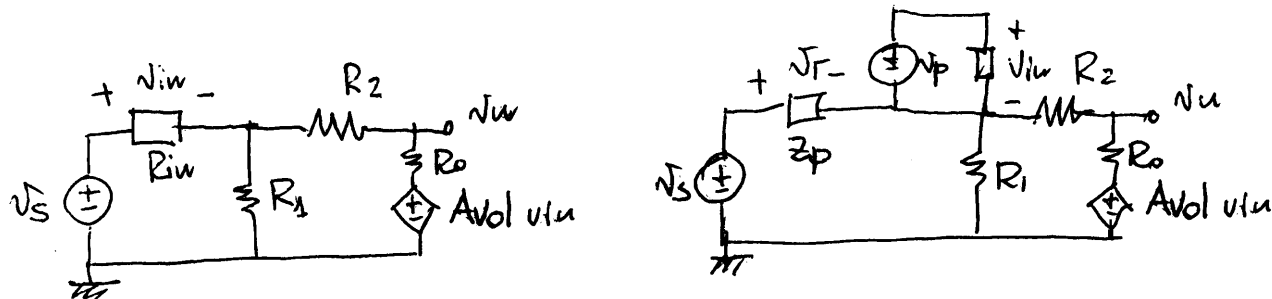


**ESERCIZIO 1**

Circuito equivalente e scomposizione tra gli ingressi dell'A.O.:



$$\rho = 0, \quad Z_p = Z_i = R_{in} = 100 \text{ k}\Omega, \quad \alpha = \frac{Z_p}{Z_p + [R_1 \parallel (R_2 + R_o)]} = 0.987 = \alpha_0$$

$$\beta = -\frac{R_1 \parallel Z_p}{R_2 + (R_1 \parallel Z_p)} = -0.592 = -\beta_0, \quad A = \frac{R_2 + (R_1 \parallel Z_p)}{R_o + R_2 + (R_1 \parallel Z_p)} A_{vo1} = A_{vo1}, \quad \gamma = 0.$$

$$A_f(f) = \frac{\alpha_0 \frac{A_{vo10}}{1 + jf/f_p}}{1 + \beta_0 \frac{A_{vo10}}{1 + jf/f_p}} = \frac{\alpha_0 A_{vo10}}{1 + \beta_0 A_{vo10}} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_p(1 + \beta_0 A_{vo10})}}$$

$$PGB = \frac{\alpha_0 A_{vo10}}{1 + \beta_0 A_{vo10}} f_p (1 + \beta_0 A_{vo10}) = \alpha_0 A_{vo10} f_p$$

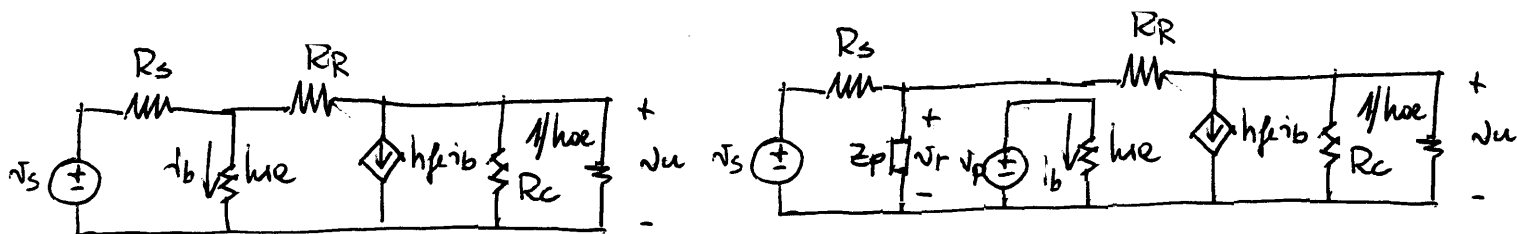
Poiché il prodotto guadagno-banda dell'amplificatore operazionale è  $PGB' = A_{vo10} f_p$ , il rapporto

tra i due è  $r = \frac{PGB}{PGB'} = \alpha_0 = 0.987.$

**ESERCIZIO 2**

**2.1 - Calcolo del guadagno a centro banda.**

Circuito equivalente (a centro banda) e scomposizione:



$$\rho = 0, \quad Z_p = Z_i = h_{ie} = 3.2 \text{ k}\Omega, \quad \alpha = \frac{Z_p // [R_R + (h_{oe}^{-1} // R_C)]}{R_S + \{Z_p // [R_R + (h_{oe}^{-1} // R_C)]\}} = 0.616$$

