

TRANZISTORUL MOS_SOFT-HARD MODULUL MCM4/EV

3. DESFĂȘURAREA LUCRĂRII

3.1 Introducere

Se utilizează modulul din partea stânga-jos la plăcii MCM-4 prezentată mai jos în fig. 3.10.

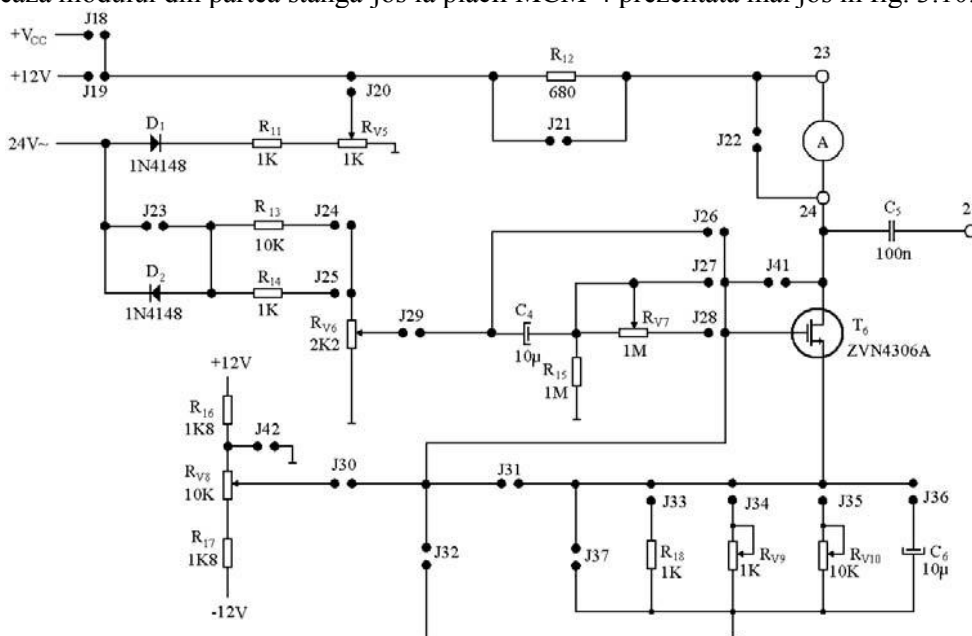


Fig. 3.10 Schema electrică de măsurare a tranzistorului MOS a modului MCM-4.

3.2 Măsurarea caracteristicilor de curent continuu

Caracteristica de transfer

Pentru măsurarea tensiunilor se utilizează voltmetrul sau osciloscopul.

- Se realizează circuitul din fig. 3.11 prin conectarea șunturilor J18, J37, J41 J41 și rezistența $R_{J22}=100K\Omega$ pe poziția șuntului J22.

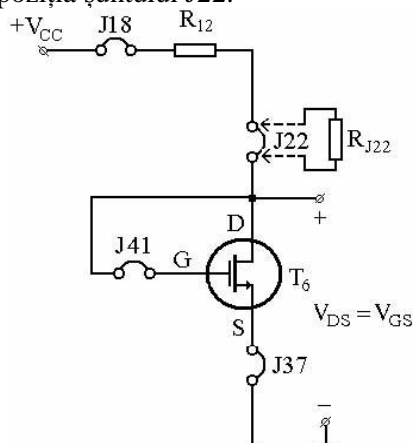


Fig. 3.11 Schema circuitului pentru măsurarea caracteristicii de transfer.

- Se reglează tensiunea de alimentare V_{CC} astfel ca tensiunea V_{GS} a tranzistorului să ia valorile din tabelul 3.3 și se determină curentul de drenă I_D prin măsurarea căderii de tensiune pe rezistența de drenă $R_D=R_{J22}+R_{J23}$.
- Pentru curenți de drenă mai mari se scoate R_{J22} și se pune șuntul J22.
- Curentul de drenă se calculează cu relația $I_D=(V_{CC}-V_{DS})/R_D$
- Se trasează graficul $I_D=f(V_{GS})$ rezultând un grafic asemănător cu cel din fig. 3.12.

Tabelul 3.3

V_{GS} [V]	0	1,5	2	3	3,05	3,07	3,09	3,1	3,15	3,2
V_{GS} , măsurat [V]	0,0	1,0	2,0	3,0	3,04	3,07	3,09	3,11	3,13	3,14
V_{cc}	0	1	2	3	4	8	12	16	20	24
$R_D=R_{12}+R_{J22}$ [K Ω]	0,68	0,68	0,68	0,68	0,68	0,68	0,68	0,68	0,68	0,68
I_D [mA]										30,7
$(V_{GS}-V_T)^2/2$ [V ²]										

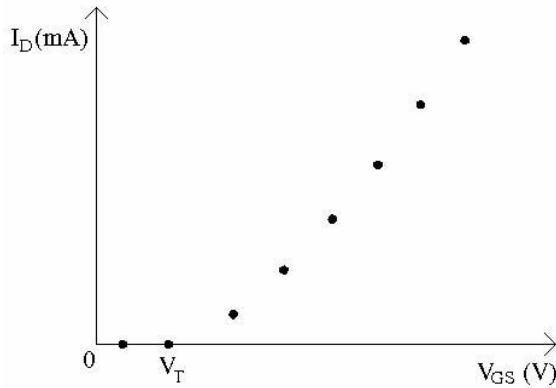


Fig. 3.12 Aspectul caracteristicii de transfer.

S3.1 Simularea caracteristicii de transfer a tranzistorului MOS

Se utilizează OrCAD9.1 situl: [https://wiki.dcae.pub.ro/index.php/Circuite_Electronice\(laborator\)](https://wiki.dcae.pub.ro/index.php/Circuite_Electronice(laborator))
 Se desenează schema din fig. 3.11 considerând un tranzistor MOS de tipul 2N6788 din librăria PWRMOS și o rezistență de drenă $R_D=R_{12}=680\Omega$, obținându-se schema din fig. S3.1.

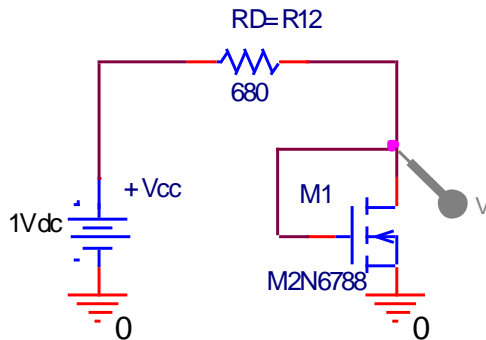


Fig. S3.1 Circuitul pentru simularea caracteristicii de transfer.

Se face un profil de simulare **DC Sweep** pentru tensiunea +Vcc de la 0,1V la 24V cu increment 0,1V și vizualizăm tensiunea de grilă și drenă conform fig. S3.2.

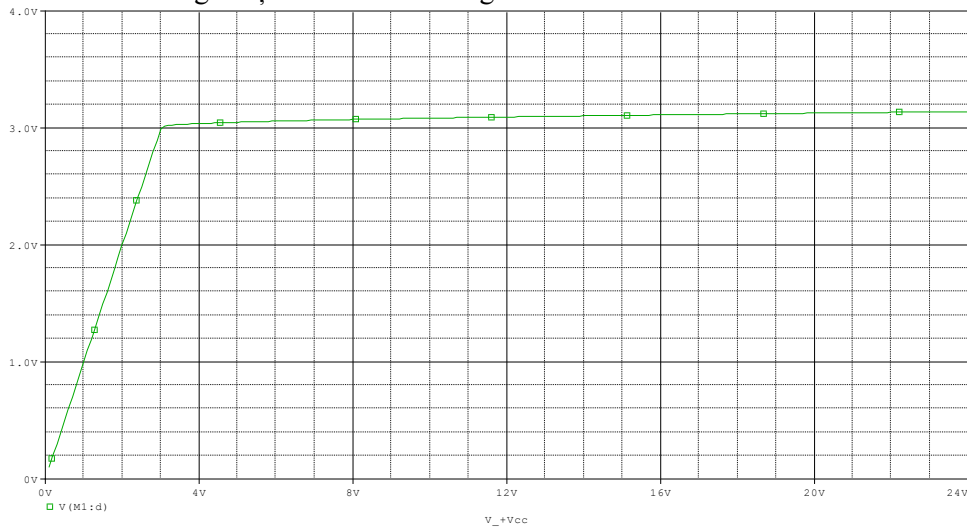


Fig. S3.2 Tensiunea în grila și drena tranzistorului.

