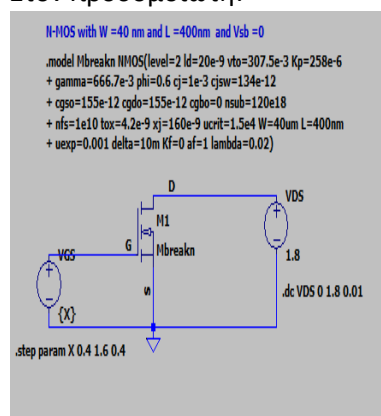


I. MOS ΣΤΟ LTSPICE

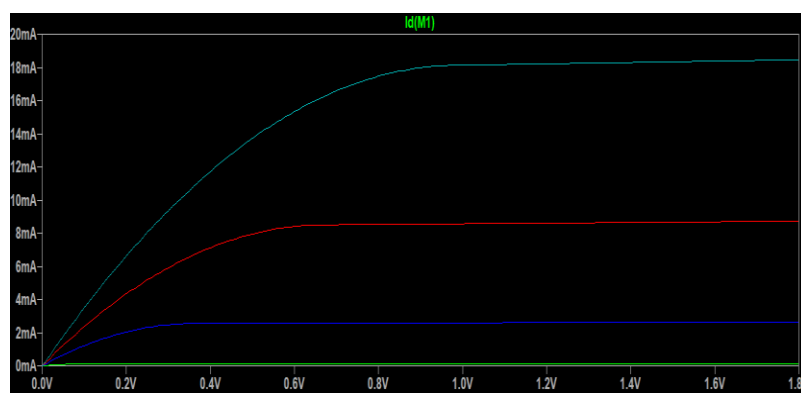
1. ΑΣΚΗΣΕΙΣ ΜΟΝΤΕΛΟΥ MOS ΣΤΟ LTSPICE

1) Σχεδιάστε την καμπύλη I_D ως προς V_{DS} , με V_{DS} από 0 μέχρι 1.8 V με βήμα 0.01 V, για $V_{GS} = 0.4, 0.8, 1.2$ και 1.6 V. Τι παρατηρείτε;

Στον προσομοιωτή:



Διάγραμμα καμπύλης I_D ως προς την τάση V_{DS} :

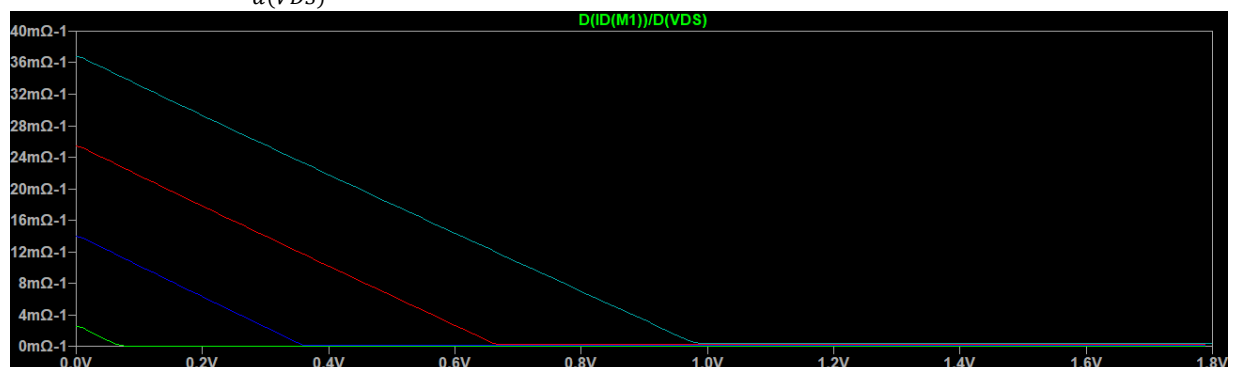


Όπως παρατηρούμε από το παραπάνω διάγραμμα για κάθε τιμή της V_{GS} το I_D ξεκινάει από το 0 και αυξάνεται με έναν ρυθμό έως μια τιμή της V_{DS} όπου έχουμε κορεσμό του I_D καθώς αυτό παραμένει σταθερό για αύξηση της V_{DS} . Μάλιστα βλέπουμε ότι καθώς αυξάνεται η τιμή του V_{GS} αυξάνεται αρκετά πιο απότομα το ρεύμα κορεσμού I_D καθώς και η τάση V_{DS} που το I_D σταθεροποιείται. Πιο συγκεκριμένα έχουμε

- $V_{GS} = 0,4V \rightarrow I_{Dmax} = 93.6 \mu A$ και έχουμε κορεσμό για $V_{DS} = 42mV$
- $V_{GS} = 0,8V \rightarrow I_{Dmax} = 2,55 mA$ και έχουμε κορεσμό για $V_{DS} = 340mV$
- $V_{GS} = 1,2V \rightarrow I_{Dmax} = 8,46 mA$ και έχουμε κορεσμό για $V_{DS} = 600mV$
- $V_{GS} = 1.6V \rightarrow I_{Dmax} = 18 mA$ και έχουμε κορεσμό για $V_{DS} = 950 mV$

2) Από τα αποτελέσματα του παραπάνω ερωτήματος, σχεδιάστε την καμπύλη του g_d προς V_{DS} .

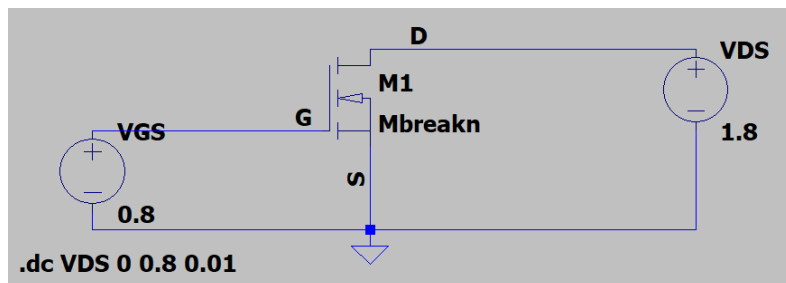
Από τον τύπο $g_d = \frac{d(I_D)}{d(V_{DS})}$ έχουμε το ζητούμενο



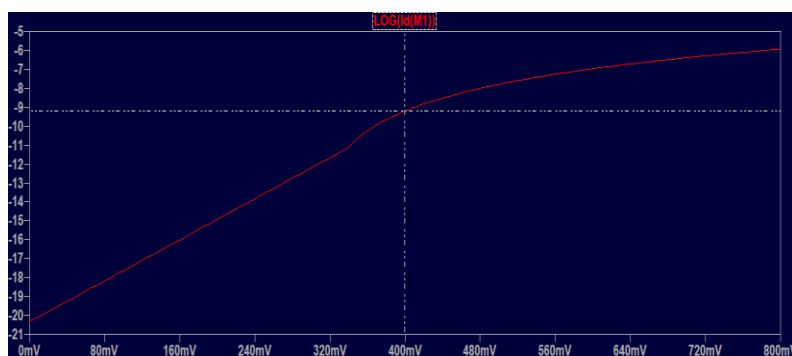
Όπως φαίνεται η g_d μειώνεται όσο αυξάνεται η V_{DS} μέχρι που σε ένα σημείο τείνει στο μηδέν αν και με την αύξηση της V_{GS} .

3) Για $V_{DS} = 1.8 \text{ V}$ σχεδιάστε την καμπύλη $\text{LOG}(I_D)$ ως προς V_{GS} , με V_{GS} από 0 μέχρι 0.8 V με βήμα 0.01 V. Τί παρατηρείτε; ($V_t = 0.4 \text{ V}$ -> τάση κατωφλίου περίπου για N-MOS).

Κάνουμε τις απαραίτητες αλλαγές στον προσομοιωτή:



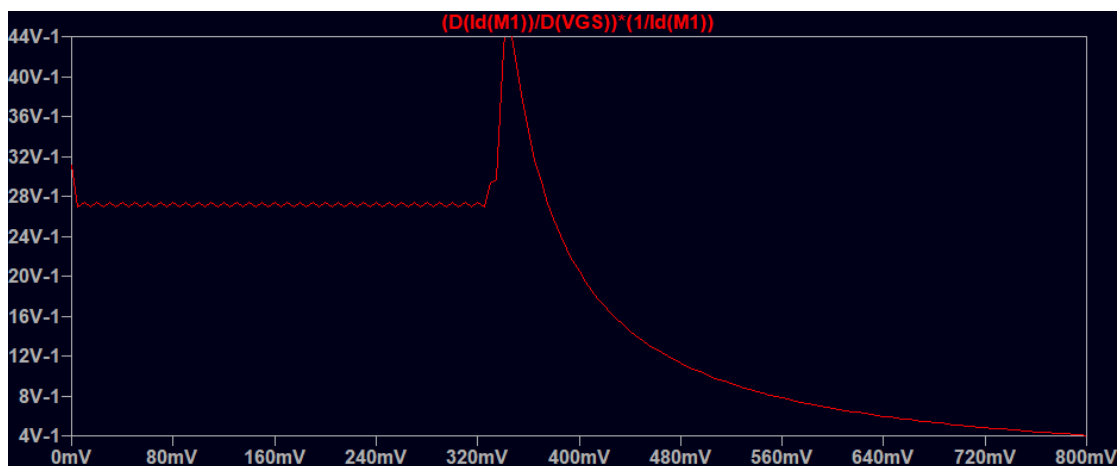
Οπότε έχουμε την καμπύλη του $\text{LOG}(I_D)$ συναρτήσει τάσης V_{GS} :



Παρατηρούμε ότι αρχικά όσο η $V_{GS} < V_t = 400 \text{ mV}$ ο λογάριθμος $\text{Log}(I_D)$ είναι σχεδόν γραμμικός καθώς βρισκόμαστε στην ασθενή αναστροφή ενώ στην συνέχεια που η $V_{GS} > V_t$ πηγαίνουμε αρχικά στην μέτρια αναστροφή όπου χάνεται η γραμμικότητα και τελικά για ακόμη υψηλότερες τιμές της τάσης στην ισχυρή αναστροφή όπου προσεγγίζει την εκθετική. Φυσικά όσο πηγαίνουμε σταδιακά από την ασθενή στην ισχυρή αναστροφή αυξάνεται και η τιμή του λογαρίθμου.

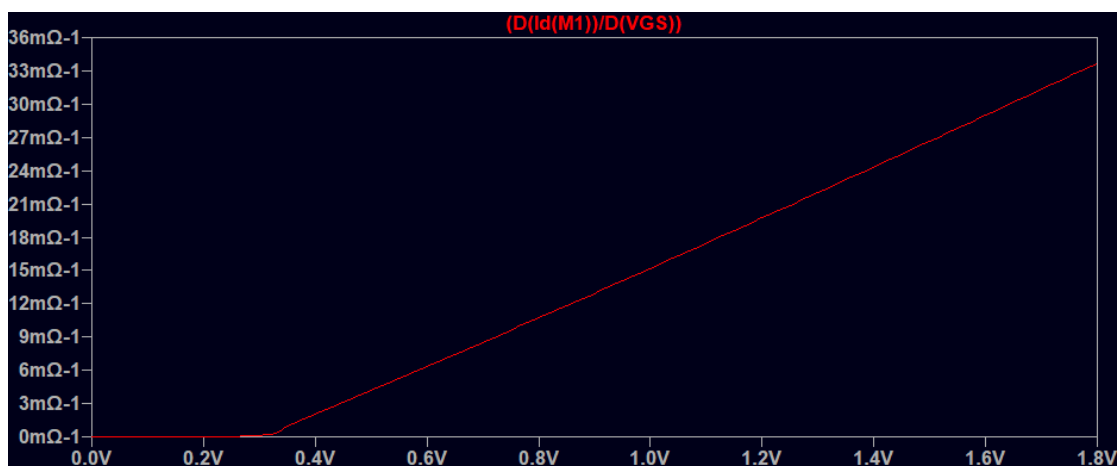
4) Από τα αποτελέσματα του ερωτήματος 3, σχεδιάστε την κανονικοποιημένη καμπύλη gm/I_D ως προς V_{GS} .

Από τον τύπο $gm = \frac{d(I_D)}{d(V_{GS})}$ έχουμε το ζητούμενο $\frac{gm}{I_D} = \frac{d(I_D)}{I_D \cdot d(V_{GS})}$



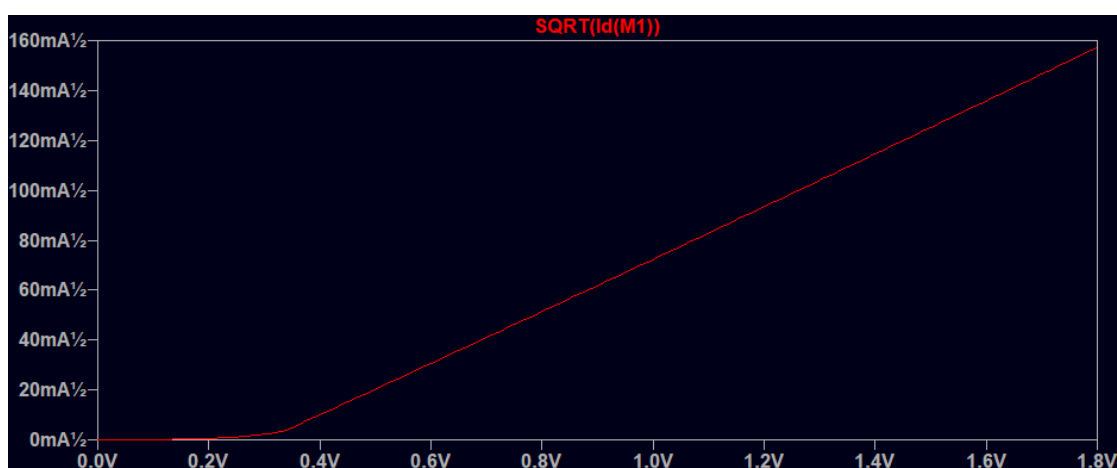
5) Για $V_{DS} = 1.8 \text{ V}$ σχεδιάστε την καμπύλη g_m ως προς V_{GS} , με V_{GS} από 0 μέχρι 1.8 V με βήμα 0.01 V. Τί παρατηρείτε ;

Αρχικά αλλάζουμε την μέγιστη τιμή που θα φτάσει η V_{GS} (.dc V_{GS} 0 1.8 0.01). Τρέχουμε λοιπόν στο LTSPICE και καταλήγουμε στη παρακάτω καμπύλη. ($g_m = \frac{d(I_D)}{d(V_{GS})}$)



Παρατηρούμε ότι όταν η V_{GS} ξεπεράσει την τάση κατωφλίου 0,4 V η σχέση ανάμεσα στην g_m και στην V_{GS} είναι γραμμική και μάλιστα με αύξηση της V_{GS} έχουμε αύξηση της g_m .

