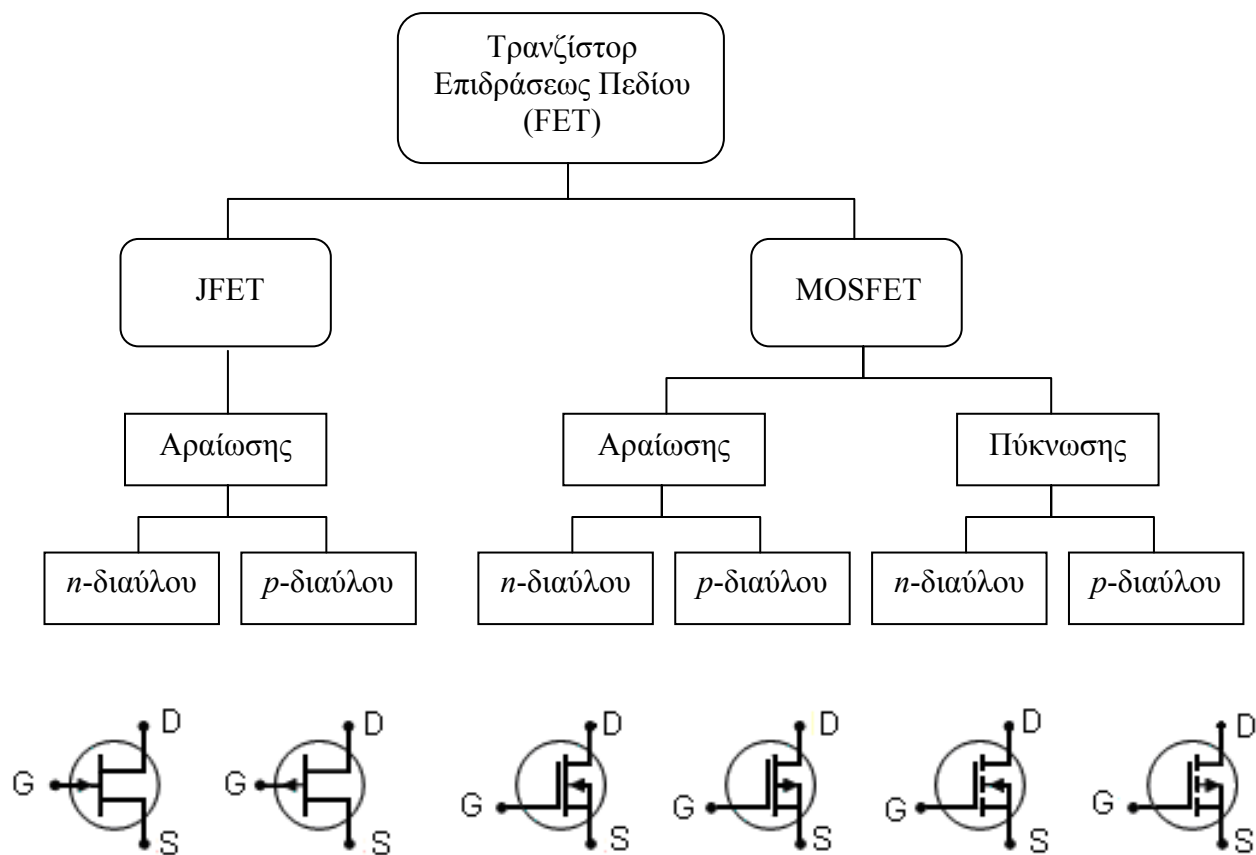
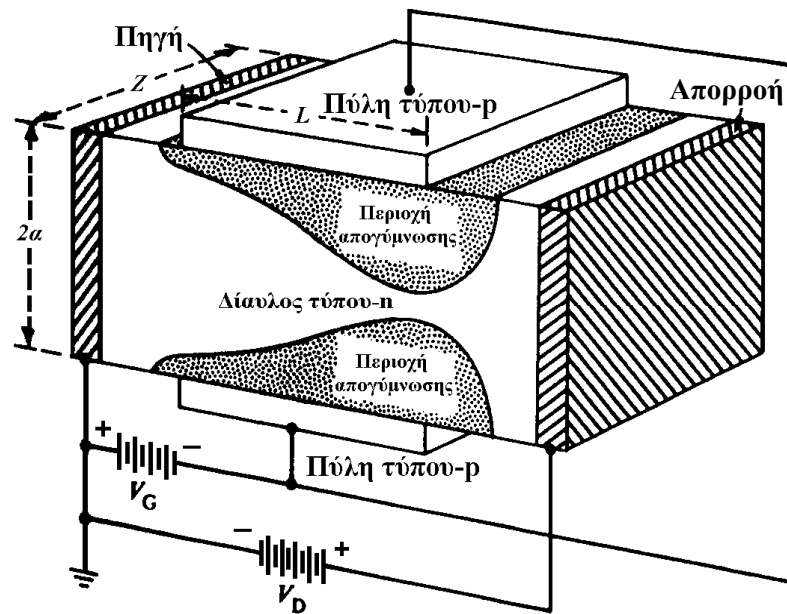


8. Τρανζίστορ FET Επιδράσεως Πεδίου

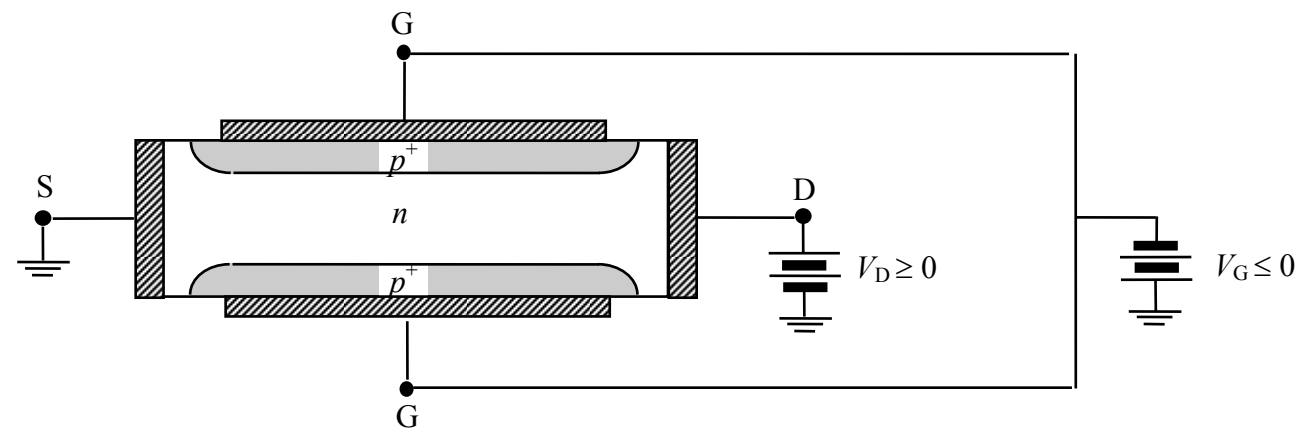


Σχ. 8.1. Διάγραμμα ταξινόμησης και κυκλωματικά σύμβολα των τρανζίστορ

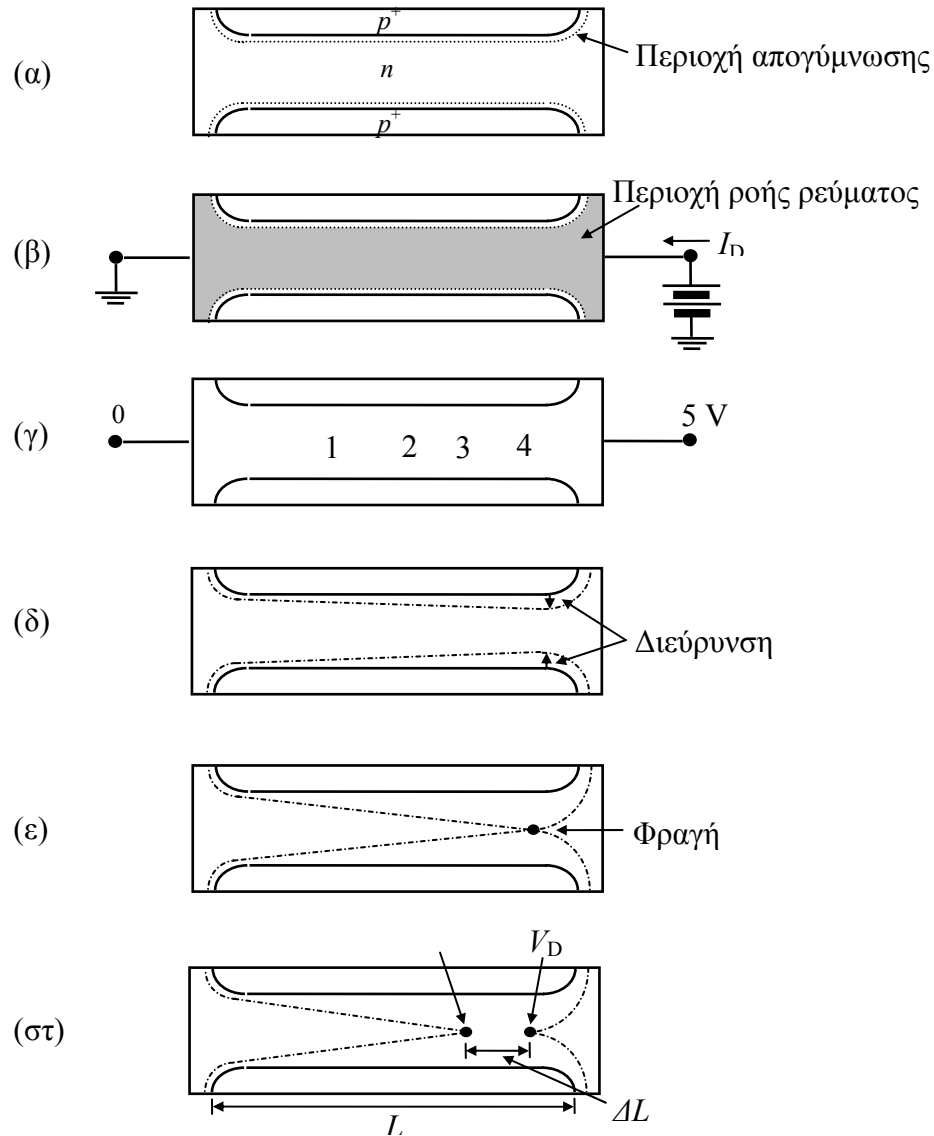
- Είναι απλούστερα να κατασκευαστούν.
- Καταλαμβάνουν μικρότερο χώρο πάνω σε ένα chip απ' ότι ένα BJT.
- Επιτυγχάνεται υψηλότερη πυκνότητα διατάξεων και υψηλότερη ολοκλήρωση.
- Μπορούν να συνδεθούν σαν αντιστάσεις και πυκνωτές. Αυτό επιτρέπει τη σχεδίαση συστημάτων που αποτελούνται αποκλειστικά από MOSFET και όχι από άλλες διατάξεις, καθιστώντας τα ιδανικά για συστήματα VLSI (Very Large Scale Integration).
- Έχουν πολύ υψηλή αντίσταση εισόδου, χαμηλό θόρυβο και πολύ χαμηλή κατανάλωση.



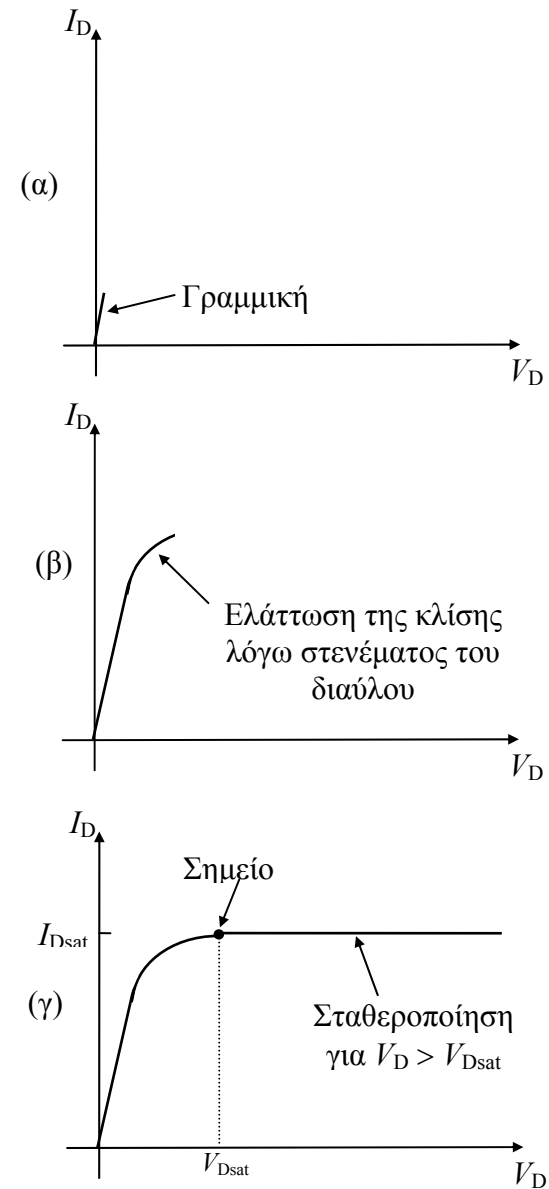
Σχ. 8.2. Σχηματικό διάγραμμα Τρανζίστορ Επιδράσεως Πεδίου (JFET).



Σχ. 8.4. Σχηματικό διάγραμμα και πόλωση JFET.

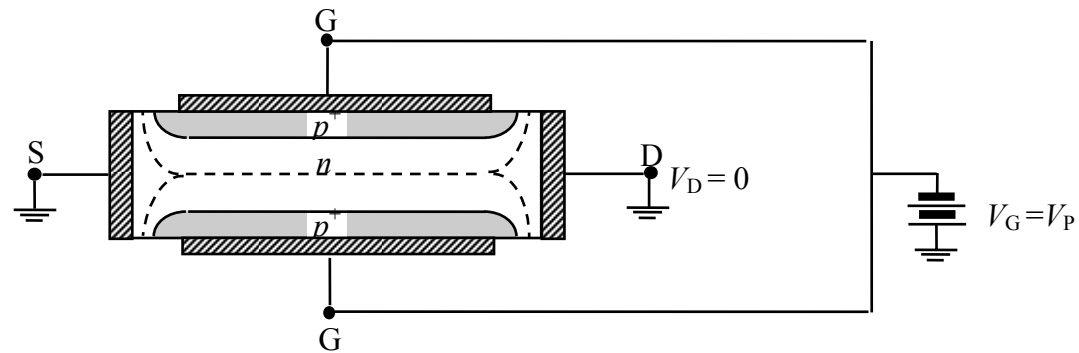


8.5. Λειτουργικές φάσεις ενός J-FET για $V_G=0$. α) Ισορροπία ($V_D=0, V_G=0$), β) πόλωση με μικρές τιμές V_D , γ) πτώση τάσης κατά μήκος του διαύλου για μια αυθαίρετη τιμή τάσης $V_D=5\text{ V}$, δ) στένεμα του διαύλου για μέτριες τιμές της πόλωσης V_D , ε) φραγή, στ) κατάσταση πέρα από τη φραγή ($V_D > V_{Dsat}$).



Σχ. 8.6. Γενική μορφή των χαρακτηριστικών I_D-V_D . α) Γραμμική μεταβολή, αντίστοιχη μιας απλής ωμικής αντίστασης, για πολύ μικρές τιμές της τάσης απορροής, β) ελάττωση της κλίσης για μέτριες τιμές της τάσης απορροής λόγω στενέματος του διαύλου, γ) φραγή και κόρος για τάσεις απορροής μεγαλύτερες από V_{Dsat} .

Τάση φραγής JFET



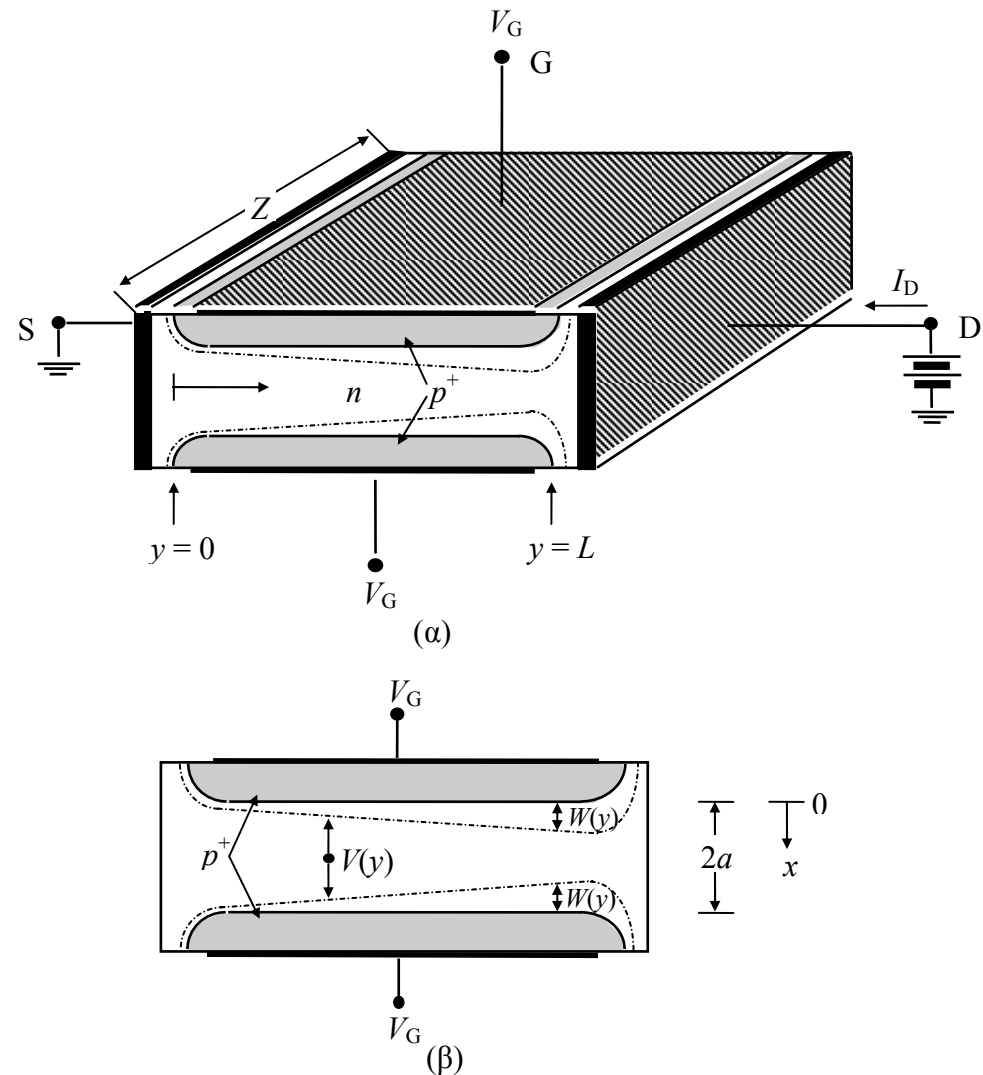
Σχ. 8.7. Ορισμός της τάσης φραγής τρανζίστορ JFET.

8.2. Θεωρητική Περιγραφή και Χαρακτηριστική του JFET

Παραδοχές:

- Οι ενώσεις $p^+ - n$ είναι απότομες και η περιοχή n είναι ομοιόμορφα νοθευμένη με συγκέντρωση δοτών N_D .
- Η δομή είναι συμμετρική γύρω από το επίπεδο $x=a$ όπως φαίνεται στο Σχ. 8.8, και η συμμετρία διατηρείται λειτουργώντας τη διάταξη με την ίδια πόλωση V_G στην επάνω και στην κάτω επαφές πύλης.
- Η ροή ρεύματος περιορίζεται στα τμήματα του διαύλου που δεν είναι απογυμνωμένα από φορείς και διευθύνεται αποκλειστικά κατά τη διεύθυνση y .
- Το εύρος $W(y)$ μπορεί να αυξηθεί τουλάχιστον μέχρι την τιμή a χωρίς να επέλθει κατάρρευση των ενώσεων $p^+ - n$.
- Οι πτώσεις τάσης από την πηγή μέχρι το σημείο $y=0$ και από το σημείο $y=L$ μέχρι την απορροή είναι αμελητέες.
- $L \gg a$.

Σχ. 8.8. Δομή, διαστάσεις, και προσανατολισμοί συντεταγμένων.
α) Σχηματικό διάγραμμα δομής, β) μεγεθυμένη όψη της περιοχής του διαύλου.



Για τάσεις απορροής και πύλης κάτω από το σημείο φραγής, δηλ. $0 \leq V_D \leq V_{Dsat}$ και $0 \leq V_G \leq V_P$, ο ακριβής υπολογισμός της χαρακτηριστικής $I_D - V_D$, έχει ως εξής:

$$I_D = \frac{2Q_e Z \mu_n N_D \alpha}{L} \left\{ V_D - \frac{2}{3} (V_0 - V_P) \left[\left(\frac{V_D + V_0 - V_G}{V_0 - V_P} \right)^{3/2} - \left(\frac{V_0 - V_G}{V_0 - V_P} \right)^{3/2} \right] \right\}$$

για $0 \leq V_D \leq V_{Dsat}$ και $0 \leq V_G \leq V_P$. V_0 είναι η τάση επαφής των ενώσεων p^+-n .

Η προηγούμενη θεωρητική εξίσωση, ισχύει μόνο για λειτουργία κάτω από τη φραγή.