Cu ajutorul cursorului se poate completa tabelul 3.3 la tensiunile de alimentare cu fond albastru din tabel. Pentru a completa linia curentului de drenă din tabel 3.3 în fereastra de simulare din fig. S3.2 ștergem de pe axa Y Tensiunea din grila și drenea tranzistorului M1 și cu **Add Traces** selectăm curentul de drenă ID(M1) apoi cu ajutorul cursorului completăm tabelul 3.3.

Pentru a vedea caracteristica de transfer a tranzistorului în fereastra de simulare din fig. S3.2 sau cea cu ID(M1), dăm clic stânga pe tabul **Plot/Axis Settings...** și apare fereastra **Axis Settings** ca în fig. S3.3 în care dăm clic pe butonul de jos **Axis Variable...**, apare fereastra **X Axis Variable** în care selectăm tensiunea de grilă VG(M1) și dăm OK.

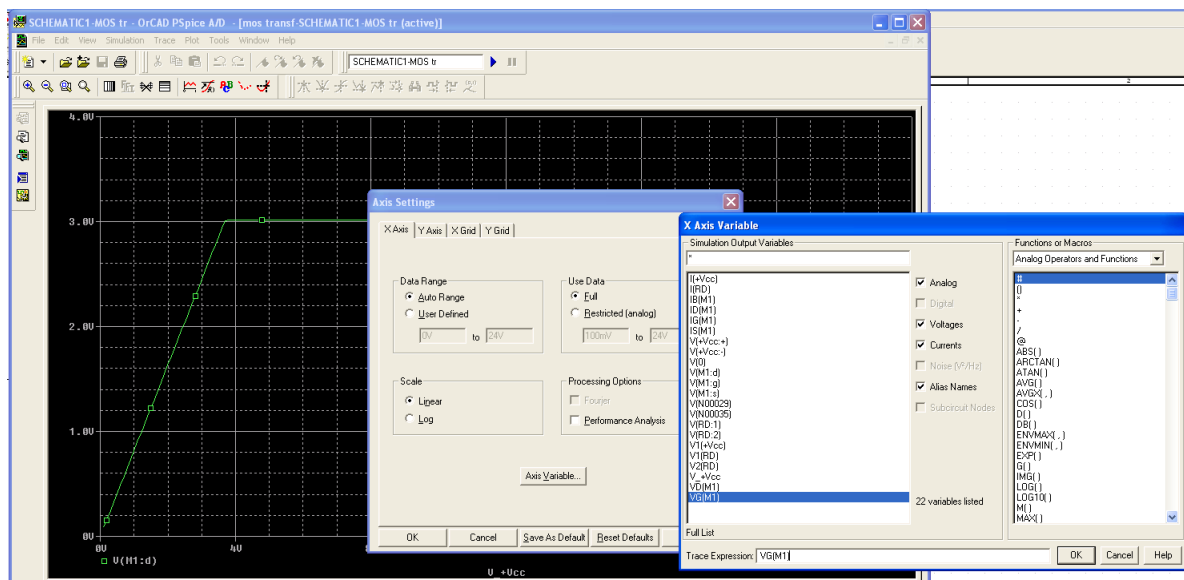


Fig. S3.3 Schimbarea pe axa X a tensiunii de alimentare cu tensiunea de grilă VG(M1).

Acum apare fereastra cu tensiunea de grilă pe axa X și cea de drenă pe axa Y ca în fig. S3.4.

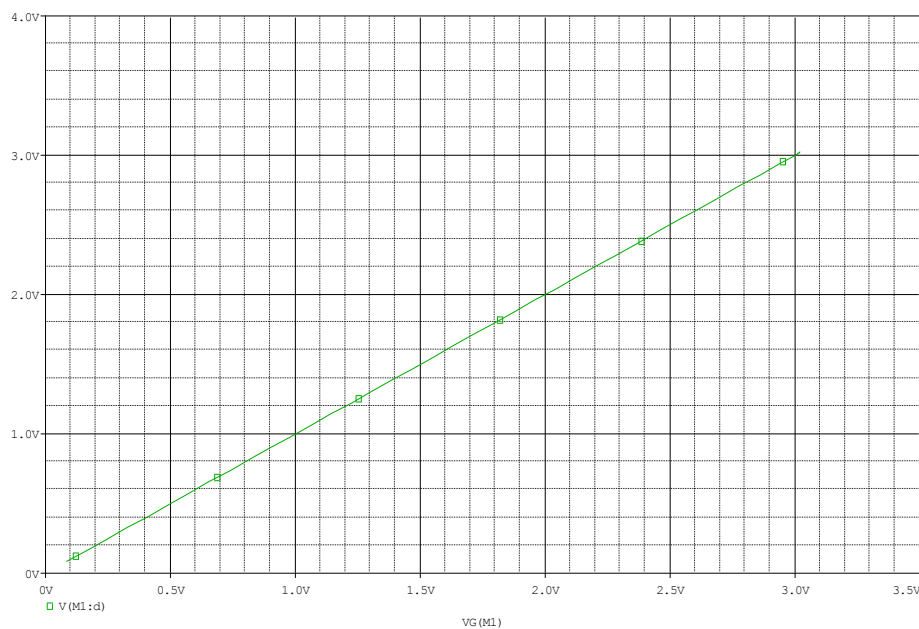
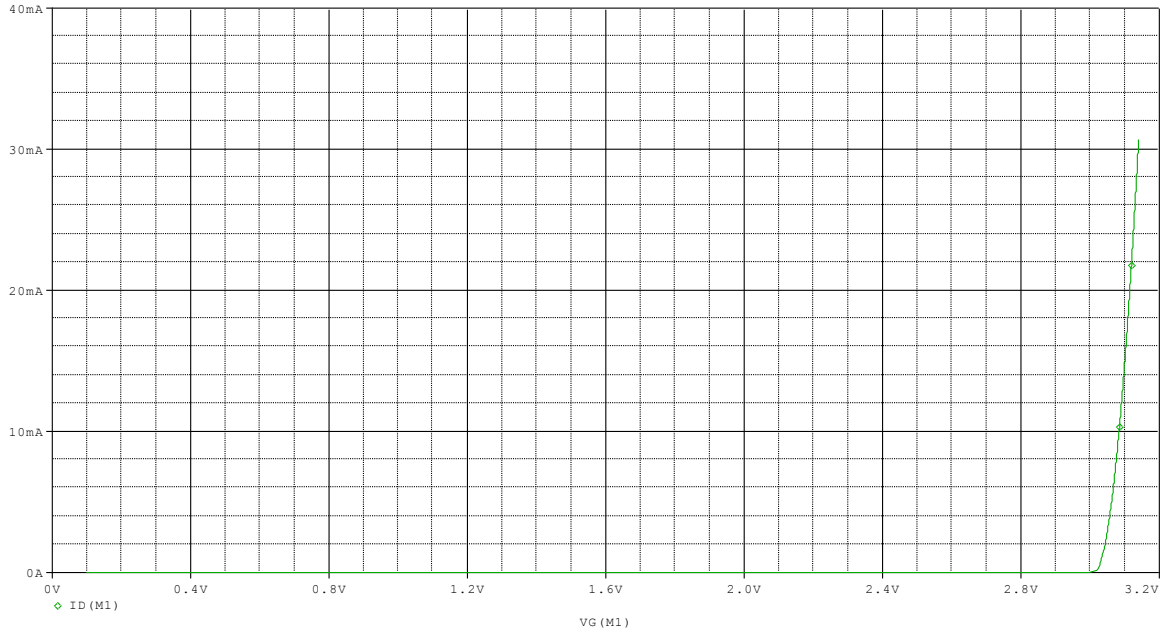


Fig. S3.4 Fereastra de simulare cu tensiunea de grilă pe axa X și tensiunea de drenă pe axa Y.

