_{P1} \quad \therefore \quad \omega_{ZC} = 2\pi \cdot 10^5 \text{ rad/s}$$

Dessa forma, devemos dimensionar R_C e C_C de modo a garantir que:

$$\frac{1}{(R_C + R_1 // (R_O + R_2))\, C_C} = 2{,}563 \cdot 10^3 \text{ rad/s} \qquad (i)$$

$$\frac{1}{R_C C_C} = 2\pi \cdot 10^5 \text{ rad/s} \qquad (ii)$$

A partir da equação (ii), temos que:

$$C_C = \frac{1}{2\pi \cdot 10^5 R_C}$$

Substituindo em (i), obteremos uma equação com apenas a variável R_C:

$$\frac{1}{(R_C + R_1 // (R_O + R_2)) \frac{1}{2\pi \cdot 10^5 R_C}} = 2{,}563 \cdot 10^3$$

$$\frac{1}{\frac{1}{2\pi \cdot 10^5} + \frac{12{,}157 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 10^5 R_C}} = 2{,}563 \cdot 10^3$$

$$\frac{1}{2{,}563 \cdot 10^3} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^5} + \frac{12{,}157 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 10^5 R_C}$$

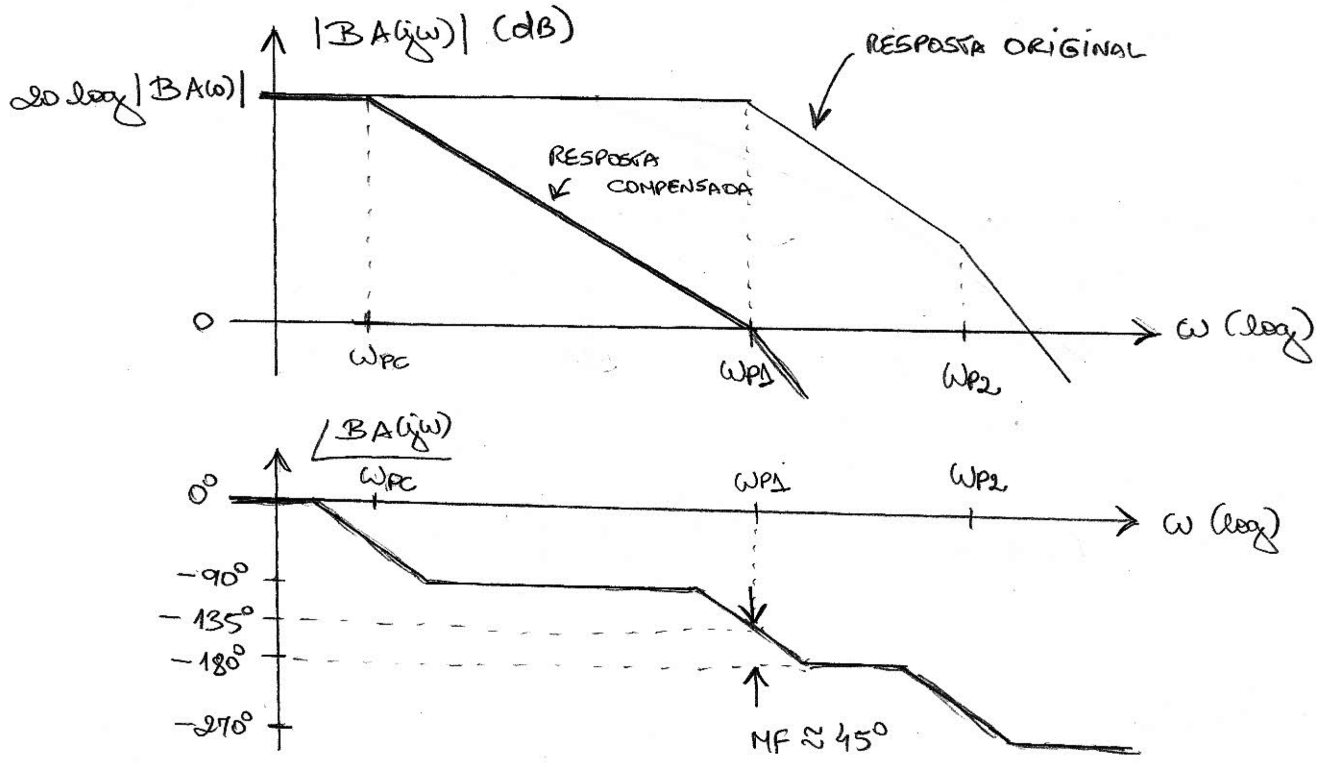
$$R_C = 49{,}8\ \Omega$$

$$R_C \approx 50\ \Omega \ //$$

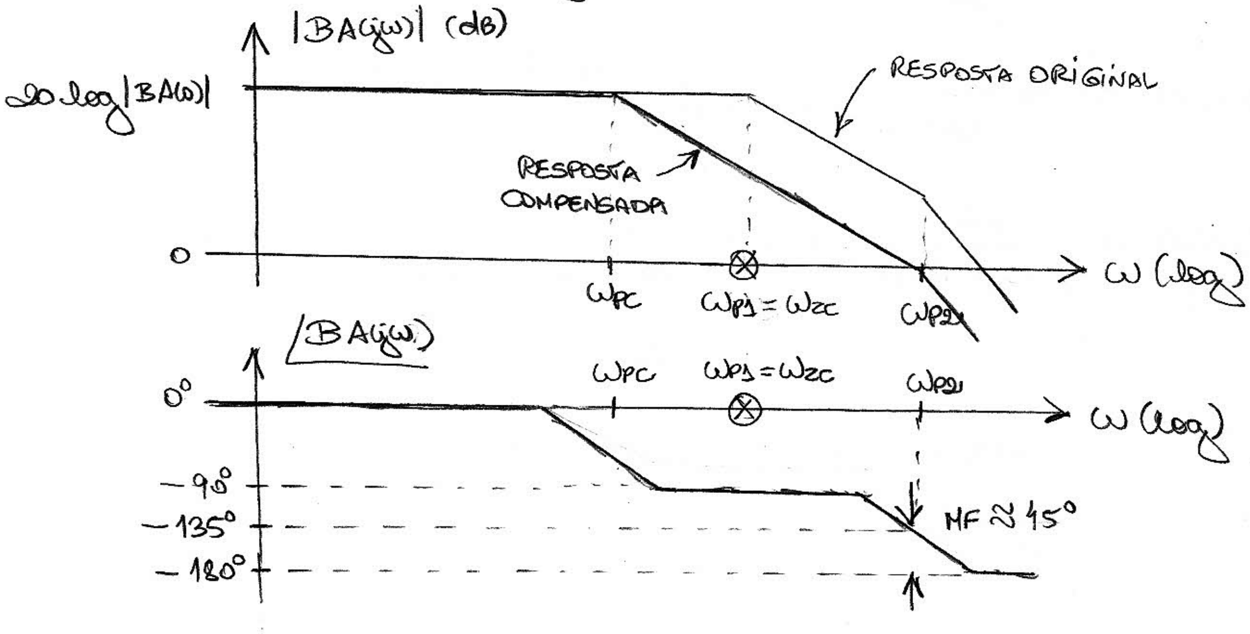
Uma vez calculado o resistor de compensação R_C, podemos obter o capacitor de compensação da seguinte forma:

$$C_C = \frac{1}{2\pi \cdot 10^5 \cdot R_C} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^5 \cdot 50} \quad \therefore \quad C_C = 31{,}8 \text{ nF} \ //$$

(2) (a) As duas opções de compensação apresentadas são um único capacitor de compensação C_C ou a adição de um circuito série formado por R_C e C_C. A primeira opção adiciona um polo à função de transferência de malha (compensador lag), cuja frequência ω_{PC} deve ser dimensionada de modo a obter a seguinte resposta de malha:

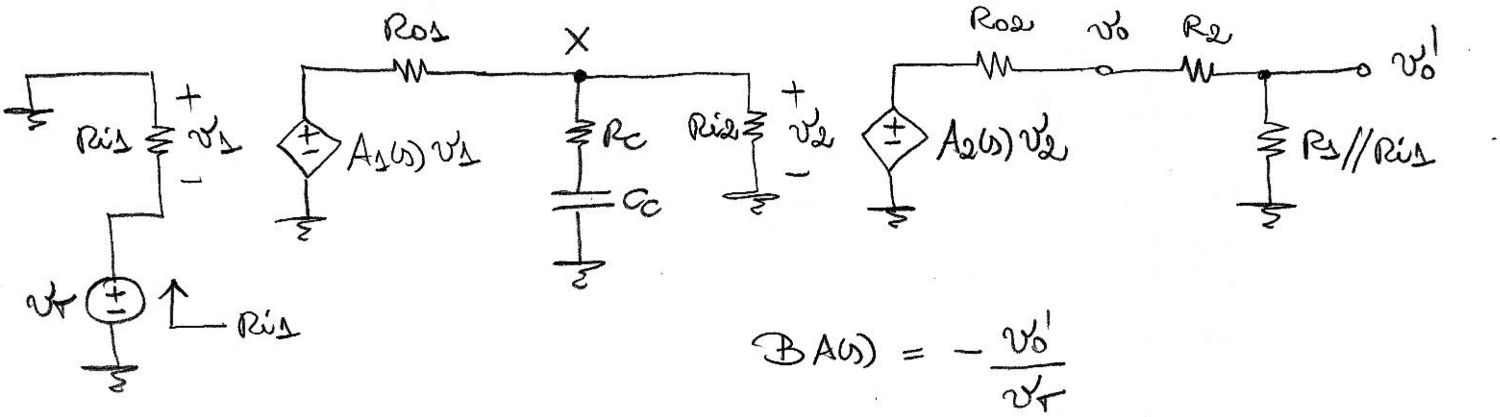


A segunda opção de compensador adiciona um novo polo e também um zero à função de transferência de malha (compensador lag-lead), onde a frequência ω_{PC} do novo polo e a frequência ω_{ZC} do novo zero devem ser dimensionadas de modo a obter a seguinte resposta de malha:



Como o zero introduzido pelo compensador lag-lead cancela o efeito do polo em ω_{P1}, a frequência ω_{PC} deste compensador deve ser posicionada em um valor mais elevado do que a frequência ω_{PC} requerida pelo compensador lag. Para produzir um polo dominante em uma frequência ω_{PC} maior, a capacitância de compensação C_C deverá ser menor. Portanto, o compensador a ser escolhido é o lag-lead.

(b) Para dimensionar os componentes do circuito de compensação, precisamos calcular alguns parâmetros chave da transferência de malha do amplificador compensado:



$$\beta A(s) = -\frac{v_o'}{v_f}$$

O primeiro parâmetro chave é o ganho de tensão em DC ($\omega=0$). Esse ganho pode ser obtido a partir do circuito acima, considerando o capacitor C_C como um circuito aberto:

$$\beta A(0) = -\frac{v_o'}{v_f}(0)$$

$$\beta A(0) = -\frac{1}{v_f}\left[\frac{R_{i2}}{R_{o1}+R_{i2}} \cdot A_1(0)\,(0-v_f)\right] \cdot \left[A_2(0) \cdot \frac{R_1//R_{i1}}{R_{o2}+R_2+R_1//R_{i1}}\right]$$

$$\beta A(0) = \frac{R_{i2}}{R_{o1}+R_{i2}} \cdot A_{o1} \cdot \frac{R_1//R_{i1}}{R_{o2}+R_2+R_1//R_{i1}} \cdot A_{o2}$$

