

Detyrë Kursi

Lënda: Sistemet Elektronike

(Varianti Nr.12)

Punoi: Piro Gjikhima

Pranoi: Prof. Asoc. Alban Rakipi

Bachelor “ Inxhinieri Informatike”

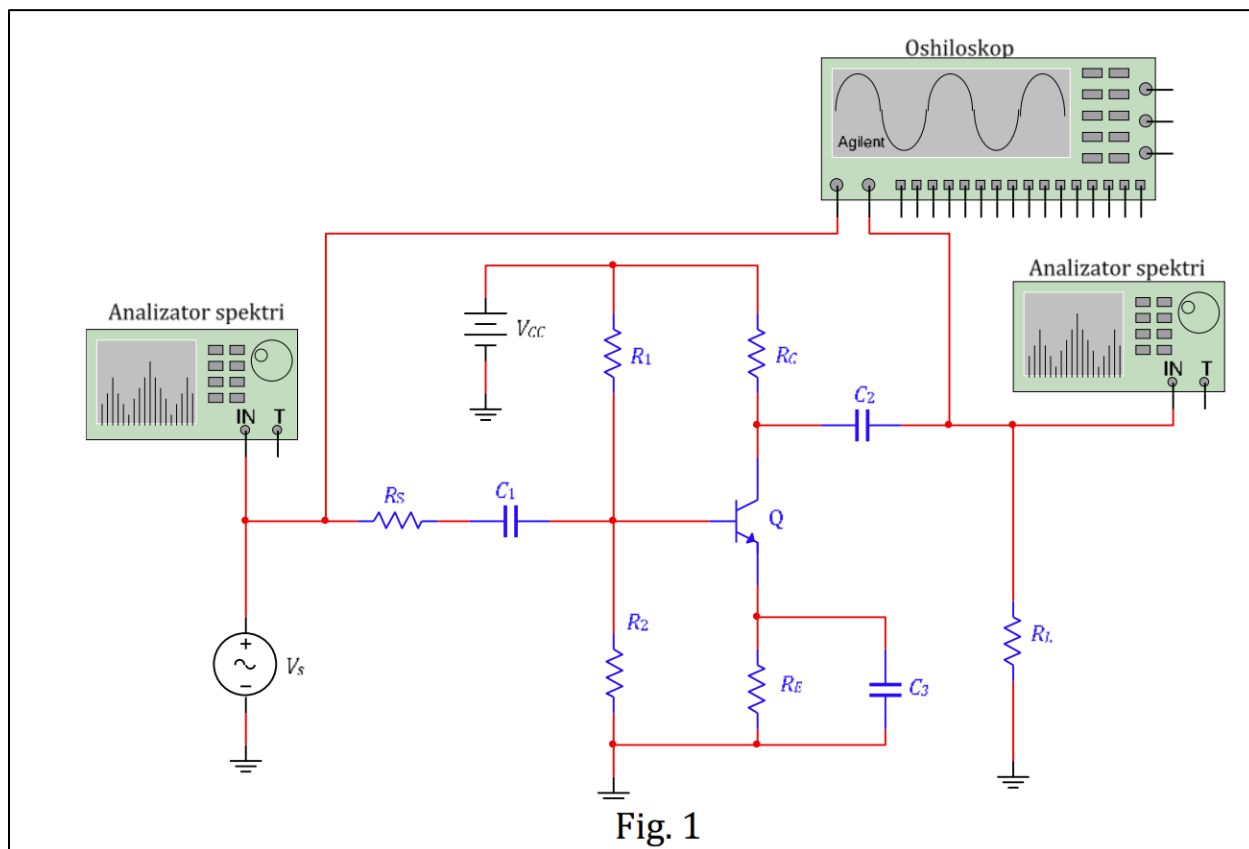
Tiranë

Maj 2024

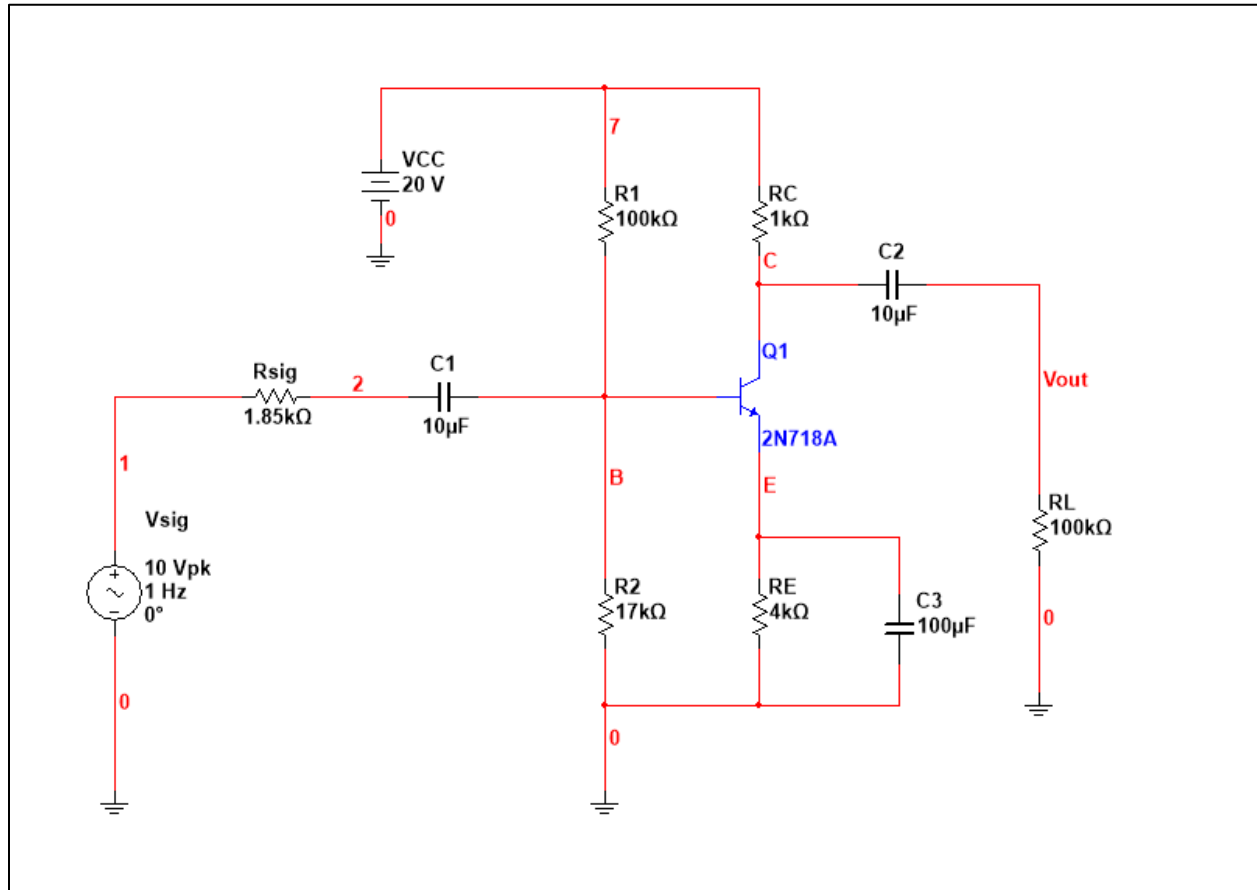
Ushtrimi 1

Analizoni dhe projektini një amplifikator me një stad i përbërë nga transistori BJT NPN 2N718A në konfigurimin me emiter të përbashkët si në figurë 1 ku $V_{CC} = 20V$ (të dhënat e transistorit të merren nga datasheet-i përkatës ose/dhe nga modeli në Multisim i tij). Shënim: me projektim të qarkut nënkuptojmë gjetjen dhe llogaritjen e vlerave të rezistencave të polarizimit, kapaciteteve çiftuese, rezistenca e ngarkesës etj.

