

# **ΒΑΣΙΚΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΜΕ ΜΟΣ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ**

**(προσχέδιο σημειώσεων)**

**ΒΛΑΣΣΗΣ ΣΠΥΡΟΣ**

Καθηγητής  
Τμήματος Φυσικής  
Πανεπιστήμιο Πατρών

2019



## Πίνακας περιεχομένων

<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1</b> .....	<b>7</b>
<b>Ημιαγωγοί - Δίοδος</b> .....	<b>7</b>
Εισαγωγή.....	7
1.1 Ενδογενής ημιαγωγός πυριτίου και ενεργειακές ζώνες .....	7
1.2 Ημιαγωγός πυριτίου τύπου $p$ .....	12
1.3 Ημιαγωγός πυριτίου τύπου $n$ .....	16
1.4 Ρεύμα ολίσθησης ημιαγωγών .....	18
1.5 Αντίσταση και αγωγιμότητα ημιαγωγών .....	21
1.6 Δίοδος επαφής $pn$ .....	23
1.7 Ρεύμα διάχυσης και φράγμα δυναμικού .....	25
1.8 Ορθή και ανάστροφη πόλωση της διόδου.....	27
1.9 Σημαντικές παρατηρήσεις.....	31
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2</b> .....	<b>33</b>
<b>Στοιχειώδεις δομές ολοκληρωμένων κυκλωμάτων</b> .....	<b>33</b>
Εισαγωγή.....	33
2.1 Επαφές τύπου $pn^+$ ή δίοδοι υποστρώματος.....	34
2.2 Επαφές τύπου $pp^+$ ή επαφές υποστρώματος.....	39
2.3 Συνδυασμός επαφών .....	40
2.4 Τοπικό υπόστρωμα τύπου $n$ ή πηγάδι τύπου $n$ .....	43
2.5 Επίπεδα μετάλλων και καλωδιώσεις .....	47
2.6 Σχεδίαση αντιστάσεων σε CMOS τεχνολογίες .....	53
2.7 Αντίσταση και αντοχή μεταλλικών διασυνδέσεων .....	58
2.8 Σχεδίαση πυκνωτών σε CMOS τεχνολογίες.....	62
2.9 Σημαντικές παρατηρήσεις.....	65
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3</b> .....	<b>67</b>
<b>Δομή και φυσική των MOS τρανζίστορ</b> .....	<b>67</b>
3.1 Δομή nMOS τρανζίστορ.....	67
3.2 Δομή pMOS τρανζίστορ.....	71
3.3 Το δυναμικό flat-band.....	77
3.4 Ισορροπία δυναμικών και φορτίων .....	82
3.5 Επίδραση της $V_{GB}$ στο φορτίο του υποστρώματος.....	84
3.6 Συγκέντρωση ελεύθερων ηλεκτρονίων συναρτήσει του επιφανειακού δυναμικού ....	86
3.7 Ασθενής, μεσαία και ισχυρή αναστροφή φορέων.....	87
3.8 Μεταβολές φορτίων και δυναμικών συναρτήσει μεταβολών του $V_{GB}$ .....	89
3.9 Extrapolated τάση κατωφλίου .....	91
3.11 Σημαντικές παρατηρήσεις.....	93
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4</b> .....	<b>99</b>
<b>MOS σε κατάσταση ασθενούς αναστροφής φορέων</b> .....	<b>99</b>
4.1 Ασθενής αναστροφή .....	99
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5</b> .....	<b>100</b>
<b>MOS σε κατάσταση ισχυρής αναστροφής φορέων</b> .....	<b>100</b>
Εισαγωγή.....	100

5.1 Ανάπτυξη φορτίων σε ένα nMOS .....	101
5.2 Αγωγή των nMOS τρανζίστορ.....	104
5.3 Επίδραση της τάσης υποστρώματος στην τάση κατωφλίου .....	106
5.4 Ισορροπία φορτίων και τάση κατωφλίου σε ένα pMOS.....	107
5.5 Δυναμικό και φορτίο καναλιού στα nMOS τρανζίστορ .....	111
5.6 Ρεύμα απαγωγού-πηγής στα nMOS τρανζίστορ.....	121
5.7 Δυναμικό καναλιού και ρεύμα οπών των pMOS τρανζίστορ.....	125
5.8 Διαμόρφωση του μήκους του καναλιού .....	128
5.9 Συμπληρωματικότητα στη λειτουργία nMOS και pMOS τρανζίστορ.....	131
5.10 Χωρητικότητες των MOS τρανζίστορ .....	133
5.11 Σημαντικές παρατηρήσεις.....	137
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 .....</b>	<b>140</b>
<b>Συμπεριφορά στην κατάσταση ηρεμίας και κυκλώματα πόλωσης .....</b>	<b>140</b>
Εισαγωγή.....	140
6.1 Πόλωση με εφαρμογή τάσεων στην πύλη $V_G$ και την πηγή $V_S$ .....	141
6.2 Πόλωση με εφαρμογή ρεύματος απαγωγού $I_{DS}$ και τάσης στην πηγή $V_S$ .....	143
6.3 Πόλωση με εφαρμογή ρεύματος απαγωγού $I_{DS}$ και τάσης στην πύλης $V_G$ .....	147
6.4 Καθρέπτες ρεύματος.....	148
6.5 Φυσικός σχεδιασμός καθρεπτών ρεύματος .....	153
6.5 Παραδείγματα πόλωσης με καθρέπτες ρεύματος.....	155
6.5 Σημαντικές παρατηρήσεις.....	156
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7 .....</b>	<b>158</b>
<b>Ανάλυση συμπεριφοράς των MOS τρανζίστορ .....</b>	<b>158</b>
Εισαγωγή.....	158
7.1 Σήματα τάσεων μονού τερματισμού .....	159
7.2 Συμπεριφορά στο ισχυρό σήμα .....	160
7.3 Συμπεριφορά στο ασθενές σήμα .....	164
7.4 Συμπεριφορά σε χρονικά μεταβαλλόμενο σήμα .....	174
7.5 Το MOS τρανζίστορ ως αντίσταση .....	181
7.6 Σημαντικές παρατηρήσεις.....	182
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8 .....</b>	<b>188</b>
<b>Βασικές Βαθμίδες Ενίσχυσης .....</b>	<b>188</b>
Εισαγωγή.....	188
8.1 Ενισχυτής κοινής πηγής με ωμικό φορτίο.....	191
8.3 Ενισχυτής κοινής πηγής με ενεργό φορτίο .....	203
8.4 Ακόλουθος πηγής.....	217
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 9 .....</b>	<b>232</b>
<b>Ασκήσεις .....</b>	<b>232</b>
Εισαγωγή: Δεδομένα ασκήσεων .....	232
11.1 Ασκήσεις κεφαλαίου 1 .....	233
11.2 Ασκήσεις κεφαλαίου 2 .....	235
11.3 Ασκήσεις κεφαλαίου 3 .....	235
11.4 Ασκήσεις κεφαλαίου 5 .....	236
11.6 Ασκήσεις κεφαλαίου 6 .....	238
11.7 Ασκήσεις κεφαλαίου 7 .....	243
11.8 Ασκήσεις κεφαλαίου 8 .....	248





# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

## Ημιαγωγοί - Δίοδος

### Εισαγωγή

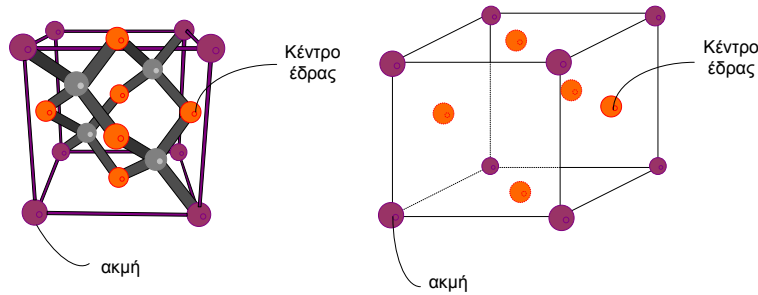
Το κεφάλαιο αυτό εισάγει αρχικά στον αναγνώστη κάποιες βασικές έννοιες της θεωρίας των ημιαγωγών με σκοπό να γίνει κατανοητή η δομή και η φυσική λειτουργία μιας διόδου επαφής. Η δίοδος επαφής ίσως είναι το πιο βασικό στοιχείο στον κόσμο των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων καθώς αποτελεί αναπόσπαστο μέρος σχεδόν όλων των βασικών δομικών κυκλωματικών στοιχείων όπως αντιστάσεις, τρανζίστορ ακόμα και πυκνωτών. Το κεφάλαιο αυτό αναφέρεται στους δύο σημαντικότερους ημιαγωγούς πυριτίου (Si) και γερμανίου (Ge) επειδή χρησιμοποιούνται ευρέως στη κατασκευή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Αρχικά γίνεται μια συνοπτική περιγραφή των ενδογενών και εμπλουτισμένων ημιαγωγών τύπου p και τύπου n. Εισάγεται η έννοια της οπής ή έλλειψης ηλεκτρονίου ως φορέας του ηλεκτρικού ρεύματος η οποία είναι βολική στην εξήγηση της αγωγιμότητα εμπλουτισμένων ημιαγωγών. Αναλύεται η αγωγιμότητα που εμφανίζουν οι εμπλουτισμένοι ημιαγωγοί. Τέλος, περιγράφεται η λειτουργία της επαφής pn χωρίς πολλές λεπτομέρειες ώστε ο αναγνώστης να μείνει στην ουσία της φυσικής δομής της και την λειτουργία της διόδου.

### 1.1 Ενδογενής ημιαγωγός πυριτίου και ενεργειακές ζώνες

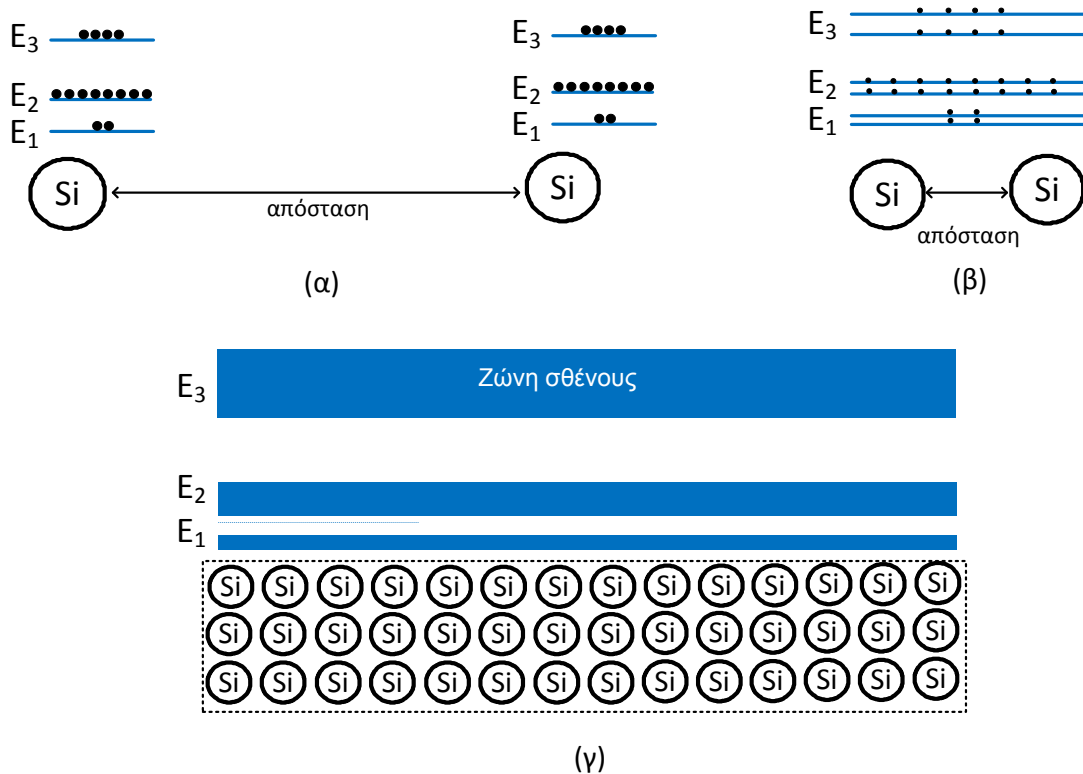
Το φυσικό στοιχείο ή υλικό με βάση το οποίο κατασκευάζονται τα περισσότερα ηλεκτρονικά ολοκληρωμένα κυκλώματα είναι το πυρίτιο και πιο συγκεκριμένα το πυρίτιο σε μονο-κρυσταλλική μορφή. Στα κρυσταλλικά υλικά, όπως στους κρυστάλλους πυριτίου, τα άτομα είναι διατεταγμένα στο χώρο του υλικού σε σταθερές αποστάσεις μεταξύ τους σχηματίζοντας κρυσταλλικές δομές, όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 1-1**, οι οποίες επαναλαμβάνονται περιοδικά σε όλο τον όγκο του υλικού. Στους κρυστάλλους πυριτίου τα άτομα συνδέονται μεταξύ τους με ομοιοπολικούς δεσμούς. Το πυρίτιο είναι ένα τετρασθενές στοιχείο γιατί διαθέτει στην εξωτερική του στοιβάδα 4 ηλεκτρόνια τα οποία ονομάζονται *ηλεκτρόνια σθένους*. Στους κρυστάλλους που σχηματίζονται με βάση το πυρίτιο κάθε άτομο πυριτίου χρησιμοποιεί τέσσερα ηλεκτρόνια από τα 4 γειτονικά άτομα συμπληρώνοντας έτσι την εξωτερική του στοιβάδα με 8 ηλεκτρόνια και δημιουργώντας τέσσερις ομοιοπολικούς δεσμούς. Έτσι, κάθε άτομο πυριτίου μέσα στον κρύσταλλο θα έχει αποκτήσει 8 ηλεκτρόνια στον εξωτερική του στοιβάδα και ο συνολικός κρύσταλλος είναι ευσταθής.

Κάθε ηλεκτρόνιο σθένους μπορεί να αποσπασθεί από το άτομο αν λάβει την απαραίτητη ενέργεια. Οι πιο συνηθισμένοι φυσικοί τρόποι για την απόσπαση ηλεκτρονίων από τα άτομα του πυριτίου μπορεί είναι η πρόσπτωση φωτός στον

κρύσταλλο ή η αύξηση της θερμοκρασίας του κρυστάλλου. Η αύξηση της θερμοκρασίας μπορεί να προδώσει την απαραίτητη θερμική ενέργεια στα άτομα πυριτίου ώστε να αποσπασθούν κάποια από τα ηλεκτρόνια σθένους. Τα ηλεκτρόνια σθένους αποσπώνται ευκολότερα σε σχέση με αυτά που βρίσκονται σε στοιβάδες πιο κοντά στον πυρήνα. Όσο αυξάνει η απόσταση από τον πυρήνα τόσο η δύναμη έλξης του τελευταίου είναι μικρότερη με αποτέλεσμα να μπορούν να αποσπασθούν με μικρότερη ενέργεια.



Σχήμα 1-1 Κρυσταλλική δομή πυριτίου



Σχήμα 1-2 Ενεργειακές στάθμες ηλεκτρονίων δύο ατόμων για  $T=T_0$  α) σε σχετικά μεγάλη απόσταση, β) σε μικρή απόσταση γ) ενεργειακές ζώνες ηλεκτρονίων μέσα σε κρύσταλλο.

Το αποσπασμένο από τον πυρήνα ηλεκτρόνιο θεωρείται ότι είναι ελεύθερο ηλεκτρόνιο το οποίο συνεισφέρει στο συνολική ροή (ρεύμα) των ηλεκτρονίων που θα διέρχεται μέσα από το κρύσταλλο. Στη περίπτωση που η ενέργεια που λαμβάνει το



άτομο δεν είναι αρκετή για να αποσπάσει το ηλεκτρόνιο από το άτομο τότε το ηλεκτρόνιο μεταβαίνει απλά σε μεγαλύτερη ενεργειακή τροχιά. Παραμένει δηλαδή δεσμευμένο από το άτομο και δεν συνεισφέρει στο ηλεκτρικό ρεύμα. Στη περίπτωση αυτή το άτομο θεωρείται ότι απλά είναι διεγερμένο.

Όταν τα άτομα πυριτίου ενώνονται για να σχηματίσουν έναν κρύσταλλο καθαρού πυριτίου οι τροχιές των ηλεκτρονίων κάθε ατόμου επηρεάζονται από τα υπόλοιπα άτομα του κρυστάλλου. Στα άτομα που βρίσκονται πιο κοντά, οι τροχιές των ηλεκτρονίων τους υφίστανται μεγαλύτερη επίδραση σε σχέση με εκείνα τα άτομα που βρίσκονται σε μεγαλύτερη απόσταση. Έτσι, αυτά τα ηλεκτρόνια αρχίζουν να εκτελούν σύνθετη τροχιά η οποία μπορεί να ανήκει σε περισσότερα του ενός ατόμου.

Ας πάρουμε την απλή περίπτωση δύο ατόμων πυριτίου αρχικά απομακρυσμένα και σε θερμοκρασία  $T_0=0^{\circ}K$ . Σε αυτή τη θερμοκρασία δεν υπάρχει η απαραίτητη θερμική ενέργεια για να αποσπασθούν ηλεκτρόνια από τα άτομα πυριτίου με αποτέλεσμα να καταλαμβάνουν όλες τις επιτρεπτές ενεργειακές στάθμες  $E_1$ ,  $E_2$  και  $E_3$  όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 1-2α**. Όταν η απόσταση των δύο ατόμων είναι ικανά μεγάλη τότε η επιτρεπτή ενεργειακή στάθμη κάθε ηλεκτρονίου παραμένει αναλλοίωτη. Όσο όμως τα δύο άτομα πλησιάζουν, κάθε ενεργειακή στάθμη διασπάται σε δύο στάθμες επειδή τα ηλεκτρόνια έλκονται ταυτόχρονα από δύο πυρήνες, **Σχήμα 1-2β**. Έτσι, όλες οι στάθμες διασπώνται σε δύο αντίστοιχες ενεργειακές καταστάσεις. Για τα ηλεκτρόνια που βρίσκονται στην υψηλότερη ενεργειακή στάθμη  $E_3$ , η διάσπαση της ενεργειακής στάθμης τους είναι ισχυρότερη επειδή είναι απομακρυσμένα από τον πυρήνα με ασθενέστερη πυρηνική έλξη.

Σε έναν κρύσταλλο πυριτίου υπάρχει ένας τεράστιος αριθμός ατόμων με αποτέλεσμα οι διακριτές ενεργειακές στάθμες των ηλεκτρονίων όλων των ατόμων να δημιουργούν μια συνεχή **ενεργειακή ζώνη (energy bands)**, όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 1-2γ**. Η πιο απομακρυσμένη ενεργειακή ζώνη ονομάζεται **ζώνη σθένους (valence band)**. Να σημειωθεί ότι σε κάθε ενεργειακή ζώνη εξακολουθούν να υφίστανται διακριτές ενεργειακές στάθμες ηλεκτρονίων αλλά με πολύ μικρές ενεργειακές διαφορές.

Σε θερμοκρασίες  $T=T_0$  κάθε άτομο είναι σίγουρα ενωμένο με ομοιοπολικούς δεσμούς με τέσσερα γειτονικά άτομα πυριτίου. Δεν υπάρχουν ελεύθερα ηλεκτρόνια εκτός ομοιοπολικών δεσμών που θα μπορούσαν να δώσουν κάποια ηλεκτρική αγωγιμότητα στον ημιαγωγό, **Σχήμα 1-3α**. Έτσι, τα ηλεκτρόνια καταλαμβάνουν όλες τις ενεργειακές διακριτές στάθμες της ζώνης σθένους και η ζώνη σθένους είναι πλήρης, **Σχήμα 1-3β**.

Όταν  $T>T_0$  η θερμική ενέργεια που απορροφάται από τα άτομα του κρυσταλλικού πλέγματος σπάζει αρκετούς ομοιοπολικούς δεσμούς. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα μετακινήσεις ηλεκτρονίων από τα αντίστοιχα άτομα, όπως οι μετακινήσεις Α, Β και Γ που βλέπουμε στο **Σχήμα 1-3γ**. Τα ηλεκτρόνια συμβολίζονται με  $e$  και έχουν αρνητικό φορτίο ίσο με  $q=1.602 \cdot 10^{-19}$  Cb. Τα ηλεκτρόνια διαφεύγουν από τη ζώνη σθένους και μεταβαίνουν στην ενεργειακή ζώνη η οποία ονομάζεται **ζώνη αγωγιμότητας (conductance band)**. Τέτοιες ενεργειακές μεταβάσεις είναι οι Α, Β και Γ που βλέπουμε στο **Σχήμα 1-3δ**. Τα ηλεκτρόνια αυτά ονομάζονται **ηλεκτρόνια αγωγιμότητας** και κινούνται άτακτα μέσα στο κρυσταλλικό πλέγμα συνεισφέροντας στην αγωγιμότητα του ημιαγωγού. Οι τροχιές είναι απομακρυσμένες από τους

πυρήνες ενώ η έλξη των τελευταίων είναι ασθενής. Η διαφυγή ενός ηλεκτρονίου σθένους στη ζώνη αγωγιμότητας δημιουργεί ταυτόχρονα μια **κενή θέση ηλεκτρονίου στην ενεργειακή ζώνη σθένους η οποία ονομάζεται οπή (hole), Σχήμα 1-3δ**. Οι οπές συμβολίζονται ως  $h+$  και όπως θα δούμε στη συνέχεια θα θεωρούμε ότι έχουν θετικό φορτίο ίσο με  $q$ .

Η μετάβαση ηλεκτρονίων στην ζώνη αγωγιμότητας σε καθαρούς ημιαγωγούς γίνεται ταυτόχρονα με τη δημιουργία οπής στη ζώνη σθένους, δηλ. **η γέννηση ηλεκτρονίων αγωγιμότητας και οπών στη ζώνη σθένους γίνεται κατά ζευγάρια**. Η έλλειψη ηλεκτρονίου από ένα άτομο έχει σαν αποτέλεσμα αυτό να φορτίζεται θετικά και η οπή να θεωρείται ότι έχει θετικό φορτίο. Σε έναν καθαρό ημιαγωγό πυριτίου η **συγκέντρωση των ηλεκτρονίων αγωγιμότητας  $n_o$** , που έχουν αποσπασθεί από τα άτομα του πυριτίου λόγω θερμοκρασίας, είναι ίσος με την **συγκέντρωση των οπών  $p_o$**  στη ζώνη σθένους:

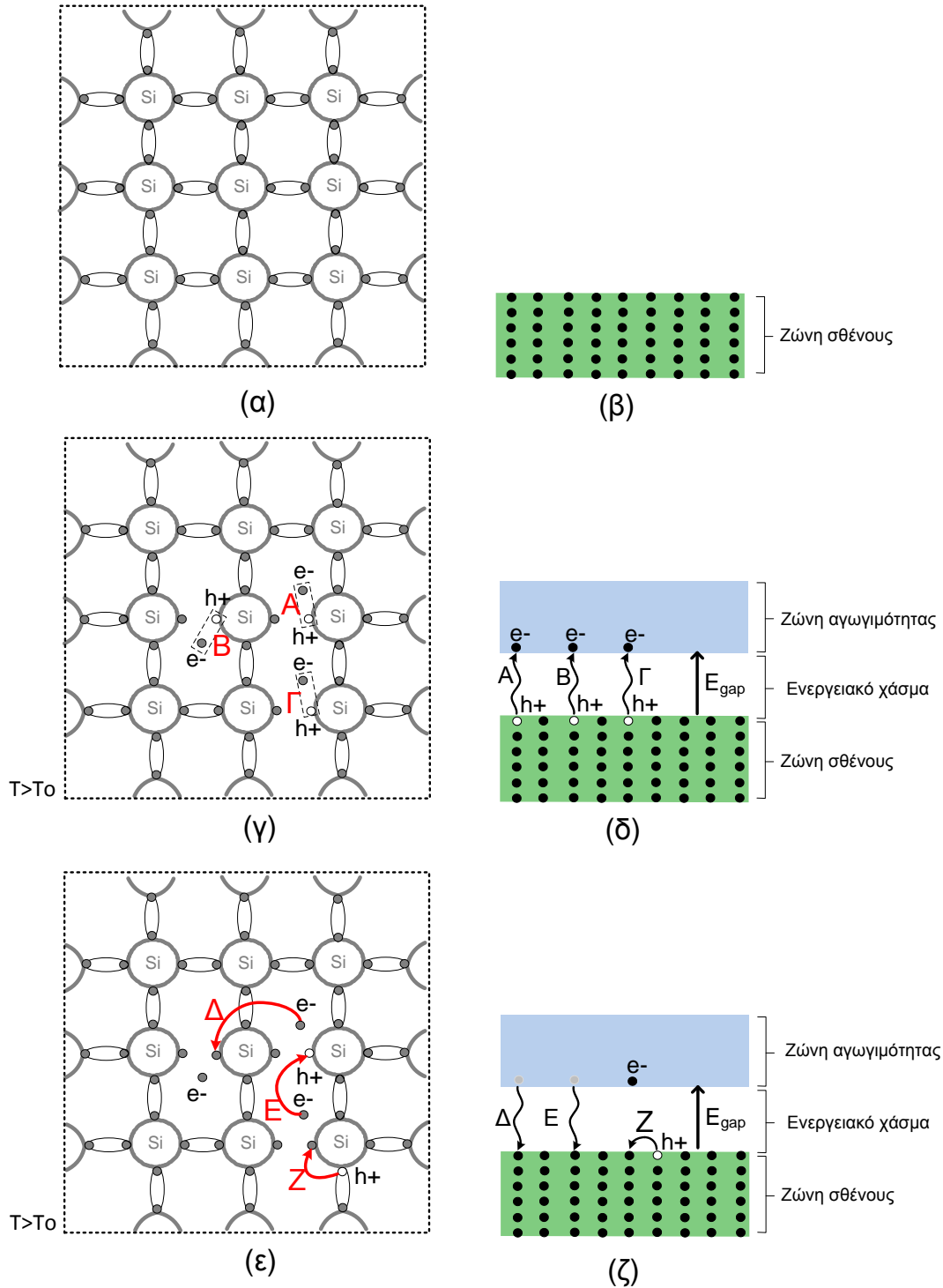
$$n_o = p_o = n_i(T, E_{gap}) \quad \text{εξ. 1.1}$$

όπου  $n_i$  είναι η ενδογενής συγκέντρωση ηλεκτρονίων και οπών σε ενδογενή ή καθαρό κρύσταλλο πυριτίου. Η συγκέντρωση  $n_i$  είναι μια μη γραμμική συνάρτηση της θερμοκρασίας και της ενεργειακού χάσματος. Τυπικές τιμές του  $n_i$  σε θερμοκρασία δωματίου (300°K) είναι  $10^{10}/\text{cm}^3$  για Si και  $10^{13}/\text{cm}^3$  για Ge. Η παραπάνω σχέση μπορεί να γραφεί επίσης ως

$$n_o p_o = n_i^2 \quad \text{εξ. 1.2}$$

Αυτή η εξίσωση είναι γνωστή σαν «Νόμος δράσης των μαζών» (mass action law) και ισχύει για κάθε μη εκφυλισμένο ημιαγωγό που βρίσκεται σε θερμική ισορροπία. Είναι πολύ σημαντική σχέση γιατί χρησιμοποιείται στον υπολογισμό της συγκέντρωσης των οπών αν είναι γνωστή η συγκέντρωση των ηλεκτρονίων (και το αντίστροφο), αν φυσικά είναι γνωστή η ενδογενής συγκέντρωση των φορέων του ημιαγωγού. Η **εξ. 1.2** ισχύει και στην περίπτωση εμπλουτισμένων ημιαγωγών.

Συνοπτικά σε έναν κρύσταλλο ημιαγωγού διακρίνουμε τρεις βασικές ενεργειακές ζώνες, **Σχήμα 1-3δ**. Η χαμηλότερη ενεργειακή ζώνη είναι η ζώνη σθένους και περιλαμβάνει ηλεκτρόνια που βρίσκονται πιο κοντά στους πυρήνες των ατόμων. Μετά τη ζώνη σθένους υπάρχει η απαγορευμένη ενεργειακή ζώνη ή το **ενεργειακό χάσμα (energy gap)**, χωρίς καμιά ενεργειακή στάθμη μη περιλαμβάνοντας κανένα ηλεκτρόνιο. Τέλος, ενεργειακά υψηλότερα από το ενεργειακό χάσμα βρίσκεται η ζώνη αγωγιμότητας στην οποία μεταβαίνουν τα ηλεκτρόνια σθένους όταν προσλάβουν ικανή ενέργεια ώστε να σπάσουν τους ομοιοπολικούς δεσμούς. Η ελάχιστη ενέργεια που απαιτείται για την μετάβαση ενός ηλεκτρονίου σθένους στη ζώνη αγωγιμότητας ονομάζεται ενέργεια χάσματος (*energy gap*) και συμβολίζεται ως  $E_{gap}$ . Η ενέργεια χάσματος στους 300°K είναι ίση με 1.12eV για Si και 0.66eV για Ge. Η συγκέντρωση των ηλεκτρονίων στην ζώνη αγωγιμότητας εξαρτάται από τη θερμοκρασία, το μέγεθος του ενεργειακού χάσματος και την συγκέντρωση των ατόμων πυριτίου στο κρυσταλλικό πλέγμα.

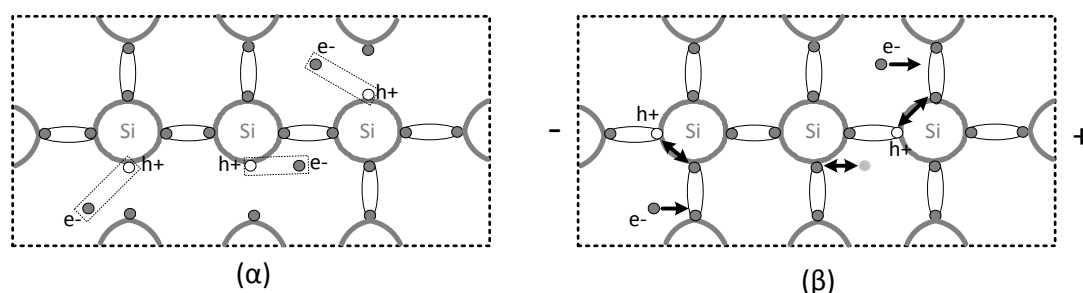


Σχήμα 1-3 α) απλοποιημένη αναπαράσταση σε δύο διαστάσεις καθαρού κρυστάλλου πυριτίου για  $T=T_0$ , β) οι ενεργειακές στάθμες της ζώνης σθένους είναι πλήρεις από ηλεκτρόνια για  $T=T_0$ , γ) γέννηση ζευγών ηλεκτρονίων-οπών για  $T>T_0$ , δ) αντίστοιχη ενεργειακή μετάβαση ηλεκτρονίων στη ζώνη αγωγιμότητας (μεταβάσεις Α, Β και Γ), ε) ανασύζευξη ηλεκτρονίων-οπών, ζ) ανασύζευξη ηλεκτρονίων αγωγιμότητας με σπές (μεταβάσεις Δ και Ε) και κάλυψη οπής από ηλεκτρόνιο σθένους.

Όταν για κάποιο λόγο κάποιο ηλεκτρόνιο αγωγιμότητας χάσει την ενέργεια του τότε θα καλύψει μια οπή κάποιου ελλειμματικού δεσμού ενός ατόμου όπως οι μετακινήσεις Δ και Ε που βλέπουμε στο **Σχήμα 1-3ε**. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται **ανασύζευξη ηλεκτρονίου και οπής (recombination)** και είναι ουσιαστικά το φαινόμενο της αρπαγής και παγίδευσης ηλεκτρονίων από άτομα που έχουν κενές θέσεις ηλεκτρονίων δηλ. οπές. Μια οπή μπορεί επίσης να καλυφθεί από ηλεκτρόνια σθένους κάποιου γειτονικού ατόμου τα οποία με τη σειρά τους αφήνουν οπές στα άτομα από τα οποία αποσπάστηκαν όπως η μετάβαση Ζ που βλέπουμε στο **Σχήμα 1-3ζ**. Γίνεται φανερό ότι υπάρχει μια άτακτη μετακίνηση της οπής καθώς μπορούν να καλυφθούν από ηλεκτρόνια ατόμων οποιασδήποτε κατεύθυνσης. Όπως θα αναλύσουμε στην συνέχεια είναι πιο βολική η έννοια της οπής στην περιγραφή της αγωγιμότητας ενός ημιαγωγού από το να λαμβάνουμε υπόψη αντίστοιχα το κίνηση μεγάλου πλήθους ηλεκτρονίων σθένους.

Προφανώς υπάρχει ένα χρονικό διάστημα που μεσολαβεί ανάμεσα στη γέννηση και στην ανασύζευξη των ηλεκτρονίων. Ο μέσος χρόνος που μεσολαβεί ανάμεσα στη γέννηση και την ανασύζευξη ηλεκτρονίων και οπών ονομάζεται χρόνος ανασύζευξης.

Ας δουμε στη συνέχεια πως συμπεριφέρεται ένας ενδογενής ημιαγωγός πυριτίου σε θερμοκρασία  $T > T_0$  αν εφαρμόσουμε μια διαφορά δυναμικού στα άκρα του. Στο **Σχήμα 1-4α** παρουσιάζεται ένα μικρό μέρος του ημιαγωγού όπου λόγω της θερμικής ενέργειας έχουν γεννηθεί ζεύγη ηλεκτρονίων-οπών. Λόγω της διαφοράς δυναμικού τόσο τα ηλεκτρόνια αγωγιμότητας όσο και ηλεκτρόνια σθένους θα προσπαθήσουν να κινηθούν προσανατολισμένα προς το θετικά φορτισμένο άκρο, όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 1-4β**. Ένα μέρος των ηλεκτρονίων φτάνει στο θετικό άκρο καθώς λόγω της ανασύζευξης ηλεκτρονίων-οπών μετά από λίγο χρόνο κάποια από αυτά θα παγιδευτούν στα άτομα που έχουν οπές. Αν συγκρίνουμε το **Σχήμα 1-4α** με το **Σχήμα 1-4β** έχουμε να κάνουμε μια σημαντική παρατήρηση. Η μετακίνηση των ηλεκτρονίων σθένους προς το θετικά φορτισμένο άκρο αντιστοιχεί σε ισοδύναμη μετακίνηση οπών προς το αρνητικά φορτισμένο άκρο. Δηλαδή η κίνηση των οπών είναι αντίθετη από την κίνηση των ηλεκτρονίων σθένους. Το φαινόμενο αυτό θα το εξετάσουμε σε επόμενη παράγραφο.



Σχήμα 1-4 α) Γέννηση ζευγαριών ηλεκτρονίων-οπών β) η επιβολή διαφοράς δυναμικού προσανατολίζει την κίνηση μέρους ηλεκτρονίων.

## 1.2 Ημιαγωγός πυριτίου τύπου p

Ο καθαρός κρύσταλλος πυριτίου σε πολλές περιπτώσεις είναι αναγκαίο να εμπλουτιστεί εσκεμμένα με προσμίξεις διαφορετικών ατόμων. Οι προσμίξεις είναι

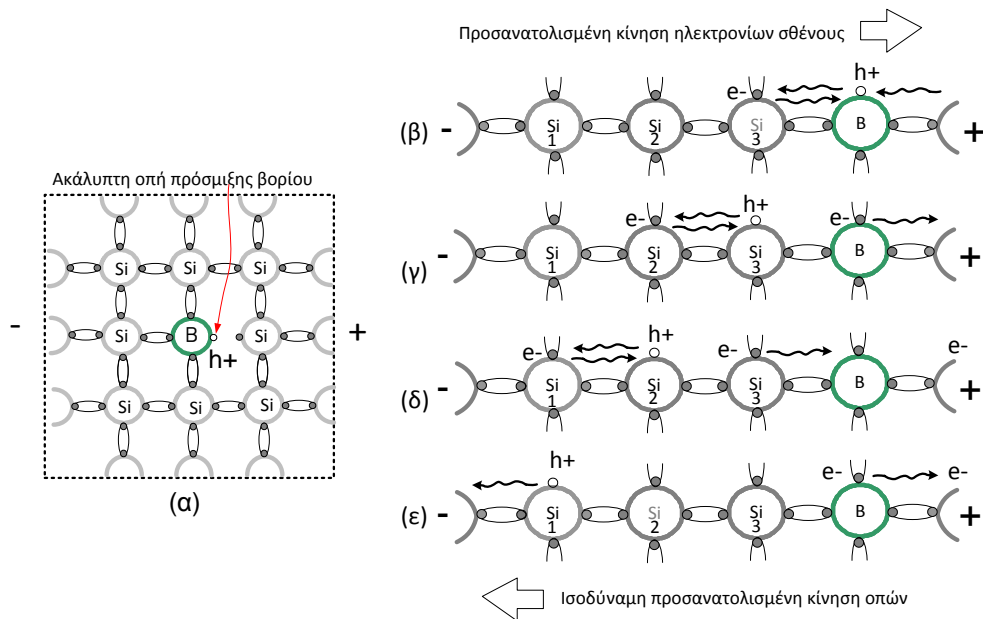
διαφορετικά άτομα από αυτά του καθαρού ημιαγωγού τα οποία εισέρχονται στο κρυσταλλικό πλέγμα κατά την διαδικασία ανάπτυξης του κρυστάλλου. Η συγκέντρωση καθώς και το είδος των ατόμων των προσμίξεων είναι τέτοιες ώστε να επηρεάζεται η δομή του κρυστάλλου. Τυπικές τιμές συγκέντρωσης προσμίξεων που χρησιμοποιούνται στις εφαρμογές είναι  $10^{15}$ - $10^{18}$  ανά  $\text{cm}^3$ .

Ας θεωρήσουμε την απλοποιημένη περίπτωση που ένα άτομο πυριτίου ενός καθαρού ημιαγωγού πυριτίου έχει αντικατασταθεί με ένα τρισθενές άτομο π.χ. Βόριο (B), όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 1-5α**. Τα τρία ηλεκτρόνια που βρίσκονται στην εξωτερική στοιβάδα του Βορίου έχουν δεσμευθεί από τρία γειτονικά άτομα πυριτίου και έχουν δημιουργηθεί τρεις ομοιοπολικοί δεσμοί. Δεν είναι δυνατό να δημιουργηθούν τέσσερις ομοιοπολικοί δεσμοί, όπως στον καθαρό ημιαγωγό πυριτίου, γιατί στο άτομο του Βορίου υπάρχει έλλειψη ενός ηλεκτρονίου για να γίνει αυτό.

Για θερμοκρασία  $T > T_0$  τα ηλεκτρόνια σθένους εύκολα μετακινούνται από γειτονικά άτομα πυριτίου καλύπτοντας την οπή στη ζώνη σθένους του Βορίου. Ήδη έχουμε αναφέρει ότι μια τέτοια μετακίνηση θα δημιουργήσει μια οπή στο άτομο από το οποίο έφυγε. Με αυτόν τον τρόπο έχουμε μια ισοδύναμη κίνηση οπής από το άτομο Βορίου σε κάποιο γειτονικό άτομο πυριτίου. Ας αναλύσουμε το παραπάνω φαινόμενο λίγο περισσότερο θεωρώντας τη μικρή περιοχή που βλέπουμε στο **Σχήμα 1-5β**, όπου ένα άτομο πυριτίου έχει αντικατασταθεί με ένα άτομο Βορίου. Αν εφαρμοστεί διαφορά δυναμικού στα άκρα του κρυστάλλου τότε ένα ηλεκτρόνιο σθένους από το διπλανό άτομο πυριτίου ( $\text{Si}_3$ ) μπορεί να καλύψει την οπή που υπάρχει στο άτομο του Βορίου. Έτσι, στο άτομο  $\text{Si}_3$  θα δημιουργηθεί μια οπή, **Σχήμα 1-5γ**. Στη συνέχεια η οπή στο  $\text{Si}_3$  μπορεί να καλυφθεί με ένα ηλεκτρόνιο σθένους από το διπλανό άτομο πυριτίου  $\text{Si}_2$ , **Σχήμα 1-5δ**, δημιουργώντας οπή στο τελευταίο. Η οπή που θα δημιουργηθεί στο  $\text{Si}_2$  μπορεί να καλυφθεί με ένα ηλεκτρόνιο σθένους από το άτομο πυριτίου  $\text{Si}_1$ , **Σχήμα 1-5ε**. Είναι προφανές ότι η μετακίνηση των ηλεκτρονίων σθένους και των αντίστοιχων οπών έχουν αντίθετες κατευθύνσεις.

Παρατηρούμε ότι είναι πιο βολικό να περιγραφεί η κίνηση μιας οπής παρά η διαδοχική κίνηση ενός μεγάλου αριθμού ηλεκτρονίων που μπορούν να καλύψουν μια οπή. Η οπές συμπεριφέρονται όπως τα ελεύθερα ηλεκτρόνια με την επιβολή εξωτερικής διαφοράς δυναμικού. Η κατεύθυνση της ισοδύναμης κίνησης των οπών καθώς αυτές πληρώνονται από ηλεκτρόνια είναι αντίθετη από αυτή των τελευταίων. Επομένως, η οπή είναι μια θεωρητική οντότητα αντίστοιχη με ένα σωματίδιο ίσης μάζας και αντίθετου φορτίου από το ηλεκτρόνιο. Η οντότητα της οπής συνεισφέρει στη ηλεκτρική αγωγιμότητα και αποτελεί το δεύτερο είδος φορέα αγωγιμότητας στους ημιαγωγούς. Συμπερασματικά οι οπές είναι μια υποθετική οντότητα η χρήση της οποίας όμως περιγράφει πιο κομψά την αγωγιμότητα των ημιαγωγών.

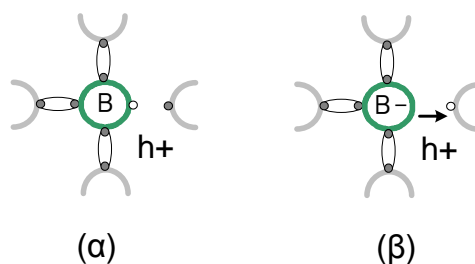
Το σημαντικό πλεονέκτημα της χρήσης προσμίξεων τρισθενών στοιχείων είναι ότι η δημιουργία οπής στη ζώνη σθένους δεν δημιουργεί ταυτόχρονα ηλεκτρόνιο στη ζώνη αγωγιμότητας όπως στην περίπτωση του καθαρού ημιαγωγού. Οπότε η πιθανότητα ανασύζευξης ηλεκτρονίου-οπής είναι πολύ μικρή και ο χρόνος ανασύζευξης θα είναι πολύ μεγάλος. Λόγω του θετικού τους φορτίου οι οπές θα κινηθούν από το θετικό προς το αρνητικό δυναμικό και η κίνηση της ισοδυναμεί με την κίνηση από άτομο σε άτομο ενός θετικού φορτίου.



Σχήμα 1-5 (α) Πρόσμιξη τρισθενούς στοιχείου Βορίου (B) σε καθαρό κρύσταλλο πυριτίου, (β-ε) κίνηση ηλεκτρονίων σθένους και ισοδύναμη κίνηση οπών.

### Ορισμός 1.1 Αποδέκτες ηλεκτρονίων (acceptors)

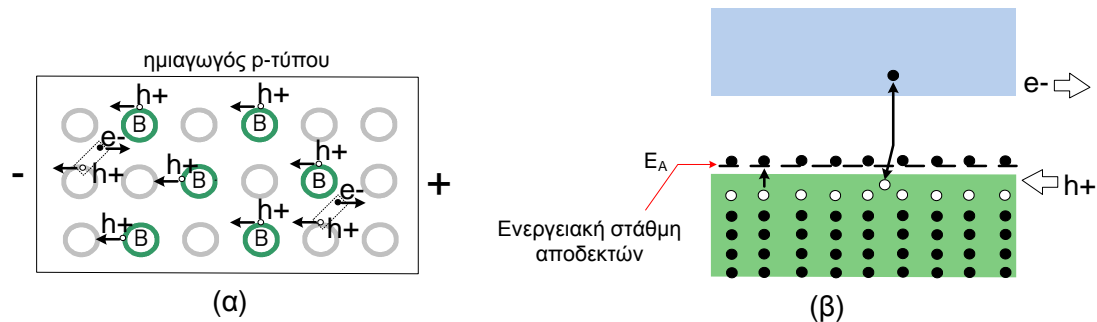
Στοιχεία τα οποία αν χρησιμοποιηθούν ως προσμίξεις σε ημιαγωγούς προσφέρουν οπές ή ελλείψεις ηλεκτρονίων στη ζώνη σθένους του κρυστάλλου ονομάζονται αποδέκτες ηλεκτρονίων. **Οι αποδέκτες μετατρέπονται σε αρνητικά φορτισμένα ιόντα όταν οι οπές μετακινηθούν σε γειτονικά άτομα.** Κατάλληλα στοιχεία προσμίξεων αποδεκτών στο πυρίτιο είναι τα τρισθενή στοιχεία B, Ga.



Σχήμα 1-6 α) Αποδέκτες ηλεκτρονίων β) αρνητικά ιόντα αποδεκτών στην περίπτωση μετακίνησης της οπής σε διπλανό άτομο.

Ας θεωρήσουμε ότι ένα καθαρός ημιαγωγού πυριτίου εμπλουτίζεται με **συγκέντρωση προσμίξεων αποδεκτών  $N_A$**  πχ Βορίου, όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 1-7α**. Η τυπική πυκνότητα ελεύθερων ηλεκτρονίων στα συνήθη μέταλλα είναι της τάξης  $10^{24}$  ανά  $\text{cm}^3$ . Κάθε άτομο Βορίου θα προσφέρει από μία ακάλυπτη οπή, πράγμα που σημαίνει ότι η συγκέντρωση της πρόσμιξης των αποδεκτών θα καθορίζει τη συγκέντρωση των οπών. Με εφαρμογή διαφοράς δυναμικού θα έχουμε προσανατολισμένη κίνηση όλου του πλήθους των οπών που προέρχονται από της προσμίξεις και αυξημένη ροή ρεύματος. Τα υπόλοιπα άτομα του ημιαγωγού, δηλαδή τα άτομα πυριτίου, συνεχίζουν να παράγουν ζεύγη ηλεκτρονίων-οπών αλλά λόγω

της ανασύζευξης η συγκέντρωσή τους θα είναι πολύ χαμηλή σε σχέση με τη συγκέντρωση των ελεύθερων ηλεκτρονίων που προέρχονται από τους αποδέκτες.



Σχήμα 1-7 α) προσανατολισμένη κίνηση φορέων σε ημιαγωγό  $p$ -τύπου και β) ζώνη αγωγιμότητας με χαμηλή συγκέντρωση ηλεκτρονίων και ζώνη σθένους με υψηλή συγκέντρωση οπών.

### Ορισμός 1.2 Ημιαγωγός τύπου $p$ ( $p$ type semiconductor)

Ημιαγωγός που έχει εμπλουτιστεί με προσμίξεις αποδεκτών ονομάζεται ημιαγωγός τύπου  $p$ . Σε έναν ημιαγωγό  $p$ -τύπου οι οπές αποτελούν τους κύριους φορείς του ηλεκτρικού ρεύματος, επειδή η συγκέντρωσή τους είναι πολύ μεγαλύτερη από τον αριθμό των ηλεκτρονίων της ζώνης αγωγιμότητας. Για αυτόν τον λόγο στους ημιαγωγούς  $p$ -τύπου οι οπές ονομάζονται **φορείς πλειονότητας** (*majority carriers*) ενώ τα ηλεκτρόνια ονομάζονται **φορείς μειονότητας** (*minority carriers*). Το είδος αυτό του ημιαγωγού συμβολίζεται με λατινικό "p" που προέρχεται από αγγλική λέξη "positive" δηλαδή θετικός, επειδή οι φορείς πλειονότητας θεωρείται ότι έχουν θετικό φορτίο.

Στο **Σχήμα 1-7β** βλέπουμε το ενεργειακό προφίλ ενός ημιαγωγού τύπου  $p$ . Η ενεργειακή στάθμη των αποδεκτών ηλεκτρονίων βρίσκεται πολύ κοντά στη ζώνη σθένους. Η ενεργειακή διαφορά από τη ζώνη σθένους είναι αρκετά μικρή σε κάποιες περιπτώσεις ίση με το  $1/20$  του ενεργειακού χάσματος. Για θερμοκρασία  $T > T_0$  τα ηλεκτρόνια σθένους εύκολα μπορούν να μεταπηδήσουν στη στάθμη των αποδεκτών ώστε να καλύψουν τις οπές στους αποδέκτες αφήνοντας όμως οπές στη ζώνη σθένους. Έτσι, η ζώνη σθένους περιλαμβάνει υψηλή συγκέντρωση οπών ενώ η ζώνη αγωγιμότητας θα περιλαμβάνει χαμηλή συγκέντρωση αδέσμευτων ηλεκτρονίων αποκλειστικά από τα άτομα του πυριτίου. Εξαιτίας αυτού η στάθμη Fermi βρίσκεται πιο κοντά στη ζώνη σθένους αφού η πιθανότητα να βρεθούν εκεί ηλεκτρόνια είναι αυξημένη σε σχέση με το να βρεθούν στη ζώνη αγωγιμότητας.

Εφαρμόζοντας της αρχή της ηλεκτρικής ουδετερότητας για τους ημιαγωγούς τύπου  $p$  θα έχουμε

$$p = N_A + n \quad \text{εξ. 1.3}$$

όπου  $N_A$  είναι η συγκέντρωση των αποδεκτών που έχουν διεγερθεί έχοντας φορτιστεί αρνητικά και  $p$ ,  $n$  είναι οι συγκεντρώσεις των οπών και ηλεκτρονίων που προέρχονται από άτομα προσμίξεων και ατόμων του πυριτίου. Η παραπάνω σχέση μας λέει ότι προσθήκη προσμίξεων με φορείς ενός είδους συνεπάγεται την μείωση

της συγκέντρωσης των φορέων του άλλου είδους. Άρα σε έναν ημιαγωγό τύπου p θα έχουμε προσεγγιστικά ότι:

$$p = N_A \quad \text{εξ. 1.4}$$

Χρησιμοποιώντας την παραπάνω σχέση και εξ. 1.2 θα έχουμε επίσης

$$n = \frac{n_i^2}{N_A} \quad \text{εξ. 1.5}$$

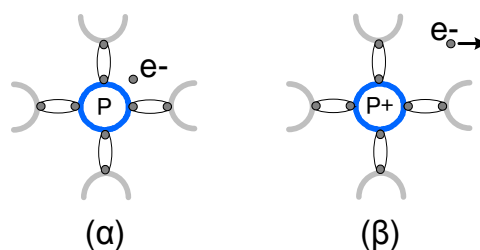
Είναι χαρακτηριστικό ότι η συγκέντρωση των προσμίξεων αποδεκτών θα καθορίζει τη συγκέντρωση των οπών ενώ η συγκέντρωση των ηλεκτρονίων θα έχει μειωθεί αισθητά.

### 1.3 Ημιαγωγός πυριτίου τύπου n

Ας θεωρήσουμε στο επόμενο παράδειγμα έναν ημιαγωγό πυριτίου με ένα άτομο πρόσμιξης πεντασθενούς στοιχείου π.χ. φωσφόρου (P), όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 1-8α** και στο **Σχήμα 1-9α**, το οποίο έχει πάρει τη θέση ενός ατόμου πυριτίου μέσα στο κρυσταλλικό πλέγμα. Το άτομο του φωσφόρου συνδέεται με τέσσερα γειτονικά άτομα πυριτίου συνάπτοντας τέσσερις ομοιοπολικούς δεσμούς. Έτσι, μόνο τα τέσσερα από τα πέντε ηλεκτρόνια του φωσφόρου είναι δεσμευμένα από τέσσερα γειτονικά άτομα πυριτίου συνεισφέροντας στη δημιουργία των ομοιοπολικών δεσμών. Το πέμπτο ηλεκτρόνιο που δεν συμμετέχει στους ομοιοπολικούς δεσμούς θα είναι αδέσμευτο και σε θερμοκρασίες  $T > T_0$  θα μεταπηδήσει στη ζώνη αγωγιμότητας του κρυστάλλου. Το σημαντικό της χρήσης προσμίξεων πεντασθενών στοιχείων είναι ότι το ηλεκτρόνιο φεύγοντας από το άτομο της πρόσμιξης δεν αφήνει έλλειψη ηλεκτρονίου στη ζώνη σθένους όπως στην περίπτωση του καθαρού ημιαγωγού πυριτίου. Οπότε η πιθανότητα ανασύζευξης ηλεκτρονίου-οπής είναι μικρή με αποτέλεσμα ο χρόνος ανασύζευξης να είναι αυξημένος.

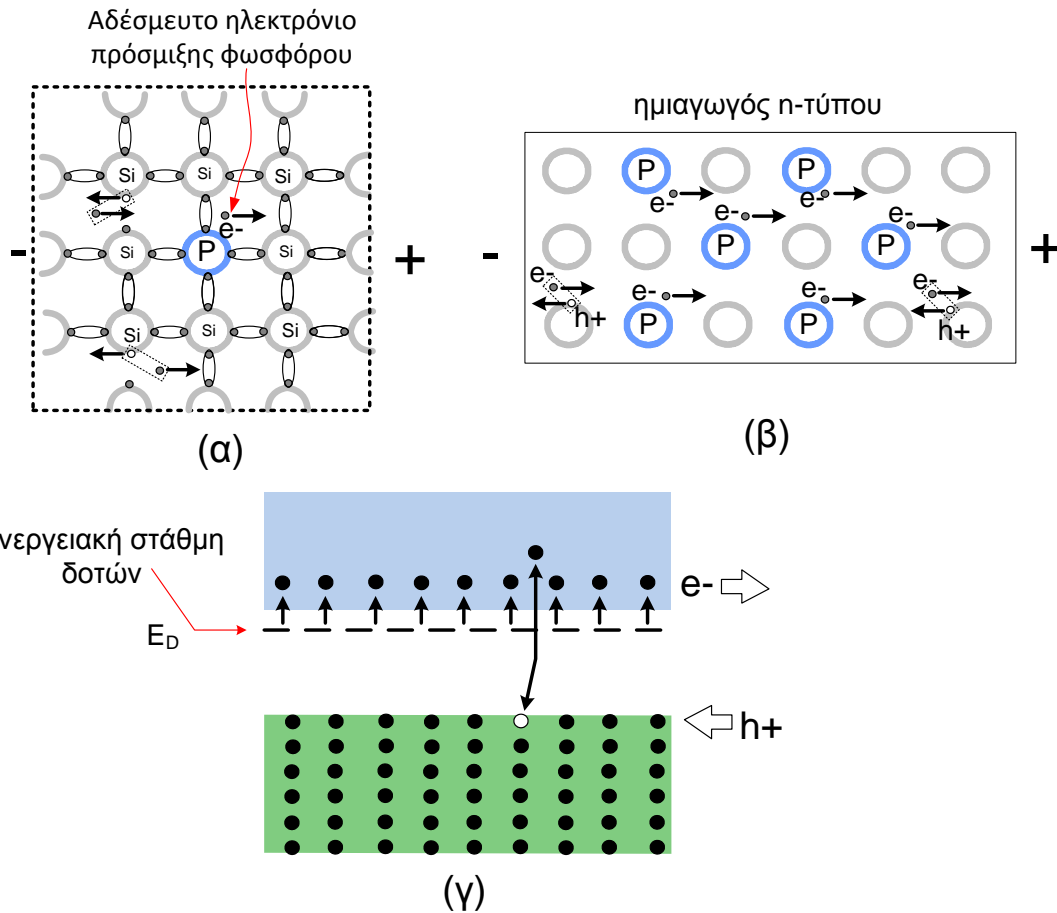
#### Ορισμός 1.3 Δότες ηλεκτρονίων (*donors*)

Τα στοιχεία τα οποία αν χρησιμοποιηθούν ως προσμίξεις σε ημιαγωγούς προσφέρουν αδέσμευτα ηλεκτρόνια στη ζώνη αγωγιμότητας του κρυστάλλου ονομάζονται δότες ηλεκτρονίων (*donors*). **Οι δότες μετατρέπονται σε θετικά φορτισμένα ιόντα όταν τα ηλεκτρόνια αγωγιμότητα απομακρυνθούν.** Κατάλληλα στοιχεία δοτών είναι τα πεντασθενή στοιχεία φωσφόρου (P) και αρσενικού (As).



Σχήμα 1-8 α) Δότες ηλεκτρονίων β) θετικά ιόντα δοτών κατά τη μετακίνηση του ηλεκτρονίου αγωγιμότητας.





Σχήμα 1-9 α) Πρόσμιξη πεντασθενούς στοιχείου (φωσφόρου P) σε καθαρό κρύσταλλο πυριτίου β) προσανατολισμένη κίνηση φορέων σε ημιαγωγό n-τύπου γ) ζώνη αγωγιμότητας με μεγάλη συγκέντρωση ηλεκτρονίων και ζώνη σθένους με χαμηλή συγκέντρωση οπών.

Ας θεωρήσουμε ότι ένα καθαρός ημιαγωγού πυριτίου εμπλουτίζεται με συγκέντρωση προσμίξεων δοτών πχ φώσφορο, όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 1-9β**. Κάθε άτομο φωσφόρου θα προσφέρει από ένα αδέσμευτο ηλεκτρόνιο, οπότε η συγκέντρωση των ατόμων της πρόσμιξης των δοτών θα καθορίζει την συγκέντρωση των ελεύθερων ηλεκτρονίων. Αυτό σημαίνει ότι με επιβολή διαφοράς δυναμικού θα έχουμε προσανατολισμένη κίνηση όλου του πλήθους των αδέσμευτων ηλεκτρονίων των προσμίξεων και προφανώς αυξημένη ροή ρεύματος. Τα υπόλοιπα άτομα του ημιαγωγού, δηλαδή τα άτομα πυριτίου, θα συνεχίσουν να παράγουν ζεύγη ηλεκτρονίων-οπών αλλά λόγω της ανασύζευξης η συγκέντρωσή τους θα είναι χαμηλότερη σε σχέση με τη συγκέντρωση των ελευθέρων ηλεκτρονίων που προέρχονται από τους δότες.

#### Ορισμός 1.4 Ημιαγωγός n-τύπου

Κρύσταλλος ημιαγωγού που έχει εμπλουτιστεί με προσμίξεις δοτών ηλεκτρονίων ονομάζεται ημιαγωγός n-τύπου (*n-type semiconductor*). Σε έναν ημιαγωγό n-τύπου τα ηλεκτρόνια αποτελούν τον κύριο φορέα του ηλεκτρικού ρεύματος. Επειδή ο αριθμός των ηλεκτρονίων είναι πολύ μεγαλύτερος από τον αριθμό των οπών τα ηλεκτρόνια θα είναι οι **φορείς πλειονότητας** ενώ οι οπές οι **φορείς μειονότητας**. Το είδος αυτό του ημιαγωγού συμβολίζεται με λατινικό "n" που

προέρχεται από αγγλική λέξη “negative” δηλαδή αρνητικός, επειδή οι φορείς πλειονότητας έχουν αρνητικό φορτίο.

Στο **Σχήμα 1-9γ** βλέπουμε το ενεργειακό προφίλ ενός ημιαγωγού τύπου n. Η ενεργειακή στάθμη των δοτών ηλεκτρονίων βρίσκεται πολύ κοντά στην ζώνη αγωγιμότητας. Για θερμοκρασία  $T > T_0$  όλα τα ηλεκτρόνια των προσμίξεων μεταπηδούν στη ζώνη αγωγιμότητας. Εξαιτίας αυτού η στάθμη Fermi βρίσκεται πιο κοντά στη ζώνη αγωγιμότητας αφού η πιθανότητα να βρεθούν εκεί ηλεκτρόνια είναι αυξημένη σχέση με το να βρεθούν στη ζώνη σθένους.

Εφαρμόζοντας της αρχή της ηλεκτρικής ουδετερότητας για τους ημιαγωγούς τύπου n θα έχουμε

$$N_D + p = n \quad \text{εξ. 1.6}$$

όπου  $N_D$  είναι η συγκέντρωση των προσμίξεων δοτών που έχουν διεγερθεί έχοντας φορτιστεί θετικά και  $p$ ,  $n$  είναι οι συγκεντρώσεις των οπών και ηλεκτρονίων που προέρχονται από άτομα προσμίξεων και ατόμων του πυριτίου. Η προσθήκη προσμίξεων δοτών συνεπάγεται την μείωση της συγκέντρωσης των οπών. Άρα σε έναν ημιαγωγό τύπου n θα έχουμε προσεγγιστικά ότι:

$$n = N_D \quad \text{εξ. 1.7}$$

Χρησιμοποιώντας την παραπάνω σχέση και εξ. 1.2 θα έχουμε επίσης

$$p = \frac{n_i^2}{N_D} \quad \text{εξ. 1.8}$$

Είναι χαρακτηριστικό ότι η συγκέντρωση των προσμίξεων δοτών θα καθορίζει τη συγκέντρωση των ηλεκτρονίων ενώ η συγκέντρωση των οπών θα έχει μειωθεί αισθητά.

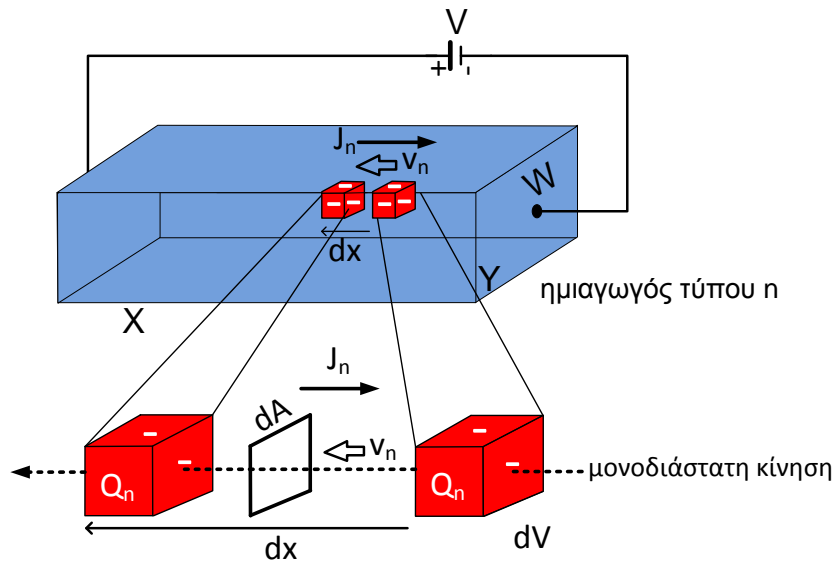
#### 1.4 Ρεύμα ολίσθησης ημιαγωγών

Στους ημιαγωγούς όπως αναλύσαμε η συγκέντρωση των ελεύθερων φορέων, ηλεκτρονίων και οπών καθορίζεται από τη συγκέντρωση των προσμίξεων. Με την εφαρμογή διαφοράς δυναμικού η άτακτη κίνηση των φορέων μετατρέπεται σε προσανατολισμένη με αποτέλεσμα την εμφάνιση ηλεκτρικού ρεύματος.

Έστω ένας στοιχειώδης όγκος  $dV$  ενός ημιαγωγού τύπου n, όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 1-10**, που περιλαμβάνει έναν αριθμό ελεύθερων ηλεκτρονίων. Η θερμοκρασία είναι τέτοια ώστε όλα τα ηλεκτρόνια των προσμίξεων έχουν αποδεσμευτεί και έτσι η συγκέντρωση των ελεύθερων ηλεκτρονίων ισούται με τη συγκέντρωση των προσμίξεων  $N_D$  του δότη. Η συγκέντρωση των ελεύθερων ηλεκτρονίων  $n$  θα δίνεται από την **εξ. 1.7**. Αν  $q$  είναι το φορτίο των ηλεκτρονίων τότε η πυκνότητα των φορτίων  $Q_n$ , θα είναι

$$Q_n = -nq \quad [\text{Cb} / \text{cm}^3] \quad \text{εξ. 1.9}$$

Το αρνητικό πρόσημο έχει εισαχθεί λόγω του αρνητικού πρόσημου του φορτίων των ηλεκτρονίων. Αν εφαρμοστεί διαφορά δυναμικού μεταξύ των άκρων του κρυστάλλου, **Σχήμα 1-10**, τότε το φορτίο  $Q_n$  θα κινηθεί μονοδιάστατα σε μια απόσταση  $dx$  με μια **μέση ταχύτητα**  $v_n$  διερχόμενο μέσα από τη στοιχειώδη επιφάνεια  $dA$ , **Σχήμα 1-10**.



Σχήμα 1-10 Προσανατολισμένη κίνηση φορτίων που βρίσκονται εντός μοναδιαίου όγκου και μονοδιάστατη κίνηση φορτίων.

### Ορισμός 1.5 Πυκνότητα ρεύματος ολίσθησης (drift current density)

Η πυκνότητα ρεύματος ολίσθησης ηλεκτρονίων  $J_n$  είναι το ρεύμα που προκαλείται από την μονοδιάστατη κίνηση φορτίου ίσο με  $Q_n$  εξαιτίας εφαρμοζόμενης διαφοράς δυναμικού. Η πυκνότητα ρεύματος των ηλεκτρονίων σε ημιαγωγό με συγκέντρωση προσμίξεων δοτών  $N_D$  ορίζεται ως

$$J_n = Q_n v_n = N_D q v_n \quad \text{εξ. 1.10}$$

όπου  $v_n$  [cm/sec] ορίζεται ως η ταχύτητα ολίσθησης των ηλεκτρονίων. Οι μονάδες της πυκνότητας ρεύματος των ηλεκτρονίων είναι  $(\text{Cb}/\text{cm}^3)(\text{cm}/\text{sec}) = \text{A}/\text{cm}^2$ . Αντίστοιχα, η πυκνότητα ρεύματος ολίσθησης οπών  $J_p$  σε ημιαγωγό τύπου p με συγκέντρωση προσμίξεων αποδεκτών  $N_A$  θα είναι

$$J_p = Q_p v_p = N_A q v_p \quad \text{εξ. 1.11}$$

όπου  $v_p$  ορίζεται ως η ταχύτητα ολίσθησης των οπών. Από τις παραπάνω εξισώσεις είναι προφανές ότι η πυκνότητα ρεύματος ενός ημιαγωγού είναι ανάλογη της συγκέντρωσης των προσμίξεων γεγονός ιδιαίτερος σημαντικό γιατί καθορίζοντας την συγκέντρωση των προσμίξεων καθορίζεται η αγωγιμότητα του ημιαγωγού. Για λόγους απλότητας έχουμε θεωρήσει ομοιογενή ημιαγωγό και σταθερή ταχύτητα ολίσθησης μέσα στον ημιαγωγό. Περισσότερα επί αυτού στην **Παρατήρηση 1.2** και **Παρατήρηση 1.3**.

### Ορισμός 1.6 Φορά ρεύματος ηλεκτρονίων και οπών

Κατά σύμβαση, η φορά της πυκνότητας ρεύματος έχει την αντίθετη φορά από αυτή της προσανατολισμένης κίνησης των ηλεκτρονίων εξαιτίας τους αρνητικού φορτίου τους. Επειδή το φορτίο των οπών είναι θετικό κατά σύμβαση η φορά της πυκνότητας ρεύματος και η φορά της προσανατολισμένης κίνησης των οπών είναι η ίδια.

Επεκτείνοντας την παραπάνω θεώρηση μπορούμε να υπολογίσουμε το ηλεκτρικό ρεύμα που διέρχεται μέσα από την συνολική διατομή  $A=W \cdot Y$  του ημιαγωγού, όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 1-11α**. Έτσι, αν πολλαπλασιάσουμε την πυκνότητα ρεύματος ηλεκτρονίων  $J_n$  με τη διατομή  $A$  [ $m^2$ ] τότε μπορούμε να υπολογίσουμε το ρεύμα που θα διαρρέει τον ημιαγωγό. Στη περίπτωση ημιαγωγού τύπου  $n$  όπως βλέπουμε **Σχήμα 1-11β**, ισχύουν τα αντίστοιχα με την μόνη διαφορά ότι το ρεύμα των οπών έχει την ίδια φορά που έχουν οι οπές.

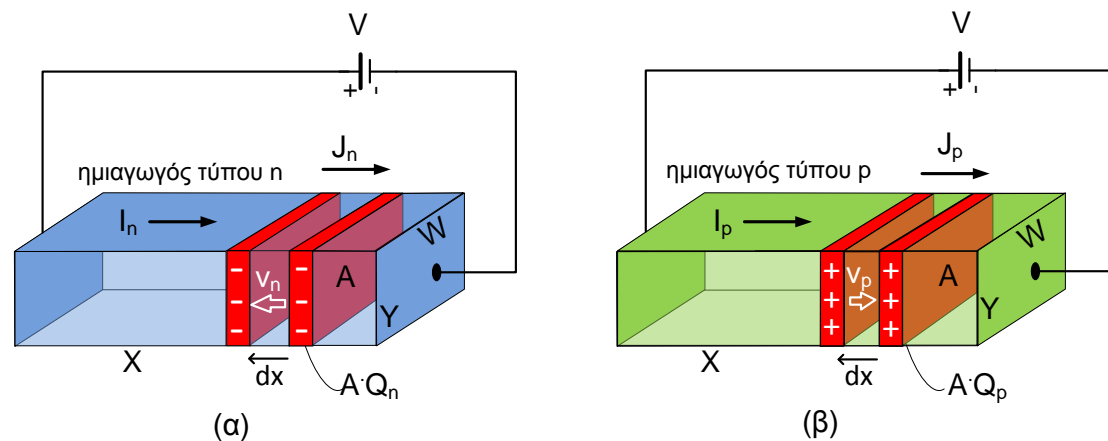
**Ορισμός 1.7** Ρεύμα ολίσθησης ηλεκτρονίων και οπών (*electrons drift current*)

Το ηλεκτρικό ρεύμα των ηλεκτρονίων  $I_n$  εξαιτίας εφαρμοζόμενης διαφοράς δυναμικού ονομάζεται ρεύμα ολίσθησης ηλεκτρονίων και δίνεται από την σχέση

$$I_n = A J_n = A N_D q v_n \quad \text{εξ. 1.12}$$

Αντίστοιχα το ρεύμα ολίσθησης οπών  $I_p$  δίνεται από την σχέση

$$I_p = A J_p = A N_A q v_p \quad \text{εξ. 1.13}$$



Σχήμα 1-11 (α) Ρεύμα ηλεκτρονίων ημιαγωγού τύπου  $n$  και (β) ρεύμα οπών ημιαγωγού τύπου  $p$ .

**Παρατήρηση 1.1** Συνολικό ρεύμα ολίσθησης

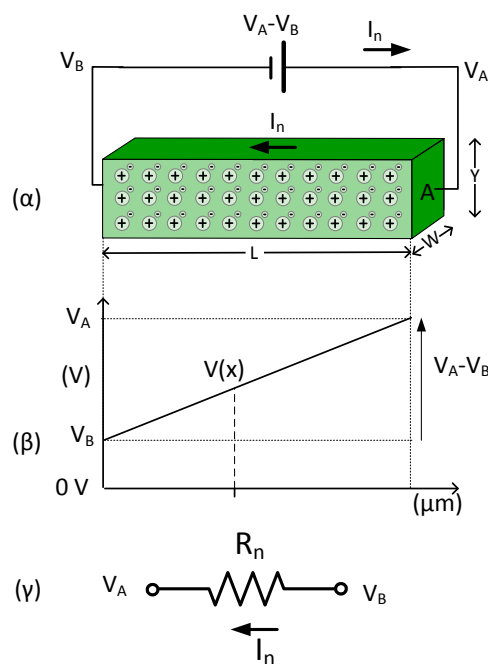
Σε έναν ημιαγωγό αν λάβουμε υπόψη και τους δύο φορείς ηλεκτρισμού το συνολικό ρεύμα ολίσθησης δίνεται από την επόμενη σχέση

$$I = A(J_n + J_p) = A(Q_n v_n + Q_p v_p) \quad \text{εξ. 1.14}$$

Για έναν ημιαγωγού τύπου  $n$  ισχύει ότι  $Q_n \gg Q_p$  και το ρεύμα προσεγγίζεται από την **εξ. 1.12**. Αντίστοιχα, για ημιαγωγό τύπου  $p$  επειδή  $Q_p \gg Q_n$  το ρεύμα προσεγγίζεται από την **εξ. 1.13**. Και στις δυο περιπτώσεις το ρεύμα ενός κρυστάλλου ημιαγωγού θα είναι το άθροισμα των ρευμάτων των ηλεκτρονίων και οπών απλά υπερτερεί εκείνο που αντιστοιχεί στους φορείς πλειονότητας.

## 1.5 Αντίσταση και αγωγιμότητα ημιαγωγών

Σε αυτή τη παράγραφο θα προσδιορίσουμε την αντίσταση και αγωγιμότητα ομοιογενών ημιαγωγών. Έστω ομοιογενής κρυστάλλος ημιαγωγού τύπου  $n$  με διαστάσεις: πλάτος  $W$ , μήκος  $L$  και πάχος  $Y$ , η πυκνότητα φορτίου ηλεκτρονίων  $Q_n$  είναι σταθερή σε όλο τον όγκο του, **Σχήμα 1-12α**.



Σχήμα 1-12 (α) Ομοιογενής ημιαγωγός τύπου  $n$  (β) δυναμικό  $V(x)$  κατά μήκος του σώματος του ημιαγωγού (γ) σύμβολο αντίστασης ημιαγωγού.

Στα άκρα του κρυστάλλου εφαρμόζεται διαφορά δυναμικού  $V_{AB} = V_A - V_B$  όπου οι δύο τάσεις  $V_A$  και  $V_B$  έχουν αναφορά το μηδέν (γείωση). Η ταχύτητα ολίσθησης των ηλεκτρονίων είναι ανάλογη του ηλεκτρικού πεδίου  $E$  και δίνεται από την επόμενη σχέση:

$$v_n = \mu_n E \quad [\text{m/sec}] \quad \text{εξ. 1.15}$$

όπου  $\mu_n$  ονομάζεται η ευκινησία των ηλεκτρονίων. Στους ημιαγωγούς Si και Ge οι ευκινησίες των ηλεκτρονίων και των οπών είναι αντίστοιχα 0.13 και 0.05  $\text{m}^2/\text{V}\cdot\text{s}$  για το Si, και 0.38 και 0.18  $\text{m}^2/\text{V}\cdot\text{s}$  για το Ge. Το μέτρο του ηλεκτρικού πεδίου δίνεται από την εξίσωση

$$E = \frac{dV}{dx} \quad [\text{V/m}] \quad \text{εξ. 1.16}$$

ή

$$dV = E dx \quad [\text{V}] \quad \text{εξ. 1.17}$$

Με βάση τις εξ. 1.12, εξ. 1.15 και εξ. 1.16, το ρεύμα ολίσθησης  $I_{drift-n}$  των ηλεκτρονίων θα είναι

$$I_{drift-n} = I_n = A \cdot J_n = (W \cdot Y) \cdot Q_n \mu_n \frac{dV}{dx} \quad [\text{A}] \quad \text{εξ. 1.18}$$

Επειδή ο κρύσταλλος είναι ομοιογενής το ηλεκτρικό πεδίο θα είναι σταθερό σε όλο το μήκος του κρυστάλλου. Τότε, με βάση την **εξ. 1.17**, η διαφορά δυναμικού θα αυξάνεται με γραμμικό τρόπο όσο απομακρυνόμαστε από το σημείο B προς το σημείο A, **Σχήμα 1-12β**. Έτσι, για μεταβολή  $dx=L$  η διαφορά δυναμικού θα γίνει  $dV=V_A-V_B$ . Με βάση τα παραπάνω και την εξ. 1.18 το ρεύμα θα δίνεται

$$I_n = \frac{W \cdot Y}{L} \cdot Q_n \mu_n (V_A - V_B) \quad \text{εξ. 1.19}$$

Το ρεύμα θα είναι ανάλογο της διαφορά δυναμικού που εφαρμόζεται στα άκρα του κρυστάλλου. Με βάση τον νόμο του Ohm θα έχουμε ότι η αντίσταση  $R_n$  που θα εμφανίζει ένας ημιαγωγός τύπου  $n$  μεταξύ των δύο σημείων A και B θα δίνεται από την επόμενη εξίσωση:

$$R_n = \frac{V_A - V_B}{I_n} = \frac{L}{W \cdot Y} \frac{1}{N_D q \mu_n} \quad \text{εξ. 1.20}$$

Για σταθερές διαστάσεις η αντίσταση του ημιαγωγού είναι αντίστροφα ανάλογη του αριθμού των φορτίων ή της συγκέντρωσης των προσμίξεων  $N_D$ . Προφανώς τα αντίστοιχα ισχύουν για ένα κομμάτι κρυστάλλου ημιαγωγού τύπου  $p$ , δηλ.:

$$R_p = \frac{V_A - V_B}{I_p} = \frac{L}{W \cdot Y} \frac{1}{Q_p \mu_p} \quad [\Omega = \text{V/A}] \quad \text{εξ. 1.21}$$

Τέλος, για ημιαγωγό που ενδέχεται να περιλαμβάνει οπές και ηλεκτρόνια σε ικανή συγκέντρωση η αντίσταση θα δίνεται από την επόμενη γενική εξίσωση

$$R = \frac{V_A - V_B}{I} = \frac{L}{W \cdot Y} \frac{1}{(Q_n \mu_n + Q_p \mu_p)} \quad \text{εξ. 1.22}$$

Σε πολλές περιπτώσεις μας ενδιαφέρει η αγωγιμότητα που παρουσιάζει ένας ημιαγωγός. Η αγωγιμότητα ενός ημιαγωγού η οποία ορίζεται σαν το αντίστροφο της αντίστασης δίνεται από την επόμενη γενική εξίσωση

$$\sigma = \frac{1}{R} = \frac{W \cdot Y}{L} (Q_n \mu_n + Q_p \mu_p) \quad \text{εξ. 1.23}$$

## 1.6 Δίοδος επαφής pn

Ας θεωρήσουμε αρχικά ότι δύο ημιαγωγοί τύπου n και p έρχονται σε επαφή ώστε να δημιουργηθεί ένας ενιαίος κρύσταλλος, όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 1-13α**. Η επαφή αυτή των δύο ημιαγωγών ονομάζεται *pn* επαφή (*pn junction*). Να σημειωθεί ότι στο **Σχήμα 1-13α** παρουσιάζονται μόνο τα ιόντα των προσμίξεων και οι φορείς πλειονότητας κάθε περιοχής. Έχει θεωρηθεί επίσης ότι ο κρύσταλλος βρίσκεται σε θερμοκρασία  $T > T_0$  ώστε όλα τα ηλεκτρόνια έχουν αποδεσμευτεί από τα αντίστοιχα μητρικά άτομα προσμίξεων.

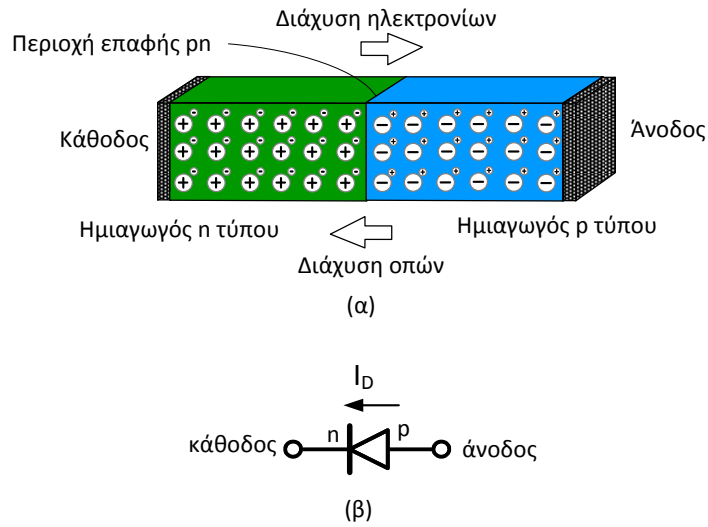
---

### Ορισμός 1.8 Δίοδος επαφής pn

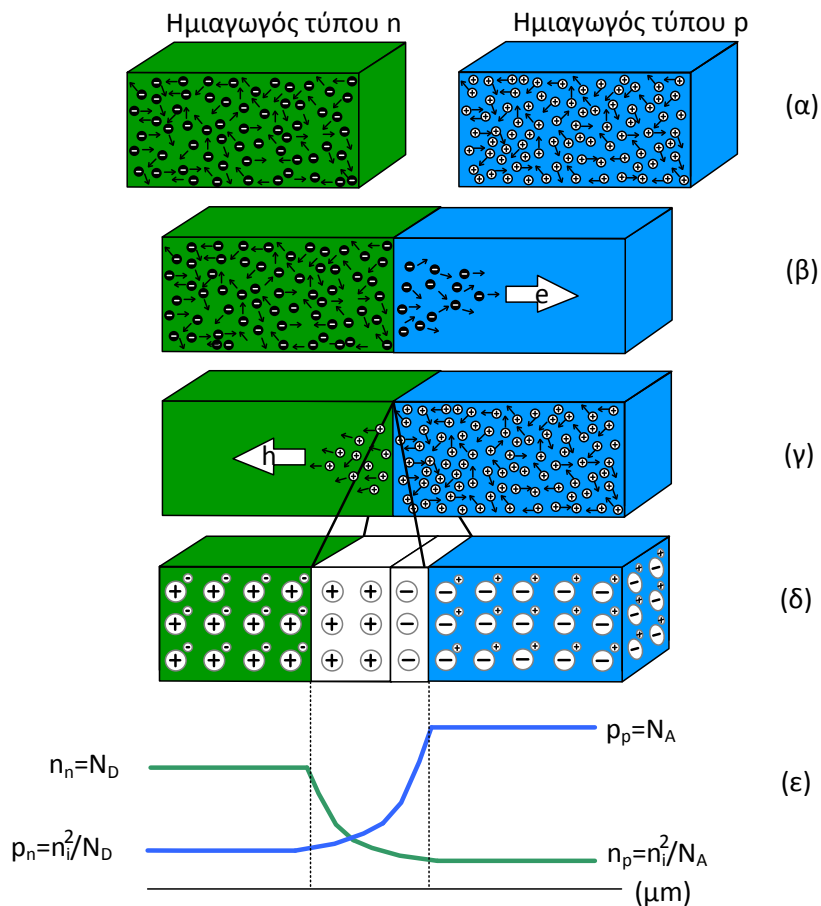
Η κρυσταλλική δομή της επαφής *pn* δύο ημιαγωγικών κρυστάλλων πυριτίου *p* και *n* τύπου αποτελεί τη δίοδο πυριτίου. Η δομή της διόδου αποτελείται από την περιοχή ημιαγωγού τύπου *p* ονομάζεται “άνοδος” και την περιοχή τύπου *n* που ονομάζεται “κάθοδος” της διόδου. Το κυκλωματικό σύμβολο της διόδου παρουσιάζεται στο **Σχήμα 1-13β**. Περισσότερα για την προέλευση της ονομασίας της διόδου στην **Παρατήρηση 1.1**.

Σε κάθε τύπο ημιαγωγού, οι αντίστοιχοι φορείς ηλεκτρόνια και οπές, απωθούνται μεταξύ τους επειδή φέρουν ομώνυμο φορτίο. Στο **Σχήμα 1-14α** πώς λόγω των μεταξύ τους απώσεων το ηλεκτρόνιο φαίνεται να απομακρύνεται το ένα από το άλλο και να καταλαμβάνουν ολόκληρο τον όγκο του ημιαγωγού τύπου *n*. Στο ίδιο σχήμα φαίνεται ότι οι οπές τείνουν να καταλάβουν τον όγκο του ημιαγωγού τύπου *p*. Όταν έρθουν σε επαφή μεταξύ τους τότε ακριβώς στην **πολύ στενή της περιοχή της επαφής** λαμβάνει χώρα το φαινόμενο της διάχυσης των φορέων πλειονότητας της μιας περιοχής μέσα στην άλλη. Οι φορείς πλειονότητας της κάθε περιοχής διεισδύουν στην άλλη και προσπαθούν να γεμίσουν όλο τον όγκο της.

Τα ηλεκτρόνια που αποτελούν τους φορείς πλειονότητας της περιοχής τύπου *n* διαχέονται στην περιοχή τύπου *p* μέσω της *pn* επαφής, **Σχήμα 1-14β**. Έτσι, θα αφήνουν θετικά φορτισμένα τα άτομα του δότη που θα αποτελέσουν τα θετικά ακίνητα ιόντα της περιοχής τύπου *n*. Στην περιοχή τύπου *p* θα έχουμε την επανασύζευξη των ηλεκτρονίων που διαχέονται από την περιοχή *n* με τις οπές (φορείς πλειονότητας) της περιοχής *p*. Αυτό οδηγεί στο αποτέλεσμα τα άτομα του αποδέκτη να μένουν αρνητικά φορτισμένα και να αποτελούν τα αρνητικά ακίνητα ιόντα του κρυσταλλικού πλέγματος της περιοχής τύπου *p*, **Σχήμα 1-14δ**. Άρα, η διάχυση των ηλεκτρονίων στην περιοχή τύπου *p* έχει δύο συνέπειες α) την εμφάνιση θετικών ακίνητων ιόντων στην περιοχή τύπου *n* και την εμφάνιση αρνητικών ακίνητων ιόντων στη περιοχή τύπου *p* και β) λόγω επανασύζευξης το φορτίο των ηλεκτρονίων εξουδετερώνει το φορτίο των οπών στην περιοχή της επαφής.



Σχήμα 1-13 (α) Δομή διόδου επαφής pn β) κυκλωματικό σύμβολο διόδου



Σχήμα 1-14 α) Ηλεκτρόνια σε ημιαγωγό τύπου n και οπές σε ημιαγωγό τύπου p β) διάχυση ηλεκτρονίων από ημιαγωγό τύπου n σε ημιαγωγό τύπου p γ) διάχυση οπών από ημιαγωγό τύπου p σε ημιαγωγό τύπου n δ) εμφάνιση της περιοχής απογύμνωσης και ε) συγκεντρώσεις ηλεκτρονίων και οπών σε σχέση με την απόσταση.



Ταυτόχρονα, οι οπές που αποτελούν τους φορείς πλειονότητας της περιοχής τύπου  $p$  διαχέονται στην περιοχή τύπου  $n$  μέσω της επαφής, **Σχήμα 1-14γ**. Έτσι, θα αφήνουν αρνητικά φορτισμένα τα άτομα του αποδέκτη που θα αποτελέσουν τα αρνητικά ακίνητα ιόντα της περιοχής τύπου  $p$ . Στη περιοχή τύπου  $n$  θα έχουμε αντίστοιχα την επανασύζευξη των οπών που διαχέονται στην περιοχή τύπου  $n$  με τα ηλεκτρόνια (φορείς πλειονότητας) της περιοχής  $n$ . Έτσι, τα άτομα του δότη θα μένουν θετικά φορτισμένα και θα αποτελούν τα θετικά ακίνητα ιόντα της περιοχής τύπου  $n$ , **Σχήμα 1-14δ**. Άρα, και η διάχυση των οπών στην περιοχή τύπου  $n$  θα έχει της ίδιες συνέπειες με αυτές της διάχυσης των ηλεκτρονίων στην περιοχή τύπου  $p$ . Η ενιαία περιοχή που αποτελείται μόνο από ακίνητα φορτισμένα ιόντα ονομάζεται **περιοχή φορτίων χώρου** (*space-charge region*) ή **περιοχή απογύμνωσης φορέων** (*depletion region*).

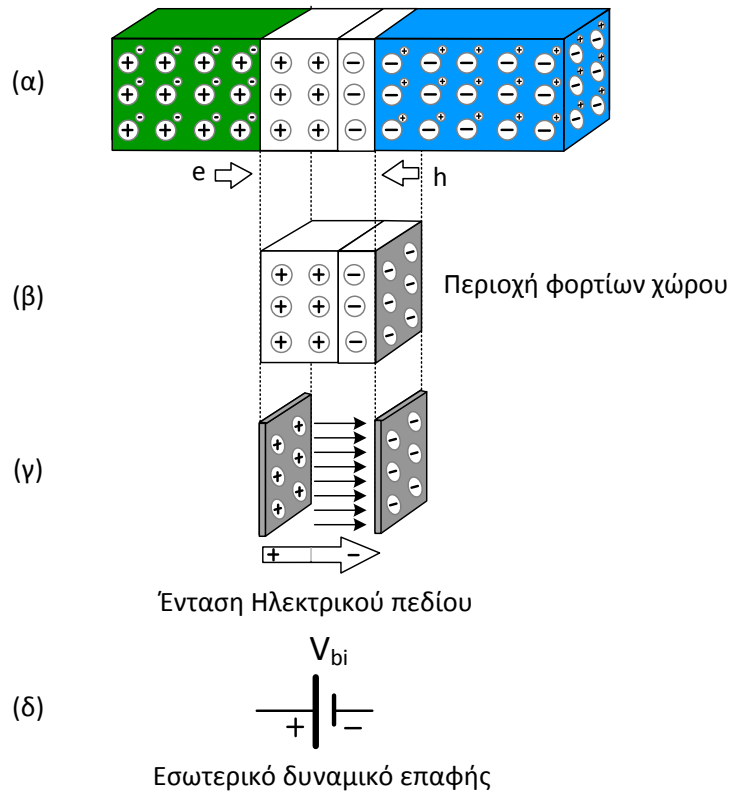
Είναι σημαντικό να σημειωθεί ότι τα παραπάνω λαμβάνουν χώρα σε μια πολύ στενή περιοχή εκατέρωθεν της επαφής  $pn$ . Τυπικές τιμές μήκους περιοχής απογύμνωσης είναι  $0.5\mu\text{m}$  για  $\text{Si}$  και  $0.23\mu\text{m}$  για  $\text{Ge}$ . Το μήκος διάχυσης των φορέων πλειονότητας στη άλλη περιοχή είναι ανάλογο της συγκέντρωσης τους. Έτσι, στο **Σχήμα 1-14δ** η περιοχή τύπου  $p$  έχει υψηλότερη συγκέντρωση προσμίξεων άρα και οπών σε σχέση με την συγκέντρωση των ηλεκτρονίων της περιοχής τύπου  $n$ . Αυτό θα έχει σαν αποτέλεσμα οι οπές να διεισδύουν σε μεγαλύτερο βάθος στην περιοχή τύπου  $n$  από ότι τα ηλεκτρόνια διεισδύουν στην περιοχή τύπου  $p$ . Έτσι, όπως φαίνεται στο **Σχήμα 1-14δ**, το βάθος των φορτίων χώρου στην περιοχή τύπου  $n$  είναι μεγαλύτερο από ότι το βάθος των φορτίων χώρου στην περιοχή τύπου  $p$ . Στο **Σχήμα 1-14ε**, η συγκέντρωση των ηλεκτρονίων στην περιοχή τύπου  $n$  είναι ίση με  $n_n$  και μειώνεται εκθετικά με την απόσταση μέχρι να γίνει ίση με την συγκέντρωση των ηλεκτρονίων  $n_p$  (φορείς μειονότητας) στην περιοχή τύπου  $p$ . Αντίστοιχα στο ίδιο σχήμα, η συγκέντρωση των οπών στην περιοχή τύπου  $p$  είναι ίση με  $p_p$  και μειώνεται εκθετικά με την απόσταση μέχρι να γίνει ίση με την συγκέντρωση των οπών  $p_n$  (φορείς μειονότητας) στην περιοχή τύπου  $n$ .

## 1.7 Ρεύμα διάχυσης και φράγμα δυναμικού

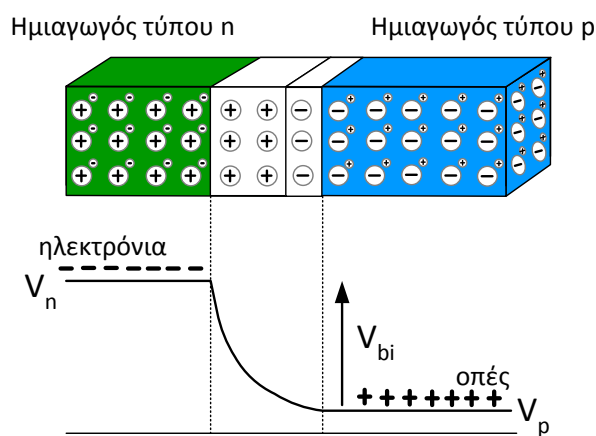
Όταν αποκατασταθεί η ισορροπία στον κρύσταλλο και σταματήσει η διάχυση των φορέων πλειονότητας τότε λόγω των φορτίων χώρου που συσσωρεύονται εκατέρωθεν της  $pn$  επαφής, **Σχήμα 1-15β**, εμφανίζεται ηλεκτρικό πεδίο  $E$  με κατεύθυνση από την περιοχή τύπου  $n$  στην περιοχή τύπου  $p$ , **Σχήμα 1-15γ**. Έτσι, κατά μήκος της επαφής  $pn$  απογύμνωσης δημιουργείται μια διαφορά δυναμικού που ονομάζεται εσωτερικό δυναμικό επαφής ή φράγμα δυναμικού (*built-in potential*)  $V_{bi}$ , **Σχήμα 1-15δ**. Το φράγμα δυναμικού  $V_{bi}$  ουσιαστικά δημιουργεί εμπόδιο στη διέλευση των φορέων πλειονότητας μέσα από την επαφή  $pn$ . Με άλλα λόγια η διάχυση των φορέων πλειονότητας από την μια περιοχή στην άλλη 'κτίζει' ένα φράγμα δυναμικού στην περιοχή απογύμνωσης.

Όσο η διάχυση των φορέων πλειονότητας συνεχίζεται τόσο το φράγμα δυναμικού αυξάνει εμποδίζοντας την διαδικασία διάχυσης. Όταν το "ύψος" του φράγματος δυναμικού φτάσει σε ένα όριο, το οποίο είναι το εσωτερικό δυναμικό της επαφής  $V_{bi}$ , τότε το φαινόμενο της διάχυσης σταματάει και η δομή έρχεται σε ισορροπία. Στο **Σχήμα 1-16** βλέπουμε τον κρύσταλλο του ημιαγωγού σε ισορροπία όπου οι οπές και τα ηλεκτρόνια παραμένουν στην περιοχές που αποτελούν του

φορείς πλειονότητας εξαιτίας του φράγματος δυναμικού που έχει δημιουργηθεί. Για να μπορέσει πλέον μια οπή να διέλθει από την περιοχή τύπου p μέσω της περιοχής φορτίων χώρου στην περιοχή τύπου n θα πρέπει να αποκτήσει ενέργεια μεγαλύτερη από το  $qV_{bi}$  όπου  $q$  θυμίζουμε είναι το φορτίο του ηλεκτρονίου. Αντίστοιχα, για να μπορέσει ένα ηλεκτρόνιο να περάσει από την περιοχή φορτίων χώρου θα πρέπει να αποκτήσει ενέργεια μεγαλύτερη από το  $q_e V_{bi}$ .



Σχήμα 1-15 (α) Δημιουργία επαφής  $pn$  (β) περιοχή φορτίων χώρου (γ) περιοχή απογύμνωσης και (δ) ισοδύναμο εσωτερικό δυναμικό επαφής



Σχήμα 1-16 Επαφή  $pn$  και εσωτερικό φράγμα δυναμικού επαφής  $pn$

Στη συνέχεια θα αναλύσουμε περιληπτικά πως υπολογίζεται το δυναμικό επαφής. Μέχρι να αποκατασταθεί η ισορροπία λόγω της διαφοράς στη συγκέντρωση των φορέων πλειονότητας εκατέρωθεν της επαφής θα εμφανίζεται το ρεύμα διάχυσης. Το ρεύμα διάχυσης των ηλεκτρονίων δίνεται από την επόμενη σχέση

$$I_{diffusion-n} = S \cdot D_n \cdot q \frac{dn}{dx} \quad \text{εξ. 1.24}$$

όπου  $S$  είναι η επιφάνεια διάχυσης,  $D_n$  ο συντελεστής διάχυσης των ηλεκτρονίων και  $dn/dx$  είναι ο ρυθμός μεταβολής της συγκέντρωσης κατά μήκος της επαφής. Η αντίστοιχη σχέση ισχύει για το ρεύμα διάχυσης των οπών. Όσο συντελείται η διάχυση τόσο αυξάνεται η διαφορά δυναμικού εκατέρωθεν της επαφής με αποτέλεσμα να έχουμε την εμφάνιση ενός αυξανόμενου ρεύματος ολίσθησης  $I_{drift-n}$  ηλεκτρονίων με κατεύθυνση αντίθετη από αυτή του ρεύματος διάχυσης. Όταν το φράγμα δυναμικού αυξηθεί τόσο ώστε να σταματήσει την διάχυση των ηλεκτρονίων τότε το ρεύμα ολίσθησης θα γίνει ίσο με το ρεύμα ολίσθησης. Έτσι, για τα ηλεκτρόνια θα έχουμε:

$$I_{drift-n} = I_{diffusion-n} \quad \text{εξ. 1.25}$$

ή

$$dV = \frac{D_n}{\mu_n} \frac{dn}{n} \Rightarrow \int_{V_p}^{V_n} dV = \frac{D_n}{\mu_n} \int_{n_p}^{n_n} \frac{dn}{n} \quad \text{εξ. 1.26}$$

Ολοκληρώνοντας την προηγούμενη σχέση κατά μήκος της επαφής και θεωρώντας ότι  $D_n/\mu_n = kT/q$  (σχέση Einstein) θα έχουμε

$$V_{bi} = \frac{kT}{q} \ln \frac{n_n}{n_p} \quad \text{εξ. 1.27}$$

όπου  $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$  είναι η σταθερά Boltzmann. Η ποσότητα  $V_t = kT/q$  ονομάζεται θερμικό δυναμικό και είναι  $V_t = 25 \text{ mV}$  σε θερμοκρασία δωματίου.

Τέλος, επειδή  $n_n = N_D$ ,  $n_p = n_i^2/N_A$ , το φράγμα δυναμικού θα είναι

$$V_{bi} = V_p - V_n = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_D N_A}{n_i^2} \quad \text{εξ. 1.28}$$

Είναι προφανές ότι επιλέγοντας τις συγκεντρώσεις δοτών και αποδεκτών μπορούμε να καθορίσουμε την τιμή του φράγματος δυναμικού. Τυπική τιμή του δυναμικού επαφής είναι  $V_{bi} = 0.7 \text{ V}$  για δίοδο Si.

## 1.8 Ορθή και ανάστροφη πόλωση της διόδου

Ας θεωρήσουμε ότι μια εξωτερική πηγή τάσης  $V_D$  συνδέεται στα άκρα του διόδου όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 1-17**, δηλ. ο θετικός πόλος της πηγής συνδέεται με την περιοχή τύπου p και ο αρνητικός πόλος με την περιοχή τύπου n. Επειδή η εξωτερική πηγή τάσης  $V_D$  είναι αντίθετη σε σχέση με το φράγμα δυναμικού  $V_{bi}$  το

ηλεκτρικό πεδίο εξαιτίας της  $V_D$  θα έχει αντίθετο πρόσημο από αυτό του  $V_{bi}$ . Σε αυτή την περίπτωση η επαφή  $p$  θεωρείται ότι είναι **ορθά πολωμένη** (*forward biased*). Με βάση τα παραπάνω το φράγμα δυναμικού μιας ορθά πολωμένης διόδου  $V_{bi,f}$  να είναι ελαττωμένο κατά την ποσότητα  $V_D$ , δηλ.  $V_{bi,f} = V_{bi} - V_D$  και ταυτόχρονα το εύρος της περιοχής φορτίων χώρου στενεύει. Εξαιτίας του  $V_{bi,f}$  οι φορείς πλειονότητας και των δύο περιοχών μπορούν ευκολότερα να διαχυθούν εκατέρωθεν της επαφής. Αυτό έχει σαν συνέπεια το ρεύμα διάχυσης ηλεκτρονίων και οπών  $I_D$  που διέρχεται μέσα από την επαφή να είναι αυξημένο. Για να υπολογίσουμε το ρεύμα διάχυσης θα χρησιμοποιήσουμε ξανά την **εξ. 1.26** για να βρούμε τη συγκέντρωση των φορέων  $n_{p,f}$  που διαχέονται στην περιοχή  $p$  σε ορθή πόλωση. Αν αντικαταστήσουμε  $V_{bi,f} = V_{bi} - V_D$  και λύσουμε την εξίσωση ως προς  $n_p = n_{p,f}$  θα έχουμε

$$n_{p,f} = n_n e^{\frac{V_D - V_{bi}}{kT/q}} \quad \text{εξ. 1.29}$$

Το ρεύμα διάχυσης σε ορθή πόλωση θα είναι

$$I_{diffusion-n} = AD_n q \frac{dn}{dx} = S \cdot D_n q \frac{n_{p,f} - n_p}{L_p} \quad \text{εξ. 1.30}$$

όπου  $L_p$  είναι το μήκος διάχυσης των ηλεκτρονίων στην περιοχή τύπου  $p$  και  $A$  η διατομή της επαφής. Η παραπάνω εξίσωση δίνει τελικά

$$I_{diffusion-n} = AD_n q \frac{dn}{dx} = \frac{D_n n_p q}{L_p} (e^{\frac{V_D}{kT/q}} - 1) \quad \text{εξ. 1.31}$$

Ακολουθώντας τα ίδια βήματα, το ρεύμα διάχυσης οπών θα είναι

$$I_{diffusion-p} = AD_p q \frac{dp}{dx} = \frac{D_p p_n q}{L_n} (e^{\frac{V_D}{kT/q}} - 1) \quad \text{εξ. 1.32}$$

όπου  $L_n$  είναι το μήκος διάχυσης των οπών στην περιοχή τύπου  $n$ . Το συνολικό ρεύμα διάχυσης είναι το άθροισμα των ρευμάτων διάχυσης ηλεκτρονίων και οπών. Έτσι, θεωρώντας επίσης ότι  $V_D \gg kT/q = 25\text{mV}$ , θα έχουμε

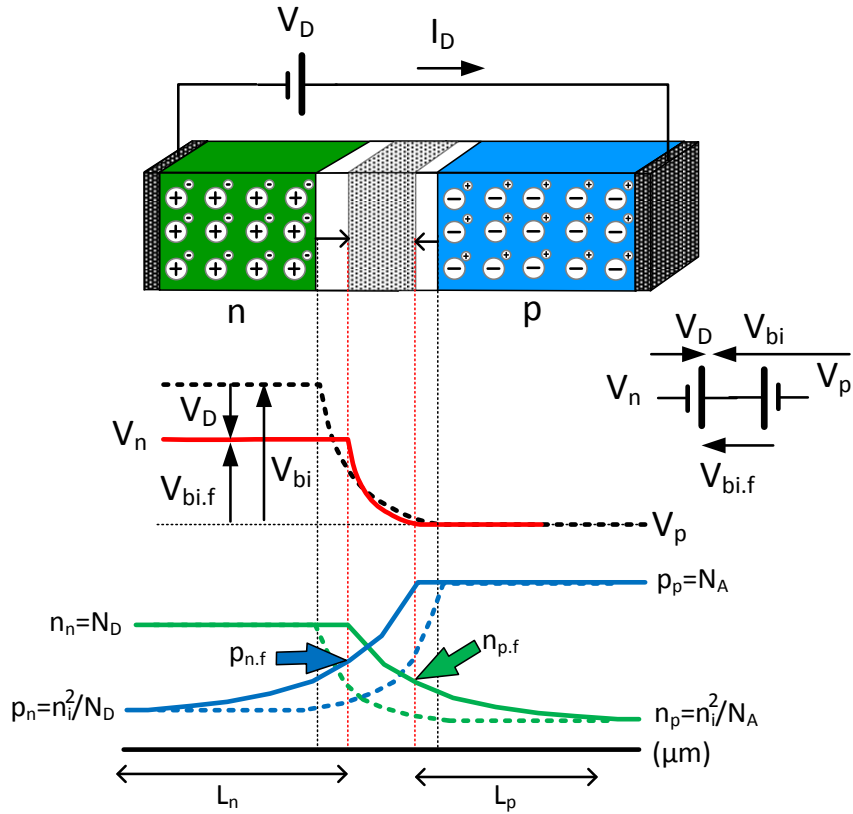
$$I_D = I_{diffusion-n} + I_{diffusion-p} = I_S \cdot e^{\frac{V_D}{kT/q}} \quad \text{εξ. 1.33}$$

Όπου  $I_S$  είναι το ρεύμα κόρου και δίνεται από τη σχέση

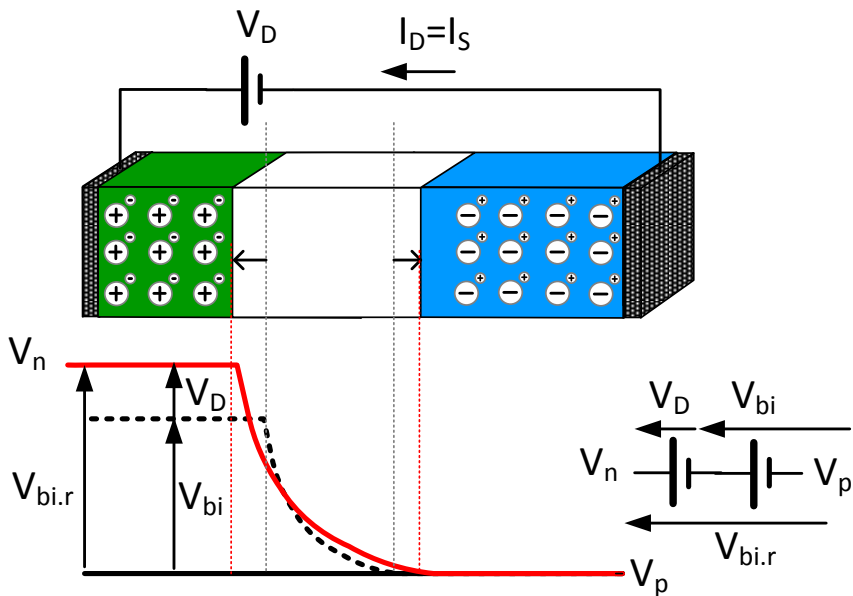
$$I_S = AI_{S0} = A \left( \frac{D_p p_n q}{L_p} + \frac{D_n n_p q}{L_n} \right) \quad \text{εξ. 1.34}$$

Το ρεύμα κόρου μιας διόδου εκφράζει το γεγονός ότι υπάρχει ένας πολύ μικρός αριθμός φορέων που αποκτούν την απαραίτητη ενέργεια ώστε να μπορούν υπερπηδήσουν το φράγμα δυναμικού. Παίρνει πολύ μικρές τιμές ( $10^{-14}\text{A}$  με  $10^{-10}\text{A}$ )

και είναι ανεξάρτητο από την διαφορά δυναμικού που εφαρμόζεται στα άκρα του ημιαγωγού.



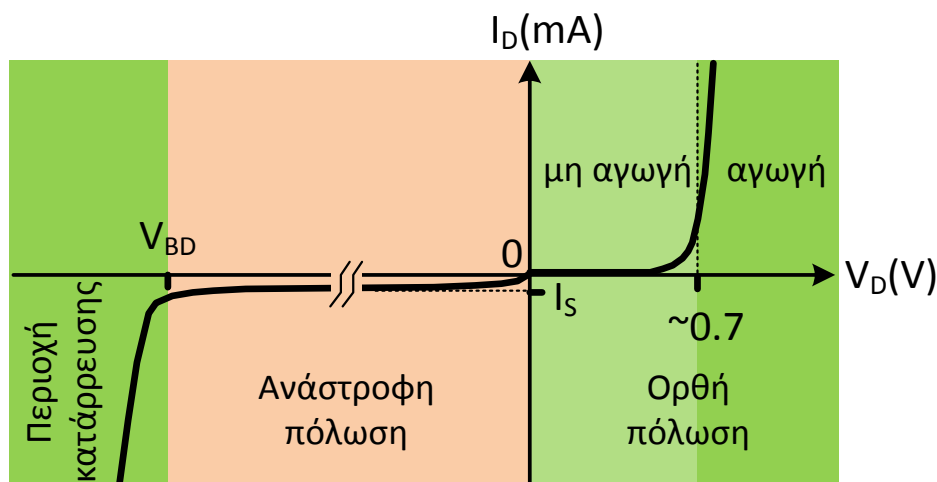
Σχήμα 1-17 Ορθή πόλωση επαφής  $pn$  και δυναμικό επαφής



Σχήμα 1-18 Ανάστροφα πολωμένη δίοδος και αύξηση του φράγματος δυναμικού

Ας θεωρήσουμε στη συνέχεια ότι μια εξωτερική πηγή τάσης  $V_D$  συνδέεται στα άκρα του ημιαγωγού όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 1-18**, δηλ. ο θετικός πόλος της πηγής συνδέεται με την περιοχή τύπου  $n$  και ο αρνητικός πόλος με την περιοχή τύπου  $p$ . Επειδή η εξωτερική πηγή τάσης  $V_D$  έχει την ίδια κατεύθυνση με το εσωτερικό δυναμικό επαφής  $V_{bi}$  το ηλεκτρικό πεδίο εξαιτίας της  $V_D$  θα έχει το ίδιο πρόσημο με το  $V_{bi}$ . Σε αυτή την περίπτωση η επαφή  $pn$  θεωρείται ότι είναι **ανάστροφα πολωμένη** (*reverse biased*). Με βάση τα παραπάνω το φράγμα δυναμικού μιας ανάστροφα πολωμένης  $pn$  επαφής  $V_{bi,r}$  είναι υψηλότερο κατά την ποσότητα  $V_D$ , δηλ.  $V_{bi,r}=V_{bi}+V_D$  ενώ το εύρος της περιοχή φορτίων χώρου αυξάνει. Επειδή το φράγμα δυναμικού έχει αυξηθεί οι φορείς πλειονότητας και των δύο περιοχών δεν μπορούν να διαχυθούν εκατέρωθεν της επαφής. Αυτό έχει σαν συνέπεια το ρεύμα ηλεκτρονίων και οπών  $I_D$  που διέρχεται μέσα από την επαφή  $pn$  να είναι σχεδόν μηδέν.

Η δίοδος επαφής  $pn$  είναι όπως βλέπουμε ένα ισχυρά μη γραμμικό στοιχείο γιατί το ρεύμα που τη διαρρέει εξαρτάται με εκθετικό τρόπο από την τάση στα άκρα του στοιχείου. Η γραφική παράσταση του ρεύματος που διαρρέει τη δίοδο συναρτήσει της διαφοράς δυναμικού που εφαρμόζεται στα άκρα της ονομάζεται χαρακτηριστική τάσης ρεύματος της διόδου (*I/V characteristics*). Η τυπική χαρακτηριστική της διόδου επαφής φαίνεται στο επόμενο σχήμα

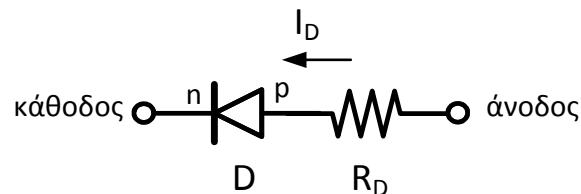


Σχήμα 1-19 Χαρακτηριστική διόδου επαφής

Παρατηρούμε ότι κατά την ορθή πόλωση έχουμε ότι  $V_D > 0V$  αλλά όσο η  $V_D$  παραμένει μικρή το ρεύμα παραμένει πολύ μικρό σχεδόν μηδέν. Όταν η τάση  $V_D$  πλησιάζει την οριακή τιμή του φράγματος δυναμικού περίπου  $0.7V$  τότε εμφανίζεται ένα αξιόλογο ρεύμα μέσω της διόδου ( $5mA$  με  $10mA$ ). Με βάση αυτό μπορούμε να πούμε διαισθητικά να θεωρήσουμε ότι όσο  $V_D < 0.7V$  τότε η δίοδος δεν άγει ενώ όταν  $V_D > 0.7V$  τότε η δίοδος άγει. Η παραπάνω θεώρηση είναι πολύ σημαντική στη επίλυση κυκλωμάτων διότι απλοποιεί τις πράξεις.

Κατά την ανάστροφη πόλωση το ανάστροφο ρεύμα δια μέσου της επαφής θα είναι το ρεύμα κόρου  $I_s$ . Όταν η ανάστροφη τάση ξεπεράσει μια οριακή τιμή  $V_{BD}$  η οποία ονομάζεται **τάση κατάρρευσης** ανάστροφο ρεύμα γίνεται πολύ μεγάλο. Για την απλή δίοδο πυριτίου που εξετάζουμε εδώ η τάση κατάρρευσης είναι αρκετά μεγάλη αλλά όπως και να έχει καλό είναι να την αποφεύγουμε γιατί η δίοδος καταστρέφεται.

Διαισθητικά, όταν η δίοδος άγει τότε η στενή περιοχή της επαφής pn ουσιαστικά λειτουργεί ως μια πηγή τάσης η οποία διατηρεί σταθερή τη διαφορά δυναμικού στα άκρα της ίση με 0.7V. Το υπόλοιπο σώμα των δύο περιοχών από το σημείο της επαφής μέχρι την άνοδο και την κάθοδο θα εμφανίζει ωμική αντίσταση κατά τα γνωστά όπως αναλύσαμε σε προηγούμενη παράγραφο. Οπότε, αν λάβουμε υπόψη και τη αντίσταση που θα εμφανίζει η δίοδος θα χρησιμοποιούμε τον επόμενο συμβολισμό:



Σχήμα 1-20 Ισοδύναμο κύκλωμα διόδου μαζί με την ωμική αντίσταση του ημιαγωγού

## 1.9 Σημαντικές παρατηρήσεις

### Παρατήρηση 1.1 Προέλευση ονομασίας της διόδου

Η ονομασία της οφείλεται στο γεγονός ότι η δίοδος επαφής pn επιτρέπει, τη διέλευση του ρεύματος κατά μια φορά, την ορθή φορά, ενώ δεν την επιτρέπει κατά την αναστροφή. Πολλές φορές αναφέρεται και ως κρυσταλλοδίοδος σε αντιδιαστολή με τη δίοδο ηλεκτρονική λυχνία κενού (electronic vacuum tube). Η τελευταία χρησιμοποιήθηκε ευρύτατα πριν την εμφάνιση των ημιαγωγών. Ο μεγάλος όγκος τους και οι υψηλές τάσεις τροφοδοσίας είναι οι κυριότεροι λόγοι εξαιτίας των οποίων εγκαταλείφθηκε η χρήση τους.

### Παρατήρηση 1.2 Ομοιογενής ημιαγωγός

Σε ομοιογενής ημιαγωγό θεωρείται ότι η συγκέντρωση των προσμίξεων και των ατόμων πυριτίου είναι παντού σταθερή μέσα στο σώμα του κρυστάλλου. Επίσης, το ίδιο θα ισχύει και για τη συγκέντρωση των φορέων του ηλεκτρισμού ηλεκτρόνια και οπές.

### Παρατήρηση 1.3 Ταχύτητα ολίσθησης φορέων

Στον υπολογισμό του ρεύματος των ημιαγωγών έχουμε θεωρήσει ότι η ταχύτητα ολίσθησης είναι σταθερή παντού μέσα στο σώμα του κρυστάλλου. Αυτό έχει να κάνει με την ομοιογένεια του κρυστάλλου. Αν ο κρύσταλλος δεν είναι ομοιογενής τότε η **εξ. 1.10** δεν είναι σωστή αφού η πυκνότητα φορτίου και η ταχύτητα θα εξαρτώνται από την θέση  $x$  μέσα στο σώμα του κρυστάλλου. Έτσι, η πυκνότητα ρεύματος θα είναι συνάρτηση της θέσης  $\delta l \delta$

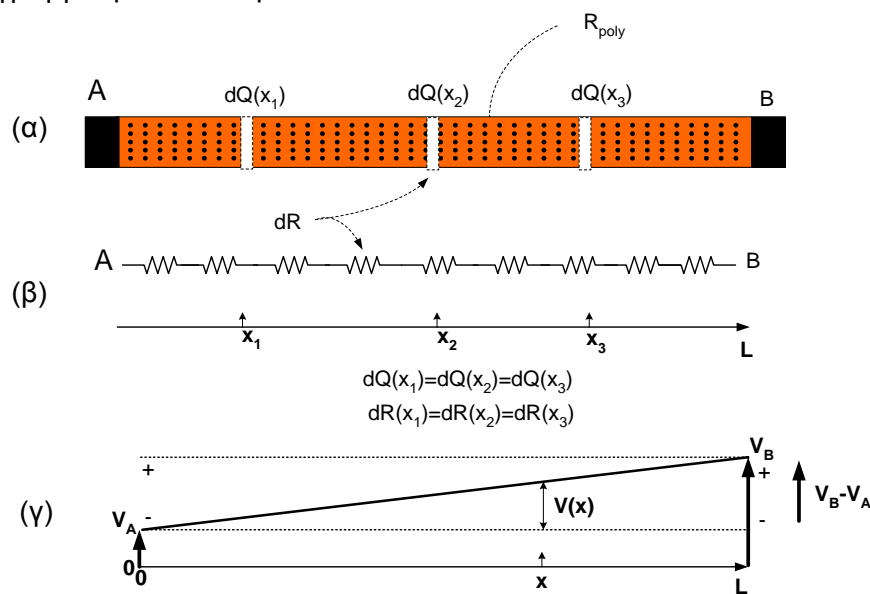
$$J_n(x) = Q_n(x)v_n(x) \quad \text{εξ. 1.35}$$

### Παρατήρηση 1.4 Αντίσταση των μετάλλων

Η αντίσταση των μετάλλων είναι πάρα πολύ μικρή επειδή η συγκέντρωση των ελεύθερων ηλεκτρονίων είναι πάρα πολύ μεγάλη και σταθερή σε όλο τον όγκο του μετάλλου.

**Παρατήρηση 1.5** Ομοιογενής ημιαγωγός αναπτύσσει γραμμική αντίσταση

Η συγκέντρωση των ελεύθερων ηλεκτρονίων σε ομοιογενή ημιαγωγό όπως αυτόν που βλέπουμε στο **Σχήμα 1-21α** είναι σταθερή σε όλο το χώρο που μεταξύ των ακροδεκτών A και B. Η τιμή της αντίστασης θα είναι αντίστροφα ανάλογη του φορτίου των ελεύθερων ηλεκτρονίων. Έτσι, η τιμή της στοιχειώδους αντίστασης  $dR$  είναι παντού σταθερή και ανεξάρτητη από την απόσταση μεταξύ των ακροδεκτών της αντίστασης, **Σχήμα 1-21β**. Η πτώση τάσης  $V(x)$  σε απόσταση  $x$  από τον ακροδέκτη A θα αυξάνεται γραμμικά με την απόσταση. Για αυτόν τον λόγο μια τέτοια αντίσταση ονομάζεται γραμμική αντίσταση.



Σχήμα 1-21 α) Γραμμική αντίσταση ομοιογενή ημιαγωγού, β) ομοιόμορφη κατανομή αντίστασης ανά μονάδα μήκους σε όλο το μήκος της ημιαγωγού, γ) γραμμική κατανομή του δυναμικού σε όλο το μήκος της αντίστασης

**Παρατήρηση 1.6** Ηλεκτρική ουδετερότητα ημιαγωγών

Οι όροι "τύπου n" και "τύπου p" που χρησιμοποιούνται για το χαρακτηρισμό των ημιαγωγών πολλές φορές οδηγούν στο παραπλανητικό συμπέρασμα πως ένας ημιαγωγός τύπου n είναι αρνητικά φορτισμένος και ένας ημιαγωγός τύπου p θετικά. Τα άτομα του ημιαγωγού και τα άτομα των προσμίξεων είναι ουδέτερα από την άποψη του φορτίου. Οπότε σε έναν ημιαγωγό με προσμίξεις ή χωρίς προσμίξεις θα ισχύει η ηλεκτρική ουδετερότητα.



## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

### Στοιχειώδεις δομές ολοκληρωμένων κυκλωμάτων

#### Εισαγωγή

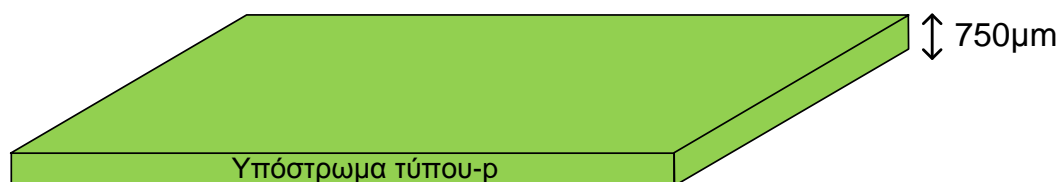
Τα ηλεκτρονικά στοιχεία που απαρτίζουν τα ολοκληρωμένα κυκλώματα υλοποιούνται χρησιμοποιώντας στοιχειώδεις δομές. Τέτοιου είδους δομές περιλαμβάνουν συνδυασμούς διαφορετικών τύπου λεπτών στρώματων ημιαγωγών τύπου p ή n, μετάλλων και μονωτών. Όλες οι δομές είναι υλοποιημένες πάνω από ή μέσα σε αυτό ορίζουμε ως υπόστρωμα πυριτίου τύπου p. Η πιο βασική στοιχειώδης δομή, η οποία είναι κατασκευασμένη μέσα στο υπόστρωμα, είναι η η δίοδος επαφής pn. Τα στρώματα μετάλλων τα οποία υλοποιούνται πάνω από το υπόστρωμα όπως θα δούμε χρησιμοποιούνται επίσης για την διασύνδεση των ηλεκτρονικών στοιχείων πυκνωτών, αντιστάσεων, τρανζίστορ και, διόδων γίνεται χρησιμοποιώντας στρώματα ή περιοχές μετάλλων. Τα μέταλλα κατασκευάζονται σε διαφορετικά επίπεδα σχηματίζοντας εκτεταμένες καλωδιώσεις ανάλογα με το κύκλωμα που θέλουμε να σχεδιάσουμε. Όπως θα δούμε στο επόμενο κεφάλαιο το πιο βασικό ηλεκτρονικό στοιχείο της σύγχρονης μικροηλεκτρονικής, το MOS τρανζίστορ, περιλαμβάνει τον συνδυασμό διαφορετικών επαφών όπως επίσης λεπτά στρώματα μετάλλων και μονωτών.

Στο κεφάλαιο αυτό αλλά και σε ολόκληρο το βιβλίο η παρουσίαση των διαφόρων δομών γίνεται πάντα υπό το πρίσμα του σχεδιαστή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Αυτό σημαίνει ότι από κυκλωματικής σκοπιάς δεν ενδιαφέρει τόσο η αναλυτική και σε βάθος γνώση των δομών αλλά περισσότερο η αντιστοίχιση των δομών σε κάποιο κύκλωμα. Όπως είδαμε και στο προηγούμενο κεφάλαιο μια επαφή pn αποτελεί μια δίοδο σε σειρά με μια ωμική αντίσταση, **Σχήμα 1-20**. Έτσι, με αυτόν τον κομψό τρόπο μεταφερθήκαμε από τον κόσμο της φυσικής στερεάς κατάστασης σε αυτό των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων. Με βάση αυτή τη μεθοδολογία μπορούμε ακόμα και πολύπλοκες δομές να τις αναγάγουμε σε ισοδύναμο κύκλωμα που θα περιλαμβάνει βασικά στοιχεία όπως πυκνωτές, αντιστάσεις και δίοδοι.