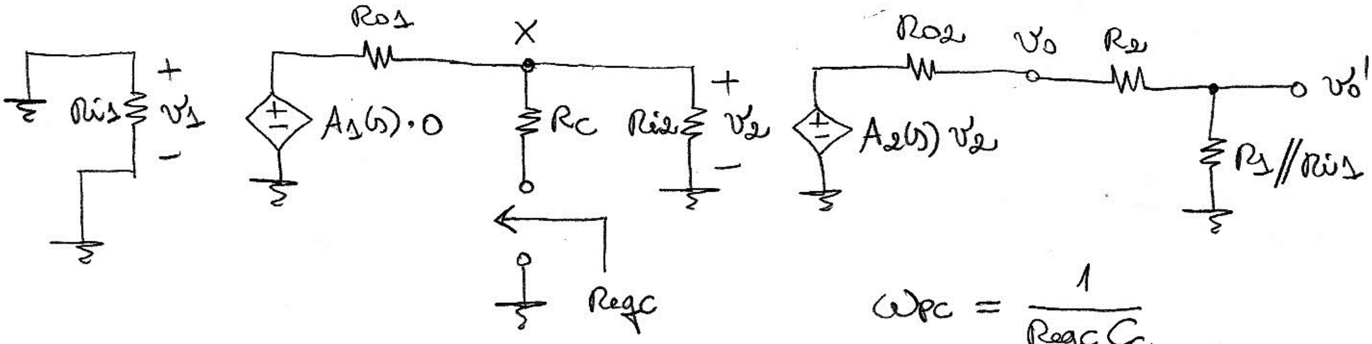
$$\beta A(0) = 2000 \text{ V/V}$$

$$20 \log|\beta A(0)| = 66 \text{ dB}$$

O zero produzido pelo circuito de compensação ocorre no valor de 's' em que o ramo RC série formado por R_C e C_C funciona como um curto-circuito. Assim:

$$R_C + \frac{1}{sC_C} = 0 \quad \therefore \quad s = -\frac{1}{R_C C_C} \longrightarrow \omega_{ZC} = \frac{1}{R_C C_C}$$

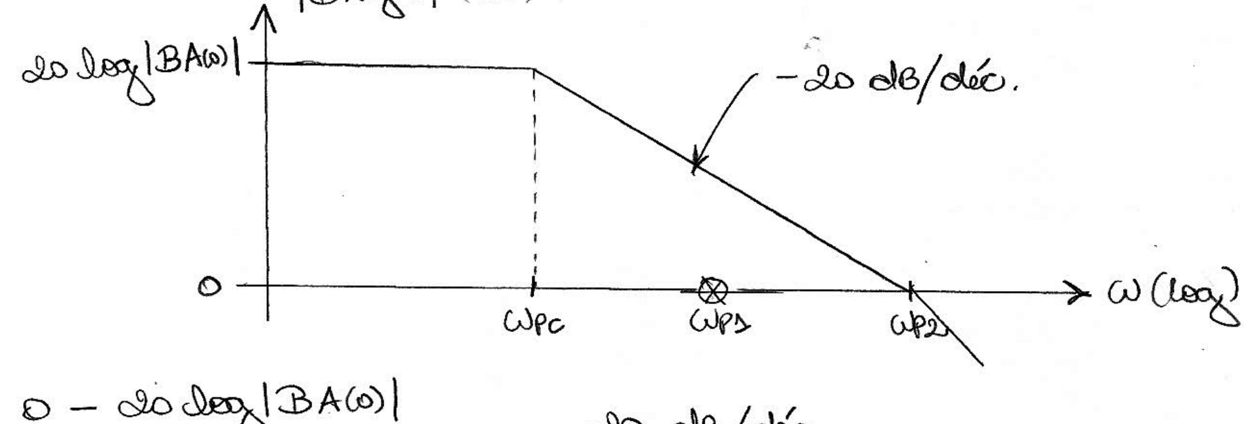
Por fim, a frequência do polo introduzido pelo circuito de compensação pode ser calculada a partir do inverso da constante de tempo de circuito aberto do capacitor de compensação C_C:



$$\omega_{PC} = \frac{1}{R_{eqC} C_C}$$

$$\omega_{PC} = \frac{1}{(R_C + R_{o1}//R_{i2})\, C_C}$$

Assim, para dimensionar R_C e C_C de modo a obter uma margem de fase de 45°, devemos ter ω_{ZC} e ω_{PC} tais que a resposta de malha do amplificador ficará da seguinte forma:



$$\frac{0 - 20\log|BA(0)|}{\log\omega_{P2} - \log\omega_{PC}} = -20 \text{ dB/déc.}$$

$$\frac{0 - 66}{\log\left(\frac{\omega_{P2}}{\omega_{PC}}\right)} = -20 \quad \therefore \quad \log\left(\frac{\omega_{P2}}{\omega_{PC}}\right) = 3,3 \quad \therefore \quad \omega_{PC} = \frac{\omega_{P2}}{10^{3,3}}$$

$$\omega_{PC} = 501,19 \text{ rad/s}$$

Portanto, podemos montar o seguinte conjunto de equações de compensação:

$$\frac{1}{R_C C_C} = \omega_{P1} \qquad e \qquad \frac{1}{(R_C + R_{O1}//R_{i2})\, C_C} = \omega_{PC}$$