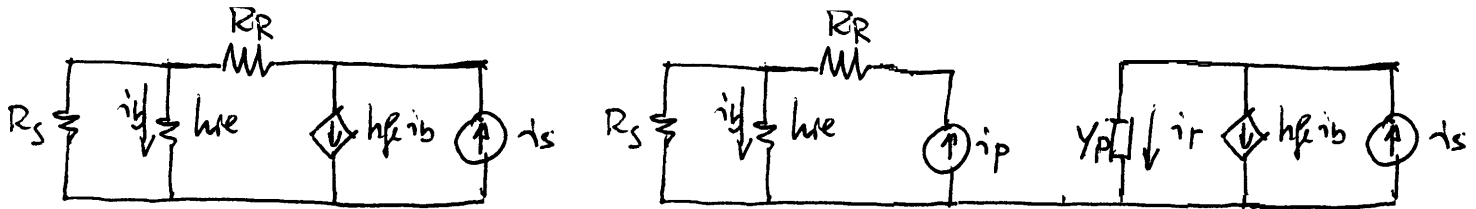
$$\gamma = \frac{h_{oe}^{-1} // R_C}{R_R + (h_{oe}^{-1} // R_C)} \cdot \frac{Z_p // [R_R + (h_{oe}^{-1} // R_C)]}{R_S // \{Z_p + [R_R + (h_{oe}^{-1} // R_C)]\}} = 61.13 \times 10^{-3}$$

$$A = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} [R_C // h_{oe}^{-1} // [R_R + (R_S // Z_p)]] = -210.1, \quad \beta = \frac{R_S // Z_p}{R_R + R_S // Z_p} = 40.92 \times 10^{-3}$$

$$A_f = \frac{\alpha A}{1 - \beta A} + \gamma = -13.43.$$

## 2.2 - Calcolo della resistenza d'uscita.

Circuito equivalente (tolte  $R_C$  ed  $h_{oe}$ ) e scomposizione in corrente:



$$\rho = 0, \quad Y_p = Y_i = [R_R + (h_{ie} // R_S)]^{-1} = 35.52 \mu\text{S}, \quad Y_b = 0, \quad \beta A = -h_{fe} \frac{R_S}{R_S + h_{ie}} = -90.$$

Reazione negativa di tensione

$$Y_o = (Y_p + Y_b)(1 - \beta A) = 3.23 \text{ mS}. \text{ La resistenza d'uscita (vista da } R_C) \text{ è } R_o = h_{oe}^{-1} // Y_o^{-1} = 306.2 \Omega.$$

## ESERCIZIO 3

### 3.1 - Dimensionamento, caratteristica non traslata.

$$V_U^+ = V_Z + V_\gamma \rightarrow V_Z = V_U^+ - V_\gamma = 4.3 \text{ V (per entrambi i diodi, essendo } V_U^+ = -V_U^-)$$

$$V_T^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_U^+ = \beta V_U^+ \rightarrow \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{V_T^+}{V_U^+} = 0.1, \rightarrow R_1 = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 90 \text{ k}\Omega.$$

(per l'antisimmetria della caratteristica si ha anche  $V_T^- = \beta V_U^-$ ).

### 3.2 - Dimensionamento di $R_Z$

Con l'uscita alta ( $v_U = V_Z + V_\gamma$ ), la corrente nei diodi è

$$I_Z = \frac{V_O^+ - v_U}{R_Z} - \frac{v_U}{R_1 + R_2},$$

con  $V_O^+ = V^+ - 1 = 9 \text{ V}$ .

Imponendo che si abbia  $I_Z > I_{Z,min}$ , si ottiene  $R_Z < (V_O^+ - v_U) \left( I_{Z,min} + \frac{v_U}{R_1 + R_2} \right)^{-1} = 792.1 \Omega$ .

Scegliendo  $R_Z = 750 \Omega$ , la potenza dissipata su  $R_Z$  è  $P_{RZ} = \frac{(V_O^+ - v_U)^2}{R_Z} = 21.33 \text{ mW}$ . (Con l'uscita bassa cambia il segno di tutte le tensioni, il verso delle correnti e l'imposizione della condizione sulla corrente porta al medesimo risultato).

### 3.3 - Potenza dissipata sui diodi

Per il valore di  $R_Z$  ricavato al punto precedente, la corrente nei diodi ha sempre (in realtà tranne che durante la commutazione) valore  $I_Z = \frac{V_O^+ - v_U}{R_Z} - \frac{v_U}{R_1 + R_2} = 5.23 \text{ mA}$  (e verso dipendente dallo stato dell'uscita). In queste condizioni la potenza dissipata nel diodo in conduzione diretta è  $P_1 = V_\gamma I_Z = 3.70 \text{ mW}$ ; nel diodo in conduzione inversa viene dissipata invece una potenza  $P_2 = V_Z I_Z = 22.72 \text{ mW}$ .

