

LUCRAREA 3: TRANZISTORUL MOS

MODULUL MCM4/EV

CAPITOLUL 3.1

PREZENTAREA TRANZISTORULUI MOS

3.1.1 OBIECTIVE

- Structura tranzistorului MOS;
- Simbolul tranzistorului MOS.

3.1.2 ASPECTE TEORETICE

Tranzistorul MOS diferă de tranzistorul bipolar atât prin structură cât și ca mod de operare. Denumirea de tranzistor MOS vine de la structura acestuia: **Metal-Oxid-Semiconductor (MOS)**.

Ca și la tranzistorul TEC-J, la tranzistorul MOS curentul de drenă este datorat unui singur tip de purtători spre deosebire de tranzistorul bipolar unde conducția este asigurată de ambele tipuri de purtători. Din acest punct de vedere tranzistorul MOS este un dispozitiv unipolar.

Structura unui tranzistor MOS este detaliată în fig. 3.1. Pe suprafața unui semiconductor (substrat) ce are un tip de conductivitate se crește printr-un procedeu de mascare un oxid de poartă (în cazul siliciului se folosește de regulă SiO_2) – fig. 3.1.

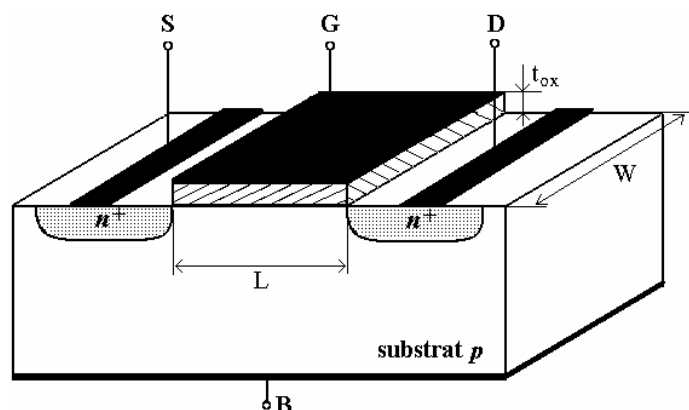


Fig. 3.1 Structura unui tranzistor MOS cu canal *n*.

Acest oxid se acoperă cu un metal obținându-se astfel poarta (G-gate) tranzistorului MOS și structura Metal-Oxid-Semiconductor (MOS). În același procedeu tehnologic de o parte și de alta a porții se realizează două difuzii/implanturi care prin contactare formează sursa (S - source) și drena (D - Drain). Prin metalizarea feței opuse se obține contactul de substrat (B- bulk).

Se obține în acest mod un dispozitiv electronic cu patru terminale. Două dintre acestea (G și B) vor fi utilizate pentru comanda curentului de drenă iar celelalte două pentru intrarea/ieșirea curentului de drenă (S și D).

Datele geometrice ale tranzistorului MOS sunt:

- L - lungimea canalului;
- W - lățimea canalului;
- t_{ox} - grosimea oxidului de poartă.

Tranzistorul MOS este un dispozitiv simetric în raport cu poziția sursei și a drenei. Drena se definește ca fiind acel capăt al canalului care are un potențial mai mare decât a celuilalt capăt, care devine astfel sursă.

O deosebire esențială între tranzistorul bipolar și tranzistorul cu efect de câmp este că la tranzistorul bipolar controlul curentului de colector se realizează cu un curent de bază, pe când la tranzistorul cu efect de câmp controlul curentului de drenă se realizează cu o tensiune aplicată între poartă și sursă (curentul de poartă este practic zero deoarece oxidul de poartă este un izolator).

Pentru determinări experimentale se va folosi tranzistorul MOS cu canal indus cu un singur electrod de comandă (substratul este legat la sursă). Simbolurile ce vor fi utilizate pentru tranzistorul MOS cu canal indus cu unul și două terminale de comandă sunt prezentate în fig. 3.2.

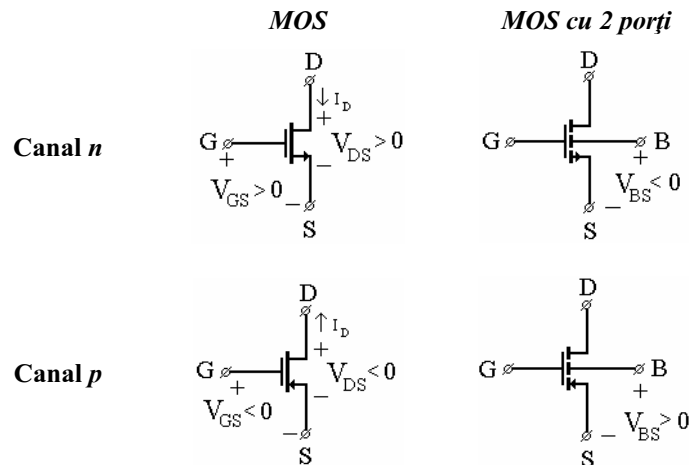


Fig. 3.2 Simbolurile pentru tranzistorul MOS cu canal n și p .

Apariția curentului prin tranzistor este legată de existența canalului. Sunt tranzistoare MOS care la care canalul există fără a fi aplicată o tensiune pe poartă - tranzistoare **MOS cu canal inițial**. La aceste tranzistoare trebuie aplicată o tensiune de comandă (pe poartă) care să ducă la dispariția canalului în acest fel

realizându-se comanda curentului de drenă. Aceste tranzistoare sunt utilizate foarte puțin în ultima vreme iar existența lor a fost impusă mai mult de procesul tehnologic greu controlabil de la începuturile fabricării tranzistorului MOS pe scară largă.

Actual, cea mai mare parte a tranzistoarelor **MOS** folosite sunt cu **canal indus**, acest fapt însemnând că la polarizare nulă a porții nu există canal și că este necesară o tensiune pe poartă care să determine apariția canalului.