A partir da primeira equação, podemos escrever:

$$C_C = \frac{1}{R_C\, \omega_{P1}}$$

Substituindo na segunda equação, obteremos:

$$\frac{1}{(R_C + R_{O1}//R_{i2})\, \frac{1}{R_C\, \omega_{P1}}} = \omega_{PC}$$

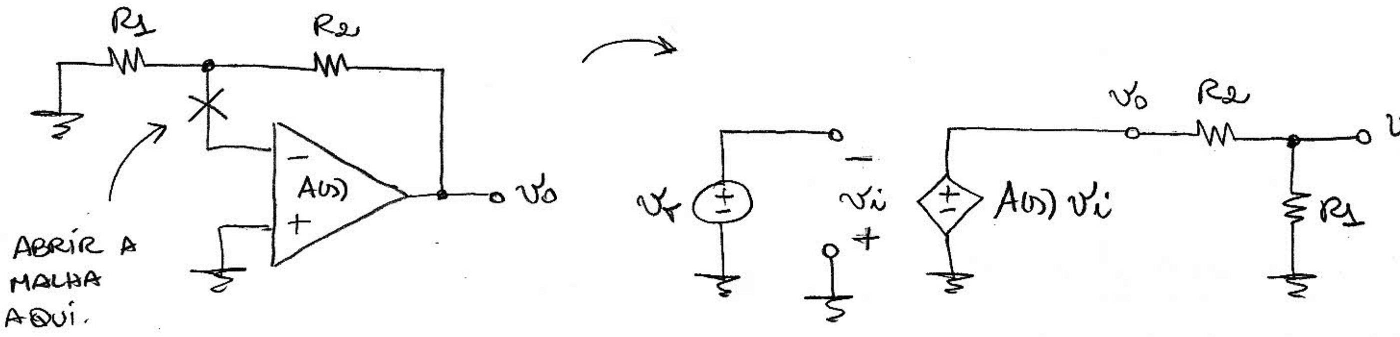
$$\frac{\omega_{P1}}{\omega_{PC}} = 1 + \frac{R_{O1}//R_{i2}}{R_C} \quad \therefore \quad R_C = \frac{R_{O1}//R_{i2}}{\left(\frac{\omega_{P1}}{\omega_{PC}} - 1\right)}$$

$$R_C = 2{,}52\ \Omega$$

Uma vez calculada a resistência R_C, podemos obter a capacitância de compensação C_C da seguinte forma:

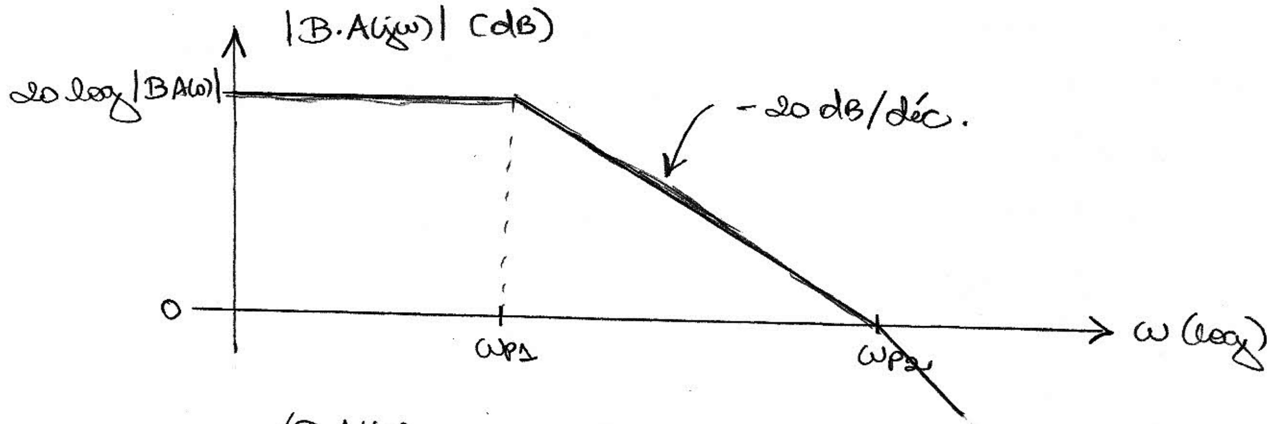
$$C_C = \frac{1}{R_C\, \omega_{P1}} = \frac{1}{2{,}52 \cdot 10^5} \quad \therefore \quad C_C = 3{,}97\ \mu F$$

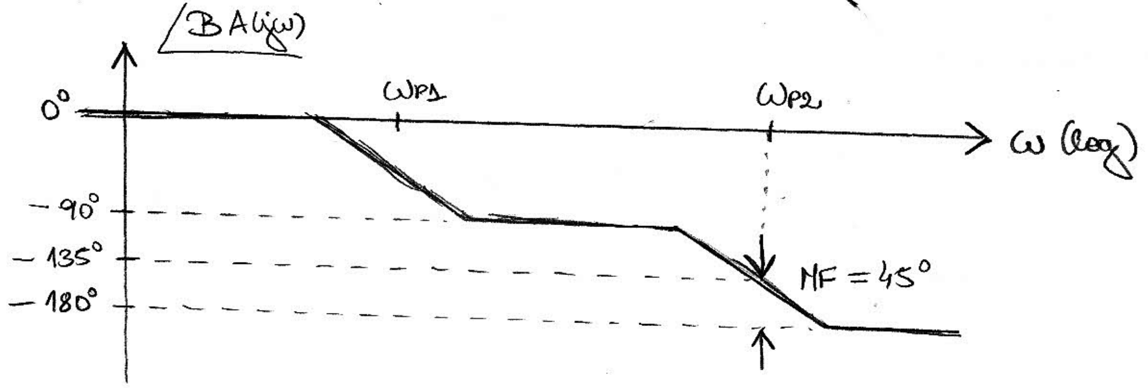
(3) (a) Para avaliar a margem de fase, precisamos obter a resposta de malha do amplificador em questão:



$$\beta A(s) = -\frac{v_o'}{v_f} \quad \therefore \quad \beta A(s) = A(s) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Para que a resposta de malha apresente uma margem de fase de 45°, devemos ter:





Dessa forma, o ganho de malha em DC ($20 \log|BA(0)|$) para que essa condição aconteça deve ser:

$$\frac{0 - 20\log|BA(0)|}{\log \omega_{P2} - \log \omega_{P1}} = -20 \text{ dB/déc.}$$

$$\log|BA(0)| = \log\left(\frac{\omega_{P2}}{\omega_{P1}}\right)$$

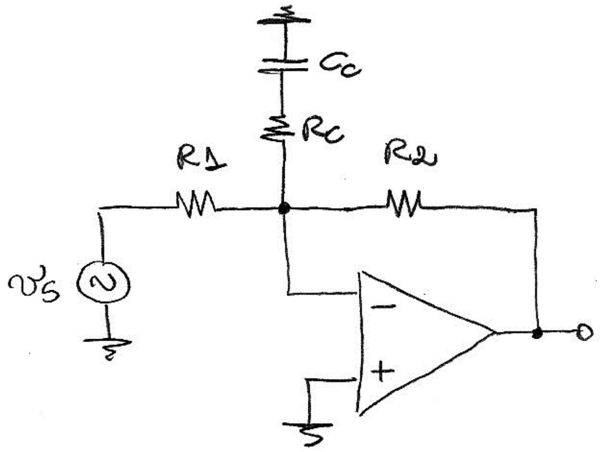
$$A_0 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{\omega_{P2}}{\omega_{P1}}$$

Assim, o valor crítico de R_2 será obtido da seguinte forma:

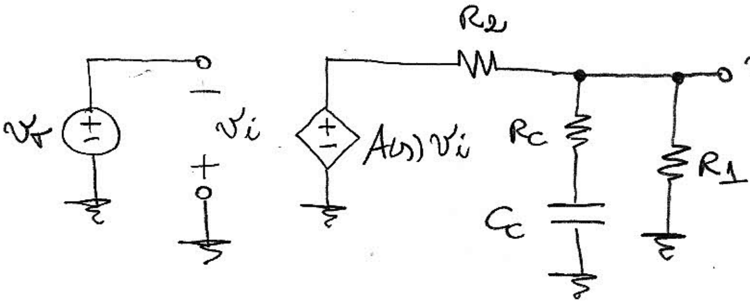
$$20 \cdot 10^3 \cdot \frac{5}{5 + R_2} = \frac{2\pi \cdot 300 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 150} \quad \therefore \quad R_2 = 45\, k\Omega$$

Como o valor de R_2 não afeta a resposta de fase da malha do amplificador, mas apenas a resposta de módulo, então quanto maior o valor de R_2, menor será o ganho de malha (deslocando o gráfico de Bode para baixo) e maior será a margem de fase. Portanto, para $MF \geq 45°$, devemos garantir $R_2 \geq 45\, k\Omega$.

(b) A partir do resultado obtido no item (a), é possível concluir que $R_2 = 20\,k\Omega$ produzirá uma margem de fase menor que 45° na resposta de malha. Para conseguirmos uma margem de 45° nessa situação, é necessário adicionar um esquema de compensação ao circuito. Usando o esquema lag-lead:



CÁLCULO DA RESPOSTA DE MALHA



Com o esquema de compensação lag-lead, a resposta de malha ficará da seguinte forma:

$$\beta A(s) = -\frac{v_o'}{v_f} \quad \therefore \quad \beta A(s) = -\frac{1}{v_f}\left[A(s)\,(0-v_f)\cdot\frac{\dfrac{1}{\dfrac{1}{R_1}+\dfrac{1}{R_C+1/sC_C}}}{R_2+\dfrac{1}{\dfrac{1}{R_1}+\dfrac{1}{R_C+1/sC_C}}}\right]$$

$$\beta A(s) = A(s)\cdot\frac{\dfrac{1}{\dfrac{1}{R_1}+\dfrac{sC_C}{sR_CC_C+1}}}{R_2+\dfrac{1}{\dfrac{1}{R_1}+\dfrac{sC_C}{sR_CC_C+1}}}$$

$$\beta A(s) = A(s)\cdot\frac{\dfrac{R_1(sR_CC_C+1)}{s(R_C+R_1)C_C+1}}{R_2+\dfrac{R_1(sR_CC_C+1)}{s(R_C+R_1)C_C+1}}$$

$$\beta A(s) = \frac{R_1(sR_CC_C+1)}{s(R_2R_C+R_2R_1+R_1R_C)C_C+R_1+R_2}\cdot A(s)$$

$$\beta A(s) = \frac{R_1}{R_1+R_2}\cdot\frac{sR_CC_C+1}{s\left[\dfrac{R_C(R_1+R_2)+R_1R_2}{R_1+R_2}\right]C_C+1}\cdot A(s)$$

$$\beta A(s) = \frac{R_1}{R_1+R_2} \cdot \frac{sR_CC_C + 1}{s\left(R_C + R_1//R_2\right)C_C + 1} \cdot A(s)$$

De acordo com a expressão acima, o ganho de malha em DC (quando o capacitor C_C está em aberto) é dado por:

$$\beta A(0) = \frac{R_1}{R_1+R_2} \cdot A(0) \quad \therefore \quad \beta A(0) = \frac{R_1}{R_1+R_2} \cdot A_0$$

$$20\log\left|\beta A(0)\right| = 20\log\left|\frac{5}{5+20} \cdot 20 \cdot 10^3\right|$$