## 2.1 Επαφές τύπου $pn^+$ ή δίοδοι υποστρώματος

### Ορισμός 2.1 Υπόστρωμα τύπου-p ( *substrate* ή *bulk* )

Υπόστρωμα ονομάζεται κρύσταλλος ημιαγωγού τύπου-p με εκτεταμένη επιφάνεια ο οποίος περικλείει το σύνολο της επιφάνειας του ολοκληρωμένου κυκλώματος, όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 2-1**. Μέσα και πάνω από το υπόστρωμα κατασκευάζονται όλα τα στοιχεία (του ολοκληρωμένου κυκλώματος όπως πυκνωτές αντιστάσεις, τρανζίστορ κ.α.. Υλοποιείται ώστε να περιλαμβάνει κανονική συγκέντρωση οπών  $p$  παρουσιάζοντας αντίσταση  $R_{sub}$ . Τυπικό εύρος τιμών της αντίστασης υποστρώματος  $R_{sub}$  είναι 10-20 $\Omega$ ·cm ανάλογα φυσικά με την **τεχνολογία κατασκευής** (*process*). Το υπόστρωμα απαντάται στη διεθνή βιβλιογραφία με τους όρους **substrate** ή **bulk**. Το πάχος του υποστρώματος είναι πολύ μεγαλύτερο από το πάχος οποιασδήποτε δομής είναι κατασκευασμένη μέσα σε αυτό π.χ. δίοδοι ή αντιατάσεις όπως θα δούμε στη συνέχεια. Τυπική τιμή είναι γύρω στα 750 $\mu\text{m}$  αλλά και πάλι εξαρτάται από την τεχνολογία κατασκευής.



Σχήμα 2-1 Υπόστρωμα πυριτίου τύπου  $p$

Στο **Σχήμα 2-2α** βλέπουμε μια “νησίδα” ή περιοχή πρόσμιξης τύπου  $n^+$  μέσα στο υπόστρωμα τύπου  $p$ . Το πρόσημο  $+$  που έχει προστεθεί στο σύμβολο “ $n$ ” σημαίνει ότι η νησίδα τύπου  $n$  έχει υψηλή συγκέντρωση προσμίξεων δοτών. Κάθε νησίδα πρόσμιξης έχει αυστηρά καθορισμένες διαστάσεις: πλάτος  $W$ , μήκος  $L$  και πάχος  $Y$ , οι οποίες καθορίζονται κατά την διαδικασία κατασκευής του ολοκληρωμένου κυκλώματος. Όπως θα δούμε στην συνέχεια ο σχεδιαστής της νησίδας μπορεί να καθορίσει μόνο το εύρος ή πλάτος και το μήκος αλλά όχι και το βάθος της. Λόγω ακριβώς της υψηλής συγκέντρωσης ηλεκτρονίων παρουσιάζει πολύ μικρή αντίσταση στο ηλεκτρικό ρεύμα και συμπεριφέρεται σαν μεταλλικός αγωγός.

Με βάση το **Σχήμα 2-2α**, παρατηρούμε μια περιοχή τύπου  $n^+$  έχει υλοποιηθεί μέσα στο υπόστρωμα τύπου  $p$ . Με αυτόν τον τρόπο, έχει δημιουργηθεί μια επαφή  $pn^+$  δηλ. έχει σχηματιστεί μια δίοδος επαφής όπως αναλύσαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Η άνοδος είναι το υπόστρωμα  $p$  και η κάθοδος είναι η νησίδα τύπου  $n^+$ . Έτσι, βλέποντας μια επαφή  $pn^+$  μέσα στο υπόστρωμα θα θεωρούμε ότι είναι μια δίοδος πυριτίου.

### Ορισμός 2.2 Ισοδύναμο κύκλωμα στοιχειώδους δομής

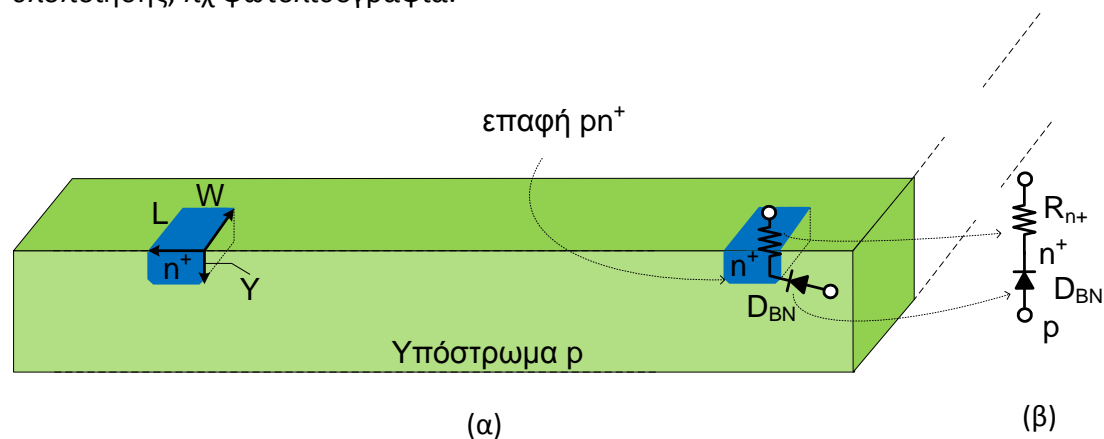
Μια από τις βασικές προτεραιότητες ενός σχεδιαστή κυκλωμάτων είναι να μπορεί να αναγνωρίσει το ισοδύναμο κύκλωμα που θα έχει μια οποιαδήποτε δομή μέσα σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα. Με τον όρο ισοδύναμο κύκλωμα μιας στοιχειώδους δομής θεωρούμε το κύκλωμα που περιλαμβάνει όλα επιμέρους στοιχεία της δομής και περιγράφει την λειτουργία της όταν θα εφαρμοστεί μια διαφορά δυναμικού στα άκρα της. Τέτοιου είδους στοιχεία είναι στοιχεία που βρίσκονται σε κάθε δομή όπως αντιστάσεις, πυκνωτές και διόδοι.

Στο **Σχήμα 2-2β** βλέπουμε το ισοδύναμο κύκλωμα της επαφής  $pn^+$  στο οποίο έχει θεωρηθεί ότι η επαφή  $pn^+$  αποτελείται από την διόδο  $D_{BN}$  ( $B$ :υπόστρωμα,  $N$ :νησίδα τύπου  $n$ ) και την αντίσταση  $R_{n^+}$  που εμφανίζει η περιοχή  $n^+$ . Να σημειωθεί ότι τα ισοδύναμα κυκλώματα των μικροηλεκτρονικών δομών που χρησιμοποιούνται στα ολοκληρωμένα κυκλώματα είναι πολύ σημαντικά διότι συνδέουν την φυσική στερεάς κατάσταση (που αντιστοιχεί στις στοιχειώδεις δομές) με την ανάλυση και σχεδίαση κυκλωμάτων. Για να μπορεί μια μικροηλεκτρονική δομή να γίνει κατανοητή από έναν σχεδιαστή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων θα πρέπει να την μετατρέπει στο αντίστοιχο κυκλωματικό ισοδύναμο.

**Παρατήρηση 2.1** Οι ισοδύναμες αντιστάσεις των στοιχειωδών δομών έχουν πολύ μικρό μέγεθος.

Επειδή, οι στοιχειώδεις μικροηλεκτρονικές δομές έχουν πολύ μικρές διαστάσεις οι ισοδύναμες αντιστάσεις έχουν πολύ μικρό μέγεθος, π.χ. μικρότερο από  $0.01\Omega$ . Οι αντιστάσεις αυτές αναφέρονται και ως παρασιτικές αντιστάσεις.

Όπως αναλύσαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο μια περιοχή τύπου  $n$  έχει συγκεκριμένα χαρακτηριστικά όπως συγκέντρωση προσμίξεων ηλεκτρονίων, επιφάνεια και βάθος διάχυσης. Τα χαρακτηριστικά αυτά καθορίζονται από την τεχνολογία κατασκευής του ολοκληρωμένου κυκλώματος καθώς και από την μέθοδο υλοποίησης, πχ φωτολιθογραφία.



Σχήμα 2-2 (α) Νησίδα τύπου  $n^+$  μέσα σε υπόστρωμα τύπου  $p$  (β) ισοδύναμο κύκλωμα

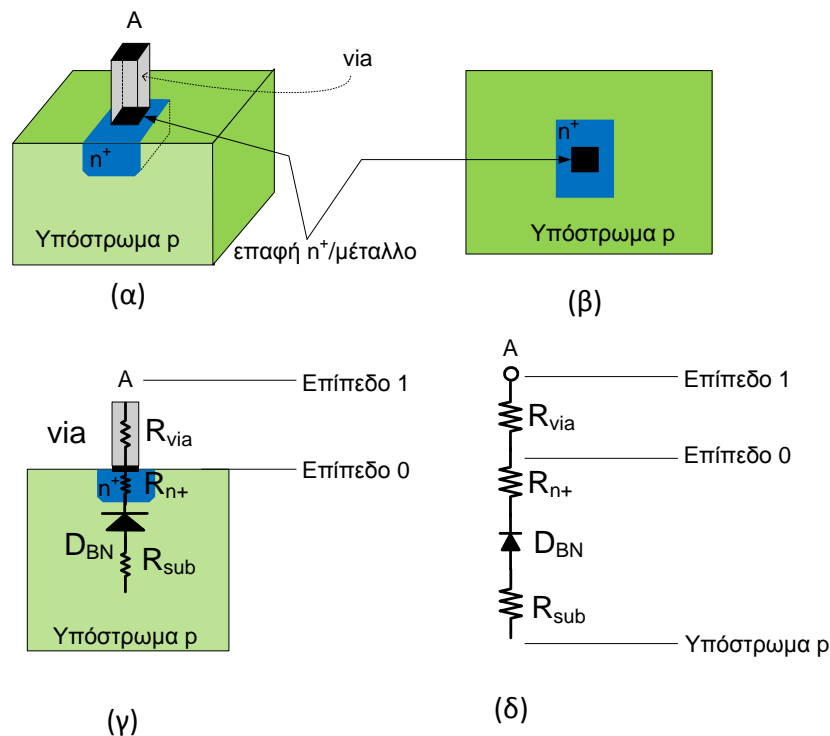
Η κατασκευή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων βασίζεται σε στοιχειώδεις επαφές διαφόρων τύπων όπως επαφές  $pn^+$ , επαφές  $pp^+$  ή συνδυασμό διαφορετικών τύπων επαφών όπως θα δούμε σε επόμενη παράγραφο. Είναι πολύ σημαντικό ο σχεδιαστής του κυκλώματος να μπορεί να μετατρέπει κάθε συνδυασμό επαφών σε αντίστοιχο

ισοδύναμο απλό κύκλωμα με αντιστάσεις και διόδους. Ο λόγος για να γίνει αυτό είναι ότι ο σχεδιαστής θα έχει μεγαλύτερη ευχέρεια στην χρήση κυκλωμάτων κάτι που του δίνει μεγαλύτερη εποπτεία αυτού που σχεδιάζει.

**Παρατήρηση 2.2** Οι διόδοι υποστρώματος πάντοτε ανάστροφα πολωμένες

Οι διόδοι επαφής pn που είναι υλοποιημένες μέσα στο υπόστρωμα πρέπει πάντα να είναι ανάστροφα πολωμένες ώστε να μην έχουμε ποτέ ροή ρεύματος μέσα από το υπόστρωμα προς την περιοχή της ανόδου της διόδου. Χωρίς βλάβη της γενικότητας η ροή ρεύματος μέσα από το υπόστρωμα μπορεί να καταστρέψει το ολοκληρωμένο κύκλωμα.

Στη συνέχεια θα εξετάσουμε με ποιον τρόπο υλοποιείται η διασύνδεση μιας νησίδας  $n^+$  με ένα σημείο A που βρίσκεται πάνω (εκτός) από το υπόστρωμα πυριτίου. Όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 2-2α**, η περιοχή μέσα στην οποία είναι υλοποιημένη η επαφή  $pn^+$  βρίσκεται θαμμένη μέσα στο υπόστρωμα. Για να μπορούμε να την χρησιμοποιήσουμε θα πρέπει πρώτα να την πολώσουμε δηλ. να εφαρμόσουμε τις απαιτούμενες τάσεις στους ακροδέκτες της. Οι ακροδέκτες της επαφής δηλ. οι ακροδέκτες της ανόδου και της καθόδου βρίσκονται "θαμμένες" μέσα στο υπόστρωμα. Πρέπει να βρεθεί τρόπος οι ακροδέκτες να ανέλθουν' πάνω από το υπόστρωμα.



Σχήμα 2-3 Επαφή  $pn^+$  με *via* (α) προφίλ τριών διαστάσεων (β) κάτοψη (γ) τομή και (δ) ισοδύναμο κύκλωμα

Η μεγάλη αγωγιμότητα της νησίδας  $n^+$  την κάνει να συμπεριφέρεται σαν μέταλλο με αποτέλεσμα αν έρθει σε επαφή με ένα μέταλλο τότε μεταξύ τους αναπτύσσεται μια "καλή" ηλεκτρική σύνδεση. Μια τέτοιου είδους επαφής

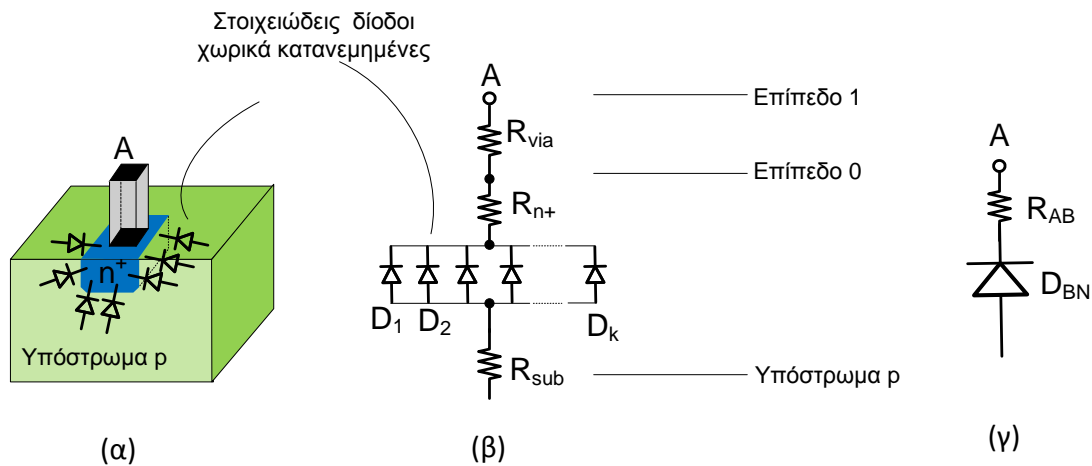
$n^+$ /μέταλλο, η οποία στη βιβλιογραφία ονομάζεται και “μεταλλουργική επαφή”, παρουσιάζεται στο **Σχήμα 2-3**. Με την χρήση του μετάλλου μπορούμε να συνδέσουμε ηλεκτρικά την νησίδα  $n^+$  με κάποιο άλλο σημείο ή να εφαρμόσουμε κάποια τάση στο μέταλλο ώστε να πολώσουμε την νησίδα  $n^+$ . Ουσιαστικά, το υπόστρωμα μπορούμε να πούμε ότι βρίσκεται στο επίπεδο 0 του ολοκληρωμένου κυκλώματος και το σημείο A βρίσκεται στο επίπεδο 1 το οποίο βρίσκεται ένα επίπεδο ψηλότερα από το υπόστρωμα.

### Ορισμός 2.3 Κατακόρυφη σύνδεση μεταξύ δύο επιπέδων ή *via*

Το μέταλλο με το οποίο συνδέουμε ηλεκτρικά ένα επίπεδο με ένα άλλο υψηλότερα ή χαμηλότερα ονομάζεται “*via*” (οδός, δρόμος). Τα *vias* κατασκευάζονται “κατακόρυφα”.

Επαφές μετάλλου με ημιαγωγούς και των δύο τύπων αλλά με υψηλή συγκέντρωση προσμίξεων, δηλ.  $p^+$  και  $n^+$  είναι πολύ εύκολη διότι και τα δύο συμπεριφέρονται σαν μέταλλα. Όπως θα δούμε και στη συνέχεια όταν απαιτείται να συνδεθεί ένας ημιαγωγός με το μέταλλο του *via* πάντα μεσολαβεί μια νησίδα (ή ακόμα και πιο εκτεταμένη περιοχή διάχυσης) με υψηλή συγκέντρωση προσμίξεων.

Όπως κάθε μέταλλο έτσι και το μέταλλο του *via* προσθέτει την αντίσταση  $R_{via}$  η οποία είναι προφανώς βρίσκεται σε σειρά με την αντίσταση  $R_{n^+}$ . Έχει προστεθεί επίσης και η αντίσταση του υποστρώματος  $R_{sub}$  ώστε να γίνει πιο πλήρες το ισοδύναμο κύκλωμα.

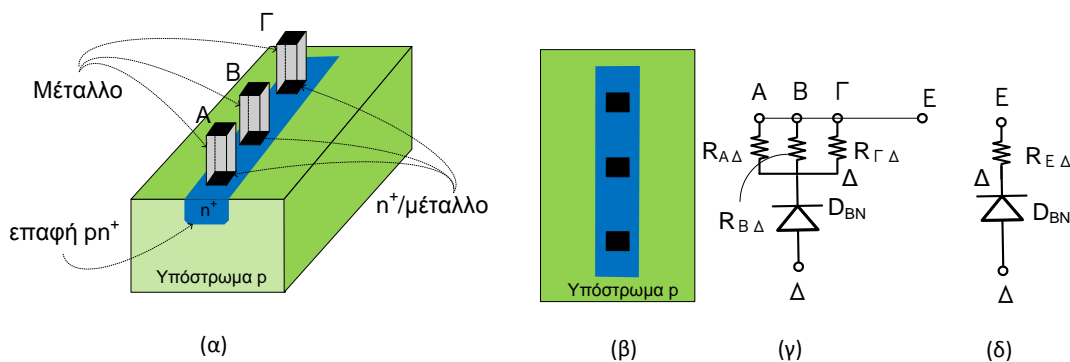


Σχήμα 2-4 Χωρικά κατανεμημένες στοιχειώδεις επαφές  $pn^+$  (β) κάθε στοιχειώδη επαφή  $pn^+$  είναι παράλληλα συνδεδεμένη με τις υπόλοιπες και (γ) απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα

Κάθε είδους επαφές και γενικά κάθε ηλεκτρονικό στοιχείο που υλοποιείται μέσα σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα είναι χωρικά κατανεμημένο. Μια επαφή  $pn$ , για παράδειγμα δεν είναι συγκεντρωμένη σε ένα σημείο αλλά είναι χωρικά κατανεμημένη όπως βλέπουμε και στο **Σχήμα 2-4α**. Κάθε επαφή  $pn$  μπορεί να αναπαρασταθεί από χωρικά κατανεμημένες παράλληλα συνδεδεμένες στοιχειώδεις επαφές  $pn$ , **Σχήμα 2-4α**.

Στο **Σχήμα 2-4β** βλέπουμε το ισοδύναμο κύκλωμα που περιλαμβάνει όλα τα στοιχεία που βρίσκονται μεταξύ των κόμβων  $A$  και  $B$ . Για να γίνει πιο εύκολη η ανάλυση και η εποπτεία ενός κυκλώματος είναι πιο χρήσιμο να συγκεντρώσουμε όλες τις στοιχειώδεις επαφές σε μία μόνο επαφή  $rh$  με μεγαλύτερη επιφάνεια και όλες τις αντιστάσεις σε μια μόνο αντίσταση, όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 2-4γ**. Η τελική ισοδύναμη επαφή  $rh$  που είναι ο παράλληλος συνδυασμός όλων των στοιχειωδών επαφών θεωρείται ότι είναι δίοδος  $D_{BN}$  δηλ.  $D_{BN} = D_1 // D_2 // \dots // D_k$ . Η άνοδος της  $D_{BN}$  είναι το υπόστρωμα ( $B$ ) και η κάθοδος η νησίδα  $n^+$  ( $N$ ). Επίσης, η αντίσταση  $R_{AB}$  είναι το άθροισμα όλων των αντιστάσεων μεταξύ των κόμβος  $A$  και  $B$ , είναι δηλ.  $R_{AB} = R_{via} + R_{n^+} + R_{sub}$ .

Στο **Σχήμα 2-5α,β** βλέπουμε τη χρήση πολλαπλών *via* τα οποία συνδέουν μια εκτεταμένη επαφή  $rh$  με τους κόμβους  $A, B, \Gamma$  που βρίσκονται στο επίπεδο 1. Πολλές φορές χρησιμοποιούνται πολλαπλές *via* για να πολώσουν μια εκτεταμένη νησίδα. Αν θεωρηθεί ότι οι τρεις κόμβοι  $A, B$  και  $\Gamma$  συνδέονται με κάποιο τρόπο με το κόμβο  $E$ , όπως παρουσιάζεται στο **Σχήμα 2-5γ**, τότε οι *via* θα είναι συνδεδεμένες παράλληλα. Η συνολική αντίσταση  $R_{E\Delta}$  που θα εμφανίζεται μεταξύ των κόμβων  $E$  και  $\Delta$  θα είναι ο παράλληλος συνδυασμός των  $R_{A\Delta}, R_{B\Delta}$  και  $R_{\Gamma\Delta}$  δηλ.  $R_{E\Delta} = R_{A\Delta} // R_{B\Delta} // R_{\Gamma\Delta}$ , **Σχήμα 2-5γ,δ**. Με την προϋπόθεση ότι όλες οι *via* έχουν την ίδια αντίσταση, η αντίσταση  $R_{E\Delta}$  θα γίνει ίση με το  $(1/3)R_{A\Delta}$  δηλ. μειωμένη σε σχέση με την  $R_{A\Delta}$ .



Σχήμα 2-5 Χρήση πολλαπλών *via* σε μια εκτεταμένη επαφή  $rh^+$  για μικρότερη συνολική αντίσταση (α) προφίλ τριών διαστάσεων (β) κάτοψη (γ) ισοδύναμο κύκλωμα και (δ) απλοποιημένο κύκλωμα.

---

### Παρατήρηση 2.3 Η χρήση πολλαπλών *vias* μειώνει την ισοδύναμη αντίσταση

Η χρήση πολλαπλών επαφών και αντίστοιχων *vias* επιτυγχάνει μικρότερη αντίσταση άρα και καλύτερη πόλωση μια εκτεταμένης περιοχής. Επίσης, όπως θα δούμε στη συνέχεια, στην περίπτωση που έχουμε ροή ρεύματος μέσα από μια νησίδα τότε το ρεύμα μοιράζεται ανάλογα με τον αριθμό των *vias*.

---

### Παρατήρηση 2.4 Το υπόστρωμα βρίσκεται στο αρνητικότερο δυναμικό

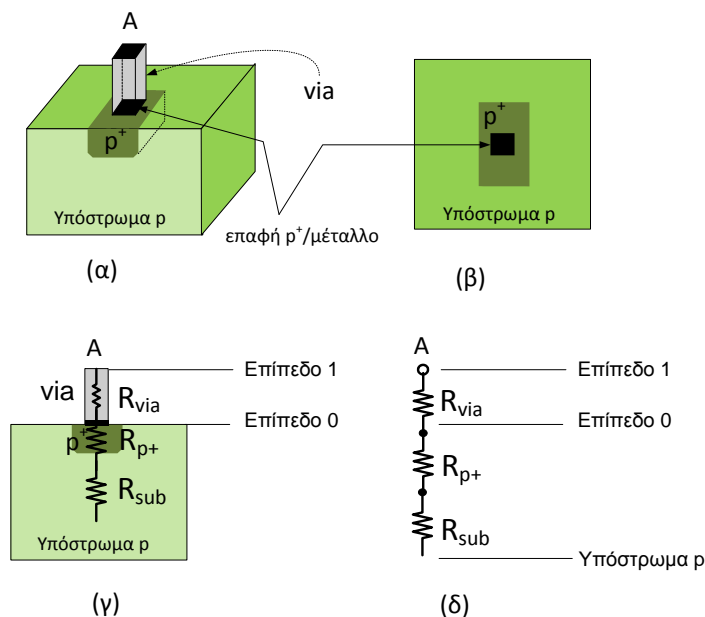
Όπως έχουμε προϋποθέσει τον αναγνώστη, στην **Παρατήρηση 2.2**, οι δίοδοι επαφής  $rh^+$  θα πρέπει να είναι ανάστροφα πολωμένες. Για να γίνει αυτό θα πρέπει η άνοδος, δηλ. το υπόστρωμα να είναι πάντα σε χαμηλότερο δυναμικό σε σχέση με την νησίδα  $n^+$  για να μην άγει η δίοδος. Αυτό σημαίνει ότι το υπόστρωμα πρέπει να

κάποιο τρόπο να πολωθεί σε ένα χαμηλό δυναμικό, δηλ. θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε τις κατάλληλες επαφές που ονομάζονται επαφές υποστρώματος και θα αναλυθούν στην επόμενη παράγραφο.

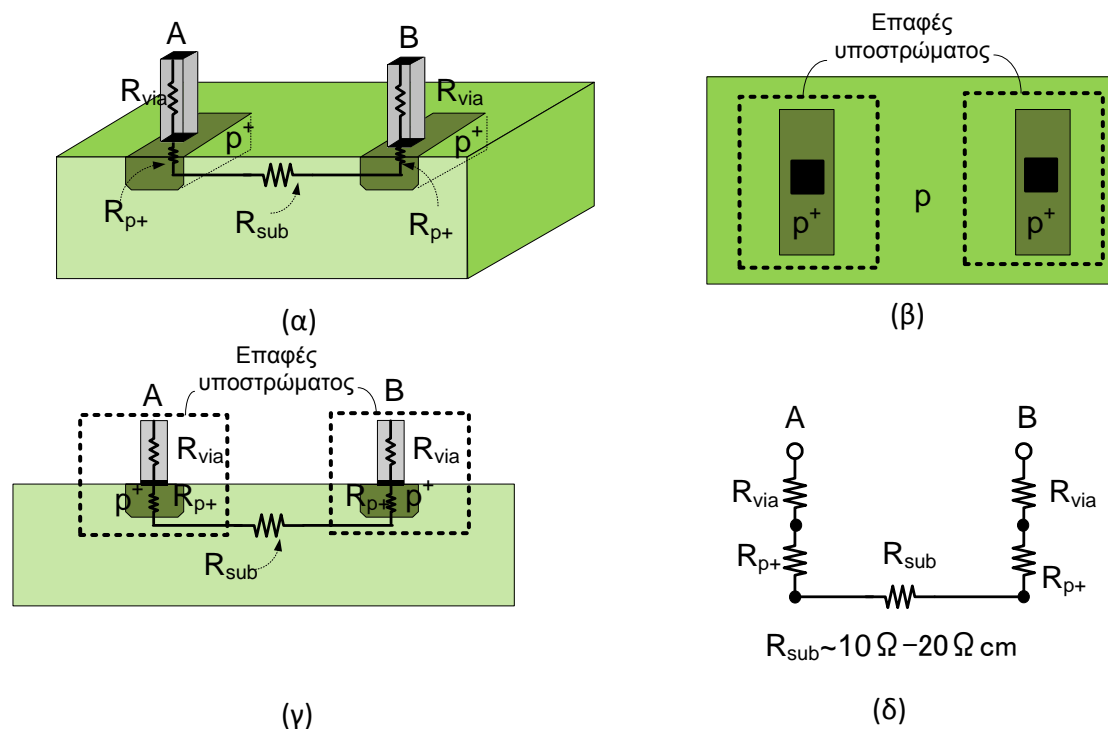
## 2.2 Επαφές τύπου $pp^+$ ή επαφές υποστρώματος

Στο **Σχήμα 2-6α** βλέπουμε μια νησίδα διάχυσης  $p^+$  θαμμένη μέσα υπόστρωμα πυριτίου με υψηλή συγκέντρωση οπών. Η νησίδα διάχυσης τύπου  $p^+$  έχει συγκεκριμένα χαρακτηριστικά όπως επιφάνεια και βάθος διάχυσης και πληθώρα οπών σε υψηλή συγκέντρωση. Θεωρείται ότι είναι ένας πολύ καλός αγωγός των φορέων του ηλεκτρικού ρεύματος και συμπεριφέρεται σχεδόν σαν μεταλλικός αγωγός επειδή παρουσιάζει πολύ μικρή αντίσταση στο ηλεκτρικό ρεύμα. Η δομή στο **Σχήμα 2-6α** δείχνει ουσιαστικά μια **επαφή  $pp^+$**  η οποία είναι κατασκευασμένη μέσα σε υπόστρωμα πυριτίου.

Σε κάθε ολοκληρωμένο κύκλωμα οι επαφές  $pp^+$  χρησιμοποιούνται για να πολώσουμε το υπόστρωμα. Η νησίδα διάχυσης  $p^+$  είναι θαμμένη στο υπόστρωμα οπότε για να μπορεί να πολωθεί θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένα *via* που να συνδέει το επίπεδο 0 με το επίπεδο 1, **Σχήμα 2-6β**. Η δομή του **Σχήμα 2-6β** ονομάζεται **επαφή υποστρώματος** (*substrate contact*) επειδή ακριβώς χρησιμοποιείται για την πόλωση του υποστρώματος. Στο **Σχήμα 2-6δ** βλέπουμε ότι ισοδύναμο κύκλωμα όπου περιλαμβάνει μόνο αντιστάσεις. Στο **Σχήμα 2-7α** βλέπουμε την περίπτωση επαφές υποστρώματος σε κοντινή απόσταση. Στο **Σχήμα 2-7γ** έχουν προστεθεί οι αντιστάσεις που εμφανίζει η κάθε μία περιοχή και στο **Σχήμα 2-7δ** έχει σχεδιαστεί το ισοδύναμο κύκλωμα.



Σχήμα 2-6 Επαφή τύπου  $pp^+$  με *via* – επαφή υποστρώματος (α) προφίλ τριών διαστάσεων, (β) κάτοψη, (γ) τομή και (δ) ισοδύναμο κύκλωμα.

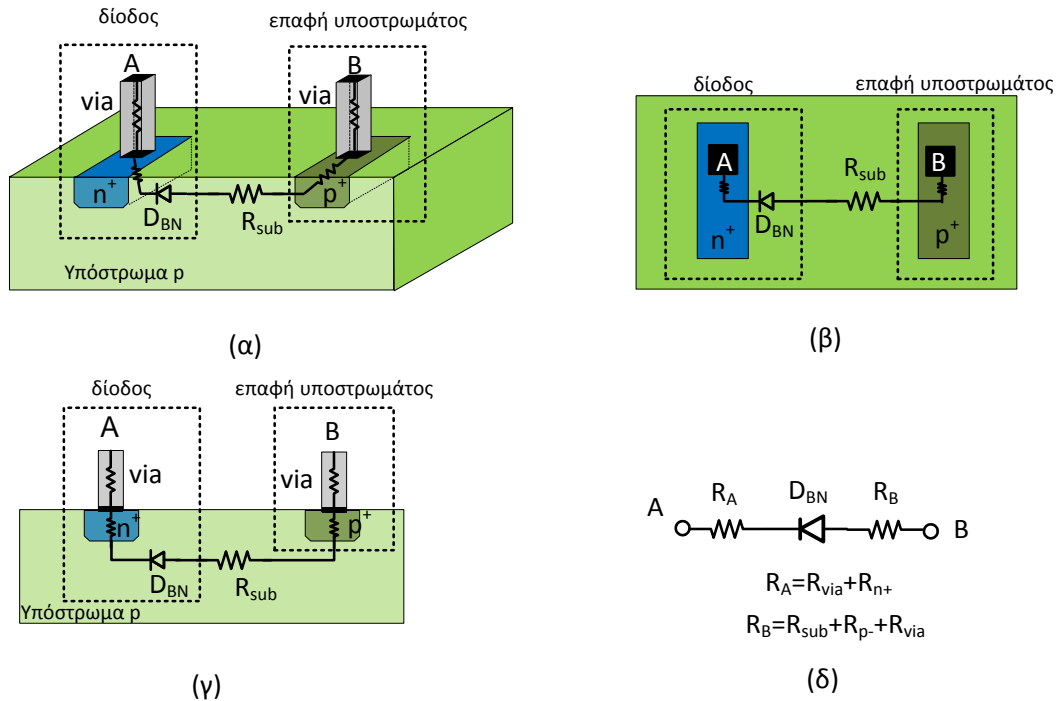


Σχήμα 2-7 Επαφές υποστρώματος τύπου  $pp^+$  (α) προφίλ τριών διαστάσεων (β) κάτοψη (γ) εισαγωγή των ισοδύναμων αντιστάσεων κάθε περιοχής και (δ) ισοδύναμο κύκλωμα.

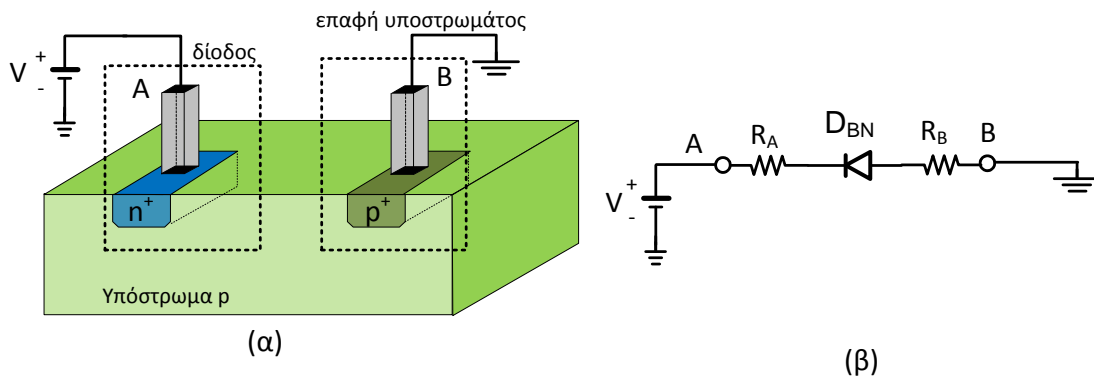
### 2.3 Συνδυασμός επαφών

Στο **Σχήμα 2-8α,β,γ** βλέπουμε τον συνδυασμό των επαφών  $pn^+$  και  $pp^+$  οι οποίες είναι θαμμένες στο ίδιο υπόστρωμα τύπου  $p$ . Σε αυτή τη δομή εμφανίζονται αντιστάσεις των τριών διαφορετικών τύπου περιοχών, την αντίσταση  $R_{n^+}$  της νησίδας  $n^+$  την αντίσταση  $R_{p^+}$  της νησίδας  $p^+$  και την αντίσταση  $R_{sub}$  του υποστρώματος  $p$ . Επίσης περιλαμβάνει και την δίοδο  $D_{BN}$  που δημιουργείται λόγω της επαφής  $pn^+$ . Είναι προφανές ότι όσο αριθμός των επαφών αυξάνει τόσο και η πολυπολοκότητα των ισοδύναμων κυκλωμάτων μεγαλώνει επίσης. Για μεγαλύτερη απλοποίηση όλες οι σε σειρά αντιστάσεις πρέπει να αναπαριστούνται μόνο με μία αντίσταση. Με βάση αυτό το **απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα** παρουσιάζεται στο **Σχήμα 2-8δ** και περιλαμβάνει την αντίσταση  $R_A$  που εμφανίζεται μεταξύ κόμβου A και υποστρώματος και την αντίσταση  $R_B$  που εμφανίζεται από τον κόμβο B μέχρι το υπόστρωμα.





Σχήμα 2-8 Συνδυασμός επαφών  $pn^+$  και  $pp^+$  (α) προφίλ τριών διαστάσεων με ισοδύναμες αντιστάσεις των περιοχών (β) κάτοψη (γ) τομή και (δ) απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα

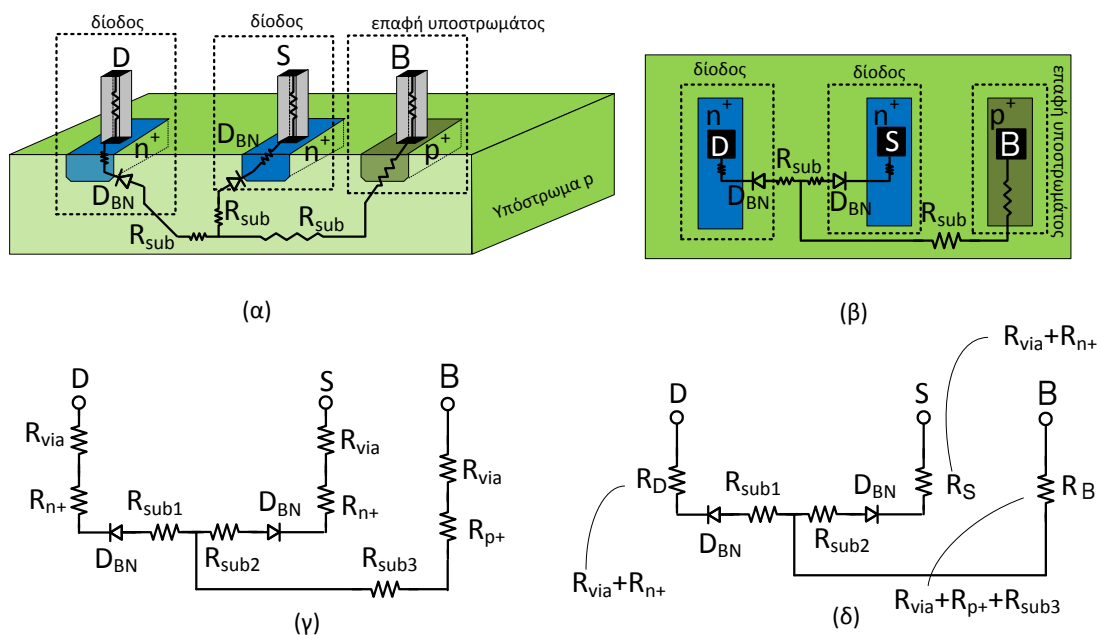


Σχήμα 2-9 Παράδειγμα ανάστροφης πόλωσης της διόδου  $D_{BN}$

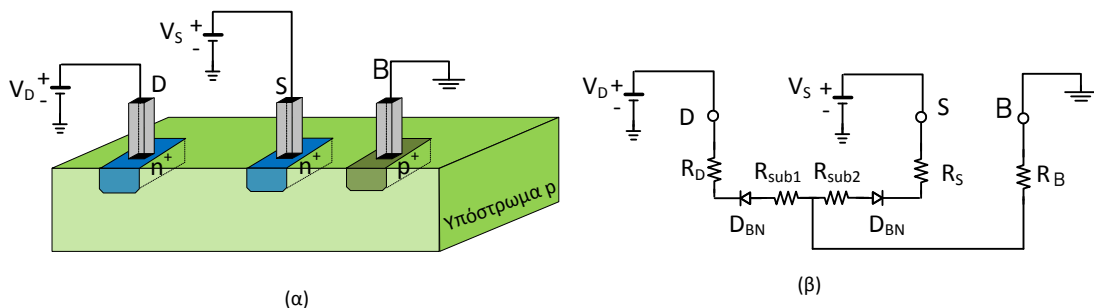
Ανάλογα με την τάση που θα εφαρμοστεί μεταξύ των σημείων A και B η διάδος μπορεί να πολωθεί ορθά ή ανάστροφα. Όπως έχουμε αναφέρει η διάδος υποστρώματος θα πρέπει πάντα να είναι ανάστροφα πολωμένη ώστε να μην έχουμε ροή ρεύματος από τον κόμβο A προς τον κόμβο B δια μέσου του υποστρώματος. Έτσι, αναγκαστικά το υπόστρωμα τύπου p πάντα θα πολώνεται στο αρνητικότερο δυναμικό που θα έχει το ολοκληρωμένο κύκλωμα, **Σχήμα 2-9**, προκειμένου όλες οι διάδοι του υποστρώματος να είναι ανάστροφα πολωμένες χωρίς ροή ρεύματος μέσα από αυτό. Πολώνοντας το υπόστρωμα στο χαμηλότερο δυναμικό όλες οι τάσεις σε όλους τους κόμβους του ολοκληρωμένου κυκλώματος θα έχουν δυναμικό υψηλότερο ή το πολύ ίσο με αυτό του υποστρώματος. Το τελευταίο εξασφαλίζει μηδενικό ρεύμα μέσω του υποστρώματος για όλα ταυτόχρονα τα σημεία του ολοκληρωμένου κυκλώματος.

Στο **Σχήμα 2-10α,β** βλέπουμε έναν ακόμα συνδυασμό επαφών, δύο επαφές  $pn^+$  και μία επαφή υποστρώματος  $pp^+$ . Στο **Σχήμα 2-10γ** βλέπουμε το πλήρες ισοδύναμο κύκλωμα που περιλαμβάνει τις δύο διόδους  $D_{BN}$ , καθώς και τις αντιστάσεις που δημιουργούνται μέσα σε κάθε περιοχή. Το απλοποιημένο ισοδύναμο παρουσιάζεται στο **Σχήμα 2-10δ**.

Στο **Σχήμα 2-11** βλέπουμε πώς πρέπει να είναι πολωμένοι οι ακροδέκτες όλων των περιοχών ώστε όλες οι διόδους των επαφών να είναι ανάστροφα πολωμένες. Είναι προφανές ότι το επειδή ο ακροδέκτης B του υποστρώματος είναι συνδεδεμένος στο αρνητικότερο δυναμικό, που στη προκειμένη περίπτωση είναι η γείωση, οι τάσεις  $V_D$  και  $V_S$  στους ακροδέκτες D και S, αντίστοιχα, θα βρίσκονται αναγκαστικά σε υψηλότερο ή το πολύ ίσο δυναμικό με το δυναμικό του υποστρώματος. Το τελευταίο οδηγεί στη ανάστροφη πόλωση των δύο διόδων του υποστρώματος.



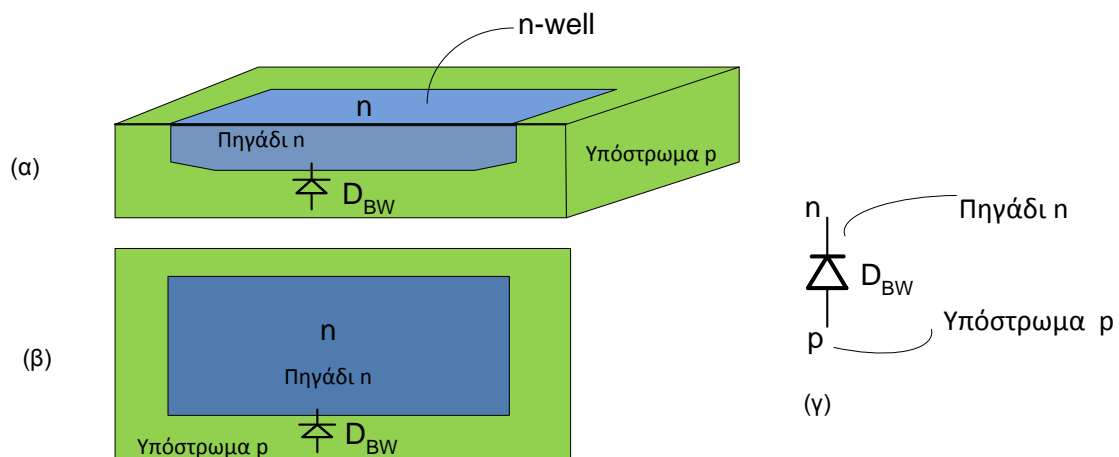
Σχήμα 2-10 Συνδυασμός επαφών  $pn^+$  και  $pp^+$  πάνω σε υπόστρωμα  $p$  (α) προφίλ τριών διαστάσεων (β) κάτοψη (γ) ισοδύναμο κύκλωμα και (δ) απλοποιημένο κύκλωμα



Σχήμα 2-11 (α) Πόλωση του συνδυασμού των επαφών ώστε οι διόδους να είναι ανάστροφα πολωμένες (β) απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα.

## 2.4 Τοπικό υπόστρωμα τύπου $n$ ή πηγάδι τύπου $n$

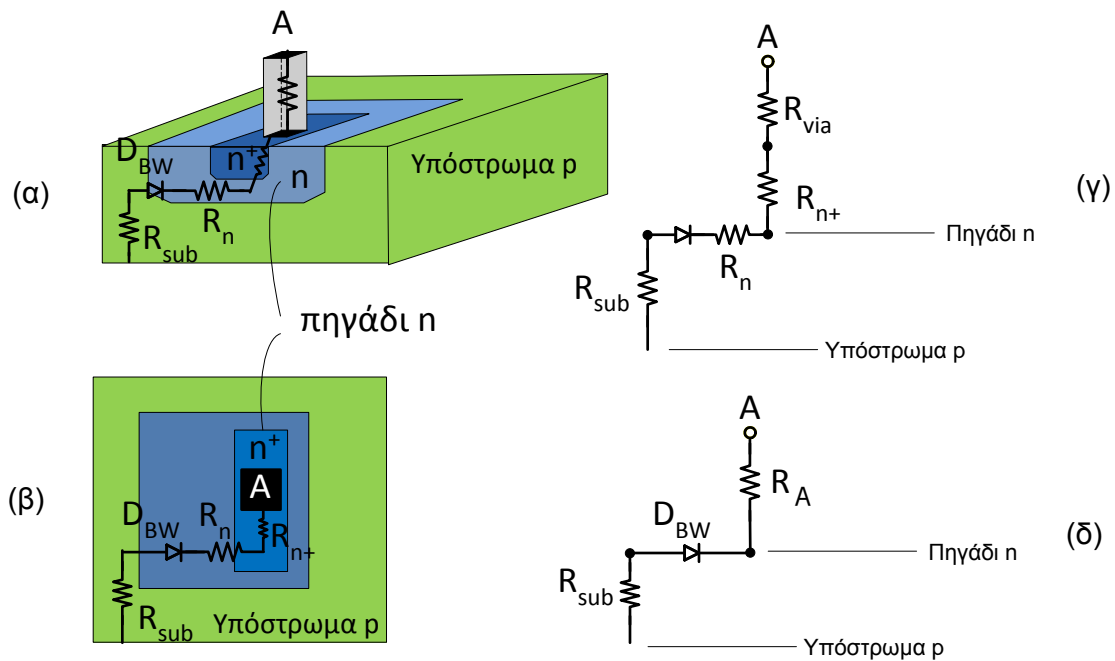
Σε πολλές περιπτώσεις, όπως θα δούμε στο επόμενο κεφάλαιο, απαιτείται η χρήση **τοπικού ή περιορισμένης επιφάνειας υποστρώματος τύπου  $n$**  και όχι του καθολικού υποστρώματος τύπου  $p$ . Για αυτό το λόγο υλοποιείται μια σχετικά εκτεταμένη νησίδα τύπου  $n$  μέσα σε υπόστρωμα τύπου  $p$  όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 2-12** η οποία ονομάζεται τοπικό υπόστρωμα τύπου  $n$  ή “πηγάδι” τύπου  $n$  ( $n$ -well). Η περιοχή του πηγαδιού  $n$  έχει σχετικά χαμηλή συγκέντρωση ηλεκτρονίων και η αντίσταση που παρουσιάζει είναι σχετικά μεγάλη.



Σχήμα 2-12 Τοπικό υπόστρωμα  $n$  ή πηγάδι  $n$  (α) προφίλ τριών διαστάσεων (β) κάτοψη και (γ) δίοδος  $D_{BW}$  λόγω της επαφής  $pn$  που δημιουργείται μεταξύ υποστρώματος και πηγαδιού.

Όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 2-12**, είναι αναμενόμενο να αναπτυχθεί η δίοδος  $D_{BW}$  μεταξύ του υποστρώματος  $p$  και της νησίδας του πηγαδιού  $n$ , **Σχήμα 2-12γ**. Το πηγάδι  $n$  είναι ουσιαστικά μια δίοδος εκτεταμένη επιφάνεια όπως αναλύσαμε σε προηγούμενη παράγραφο αλλά η συγκέντρωση των αποδεκτών είναι κανονική. Η άνοδος της θα είναι το υπόστρωμα  $p$  και η κάθοδος το πηγάδι  $n$ . Τόσο το υπόστρωμα  $p$  όσο και το πηγάδι  $n$  πρέπει να πολωθούν σε κατάλληλο δυναμικό ώστε να πολωθεί ανάστροφα η δίοδος. Για να πολωθεί το υπόστρωμα μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε την επαφή υποστρώματος  $pp^+$  όπως έχουμε αναφέρει στην **παράγραφο 2.2**. Για να πολωθεί το πηγάδι  $n$  χρησιμοποιείται η αντίστοιχη επαφή  $nn^+$  που ονομάζεται επαφή πηγαδιού ( $n$ -well contact).

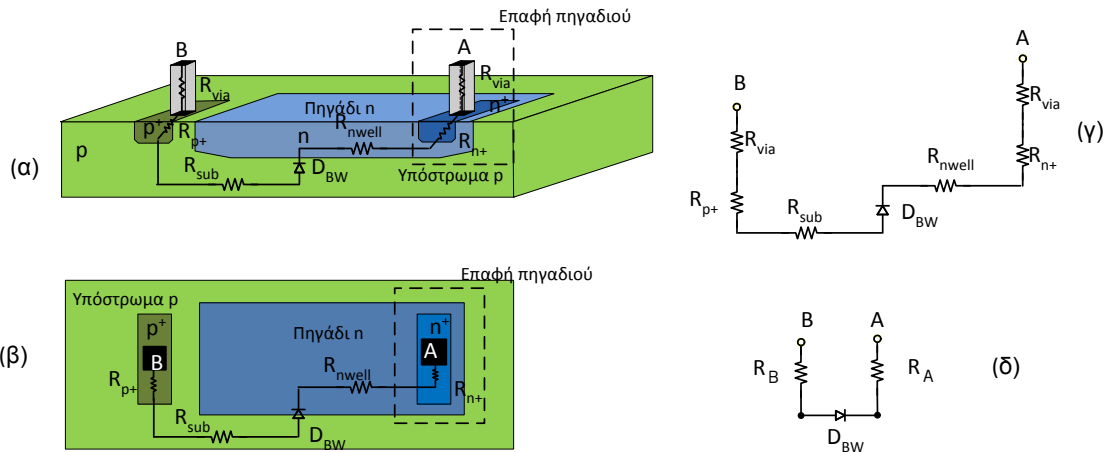
Στο **Σχήμα 2-13** βλέπουμε πως υλοποιείται η επαφή πηγαδιού. Αποτελείται από την νησίδα  $n^+$  μέσα στη περιοχή του πηγαδιού η οποία χρησιμοποιείται για να συνδεθεί το μέταλλο του *via* με την νησίδα του πηγαδιού  $n$ .



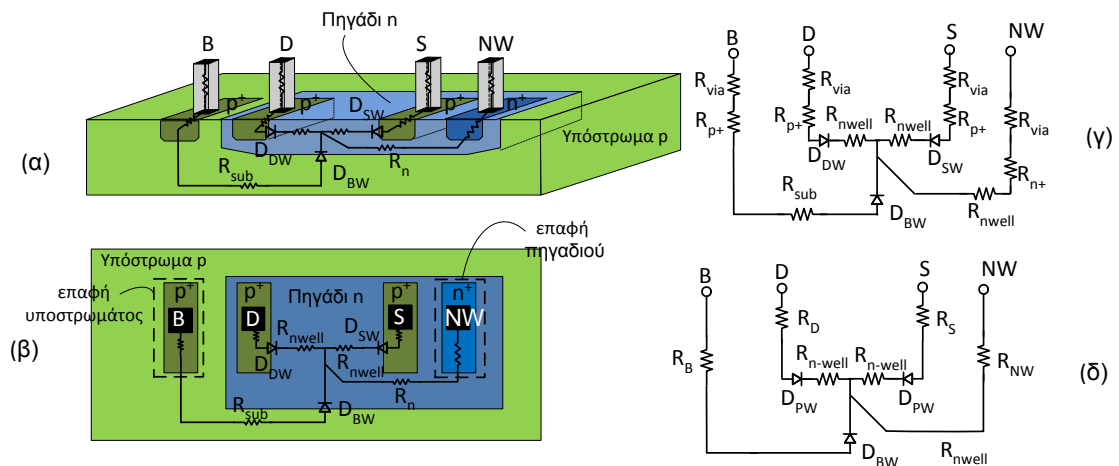
Σχήμα 2-13 Επαφή πηγαδιού  $n$  (α) προφίλ τριών διαστάσεων (β) κάτοψη (γ) ισοδύναμο κύκλωμα και (δ) απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα.

Αφού έχουμε και την επαφή του πηγαδιού  $n$  είμαστε σε θέση να πολώσουμε το πηγάδι  $n$ . Στο **Σχήμα 2-14α,β** βλέπουμε το πηγάδι  $n$  μαζί με τις απαραίτητες επαφές υποστρώματος και πηγαδιού για την σωστή πόλωση. Στο **Σχήμα 2-14γ** βλέπουμε το ισοδύναμο κύκλωμα του της δομής του **Σχήμα 2-14α** το οποίο αποτελείται από αντιστάσεις  $R_{via}$  των μετάλλων των *via*, την αντίσταση  $R_{p+}$  της επαφής υποστρώματος, την αντίσταση  $R_{n+}$  της επαφής του πηγαδιού  $n$ , την αντίσταση του πηγαδιού  $R_{nwell}$  και την αντίσταση  $R_{sub}$  του υποστρώματος. Το κύκλωμα συμπληρώνεται από την διόδο  $D_{BN}$  που σχηματίζεται μεταξύ υποστρώματος και πηγαδιού.

Στο **Σχήμα 2-15** βλέπουμε τον συνδυασμό όλων των επαφών με τις οποίες έχουμε ασχοληθεί. Αποτελείται από ένα πηγάδι  $n$  υλοποιημένο πάνω σε υπόστρωμα- $p$ . Μέσα στο πηγάδι- $n$  είναι υλοποιημένες δύο περιοχές τύπου  $p^+$ . Επίσης περιλαμβάνει και όλες τις απαραίτητες επαφές. Μέσω του ακροδέκτη  $B$ , που ονομάζεται ακροδέκτης υποστρώματος (*substrate terminal*) και την επαφή υποστρώματος (*substrate contact*) πολώνουμε το υπόστρωμα. Μέσω του ακροδέκτη  $NW$  του πηγαδιού  $n$ , που ονομάζεται ακροδέκτης υποστρώματος (*n-well terminal*) και της επαφής του πηγαδιού (*n-well contact*) μπορούμε να πολώσουμε το πηγάδι  $n$ . Μέσω των άλλων δύο ακροδεκτών  $D$  και  $S$  μπορούμε να εφαρμόσουμε κατάλληλες τάσεις στις νησίδες  $p^+$ .

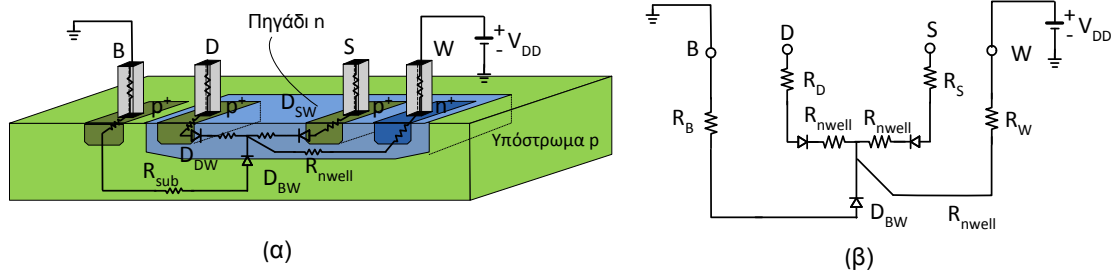


Σχήμα 2-14 Πηγάδι  $n$  μέσα σε υπόστρωμα  $p$  μαζί με αντίστοιχες επαφές πηγαδιού και υποστρώματος (α) προφίλ τριών διαστάσεων (β) κάτοψη (γ) ισοδύναμο κύκλωμα και (δ) απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα.



Σχήμα 2-15 Συνδυασμός πηγαδιού  $n$  με δύο νησίδες  $p^+$  (α) προφίλ τριών διαστάσεων (β) κάτοψη (γ) ισοδύναμο κύκλωμα και (δ) απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα.

Στη περιοχή που έρχονται σε επαφή η νησίδα  $p^+$  (που είναι συνδεδεμένη μέσω *via* με τον ακροδέκτη  $D$ ) με το πηγάδι  $n$  δημιουργείται η διόδος  $D_{DW}$  ( $DW$ : από το  $D$  στο  $Well$ ). Αντίστοιχα, στη περιοχή που έρχονται σε επαφή η νησίδα  $p^+$  (που είναι συνδεδεμένη μέσω *via* με τον ακροδέκτη  $S$ ) με το πηγάδι  $n$  δημιουργείται ξανά μια διόδος  $D_{SW}$  ( $SW$ : από το  $S$  στο  $Well$ ). Κατά τα γνωστά, η περιοχή που έρχεται σε επαφή το πηγάδι  $n$  με το υπόστρωμα δημιουργείται η διόδος  $D_{BW}$ . Οι αντιστάσεις του συνδυασμού του **Σχήμα 2-15** είναι: η αντίσταση  $R_{via}$  του μετάλλου των *via*, η αντίσταση  $R_{p^+}$  της επαφής του υποστρώματος, η αντίσταση  $R_{n^+}$  της επαφής του πηγαδιού, η αντίσταση του πηγαδιού  $R_{nwell}$  και η αντίσταση  $R_{sub}$  του υποστρώματος.

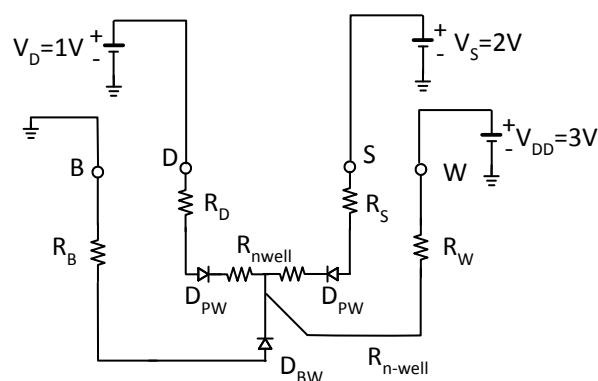


Σχήμα 2-16 Πόλωση πηγαδιού n

Η σωστή πόλωση του πηγαδιού του **Σχήμα 2-15** πρέπει να εξασφαλίζει ότι όλες οι διόδους των επαφών θα είναι ανάστροφα πολωμένες. Στο **Σχήμα 2-16** βλέπουμε πως πρέπει να είναι πολωμένη η δομή του **Σχήμα 2-15**. Το υπόστρωμα, μέσω του ακροδέκτη υποστρώματος  $B$ , συνδέεται στη γείωση που είναι το χαμηλότερο δυναμικό που εφαρμόζεται στο ολοκληρωμένο κύκλωμα. Τα δυναμικά που εφαρμόζονται στους ακροδέκτες  $D$  και  $S$  δεν πρέπει ποτέ να είναι γίνουν μεγαλύτερα κατά  $0.7V$  από το δυναμικό πηγαδιού  $n$  για να μην πολωθούν ορθά οι διόδους  $D_{PW}$ . Αν το πηγάδι  $n$ , μέσω του ακροδέκτη πηγαδιού  $W$ , συνδέεται με την θετική τροφοδοσία  $V_{DD}$  που είναι το υψηλότερο δυναμικό που εφαρμόζεται στο ολοκληρωμένο κύκλωμα τότε οι διόδους  $D_{PW}$  δεν θα άγουν ποτέ όποιες τιμές και αν πάρουν οι τάσεις στους ακροδεκτών  $D$  και  $S$ . Προφανώς οι τάσεις αυτές δεν μπορούν να ξεπεράσουν την τροφοδοσία που θα έχει το ολοκληρωμένο κύκλωμα.

### Παράδειγμα 2.1

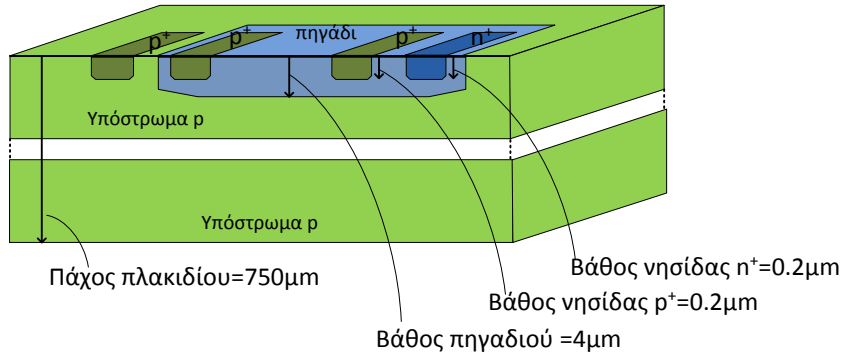
Έστω ο συνδυασμός του **Σχήμα 2-16α** όπου το υπόστρωμα είναι στη γείωση και το πηγάδι είναι στα  $3V$ , η τάση στον ακροδέκτη  $S$  είναι στο  $1V$  και η τάση στον ακροδέκτη  $D$  είναι στα  $2V$ . Έτσι με βάση το απλοποιημένο κύκλωμα του **Σχήμα 2-16β** θα έχουμε το κύκλωμα **Σχήμα 2-17**. Είναι προφανές ότι όλες οι διόδους είναι ανάστροφα πολωμένες και δεν έχουμε αγωγή ρεύματος από κανέναν ακροδέκτη.



Σχήμα 2-17 Παράδειγμα πόλωσης πηγαδιού n

Σε αυτό το σημείο θα πούμε λίγα πράγματα για τις τυπικές τιμές που παίρνει το βάθος των νησίδων. Στο **Σχήμα 2-18** βλέπουμε το προφίλ σε τρεις διαστάσεις ενός πλακιδίου (*wafers*) πυριτίου με υπόστρωμα τύπου  $p$  το οποίο περιλαμβάνει όλες τις επαφές για τις οποίες έχουν αναφερθεί προηγουμένως. Ο **Πίνακας 2.1** παρουσιάζει

τις τυπικές τιμές βάθους επαφών που χρησιμοποιούνται σε τεχνολογίες 0.35 $\mu\text{m}$ . Το βάθος των διαχύσεων όλων των τύπων είναι σταθερό και καθορίζεται αποκλειστικά από την τεχνολογία κατασκευής. Μόνο το μήκος και το πλάτος των διαχύσεων καθορίζεται από τον σχεδιαστή του ολοκληρωμένου κυκλώματος



Σχήμα 2-18 Προφίλ τριών διαστάσεων

Πίνακας 2.1 Τυπικές τιμές βάθους διαχύσεων

	Σύμβολο	Μονάδες	Τιμές
Βάθος νησίδας n+	XJN	$\mu\text{m}$	0.2
Βάθος νησίδας p+	XJO		0.2
Βάθος πηγαδιού n	XJNW		3.5
Πάχος πλακιδίου	TWAF		740

## 2.5 Επίπεδα μετάλλων και καλωδιώσεις

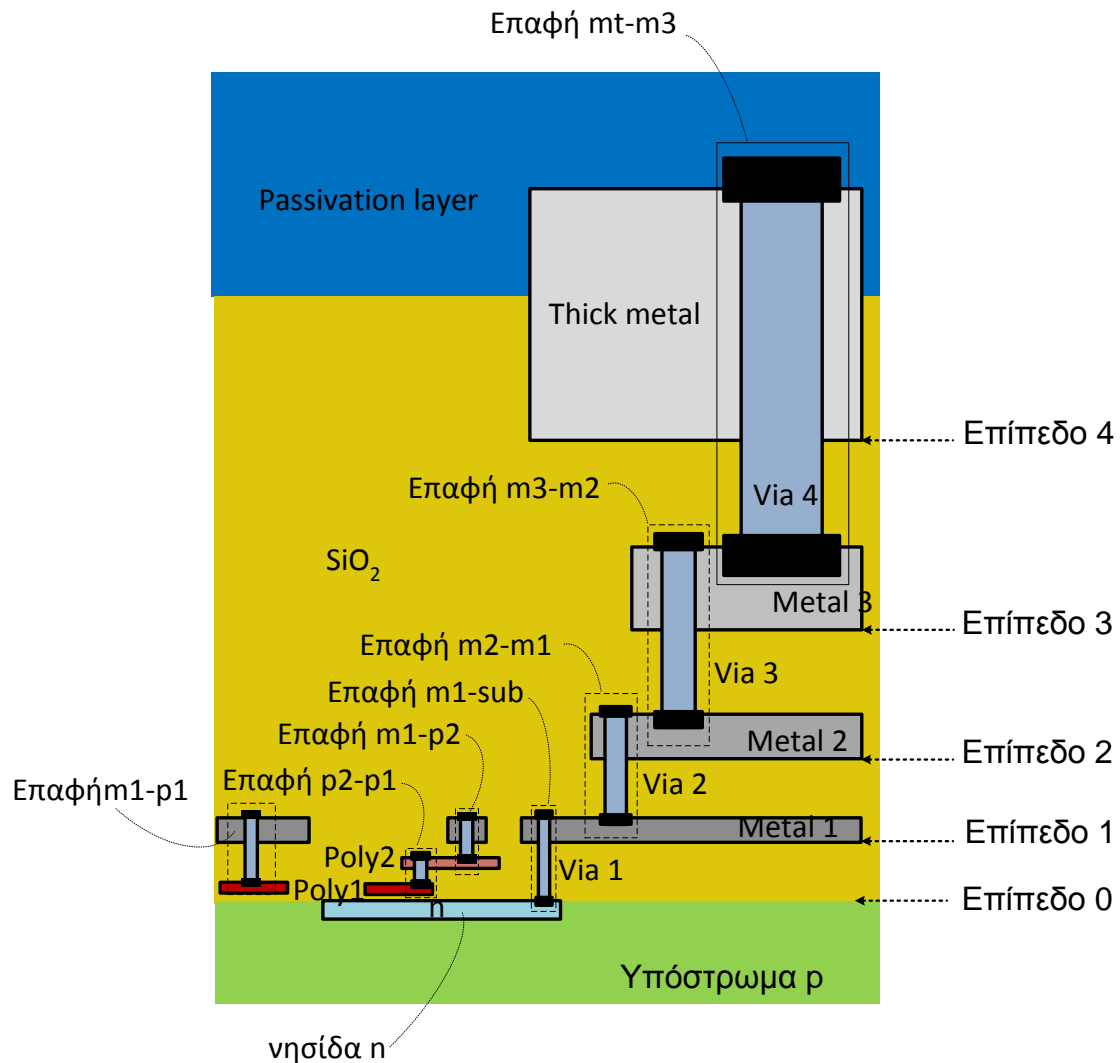
Στα ηλεκτρονικά ή ηλεκτρικά κυκλώματα (και όχι σε ολοκληρωμένα κυκλώματα) τα διακριτά στοιχεία όπως αντιστάσεις, πυκνωτές, τρανζίστορ, διασυνδέονται μεταξύ τους χρησιμοποιώντας καλώδια. Τα καλώδια θεωρούνται ότι είναι πολύ καλοί αγωγοί του ηλεκτρισμού παρουσιάζοντας πολύ μικρή αντίσταση στο ρεύμα. Είναι συνήθως φτιαγμένα από μέταλλα (πχ χαλκός) τα οποία έχουν μεγάλη συγκέντρωση ελεύθερων ηλεκτρονίων και έτσι πολύ μεγάλη αγωγιμότητα.

Στα ολοκληρωμένα κυκλώματα για την διασύνδεση ηλεκτρονικών στοιχείων προφανώς λόγω διαστάσεων δεν χρησιμοποιούνται καλώδια αλλά μέταλλα. Μια περίπτωση χρήσης μετάλλου που έχουμε δει μέχρι τώρα είναι τα *via* τα οποία χρησιμοποιούνται για να επιτύχουμε ηλεκτρικές συνδέσεις από το επίπεδο 0 στο επίπεδο 1. Κάποια βασικά χαρακτηριστικά των καλωδίων χαρακτηρίζουν επίσης και τα μέταλλα που χρησιμοποιούνται στα ολοκληρωμένα κυκλώματα όπως η τιμή της αντίστασης που εμφανίζουν και η αντοχή τους στο ρεύμα που τα διαρρέει. Η αντίσταση των μετάλλων όπως ακριβώς και των καλωδίων εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από το υλικό που είναι κατασκευασμένα. Δηλαδή άλλη αντίσταση παρουσιάζει ένα μέταλλο από χαλκό και άλλη από αλουμίνιο ή χρυσό. Επίσης για συγκεκριμένο πάχος μετάλλου η αντίσταση του αυξάνεται όσο αυξάνει το μήκος του μετάλλου όπως ακριβώς και σε ένα καλώδιο, **παρατήρηση 1.3.1**. Η αντοχή στο ρεύμα

ενός μετάλλου είναι ανάλογη του πάχους του  $W \cdot Y$ , **εξ.1.3.12**, δηλ. μεγάλο πάχος σημαίνει μεγαλύτερη αντοχή στο ρεύμα που διαρρέει το μέταλλο.

**Πίνακας 2.2** Αντίσταση και αντοχή μετάλλου

	Ανάλογη	Αντίστροφα ανάλογη
Αντίσταση μετάλλου	Μήκους $L$	Πάχους $W \cdot Y$
Αντοχή μετάλλου	Πάχους $W \cdot Y$	



**Σχήμα 2-19** Τυπική προφίλ επιπέδων και επαφών μετάλλων

Για το σχεδιασμό ολοκληρωμένων κυκλωμάτων απαιτείτε η χρήση πολλαπλών επιπέδων μετάλλων. Στο **Σχήμα 2-19** βλέπουμε ένα παράδειγμα όπου χρησιμοποιούνται μέχρι τέσσερα επίπεδα μετάλλων, *metal 1*, *metal 2*, *metal 3* και *thick metal* (παχύ μέταλλο). Το υλικό των μετάλλων είναι συνήθως αλουμίνιο, χαλκό, χρυσός ή κάποιο κατάλληλο υλικό με μικρή αντίσταση. Ο αριθμός των επιπέδων των μετάλλων εξαρτάται από τη τεχνολογία κατασκευής. Σε κάποιες τεχνολογίες μπορούν να χρησιμοποιηθούν περισσότερα από έξι επίπεδα μετάλλων. Στο **Σχήμα 2-19** βλέπουμε ότι χρησιμοποιούνται δύο ενδιάμεσα επίπεδα πολυυριτίου που



ονομάζονται *poly 1* και *poly 2* το υλικό των οποίων είναι το πολύ-κρυσταλικό πυρίτιο και έχει ιδιότητες αντίστοιχες με αυτές των μετάλλων (μεγάλη συγκέντρωση ηλεκτρονίων, μικρή αντίσταση). Η ορολογία *poly* χρησιμοποιείται ευρέως για να χαρακτηρίζει στρώματα διαχύσεων που είναι κατασκευασμένα με πολύ-κρυσταλικό πυρίτιο. Όπως θα δούμε στη συνέχεια, το *poly 1* είναι ένα υλικό που χρησιμοποιείται στη υλοποίηση των τρανζίστορ, σε αντιστάσεις ενώ με το συνδυασμό των *poly 1* και *poly 2* μπορούμε να υλοποιήσουμε πυκνωτές. Τα στρώματα πολύ-κρυσταλλικού πυριτίου βρίσκονται συνήθως ανάμεσα από το επίπεδο του υποστρώματος και του επίπεδο του *metal 1*. Να σημειωθεί εδώ ότι τα επίπεδα πολυ-κρυσταλλικού πυριτίου δεν χρησιμοποιούνται σε καλωδιώσεις γιατί παρουσιάζουν μικρή αντοχή στο ρεύμα.

Για να συνδεθεί ένα επίπεδο μετάλλου με το αμέσως υψηλότερο ή το αμέσως χαμηλότερο χρησιμοποιούνται τα αντίστοιχα *via*. Έτσι για παράδειγμα αν πρέπει να συνδεθεί το *metal 2* με το *metal 1* θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί το *via 2* ενώ *metal 2* με το *metal 3* θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί το *via 3*, **Σχήμα 2-19**. Για την περίπτωση του *via 2* ορίζουμε ως επαφή *m2-m1* (*metal 2-metal 1*) το *via 2* μαζί μέρος των μετάλλων *metal 2* και *metal 1*. Με αντίστοιχο τρόπο ορίζουμε τις υπόλοιπες επαφές, **Πίνακας 2.3**, οι οποίες χρησιμοποιούνται για να διασυνδεθούν όλα τα μέταλλα μεταξύ τους

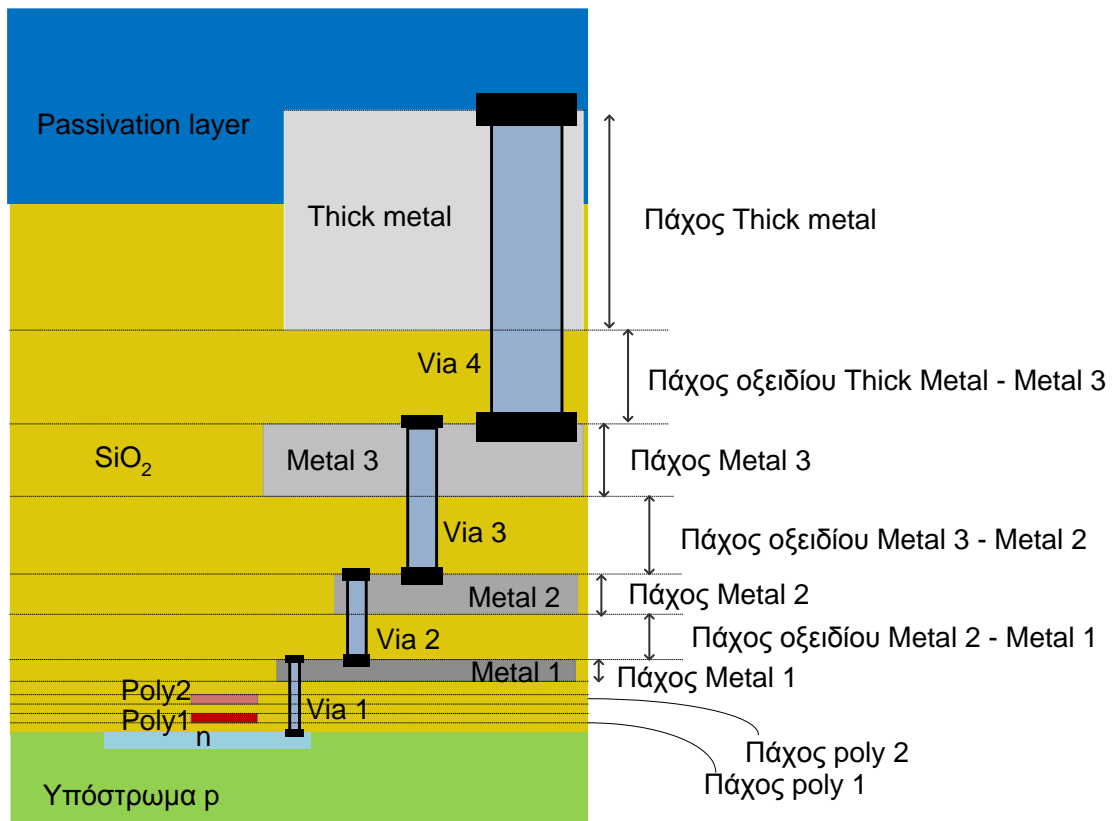
**Πίνακας 2.3** Τύποι επαφών

Επαφές	Via	Επαφές	Via
p2-p1		m1-sub	Via1
m1-p1		M2-m1	Via2
		M3-m2	Via3
		Mt-m3	Via4

Ο χώρος μεταξύ των επιπέδων “γεμίζει” με μονωτικό υλικό που συνήθως είναι το  $\text{SiO}_2$ . Επίσης, ακριβώς πάνω από τελευταίο επίπεδο μετάλλου κατασκευάζεται το στρώμα απομόνωσης (*passivation layer*) το οποίο καλύπτει ολόκληρη την επιφάνεια του ολοκληρωμένου κυκλώματος και έχει σκοπό να απομονώσει και προστατεύσει τις δομές που έχουν.

Υπάρχουν αρκετοί τεχνολογικοί περιορισμοί στο σχεδιασμό των μετάλλων σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα. Τέτοιου είδους τεχνολογικοί περιορισμοί είναι το πάχος των μετάλλων, το πάχος του οξειδίου και επίσης η ελάχιστη διάσταση που μπορεί να έχει ένα μέταλλο. Το πάχος των μετάλλων (όπως και το βάθος των διαχύσεων) είναι αυστηρά καθορισμένο από τη τεχνολογία κατασκευής και δε μπορεί να μεταβληθεί από τον σχεδιαστή, **Σχήμα 2-20**. Επίσης, αυστηρά καθορισμένο είναι και το πάχος του οξειδίου που βρίσκεται ανάμεσα από τα επίπεδα των μετάλλων, **Σχήμα 2-20**. Ο **Πίνακας 2.4** παρουσιάζει τις τυπικές τιμές του πάχους των οξειδίων (*oxide thickness*) και του πάχους των μετάλλων (*metal thickness*) για μια συνηθισμένη CMOS τεχνολογία 0.35 $\mu\text{m}$ . Παρατηρούμε ότι το πάχος των μετάλλων κατασκευάζεται προοδευτικά μεγαλύτερο όσο απομακρυνόμαστε από το υπόστρωμα, **Σχήμα 2-20**, . Όσο μεγαλύτερο είναι το πάχος των μετάλλων τόσο μικρότερη είναι η αντίσταση που παρουσιάζουν. Προφανώς όσο μεγαλύτερο είναι το

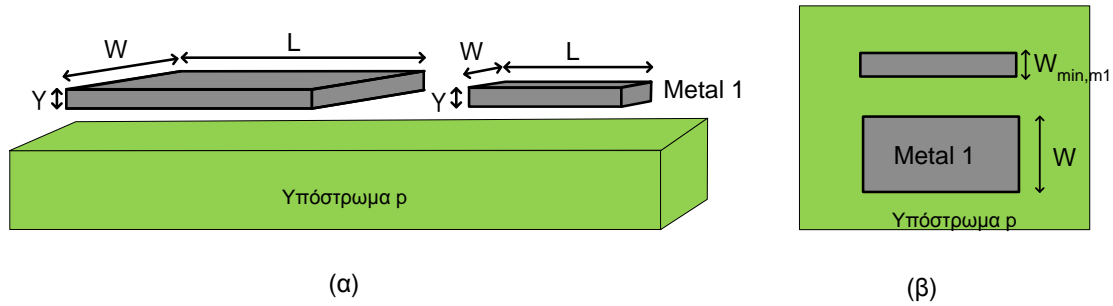
πάχος των μετάλλων τόσο μεγαλύτερη είναι και η αντοχή τους στο ρεύμα που τα διαρρέει.



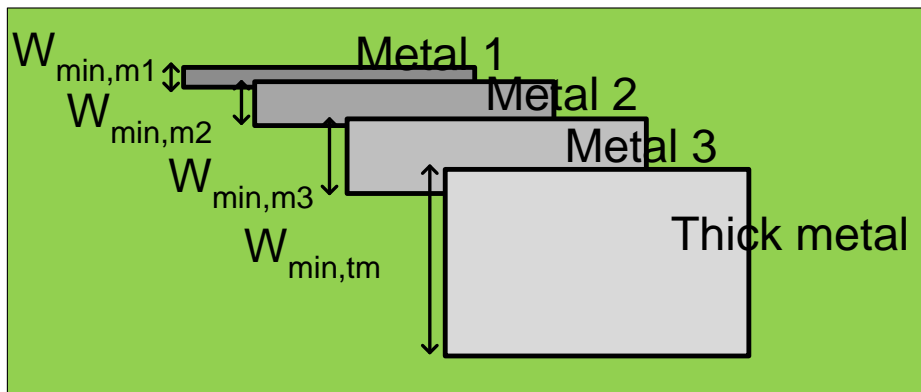
Σχήμα 2-20 Πάχη οξειδίων και μετάλλων

**Πίνακας 2.4** Τυπικές τιμές πάχους οξειδίων και μετάλλων

<i>Πάχος οξειδίων</i>	<i>μονάδες</i>	<i>τιμές</i>
metal1-poly	nm	645
metal2-metal1		1000
metal3-metal2		1000
<i>Πάχος μετάλλων</i>		
Poly 1	nm	282
Metal 1		665
metal2		640
metal3		925
passivation		1030



Σχήμα 2-21 Μόνο το μήκος  $L$  και το πλάτος  $W$  του *metal 1* καθορίζονται από τον σχεδιαστή (β) ελάχιστη επιτρεπόμενη διάσταση  $W_{min,m1}$  του *metal 1*



Σχήμα 2-22 Ελάχιστες επιτρεπόμενες διαστάσεις

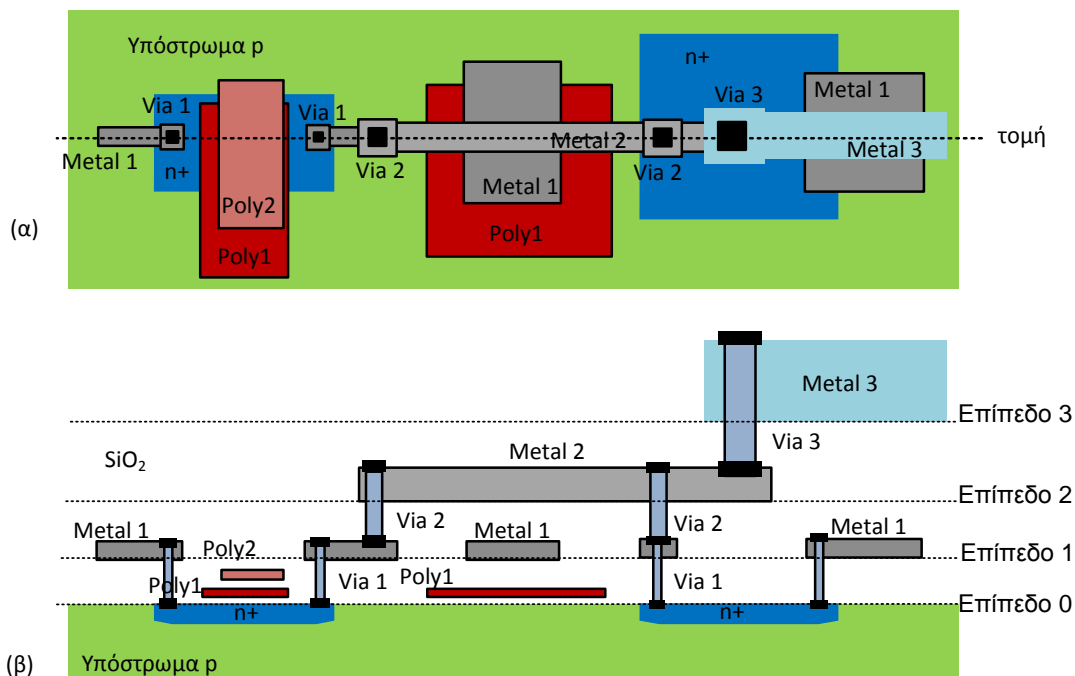
Αυτό που μπορεί να καθοριστεί από τον σχεδιαστή είναι το μήκος και το πλάτος της επιφάνειας των μετάλλων. Στο **Σχήμα 2-21** βλέπουμε τη περίπτωση του *metal 1*, όπου  $W$  είναι το πλάτος,  $L$  είναι το μήκος και  $Y$  είναι το πάχος του *metal 1*. Σε αυτό το σημείο θα πρέπει να τονιστεί ότι ένας ακόμα τεχνολογικός περιορισμός είναι η ελάχιστη επιτρεπόμενη διάσταση των μετάλλων. Δηλαδή το μήκος ή το πλάτος των μετάλλων δεν μπορεί να είναι μικρότερο από ένα επιτρεπόμενο όριο το οποίο καθορίζεται από την τεχνολογία κατασκευής. Στο **Σχήμα 2-21** το ελάχιστο πλάτος του *metal 1* δεν μπορεί να είναι μικρότερο από  $W_{min,m1}$ .

Στο **Σχήμα 2-22** βλέπουμε το ελάχιστο πλάτος που μπορούν να έχουν τα μέταλλα. Η συνήθης πρακτική για όλες τις CMOS τεχνολογίες είναι ότι όσο απομακρυνόμαστε από το υπόστρωμα τόσο η ελάχιστη διάσταση που μπορεί να σχεδιαστεί ένα μέταλλο αυξάνει. Μην ξεχνάμε ότι όσο μεγαλύτερο είναι το πλάτος ενός μετάλλου τόσο η αντίσταση του μικραίνει. Έτσι το *metal 1* έχει το μικρότερο δυνατό πλάτος σε σχέση με τα υπόλοιπα μέταλλα. Το *metal 1* είναι το μέταλλο που βρίσκεται πιο κοντά στο υπόστρωμα και βασικά χρησιμοποιείται για την διασύνδεση των στοιχείων που βρίσκονται θαμμένα στο υπόστρωμα όπως επαφές υποστρώματος/πηγαδιών και επαφών  $pn$ . Επειδή τα παραπάνω στοιχεία έχουν μικρές διαστάσεις για αυτό απαιτείται και το *metal 1* να μπορεί να παίρνει μικρές διαστάσεις ώστε να μπορεί να κάνει τη απαραίτητες διασυνδέσεις. Εξαιτίας όμως του μικρού πάχους που μπορεί πάρει το *metal 1* παρουσιάζει και την μεγαλύτερη

αντίσταση αλλά και την μικρότερη αντοχή στο ρεύμα σε σχέση με τα υπόλοιπα μέταλλα.

Το τελευταίο μέταλλο (*thick metal*) επειδή ακριβώς βρίσκεται στη μεγαλύτερη απόσταση από το υπόστρωμα έχει και τη μεγαλύτερη επιτρεπόμενη ελάχιστη διάσταση σε σχέση με τα υπόλοιπα μέταλλα.. Όπως θα δούμε το μέταλλο αυτό χρησιμοποιείται για να “μεταφέρει” μεγάλη ποσότητα ρεύματος για αυτό όλες οι τεχνολογίες προσφέρουν μεγάλες διαστάσεις στα απομακρυσμένα μέταλλα από το υπόστρωμα.

Συμπερασματικά μπορούμε να πούμε ότι όσο πλησιάζουμε προς το υπόστρωμα τότε οι τεχνολογίες κατασκευής προσφέρουν μέταλλα με μικρές επιτρεπόμενες διαστάσεις ώστε να γίνονται οι διασυνδέσεις μεταξύ των στοιχείων που βρίσκονται θαμμένα στο υπόστρωμα κα έχουν εν γένει μικρές διαστάσεις. Αντίθετα όσο απομακρυνόμαστε από το υπόστρωμα τότε οι τεχνολογίες κατασκευής προσφέρουν μέταλλα με μεγαλύτερες ελάχιστες επιτρεπόμενες διαστάσεις μικρότερη αντίσταση και μεγαλύτερη αντοχή στο ρεύμα. Επίσης ισχύουν τα επόμενα (α) το πάχος των μετάλλων και των οξειδίων όλων των τύπων είναι σταθερό και καθορίζεται αποκλειστικά από την τεχνολογία κατασκευής (β) μόνο το μήκος και το πλάτος των μετάλλων καθορίζεται από τον σχεδιαστή του ολοκληρωμένου κυκλώματος (γ) το μήκος και το πλάτος καθορίζει την αντίσταση που θα παρουσιάζει το μέταλλο και (δ) κάθε μέταλλο έχει μια ελάχιστη τιμή διάστασης (μήκους ή πλάτους) καθορισμένη από την τεχνολογία. Στο **Σχήμα 2-23** βλέπουμε την χρήση μετάλλων και επαφών διαφόρων τύπων ώστε να γίνει η διασύνδεση μεταξύ τους



Σχήμα 2-23 Παράδειγμα καλωδίωσης με χρήση μετάλλων και επαφών (α) κάτοψη και (β) τομή

## 2.6 Σχεδίαση αντιστάσεων σε CMOS τεχνολογίες

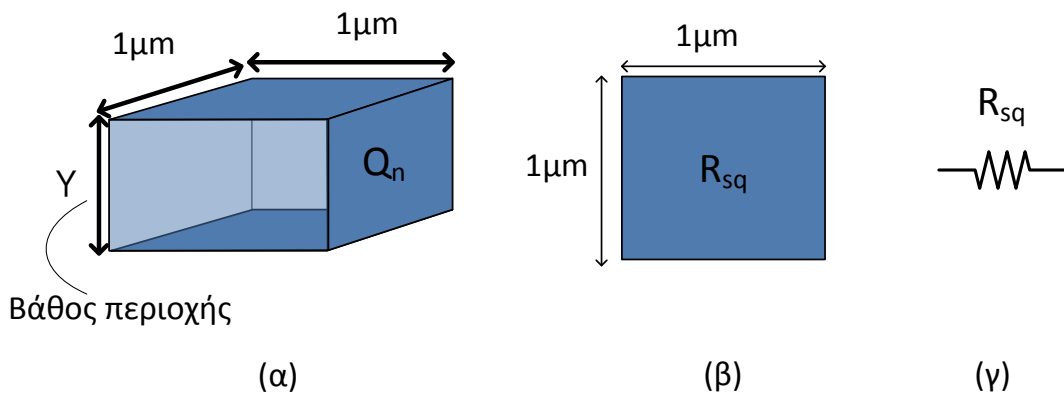
Οι αντιστάσεις στα ολοκληρωμένα κυκλώματα μπορούν να κατασκευαστούν πολύ απλά σε περιοχές με συγκεκριμένες διαστάσεις που έχουν καθορισμένη συγκέντρωση ελεύθερων φορέων ανά μονάδα όγκου. Έστω ο στοιχειώδης όγκος μια περιοχής, που βλέπουμε στο **Σχήμα 2-24α**, με επιφάνεια ίση με τη στοιχειώδη επιφάνεια που αντιστοιχεί σε  $1\mu\text{m}\cdot 1\mu\text{m}$ . Όπως είπαμε στη προηγούμενη παράγραφο το βάθος της διάχυσης  $Y$  είναι καθορισμένο από την τεχνολογία κατασκευής. Το μόνο που μπορεί να μεταβληθεί είναι η επιφάνεια της περιοχής δηλαδή το πλάτος  $W$  και το μήκος  $L$  της περιοχής. Ανάλογα με τη συγκέντρωση των ελεύθερων φορέων του ηλεκτρικού ρεύματος (οπές ή ηλεκτρόνια) ο όγκος της περιοχής θα παρουσιάζει συγκεκριμένη αντίσταση.

### Ορισμός 2.4 Αντίσταση ανά στοιχειώδες τετράγωνο επιφάνειας

Έστω, ότι οι ελεύθεροι φορείς είναι ηλεκτρόνια με συγκέντρωση  $Q_n$  ( $\text{Cb}/\text{m}^3$ ) και ευκινησία  $\mu_n$  τότε με βάση την **εξ. 1.22** η αντίσταση  $R_{sq}$  που θα παρουσιάζει ο στοιχειώδης όγκος της περιοχής θα είναι

$$R_{sq} = \frac{1}{Y} \frac{1}{\mu_n Q_n} \quad [\Omega] \quad \text{εξ. 2.1}$$

Η αντίσταση  $R_{sq}$  ονομάζεται αντίσταση ανά στοιχειώδες τετράγωνο επιφάνειας, **Σχήμα 2-24β** ( $1\mu\text{m}\cdot 1\mu\text{m}$ ) και έχει μονάδες  $\Omega$ .

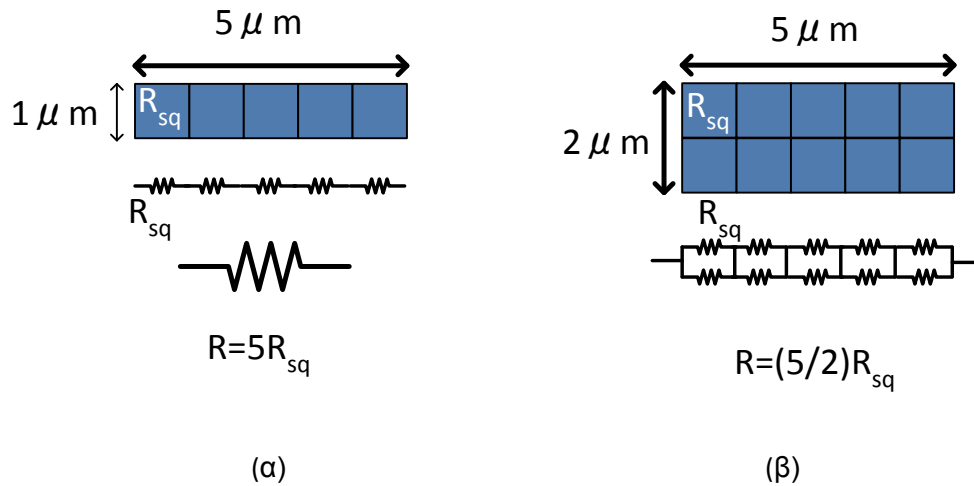


Σχήμα 2-24 Στοιχειώδης αντίσταση ανά μονάδα επιφάνειας (α) προφίλ τριών διαστάσεων (β) κάτοψη και (γ) ισοδύναμο κύκλωμα

Αν αυξηθεί το μήκος από  $1\mu\text{m}$  σε  $5\mu\text{m}$ , **Σχήμα 2-25α** τότε η αντίσταση αυξάνει και γίνεται 5 φορές μεγαλύτερη επειδή θα είναι 5 αντιστάσεις  $R_{sq}$  σε σειρά δηλαδή η συνολική αντίσταση θα γίνει  $5R_{sq}$ . Αν αυξηθεί και το πλάτος της επιφάνειας από  $1\mu\text{m}$  σε  $2\mu\text{m}$ , **Σχήμα 2-25β**, τότε η αντίσταση θα γίνει η μισή δηλαδή  $(5/2)R_{sq}$ . Είναι προφανές ότι η συνολική αντίσταση μιας περιοχής θα είναι ανάλογη του μήκους της επιφάνειας και αντίστροφα ανάλογη του πλάτους της επιφάνειας, **Σχήμα 2-25**, κάτι που άλλωστε είναι αναμενόμενο. Με βάση τα παραπάνω και η συνολική αντίσταση

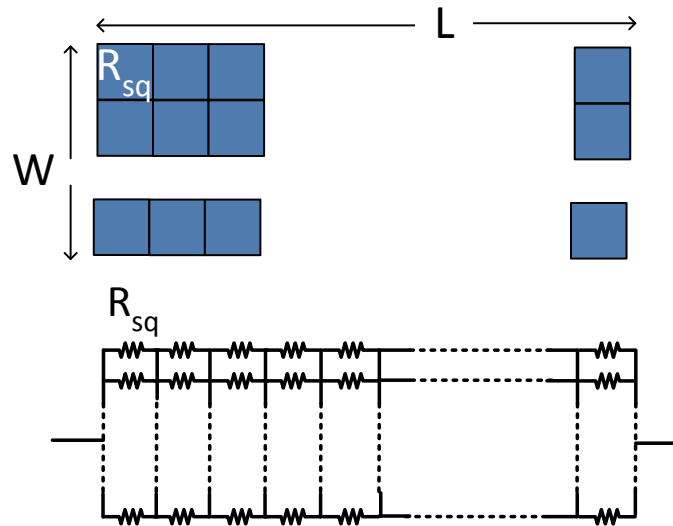
που εμφανίζει περιοχή με μήκος  $L$  και πλάτος  $W$ , **Σχήμα 2-26**, θα δίνεται από την σχέση

$$R = \frac{L}{W} R_{sq} \quad \text{εξ. 2.2}$$



Σχήμα 2-25 Σχεδίαση αντιστάσεων με τον συνδυασμό των στοιχειωδών αντιστάσεων ανά επιφάνεια.

Στα ολοκληρωμένα κυκλώματα οι αντιστάσεις μπορούν να υλοποιηθούν χρησιμοποιώντας στρώματα με διαφορετικές συγκεντρώσεις φορέων ανάλογα με την αντίσταση  $R_{sq}$  που απαιτείται. Στο **Σχήμα 2-27** βλέπουμε ένα συνηθισμένο τύπο αντίστασης που έχει υλοποιηθεί χρησιμοποιώντας την περιοχή διάχυσης ενός πηγαδιού  $n$ . Η περιοχή του πηγαδιού έχει συγκεκριμένη τιμή αντίστασης  $R_{sq, nwell}$  ανά τετράγωνο επιφάνειας η οποία εξαρτάται από την συγκέντρωση των ηλεκτρονίων. Οι αντιστάσεις που χρησιμοποιούν περιοχές διάχυσης κάθε τύπου ονομάζονται αντιστάσεις διάχυσης (diffusion resistors).



Σχήμα 2-26 Σχεδίαση αντιστάσεων με τον συνδυασμό των στοιχειωδών αντιστάσεων ανά επιφάνεια.

### Παράδειγμα 2.2

Μια τυπική τιμή της  $R_{sq,nwell}$  για μια συνηθισμένη CMOS τεχνολογία  $0.35\mu\text{m}$  είναι  $R_{sq,nwell} = 1.0\text{k}\Omega/\mu\text{m}^2$ . Έστω για παράδειγμα ότι θέλουμε να κατασκευάσουμε αντίσταση  $5\text{k}\Omega$  κάνοντας χρήση της διάχυσης του πηγαδιού  $n$ . Η αντίσταση θα δίνεται από την σχέση  $R_{well} = 5\text{k}\Omega = (L/W)1\text{k}\Omega$  όπου οι τιμές του μήκους  $L$  και του πλάτους  $W$  είναι επιλογή του σχεδιαστή. Αν το επιθυμητό πλάτος της  $R_{nwell}$  πρέπει να είναι  $W = 2\mu\text{m}$  τότε το μήκος που πρέπει να έχει η περιοχή του πηγαδιού  $n$  θα είναι  $L = 10\mu\text{m}$ . Προφανώς αν επιλέξουμε  $W = 4\mu\text{m}$  τότε το πλάτος θα γίνει διπλάσιο δηλαδή  $L = 20\mu\text{m}$ . Δηλαδή ανάλογα με το πλάτος του πηγαδιού το μήκος της θα προσαρμόζεται αντίστοιχα ώστε να επιτυγχάνεται η επιθυμητή τιμή της αντίστασης.

Στο **Σχήμα 2-28** βλέπουμε την υλοποίηση αντίστασης  $R_{well}$  μαζί με τα αντίστοιχα *via* τα οποία συνδέουν τους ακροδέκτες της αντίστασης  $A$  και  $B$  με το *metal 1*. Παρατηρούμε ότι το δυναμικό στο υπόστρωμα ( $V_{BULK}$ ) είναι στην γείωση και οι τάσεις στους ακροδέκτες  $A$  και  $B$  είναι μεγαλύτερες ή το πολύ ίσες με το  $V_{BULK}$ .

Ένα άλλος τύπος αντίστασης μπορεί να υλοποιηθεί χρησιμοποιώντας στρώματα πολυπυριτίου. Η συγκέντρωση των προσμίξεων στο πολυπυρίτιο καθορίζεται με μεγαλύτερη ακρίβεια από ότι στη διάχυση του πηγαδιού. Έτσι μπορούμε να υλοποιήσουμε αντιστάσεις υλοποιημένες με *poly* αλλά με διαφορετική στοιχειώδη αντίσταση ανά τετράγωνο επιφάνειας. Τέτοιου είδους αντιστάσεις ονομάζονται αντιστάσεις πολυπυριτίου (*polysilicon resistors*).

Στο **Σχήμα 2-29** βλέπουμε το παράδειγμα δύο αντιστάσεων υλοποιημένων με δύο διαφορετικά στρώματα πολυπυριτίου. Η αντίσταση  $R_{poly-h}$  έχει υλοποιηθεί με το στρώμα πολυπυριτίου *poly-h* και η αντίσταση  $R_{poly-b}$  με το στρώμα πολυπυριτίου *poly-b*. Η διαφορά τους είναι ότι το στρώμα πολυπυριτίου *poly-h* παρουσιάζει μεγαλύτερη αντίσταση ανά τετράγωνο συγκριτικά με το στρώμα πολυπυριτίου *poly-b*. Στα σύμβολα των αντιστάσεων, **Σχήμα 2-29δ**, οι αντιστάσεις που παρουσιάζουν τα

metal 1 και τα *via* έχουν παραληφθεί γιατί είναι πολύ μικρότερες από τις αντιστάσεις  $R_{poly-h}$  και  $R_{poly-b}$ .

Στον **πίνακα 2.6.1** παρουσιάζονται οι αντιστάσεις ανά στοιχειώδες τετράγωνο επιφάνειας των αντιστάσεων  $R_{nwell}$ ,  $R_{poly-h}$  και  $R_{poly-b}$ . Θα πρέπει να σημειωθεί ότι κάθε τεχνολογία κατασκευής προσφέρει και διαφορετικό “πακέτο” από αντιστάσεις.

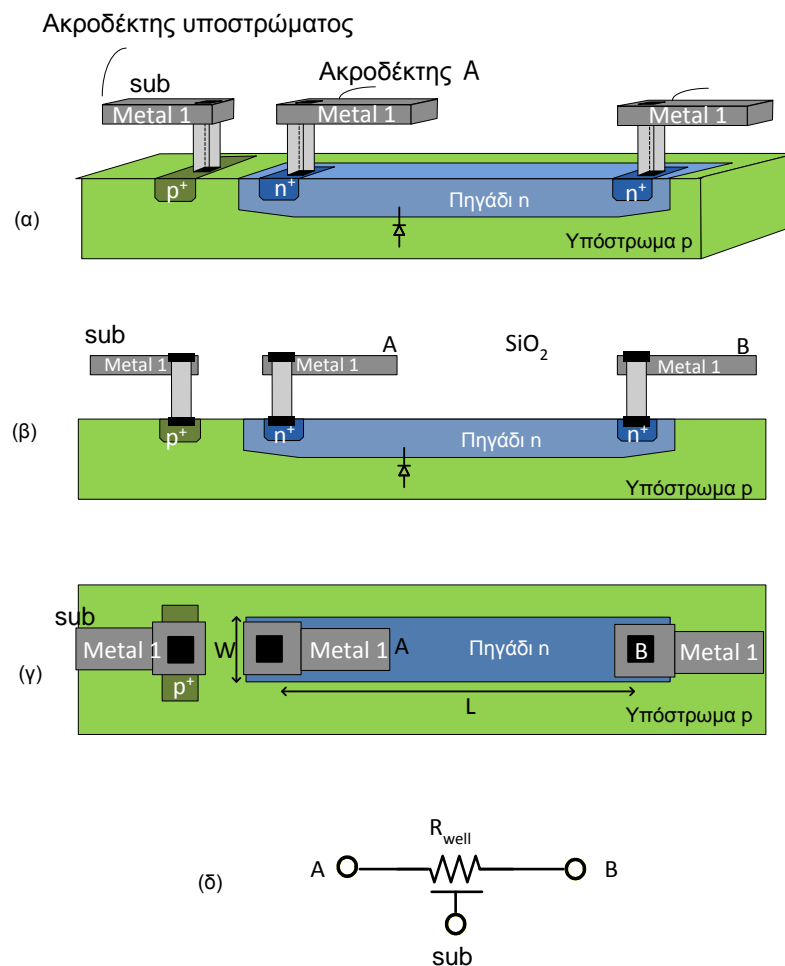
### Παράδειγμα 2.3

Αν για παράδειγμα θέλαμε να κατασκευάσουμε αντίσταση με τιμή  $5k\Omega$  με καθορισμένο πλάτος  $W=2\mu m$  τότε αν χρησιμοποιούσαμε

α. πηγάδι n θα είχαμε  $R_{n-well}=5k\Omega = 1k\Omega(L/2\mu m)$  δηλαδή  $L=10\mu m$

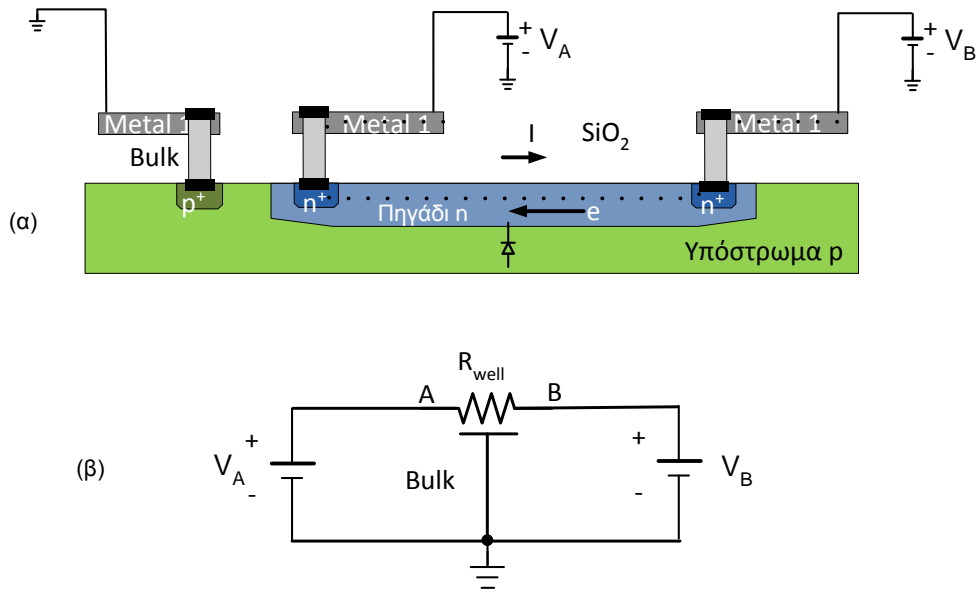
β. poly-b θα είχαμε  $R_{poly-b}=5k\Omega = 240\Omega(L/2\mu m)$  δηλαδή  $L=41.66\mu m$

γ. poly-h θα έχουμε  $R_{poly-h}=5k\Omega = 1.2k\Omega(L/2\mu m)$  δηλαδή  $L=8.33\mu m$

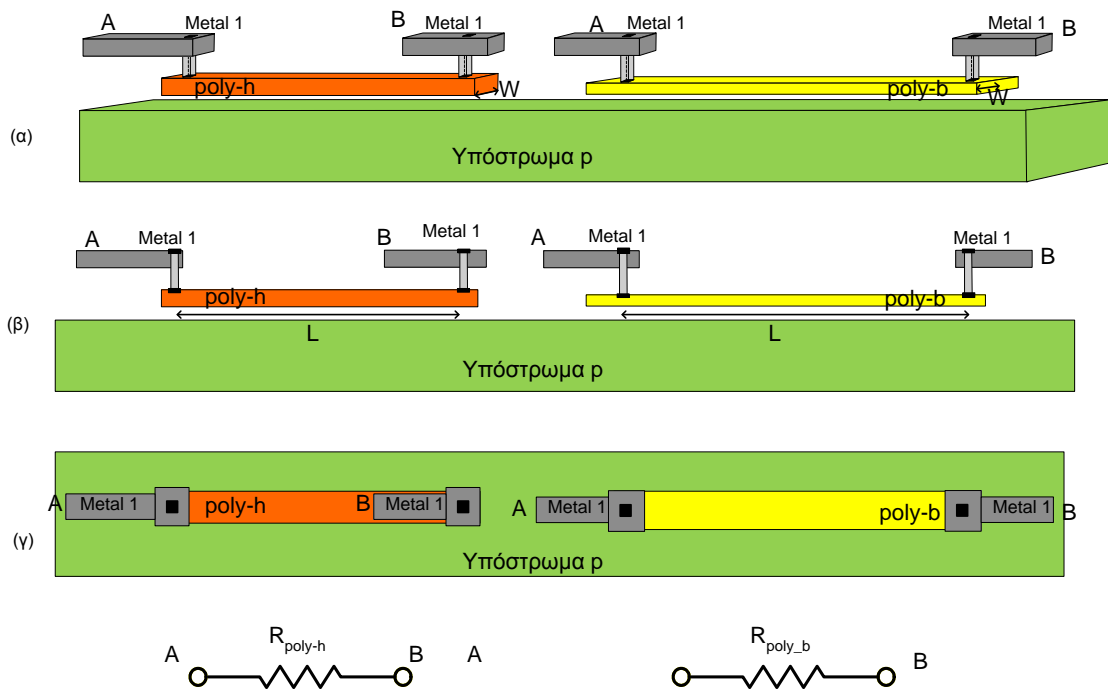


Σχήμα 2-27 Αντίσταση  $R_{well}$  με χρήση της διάχυσης πηγαδιού n (α) προφίλ τριών διαστάσεων (β) τομή (γ) κάτοψη και (δ) σύμβολο





Σχήμα 2-28 Πόλωση αντίσταση  $R_{well}$  (α) τομή και (β) κύκλωμα



Σχήμα 2-29 Υλοποίηση αντιστάσεων με στρώματα πολυπυριτίου  $poly-h$  και  $poly-b$  . (α) προφίλ τριών διαστάσεων (β) τομή (γ) κάτοψη και (δ) σύμβολα

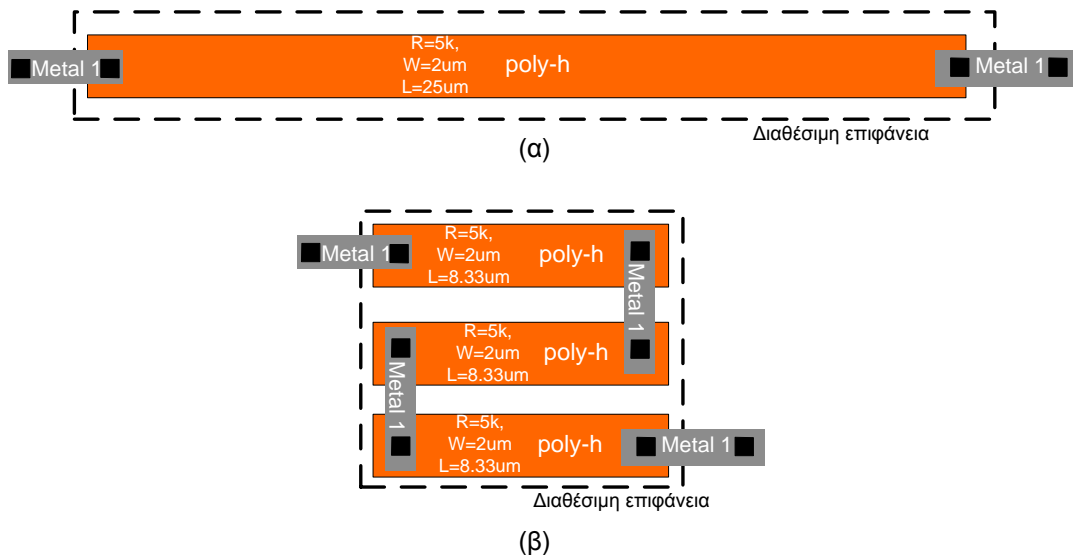
Πίνακας 2.5 Τιμές  $R_{sq}$  για τυπική CMOS τεχνολογίας 0.35 $\mu$ m

Τύπος	Σύμβολο	Μονάδα	Τιμή	Σχόλια
Πηγάδι n	$R_{sq, nwell}$	k $\Omega$	1	
Πολυπυρίτιο τύπου b	$poly-b$	$R_{sq, poly-b}$	$\Omega$	Χαμηλή αντίσταση
Πολυπυρίτιο τύπου h	$poly-h$	$R_{sq, poly-h}$	k $\Omega$	Υψηλή αντίσταση

## Ορισμός 2.5 Layout ηλεκτρονικών στοιχείων

Στο **Σχήμα 2-27γ** και στο **Σχήμα 2-29γ** παρουσιάζονται οι κατόψεις διαφόρων τύπων αντιστάσεων. Οι κατόψεις αυτές στην διεθνή βιβλιογραφία αναφέρονται ως *layouts*. Βασικά το *layout* μιας αντίστασης αναπαριστά όλα τα επίπεδα διαχύσεων και μετάλλων από τα οποία αποτελείται μια αντίσταση. Όπως θα δούμε στη συνέχεια όλα τα ηλεκτρονικά στοιχεία των κυκλωμάτων (αντιστάσεις, πυκνωτές και τρανζίστορ) αναπαριστώνται με αντίστοιχο layout τους. Ουσιαστικά, το *layout* είναι μια πολυεπίπεδη συμβολική αναπαράσταση των ηλεκτρονικών στοιχείων η οποία περιλαμβάνει όλα τα επιμέρους στρώματα υλικών (μέταλλα, ημιαγωγοί κ.α.) που αποτελούν την φυσική δομή τους. Το κάθε επίπεδο και στρώμα υλικού της δομής αντιστοιχεί σε διαφορετικό χρώμα.

Η επιφάνεια που θα καταλαμβάνει το layout μιας αντίστασης εξαρτάται από την σχήμα της διαθέσιμης επιφάνειας, το μέγεθος της αντίστασης και τις διαστάσεις της. Έστω, για παράδειγμα ότι θέλουμε σχεδιάσουμε το layout μιας αντίστασης  $15k\Omega$  με poly-h. Στο **Σχήμα 2-30** παρουσιάζονται δύο περιπτώσεις layout ανάλογα με το σχήμα της διαθέσιμης επιφάνειας. Όταν η διαθέσιμη επιφάνεια είναι ορθογώνια με διαστάσεις  $30\mu\text{m} \times 3\mu\text{m}$  τότε το Layout της αντίστασης μπορεί να σχεδιαστεί και αυτή ως ορθογώνια, **Σχήμα 2-30α**. Σε αυτή την περίπτωση οι διαστάσεις της θα είναι  $W=2\mu\text{m}$ ,  $L=25\mu\text{m}$ . Όταν η διαθέσιμη επιφάνεια είναι τετράγωνη με διαστάσεις  $10\mu\text{m} \times 10\mu\text{m}$  τότε η αντίσταση θα πρέπει να διαμορφωθεί αντίστοιχα **Σχήμα 2-30β**. Η αντίσταση θα αποτελείται από τρεις αντιστάσεις των  $5k\Omega$  σε σειρά με διαστάσεις για την καθεμιά  $W=2\mu\text{m}$ ,  $L=8.33\mu\text{m}$ .



Σχήμα 2-30 Layout αντίστασης όταν η διαθέσιμη επιφάνεια είναι α) ορθογώνια και β) τετράγωνη

## 2.7 Αντίσταση και αντοχή μεταλλικών διασυνδέσεων

Μέχρι αυτό το σημείο θεωρήσαμε ότι οι αντιστάσεις που παρουσιάζουν στα μέταλλα των καλωδιώσεων είναι μηδενικές. Στην πράξη και τα μέταλλα παρουσιάζουν κάποια αντίσταση έστω και πολύ μικρή η οποία παίζει ρόλο στην περίπτωση που το μήκος του μετάλλου είναι σχετικά μεγάλο ή στην περίπτωση που το ρεύμα που διαρρέει το μέταλλο είναι σχετικά μεγάλο. Η περίπτωση μετάλλου με μεγάλο μήκος έχει να κάνει με την περίπτωση που δύο απομακρυσμένα στοιχεία πρέπει να διασυνδεθούν οπότε το μέταλλο που θα κάνει την διασύνδεση μπορεί να έχει μεγάλο μήκος. Έτσι, η αντίσταση του μετάλλου ενδέχεται να παίζει ρόλο και θα πρέπει να ληφθεί υπόψη. Στη περίπτωση που το ρεύμα που διαρρέει το μέταλλο είναι μεγάλο τότε η πτώση τάση πάνω στο μέταλλο εξαιτίας της αντίστασης του μετάλλου να επηρεάζει την λειτουργία του κυκλώματος. Με άλλα λόγια, παρόλο που οι αντιστάσεις των μετάλλων είναι πολύ μικρές καλό είναι να ξέρουμε έστω και χοντρικά τις τιμές του για να αποφεύγουμε τα προβλήματα που περιγράφηκαν παραπάνω.

Ο Πίνακας 2.6 περιλαμβάνει τυπικές τιμές των αντιστάσεων των μετάλλων ανά τετράγωνο για μια τυπική CMOS τεχνολογία 0.35 $\mu\text{m}$ . Με βάση την εξ. 2.2 μπορεί να υπολογιστεί η αντίσταση κάθε μετάλλου σαν συνάρτηση του μήκους  $L$  και του πλάτους  $W$  του μετάλλου της αντίστασης.

Πίνακας 2.6 Αντιστάσεις μετάλλων ανά τετράγωνο επιφάνειας

Τύπος		Σύμβολο	Μονάδα	Τιμές
Μέταλλο 1	Metal 1	$R_{sq,M1}$	m $\Omega$	70
Μέταλλο 2	Metal 2	$R_{sq,M2}$	m $\Omega$	70
Μέταλλο 3	Metal 3	$R_{sq,M3}$	m $\Omega$	40
Παχύ μέταλλο	MT	$R_{sq,MT}$	m $\Omega$	7

#### Παράδειγμα 2.4

Έστω μέταλλο με μήκος  $L=100\mu\text{m}$  και πλάτος  $W=2\mu\text{m}$  τότε αν για το σχηματισμό του μετάλλου χρησιμοποιηθεί

α. metal 1 τότε θα παρουσιάζει αντίσταση  $R_{M1}=70\text{m}\Omega(100\mu\text{m}/2\mu\text{m})=0.35\Omega$ .

β. metal 2 τότε θα παρουσιάζει αντίσταση  $R_{M2}=70\text{m}\Omega(100\mu\text{m}/2\mu\text{m})=0.35\Omega$ .

γ. metal 3 τότε θα παρουσιάζει αντίσταση  $R_{M3}=40\text{m}\Omega(100\mu\text{m}/2\mu\text{m})=0.2\Omega$ .

Όπως είναι αναμενόμενο οι αντιστάσεις των μετάλλων είναι πολύ μικρότερες σε σχέση με τις αντιστάσεις που παρουσιάζει π.χ. η διάχυση πηγαδιού ή το πολυποίκιλο.

Ίσως πιο σημαντικό είναι να γνωρίζουμε την μέγιστη επιτρεπόμενη αντοχή στο ηλεκτρικό ρεύμα που παρουσιάζει ένα μέταλλο παρά η ίδια η αντίσταση του. Η εκάστοτε τεχνολογία κατασκευής ολοκληρωμένων προδιαγράφει ποια θα είναι η μέγιστη επιτρεπόμενη πυκνότητα ρεύματος ανά πλάτος μετάλλου  $I_{max}/\mu\text{m}$  (current density) που μπορεί να διέλθει μέσα από ένα μέταλλο. Η μέγιστη πυκνότητα ρεύματος για ένα μέταλλο είναι ουσιαστικά το μέγιστο ρεύμα ανά στοιχειώδες πλάτος μετάλλου το οποίο διέρχεται μέσα από ένα μέταλλο χωρίς αυτό να καταστραφεί. Είναι λογικό ότι το πλάτος ενός μετάλλου είναι αυτό που καθορίζει την αντοχή στο ρεύμα αφού όσο μεγαλύτερο πλάτος έχει ένα μέταλλο τόσο πιο εύκολα

περνάει το ρεύμα και το μέταλλο παρουσιάζει μεγαλύτερη αντοχή. Η εξίσωση που δίνει το ελάχιστο πάχος ενός μετάλλου  $W_{min.i}$  για αντοχή σε ρεύμα  $I_i$  δίνεται από:

$$W_{min.i} = \frac{I_i}{I_{max.i}/\mu m} \quad \text{εξ. 2.3}$$

όπου  $i$  είναι ο τύπος του μετάλλου, βλέπε **Πίνακας 2.5**. Ο **Πίνακας 2.7** περιλαμβάνει τυπικές τιμές μιας μέγιστης πυκνότητας ρεύματος κάποιων μετάλλων και πολυπυριτίων για μια συνηθισμένη CMOS τεχνολογία  $0.35\mu m$ . Ο **Πίνακας 2.7** δείχνει ότι όσο απομακρυνόμαστε από το υπόστρωμα τόσο τα μέταλλα μπορούν να αντέξουν μεγαλύτερο ρεύμα για ίδιο πλάτος.

**Πίνακας 2.7** Μέγιστη επιτρεπόμενη πυκνότητα ρεύματος  $I_{max}/\mu m$  ανά μέταλλο

Τύπος	μονάδα	τιμή
Πολυπυρίτιο 1	POLY1	0.5
Πολυπυρίτιο 2	POLY2	0.3
Μέταλλο 1	M1	1.0
Μέταλλο 2	M2	1.0
Μέταλλο 3	M3	1.0
Παχύ μέταλλο	MT	5.0

### Παράδειγμα 2.5

Έστω ότι μέσα από ένα μέταλλο πρέπει να διέλθει ρεύμα ίσο με  $3mA$  τότε αν χρησιμοποιηθεί :

- Poly 1 θα έχουμε  $W_{min}=3mA/(0.5mA/\mu m)=6\mu m$
- Poly 2 θα έχουμε  $W_{min}=3mA/(0.3mA/\mu m)=9\mu m$
- Metal 1,2,3 θα έχουμε  $W_{min}=3mA/(1mA/\mu m)=3\mu m$  και τέλος για
- Thick metal θα έχουμε  $W=3mA/(5mA/\mu m)=0.6\mu m$

Αυτό σημαίνει με άλλα λόγια ότι το παχύ μέταλλο έχει τις μεγαλύτερες αντοχές στο ρεύμα σε σχέση με τα άλλα μέταλλα για το ίδιο πλάτος.

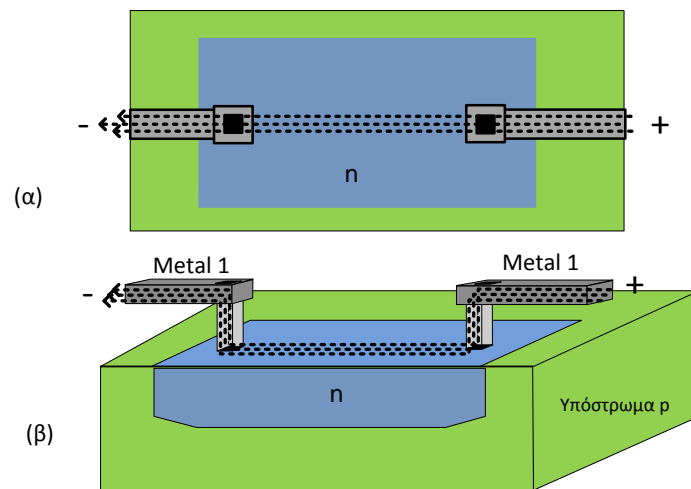
Όλες τις τεχνολογίες κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων διαθέτουν παχύ μέταλλο. Το μέταλλο αυτό παρέχει τη δυνατότητα στο σχεδιαστή των κυκλωμάτων να χρησιμοποιήσει μέταλλο με μικρή αντίσταση αλλά και πολύ μεγάλη αντοχή στο ρεύμα. Το παχύ μέταλλο βρίσκεται στο υψηλότερο επίπεδο συγκριτικά με τα υπόλοιπα μέταλλα και χρησιμοποιείται για να τροφοδοτήσουμε με ρεύμα τόσο επιμέρους κυκλώματα που απαιτούν πολύ ρεύμα αλλά και ολόκληρο το chip. Επίσης επειδή τα με τα παχιά μέταλλα βρίσκονται στο υψηλότερο επίπεδο με αυτά γίνεται η επικοινωνία του chip με την πλακέτα πάνω στην οποία είναι τοποθετημένο το chip.

### Παρατήρηση 2.5

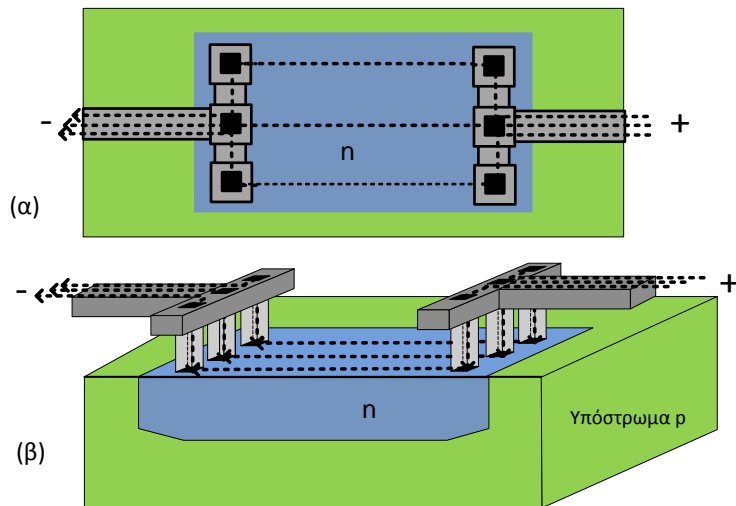
Αντίστοιχα με τα μέταλλα και οι περιοχές διαχύσεις όπως επίσης και τα *vias* παρουσιάζουν αντίσταση αλλά και αντοχή στο ηλεκτρικό ρεύμα. Έτσι κατά την σχεδίαση των κυκλωμάτων πρέπει να λαμβάνονται υπόψη όλα τα παραπάνω.