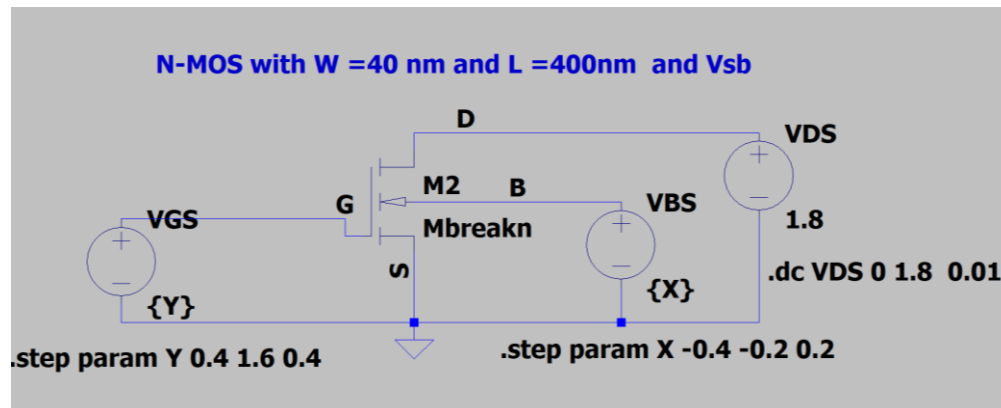
6) Για $V_{DS} = 1.8 \text{ V}$ σχεδιάστε την καμπύλη $\text{SQRT}(I_D)$ ως προς V_{GS} , με V_{GS} από 0 μέχρι 1.8 V με βήμα 0.01 V. Τί παρατηρείτε;



Παρατηρούμε ομοίως με πριν ότι για $V_{GS} > V_t = 0.4 \text{ V}$, η $\sqrt{I_D}$ έχει σχεδόν γραμμική εξάρτηση από V_{GS} . Το οποίο μοιάζει θεωρητικά λογικό καθώς στη μέτρια αναστροφή για V_{GS} κοντά στην V_t έχουμε σχεδόν γραμμική συμπεριφορά και σταδιακά πάμε προς την εκθετική για ισχυρή αναστροφή.

7) Για $V_{SB} = 0.2$ και 0.4 V, σχεδιάστε την καμπύλη I_D ως προς V_{DS} , με V_{DS} από 0 μέχρι 1.8 V με βήμα 0.01V, για $V_{GS} = 0.4, 0.8, 1.2$ και 1.6 V. Τί παρατηρείτε σε σχέση με τα αποτελέσματα του ερωτήματος 1;

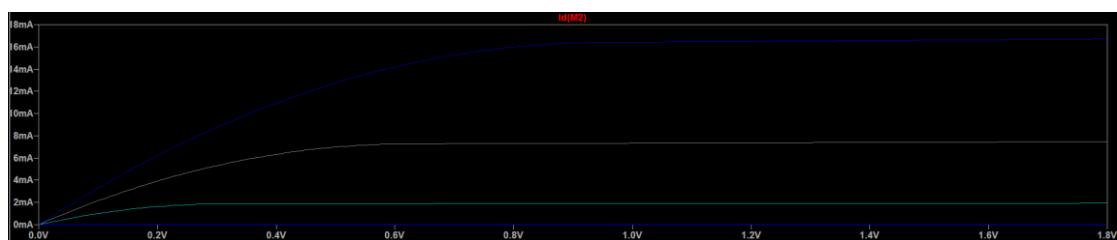
Εδώ αλλάζουμε το N-MOS ώστε να έχουμε στο transistor 4 ακροδέκτες πλέον:



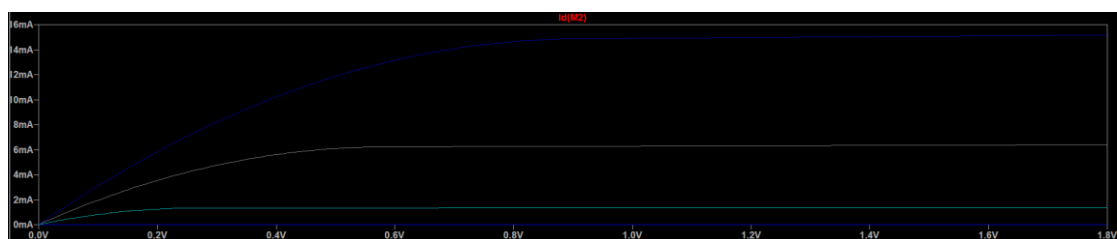
Κώδικας για ορισμός παραμέτρων του transistor ίδιος με πριν. Δηλαδή

```
.model Mbreakn NMOS(level=2 u0=20e-9 vto=307.5e-3 kp=250e-6
+ gamma=666.7e-3 phi=0.6 c1=1e-3 c2=1e-12
+ cgs=155e-12 cgd=155e-12 cgb=0 nsub=120e18
+ nts=1e10 tox=4.2e-9 xi=160e-9 ucrit=1.5e4 W=40um L=400nm
+ uex=0.001 delta=10m kf=0 af=1 lambda=0.02)
```

Έχουμε λοιπόν για $V_{sb} = 0.2$ V



Ομοίως για $V_{sb} = 0.4$ V



Αρχικά παρατηρούμε ότι με αύξηση της V_{sb} το ρεύμα κορεσμού I_D αυξάνεται ενώ όσο αφορά το **ερώτημα (1)** σε αυτήν την περίπτωση είχαμε γενικά μεγαλύτερο ρεύμα κορεσμού. Καθώς εδώ έχουμε για $V_{GS} = 1.6$ V I_D περίπου 16 ή 14 mA ενώ στο παράδειγμα (1) με το τρίθυρο N-MOS για $V_{GS} = 1.6$ V έχουμε I_D περίπου 18 mA.

2. ΑΚΟΛΟΥΘΟΣ ΠΗΓΗΣ

Αρχικά θα ασχοληθούμε με την θεωρητική ανάλυση του κυκλώματος:

Ακόλουθος Πηγής

$$M_E \quad \frac{W}{L} = 100, \quad L = 400 \mu m, \quad W = 40 \mu m$$

2) i) DC V_{out} , ii) AC κέρδος $\frac{V_{out}}{V_{in}}$ μικρού σήματος

$$K'_n = \mu_n C_{ox} \left(\frac{A}{V_2} \right) \rightarrow K'_n \approx 258 \cdot 10^{-6} \text{ (Δίνεται)}$$

$$\text{Τάση Κατωφλίου } V_T = V_{T0} + \gamma \left[\sqrt{2\phi_p + V_{SB}} - \sqrt{2\phi_p} \right] \quad (2)$$

(εξάρτηση από ϕ_p ζώματος) (σελ 288)
όπου $\phi_p \approx 0,6$, $\gamma \approx 0,4 \text{ V}^{1/2}$

$$(V_{T0} \approx 0,3075, \quad \gamma \approx 66,67 \cdot 10^{-3})$$

Για περιοχή Κορεσμού N-MOS $V_{GS} \leq V_{TH}$

$$\text{έχουμε } I_D = \frac{1}{2} K'_n \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (1)$$

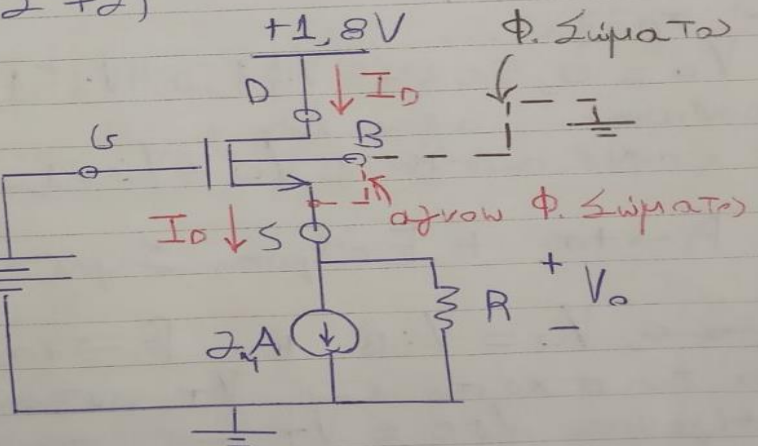
(σχέση 5.23 σελ 272)

i) DC Τάση Εξόδου
(μυδενίζω AC)

Θυμίζουμε ότι $1,2 \text{ V}$
δεν έχουμε ρεύμα
από πύλη (G)
άρα $I_D = I_S$

$$\text{Απο το κύκλωμα} \quad \boxed{I_D = I_S = 2 \mu A + \frac{V_o}{R}}$$

Για να γίνουν πιο εύκολες οι πράξεις
στην "ανάλυση με το χέρι" θα υπολογίσουμε
μόνο για $\lambda = 0$



(2)

α) $R \rightarrow +\infty$ και χωρίς φ.ζήματος $V_{SB} = 0$
 $V_{SB} = 0 \Rightarrow V_{Tn} \approx 0,3075$
 $V_{SD} = -0,6V \leq V_{Tn}$
 άρα βρίσκμαστε στην περιοχή κορεσμού
 $R \rightarrow +\infty \Rightarrow I_D = 2\mu A$, $V_{GS} = V_G - V_0 = 1,2 - V_0$ Από (1) για $\lambda = 0$

$$2 \cdot 10^{-3} = \frac{1}{2} \cdot 258 \cdot 10^{-6} \cdot 100 (1,2 - V_0 - 0,3075)^2$$

$$\Rightarrow 2 \cdot 10^{-3} = 0,0129 (0,8925 - V_0)^2$$

$$\Rightarrow 0,155038760 = (V_0 - 0,8925)^2$$

$$\Rightarrow \checkmark V_0 = 1,28V \text{ ή } \boxed{V_0 = 0,49875V} \quad \lambda = 0$$

Απορρίπτεται γιατί

 $1,28 > V_G = 1,2$ Θα είχαμε αποκοπή

$$\text{Για } \lambda = 0,02 \quad 2 \cdot 10^{-3} = \frac{1}{2} \cdot 258 \cdot 10^{-6} \cdot 100 (1,2 - V_0 - 0,3075)^2 \cdot (1 + \lambda \cdot V_{SD} - \lambda \cdot V_0)$$

 \Rightarrow πράζεις...

$$V_0 = 0,50375V \text{ ή } 1,284V \text{ ή } 1,2V \quad \begin{matrix} 0,02 \\ \downarrow \\ 1,8V \end{matrix}$$

Παραμένει αφού δεν

$$\text{έχουμε αποκοπή } V_0 < V_G = 1,2V \Rightarrow \boxed{V_0 = 0,504V}$$

 $\lambda = 0,02$ β) $R \rightarrow +\infty$ + Επίδραση ζήματος $V_T = 0$, $V_0 = V_{SB}$ και $R \rightarrow +\infty \Rightarrow I_D = 2\mu A$ Από την σχέση (2) V_T αυξάνεται άρασίγουρα $V_{SD} \leq V_T \Rightarrow$ περιοχή κορεσμού.(2) και (1) έχουμε ~~για $\lambda = 0,02$~~

$$2 \cdot 10^{-3} = \frac{1}{2} \cdot 258 \cdot 10^{-6} \cdot 100 (1,2 - V_0 - [V_{T0} + (\sqrt{2\phi + V_0} - \sqrt{2\phi})])^2 \cdot (1 + \lambda \cdot 1,8 - \lambda \cdot V_0)$$

③

1. $\gamma = 666,7 \cdot 10^{-3}$, $\phi = 0,6$, $V_{t0} = 0,3075$

\Rightarrow Για $\lambda = 0 \Rightarrow$ πράζει $\Rightarrow V_0 = 0,38874V$

\Rightarrow Για $\lambda = 0,02 \Rightarrow$ πράζει $\Rightarrow V_0 =$

2) Επίδραση λ $R = 10k\Omega$

$\Rightarrow I_D = 2mA + \frac{V_0}{10k\Omega}$ Απ (1), (2) έχουμε

$2 \cdot 10^{-3} + \frac{V_0}{10 \cdot 10^3} = \frac{1}{2} \cdot 258 \cdot 10^{-6} \cdot 100 (1 - V_0 - V_{t0} - \gamma \sqrt{2\phi + V_0 - \sqrt{2\phi}})$

όπου γ, ϕ, V_{t0} γνωστά

Για $\lambda = 0 \Rightarrow$ πράζει $\Rightarrow V_0 = 0,38575V$ $\lambda = 0$

Για $\lambda = 0,02 \Rightarrow$ πράζει $\Rightarrow V_0 = 0,39$ $\lambda = 0,02$

3) Επίδραση λ $R = 1k\Omega$

18α εξίσωση με το παραπάνω σχήμα

όπου $10 \cdot 10^3 \rightarrow 10^3$

Αρα $V_0 = 0,36V$ $\lambda = 0$

και $V_0 = 0,3662V$ $\lambda = 0,02$

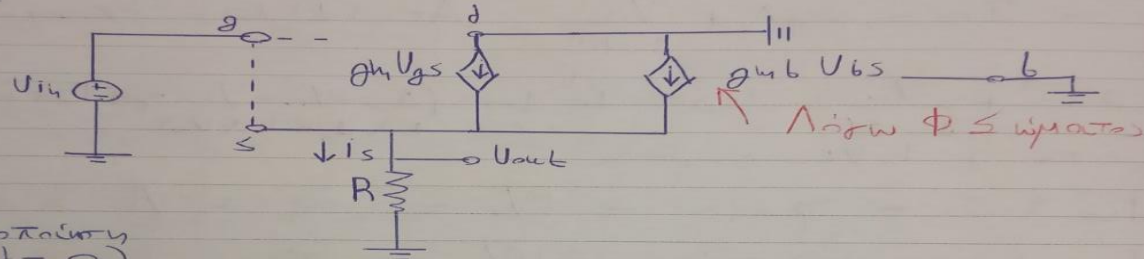
④

Ας Ανάλυση Κέρδος μικρού σήματος $\frac{U_{out}}{U_{in}}$

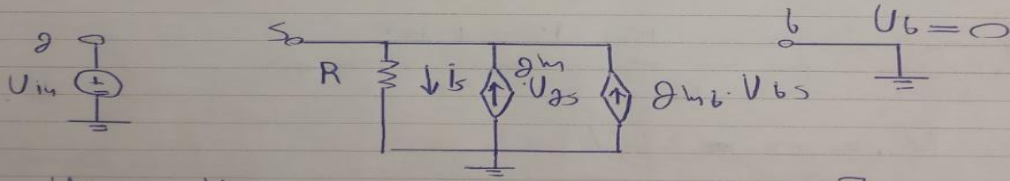
- i) Μηδενίζουμε εξο ανεξάρτητες πηγές
- Ανοικτο κυκλώνημις πηγή Ρεύματος
- Βραχυκυκλώνουμε πηγή Τάσης

ii) Ισοδύναμο π -μοντέλο N-MOS

ΙΚΑΞ



απλοποίηση $\Rightarrow (U_d = 0)$



$U_g = U_{in}$, $U_s = U_{out}$, $U_{out} = I_s R$ \Rightarrow

$\frac{U_o}{R} = g_m (U_i - U_o) + g_{mb} (0 - U_o) \Rightarrow$

$U_o = R \cdot g_m (U_i - U_o) + R \cdot g_{mb} (-U_o)$

$U_o (1 + R g_{mb} + R g_m) = R g_m U_{in}$

(5)