Deoarece dorim caracteristica de transfer a tranzistorului în această fereastră de simulare selectăm mărimea de pe axa Y respectiv V(M1:d) o ștergem cu Delete apoi cu **Add Traces** selectăm curentul de drenă ID(M1) și obținem caracteristica de transfer din fig. S3.5.



S3.5 Caracteristica de transfer $I_D=f(V_{GS})$ a tranzistorului MOS.

Măsurarea tensiunii de prag a tranzistorului MOS și a parametrului k

Utilizând circuitul din fig. 3.11 cu $R_{j22}=100K\Omega$ se reglează valoarea sursei de alimentare V_{CC} astfel încât curentul de drenă să fie $10\mu A$, adică $V_{CC}-V_{DS}=1V$ măsurând această tensiune pe R_{j22} .

Tensiunea V_{GS} măsurată la acest curent de drenă de $10\mu A$ este tensiunea de prag a tranzistorului care va fi utilizată în calculele teoretice. $V_{GS}/I_{D=10\mu A}=V_T=...$

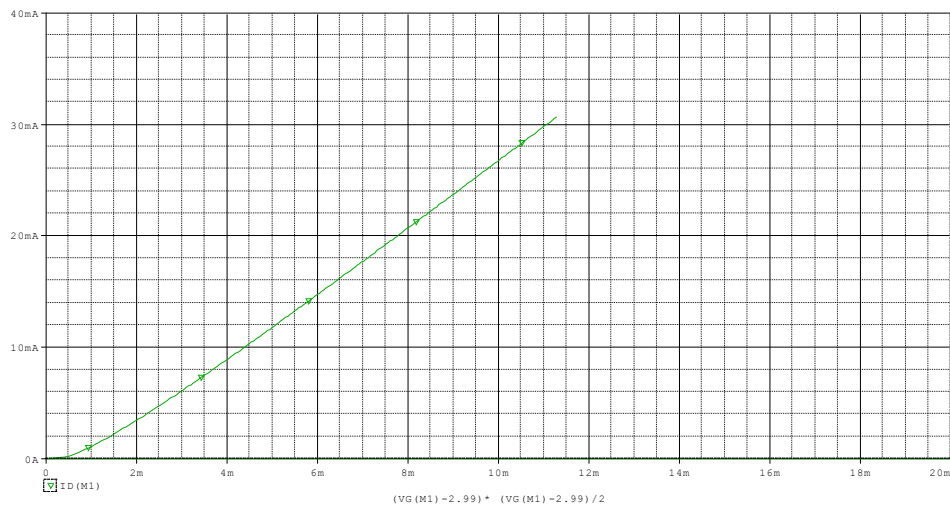
Se completează tabelul 3.3 și se trasează caracteristica $I_D=f[(V_{GS}-V_T)^2/2]$ eliminându-se din reprezentare punctele pentru $V_{GS}\leq V_T$. Din panta acestei reprezentări se estimează experimental parametrul k_n care va fi utilizat în calculele teoretice. Acest parametru se poate calcula cu relația,

$$k=(W/L)*k'=(W/L)*\mu*C_{ox} \quad \text{atunci când se cunosc } W, L, \mu, C_{ox}.$$

S3.2 Măsurarea tensiunii de prag a tranzistorului MOS și a parametrului k

Folosind caracteristica de transfer a tranzistorului MOS din fig. S3.5 cu ajutorul cursorului ne deplasăm la un curent de $10\mu A$ și obținem o tensiune de prag $V_T=2,99V$.

Pentru parametrul k schimbăm pe axa X mărimea $(V_{GS}-V_T)^2/2$ obținând $I_D=f[(V_{GS}-V_T)^2/2]$, ca fig. S3.6.



S3.6 Funcția $I_D=f[(V_{GS}-V_T)^2/2]$ a tranzistorului MOS.

Caracteristica de ieșire

- Se realizează circuitul din fig. 3.13 prin conectarea șunturilor J18, J22, J30, și J37.
- În circuitul din fig. 3.13 cu ajutorul potențiometrului R_{V8} se reglează tensiunea V_{DS} la valorile din tabelul 3.4, prin variația V_{DD} și se determină curentul de drenă.
- În cazul curenților de drenă mici, căderea de tensiune pe rezistența R_D va fi mică fapt ce se traduce într-o diferență mică între tensiunea V_{DD} și tensiunea V_{DS} . Pentru a mări căderea de tensiune scoate șuntul J_{22} și se conectează în locul acestuia rezistorul $R_{J22}=100k\Omega$.

Tabelul 3.4

V_{DS} [V]		0	1	2	3	4	6	8	10
$V_{GS}=0$ [V]	$V_{DS,m\grave{a}s}$ [V]								
	V_{DD} [V]								
	$R_{12}+R_{J22}$ [K Ω]								
	I_D [mA]								
$V_{GS}=2,5$ [V]	$V_{DS,m\grave{a}s}$ [V]								
	V_{DD} [V]								
	$R_{12}+R_{J22}$ [K Ω]								
	I_D [mA]								
$V_{GS}=3,0$ [V]	$V_{DS,m\grave{a}s}$ [V]								
	V_{DD} [V]								
	$R_{12}+R_{J22}$ [K Ω]								
	I_D [mA]								
$V_{GS}=3,1$ [V]	$V_{DS,m\grave{a}s}$ [V]								
	V_{DD} [V]								
	$R_{12}+R_{J22}$ [K Ω]								
	I_D [mA]								
$V_{GS}=3,2$ [V]	$V_{DS,m\grave{a}s}$ [V]								
	V_{DD} [V]								
	$R_{12}+R_{J22}$ [K Ω]								
	I_D [mA]								
$V_{GS}=3,3$ [V]	$V_{DS,m\grave{a}s}$ [V]								
	V_{DD} [V]								
	$R_{12}+R_{J22}$ [K Ω]								
	I_D [mA]								
$V_{GS}=3,4$ [V]	$V_{DS,m\grave{a}s}$ [V]								
	V_{DD} [V]								
	$R_{12}+R_{J22}$ [K Ω]								
	I_D [mA]								

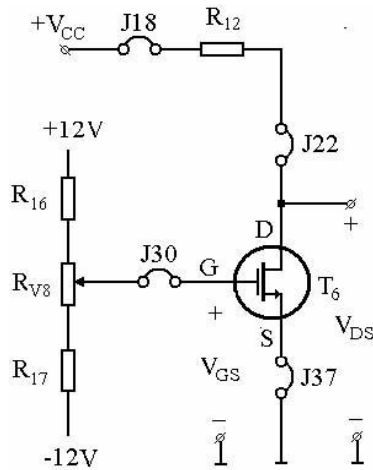


Fig. 3.13 Circuitul pentru măsurarea caracteristicilor de ieșire.

- Se reprezintă grafic familia de curbe parametrice $I_D = f_1(V_{GS}, V_{DS})$. Se vor obține caracteristici de forma celor din fig. 3.14. Se va delimita pe grafic zona de saturație de zona liniară. Pentru fiecare curbă se va determina grafic tangenta în origine:

$$g_{d,lin} = \left. \frac{di_D}{dv_{DS}} \right|_{V_{GS}=0} = \left. \frac{\Delta i_D}{\Delta v_{DS}} \right|_{V_{DS}=0}$$

Rezultatele se trec în tabelul 3.5.