- Të projektohet qarku i tillë që faktori i përforcimit të jetë $-12V/V$ në frekuenca qëndrore si dhe frekuenca e prerjes e ulët të jetë $f_L < 100Hz$ ndërsa frekuenca e lartë të jetë $f_H > 300kHz$.
- Të shpjegohet procedura e ndjekur në mënyrë analitike si dhe simulimi përkatës në Multisim.
- Të llogariten tensionet në DC në pikat kyçe të qarkut për të kuptuar polarizimin dhe pikën e punës.
- Të jepet një stim i mbi diapazonin e vlerave lineare të tensionit të sinjalit në hyrje për të cilat dalja është po $V_o = A \times V_s$
- Si do të ndryshonte faktori i përforcimit si dhe frekuenca e prerjes së ulët dhe të lartë n.q.s. rezistenca në emiter do të bëhej qark i shkurtër? Po në rastin se R_C bëhet qark i shkurtër?
- Të gjendet një transistor tjetër BJT NPN i cili mund të zëvendësojë transistorin original dhe karakteristikat e diagramës Bode të ndryshojnë maksimumi me 10%.



Skema e paraqitur në Multisim me vlerat e rezistencave dhe të kondensatorëve të çiftimit



Fillimisht paraqesim të dhënat e marra prej datasheet-it dhe prej Multisim për tranzistorin BJT NPN 2N718A:

- $I_C = 0.5 \text{ mA}$
- $\beta = 72$
- $r_x = 2.61904 \Omega$
- $C_\mu = 13.3043 \text{ pF}$
- $C_\pi = 25.6985 \text{ pF}$
- $g_m = 20.5 \text{ mA/V}$

Fillimisht paraqesim ekuacionet që do të përdorim për përzgjedhjen e parametrave të kërkuar në kërkesë dhe të paraqitura në skemën e mësipërme.

Vërejtje: Në llogaritjen e parametrave nuk kemi përfshirë rezistencën r_o , gjithashtu rezultatet prej simulimit do të jenë të përafërta me llogaritjet teorike, por do të kenë disa ndryshime në vlera të cilat janë pasojë e përafrimeve të llogaritjeve apo dhe të faktorëve të tjerë që nuk janë konsideruar. Megjithatë rezultati teorik do të jetë i ngjashëm dhe i kënaqshëm për kërkesat.

Ekuacionet që do të përdorim janë:

Ekuacioni për Amplifikimin e Brezit të Mesëm:

$$A_M = - \left(\frac{R_B // r_\pi}{R_B // r_\pi + R_{sig}} \right) g_m (R_C // R_L)$$

Ekuacionet për frekuencën e ulët (Do të përcaktojmë vlerat e kondensatorëve):

$$2\pi f_1 = \frac{1}{C_1 \times (R_B // r_\pi + R_{sig})}$$
$$2\pi f_2 = \frac{1}{C_2 \times (R_C + R_L)}$$
$$2\pi f_3 = \frac{1}{C_3 \times R_E // \left(r_e + \frac{R_B // R_{sig}}{\beta + 1} \right)}$$

Ekuacionet për frekuencën e lartë:

$$C_{in} = C_\pi + C_\mu (1 + g_m (R_C // R_L))$$
$$2\pi f_H = \frac{1}{C_{in} \times r_\pi // (r_x + R_B // R_{sig})}$$

Rruga që do të ndjekim do të jetë e tillë:

- Prej analizës DC do të përcaktojmë gjithë rezistencat e qarkut (R_1, R_2, R_C, R_E) duke supozuar njërin prej tyre.
- Prej ekuacionit për AM do të përcaktojmë R_{sig} .
- Supozojmë një frekuencë $f_L < 100\text{Hz}$ dhe përcaktojmë kondensatorët.
- Kontrollonjmë që rezistencat e gjetura e zhvendosin frekuencën $f_H > 300\text{kHz}$.

Fillimisht do të kryejmë analizën DC për gjetjen e rezistencave dhe sigurimin që tranzistori për këto vlera rezistencash ndodhet në zonën e punës. Kemi që $V_{BE} = 0.7\text{V}$

- Përcaktojmë R_C :

Kërkoj që vlera e saj të jetë një vlerë e ulët. Supozojmë që $V_C = 19.5\text{V}$

$$\text{Atëherë } R_C = \frac{V_{CC} - V_C}{I_C} = \frac{20\text{V} - 19.5\text{V}}{0.5\text{mA}} = 1\text{k}\Omega$$

Supozojmë që $R_E = 4\text{k}\Omega$ E kam zgjedhë më të madhe se R_C me qëllim që në përcaktimin e kondensatorit C_3 rezistenca R_E në paralel me pjesën tjetër të jetë shumë më e vogël.

- Gjejmë V_E : $V_E = I_E R_E = [(\beta + 1) / \beta] I_C R_E = 73/72 \times 0.5\text{mA} \times 4\text{k}\Omega \approx 2.1\text{V}$
- Gjejmë V_B : $V_B = V_E + V_{BE} = 2.1\text{V} + 0.7\text{V} = 2.8\text{V}$

- Përcaktojmë R_1 dhe R_2

Fillimisht shkruajmë ekuivalenten sipas Teveninit për qarkun në DC

$$V_{BB} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{CC} \text{ dhe } R_B = \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right)$$

$$V_{BB} - V_B = I_B \times R_B \Rightarrow \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{CC} - V_B = \frac{I_C}{\beta} \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right)$$

$$R_B = \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) = \frac{100 \times 17}{100 + 17} = 14.5 k\Omega$$

Do të supozojmë që $R_1 = 100 k\Omega$ dhe do të gjejmë R_2 :

$$R_2 = \frac{100 V_B}{V_{CC} - V_B - \frac{100 I_C}{\beta}} = \frac{100 \times 2.8}{20 - 2.8 - \frac{100 \times 0.5}{72}} \approx 16.96399 \approx 17 k\Omega$$

Gjithashtu bëjmë dhe paraqitjen e këtyre tensioneve të simuluar në Multisim.

DetyrëKursi		
DC Operating Point		
	DC Operating Point	
1	@qq1[ic]	532.00693 u
2	V(c)	19.46873
3	V(b)	2.79881
4	V(e)	2.15458
5	V(b)-V(e)	644.23467 m

Parametrat janë të përafërta me ato që kemi gjetur prej analizës teorike.

Tani do të përcaktojmë R_{sig}

Supozojmë $R_L = 100 k\Omega$ dhe përcaktojmë $r_\pi = \beta/g_m = 72/20.5 = 3.5 k\Omega$

Përdorim formulën e A_M

$$A_M = - \left(\frac{R_B // r_\pi}{R_B // r_\pi + R_{sig}} \right) g_m (R_C // R_L)$$

$$-A_M (R_B // r_\pi + R_{sig}) = g_m (R_B // r_\pi) (R_C // R_L)$$

$$R_{sig} = \frac{(R_B // r_\pi) (g_m (R_C // R_L) + A_M)}{-A_M}$$

$$R_{sig} = \frac{(14.5 // 3.5) (20.5 \times (1 // 100) + (-12))}{-(-12)} \approx 1.85 k\Omega$$

Tani do të përcaktojmë vlerat e kondensatorëve

Qëllimi është që f_L të përcaktohet përmes kondensatorit C_3 dhe kjo vlerë e frekuencës të jetë më e vogël se 100Hz. Kemi zgjedhur një frekuencë të ulët = 23 Hz

Përcaktojmë vlerën e C_1

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_1 (R_B // r_\pi + R_{sig})}$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_1 (14.5 // 3.5 + 1.85) \times 10^3}$$

Zgjedhim një f_1 e cila është shumë më e vogël se 25Hz , $f_1 = 3.5\text{Hz}$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \times 3.5 (14.5 // 3.5 + 1.85) \times 10^3}$$

$$C_1 \approx 9.9986 \times 10^{-6} F \approx 10\mu F$$

Përcaktojmë vlerën e C_2

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_2 (R_C + R_L)}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_2 (1 + 100) \times 10^3}$$

Meqë vlera e rezistencës që shikon ky kondensator është shumë e lartë frekuenca që do të krijohet duhet të jetë sa më e ulët.