Αρα
$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{g_m}{\frac{1}{R} + g_m + g_{mb}}$$

Από το βιβλίο έχουμε

(7.42)
$$g_m = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_T} \quad (7.50) \quad g_{mb} = \frac{\gamma \cdot g_m}{2\sqrt{2\phi_F + V_{SB}}}$$

Όπου $\phi_F = 0,6$, $\gamma = 666,7 \cdot 10^{-3}$
 $V_{T0} = 0,3075$

α) $R \rightarrow +\infty$ + Χωρίς ϕ ζώματος ($V_{SB} = 0$)

Αν $V_{SB} = 0$ (αγνοούμε ϕ ζώματος) η $g_{mb} \cdot U_{GS}$ ανοιχτοκυκλώνεται ή g_{mb} ηλεκτρικά αδιάφορη ($g_{mb} = 0$). Προφανώς $\frac{1}{R} \rightarrow 0$

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{g_m}{g_m} \Rightarrow \frac{U_o}{U_{in}} = 1$$

β) $R \rightarrow +\infty$ + ϕ ζώματος

Τα g_m , g_{mb} Τα βρίσκουμε από χαρακτηριστικά της Dc ανάλυσης

Για $R \rightarrow +\infty \Rightarrow \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{g_m}{g_m + g_{mb}}$

$$g_m = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_T} \quad , \quad R \rightarrow +\infty \quad Dc \text{ κύκλωμα}$$

$$I_D = 2 \cdot 10^{-3} \text{ A}$$

$$V_{GD} = -0,6 \leq V_T \leq 0,3075 \quad (\text{Προσέχουμε Κρησμούς})$$

Οπότε ισχύει $I_D = \frac{1}{2} \mu_n \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda U_{DS})$

$$\lambda = 0 \Rightarrow 2 \cdot 10^{-3} = \frac{1}{2} \cdot 258 \cdot 10^6 \cdot 1 \text{ m V}^{-2} \left. \vphantom{\frac{1}{2}} \right\}$$

$$\Rightarrow V_{ov} = 0,39375 \text{ V}$$

$$V_{SB} = V_S - V_B \stackrel{(B)}{=} V_o = 0,49875 \text{ V} \quad (\lambda = 0)$$

$$V_T = V_{T0} + \gamma \left[\sqrt{2\phi_F + V_{SB}} - \sqrt{2\phi_F} \right]$$

$$= 0,3075 + 666,7 \cdot 10^{-3} \left[\sqrt{1,2 + 0,49875} - \sqrt{1,2} \right]$$

$$\Rightarrow V_T = 0,4461 \text{ V}$$

$$V_{GS} = V_G - V_S = 1,2 - 0,49875 = 0,7012 \text{ V}$$

Αρα
$$g_m = \frac{2 \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{0,7012 - 0,4461} \Rightarrow g_m = 0,01568 \frac{\text{A}}{\text{V}}$$

$$g_{mb} = \frac{\gamma g_m}{2\sqrt{2\phi_F + V_{SB}}} \Rightarrow g_{mb} = 0,003534 \frac{\text{A}}{\text{V}}$$

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{g_m}{g_m + g_{mb}} \Rightarrow \frac{U_o}{U_{in}} = 0,816 \quad \lambda = 0$$

• Για $\lambda = 0,02$ απλώς αντικαθιστούμε $V_{SB} = V_o = 0,504$ στον παραπάνω τύπο ($\lambda = 0,02$)

$$2) R = 10k\Omega + \phi. \text{ Σήματος}$$

$$I_D = 2 \cdot 10^{-3} A + \frac{V_S}{R} \Rightarrow \underline{I_D = 2,04 \text{ mA}}$$

$$V_{S_B} = \underline{V_S - V_B} \stackrel{\text{Circuit}}{\Rightarrow} \underline{V_O = 0,38575 V} \quad (\lambda = 0)$$

$$V_T = 0,3075 + 666,7 \cdot 10^3 [\sqrt{1,2 + 0,3857} - \sqrt{1,2}]$$

$$\Rightarrow \underline{V_T = 0,4167 V}$$

$$\underline{V_{GS} = 1,2 - 0,38575 = 0,814 V}$$

$$\text{Αρα } g_m = \frac{2 I_D}{V_{GS} - V_T} \Rightarrow \underline{g_m = 0,0103 \frac{A}{V}}$$

$$g_{mb} = \frac{\delta g_m}{2\sqrt{2\phi + V_{S_B}}} \Rightarrow \underline{g_{mb} = 0,0027 \frac{A}{V}}$$

$$\frac{V_O}{V_{in}} = \frac{g_m}{\frac{1}{R} + g_m + g_{mb}} \Rightarrow \boxed{\frac{V_O}{V_{in}} = 0,786} \quad \lambda = 0$$

Για το κατάλληλο V_{out} βρίσκω εμάινω για $\lambda = 0,02$

$$5) R = 1k\Omega + \phi. \text{ Σήματος}$$

$$\text{Ομοίως με το (2)} \quad 10k\Omega \rightarrow 1k\Omega$$

$$\text{και } V_{S_B} = V_O = 0,036 V = V_S \quad (\lambda = 0)$$

$$\text{Αρα } I_D = 2 \cdot 10^{-3} + \frac{V_S}{R} \Rightarrow \underline{I_D = 2,036 \text{ mA}}$$

$$\underline{V_T = 0,32 V} \quad \underline{V_{GS} = 1,2 - 0,036 = 0,84 V}$$

$$\underline{V_T = 0,41} \quad \underline{V_T = 0,4098 V}$$

(8)

$$g_m = 0,00945 \frac{A}{V}, \quad g_{mb} = 0,002522 \frac{A}{V}$$

$$\frac{V_O}{V_{in}} = \frac{g_m}{\frac{1}{R} + g_m + g_{mb}} \Rightarrow \boxed{\frac{V_O}{V_{in}} = 0,7284} \quad (\lambda = 0)$$

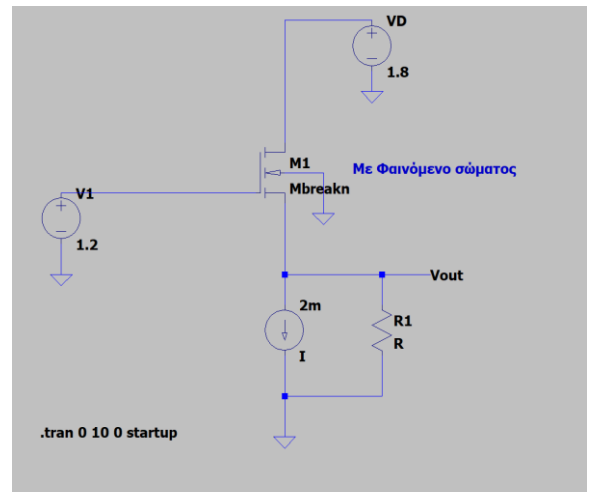
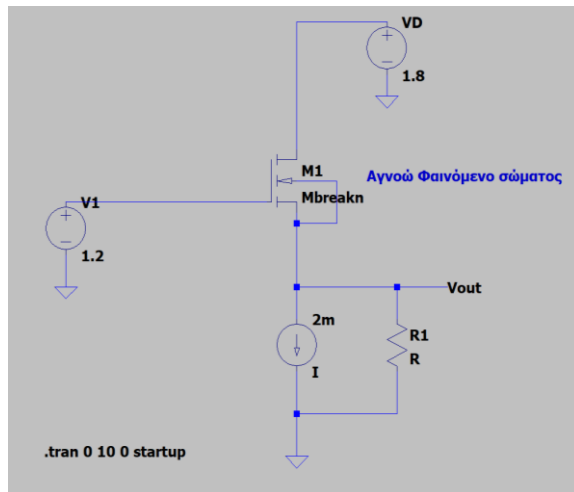
Για κατάλληλο V_{out} ($\lambda = 0,02$) με ίδιου τύπου

Σημείωση: Για τον ακόλουθο τύπο σε ανάλυση ασθενούς σήματος η συνάρτηση μεταφοράς ($A \approx 1$) < 1 , όταν έχω ϕ . Σήματος και ϕ . Early. Όταν στην ιδανική περίπτωση τα δύο αυτά φαινόμενα αγνοούνται $A = 1$

$$\text{π.χ Early } A = \frac{g_m}{g_m + g_d + \frac{1}{R}} \quad \begin{matrix} \rightarrow R \rightarrow \infty \text{ Για} \\ \text{ιδανική πηγή} \\ \text{σήματος} \end{matrix}$$

$$\checkmark \quad g_d \ll g_m \text{ ιδανικά}$$

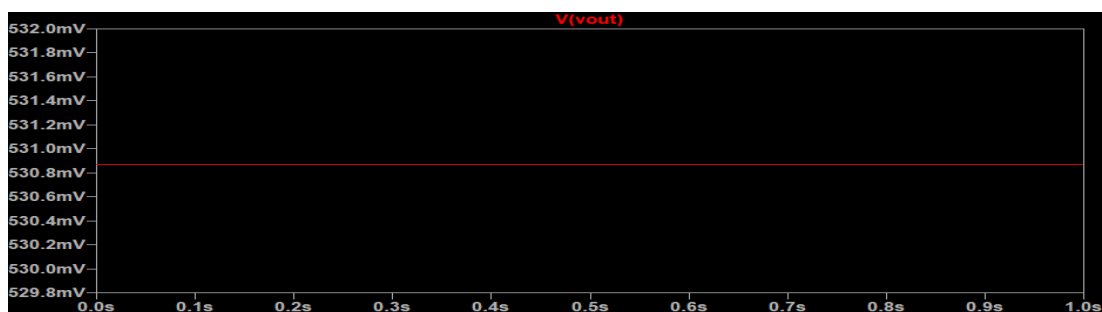
Ανάλυση στο LTSPICE:



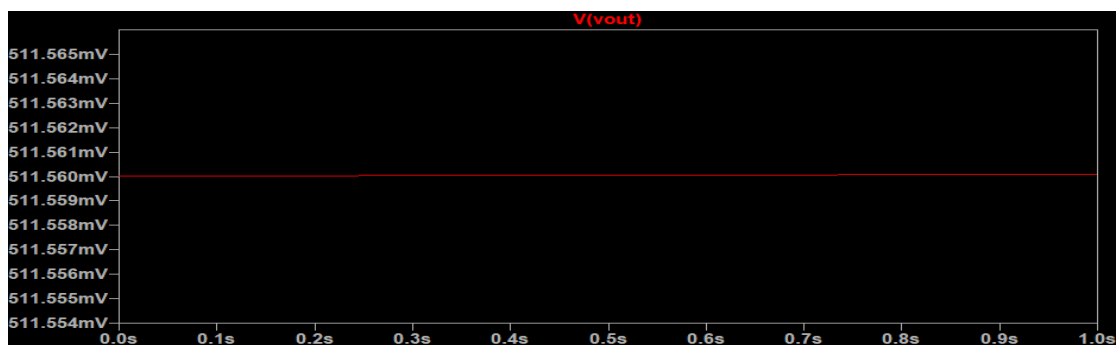
DC Τάση εξόδου Vout (VS)

a) $R \rightarrow \infty$ και Χωρίς Φαινόμενο Σώματος (παίρνουμε αντίσταση $R = 1G$)