$$20\log\left|\beta A(0)\right| = 72{,}04\ dB$$

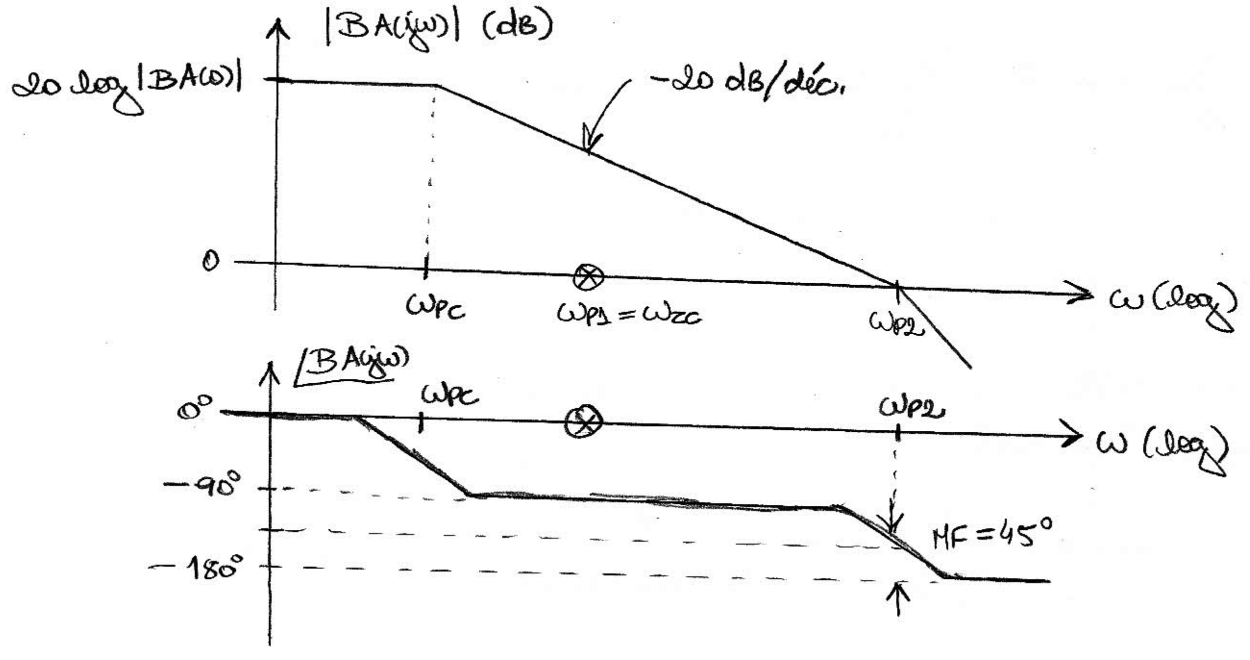
A frequência do zero (valor de 's' que faz com que o ramo formado por R_C e C_C em série opere como um curto-circuito) é dada por:

$$\omega_{ZC} = \frac{1}{R_CC_C}$$

Já a frequência do polo introduzido pelo circuito de compensação é dada pelo inverso da constante de tempo de circuito aberto do capacitor C_C:

$$\omega_{PC} = \frac{1}{\left(R_C + R_1//R_2\right)C_C}$$

Para que a resposta de malha do amplificador apresente uma margem de fase de 45°, precisamos posicionar ω_{PC} e ω_{ZC} de tal forma a obter:



Para atender a esses objetivos, precisamos posicionar a frequência ω_{PC} do polo dominante em um valor tal que:

$$\frac{0 - 20\log|BA(0)|}{\log\omega_{P2} - \log\omega_{PC}} = -20\ dB/déc.$$

$$\frac{0 - 72{,}04}{\log\left(\frac{\omega_{P2}}{\omega_{PC}}\right)} = -20 \quad \therefore \quad \log\left(\frac{2\pi f_{P2}}{\omega_{PC}}\right) = \frac{72{,}04}{20}$$

$$\omega_{PC} = \frac{2\pi f_{P2}}{10^{3{,}602}} = 471{,}3\ rad/s$$

A partir desses resultados, chegamos ao seguinte sistema de equações, que nos permitirão dimensionar R_C e C_C:

$$\frac{1}{(R_C + R_1 // R_2)C_C} = 471{,}3\ rad/s \quad e \quad \frac{1}{R_C C_C} = 2\pi f_{P1}$$

Da segunda equação, podemos escrever que:

$$C_C = \frac{1}{2\pi f_{P1} R_C}$$

Assim, substituindo na primeira equação, teremos:

$$\frac{1}{(R_C + R_1//R_2)\frac{1}{2\pi f_{P1} R_C}} = \omega_{PC} \quad \therefore \quad \frac{2\pi f_{P1}}{1 + \frac{R_1//R_2}{R_C}} = \omega_{PC}$$

$$\frac{2\pi f_{P1}}{\omega_{PC}} - 1 = \frac{R_1//R_2}{R_C} \quad \therefore \quad R_C = \frac{R_1//R_2}{\frac{2\pi f_{P1}}{\omega_{PC}} - 1}$$

$$R_C \cong 4{,}0\ k\Omega$$

A partir deste resultado, podemos obter o capacitor C_C da seguinte forma:

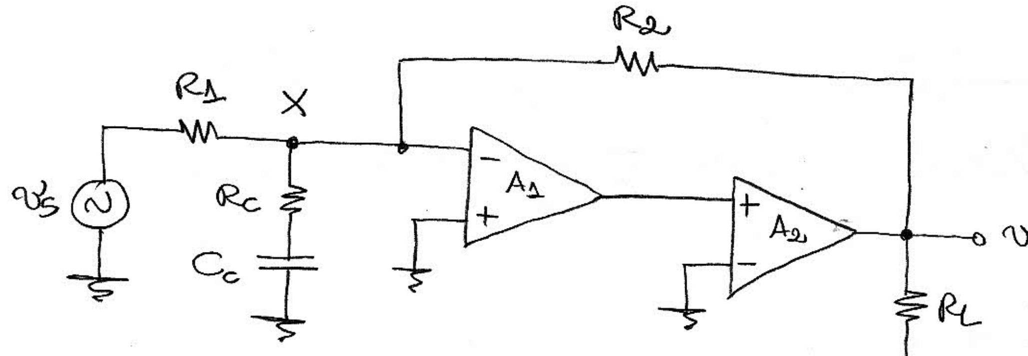
$$C_C = \frac{1}{2\pi f_{P1} R_C} = \frac{1}{2\pi \cdot 150 \cdot 4 \cdot 10^3} \quad \therefore \quad C_C = 0{,}27\ \mu F$$

(4) (a) O compensador lag-lead requer a inclusão de um ramo RC série ao circuito, onde o capacitor é calculado de modo que o polo introduzido por ele na função de transferência de malha esteja posicionado em uma frequência adequada para se obter a margem de fase desejada.