Το τμήμα της χαρακτηριστικής πέρα από το σημείο φραγής μπορεί να περιγραφεί θέτοντας απλά

$$I_{D|V_D > V_{Dsat}} = I_{D|V_D = V_{Dsat}} \equiv I_{Dsat}$$

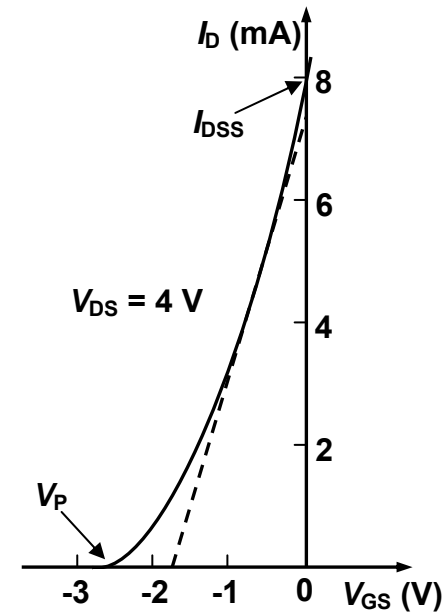
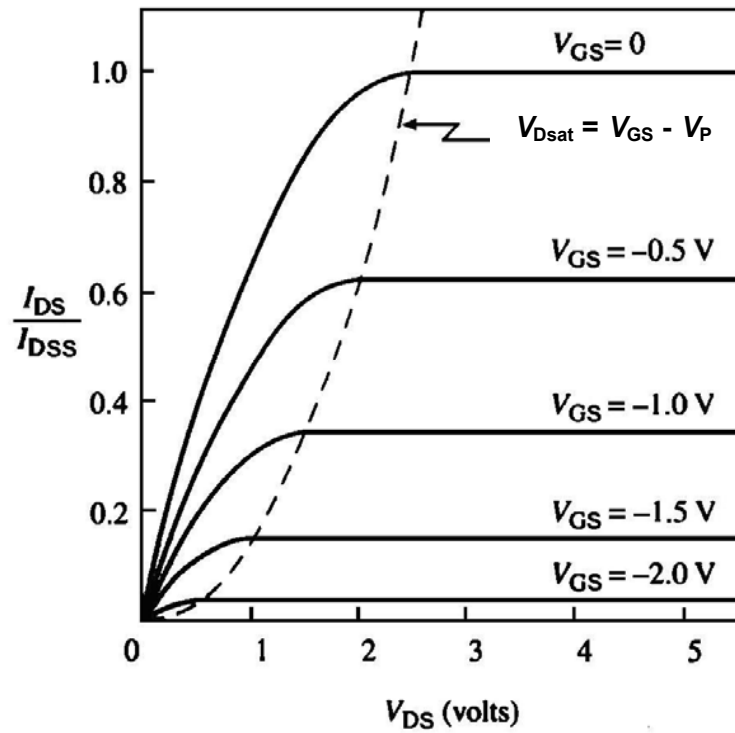
$$V_{Dsat} = V_G - V_P$$

Οπότε προκύπτει η τελική έκφραση

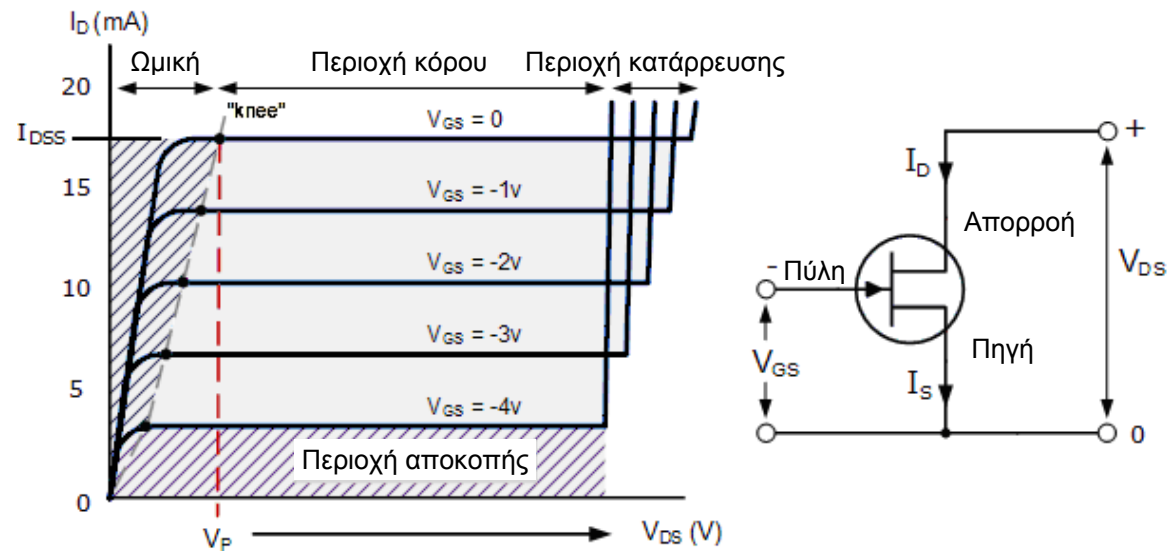
$$I_{Dsat} = \frac{2Q_e Z \mu_n N_D \alpha}{L} \left\{ V_G - V_P - \frac{2}{3} (V_0 - V_P) \left[1 - \left(\frac{V_0 - V_G}{V_0 - V_P} \right)^{3/2} \right] \right\}$$

Στον κόρο, οι χαρακτηριστικές του JFET μπορούν με πολύ μεγάλη ακρίβεια να προσεγγιστούν από την απλή σχέση

$$I_{Dsat} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_G}{V_P} \right)^2 \quad \text{όπου} \quad I_{DSS} = I_{Dsat|V_G=0}$$



Σχ. 8.9. α) Κανονικοποιημένες θεωρητικές χαρακτηριστικές $I_D - V_D$ όπου έχουμε υποθέσει, $V_0=1 \text{ V}$ και $V_P=-2.5 \text{ V}$. $I_{DSS} = I_{Dsat}|_{V_G=0}$. β) Χαρακτηριστική μεταφοράς πύλης – απορροής του JFET με $I_{DSS} = 8 \text{ mA}$.



Σχ. 8.10. Περιοχές λειτουργίας και κυκλωματικό σύμβολο τρανζίστορ JFET διαύλου τύπου n. Το βέλος στον ακροδέκτη της πύλης, δείχνει προς την πύλη αν η περιοχή του διαύλου είναι τύπου n, ή εκτός της πύλης αν η περιοχή του διαύλου είναι τύπου p.

- **Ωμική περιοχή** – Όταν $V_{GS} = 0$, η περιοχή απογύμνωσης του διαύλου είναι πολύ μικρή και το JFET λειτουργεί σαν αντίσταση ελεγχόμενη από τάση.
- **Περιοχή αποκοπής** – Όταν η τάση πύλης V_{GS} είναι αρκετή για να κάνει το JFET να συμπεριφέρεται σαν ανοικτοκύκλωμα (δηλ. ο δίαυλος έχει πρακτικά μηδενική διατομή), καθώς τότε, η αντίσταση διαύλου είναι μέγιστη.
- **Περιοχή κόρου** - Το JFET λειτουργεί σαν καλός αγωγός ελεγχόμενος από την τάση V_{GS} , ενώ η τάση V_{DS} δεν έχει καμία σχεδόν επίδραση στη συμπεριφορά του JFET.
- **Περιοχή κατάρρευσης** – Η τάση V_{DS} είναι αρκετά υψηλή ώστε να προκαλέσει κατάρρευση χιονοστοιβάδας στα άκρα της απορροής και να διέλθει πολύ μεγάλο ρεύμα από τη διάταξη. Οι τάσεις κατάρρευσης ενός τυπικού JFET κυμαίνονται από 20 έως 300 Volts, αλλά τα περισσότερα JFET εμφανίζουν κατάρρευση σε τιμές τάσεων γύρω στα 50 Volts.

8.3. Πρότυπο ασθενούς σήματος του JFET

Προκύπτει αν εκφράσουμε το ρεύμα απορροής I_D σαν συνάρτηση της τάσης V_{GS} και της τάσης V_{DS} μέσω της σχέσης:

$$i_D = f(v_{GS}, v_{DS})$$

Η μεταβολή στο ρεύμα απορροής δίνεται κατά προσέγγιση από τους δύο πρώτους όρους του αναπτύγματος σε σειρά Fourier της παραπάνω εξίσωσης

$$\Delta i_D = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{DS}=\text{σταθ.}} \cdot \Delta v_{GS} + \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right|_{v_{GS}=\text{σταθ.}} \cdot \Delta v_{DS}$$

ή με χρήση του συμβολισμού : $\Delta i_D = i_d$, $\Delta v_{GS} = v_{gs}$, $\Delta v_{DS} = v_{ds}$, η εξίσωση γίνεται

$$i_d = g_m v_{gs} + \frac{1}{r_d} v_{ds}$$

όπου

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{DS}=\text{σταθ.}} \quad \text{αμοιβαία αγωγιμότητα}$$

$$r_d = \left. \frac{\partial v_{DS}}{\partial i_D} \right|_{v_{GS}=\text{σταθ.}} \quad \text{εσωτερική αντίσταση}$$

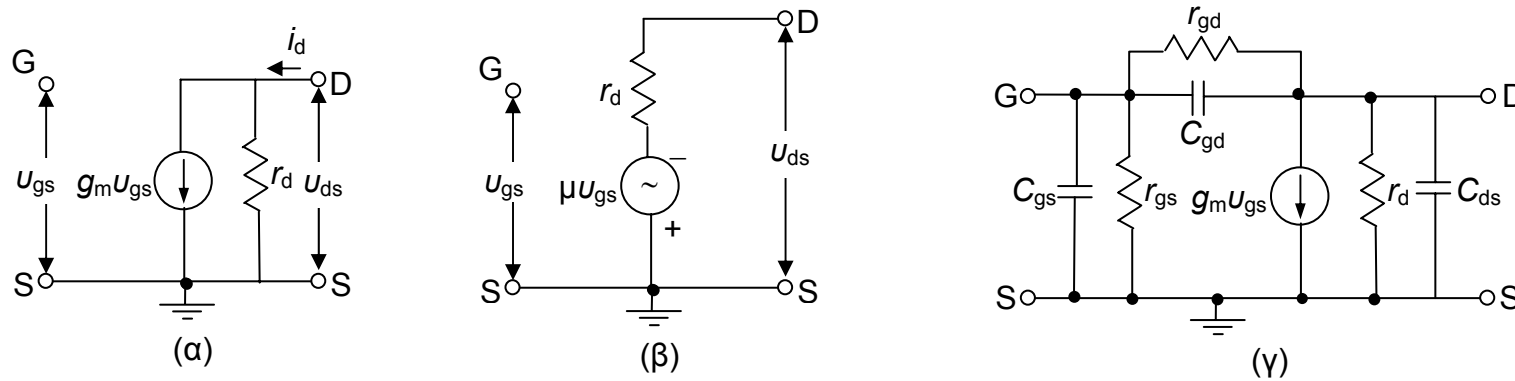
$$\mu = - \left. \frac{\partial v_{DS}}{\partial v_{GS}} \right|_{i_D=\text{σταθ.}} \quad \text{συντελεστής ενίσχυσης}$$

Από τις παραπάνω σχέσεις προκύπτει ότι

$$\mu = r_d g_m$$

Η αμοιβαία αγωγιμότητα προκύπτει και με παραγωγή της αντίστοιχης σχέσης

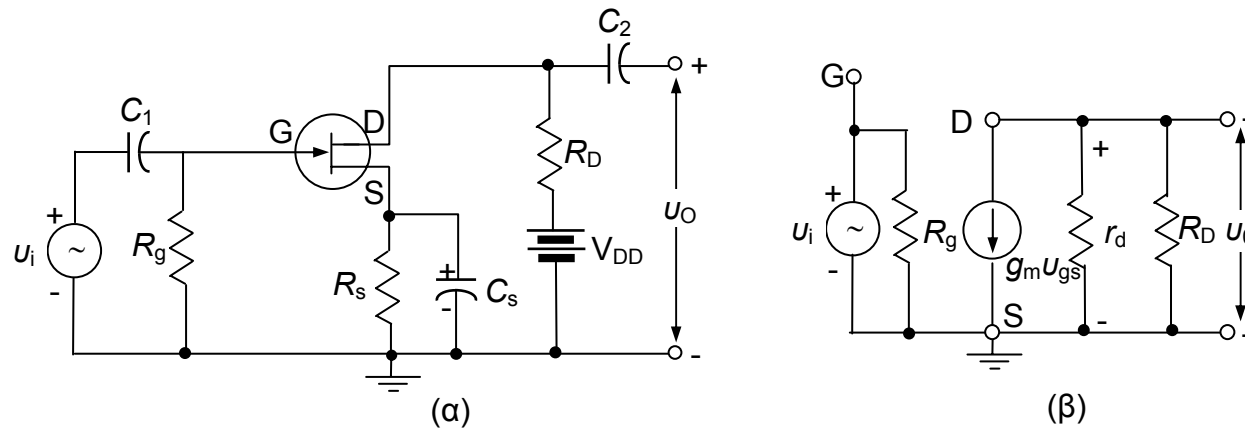
$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} = \frac{2I_{DSS}}{V_P} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right) = g_{mo} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)$$



Σχ. 8.11. Πρότυπο ασθενούς σήματος JFET α) χαμηλών συχνοτήτων με πηγή ρεύματος, β) χαμηλών συχνοτήτων με πηγή τάσης, γ) υψηλών συχνοτήτων.

Πίν. 8.1. Τυπικές τιμές παραμέτρων για JFET και MOSFET		
Παράμετρος	JFET	MOSFET
g_m	0,1 – 10 mA/V	0,1 – 20 mA/V
r_d	0,1 – 1 M	1 – 50 K
C_{ds}	0,1 – 1 pF	0,1 – 1 pF
C_{gs}, C_{gd}	1 – 10 pF	1 – 10 pF
r_{gs}	$> 10^8 \Omega$	$> 10^{10} \Omega$
r_{gd}	$> 10^8 \Omega$	$> 10^{14} \Omega$

Στο πρότυπο χαμηλών συχνοτήτων του JFET, **δεν υπάρχει ανάδραση** μεταξύ της εξόδου και εισόδου του FET, ενώ στο BJT υπάρχει μέσω της παραμέτρου h_{re} . Επίσης, στο BJT η αντίσταση εισόδου είναι πολύ μικρότερη (μερικά $k\Omega$) σε σχέση με το **FET** που έχει **άπειρη αντίσταση εισόδου**. Συνοψίζοντας, μπορούμε να πούμε ότι το FET προσεγγίζει πολύ περισσότερο τον **ιδανικό ενισχυτή** στις χαμηλές συχνότητες, σε σχέση με το BJT.



Σχ. 8.12. α) Ενισχυτής JFET, β) ισοδύναμο κύκλωμα ασθενούς σήματος.

8.3. Τρανζίστορ FET Μετάλλου-Οξειδίου-Ημιαγωγού (MOSFET)

Το MOSFET είναι ένα FET στο οποίο η πύλη είναι μονωμένη προς το δίαυλο με τη βοήθεια διοξειδίου του πυριτίου SiO_2 .

Το FET αυτό συμβολίζεται με τα αρχικά των λέξεων **Metal-Oxide-Semiconductor FET**.

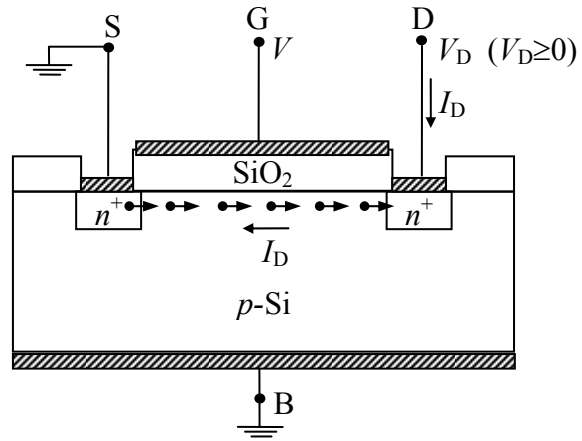
Στο MOSFET το ηλεκτρόδιο της πύλης χωρίζεται από τον ημιαγωγό με λεπτό στρώμα (1000-2000 Å) μονωτικού SiO_2 . Το μονωτικό αυτό διηλεκτρικό στρώμα διοξειδίου του πυριτίου προσδίδει στο MOSFET μια πολύ υψηλή αντίσταση εισόδου (10^{10} έως 10^{15} Ω).

Το MOSFET αποδεικνύεται ίσως σημαντικότερο από το JFET επειδή προσφέρεται περισσότερο για να χρησιμοποιηθεί στα ολοκληρωμένα κυκλώματα.

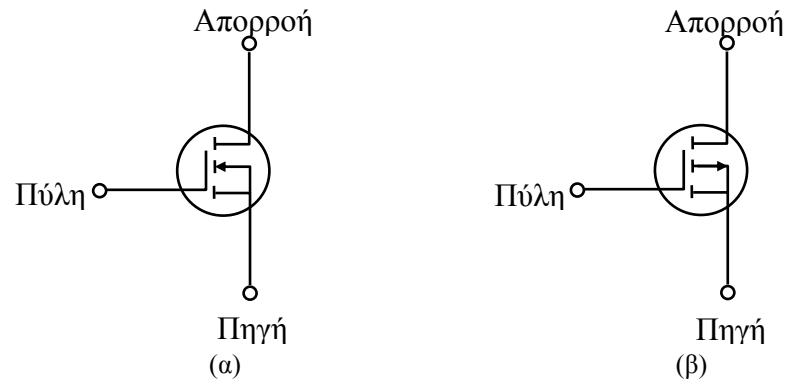
Στην πράξη δύο είναι οι πιο σημαντικοί τύποι MOSFET:

- Ο τύπος **διαύλου n-πυκνώσεως**, στον οποίο ο δίαυλος γίνεται τύπου n και τα ηλεκτρόδια πηγής και απορροής διαμορφώνονται σε ημιαγωγούς n^+ , δηλαδή με έντονη νόθευση. Τα στοιχεία αυτά λειτουργούν συνήθως με τη μέθοδο της πυκνώσεως των φορέων, που σημαίνει ότι στην κανονική κατάσταση με πόλωση 0 δεν άγουν και άγουν όταν εφαρμοστεί θετική πόλωση πύλης. Αυτά λέγονται MOSFET διαύλου n-πυκνώσεως (enhancement mode n-channel MOSFET). Ας σημειωθεί ότι, είναι δυνατόν να κατασκευαστούν και MOSFET διαύλου p-πυκνώσεως. Όμως, σήμερα στα ολοκληρωμένα κυκλώματα κυριαρχούν τα MOSFET διαύλου n-πυκνώσεως, λόγω της μεγαλύτερης κινητικότητας των ηλεκτρονίων φορέων αγωγιμότητας σε σχέση με τις οπές.
- Ο τύπος **διαύλου n-αραιώσεως** (depletion mode n-channel MOSFET) που έχει παρόμοια συμπεριφορά με το JFET. Τα MOSFET αυτά λειτουργούν με τη μέθοδο της αραιώσεως των φορέων, που σημαίνει ότι στην κανονική κατάσταση με πόλωση 0 άγουν, και δεν άγουν όταν εφαρμοστεί αρνητική πόλωση. Υπάρχουν βεβαίως και τα MOSFET διαύλου p-αραιώσεως αλλά χρησιμοποιούνται σπανιότερα.

8.3.1. Λειτουργική Περιγραφή MOSFET διαύλου n-πυκνώσεως

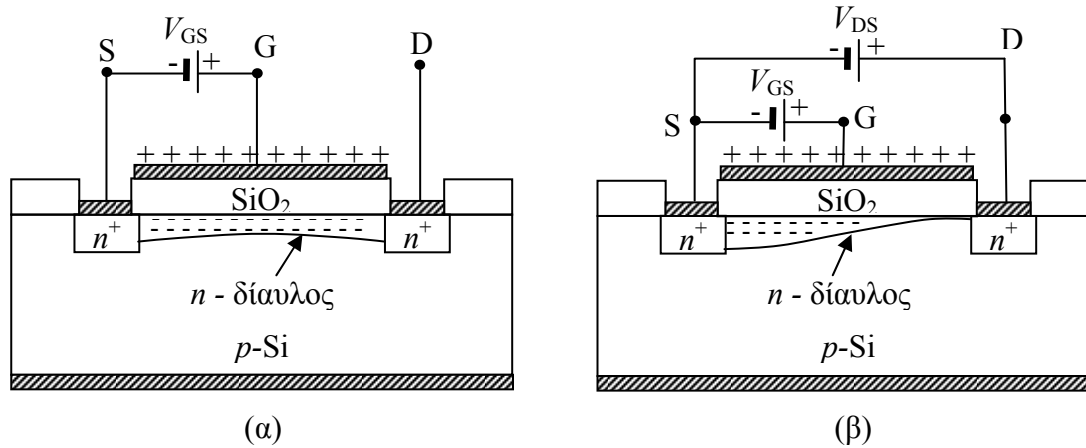


Σχ. 8.13. Σχηματικό διάγραμμα MOSFET διαύλου n-πυκνώσεως.

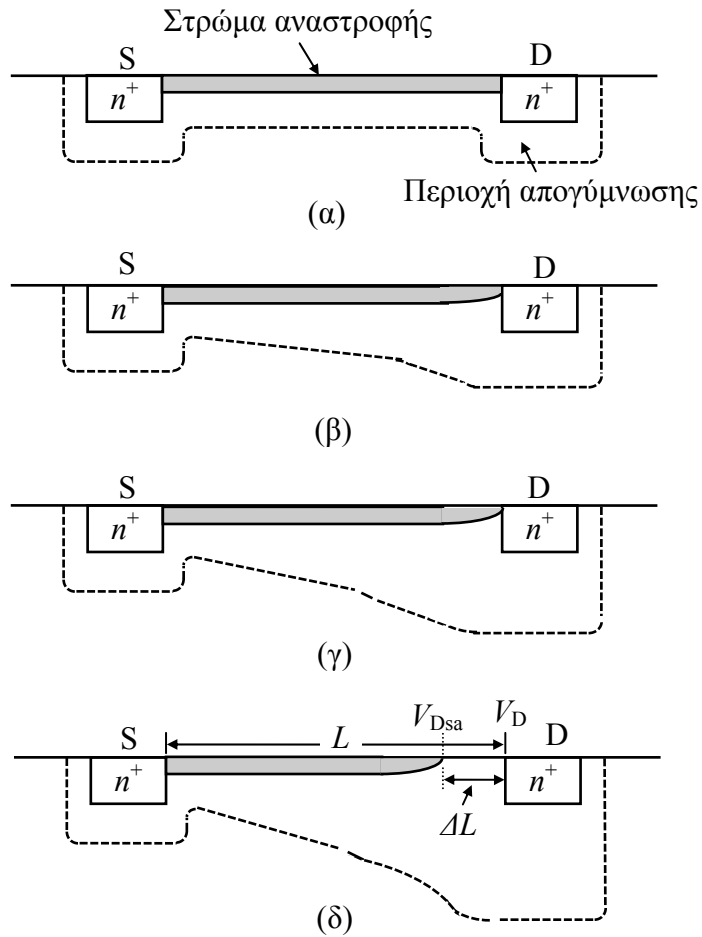


Σχ. 8.14. Κυκλωματικά σύμβολα α) MOSFET διαύλου n-πυκνώσεως, και β) MOSFET διαύλου p-πυκνώσεως.