Ας συνδυάσουμε τα παραπάνω στο **Σχήμα 2-31**. Μια εκτεταμένη θαμμένη νησίδα τύπου *n* συνδέεται με δύο *vias* με το επίπεδο του μετάλλου 1. Εφαρμόζοντας διαφορά δυναμικού στα μέταλλα 1 θα εμφανιστεί ροή ηλεκτρονίων – ηλεκτρικό ρεύμα με φορά από το θετικό στο αρνητικό δυναμικό. Η ροή των ηλεκτρονίων θα ακολουθεί την νοητή περιοχή η οποία συνδέει τις δύο επαφές – *vias*. Η χρήση δύο απλών επαφών ουσιαστικά περιορίζει την περιοχή μέσα από την οποία θα διέλθει το ρεύμα των ηλεκτρονίων. Η μικρή περιοχή ροής ουσιαστικά σημαίνει από την μια μεγάλη αντίσταση στο ηλεκτρικό ρεύμα και από την άλλη μικρή αντοχή.

Στο **Σχήμα 2-32** βλέπουμε μια εναλλακτική και καταλληλότερη σχεδίαση. Ο αριθμός των επαφών *metal 1* - *n* και *vias* έχει αυξηθεί. Έτσι, η αντίσταση των επαφών *metal 1* - *n* και *vias* έχει μειωθεί τρεις φορές αφού έχουμε τρεις παράλληλες δομές *metal 1* - *n* και *vias*. Από την άλλη το ρεύμα που διέρχεται μέσα από τις επαφές *metal 1* - *n* και *vias* έχει μειωθεί και αυτό τρεις φορές, **Παρατήρηση 2.3**. Επίσης, η ροή ρεύματος καταλαμβάνει μεγαλύτερη επιφάνεια της νησίδας τύπου *n*. Αυτό με την σειρά του σημαίνει ότι και η νησίδα τύπου *n* θα παρουσιάζει μικρότερη αντίσταση αλλά και μεγαλύτερη αντοχή στο ρεύμα



Σχήμα 2-31 Δομή με μεγάλη αντίσταση και μικρή αντοχή στο ηλεκτρικό ρεύμα (α) κάτοψη και (β) τρισδιάστατη αναπαράσταση

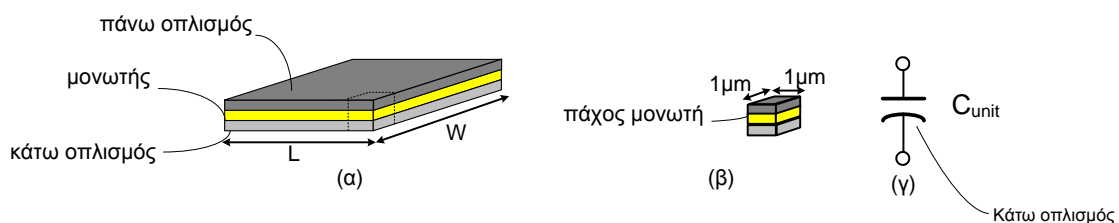


Σχήμα 2-32 Δομή με μικρή αντίσταση και μεγαλύτερη αντοχή στο ηλεκτρικό ρεύμα (α) κάτοψη και (β) τρισδιάστατη αναπαράσταση

## 2.8 Σχεδίαση πυκνωτών σε CMOS τεχνολογίες

Στο διεθνές σύστημα μονάδων (*International Systems of Units, SI*) η μονάδα μέτρησης της τιμής μια χωρητικότητας είναι το *Farad (F)*. Τα περισσότερα διακριτά κυκλώματα χρησιμοποιούν πυκνωτές με τιμές από μερικά *pF* μέχρι και μερικές εκατοντάδες *μF*. Στα ολοκληρωμένα κυκλώματα δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν πυκνωτές μεγαλύτεροι από κάποιες εκατοντάδες *pF* διότι καταλαμβάνουν μεγάλη επιφάνεια. Στην περίπτωση που μια εφαρμογή απαιτεί υψηλές τιμές πυκνωτών που είναι αδύνατον να ολοκληρωθούν τότε χρησιμοποιούνται διακριτοί πυκνωτές έξω όμως από το ολοκληρωμένο κύκλωμα (*off-chip capacitors*) οι οποίοι στη συνέχεια συνδέονται με το chip.

Όλοι οι πυκνωτές που χρησιμοποιούνται στα ολοκληρωμένα κυκλώματα είναι πυκνωτές παράλληλων οπλισμών (*parallel-plate capacitors*) οι οποίοι αποτελούνται από δύο αγωγικές πλάκες που ονομάζονται οπλισμοί. Ανάμεσα στους δύο οπλισμούς υπάρχει μονωτικό υλικό (*insulator*) το οποίο ονομάζεται διηλεκτρικό (*dielectric*).



Σχήμα 2-33 (α) Πυκνωτής με παράλληλους οπλισμούς και (β) μοναδιαίος πυκνωτής

Στο **Σχήμα 2-33** βλέπουμε έναν απλό πυκνωτή που αποτελείται από δύο παράλληλους οπλισμούς με την ίδια επιφάνεια. Η τιμή ενός πυκνωτή ανά στοιχειώδη επιφάνεια  $C_{sq}$  ( $pF/\mu m^2$ ) δίνεται από την εξίσωση

$$C_{sq} \cong 0.0885 \frac{\epsilon_r}{t_{insul}} \quad [\text{pF}/\mu\text{m}^2] \quad \text{εξ. 2.4}$$

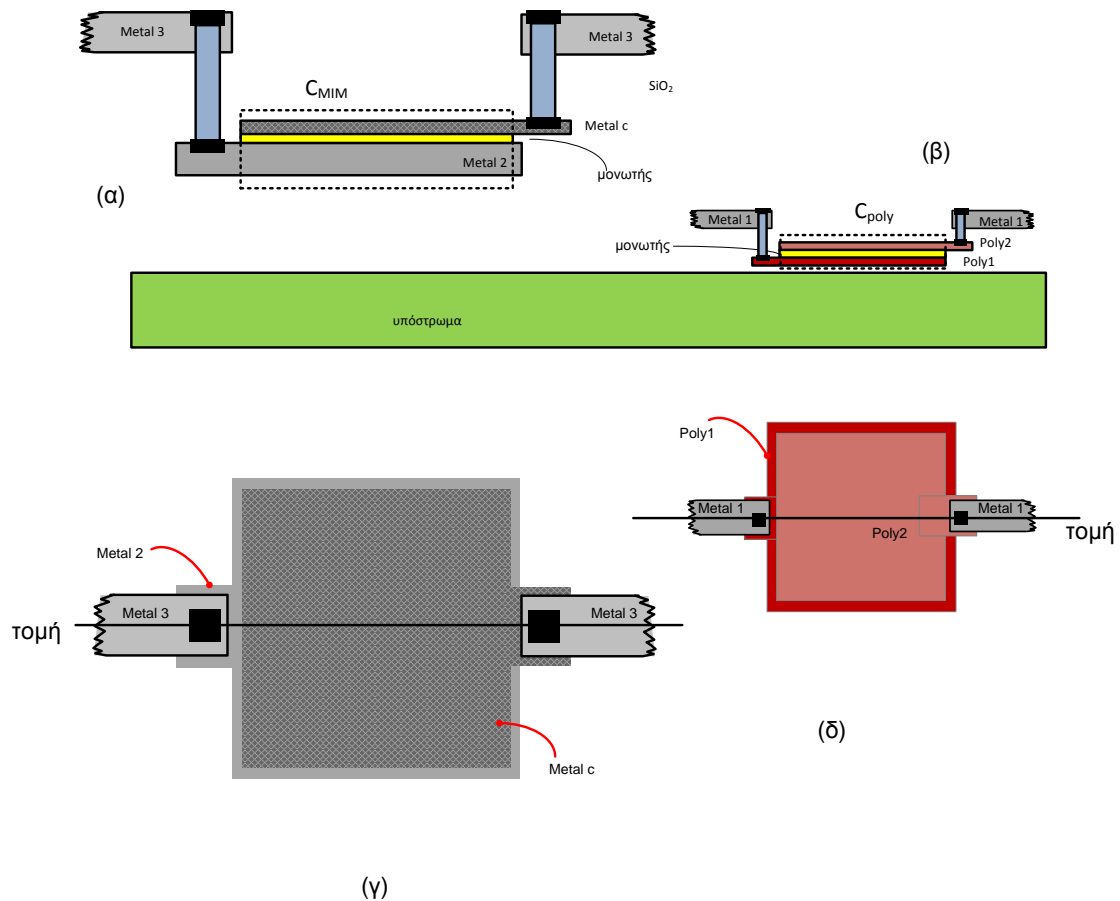
όπου  $\epsilon_r$  είναι η διηλεκτρική σταθερά και εξαρτάται από το υλικό του διηλεκτρικού και  $t_{insul}$  είναι το πάχος του μονωτή σε Angstroms. Το υλικό του μονωτή είναι συνήθως διοξείδιο του πυριτίου ( $\text{SiO}_2$ ) ή νιτρίδιο του πυριτίου ( $\text{Si}_3\text{N}_4$ ).

Ας θεωρήσουμε ότι έχουμε έναν πυκνωτή με επιφάνεια οπλισμών  $0.1\text{mm}^2$  (διαστάσεις  $1\text{m}\cdot 1\text{m}$ ) με διηλεκτρικό νιτρίδιο του πυριτίου που έχει διηλεκτρική σταθερά περίπου 4. Τότε ο πυκνωτής έχει τιμή  $180\text{pF}$ . Με βάση τα παραπάνω καταλαβαίνουμε πώς δύσκολο είναι να ολοκληρώσουμε πυκνωτές μεγαλύτερους από μερικές εκατοντάδες pF. Να σημειωθεί ότι επιφάνεια ενός στοιχείου της τάξεως μεγέθους  $0.1\text{mm}^2$  είναι πάρα πολύ μεγάλη για τις διαστάσεις των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.

Με βάση την **εξ. 2.4** ένας πυκνωτής με πλάτος οπλισμού  $W$  και μήκος οπλισμού  $L$  θα δίνεται από την επόμενη εξίσωση

$$C = WLC_{sq} \quad [\text{pF}] \quad \text{εξ. 2.5}$$

Δύο πολύ συνηθισμένοι τύποι πυκνωτών είναι οι  $C_{\text{poly}}$  και  $C_{\text{MIM}}$  πυκνωτές. Η δομή των  $C_{\text{poly}}$  πυκνωτών περιλαμβάνει πολυπυρίτιο2-διηλεκτρικό-πολυπυρίτιο 2 (poly1-insulator-poly2) και η δομή των  $C_{\text{MIM}}$  πυκνωτών περιλαμβάνει μεταλλο2-διηλεκτρικό-μέταλλο1 (metal-insulator-metal). Προφανώς οι δομές των πυκνωτών δεν περιορίζονται μόνο σε αυτούς του δύο που αναφέραμε αλλά ανάλογα με την τεχνολογία κατασκευής ενδέχεται να προσφέρονται και άλλες δομές πυκνωτών.



Σχήμα 2-34 Τομή πυκνωτών (α)  $C_{MIM}$  (β)  $C_{poly}$  και κάτοψη πυκνωτών (α)  $C_{MIM}$  (β)  $C_{poly}$

Στο **Σχήμα 2-34α** και **Σχήμα 2-34β** παρουσιάζονται οι τομή των  $C_{MIM}$  και  $C_{poly}$  πυκνωτών, αντίστοιχα. Επίσης στο **Σχήμα 2-34γ** και **Σχήμα 2-34δ** φαίνεται η κάτοψη των  $C_{MIM}$  και  $C_{poly}$  πυκνωτών, αντίστοιχα. Παρατηρούμε ότι ο  $C_{MIM}$  είναι υλοποιημένος σε υψηλότερο επίπεδο από τον  $C_{poly}$ . Ο κάτω οπλισμός  $C_{MIM}$  είναι από metal 2 και ο πάνω οπλισμός με το στρώμα μετάλλου metal c. Το τελευταίο χρησιμοποιείται μόνο για τον σχεδιασμό MIM πυκνωτών και όχι σε καλωδιώσεις και βρίσκεται μεταξύ των μετάλλων 2 και 3. Οι οπλισμοί του  $C_{poly}$  είναι με πολυκρυσταλλικό πυρίτιο poly 1 και poly 2.

Πίνακας 2.8 Τυπικές τιμές $Csq$ για τεχνολογία CMOS 0.35 $\mu$ m		
Τύπος πυκνωτή	τιμή	μονάδες
$C_{poly}$	0.86	fF/ $\mu$ m <sup>2</sup>
$C_{MIM}$	1.25	fF/ $\mu$ m <sup>2</sup>

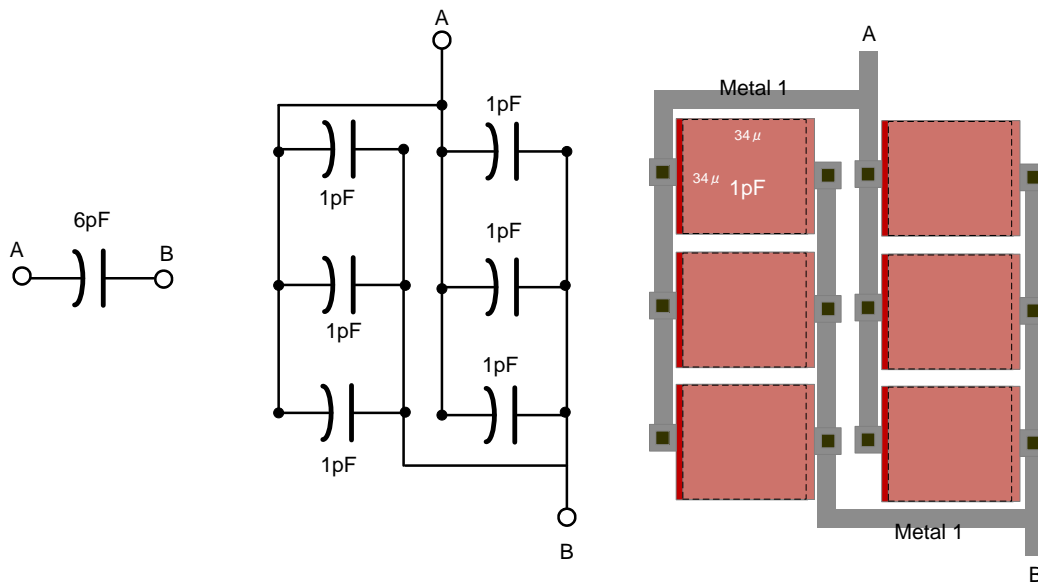
### Παράδειγμα 2.6

Έστω ότι πρέπει να κατασκευαστεί πυκνωτής με τιμή  $1pF=1000fF$  τότε  $1000fF=W*L*0.86 fF/\mu m^2$  αν κάνουμε χρήση πυκνωτή  $C_{poly}$ . Τότε έτσι  $W*L=1162\mu m^2$  αν ο πυκνωτής είναι τετράγωνος τότε  $W=L=1162^{1/2}\mu m =34\mu m$ .



**Παρατήρηση 2.6** Ένας σχετικά μεγάλος πυκνωτής μπορεί να κατασκευαστεί με παράλληλο συνδυασμό μικρότερων

Σε πολλές περιπτώσεις όταν θέλουμε να σχεδιάσουμε πυκνωτές με σχετικά μεγάλο μέγεθος χρησιμοποιούμε ένα εναλλακτικά αριθμό πυκνωτών, μικρότερων σε μέγεθος, συνδεδεμένους παράλληλα. Στο **Σχήμα 2-35** παρουσιάζεται πως ένα πυκνωτής 6pF, **Σχήμα 2-35α**, μπορεί αν κατασκευαστεί χρησιμοποιώντας ως μοναδιαίο έναν πυκνωτή 1pF. Στο **Σχήμα 2-35β** έξι πυκνωτές του 1pF είναι συνδεδεμένοι παράλληλα σχηματίζοντας έναν πυκνωτή 6pF. Στο **Σχήμα 2-35γ** βλέπουμε το αντίστοιχο layout στο οποίο τόσο οι κάτω όσο και οι πάνω οπλισμοί είναι συνδεδεμένοι μεταξύ τους σε μέταλλο 1.



Σχήμα 2-35 (α) Πυκνωτής 6pF (β) χρήση έξι πυκνωτών 1pF συνδεδεμένων παράλληλα και (γ) αντίστοιχο layout

## 2.9 Σημαντικές παρατηρήσεις

**Παρατήρηση 2.7** Χρήση Layout από προγράμματα σχεδιασμού κυκλωμάτων

Όλα οι μοντέρνες πλατφόρμες σχεδίασης ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (Cadence, Mentor Graphics κ.α.) βασίζονται στην χρήση των layout για τη σχεδίαση των κυκλωμάτων πάνω στο πυρίτιο. Όταν απαιτείται να σχεδιαστεί μια αντίσταση με συγκεκριμένες διαστάσεις (μήκος και πλάτος) τότε απλά δίνουμε τις διαστάσεις στο σχεδιαστικό πρόγραμμα και αυτό επιστρέφει το layout με όσα επίπεδα είναι απαραίτητα για να είναι δυνατή η διασύνδεση με άλλα στοιχεία.

**Παρατήρηση 2.8** *Αναγκαιότητα απλοποίησης ισοδύναμων κυκλωμάτων*

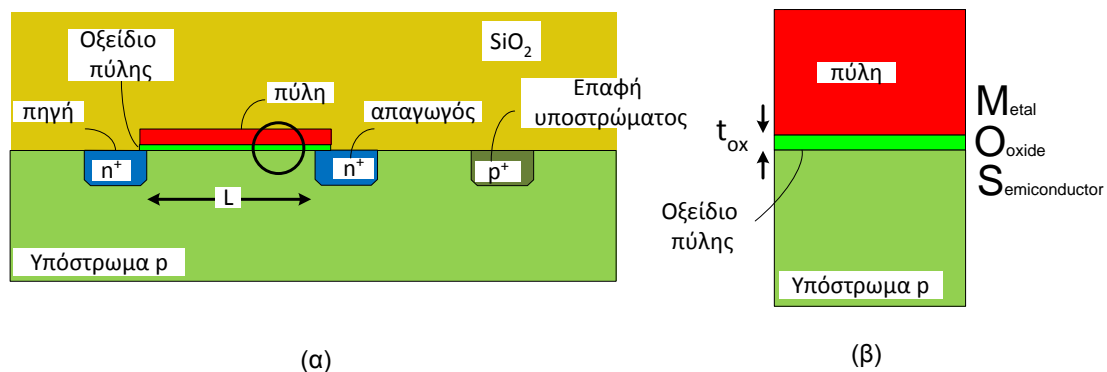
Όσο αυξάνεται η χρήση των επαφών  $pn$  τα ισοδύναμα κυκλώματα αρχίζουν να γίνονται πολύπλοκα. Έτσι η απλοποίηση των ισοδύναμων κυκλωμάτων είναι παραπάνω από αναγκαία. Αυτό που ενδιαφέρει το σχεδιαστή του κυκλώματος είναι η αναγνώριση περισσότερο των αντιστάσεων και των διόδων (και πυκνωτών όπως θα δούμε σε επόμενο κεφάλαιο) που υπάρχουν σε μια ημιαγωγική δομή παρά η ακριβή τιμή των αντιστάσεων και των διόδων.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

### Δομή και φυσική των MOS τρανζίστορ

#### 3.1 Δομή nMOS τρανζίστορ

Στο **Σχήμα 3-1** παρουσιάζεται η εγκάρσια τομή ενός nMOS τρανζίστορ. Παρατηρούμε ότι ενυπάρχουν τρεις νησίδες διάχυσης τύπων  $p^+$  και  $n^+$ , οι οποίες είναι υλοποιημένες πάνω σε υπόστρωμα πυριτίου τύπου  $p$ . Οι δύο νησίδες τύπου  $n^+$  θα είναι όπως θα δούμε στη συνέχεια οι δύο από τους τέσσερις ακροδέκτες που έχει το nMOS τρανζίστορ. Η μια νησίδα τύπου  $n^+$  ονομάζεται πηγή (*source*) και η άλλη νησίδα τύπου  $n^+$  ονομάζεται απαγωγός (*drain*). Η νησίδα της πηγής είναι η περιοχή από όπου θα ξεκινούν (πηγάζουν, πηγή) οι φορείς του ηλεκτρικού ρεύματος (τα ηλεκτρόνια για την περίπτωση ενός nMOS). Η νησίδα του απαγωγού είναι η περιοχή που θα καταλήγουν (απάγονται, απαγωγός) τα ηλεκτρόνια. Οι δύο αυτές νησίδες είναι πανομοιότυπες αφού είναι διαχύσεις τύπου  $n^+$ , καταλαμβάνουν την ίδια επιφάνεια και έχουν το ίδιο βάθος διάχυσης.



Σχήμα 3-1(α) Εγκάρσια τομή ενός nMOS τρανζίστορ και (β) μεγέθυνση της περιοχής της πύλης

Η πύλη (*gate*) θα αποτελεί τον τρίτο και ίσως τον περισσότερο σημαντικό ακροδέκτη του τρανζίστορ. Το υλικό με το οποίο κατασκευάζεται ο ακροδέκτης της πύλης είναι συνήθως κάποιο μέταλλο (Al, Cu) ή πολυκρυσταλλικό πυρίτιο (*polysilicon* ή εν συντομία *poly*). Το πολυκρυσταλλικό πυρίτιο έχει ιδιότητες μετάλλου γιατί είναι κορεσμένος ημιαγωγός με μεγάλη συγκέντρωση προσμίξεων. Όπως θα δούμε στη συνέχεια η τάση που εφαρμόζεται στον ακροδέκτη της πύλης ελέγχει τότε το τρανζίστορ θα είναι στην αγωγή ή στην αποκοπή. Ο τέταρτος ακροδέκτης θεωρείται ότι είναι το υπόστρωμα τύπου  $p$ .

### Ορισμός 3.1 Οξειδίο πύλης

Στο **Σχήμα 3-1β** βλέπουμε μια μεγέθυνση της περιοχής της πύλης και κάτω από αυτήν. Μεταξύ της πύλης και του υποστρώματος υπάρχει μονωτικό στρώμα το οποίο ονομάζεται οξειδίο της πύλης (*gate-oxide*). Το πάχος  $t_{ox}$  του οξειδίου της πύλης είναι πολύ λεπτό, τάξεως μεγέθους μερικών Angstrom ( $A=10^{-10}m$ ) ανάλογα με την τεχνολογία κατασκευής. Το οξειδίο της πύλης ουσιαστικά έχει σκοπό να απομονώνει (μονώνει) την πύλη από το υπόστρωμα ώστε να μην υπάρχει ηλεκτρική επαφή μεταξύ τους. Όπως θα αναλύσουμε σε επόμενη παράγραφο, λόγω της δομής του τρανζίστορ, μεταξύ της πύλης και του υποστρώματος δημιουργείται ένας ισοδύναμος πυκνωτής.

**Πίνακας 3.1** Πάχος οξειδίου πύλης

Παράμετρος	Ορολογία	Σύμβολο	Τιμή	Μονάδες	Σχόλιο
Πάχος οξειδίου	Oxide thickness	$t_{ox}$	7.5	nm	Τυπική τιμή για τεχνολογία 0.35 $\mu$ m

Στο **Σχήμα 3-1** παρατηρούμε ότι η βασική δομή ενός nMOS τρανζίστορ αποτελείται από τρία στρώματα υλικών το ένα κάτω από το άλλο. Ξεκινώντας από το πάνω επίπεδο υπάρχει το μέταλλο (*Metal*) της πύλης, αμέσως πιο κάτω υπάρχει το οξειδίο (*Oxide*) και τέλος στο χαμηλότερο επίπεδο κατασκευάζεται ο ημιαγωγός (*Semiconductor*) τύπου *p* και ουσιαστικά είναι το υπόστρωμα του ολοκληρωμένου κυκλώματος. Από τα αρχικά των λέξεων *Metal-Oxide-Semiconductor* πήρε το όνομα του το **MOS** τρανζίστορ. Το γράμμα 'n' στην λέξη nMOS υποδηλώνει όπως ότι το ρεύμα που θα διαρρέει το MOS τρανζίστορ οφείλεται αποκλειστικά στα ηλεκτρόνια. Ο **Πίνακας 3.2** παρουσιάζει τα γενικά χαρακτηριστικά ενός nMOS τρανζίστορ.

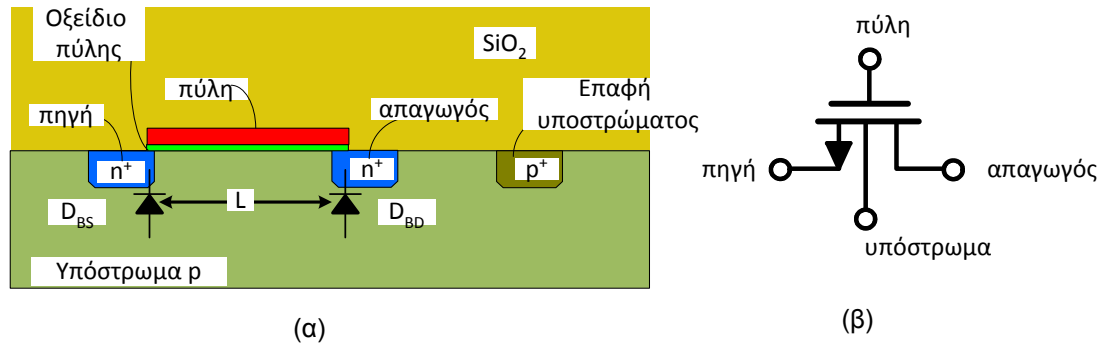
**Πίνακας 3.2** Γενικά χαρακτηριστικά δομής nMOS τρανζίστορ

	Ορολογία	Τύπος	Σχόλιο
Φορείς ηλεκτρισμού	Ηλεκτρόνια	Electrons	
Ακροδέκτες	Πύλη	Gate	Μέταλλο ή Πολυπυρίτιο Η τάση της επιβάλλεται από τον σχεδιαστή
	Πηγή	Source	$n^+$ Η τάση της επιβάλλεται από τον σχεδιαστή
	Απαγωγός	Drain	$n^+$ Η τάση του επιβάλλεται από τον σχεδιαστή
	Υπόστρωμα $p$ @GND or @V <sub>SS</sub>	Substrate or Bulk	$p$ Η τάση του ΔEN επιβάλλεται από τον σχεδιαστή

### Παρατήρηση 3.1 Επαφές υποστρώματος

Η τάση στο υπόστρωμα εφαρμόζεται μέσω των επαφών υποστρώματος ώστε όλος ο όγκος του υποστρώματος να πολωθεί στο χαμηλότερο δυνατό δυναμικό. Η επαφή υποστρώματος, όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 3-2**, είναι μια νησίδα τύπου  $p^+$  η

οποία περιέχει μεγάλη συγκέντρωση οπών ώστε να δημιουργηθεί μια καλή ηλεκτρική επαφή για το υπόστρωμα.

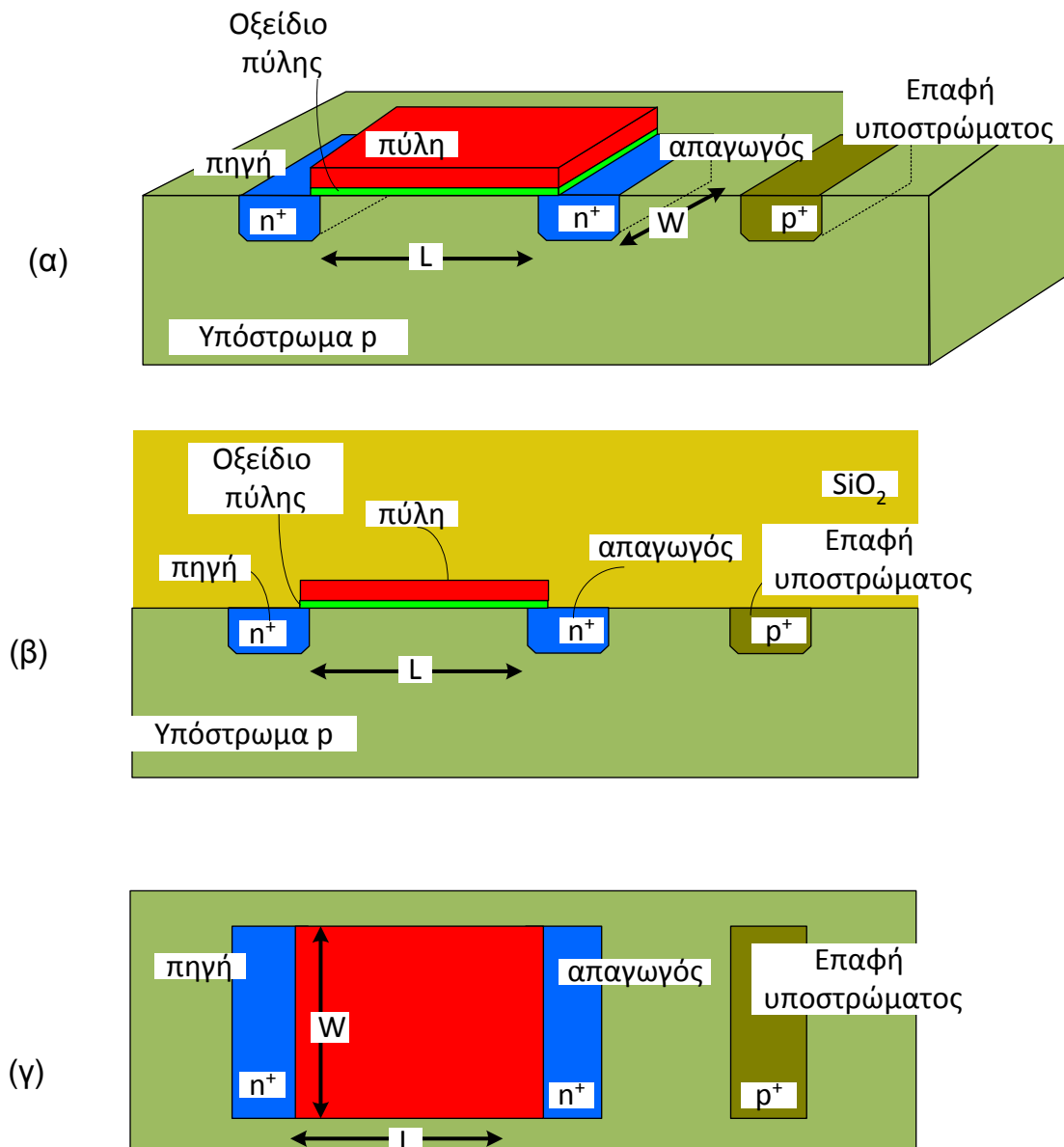


Σχήμα 3-2(α) Εγκάρσια τομή nMOS τρανζίστορ με τις ισοδύναμες διόδους επαφής και (β) σύμβολο του nMOS.

Στο **Σχήμα 3-2β** παρουσιάζεται το σχηματικό ισοδύναμο ή απλά το σύμβολο ενός nMOS τρανζίστορ όπου είναι ξεκάθαρο ότι πρόκειται για ένα ηλεκτρονικό στοιχείο με τέσσερις ακροδέκτες. Οι τάσεις στους τρεις ακροδέκτες πύλη, πηγή και απαγωγός μπορούν να καθοριστούν από το σχεδιαστή. Η τάση στον ακροδέκτη του υποστρώματος βρίσκεται πάντα στο χαμηλότερο δυναμικό που εφαρμόζεται στο σύνολο του ολοκληρωμένου κυκλώματος. Αυτό σημαίνει ότι το δυναμικό του υποστρώματος δεν μπορεί να καθοριστεί από το σχεδιαστή. Το χαμηλότερο δυναμικό σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα θα είναι η γείωση (*ground*) στην περίπτωση που το χαμηλότερο δυναμικό είναι τα μηδέν (*Volt*) ή κάποιο αρνητικό δυναμικό αν υπάρχει αρνητική τροφοδοσία. Η γείωση έχει επικρατήσει να συμβολίζεται με *GND* ενώ η αρνητική τροφοδοσία με  $V_{SS}$ .

### Ορισμός 3.2 Διαστάσεις των MOS τρανζίστορ

Στο **Σχήμα 3-3** βλέπουμε την δομή ενός nMOS τρανζίστορ από διαφορετικές οπτικές γωνίες. Η απόσταση  $L$  μεταξύ των νησίδων απαγωγού και πηγής ονομάζεται μήκος καναλιού (*channel length*). Ο όρος “κανάλι” όπως θα δούμε στη συνέχεια έχει να κάνει με το “κανάλι” των ηλεκτρονίων που σχηματίζεται μεταξύ των νησίδων απαγωγού και πηγής. Όπως παρατηρούμε στο **Σχήμα 3-3α,γ**, η πύλη καλύπτει επιφάνεια με πλάτος  $W$  το οποίο ονομάζεται αντίστοιχα πλάτος καναλιού (*channel width*). Οι νησίδες τύπου  $n^+$  εκτείνονται σε εύρος ίσο με  $W$  όσο είναι και τα πλάτος της επιφάνειας της πύλης.



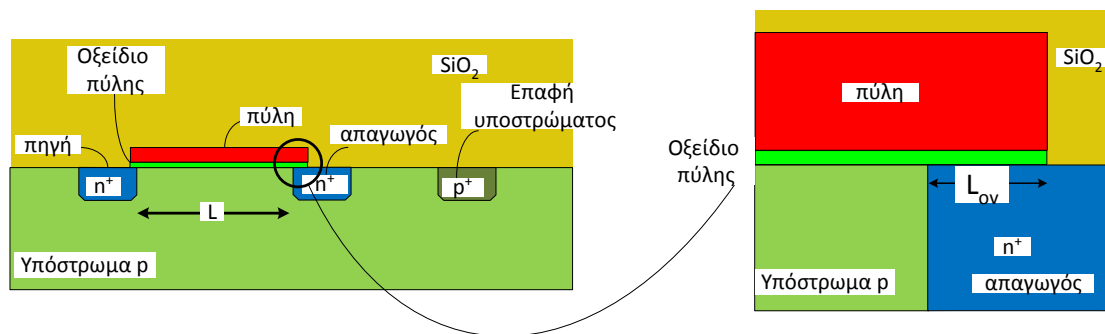
Σχήμα 3-3 Δομή ενός nMOS τρανζίστορ (α) προφίλ τριών διαστάσεων (β) εγκάρσια τομή (γ) κάτοψη

**Παρατήρηση 3.2** Μόνο το πλάτος και το μήκος ενός MOS τρανζίστορ επιλέγονται από τον σχεδιαστή

Ο σχεδιαστής ενός nMOS μπορεί να επιλέξει τις διαστάσεις  $W$  και  $L$  ανάλογα με τις προδιαγραφές του κυκλώματος που σχεδιάζει. Το πάχος ή η κατακόρυφη διάσταση κάθε περιοχής, όπως των νησίδων απαγωγού και πηγής, του οξειδίου ( $t_{ox}$ ) και της πύλης δεν μπορούν να αλλάξουν τιμές. Οι τελευταίες είναι αυστηρά καθορισμένες από την τεχνολογία κατασκευής του MOS.

Με βάση το **Σχήμα 3-4**, παρατηρούμε ότι το οξείδιο και το μέταλλο της πύλης δεν σταματάει ακριβώς στο σημείο που αρχίζουν οι νησίδες της πηγής και του

απαγωγού. Αυτό συμβαίνει εξαιτίας των τεχνολογικών ορίων που έχουν όλες οι μέθοδοι κατασκευής των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Αυτό που μπορούμε να πούμε, χωρίς να επεκταθούμε σε λεπτομέρειες, είναι ότι είναι πολύ δύσκολο να επιτύχουμε την πλήρη ευθυγράμμιση δύο διαφορετικών επιπέδων διαχύσεων. Έτσι το επίπεδο του οξειδίου της πύλης δεν ευθυγραμμίζεται με την νησίδα του απαγωγού ή της πηγής. Εξαιτίας αυτού του λόγου το οξείδιο της πύλης σχεδιάζεται έτσι ώστε πάντα να επικαλύπτει (*overlap*) μέρος των νησίδων της πηγής και του απαγωγού (*under diffusion*). Το μήκος επικάλυψης της νησίδας του απαγωγού ονομάζεται  $L_{ov}$  (*overlap length*). Το ίδιο ισχύει και για την επικάλυψη της περιοχής της πηγής. Τα μήκη επικάλυψης απαγωγού και πηγής είναι ίδια.



Σχήμα 3-4 Μεγέθυνση της περιοχή του απαγωγού ενός nMOS τρανζίστορ

---

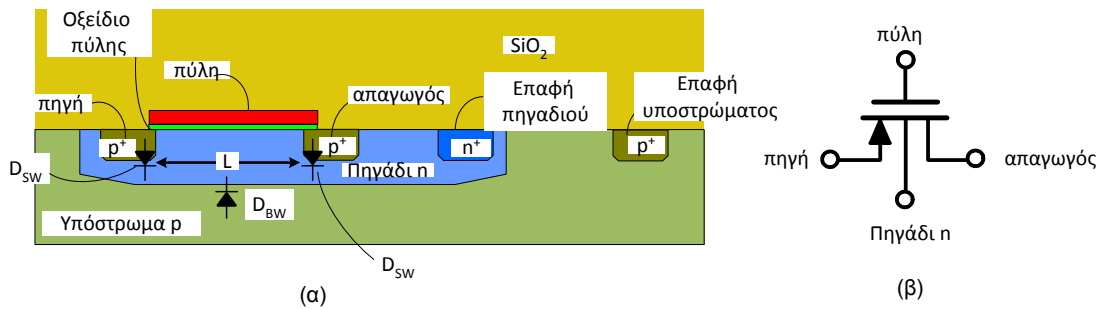
**Παρατήρηση 3.3** Το  $L_{ov}$  είναι ανεξάρτητο από το μήκος του καναλιού

Ανάλογα την τεχνολογία ανάπτυξης των ολοκληρωμένων θα έχουμε πάντα ένα συγκεκριμένο μήκος επικάλυψης το οποίο πάντα θα είναι σταθερό και ανεξάρτητο της επιλογής του μήκους  $L$ .

---

### 3.2 Δομή pMOS τρανζίστορ

Στο **Σχήμα 3-5** παρουσιάζεται μια εγκάρσια τομή ενός pMOS τρανζίστορ. Το γράμμα 'p' στο ακρωνύμιο pMOS δηλώνει ότι το ρεύμα που θα διαρρέει το pMOS θα είναι ρεύμα οπών. Παρατηρούμε τις νησίδες διάχυσης τύπου  $p^+$  και τύπου  $n^+$ , οι οποίες είναι υλοποιημένες πάνω σε τοπικό υπόστρωμα (*local substrate*) πυριτίου τύπου  $n$ . Το τοπικό υπόστρωμα τύπου  $n$ , το οποίο ονομάζεται πηγάδι τύπου  $n$  (*n-well*), έχει αναλυθεί ήδη στο δεύτερο κεφάλαιο. Οι δύο νησίδες τύπου  $p^+$  θα είναι όπως θα δούμε στη συνέχεια οι δύο από τους τέσσερις ακροδέκτες που θα έχει το pMOS τρανζίστορ. Η μία νησίδα τύπου  $p^+$  ονομάζεται πηγή και η άλλη πανομοιότυπη νησίδα τύπου  $p^+$  ονομάζεται απαγωγός. Η νησίδα της πηγής είναι η περιοχή από όπου θα ξεκινούν οι φορείς του ηλεκτρισμού, δηλαδή τις οπές, και νησίδα του απαγωγού θα είναι περιοχή όπου θα καταλήγουν οι οπές. Οι δύο αυτές νησίδες διάχυσης είναι πανομοιότυπες αφού είναι και οι δύο τύπου  $p^+$  με ίδια επιφάνεια και βάθος των διάχυσης.



Σχήμα 3-5 pMOS τρανζίστορ. (α) Εγκάρσια τομή και (β) σύμβολο.

**Παρατήρηση 3.4** Στα pMOS τρανζίστορ ενυπάρχει η επιπλέον δίοδος επαφής μεταξύ υποστρώματος-πηγαδιού.

Στο **Σχήμα 3-5α** έχουν προστεθεί και όλες οι δίοδοι επαφής που σχηματίζονται. Ποιο συγκεκριμένα σχηματίζονται οι δίοδοι  $D_{DW}$  και  $D_{SW}$  μεταξύ απαγωγού-πηγαδιού και πηγής-πηγαδιού καθώς επίσης και η δίοδος  $D_{BW}$  μεταξύ υποστρώματος-πηγαδιού. Η τελευταία δίοδος είναι το νέο στοιχείο που ενυπάρχει στη δομή των pMOS σε σχέση με τα nMOS τρανζίστορ. Προφανώς όλες οι δίοδοι επαφής πρέπει να είναι ανάστροφα πολωμένες.

Η πύλη είναι ο τρίτος ακροδέκτης του τρανζίστορ και υλοποιείται όπως σε ένα nMOS με κάποιο μέταλλο ή πολυκρυσταλλικό πυρίτιο. Όπως θα δούμε στη συνέχεια η τάση του ακροδέκτη της πύλης ελέγχει αν το pMOS τρανζίστορ θα βρίσκεται στην αγωγή ή στην αποκοπή.

Μεταξύ της πύλης και του πηγαδιού τύπου  $n$  του pMOS υπάρχει το οξειδίο της πύλης το οποίο έχει το ίδιο πάχος  $t_{ox}$  και τις ίδιες ιδιότητες όπως στο nMOS τρανζίστορ. Το οξειδίο απομονώνει την πύλη και το πηγάδι τύπου  $n$  με αποτέλεσμα να μην υπάρχει ηλεκτρική επαφή της μεταξύ τους. Ο **Πίνακας 3.3** παρουσιάζει τα γενικά χαρακτηριστικά των pMOS τρανζίστορ

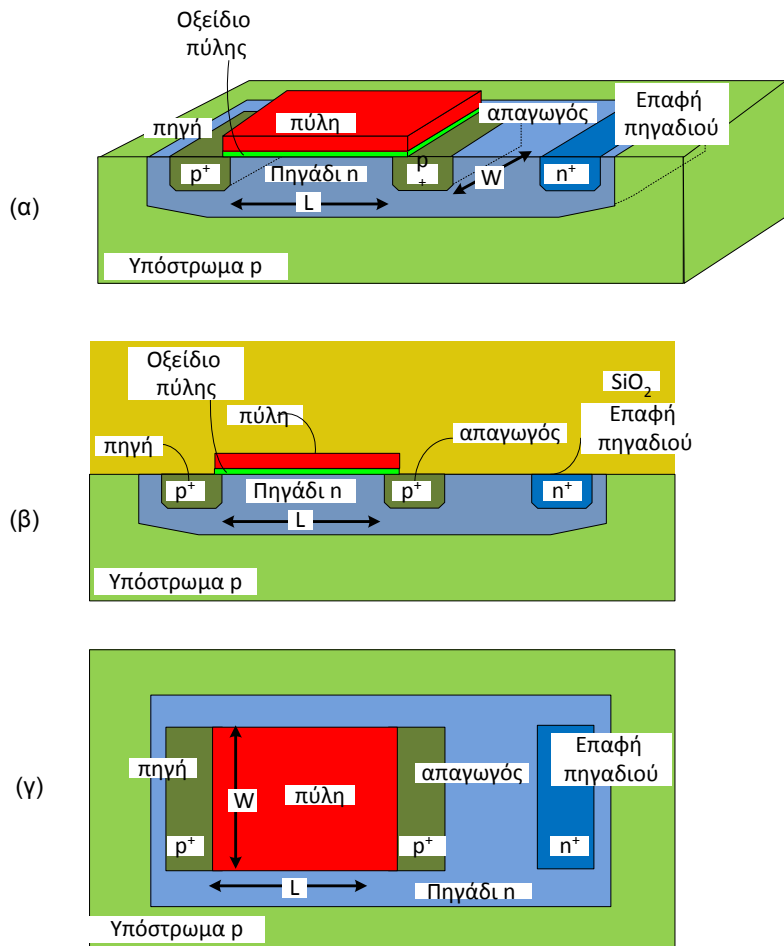
Πίνακας 3.3 Γενικά χαρακτηριστικά δομής pMOS τρανζίστορ				
		Ορολογία	Τύπος	Σχόλιο
Φορείς ηλεκτρισμού	Οπές	holes		
Ακροδέκτες	Πύλη	Gate	Μέταλλο ή Πολυπυρίτιο	Η τάση της επιβάλλεται από τον σχεδιαστή
	Πηγή	Source	$p^+$	Η τάση της επιβάλλεται από τον σχεδιαστή
	Απαγωγός	Drain	$p^+$	Η τάση του επιβάλλεται από τον σχεδιαστή
	Πηγάδι τύπου $n$ @ $V_{DD}$	n-well	$n$	Η τάση του επιβάλλεται από τον σχεδιαστή



Το πηγάδι τύπου  $n$  θεωρείται ότι αποτελεί τον τέταρτο ακροδέκτη των pMOS τρανζίστορ. Η νησίδα τύπου  $n^+$  είναι η επαφή του πηγαδιού τύπου  $n$  και χρησιμοποιείται για να πολωθεί το πηγάδι στο κατάλληλο δυναμικό. Το πηγάδι τύπου  $n$  ονομάζεται και τοπικό υπόστρωμα για τα pMOS γιατί μέσα σε αυτό υλοποιούνται αυτού του τύπου τα τρανζίστορ. Το δυναμικό του πηγαδιού καθορίζεται και αυτό από το σχεδιαστή του κυκλώματος σε αντίθεση με το υπόστρωμα για ένα nMOS που πρέπει να είναι πάντα στο χαμηλότερο δυναμικό. Ο Πίνακας 3.3 παρουσιάζει τα γενικά χαρακτηριστικά των pMOS τρανζίστορ.

**Παρατήρηση 3.5** Η επαφή υποστρώματος δεν αποτελεί ακροδέκτη των pMOS τρανζίστορ

Στην εγκάρσια τομή του pMOS τρανζίστορ που παρουσιάζεται στο Σχήμα 3-5α έχει προστεθεί και η επαφή του υποστρώματος. Το υπόστρωμα δεν αποτελεί ακροδέκτη των pMOS τρανζίστορ απλά έχει προστεθεί για να δειχθεί ότι το υπόστρωμα είναι αναπόσπαστο κομμάτι όλων των στοιχείων.



Σχήμα 3-6 Δομή pMOS τρανζίστορ (α) προφίλ τριών διαστάσεων (β) εγκάρσια τομή (γ) κάτοψη

Στο **Σχήμα 3-6** βλέπουμε την δομή ενός pMOS τρανζίστορ. Η απόσταση  $L$  μεταξύ των νησίδων απαγωγού και πηγής ορίζεται σαν το μήκος του καναλιού. Με τον όρο "κανάλι" για ένα pMOS θεωρούμε το κανάλι των οπών που θα δημιουργηθεί και θα καταλαμβάνει την απόσταση μεταξύ των νησίδων απαγωγού και πηγής. Η πύλη θα καλύπτει επιφάνεια με πλάτος  $W$  που είναι το πλάτος του καναλιού και οι νησίδες τύπου  $p^+$  εκτείνονται σε μήκος ίσο με  $W$  όσο ακριβώς η πύλη. Ο σχεδιαστής του κυκλώματος που θα κάνει χρήση pMOS τρανζίστορ μπορεί να επιλέξει τις διαστάσεις του  $W$  και  $L$ , όπως ακριβώς και στα nMOS. Παρομοίως, οι επιφάνειες του οξειδίου και της πύλης επικαλύπτουν μέρος των νησίδων του απαγωγού και της πηγής με μήκος επικάλυψης ίσο με  $L_{ov}$ , όπως ακριβώς και στα nMOS.

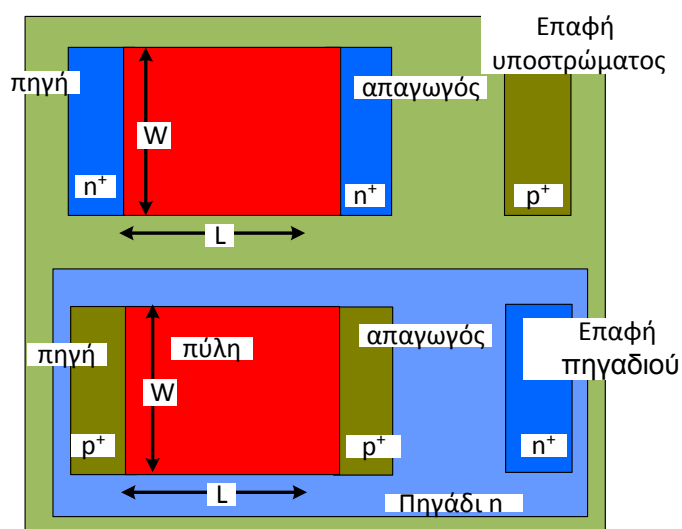
Χωρίς βλάβη της γενικότητας μπορούμε να πούμε ότι το εύρος τάσεων που μπορούν εφαρμοστούν στο πηγάδι ώστε να μην άγει καμιά δίοδος επαφής (**Παρατήρηση 3.13**) θα είναι

$$V_S, V_D \leq V_W \leq V_{DD} \quad \text{εξ. 3.1}$$

Όπου  $V_{DD}$  είναι η θετική τροφοδοσία του ολοκληρωμένου. Έχει επικρατήσει η θετική τροφοδοσία των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων που περιλαμβάνουν MOS τρανζίστορ να συμβολίζεται με  $V_{DD}$ .

**Παρατήρηση 3.6** Τα nMOS και pMOS θεωρούνται συμπληρωματικά τρανζίστορ

Οι νησίδες διαχύσεων τύπου  $n$  και  $p$  καθώς και οι τύπου  $n^+$  και  $p^+$  θεωρούνται ότι είναι συμπληρωματικές. Έτσι είναι προφανές ότι ένα pMOS τρανζίστορ είναι το συμπληρωματικό (*complementary*) ενός nMOS τρανζίστορ, **Σχήμα 3-7**. Από ένα nMOS μπορεί να προκύψει ένα pMOS αν αντικατασταθούν οι νησίδες διαχύσεως του με τις συμπληρωματικές τους. Η τεχνολογία με την οποία μπορούμε να κατασκευάζουμε συμπληρωματικά MOS, δηλ. pMOS και nMOS, ονομάζεται CMOS τεχνολογία (*C:Complementary*).



Σχήμα 3-7 Συμπληρωματικότητα των nMOS και pMOS τρανζίστορ

### Παρατήρηση 3.7 Χαρακτηρισμός τεχνολογίας κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων

Είναι πολύ σημαντικό να σημειωθεί ότι η ελάχιστη τιμή  $L_{min}$  που μπορεί να πάρει το μήκος  $L$  (αλλά και το πλάτος  $W$ ) της πύλης των pMOS και nMOS καθορίζεται από την τεχνολογία κατασκευής. Το  $L_{min}$  είναι από πιο σημαντικά μεγέθη τα οποία χαρακτηρίζουν μια τεχνολογία. Παραδείγματος χάριν όταν χρησιμοποιούμε τεχνολογία CMOS 0.35μm τότε το  $L_{min}$  που μπορεί να έχει το κανάλι είναι 0.35μm ενώ στη τεχνολογία CMOS 0.18μm τότε το  $L_{min}$  είναι 0.18μm. Για τον πλήρη χαρακτηρισμό της τεχνολογίας πρέπει να αναφέρεται και το όνομα της εταιρίας που υποστηρίζει μια συγκεκριμένη τεχνολογία. Έτσι, όταν βλέπετε όρο 'AMS CMOS 0.35μm' για μια τεχνολογία κατασκευής αυτό σημαίνει ότι η εταιρία κατασκευής θα είναι η AMS (*Austria MicroSystems*), υποστηρίζει και τα δυο συμπληρωματικά είδη τρανζίστορ (nMOS, pMOS) και το  $L_{min}$  είναι 0.35μm. Ένα άλλο παράδειγμα τεχνολογία είναι 'TSMC CMOS 0.130μm' που σημαίνει ότι η εταιρία κατασκευής θα είναι η TSMC (*Taiwan Semiconductor Manufacturing Company*), και υποστηρίζει και τα δυο συμπληρωματικά είδη τρανζίστορ (nMOS, pMOS) με  $L_{min}$  στα 0.130μm.

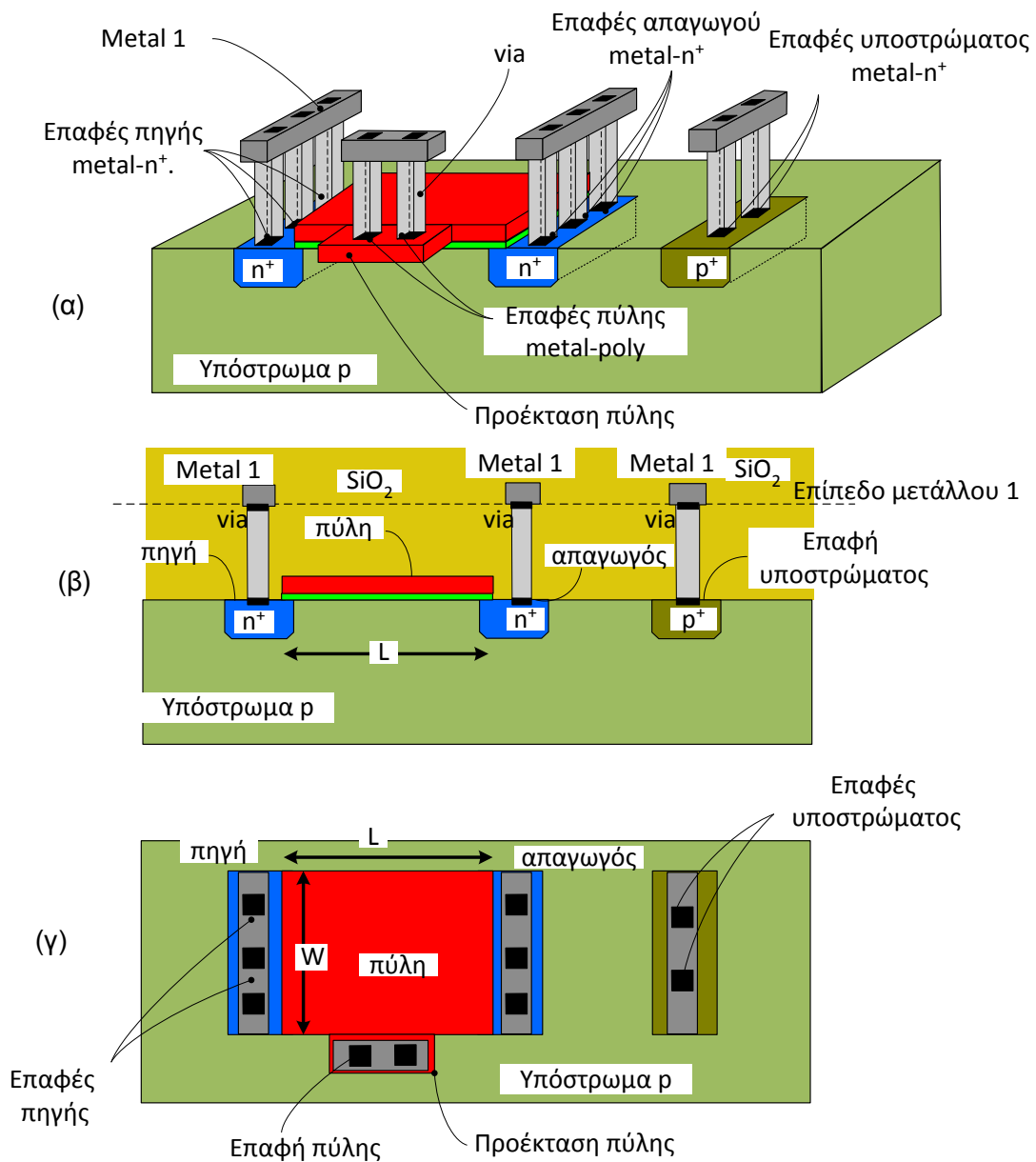
Μέχρι αυτό το σημείο το MOS τρανζίστορ αναλύθηκε σε μια ανεξάρτητη δομή. Στη πράξη ένα τρανζίστορ συνδέεται με έναν αριθμό άλλων τρανζίστορ ή παθητικών στοιχείων ώστε να υλοποιούν ένα μεγαλύτερο κύκλωμα. Άρα πρέπει ουσιαστικά να γίνει η διασύνδεση των τεσσάρων ακροδεκτών του (απαγωγός, πηγή, πύλη και υπόστρωμα) με τους ακροδέκτες άλλων στοιχείων ανάλογα με το ηλεκτρονικό κύκλωμα.

Στο **Σχήμα 3-8α** παρουσιάζεται τρισδιάστατα ο τρόπος με τον οποίο ένα nMOS τρανζίστορ είναι έτοιμο να διασυνδεθεί με άλλα στοιχεία. Έχουν, χρησιμοποιηθεί ένας αριθμός *vias*, **Ορισμός 2.3**, ώστε να γίνει ηλεκτρική επαφή των νησίδων του απαγωγού και της πηγής με το επίπεδο του μετάλλου 1 παρέχοντας ταυτόχρονα μεγάλη αντοχή στο ηλεκτρικό ρεύμα αλλά και μικρότερη αντίσταση των επαφών, βλέπε **παράγραφο 2.6**.

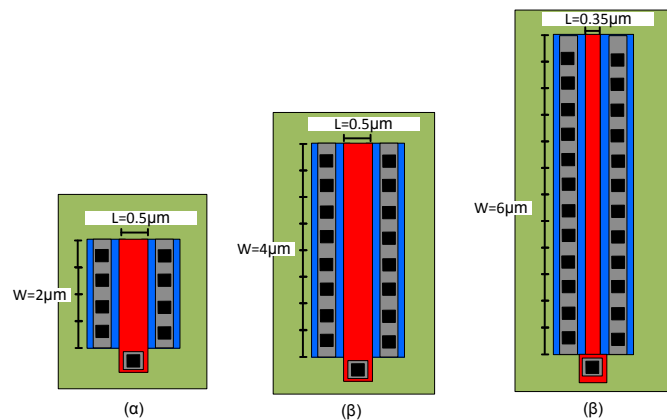
Ταυτόχρονα και η πύλη έχει συνδεθεί με το επίπεδο του μετάλλου 1 χρησιμοποιώντας τα αντίστοιχα *vias*. Στο **Σχήμα 3-8β**, βλέπουμε μια τομή του MOS μαζί με τα αντίστοιχα *via* και στο **Σχήμα 3-8γ** παρουσιάζεται το *layout* του nMOS.

Να σημειωθεί ότι για να γίνει η διασύνδεση της πύλης, όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 3-8α** το επίπεδο πολυπυριτίου της πύλης έχει επεκταθεί έξω από το διοξειδίο του πυριτίου. Οι επαφές metal 1 – poly σχεδιάζονται πάντοτε πάνω στην προέκταση της πύλης για λόγους αξιοπιστίας της λειτουργίας των MOS τρανζίστορ. Ουσιαστικά όλες οι τεχνολογίες κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων δεν επιτρέπουν τη σχεδίαση επαφών metal 1 – poly σε οποιοδήποτε μέρος της πύλης.

Στο **Σχήμα 3-9** παρουσιάζονται nMOS τρανζίστορ με διαφορετικές διαστάσεις. Στο **Σχήμα 3-9α** το nMOS έχει διαστάσεις  $W/L=2\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$  ενώ στο **Σχήμα 3-9β** και στο **Σχήμα 3-9γ** έχει διαστάσεις  $W/L=4\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$  και  $W/L=6\mu\text{m}/0.35\mu\text{m}$ , αντίστοιχα. Παρατηρούμε ότι υπάρχουν πολλές και διαφορετικές περιπτώσεις *layout* ανάλογα με τις σχεδιαστικές προδιαγραφές του κυκλώματος.



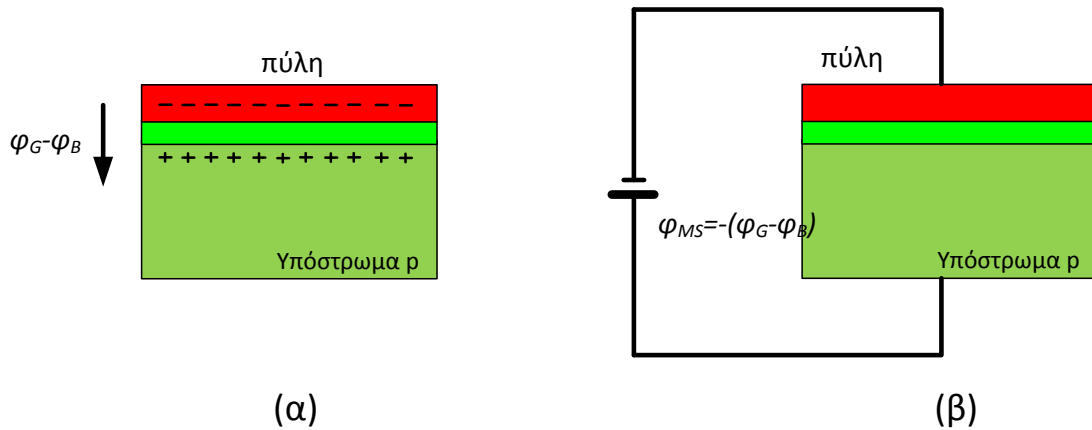
Σχήμα 3-8 (α) τρισδιάστατη απεικόνιση δομής nMOS τρανζίστορ (β) τομή και (γ) layout



Σχήμα 3-9 nMOS τρανζίστορ με διαστάσεις (α)  $W/L=2\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$  (β)  $W/L=4\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$  και (γ)  $W/L=6\mu\text{m}/0.35\mu\text{m}$

### 3.3 Το δυναμικό flat-band

Σε αυτή την παράγραφο θα θεωρήσουμε, για λόγους απλότητας, ότι η δομή ενός nMOS αποτελείται μόνο από τρία επίπεδα (ή στρώματα) υλικών, το μέταλλο της πύλης, το οξειδίο και το υποστρώμα τύπου p. Στόχος μας είναι να αναλύσουμε το δυναμικό καθώς και τα φορτία που αναπτύσσονται εγκάρσιως της δομής αν εφαρμοστεί διαφορά δυναμικού μεταξύ της πύλης και του υποστρώματος. Η απλοποιημένη δομή του nMOS ονομάζεται "δομή δύο ακροδεκτών" (*two terminal structure*) τους ακροδέκτες της πύλης και του υποστρώματος.



Σχήμα 3-10 Απλοποιημένη δομή MOS με τρία στρώματα υλικών (α) με ανάπτυξη δυναμικών επαφής και (β) εισαγωγή πηγής τάσης  $\varphi_{MS}$  μεταξύ των ακροδεκτών ώστε το επιφανειακό δυναμικό να γίνει μηδέν

Μεταξύ των επαφών των διαφορετικών επιπέδων υλικών θα αναπτυχθούν τα αντίστοιχα δυναμικά. Έτσι, αναπτύσσονται τα δυναμικά των επαφών πύλης-οξειδίου και οξειδίου-υποστρώματος,  $\varphi_{G,ox}$  και  $\varphi_{ox,B}$ , αντίστοιχα. Τα δυναμικά αυτά δίνονται από τις σχέσεις

$$\varphi_{G,ox} = \varphi_G - \varphi_{ox} \quad \text{εξ. 3.2}$$

$$\varphi_{ox,B} = \varphi_{ox} - \varphi_B \quad \text{εξ. 3.3}$$

όπου  $\varphi_G$ ,  $\varphi_{ox}$   $\varphi_B$  είναι τα δυναμικά πύλης, οξειδίου και υποστρώματος-, αντίστοιχα, ως προς ένα υλικό αναφοράς. Επειδή ασχολούμαστε με δομές ημιαγωγών με βάση το πυρίτιο το υλικό αναφοράς επιλέγεται να είναι ο ενδογενής κρύσταλλος πυριτίου.

Αν μπορούσαμε να μετρήσουμε την διαφορά δυναμικού μεταξύ της πύλης και υποστρώματος, **Σχήμα 3-10α**, τότε σύμφωνα με την ηλεκτροστατική ένα τέτοιο άθροισμα εξαρτάται μόνο το πρώτο και το τελευταίο υλικό και είναι ανεξάρτητο από τα ενδιάμεσα υλικά. Στο ίδιο καταλήγουμε αν προσθέσουμε την **εξ. 3.2** με την **εξ. 3.3** Έτσι θα έχουμε ότι

$$\varphi_G - \varphi_B \quad \text{εξ. 3.4}$$

Επειδή το υλικό της πύλης είναι διαφορετικό από αυτό του υποστρώματος το άθροισμα των δυναμικών όλων των επαφών είναι μη μηδενικό. Η ύπαρξη μη μηδενικού δυναμικού θα οδηγήσει στην ανάπτυξη φορτίων στις δύο πλευρές του οξειδίου. Έτσι αν το δυναμικό είναι αρνητικό η πολικότητα των φορτίων θα είναι αυτή που βλέπουμε στο **Σχήμα 3-10β**. Ο Πίνακας 3.4 παρουσιάζει τα δυναμικά επαφής διαφόρων υλικών τα οποία αναπτύσσονται όταν έρθουν σε επαφή με ενδογενές κρύσταλλο ημιαγωγού.

Πίνακας 3.4 Δυναμικά επαφής μεταξύ υλικών και ενδογενούς κρυστάλλου πυριτίου	
Υλικό	$\phi_i(V)$
Ni	-0.4
Al	+0.6
p+ (polysilicon)	-0.56
n+ (polysilicon)	+0.56
Εξωγενές Si	$-\varphi_F = -0.3$
Ενδογενές Si	0

Στον παραπάνω πίνακα  $\varphi_F$  είναι το δυναμικό Fermi εμπλουτισμένου ημιαγωγού.

### Ορισμός 3.3 Δυναμικό Fermi εμπλουτισμένου ημιαγωγού

Ορίζεται ως το δυναμικό επαφής  $\varphi_F$  το οποίο θα αναπτυσσόταν μεταξύ κρυστάλλων καθαρού ημιαγωγού (ενδογενή) και εμπλουτισμένου ημιαγωγού αν ερχόταν σε επαφή. Είναι διαφορετικό για τύπου p και τύπου n ημιαγωγό και δίνεται από τις επόμενες σχέσεις:

$$\text{για ημιαγωγό τύπου p} \quad \varphi_F = V_t \ln\left(\frac{N_A}{n_i}\right) \quad \text{εξ. 3.5}$$

$$\text{για ημιαγωγό τύπου n} \quad \varphi_F = -V_t \ln\left(\frac{N_D}{n_i}\right) \quad \text{εξ. 3.6}$$

όπου  $N_A$  είναι η συγκέντρωση αποδεκτών,  $N_D$  είναι η συγκέντρωση δοτών,  $n_i$  είναι η ενδογενής συγκέντρωση φορέων και  $V_t$  είναι το θερμικό δυναμικό.

Με βάση τα παραπάνω θα υπάρχει θεωρητικά ένα δυναμικό που αν εφαρμοστεί μεταξύ πύλης-υποστρώματος θα μηδενίζει το άθροισμα των δυναμικών επαφής. Με βάση την **εξ. 3.4** το δυναμικό αυτό ορίζεται ως

### Ορισμός 3.4 Δυναμικό μεταφοράς $\varphi_{MS}$

$$\varphi_{MS} = -(\varphi_G - \varphi_B) \quad \text{εξ. 3.7}$$

### Παράδειγμα 3.1 Υπολογισμός δυναμικού μεταφοράς

Στη περίπτωση που η πύλη είναι από  $n^+$  polysilicon και το υπόστρωμα είναι εμπλουτισμένο ημιαγωγός πυριτίου θα έχουμε  $\varphi_{MS} = -(0.56 - \varphi_B)$ . Το δυναμικό επαφής  $\varphi_B$  θα είναι με ίσο με το δυναμικό επαφής εμπλουτισμένου ημιαγωγού  $\varphi_F$ , δηλ.  $\varphi_B = -\varphi_F$ . Σύμφωνα με τον **Πίνακα 3.4** το δυναμικό πύλης  $\varphi_G$  (ως προς ενδογενή ημιαγωγό)

είναι 0.56V. Έτσι, το δυναμικό μεταφοράς θα είναι  $\varphi_{MS} = -0.56V - \varphi_F$ . Αν η πύλη ήταν από n<sup>+</sup> polysilicon τότε  $\varphi_{MS} = 0.56V - \varphi_F$

Η επίδραση των δυναμικών των επαφών δεν είναι ο μόνος λόγος για την ανάπτυξη φορτίων στο υπόστρωμα. Μια ακόμα σημαντική αιτία είναι τα “παρασιτικά” φορτία που ενυπάρχουν στο οξειδίο και στο υπόστρωμα. Το φορτίο αυτό αποτελείται από τέσσερα διαφορετικά μέρη α) ακίνητα φορτία στην διεπιφάνεια οξειδίου-υποστρώματος (oxide fixed charges), β) παγιδευμένα ακίνητα φορτία μέσα στο οξειδίο (oxide trapped charges), γ) ελεύθερα ιοντικά φορτία μέσα στο οξειδίο (*mobile ionic charges*) και δ) παγίδες φορτίων στην διεπιφάνεια οξειδίου-υποστρώματος (*interface trap charge* ή *surface-trap charge*). Τα “παρασιτικά” φορτία εμφανίζονται κατά την ανάπτυξη του οξειδίου κατά τη διάρκεια της διαδικασίας κατασκευής του ολοκληρωμένου. Η συγκέντρωση των “παρασιτικών” φορτίων πρέπει να είναι πολύ μικρή ώστε να μην επηρεάζονται οι ιδιότητες του τρανζίστορ. Οι μοντέρνες τεχνολογίες νανομέτρων χρησιμοποιούν εξελιγμένες τεχνικές ανάπτυξης οξειδίων για την εξάλειψη των “παρασιτικών” φορτίων. Όπως αναλύσαμε παραπάνω τα φορτία αυτά βρίσκονται τόσο στη διεπιφάνεια όσο και στο οξειδίο. Για λόγους απλότητας θα θεωρούμε το ενεργό φορτίο της διεπιφάνειας (*effective surface charge*) ανά μονάδα επιφάνειας με τιμή  $Q_0$  θα βρίσκεται στο υπόστρωμα και επεκτείνεται κατά μήκος της οριζόντιας διάστασης, **Σχήμα 3-11α**. Το ενεργό φορτίο έχει πάντα θετική τιμή τόσο τύπου  $p$  όσο και για τύπου  $n$  ημιαγωγό.

Το ενεργό φορτίο διεπιφάνειας  $Q_0$  θα προκαλεί ένα αντίστοιχο φορτίο  $-Q_0$  στην πύλη του τρανζίστορ ώστε να διατηρηθεί η ηλεκτρική ουδετερότητα της δομής. Έτσι, θα αναπτύσσεται ένα ηλεκτρικό δυναμικό  $\psi_{ox}$  εγκάρσια του οξειδίου από την πύλη προς το υπόστρωμα με τιμή ίση με  $-Q_0/C_{ox}$  όπου  $C_{ox}$  ονομάζεται χωρητικότητα οξειδίου ανά μονάδα επιφάνειας (θα οριστεί στην συνέχεια) και εμφανίζεται μεταξύ των δύο άκρων του οξειδίου. Με βάση τα παραπάνω το δυναμικό οξειδίου  $\psi_{ox,Q0}$  ορίζεται ως :

**Ορισμός 3.5** Δυναμικό οξειδίου λόγω παρασιτικών φορτίων

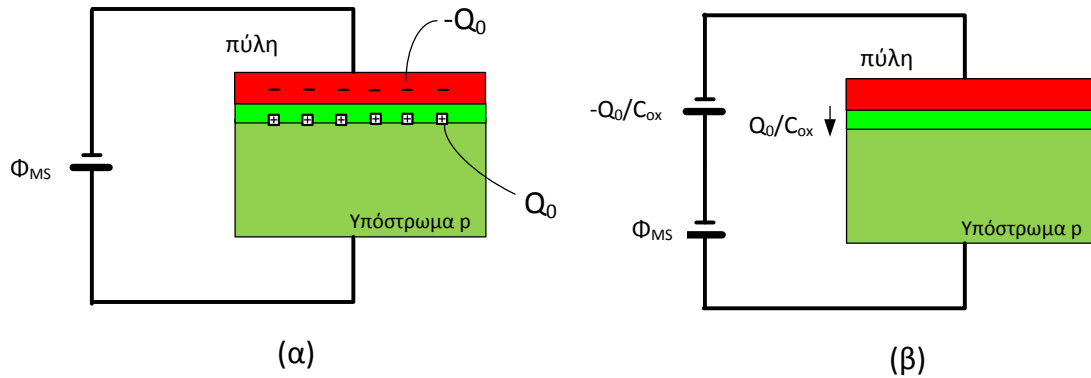
$$\psi_{ox,Q0} = -\frac{Q_0}{C_{ox}} \quad \text{εξ. 3.8}$$

όπου  $Q_0$ ,  $C_{ox}$  είναι το φορτίο και η χωρητικότητα οξειδίου ανά μονάδα επιφάνειας πύλης. Η χωρητικότητα  $C_{ox}$  είναι η χωρητικότητα ανά στοιχειώδη επιφάνεια πύλης και ορίζεται ως

**Ορισμός 3.6** Χωρητικότητα οξειδίου ανά μονάδα επιφάνειας

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \quad [fF/\mu m^2] \quad \text{εξ. 3.9}$$

όπου  $\epsilon_{ox}$  είναι η διηλεκτρική σταθερά του οξειδίου και  $t_{ox}$  το πάχος του οξειδίου. Η στοιχειώδη επιφάνεια πύλης θεωρούμε ότι έχει διαστάσεις  $1\mu m \times 1\mu m$ .



Σχήμα 3-11 Δομή MOS με δύο ακροδέκτες (πηγή, υπόστρωμα) και με (α) με εισαγωγή της τάσης  $\Phi_{MS}$  και (β) εισαγωγή πηγής τάσης με τιμή  $-Q_0/C_{ox}$  ώστε η δομή να είναι ηλεκτρικά ουδέτερη.

Το δυναμικό που απαιτείται να εφαρμοστεί μεταξύ πύλης-υποστρώματος ώστε να μηδενιστούν τόσο τα δυναμικά των επαφών όσο και το  $\psi_{ox,Q_0}$  λόγω παρασιτικών φορτίων ονομάζεται flat-band δυναμικό και ορίζεται ως

### Ορισμός 3.7 Δυναμικό Flat-band

$$V_{FB} = \phi_{MS} - \frac{Q_o}{C_{ox}} \quad \text{εξ. 3.10}$$

Μόνο για τάσεις μεγαλύτερες από το VFB θα εμφανιστούν φορτία στο υπόστρωμα.

### Παράδειγμα 3.2 Υπολογισμός δυναμικού flat-band $V_{FB}$

Έστω δομή ενός nMOS με συγκέντρωση αποδεκτών στο υπόστρωμα πυριτίου να είναι  $N_A=5 \cdot 10^{16}/\text{cm}^3$ , ενδογενής συγκέντρωση  $n_i=1.2 \cdot 10^{10}/\text{cm}^3$ , πάχος οξειδίου  $t_{ox}=7.5\text{nm}$ , πύλη είναι υλοποιημένη με τύπου n πολυπυρίτιο, συγκέντρωση δοτών  $N_D=10^{20}/\text{cm}^3$ , επιφανειακό παρασιτικό φορτίο ανά μονάδα επιφάνειας πύλης  $Q_0=10^{-16}\text{Cb}/\mu\text{m}^2$  και χωρητικότητα οξειδίου πύλης  $C_{ox}=4.6\text{fF}/\mu\text{m}^2$ .

Το δυναμικό Fermi του υποστρώματος στη θερμοκρασία δωματίου είναι  $\phi_B=-\phi_F=-396\text{mV}$ , (εξ. 3.5). Το δυναμικό επαφής για το n τύπου πολυπυρίτιο της πύλης θα είναι  $0.56\text{V}$  (Πίνακας 3.4). Άρα, το δυναμικό μεταφοράς θα είναι  $\phi_{MS}=-0.56\text{V}-0.396\text{V}=-0.956\text{V}$ .

Επίσης, επειδή  $\epsilon_{ox}=0.035\text{fF}/\mu\text{m}^2$  θα έχουμε  $C_{ox}=4.6\text{fF}/\mu\text{m}^2$  (εξ. 3.9) το δυναμικό λόγω των παρασιτικών φορτίων θα είναι  $Q_0/C_{ox}=21.7\text{mV}$ . Τέλος, το δυναμικό flat-band είναι  $V_{FB}=-0.956\text{V}-0.022\text{V}=-0.978\text{V}$ .

Στη συνέχεια θα υπολογίσουμε την συνολική χωρητικότητα οξειδίου χρησιμοποιώντας το  $C_{ox}$ . Πολλαπλασιάζοντας τη  $C_{ox}$  με το πλάτος της πύλης  $W$ , τότε θα έχουμε υπολογίσει τη χωρητικότητα πύλης ανά μονάδα μήκους, Σχήμα 3-12, δηλ.:

$$WC_{ox} = W \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \quad [\text{fF}/\mu\text{m}] \quad \text{εξ. 3.11}$$



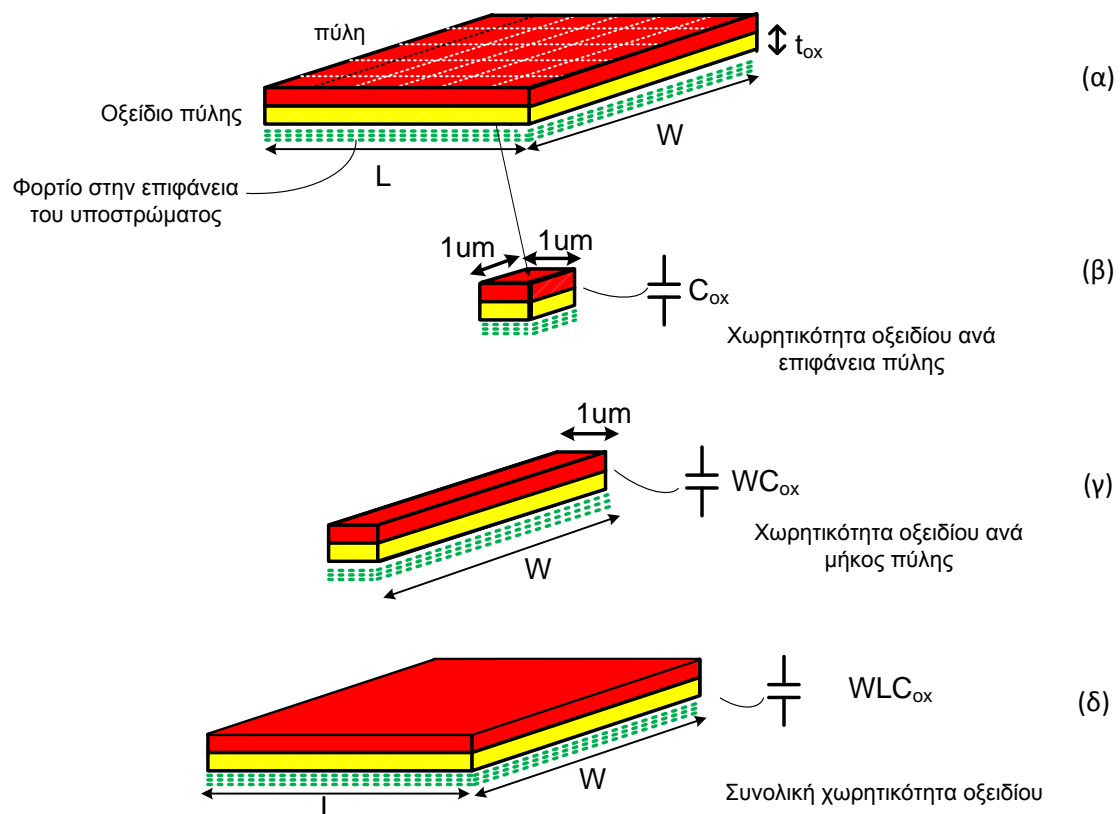
με μονάδες  $fF/\mu m$ . Τέλος, πολλαπλασιάζοντας την χωρητικότητα  $WC_{ox}$  με το μήκος της πύλης  $L$ , θα έχουμε υπολογίσει τη συνολική χωρητικότητα οξειδίου, **Σχήμα 3-12ε**, η οποία θα είναι:

$$\Sigma C_{ox} = WLC_{ox} = WL \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \quad [fF] \quad \text{εξ. 3.12}$$

Η χωρητικότητα οξειδίου  $C_{ox}$  είναι μέγεθος το οποίο καθορίζεται από την τεχνολογία κατασκευής του ολοκληρωμένου. Όσο οι ελάχιστες διαστάσεις των μοντέρνων τεχνολογιών μικραίνουν τόσο η  $C_{ox}$  μικραίνει. Όπως θα δούμε στη συνέχεια η  $C_{ox}$  είναι μια πολύ κρίσιμη παράμετρος γιατί καθορίζει μεταξύ άλλων το ρεύμα που διαρρέει το τρανζίστορ, τις χωρητικότητες μεταξύ των ακροδεκτών κ.α.. Τυπικές της  $C_{ox}$  για τις CMOS παρουσιάζονται στον επόμενο πίνακα:

**Πίνακας 3.5** Χωρητικότητες οξειδίου

Τεχνολογία	$C_{ox}$ (fF/ $\mu m^2$ )
AMS CMOS 0.35 $\mu m$	7
TSMC CMOS 60nm	3



Σχήμα 3-12 Χωρητικότητα πύλης-καναλιού ενός nMOS, (α) η επιφάνεια της πύλης χωρίζεται σε ένα άθροισμα μοναδιαίων επιφανειών διαστάσεων 1 $\mu m$ ·1 $\mu m$ , (β) πυκνωτής οξειδίου  $C_{ox}$  (fF/ $\mu m^2$ ) ανά μονάδα επιφάνειας πύλης (δ) πυκνωτής οξειδίου  $WC_{ox}$  (fF/ $\mu m$ ) ανά μονάδα μήκους πύλης και (ε) συνολικός πυκνωτής οξειδίου (fF).

### 3.4 Ισορροπία δυναμικών και φορτίων

Στην παράγραφο αυτή θα αναλύσουμε πως επηρεάζεται το φορτίο στη επιφάνεια υποστρώματος κατά την εφαρμογή μιας εξωτερικής τάσης  $V_{GB}$  μεταξύ πύλης-υποστρώματος η οποία θα είναι μεγαλύτερη από την  $V_{FB}$ . Ας θεωρήσουμε ότι έχουμε υπόστρωμα  $p$ -τύπου. Η εφαρμογή μια  $V_{GB}$  πρακτικά θα επηρεάσει μόνο τα φορτία που εμπεριέχονται σε μια στενή περιοχή του υποστρώματος ακριβώς κάτω από το οξειδίο του πυριτίου ενώ το υπόλοιπο υπόστρωμα θα παραμένει ηλεκτρικά ουδέτερο. Αφού θα αλλάξει η κατανομή των φορτίων στην επιφάνεια του υποστρώματος τότε θα έχουμε την ανάπτυξη δυναμικού που ονομάζεται επιφανειακό δυναμικό.

---

#### Ορισμός 3.8 Επιφανειακό δυναμικό $\psi_s$

Είναι η πτώση τάσης στη περιοχή του υποστρώματος στην οποία εμφανίζεται κάποια μεταβολή στο φορτίο. Η περιοχή αυτή είναι η επιφάνεια του υποστρώματος και παρουσιάζει εγκάρσια κατανομή φορτίου, ξεκινώντας από την επιφάνεια του υποστρώματος καταλήγει μέχρι κάποιο βάθος στο υπόστρωμα, **Σχήμα 3-13**.

---

Το φορτίο που θα αναπτυχθεί στο υπόστρωμα θα είναι:

$$Q_C = C_{ox}\psi_{ox} \quad [Cb] \quad \text{εξ. 3.13}$$

όπου  $\psi_{ox}$  είναι η διαφορά δυναμικού στα άκρα του οξειδίου και δίνεται από την σχέση:

$$\psi_{ox} = (V_G - V_{FB}) - V_C \quad [V] \quad \text{εξ. 3.14}$$

όπου  $V_G - V_{FB}$  είναι το ισοδύναμο δυναμικό της πύλης το οποίο απαιτείται για την εμφάνιση φορτίων στο υπόστρωμα,  $V_C$  είναι το δυναμικό που αναπτύσσεται στον κάτω οπλισμό του πυκνωτή  $C_{ox}$  και  $V_G$  το δυναμικό που εφαρμόζεται στην πύλη, **Σχήμα 3-13**. Το δυναμικό  $V_C$  θα δίνεται από την σχέση

$$V_C = V_B + \psi_s \quad [V] \quad \text{εξ. 3.15}$$

Σύμφωνα με τις τρεις προηγούμενες εξισώσεις το φορτίο υποστρώματος θα είναι

$$Q_C = C_{ox}(V_{GB} - V_{FB} - \psi_s) \quad [Cb] \quad \text{εξ. 3.16}$$

Υπάρχουν τρία είδη δυναμικών που αναπτύσσονται σε αυτή την περιοχή όπως βλέπουμε στο **εξ. 3.29**: α) η πτώση τάσης  $\psi_{ox}$  πάνω στο οξειδίο της πύλης (όχι λόγω

παρασιτικών φορτίων) β) το επιφανειακό δυναμικό και γ) της τάσης flat-band. Το άθροισμα των παραπάνω δυναμικών πρέπει να είναι ίσο με  $V_{GB}$ :

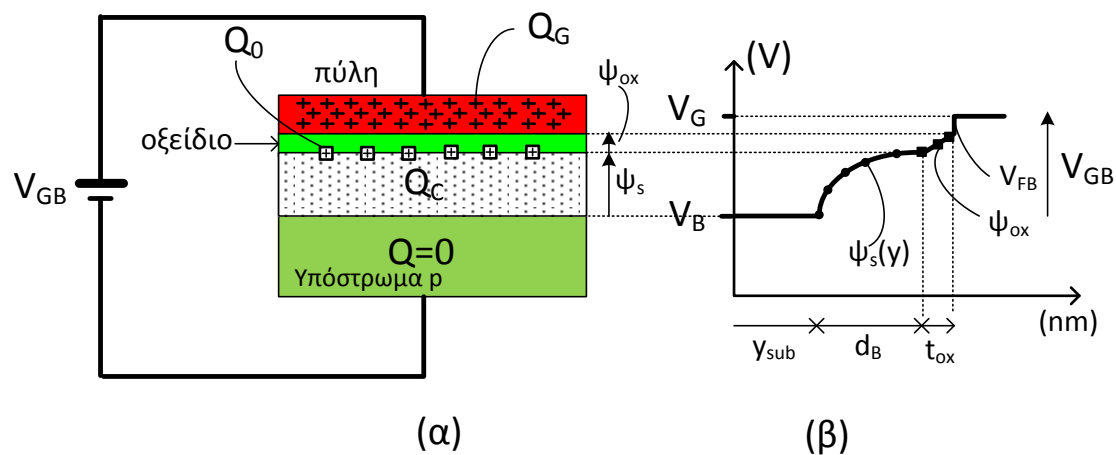
$$V_{GB} = V_{FB} + \psi_s + \psi_{ox} \quad [V] \quad \text{εξ. 3.17}$$

Η τάση  $V_{FB}$  είναι σταθερή και εξαρτάται από τα υλικά της πύλης, του υποστρώματος και από τη συγκέντρωση των παρασιτικών φορτίων. Το τελευταίο υπεισέρχεται στην  $V_{FB}$  μέσω του  $\psi_{ox, Q_0}$ , όπως βλέπουμε στην **εξ. 3.8**. Επειδή το φορτίο του υποστρώματος είναι  $Q_C = -C_{ox}\psi_{ox}$  η παραπάνω σχέση θα γίνει

$$V_{GB} = V_{FB} + \psi_s - \frac{Q_C}{C_{ox}} \quad [V] \quad \text{εξ. 3.18}$$

Κάθε μεταβολή στο  $V_{GB}$  θα πρέπει να εξισορροπείται από αντίστοιχες μεταβολές μόνο στα  $\psi_{ox}$ ,  $\psi_s$ , δηλ.:

$$\Delta V_{GB} = \Delta \psi_{ox} + \Delta \psi_s \quad [V] \quad \text{εξ. 3.19}$$



Σχήμα 3-13 (α) Φορτία σε μια δομή MOS με p τύπου υπόστρωμα για ένα  $V_{GB}$  και (β) κατανομή δυναμικών σε μια δομή MOS

Στο **Σχήμα 3-13α** έχουμε θεωρήσει τρία είδη φορτίων ανά μονάδα επιφάνειας α) το φορτίο στην πύλη  $Q_G$  β) το ενεργό επιφανειακό παρασιτικό φορτίο  $Q_0$  και γ) το φορτίο στο υπόστρωμα κάτω από το οξείδιο  $Q_C$ . Τα φορτία πρέπει να αντισταθμίζουν το ένα το άλλο ώστε να διατηρείται η ηλεκτρική ουδετερότητα της δομής :

$$Q_G + Q_0 + Q_C = 0 \quad \text{εξ. 3.20}$$

Να σημειωθεί ότι κάθε μεταβολή στο  $Q_G$  εξισορροπείται από μια αντίστοιχη μεταβολή μόνο στο  $Q_C$  αφού το ενεργό φορτίο επιφάνειας  $Q_0$  παραμένει σταθερό:

$$\Delta Q_G + \Delta Q_C = 0$$

εξ. 3.21

### 3.5 Επίδραση της $V_{GB}$ στο φορτίο του υποστρώματος

Ανάλογα με την τιμή της  $V_{GB}$  σε σχέση με το  $V_{FB}$  παρατηρούμε τρεις διαφορετικές περιπτώσεις για το φορτίο υποστρώματος.

#### 3.5.1 Κατάσταση flat-band

Στη κατάσταση αυτή, η οποία έχει περιγραφεί στην προηγούμενη παράγραφο, ισχύει ότι  $V_{GB}=V_{FB}$  και ουσιαστικά έχουμε εξ ορισμού αντισταθμίσει όλα τα φορτία και όλα τα δυναμικά επαφών. Έτσι ισχύει :

$$\begin{aligned} V_{GB} &= V_{FB} \\ Q_C &= 0 \\ \psi_s &= 0 \end{aligned}$$

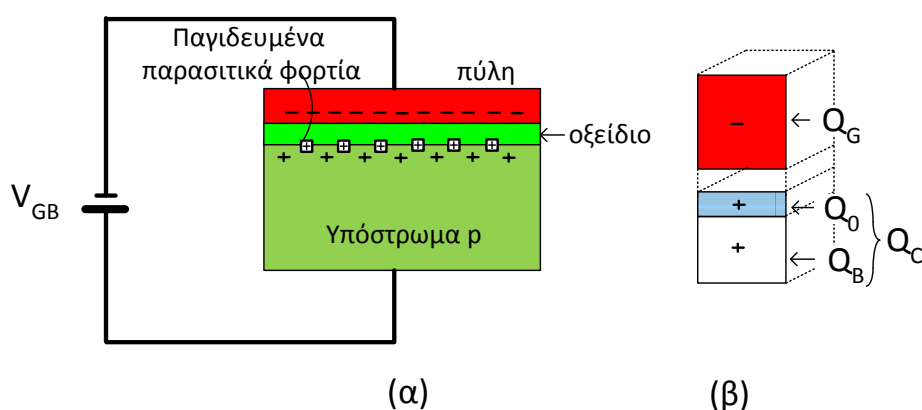
εξ. 3.22

#### 3.5.2 Κατάσταση συσσώρευσης φορτίων (*accumulation*)

Σε αυτή την περίπτωση θεωρούμε ότι η  $V_{GB}$  είναι μικρότερη από την  $V_{FB}$ . Μια αρνητική μεταβολή της  $V_{GB}$  σε σχέση με την  $V_{FB}$  θα προκαλέσει αρνητική μεταβολή στο  $Q_G$  οπότε σύμφωνα με την **εξ. 3.21** θα εμφανιστεί ισόποση θετική μεταβολή στο  $Q_C$ . Έτσι, οι σπές μετακινούνται από το υπόστρωμα και συσσωρεύονται στη επιφάνεια ακριβώς κάτω από το οξειδίο ώστε το καθαρό φορτίο να γίνει θετικό. Η κατάσταση αυτή των φορτίων ονομάζεται κατάσταση συσσώρευσης (*accumulation*), **Σχήμα 3-14**. Η αρνητική μεταβολή της  $V_{GB}$  θα κατανομηθεί σε μεταβολές στα  $\psi_{ox}$  και  $\psi_s$  ώστε να ισχύει η **εξ. 3.17**. Έτσι, θα έχουμε

$$\begin{aligned} V_{GB} &< V_{FB} \\ Q_C &> 0 \\ \psi_s &< 0 \end{aligned}$$

εξ. 3.23



Σχήμα 3-14 (α) Δομή MOS σε κατάσταση συσσώρευσης σπών και (β) φορτία ανά μονάδα επιφάνειας

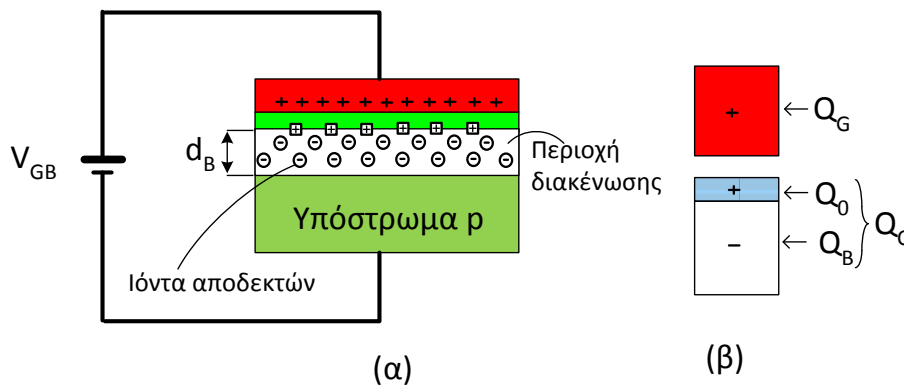
### 3.5.3 Κατάσταση αναστροφής φορέων (*inversion*)

Σε αυτή την περίπτωση το  $V_{GB}$  είναι μεγαλύτερο από  $V_{FB}$ . Το συνολικό φορτίο στην πύλη θα γίνει περισσότερο θετικό σε σχέση με την τιμή που είχε στην κατάσταση *flat band*. Μια θετική μεταβολή στο  $Q_G$  θα πρέπει να αντισταθμιστεί από μια ισόποση μεταβολή στο  $Q_C$  ώστε να ισχύει ξανά **εξ. 3.21**. Επίσης, θετική μεταβολή στο  $V_{GB}$  θα καταναμηθεί μεταξύ  $\psi_{ox}$  και  $\psi_s$  ώστε να ισχύει η **εξ. 3.17**. Έτσι θα έχουμε

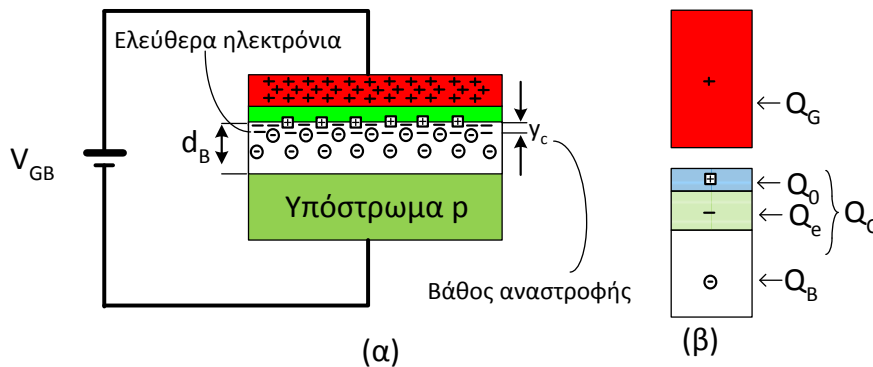
$$\begin{aligned} V_{GB} &> V_{FB} \\ Q_C &< 0 \\ \psi_s &> 0 \end{aligned} \quad \text{εξ. 3.24}$$

Ας δούμε τώρα ποια είναι η φύση του αρνητικού φορτίου  $Q_C$ . Όταν  $V_{GB}$  δεν είναι τόσο μεγαλύτερη από  $V_{FB}$ , το θετικό δυναμικό στην επιφάνεια του υποστρώματος ως προς το υπόστρωμα απλώς θα απωθεί σπές από την επιφάνεια αφήνοντας την άδεια (κενή) από σπές (*depletion region*), **Σχήμα 3-15**.

Όσο η  $V_{GB}$  αυξάνει περισσότερο από  $V_{FB}$ , τόσο η πυκνότητα των σπών συνεχώς θα μειώνεται αρκετά κάτω από τη κανονική συγκέντρωση  $N_A$  των αποδεκτών ηλεκτρονίων. Έτσι, το αρνητικό φορτίο  $Q_C$  θα οφείλεται αποκλειστικά στα ιόντα του κρυσταλλικού πλέγματος, δηλ. στα άτομα των αποδεκτών ηλεκτρονίων.



Σχήμα 3-15 (α) MOS σε κατάσταση διακένωσης και β) φορτία ανά μονάδα επιφάνειας



Σχήμα 3-16 (α) MOS σε κατάσταση αναστροφής φορέων και β) φορτία ανά μονάδα επιφάνειας

### Παρατήρηση 3.8 Αναστροφή φορέων

Όσο η  $V_{GB}$  συνεχίζει να αυξάνεται τόσο περισσότερα άτομα ιόντων δοτών αναπτύσσονται και το  $\psi_s$  γίνεται αρκετά θετικό ώστε να έλκει ένα σημαντικό αριθμό ελεύθερων ηλεκτρονίων προς την επιφάνεια, **Σχήμα 3-16**. Έτσι και τα ελεύθερα ηλεκτρόνια συνεισφέρουν στο συνολικό αρνητικό φορτίο  $Q_C$ . Τελικά, για κάποιο  $V_{GB}$  η πυκνότητα των ηλεκτρονίων θα ξεπεράσει αυτή των οπών στην επιφάνεια. Η κατάσταση αυτή των φορτίων στην επιφάνεια του υποστρώματος είναι ακριβώς η ανάστροφη από αυτή που εμφανίζει ένας ημιαγωγός  $p$ -τύπου και γι' αυτό ονομάζεται κατάσταση αναστροφής των φορέων.

## 3.6 Συγκέντρωση ελεύθερων ηλεκτρονίων συναρτήσει του επιφανειακού δυναμικού

Βαθύτερα προς το ηλεκτρικά ουδέτερο υπόστρωμα έξω από την περιοχή διακένωσης οι συγκεντρώσεις των οπών και ηλεκτρονίων θα είναι  $p_0$  και  $n_0$ , αντίστοιχα, όπου  $p_0 = N_A$   $n_0 = n_i^2 / N_A$ . Η συγκέντρωση των ηλεκτρονίων στην επιφάνεια σε σχέση με αυτή του υποστρώματος θα είναι

$$n_{surface} = n_0 e^{\frac{\psi_s}{U_t}} \quad \text{εξ. 3.25}$$

Χρησιμοποιώντας τις επόμενες εξισώσεις

$$n_o = n_i e^{\frac{\phi_F}{U_t}} \quad \text{εξ. 3.26}$$

$$p_o = n_i e^{\frac{\phi_F}{U_t}} \quad \text{εξ. 3.27}$$

έχουμε

$$n_{surface} = n_i e^{\frac{\psi_s - \phi_F}{U_t}} \quad \text{εξ. 3.28}$$

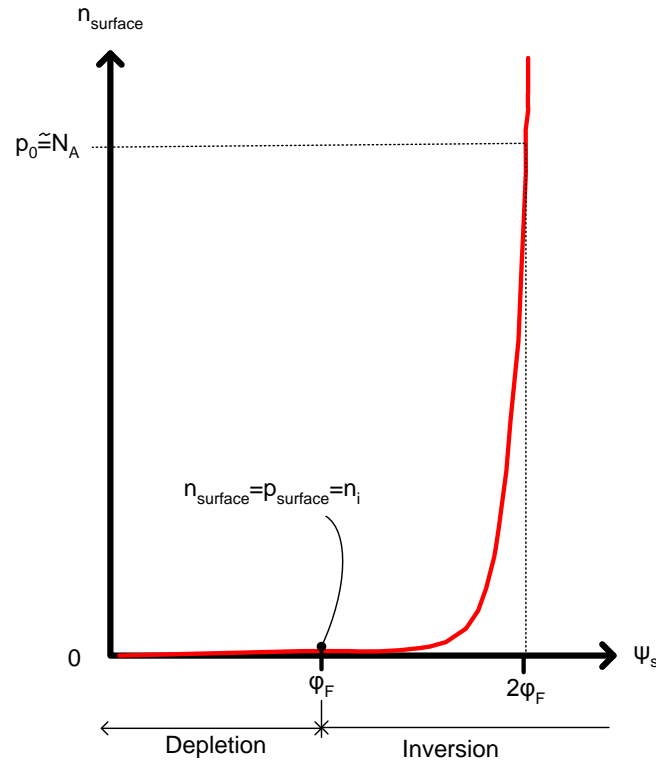
ή

$$n_{surface} = p_o e^{\frac{\psi_s - 2\phi_F}{U_t}} \quad \text{εξ. 3.29}$$

όπου  $\phi_F$  είναι το δυναμικό Fermi. Επειδή όμως  $p_0 = N_A$  τότε θα έχουμε

$$n_{surface} = N_A e^{\frac{\psi_s - 2\phi_F}{U_t}} \quad \text{εξ. 3.30}$$

Η συγκέντρωση των φορτίων στην επιφάνεια του υποστρώματος παρουσιάζεται στο **Σχήμα 3-17**. Όταν  $\psi_s = \phi_F$  τότε το  $n_{surface}$  γίνεται ίσο με την ενδογενή συγκέντρωση του υποστρώματος,  $n_{surface} = p_{surface} = n_i$ . Το σημείο αυτό είναι το όριο μεταξύ των καταστάσεων διακένωσης και αναστροφής φορέων. Από την **εξ. 3.28** παρατηρούμε ότι ακόμα και στην κατάσταση διακένωσης η συγκέντρωση  $n_{surface}$  δεν είναι μηδέν αλλά όπως και να έχει είναι πολύ μικρότερη από  $n_i$ . Με την αύξηση της  $\psi_s$  πάνω από το  $\phi_F$  η συγκέντρωση  $n_{surface}$  αυξάνει δραστικά και όταν  $\psi_s = 2\phi_F$  θα έχουμε ότι  $n_{surface} = p_0 = N_A$ .



Σχήμα 3-17 Συγκέντρωση ελεύθερων ηλεκτρονίων  $Q_e$  στην επιφάνεια συναρτήσει το επιφανειακού δυναμικού

Στη περίπτωση που το υπόστρωμα είναι n-τύπου ημιαγωγός τότε το στρώμα αναστροφής θα αποτελείται από οπές οι οποίες θα έλκονται από το υπόστρωμα αν η  $V_{GB}$  είναι αρκετά αρνητική. Τα ακίνητα φορτία στην περιοχή διακένωσης θα αποτελούνται από τα θετικά φορτισμένα άτομα των δοτών του κρυσταλλικού πλέγματος. Όταν η  $V_{GB}$  γίνει αρκετά θετική τότε ηλεκτρόνια έλκονται προς την επιφάνεια και το τρανζίστορ θα βρίσκεται στην κατάσταση συσσώρευσης (ηλεκτρονίων).

### 3.7 Ασθενής, μεσαία και ισχυρή αναστροφή φορέων

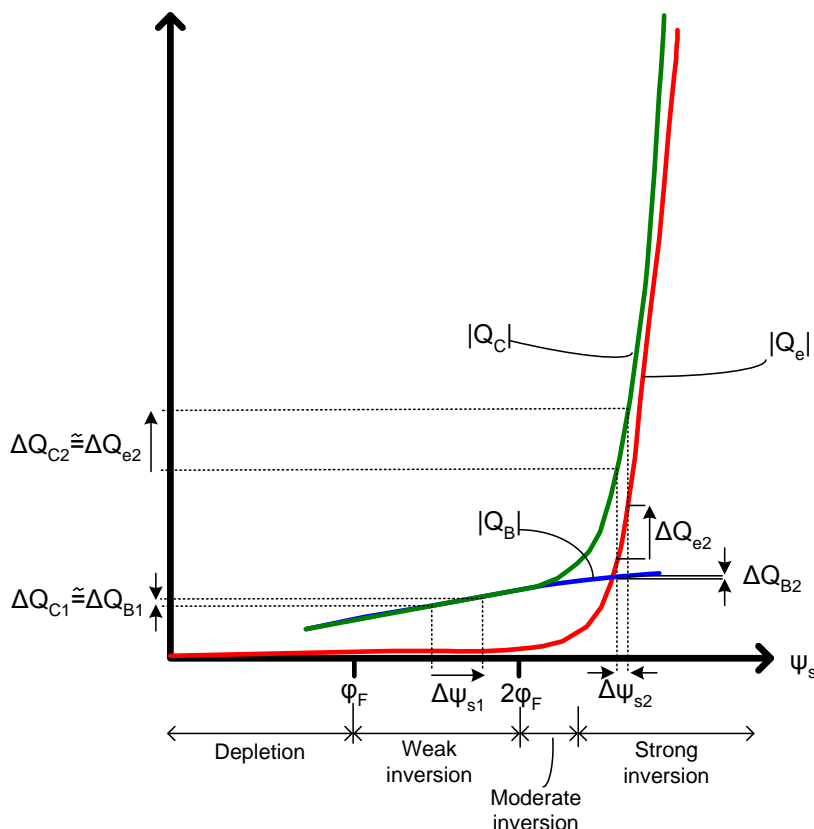
Το συνολικό φορτίο ανά μονάδα επιφάνειας στην κατάσταση αναστροφής στο υπόστρωμα θα είναι το άθροισμα του φορτίου των ελεύθερων ηλεκτρονίων  $Q_e$  στην περιοχή αναστροφής και του φορτίου των ιόντων αποδεκτών  $Q_B$ :

$$Q_C = Q_e + Q_B \quad \text{εξ. 3.31}$$

Η συγκέντρωση των ηλεκτρονίων  $n(y)$  στην περιοχή αναστροφής όσο απομακρυνόμαστε από την επιφάνεια τόσο θα μειώνεται και μάλιστα με εκθετικό τρόπο. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι το επιφανειακό δυναμικό από το οποίο εξαρτάται η  $n(y)$  μειώνεται με εκθετικό τρόπο όσο κατεβαίνουμε βαθύτερα προς το

υπόστρωμα. Πρακτικά τα ελεύθερα ηλεκτρόνια περιορίζονται στην περιοχή μεταξύ  $y_{surface}$  και  $y_c$ , όπου για  $y_c$  ισχύει  $n(y_c)=0$ .

Ο ακριβείς μαθηματικός υπολογισμός του  $Q_e$  είναι αρκετά πολύπλοκος ξεφεύγοντας από το σκοπό του βιβλίου αλλά θα συζητήσουμε περιληπτικά την εξάρτηση που έχουν τα  $Q_c$ ,  $Q_e$  και  $Q_B$  από το βάθος του υποστρώματος και από το επιφανειακό δυναμικό. Ας συγκεντρωθούμε αρχικά στην περιοχή διακκένωσης. Όπως και στην περίπτωση μιας επαφής  $pn$  θα θεωρήσουμε ότι τουλάχιστον προσεγγιστικά η περιοχή αυτή σταματά απότομα σε ένα βάθος  $d_B$  κάτω από το υπόστρωμα. Το στρώμα αναστροφής με τα ελεύθερα ηλεκτρόνια περιορίζεται σε μια στενή ταινία πολύ κοντά στην επιφάνεια του υποστρώματος. Επειδή το βάθος  $d_B$  είναι κανονικά πολύ μεγαλύτερο από το στρώμα αναστροφής θα θεωρήσουμε ότι το στρώμα αναστροφής είναι μια πολύ λεπτή ταινία (*sheet*) με ασήμαντο πλάτος (μερικές εκατοντάδες *Angstroms*). Αυτή η προσέγγιση των φορτίων ονομάζεται *charge sheet approximation* και συνεπάγεται ότι η περιοχή διακκένωσης δεν θα περιέχει ουσιαστικά ελεύθερα ηλεκτρόνια. Επίσης, εξαιτίας του λεπτού πάχους της περιοχής αναστροφής το επιφανειακό δυναμικό δεν θα εμφανίζει μεταβολή στην περιοχή αναστροφής. Τέλος, η συγκέντρωση των ελεύθερων ηλεκτρονίων θα είναι ασήμαντη σε σχέση με την συγκέντρωση των αποδεκτών του κρυστάλλου της περιοχής διακκένωσης. Αυτή η προσέγγιση ονομάζεται *depletion approximation*.



Σχήμα 3-18 Φορτία (κατά απόλυτη τιμή) ανά μονάδα επιφάνειας των περιοχών αναστροφής  $Q_e$ , διακκένωσης  $Q_B$  και του άθροισμα τους  $Q_c$  συναρτήσει του επιφανειακού δυναμικού.



Στο **Σχήμα 3-18** βλέπουμε τα φορτία  $Q_c$ ,  $Q_e$  και  $Q_B$  συναρτήσει του επιφανειακού δυναμικού. Είναι πιο βολικό να χωρίσουμε την κατάσταση αναστροφής σε τέσσερις καταστάσεις α) κατάσταση διακκένωσης β) ασθενής αναστροφή, γ) μέτρια αναστροφή και γ) ισχυρή αναστροφή. Στην περιοχή διακκένωσης το επιφανειακό δυναμικό είναι μικρότερο από  $\varphi_F$  και το επιφανειακό φορτίο οφείλεται κυρίως στο φορτίο της περιοχής διακκένωσης ( $Q_e$  περίπου 0). Το κάτω όριο της περιοχής ασθενούς αναστροφής είναι όταν  $\psi_s = \varphi_F$  και το πάνω όριο ορίζεται όταν  $\psi_s = 2\varphi_F$ . Το αντίστοιχο φορτίο  $Q_e$  είναι τόσο μικρό που δεν μπορεί να αναπαρασταθεί σωστά στο **Σχήμα 3-18** όμως μπορεί να προκαλέσει αγωγή, με μικρή τιμή ρεύματος, όταν η δομή που αναλύουμε είναι μέρος ενός κανονικού MOS τρανζίστορ. Όταν  $\psi_s$  ξεπεράσει το  $2\varphi_F$ , το  $Q_e$  αρχίζει να γίνεται σημαντικό επειδή έχει εκθετική σχέση με το  $\psi_s$  σύμφωνα με την **εξ. 3.31**, και το τρανζίστορ εισέρχεται στην περιοχή μέτριας αναστροφής. Όταν το  $\psi_s$   $\psi_s > 2\varphi_F + \alpha \cdot U_t$  όπου  $\alpha \sim 6-9$  τότε το  $Q_e$  εμφανίζει πολύ ισχυρή εξάρτηση από το  $\psi_s$ , όπως μπορούμε να δούμε και στο **Σχήμα 3-17**. Επίσης η συγκέντρωση των ελεύθερων ηλεκτρονίων  $n(y)$  σε μικρό βάθος από την επιφάνεια αυξάνει δραστικά και τα  $Q_e$  παίζουν το πιο σημαντικό ρόλο. Το τρανζίστορ θεωρείται ότι λειτουργεί στην περιοχή ισχυρή αναστροφής. Τα παραπάνω παρουσιάζονται συνοπτικά στον **Πίνακα 3.6**.

**Πίνακας 3.6** Περιοχές αναστροφής συναρτήσει του  $\psi_s$

		$\psi_s$	
0 με $\varphi_F$	$\varphi_F$ με $2\varphi_F$	$2\varphi_F$ με $2\varphi_F + \alpha \cdot U_t$	$2\varphi_F + \alpha \cdot U_t$ με $V_{DD}$
διακκένωση	Ασθενής αναστροφή	Μέτρια αναστροφή	Ισχυρή αναστροφή
$Q_c = Q_B$	$Q_c = Q_B + Q_e$ $Q_e$ ασθενές	$Q_c = Q_B + Q_e$ $Q_e$ μέτριο	$Q_c = Q_B + Q_e$ $Q_e$ πολύ μεγάλο

### 3.8 Μεταβολές φορτίων και δυναμικών συναρτήσει μεταβολών του $V_{GB}$

Εκτός από την συνεισφορά των  $Q_e$  και  $Q_B$  στο  $Q_c$  είναι σημαντικό να βρούμε ποια είναι η συνεισφορά μια μεταβολής του επιφανειακού δυναμικού  $\Delta\psi_s$  στις μεταβολές του  $\Delta Q_c$ . Η μεταβολή  $\Delta Q_c$  εν μέρει οφείλεται στη μεταβολή του φορτίου στην περιοχή αναστροφής και εν μέρει στη μεταβολή του φορτίου των δοτών της περιοχής διακκένωσης θα έχουμε

$$\Delta Q_c = \Delta Q_e + \Delta Q_B \quad \text{εξ. 3.32}$$

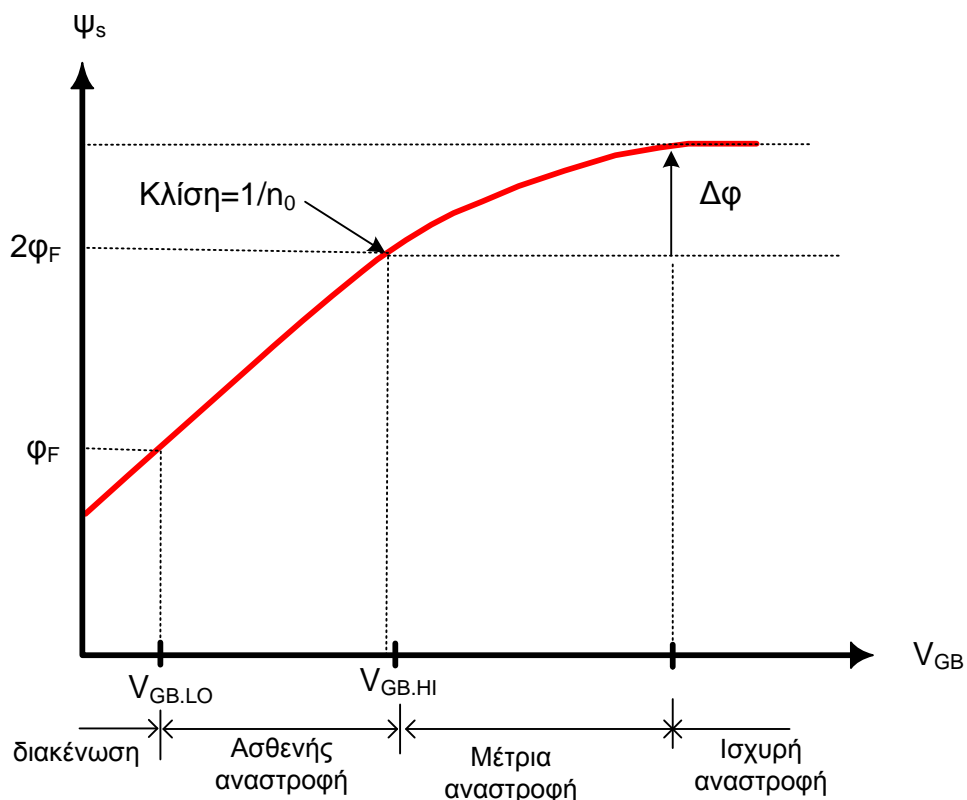
Ας θεωρήσουμε αρχικά την περίπτωση όπου το τρανζίστορ είναι στην περιοχή ασθενούς αναστροφής και το  $V_{GB}$  είναι αρκετά χαμηλό ώστε τα  $\psi_s$  και  $Q_c$  να είναι επίσης πολύ χαμηλά. Μια μεταβολή  $\Delta V_{GB1}$  θα προκαλέσει άμεσα μια μεταβολή  $\Delta Q_{c1}$  όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 3-18**, η οποία θα είναι περίπου ίση με  $\Delta Q_{B1}$  στο φορτίο της περιοχής διακκένωσης. Επιπλέον, η αντίστοιχη μεταβολή  $\Delta\psi_{s1}$  στο επιφανειακό δυναμικό, η οποία αντιστοιχεί στο  $\Delta Q_{B1}$ , είναι μεγάλη. Το τελευταίο σημαίνει απλά ότι σχεδόν όλη η μεταβολή της  $V_{GB}$  καταναλώνεται για να μεταβληθεί το φορτίο  $Q_B$ . Ας θεωρήσουμε τώρα ότι το  $V_{GB}$  φέρνει το τρανζίστορ στην ισχυρή αναστροφή. Μια μεταβολή  $\Delta V_{GB2}$  θα προκαλέσει άμεσα μια μεταβολή  $\Delta Q_{c2}$  όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 3-18**. Πρακτικά όλη η μεταβολή  $\Delta Q_{c2}$  θα αντανakλά σε μια μεταβολή  $\Delta Q_{e2}$  του

φορτίου της περιοχής αναστροφής, ενώ η  $\Delta Q_{B2}$  θα είναι ουσιαστικά ασήμαντη. Επίσης, μεταβολή του επιφανειακού δυναμικού  $\Delta\psi_s$  η οποία αντιστοιχεί στο  $\Delta Q_{e2}$  είναι πολύ μικρή.

Στο **Σχήμα 3-19** βλέπουμε την εξάρτηση του  $\psi_s$  από το  $V_{GB}$ . Παρατηρούμε ότι για χαμηλές τιμές του  $\psi_s$ , δηλ. στην κατάσταση ασθενούς αναστροφής, μια μεταβολή  $\Delta V_{GB}$  προκαλεί μια σχεδόν αντίστοιχη μεταβολή  $\Delta\psi_s$ . Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι το φορτίο  $Q_B(\psi_s)$  είναι σχεδόν σταθερό χωρίς μεγάλη εξάρτηση από το  $\psi_s$  κάτι που φαίνεται και στο **Σχήμα 3-18**. Η ασθενής αναστροφή χαρακτηρίζεται από μεγάλη και σχεδόν σταθερή κλίση

$$d\psi_s/dV_{GB}=1/n_0 \quad \text{εξ. 3.33}$$

και το  $\psi_s$  σχεδόν ακολουθεί τις μεταβολές της  $V_{GB}$ . Για υψηλές τιμές του  $\psi_s$ , δηλ. στην κατάσταση ισχυρής αναστροφής, μια μεταβολή  $\Delta V_{GB}$  προκαλεί μικρή μεταβολή  $\Delta\psi_s$  εν μέρη γιατί το φορτίο  $Q_e$  μεταβάλλεται πολύ απότομα (εκθετικά) σε σχέση με το  $\psi_s$ . Έτσι, στην ισχυρή αναστροφή η κλίση  $d\psi_s/dV_{GB}$  μειώνεται παίρνοντας μικρές τιμές. Αυτό που χαρακτηρίζει την ισχυρή αναστροφή είναι ότι το  $\psi_s$  παραμένει πρακτικά σταθερό. Τα παραπάνω παρουσιάζονται συνοπτικά στον **Πίνακα 3.7**.



Σχήμα 3-19 Επιφανειακό δυναμικό συναρτήσει του  $V_{GB}$

Πίνακας 3.7 Μεταβολές φορτίων και $\psi_s$ συναρτήσει των μεταβολών του $V_{GB}$			
$\Delta V_{GB}$			
διακένωση	Ασθενής αναστροφή	Μέτρια αναστροφή	Ισχυρή αναστροφή
$\Delta Q_C = \Delta Q_B$	$\Delta Q_C \sim \Delta Q_B$	$\Delta Q_C \sim \Delta Q_e$	$\Delta Q_C \sim \Delta Q_e$

	$\Delta Q_e$ ασθενές	$\Delta Q_B \sim 0$	$\Delta Q_B \sim 0$
$\Delta \psi_s / \Delta V_{GB} = 1$	$\Delta \psi_s / \Delta V_{GB} \sim 1$		$\Delta \psi_s / \Delta V_G \sim 0$

### 3.9 Extrapolated τάση κατωφλίου

Πριν προχωρήσουμε παρακάτω ας συμμαζέψουμε την παραπάνω ανάλυση παρουσιάζοντας τις βασικές εξισώσεις που έχουμε βρει τώρα.

α) *Ισορροπία δυναμικών*

$$V_{GB} = \psi_{ox} + \psi_s + V_{FB} \quad \text{εξ. 3.34}$$

Η παραπάνω σχέση είναι ίδια με την **εξ. 3.17** και παρουσιάζεται ξανά εδώ για λόγους καλύτερης περιγραφής.

β) *Ισορροπία φορτίων*

$$Q_G + Q_0 + Q_e + Q_B = 0 \quad \text{εξ. 3.35}$$

Η παραπάνω σχέση έχει προκύψει από την **εξ. 3.20** στην οποία έχει προστεθεί το φορτίο  $Q_e$  των ελεύθερων ηλεκτρονίων επειδή το MOS είναι στην κατάσταση αναστροφής.

γ) *Σχέσεις μεταξύ φορτίων και τάσεων*

Το φορτίο πάνω από το οξειδίο, δηλ. το φορτίο της πύλης, σχετίζεται με το δυναμικό που αναπτύσσεται μεταξύ των άκρων του οξειδίου και την χωρητικότητα του οξειδίου με την επόμενη σχέση

$$Q_G = C_{ox} \psi_{ox} \quad \text{εξ. 3.36}$$

Το φορτίο των ηλεκτρονίων στο στρώμα αναστροφής κάτω από το οξειδίο και το επιφανειακό δυναμικό σχετίζονται μεταξύ τους :

$$Q_e = Q_e(\psi_s) \quad \text{εξ. 3.37}$$

Η παραπάνω σχέση είναι αρκετά πολύπλοκή και ξεφεύγει από τους στόχους του βιβλίου. Επίσης και το φορτίο που αναπτύσσεται στην περιοχή αναστροφής σχετίζεται με το επιφανειακό δυναμικό:

$$Q_B = Q_B(\psi_s) \quad \text{εξ. 3.38}$$

Σύμφωνα με την **εξ. 3.18** και λαμβάνοντας υπόψη ότι το φορτίο του υποστρώματος στην κατάσταση αναστροφής αποτελείται από  $Q_e$  και  $Q_B$  η  $V_{GB}$  κατανέμεται ως εξής

$$V_{GB} = V_{FB} + \psi_s - \frac{Q_B(\psi_s) + Q_e(\psi_s)}{C_{ox}} \quad \text{εξ. 3.39}$$

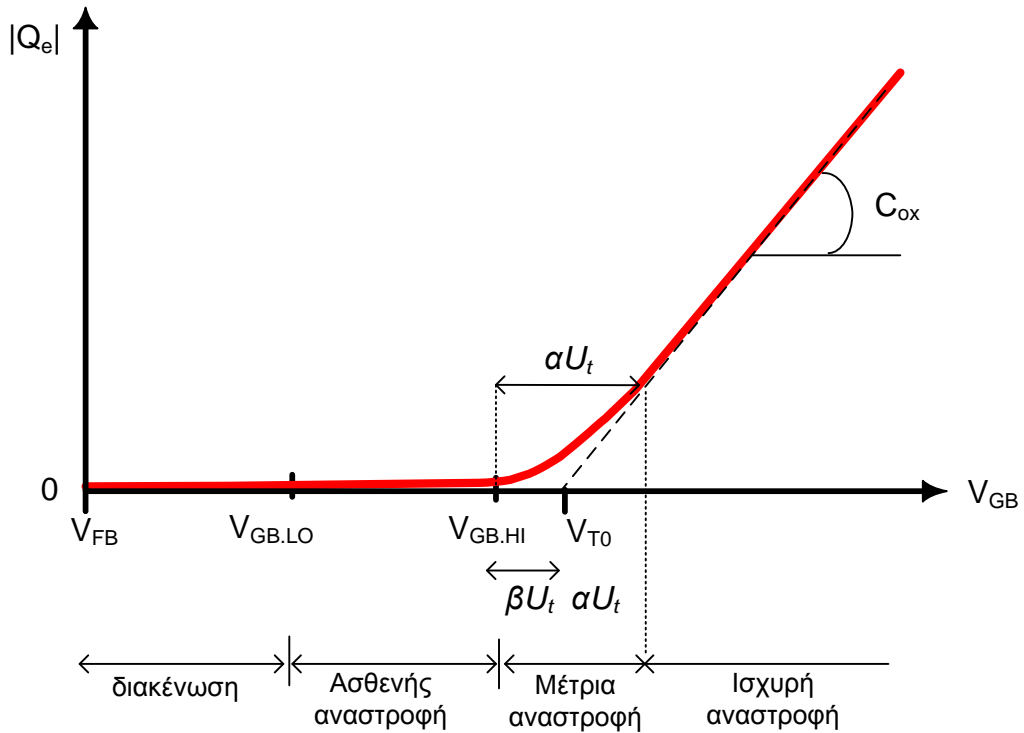
Αυτό που ενδιαφέρει είναι η εξάρτηση των φορτίων  $Q_e$  σε σχέση με την  $V_{GB}$

$$Q_e = Q_e(V_{GB}) \quad \text{εξ. 3.40}$$

γιατί η τελευταία θα έδινε την επίδραση της εξωτερικώς επιβαλλόμενης τάσης  $V_{GB}$  στο φορτίο το ελεύθερων ηλεκτρονίων  $Q_e$  του στρώματος αναστροφής  $Q_e$ . Όπως θα δούμε σε επόμενο κεφάλαιο, το  $Q_e$  είναι αυτό που θα καθορίσει το ρεύμα που θα διαρρέει το τρανζίστορ. Να σημειωθεί ότι το  $\psi_s$  θα αναπτυχθεί στο υπόστρωμα είναι αποτέλεσμα των φορτίων που θα εμφανιστούν λόγω της  $V_{GB}$ . Δυστυχώς, το  $Q_e$  είναι

δύσκολο να εκφραστεί σε κλειστή μορφή ως συνάρτηση της  $V_{GB}$ . Χρησιμοποιώντας αριθμητικές μεθόδους μπορούμε να λύσουμε την **εξ. 3.40**. Η **εξ. 3.40** παρουσιάζεται στο **Σχήμα 3-20**.