CAPITOLUL 3.2

FUNȚIONAREA TRANZISTORULUI MOS

3.2.1 OBIECTIVE

- Caracteristicile tranzistorului MOS;
- Circuitul echivalent de semnal mic și joasă frecvență;
- Amplificarea tranzistorului MOS.

3.2.2 ASPECTE TEORETICE

3.2.2.1 Caracteristicile statice

Se consideră un tranzistor MOS cu canal n , indus, cu structura simplificată, simbolul și mărimile asociate din fig. 3.3 care funcționează la o tensiune de poartă $V_G > V_T$.

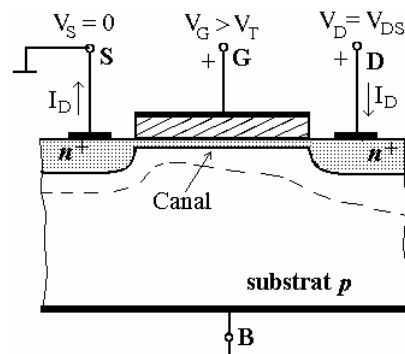


Fig. 3.3 Structura unui tranzistor MOS cu canal n indus care funcționează la o tensiune de poartă $V_G > V_T$.

Ca urmare a aplicării pe poartă a unei tensiuni pozitive, în cazul unui tranzistor cu canal n , electronii din substrat sunt atrași către suprafața semiconductorului. Pentru $V_G > V_T$ la suprafața semiconductorului apare un strat de inversie (canal) ce se întinde de la sursă la drenă.

Drena, canalul și sursa sunt izolate față de substrat prin regiunea golită ce apare sub acestea. În aceste condiții, curentul de drenă (I_D) va circula de la sursă la drenă numai prin canal.

• **Tensiunea de prag (V_T)** este parametrul MOS ce marchează limita între blocare și conducție. La tranzistorul MOS cu două porți tensiunea de prag este controlată de tensiunea aplicată pe substrat:

$$V_T = V_{T0} + \gamma (\sqrt{\phi + |V_{BS}|} - \sqrt{\phi}) \quad (3.1)$$

unde, V_{T0} este tensiunea de prag în absența polarizării substratului ($V_{BS}=0$), ϕ este potențialul la suprafața semiconductorului în inversie puternică iar γ este factorul de substrat (cu valori pozitive la n -MOS, $\gamma_n > 0$ și negative la p -MOS, $\gamma_p < 0$). Când tranzistorul are substratul legat la sursă, evident $V_T = V_{T0}$. V_{T0} depinde de ϕ , de oxidul de poartă și de natura metalului ce constituie electrodul G.

Tabelul 3.1 prezintă domeniul de variație al tensiunii de poartă (V_{GS}) pentru funcționarea în conducție a tranzistorului MOS cu canal indus.

Tabelul 3.1

n-MOS	p-MOS
$V_{GS} > V_T > 0$	$V_{GS} < V_T < 0$

În fig. 3.3, pentru simplitate, sursa s-a considerat legată la substrat ($V_S = 0$) ceea ce implică $V_D = V_{DS}$. În funcție de valoarea tensiunii V_{DS} se disting pe caracteristicile de ieșire prezentate în fig. 3.4 două zone:

- **Zona cvasiliniară (sau de triodă)**, caracteristică tensiunilor V_{DS} mici (până la sute de mV) unde canalul poate fi considerat echipotențial și caracteristica $I_D(V_{DS})$ poate fi considerată liniară ($|V_{DS}| < |V_{GS} - V_T|$). Regimul este caracterizat de o rezistență a canalului (R_{ch}) controlată prin tensiunea de poartă ($V_{GS} = V_G$). Creșterea tensiunii V_{GS} duce la o îmbogățire a concentrației de electroni din canal și, deci, la o scădere a rezistenței canalului (vezi fig. 3.4).
- **Zona de saturație (sau activă)**, caracteristică tensiunilor V_{DS} mari unde dependența curentului de drenă de tensiunea V_{DS} este aproximativ constantă ($|V_{DS}| \geq |V_{DS,sat}| = |V_{GS} - V_T|$). Aici, curentul depinde numai de tensiunea V_{GS} .

În funcție de regimul de lucru, curentul de drenă este dat de expresiile din tabelul 3.2. În fig. 3.5, sunt precizate, în planul $V_{DS} - V_{GS}$, domeniile pentru blocare și conducție, în zona de saturație, respectiv cvasiliniară pentru tranzistorul MOS cu canal n .

Tabelul 3.2

Regiunea →	Cvasiliniară (Triodă)	Activă (Saturație)
Tranzistorul ↓	$ V_{DS} < V_{GS} - V_T $	$ V_{DS} \geq V_{GS} - V_T $
TEC-MOS	$I_D = k \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$	$I_D = \frac{k}{2} (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS})$

Parametrii statici ai tranzistorului MOS sunt V_T , k și λ . Parametrul k la MOS depinde de mobilitatea purtătorilor majoritari din canal (μ) și dimensiunile canalului. De exemplu, pentru k este valabilă relația:

$$k = \frac{W}{L} \cdot k' = \frac{W}{L} \cdot \mu \cdot C_{ox} \quad (3.2)$$

unde, W și L sunt lățimea respectiv lungimea canalului, iar C_{ox} capacitatea (pe unitatea de arie) a oxidului de poartă (fig. 3.1). Raportul $\frac{W}{L}$ este factorul de geometrie al tranzistorului MOS.