Marrim një frekuencë shumë më të ulët në mënyrë që C_2 ta sjellim në vlerë të C_1 , $f_2 = 0.16\text{Hz}$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \times 0.16 (1 + 100) \times 10^3}$$

$$C_2 \approx 9.8487 \times 10^{-6} F \approx 10\mu F$$

Përcaktojmë vlerën e C_3

Kjo vlerë do të jetë më e lartë se kondensatorët e tjerë sepse ky shikon rezistencën më të ulët dhe që të marrim një frekuencë shumë më të lartë se kondensatorët e tjerë duhet që dhe të ketë vlerë më të madhe.

Marrim $f_3 = 22.5\text{ Hz}$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_3 \times R_E // \left(r_e + \frac{R_B // R_{sig}}{\beta + 1} \right)}$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi \times 22.5 \times 4 // \left(\frac{3.5 + 14.5 // 1.85}{72 + 1} \right) \times 10^3}$$

$$C_2 \approx 9.99 \times 10^{-5} F \approx 100\mu F$$

Tani kontrollojmë nëse vlerat e rezistencave të gjetura e zhvendosin f_H në vlerë $> 300\text{kHz}$

$$2\pi f_H = \frac{1}{C_{in} \times r_{\pi} // (r_x + R_B // R_{sig})}$$

$$300\text{kHz} < \frac{1}{2\pi \times C_{in} \times r_{\pi} // (r_x + R_B // R_{sig})}$$

Gjejmë C_{in}

$$C_{in} = C_{\pi} + C_{\mu}(1 + g_m(R_C // R_L))$$

$$C_{in} = 25.6986 \times 10^{-12} + 13.3043 \times 10^{-12}(1 + 20.5(1/100))$$

$$C_{in} \approx 3.09041 \times 10^{-10} \text{ F}$$

Vlerën e gjetur të C_{in} e zëvendësojmë tek inekuacioni

$$300\text{kHz} < \frac{1}{2\pi \times 3.09041 \times 10^{-10} \times 3.5 // (2.61904 \times 10^{-3} + 14.5 // 1.85)}$$

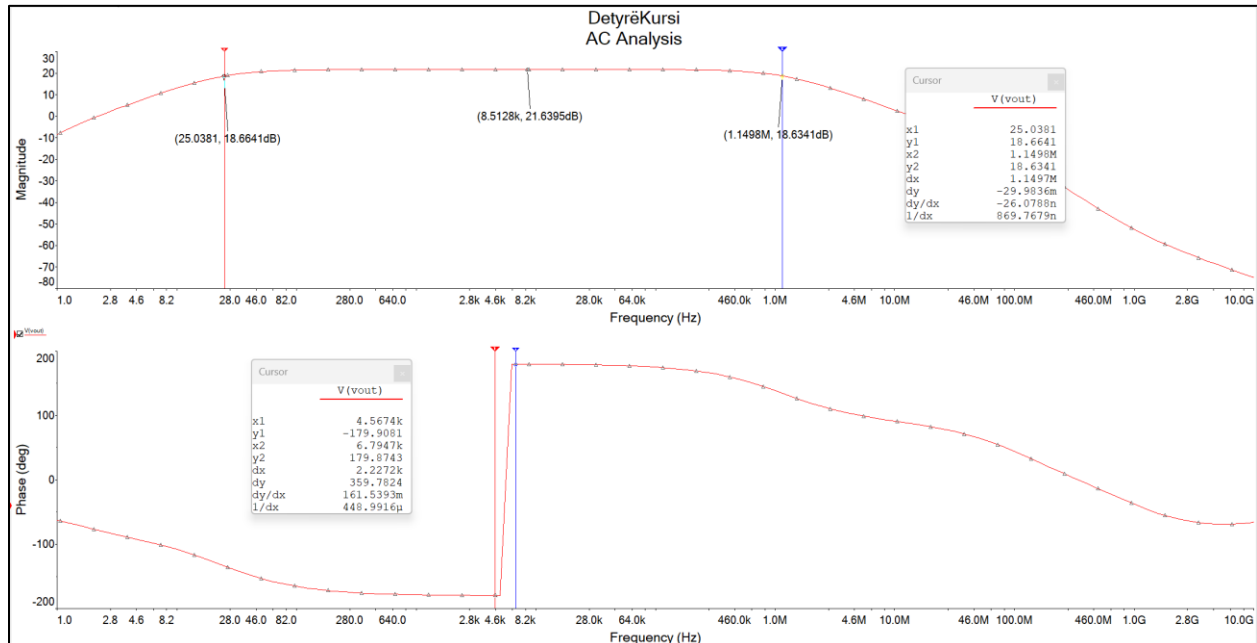
$$300\text{kHz} < 971069.345\text{Hz} \approx 1\text{MHz}$$

$f_H = 1\text{MHz}$

Pra ia arritëm qëllimit që të zgjerojmë brezin dhe të mbajmë vlerën e amplifikimit -12V/V

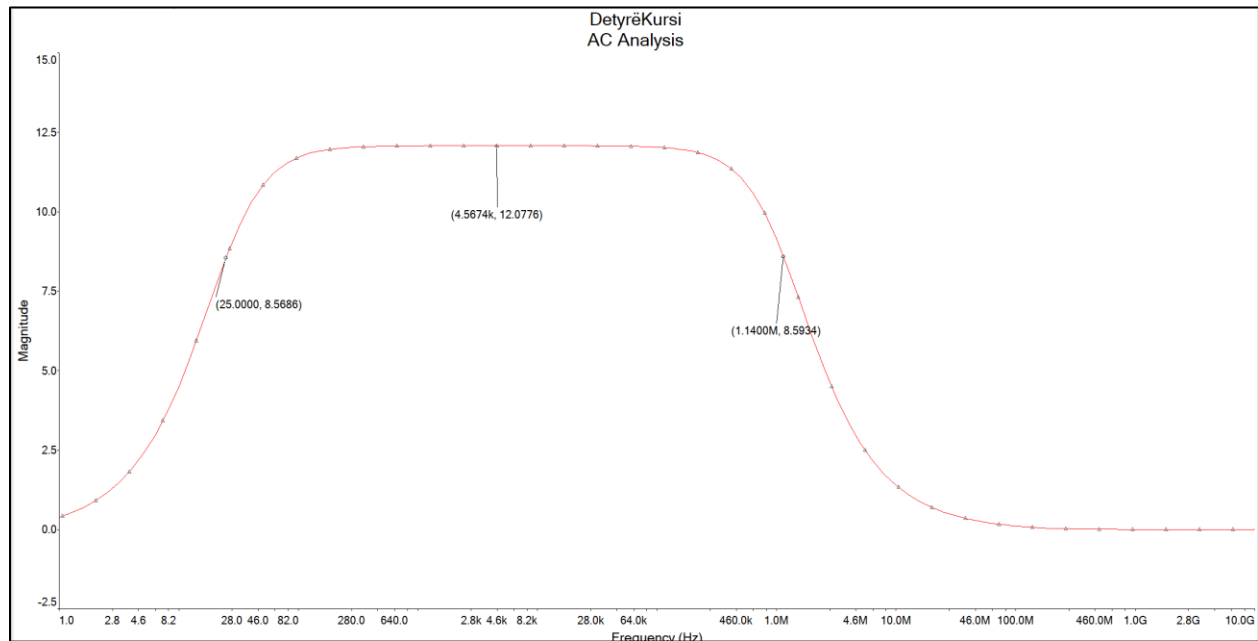
Paraqesim diagramën Bode në Multisim të qarkut të projektuar

Paraqitja në shkallë Decibel



Siç shohim prej grafikut , frekuenca f_L dhe f_H janë afërsisht si vlerat e dala prej llogaritjes teorike.