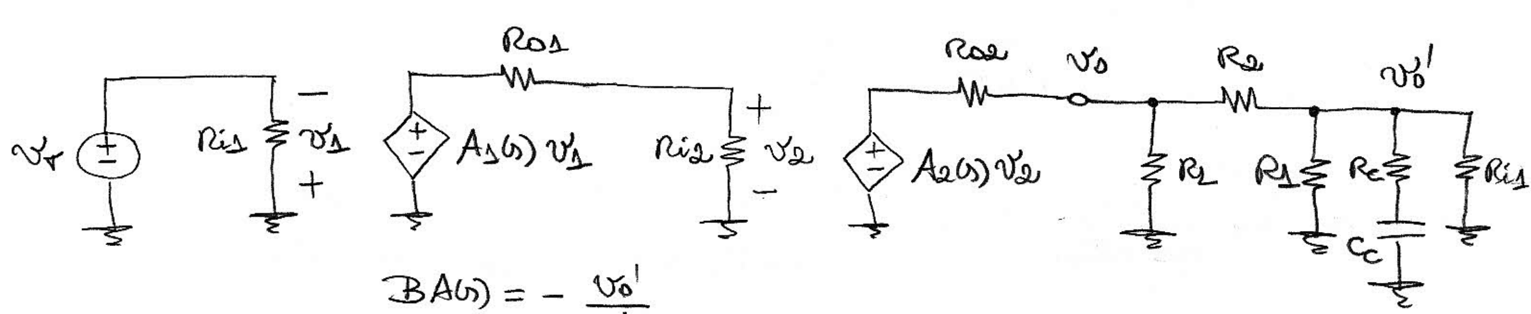
A frequência do polo introduzido pelo capacitor de compensação C_c é obtida pela aproximação da constante de tempo de circuito aberto: $\omega_{PC} \cong \dfrac{1}{R_{eqC} C_c}$.

Assim, para uma dada frequência do polo ω_{PC} introduzido pelo circuito de compensação, o capacitor $C_c = \dfrac{1}{\omega_{PC} R_{eqC}}$ será tão menor, quanto maior for a resistência equivalente R_{eqC} vista por ele.

No circuito do amplificador em questão, em virtude da baixa impedância de saída dos amplificadores, o nó que resultará na maior R_{eqC} é o nó X. Dessa forma, ao conectarmos o circuito de compensação a este nó, teremos o menor capacitor C_c.

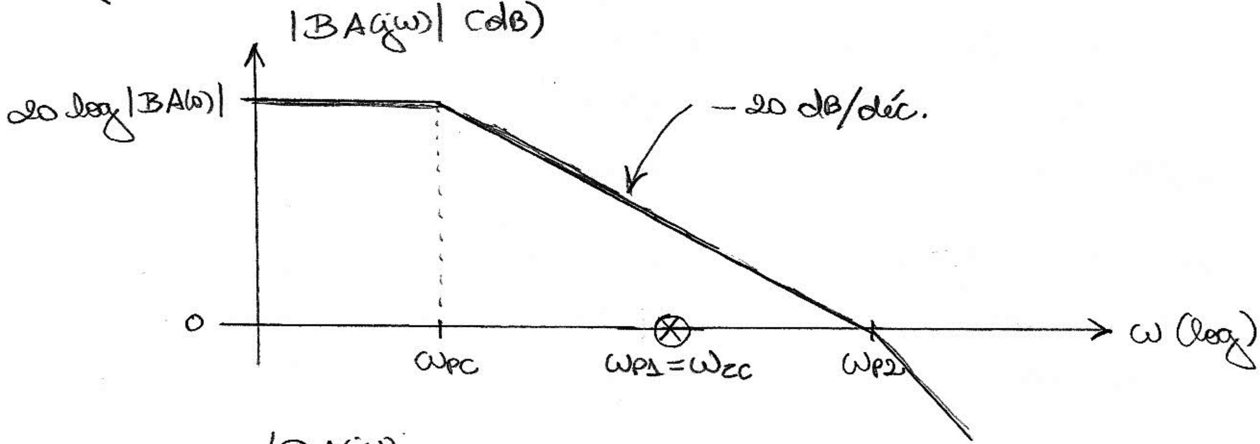


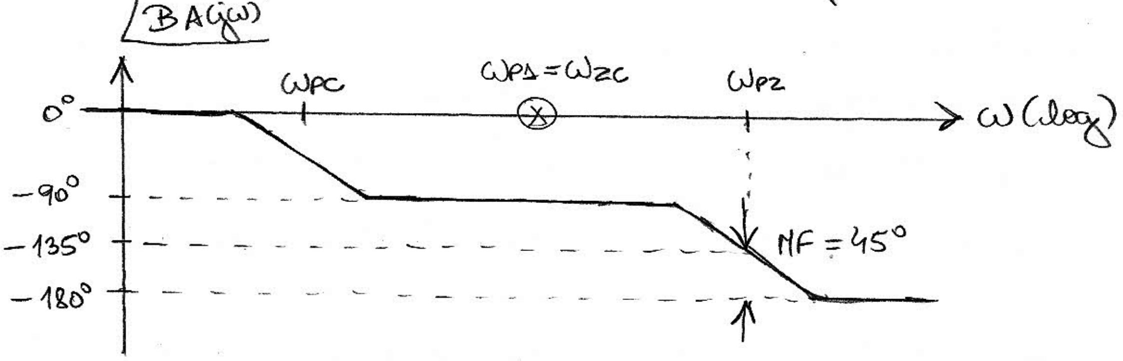
(b) A resposta de malha do amplificador em questão é obtida da seguinte forma:



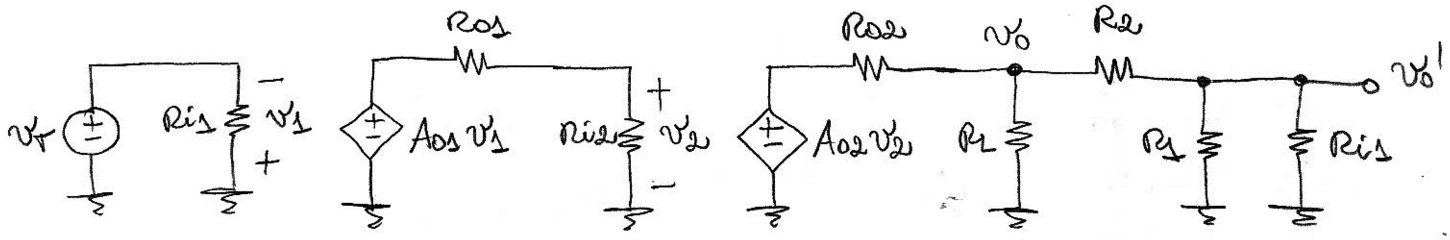
$$BA(s) = -\frac{v_o'}{v_r}$$

Para conseguir uma margem de fase de 45°, devemos dimensionar os componentes R_c e C_c do compensador de modo que:





Para calcularmos a frequência do polo dominante ω_{PC}, precisamos primeiro calcular o ganho de malha do amplificador em DC. Isso pode ser feito através do circuito abaixo, onde $A_1(0) = A_{01}$, $A_2(0) = A_{02}$ e o capacitor C_c é equivalente a um circuito aberto:



$$BA(0) = -\frac{v_0'}{v_f}$$

$$BA(0) = -\frac{1}{v_f}\left[A_{01}(0 - v_f) \cdot \frac{R_{i2}}{R_{01} + R_{i2}} \cdot A_{02} \cdot \frac{R_L /\!/ (R_2 + R_1 /\!/ R_{i1})}{R_{02} + R_L /\!/ (R_2 + R_1 /\!/ R_{i1})} \cdot \frac{R_1 /\!/ R_{i1}}{R_2 + R_1 /\!/ R_{i1}}\right]$$

$$BA(0) = A_{01} \frac{R_{i2}}{R_{01} + R_{i2}} \cdot A_{02} \cdot \frac{R_L /\!/ (R_2 + R_1 /\!/ R_{i1})}{R_{02} + R_L /\!/ (R_2 + R_1 /\!/ R_{i1})} \cdot \frac{R_1 /\!/ R_{i1}}{R_2 + R_1 /\!/ R_{i1}}$$

$BA(0) = 760{,}5 \text{ V/V} \quad \therefore \quad 20 \log|BA(0)| = 57{,}6 \text{ dB}$

Assim, podemos calcular a frequência do polo dominante da seguinte forma:

$$\frac{0 - 20\log|BA(0)|}{\log \omega_{P2} - \log \omega_{PC}} = -20 \text{ dB/déc.}$$

$$\frac{0 - 57{,}6}{\log\left(\frac{\omega_{P2}}{\omega_{PC}}\right)} = -20 \quad \therefore \quad \log\left(\frac{2\pi f_{P2}}{\omega_{PC}}\right) = \frac{57{,}6}{20}$$

$$\omega_{PC} = \frac{2\pi f_{P2}}{10^{\frac{57{,}6}{20}}} = 16{,}5 \cdot 10^3 \text{ rad/s}$$

A frequência do zero introduzido na transferência de malha do amplificador pode ser obtida a partir do valor de 's' que torna o circuito série formado por R_C e C_C um curto-circuito:

$$R_C + \frac{1}{sC_C} = 0 \quad \therefore \quad \frac{sR_CC_C + 1}{sC_C} = 0 \quad \therefore \quad s = -\frac{1}{R_CC_C} \rightarrow \omega_{ZC} = \frac{1}{R_CC_C}$$

Já a frequência do polo introduzido pelo circuito de compensação pode ser obtida a partir da sua constante de tempo de circuito aberto:

$$\omega_{PC} = \frac{1}{(R_C + R_{i1} /\!/ R_1 /\!/ (R_2 + R_{o2} /\!/ R_L))\, C_C}$$

Finalmente, para alcançarmos a margem de fase desejada, precisamos dimensionar R_C e C_C de modo a satisfazer ao seguinte sistema de equações:

$$\frac{1}{(R_C + R_{i1} /\!/ R_1 /\!/ (R_2 + R_{o2} /\!/ R_L))\, C_C} = \omega_{PC} \quad \text{e} \quad \frac{1}{R_CC_C} = 2\pi f_{P1}$$

A partir da segunda equação, podemos escrever que:

$$C_C = \frac{1}{2\pi f_{P1} \cdot R_C}$$

Substituindo na primeira equação, podemos obter a resistência Rc do circuito de compensação:

$$\frac{1}{(R_c + R_{i1} // R_1 // (R_2 + R_L // R_{o2}))\dfrac{1}{2\pi f_{p1} R_c}} = \omega_{pc}$$

$$\frac{2\pi f_{p1}}{1 + \dfrac{R_{i1} // R_1 // (R_2 + R_L // R_{o2})}{R_c}} = \omega_{pc} \quad \therefore \quad R_c = \frac{R_{i1} // R_1 // (R_2 + R_L // R_{o2})}{\dfrac{2\pi f_{p1}}{\omega_{pc}} - 1}$$

$$R_c = 172\ \Omega$$

Substituindo este resultado na segunda equação, obtemos a capacitância de compensação:

$$C_c = \frac{1}{2\pi f_{p1} \cdot R_c} = \frac{1}{2\pi \cdot 120 \cdot 10^3 \cdot 172}$$

$$C_c = 7,7\ \text{mF}$$