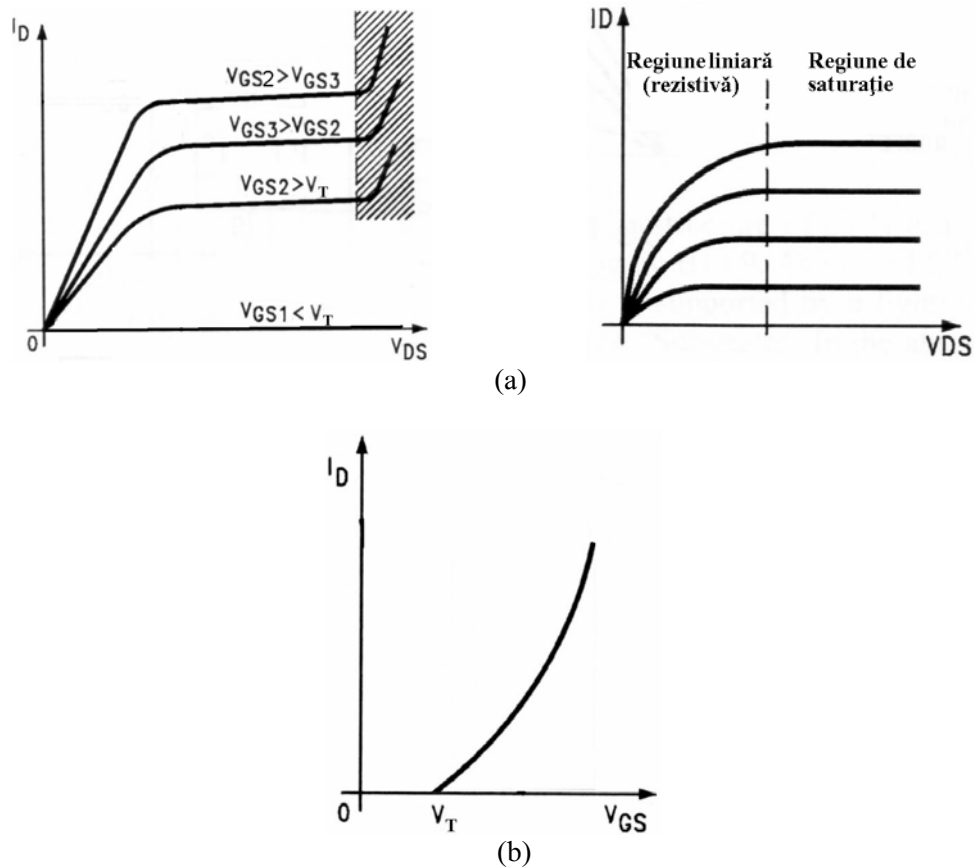


Fig. 3.4 Caracteristicile MOS: (a) de ieșire; (b) de transfer $i_D(v_{GS})$.

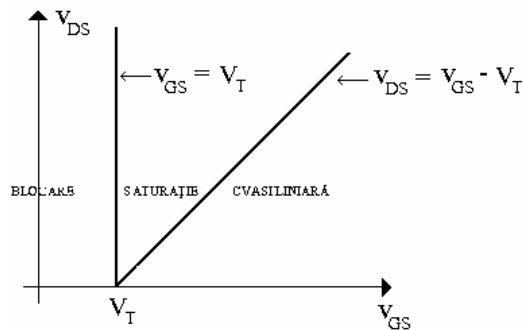


Fig. 3.5 Domeniile pentru blocare și conducție pentru tranzistorul n-MOS.

Parametrul λ modelează efectul de scurtare a canalului cu tensiunea de drenă în saturație (efectul Early pentru MOS).

• **Punctul static de funcționare** este definit de mărimile I_D , V_{GS} , V_{DS} și eventual V_{BS} (dacă substratul este activ – nu este legat la sursă).

3.2.2.2 Circuitul echivalent de semnal mic și joasă frecvență

Modelul dinamic la semnal mic, frecvențe joase, al MOS polarizat în saturație, este descris de circuitul din fig. 3.6. În acest circuit avem:

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{I_D} = \left. \frac{\Delta i_D}{\Delta v_{GS}} \right|_{v_{DS}=V_{DS}, i_D=I_D} = \left. \frac{I_d}{V_{gs}} \right|_{v_{ds}=0} \quad (3.4)$$

$$\frac{1}{r_{ds}} = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right|_{I_D} = \left. \frac{\Delta i_D}{\Delta v_{DS}} \right|_{v_{GS}=V_{GS}, i_D=I_D} = \left. \frac{I_d}{V_{ds}} \right|_{v_{gs}=0} \quad (3.5)$$

I_d , v_{gs} , v_{ds} sunt valori efective. Expresia analitică pentru g_m (transconductanța sau conductanța mutuală) se obține prin derivarea relației (3.2) sau a uncia din relațiile (3.3), (3.4) sau (3.5) în funcție de regimul static al MOS.

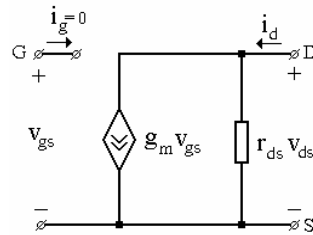


Fig. 3.6 Circuitul echivalent de semnal mic și joasă frecvență pentru funcționarea în saturație.

Expresia analitică pentru conductanța canalului $g_d = \frac{I}{r_{ds}}$ rezultă prin derivarea relației (3.1) sau (3.2). În regim de saturație, prin derivarea relațiilor (3.4), (3.5) rezultă $g_d = 0$. În realitate însă, conductanța canalului este nenulă în orice condiții.

Dacă se analizează structura reală a unui MOSse remarcă prezența între extremitățile canalului propriu-zis și contactele metalice S și D, a unor porțiuni de siliciu n (sau p pentru MOScu canal p) a căror rezistență trebuie luată în considerare în construirea unui model dinamic mai rafinat. Astfel, modelul se completează cu rezistențele R_d și R_s și este prezentat în fig. 3.7.

Rezistențele R_d și R_s depind de tensiunile aplicate tranzistorului. Valorile măsurate pentru g_m și g_d pot diferi de cele care rezultă din formulele teoretice datorită prezenței acestor rezistențe.