- Για $\lambda=0$ έχουμε **Vout= 530,82 mV**

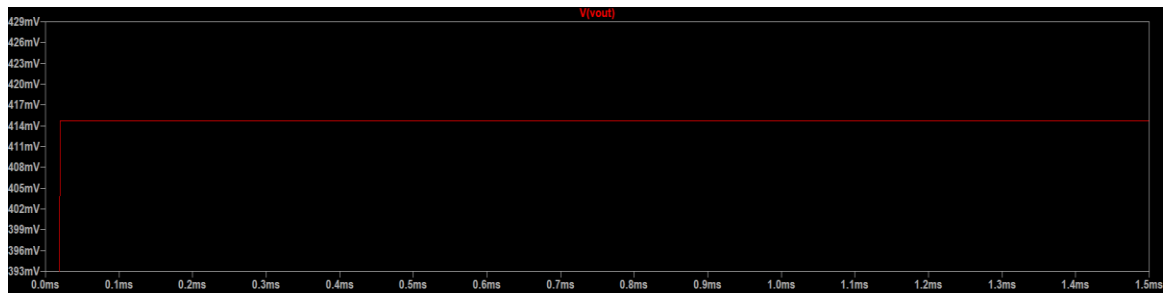


- Για $\lambda=0.02$ έχουμε **Vout = 512mV**

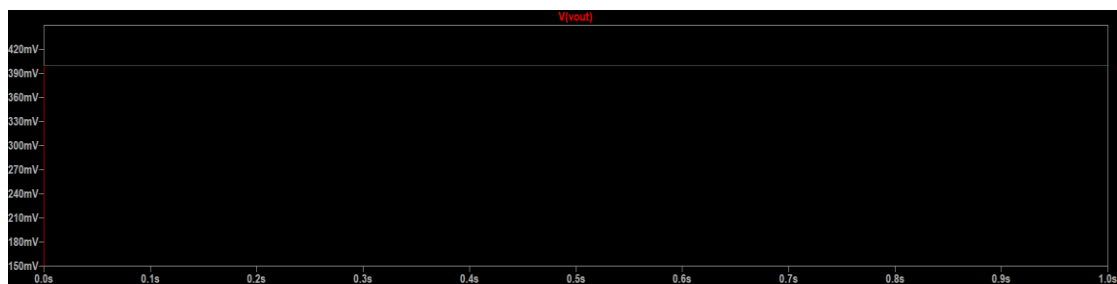


b) $R \rightarrow \infty$ και με Επίδραση φ. Σώματος

- Για $\lambda=0$ έχουμε $V_{out}= 415 \text{ mV}$

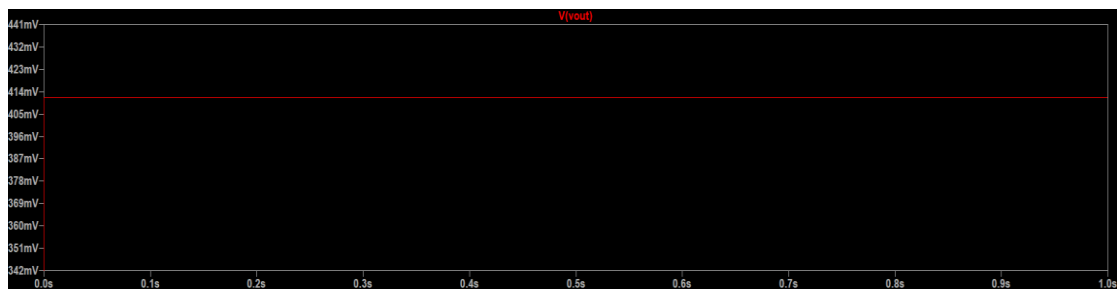


- Για $\lambda=0.02$ έχουμε $V_{out} = 394\text{mV}$

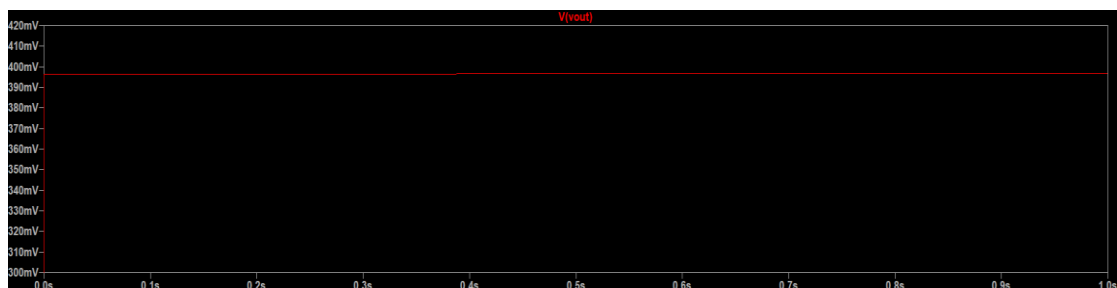


c) $R = 10k \text{ Ohm}$ και με Επίδραση φ. Σώματος

- Για $\lambda=0$ έχουμε $V_{out}= 413 \text{ mV}$

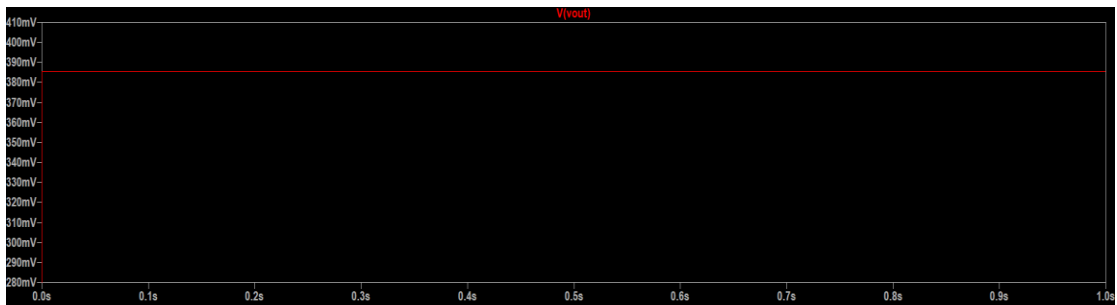


- Για $\lambda=0.02$ έχουμε $V_{out}= 395 \text{ mV}$

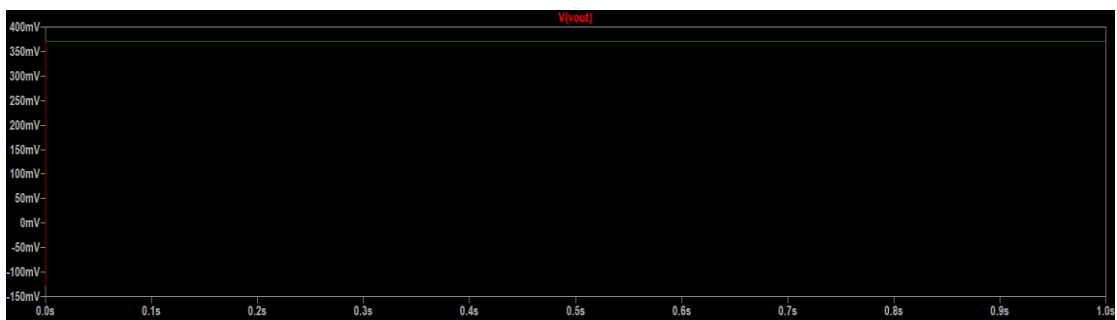


d) $R = 1k\ \Omega$ και με Επίδραση φ. Σώματος

- Για $\lambda=0$ έχουμε $V_{out}= 385\ mV$



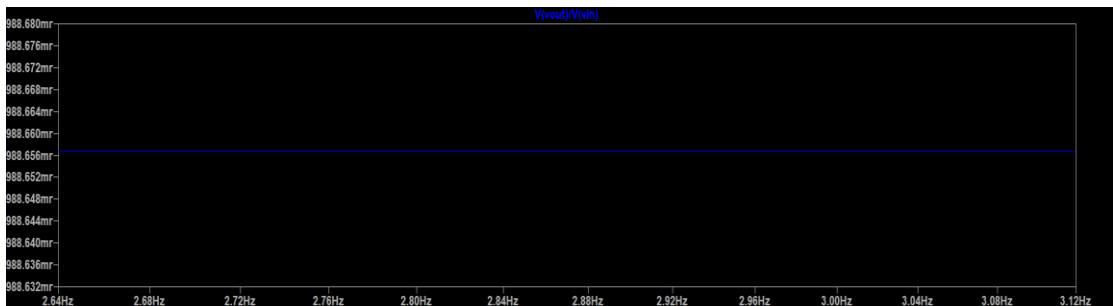
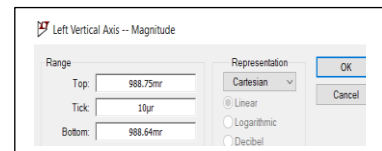
- Για $\lambda=0.02$ έχουμε $V_{out}= 371mV$



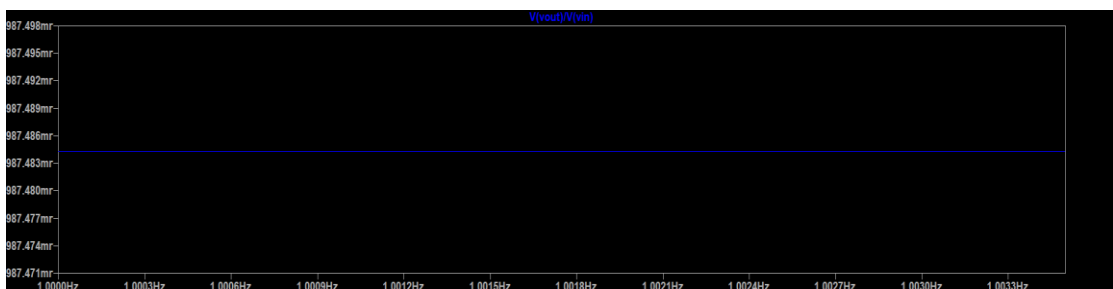
AC Κέρδος $\frac{u_{out}}{u_{in}}$ μικρού σήματος

α) $R \rightarrow \infty$ και Χωρίς Φαινόμενο Σώματος (παιρνουμε αντίσταση $R=1G$)

- Για $\lambda=0$ έχουμε $\frac{u_{out}}{u_{in}} = 0.98875$

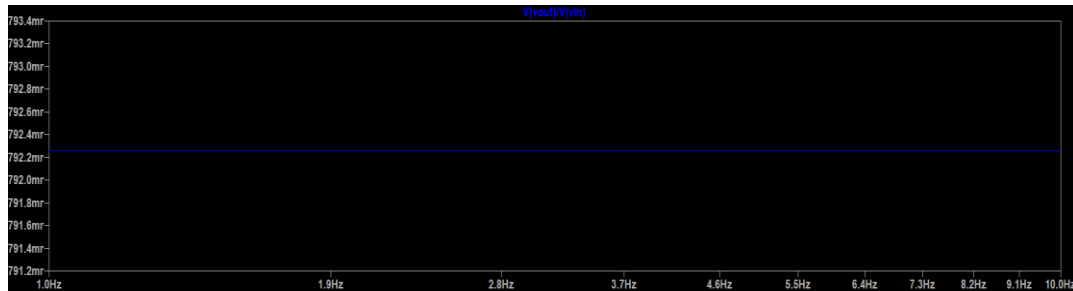


- Για $\lambda=0.02$ έχουμε $\frac{u_{out}}{u_{in}} = 0.98749$

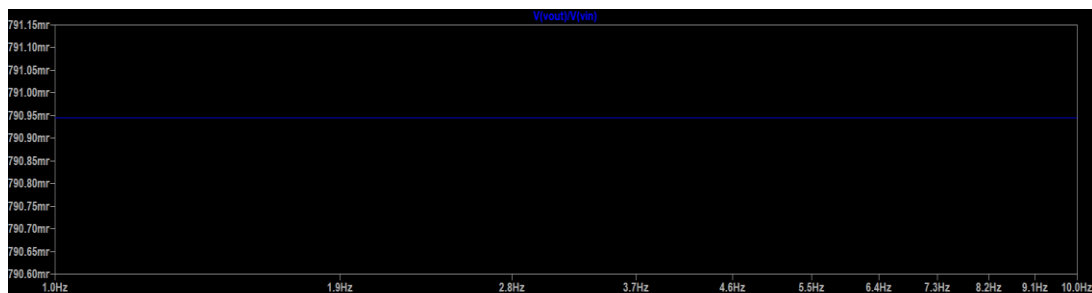


b) $R \rightarrow \infty$ και Με Φαινόμενο Σώματος

- Για $\lambda=0$ έχουμε $\frac{u_{out}}{u_{in}} = 0.7923$

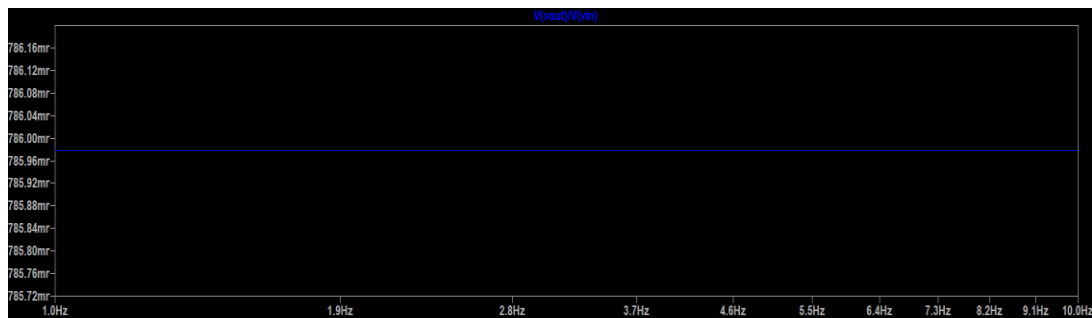


- Για $\lambda=0.02$ έχουμε $\frac{u_{out}}{u_{in}} = 0.7909$

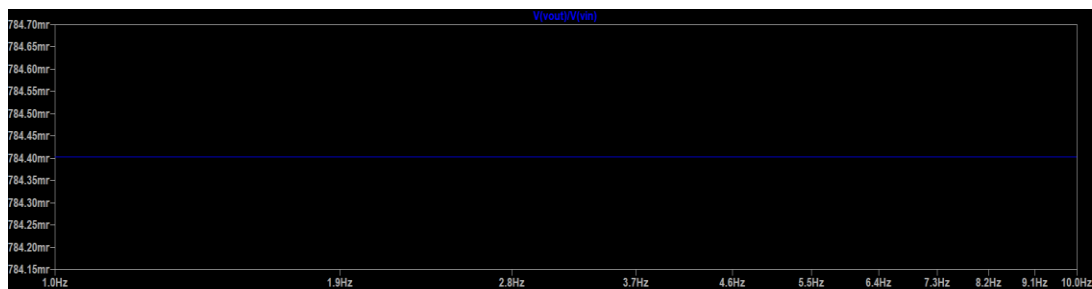


c) $R = 10k \Omega$ και Με Φαινόμενο Σώματος

- Για $\lambda=0$ έχουμε $\frac{u_{out}}{u_{in}} = 0.7851$

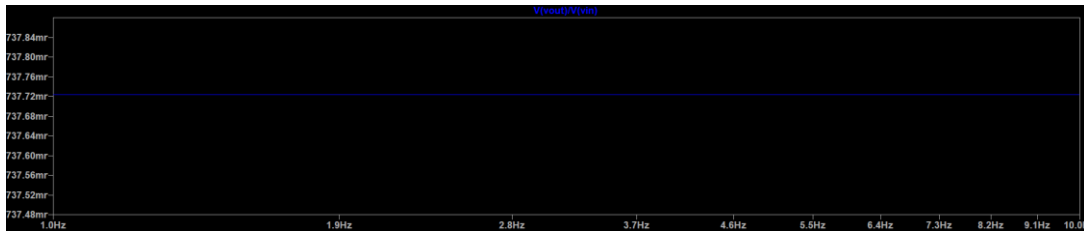


- Για $\lambda=0.02$ έχουμε $\frac{u_{out}}{u_{in}} = 0.7844$

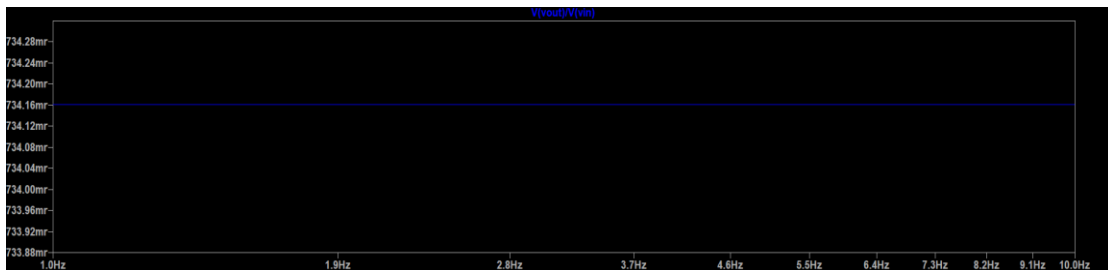


d) $R = 1k\ \Omega$ και Με Φαινόμενο Σώματος

- Για $\lambda=0$ έχουμε $\frac{u_{out}}{u_{in}} = 0.73772$



- Για $\lambda=0.02$ έχουμε $\frac{u_{out}}{u_{in}} = 0.73416$



Συμπεράσματα: Αν και οι Θεωρητικές τιμές διαφέρουν κατά ένα ποσοστό με τις τιμές του VOUT και του κέρδους που βρήκαμε στο Ltspice παρατηρούμε ότι και στις δύο περιπτώσεις (θεωρητική ανάλυση και προσομοίωση) βγάζουμε τα ίδια συμπεράσματα.