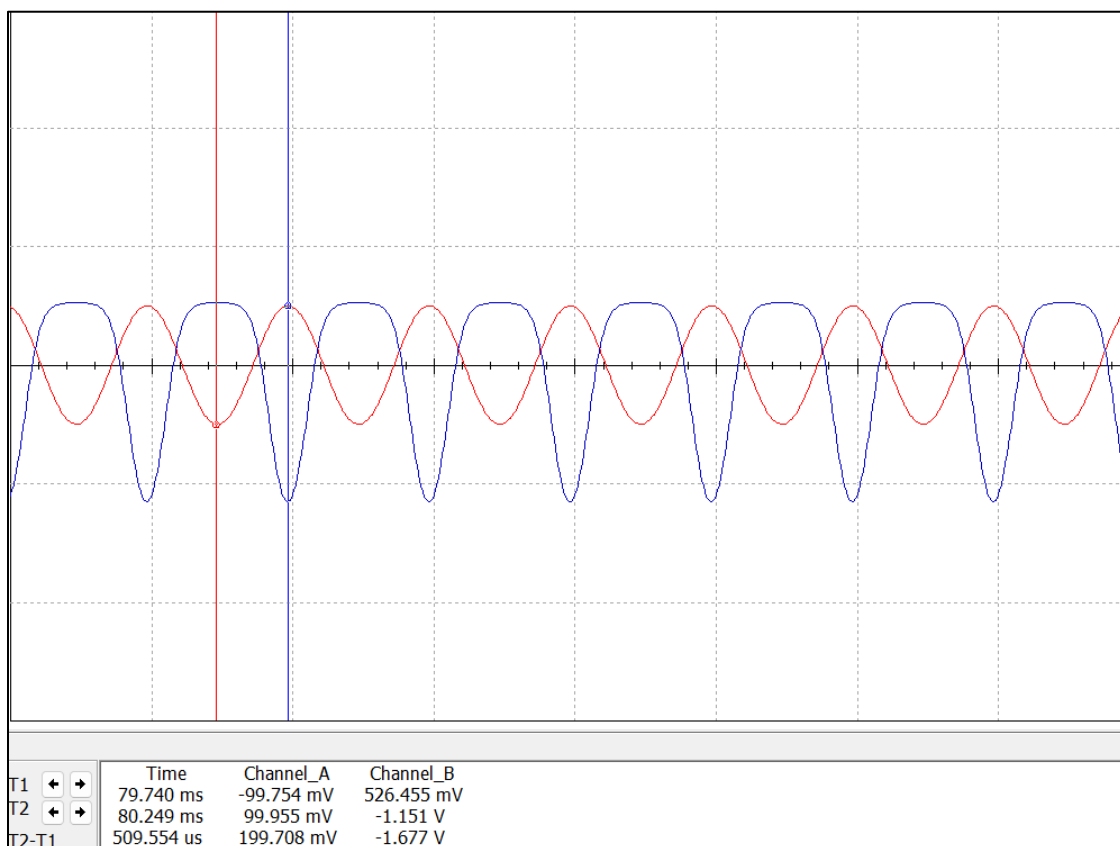
Paraqitja në shkallë Lineare



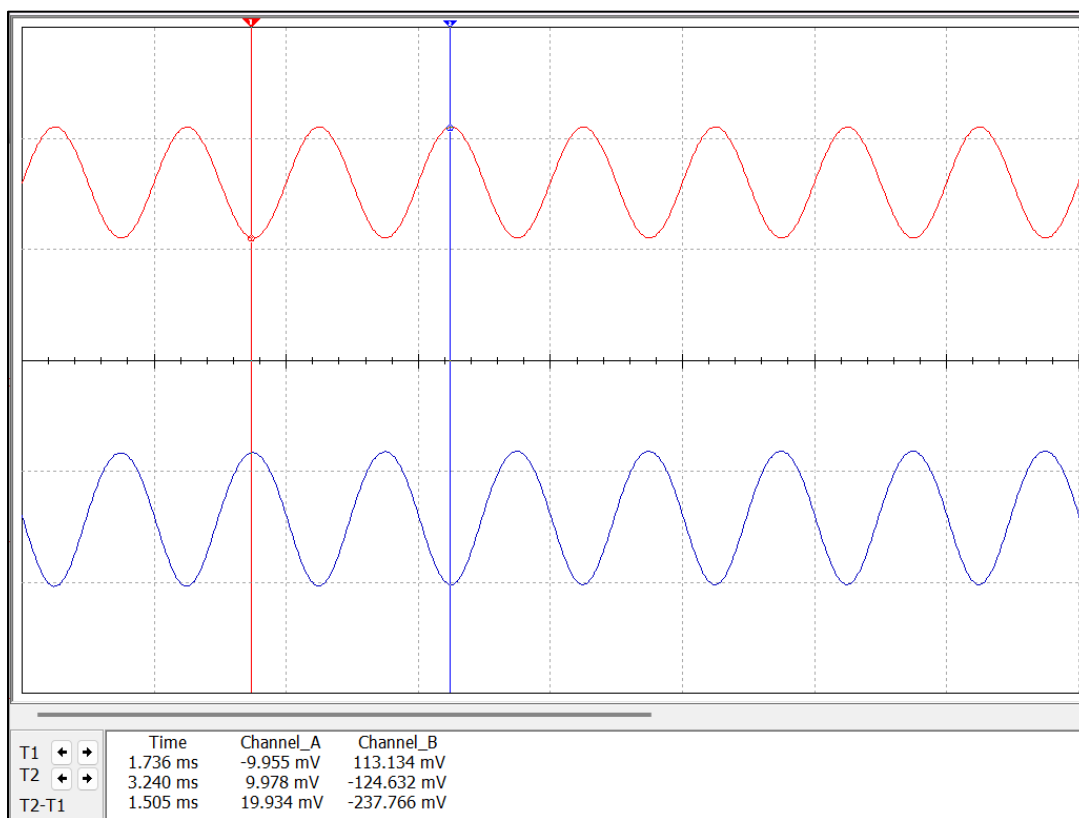
Shohim që A_M afërsisht 12V në brezin e mesëm

Japim një vlerësim për intervalin e vlerave të tensionit për të cilat $V_o = A \times V_s$ duke përdorur oshiloskopin.