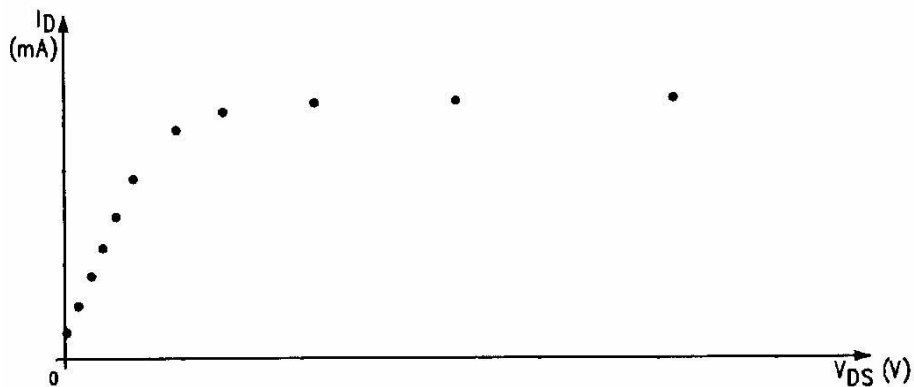


Fig. 3.14 Forma caracteristicii de ieșire.

S3.3 Simularea caracteristicii de ieșire a tranzistorului MOS

Se desenează în OrCAD9 schema din fig. 3.13 considerând un tranzistor MOS de tipul 2N6788 din librăria PWRMOS și o rezistență de drenă $R_D=0,1\Omega$, obținându-se schema din fig. S3.7.

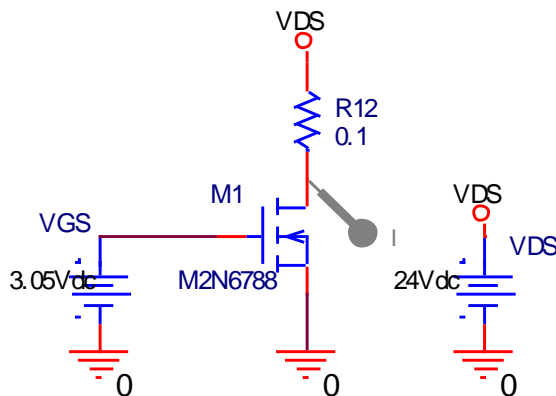


Fig. S3.7 Circuitul OrCAD pentru simularea caracteristicilor de ieșire ale tranzistorului MOS.

Se face un profil de simulare **DC Sweep** pentru tensiunea VDS de la 0,1V la 24V cu increment 0,1V și **Parametric Sweep** pentru VGS de la 3,0v la 3,3v cu increment de 0,05V și vizualizăm curentul de drenă obținând caracteristica de ieșire respectiv dependența curentului de drenă I_D de tensiunea drenă-sursă V_{DS} , pentru diferite tensiuni grilă-sursă V_{GS} , conform fig. S3.8.

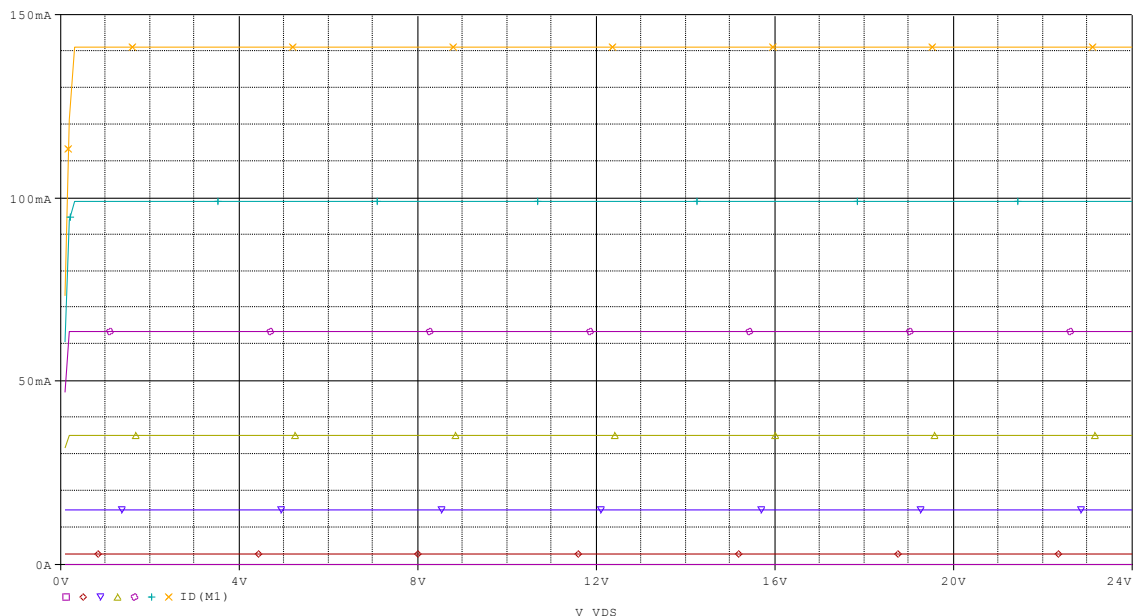


Fig. S3.8 Caracteristicilor de ieșire ale tranzistorului MOS.

Tabelul 3.5

$V_{GS} [V]$	0	2,5	3	3,1	3,2	3,3	3,4	
$g_{d,lin1} [mA/V]$								

3.3 Funcționarea tranzistorului MOS ca generator de curent constant

Regimul în care tranzistorul MOS poate funcționa ca generator de curent constant este saturația ($0V < |V_T| < |V_{GS}|$ și $|V_{DS}| \geq |V_{GS} - V_T|$). Dacă se neglijează efectul scurtării canalului în saturație și se utilizează ecuația tranzistorului MOS pentru acest regim, $I_D = \frac{k}{2} \cdot (V_{GS} - V_T)^2$ rezultă că pentru $V_{GS} > V_T$ și $V_{GS} = \text{constant}$ se obține $I_D = \text{constant}$. Pentru verificarea acestui comportament se va utiliza circuitul din fig. 3.15.

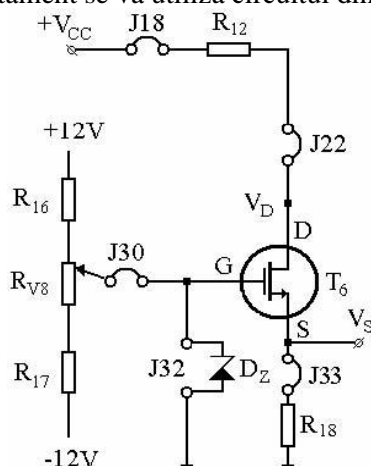


Fig. 3.15 Circuitul pentru măsurarea caracteristicii curent-tensiune a sursei de curent constant realizată cu tranzistorul MOS.

- Se conectează șunturile $J18$, $J22$, $J30$, $J33$ iar în locul șuntului $J32$ se montează dioda Zener D_Z de 6,2V cu catodul către grila tranzistorului $T6$. Se poziționează cursorul potențiometrului R_{V8} la capătul dinspre $R16$;
- Se reglează sursa de tensiune V_{cc} la valoarea de +24V;
- Se măsoară tensiunea pe dioda Zener D_Z și se trece în tabelul 3.6, aceasta trebuie să fie în jurul valorii de 6,2V;
- Se reglează pentru V_D tensiunea la valorile din tabelul 3.6 și se calculează curentul de drenă, acesta trebuie să rămână constant câtă vreme tranzistorul rămâne în saturație. $I_D = V_{S,măsurat} / R_{18}$;
- Se completează tabelul 3.6 și se trasează graficul $I_D = f(V_{DS})$;
- Se determină tensiunea $V_{CC,minim}$ pentru care circuitul menține curentul constant.