- I. Συγκεκριμένα αν αγνοήσουμε το φαινόμενο Σώματος και για φαινομενικά άπειρη αντίσταση έχουμε την μεγαλύτερη DC τιμή της VOUT και κέρδος κοντά στην μονάδα.
- II. Στην συνέχεια με την επίδραση του φαινομένου σώματος και όσο μειώνουμε την αντίσταση έχουμε ότι τόσο η DC τιμή VOUT όσο και το κέρδος μειώνονται .
- III. Τέλος όσο αφορά την διαμόρφωση μήκους καναλιού λ ,όταν την αγνοούμε έχουμε καλύτερο κέρδος και μεγαλύτερη τάση εξόδου ενώ όταν την λαμβάνουμε υπόψιν μας απομακρυνόμαστε από την ιδανική κατάσταση και έχουμε μείωση VOUT και Κέρδους.

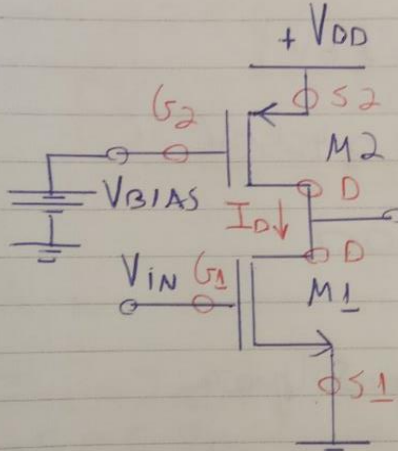
3. CMOS Αναστροφέας.

Αρχικά θα ασχοληθούμε με την θεωρητική ανάλυση του κυκλώματος:

CMOS Αναστροφέας

Επιλέγουμε i) $V_{BIAS} = \dots$
 ii) $\frac{W}{L} = \dots$

Όσες το κύκλωμα να λειτουργεί ως ενισχυτής
 -> Χρησιμοποιούμε μόνο 1,8V τροφοδοτικό.
 ($\lambda = 0,02$)



Όπως βλέπουμε από το κύκλωμα $I_{D1} = I_{D2} = I_D$

• Για να λειτουργεί ως Ενισχυτής θα πρέπει τα N-MOS, P-MOS M_1, M_2 να βρίσκονται ταυτόχρονα στον κορεσμό.
 M_1, M_2 Sat

M_1 : N-MOS , M_2 : P-MOS

Συνθήκες για κορεσμό:

$$\begin{cases} \text{NMOS} - M_1 \text{ sat} & V_{G1} \leq V_{TH} \\ \text{PMOS} - M_2 \text{ sat} & V_{DG} \leq |V_{TP}| \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{G1} - V_D \leq V_{TH} \\ V_D - V_{G2} \leq |V_{TP}| \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} V_{IN} - V_{out} \leq V_{TH} = 0,3075V \\ V_{out} - V_{BIAS} \leq |V_{TP}| = 0,4555V \end{cases}$$

ΕSW $V_{SB1} = V_{SB2} = 0 \rightarrow V_{TH} = V_{TO} = 0,3075V$
 $|V_{TP}| = |V_{TPO}| = 1 - 0,4555V$

V_{TO} : Τα παίρνουμε από τα χαρακτηριστικά των MOS

Στον κορεσμό λo χoυν oι σxέσεις

$$\left. \begin{aligned} I_{D1} &= \frac{1}{2} K_n \left(\frac{W}{L} \right)_n (V_{GS1} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS1}) \\ I_{D2} &= \frac{1}{2} K_p \left(\frac{W}{L} \right)_p (V_{GS2} - |V_{TP}|)^2 (1 + \lambda V_{DS2}) \end{aligned} \right\} \begin{aligned} I_{D1} \\ I_{D2} \end{aligned}$$

Δίνονται επίσης $K_n = 258 \cdot 10^{-6}$, $K_p = 94 \cdot 10^{-6}$

Έχουμε τροφοδοτικά 1,8V οπότε $V_{DD} = 1,8V$

• Μ2 σε Κορεσμό Πρέττα $V_{out} - V_{BIAS} \leq 0,455V$ (1)

Έστω $V_{BIAS} = 0,7V$ και $\left(\frac{W}{L} \right)_p = 100$

με $W_p = 40\mu m$, $L_p = 400\mu m$
εμπνευσμένα από προηγούμενα παραδείγματα

$$I_D = I_{D2} = \frac{1}{2} K_p \left(\frac{W}{L} \right)_p (1,8 - V_{BIAS} - 0,455)^2 (1 + \lambda \cdot V_{out} - \lambda \cdot 1,8)$$

• Μ1 σε Κορεσμό Πρέττα $V_{IN} - V_{out} \leq 0,3075$ (2)

Ομοίως έστω $\left(\frac{W}{L} \right)_n = 100$, $W_n = 40\mu m$, $L_n = 400\mu m$

$$I_D = I_{D1} = \frac{1}{2} K_n \left(\frac{W}{L} \right)_n (V_{IN} - 0,3075)^2 (1 + \lambda V_{out})$$

Πρέπει να λύσουμε το $I_{D1} = I_{D2}$ ώστε να βρούμε V_{IN} , V_{out} ώστε $M1, M2$ sat

③

Αρχικά θα χρειαστεί να υποθέσουμε μία τιμή για V_{IN} - για να μην είναι αυθαίρετη ή επιλογή μας θα βρούμε για $\lambda \approx 0$ το V_{IN}

$$I_{D1} = I_{D2} \Rightarrow \frac{1}{2} K_n \left(\frac{W}{L} \right)_n (V_{IN} - 0,3075)^2 = \frac{1}{2} K_p \left(\frac{W}{L} \right)_p (1,8 - 0,7 - 0,455)^2$$

$$\Rightarrow 258 (V_{IN} - 0,3075)^2 = 94 \cdot 0,41$$

$$\Rightarrow V_{IN} \approx 0,69V \text{ ή } V_{IN} = -0,08V$$

ΔΕΙΚΤΗ

που απορίπτεται γιατί $V_{GS1} = V_{IN} = -0,08V < V_{S1} = 0$ το Μ1 θα ήταν σε αποκοπή.

Αρκεί λοιπόν να λύσουμε για $\lambda \approx 0,02$

$$I_{D1} = I_{D2} \Rightarrow$$

$$258 (V_{IN} - 0,3075)^2 (1 + 0,02 V_{out}) = 94 (1,8 - 0,7 - 0,455)^2 (1 + 0,02 (V_{out} - 1,8))$$

Μέσω Wolfram $\Rightarrow V_{IN} = 0,68955V$
 $V_{out} = 0,6965V$

όπου V_{IN} είναι κοντά στην τιμή για $\lambda \approx 0$ που υποθέσαμε και $V_{out} \approx V_{IN}$ όπως θα θέλαμε στην περίκχη κορεσμού για CMOS.

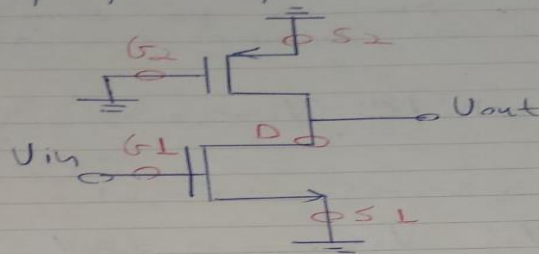
Τέλος (1) $V_{out} = 0,6965V \leq 2,55$ ✓ Μ2 σε Κορεσμό
(2) $\Rightarrow 0,68955 - 0,6965 \leq 0,3075$ ✓ Μ1 σε Κορεσμό

Θεωρητικές Τιμές: $M1, M2$ sat

$V_{BIAS} = 0,7V$, $\left(\frac{W}{L} \right)_n = \left(\frac{W}{L} \right)_p = 100$, $W = 40\mu m$, $L = 400\mu m$
 $V_{out} = 696mV$, $V_{GS1} = V_{IN} = 689mV$

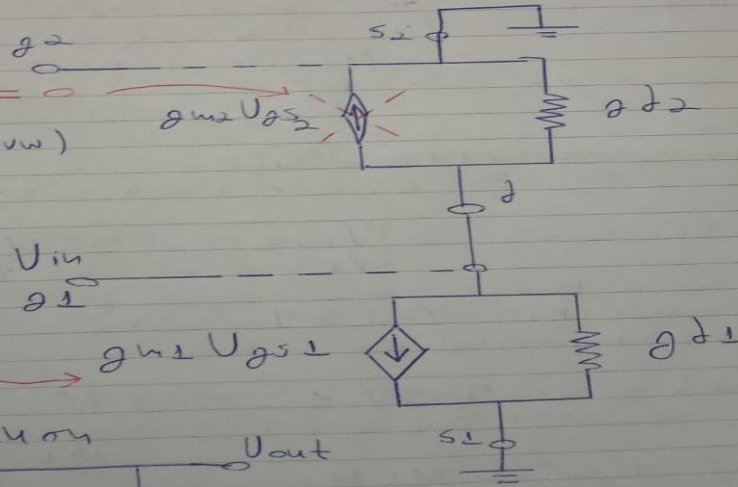
AC Ανάλυση (μικρού σήματος)

AC
 $V_{SB} = 0$
 $M_1, M_2 \text{ sat}$



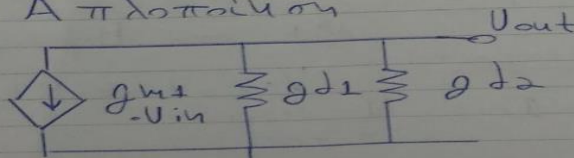
→ I KAS

$V_{gs2} - V_{s2} = 0$
 $g_{m2} V_{gs2} = 0$
 (ανοικτός κυκλῶν)



$V_{gs1} - V_{s1} = V_{in}$

↔ Απλοποίηση



Από το απλοποιημένο λοοδύναμο I KAS
 εύκολα συμπαίρνουμε

$$0 - V_{out} = (g_{m1} V_{in}) \left(\frac{1}{g_{d1}} + g_{d2} \right)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-g_{m1}}{g_{d1} + g_{d2}}$$

Θα βρούμε λοιπόν τα g_{m1} , g_{d1} , g_{d2}
 (τύπος σελίδα 421)

$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{ov} = \sqrt{2 \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D} = \frac{2 I_D}{V_{ov}}$$

$$g_d = \frac{1}{r_o} = \frac{I_D}{V_A} = \lambda I_D$$

$$I_D = \frac{1}{2} \cdot \frac{94}{10} \cdot 100 \cdot (1.8 - 0.7 - 0.455)^2 \cdot (1 + 0.02)$$

$$I_{D1} = \frac{1}{2} \cdot 248 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot (680 \text{ mV} - 0.3075)^2 \cdot (1 + 0.02 \cdot 0.6965)$$

⇒ $I_{D1} = 1.83 \text{ mA}$ | $I_{D1} \approx I_{D2}$
 ομοίως έχουμε $I_{D2} \approx 1.9 \text{ mA}$ | όπως θέλουμε.

Εμείς θα χρησιμοποιήσουμε $I_D = 1.88 \text{ mA}$

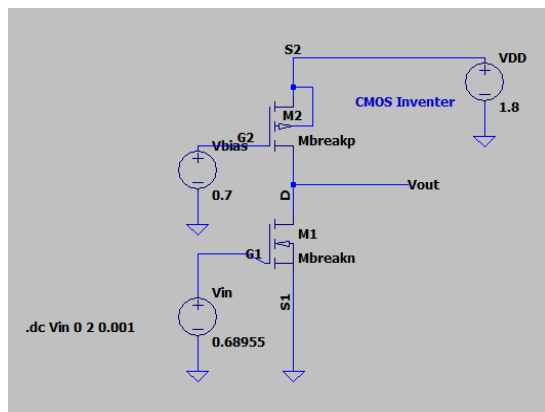
$$g_{m1} = \sqrt{2 K_n' \left(\frac{W}{L} \right)_1 I_D} \Rightarrow g_{m1} = 0.00985 \frac{\text{A}}{\text{V}}$$

$$g_{d1} = g_{d2} = \lambda I_D \Rightarrow g_{d1} = g_{d2} = 0.0376 \cdot 10^{-3} \frac{\text{A}}{\text{V}}$$

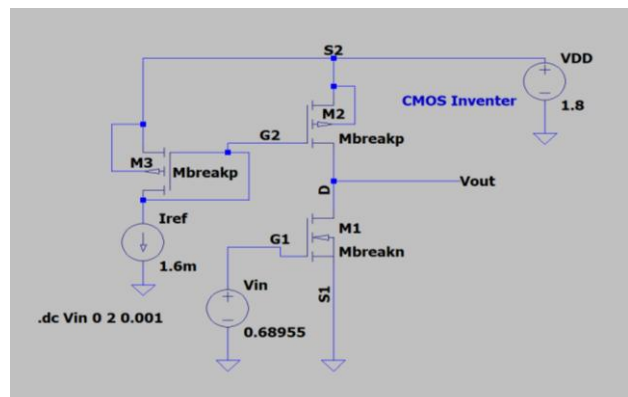
Αρα $\frac{V_{out}}{V_{in}} = -130.98$ Κέρδος Ασθενούς
 Σήματος

Ανάλυση στο LTSPICE:

CMOS inverter με DC πόλωση:

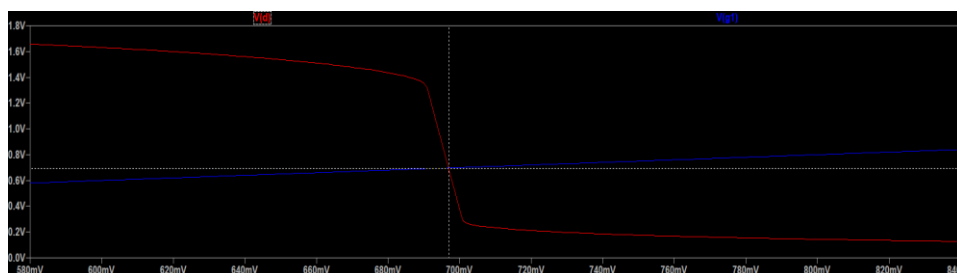


CMOS inverter με καθρέπτη ρεύματος :



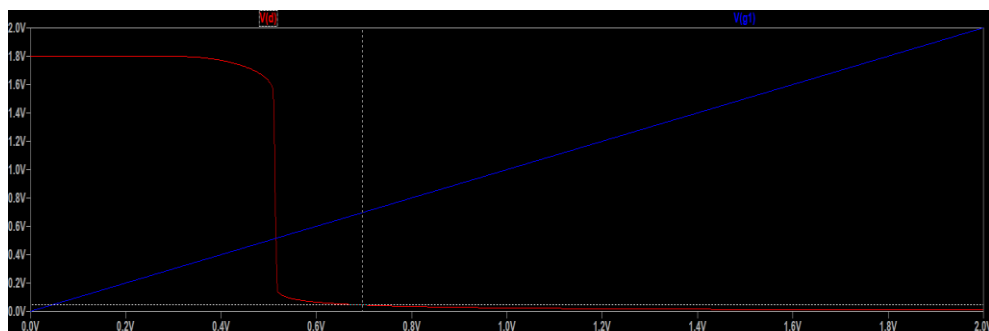
DC Τάση Ανάλυση

- Αρχικά με $V_{bias}=0.7V$, $V_{dd}=1.8V$ κάνουμε DC ανάλυση ώστε να βρούμε την V_{out} για διάφορες τιμές της V_{in} .