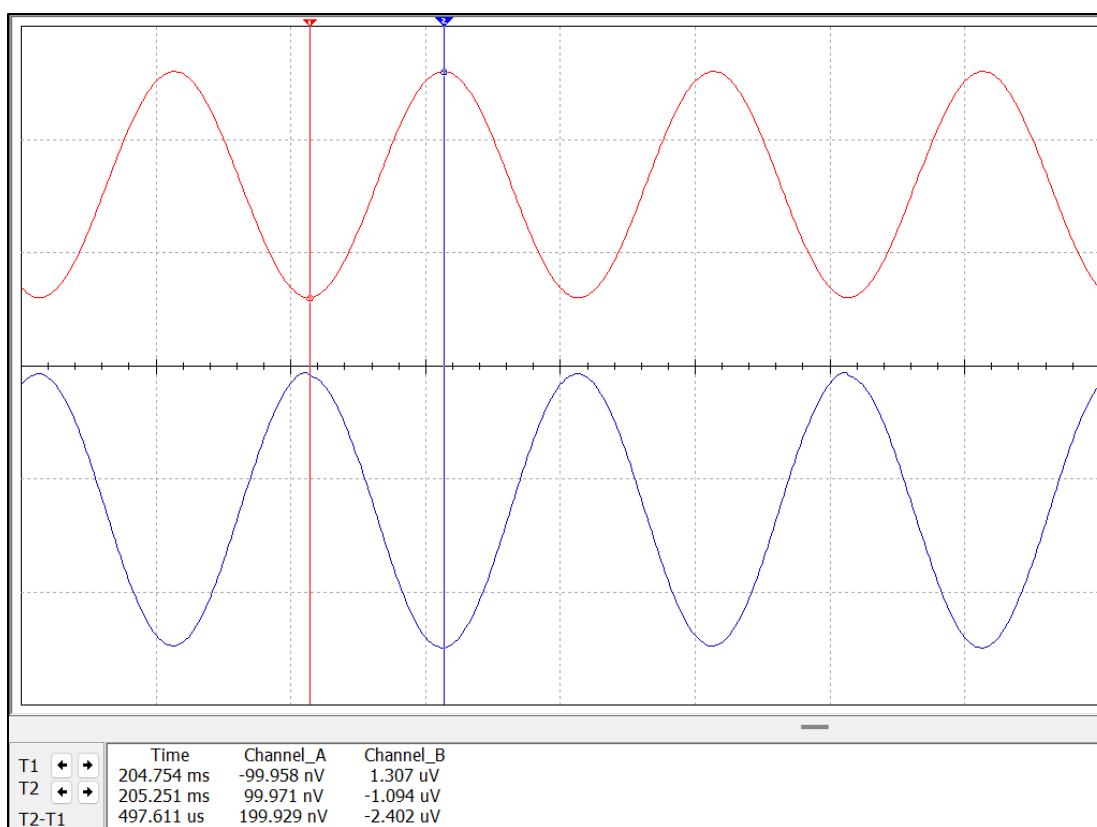
Për $V_s = 100\text{mV}$



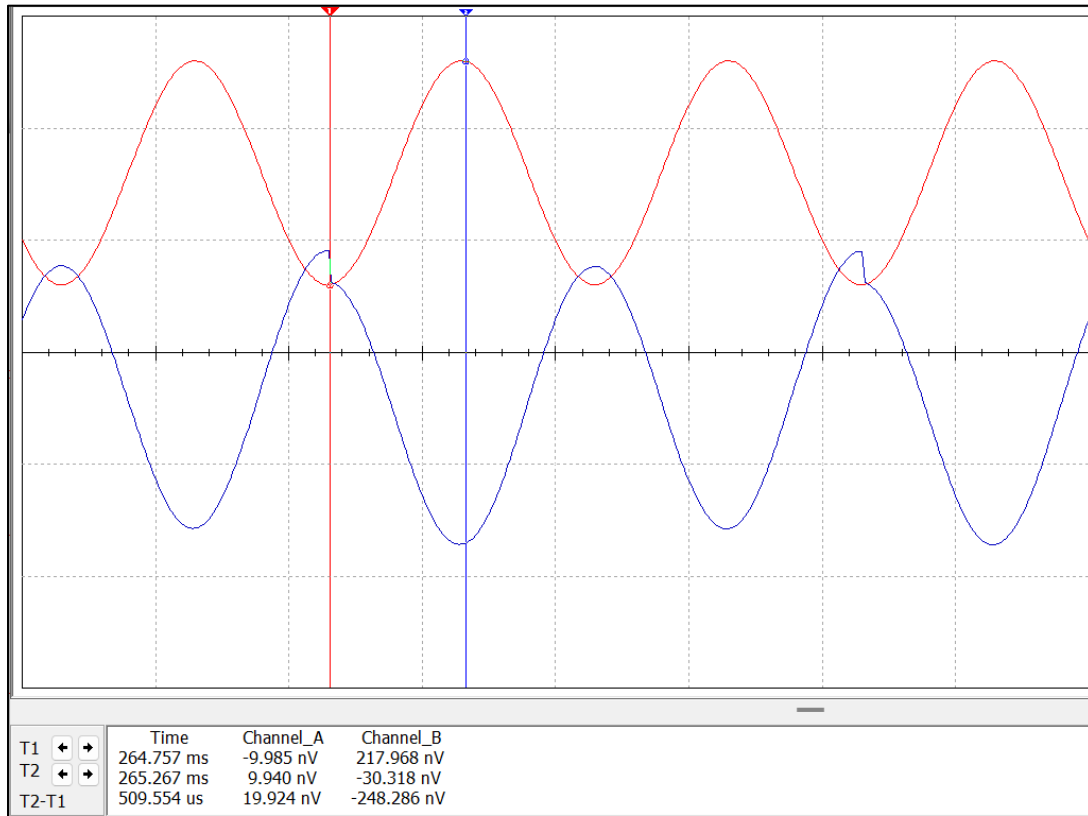
Pär $V_s = 10\text{mV}$



Pär $V_s = 100\text{nV}$



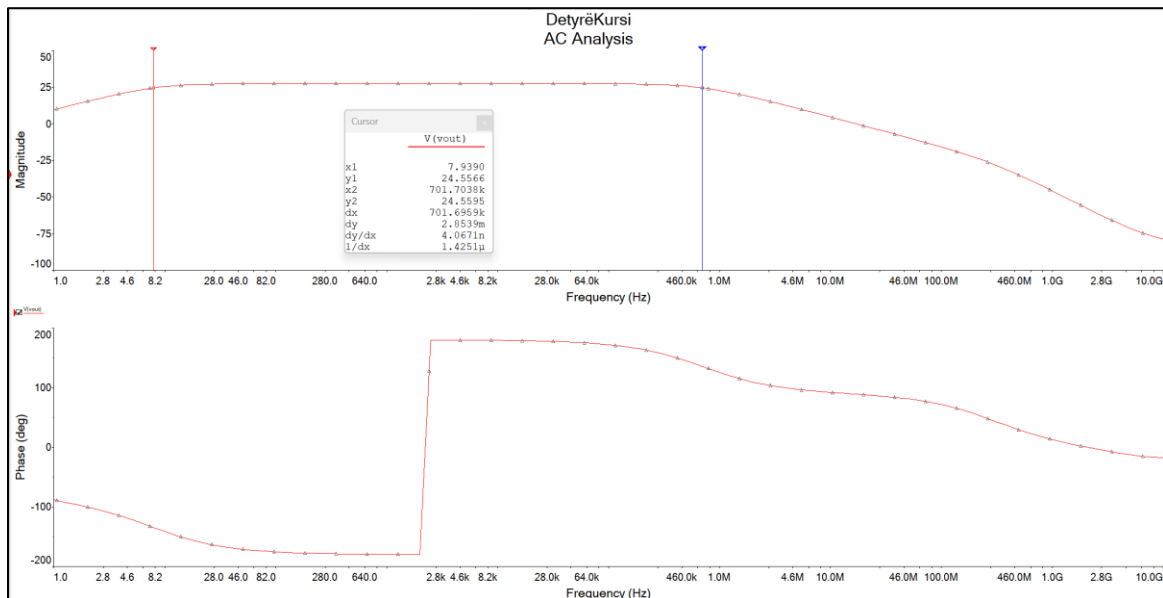
Për $V_S = 10\text{nV}$



Atëherë dallojmë që intervali i vlerave të tensionit që ky amplifikator amplifikon pa shtrembërimë sinjalin është afërsisht $[100\text{ nV} : 10\text{ mV}]$.