Tabelul 3.6

V_D [V]	13	14	15	16	17	18	19
$V_{D,măsurat}$ [V]							
$V_{S,măsurat}$ [V]							
V_{CC} [V]							
V_{DS} [V]							
V_{GS} [V]							
$V_Z = \dots \dots \dots$ [V], I_D [mA]							

S3.3 Funcționarea tranzistorului MOS ca generator de curent constant

Se desenează în OrCAD9 schema din fig. 3.15 considerând un tranzistor MOS de tipul 2N6788 din librăria PWRMOS, o rezistență de drenă $R_D = R_{12} = 680\Omega$, o rezistență în sursă $R_{18} = 1K\Omega$, o diodă din librăria DODE de tipul D1N4460 cu tensiunea $V_Z = 6,2V$, un divizor de polarizare a grilei tranzistorului reglabil prin $RV8$, obținându-se schema din fig. S3.9.

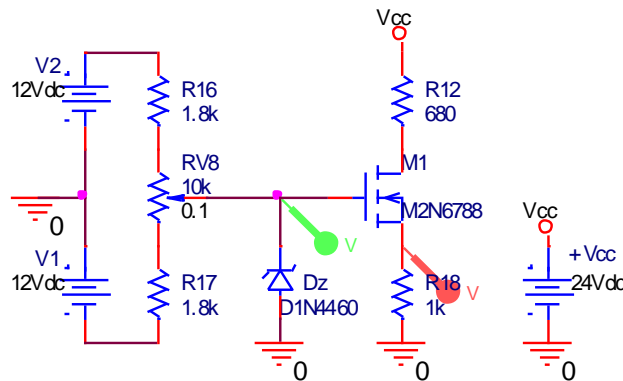


Fig. S3.9 Circuitul OrCAD pentru simularea generatorului MOS de curent constant.

Se face un profil de simulare **DC Sweep** pentru tensiunea + V_{cc} de la 0,1V la 24V cu increment 0,1V și se vizualizează tensiunea pe catodul diodei Zener și în sursa tranzistorului, obținându-se simularea din fig. S3.10.

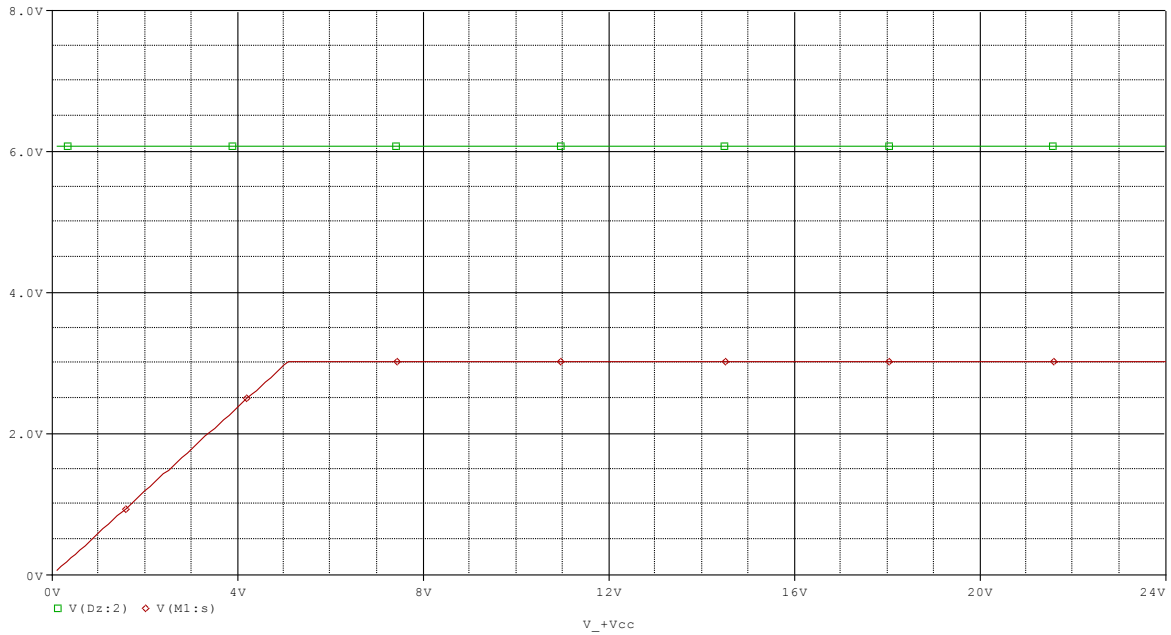


Fig. S3.10 Simularea tensiunii pe dioda Dz și tensiunea în sursa tranzistorului MOS la $V_G=6,2V$ și variația tensiunii de alimentare $+V_{cc}$.

Se observă o creștere liniară până la o tensiune $V_D=3V$ de unde tensiunea în sursă rămâne constantă deci și curentul de sursă, respectiv de drenă rămâne constant. Putem vizualiza pe axa Y curentul de drenă ștergând V_z și V_D și cu **Add Traces** punem pe axa Y curentul de drenă, fig. S3.11.

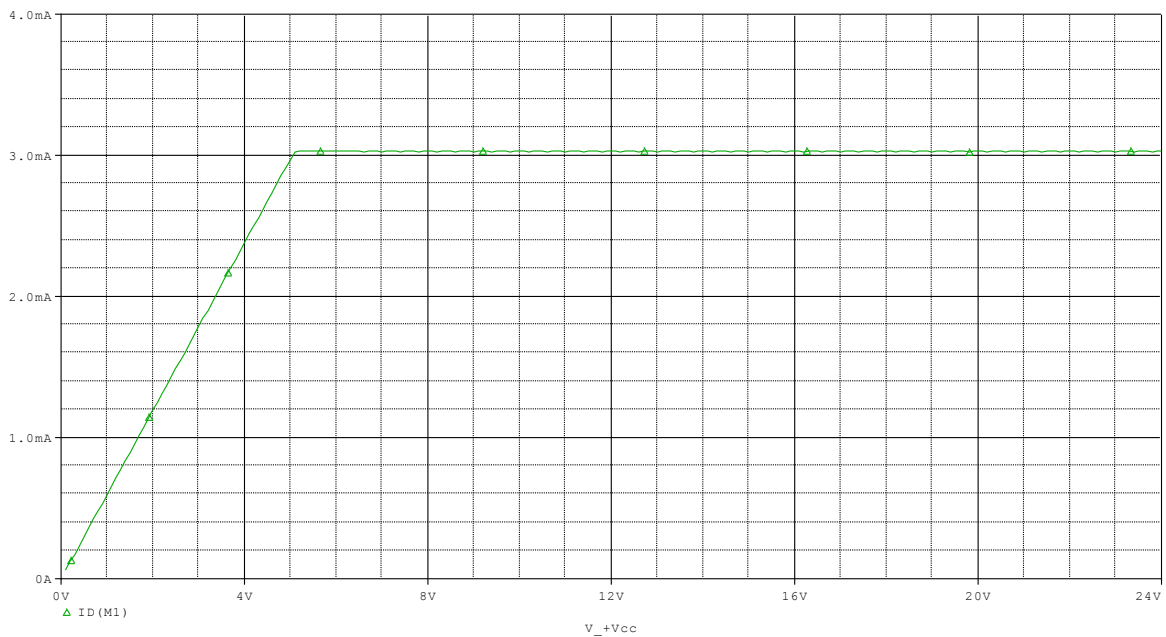


Fig. S3.11 Simularea curentului de drenă I_D cu variația tensiunii de alimentare la $V_z=6,2V$.