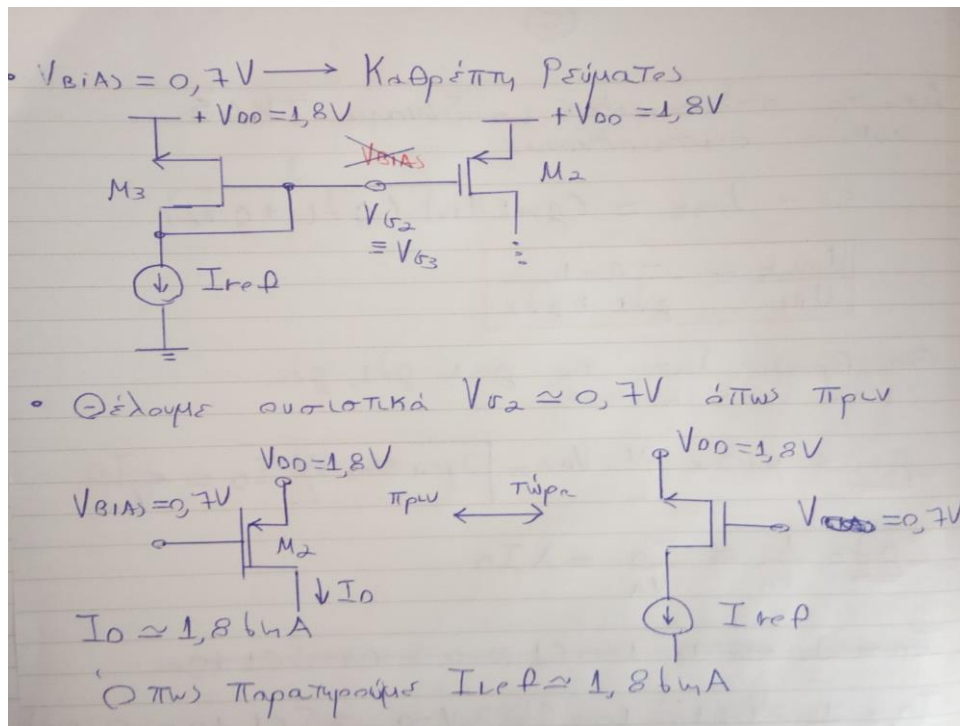


Το σημείο ισορροπίας για τον cmos αντιστροφέα βλέπουμε ότι βρίσκεται στην μέση της ευθύγραμμης περιοχής που τα MOS βρίσκονται σε κορεσμό.
Από τη παραπάνω καμπύλη βλέπουμε ότι $V_{out} = 694,23mV$ και $V_{in} = 696.95mV$ αρκετά κοντά στις θεωρητικές τιμές που υπολογίσαμε.

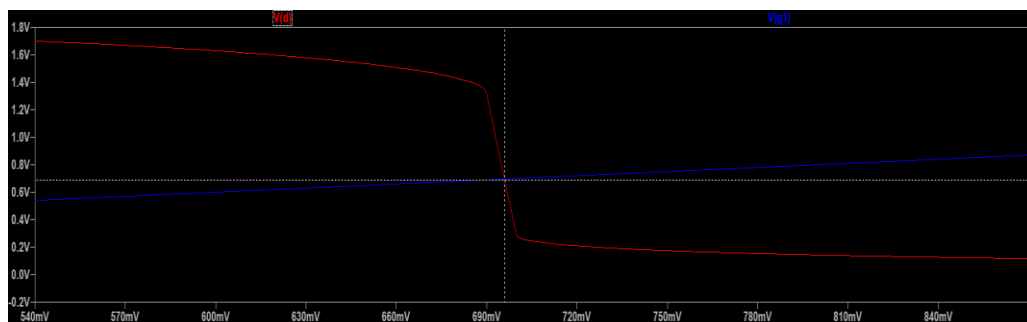
- Παρατηρούμε ότι όσο αυξάνουμε την V_{bias} η σιγμοειδής καμπύλη γίνεται όλο και πιο απότομη και μετατοπίζεται προς τα αριστερά όπως βλέπουμε παρακάτω για $V_{bias}=1V$. Δηλαδή η V_{bias} με μικρές αλλαγές αλλάζει το σημείο ηρεμίας απότομα.



- Για να αποφύγουμε αυτό το πρόβλημα θα αντικαταστήσουμε την ιδανική πηγή τάση V_{bias} με έναν καθρέπτη ρεύματος όπως φαίνεται στα παραπάνω κυκλώματα.

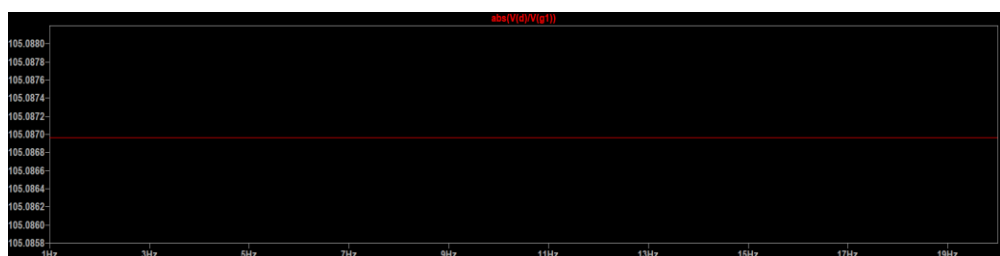


Τελικά μετά από μερικές δοκιμές στο Ltspice έχουμε ότι για $I_{ref}=1.6mA$ έχουμε τη ζητούμενη τάση $V_{G2} = 0.7V$. Οπότε για DC ανάλυση :



$V_{in}=696mV$ και $V_{out}=686mV$ στο σημείο ισορροπίας.

- Τέλος θα τρέξουμε AC ανάλυση μικρού σήματος :

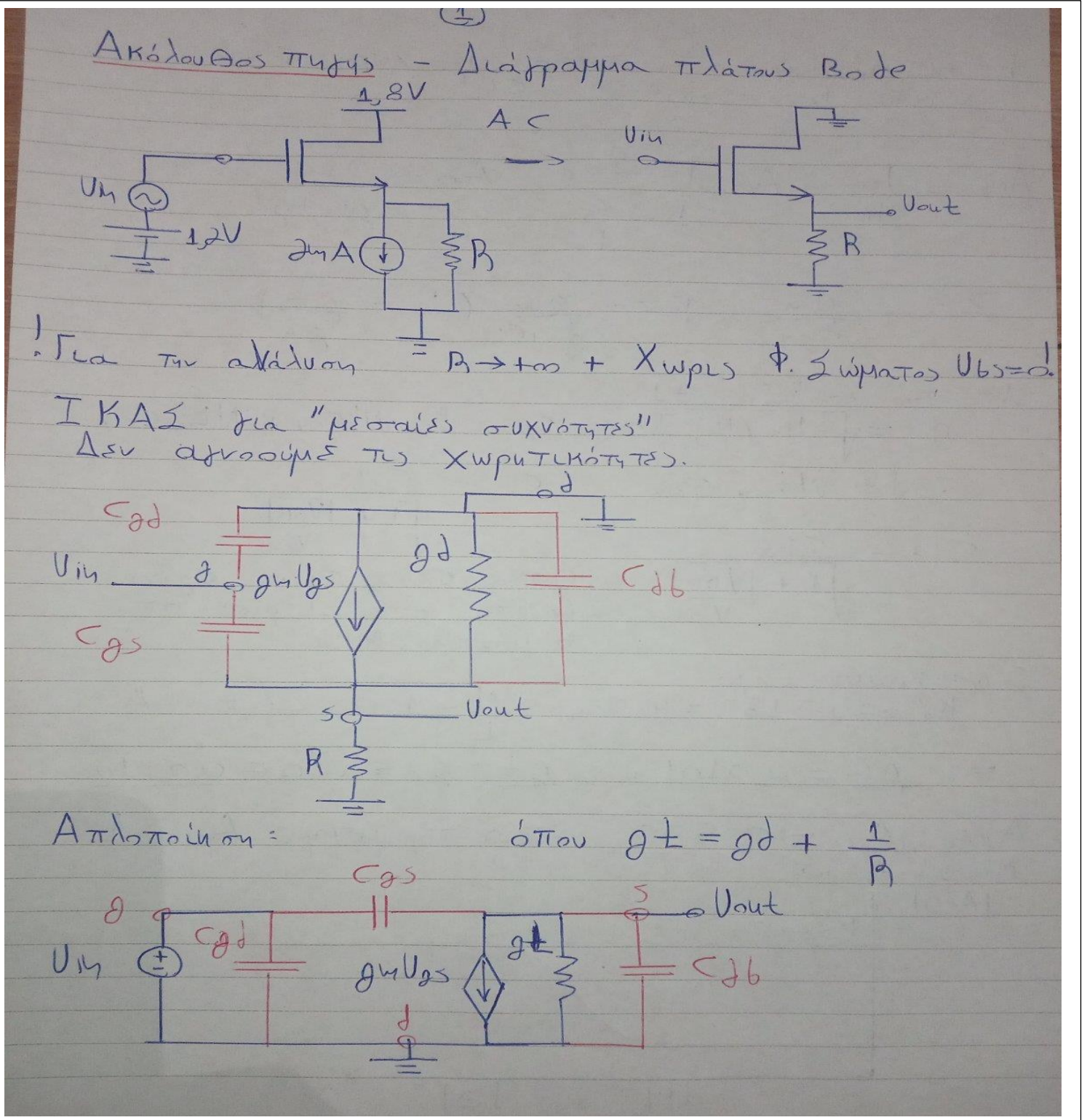


$\left| \frac{u_{out}}{u_{in}} \right| = 105$ αρκετά κοντά στην τιμή που βρέθηκε με θεωρητική ανάλυση

Παρατηρούμε ότι για μικρές αλλαγές της DC V_{in} τάσης επιρεάζεται σημαντικά το το κυκλωμά μας όπως παρατηρήσαμε και στην θεωρητική ανάλυση για $\lambda = 0.02$.

4. AC Ανάλυση για μεσαίες συχνότητες
 - A. Για ακόλουθος Πηγής

Θεωρητικό Μέρος:



(2)

Επίσης αγνοούμε την παρασιτική χωρητικότητα μεταξύ Body-substrate $C_{bb'}$.

$$A(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = A_0 \cdot \frac{1 - \frac{s}{z}}{1 - \frac{s}{p}} \quad , \quad A_0 = \frac{g_m}{g_m + g_t}$$

$$z = -\frac{g_m}{C_{gs}} \quad , \quad p = -\frac{g_m}{C_{gs} + C_{bd}} \left(1 + \frac{g_t}{g_m}\right)$$

Από την σελίδα 716:

$$g_m = \sqrt{2 \mu_n \left(\frac{W}{L}\right) I_D} \quad , \quad C_{gs} = \frac{2}{3} W L C_{ox} + W L_{ov} C_{ox}$$

$$C_{gd} = W L_{ov} C_{ox} \quad , \quad C_{sb} = \frac{C_{sbo}}{\sqrt{1 + \frac{|V_{SB}|}{V_0}}}$$

$$C_{bd} = \frac{C_{dbo}}{\sqrt{1 + \frac{|V_{DB}|}{V_0}}}$$

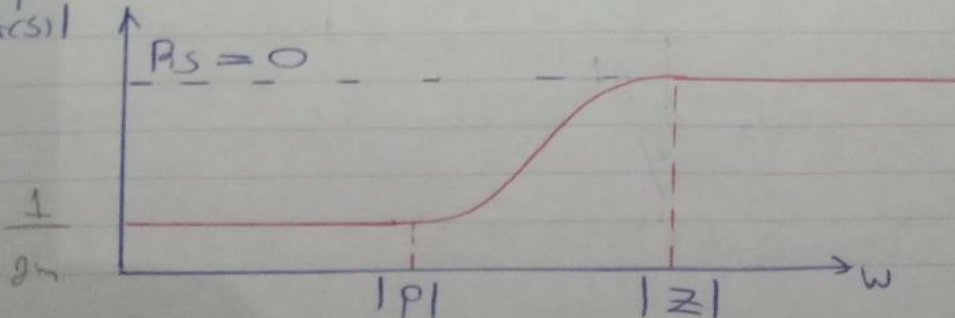
Όπου C_{sbo} , C_{gs0} , C_{gd0} δίνονται στο LeSpice από το μοντέλο MOS.