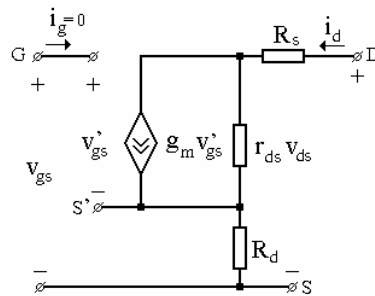


Fig. 3.7 Circuitul echivalent de semnal mic și joasă frecvență ce include efectul rezistențelor serie din zona de sursă respectiv drenă.

3.2.2.3 Circuit de amplificare cu MOS

Pentru a fi utilizat ca amplificator MOS-ul se utilizează polarizat în regim de saturație. În acest regim există, la semnal mic, o dependență liniară între tensiunea de comandă v_{gs} și curentul de drenă i_d , ca în fig. 3.8.

$$i_d = g_m \cdot v_{gs} \quad (3.6)$$

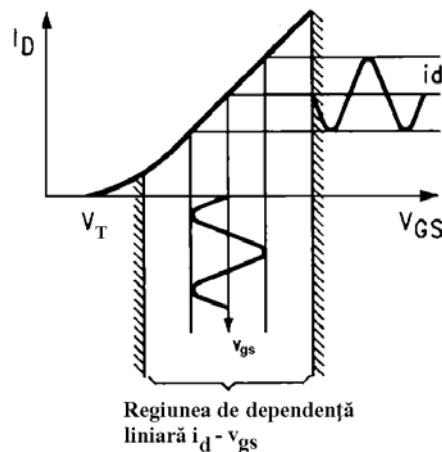


Fig. 3.8 Zona optimă de lucru pentru MOS ca amplificator de semnal mic.

Ca și tranzistorul bipolar sau MOS, MOS-ul poate lucra ca amplificator într-una din cele patru conexiuni: *sursă comună (SC)*, *grilă comună (GC)*, *drenă comună (DC)* sau *repetor pe sursă și sarcină distribuită (SD)*.

În fig. 3.9 este prezentat un circuit de amplificare în care tranzistorul lucrează în conexiunea SC.

Tranzistorul este atacat pe grilă cu un generator de semnal prin intermediul condensatorului de decuplare C_1 . Rezistoarele R_{G1} și R_{G2} formează un divizor de tensiune care este utilizat pentru polarizarea porții tranzistorului. Pentru a nu „strica” rezistența de intrare a etajului valorile acestora se aleg foarte mari (M Ω). Curentul prin tranzistor se fixează cu ajutorul rezistorului R_S . Condensatorul C_S este utilizat ca și condensator de decuplare în circuitul sursei.

Pentru o valoare bine aleasă acesta va scurtcircuita R_S în curent alternativ, în banda de lucru, punând tranzistorul cu sursa la masă (sursă comună).

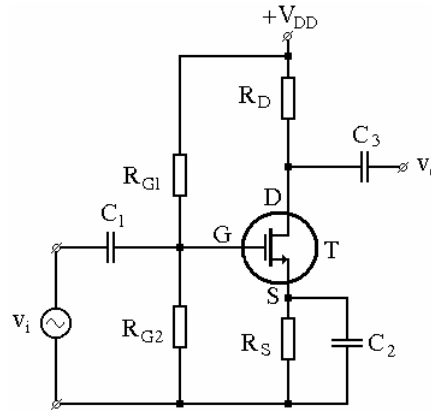


Fig. 3.9 Etaj *sursă comună* (SC) realizat cu tranzistor MOS.

Rezistența de sarcină a etajului este constituită numai din R_D , rezistor ce are rol și pentru polarizarea în curent continuu a tranzistorului.

Amplificarea de tensiune a etajului SC este dată de relația:

$$A_V = \frac{v_o}{v_i} = -g_m \cdot R_D \quad (3.7)$$

Semnul minus din relația (3.7) semnifică faptul că la ieșire semnalul este defazat cu 180° față de semnalul de intrare.

Rezistențele de intrare/ieșire în/din etaj sunt:

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = R_{G1} \parallel R_{G2} \quad (3.8)$$

$$R_o = \frac{v_o}{i_o} = R_D \quad (3.9)$$

Calculul acestora au presupus o rezistență de intrare și o rezistență r_{ds} infinite pentru MOS.

CAPITOLUL 3.3

MĂSURAREA CARACTERISTICILOR STATICE ȘI DINAMICE ALE TRANZISTORULUI MOS. ETAJE CU TRANZISTOR MOS

3.3.1 OBIECTIVE

- Măsurarea caracteristicilor statice ale MOS;
- Funcționarea ca generator de curent constant;
- Măsurarea caracteristicilor dinamice ale MOS;
- Etaje de amplificare cu MOS.

3.3.2 APARATE NECESARE

- Sursă de alimentare PS1-PSU/EV sau PSLC/EV, unitate de control individual SIS1/SIS2/SIS3 (opțional);
- Modulul poate lucra în mod independent. *La utilizarea unității de management extern cele 4 comutatoarele trebuie să fie pe poziția închis iar cele 8 comutatoare trebuie să fie pe poziția deschis;*
- Modulul MCM4/EV;
- Multimetru;
- Osciloscop;
- Generator de semnal.

3.3.3 DESFĂȘURAREA LUCRĂRII

3.3.3.1 Pregătire preliminară

MCM-4	Deconectați toate șunturile
Montați SIS1	Setați toate comutatoarele pe deschis
SIS2	Introduceți cod lecție: B14

Se pornește de la modulul aflat pe placa MCM-4 stânga jos cu schema electrică pentru măsurători pe MOS prezentată în fig. 3.10. Tehnica de polarizare aleasă este cu două surse:

- Sursă fixă de 12V/-12V și un divizor rezistiv reglabil pentru tensiunea V_{GS} ;
- Sursă variabilă 1,2V-24V (V_{CC}) și o rezistență serie pentru polarizarea drenă-sursă.