Ας δούμε στη συνέχεια ποια είναι τα όρια των καταστάσεων διακένωσης, ασθενούς, μέτριας και ισχυρής αναστροφής σε όρους  $V_{GB}$ .



Σχήμα 3-20 Φορτίο στρώματος αναστροφής ανά μονάδα επιφάνειας συναρτήσει του  $V_{GB}$

Πριν προχωρήσουμε ας εξετάσουμε πως εξαρτάται το  $\psi_s$  από το  $V_{GB}$  στη κατάσταση ασθενούς και ισχυρής αναστροφής. Στην ασθενή αναστροφή όσον αφορά τα φορτία του υποστρώματος θα έχουμε ότι

$$Q_B(\psi_s) \gg Q_e(\psi_s) \quad \text{εξ. 3.41}$$

Άρα, σύμφωνα με την **εξ. 3.39** και την **εξ. 3.41** θα έχουμε ότι

$$V_{GB} \text{ στη ασθενή αναστροφή} \quad V_{GB} = V_{FB} + \psi_s - \frac{Q_B(\psi_s)}{C_{ox}} \quad \text{εξ. 3.42}$$

Ας δούμε ποια θα είναι τα όρια της κατάστασης ασθενούς αναστροφής σε όρους  $V_{GB}$ . Σύμφωνα με το **Σχήμα 3-18**, θα γίνουν

$$V_{GB.LO} = V_{FB} + \phi_F - \frac{Q_B(\phi_F)}{C_{ox}} \quad \text{εξ. 3.43}$$

$$V_{GB.HI} = V_{FB} + 2\phi_F - \frac{Q_B(2\phi_F)}{C_{ox}} \quad \text{εξ. 3.44}$$

Μέσα στα παραπάνω όρια το  $Q_B(\psi_s)$  μπορεί να θεωρηθεί ότι είναι σχεδόν ανεξάρτητο.

Όταν  $V_{GB} > V_{GB,HI}$  τότε το τρανζίστορ εισέρχεται στην μέτρια αναστροφή κατά την οποία υπάρχει ένας σημαντικός αριθμός ελεύθερων φορέων.

Για λειτουργία στην ισχυρή αναστροφή θα πρέπει  $V_{GB} > V_{GB,HI} + a \cdot V_t$ , όπου ο παράγοντας  $a$  εξαρτάται από το συγκέντρωση αποδεκτών του υποστρώματος και από το πάχος του οξειδίου. Σύμφωνα με την **εξ. 3.16** και τον **Πίνακας 3.7** για λειτουργία στην ισχυρή αναστροφή θα έχουμε

$$\Delta Q_e = C_{ox} \Delta V_{GB} \quad [V] \quad \text{εξ. 3.45}$$

δηλ. η μεταβολή  $\Delta V_{GB}$  αντιστοιχεί σε μεταβολές στο  $\Delta Q_e$  ενώ η κλίση  $\Delta Q_e / \Delta V_{GB} = C_{ox}$  και σταθερή. Ολοκληρώνοντας την παραπάνω σχέση εύκολα καταλήγουμε στην

$$Q_e = C_{ox} (V_{GB} - V_{T0}) \quad [V] \quad \text{εξ. 3.46}$$

### Ορισμός 3.9 Extrapolated τάση κατωφλίου δομής MOS δύο ακροδεκτών

Η τάση  $V_{T0}$  ονομάζεται *extrapolated* τάση κατωφλίου για την δομή MOS τρανζίστορ δύο ακροδεκτών και έχει προκύψει από την τομή της επέκτασης της καμπύλης  $Q_e(V_{GB})$  (**εξ. 3.46**), με τον άξονα των  $V_{GB}$ . Η επέκταση μιας καμπύλης πέρα από το πεδίο ορισμού της ονομάζεται *extrapolation*. Η  $V_{T0}$  δυστυχώς δεν εκφράζεται σε κλειστή μορφή αλλά μια καλή προσέγγιση προκύπτει από την μέγιστη  $V_{GB,HI}$  προσθέτοντας έναν αριθμό από  $U_t$ :

$$V_{T0} = V_{GB,HI} + aV_t = V_{FB} + 2\phi_F - \frac{Q_B(2\phi_F)}{C_{ox}} + aV_t \quad \text{εξ. 3.47}$$

όπου  $a=4\sim 6$ . Θυμίζουμε εδώ ότι  $V_{FB}$  είναι η τάση flat-band,  $\phi_F$  η τάση Fermi του υποστρώματος,  $Q_B$  η πυκνότητα φορτίου των προσμίξεων αποδεκτών της περιοχής διακένωσης,  $C_{ox}$  είναι η χωρητικότητα οξειδίου,  $V_t = kT/q$  το θερμικό δυναμικό και  $a=4\sim 6$ .

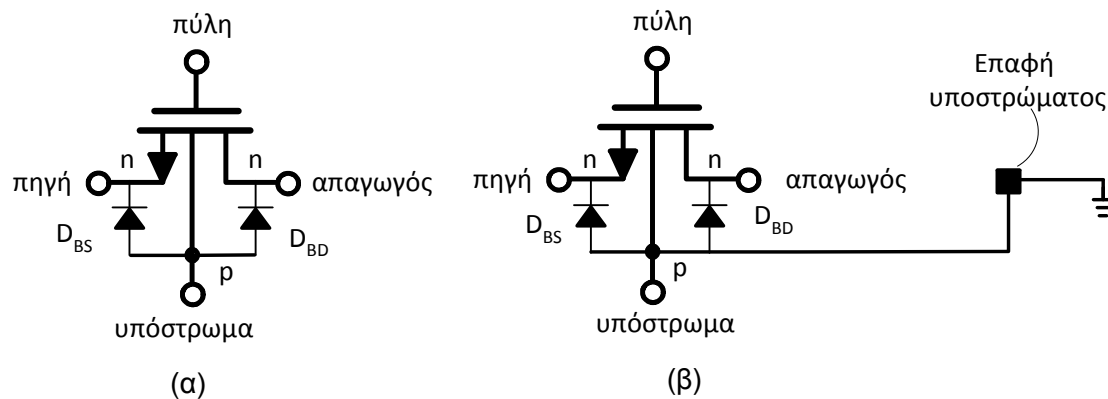
**Παρατήρηση 3.9** Για να συντελείται ισχυρή αναστροφή φορέων η  $V_{GB}$  θα πρέπει να είναι κάποια  $V_t = kT/q$  μεγαλύτερη από την  $V_{T0}$ .

Σύμφωνα με το **Σχήμα 3-20** για να έχουμε ισχυρή αναστροφή θα πρέπει η  $V_{GB}$  να είναι  $aU_t$  μεγαλύτερη από την  $V_{GB,HI}$ . Τότε μόνο το τρανζίστορ είναι σίγουρα στην ισχυρή αναστροφή, έχοντας σταθερή κλίση  $\Delta Q_e / \Delta V_{GB} = C_{ox}$  και εξασφαλίζοντας ότι η **εξ. 3.46** ισχύει.

## 3.11 Σημαντικές παρατηρήσεις

**Παρατήρηση 3.10** Το δυναμικό υποστρώματος βρίσκεται στο χαμηλότερο δυνατό δυναμικό

Το υπόστρωμα τύπου  $p$  είναι η βάση πάνω στο οποίο κατασκευάζονται όχι μόνο τα MOS τρανζίστορ αλλά και όλα τα ηλεκτρονικά στοιχεία που απαρτίζουν ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα. Ταυτόχρονα όμως, το υπόστρωμα θεωρείται ότι αποτελεί τον τέταρτο ακροδέκτη των nMOS τρανζίστορ με την έννοια ότι πρέπει να εφαρμοστεί σε αυτόν κάποιο δυναμικό. Όταν το δυναμικό του υποστρώματος είναι στο χαμηλότερο δυνατό τότε εξασφαλίζεται ότι όλες οι ενυπάρχουσες διόδους επαφής να είναι πάντοτε ανάστροφα πολωμένες. Στο **Σχήμα 3-2α** παρουσιάζεται η εγκάρσια τομή ενός nMOS τρανζίστορ στην οποία έχουν προστεθεί οι διόδους επαφής  $D_{BS}$  και  $D_{BD}$  οι οποίες αναπτύσσονται μεταξύ της υποστρώματος-πηγής (επαφή  $pn^+$ ) και υποστρώματος-απαγωγού (επαφή  $pn^+$ ).

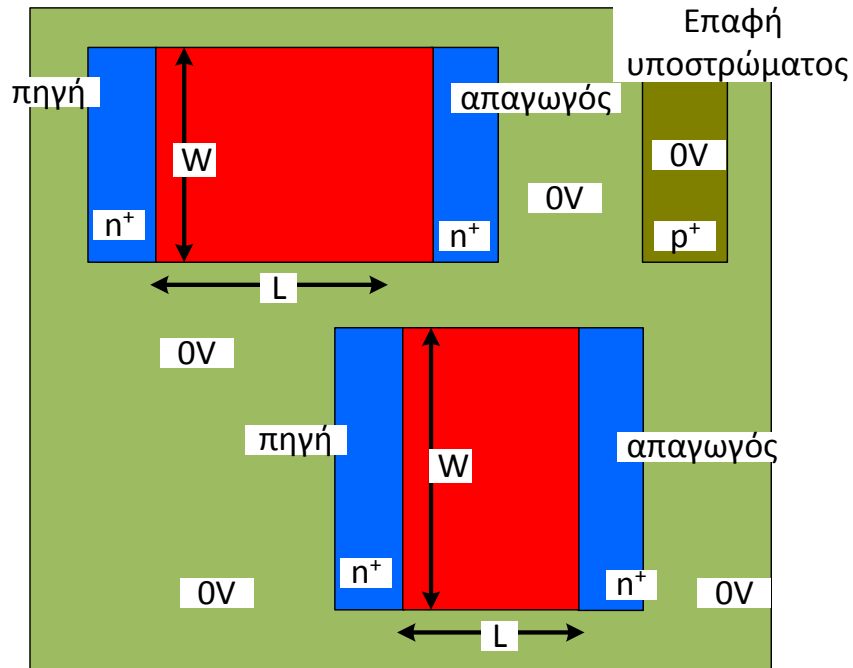


Σχήμα 3-21 (α) nMOS με παρασιτικές διόδους και (β) πόλωση υποστρώματος στη γείωση ή στο χαμηλότερο δυναμικό.

Στο **Σχήμα 3-21α** παρουσιάζεται ένα nMOS στο οποίο έχουν προστεθεί οι διόδους  $D_{BS}$  και  $D_{BD}$ . Στο **Σχήμα 3-21β** έχουμε επιβάλλει μηδέν volts (δηλ. γείωση) στο υπόστρωμα. Έτσι, επειδή οι τάσεις στην πηγή και στον απαγωγό θα είναι πάντα ίσες ή μεγαλύτερες από την τάση υποστρώματος οι διόδους επαφής δεν θα πολωθούν ποτέ ορθά.

**Παρατήρηση 3.11** Οι ακροδέκτες υποστρώματος κάθε nMOS τρανζίστορ είναι κοινοί και όλοι συνδεδεμένοι στο χαμηλότερο δυναμικό.

Στο **Σχήμα 3-22** βλέπουμε δύο nMOS τρανζίστορ υλοποιημένα στο υπόστρωμα. Σύμφωνα με όσα έχουμε πει μέχρι τώρα όλα τα nMOS είναι κατασκευασμένα στο υπόστρωμα του συνολικού ολοκληρωμένου κυκλώματος. Έτσι, πολώνοντας το υπόστρωμα στο χαμηλότερο δυναμικό όλοι ακροδέκτες υποστρώματος κάθε nMOS τρανζίστορ θα είναι κοινοί και πολωμένοι στην γείωση. Γι' αυτό αναγκαστικά ακροδέκτης υποστρώματος κάθε nMOS είναι συνδεδεμένος στο χαμηλότερο δυναμικό.



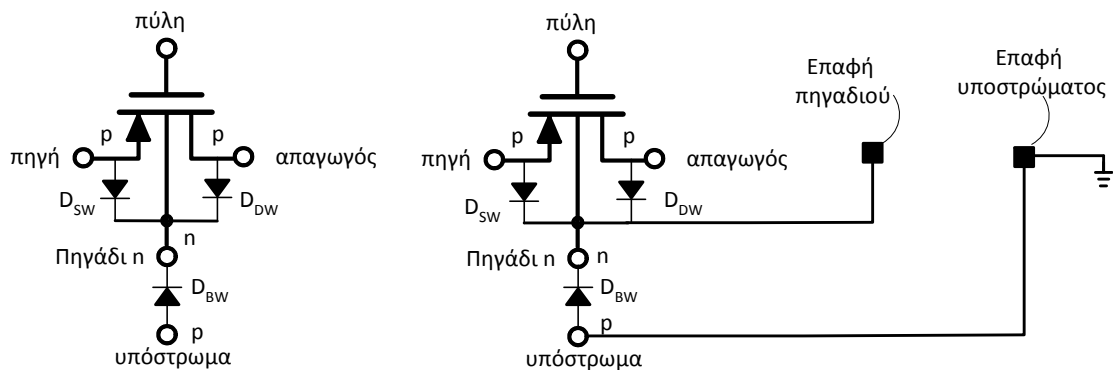
Σχήμα 3-22 Κοινό υπόστρωμα για όλα τα nMOS τρανζίστορ

**Παρατήρηση 3.12** Το πλάτος των νησίδων του απαγωγού και της πηγής παραμένει σταθερό

Στο **Σχήμα 3-22** τα nMOS έχουν διαφορετικές διαστάσεις, ανάλογα με τις προδιαγραφές του κυκλώματος. Το σημαντικό είναι ότι το πλάτος των νησίδων του απαγωγού και της πηγής παραμένει σταθερό και ανεξάρτητο από το πλάτος της πύλης του τρανζίστορ. Το μόνο που επιλέγεται είναι το μήκος αυτών των νησίδων το οποίο ακολουθεί το πλάτος της πύλης.

**Παρατήρηση 3.13** Το εύρος τάσεων πηγαδιού στα pMOS τρανζίστορ είναι μεταξύ  $V_S$ ,  $V_D$  και  $V_{DD}$

Σχετικά με το δυναμικό του πηγαδιού υπάρχει ο περιορισμός, όπως είδαμε στο δεύτερο κεφάλαιο, να είναι ίσο ή μεγαλύτερο από τα δυναμικά της πηγής και του απαγωγού. Ας ξαναδούμε σε αυτό το σημείο το δυναμικό του πηγαδιού εισάγοντας σε ένα pMOS τις παρασιτικές διόδους επαφής, **Σχήμα 3-23α**.



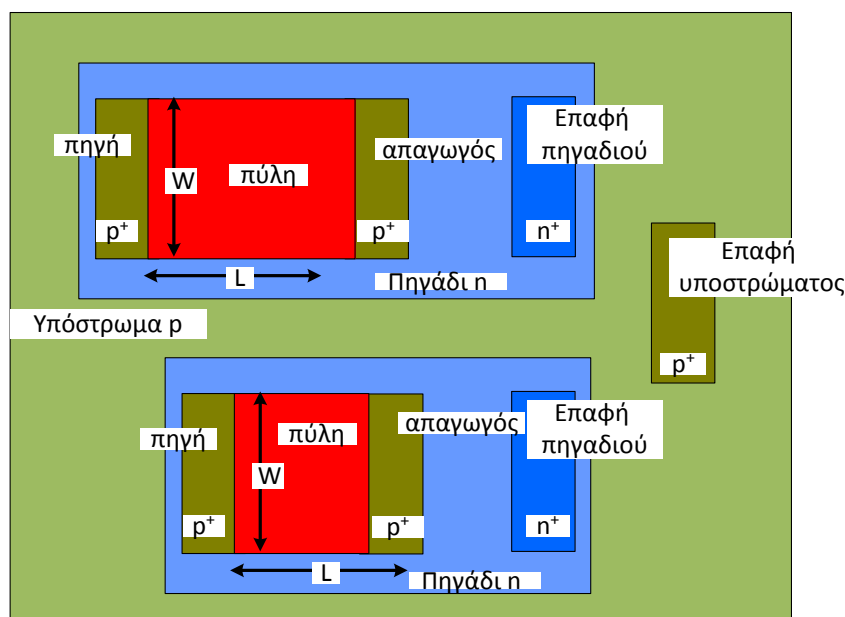
Σχήμα 3-23 (α) pMOS με περαστικές διόδους και (β) εισαγωγή επαφών πηγαδιού και υποστρώματος

Στο **Σχήμα 3-23β** έχουν προστεθεί η επαφές πηγαδιού και υποστρώματος. Μέσω της επαφής υποστρώματος ολόκληρο το υπόστρωμα έχει συνδεθεί στο χαμηλότερο δυνατό δυναμικό (γείωση σε αυτή την περίπτωση). Ας δούμε σε ποιο δυναμικό πρέπει να συνδεθεί το πηγάδι μέσω της επαφής πηγαδιού. Αν το πηγάδι συνδεθεί σε δυναμικό μεγαλύτερο ή ίσο με το δυναμικό της πηγής ή του απαγωγού τότε όλες οι διόδοι επαφής θα είναι πάντα ανάστροφα πολωμένες. Ας μην ξεχνάμε ότι για να άγουν οι ενδογενείς διόδοι  $D_{DW}$  και  $D_{SW}$  θα πρέπει οι τάσεις στους ακροδέκτες απαγωγού και πηγής να γίνουν μεγαλύτερες κατά 0.7V από το δυναμικό του πηγαδιού. Αν το πηγάδι συνδεθεί στην μέγιστη δυνατή τάση π.χ. στην θετική τροφοδοσία τότε σίγουρα εξασφαλίζουμε ότι οι ενδογενείς διόδοι δεν θα άγουν ποτέ ανεξάρτητα από τα δυναμικά απαγωγού και πηγής.

**Παρατήρηση 3.14** Τα pMOS τρανζίστορ μπορούν να βρίσκονται είτε στο ίδιο είτε σε ανεξάρτητο πηγάδι

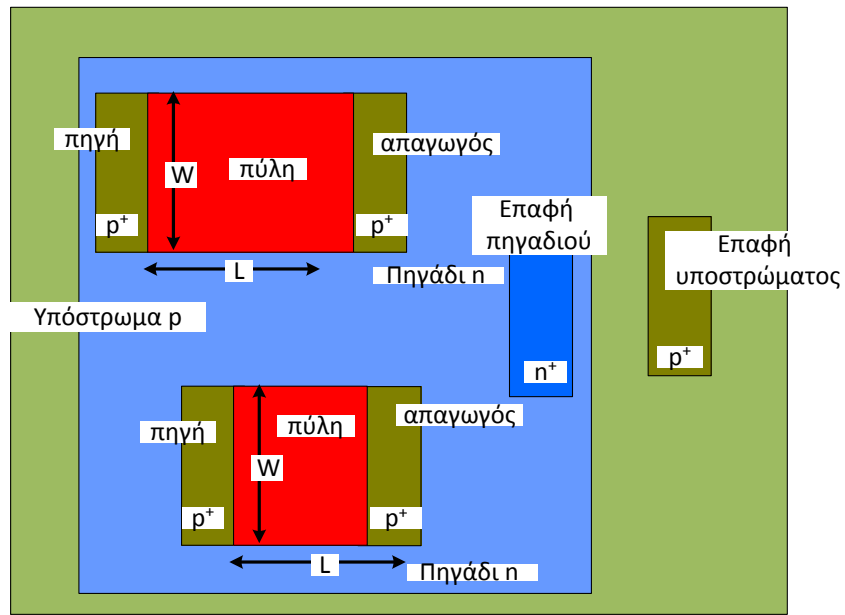
Στο **Σχήμα 3-24** βλέπουμε δύο pMOS τρανζίστορ σε διαφορετικό πηγάδι και τα δύο πηγάδια. Επειδή όλες οι διόδοι επαφής είναι ανάστροφα πολωμένες το δυναμικό του υποστρώματος δεν θα έχει καμιά σχέση με τα δυναμικά των πηγαδιών. Τα δύο πηγάδια μπορούν να βρίσκονται σε διαφορετικά δυναμικά γιατί είναι ακριβώς ξεχωριστά. Γι' αυτό το λόγο ένα πηγάδι αναφέρεται και ως τοπικό υπόστρωμα για τα pMOS τρανζίστορ σε αντίθεση με το συνολικό υπόστρωμα του ολοκληρωμένου στο οποίο είναι κατασκευασμένα τα nMOS τρανζίστορ. Για παράδειγμα στο **Σχήμα 3-24**, στο πάνω pMOS το πηγάδι θα μπορούσε να συνδεθεί με την θετική τροφοδοσία ενώ στο κάτω να συνδεθεί με την πηγή.

Υπάρχει όμως και η δυνατότητα δύο ή περισσότερα pMOS τρανζίστορ να έχουν κοινό πηγάδι όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 3-25**. Τότε αρκεί να πολώσουμε κατάλληλα το κοινό πηγάδι, σύμφωνα με την **εξ. 3.1**, και να εξασφαλίσουμε ταυτόχρονα ότι οι διόδοι επαφής και των δύο pMOS να είναι ανάστροφα πολωμένες.





Σχήμα 3-24 pMOS τρανζίστορ σε ανεξάρτητα πηγάδια



Σχήμα 3-25 pMOS τρανζίστορ σε κοινό πηγάδι



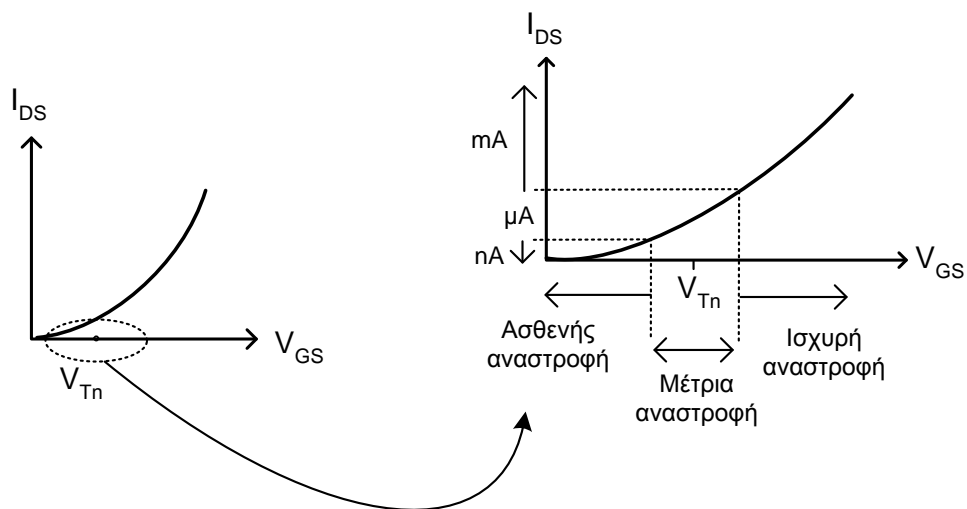
## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

# MOS σε κατάσταση ασθενούς αναστροφής φορέων

### 4.1 Ασθενής αναστροφή

Όπως έχουμε αναφέρει η αναστροφή των φορέων γίνεται σταδιακά με την αύξηση της τάσης στη πύλη. Η αναστροφή των φορέων δεν είναι φαινόμενο που εμφανίζεται απότομα μόλις η τάση  $V_{GS}$  ξεπεράσει την τάση κατωφλίου. Στο επόμενο σχήμα βλέπουμε τις τρεις χαρακτηριστικές περιπτώσεις αναστροφής των φορέων για ένα MOS. Οι περιπτώσεις αυτές σχετίζονται με την τιμή του overdrive voltage  $V_{od}$ , δηλαδή τη διαφορά της τάσης  $V_{GS}$  σε σχέση με την τάση κατωφλίου.

Πιο συγκεκριμένα ακόμα και στην περίπτωση που η τάση  $V_{GS}$  είναι μικρότερη από την τάση κατωφλίου τότε έχουμε αναστροφή των φορέων αλλά η συγκέντρωση των ελεύθερων φορέων είναι πολύ χαμηλή. Σε αυτή την περίπτωση έχουμε ασθενή αναστροφή (*weak inversion*) φορέων και το ρεύμα  $I_{DS}$  είναι της τάξης μεγέθους pA-nA. Όταν η τάση στη πύλη είναι περίπου ίση με την τάση κατωφλίου τότε έχουμε μέτρια αναστροφή φορέων (*moderate inversion*) και το ρεύμα  $I_{DS}$  είναι της τάξης μεγέθους nA-uA. Τέλος όταν η τάση στη πύλη γίνει αρκετά μεγαλύτερη από την τάση κατωφλίου τότε έχουμε ισχυρή αναστροφή φορέων (*strong inversion*) και το ρεύμα  $I_{DS}$  είναι της τάξης μεγέθους uA-mA. Μόνο στην ισχυρή αναστροφή φορέων ισχύει ο τετραγωνικός νόμος, ενώ στην ασθενή αναστροφή η σχέση  $I_{DS}$ - $V_{GS}$  έχει εκθετική μορφή. Συγκεντρωτικά έχουμε τα παρακάτω αποτελέσματα



Σχήμα 4-1 Εξάρτηση του ρεύματος  $I_{DS}$  από την τάση  $V_{GS}$  και περιπτώσεις αναστροφής φορέων

**Πίνακας 4.1** Περιπτώσεις αναστροφής φορέων ενός nMOS<sup>(1)</sup>

Αναστροφή	Συνθήκες	Τάξη μεγέθους $I_{DS}$	$I_{DS}-V_{GS}$
Ασθενής	$V_{GS}-V_{Tn} < -3kT/q = -75mV$	pA-nA	εκθετική
Μέτρια	$-3kT/q < V_{GS}-V_{Tn} < 3kT/q$	nA-μA	
Ισχυρή	$V_{GS}-V_{Tn} > 3kT/q = +75mV$	μA-mA	τετραγωνική

<sup>(1)</sup> Τα αντίστοιχα ισχύουν και για ένα pMOS αρκεί αντικατασταθεί το  $V_{Tn}$  με το  $V_{Tp}$  και αλλάξει η φορά των ανισώσεων

όπου  $kT/q \sim 25mV$ . Για να λειτουργεί ένα τρανζίστορ “καλά” στην ισχυρή αναστροφή θα θεωρούμε ότι το overdrive voltage  $V_{od}$  είναι τουλάχιστον ίσο με 200mV.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

### MOS σε κατάσταση ισχυρής αναστροφής φορέων

#### Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό θα αναλύσουμε την φυσική λειτουργία των MOS όταν βρίσκονται σε κατάσταση ισχυρής αναστροφής. Θα αναλύσουμε σύντομα την εμφάνιση των φορτίων που αναπτύσσονται στη επιφάνεια του υποστρώματος καθώς και την κατανομή τους στην ισορροπία. Θα ορίσουμε την τάση κατωφλίου κατά την

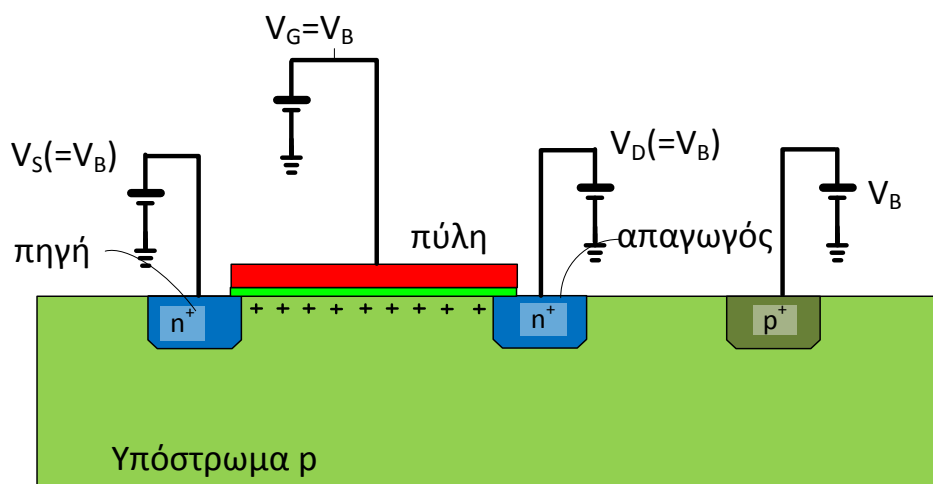
οποία θα έχουμε αναστροφή φορέων. Επίσης θα συζητήσουμε την ανάπτυξη του δυναμικού του καναλιού και το σχηματισμό του καναλιού των ελεύθερων φορέων κάτω από το οξειδίο της πύλης. Τέλος, θα ορίσουμε τις δύο περιοχές λειτουργίας των MOS (λειτουργία στο κόρο και στη τρίοδο) και τις εξισώσεις ρεύματος πηγής-απαγωγού για αυτές τις περιοχές λειτουργίας.

## 5.1 Ανάπτυξη φορτίων σε ένα nMOS

Στο προηγούμενο κεφάλαιο είχαμε θεωρήσει ότι το τρανζίστορ ως μια απλή δομή τριών στρωμάτων πύλης-μονωτή-υποστρώματος. Στο κεφάλαιο αυτό θα θεωρούμε την πλήρη δομή του θεωρώντας ότι περιλαμβάνει και τις νησίδες πηγής και απαγωγού.

Για λόγους απλότητας και χωρίς βλάβη της γενικότητας θα θεωρήσουμε ότι οι τάσεις στους ακροδέκτες απαγωγού και πηγής  $V_D$  και  $V_S$  θα είναι αρχικά ίσες με δυναμικό του υποστρώματος  $V_B$ , δηλ.  $V_D=V_S=V_B$ . Όταν η τάση της πύλης είναι ίση με την τάση του υποστρώματος ( $V_G=V_B$ ) μόνο οπές οι οποίες είναι οι φορείς πλειονότητας στο υπόστρωμα θα βρίσκονται κάτω από το οξειδίο της πύλης καταλαμβάνοντας το χώρο μεταξύ των νησίδων απαγωγού και πηγής, **Σχήμα 5-1**. Να θυμίσουμε εδώ ότι η τάση  $V_B$  είναι η ελάχιστη δυνατή τάση που μπορεί να πάρει οποιοσδήποτε κόμβος σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα και για αυτό ξεκινάμε την ανάλυση με την θεώρηση:  $V_G=V_B$ .

Όταν η τάση στην πύλη αρχίζει να γίνεται θετικότερη από την τάση του υποστρώματος, δηλ.  $V_G>V_B$ , τότε θα αρχίζουν να εμφανίζονται θετικά φορτία  $\Sigma Q^+_G$  στην πύλη. Μεταξύ της πύλης και του υποστρώματος δημιουργείται ένας ισοδύναμος δυναμικός πυκνωτής όπου ο πάνω οπλισμός είναι η πύλη, ο κάτω το υπόστρωμα και το οξειδίο της πύλης είναι μονωτής. Έτσι, τα θετικά φορτία της πύλης τείνουν να δημιουργήσουν αρνητικά φορτία κάτω από το οξειδίο της πύλης μέσα σε μια πολύ στενή περιοχή πολύ κοντά στην επιφάνεια του υποστρώματος. Για διατηρηθεί η ισοδυναμία του φορτίου θα πρέπει ο αριθμός των θετικών φορτίων που εκχέονται στην πύλη να είναι ίσος με τον αριθμό των αρνητικών φορτίων που θα εμφανιστούν στο υπόστρωμα.



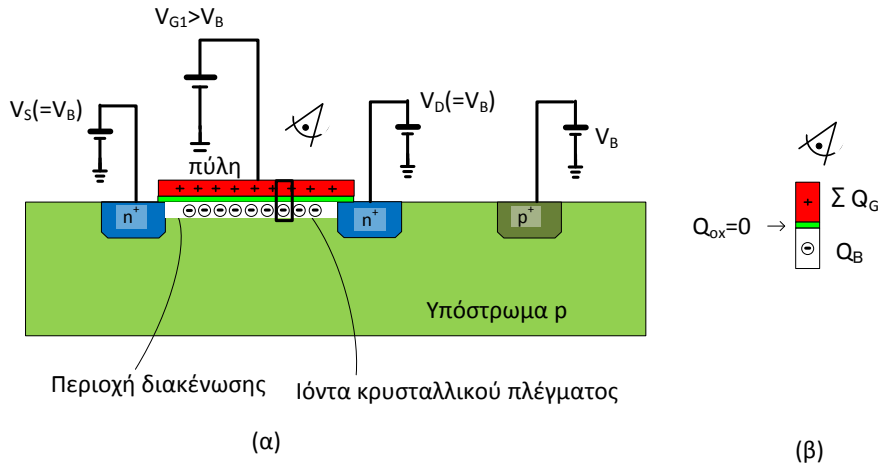
Σχήμα 5-1 Οι οπές και μόνο αυτές είναι οι ελεύθεροι φορείς κάτω από το οξείδιο της πύλης όταν  $V_G = V_B$ .

Το υπόστρωμα όμως είναι τύπου  $p$  πράγμα που σημαίνει ότι οι φορείς πλειονότητας είναι οι οπές και έχουν θετικό φορτίο. Τότε πως είναι δυνατόν να εμφανιστούν αρνητικά φορτία; Αυτό που συμβαίνει είναι ότι οι οπές να αρχίζουν να απομακρύνονται από την περιοχή του υποστρώματος που βρίσκεται ακριβώς κάτω από το οξείδιο της πύλης, **Σχήμα 5-2α**. Κάτω από το οξείδιο της πύλης δημιουργείται μια πολύ στενή περιοχή μέσα στο υπόστρωμα και πολύ κοντά στην επιφάνεια του όπου δεν υπάρχουν καθόλου οπές. Η περιοχή αυτή ονομάζεται περιοχή διακένωσης (από οπές). Τα φορτία που θα έχει η περιοχή απογύμνωσης θα οφείλονται στα ακίνητα αρνητικά ιόντα των αποδεκτών (του κρυσταλλικού πλέγματος) με φορτίο ίσο με  $Q_B$  ανά μονάδα επιφάνειας πύλης. Ακριβώς στην διεπιφάνεια οξειδίου-υποστρώματος το συνολικό θετικό φορτίο της πύλης  $Q_G^+$  θα είναι ίσο κατά μέτρο με το αρνητικό φορτίο  $Q_B$  θα ισχύει ότι

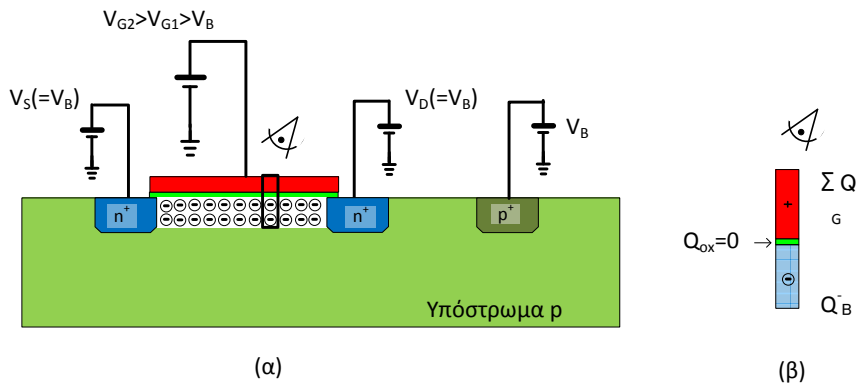
$$Q_G = -Q_B \quad [\text{cb/m}^2] \quad \text{εξ. 5.1}$$

Τα φορτία στην **εξ. 5.1** θεωρούνται ότι είναι ανά μονάδα επιφάνειας πύλης. Επίσης, από την **εξ. 5.1** εύκολα συμπεραίνουμε ότι ελέγχοντας το θετικό φορτίο στην πύλη, μέσω της τάσης  $V_G$  της πύλης, μπορούμε να καθορίσουμε το αρνητικό φορτίο που θα εμφανιστεί κάτω από το οξείδιο της πύλης.

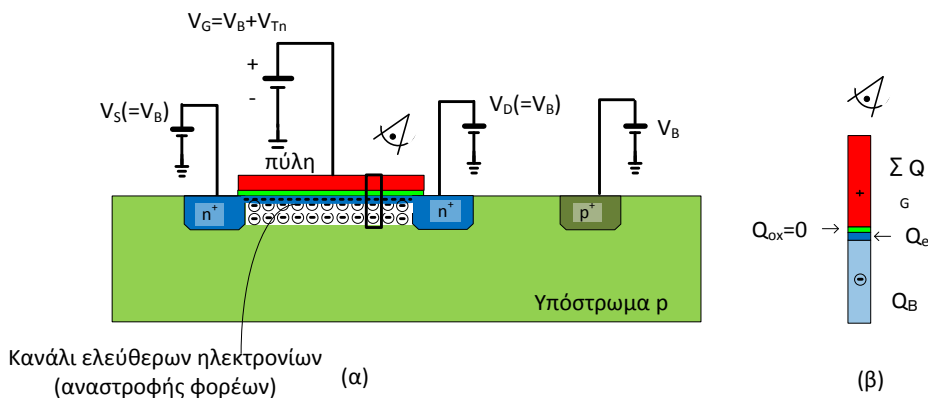
Αυξάνοντας περισσότερο το δυναμικό της πύλης ως προς το υπόστρωμα, η περιοχή απογύμνωσης φτάνει σε ένα μέγιστο όριο, **Σχήμα 5-3α**, και οι οπές εισχωρούν σε ένα μέγιστο βάθος. Στο **Σχήμα 5-3β** βλέπουμε το ισοζύγιο φορτίων όπου, επειδή το θετικό φορτίο της πύλης έχει αυξηθεί, το φορτίο και το βάθος της περιοχής διακένωσης έχει αυξηθεί αντίστοιχα. Ταυτόχρονα όμως, το θετικό φορτίο της πύλης θα απωθεί ολοένα μεγαλύτερο αριθμό οπών με αποτέλεσμα (θετικό) φορτίο των οπών κάτω από την ζώνη διακένωσης να αυξάνει.



Σχήμα 5-2(α) Εμφάνιση περιοχής διακένωσης από οπές κάτω από το οξείδιο της πύλης όταν εφαρμοστεί θετικό δυναμικό στην πύλη και (β) ισοζύγιο φορτίων που βρίσκονται ανά μονάδα επιφάνειας πύλης.



Σχήμα 5-3 (α) Περεταίρω αύξηση της τάσης της πύλης φέρνει σε ένα μέγιστο βάθος την περιοχή διακένωσης και (β) ισοζύγιο φορτίων ανά μονάδα επιφάνεια πύλης.



Σχήμα 5-4 (α) Φαινόμενο αναστροφής των φορέων και (β) ισοζύγιο φορτίων που βρίσκονται κάτω από τη μοναδιαία επιφάνεια πύλης.

Όταν η τάση στην πύλη ξεπεράσει κάποιο όριο τότε ακριβώς στην διεπιφάνεια οξειδίου-υποστρώματος θα εισρέουν ηλεκτρόνια από τις νησίδες απαγωγού και πηγής καθώς και από το υπόστρωμα, **Σχήμα 5-4α**. Να σημειωθεί ότι ηλεκτρόνια

ενυπάρχουν ήδη στο υπόστρωμα σαν φορείς μειονότητας, έχοντας μικρή συγκέντρωση σε σχέση με την συγκέντρωση των οπών. Οπότε ακριβώς στην διεπιφάνεια οξειδίου-υποστρώματος συντελείται το φαινόμενο της αναστροφής των φορέων κατά το οποίο τα ηλεκτρόνια γίνονται φορείς πλειονότητας συγκριτικά με τον αριθμό των οπών. Με αυτό τον τρόπο δημιουργείται ένα κανάλι ελευθέρων ηλεκτρονίων που συνδέει τις νησίδες απαγωγού και πηγής.

---

**Παρατήρηση 5.1** Το δυναμικό επιφάνειας υποστρώματος πριν την αναστροφή των φορέων είναι ίσο με  $V_B$ .

Αρχικά για όσο δεν έχει δημιουργηθεί κανάλι ηλεκτρονίων το δυναμικό της επιφάνειας υποστρώματος σε ένα nMOS θα είναι ίσο με το δυναμικό του υποστρώματος  $V_B$ . Για να αρχίσει να συντελείται η αναστροφή των φορέων θα πρέπει σίγουρα η τάση στην πύλη να γίνει θετικότερη από την τάση  $V_B$ .

---

**Παρατήρηση 5.2** Το δυναμικό επιφάνειας υποστρώματος μόλις εμφανιστεί η αναστροφή των φορέων γίνεται ίσο με  $V_S$ .

Όταν δημιουργηθεί το κανάλι των ηλεκτρονίων τότε αναπτύσσεται ηλεκτρική σύνδεση μεταξύ πηγής και απαγωγού αφού θα υπάρχει αγώγιμη περιοχή γεμάτη ηλεκτρόνια σε όλη την επιφάνεια κάτω από το οξείδιο της πύλης. Θεωρώντας αρχικά ότι  $V_D=V_S$ , το επιφανειακό δυναμικό σε κάθε σημείο του υποστρώματος, δηλ. το δυναμικό του καναλιού των ηλεκτρονίων θα είναι ίσο με την τάση της πηγής.

## 5.2 Αγωγή των nMOS τρανζίστορ

Σε ένα λεπτό στρώμα στη επιφάνεια υποστρώματος το άθροισμα των αρνητικών φορτίων  $Q_B$  των δοτών ηλεκτρονίων και  $Q_e$  των ελεύθερων ηλεκτρονίων είναι ίσο με το θετικό φορτίο της πύλης  $Q_G$  είναι ίσο με :

$$Q_G = Q_B + Q_e \quad \text{εξ. 5.2}$$

Η εξ. 5.2 μπορεί να γραφεί ως εξής

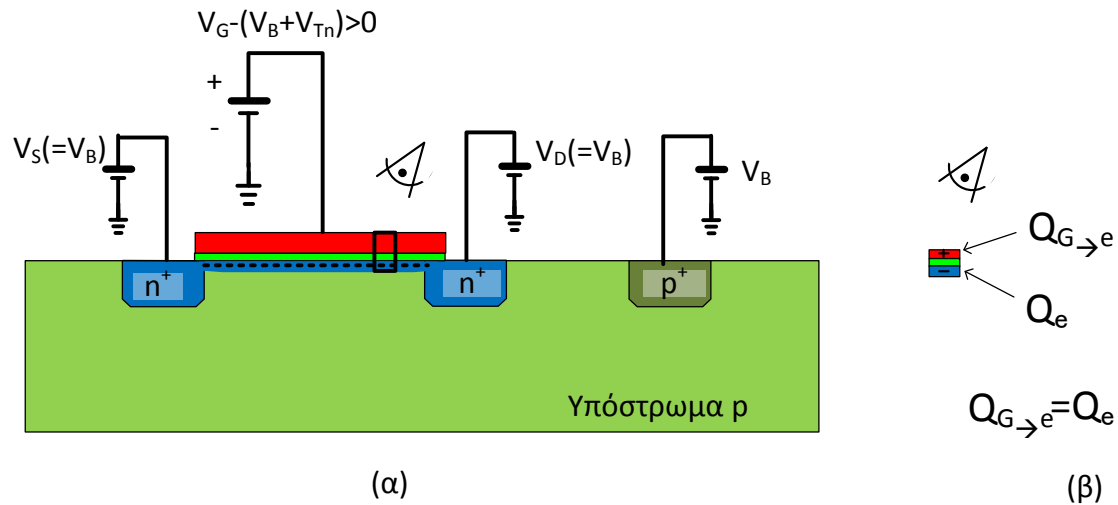
$$Q_{G \rightarrow B} + Q_{G \rightarrow e} = Q_B + Q_e \quad \text{εξ. 5.3}$$

όπου  $Q_G = Q_{G \rightarrow B} + Q_{G \rightarrow e}$  και  $Q_{G \rightarrow B}$  είναι το φορτίο της πύλης που είναι ίσο με το φορτίο  $Q_B$  των αποδεκτών και  $Q_{G \rightarrow e}$  το φορτίο που είναι ίσο με το φορτίο των ελεύθερων ηλεκτρονίων  $Q_e$  του καναλιού.

Από τα φορτία που εμφανίζονται κάτω από το οξείδιο της πύλης αυτά που είναι ικανά να κινηθούν είναι μόνο τα ελεύθερα ηλεκτρόνια. Έτσι, αν εφαρμοζόταν μια θετική διαφορά δυναμικού μεταξύ του απαγωγού και της πηγής τότε θα εμφανιζόταν ροή ηλεκτρονίων και άρα ηλεκτρικό ρεύμα. Να σημειωθεί εδώ ότι οι ελεύθερες οπές δεν μπορούν να εισχωρήσουν μέσα στις νησίδες του απαγωγού και της πηγής λόγω του δυναμικού επαφής που αναπτύσσεται μεταξύ των νησίδων απαγωγού-υποστρώματος και πηγής-υποστρώματος. Αυτός εξάλλου είναι ο λόγος



που το υπόστρωμα πρέπει να είναι πολωμένο στο χαμηλότερο δυναμικό. Έτσι, λόγω του θετικού δυναμικού της πύλης το μόνο που μπορούν να κάνουν οι οπές είναι εισχωρούν βαθύτερα προς το υπόστρωμα.



Σχήμα 5-5 Ισοδύναμο προφίλ φορτίων ενός nMOS όταν  $V_G - V_S - V_{Tn} > 0$  το οποίο αντιστοιχεί μόνο στα φορτία των ελεύθερων ηλεκτρονίων του καναλιού

Από όλα τα φορτία μόνο το φορτίο των ελεύθερων ηλεκτρονίων του καναλιού ενδιαφέρει γιατί μόνο αυτό σχετίζεται με την εμφάνιση ηλεκτρικού ρεύματος. Άρα, θα ισχύει η επόμενη εξίσωση:

$$Q_{G \rightarrow e} = Q_e \quad \text{εξ. 5.4}$$

Στο **Σχήμα 5-5**, βλέπουμε το ισοδύναμο προφίλ φορτίων ενός nMOS που αντιστοιχεί μόνο στα φορτία των ελεύθερων ηλεκτρονίων του καναλιού. Το **Σχήμα 5-5** είναι πολύ σημαντικό και θα χρησιμοποιηθεί εκτενώς στη συνέχεια για τον υπολογισμό του ρεύματος των ηλεκτρονίων.

Στο Κεφάλαιο 3 ορίσαμε την *extrapolated* τάση κατωφλίου για δομή MOS δύο ακροδεκτών ως την διαφορά δυναμικού μεταξύ πύλης-υποστρώματος ώστε η καμπύλη  $Q_e(V_{GB})$  (εξ. 3.46) να τέμνει τον άξονα των  $V_{GB}$ , **Σχήμα 3-20**. Στη περίπτωση που εξετάζουμε μετά την αναστροφή φορέων η τάση στο στρώμα αναστροφής είναι ίση με την τάση στην πηγή και ανεξάρτητη από την τάση του υποστρώματος, **Παρατήρηση 5.2**. Σε αυτή την περίπτωση η ελάχιστη τάση που πρέπει να εφαρμοστεί μεταξύ πύλης και πηγής για να άγει (*turn-on*), ή να βρίσκεται στην αγωγιμότητας (*Conductance region*) ένα MOS θα θεωρείται κατά σύμβαση ότι είναι η τάση κατωφλίου  $V_{Tn}$  (*Threshold Voltage*). Αγωγή έχουμε και για  $V_{GS}$  μικρότερες από  $V_{Tn}$  αλλά θα θεωρούμε ότι το MOS δεν θα άγει γιατί η συγκέντρωση των ελεύθερων φορέων είναι πολύ μικρή.

Άρα, ένα nMOS τρανζίστορ είναι στην αγωγή στην πύλη να γίνει θετικότερη από την τάση στη πηγή κατά μια τάση κατωφλίου, δηλ.

$$V_G > V_S + V_{Tn} \quad (V_S \neq V_B) \quad \text{εξ. 5.5}$$

ή

$$V_{GS}-V_{Tn}>0 \quad (V_S \neq V_B)$$

εξ. 5.6

Όπως θα αναλύσουμε στην συνέχεια η τάση κατωφλίου αλλάζει ελαφρώς τιμή ανάλογα με την διαφορά δυναμικού μεταξύ πηγής και υποστρώματος.

---

**Ορισμός 5.1** Τάση υπεροδήγησης  $V_{od}$ 

Η διαφορά  $V_{GS}-V_{Tn}$  ονομάζεται τάση υπεροδήγησης  $V_{od}$  (*overdrive voltage*) για ένα nMOS τρανζίστορ,  $V_{od}=V_{GS}-V_{Tn}$  Με βάση τα παραπάνω η τάση κατωφλίου για ένα nMOS είναι θετική.

---

**Ορισμός 5.2** Τάση για ισχυρή αναστροφή

Σύμφωνα με την θεωρία της φυσική ημιαγωγών η εξίσωση της extrapolated τάση κατωφλίου δίνεται από την **εξ. 3.47**. Για να εμφανιστεί η ισχυρή αναστροφή φορέων η τάση μεταξύ πηγής – υποστρώματος  $V_{GB}$  θα πρέπει να γίνει κάποια  $U_t$  μεγαλύτερη από το  $V_{T0}$ , **Παρατήρηση 3.9**. Στο σημείο αυτό θα κάνουμε την σύμβαση και θα θεωρούμε ότι για να έχουμε ισχυρή αναστροφή θα πρέπει να ισχύει:

$$V_{GS} > V_{Tn} + 200mV$$

εξ. 5.7

---

**5.3 Επίδραση της τάσης υποστρώματος στην τάση κατωφλίου**

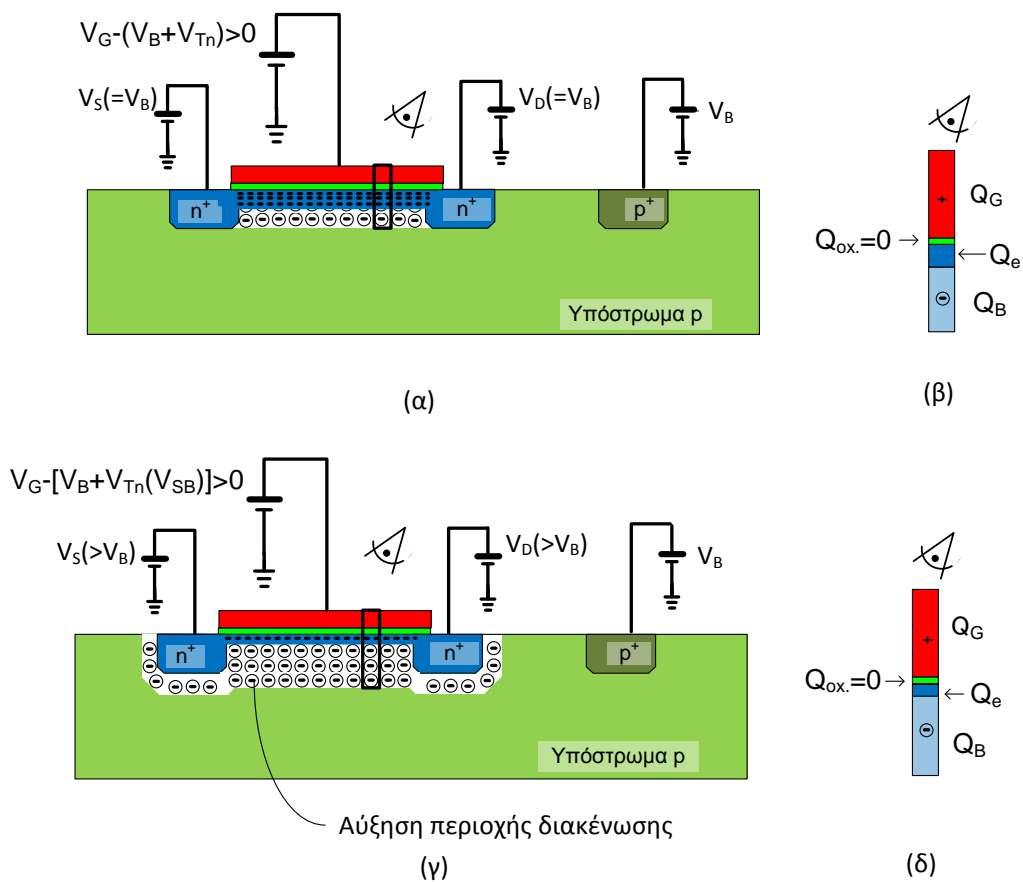
Στη συνέχεια θα εξετάσουμε πως επηρεάζεται η τάση κατωφλίου όταν η τάση στην πηγή είναι θετικότερη από ότι η τάση του υποστρώματος. Ας θεωρήσουμε αρχικά το nMOS στο **Σχήμα 5-6α**, όπου εφαρμόζεται μια τάση στην πύλη η οποία είναι θετικότερη από ότι η τάση κατωφλίου  $V_{Tn}$  ενώ το δυναμικό στην πηγή και στον απαγωγό είναι ίσο με το δυναμικό υποστρώματος, δηλ.  $V_D=V_S=V_B$ . Τότε, θα εμφανιστεί το κανάλι των ηλεκτρονίων και οι οπές θα έχουν μετακινηθεί βαθύτερα στο υπόστρωμα. Το ισοζύγιο των φορτίων που θα αναπτυχθούν φαίνεται στον **Σχήμα 5-6α**.

Στη συνέχεια ας θεωρήσουμε ότι διατηρήσουμε την ίδια τάση στη πύλη, άρα τα φορτία της πύλης θα είναι σταθερά,  $Q_G$ =σταθερό, και ταυτόχρονα τα δυναμικά της πηγής και του απαγωγού γίνουν θετικότερα από το δυναμικό υποστρώματος, δηλ.  $V_S=V_D>V_B$ . Η θετικότερη τάση  $V_S$  ως προς το υπόστρωμα θα πολώσει ανάστροφα την ενδογενή διόδο πηγής-υποστρώματος με αποτέλεσμα να αυξηθεί η περιοχή διακένωσης ακόμα και γύρω από την νυσίδα της πηγής. Με αυτόν τον τρόπο αυξάνει το στρώμα των αρνητικών ιόντων  $Q_B$  των αποδεκτών στην περιοχή διακένωσης **Σχήμα 5-6γ**. Άρα, το φορτίο  $Q_B$  θα είναι μια αύξουσα συνάρτηση της διαφοράς  $V_S-V_B$ . Έτσι, για να διατηρηθεί το συνολικό φορτίο που αναπτύσσεται μέσα στο υπόστρωμα σταθερό και ίσο με  $Q_G$  θα πρέπει να μειωθεί αντίστοιχα το φορτίο  $Q_e$  των ηλεκτρονίων του καναλιού, **Σχήμα 5-6δ**. Άρα, η διαφορά δυναμικού πηγής-υποστρώματος,  $V_S-V_B$ , επηρεάζει το βάθος του καναλιού. Έτσι, αφού έχουμε διατηρήσει την ίδια τάση στην πύλη μπορούμε να πούμε ότι ισοδύναμα έχει αυξηθεί η τάση κατωφλίου αφού έχει μειωθεί το βάθος του καναλιού.

Με βάση τα παραπάνω και με βάση την *Error! Reference source not found.* η τάση κατωφλίου περιμένουμε να αυξάνει όσο αυξάνει το  $Q_{\text{πλ}}$ . εξαιτίας ακριβώς της αύξησης της διαφοράς  $V_S - V_B$ . Η εξίσωση που περιγράφει την εξάρτηση της τάσης κατωφλίου από το  $V_S - V_B$  είναι:

$$V_{Tn} = V_{Tn0} - \gamma_n \left( \sqrt{2\phi_F - (V_S - V_B)} - \sqrt{2\phi_F} \right) \quad \text{εξ. 5.8}$$

όπου  $V_{Tn0}$  είναι η τάση κατωφλίου, όταν  $V_{SB} = V_S - V_B = 0V$  και  $\gamma_n$  είναι ο παράγοντας επίδρασης υποστρώματος (*body effect factor*). Ο παράγοντας  $\gamma_n$  παίρνει τιμές μεταξύ  $0.2V^{1/2} - 0.4V^{1/2}$  και εξαρτάται από την τεχνολογία κατασκευής του ολοκληρωμένου κυκλώματος. Επειδή ο παράγοντας  $\gamma_n$  έχει μικρή τιμή η επίδραση από τη διαφορά  $V_S - V_B$  θεωρείται φαινόμενο δεύτερης τάξης.

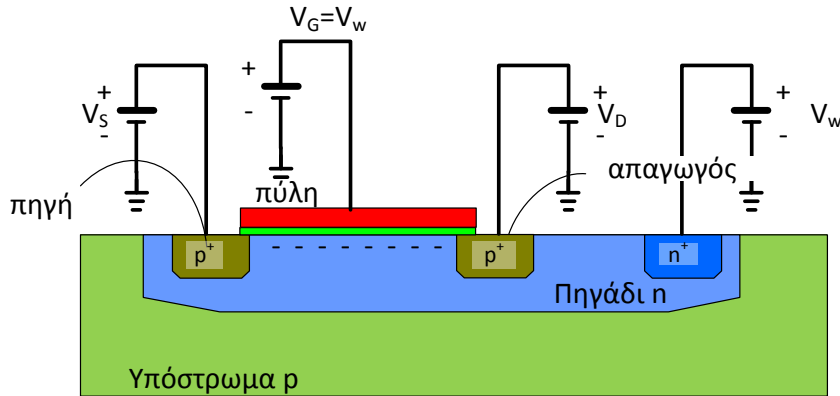


Σχήμα 5-6 (α) Τομή nMOS για  $V_S = V_D = V_B = 0$  και (β) αντίστοιχο προφίλ φορτίων (γ) αύξηση περιοχής διακένωσης για  $V_S = V_D > V_B = 0$  και (δ) αντίστοιχο προφίλ φορτίων.

## 5.4 Ισορροπία φορτίων και τάση κατωφλίου σε ένα pMOS

Ας δούμε την αντίστοιχη ανάλυση αλλά πιο συνοπτικά για την περίπτωση της τάσης κατωφλίου των pMOS τρανζίστορ. Για λόγους απλότητας και χωρίς βλάβη της γενικότητας θα θεωρήσουμε ότι το δυναμικό του πηγαδιού  $n$  είναι ίσο με  $V_{well}$  και οι

τάσεις στους ακροδέκτες απαγωγού και πηγής,  $V_D$  και  $V_S$ , αντίστοιχα, είναι αρχικά είναι ίσες,  $V_D=V_S=V_{well}$ . Όταν το δυναμικό της πύλης είναι ίσο με  $V_{well}$  τότε τα ηλεκτρόνια είναι οι φορείς πλειονότητας μέσα στο πηγάδι θα καταλαμβάνουν ολόκληρο το χώρο κάτω από το οξειδίο της πύλης μεταξύ των νησίδων του απαγωγού και της πηγής, **Σχήμα 5-7**.



Σχήμα 5-7 Τα ηλεκτρόνια παραμένουν οι φορείς πλειονότητας όταν η τάση στην πύλη είναι ίση με την τάση του πηγαδιού.

Όταν στη πύλη του pMOS εφαρμοστεί χαμηλότερο δυναμικό σε σχέση με την τάση του πηγαδιού  $V_{well}$  τότε εμφανίζονται αρνητικά φορτία  $Q_G < 0$  στην πύλη. Όπως αναμένουμε, μεταξύ της πύλης και του πηγαδιού τύπου n δημιουργείται ένας ισοδύναμος δυναμικός πυκνωτής. Τα αρνητικά φορτία της πύλης θα τείνουν να δημιουργήσουν ισόποσα θετικά φορτία σε μια πολύ στενή περιοχή στην επιφάνεια του πηγαδιού. Επειδή το πηγάδι είναι τύπου n τότε, για να διατηρηθεί η ισοδυναμία του φορτίου, τα ηλεκτρόνια του πηγαδιού θα αρχίζουν να μετακινούνται βαθύτερα προς το πηγάδι με αποτέλεσμα να δημιουργείται μια πολύ στενή περιοχή απογύμνωσης από ηλεκτρόνια, **Σχήμα 5-8**. Στη περιοχή απογύμνωσης θα παραμείνουν τα ακίνητα θετικά ιόντα των δοτών με φορτίο  $Q_W > 0$ . Ακριβώς στην διεπιφάνεια οξειδίου-πηγαδιού το συνολικό αρνητικό φορτίο της πύλης  $Q_G < 0$  ανά μονάδα επιφάνειας θα είναι ίσο κατά με το θετικό φορτίο  $Q_W > 0$  θα ισχύει ότι

$$Q_G = Q_W \quad [cb/m^2] \quad \text{εξ. 5.9}$$

Στο **Σχήμα 5-8β** βλέπουμε το ισοζύγιο του φορτίου το οποίο ικανοποιεί την **εξ. 5.9** όπου έχει θεωρηθεί ότι το φορτίο του οξειδίου  $Q_{ox}$  είναι μηδέν.

---

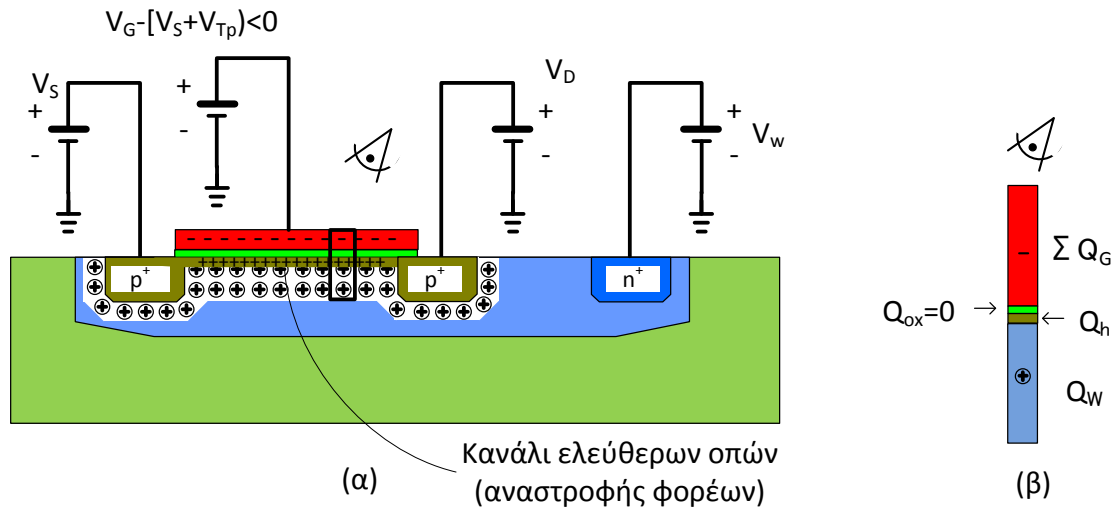
**Παρατήρηση 5.3** Το δυναμικό επιφάνειας πηγαδιού ενός pMOS πριν την αναστροφή των φορέων είναι  $V_{well}$

Αρχικά όσο δεν έχει δημιουργηθεί κανάλι οπών το δυναμικό της επιφάνειας πηγαδιού για ένα pMOS να είναι ίσο με το δυναμικό του πηγαδιού  $V_{well}$ . Για να αρχίσει να συντελείται η αναστροφή των φορέων θα πρέπει σίγουρα η τάση στην πύλη να είναι αρνητικότερη από την τάση  $V_{well}$ .

---

**Παρατήρηση 5.4** Το δυναμικό επιφάνειας πηγαδιού ενός pMOS μετά την αναστροφή των φορέων είναι  $V_S$

Όταν δημιουργηθεί το κανάλι των οπών υπάρχει ηλεκτρική σύνδεση μεταξύ πηγής και απαγωγού αφού θα υπάρχει αγώγιμη περιοχή γεμάτη οπές σε όλη την επιφάνεια κάτω από το οξειδίο της πύλης. Θεωρώντας ότι  $V_D=V_S$ , το δυναμικό σε κάθε σημείο της διεπιφάνειας οξειδίου-υποστρώματος, δηλ. το δυναμικό του καναλιού των οπών, θα είναι ίσο με την τάση της πηγής.



Σχήμα 5-8 (α) Εμφάνιση περιοχής απογύμνωσης από ηλεκτρόνια κάτω από το οξειδίο της πύλης όταν εφαρμοστεί αρνητικό δυναμικό στην πύλη ως προς την πηγή και (β) ισοζύγιο φορτίων που βρίσκονται κάτω από τη μοναδιαία επιφάνεια πύλης.

Όταν η τάση στην πύλη γίνει αρνητικότερη από κάποιο όριο τότε ακριβώς στην διεπιφάνεια οξειδίου-πηγαδιού θα έλκονται πλέον οπές που αποτελούν του φορείς μειονότητας, **Σχήμα 5-9α**. Έτσι, στην διεπιφάνεια οξειδίου-πηγαδιού θα συντελείται το φαινόμενο της αναστροφής των φορέων και οι οπές γίνονται πλέον οι φορείς πλειονότητας. Η ελάχιστη τάση που πρέπει να εφαρμοστεί στην πύλη για να συντελεσθεί η αναστροφή των φορέων για ένα pMOS ονομάζεται τάση κατωφλίου  $V_{Tp}$  των pMOS τρανζίστορ και το τρανζίστορ θεωρείται ότι άγει. Άρα για να άγει ένα pMOS θα πρέπει η τάση στην πύλη να γίνει αρνητικότερη από την τάση της πηγής κατά μια τάση κατωφλίου, δηλ.:

$$V_G < V_S - V_{Tp} < 0 \quad (V_S \neq V_{well}) \quad \text{εξ. 5.10}$$

ή

$$V_{GS} - V_{Tp} < 0 \quad (V_S \neq V_{nwell}) \quad \text{εξ. 5.11}$$

Η διαφορά  $V_{GS} - V_{Tp}$  ονομάζεται αντίστοιχα τάση υπεροδήγησης για ένα pMOS τρανζίστορ. Προφανώς με βάση τα παραπάνω η τάση κατωφλίου για ένα pMOS είναι αρνητική. Τέλος η διαφορά δυναμικού θα πρέπει να μην επιτρέπει την αγωγή των ενδογενών διόδων, **Παράρτημα Παρατήρηση 5.10**.

Λόγω της αναστροφής των φορέων, στην διεπιφάνεια οξειδίου-υποστρώματος το συνολικό αρνητικό φορτίο της πύλης  $\Sigma Q_G < 0$  θα είναι ίσο με το

άθροισμα των θετικών φορτίων  $Q_W$  του κρυσταλλικού πλέγματος και  $Q_h > 0$  των οπών με αποτέλεσμα να ισχύει ότι

$$Q_G = Q_W + Q_h \quad \text{εξ. 5.12}$$

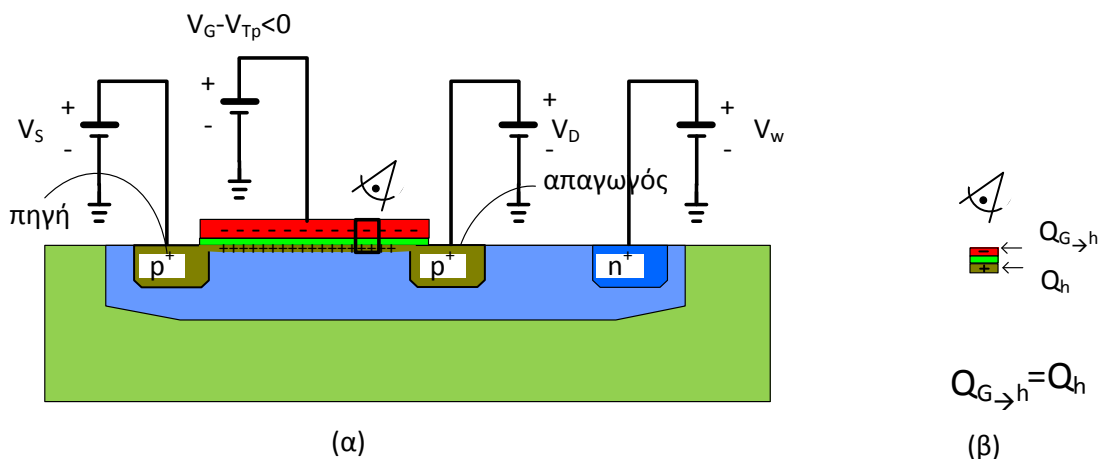
Η **εξ. 5.12** μπορεί να γραφεί ως εξής

$$Q_{G \rightarrow W} + Q_{G \rightarrow h} = Q_W + Q_h \quad \text{εξ. 5.13}$$

όπου  $\Sigma Q_G = Q_{G \rightarrow W} + Q_{G \rightarrow e}$  Επειδή πλέον έχουμε αναστροφή φορέων ένα μέρος των αρνητικών φορτίων της πύλης δηλ. το  $Q_{G \rightarrow h}$  θα είναι ίσο με το φορτίο των ελεύθερων οπών  $Q_h$  του καναλιού με αποτέλεσμα να ισχύει η εξίσωση:

$$Q_{G \rightarrow h} = Q_h \quad \text{εξ. 5.14}$$

Το υπόλοιπο φορτίο της πύλης  $Q_{G \rightarrow W}$  θα είναι ίσο με το θετικό φορτίο του κρυσταλλικού πλέγματος  $Q_W$ . Στο **Σχήμα 5-9**, βλέπουμε το ισοδύναμο προφίλ φορτίων ενός pMOS που αντιστοιχεί μόνο στα φορτία των ελεύθερων οπών του καναλιού. Αν εφαρμοστεί διαφορά δυναμικού μεταξύ απαγωγού-πηγής οι οπές θα συνεισφέρουν στο ηλεκτρικό ρεύμα.



Σχήμα 5-9 Ισοδύναμο προφίλ φορτίων ενός pMOS που αντιστοιχεί μόνο στα φορτία των ελεύθερων οπών του καναλιού όταν  $V_G - V_S < V_{Tp}$ .

Όπως και στα nMOS η αναστροφή των φορέων γίνεται βαθμιαία και όχι απότομα μόλις η διαφορά δυναμικού πύλης-πηγής  $V_G - V_S$  γίνει αρνητικότερη από την τάση κατωφλίου  $V_{Tp}$ . Επίσης, η τιμή της τάσης κατωφλίου επηρεάζεται από την διαφορά  $V_S - V_w$ , όπως κατά αντιστοιχία επηρεάζεται η τάση κατωφλίου ενός nMOS από την διαφορά τάσης  $V_S - V_B$ , **εξ. 5.8**. Η τάση κατωφλίου συμπεριλαμβανοντας τον παράγοντα επίδρασης υποστρώματος  $\gamma_p$  θα δίνεται από την εξίσωση

$$V_{Tp} = V_{Tp0} + \gamma_p \left( \sqrt{2\phi_F - (V_S - V_w)} - \sqrt{2\phi_F} \right) \quad \text{εξ. 5.15}$$

όπου  $V_{T_{p0}}$  είναι η τάση κατωφλίου όταν  $V_S - V_W = 0V$  και  $\gamma_p$  για τα pMOS τρανζίστορ παίρνει μεταξύ  $0.2V^{1/2} - 0.4V^{1/2}$  ανάλογα με την τεχνολογία κατασκευής του ολοκληρωμένου κυκλώματος. Να σημειωθεί ότι κάθε τεχνολογία κατασκευής παρέχει διαφορετική τιμή τάσεων κατωφλίου όπως παρουσιάζεται στον **Πίνακας 5.1**.

Πίνακας 5.1 Τυπικές τιμές τάσεις κατωφλίου

Τεχνολογία	$V_{T_{n0}}$	$V_{T_{p0}}$
CMOS 0.35 $\mu$ m	0.5V	-0.65V
TSMC 0.180 $\mu$ m	0.42V	-0.5V
UMC 90nm	0.26V	-0.22V
TSMC 65nm	0.4V	-0.48V

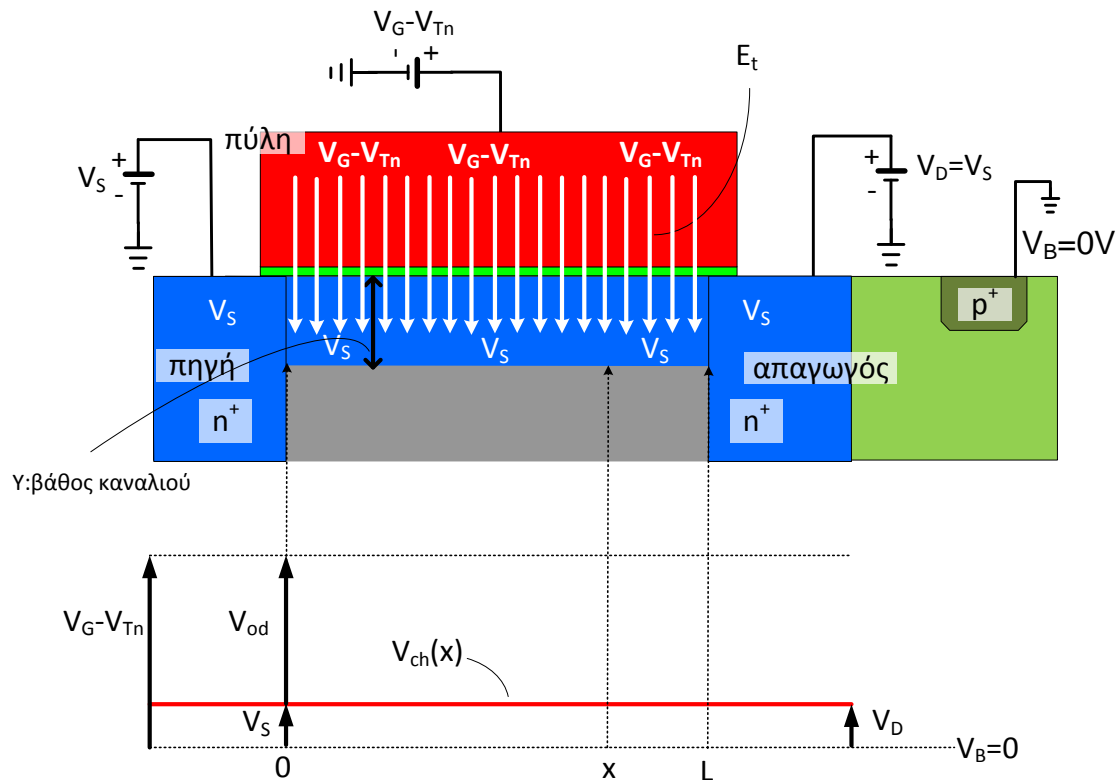
## 5.5 Δυναμικό και φορτίο καναλιού στα nMOS τρανζίστορ

Μέχρι αυτό το σημείο έχουμε αναφερθεί μόνο στην εμφάνιση φορτίων σε δομές των MOS τρανζίστορ. Από την πλευρά ενός σχεδιαστή κυκλωμάτων όμως τα χρήσιμα μεγέθη είναι οι τάσεις και τα ρεύματα και όχι τα φορτία. Έτσι, για να αρχίσουμε να μπαίνουμε στην ουσία του τρόπου σχεδίασης κυκλωμάτων πρέπει να περάσουμε από το πεδίο των φορτίων στο πεδίο των τάσεων και ρευμάτων. Το πρώτο βήμα προς αυτή την κατεύθυνση είναι να υπολογίσουμε το δυναμικό του καναλιού.

### Ορισμός 5.3 Δυναμικό καναλιού $V_{ch}(x)$

Ορίζεται ως το δυναμικό που αναπτύσσεται σε ένα σημείο του καναλιού το οποίο απέχει  $x$  ( $\mu$ m) από την νησίδα της πηγής.

Στο **Σχήμα 5-10** βλέπουμε το κανάλι των ελεύθερων ηλεκτρονίων (σε μεγέθυνση) για την περίπτωση που η διαφορά δυναμικού μεταξύ απαγωγού και πηγής είναι μηδέν,  $V_{DS}=0$ . Επίσης, έχει θεωρηθεί ότι τα δυναμικά στην πηγή  $V_S$  και στον απαγωγό  $V_D$  είναι υψηλότερα από την τάση του υποστρώματος  $V_B$ . Όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 5-10**, έχουμε θεωρήσει ότι η  $V_G - V_S - V_{Tn} > 0$  ώστε να έχουμε αναστροφή φορέων.



Σχήμα 5-10 Κανάλι ηλεκτρονίων και δυναμικό καναλιού  $V_{ch}(x)$  για  $V_{DS}=0V$ .

Το εγκάρσιο (*transverse*) ηλεκτρικό πεδίο  $E_t$ , το οποίο εμφανίζεται λόγω της διαφοράς δυναμικού πύλης και καναλιού, είναι σταθερό σε όλο το μήκος του καναλιού. Η ένταση του ηλεκτρικού  $E_t$  εξ ορισμού είναι

$$E_t = -\frac{\Delta V}{\Delta x} \quad \text{εξ. 5.16}$$

Επειδή όμως  $\Delta V = V_G - V_{Tn} - V_S$  ενώ  $\Delta x$  θα είναι ίσο με το πάχος του οξειδίου έχουμε το εξής:

$$E_t = \frac{V_G - V_{Tn} - V_S}{t_{ox}} \quad (\text{V/m}) \quad \text{εξ. 5.17}$$

όταν  $V_{DS}=0$

ας μην ξεχνάμε ότι το δυναμικό του καναλιού σε όλο το μήκος του θα είναι ίσο με  $V_S (=V_D)$ , **Παρατήρηση 5.4**. Με βάση τον νόμο του **Gauss** μπορούμε να εκφράσουμε την πυκνότητα των ελεύθερων ηλεκτρονίων συνάρτηση της έντασης του εγκάρσιου πεδίου ως εξής

$$Q_n = -\epsilon_{ox} E_t \quad \text{εξ. 5.18}$$

και χρησιμοποιώντας την **εξ. 5.17** η παραπάνω εξίσωση θα γίνει

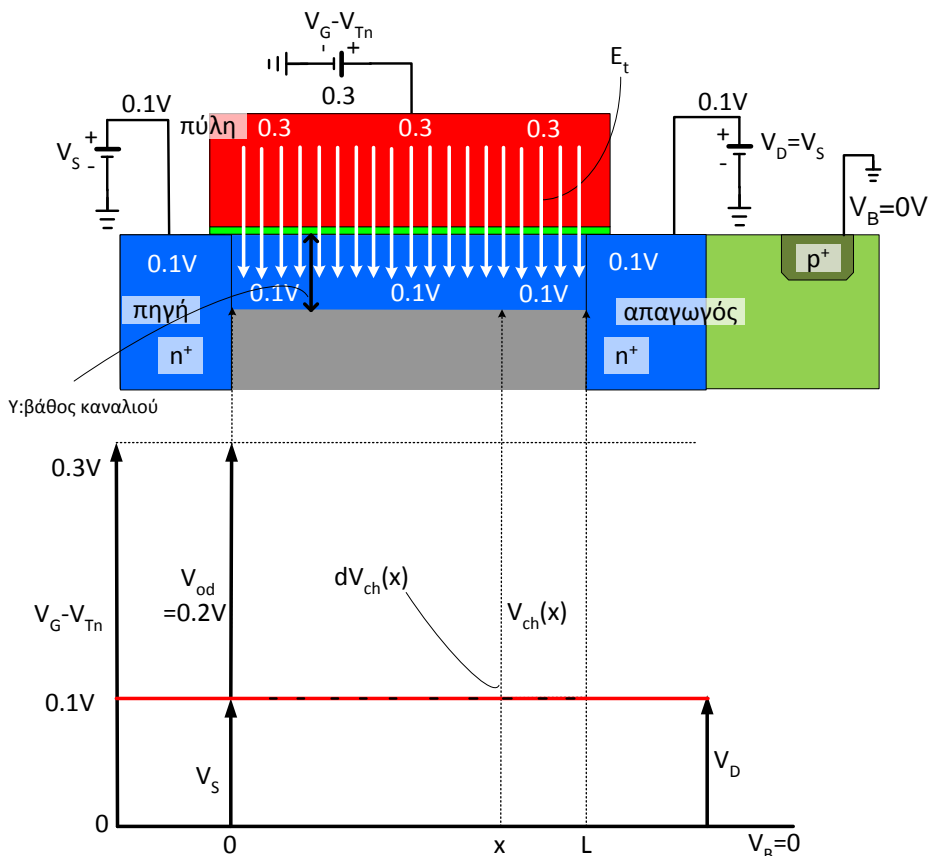


$$Q_n = -\frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}}(V_G - V_{Tn} - V_S) \quad \text{εξ. 5.19}$$

Το εγκάρσιο πεδίο είναι υπεύθυνο για την δημιουργία των ελεύθερων ηλεκτρονίων κάτω από την διεπιφάνεια οξειδίου-υποστρώματος. Επειδή είναι σταθερό η συγκέντρωση των ελεύθερων ηλεκτρονίων καθώς και το βάθος  $Y$  του καναλιού είναι σταθερά σε όλο το μήκος του καναλιού, **Σχήμα 5-10**.

**Παράδειγμα 5.1** Ένταση εγκάρσιο πεδίου και δυναμικό για  $V_{DS}=0V$ .

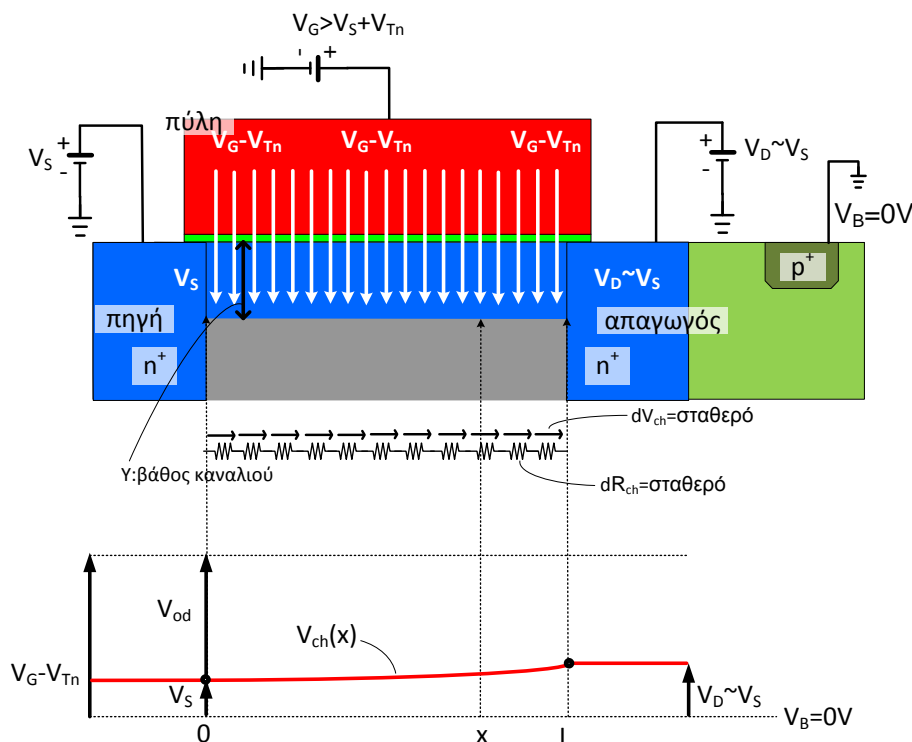
Έστω ότι στην πύλη ενός nMOS εφαρμόζουμε  $V_G=0.8V$  ενώ οι τάσεις στην πηγή και στο απαγωγό είναι  $V_S=V_D=0.1V$ , **Σχήμα 5-10**. Θεωρούμε επίσης ότι χρησιμοποιούμε την τεχνολογία CMOS AMS 0.35 η οποία δίνει τάση κατωφλίου  $V_{Tn}=0.5V$ . Επειδή  $V_{GS}-V_{Tn}=0.3V>0$  το τρανζίστορ άγει και αναπτύσσεται το κανάλι των ελεύθερων ηλεκτρονίων το οποίο συνδέει την πηγή και τον απαγωγό. Να σημειωθεί ότι αναφορικά με το φορτίο των ελεύθερων ηλεκτρονίων του καναλιού η τάση στην πύλη είναι ισοδύναμα ίση με  $V_G-V_{Tn}=0.3V$ . Δηλ. παρόλο που εφαρμόζουμε  $V_G=0.8V$  μόνο τα  $0.2V$  σχετίζονται με τα ελεύθερα ηλεκτρόνια του καναλιού. Τα υπόλοιπα  $0.6V$  από την τάση  $V_G=0.8V$  σχετίζονται με την μετακίνηση των οπών προς το υπόστρωμα. Η τιμή της έντασης του εγκάρσιο πεδίου θα είναι  $E_t=0.2/t_{ox}[V/m]$ .



Σχήμα 5-11 Παράδειγμα για  $V_G=0.8V$  και  $V_S=V_D=0.1V$

Ας συνεχίσουμε ένα βήμα πιο πέρα στην ανάλυση εξετάζοντας αυτή φορά την αντίσταση που εμφανίζει το κανάλι στην περίπτωση που  $V_{DS}=0$ . Σύμφωνα με την **εξ.**

5.19, η πυκνότητα φορτίου του καναλιού είναι σταθερή κάτι που έχει σαν αποτέλεσμα η αντίσταση  $R_{ch}$  που εμφανίζει το κανάλι να είναι σταθερή, **εξ. 2.1**. Τα παραπάνω παρουσιάζονται παραστατικά στο **Σχήμα 5-12** όπου έχει θεωρηθεί ότι εφαρμόζεται μια τάση στον απαγωγό  $V_D$  ελαφρώς μεγαλύτερη από την  $V_S$ . Η διαφορά δυναμικού  $V_{DS}$  θα προκαλεί τη ροή των ηλεκτρονίων από την πηγή προς τον απαγωγό ή την εμφάνιση ηλεκτρικού ρεύματος από τον απαγωγό προς την πηγή η οποία είναι η συμβατική φορά του ρεύματος. Το ηλεκτρικό ρεύμα θα προκαλεί μια πτώση τάσης πάνω στην αντίσταση του καναλιού. Επειδή η αντίσταση είναι σταθερή η πτώση τάσης σε κάθε σημείο του καναλιού το δυναμικό του καναλιού θα αυξάνεται γραμμικά όσο πλησιάζουμε προς τον απαγωγό, **Σχήμα 5-12**, και το nMOS θα λειτουργεί σαν μια συμβατική γραμμική αντίσταση.



Σχήμα 5-12 Αντίσταση καναλιού για  $V_{DS} \sim 0V$

**Παρατήρηση 5.5** Απαραίτητη προϋπόθεση για να λειτουργεί ένα nMOS σαν γραμμική αντίσταση είναι η μικρή διαφορά δυναμικού  $V_{DS}$ .

Η παραπάνω ανάλυση βασίστηκε στην θεώρηση ότι επειδή  $V_{DS}=0$  το δυναμικό καναλιού θα είναι σταθερό σε όλο το μήκος του καναλιού και ίσο με την τάση στην πηγή.

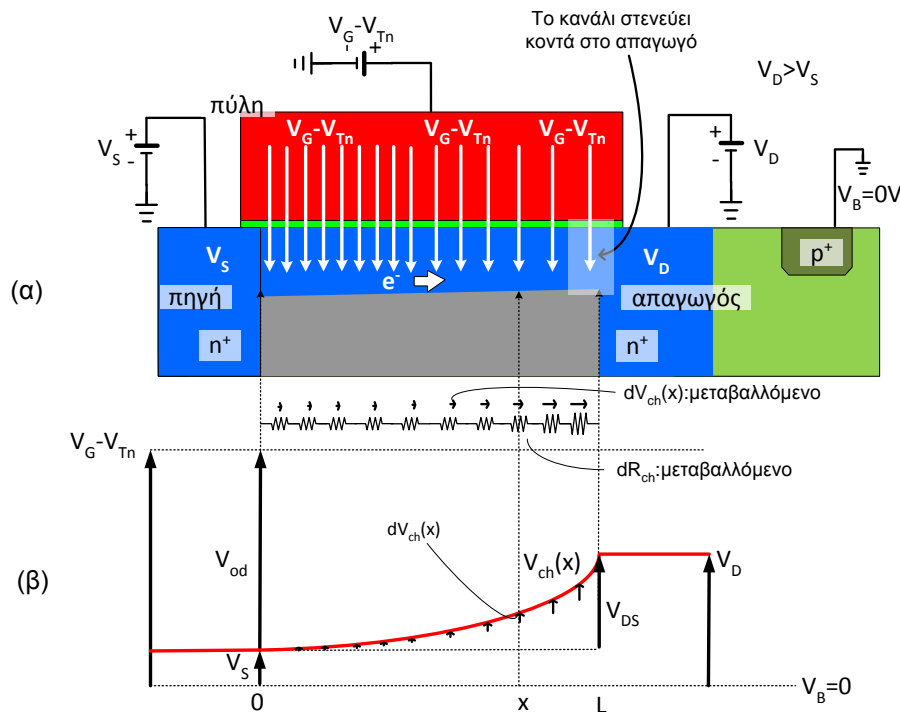
Αν εφαρμοστεί  $V_{DS}$  μεγαλύτερη από το μηδέν τότε το δυναμικό του καναλιού δεν θα ισούται με  $V_S$  σε όλο το μήκος του αλλά θα παίρνει μεγαλύτερες τιμές. Το πρώτο που παρατηρούμε είναι ότι κοντά στην νησίδα του απαγωγού το δυναμικό του καναλιού σίγουρα θα ίσο με  $V_D$  όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 5-13**. Σύμφωνα με την **εξ. 5.17** το εγκάρσιο πεδίο στο απαγωγό θα γίνει

$$E_t(L) = \frac{V_G - V_{Tn} - V_D}{t_{ox}} \quad \text{εξ. 5.20}$$

Επειδή  $V_D > V_S$  το εγκάρσιο πεδίο θα είναι ασθενέστερο στον απαγωγό σε σχέση με την προηγούμενη περίπτωση. Στο **Σχήμα 5-13α** το παραπάνω φαινόμενο αναπαρίσταται με την αραίωση το δυναμικών γραμμών του πεδίου στη νησίδα του απαγωγού. Να σημειωθεί εδώ ότι η ένταση του πεδίου στην νησίδα της πηγής  $E_t(0)$ , θα δίνεται ξανά από την **εξ. 5.17**. Αφού το πεδίο εξασθενεί τότε η πυκνότητα των φορτίων κοντά στην νησίδα του απαγωγού μειώνεται. Στο παραπάνω συμπέρασμα καταλήγουμε αν εφαρμόσουμε την **εξ. 5.19** για τον απαγωγό:

$$Q_n(L) = -\frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} (V_G - V_{Tn} - V_D) \quad \text{εξ. 5.21}$$

Άρα το βάθος του καναλιού θα ελαττώνεται με την αύξηση του  $V_{DS}$  αρχικά μόνο στη νησίδα του απαγωγού. Μεγαλύτερη αύξηση του  $V_{DS}$  θα ελαττώνει περισσότερο το βάθος καναλιού και σε σημεία που θα απέχουν πλέον από τον απαγωγό. Έτσι, η συγκέντρωση του φορτίου δεν θα είναι σταθερή σε όλο το μήκος του καναλιού αλλά θα ελαττώνεται όσο πλησιάζουμε προς τον απαγωγό και το κανάλι των ηλεκτρονίων μορφοποιείται λόγω της  $V_{DS}$  και αρχίζοντας να στενεύει προς τη πλευρά του απαγωγού.

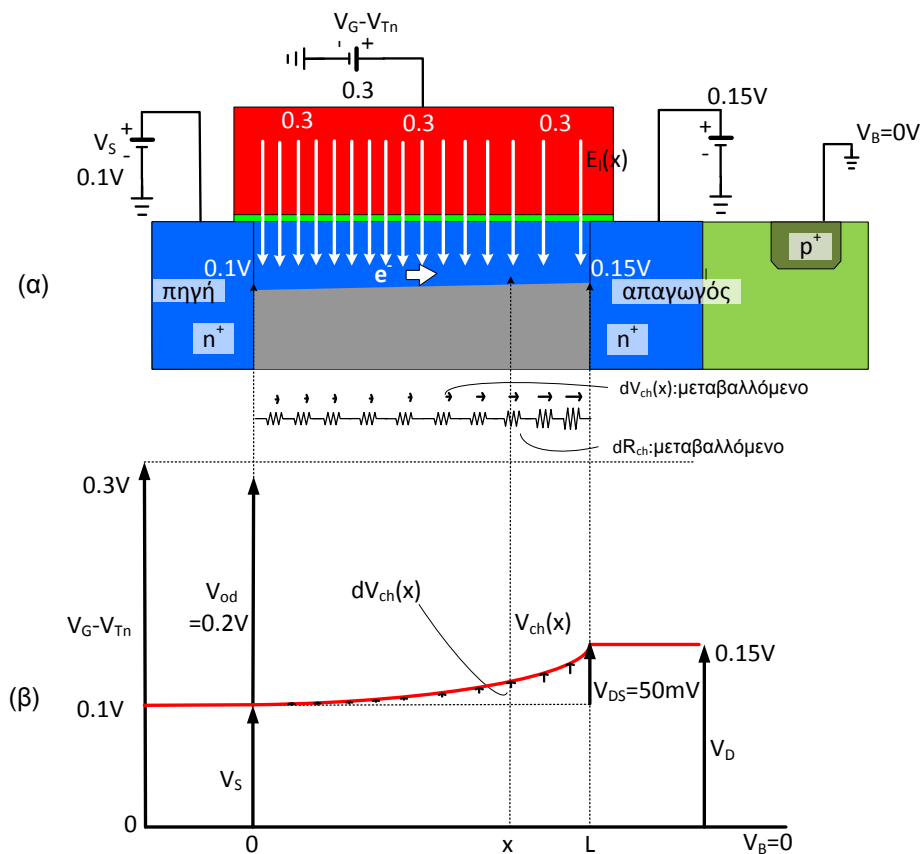


Σχήμα 5-13 (α) Έναρξη στραγγαλισμού του καναλιού κοντά στη νησίδα του απαγωγού και (β) δυναμικό καναλιού συναρτήσει του μήκους του καναλιού.

Στα σημεία του καναλιού που στενεύει η αντίσταση του καναλιού αυξάνει. Η αύξηση της αντίστασης είναι πιο έντονη κοντά στην νησίδα του απαγωγού ενώ όσο πλησιάζουμε προς την νησίδα της πηγής η αντίσταση παραμένει ανεπηρέαστη. Για μεγαλύτερες  $V_{DS}$  η αντίσταση του καναλιού θα αυξάνει σε ολοένα μεγαλύτερο μήκος. Σχετικά με την εξάρτηση της αντίστασης από την απόσταση ο αναγνώστης μπορεί να βρει περισσότερες λεπτομέρειες στο Παράρτημα **Παρατήρηση 5.12**. Έτσι, η πτώση τάσης μέσα στο κανάλι δεν θα είναι σταθερή αλλά γίνεται μεγαλύτερη όσο πλησιάζουμε προς την νησίδα του απαγωγού με αποτέλεσμα το δυναμικό να είναι μια μη γραμμική συνάρτηση της απόστασης, **Σχήμα 5-13β**.

**Παράδειγμα 5.2** Ένταση εγκάρσιου πεδίου και δυναμικό καναλιού για  $V_{DS}=50mV$ .

Έστω ότι στην πύλη ενός nMOS εφαρμόζουμε  $V_G=0.8V$  ενώ οι τάσεις στην πηγή και στο απαγωγό είναι  $V_S=0.1V$  και  $V_D=0.15V$ , αντίστοιχα, **Σχήμα 5-14α**. Θεωρούμε επίσης ότι χρησιμοποιούμε την τεχνολογία CMOS AMS 0.35 η οποία δίνει τάση κατωφλίου  $V_{Tn}=0.5V$ .



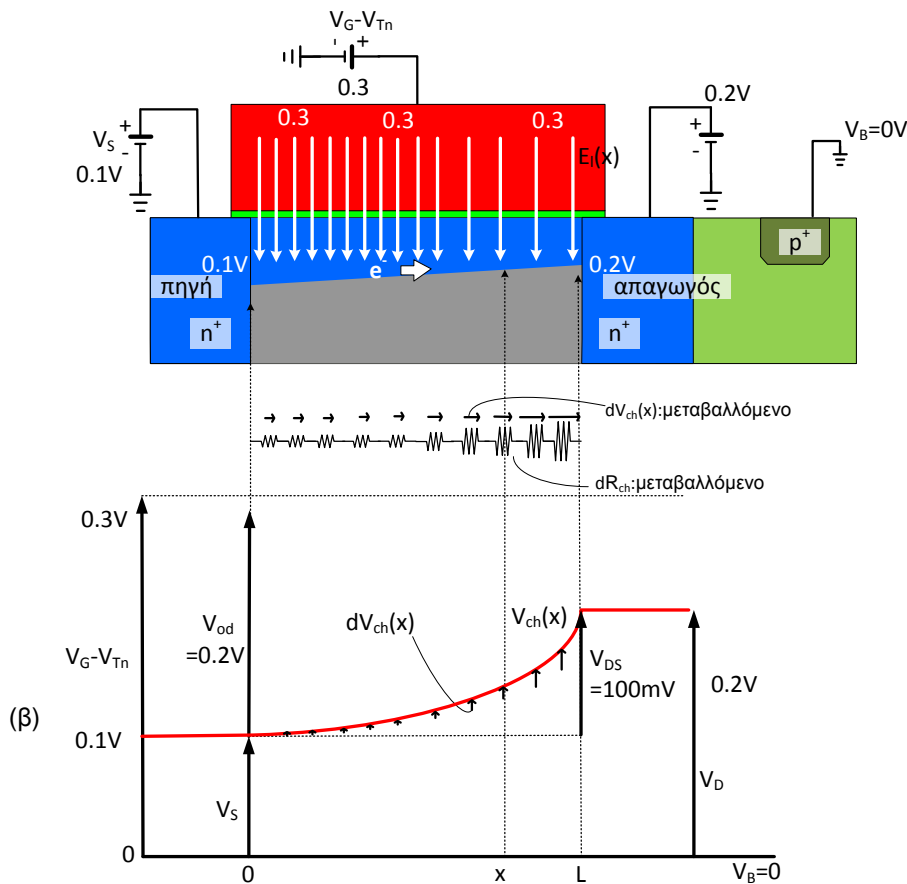
Σχήμα 5-14 Μορφοποίηση του καναλιού και του δυναμικού του καναλιού για  $V_G=0.8V$   $V_{DS}=50mV$ .

Επειδή  $V_{od}=V_{GS}-V_{Tn}=0.2V>0$  το τρανζίστορ άγει και αναπτύσσεται το κανάλι των ελεύθερων ηλεκτρονίων. Αναφορικά με το φορτίο των ελεύθερων ηλεκτρονίων του καναλιού η ισοδύναμη τάση στην πύλη είναι ίση με  $V_G-V_{Tn}=0.3V$ . Η τιμή της έντασης του εγκάρσιου πεδίου στην πηγή θα είναι  $E_t(0)=0.2/t_{ox}[V/m]$  ενώ στον

απαγωγό θα είναι  $E_t(L)=0.15/t_{ox}[V/m]$ . Η εξασθένηση του εγκάρσιου πεδίου σημαίνει επίσης την μείωση του βάθους του καναλιού και την αντίστοιχη αύξηση της αντίστασης, **Σχήμα 5-14α**. Στο **Σχήμα 5-14β** παρατηρούμε την μεταβολή του δυναμικού του καναλιού κατά μήκος του καναλιού.

**Παράδειγμα 5.3** Ένταση εγκάρσιου πεδίου και δυναμικό καναλιού για  $V_{DS}=100mV$ .

Χρησιμοποιούμε τα δεδομένα από το **Παράδειγμα 5.3** αλλά αυτή τη φορά εφαρμόζουμε τάση στον απαγωγό  $V_D=0.2V$ . Η ένταση του εγκάρσιου πεδίου στην πηγή παραμένει όπως πριν  $E_t(0)=0.2/t_{ox}[V/m]$  ενώ στον απαγωγό μειώνεται ακόμα περισσότερο σε σχέση με το **Παράδειγμα 5.3**,  $E_t(L)=0.1/t_{ox}[V/m]$ , **Σχήμα 5-15α**. Η μεγαλύτερη εξασθένηση του εγκάρσιου πεδίου μειώνει το βάθος και αυξάνει την αντίσταση του καναλιού σε μεγαλύτερη έκταση, **Σχήμα 5-15α**. Κοντά στην πηγή η μεταβολή του δυναμικού συνεχίζει να έχει σχεδόν σταθερή κλίση ενώ η πυκνότητα του φορτίου και η αντίσταση του καναλιού να είναι σταθερή. Προς τον απαγωγό η μεταβολή του δυναμικού γίνεται περισσότερο έντονη.



Σχήμα 5-15 Μορφοποίηση του καναλιού και του δυναμικού του καναλιού για  $V_G=0.8V$  και για  $V_{DS}=100mV$ .

Με βάση τα παραπάνω γνωρίζουμε μόνο τις ακραίες τιμές του δυναμικού του καναλιού γιατί αυτές επιβάλλονται από εξωτερικές πηγές τάσης. Στη νησίδα του απαγωγού είναι  $V_{ch}(L)=V_D$  ενώ στη νησίδα της πηγής είναι  $V_{ch}(0)=V_S$ . Σε οποιοδήποτε άλλο σημείο που βρίσκεται σε απόσταση  $x$  ( $\mu m$ ) από την πηγή, το δυναμικό του

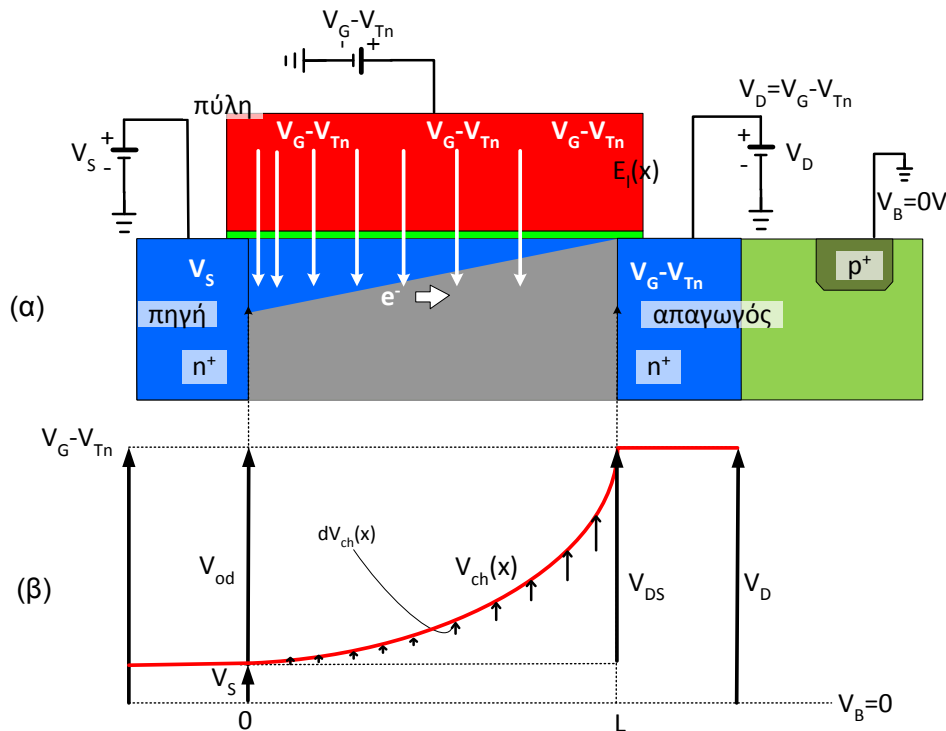
καναλιού θα παίρνει τιμές ανάμεσα από τα δυναμικά της πηγής  $V_S$  και του απαγωγού  $V_D$ , δηλ.  $V_S < V_{ch}(x) < V_D$ . Σχετικά με την εξάρτηση του δυναμικό από την απόσταση αναγνώστης μπορεί να βρει περισσότερες λεπτομέρειες στο Παράρτημα

**Παρατήρηση 5.13.**

Αυξάνοντας περισσότερο το  $V_{DS}$  το κανάλι θα στραγγαλίζεται ολοένα και περισσότερο προς την περιοχή του απαγωγού. Στο **Σχήμα 5-16α**, η εφαρμοζόμενη  $V_D$  είναι ίση με  $V_G - V_{Tn}$  για την οποία η πυκνότητα του φορτίου ακριβώς στην νησίδα του απαγωγού, σύμφωνα με την **εξ. 5.22**, θα είναι

$$Q_n(L) = 0 \quad \text{εξ. 5.22}$$

δηλ. το κανάλι κλείνει εντελώς (στραγγαλίζεται) ακριβώς στο σημείο του απαγωγού και το βάθος του καναλιού γίνεται μηδέν. Στον απαγωγό το δυναμικό είναι ίσο με  $V_G - V_{Tn}$ , **Σχήμα 5-16β**, με αποτέλεσμα η ένταση του εγκάρσιου πεδίου να είναι μηδέν και το φορτίο να είναι μηδέν. Το φαινόμενο του μηδενισμού των ελεύθερων ηλεκτρονίων σε κάποιο σημείο του καναλιού ονομάζεται φαινόμενο στραγγαλισμού ή *Pinch-off*, **Σχήμα 5-16α**.



Σχήμα 5-16 (α) Στραγγαλισμός του καναλιού για  $V_{DS} = V_{DS,sat}$  και (β) δυναμικό καναλιού συναρτήσει της απόστασης

**Ορισμός 5.4** Τάση στραγγαλισμού (*pinch-off voltage*) ή τάση κόρου

Η τιμή της τάσης απαγωγού  $V_{DS}$  για την οποία το κανάλι των ηλεκτρονίων κλείνει εντελώς ονομάζεται τάση στραγγαλισμού (*pinch-of voltage*), συμβολίζεται ως  $V_{DS,sat}$  και δίνεται από την επόμενη σχέση

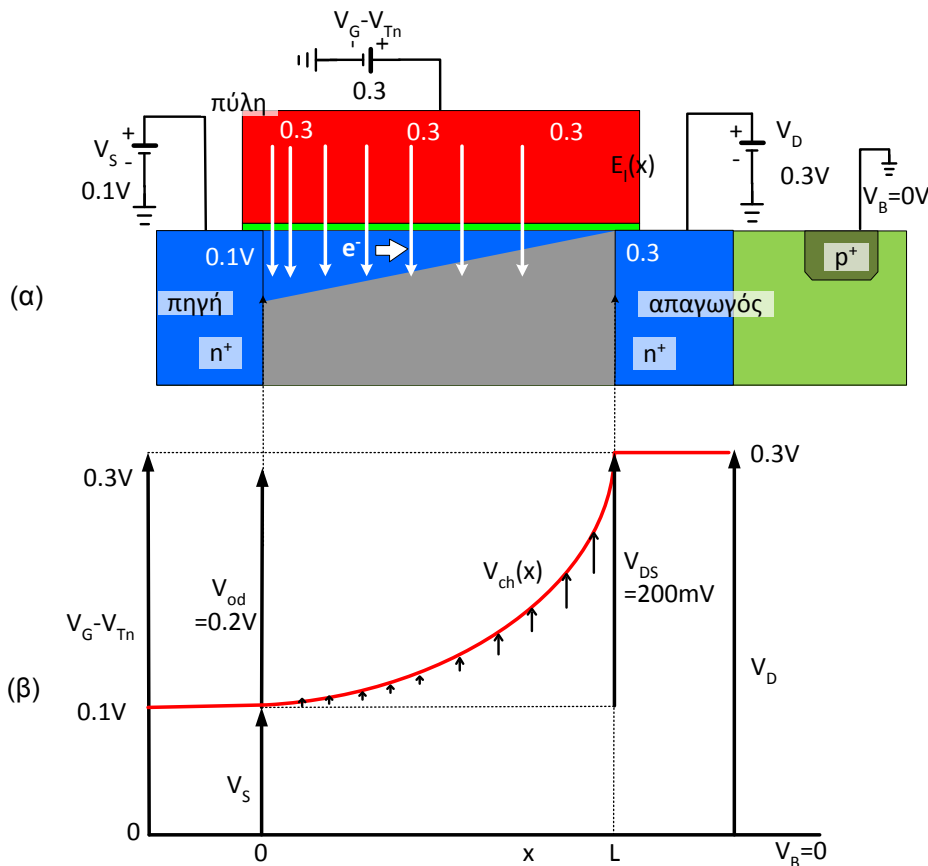
$$V_{DS.sat}=V_{od}=V_{GS}-V_{Tn}$$

εξ. 5.23

Πολλές φορές η τάση στραγγαλισμού απαντάται και ως τάση κόρου (saturation voltage)

**Παράδειγμα 5.4** Στραγγαλισμός καναλιού στον απαγωγό.

Χρησιμοποιούμε τα δεδομένα από το **Παράδειγμα 5.3** αλλά αυτή τη φορά εφαρμόζουμε τάση στον απαγωγό  $V_D=0.3V$ . Η τάση  $V_{DS}$  είναι ίση με  $V_{GS}-V_{Tn}$  και έτσι το κανάλι έχει κλείσει ακριβώς στη νησίδα του απαγωγού. Η ένταση του εγκάρσιου πεδίου στην απαγωγό θα είναι  $E_t(L)=0$  κάτι που σημαίνει ότι το φορτίο θα είναι μηδέν.

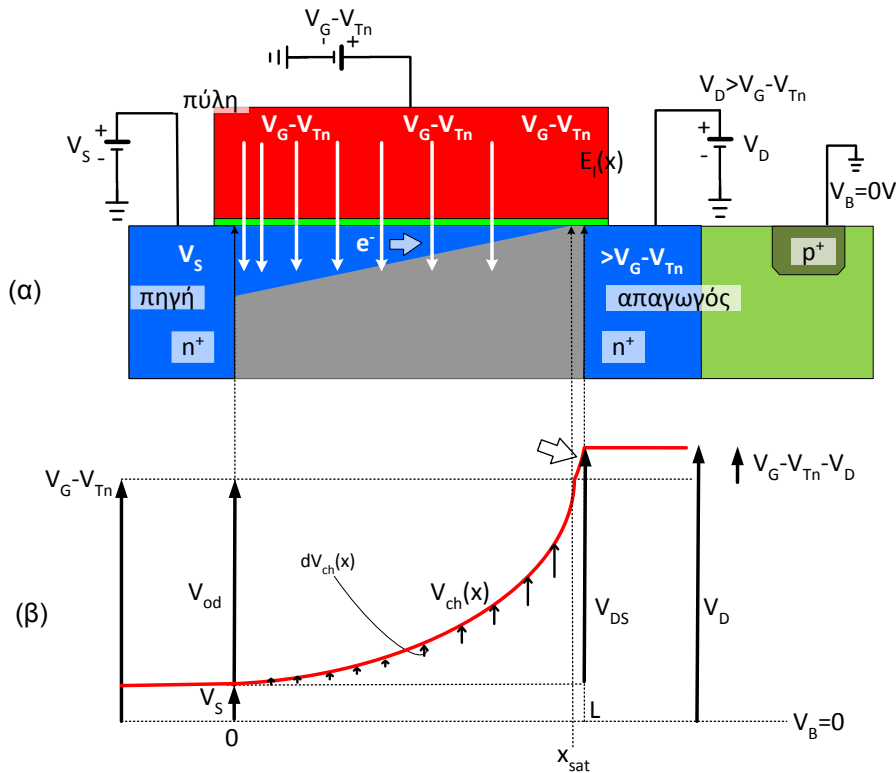


Σχήμα 5-17 Παράδειγμα στραγγαλισμού για  $V_G=0.8V$  και για  $V_{DS}=V_{DS.sat}=200mV$

Στο **Σχήμα 5-18**, έχει εφαρμοστεί  $V_{DS}$  μεγαλύτερη από  $V_{GS}-V_{Tn}$  και θεωρητικά θα αναμέναμε ότι το κανάλι θα κλείνει πάλι ακριβώς στη νησίδα του απαγωγού. Στη πράξη όμως το φορτίο μηδενίζεται ελαφρώς μακρύτερα από τον απαγωγό και το κανάλι δε συνδέει πλέον την πηγή και τον απαγωγό με αποτέλεσμα το σημείο μηδενισμού των φορτίων του καναλιού είναι ελαφρώς μετατοπισμένο προς την νησίδα της πηγής, **Σχήμα 5-18α**. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται διαμόρφωση του μήκους του καναλιού και θα εξηγηθεί σε επόμενη παράγραφο.

**Ορισμός 5.5** Σημείο στραγγαλισμού ή *pinch-off point*

Το σημείο που μηδενίζεται το φορτίο του καναλιού ονομάζεται σημείο στραγγαλισμού και συμβολίζεται ως  $x_{sat}$ , **Σχήμα 5-18β**. Όπως βλέπουμε είναι πολύ κοντά στην νησίδα του απαγωγού. Στο σημείο  $x_{sat}$  ισχύει πάντα ότι το δυναμικό του καναλιού θα είναι ίσο με την τάση στραγγαλισμού ώστε το φορτίο να μηδενίζεται. Το κανάλι με τα ελεύθερα ηλεκτρόνια θα εκτείνεται μέχρι το σημείο  $x_{sat}$  και η περιοχή από το  $x_{sat}$  μέχρι τον απαγωγό είναι κενή από ελεύθερα ηλεκτρόνια.



Σχήμα 5-18 (α) Μετακίνηση του σημείου  $x_{sat}$  προς την πηγή για  $V_{DS} > V_{GS} - V_{Tn}$  και (β) αντίστοιχο δυναμικό καναλιού.

Πίνακας 5.2 Δυναμικό  $V_{ch}(x)$  και φορτίο  $Q_{ch}(x)$  καναλιού σε ένα nMOS συναρτήσει της απόστασης  $x$  από την πηγή

$x$	0	$x_{sat}$	L
$V_{ch}(x)$	$V_s$	$V_G - V_{Tn}$	$V_D$
$Q_{ch}(x)$	$Q_{ch}(0)$	0	0

Συνοπτικά για το δυναμικό του καναλιού και το φορτίο θα ισχύει ο Πίνακας 5.2. Από την πηγή μέχρι το σημείο  $x_{sat}$  τα ηλεκτρόνια ολισθαίνουν λόγω της διαφοράς δυναμικού  $V_{ch}(x_{sat}) - V_{ch}(0) = V_G - V_{Tn} - V_s$  ενώ από το σημείο  $x_{sat}$  μέχρι την νησίδα του απαγωγού ολισθαίνουν λόγω της διαφοράς δυναμικού  $V_{ch}(L) - V_{ch}(x_{sat}) = V_D - (V_G - V_{Tn})$ .

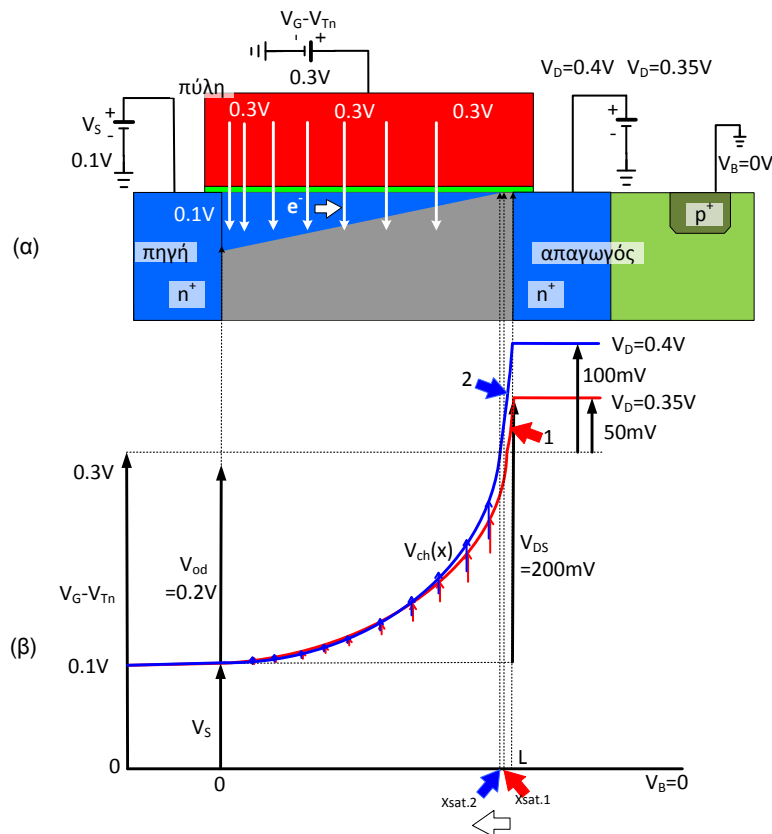
**Παρατήρηση 5.6**



Το σημείο  $x_{sat}$  που πρωτοεμφανίζεται το φαινόμενο *pinch-off* είναι ίσο με το μήκος του καναλιού  $L$ . Όταν η τάση  $V_{DS}$  είναι αρκετά μεγαλύτερη από  $V_{DS,sat}$  τότε το  $x_{sat}$  μετατοπίζεται αλλά και πάλι σε πολύ μικρό βαθμό προς την πλευρά της πηγής.

**Παράδειγμα 5.5** Σημείο στραγγαλισμού και δυναμικό καναλιού για δύο περιπτώσεις  $V_{DS} > V_{GS} - V_{Tn}$ .

Χρησιμοποιούμε τα δεδομένα από το **Παράδειγμα 5.3** αλλά αυτή τη φορά εφαρμόζουμε στον απαγωγό  $V_D = 0.35V$  ή  $V_D = 0.4V$ , **Σχήμα 5-19**. Για  $V_D = 0.35V$  το δυναμικό του καναλιού (κόκκινη γραμμή) αυξάνει από το  $V_{ch}(0) = V_S = 0.1V$  και γίνεται ίσο με  $0.3V$  στο σημείο  $x_{sat.1}$ .

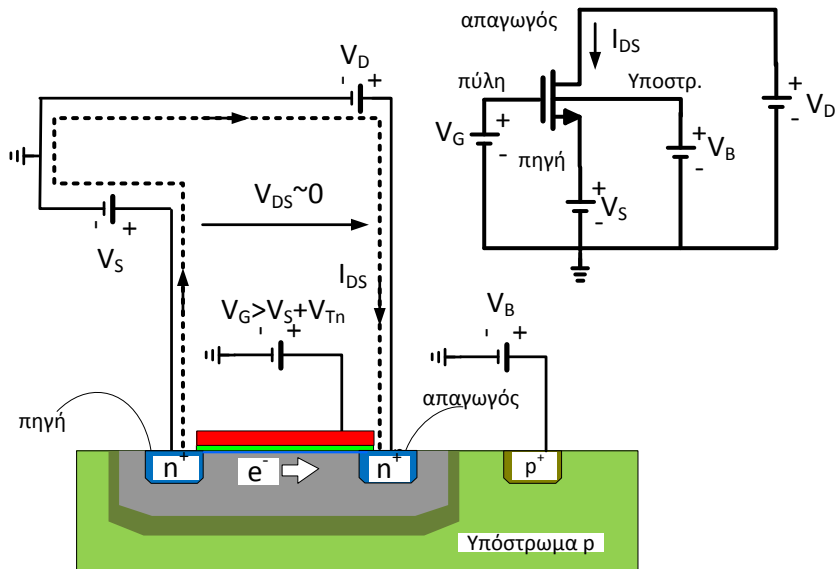


Σχήμα 5-19 Ελαφρά μετατόπιση του σημείου στραγγαλισμού όσο αυξάνει η  $V_{DS}$ .

Στο  $x_{sat.1}$  θα γίνει  $V_{ch}(x_{sat.1}) = V_G - V_{Tn} = 0.3V$  και το φορτίο του καναλιού μηδενίζεται. Από το σημείο  $x_{sat.1}$  μέχρι τον απαγωγό εφαρμόζονται τα υπόλοιπα  $50mV$  (βέλος 1) από την τάση  $V_D = 0.35V$ . Για  $V_D = 0.4V$  το δυναμικό του καναλιού (μπλε γραμμή) αυξάνει ξανά από το  $V_{ch}(0) = V_S = 0.1V$  και γίνεται ίσο με  $0.3V$  στο σημείο  $x_{sat.2}$  στο οποίο έχουμε  $V_{ch}(x_{sat.2}) = V_G - V_{Tn} = 0.3V$  με μηδενισμό του φορτίου του καναλιού. Από το σημείο  $x_{sat.2}$  μέχρι τον απαγωγό εφαρμόζονται τα υπόλοιπα  $100mV$  (βέλος 2) από την τάση  $V_D = 0.4V$ . Το  $x_{sat.1}$  έχει μετακινηθεί ελαφρά προς την πηγή στο σημείο  $x_{sat.2}$ .

## 5.6 Ρεύμα απαγωγού-πηγής στα nMOS τρανζίστορ

Στο **Σχήμα 5-20** βλέπουμε τη ροή του ρεύματος των ηλεκτρονίων μεταξύ του πηγής και του απαγωγού για  $V_{DS}$  θετικό αλλά πολύ μικρό. Θεωρούμε ότι τάση  $V_G - V_S$  είναι μεγαλύτερη του  $V_{Tn}$  και έχουμε την εμφάνιση καναλιού ελεύθερων ηλεκτρονίων. Λόγω της διαφοράς δυναμικού  $V_{DS}$  έχουμε ροή ηλεκτρονίων από την νησίδα της πηγής προς τη νησίδα του απαγωγού. Η συμβατική φορά του ρεύματος  $I_{DS}$  θα έχει την αντίθετη φορά από εκείνη της ροής των ηλεκτρονίων δηλ. θα έχει φορά από τον απαγωγό προς την πηγή. Διαισθητικά, αν εφαρμοστεί θετικότερη τάση στην πύλη τότε το βάθος του καναλιού των ελεύθερων ηλεκτρονίων θα μεγαλώνει με αποτέλεσμα να μεγαλώνει αντίστοιχα το ρεύμα  $I_{DS}$ .