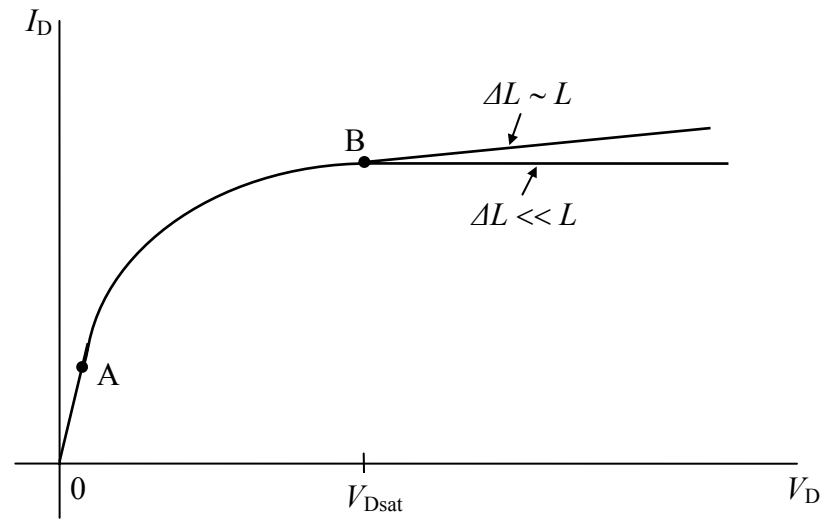
8.3.2. Θεωρητική Περιγραφή MOSFET διαύλου n-πυκνώσεως



Σχ. 8.15. MOSFET διαύλου n-πυκνώσεως: α) Δημιουργία του διαύλου-n όταν η θετική τάση V_{GS} ξεπεράσει την τιμή κατωφλίου V_T . β) Τροποποίηση της μορφής του διαύλου υπό την επίδραση διαφοράς δυναμικού V_{DS} μεταξύ απορροής και πηγής.



Σχ. 8.16. Σχηματικό διάγραμμα λειτουργικών φάσεων MOSFET διαύλου n-πυκνώσεως. α) $V_D=0$, β) στένεμα διαύλου (στρώματος αναστροφής) για μέτριες τιμές της τάσης V_D , γ) φραγή, και δ) λειτουργία πάνω από τη φραγή ($V_D > V_{Dsat}$).



Σχ. 8.17. Μεταβολή του ρεύματος I_D με την τάση V_D για $V_G > V_T$.

Δυναμικό διατήρησης διαύλου

Αν με τη μεταβλητή x συμβολίσουμε την απόσταση ενός σημείου του διαύλου από την πηγή, τότε το δυναμικό του σημείου αυτού με αναφορά το δυναμικό της πηγής θα είναι V_{xS} .

Το δυναμικό V_{xS} των σημείων του διαύλου αυξάνεται καθώς κινούμαστε από την πηγή προς την απορροή. Για να συντηρείται δίαυλος σε κάποια θέση x μεταξύ πηγής και απορροής θα πρέπει η διαφορά δυναμικού V_{Gx} να είναι τουλάχιστον ίση ή να ξεπερνά το δυναμικό κατωφλίου V_T .

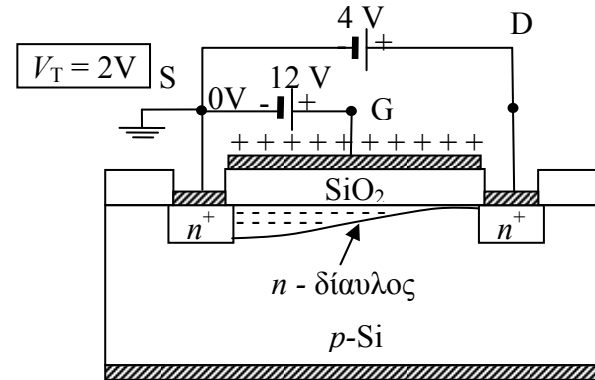
Ένα χρήσιμο μέγεθος που δείχνει το κατά πόσο σε κάποιο σημείο x μεταξύ πηγής και απορροής συντηρείται η αναστροφή τύπου αγωγιμότητας, υπάρχει δηλαδή ο δίαυλος, είναι το δυναμικό διατήρησης διαύλου, $V_{\delta\delta}$:

$$V_{\delta\delta} = V_{Gx} - V_T$$

Στα σημεία όπου το δυναμικό αυτό είναι θετικό, ο n-δίαυλος συντηρείται, στα σημεία όπου αλλάζει πρόσημο και γίνεται αρνητικό, ο δίαυλος παύει να υφίσταται.

Όταν ο δίαυλος διατηρείται σε όλο του το μήκος, από την πηγή στην απορροή, η αγωγιμότητα του MOSFET χαρακτηρίζεται ως μη κορεσμένη. Το ρεύμα I_D , που ρέει στην περίπτωση αυτή μεταξύ πηγής και απορροής εξαρτάται τόσο από την V_{DS} όσο και από την V_{GS} , και αυξάνει με την αύξησή τους. Όταν ο δίαυλος κλείνει από κάποιο σημείο του μέχρι την απορροή, η αγωγιμότητα χαρακτηρίζεται ως κορεσμένη και το ρεύμα που ρέει μεταξύ πηγής και απαγωγού είναι ανεξάρτητο της διαφοράς δυναμικού V_{DS} στους δύο αυτούς ακροδέκτες και εξαρτάται μόνο από την V_{GS} . Όταν ο δίαυλος δεν σχηματίζεται καθόλου ($V_{GS} < V_T$), τότε το τρανζίστορ βρίσκεται σε αποκοπή και το ρεύμα μηδενίζεται.

Παράδειγμα 1. Μη κορεσμένη αγωγιμότητα.



Σχ 8.18. MOSFET διαύλου n-πυκνώσεως. Κατάσταση μη-κορεσμένης αγωγιμότητας (non-saturated conduction).

Στη διάταξη του Σχ. 8.18 μπορεί εύκολα να αποδειχθεί με τη βοήθεια της έννοιας του **δυναμικού διατήρησης διαύλου**, ότι ο διάυλος δεν κλείνει σε κανένα σημείο μεταξύ πηγής και απορροής και κατά συνέπεια η αγωγιμότητά του χαρακτηρίζεται ως μη κορεσμένη. Η εξίσωση 8.18 για μεγαλύτερη ευκολία μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$V_{\delta\delta} = V_{Gx} - V_T = V_{GS} - V_{xS} - V_T \quad 8.19$$

Η εφαρμογή της εξίσωσης 8.19 για τα δύο άκρα του εν δυνάμει διαύλου δίνει τα εξής αποτελέσματα:

ΑΚΡΟ ΠΗΓΗΣ $V_{\delta\delta} = V_{Gx} - V_T = V_{GS} - V_{xS} - V_T = 12 - 0 - 2 = 10 \text{ Volts}$

ΑΚΡΟ ΑΠΟΡΡΟΗΣ $V_{\delta\delta} = V_{Gx} - V_T = V_{GS} - V_{xS} - V_T = 12 - 4 - 2 = 6 \text{ Volts}$

Παρατηρούμε ότι και στα δύο άκρα το δυναμικό διατήρησης είναι θετικό οπότε ο διάυλος υφίσταται σε ολόκληρη τη διαθέσιμη του έκταση (από την πηγή ως την απορροή).

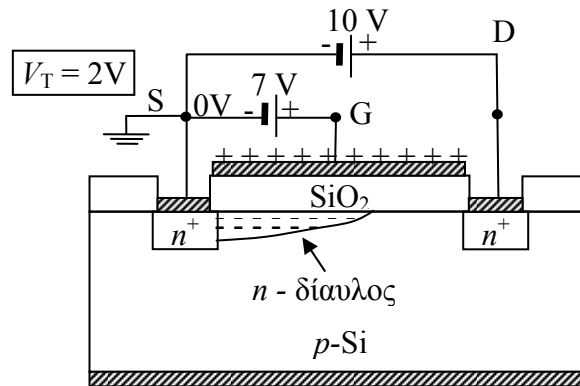
Παράδειγμα 2. Κορεσμένη αγωγιμότητα.

Η εφαρμογή της εξίσωσης 8.19 για τα δύο άκρα του εν δυνάμει διαύλου της διάταξης του σχήματος 8.19 δίνει τα εξής αποτελέσματα:

ΑΚΡΟ ΠΗΓΗΣ $V_{\delta\delta} = V_{Gx} - V_T = V_{GS} - V_{xS} - V_T = 7 - 0 - 2 = 5 \text{ Volts}$

ΑΚΡΟ ΑΠΟΡΡΟΗΣ $V_{\delta\delta} = V_{Gx} - V_T = V_{GS} - V_{xS} - V_T = 7 - 10 - 2 = -5 \text{ Volts}$

Παρατηρούμε ότι στο άκρο της πηγής ο δίαυλος υφίσταται αφού εκεί είναι $V_{\delta\delta} = 5V > 0$. Αντίθετα στο άκρο της απορροής ο δίαυλος δεν διατηρείται αφού $V_{\delta\delta} = -5V < 0$. Επειδή μάλιστα στην απορροή η τιμή του συγκεκριμένου δείκτη, δηλαδή του δυναμικού διατήρησης, είναι αρκετά χαμηλότερη της κρίσιμης τιμής των 0V, αναμένεται πως ο δίαυλος θα κλείνει σε μια ενδιάμεση θέση μεταξύ πηγής και απορροής.

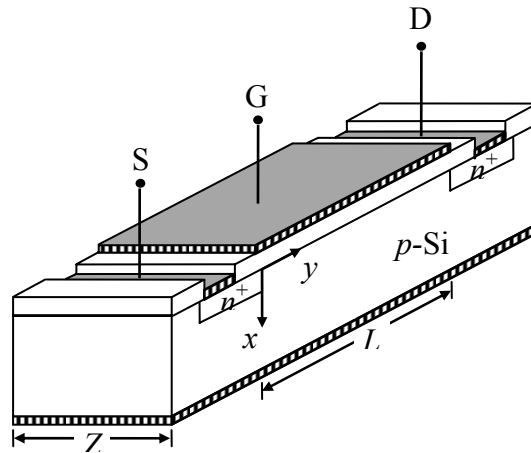


Σχήμα 8.19. MOSFET διαύλου n-πυκνώσεως. Κατάσταση κορεσμένης αγωγιμότητας (saturated conduction).

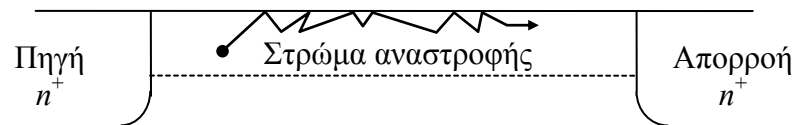
8.3.3. Χαρακτηριστική MOSFET διαύλου n-πυκνώσεως

Γενικά για το ρεύμα στις τρεις διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας του MOSFET προσαύξησης n-καναλιού ισχύουν τα ακόλουθα:

Περιοχή αποκοπής (cut-off ή sub-threshold περιοχή). Στην περιοχή αυτή, που αντιστοιχεί σε $V_{GS} \leq V_T$, ο δίαυλος κλείνει στη θέση της πηγής (δεν σχηματίζεται δηλαδή καθόλου δίαυλος) και το ρεύμα που ρέει μεταξύ πηγής και απορροής στην ιδανική περίπτωση είναι μηδέν.



Σχ. 8.20. Δομή, διαστάσεις, και προσανατολισμός αξόνων της διάταξης της θεωρητικής ανάλυσης.



Σχ. 8.21. Σκέδαση φορέων στη διαχωριστική επιφάνεια οξειδίου-ημιαγωγού.

Περιοχή τριόδου ή γραμμικής λειτουργίας. Οι συνθήκες για να βρεθεί το MOSFET σε αυτήν την περιοχή λειτουργίας είναι: $V_{GS} > V_T$ και $V_{DS} < V_{GS} - V_T$. Το τρανζίστορ αρχίζει να λειτουργεί, καθώς τώρα δημιουργείται ένας δίαυλος τύπου-n, που συνδέει πηγή και απορροή και επιτρέπει τη ροή ρεύματος μεταξύ των δύο αυτών περιοχών. Στην περιοχή αυτή, το MOSFET συμπεριφέρεται σαν μια αντίσταση ελεγχόμενη από τάση. Μια αντίσταση που ελέγχεται τόσο από την τάση V_{DS} όσο και από την τάση V_{GS} . Λόγω αυτής της εξάρτησης, το ρεύμα I_D που διαρρέει το κανάλι θα γράφεται σαν συνάρτηση των τάσεων V_{DS} και V_{GS} .

Για τάσεις απορροής και πύλης κάτω από το σημείο φραγής, δηλ. $0 \leq V_D \leq V_{Dsat}$ και $V_G \geq V_T$, ο ακριβής υπολογισμός της χαρακτηριστικής I_D - V_D , τις λεπτομέρειες του οποίου παραλείπουμε, έχει ως εξής:

$$I_D = \frac{Z\bar{\mu}_n C_o}{L} \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] = \frac{Z\bar{\mu}_n \varepsilon}{x_o L} \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \Rightarrow$$

$$I_D = k \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad \text{για} \quad \begin{pmatrix} 0 \leq V_D \leq V_{Dsat} \\ V_G \geq V_T \end{pmatrix}$$

όπου

$$C_o \equiv \frac{C_o}{A_G} = \frac{\varepsilon}{x_o}$$

$C_o \rightarrow$ η χωρητικότητα ανά μονάδα επιφάνειας του στρώματος διοξειδίου του πυριτίου της πύλης (F/cm^2),

$A_G \rightarrow$ η επιφάνεια της πύλης (cm^2),

$x_o \rightarrow$ το πάχος του στρώματος διοξειδίου του πυριτίου (cm),

$\mu_n \rightarrow$ η μέση ευκινησία των φορέων ($cm^2/V\text{-sec}$),

$\varepsilon \rightarrow$ η ηλεκτρική διαπερατότητα του οξειδίου (F/m)

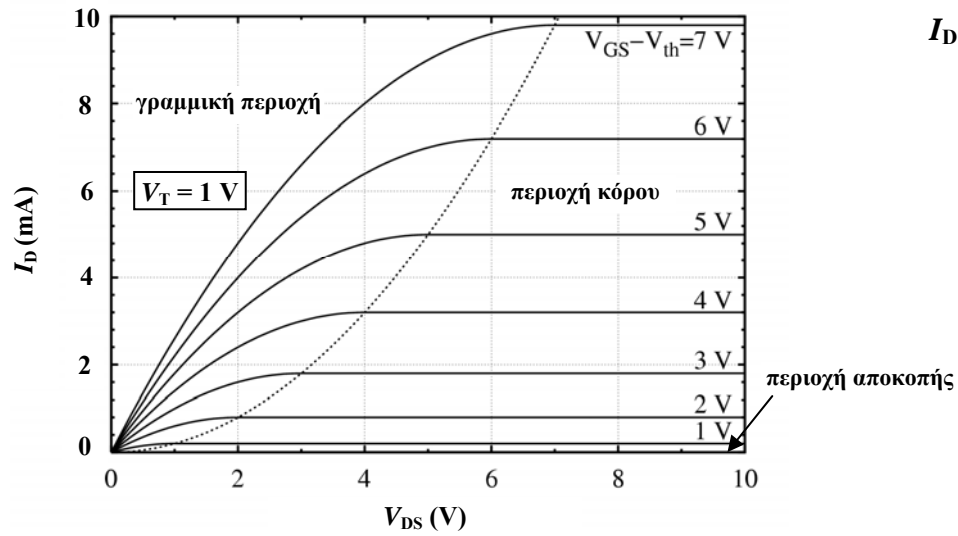
$C_o \rightarrow$ η χωρητικότητα της πύλης ανά μονάδα επιφάνειας (F/cm^2),

$Z \rightarrow$ το εύρος του καναλιού (cm),

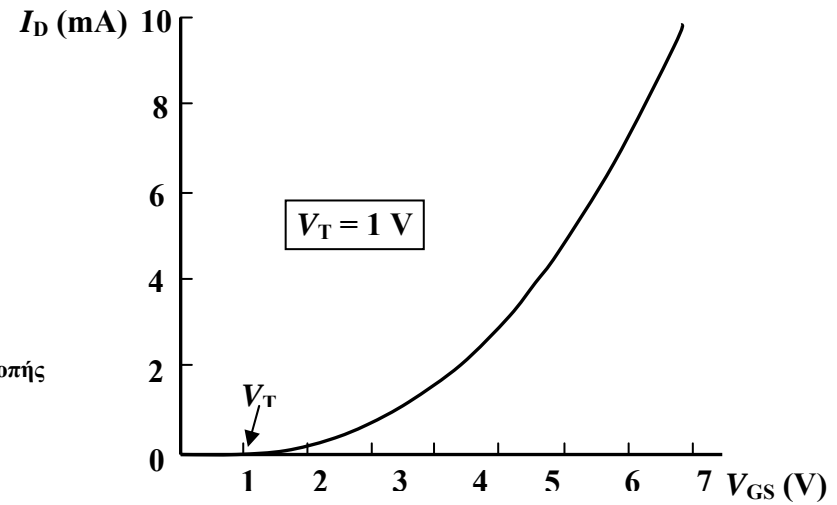
$L \rightarrow$ το μήκος του καναλιού (cm) και

$k \rightarrow$ ο παράγοντας ενίσχυσης (gain factor) του MOS τρανζίστορ (mA/V^2).

Περιοχή κόρου (saturation). Οι συνθήκες για να βρεθεί το MOSFET σε αυτήν την περιοχή λειτουργίας, είναι: $V_{GS} > V_T$ και $V_{DS} > V_{GS} - V_T$.



(α)



(β)

Σχ. 8.22. α) Οι στατικές χαρακτηριστικές, και β) η χαρακτηριστική μεταφοράς (για $V_{DS}=8\text{ V}$) ενός MOSFET διαύλου η πυκνώσεως.

Σε πρώτη προσέγγιση, το τμήμα της χαρακτηριστικής πάνω από το σημείο φραγής μπορεί να προσεγγιστεί θεωρητικά θέτοντας

$$I_{D|V_D > V_{Dsat}} = I_{D|V_D = V_{Dsat}} \equiv I_{Dsat}$$

$$V_{Dsat} = V_{GS} - V_T$$

$$I_{Dsat} = \frac{Z\bar{\mu}_n C_o}{2L} (V_{GS} - V_T)^2 = \frac{k}{2} (V_{GS} - V_T)^2$$

Η εξίσωση γράφεται επίσης

$$I_{Dsat} = \frac{kV_T^2}{2} \left(\frac{V_{GS}}{V_T} - 1 \right)^2 = I_{DSS} \left(\frac{V_{GS}}{V_T} - 1 \right)^2$$

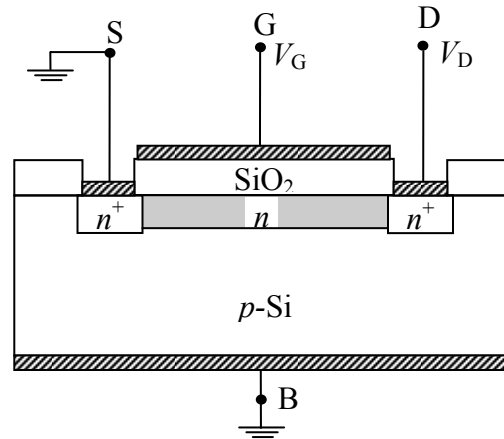
όπου I_{DSS} είναι το ρεύμα κόρου για τάση $V_{GS} = 2V_T$

$$I_{DSS} = \frac{kV_T^2}{2}$$

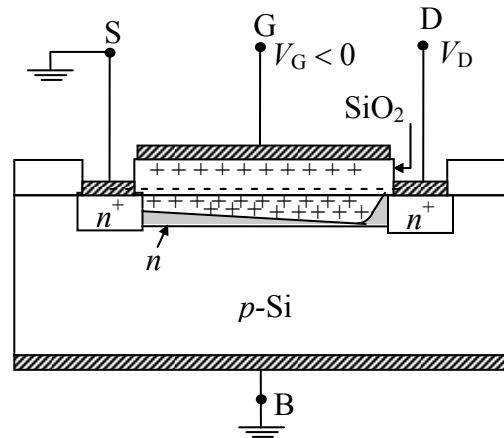
8.3.4. Έλεγχος της τάσης κατωφλίου V_T

Θα εξετάσουμε ένα κατασκευαστικό θέμα που εμφανίζεται στα MOSFET. Αναφέρεται στη δυνατότητα ελέγχου της τάσης κατωφλίου, V_T , που είναι πολύ βασικό ζήτημα στη μικροηλεκτρονική. Υπάρχουν δύο κύριοι τρόποι για να ρυθμιστεί σε επιθυμητά επίπεδα η τάση κατωφλίου στα MOSFET. Ο ένας είναι η μεταβολή, με εμφύτευση ιόντων, της συγκέντρωσης προσμίξεων στη διεπιφάνεια πυριτίου - μονωτή και ο άλλος είναι η χρήση μονωτικού υλικού διαφορετικού από το διοξείδιο του πυριτίου. Χαρακτηριστικό παράδειγμα στην τελευταία περίπτωση είναι η χρήση του νιτριδίου του πυριτίου (Si_3N_4) ως μονωτικού υλικού. Το Si_3N_4 έχει διηλεκτρική σταθερά 7.5 ενώ το SiO_2 3.9, γεγονός που σημαίνει ότι αν για το ίδιο πάχος μονωτικού υλικού χρησιμοποιηθεί το νιτρίδιο αντί του διοξειδίου του πυριτίου, το στρώμα που θα προκύψει θα αντιστοιχεί σε λεπτότερο στρώμα διοξειδίου του πυριτίου. Η τάση για περιορισμό των διαστάσεων στη μικροηλεκτρονική έχει οδηγήσει στην αναζήτηση διηλεκτρικών πύλης με υψηλή διηλεκτρική σταθερά. Το διοξείδιο του πυριτίου έχει χρησιμοποιηθεί ως διηλεκτρικό πύλης εδώ και πολλές δεκαετίες. Καθώς όμως τα τρανζίστορ ολοένα συρρικνώνονται σε μέγεθος, το πάχος του διοξειδίου του πυριτίου που χρησιμοποιείται ως διηλεκτρικό πύλης ολοένα μικραίνει με στόχο την αύξηση της χωρητικότητας πύλης (gate capacitance) και τη βελτιστοποίηση των επιδόσεων (η χωρητικότητα είναι ανάλογη με τη διηλεκτρική σταθερά και αντιστρόφως ανάλογη του πάχους του μονωτικού στρώματος). Καθώς όμως το πάχος του οξειδίου πέφτει κάτω από τα 2nm, τα ρεύματα διαρροής λόγω φαινομένου tunneling, αυξάνονται δραστικά, υποβαθμίζοντας την αξιοπιστία της διάταξης και οδηγώντας σε ανεπιθύμητη κατανάλωση ενέργειας. Η αντικατάσταση του διοξειδίου του πυριτίου από μονωτικό υλικό με υψηλότερη διηλεκτρική σταθερά καθιστά εφικτή την επίτευξη υψηλής χωρητικότητας πύλης χωρίς τα ανεπιθύμητα φαινόμενα ρευμάτων διαρροής. Γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι, αν αντί του στρώματος του διοξειδίου του πυριτίου πάχους κάτω του 1.5 nm, που παρουσιάζει προβλήματα λόγω ρευμάτων διαρροής, χρησιμοποιηθεί ένα διηλεκτρικό υψηλής διηλεκτρικής σταθεράς συγκριτικά με αυτήν του SiO_2 πάχους 3nm, τότε μπορεί να επιτευχθεί η ίδια χωρητικότητα χρησιμοποιώντας παχύτερο διηλεκτρικό πύλης και κατ' επέκταση μειώνοντας σημαντικά τα ρεύματα διαρροής. Ήδη, εταιρείες όπως οι Intel, IBM, NEC κ.ά έχουν στα πλάνα τους τη μετάβαση σε διηλεκτρικά πύλης υψηλότερης διηλεκτρικής σταθεράς από αυτήν του SiO_2 βασισμένα στο στοιχείο Χάφνιο (Hf), με πιθανότερα διηλεκτρικά τα : HfSiON , HfO_2 και HfSiO ενώ επίσης έχει παρουσιαστεί ενδιαφέρον και για οξειδία ή πυριτίδια του ζirkονίου.