! *Valorile tensiunilor și curenților alternativi sunt date în valoare RMS.*

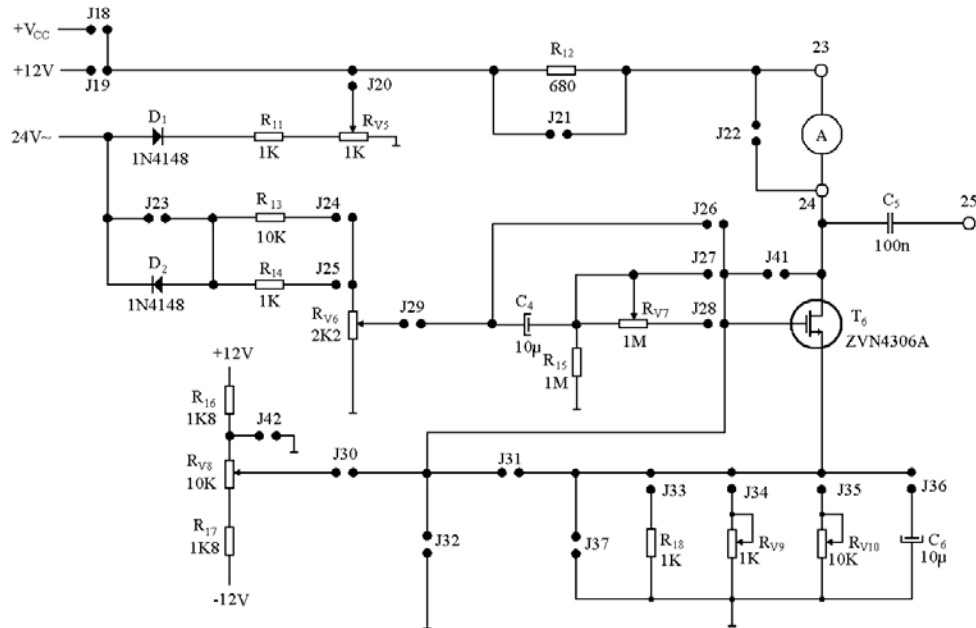


Fig. 3.10 Schema electrică de măsurare a tranzistorului MOS modulului MCM-4.

3.3.3.2 Măsurarea caracteristicilor de curent continuu

Caracteristica de transfer

- Se realizează circuitul din fig. 3.11 prin conectarea șunturilor J18, J37, J41. Pentru măsurarea tensiunilor se utilizează voltmetrul sau osciloscopul.

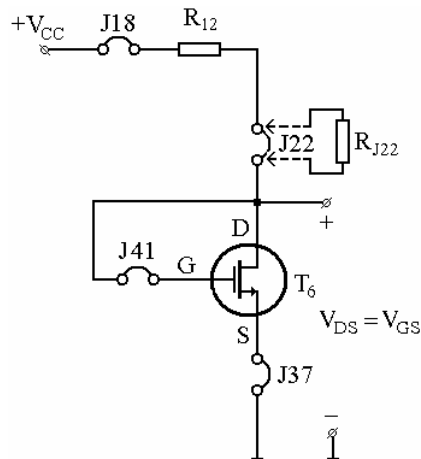


Fig. 3.11 Circuitul pentru măsurarea caracteristicii de transfer.

- Se conectează $R_{J22} = 100k\Omega$ pe poziția lui $J22$;
- Se variază tensiunea V_{CC} astfel încât tensiunea V_{GS} a tranzistorului să ia valorile din tabelul 3.3 și se măsoară curentul de drenă I_D indirect, prin măsurarea căderii de tensiune pe rezistorul R_{J2} .
- Pentru curenți mari de drenă rezistorul R_{J22} se înlocuiește cu $J22$;
- Curentul I_D se calculează cu relația:

$$I_D = \frac{V_{CC} - V_{DS}}{R_{J2}}$$

- Se trasează graficul $I_D = f(V_{GS})$ și Graficul rezultat va fi de forma celui din fig. 3.12.

Tabelul 3.3

V_{GS} [V]	0	1,3	1,5	1,8	2	2,1	2,2	2,3	2,4	2,5
$V_{GS,măsurat}$ [V]										
V_{CC}										
$R_D = R_{J2} + R_{J22}$ [kΩ]										
I_D [mA]										
$(V_{GS} - V_T)^2/2$ [V ²]										

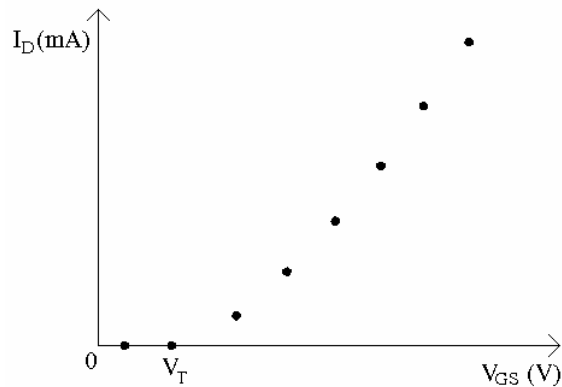


Fig. 3.12 Forma caracteristicii de transfer.

Măsurarea tensiunii de prag a tranzistorului MOS și a parametrului k

Pe circuitul prezentat în fig. 3.11 se montează în locul lui $J22$ un rezistor $R_{J22} = 100k\Omega$. Se reglează sursa de alimentare (V_{CC}) astfel încât curentul de drenă să fie de $10\mu A$ ($V_{CC} - V_{DS} = 1V$). Curentul de drenă se măsoară ca și cădere de tensiune pe R_{J22} conectând voltmetrul între punctele 24 (-) și 23 (+) de pe montaj.