Σχήμα 5-20 Ρεύμα ηλεκτρονίων για μικρό  $V_{DS}$

Το ρεύμα ολίσθησης των ηλεκτρονίων με κατεύθυνση από την πηγή προς τον απαγωγό σε ένα σημείο του καναλιού που βρίσκεται σε απόσταση  $x$  από την πηγή, δίνεται από τη εξίσωση

$$I_{SD} = -Q_{ch,n}(x)v_n(x) \quad [A] \quad \text{εξ. 5.24}$$

όπου  $Q_{ch,n}(x)$  σε Cb/m είναι ο αριθμός των ελεύθερων ηλεκτρονίων και  $v_n(x)$  σε m/sec είναι η ταχύτητα ολίσθησης των ελεύθερων ηλεκτρονίων, όπου και τα δύο μεγέθη δίνονται σε συνάρτηση της απόστασης  $x$  από την πηγή. Το αρνητικό πρόσημο στη **εξ. 5.24** έχει εισαχθεί επειδή οι φορείς του ηλεκτρικού ρεύματος είναι τα ηλεκτρόνια και έχουν αρνητικό πρόσημο.

Ο αριθμός των ελεύθερων ηλεκτρονίων σε απόσταση  $x$  από την πηγή  $Q_{sq,n}(x)$  τα οποία βρίσκονται κάτω από τη στοιχειώδη επιφάνεια πύλης θα είναι

$$Q_{sq,n}(x) = C_{ox}\Delta V = C_{ox}[V_G - V_{Tn} - V_{ch}(x)] \quad \text{εξ. 5.25}$$

[Cb/m<sup>2</sup>]

όπου κατά τα γνωστά  $C_{ox}$  η χωρητικότητα οξειδίου της πύλης ανά μονάδα επιφάνειας πύλης. Η διαφορά δυναμικού που αναπτύσσεται στα άκρα του πυκνωτή  $C_{ox}$  είναι η διαφορά της τάσης  $V_G - V_{Tn}$  από το δυναμικό του καναλιού  $V_{ch}(x)$ .

Ο αριθμός των ηλεκτρονίων του καναλιού  $Q_{ch,n}(x)$  ανά μονάδα μήκους σε απόσταση  $x$  από την πηγή προκύπτει αν πολλαπλασιάσουμε το φορτίο  $Q_{sq,n}(x)$  με το πλάτος του καναλιού  $W$ , **Σχήμα 5-21β**. Έτσι, σύμφωνα με την **εξ. 5.25**, θα έχουμε

$$Q_{ch,n}(x) = WQ_{sq,n} = WC_{ox}[V_G - V_{Tn} - V_{ch}(x)] \quad [\text{Cb/m}] \quad \text{εξ. 5.26}$$

Από την **εξ. 5.26** επιβεβαιώνεται ότι επειδή το δυναμικό του καναλιού  $V_{ch}(x)$  θα αυξάνει όσο πλησιάζουμε προς τον απαγωγό ο αντίστοιχος αριθμός των ελεύθερων ηλεκτρονίων ελαττώνεται. Έτσι, στην περίπτωση που  $V_{ch}(x) = V_G - V_{Tn}$  τότε το φορτίο σε κάποιο σημείο του καναλιού  $x = x_{sat}$  θα γίνει μηδέν,  $Q_{ch}(x_{sat}) = 0$ . Επειδή όμως το φορτίο ελλάτνεται όσο πλησιάζουμε στον απαγωγό θα πρέπει, σύμφωνα με την **εξ. 5.24** η ταχύτητα ολίσθισης να αυξάνει ώστε το ρεύμα να παραμένει σταθερό. Ο αναγνώστης μπορεί να βρει περισσότερα επ αυτού στο Παράρτημα **Παρατήρηση 5.14**.

Η ταχύτητα των φορτίων σε απόσταση  $x$  από την πηγή δίνεται από τη εξίσωση

$$v_n(x) = \mu_n E(x) \quad \text{εξ. 5.27}$$

όπου  $\mu_n$  είναι η ευκινησία των ηλεκτρονίων και  $E(x)$  είναι το διαμήκες ηλεκτρικό πεδίο σε απόσταση  $x$  από την πηγή. Το  $E(x)$  δίνεται από τη εξίσωση

$$E(x) = -\frac{dV_{ch}(x)}{dx} \quad \text{εξ. 5.28}$$

Με βάση τις **εξ. 5.27**, **εξ. 5.28**, η ταχύτητα των ηλεκτρονίων θα είναι

$$v_n(x) = -\mu_n \frac{dV_{ch}(x)}{dx} \quad \text{εξ. 5.29}$$

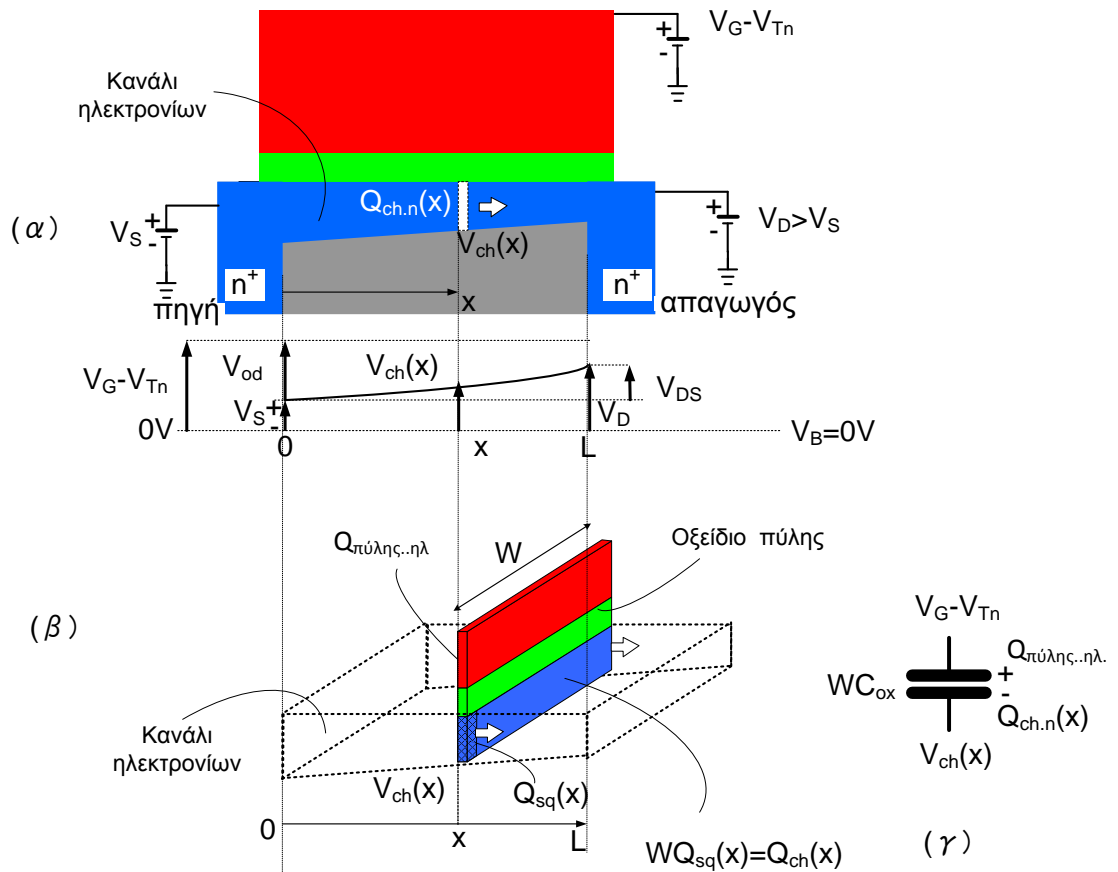
Από τις: **εξ. 5.24**, **εξ. 5.26** και **εξ. 5.29**, το ρεύμα των ηλεκτρονίων από την πηγή στον απαγωγό θα είναι

$$I_{SD} = -\mu_n WC_{ox} [V_G - V_{Tn} - V_{ch}(x)] \frac{dV_{ch}(x)}{dx} \quad \text{εξ. 5.30}$$

ή

$$I_{DS} = \mu_n WC_{ox} \left[ (V_G - V_{Tn}) \frac{dV_{ch}(x)}{dx} - \frac{1}{2} \frac{dV_{ch}^2(x)}{dx} \right] \quad \text{εξ. 5.31}$$

Η **εξ. 5.31** έχει προκύψει από την **εξ. 5.30**, απαλείφοντας το αρνητικό πρόσημο και αντιστρέφοντας την φορά του ρεύματος από  $I_{SD}$  σε  $I_{DS}$ . Για την μέγιστη μεταβολή της απόστασης  $x$  από την πηγή η οποία είναι ίση με το μήκος του καναλιού, δηλ.  $dx=L$ , η αντίστοιχη μεταβολή του δυναμικού του καναλιού θα είναι  $dV_{ch} = V_{ch}(L) - V_{ch}(0) = V_D - V_S$ .



Σχήμα 5-21 (α,β) Φορτίο καναλιού  $Q_{ch}(x)$  και δυναμικό ανά μήκος καναλιού και (γ) χωρητικότητα πύλης  $WC_{ox}$  ανά μονάδα μήκους.

Με βάση αυτά, το ρεύμα  $I_{DS}$  θα δίνεται από την επόμενη εξίσωση:

$$I_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[ (V_G - V_{Tn})(V_D - V_S) - \frac{1}{2}(V_D^2 - V_S^2) \right] \quad \text{εξ. 5.32}$$

όταν  $V_{DS} < V_{GS} - V_{Tn}$

Όλες οι τάσεις στην παραπάνω εξίσωση έχουν θεωρηθεί ότι έχουν σαν αναφορά το δυναμικό του υποστρώματος  $V_B$  το οποίο για λόγους απλότητας τέθηκε ίσο με το μηδέν. Όπως θα δούμε στα επόμενα κεφάλαιο είναι πιο χρήσιμο όλες οι τάσεις που εφαρμόζονται στους ακροδέκτες ενός MOS να έχουν σαν αναφορά την τάση στην πηγή. Έτσι, η **εξ. 5.32** μπορεί να μετασχηματιστεί ως εξής

$$I_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_{Tn})V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2 \right] \quad \text{εξ. 5.33}$$

Συνθήκη τριόδου  $V_{DS} < V_{GS} - V_{Tn}$

Όταν το κανάλι δεν έχει κλείσει ακόμα δηλ. υπάρχουν ελεύθερα ηλεκτρόνια από την πηγή μέχρι τον απαγωγό και το τρανζίστορ θεωρείται ότι λειτουργεί στη τριόδο (ή στη γραμμική περιοχή).

### Παρατήρηση 5.7

Το ρεύμα  $I_{DS}$  που έχει οριστεί ως το ρεύμα που ρέει από τον απαγωγό προς την πηγή ονομάζεται και απλά ως ρεύμα απαγωγού.

Ας θεωρήσουμε στη συνέχεια ότι το κανάλι έχει στραγγαλιστεί δηλ.  $V_{DS} > V_{DS.sat}$ . Από την πηγή μέχρι το σημείο  $x_{sat}$  η μεταβολή του δυναμικού του καναλιού θα είναι  $\Delta V_{ch} = V_{ch}(x_{sat}) - V_{ch}(0) = V_G - V_{Tn} - V_S$ . Η απόσταση από το σημείο  $x_{sat}$  μέχρι τον απαγωγό δεν έχει ελεύθερα ηλεκτρόνια (**Πίνακας 5.3**), και έτσι δεν συνεισφέρει με ηλεκτρόνια στο ρεύμα των ηλεκτρονίων. Χρησιμοποιώντας τα παραπάνω και την **εξ. 5.31**, το ρεύμα  $I_{DS}$  θα δίνεται από την επόμενη εξίσωση:

$$I_{DS} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} \left\{ (V_G - V_{Tn})(V_G - V_{Tn} - V_S) - \left[ \frac{1}{2}(V_G - V_{Tn})^2 - V_S^2 \right] \right\}$$

όταν  $V_{DS} > V_{GS} - V_{Tn}$

εξ. 5.34

ή

$$I_{DS} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tn})^2$$

Συνθήκη κόρου  $V_{DS} > V_{GS} - V_{Tn}$

εξ. 5.35

Η **εξ. 5.35** έχει προκύψει από την **εξ. 5.34**, θεωρώντας ότι όλες οι τάσεις έχουν αναφορά το δυναμικό στην πηγή. Σε αυτή την περίπτωση το ρεύμα  $I_{DS}$  ονομάζεται ρεύμα κόρου επειδή παραμένει σταθερό (έχει φτάσει σε κόρο) όσο και αν αυξάνει η τάση  $V_{DS}$ .

Η **εξ. 5.35** ονομάζεται επίσης τετραγωνικός νόμος ή τετραγωνική χαρακτηριστική ρεύματος-τάσης ενός nMOS που λειτουργεί στον κόρο (*quadrature I/V characteristic*). Η **εξ. 5.35** ουσιαστικά περιγράφει ότι το ρεύμα  $I_{DS}$  δεν εξαρτάται από τη διαφορά δυναμικού μεταξύ απαγωγού και πηγής και το nMOS θεωρείται ότι θα λειτουργεί ως πηγή ρεύματος. Ας μην ξεχνάμε ότι το ρεύμα μιας ιδανικής πηγής ρεύματος δεν εξαρτάται από την τάση στα άκρα της.

Ο παράγοντας  $\mu_n C_{ox}$  ονομάζεται παράγοντας κέρδους  $K_n$  (*gain factor*) ενός nMOS τρανζίστορ, δηλ.:

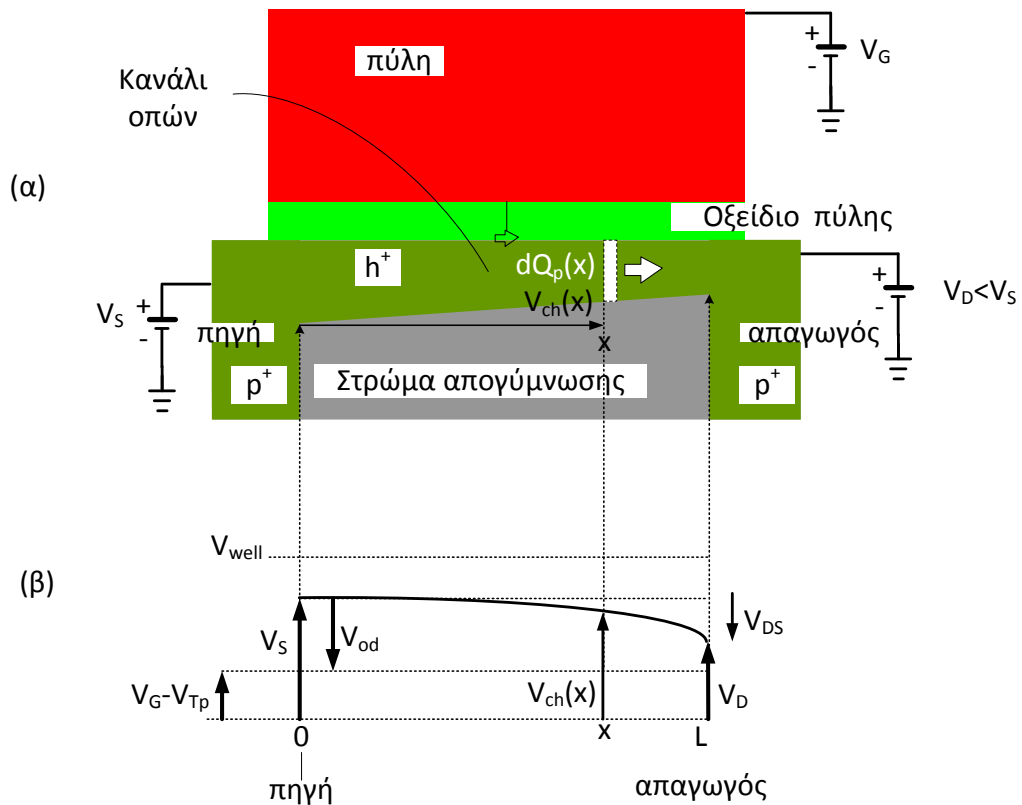
$$K_n = \mu_n C_{ox} \quad [\mu A/V^2] \quad \text{εξ. 5.36}$$

Ο παράγοντας κέρδους  $K_n$  ουσιαστικά καθορίζει το κέρδος ρεύματος ενός nMOS, δηλ. το συντελεστή μετατροπής της διαφοράς δυναμικού  $V_{GS} - V_{Tn}$  σε ένα αντίστοιχο ρεύμα  $I_{DS}$ . Είναι μια πολύ σημαντική παράμετρος για ένα τρανζίστορ η οποία εξαρτάται προφανώς από τη τεχνολογία κατασκευής.

## 5.7 Δυναμικό καναλιού και ρεύμα οπών των pMOS τρανζίστορ

Σε αυτή την παράγραφο θα αναλύσουμε συνοπτικά το δυναμικό του καναλιού για pMOS τρανζίστορ. Θα θεωρήσουμε ότι το τρανζίστορ βρίσκεται στην

αγωγή και επίσης εφαρμόζεται μια διαφορά δυναμικού μεταξύ πηγής και απαγωγού. Έχουμε επίσης θεωρήσει ότι η τάση στον απαγωγό είναι μικρότερη από την τάση στην πηγή. Λόγω της διαφοράς δυναμικού πύλης-πηγαδιού εμφανίζεται ένα εγκάρσιο πεδίο μεταξύ  $n$  πηγαδιού - πηγής. Επίσης εξαιτίας της διαφοράς δυναμικού μεταξύ απαγωγού και πηγής θα εμφανίζεται ένα διαμήκες πεδίο μεταξύ απαγωγού - πηγής.



Σχήμα 5-22 α) Μεγέθυνση της περιοχής (τομή) του καναλιού ενός pMOS, και β) δυναμικό καναλιού  $V_{ch}(x)$  κατά μήκος του καναλιού.

Στο **Σχήμα 5-22α** παρουσιάζεται πως διαμορφώνεται το κανάλι των οπών λόγω της συνύπαρξης των δύο αυτών πεδίων. Όπως παρατηρούμε, η συγκέντρωση των οπών είναι μεγαλύτερη κοντά στην νησίδα της πηγής και ελαττώνεται βαθμιαία όσο πλησιάζουμε προς την νησίδα του απαγωγού. Έτσι, η αντίσταση του καναλιού θα αυξάνεται όσο πλησιάζουμε προς τον απαγωγό αφού ελαττώνεται ο αριθμός των ελεύθερων οπών με αποτέλεσμα ο ρυθμός μείωσης του δυναμικού  $V_{ch}(x)$  θα γίνεται μεγαλύτερος όσο πλησιάζουμε την νησίδα του απαγωγού.

Μειώνοντας περισσότερο το  $V_D$  ως προς το  $V_S$ , το κανάλι των ελεύθερων οπών μορφοποιείται ακόμα περισσότερο με αποτέλεσμα το κανάλι των οπών να στενεύει ακόμα περισσότερο προς την νησίδα του απαγωγού, ενώ το δυναμικό του καναλιού ελαττώνεται περισσότερο. Προφανώς, όπως άλλωστε και στα nMOS τρανζίστορ, υπάρχει κάποια τιμή του  $V_{DS}$  όπου το κανάλι θα κλείσει εντελώς.

Στο **Σχήμα 5-23** βλέπουμε τη ροή του ρεύματος των οπών μεταξύ της πηγής και του απαγωγού για  $V_{DS}$  αρνητικό αλλά πολύ μικρό. Λόγω της διαφοράς δυναμικού  $V_{DS}$  έχουμε ροή οπών από την νησίδα της πηγής προς τη νησίδα του απαγωγού. Το ηλεκτρικό ρεύμα  $I_{SD}$  θα έχει την ίδια φορά με εκείνη της ροής των οπών δηλ. από την πηγή προς τον απαγωγό. Προφανώς, όπως και στα nMOS, αν εφαρμόσουμε

μεγαλύτερη τάση υπεροδήγησης στην πύλη του pMOS τότε το βάθος του καναλιού των οπών θα μεγαλώσει με αποτέλεσμα να μεγαλώνει αντίστοιχα το ρεύμα  $I_{SD}$ .

Για να βρούμε το ρεύμα  $I_{SD}$  κάνουμε την αντίστοιχη ανάλυση όπως και για να nMOS τρανζίστορ. Ας θεωρήσουμε ότι το κανάλι των οπών δεν έχει κλείσει εντελώς και υπάρχουν οπές από την πηγή μέχρι τον απαγωγό δηλ. pMOS λειτουργεί στην τριόδο. Ο αριθμός των οπών  $Q_{sq,p}(x)$  σε απόσταση  $x$  από την πηγή που βρίσκεται κάτω από τη στοιχειώδη επιφάνεια πύλης θα είναι

$$Q_{sq,p}(x) = C_{ox} \Delta V = C_{ox} [V_{ch}(x) - (V_G - V_{Tp})] \quad [\text{Cb/m}^2] \quad \text{εξ. 5.37}$$

Έτσι, ο αριθμός των ηλεκτρονίων του καναλιού  $Q_{ch,p}(x)$  ανά μονάδα μήκους σε απόσταση  $x$  από την πηγή προκύπτει αν πολλαπλασιάσουμε το φορτίο  $Q_{sq,p}(x)$  με το πλάτος του καναλιού  $W$ , παίρνοντας ότι

$$Q_{ch,p}(x) = WC_{ox} [V_{ch}(x) - (V_G - V_{Tp})] \quad [\text{Cb/m}] \quad \text{εξ. 5.38}$$

Η ταχύτητα των οπών θα είναι

$$v_p(x) = -\mu_p \frac{dV_{ch}(x)}{dx} \quad \text{εξ. 5.39}$$

όπου  $\mu_p$  είναι η ευκινησία των οπών. Το ρεύμα των οπών από την πηγή προς απαγωγό θα είναι

$$I_{SD} = -\mu_p WC_{ox} [V_{ch}(x) - (V_G - V_{Tp})] \frac{dV_{ch}(x)}{dx} \quad \text{εξ. 5.40}$$

Τελικά, το ρεύμα των οπών  $I_{SD}$ , εκφράζοντας όλες τις τάσεις με αναφορά την τάση στην πηγή, θα δίνεται από την επόμενη εξίσωση

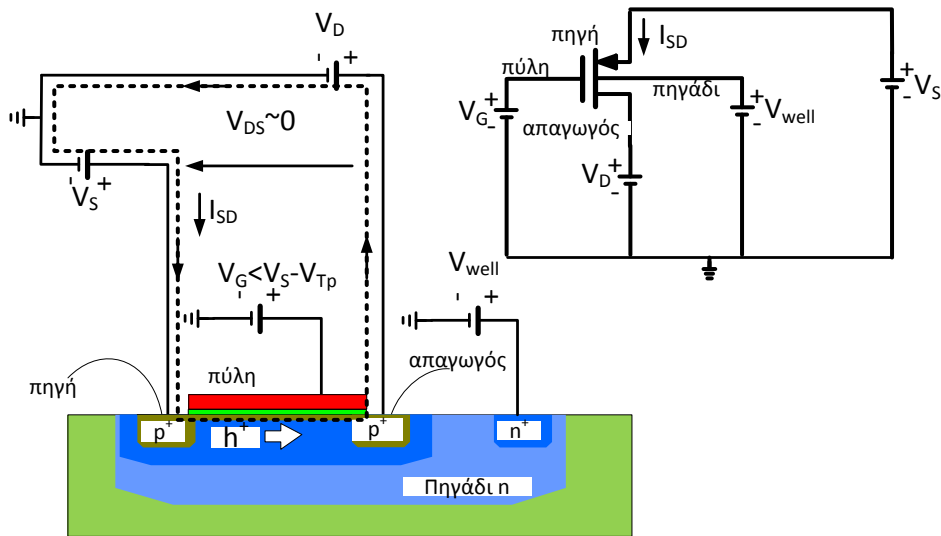
$$I_{SD} = \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_{Tp}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right] \quad \text{εξ. 5.41}$$

Συνθήκη τριόδου  $V_{DS} > V_{DS,sat} = V_{GS} - V_{Tp}$ ,

όπου  $L$  το μήκος του καναλιού. Σε  $\mu_p C_{ox}$  ονομάζεται παράγοντας κέρδους  $K_p$  ενός pMOS τρανζίστορ, δηλ.

$$K_p = \mu_p C_{ox} \quad [\mu\text{A/V}^2] \quad \text{εξ. 5.42}$$

Ο παράγοντας κέρδους  $K_p$  ουσιαστικά καθορίζει το κέρδος ρεύματος ενός pMOS, δηλ. τη μετατροπή της τάσης  $V_{GS}$  σε ένα αντίστοιχο ρεύμα  $I_{SD}$ .



Σχήμα 5-23 Ρεύμα οπών σε ένα pMOS για μικρό  $V_{DS}$

Με βάση την **εξ. 5.37** υπάρχει το φορτίο του καναλιού θα γίνει μηδέν όταν το δυναμικό του καναλιού  $V_{ch}(x)=V_{GS}-V_{Tp}$ . Το κανάλι θα κλείσει αρχικά στη νησίδα του απαγωγού δηλ. σε απόσταση  $x_{sat}=L$  όταν διαφορά δυναμικού απαγωγού-πηγής θα γίνει  $V_{DS}=V_{ch}(L)=V_{GS}-V_{Tp}$ . Η τάση  $V_{DS}$  όπου εμφανίζεται το φαινόμενο το μηδενισμού του φορτίου είναι η  $V_{DS,sat}=V_{GS}-V_{Tp}$  και ονομάζεται τάση κόρου για pMOS τρανζίστορ. Το σημείο  $x_{sat}$  ονομάζεται, κατά τα γνωστά όπως και για τα nMOS τρανζίστορ, σημείο *pinch-off* συμβολίζεται με, και θα ισχύει ότι  $V_{ch}(x_{sat})=0$  και  $Q_{ch}(x_{sat})=0$ . Όταν η τάση απαγωγού-πηγής γίνει μεγαλύτερη από την τάση  $V_{DS,sat}$  το τρανζίστορ θα λειτουργεί στον κόρο ή στη περιοχή κόρου και το ρεύμα  $I_{SD}$  θα δίνεται από την εξίσωση:

$$I_{SD} = \frac{\mu_p C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tp})^2$$

Συνθήκη κόρου  $V_{DS} < V_{DS,sat} = V_{GS} - V_{Tp}$

εξ. 5.43

Παρατηρούμε ξανά ότι το ρεύμα  $I_{SD}$  είναι ανεξάρτητο από τη διαφορά δυναμικού  $V_{DS}$  και ονομάζεται και ρεύμα κόρου επειδή παραμένει σταθερό όσο και αν αυξάνει η τάση  $V_{DS}$ . Η **εξ. 5.43** ονομάζεται τετραγωνικός νόμος ή τετραγωνική χαρακτηριστική ρεύματος-τάσης ενός pMOS που λειτουργεί στον κόρο (*quadrature I/V characteristic*) και θεωρείται ότι θα λειτουργεί όπως μια ιδανική πηγή ρεύματος.

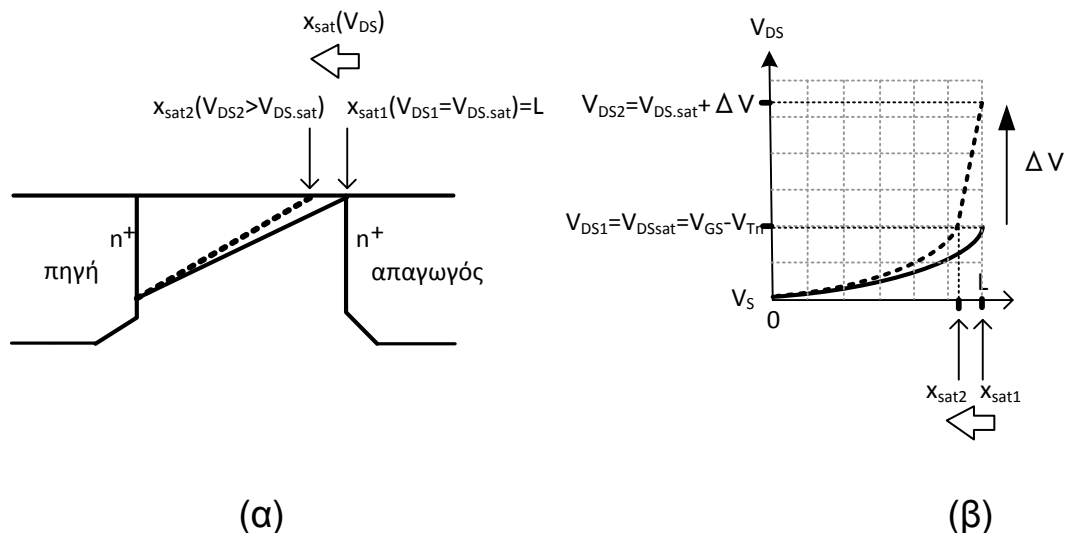
## 5.8 Διαμόρφωση του μήκους του καναλιού

Με βάση τις **εξ. 5.35**, **εξ. 5.43** το ρεύμα κόρου ενός MOS είναι ανεξάρτητο από την  $V_{DS}$  κάτι που σημαίνει ότι όσο και να μεταβληθεί η  $V_{DS}$  τότε το ρεύμα κόρου παραμένει σταθερό. Η ανάλυση που χρησιμοποιήθηκε για τον υπολογισμό του τετραγωνικού νόμου των τρανζίστορ βασίστηκε στο ότι για λειτουργία στον κόρο το σημείο *pinch-off*  $x_{sat}$  παραμένει σταθερό και ακριβώς ίσο με το μήκος του καναλιού



Λ. Στην πραγματικότητα το  $x_{sat}$  επηρεάζεται από τις μεταβολές της  $V_{DS}$  με αποτέλεσμα να επηρεάζεται και το ρεύμα του απαγωγού (Πίνακας 5.2).

Το Σχήμα 5-24 δείχνει ότι όσο το  $V_{DS}$  αυξάνει τόσο το σημείο  $x_{sat}$ , απομακρύνεται ελαφρά από την περιοχή του απαγωγού και μετακινείται προς την περιοχή της πηγής. Στη περιοχή του καναλιού από το σημείο  $x_{sat}$  μέχρι τον απαγωγό ( $x_{sat}:L$ ) η συγκέντρωση των ελεύθερων ηλεκτρονίων είναι μηδενική ενώ από την πηγή μέχρι το  $x_{sat}$  ( $0:x_{sat}$ ), η περιοχή είναι γεμάτη με ηλεκτρόνια (Πίνακας 5.2). Αυτό σημαίνει ότι η αντίσταση της περιοχής  $x_{sat}:L$  θα είναι πολύ μεγαλύτερη από την αντίσταση του καναλιού, δηλ. της περιοχής  $x_{sat}:L$ . Η τάση  $V_{DS}$  η οποία εφαρμόζεται μεταξύ απαγωγού-πηγής θα προκαλεί πολύ μεγαλύτερη πτώση τάσης στην περιοχή  $x_{sat}:L$  από ότι στο κανάλι. Έτσι, το σημείο  $x_{sat}$  θα μετατοπίζεται πολύ λίγο ακόμα και για μεγάλες τιμές της  $V_{DS}$ . Όπως έχουμε αναλύσει το δυναμικό καναλιού στο σημείο  $x_{sat}$  θα είναι ίσο με την τάση κόρου δηλ.  $V_{ch}(x_{sat})=V_{DS.sat}=V_{GS}-V_{Tn}$ . Στο Σχήμα 5-24β φαίνεται η ελαφρά μετατόπιση του σημείου  $x_{sat}$  και το δυναμικό του καναλιού για δύο περιπτώσεις  $V_{DS}$ , όπου  $V_{DS2} > V_{DS1}$ .



Σχήμα 5-24 (α) μετατόπιση του σημείου  $x_{sat}$  και (β) δυναμικού κατά μήκος πηγής-απαγωγού για  $V_{DS1}=V_{DS.sat}$  και  $V_{DS2}>V_{DS.sat}$ .

Έτσι, όσο αυξάνεται η τάση  $V_{DS}$  (για λειτουργία στον κόρο) τόσο το μήκος του καναλιού όπου υπάρχουν φορείς θα ελαττώνεται ελαφρώς. Οπότε, θεωρώντας ότι το ενεργό μήκος του καναλιού  $x_{sat}$  είναι εκείνο που περιλαμβάνει ελεύθερους φορείς αυτό θα ελαττώνεται ελαφρά όσο το  $V_{DS}$  αυξάνει. Το φαινόμενο της ελάττωσης του μήκους του καναλιού ενός MOS λόγω της αύξησης του  $V_{DS}$  ονομάζεται διαμόρφωση μήκους καναλιού (*channel length modulation*). Είναι σκόπιμο εδώ να επισημάνουμε ξανά ότι η τάση  $V_{GS}$  διαμορφώνει σε πολύ μεγαλύτερο βαθμό το βάθος του καναλιού από ότι η  $V_{DS}$  διαμορφώνει το ενεργό μήκος του καναλιού.

### Παρατήρηση 5.8 Η επίδραση της $V_{ds}$ στο ρεύμα κόρου είναι φαινόμενο 2<sup>ης</sup> τάξης

Η επίδραση της  $V_{ds}$  στο ρεύμα κόρου θεωρείται ότι είναι φαινόμενο 2<sup>ης</sup> τάξης γιατί επηρεάζει το ρεύμα σε πολύ μικρότερο βαθμό σε σχέση με της μεταβολές της  $V_{GS}$ .

---

Ας θεωρήσουμε ότι το ενεργό μήκος του καναλιού δίνεται από την επόμενη σχέση:

$$x_{sat} = L - \Delta L \quad [\mu\text{m}] \quad \text{εξ. 5.44}$$

δηλ. είναι μικρότερο κατά  $\Delta L$  από το επιθυμητό (σχεδιαστικό) μήκος του καναλιού  $L$  ( δηλ. το μήκος για το οποίο έχει σχεδιαστεί το τρανζίστορ) λόγω της επίδρασης της τάσης  $V_{DS}$ . Η **εξ. 5.44** μπορεί να αναπτυχθεί σε σειρά Taylor γύρω από το μηδεν ως:

$$\frac{1}{x_{sat}} \approx \frac{1}{L} \left(1 + \frac{\Delta L}{L}\right) \quad \text{εξ. 5.45}$$

Χωρίς βλάβη της γενικότητας μπορούμε να θεωρήσουμε ότι η σχετική μεταβολή του μήκους του καναλιού  $\Delta L/L$  είναι προσεγγιστικά ανάλογη της τάσης  $V_{DS}$ , δηλ.:

$$\frac{\Delta L}{L} = \lambda_n V_{DS} \quad \text{εξ. 5.46}$$

Ο παράγοντας  $\lambda_n$ , με μονάδες  $V^{-1}$ , ονομάζεται παράγοντας διαμόρφωσης μήκους καναλιού (*channel length modulation factor*) για nMOS τρανζίστορ. Αξίζει να σημειωθεί ότι ο παράγοντας  $\lambda$  έχει θεωρηθεί σε πρώτη προσέγγιση ότι παραμένει σταθερός και ανεξάρτητος από τις διαστάσεις του τρανζίστορ. Αντικαθιστώντας την **εξ. 5.46**, στην **εξ. 5.35** θα έχουμε

$$I_{DS} = \frac{K_n}{2} \frac{W}{x_{sat}} (V_{GS} - V_{Tn})^2 = \frac{K_n}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tn})^2 (1 + \lambda_n V_{DS}) \quad \text{εξ. 5.47}$$

δηλ. το ρεύμα κόρου εξαρτάται και από το  $V_{DS}$  μέσω του παράγοντα  $\lambda_n$ . Τυπικές τιμές του παράγοντα  $\lambda_n$  είναι  $0.02V^{-1}$  -  $0.05V^{-1}$  (ανάλογα με τη τεχνολογία) δηλ. είναι σχετικά μικρές κάτι που αντικατοπτρίζει την ελαφρά μετατόπιση του σημείου  $x_{sat}$  προς την περιοχή της πηγής.

Τα αντίστοιχα ισχύουν για τα pMOS τρανζίστορ όπου ο παράγοντας διαμόρφωσης καναλιού συμβολίζεται ως  $\lambda_p$  και η εξίσωση του τετραγωνικού νόμου θα είναι

$$I_{SD} = \frac{K_p}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tp})^2 (1 - \lambda_p V_{DS}) \quad \text{εξ. 5.48}$$

όπου  $\lambda_p$  είναι ο παράγοντας διαμόρφωσης του μήκους του καναλιού για τα pMOS τρανζίστορ.

---

**Παρατήρηση 5.9** Όσο μεγαλύτερο είναι το μήκος καναλιού τόσο η επίδραση της διαμόρφωσης του μήκους του καναλιού ελαττώνεται

Στην πράξη ο παράγοντας διαμόρφωσης του μήκους του καναλιού εξαρτάται και από το ίδιο το μήκος του καναλιού. Για να βρούμε αυτή την εξάρτηση ως θεωρήσουμε ότι επιβάλλουμε την τάση  $V_{DS}$  μεταξύ απαγωγού και πηγής. Η τάση αυτή θα μετακινεί ελαφρά το  $x_{sat}$  προς την πηγή κατά μια σταθερή τιμή κάτι που σημαίνει ότι όσο μεγαλύτερο είναι το σχεδιαστικό μήκος  $L$  του καναλιού τόσο η διαφορά  $L-x_{sat}$  θα μικραίνει. Με άλλα λόγια όσο το σχεδιαστικό μήκος καναλιού  $L$  είναι σχετικά μεγάλο τόσο το η σχετική μεταβολή  $\Delta L/L$  μικραίνει. Οπότε, η διαμόρφωση του μήκους του καναλιού θα ελαττώνεται καθώς θα εξαρτάται από την τιμή του  $L$  με τρόπο αντίστροφα ανάλογο. Για να εισάγουμε την εξάρτηση από το μήκος του καναλιού θα θεωρήσουμε ότι οι παράγοντες διαμόρφωσης του μήκους του καναλιού δίνονται από την επόμενη προσεγγιστική εξίσωση:

$$\lambda_{n,p} \approx \lambda_{n0,p0} \left( 1 + \frac{L_{min}}{L} \right) \quad \text{εξ. 5.49}$$

όπου  $\lambda_{n0}$  και  $\lambda_{p0}$  είναι παράγοντες διαμόρφωσης του μήκους καναλιού για nMOS και pMOS τρανζίστορ, αντίστοιχα, όταν το μήκος του καναλιού είναι αρκετά μεγάλο. Παρατηρούμε ότι για  $L \gg L_{min}$  το  $\lambda_{n,p}$  τείνει να γίνει ίσο με  $\lambda_{n0,p0}$  πράγμα που σημαίνει ότι δεν χρειάζεται να χρησιμοποιούμε μεγάλο  $L$  για να επιτύχουμε μεγάλο  $\lambda_{n,p}$ , συνήθως  $L \geq 5 \times L_{min}$  είναι αρκετό.

## 5.9 Συμπληρωματικότητα στη λειτουργία nMOS και pMOS τρανζίστορ

Στις προηγούμενες παραγράφους είδαμε ότι και τα δύο συμπληρωματικά είδη τρανζίστορ έχουν αντίστοιχες περιοχές αναστροφής και περιοχές λειτουργίας. Ο Πίνακας 5.3 παρουσιάζει συγκεντρωτικά τις εξισώσεις του ρεύματος των τρανζίστορ σε διαφορετικές περιοχές λειτουργίας. Το πρώτο που μπορούμε να παρατηρήσουμε είναι η συμπληρωματικότητα των τρανζίστορ όσον αφορά την συνθήκη αποκοπής και αγωγής. Τα nMOS άγουν για τάσεις  $V_{GS}$  μεγαλύτερες της  $V_{Tn}$  ενώ τα pMOS για τάσεις  $V_{GS}$  μικρότερες της  $V_{Tp}$ . Επίσης η συμπληρωματικότητα των τρανζίστορ εφαρμόζεται και για τη συνθήκη που καθορίζει την λειτουργία στον κόρου καθώς τα nMOS απαιτούν  $V_{DS} > V_{DS,sat}$  ενώ τα pMOS  $V_{DS} < V_{DS,sat}$ .

Πίνακας 5.3 Συμπληρωματικότητα εξισώσεων nMOS και pMOS

nMOS		
Αποκοπή $V_{GS} < V_{Tn}$	Αγωγή: $V_{GS} > V_{Tn}$	
	Τρίοδος: $V_{DS} < V_{GS} - V_{Tn}$	Κόρος: $V_{DS} > V_{GS} - V_{Tn}$
$I_{DS} = 0$	$I_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_{Tn}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$	$I_{DS} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tn})^2 (1 + \lambda_n V_{DS})$

pMOS		
Αποκοπή $V_{GS} > V_{Tp}$	Αγωγή: $V_{GS} < V_{Tp}$	
	Τρίοδος: $V_{DS} > V_{GS} - V_{Tp}$	Κόρος: $V_{DS} < V_{GS} - V_{Tp}$
$I_{DS} = 0$	$I_{SD} = \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_{Tp}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$	$I_{SD} = \frac{\mu_p C_{ox} W}{2 L} (V_{GS} - V_{Tp})^2 (1 - \lambda_p V_{DS})$

Για μια τυπική τεχνολογία CMOS 0.35μm οι παράγοντες κέρδους είναι περίπου  $K_n=170\mu A/V^2$  και  $K_p=58\mu A/V^2$ . Με βάση τις **εξ. 5.36** και **εξ. 5.43**, επειδή ο πυκνωτής οξειδίου  $C_{ox}$  κατασκευάζεται ώστε να είναι ίδιος για nMOS και pMOS, ο λόγος  $K_n/K_p$  ισούται με τον λόγο των ευκινησιών των ηλεκτρονίων και των οπών, δηλ.:

$$\frac{K_n}{K_p} = \frac{\mu_n}{\mu_p} \quad \text{εξ. 5.50}$$

Η ευκινησία των ηλεκτρονίων και των οπών σε μια τυπική τεχνολογία CMOS 0.35μm είναι  $\mu_n=370\text{cm}^2/V\cdot\text{s}$  και  $\mu_p=126\text{cm}^2/V\cdot\text{s}$ . Οπότε ο λόγος  $\mu_n/\mu_p$  είναι περίπου 3 με αποτέλεσμα και ο λόγος  $K_n/K_p$ . Αυτό σημαίνει ότι το κέρδος ρεύματος είναι περίπου τρεις φορές μεγαλύτερο σε ένα nMOS σε σχέση με ένα pMOS.

Ο **Πίνακας 5.4** και ο **Πίνακας 5.5** παρουσιάζει τυπικές τιμές τεχνολογικών παραμέτρων για τα δύο είδη τρανζίστορ για μια τυπική τεχνολογία CMOS 0.35μm. Η τάση κατωφλίου είναι θετική για ένα nMOS με τιμή περίπου 0.5V και αρνητική για ένα pMOS με τιμή περίπου -0.65V. Η ευκινησία των ηλεκτρονίων  $\mu_n$  είναι περίπου τρεις φορές μεγαλύτερη από την ευκινησία των οπών  $\mu_p$ . Για αυτόν το λόγο ο παράγοντας κέρδους των nMOS είναι περίπου τρεις φορές μεγαλύτερος από τον αντίστοιχο για ένα pMOS.

Πίνακας 5.4 Τυπικές τεχνολογικές παράμετροι nMOS τρανζίστορ για CMOS 0.35μm				
Παράμετρος	Ορολογία	Σύμβολο	Τιμή	Μονάδες
Τάση κατωφλίου	Threshold voltage	$V_{Tn}$	0.5	V
Ενεργός ευκινησία	Effective mobility	$\mu_n$	370	$\text{cm}^2/V\cdot\text{s}$
Κέρδος ρεύματος	Gain factor	$K_n=\mu_n C_{ox}$	170	$\mu A/V^2$
Παράγοντας επίδρασης υποστρώματος	Body effect factor	$\gamma$	0.25	$1/V^{1/2}$
Παράγοντας διαμόρφωσης μήκους καναλιού	Channel length modulation factor	$\lambda_n$	0.05	1/V

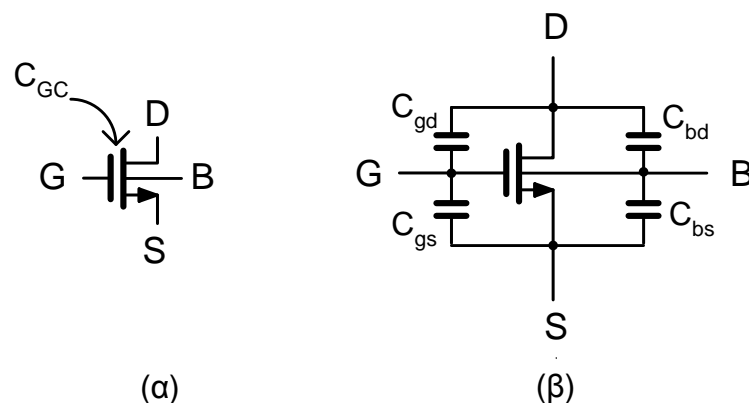
Πίνακας 5.5 Τυπικές τεχνολογικές παράμετροι pMOS τρανζίστορ για CMOS 0.35μm				
Παράμετρος	Ορολογία	Σύμβολο	Τιμή	Μονάδες
Τάση κατωφλίου	Threshold voltage	$V_{Tp}$	-0.65	V

Ενεργός ευκινησία	Effective mobility	$\mu_p$	126	$\text{cm}^2/\text{Vs}$
Κέρδος ρεύματος	Gain factor	$K_p = \mu_p C_{ox}$	58	$\mu\text{A}/\text{V}^2$
Παράγοντας επίδρασης υποστρώματος	Body effect factor	$\gamma$	0.25	$1/\text{V}^{1/2}$
Παράγοντας διαμόρφωσης μήκους καναλιού	Channel length modulation factor	$\lambda_p$	0.08	$1/\text{V}$

### 5.10 Χωρητικότητες των MOS τρανζίστορ

Στην **παράγραφο 3.4** ασχοληθήκαμε με τη χωρητικότητα της πύλης, ή τη χωρητικότητα πύλης-καναλιού. Το κανάλι όμως δεν αποτελεί ακροδέκτη σε ένα τρανζίστορ, όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 5-25α**, με αποτέλεσμα η χωρητικότητα πύλης δεν είναι χρήσιμη στην ανάλυση κυκλωμάτων. Είναι προτιμότερο να εκφράσουμε τις χωρητικότητες που εμφανίζονται μεταξύ των ακροδεκτών ενός τρανζίστορ (*terminal capacitances*), όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 5-25β**.

Στην ενότητα αυτή θα ασχοληθούμε με τις πιο σημαντικές χωρητικότητες που εμφανίζονται μεταξύ των ακροδεκτών των MOS τρανζίστορ. Στο **Σχήμα 5-26** βλέπουμε την τομή και αναπαράσταση σε τρεις διαστάσεις ενός nMOS τρανζίστορ.



Σχήμα 5-25 (α) Χωρητικότητα πύλης-καναλιού  $C_{GC}$  (β) αναγωγή της  $C_{GC}$  σε αντίστοιχες χωρητικότητες μεταξύ των ακροδεκτών ενός τρανζίστορ.

Πριν προχωρήσουμε στην ανάλυση των χωρητικοτήτων πρέπει να κάνουμε μια παρατήρηση. Το μήκος επικάλυψης  $L_D$  (*overlap length*) των νησίδων της πηγής και του απαγωγού και το μήκος του καναλιού  $L$  για το οποίο έχει σχεδιαστεί το τρανζίστορ συνδέονται με την επόμενη εξίσωση

$$L_{eff} = L - 2L_D \quad \text{εξ. 5.51}$$

όπου  $L_{eff}$  είναι το ενεργό μήκος του καναλιού, δηλ. το πραγματικό μήκος του καναλιού και επίσης για λόγους απλότητας το μήκος επικάλυψης των νησίδων της

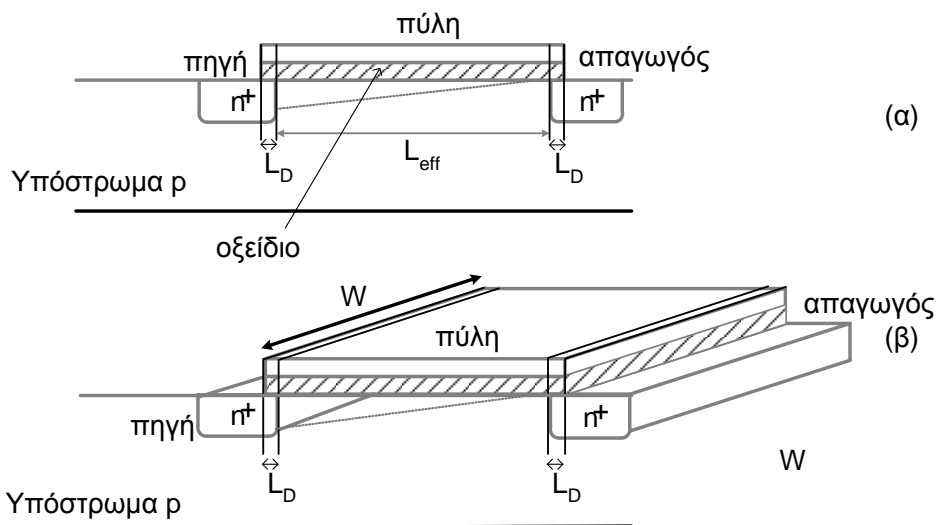
πηγής και του απαγωγού θεωρείται ότι είναι το ίδιο. Να σημειωθεί ότι το μήκος επικάλυψης  $L_D$  δεν το γνωρίζουμε ποτέ με ακρίβεια.

Ας επανέλθουμε στον υπολογισμό των χωρητικότητων που εμφανίζονται μεταξύ των ακροδεκτών. Η χωρητικότητα της πύλης-καναλιού  $C_{GC}$  είναι ουσιαστικά η χωρητικότητα που ελέγχει το φορτίο του καναλιού. Οι χωρητικότητες επικάλυψης πύλης-πηγής  $C_{gs.ov}$  και πύλης-απαγωγού  $C_{gd.ov}$  ονομάζονται παρασιτικές χωρητικότητας και δίνονται από την επόμενη εξίσωση

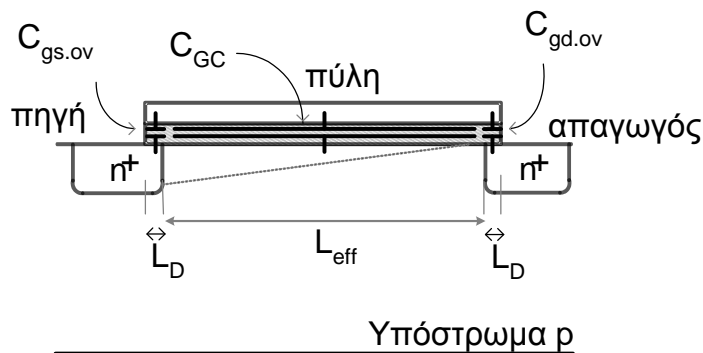
Πυκνωτές  
επικάλυψης

$$C_{gs.ov} = C_{gd.ov} = C_{ox}L_DW \quad [fF] \quad \text{εξ. 5.52}$$

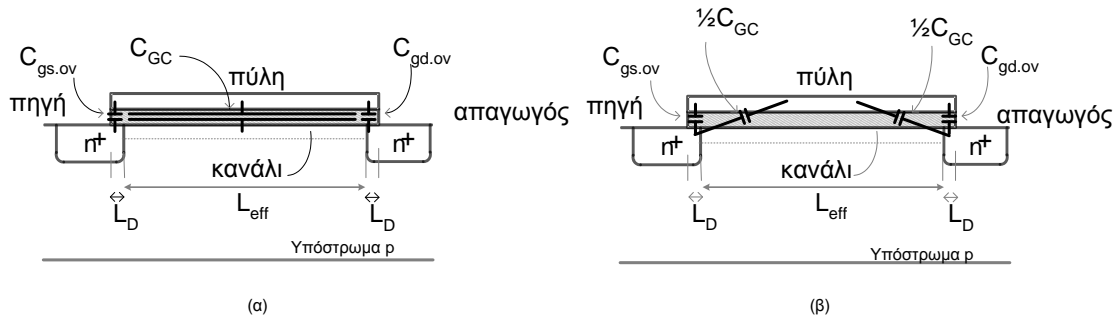
Το γινόμενο  $C_{ox}L_D$  σε fF/ $\mu\text{m}$  είναι η χωρητικότητα επικάλυψης πύλης-πηγής και πύλης-απαγωγού ανά μονάδα μήκος.



Σχήμα 5-26 Μήκος επικάλυψης  $L_D$  του οξειδίου της πύλης πάνω από τις νησίδες πηγής και απαγωγού. (α) Τομή ενός nMOS τρανζίστορ και (β) αναπαράσταση σε τρεις διαστάσεις.



Σχήμα 5-27 Παρασιτικές χωρητικότητες επικάλυψης πύλης-πηγής  $C_{gs.ov}$  και πύλης απαγωγού  $C_{gd.ov}$ .



Σχήμα 5-28 Συνεισφορά της  $C_{GC}$  στους ακροδέκτες πηγής και απαγωγού όταν το τρανζίστορ λειτουργεί στην τρίοδο. Οι παρασιτικές χωρητικότητες επικάλυψης δεν εξαρτώνται από την περιοχή λειτουργίας.

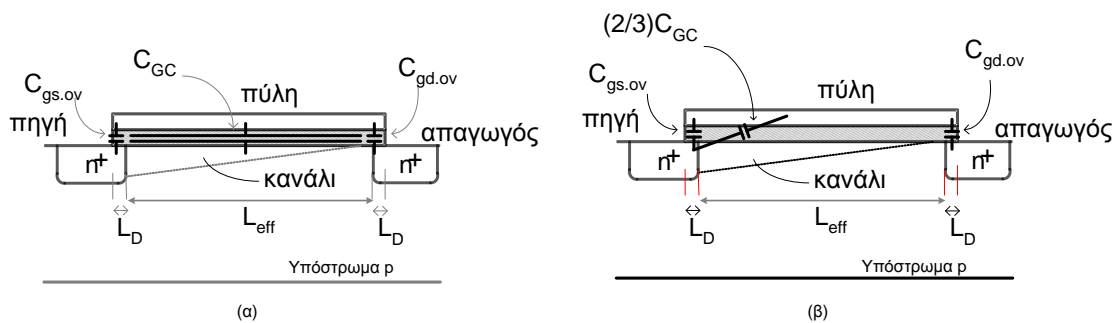
Στη συνέχεια θα πρέπει να βρούμε ποια θα είναι η συνεισφορά της χωρητικότητας  $C_{GC}$  στη χωρητικότητα μεταξύ πύλης και πηγής. Η συνεισφορά αυτή δεν είναι τόσο εύκολα να βρεθεί καθώς εξαρτάται από την περιοχή λειτουργίας του τρανζίστορ. Στη περίπτωση που το τρανζίστορ λειτουργεί στην τρίοδο τότε το φορτίο του καναλιού βρίσκεται σε ολόκληρο το μήκος του καναλιού και συνδέει την νησίδα του απαγωγού με αυτήν της πηγής. Έτσι, η χωρητικότητα πύλης-καναλιού μπορούμε να θεωρήσουμε ότι μοιράζεται ισομερώς μεταξύ των ακροδεκτών πύλης και απαγωγού, όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 5-28**. Σε αυτή την περίπτωση η χωρητικότητα πύλης-πηγής θα δίνεται από την επομένη εξίσωση

$$C_{gs} = C_{gs.ov} + \frac{C_{ox.total}}{2} = C_{ox}WL_D + \frac{1}{2}C_{ox}WL_{eff} \approx \frac{1}{2}C_{ox}WL_{eff} \quad \text{εξ. 5.53}$$

Ενώ η χωρητικότητα πύλης-απαγωγού θα δίνεται από

$$C_{gd} = C_{gd.ov} + \frac{C_{ox.total}}{2} = C_{ox}WL_D + \frac{1}{2}C_{ox}WL_{eff} \approx \frac{1}{2}C_{ox}WL_{eff} \quad \text{εξ. 5.54}$$

Για τις δύο παραπάνω εξισώσεις έχει θεωρηθεί ότι  $C_{gs.ov} \ll 1/2C_{GC}$  και η χωρητικότητα πύλης-καναλιού δίνεται από την σχέση  $C_{GC} = C_{ox}WL_{eff}$ . Προφανώς το μήκος καναλιού έχει αντικατασταθεί με το  $L_{eff}$  διότι αυτό είναι το πραγματικό μήκος του καναλιού.



Σχήμα 5-29 Συνεισφορά της  $C_{GC}$  στους ακροδέκτες πηγής και απαγωγού όταν το τρανζίστορ λειτουργεί στο κόρο. Οι παρασιτικές χωρητικότητες επικάλυψης δεν εξαρτώνται από την περιοχή λειτουργίας.

Όταν το τρανζίστορ λειτουργεί στον κόρο τότε το κανάλι είναι ασυνεχές, **Σχήμα 5-29**, και κοντά στο απαγωγό δεν υπάρχει κανάλι ηλεκτρονίων. Είναι λογικό ότι η συνεισφορά της  $C_{GC}$  στην  $C_{gs}$  θα είναι μεγαλύτερη από ότι στην  $C_{gd}$ . Σε αυτή την περίπτωση η χωρητικότητα πύλης-πηγής θα δίνεται από την επομένη εξίσωση

$$C_{gs} = C_{gs.ov} + \frac{2}{3} C_{GC} = C_{ox}WL_D + \frac{2}{3} C_{ox}WL_{eff} \approx \frac{2}{3} C_{ox}WL_{eff} \quad \text{εξ. 5.55}$$

Ενώ η χωρητικότητα πύλης-απαγωγού θα είναι

$$C_{gd} = C_{gs.ov} = C_{ox}WL_D \quad \text{εξ. 5.56}$$

Θεωρούμε προσεγγιστικά ότι η συνεισφορά της  $C_{GC}$  στην  $C_{gs}$  εκφράζεται με τον παράγοντα  $2/3$  ενώ η αντίστοιχη συνεισφορά στην  $C_{gd}$  είναι μηδενική.

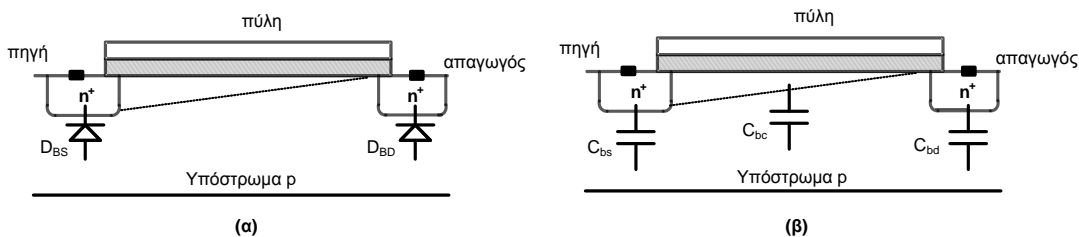
Πίνακας 5.6 Χωρητικότητες $C_{gs}$ , $C_{gd}$ ενός nMOS <sup>(1)</sup>		
Χωρητικότητες	Τρίοδος	Κόρος
$C_{gs}$	$\frac{1}{2} C_{ox}WL_{eff}$	$\frac{2}{3} C_{ox}WL_{eff}$
$C_{gd}$	$\frac{1}{2} C_{ox}WL_{eff}$	$C_{ox}WL_D$

<sup>(1)</sup> Οι αντίστοιχες σχέσεις ισχύουν και για τα pMOS τρανζίστορ

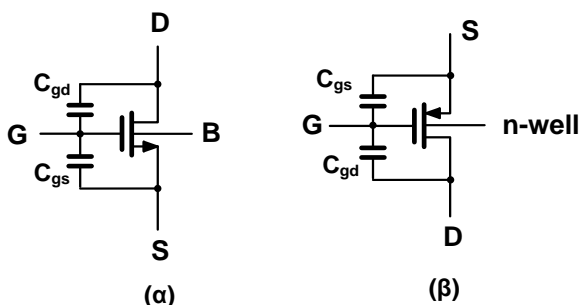
Η πηγή και ο απαγωγός απομονώνονται από το υπόστρωμα εξαιτίας των ανάστροφα πολωμένων διόδων που αναπτύσσονται στις επαφές των νησίδων n-τύπου της πηγής και του απαγωγού με το υπόστρωμα που είναι p-τύπου. Έτσι, ενυπάρχουν οι ανάστροφα πολωμένες διόδοι  $D_{BS}$  και  $D_{BD}$  όπως φαίνεται στο **Σχήμα 5-30α**. Όπως έχουμε αναλύσει στο **κεφάλαιο 2** μια ανάστροφα πολωμένη διάοδος λειτουργεί και ως πυκνωτής, έτσι δημιουργούνται οι χωρητικότητες  $C_{bs}$  και  $C_{bd}$  μεταξύ υποστρώματος-πηγής και υποστρώματος-απαγωγού, αντίστοιχα, όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 5-30β**. Να πούμε σε αυτό το σημείο ότι υπάρχει επίσης η χωρητικότητα μεταξύ υποστρώματος και καναλιού  $C_{bc}$ . Αυτή η χωρητικότητα έχει με την σειρά συνεισφορά στις χωρητικότητες ακροδεκτών  $C_{bs}$  και  $C_{bd}$  όπως έχει η χωρητικότητα πύλης  $C_{GC}$  στις χωρητικότητες ακροδεκτών  $C_{gs}$  και  $C_{gd}$ . Οι χωρητικότητες επαφής  $C_{bs}$  και  $C_{bd}$  είναι αρκετά μικρότερες από τις  $C_{gs}$  και  $C_{gd}$ . Έτσι, σε περιπτώσεις που θέλουμε να αναλύσουμε ένα κύκλωμα είναι συνετό, για να απλοποιήσουμε κάπως την ανάλυση, να αγνοούμε τις χωρητικότητες επαφής.

Στο **Σχήμα 5-31α** και **Σχήμα 5-31β** βλέπουμε τις πιο σημαντικές χωρητικότητες ενός nMOS και ενός pMOS, αντίστοιχα. Από αυτό το σημείο του βιβλίου και στη συνέχεια θα θεωρούμε μόνο τις χωρητικότητες  $C_{gs}$  και  $C_{gd}$  εκτός και μας ζητάνε να συμπεριλάβουμε όλες τις χωρητικότητες.





Σχήμα 5-30(α) Ανάστροφα πολωμένες διόδους  $D_{BS}$  και  $D_{BD}$  που αναπτύσσονται μεταξύ των επαφών του υποστρώματος-πηγής και υποστρώματος-απαγωγού, αντίστοιχα, και (β) χωρητικότητες επαφής  $C_{bs}$  και  $C_{bd}$  μεταξύ υποστρώματος-πηγής και υποστρώματος-απαγωγού, αντίστοιχα.



Σχήμα 5-31(α) Περισσότερο σημαντικές χωρητικότητες ενός nMOS και (β) περισσότερο σημαντικές χωρητικότητες ενός pMOS.

### 5.11 Σημαντικές παρατηρήσεις

**Παρατήρηση 5.10** Η τάση του πηγαδιού σε ένα pMOS πρέπει να είναι ίση ή μεγαλύτερη από την τάση της πηγής.

Για να αποφύγουμε φαινόμενα αγωγής των παρασιτικών διόδων σε ένα pMOS η τάση του πηγαδιού θα πρέπει να είναι μεγαλύτερη ή τουλάχιστον ίση με την τάση της πηγής. Μια καλή λύση είναι η τάση του πηγαδιού να είναι ίση με την υψηλότερη τάση του κυκλώματος δηλ. ίση με την θετική τροφοδοσία όπως, αντίστοιχα, σε ένα nMOS η τάση του υποστρώματος είναι (αναγκαστικά σε αυτή την περίπτωση ) στην γείωση.

Όταν η τάση του πηγαδιού γίνει μικρότερη από την τάση στη πηγή τότε η παρασιτική διάδος μεταξύ πηγής-πηγαδιού θα πολωθεί ορθά. Όσο η διαφορά τάσης μεταξύ πηγής-πηγαδιού είναι μικρότερη από 0.7V (περίπου) τότε το ρεύμα της διόδου πηγής-πηγαδιού είναι μικρό. Όσο όμως πλησιάζει την τιμή των 0.7V τόσο η διάδος πηγής-πηγαδιού άγει περισσότερο με αποτέλεσμα το ρεύμα της διόδου να μεγαλώνει αρκετά κάτι κάτι που αυξάνει τον κίνδυνο να καταστατραφεί το τρανζίστορ.

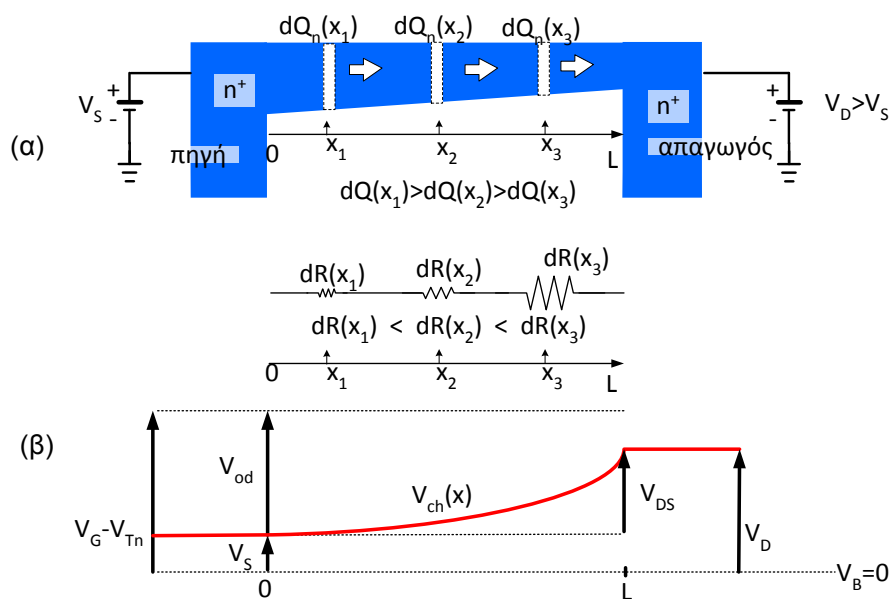
**Παρατήρηση 5.11** Το εγκάρσιο πεδίο στην πηγή είναι σχεδόν ανεξάρτητο από την τάση του απαγωγού.

Κοντά στην πηγή η μεταβολή του δυναμικού έχει σχεδόν σταθερή κλίση γιατί το δυναμικό του απαγωγού δεν είναι τόσο ισχυρό ώστε να επηρεάζει την ένταση του

πεδίου κοντά στην πηγή (η πυκνότητα των δυναμικών γραμμών είναι σταθερή). Ο λόγος που συμβαίνει αυτό είναι γιατί η απόσταση  $L$  μεταξύ απαγωγού και πηγής θεωρείται αρκετά μεγάλη για τα μεγέθη των πεδίων που αναπτύσσονται έτσι ώστε η τάση στον απαγωγό  $V_D$  να μην επηρεάζει το πεδίο του καναλιού κοντά στη πηγή. Έτσι, κοντά στην πηγή η πυκνότητα του φορτίου και η αντίσταση του καναλιού είναι σταθερή. Αντίθετα προς τον απαγωγό η μεταβολή του δυναμικού γίνεται περισσότερο έντονη.

**Παρατήρηση 5.12** Η αντίσταση του καναλιού εξαρτάται από την απόσταση

Με βάση το **Σχήμα 5-32** θα εξετάσουμε τη συμβαίνει στο κανάλι ενός MOS. Το κανάλι των ελεύθερων ηλεκτρονίων λόγω της συνύπαρξης του εγκάρσιου και του διάμηκες πεδίου διαμορφώνεται φαίνεται στο **Σχήμα 5-32α**. Δηλ. η συγκέντρωση των φορέων είναι μεγαλύτερη προς τη νησίδα της πηγής και ελαττώνεται βαθμιαία όσο πλησιάζουμε προς την νησίδα του απαγωγού, **Σχήμα 5-32β**. Άρα, είναι λογικό ότι η αντίσταση του καναλιού θα αυξάνεται όσο πλησιάζουμε προς τον απαγωγό αφού ελαττώνεται ο αριθμός των ελεύθερων ηλεκτρονίων, **Σχήμα 5-32γ**. Έτσι, ο ρυθμός αύξησης του δυναμικού  $V_{ch}(x)$  θα γίνεται μεγαλύτερος όσο πλησιάζουμε προς την νησίδα του απαγωγού, **Σχήμα 5-32γ**, και το δυναμικό  $V_{ch}(x)$  αυξάνει με μη γραμμικό τρόπο όσο πλησιάζουμε προς τον απαγωγό.



Σχήμα 5-32 α) Κατανομή του φορτίου ελεύθερων ηλεκτρονίων του καναλιού β) μη γραμμική κατανομή της αντίστασης του καναλιού μήκους και γ) μη-γραμμική μεταβολή του δυναμικού του καναλιού  $V_{ch}(x)$ .

**Παρατήρηση 5.13** Το δυναμικό του καναλιού είναι ανάλογο της τετραγωνικής ρίζας της απόστασης

Χωρίς βλάβη της γενικότητας, το  $V_{ch}(x)$  με αναφορά την τάση στη πηγή  $V_s$  μπορεί να θεωρηθεί ότι είναι μια μη γραμμική συνάρτηση της απόστασης από την πηγή και θα δίνεται από την εξίσωση

$$V_{ch}(x) = V_S + (V_{GS} - V_{Tn}) \left( 1 - \sqrt{1 - \frac{x}{x_{sat}}} \right) \quad \text{εξ. 5.57}$$

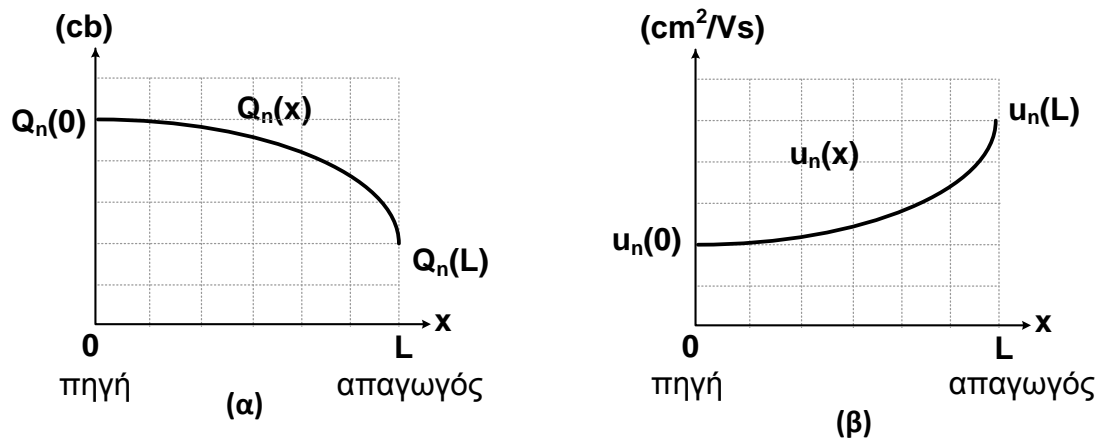
Το  $V_{ch}(x)$  αυξάνει με ρυθμό ανάλογο της τετραγωνικής ρίζας της απόστασης από την πηγή. Επαναλαμβάνουμε εδώ ότι αν το  $V_{ch}(x)$  εξαρτιόταν με γραμμικό τρόπο από την απόσταση  $x$  τότε το κανάλι θα παρουσίαζε εντελώς γραμμική αντίσταση.

**Παρατήρηση 5.14** Η ταχύτητα ολίσθησης ελαττώνεται με την απόσταση

Επειδή η  $V_{ch}(x)$  εξαρτάται μη γραμμικά από την απόσταση  $x$ , **εξ. 5.57**, η ταχύτητα των φορέων μπορεί να θεωρηθεί ότι θα είναι

$$v_n(x) \sim \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{x}{x_{sat}}}} \quad \text{εξ. 5.58}$$

Δηλ. όσο τα ηλεκτρόνια πλησιάζουν προς τη περιοχή του απαγωγού τόσο η ταχύτητα τους αυξάνεται. Με βάση την **εξ. 5.26** και **εξ. 5.58** τόσο η πυκνότητα των φορτίων όσο και η ταχύτητα τους εξαρτάται από την απόσταση  $x$  από την πηγή. Στο **Σχήμα 5-33** βλέπουμε την εξάρτηση του φορτίου των ηλεκτρονίων και της ταχύτητας τους από τη απόσταση  $x$ . Προς τη περιοχή του πηγής υπάρχει μεγάλη συγκέντρωση ελεύθερων φορέων αλλά κινούνται με μικρή ταχύτητα. Προς τη περιοχή του απαγωγού υπάρχει ολοένα μικρότερη συγκέντρωση ελεύθερων ηλεκτρονίων αλλά κινούνται με ολοένα μεγαλύτερη ταχύτητα.



Σχήμα 5-33 (α) Εξάρτηση του φορτίου των ηλεκτρονίων και (β) της ταχύτητας τους ως τη απόσταση από την πηγή.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

### **Συμπεριφορά στην κατάσταση ηρεμίας και κυκλώματα πόλωσης**

#### **Εισαγωγή**

Η πόλωση των τρανζίστορ και γενικότερα των κυκλωμάτων είναι το πρώτο βήμα στο σχεδιασμό ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Με την σωστή πόλωση εξασφαλίζουμε την αποδοτική λειτουργία των κυκλωμάτων σύμφωνα με τις σχεδιαστικές προδιαγραφές. Στο κεφάλαιο αυτό θα ασχοληθούμε με τους τρεις τρόπους πόλωσης και καθορισμού του σημείου λειτουργίας των MOS τρανζίστορ καθώς επίσης και βασικά κυκλώματα πολωσης όπως οι απλοί καθρέπτες ρεύματος.

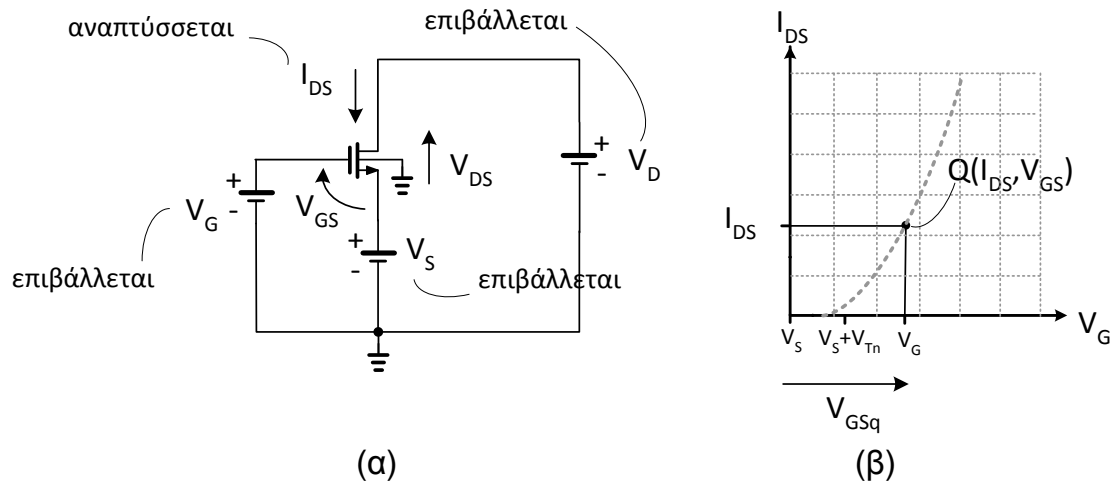
## 6.1 Πόλωση με εφαρμογή τάσεων στην πύλη $V_G$ και την πηγή $V_S$

Στη κατάσταση ηρεμίας με εφαρμογή τάσεων στην πύλη και την πηγή εφαρμόζονται συνεχείς τάσεις σε όλους τους ακροδέκτες του τρανζίστορ. Ως εκ τούτου το ρεύμα απαγωγού παίρνει συγκεκριμένη τιμή που ονομάζεται ρεύμα πόλωσης ή ηρεμίας. Αντίστοιχα, οι συνεχείς τάσεις ονομάζονται τάσεις πόλωσης ή ηρεμίας. Ουσιαστικά, η κατάσταση ηρεμίας έχει να κάνει με την πόλωση ενός τρανζίστορ δηλ. με τον καθορισμό του σημείου ηρεμίας ή λειτουργίας  $Q$  (*quiescent point*) ενός MOS. Ο όρος πόλωση μπορεί να επεκταθεί για ένα ολόκληρο κύκλωμα και βασικά σημαίνει τον πλήρη καθορισμό των σημείων ηρεμίας όλων των τρανζίστορ που απαρτίζουν το κύκλωμα. Το σημείο ηρεμίας  $Q$  ενός MOS καθορίζεται, όπως θα δούμε στη συνέχεια, από το ρεύμα ηρεμίας του απαγωγού  $I_{DS}$  και την τάση ηρεμίας μεταξύ πύλης-πηγής  $V_{GS}$ . Τα ρεύματα ηρεμίας αναφέρονται συχνά ως ρεύματα πόλωσης ενώ αντίστοιχα οι τάσεις ηρεμίας ως τάσεις πόλωσης.

Ας θεωρήσουμε ότι στο nMOS στο **Σχήμα 6-1α** εφαρμόζονται οι εξής τάσεις ηρεμίας:  $V_G$  στην πύλη,  $V_S$  στην πηγή και  $V_D$  στον απαγωγό. Θεωρώντας λειτουργία στον κόρο και στην ισχυρή αναστροφή θα ισχύει ο γνωστός τετραγωνικός νόμος, δηλ.:

$$I_{DS} = \frac{K_n W}{2 L} (V_G - V_S - V_{Tn})^2 \quad \text{εξ. 6.1}$$

όπου  $I_{DS}$  είναι το ρεύμα ηρεμίας του απαγωγού του nMOS. Τα υπόλοιπα μεγέθη της **εξ. 6.1** έχουν οριστεί στο **Κεφ.3**. Επισημαίνουμε εδώ ότι για να ισχύουν οι παραπάνω θεωρήσεις θα πρέπει να ισχύουν οι παρακάτω προϋποθέσεις για τις τάσεις ηρεμίας: α)  $V_{GS} = V_G - V_S > V_{Tn} + 0.2V$  για ισχυρή αναστροφή και β)  $V_{DS} = V_D - V_S > V_{DSsat}$  όπου  $V_{DSsat} = V_{GS} - V_{Tn} \approx 0.2V$  για λειτουργία στον κόρο. Το σημείο ηρεμίας  $Q(I_{DS}, V_{GS})$  θα καθορίζεται από τις τιμές των  $I_{DS}$  και  $V_{GS}$ .

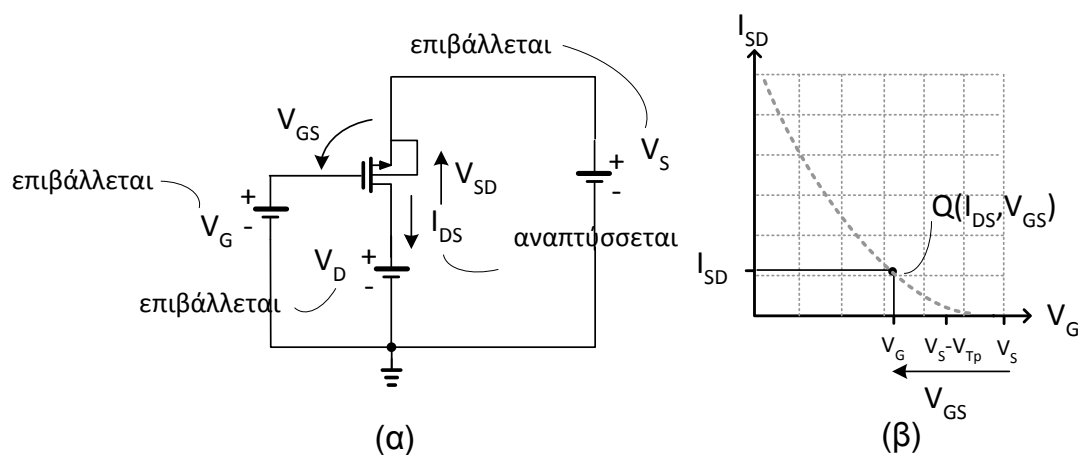


Σχήμα 6-1(α) Πόλωση nMOS με εφαρμογή συνεχούς τάσης  $V_{GS}$  και (β) σημείο ηρεμίας πόλωσης  $Q(I_{DS}, V_{GS})$ .

Αντίστοιχα, για το pMOS στο **Σχήμα 6-2α**, το οποίο θεωρούμε ότι λειτουργεί επίσης στον κόρο και στην ισχυρή αναστροφή, στο αντίστοιχο σημείο ηρεμίας  $Q(I_{SD}, V_{GS})$ , **Σχήμα 6-2β**, θα έχουμε

$$I_{SD} = \frac{K_p}{2} \frac{W}{L} (V_G - V_S - V_{Tp})^2 \quad \text{εξ. 6.2}$$

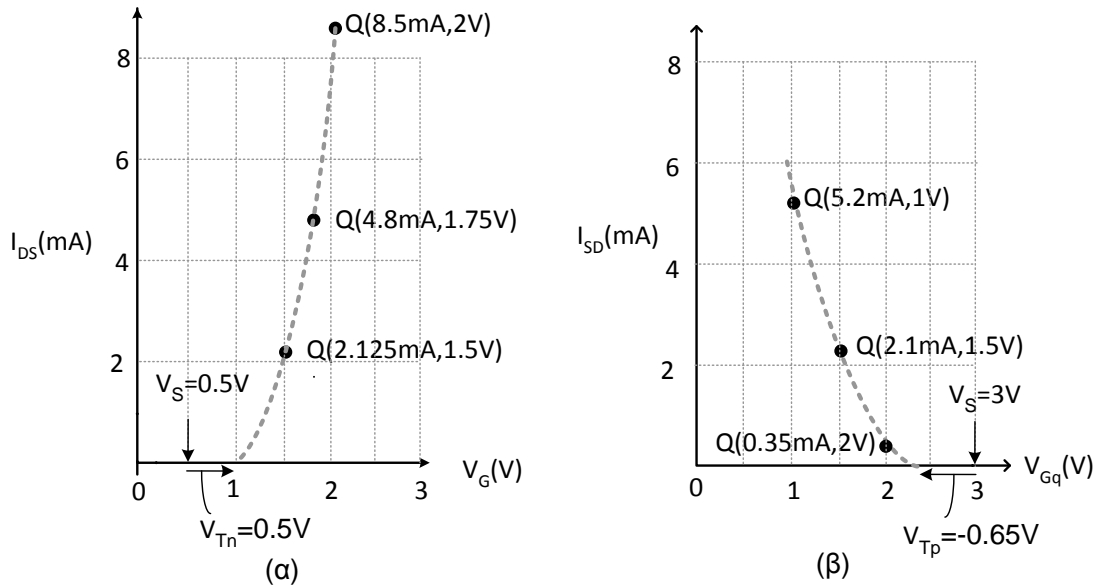
Για να ισχύει η **εξ. 6.2** θα πρέπει  $V_{GS} = V_G - V_S < V_{Tp} - 0.2V$  για ισχυρή αναστροφή και  $V_{DS} = V_D - V_S < V_{DSSat}$  όπου  $V_{DSSat} = V_{GS} - V_{Tp} \approx -0.2V$  για λειτουργία στον κόρο. Το ρεύμα  $I_{SD}$  έχει φορά από το υψηλότερο δυναμικό  $V_S$  προς το χαμηλότερο δυναμικό  $V_D$ . Πρέπει επίσης να σημειωθεί ότι το σημείο ηρεμίας για ένα τρανζίστορ δεν είναι μοναδικό αλλά καθορίζεται από τον σχεδιαστή ανάλογα με τις προδιαγραφές του κυκλώματος.



Σχήμα 6-2 (α) Πόλωση ενός pMOS με εφαρμογή συνεχούς τάσης  $V_{GS}$  και (β) σημείο ηρεμίας  $Q(I_{DS}, V_{GS})$ .

### Παράδειγμα 6.1

Για το επόμενο παράδειγμα θεωρούμε ότι έχουμε μια CMOS τεχνολογία που παρέχει τις εξής παραμέτρους :  $V_{Tn} = 0.5V$ ,  $K_n = 170 \mu A/V$ ,  $V_{Tp} = -0.65V$ ,  $K_p = 58 \mu A/V$ . Θέλουμε να δούμε πως θα μεταβάλλεται το σημείο ηρεμίας για διάφορες τιμές της  $V_G$ .



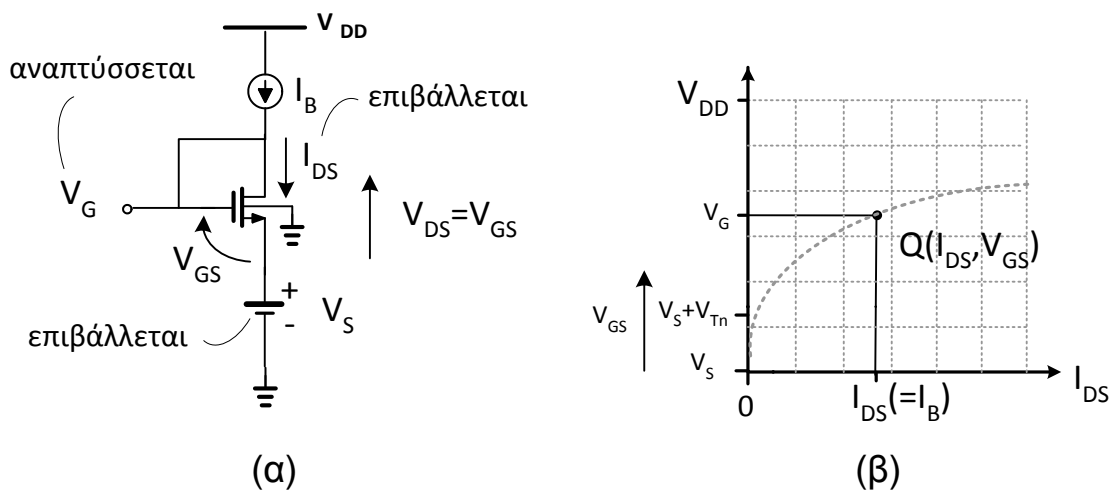
Σχήμα 6-3 (α) Σημεία ηρεμίας nMOS καθορισμένα μέσω της τάσης πόλωσης  $V_{GS}$  και (β) σημεία ηρεμίας pMOS καθορισμένα μέσω της τάσης πόλωσης  $V_{GS}$ .

Έστω το nMOS τρανζίστορ του **Σχήμα 6-1α** το οποίο λειτουργεί στον κόρο, έχει διαστάσεις  $W/L=50\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$  και εφαρμόζεται η τάση ηρεμίας στη πηγή  $V_S=0.5\text{V}$ . Αν εφαρμοστούν οι τάσεις ηρεμίας  $V_G$ : 1.5V, 1.75V και 2V τότε σύμφωνα με την **εξ. 6.1** τα αντίστοιχα ρεύμα ηρεμίας  $I_{DS}$  θα είναι: 2.125mA, 4.8mA και 8.5mA, αντίστοιχα. Τα σημεία ηρεμίας που αντιστοιχούν στα παραπάνω ρεύματα και τάσεις ηρεμίας παρουσιάζονται στο **Σχήμα 6-3α**.

Έστω το pMOS τρανζίστορ του **Σχήμα 6-2α** το οποίο λειτουργεί στον κόρο, έχει διαστάσεις  $W/L=50\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$  και εφαρμόζεται η τάση ηρεμίας  $V_S=3\text{V}$ . Αν εφαρμοστούν οι τάσεις ηρεμίας  $V_G$ : 2V, 1.5V και 1V τότε σύμφωνα με την **εξ. 6.2** τα ρεύματα ηρεμίας  $I_{DS}$  θα είναι: 0.35mA, 2.1mA και 5.2mA, αντίστοιχα. Τα σημεία ηρεμίας που αντιστοιχούν στα παραπάνω ρεύματα και τάσεις ηρεμίας παρουσιάζονται στο **Σχήμα 6-3β**. Όπως θα δούμε στο επόμενο κεφάλαιο τα σημεία ηρεμίας ανήκουν στη καμπύλη η οποία ονομάζεται χαρακτηριστική εισόδου ενός MOS τρανζίστορ.

## 6.2 Πόλωση με εφαρμογή ρεύματος απαγωγού $I_{DS}$ και τάσης στην πηγή $V_S$

Οι δύο προηγούμενες εξισώσεις δείχνουν ότι εφαρμόζοντας διαφορετικές τάσεις ηρεμίας  $V_G$  και  $V_S$  τα τρανζίστορ μπορούν να πολωθούν σε διαφορετικά σημεία ηρεμίας με διαφορετικές τιμές του ρεύματος ηρεμίας του απαγωγού. Ο τρόπος πόλωσης που παρουσιάστηκε παραπάνω ονομάζεται πόλωση του τρανζίστορ με συνεχείς τάσεις επειδή οι τάσεις καθορίζουν το σημείο ηρεμίας. Είναι πολύ συνηθισμένο και πολλές φορές πιο βολικό τα τρανζίστορ να πολώνονται με ρεύμα, δηλ. το ρεύμα θα είναι το μέγεθος που καθορίζει τις τάσεις που θα αναπτυχθούν μεταξύ των ακροδεκτών του τρανζίστορ.



Σχήμα 6-4 (α) πόλωση nMOS με εφαρμογή συνεχούς ρεύματος  $I_{DS}$  και συνεχούς τάσης  $V_S$  και (β) σημείο ηρεμίας  $Q(I_{DS}, V_{GS})$ . Το τρανζίστορ βρίσκεται σε διοδική σύνδεση ή σε συνδεσμολογία διόδου.

Η πλέον κλασική τοπολογία πόλωσης ενός nMOS με ρεύμα παρουσιάζεται στο **Σχήμα 6-4α**. Το ρεύμα ηρεμίας του απαγωγού επιβάλλεται στο τρανζίστορ μέσω της πηγής ρεύματος  $I_B$  η οποία θα καθορίσει τις τάσεις που θα αναπτυχθούν μεταξύ των ακροδεκτών του τρανζίστορ. Το ρεύμα  $I_B$  της πηγής ρεύματος πρέπει να έχει φορά από υψηλότερο δυναμικό προς τον απαγωγό. Στο **Σχήμα 6-4α**, χωρίς βλάβη της γενικότητας, το υψηλότερο δυναμικό φαίνεται να είναι η θετική τροφοδοσία  $V_{DD}$  του κυκλώματος αλλά θα μπορούσε να είναι οποιοδήποτε υψηλότερο δυναμικό σε σχέση με τον απαγωγό.

---

**Παρατήρηση 6.1** Όταν οι ακροδέκτες απαγωγού και πηγής είναι ενωμένοι μεταξύ τους το τρανζίστορ πάντα θα λειτουργεί στον κόρο.

Με βάση το **Σχήμα 6-4α** οι ακροδέκτες του απαγωγού και της πύλης του τρανζίστορ είναι ενωμένοι μεταξύ τους, δηλ. θα έχουμε ότι  $V_{DS}=V_{GS}$ . Άρα το τρανζίστορ θα λειτουργεί στον κόρο γιατί θα ισχύει ότι  $V_{DS}>V_{GS}-V_{Tn}$  με αποτέλεσμα να ισχύει η **εξ. 6.1**.

---

Το ρεύμα του απαγωγού  $I_{DS}$  επιβάλλεται να είναι ίσο με  $I_B$ , δηλ.  $I_{DS}=I_B$ . Αυτό συμβαίνει γιατί απλά το ρεύμα της πηγής ρεύματος δεν έχει άλλο δρόμο να πάρει παρά μόνο προς τον απαγωγό και στη συνέχεια να διέλθει μέσα από το κανάλι του τρανζίστορ προς την πηγή. Με βάση αυτό το ρεύμα  $I_{DS}$  θεωρείται ότι είναι το ρεύμα πόλωσης του τρανζίστορ και είναι αυτό που θα δημιουργήσει τις υπόλοιπες τάσεις ηρεμίας στους ακροδέκτες του τρανζίστορ. Στη περίπτωση που έχουμε πόλωση με ρεύμα είναι πιο πρακτικό να λύσουμε την **εξ. 6.1** ως προς  $V_{GS}$  παίρνοντας ότι



$$V_{GS} = V_G - V_S = V_{Tn} + \sqrt{\frac{2I_{DS}}{K_n \frac{W}{L}}} \quad \text{εξ. 6.3}$$

Επειδή η τάση  $V_S$  είναι συνεχής και επιβάλλεται στο κύκλωμα, **Σχήμα 6-4α**, από τον σχεδιαστή του κυκλώματος, η τάση  $V_G$  είναι αυτή τελικά θα αναπτύσσεται και θα καθορίζεται μέσω **εξ. 6.3**. Έτσι, αν η **εξ. 6.3** λυθεί ως προς  $V_G$  παίρνουμε

$$V_G = V_S + V_{Tn} + \sqrt{\frac{2I_{DS}}{K_n \frac{W}{L}}} \quad \text{εξ. 6.4}$$

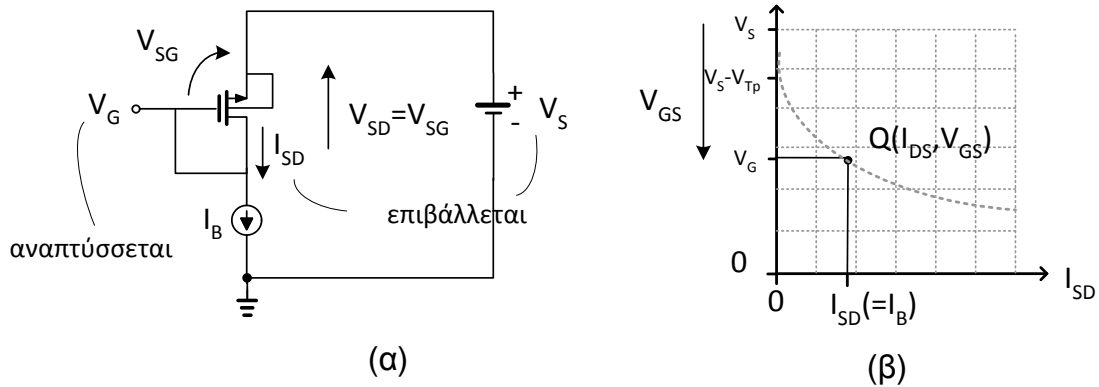
Στο **Σχήμα 6-4β** βλέπουμε ότι το σημείο ηρεμίας  $Q$  καθορίζεται επιβάλλοντας το ρεύμα ηρεμίας  $I_{DS}$  ενώ η τάση ηρεμίας  $V_G$  καθορίζεται μέσω της **εξ. 6.4**.

**Να πω για και για την προσεγγιστική λύση  $V_{GS}=V_T+0.2V$**

#### **Ορισμός 6.1** Διοδικά συνδεδεμένο τρανζίστορ (*diode connected transistor*)

Είναι το τρανζίστορ nMOS ή pMOS στο οποίο ο απαγωγός είναι συνδεδεμένος με την πύλη. Σε αυτή την σύνδεση το τρανζίστορ πολώνεται πάντα με συνεχές ρεύμα το οποίο θα αναπτύσσει την διαφορά δυναμικού  $V_{GS}$ . Η συνδεσμολογία αυτή μοιάζει με μια δίοδο *pn* η οποία πολώνεται με ρεύμα και αναπτύσσεται διαφορά δυναμικού  $V_D$  στα άκρα της. Η τάση  $V_D$  θα αντιστοιχεί στην τάση  $V_{GS}$ .

Τα αντίστοιχα ισχύουν για την πόλωση των pMOS τρανζίστορ με συνεχές ρεύμα. Στο **Σχήμα 6-5α** βλέπουμε την πόλωση με συνεχές ρεύμα και στο **Σχήμα 6-5β** το αντίστοιχο σημείο ηρεμίας. Τέλος, το ρεύμα  $I_{SD}$  το οποίο καθορίζει τις τάσεις που θα αναπτυχθούν μεταξύ των ακροδεκτών του τρανζίστορ έχει φορά από τον ακροδέκτη του απαγωγού προς ένα χαμηλότερο δυναμικό. Στο **Σχήμα 6-5α** απλά το χαμηλότερο δυναμικό είναι η γείωση αλλά θα μπορούσε να είναι ένα άλλο δυναμικό το οποίο θα είναι χαμηλότερο από την τάση του απαγωγού.



Σχήμα 6-5 (α) Πόλωση pMOS με σταθερό ρεύμα  $I_{DS}$  (για σταθερή  $V_S$ ) (β) σημείο ηρεμίας πόλωσης  $Q(I_{DS}, V_{GS})$ . Το pMOS βρίσκεται σε συνδεσμολογία διόδου.

Σε αυτή την περίπτωση πόλωσης με ρεύμα, η **εξ. 6.2** είναι εξίσωση που συνδέει το ρεύμα του απαγωγού με τις τάσεις  $V_G$  και  $V_S$ . Έτσι, λύνοντας την, ως προς  $V_{GSq}$ , θα έχουμε

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_{Tp} - \sqrt{\frac{2I_{DS}}{K_p \frac{W}{L}}} \quad \text{εξ. 6.5}$$

και το  $V_G$  θα είναι:

$$V_G = V_S + V_{Tp} - \sqrt{\frac{2I_{SD}}{K_p \frac{W}{L}}} \quad \text{εξ. 6.6}$$

Να πω για και για την προσεγγιστική λύση  $V_{GS}=V_T+0.2V$

**Παρατήρηση 6.2** Η επίλυση της εξίσωσης του τετραγωνικού νόμου προς τη διαφορά  $V_{GS}-V_T$  οδηγεί σε δύο λύσεις με αντίθετο πρόσημο.

Α) Η λύση ως προς  $V_{GS}-V_{Tn}$  την **εξ. 6.1** παίρνουμε δύο λύσεις επειδή είναι εξίσωση 2<sup>ου</sup> βαθμού. Οι λύσεις αυτές είναι  $V_{GS}-V_{Tn}=\pm\{I_{DS}/[K_n(W/L)]\}^{1/2}$  από τις οποίες αποδεκτή είναι μόνο η  $+\{I_{DS}/[K_n(W/L)]\}^{1/2}$  επειδή η ποσότητα  $V_{GS}-V_{Tn}$  έχει θεωρηθεί ότι είναι θετική ώστε να άγει το nMOS.

Β) Η λύση ως προς  $V_{GS}-V_{Tp}$  την **εξ. 6.2** παίρνουμε ξανά δύο λύσεις επειδή είναι εξίσωση 2<sup>ου</sup> βαθμού. Οι λύσεις αυτές είναι  $V_{GS}-V_{Tp}=\pm\{I_{SD}/[K_p(W/L)]\}^{1/2}$  από τις οποίες αποδεκτή είναι μόνο η  $-\{I_{SD}/[K_p(W/L)]\}^{1/2}$  επειδή η ποσότητα  $V_{GS}-V_{Tp}$  έχει θεωρηθεί ότι είναι αρνητική ώστε να άγει το pMOS.

### 6.3 Πόλωση με εφαρμογή ρεύματος απαγωγού $I_{DS}$ και τάσης στην πύλης $V_G$

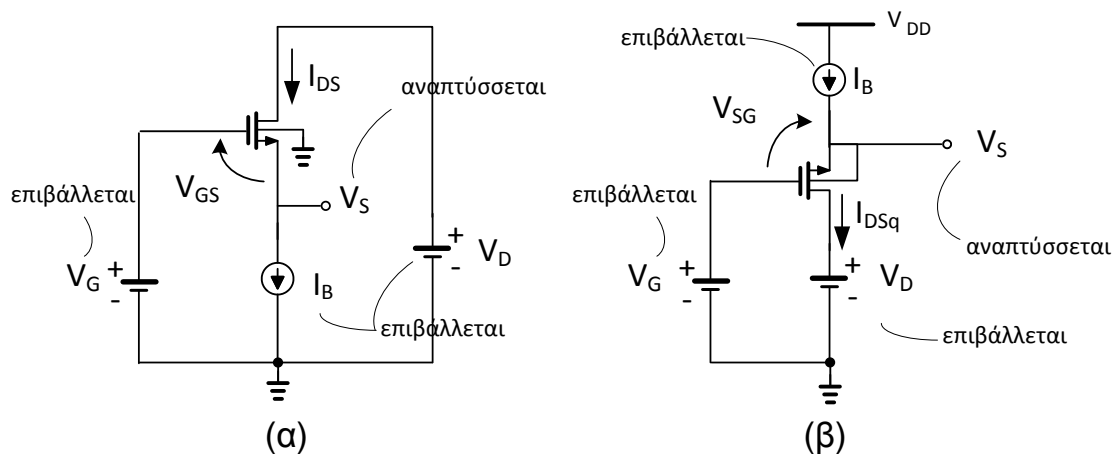
Ένας εναλλακτικός τρόπος πόλωσης των τρανζίστορ με συνεχές ρεύμα, και αυτός πολύ διαδεδομένος, φαίνεται στα **Σχήμα 6-6α,β**. Στα τρανζίστορ, το ρεύμα ηρεμίας  $I_{DS}$  επιβάλλεται μέσω της πηγής ρεύματος  $I_B$ , δηλ.  $I_{DS}=I_B$ , και ταυτόχρονα εφαρμόζεται η τάση ηρεμίας στην πύλη  $V_G$ . Με βάση τις **εξ. 6.1** και **εξ. 6.2**, αφού είναι γνωστές οι τιμές των  $I_{DS}$  και  $V_G$  μπορούμε να λύσουμε ξανά ως προς  $V_S$ . Έτσι εύκολα η τάση ηρεμίας της πηγής  $V_S$  που θα αναπτυχθεί σε ένα nMOS και σε ένα pMOS θα δίνεται αντίστοιχα από τις επόμενες εξισώσεις

$$V_S = V_G - V_{Tn} - \sqrt{\frac{2I_{DS}}{K_n \frac{W}{L}}} \quad \text{εξ. 6.7}$$

$$V_S = V_G - V_{Tp} + \sqrt{\frac{2I_{SD}}{K_p \frac{W}{L}}} \quad \text{εξ. 6.8}$$

**Να πω για και για την προσεγγιστική λύση  $V_{GS}=V_T+0.2V$**

Οι δύο περιπτώσεις πόλωσης με συνεχές ρεύμα καθώς και οι χρήσεις τους θα αναλυθούν εκτενέστερα στο επόμενο κεφάλαιο.

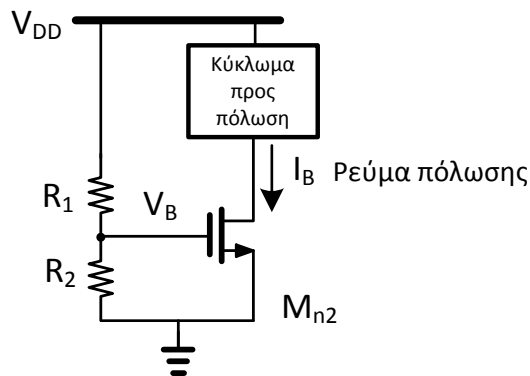


Σχήμα 6-6 (α) Πόλωση nMOS με συνεχές ρεύμα  $I_{DS}$  και συνεχής  $V_G$  και (β) αντίστοιχη πόλωση για pMOS.

Να σημειωθεί ότι, για συγκεκριμένο ρεύμα πόλωσης, η τιμή της  $V_{GS}$  εξαρτάται από τον λόγο των διαστάσεων  $W/L$  του τρανζίστορ. Σύμφωνα με τις παραπάνω σχέσεις μεγαλύτερο  $W/L$  οδηγεί σε μικρότερο  $V_{GS}$ . Το  $W/L$  πρέπει να επιλέγεται ώστε το  $V_{GS}$  που θα αναπτύσσεται να είναι 200mV μεγαλύτερο κατά απόλυτη τιμή από την τάση κατωφλίου ώστε να εξασφαλίζεται ότι το τρανζίστορ θα λειτουργεί στην ισχυρή αναστροφή και θα ισχύει ο τετραγωνικός νόμος.

## 6.4 Καθρέπτες ρεύματος

Όπως παρατηρήσαμε στην προηγούμενη παράγραφο ίσως ο πιο συνηθισμένος τρόπος πόλωσης ενός τρανζίστορ είναι με συνεχές ρεύμα μέσω μιας πηγής ρεύματος. Ο λόγος είναι το ρεύμα πόλωσης είναι το ίδιο με το ρεύμα κατανάλωσης του κυκλώματος και εφόσον η πηγή ρεύματος θα δίνει ένα σταθερό ρεύμα τότε το ρεύμα κατανάλωσης θα είναι σταθερό. Επίσης, το ρεύμα πόλωσης καθορίζει σε σημαντικό βαθμό τις επιδόσεις ενός κυκλώματος και άρα μας συμφέρει να είναι σταθερό. Επεκτείνοντας την παρατήρηση μπορούμε να πούμε ότι ακόμα και πιο πολύπλοκο κύκλωμα θα πρέπει να πολώνεται με συνεχές ρεύμα.



Σχήμα 6-7 Πόλωση τρανζίστορ με διαιρέτη τάσης

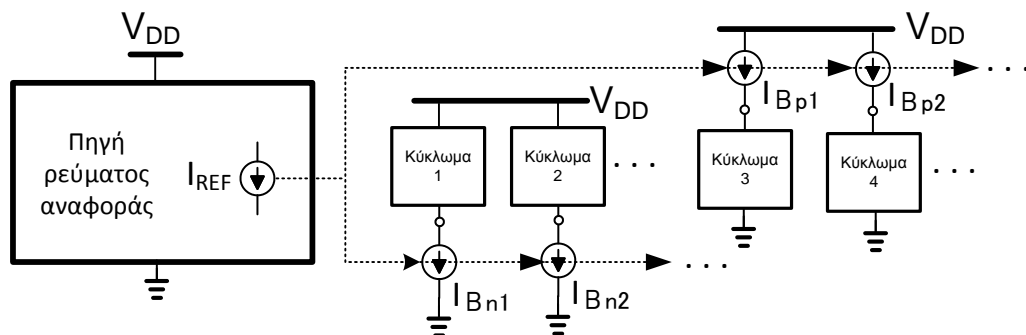
Μέχρι τώρα δεν έχουμε αναφέρει με ποιο τρόπο δημιουργούνται οι τάσεις και τα ρεύματα πόλωσης. Ο πιο απλός τρόπος που θα μπορούσε κανείς να σκεφτεί για την δημιουργία μιας τάσης πόλωσης είναι μέσω ενός διαιρέτη τάσης  $R_1, R_2$  όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 6-7**. Η τάση πόλωσης  $V_B$  μπορεί να εφαρμοστεί απευθείας στην πύλη ενός nMOS τρανζίστορ για παράδειγμα. Αν θεωρήσουμε ότι το τρανζίστορ λειτουργεί στο κόρο τότε το ρεύμα απαγωγού (που στην ουσία θα είναι το ρεύμα πόλωσης κάποιου κυκλώματος) θα δίνεται από την επόμενη σχέση

$$I_B = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} \left( \frac{R_2}{R_2 + R_1} V_{DD} - V_{Tn} \right)^2 \quad \text{εξ. 6.9}$$

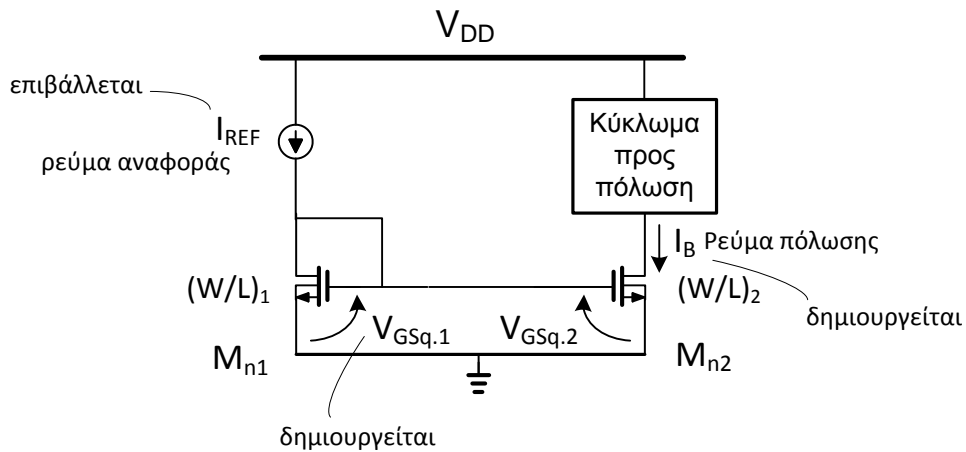
όπου  $V_{DD}$  είναι η τάση τροφοδοσίας. Με βάση την **εξ. 6.9** το ρεύμα του απαγωγού παρατηρούμε ότι το ρεύμα πόλωσης θα εξαρτάται από την τροφοδοσία  $V_{DD}$ , από την τάση κατωφλίου  $V_{Tn}$  και από την ευκινησία των ηλεκτρονίων. Η τροφοδοσία συνήθως καθορίζεται από μια εξωτερική μπαταρία η τιμή της οποίας φθίνει με το χρόνο. Αυτό θα έχει ως αποτέλεσμα το ρεύμα πόλωσης να εξαρτάται άμεσα από τις μεταβολές της. Επίσης, η θερμοκρασία επηρεάζει άμεσα την ευκινησία των ηλεκτρονίων αλλά και την τάση κατωφλίου πράγμα που με την σειρά του θα επηρεάζει το ρεύμα πόλωσης. Με βάση τα παραπάνω ακόμα και αν καθορίσουμε με ακρίβεια την τάση  $V_{GS}$  του τρανζίστορ δεν μπορούμε να καθορίσουμε με ακρίβεια το ρεύμα πόλωσης. Έτσι πρέπει να βρεθεί μια άλλη

μεθοδολογία ώστε η πόλωση των τρανζίστορ να γίνεται με ρεύμα το οποίο είναι ανεξάρτητο από μεταβολές της τροφοδοσίας ή θερμοκρασίας.

Συνήθως σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα υπάρχει διαθέσιμη τουλάχιστον μια σταθερή "πηγή ρεύματος αναφοράς" (*reference current source*) είναι διαθέσιμη και παρέχει ένα αυστηρά καθορισμένο ρεύμα το οποίο είναι ανεξάρτητο από κάθε ενδεχόμενη μεταβολή. Η πηγή ρεύματος αναφοράς είναι ένα αρκετά πολύπλοκο κύκλωμα το οποίο παρέχει ένα σταθερό ρεύμα αναφοράς  $I_{REF}$ . Η εφαρμογή σταθερού ρεύματος σε επιμέρους κυκλώματα στηρίζεται στην "αντιγραφή" του ρεύματος αναφοράς σε πηγές ρεύματος όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 6-8**. Η παραπάνω μεθοδολογία βασίζεται στη χρήση κυκλωμάτων τα οποία ονομάζονται "καθρέπτες ρεύματος" (*current mirrors*) με βασική λειτουργία τους λειτουργία να αντιγράφουν ή καθρεπτίζουν το ρεύμα αναφοράς.



Σχήμα 6-8 Χρήση πηγής ρεύματος αναφοράς για δημιουργία σταθερών ρευμάτων μέσα σε σύστημα.



Σχήμα 6-9 Κλασικός καθρέπτης ρεύματος με nMOS τρανζίστορ

Ο πλέον κλασικός καθρέπτης ρεύματος φαίνεται στο **Σχήμα 6-9** και αποτελείται από δύο τρανζίστορ  $M_{n1}$  και  $M_{n2}$  με διαστάσεις  $(W/L)_1$  και  $(W/L)_2$ , αντίστοιχα. Οι πύλες των δύο τρανζίστορ είναι συνδεδεμένες μεταξύ τους όπως επίσης και οι πηγές τους. Το  $M_{n1}$  βρίσκεται σε συνδεσμολογία διόδου και σε αυτό επιβάλλεται το ρεύμα αναφοράς  $I_{REF}$ .

Αν θεωρήσουμε αρχικά ότι  $\lambda_n=0$  και τα τρανζίστορ λειτουργούν στον κόρο τότε θα έχουμε τα εξής

$$I_{REF} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_1 (V_{GSq,1} - V_{Tn})^2 \quad \text{εξ. 6.10}$$

$$I_B = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_2 (V_{GSq,2} - V_{Tn})^2 \quad \text{εξ. 6.11}$$

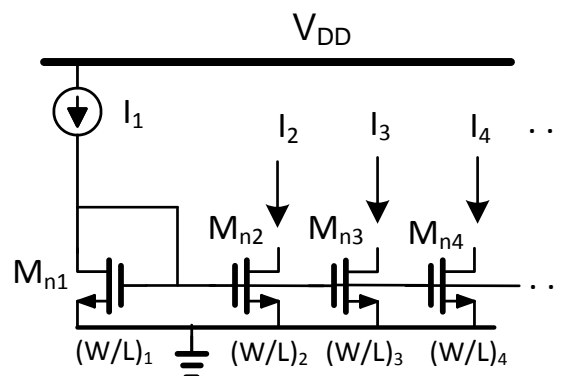
Επειδή  $V_{GSq,1}=V_{GSq,2}$  θα έχουμε ότι

$$I_B = \left( \frac{W/L}_2}{(W/L)_1} \right) I_{REF} \quad \text{εξ. 6.12}$$

ή

$$\frac{I_B}{I_{REF}} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \quad \text{εξ. 6.13}$$

Το σημείο κλειδί της παραπάνω μεθοδολογίας είναι ότι μπορούμε με πολύ μεγάλη ακρίβεια να αντιγράψουμε το ρεύμα  $I_{REF}$  ανεξάρτητα από την τροφοδοσία, θερμοκρασία και τους τεχνολογικούς παράγοντες. Ο λόγος των ρευμάτων  $I_B/I_{REF}$  καθορίζεται επακριβώς από τον λόγο  $(W/L)_2/(W/L)_1$  των τρανζίστορ (εξ. 6.13). Όπως θα αναλύσουμε σε επόμενη παράγραφο για τον αποδοτικότερο φυσικό σχεδιασμό ενός καθρέπτη ρεύματος πάντοτε επιλέγουμε ο λόγος  $(W/L)_2/(W/L)_1$  να είναι λόγος ακέραιων αριθμών. Ο καθρέπτης ρεύματος συνήθως έχει πολλαπλές εξόδους ανάλογα με τον αριθμό των κυκλωμάτων που θέλουμε να πολώσουμε όπως βλέπουμε στο επόμενο σχήμα. Επιλέγοντας κατάλληλα των λόγων διαστάσεων μπορούμε να επιτύχουμε διαφορετικούς καθρεπτισμούς ρευμάτων.



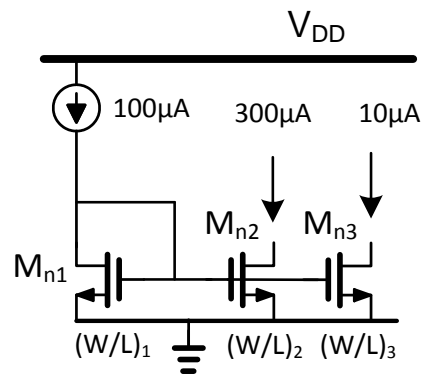
Σχήμα 6-10 nMOS καθρέπτης ρεύματος πολλαπλών εξόδων

Εδώ αξίζει να αναφέρουμε με ποιο τρόπο επιλέγουμε τις διαστάσεις των τρανζίστορ σε έναν απλό καθρέπτη ρεύματος.

- α) το μήκος του καναλιού πρέπει να είναι το ίδιο και στα δύο τρανζίστορ.  
 β) η τιμή του μήκους του καναλιού πρέπει να είναι  $L \geq 5xL_{min}$  για να επιτύχουμε ικανοποιητική ακρίβεια στον καθρέπτισμό του ρεύματος.  
 γ) το  $W/L$  θα πρέπει να είναι τέτοιο ώστε το αναπτυσσόμενο  $V_{GS}$  να είναι 150 με 200mV μεγαλύτερο από το  $V_{Tn}$  ώστε το τρανζίστορ να λειτουργεί στην ισχυρή αναστροφή.  
 δ) ο αποδοτικός σχεδιασμός καθρέπτη ρεύματος απαιτεί τα  $(W/L)_1, (W/L)_2, \dots, (W/L)_n$  των τρανζίστορ να είναι άρτια και ακέραια πολλαπλάσια ενός "μοναδιαίου"  $W/L$ . πχ.  $(W/L)_1=2xW/L$  ή  $(W/L)_1=6xW/L$ , κτλ.

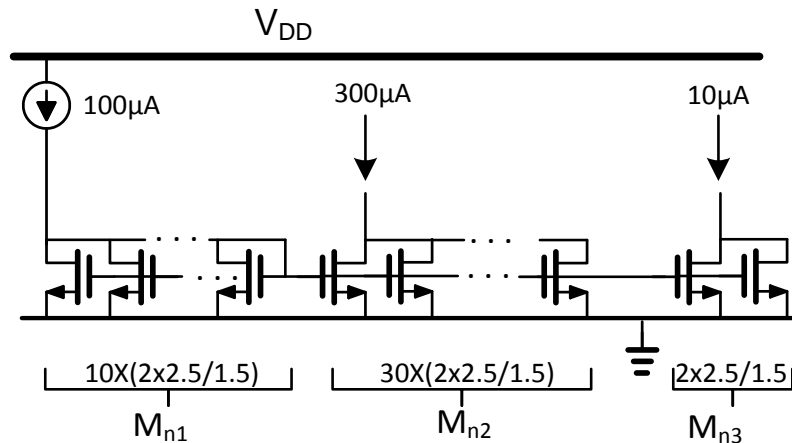
### Παράδειγμα 6.2

Έστω ότι ένα ρεύμα 100μΑ και δύο κυκλώματα απαιτείται να πολωθούν με ρεύματα πόλωσης 300μΑ και 50μΑ. Θεωρούμε ότι έχουμε μια CMOS τεχνολογία που παρέχει τις εξής παραμέτρους :  $V_{Tn}=0.5V$ ,  $K_n=170\mu A/V$ ,  $\lambda_n=0.05V^{-1}$ . Θα χρησιμοποιήσουμε καθρέπτη ρεύματος με δύο εξόδους όπως βλέπουμε στο επόμενο σχήμα.



Σχήμα 6-11 nMOS καθρέπτης ρεύματος δύο εξόδων

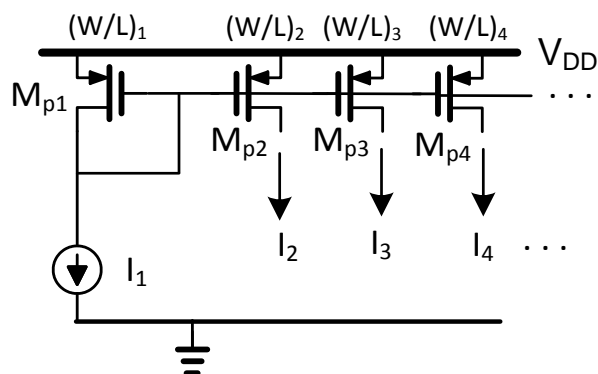
Σύμφωνα με **εξ. 6.12** έχουμε:  $(W/L)_2=(W/L)_1=3$  και  $(W/L)_3=(W/L)_1=1/10$ . Θα επιλέξουμε τον λόγο διαστάσεων ξεκινώντας από το τρανζίστορ με το μικρότερο ρεύμα το οποίο στο παράδειγμα μας είναι το  $M_{n3}$ . Έστω ότι επιλέγουμε  $(W/L)_3=2x2.5/1.5$  (όλες οι διαστάσεις δίνονται σε μm). Το  $L_3=5xL_{min}=5x0.35\sim 1.5\mu m$ . Για  $W_3=5\mu m$ ,  $L_3=1.5\mu m$  και  $I_D=10\mu A$  το  $V_{GS,3}\sim 0.630V$  θα είναι κατά 100mV μεγαλύτερο από  $V_{Tn}$  οπότε το  $M_{n3}$  θα είναι στην ισχυρή αναστροφή για ρεύμα 10μΑ. Έτσι θα έχουμε  $(W/L)_3=(2x2.5/1.5)$ ,  $(W/L)_2=30x(2x2.5/1.5)$ ,  $(W/L)_1=10x(2x2.5/1.5)$ . Το τελικό κύκλωμα θα είναι το επόμενο. Παρατηρούμε ότι η δομή περιλαμβάνει τρανζίστορ που παράλληλα συνδεδεμένα δηλαδή έχουν όλους τους αντίστοιχους ακροδέκτες συνδεδεμένους μεταξύ τους.



Σχήμα 6-12 Ορθός σχεδιασμός nMOS καθρέπτης ρεύματος δύο εξόδων

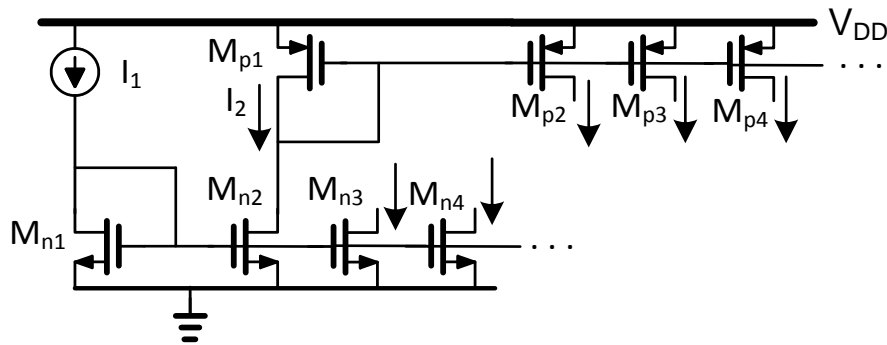
Ένας nMOS καθρέπτης ρεύματος έχει την δυνατότητα να παρέχει ρεύμα πόλωσης με φορά από ένα κύκλωμα προς την γείωση. Ένα τέτοιο απλό παράδειγμα παρουσιάζεται στο **Σχήμα 6-6α** όπου το ρεύμα πόλωσης  $I_B$  έχει φορά από την πηγή ενός nMOS προς την γείωση. Όταν ένα κύκλωμα απαιτεί ρεύμα πόλωσης με φορά από την τροφοδοσία προς το ίδιο το κύκλωμα τότε πρέπει να χρησιμοποιήσουμε pMOS καθρέπτες ρεύματος. Στο **Σχήμα 6-6β**, έχουμε το αντίστοιχο παράδειγμα στο οποίο το ρεύμα πόλωσης έχει φορά από την τροφοδοσία προς την πηγή ενός pMOS.

Ένας τυπικός pMOS καθρέπτης ρεύματος φαίνεται στο **Σχήμα 6-13**. Η αρχή λειτουργίας είναι η ίδια καθώς ίδιος είναι και ο τρόπος επιλογής των διαστάσεων. Σε πολλές περιπτώσεις απαιτούνται και οι δύο φορές στα ρεύματα πόλωσης. Έτσι, οι δύο τύποι καθρεπτών ρεύματος πρέπει να συνδυαστούν κάτι που οδηγεί στο καθρέπτη ρεύματος στο Σχήμα 6-14. Το ρεύμα αναφοράς  $I_1$  καθρεπτίζεται μέσω του nMOS καθρέπτη  $M_{n1}$ - $M_{n2}$  στο  $M_{p1}$  του pMOS καθρέπτη. Το ρεύμα αναφοράς του pMOS καθρέπτη θα είναι πλέον το  $I_2$ .



Σχήμα 6-13 pMOS καθρέπτης ρεύματος πολλαπλών εξόδων





Σχήμα 6-14 nMOS-pMOS καθρέπτης ρεύματος πολλαπλών εξόδων

### 6.5 Φυσικός σχεδιασμός καθρεπτών ρεύματος

Σε πρώτη φάση θα δούμε τον αποδοτικότερο φυσικό σχεδιασμό δύο τρανζίστορ που είναι παράλληλα συνδεδεμένα, όπως αυτά που βλέπουμε στο Σχήμα 6-15α με λόγο διαστάσεων 5/1.5 το καθένα. Στη περίπτωση του παράλληλου συνδυασμού τρανζίστορ οι (τέσσερις) ακροδέκτες ενός τρανζίστορ είναι συνδεδεμένοι με τους αντίστοιχους ακροδέκτες όλων των άλλων τρανζίστορ που συμμετέχουν στον παράλληλο συνδυασμό.