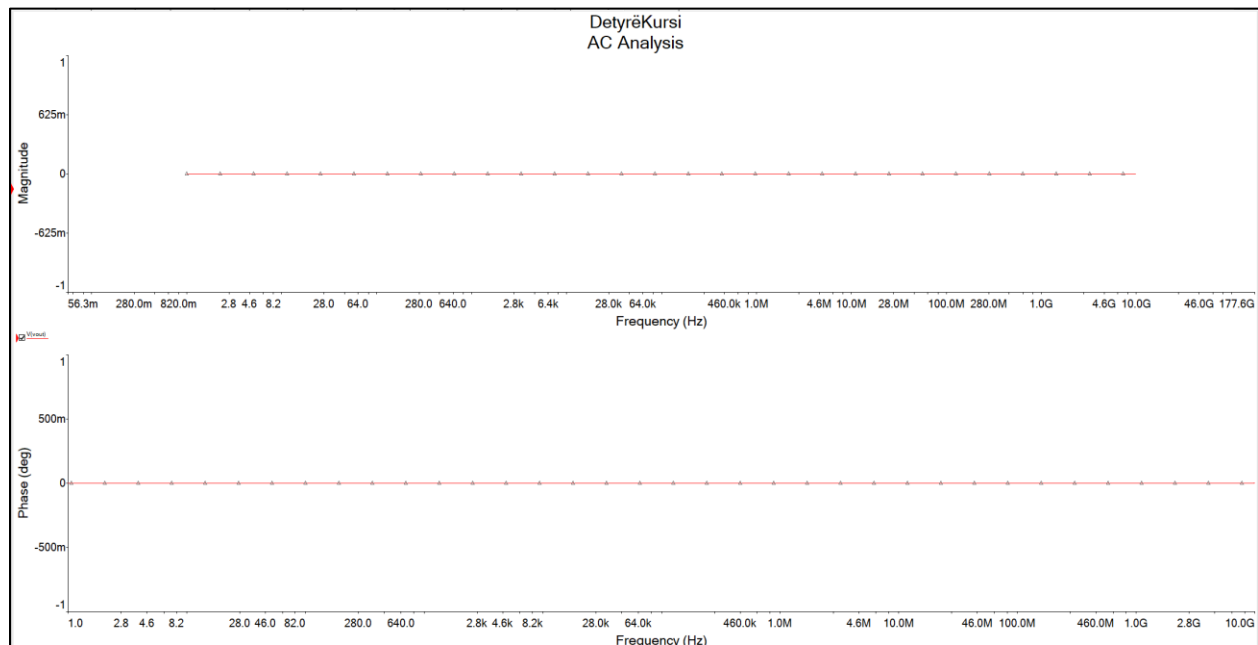
Tani tregojmë efektin që kanë bërja qark i shkurtër i R_E dhe R_C në faktorin e amplifikimit dhe brezin.

Efekti që ka bërja qark i shkurtër i R_E



Dallojmë një zvogëlim të frekuencave si të ulëta dhe të larta dhe një rritje të amplifikimit me afërsisht 2-fishin e vlerës fillestare.

Efekti që ka bërja qark i shkurtër i R_C

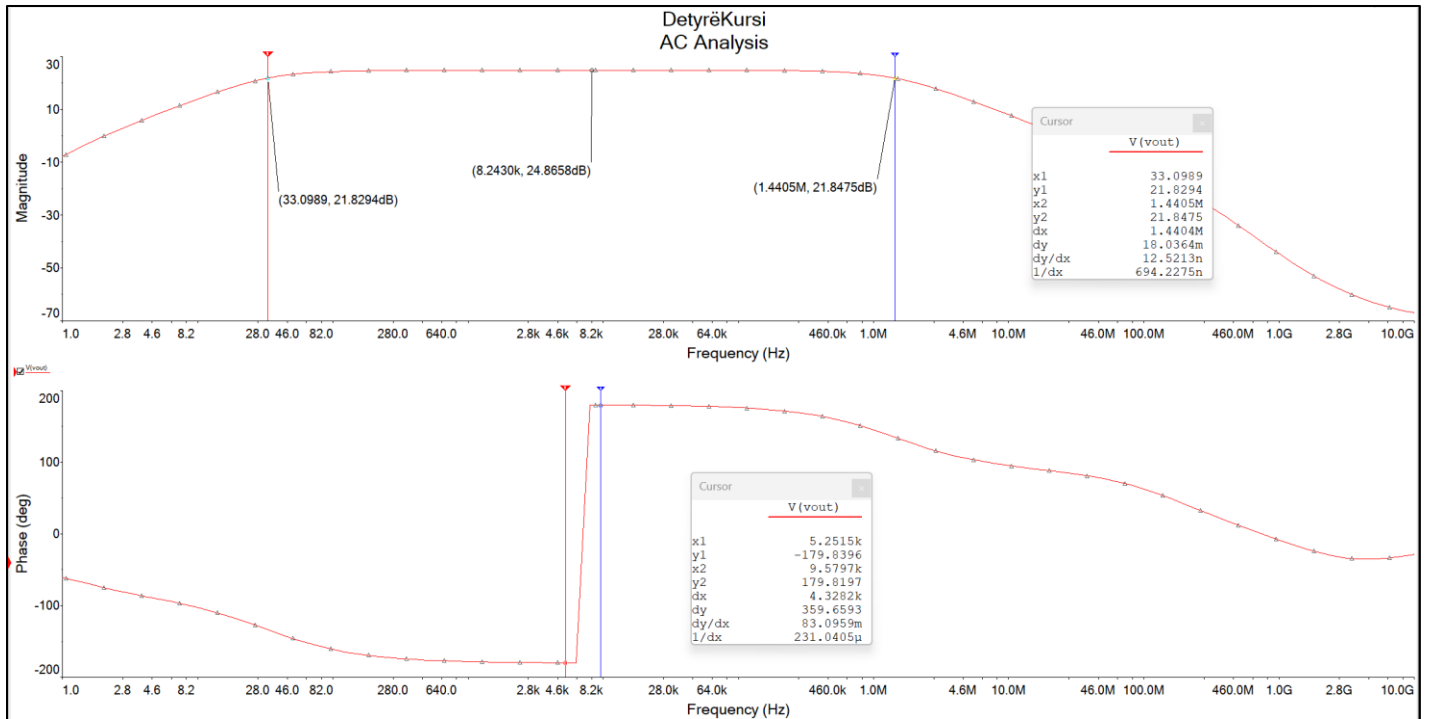


Siç shohim dhe nga grafiku amplifikimi është 0 V. Prej formulës e vërtetojmë këtë gjë. Rezistenca e daljes do të jetë 0 dhe për pasojë A_M meqë e ka term shumëzues do të bëhet 0.

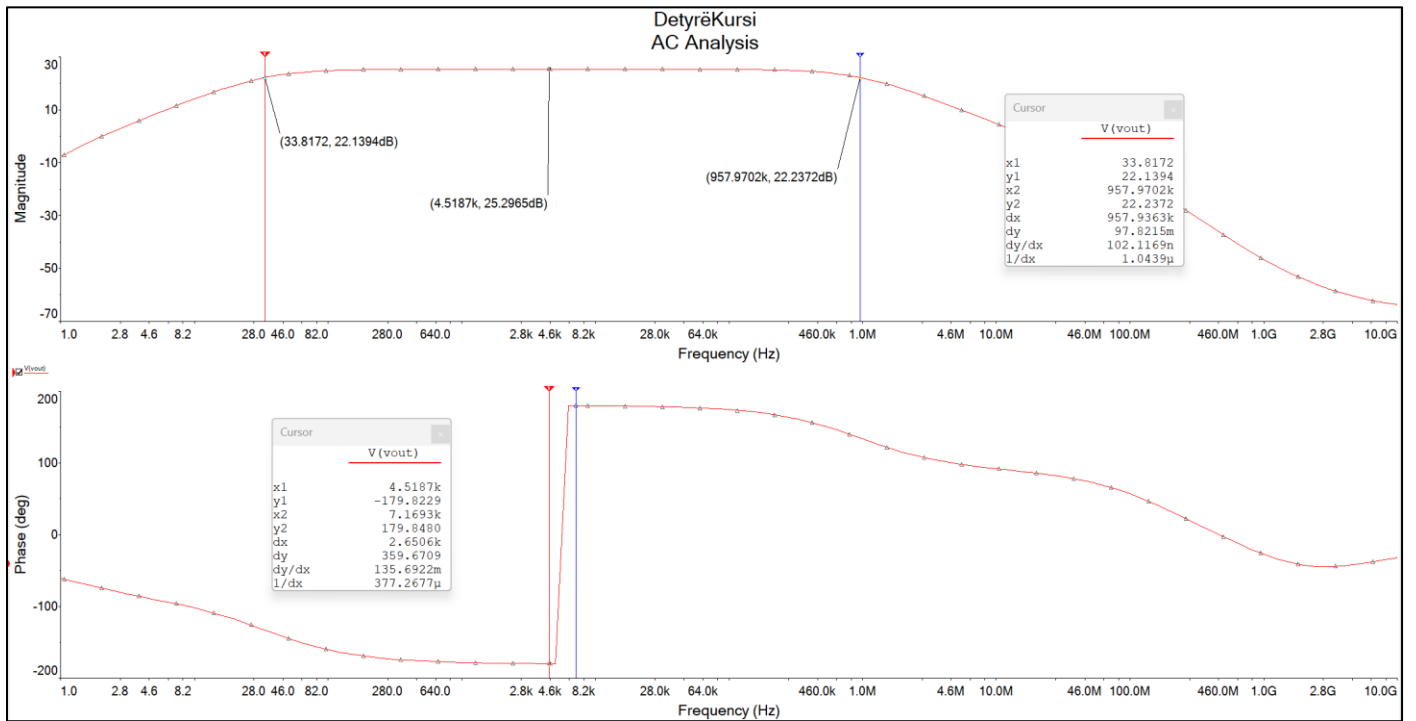
Variante zëvendësimi për 2N718A, mund të jenë:.