Tensiunea V_{GS} măsurată pentru un curent de drenă de $10\mu A$, va fi tensiunea de prag a tranzistorului. Această valoare va fi utilizată și în calculele teoretice.

$$V_{GS}|_{I_D=10\mu A} = V_T = \dots\dots$$

Se completează tab. 3.3. Se trasează caracteristica $I_D = f [(V_{GS}-V_T)^2/2]$ eliminându-se din reprezentare punctele cu $V_{GS} \leq V_T$. Din panta acesteia se va deduce, experimental, parametrul k_n ce va fi utilizat în calculele teoretice (relația de calcul a fost dată în ecuația 3.2 și poate fi aplicată atunci când se cunosc W, L, μ, C_{ox}).

$$k_n = \dots\dots$$

Caracteristicile de ieșire

- Se realizează circuitul din fig. 3.13 prin conectarea șunturilor J18, J22, J30 și J37.
- Pe circuitul din fig. 3.13 cu ajutorul potențiometrului R_{V8} se reglează tensiunea V_{GS} la valorile date în tabelul 3.4. Se variază tensiunea V_{DS} la valorile impuse în tabel prin variația V_{DD} și se măsoară curentul de drenă.
- În cazul curenilor de drenă mici, căderea de tensiune pe rezistența R_{12} va fi mică fapt ce se traduce într-o diferență mică între tensiunea V_{DD} și tensiunea V_{DS} . Pentru a maximiza căderea de tensiune scoate șuntul J22 și se conectează în locul acestuia un rezistorul $R_{J22}=100k\Omega$.
- Se reprezintă grafic familia de curbe parametrice $I_D = f_1 (V_{GS}, V_{DS})$. Se vor obține caracteristici de forma celei din fig. 3.14. Se va delimita pe grafic zona de saturație de zona liniară.

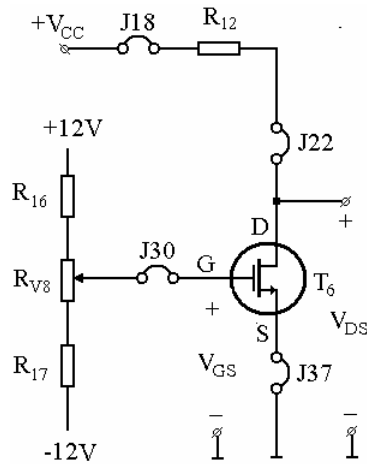


Fig. 3.13 Circuitul pentru măsurarea caracteristicilor de ieșire.

Pentru fiecare curbă se va determina grafic tangenta în origine:

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

Rezultatele se trec în tabelul 3.5.

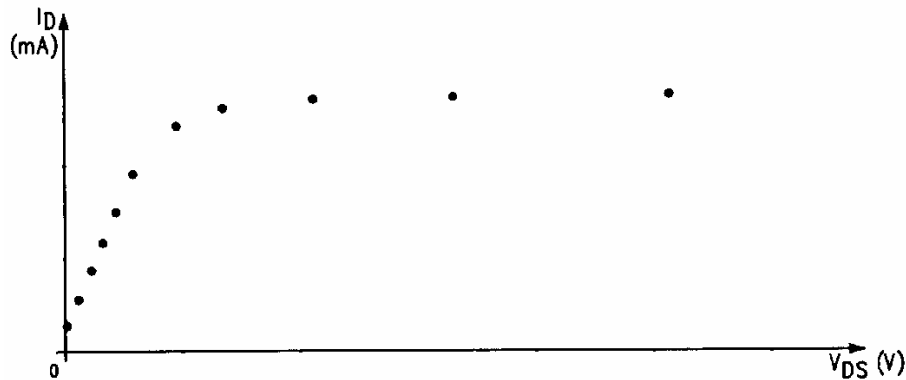


Fig. 3.14 Forma caracteristicii de ieșire.

Tabelul 3.5

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

Montați SIS1	Setați comutatorul S4 pe poziția închis
SIS2	Apăsați "INS"

II Ce se întâmplă în circuit?

- a) o rezistență în serie cu R_{I2} a fost deconectată;
- b) tranzistorul este scurtcircuitat între drenă și sursă;
- c) tranzistorul este întrerupt între drenă și sursă;
- d) circuitul porții a fost deconectat;
- e) tensiunea de alimentare a fost redusă.

Montați SIS1	Setați comutatorul S4 pe poziția deschis
--------------	--

3.3.3.3 Funcționarea MOS ca generator de curent constant

Regimul în care 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 ce descrie funcționarea MOS pentru acest regim,

$$I_D = \frac{k}{2} \cdot (V_{GS} - V_T)^2$$

rezultă că pentru $V_{GS} > V_T$ și $V_{GS} = ct.$ se obține $I_D = ct.$

Pentru verificarea acestui comportament se va utiliza circuitul din fig. 3.15.

- Se conectează șunturile $J18$, $J22$, $J30$, $J33$. În locul jumper-ului $J32$ se introduce dioda Zener (D_z) de 6,2V cu catodul către grila tranzistorului T_6 . Se poziționează cursorul potențiometrului R_{V8} la pinul dinspre R_{16} ;
- Se reglează sursa de tensiune la valoarea de +24V;
- Se măsoară tensiunea pe dioda Zener (D_z) și se trece în tabel; Aceasta trebuie să fie în jurul valorii de 6,2V;
- Se fixează pentru V_D valorile din tabelul 3.6. Se măsoară indirect curentul în circuit. Acesta trebuie să rămână constant câtă vreme tranzistorul rămâne în saturație.

$$I_D = \frac{V_{S,masurat}}{R_{18}}$$

- 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]							
$V_z = \dots$ [V]							
I_D [mA]							

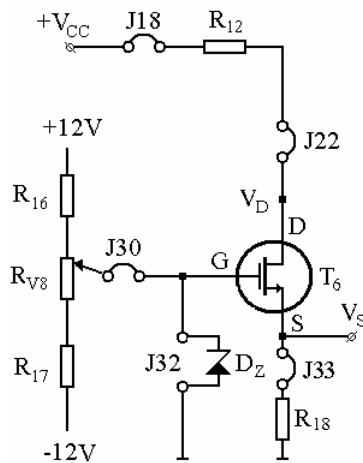


Fig. 3.15 Circuitul pentru măsurarea caracteristicii curent-tensiune a sursei de curent constant realizate cu MOS.

3.3.3.4 Verificarea modelului dinamic

Estimarea r_d în saturație

- Se realizează configurația din fig. 3.16. Se conectează șunturile J18, J30 și J37.
- Se conectează rezistența $R_{J22}^1 = 1,3k\Omega$ și condensatorul C_{J20} ($10\mu F$) se fixează $V_{GS} = 2,1V$ și $V_{DS} = 5V$. Generatorul de semnal este conectat și pornit, dar reglat la $v_s = 0V$. Potențiometrul semireglabil R_{V5} se reglează cu cursorul la masă.
- Se reglează amplitudinea semnalului de la generator astfel încât să se obțină $V_{gs} = 10mV$ și se măsoară V_{ds} . Rezultatele se trec în tabelul 3.7.
- Se repetă măsurătorile pentru $R_{J22}^2 = 10k\Omega$.

Se calculează:

$$r_{d,sat} = \frac{1}{g_{d,sat}} = \frac{R_D^2 - R_D^1}{\frac{R_D^2 \cdot v_{ds1}}{R_D^1 \cdot v_{ds2}} - 1}$$

Tabelul 3.7

$R_D = R_{J2} + R_{J22} [k\Omega]$	1,98	10,68
$V_{ds} [mV]$		

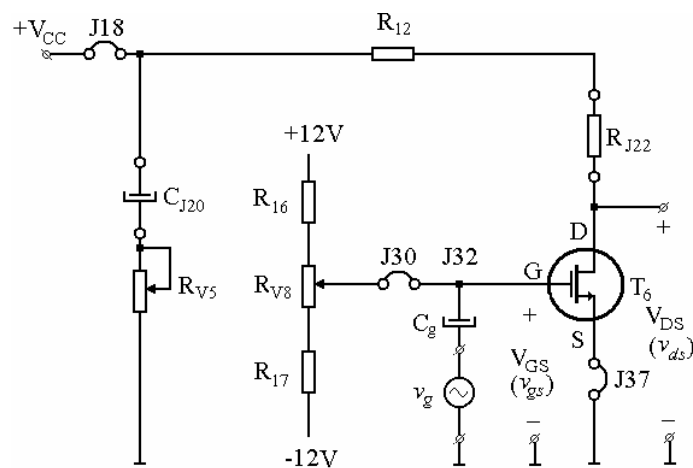


Fig. 3.16 Circuitul pentru măsurare a rezistenței dinamice (r_d) și a $g_{m,sat}$ în saturație.

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

- În configurația din fig. 3.16 se adaugă $J22$.
- Se reglează succesiv V_{GS} la valorile din tabelul 3.8 menținându-se de fiecare dată $V_{DS} = 5V$, $V_{gs} = 10mV$ și măsurându-se V_{ds} .
- Se calculează conductanța mutuală măsurată, $g_{m,sat1}$,

$$g_{m,sat1} = \frac{v_{ds}}{R_{I2} \cdot v_{ds}} \Big|_{V_{DS}=5V}$$

iar valorile se trec în tabelul 3.8.

Tabelul 3.8

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

Cu ajutorul valorilor k_n și V_T determinate anterior se calculează conductanța mutuală teoretică $g_{m,sat2}$, iar valorile se trec în tabelul 3.8.

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

Cu datele din tabelul 3.8 se trasează pe aceleași grafic, curbele:

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

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

Cum explicați diferențele care rezultă între $g_{m,sat1}$ (transconductanța măsurată) și $g_{m,sat2}$ (transconductanța calculată)? 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 potențiometru R_{V5} cu cursorul în masă.
- Se ajustează succesiv 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.

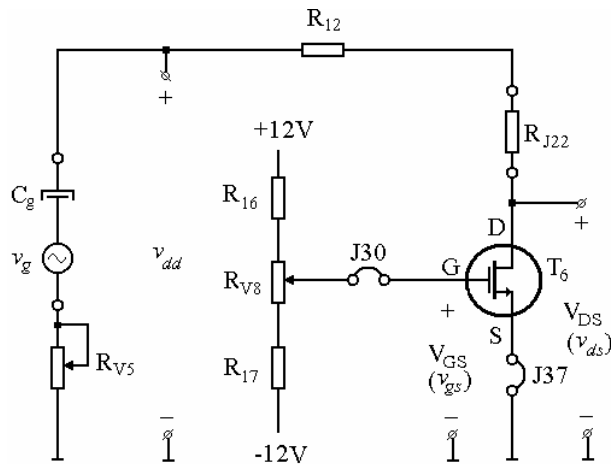


Fig. 3.17 Circuitul pentru măsurarea conductanței canalului în regiunea liniară - $g_{d,lin}$.

Tabelul 3.9

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

Utilizând datele din tabelul 3.9 se calculează pentru fiecare valoare a lui V_{GS} , parametrul

$$g_{d,lin1} = \left. \frac{\frac{V_{dd}}{R_{J22} + R_{J2}} - I}{V_{ds}} \right|_{V_{DS}=0V}$$

și cu ajutorul lui k_n 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 3.8. Cu datele din tabelul 3.8 se trasează grafic curbele:

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

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

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

Cum explicați diferențele care rezultă între conductanțele drenă-sursă măsurate prin diferite metode $g_{d,lin1}$ și $g_{d,lin2}$ și conductanța $g_{d,lin3}$ calculată cu relația?

3.3.3.5 Amplificator de semnal mic cu MOS

Conexiunea utilizată pentru experimentarea amplificării MOS-ului este sursa comună (SC) – fig. 3.18. Circuitul din fig. 3.18 se realizează în următoarele etape:

- 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 potențiometrului semireglabil R_{V8} astfel încât $V_{DS}=8V$;
- Se poziționează cursorul potențiometrului semireglabil R_{V6} în masă;
- Se conectează generatorul de semnal pe poziția șuntului $J29$;
- Se reglează semnalul pe grila tranzistorului T_6 la o amplitudine de 5-10 mV_{rms} /1kHz;
- Se măsoară tensiunea rms la ieșire în absența distorsiunilor și se calculează amplificarea cu relația:

$$A_v = \frac{v_{o,rms}}{v_{i,rms}}$$

- Se verifică dacă defazajul între intrare și ieșire este de 180°.