3.4 Verificarea modelului dinamic

Estimarea r_a în saturație

- Se realizează configurația din fig. 3.16 conectându-se șunturile $J18$, $J30$ și $J37$.
- Se conectează rezistența $R_{J22}=1,3K\Omega$ și condensatorul C_{J20} de $10\mu F$, se reglează $V_{GS}=3,1V$ și $V_{DS}=5V$. Se conectează și pornește generatorul de semnal cu $v_s=0V$. Potentiometrul semireglabilului R_{V5} se reglează cu poziția cursorului la masă.

- Se reglează amplitudinea semnalului de la generator astfel ca să avem $V_{gs}=10mV$, se măsoară și se trece V_{ds} în tabelul 3.7.
 - Se repetă măsurătorile pentru $R_{J22}=10K\Omega$
- Se calculează

$$r_{d,sat} = 1/g_{d,sat} = [R_D^2 - R_D^1] / [(R_D^2 \cdot v_{ds1} / R_D^1 \cdot v_{ds2}) - 1]$$

Tabelul 3.7

$R_D = R_{J22} + R_{J22} [k\Omega]$	1,98	10,68
$V_{ds} [mV]$		

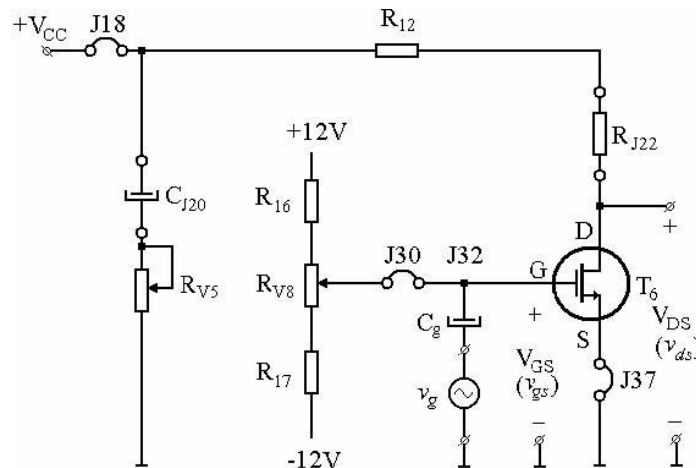


Fig. 3.16 Circuitul pentru măsurarea rezistenței dinamice r_d și a $g_{m,sat}$ în saturație.

Măsurarea conductanței mutuale în saturație $g_{m,sat}$

- În configurația din fig. 3.16 se adaugă $J22$.
- Se reglează V_{GS} la valorile din tabelul 3.8 menținându-se de fiecare dată $V_{DS}=5V$, $V_{gs}=10mV$ și se măsoară V_{ds} și se trece în tabelul 3.8.
- Se calculează conductanța mutuală măsurată,

$$g_{m,sat1} = \frac{v_{ds}}{R_{J22} \cdot v_{gs}} \Big|_{V_{DS}=5V}$$

iar valorile se trec în tabelul 3.8.

Tabelul 3.8

$V_{GS} [V]$	3	3,1	3,2	3,3	3,4
$V_{ds} [mV]$					
$g_{m,sat1} [mA/V]$					
$g_{m,sat2} [mA/V]$					

Cu ajutorul valorilor kn și V_T determinate anterior se calculează conductanța mutuală teoretică

$$g_{m,sat2} = k_n \cdot (V_{GS} - V_T) = \sqrt{2 \cdot k_n \cdot I_D}$$

iar valorile se trec în tabelul 3.8.

Cu datele din tabelul 3.8 se trasează pe același grafic curbele:

C1: $g_{m,sat1} = f(V_{GS})$, pentru $V_{DS}=5V$

C2: $g_{m,sat2} = f(V_{GS})$

Explicați diferențele care rezultă între transconductanța măsurată $g_{m,sat1}$ și transconductanța calculată $g_{m,sat2}$. Care este panta optimă pentru obținerea unei amplificări maxime?

Măsurarea conductanței canalului în regiunea liniară $g_{d,lin}$

- Se realizează configurația din fig. 3.17 conectându-se șunturile J30, J37, și $R_{J22}=10K\Omega$;
- Se reglează potențiometrul R_{V5} cu cursorul la masă;
- Se ajustează V_{GS} la valorile din tabelul 3.9;
- Se modifică de fiecare dată amplitudinea generatorului astfel încât să se obțină $V_{ds}=20mV$;
- Se măsoară V_{dd} și se trece în tabelul 3.9.

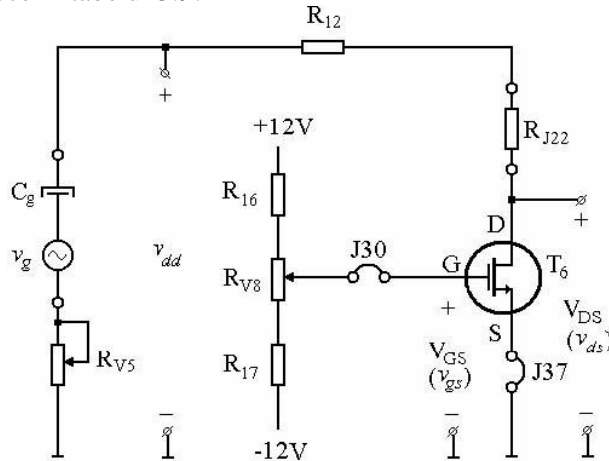


Fig. 3.17 Circuitul pentru măsurarea conductanței canalului în regiunea liniară $g_{d,lin}$.

Tabelul 3.9

$V_{GS} [V]$	3	3,1	3,2
$V_{dd} [mV]$			
$G_{d,lin1} [mA/V]$			
$g_{d,lin2} [mA/V]$			

Utilizând datele din tabelul 3.9 se calculează pentru fiecare valoare a lui VGS parametrul,

$$g_{d,lin1} = \left. \frac{\frac{V_{dd}}{V_{ds}} - I}{R_{J22} + R_{12}} \right|_{V_{DS}=0V}$$

Cu ajutorul lui kn și V_T parametrul,

$$g_{d,lin2} = k_n \cdot (V_{GS} - V_T) \Big|_{V_{DS}=0} = \sqrt{2 \cdot k_n \cdot I_D} \Big|_{V_{DS}=0}$$

Rezultatele se trec în tabelul 3.9 se trasează curbele:

C3: $g_{d,lin1} = f(V_{GS})$, p α $V_{DS} = 0V$

C4: $g_{d,lin2} = f(V_{GS})$, p α $V_{DS} = 0V$

C5: $g_{d,lin3} = f(V_{GS})$, p α $V_{DS} = 0V$

Cum explicați diferențele care rezultă între conductanțele drenă-sursă măsurate prin diferite metode

$g_{d,lin1}$, $g_{d,lin2}$ și $g_{d,lin3}$ calculată ?

3.5 Amplificator de semnal mic cu tranzistorul MOS

Amplificator de semnal mic cu tranzistorul MOS este de tipul sursă comună, fig. 3.18 realizat astfel:

- Se conectează șunturile J18, J22, J27, J30, J37;
- Se reglează V_{cc} la valoarea de 24V;

- Se conectează cele două canale ale osciloscopului ca în fig. 3.18;
- Se poziționează cursorul semireglabilului R_{V8} astfel ca $V_{DS}=8V$;
- Se poziționează cursorul semireglabilului R_{V6} la masă;
- Se conectează generatorul de semnal pe poziția șuntului $J29$;
- Se reglează semnalul generatorului astfel ca valoarea în grila tranzistorului să fie de $10mV$ la $1KHz$;
- Se măsoară tensiunea la ieșire în absența distorsiunilor și se calculează amplificarea $Av=v_o/v_i$;
- Se verifică defazajul între intrare și ieșire de 180° .