### 3.4 - Dimensionamento, caratteristica traslata.

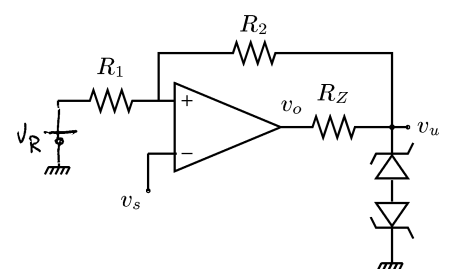
Poiché l'ampiezza del ciclo di isteresi =  $V_T^+ - V_T^- = 2\beta V_U^+$

non è cambiata, non è necessario modificare il valore di  $\beta$ .

La modifica richiesta si ottiene aggiungendo un generatore di tensione continua  $V_R$  come è mostrato in figura.

Le soglie di commutazione sono adesso

$$V_T'^+ = V_R \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_U^+ \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 1 \text{ V e } V_T'^- = V_R \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_U^- \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0.$$



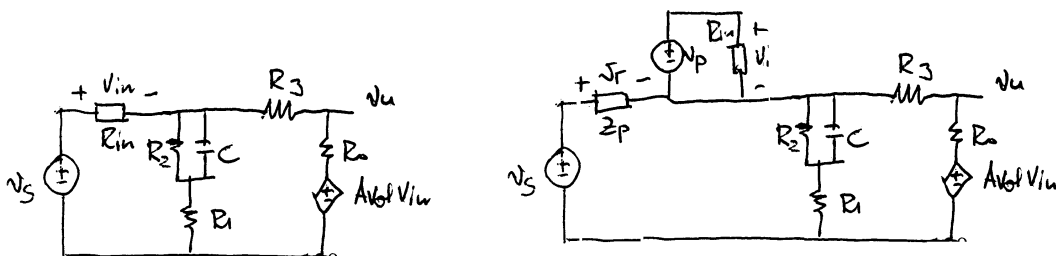
(Si osservi che si ha effettivamente  $V_T^{'+} - V_T'^{-} = 2\beta V_U^+$ ).

Imponendo che sia, per esempio,  $V_T'^{-} = 0$  segue  $V_R = -V_U^- \frac{\beta}{1-\beta} = 0.56 \text{ V}$ .

## ESERCIZIO 4

### 4.1 - Limiti di applicabilità del metodo del c.v.

Circuito equivalente e scomposizione:

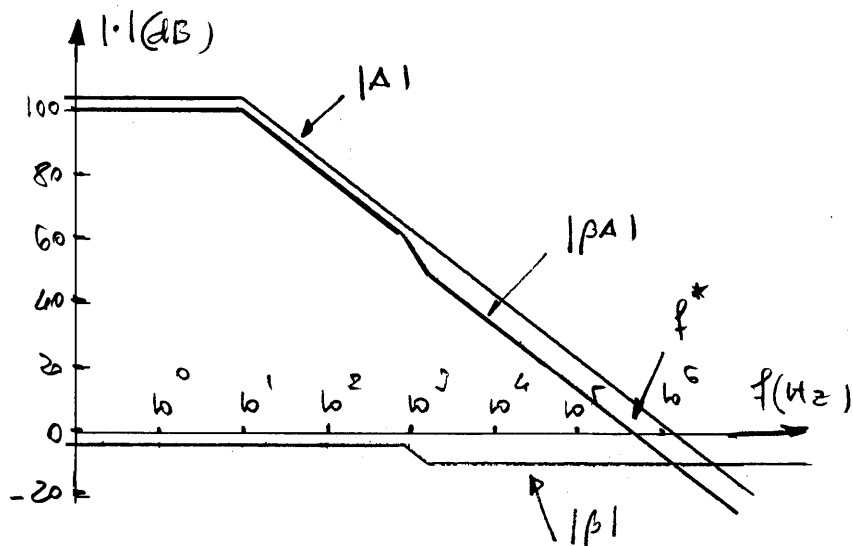


$$\rho = 0, Z_p = Z_i = R_{in} \rightarrow \infty, \quad A = -A_{vol} = -\frac{A_{vol0}}{1 + jf/f_p}$$

$$\beta_0 = -\frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3} = 0.67, \quad \beta_\infty = -\frac{R_1}{R_1 + R_3} = 0.33$$

$$f_{p,\beta} = \frac{1}{2\pi C[R_2 \parallel (R_1 + R_3)]} = 884 \text{ Hz}, \quad f_{z,\beta} = f_{p,\beta} \frac{\beta_0}{\beta_\infty} = \frac{1}{2\pi C(R_1 \parallel R_2)} = 1.77 \text{ kHz}$$

Diagrammi di Bode:



Il metodo del cortocircuito virtuale è applicabile fino alla frequenza  $f^* = \beta_\infty A_{vol0} f_p = 500 \text{ kHz}$ .