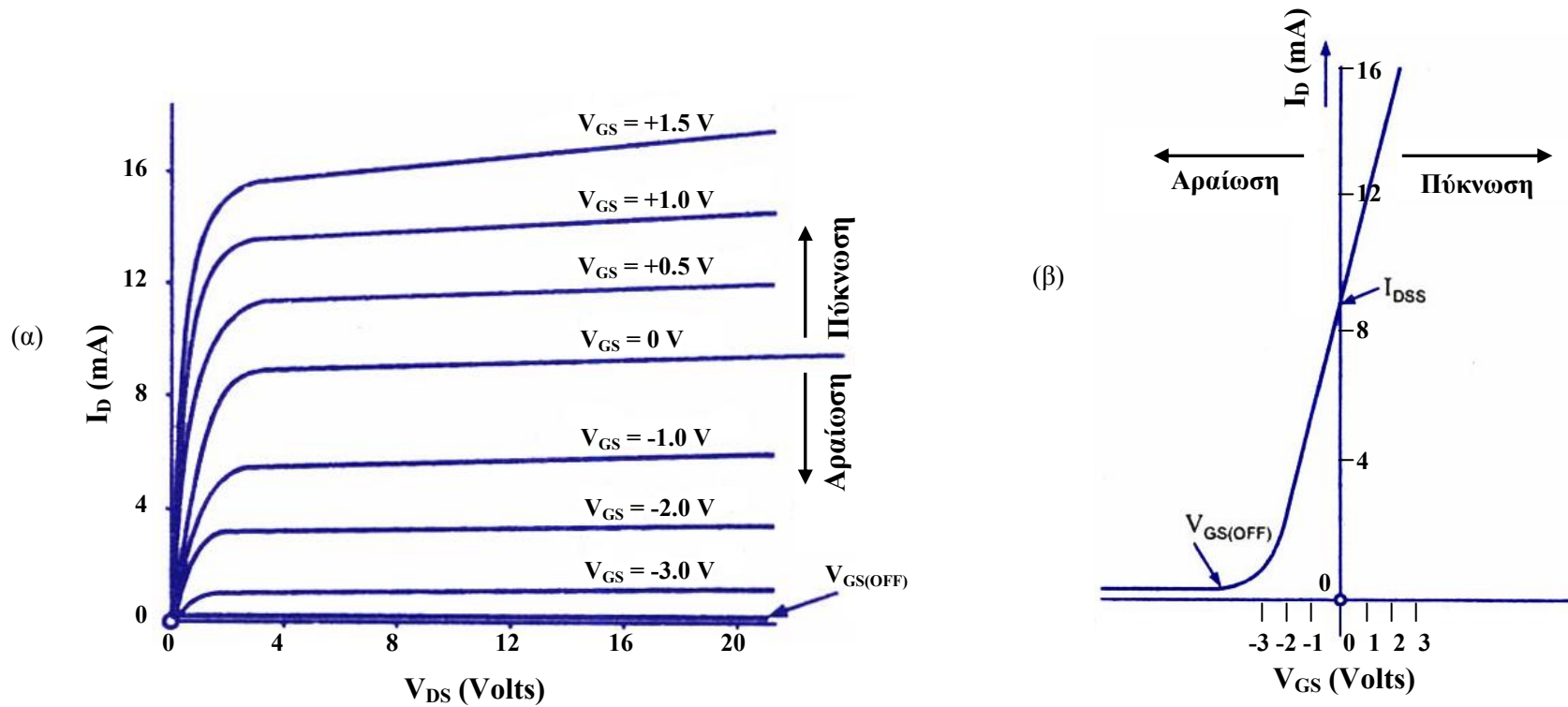
8.3.5. Λειτουργική Περιγραφή MOSFET διαύλου n-αραιώσεως



Σχ. 8.23. Σχηματικό διάγραμμα MOSFET διαύλου n-αραιώσεως.

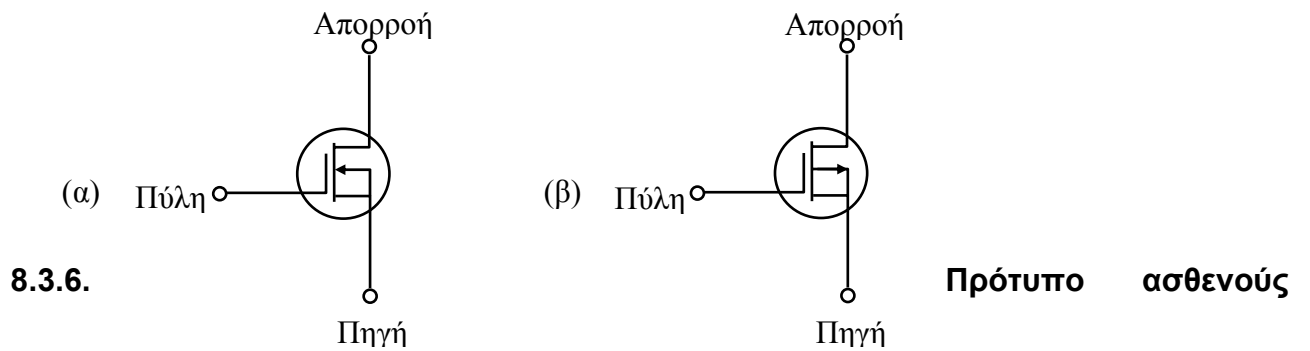


Σχ. 8.24. Απογύμνωση (αραίωση) διαύλου με εφαρμογή αρνητικής τάσης πύλης σε ένα MOSFET διαύλου n-αραιώσεως.



Σχ. 8.25. α) Οι στατικές χαρακτηριστικές, και β) η χαρακτηριστική μεταφοράς (για $V_{DS}=4V$) ενός MOSFET διαύλου n αραιώσεως.

Σχ. 8.26. Κυκλωματικά σύμβολα α) MOSFET διαύλου n-αραιώσεως, και β) MOSFET διαύλου p-αραιώσεως



σήματος MOSFET

Το ισοδύναμο κύκλωμα ασθενούς σήματος του MOSFET είναι όμοιο προς εκείνο του JFET. Διαφέρουν μεταξύ τους μόνο στις τιμές της διαγωγιμότητας και των χωρητικοτήτων μεταξύ των ηλεκτροδίων, οι οποίες δίνονται στον Πίνακα 8.1.

Ιδιαίτερα δε σε ό,τι αφορά τον ορισμό της αμοιβαίας αγωγιμότητας g_m , ισχύει και εδώ ο ορισμός της εξ. 8.13, την οποία επαναλαμβάνουμε

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{DS}=\text{σταθ.}} \quad \text{αμοιβαία αγωγιμότητα}$$

$$g_m = k(V_{GS} - V_T) = \frac{2I_{DSS}}{V_T} \left(\frac{V_{GS}}{V_T} - 1 \right)$$

8.3.7. Προστασία της πύλης ενός MOSFET

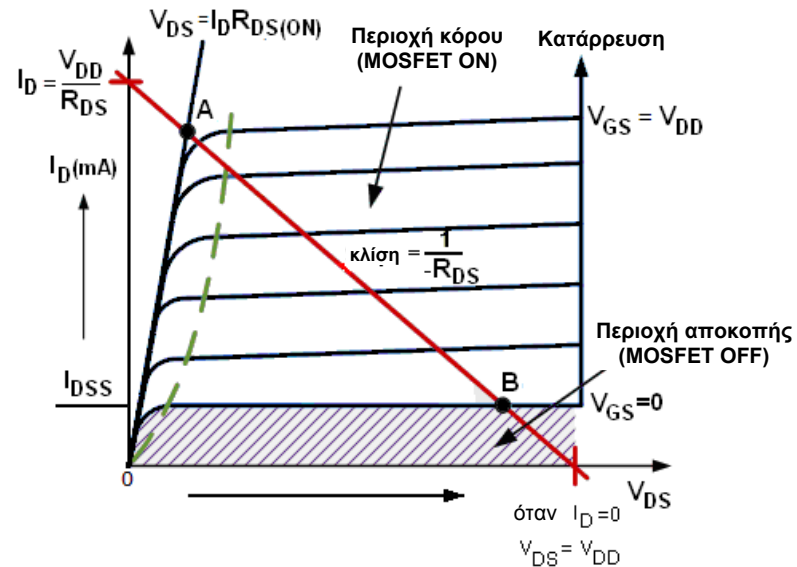
Εφόσον το στρώμα SiO_2 της πύλης είναι πάρα πολύ λεπτό, μπορεί να καταστραφεί εύκολα από υπερβολική τάση. Συσσώρευση φορτίου σε μια ανοικτοκυκλωμένη πύλη μπορεί να σχηματίσει ένα αρκετά ισχυρό πεδίο ώστε να διασπάσει το διηλεκτρικό. Για να αποτρέπεται ένα τέτοιο ενδεχόμενο, μερικά στοιχεία MOS κατασκευάζονται με μια δίοδο Zener μεταξύ της πύλης και του υποστρώματος. Υπό κανονική λειτουργία, η δίοδος αυτή είναι ανοικτή και δεν επηρεάζει τη λειτουργία του κυκλώματος. Εάν όμως η τάση στην πύλη είναι υπερβολική, τότε η δίοδος διασπάται και η τάση της πύλης περιορίζεται σε μια μέγιστη τιμή η οποία είναι ίση με την τάση Zener.

8.3.8. Σύγκριση FET διαύλων τύπου-p και τύπου-n

Η κινητικότητα των οπών στο πυρίτιο υπό συνήθεις εντάσεις πεδίου είναι περίπου $500 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{sec}$, ενώ η κινητικότητα των ηλεκτρονίων είναι περίπου $1.300 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{sec}$. Έτσι, η αντίσταση ON του στοιχείου διαύλου τύπου-p είναι μεγαλύτερη από την αντίσταση του στοιχείου διαύλου τύπου-n, με την ίδια γεωμετρία και υπό τις ίδιες συνθήκες λειτουργίας. Αυτό σημαίνει, ότι η επιφάνεια του στοιχείου διαύλου τύπου-n πρέπει να είναι μεγαλύτερη από το διπλάσιο της επιφάνειας του στοιχείου διαύλου τύπου-n ώστε να έχουν την ίδια αντίσταση. Επομένως, κυκλώματα MOS διαύλου τύπου-n μπορούν να είναι μικρότερα από τα κυκλώματα διαύλου τύπου-p της ίδιας πολυπλοκότητας, άρα επιτυγχάνουν μεγαλύτερη ολοκλήρωση. Επίσης, η μεγαλύτερη πυκνότητα συσκευασίας των MOS διαύλου τύπου-n τα καθιστά ταχύτερα σε εφαρμογές γρήγορης μεταλλαγής, λόγω των μικρότερων επιφανειών των ενώσεων. Η ταχύτητα λειτουργίας περιορίζεται κυρίως από τις εσωτερικές σταθερές χρόνου RC και η χωρητικότητα είναι απευθείας ανάλογη της επιφάνειας της ένωσης. Για όλους αυτούς τους λόγους, είναι προφανές ότι τα κυκλώματα MOS διαύλου τύπου-n είναι περισσότερο επιθυμητά στις εφαρμογές από τα αντίστοιχά τους MOS διαύλου τύπου-p.

8.3.9. Το MOSFET σαν διακόπτης

Τα MOSFET διαθέτουν, όπως είδαμε, πολύ μεγάλη (πρακτικά άπειρη) αντίσταση εισόδου. Αυτό τα καθιστά ιδανικά για να διασυνδεθούν με τελεστικούς ενισχυτές και λογικές πύλες, δηλαδή να χρησιμοποιούνται στα ψηφιακά κυκλώματα. Είδαμε επίσης, ότι ανάμεσα στα JFET και στα MOSFET υπάρχει μία θεμελιώδης διαφορά. Τα JFET λειτουργούν με αραιώση ενώ τα MOSFET λειτουργούν είτε με αραιώση είτε με πύκνωση. Θα δούμε στη συνέχεια πώς τα MOSFET πύκνωσης μπορούν να χρησιμοποιηθούν σαν διακόπτες, μεταβαίνοντας σε κατάσταση ON με θετική τάση πύλης και σε κατάσταση OFF με μηδενική τάση πύλης.



Σχ. 8.27. Διακοπτική λειτουργία τρανζίστορ MOSFET.

Η λειτουργία του MOSFET πύκνωσης περιγράφεται εύκολα με τη βοήθεια της χαρακτηριστικής του I-V που φαίνεται στο Σχ. 8.27. Όταν η τάση εισόδου στην πύλη, V_{IN} , είναι μηδέν, το MOSFET δεν άγει το ρεύμα και η τάση εξόδου, V_{OUT} , είναι ίση με την τάση τροφοδοσίας V_{DD} . Έτσι, το MOSFET είναι OFF και λειτουργεί στην περιοχή αποκοπής του.

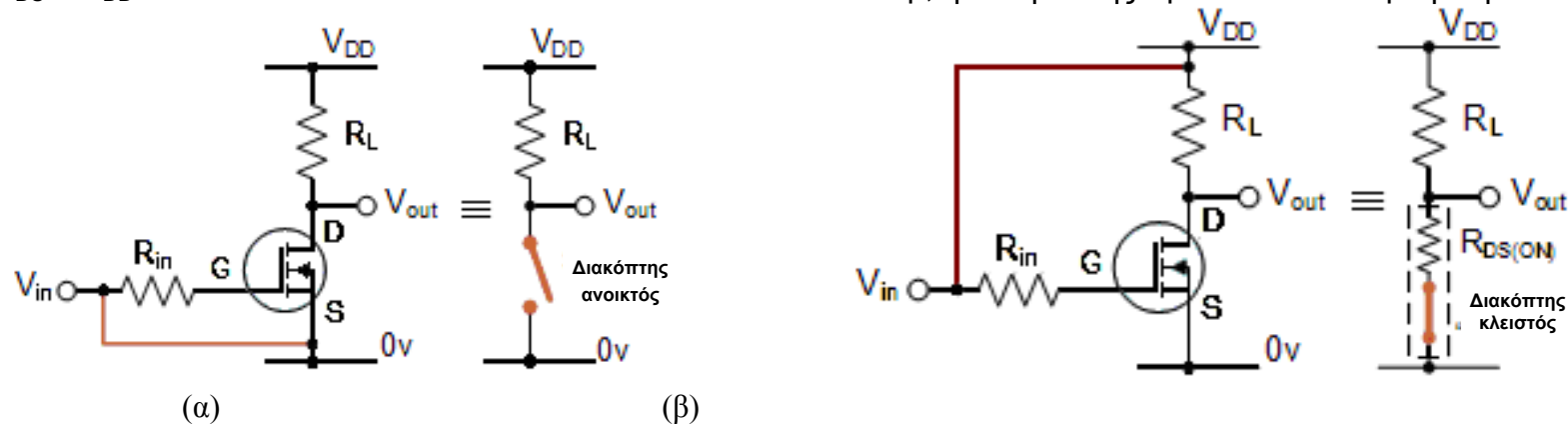
Η ελάχιστη τάση που απαιτείται ώστε το MOSFET να παραμένει ON όταν άγει, μπορεί να προσδιοριστεί από την χαρακτηριστική I-V. Όταν η V_{IN} είναι υψηλή ή ίση με V_{DD} , το σημείο λειτουργίας Q, είναι στο σημείο A πάνω στη γραμμή φορτίου. Το ρεύμα απορροής I_D αυξάνεται στη μέγιστη τιμή του λόγω μείωσης της αντίστασης του διαύλου. Το I_D αποκτά σταθερή τιμή ανεξάρτητη από την V_{DD} , και εξαρτάται μόνο από την V_{GS} . Άρα, το τρανζίστορ συμπεριφέρεται σαν κλειστός διακόπτης αλλά η αντίσταση ON του διαύλου δεν μηδενίζεται εντελώς λόγω της μικρής αντίστασης $R_{DS(on)}$, παραμένει όμως πάρα πολύ μικρή.

Παρόμοια, όταν η τάση V_{IN} είναι χαμηλή ή μηδενιστεί, το σημείο λειτουργίας Q του MOSFET μετακινείται από το σημείο A στο σημείο B κατά μήκος της γραμμής φορτίου. Η αντίσταση διαύλου είναι πολύ υψηλή και επομένως το τρανζίστορ λειτουργεί σαν ανοικτοκύκλωμα και δεν ρέει καθόλου ρεύμα διαμέσου του διαύλου.

Έτσι, εάν η τάση πύλης του MOSFET μεταβάλλεται μεταξύ δύο τιμών, HIGH και LOW το MOSFET θα συμπεριφέρεται σαν διακόπτης και η λειτουργία αυτή θα κυμαίνεται ανάμεσα στις εξής δύο καταστάσεις:

Περιοχή αποκοπής

Οι συνθήκες λειτουργίας του MOSFET είναι: μηδενική τάση εισόδου V_{IN} , μηδενικό ρεύμα απορροής I_D , $V_{GS} < V_T$ και τάση εξόδου $V_{OUT} = V_{DS} = V_{DD}$. Το MOSFET είναι OFF. Για MOSFET διαύλου τύπου-p, η τάση πύλης πρέπει να είναι αρνητική.



Σχ. 8.28. Καταστάσεις λειτουργίας διακόπτη MOSFET. α) OFF, β) ON.

Περιοχή κόρου

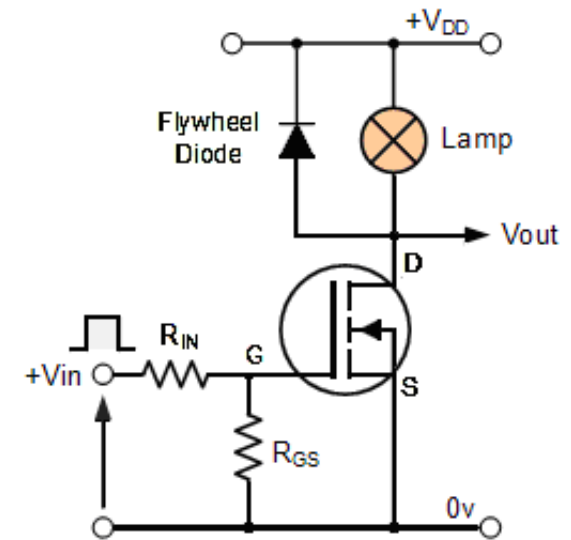
Οι συνθήκες λειτουργίας του MOSFET είναι: τάση εισόδου και τάση πύλης ίσες με V_{DD} , μέγιστο ρεύμα απορροής $I_D = V_{DD}/R_L$, $V_{DS} = 0\text{ V}$, $R_{DS(on)} < 0,1\ \Omega$, $V_{GS} > V_T$ και τάση εξόδου $V_{OUT} = V_{DS} = 0,2\text{ V} (= R_{DS(on)} \cdot I_D)$. Το MOSFET πολώνεται έτσι ώστε το μεγαλύτερο ποσοστό της τάσης πύλης να εφαρμόζεται πάνω στο τρανζίστορ, πράγμα που ελαχιστοποιεί την αντίσταση διαύλου $R_{DS(on)}$ και μεγιστοποιεί το ρεύμα απορροής I_D . Το MOSFET είναι ON. Για MOSFET διαύλου τύπου-p, η τάση πύλης πρέπει να είναι θετική.

Εφαρμόζοντας κατάλληλη τάση οδήγησης στην πύλη του MOSFET, μεταβάλλουμε την αντίσταση του διαύλου, $R_{DS(on)}$, από την κατάσταση OFF (πολλών εκατοντάδων $k\Omega$), σε κατάσταση ON (μικρότερης του 1Ω). Μπορούμε επίσης να μεταβάλλουμε την ταχύτητα μεταγωγής του MOSFET από OFF σε ON. Αυτή η δυνατότητα των MOSFET, τους επιτρέπει να χρησιμοποιούνται σαν ταχύτατοι διακόπτες, υπερέχοντας κατά πολύ σε ταχύτητα μεταγωγής από τα διπολικά τρανζίστορ.

Παράδειγμα

Στο κύκλωμα του Σχ. 8.29, χρησιμοποιείται ένα MOSFET πύκνωσης διαύλου τύπου-n, ως διακόπτης για να αναβοσβήνουμε ένα λαμπτήρα. Η τάση πύλης V_{GS} έχει κατάλληλη θετική τιμή, ώστε να ενεργοποιεί το τρανζίστορ και επομένως τον λαμπτήρα, είτε σε κατάσταση ON ($V_{GS} = +ve$), είτε σε κατάσταση μηδέν, που οδηγεί το τρανζίστορ και τον λαμπτήρα σε κατάσταση OFF, ($V_{GS} = 0$).

Εάν όμως θέλουμε να χρησιμοποιήσουμε το MOSFET για να ελέγξουμε επαγωγικό φορτίο (λ.χ. το τύλιγμα ενός κινητήρα ή ένα ρελαί) ή χωρητικό φορτίο, απαιτείται να προσθέσουμε κάποιου είδους προστασία του τρανζίστορ. Στα άκρα του επαγωγικού φορτίου, κατά το άνοιγμα του διακόπτη, αναπτύσσεται ισχυρή ανάστροφη (αρνητική) ηλεκτρεγερτική δύναμη που μπορεί να καταστρέψει το MOSFET. Για το λόγο αυτό, τοποθετούμε μια δίοδο παράλληλα με το φορτίο, για προστασία του MOSFET από την ενδεχόμενη μεγάλη τάση που μπορεί να αναπτυχθεί στα άκρα του κατά τη φάση μεταγωγής από ON σε OFF.



Σχ. 8.29. Χρήση κυκλώματος διακόπτη MOSFET για τον έλεγχο της λειτουργίας λαμπτήρα.