Συγκεκριμένα για

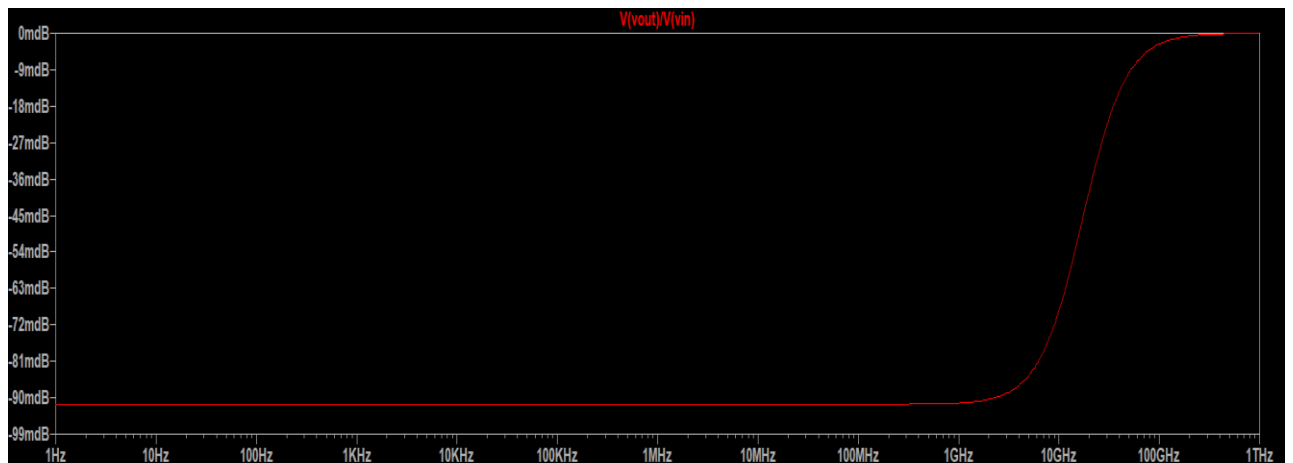
$$\mu_n = 258 \cdot 10^6 = \mu_n C_{ox} \quad , \quad \frac{W}{L} = 10 \quad , \quad I_D = 2 \mu A$$

$$\Rightarrow g_m = 0,01016 \quad , \quad g_t = g_d = \lambda I_D = 0,04 \cdot 10^{-3}$$

Άρα $A_0 = 0,999$ όπως περιμέναμε $A_0 \approx 1$
Μορφή Bode
 $|A(s)|$



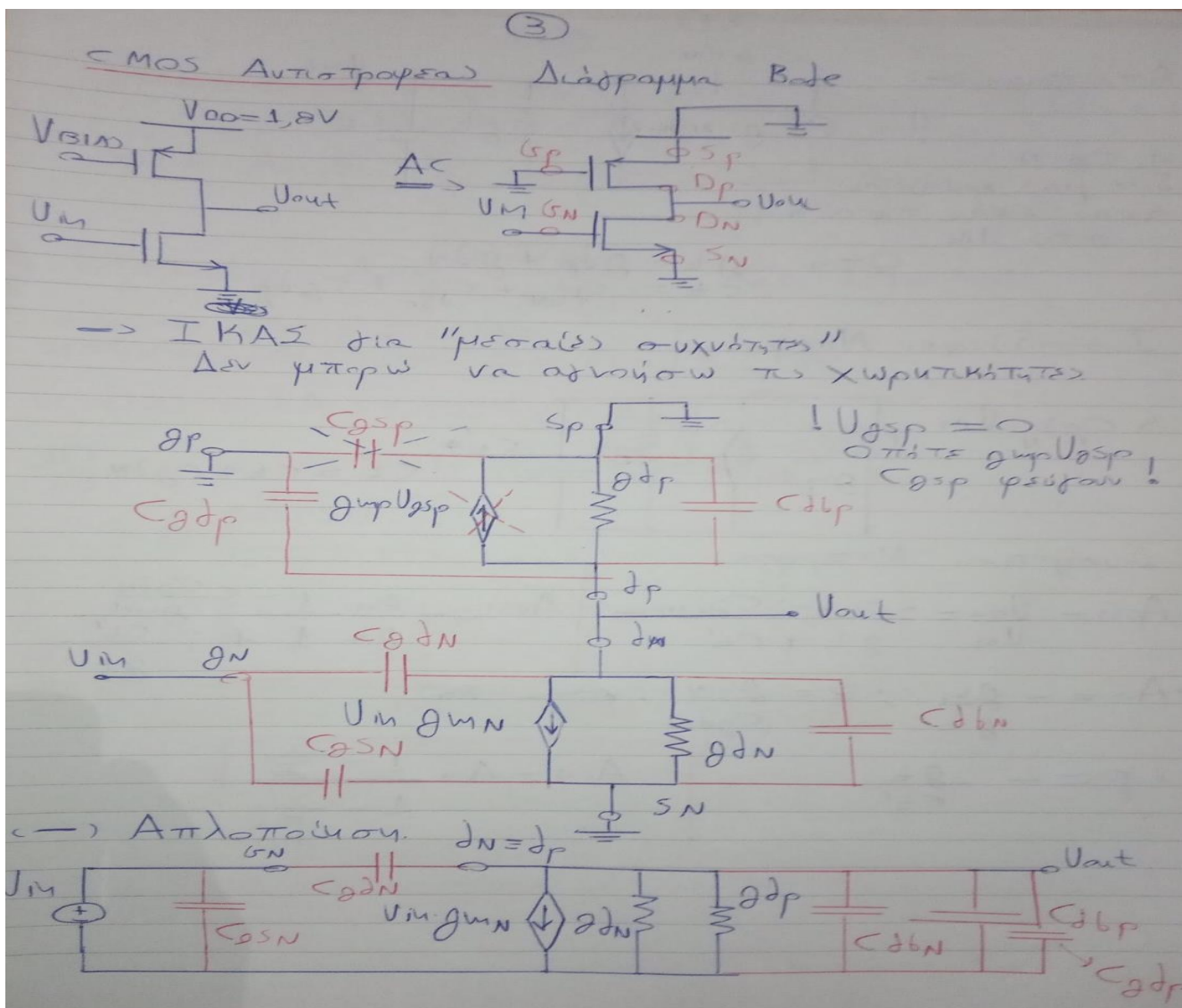
AC Ανάλυση μέσα από Ltspice:



Παρατηρούμε ότι αρχικά για μικρά σήματα το κέρδος είναι κοντά στην μονάδα όπως βρήκαμε και στην AC ασθενούς σήματος αλλά στην συνέχεια όταν βρεθεί σε πόλο η συνάρτηση μεταφοράς αυξάνει μέχρι που μηδενίζεται στο μηδενικό αφού η αντίσταση που ακολουθεί την U_{in} είναι 0. (Δηλαδή $R_s = 0$).

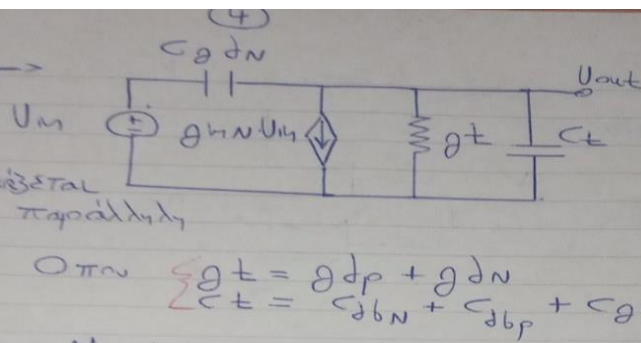
B. Για CMOS Αντιστροφέα.

Θεωρητικό Μέρος:

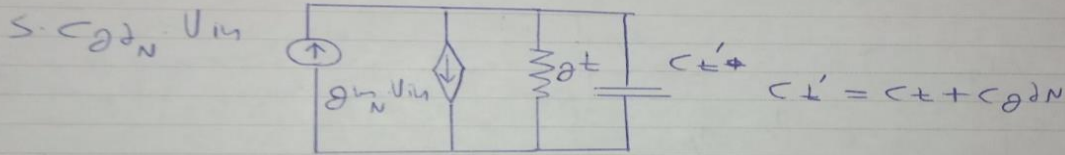


Απλοποιούμε \rightarrow

η C_{gsN}
δεν μας χαρακτηρίζεται
αφού είναι παράλληλη
στην V_{in}



Ισοδύναμο Norton



Συνάρτηση Μεταφοράς

$$A(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-g_{mN} - sC_{gsN}}{g_t + C_t'} \quad A(s) = -\frac{g_m}{g_t} \frac{1 - s \frac{C_{gsN}}{g_{mN}}}{1 + s \frac{C_t'}{g_t}}$$

$$\bullet A_0 = -\frac{g_m}{g_t} \quad ; \quad z = \frac{g_{mN}}{C_{gsN}} \quad , \quad p = -\frac{g_t}{C_t'}$$

$$\bullet p = -\frac{g_t}{C_t'}$$

$$A(s) = A_0 \frac{1 - \frac{s}{z}}{1 - \frac{s}{p}}$$

(5)

$$g_{mN} = 0,00985 \text{ A/V} \quad g_{dN} = g_{dp} = 0,037 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$$

(από ερώτημα 3=δ)

$$A(s) = A_0 \frac{1 - \frac{j\omega}{z}}{1 - \frac{j\omega}{p}} \quad , \quad A_0 = -\frac{g_m}{g_t} < 0$$

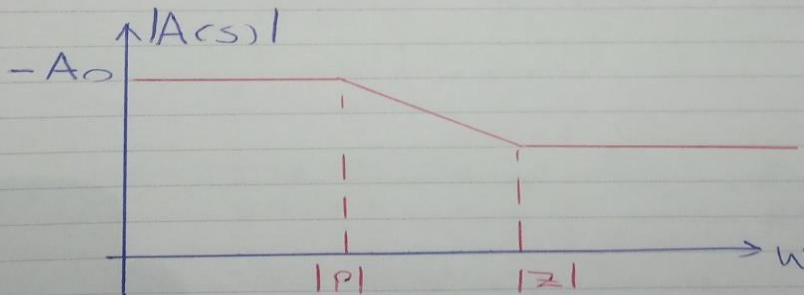
$$|A(j\omega)| = -A_0 \sqrt{\frac{1 + (\frac{\omega}{z})^2}{1 + (\frac{\omega}{p})^2}} \quad \mu\delta \quad |p| < |z|$$

$$\omega = 0 \rightarrow |A(0)| = -A_0$$

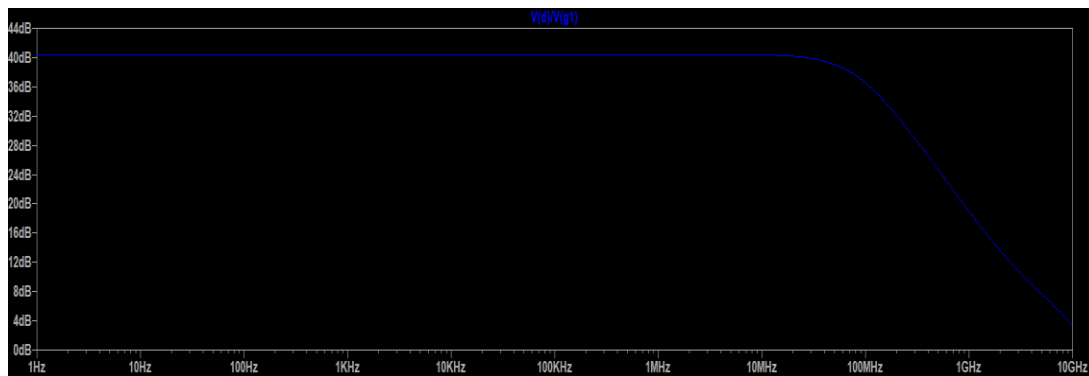
$$\omega = |p| \rightarrow |A(s=j|p|)| = -A_0 \sqrt{\frac{1 + (\frac{|p|}{z})^2}{2}}$$

$$\omega = |z| \rightarrow |A(s=j|z|)| = -A_0 \sqrt{\frac{2}{1 + (\frac{|z|}{p})^2}}$$

$$\frac{|p|}{|z|} < 1 \rightarrow |A(\omega=|p|)| > |A(\omega=|z|)|$$



AC Ανάλυση μέσα από Ltspice:

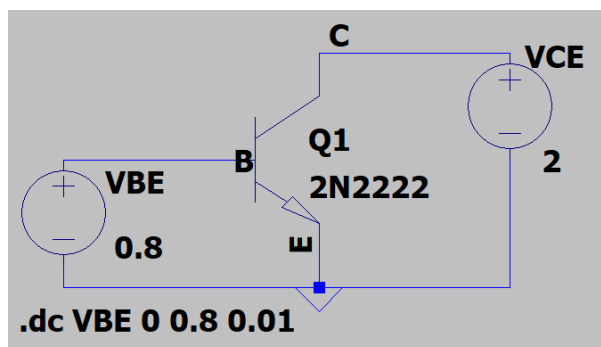


Δηλαδή όπως περιμέναμε έχει την χρήση ενός low pass φίλτρου.