#### 4.2 - Massimo sbilanciamento

Con i dati forniti si ha:  $I_{1,2} =$   
 $170 \text{ nA}$   
 $190 \text{ nA}$

$$V_{U,max} = \max(I_1, I_2)R_3 = I_1R_3 = 380 \mu\text{V} \text{ (con } I_1 = 190 \text{ nA e } I_2 = 170 \text{ nA)}.$$

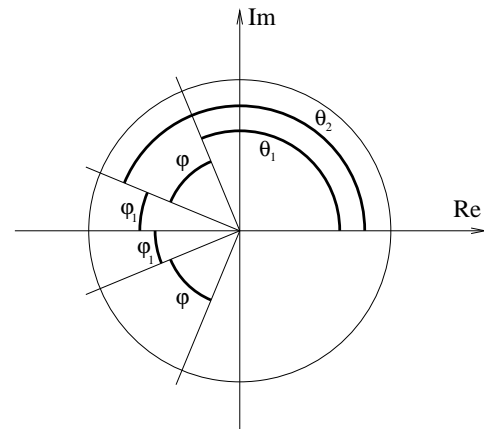
Aggiungendo una resistenza  $R_4$  sull'ingresso si ottiene

$$V_U = I_1R_3 - I_2R_4 \left( 1 + \frac{R_3}{R_1 + R_2} \right). \text{ Imponendo } V_U = 0 \text{ segue}$$

$$R_4 = \frac{I_1}{I_2}R_3 \left( 1 + \frac{R_3}{R_1 + R_2} \right)^{-1} = \frac{I_1}{I_2}[R_3 \parallel (R_1 + R_2)] = 1.49 \text{ k}\Omega.$$

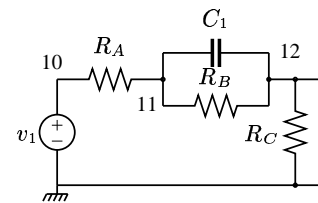
#### ESERCIZIO 5

Con riferimento alla figura si ha  $\varphi = \pi/4$ ,  
 $\varphi_1 = \pi/8, \varphi + \varphi_1 = 3\pi/8$ . Le fasi dei poli  
sono pertanto  $\pm\theta_1 = \pm 7\pi/8$  e  $\pm\theta_2 = \pm 5\pi/8$ .



#### ESERCIZIO 6

Simulazione: andamento dell'ampiezza della tensione del nodo 12 (espresso in dB) al variare della frequenza nell'intervallo compreso tra 10 Hz e 100 kHz, con 20 punti/decade e tensione d'ingresso (V1) di ampiezza pari a 2 V;



il diagramma che si ottiene corrisponde al **doppio** della risposta in frequenza, cioè al diagramma di Bode traslato in alto di  $\simeq 6 \text{ dB}$  (se le frequenze sono riportate in scala logaritmica sull'asse

orizzontale). Nel file di uscita si troveranno pertanto, frequenza per frequenza, valori pari al *doppio* della corrispondente risposta in ampiezza (espressi in dB).

Di seguito è riportata la prima parte del file di uscita, corrispondente alla prima decade di valori di frequenza (primi 20 punti, da 10 Hz a 89.125 Hz, indici da 0 a 19); il ventunesimo punto (indice 20) è il primo della decade successiva (100 Hz).

Circuit: esercizio 6

Date: Thu May 31 11:37:23 2007

esercizio 6

AC Analysis Thu May 31 11:37:23 2007

Index	frequency		db(v(12))
0	1.000000e+01,	0.000000e+00	-1.554639e+01
1	1.122018e+01,	0.000000e+00	-1.554209e+01
2	1.258925e+01,	0.000000e+00	-1.553669e+01
3	1.412538e+01,	0.000000e+00	-1.552990e+01
4	1.584893e+01,	0.000000e+00	-1.552137e+01
5	1.778279e+01,	0.000000e+00	-1.551065e+01
6	1.995262e+01,	0.000000e+00	-1.549719e+01
7	2.238721e+01,	0.000000e+00	-1.548032e+01
8	2.511886e+01,	0.000000e+00	-1.545918e+01
9	2.818383e+01,	0.000000e+00	-1.543271e+01
10	3.162278e+01,	0.000000e+00	-1.539963e+01
11	3.548134e+01,	0.000000e+00	-1.535836e+01
12	3.981072e+01,	0.000000e+00	-1.530699e+01
13	4.466836e+01,	0.000000e+00	-1.524323e+01
14	5.011872e+01,	0.000000e+00	-1.516434e+01
15	5.623413e+01,	0.000000e+00	-1.506715e+01
16	6.309573e+01,	0.000000e+00	-1.494799e+01
17	7.079458e+01,	0.000000e+00	-1.480277e+01
18	7.943282e+01,	0.000000e+00	-1.462703e+01
19	8.912509e+01,	0.000000e+00	-1.441610e+01
20	1.000000e+02,	0.000000e+00	-1.416532e+01
.	...	...	...