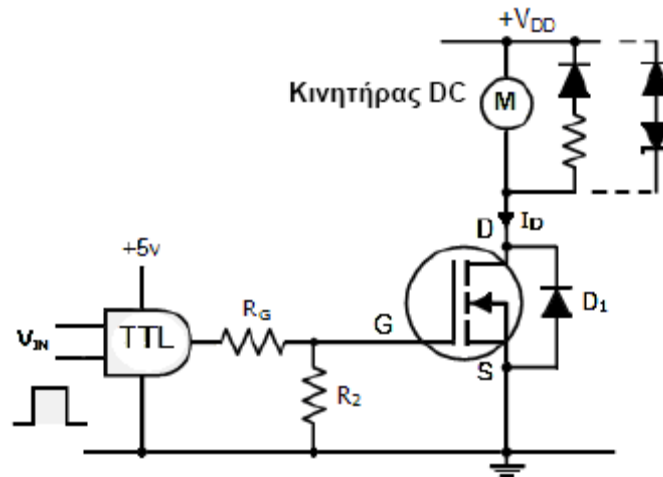
Η ισχύς που καταναλώνεται στο MOSFET, P_D , εξαρτάται από το ρεύμα που διαρρέει το δίαυλο στον κόρο, I_D , και από την αντίσταση αγωγής (ON) του διαύλου, $R_{DS(ON)}$. Αν υποθέσουμε ότι ο λαμπτήρας λειτουργεί με τάση 6V, ισχύ 24W και είναι ON, η τυπική τιμή της αντίστασης ON του MOSFET είναι $R_{DS(ON)} = 0,1 \Omega$. Το ρεύμα που διαρρέει το λαμπτήρα είναι

$$I_D = \frac{P}{V} = \frac{24}{6} = 4 \text{ Amps.}$$

Η ισχύς που καταναλώνεται στο MOSFET είναι: $P_D = I_D^2 \cdot R_{DS}$ και $P_D = 4^2 \cdot 0.1 = 1.6 \text{ Watts}$

$$I_D = \frac{V_S}{R_S} = \frac{V_{DD}}{R_D + R_S}$$

Η τιμή της αντίστασης $R_{DS(ON)}$ είναι πολύ σημαντική. Για παράδειγμα, MOSFET τα οποία ελέγχουν κινητήρες DC, υπόκεινται σε μεγάλα ρεύματα ιδίως κατά την εκκίνηση του κινητήρα. Επομένως, μια υψηλή τιμή της $R_{DS(ON)}$ θα οδηγούσε σε υψηλή κατανάλωση ισχύος πάνω στο MOSFET, υπερβολική αύξηση της θερμοκρασίας του και ενδεχόμενη καταστροφή του. Επιπλέον, χαμηλή τιμή της $R_{DS(ON)}$, βοηθάει στη μείωση της τάσης κόρου ($V_{DS(sat)} = I_D \cdot R_{DS(on)}$) πάνω στο MOSFET. Τα MOSFET ισχύος έχουν συνήθως τιμές $R_{DS(ON)}$ μικρότερες από 0,01 Ω . Τα MOSFET ισχύος έχουν συνήθως ενσωματωμένες διατάξεις προστασίας από υπερεντάσεις.



Σχ. 8.30. Κύκλωμα ελέγχου κινητήρα με χρήση διακόπτη MOSFET.

Όπως προαναφέρθηκε, τα MOSFET ισχύος χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο κινητήρων DC ή βηματικών κινητήρων, με τη βοήθεια λογικών κυκλωμάτων ή με χρήση ελεγκτών διαμόρφωσης εύρους παλμού (Pulse Width Modulators, PWM).

Επειδή ένας κινητήρας DC έχει υψηλή ροπή και ρεύμα εκκίνησης, ένα κύκλωμα διακόπτη MOSFET μαζί με ελεγκτή PWM, μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον έλεγχο ταχύτητας του κινητήρα, παρέχοντας ομαλή και αθόρυβη λειτουργία του.

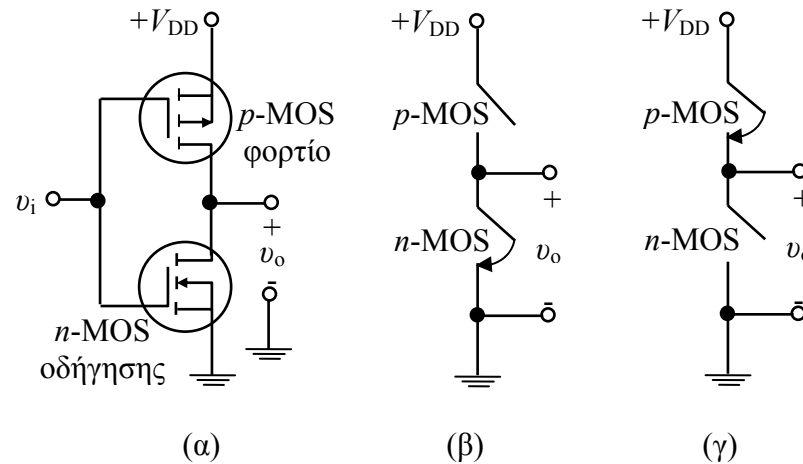
Ένα τέτοιο κύκλωμα φαίνεται στο Σχ. 8.30. Επειδή το φορτίο είναι επαγωγικό, συνδέουμε για προστασία μια δίοδο παράλληλα με το τυλίγμα του κινητήρα ώστε να απορροφήσει (καταναλώσει) τυχόν αρνητική ηλεκτρεγερτική τάση που θα αναπτυχθεί στα άκρα του τυλίγματος όταν το MOSFET τίθεται OFF.

Το κύκλωμα που αποτελείται από μια δίοδο Zener σε σειρά με μία δίοδο χρησιμεύει στην ταχύτερη μεταγωγή και στον καλύτερο έλεγχο της μέγιστης ανάστροφης τάσης. Η R_2 χρησιμεύει στο να κατεβάζει την τάση εξόδου του κυκλώματος λογικής πύλης TTL, στα 0 V, όταν το MOSFET τίθεται OFF.

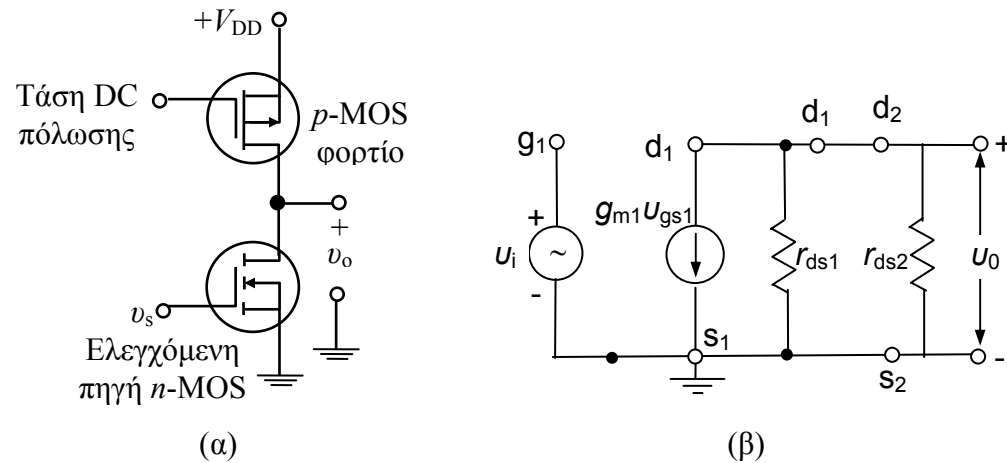
8.3.10. Διατάξεις CMOS

Στα ψηφιακά κυκλώματα χρησιμοποιείται συχνά μια σύνθετη διάταξη από δύο στοιχεία, ένα MOSFET διαύλου τύπου-n και ένα MOSFET διαύλου τύπου-p συνδεδεμένα όπως στο Σχ. 8.31. Ο συνδυασμός των δύο τρανζίστορ στο ίδιο chip ονομάζεται συμπληρωματικό MOS (Complementary MOS, CMOS).

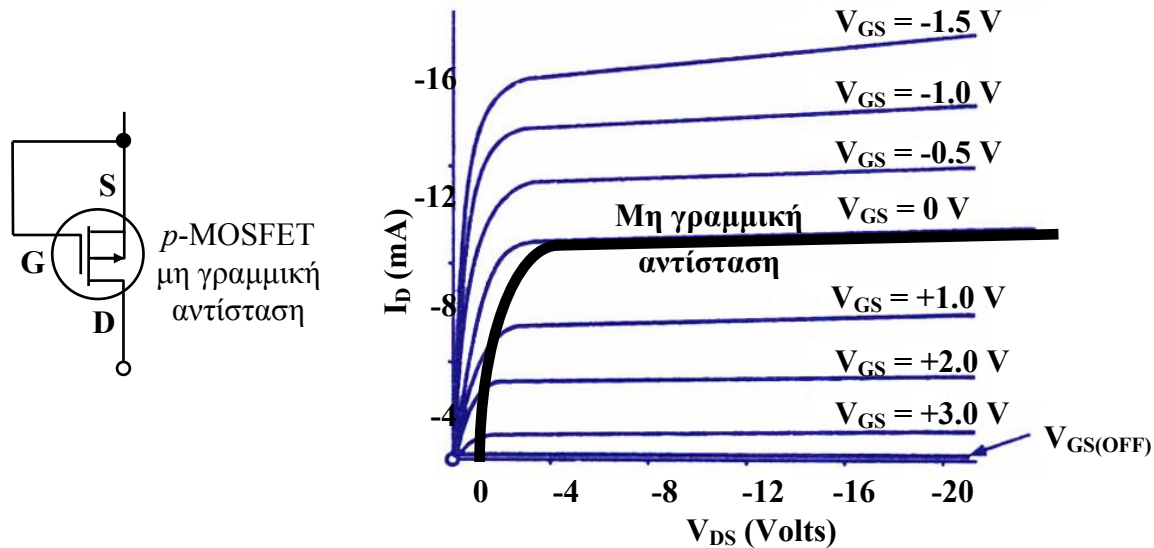
Στο CMOS, το τρανζίστορ διαύλου τύπου-n είναι η μονάδα οδήγησης, ενώ το τρανζίστορ διαύλου τύπου-p είναι το φορτίο του. Οι ακροδέκτες πύλης των δύο τρανζίστορ συνδέονται μεταξύ τους. Ας υποθέσουμε ότι η τάση κατωφλίου V_T κάθε τρανζίστορ είναι ίδια και ισούται με $V_{DD}/2$. Όταν εφαρμοστεί θετική τάση $v_i > V_T$ άγει το τρανζίστορ διαύλου-n και αποκόπτεται το τρανζίστορ διαύλου-p. Επειδή οι ακροδέκτες απορροής και πηγής και των δύο τρανζίστορ είναι συνδεδεμένοι σε σειρά, δεν υπάρχει ρεύμα στο τρανζίστορ διαύλου-n (λόγω αποκοπής του MOS διαύλου-p). Έτσι, η τάση εξόδου είναι σχεδόν μηδέν. Παρόμοια, όταν εφαρμοστεί αρνητική (ή μηδενική) τάση εισόδου, άγει το τρανζίστορ διαύλου-p και αποκόπτεται το τρανζίστορ διαύλου-n. Και πάλι, επειδή ένα τρανζίστορ είναι σε αποκοπή, δεν υπάρχει ρεύμα στο κύκλωμα. Η τάση εξόδου είναι V_{DD} (Σχ. 8.31γ).



Σχ. 8.31. α) Διακόπτης CMOS. β) Σε κατάσταση n-MOS ON. γ) Σε κατάσταση p-MOS OFF.



Σχ. 8.32. α) Συνδεσμολογία κυκλώματος και β) ισοδύναμο ασθενούς σήματος διάταξης CMOS.

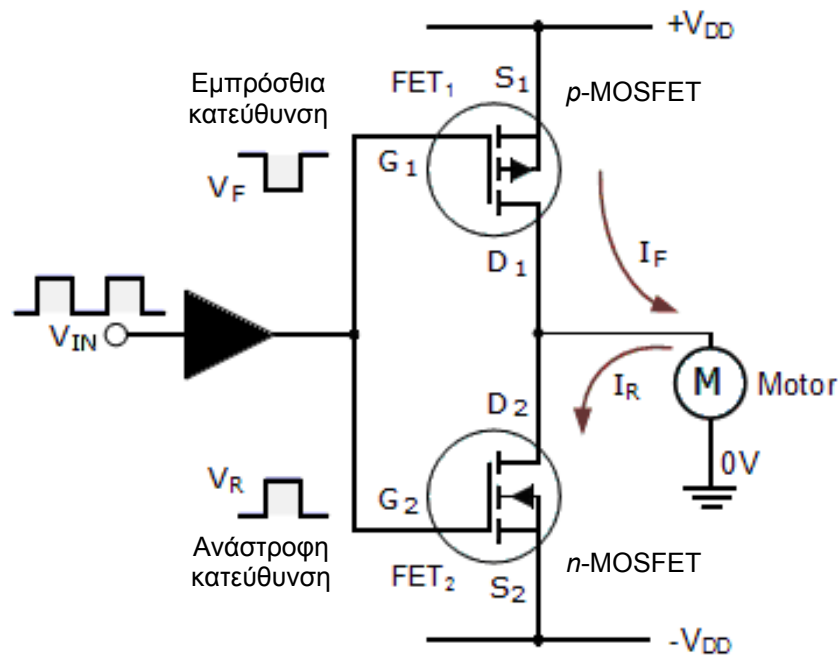


Σχ. 8.33. Εάν συνδέσουμε ένα p-MOSFET έτσι ώστε V_{GS} = 0, τότε αυτό συμπεριφέρεται ως μη γραμμική αντίσταση DC, της οποίας η χαρακτηριστική ρεύματος-τάσης φαίνεται με την τονισμένη γραμμή πάνω στη χαρακτηριστική του p-MOSFET (αντιστοιχεί στην χαρακτηριστική με V_{GS}=0V).

Η παραπάνω λειτουργία του CMOS είναι η λειτουργία ενός διακόπτη. Επειδή όμως σε καμιά κατάσταση του διακόπτη δεν κυκλοφορεί ρεύμα, η ενέργεια που καταναλώνεται από τα τρανζίστορ είναι πρακτικά μηδέν. Η εξαιρετική αυτή ιδιότητα των CMOS είναι η κυριότερη αιτία για την ευρύτατη χρήση τους στα ψηφιακά κυκλώματα.

Τα αναλογικά κυκλώματα CMOS χρησιμοποιούν συχνά την συνδεσμολογία που φαίνεται στο Σχ. 8.32. Το τρανζίστορ διαύλου-n λειτουργεί σαν ελεγχόμενη πηγή, ενώ το τρανζίστορ διαύλου-p δίνει το ωμικό φορτίο. Στο Σχ. 8.32β φαίνεται το ισοδύναμο ασθενούς σήματος του κυκλώματος. Ας σημειωθεί η απουσία της πηγής $g_{m2}u_{gs2}$ στο ισοδύναμο του MOSFET διαύλου-p επειδή $u_{gs2} = 0$ (η πηγή είναι σε σταθερό δυναμικό). Η αντίσταση φορτίου r_{ds2} είναι γενικά της τάξης μερικών $k\Omega$ ή δεκάδων $k\Omega$. Αν χρησιμοποιούσαμε για φορτίο ωμική αντίσταση με τιμή r_{ds2} , αυτή θα χρειαζόταν πολύ περισσότερο χώρο στο chip, απ' ότι χρειάζεται το τρανζίστορ MOS. Αυτό είναι ένα βασικό πλεονέκτημα της τεχνολογίας CMOS στα αναλογικά κυκλώματα. Ένα δεύτερο πλεονέκτημα είναι η διπλή λειτουργία του τρανζίστορ διαύλου-p : (1) δίνει την αντίσταση DC στο κύκλωμα (βλ. Σχ. 8.33) και (2) δίνει την αντίσταση φορτίου AC (ασθενούς σήματος). Αυτές οι τιμές αντιστάσεων μπορεί να διαφέρουν αισθητά, γιατί διαφέρουν οι απαιτήσεις πόλωσης και οι απαιτήσεις επεξεργασίας σήματος.

Παράδειγμα: Ελεγκτής κινητήρα CMOS



Σχ. 8.34. Ελεγκτής CMOS

Στον ελεγκτή αυτόν τα δύο MOSFET είναι συνδεδεμένα έτσι ώστε να δημιουργούν ένα διπλο-κατευθυντικό διακόπτη με τη βοήθεια διπλής τροφοδοσίας. Ο κινητήρας είναι συνδεδεμένος μεταξύ των κοινών ακροδεκτών απορροής και της γείωσης. Όταν η είσοδος είναι χαμηλή (LOW), ο p-δίαυλος του MOSFET είναι ενεργοποιημένος καθώς η ένωση πύλης είναι αρνητικά πολωμένη, και επομένως ο κινητήρας στρέφεται προς μια κατεύθυνση. Στη φάση αυτή, μόνο η θετική τροφοδοσία $+V_{DD}$ χρησιμοποιείται για να οδηγήσει τον κινητήρα.

Όταν η είσοδος είναι HIGH, το p-MOSFET δεν άγει και άγει το n-MOSFET, καθώς η τάση της ένωσής του πύλης-πηγής είναι θετικά πολωμένη. Ο κινητήρας στρέφεται προς την αντίθετη κατεύθυνση, διότι η τάση στους ακροδέκτες του έχει τώρα αναστραφεί και τροφοδοτείται από την αρνητική $-V_{DD}$ τάση τροφοδοσίας. Τότε, το p-MOSFET χρησιμοποιείται για να τροφοδοτηθεί ο κινητήρας με τη θετική τροφοδοσία και να στραφεί προς μια κατεύθυνση, ενώ το n-MOSFET χρησιμοποιείται για να τροφοδοτηθεί ο κινητήρας με την αρνητική τροφοδοσία και να στραφεί προς την αντίθετη κατεύθυνση.

Υπάρχουν πολλές παραλλαγές του παραπάνω κυκλώματος. Για να αποφευχθεί η ταυτόχρονη αγωγή των δύο MOSFET, απαιτούνται διατάξεις ταχείας απόκρισης (μεταγωγής) που να παρέχουν μια μικρή διαφορά χρόνου μεταξύ των καταστάσεων ON και OFF. Ο πιο εύκολος τρόπος να το πετύχουμε, είναι να οδηγούνται οι πύλες των MOSFET από διαφορετικές εισόδους. Αυτό επιτρέπει την ύπαρξη μιας κατάστασης STOP του κινητήρα όταν και τα δύο MOSFET είναι OFF.

MOSFET 1	MOSFET 2	Λειτουργία κινητήρα
OFF	OFF	Κινητήρας STOP (OFF)
ON	OFF	Κινητήρας περιστρέφεται
OFF	ON	Κινητήρας περιστρέφεται ανάστροφα
ON	ON	ΔΕΝ ΕΠΙΤΡΕΠΕΤΑΙ

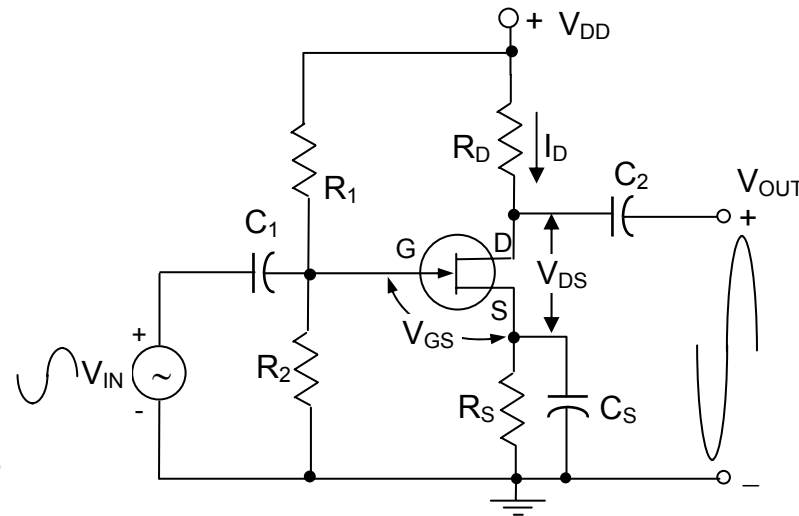
Διαφορές μεταξύ FET και BJT τρανζίστορ		
	Field Effect Transistor (FET)	Bipolar Junction Transistor (BJT)
1	Χαμηλό κέρδος τάσης	Υψηλό κέρδος τάσης
2	Υψηλό κέρδος ρεύματος	Χαμηλό κέρδος ρεύματος
3	Υψηλή αντίσταση εισόδου	Χαμηλή αντίσταση εισόδου
4	Υψηλή αντίσταση εξόδου	Χαμηλή αντίσταση εξόδου
5	Χαμηλός θόρυβος	Μέτριος θόρυβος
6	Γρήγοροι χρόνοι μεταγωγής	Μέτριοι χρόνοι μεταγωγής
7	Ευαίσθητα σε στατικά φορτία	Ανθεκτικά σε στατικά φορτία
8	Διάταξη που ελέγχεται από τάση	Διάταξη που ελέγχεται από ρεύμα
9	Συμπεριφέρεται σαν αντίσταση	
10	Πιο ακριβό από το BJT	Φθηνό
11	Δύσκολο στην πόλωση	Εύκολο στην πόλωση

8.4. Κυκλώματα ενισχυτή με FET

Τα FET μπορούν να χρησιμοποιηθούν όπως και τα BJT σε αναλογικά κυκλώματα ενισχυτών. Η μεγάλη αντίσταση εισόδου που έχουν σε συνδυασμό με το χαμηλό θόρυβο στην έξοδό τους, τα κάνει ιδανικές ενισχυτικές διατάξεις μικρών σημάτων. Ο σχεδιασμός ενός ενισχυτή με FET ή MOSFET, ακολουθεί τις ίδιες ακριβώς αρχές με τον σχεδιασμό ενισχυτή με τρανζίστορ BJT. Καθορίζεται και εδώ ένα σημείο λειτουργίας Q, με κατάλληλη πόλωση του FET και ορίζονται αντίστοιχα με το BJT, τοπολογίες κοινής πηγής, κοινής απορροής και κοινής πύλης. Θα εξετάσουμε την πλέον συχνή τοπολογία κοινής πηγής.

Στο Σχ. 8.35 φαίνεται το κύκλωμα ενός ενισχυτή κοινής πηγής με JFET διαύλου τύπου-n, αν και θα μπορούσε το ίδιο κύκλωμα να χρησιμοποιηθεί με τρανζίστορ MOSFET διαύλου τύπου-n. Η πύλη του FET, πολώνεται στην τάση V_G με τη βοήθεια του διαιρέτη τάσης των αντιστάσεων R_1 και R_2 και πολώνεται έτσι ώστε το FET να λειτουργεί στην περιοχή κόρου. Η τάση της πύλης δίνεται από τη σχέση:

$$V_G = \frac{V_{DD} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = V_{DD} \left[\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right]$$



Σχ. 8.35. Ενισχυτής JFET κοινής πηγής.

Στη σχέση αυτή, η τιμή της V_G εξαρτάται μόνο από το λόγο των αντιστάσεων R_1 και R_2 , αλλά για να εκμεταλλευθούμε την πολύ μεγάλη αντίσταση εισόδου του FET και για να μειώσουμε την κατανάλωση ισχύος στο κύκλωμα, συνήθως επιλέγουμε τις τιμές των αντιστάσεων R_1 και R_2 πολύ μεγάλες, της τάξης των 1 έως 10ΜΩ.