Οι δύο απαγωγί  $D_{a1}, D_{a2}$  είναι συνδεδεμένοι σχηματίζοντας τον κοινό ακροδέκτη απαγωγού  $D$ , αντίστοιχα οι πηγές  $S_{a1}, S_{a2}$  σχηματίζουν τον κοινό ακροδέκτη πηγής  $S$ , και οι πύλης  $G_{a1}, G_{a2}$  σχηματίζουν την κοινή πύλη  $G$ . Στο Σχήμα 6-15β βλέπουμε το αντίστοιχο layout. Αφού οι πηγές τους είναι κοινές τότε μπορούν να συνδεθούν απευθείας μεταξύ του χωρίς την μεσολάβηση metal 1 υλοποιώντας το πιο αποδοτικό layout στο Σχήμα 6-15γ από τη σκοπιά την μικρότερης επιφάνειας. Το τελευταίο layout έχει βασιστεί στην παρατήρηση ότι αφού οι ακροδέκτες των πηγών είναι συνδεδεμένοι τότε τα δύο τρανζίστορ μπορούν να μοιραστούν μια κοινή νησίδα πηγής. Επίσης, με το ίδιο σκεπτικό μπορούμε να υλοποιήσουμε το layout στο Σχήμα 6-15δ συνδέοντας απευθείας του απαγωγούς των τρανζίστορ. Είναι προφανές ότι δεν υπάρχει ένας συγκεκριμένος τρόπος σχεδιασμού layout αλλά ανάλογα με την περίπτωση υλοποιούμε διαφορετικό layout.

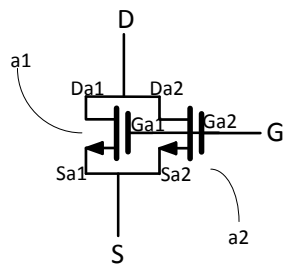
Στο Σχήμα 6-16 βλέπουμε πως σχεδιάζουμε τελικά έναν απλό nMOS καθρέπτη ρεύματος και στο Σχήμα 6-17 έναν απλό pMOS καθρέπτη.

---

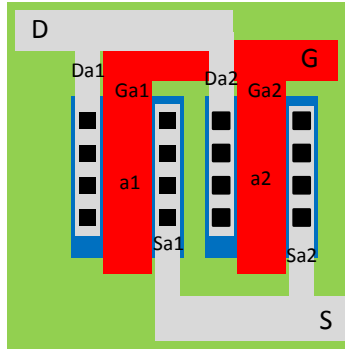
#### Παρατήρηση 6.3

Στο layout των τρανζίστορ όσοι ακροδέκτες είναι συνδεδεμένοι πρέπει να μοιράζονται (αν είναι δυνατόν) μεταξύ των τρανζίστορ. Έτσι, υπάρχουν πολλοί συνδυασμοί layout που μπορούμε να επιλέξουμε. Τα κριτήρια είναι η συνήθως η μικρότερη επιφάνεια.

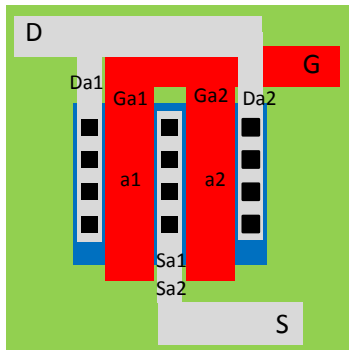
---



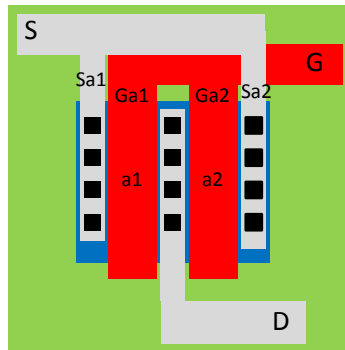
(α)



(β)

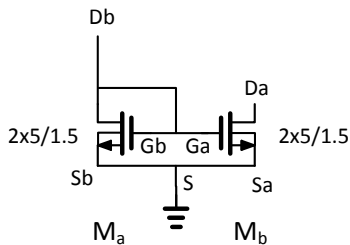


(γ)

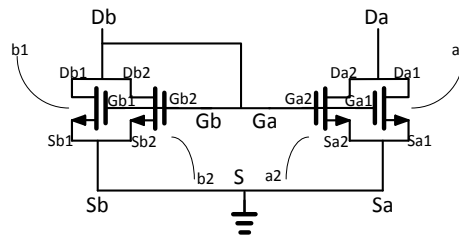


(δ)

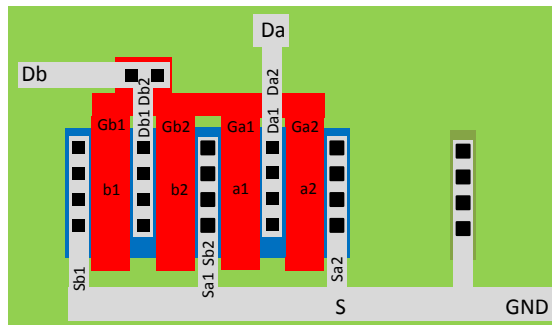
Σχήμα 6-15 α) παράλληλα συνδεδεμένα τρανζίστορ, β) αρχικός σχεδιασμός layout, γ) layout με απευθείας συνδεδεμένες πηγές, δ) layout με απευθείας συνδεδεμένους απαγωγούς. Το υπόστρωμα και ο ακροδέκτης υποστρώματος δεν παρουσιάζονται για λόγους απλότητας



(α)

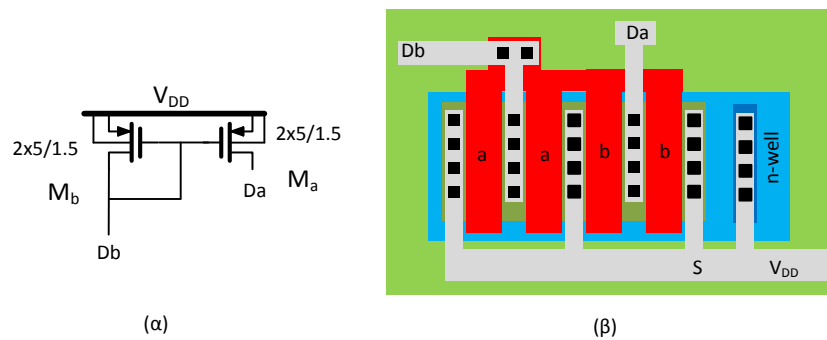


(β)

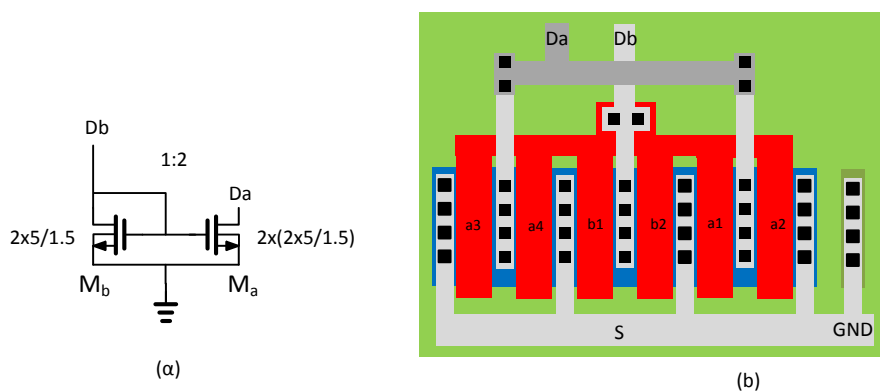


(γ)

Σχήμα 6-16 α) nMOS καθρέπτης ρεύματος, β) ανάλυση στα επιμέρους τρανζίστορ, γ) αντίστοιχο layout.



Σχήμα 6-17 α) pMOS καθρέπτης ρεύματος, β) αντίστοιχο layout.

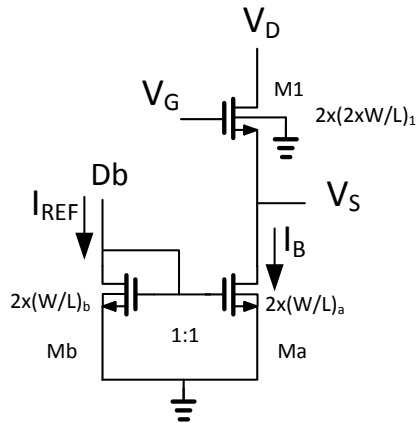


Σχήμα 6-18 α) nMOS καθρέπτης ρεύματος με κέρδος 2, β) αντίστοιχο layout.

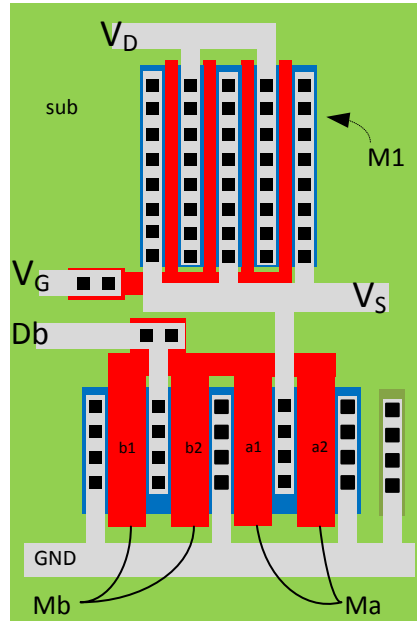
Μια ενδιαφέρουσα περίπτωση layout είναι όταν καθρέπτης ρεύματος έχει κέρδος 2, όπως στο Σχήμα 6-18α. Σε αυτή την περίπτωση θα έχω το  $M_b$  να αποτελείται από δύο παράλληλα τρανζίστορ  $b_1, b_2$  και το  $M_a$  από τέσσερα παράλληλα τρανζίστορ  $a_1, a_2, a_3, a_4$ . Το σημαντικό εδώ είναι ότι στο layout τα τρανζίστορ του  $M_a$  είναι εκατέρωθεν του  $M_b$  και όχι τοποθετημένα όλα προς τη μια πλευρά του  $M_b$ . Έτσι, εξασφαλίζεται περισσότερη συμμετρία στο layout και το αποτέλεσμα είναι καλύτερο.

## 6.5 Παραδείγματα πόλωσης με καθρέπτες ρεύματος

Έστω, ότι θέλουμε να πολώσουμε το nMOS τρανζίστορ στο **Σχήμα 6-6α** με ρεύμα  $I_B$ . Θα χρειαστούμε έναν nMOS καθρέπτη ρεύματος αφού το ρεύμα πόλωσης έχει φορά προς την γείωση. Το συνολικό κύκλωμα παρουσιάζεται στο Σχήμα 6-19α και το αντίστοιχο layout στο **Σχήμα 6-19β**, όπου έχουμε θεωρήσει ότι  $(W/L)_1 = 2 \times (2 \times 8 / 0.5)$  και  $(W/L)_a = (W/L)_b = 2 \times 5 / 1.5$ . Με το αντίστοιχο σκεπτικό μπορούμε να πολώσουμε το pMOS τρανζίστορ στο **Σχήμα 6-6β** με ρεύμα  $I_B$ . Το συνολικό κύκλωμα παρουσιάζεται στο **Σχήμα 6-20α** και το αντίστοιχο layout στο **Σχήμα 6-20β**, έχουμε θεωρήσει ότι  $3 \times (2 \times W/L)_1 = 3 \times (2 \times 8 / 0.5)$  και  $(W/L)_a = (W/L)_b = 2 \times 5 / 1.5$ .

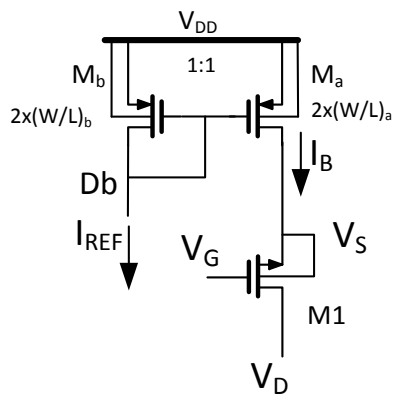


(α)

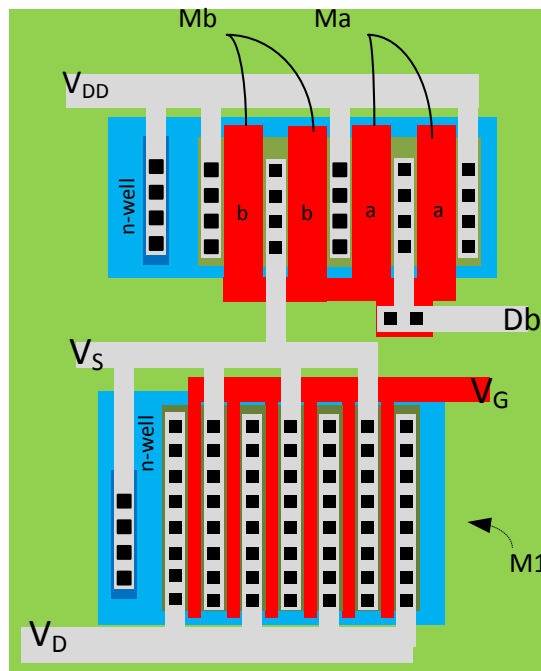


(β)

Σχήμα 6-19 (α) Πόλωση του  $M_1$  με πηγή ρεύματος κάνοντας χρήση nMOS καθρέπτη ρεύματος και (β) αντίστοιχο layout.



(α)



(β)

Σχήμα 6-20 (α) Πόλωση του  $M_1$  με χρήση pMOS καθρέπτη ρεύματος και (β) αντίστοιχο layout.

## 6.5 Σημαντικές παρατηρήσεις

**Παρατήρηση 6.4** Η πόλωση πρέπει να εξασφαλίζει την αγωγή και την λειτουργία στον κόρο.

Η πόλωση των τρανζίστορ μέσα σε ένα μεγαλύτερο κύκλωμα πρέπει να εξασφαλίζει σε πρώτη φάση ότι τα τρανζίστορ είναι καλά στην αγωγή και στον κόρο. Έτσι, αυτό που μας ενδιαφέρει είναι (α) το  $V_{GS} > V_{Tn} + \Delta V_\alpha$  ( $V_{GS} < V_{Tp} - \Delta V_\alpha$ ) όπου  $\Delta V_\alpha$  είναι μια επιπλέον τάση ασφαλείας ώστε να είναι καλά στην αγωγή και β)  $V_{DS} > V_{GS} - V_{Tn} + \Delta V_s$  ( $V_{DS} < V_{GS} - V_{Tp} - \Delta V_s$ ) όπου  $\Delta V_s$  είναι μια επιπλέον τάση ασφαλείας ώστε να είναι καλά στον κόρο.

**Παρατήρηση 6.5** Τα φαινόμενα δεύτερης τάξης δεν επηρεάζουν σημαντικά το σημείο ηρεμίας

Τα φαινόμενα δεύτερης τάξης (επίδραση υποστρώματος στην τάση κατωφλίου και διαμόρφωση μήκους καναλιού) έχουν πολύ μικρή επίδραση στο ρεύμα απαγωγού και για αυτό για την πόλωση δεν τα λαμβάνουμε υπόψη.

**Παρατήρηση 6.6** Οι συναρτήσεις που δίνουν το ρεύμα  $I_{DS}$  και την τάση  $V_{GS}$  είναι αντίστροφες συναρτήσεις

Οι συναρτήσεις που περιγράφονται με τις **εξ. 6.1**, **εξ. 6.3** παρατηρούμε ότι είναι αντίστροφες συναρτήσεις και ουσιαστικά δείχνουν ότι είτε πολώσουμε το τρανζίστορ με την τάση  $V_{GS}$  είτε με το ρεύμα  $I_{DS}$  πάντα τα μεγέθη  $V_{GS}$  και  $I_{DS}$  θα συνδέονται μεταξύ μέσω των **εξ. 6.1** και **εξ. 6.3**.

**Παρατήρηση 6.7** Με την πόλωση ενός τρανζίστορ επιβάλλουμε τις δύο από τις τρεις μεταβλητές του τετραγωνικού νόμου.

Τρία διαφορετικά μεγέθη συνδέονται με τις **εξ. 6.1** και **εξ. 6.2**, το ρεύμα ηρεμίας του απαγωγού  $I_{DS}$  η τάση ηρεμίας της πύλης  $V_G$  και η τάση ηρεμίας της πηγής  $V_S$  εφόσον φυσικά το τρανζίστορ λειτουργεί στον κόρο. Είναι λογικό ότι καθορίζοντας τα δύο από τα τρία παραπάνω μεγέθη το τρίτο να λαμβάνει τέτοια τιμή ώστε τα ισχύουν οι **εξ. 6.1** και **εξ. 6.2**. Η πόλωση είτε με τάση είτε με ρεύμα καθορίζει κάθε φορά μόνο ένα από τα τρία παραπάνω μεγέθη, ενώ τα υπόλοιπα δύο μεγέθη που απομένουν πρέπει επιβάλλονται στο κύκλωμα, με σταθερές πηγές.

Τα μεγέθη  $I_{DS}$ ,  $V_G$  και  $V_S$  μπορούν να θεωρηθούν ότι ανά δύο είναι ανεξάρτητες μεταβλητές και οι **εξ. 6.1** και **εξ. 6.2** θεωρείται ότι είναι συναρτήσεις δύο μεταβλητών.

**Παρατήρηση 6.8.** Ο παράλληλος συνδιασμός τρανζίστορ οδηγεί σε αποδοτικότερο layout

Ένα πρόβλημα που αρχίζει να γίνεται εμφανές είναι η περίπτωση του layout πού το πλάτος του καναλιού είναι πολύ μεγαλύτερο από το μήκος του καναλιού. Για παράδειγμα όταν nMOS έχει  $W/L=100\mu\text{m}/1.5\mu\text{m}$  τότε θα έχουμε ένα layout με πολύ μεγάλη την μια διάσταση. Ισοδύναμα μπορούμε να "σπάσουμε" το τρανζίστορ σε επιμέρους  $n$  τρανζίστορ παράλληλα συνδεδεμένα με  $W/n$  μικρότερο πλάτος το καθένα. Το ρεύμα απαγωγού κάθε επιμέρους τρανζίστορ θα είναι

$$I_{DS.unit} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} \frac{1}{n} (V_{GS} - V_{Tn})^2 \quad \text{εξ. 6.14}$$

Το συνολικό ρεύματα δια μέσω του παράλληλου συνδιασμού θα είναι

$$I_{D.Total} = n \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} \frac{1}{n} (V_{GS} - V_{Tn})^2 = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tn})^2 \quad \text{εξ. 6.15}$$

δηλαδή, το ρεύμα απαγωγού του τρανζίστορ με πλάτος W.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

### Ανάλυση συμπεριφοράς των MOS τρανζίστορ

#### Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό θα ασχοληθούμε με την ανάλυση της συμπεριφοράς των MOS τρανζίστορ όταν εφαρμόζονται στους ακροδέκτες του μεταβαλλόμενα σήματα τάσης. Ο όρος "ανάλυση συμπεριφοράς", σε πρώτη προσέγγιση, σημαίνει την ανάλυση της συμπεριφοράς του ρεύματος του απαγωγού κατά την εφαρμογή μεταβαλλόμενων τάσεων στους ακροδέκτες του τρανζίστορ. Το 1<sup>ο</sup> βήμα προς αυτή την κατεύθυνση έγινε ήδη στο προηγούμενο κεφάλαιο όπου αναλύθηκε η συμπεριφορά των τρανζίστορ στην κατάσταση ηρεμίας κατά την οποία εφαρμόζονται μόνο σταθερές τάσεις σε όλους τους ακροδέκτες. Το 2<sup>ο</sup> βήμα είναι η ανάλυση της συμπεριφοράς σε ισχυρώς μεταβαλλόμενα σήματα, δηλ. για τάσεις με μεγάλη

μεταβολή. Με την ανάλυση ισχυρού σήματος μπορούμε να δούμε τη συμπεριφορά του ρεύματος απαγωγού όταν το τρανζίστορ αρχίζει να άγει σχεδιάζοντας την χαρακτηριστική εισόδου ή όταν "πηγαίνει" από την τρίοδο στον κόρο σχεδιάζοντας την χαρακτηριστική εξόδου.

Το 3<sup>ο</sup> βήμα είναι η προσέγγιση της συμπεριφοράς των τρανζίστορ για ασθενώς μεταβαλλόμενα σήματα γύρω από το σημείο ηρεμίας. Με την προσέγγιση ασθενούς σήματος θα βρούμε δύο βασικά χαρακτηριστικά μεγέθη, την *διαγωγιμότητα* που είναι ο παράγοντας μετατροπής ασθενούς τάσης σε ασθενές ρεύμα απαγωγού και την *αντίσταση εξόδου* που είναι η αντίσταση που εμφανίζει ένα τρανζίστορ μεταξύ απαγωγού και πηγής. Το 4<sup>ο</sup> και τελευταίο βήμα είναι να αναλύσουμε την συμπεριφορά του τρανζίστορ όταν εφαρμόζεται χρονικά μεταβαλλόμενο σήμα τάσης στους ακροδέκτες.

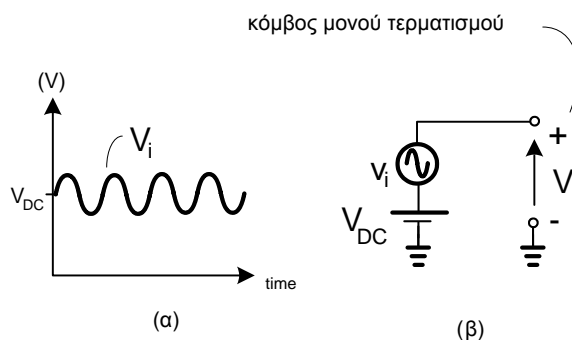
### 7.1 Σήματα τάσεων μονού τερματισμού

Στο ολοκληρωμένα κυκλώματα εφαρμόζονται σήματα πολλών κατηγοριών όπως σήματα μονού τερματισμού (*single-ended signals*) ή/και σήματα διαφορικού τερματισμού (*differential-ended signals*). Στο κεφάλαιο αυτό θα ασχοληθούμε μόνο με σήματα απλού τερματισμού που είναι ουσιαστικά η πιο συνηθισμένη κατηγορία σημάτων καθώς επίσης με κυκλώματα (*single-ended circuits*) τα οποία έχουν την δυνατότητα επεξεργασίας τέτοιων σημάτων.

Ας θεωρήσουμε ένα σήμα τάσης  $V_i$  το οποίο περιγράφεται από την επόμενη εξίσωση

$$V_i = v_i(t) + V_{DC} \quad \text{εξ. 7.1}$$

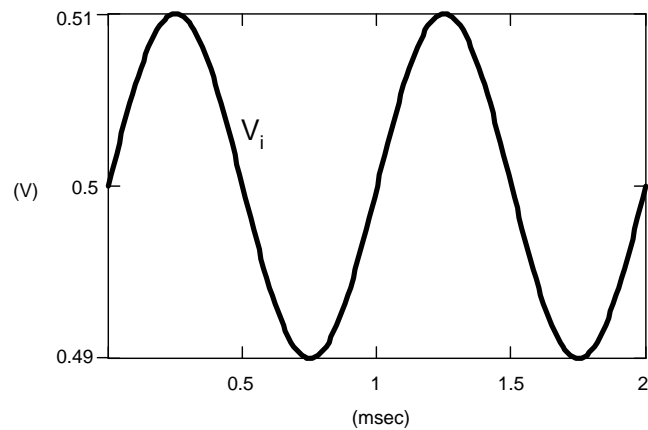
όπου  $v_i(t)$  είναι η εναλλασσόμενη (AC) ή η χρονικά μεταβαλλόμενη συνιστώσα και  $V_{DC}$  είναι η σταθερή συνιστώσα (DC), **Σχήμα 7-1α**. Η ισοδύναμη αναπαράσταση της παραπάνω τάσης φαίνεται στο σχήμα και ουσιαστικά η τάση αυτή εφαρμόζεται μεταξύ ενός απλού κόμβου και της γείωσης φαίνεται στο **Σχήμα 7-1β**.



Σχήμα 7-1 (α) Σήμα μονού τερματισμού και (β) ισοδύναμη αναπαράσταση με πηγές τάσης

**Παράδειγμα 7.1** Αναπαράσταση σήματος απλού τερματισμού με DC και AC συνιστώσα.

Έστω ότι η εναλλασσόμενη συνιστώσα ενός σήματος είναι  $v_i=25\text{mV}\cdot\sin(2\pi\cdot 1\text{kHz}\cdot t)$  και η σταθερή συνιστώσα είναι  $V_{DC}=0.5\text{V}$ . Το σήμα απλού τερματισμού θα δίνεται από την εξίσωση  $V_i=25\text{mV}\cdot\sin(2\pi\cdot 1\text{kHz}\cdot t)+0.5\text{V}$ . Στο **Σχήμα 7-2** βλέπουμε την κυματομορφή του σήματος  $V_i$  απλού τερματισμού το οποίο μεταβάλλεται μεταξύ 510mV και 490mV.

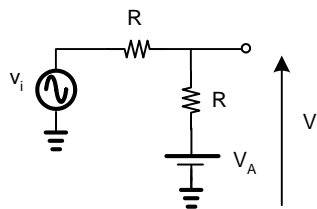


Σχήμα 7-2 Σήμα απλού τερματισμού

---

**Παράδειγμα 7.2** Χρήση διαιρέτη τάσης για δημιουργία σήματος με DC και AC συνιστώσα.

Έστω ότι έχουμε το διαιρέτη τάσης με αντιστάσεις όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 7-3**. Η εναλλασσόμενη τάση  $v_i$  είναι  $v_i=50\text{mV}\cdot\sin(2\pi\cdot 1\text{kHz}\cdot t)$  και  $V_A=1\text{V}$ .



Σχήμα 7-3 Διαιρέτης τάσης για δημιουργία σήματος μονού τερματισμού

Η τάση  $V_i$  που θα εμφανίζεται στη έξοδο του δικτυώματος θα είναι  $V_i= 0.5v_{in}+0.5V_A= 25\text{mV}\cdot\sin(2\pi\cdot 1\text{kHz}\cdot t)+0.5\text{V}$ . Η αναπαράσταση της τάσης αυτής στο πεδίο του χρόνου παρουσιάζεται ξανά στο **Σχήμα 7-2**.

---

## 7.2 Συμπεριφορά στο ισχυρό σήμα

Ισχυρά μεταβαλλόμενο σήμα τάσης ή απλά ισχυρό σήματα τάσης (strong signal) είναι η τάση η οποία θεωρείται ότι παρουσιάζει μεγάλη μεταβολή. Τα σήματα αυτά μεταβάλλονται από την γείωση μέχρι την θετική τροφοδοσία διαταράσσοντας ισχυρά το σημείο ισορροπίας. Σε πολλές περιπτώσεις ενδιαφέρει η συμπεριφορά



ενός τρανζίστορ και κατ' επέκταση ενός κυκλώματος όταν εφαρμόζεται ισχυρό σήμα τάσης.

### 7.2.1 Χαρακτηριστική εισόδου

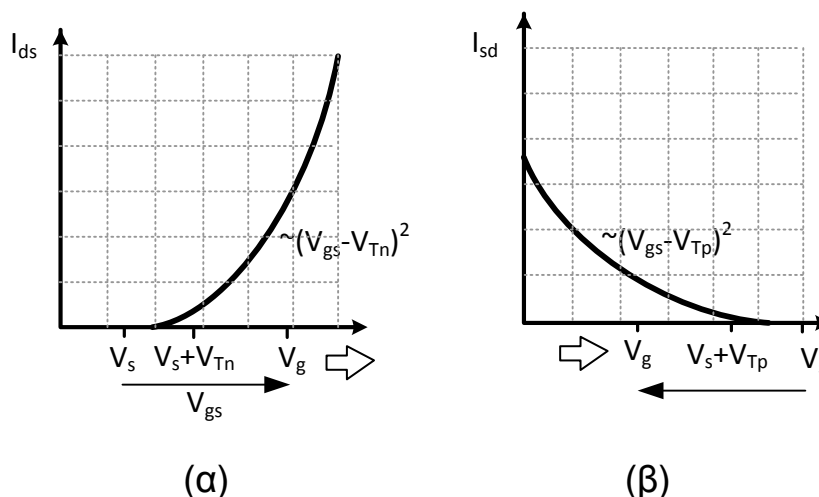
Σε ένα MOS το ρεύμα εξόδου θεωρείται ότι είναι το ρεύμα απαγωγού  $I_{ds}$  και τάση εισόδου είναι η διαφορά δυναμικού  $V_{GS}$ . Η χαρακτηριστική εισόδου είναι η συνάρτηση που συνδέει το ρεύμα απαγωγού με το  $V_{GS}$  για  $V_{DS}$  στο σημείο ηρεμίας:

$$I_{ds} = f(V_{gs})_{V_{DS}} \quad \text{εξ. 7.2}$$

Αν θεωρήσουμε ότι ένα MOS τρανζίστορ λειτουργεί στον κόρο, τότε η χαρακτηριστική εισόδου προκύπτει από τον τετραγωνικό νόμο. Η εξίσωση του ρεύματος  $I_{ds}$  δεν είναι σταθερή για όλη τη μεταβολή της  $V_{gs}$  αλλά εξαρτάται από το πρόσημο της διαφοράς:  $V_{gs} - V_{Tn}$ . Έτσι, η χαρακτηριστική εισόδου θα δίνεται από την **εξ. 7.7**:

$$\begin{array}{ll} 0 < V_{gs} < V_{Tn} & V_{Tn} < V_{gs} < V_{DD} \\ I_{ds} = 0 & I_{ds} = \frac{K_n W}{2 L} (V_{gs} - V_{Tn})^2 \end{array} \quad \text{εξ. 7.3}$$

Για λόγους απλότητας έχουμε θεωρήσει ότι το ρεύμα γίνεται μηδέν όταν  $V_{gs} < V_{Tn}$ . Μια τυπική χαρακτηριστική εισόδου ενός nMOS φαίνεται στο **Σχήμα 7-4α** ενώ για ένα pMOS στο **Σχήμα 7-4β**. Η χαρακτηριστική εισόδου ονομάζεται και  $I_{ds} - V_{gs}$  χαρακτηριστική. Να σημειωθεί ότι οι χαρακτηριστικές των **Σχήμα 7-4α,β** έχουν προκύψει θεωρώντας ότι η τάση ηρεμίας  $V_{DS}$  εξασφαλίζει ότι τα τρανζίστορ είναι στον κόρο για όλες τις τιμές που παίρνει η  $V_{gs}$ .



Σχήμα 7-4 α) Χαρακτηριστική εισόδου  $I_{ds} - V_{gs}$  nMOS β) χαρακτηριστική εισόδου  $I_{sd} - V_{gs}$  pMOS

## 7.2.2 Χαρακτηριστική εξόδου

Η χαρακτηριστική εξόδου (ή  $I_{ds}-V_{ds}$  χαρακτηριστική) ενός MOS στην αγωγή είναι η συνάρτηση που περιγράφει τη σχέση που έχει το ρεύμα  $I_{ds}$  με την τάση  $V_{ds}$  για  $V_{GS}$  στο σημείο ηρεμίας:

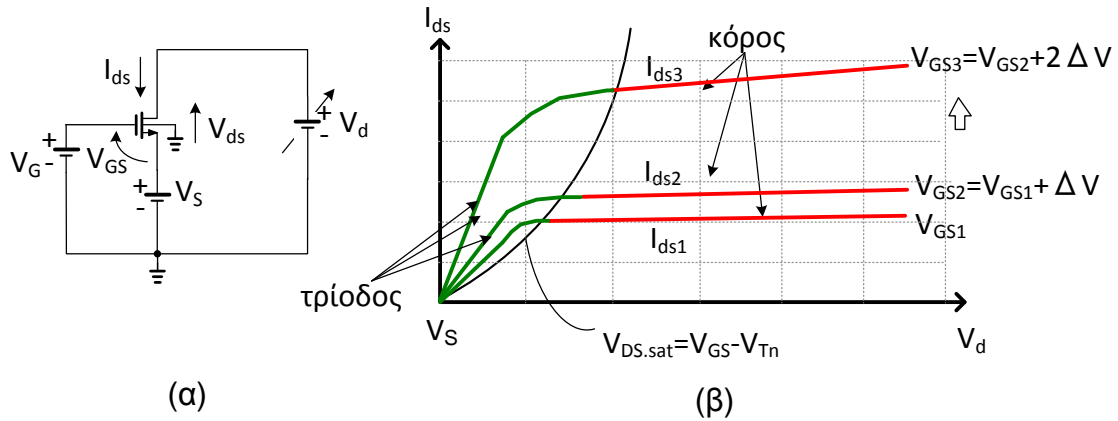
$$I_{ds} = f(V_{ds})|_{V_{GS}} \quad \text{εξ. 7.4}$$

Η τάση εξόδου θεωρείται ότι είναι η διαφορά δυναμικού  $V_{ds}$  ενώ το ρεύμα εξόδου είναι ξανά το ρεύμα απαγωγού  $I_{ds}$ . Στη περίπτωση της χαρακτηριστικής εξόδου η κρίσιμη τάση είναι η τάση κόρου  $V_{DS,sat}$  καθώς η εξίσωση του ρεύματος εξαρτάται από το πρόσημο της διαφοράς:  $V_{ds}-V_{DS,sat}$ :

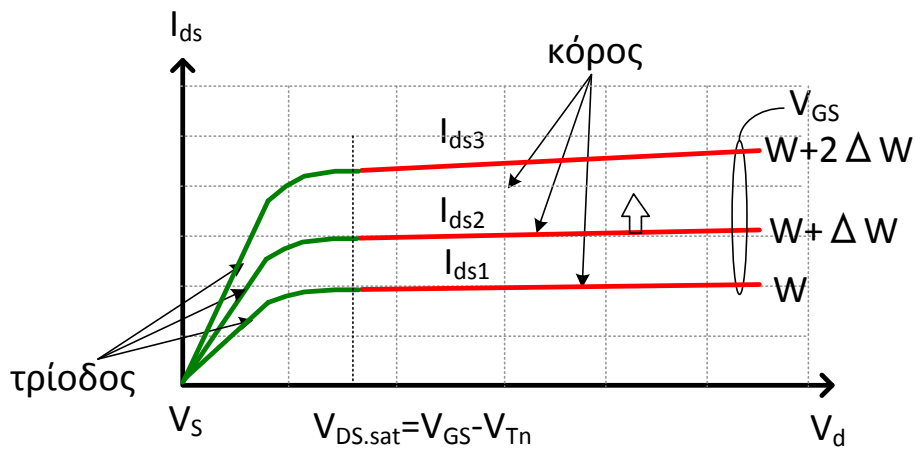
$$I_{ds} = \begin{cases} K_n \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_{Tn}) V_{ds} - \frac{V_{ds}^2}{2} \right] & V_{ds} < V_{DS,sat} \\ \frac{K_n}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tn})^2 (1 + \lambda_n V_{ds}) & V_{ds} > V_{DS,sat} \end{cases} \quad \text{εξ. 7.5}$$

Στο **Σχήμα 7-5β** βλέπουμε τη χαρακτηριστική εξόδου nMOS τρανζίστορ για διαφορετικές τιμές της τάσης ηρεμίας  $V_{GS}$ . Η τάση  $V_d$  που εφαρμόζεται στον απαγωγό είναι μεταβλητή ώστε η  $V_{ds}$  να παίρνει τιμές από το μηδέν μέχρι μια μέγιστη τιμή, **Σχήμα 7-5α**. Κατά τα γνωστά θα έχουμε ότι όταν η τάση  $V_{ds}$  είναι μικρότερη από την τάση κόρου  $V_{DSsat}$ ,  $V_{ds} < V_{DS,sat} = V_{GS} - V_{Tn}$ , το τρανζίστορ λειτουργεί στη τριόδο και όταν η τάση  $V_{ds}$  γίνει μεγαλύτερη από την τάση κόρου  $V_{DSsat}$ ,  $V_{ds} > V_{DSsat} = V_{GS} - V_{Tn}$ , το τρανζίστορ λειτουργεί στον κόρο. Σύμφωνα με την **εξ. 7.5** για λειτουργία στον κόρο το  $I_{ds}$  θα αυξάνει όσο αυξάνει το  $V_{ds}$  λαμβάνοντας υπόψη και παράγοντα διαμόρφωσης του μήκους του καναλιού. Έτσι, στο **Σχήμα 7-5β** υπάρχει μια μικρή κλίση της χαρακτηριστικής εξόδου. Στην επόμενη παράγραφο θα προσδιορίσουμε επακριβώς τη κλίση της χαρακτηριστικής εξόδου. Στο **Σχήμα 7-6** και στο **Σχήμα 7-7** βλέπουμε τις χαρακτηριστικές εξόδου ενός nMOS για μεταβλητό πλάτος και μήκος καναλιού, αντίστοιχα, και το  $V_{GS}$  ως παράμετρο.

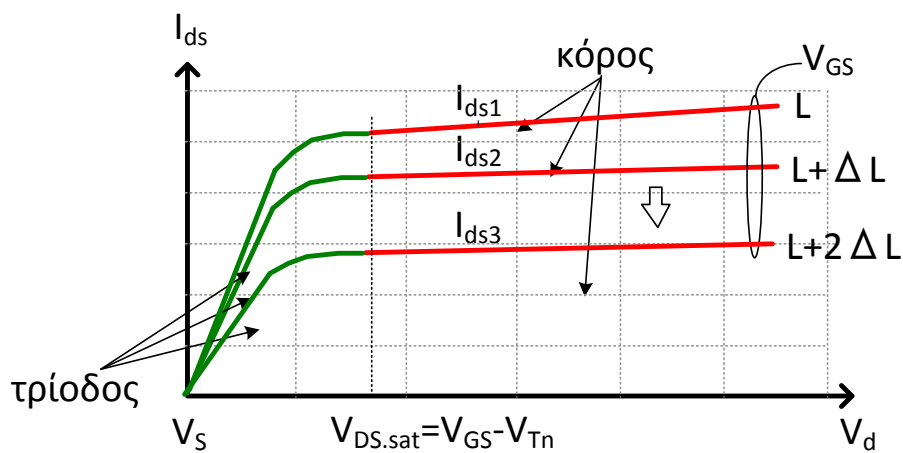
Στο **Σχήμα 7-8β** βλέπουμε τη χαρακτηριστική εξόδου pMOS τρανζίστορ για διαφορετικές τιμές της  $V_{DS}$ . Η τάση  $V_s$  που εφαρμόζεται στην πηγή είναι σταθερή ενώ η τάση στον απαγωγό  $V_d$  είναι μεταβλητή παίρνοντας τιμές από μηδέν μέχρι  $V_s$ . Όταν η τάση  $V_d$  είναι μικρότερη από την τάση κόρου δηλ.  $V_{DS} < V_{DSsat} = V_{GS} - V_{Tp}$ , το τρανζίστορ λειτουργεί στον κόρο ενώ όταν γίνει μεγαλύτερη από την τάση κόρου δηλ.  $V_{DS} > V_{DSsat} = V_{GS} - V_{Tp}$ , το τρανζίστορ λειτουργεί στη τριόδο.



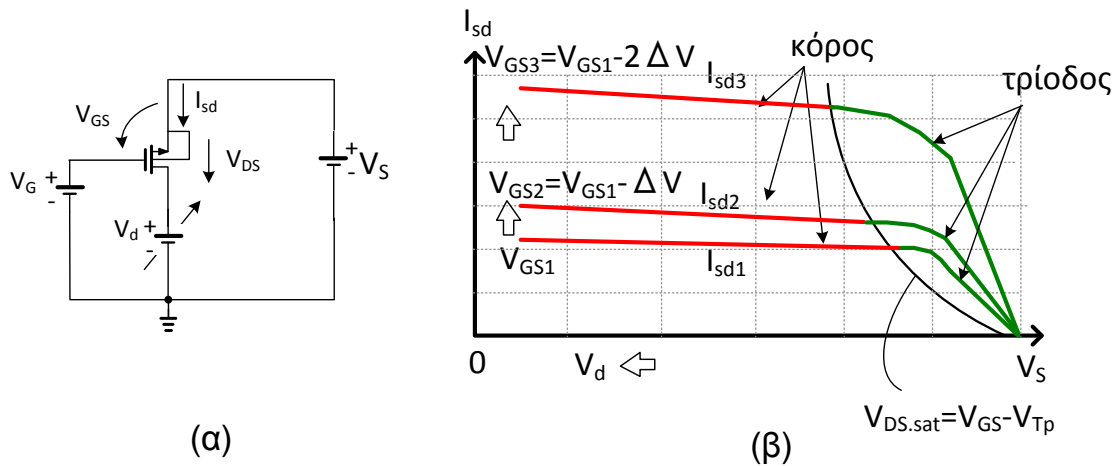
Σχήμα 7-5 (α) Εφαρμογή μεταβλητής τάσης  $V_{ds}$  και (β) χαρακτηριστική εξόδου ενός nMOS για διαφορετικές τιμές της τάσης ηρεμίας  $V_{GS}$  με σταθερές διαστάσεις  $W$  και  $L$ .



Σχήμα 7-6 Χαρακτηριστική εξόδου για σταθερή τάση ηρεμίας  $V_{GS}$  με μεταβλητή τιμή του πλάτους  $W$  (και σταθερό μήκος  $L$ ).



Σχήμα 7-7 (α) Πόλωση με τάσεις ενός nMOS τρανζίστορ και (β) αντίστοιχη χαρακτηριστική εξόδου για σταθερή τάση ηρεμίας  $V_{GS}$  με μεταβλητή τιμή του μήκους  $L$  (και σταθερό πλάτος  $W$ ).



Σχήμα 7-8(α) Εφαρμογή μεταβλητής τάσης  $V_d$  και (β) χαρακτηριστική εξόδου ενός pMOS για διαφορετικές τιμές της  $V_{GS}$  με σταθερές διαστάσεις  $W$  και  $L$ .

### 7.3 Συμπεριφορά στο ασθενές σήμα

Με τον όρο ασθενές σήμα τάσης εννοούμε το σήμα τάσης με μεταβολή που τείνει στο μηδέν. Αν για παράδειγμα είχαμε ένα ασθενές ημιτονικό σήμα τάσης τότε το πλάτος του θα έτεινε στο μηδέν. Σε πολλές περιπτώσεις ενδιαφέρει η συμπεριφορά ενός MOS ή κατ'επέκταση ενός κυκλώματος όταν εφαρμόζονται ασθενή σήματα στους ακροδέκτες τα οποία μεταβάλλουν ελαφρά σημείο ηρεμίας. Η συμπεριφορά ενός MOS σε ασθενή σήματα ονομάζεται επίσης προσέγγιση ασθενούς σήματος.

Η προσέγγιση ασθενούς σήματος για ένα MOS όσον αφορά το  $V_{gs}$  θεωρείται η συμπεριφορά του MOS όταν εφαρμόζεται μια στοιχειώδης μεταβολή  $dV_{gs}$  γύρω από το σταθερό σημείο ηρεμίας  $V_{GS}$ . Αντίστοιχα, η προσέγγιση ασθενούς σήματος όσον αφορά το  $V_{DS}$  θεωρείται η συμπεριφορά του MOS όταν εφαρμόζεται μια στοιχειώδης μεταβολή  $dV_{ds}$  γύρω από το σταθερό σημείο ηρεμίας  $V_{DS}$ . Ο σκοπός της προσέγγισης ασθενούς σήματος είναι να καθορισθεί ο τρόπος με τον οποίο οι στοιχειώδεις μεταβολές  $dV_{gs}$  και  $dV_{ds}$  επηρεάζουν το ρεύμα απαγωγού  $I_{ds}$ .

#### 7.3.1 Διαγωγιμότητα $g_m$

Ας ξεκινήσουμε αναλύοντας πως επηρεάζεται το ρεύμα  $I_{ds}$  ενός τρανζίστορ στον κόρο από μια ασθενή μεταβολή  $dV_{gs}$  του σημείου ηρεμίας  $V_{GS}$ . Παίρνοντας τον τετραγωνικό νόμο το ρεύμα σε αυτή την περίπτωση θα είναι

$$I_{ds} = \frac{K_n W}{2 L} (V_{GS} + dV_{gs} - V_{Tn})^2 \quad \text{εξ. 7.6}$$

Επειδή η παραπάνω σχέση είναι πολυώνυμο 2<sup>ης</sup> τάξης είναι πιο εύκολο να βρούμε το  $I_{ds}$  αν παραγωγίσουμε τον τετραγωνικό νόμο. Οπότε, το  $I_{ds}$  μπορεί να προσεγγιστεί κατά Taylor γύρω από το σημείο ηρεμίας  $Q(I_{DS}, V_{GS})$ :

$$I_{ds} = I_{DS} + \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right|_Q dV_{gs} + \frac{1}{2} \left. \frac{\partial^2 I_{ds}}{\partial V_{gs}^2} \right|_Q dV_{gs}^2 + \frac{1}{6} \left. \frac{\partial^3 I_{ds}}{\partial V_{gs}^3} \right|_Q dV_{gs}^3 + \dots \quad \text{εξ. 7.7}$$

Ο πρώτος όρος  $I_{DS}$  της **εξ. 7.7** είναι το ρεύμα ηρεμίας του MOS και δίνεται από την **εξ. 6.1**. Ο δεύτερος όρος της **εξ. 7.7** είναι ο γραμμικός όρος (*linear order*) του  $I_{ds}$  γιατί είναι ανάλογος του  $dV_{ds}$ . Η πρώτη παράγωγος στην **εξ. 7.7** είναι η κλίση της χαρακτηριστικής εισόδου στο σημείο ηρεμίας  $Q$  και καθορίζει την στοιχειώδη μεταβολή  $dI_{ds}$  του ρεύματος  $I_{ds}$  η οποία αντιστοιχεί στη στοιχειώδη μεταβολή της  $dV_{gs}$ , είναι δηλ.:

$$dI_{ds} = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right|_Q dV_{ds} \quad \text{εξ. 7.8}$$

Η στοιχειώδης μεταβολή  $dI_{ds}$  γύρω από το σημείο ηρεμίας ορίζεται ως ασθενές σήμα του  $I_{ds}$  και συμβολίζεται ως

$$dI_{ds}|_Q = i_{ds} \quad \text{εξ. 7.9}$$

ενώ η στοιχειώδης μεταβολή  $dV_{gs}$  ορίζεται ως ασθενές σήμα της  $V_{gs}$  και συμβολίζεται ως

$$dV_{ds}|_Q = v_{ds} \quad \text{εξ. 7.10}$$

### Ορισμός 7.1 Διαγωγιμότητα (*transconductance*) $g_m$

Είναι η πρώτη παράγωγος της χαρακτηριστικής εισόδου στο σημείο ηρεμίας  $Q$ :

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right|_Q = \frac{i_{ds}}{v_{gs}} \quad [\text{A/V}] \quad \text{εξ. 7.11}$$

ή :

$$i_{ds} = g_m v_{gs} \quad \text{εξ. 7.12}$$

Η διαγωγιμότητα ενός MOS είναι μια από τις πιο σημαντικές παραμέτρους διότι εκφράζει τον συντελεστή γραμμικής μετατροπής του ασθενούς σήματος τάσης  $v_{gs}$  σε ένα αντίστοιχο ασθενές ρεύμα  $i_{ds}$ .

Παίρνοντας την πρώτη παράγωγο της χαρακτηριστικής εισόδου η διαγωγιμότητα  $g_m$  του MOS θα δίνεται από τις επόμενες εξισώσεις

$$g_m = K_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tn}) \quad [A/V]$$

εξ. 7.13

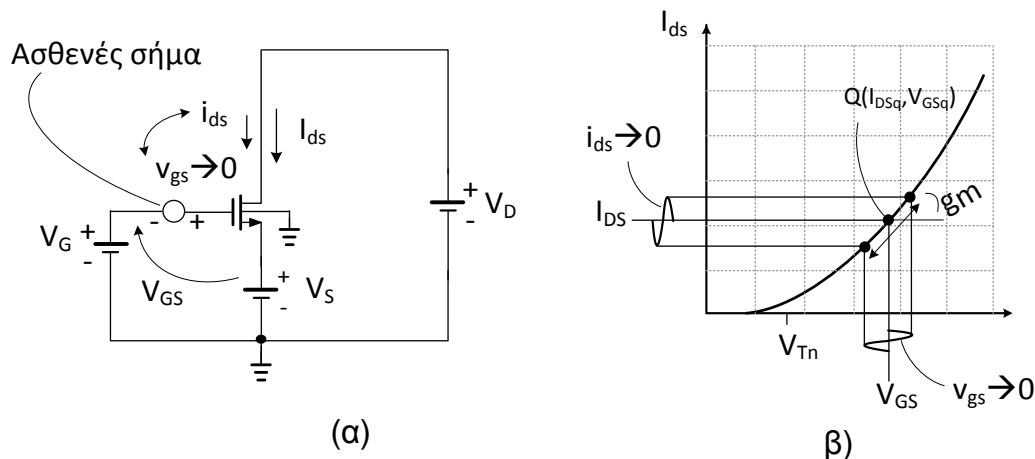
ή

$$g_m = \sqrt{2K_n \frac{W}{L} I_{DS}} \quad [A/V]$$

εξ. 7.14

Η **εξ. 7.13** δείχνει την εξάρτηση του  $g_m$  από την τάση ηρεμίας  $V_{GS}$  και χρησιμοποιείται όταν το τρανζίστορ πολώνεται με τάση, **Σχήμα 6-1** και **Σχήμα 6-2**. Η **εξ. 7.14** δείχνει την εξάρτηση του  $g_m$  από το ρεύμα ηρεμίας  $I_{DS}$  και χρησιμοποιείται όταν το τρανζίστορ πολώνεται με ρεύμα, **Σχήμα 6-4**, **Σχήμα 6-5** και **Σχήμα 6-6**.

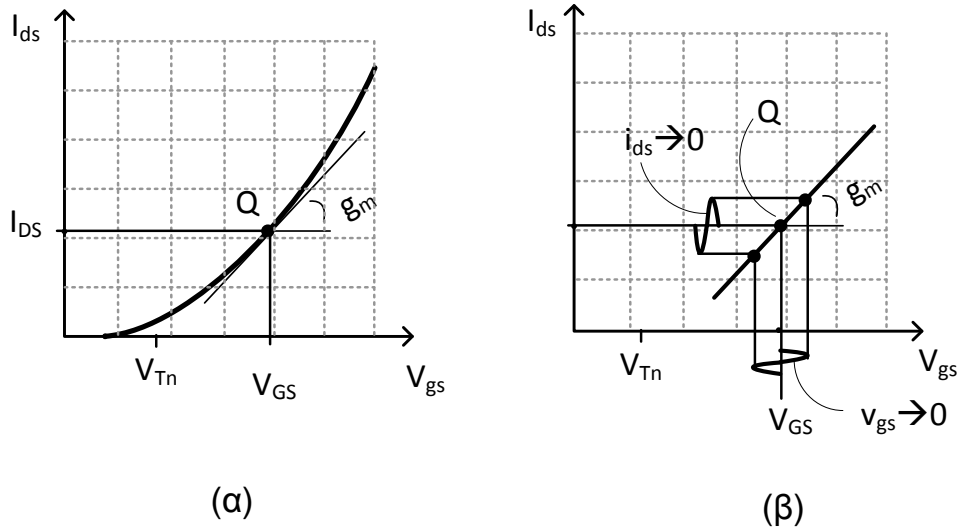
Στο **Σχήμα 7-9α** βλέπουμε την τάση ηρεμίας  $V_{GS}$  και το ασθενές σήμα  $v_{gs}$  που εφαρμόζονται ταυτόχρονα στη πύλη του τρανζίστορ. Ουσιαστικά στη πύλη του MOS έχουμε επαλληλία δύο τάσεων της τάσης πόλωσης  $V_{GS}$  και του ασθενούς σήματος  $v_{gs}$ . Στο **Σχήμα 7-9β** βλέπουμε αντίστοιχα το ρεύμα ηρεμίας  $I_{DS}$  και το ασθενές σήμα ρεύματος  $i_{ds}$ . Ουσιαστικά, όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 7-9β**, το ασθενές σήμα τάσης  $v_{gs}$  μετατοπίζει ελαφρώς το σημείο ηρεμίας πάνω στην χαρακτηριστική εισόδου. Στο **Σχήμα 7-9** τα ασθενή σήματα παρουσιάζονται ως ημίτονα με κάποιο πλάτος απλά για λόγους κατανόησης.



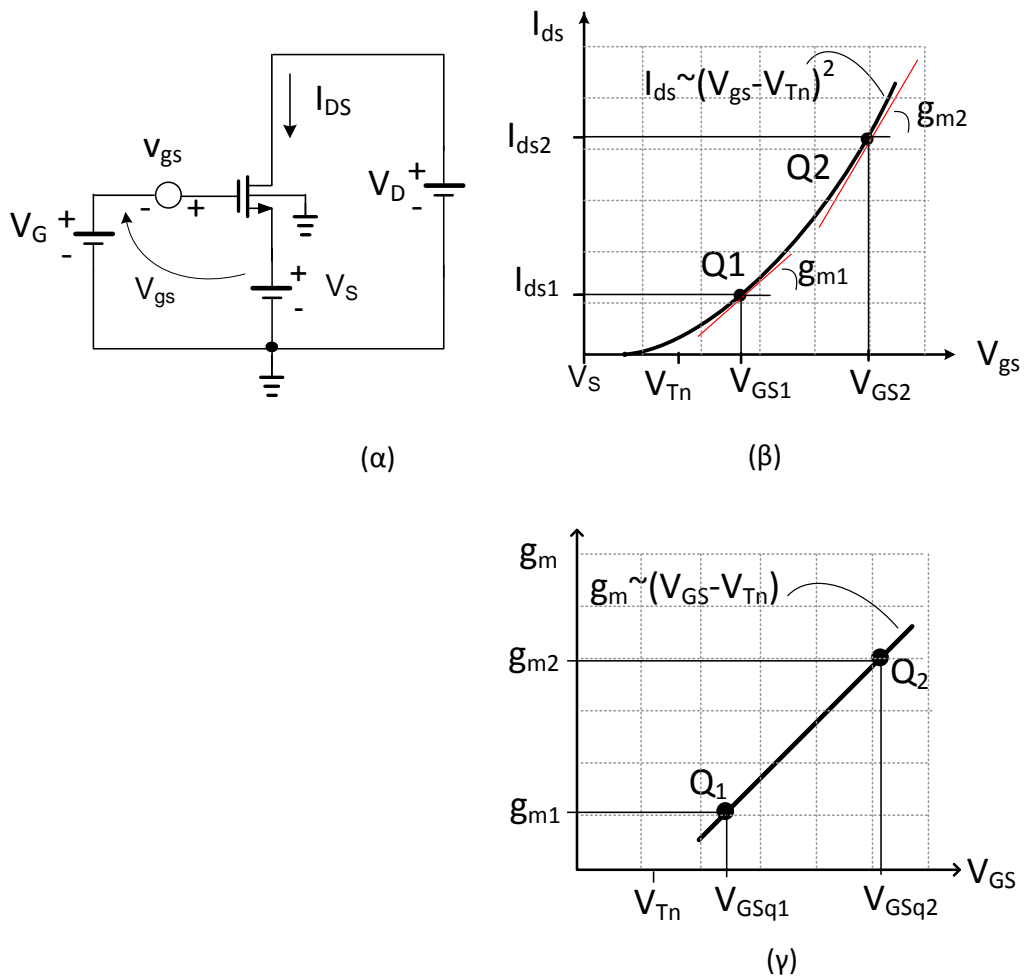
Σχήμα 7-9 α) Εφαρμογή της τάσης ηρεμίας  $V_{GS}$  και του ασθενούς σήματος  $v_{gs}$  μεταξύ πύλη-πηγής ενός nMOS και β) Μεταβολή του σημείου ηρεμίας της χαρακτηριστική εισόδου εξαιτίας του ασθενούς σήματος  $v_{gs}$ .

Το σημείο ηρεμίας δεν είναι μοναδικό αλλά εξαρτάται από τις σχεδιαστικές προδιαγραφές. Μια πολύ σημαντική σχεδιαστική προδιαγραφή για ένα MOS είναι η τιμή της διαγωγιμότητας  $g_m$  που πρέπει να παρουσιάζει. Από τις **εξ. 7.13** και **εξ. 7.14** παρατηρούμε ότι το  $g_m$  εξαρτάται από το σημείο πόλωσης δηλ. από τη επιλογή των σημείων  $I_{DS}$  και  $V_{GS}$ . Απλά να σημειωθεί εδώ ότι όσο το MOS λειτουργεί στον κόρο το σημείο  $V_{DS}$  επηρεάζει ασήμαντα το  $g_m$ .

Στο **Σχήμα 7-11α** παρουσιάζεται η χαρακτηριστική εισόδου για ένα nMOS το οποίο πολώνεται με τάση. Βλέπουμε ότι όσο το  $V_{GS}$  μεγαλώνει τόσο η κλίση της χαρακτηριστικής εισόδου θα αυξάνει κάτι που έχει ως αποτέλεσμα να αυξάνει και το  $g_m$ . Με βάση την **εξ. 7.13** παρατηρούμε ότι το  $g_m$  είναι ανάλογο του  $V_{GS} - V_{Tn}$ .



Σχήμα 7-10 α) Διαγωγιμότητα  $g_m$  στο σημείο ηρεμίας  $Q(I_{DS}, V_{GS})$  και β) γραμμική χαρακτηριστική εισόδου στο σημείο ηρεμίας για την προσέγγιση ασθενούς σήματος.



Σχήμα 7-11 α) Πόλωση nMOS με τάσεις β) μεταβολή της κλίσης της χαρακτηριστικής εισόδου για διαφορετικά σημεία ηρεμίας και γ) εξάρτηση του  $g_m$  από το  $V_{GS}$

---

### Παράδειγμα 4.3.1 Υπολογισμός $g_m$

Για το επόμενο παράδειγμα θεωρούμε ότι έχουμε μια CMOS τεχνολογία που παρέχει τις εξής παραμέτρους :  $V_{Tn}=0.5V$ ,  $K_n=170\mu A/V$ .

Έστω το nMOS τρανζίστορ στο **Σχήμα 7-9** το οποίο λειτουργεί στον κόρο και έχει διαστάσεις  $W/L=50\mu m/0.5\mu m$ . Αν εφαρμοστεί η τάση ηρεμίας  $V_{GS}=1V$  τότε σύμφωνα με την **εξ. 6.1** και την **εξ. 7.13** το ρεύμα ηρεμίας και η διαγωγιμότητα θα είναι  $I_{DS}=2.125mA$  και  $g_m=8.5mA/V$ , αντίστοιχα.

---

### 7.3.2 Αντίσταση εξόδου

Μέχρι αυτό το σημείο έχουμε θεωρήσει ότι ο παράγοντας διαμόρφωσης καναλιού είναι μηδέν δηλ. το ρεύμα  $I_{ds}$  στον κόρο δεν επηρεάζεται από τον τάση απαγωγού-πηγής. Ας εξετάσουμε την συμπεριφορά του nMOS αν εφαρμόσουμε μια ασθενής μεταβολή  $dV_{ds}$  γύρω από την τάση ηρεμίας  $V_{DS}$ . Η **εξ. 5.47** για ένα nMOS μπορεί να προσεγγιστεί κατά Taylor ως προς  $V_{DS}$  γύρω από το σημείο ηρεμίας  $Q$ , έτσι έχουμε

$$I_{ds} = I_{DS} + \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right|_Q dV_{ds} \quad \text{εξ. 7.15}$$

Πρέπει να σημειωθεί ότι στη περίπτωση αυτή αναγκαστικά πρέπει να χρησιμοποιήσουμε την **εξ. 5.47** διότι μόνο μέσω του παράγοντα  $\lambda_n$  υπεισέρχεται η εξάρτηση του  $I_{ds}$  από το  $V_{ds}$ . Ο πρώτος όρος της **εξ. 7.15** δίνει ξανά το ρεύμα ηρεμίας του  $I_{DS}$  και δίνεται από την **εξ. 6.1** ενώ ο δεύτερος όρος είναι ο γραμμικός όρος γιατί το ρεύμα εξαρτάται γραμμικά από το  $dV_{ds}$ . Οι όροι ανώτερης τάξης είναι μηδέν επειδή έχει θεωρηθεί ότι το ρεύμα  $I_{ds}$  εξαρτάται μόνο γραμμικά από το  $V_{ds}$  μέσω του παράγοντα  $\lambda_n$ , **εξ. 5.48**. Η πρώτη παράγωγος, που ουσιαστικά είναι η κλίση της  $I_{ds}-V_{ds}$  χαρακτηριστικής στο σημείο ηρεμίας, συνδέει με γραμμικό τρόπο την ασθενή μεταβολή  $dI_{ds}$  με την ασθενή μεταβολή  $dV_{ds}$ , θα είναι δηλ.:

$$i_{ds} = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right|_Q v_{ds} \quad \text{εξ. 7.16}$$

όπου η ασθενής μεταβολή  $dV_{ds}$  της διαφοράς δυναμικού μεταξύ απαγωγού και πηγής έχει συμβολιστεί ως

$$dV_{ds}=v_{ds} \quad \text{εξ. 7.17}$$

---

### Ορισμός 7.2 Διαγωγιμότητα εξόδου $g_{ds}$ (output transconductance)

Είναι η πρώτη παράγωγος της χαρακτηριστικής εξόδου των MOS στο σημείο ηρεμίας και δίνεται από τη εξίσωση



$$g_{ds} = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right|_Q = \frac{i_{ds}}{v_{ds}} \quad [A/V=1/\Omega] \quad \text{εξ. 7.18}$$

ή

$$i_{ds} = g_{ds} v_{ds} \quad \text{εξ. 7.19}$$

Η διαγωγιμότητα εξόδου ενός MOS είναι πολύ σημαντική παραμέτρο γιατί εκφράζει τον συντελεστή γραμμικής μετατροπής του ασθενούς σήματος τάσης  $v_{ds}$  σε ένα αντίστοιχο ασθενές ρεύμα  $i_{ds}$ .

Παίρνοντας την πρώτη παράγωγο της χαρακτηριστικής εξόδου έχουμε:

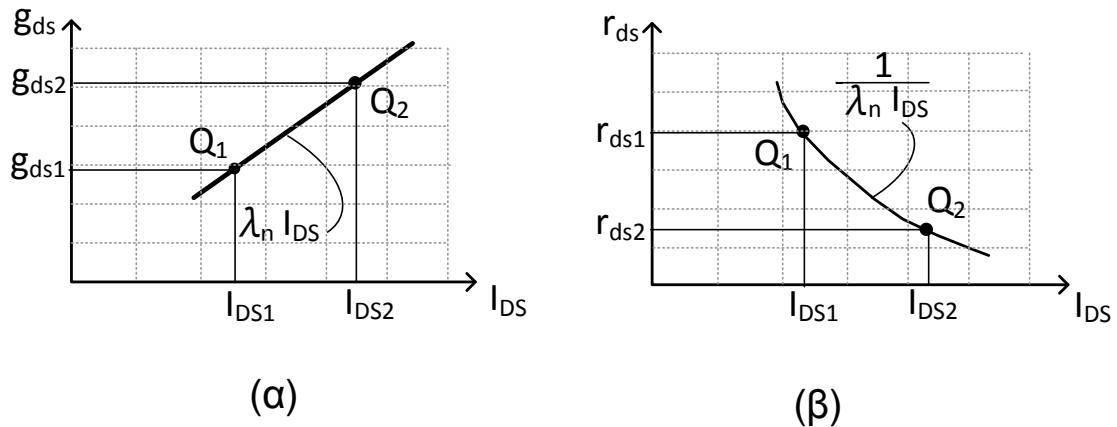
$$g_{ds} = \frac{K_n}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tn})^2 \lambda_n = I_{DS} \lambda_n \quad \text{εξ. 7.20}$$

Η  $g_{ds}$  είναι προφανώς αντίστροφα ανάλογη με την αντίσταση  $r_{ds}$  που εμφανίζεται μεταξύ απαγωγού-πηγής στη προσέγγιση ασθενούς σήματος. Έτσι, η αντίσταση  $r_{ds}$  θα είναι

$$r_{ds} = \frac{v_{ds}}{i_{ds}} = \frac{1}{g_{ds}} = \frac{1}{I_{DS} \lambda_n} \quad [\Omega] \quad \text{εξ. 7.21}$$

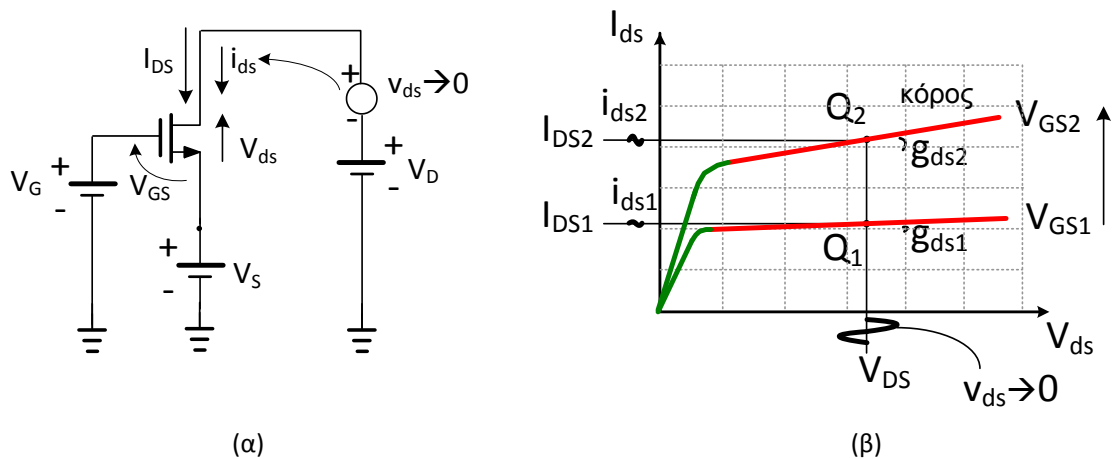
και είναι η αντίστροφα ανάλογη του ρεύματος ηρεμίας  $I_{DS}$ . Η αντίσταση  $r_{ds}$  πολλές φορές συναντάται με το όνομα αντίσταση εξόδου (*output resistance*) ενός MOS. Από την **εξ. 7.21** είναι προφανές ότι για να επιτύχουμε μεγάλη αντίσταση εξόδου ή μικρή διαγωγιμότητα εξόδου θα πρέπει να επιλέξουμε μικρό ρεύμα ηρεμίας  $I_{DS}$ . Στο **Σχήμα 7-12** παρουσιάζεται η εξάρτηση του  $g_{ds}$  και  $r_{ds}$  από το ρεύμα ηρεμίας  $I_{DS}$ , **Σχήμα 7-12α** και **Σχήμα 7-12β**, αντίστοιχα (για σταθερές διαστάσεις  $W$ ,  $L$ ).

Να σημειωθεί εδώ ότι η αντίσταση εξόδου εξαρτάται από το μήκος του καναλιού του τρανζίστορ κάτι που δεν είναι ξεκάθαρο στην **εξ. 7.21**. Ο αναγνώστης θα βρει περισσότερες πληροφορίες επ' αυτού στην **Παρατήρηση 7.9** και **Παρατήρηση 7.11** παραρτήματος του κεφαλαίου.



Σχήμα 7-12 Εξάρτηση (α) της διαγωγιμότητας  $g_{ds}$  και β) της αντίστασης εξόδου  $r_{ds}$  από το ρεύμα ηρεμίας  $I_{DS}$ .

Στο **Σχήμα 7-13α** βλέπουμε ότι μεταξύ πύλη-πηγής εφαρμόζεται η τάση ηρεμίας  $V_{GS}$  ενώ μεταξύ απαγωγού-πηγής εφαρμόζουμε την επαλληλία της τάσης ηρεμίας του απαγωγού  $V_{DS}$  και του ασθενούς σήματος  $v_{ds}$ . Μέσω την  $V_{GS}$  θα επιβάλλεται το ρεύμα ηρεμίας  $I_{DS}$  που έχει προδιαγραφεί ενώ με το ασθενές σήμα  $v_{ds}$  θα προκαλείται η ασθενής μεταβολή  $i_{ds}$ . Στο **Σχήμα 7-13β** βλέπουμε, κατά τα γνωστά, τη χαρακτηριστική εξόδου  $I_{DS}-V_{DS}$  για δύο περιπτώσεις  $V_{GS1}$  και  $V_{GS2}$ . Παρατηρούμε ότι για μια ασθενής μεταβολή  $v_{ds}$  γύρω από το σημείο ηρεμίας  $V_{DS}$  θα εμφανιστεί μια ασθενής μεταβολή  $i_{ds}$  εξαιτίας ακριβώς της μεγάλης αντίστασης εξόδου  $r_{ds}$ . Για μεγαλύτερες τιμές της  $V_{GS}$  ( $=V_{GS2}$ ) θα έχουμε μεγαλύτερο  $I_{DS}$  ( $=I_{DS2}$ ) με αποτέλεσμα να μειώνεται η αντίσταση εξόδου.



Σχήμα 7-13 (α) Εφαρμογή της τάσης ηρεμίας  $V_{DS}$  και του ασθενούς σήματος  $v_{ds}$  σε ένα nMOS β) χαρακτηριστική εξόδου για δύο περιπτώσεις σημείων ηρεμίας .

**Παρατήρηση 7.1** Η κλίση της χαρακτηριστικής εξόδου είναι αντίστροφα ανάλογη της αντίστασης εξόδου.

Στο **Σχήμα 7-13β** παρατηρούμε ότι όσο η χαρακτηριστική εξόδου, για λειτουργία στον κόρο, γίνεται παράλληλη με τον οριζόντιο άξονα τόσο η ασθενής μεταβολή του ρεύμα θα ελαττώνεται ( $i_{ds1} < i_{ds2}$ ). Η κλίση της χαρακτηριστικής εξόδου στο σημείο ηρεμίας Q είναι αντίστροφα ανάλογη της αντίστασης εξόδου. Έτσι, για μικρά ρεύματα ηρεμίας η κλίση γίνεται πολύ μικρή με αποτέλεσμα η αντίσταση εξόδου να είναι μεγάλη.

---

### Παράδειγμα 7.3

Θεωρήστε ότι έχουμε μια CMOS τεχνολογία που παρέχει τις εξής παραμέτρους :  $V_{Tn}=0.5V$ ,  $K_n=170\mu A/V$ ,  $\lambda_{on}=0.02V^{-1}$ .

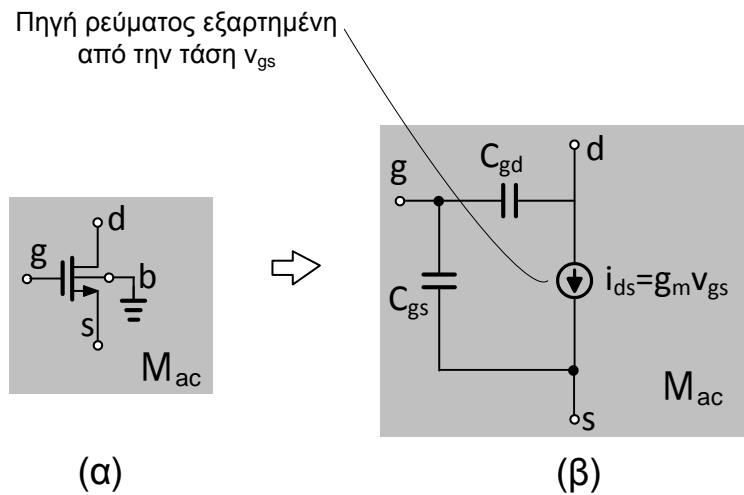
Έστω ένα nMOS τρανζίστορ το οποίο λειτουργεί στον κόρο και έχει διαστάσεις  $W/L=50\mu m/0.5\mu m$ . Έστω ότι το ρεύμα ηρεμίας είναι  $I_{DS}=100\mu A$ . Η αντίσταση εξόδου με βάση την **εξ. 7.57** θα είναι  $r_{ds}=1/\lambda_{on}I_{DS}=1/0.02V^{-1}100\mu A=500k\Omega$ . Αν λάβουμε όμως υπόψη την εξάρτηση του  $\lambda_n$  από το μήκος του καναλιού θα έχουμε  $\lambda_n=\lambda_{on}(1+L_{min}/L)=0.02(1+0.35\mu m/0.5\mu m)=0.034V^{-1}$ . Σε αυτή την περίπτωση η αντίσταση εξόδου θα γίνει  $r_{ds}=1/\lambda I_{DS}=1/0.034V^{-1}100\mu A=300k\Omega$  δηλ. έχει αρκετά μειωθεί.

---

### 7.4 Ισοδύναμο ασθενούς σήματος

Όπως είδαμε στο **Κεφ.2** είναι πιο πρακτικό να ξέρουμε ποιο είναι το ισοδύναμο κύκλωμα ενός στοιχείου. Έτσι, είχαμε ασχοληθεί με ισοδύναμα κυκλώματα επαφών  $rh$  διαφόρων τύπων όπου είχαμε ουσιαστικά αντιστοιχίσει επαφές  $rh$  με πιο εύχρηστα και γνώριμα στοιχεία όπως αντιστάσεις και διόδους. Στη συνέχεια του κεφαλαίου θα ασχοληθούμε με το καθορισμό του ισοδύναμου κυκλώματος των MOS τρανζίστορ για ασθενή σήματα.

Το ισοδύναμο κύκλωμα ασθενούς σήματος ενός τρανζίστορ και κατ' επέκταση ενός ολόκληρου κυκλώματος είναι ουσιαστικά ένα κύκλωμα το οποίο προσεγγίζει την λειτουργία του όταν επιβάλλονται ασθενή σήματα. Ένα τέτοιο ισοδύναμο κύκλωμα αναφέρεται ως ισοδύναμο ασθενούς σήματος ή προσέγγιση ασθενούς σήματος ενός MOS τρανζίστορ. Με βάση την **εξ. 7.12** ένα MOS σε προσέγγιση ασθενούς σήματος μπορεί να αναπαρασταθεί  $1^{\eta}$  προσέγγιση με μια πηγή ρεύματος η οποία εξαρτάται από την τάση  $v_{gs}$ . Έτσι, το ισοδύναμο κύκλωμα ασθενούς σήματος για ένα MOS που λειτουργεί στον κόρο θα αποτελείται από την πηγή ρεύματος, όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 7-14**. Στο  $ac$  ισοδύναμο κύκλωμα, **Σχήμα 7-14β**, έχουν προστεθεί οι βασικές χωρητικότητες πύλης-πηγής  $C_{gs}$  και πύλης-απαγωγού  $C_{ds}$ . Το ισοδύναμο κύκλωμα ασθενούς σήματος ενός MOS ή ενός ολόκληρου κυκλώματος θα απαντάται στη συνέχεια του βιβλίου ως  $ac$  ισοδύναμο.



Σχήμα 7-14 (α) Το nMOS θεωρείται ότι εφαρμόζονται ασθενή σήματα και (β) ισοδύναμο ασθενούς σήματος

---

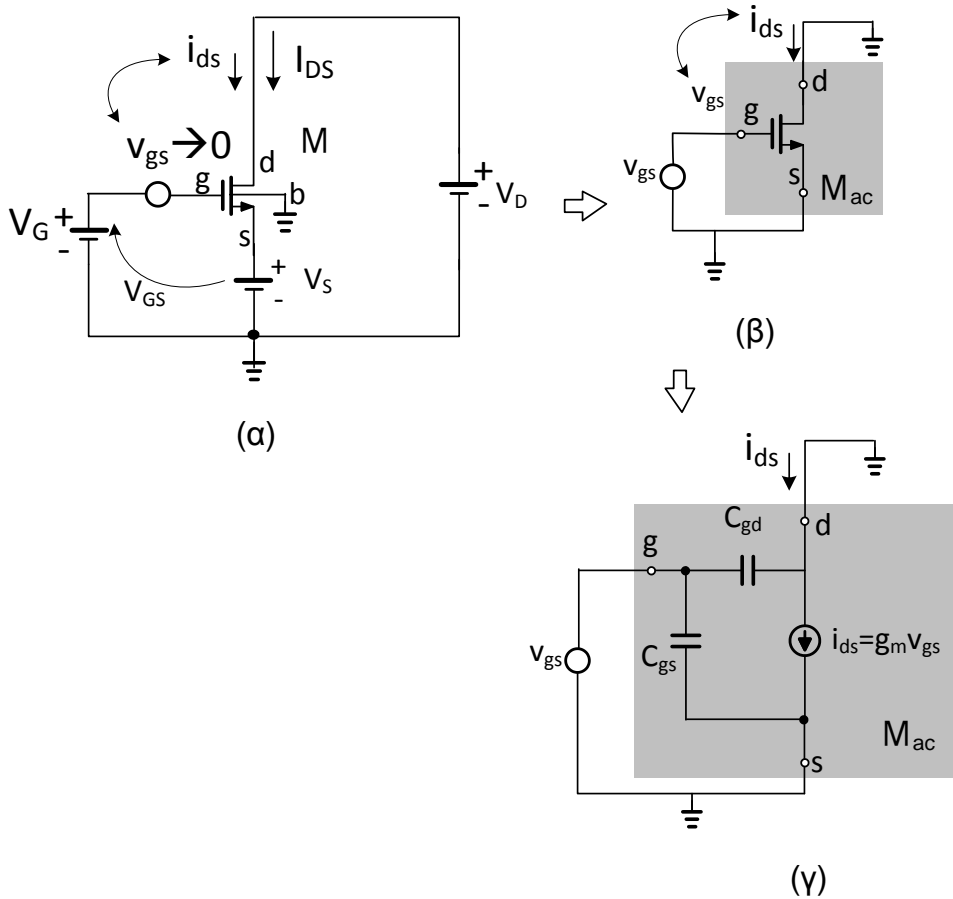
**Παρατήρηση 7.2** Σε ασθενή σήματα το τρανζίστορ όταν βρίσκεται στον κόρο συμπεριφέρεται ως εξαρτημένη πηγή ρεύματος από τάση

Με βάση την **εξ. 7.12** το ρεύμα απαγωγού θα είναι  $i_{ds} = g_m v_{gs}$  δηλ. εξαρτάται γραμμικά από το ασθενές σήμα  $v_{gs}$ . Η πηγή ρεύματος αυτού του είδους ονομάζεται εξαρτημένη πηγή ρεύματος από τάση (*voltage controlled current source*) επειδή η τιμή της εξαρτάται από την τάση  $v_{gs}$  μέσω της διαγωγιμότητας  $g_m$ .

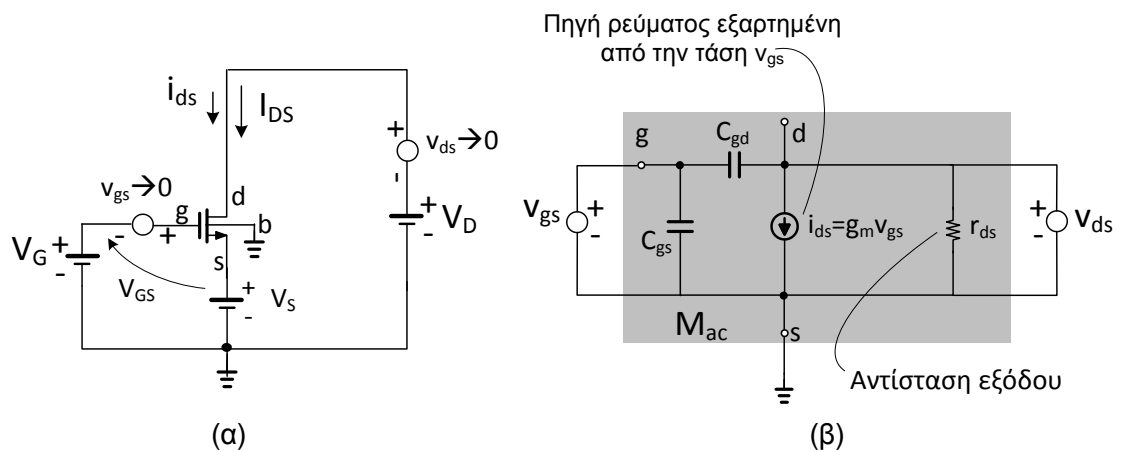
---

Στο **Σχήμα 7-15** βλέπουμε ένα nMOS, το οποίο είναι πολωμένο με τις τάσεις ηρεμίας  $V_G$ ,  $V_D$  και  $V_S$  και στην πύλη του εφαρμόζεται το ασθενές σήμα  $v_{gs}$ . Σε πρώτη φάση το nMOS έχει αντικατασταθεί με το αντίστοιχο ισοδύναμο κύκλωμα ασθενούς σήματος, γκρι πλαίσιο στο **Σχήμα 7-15β**, και επίσης όλες οι σταθερές πηγές τάσης έχουν αντικατασταθεί με γειώσεις. Τέλος, για λόγους απλότητας έχει θεωρηθεί ότι ο παράγοντας επίδρασης υποστρώματος είναι μηδέν.

Το MOS παρουσιάζει επίσης μια ισοδύναμη αντίσταση  $r_{ds}$  μεταξύ απαγωγού και πηγής για τα ασθενή σήματα. Έτσι, το ισοδύναμο κύκλωμα ασθενούς σήματος στο **Σχήμα 7-15** πρέπει να συμπληρωθεί με την αντίσταση εξόδου όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 7-16β**. Με αυτό τον τρόπο έχουμε τη 2<sup>η</sup> και πιο πλήρης προσέγγιση για ένα MOS στα ασθενή σήματα.



Σχήμα 7-15 (α) Κατάσταση ηρεμίας και (β,γ) ισοδύναμα κυκλώματα ασθενούς σήματος ή ac ισοδύναμο ενός nMOS (1<sup>η</sup> προσέγγιση).



Σχήμα 7-16 (α) Κατάσταση ηρεμίας και (β) Ισοδύναμο κύκλωμα ασθενούς σήματος ενός nMOS που περιλαμβάνει και την αντίσταση εξόδου  $r_{ds}$ . (2<sup>η</sup> προσέγγιση)

## 7.4 Συμπεριφορά σε χρονικά μεταβαλλόμενο σήμα

Στη παράγραφο αυτή θα αναλύσουμε την συμπεριφορά των MOS τρανζίστορ αν εφαρμοστούν χρονικά μεταβαλλόμενα σήματα στους ακροδέκτες του. Η ανάλυση για αυτή την περίπτωση ουσιαστικά συνδυάζει τη συμπεριφορά του τρανζίστορ στην ηρεμία με αυτή στο ασθενές σήμα. Για να κάνουμε πιο απλή την ανάλυση θα θεωρήσουμε ότι τα σήματα είναι ημιτονικά σήματα.

Στο **Σχήμα 7-17α** το nMOS έχει πολωθεί στο σημείο ηρεμίας λόγω των τάσεων ηρεμίας  $V_G$ ,  $V_S$  και  $V_D$  που εφαρμόζονται στους ακροδέκτες του. Στη πύλη έχουμε την επαλληλία της τάσης ηρεμίας  $V_G$  και της ημιτονικής τάσης

$$v_{gs}(t) = A \cos(2\pi ft) \quad \text{εξ. 7.22}$$

όπου  $A$  είναι το πλάτος και  $f$  η συχνότητα του ημιτόνου, **Σχήμα 7-17γ**. Η διαφορά δυναμικού πύλης-πηγής που μας ενδιαφέρει πρωτίτως θα είναι

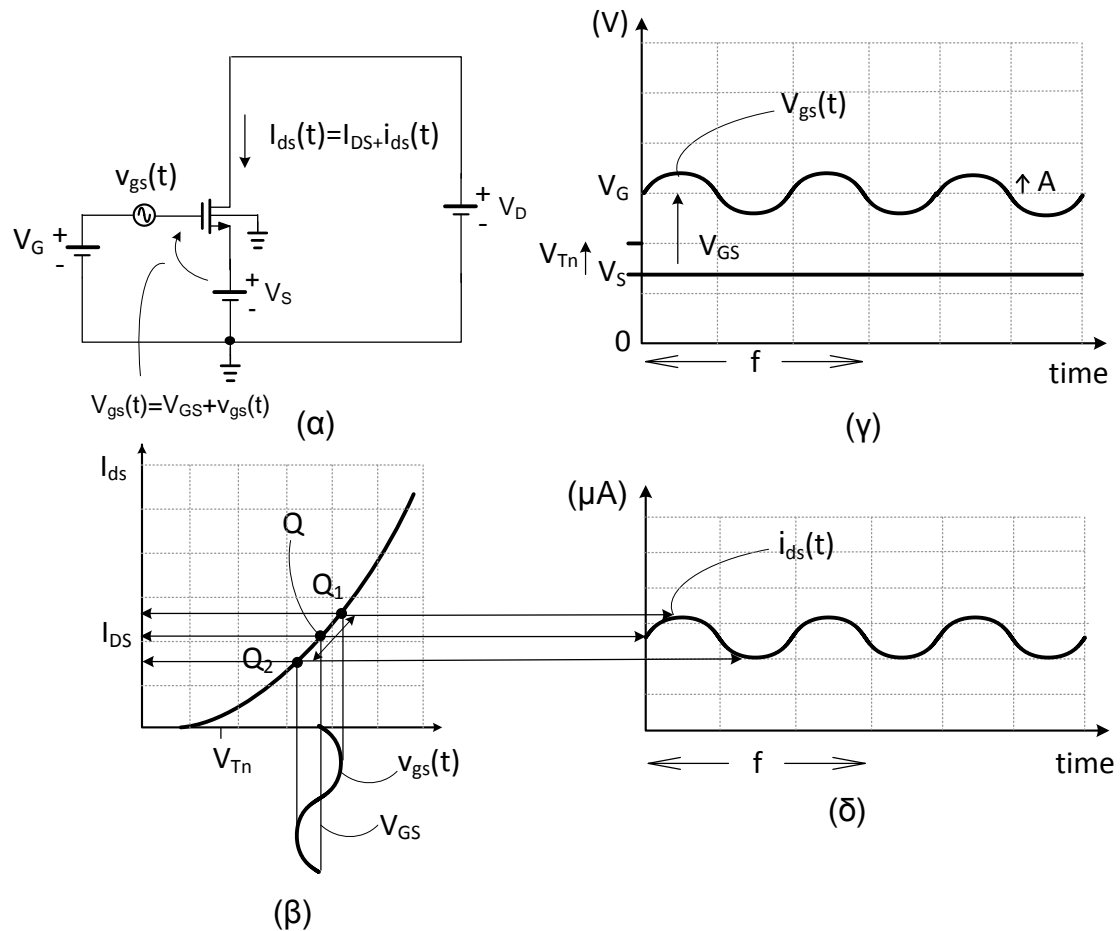
$$V_{gs}(t) = V_G - V_S + v_{gs}(t) \quad \text{εξ. 7.23}$$

δηλ. πάνω στην τάση ηρεμίας  $V_{GS} = V_G - V_S$  υπερβάλλεται το ημιτονικό σήμα  $v_{gs}(t)$ . Στο **Σχήμα 7-17γ** βλέπουμε την συμπεριφορά του τρανζίστορ σε ισχυρό σήμα. Όπως αναλύσαμε στην **παράγραφο 4.3** το ισχυρό σήμα ουσιαστικά θα μεταβάλλει το σημείο ηρεμίας πάνω στην χαρακτηριστική εισόδου του τρανζίστορ. Αντίστοιχα, εφαρμόζοντας ένα περιοδικό σήμα στην πύλη του τρανζίστορ, όπως ένα ημιτονικό σήμα, το σημείο ηρεμίας μετακινείται περιοδικά με συχνότητα  $f$  πάνω στην χαρακτηριστική εισόδου μεταξύ των δύο ακραίων σημείων  $Q_1$  και  $Q_2$ . Στο **Σχήμα 7-17δ**, βλέπουμε την αντίστοιχη μεταβολή του ρεύματος απαγωγού  $I_{ds}(t)$ . Το ρεύμα απαγωγού θα έχει μια σταθερή συνιστώσα την  $I_{DS}$  και μια εναλλασσόμενη συνιστώσα  $i_{ds}(t)$  που ουσιαστικά θα αντιστοιχεί στο ημιτονικό σήμα  $v_{gs}(t)$ .

Όπως είδαμε στην **παράγραφο 4.3** είναι πολύ σημαντικό να γνωρίζουμε με ποιο παράγοντα μια μεταβολή της τάσης στην πύλη μετατρέπεται σε μια μεταβολή στο ρεύμα του απαγωγού. Με βάση την **εξ. 7.12** για ασθενή σήματα η ασθενής μεταβολή  $v_{gs}$  μετατρέπεται γραμμικά σε μια ασθενή μεταβολή στο ρεύμα του απαγωγού με ένα συντελεστή που είναι η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ. Για ασθενή σήματα έχει θεωρηθεί όμως ότι το πλάτος του σήματος  $v_{gs}$  που εφαρμόζεται στην πύλη του τρανζίστορ τείνει στο μηδέν. Πρέπει να εξετάσουμε την περίπτωση που το πλάτος του σήματος  $v_{gs}(t)$  που εφαρμόζεται στην πύλη έχει κάποια τιμή μεγαλύτερη του μηδενός.

Ας θεωρήσουμε ένα nMOS το οποίο λειτουργεί στον κόρο και εφαρμόζεται στην πύλη το σήμα  $v_{gs}(t)$ , **εξ. 7.22**. Να σημειωθεί ότι το πλάτος του  $v_{gs}$  είναι σχετικά μικρό ώστε το τρανζίστορ να παραμένει στο κόρο και στην αγωγή. Στη πύλη του τρανζίστορ εφαρμόζεται το σήμα  $V_{gs}(t) = V_{GS} + v_{gs}(t)$  όπου  $V_{GSq}$  είναι η τάση ηρεμίας της πύλης. Έτσι, η **εξ. 6.1** θα γίνει

$$I_{ds}(t) = \frac{K_n}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - v_{gs}(t) - V_{Tn})^2 \quad \text{εξ. 7.24}$$



Σχήμα 7-17 (α) Πόλωση nMOS με τάσεις και εφαρμογή ημιτόνου στην πύλη, (β) χαρακτηριστική εισόδου (γ) χρονική απόκριση των τάσεων στους ακροδέκτες του nMOS και (δ) χρονική απόκριση του ρεύματος απαγωγού

Με βάση την **εξ. 7.7** το ρεύμα μπορεί να προσεγγιστεί κατά Taylor γύρω από το σημείο ηρεμίας  $Q(I_{DS}, V_{GS})$  με την διαφορά ότι σε χρονικά μεταβαλλόμενα σήματα πρέπει να λάβουμε υπόψη και τους όρους ανώτερης τάξης. Έτσι το ρεύμα  $i_{ds}(t)$  θα δίνεται από την επόμενη εξίσωση που είναι ένα πολυώνυμο 2<sup>ου</sup> βαθμού:

$$I_{ds}(t) = a_0 + a_1 v_{gs}(t) + a_2 v_{gs}(t)^2 \quad \text{εξ. 7.25}$$

όπου

$$a_0 = I_{DSq} \quad \text{εξ. 7.26}$$

$$a_1 = I_{DS} \frac{2}{V_{GS} - V_{Tn}} \quad \text{εξ. 7.27}$$

$$a_2 = I_{DS} \frac{1}{(V_{GS} - V_{Tn})^2} \quad \text{εξ. 7.28}$$

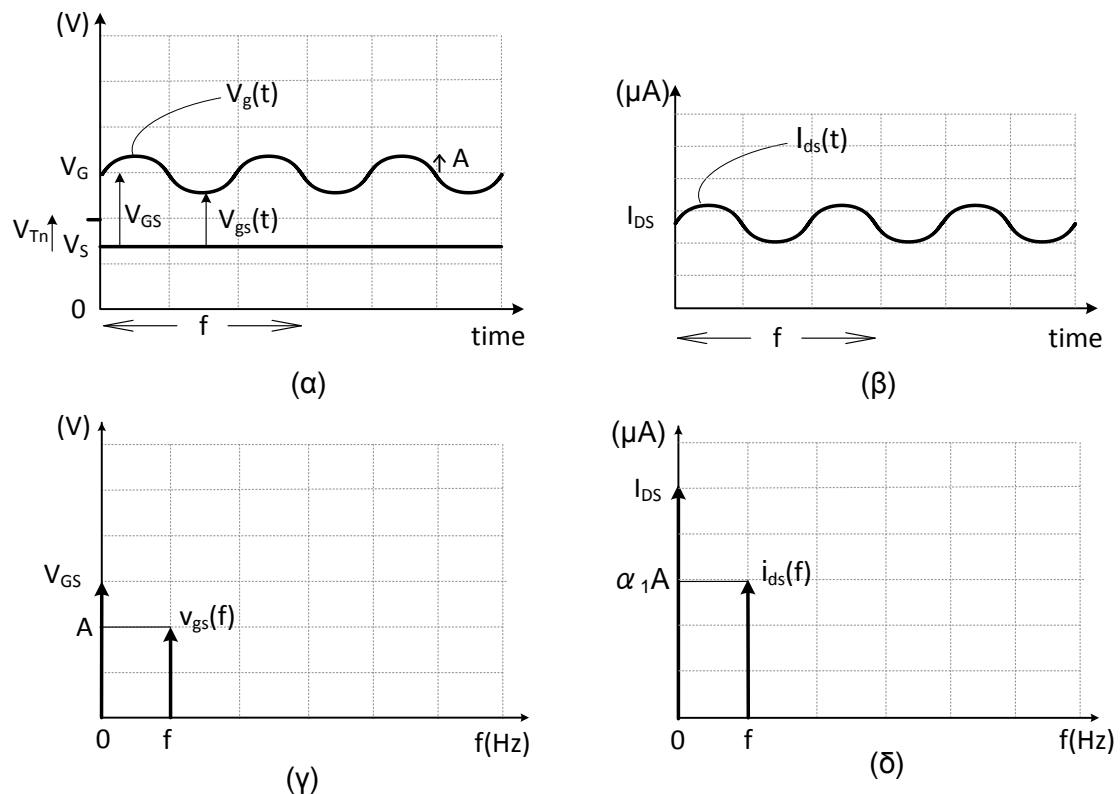
Ο πρώτος όρος της **εξ. 7.25** είναι το ρεύμα ηρεμίας  $I_{DS}$  του τρανζίστορ. Με βάση την **εξ. 7.25** βλέπουμε ότι το ρεύμα  $I_{ds}(t)$  δεν είναι γραμμική συνάρτηση του σήματος  $v_{gs}(t)$  κάτι που άλλωστε περιμένουμε γιατί η χαρακτηριστική εισόδου ενός MOS είναι συνάρτηση 2<sup>ου</sup> βαθμού. Ο δεύτερος όρος της **εξ. 7.25** που δίνεται από την **εξ. 7.27** είναι ίσος με την διαγωγιμότητα του τρανζίστορ. Με άλλα λόγια και σε χρονικά μεταβαλλόμενα σήματα πάλι το τρανζίστορ θα μετατρέπει γραμμικά τις τάσεις  $V_{gs}$ . Η ουσιαστική διαφορά όμως είναι ο τετραγωνικός όρος  $a_2 v_{gs}(t)^2$  της **εξ. 7.25** που είναι ουσιαστικά ο όρος που ‘χαλάει’ την γραμμικότητα (*linearity*) του ρεύματος  $I_{ds}$  εισάγοντας ‘παραμόρφωση’ (*distortion*). Σκοπός της ανάλυσης που θα ακολουθήσει είναι να κατανοήσουμε τι σημαίνει ο όρος “παραμόρφωση” και να ορίσουμε ένα μέγεθος που να καθορίζει την τιμή της παραμόρφωση του  $I_{ds}(t)$ .

Ας θεωρήσουμε την **εξ. 7.29** όπου  $v_{gs}(t) = A \cos(2\pi ft)$  όπως φαίνεται στο **Σχήμα 7-18α**. Για αρχή ας θεωρήσουμε επίσης ότι ο παράγοντας  $a_2$  είναι μηδέν και έτσι ο μη γραμμικός όρος  $a_2 v_{gs}(t)^2$  θα είναι και αυτός μηδέν. Τότε το ρεύμα απαγωγού θα είναι

$$I_{ds}(t) = a_0 + a_1 v_{gs}(t) \quad \text{εξ. 7.29}$$

δηλ.:

$$I_{ds}(t) = I_{DS} + a_1 A \cos(2\pi ft) \quad \text{εξ. 7.30}$$



Σχήμα 7-18 (α) Χρονική απόκριση τάσεων (β) χρονική απόκριση ρεύματος  $I_{ds}(t)$  (γ) αρμονικές συνιστώσες του  $V_{gs}(t)$  και (δ) αρμονικές συνιστώσες του  $I_{ds}(t)$  για απολύτως γραμμική χαρακτηριστική τρανζίστορ.



Σε αυτή την περίπτωση το ρεύμα θα είναι και αυτό με την σειρά του ημιτονικό και θα έχει την μορφή του **Σχήμα 7-18β**. Στο **Σχήμα 7-18γ** φαίνεται ο μετασχηματισμός Fourier του ημιτονικού σήματος  $v_{gs}$  όπου προφανώς έχει μία αρμονική συνιστώσα στη βασική συχνότητα  $f$  με πλάτος  $A$ . Στο ίδιο σχήμα βλέπουμε και ένα ακόμα τόνο στη συχνότητα 0 με τιμή  $V_{GS}$  και είναι η τάση ηρεμίας. Στο **Σχήμα 7-18δ** βλέπουμε τον μετασχηματισμό Fourier του ρεύματος  $I_{ds}$ , όπου είναι ξεκάθαρο ότι θα έχουμε την εμφάνιση μια αρμονικής συνιστώσας στη βασική συχνότητα  $f$  με πλάτος ίσο με  $a_1A$ . Επίσης, παρατηρείται ένα ακόμα τόνος στη συχνότητα 0 με τιμή ίση με  $I_{DS}$  δηλ. το ρεύμα ηρεμίας.

Η περίπτωση που περιγράφηκε παραπάνω είναι η ιδανική περίπτωση που το τρανζίστορ θεωρείται εντελώς γραμμικό αφού ο τετραγωνικός όρος της **εξ. 7.31** έχει θεωρηθεί μηδέν. Στην πράξη το τρανζίστορ είναι ένα μη γραμμικό στοιχείο πράγμα που σημαίνει ότι η εφαρμογή σήματος μιας συχνότητας ή ενός τόνου στην πύλη του τρανζίστορ δίνει επιπλέον τόνους ή αρμονικές συνιστώσες σε συχνότητες πολλαπλάσιες της βασικής συχνότητας  $f$ . Με την ανάλυση σε σειρά Fourier του  $I_{ds}(t)$ , όπως θα δούμε στη συνέχεια μπορούμε να υπολογίσουμε το πλάτος που θα έχει κάθε αρμονική συνιστώσα και πώς επηρεάζει τη συμπεριφορά του τρανζίστορ.

Η διαδικασία για να βρούμε την παραμόρφωση του  $I_{ds}(t)$  είναι να εισάγουμε το  $v_{gs}(t)=A\cos(2\pi ft)$  στην **εξ. 7.25** και χρησιμοποιώντας τριγωνομετρικές εξισώσεις να εκφράσουμε το ρεύμα  $I_{ds}(t)$  ως άθροισμα αρμονικών όρων της μορφής:

$$I_{ds}(t) = I_{DS} + b_0 + b_1 \cos(2\pi ft) + b_2 \cos(2\pi 2ft) + b_3 \cos(2\pi 3ft) \quad \text{εξ. 7.31}$$

που ουσιαστικά είναι η σειρά Fourier του ρεύματος  $I_{ds}(t)$ . Ο όρος  $b_1\cos(2\pi ft)$  ονομάζεται βασική αρμονική συνιστώσα (*fundamental harmonic*), το  $b_2\cos(2\pi 2ft)$  ονομάζεται δεύτερη αρμονική συνιστώσα (*second harmonic*) και  $b_3\cos(2\pi 3ft)$  τρίτη αρμονική συνιστώσα (*third harmonic*). Η βασική αρμονική συνιστώσα βρίσκεται στη βασική συχνότητα  $f$  του σήματος, η δεύτερη αρμονική συνιστώσα βρίσκεται στη διπλάσια συχνότητα  $2f$  και η τρίτη αρμονική συνιστώσα στην τριπλάσια συχνότητα  $3f$ . Οι συντελεστές  $b_i$  της σειράς Fourier εκφράζουν το πλάτος κάθε αρμονικής συνιστώσας και είναι συνάρτηση των συντελεστών  $a_i$  της **εξ. 7.25** και του πλάτους  $A$  του ημιτόνου. Κάνοντας τις απαραίτητες πράξεις οι συντελεστές  $b_i$  θα δίνονται από τις επόμενες εξισώσεις

$$b_0 = \frac{a_2}{2} A^2 \quad [A] \quad \text{στο μηδέν} \quad \text{εξ. 7.32}$$

$$b_1 = a_1 A + \dots \quad [A] \quad \text{στη βασική συχνότητα } f \quad \text{εξ. 7.33}$$

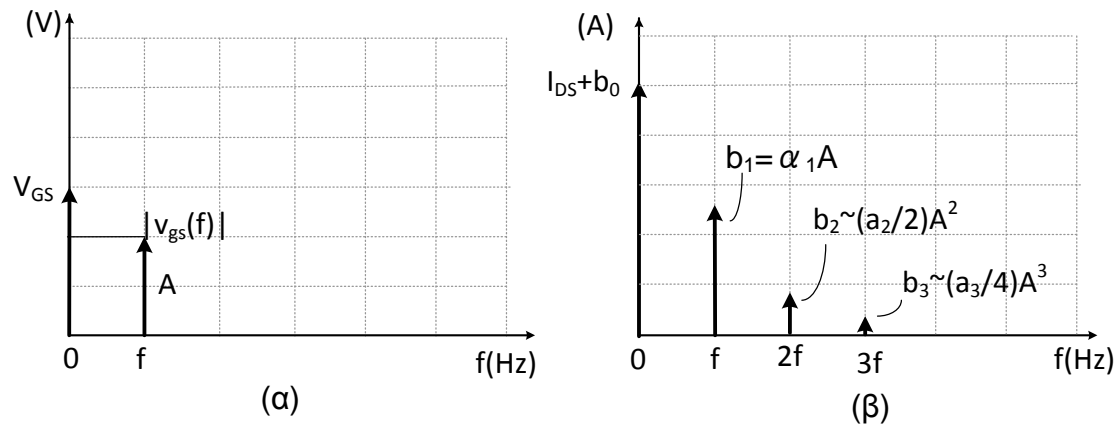
$$b_2 = \frac{a_2}{2} A^2 + \dots \quad [A] \quad \text{στη συχνότητα } 2f \quad \text{εξ. 7.34}$$

$$b_3 = \frac{a_3}{4} A^3 + \dots \quad [A]$$

στη συχνότητα  $3f$

εξ. 7.35

Με βάση το **Σχήμα 7-19** παρατηρούμε ότι η εφαρμογή μιας αρμονικής συνιστώσας στην πύλη του τρανζίστορ, **Σχήμα 7-19α**, δημιουργεί ένα πλήθος αρμονικών συνιστωσών στην έξοδο. Η αρμονική που μας ενδιαφέρει είναι η βασική αρμονική, όλες οι άλλες αρμονικές συνιστώσες πρέπει να είναι όσο γίνεται πιο μικρές για να μην εισάγουν αυτό που λέμε “αρμονική παραμόρφωση”. Το φαινόμενο αυτό είναι συνηθισμένο σε στοιχεία με μη-γραμμική χαρακτηριστική εισόδου όπως σε ένα MOS τρανζίστορ. Στο **Σχήμα 7-19β** βλέπουμε τις αρμονικές συνιστώσες σε συνάρτηση με την συχνότητα. Παρατηρούμε ότι οι αρμονικές που βρίσκονται σε υψηλότερες συχνότητες το πλάτος τους ελαττώνεται. Να σημειωθεί ότι στο **Σχήμα 7-19** εμφανίζονται αρμονικές συνιστώσες μέχρι την τριπλάσια συχνότητα της βασικής επειδή η **εξ. 7.31** δεν περιλαμβάνει όρους ανώτερης τάξης.



Σχήμα 7-19 (α) Αρμονικές συνιστώσες του  $V_{gs}(t)$  και (β) αρμονικές συνιστώσες του  $I_{ds}(t)$  για μη-γραμμική χαρακτηριστική εισόδου τρανζίστορ.

### Παρατήρηση 7.3

Όπως θα δούμε στην συνέχεια τα πλάτη των αρμονικών συνιστωσών διαφέρουν αρκετές τάξεις μεγέθους. Έτσι είναι αδύνατον να αναπαρασταθούν όλοι μαζί σε ένα διάγραμμα όπως για παράδειγμα στο **Σχήμα 7-19β**. Για αυτό ακριβώς τον λόγο είναι πολύ συνηθισμένο το πλάτος κάθε αρμονικής συνιστώσας να δίνεται σε *decibel ανά Ampere* ή *dBA*. *Decibel ανά Ampere* σημαίνει απλά ότι τα πλάτη των αρμονικών συνιστωσών έχουν ως αναφορά το 1 *Ampere*. Έτσι, με βάση τις **εξ. 7.32-εξ. 7.35** θα έχουμε

$$b_{0(dBA)} = 20 \log(b_0) \cong 20 \log\left(\frac{a_2}{2} A^2\right) \quad [dBA] \quad \text{εξ. 7.36}$$

$$b_{1(dBA)} = 20 \log(b_1) \cong 20 \log(a_1 A) \quad [dBA] \quad \text{εξ. 7.37}$$

$$b_{2(dBA)} = 20 \log(b_2) \cong 20 \log\left(\frac{a_2}{2} A^2\right) \quad [dBA] \quad \text{εξ. 7.38}$$

$$b_{3(dBA)} = 20\log(b_3) = 20\log\left(\frac{a_3}{4} A^3\right) \quad [\text{dBA}] \quad \text{εξ. 7.39}$$

Οι συντελεστές της αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος  $I_{ds}$  (και κάθε κυματομορφής) ορίζονται ως ο λόγος του πλάτους μιας αρμονικής συνιστώσας ( $b_2, b_3 \dots$ ) προς το πλάτος της βασικής αρμονικής  $b_1$ . Έτσι ο συντελεστής 2<sup>ης</sup> αρμονικής παραμόρφωσης (*Second harmonic distortion, HD<sub>2</sub>*) θα είναι

$$HD_2 = \frac{|b_2|}{|b_1|} \quad \text{εξ. 7.40}$$

Ο συντελεστής 3<sup>ης</sup> αρμονικής παραμόρφωσης (*Third harmonic distortion, HD<sub>3</sub>*) θα είναι

$$HD_3 = \frac{|b_3|}{|b_1|} \quad \text{εξ. 7.41}$$

Η συνολική αρμονική παραμόρφωση (*total harmonic distortion, THD*) του ρεύματος  $I_{ds}$  (και γενικά κάθε κυματομορφής) ορίζεται ως ο λόγος της μέσης τετραγωνικής τιμής του αθροίσματος των πλατών κάθε αρμονικής συνιστώσας του ρεύματος προς το πλάτος της βασικής αρμονικής, δηλ.:

$$THD = \frac{\sqrt{b_2^2 + b_3^2 + \dots}}{|b_1|} \quad \text{εξ. 7.42}$$

Είναι επίσης συνηθισμένο η συνολική αρμονική παραμόρφωση να εκφράζεται σε επί τις εκατό ως:

$$THD\% = \frac{\sqrt{b_2^2 + b_3^2 + \dots}}{|b_1|} \% \quad \text{εξ. 7.43}$$

Πρέπει να δοθεί έμφαση στο γεγονός ότι η αρμονική παραμόρφωση και οι συντελεστές παραμόρφωσης εξαρτώνται από το πλάτος του σήματος  $A$  που εφαρμόζεται στην πύλη με αποτέλεσμα μεγαλύτερο πλάτος να προκαλεί μεγαλύτερη παραμόρφωση.

#### Παρατήρηση 7.4

Έτσι, οι συντελεστές  $HD_2$  και  $HD_3$  σε dB μπορούν εύκολα να εκφραστούν ως

$$HD_{2(dB)} = 20\log\frac{|b_2|}{|b_1|} = 20\log|b_2| - 20\log|b_1| \quad [\text{dB}] \quad \text{εξ. 7.44}$$

$$HD_{2(dB)} = 20 \log \frac{|b_3|}{|b_1|} = 20 \log |b_3| - 20 \log |b_1| \quad [\text{dB}] \quad \text{εξ. 7.45}$$

Ας θεωρήσουμε ότι το  $v_{gs}(t)$  είναι ημιτονικό σήμα το οποίο δίνεται από την **εξ. 7.22**. Με βάση τον ορισμό των συντελεστών  $b_i$  και τους παράγοντες αρμονικής παραμόρφωσης θα έχουμε

$$b_0 = I_{DS} \left[ \frac{1}{2} \frac{1}{(V_{GSq} - V_T)^2} \right] A^2 \quad \text{εξ. 7.46}$$

$$b_1 = I_{DS} \left[ 2 \frac{1}{(V_{GSq} - V_T)} \right] A \quad \text{εξ. 7.47}$$

$$b_2 = I_{DS} \left[ \frac{1}{2} \frac{1}{(V_{GSq} - V_T)^2} \right] A^2 \quad \text{εξ. 7.48}$$

Οπότε η 2<sup>η</sup> αρμονική παραμόρφωση θα είναι

$$HD_2 = \frac{|b_2|}{|b_1|} = \frac{1}{4} \frac{1}{V_{GS} - V_{Tn}} A \quad \text{εξ. 7.49}$$

ή εκφρασμένη σε dB

$$HD_{2(dB)} = 20 \log \left( \frac{1}{4} \frac{1}{V_{GS} - V_{Tn}} A \right) \quad \text{εξ. 7.50}$$

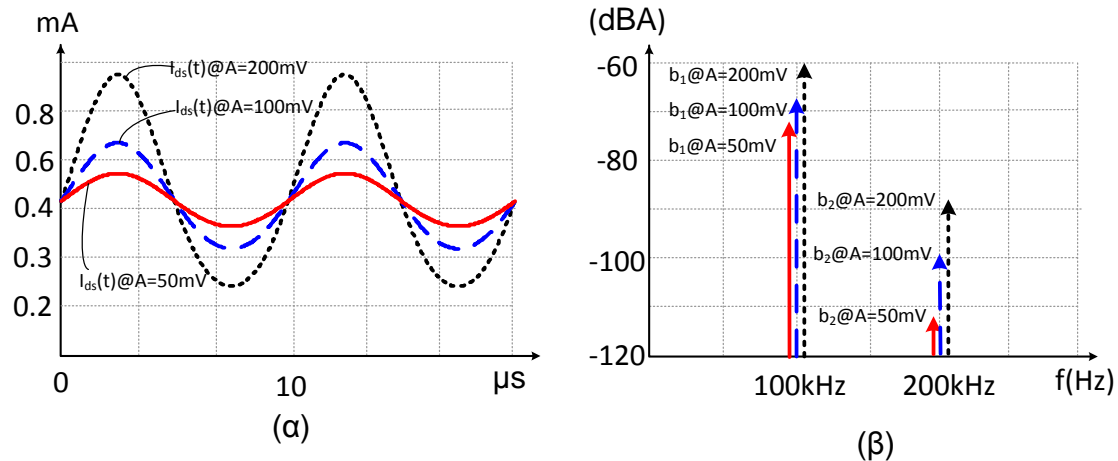
Προφανώς αρμονικές υψηλότερης τάξης δεν υπάρχουν επειδή ο χαρακτηριστική εισόδου είναι πολυώνυμο 2<sup>ης</sup> τάξης.

#### Παράδειγμα 7.4

Έστω το τρανζίστορ του **Σχήμα 7-17α** με τα εξής δεδομένα  $V_G=1.2\text{V}$ ,  $V_S=0.2\text{V}$ ,  $k_n=170\mu\text{A/V}^2$ ,  $V_{Tn}=0.5\text{V}$  και  $(W/L)=20\mu\text{m}/1\mu\text{m}$ . Έστω ότι έχουμε τρεις περιπτώσεις για το πλάτος  $A$  του ημιτονικού σήματος 50mV, 100mV και 200mV που εφαρμόζεται στην πύλη ενώ η συχνότητα είναι σταθερή στα 100kHz. Θέλουμε να βρούμε τους συντελεστές Fourier και την αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος  $I_{ds}(t)$ .

Στο **Σχήμα 7-20α** βλέπουμε το ρεύμα  $I_{ds}(t)$  για τις τρεις περιπτώσεις πλάτους  $A$  του ημιτονικού σήματος. Παρατηρούμε ότι η μεταβολή του ρεύματος αυξάνεται όσο το πλάτος  $A$  αυξάνει, ταυτόχρονα όμως η μεταβολή αυτή αρχίζει να μην μοιάζει με ημίτονο δηλ. εισάγεται παραμόρφωση. Στο **Σχήμα 7-20β** βλέπουμε αρμονικές συνιστώσες του ρεύματος  $I_{ds}(t)$  για τις τρεις περιπτώσεις του ημιτονικού πλάτους  $A$ . Εκτός από τους τόνους που εμφανίζονται στη βασική συχνότητα των 100kHz θα

εμφανίζονται οι δεύτερες αρμονικές συνιστώσες στα 200kHz. Με βάση τις **εξ. 7.32-εξ. 7.35** και **εξ. 7.36-εξ. 7.39** έχει συμπληρωθεί ο **πίνακας 4.4.1**. Το πλάτος της δεύτερης αρμονικής αυξάνεται όσο αυξάνει το  $A$  με μεγαλύτερο ρυθμό συγκριτικά με τη βασική αρμονική. Αυτό σημαίνει ότι αν αυξηθεί το πλάτος της εισόδου  $A$  θα αυξηθεί το πλάτος του βασικής αρμονικής αλλά οι ανώτερες αρμονικές αυξάνουν πιο απότομα με αποτέλεσμα να αυξάνεται η αρμονική παραμόρφωση.



Σχήμα 7-20 (α) Ρεύμα  $I_{ds}(t)$  και (β) αρμονικές συνιστώσες για διάφορα πλάτη ημιτόνου

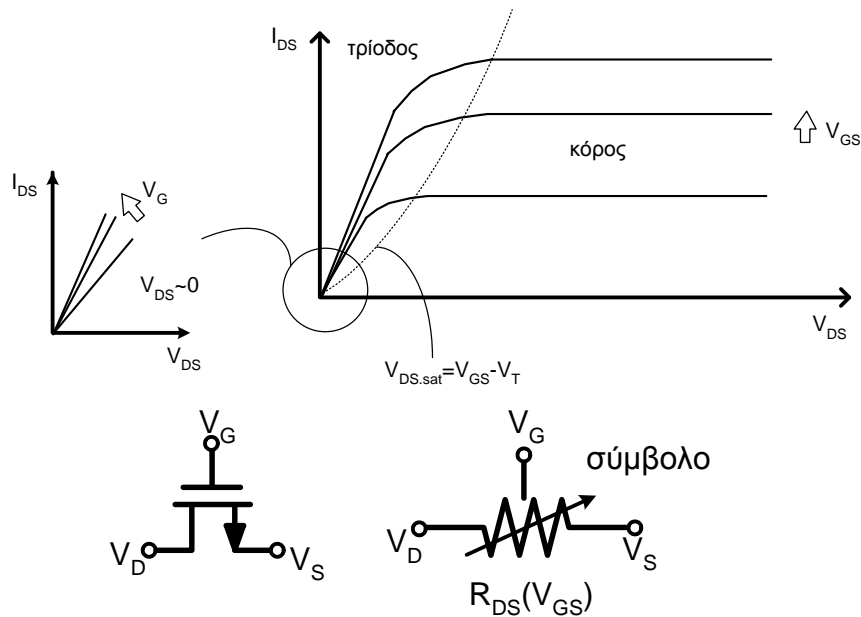
**Πίνακας 4.4.1** Αρμονική παραμόρφωση

A	50mV		100mV		200mV	
$b_0$	2.12μA		8.5μA		34μA	
$b_1$	221μA	-73dB	442 μA	-67dB	884μA	-61dB
$b_2$	2.12μA	-113dB	8.5μA	-101dB	34μA	-89dB
HD <sub>2</sub>	0.0096	-40.3dB	0.019	-34dB	0.038	-28dB
THD	0.96%	-40.3dB	1.9%	-34dB	3.8%	-28dB

## 7.5 Το MOS τρανζίστορ ως αντίσταση

Θεωρώντας ότι ένα nMOS είναι στην τριόδο, τότε όταν η  $V_{DS}$  παίρνει σχετικά μικρές τιμές, μικρότερες από 50mV, το ρεύμα  $I_{DS}$  θα εξαρτάται γραμμικά από την τάση  $V_{DS}$ . Το ίδιο ακριβώς συμβαίνει σε ωμική αντίσταση όπου όσο αυξάνεται η τάση στα άκρα της τότε το ρεύμα που διέρχεται μέσα από την αντίσταση θα αυξάνει αντίστοιχα. Η **εξ. 7.23** είναι εξίσωση που περιγράφει την εξάρτηση του ρεύματος  $I_{DS}$  από την  $V_{DS}$  για λειτουργία στην τριόδο και την οποία ξαναγράφουμε πιο κάτω:

$$I_{DS} = K_n \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_{Tn})V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2 \right] \quad \text{εξ. 7.51}$$



Σχήμα 7-21 Το MOSFET στη τριόδο δρα ως μεταβλητή αντίσταση

Αν θεωρήσουμε ότι το  $V_{DS}$  παίρνει σχετικά μικρές τιμές τότε ο μη γραμμικός τετραγωνικός όρος  $(1/2)V_{DS}^2$  της **εξ. 7.51** θα είναι αρκετά μικρότερος από το γραμμικό όρο  $(V_{GS} - V_{Tn})V_{DS}$ . Έτσι, απαλείφοντας τον μη γραμμικό όρο η **εξ. 7.51** γράφεται σε πρώτη προσεγγιστικά ως

$$I_{DS} \approx K_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) V_{DS} \quad , \text{για } V_{DS} \sim 0 \quad \text{εξ. 7.52}$$

Η **εξ. 7.52** περιγράφει ότι το ρεύμα  $I_{DS}$  εξαρτάται γραμμικά από τη  $V_{DS}$  αν οι τιμές που παίρνει η  $V_{DS}$  είναι αρκετά μικρές. Η **εξ. 7.52** μπορεί να γραφεί ως

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_{DS}} = \frac{1}{K_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tn})} \quad [\Omega] \quad \text{εξ. 7.53}$$

Ο λόγος  $V_{DS}/I_{DS}$  περιγράφει την ωμική αντίσταση  $R_{DS}$  που παρουσιάζει το τρανζίστορ όταν λειτουργεί στην τριόδο. Με άλλα λόγια ένα MOS τρανζίστορ στη τριόδο δρα ως γραμμική (ωμική) αντίσταση αφού παρουσιάζει ισοδύναμη γραμμική αντίσταση  $R_{DS}$  μεταξύ των ακροδεκτών απαγωγού και πηγής, **Σχήμα 7-21**. Με βάση την **εξ. 7.53**, η  $R_{DS}$  είναι αντίστροφα ανάλογη  $V_{GS}$  και το MOS θα παρουσιάζει γραμμική αντίσταση μεταξύ απαγωγού και πηγής και η τιμή της θα μπορεί να ελέγχεται με ηλεκτρονικό τρόπο ελέγχοντας το  $V_{GS}$ .

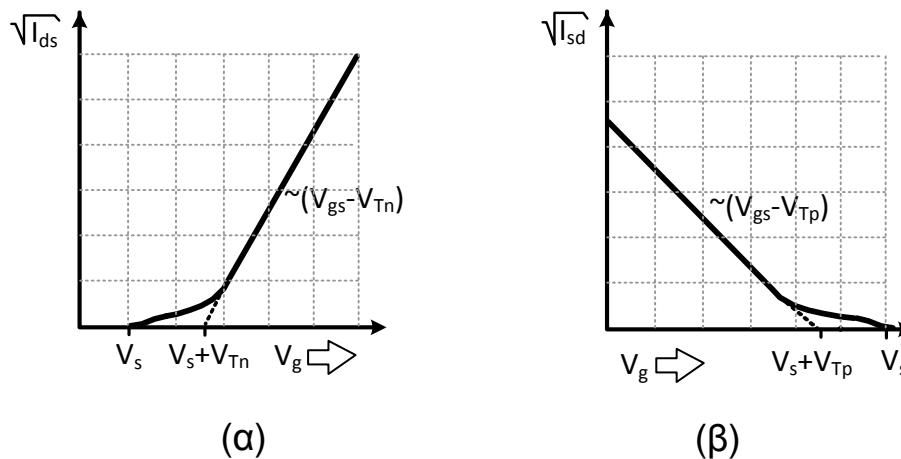
## 7.6 Σημαντικές παρατηρήσεις

### Παρατήρηση 7.5 Υπολογισμός τάσης κατωφλίου

Στο **Σχήμα 7-4** βλέπουμε ότι ένα σημαντικό μέγεθος είναι η τάση κατωφλίου (ή  $V_{Tp}$ ) επειδή διαφορά δυναμικού  $V_{gs}-V_{Tn}$  ( $V_{gs}-V_{Tp}$ ) καθορίζει την αγωγή των τρανζίστορ. Η τάση κατωφλίου όμως από κυκλωματικής προσέγγισης δεν καθορίζεται επακριβώς διότι το τρανζίστορ δεν είναι στην αγωγή μόνο όταν η  $V_{gs}$  γίνει μεγαλύτερη από την τάση κατωφλίου αλλά αρχίζει να άγει για μικρότερες  $V_{gs}$ . Σε αυτή την περίπτωση το τρανζίστορ είναι στην ασθενή αναστροφή και το  $I_{ds}$  είναι πολύ μικρό, της τάξης μεγέθους pA-nA. Μια αρκετά καλή προσέγγιση της τάσης κατωφλίου  $V_{Tn}$  βρίσκεται επεκτείνοντας την χαρακτηριστική  $I_{ds}^{1/2}-V_{gs}$ , **Σχήμα 7-22α**, προς τον άξονα των  $V_{gs}$ . Η χαρακτηριστική  $I_{ds}^{1/2}-V_{gs}$  προκύπτει εύκολα από τον τετραγωνικό νόμο:

$$\sqrt{I_{ds}} = +(-) \frac{K_{n(p)}}{2} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{Tn(p)}) \quad \text{εξ. 7.54}$$

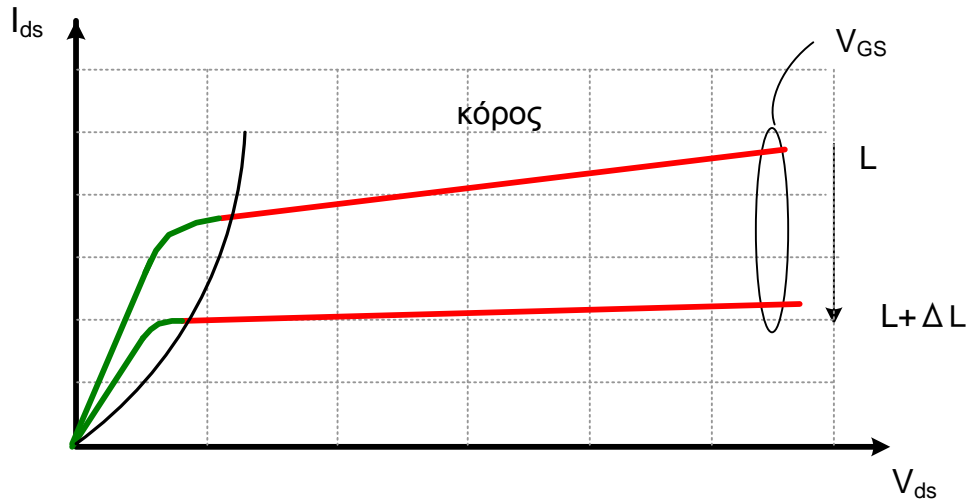
Με βάση την **εξ. 7.54** η χαρακτηριστική  $I_{ds}^{1/2}-V_{gs}$  θα τέμνει τον άξονα των  $V_g$  σε ένα σημείο όπου θα είναι ίσο με την τάση κατωφλίου  $V_s+V_{Tn(p)}$ .