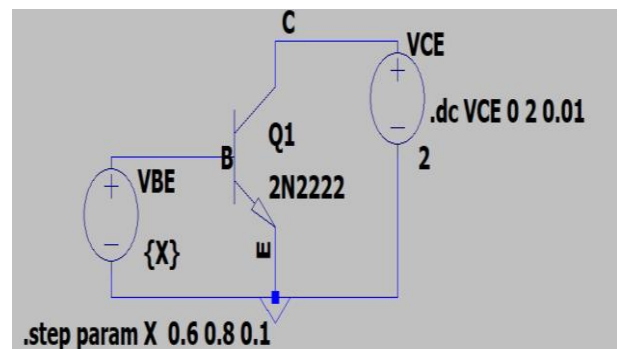
II. BJT ΣΤΟ LTSPICE

1)NPN BJT

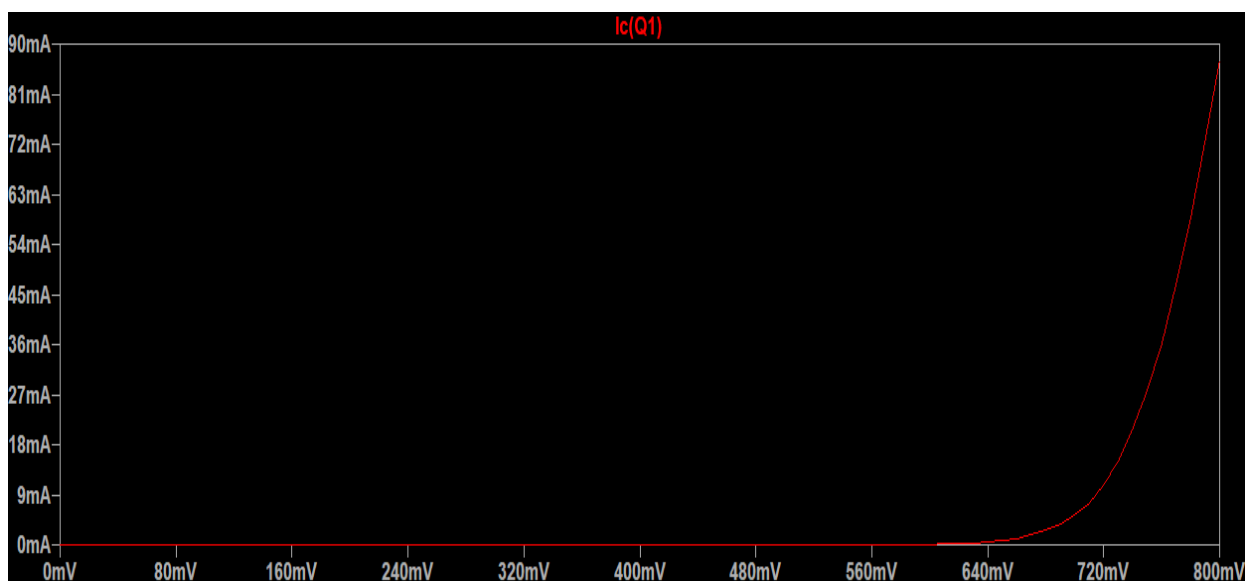
Για το ερώτημα(a):



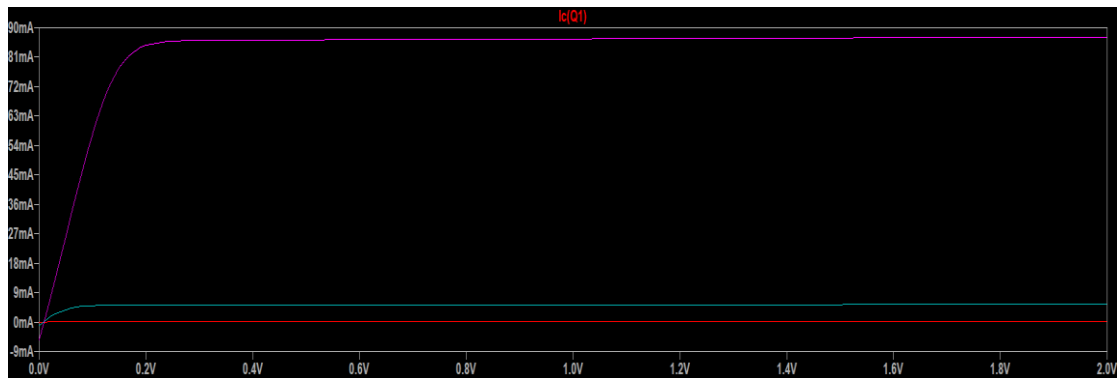
Για το ερώτημα (b):



- a) Παρατηρούμε ότι για $V_{BE} < 670\text{ mV}$ το ρεύμα I_c είναι μηδέν ενώ στην συνέχεια αυξάνει εκθετικά.

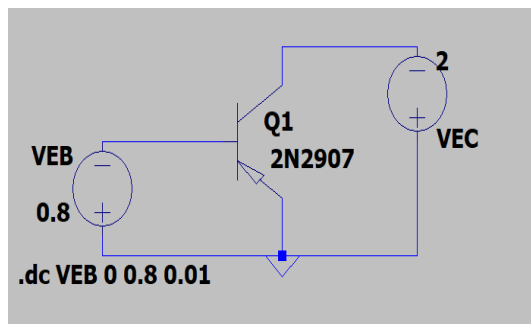


- b) Παρατηρούμε ότι για $V_{bs} = 0.8V$, $V_{bs} = 0.7V$, $V_{bs} = 0.6V$ όσο αυξάνει η τάση V_{BS} τόσο αυξάνεται και το ρεύμα I_c ,ακόμη παρατηρούμε ότι για $V_{bs} = 0.7V$, $V_{bs} = 0.6V$ τα ρεύματα δεν έχουμε μεγάλη διάφορά αφού για $V_{bs} = 0.6V$ το ρεύμα είναι μηδέν και για $V_{bs} = 0.7V$ το ρεύμα είναι λιγότερο από 7mA ενώ για $V_{bs} = 0.8V$ έχουμε 90mA περίπου. Τέλος όσο αυξάνει το V_{bs} η περιοχή κορεσμού του I_c μετακινείται προς τα δεξιά.

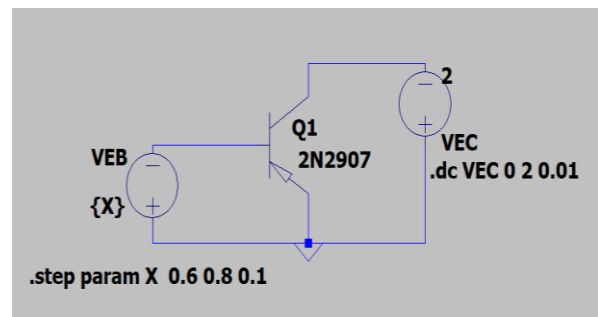


2) PNP BJT

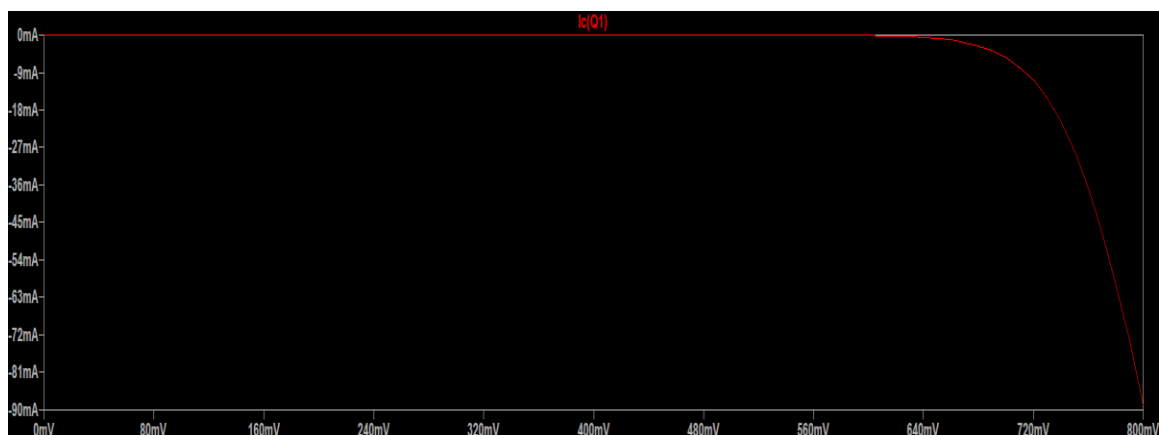
Για το ερώτημα (α):



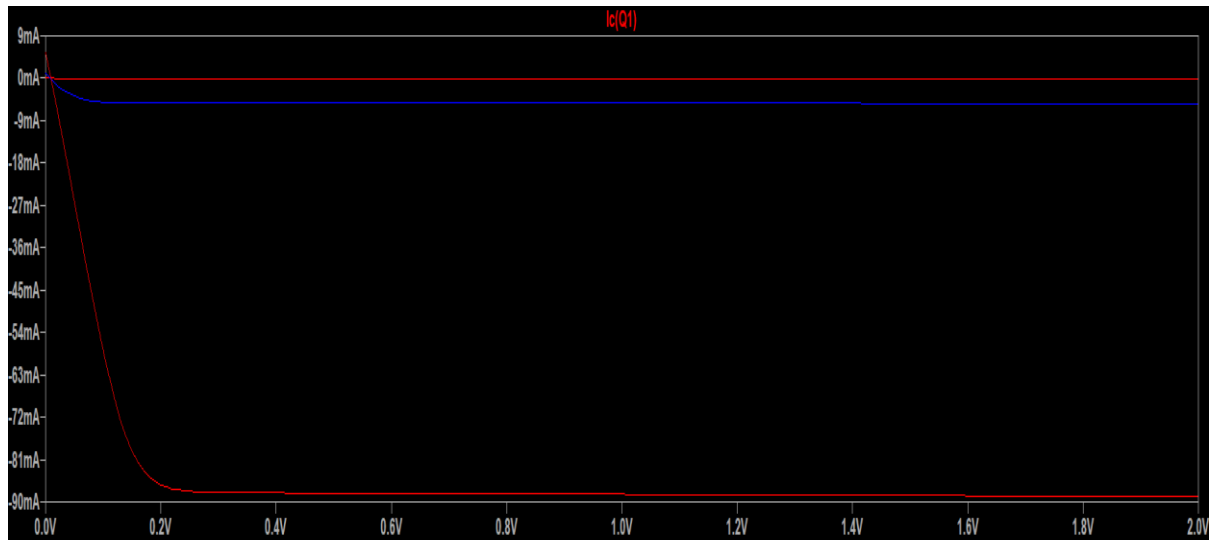
Για το ερώτημα (β):



- (a) Παρατηρούμε ακριβώς τα ανάλογα με το ηρη BJT αλλά τώρα το IC έχει αντίθετη φορά από πριν αλλά ίδιο μέτρο.



(b) Ξανά βλέπουμε ανάλογα αποτελέσματα με το ηρη BJT αλλά τώρα το μέτρο του ρεύματος αυξάνεται όσο αυξάνει η VEB αλλά με αντίθετη φορά.



3) Ενισχυτής κοινού εκπομπού ηρη-BJT.

Ενισχυτής Κοινού Εκπομπού ηρη BJT

$V_{CC} = 10V$, $R_C = 5K\Omega$, $R_E = 2K\Omega$
 $R_L = \min\{R_{L1}, R_{L2}\}$, $R_{L1} // R_{L2} = 100K\Omega$
 $V_{BB} = 10V$, $R_S = R_L / 100$
 $C_{S1} = 5\mu F$, $C_{S2} = 3\mu F$
 Signal εισόδου ημίστονο DC=0, πλάτος 1mV
 $f = 2KHz$

DC Thevenin

$$R_B = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10}{11} K\Omega \quad (1)$$

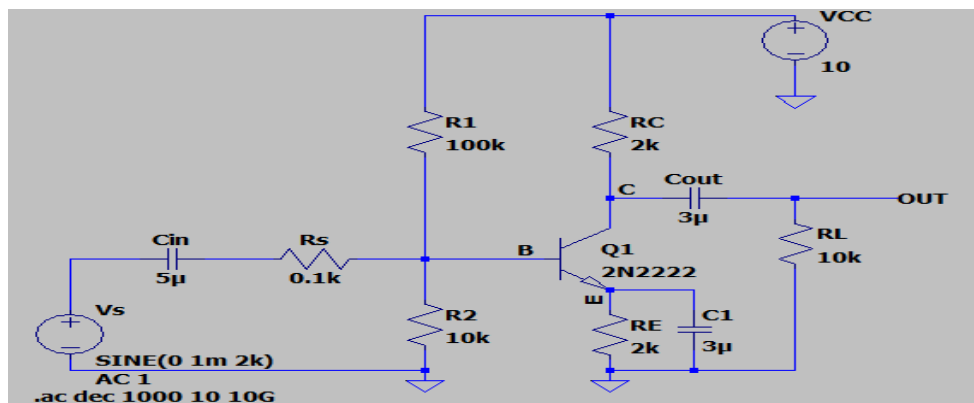
$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \Rightarrow \frac{10}{11} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} 10 \quad (2)$$

(1) \Rightarrow $R_1 \cdot \frac{1}{11} = \frac{100}{11} \Rightarrow R_1 = 100K\Omega$

Αρα από (2) $\Rightarrow R_2 = 100K\Omega$

Συνεπώς $R_L = 10K\Omega$, $R_{sig} = \frac{1}{100} R_L \Rightarrow R_S = 0.1K\Omega$

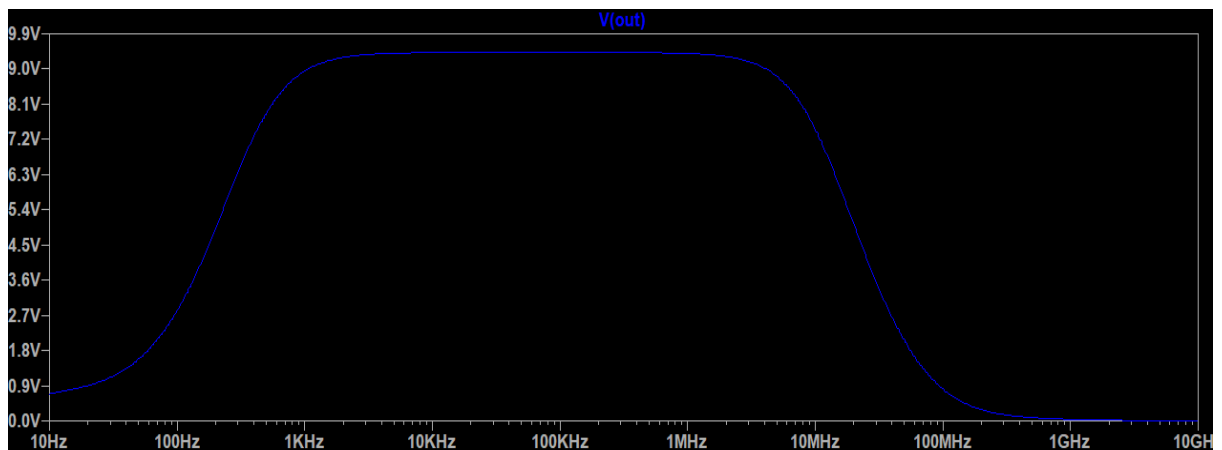
Το κύκλωμα στο Ltspice:



α) Με dc ανάλυση βρίσκουμε τα ζητούμενα:

* C:\Users\User\Desktop\Draft1.asc		
--- Operating Point ---		
V(c) :	9.70223	voltage
V(b) :	0.902868	voltage
V(e) :	0.299143	voltage
Ic(Q1) :	0.000148887	device_current
Ib(Q1) :	6.84532e-007	device_current
Ie(Q1) :	-0.000149572	device_current

β) Bode για AC Ανάλυση.



Όπως φαίνεται από το διάγραμμα bode το εύρος συχνοτήτων είναι από **100Hz έως 100 MHz** και το κέρδος **9 V ή 25 dB**.