Το σήμα εισόδου V_{IN} , εφαρμόζεται μεταξύ της πύλης και της γείωσης, ενώ στη βαθμίδα εξόδου απορροής συνδέεται η αντίσταση φορτίου R_D . Η τάση εξόδου V_{OUT} εμφανίζεται πάνω στην αντίσταση εξόδου R_D . Τοποθετούμε επίσης την αντίσταση R_S , μεταξύ πηγής και γης, η οποία διαρρέεται από το ίδιο ρεύμα I_D από το οποίο διαρρέεται και η R_D . Όταν το JFET λειτουργεί, αναπτύσσεται πτώση τάσης ίση με $R_S \times I_D$ κατά μήκος της R_S , ανεβάζοντας το δυναμικό της πηγής σε τιμή πάνω από το 0. Αυτή η πτώση τάσης κατά μήκος της R_S , παρέχει την αναγκαία αναστροφή πόλωση της πύλης. Για να διατηρήσουμε την ένωση πύλης-πηγής αναστροφα πολωμένη, η τάση πηγής V_S πρέπει να είναι μεγαλύτερη από την τάση πύλης V_G . Η τάση πηγής δίνεται από την:

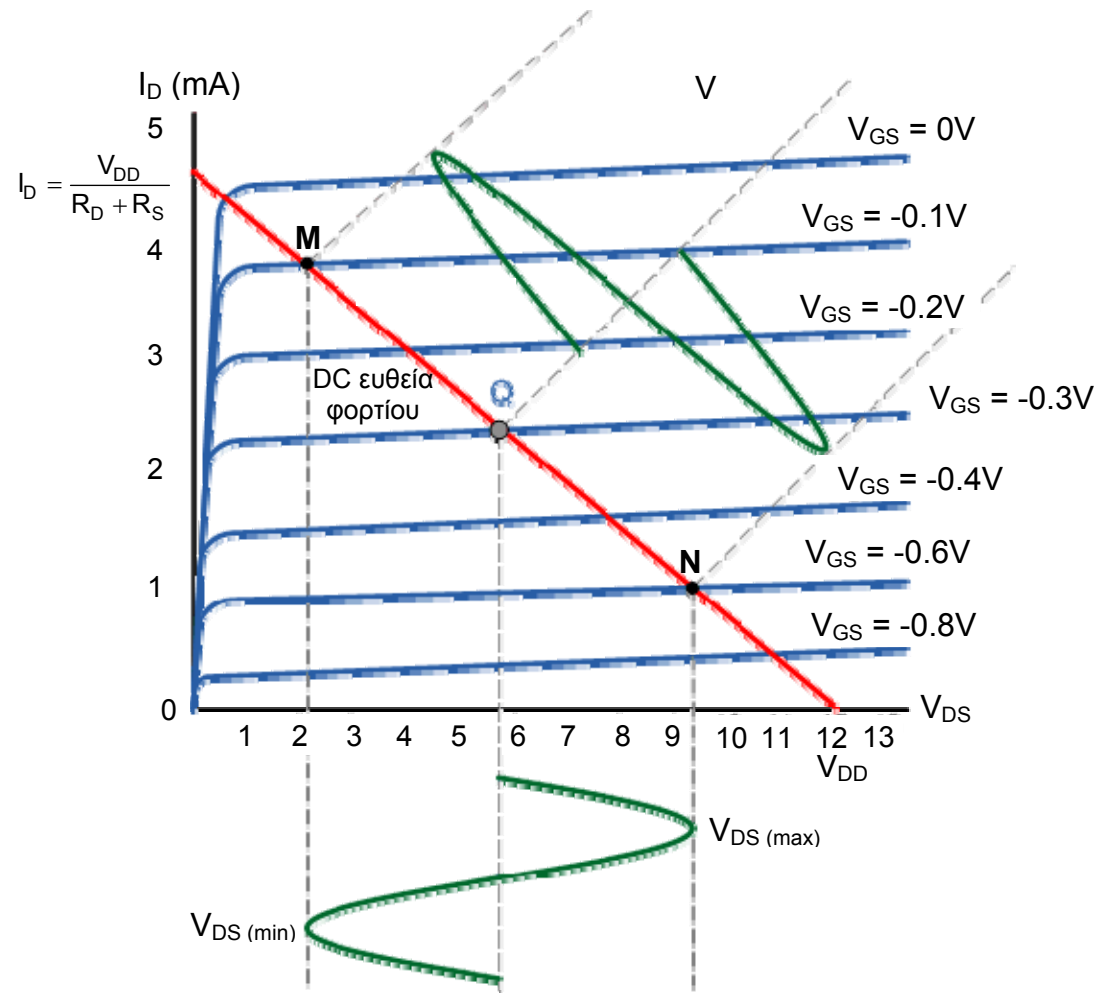
$$V_S = I_D \cdot R_S = V_G - V_{GS}$$

Το ρεύμα απορροής I_D είναι ίσο με το ρεύμα πηγής I_S , αφού το ρεύμα πύλης είναι μηδενικό, και δίνεται από την:

$$I_D = \frac{V_S}{R_S} = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{R_D + R_S}$$

Ο διαιρέτης τάσης βελτιώνει τη σταθερότητα του κυκλώματος. Η αντίσταση R_S και η χωρητικότητα C_S λειτουργούν όπως ακριβώς και στον ενισχυτή BJT κοινού εκπομπού, δηλαδή παρέχουν σταθερότητα και βελτιώνουν το λόγο ενίσχυσης στην έξοδο. Βέβαια, το όφελος αυτό επιβαρύνεται με την αυξημένη κατανάλωση ισχύος πάνω στην αντίσταση R_S .

Το βασικό κύκλωμα και οι χαρακτηριστικές ενός ενισχυτή JFET κοινής πηγής, είναι παρόμοια με αυτά του ενισχυτή BJT κοινού εκπομπού. Κατασκευάζουμε και εδώ, την DC ευθεία φορτίου ενώνοντας τα σημεία που σχετίζονται με το ρεύμα απορροής I_D , και την τάση τροφοδοσίας V_{DD} , και ορίζοντας το σημείο λειτουργίας Q, στο σημείο τομής αυτής της ευθείας με τις χαρακτηριστικές, ρεύματος εξόδου – τάσης εξόδου του JFET.



Σχ. 8.36. Χαρακτηριστικές εξόδου και ευθεία φορτίου ενισχυτή JFET κοινής πηγής.

Όπως και στον ενισχυτή BJT κοινού εκπομπού, η DC ευθεία φορτίου έχει κλίση: $-1/(R_D + R_S)$ και τέμνει τον κάθετο άξονα I_D στο σημείο $V_{DD}/(R_D + R_S)$. Το άλλο άκρο της ευθείας φορτίου τέμνει τον οριζόντιο άξονα στο σημείο V_{DD} . Η ακριβής θέση του σημείου λειτουργίας Q, πάνω στην ευθεία φορτίου καθορίζεται από την V_G η οποία πολώνεται αρνητικά. Χρησιμοποιώντας τα σημεία N και M σαν παράδειγμα, οι στιγμιαίες τιμές του ρεύματος απορροής I_D και της τάσης V_{DS} , μπορούν να προκύψουν εύκολα γραφικά από το Σχ. 8.36, με προβολές πάνω στην ευθεία φορτίου. Καθώς η τάση εισόδου V_{GS} αυξάνεται από $-0.6V$ έως $-0.1 V$, η τάση εξόδου V_{DS} μειώνεται από $9.25 V$ έως $2 V$, άρα μια αύξηση στην τάση εισόδου V_{GS} επιφέρει μια μείωση στην τάση εξόδου V_{DS} , και αντιστρόφως. Άρα, όπως και στον ενισχυτή BJT κοινού εκπομπού, η έξοδος είναι σε αντίθεση φάσης 180° με το σήμα εισόδου.

Ένα από τα μειονεκτήματα των JFET, είναι ότι πρέπει να πολωθούν με αρνητική τάση. Εάν η τάση αυτή, για οποιοδήποτε λόγο χαθεί, θα αυξηθεί η τάση πύλης-πηγής και θα γίνει θετική, προκαλώντας αύξηση στο ρεύμα απορροής και επομένως αύξηση στην κατανάλωση ισχύος και υπερθέρμανση του JFET. Τα προβλήματα αυτά αντιμετωπίζονται εύκολα χρησιμοποιώντας τρανζίστορ MOSFET πύκνωσης αντί για JFET.

Στα επόμενα, θα δώσουμε ορισμένα παραδείγματα ενισχυτών με FET, για την καλύτερη εμπέδωση του τρόπου λειτουργίας τους σε αναλογικά κυκλώματα.

8.4.1. Κύκλωμα πόλωσης MOSFET

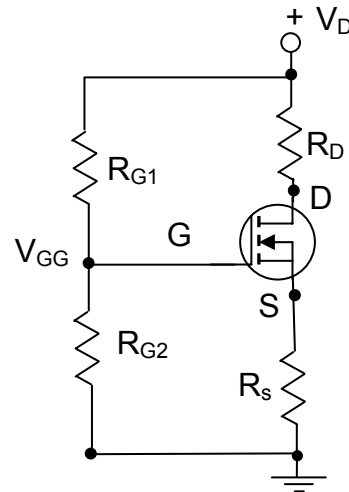
Ένα ηλεκτρονικό όργανο χρησιμοποιεί την τεχνική πόλωσης που φαίνεται στο παρακάτω κύκλωμα. Κατά την κατασκευή του κυκλώματος γίνεται ένα λάθος με αποτέλεσμα την βραχυκύκλωση της αντίστασης R_s . Δίνονται: $V_{DD}=12V$, $R_{G1}=5.6M\Omega$, $R_{G2}=2.2M\Omega$.

α) Ποια είναι η τιμή της V_{GG} ;

β) Αν οι προδιαγραφές του προμηθευτή επιτρέπουν στο k να κυμαίνεται από 220 έως 380 $\mu A/V^2$ και στην τάση κατωφλίου V_T από 1.3 έως 2.4 V, ποιες είναι οι οριακές τιμές που μπορεί να λάβει το I_D ;

γ) Πόση θα έπρεπε να ήταν η τιμή της αντίστασης R_s για να περιοριστεί το μέγιστο ρεύμα I_D στα 0.15mA;

δ) Πόσο είναι τότε το ελάχιστο ρεύμα;



Σχ. 8.37. Κύκλωμα πόλωσης MOSFET.

Λύση

α) Από τον διαιρέτη τάσης στην είσοδο, $V_{GG} = 12 \left(\frac{2.2}{2.2 + 5.6} \right) = 3.38V$.

β) Επειδή η R_s βραχυκυκλώθηκε αυτό σημαίνει ότι $R_s = 0$. Άρα $V_{GG} = V_{GS}$.

Υποθέτουμε ότι το τρανζίστορ βρίσκεται στον κόρο: $I_D = \frac{k}{2}(V_{GS} - V_T)^2 = \frac{k}{2}(3.38 - V_T)^2$.

Οι ακραίες τιμές του I_D είναι: $I_D = 110(3.38 - 2.4)^2 = 0.106 \text{ mA}$ και $I_D = 190(3.38 - 1.3)^2 = 0.822 \text{ mA}$

γ) Το μέγιστο ρεύμα συμβαίνει όταν $k=0.38 \text{ mA/V}^2$ και $V_T=1.3\text{V}$.

$$0.15 \text{ mA} = 0.19(V_{GS} - 1.3)^2 \Rightarrow V_{GS} = 2.19\text{V}$$

$$V_s = (3.38 - 2.19) \text{ V} = 1.19\text{V}.$$

$$R_s = 1.19 \text{ V}/0.15 \text{ mA} = 7.93\text{k}\Omega.$$

δ) Το ελάχιστο ρεύμα συμβαίνει όταν $K=0.22 \text{ mA/V}^2$ και $V_T=2.4\text{V}$.

$$0.11(V_{GS} - 2.4)^2 = \frac{(3.38 - V_{GS})}{7.93}$$

$$V_{GS}^2 - 3.65V_{GS} + 1.8846 = 0 \Rightarrow V_{GS,1} = 3.0275 \quad , \quad V_{GS,2} = 0.625.$$

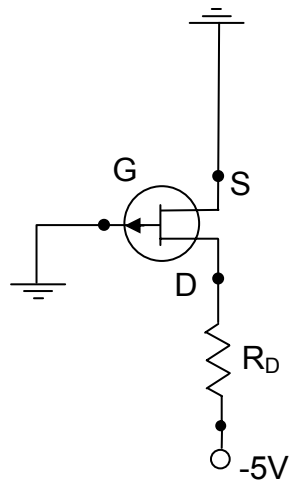
Η δεύτερη ρίζα απορρίπτεται γιατί η V_{GS} που προκύπτει είναι μικρότερη από την τάση κατωφλίου.

$$\text{Άρα: } I_D = (3.38 - 3.0275)/7.93 = 0.044\text{mA}.$$

8.4.2. Κύκλωμα JFET

Θεωρήστε το παρακάτω κύκλωμα. Αν το JFET έχει $V_P = 3V$ και $I_{DSS} = 4\text{ mA}$:

- α) Ποια είναι η μέγιστη τιμή που μπορεί να έχει το ρεύμα I ;
- β) Ποια θα είναι τότε η τιμή της τάσης της πηγής;
- γ) Ποια θα είναι τότε η οριακή τιμή της V_{DS} ώστε το JFET να είναι στον κόρο;
- δ) Με το μέγιστο ρεύμα πόλωσης I , ποια είναι η μέγιστη τιμή που μπορεί να λάβει η R_D δίχως να εξέλθει το τρανζίστορ από την περιοχή του κόρου;



Σχ. 8.38. Κύκλωμα πόλωσης JFET.

Λύση

- α) Μέγιστη τιμή του I είναι I_{DSS} ή 4 mA .

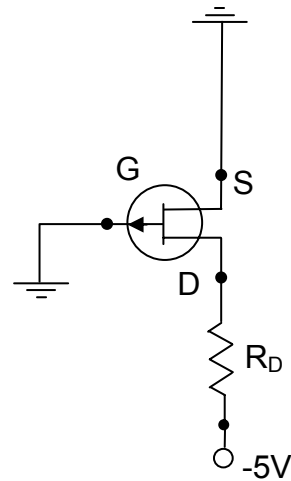
β) Σε αυτή την τιμή του I , η $V_{GS}=0\text{ V}$ οπότε η $V_S=0\text{ V}$.

γ) Για τη λειτουργία στην ωμική περιοχή, η V_D πρέπει να είναι χαμηλότερη από την V_G κατά τουλάχιστον $|V_P|=3\text{ V}$. Αυτό διότι για να έχουμε κόρο θα πρέπει: $|V_{DS}|+|V_{GS}|\geq|V_P|\Rightarrow|V_{DS}|\geq|V_P|-|V_{GS}|$. Άρα για λειτουργία στην ωμική περιοχή, θα πρέπει:

$$|V_{DS}|<|V_P|-|V_{GS}|\Rightarrow|V_{DS}|<3-0=3\text{ V}\Rightarrow V_{DS}>-3\text{ V}.$$

δ) Οπότε η μέγιστη τιμή της V_{DS} είναι -3 V και αντίστοιχα η μέγιστη τιμή της R_D είναι:

$$R_D = \frac{V_D - (-5)}{I_{DSS}} = \frac{-3 - (-5)}{4} = 0.5\text{ k}\Omega.$$



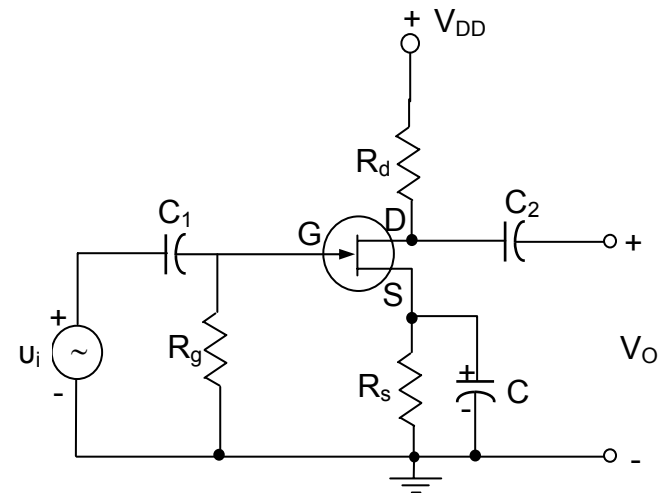
8.4.3. Κύκλωμα αυτοπόλωσης

Δίνεται το κύκλωμα ενισχυτή του Σχ. 8.39, ο οποίος χρησιμοποιεί ένα τρανζίστορ JFET διαύλου τύπου n το οποίο έχει τάση φραγής $V_P = -2 \text{ V}$ και μέγιστο ρεύμα κόρου $I_{DSS} = 1,65 \text{ mA}$. Ζητείται να πολωθεί το κύκλωμα σε ρεύμα $I_D = 0,8 \text{ mA}$, όταν χρησιμοποιείται τάση τροφοδοσίας $V_{DD} = 24 \text{ V}$. Υποθέστε ότι η εσωτερική αντίσταση $r_d \gg R_d$ και ότι το τρανζίστορ λειτουργεί σε χαμηλές συχνότητες (ακουστικές). Θεωρήστε επίσης ότι όλοι οι πυκνωτές C_1 , C_2 και C_s έχουν πολύ μεγάλες τιμές. Να βρεθούν:

- η τάση V_{GS} ,
- η αμοιβαία αγωγιμότητα g_m ,
- η αντίσταση αυτοπόλωσης R_s ,
- η αντίσταση του κυκλώματος απορροής R_d έτσι ώστε το κέρδος τάσης να είναι τουλάχιστον 20 dB.

Λύση

Το παραπάνω κύκλωμα είναι κύκλωμα αυτοπόλωσης του FET. Η τροφοδοσία εφαρμόζεται μόνο στην απορροή και όχι στην πύλη. Η μέθοδος αυτή πόλωσης βασίζεται στην εκμετάλλευση της τάσης που αναπτύσσεται πάνω στην αντίσταση R_s , για την παραγωγή της απαιτούμενης ανάστροφης τάσης πύλης-πηγής. Αυτός ο τρόπος της πόλωσης σταθεροποιεί το ρεύμα της απορροής ως προς τις μεταβολές της θερμοκρασίας. Αν το ρεύμα απορροής αυξηθεί, αυξάνεται η πτώση τάσης πάνω στην R_s διότι αυξάνεται το γινόμενο $I_D R_s$. Το παραπάνω οδηγεί στην αύξηση της ανάστροφης τάσης πύλης-πηγής, η οποία μειώνει το εύρος του καναλιού και ελαττώνει το ρεύμα απορροής. Το αποτέλεσμα της όλης διαδικασίας είναι η μερική αντιστάθμιση της αρχικής αύξησης του ρεύματος απορροής. Αντίστοιχα, αν το ρεύμα απορροής ελαττωθεί, η ανάστροφη τάση πύλης-πηγής ελαττώνεται και ο δίαυλος διευρύνεται. Τότε περισσότερα ελεύθερα ηλεκτρόνια διέρχονται από το δίαυλο και το ρεύμα απορροής αυξάνεται. Το αποτέλεσμα είναι η μερική αντιστάθμιση της αρχικής μείωσης του ρεύματος απορροής.



Σχ. 8.39. Ενισχυτής JFET με κύκλωμα αυτοπόλωσης.

(α) Από την εξ. (8.8) έχουμε: $I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$. Άρα: $0,8 \text{ mA} = 1,65 \times \left(1 - \frac{V_{GS}}{-2}\right)^2 \Rightarrow V_{GS} = -0,61 \text{ V}$.

(β) Από την εξ. (8.17) έχουμε: $g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{V_P} = \frac{2 \cdot 1,65}{2} = 1,65 \text{ mA/V}$. Άρα:

$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) = 1,65 \cdot \left(1 - \frac{0,61}{2}\right) = 1,14 \text{ mA/V}.$$

(γ) Αφού η πύλη του FET είναι ανάστροφα πολωμένη, το dc ρεύμα πύλης που διέρχεται από την R_g είναι αμελητέο. Επομένως, η dc τάση της πύλης ως προς τη γη είναι μηδέν:

$$V_G = 0$$

Η dc τάση ανάμεσα στην πηγή και τη γη ισούται με το γινόμενο του ρεύματος απορροής επί την αντίσταση της πηγής:

$$V_S = I_D R_s$$

Η dc τάση πύλης-πηγής είναι η διαφορά ανάμεσα στην τάση της πύλης και την τάση της πηγής:

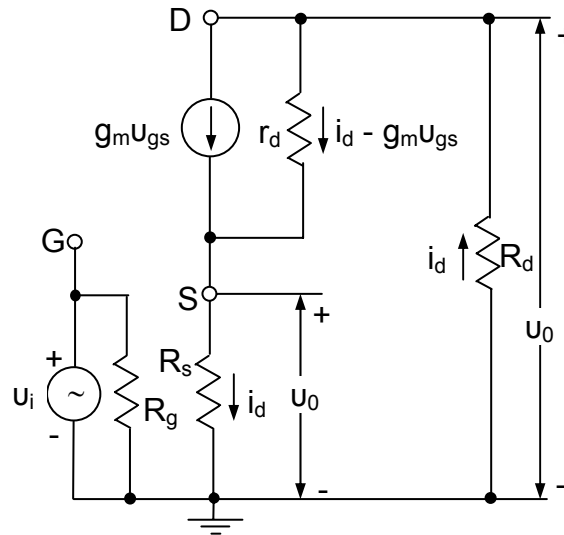
$$V_{GS} = V_G - V_S = 0 - I_D R_s = -I_D R_s$$

Άρα:

$$R_s = -\frac{V_{GS}}{I_D} = \frac{0,62}{0,8} = 0,77 \text{ k}\Omega = 770 \text{ }\Omega.$$

(δ) Θα αντικαταστήσουμε το FET με το ισοδύναμο κύκλωμα ασθενούς σήματος (ac) οπότε θα έχουμε το παρακάτω ισοδύναμο κύκλωμα του ενισχυτή FET. Σημειώστε ότι παραλείπονται όλοι οι πυκνωτές διότι σύμφωνα με τα δεδομένα της εκφώνησης έχουν πολύ μεγάλες τιμές οπότε ισοδυναμούν με βραχυκυκλώματα. Επίσης παραλείπονται οι πυκνωτές C_{gs} , C_{gd} και C_{ds} του ισοδύναμου κυκλώματος του JFET διότι ο ενισχυτής της άσκησης λειτουργεί σε χαμηλές συχνότητες στις οποίες το ισοδύναμο κύκλωμα του JFET δίνεται μόνο από την εξαρτημένη πηγή ρεύματος $g_m u_{gs}$ και την εσωτερική αντίσταση r_d .

Στο ισοδύναμο ac κύκλωμα του Σχ. 8.40 έχουμε συμπεριλάβει και την αντίσταση αυτοπόλωσης R_s , παρ' όλων ότι αυτή βραχυκυκλώνεται από τον πυκνωτή C_s , ώστε να περιγράψουμε την πιο γενική περίπτωση που δεν υπάρχει πυκνωτής παρακάμψεως C_s .