Σχήμα 7-22 α) χαρακτηριστική  $I_{ds}^{1/2}-V_{gs}$  για nMOS και β) χαρακτηριστική  $I_{sd}^{1/2}-V_{gs}$  για pMOS

**Παρατήρηση 7.6** Η κλίση της χαρακτηριστικής στον κόρο είναι αντίστροφα ανάλογη του μήκους του καναλιού

Η **εξ. 5.48** είναι μια προσεγγιστική σχέση που δίνει την εξάρτηση του ρεύματος απαγωγού από το  $V_{Ds}$  ενός τρανζίστορ θεωρώντας ότι παράγοντας  $\lambda_n$  είναι σταθερό. Στο **Σχήμα 7-23** φαίνεται πως επηρεάζεται η χαρακτηριστική εξόδου για ένα nMOS όσο το  $L$  αυξάνεται. Παρατηρούμε ότι επειδή αυξάνει το  $L$  το ρεύμα ελαττώνεται αλλά η χαρακτηριστική γίνεται πιο παράλληλη με τον οριζόντιο άξονα επειδή ακριβώς έχει ελαττωθεί ο παράγοντας  $\lambda$ .



Σχήμα 7-23 Επίδραση του παράγοντα διαμόρφωσης του μήκους του καναλιού για δύο περιπτώσεις μηκών καναλιού.

**Παρατήρηση 7.7** Στον υπολογισμό του ρεύματος ηρεμίας είναι πιο πρακτικό να θεωρούμε ότι  $\lambda=0$ .

Στην προηγούμενη παράγραφο αναφέρθηκε ότι ο παράγοντας διαμόρφωσης  $\lambda$  του μήκους του καναλιού έχει μικρές σχετικά τιμές. Έτσι, όταν πρόκειται να υπολογίσουμε το ρεύμα ηρεμίας δεν χρειάζεται να συνυπολογίζουμε την εξάρτηση του από τους παράγοντες  $\lambda$ . Θα θεωρούμε ότι ισχύει ο τετραγωνικός νόμος, **εξ. 6.1** και **εξ. 6.2**, και επίσης ότι το σημείο ηρεμίας  $Q$  εξαρτάται μόνο από τα  $I_{Ds}, V_{GS}$  και όχι από το  $V_{Ds}$ .

### Παρατήρηση 7.8

Όταν η λειτουργία ενός MOS προσεγγίζεται για ασθενή σήματα η χαρακτηριστική εισόδου  $I_{ds}-V_{gs}$  θεωρείται ότι είναι ευθεία γύρω από το σημείο ηρεμίας  $Q$ , **Σχήμα 7-10α**. Στο **Σχήμα 7-10β** τα ασθενή σήματα αναπαρίστανται ξανά για λόγους καλύτερης κατανόησης σαν ημίτονα με πλάτη  $v_{gs}$  και  $i_{ds}$  που τείνουν στο μηδέν. Θεωρούμε δηλ. ότι η χαρακτηριστική εισόδου γίνεται γραμμική συνάρτηση με κλίση ίση με  $g_m$  ενώ στη πραγματικότητα είναι μια μη γραμμική συνάρτηση (πολυώνυμου 2<sup>ου</sup> βαθμού). Αν εφαρμόσουμε το ασθενές σήμα  $v_{gs}$  αυτό θα μετατραπεί γραμμικά σε μια ασθενή μεταβολή ρεύματος  $i_{ds}$ , **Σχήμα 7-10β**.

**Παρατήρηση 7.9** Εξάρτηση αντίστασης εξόδου από το  $L$ .

Με βάση τις **εξ. 5.47**, **εξ. 5.48** και **εξ. 7.19**, η αντίσταση εξόδου στην προσέγγιση ασθενούς σήματος, για σταθερή τάση ηρεμίας  $V_{GS}$ , θα είναι

$$r_{ds,n,p} \cong \frac{1}{\frac{K_n}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tn,p})^2 \lambda_{no,po} \left(1 + \frac{L_{min}}{L}\right)} \propto L^2 \quad \text{εξ. 7.55}$$



Όπως αναφέραμε στη **παράγραφο 4.3** και **εξ. 5.49**, επειδή το ρεύμα απαγωγού και ο παράγοντας  $\lambda$  εξαρτώνται αντιστρόφως ανάλογα από το μήκος του καναλιού  $L$  η αντίσταση εξόδου θα είναι ανάλογη του τετραγώνου του  $L$ . Δηλ. για μια συγκεκριμένη τάση ηρεμίας  $V_{GS}$ , η  $r_{ds}$  θα είναι ανάλογη του τετραγώνου του μήκους του καναλιού  $L^2$ . Συμπερασματικά μπορούμε να πούμε ότι όσο μεγαλύτερο μήκος καναλιού έχουμε τόσο το τρανζίστορ λειτουργεί σχεδόν σαν μια ιδανική πηγή ρεύματος επειδή η αντίσταση εξόδου του θα είναι πολύ μεγάλη.

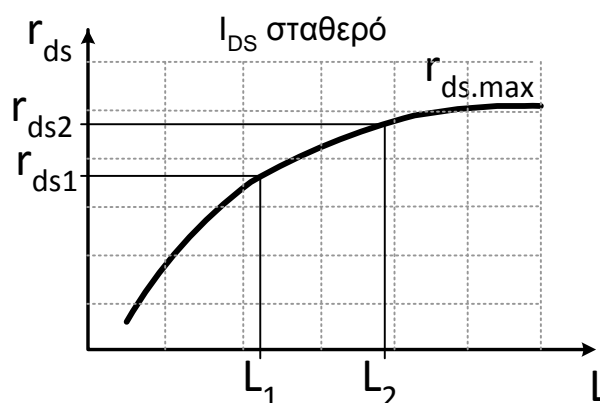
Με βάση τις **εξ. 5.49** και **εξ. 7.21** που δίνει την εξάρτηση του παράγοντα  $\lambda$  από το μήκος του καναλιού  $L$  η αντίσταση ενός τρανζίστορ για σταθερό ρεύμα ηρεμίας  $I_{DS}$  μπορεί να προσεγγιστεί ως

$$r_{ds,n,p} \cong \frac{1}{\lambda_{no,po} \left(1 + \frac{L_{min}}{L}\right) I_{DS}} \propto L \quad \text{εξ. 7.56}$$

Έτσι, η **εξ. 7.56** ουσιαστικά περιλαμβάνει την εξάρτηση της  $r_{ds}$  από το  $L$  και δείχνει ότι όσο μεγαλώνει το  $L$  να μην αυξάνει το  $r_{ds}$  αλλά υπάρχει κάποιο μέγιστο όριο, **Σχήμα 7-24**. Δηλαδή, μετά από κάποια τιμή όσο και να αυξήσουμε το  $L$  η αντίσταση εξόδου δεν αυξάνει περισσότερο. Έτσι, για σχετικά μεγάλα μήκη καναλιού, όπου μπορεί να θεωρηθεί ότι  $L/L_{min}$  είναι σχετικά μεγάλο (π.χ. για  $L > 5L_{min}$ ), η αντίσταση εξόδου θα είναι

$$r_{ds,n,p} \approx \frac{1}{\lambda_{no,po} I_{DSq}} \quad [\Omega] \quad \text{εξ. 7.57}$$

$L/L_{min} > 5$



Σχήμα 7-24 Αντίσταση εξόδου συναρτήσει του  $L$  για σταθερό ρεύμα  $I_{DS}$ .

**Παρατήρηση 7.10** Μια σταθερή τάση θεωρείται γείωση στη προσέγγιση ασθενούς σήματος

Μια σταθερή τάση δεν μπορεί να παρουσιάζει καμιά μεταβολή (αφού είναι σταθερή) γι' αυτό στην προσέγγιση ασθενούς σήματος πρέπει να αντικατασταθεί με γείωση.

**Παρατήρηση 7.11** Ο παράγοντας  $\lambda$  ως συνάρτηση της τάσης Early

Κατά αντιστοιχία με τα διπολικά τρανζίστορ η αντίσταση  $r_{ds}$  μπορεί να περιγραφεί και ως συνάρτηση της τάσης Early. Έτσι, η **εξ. 7.21** μπορεί να γραφεί ως εξής

$$r_{ds} = \frac{V_{En,p} L}{I_{DS}} \quad [\Omega] \quad \text{εξ. 7.58}$$

Η παράμετρος  $V_E$  ονομάζεται τάση Early ανά μονάδα μήκους καναλιού (V/μm). Είναι διαφορετική για pMOS και nMOS επειδή είναι διαφορετικές οι συγκεντρώσεις υποστρώματος (*substrate doping level*). Όσο μεγαλύτερη είναι η συγκέντρωση του υποστρώματος τόσο μεγαλύτερη θα είναι τάση Early. Συγκρίνοντας τις **εξ. 7.21** και **εξ. 7.58** έχουμε ότι η τάση  $V_{En,p}$  μπορεί να υπολογιστεί από τον παράγοντα  $\lambda$ :

$$\lambda_{no,po} = \frac{1}{V_{Ep,n} L} \quad [\Omega] \quad \text{εξ. 7.59}$$

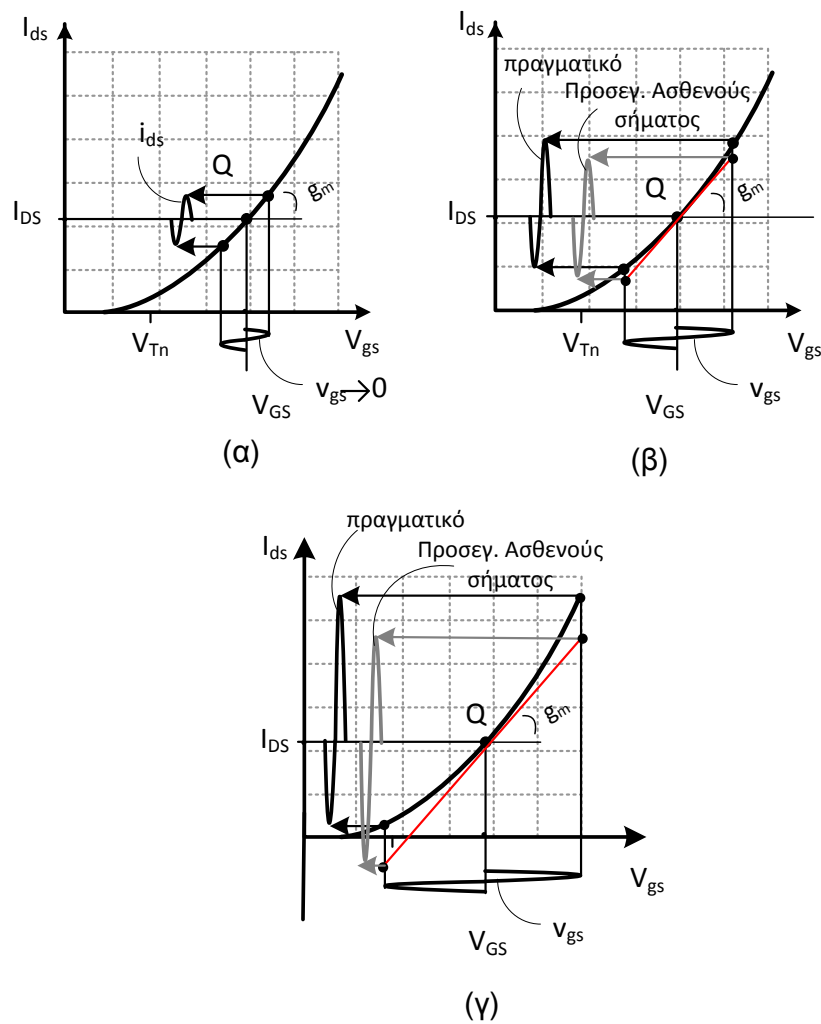
Οι τιμές της τάσης Early για τυπική CMOS 0.35μm τεχνολογία είναι  $V_{En}=25\text{V}/\mu\text{m}$  και  $V_{Ep}=30\text{V}/\mu\text{m}$  για pMOS και nMOS τρανζίστορ, αντίστοιχα. Προφανώς, για το ίδιο μήκος καναλιού η αντίσταση εξόδου ενός pMOS θα είναι μεγαλύτερη σε σχέση με ένα nMOS.

**Παρατήρηση 7.12** Στη προσέγγιση ασθενούς σήματος και ac ανάλυση του SPICE.

Η προσέγγιση ασθενούς σήματος σχετίζεται άμεσα με την ανάλυση ασθενούς σήματος (*ac analysis*) που πολλοί προσομοιωτές κυκλωμάτων υποστηρίζουν (όπως το SPICE). Η ανάλυση ασθενούς σήματος θεωρεί ότι όλα τα τρανζίστορ ενός κυκλώματος είναι γραμματικοποιημένα. Δηλ. όλα τα MOS ενός κυκλώματος περιγράφονται μόνο με τους γραμμικούς όρους των **εξ. 7.7** και **εξ. 7.15**. χωρίς να συμπεριλαμβάνονται οι μη γραμμικοί όροι. Έτσι, φαίνεται εσφαλμένα ότι μπορούμε σε ένα κύκλωμα να εφαρμόσουμε σήμα οποιουδήποτε πλάτους και να λειτουργεί κανονικά. Στο **Σχήμα 7-25γ**, κατά την *ac analysis* έχει εφαρμοστεί σήμα  $v_{gs}$  όπου το πλάτος του προφανώς δεν τείνει στο μηδέν και το ρεύμα  $i_{ds}$  συνεχίζει να μεταβάλλεται γραμμικά για ολόκληρη τη μεταβολή του  $v_{gs}$ . Το πλάτος του  $i_{ds}$  φαίνεται να μπορεί να είναι οσοδήποτε μεγάλο τόσο που το  $I_{DS}$  μπορεί να πάρει ακόμα και αρνητικές κάτι που στην πραγματικότητα δεν ισχύει.

Οι χαρακτηριστικές εισόδου και εξόδου είναι μη γραμμικές συναρτήσεις οπότε αν εφαρμοστεί σήμα με σχετικά μεγάλη μεταβολή  $v_{gs}$  τότε η μετατροπή της σε ρεύμα προφανώς δεν θα είναι καθόλου γραμμική. Στο **Σχήμα 7-25α** η μεταβολή  $v_{gs}$  είναι σχετικά μικρή τότε το ρεύμα  $i_{ds}$  θα μεταβάλλεται γραμμικά. Στα **Σχήμα 7-25β,γ**

όπου η μεταβολή  $v_{gs}$  δεν είναι μικρή τότε το ρεύμα  $i_{ds}$  δεν θα σχετίζεται γραμμικά από το  $v_{gs}$  αλλά θα εμφανίζεται παραμορφωμένο.



Σχήμα 7-25 α) Διαγωγιμότητα  $g_m$  σε ένα σημείο ηρεμίας  $Q(I_{DS}, V_{GS})$  για ασθενή σήματα και β) γ) η εφαρμογή μη ασθενούς σήματος δεν μετατρέπεται γραμμικά σε ρεύμα  $i_{ds}$  λόγω της μη γραμμικής χαρακτηριστικής εισόδου.

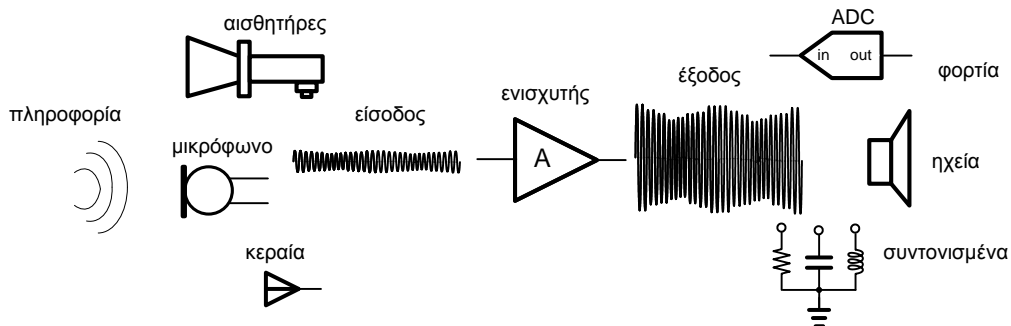
# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

## Βασικές Βαθμίδες Ενίσχυσης

### Εισαγωγή

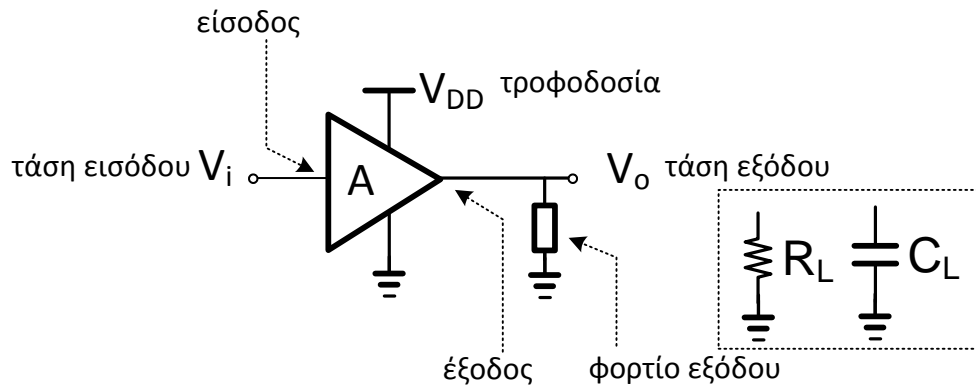
Οι ενισχυτές τάσης είναι ένα από τα βασικότερα κυκλώματα με τεράστιο πλήθος εφαρμογών στο πεδίο της αναλογικής επεξεργασίας σήματος. Κάποιες ενδεικτικές εφαρμογές μεταξύ άλλων είναι σε συστήματα ενισχυτών σήματος ήχου/βίντεο (*audio/visual amplifiers*), στο σχεδιασμό αναλογικών φίλτρων (*analog filters*), σε συστήματα επεξεργασίας σημάτων αισθητήρων (*sensor signal conditioning systems*), σε τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές όπως σε κυκλώματα ασυρμάτων πομποδεκτών (*wireless transceivers*) και ακόμα σε συστήματα μετατροπής δεδομένων (*data converters systems*), **Σχήμα 8-1**.

Η βασική τους λειτουργία είναι η ενίσχυση του σήματος της πληροφορίας και η οδήγηση κάποιου φορτίου, **Σχήμα 8-1**. Το σήμα της πληροφορίας ποικίλη, έτσι μεταξύ άλλων, μπορεί να είναι το σήμα ενός αισθητήρα, ενός μικροφώνου, το ραδιοφωνικό σήμα ή ακόμα το σήμα που λαμβάνει ένα κινητό τηλέφωνο. Το φορτίο ποικίλη επίσης τόσο σε είδος όσο και σε τιμή. Ένας ενισχυτής σημάτων αισθητήρων συνήθως πρέπει να οδηγήσει έναν αναλογικό-ψηφιακό μετατροπέα (*analog to digital converter A/D*) ο οποίος παρουσιάζει ένα ισοδύναμο φορτίο εισόδου της τάξεως των  $k\Omega$ . Ένας ενισχυτής ήχου πρέπει να “οδηγεί” το φορτίο ενός μεγαφώνου που είναι της τάξεως των  $\Omega$  και είναι συνήθως ωμικό. Οι ενισχυτές ραδιοσυχνοτήτων οδηγούν συνήθως παθητικά ή συντονισμένα φορτία, πηνία και πυκνωτές, με τιμές κάποιες δεκάδες  $\Omega$ .



Σχήμα 8-1 Πηγές σημάτων πληροφορίας και τύποι φορτίων

Έτσι, η δομή του κυκλώματος του ενισχυτή τάσης εξαρτάται κάθε φορά από την εφαρμογή. Δεν υπάρχει ενισχυτής που να λειτουργεί αποδοτικά σε κάθε εφαρμογή. Οι προδιαγραφές της εφαρμογής καθορίζουν, εκτός από το ίδιο το κύκλωμα, πολλά ακόμη χαρακτηριστικά του ενισχυτή όπως η ενίσχυση, κατανάλωση, ικανότητα οδήγησης φορτίων, ηλεκτρονικός θόρυβος, εύρος συχνοτήτων, αρμονική παραμόρφωση ή ακόμα επιφάνεια του κυκλώματος. Για παράδειγμα, ένας ενισχυτής που χρησιμοποιείται για την επεξεργασία σημάτων από αισθητήρες έχει πολύ αυστηρές προδιαγραφές ως προς την υψηλή τιμή ενίσχυσης και τον χαμηλό θόρυβο γιατί τα σήματα που πρέπει να ενισχύσει είναι πολύ μικρά, της τάξεως των  $\mu\text{V}$ . Οι προδιαγραφές όπως το εύρος ζώνης συχνοτήτων, το φορτίο εξόδου καθώς και η αρμονική παραμόρφωση δεν είναι το ίδιο αυστηρές. Αντίθετα, ένας ενισχυτής που χρησιμοποιείται σε συστήματα ενισχυτών ήχου έχει αυστηρές προδιαγραφές για το εύρος ζώνης συχνοτήτων, την χαμηλή αρμονική παραμόρφωση και την ικανότητα οδήγησης των πολύ μικρών φορτίων των μεγαφώνων. Οι αντίστοιχες προδιαγραφές για την ακρίβεια και τον θόρυβο του κυκλώματος δεν είναι τόσο αυστηρές όπως στην προηγούμενη περίπτωση.



Σχήμα 8-2 Σύμβολο απλού ενισχυτή τάσης, στο πλαίσιο δίνονται τα πιθανά φορτία εξόδου

Στο **Σχήμα 8-2** παρουσιάζεται το σύμβολο ενός απλού ενισχυτή τάσης και τα πιθανά φορτία εξόδου. Σε κάθε κύκλωμα ενισχυτή θα υπάρχουν τουλάχιστον τέσσερις ακροδέκτες. Στο ακροδέκτη εισόδου εφαρμόζεται η τάση εισόδου ενώ στον ακροδέκτη εξόδου θα αναπτύσσεται η τάση εξόδου. Υπάρχουν δύο ακόμα ακροδέκτες στους οποίους εφαρμόζονται η τροφοδοσία  $V_{DD}$  και η γείωση. Η τροφοδοσία είναι απαραίτητη σε κάθε κύκλωμα διότι αυτή θα παρέχει τη τάση και το ρεύμα τα οποία απαιτούνται για να λειτουργήσει το κύκλωμα. Στην έξοδο είναι συνδεδεμένο πάντα το φορτίο εξόδου που μπορεί να είναι ωμικό, χωρητικό ή ο συνδυασμός τους.

Ο ενισχυτής θα πρέπει να επεξεργάζεται μόνο το σήμα εισόδου  $v_i$  και η βασική επεξεργασία που επιτελεί είναι προφανώς η ενίσχυση του σήματος αυτού. Η ενίσχυση τάσης  $A$  του ενισχυτή ορίζεται ως

$$A = \left. \frac{dV_o}{dV_i} \right|_Q = \frac{v_o}{v_i} \quad \text{εξ. 8.1}$$

όπου  $dV_o=v_o$  είναι η ασθενής μεταβολή της τάσης εξόδου και  $dV_i=v_i$  είναι η ασθενής μεταβολή της τάσης εισόδου. Το σημείο  $Q$  είναι το σημείο ηρεμίας του κυκλώματος του ενισχυτή.

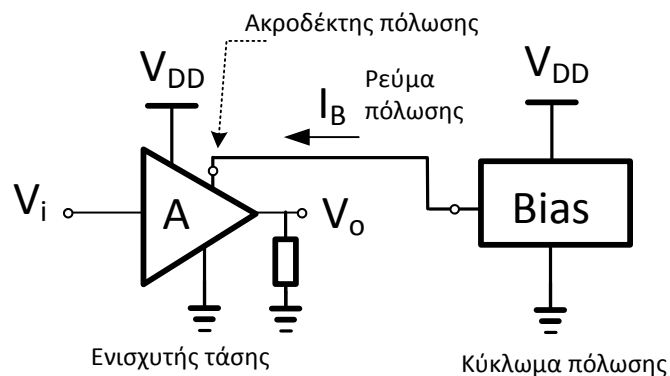
---

### Παρατήρηση 8.1

Ας θυμηθούμε ότι στο προηγούμενο κεφάλαιο έγινε λόγος για ασθενή σήματα ή τις ασθενής μεταβολές του σημείου ηρεμίας. Αρχίζουμε σιγά-σιγά να καταλαβαίνουμε ότι έχουν δοθεί κάποιες βασικές έννοιες, όπως οι προσεγγίσεις ασθενών ή ισχυρών σημάτων, για την περίπτωση των τρανζίστορ οι οποίες θα χρησιμοποιηθούν στην συνέχεια για την ανάλυση πολυπλοκότερων κυκλωμάτων.

---

Υπάρχει όμως ακόμα μια πολύ σημαντική ομάδα κυκλωμάτων τα οποία ονομάζονται κυκλώματα πόλωσης και είναι απαραίτητα σε κάθε κύκλωμα. Τέτοιου είδους κυκλώματα είναι χρήσιμα γιατί παρέχουν τις απαραίτητες τάσεις ηρεμίας και ρεύματα ηρεμίας σε άλλα κυκλώματα. Όπως θα δούμε στη συνέχεια και τα κυκλώματα των ενισχυτών απαιτούν σαφώς ορισμένες τάσεις ηρεμίας ώστε να λειτουργούν σωστά. Έτσι, ο ενισχυτής του **Σχήμα 8-2** θα πρέπει να συνδεθεί με το απαραίτητο κύκλωμα πόλωσης, που συμβολίζεται ως '*Bias*', **Σχήμα 8-3**. Στο σύμβολο του ενισχυτή έχει προστεθεί ένας ακόμα ακροδέκτης ο '*ακροδέκτης πόλωσης*'. Σε αυτόν τον ακροδέκτη ο ενισχυτής "περιμένει" να εφαρμοστεί η τάση πόλωσης  $V_B$  η οποία είναι απαραίτητη για την ορθή λειτουργία του. Το κύκλωμα πόλωσης έχει ουσιαστικά μια έξοδο τάσης με τιμή ίση με  $V_B$  που συνδέεται με τον ενισχυτή.



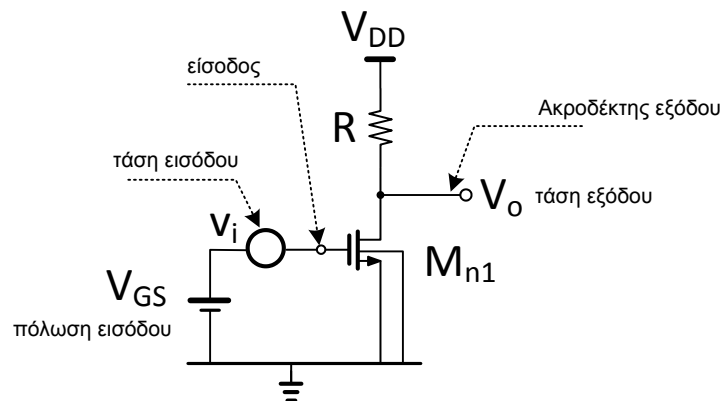
Σχήμα 8-3 Απλός ενισχυτή τάσης με κύκλωμα πόλωσης

Να σημειωθεί εδώ ότι πολλά κυκλώματα απαιτούν περισσότερες τις μιας τάσεις πόλωσης με αυτόν τον τρόπο πολώνεται ο ενισχυτής και κατ'επέκταση μπορεί να πολωθεί ένα οποιοδήποτε άλλο κύκλωμα.

## 8.1 Ενισχυτής κοινής πηγής με ωμικό φορτίο

### 8.1.1 Περιγραφή του κυκλώματος

Θα ξεκινήσουμε την περιήγηση μας ανάμεσα στους απλούς ενισχυτές με MOS τρανζίστορ με το πιο απλό κύκλωμα ενισχυτή που παρουσιάζεται στο **Σχήμα 8-4**. Η ονομασία του κυκλώματος αυτού είναι “ενισχυτής κοινής πηγής” η προέλευση της οποία θα εξηγηθεί σε επόμενη παραγράφου. Η παραπάνω τοπολογία βασίζεται στη χρήση ενός nMOS τρανζίστορ του  $M_{n1}$  του οποίου η πηγή είναι γειωμένη, ενώ είναι συνδεδεμένο σε σειρά με το ωμικό φορτίο  $R$ . Το κύκλωμα αυτό είναι από τα πιο απλά κυκλώματα ενισχυτών, και βασικά έχει επιλεγεί ώστε να γίνουν κατανοητές οι βασικές αρχές που διέπουν τέτοιου είδους κυκλώματα καθώς επίσης και η μεθοδολογία με την οποία αναλύονται.



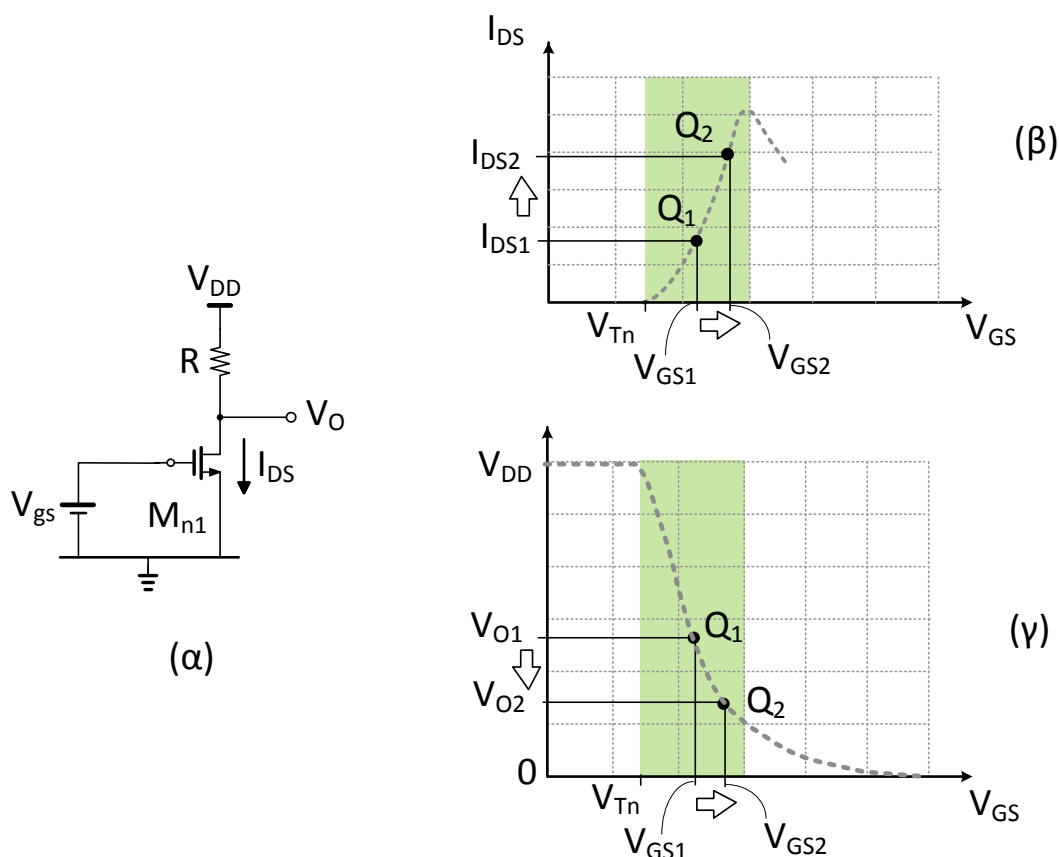
Σχήμα 8-4 Ενισχυτής nMOS κοινής πηγής με ωμικό φορτίο ( $V_S=0$ )

Ο ακροδέκτης εισόδου του ενισχυτή είναι η πύλη και ο ακροδέκτης εξόδου είναι ο απαγωγός του τρανζίστορ. Η τάση εισόδου  $v_i$  εφαρμόζεται ταυτόχρονα με την τάση ηρεμίας  $V_{GS}$  στη πύλη του  $M_{n1}$ . Η τάση εισόδου  $v_i$  ισούται με την μεταβολή της τάσης πύλης-πηγής  $v_{gs}$  δηλ.  $v_i=v_{gs}$ . Η τάση ηρεμίας της εξόδου είναι η  $V_o$  και η τάση εξόδου είναι η  $v_o$ .

Αυτό που πρέπει να γίνει κατανοητό είναι ότι τα σήματα εισόδου και εξόδου έχουν να κάνουν μόνο με τις  $v_i$  και  $v_o$  γύρω από τις αντίστοιχες τάσεις ηρεμίας  $V_{GS}$  και  $V_o$ . Μόνο οι μεταβολές των τάσεων ενδιαφέρουν και ουσιαστικά μόνο αυτές έχουν να κάνουν με σήματα που σχετίζονται με την πληροφορία. Η τάση  $v_i$  είναι ένα σήμα το οποίο σχετίζεται με μια δεδομένη πληροφορία, για παράδειγμα η τάση που παρέχει ένα μικρόφωνο. Ο ενισχυτής επιτελεί την επεξεργασία του σήματος της πληροφορίας που στην προκειμένη περίπτωση απλά το ενισχύει. Οι τάσεις ηρεμίας  $V_{GS}$  και  $V_o$  δεν σχετίζονται με την πληροφορία και δεν πρέπει να επεξεργάζονται, είναι όμως απολύτως απαραίτητες για να πολωθεί στο επιθυμητό σημείο ηρεμίας ο ενισχυτής και κατ' επέκταση ένα πολύπλοκο κύκλωμα.

## 8.2.2. Συμπεριφορά στην κατάσταση ηρεμίας

Σκοπός της ανάλυσης της συμπεριφοράς του κυκλώματος στην κατάσταση ηρεμίας είναι να καθοριστούν επακριβώς όλες οι τάσεις και τα ρεύματα ηρεμίας του κυκλώματος. Στο **Σχήμα 8-5α** παρουσιάζεται το ισοδύναμο ηρεμίας του κυκλώματος. Έχει θεωρηθεί ότι για την τάση ηρεμίας  $V_{GS}$  ισχύει ότι  $V_{GS} > V_{Tn}$  ώστε το τρανζίστορ να είναι στην αγωγή και επίσης η διαφορά δυναμικού απαγωγού-πηγής  $V_{DS}$  είναι μεγαλύτερη από την τάση κόρου  $V_{DSsat} = V_{GS} - V_{Tn}$  ώστε το τρανζίστορ να λειτουργεί στον κόρο. Η τάση  $V_{DD}$  είναι τάση τροφοδοσίας του κυκλώματος. Η τάση ηρεμίας  $V_{GS}$  θα αναπτύξει το ρεύμα ηρεμίας  $I_{DS}$  το οποίο με την σειρά του θα διέλθει μέσα από την αντίσταση προκαλώντας τη σταθερή διαφορά δυναμικού  $V_{DD} - V_O$  στα άκρα της.



Σχήμα 8-5 (α) Κατάσταση ηρεμίας του ενισχυτή (β) σημεία ηρεμίας του τρανζίστορ και (γ) αντίστοιχα σημεία ηρεμίας του ενισχυτή όπου  $V_S=0$ .

Χρησιμοποιώντας την χαρακτηριστική εισόδου για το  $M_{n1}$  (τετραγωνικός νόμος), και θεωρώντας σε αυτό το σημείο αμελητέα την επίδραση του παράγοντα  $\lambda_n$ , θα έχουμε:

$$I_{DS} = \frac{K_n}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tn})^2 \quad \text{εξ. 8.2}$$

Επίσης, η πτώση τάσης στα άκρα της αντίστασης θα είναι



$$V_{DD} - V_O = RI_{DS} \quad \text{εξ. 8.3}$$

Λύνοντας ως προς  $V_O$  θα έχουμε

$$V_O = V_{DD} - RI_{DS} = V_{DD} - R \frac{K_n}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tn})^2 \quad \text{εξ. 8.4}$$

Στο **Σχήμα 8-5β** παρουσιάζονται το ρεύμα ηρεμίας  $I_{DS}$  και η τάση ηρεμίας εξόδου  $V_O$  συναρτήσει του τάσης ηρεμίας της πύλης  $V_{GS}$ . Η **εξ. 8.4** μας δίνει ένα πολύ σημαντικό στοιχείο ότι η τάση ηρεμίας της εισόδου  $V_{GS}$  καθορίζει και την τάση ηρεμίας της εξόδου  $V_O$ . Επίσης όσο η  $V_{GS}$  αυξάνει τόσο το ρεύμα ηρεμίας  $I_{DS}$  αυξάνει ενώ η τάση ηρεμίας  $V_O$  της εξόδου μειώνεται. Στην επόμενη παράγραφο θα δούμε ότι τα σημεία ηρεμίας της τάσης εξόδου ως προς το  $V_{GS}$  αποτελούν σημεία της χαρακτηριστικής εισόδου-εξόδου του ενισχυτή που παρουσιάζεται με την διακεκομμένη γραμμή του **Σχήμα 8-5γ**.

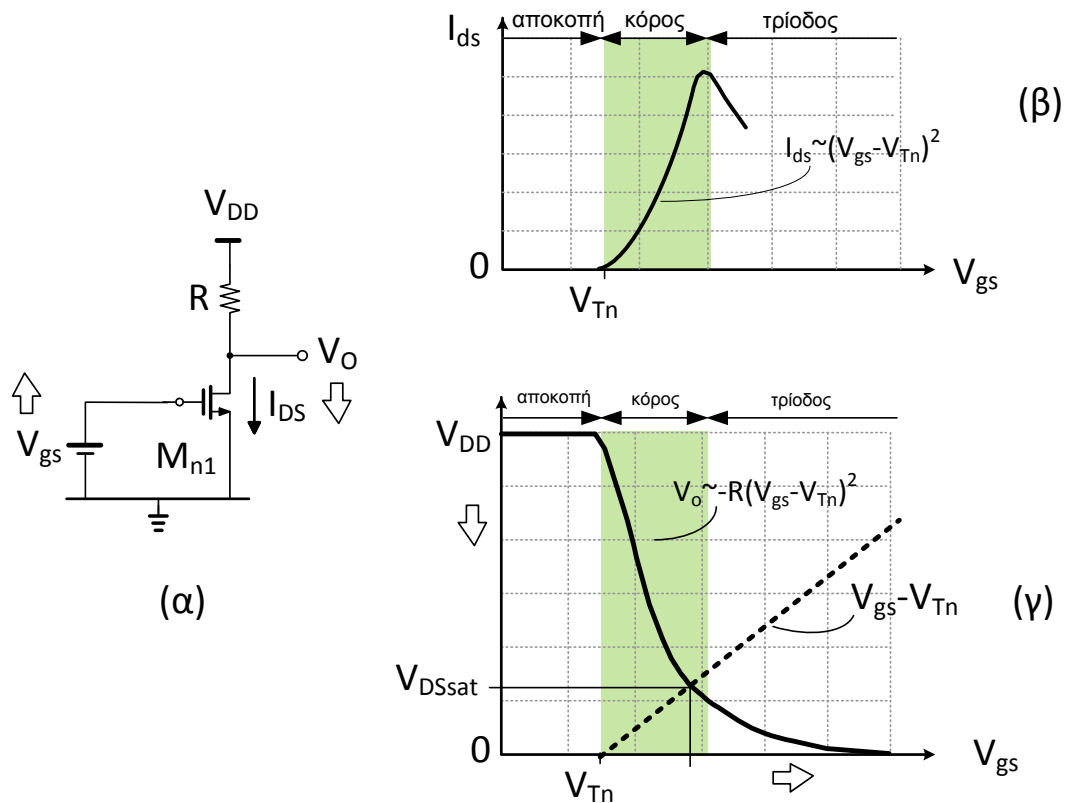
### 8.2.3 Συμπεριφορά στο ισχυρό σήμα

Σκοπός της ανάλυσης της συμπεριφοράς του ενισχυτή όταν εφαρμόζεται ισχυρό σήμα στην είσοδο είναι να εξετάσουμε πως θα μεταβάλλονται η τάση εξόδου  $V_O$  και το ρεύμα απαγωγού  $I_{ds}$ . Όταν  $V_{GS} < V_{Tn}$  τότε το τρανζίστορ βρίσκεται στην αποκοπή με αποτέλεσμα το ρεύμα  $I_{ds}$  να είναι μηδέν. Έτσι, δεν θα υπάρχει πτώση τάσης στην αντίσταση  $R$  και η τάση εξόδου θα είναι ίση με την τροφοδοσία  $V_{DD}$ . Όταν  $V_{gs} > V_{Tn}$  τότε όσο το  $V_{gs}$  θα αυξάνει, τόσο το ρεύμα  $I_{ds}$  θα αρχίζει να αυξάνει ανάλογα της ποσότητας  $(V_{gs} - V_{Tn})^2$ , **Σχήμα 8-6α**. Ταυτόχρονα, με την αύξηση του  $V_{gs}$  αναμένουμε, σύμφωνα με την **εξ. 8.4**, ότι η τάση εξόδου θα μειώνεται όπως παρατηρούμε στο **Σχήμα 8-6β**. Άρα, η συνάρτηση της εξόδου ως προς την είσοδο θα έχει αρνητική κλίση. Η τάση εξόδου σε συνάρτηση του ισχυρού σήματος  $V_{gs}$  θα δίνεται από την επομένη εξίσωση:

$$V_O = V_{DD} - RI_{ds} = V_{DD} - R \frac{K_n}{2} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{Tn})^2 \quad \text{εξ. 8.5}$$

Η **εξ. 8.5** ονομάζεται χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου του ενισχυτή γιατί συσχετίζει την είσοδο με την έξοδο του.

Τα παραπάνω ισχύουν όσο το τρανζίστορ είναι στον κόρο ή όσο η τάση εξόδου είναι μεγαλύτερη από την τάση κόρου  $V_{DS.sat} = V_{gs} - V_{Tn}$ . Όσο όμως μειώνεται η  $V_O$  και αρχίζει να πλησιάζει προς την  $V_{DS.sat}$  το τρανζίστορ θα αρχίζει να βγαίνει από την περιοχή του κόρου και θα εισέρχεται στην τρίοδο. Όταν το τρανζίστορ μπει στην τρίοδο τότε δεν θα ισχύει η **εξ. 8.5** αλλά η εξίσωση για λειτουργία στην τρίοδο. Στο **Σχήμα 8-6β** βλέπουμε ότι το ρεύμα του απαγωγού αλλάζει εντελώς εξάρτηση από το  $V_{gs}$  καθώς το τρανζίστορ λειτουργεί στην τρίοδο. Χωρίς να μπορούμε σε περισσότερες λεπτομέρειες, σε κυκλώματα ενισχυτών η λειτουργία των τρανζίστορ στη τρίοδο πρέπει να αποφεύγεται.



Σχήμα 8-6 (α) Εφαρμογή ισχυρού σήματος  $V_{gs}$  στην είσοδο του ενισχυτή (β) χαρακτηριστική εισόδου  $I_{ds}-V_{gs}$  του τρανζίστορ και (γ) χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου  $V_o-V_{gs}$  του ενισχυτή ( $V_s=0$ ).

## Παρατήρηση 8.2

Στο **Σχήμα 8-6γ** με την διακεκομμένη γραμμή παρουσιάζεται η διαφορά  $V_{gs}-V_{Tn}$  η οποία είναι ίση με την τάση κόρου  $V_{DS.sat}$ . Παρατηρούμε ότι όσο η  $V_{gs}$  αυξάνεται τόσο αυξάνει και η τάση κόρου κάτι που σημαίνει ότι το τρανζίστορ μπαίνει πιο γρήγορα στην τριόδο. Στο σημείο τομής της χαρακτηριστικής εισόδου-εξόδου με την  $V_{gs}-V_{Tn}$  το τρανζίστορ μεταβαίνει από τον κόρο στην τριόδο.

### 8.2.4 Συμπεριφορά στο ασθενές σήμα

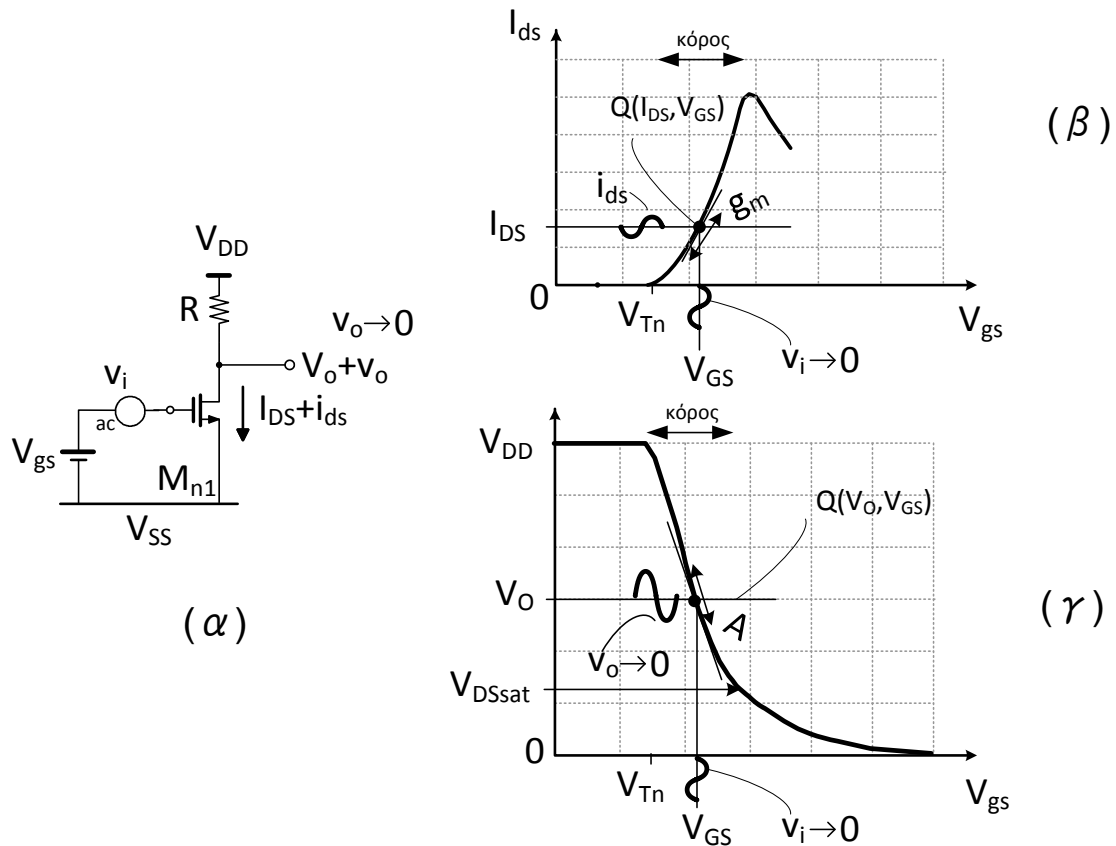
Σκοπός της ανάλυσης της συμπεριφοράς του ενισχυτή σε ασθενή σήματα είναι να προσδιορίσουμε, σε πρώτη φάση, την ενίσχυση ή το κέρδος τάσης. Η ενίσχυση του κυκλώματος δίνεται από την σχέση **εξ. 8.1**, άρα πρέπει να βρεθεί ο λόγος  $v_o/v_i$ . Η **εξ. 8.5**, της προηγούμενης παραγράφου, συνδέει το ισχυρό σήμα της εξόδου με αυτό της εισόδου, έτσι παίρνοντας την παράγωγο της στο σημείο ηρεμίας  $Q(V_o, V_{gs})$  μπορούμε να βρούμε την ενίσχυση του κυκλώματος. Σύμφωνα με τις **εξ. 8.1** και **εξ. 8.5** θα έχουμε

$$A = \left. \frac{dV_o}{dV_i} \right|_Q = \left. \frac{dV_o}{dV_{gs}} \right|_Q \stackrel{\text{εξ.5.5}}{=} -g_m R \quad \text{εξ. 8.6}$$

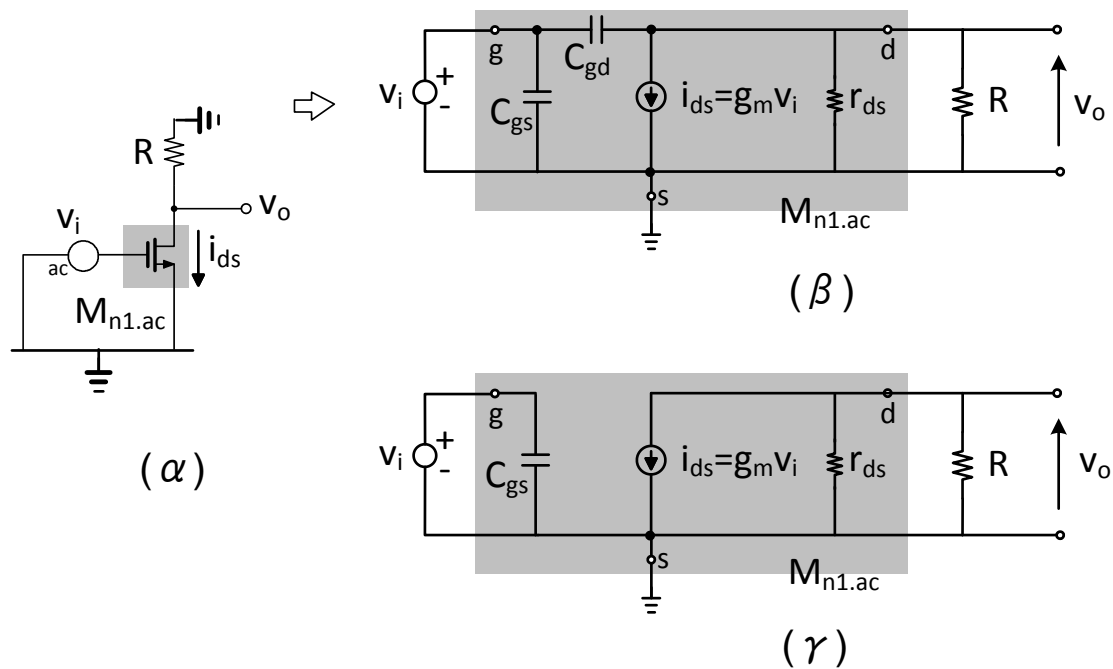
όπου, όπως έχει αναλυθεί στο **Κεφ.4**, η διαγωγιμότητα  $g_m$  θα είναι:

$$g_m = K_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tn}) \quad [A/V=1/\Omega=S] \quad \text{εξ. 8.7}$$

δηλ. το κέρδος τάσης είναι ανάλογο του γινομένου  $g_m R$ , ενώ το αρνητικό πρόσημο υποδηλώνει ότι η έξοδος έχει διαφορά φάσης  $180^\circ$  ως προς την είσοδο.



Σχήμα 8-7 Εφαρμογή ασθενούς σήματος  $v_i$  στην είσοδο του ενισχυτή (β) σημείο ηρεμίας  $Q(I_{DS}, V_{GS})$  και  $g_m$  του τρανζίστορ και (γ) σημείο ηρεμίας  $Q(V_O, V_{GS})$  και κέρδος τάσης  $A$  του ενισχυτή.



Σχήμα 8-8 Εύρεση *ac* ισοδύναμου του ενισχυτή (α) πρώτο βήμα: οι σταθερές τάσεις αντικαθίστανται με γειώσεις (β) δεύτερο βήμα: σχεδιάζεται το *ac* ισοδύναμο ενισχυτή όπου το τρανζίστορ  $M_{n1}$  έχει αντικατασταθεί με το *ac* ισοδύναμο ( $M_{n1.ac}$ ) και (γ) τρίτο βήμα: απλοποιημένο *ac* ισοδύναμο σε σχετικά χαμηλές συχνότητες απαλείφοντας την χωρητικότητα  $C_{gd}$ .

Η **εξ. 8.5** που έχει χρησιμοποιηθεί για να βρούμε το κέρδος τάσης μέχρι αυτό το σημείο δεν λαμβάνει υπόψη τη διαμόρφωση του μήκους του καναλιού λόγω του παράγοντα  $\lambda_n$ . Είναι σημαντικό να κατανοήσουμε πώς το κέρδος τάσης επηρεάζεται και από τον παράγοντα  $\lambda_n$ . Εφόσον στο **Κεφ.4** εισάγαμε το ισοδύναμο ασθενούς σήματος για ένα MOS, είναι πιο πρακτικό να το χρησιμοποιήσουμε κάθε φορά που πρέπει να βρούμε το ισοδύναμο ασθενούς σήματος.

Στο **Σχήμα 8-8α** παρουσιάζεται το πρώτο βήμα που πρέπει να κάνουμε, ούτως ή άλλως, πριν την εύρεση του ισοδύναμου κυκλώματος, όλες οι σταθερές τάσεις στο **Σχήμα 8-7α** πρέπει να αντικατασταθούν με γειώσεις. Το δεύτερο βήμα είναι να αντικατασταθεί το nMOS με το *ac* ισοδύναμο κύκλωμα  $M_{n1.ac}$  και να σχεδιαστεί το συνολικό *ac* ισοδύναμο του ενισχυτή όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 8-8β**. Να σημειωθεί ότι η αντίσταση  $R$ , έχει θεωρηθεί ότι έχει την ίδια συμπεριφορά σε ασθενή και ισχυρά σήματα. Στο τρίτο βήμα, το *ac* ισοδύναμο κύκλωμα που έχει προκύψει θα πρέπει να απλοποιηθεί όσο γίνεται περισσότερο. Έτσι, στις μεσαίες συχνότητες μπορεί να θεωρηθεί ότι η χωρητικότητα  $C_{gd}$  πύλης-απαγωγού θα έχει πολύ μεγάλη εμπέδηση και μπορεί να παραλειφθεί από το κύκλωμα. Στο **Σχήμα 8-8γ** παρουσιάζεται το απλοποιημένο *ac* ισοδύναμο χωρίς την χωρητικότητα  $C_{gd}$ .

---

**Παρατήρηση 8.3** Προέλευση της ονομασίας “ενισχυτής κοινής πηγής”

Τόσο στο **Σχήμα 8-8β** αλλά και στο **Σχήμα 8-8γ** παρατηρούμε ότι η πηγή του τρανζίστορ είναι συνδεδεμένη στη γείωση και το σήμα εισόδου έχει επίσης ως αναφορά την γείωση. Το τελευταίο σημαίνει ότι στη προσέγγιση ασθενούς σήματος το σήμα εισόδου εφαρμόζεται μεταξύ πύλης και γείωσης. Έτσι, η τάση στην πηγή και

στην είσοδο (πύλη) έχουν ίδια ή κοινή αναφορά την γείωση και γι' αυτό ο ενισχυτής ονομάζεται "ενισχυτής κοινής πηγής".

---

**Παρατήρηση 8.4** Για μεσαίες και χαμηλές συχνότητες η χωρητικότητα  $C_{gd}$  μπορεί να παραληφθεί.

Το μέτρο της εμπέδησης ενός πυκνωτή ο οποίος εμφανίζει χωρητικότητα  $C$  όταν στα άκρα του εφαρμόζεται ημιτονική τάση με συχνότητα  $f$  δίνεται από την εξίσωση  $|Z(f)| = |1/2\pi fC|$ . Η εμπέδηση δηλαδή είναι αντίστροφα ανάλογη της συχνότητας του σήματος και της χωρητικότητας  $C$ . Σύμφωνα με το **Κεφ.4**, η τιμή της  $C_{gs}$  είναι αρκετά μεγαλύτερη από την  $C_{gd}$ . Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα η εμπέδηση του  $C_{gd}$  να είναι αρκετά μεγαλύτερη από αυτή του  $C_{gs}$ . Άρα, όσο η εμπέδηση του  $C_{gd}$  είναι μεγάλη τότε μεταξύ της πηγής και απαγωγού θα εμφανίζεται μια σχετικά μεγάλη εμπέδηση με αποτέλεσμα η τάση της πηγής να επηρεάζεται πολύ λίγο από τις μεταβολές της τάσης στο απαγωγό. Άρα, μπορούμε να απαλείψουμε την χωρητικότητα  $C_{gd}$  μεταξύ απαγωγού και πηγής.

---

Ας υπολογίσουμε ξανά την ενίσχυση του κυκλώματος χρησιμοποιώντας το  $ac$  ισοδύναμο του ενισχυτή του **Σχήμα 8-8γ**. Παρατηρούμε ότι η αντίσταση  $R$  είναι παράλληλα συνδεδεμένη με την αντίσταση  $r_{ds}$  απαγωγού-πηγής του  $M_{n1.ac}$ , οπότε η  $ac$  τάση εξόδου θα δίνεται από την εξίσωση

$$v_{out} = -i_{ds}(r_{ds} // R) = -g_m(r_{ds} // R)v_i \quad \text{εξ. 8.8}$$

Οπότε η ενίσχυση  $A$  θα δίνεται από την επόμενη εξίσωση

$$A = \frac{v_{out}}{v_i} = -g_m(r_{ds} // R) \quad \text{εξ. 8.9}$$

Συγκρίνοντας την **εξ. 8.6** με την **εξ. 8.8** παρατηρούμε ότι κατά τον υπολογισμό της ενίσχυσης με την **εξ. 8.8** έχει συμπεριληφθεί η αντίσταση  $r_{ds}$  του  $M_{n1.ac}$ . Μια πρώτη εκτίμηση είναι ότι λόγω του παράλληλου συνδυασμού των αντιστάσεων  $r_{ds}$  και  $R$  η ενίσχυση θα είναι μικρότερη από αυτή που υπολογίζεται με βάση την **εξ. 8.6**.

---

**Παρατήρηση 8.5** Η ωμική αντίσταση είναι μικρότερη σε σχέση με αντίσταση  $r_{ds}$

Η αντίσταση  $r_{ds}$  ενός MOS στο ασθενές σήμα μπορεί να καθοριστεί από το ρεύμα ηρεμίας  $I_{DS}$  του τρανζίστορ, **εξ. 7.57**. Επιλέγοντας μικρότερο  $I_{DS}$  η αντίσταση  $r_{ds}$  μπορεί να πάρει σχετικά μεγάλες τιμές και σε κάθε περίπτωση μπορεί να επιλεγεί μεγαλύτερη από την ωμική αντίσταση  $R$ . Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα ότι η **εξ. 8.6** εξακολουθεί να ισχύει με αρκετά μεγάλη ακρίβεια.

---

**Παρατήρηση 8.6** Υπολογισμός της αντίστασης εξόδου του ενισχυτή

Πριν προχωρήσουμε ας δούμε πώς μπορεί να υπολογιστεί η αντίσταση εξόδου του ενισχυτή σε ασθενή σήματα. Ξεκινάμε από το ισοδύναμο κύκλωμα του ενισχυτή όταν βρίσκεται στην ηρεμία, **Σχήμα 8-9α**. Στη συνέχεια παίρνουμε το  $ac$

ισοδύναμο του **Σχήμα 8-9β** ή **Σχήμα 8-9γ** όπου εφαρμόζουμε μια *ac* πηγή ρεύματος  $i_{o.test}$ . Η *ac* πηγή ρεύματος  $i_{o.test}$  είναι απλά ένα ρεύμα ελέγχου (*test current*) το οποίο εφαρμόζεται στον ακροδέκτη εξόδου με μοναδικό σκοπό να υπολογιστεί η αντίσταση εξόδου.

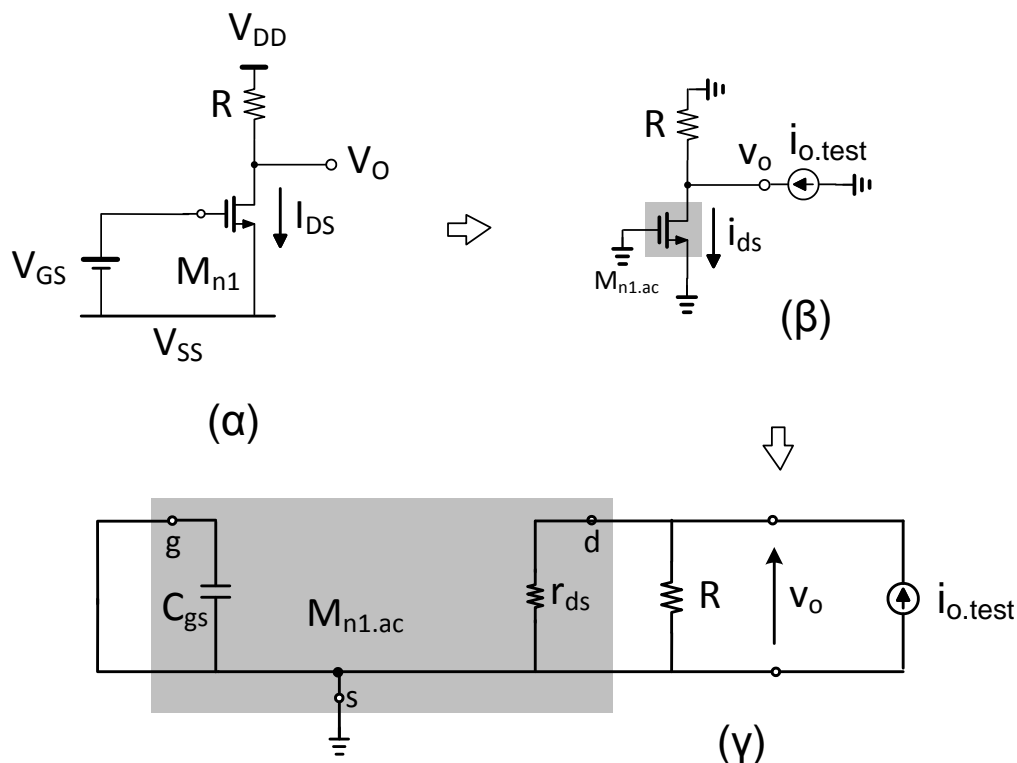
Με βάση το *ac* ισοδύναμο του **Σχήμα 8-9γ** παρατηρούμε ότι έχουμε παραλείψει την εξαρτημένη πηγή ρεύματος  $i_{ds}$  επειδή το *ac* σήμα στην είσοδο είναι μηδέν δηλ.  $v_{gs}=0$ . Έτσι, το τρανζίστορ  $M_{n1.ac}$  συνεισφέρει στο *ac* ισοδύναμο κύκλωμα του ενισχυτή μόνο με την αντίσταση  $r_{ds}$ . Εφαρμόζοντας το ρεύμα  $i_{o.test}$  στον ακροδέκτη εξόδου θα έχουμε ότι

$$v_o = i_{o.test} (r_{ds} // R) \quad \text{εξ. 8.10}$$

Άρα, η αντίσταση εξόδου θα δίνεται από την εξίσωση

$$r_{out} = \frac{v_o}{i_{o.test}} = (r_{ds} // R) \quad \text{εξ. 8.11}$$

δηλ. πολύ απλά η αντίσταση εξόδου είναι ο παράλληλος συνδυασμός των  $r_{ds}$  και  $R$ .

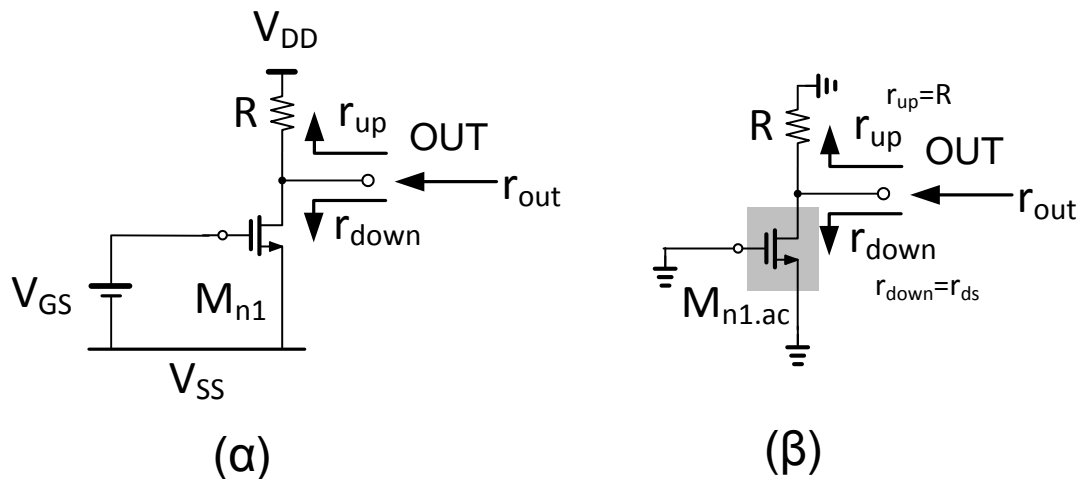


Σχήμα 8-9 (α) Κατάσταση ηρεμίας ενισχυτή (β,γ) *ac* ισοδύναμο για εύρεση αντίστασης εξόδου ( $C_{gs} \gg C_{gd}$ ).

**Παρατήρηση 8.7** Άμεσος υπολογισμός της αντίστασης εξόδου

Με βάση τα παραπάνω μπορούμε άμεσα να υπολογίσουμε την αντίσταση εξόδου μόνο από το ισοδύναμο ηρεμίας του ενισχυτή. Ας ξεκινήσουμε ξανά με το ισοδύναμο ηρεμίας του ενισχυτή του **Σχήμα 8-10α**. Ως αντίσταση  $r_{up}$  ορίζουμε την αντίσταση που εμφανίζει ο κόμβος της εξόδου κοιτώντας από τον κόμβο της εξόδου προς την τροφοδοσία (διαισθητικά προς τα πάνω). Η αντίσταση  $r_{down}$  ορίζεται ως η αντίσταση που εμφανίζει ο κόμβος της εξόδου κοιτώντας από τον κόμβο της εξόδου προς την γείωση (διαισθητικά προς τα κάτω) Σύμφωνα με το *ac* ισοδύναμο του **Σχήμα 8-10β** οι δύο αντιστάσεις  $r_{up}$  και  $r_{down}$  συνδέονται παράλληλα γιατί έχουν δύο κοινούς ακροδέκτες, την έξοδο και την γείωση. Πολύ απλά η  $r_{up}$  είναι  $r_{up}=R$  ενώ η  $r_{down}$  είναι  $r_{down}=r_{ds}$  και ο παράλληλος συνδυασμός τους θα είναι η αντίσταση που εμφανίζει στα ασθενή σήματα ο κόμβος εξόδου. Έτσι, θα έχουμε ότι

$$r_{out} = r_{down} // r_{up} = (r_{ds} // R) \quad \text{εξ. 8.12}$$



Σχήμα 8-10 Άμεσος υπολογισμός αντίστασης εξόδου (α) ισοδύναμο ηρεμίας και (β) *ac* ισοδύναμο.

---

### Παρατήρηση 8.8 Άμεσος υπολογισμός κέρδους τάσης

Για να υπολογίσουμε πρακτικά και άμεσα την ενίσχυση ενός κυκλώματος πρώτα πρέπει να αναζητήσουμε τον κόμβο που εφαρμόζεται η τάση εισόδου. Στη συνέχεια να βρούμε τον συντελεστή μετατροπής της τάσης εισόδου σε ένα αντίστοιχο ρεύμα το οποίο διέρχεται μέσα από την αντίσταση εξόδου. Στη περίπτωση του ενισχυτή που εξετάζουμε ο συντελεστής μετατροπής ισούται με την διαγωγιμότητα  $g_m$  του τρανζίστορ. Το δεύτερο που πρέπει να γίνει είναι να αναζητήσουμε τον κόμβο εξόδου και να υπολογίσουμε την αντίσταση εξόδου  $r_{out}$  όπως αναλύσαμε προηγουμένως. Το γινόμενο τους  $g_m r_{out}$  πολλαπλασιασμένο με το -1 θα ισούται με το κέρδος  $A$  του ενισχυτή.

---

Με βάση τα παραπάνω η ενίσχυση θα δίνεται από την επόμενη γενική σχέση

$$A = \frac{v_o}{v_i} = -g_m r_{out} \quad \text{εξ. 8.13}$$

όπου  $r_{out}$  είναι η αντίσταση εξόδου του ενισχυτή και  $g_m$  η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ στο οποίο εφαρμόζεται το σήμα εισόδου.

### 8.2.5 Συμπεριφορά σε χρονικά μεταβαλλόμενο σήμα

Σκοπών της ανάλυσης της συμπεριφοράς του ενισχυτή σε χρονικά μεταβαλλόμενο σήμα είναι να εξετάσουμε την χρονική απόκριση της εξόδου όταν εφαρμοστεί μια χρονικά μεταβαλλόμενη τάση στην είσοδο του. Για να κάνουμε πιο απλή την ανάλυση θα θεωρήσουμε ότι το σήμα εισόδου είναι ημιτονικό. Στο **Σχήμα 8-11α** το nMOS έχει πολωθεί στο σημείο ηρεμίας εξαιτίας της εφαρμογής της τάσεως ηρεμίας  $V_{GS}$  και της ανάπτυξης της τάσεως ηρεμίας εξόδου  $V_o$ . Στη πύλη έχουμε την επαλληλία της τάσης ηρεμίας  $V_{GS}$  και της ημιτονικής τάσης εισόδου η οποία δίνεται από την εξίσωση

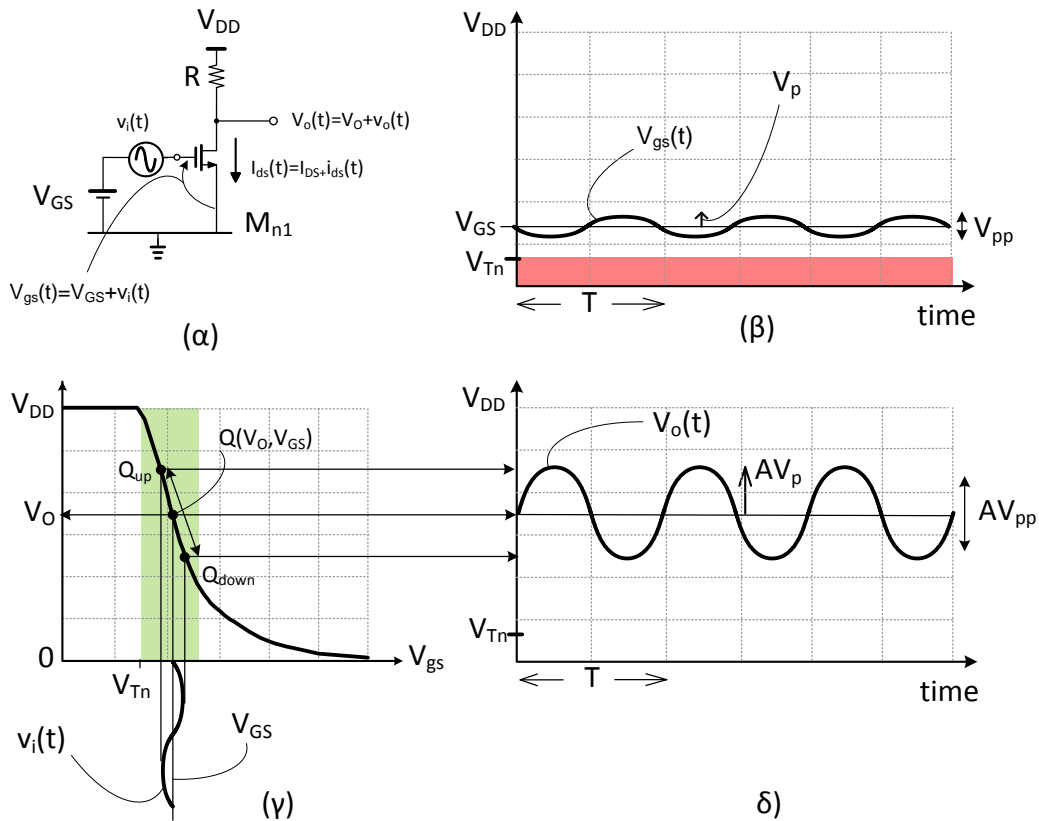
$$v_i(t) = V_p \cos(2\pi ft) \quad \text{εξ. 8.14}$$

όπου  $V_p$  είναι το πλάτος και  $f$  η συχνότητα του ημιτόνου, **Σχήμα 8-11β**. Η διαφορά δυναμικού πύλης-πηγής που μας ενδιαφέρει θα είναι

$$V_{gs}(t) = V_{GS} + v_i(t) = V_{GS} + V_p \cos(2\pi ft) \quad \text{εξ. 8.15}$$

δηλ. πάνω στην τάση ηρεμίας  $V_{GS}$  υπερβάλλεται το ημιτονικό σήμα  $v_i(t)$ . Στο **Σχήμα 8-11γ** βλέπουμε την χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου του ενισχυτή κατά την εφαρμογή χρονικά μεταβαλλόμενου σήματος στην είσοδο. Όπως αναλύσαμε στην **παράγραφο 5.1.2**, το ισχυρό σήμα εισόδου ουσιαστικά θα μεταβάλει το σημείο ηρεμίας του ενισχυτή πάνω στην χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου. Αντίστοιχα, εφαρμόζοντας ένα ημιτονικό σήμα στην είσοδο του ενισχυτή το σημείο ηρεμίας της εξόδου θα μετακινείται περιοδικά με συχνότητα  $f$  πάνω στην χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου μεταξύ των δύο ακραίων σημείων  $Q_{up}$  και  $Q_{down}$ . Στο **Σχήμα 8-11δ**, βλέπουμε την αντίστοιχη μεταβολή της τάσης εξόδου  $V_o(t)$  η οποία περιλαμβάνει τη σταθερή συνιστώσα  $V_o$  και την εναλλασσόμενη συνιστώσα  $v_o(t)$ . Η εναλλασσόμενη συνιστώσα της εξόδου είναι αυτή που αντιστοιχεί στο ημιτονικό σήμα εισόδου  $v_i(t)$ .





Σχήμα 8-11 Ενισχυτής κοινής με φορτίο αντίσταση (α) ημιτονικό σήμα εισόδου (β) χρονική απόκριση εισόδου (γ) χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου με εφαρμογή ημιτονικής  $V_{gs}$  και (δ) χρονική απόκριση εξόδου.

Με βάση την **εξ. 8.1**, η ασθενής τάση εισόδου  $v_i$  μετατρέπεται γραμμικά στο ασθενές σήμα εξόδου  $v_o$  με ένα συντελεστή ίσο με το κέρδος τάσης  $A$ . Για ασθενή σήματα έχει θεωρηθεί όμως ότι το πλάτος του σήματος  $v_i$  που εφαρμόζεται στην είσοδο του ενισχυτή τείνει στο μηδέν. Πρέπει να εξετάσουμε την περίπτωση που το πλάτος του ημιτονικού σήματος εισόδου  $v_i(t)$  είναι μεγαλύτερο του μηδενός. Να σημειωθεί ότι το πλάτος του  $v_i$  δεν είναι πολύ μεγάλο ώστε το τρανζίστορ να παραμένει συνεχώς στην αγωγή. Επειδή στη πύλη του τρανζίστορ εφαρμόζεται το σήμα  $V_{gs}(t)=V_{GS}+v_i(t)$ , η **εξ. 8.5** θα γίνει

$$V_o = V_{DD} - R \frac{K_n}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} + v_i(t) - V_{Tn})^2 \quad \text{εξ. 8.16}$$

Σύμφωνα με **εξ. 8.16** η τάση εξόδου είναι πολυώνυμο 2<sup>ου</sup> βαθμού και μπορεί να αναπτυχθεί ως εξής:

$$V_o(t) = b_o + b_1 v_i(t) + b_2 v_i(t)^2 \quad \text{εξ. 8.17}$$

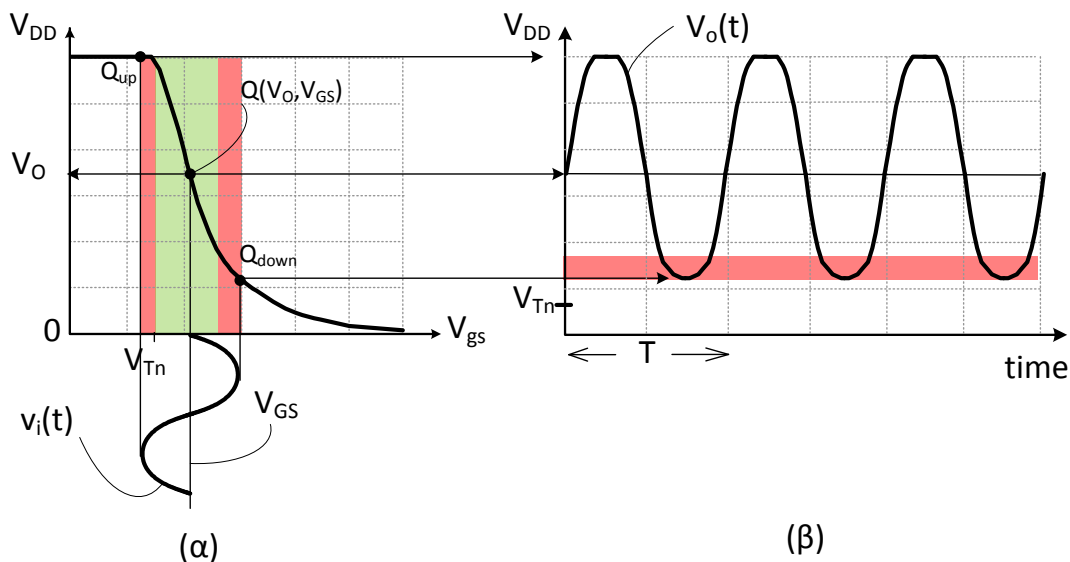
όπου

$$b_o = I_{DS} R = V_o \quad \text{εξ. 8.18}$$

$$b_1 = -I_{DS} R \frac{2}{V_{GS} - V_{Tn}} = -g_m R \quad \text{εξ. 8.19}$$

$$b_2 = I_{DS} R \frac{1}{(V_{GS} - V_{Tn})^2} \quad \text{εξ. 8.20}$$

Ο πρώτος όρος  $b_0$  της **εξ. 8.17** είναι η τάση ηρεμίας εξόδου του ενισχυτή. Ο δεύτερος όρος  $b_1$  (**εξ. 8.19**) είναι ίσος με το κέρδος τάσης ασθενούς σήματος. Η ουσιαστική διαφορά με την προσέγγιση ασθενούς σήματος είναι ο τρίτος όρος  $b_2 v_i(t)^2$  της **εξ. 8.17** και είναι ο όρος που 'χαλαεί' την γραμμικότητα (*linearity*) της τάσης εξόδου εισάγοντας 'παραμόρφωση' (*distortion*) όπως είδαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο.



Σχήμα 8-12 (α) Χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου με ημιτονική είσοδο μεγάλου πλάτους και (β) παραμόρφωση της εξόδου

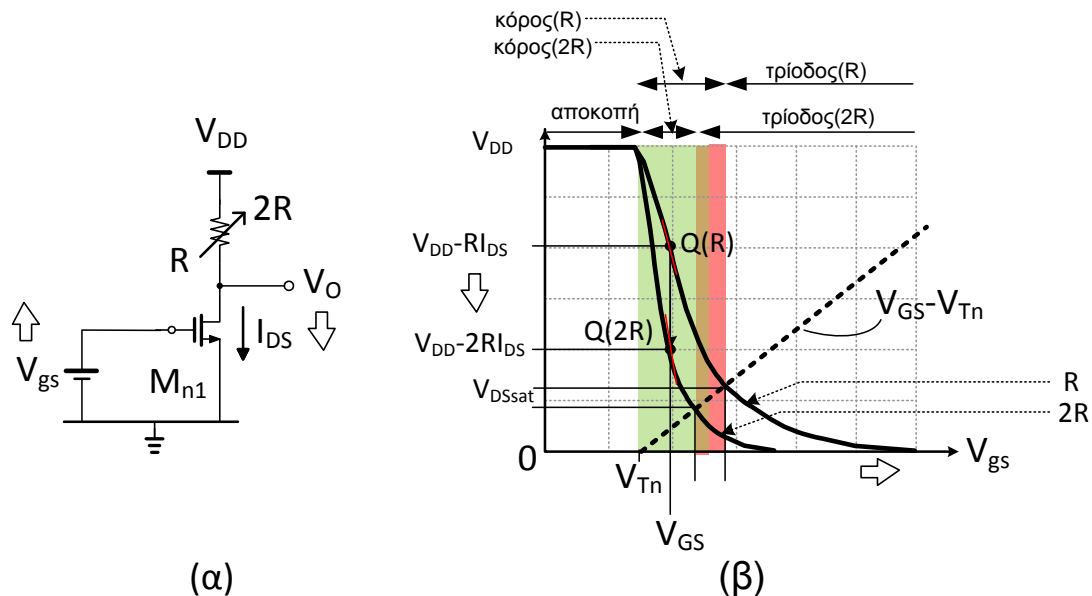
## 8.2.6 Εξάρτηση κέρδους τάσης και τάσης ηρεμίας εξόδου

Στην **παράγραφο 5.1.3** είδαμε ότι το κέρδος τάσης ασθενούς σήματος του απλού ενισχυτή με ωμικό φορτίο είναι ανάλογο της ωμικής αντίστασης  $R$ . Έτσι, μια μεγαλύτερη τιμή κέρδους τάσης μπορεί εύκολα να επιτευχθεί με μεγαλύτερη τιμή της ωμικής αντίστασης. Αυτός ο τρόπος αύξησης του κέρδους παρουσιάζει διάφορα μειονεκτήματα τα οποία δυστυχώς περιορίζουν την μεγάλη αύξηση του κέρδους. Με βάση τις **εξ. 8.4** και **εξ. 8.5**, για ένα συγκεκριμένο ρεύμα ηρεμίας  $I_{DS}$  βλέπουμε ότι η πτώση τάσης στα άκρα της αντίστασης είναι ανάλογη της τιμής αντίστασης. Πράγμα που σημαίνει ότι όσο αυξάνεται η αντίσταση τόσο το σημείο ηρεμίας της εξόδου  $V_O$  αρχίζει να μειώνεται πλησιάζοντας την γείωση. Αυτό θα έχει σαν αποτέλεσμα ότι το τρανζίστορ  $M_{n1}$  να πλησιάζει προς την περιοχή της τριόδου. Με άλλα λόγια η αύξηση

του κέρδους του ενισχυτή μέσω της αύξησης της ωμικής αντίστασης έχει σαν αποτέλεσμα να 'πιέζει' το τρανζίστορ προς την τριόδο.

### Παράδειγμα 8.1

Στο **Σχήμα 8-13α**, έχουμε την περίπτωση όπου το ρεύμα ηρεμίας είναι ίσο με  $I_{DS}$  και η ωμική αντίσταση παίρνει δύο τιμές  $R$  και  $2R$ . Στο **Σχήμα 8-13β** παρουσιάζεται η χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου του ενισχυτή για τις δύο περιπτώσεις του ωμικού φορτίου. Παρατηρούμε ότι με τον διπλασιασμό της αντίστασης έχουμε το διπλασιασμό του κέρδους  $A$  μιας και η κλίση της χαρακτηριστικής εισόδου-εξόδου σχεδόν διπλασιάζεται. Αυτό εξάλλου προκύπτει και από την **εξ. 8.6**. Ταυτόχρονα η τάση ηρεμίας εξόδου από  $V_{DD}-RI_{DS}$  μειώνεται σε  $V_{DD}-2RI_{DS}$  κάτι που σημαίνει ότι το τρανζίστορ πλησιάζει στην τριόδο. Άρα, προσπαθώντας να αυξήσουμε το κέρδος μέσω της  $R$  το τρανζίστορ  $M_{n1}$  θα 'βγαίνει' από τον κόρο.



Σχήμα 8-13 (α) Ενισχυτής με ωμικό φορτίο για δύο τιμές φορτίου  $R$  και  $2R$  και (β) χαρακτηριστική εισόδου για δύο τιμές φορτίου  $R$  και  $2R$ .

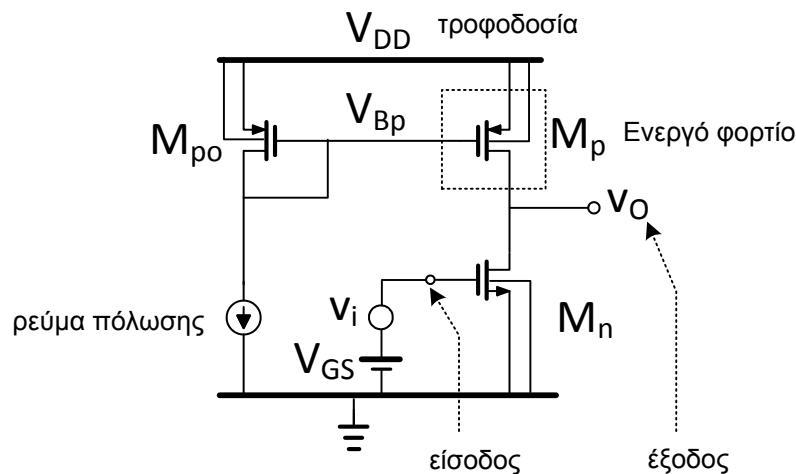
## 8.3 Ενισχυτής κοινής πηγής με ενεργό φορτίο

### 8.3.1 Περιγραφή του κυκλώματος

Στο **Σχήμα 8-14** βλέπουμε το κύκλωμα του απλού ενισχυτή τάσης με ενεργό φορτίο. Η διαφοροποίηση είναι ότι η ωμική αντίσταση έχει αντικατασταθεί με το pMOS τρανζίστορ  $M_p$  το οποίο ονομάζεται "ενεργό φορτίο" (*active load*). Ο όρος "ενεργό φορτίο" έχει προκύψει από το γεγονός ότι το  $M_p$  για να λειτουργήσει στον κόρο, παρουσιάζοντας μεγάλη αντίσταση  $r_{ds}$ , θα πρέπει πρώτα να πολωθεί σωστά

ώστε να αναπτυχθεί το ρεύμα απαγωγού-πηγής. Μια απλή ωμική αντίσταση ανήκει στην κατηγορία των “παθητικών φορτίων” επειδή δεν χρειάζεται να πολωθεί δώσει μια τιμή αντίστασης. Το ενεργό φορτίο αλλά και ο ίδιος ο ενισχυτής πολώνεται με σταθερό ρεύμα μέσω του καθρέπτη ρεύματος  $M_{p0}$ - $M_p$ .

Διαισθητικά έχουμε να κάνουμε την παρατήρηση: το κέρδος τάσης στο κύκλωμα το ενισχυτή με ενεργό φορτίο περιμένουμε να είναι μεγαλύτερο σε σχέση με τον αντίστοιχο nMOS ενισχυτή με ωμικό φορτίο διότι η αντίσταση  $r_{ds}$  του pMOS είναι αρκετά μεγαλύτερη από μια ωμική αντίσταση.



Σχήμα 8-14 Κύκλωμα nMOS ενισχυτή κοινή πηγής με ενεργό φορτίο.

### 8.3.2 Συμπεριφορά στην κατάσταση ηρεμίας

Το τρανζίστορ  $M_p$  έχει μια συγκεκριμένη τάση στην πύλη του, είναι η τάση πόλωσης ή ηρεμίας  $V_{Bp}$ , η οποία αναπτύσσεται εξαιτίας του καθρέπτη ρεύματος  $M_{p0}$ - $M_p$ . Ο τελευταίος προσπαθεί να επιβάλλει το ρεύμα απαγωγού  $I_{SD,p}$  του  $M_p$ . Στο nMOS τρανζίστορ  $M_n$  έχει εφαρμοστεί, κατά τα γνωστά η τάση ηρεμίας  $V_{GS}$  η οποία με την σειρά της θα προσπαθήσει να επιβάλλει το ρεύμα απαγωγού  $I_{DS,n}$  του  $M_n$ . Τα τρανζίστορ  $M_p$  και  $M_n$  βρίσκονται σε σειρά και προφανώς μια θα είναι η τιμή του ρεύματος που θα διαρρέει τον έναν και μοναδικό κλάδο του κυκλώματος. Δημιουργείται εύλογα το ερώτημα ποιο θα είναι τελικά το ρεύμα ηρεμίας του κυκλώματος αφού τα τρανζίστορ προσπαθούν να επιβάλλουν διαφορετικά ρεύματα ηρεμίας. Στην **παράγραφο 5.2.3** θα γίνει η ανάλυση του παραπάνω φαινομένου.

---

#### Παρατήρηση 8.9

Θα μπορούσε κάποιος να ισχυριστεί ότι τα ρεύματα ηρεμίας των τρανζίστορ  $M_n$  και  $M_p$  θα μπορούσαν να γίνουν ίσα αν επιλέγαμε τις κατάλληλες τάσεις ηρεμίας  $V_{Bp}$ ,  $V_{GS}$  καθώς και τις κατάλληλες διαστάσεις ώστε να ισχύει ότι  $I_{SD,p}=I_{DS,n}$ . Ακόμα όμως και να το καταφέρναμε για κάποιες τιμές διαστάσεων και πολώσεων θα ήταν δυστυχώς αδύνατο να διατηρηθεί αν κάτι άλλαζε στο κύκλωμα, π.χ. η θερμοκρασία ή η τροφοδοσία.

---

Ας θεωρήσουμε αρχικά, για λόγους απλότητας, ότι ο παράγοντας  $\lambda_p$  του  $M_p$  είναι μηδέν. Αφού το ρεύμα ηρεμίας  $I_{SD,p}$  που επιβάλλει το  $M_p$  είναι σταθερό, επειδή η τάση στην πύλη του είναι σταθερή, τότε πως είναι δυνατόν η μεταβολή της τάσης ηρεμίας  $V_{GS}$  να μεταβάλλει το  $I_{SD,n}$ ; Το ρεύμα ηρεμίας  $I_{DS,n}$  του  $M_n$  θα πρέπει αναγκαστικά να είναι  $I_{DS,n}=I_{DS,p}$  και θα δίνεται από τον τετραγωνικό νόμο:

$$I_{DS,n} = I_{SD,p} = \frac{K_n W}{2 L} (V_{GS} - V_{Tn})^2 (1 + \lambda_n V_O) \quad \text{εξ. 8.21}$$

Η παραπάνω εξίσωση μας λέει ότι αν π.χ. αυξήσουμε την  $V_{GS}$  τότε η  $V_O$  θα πρέπει να μειωθεί ώστε να ισχύει η εξίσωση. Αν λύσουμε την **εξ. 8.21** ως προς την τάση ηρεμίας εξόδου τότε θεωρώντας ότι και τα δύο τρανζίστορ παραμένουν στον κόρο παίρνουμε

$$V_O = \frac{1}{\lambda_n} \left[ \frac{I_{SD,p}}{\frac{K_n W}{2 L} (V_{GS} - V_{Tn})^2} - 1 \right] \propto \frac{1}{\lambda_n K_n (V_{GS} - V_{Tn})^2} \quad \text{εξ. 8.22}$$

Παρατηρούμε ότι η  $V_O$  είναι α) αντίστροφα ανάλογη το παράγοντα  $\lambda_n$  ο οποίος έχει ούτως ή άλλως πολύ μικρή τιμή και β) αντίστροφα ανάλογη του τετραγώνου της  $V_{GS}$ . Αυτό σημαίνει ότι μια μικρή έστω μεταβολή της  $V_{GS}$  μπορεί να μεταβάλει πάρα πολύ την τάση ηρεμίας της εξόδου  $V_O$ . Επίσης, μια μικρή μεταβολή της θερμοκρασίας επηρεάζει ταυτόχρονα τα  $K_n$  και  $V_{Tn}$  με αποτέλεσμα η  $V_O$  να αλλάζει εύκολα τιμή.

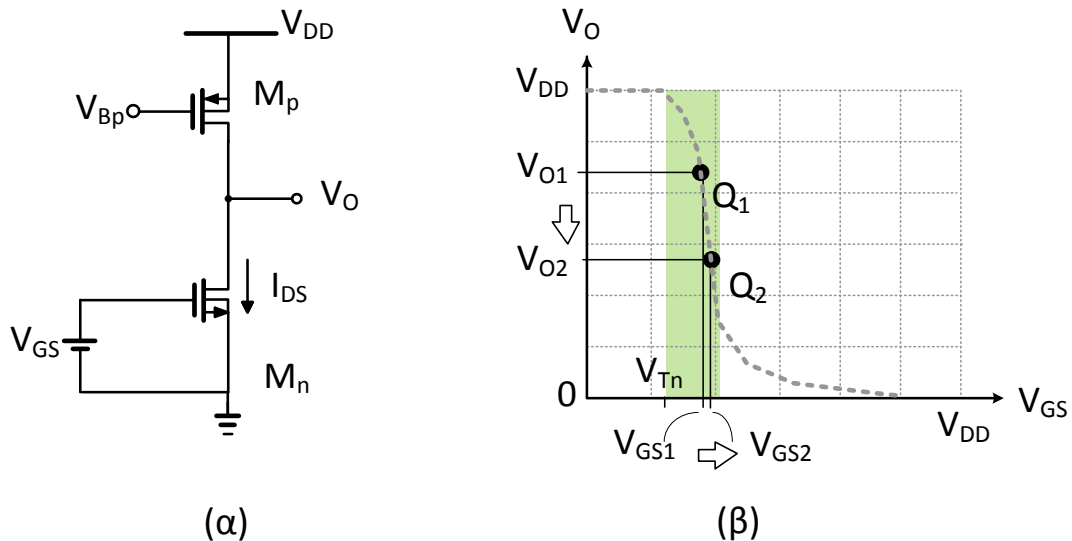
---

**Παρατήρηση 8.10** Η τάση ηρεμίας της εξόδου σε ενισχυτή με ενεργό φορτίο μπορεί να καθοριστεί μέσω της αρνητικής ανάδρασης.

Στον ενισχυτή με ενεργό φορτίο η τάση ηρεμίας της εξόδου δύσκολα μπορεί να καθοριστεί. Όπως θα δούμε στη συνέχεια οι ενισχυτές αυτού του είδους χρησιμοποιούνται μόνο σε συνδεσμολογίες αρνητικής ανάδρασης και η τάση ηρεμίας της εξόδου καθορίζεται μόνο μέσω της αρνητικής ανάδρασης.

---

Στο **Σχήμα 8-15α** βλέπουμε τον ενισχυτή στην κατάσταση ηρεμίας και στο **Σχήμα 8-15β** παρουσιάζεται πως αναμένεται να μεταβληθεί η τάση ηρεμίας της εξόδου  $V_O$  συναρτήσει της τάσης  $V_{GS}$ . Παρατηρούμε ότι όσο η  $V_{GS}$  αυξάνει τόσο η τάση ηρεμίας της εξόδου  $V_O$  της εξόδου μειώνεται απότομα κάτι που προβλέπει η **εξ. 8.22**.



Σχήμα 8-15 (α) Κατάσταση ηρεμίας του ενισχυτή και (β) σημεία ηρεμίας του ενισχυτή, ( $V_S=0$ ).

---

### Παρατήρηση 8.11

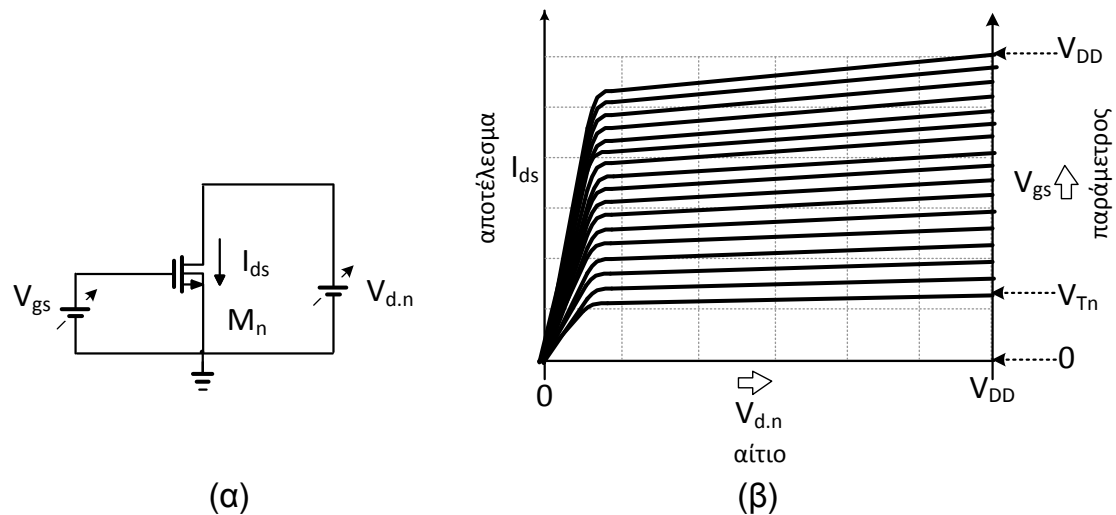
Στη περίπτωση του ενισχυτή με ωμικό φορτίο η αντίστοιχη εξίσωση που περιγράφει την εξάρτηση του σημείου ηρεμίας της εξόδου συναρτήσει της  $V_{GS}$  είναι η **εξ. 8.4**. Σε αυτή την περίπτωση η εξάρτηση είναι κατά πολύ μικρότερη διότι ο τετραγωνικός όρος είναι στον αριθμητή αποτέλεσμα η μεταβολή του  $V_O$  να είναι μικρότερη. Το τελευταίο είναι ξεκάθαρο στο **Σχήμα 8-5γ**, όπου η κλίση της χαρακτηριστικής εισόδου-εξόδου είναι μικρότερη σε σχέση με την αντίστοιχη χαρακτηριστική του **Σχήμα 8-15β**.

---

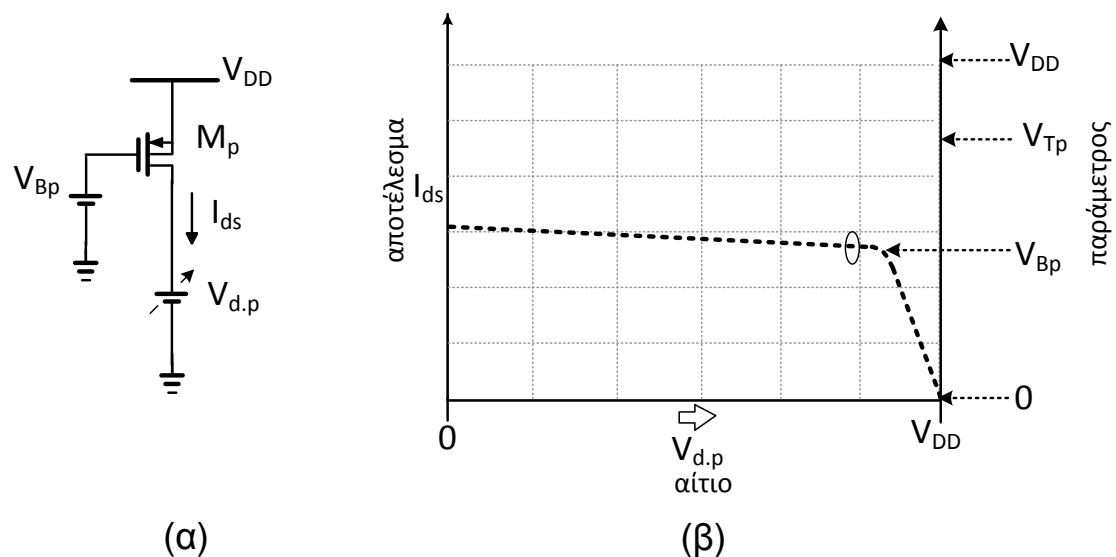
### 8.3.3 Συμπεριφορά στο ισχυρό σήμα

Για να βρούμε την συμπεριφορά του ενισχυτή σε ισχυρό σήμα πρέπει να συνδυάσουμε την συμπεριφορά και των δύο τρανζίστορ  $M_n$  και  $M_p$  στο ισχυρό σήμα. Το πρώτο βήμα είναι να θυμηθούμε πως συμπεριφέρονται τα  $M_n$  και  $M_p$  ξεχωριστά στο ισχυρό σήμα που εφαρμόζεται στους απαγωγούς τους. Στο **Σχήμα 8-16α** βλέπουμε μόνο το  $M_n$  όπου η τάση απαγωγού  $V_{d,n}$  μεταβάλλεται από το μηδέν μέχρι την τροφοδοσία και στο **Σχήμα 8-16β** παρουσιάζεται η χαρακτηριστική εξόδου του  $M_n$  με την τάση  $V_{gs}$  ως παράμετρο. Η τάση  $V_{gs}$  επίσης μεταβάλλεται από το μηδέν μέχρι την τροφοδοσία  $V_{DD}$ . Προφανώς, έχουμε μια οικογένεια χαρακτηριστικών εξόδου όπου κάθε χαρακτηριστική αντιστοιχεί σε μια τιμή της  $V_{gs}$ . Να σημειωθεί ότι στο **Σχήμα 8-16α** η τάση απαγωγού  $V_{d,n}$  και η τάση στην πύλη  $V_{gs}$  επιβάλλονται από πηγές τάσης και είναι οι αιτίες που προκαλούν τις μεταβολές στον ρεύμα  $I_{ds}$ . Στο αρχικό **Σχήμα 8-15** η τάση στον απαγωγό δεν επιβάλλεται μέσω κάποιας πηγής τάσης αλλά είναι η έξοδος του ενισχυτή και μεταβάλλεται μόνο εξαιτίας της μεταβολής της  $V_{gs}$ .

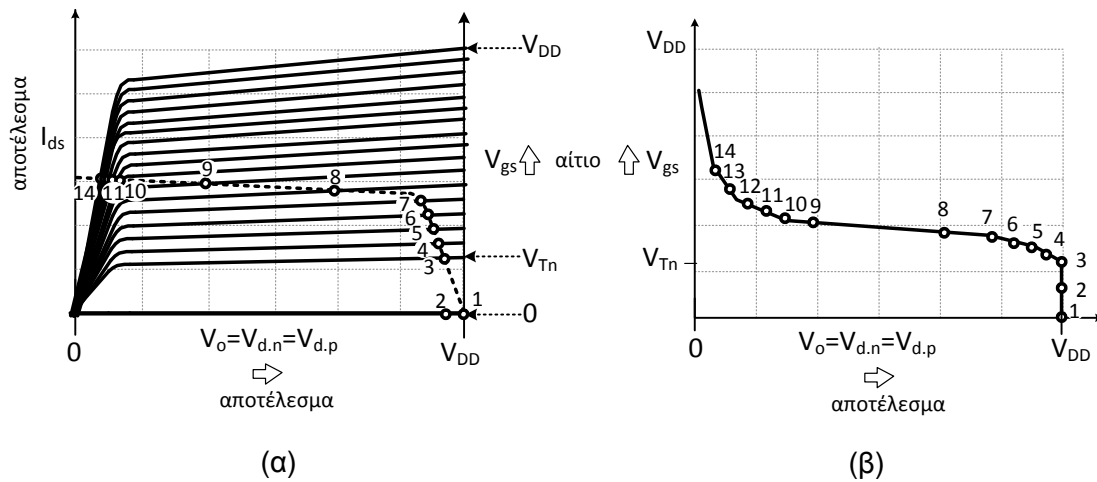
Στο **Σχήμα 8-17α**, βλέπουμε μόνο το  $M_p$  όπου η τάση απαγωγού  $V_{d,p}$  μεταβάλλεται από το μηδέν μέχρι την τροφοδοσία και στο **Σχήμα 8-17β** παρουσιάζεται η χαρακτηριστική εξόδου του  $M_p$  που αντιστοιχεί στη σταθερή τάση  $V_{Bp}$ . Προφανώς, σε αυτή την περίπτωση δεν έχουμε οικογένεια χαρακτηριστικών εξόδου αφού μόνο η σταθερή τάση  $V_{Bp}$  εφαρμόζεται στην πύλη. Να σημειωθεί ότι στο **Σχήμα 8-17α** η τάση απαγωγού  $V_{d,p}$  επιβάλλεται ξανά από μια πηγή τάσης και είναι η αιτία που προκαλεί τις μεταβολές στον ρεύμα  $I_{ds}$ . Ας δούμε τώρα πως μπορούμε να συνδυάσουμε τις δύο παραπάνω χαρακτηριστικές εξόδου.



Σχήμα 8-16 (α) Πόλωση του  $M_n$  και (β) οικογένεια χαρακτηριστικών εισόδου του  $M_n$  για τιμές της τάση  $V_{gs}$  από μηδέν έως  $V_{DD}$ .



Σχήμα 8-17 (α) Πόλωση του  $M_p$  και (β) χαρακτηριστική εισόδου του  $M_p$  για την σταθερή τάση  $V_{Bp}$ .



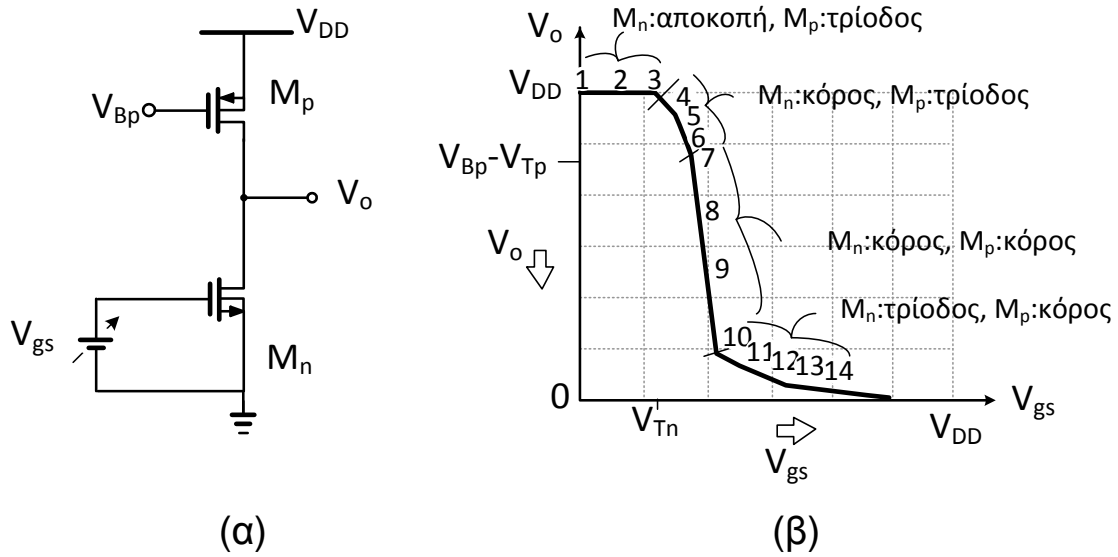
Σχήμα 8-18 (α) Συνδυασμός των χαρακτηριστικών εισόδου των  $M_n$  και  $M_p$  και (β) αντεστραμμένη χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου του ενισχυτή.

Τόσο το ρεύμα όσο και η τάση στους απαγωγούς των τρανζίστορ είναι ίδια και για τα δύο, οπότε οι δύο παραπάνω χαρακτηριστικές μπορούν να συνδυαστούν όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 8-18α**. Τα σημεία τομής των δύο χαρακτηριστικών εξόδου των  $M_n$  και  $M_p$  καθορίζουν το σημεία που το ρεύμα απαγωγών των τρανζίστορ είναι ίδιο και θα δώσουν τελικά τη χαρακτηριστική εξόδου του ενισχυτή. Η τάση  $V_{gs}$  είναι το αίτιο το οποίο επηρεάζει το ρεύμα  $I_{ds}$  και των δύο τρανζίστορ και μέσω αυτού την τάση εξόδου  $V_o$ .

Όσο η  $V_{gs}$  είναι μικρότερη από την τάση κατωφλίου  $V_{Tn}$ , σημεία τομής 1 και 2 στο **Σχήμα 8-18α**, τότε το  $M_n$  είναι στην αποκοπή και το  $I_{ds}$  είναι μηδέν. Σε αυτή την περίπτωση η τάση εξόδου θα είναι ίση με την τροφοδοσία και θα έχουμε τα σημεία 1 και 2 στο **Σχήμα 8-18β**. Μόλις το  $V_{gs}$  γίνει μεγαλύτερο από το  $V_{Tn}$  τότε το ρεύμα γίνεται μεγαλύτερο του μηδενός και διαρρέει και τα δύο τρανζίστορ. Στην περίπτωση όπου  $V_{gs} > V_{Tn}$  τα τρανζίστορ δεν θα λειτουργούν μόνιμα σε μια περιοχή λειτουργίας, δηλ. στον κόρο ή στην τρίοδο, αλλά η περιοχή λειτουργίας θα εξαρτάται από το  $V_{gs}$ . Έτσι, θα έχουμε ότι στα σημεία τομής 3-6, το  $M_n$  θα λειτουργεί στον κόρο ενώ το  $M_p$  θα λειτουργεί στην τρίοδο. Στα αντίστοιχα σημεία του **Σχήμα 8-18β** βλέπουμε ότι η τάση εξόδου θα αρχίσει να μειώνεται σε σχέση με την τροφοδοσία όσο το  $V_{gs}$  αυξάνει. Στα σημεία τομής 7-10, του **Σχήμα 8-18α**, και τα δύο τρανζίστορ λειτουργούν στον κόρο ενώ στο αντίστοιχα σημεία του **Σχήμα 8-18β** βλέπουμε πως η έξοδος αρχίζει να μεταβάλλεται πολύ απότομα. Στα σημεία 11-14 το  $M_n$  θα είναι στην τρίοδο και το  $M_p$  θα λειτουργεί στον κόρο. Στα αντίστοιχα σημεία του **Σχήμα 8-18β** βλέπουμε ότι η έξοδος αρχίζει να πλησιάζει προς το μηδέν αλλά με μικρότερο ρυθμό μεταβολής.

Παρατηρούμε δηλ. ότι ανάλογα με την  $V_{gs}$  τα τρανζίστορ μεταβαίνουν σε διαφορετικές περιοχές λειτουργίας και ο ρυθμός μεταβολής της εξόδου είναι μεγαλύτερος στην περίπτωση που και τα δύο τρανζίστορ είναι στον κόρο την ίδια στιγμή. Να σημειωθεί ότι η **εξ. 8.22** ισχύει μόνο όταν και τα δύο τρανζίστορ είναι στον κόρο. Με βάση το **Σχήμα 8-18β** η χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου του ενισχυτή φαίνεται στο **Σχήμα 8-19**.





Σχήμα 8-19 (α) Εφαρμογή ισχυρού σήματος εισόδου και (β) χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου  $V_o-V_{gs}$  του ενισχυτή με ενεργό φορτίο, ( $V_s=0$ ).

### 8.3.4 Συμπεριφορά στο ασθενές σήμα

Το κέρδος τάσης που θα παρουσιάζει ο ενισχυτής δίνεται κατά τα γνωστά από την εξίσωση

$$A = \left. \frac{dV_o}{dV_i} \right|_Q = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_{gs}} = -g_m r_{out} \quad \text{εξ. 8.23}$$

επειδή  $v_{gs}=v_i$ . Η **εξ. 8.22** της προηγούμενης παραγράφου συνδέει την τάση ηρεμίας της εξόδου με αυτήν της εισόδου, έτσι παίρνοντας την παράγωγο στο σημείο ηρεμίας  $Q(V_o, V_{gs})$  θα μπορούσαμε να βρούμε την ενίσχυση. Ας μην ξεχνάμε όμως ότι για λόγους απλότητας δεν είχε ληφθεί υπόψη ο παράγοντας  $\lambda_p$  του  $M_p$ . Λαμβάνοντας υπόψη τον  $\lambda_p$  θα έχουμε ότι το ρεύμα απαγωγού του  $M_p$  στην ηρεμία θα είναι

$$I_{sd,p} = I_{SD,p}^* [1 + \lambda_p (V_{DD} - V_o)] \quad \text{εξ. 8.24}$$

όπου έχουμε για λόγους ευκολίας έχει θεωρηθεί ότι

$$I_{SD,p}^* = \frac{K_p}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_{p1} (V_{Bp} - V_{DD} - V_{Tp})^2 \quad \text{εξ. 8.25}$$

Επίσης, το ρεύμα απαγωγού του  $M_n$  είναι

$$I_{ds,n} = \frac{K_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_n (V_{gs} - V_{Tn})^2 (1 + \lambda_n V_o) \quad \text{εξ. 8.26}$$

Επειδή το ρεύμα που διαρρέει τα  $M_n$  και  $M_p$  είναι το ίδιο, θα πρέπει να ισχύει ότι

$$I_{sd.p} = I_{ds.n} \quad \text{εξ. 8.27}$$

ή

$$I_{SD,p}^* [1 + \lambda_p (V_{DD} - V_o)] = \frac{K_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_n (V_{gs} - V_{Tn})^2 (1 + \lambda_n V_o) \quad \text{εξ. 8.28}$$

Για να υπολογίσουμε το κέρδος  $A$  πρέπει να παραγωγίσουμε την παραπάνω εξίσωση ως προς  $V_{gs}$  στο σημείο ηρεμίας  $Q(V_o, V_{GS})$ . Έτσι, έχουμε

$$-I_{DS,p}^* \lambda_p A = K_n \left( \frac{W}{L} \right)_n (V_{gs} - V_{Tn}) (1 + \lambda_n V_o) \Big|_Q + \frac{K_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_n (V_{gs} - V_{Tn})^2 \lambda_n A \Big|_Q \quad \text{εξ. 8.29}$$

Η παραπάνω σχέση μπορεί να γραφεί ως εξής

$$-I_{DS,p}^* \lambda_p A = g_{m.n} (1 + \lambda_n V_o) + I_{DS,n}^* \lambda_n A \quad \text{εξ. 8.30}$$

επειδή  $g_{m.n} = K_n (W/L)_n (V_{GS} - V_{Tn})$ . Γνωρίζουμε όμως ότι  $I_{DS,p}^* \lambda_p = 1/r_{ds,p}$  και  $I_{DS,n}^* \lambda_n = 1/r_{ds,n}$  όπου  $r_{ds,n}$  και  $r_{ds,p}$  είναι οι αντιστάσεις απαγωγού-πηγής για ασθενή σήματα των  $M_n$  και  $M_p$ , αντίστοιχα. Η **εξ. 8.30**, θεωρώντας ότι  $g_{m.n} \lambda_n \sim 0$ , γίνεται

$$A \approx -g_{m.n} r_{out} \quad \text{εξ. 8.31}$$

όπου η αντίσταση εξόδου  $r_{out}$  είναι

$$r_{out} = r_{ds.n} // r_{ds.p} = \frac{1}{\frac{1}{r_{ds.n}} + \frac{1}{r_{ds.p}}} = \frac{1}{I_{DS,n}^* \lambda_n + I_{DS,p}^* \lambda_p} \quad \text{εξ. 8.32}$$

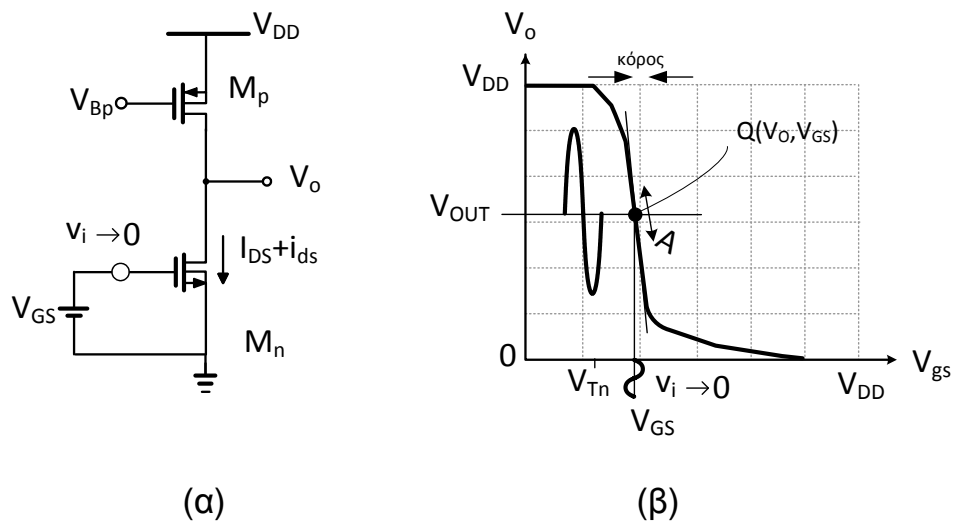
Όπως ήταν αναμενόμενο το κέρδος τάσης είναι το γινόμενο διαγωγιμότητας και αντίστασης εξόδου.

Στον υπολογισμό του κέρδους χρησιμοποιήθηκε η **εξ. 8.28** όπου, δυστυχώς, για να καταλήξουμε σε μια κλειστή έκφραση για το κέρδος χρειάστηκε να κάνουμε αρκετές πράξεις. Για να αποφεύγουμε τέτοιου είδους πολύπλοκους υπολογισμούς είναι προτιμότερο να χρησιμοποιήσουμε το *ac* ισοδύναμο του ενισχυτή και μέσω αυτού να βρίσκουμε το κέρδος τάσης.

Χρησιμοποιώντας την **Παρατήρηση 8.8** για τον άμεσο υπολογισμό του κέρδους τάσης πρέπει πρώτα να βρούμε το συντελεστή μετατροπής τάσης εισόδου του ενισχυτή σε ένα αντίστοιχο ρεύμα. Στη περίπτωση του ενισχυτή που εξετάζουμε ο συντελεστής μετατροπής θα είναι η διαγωγιμότητα  $g_{m.n}$  του τρανζίστορ  $M_n$ , δηλ.

$$g_m = g_{m.n}$$

εξ. 8.33



Σχήμα 8-20 Εφαρμογή ασθενούς σήματος  $v_{gs}$  στην είσοδο του ενισχυτή και (β) σημείο ηρεμίας  $Q(V_o, V_{GS})$  και κέρδος τάσης  $A$  του ενισχυτή. Τα πλάτη όλων των τείνουν στο μηδέν αλλά για λόγους κατανόησης αναπαρίστανται με πλάτη μεγαλύτερα του μηδενός.

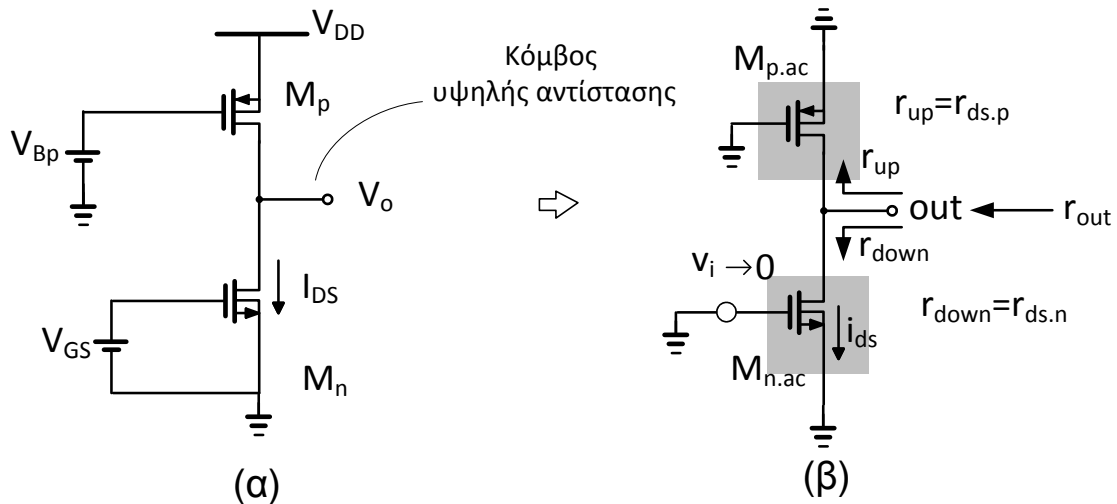
Το δεύτερο που πρέπει να γίνει είναι να αναζητήσουμε τον κόμβο εξόδου και να υπολογίσουμε την αντίσταση εξόδου. Ο κόμβος εξόδου είναι ο κοινός κόμβος των απαγωγών των τρανζίστορ, **Σχήμα 8-21**, και με βάση την **Παρατήρηση 8.7** η αντίσταση εξόδου του ενισχυτή θα είναι

$$r_{out} = r_{down} // r_{up} = r_{ds.n} // r_{ds.p} \quad \text{εξ. 8.34}$$

όπου  $r_{down} = r_{ds.n}$  και  $r_{up} = r_{ds.p}$ . Άρα, το κέρδος τάσης θα είναι

$$A = g_m r_{out} = -g_{m.n} (r_{ds.n} // r_{ds.p}) \quad \text{εξ. 8.35}$$

Δηλ. πιο άμεσα και με πολύ λιγότερους υπολογισμούς μπορούμε να βρούμε την έκφραση του κέρδους τάσης χρησιμοποιώντας τα  $ac$  ισοδύναμα κυκλώματα. Η χρήση των  $ac$  ισοδυνάμων και η απλοποίηση τους είναι απολύτως απαραίτητη σε πολύπλοκα κυκλώματα γιατί είναι σχεδόν αδύνατο να βρούμε το κέρδος ασθενών σημάτων με άλλον τρόπο.



Σχήμα 8-21 Άμεσος υπολογισμός αντίστασης εξόδου του ενισχυτή με ενεργό φορτίο (α) ισοδύναμο ηρεμίας και (β) άμεσος υπολογισμός αντίστασης εξόδου.

**Παρατήρηση 8.12** Στον παράλληλο συνδυασμό  $r_{ds,p}/r_{ds,n}$  καμία αντίσταση από τις  $r_{ds,p}$ ,  $r_{ds,n}$  δεν απλοποιείται.

Οι αντιστάσεις  $r_{ds,p}$  και  $r_{ds,n}$  των  $M_p$  και  $M_n$ , αντίστοιχα, είναι ίδιας τάξης μεγέθους και έτσι στον παράλληλο συνδυασμό  $r_{ds,p}/r_{ds,n}$  δεν υπερτερεί καμία από τις δύο. Γι' αυτό τον λόγο ο κόμβος της εξόδου του ενισχυτή είναι κόμβος υψηλής αντίστασης, **Σχήμα 8-21α**. Αυτό θα έχει σαν αποτέλεσμα το κέρδος τάσης να είναι πολύ μεγάλο κάτι που προφανώς είναι επιθυμητό. Με βάση την **Παρατήρηση 8.5** όπου το κέρδος είναι ουσιαστικά ανάλογο της ωμικής αντίστασης θα έχουμε ότι ενισχυτές με ενεργό φορτίο θα παρουσιάζουν πολύ μεγαλύτερη ενίσχυση σε σχέση με το ωμικό φορτίο.

Στο **Σχήμα 8-22α** φαίνεται στο *ac* ισοδύναμο κύκλωμα του ενισχυτή και στο **Σχήμα 8-22β** παρουσιάζεται το *ac* ισοδύναμο όπου τα τρανζίστορ έχουν αντικατασταθεί με αντίστοιχα τους *ac* ισοδύναμα. Στο **Σχήμα 8-22γ** παρουσιάζεται το απλοποιημένο *ac* ισοδύναμο για χαμηλές συχνότητες όπου οι χωρητικότητες  $C_{gd}$  έχουν παραλειφθεί. Είναι φανερό ότι οι αντιστάσεις  $r_{ds}$  των τρανζίστορ είναι συνδεδεμένες παράλληλα σχηματίζοντας την αντίσταση εξόδου του ενισχυτή. Επίσης, στο αντίστοιχο απλοποιημένο *ac* ισοδύναμο του ενισχυτή, βλέπουμε ότι η εξαρτημένη πηγή ρεύματος, που ουσιαστικά είναι το *ac* ισοδύναμο του  $M_n$ , εφαρμόζεται στην αντίσταση εξόδου που σχηματίζει ο παράλληλος συνδυασμός των  $r_{ds}$ .