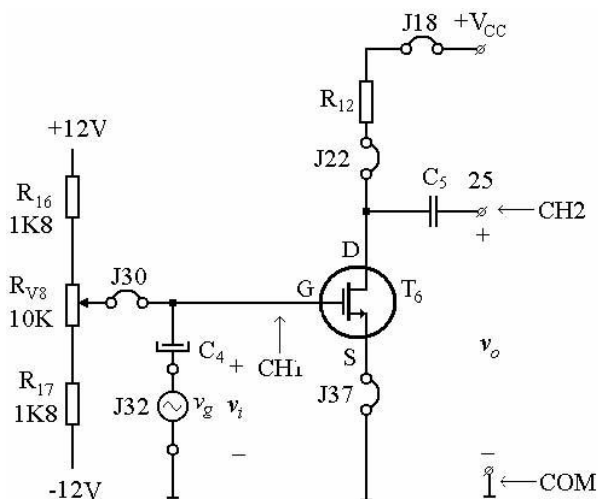


Fig. 3.18 Amplificator sursă comună cu MOS.

S3.5 Amplificator de semnal mic cu tranzistorul MOS

Se desenează în OrCAD9 schema din fig. 3.18 considerând un tranzistor MOS de tipul 2N6788 din librăria PWRMOS, o rezistență de drenă $R_D=R_{12}=680\Omega$, un divizor de polarizare a grilei tranzistorului reglabil prin R_{V8} , generatorul de tensiune V_g aplicat prin condensatorul C_4 în grila tranzistorului MOS și sursa de alimentare la tensiune constantă de $24V$, obținându-se schema din fig. S3.12.

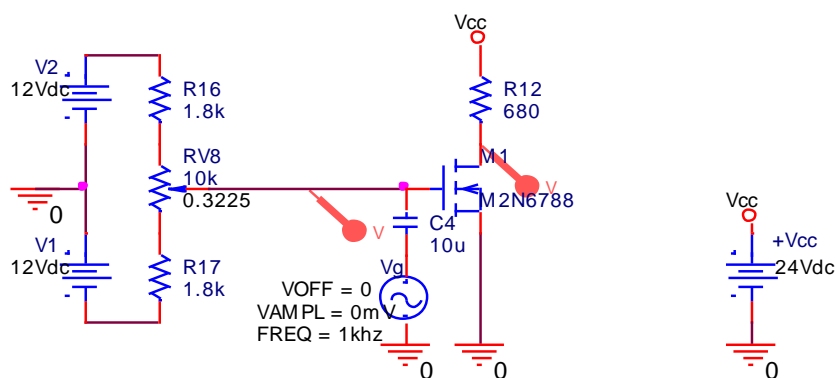


Fig. S3.12 Circuitul OrCAD pentru simularea amplificatorului de semnal mic cu tranzistorul MOS.

Se face un profil de simulare în domeniul timp Transient pe un interval de $4ms$.

Cu amplitudinea generatorului la $0V$ se ajustează tensiunea continuă de polarizare a grilei tranzistorului MOS la o valoare de aproximativ $V_{GS}=3,13V$ și o tensiune de drenă corespunzătoare de aproximativ $5,5V$, ajustând R_{V8} pe poziția $0,3225$, conform cu fig. S.13.

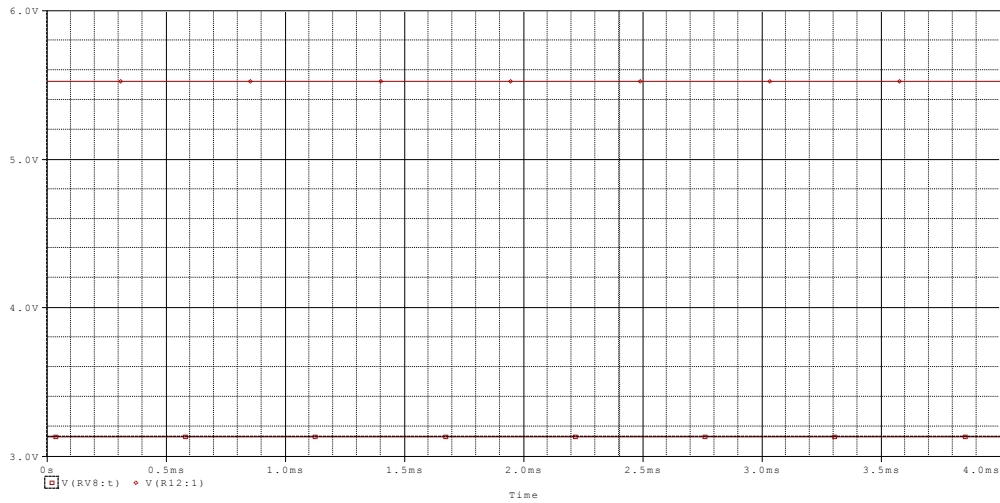


Fig. S3.13 Simularea amplificatorului pentru $V_{GS}=3,13V$, $V_{gs}=0V$ și $V_{DS}=5,5V$.

Pentru a estima valoarea amplificării circuitului punem un marker de tensiune la generator pe care îl setăm la $V_g=10mV$ și unul în drena circuitului prin condensatorul C_2 serie cu rezistența R_{118} care sunt de valori mari și nu influențează funcționarea circuitului dar elimină componenta continuă a tensiunii de drenă, fig. S3.14, permițând obținerea formelor de undă centrate pe axa x ca în fig. S3.15.

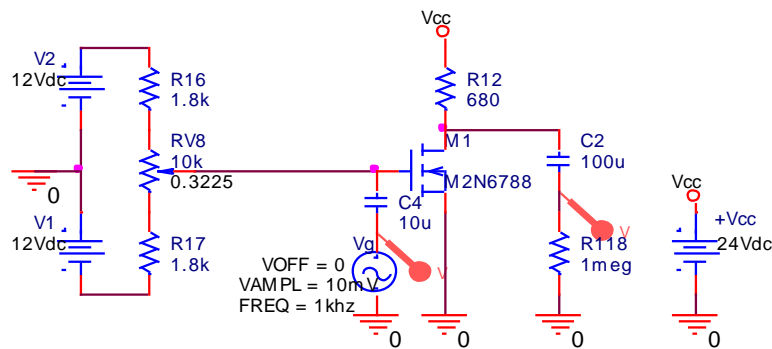


Fig. S3.14 Circuitul pentru simularea amplificatorului de semnal mic cu tranzistorul MOS.

Rezultatul simulării este în fig. S3.15 și se poate estima o amplificare peste 250.

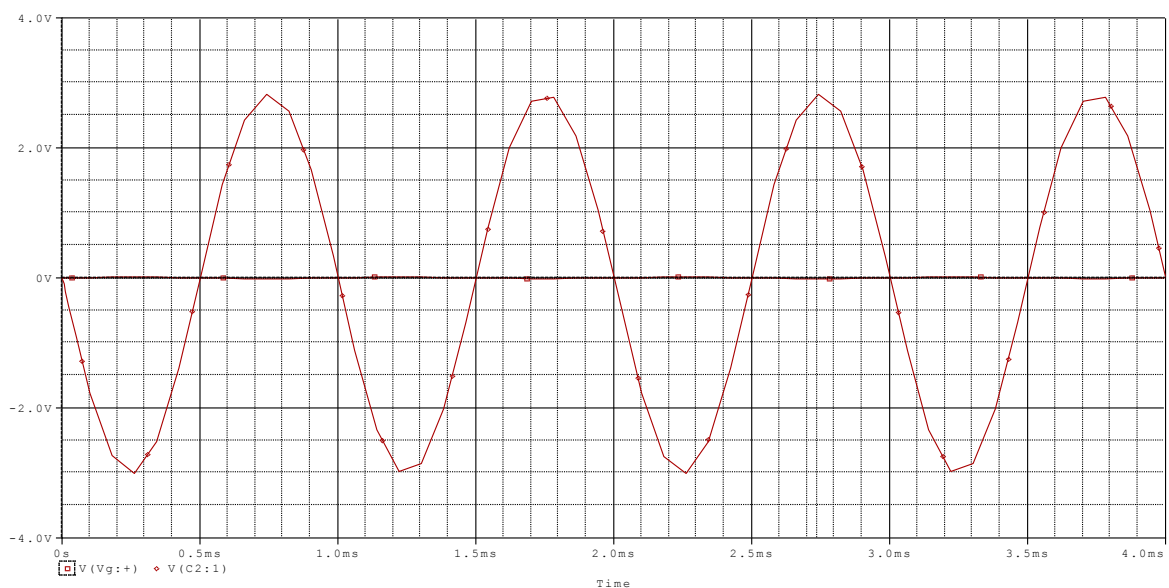


Fig. S3.15 Simularea amplificatorului pentru $V_{GS}=3,13V$, $V_{gs}=10mV$ și $V_{DS}=5,5V$.

CAPITOLUL 3.6

ÎNTREBĂRI ȘI EXERCIIII

3.6.1. OBIECTIVE

- Aprofundarea cunoștințelor obținute

3.6.2. ÎNTREBĂRI

I1. *Ce erori se introduc în determinările asupra caracteristicilor statice prin menținerea prea îndelungată a MOS-ului într-un regim de putere disipată relativ mare (I_D și V_{DS} mari)?*

- a) caracteristicile nu se modifică;
- b) caracteristica de transfer nu se modifică dar cea de ieșire se modifică;
- c) caracteristica de transfer se modifică dar cea de ieșire nu se modifică;
- d) ambele caracteristici se modifică;
- e) nici una din cele de mai sus.

I2. *Ce se înțelege prin canalul MOS-ului?*

- a) regiunea dintre poartă și drenă;
- b) regiunea dintre poartă și sursă;
- c) regiunea de suprafață dintre drenă și sursă în care s-a realizat inversia;
- d) conexiunea dintre două regiuni de poartă;
- e) conexiunea de intrare a MOS.

I3. *Pentru un tranzistor n-MOS cu canal indus, $I_D=0$ când:*

- a) $V_{DS} = 0V$;
- b) $V_{GS} < V_T$;
- c) $V_{GS} > V_T$;
- d) $V_{GS} = V_T$;
- e) $V_{DS} = V_{GS}$.

I4. *În regiunea liniară MOS-ul se comportă:*

- a) ca o rezistență comandată în tensiune;
- b) ca o diodă;
- c) ca o sursă de curent constant;
- d) ca un etaj de amplificare;
- e) ca un comutator deschis.

3.6.3. EXERCITII

E.1 Se dă circuitul din fig. 3.19. Să se calculeze psf-ul dispozitivelor din circuit. Se cunosc: T ($V_T=2V$, $k_n=1mA/V^2$), D_Z ($V_Z=6,2V$, $I_{Z,min}=1mA$), $R_1=10k\Omega$, $R_2=1k\Omega$, $R_L=1k\Omega$. Cu ce poate fi echivalat tranzistorul T ?

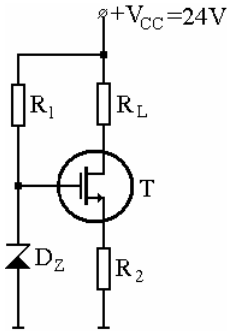


Fig. 3.19

E.2 Să se estimeze valorile extreme pe care le poate avea rezistorul R_L ($R_{L,min}$, $R_{L,max}$).

E.3 Se consideră etajul de amplificare cu tranzistor n-MOS din fig. 3.9. Parametrii tranzistorului sunt: T ($V_T=2V$, $k_n=1mA/V^2$, $r_o=100k\Omega$). Celelalte componente au valorile: $R_{G1}=6M\Omega$, $R_{G2}=2M\Omega$, $R_S=1k\Omega$, $R_D=5k\Omega$, $C_1=C_2=C_3=\infty$, iar $V_{CC}=24V$. Să se calculeze punctul static de funcționare, amplificarea în tensiune și rezistențele de intrare/ieșire din etaj.

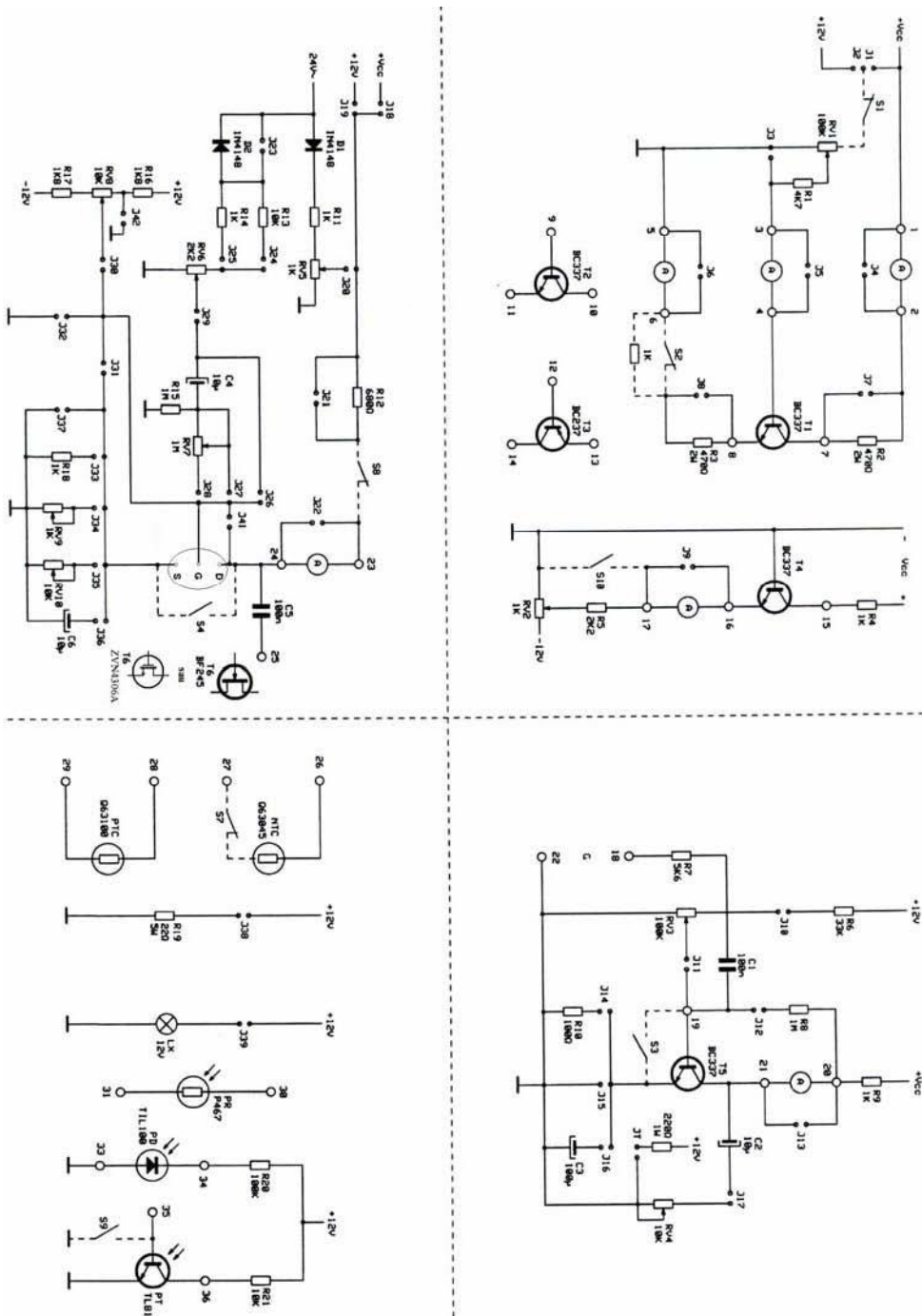


Fig. 3.20 Schema electronică a modului MCM4/EV.