Σχ. 8.40. Ισοδύναμο ac κύκλωμα του ενισχυτή JFET με κύκλωμα αυτοπόλωσης.

Από το βρόχο του κυκλώματος εξόδου έχουμε:

$$i_d R_d + (i_d - g_m v_{gs}) r_d + i_d R_s = 0 \quad 8.31$$

Η τάση μεταξύ των σημείων G και S δίνεται από τη σχέση:

$$v_{gs} = v_i - i_d R_s \quad 8.32$$

Επειδή από τη θεωρία των FET γνωρίζουμε ότι $\mu = r_d g_m$, βρίσκουμε από τις 8.31 και 8.32:

$$i_d = \frac{\mu v_i}{r_d + R_d + (\mu + 1)R_s} \quad 8.33$$

Άρα:

$$v_{01} = -i_d R_d \Rightarrow \boxed{v_{01} = \frac{-\mu v_i R_d}{r_d + R_d + (\mu + 1)R_s}} \quad 8.34$$

Στην περίπτωση του Σχ. 8.39 ο πυκνωτής C_s βραχυκυκλώνει την αντίσταση R_s οπότε ο όρος $(\mu + 1)R_s$ στον παρονομαστή της εξ. 8.34 μηδενίζεται. Το κέρδος τάσης θα δίνεται λοιπόν από τη σχέση:

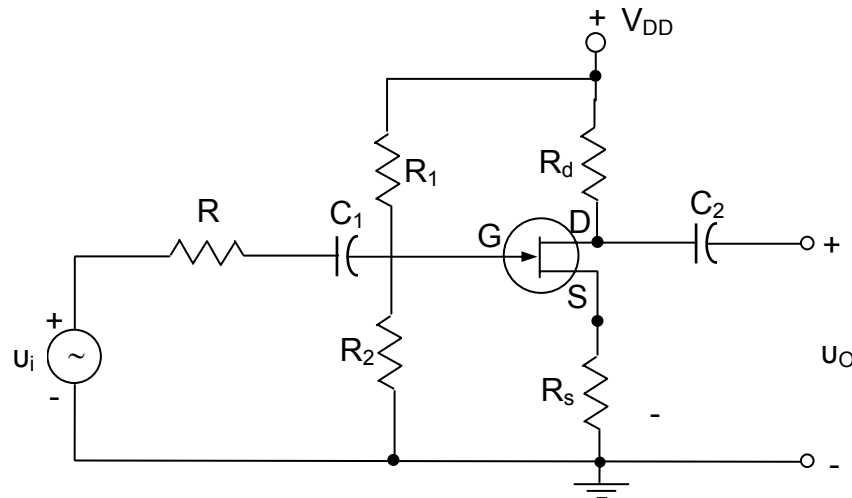
$$A_V = \frac{v_{01}}{v_i} = \frac{-\mu R_d}{r_d + R_d} = -g_m R'_d \quad \text{όπου } R'_d = R_d // r_d.$$

Επειδή από τα δεδομένα της άσκησης έχουμε $r_d \gg R_d$, και από τον ορισμό της μονάδας decibel: $20 \text{ dB} = 20 \log_{10} A_V \Rightarrow A_V = 10$, θα ισχύει τελικά:

$$|A_V| \cong g_m R_d \geq 10 \Rightarrow R_d \geq \frac{10}{1,14 \text{ mA/V}} = 8,76 \text{ k}\Omega.$$

8.4.4. Ενισχυτής JFET με διαιρέτη τάσης

Δίνεται το κύκλωμα ενισχυτή του σχήματος ο οποίος δέχεται στην είσοδό του σήμα από γεννήτρια με εσωτερική αντίσταση R και χρησιμοποιεί ένα τρανζίστορ JFET διαύλου τύπου n το οποίο έχει τάση φραγής $V_P = -5 \text{ V}$ και μέγιστο ρεύμα κόρου $I_{DSS} = 10 \text{ mA}$. Δίνεται η τάση τροφοδοσίας $V_{DD} = 30 \text{ V}$ και δίνονται οι τιμές των αντιστάσεων $R = 200 \Omega$, $R_S = 1 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 11 \text{ M}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ και $r_d = 1 \text{ M}\Omega$.



Σχ. 8.41. Ενισχυτής JFET με διαιρέτη τάσης.

Υποθέστε ότι το τρανζίστορ λειτουργεί σε χαμηλές συχνότητες (ακουστικές). Θεωρήστε επίσης ότι οι πυκνωτές C_1 και C_2 έχουν πολύ μεγάλες τιμές. Ζητούνται:

- (α) Το ρεύμα πόλωσης I_{DS} . Δικαιολογήστε την απάντησή σας.
- (β) Η τάση V_{GS} . Δικαιολογήστε την απάντησή σας.
- (γ) Το ac ισοδύναμο κύκλωμα του ενισχυτή,
- (δ) Η αντίσταση του κυκλώματος απορροής R_d έτσι ώστε το κέρδος τάσης u_o/u_i να είναι τουλάχιστον 30 dB.

Λύση

(α) Από το κύκλωμα εισόδου έχουμε:

$$V_G = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD} = 2,5 \text{ V} \quad 8.35$$

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_G - I_{DS}R_S \quad 8.36$$

$$\text{Από την εξ. (8.8) έχουμε: } I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \quad 8.37$$

Αντικαθιστώντας την 8.36 στην 8.37 έχουμε:

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_G - I_{DS}R_S}{V_P} \right)^2 \quad 8.38$$

Επιλύοντας ως προς I_{DS} βρίσκουμε:

$$\left(I_{DSS}R_S^2 \right) I_{DS}^2 + \left[2I_{DSS}R_S (V_P - V_G) - V_P^2 \right] I_{DS} + I_{DSS} (V_P - V_G)^2 = 0 \quad 8.39$$

η οποία είναι μια εξίσωση δευτέρου βαθμού ως προς I_{DS} .

Αντικαθιστώντας τις τιμές της εκφώνησης και χρησιμοποιώντας μονάδες Volt για τις τάσεις, mA για τα ρεύματα και kΩ για τις αντιστάσεις, βρίσκουμε τελικά:

$$10I_{DS}^2 - 175I_{DS} + 562,5 = 0$$

Επιλύοντας, βρίσκουμε δύο τιμές για το ρεύμα I_{DS} :

$I_{DS1} = 13,25 \text{ mA}$ και $I_{DS2} = 4,24 \text{ mA}$

Η σωστή τιμή είναι η δεύτερη διότι δεν επιτρέπεται να έχω τιμή ρεύματος μεγαλύτερη από την I_{DSS} .

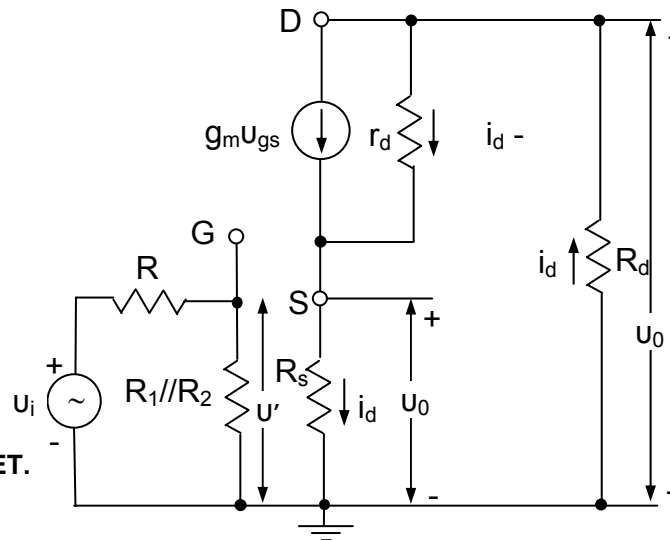
(β) Από την έκφραση:

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_G - I_{DS}R_S$$

βρίσκουμε: $V_{GS} = -1,74 \text{ V}$.

Άρα, το σημείο λειτουργίας είναι: $V_{GSQ} = -1,74 \text{ V}$, $I_{DSQ} = 4,24 \text{ mA}$. Την τάση V_{DSQ} δεν μπορώ να την προσδιορίσω διότι δεν γνωρίζω την αντίσταση R_d .

(γ) Για το ισοδύναμο ac κύκλωμα αντικαθιστούμε το JFET με το ισοδύναμο κύκλωμά του και ομοίως για τα υπόλοιπα στοιχεία του κυκλώματος.



Σχ. 8.42. Ισοδύναμο ac κύκλωμα του ενισχυτή JFET.

Σημειώστε ότι παραλείπονται όλοι οι πυκνωτές διότι σύμφωνα με τα δεδομένα της εκφώνησης έχουν πολύ μεγάλες τιμές οπότε ισοδυναμούν με βραχυκυκλώματα. Επίσης παραλείπονται οι πυκνωτές C_{gs} , C_{gd} και C_{ds} του ισοδύναμου κυκλώματος του JFET διότι ο ενισχυτής της άσκησης λειτουργεί σε χαμηλές συχνότητες στις οποίες το ισοδύναμο κύκλωμα του JFET δίνεται μόνο από την εξαρτημένη πηγή ρεύματος $g_m v_{gs}$ και την εσωτερική αντίσταση r_d .

(δ) Από την εξ. (8.17) του βιβλίου έχουμε: $g_{m0} = -\frac{2I_{DSS}}{V_P} = -\frac{2 \cdot 10}{-5} = 4 \text{ mA/V}$. Άρα:

$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) = 4 \cdot \left(1 - \frac{-1,74}{-5}\right) = 2,6 \text{ mA/V}.$$

Από το βρόχο του κυκλώματος εξόδου έχουμε:

$$i_d R_d + (i_d - g_m v_{gs}) r_d + i_d R_s = 0 \quad 8.40$$

Η τάση μεταξύ των σημείων G και S δίνεται από τη σχέση:

$$v_{gs} = v' - i_d R_s \quad 8.41$$

Από τη θεωρία των FET γνωρίζουμε ότι $\mu = r_d g_m$. Άρα:

$$\mu = r_d g_m = 10^6 \Omega \cdot 2,6 \text{ mA/V} = 2,6 \cdot 10^3.$$

Από τις 8.40 και 8.41, βρίσκουμε:

$$i_d = \frac{\mu v'}{r_d + R_d + (\mu + 1)R_s} \quad 8.42$$

Άρα:

$$v_{01} = -i_d R_d \Rightarrow v_{01} = \frac{-\mu v' R_d}{r_d + R_d + (\mu + 1)R_s} \quad 8.43$$

Το κέρδος τάσης A'_V θα δίνεται λοιπόν από τη σχέση:

$$|A'_V| = \frac{v_{01}}{v'} = \frac{\mu R_d}{r_d + R_d + (\mu + 1)R_s} \quad 8.44$$

Από τον ορισμό της μονάδας decibel: $30 \text{ dB} = 20 \log_{10} A_V \Rightarrow A_V = 31,6227$, οπότε θα ισχύει τελικά:

$$A_V = \frac{v_{01}}{v_i} = \frac{v_{01}}{v'} \cdot \frac{v'}{v_i} = A'_V \cdot \frac{R_1 \parallel R_2}{R + R_1 \parallel R_2} \quad 8.45$$

Ο λόγος $\frac{R_1 \parallel R_2}{R + R_1 \parallel R_2} = 0,999$.

Άρα τελικά:

$$A_V = A'_V \cdot \frac{R_1 \parallel R_2}{R + R_1 \parallel R_2} = \frac{\mu R_d}{r_d + R_d + (\mu + 1)R_s} \cdot \frac{R_1 \parallel R_2}{R + R_1 \parallel R_2} \geq 31,6227 \Rightarrow$$

$$R_d \geq \frac{A_V \{r_d + (\mu + 1)R_s\}}{\mu \cdot \frac{R_1 \parallel R_2}{R + R_1 \parallel R_2} - A_V} \Rightarrow R_d \geq 44,32 \text{ k}\Omega.$$

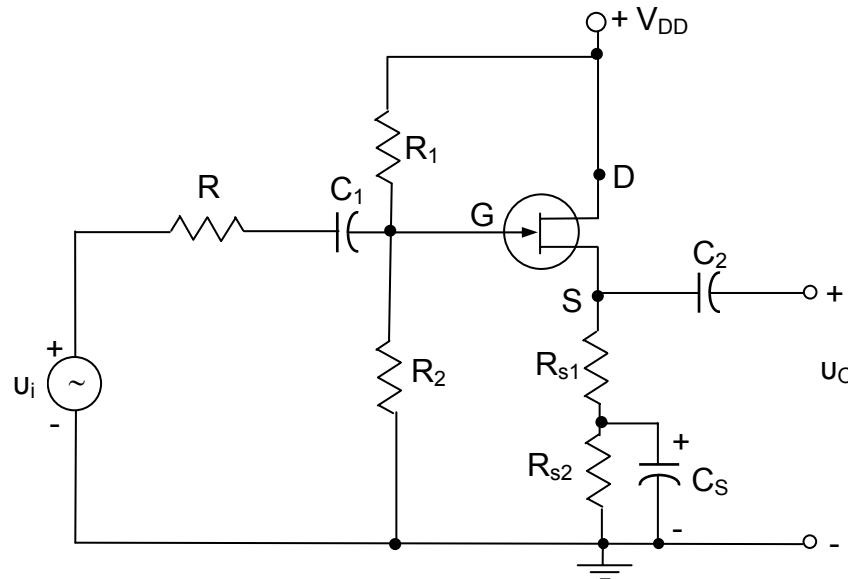
Παρατήρηση: Διαπιστώνουμε ότι η απαίτηση για κέρδος τάσης 30 dB δίνει ελάχιστη τιμή για την R_d η οποία δεν συμβαδίζει με την dc ανάλυση των ερωτημάτων (α) και (β). Δηλαδή, η τιμή $R_d = 44,32 \text{ k}\Omega$ δίνει dc πτώση τάσης ίση με:

$V_{R_d} = i_D R_d = 4,24 \text{ mA} \cdot 44,32 \text{ k}\Omega = 188 \text{ V} \gg V_{DD} = 30 \text{ V}$. Για το λόγο αυτό, είναι αναγκαία η χρήση διάταξης CMOS (βλ. παράγραφο 8.3.10), αντί για ωμική αντίσταση R_d , ώστε να ικανοποιείται ταυτόχρονα η απαίτηση για dc και ac λειτουργία σύμφωνα με συγκεκριμένες προδιαγραφές.

8.4.5. Ενισχυτής JFET

Δίνεται το κύκλωμα ενισχυτή του σχήματος ο οποίος δέχεται στην είσοδό του σήμα από γεννήτρια με εσωτερική αντίσταση R και χρησιμοποιεί ένα τρανζίστορ JFET διαύλου τύπου n το οποίο έχει τάση φραγής $V_P = -5\text{ V}$ και μέγιστο ρεύμα κόρου $I_{DSS} = 10\text{ mA}$. Δίνεται η τάση τροφοδοσίας $V_{DD} = 30\text{ V}$ και δίνονται οι τιμές των αντιστάσεων $R = 200\ \Omega$, $R_{S1} = 0,5\text{ k}\Omega$, $R_{S2} = 0,5\text{ k}\Omega$, $R_1 = 11\text{ M}\Omega$, $R_2 = 1\text{ M}\Omega$ και $r_d = 1\text{ M}\Omega$. Υποθέστε ότι το τρανζίστορ λειτουργεί σε χαμηλές συχνότητες (ακουστικές). Θεωρήστε επίσης ότι οι πυκνωτές C_1 , C_2 , C_S και έχουν πολύ μεγάλες τιμές. Ζητούνται:

- (α) Το DC σημείο λειτουργίας Q του τρανζίστορ (V_{GSQ} , V_{DSQ} , I_{DSQ}). Σχεδιάστε το ισοδύναμο DC κύκλωμα.
- (β) Το ac ισοδύναμο κύκλωμα του ενισχυτή,
- (γ) Το κέρδος τάσης του ενισχυτή u_o / u_i
- (δ) Το κέρδος ρεύματος του ενισχυτή.



Σχ. 8.43. Ενισχυτής JFET.

Λύση

$$R_G = R_1 // R_2 = 916,66 \text{ k}\Omega \quad V_G = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{DD}$$

(α) Από το κύκλωμα εισόδου έχουμε:

$$V_G = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD} = 2,5 \text{ V} \quad 8.46$$

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_G - I_{DS} R_S \quad 8.47$$

$$\text{Από την εξ. (8.7) έχουμε: } I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \quad 8.48$$

Αντικαθιστώντας την 8.47 στην 8.48 έχουμε:

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_G - I_{DS} R_S}{V_P} \right)^2 \quad 8.49$$

Επιλύοντας ως προς I_{DS} βρίσκουμε:

$$\left(I_{DSS} R_S^2 \right) I_{DS}^2 + \left[2 I_{DSS} R_S (V_P - V_G) - V_P^2 \right] I_{DS} + I_{DSS} (V_P - V_G)^2 = 0 \quad 8.50$$

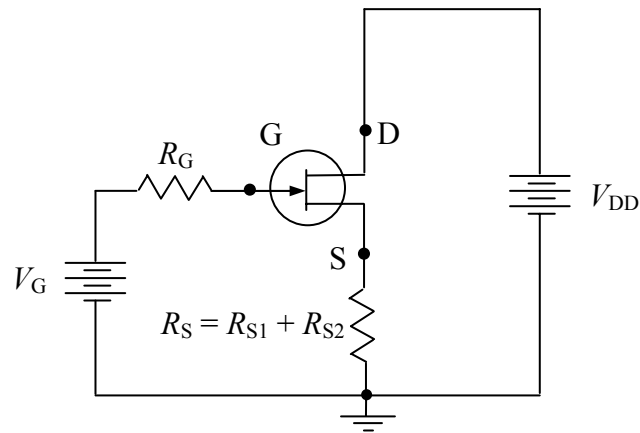
η οποία είναι μια εξίσωση δευτέρου βαθμού ως προς I_{DS} .

Αντικαθιστώντας τις τιμές της εκφώνησης και χρησιμοποιώντας μονάδες Volt για τις τάσεις, mA για τα ρεύματα και kΩ για τις αντιστάσεις, βρίσκουμε τελικά:

$$10I_{DS}^2 - 175I_{DS} + 562,5 = 0$$

Επιλύοντας, βρίσκουμε δύο τιμές για το ρεύμα I_{DS} :

$$I_{DS1} = 13,25 \text{ mA} \quad \text{και} \quad I_{DS2} = 4,24 \text{ mA}$$



Σχ. 8.44. Ισοδύναμο dc κύκλωμα του ενισχυτή JFET.

Η σωστή τιμή είναι η δεύτερη διότι δεν επιτρέπεται να έχω τιμή ρεύματος μεγαλύτερη από την I_{DSS} .

Από την έκφραση:

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_G - I_{DS}R_S$$

βρίσκουμε: $V_{GS} = -1,74 \text{ V}$.

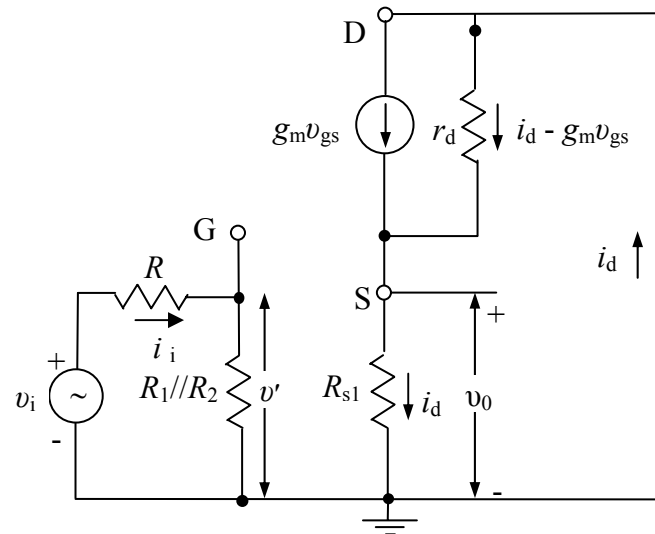
Δεδομένου ότι για να λειτουργεί ως ενισχυτής το JFET θα πρέπει η πύλη να είναι ανάστροφα πολωμένη και επομένως η τάση V_{GS} αρνητική, επιλέγουμε ως σωστές τις τιμές I_{DS1} και V_{GS1} .

Τέλος, η τάση λειτουργίας V_{DSQ} δίνεται από:

$$V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DSQ}R_S = 30 \text{ V} - 4,24 \text{ mA} \cdot 1 \text{ k}\Omega = 25,75 \text{ V}.$$

Άρα, το σημείο λειτουργίας είναι: $V_{GSQ} = -1,74 \text{ V}$, $V_{DSQ} = 25,75 \text{ V}$, $I_{DSQ} = 4,24 \text{ mA}$.

(β) Για το ισοδύναμο ac κύκλωμα αντικαθιστούμε το JFET με το ισοδύναμο κύκλωμά του και ομοίως για τα υπόλοιπα στοιχεία του κυκλώματος.



Σχ. 8.45. Ισοδύναμο ac κύκλωμα του ενισχυτή JFET.

Σημειώστε ότι παραλείπονται όλοι οι πυκνωτές διότι σύμφωνα με τα δεδομένα της εκφώνησης έχουν πολύ μεγάλες τιμές οπότε ισοδυναμούν με βραχυκυκλώματα. Επίσης παραλείπονται οι πυκνωτές C_{gs} , C_{gd} και C_{ds} του ισοδύναμου κυκλώματος του JFET διότι ο ενισχυτής της άσκησης λειτουργεί σε χαμηλές συχνότητες στις οποίες το ισοδύναμο κύκλωμα του JFET δίνεται μόνο από την εξαρτημένη πηγή ρεύματος $g_m v_{gs}$ και την εσωτερική αντίσταση r_d .