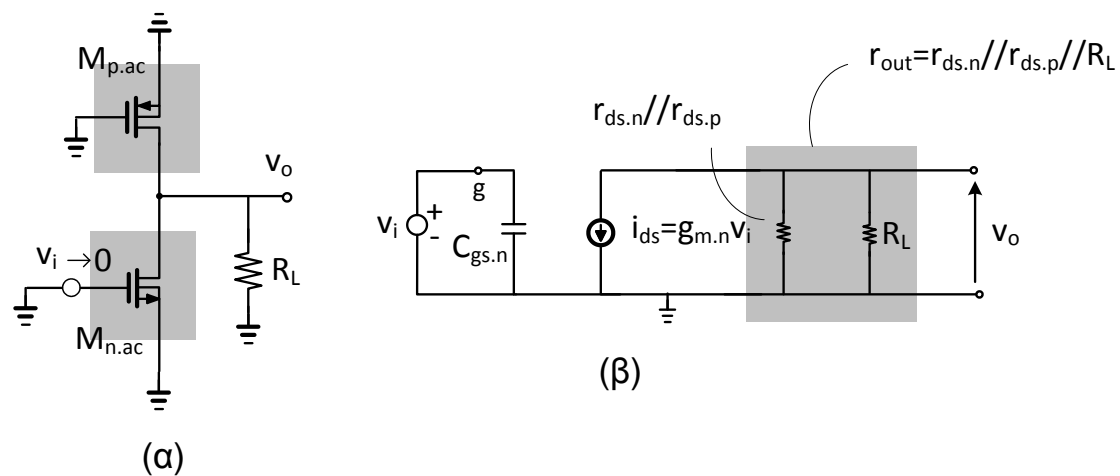


**Παρατήρηση 8.15** Ο κόμβος κοινού απαγωγού σε οποιοδήποτε κύκλωμα είναι κόμβος υψηλής αντίστασης και υψηλού κέρδους τάσης

Στον κόμβο εξόδου του ενισχυτή είναι συνδεδεμένοι οι απαγωγοί δύο τρανζίστορ. Γι' αυτό ο κόμβος εξόδου παρουσιάζει υψηλή αντίσταση και θα αναπτύσσεται κέρδος τάσης. Η υψηλή αντίσταση ενός κόμβου συνδέεται άμεσα με μεγάλο κέρδος τάσης. Αν θέλουμε να βρούμε, μέσα σε ένα κύκλωμα, σε ποιο κόμβο θα έχω μεγάλο κέρδος τάσης αρκεί να βρεθούν κόμβοι όπου είναι συνδεδεμένοι απαγωγοί τρανζίστορ.

**Παρατήρηση 8.16** Το φορτίο εξόδου μειώνει το κέρδος τάσης του ενισχυτή

Για λόγους απλότητας ας θεωρήσουμε ότι το φορτίο εξόδου είναι η ωμική αντίσταση  $R_L$  όπως βλέπουμε στο ισοδύναμο ασθενούς σήματος του **Σχήμα 8-23α**. Η συνολική αντίσταση εξόδου του ενισχυτή, όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 8-23β**, θα περιλαμβάνει και την αντίσταση του φορτίου  $R_L$ . Έτσι, η αντίσταση εξόδου  $r_{out}$  θα είναι ο παράλληλος συνδυασμός  $r_{ds,n} // r_{ds,p} // R_L$ . Το φορτίο  $R_L$  είναι συνήθως αρκετά μικρότερο από τις αντιστάσεις  $r_{ds,n}$  και  $r_{ds,p}$  με αποτέλεσμα η  $r_{out}$  να είναι  $r_{out} \approx R_L$ . Αυτό σημαίνει ότι με την σύνδεση ενός φορτίου στη έξοδο η αντίσταση εξόδου μειώνεται. Επίσης, το κέρδος τάσης σύμφωνα με την **εξ. 8.35** θα είναι  $A \approx -g_m R_L$  δηλ. θα έχει μειωθεί. Δυστυχώς, το φορτίο εξόδου μειώνει δραστικά το κέρδος τάσης του ενισχυτή.



Σχήμα 8-23 (α) ac ισοδύναμο με ωμικό φορτίο εξόδου και (β) απλοποιημένο ac ισοδύναμο για χαμηλές συχνότητες.

### 8.3.5 Συμπεριφορά σε χρονικά μεταβαλλόμενο σήμα

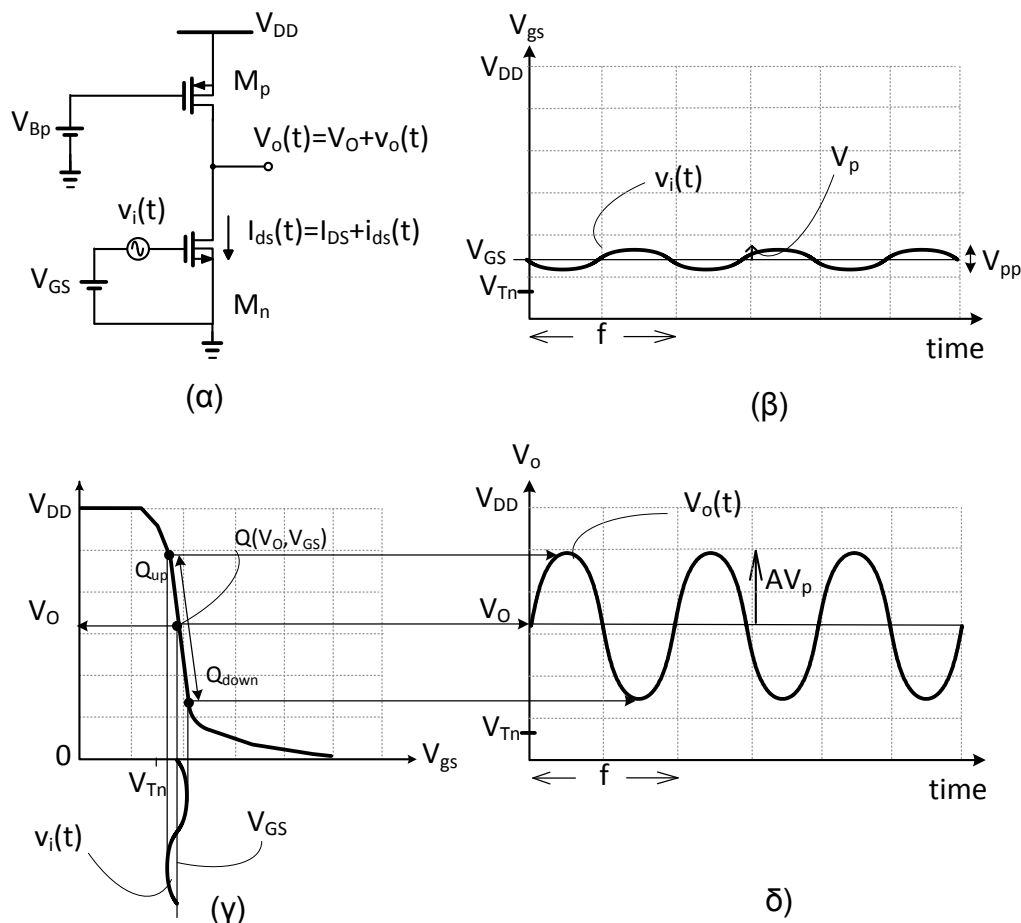
Στο **Σχήμα 8-24α** παρουσιάζεται ο ενισχυτής που αναλύουμε όπου στην πύλη του  $M_n$  έχει εφαρμοστεί το ημιτονικό σήμα  $v_i(t) = V_p \cos(2\pi f t)$   $V_p$  είναι το πλάτος και  $f$  η συχνότητα, **Σχήμα 8-24β**. Η τάση  $V_{gs}(t)$  θα δίνεται από την εξίσωση

$$V_{gs}(t) = V_{GS} + v_i(t) = V_{GS} + V_p \cos(2\pi ft)$$

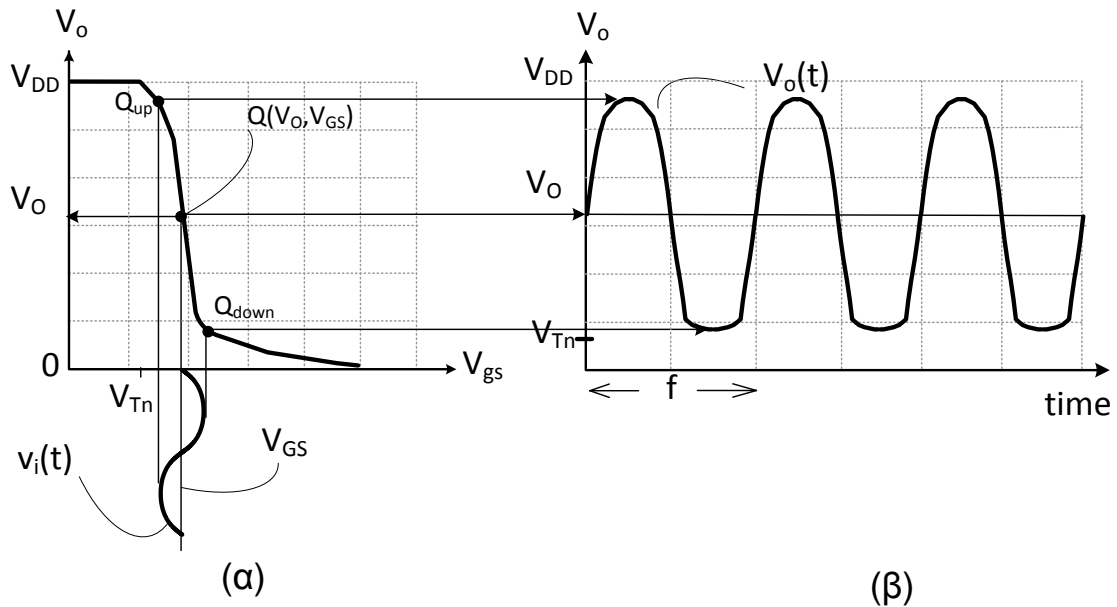
εξ. 8.36

όπου  $V_{GS}$  η τάση ηρεμίας της πύλης,. Όπως έχουμε αναφέρει η τάση ηρεμίας της εξόδου  $V_O$  δεν μπορεί εύκολα να καθοριστεί παρά μόνο, όπως θα δούμε σε επόμενο κεφάλαιο, με την χρήση αρνητικής ανάδρασης. Για να λειτουργεί σωστά ο ενισχυτής και να δίνει το μεγάλο κέρδος τάσης θα πρέπει η  $V_O$  να είναι τέτοια ώστε να επιτρέπει και στα δύο τρανζίστορ να λειτουργούν στον κόρο ταυτόχρονα. Στη χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου του **Σχήμα 8-19** η  $V_O$  θα πρέπει να βρίσκεται κάπου ανάμεσα στα σημεία 7-10. Για λόγους απλότητας θα θεωρήσουμε ότι η  $V_O$  βρίσκεται στη μέση της τροφοδοσίας δηλ.  $V_O = V_{DD}/2$ .

Στο **Σχήμα 8-24γ** βλέπουμε την συμπεριφορά του ενισχυτή σε ημιτονικό σήμα το οποίο μεταβάλλει το σημείο ηρεμίας  $Q(V_O, V_{GS}) = Q(V_{DD}/2, V_{GS})$  πάνω στην χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου μεταξύ των σημείων  $Q_{up}$  και  $Q_{down}$ . Στο **Σχήμα 8-24δ**, βλέπουμε την αντίστοιχη μεταβολή της τάσης εξόδου  $V_O(t)$  όπου η σταθερή συνιστώσα είναι η τάση ηρεμίας  $V_O$  και η εναλλασσόμενη συνιστώσα  $v_o(t)$  αντιστοιχεί στο ημιτονικό σήμα εισόδου  $v_i(t)$ .



Σχήμα 8-24 (α) Εφαρμογή ημιτονικού σήματος εισόδου (β) χρονική απόκριση του σήματος που εφαρμόζεται στην πύλη του  $M_n$  (γ) χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου και εφαρμογή ημιτονικού σήματος και (δ) χρονική απόκριση της εξόδου



Σχήμα 8-25 (α) Χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου του ενισχυτή με εφαρμογή ημιτόνου με μεγάλο πλάτος και (β) παραμόρφωση της εξόδου

Όσο το πλάτος του σήματος εισόδου  $v_i(t)$  παραμένει σχετικά μικρό τότε τα τρανζίστορ θα λειτουργούν στο κόρο για ολόκληρη την μεταβολή της τάσης εξόδου. Για την περίπτωση που το πλάτος του σήματος εισόδου  $v_i(t)$  είναι αρκετά μεγάλο η τάση εξόδου  $V_o$  θα παρουσιάζει μεγάλη μεταβολή με αποτέλεσμα τα τρανζίστορ να μην είναι στον κόρο για όλη την μεταβολή του σήματος εξόδου. Όταν η τάση εξόδου πλησιάζει προς την τροφοδοσία τότε το  $M_p$  θα εισέρχεται στην τριόδο ενώ όσο πλησιάζει προς την γείωση τότε το  $M_n$  θα εισέρχεται στην τριόδο. Αυτό θα έχει σαν αποτέλεσμα η έξοδος να παρουσιάζει μεγάλη παραμόρφωση. Στην χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου του **Σχήμα 8-25α** βλέπουμε ότι έχει εφαρμοστεί στην είσοδο του ενισχυτή ημίτονο με αρκετά μεγάλο πλάτος. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το σημείο  $Q_{up}$  να είναι στην περιοχή που το  $M_p$  να είναι στη τριόδο και το σημείο  $Q_{down}$  να βρίσκεται στην περιοχή όπου το  $M_n$  να μπαίνει στην τριόδο. Στο **Σχήμα 8-25β** βλέπουμε την αντίστοιχη χρονική μεταβολή της εξόδου όπου παρατηρούμε την παραμόρφωση που παρουσιάζει.

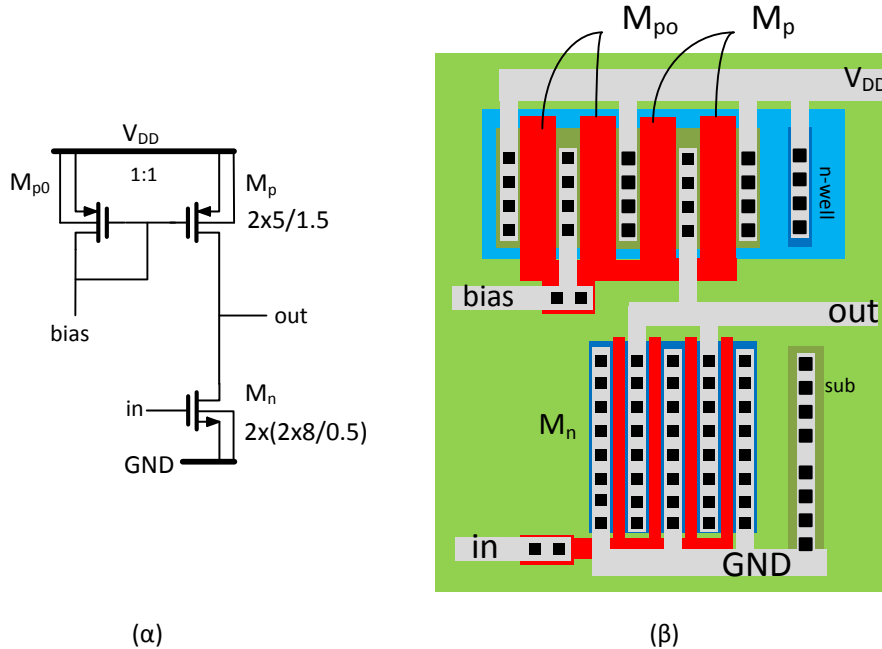
### Παρατήρηση 8.17

Με βάση τα παραπάνω ο ενισχυτής με ενεργό φορτίο πρέπει να διαχειρίζεται μικρότερο πλάτος στην είσοδο (σε σχέση με τον ενισχυτή με ωμικό φορτίο) ώστε να μην παραμορφώνεται η έξοδος.



### 8.3.6 Παράδειγμα Layout ενισχυτή nMOS κοινής πηγής με ενεργό φορτίο

Στο παρουσιάζεται το κύκλωμα ενός ενισχυτή nMOS κοινής πηγής με ενεργό φορτίο. Οι διαστάσεις των τρανζίστορ έχουν ως εξής:  $M_n$ :  $(W/L)_n=2 \times (2 \times 8 / 0.5)$ ,  $M_{p0}$ - $M_p$ :  $(W/L)_{p0}=(W/L)_p=2 \times 5 / 1.5$ . Το Layout του κυκλώματος παρουσιάζεται στο .



Σχήμα 8-26 (α) Κύκλωμα ενισχυτή nMOS κοινής πηγής με ενεργό φορτίο (β) αντίστοιχο layout

## 8.4 Ακόλουθος πηγής

### 8.4.1 Περιγραφή του κυκλώματος

Στο **Σχήμα 8-27** παρουσιάζεται το κύκλωμα του ακόλουθου πηγής το οποίο είναι προφανές ότι είναι διαφορετικό από το κύκλωμα του ενισχυτή με ενεργό φορτίο. Όπως θα δούμε στη συνέχεια οι μεταβολές τις εξόδου ακολουθούν τις μεταβολές της εισόδου και γι' αυτόν ακριβώς τον λόγο το κύκλωμα ονομάζεται ακόλουθος τάσης. Επίσης, ο ακόλουθος τάσης μπορεί να θεωρηθεί ότι είναι ένας ενισχυτής τάσης με ενίσχυση ίση με την μονάδα.

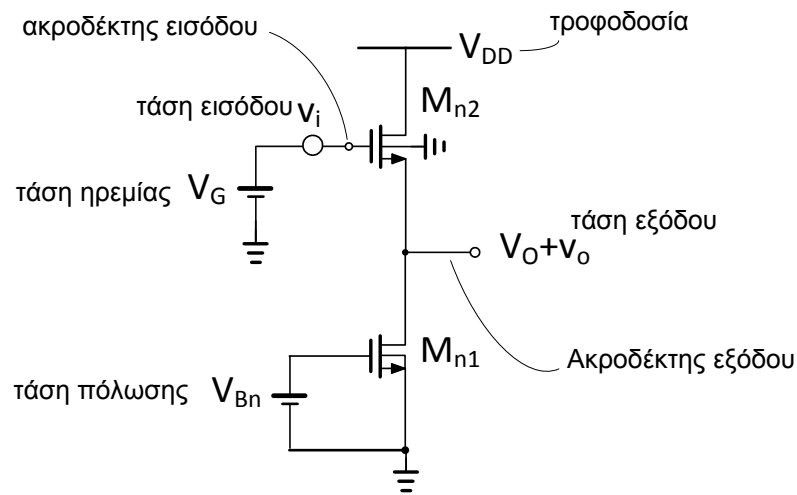
Αποτελείται από δύο ίδιου τύπου τρανζίστορ, τα nMOS τρανζίστορ  $M_{n1}$  και  $M_{n2}$  συνδεδεμένα σε σειρά όπου η πηγή του  $M_{n2}$  είναι ενωμένη με τον απαγωγό του  $M_{n1}$ . Η είσοδος  $v_i$  μαζί με την τάση ηρεμίας  $V_G$  εφαρμόζεται στην πύλη του  $M_{n1}$ . Στην πύλη του  $M_{n2}$  εφαρμόζεται η σταθερή τάση πόλωσης  $V_{Bn}$  η οποία όπως θα δούμε πολώνει και τα δύο τρανζίστορ με συγκεκριμένο ρεύμα πόλωσης. Η τάση εξόδου αναπτύσσεται στον ακροδέκτη της πηγής του  $M_{n1}$ .

---

#### Παρατήρηση 8.18

Μια σημαντική διαφορά σε σχέση με τον ενισχυτή με ενεργό φορτίο είναι ότι η τάση της πηγής του  $M_{n2}$  δεν βρίσκεται σε κάποιο σταθερό δυναμικό.

---



Σχήμα 8-27 Κύκλωμα απλού ακόλουθου τάσης με nMOS

#### 8.4.2 Συμπεριφορά στην κατάσταση ηρεμίας

Στο τρανζίστορ  $M_{n1}$  έχει επιβληθεί μια συγκεκριμένη τάση στην πύλη του, η τάση πόλωσης  $V_{Bn}$ , όπου  $V_{Bn} > V_{Tn}$ , προκαλώντας το ρεύμα ηρεμίας  $I_{DS.n2}$  του  $M_{n2}$ . Στο τρανζίστορ  $M_{n1}$  έχει εφαρμοστεί μόνο η τάση ηρεμίας  $V_G$  ενώ η τάση στον απαγωγό δεν επιβάλλεται μέσω κάποιας σταθερής πηγής τάσης και είναι η έξοδος του ακόλουθου τάσης.

Τα τρανζίστορ  $M_{n1}$  και  $M_{n2}$  βρίσκονται σε σειρά και προφανώς μια θα είναι η τιμή του ρεύματος που θα διαρρέει τον έναν και μοναδικό κλάδο του κυκλώματος. Ο τρόπος πόλωσης του  $M_{n2}$  είναι η πόλωση με σταθερό ρεύμα η οποία έχει αναλυθεί στην **παράγραφο 4.1 του Κεφ.4**. Αυτού του είδους η πόλωση εξασφαλίζει ότι το ρεύμα ηρεμίας  $I_{DS.n2}$  του  $M_{n2}$  θα είναι ίσο με το ρεύμα ηρεμίας  $I_{DS.n1}$  του  $M_{n1}$ , δηλ.  $I_{DS.n2} = I_{DS.n1}$ . Θεωρώντας ότι το  $M_{n2}$  είναι στον κόρο, το ρεύμα ηρεμίας  $I_{DS.n1}$  και οι τάσεις  $V_G$ ,  $V_S (= V_O)$ , θα συνδέονται με τον γνωστό τετραγωνικό νόμο:

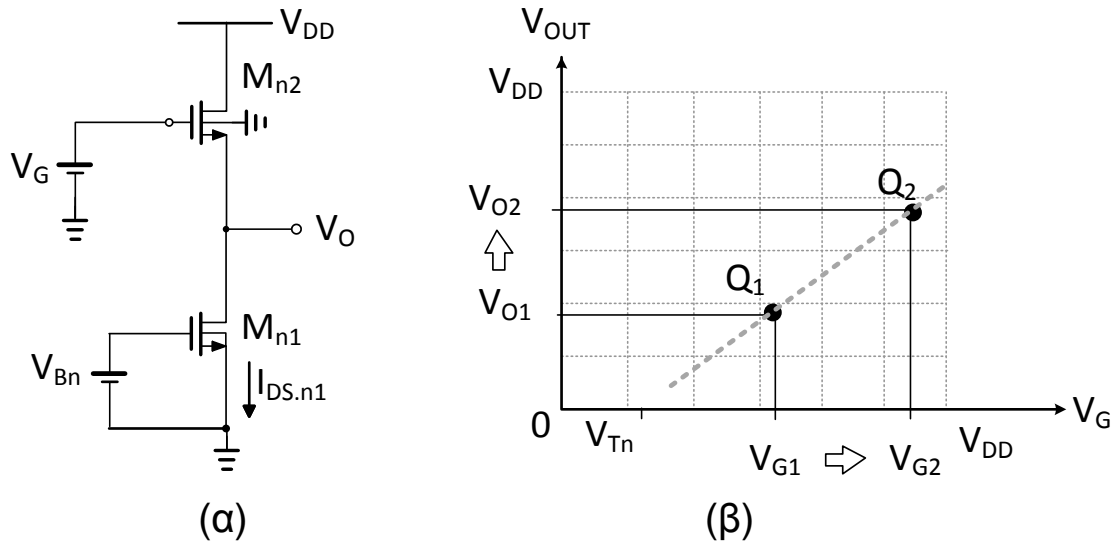
$$I_{DS.n1} = I_{DS.n2} = \frac{K_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_{n2} (V_G - V_O - V_{Tn})^2 \quad \text{εξ. 8.37}$$

Έχει θεωρηθεί ότι οι παράγοντες διαμόρφωσης των καναλιών και οι παράγοντες επίδρασης υποστρώματος και για τα δύο τρανζίστορ είναι μηδέν. Λύνοντας την **εξ. 8.37** ως προς  $V_O$  θα έχουμε

$$V_O = V_G - V_{Tn} - \sqrt{\frac{2I_{DS.n2}}{K_n \left( \frac{W}{L} \right)_{n2}}} \quad \text{εξ. 8.38}$$

Από την παραπάνω εξίσωση είναι προφανές ότι η τάση ηρεμίας της εξόδου μπορεί να καθοριστεί πλήρως μέσω της τάσης ηρεμίας της πύλης  $V_G$  και του σταθερού ρεύματος  $I_{DS.n2}$ . Επίσης, η **εξ. 8.37** δείχνει ότι η  $V_O$  είναι ανάλογη της τάσης

$V_G$  άρα αναμένουμε ότι οποιαδήποτε μεταβολή επιβληθεί στην  $V_G$  αυτή θα εμφανίζεται (σχεδόν) αυτούσια στην έξοδο.



Σχήμα 8-28 (α) Κατάσταση ηρεμίας του ακόλουθου τάσης και (β) σημεία ηρεμίας

Στο **Σχήμα 8-28α** βλέπουμε τον ακόλουθο τάσης στην κατάσταση ηρεμίας και στο **Σχήμα 8-28β** παρουσιάζονται η τάση ηρεμίας της εξόδου  $V_O$  συναρτήσει της τάσης ηρεμίας  $V_G$  της πύλης του  $M_{n2}$ . Παρατηρούμε ότι όσο η  $V_G$  αυξάνει τόσο η τάση ηρεμίας της εξόδου  $V_O$  της εξόδου θα αυξάνεται σχεδόν γραμμικά κάτι που άλλωστε επιβάλλει η **Σχήμα 8-28**. Τα σημεία ηρεμίας  $Q_1$  και  $Q_2$  θα αποτελούν σημεία της χαρακτηριστικής εισόδου-εξόδου του ακόλουθου τάσης όπως θα δούμε στην συνέχεια.

### 8.4.3 Συμπεριφορά στο ισχυρό σήμα

Ας ξεκινήσουμε την ανάλυση θεωρώντας ότι το  $V_G$  είναι ίσο με την τροφοδοσία  $V_{DD}$  και βαίνει μειούμενο προς την γείωση, σημείο 1 στο . Με βάση την **εξ. 8.38**, η έξοδος, σημείο 1 στο **Σχήμα 8-29β**, θα βρίσκεται χαμηλότερα από την  $V_{DD}(=V_G)$  κατά την ποσότητα  $V_{level}$  η οποία είναι

$$V_{level} = V_{Tn} + \sqrt{\frac{2I_{DS,n2}}{K_n \left(\frac{W}{L}\right)_{n2}}} \quad \text{εξ. 8.39}$$

δηλ.

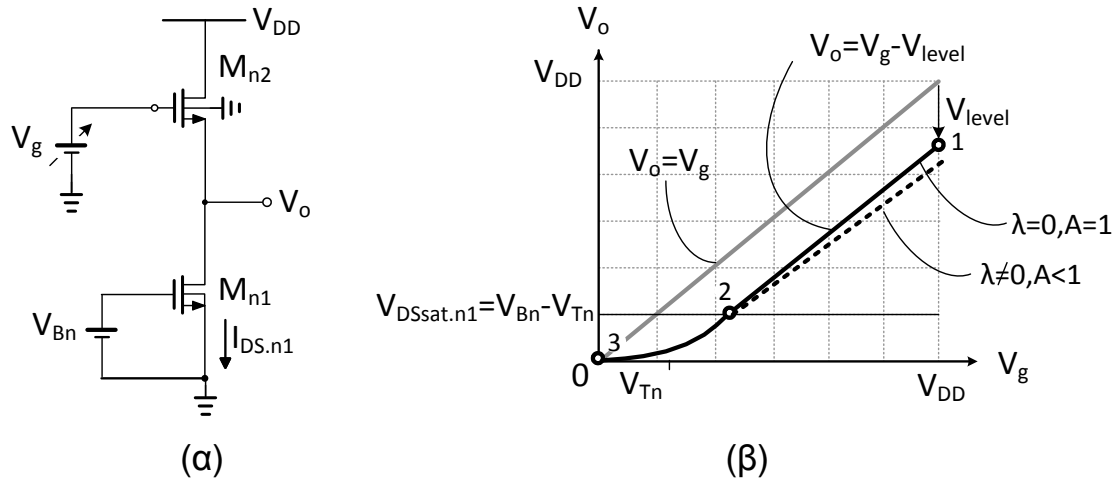
$$V_O = V_{DD} - V_{level} \quad \text{εξ. 8.40}$$

Όσο η  $V_G$  αρχίζει να μειώνεται και θεωρώντας ότι τα τρανζίστορ παραμένουν στον κόρο τόσο η  $V_O$  θα αρχίσει να μειώνεται αντίστοιχα. Σε αυτή την περίπτωση, μπορούμε να πούμε ότι η τάση εξόδου θα δίνεται από την επόμενη γενική εξίσωση:

$$V_O = V_G - V_{level}$$

εξ. 8.41

Ο ακόλουθος τάσης πολλές φορές αναφέρεται στην διεθνή βιβλιογραφία και ως 'level shifter' ακριβώς διότι "κατεβάζει" την τάση στην πύλη κατά το σταθερό επίπεδο τάσης  $V_{level}$  χαμηλότερα.



Σχήμα 8-29 α) Εφαρμογή ισχυρού σήματος  $V_G$  στην είσοδο και β) χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου  $V_O-V_G$  του ακόλουθου τάσης

Στο **Σχήμα 8-29β** παρουσιάζεται η χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου του ακόλουθου τάσης. Όσο όμως η  $V_O$  πλησιάζει προς την τάση κόρου του  $M_{n1}$ , δηλ.  $V_O = V_{DSsat.n1} = V_{Bn} - V_{Tn}$ , σημείο 2 **Σχήμα 8-29β**, τότε υπάρχει πρόβλημα διότι το  $M_{n1}$  θα εισέρχεται στην τριόδο. Από αυτό το επίπεδο τάσης και χαμηλότερα, σημεία 2->3, ο ακόλουθος τάσης παύει να λειτουργεί σωστά. Με άλλα λόγια ο ακόλουθος τάσης με nMOS τρανζίστορ λειτουργεί σωστά για τάσεις εισόδου σχετικά κοντά στην τροφοδοσία. Επίσης, χωρίς να μπορούμε σε περισσότερες λεπτομέρειες, σε κυκλώματα ακόλουθων τάσης η λειτουργία στη τριόδο των τρανζίστορ πρέπει να αποφεύγεται.

---

**Παρατήρηση 8.19** Η σταθερότητα του ρεύματος εξασφαλίζει σταθερή διαφορά  $V_G - V_O$ .

Όσο τα τρανζίστορ λειτουργούν στον κόρο το ρεύμα  $I_{DS.n1}$  θα είναι σταθερό και έτσι το ρεύμα  $I_{DS.n2} (= I_{DS.n1})$  του  $M_{n2}$  θα είναι και αυτό με την σειρά του σταθερό. Εξαιτίας της σταθερότητας του ρεύματος  $I_{DS.n2}$  όσο μεταβάλλεται η  $V_G$  (είσοδος) άλλο τόσο πρέπει να μεταβάλλεται αναγκαστικά και η  $V_O$  ώστε η διαφορά  $V_G - V_O$  να παραμένει σταθερή και να ισχύει η **εξ. 8.37**.

---

**Παρατήρηση 5.3.2** Η εξάρτηση του κέρδους τάσης από τον παράγοντα  $\lambda_n$ .

Στη πράξη αν λάβουμε υπόψη τον παράγοντα διαμόρφωσης  $\lambda_n$  του καναλιού τότε το ρεύμα  $I_{DS.n1}$  θα μεταβάλλεται όταν μεταβάλλεται η έξοδος του ακόλουθου τάσης. Ας μην ξεχνάμε ότι η έξοδος είναι ίση με την τάση απαγωγού του  $M_{n1}$  πράγμα που έχει σαν αποτέλεσμα κάθε μεταβολή της να επηρεάζει, έστω και λίγο, το ρεύμα  $I_{DS.n1}$ . Έτσι, όπως θα δούμε και στην συνέχεια, η χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου να έχει κλίση μικρότερη της μονάδας, διακεκομμένη γραμμή στο **Σχήμα 8-29β**.

#### 8.4.4 Συμπεριφορά στο ασθενές σήμα

Για να εξετάσουμε ποια θα είναι η συμπεριφορά του κυκλώματος ασθενή σήματα θα πρέπει να βρούμε την εξάρτηση της τάσης εξόδου από την τάση εισόδου. Ας πάρουμε την κλασσική εξίσωση που δίνει το κέρδος τάσης ενός κυκλώματος:

$$A = \left. \frac{dV_o}{dV_i} \right|_Q = \left. \frac{dV_o}{dV_s} \right|_Q = \frac{v_o}{v_i} \quad \text{εξ. 8.42}$$

όπου έχει θεωρηθεί ότι το ασθενές σήμα εισόδου  $v_i$  εφαρμόζεται στην πύλη του  $M_{n2}$ . Η **εξ. 8.37** συνδέει την τάση ηρεμίας της εξόδου με αυτήν της εισόδου, έτσι παίρνοντας την παράγωγο στο σημείο ηρεμίας  $Q(V_o, V_G)$  ως προς το  $V_G$  μπορούμε να βρούμε την ενίσχυση του κυκλώματος. Παίρνοντας την παράγωγο της **εξ. 8.37** θα έχουμε

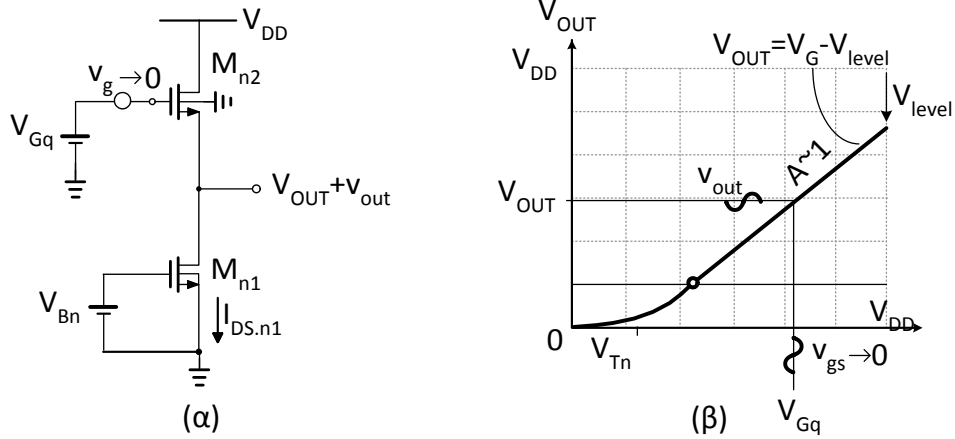
$$A = \left. \frac{dV_o}{dV_s} \right|_Q = 1 \quad \text{εξ. 8.43}$$

δηλ. ο ακόλουθος τάσης θα έχει ενίσχυση ίση με την μονάδα.

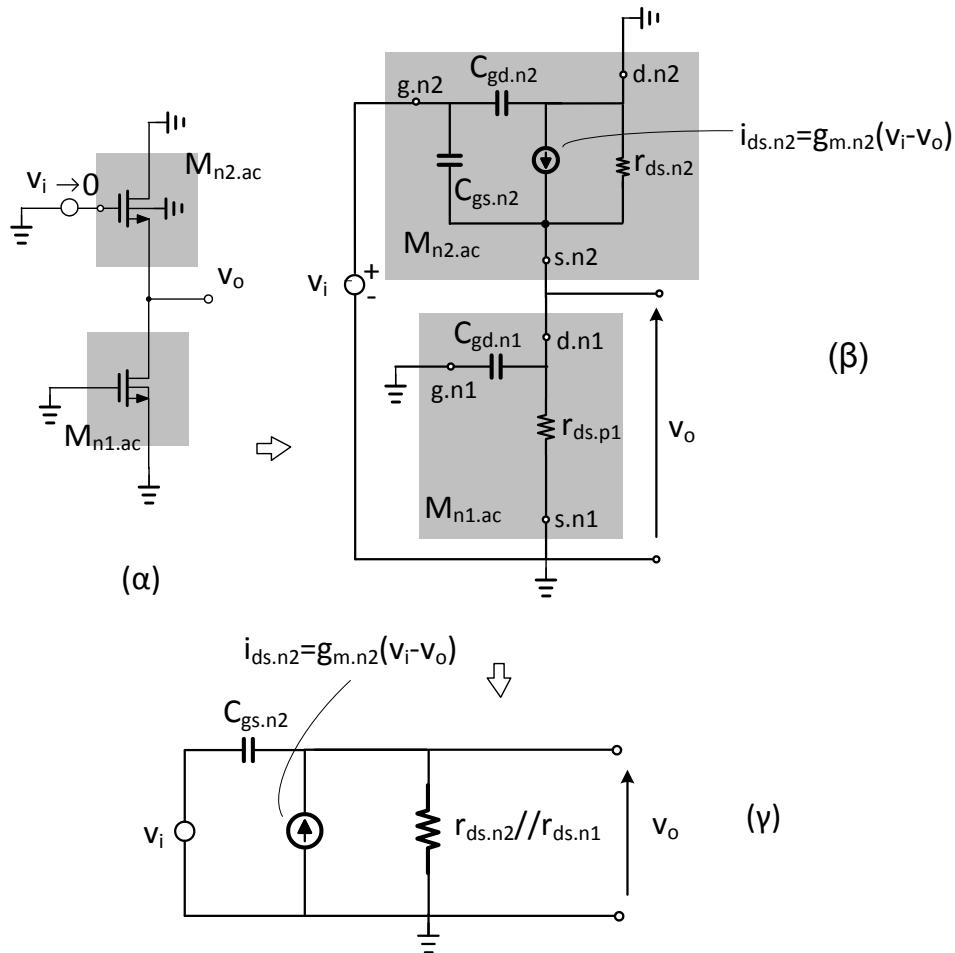
#### Παρατήρηση 8.20

Ας δούμε ξανά την **εξ. 8.37** και ας προσπαθήσουμε να ρίξουμε μια ποιο δαισθητική ματιά. Επειδή το ρεύμα είναι σταθερό τότε όποια μεταβολή εμφανιστεί στο  $V_G$  η ίδια θα πρέπει να αναπτυχθεί στο  $V_o$ . Αυτό σημαίνει ότι οι μεταβολές της εξόδου θα πρέπει να ακολουθούν τις μεταβολές της εισόδου.

Στο **Σχήμα 8-30α** το ασθενές σήμα εισόδου  $v_i$  εφαρμόζεται μαζί με την τάση ηρεμίας  $V_G$  στην πύλη του  $M_{n2}$ . Στο **Σχήμα 8-30β** παρουσιάζεται η χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου του ακόλουθου τάσης όπου εφαρμόζουμε το ασθενές σήμα  $v_i$ . Η κλίση της χαρακτηριστικής εισόδου-εξόδου του ακόλουθου είναι θετική σε αντίθεση με την αντίστοιχη κλίση της χαρακτηριστικής εισόδου-εξόδου των ενισχυτών που αναλύσαμε μέχρι τώρα. Οπότε δαισθητικά μπορούμε άμεσα να πούμε ότι η είσοδος και η έξοδος θα είναι συμπασικές σε αντίθεση με τους ενισχυτές όπου είχαν διαφορά φάσης  $180^\circ$ .



Σχήμα 8-30 Εφαρμογή ασθενούς σήματος  $v_i$  στην είσοδο του ακόλουθου και (β) σημείο ηρεμίας  $Q(V_o, V_G)$  και κέρδος τάσης  $A \approx 1$  του ακόλουθου. Τα πλάτη όλων των σημάτων του σχήματος τείνουν στο μηδέν αλλά για λόγους κατανόησης αναπαρίστανται με πλάτη μεγαλύτερα του μηδενός.



Σχήμα 8-31 α,β) ac ισοδύναμο και (γ) απλοποιημένο ac ισοδύναμο για χαμηλές συχνότητες.

Η προηγούμενη ανάλυση δεν έχει λάβει υπόψη τους παράγοντες διαμόρφωσης  $\lambda_n$  των καναλιών των  $M_{n1}$  και  $M_{n2}$  δηλ. τις αντιστάσεις  $r_{ds,n1}$  και  $r_{ds,n2}$  των  $M_{n1}$  και  $M_{n2}$ , αντίστοιχα. Ας ξεκινήσουμε με τη **Σχήμα 8-31α** όπου παρουσιάζεται το ισοδύναμο ηρεμίας του ακόλουθου. Όπως κάναμε σε αναλύσεις ασθενούς σήματος των κυκλωμάτων σε προηγούμενες παραγράφους, αντικαθιστούμε όλες τις σταθερές τάσεις με γειώσεις, **Σχήμα 8-31α**. Άμεσα από το **Σχήμα 8-31β** καταλαβαίνουμε ότι επειδή το ασθενές σήμα στην πύλη του  $M_{n1}$  είναι μηδέν το τρανζίστορ  $M_{n1}$  θα συνεισφέρει στο συνολικό  $ac$  ισοδύναμο μόνο με την αντίσταση  $r_{ds,n1}$ . Στο **Σχήμα 8-31β** τα τρανζίστορ  $M_{n1}$  και  $M_{n2}$  έχουν αντικατασταθεί με τα αντίστοιχα  $ac$  ισοδύναμα τους κυκλώματα  $M_{n1.ac}$  και  $M_{n2.ac}$ , αντίστοιχα. Τέλος, στο **Σχήμα 8-31γ** παρουσιάζεται το απλοποιημένο  $ac$  ισοδύναμο κύκλωμα του ακόλουθου τάσης σε χαμηλές συχνότητες, θεωρώντας ότι  $C_{gs,n2} \gg C_{gd,n2}, C_{gd,n1}$ . Ας δούμε στην συνέχεια πώς μπορούμε να υπολογίσουμε το κέρδος τάσης για ασθενή σήματα.

Με βάση το **Σχήμα 8-31γ**, στον κόμβο εξόδου θα έχουμε

$$v_{out} = i_{ds} (r_{ds,n1} // r_{ds,n2}) \quad \text{εξ. 8.44}$$

όπου το ασθενές σήμα ρεύματος  $i_{ds}$  θα είναι ίσο με

$$i_{ds} = g_{m,n2} (v_{g,n2} - v_{s,n2}) = g_{m,n2} (v_i - v_o) \quad \text{εξ. 8.45}$$

Αντικαθιστώντας την **εξ. 8.44** και **εξ. 8.45** και λύνοντας ως προς  $v_o$  θα έχουμε

$$v_o = \frac{g_{m,n2} (r_{ds,n1} // r_{ds,n2})}{1 + g_{m,n2} (r_{ds,n1} // r_{ds,n2})} v_i \quad \text{εξ. 8.46}$$

Έτσι, το κέρδος τάσης  $A$  θα είναι

$$A = \frac{v_o}{v_i} = \frac{g_{m,n2} (r_{ds,n1} // r_{ds,n2})}{1 + g_{m,n2} (r_{ds,n1} // r_{ds,n2})} \quad \text{εξ. 8.47}$$

Το κέρδος τάσης όπως αυτό δίνεται από την **εξ. 8.47** περιλαμβάνει τις αντιστάσεις  $r_{ds}$  των τρανζίστορ. Βλέπουμε ότι το κέρδος τάσης δεν είναι ακριβώς μονάδα όπως δείχνει η **εξ. 8.43** αλλά μικρότερο από την μονάδα.

---

#### **Παρατήρηση 8.21** Εξάρτηση του κέρδους τάσης από το $r_{ds,n1} // r_{ds,n2}$

Όσο η αντίσταση του παράλληλου συνδυασμού  $r_{ds,n1} // r_{ds,n2}$  είναι σχετικά μεγάλη ώστε το γινόμενο  $g_{m,n1} (r_{ds,n1} // r_{ds,n2})$  να θεωρείται αρκετά μεγαλύτερο της μονάδας,  $g_{m,n1} (r_{ds,n1} // r_{ds,n2}) \gg 1$  τόσο το κέρδος τάσης θα είναι πολύ κοντά στην μονάδα, δηλ.

$$A = \frac{v_o}{v_i} \approx \frac{g_{m,n1}(r_{ds,n1} // r_{ds,n2})}{1} \gg 1 \quad \text{εξ. 8.48}$$

Στην πράξη το  $r_{ds,n1} // r_{ds,n2}$  είναι όντως αρκετά μεγάλο, **Παρατήρηση 8.12**, όπως έχουμε αναφέρει, οπότε το κέρδος τάσης είναι αρκετά κοντά στην μονάδα και γι' αυτό έχουμε "καλή" ακολουθία τάσης.

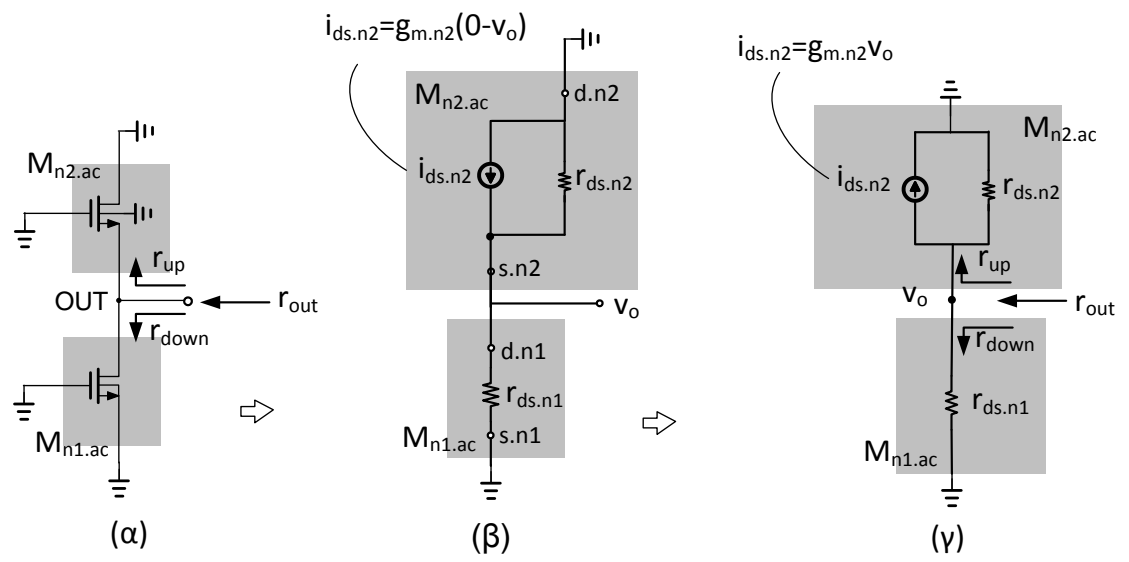
**Παρατήρηση 8.22** Σε ένα ακόλουθο τάσης το ρεύμα  $i_{ds}$  εξαρτάται ταυτόχρονα από την είσοδο  $v_i$  και την έξοδο  $v_o$

Το ασθενές σήμα ρεύματος του  $M_{n2}$  εξαρτάται ταυτόχρονα τόσο από την τάση στην πύλη (που είναι η είσοδος του κυκλώματος) όσο και από την τάση στην πηγή (έξοδος του κυκλώματος), όπως βλέπουμε στην **εξ. 8.45**. Αντίθετα, στους ενισχυτές τάσης των προηγούμενων παραγράφων είδαμε ότι το ρεύμα  $i_{ds}$  εξαρτάται μόνο από την τάση στην πύλη ενώ η τάση στην πηγή είναι στην γείωση ή σε σταθερό δυναμικό.

**Παρατήρηση 8.23** Η φορά του  $i_{ds,n2}$  προς την έξοδο του ακόλουθου τάσης ορίζει μηδενική διαφορά φάσης μεταξύ εισόδου και εξόδου.

Στο απλοποιημένο *ac* ισοδύναμο για χαμηλές συχνότητες του **Σχήμα 8-31γ** παρατηρούμε ότι το ρεύμα του  $i_{ds,n2}$  έχει φορά από την γείωση προς την έξοδο. Αυτό σημαίνει ότι όσο αυξάνει το  $i_{ds}$  τόσο θα αυξάνει και η τάση στην έξοδο. Αυτός είναι ο λόγος που το ρεύμα  $i_{ds}$ , άρα και η είσοδος  $v_i$ , θα έχουν μηδενική διαφορά φάσης (συμφασικές) σε αντίθεση με αυτό που συμβαίνει με τους ενισχυτές τάσης.

Στις **παραγράφους 5.1 και 5.2** είχαμε δει ότι μπορούμε να υπολογίσουμε το κέρδος τάσης των ενισχυτών από το γινόμενο αντίστασης εξόδου και διαγωγιμότητας. Ας δούμε αν ισχύει και στην περίπτωση του ακόλουθου τάσης.



Σχήμα 8-32 (α) *ac* ισοδύναμο (β) *ac* ισοδύναμο σε χαμηλές συχνότητες με αντικατάσταση των *ac* ισοδύναμων των τρανζίστορ και (γ) απλοποιημένο *ac* ισοδύναμο

Στο **Σχήμα 8-32α**, παρουσιάζεται το *ac* ισοδύναμο του ακόλουθου τάσης για τον υπολογισμό της αντίστασης εξόδου. Στο **Σχήμα 8-32β**, φαίνεται το αντίστοιχο



ισοδύναμο χαμηλών συχνοτήτων όπου έχουν αντικατασταθεί τα τρανζίστορ με τα  $ac$  ισοδύναμα τους, ενώ στο **Σχήμα 8-32γ** παρουσιάζεται το απλοποιημένο  $ac$  ισοδύναμο του ακόλουθου. Η αντίσταση  $r_{down}$  είναι κατά τα γνωστά ίση με την αντίσταση  $r_{ds,n1}$ . Η αντίσταση  $r_{up}$  δεν είναι ακόμα τόσο ξεκάθαρο ποια θα είναι η τιμή της γιατί παράλληλα με την  $r_{ds,n2}$  υπάρχει η εξαρτημένη πηγή ρεύματος  $g_{m,n2}V_o$ .

**Παρατήρηση 8.24** Εξαρτημένη πηγή ρεύματος από την τάση στα άκρα της ισοδυναμεί με αντίσταση

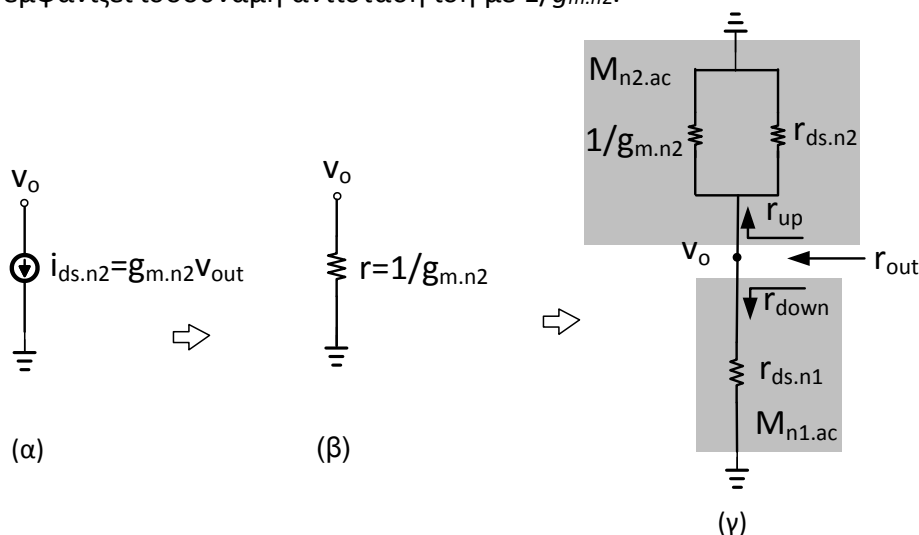
Στο **Σχήμα 8-33α** έχουμε πάρει ξεχωριστά την εξαρτημένη πηγή ρεύματος  $i_{ds,n2}$  του **Σχήμα 8-32γ** για να αναλύσουμε την συμπεριφορά της. Η πηγή ρεύματος  $i_{ds,n2}$  εξαρτάται από την τάση  $v_o$  που αναπτύσσεται στα άκρα της και έτσι το ρεύμα της πηγής θα είναι

$$i_{ds,n2} = g_{m,n2}V_o \quad \text{εξ. 8.49}$$

άρα θα έχουμε

$$\frac{v_o}{i_{ds,n2}} = \frac{1}{g_{m,n2}} \quad \text{εξ. 8.50}$$

Ο λόγος  $v_o/i_{ds,n2}$  εκφράζει προφανώς αντίσταση, και πιο συγκεκριμένα την αντίσταση που εμφανίζεται μεταξύ του κόμβου  $v_o$  και γειώσεως. Άρα, η εξαρτημένη πηγή ρεύματος  $i_{ds,n2}=g_{m,n2}V_o$  η οποία εξαρτάται από την τάση που αναπτύσσεται στα άκρα της θα εμφανίζει ισοδύναμη αντίσταση ίση με  $1/g_{m,n2}$ .



Σχήμα 8-33(α) Εξαρτημένη πηγή ρεύματος  $i_{ds,n2}$  από την τάση στα άκρα της (β) ισοδύναμη αντίσταση και (γ) αντικατάσταση της εξαρτημένης πηγής ρεύματος  $i_{ds,n2}$  στο  $ac$  ισοδύναμο του ακόλουθου τάσης

Με βάση την παραπάνω παρατήρηση και το **Σχήμα 8-33β**, η αντίσταση  $r_{up}$  θα είναι

$$r_{up} = \frac{1}{g_{m.n2}} // r_{ds.n2} \quad \text{εξ. 8.51}$$

Με αποτέλεσμα η αντίσταση εξόδου του ακόλουθου τάσης να είναι ο παράλληλος συνδυασμός των αντιστάσεων  $r_{down}(=r_{ds.n1})$ ,  $r_{ds.n2}$  και  $1/g_{m.n2}$ , δηλ.:

$$r_{out} = r_{down} // r_{up} = r_{ds.n1} // \left( \frac{1}{g_{m.n2}} // r_{ds.n2} \right) \quad \text{εξ. 8.52}$$

Πολλαπλασιάζοντας με  $g_{m.n2}$  τον αριθμητή και τον παρονομαστή της παραπάνω εξίσωσης παίρνουμε

$$r_{out} = \frac{r_{ds.n1} // r_{ds.n2}}{1 + g_{m.n2} (r_{ds.n1} // r_{ds.n2})} \quad \text{εξ. 8.53}$$

Συγκρίνοντας την **εξ. 8.47** που δίνει το κέρδος του ακόλουθου τάσης με την **εξ. 8.53** εύκολα μπορούμε να καταλήξουμε ότι κέρδος τάσης θα δίνεται από

$$A = g_{m.n2} r_{out} \quad \text{εξ. 8.54}$$

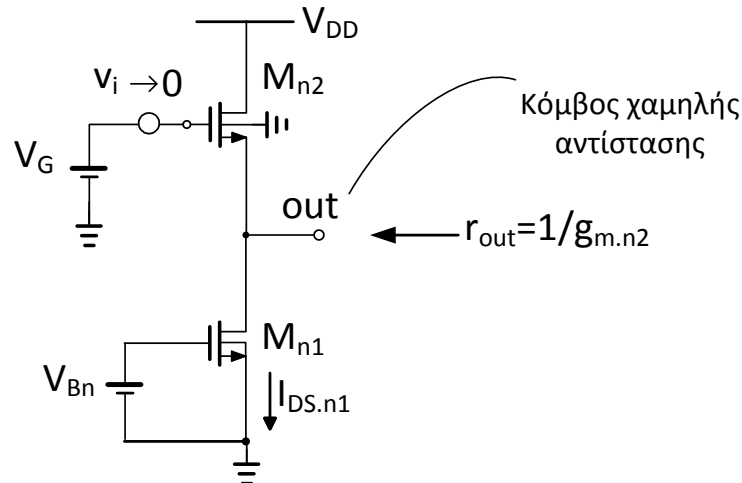
δηλ. δίνεται από την ίδια εξίσωση που δίνεται το κέρδος τάσης ενός ενισχυτή με την διαφορά ότι για τον ακόλουθο τάσης έχουμε μηδενική διαφορά φάσης, **Παρατήρηση 8.23**.

**Παρατήρηση 8.25** Ο κόμβος εξόδου του ακόλουθου τάσης είναι κόμβος χαμηλής αντίστασης

Οι αντιστάσεις  $r_{ds.n1}$  και  $r_{ds.n2}$  είναι αρκετά μεγαλύτερες από την αντίσταση  $1/g_{m.n2}$ , οπότε με βάση την **εξ. 8.52** η αντίσταση εξόδου να είναι

$$r_{out} = \frac{1}{g_{m.n2}} \quad \text{εξ. 8.55}$$

Με άλλα λόγια ο κόμβος εξόδου θα είναι κόμβος χαμηλής αντίστασης, **Σχήμα 8-34**.



Σχήμα 8-34 Η έξοδος του ακόλουθου τάσης είναι κόμβος υψηλής αντίστασης με τιμή περίπου ίση με  $1/g_{m.n2}$ .

---

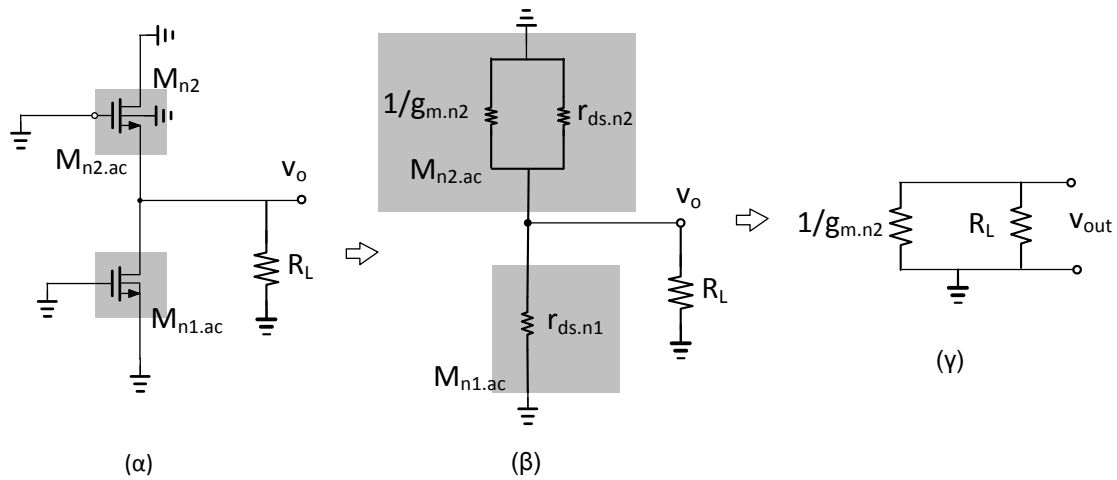
**Παρατήρηση 8.26** Οι κόμβοι στους οποίους είναι συνδεδεμένη μια πηγή ενός τρανζίστορ παρουσιάζουν χαμηλή αντίσταση και αναπτύσσεται χαμηλό κέρδος τάσης.

Είναι σημαντικό να μπορούμε να αναγνωρίζουμε μέσα σε ένα περισσότερο πολύπλοκο κύκλωμα τους κόμβους που παρουσιάζουν υψηλή ή χαμηλή αντίσταση εξόδου. Είναι κατανοητό σε αυτό το σημείο ότι εάν θέλουμε από ένα κύκλωμα να έχει υψηλό κέρδος τάσης θα πρέπει ο κόμβος εξόδου να παρουσιάζει υψηλή αντίσταση ενώ για χαμηλό κέρδος τάσης θα πρέπει παρουσιάζει χαμηλή αντίσταση.

---

**Παρατήρηση 8.27** Το φορτίο εξόδου δεν επηρεάζει σημαντικά το κέρδος τάσης του ακόλουθου τάσης

Για λόγους απλότητας ας θεωρήσουμε ότι το φορτίο εξόδου είναι η ωμική αντίσταση  $R_L$  όπως βλέπουμε στο ισοδύναμο ασθενούς σήματος του **Σχήμα 8-35α**. Χωρίς φορτίο η αντίσταση εξόδου, με βάση την **Παρατήρηση 5.22**, θα είναι περίπου ίση με  $1/g_{m.n2}$ . Η αντίσταση εξόδου όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 8-35β** περιλαμβάνει και την αντίσταση του φορτίου  $R_L$ . Έτσι, η νέα αντίσταση εξόδου  $r_{out}$  θα είναι απλά ο παράλληλος συνδυασμός  $(1/g_{m.n2})//R_L$ , **Σχήμα 8-35γ**. Το φορτίο  $R_L$  είναι συνήθως αρκετά μεγαλύτερο το  $1/g_{m.n2}$  και έτσι η  $r_{out}$  να παραμένει σχεδόν ίση με  $1/g_{m.n2}$  όπως και για χωρίς φορτίο. Αυτό σημαίνει ότι με την σύνδεση ενός φορτίου στη έξοδο η αντίσταση εξόδου δεν μειώνεται αισθητά.



Σχήμα 8-35 (α,β) ac ισοδύναμο με ωμικό φορτίο εξόδου και (γ) απλοποιημένο ac ισοδύναμο για χαμηλές συχνότητες (οι χωρητικότητες έχουν αγνοηθεί).

#### 8.4.4 Συμπεριφορά σε χρονικά μεταβαλλόμενο σήμα

Στο **Σχήμα 8-36α** παρουσιάζεται ο ακόλουθος τάσης όπου στην πύλη του  $M_{n2}$  έχει εφαρμοστεί η χρονικά μεταβαλλόμενη τάση  $V_g(t)$  που δίνεται από την εξίσωση

$$V_g(t) = V_G + v_i(t) = V_G + V_p \cos(2\pi ft) \quad \text{εξ. 8.56}$$

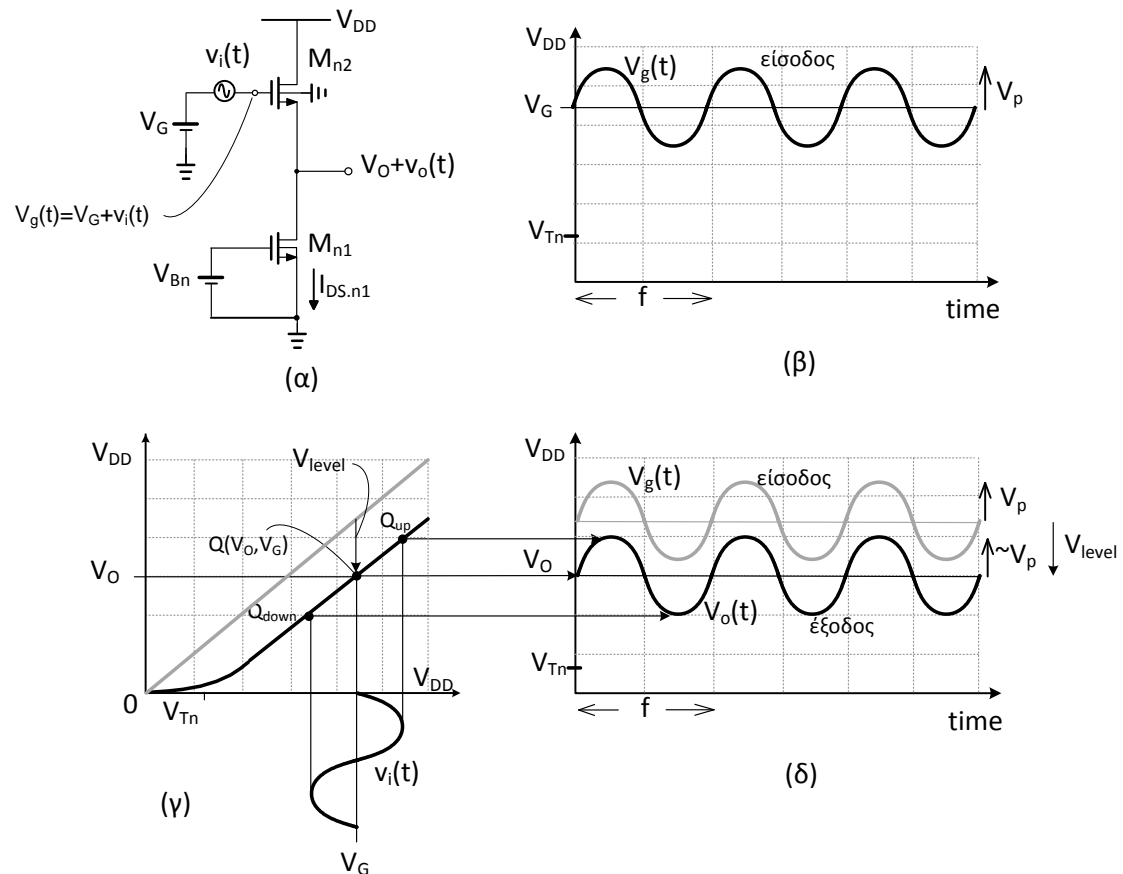
όπου  $V_G$  είναι η τάση ηρεμίας της πύλης του  $M_{n2}$  και  $v_i(t) = V_p \cos(2\pi ft)$  είναι η ημιτονική τάση εισόδου **Σχήμα 8-36β**. Στο **Σχήμα 8-36γ** βλέπουμε την συμπεριφορά του ακόλουθου σε ισχυρό ημιτονικό σήμα το οποίο μεταβάλλει το σημείο ηρεμίας  $Q(V_o, V_G)$  πάνω στην χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου μεταξύ των σημείων  $Q_{up}$  και  $Q_{down}$ . Στο **Σχήμα 8-36δ**, παρατηρούμε την αντίστοιχη μεταβολή της τάσης εξόδου  $V_o(t)$  όπου η σταθερή συνιστώσα είναι η τάση ηρεμίας  $V_o$  και η εναλλασσόμενη συνιστώσα  $v_o(t)$  αντιστοιχεί στο ημιτονικό σήμα  $v_i(t)$ . Στο **Σχήμα 8-36δ**, έχει προστεθεί και η είσοδος του κυκλώματος όπου παρατηρούμε ότι είσοδος και έξοδος είναι συμφασικές με σχεδόν ίσο πλάτος. Η τάση ηρεμίας της εξόδου  $V_o$  όμως είναι κατά ένα  $V_{level}$  χαμηλότερα από την τάση ηρεμίας  $V_G$  της εισόδου.

Όσο το πλάτος του σήματος εισόδου  $v_i(t)$  παραμένει σχετικά μικρό τότε τα τρανζίστορ θα λειτουργούν στο κόρο για ολόκληρη την μεταβολή της τάσης εξόδου. Για την περίπτωση που το πλάτος του σήματος εισόδου  $v_g(t)$  είναι αρκετά μεγάλο η τάση εξόδου θα έχει ισχυρή μεταβολή με αποτέλεσμα τα τρανζίστορ να μην είναι συνεχώς στον κόρο. Όταν η  $V_o$  πλησιάζει προς την γείωση τότε το  $M_{n1}$  αρχίζει να εισέρχεται στην τρίοδο. Όταν η  $V_o$  πλησιάζει προς την τροφοδοσία δεν υπάρχει περίπτωση το  $M_{n2}$  να μπει ποτέ στην τρίοδο.

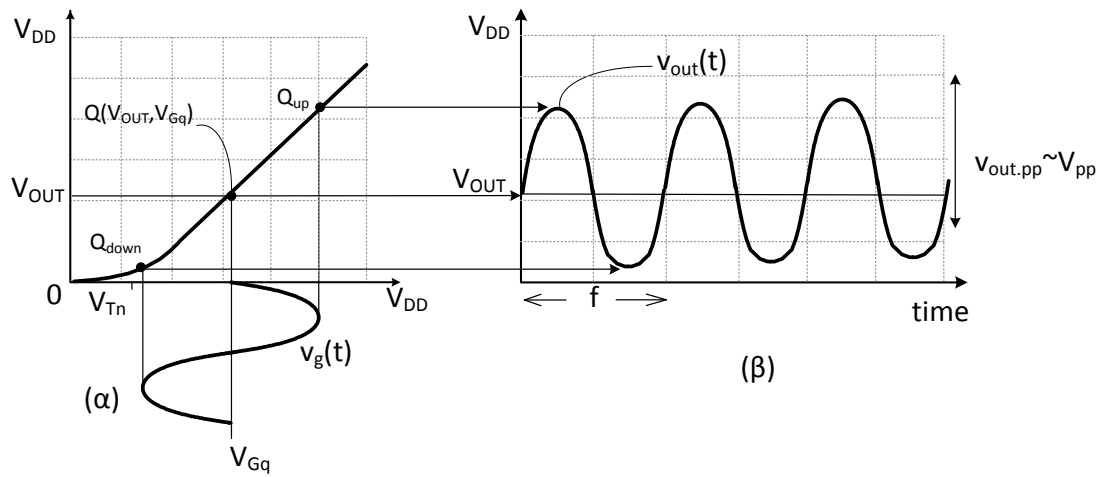
#### Παρατήρηση 8.28

Για να παραμένει το  $M_{n2}$  στο κόρο θα πρέπει να ισχύει  $V_{ds.n2} > V_{DSSat.n2} = V_{gs.n2} - V_{Tn}$ , όπου  $V_{ds} = V_{DD} - V_o$  και  $V_{gsn2} = V_{DD} - V_o$ . Άρα, θα ισχύει πάντα ότι  $V_{ds} > V_{DSSat.n2}$  με αποτέλεσμα το  $M_{n2}$  να μην μπαίνει ποτέ στην τρίοδο.

Στην χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου του **Σχήμα 8-37α** βλέπουμε ότι έχει εφαρμοστεί στην είσοδο του ενισχυτή ημίτονο με αρκετά μεγάλο πλάτος. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα μόνο το σημείο  $Q_{down}$  να βρίσκεται στην περιοχή όπου το  $M_{n1}$  λειτουργεί στην τριόδο. Στο **Σχήμα 8-37β** βλέπουμε την αντίστοιχη χρονική μεταβολή της εξόδου όπου παρατηρούμε την παραμόρφωση που παρουσιάζει όταν η έξοδος πλησιάζει στην γείωση



Σχήμα 8-36 (α) Εφαρμογή ημιτονικού σήματος εισόδου (β) χρονική απόκριση του σήματος εισόδου (γ) χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου με εφαρμογή ημιτονικού σήματος και (δ) χρονική απόκριση της εξόδου



Σχήμα 8-37 (α) Χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου του ακόλουθου με εφαρμογή ημιτόνου με μεγάλο πλάτος και (β) παραμόρφωση της εξόδου



# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 9

## Ασκήσεις

### Εισαγωγή: Δεδομένα ασκήσεων

Πίνακας 9.1 Τυπικές τεχνολογικές παράμετροι για CMOS 0.35μm

Παράμετρος	Ορολογία	Σύμβολο	Τιμή	Μονάδες
Διηλεκτρική σταθερά πυριτίου	Silicon permittivity	$\epsilon_{ox}$	0.035	fF/μm
Χωρητικότητα οξειδίου	Oxide capacitance	$C_{ox}$	4.65	fF/μm <sup>2</sup>

Πίνακας 9.2 Τυπικές τεχνολογικές παράμετροι nMOS τρανζίστορ για CMOS 0.35μm

Παράμετρος	Ορολογία	Σύμβολο	Τιμή	Μονάδες
Τάση κατωφλίου	Threshold voltage	$V_{Tn}$	0.5	V
Παχος οξειδίου	Oxide thickness	$t_{ox}$	7.5	nm
Ενεργός ευκινησία	Effective mobility	$\mu_n$	370	cm <sup>2</sup> /Vs
Κέρδος ρεύματος	Gain factor	$K_n = \mu_n C_{ox}$	170	μA/V <sup>2</sup>
Παράγοντας επίδρασης υποστρώματος	Body effect factor	$\gamma$	0.25	1/V <sup>1/2</sup>
Παράγοντας διαμόρφωσης μήκους καναλιού	Channel length modulation factor	$\lambda_n$	0.05	1/V
Μήκος επικάλυψης	Overlap length	$L_{ov}$	0.1	μm

Πίνακας 9.3 Τυπικές τεχνολογικές παράμετροι pMOS τρανζίστορ για CMOS 0.35μm

Παράμετρος	Ορολογία	Σύμβολο	Τιμή	Μονάδες
Τάση κατωφλίου	Threshold voltage	$V_{Tp}$	-0.65	V
Παχος οξειδίου	Oxide thickness	$t_{ox}$	7.5	nm
Ενεργός ευκινησία	Effective mobility	$\mu_p$	126	cm <sup>2</sup> /Vs
Κέρδος ρεύματος	Gain factor	$K_p = \mu_p C_{ox}$	58	μA/V <sup>2</sup>
Παράγοντας επίδρασης υποστρώματος	Body effect factor	$\gamma$	0.25	1/V <sup>1/2</sup>
Παράγοντας διαμόρφωσης μήκους καναλιού	Channel length modulation factor	$\lambda_p$	0.08	1/V
Μήκος επικάλυψης	Overlap length	$L_{ov}$	0.1	μm



Πίνακας 9.4 Τιμές  $R_{sq}$  για τυπική CMOS τεχνολογίας 0.35 $\mu$ m

Τύπος	Σύμβολο	Μονάδα	Τιμή	Σχόλια
Πηγάδι n	$R_{sq,nwell}$	k $\Omega$	1	
Πολυπυρίτιο τύπου <i>b</i>	poly- <i>b</i> $R_{sq,poly-b}$	$\Omega$	240	Χαμηλή αντίσταση
Πολυπυρίτιο τύπου <i>h</i>	poly- <i>h</i> $R_{sq,poly-h}$	k $\Omega$	1.2	Υψηλή αντίσταση

Πίνακας 9.5 Αντιστάσεις μετάλλων ανά τετράγωνο επιφάνειας

Τύπος	Σύμβολο	Μονάδα	Τιμές
Μέταλλο 1	Metal 1 $R_{sq,M1}$	m $\Omega$	70
Μέταλλο 2	Metal 2 $R_{sq,M2}$	m $\Omega$	70
Μέταλλο 3	Metal 3 $R_{sq,M3}$	m $\Omega$	40
Παχύ μέταλλο	MT $R_{sq,MT}$	m $\Omega$	7

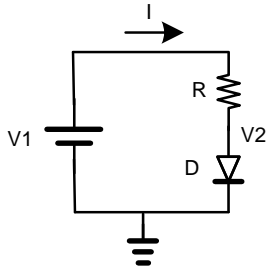
Πίνακας 9.6 Μέγιστη επιτρεπόμενη πυκνότητα ρεύματος  $I_{max}/\mu$ m ανά μέταλλο

Τύπος	μονάδα	τιμή
Πολυπυρίτιο 1	POLY1	0.5
Πολυπυρίτιο 2	POLY2	0.3
Μέταλλο 1	M1	1.0
Μέταλλο 2	M2	1.0
Μέταλλο 3	M3	1.0
Παχύ μέταλλο	MT	5.0

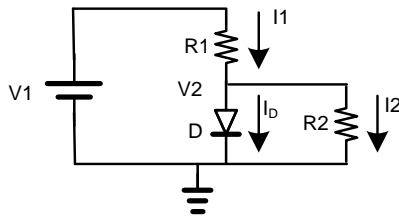
Για όλες τις ασκήσεις να θεωρείτε ότι το υπόστρωμα όλων των nMOS είναι στο  $V_{SS}$  και το πηγάδι όλων των pMOS στην τροφοδοσία  $V_{DD}$  εκτός και αν ορίζονται αλλιώς. Οι διαστάσεις των τρανζίστορ δίνονται σε μικρόμετρα.

### 11.1 Ασκήσεις κεφαλαίου 1

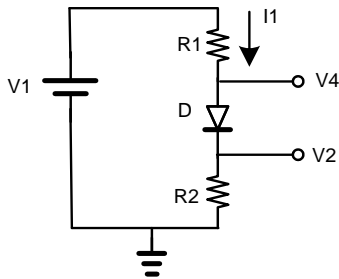
- Έστω ότι η χαρακτηριστική V-I μια διόδου πυριτίου είναι η  $I_D = I_S \cdot e^{V_D/V_T}$  όπου  $I_S = 10^{-14}$  A και το θερμικό δυναμικό είναι  $V_T = 25$  mV. Σχεδιάστε σε βαθμολογημένους άξονες την χαρακτηριστική V-I για  $V_D$  από 0.4V έως 0.9V με βήμα 50mV.
- Έστω το επόμενο κύκλωμα με  $R = 1$  k $\Omega$ , D δίοδος πυριτίου. i) αν  $V_1 = 1$  V να βρεθεί το I και το  $V_2$ , ii) αν με  $V_1 = 0.5$  V να βρεθεί το I και το  $V_2$ .



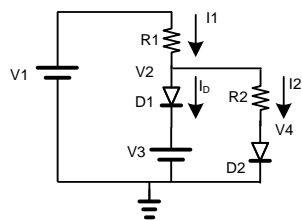
3. Έστω το επόμενο κύκλωμα με  $R_1=1k\Omega$ ,  $R_2=3k\Omega$ , δίοδος πυριτίου. i) αν  $V_1=2V$  να βρεθεί το  $I_1, I_2, I_D$  και το  $V_2$ , ii) αν  $V_1=0.5V$  να βρεθεί το  $I_1, I_2, I_D$  και το  $V_2$ .



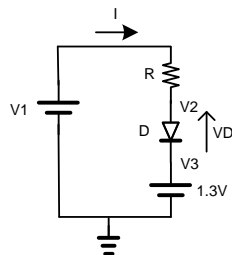
4. Έστω το επόμενο κύκλωμα με  $R_1=1k\Omega$ ,  $R_2=2k\Omega$ , D δίοδος πυριτίου. i) αν  $V_1=2V$  να βρεθεί το  $I_1, V_4$ , και το  $V_2$ , ii) αν  $V_1=0.5V$  να βρεθεί το  $I_1, V_4$ , και το  $V_2$ .



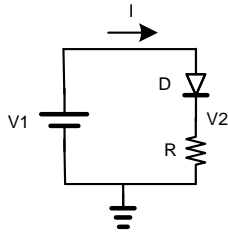
5. Έστω το επόμενο κύκλωμα με  $R_1=1k\Omega$ ,  $R_2=2k\Omega$ , D δίοδος πυριτίου: αν  $V_1=3V$  και  $V_3=1V$  να βρεθεί το  $I_1, I_2, V_2, V_4$ .



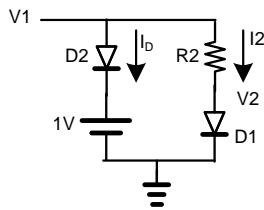
6. Έστω το επόμενο κύκλωμα με  $R=1k\Omega$ , D δίοδος πυριτίου. i) αν  $V_1=3V$  να βρεθεί το  $I$  και το  $V_2$ , ii) αν με  $V_1=1V$  να βρεθεί το  $I$  και το  $V_2$ .



7. Έστω το επόμενο κύκλωμα με  $R=1k\Omega$ ,  $D$  δίοδος πυριτίου. i) αν  $V_1=1V$  να βρεθεί το  $I$  και το  $V_2$ , ii) αν  $V_1=0.5V$  να βρεθεί το  $I$  και το  $V_2$ .



8. Έστω το επόμενο κύκλωμα με  $R=1k\Omega$ ,  $D$  δίοδος πυριτίου. i) Ποια η τιμή της  $V_1$  ώστε να άγει μόνο η  $D_1$ , ii) Ποια η τιμή της  $V_1$  ώστε να άγουν και οι δύο δίοδοι, iii) όταν άγουν και οι δύο δίοδοι ποια θα είναι η διαφορά δυναμικού στα άκρα της αντίστασης?



## 11.2 Ασκήσεις κεφαλαίου 2

- Έστω ότι αντίσταση πολυπυριτίου poly-h. i) επιλέξτε το μήκος  $L$  του poly-h ώστε για πλάτος  $W=4\mu m$  να παρουσιάζει αντίσταση  $0.6k\Omega$ , σχεδιάστε το αντίστοιχο layout σε χαρτί millimetre. ii) επιλέξτε τις διαστάσεις του poly-h ώστε για πλάτος  $W=2\mu m$  να παρουσιάζει αντίσταση  $60k\Omega$  με τον περιορισμό ότι η επιφάνεια στην οποία θα κατασκευαστεί η αντίσταση θα έχει διαστάσεις  $30\mu m \times 10\mu m$ .
- Έστω ότι μέσα από το μέταλλο  $M_1$  πρέπει να διέλθει ρεύμα ίσο με  $30mA$  σε μήκος  $L=1mm$ . i) επιλέξτε τις διαστάσεις του  $M_1$  ώστε η πτώση τάσης κατά μήκος του να είναι μικρότερη από  $1mV$ , ii) αν χρησιμοποιούσα μέταλλο  $MT$  ποιο θα ήταν το πλάτος του.
- Έστω ότι μέσω μιας περιορισμένης επιφάνειας με πλάτος  $1\mu m$  από την οποία μπορώ να περάσω μόνο  $M_1$  και  $M_2$  θέλω να διοχετεύσω ρεύμα  $2mA$ . Τι θα κάνω;

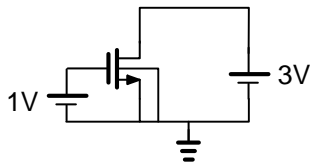
## 11.3 Ασκήσεις κεφαλαίου 3

- Αν μια δομή MOS έχει διαστάσεις  $W=100\mu m$  και  $L=2\mu m$  ποια θα είναι η συνολική χωρητικότητα του οξειδίου;
- Ποιο είναι το δυναμικό μεταφοράς σε μια δομή MOS όταν η πύλη είναι από πολυπυρίτιο  $p$  τύπου και το υπόστρωμα  $p$  τύπου επίσης.

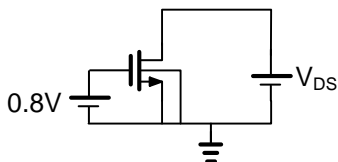
- Υπολογίστε το δυναμικό flat-band για μια δομή MOS με  $n$  τύπου υπόστρωμα με  $N_D=10^{17}/\text{cm}^3$ , με πύλη από πολυπυρίτιο  $n$  τύπου με  $N_D=10^{20}/\text{cm}^3$  και παρασιτικά φορτία  $Q_0=4 \cdot 10^{-9} \text{Cb}/\text{cm}^2$ .

## 11.4 Ασκήσεις κεφαλαίου 5

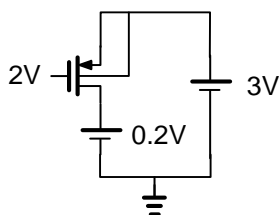
- Χρησιμοποιώντας την **εξ. 5.32** να αποδείξετε την **εξ. 5.33**.
- Βρείτε την αντίσταση που εμφανίζει το κανάλι των ηλεκτρονίων (0 έως  $x_{sat}$ ) για ένα nMOS που λειτουργεί στον κόρο.
- Βρείτε την αντίσταση που εμφανίζει η περιοχή από  $x_{sat}$  έως  $L$  για ένα nMOS που λειτουργεί στον κόρο.
- Έστω το τρανζίστορ του σχήματος το οποίο έχει λόγο διαστάσεων 100/2. i) Βρίσκεται στην αγωγή ή στην αποκοπή; ii) Να βρεθεί η περιοχή λειτουργίας, iii) Να βρεθεί το ρεύμα απαγωγού, iv) Να βρεθούν:  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ , v) Όταν η τάση στην πύλη γίνει 0.2V να βρεθούν  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ .



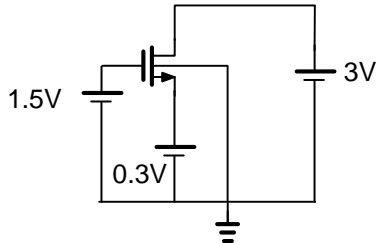
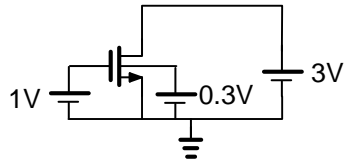
- Έστω το τρανζίστορ του σχήματος με λόγο διαστάσεων  $W/L=50/1$ . Θωρήστε ότι  $\lambda=0$ . i) Βρίσκεται στην αγωγή ή στην αποκοπή; ii) Να βρεθεί η περιοχή λειτουργίας, iii) Να βρεθεί η ελάχιστη  $V_{DS}$  για να μπει οριακά στην τριόδο, iv) Για αυτή την περίπτωση να βρεθεί το ρεύμα απαγωγού, v) Να βρεθούν οι  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$  θεωρώντας ότι λειτουργεί στην τριόδο



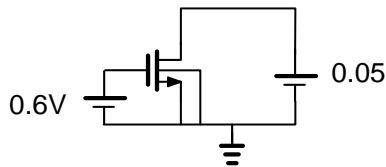
- Έστω το τρανζίστορ του σχήματος με λόγο διαστάσεων  $W/L=100/1$ . Θωρήστε ότι  $\lambda_p=0$ . i) Βρίσκεται στην αγωγή ή στην αποκοπή; ii) Να βρεθεί η περιοχή λειτουργίας, iii) Να βρεθεί η ελάχιστη  $V_{DS}$  για να λειτουργεί στο κόρο, iv) Να βρεθεί το ρεύμα απαγωγού όταν λειτουργεί στον κόρο, v) Να βρεθούν:  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ , vi) Να βρεθεί η  $V_D$  για να βρεθεί στην τριόδο



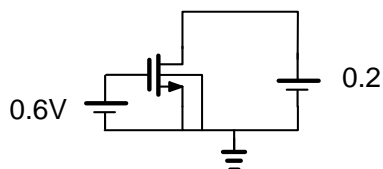
- Έστω τα τρανζίστορ των παρακάτω σχημάτων τα οποία έχουν λόγο διαστάσεων  $W/L=50/1$ . Θωρήστε ότι  $\lambda_n=0$ . i) Βρίσκονται στην αγωγή ή στην αποκοπή; ii) Να βρεθεί η περιοχή λειτουργίας, iii) Να βρεθεί η τάση κατωφλίου τους, iv) Να βρεθεί το ρεύμα απαγωγού τους



8. Χρησιμοποιώντας την **εξ. 5.57** εκφράστε την ταχύτητα των ηλεκτρονίων σε στο κανάλι ενός nMOS συναρτήσει της απόστασης από την πηγή.
9. Έστω το τρανζίστορ του παρακάτω σχήματος το οποίο έχει λόγο διαστάσεων 100/1. Θωρήστε ότι  $\lambda_n=0$ . i) Βρίσκεται στην αγωγή ή στην αποκοπή;, ii) Να βρεθεί η περιοχή λειτουργίας, iii) Να βρεθούν τα φορτία του καναλιού σε σχέση με την απόσταση  $x$  από την πηγή. Θεωρήστε ότι το δυναμικό του καναλιού δίνεται από την **εξ. 5.57.**, iv) Βρείτε τα φορτία του καναλιού σε απόσταση: 0.25 $\mu\text{m}$ , 0.5 $\mu\text{m}$ , 0.75 $\mu\text{m}$ , 1 $\mu\text{m}$  από την πηγή, v) Βρείτε την ταχύτητα των φορέων σε απόσταση: 0.25 $\mu\text{m}$ , 0.5 $\mu\text{m}$ , 0.75 $\mu\text{m}$ , 1 $\mu\text{m}$  από την πηγή, vi) Ποιο θα είναι το ρεύμα το ηλεκτρονίων.

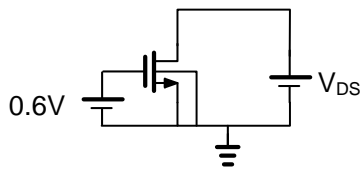


10. Έστω το τρανζίστορ του παρακάτω σχήματος. Για λόγους απλότητας θεωρείστε ότι το  $\lambda_n$  είναι σταθερό και ανεξάρτητο του μήκους του καναλιού. Η ποσοστιαία μεταβολή του μήκους του καναλιού ορίζεται ως  $\Delta L/L = \lambda_n V_{DS}$ . i) Να συμπληρωθεί ο επόμενος πίνακας και να συζητηθούν τα αποτελέσματα, όπου  $x_{sat}$  είναι το μήκος στραγγαλισμού του καναλιού,  $V_{ch.sat}$  είναι το δυναμικό του καναλιού στο  $x_{sat}$ , ii) με βάση τον παραπάνω πίνακα να σχεδιαστούν τα αντίστοιχα διαγράμματα στο Σχήμα 5-19.



$V_{DS}(V)$	$L(\mu\text{m})$	$x_{sat}(\mu\text{m})$	$L - x_{sat} (\mu\text{m})$	$V_{ch.sat}$	$V_D - V_{ch.sat}$
0,4	0,5				
0,8	0,5				
1	0,5				
1,2	0,5				

11. Έστω το τρανζίστορ του παρακάτω σχήματος. i) Να συμπληρωθεί ο επόμενος πίνακας και να συζητηθούν τα αποτελέσματα, όπου  $x_{sat}$  είναι το μήκος στραγγαλισμού του καναλιού,  $V_{ch.sat}$  είναι το δυναμικό του καναλιού στο  $x_{sat}$ , ii) με βάση τον παραπάνω πίνακα να σχεδιαστούν τα αντίστοιχα διαγράμματα στο Σχήμα 5-19.



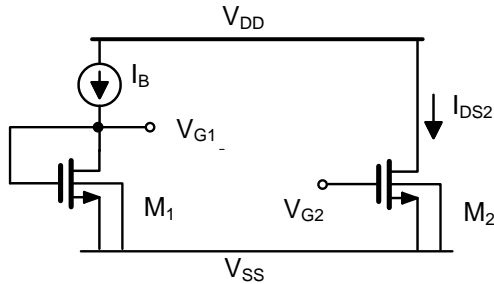
$V_{DS}(V)$	$L(\mu m)$	$L_{sat}(\mu m)$	$L - x_{sat} (\mu m)$	$V_{ch.sat}$	$V_D - V_{ch.sat}$
0,2	0,5				
0,2	1				
0,2	1,5				
0,2	2				

$V_G$ (V)	$V_S$ (V)	$V_D$ (V)	$V_G - V_{Tp}$ (V)	$V_{GS} - V_{Tp}$ (V)	Αποκοπή/ αγωγή	Τρίοδος/ κόρος	$I_{DS}$ (mA)
2	0	2					
2	0,2	1,8					
2	0,4	1,6					
2	0,6	1,4					
2	0,8	1,2					
2	1	1					
2	1,2	0,8					
2	1,4	0,6					
2	1,6	0,4					
2	1,8	0,2					
2	2	0					

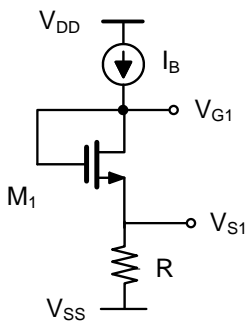
## 11.6 Ασκήσεις κεφαλαίου 6

- Έστω το τρανζίστορ στο **Σχήμα 6-1α** με  $V_S=1V$ ,  $V_G=1.65V$ ,  $V_D=2V$ . i) βρείτε την περιοχή αναστροφής, ii) βρείτε την περιοχή λειτουργίας, iii) βρείτε το  $I_{DS}$ .
- Έστω το τρανζίστορ στο **Σχήμα 6-2α** με  $V_S=3V$ ,  $V_G=2V$ ,  $V_D=2V$ . i) βρείτε την περιοχή αναστροφής, ii) βρείτε την περιοχή λειτουργίας, iii) βρείτε το  $I_{DS}$ .
- Έστω το τρανζίστορ στο **Σχήμα 6-4α** με  $V_S=0.5V$ ,  $I_B=1mA$ . Θεωρήστε ότι είναι στη ισχυρή αναστροφή. i) επιβεβαιώστε ότι είναι στην ισχυρή αναστροφή, ii) βρείτε την περιοχή λειτουργίας, iii) βρείτε το  $V_G$ .
- Έστω το τρανζίστορ στο **Σχήμα 6-5α** με  $V_S=2V$ ,  $I_B=2mA$ . Θεωρήστε ότι είναι στη ισχυρή αναστροφή. i) επιβεβαιώστε ότι είναι στην ισχυρή αναστροφή, ii) βρείτε την περιοχή λειτουργίας, iii) βρείτε το  $V_G$ .

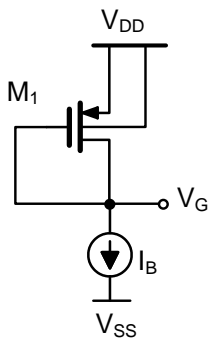
5. Έστω το τρανζίστορ στο **Σχήμα 6-6α** με  $V_G=2V$ ,  $I_B=2mA$ . Θεωρήστε ότι είναι στην ισχυρή αναστροφή. i) επιβεβαιώστε ότι είναι στην ισχυρή αναστροφή, ii) βρείτε την περιοχή λειτουργίας, iii) βρείτε το  $V_S$ .
6. Έστω το τρανζίστορ στο **Σχήμα 6-6β** με  $V_G=2V$ ,  $I_B=1mA$ . Θεωρήστε ότι είναι στην ισχυρή αναστροφή. i) επιβεβαιώστε ότι είναι στην ισχυρή αναστροφή, iii) βρείτε την περιοχή λειτουργίας, iii) βρείτε το  $V_S$
7. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα με  $(W/L)_1=10/2$ ,  $(W/L)_2=10/2$ ,  $I_B=100\mu A$ ,  $V_{DD}=3V$ ,  $V_{SS}=0$ . Θεωρήστε τα  $M_1, M_2$  στη ισχυρή αναστροφή. i) επιβεβαιώστε ότι είναι στην ισχυρή αναστροφή, ii) βρείτε την περιοχή λειτουργίας, iii) βρείτε τη  $V_{G1}$ , iii) αν  $V_{G1}=V_{G2}$  να βρεθεί το  $I_{DS2}$ , iv) αν το  $(W/L)_2=20/2$  να βρεθεί το  $I_{DS2}$



8. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα με  $(W/L)_1=20/2$ ,  $I_B=100\mu A$ ,  $V_{DD}=3V$ ,  $V_{SS}=0$ . Θεωρήστε το  $M_1$  στην ισχυρή αναστροφή. i) επιβεβαιώστε ότι είναι στην ισχυρή αναστροφή, ii) βρείτε την περιοχή λειτουργίας, iii) βρείτε το ρεύμα της αντίστασης, iv) βρείτε τα  $V_{G1}$  και  $V_{S1}$ , v) αν  $\gamma \neq 0$  η  $V_{S1}$  θα αυξηθεί ή θα μειωθεί;

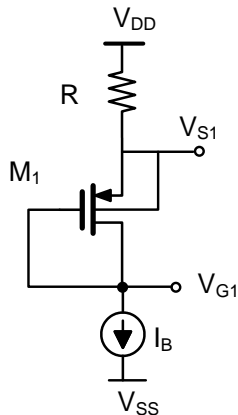


9. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα με  $(W/L)_1=20/2$ ,  $I_B=200\mu A$ ,  $V_{DD}=3V$ ,  $V_{SS}=0$ . Θεωρήστε το  $M_1$  στην ισχυρή αναστροφή. i) επιβεβαιώστε ότι το  $M_1$  είναι στην ισχυρή αναστροφή, ii) βρείτε την περιοχή λειτουργίας, iii) βρείτε τη  $V_G$

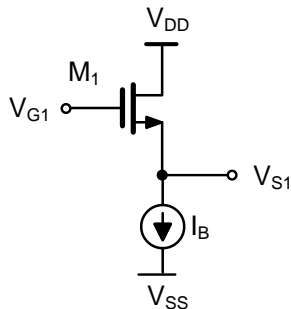


10. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα με  $(W/L)_1=20/2$ ,  $I_B=200\mu A$ ,  $R=20k\Omega$ ,  $V_{DD}=3V$ ,  $V_{SS}=0$ . Θεωρήστε το  $M_1$  στην ισχυρή αναστροφή. i) επιβεβαιώστε ότι  $M_1$  είναι στην ισχυρή αναστροφή, ii) βρείτε το ρεύμα της αντίστασης, iii) βρείτε την περιοχή

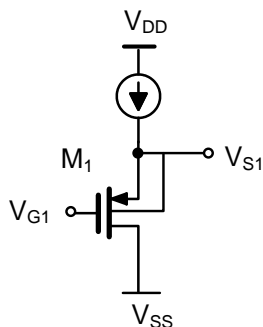
λειτουργίας, iv) βρείτε τα  $V_G$  και  $V_S$ , v) βρείτε το ρεύμα που διέρχεται από τον ακροδέκτη του πηγαδιού.



11. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα με  $(W/L)_1=20/2$ ,  $I_B=200\mu A$ ,  $\gamma=0$ ,  $V_{DD}=3V$ ,  $V_{SS}=0$ . Θεωρήστε το  $M_1$  στην ισχυρή αναστροφή. i) επιβεβαιώστε ότι είναι στην ισχυρή αναστροφή, ii) βρείτε τη περιοχή λειτουργίας, iii) βρείτε το  $V_{S1}$  αν  $\gamma \neq 0$ .

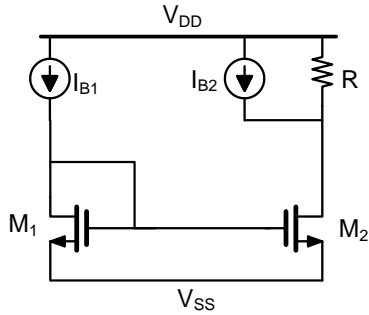


12. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα με  $(W/L)_1=30/2$ ,  $I_B=200\mu A$ ,  $\gamma=0$ ,  $V_{DD}=3V$ ,  $V_{SS}=0$ . Θεωρήστε το  $M_1$  στην ισχυρή αναστροφή. i) επιβεβαιώστε ότι είναι στην ισχυρή αναστροφή, ii) βρείτε τη περιοχή λειτουργίας, iii) βρείτε το  $V_{S1}$ , iv) αν το πηγάδι συνδεθεί στο  $V_{DD}$  και  $\gamma \neq 0$  να βρεθεί η  $V_{S1}$ ;

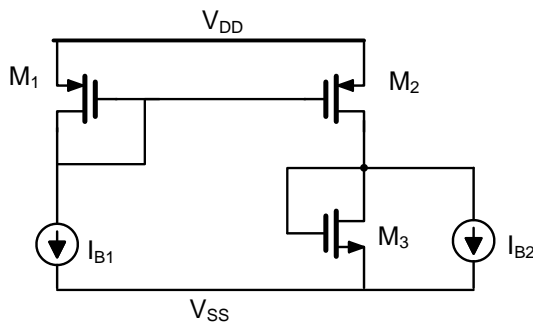


13. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα όπου  $(W/L)_1=100/2$ ,  $(W/L)_2=200/2$ ,  $I_{B1}=I_{B2}=100\mu A$ ,  $V_{DD}=3V$ ,  $V_{SS}=0$ ,  $R=1K\Omega$ . Να βρεθεί η  $V_{D2}$ .

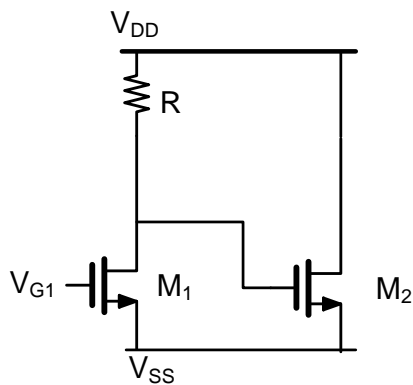




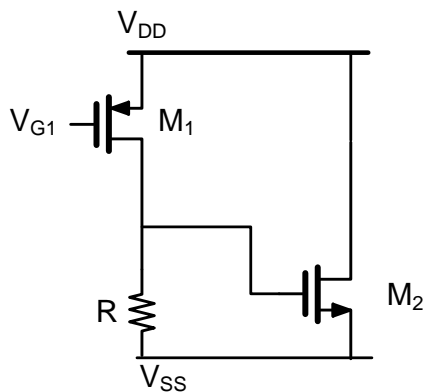
14. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα όπου  $(W/L)_1=200/2$ ,  $(W/L)_2=400/2$ ,  $I_{B1}=I_{B2}=100\mu A$ ,  $V_{DD}=3V$ ,  $V_{SS}=0$ . Να βρεθεί η  $V_{G3}$ .



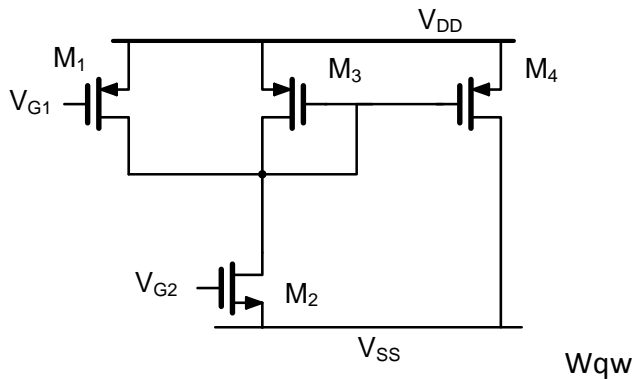
15. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα όπου  $(W/L)_1=200/1$ ,  $V_{G1}=1.5V$ . i) να βρεθεί η τιμή της  $R$  ώστε το  $M2$  να άγει, ii) να βρεθεί η τιμή της  $R$  ώστε το  $M1$  να λειτουργήσει στην τριόδο.



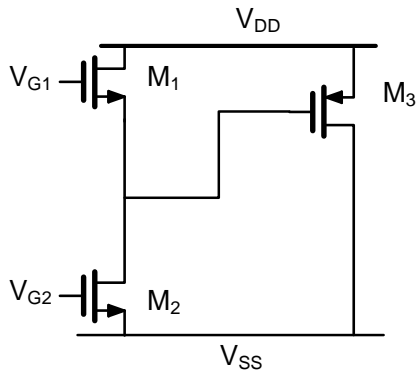
16. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα όπου  $(W/L)_1=200/2$ ,  $(W/L)_2=200/2$ ,  $R=5K$ ,  $V_{DD}=3V$ ,  $V_{SS}=0$ . i) βρείτε την  $V_{G1}$  ώστε το  $I_{DS}$  του  $M2$  να είναι  $1mA$ .



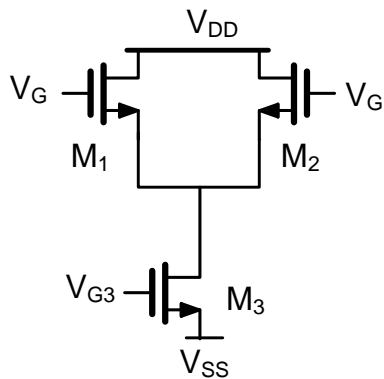
17. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα όπου  $(W/L)_1=20/2$ ,  $(W/L)_2=10/2$ ,  $(W/L)_3=(W/L)_4=50/2$ ,  $V_{DD}=3V$ ,  $V_{SS}=0$ . i) βρείτε τη  $V_{G2}$  ώστε  $I_{DS2}=100\mu A$ , ii) βρείτε τη  $V_{G1}$  ώστε  $I_{SD4}=100\mu A$ , iii) βρείτε την ελάχιστη  $V_{G1}$  ώστε το M1 να λειτουργεί ακόμα στον κόρο



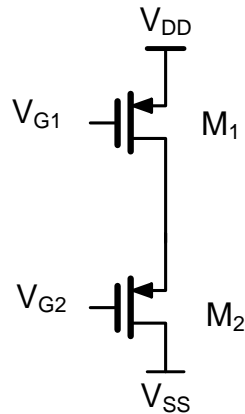
18. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα όπου  $(W/L)_1=20/2$ ,  $(W/L)_2=10/2$ ,  $(W/L)_3=50/2$ ,  $V_{DD}=3V$ ,  $V_{SS}=0$ . i) βρείτε την  $V_{G2}$  ώστε  $I_{DS2}=0.5mA$ , ii) βρείτε την ελάχιστη  $V_{G1}$  για να λειτουργεί στον κόρο το M2, iii) βρείτε την  $V_{G1}$  ώστε  $I_{DS3}=5mA$ .



19. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα όπου  $(W/L)_1=20/2$ ,  $(W/L)_2=10/2$ ,  $(W/L)_3=50/2$ ,  $V_G=2V$ ,  $V_{DD}=3V$ ,  $V_{SS}=0$ . Θεωρήστε ότι όλα τα τρανζίστορ θα είναι στην ισχυρή αναστροφή. i) βρείτε την  $V_{G3}$  ώστε  $I_{DS3}=0.5mA$  ii) βρείτε την  $V_{D3}$  iii) βρείτε τα  $I_{DS1}$ ,  $I_{DS2}$ , iv) αν  $V_G=1.5V$  βρείτε τα  $I_{DS1}$ ,  $I_{DS2}$ .



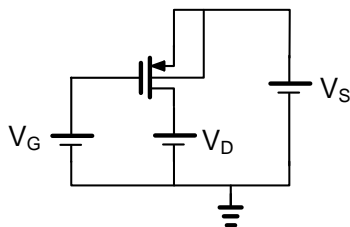
20. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα όπου  $(W/L)_1=20/2$ ,  $(W/L)_2=10/2$ ,  $V_{DD}=3V$ ,  $V_{SS}=0$ . i) βρείτε την  $V_{G1}$  για  $I_{DS1}=0.5mA$ , ii) αν  $V_{G2}=0.25V$  βρείτε την  $V_{S2}$



### 11.7 Ασκήσεις κεφαλαίου 7

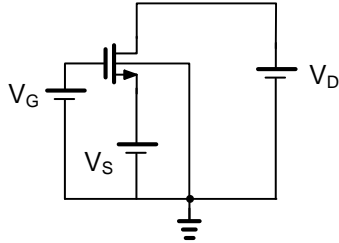
1. Έστω το τρανζίστορ του παρακάτω σχήματος με λόγο διαστάσεων  $W/L=100/1$ . Θωρήστε ότι  $\lambda_p=0$ .
  - i. Να συμπληρωθεί ο επόμενος πίνακας
  - ii. Με βάση τα δεδομένα του πίνακα να αναπαρασταθούν στο ίδιο διάγραμμα οι εξής συναρτήσεις  $V_D$  vs  $V_G$ ,  $V_S$  vs  $V_G$  και  $V_G-V_{Tp}$  vs  $V_G$ .
  - iii. Με βάση τα δεδομένα του πίνακα να αναπαρασταθεί το  $I_{SD}$  vs  $V_G$ .
  - iv. Να βρείτε πως σχετίζονται τα διαγράμματα των ερωτημάτων b και c

$V_G$ (V)	$V_S$ (V)	$V_D$ (V)	$V_G-V_{Tp}$ (V)	$V_{GS}-V_{Tp}$ (V)	Αποκοπή /αγωγή	Τρίοδος/ κόρος	$I_{SD}$ (mA)
2	2	0					
1,8	2	0,2					
1,6	2	0,4					
1,4	2	0,6					
1,2	2	0,8					
1	2	1					
0,8	2	1,2					
0,6	2	1,4					
0,4	2	1,6					
0,2	2	1,8					
0	2	2					



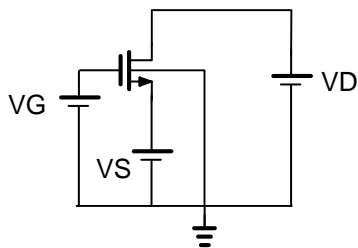
2. Έστω το τρανζίστορ του επόμενου σχήματος με λόγο διαστάσεων  $W/L=100/1$ . Θωρήστε ότι  $\lambda_n=0$ .
  - i. Να συμπληρωθεί ο επόμενος πίνακας

- ii. Με βάση τα δεδομένα του πίνακα να αναπαρασταθούν στο ίδιο διάγραμμα οι εξής συναρτήσεις  $V_D$  vs  $V_G$ ,  $V_S$  vs  $V_G$  και  $V_G - V_{Tn}$  vs  $V_G$ . Με βάση τα δεδομένα του πίνακα να αναπαρασταθεί το  $I_{DS}$  vs  $V_G$ .
- iii. Να βρείτε πως σχετίζονται τα διαγράμματα των ερωτημάτων b και c



$V_G$ (V)	$V_S$ (V)	$V_D$ (V)	$V_G - V_{Tp}$ (V)	$V_{GS} - V_{Tp}$ (V)	Αποκοπή/ αγωγή	Τρίοδος/ κόρος	$I_{SD}$ (mA)
0	0	2					
0,2	0	1,8					
0,4	0	1,6					
0,6	0	1,4					
0,8	0	1,2					
1	0	1					
1,2	0	0,8					
1,4	0	0,6					
1,6	0	0,4					
1,8	0	0,2					
2	0	0					

3. Έστω το τρανζίστορ του παρακάτω σχήματος με λόγο διαστάσεων  $W/L=100/1$ . Θωρήστε ότι  $\lambda_n=0$ .
- i. Να συμπληρωθεί ο επόμενος πίνακας
  - ii. Με βάση τα δεδομένα του πίνακα να αναπαρασταθούν στο ίδιο διάγραμμα οι εξής συναρτήσεις  $V_D$  vs  $V_G$ ,  $V_S$  vs  $V_G$  και  $V_G - V_{Tn}$  vs  $V_G$ .
  - iii. Με βάση τα δεδομένα του πίνακα να αναπαρασταθεί το  $I_{DS}$  vs  $V_G$ .
  - iv. Να βρείτε πως σχετίζονται τα διαγράμματα των ερωτημάτων b και c

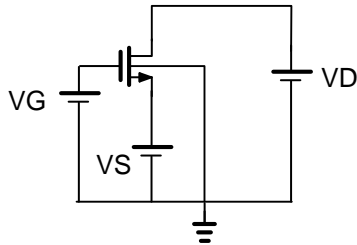


$V_G$ (V)	$V_S$ (V)	$V_D$ (V)	$V_G - V_{Tp}$ (V)	$V_{GS} - V_{Tp}$ (V)	Αποκοπή/ αγωγή	Τρίοδος/ κόρος	$I_{DS}$ (mA)
0	0,2	2					
0,2	0,2	1,8					
0,4	0,2	1,6					
0,6	0,2	1,4					

0,8	0,2	1,2					
1	0,2	1					
1,2	0,2	0,8					
1,4	0,2	0,6					
1,6	0,2	0,4					
1,8	0,2	0,2					
2	0,2	0					

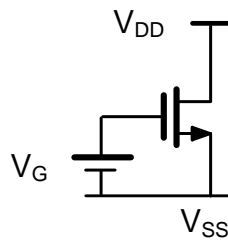
4. Έστω το τρανζίστορ του παρακάτω σχήματος με λόγο διαστάσεων  $W/L=100/1$ . Θωρήστε ότι  $\lambda_n=0$ .

- Να συμπληρωθεί ο επόμενος πίνακας
- Με βάση τα δεδομένα του πίνακα να αναπαρασταθούν στο ίδιο διάγραμμα οι εξής συναρτήσεις  $V_D$  vs  $V_S$ ,  $V_S$  vs  $V_S$  και  $V_G-V_{Tn}$  vs  $V_S$ .
- Με βάση τα δεδομένα του πίνακα να αναπαρασταθεί το  $I_{DS}$  vs  $V_S$ .
- Να βρείτε πως σχετίζονται τα διαγράμματα των ερωτημάτων ii και iii



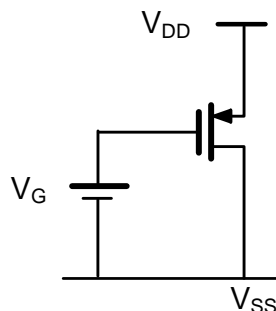
5. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα όπου  $(W/L)_1=100/2$ ,  $V_{DD}=3V$ .

- Σχεδιάστε προσεγγιστικά την χαρακτ. εισόδου
- για  $V_G=1V$  βρείτε το  $g_m$
- Να βρεθεί ο λόγος  $(I_{DS(V_G=1,05)} - I_{DS(V_G=0,95)}) / (1,05 - 0,95)$  και να συγκριθεί με το  $g_m$ .

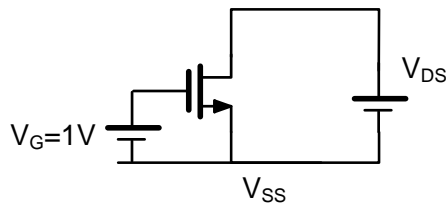


6. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα όπου  $(W/L)_1=100/1$ ,  $V_{DD}=3V$ .

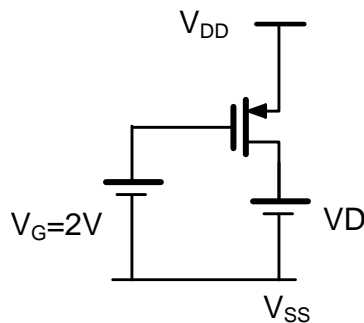
- Σχεδιάστε προσεγγιστικά την χαρακτ. εισόδου
- Για  $V_G=2V$  να βρεθεί το  $g_m$
- Να βρεθεί ο λόγος  $(I_{DS(V_G=2,05)} - I_{DS(V_G=1,95)}) / (2,05 - 1,95)$  και να συγκριθεί με το  $g_m$ .



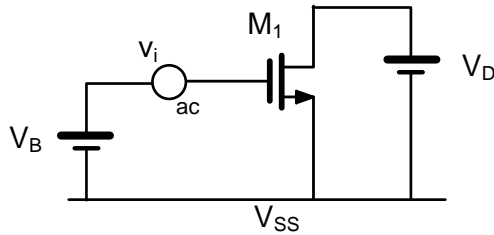
7. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα όπου  $(W/L)_1=100/2$ ,  $\lambda_p \neq 0$ .
- Να βρεθεί η τιμή της  $V_{DS.sat}$
  - Σχεδιάστε προσεγγιστικά την χαρακτ. εξόδου
  - Όταν  $V_G=2V$  ποια θα είναι η νέα  $V_{DS.sat}$  και η νέα χαρακτ. εξόδου
  - Βρείτε το ρεύμα κόρου για τις περιπτώσεις  $V_D=2V$  και  $V_D=2,5V$ .
  - Να βρεθεί ο λόγος  $(I_{DS(VD=2,05)} - I_{DS(VD=1,95)})/(2,05-1,95)$  και να συγκριθεί με το  $g_{ds(VD=2)}$ .
  - Να βρεθεί ο λόγος  $(I_{DS(VD=2,55)} - I_{DS(VD=2,45)})/(2,55-2,45)$  και να συγκριθεί με το  $g_{ds(VD=2,5)}$ .
  - Να συζητηθούν τα αποτελέσματα  $g_{ds(VD=2)}$  και  $g_{ds(VD=2,5)}$ .



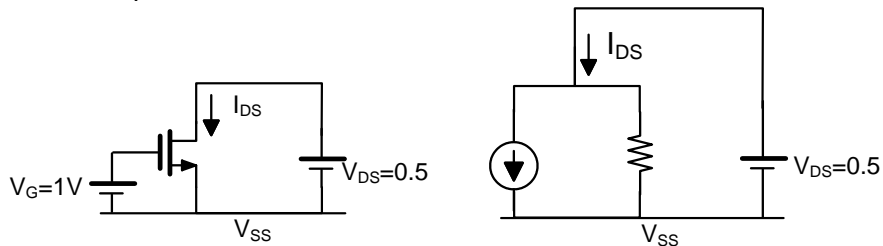
8. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα όπου  $(W/L)_1=100/2$ ,  $\lambda_p \neq 0$ .
- Να βρεθεί η τιμή της  $V_{DS.sat}$
  - Σχεδιάστε προσεγγιστικά την χαρακτ. εξόδου
  - Όταν  $V_G=1V$  ποια θα είναι η νέα  $V_{DS.sat}$  και η νέα χαρακτ. εξόδου
  - Βρείτε το ρεύμα κόρου για τις περιπτώσεις  $V_D=1V$  και  $V_D=0,5V$ , θεωρώντας ότι  $\lambda_p$  είναι σταθερό.
  - Να βρεθεί ο λόγος  $(I_{DS(VD=1,05)} - I_{DS(VD=0,95)})/(1,05-0,95)$  και να συγκριθεί με το  $g_{ds(VD=1)}$ .
  - Να βρεθεί ο λόγος  $(I_{DS(VD=0,55)} - I_{DS(VD=0,45)})/(0,55-0,45)$  και να συγκριθεί με το  $g_{ds(VD=0,5)}$ .
  - Να συζητηθούν τα αποτελέσματα  $g_{ds(VD=1)}$  και  $g_{ds(VD=0,5)}$ .



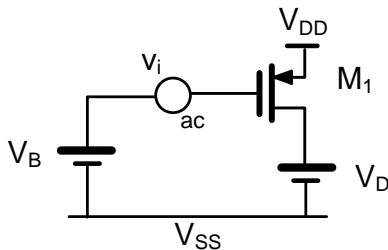
9. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα όπου  $(W/L)_1=100/2$ ,  $V_B=1V$ ,  $V_D=1V$ ,  $V_{SS}=0$ ,  $v_i$  ac πηγή τάσης.
- Βρείτε  $g_{m1}$ ,  $r_{ds1}$ .
  - Υπολογίστε τις  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ .
  - Σχεδιάστε το ac ισοδύναμο (Σχήμα 7-16β).
  - Αν το πλάτος της  $v_i$  γίνει  $10mV$  βρείτε το ασθενές ρεύμα  $i_{ds}$  απαγωγού.
  - Αν  $V_B=1.5V$  ποιο το ασθενές ρεύμα  $i_{ds}$  απαγωγού.



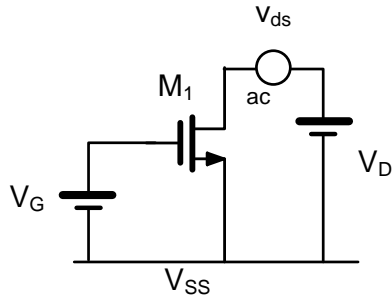
10. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα (αριστερά) όπου  $(W/L)_1=200/1$ ,  $V_{SS}=0$ .
- Βρείτε τη τιμή της αντίστασης στο κύκλωμα δεξιά
  - Βρείτε το ρεύμα της ιδανικής πηγής ρεύματος και το ρεύμα της αντίστασης στο κύκλωμα δεξιά
  - Αν  $V_{DS}=1V$  να ξαναγίνουν οι ερωτήσεις a,b.
  - Αν  $V_{GS}=0,6V$  να ξαναγίνουν οι ερωτήσεις a,b.
  - Να συγκριθούν τα αποτελέσματα c, d και να συζητηθούν τα αποτελέσματα.



11. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα όπου  $(W/L)_1=100/2$ ,  $V_B=2V$ ,  $V_D=1V$ ,  $V_{SS}=0$ ,  $v_i$  ac πηγή τάσης.
- Βρείτε  $g_{m1}$ ,  $r_{ds1}$ .
  - Υπολογίστε τις  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ .
  - Σχεδιάστε το ac ισοδύναμο (Σχήμα 7-16β).
  - Αν το πλάτος της  $v_i$  γίνει  $10mV$  βρείτε το ασθενές ρεύμα  $i_{ds}$  απαγωγού.
  - Αν  $V_B=1.5V$  ποιο το ασθενές ρεύμα  $i_{ds}$  απαγωγού

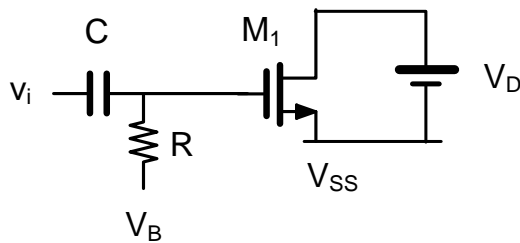


12. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα όπου  $(W/L)_1=200/2$ ,  $V_B=1.5V$ ,  $V_D=2V$ ,  $V_{SS}=0$ ,  $v_{ds}$  ac πηγή τάσης.
- Βρείτε  $g_{m1}$ ,  $r_{ds1}$ .
  - Αν το πλάτος της  $v_{ds}$  γίνει  $10mV$  βρείτε το ασθενές ρεύμα  $i_{ds}$  απαγωγού.



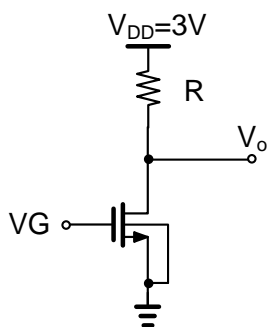
13. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα όπου  $(W/L)_1=100/2$ ,  $V_B=1V$ ,  $V_D=1V$ ,  $V_{SS}=0$ ,  $C=20pF$ ,  $R=100k\Omega$ ,  $v_i=10mV\cos(2\pi 100KHz \cdot t)$

- i. Βρείτε τα  $g_{m1}$ ,  $r_{ds1}$  του  $M_1$ .
- ii. Βρείτε το σήμα  $v_{g1}$  που αναπτύσσεται στην πύλη του  $M_1$ .
- iii. Βρείτε το μέγιστο πλάτος της  $v_i$  ώστε το  $M_1$  να είναι συνεχώς στην αγωγή.
- iv. Βρείτε την μέγιστη  $V_B$  για λειτουργία στον κόρο



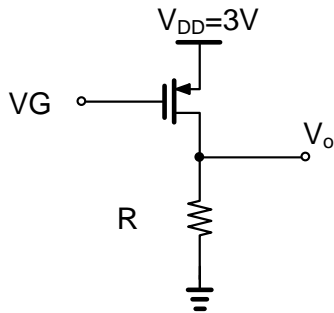
## 11.8 Ασκήσεις κεφαλαίου 8

1. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα με  $(W/L)=100/1$ ,  $V_G=1V$ ,  $R=2.5k\Omega$ .
  - i. Βρείτε την τάση ηρεμίας  $V_o$
  - ii. Βρείτε την ενίσχυση, προσεγγιστικά και επακριβώς
  - iii. Βρείτε τη μέγιστη αντίσταση για να παραμένει οριακά στον κόρο.

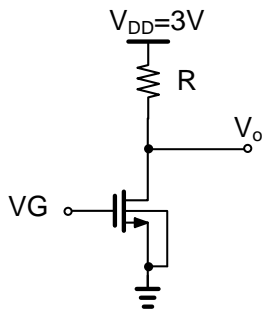


2. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα με  $(W/L)=200/1$ ,  $V_G=2.2V$ ,  $R=10k\Omega$ 
  - i. Βρείτε την τάση ηρεμίας  $V_o$
  - ii. Βρείτε την ενίσχυση, προσεγγιστικά και επακριβώς
  - iii. Βρείτε τη μέγιστη αντίσταση για να παραμένει οριακά στον κόρο.

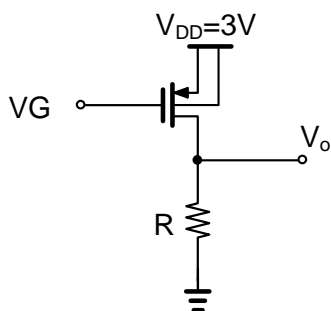




3. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα με  $(W/L)=100/1$ ,  $V_G=0.8V$ ,  $R=4k\Omega$ .
- Βρείτε την τάση ηρεμίας  $V_o$
  - Βρείτε την  $r_{ds}$  του τρανζίστορ
  - Βρείτε την αντίσταση εξόδου και το κέρδος τάσης, προσεγγιστικά και επακριβώς
  - Βρείτε τη μέγιστη  $V_G$  για λειτουργία στον κόρο.
  - Σχεδιάστε προσεγγιστικά τη χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου.



4. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα με  $(W/L)=200/1$ ,  $V_G=2$ ,  $R=8k\Omega$ .
- Βρείτε την  $r_{ds}$  του τρανζίστορ
  - Βρείτε την αντίσταση εξόδου και το κέρδος τάσης, προσεγγιστικά και επακριβώς
  - Βρείτε την (προσεγγιστικά) η μέγιστη  $V_G$  για λειτουργία στον κόρο.
  - Σχεδιάστε προσεγγιστικά η χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου.



5. Έστω το κύκλωμα στο επόμενο σχήμα με  $(W/L)=150/1$ ,  $V_G=2$ ,  $R=8k\Omega$ . Έστω ότι εφαρμόζεται στην πύλη του τρανζίστορ το σήμα  $v_i(t)=10mV \cdot \cos(2\pi \cdot 1kHz \cdot t)$ .
- Αναπτύξτε την έξοδο ως :  $V_o(t)=V_o+a_0+a_1v_i(t)+a_2v_i(t)^2$ .
  - Αναπτύξτε την έξοδο ως άθροισμα αρμονικών συνιστωσών :  $V_o(t)=V_o+b_0+b_1 \cdot \cos(2\pi \cdot 1kHz \cdot t)+b_2 \cos(2\pi \cdot 2kHz \cdot t) +b_3 \cos(2\pi \cdot 3kHz \cdot t)$ .
  - Αναπαραστήστε τις αρμονικές συνιστώσες στο πεδίο του χρόνου.

- iv. Βρείτε τις αρμονικές συνιστώσες HD2, HD3 και THD.
- v. Εκφράστε τις HD2, HD3 και THD σε dB.
- vi. Αναπαραστήστε τις HD2, HD3 στο πεδίο των συχνοτήτων.