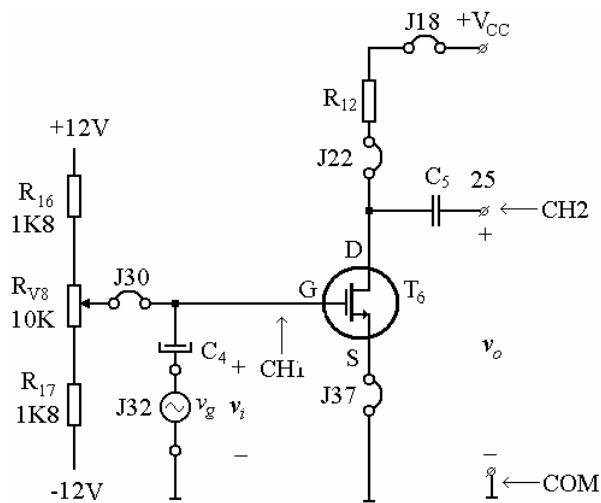


Fig. 3.18 Amplificator sursă comună cu MOS.

CAPITOLUL 3.4

ÎNTREBĂRI ȘI EXERCITII

3.4.1 OBIECTIVE

- Aprofundarea cunoștințelor obținute

3.4.2 ÎNTREBĂRI

12. *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.

13. *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.

14. *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) $V_{DS} = V_{GS}$.

15. *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.

3.4.3 EXERCİȚII

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 ?

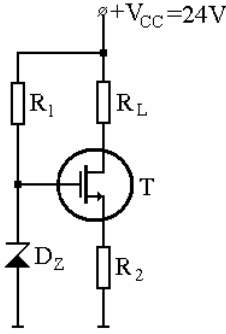


Fig. 3.19

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.

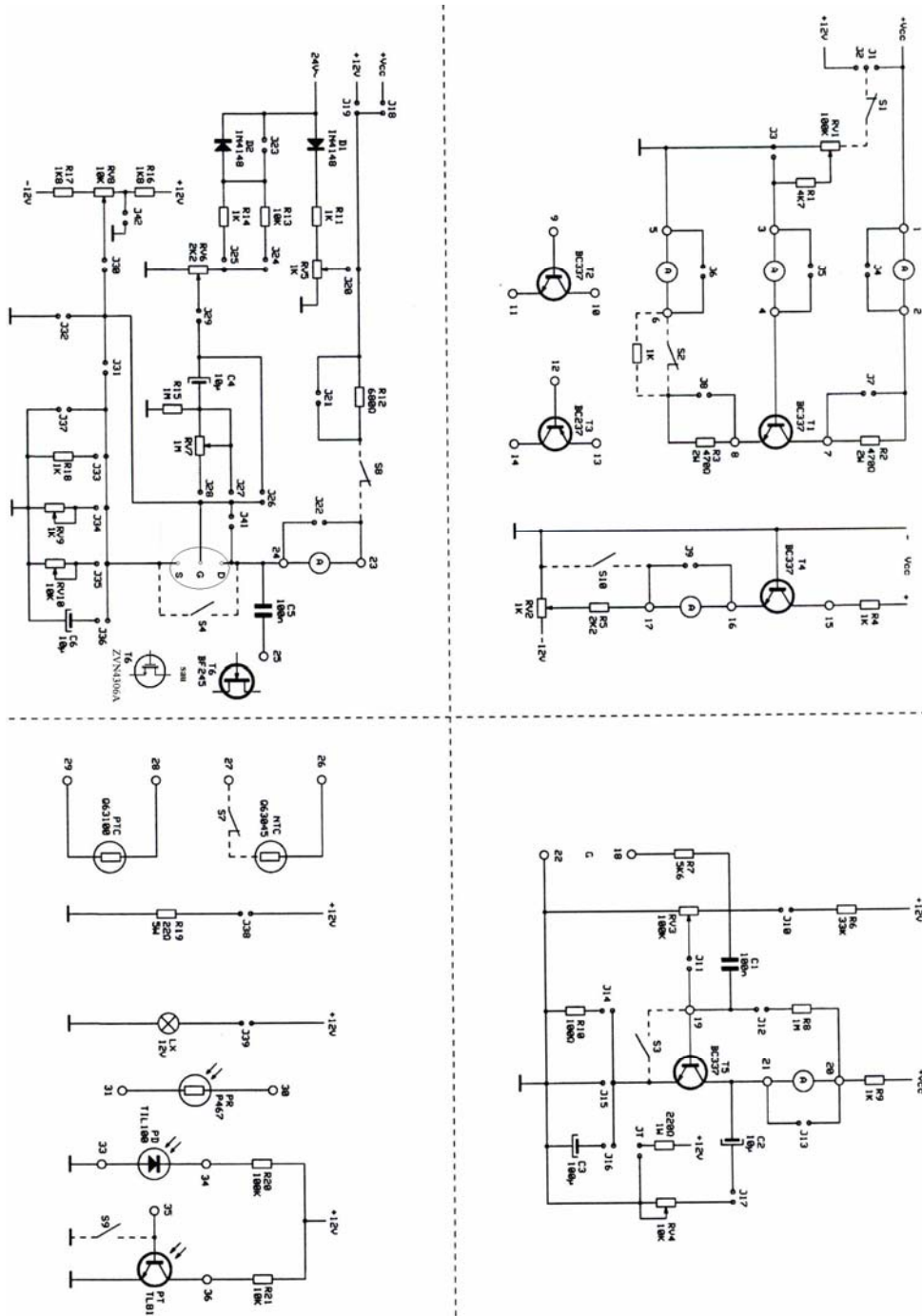


Fig. 3.20 Schema electronică a modulului MCM4/EV.