(γ) Από την εξ. 8.17 του βιβλίου έχουμε: $g_{m0} = -\frac{2I_{DSS}}{V_P} = \frac{-2 \cdot 10}{-5} = 4 \text{ mA/V}$. Άρα:

$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right) = 4 \cdot \left(1 - \frac{-1,74}{-5} \right) = 2,6 \text{ mA/V}.$$

Από το βρόχο του κυκλώματος εξόδου έχουμε:

$$(i_d - g_m v_{gs}) r_d + i_d R_{s1} = 0 \quad 8.51$$

Η τάση μεταξύ των σημείων G και S δίνεται από τη σχέση:

$$v_{gs} = v' - i_d R_{s1} \quad 8.52$$

Από τη θεωρία των FET γνωρίζουμε ότι $\mu = r_d g_m$. Άρα:

$$\mu = r_d g_m = 10^6 \Omega \cdot 2,6 \text{ mA/V} = 10^3 \text{ k}\Omega \cdot 2,6 \text{ mA/V} = 2,6 \cdot 10^3.$$

Από τις 8.51 και 8.52, βρίσκουμε:

$$i_d = \frac{\mu v'}{r_d + (\mu + 1) R_{s1}} \quad 8.53$$

Άρα:

$$v_0 = i_d R_{s1} \quad \Rightarrow \quad v_0 = \frac{\mu v' R_{s1}}{r_d + (\mu + 1) R_{s1}} \quad 8.54$$

Το κέρδος τάσης A'_V θα δίνεται λοιπόν από τη σχέση:

$$\boxed{|A'_V| = \frac{v_0}{v'} = \frac{\mu R_{S1}}{r_d + (\mu + 1)R_{S1}}} \quad 8.55$$

Αντικαθιστώντας βρίσκουμε: $|A'_V| = 0,5656$.

$$\boxed{A_V = \frac{v_0}{v_i} = \frac{v_0}{v'} \cdot \frac{v'}{v_i} = A'_V \cdot \frac{R_1 \parallel R_2}{R + R_1 \parallel R_2}} \quad 8.56$$

Ο λόγος $\frac{R_1 \parallel R_2}{R + R_1 \parallel R_2} = 0,99978$ άρα τελικά το κέρδος είναι:

$$A_V = A'_V \cdot \frac{R_1 \parallel R_2}{R + R_1 \parallel R_2} = 0,5655. \quad 8.57$$

Από τον ορισμό της μονάδας decibel: $20 \log_{10} A_V \Rightarrow \mathbf{A_V = -4,95 \text{ dB}}$.

(δ) Το κέρδος ρεύματος δίνεται από:

$$A_I = \frac{i_d}{i_i}, \quad R_G = R_1 \parallel R_2 \quad 8.58$$

$$i_i = \frac{v_i}{R + R_G}, \quad i_d = \frac{\mu v'}{r_d + (\mu + 1)R_{S1}}, \quad \frac{v'}{v_i} = \frac{R_G}{R + R_G} \quad 8.59$$

Αντικαθιστώντας τις 8.59 στην 8.58 βρίσκουμε τελικά:

$$A_i = \frac{i_d}{i_i} = \frac{\mu R_G}{r_d + (\mu + 1)R_{S1}} \quad 8.60$$

Και αντικαθιστώντας τις δοσμένες τιμές βρίσκουμε: **$A_i = 1036,96$** .

8.4.6. Ενισχυτής MOSFET

Δίνεται το κύκλωμα ενισχυτή του σχήματος ο οποίος δέχεται στην είσοδό του σήμα από γεννήτρια και χρησιμοποιεί ένα τρανζίστορ MOSFET διαύλου τύπου-n το οποίο έχει τάση κατωφλίου $V_T = 1,5 \text{ V}$.

Δίνονται οι τιμές των εξής παραμέτρων:

$$R_G = 10 \text{ M}\Omega$$

$$R_D = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_L = 10 \text{ k}\Omega$$

$$V_{DD} = 15 \text{ V}$$

$$k = 0,25 \text{ mA/V}^2$$

Υποθέστε ότι το τρανζίστορ λειτουργεί σε χαμηλές συχνότητες (ακουστικές). Θεωρήστε επίσης ότι οι πυκνωτές C_1 , C_2 και έχουν πολύ μεγάλες τιμές. Θεωρήστε επίσης ότι η εσωτερική αντίσταση του MOSFET r_d είναι άπειρη. Ζητούνται:

(α) Το DC σημείο λειτουργίας Q του τρανζίστορ (V_{GSQ} , V_{DSQ} , I_{DSQ}). Σχεδιάστε το ισοδύναμο DC κύκλωμα.

(β) Το ac ισοδύναμο κύκλωμα του ενισχυτή,

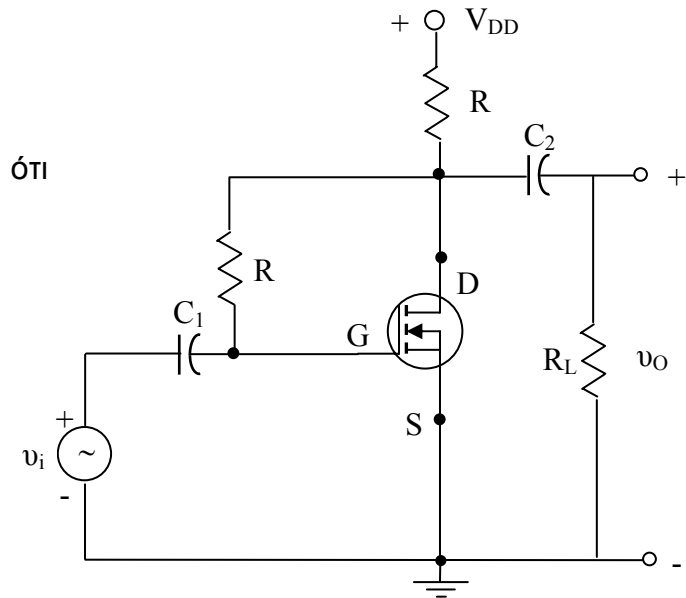
(γ) Το κέρδος τάσης του ενισχυτή u_o / u_i

(δ) Η αντίσταση εισόδου του ενισχυτή.

(ε) Το κέρδος ρεύματος του ενισχυτή στην αντίσταση εξόδου R_L .

Δίνεται ότι το ρεύμα κόρου του τρανζίστορ MOSFET: $I_{DSQ} = \frac{k}{2}(V_{GSQ} - V_T)^2$ και ότι

$$g_m = k(V_{GSQ} - V_T).$$

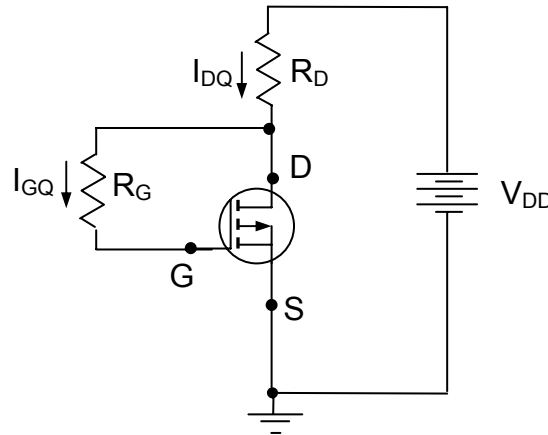


Σχ. 8.46. Κύκλωμα ενισχυτή MOSFET.

Λύση

(α) Από το DC ισοδύναμο κύκλωμα παρατηρούμε ότι αφού η αντίσταση εισόδου του MOSFET είναι άπειρη, το ρεύμα I_{GQ} είναι μηδέν. Άρα, δεν υπάρχει πτώση τάσης κατά μήκος της R_G . Επομένως ισχύει $V_{GSQ} = V_{DQ} = V_{DSQ}$ αφού η πηγή είναι γειωμένη. Εφόσον η αντίσταση εισόδου του JFET είναι άπειρη, το ρεύμα I_{GQ} είναι μηδέν. Άρα δεν υπάρχει πτώση τάσης κατά μήκος της R_G . Επομένως, $V_{GSQ} = V_{DSQ}$. Το ρεύμα απορροής βρίσκεται από την:

$$I_{DSQ} = \frac{k}{2}(V_{GSQ} - V_T)^2 = 0,125(V_{GSQ} - 1,5)^2 = 0,125(V_{DSQ} - 1,5)^2 \quad 8.61$$



Σχ. 8.47. Ισοδύναμο dc κύκλωμα του ενισχυτή MOSFET.

Από το κύκλωμα της απορροής έχουμε:

$$V_{DD} = V_{DSQ} + R_D I_{DSQ} \quad \text{ή} \quad 15 = V_{DSQ} + 10 I_{DSQ} \quad 8.62$$

Από τις 8.61 και 8.62 παίρνουμε:

$$(kR_D^2)I_{DS}^2 + [-2kR_D(V_{DD} - V_T) - 2]I_{DS} + k(V_{DD} - V_T)^2 = 0 \quad 8.63$$

η οποία είναι μια εξίσωση δευτέρου βαθμού ως προς I_{DS} .

Αντικαθιστώντας τις τιμές της εκφώνησης και χρησιμοποιώντας μονάδες Volt για τις τάσεις, mA για τα ρεύματα και kΩ για τις αντιστάσεις, βρίσκουμε τελικά:

$$25I_{DS}^2 - 69,5I_{DS} + 45,5625 = 0$$

Επιλύοντας, βρίσκουμε δύο τιμές για το ρεύμα I_{DS} :

$$I_{DS1} = 1,72 \text{ mA} \quad \text{και} \quad I_{DS2} = 1,058 \text{ mA}$$

Το ποια είναι η σωστή τιμή από τις δύο παραπάνω τιμές του ρεύματος, θα το βρούμε από την τιμή της V_{GS} που προκύπτει για κάθε περίπτωση:

Από την έκφραση:

$$V_{DD} = V_{DSQ} + R_D I_{DSQ} \Rightarrow V_{DSQ} = V_{GSQ} = V_{DD} - R_D I_{DSQ}$$

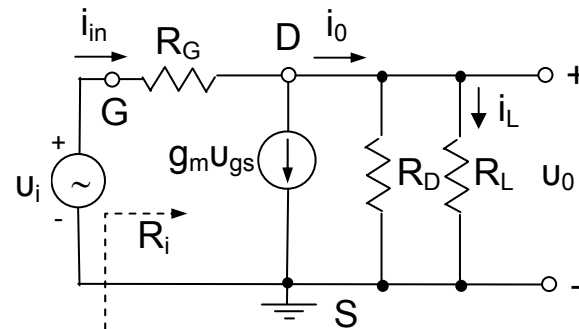
$$\text{βρίσκουμε: } V_{GS1} = -2,21 \text{ V} \quad \text{και} \quad V_{GS2} = 4,41 \text{ V.}$$

Δεδομένου ότι για να λειτουργεί το MOSFET στην περιοχή κόρου θα πρέπει $V_{DS} > V_{GS} - V_T$ και $V_{GS} > V_T$, επομένως η σωστή τιμή είναι η $V_{GS2} = 4,41 \text{ V}$. Άρα το σημείο λειτουργίας είναι:

$$I_{DS2} = 1,058 \text{ mA} \quad \text{και} \quad V_{GS2} = 4,41 \text{ V.}$$

(β) Για το ισοδύναμο ac κύκλωμα αντικαθιστούμε το MOSFET με το ισοδύναμο κύκλωμά του και ομοίως για τα υπόλοιπα στοιχεία του κυκλώματος.

Σημειώστε ότι παραλείπονται όλοι οι πυκνωτές διότι σύμφωνα με τα δεδομένα της εκφώνησης έχουν πολύ μεγάλες τιμές οπότε ισοδυναμούν με βραχυκυκλώματα. Επίσης παραλείπονται οι πυκνωτές C_{gs} , C_{gd} και C_{ds} του ισοδύναμου κυκλώματος του JFET διότι ο ενισχυτής της άσκησης λειτουργεί σε χαμηλές συχνότητες στις οποίες το ισοδύναμο κύκλωμα του JFET δίνεται μόνο από την εξαρτημένη πηγή ρεύματος $g_m u_{gs}$ και την εσωτερική αντίσταση r_d (η οποία επειδή είναι άπειρη παραλείπεται).



Σχ. 8.48. Ισοδύναμο ac κύκλωμα του ενισχυτή MOSFET.

(γ) Υπολογίζουμε τη διαγωγιμότητα από την εξίσωση της εκφώνησης:

$$g_m = k(V_{GSQ} - V_T) = 0,25 \cdot (4,41 - 1,5) = 0,727 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

Η τάση εξόδου θα δίνεται από την:

$$u_O = i_O \cdot (R_D // R_L) = (i_{in} - g_m u_{gs}) \cdot (R_D // R_L) \text{ και επειδή } i_{in} = \frac{u_i - u_O}{R_G} \text{ και } u_{gs} = u_i, \text{ το κέρδος τάσης του ενισχυτή είναι:}$$

$$v_O = \left(\frac{v_i - v_O}{R_G} - g_m v_{gs} \right) \cdot (R_D // R_L) \Rightarrow A_V = \frac{v_O}{v_i} = \frac{\left(\frac{1}{R_G} - g_m \right) (R_D // R_L)}{1 + \frac{(R_D // R_L)}{R_G}} = 3,633.$$

(δ) Για να υπολογίσουμε την αντίσταση εισόδου του ενισχυτή, πρέπει να βρούμε το ρεύμα εισόδου:

$$i_{in} = \frac{v_i - v_O}{R_G} = \frac{v_i}{R_G} (1 - A_V)$$

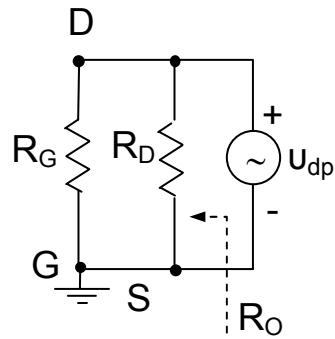
Αφού η αντίσταση εισόδου ορίζεται ως ο λόγος της τάσης εισόδου προς το ρεύμα εισόδου, θα έχουμε:

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_i}{\frac{v_i}{R_G} (1 - A_V)} = \frac{R_G}{(1 - A_V)} = \frac{10^6}{4,633} = 2,158 \text{ M}\Omega.$$

(ε) Για το κέρδος ρεύματος θα έχουμε:

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = \frac{v_O / R_L}{(v_i - v_O) / R_G} = \frac{A_V R_G}{(1 - A_V) R_L} = -784,16.$$

(στ) Για να υπολογίσουμε την αντίσταση εξόδου αφαιρούμε την R_L και συνδέουμε μια πηγή τάσης στην έξοδο v_{dp} . Ταυτόχρονα, απενεργοποιούμε (γειώνουμε) την τάση εισόδου v_i οπότε $v_{gs} = 0$. Το κύκλωμα τώρα γίνεται:



Σχ. 8.49. Κύκλωμα υπολογισμού αντίστασης εξόδου του ενισχυτή MOSFET.

Άρα, η αντίσταση εξόδου είναι:

$$R_O = R_G // R_D = 9,99 \text{ k}\Omega.$$

8.4.7. Ενισχυτής MOSFET

Δίνεται το κύκλωμα ενισχυτή του σχήματος ο οποίος δέχεται στην είσοδό του σήμα από γεννήτρια και χρησιμοποιεί ένα τρανζίστορ MOSFET διαύλου τύπου-n το οποίο έχει τα εξής χαρακτηριστικά:

Δίνονται οι τιμές των εξής παραμέτρων: $V_{DD}=25\text{ V}$, $R=100\ \Omega$, $R_L=80\ \Omega$, $g_m=200\text{ mA/V}$, $V_{DS}=10\text{ V}$, $I_D=250\text{ mA}$, $V_T=0,8\text{ V}$, $R_D=21\ \Omega$, $R_2 = 180\text{ k}\Omega$.

Υποθέστε ότι το τρανζίστορ λειτουργεί σε χαμηλές συχνότητες (ακουστικές). Θεωρήστε επίσης ότι οι πυκνωτές C_1 , C_2 και έχουν πολύ μεγάλες τιμές. Θεωρήστε επίσης ότι η εσωτερική αντίσταση του MOSFET r_d είναι άπειρη. Ζητούνται:

(α) Η τάση V_{GSQ} και οι αντιστάσεις R_1 και R_S . Σχεδιάστε το ισοδύναμο DC κύκλωμα.

(β) Το κέρδος τάσης του ενισχυτή u_o / u_i

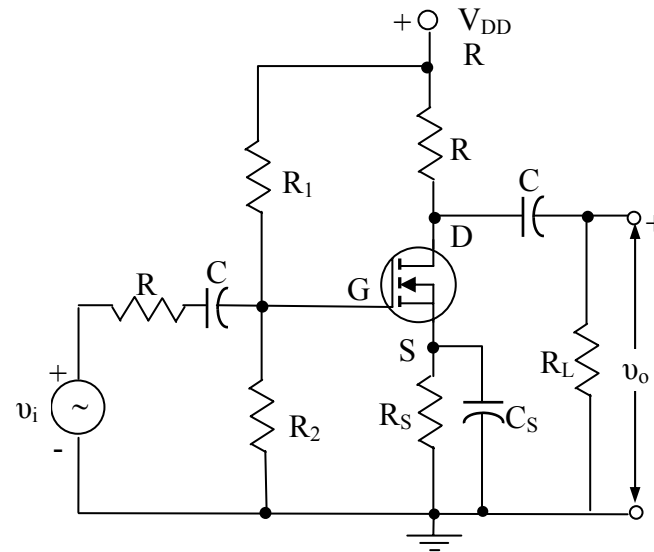
(γ) Το κέρδος ρεύματος του ενισχυτή στην αντίσταση εξόδου R_L .

(δ) Το κέρδος ισχύος του ενισχυτή.

(ε) Η αντίσταση εξόδου του ενισχυτή.

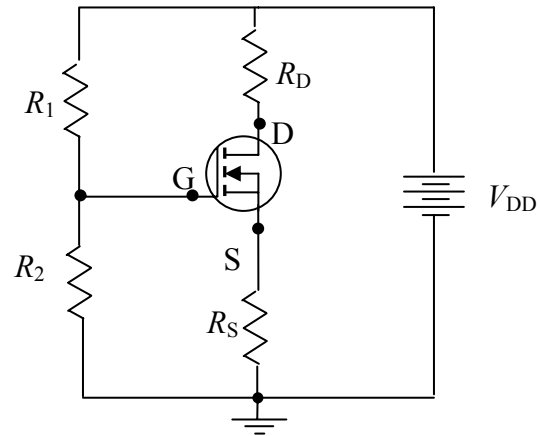
Δίνεται ότι το ρεύμα κόρου του τρανζίστορ MOSFET:

$$I_{DSQ} = \frac{k}{2}(V_{GSQ} - V_T)^2 \text{ και ότι } g_m = k(V_{GSQ} - V_T).$$



Σχ. 8.49. Κύκλωμα ενισχυτή MOSFET.

Λύση



Σχ. 8.50. Ισοδύναμο dc κύκλωμα του ενισχυτή MOSFET.

α) Από την αμοιβαία αγωγιμότητα g_m και την τάση κατωφλίου V_T βρίσκουμε

$$k = \frac{1}{2} \frac{g_m^2}{I_D} = \frac{1}{2} \frac{200^2}{250} = 80 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$$

Ισχύει επίσης ότι

$$I_{DSS} = k \cdot \frac{V_T^2}{2} = 80 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2} \cdot \frac{(0,8)^2 \text{V}^2}{2} = 25,6 \text{ mA} \tag{8.64}$$

Στη συνέχεια, υπολογίζουμε την V_{GSQ} από την εξίσωση κόρου 8.26

$$V_{GSQ} = V_T + \sqrt{V_T^2 \cdot \frac{I_D}{I_{DSS}}} = 3,3 \text{ V.} \tag{8.65}$$

Εφόσον ικανοποιούνται οι συνθήκες λειτουργίας στον κόρο ($V_{DS} > V_{GS} - V_T$ και $V_{GS} > V_T$), μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε το παραπάνω αποτέλεσμα για να υπολογίσουμε τις αντιστάσεις. Από το βρόχο εισόδου έχουμε:

$$V_{GG} = V_{GSQ} + I_{DQ}R_S = 3,3 + 250R_S \quad 8.66$$

Ενώ από το βρόχο εξόδου έχουμε:

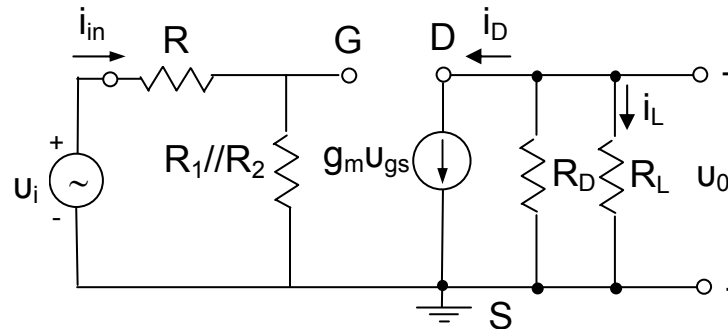
$$V_{DD} = V_{DSQ} + I_{DQ}(R_D + R_S) = 10 + 250(R_D + R_S) \Rightarrow (R_D + R_S) = 0,06\text{k}\Omega. \quad 8.67$$

Άρα : $R_S = 60 \Omega - 21 \Omega = 39 \Omega$.

Από την 8.66 θα έχουμε: $V_{GG} = 13,05 \text{ V}$. Ισχύει όμως επίσης ότι:

$$V_{GG} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD} = 13,05 \text{ V}. \text{ Με την τιμή της } R_2 = 180 \text{ k}\Omega, \text{ βρίσκουμε } R_1 = 165 \text{ k}\Omega.$$

β)



Σχ. 8.51. Ισοδύναμο ac κύκλωμα του ενισχυτή MOSFET.

Ισχύουν οι εξής σχέσεις:

$$v_L = -i_D \cdot (R_D // R_L) \quad 8.68$$

$$i_D = g_m \cdot v_{gs} \quad 8.69$$

$$v_{gs} = \frac{R_1 // R_2}{R + (R_1 // R_2)} \cdot v_i = \frac{86}{0,1 + 86} \cdot v_i = 0,999v_i \cong v_i \quad 8.70$$

Η τάση εξόδου v_o δίνεται από:

$$v_o = -g_m \cdot (R_D // R_L) \cdot v_{gs} = -g_m \cdot (R_D // R_L) \cdot v_i$$

Άρα το κέρδος τάσης θα είναι:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -g_m (R_D // R_L) = -3,32.$$

γ) Θα έχουμε για το ρεύμα εξόδου (πάνω στο φορτίο):

$$i_L = -\frac{R_D}{R_D + R_L} i_D = -\frac{R_D}{R_D + R_L} g_m v_{gs} \quad 8.71$$

Για το ρεύμα εισόδου έχουμε:

$$i_{in} = \frac{v_i}{R + R_1 // R_2} \quad 8.72$$

Άρα το κέρδος ρεύματος θα δίνεται από τις 8.70, 8.71 και 8.72:

$$A_i = \frac{i_L}{i_{in}} = -\frac{\frac{R_D}{R_D + R_L} g_m v_{gs}}{\frac{v_i}{R + R_1 // R_2}} = -g_m \cdot \frac{R_D (R + R_1 // R_2)}{R_D + R_L} = -3580,4.$$

δ) Το κέρδος ισχύος θα δίνεται από την:

$$A_p = A_v \cdot A_i = (-3,32) \cdot (-3580,4) = 11.887.$$

(ε) Για να υπολογίσουμε την αντίσταση εξόδου αφαιρούμε την R_L και συνδέουμε μια πηγή τάσης στην έξοδο v_{dp} . Ταυτόχρονα, απενεργοποιούμε (γειώνουμε) την τάση εισόδου v_i οπότε $v_{gs} = 0$. Άρα, η αντίσταση εξόδου είναι ίση με R_D .