- BC547A: Një tjetër tranzistor NPN BJT i përdorur shpesh me specifikime të ngjashme me 2N718A. Ka një vlerë maksimale të rrymës prej 100mA dhe një vlerë maksimale të tensionit prej 45V.
- 2N2222: Ky tranzistor NPN BJT ka një vlerë më të lartë të rrymës krahasuar me 2N718A dhe BC547A, me një vlerë maksimale prej 800mA. Ai gjithashtu ka një vlerë të tensionit prej 40V.

BC547A



2N2222



Ushtrimi 2

Një çift diferencial MOS që funksionon në një rrymë polarizimi prej 0.8 mA, përdor tranzistorë me raport $W/L = 100$ dhe $\mu_n C_{ox} = 0.2 \text{ mA/V}^2$, $R_D = 5 \text{ k}\Omega$, $R_{SS} = 25 \text{ k}\Omega$. Skiconi skemën e çiftit diferencial. Gjeni amplifikimin diferencial, amplifikimin e mënyrës së përbashkët në rastin kur rezistencat e derdhjes kanë një mospërputhje prej 1%, si dhe CMRR.

Meqë nuk kemi informacion për burimet DC, atëherë i konsiderojmë zero, pra i tokëzojmë.

Për zgjidhjen fillimisht supozojmë që Q_1 dhe Q_2 janë në zonën e ngopjes. Kjo sjell që $I_D = 1/2 \mu_n C_{ox} W/L V_{ov}^2$. Për shkak të simetrisë kemi që: $I_{D1} = I_{D2} = I_D = I/2$

- Gjejmë V_{ov} :

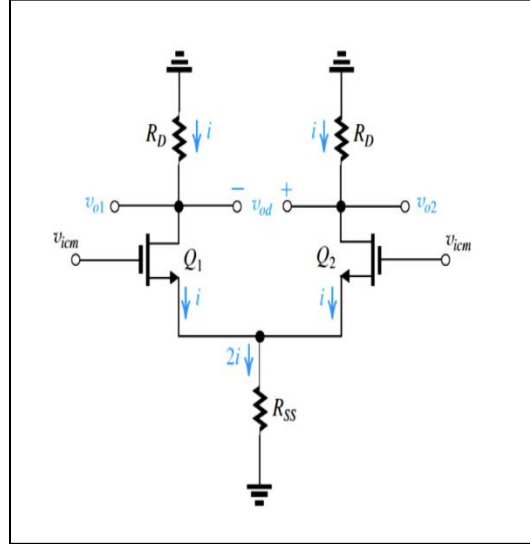
$$I_D = \frac{I}{2} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{ov}^2$$

$$V_{ov} = \sqrt{\frac{I}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}}} = \sqrt{\frac{0.8}{0.2 \cdot 100}} = \pm 0.2 \text{ V}$$

Meqë tranzistorët janë NMOS $V_{ov} = 0.2 \text{ V}$

- Gjejmë transkonduktancën e tranzistorëve dhe amplifikimin diferencial:

$$g_m = \frac{2I_D}{V_{ov}} = \frac{I}{V_{ov}} = \frac{0.8}{0.2} = 4 \text{ mA/V} \quad \text{Kemi që } A_d = \frac{V_{od}}{V_{id}} = g_m R_D = 4 \cdot 5 = 20 \text{ V/V}$$



- Gjejmë amplifikimin e mënyrës së përbashkët në rastin kur rezistencat e derdhjes kanë një mospërputhje prej 1%, si dhe CMRR:

$$\text{Mospërputhja: } \frac{\Delta R_D}{R_D} = 1\% \Rightarrow \Delta R_D = 0.01 \times R_D = 0.05 \text{ k}\Omega$$

$$\text{Dimë që } A_{CM} \approx -\frac{\Delta R_D}{2R_{SS}} = -\frac{0.05}{2 \times 25} = -0.001 \text{ V/V}$$

$$CMRR = \frac{|A_d|}{|A_{CM}|} = \frac{20}{0.001} = 20000$$

$$CMRR(dB) = 20 \log \frac{|A_d|}{|A_{CM}|} = 20 \log 20000 = 86.0206 \text{ dB}$$

- Gjejmë amplifikimin e mënyrës së përbashkët në rastin kur rezistencat e derdhjes kanë një mospërputhje prej 1%, si dhe CMRR duke marrë në konsideratë dhe $1/g_m$:

$$\text{Dimë që } A_{CM} = -\frac{\Delta R_D}{\frac{1}{g_m} + 2R_{SS}} = -\frac{0.05}{\frac{1}{4} + 2 \times 25} = -0.000995 \text{ V/V}$$

$$CMRR = \frac{|A_d|}{|A_{CM}|} = \frac{20}{0.000995} = 20100$$

$$CMRR(dB) = 20 \log \frac{|A_d|}{|A_{CM}|} = 20 \log 20100 = 86.0639 \text{ dB}$$

Ushtrim 3

Për amplifikatorin në Fig. 2, duke mos marrë në analizë efektin e r_o të gjendet rrjeti i çiftimit β si dhe një shprehje analitike për të. Të gjendet vlera e rezistencave që realizojnë çiftimin të tillë që amplifikimi me qark të mbyllur të jete 10V/V. E gjitha në rastin kur $g_{m1} = g_{m2} = 4\text{mA/V}$ si dhe $R_{D1} = R_{D2} = 10\text{k}\Omega$.

Pra $A_f = 10 \text{ V/V}$

Gjithashtu marrim një vlerë për njërën prej rezistencave $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$

Identifikojmë rrjetin e çiftimit si pjesëtuesin e tensionit (R_1, R_2). Efekti i ngarkimit në hyrje është siguruar duke lidhur në qark të shkurtër portën 2 të tij (sepse lidhet në shunt me daljen). Atëherë, duke parë në portën 1, shikojmë që $R_1 \parallel R_2$. Efekti i ngarkimit në dalje sigurohet duke vendosur në qark të hapur portën 1 të rrjetit të çiftimit (sepse lidhet në seri me hyrjen). Më tej, duke parë kundrejt portës 2, shikojmë R_2 në seri me R_1 . Amplifikimi A përcaktohet si produkti i amplifikimit të Q_1 dhe amplifikimit të Q_2 , si më poshtë:

$$A_1 = \frac{V_{d1}}{V_i} = -\frac{R_{D1}}{\frac{1}{g_{m1}} + (R_1 \parallel R_2)} = -\frac{g_{m1} R_{D1}}{1 + g_{m1}(R_1 \parallel R_2)}$$

$$A_2 = \frac{V_o}{V_{d1}} = -g_{m2}[R_{D2} \parallel (R_1 + R_2)]$$

$$A \equiv \frac{V_o}{V_i} = A_1 \cdot A_2 = \frac{g_{m1} R_{D1} g_{m2} [R_{D2} \parallel (R_1 + R_2)]}{1 + g_{m1}(R_1 \parallel R_2)}$$

$$\beta \equiv \frac{V_f}{V_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \frac{V_o}{V_s} = A_f = \frac{A}{1 + A\beta}$$

$$\begin{aligned} A &= \frac{10}{1 - 10\beta} = \frac{1600 \frac{(2 + R_2)^2}{12 + R_2}}{2 + R_2 + 8R_2} \\ &= \frac{10R_2 + 20}{R_2 - 18} = \frac{1600(R_2 + 2)^2}{(R_2 + 12)(9R_2 + 2)} \\ &= \frac{90R_2^3 + 1280R_2^2 + 2440R_2 + 480}{R_2 - 18} = 1600(R_2 + 2)^2 \end{aligned}$$

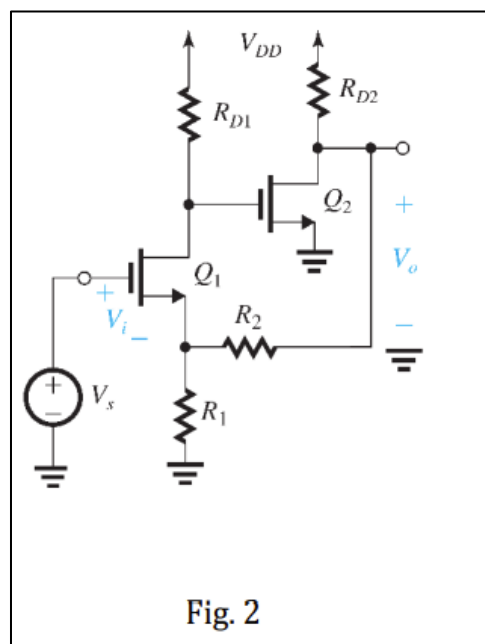


Fig. 2

Dhe R_2 rezulton afërsisht $19.633\text{k}\Omega$

$$\beta = \frac{2}{2 + 19.633} = 0.092$$

Gjithashtu gjejmë dhe vlerën e A

$$A = \frac{10}{1 - 10 \times 0.092} = 125 \text{ V/V}$$

Bëjmë provën për A_f

$$A_f = \frac{125}{1 + 125 \times 0.092} = 10 \text{ V/V} \quad \checkmark$$

Ushtrimi 4

Të realizohet funksioni $OUT = \bar{C} + (\bar{A} \bar{B})$ logjik duke përdorur logjikën CMOS (SW-SW).

Për paraqitjen e funksionit do të përdorim rrjetin pull - up dhe pull - down.

Dallojmë prej shprehjes që: kur A,B,C të kenë vlera të ulëta, dalja do të jetë <<1>>. Pra do të përdorim tranzistorët PMOS në konfigurimin: A dhe B në seri, të gjitha në paralel me C.

Dallojmë prej shprehjes që: kur A,B,C të kenë vlera të larta, dalja do të jetë <<0>>. Pra do të përdorim tranzistorët NMOS në konfigurimin: A dhe B në paralel, të gjitha në seri me C. Kjo arrihet duke bërë veprimet e mëposhtme:

$$OUT = \bar{C} + (\bar{A} \bar{B})$$

$$\overline{OUT} = \overline{\bar{C} + (\bar{A} \bar{B})}$$

$$\overline{OUT} = \bar{\bar{C}} (\bar{\bar{A} \bar{B}})$$

$$\overline{OUT} = C (A + B)$$

Pra kuptojmë që për hyrje të ulët shprehja ka formën e mësipërme.

Më poshtë paraqitet skema e këtij funksioni e ndërtuar dhe simuluar në programin Logisim. Janë marrë dy raste: kur inputet janë të ulëta, pra <<0>> dhe kur ato janë të larta, pra <<1>>; gjithashtu është paraqitur dhe vlera e daljes. Në rastin e parë është <<1>> dhe në të dytin është <<0>>.

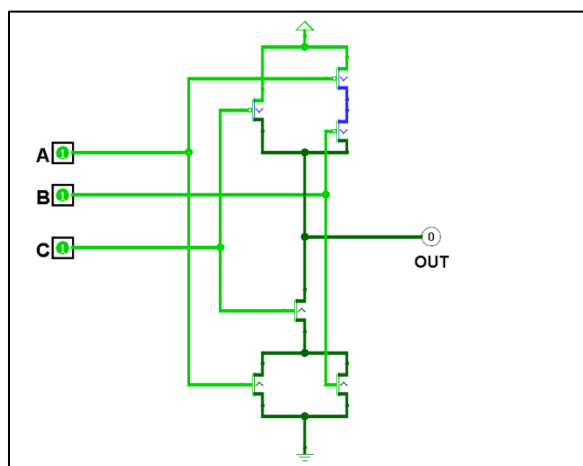
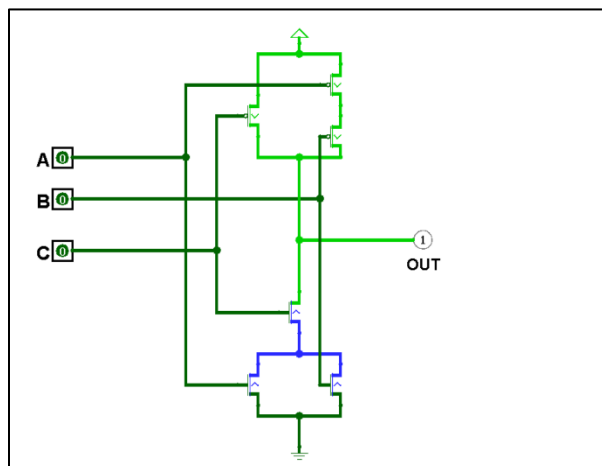


Tabela e vërtetësisë

A	B	C	\bar{A}	\bar{B}	\bar{C}	$\bar{A} \bar{B}$	$\bar{C} + (\bar{A} \bar{B})$
0	0	0	1	1	1	1	1
0	0	1	1	1	0	1	1
0	1	0	1	0	1	0	1
0	1	1	1	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1	0	1
1	0	1	0	1	0	0	0
1	1	0	0	0	1	0	1
1	1	1	0	0	0	0	0

Ushtrimi 5

Jepet një latch SR, hyrjet e të cilit ndjekin format e valëve që paraqiten në figurë (LE: Latch Enabled). Paraqisni format e valëve në dalje të latch-it duke supozuar vonesa ideale të qarkut (vonesa zero midis hyrjes dhe daljes).

Dalja Q e latch-it SR në këtë rast do të varet prej hyrjeve S dhe R, por edhe prej sinjalit LE. Të gjitha kombinimet e mundshme paraqiten në tabelën e mëposhtme.

<i>LE</i>	<i>S</i>	<i>R</i>	<i>Gjendja pasardhëse e Q</i>
0	X	X	Nuk ka ndryshim
1	0	0	Nuk ka ndryshim
1	0	1	$Q = 0$; reset
1	1	0	$Q = 1$; set
1	1	1	E pa përcaktuar

Duke iu përmbajtur gjendjeve të tabelës vizatojmë diagramën e kohës të sinjalit të daljes për kombinimin e sinjaleve të treguar në figurën e mëposhtme:

