

Ηλεκτρονική

Τμήμα Πληροφορικής και
Τηλεματικής

Χαροκόπειο Πανεπιστήμιο Αθηνών

Διδάσκων: Θωμάς Καμαλάκης
(thkam@hua.gr)

Σχετικά με το μάθημα...

Στόχος είναι η εξοικείωση με βασικές έννοιες της ηλεκτρονικής:

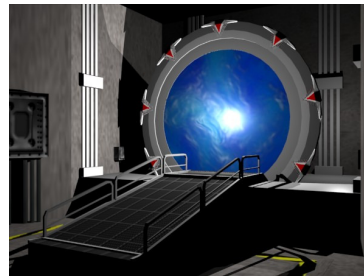
- Τρανζίστορ
- Δίοδοι
- Ανορθωτές
- Φίλτρα
- Ενισχυτές
- Λογικές Πύλες
- κτλ, κτλ

Εργαστήριο:

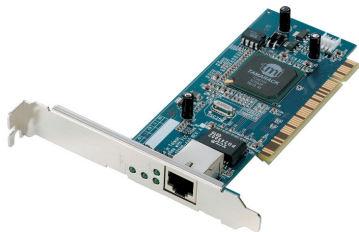
- Εξοικείωση με «τα εργαλεία του καλού ηλεκτρονικού»
(Πολύμετρα, Παλμογράφοι, Γεννήτριες, Τροφοδοτικά, ...)
- Μέτρηση χαρακτηριστικών βασικών κυκλωμάτων

Μέρος Ι

Εισαγωγή στην Ηλεκτρονική

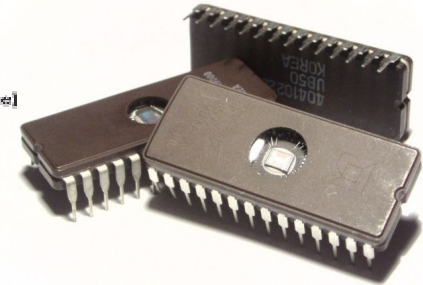


Η Ηλεκτρονική γύρω μας...



Ολοκληρωμένα Κυκλώματα

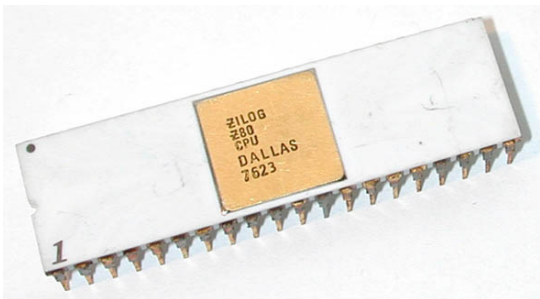
Moore's Law



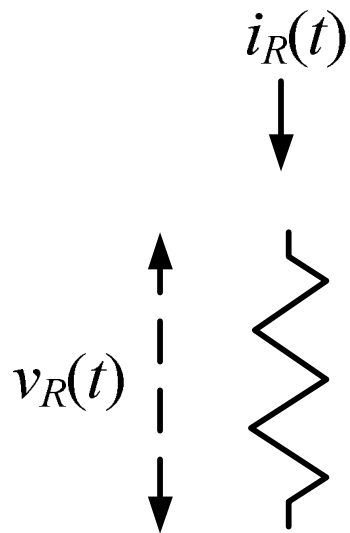
Οι ημιαγωγοί έχουν παίξει πολύ σημαντικό ρόλο στην ανάπτυξη της μικρο-ηλεκτρονικής. Επιτρέπουν την κατασκευή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (chips).

Γενεές Ολοκληρωμένων Κυκλωμάτων

- Small Scale of Integration (SSI - 1960): Περιείχαν μέχρι 10 τρανζίστορ. Στην αρχή χρησιμοποιήθηκαν σχεδόν εξολοκλήρου για διαστημικές και στρατιωτικές εφαρμογές. Στη συνέχεια χρησιμοποιήθηκαν και σε άλλες εφαρμογές.
- Medium Scale of Integration (MSI – τέλη δεκαετίας 60). Περιείχαν μερικές εκατοντάδες τρανζίστορ.
- Large Scale of Integration (LSI – μέσα δεκαετίας 70). Περιείχαν μερικές χιλιάδες τρανζίστορ. Πρόκειται για τα πρώτα κυκλώματα μνήμης (1Kbyte) και τους πρώτους μικροεπεξεργαστές.
- Very Large Scale of Integration (VLSI – αρχές δεκαετίας 80). Από τον Z80 μέχρι τις μέρες μας. Περιέχουν μέχρι και μερικά δισεκατομμύρια τρανζίστορ.

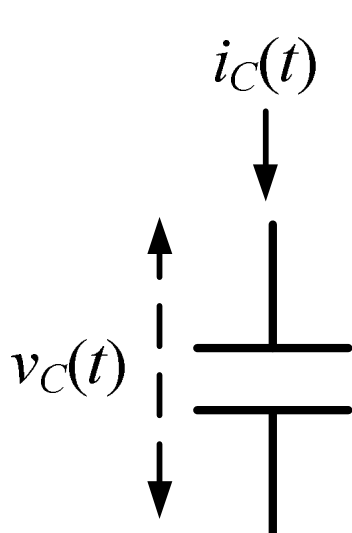


Βασικά Δομικά Ηλεκτρονικά Στοιχεία



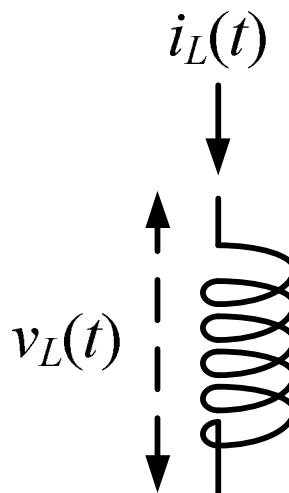
Αντίσταση

$$i_R(t) = \frac{v_R(t)}{R}$$



Πυκνωτής

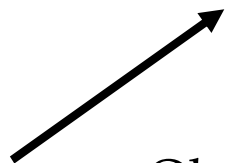
$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt}$$



Πηνίο

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

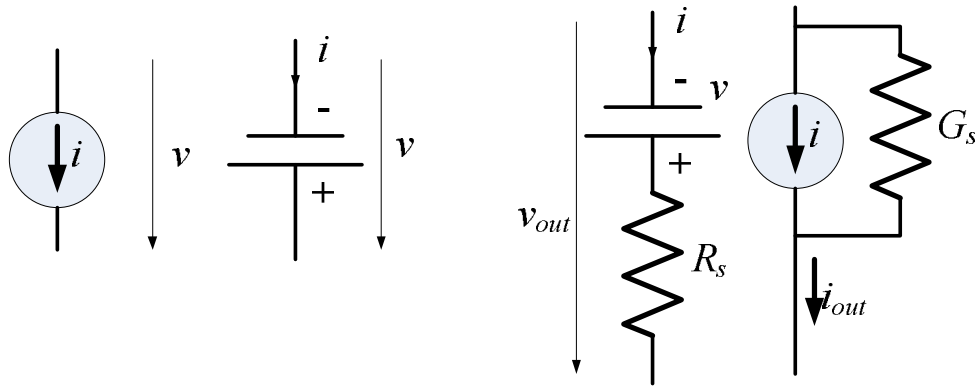
Νόμος του Ohm



Ιδανικές Πηγές Ρεύματος και Τάσης

Ιδανική Πηγή Ρεύματος είναι μια πηγή της οποίας το ρεύμα εξόδου δεν εξαρτάται από την τάση στα άκρα της.

Ιδανική Πηγή Τάσης είναι μια πηγή τάσης, η τάση στα άκρα της οποίας δεν εξαρτάται από το ρεύμα που την διαρρέει.



Στην πράξη δεν υπάρχουν ιδανικές πηγές. Μια πραγματική πηγή ρεύματος (ΠΠΡ) έχει πάντα μία εσωτερική αγωγιμότητα (G_s) ενώ μία πραγματική πηγή τάσης (ΠΠΤ) έχει πάντα μια εσωτερική αντίσταση.

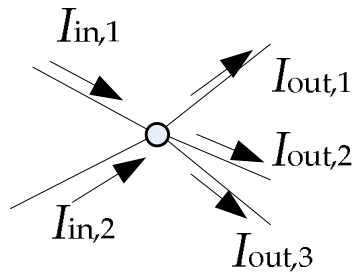
$$\text{ΠΠΡ: } v_{out} = v - iR_s$$

$$\text{ΠΠΤ: } i_{out} = i - G_s v$$

Νόμοι Kirchoff

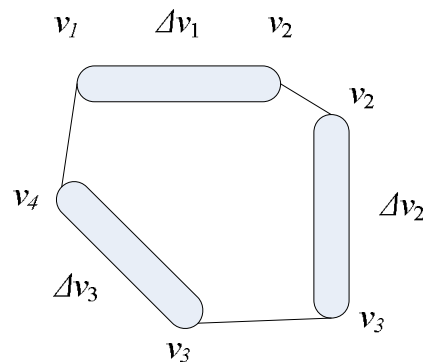
Οι νόμοι του Kirchoff στην ουσία εκφράζουν τις αρχές διατήρησης του φορτίου και την συντηρητική αρχή στα ηλεκτρονικά κυκλώματα.

Νόμος του Kirchoff για τα ρεύματα: Το άθροισμα των ρευμάτων που εισέρχονται σε έναν κόμβο ισούται με το άθροισμα των ρευμάτων που εξέρχεται.



$$\sum_i I_{in,i} = \sum_j I_{out,j}$$

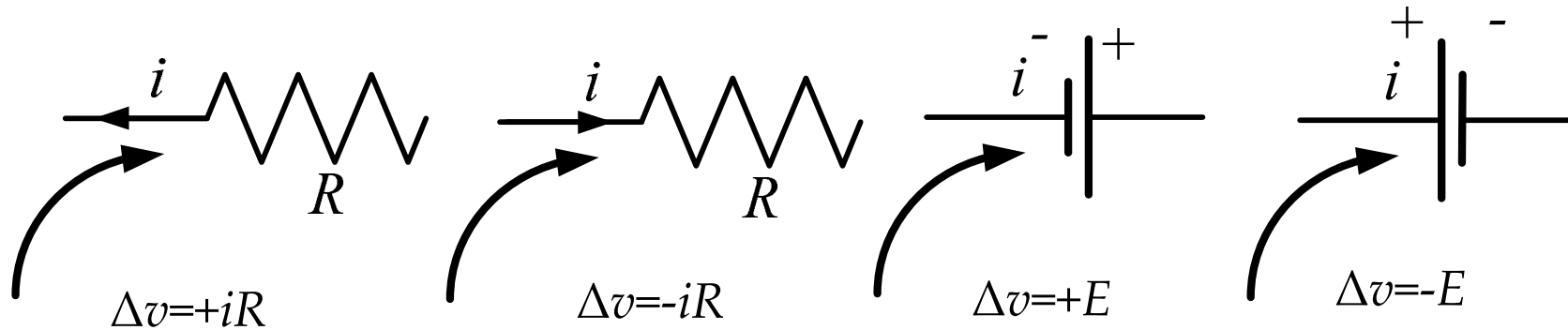
Νόμος του Kirchoff για τις τάσεις: Η διαφορά δυναμικού σε ένα κλειστό βρόγχο είναι ίση με μηδέν



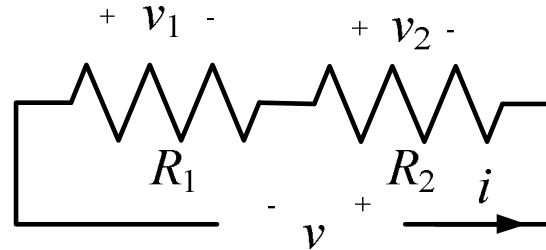
$$\sum_i \Delta v_i = 0$$
$$\Delta v_i = v_{i+1} - v_i$$

Νόμοι του Kirchoff

- ✓ Χρειάζεται λίγη προσοχή στο πως εφαρμόζουμε τους νόμους του Kirchoff σε ένα κύκλωμα.
- ✓ Στην αρχή αναθέτουμε εμείς φορές ρευμάτων αυθαίρετα στο κύκλωμα
- ✓ Στη συνέχεια για κάθε βρόγχο επιλέγουμε επίσης αυθαίρετα την φορά με την οποία τον διατρέχουμε
- ✓ Όταν συναντάμε μία αντίσταση, στην οποία το ρεύμα έχει την ίδια φορά με την φορά που διατρέχουμε τον κόμβο, τότε η διαφορά δυναμικού είναι $-iR$. Στην αντίθετη περίπτωση η πτώση τάσης είναι $+iR$
- ✓ Όταν συναντάμε το «+» μίας πηγής τάσης τότε η διαφορά δυναμικού, λαμβάνεται αρνητική ($-E$) ενώ όταν συναντάμε το «-» λαμβάνεται θετική ($+E$)



Παράδειγμα 1 (Διαίρετης Τάσης)



Νόμος του Kirchoff για τις τάσεις: $v - i(R_1 + R_2) = 0$

Νόμος του Ohm: $v_1 = iR_1$

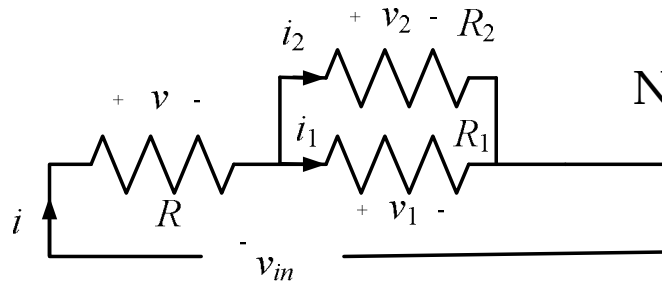
$$v_2 = iR_2$$

Διαιρώντας κατά μέλη:

$$\frac{v_1}{v} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{G_2}{G_1 + G_2}$$

$$\frac{v_2}{v} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{G_1}{G_1 + G_2}$$

Παράδειγμα 2



Να εκφράσουμε τα v_1 και v_2 συναρτήσει του v_{in}

Νόμος του Kirchhoff για τα ρεύματα: $i = i_1 + i_2$

Νόμοι του Kirchhoff για τα ρεύματα: $v_{in} - v - v_1 = 0$ $v_2 - v_1 = 0$

Νόμοι του Ohm: $v = iR$ $v_1 = i_1R_1$ $v_2 = i_2R_2$

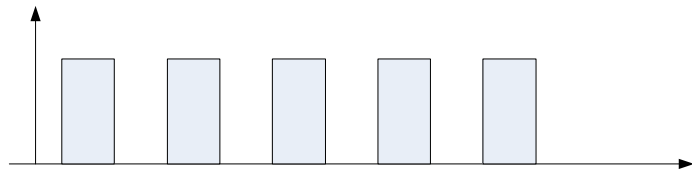
$$i_2R_2 - i_1R_1 = 0 \Rightarrow i_2 = \frac{R_1}{R_2} i_1 \quad i = i_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) = \frac{v_1}{R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) = \frac{v}{R}$$

Επομένως μπορούμε να εκφράσουμε το v_1 συναρτήσει του v : $v = \frac{R}{R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) v_1$

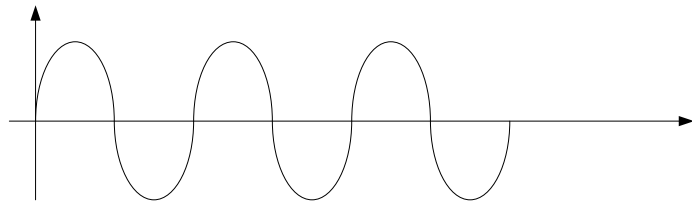
$$v_{in} = \frac{R}{R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) v_1 + v_1 \Rightarrow v_1 = v_{in} \left\{ \frac{R}{R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + 1 \right\}^{-1}$$

Βασικές Έννοιες Ηλεκτρονικών Κυκλωμάτων

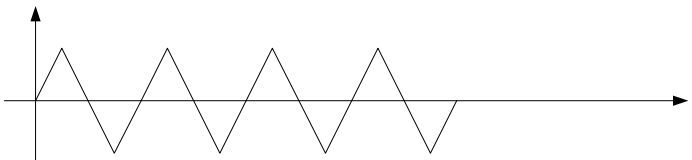
Σήματα: Εξ ορισμού σήμα είναι οποιαδήποτε μεταβολή ενός φυσικού μεγέθους (τάσεως, ρεύματος, ισχύος, ...) συναρτήσει του χρόνου.



Ορθογώνιοι Παλμοί



Ημιτονοειδής Μεταβολή



Τριγωνικοί Παλμοί

Τα σήματα χρησιμοποιούνται για να μεταφέρουν πληροφορία η οποία μπορεί να εντυπωθεί στις μεταβολές τους

Βασικά Χαρακτηριστικά Σημάτων: Φάσμα

Αν ένα σήμα $x(t)$ είναι κατά τμήματα συνεχές σε ένα χρονικό διάστημα $t \in [a, b]$ τότε μπορεί να αναπτυχθεί σε σειρά Fourier:

$$x(t) = \sum_m X_m e^{j\frac{2\pi m}{T}t}$$

Όπου $T=b-a$. Οι συντελεστές X_m ονομάζονται συντελεστές Fourier του σήματος και δίνονται από την εξίσωση:

$$X_m = \frac{1}{T} \int_a^b x(t) e^{-j\frac{2\pi m}{T}t} dt$$

Επομένως σχεδόν οποιοδήποτε σήμα μπορεί να αναπαρασταθεί ως άθροισμα εκθετικών σημάτων της μορφής $\exp(j2\pi mt/T)$

Βασικά Χαρακτηριστικά Σημάτων: Φάσμα

Ο συντελεστής Fourier εκφράζει πόσο ταιριάζει το σήμα $x(t)$ με κάθε εκθετικό $\exp(j2\pi mt/T)$

$$X_m = \frac{1}{T} \int_a^b x(t) e^{-j\frac{2\pi m}{T}t} dt$$

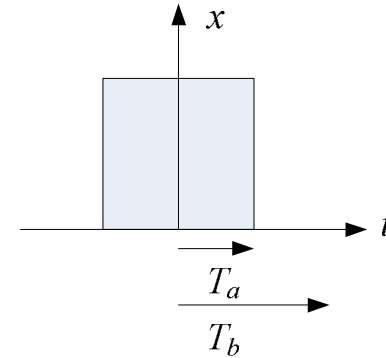
Για ένα σήμα με αργές μεταβολές περιμένουμε οι συντελεστές X_m να είναι συγκεντρωμένοι κοντά στο $m=0$. Αντίθετα για ένα σήμα με γρήγορες μεταβολές περιμένουμε να έχουμε αρκετούς συντελεστές μακριά από το $m=0$ που να έχουνε σημαντική τιμή. Η ποσότητα

$$f_m = \frac{m}{T}$$

έχει διαστάσεις συχνότητας και εκφράζει την συχνότητα κάθε εκθετικού σήματος. Οι συντελεστές X_m αποτελούν το φάσμα του σήματος

Παράδειγμα: Ο τετραγωνικός παλμός

$$x(t) = \begin{cases} 1 & t \in [-T_a/2, T_a/2] \\ 0 & t \notin [-T_a/2, T_a/2] \end{cases}$$



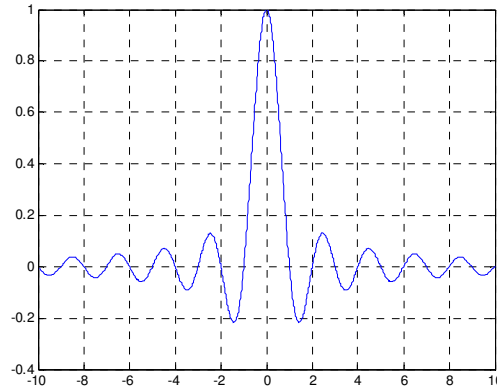
$$X_m = \frac{1}{T} \int_a^b dt x(t) e^{-j \frac{2\pi m}{T} t} = \frac{1}{T_b} \int_{-T_a/2}^{T_a/2} dt e^{-j \frac{2\pi m}{T} t} = \frac{1}{T_b} \frac{e^{j \frac{\pi m T_a}{T_b}} - e^{-j \frac{\pi m T_a}{T_b}}}{j \frac{\pi m}{T_b}} = \frac{\sin(\pi m T_a / T_b)}{\pi m}$$

Ορίζουμε την συνάρτηση $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x) / (\pi x)$ οπότε οι συντελεστές Fourier γράφονται ως εξής:

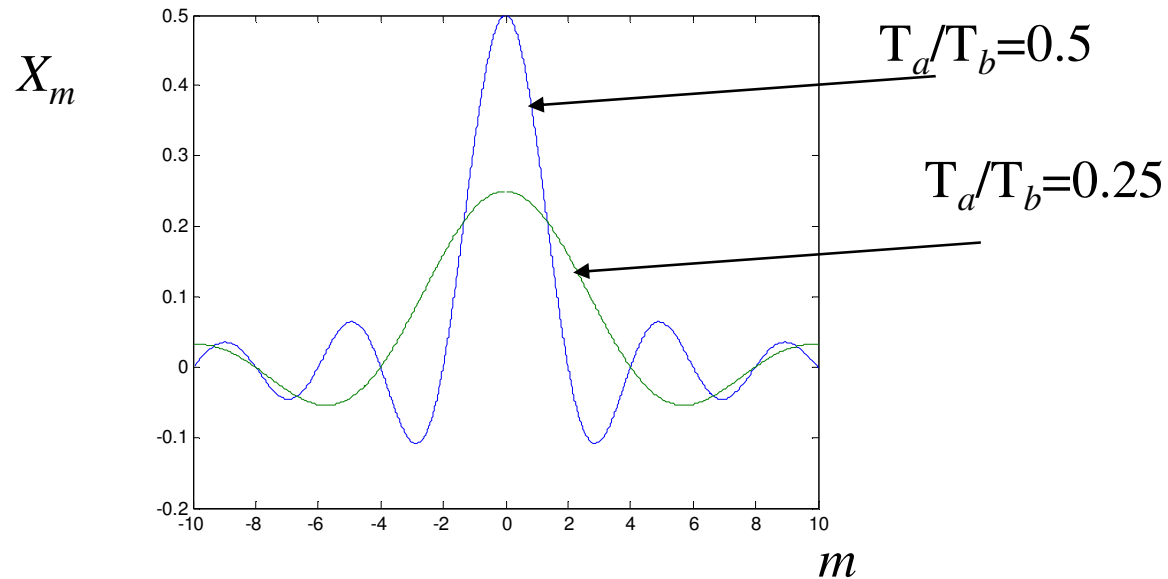
$$X_m = \frac{T_a}{T_b} \text{sinc}(m T_a / T_b)$$

Παράδειγμα: Ο τετραγωνικός παλμός

Επομένως το φάσμα του τετραγωνικού παλμού δίνεται από μία συνάρτηση sinc(y):



Ανάλογα με την διάρκεια του παλμού το φάσμα μπορεί να είναι ευρύ ή στενό.

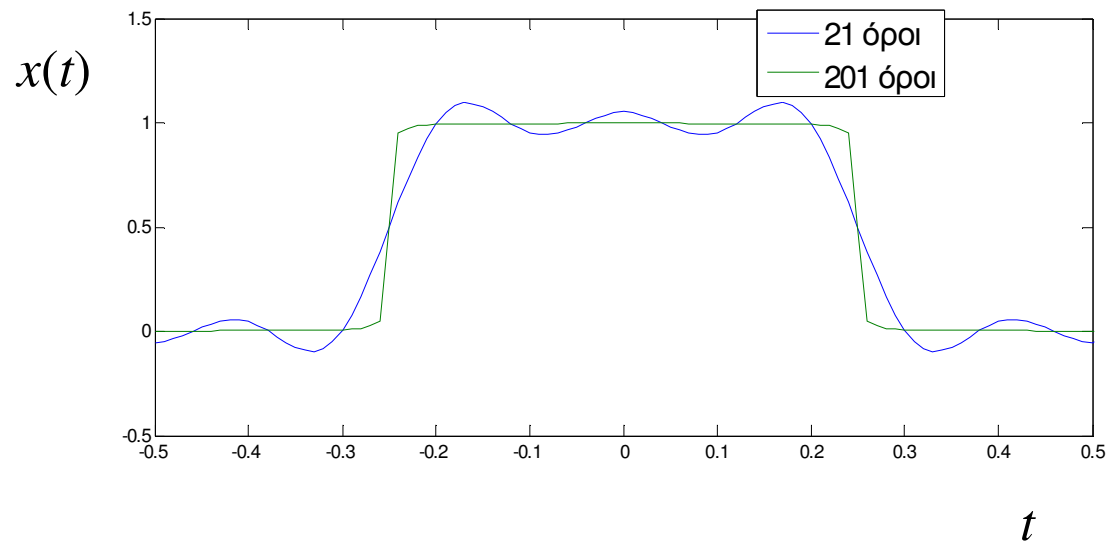


Βασικά Χαρακτηριστικά Σημάτων: Φάσμα

Συμπέρασμα:

Ένας στενός παλμός θα έχει πιο ευρύ φάσμα από έναν ευρύ παλμό.

Πόσους όρους χρειαζόμαστε στη σειρά?



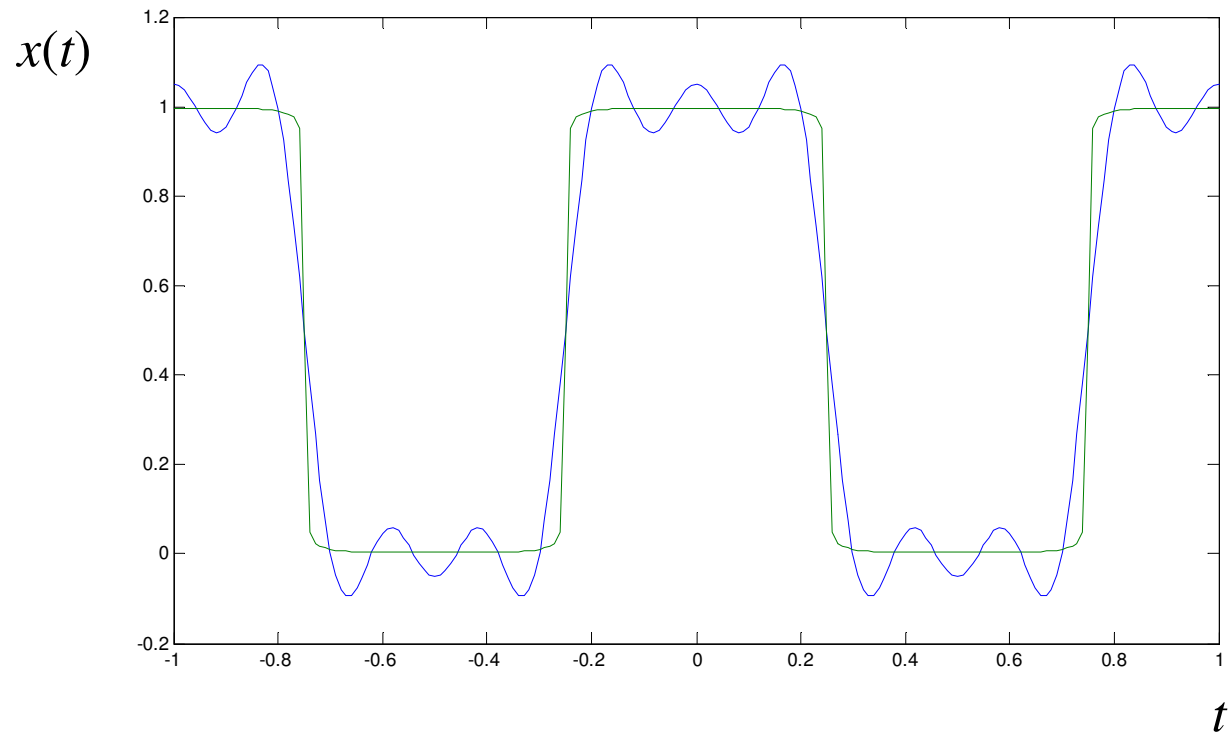
$$x(t) = \sum_m X_m e^{j\frac{2\pi m}{T}t}$$

Όσους περισσότερους όρους συμπεριλαμβάνουμε τόσο καλύτερη προσέγγιση έχουμε...

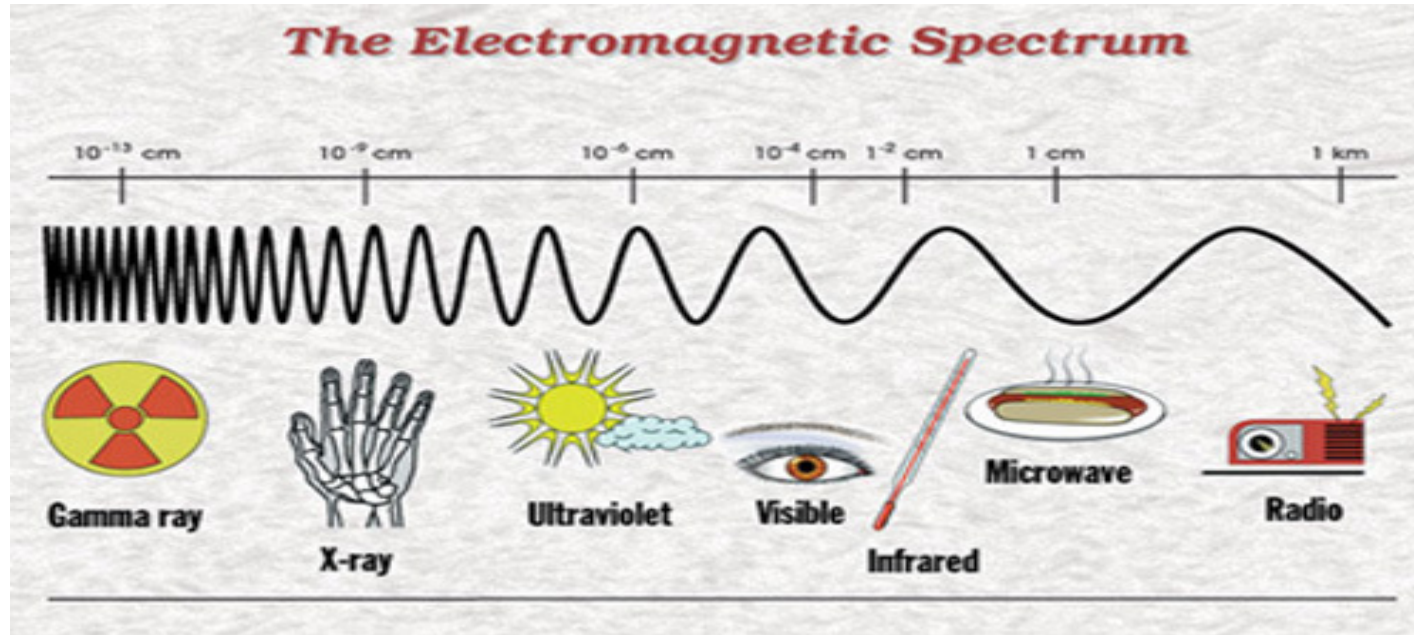
Βασικά Χαρακτηριστικά Σημάτων: Φάσμα

Εκτός του πεδίου ορισμού του χρόνου, η σειρά Fourier επαναλαμβάνει το ίδιο σήμα περιοδικά:

$$x(t + T) = \sum_m X_m e^{j\frac{2\pi m}{T}(t+T)} = \sum_m X_m e^{j\frac{2\pi m}{T}t} = x(t)$$



Το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα

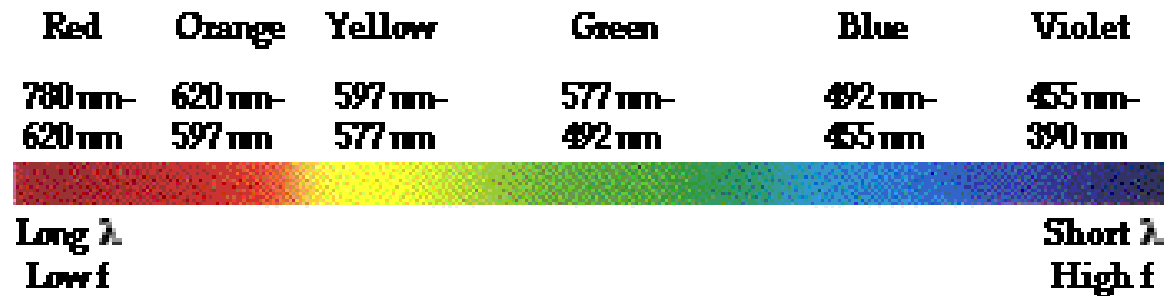


Το μήκος κύματος είναι ένας εναλλακτικός τρόπος να μετράμε τις συχνότητες του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8 \text{ (m/s)}}{f \text{ (Hz)}}$$

Το ορατό φάσμα

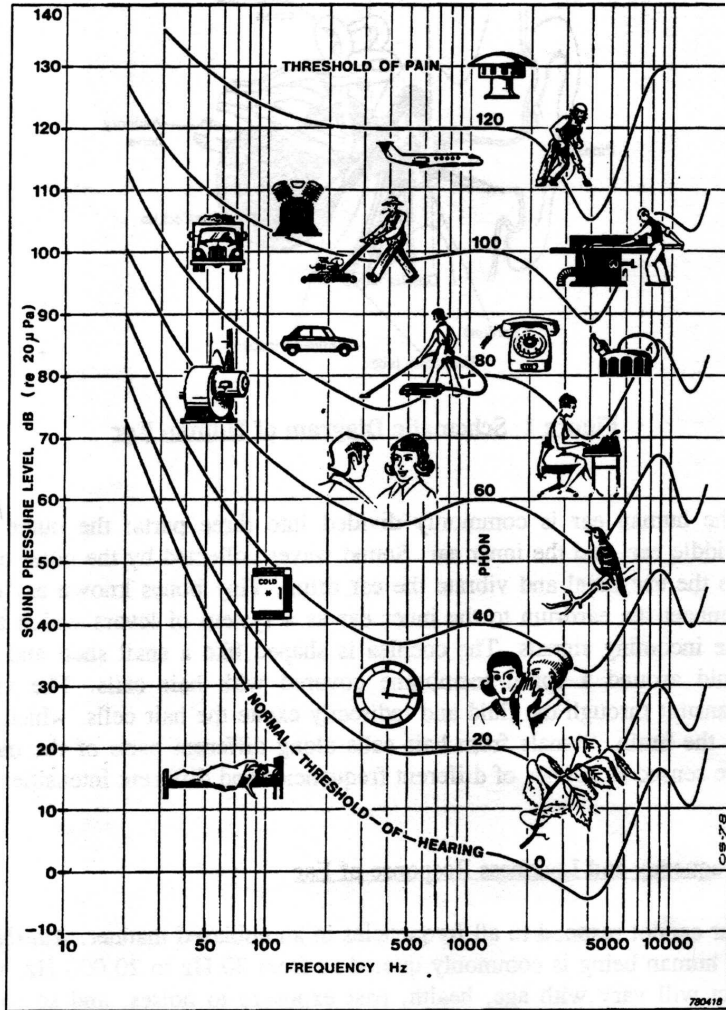
The Visible Light Spectrum



Το μάτι αντιλαμβάνεται τις διαφορετικές συχνότητες του ορατού φάσματος σαν διαφορετικά χρώματα.

Το άσπρο φως περιέχει πολλές συχνότητες στην περιοχή του ορατού φωτός.

Το φάσμα του ήχου



Το ανθρώπινο αυτί μπορεί να ακούσει ακουστικά σήματα το οποία βρίσκονται στην περιοχή από 10Hz μέχρι 20000Hz.



DC και AC σήματα

Ένα ηλεκτρονικό σήμα ρεύματος έχει μία DC (Direct Current – Συνεχές Ρεύμα) και μία AC (Alternate Current) συνιστώσα.

$$i(t) = \sum_m I_m e^{j\frac{2\pi m}{T}t} = I_0 + \sum_{m \neq 0} I_m e^{j\frac{2\pi m}{T}t} = i_{DC}(t) + i_{AC}(t)$$

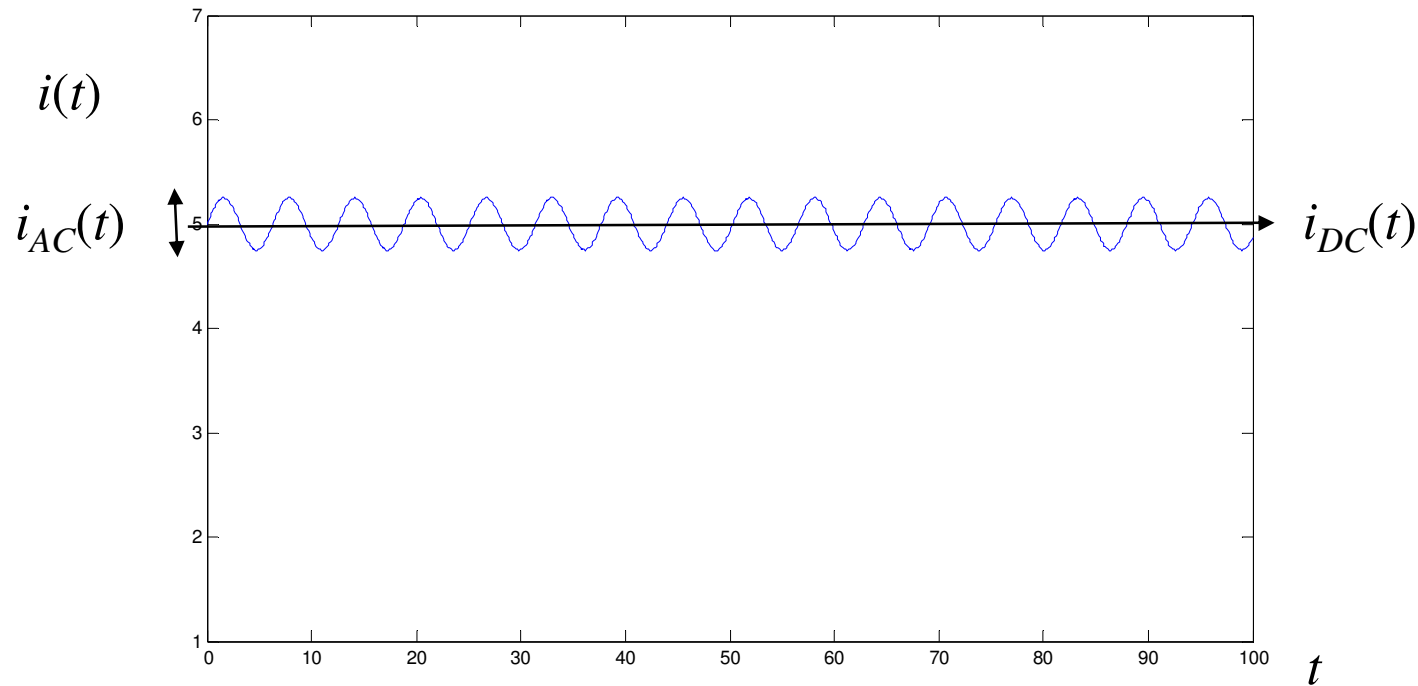
$$i_{DC}(t) = I_0$$

$$i_{AC}(t) = \sum_{m \neq 0} I_m e^{j\frac{2\pi m}{T}t}$$

Η DC συνιστώσα είναι σταθερή ενώ η AC συνιστώσα έχει μέση τιμή μηδέν,

$$\frac{1}{T} \int_a^b i_{AC}(t) dt = \frac{1}{T} \sum_{m \neq 0} I_m \int_a^b e^{j\frac{2\pi m}{T}t} dt = 0$$

DC και AC σήματα

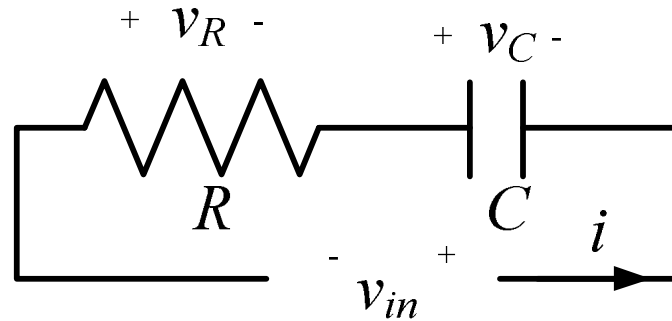


Η DC συνιστώσα είναι η μέση τιμή του σήματος, δηλαδή

$$\frac{1}{T} \int_a^b i(t) dt = \frac{1}{T} \sum I_m \int_a^b e^{j \frac{2\pi m}{T} t} dt = I_0 = i_{DC}$$

Συνήθως στην ηλεκτρονική $i_{DC}(t) \gg i_{AC}(t)$

Παράδειγμα: Ανάλυση κυκλώματος RC



Μπορούμε να θεωρήσουμε ως έξοδο είτε την τάση στα άκρα της αντίστασης, είτε του πυκνωτή.

$$v_{in} - v_R - v_C = 0$$

$$v_R = iR$$

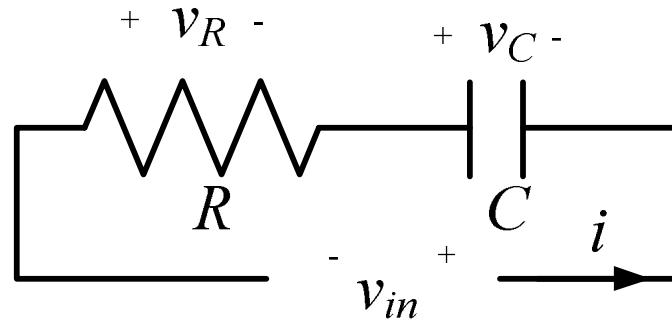
$$i = C \frac{dv_C}{dt}$$

$$\left. \begin{array}{l} v_R = iR \\ i = C \frac{dv_C}{dt} \end{array} \right\} \frac{v_R}{R} = C \frac{dv_C}{dt} \Rightarrow v_R = RC \frac{dv_C}{dt}$$

$$RC \frac{dv_C}{dt} + v_C = v_{in}$$

Πρόκειται για μια διαφορική εξίσωση που συνδέει την τάση εξόδου v_C με την τάση εισόδου v_{in} . Λύνεται εύκολα αν πολλαπλασιάσουμε αμφότερα τα μέλη με $(1/RC)\exp(t/RC)$

Παράδειγμα: Ανάλυση κυκλώματος RC



$$\frac{dv_C}{dt} e^{t/RC} + \frac{v_C}{RC} e^{t/RC} = \frac{v_{in}}{RC} e^{t/RC}$$

Το πρώτο μέρος είναι μια τέλεια παράγωγος, επομένως

$$\frac{d}{dt} \left(v_C e^{t/RC} \right) = \frac{v_{in}}{RC} e^{t/RC} \Rightarrow v_C(t) e^{t/RC} - v_C(t_0) e^{t_0/RC} = \frac{1}{RC} \int_{t_0}^t v_{in}(\tau) e^{\tau/RC} d\tau$$

Η σχέση εισόδου/εξόδου γίνεται:

$$v_C(t) = v_C(t_0) e^{(t_0-t)/RC} + \frac{1}{RC} \int_{t_0}^t v_{in}(\tau) e^{(\tau-t)/RC} d\tau$$

Παράδειγμα: Ανάλυση κυκλώματος RC

$$v_C(t) = v_C(t_0)e^{(t_0-t)/RC} + \frac{1}{RC} \int_{t_0}^t v_{in}(\tau)e^{(\tau-t)/RC} d\tau$$

Αν πάρουμε την χρονική στιγμή να είναι η $t_0 \rightarrow -\infty$

$$v_C(t) = \frac{1}{RC} \int_{-\infty}^t v_{in}(\tau)e^{(\tau-t)/RC} d\tau = \frac{1}{RC} \int_{-\infty}^{+\infty} v_{in}(\tau)e^{(\tau-t)/RC} u(t-\tau) d\tau$$

Όπου έχουμε ορίσει την συνάρτηση μοναδιαίου βήματος $u(t)$:

$$u(t) = \begin{cases} 1 & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$$

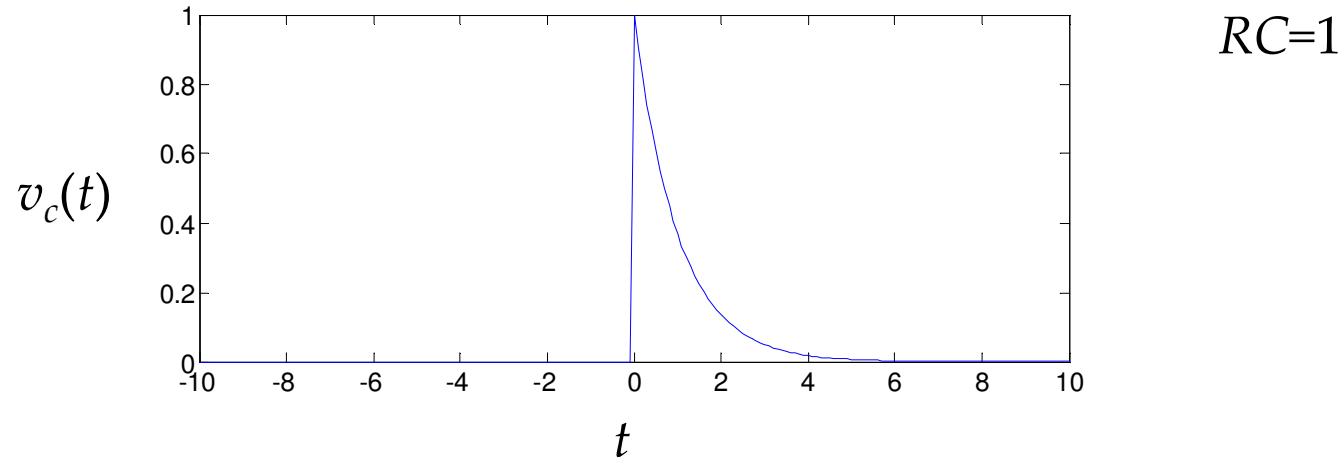
Επομένως η κρουστική απόκριση του κυκλώματος RC (αν πάρουμε τον πυκνωτή σαν έξοδο) είναι:

$$h(t) = \frac{1}{RC} \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) u(t)$$

Παράδειγμα: Ανάλυση κυκλώματος RC

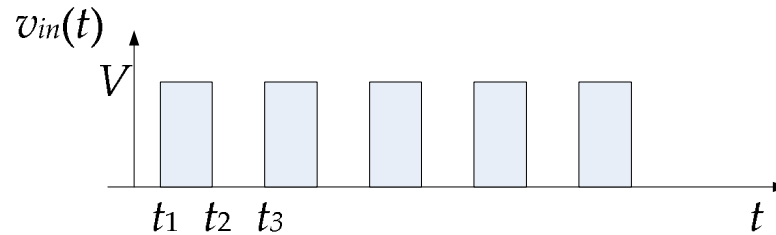
Επομένως η απόκριση του κυκλώματος σε μία είσοδο $\delta(t)$ δίνεται από την:

$$v_c(t) = \frac{1}{RC} \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) u(t)$$



Με έναν «απότομο σπινθηρισμό» στην είσοδο, ο πυκνωτής φορτίζεται απότομα και στην συνέχεια εκφορτίζεται με ρυθμό που καθορίζεται από την σταθερά χρόνου $t_c=RC$

Απόκριση Κυκλώματος RC σε τετραγωνικούς παλμούς



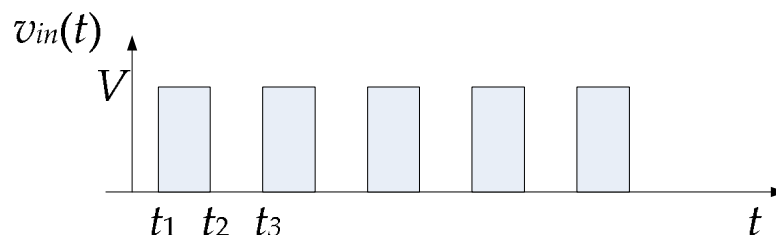
Αν πάρουμε την χρονική στιγμή να είναι η $t_0=t_1$ και θεωρήσουμε πως $v_{in}(t)=0$ για $t<t_1$, τότε για $t<t_2$ έχουμε:

$$\begin{aligned}v_C(t) &= v_C(t_1)e^{(t_1-t)/RC} + \frac{1}{RC} \int_{t_1}^t v_{in}(\tau)e^{(\tau-t)/RC} d\tau \\ &= v_C(t_1)e^{(t_1-t)/RC} + \frac{V}{RC} \int_{t_1}^t e^{(\tau-t)/RC} d\tau = V - [V - v_C(t_1)]e^{-(t-t_1)/RC}\end{aligned}$$

Για $t=t_2$ θα έχουμε

$$v_C(t_2) = V - [V - v_C(t_1)]e^{-(t_2-t_1)/RC} = V - [V - v_C(t_1)]e^{-\tau_{on}/RC}$$

Απόκριση Κυκλώματος RC σε τετραγωνικούς παλμούς



Αν πάρουμε την χρονική στιγμή να είναι η $t_0=t_2$

$$v_C(t) = v_C(t_2)e^{(t_2-t)/RC}$$

Για $t=t_3$ θα έχουμε

$$v_C(t_3) = v_C(t_2)e^{-\tau_{off}/RC}$$

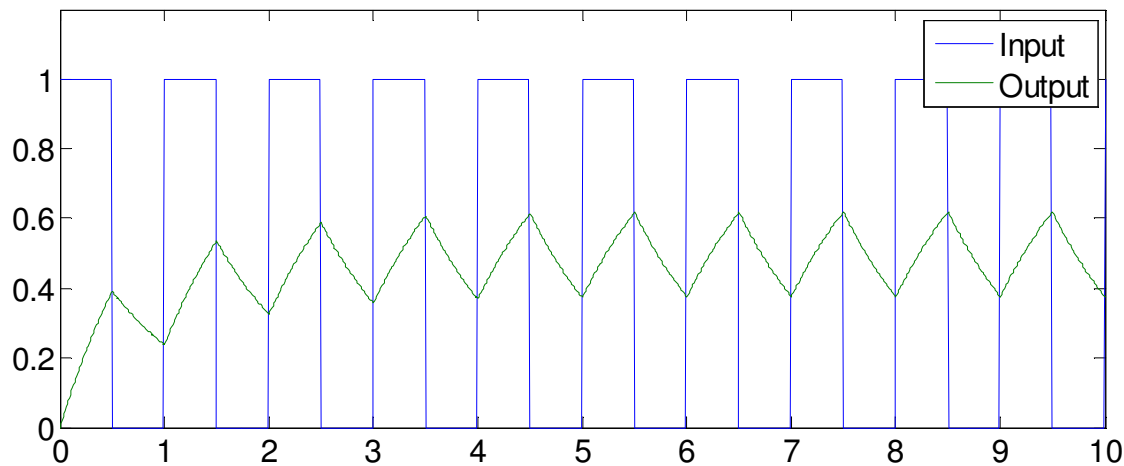
Επομένως: όσο διάστημα το σήμα εισόδου είναι ίσο με V ο πυκνωτής αρχίζει και φορτίζεται και η τάση του αυξάνει μέχρι να φτάσει την τιμή

$$V - [V - v_C(t_1)]e^{-\tau_{on}/RC}$$

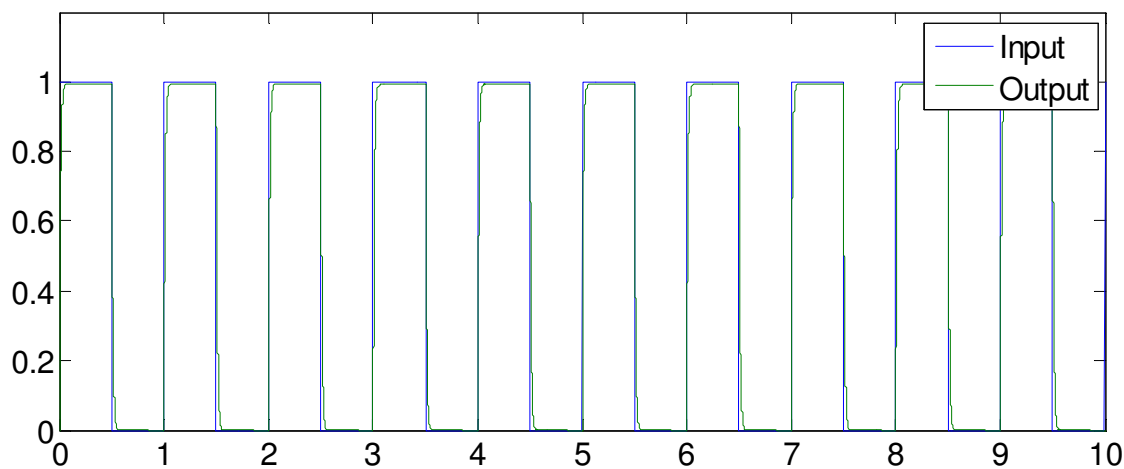
Όταν το σήμα εισόδου μηδενίζεται ο πυκνωτής εκφορτίζεται και στο τέλος της περιόδου αποκτά τάση $v_C(t_3)$

Απόκριση Κυκλώματος RC σε τετραγωνικούς παλμούς

$$v_C(t_0 + \Delta t) \cong v_C(t_0)e^{-\Delta t/RC} + \frac{\Delta t}{RC} v_{in}(t_0)e^{-\Delta t/RC}$$

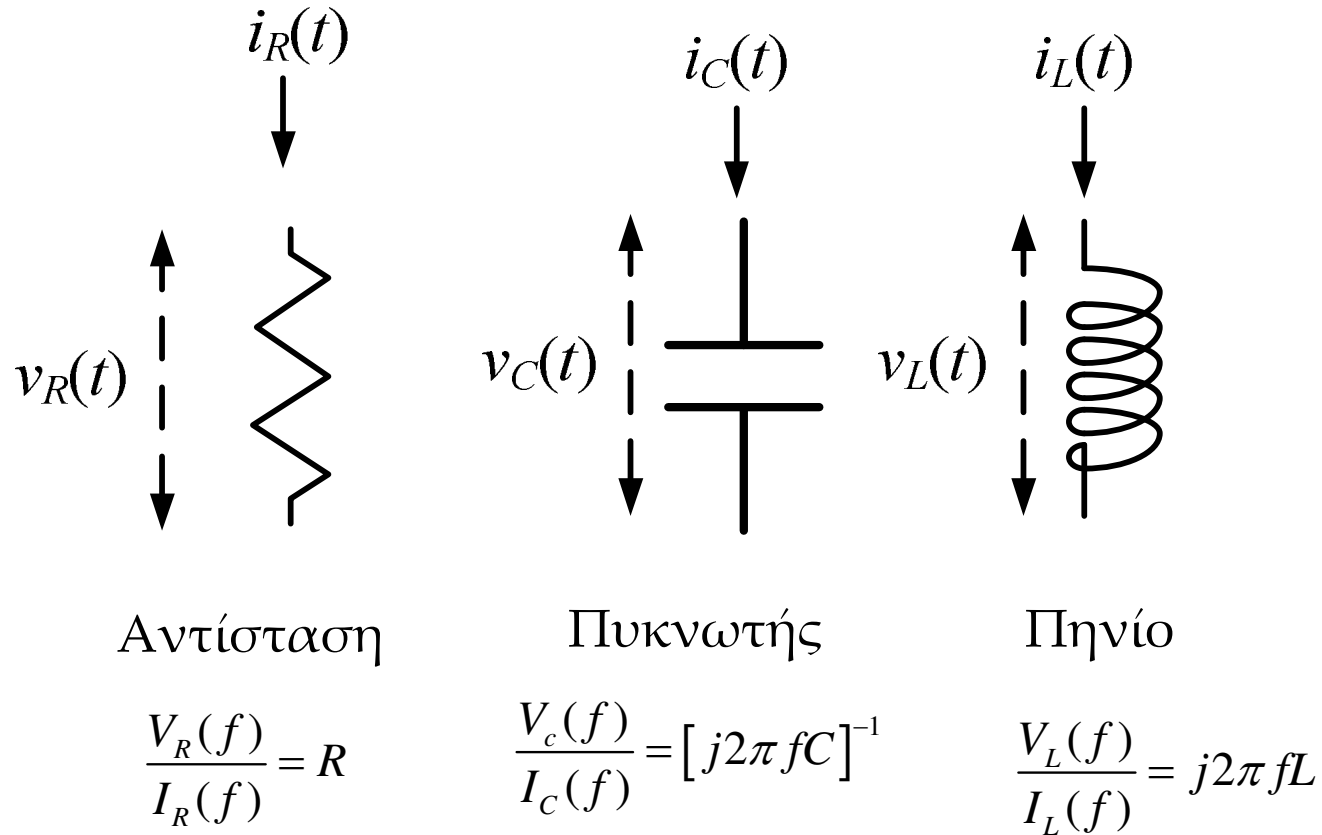


RC=1, $\tau_{on}=\tau_{off}=0.5$, V=1



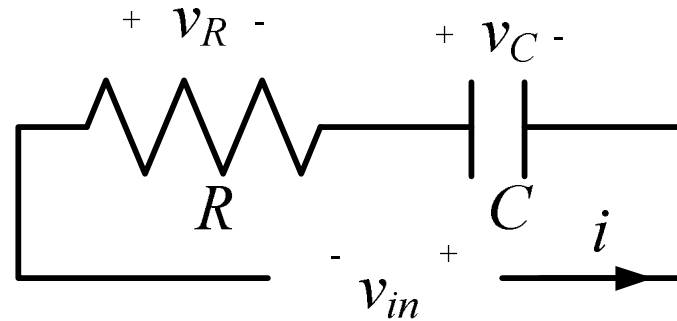
RC=0.01, $\tau_{on}=\tau_{off}=0.5$,
V=1

Ανάλυση Συχνοτήτων

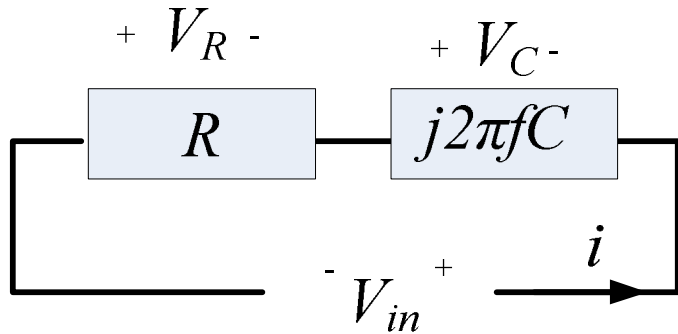


Στο πεδίο των συχνοτήτων και τα τρία βασικά στοιχεία περιγράφονται από νόμους του Ohm! Μπορούμε να τα θεωρούμε ως μιγαδικές αντιστάσεις (εμπεδήσεις)

Παράδειγμα: Το κύκλωμα RC



Αντικαθιστούμε κάθε στοιχείο με την ισοδύναμη εμπέδηση του και εφαρμόζουμε την εξίσωση του διαιρέτη τάσης:



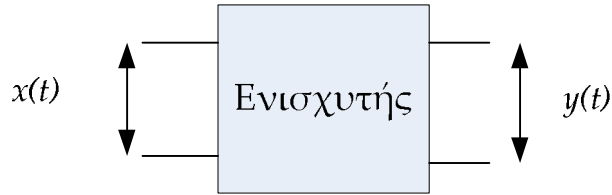
$$\frac{V_C}{V} = \frac{(j2\pi fC)^{-1}}{R + (j2\pi fC)^{-1}} = \frac{1}{1 + j2\pi fRC}$$

$$\frac{V_R}{V} = \frac{1}{R + (j2\pi fC)^{-1}} = \frac{j2\pi fRC}{1 + j2\pi fRC}$$

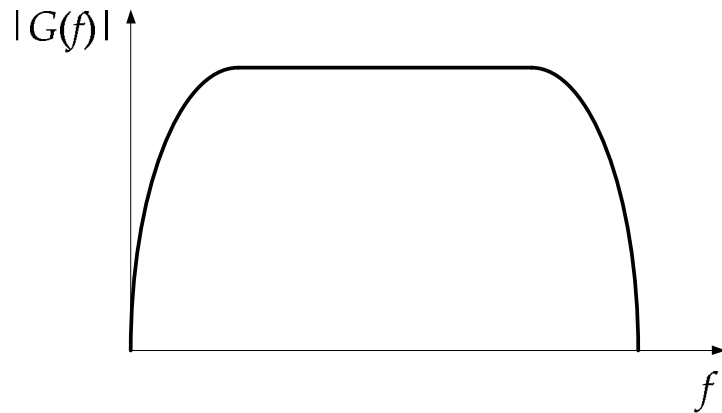
Παρατηρείστε πως η συνάρτηση μεταφοράς είναι μιγαδικός αριθμός!!!

Βασικά Χαρακτηριστικά Ενισχυτών

Ο ιδανικός ενισχυτής είναι γραμμικός και το κέρδος του (συνάρτηση μεταφοράς του) δεν εξαρτάται από την συχνότητα του σήματος



$$G = \frac{Y(f)}{X(f)} = \frac{y(t)}{x(t)}$$



Ωστόσο (για λόγους που θα εξετάσουμε σε επόμενες διαλέξεις) το κέρδος των ενισχυτών πάντα εξαρτάται από την συχνότητα.

Συνήθως οι ενισχυτές έχουν μικρό κέρδος στις πολύ χαμηλές συχνότητες το οποίο αυξάνεται, όσο αυξάνεται η συχνότητα. Στις υψηλές συχνότητες το κέρδος αρχίζει και μειώνεται.

Μη γραμμική παραμόρφωση

Οι πραγματικοί ενισχυτές είναι μη γραμμικά συστήματα, κάτι που σε μεγάλες εντάσεις σήματος προκαλεί μη γραμμική παραμόρφωση, η οποία αλλοιώνει το φάσμα του σήματος γεννώντας νέες συχνότητες.

Παράδειγμα μη γραμμικής παραμόρφωσης:

$$y(t) = G_0 x(t) + G_1 x^2(t)$$

Για ένα αρμονικό πραγματικό σήμα

$$x(t) = x_0 \cos(2\pi f_0 t)$$

$$y(t) = G_0 \cos(2\pi f_0 t) + G_1 \cos^2(2\pi f_0 t) = G_0 x_0 \cos(2\pi f_0 t) + \frac{G_1}{2} x_0^2 + \frac{G_1}{2} x_0^2 \cos[2\pi(2f_0)t]$$

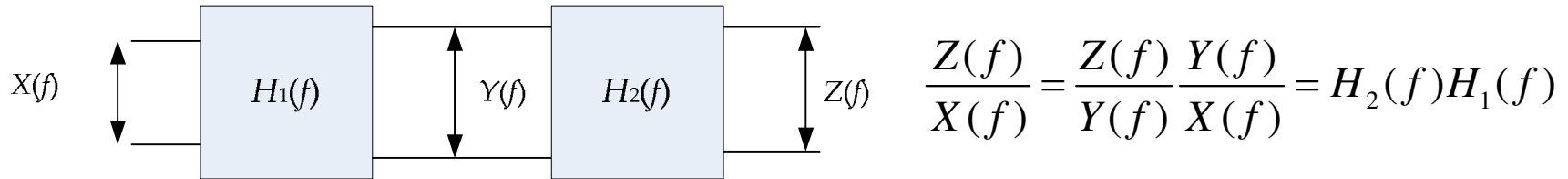
Γένεση νέας συχνότητας (αρμονική)

Μέτρο παραμόρφωσης: $\Pi = \frac{G_1 x_0^2}{G_0 x_0} = \frac{G_1}{G_0} x_0$

Η παραμόρφωση αυξάνει με το πλάτος x_0 του σήματος (π.χ. όταν τερματίζετε τον hifi ενισχυτή σας)

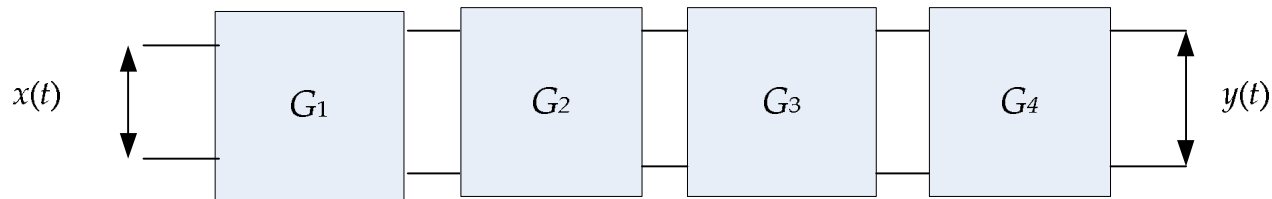


Σύνδεση Συστημάτων σε Σειρά



Επομένως όταν δύο συστήματα συνδέονται σε σειρά, τότε η συνάρτηση μεταφοράς του συνολικού συστήματος δίνεται από το γινόμενο των επιμέρους συναρτήσεων μεταφοράς.

Συνήθως οι ενισχυτές (π.χ. hifi) αποτελούνται από πολλές ενισχυτικές βαθμίδες.



Λογαριθμική Κλίμακα

Συχνά το κέρδος ισχύος του ενισχυτή

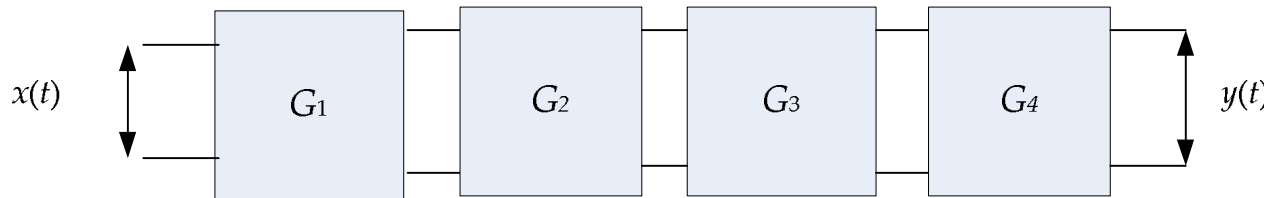
$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{y^2(t)}{x^2(t)}$$

μετριέται σε dB

$$G(dB) = 10 \log_{10} G$$

Η ισχύς επίσης μπορεί να εκφραστεί σε dBm

$$P(dBm) = 10 \log_{10} \frac{P(mW)}{1mW}$$



$$P_{out} (dBm) = P_{in} (dBm) + G_4 (dB) + G_3 (dB) + G_2 (dB) + G_1 (dB)$$

Στη λογαριθμική κλίμακα αντί να πολλαπλασιάζουμε τα κέρδη, τα προσθέτουμε

$$0dB \leftrightarrow 1$$

$$3dB \leftrightarrow 2$$

$$10dB \leftrightarrow 10$$

$$20dB \leftrightarrow 10^2$$

$$30dB \leftrightarrow 10^3$$

....

$$0dBm \leftrightarrow 1mW$$

$$10dBm \leftrightarrow 10mW$$

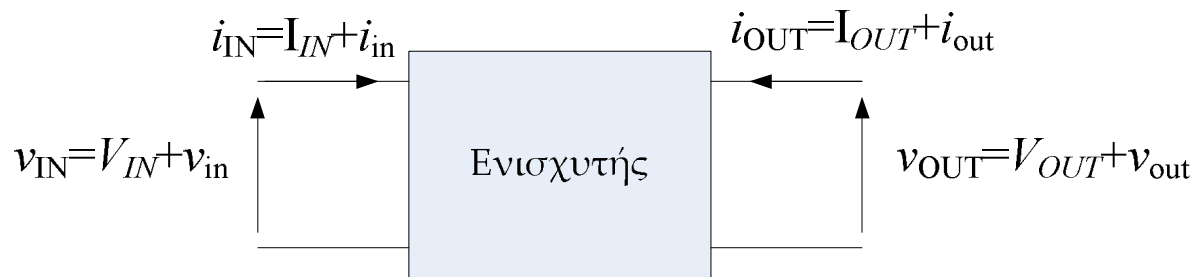
$$20dBm \leftrightarrow 100mW$$

....

$$\frac{P_{out}}{P_{in}} = G_4 G_3 G_2 G_1$$

DC και AC ανάλυση

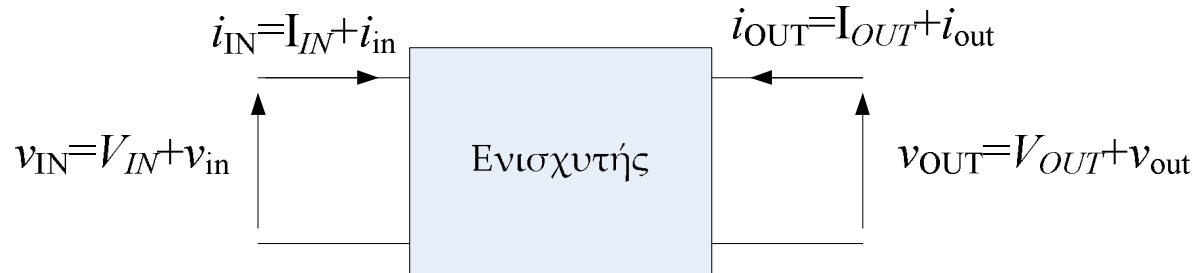
- ✓ Οι ενισχυτές για να λειτουργήσουν χρειάζονται ηλεκτρική τροφοδοσία, η οποία παρέχει στο κύκλωμα την απαραίτητη ισχύ ώστε να πραγματοποιηθεί η ενίσχυση του σήματος
- ✓ Συνήθως στην είσοδο του κυκλώματος πέραν του σήματος υπάρχει μία DC συνιστώσα ρεύματος και τάσης εισόδου και ομοίως και στην έξοδο.



- ✓ Σύμβαση: Με μικρά γράμματα και κεφαλαίους δείκτες σημειώνουμε την συνολική τιμή τάσης, π.χ. $v_E(t)$ (DC και AC μαζί).
- ✓ V_E : DC Τιμή της τάσης $v_E(t)$ (δηλαδή η μέση τιμή της).
- ✓ $v_e(t)$: AC Τιμή της τάσης $v_E(t)$ (δηλαδή $v_e(t) = v_E(t) - V_E$).

$$v_E(t) = 10 + 0.1 \cos(2\pi ft) \text{ (σε V)} \left\{ \begin{array}{l} V_E = 10V \\ v_e(t) = 0.1 \cos(2\pi ft) \text{ (σε V)} \end{array} \right.$$

DC και AC ανάλυση



$$v_{OUT} = F_v(v_{IN}, i_{IN})$$

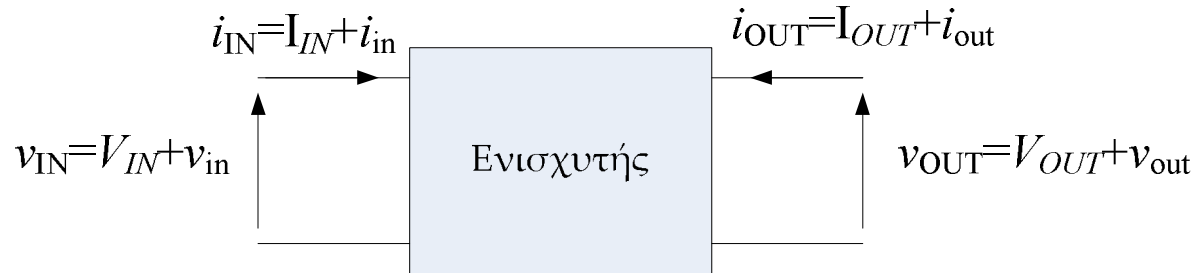
$$i_{OUT} = F_i(v_{IN}, i_{IN})$$

Για μικρές AC μεταβολές ($i_{in} \ll I_{IN}$, $v_{in} \ll V_{IN}$) μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε το ανάπτυγμα του Taylor:

$$v_{OUT} = F_v(v_{IN}, i_{IN}) \cong F_v(V_{IN}, I_{IN}) + \frac{\partial F_v(V_{IN}, I_{IN})}{\partial i_{IN}} i_{in} + \frac{\partial F_v(V_{IN}, I_{IN})}{\partial v_{IN}} v_{in}$$

$$i_{OUT} = F_i(v_{IN}, i_{IN}) \cong F_i(V_{IN}, I_{IN}) + \frac{\partial F_i(V_{IN}, I_{IN})}{\partial i_{IN}} i_{in} + \frac{\partial F_i(V_{IN}, I_{IN})}{\partial v_{IN}} v_{in}$$

DC και AC ανάλυση



$$v_{out} = a_{11}i_{in} + a_{12}v_{in}$$

$$i_{out} = a_{21}i_{in} + a_{22}v_{in}$$

Τα a_{ij} ονομάζονται AC παράμετροι του ενισχυτή και εξαρτώνται από τις DC τιμές τάσεως και ρεύματος εισόδου (I_{IN}, V_{IN}):

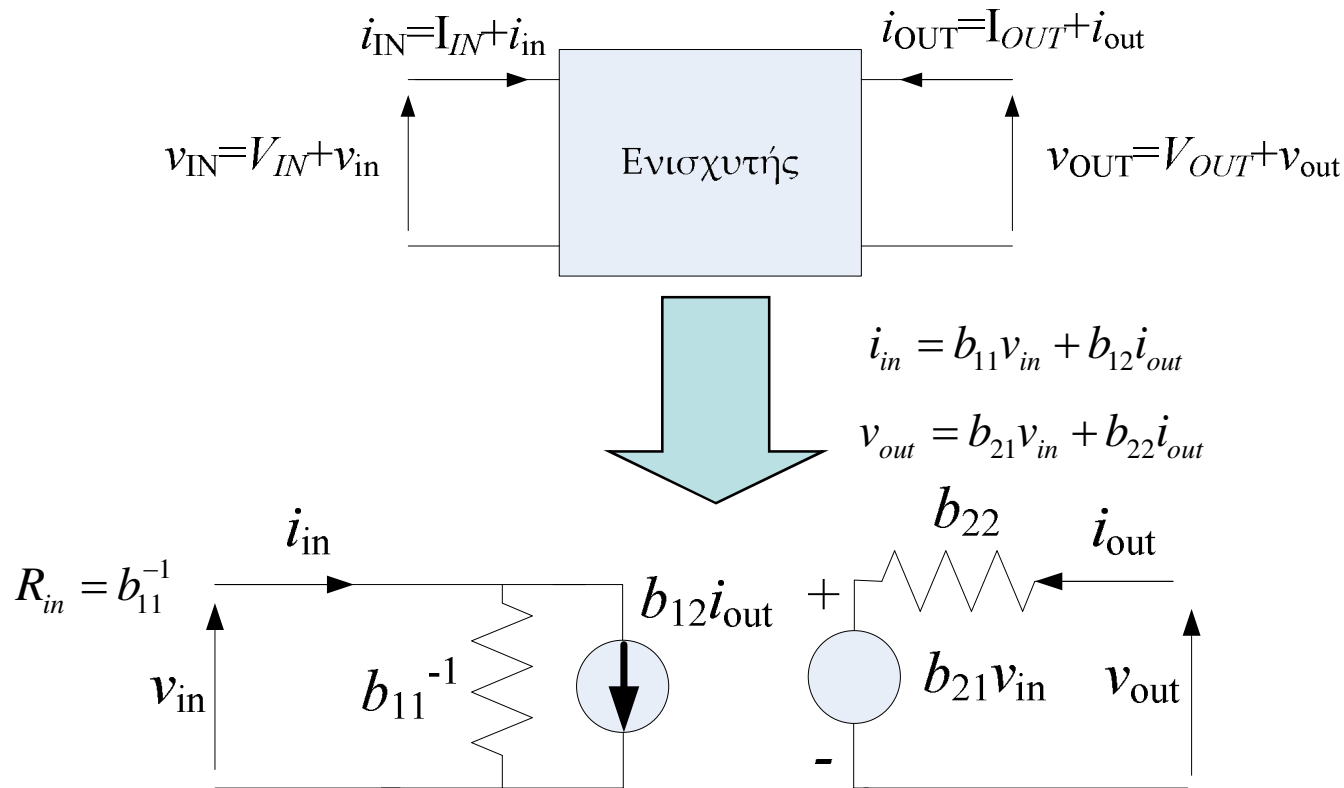
$$a_{11} = \frac{\partial F_v(V_{IN}, I_{IN})}{\partial i_{IN}} \quad a_{12} = \frac{\partial F_v(V_{IN}, I_{IN})}{\partial v_{IN}} \quad a_{21} = \frac{\partial F_i(V_{IN}, I_{IN})}{\partial i_{IN}} \quad a_{22} = \frac{\partial F_i(V_{IN}, I_{IN})}{\partial v_{IN}}$$

Το 2x2 σύστημα μπορεί να γραφεί και ως εξής:

$$i_{in} = b_{11}v_{in} + b_{12}i_{out}$$

$$v_{out} = b_{21}v_{in} + b_{22}i_{out}$$

AC ισodύναμο



✓ Το b_{11} έχει διαστάσεις αγωγιμότητας (Ω^{-1}). Το b_{11}^{-1} έχει διαστάσεις αντίστασης (Ω) και ονομάζεται αντίσταση εισόδου R_{in} του ενισχυτή.

✓ Το b_{22} έχει διαστάσεις αντίστασης και ονομάζεται αντίσταση εξόδου του ενισχυτή.

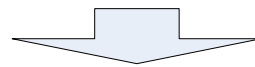
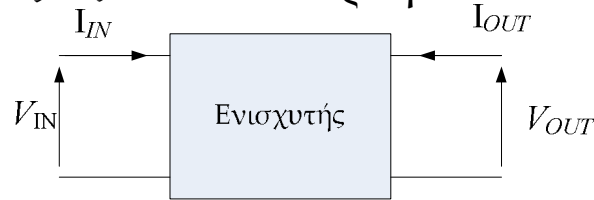
✓ Το b_{21} είναι αδιάστατο και εφράζει την απολαβή τάσης του ενισχυτή.

✓ Το b_{12} είναι επίσης αδιάστατο και συσχετίζει το ρεύμα εισόδου με το ρεύμα εξόδου (ανάδραση). Συνήθως αγνοείται.

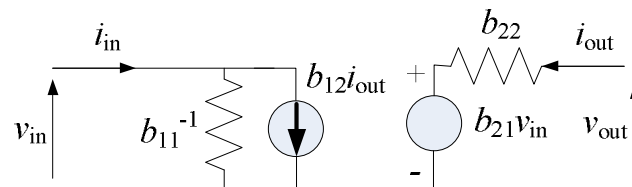
DC και AC ανάλυση

Για να αναλύσουμε γενικότερα το κύκλωμα (π.χ. ενός ενισχυτή):

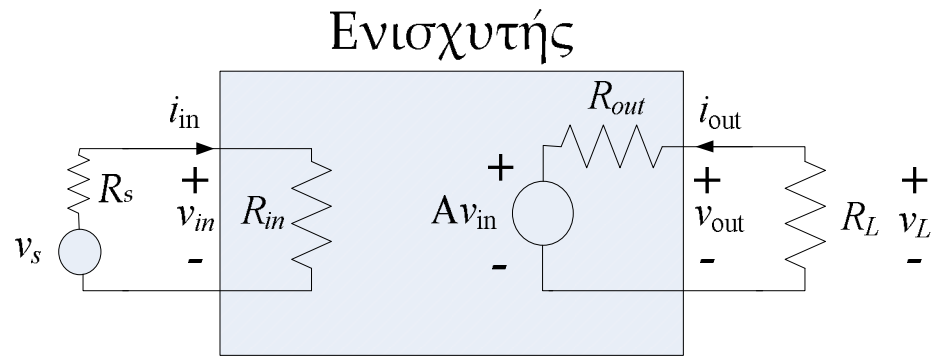
1. Πραγματοποιούμε DC ανάλυση: Δηλαδή βρίσκουμε τις DC τιμές των ρευμάτων και των τάσεων (π.χ. I_{IN} , V_{IN} , κτλ)
2. Υπολογίζουμε τις AC παραμέτρους: Από τις DC τιμές των ρευμάτων και των τάσεων υπολογίζουμε τις τιμές των παραμέτρων AC (π.χ. a_{11} , κτλ)
3. Τέλος φτιάχνουμε το AC ισοδύναμο και υπολογίζουμε με την βοήθεια του τα AC ρεύματα και τις τάσεις εξόδου συναρτήσει των ρευμάτων και των τάσεων εισόδου.



$$a_{11} = \frac{\partial F_v(V_{IN}, I_{IN})}{\partial i_{IN}} \quad a_{12} = \frac{\partial F_v(V_{IN}, I_{IN})}{\partial v_{IN}}$$
$$a_{21} = \frac{\partial F_i(V_{IN}, I_{IN})}{\partial i_{IN}} \quad a_{22} = \frac{\partial F_i(V_{IN}, I_{IN})}{\partial v_{IN}}$$



Προσαρμογή Ενισχυτών



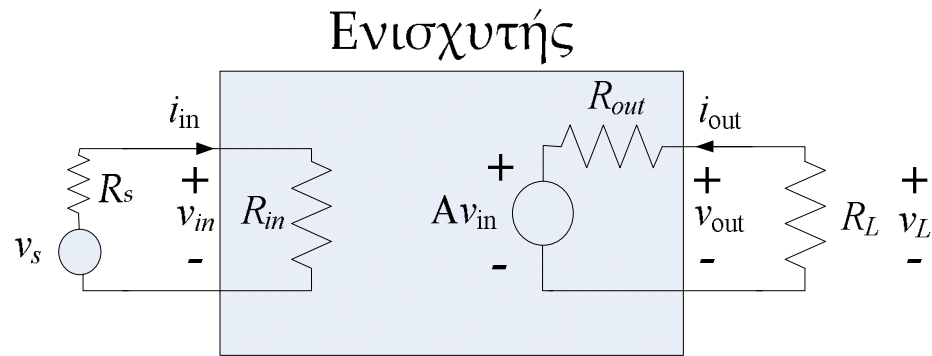
✓ Οι ενισχυτές στην είσοδο τους, συνδέονται με πηγές οι οποίες έχουν μη μηδενική αντίσταση εισόδου (R_s) και στην έξοδο τους με διάφορα όργανα τα οποία έχουν πεπερασμένη αντίσταση εξόδου (R_L). Οι αντιστάσεις εισόδου (R_{in}) και εξόδου (R_{out}) επηρεάζουν την ενίσχυση τάσης του ενισχυτή.

$$v_L = i_{out} R_L = \frac{A v_{in}}{R_{out} + R_L} R_L = A \frac{R_L}{R_L + R_{out}} \frac{v_s R_{in}}{R_s + R_{in}} = A \frac{R_L}{R_L + R_{out}} \frac{R_{in}}{R_s + R_{in}} v_s$$

✓ Η ενίσχυση τάσης A_v είναι η μέγιστη ενίσχυση τάσης που μπορεί να δώσει ο ενισχυτής και λαμβάνεται όταν $R_L \gg R_{out}$ και $R_s \ll R_{in}$.

✓ Επομένως όταν θέλουμε να μεγιστοποιήσουμε την ενίσχυση τάσης θα πρέπει να εξασφαλίσουμε πως η αντίσταση εισόδου της πηγής θα είναι πολύ μικρότερη από την αντίσταση εισόδου του ενισχυτή ενώ η αντίσταση φόρτου (R_L) θα είναι πολύ μεγαλύτερη από την αντίσταση εξόδου του ενισχυτή.

Προσαρμογή Ενισχυτών



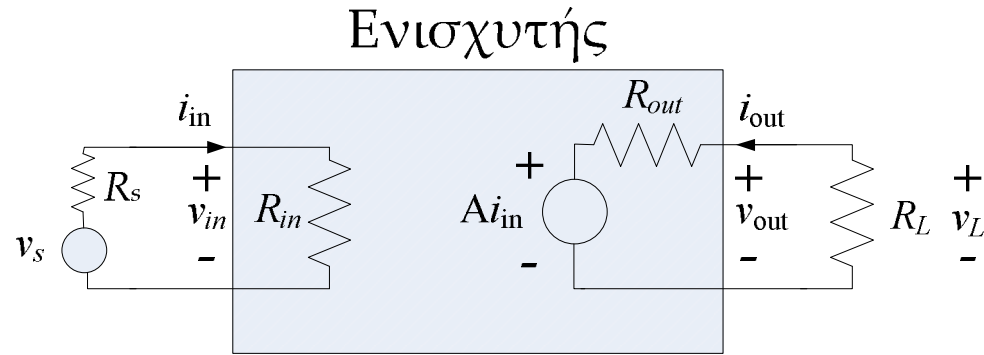
✓ Η ενίσχυση ρεύματος του ενισχυτή είναι:

$$\frac{i_L}{i_S} = \frac{v_L / R_L}{v_s / R_s} = A \frac{1}{R_L + R_{out}} \frac{R_{in} R_s}{R_s + R_{in}} i_s = A_i \frac{R_{out}}{R_L + R_{out}} \frac{R_s}{R_s + R_{in}} i_s$$

✓ Η ενίσχυση ρεύματος A_i είναι η μέγιστη ενίσχυση ρεύματος που μπορεί να δώσει ο ενισχυτής και λαμβάνεται όταν $R_L \ll R_{out}$ και $R_s \gg R_{in}$.

✓ Επομένως όταν θέλουμε να μεγιστοποιήσουμε την ενίσχυση ρεύματος θα πρέπει να εξασφαλίσουμε πως η αντίσταση εισόδου της πηγής θα είναι πολύ μεγαλύτερη από την αντίσταση εισόδου του ενισχυτή ενώ η αντίσταση φόρτου (R_L) θα είναι πολύ μικρότερη από την αντίσταση εξόδου του ενισχυτή.

Προσαρμογή Ενισχυτών



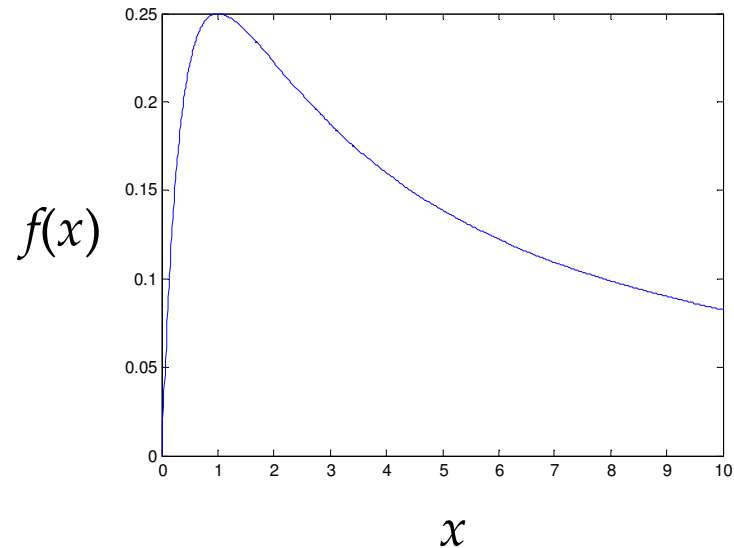
✓ Η ενίσχυση ισχύος του ενισχυτή είναι:

$$\frac{P_L}{P_S} = \frac{v_L i_L}{v_s i_s} = A_v A_i \frac{R_{out} / R_L}{(1 + R_{out} / R_L)^2} \frac{R_{in} / R_s}{(1 + R_{in} / R_s)^2}$$

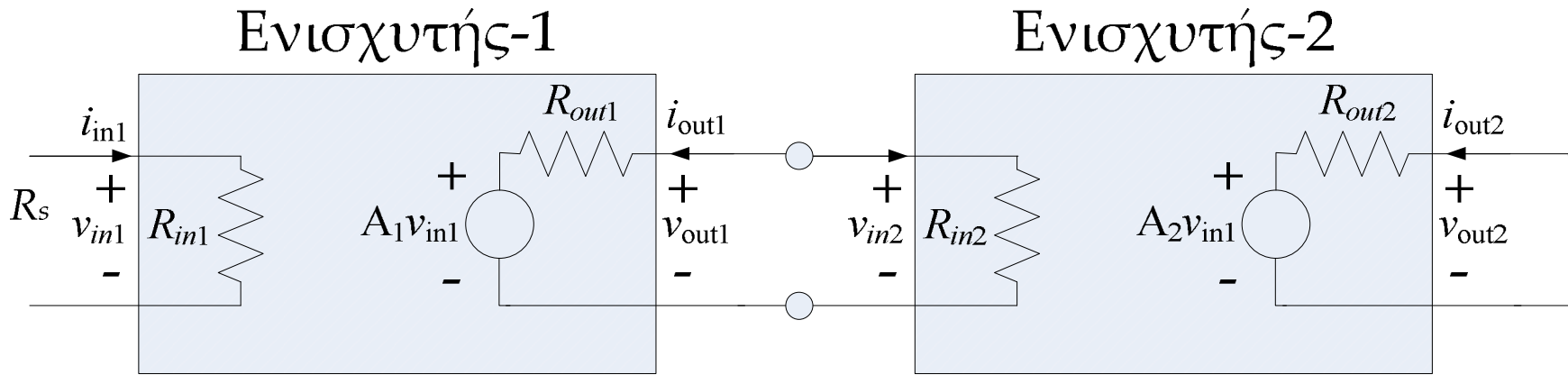
✓ Η συνάρτηση $f(x) = x / (1+x)^2$ μεγιστοποιείται όταν $x=1$

✓ Επομένως η ενίσχυση ισχύος μεγιστοποιείται όταν $R_{out} = R_L$, $R_{in} = R_s$

✓ Για τον λόγο αυτό μη συνδέετε ηχεία αυτοκινήτου ($R_L = 4\Omega$) σε ενισχυτές hi-fi σπιτιού ($R_{out} = 8\Omega$)!!!



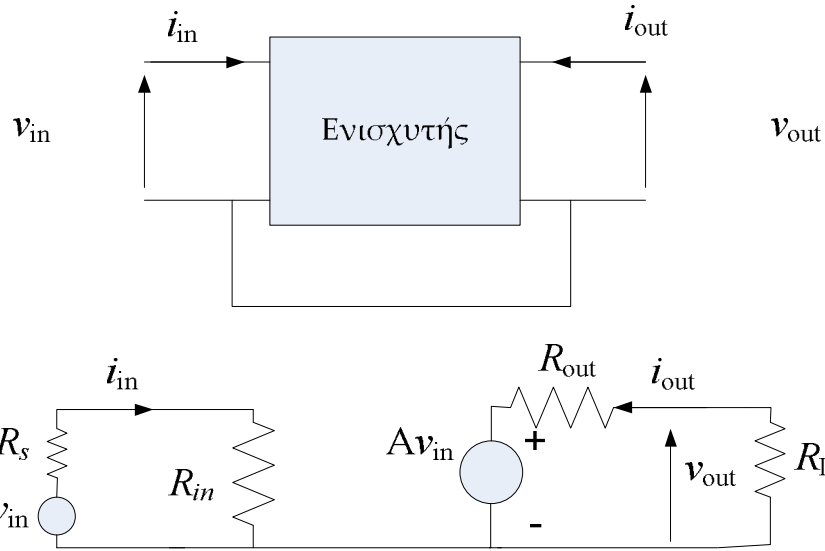
Προσαρμογή Ενισχυτών



✓ Στους πολυβάθμιους ενισχυτές ισχύουν παρόμοιες σχέσεις για την μεγιστοποίηση του συνολικού κέρδους τάσης, ρεύματος και ισχύος (εφόσον αν αγνοήσουμε την ανάδραση b_{12} η είσοδος κάθε βαθμίδα θεωρείται μία αντίσταση $R_{in,i}$):

- ✓ Η μέγιστη ενίσχυση τάσης λαμβάνεται όταν $R_{in2} \gg R_{out1}$.
- ✓ Η μέγιστη ενίσχυση ρεύματος λαμβάνεται όταν $R_{in2} \ll R_{out1}$.
- ✓ Η ενίσχυση ισχύος μεγιστοποιείται όταν $R_{in2} = R_{out1}$.

Ενισχυτές με έναν κοινό ακροδέκτη εισόδου/εξόδου

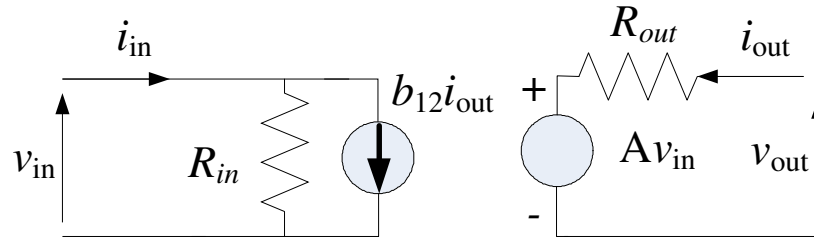


Η ύπαρξη του κοινού ακροδέκτη δεν παίζει καμία απολύτως σημασία. Θεωρώντας τους διαιρέτες τάσης εισόδου και εξόδου μπορούμε να καταλήξουμε στις ίδιες σχέσεις για την ενίσχυση τάσης και ρεύματος!

Στο ισοδύναμο βραχυκυκλώνουμε τα άκρα που αντιστοιχούν στους κοινούς ακροδέκτες!

$$v_L = i_{out} R_L = \frac{A v_{in}}{R_{out} + R_L} R_L = A \frac{R_L}{R_L + R_{out}} \frac{v_s}{R_s + R_{in}} = A_v \frac{R_L}{R_L + R_{out}} \frac{R_{in}}{R_s + R_{in}} v_s$$

Προσδιορισμός Αντίστασης Εξόδου



$$i_{in} = \frac{v_{in}}{R_{in}} + b_{12}i_{out}$$

$$v_{out} = Av_{in} + R_{out}i_{out}$$

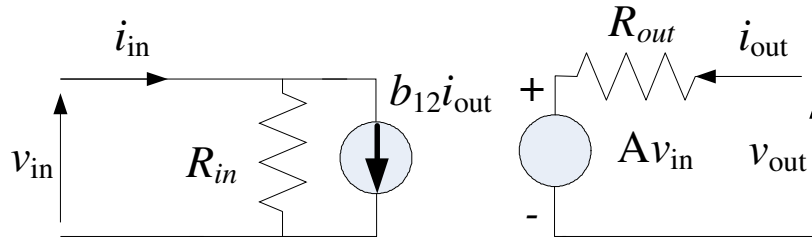
Ένα κύκλωμα με δύο εισόδους και δύο εξόδους μπορεί για τα AC σήματα να αναπαρασταθεί με ένα ισοδύναμο ενισχυτή (θυμηθείτε το ανάπτυγμα του Taylor...). Επειδή η R_{out} δεν εξαρτάται από την τάση v_{in} μπορώ να θεωρήσω $v_{in}=0$ και θα έχω:

$$\Delta v_{out} = v_{out2} - v_{out1} = R_{out}(i_{out2} - i_{out1}) = R_{out}\Delta i_{out}$$

Επομένως: Για να βρω την αντίσταση εξόδου ενός κυκλώματος μηδενίζω την είσοδο του και στην έξοδο του τοποθετώ μία πηγή Δv_{out} . Στη συνέχεια, υπολογίζω το ρεύμα Δi_{out} που αναπτύσσεται στον ακροδέκτη εισόδου και υπολογίζω τη R_{out} ως:

$$R_{out} = \frac{\Delta v_{out}}{\Delta i_{out}}$$

Προσδιορισμός Αντίστασης Εισόδου



$$i_{in} = \frac{v_{in}}{R_{in}} + b_{12}i_{out}$$

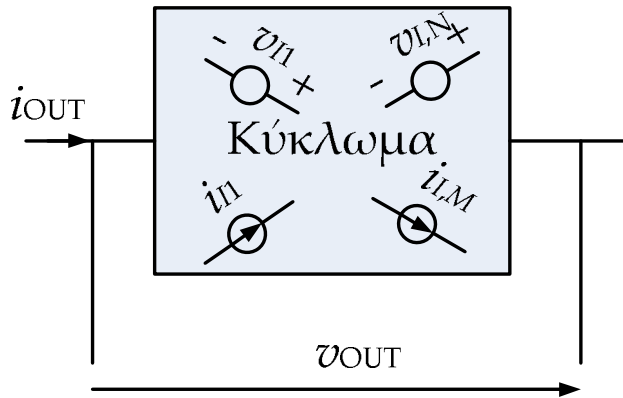
$$v_{out} = Av_{in} + R_{out}i_{out}$$

Επομένως: Για να βρω την αντίσταση εισόδου R_{in} μηδενίζω το ρεύμα i_{out} και υπολογίζω τον λόγο

$$R_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}}$$

Πρακτικά για να έχουμε $i_{out}=0$ θα πρέπει να θεωρήσουμε πως στην έξοδο έχουμε ανοικτό κύκλωμα, δηλαδή πως η αντίσταση φόρτου R_L που συνδέουμε είναι άπειρη.

Θεώρημα Thevenin



Θεωρούμε ένα κύκλωμα με μία έξοδο η οποία εξαρτάται από κάποιες πηγές τάσης ($v_{I,1}, \dots, v_{I,N}$) και κάποιες πηγές ρεύματος ($i_{I,1}, \dots, i_{I,M}$). Οι πηγές αυτές πρέπει να είναι ανεξάρτητες και ιδανικές, δηλαδή η τάση στα άκρα τους ή το ρεύμα που παρέχουν δεν πρέπει να εξαρτάται από κανένα άλλο στοιχείο του κυκλώματος. Τότε, η τάση εξόδου του κυκλώματος θα δίνεται από μία σχέση της μορφής:

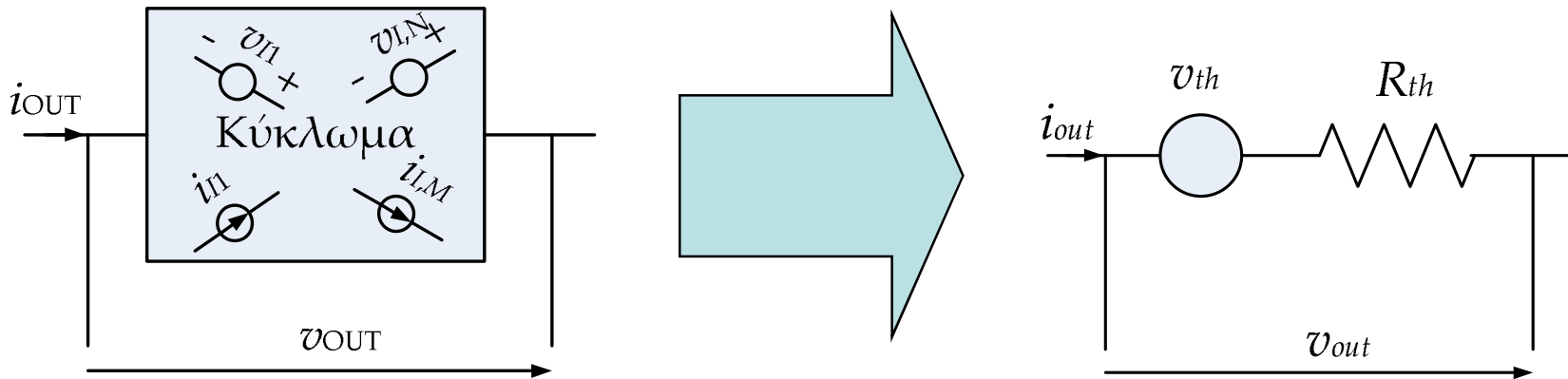
$$v_{OUT} = F(v_{I,1}, \dots, v_{I,N}, i_{I,1}, \dots, i_{I,M}, i_{OUT})$$

Παρατηρείστε πως λαμβάνουμε υπόψη και το ρεύμα εξόδου καθότι δεν ξέρουμε τι αντίσταση φόρτου έχουμε συνδέσει στα άκρα του κυκλώματος! Εφαρμόζοντας το ανάπτυγμα του Taylor,

$$v_{out} \cong F_{v,1} v_{i,1} + \dots + F_{v,N} v_{i,N} + F_{i,1} i_{i,1} + \dots + F_{i,M} i_{i,M} + F_{out} i_{out}$$

Σύμφωνα με το ανάπτυγμα το Taylor, για τα AC σήματα το κύκλωμα μπορεί να θεωρηθεί γραμμικό. Οι συντελεστές $F_{v,m}$ είναι οι μερικές παράγωγοι ως προς το $v_{I,m}$ και δεν εξαρτώνται από τα $((v_{I,1}, \dots, v_{I,N}), (i_{I,1}, \dots, i_{I,M}), i_{out})$. Ομοίως και οι συντελεστές $F_{i,m}$ και το F_{out} . Επομένως η τάση εξόδου μπορεί να γραφεί ως άθροισμα μίας τάσης v_{th} η οποία προκύπτει από το κύκλωμα αν έχουμε $i_{out}=0$ και της τάσης που διαρρέει μια αντίσταση R_{th} η οποία είναι η αντίσταση εξόδου του κυκλώματος όταν έχουμε μηδενίσει τις ανεξάρτητες πηγές ρεύματος και τάσης.

Θεώρημα Thevenin



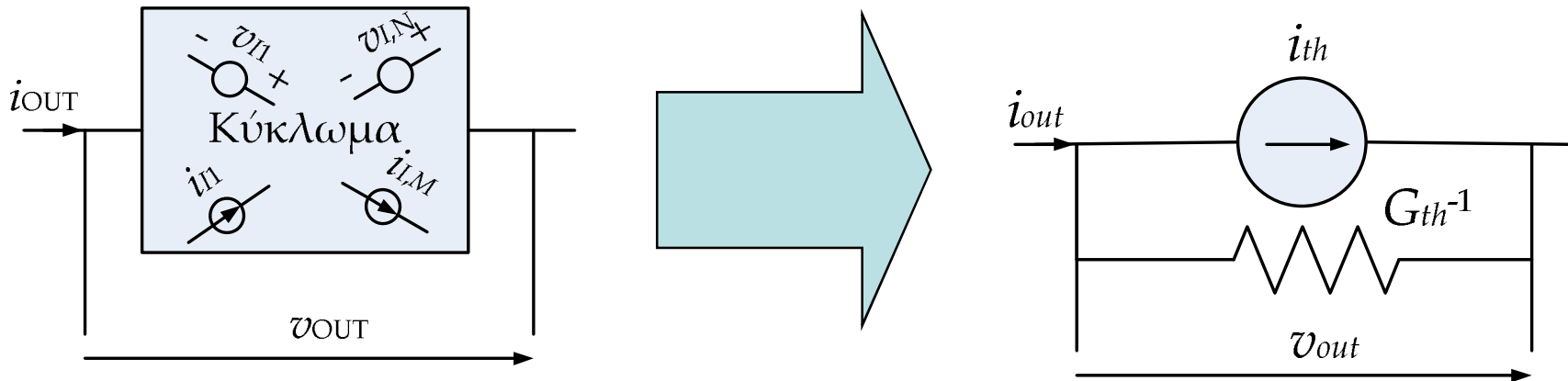
$$v_{th} = F_{v,1}v_{i,1} + \dots + F_{v,N}v_{i,N} + F_{i,1}i_{i,1} + \dots + F_{i,M}i_{i,M}$$

$$R_{th} = F_{out}$$

Θεώρημα Thevenin: Ένα οποιοδήποτε γραμμικό ηλεκτρικό κύκλωμα που έχει μία έξοδο μπορεί να αναπαρασταθεί ισοδύναμα με μία πηγή τάσης v_{th} (τάση Thevenin) σε σειρά με μία αντίσταση R_{th} (Αντίσταση Thevenin).

- ✓ Η τάση Thevenin προσδιορίζεται αν θεωρήσουμε πως το κύκλωμα είναι ανοικτό ($i_{out}=0$).
- ✓ Η αντίσταση Thevenin προσδιορίζεται αν θεωρήσουμε πως οι ανεξάρτητες πηγές ρεύματος είναι ανοικτά κυκλώματα (οπότε δίνουν μηδενικό ρεύμα) και οι ανεξάρτητες πηγές τάσης είναι βραχυκυκλώματα (οπότε παρέχουν μηδενική τάση).

Θεώρημα Norton



Θεώρημα Norton: Ένα οποιοδήποτε γραμμικό ηλεκτρικό κύκλωμα που έχει μία έξοδο μπορεί να αναπαρασταθεί ισοδύναμα με μία πηγή ρεύματος i_{th} (ρεύμα Norton) παράλληλα με μία αγωγιμότητα G_{th} (αγωγιμότητα Norton).

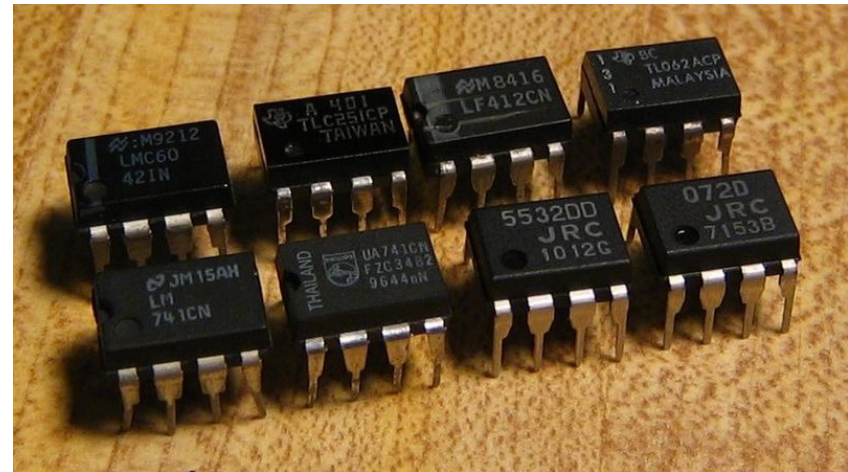
- ✓ Το ρεύμα Norton προσδιορίζεται αν θεωρήσουμε πως το κύκλωμα είναι βραχυκυκλωμένο ($v_{out}=0$).
- ✓ Η αγωγιμότητα Norton προσδιορίζεται αν θεωρήσουμε πως οι ανεξάρτητες πηγές ρεύματος είναι ανοικτά κυκλώματα (οπότε δίνουν μηδενικό ρεύμα) και οι ανεξάρτητες πηγές τάσης είναι βραχυκυκλώματα (οπότε παρέχουν μηδενική τάση).

Μέρος II

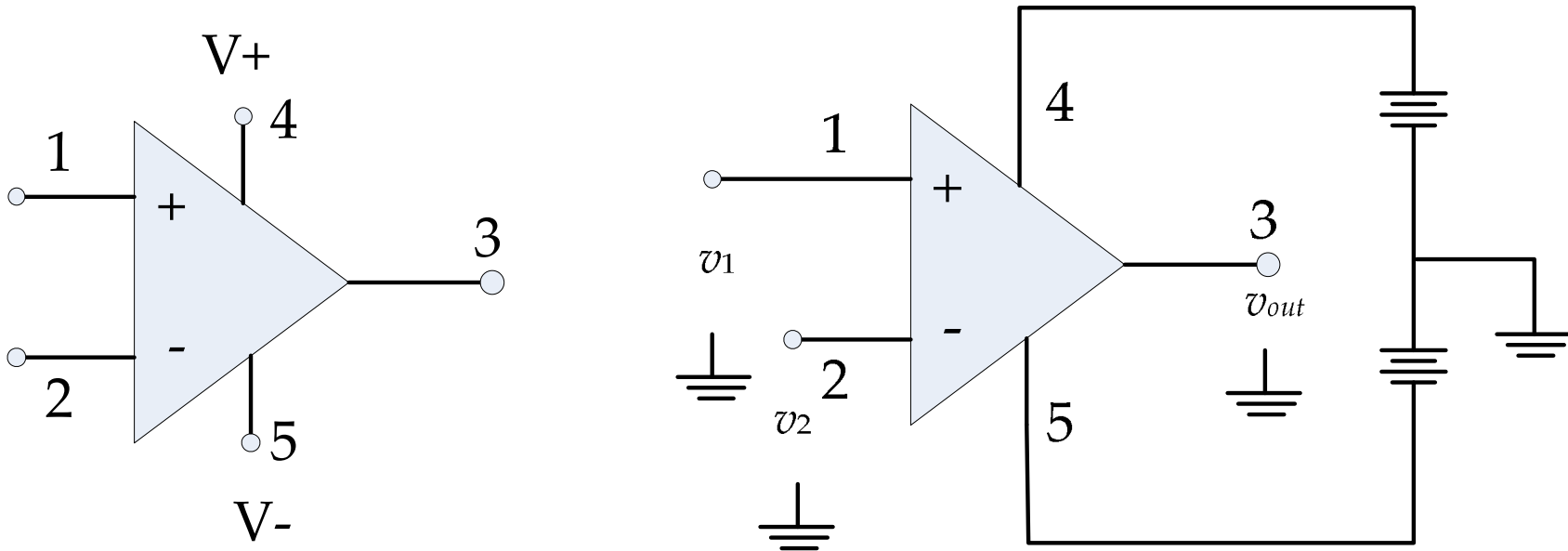
Τελεστικοί Ενισχυτές

Τελεστικοί Ενισχυτές (Τ.Ε.)

- ✓ Οι πρώτοι ΤΕ κατασκευάζοντουσαν με λυχνίες (!)
- ✓ Το πρώτο ολοκληρωμένο ΤΕ εμφανίστηκε στα μέσα της δεκαετίας του 60 (μΑ 709)
- ✓ Η δημοτικότητα τους οφείλεται στο γεγονός πως ένας σχεδιαστής κυκλωμάτων μπορεί να υλοποιήσει πολλές λειτουργίες χρησιμοποιώντας ΤΕ



Βασικοί Ακροδέκτες του ΤΕ



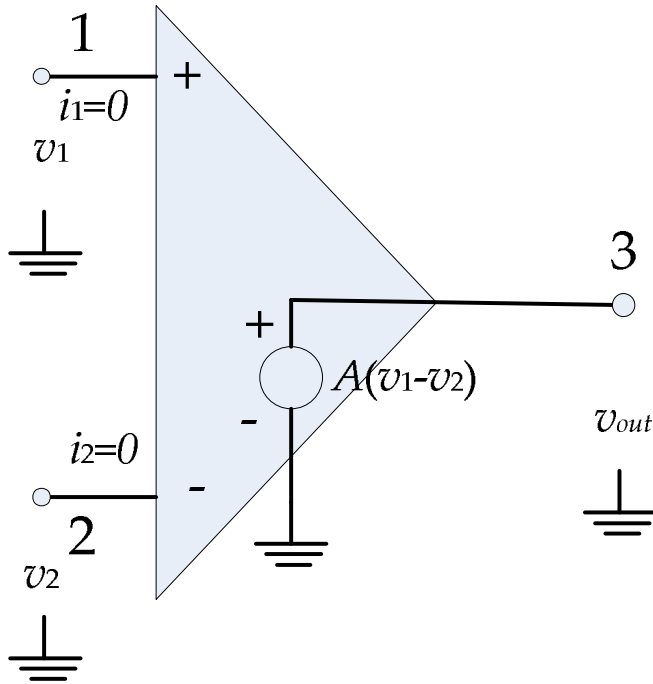
Ιδανικά: $v_{out} = A(v_1 - v_2)$

✓ Υπάρχουν και άλλοι ακροδέκτες σε έναν ΤΕ: Μηδενισμός Τάσης Εκτροπής (εξασφαλίζει ότι για $v_1=v_2$, θα έχουμε $v_{out}=0$, Αντιστάθμιση Συχνότητας.

✓ Η είσοδος «1» ονομάζεται μη-αναστρέφουσα ενώ η «2» ονομάζεται αναστρέφουσα.

✓ Η γη είναι στην ουσία ο κοινός ακροδέκτης των δύο τροφοδοτικών

Ιδανικός ΤΕ

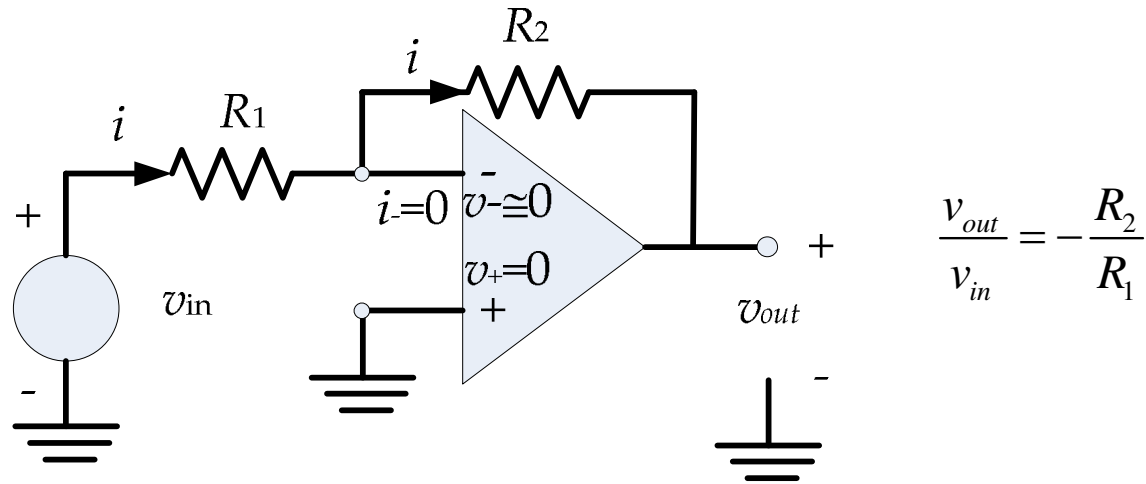


Το ρεύμα που εισέρχεται από τους ακροδέκτες εισόδου του τελεστικού είναι μηδέν.

Η ενίσχυση A ονομάζεται «κέρδος ανοιχτού βρόγχου» και:

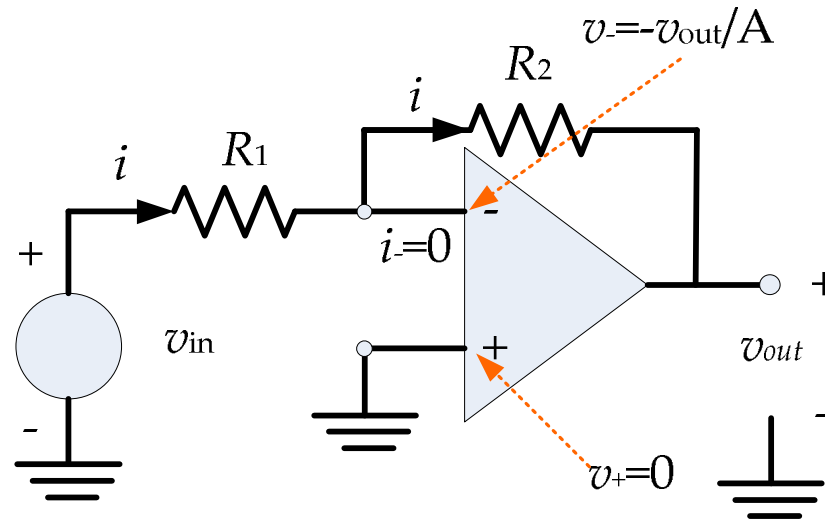
- ✓ δεν εξαρτάται από την συχνότητα (άπειρο εύρος ζώνης)
- ✓ είναι πολύ μεγάλη (θεωρητικά άπειρη).

Αναστρέφουσα Συνδεσμολογία



- ✓ Η μη αναστρέφουσα είσοδος είναι γειωμένη
- ✓ Το ρεύμα που εισέρχεται στην αναστρέφουσα είσοδο είναι ίσο με μηδέν, επομένως όλο το ρεύμα I που περνάει από την R_1 καταλήγει στην R_2
- ✓ η διαφορά δυναμικού v_{out} είναι πεπερασμένη και ίση με $A(v_+ - v_-)$. Επομένως επειδή το A είναι πάρα πολύ μεγάλο θα έχουμε $v_+ - v_- = v/A \approx 0$, οπότε $v_- \approx v_+ = 0$ (στην αναστρέφουσα είσοδο μεταφέρεται μία ιδεατή γη)
- ✓ Από το νόμο του Ohm, $v_{in} = iR_1$ και από το νόμο του Kirchhoff, $v_{out} = -iR_2$. Διαιρώντας κατά μέλη έχουμε $v_{out}/v_{in} = -R_2/R_1$.
- ✓ Δηλαδή για να φτιάξετε έναν ενισχυτή τάσης με οποιοδήποτε (σχεδόν!) κέρδος, απλά επιλέξτε σωστά τον λόγο R_2/R_1

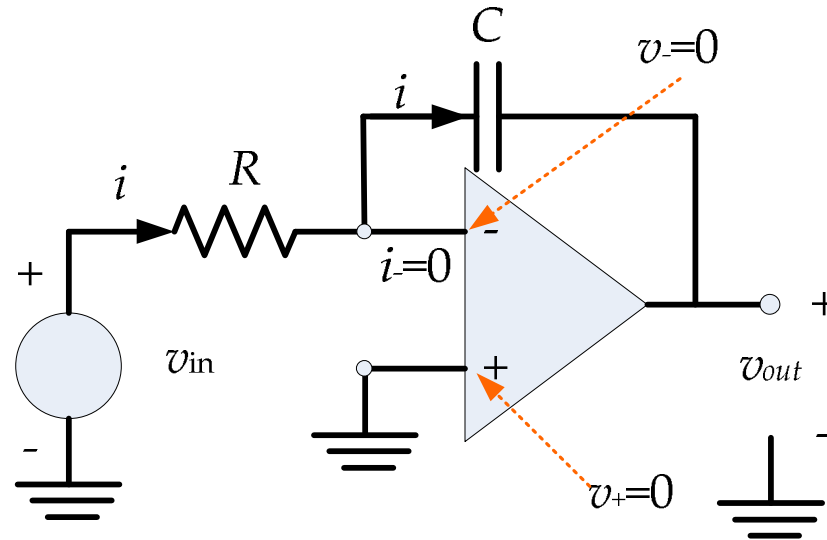
Αναστρέφουσα Συνδεσμολογία



- ✓ Στην περίπτωση που θέλουμε να λάβουμε υπόψη μας την πεπερασμένη διαφορική ενίσχυση A , τότε η αναστρέφουσα είσοδος θα έχει δυναμικό $v_- = -v_{out}/A$.
- ✓ Το ρεύμα που διαρρέει την R_1 θα είναι ίσο με $i = (v_- + v_{out}/A)/R_1$.
- ✓ Η τάση εξόδου θα είναι $v_{out} = -v_{out}/A - iR_2$
- ✓ Από τις δύο αυτές σχέσεις συνάγουμε εύκολα τον συντελεστή ενίσχυσης:

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{-R_2 / R_1}{1 + (1 + R_2 / R_1) / A} \xrightarrow{A \rightarrow \infty} -R_2 / R_1$$

Ολοκληρωτής με ΤΕ



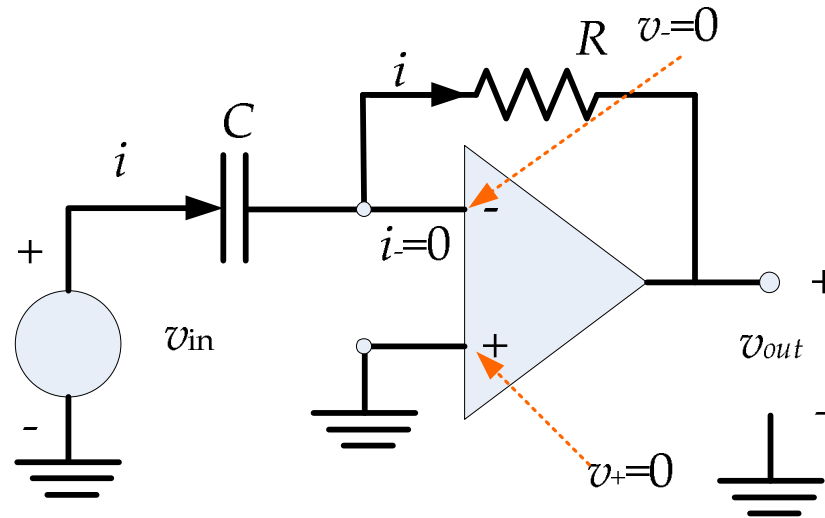
✓ Η παραπάνω διάταξη αναφέρεται σαν αναστρέφων ολοκληρωτής Miller

$$i(t) = \frac{v_{in}(t)}{R} = -C \frac{dv_{out}}{dt} \Rightarrow v_{out}(t) - v_{out}(t_0) = -(RC)^{-1} \int_{t_0}^t v_{in}(\tau) d\tau$$

✓ Η συνάρτηση μεταφοράς της διάταξης προκύπτει κατά τα γνωστά αν θεωρήσουμε αρμονικά σήματα οπότε χρησιμοποιούμε την προηγούμενη σχέση (ενισχυτής αναστρέφουσας συνδεσμολογίας θέτωντας $R_1=R$ και $R_2=(j2\pi fC)^{-1}$)

$$\frac{V_{out}(f)}{V_{in}(f)} = -\frac{1}{j2\pi fRC}$$

Διαφοριστής με ΤΕ



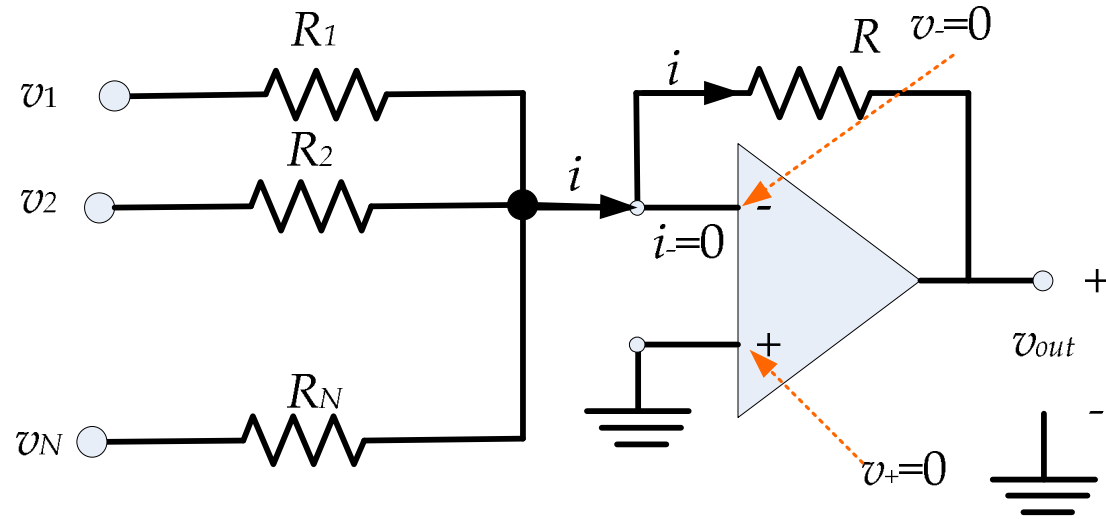
✓ Η παραπάνω διάταξη είναι ένας διαφοριστής

$$i(t) = \frac{v_{out}(t)}{R} = -C \frac{dv_{in}}{dt} \Rightarrow v_{out}(t) = -(RC) \frac{dv_{in}}{dt}$$

✓ Η συνάρτηση μεταφοράς της διάταξης προκύπτει κατά τα γνωστά αν θεωρήσουμε αρμονικά σήματα οπότε χρησιμοποιούμε την προηγούμενη σχέση (ενισχυτής αναστρέφουσας συνδεσμολογίας θέτωντας $R_2=R$ και $R_1=(j2\pi fC)^{-1}$)

$$\frac{V_{out}(f)}{V_{in}(f)} = -j2\pi fRC$$

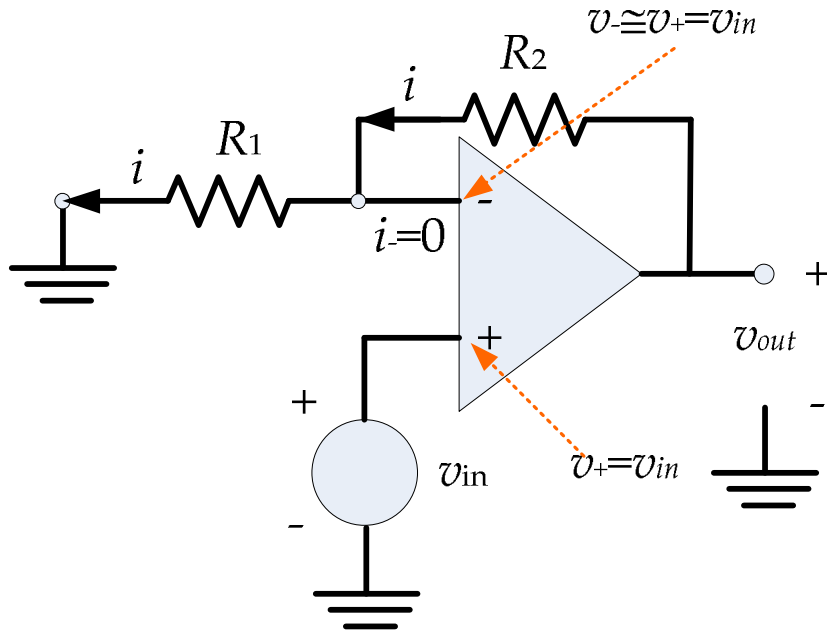
Αθροιστής με Βάση



$$i = \frac{v_1}{R_1} + \dots + \frac{v_N}{R_N} = -\frac{v}{R}$$

$$v_{out} = -\frac{R}{R_1}v_1 - \dots - \frac{R}{R_N}v_N$$

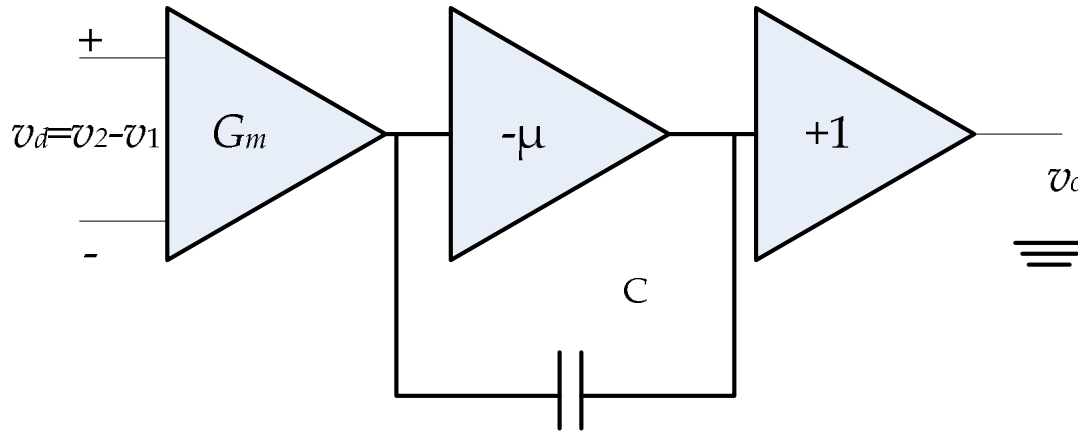
Μη Αναστρέφουσα Συνδεσμολογία



$$i = \frac{v_{in}}{R_1} = \frac{v_{out} - v_{in}}{R_2} \Rightarrow v_{out} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_{in}$$

- ✓ Το ρεύμα που εισέρχεται στην αναστρέφουσα είσοδο είναι ίσο με μηδέν.
- ✓ Το ρεύμα που διαρρέει την αντίσταση R_1 είναι ίσο με $i = v_{in}/R_1$.
- ✓ Το ρεύμα που διαρρέει την αντίσταση R_2 θα είναι ίσο με $i = (v_{out} - v_{in}) / R_2$.
- ✓ Στο κύκλωμα αυτό η φάση της εξόδου δεν αναστρέφεται (δηλαδή το κέρδος του ενισχυτή είναι θετικός αριθμός).

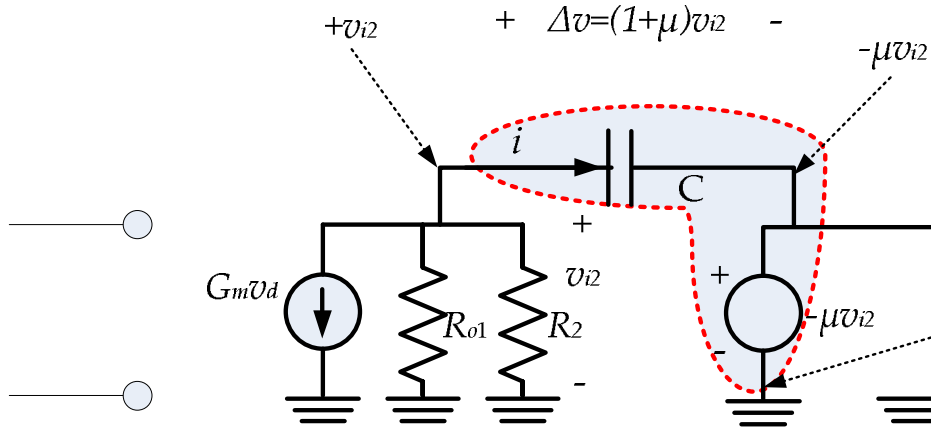
Εσωτερική Δομή Ολοκληρωμένων Τελεστικών



Οι τελεστικοί ενισχυτές αποτελούνται από τρία στάδια:

- ✓ Διαφορικό Ενισχυτή (σχηματίζει και ενισχύει την διαφορά των σημάτων εισόδου).
- ✓ Ενισχυτής Τάσης (ενισχύει περαιτέρω το διαφορικό σήμα).
- ✓ Απομονωτής Τάσης (μειώνει την αντίσταση εξόδου για καλύτερη προσαρμογή φάσης).
- ✓ Ο πυκνωτής C προσδίδει ευστάθεια (εξασφαλίζει πως ο τελεστικός δεν ταλαντώνεται) και σε αυτόν οφείλεται η συχνοτητική απόκριση του τελεστικού.

Εσωτερική Δομή Ολοκληρωμένων Τελεστικών

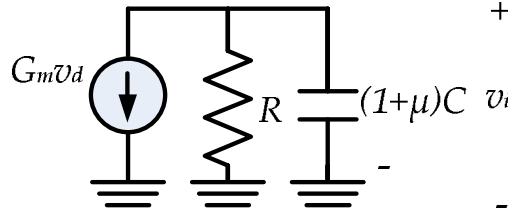
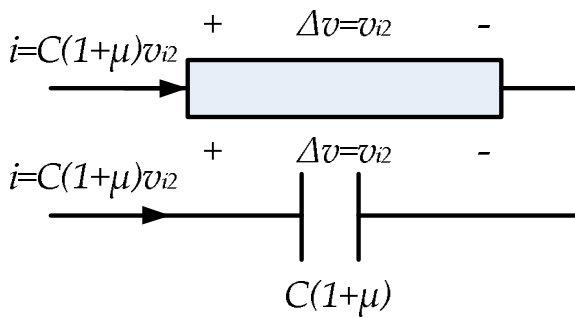


Το AC ισοδύναμο φαίνεται στο διπλανό σχήμα όπου:

✓ Έχουμε υποθέσει πως η τελευταία βαθμίδα είναι ιδανική και στην ουσία η αντίσταση εξόδου είναι μηδέν

✓ Αντικαθιστούμε το σύστημα πυκνωτή-πηγής τάσης με έναν ισοδύναμο πυκνωτή $(1+\mu)C$

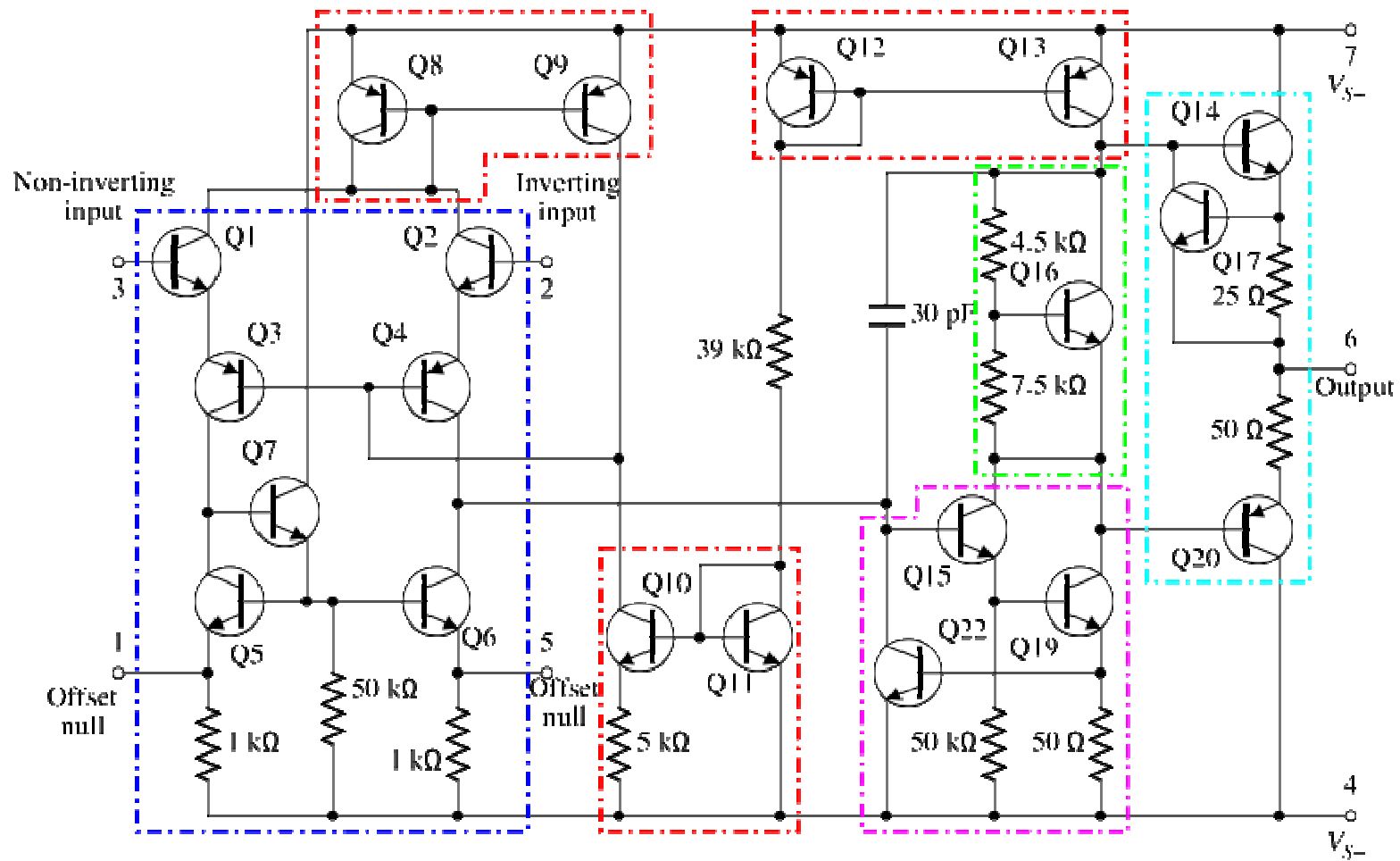
✓ $R=R_{o1} || R_2$



$$v_{i2} = -v_d \frac{G_m R}{1 + j2\pi f C(1 + \mu)R}$$

$$v_{out} = -\mu v_d \frac{\mu G_m R}{1 + j2\pi f C(1 + \mu)R}$$

Εσωτερική Δομή Ολοκληρωμένων Τελεστικών



Μη ιδανικότητες Τελεστικών Ενισχυτών

- ✓ Το κέρδος ανοιχτού βρόγχου A είναι πεπερασμένο και εξαρτάται από την συχνότητα:

$$A = A(f) = \frac{A_0}{1 + j(f/f_0)}$$

- ✓ Για μεγάλες συχνότητες υπερिशύει ο όρος (f/f_0) και έχουμε:

$$A = A(f) \cong -j \frac{A_0 f_0}{f} = -j \frac{f_t}{f}$$

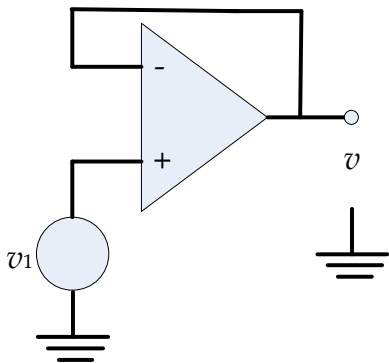
- ✓ Η συχνότητα $f_t = (A_0 f_0)$ ονομάζεται εύρος ζώνης μοναδιαίου κέρδους
- ✓ Για την αναστρέφουσα συνδεσμολογία, έχουμε:

$$\frac{V_{out}(f)}{V_{in}(f)} = -\frac{R_2/R_1}{1 + (1 + R_2/R_1)/A} = -\frac{R_2/R_1}{1 + \frac{1}{A_0} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + j \frac{f}{f_t(1 + R_2/R_1)}} \cong -\frac{R_2/R_1}{1 + j \frac{f}{f_t(1 + R_2/R_1)}}$$

Έχουμε δηλαδή μία έκφραση παρόμοια με αυτή του ανοιχτού βρόγχου, με την διαφορά πως η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους έχει γίνει $f_t(1 + R_2/R_1)$

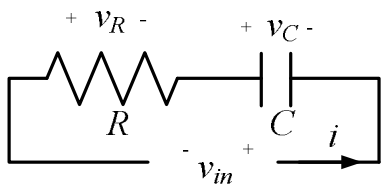
Κορεσμός Εξόδου και Ρυθμός Ανόδου

- ✓ Για μεγάλα σήματα εξόδου, ο τελεστικός έρχεται στον κόρο, δηλαδή το κέρδος ανοιχτού βρόγχου A μειώνεται
- ✓ Για το λόγο αυτό θα πρέπει οι τάσεις εισόδου του τελεστικού να κρατιούνται χαμηλότερες από συγκεκριμένες τιμές
- ✓ Επίσης εξαιτίας της εξάρτησης του A από την συχνότητα ο τελεστικός παρουσιάζει συμπεριφορά ανάλογη του κυκλώματος RC.

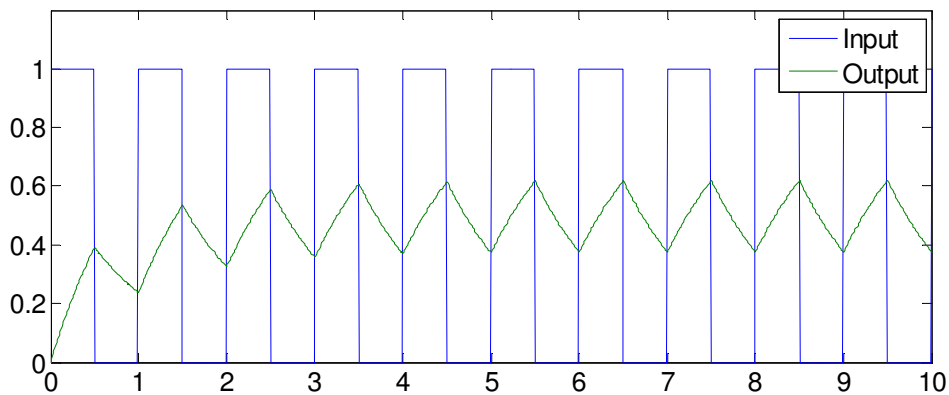


Π.χ., το διπλανό κύκλωμα ονομάζεται ακόλουθος μοναδιαίου κέρδους και προκύπτει από την μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία για $R_2=0$, $R_1=\infty$. Το κέρδος κλειστού βρόγχου είναι:

$$\frac{v_0}{v_1} = \frac{1}{1 + jf / f_t}$$

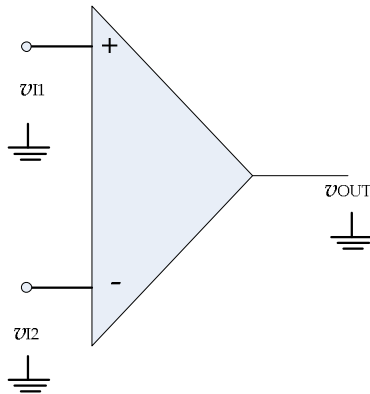


$$\frac{V_C}{V} = \frac{(j2\pi fC)^{-1}}{R + (j2\pi fC)^{-1}} = \frac{1}{1 + j2\pi fRC}$$



Απόρριψη Κοινού Σήματος

- ✓ Οι πραγματικοί τελεστικοί ενισχυτές δεν είναι ακριβώς διαφορικοί



$$v_{OUT} = F(v_{I1}, v_{I2})$$

- ✓ Χρησιμοποιώντας το ανάπτυγμα Taylor, έχουμε για τις AC τάσεις:

$$v_{out} \cong \frac{\partial F}{\partial v_{I1}} v_{i1} + \frac{\partial F}{\partial v_{I2}} v_{i2} = A_1 v_{i1} + A_2 v_{i2}$$

- ✓ Ορίζουμε το σήμα κοινού τρόπου v_c ως: $v_c = (v_{i1} + v_{i2})/2$

$$v_{i1} = (v_c + v_d)/2 \quad v_{i2} = (v_c - v_d)/2$$

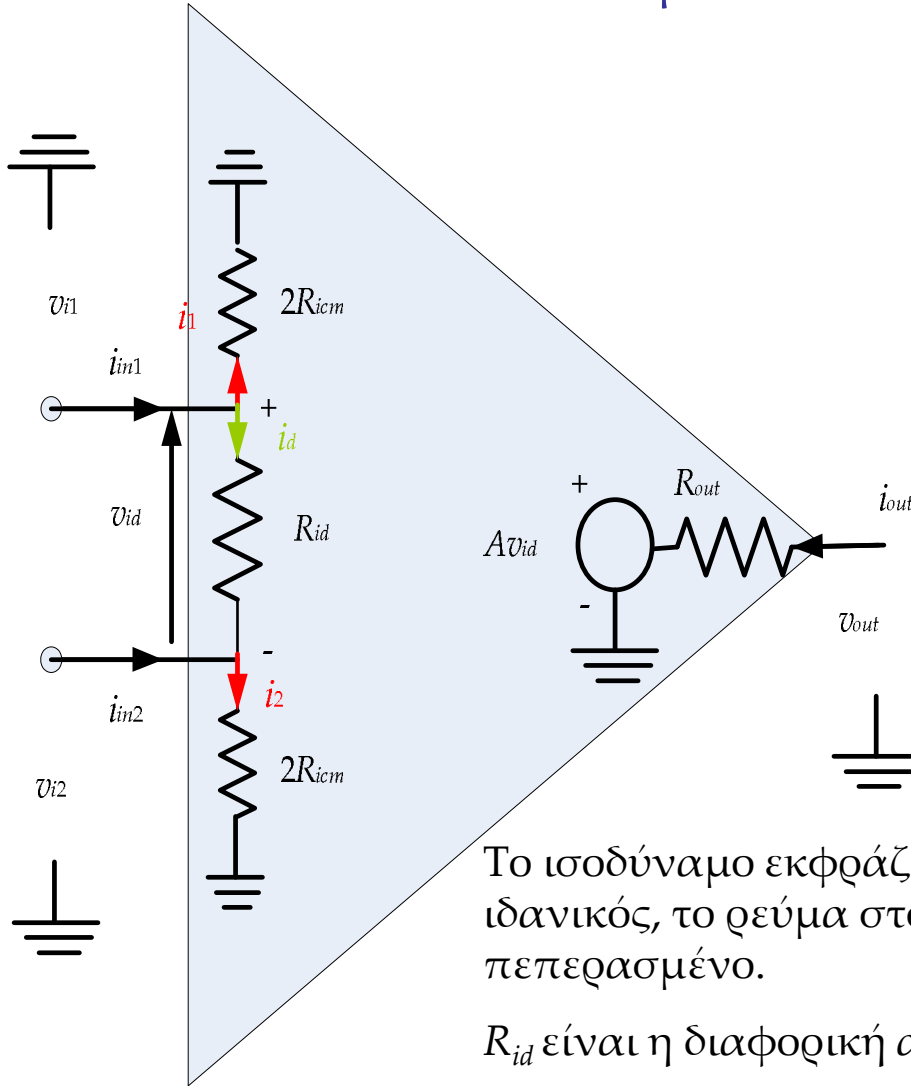
- ✓ Επομένως, η έξοδος γράφεται και ως εξής:

$$v_{out} \cong A_1 v_{i1} + A_2 v_{i2} = \frac{A_1 + A_2}{2} v_c + \frac{A_1 - A_2}{2} v_d = A v_d + B v_c$$

- ✓ Ιδανικά: $A_1 = -A_2$ οπότε ο κοινός τρόπος δεν ενισχύεται
- ✓ Ορίζουμε τον λόγο απόρριψης κοινού τρόπου (Common Mode Rejection Ratio – CMRR) ως:

$$CMRR = \left| \frac{A_1 - A_2}{A_1 + A_2} \right|^2 = \left| \frac{A}{B} \right|^2$$

ΑC ισοδύναμο Τελεστικού Ενισχυτή



$$i_{in1} = \frac{v_{i1}}{2R_{icm}} + \frac{v_{i1} - v_{i2}}{R_{id}}$$

$$i_{in2} = \frac{v_{i2}}{2R_{icm}} + \frac{v_{i2} - v_{i1}}{R_{id}}$$

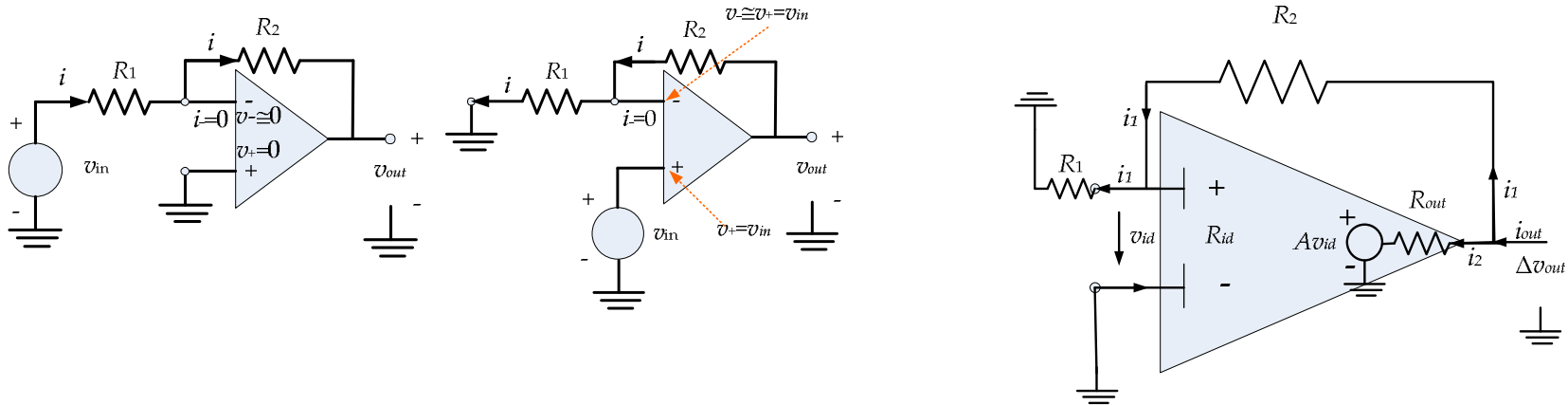
$$v_{out} = i_{out} R_{out} + A v_d$$

Το ισοδύναμο εκφράζει το γεγονός πως αν ο τελεστικός δεν είναι ιδανικός, το ρεύμα στους ακροδέκτες εισόδου θα είναι πεπερασμένο.

R_{id} είναι η διαφορική αντίσταση εισόδου ($\sim 1\text{M}\Omega$ ή μεγαλύτερη)

R_{icm} είναι η αντίσταση κοινού τρόπου ($\sim 100\text{M}\Omega$). Εκφράζει το γεγονός πως το ρεύμα εισόδου εξαρτάται και από τον κοινό τρόπο $(v_{in1} + v_{in2})/2$

Αντίσταση Εξόδου Κλειστού Βρόγχου



- ✓ Θεωρούμε άπειρη διαφορική αντίσταση εισόδου και κοινού τρόπου. Το AC ισodύναμο είναι το ίδιο τόσο για την αναστρέφουσα όσο και για την μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία.
- ✓ Για να βρούμε την αντίσταση εξόδου R_o του κυκλώματος κλειστού βρόγχου μηδενίζουμε την είσοδο του και στην έξοδο του τοποθετούμε μία πηγή Δv_{out} .
- ✓ Από το ισodύναμο παρατηρούμε πως έχει σχηματιστεί ένας διαιρέτης τάσης με τις αντιστάσεις R_1 και R_2 που συσχετίζει την v_{id} και v_{out} ως εξής:

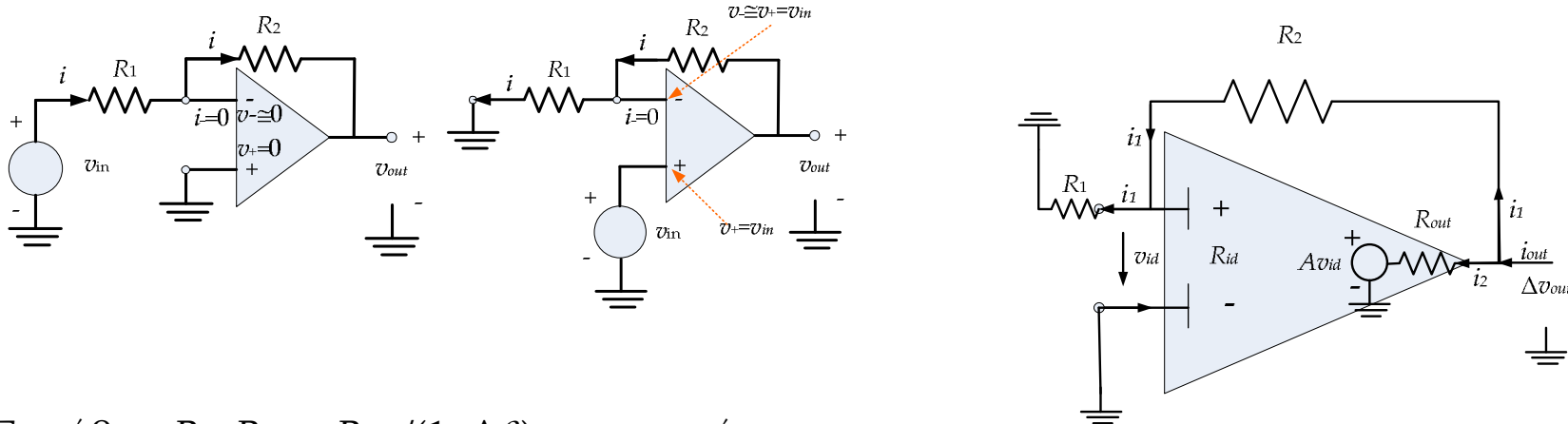
$$v_{id} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} \Delta v_{out}$$

- ✓ Το ρεύμα εξόδου θα είναι ίσο με $i_1 + i_2$, επομένως

$$i_{out} = \frac{\Delta v_{out}}{R_1 + R_2} + \frac{\Delta v_{out} - A v_{id}}{R_{out}} = \Delta v_{out} \left[\frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_{out}} + \frac{A R_1}{R_{out} (R_1 + R_2)} \right]$$

- ✓ Άρα: $R_o = (R_1 + R_2) \parallel [R_{out} / (1 + A\beta)]$ $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$

Αντίσταση Εξόδου Κλειστού Βρόγχου



✓ Συνήθως $R_1 + R_2 \gg R_{out}/(1 + A\beta)$ και επομένως:

$$R_0 \cong \frac{R_{out}}{1 + A\beta} \cong \frac{R_{out}}{A\beta}$$

✓ Επομένως αν $A\beta \gg 1$, η αντίσταση εξόδου της συνδεσμολογίας κλειστού βρόγχου, μικραίνει σημαντικά σε σχέση με αυτή του ανοιχτού βρόγχου.

✓ Αυτό είναι κοινό χαρακτηριστικό της ανάδρασης: Η αντίσταση R_2 είναι στην ουσία ένα δικτύωμα ανάδρασης το οποίο ανατροφοδοτεί την έξοδο του τελεστικού με την είσοδο του. Η ανάδραση έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της αντίστασης εισόδου ☺ και την μείωση της αντίστασης εξόδου ☺ αλλά και την μείωση του κέρδους του ενισχυτή ☹

Προβλήματα λειτουργίας στο DC

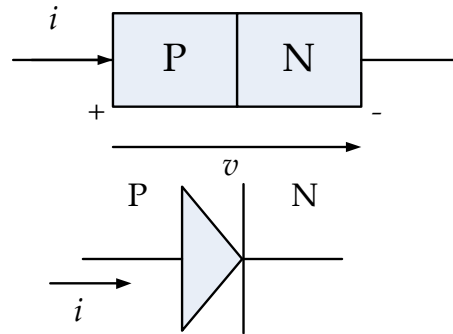
- ✓ Εξαιτίας της έλλειψης συμμετρίας των δομικών στοιχείων του ΤΕ, στην έξοδο μπορεί να έχουμε μία DC στάθμη ακόμα και αν οι είσοδοι του τελεστικού είναι μηδέν. Ισοδύναμα μπορούμε να θεωρήσουμε πως οι δύο του είσοδοι έχουν μια διαφορά δυναμικού V_{OS} (=τάση εκτροπής εισόδου του ΤΕ)
- ✓ Επίσης για να λειτουργήσει ο ΤΕ, θα πρέπει οι ακροδέκτες του να τροφοδοτηθούν με ένα ελάχιστο DC ρεύμα. Αυτό μπορεί να δημιουργήσει DC τάση εξόδου.

Μέρος III

Κυκλώματα Διόδων

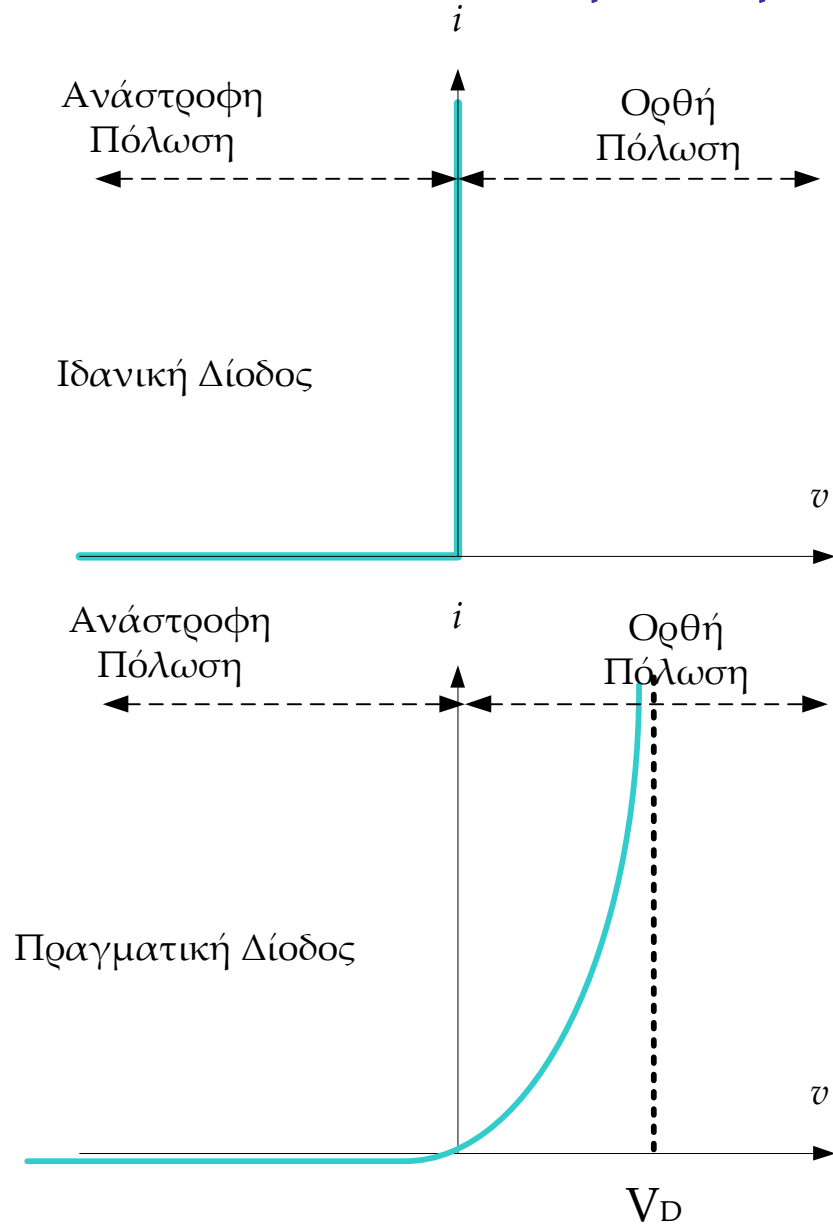
Δίοδοι Επαφής PN

- ✓ Στην ουσία οι δίοδοι είναι επαφές PN. Το κυκλωματικό τους σύμβολο είναι το εξής:



- ✓ Όπως είδαμε και προηγουμένως, όταν εφαρμόζεται ορθή πόλωση στην δίοδο, το φράγμα δυναμικού στην επαφή μειώνεται και περισσότεροι φορείς έχουν ενέργεια να το ξεπεράσουν. Από την περιοχή P ξεκινούν οπές ενώ από την περιοχή N ξεκινούν ηλεκτρόνια. Επομένως η συμβατική φορά του ρεύματος που διαρρέει την δίοδο όταν είναι ορθά πολωμένη, είναι από την περιοχή P στην περιοχή N.
- ✓ Το βέλος στο σύμβολο της διόδου δείχνει τη συμβατική φορά του ρεύματος που διαρρέει την δίοδο στην ορθή πόλωση.

Η ιδανική και η πραγματική διόδος



Η ιδανική διόδος συμπεριφέρεται σαν διακόπτη:

✓ Με το που γίνεται θετική η τάση στα άκρα του το ρεύμα απειριέζεται (βραχυκύκλωμα).

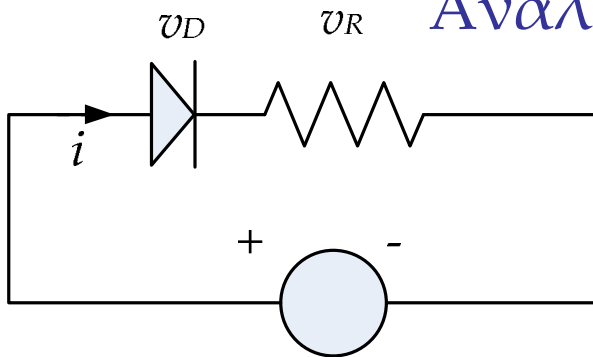
✓ Με αρνητική τάση το ρεύμα είναι ίσο με μηδέν (ανοιχτό κύκλωμα)

Στην πραγματική διόδο:

✓ Υπάρχει ένα ανάστροφο ρεύμα που οφείλεται στην διάχυση των φορέων (οπές από το N εγχέονται στο P, και ηλεκτρόνια από το P εγχέονται στο N)

✓ Το ρεύμα δεν γίνεται άπειρο στην ορθή πόλωση αλλά ακολουθεί εκθετική κατανομή. Η τάση V_D είναι της τάξης των 0.6-0.7Vt.

Ανάλυση του Απλού Ανορθωτή



$$v_{IN} = v_D(i) + iR$$

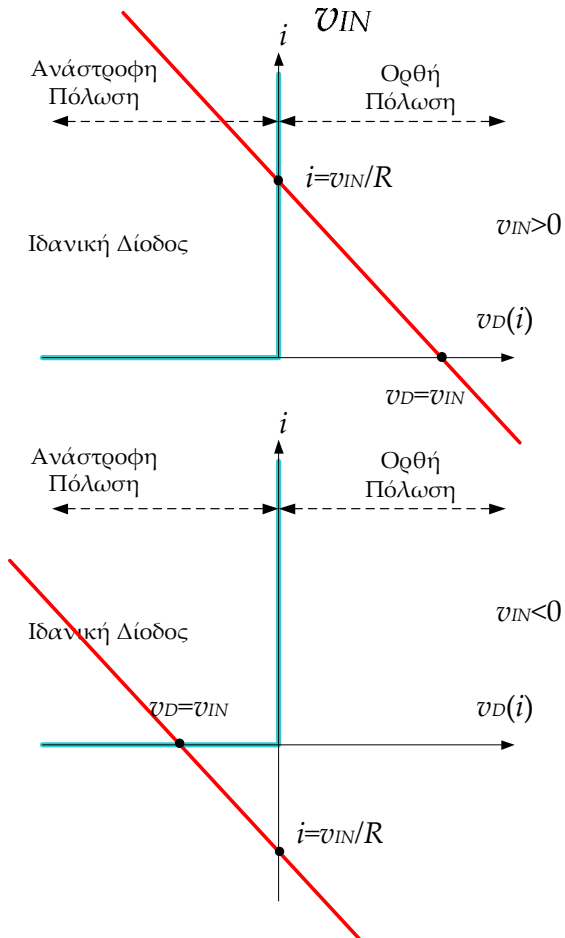
✓ Συνδέοντας μια ιδανική δίοδο σε σειρά με μία αντίσταση έχουμε το κύκλωμα του απλού ανορθωτή.

✓ Για να καταλάβουμε την λειτουργία του χρησιμοποιούμε μια γραφική μέθοδο, δηλαδή πάνω στην χαρακτηριστική της δίοδου χαράσσουμε την χαρακτηριστική $v_D = v_{IN} - iR$ η οποία είναι ευθεία και τέμνει τον άξονα I στο $v_D = v_{IN}$ και τον άξονα των τάσεων στο σημείο $i = v_{IN}/R$

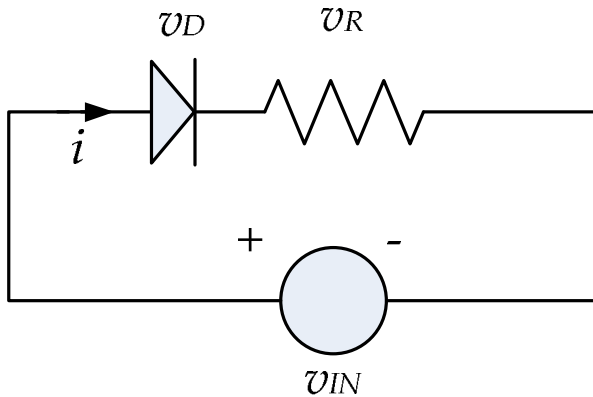
✓ Το σημείο τομής των δύο χαρακτηριστικών δίνει το σημείο λειτουργίας, δηλαδή τις τιμές ρεύματος i και τάσης v

✓ Για $v_{IN} > 0$, το σημείο τομής θα βρίσκεται πάντα στον άξονα των i και θα αντιστοιχεί στις τιμές $i = v_{IN}/R$, $v_D = 0$. Επομένως για θετικές τιμές τάσεως εισόδου θα έχουμε μηδενική πτώση τάσης στη δίοδο και $v_R = v_{IN}$.

✓ Για $v_{IN} < 0$, το σημείο τομής θα βρίσκεται πάντα στον άξονα των i και θα αντιστοιχεί στις τιμές $i = 0$, $v_D = v_{IN}$. Επομένως για αρνητικές τιμές τάσεως εισόδου θα έχουμε μηδενική πτώση τάσης στην αντίσταση $v_R = 0$.



Ανάλυση του Απλού Ανορθωτή



$$v_{IN} = v_D(i) + iR$$

✓ Συνδυάζοντας τις προηγούμενες παρατηρήσεις μπορούμε να χαράξουμε την χαρακτηριστική εισόδου (v_{IN}) και εξόδου (v_R).

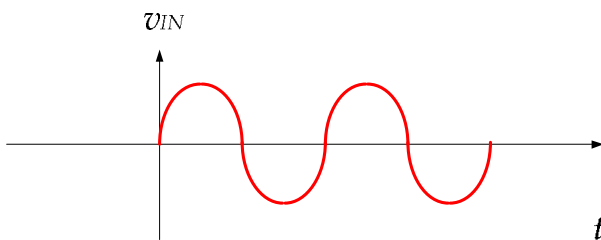
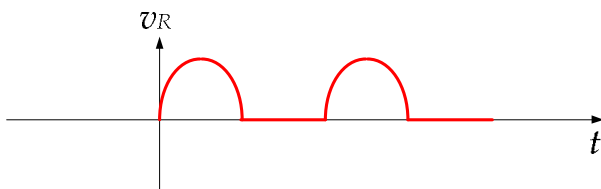
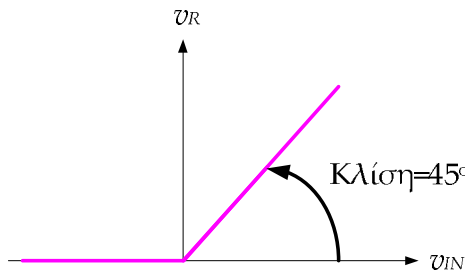
✓ Για $v_{IN} > 0$, $v_R = v_{IN}$.

✓ Για $v_{IN} < 0$, $v_R = 0$.

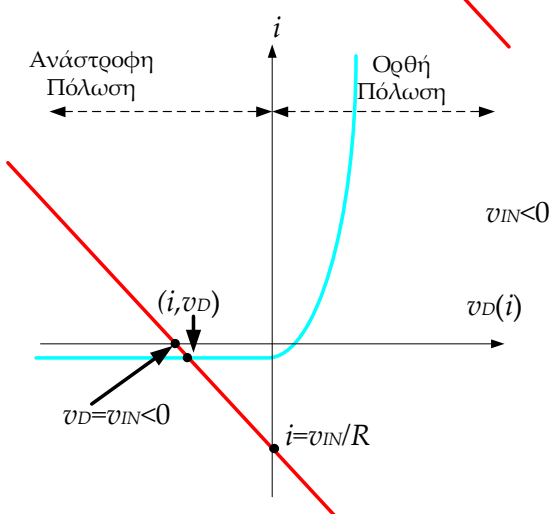
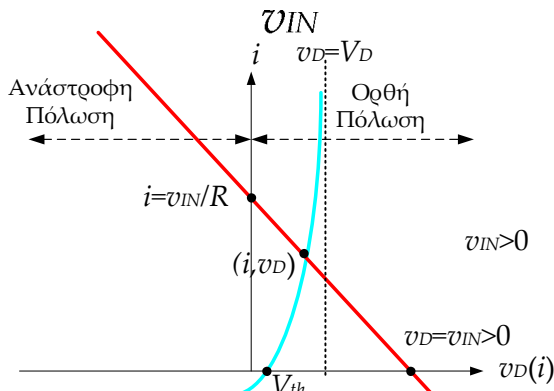
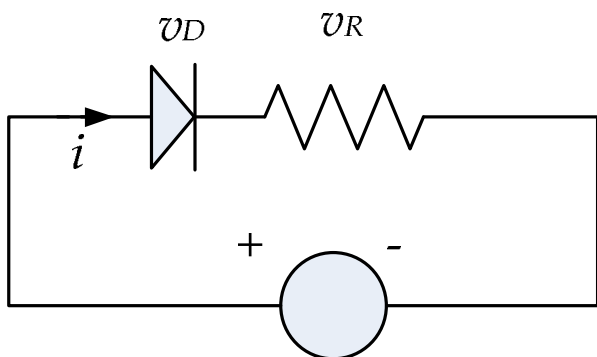
✓ Αν θεωρήσουμε ημιτονοειδές σήμα εισόδου τότε από την χαρακτηριστική βλέπουμε πως η τάση στα άκρα της αντίστασης θα έχει την μορφή ενός «ανορθωμένου» ημίτονου.

✓ Η δίοδος άγει μόνο την θετική ημιπερίοδο ($v_{IN} > 0$)

✓ Στην αρνητική ημιπερίοδο το ρεύμα που διαρρέει την αντίσταση είναι ίσο με μηδέν ($i=0$) και η δίοδος μαζεύει όλη την πτώση τάσης ($v_D = -|v_{IN}|$)



Απλή Ανόρθωση με Πραγματική Δίοδο



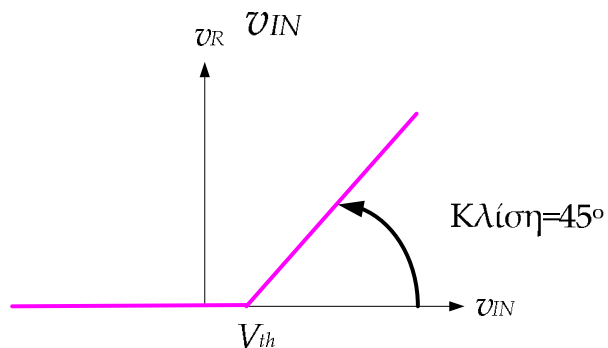
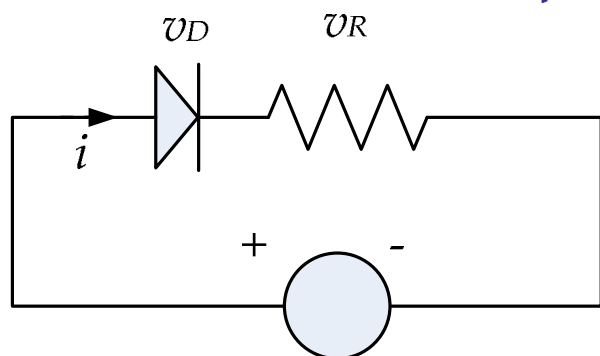
✓ Αν χρησιμοποιήσουμε μια πραγματική δίοδο θα πρέπει να λάβουμε υπόψη την χαρακτηριστική της στη γραφική μας ανάλυση.

✓ Όπως και πριν το σημείο τομής των δύο χαρακτηριστικών δίνει το σημείο λειτουργίας, δηλαδή τις τιμές ρεύματος i και τάσης v

✓ Για $v_{IN} > 0$, το σημείο τομής τώρα δεν βρίσκεται πάνω στον άξονα των i και αντιστοιχεί σε τιμές $i < v_{IN}/R$, $v_D > 0$. Επομένως για θετικές τιμές τάσεως εισόδου θα έχουμε μία μικρή πτώση τάσης στη δίοδο της τάξης των $V_D = 0.6 - 0.7Vt$ και $v_R = v_{IN} - v_D$. Επίσης για να έχουμε ρεύμα η τάση v_{IN} πρέπει να ξεπεράσει μία τιμή $V_{th} \cong V_D = 0.6 - 0.7Vt$

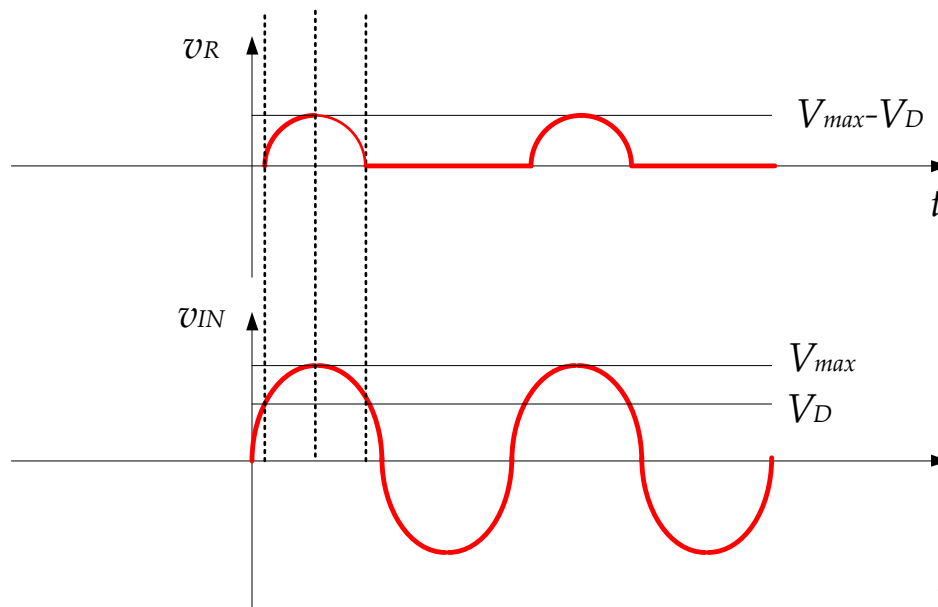
✓ Για $v_{IN} < 0$, το σημείο τομής θα βρίσκεται λίγο πιο κάτω από τον άξονα των i και θα αντιστοιχεί στις τιμές $i < 0$, $v_D \cong v_{IN}$. Επομένως για αρνητικές τιμές τάσεως εισόδου θα έχουμε σχεδόν μηδενική πτώση τάσης στην αντίσταση $v_R \cong 0$.

Απλή Ανόρθωση με Πραγματική Δίοδο

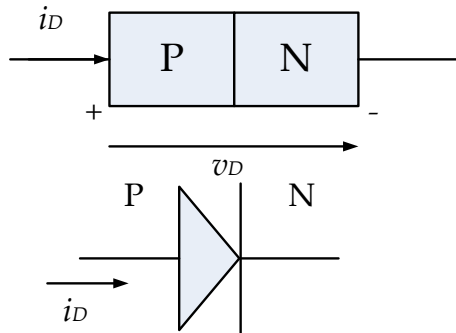


✓ Επομένως σε μία πρώτη προσέγγιση μπορούμε να θεωρήσουμε πως η χρήση μίας πραγματικής διόδου απλά μετατοπίζει την χαρακτηριστική του ανορθωτή στον άξονα του v_{IN} κατά $+V_{th} \cong V_D$. Όταν η τάση εισόδου ξεπεράσει το V_{th} τότε η πτώση τάσης πάνω στην δίοδο είναι σχεδόν ίση με V_{th} και η πτώση τάσης πάνω στην αντίσταση είναι $v_{IN} - V_{th}$

✓ Η έξοδος επομένως παραμένει μηδέν και για το διάστημα της θετικής ημιπεριόδου που χρειάζεται ώστε το σήμα v_{IN} να ξεπεράσει την τιμή V_{th}



Μοντέλο Ασθενούς Σήματος (AC ισοδύναμο)



✓ Μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τον εκθετικό νόμο που διέπει την σχέση ρεύματος τάσης σε μία πραγματική διόδο για να εξάγουμε τις παραμέτρους του AC ισοδυνάμου της.

$$i_D = I_S \exp\left(\frac{v_D}{\eta V_T}\right)$$

✓ Θεωρούμε μικρές AC μεταβολές γύρω από μεγάλες DC στάθμες για την τάση στα άκρα της διόδου.

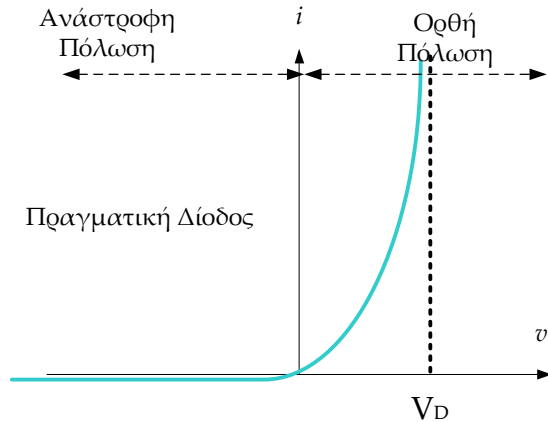
$$v_D = V_D + v_d \quad V_D \gg v_d$$

$$i_D = I_S \exp\left(\frac{V_D + v_d}{\eta V_T}\right) = I_S \exp\left(\frac{V_D}{\eta V_T}\right) \exp\left(\frac{v_d}{\eta V_T}\right) \cong I_D + \frac{I_D}{\eta V_T} v_d \quad I_D = I_S \exp\left(\frac{V_D}{\eta V_T}\right)$$

$$i_d = \frac{I_D}{\eta V_T} v_d = \frac{v_d}{r_d}$$

✓ Επομένως το AC ισοδύναμο της διόδου είναι απλά η αντίσταση r_d η οποία εξαρτάται από το ρεύμα πόλωσης I_D και τα χαρακτηριστικά της διόδου. Η αντίσταση r_d είναι της τάξης των μερικών Ω

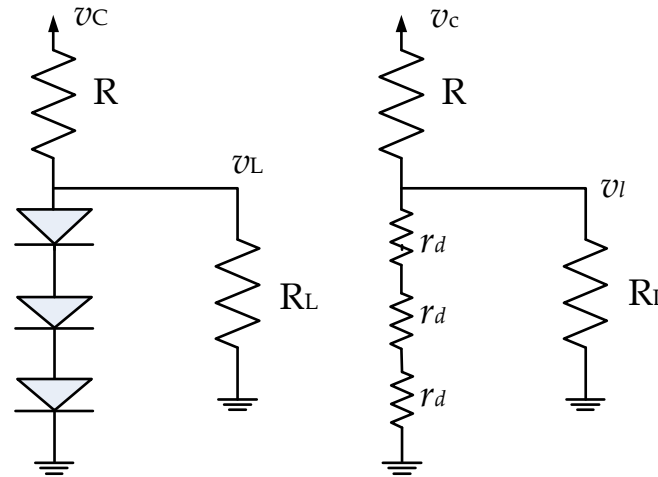
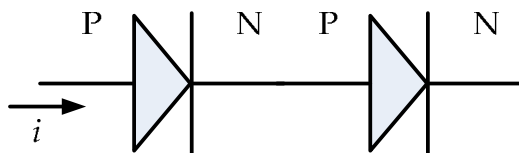
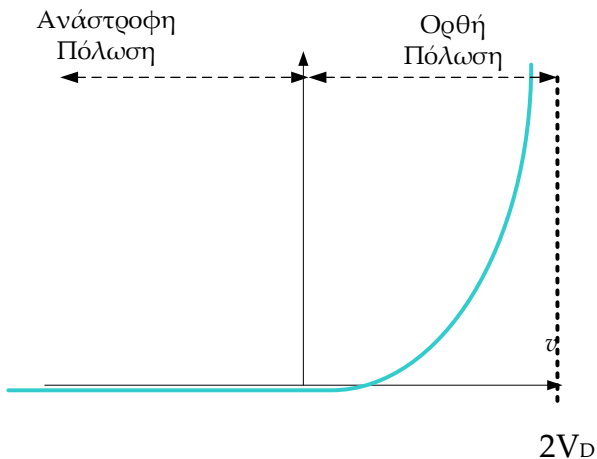
Σταθεροποίηση Τάσης με Απλές Διόδους



✓ Μία ορθά πολωμένη διόδος έχει την ιδιότητα να διατηρεί την τάση στα άκρα της σχεδόν σταθερή όσο ρεύμα και να περνάει από το εσωτερικό της.

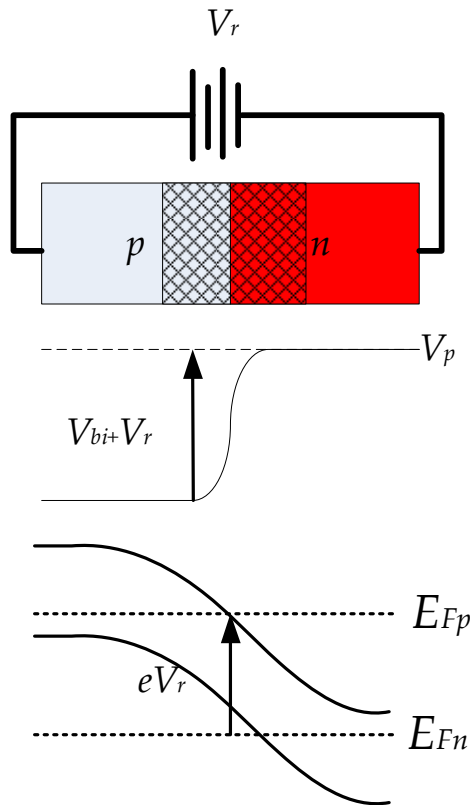
✓ Συνδυάζοντας περισσότερες διόδους σε σειρά μπορούμε να φτιάξουμε έναν σταθεροποιητή τάσης

✓ Για μικρές μεταβολές της τάσης μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε το AC ισοδύναμο. Για παράδειγμα:



$$v_l = v_c \frac{R_L \parallel 3r_d}{R_L \parallel 3r_d + R} \cong v_c \frac{3r_d}{3r_d + R}$$

Λειτουργία στην Περιοχή Διάσπασης – Δίοδοι Zener

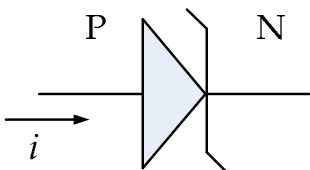


✓ **Φαινόμενο της χιονοστιβάδας:** Για πολύ μεγάλες τιμές πεδίου, ένα ηλεκτρόνιο από την στοιβάδα σθένους μπορεί να σκεδάσει ένα ηλεκτρόνιο στην στοιβάδα αγωγιμότητας και επομένως ο αριθμός των διαθέσιμων φορέων αυξάνει. Παρόμοια φαινόμενα συμβαίνουν και για τις οπές. Τα δύο ηλεκτρόνια αυτά μπορούν να σκεδάσουν επιπλέον ηλεκτρόνια και ούτω καθεξής (για το λόγο αυτό το φαινόμενο ονομάζεται χιονοστιβάδα)

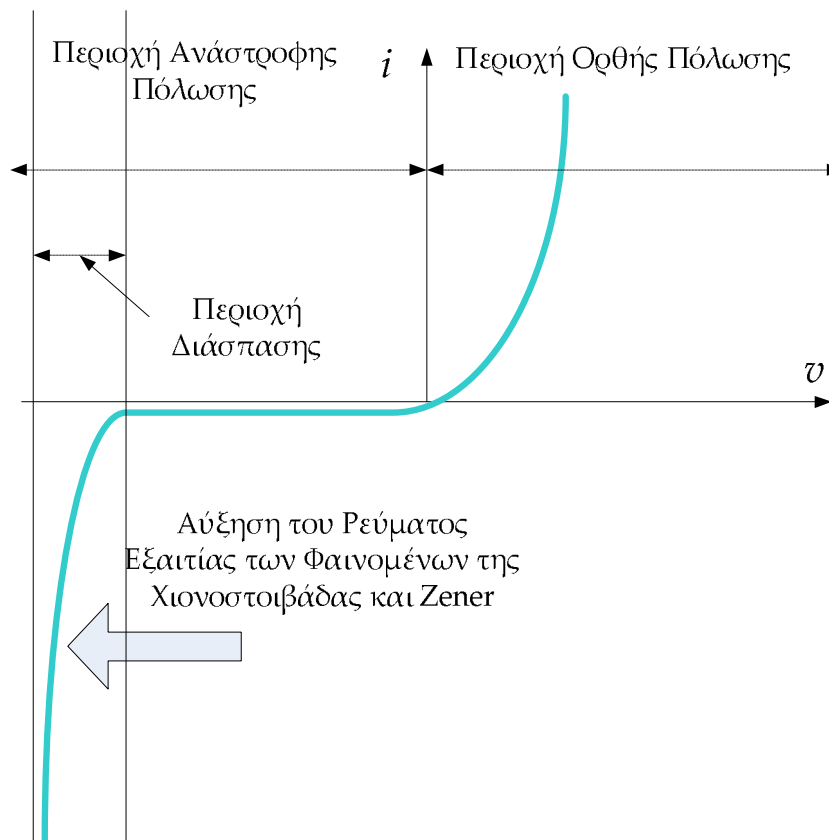
✓ **Φαινόμενο Zener (Φαινόμενο Σήραγγας):** Αν η διαφορά δυναμικού αυξηθεί πολύ τότε οι στάθμες ενέργειας των ηλεκτρονίων στην πλευρά p στην ζώνη σθένους θα ανέβουν υψηλότερα από το ενεργειακό χάσμα της πλευράς n και επομένως μπορούν να μεταφερθούν στην n μέσω του φαινομένου της σήραγγας. Στην ουσία το ηλεκτρικό πεδίο δίνει την ενέργεια που χρειάζεται ώστε τα ηλεκτρόνια να σπάσουν τους ομοιοπολικούς τους δεσμούς.

✓ Εξαιτίας των δύο φαινομένων δημιουργείται ένα πολύ μεγάλο ανάστροφο ρεύμα που μπορεί να κάψει την diode, εκτός αν ληφθούν κατάλληλα μέτρα κατά την κατασκευή της.

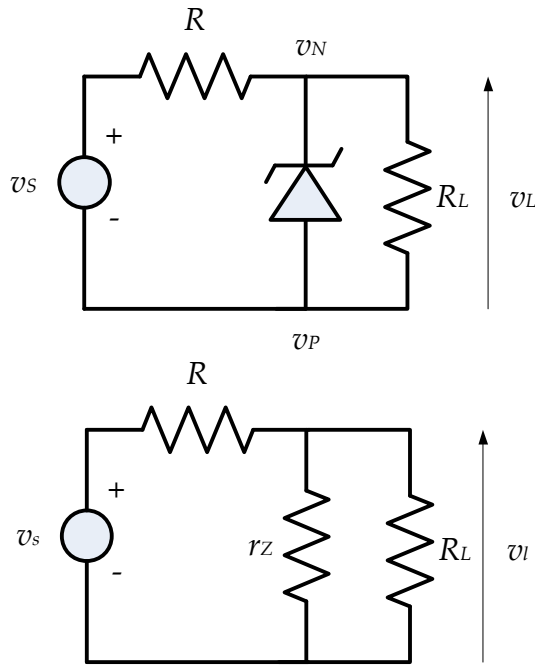
Η δίοδος Zener



- ✓ Η τάση V_{ZK} ονομάζεται τάση Zener και είναι της τάξης των μερικών Volt, συνήθως μεγαλύτερη 5V μέχρι και 75V!
- ✓ Η μεταβολή του ρεύματος στην περιοχή διάσπασης είναι πολύ απότομη.
- ✓ Στην περιοχή ανάστροφης διάσπασης το ισοδύναμο της Zener για τα AC σήματα είναι μία μικρή αντίσταση r_Z

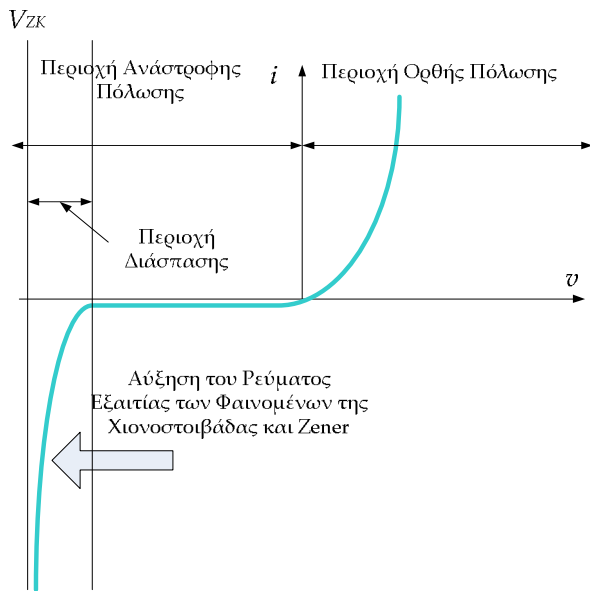


Σταθεροποίηση με Zener



- ✓ Στην περιοχή διάσπασης η τάση δεν μεταβάλλεται ακόμα και για μεγάλες μεταβολές του ρεύματος. Επομένως αν πολώσουμε την Zener στην περιοχή αυτή η τάση θα παραμένει σχεδόν ίση με $\Delta V = v_P - v_N = -V_{ZK}$ (ή $\Delta V = v_N - v_P = +V_{ZK}$ ανάλογα από που μετράμε την πτώση τάσης)
- ✓ Για τις AC μεταβολές της τάσης εισόδου μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε το AC ισοδύναμο και να γράψουμε

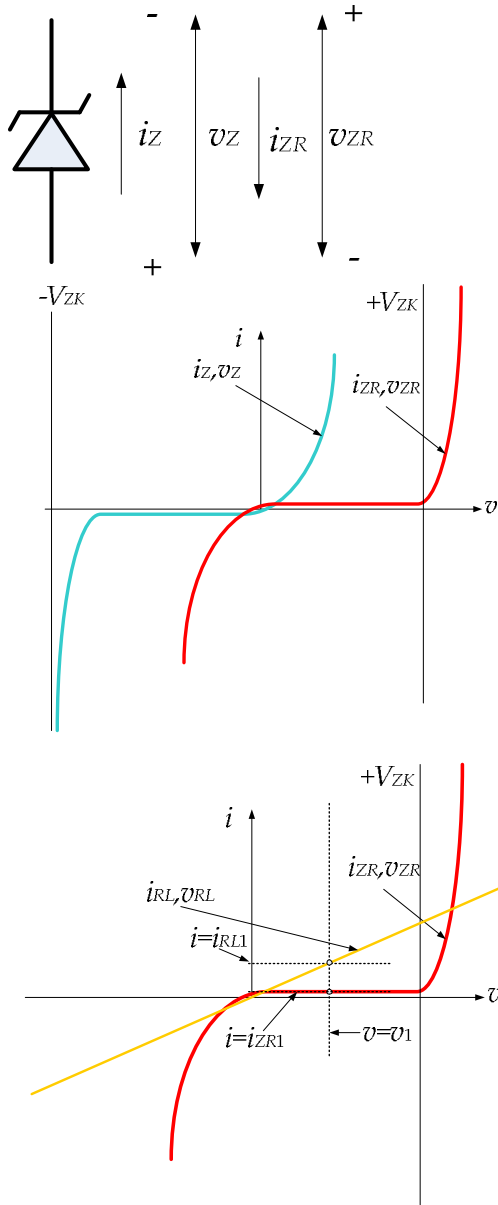
$$\frac{v_l}{v_s} = \frac{r_Z \parallel R_L}{r_Z \parallel R_L + R} \cong \frac{r_Z}{r_Z + R}$$



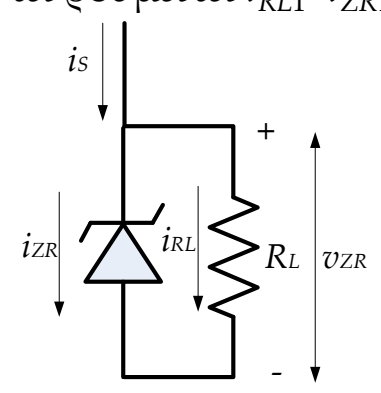
- ✓ Επομένως για $R \gg r_Z$ οι μεταβολές της τάσης πάνω στην R_L είναι πολύ μικρές και η συνολική (AC+DC) τάση μπορεί να γραφεί ως

$$v_L = V_{ZK} + \frac{r_Z}{r_Z + R} v_s$$

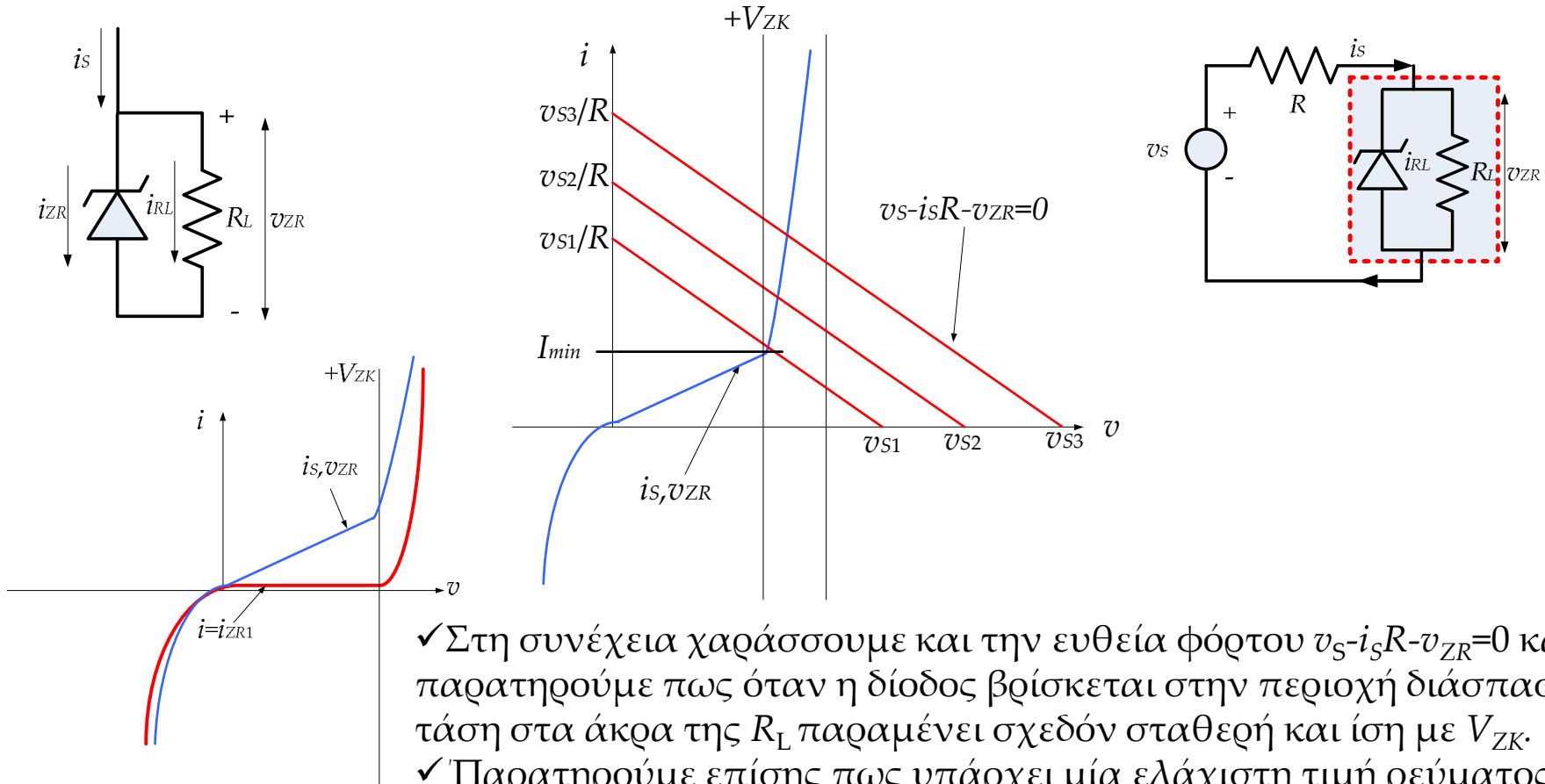
Ανάλυση Σταθεροποιητή Zener με την Γραφική Μέθοδο



- ✓ Μπορούμε να αναλύσουμε τον σταθεροποιητή Zener και με την γραφική μέθοδο
- ✓ Η χαρακτηριστική της Zener έχει υπολογιστεί θεωρώντας την φορά του ρεύματος i_Z και την φορά της τάσης v_Z . Για να αναλύσουμε τον σταθεροποιητή χρησιμοποιούμε την αντίστροφη φορά τόσο για το ρεύμα όσο και για την τάση, δηλαδή $i_{ZR} = -i_Z$ και $v_{ZR} = -v_Z$.
- ✓ Για να βρούμε την χαρακτηριστική της Zener ως προς τα $i_{ZR} = -i_Z$ και $v_{ZR} = -v_Z$ απλά παίρνουμε την συμμετρική ως προς το σημείο $i=0, v=0$.
- ✓ Για να βρούμε την χαρακτηριστική του παράλληλου συνδυασμού της R_L με την Zener χρησιμοποιούμε το γεγονός πως τα δύο στοιχεία έχουν την ίδια πτώση τάσης και το συνολικό ρεύμα i_S που διαρρέει τον παράλληλο συνδυασμό τους είναι $i_{RL} + i_{ZR}$. Επομένως χαράσσουμε και την χαρακτηριστική της αντίστασης R_L και για κάθε τιμή τάσης v_1 προσθέτουμε απλά τα ρεύματα $i_{RL1} + i_{ZR1}$ για να βρούμε το αντίστοιχο i_{S1}

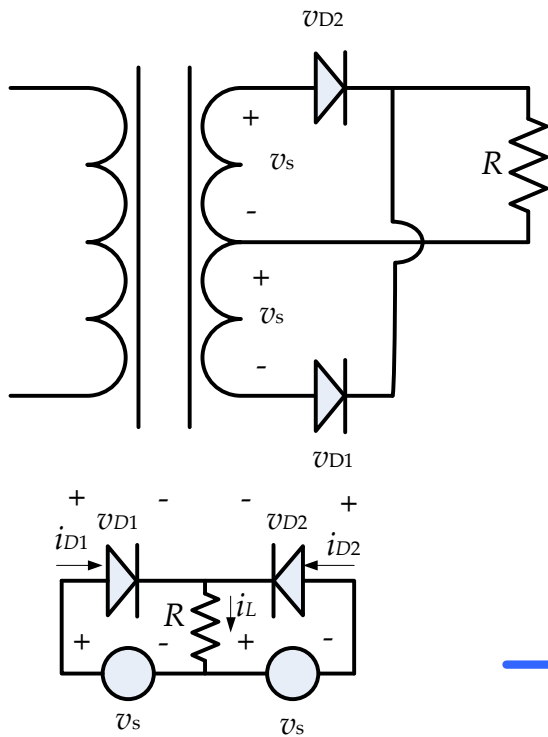


Ανάλυση Σταθεροποιητή Zener με την Γραφική Μέθοδο



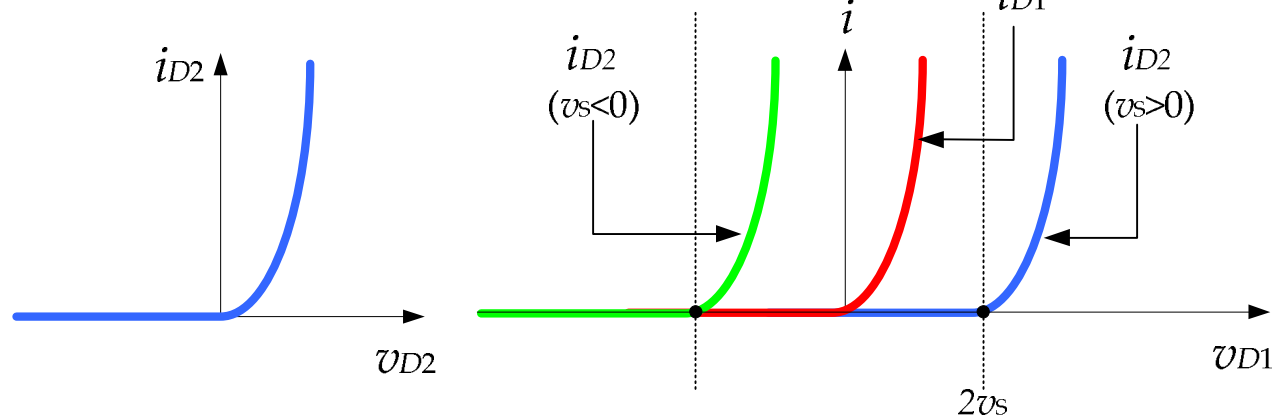
- ✓ Στη συνέχεια χαράσσουμε και την ευθεία φόρτου $v_s - i_s R - v_{ZK} = 0$ και παρατηρούμε πως όταν η διόδος βρίσκεται στην περιοχή διάσπασης, η τάση στα άκρα της R_L παραμένει σχεδόν σταθερή και ίση με V_{ZK} .
- ✓ Παρατηρούμε επίσης πως υπάρχει μία ελάχιστη τιμή ρεύματος κάτω από την οποία η διόδος δεν βρίσκεται στην περιοχή διάσπασης αλλά παραμένει ανάστροφα πολωμένη. Στην περιοχή αυτή, η διόδος εισάγει μια τεράστια αντίσταση R_{inv} και επειδή $R_{inv} \parallel R_L \cong R_L$, η τάση εξόδου θα είναι $v_L \cong R_L / (R + R_L) v_s$

Πλήρης Ανόρθωση



- ✓ Το διπλανό κύκλωμα χρησιμοποιεί δύο διόδους για να κάνει ανόρθωση. Ο μετασχηματιστής παρέχει την «μεσαία λήψη».
- ✓ Στην ουσία στην έξοδο του μετασχηματιστή είναι σαν να έχουμε δύο πηγές τάσης με ίδιο πλάτος v_s .

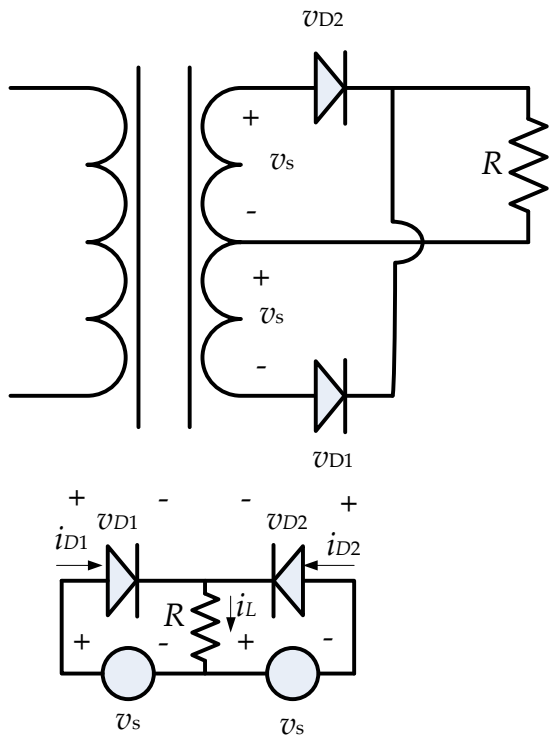
$$i_L = i_{D1} + i_{D2} \quad 2v_s - v_{D1} + v_{D2} = 0 \Rightarrow v_{D2} = v_{D1} - 2v_s$$



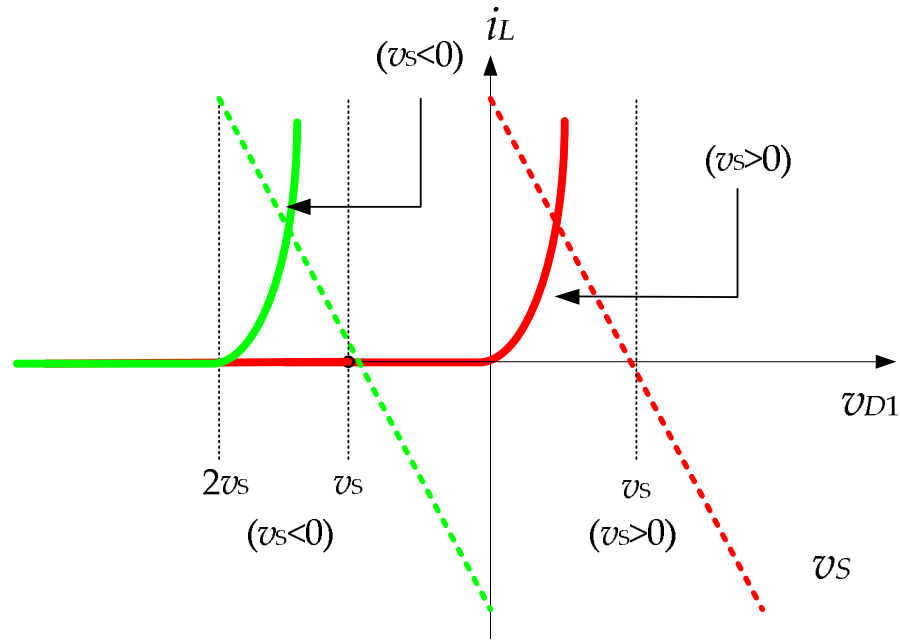
✓ Μπορούμε να αναλύσουμε το κύκλωμα χρησιμοποιώντας την γραφική μέθοδο.

Χρησιμοποιώντας την εξίσωση που συνδέει το v_{D1} και το v_{D2} μπορούμε να χαράξουμε την χαρακτηριστική που δίνει το ρεύμα i_{D2} με το v_{D1} . Παρατηρούμε πως πάντα το ρεύμα i_{D2} είναι θετικό ή μηδέν και επομένως το ρεύμα $i_L = i_{D1} + i_{D2}$ θα είναι πάντα θετικό. Όταν $v_s < 0$ έχουμε $i_{D1} = 0$ και επομένως μόνο η διάδος D2 είναι ανοικτή και $i_L \cong i_{D2}$. Αντίθετα όταν $v_s > 0$ μόνο η D1 είναι ανοικτή και $i_L \cong i_{D1}$.

Πλήρης Ανόρθωση



✓ Η χαρακτηριστική $i_L=f(v_{D1})$ έχει παρασταθεί γραφικά στο παρακάτω σχήμα:



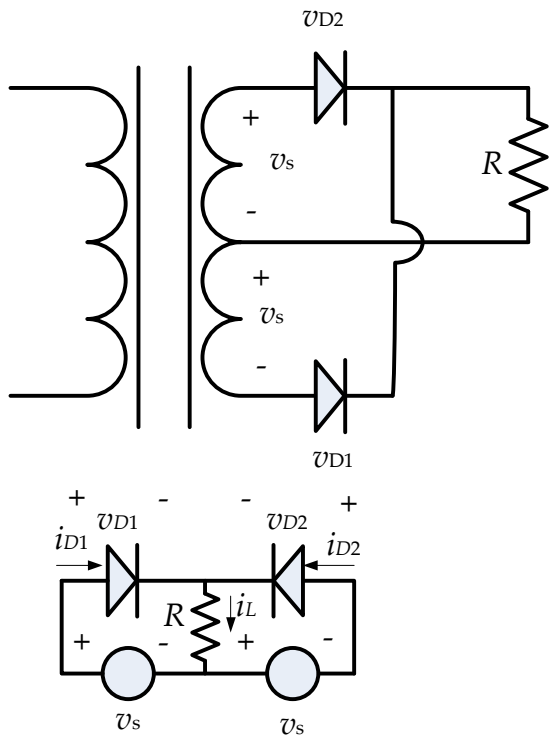
✓ Στην ίδια γραφική παράσταση μπορούμε να σχεδιάσουμε και την ευθεία φόρτου, δηλαδή την $v_s - v_{D1} - i_L R = 0$ η οποία τέμνει τους άξονες (i_L, v_{D1}) στο σημείο $(v_s/R_L, v_s)$. Παρατηρούμε πως το ρεύμα i_L δεν εξαρτάται από το πρόσημο του v_s , δηλαδή $i_L(v_s) = i_L(-v_s)$.

✓ Στην περίπτωση όπου $v_s > V_D$, έχουμε $i_L \cong (v_s - V_D)/R_L$ και επομένως $v_L = i_L R_L \cong (v_s - V_D)$

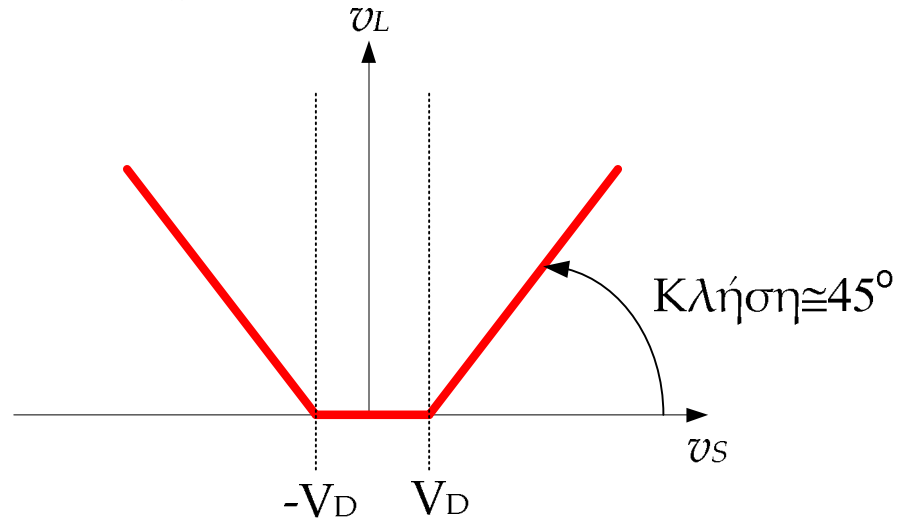
✓ Στην περίπτωση όπου $-V_D < v_s < V_D$, έχουμε $i_L \cong 0$ και επομένως $v_L \cong 0$

✓ Στην περίπτωση όπου $v_s > V_D$, έχουμε $i_L \cong |(v_s - V_D)|/R_L$ και επομένως $v_L = |i_L| R_L \cong |(v_s - V_D)|$

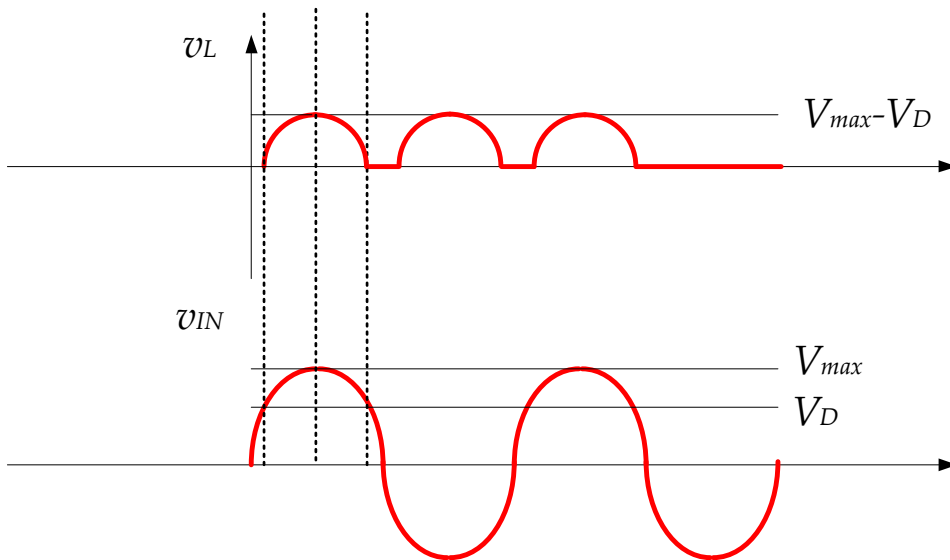
Πλήρης Ανόρθωση



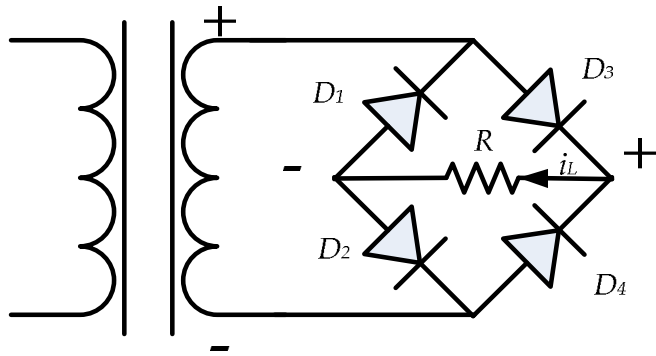
✓ Η χαρακτηριστική $v_L = f(v_{D1})$ έχει παρασταθεί γραφικά στο παρακάτω σχήμα:



Για $V_{max} \gg V_D$ λαμβάνουμε ένα σχεδόν ανορθωμένο ημίτονο!



Ανόρθωση με Χρήση Γέφυρας



Η ανόρθωση με την χρήση γέφυρας δεν χρειάζεται την μεσαία λήψη.

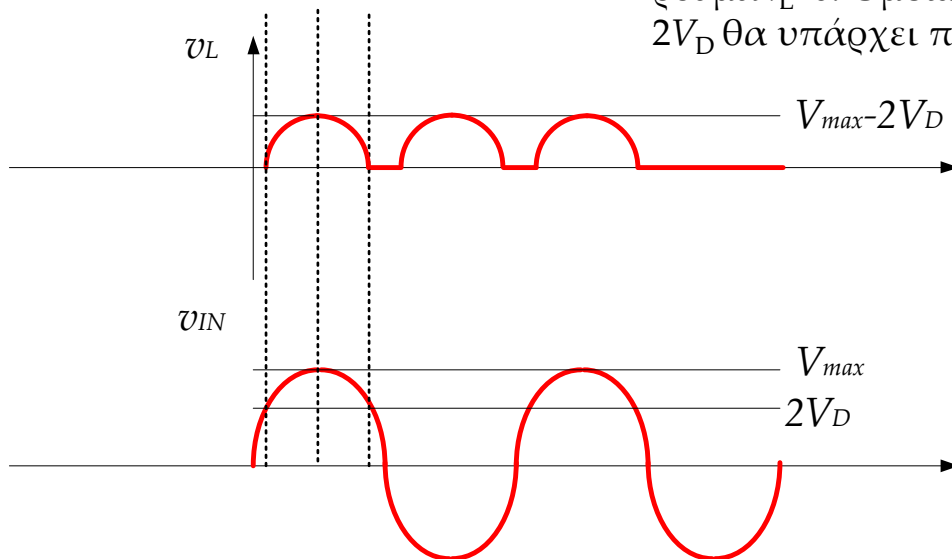
Δεδομένου πως $v_S - v_{D3} + v_{D4} = v_S + v_{D1} - v_{D2} = 0$ συνάγουμε πως:

✓ όταν $v_S > V_D$ τότε αν η D3 είναι ανοικτή ($v_{D3} = V_D$) η D4 θα πρέπει να είναι κλειστή, $v_{D4} = +V_D - v_S$. Επίσης αν η D2 είναι ανοικτή ($v_{D2} = V_D$) θα πρέπει η D1 να είναι κλειστή.

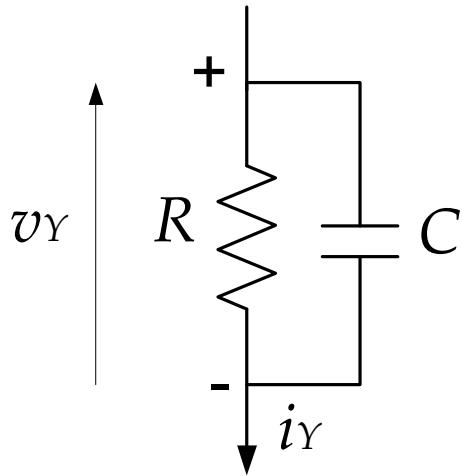
✓ Αν $v_S > -V_D$, τότε αν η διόδος D4 είναι ανοικτή έπεται πως η D3 είναι κλειστή. Επίσης αν η D1 είναι ανοικτή, θα πρέπει η D2 να είναι κλειστή.

✓ Για $-V_D < v_S < V_D$ τότε αν η D1 είναι κλειστή θα πρέπει και η D3 να είναι κλειστή. Ομοίως αν η D4 είναι κλειστή θα πρέπει και η D2 να είναι κλειστή.

Επίσης θα έχουμε $v_S - v_{D3} - i_L R_L - v_{D2} = 0$ οπότε για $v_S > 2V_D$ θα υπάρχει ρεύμα $i_L > 0$. Ομοίως και επειδή $v_S + v_{D1} - i_L R_L + v_{D4} = 0$, έπεται πως για $v_S < -2V_D$ θα υπάρχει πάλι ρεύμα $i_L > 0$.



Εξομάλυνση



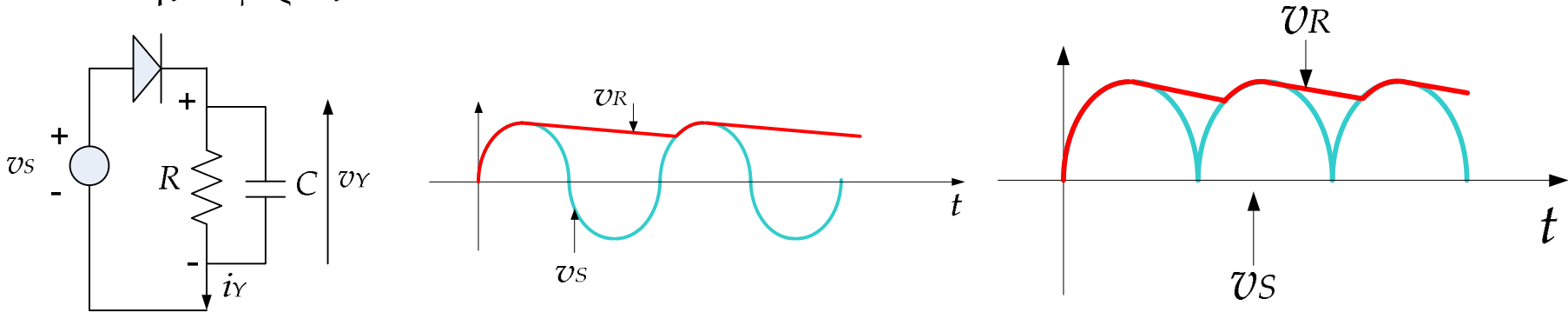
$$i_Y(t) = \frac{v_Y(t)}{R} + C \frac{dv_Y(t)}{dt}$$

Αν $i_Y(t)=0$, δηλαδή το κύκλωμα είναι ανοικτό, τότε έπεται πως:

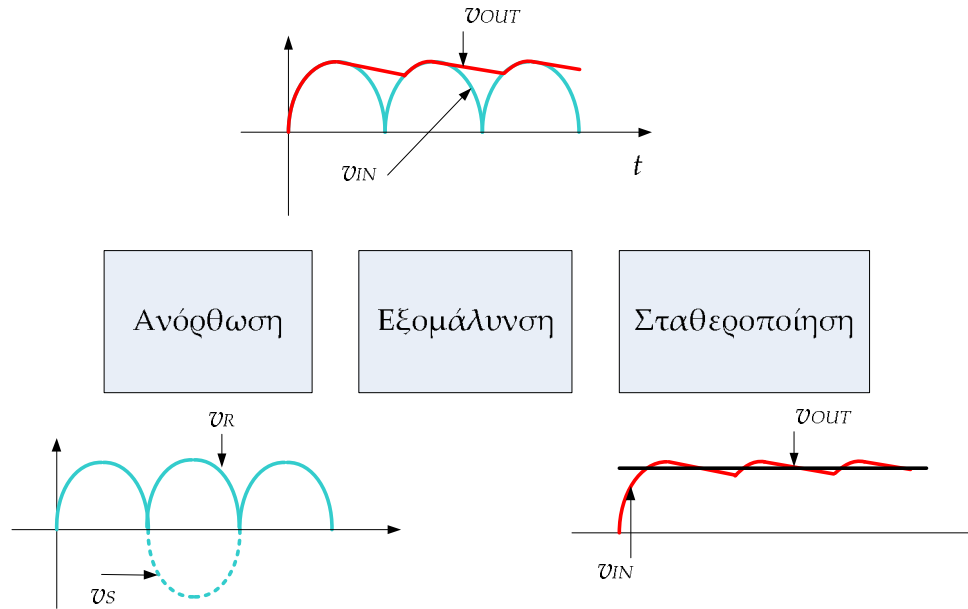
$$\frac{1}{v_Y(t)} \frac{dv_Y(t)}{dt} = -\frac{1}{RC} \Rightarrow v_Y(t) = v_Y(t_0) \exp\left(-\frac{t-t_0}{RC}\right)$$

Επομένως ο πυκνωτής σταδιακά εκφορτίζεται με ρυθμό που καθορίζει η σταθερά χρόνου του κυκλώματος $\tau=RC$

Στην περίπτωση όπου κάποια εξωτερική διέγερση αναγκάζει την τάση εισόδου να είναι ημιτονοειδής $v_Y=V_0\sin(\omega t)$ και έχουμε συνδέσει και μία δίοδο σε σειρά, τότε επειδή $v_R=v_C=v_Y-v_D$ έπεται πως η τάση στα άκρα της αντίστασης και του πυκνωτή αλλάζει σχεδόν ακαριαία $v_R=v_C=V_0\sin(\omega t)$ όταν η δίοδος είναι ανοικτή ($v_S-v_R > V_D \cong 0$). Όταν είναι κλειστή ($v_S-v_R < V_D \cong 0$) ο πυκνωτής εκφορτίζεται.



Τα τρία στάδια ενός τροφοδοτικού DC



Πολλές συσκευές (π.χ. Desktop PC, φορτιστές, κτλ κτλ), χρειάζονται τροφοδοσία σταθερή (DC) και επομένως πρέπει να μετατρέψουμε το AC ρεύμα που μας δίνει το δίκτυο της ΔΕΗ σε DC. Σύμφωνα με τα κυκλώματα που είδαμε, αυτό γίνεται σε δύο στάδια:

1. Ανόρθωση: Λαμβάνουμε μόνο την θετική ημιπερίοδο (μερική ανόρθωση) ή αντιστρέφουμε την αρνητική ημιπερίοδο (πλήρης ανόρθωση)
2. Εξομάλυνση: Χρησιμοποιώντας ένα φίλτρο RC εξομαλύνουμε την τάση
3. Σταθεροποίηση: Χρησιμοποιούμε μία δίοδο Zener για να σταθεροποιήσουμε την τάση εξόδου.

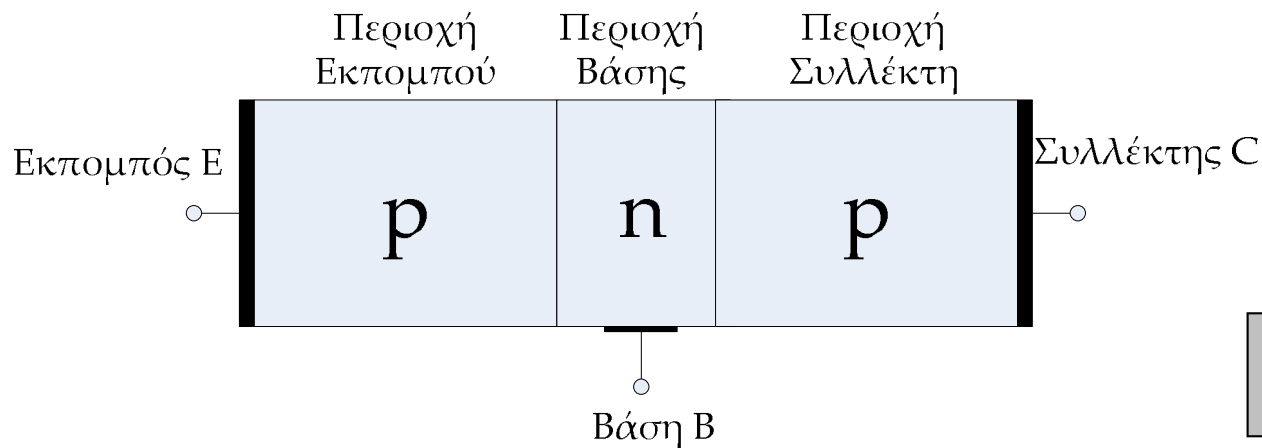
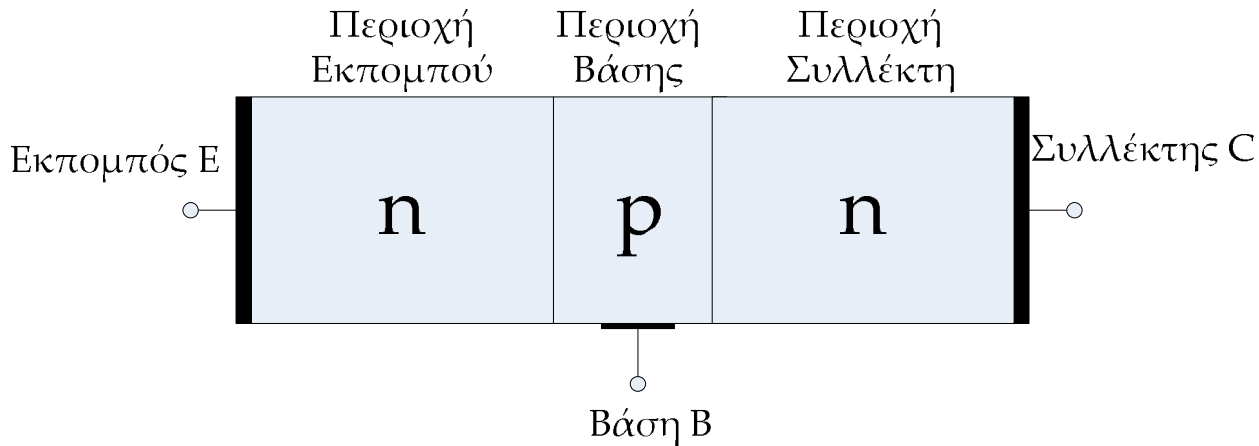
Μέρος V

Διπολικά Τρανζίστορ

Διπολικά Τρανζίστορ

- ✓ Τα διπολικά τρανζίστορ επαφής (bipolar junction transistors –BJT) υλοποιήθηκαν για πρώτη φορά από τους John Bardeen, Walter Brattain και William Bradford Shockley, των Bell Telephone Laboratories το 1947.
- ✓ John Bardeen (1908 – 1991) είναι ο μόνος που έχει κερδίσει δύο φορές το βραβείο Νόμπελ φυσικής: Το 1956 για την ανακάλυψη του transistor και το 1972 για την βασική θεωρία της υπεραγωγιμότητας.
- ✓ Τα διπολικά τρανζίστορ χρησιμοποιήθηκαν κατά κόρον για την σχεδίαση ολοκληρωμένων ηλεκτρονικών κυκλωμάτων επί τρεις δεκαετίες. Στις μέρες μας, έχουν αντικατασταθεί από τα CMOS τρανζίστορ
- ✓ Χρησιμοποιούνται ακόμα σε διακριτά κυκλώματα και όποτε χρειάζεται να έχουμε καλή απόκριση στις υψηλές συχνότητες.

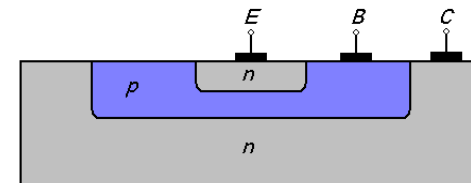
Φυσική Δομή



✓ Τα διπολικά τρανζίστορ αποτελούνται από δύο επαφές pn.

✓ Ανάλογα με το είδος των υλικών έχουμε τρανζίστορ npn και pnp.

✓ Το καθεστώς λειτουργίας καθορίζεται από το πως είναι πολωμένες οι δύο επαφές.



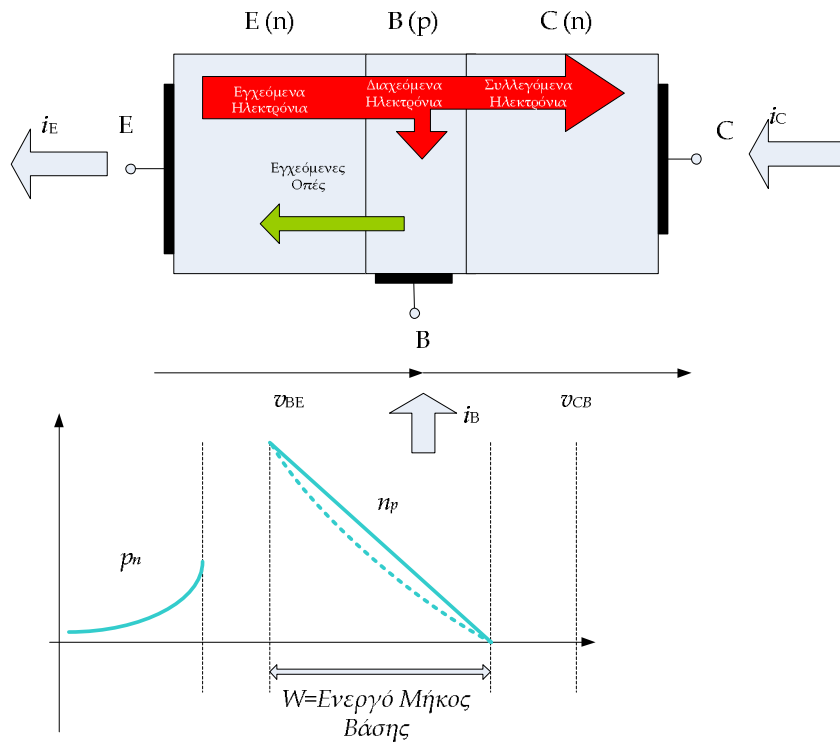
✓ Το τρανζίστορ θα λέμε πως βρίσκεται:

✓ Στην περιοχή αποκοπής, όταν και οι δύο δίοδοι είναι ανάστροφα πολωμένες

✓ Στην ενεργό περιοχή, όταν η επαφή Εκπομπού-Βάσης (EB) είναι ορθά πολωμένη και η Βάσης-Συλλέκτη (BC) ανάστροφα πολωμένη.

✓ Στην περιοχή κορεσμού, όταν και οι δύο δίοδοι είναι ορθά πολωμένες

Ροή Ρευμάτων στην Ενεργό Περιοχή



✓ Το ρεύμα του εκπομπού i_E προκύπτει από την μεταφορά (έγχυση) ηλεκτρονίων από το E προς την B και από την έγχυση οπών από το B στο E.

✓ Συνήθως ο εκπομπός κατασκευάζεται ώστε να έχει υψηλό επίπεδο νόθευσης σε αντίθεση με την βάση οπότε το ρεύμα των ηλεκτρονίων είναι πολύ σημαντικό.

✓ Εξαιτίας της κατανομής των φορέων τα ηλεκτρόνια που εγχέονται στην βάση, διαχέονται διαμέσου της περιοχής της βάσης προς το συλλέκτη.

✓ Το ρεύμα της βάσης αποτελείται από οπές που εγχέονται από το B στο E και από ένα μικρό αριθμό οπών που αντικαθιστούνε τις οπές που επανασυνδέθηκαν στη βάση.

✓ Το ρεύμα συλλέκτη οφείλεται στην διάχυση των ηλεκτρονίων του εκπομπού διαμέσου της βάσης.

Εξισώσεις για τα ρεύματα του BJT

$$i_C = I_S \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)$$

$$i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_S}{\beta} \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)$$

$$i_E = i_C + i_B = (\beta + 1)i_B = \frac{I_S(\beta + 1)}{\beta} \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)$$

Το β είναι μια σταθερά που ονομάζεται «κέρδος ρεύματος κοινού εκπομπού». Είναι της τάξης του 100-200 αλλά μπορεί να φτάσει και το 1000.

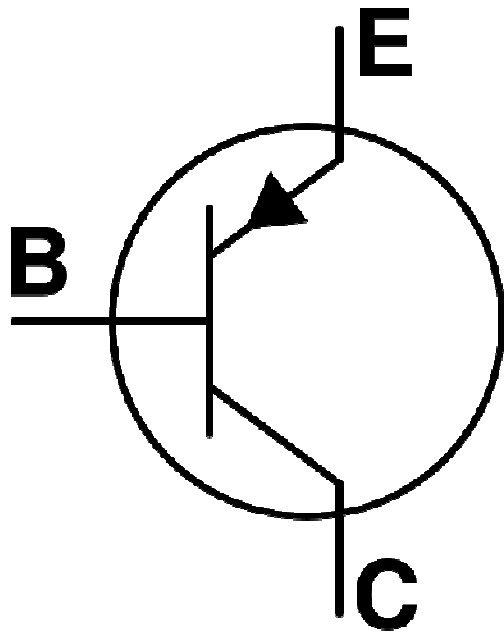
Αν ορίσουμε το «κέρδος ρεύματος κοινής βάσης», a , ως

$$a = \frac{\beta}{\beta + 1} \cong 1$$

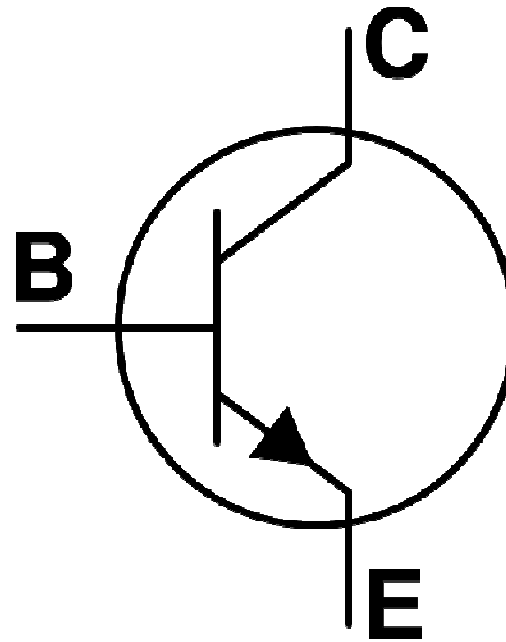
Τότε θα έχουμε για το ρεύμα του συλλέκτη:

$$i_C = ai_E$$

Συμβολισμοί



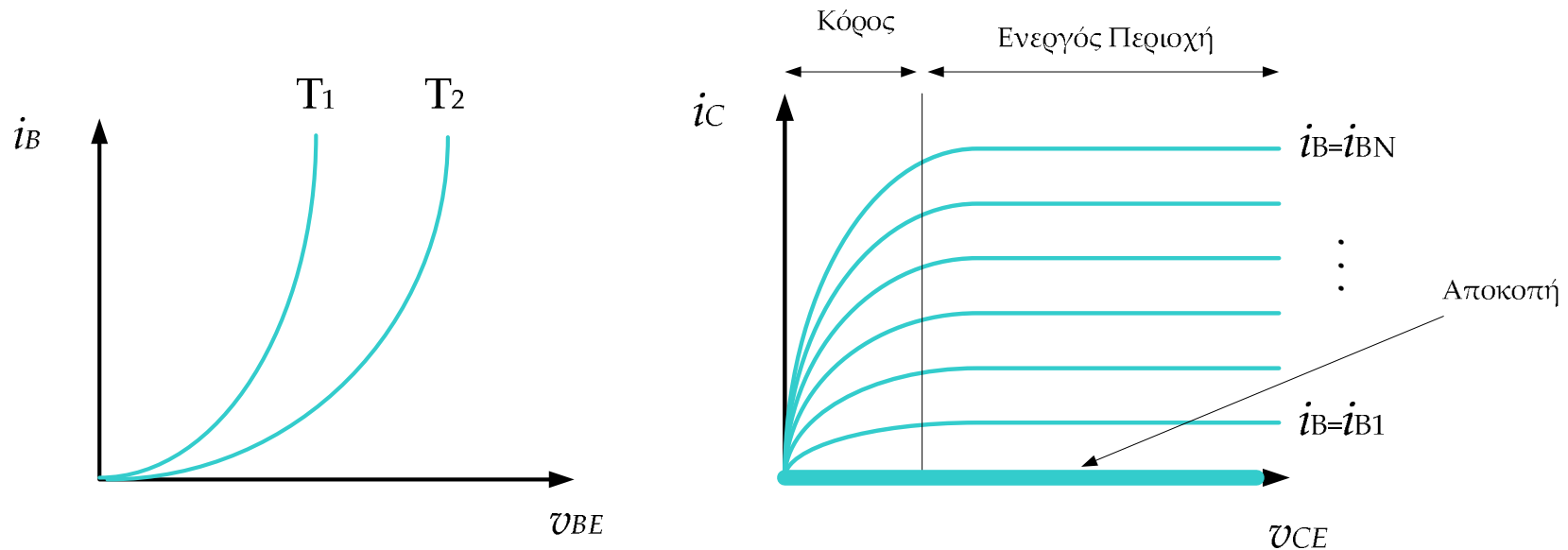
PNP



NPN

- ✓ Το βελάκι μεταξύ βάσης και εκπομπού δείχνει την συμβατική φορά του ρεύματος που εισέρχεται ή εξέρχεται από τον εκπομπό.
- ✓ Σε ένα κύκλωμα πολλές φορές συνδυάζουμε pnp και npn τρανζίστορ μαζί.

Χαρακτηριστικές του Τρανζίστορ



✓ Για κάθε τρανζίστορ μπορούμε να χαράξουμε τις χαρακτηριστικές εισόδου και εξόδου. Οι πρώτες περιγράφουν την μεταβολή του ρεύματος βάση i_B με την τάση v_{BE} . Στην ουσία το ρεύμα i_B εξαρτάται μόνο από το v_{BE} και μοιάζει με την χαρακτηριστική μίας διόδου. Όσο αυξάνει η θερμοκρασία, η χαρακτηριστική εισόδου μετακινείται προς τα δεξιά (περίπου $2\text{mV}/1^\circ\text{C}$).

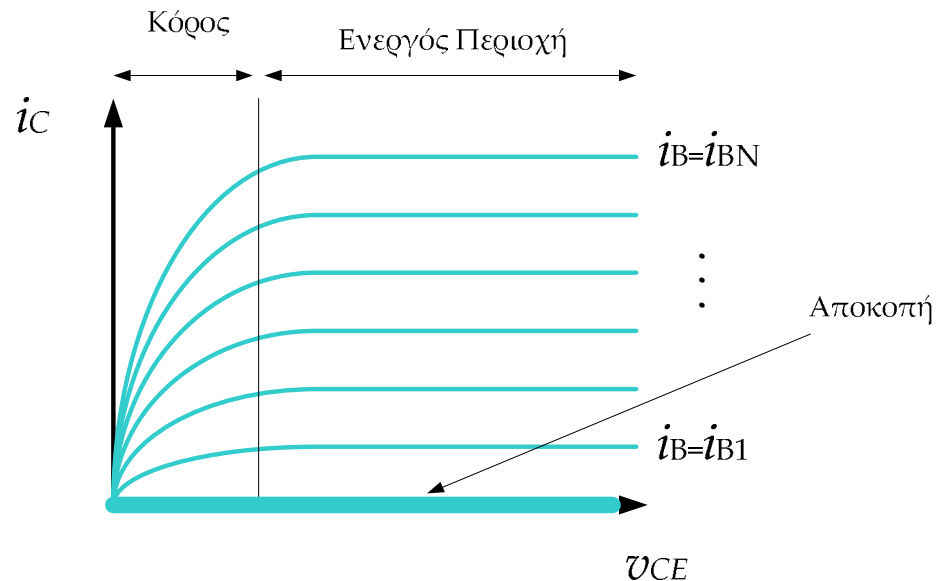
✓ Οι χαρακτηριστικές εξόδου περιγράφουν την εξάρτηση του ρεύματος συλλέκτη i_C από την τάση v_{CE} και το ρεύμα i_B . Όταν και οι δύο επαφές είναι ορθά πολωμένες η $v_{CE} = v_{CB} + v_{BE}$ έχει μία μικρή τιμή της τάξης των $V_{CE,sat} = +0.2\text{V}$. Αυτή οφείλεται στο ότι η BE έχει μικρότερη τάση κατωφλίου από την CB εξαιτίας του γεγονότος πως ο E είναι πιο νοθευμένος από τον C. Στην περιοχή όπου $v_{CE} < V_{CE,sat}$ το τρανζίστορ βρίσκεται στον κόρο και το ρεύμα μεταβάλλεται έντονα με την τάση v_{CE} . Αντίθετα στην περιοχή όπου $v_{CE} > V_{CE,sat}$ (ενεργός περιοχή, οπότε η BE είναι ορθά πολωμένη ενώ η CB είναι ανάστροφα), το ρεύμα δεν μεταβάλλεται σημαντικά με το v_{CE} . Τέλος για $i_B = 0$ το τρανζίστορ βρίσκεται στην αποκοπή οπότε και $i_C = 0$.

Φαινόμενο Early

✓ Ένας πιο ακριβής τρόπος να περιγράψουμε τις χαρακτηριστικές εξόδου στην ενεργό περιοχή δίνεται από τον τύπο του Early ο οποίος συμπεριλαμβάνει μία ελαφρά εξάρτηση του i_C από το v_{CE} .

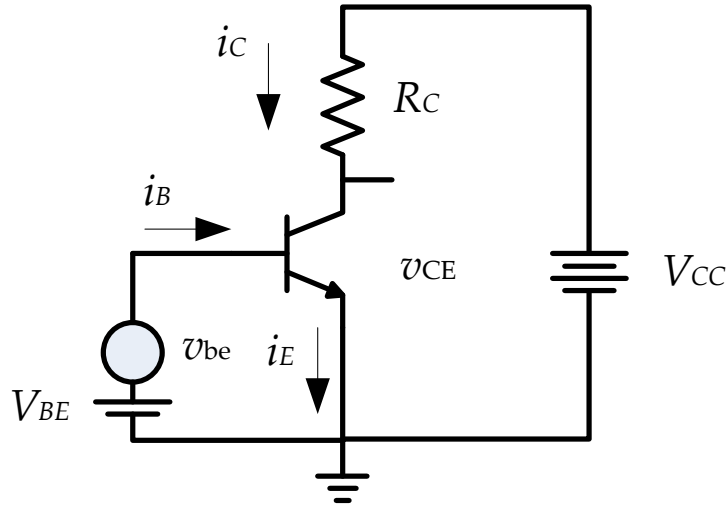
$$i_C = I_S \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) \left\{ 1 + \frac{v_{CE}}{V_A} \right\}$$

✓ Η τάση V_A ονομάζεται τάση Early και είναι της τάξης των 50 με 100V



Το Τρανζίστορ ως Ενισχυτής

✓ Όταν το τρανζίστορ λειτουργεί στην ενεργό περιοχή μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως ενισχυτής ρεύματος ή τάσης.



✓ Στο διπλανό σχήμα για παράδειγμα θέλουμε να βρούμε την επίδραση των μεταβολών της τάσης v_{BE} στην τάση v_{CE} και i_C όταν το τρανζίστορ λειτουργεί στην ενεργό περιοχή.

✓ Οι DC πηγές V_{BE} και V_{CC} διασφαλίζουν πως το τρανζίστορ λειτουργεί στην ενεργό περιοχή.

✓ Μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε την εκθετική σχέση ρεύματος συλλέκτη και τάσης BE για να συνάγουμε μία σχέση μεταξύ των AC μεταβολών:

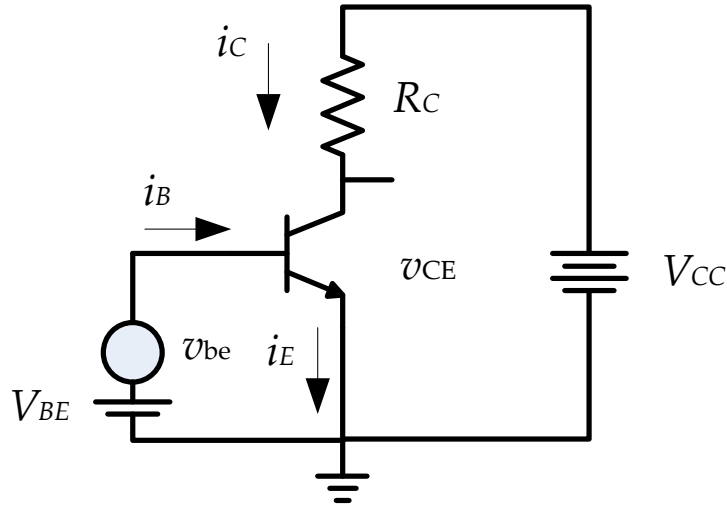
$$i_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE} + v_{be}}{V_T}\right) \cong I_S \left(1 + \frac{v_{be}}{V_T}\right) \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) = I_C \left(1 + \frac{v_{be}}{V_T}\right) = I_C + \frac{I_C}{V_T} v_{be}$$

$$i_c = \frac{I_C}{V_T} v_{be} = g_m v_{be}$$

Το μέγεθος $g_m = I_C/V_T$ έχει διαστάσεις αγωγιμότητας και ονομάζεται «διαγωγιμότητα» του διπολικού τρανζίστορ.

Το Τρανζίστορ ως Ενισχυτής

✓ Συνεχίζουμε την AC ανάλυση για να συσχετίσουμε το ρεύμα εισόδου (i_b) με την τάση εισόδου v_{be} .



$$i_B = \frac{i_C}{\beta} \Rightarrow i_b = \frac{i_c}{\beta} = \frac{1}{\beta} \frac{I_C}{V_T} v_{be} = \frac{g_m}{\beta} v_{be}$$

✓ Η παράμετρος r_π ονομάζεται αντίσταση εισόδου ασθενούς σήματος μεταξύ βάσης και εκπομπού (κοιτώντας προς την βάση) και ορίζεται ως

$$r_\pi = \frac{v_{be}}{i_b} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{V_T}{I_B}$$

✓ Το AC ρεύμα εκπομπού είναι:

$$i_e = \frac{i_c}{a} = \frac{I_C}{a V_T} v_{be} = \frac{I_E}{V_T} v_{be}$$

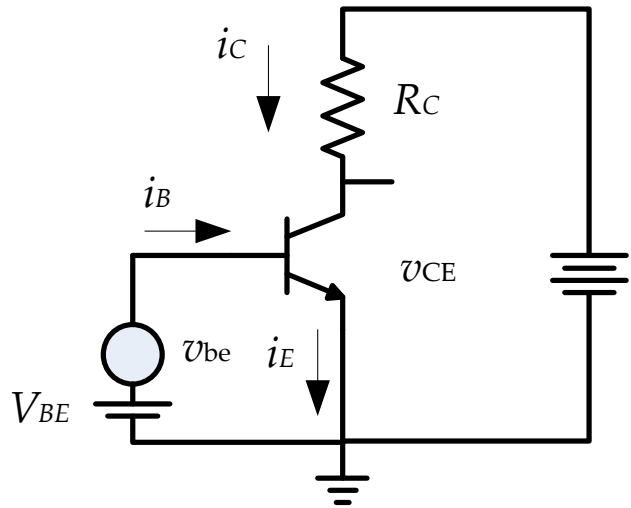
✓ Ορίζουμε την αντίσταση εκπομπού r_e :

$$r_e = \frac{v_{be}}{i_e} = \frac{V_T a}{I_C} = \frac{a}{g_m} \cong \frac{1}{g_m}$$

$$r_e = \frac{v_{be}}{i_e} = \frac{v_{be}}{i_b} \frac{i_b}{i_e} = \frac{r_\pi}{(\beta + 1)}$$

Το Τρανζίστορ ως Ενισχυτής

✓ Μπορούμε στην συνέχεια να υπολογίσουμε την AC τάση εξόδου



$$v_{OUT} = v_C = V_{CC} - i_C R_C$$

✓ Επειδή το V_{CC} δεν έχει AC συνιστώσα, θα έχουμε:

$$V_{CC} \quad v_c = -i_c R_C = -g_m R_C v_{be}$$

✓ Το κέρδος τάσης ορίζεται ως:

$$A_v = \frac{v_c}{v_{be}} = -g_m R_C$$

✓ Δηλαδή αν επιλέξουμε μία αρκετά μεγάλη R_C μπορούμε να επιτύχουμε μεγάλη ενίσχυση τάσης.

✓ Προσοχή όμως: η R_C καθορίζει και την DC στάθμη ρεύματος I_C και επομένως και την διαγωγιμότητα $g_m = I_C / V_T$

AC Ισοδύναμο για το Τρανζίστορ.

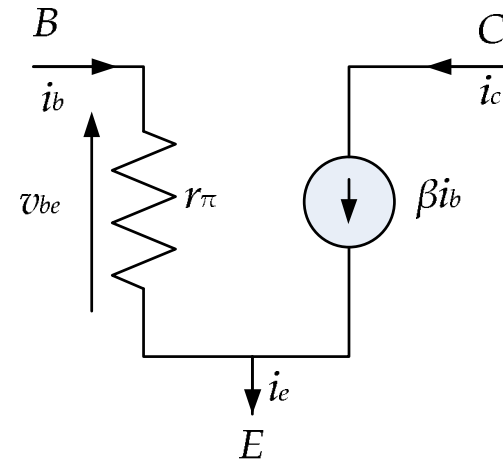
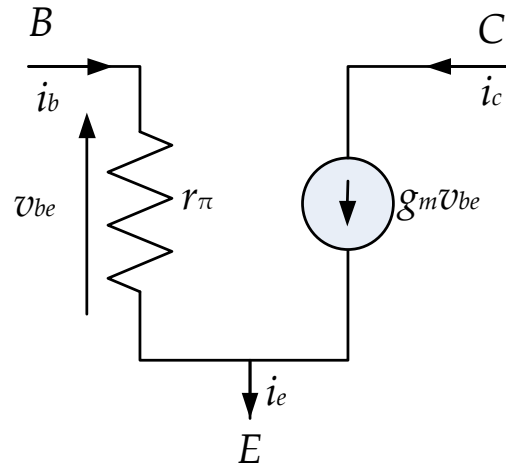
Το ισοδύναμο Υβριδικού-Π

$$i_c = g_m v_{be} = \beta i_b$$

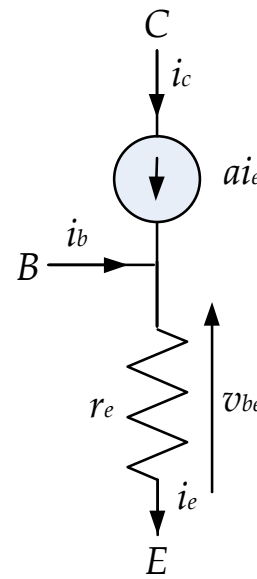
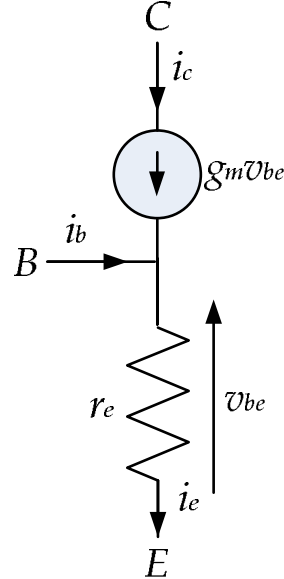
$$i_e = \frac{v_{be}}{r_e}$$

$$i_b = \frac{v_{be}}{r_\pi}$$

$$i_e = i_c + i_b$$



Το ισοδύναμο T

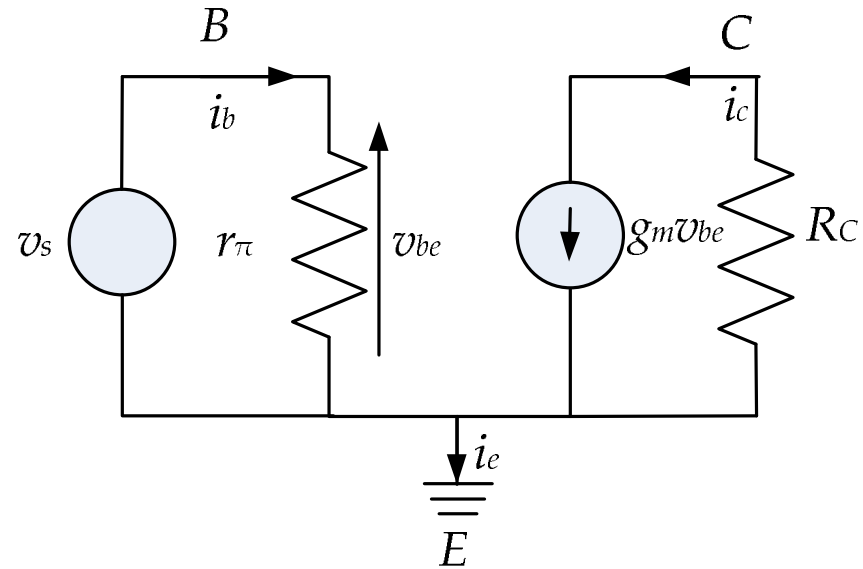
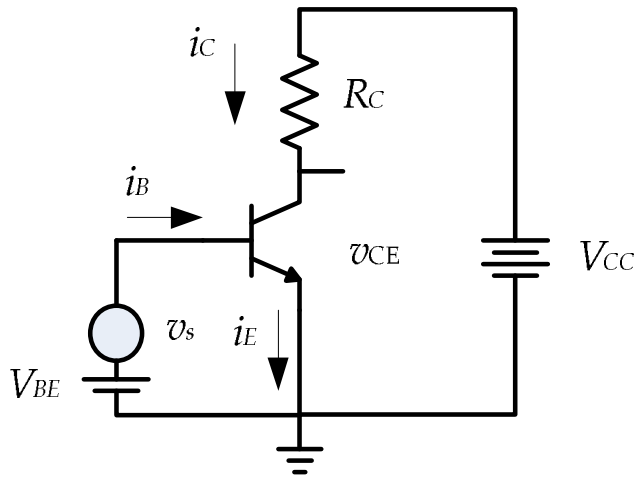


$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m}$$

$$r_e = \frac{a}{g_m} = \frac{a}{\beta} r_\pi = \frac{1}{\beta + 1} r_\pi$$

Ανάλυση με το AC ισοδύναμο



- ✓ Συνήθως σε κυκλώματα που περιέχουν BJT, για να πραγματοποιήσουμε την AC ανάλυση αντικαθιστούμε απευθείας το ισοδύναμο.
- ✓ Οι DC πηγές τάσης θεωρούνται βραχυκυκλώματα.
- ✓ Οι DC πηγές ρεύματος θεωρούνται ανοικτά κυκλώματα.

$$v_c = -i_c R_C = -g_m v_{be} R_C$$

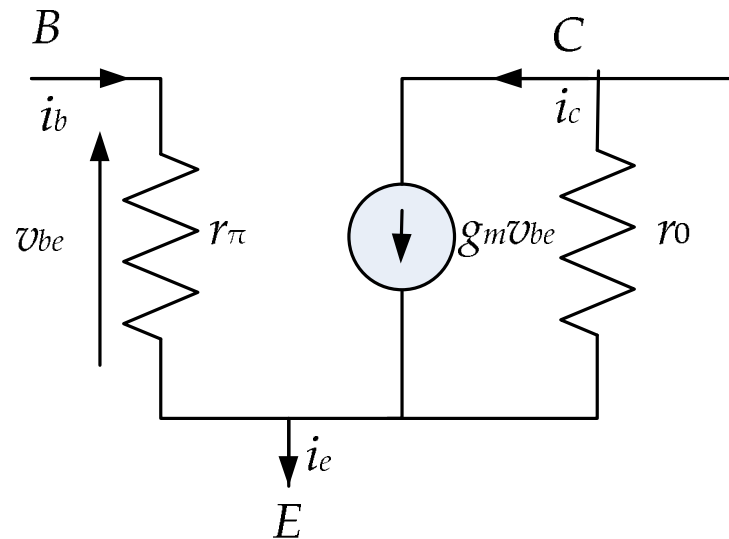
Επίδραση του Φαινομένου Early στο AC ισοδύναμο

$$i_c = I_S \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) \left\{1 + \frac{v_{CE}}{V_A}\right\}$$

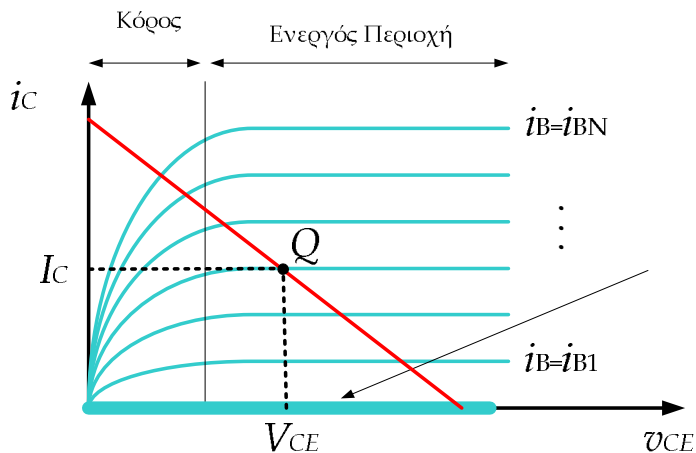
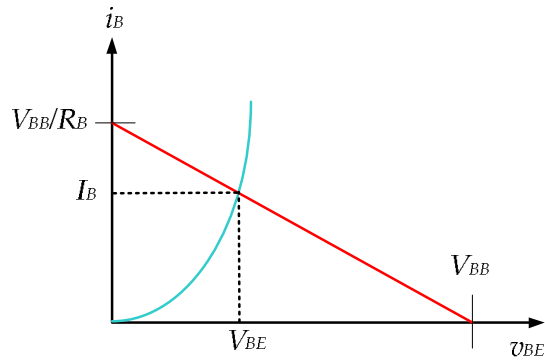
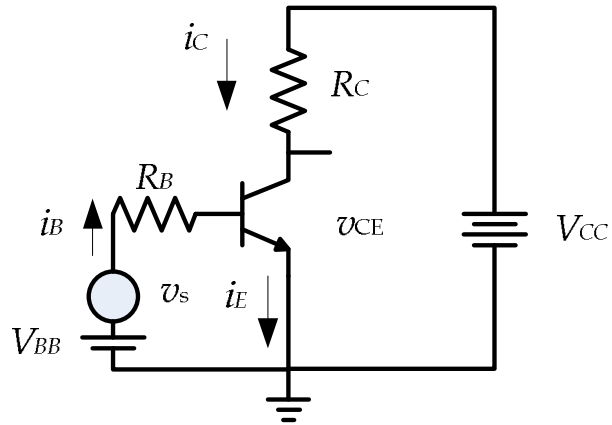
$$\left. \frac{\partial i_c}{\partial v_{BE}} \right|_{V_{CE}, V_{BE}} = \frac{I_S}{V_T} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \left\{1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right\} = \frac{I_C}{V_T} = g_m \quad \left. \frac{\partial i_c}{\partial v_{CE}} \right|_{V_{CE}, V_{BE}} = \frac{I_S}{V_A} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \cong \frac{I_C}{V_A} = (r_0)^{-1}$$

✓ Χρησιμοποιώντας το ανάπτυγμα του Taylor:

$$i_c = I_C + \left. \frac{\partial i_c}{\partial v_{BE}} \right|_{V_{CE}, V_{BE}} v_{be} + \left. \frac{\partial i_c}{\partial v_{CE}} \right|_{V_{CE}, V_{BE}} v_{ce} \Rightarrow i_c = g_m v_{be} + \frac{v_{ce}}{r_0}$$



Γραφική Ανάλυση



✓ Η προηγούμενη ανάλυση ισχύει όταν το τρανζίστορ βρίσκεται στην ενεργό περιοχή.

✓ Για να καταλάβουμε τι γίνεται όταν το τρανζίστορ βρίσκεται στον κόρο ή στην αποκοπή μπορούμε να καταφύγουμε στην γραφική ανάλυση.

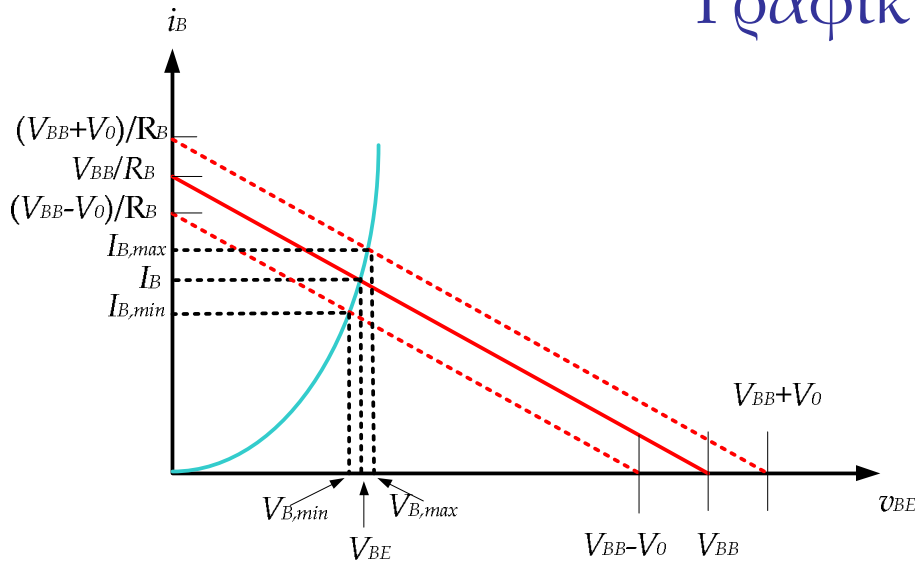
✓ Στο κύκλωμα έχουμε προσθέσει και μία αντίσταση βάσης R_B της οποίας ο ρόλος θα αναλυθεί παρακάτω.

✓ Για να βρούμε τα DC ρεύματα και τάσεις σχεδιάζουμε την ευθεία $V_{BB} - i_B R_B - v_{BE} = 0$ που λαμβάνεται από το κύκλωμα εισόδου όταν $v_s = 0$. Το σημείο στο οποίο η χαρακτηριστική εισόδου του τρανζίστορ τέμνει την ευθεία αυτή είναι το σημείο (I_B, V_{BE}) το οποίο παρέχει τις DC τιμές του ρεύματος και της τάσης i_B και v_{BE} .

✓ Στη συνέχεια σχεδιάζουμε την ευθεία φόρτου $V_{CC} - i_C R_C - v_{CE} = 0$, στις χαρακτηριστικές εξόδου και βρίσκουμε το σημείο Q στο οποίο τέμνει την ευθεία φόρτου, η χαρακτηριστική που λαμβάνουμε όταν $i_B = I_B$

✓ Το σημείο αυτό μας δίνει τις DC τιμές τάσης και ρεύματος I_C και V_{CE} αντίστοιχα.

Γραφική Ανάλυση



✓ Όταν έχουμε και AC τάση, η χαρακτηριστική ευθεία στην είσοδο μετακινείται $V_{BB}-i_B R_B - v_{BE} + v_s = 0$ και ανάλογα με την τιμή της v_s τέμνει τους άξονες στο σημείο $(V_{BB}+v_s, (V_{BB}+v_s)/R_B)$

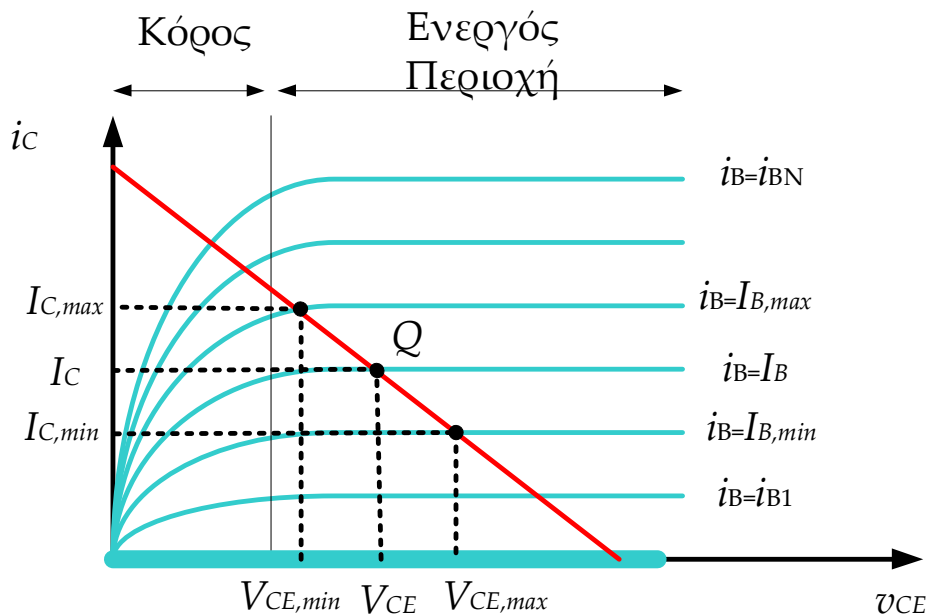
✓ Υποθέτουμε $v_s = V_0 \cos(2\pi f_0 t)$.

✓ Το ρεύμα i_B μεταβάλλεται από $I_{B,min}$ σε $I_{B,max}$.

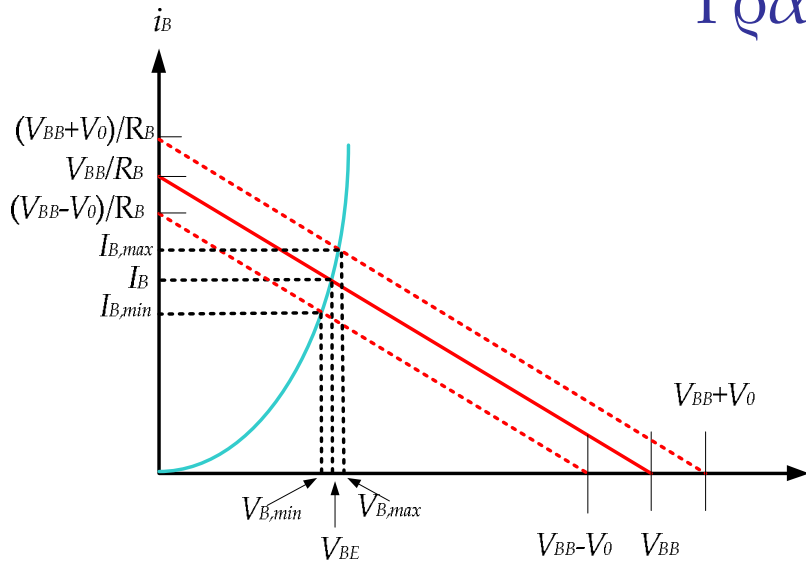
✓ Ανάλογα με την τιμή του i_B στην έξοδο θα πρέπει να θεωρήσουμε διαφορετική χαρακτηριστική (i_C, v_{CE}).

✓ Όσο μικραίνει η τάση εισόδου v_s , τόσο μικραίνει το ρεύμα βάσης i_B και από τις χαρακτηριστικές εξόδου προκύπτει πως μειώνεται το i_C και αυξάνεται το v_{CE} (δηλαδή η τάση εξόδου)

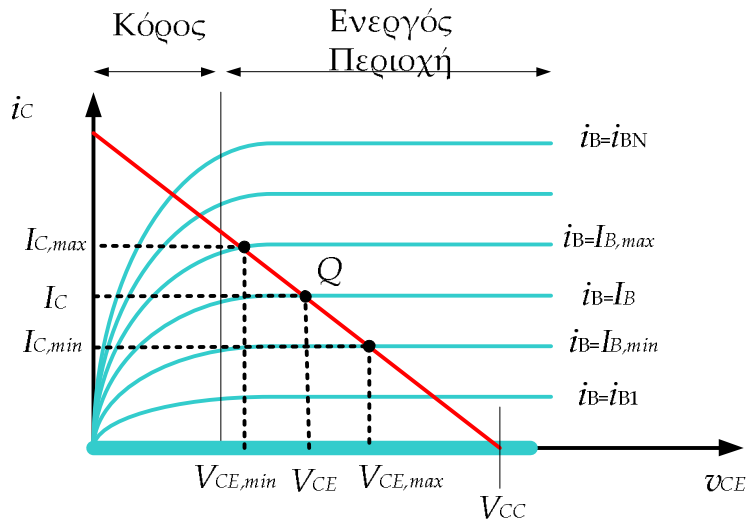
✓ Όσο αυξάνει η τάση εισόδου v_s , τόσο αυξάνει το ρεύμα βάσης i_B και από τις χαρακτηριστικές εξόδου προκύπτει πως αυξάνεται το i_C και μειώνεται το v_{CE} (δηλαδή η τάση εξόδου)



Γραφική Ανάλυση

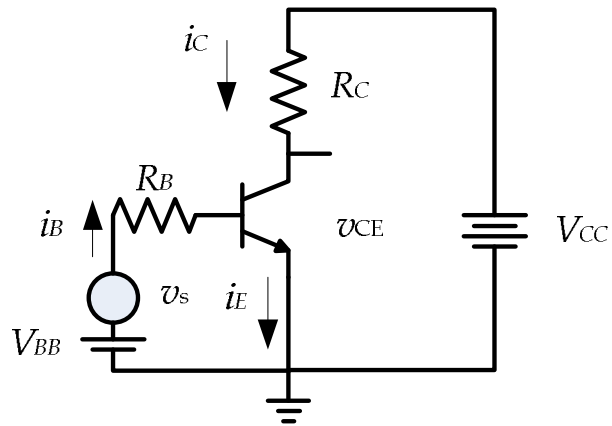


- ✓ Στην ενεργό περιοχή, επειδή οι χαρακτηριστικές εξόδου είναι σχεδόν οριζόντιες, έχουμε μεγάλη μεταβολή της v_{CE} όταν μεταβάλλεται το ρεύμα i_B
- ✓ Για μεγάλες τιμές εισόδου v_s το ρεύμα i_B είναι τόσο μεγάλο που η ευθεία φόρτου τέμνει την χαρακτηριστική εξόδου στην περιοχή του κόρου.
- ✓ Στον κόρο, οι μεταβολές της v_{CE} είναι μικρότερες αφού οι χαρακτηριστικές δεν είναι πλέον οριζόντιες και έχουμε $v_{CE} \cong 0$



- ✓ Για μικρές τιμές εισόδου v_s το ρεύμα i_B είναι μηδέν και το τρανζίστορ έρχεται στην αποκοπή.
- ✓ Στην αποκοπή έχουμε $v_{CE} \cong V_{CC}$

Γραφική Ανάλυση



✓ Θέτουμε $v_S = v_s + V_{BB}$ και σχεδιάζουμε την χαρακτηριστική $v_{CE} = f(v_S)$ που είναι η χαρακτηριστική τάσεως εισόδου/εξόδου του κυκλώματος.

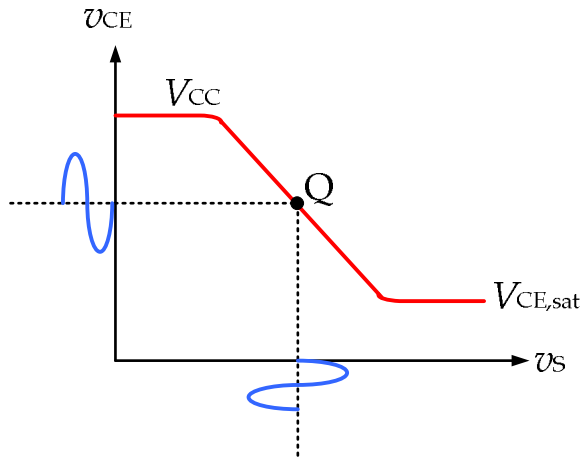
✓ Σύμφωνα με τα προηγούμενα, για μικρές v_S , το τρανζίστορ βρίσκεται στην αποκοπή και $v_{CE} \approx V_{CC}$.

✓ Όταν το v_S αυξηθεί αρκετά, το τρανζίστορ έρχεται στην ενεργό περιοχή.

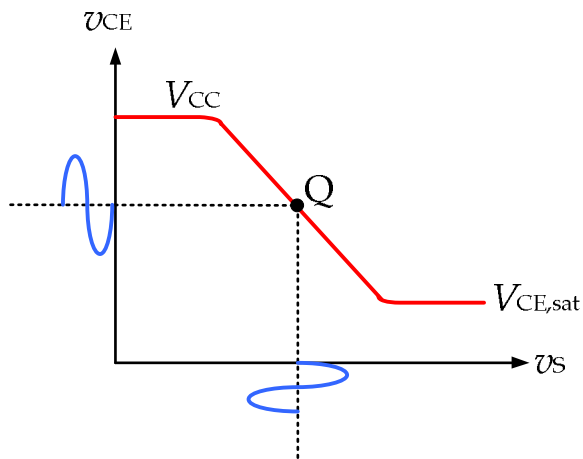
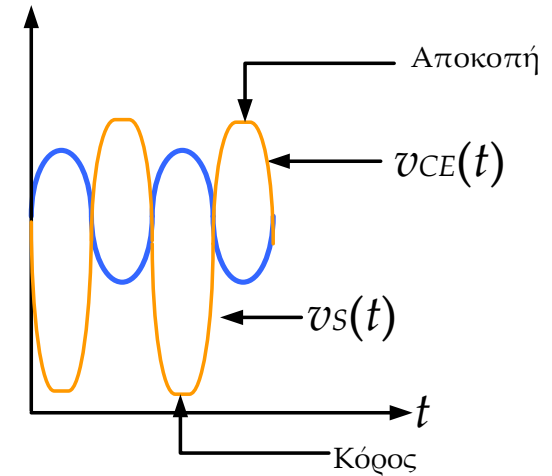
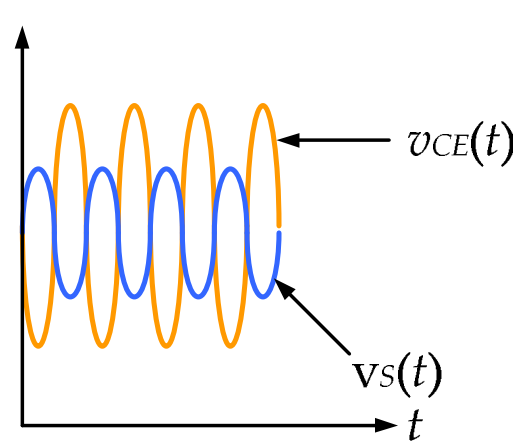
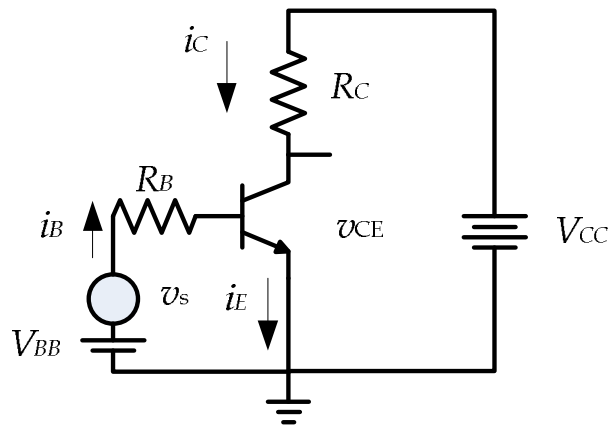
✓ Στην ενεργό περιοχή το τρανζίστορ μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως ενισχυτής τάσης με ενίσχυση ανάλογη της κλίσης της $v_{CE} = f(v_S)$

✓ Η έξοδος παρουσιάζει διαφορά φάσης 180° σε σχέση με την είσοδο.

✓ Για μεγάλες τιμές του v_S το τρανζίστορ εισέρχεται στον κόρο και η τάση δεν ξεπερνά το $V_{CE,sat} \approx 0.2V$.



Παραμόρφωση Σήματος



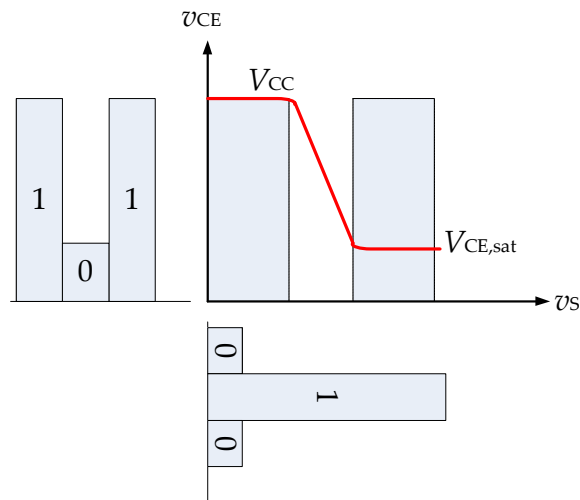
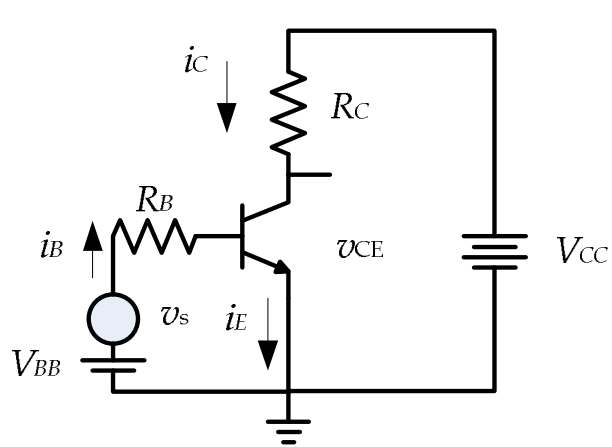
✓ Όταν η τάση εισόδου έχει μεγάλο πλάτος το τρανζίστορ μπορεί να εισέρχεται στην περιοχή αποκοπής και στην περιοχή κόρου.

✓ Αυτό έχει ως αποτέλεσμα η τάση εξόδου να «ψαλλιδίζεται» και επομένως το σήμα εξόδου παραμορφώνεται

✓ Ο ψαλλιδισμός για υψηλές τάσεις εξόδου οφείλεται στην αποκοπή του τρανζίστορ. Η μέγιστη τάση εξόδου είναι περίπου V_{CC}

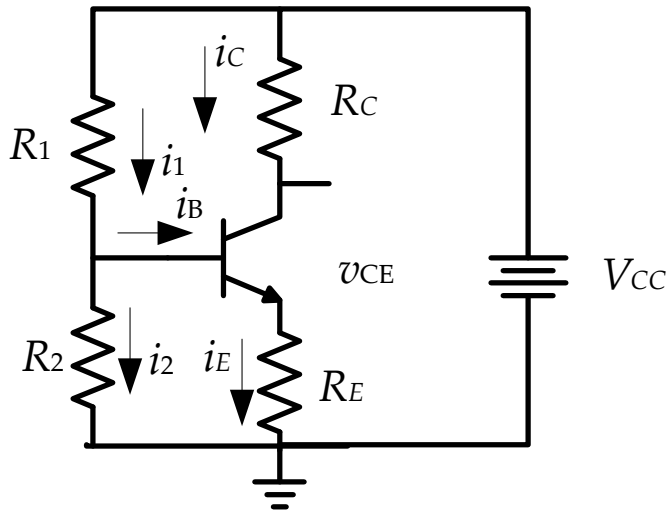
✓ Ο ψαλλιδισμός για χαμηλές τάσεις εξόδου οφείλεται στο κόρο του τρανζίστορ. Η ελάχιστη τάση εξόδου είναι περίπου $0.2V_t = V_{CE,sat}$

Μία Πύλη NOT



- ✓ Οι περιοχές κόρου και αποκοπής χρησιμοποιούνται όταν το τρανζίστορ χρησιμοποιείται σαν ψηφιακό κύκλωμα
- ✓ Ο ενισχυτής που αναλύσαμε στα προηγούμενα μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν μία πύλη NOT.
- ✓ Όταν η είσοδος είναι αρκετά υψηλή ώστε να φέρει το τρανζίστορ στον κόρο, τότε η έξοδος είναι χαμηλή. Επομένως όταν η είσοδος είναι λογικό «1» η έξοδος είναι λογικό «0».
- ✓ Όταν η είσοδος είναι αρκετά χαμηλή ώστε να φέρει το τρανζίστορ στην αποκοπή, τότε η έξοδος είναι υψηλή. Επομένως όταν η είσοδος είναι λογικό «0» η έξοδος είναι λογικό «1».
- ✓ Το κύκλωμα λειτουργεί σαν ένας αντιστροφέας (πύλη NOT).

Πόλωση του Τρανζίστορ με Διαιρέτη Τάσης



✓ Θέλουμε να αποφύγουμε την χρήση δύο DC τροφοδοτικών.

✓ Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιούμε μία DC τροφοδοσία (V_{CC}) και χρησιμοποιούμε έναν διαιρέτη τάσης για την πόλωση του BE

✓ Εφαρμόζουμε τους νόμους του Kirchhoff για να βρούμε:

$$\left. \begin{array}{l} i_1 R_1 + i_2 R_2 = V_{CC} \\ i_1 = i_2 + i_B \end{array} \right\} i_2 = \frac{1}{R_1 + R_2} V_{CC} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} i_B$$

$$v_{BE} = i_2 R_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} i_B$$

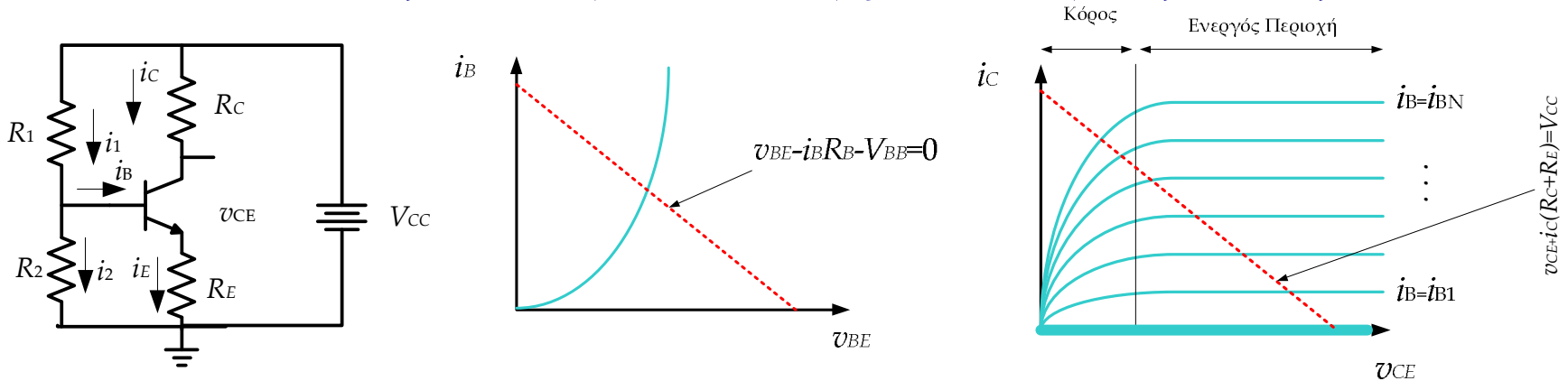
✓ Επομένως η BE πολώνεται από μία πηγή που έχει DC στάθμη ίση με

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

και εσωτερική αντίσταση

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_1 \parallel R_2$$

Πόλωση του Τρανζίστορ με Διαίρετη Τάσης



✓ Η ευθεία φόρτου εισόδου σχεδιάζεται θεωρώντας την ισοδύναμη πηγή V_{BB} και την ισοδύναμη αντίσταση βάσης R_B .

✓ Στην έξοδο του κυκλώματος λαμβάνουμε υπόψη την ύπαρξη της αντίστασης R_E και χρησιμοποιούμε τον νόμο του Kirchhoff για να γράψουμε:

$$V_{CC} - i_C R_C - v_{CE} - i_E R_E \cong V_{CC} - v_{CE} - i_C (R_C + R_E) = 0$$

✓ Αν γράψουμε το νόμο του Kirchhoff:

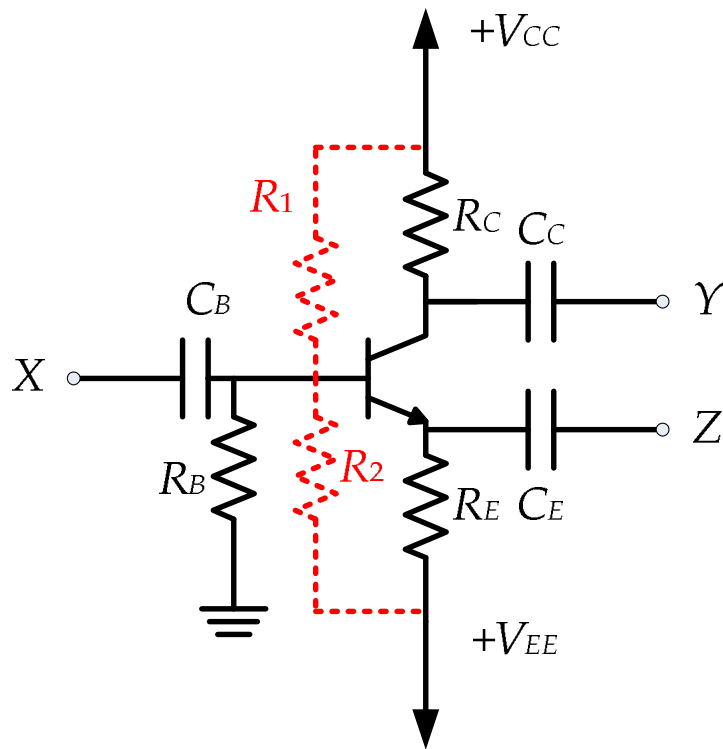
$$V_{BB} - i_B R_B - i_E R_E = 0 \quad i_E \cong (\beta + 1) i_B$$

✓ Βρίσκουμε για το ρεύμα εκπομπού:

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + R_B / (\beta + 1)}$$

✓ Επομένως η R_E σταθεροποιεί το ρεύμα εκπομπού (και επομένως το ρεύμα του συλλέκτη) αφού για μια μεταβολή στο ΔV_{BB} στο V_{BB} θα έχουμε μικρότερες μεταβολές ρεύματος I_E όσο αυξάνει το R_E . Επίσης θέλουμε η R_B να είναι και αυτή μεγάλη

Συνδεσμολογίες Τρανζίστορ



✓ Το διπλανό σχήμα είναι ο «οικουμενικός» ενισχυτής με ένα διπολικό τρανζίστορ.

✓ Ανάλογα με τους ποιους από τους ακροδέκτες (X,Y,Z) χρησιμοποιούμε ως είσοδο και έξοδο λαμβάνουμε τρεις βασικές συνδεσμολογίες.

✓ Αν η είσοδος είναι στο X και η έξοδος στο Y ενώ η Z είναι γειωμένη, λαμβάνουμε την συνδεσμολογία του κοινού εκπομπού (επειδή ο εκπομπός καταλήγει στο Z που είναι κοινό και για την είσοδο και την έξοδο).

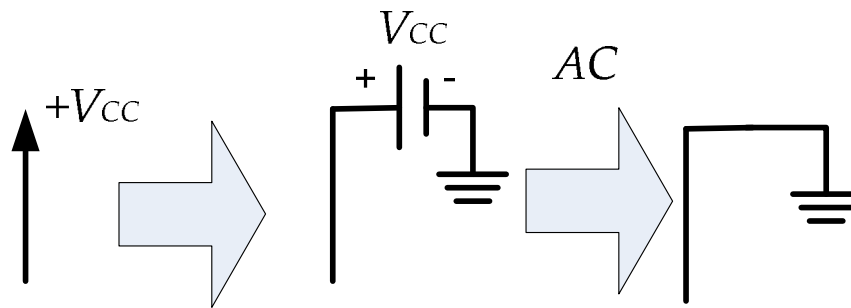
✓ Αν η είσοδος είναι στο X και η έξοδος στο Z ενώ η Y είναι γειωμένη, λαμβάνουμε την συνδεσμολογία του κοινού συλλέκτη.

✓ Αν η είσοδος είναι στο Z και η έξοδος στο Y ενώ η X είναι γειωμένη, λαμβάνουμε την συνδεσμολογία της κοινής βάσης

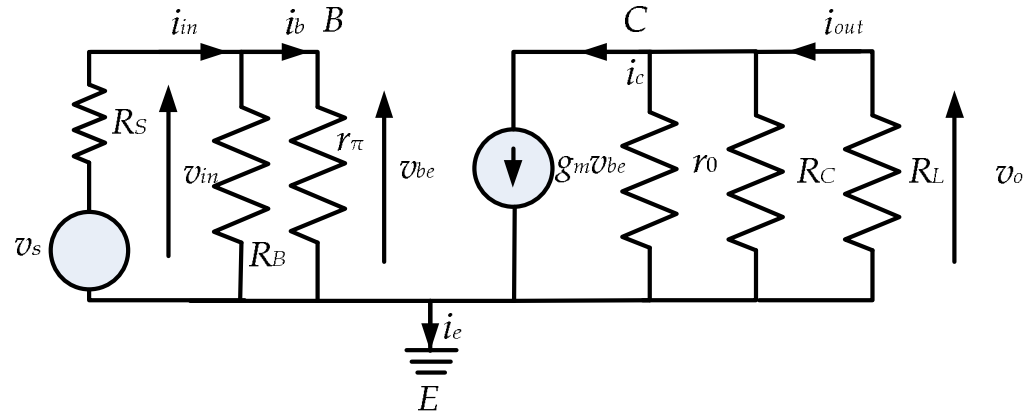
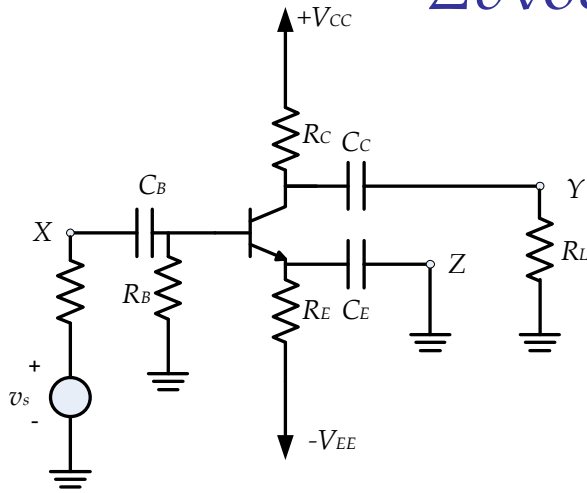
✓ Η αντίσταση R_B συνήθως οφείλεται στον διαίρετη τάσης που χρησιμοποιούμε για την πόλωση του τρανζίστορ. Για τα AC σήματα και οι δύο αντιστάσεις είναι συνδεδεμένες μεταξύ της βάσης και της γης επομένως στην περίπτωση αυτή $R_B = R_1 || R_2$

Πως φτιάχνουμε τα AC ισοδύναμα?

- ✓ Ο πυκνωτής ως γνωστό έχει εμπέδηση $Z_C=1/(j2\pi fC)$, επομένως αν το AC σήμα έχει αρκετά μεγάλη συχνότητα μπορούμε να θεωρήσουμε πως $Z_C=0$
- ✓ Επομένως θα θεωρούμε πως οι πυκνωτές είναι βραχυκυκλώματα για τα AC σήματα όταν φτιάχνουμε το AC ισοδύναμο του ενισχυτή.
- ✓ Οι DC πηγές τάσης δεν έχουν AC συνιστώσα τάσης επομένως και αυτές πρέπει να θεωρηθούν βραχυκυκλώματα στο AC (αφού η πτώση τάσης που δημιουργούν είναι 0)
- ✓ Οι DC πηγές ρεύματος δεν αφήνουν να περάσει καθόλου AC ρεύμα επομένως αντιστοιχούν σε ανοικτά κυκλώματα.



Συνδεσμολογία Κοινού Εκπομπού



$$v_o = g_m v_{be} (r_o \parallel R_C \parallel R_L) = g_m \frac{v_s}{R_B \parallel r_\pi + R_S} (R_B \parallel r_\pi) (r_o \parallel R_C \parallel R_L)$$

Αντίσταση εισόδου $R_i (=v_{in}/i_{in}$ όταν η έξοδος είναι ανοικτή) $R_i = \frac{v_{in}}{i_{in}} = R_B \parallel r_\pi \cong r_\pi$

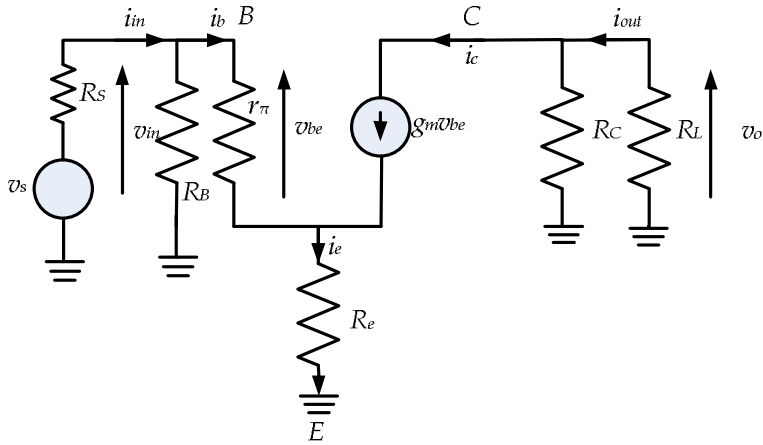
Αντίσταση εξόδου $R_o (= \Delta v_{out}/\Delta i_{out}$ όταν η είσοδος είναι μηδέν) $R_o = \frac{\Delta v_{out}}{\Delta i_{out}} = R_C \parallel r_o \cong R_C$

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = g_m \frac{R_i}{R_i + R_S} \frac{R_L R_o}{R_L + R_o}$$

$$A_i = \frac{v_o / R_L}{v_s / R_S} = g_m \frac{R_i R_S}{R_i + R_S} \frac{R_o}{R_L + R_o}$$

Προσοχή: Έχουμε υποθέσει πως ο πυκνωτής C_E βραχυκυκλώνει την R_E για τα AC σήματα!!!!

Επίδραση της Αντίστασης Εκπομπού



$$R_{ib} \equiv \frac{v_b}{i_b}$$

$$v_b = v_{be} + i_e R_e = v_{be} + (i_b + g_m v_{be}) R_e = (1 + R_e / r_\pi + g_m R_e) v_{be}$$

$$i_b = v_{be} / r_\pi \quad 1 / r_e = g_m + 1 / r_\pi$$

$$R_{ib} = r_\pi (1 + R_e / r_e) = \frac{v_{in}}{i_b}$$

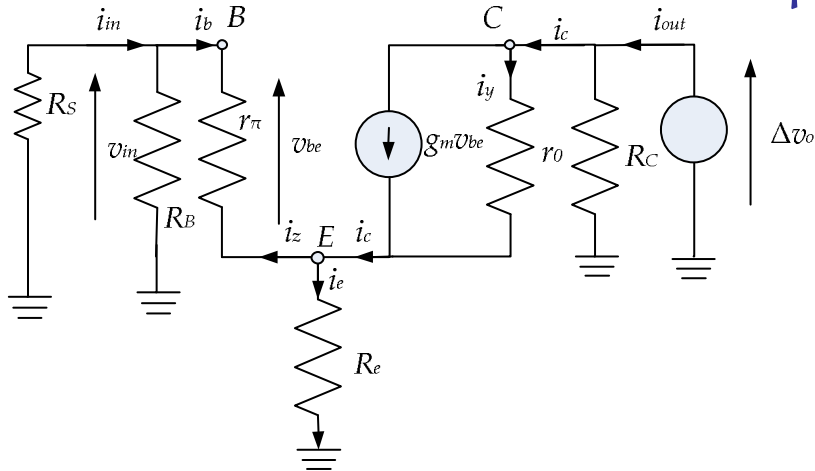
$$i_{in} = \frac{v_{in}}{R_B} + i_b = \frac{v_{in}}{R_B} + \frac{v_{in}}{R_{ib}} = \frac{v_{in}}{R_B \parallel R_{ib}}$$



$$R_i = R_B \parallel R_{ib} = R_B \parallel \left\{ r_\pi \left(1 + \frac{R_e}{r_e} \right) \right\}$$

Παρατηρούμε πως η ύπαρξη της R_e προκαλεί αύξηση της αντίστασης εισόδου ☺

Αντίσταση Εξόδου Κυκλώματος



$$i_{out} = \frac{\Delta v_0}{R_C} + i_c \quad i_z = \frac{v_e}{r_\pi + (R_S \parallel R_B)} \cong \frac{i_c R_e}{r_\pi + (R_S \parallel R_B)}$$

$$v_e \cong i_c R_e \quad \Delta v_0 = v_c = v_e + i_y r_0 = v_e + (i_c - g_m v_{be}) r_0$$

$$v_{be} = i_z r_\pi \cong \frac{i_c R_e r_\pi}{r_\pi + (R_S \parallel R_B)}$$

✓ Κατά τα γνωστά για να υπολογίσουμε την αντίσταση εξόδου, μηδενίζουμε την τάση εισόδου και τοποθετούμε μία πηγή Δv_0 στην έξοδο του κυκλώματος.

✓ Το ρεύμα i_{out} που δημιουργείται διαμοιράζεται στην R_C και στο ρεύμα του συλλέκτη i_c .

✓ Στο σημείο E (εκπομπός το ρεύμα χωρίζεται σε μία συνιστώσα που καταλήγει στην γη μέσω της R_e και μία συνιστώσα που καταλήγει στην γη μέσω της $r_\pi + R_B \parallel R_S$.

✓ Συνήθως $R_e \ll r_\pi$ και επομένως $i_c \cong i_e$. Η τάση στον εκπομπό θα είναι $v_e = i_c R_e$

✓ Η πτώση τάσης v_{be} ισούται με το $i_z r_\pi$ και το ρεύμα i_z προκαλεί πτώση τάσης v_e όταν διαρρέει την $r_\pi + R_B \parallel R_S$

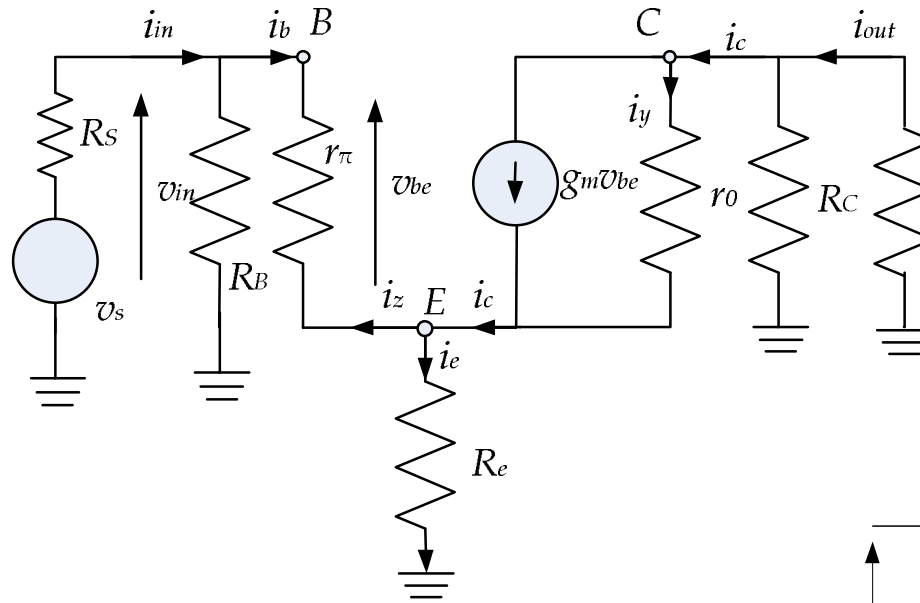
✓ Η αντίσταση R_{OC} ορίζεται ως $\Delta v_0 / i_c$ και δίνεται από την

$$R_{OC} = r_0 \left(1 + \frac{g_m R_e}{r_\pi + (R_S \parallel R_B)} \right) + R_e \cong r_0 \left(1 + \frac{g_m R_e}{r_\pi + (R_S \parallel R_B)} \right)$$

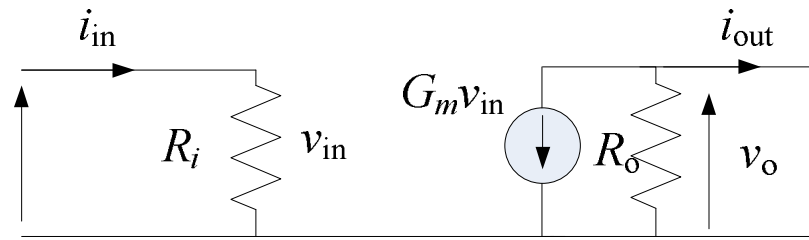
$$R_o = R_C \parallel R_{oc} \cong R_C$$

Παρατηρούμε πως η ύπαρξη της R_e δεν επηρεάζει την τιμή της αντίστασης εξόδου ☺

Διαγωγιμότητα του Κυκλώματος



$$G_m \equiv \left. \frac{i_{out}}{v_{in}} \right|_{R_L=0} = -\frac{g_m v_{be}}{v_b} = -\frac{g_m}{1 + R_e / r_e}$$



$$A_v = G_m \frac{R_i}{R_i + R_s} \frac{R_o R_L}{R_o + R_L}$$

$$A_v = -\frac{R_B \parallel \{r_\pi (1 + R_e / r_e)\}}{R_B \parallel \{r_\pi (1 + R_e / r_e)\} + R_s} \frac{g_m R_e}{1 + g_m R_e} (R_C \parallel R_L)$$

$$R_o = R_C \parallel R_{oc} \cong R_C$$

$$R_i = R_B \parallel R_{ib} = R_B \parallel \left\{ r_\pi \left(1 + \frac{R_e}{r_e} \right) \right\}$$

Επίδραση Αντίστασης Εκπομπού στην ενίσχυση τάσης

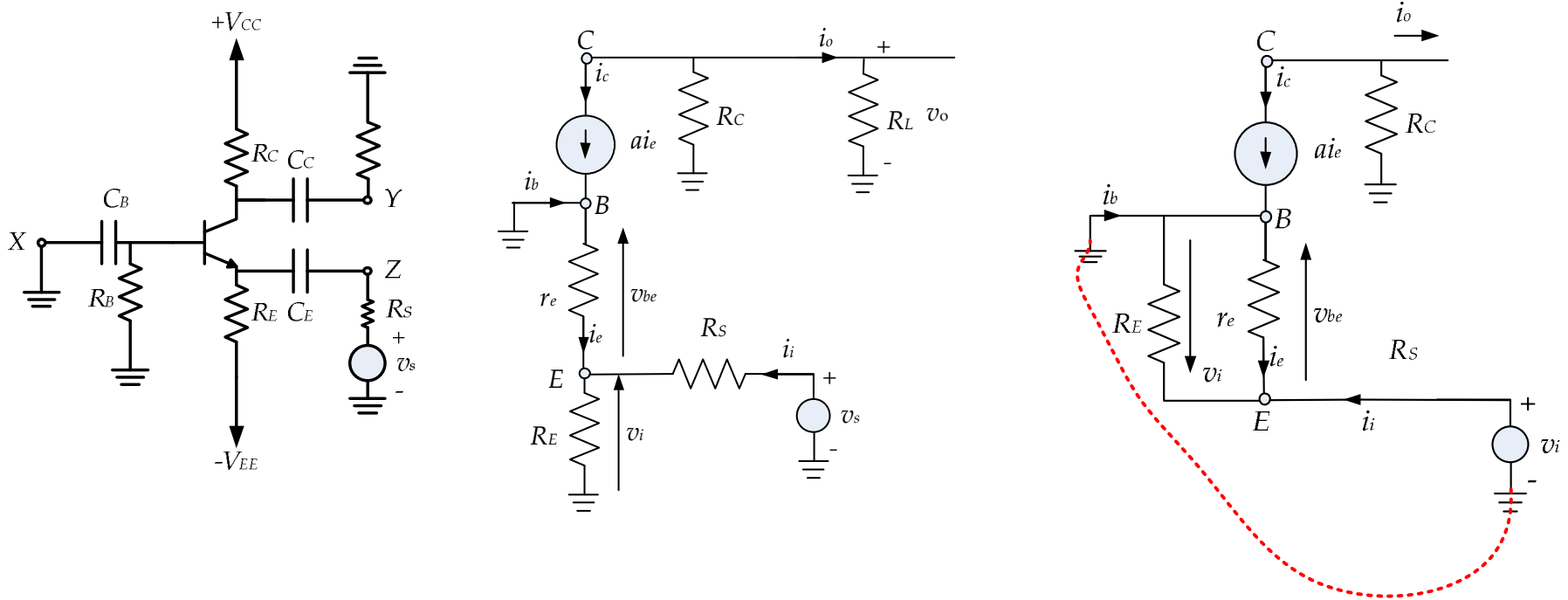
Για μεγάλη R_B , έχουμε και για $R_S \ll r_\pi(1+g_m R_e)$ έχουμε:

$$A_v = -\frac{g_m r_\pi}{r_\pi(1+g_m R_e) + R_S} (R_C \parallel R_L) = -\frac{\beta(R_C \parallel R_L)}{r_\pi(1+g_m R_e) + R_S} \cong -\frac{g_m(R_C \parallel R_L)}{1+g_m R_e}$$

- ✓ Επομένως η ενίσχυση τάσης μπορεί να θεωρηθεί ανεξάρτητη από το β του τρανζίστορ
- ✓ Το β ενός τρανζίστορ μεταβάλλεται πολύ έντονα: μικρές αλλαγές στην τιμή του α επιδρούν πολύ σημαντικά στο β αφού $\beta=1/(1-\alpha)$.
- ✓ Π.χ. Για $\alpha=0.98$, έχουμε $\beta=50$, ενώ για $\alpha=0.99$ έχουμε $\beta=100$.
- ✓ Για τον λόγο αυτό θέλουμε να ελαττώσουμε την επίδραση του β στο κύκλωμα
- ✓ **Ωστόσο η ύπαρξη της R_e μειώνει την ενίσχυση τάσης!**
- ✓ Επιπρόσθετα, η ύπαρξη της R_e αυξάνει το μέγιστο AC πλάτος εισόδου ώστε το τρανζίστορ να λειτουργεί στην ενεργό περιοχή
- ✓ Αυτό γίνεται επειδή η τάση εισόδου v_{in} διαμοιράζεται στην r_π (όπου λαμβάνεται η πτώση τάσης v_{be} και πάνω στην R_e). Εφόσον $i_b=i_e/(\beta+1)$ και $r_\pi=r_e/(\beta+1)$ θα έχουμε:

$$\frac{v_{be}}{v_{in}} = \frac{i_b r_\pi}{i_b r_\pi + i_e R_e} = \frac{i_b r_e}{i_b r_e + i_b R_e} = \frac{r_e}{r_e + R_e}$$

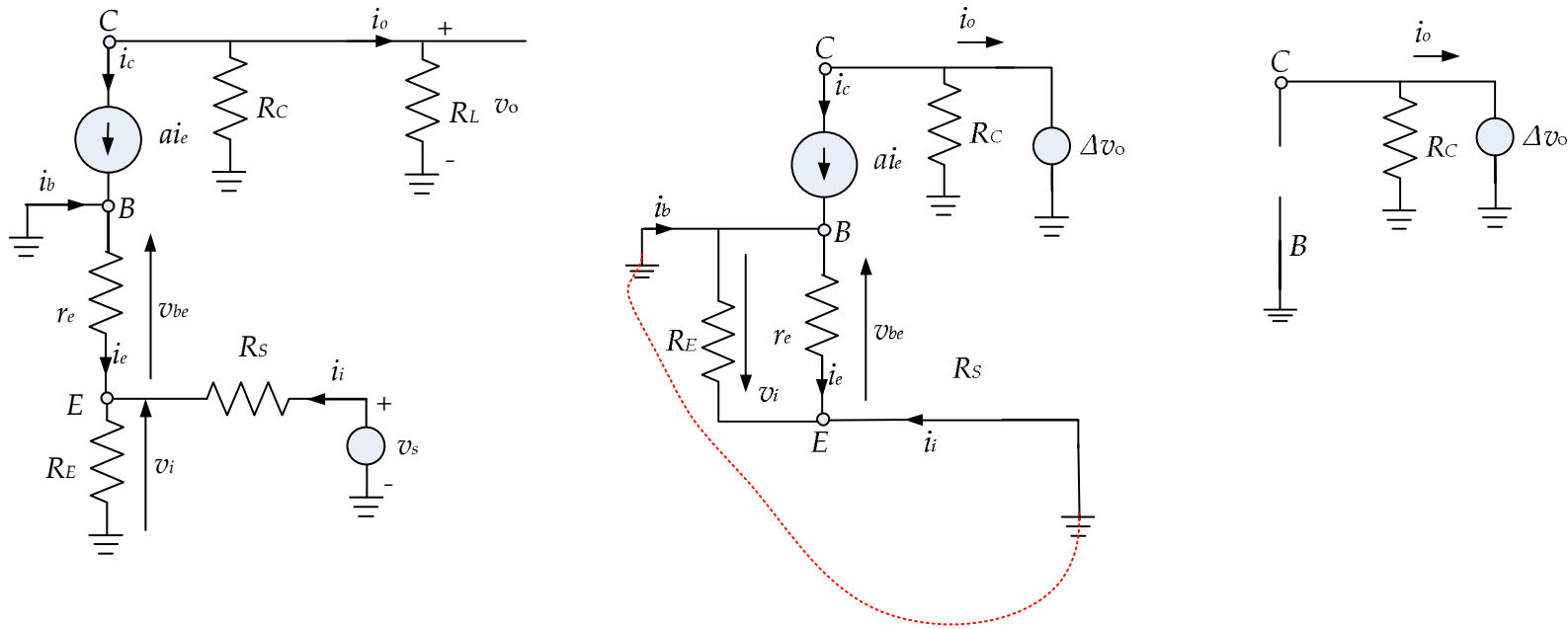
Συνδεσμολογία Κοινής Βάσης



- ✓ Για να βρούμε την αντίσταση εισόδου, εφαρμόζουμε τάση v_i στην είσοδο του ενισχυτή και ανοίγουμε την έξοδο του.
- ✓ Το ρεύμα i_i που είναι το ρεύμα εισόδου διαρρέει τον παράλληλο συνδυασμό των R_E και r_e .
- ✓ Η τάση στα άκρα του παράλληλου συνδυασμού είναι v_i , επομένως η αντίσταση εισόδου είναι:

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = R_E \parallel r_e \cong r_e$$

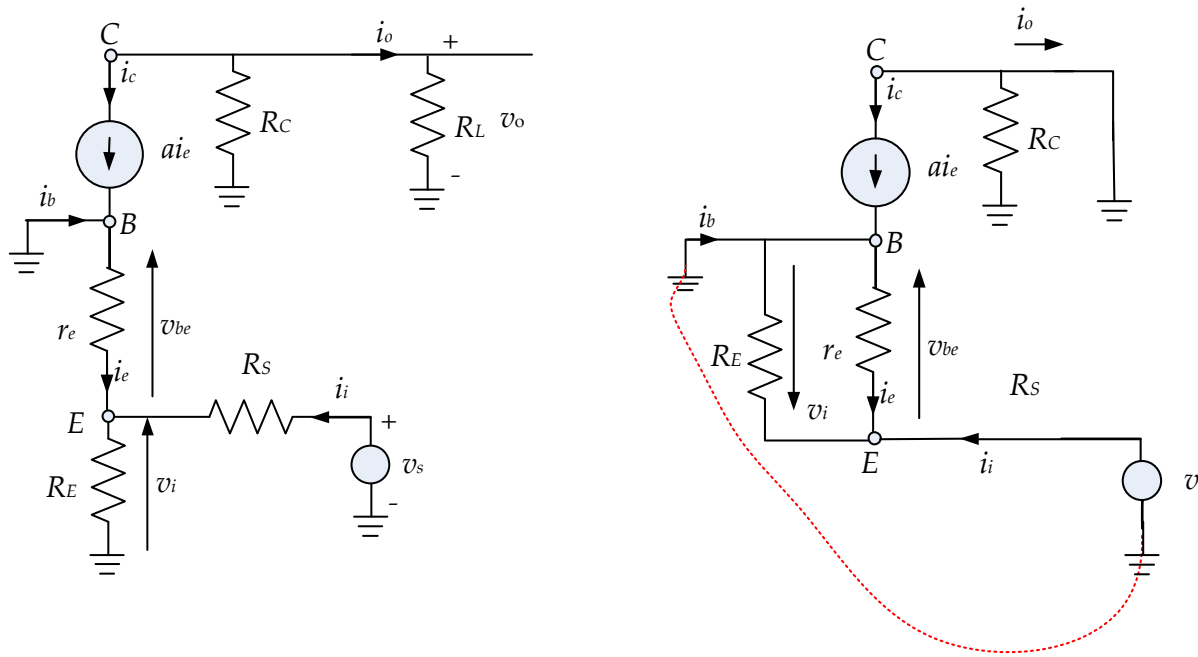
Συνδεσμολογία Κοινής Βάσης



- ✓ Για να βρούμε την αντίσταση εξόδου θα πρέπει να βραχυκυκλώσουμε την είσοδο.
- ✓ Αυτό έχει ως συνέπεια το ρεύμα i_e να είναι μηδέν (αφού όλο το ρεύμα περνάει πλέον από το βραχυκύκλωμα βάσης-εκπομπου).
- ✓ Η πηγή ρεύματος του ισοδύναμου ανοίγει (αφού $a i_e = 0$)
- ✓ Η αντίσταση εξόδου είναι η αντίσταση R_C

$$R_o = R_C$$

Συνδεσμολογία Κοινής Βάσης

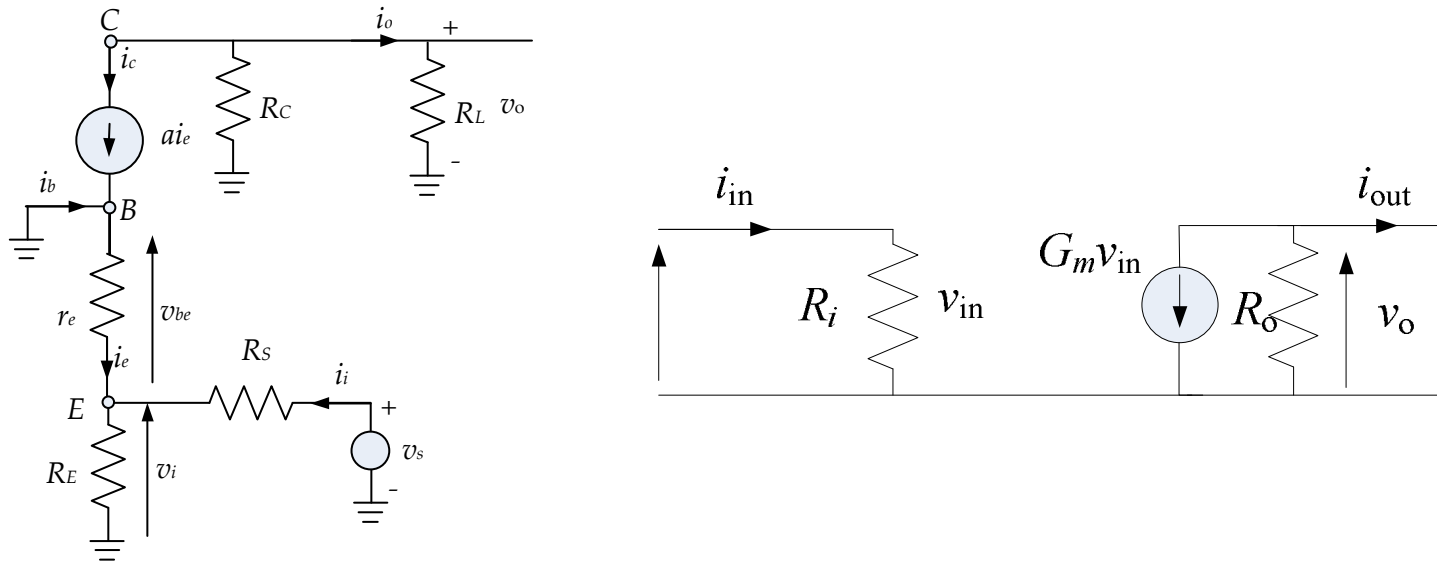


- ✓ Για να βρούμε την διαγωγιμότητα του ενισχυτή βραχυκυκλώνουμε την έξοδο και έχουμε:

$$G_m \equiv \left. \frac{i_o}{v_i} \right|_{R_L=0} = \frac{-a i_e}{v_i} \cong \frac{-a i_e}{i_e r_e} = \frac{-a}{r_e} = -g_m$$

- ✓ Στην παραπάνω σχέση έχουμε χρησιμοποιήσει το γεγονός ότι $r_e \ll R_E$ και ότι το ρεύμα εξόδου είναι $-i_c$ αφού το ρεύμα που διέρχεται από την R_C είναι μηδέν εξαιτίας του βραχυκυκλώματος!

Συνδεσμολογία Κοινής Βάσης

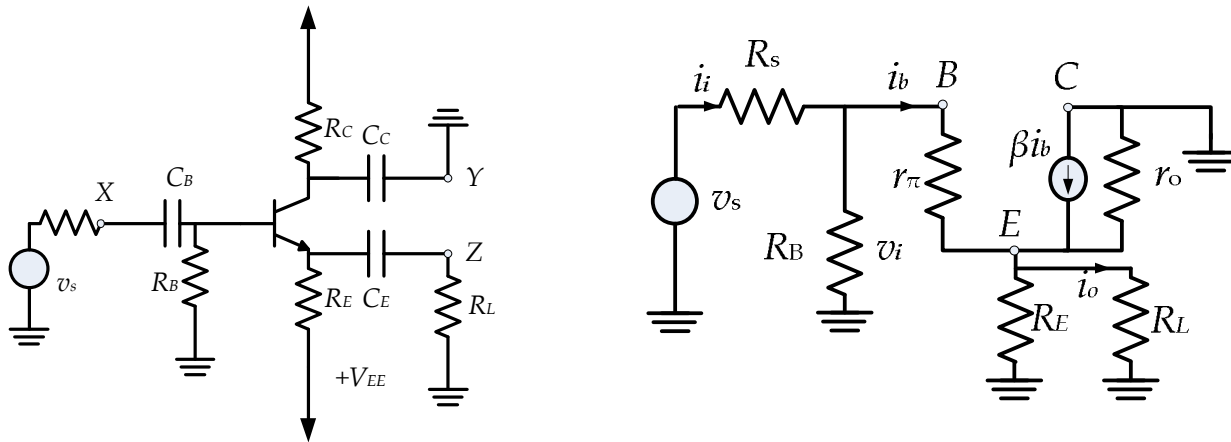


$$A_v = \frac{R_i}{R_i + R_S} G_m \frac{R_o R_L}{R_o + R_L} \cong \frac{r_e}{r_e + R_S} G_m \frac{R_C R_L}{R_C + R_L}$$

$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{G_m v_{in} (R_o \parallel R_L) / R_L}{v_{in} / (R_i + R_S)} \cong - \frac{g_m (R_o \parallel R_L)}{r_e R_L} \cong - \frac{a (R_o \parallel R_L)}{R_L}$$

- ✓ Στην καλύτερη περίπτωση η (απόλυτη) ενίσχυση ρεύματος θα είναι ίση με $\alpha < 1$ επομένως ο ενισχυτής κοινής βάσης δεν μπορεί να ενισχύσει το ρεύμα εξόδου

Συνδεσμολογία Κοινού Συλλέκτη



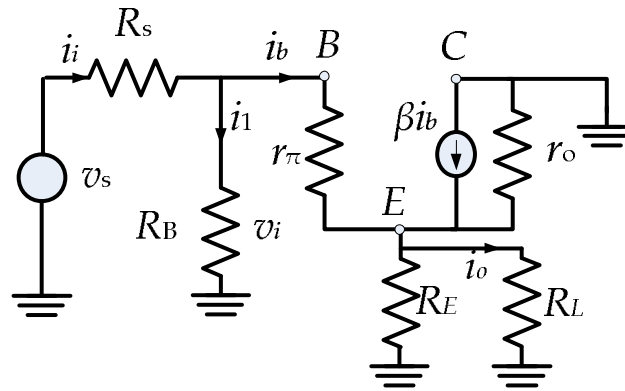
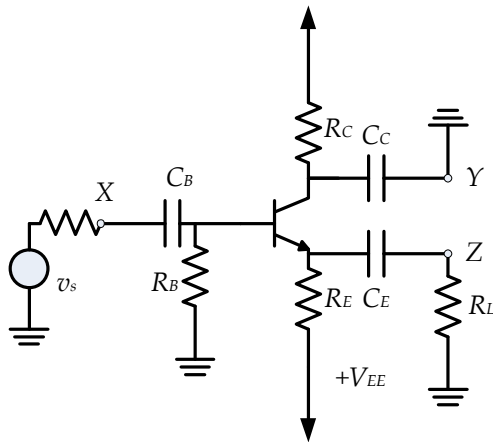
- ✓ Παρατηρούμε πως οι αντιστάσεις R_E , R_L , r_o είναι παράλληλα συνδεδεμένες
- ✓ Το ρεύμα που διαρρέει τον παράλληλο συνδυασμό των R_E , R_L , r_o είναι το δίνεται από την σχέση $i_y = \beta i_b + i_b$. Η τάση v_{ec} είναι ίση με $i_y (R_E // R_L // r_o)$ και επομένως θα έχουμε

$$\frac{v_b}{i_b} = \frac{v_{be}}{i_b} + \frac{v_{ec}}{i_b} = r_\pi + \frac{v_{ec}}{i_y} (\beta + 1) = r_\pi + (R_E // r_o // R_L) (\beta + 1) = (\beta + 1) (r_e + (R_E // r_o // R_L))$$

- ✓ Ορίζουμε την αντίσταση:

$$R_{ib} \equiv \frac{v_b}{i_b} = (\beta + 1) (r_e + (R_E // r_o // R_L))$$

Αντίσταση Εισόδου



- ✓ Η αντίσταση εισόδου είναι:

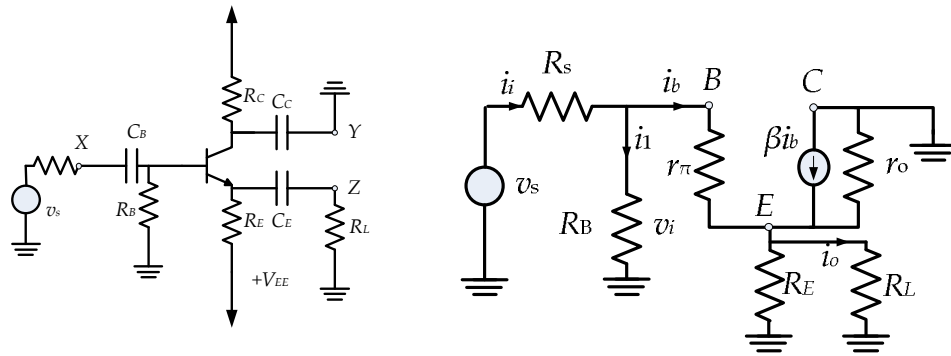
$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_i}{i_b + i_1} = \frac{1}{i_b / v_i + i_1 / v_i} = R_B // R_{ib} \cong R_{ib}$$

- ✓ Και αν υποθέσουμε πως έχουμε μικρή αντίσταση φόρτου R_L

$$R_i \cong R_{ib} = (\beta + 1)(r_e + (R_E // r_o // R_L)) \cong (\beta + 1)(r_e + R_L) = r_\pi + (\beta + 1)R_L$$

- ✓ Επομένως έχουμε μεγάλη αντίσταση εισόδου ☺

Ενίσχυση Τάσης και Ρεύματος Κοινού Συλλέκτη



$$A_v = \frac{v_L}{v_s} = \frac{v_e}{v_s} = \frac{v_e}{v_s} = \frac{v_e}{v_i} \frac{v_i}{v_s} = \frac{v_e}{v_b} \frac{v_i}{v_s}$$

Το v_e είναι η πτώση τάσης πάνω στο παράλληλο συνδυασμό $R_E // R_L // r_o$ και ισούται, όπως είδαμε με $(R_E // R_L // r_o) i_y$ ενώ η πτώση τάσης v_b ισούται με $i_b r_\pi + v_e = i_y r_e + v_e$. Επίσης η πτώση τάσης v_i δίνεται από τη σχέση $i_i R_i$ και η v_s δίνεται από την $i_i R_s + v_i$. Επομένως αν υποθέσουμε πως η R_B είναι μεγάλη και $R_L \ll (R_E // r_o)$ θα έχουμε:

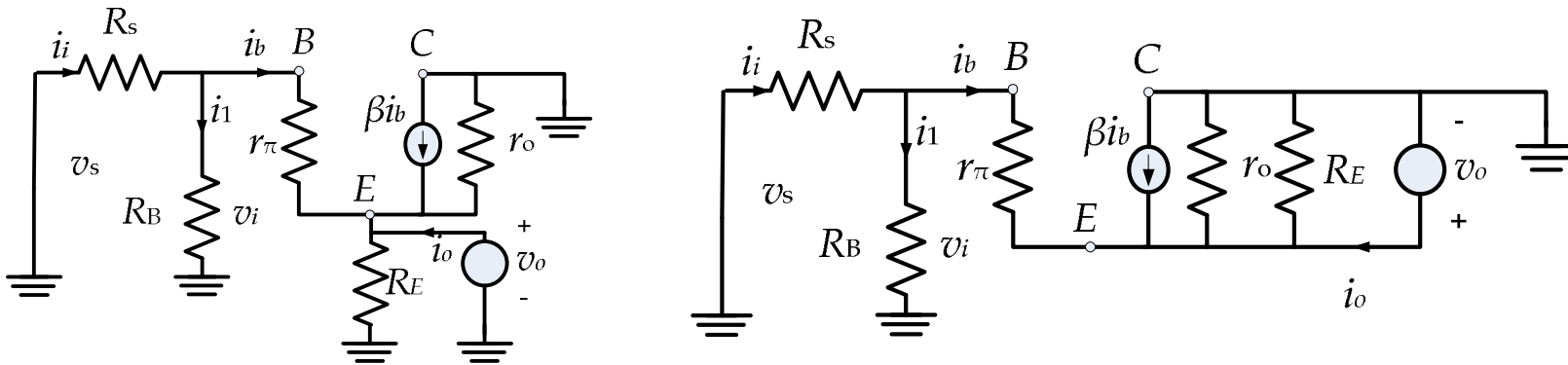
$$A_v = \frac{v_e}{v_b} \frac{v_i}{v_s} = \frac{(R_E // r_o // R_L)}{(R_E // r_o // R_L) + r_e} \frac{R_i}{R_i + R_s} \cong \frac{(\beta + 1) R_L}{(\beta + 1) R_L + r_\pi + R_s} < 1$$

Η ενίσχυση ρεύματος υπολογίζεται αν αναλογιστούμε πως η πτώση τάσης που προκαλεί το ρεύμα εισόδου $i_i R_s$ πάνω στην R_s και $i_i R_i$ μεταξύ της βάσης και της γης. Επομένως $i_i R_i + i_i R_s = v_s$

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{v_e / R_L}{v_s / (R_i + R_s)} = \frac{R_i}{R_L} \frac{R_E // r_o // R_L}{R_E // r_o // R_L + r_e} \cong \frac{R_i}{R_L}$$

- ✓ Η ενίσχυση ρεύματος είναι μεγάλη ☺
- ✓ Η ενίσχυση τάσης είναι μικρότερη από 1 ☹

Αντίσταση Εξόδου



- ✓ Για να βρούμε την αντίσταση εξόδου θα πρέπει να βραχυκυκλώσουμε την είσοδο.
- ✓ Στον εκπομπό καταλήγουν τα ρεύματα i_b , $\beta i_b - v_o / (r_o \parallel R_E)$ και i_o .
- ✓ Στην είσοδο του κυκλώματος το ρεύμα i_b δημιουργεί πτώση τάσης v_o μεταξύ της γης και του εκπομπού E και επομένως $-i_b(R_s \parallel R_B + r_\pi) = v_o$

$$i_o = -(\beta + 1)i_b + \frac{v_o}{(r_o \parallel R_E)} = (\beta + 1) \frac{v_o}{r_\pi + R_s \parallel R_B} + \frac{v_o}{r_o \parallel R_E} = \left\{ \frac{\beta + 1}{r_\pi + R_s \parallel R_B} + \frac{1}{r_o \parallel R_E} \right\} v_o$$

$$\frac{1}{R_0} = \left\{ \frac{\beta + 1}{r_\pi + R_s \parallel R_B} + \frac{1}{r_o \parallel R_E} \right\} \cong \frac{\beta + 1}{r_\pi + R_s \parallel R_B} \cong \frac{1}{r_e + R_s / (\beta + 1)}$$

$$R_0 \cong r_e + R_s / (\beta + 1)$$

- ✓ Επομένως έχουμε μικρή αντίσταση εξόδου ☺

Σύγκριση των χαρακτηριστικών των 3 συνδεσμολογιών

	ΚΕ	ΚΕ με $R_e=170\Omega$	ΚΒ	ΚΣ
R_i	2.9k Ω	16.7k Ω	0.03k Ω	83k Ω
R_o	9.2k Ω	9.7k Ω	10k Ω	0.118k Ω
G_m	-33.6mA/V	-5mA/V	+33.6mA/V	-
A_v	-36.2	-15.6	0.5	0.89
A_i	-46.7	-41.7	0.5	8.3

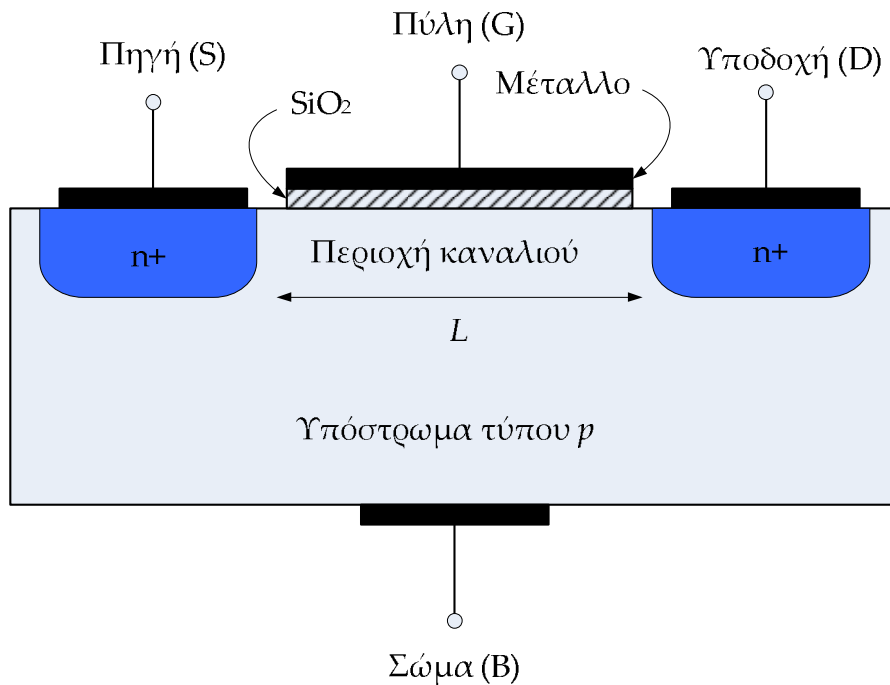
Μέρος VI

Τρανζίστορ Επίδρασης Πεδίου

Τρανζίστορ Επίδρασης Πεδίου (Field Effect Transistors-FET)

- ✓ Η τάση ανάμεσα σε δύο ακροδέκτες ελέγχει το ρεύμα που ρέει στον τρίτο (κάτι ανάλογο με τα διπολικά τρανζίστορ)
- ✓ Το ρεύμα συνίσταται από έναν μόνο τύπο φορέων (ηλεκτρόνια / οπές) για αυτό το λόγο ονομάζονται μονοπολικά τρανζίστορ.
- ✓ Από την δεκαετία του 1970 το MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) χρησιμοποιείται κατά κόρον στην μικρό-ηλεκτρονική
- ✓ Τα MOS καταλαμβάνουν πολύ μικρό χώρο στο ολοκληρωμένο και κατασκευάζονται σχετικά απλά
- ✓ Πολλές ψηφιακές λειτουργίες και μνήμες υλοποιούνται με την βοήθεια των MOS
- ✓ Η τεχνολογία VLSI (Very Large Scale of Integration) ολοκληρωμένων κυκλωμάτων βασίζεται στα MOS.

Δομή και Φυσική Λειτουργία των MOSFET Πύκνωσης



✓ Η διάταξη του σχήματος είναι ένα MOSFET πύκνωσης n-καναλιού

✓ Το MOSFET υλοποιείται πάνω σε ένα υπόστρωμα που αποτελεί τη βάση για την δημιουργία και άλλων MOSFET πάνω στο ίδιο ολοκληρωμένο

✓ Πάνω στο υπόστρωμα δημιουργούνται δύο περιοχές τύπου n με υψηλή νόθευση (n+), οι πηγή (source – S) και η υποδοχή (drain – D).

✓ Στο υπόστρωμα δημιουργούμε ένα λεπτό στρώμα από διοξείδιο του Πυριτίου (SiO₂)

✓ Πάνω από αυτήν την περιοχή τοποθετούμε την μεταλλική επαφή του ακροδέκτη της πύλης (gate – G).

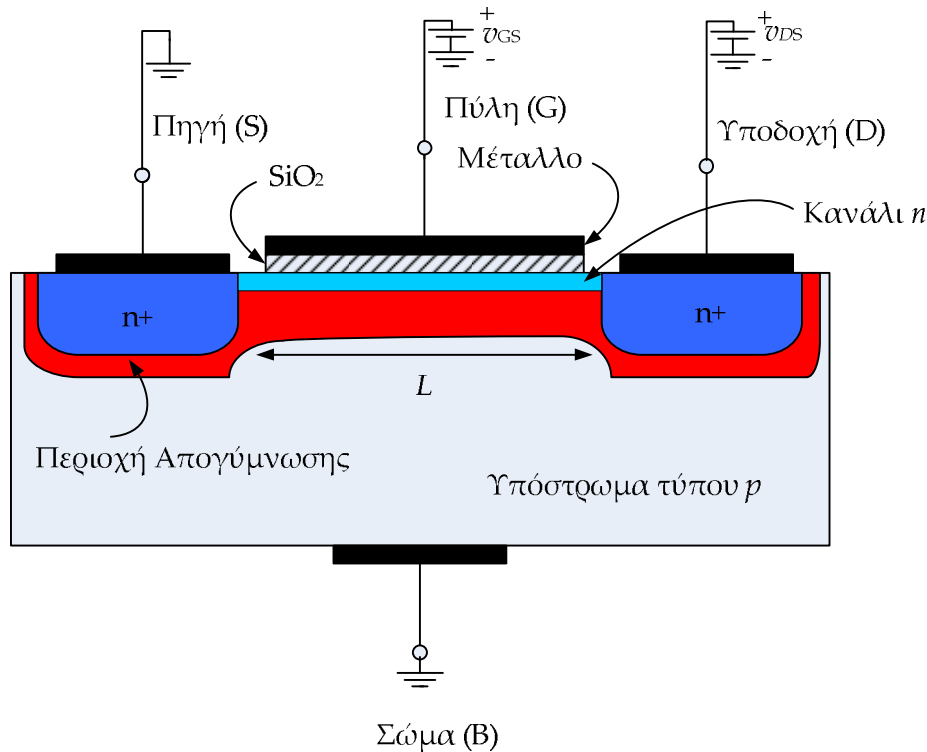
✓ Συνήθως τα MOSFET αναφέρονται και ως FET απομονωμένης πύλης (Insulated Gate FET – IGFET) για να τονιστεί το γεγονός πως από την πύλη δεν εισέρχεται ρεύμα στην διάταξη (δηλαδή η πύλη είναι «απομονωμένη»)

✓ Ο τέταρτος ακροδέκτης του MOSFET είναι το σώμα (body – B). Για δύο MOSFET που έχουν σχηματιστεί πάνω στο ίδιο υπόστρωμα ο ακροδέκτης αυτός θα είναι κοινός.

✓ Οι επαφές pn που σχηματίζονται θα πρέπει να είναι πάντοτε ανάστροφα πολωμένες στην κανονική λειτουργία

✓ Όπως θα δούμε στη συνέχεια το δυναμικό της πύλης G ελέγχει τη ροή φορέων από την πηγή προς την υποδοχή (για το λόγο πρόκειται για στοιχεία που ελέγχονται από ηλεκτρικό πεδίο – Field Effect Transistors)

Δομή και Φυσική Λειτουργία των MOSFET Πύκνωσης



✓ Απουσία τάσεως στην πύλη και στην υποδοχή ($v_{DS}=v_{GS}=0$) οι δύο διόδοι pn (μεταξύ πηγής / υποστρώματος και υποδοχής / υποστρώματος) είναι ανάστροφα πολωμένες.

✓ Η άνοδος (p τμήμα) και των δύο διόδων είναι το υπόστρωμα και όταν εφαρμόζεται τάση $v_{DS}>0$ οι διόδοι παραμένουν ανάστροφα πολωμένες (αφού $v_{BS}=0$ και $v_{BD}>0$).

✓ Στην πραγματικότητα εμφανίζεται μία τεράστια αντίσταση ($\sim 10^{12}\Omega$) μεταξύ πηγής και υποδοχής)

✓ Αν εφαρμόσουμε τάση $v_{GS}>0$ και διατηρήσουμε $v_{DS}=0$, οι σπές του υποστρώματος θα κινηθούν προς τα κάτω.

✓ Επομένως κοντά στο στρώμα SiO_2 δημιουργείται μια περιοχή απογύμνωσης φορέων

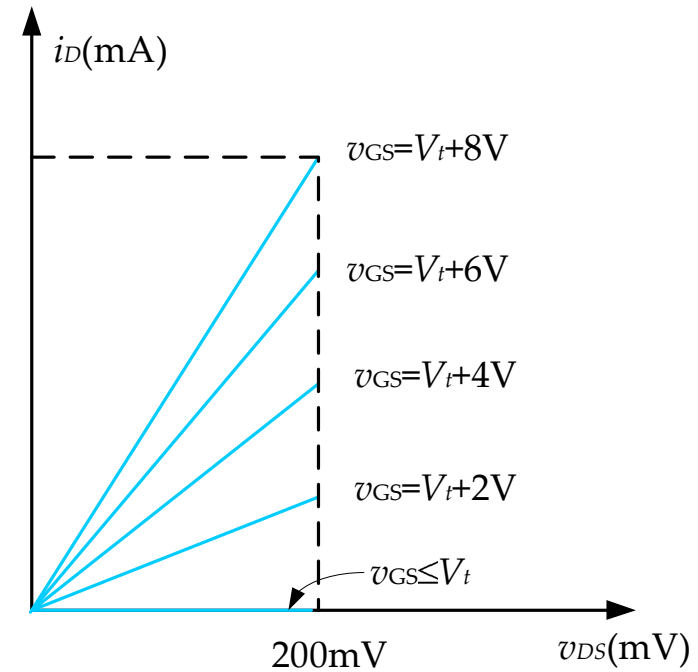
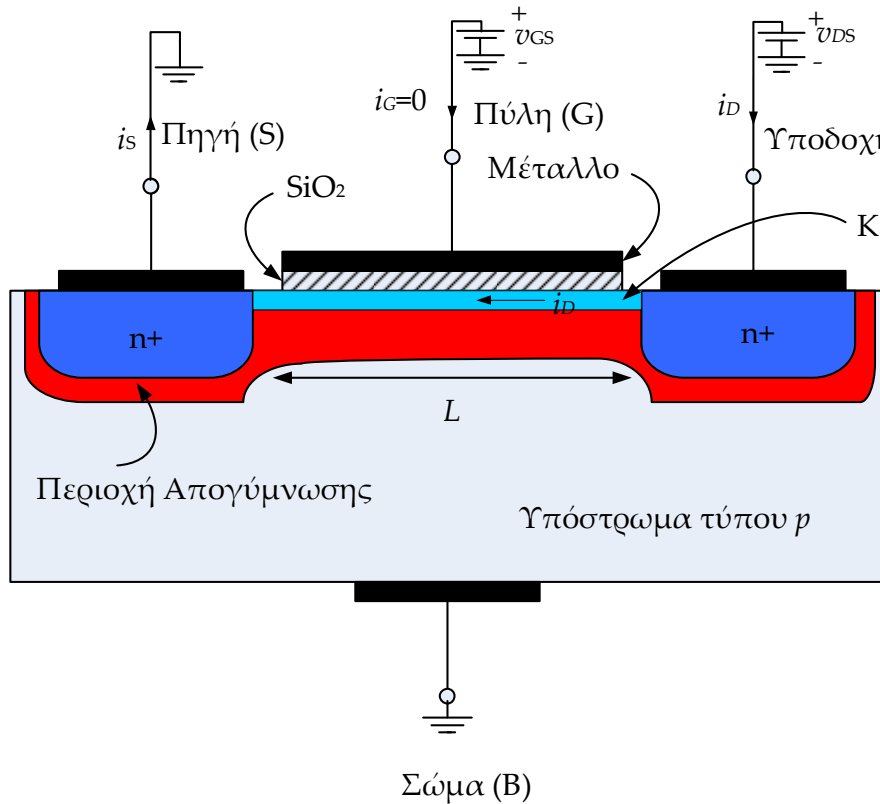
✓ Εξαιτίας του θετικού της δυναμικού η πύλη έλκει ηλεκτρόνια από τις περιοχές n και δημιουργείται έτσι ένα κανάλι που περιέχει ελεύθερα ηλεκτρόνια (τύπου n).

✓ Αν ο αριθμός των ηλεκτρονίων είναι σημαντικός τότε με την εφαρμογή μίας τάσης v_{DS} θα μπορέσει να περάσει ρεύμα από την S προς την D μέσα από το κανάλι.

✓ Το τρανζίστορ ονομάζεται MOSFET καναλιού n ή NMOS. Το κανάλι ονομάζεται στρώμα αναστροφής (inversion layer) επειδή οι πληθυσμοί των φορέων έχουν αναστραφεί (έχουμε περισσότερα ηλεκτρόνια από ότι σπές).

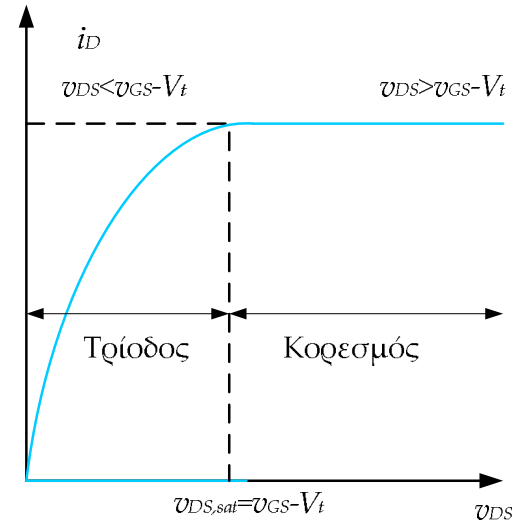
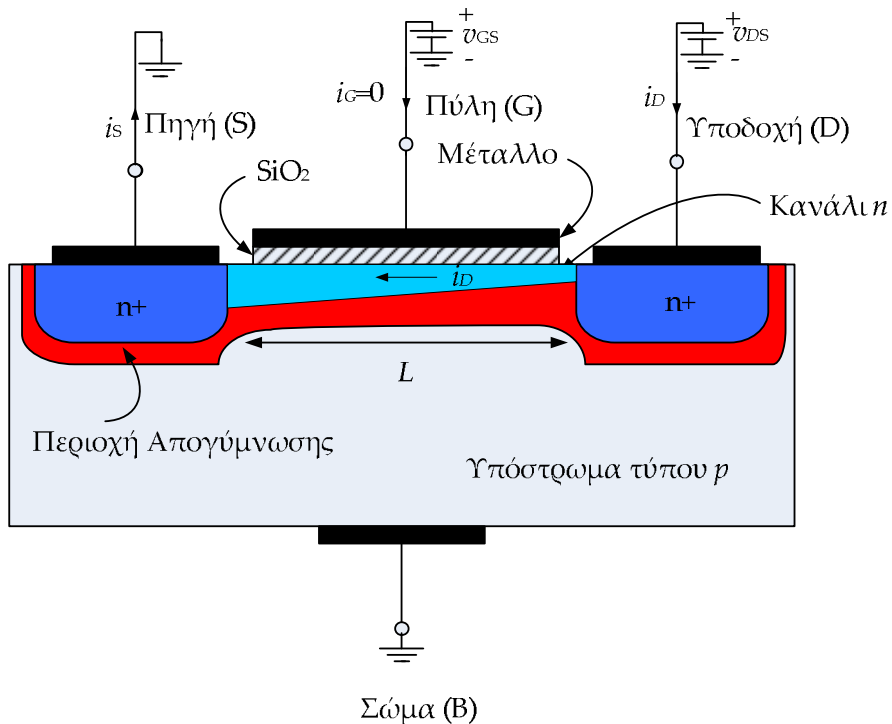
✓ Για να έχουμε αρκετά ηλεκτρόνια στο κανάλι θα πρέπει $v_{GS}>V_t$ (V_t είναι μία τάση κατωφλίου)

Δομή και Φυσική Λειτουργία των MOSFET Πύκνωσης



- ✓ Αν εφαρμόσουμε μικρή τάση v_{DS} ($<200\text{mV}$) τότε αν η τάση v_{GS} είναι μεγαλύτερη από V_t , σχηματίζεται το κανάλι και το ρεύμα από την υποδοχή i_D οδηγείται προς την πύλη
- ✓ Για μικρές v_{DS} το ρεύμα θα είναι ανάλογο του v_{DS}
- ✓ Για $v_{GS} > V_t$ το ρεύμα θα αυξάνει με το v_{GS} επειδή το κανάλι εμπλουτίζεται με φορείς (πυκνώνει)
- ✓ Για το λόγο αυτό τα MOSFET αυτά ονομάζονται και MOSFET πύκνωσης

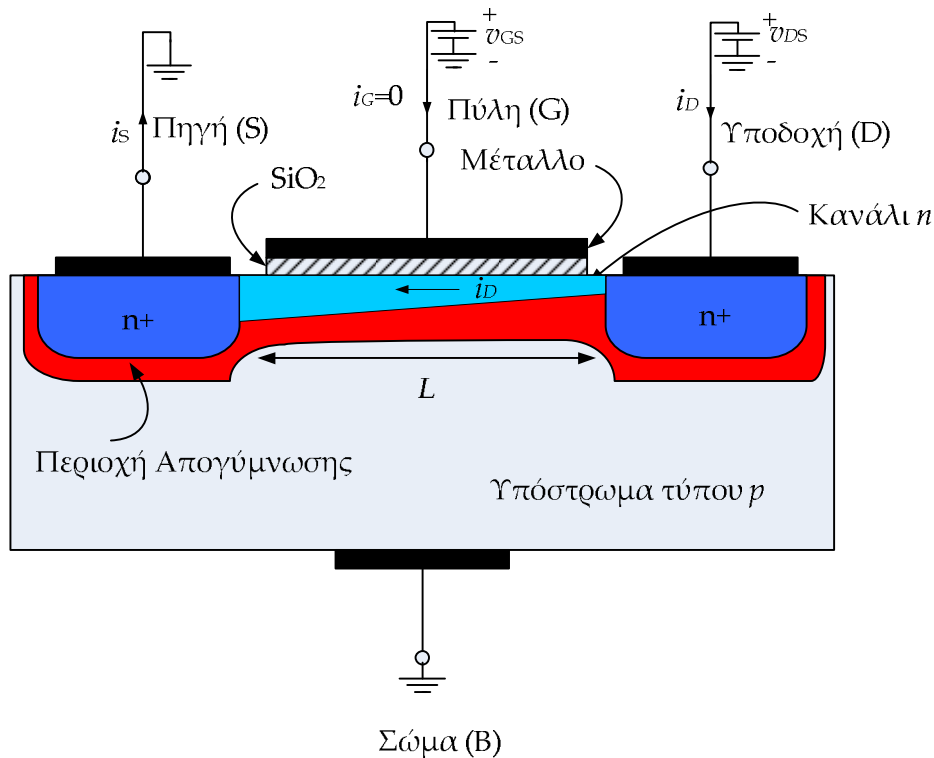
Δομή και Φυσική Λειτουργία των MOSFET Πύκνωσης



Όταν αυξάνεται η v_{DS} και η v_{GS} κρατιέται σταθερή τότε:

- ✓ η τάση μεταξύ του καναλιού και του υποστρώματος μεταβάλλεται από v_{GS} σε v_{DS} κατά μήκος του καναλιού μεταξύ πύλης και υποδοχής
- ✓ Το «βάθος» του καναλιού εξαρτάται από αυτήν την τάση και το κανάλι πλέον δεν είναι ομοιόμορφο
- ✓ Επομένως η αύξηση του i_D παύει να είναι ευθεία.
- ✓ Όταν $v_{GS} - v_{DS} = V_t$ τότε το βάθος του καναλιού κοντά στην υποδοχή μηδενίζεται και περαιτέρω αύξηση της v_{DS} δεν έχει επίπτωση στο i_D .
- ✓ Για $v_{GS} - v_{DS} \leq V_t$ λέμε πως το τρανζίστορ λειτουργεί στην περιοχή της τριόδου (γραμμική περιοχή) ενώ για $v_{GS} - v_{DS} \geq V_t$ το τρανζίστορ λειτουργεί στην περιοχή κορεσμού.

Δομή και Φυσική Λειτουργία των MOSFET Πύκνωσης



✓ Απουσία τάσεως στην πύλη και στην υποδοχή ($v_{DS}=v_{GS}=0$) οι δύο διόδοι pn (μεταξύ πηγής / υποστρώματος και υποδοχής / υποστρώματος) είναι ανάστροφα πολωμένες.

✓ Η άνοδος (p τμήμα) και των δύο διόδων είναι το υπόστρωμα και όταν εφαρμόζεται τάση $v_{DS}>0$ οι διόδοι παραμένουν ανάστροφα πολωμένες (αφού $v_{BS}=0$ και $v_{BD}>0$).

✓ Στην πραγματικότητα εμφανίζεται μία τεράστια αντίσταση ($\sim 10^{12}\Omega$) μεταξύ πηγής και υποδοχής)

✓ Αν εφαρμόσουμε τάση $v_{GS}>0$ και διατηρήσουμε $v_{DS}=0$, οι οπές του υποστρώματος θα κινηθούν προς τα κάτω.

✓ Επομένως κοντά στο στρώμα SiO_2 δημιουργείται μια περιοχή απογύμνωσης φορέων

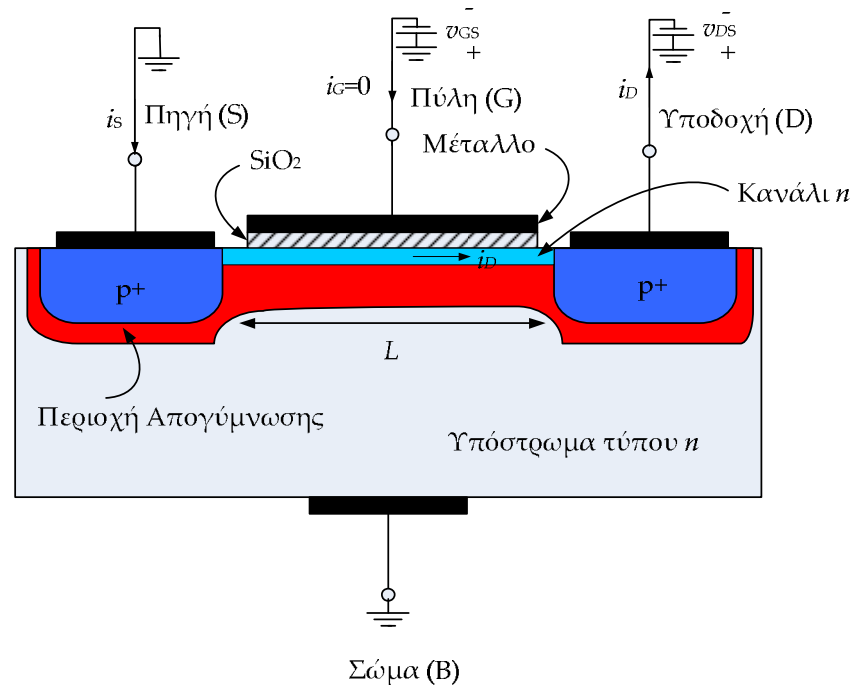
✓ Εξαιτίας του θετικού της δυναμικού η πύλη έλκει ηλεκτρόνια από τις περιοχές n και δημιουργείται έτσι ένα κανάλι που περιέχει ελεύθερα ηλεκτρόνια (τύπου n).

✓ Αν ο αριθμός των ηλεκτρονίων είναι σημαντικός τότε με την εφαρμογή μίας τάσης v_{DS} θα μπορέσει να περάσει ρεύμα από την S προς την D μέσα από το κανάλι.

✓ Το τρανζίστορ ονομάζεται MOSFET καναλιού n ή NMOS. Το κανάλι ονομάζεται στρώμα αναστροφής (inversion layer) επειδή οι πληθυσμοί των φορέων έχουν αναστραφεί (έχουμε περισσότερα ηλεκτρόνια από ότι οπές).

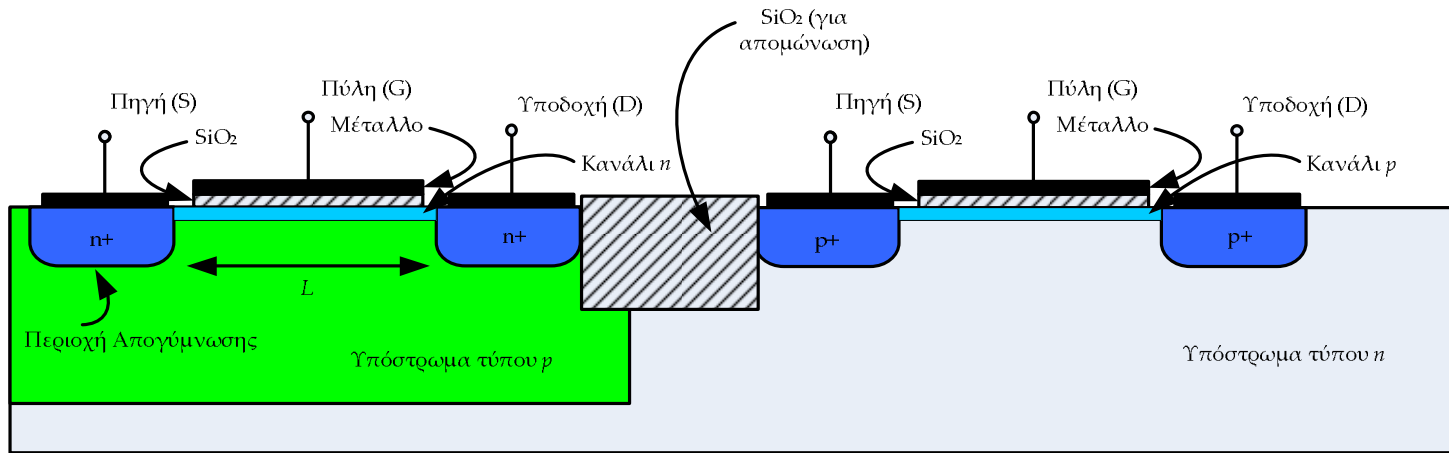
✓ Για να έχουμε αρκετά ηλεκτρόνια στο κανάλι θα πρέπει $v_{GS}>V_t$ (V_t είναι μία τάση κατωφλίου)

MOSFET τύπου p



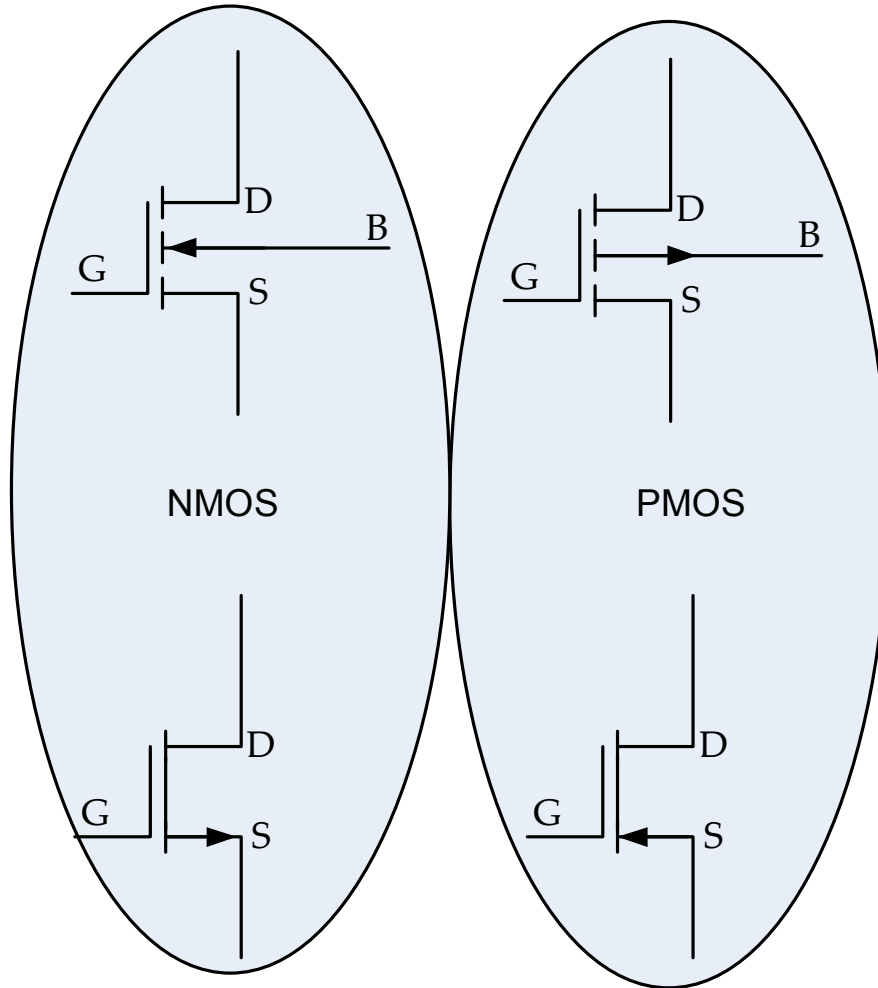
- ✓ Στα MOSFET τύπου p το υπόστρωμα πάνω στο οποίο σχηματίζεται το MOSFET είναι τύπου n
- ✓ Το κανάλι είναι τύπου p και το τρανζίστορ ονομάζεται και PMOS
- ✓ Η λειτουργία είναι παρόμοια με το PMOS απλά η τάση v_{GS} θα πρέπει να γίνει αρνητικότερη από μία αρνητική τιμή τάσης $-V_t$ που χρειάζεται για να σχηματιστεί το κανάλι
- ✓ Η φορά του ρεύματος i_D επίσης αντιστρέφεται
- ✓ Για να έχουμε ρεύμα από την πηγή στην πύλη θα πρέπει η τάση v_{DS} να είναι αρνητική.
- ✓ Ο κόρος του τρανζίστορ λαμβάνει χώρα όταν $v_{GS}-v_{DS} \leq -V_t$

Τεχνολογία CMOS



- ✓ Η τεχνολογία CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) μας επιτρέπει να κατασκευάσουμε MOSFET τύπου p και τύπου n (PMOS και NMOS) στο ίδιο ολοκληρωμένο
- ✓ Αυτό μας δίνει την δυνατότητα να απομονώσουμε τα υποστρώματα των δύο τρανζίστορ
- ✓ Η τεχνολογία αυτή μας έχει επιτρέψει να κατασκευάσουμε τα σύγχρονα ολοκληρωμένα κυκλώματα VLSI (μικρό-επεξεργαστές κτλ)
- ✓ Ο συνδυασμός PMOS και NMOS στο ίδιο υπόστρωμα έχει ως αποτέλεσμα την κατασκευή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων με καλύτερες επιδόσεις από ότι αν χρησιμοποιούσαμε NMOS
- ✓ Σημειωτέον πως η τεχνολογία PMOS μόνη της χρησιμοποιείται σπάνια επειδή οι οπές είναι πιο δυσκίνητες από τα ηλεκτρόνια!

Ηλεκτρονικά Σύμβολα για τα MOSFET πύκνωσης



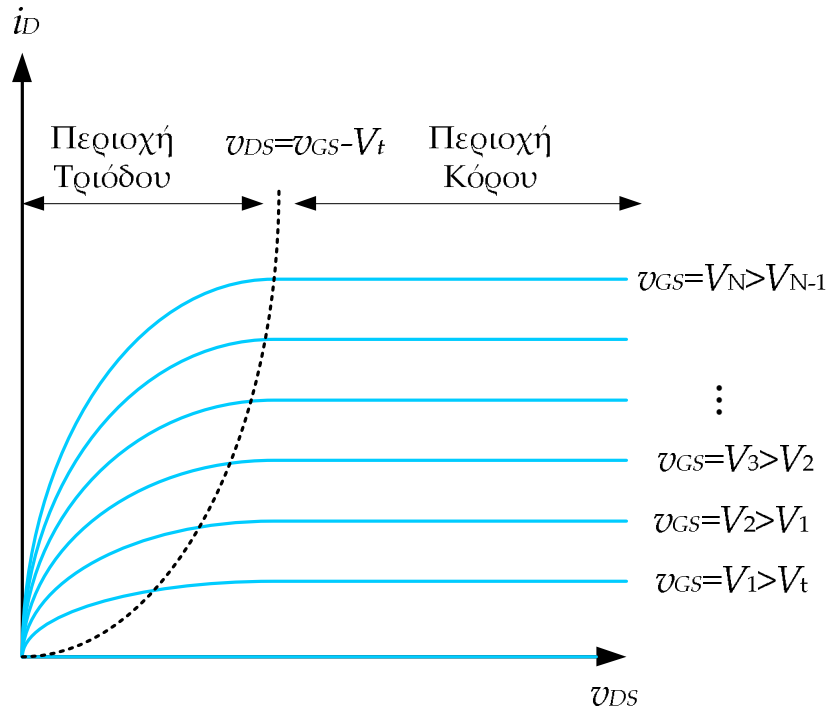
✓ Τα MOSFET έχουν εν γένει τέσσερις ακροδέκτες: Την πηγή (S) την πύλη (G) την υποδοχή (D) και το σώμα (B).

✓ Το βελάκι του ακροδέκτη του σώματος δείχνει την συμβατική φορά του ρεύματος που διέρχεται από το σώμα όταν οι επαφές σώματος/πηγής και σώματος/υποδοχής είναι ορθά πολωμένες

✓ Όταν το σώμα είναι βραχυκυκλωμένο με την πηγή χρησιμοποιούμε τα ισοδύναμα με τρεις ακροδέκτες

✓ Το βελάκι στην πηγή δείχνει την συμβατική φορά του ρεύματος που περνάει από αυτήν όταν το τρανζίστορ άγει.

Χαρακτηριστικές Τάσεως / Ρεύματος



✓ Για τα MOSFET υπάρχουν αναλυτικές σχέσεις που περιγράφουν τη μεταβολή του ρεύματος i_D με τις τάσεις v_{DS} και v_{GS}

$$K = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}$$

- ✓ Το L είναι το μήκος του καναλιού
- ✓ Το W είναι το πλάτος του
- ✓ Το μ_n είναι η κινητικότητα των ηλεκτρονίων
- ✓ Το C_{ox} είναι μία χαρακτηριστική χωρητικότητα του τρανζίστορ.

$$i_D = \begin{cases} 0 & v_{GS} < V_t & \text{(αποκοπή)} \\ K \{ 2(v_{GS} - V_t)v_{DS} - v_{DS}^2 \} & v_{DS} < v_{GS} - V_t & \text{(τρίοδος)} \\ K(v_{GS} - V_t)^2 & v_{DS} \geq v_{GS} - V_t & \text{(κόρεσμός)} \end{cases}$$

Επιπλέον Φαινόμενα

- ✓ Στον κόρο υπάρχει μία ελαφρά εξάρτηση του ρεύματος από το v_{DS}

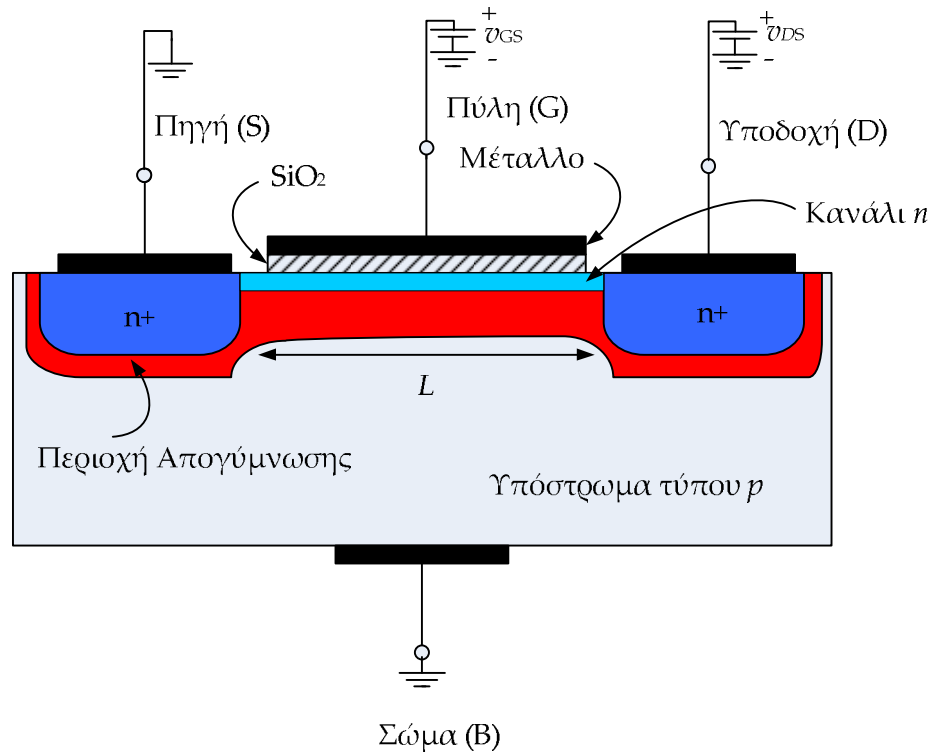
$$i_D = K (v_{GS} - V_t)^2 (1 + \lambda v_{DS})$$

- ✓ Αν ο ακροδέκτης του σώματος δεν είναι βραχυκυκλωμένος με την πηγή τότε η τάση v_{BS} επηρεάζει την τάση κατωφλίου:

$$V_t = V_{t0} + \gamma \left(\sqrt{2\phi_f + v_{SB}} - \sqrt{2\phi_f} \right)$$

- ✓ Η τάση κατωφλίου επίσης επηρεάζεται από την θερμοκρασία (2mV/1°C)
- ✓ Όσο αυξάνει η τάση v_{DS} τότε η επαφή σώματος/υποδοχής μπορεί να λάβει χώρα διάσπαση (φαινόμενο χιονοστιβάδας). Αυτό συμβαίνει για τάσεις της τάξης 50V-100V.
- ✓ Για τάσεις της τάξης των 20V συμβαίνει χώρα και ένα άλλο είδος διάσπασης (η περιοχή απογύμνωσης στην υποδοχή επεκτείνεται μέσω του καναλιού μέχρι την περιοχή της πηγής). Το ρεύμα i_D αυξάνεται απότομα.

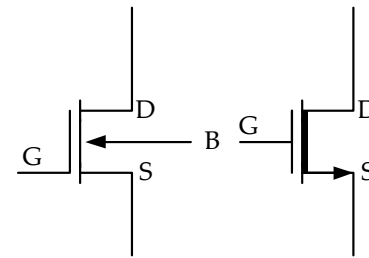
MOSFET απογύμνωσης



✓ Τα MOSFET απογύμνωσης έχουν την ίδια δομή με τα MOSFET πύκνωσης με την διαφορά πως το κανάλι μεταξύ πηγής και υποδοχής είναι μόνιμα εμφυτευμένο.

✓ Για παράδειγμα στην περίπτωση του p-υποστρώματος έχουμε δημιουργήσει μία περιοχή n στην κορυφή του υποστρώματος, μεταξύ πηγής και πύλης

✓ Όταν εφαρμόζουμε τάση v_{DS} , το ρεύμα i_D είναι μη μηδενικό ακόμα και όταν $v_{GS}=0$.



✓ Όταν εφαρμόζουμε αρνητική v_{GS} τα ηλεκτρόνια του καναλιού αρχίζουν και απομακρύνονται με αποτέλεσμα να μειώνονται οι φορείς.

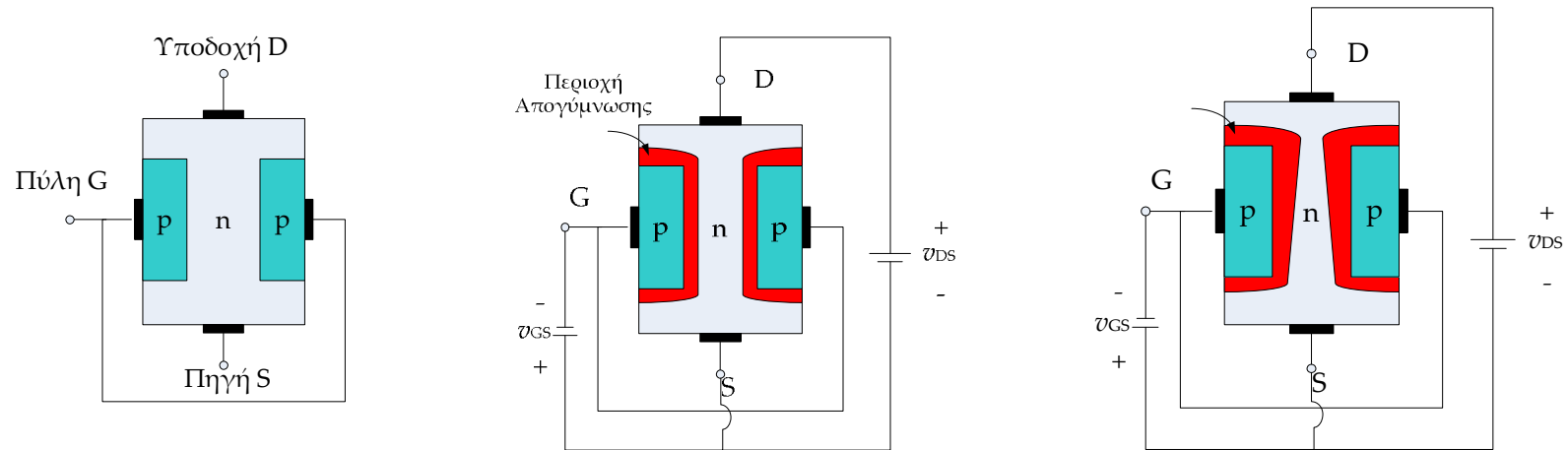
✓ Επομένως η αρνητική v_{GS} απογυμνώνει το κανάλι από φορείς και για το λόγο αυτό τα MOSFET αυτά ονομάζονται και MOSFET απογύμνωσης.

✓ Η τάση κατωφλίου για την v_{GS} κάτω από την οποία το κανάλι κλείνει είναι πλέον αρνητική.

✓ Οι χαρακτηριστικές i_D και v_{DS} είναι οι ίδιες με την διαφορά ότι η τάση κατωφλίου είναι πλέον αρνητική.

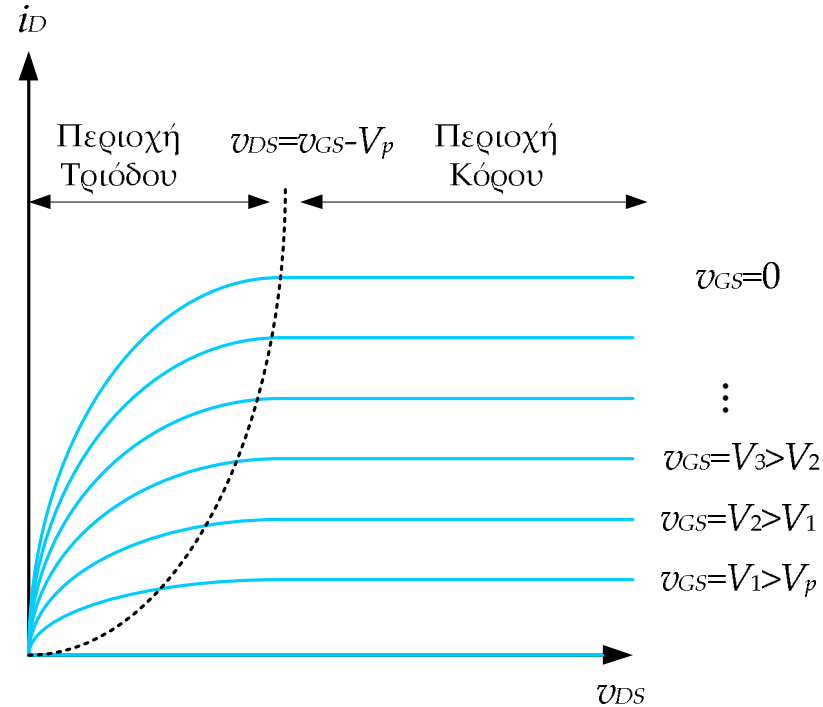
✓ Τα ηλεκτρονικά σύμβολα είναι παρόμοια με αυτά του MOSFET πύκνωσης.

FET ένωσης (Junction FET - JFET)



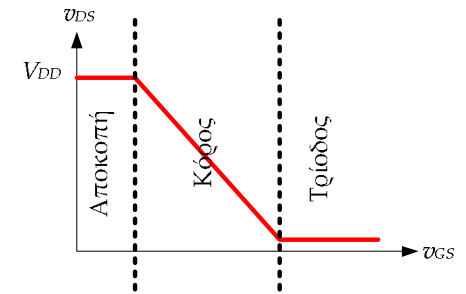
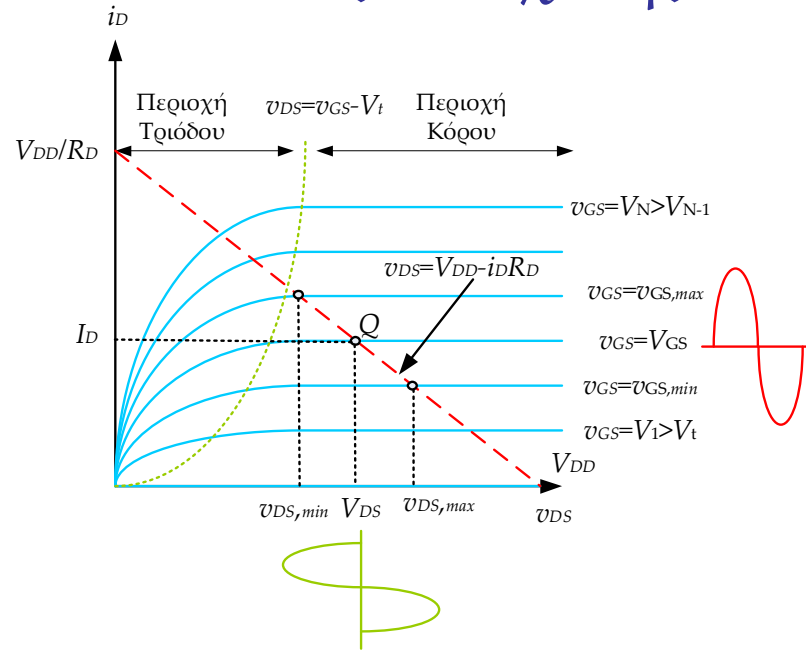
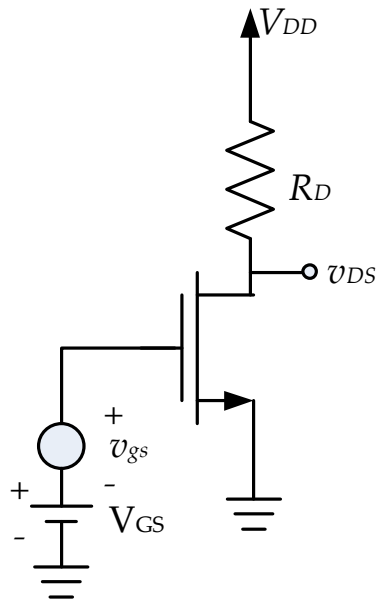
- ✓ Το JFET είναι από τις πιο απλές δομές transistor. Αποτελείται από ένα στρώμα τύπου n στο οποίο έχουν δημιουργηθεί δύο περιοχές p όπως δείχνει το αριστερό σχήμα.
- ✓ Οι δύο επαφές που δημιουργούνται πρέπει να διατηρούνται ανάστροφα πολωμένες. Γύρω από αυτές τις επαφές δημιουργείται μία περιοχή απογύμνωσης φορέων.
- ✓ Όσο πιο αρνητική είναι η τάση v_{GS} τόσο μεγαλύτερο είναι το πλάτος της περιοχής απογύμνωσης. Όσο αυξάνει το πλάτος της περιοχής απογύμνωσης τόσο λιγότερο ρεύμα διαρρέει το στοιχείο.
- ✓ Υπάρχει μία αρνητική τιμή V_p της τάσης v_{GS} για την οποία το κανάλι εξαφανίζεται τελείως και το τρανζίστορ έρχεται στην αποκοπή (το ρεύμα που το διαρρέει είναι ίσο με μηδέν)
- ✓ Όπως και στα MOSFET η αύξηση της v_{DS} επίσης επιδρά στο κανάλι (όπως δείχνει το δεξιότερο σχήμα) και εμφανίζεται τελικά το φαινόμενο του κορεσμού (δηλαδή από μία τιμή τάσης v_{DS} και πέρα το ρεύμα που διαρρέει το στοιχείο δεν εξαρτάται από την τάση v_{DS})

Χαρακτηριστικές του FET Ένωσης



- ✓ Οι χαρακτηριστικές των JFET είναι παρόμοιες με αυτές των υπολοίπων FET
- ✓ Στα JFET η τάση $V_p < 0$ παίζει τον ρόλο της V_t
- ✓ Επίσης πρέπει να προσέχουμε ώστε οι επαφές του JFET να διατηρούνται σε ανάστροφη πόλωση
- ✓ Αυτό σημαίνει πως η τάση v_{GS} δεν πρέπει να γίνεται ποτέ θετική!

Το FET ως ενισχυτής



✓ Για να αναλύσουμε το FET ως ενισχυτή χρησιμοποιούμε πάλι την γραφική μέθοδο όπως και στην περίπτωση των BJT.

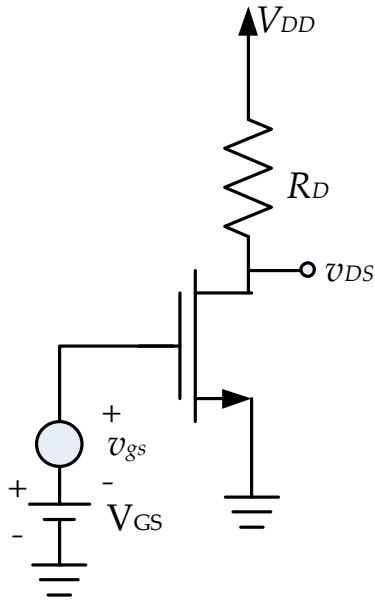
✓ Στο ίδιο άξονα συντεταγμένων σχεδιάζουμε τις χαρακτηριστικές τάσης και ρεύματος του τρανζίστορ μαζί με την ευθεία φόρτου: $v_{DS} = -i_D R_D + V_{DD}$

✓ Η τάση εισόδου $v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$ μεταβάλλεται γύρω από το σημείο ηρεμίας V_{GS} και προκαλεί μετακίνηση του σημείου όπου η ευθεία φόρτου τέμνει την αντίστοιχη χαρακτηριστική.

✓ Ως αποτέλεσμα, η τάση εξόδου v_{DS} μεταβάλλεται και αυτή αλλά με διαφορά φάσης 180° όπως και στην περίπτωση των BJT.

✓ Για τάση εισόδου $v_{GS} \leq V_t$ το τρανζίστορ έρχεται στην αποκοπή ($i_D = 0$) και έχουμε $v_{DS} \cong V_{DD}$ ενώ για μεγάλες v_{GS} το τρανζίστορ έρχεται στην γραμμική περιοχή (τριόδος) και έχουμε $v_{DS} \cong 0$.

Ανάλυση Μικρού Σήματος



$$i_D = K(v_{GS} - V_t)^2$$

$$v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$$

$$i_D = K(V_{GS} - V_t + v_{gs})^2 = K \left\{ (V_{GS} - V_t)^2 + 2(V_{GS} - V_t)v_{gs} + v_{gs}^2 \right\}$$

DC στάθμη ρεύματος

AC ρεύμα (γραμμικό τμήμα)

AC ρεύμα (μη-γραμμικό τμήμα)

Αν θεωρήσουμε πως το τρανζίστορ είναι στον κόρο τότε μπορούμε να συνάγουμε μία σχέση για το AC ρεύμα που διαρρέει το FET.

$$i_D = I_D + i_d \quad I_D = K(V_{GS} - V_t)^2 \quad i_d = 2K(V_{GS} - V_t)v_{gs} + Kv_{gs}^2 \cong 2K(V_{GS} - V_t)v_{gs}$$

Η τελευταία προσέγγιση ισχύει όταν $v_{gs} \ll (V_{GS} - V_t)$ (προσέγγιση μικρού σήματος). Η διαγωγιμότητα g_m του FET ορίζεται ως:

$$g_m \equiv \frac{i_d}{v_{gs}} \cong 2K(V_{GS} - V_t) = \mu_n (W/L) C_{OX} (V_{GS} - V_t) = \sqrt{2\mu_n C_{OX} (W/L)} \sqrt{I_D}$$

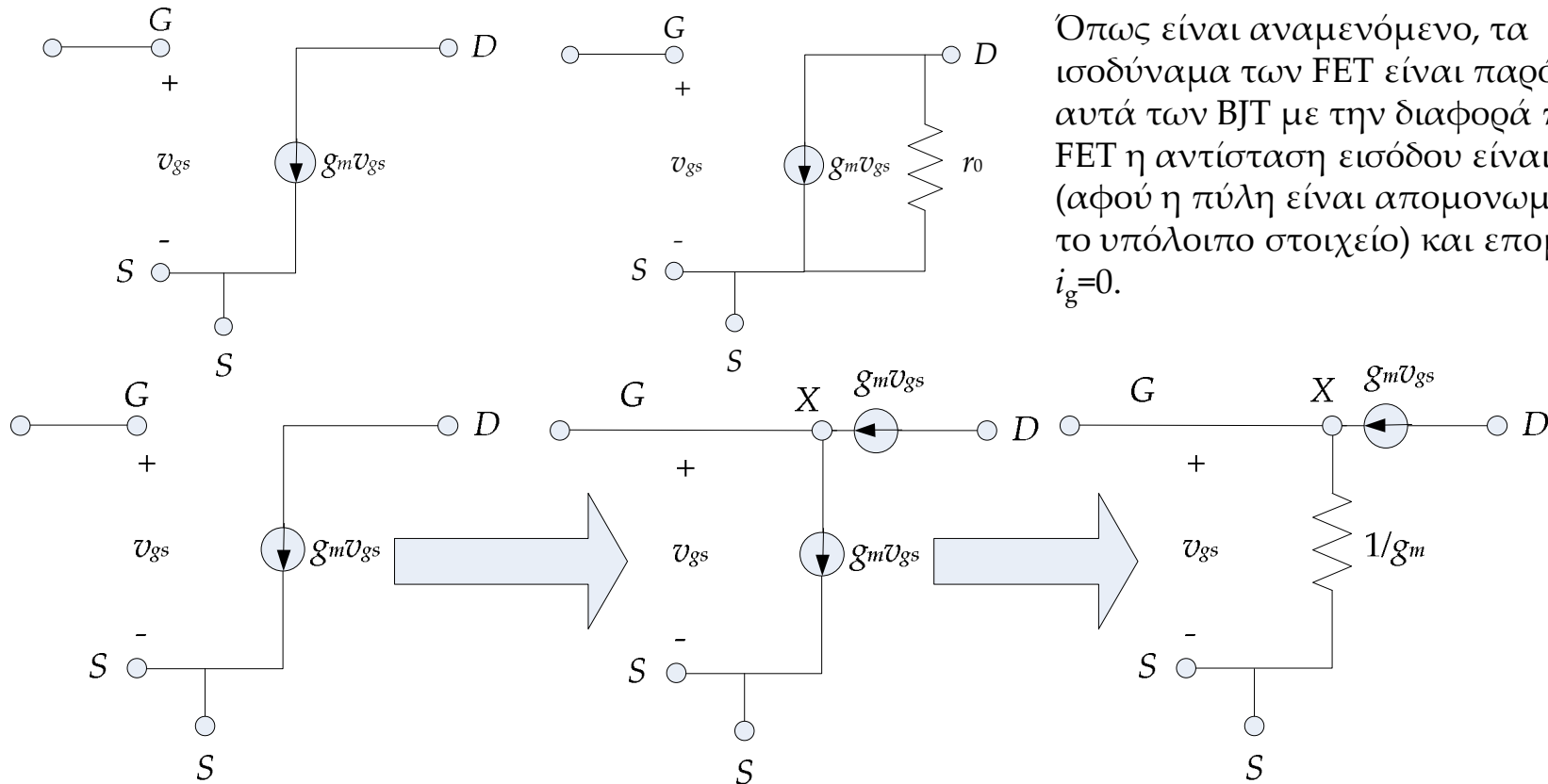
Η AC τάση εξόδου είναι το AC τμήμα της v_{DS} το οποίο δίνεται από την σχέση:

$$v_{ds} = -i_d R_D = -(g_m R_D) v_{gs}$$

Η ενίσχυση τάσης είναι:

$$A_v = v_{ds} / v_{gs} = -g_m R_D$$

Μοντέλα Ασθενούς Σήματος για την Περιοχή Κορεσμού



Όπως είναι αναμενόμενο, τα ισοδύναμα των FET είναι παρόμοια με αυτά των BJT με την διαφορά πως στα FET η αντίσταση εισόδου είναι άπειρη (αφού η πύλη είναι απομονωμένη από το υπόλοιπο στοιχείο) και επομένως $i_g=0$.

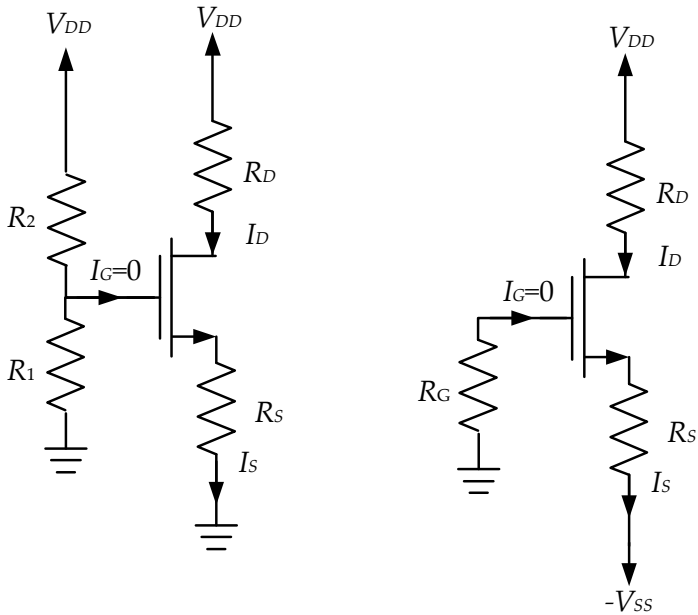
Με κατάλληλους μετασχηματισμούς στο απλό ισοδύναμο (χωρίς την r_o) λαμβάνουμε το T ισοδύναμο.

Στο πρώτο μετασχηματισμό εισάγουμε μία δεύτερη πηγή ρεύματος στο ισοδύναμο (χωρίς να επηρεάσουμε την τιμή του ρεύματος που εισέρχεται από το D το οποίο παραμένει ίσο με $g_m v_{gs}$).

Στη συνέχεια αντικαθιστούμε την μία πηγή με μία αντίσταση (αφού μία πηγή ρεύματος η οποία παρέχει ρεύμα ανάλογο της τάσης στα άκρα της είναι στην ουσία μία αντίσταση)

Παρατηρούμε πως το ρεύμα που εισέρχεται από το G είναι ίσο με μηδέν.

Πόλωση των FET με διακριτά στοιχεία



✓ Στην περίπτωση που διαθέτουμε ένα τροφοδοτικό μπορούμε να πολώσουμε το τρανζίστορ με την χρήση ενός διαιρέτη τάσης όπως φαίνεται στο αριστερό σχήμα.

✓ Δεδομένου πως το ρεύμα που εισέρχεται στην πύλη είναι μηδέν, η τάση πόλωσης για την G θα είναι:

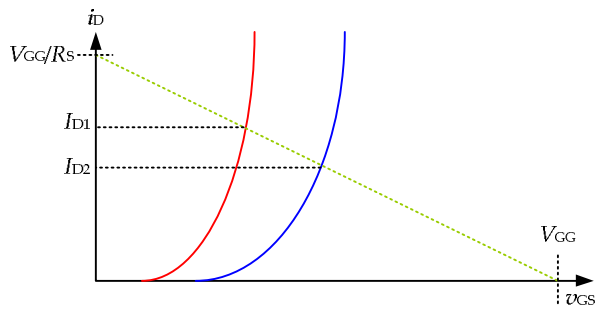
$$V_{GG} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} V_{DD}$$

✓ Αυτή η τάση αναπτύσσεται μεταξύ του G και τη γης.

✓ Εφαρμόζοντας το νόμο του Kirchhoff για τις τάσεις θα έχουμε:

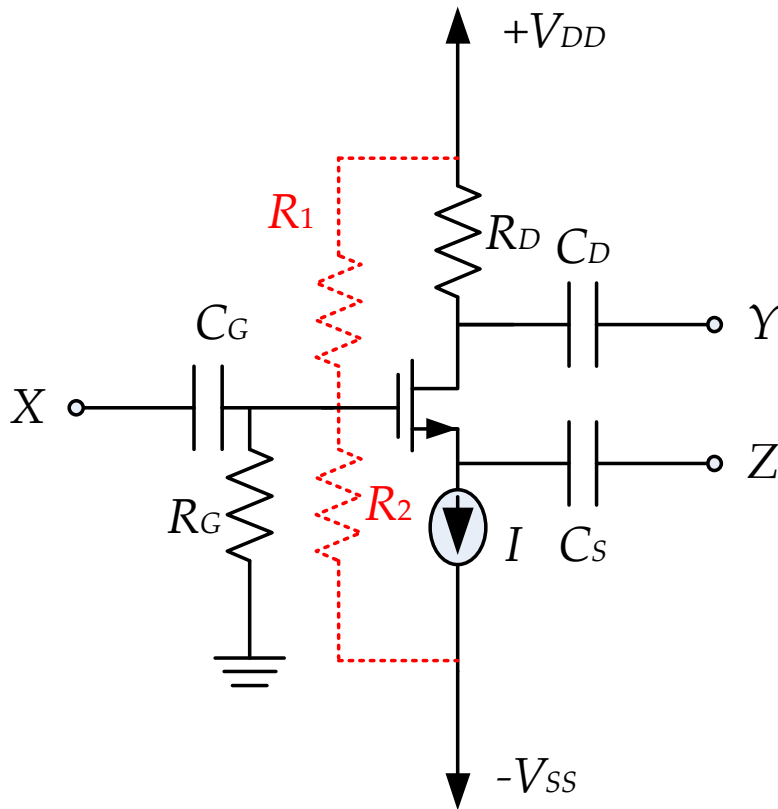
$$V_{GG} = V_{GS} + I_D R_S \Rightarrow I_D = \frac{V_{GG}}{R_S} - \frac{V_{GS}}{R_S}$$

✓ Στην περίπτωση που έχουμε δύο τροφοδοτικά ισχύει η ίδια σχέση με την διαφορά ότι το V_{GG} αντικαθίσταται με το V_{SS} . Η αντίσταση R_S σταθεροποιεί το σημείο λειτουργίας.



✓ Αυτό φαίνεται και στο διπλανό σχήμα όπου έχουμε απεικονίσει το νόμο του kirchoff για τις τάσεις εισόδου για την είσοδο πάνω στις χαρακτηριστικές i_D, v_{GS} του τρανζίστορ. Αν για κάποιο λόγο μετακινηθούμε από την μία στην άλλη, η μεταβολή του ρεύματος $I_{D1}-I_{D2}$ ελαττώνεται με την R_S η οποία και καθορίζει και την κλίση της ευθείας που εκφράζει το νόμο του kirchoff για τις τάσεις εισόδου

Βασικές Συνδεσμολογίες FET



✓ Το διπλανό σχήμα είναι ο «οικουμενικός» ενισχυτής με ένα τρανζίστορ FET.

✓ Ανάλογα με τους ποιους από τους ακροδέκτες (X,Y,Z) χρησιμοποιούμε ως είσοδο και έξοδο λαμβάνουμε τρεις βασικές συνδεσμολογίες.

✓ Αν η είσοδος είναι στο X και η έξοδος στο Y ενώ η Z είναι γειωμένη, λαμβάνουμε την συνδεσμολογία του κοινής πηγής (επειδή η πηγή καταλήγει στο Z που είναι κοινό και για την είσοδο και την έξοδο).

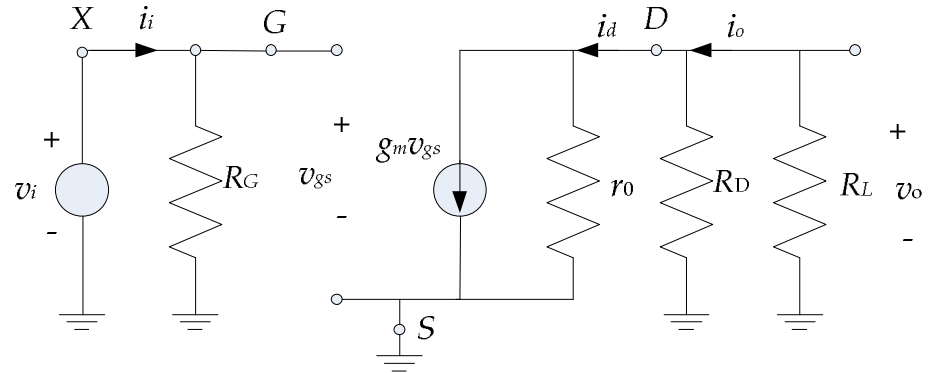
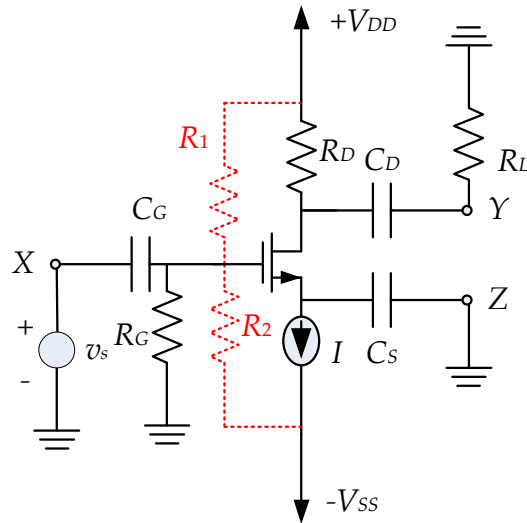
✓ Αν η είσοδος είναι στο X και η έξοδος στο Z ενώ η Y είναι γειωμένη, λαμβάνουμε την συνδεσμολογία του κοινής υποδοχής

✓ Αν η είσοδος είναι στο Z και η έξοδος στο Y ενώ η X είναι γειωμένη, λαμβάνουμε την συνδεσμολογία της κοινής πύλης

✓ Η αντίσταση R_G συνήθως οφείλεται στον διαιρέτη τάσης που χρησιμοποιούμε για την πόλωση του τρανζίστορ. Για τα AC σήματα και οι δύο αντιστάσεις είναι συνδεδεμένες μεταξύ της πύλης και της γης επομένως στην περίπτωση αυτή $R_G = R_1 || R_2$

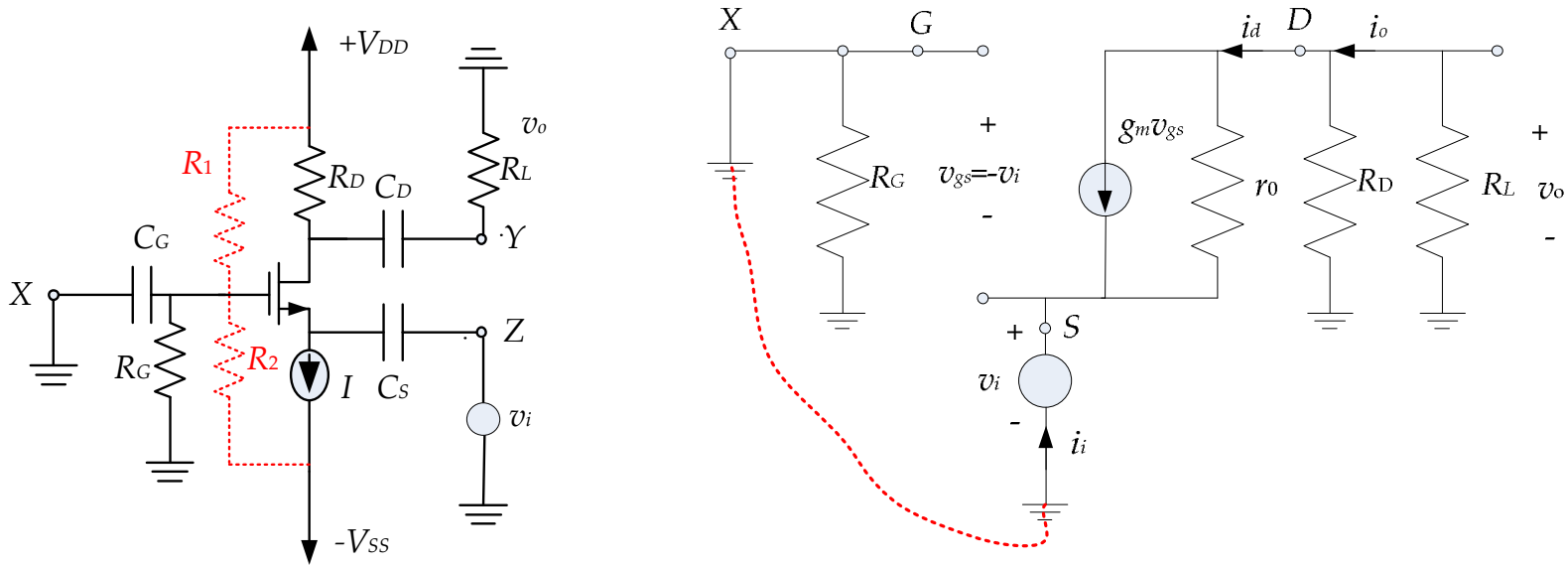
✓ Συνήθως στα ολοκληρωμένα χρησιμοποιούμε πηγές ρεύματος για να πολώσουμε τα FET. Για το λόγο αυτό συμπεριλαμβάνουμε στον οικουμενικό ενισχυτή και μία πηγή I DC ρεύματος

Ενισχυτής Κοινής Πηγής



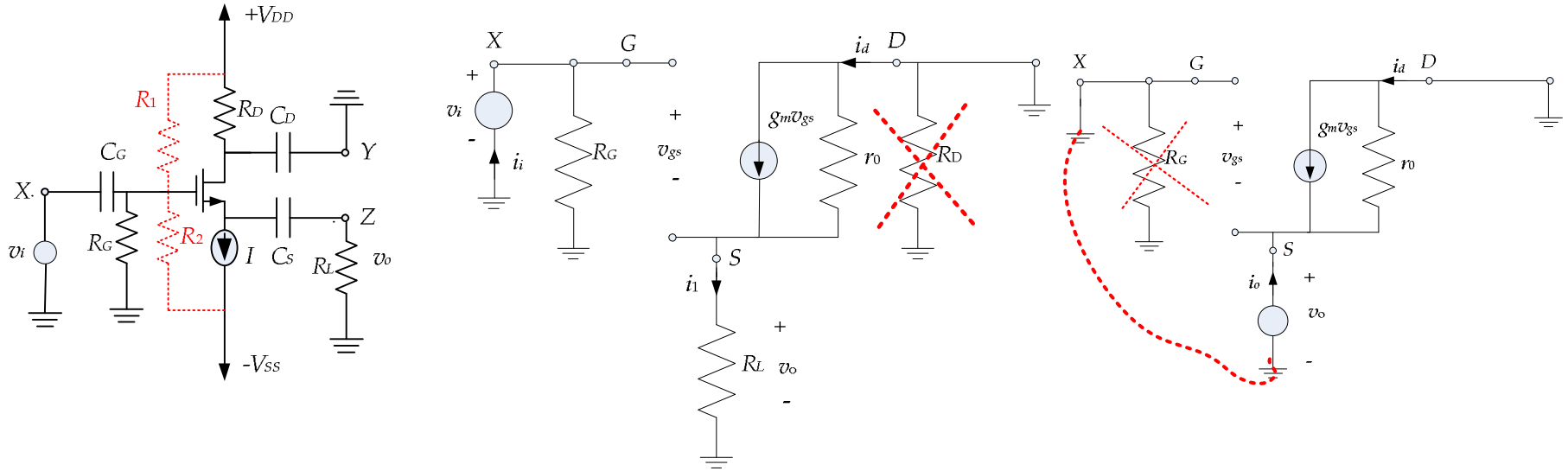
- ✓ Το AC ισοδύναμο κατασκευάζεται εύκολα αν λάβουμε υπόψη πως, για τα AC ρεύματα ο πυκνωτής C_S βραχυκυκλώνει την πηγή ρεύματος I με την γη.
- ✓ Επομένως οι R_D , R_L και r_0 είναι στην ουσία παράλληλα συνδεδεμένες για τα AC σήματα.
- ✓ Η αντίσταση εισόδου είναι $R_i = v_i / i_i$ και επειδή το ρεύμα που εισέρχεται στην πύλη είναι $i_g = 0$ έπεται πως $R_i = R_G$
- ✓ Η τάση εξόδου βρίσκεται εύκολα αν αναλογιστούμε πως το ρεύμα $g_m v_{gs} = g_m v_i$ διαρρέει τον παράλληλο συνδυασμό R_D , R_L και r_0 οπότε η ενίσχυση τάσης είναι $A_v = v_o / v_i = -g_m (R_D // R_L // r_0)$.
- ✓ Η αντίσταση εξόδου R_o βρίσκεται αν μηδενίσουμε την v_i και υπολογίσουμε την αντίσταση που βλέπει μία δοκιμαστική πηγή στην έξοδο (απομακρύνοντας την R_L).
- ✓ Η δοκιμαστική τάση θα είναι $v_o = i_o (R_D // r_0)$ και επομένως $R_o = v_o / i_o = (R_D // r_0)$

Ενισχυτής Κοινής Πύλης



- ✓ Εφαρμόζουμε τον νόμο του Kirchhoff και έχουμε $v_o = -g_m v_{gs} (R_D // R_L)$ (αν αγνοήσουμε την αντίσταση r_o) και συνεπώς, επειδή $v_{gs} = -v_i$ θα έχουμε $A_v = v_o / v_i = g_m (R_D // R_L)$
- ✓ Για να βρούμε την αντίσταση εισόδου πρέπει να απομακρύνουμε την R_L . Το ρεύμα i_i είναι ίσο με το $-g_m v_{gs} = g_m v_i$. Επομένως η αντίσταση εισόδου είναι $R_i = v_i / i_i = 1 / g_m$
- ✓ Για να βρούμε την αντίσταση εξόδου μηδενίζουμε την v_i και υπολογίζουμε το ρεύμα εξόδου που δημιουργεί μία δοκιμαστική πηγή στο κύκλωμα εξόδου.
- ✓ Είναι φανερό πως η δοκιμαστική τάση εξόδου εφαρμόζεται μεταξύ της γης και του D (αφού $v_i = 0$) και η πηγή ρεύματος δίνει ρεύμα $g_m v_{gs} = -g_m v_i = 0$, δηλαδή αγνοείται. Επομένως η δοκιμαστική τάση εφαρμόζεται στον συνδυασμό $R_D // r_o$, άρα η αντίσταση εξόδου είναι $R_o = R_D // r_o$

Ενισχυτής Κοινής Υποδοχής



- ✓ Η αντίσταση εισόδου R_i προσδιορίζεται εύκολα αφού $v_i = i_i R_G$ και επομένως $R_i = v_i / i_i = R_G$
- ✓ Η αντίσταση εξόδου R_o προσδιορίζεται τοποθετώντας μία δοκιμαστική πηγή v_o και υπολογίζοντας το ρεύμα εξόδου i_o για $v_i = 0$. Παρατηρούμε πως $v_{gs} = -v_o$
- ✓ Το ρεύμα εξόδου είναι $i_o = -g_m v_{gs} + v_o / r_o = g_m v_o + v_o / r_o$ και επομένως $R_o = v_o / i_o = 1 / (g_m + 1 / r_o) \cong 1 / g_m$.
- ✓ Για να βρούμε την ενίσχυση τάσης A_v παρατηρούμε πως η τάση εξόδου δημιουργείται από το ρεύμα $g_m v_{gs} = g_m (v_i - v_o)$ πάνω στον παράλληλο συνδυασμό των r_o και R_L και επομένως $v_o = g_m (v_i - v_o) (r_o // R_L)$ από την οποία συνάγουμε πως:

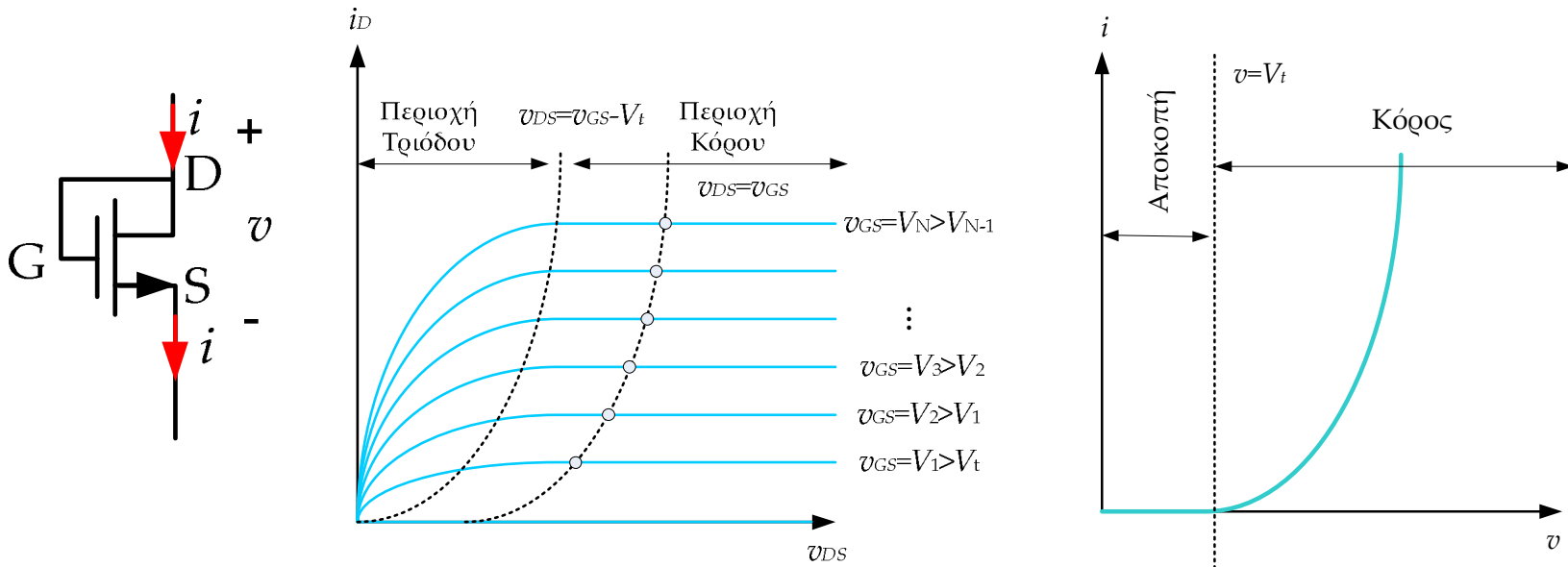
$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_L // r_o}{R_L // r_o + 1 / g_m}$$

- ✓ Επομένως έχουμε μικρή αντίσταση εξόδου ☺, μεγάλη αντίσταση εισόδου ☺ αλλά μικρή (<1) ενίσχυση τάσης ☹ όπως στην περίπτωση του κοινού συλλέκτη.

Ενισχυτές Ολοκληρωμένων Κυκλωμάτων MOS

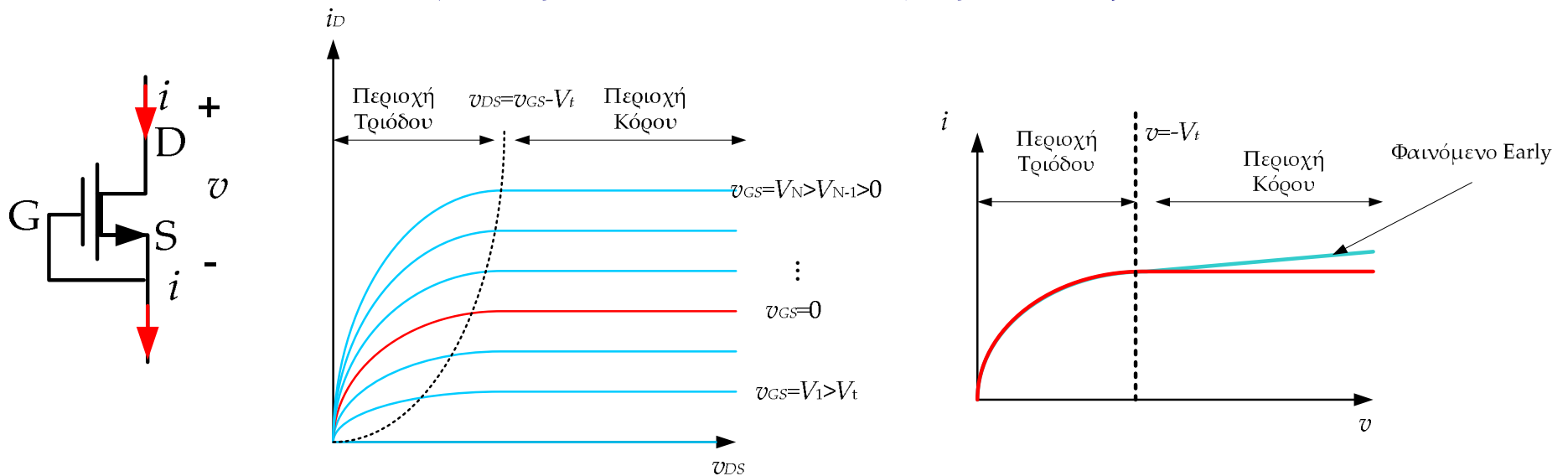
- ✓ Τα προηγούμενα κυκλώματα είναι ενισχυτές που κατασκευάζονται σε διακριτή μορφή αλλά δεν μπορούν εύκολα να υλοποιηθούν σε ολοκληρωμένη μορφή
- ✓ Στα ολοκληρωμένα κυκλώματα δεν μπορούμε να κατασκευάσουμε αυθαίρετα μεγάλες αντιστάσεις (π.χ. για την R_D).
- ✓ Για το λόγο αυτό χρησιμοποιούμε αντί για αντιστάσεις τα ίδια τα MOSFET στα ολοκληρωμένα κυκλώματα MOS (integrated circuit MOS – ICMOS)
- ✓ Για να κατασκευάσουμε κυκλώματα VLSI (Very Large Scale of Integration) χρησιμοποιούμε FET τύπου NMOS αποκλειστικά, ή συνδυασμό NMOS και PMOS (τεχνολογία CMOS)
- ✓ Η NMOS προσφέρει μεγαλύτερη πυκνότητα ολοκλήρωσης και μεγαλύτερη ευκολία στην υλοποίηση
- ✓ Η CMOS ωστόσο, προσφέρει πολύ καλές επιδόσεις και συναγωνίζεται την τεχνολογία των BJT.

Φορτία με Τρανζίστορ NMOS πύκνωσης



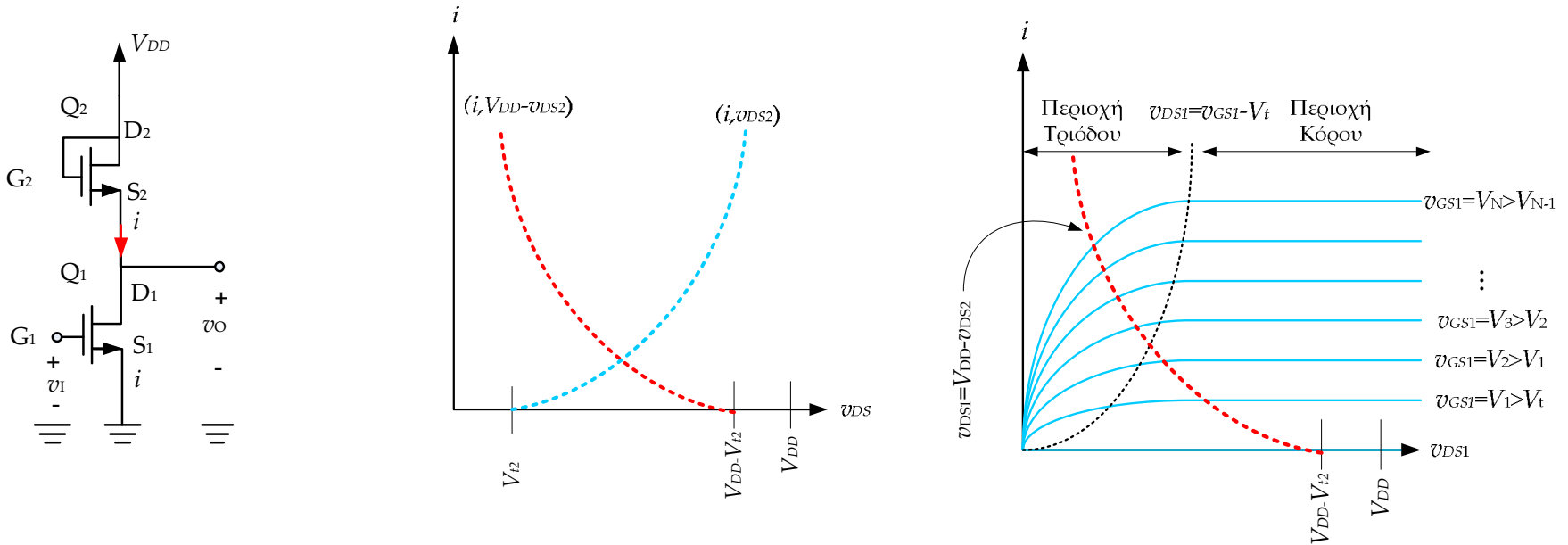
- ✓ Μπορούμε να υλοποιήσουμε ένα φορτίο με ένα τρανζίστορ NMOS πύκνωσης αν βραχυκυκλώσουμε την πύλη του με την υποδοχή του.
- ✓ Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να έχουμε $v_{GD}=0$ και επομένως $v_{GS}=v_{DS}=v$.
- ✓ Στην πύλη G το ρεύμα που εισέρχεται είναι ίσο με μηδέν ($i_G=0$) και επομένως το ρεύμα που διαρρέει το φορτίο είναι $i=i_D$.
- ✓ Για να βρούμε τη σχέση ρεύματος/τάσης $i=f(v)$ του φορτίου χρησιμοποιούμε τις χαρακτηριστικές του τρανζίστορ και το γεγονός ότι $v_{GS}=v_{DS}=v$.
- ✓ Επειδή $v_{GS}=v_{DS} > v_{DS} - V_t$ το τρανζίστορ θα βρίσκεται πάντοτε στον κόρο αν $v > V_t$ οπότε και $i=K(v-V_t)^2$ και στην αποκοπή αν $v < V_t$.

Φορτία με NMOS απογύμνωσης



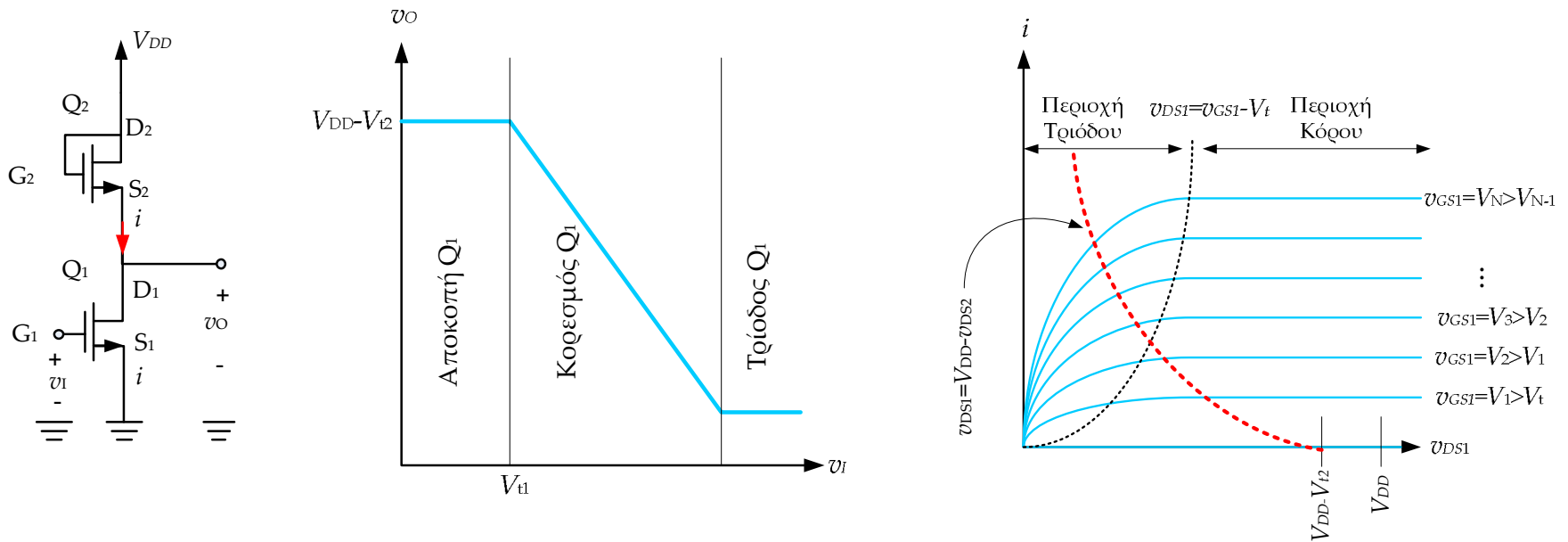
- ✓ Μπορούμε να υλοποιήσουμε ένα φορτίο με ένα τρανζίστορ NMOS απογύμνωσης αν βραχυκυκλώσουμε την πύλη του με την πηγή του.
- ✓ Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να έχουμε $v_{GS}=0$.
- ✓ Στην πύλη G το ρεύμα που εισέρχεται είναι ίσο με μηδέν ($i_G=0$) και επομένως το ρεύμα που διαρρέει το φορτίο είναι $i=i_D$.
- ✓ Για να βρούμε τη σχέση ρεύματος/τάσης $i=f(v)$ του φορτίου χρησιμοποιούμε τις χαρακτηριστικές του τρανζίστορ και το γεγονός ότι $v_{GS}=0$
- ✓ Αν $v > -V_t$ (όπου $V_t < 0$ για τα MOSFET απογύμνωσης) τότε το τρανζίστορ βρίσκεται στον κόρο ενώ για $v < -V_t$ βρίσκεται στην περιοχή της τριόδου.

Ενισχυτής NMOS με φορτίο MOSFET πύκνωσης



- ✓ Στο αριστερό σχήμα έχουμε σχεδιάσει το κύκλωμα του ενισχυτή NMOS με φορτίο MOSFET απογύμνωσης
- ✓ Για να το αναλύσουμε γραφικά πρέπει να σχεδιάσουμε στο ίδιο σύστημα αξόνων τις χαρακτηριστικές του τρανζίστορ Q_1 με την ευθεία φόρτου που επιβάλλει το Q_2 .
- ✓ Ο νόμος του Kirchhoff στο κύκλωμα εξόδου, γράφεται: $v_{DS1} = V_{DD} - v_{DS2}$.
- ✓ Επομένως δεδομένης της χαρακτηριστικής του φορτίου MOSFET πύκνωσης (i, v_{DS2}) (μπλε χαρακτηριστική) μπορούμε να βρούμε την τάση v_{DS1} που επιβάλλει το Q_2 αν πάρουμε το συμμετρική χαρακτηριστική ως προς τον άξονα των i και προσθέσουμε $+V_{DD}$ (κόκκινη χαρακτηριστική)
- ✓ Σχεδιάζουμε την τελευταία χαρακτηριστική μαζί με τις χαρακτηριστικές του Q_1 (δεξιό σχήμα)
- ✓ Ανάλογα με την τάση εισόδου $v_{GS1} = v_1$, το τρανζίστορ Q_1 θα βρίσκεται στον κόρο, στην τριόδο περιοχή ή στην αποκοπή.

Ενισχυτής NMOS με φορτίο MOSFET πύκνωσης



✓ Για μικρές τάσεις εισόδου $v_I = v_{GS1} < V_{t1}$ το τρανζίστορ Q_1 θα βρίσκεται στην αποκοπή και επομένως το ρεύμα i θα είναι ίσο με μηδέν ενώ σημείο τομής της χαρακτηριστικής του φορτίου και των χαρακτηριστικών του Q_1 θα αντιστοιχεί στην τάση εξόδου $v_O = v_{DS1} = V_{DD} - V_{t2}$.

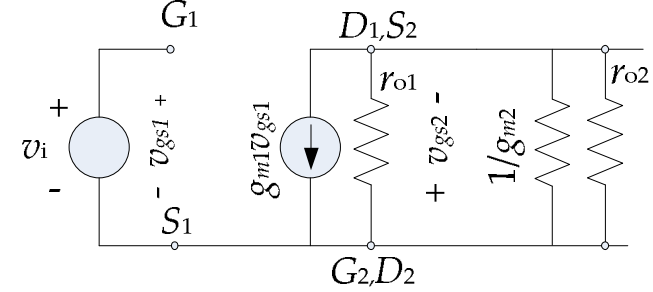
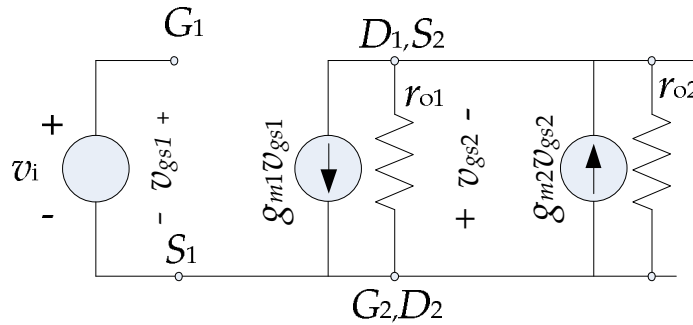
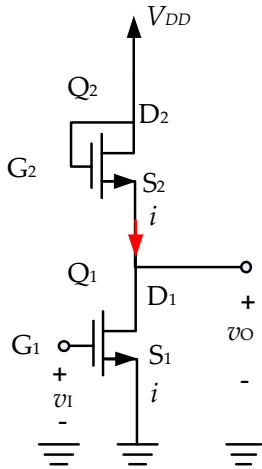
✓ Όσο αυξάνει η $v_I = v_{GS1}$ πέραν του V_{t1} το Q_1 θα βρεθεί αρχικά στην περιοχή του κορεσμού αφού το σημείο τομής θα μεταφερθεί στο τμήμα των χαρακτηριστικών του Q_1 που είναι οριζοντιωμένες και $i > 0$

✓ Ωστόσο, από ένα σημείο και πέρα, το Q_1 θα βρεθεί στην τριόδο και οι μεταβολές της τάσεως εξόδου σταδιακά θα ελαττωθούν κοντά στο $v_O = 0$

✓ Όπως και στην περίπτωση του ενισχυτή BJT, για να έχουμε σημαντική ενίσχυση τάσης θα πρέπει η κλίση της (v_O, v_I) να μην είναι οριζόντια (το Q_1 θα πρέπει να βρεθεί στην περιοχή κορεσμού)

✓ Επίσης, το κύκλωμα μπορεί να λειτουργήσει και σαν πύλη NOT αν το Q_1 μεταβαίνει από την περιοχή κορεσμού στην περιοχή της τριόδου.

AC Ανάλυση



✓ Εφαρμόζουμε τις τεχνικές κατασκευής του AC ισοδύναμου λαμβάνουμε το μεσαίο κύκλωμα ως AC ισοδύναμο του ενισχυτή με φορτίο MOSFET πύκνωσης.

✓ Η πηγή ρεύματος $v_{gs2}g_{m2}$ του τρανζίστορ Q_2 είναι μία πηγή που παρέχει ρεύμα ανάλογο της τάσης στα άκρα της

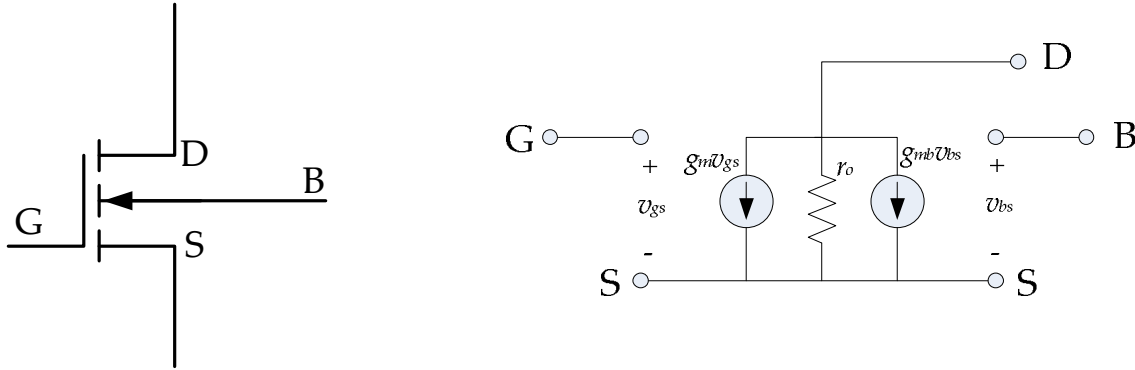
✓ Επομένως μπορεί να αντικατασταθεί με μία ωμική αντίσταση $1/g_{m2}$.

✓ Η τάση εξόδου v_o προκύπτει από την πτώση τάσης που προκαλεί το ρεύμα $g_{m1}v_{gs1} = g_{m1}v_i$ πάνω στον παράλληλο συνδυασμό των $1/g_{m2}$, r_{o1} και r_{o2} .

✓ Επομένως η ενίσχυση τάσης A_v είναι:

$$A_v \equiv \frac{v_o}{v_i} = -g_{m1} \left(\frac{1}{g_{m2}} \parallel r_{o1} \parallel r_{o2} \right) \cong -\frac{g_{m1}}{g_{m2}}$$

Μοντέλο για το Φαινόμενο του Σώματος



✓ Όπως είδαμε και στα προηγούμενα, στα ολοκληρωμένα κυκλώματα MOS δεν είναι δυνατόν να θεωρήσουμε πως η πηγή είναι βραχυκυκλωμένη με το υπόστρωμα για όλα τα MOSFET.

✓ Επομένως το ρεύμα i_D θα παρουσιάζει και μια εξάρτηση εξαιτίας της τάσης v_{BS} .

✓ Χρησιμοποιούμε το ανάπτυγμα του Taylor ώστε να γράψουμε το AC ρεύμα i_d ως εξής:

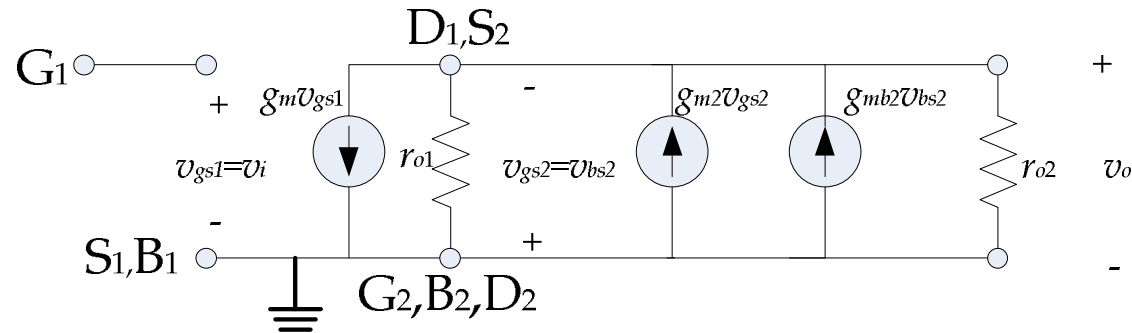
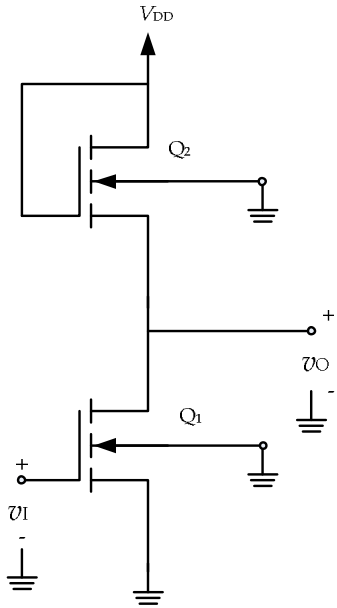
$$i_d = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{GS}=V_{GS}} v_{gs} + \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{BS}} \right|_{v_{BS}=V_{BS}} v_{bs} + \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right|_{v_{DS}=V_{DS}} v_{ds} = g_m v_{gs} + g_{mb} v_{bs} + \frac{v_{ds}}{r_o}$$

$$g_{mb} = \frac{\partial i_D}{\partial v_{BS}} = \frac{\partial i_D}{\partial V_t} \frac{\partial V_t}{\partial v_{BS}} = 2K(V_{GS} - V_t) \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_f + V_{SB}}} = \chi g_m$$

✓ Το ισοδύναμο εξασφαλίζει πως η αντίσταση εισόδου για την v_{bs} είναι πολύ μεγάλη (άπειρη)

✓ Επομένως για να συμπεριλάβουμε το φαινόμενο του σώματος πρέπει να προσθέσουμε άλλη μία πηγή ρεύματος στο ισοδύναμο που συνυπολογίζει την επίδραση της v_{bs} στο ρεύμα i_d .

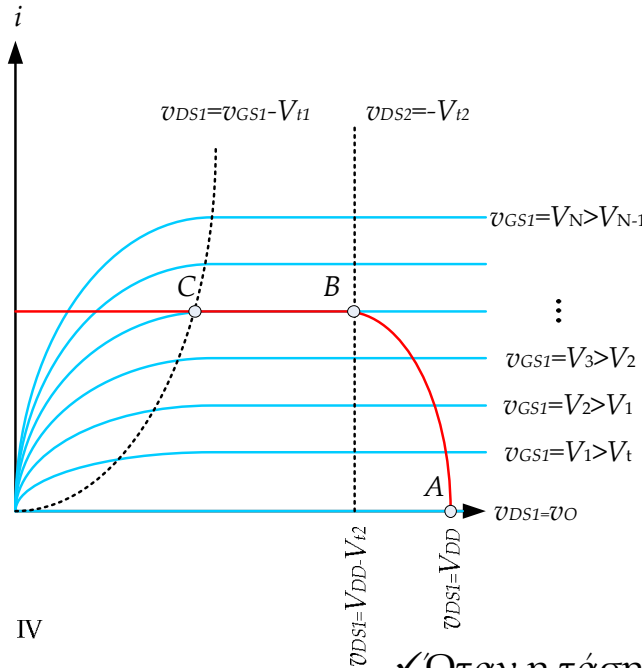
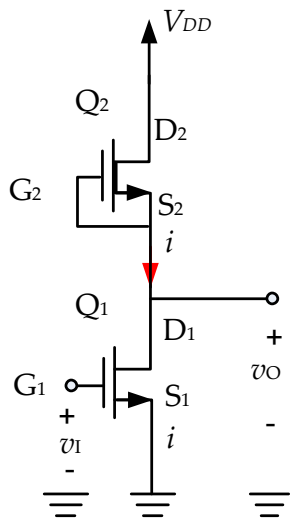
Επίδραση του Φαινομένου του Σώματος στον Ενισχυτή με Φορτίο Πύκνωσης



- ✓ Μπορούμε να εφαρμόσουμε το ισοδύναμο του MOSFET που περιλαμβάνει το φαινόμενο του σώματος στην περίπτωση του ενισχυτή με φορτίο πυκνωσης ώστε να βρούμε την επίδραση του φαινομένου στην ενίσχυση τάσης.
- ✓ Στο MOSFET Q_1 δεν χρειάζεται να λάβουμε υπόψη το φαινόμενο του σώματος αφού $v_{BS}=0$.
- ✓ Στο MOSFET Q_2 έχουμε $v_{bs2}=v_{gs2}$ αφού στο AC το B2 και G2 βλέπουνε κατευθείαν την γη
- ✓ Στο AC ισοδύναμο οι πηγές $g_{m2}v_{gs2}$ και $g_{mb2}v_{bs2}$ μπορούν να αντικατασταθούν με ωμικές αντιστάσεις $1/g_{m2}$ και $1/g_{mb2}$ αντίστοιχα.
- ✓ Η τάση εξόδου δημιουργείται από την πτώση τάσης που προκαλεί το ρεύμα $g_m v_{gs1}=g_m v_i$ πάνω στον παράλληλο συνδυασμό των r_{o1} , r_{o2} , $1/g_{m2}$, $1/g_{mb2}$ και επομένως η ενίσχυση τάσης είναι:

$$A_v \equiv \frac{v_o}{v_i} = -g_{m1} \left(\frac{1}{g_{m2}} \parallel \frac{1}{g_{mb2}} \parallel r_{o1} \parallel r_{o2} \right) \cong \frac{-g_{m1}}{g_{m2} + g_{mb2}} = \frac{-g_{m1}}{g_{m2}} \frac{1}{1 + \chi}$$

Ενισχυτής με Φορτίο Απογύμνωσης

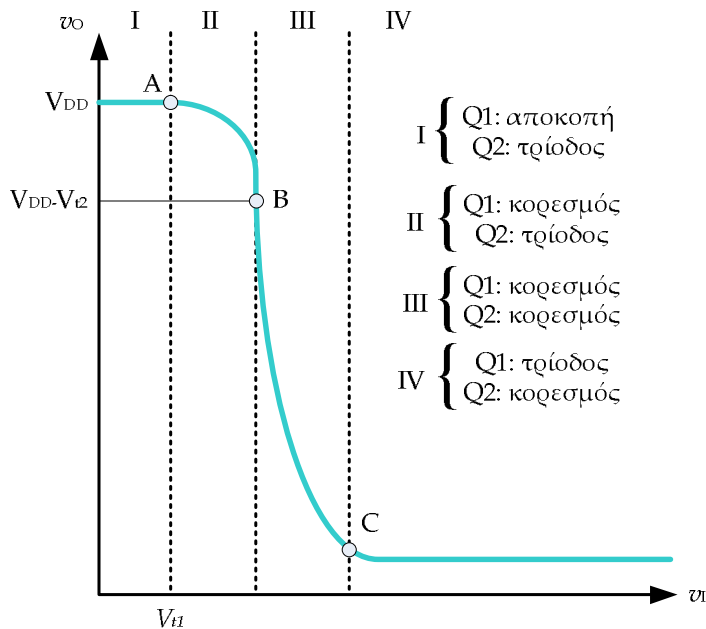


✓ Ο νόμος του Kirchoff στο κύκλωμα εξόδου, γράφεται: $v_{DS1} = V_{DD} - v_{DS2}$.

✓ Όπως και στην περίπτωση του φορτίου MOSFET πύκνωσης μπορούμε να βρούμε την τάση v_{DS1} που επιβάλλει το Q_2 αν πάρουμε το συμμετρική χαρακτηριστική φόρτου ως προς τον άξονα των i και προσθέσουμε $+V_{DD}$

✓ Σχεδιάζουμε την χαρακτηριστική του Q_2 μαζί με τις χαρακτηριστικές του Q_1

✓ Για τάση εισόδου $v_{GS1} = v_I < V_{t1}$ τα τρανζίστορ Q_1 και Q_2 θα βρίσκονται στην αποκοπή και την τριόδο αντίστοιχα (σημείο A).



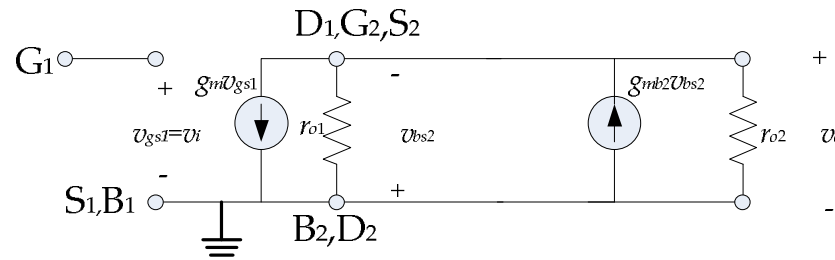
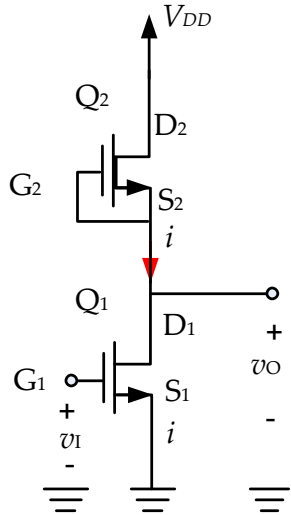
✓ Όταν η τάση εισόδου ξεπεράσει την V_{t1} τότε το Q_1 έρχεται στον κορεσμό (τμήμα AB)

✓ Όταν η τάση εξόδου γίνει μικρότερη από $V_{DD} - V_{t2}$, το Q_2 έρχεται στον κορεσμό (τμήμα BC)

✓ Όσο μειώνεται η τάση εξόδου, το Q_1 τελικά έρχεται στην περιοχή της τριόδου.

✓ Η μέγιστη ενίσχυση παρέχεται όταν τα Q_1 και Q_2 βρίσκονται στον κορεσμό (επειδή στο BC οι χαρακτηριστικές του Q_1 και του Q_2 είναι σχεδόν οριζόντιες οπότε οι μεταβολές του $v_O = v_{DS1}$ όταν μεταβάλλεται το $v_I = v_{GS1}$ είναι πολύ μεγάλες).

AC ανάλυση



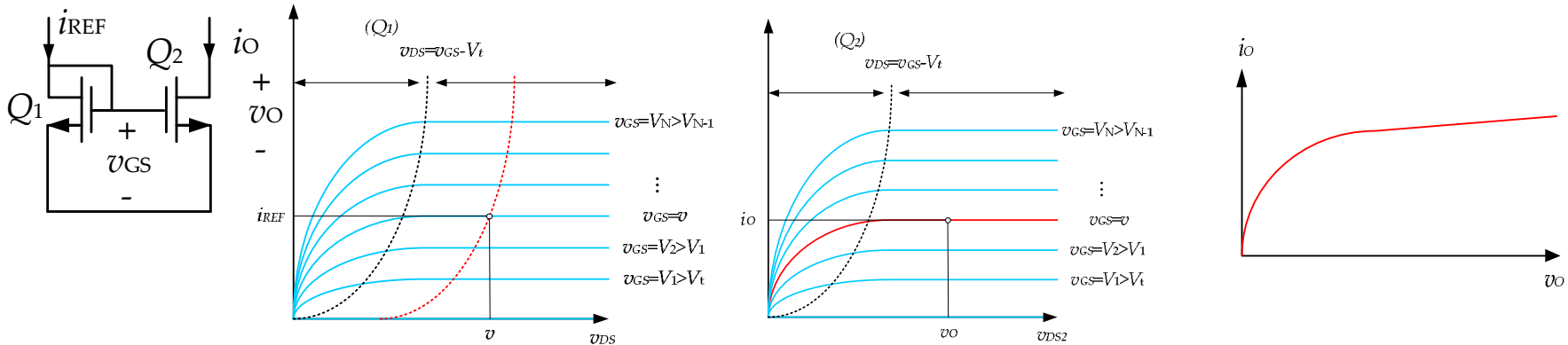
✓ Το AC ισοδύναμο του ενισχυτή κατασκευάζεται εύκολα αν θεωρήσουμε πως το σώμα του Q_1 είναι γειωμένο ενώ το G_2 είναι βραχυκυκλωμένο με το S_2

✓ Στο AC ισοδύναμο η πηγή $g_{mb2}v_{bs2}$ μπορούν να αντικατασταθεί με μία ωμική αντίσταση $1/g_{mb2}$

✓ Η τάση εξόδου δημιουργείται από την πτώση τάσης που προκαλεί το ρεύμα $g_m v_{gs1} = g_m v_i$ πάνω στον παράλληλο συνδυασμό των r_{o1} , r_{o2} , $1/g_{mb2}$ και επομένως η ενίσχυση τάσης είναι:

$$A_v \equiv \frac{v_o}{v_i} = -g_{m1} \left(\frac{1}{g_{mb2}} \parallel r_{o1} \parallel r_{o2} \right) \cong \frac{-g_{m1}}{g_{mb2}} = \frac{-g_{m1}}{g_{m2}} \frac{1}{\chi}$$

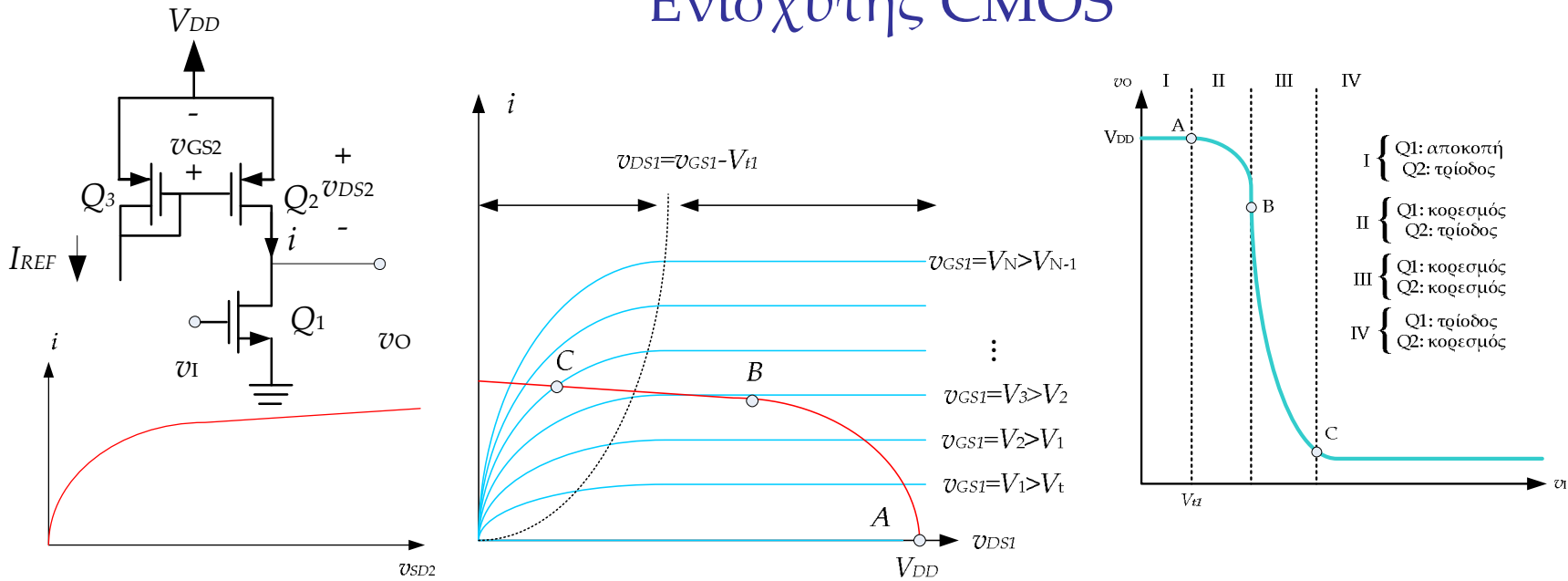
Ο Καθρέφτης Ρεύματος MOS



- ✓ Χρησιμοποιώντας δύο τρανζίστορ NMOS μπορούμε να κατασκευάσουμε έναν καθρέφτη ρεύματος
- ✓ Στο τρανζίστορ Q_1 έχουμε βραχυκυκλώσει την πύλη με την υποδοχή.
- ✓ Αν το ρεύμα υποδοχής του Q_1 είναι ίσο με i_{REF} τότε χρησιμοποιώντας την χαρακτηριστική φόρτου του Q_1 μπορούμε να βρούμε την αντίστοιχη τάση $v_{GS1} = v$.
- ✓ Η τάση $v_{GS1} = v_{GS2}$ καθορίζει ποια από τις χαρακτηριστικές του Q_2 πρέπει να επιλεγεί.
- ✓ Οι επιτρεπόμενες τιμές (i_O, v_O) καθορίζονται από αυτήν την χαρακτηριστική και παρέχουν την χαρακτηριστική τάσης/ρεύματος εξόδου για τον καθρέφτη ρεύματος
- ✓ Αν η v_O έχει μεγάλη τιμή τότε το Q_2 θα βρίσκεται στον κορεσμό και επομένως $i_O = K_2(v - V_t)^2$. Επίσης αφού το Q_1 άγει θα πρέπει να βρίσκεται και αυτό στον κορεσμό, δηλαδή $i_{REF} = K_1(v - V_t)^2$. Επομένως:

$$i_O = \frac{K_2}{K_1} i_{REF}$$

Ενισχυτής CMOS

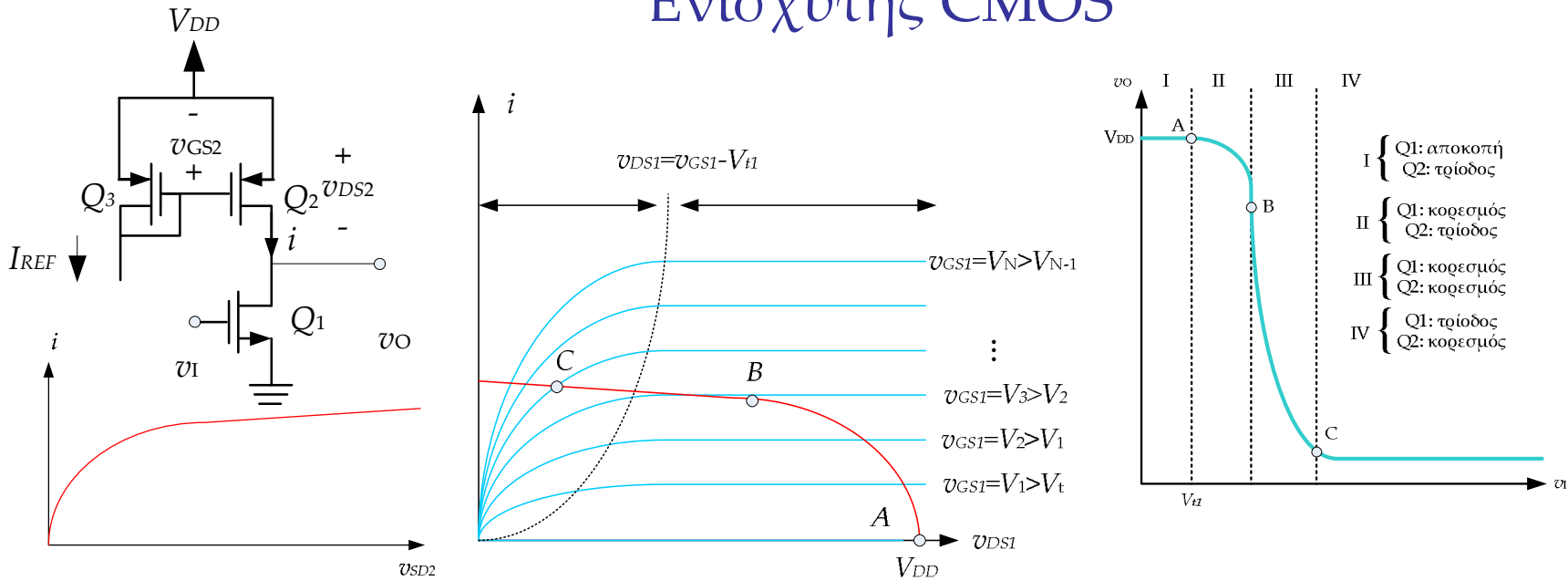


- ✓ Στον ενισχυτή CMOS χρησιμοποιούμε για φορτίο έναν καθρέφτη ρεύματος με PMOS τρανζίστορ.
- ✓ Η χαρακτηριστική τάσεως / ρεύματος εξόδου του καθρέφτη είναι ακριβώς η ίδια με αυτή του NMOS καθρέφτη με την διαφορά πως η τάση v_{DS2} είναι τώρα αρνητική και το ρεύμα i έχει αντίθετη φορά.
- ✓ Ο νόμος του Kirchhoff δίνει $V_{DD} - v_{SD2} - v_O = 0$ και επομένως μπορούμε να σχεδιάσουμε την ευθεία φόρτου πάνω στις χαρακτηριστικές του Q_1
- ✓ Μπορούμε να βρούμε την ενίσχυση στην περιοχή III αν χρησιμοποιήσουμε τις σχέσεις που διέπουν τα τρανζίστορ Q_2 και Q_1 στον κορεσμό.

$$i = K_1 (v_I - V_{t1})^2 (1 + v_O / V_{A1})$$

$$i = K_2 (v_{SG2} - |V_{t2}|)^2 (1 + v_{SD2} / V_{A2}) \cong I_{REF} (1 + (V_{DD} - v_O) / V_{A2})$$

Ενισχυτής CMOS



✓ Επομένως, εξισώνοντας τα ρεύματα:

$$K_1(v_I - V_{t1})^2 \cong I_{REF} \frac{1 + (V_{DD} - v_O)/V_{A2}}{1 + v_O/V_{A1}} \cong I_{REF} \left(1 + \left(\frac{V_{DD}}{V_{A2}} - \frac{v_O}{V_{A2}} - \frac{v_O}{V_{A1}} \right) \right)$$

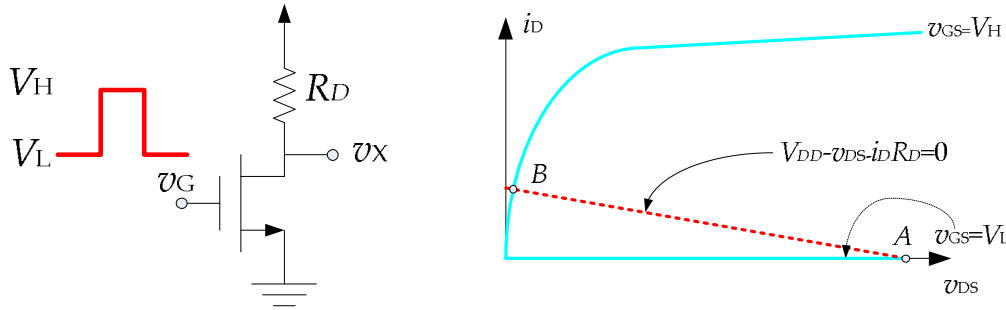
$$v_O = - \left(\frac{I_{REF}}{V_{A2}} + \frac{I_{REF}}{V_{A1}} \right)^{-1} \left\{ -K_1(v_I - V_{t1})^2 + I_{REF} + \frac{I_{REF}}{V_{A2}} \right\}$$

✓ Η ενίσχυση τάσης είναι η ποσότητα v_o/v_i δηλαδή η $(v_O - V_O)/(v_I - V_I)$ για μικρές μεταβολές γύρω από τις DC τιμές. Επομένως μπορούμε να υπολογίσουμε την παράγωγο dv_O/dv_I και θα βρούμε:

$$A_v = \frac{dv_O}{dv_I} = -g_m(r_{o1} // r_{o2})$$

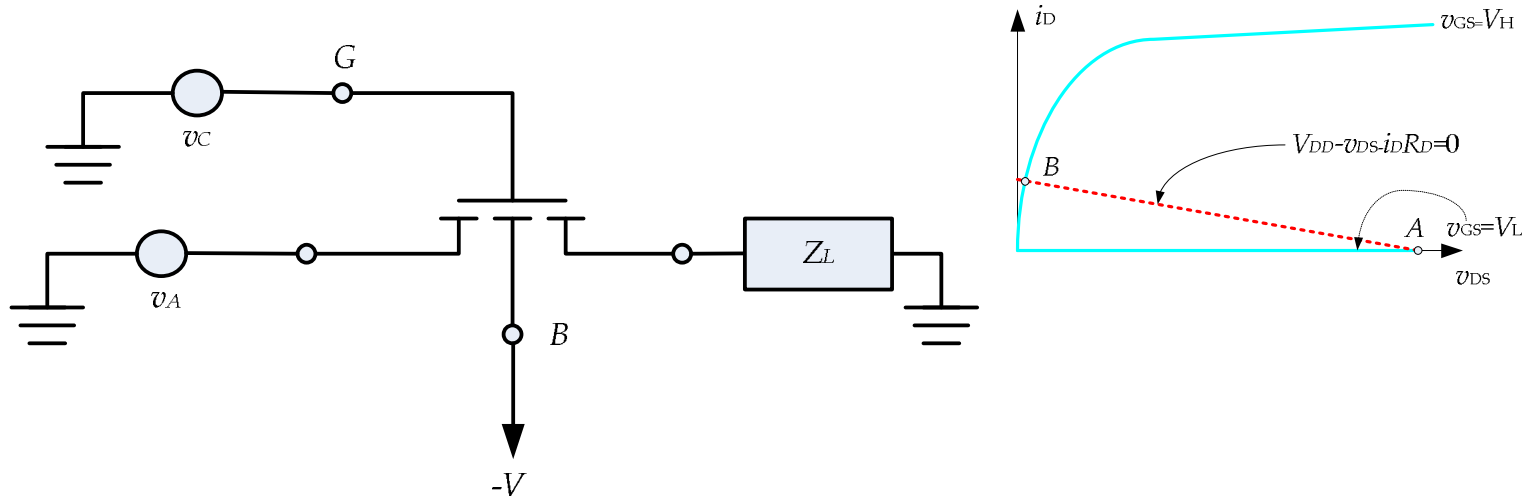
✓ Όπου χρησιμοποιήσαμε το γεγονός ότι $g_{m1} = 2K_1(V_I - V_{t1})$ ενώ $r_{o1} \cong I_{REF}/V_{A1}$ και $r_{o2} \cong I_{REF}/V_{A2}$

Διακόπτες με FET



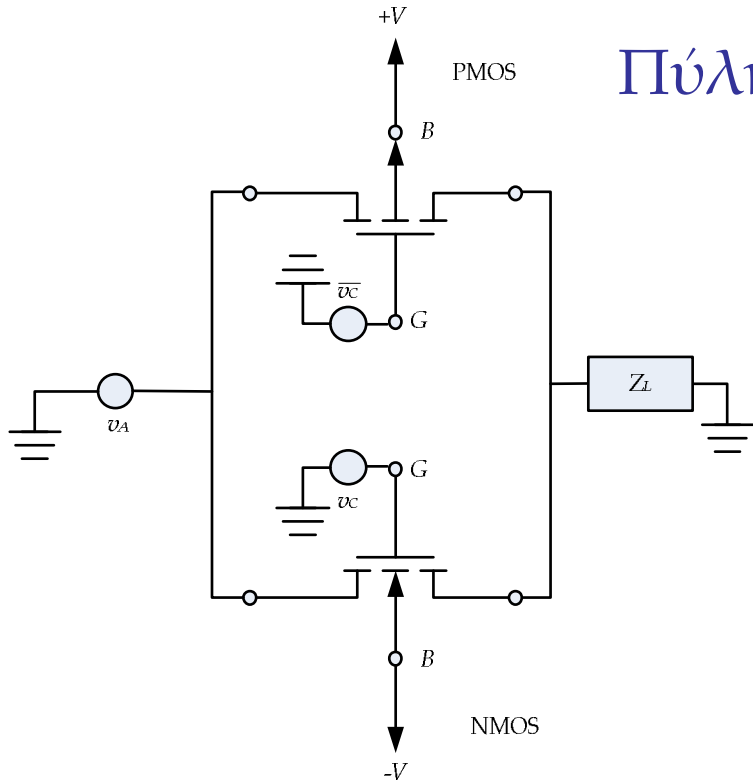
- ✓ Χρησιμοποιώντας τις ιδιότητες του FET μπορούμε να κατασκευάσουμε διακόπτες για αναλογικά και ψηφιακά σήματα.
- ✓ Ο διακόπτης ελέγχεται από την τάση v_G η οποία αρχικά θεωρούμε πως εναλλάσσεται μεταξύ δύο τιμών V_L και V_H .
- ✓ Αν $V_L < V_t$ τότε όταν $v_G = V_L$ το τρανζίστορ βρίσκεται στην αποκοπή (σημείο A) και επομένως η τάση εξόδου είναι ίση με V_{DD} .
- ✓ Το τρανζίστορ στην ουσία εισάγει μία τεράστια αντίσταση μεταξύ της R_D και της γης και το ρεύμα που διαρρέει το κύκλωμα εξόδου είναι μηδενικό
- ✓ Αν $V_H > V_t$ τότε όταν $v_G = V_H$ το τρανζίστορ βρίσκεται στην τριόδο (σημείο B, αν έχουμε επιλέξει κατάλληλα την R_D) και επομένως η τάση εξόδου είναι σχεδόν μηδέν.
- ✓ Το τρανζίστορ στην ουσία προκαλεί μία μικρή πτώση τάσης η οποία είναι αμελητέα σε σχέση με την συνολική τάση V_{DD} που επικρατεί στα άκρα της R_D και του τρανζίστορ.
- ✓ Επομένως το τρανζίστορ δρα ως μία μικρή αντίσταση αγωγής r_{DS} μεταξύ της R_D και της γης.

Αναλογικός Διακόπτης FET

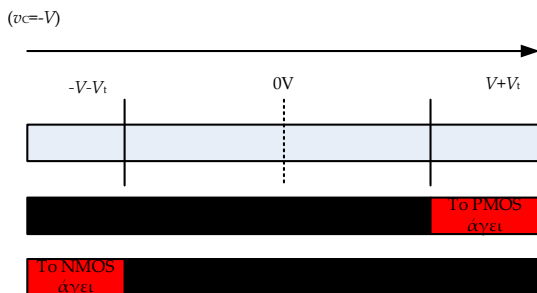
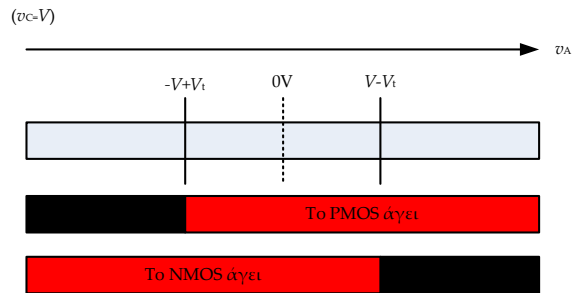


- ✓ Ο αναλογικός διακόπτης χρησιμοποιείται για να μεταφέρει ένα σήμα v_A πάνω στο φορτίο Z_L ανάλογα με την κατάσταση της τάσης ελέγχου v_C .
- ✓ Αν υποθέσουμε πως $-V \leq v_A \leq +V$ τότε θα πρέπει το σώμα B του MOSFET να έχει τάση τουλάχιστον $-V$ ώστε οι διόδοι του τρανζίστορ να είναι πάντα ανάστροφα πολωμένες.
- ✓ Αν η τάση ελέγχου είναι $v_C > V + V_t$ τότε έπεται πως το τρανζίστορ θα άγει πάντα (αφού $v_{GS} = v_C - v_A > V_t$). Η αντίσταση αγωγής r_{DS} θα εξαρτάται από την ακριβή τιμή της v_{GS} και από το φορτίο Z_L .
- ✓ Στην περίπτωση όπου η v_{GS} είναι μικρή τότε ενδέχεται η αντίσταση r_{DS} να είναι μεγάλη
- ✓ Αν η τάση ελέγχου είναι $v_C < -V + V_t$ τότε έπεται πως το τρανζίστορ θα είναι στην αποκοπή (αφού $v_{GS} = v_C - v_A < V_t$).
- ✓ Στην περίπτωση αυτή το φορτίο Z_L απομονώνεται από το v_A

Πύλη Διέλευσης CMOS



- ✓ Για να αποφύγουμε να έχουμε ασύμμετρη τάση ελέγχου v_C χρησιμοποιούμε την πύλη διέλευσης CMOS.
- ✓ Η πόλωση των σωμάτων των δύο τρανζίστορ είναι τέτοια ώστε οι διόδοι τους να είναι πάντα ανάστροφα πολωμένες.
- ✓ Αν η τάση ελέγχου είναι $v_C = V$ τότε για το NMOS τρανζίστορ θα άγει αν $v_{GS} = v_C - v_A > V_t$ δηλαδή αν $v_A < V - V_t$
- ✓ Για τις ίδιες τιμές της v_C το PMOS άγει αν $v_{SG} = V + v_A > V_t$ δηλαδή για τιμές $v_A > -V + V_t$
- ✓ Αν η τάση ελέγχου είναι $v_C = -V$ τότε για το NMOS τρανζίστορ θα άγει αν $v_{GS} = -V - v_A > V_t$ δηλαδή αν $v_A < -V - V_t$
- ✓ Για τις ίδιες τιμές της v_C το PMOS άγει αν $v_{SG} = -V + v_A > V_t$ δηλαδή για τιμές $v_A > V + V_t$
- ✓ Επομένως το σήμα ελέγχου v_C μπορεί να παίρνει τις ίδιες ακραίες τιμές με το σήμα v_A .



Μέρος VI

Ηλεκτρονική και Τηλεπικοινωνίες

Βασικά είδη διαμόρφωσης

- Με τον όρο διαμόρφωση εννοούμε την αποτύπωση ενός σήματος $m(t)$ σε ένα άλλο σήμα $u(t)$
- Υπάρχουν τρία βασικά είδη διαμόρφωσης: Διαμόρφωση πλάτους, διαμόρφωση συχνότητας και διαμόρφωση φάσης

$$u(t) = m(t) \cos(2\pi f_c t + \phi_c) \quad \text{Διαμόρφωση Πλάτους}$$

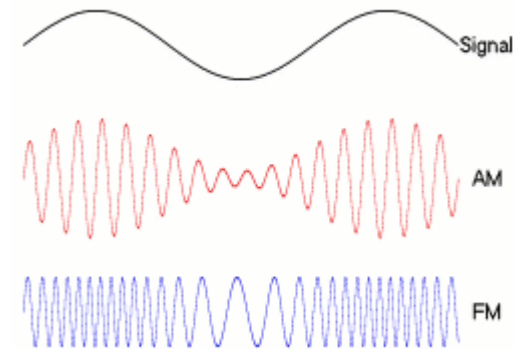
$$u(t) = \cos(2\pi f_c t + k_p m(t)) \quad \text{Διαμόρφωση Φάσης}$$

$$u(t) = \cos\left(2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau\right) \quad \text{Διαμόρφωση Συχνότητας}$$

- Παρατηρείστε πως στην τελευταία κυματομορφή, η στιγμιαία συχνότητα $f_i(t)$ ακολουθεί το σήμα $m(t)$ αφού αν

$$\theta(t) = 2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$$

$$f_i(t) = f_c + k_f m(t)$$



Κυματομορφές

Σχήμα 6.19 (Shanmungan)

Ανάλυση του σήματος $m(t)$ στο φασματικό πεδίο

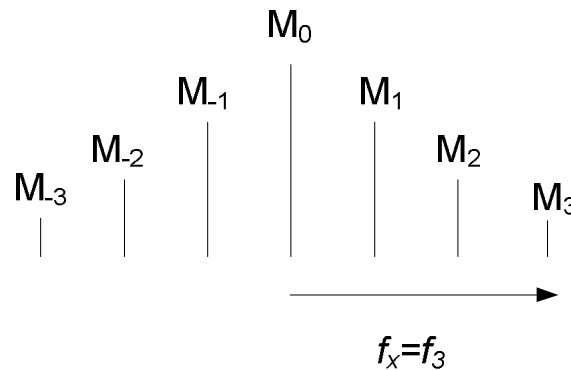
- Θυμηθείτε πως αν το $m(t)$ είναι ένα περιοδικό σήμα, τότε μπορεί να αναλυθεί σε σειρά Fourier

$$m(t) = \sum_m M_m e^{j\frac{2\pi m}{T}t} \quad M_m = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} m(t) e^{-j\frac{2\pi m}{T}t} dt$$

- Αφού το $m(t)$ είναι πραγματικό, μπορούμε να δείξουμε ότι

$$M_m = M_{-m}^*$$

- Το εύρος ζώνης f_x του σήματος $m(t)$ ορίζεται ως η αρμονική συχνότητα εκείνη για την οποία $M_m \ll M_0$

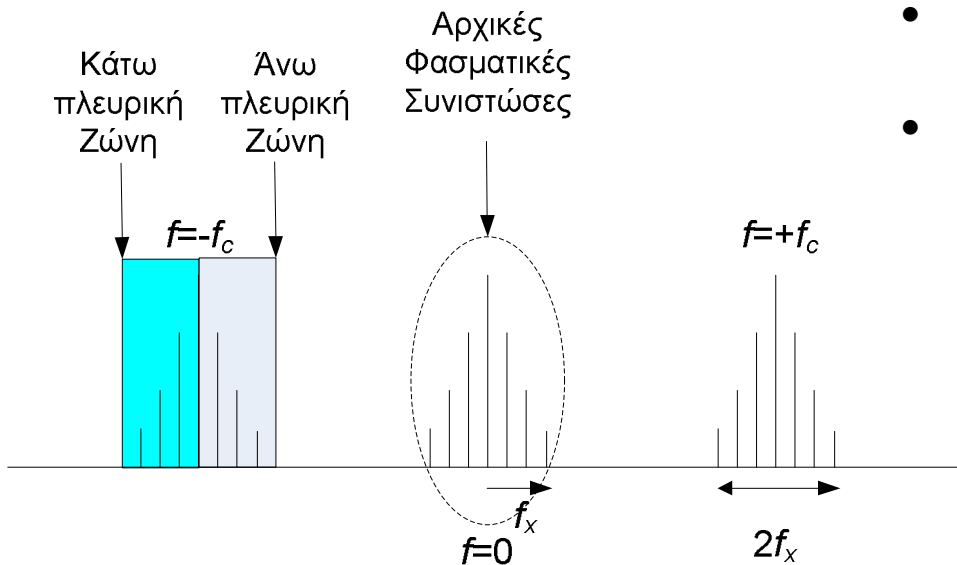


Διαμόρφωση Πλάτους

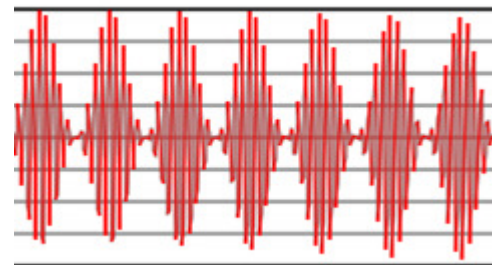
- Στην διαμόρφωση πλάτους, το φάσμα του σήματος μετακινείται γύρω από την συχνότητα f_c την οποία ονομάζουμε συχνότητα του φέροντος
- Αν υποθέσουμε πως $m(t)=\exp(2\pi f_m t)$, τότε είναι απλό να δείξουμε ότι

$$u(t) = \cos(2\pi f_c t) \exp(j2\pi f_m t) = \frac{1}{2} e^{j2\pi f_c t + j2\pi f_m t} + \frac{1}{2} e^{-j2\pi f_c t + j2\pi f_m t}$$

- Επομένως εμφανίζονται δύο νέες συχνότητες: Η $-f_c + f_m$ και η $f_c + f_m$

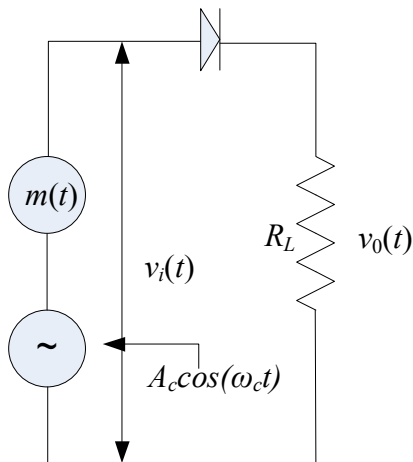
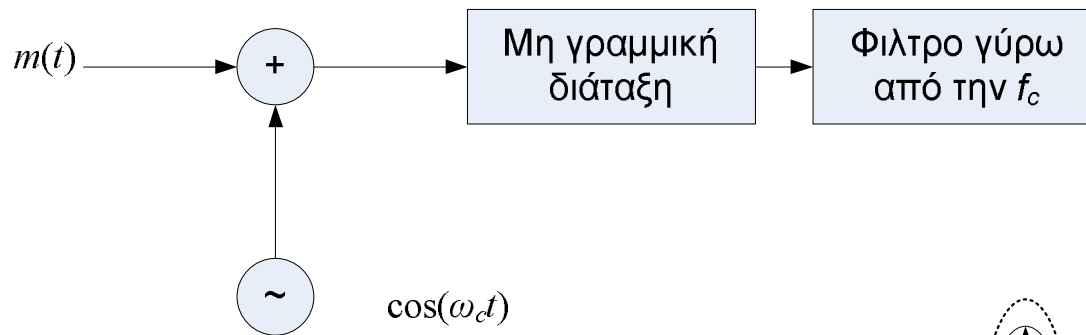


- Το φάσμα του σήματος μετακινείται επομένως στις συχνότητες $\pm f_c$
- Το εύρος ζώνης του διαμορφωμένου σήματος είναι τώρα $2f_x$

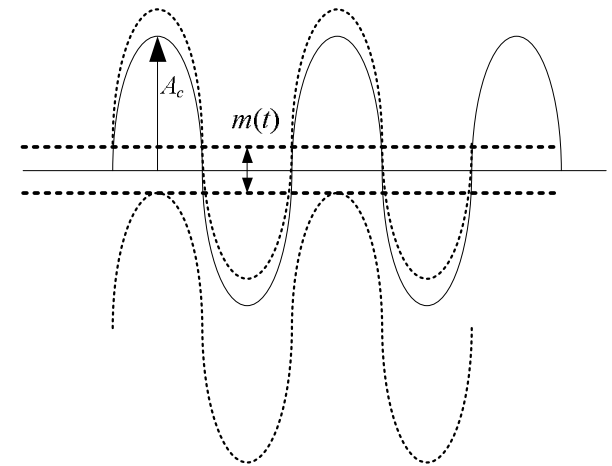


Υλοποίηση ΑΜ διαμορφωτή

- Στην πράξη η διαμόρφωση πλάτους επιτυγχάνεται με την βοήθεια μίας μη γραμμικής διάταξης και ενός φίλτρου ευνοεί την διέλευση συχνοτήτων που είναι κοντά στην f_c



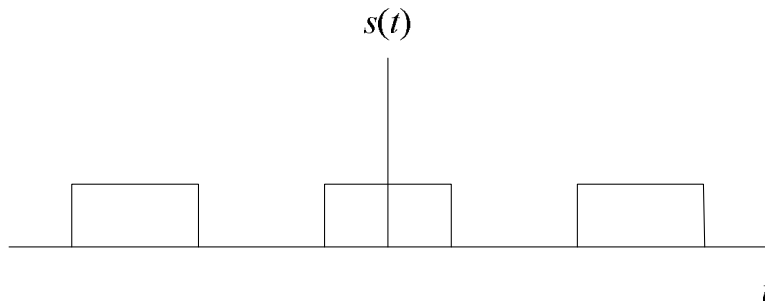
$$v_o(t) = \begin{cases} v_i(t) & v_i(t) \geq 0 \\ 0 & v_i(t) < 0 \end{cases}$$



Μπορούμε να θεωρήσουμε πως αν $m(t) > 0$ και $m(t) \ll A_c$ τότε η δίοδος άγει μόνο στην θετική ημιπερίοδο.

Υλοποίηση ΑΜ διαμορφωτή

- Επομένως είναι σαν να πολλαπλασιάζουμε το $m(t) + A_c \cos(\omega_c t)$ με μία συνάρτηση $s(t)$



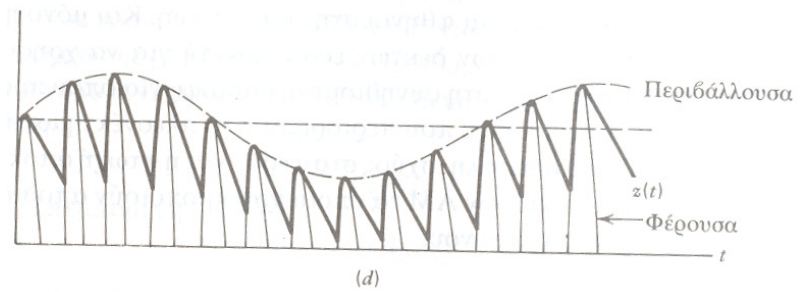
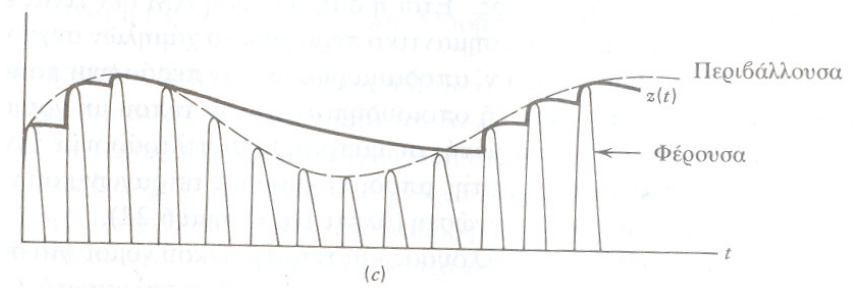
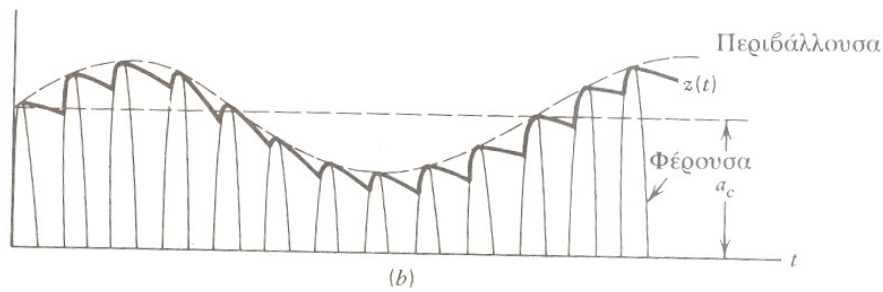
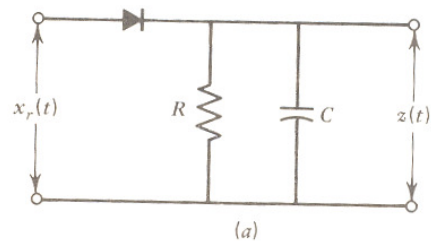
$$s(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1}}{2n-1} \cos(2\pi(2n-1)f_c t)$$

$$v_o(t) = [m(t) + A_c \cos(2\pi f_c t)] s(t) = \frac{A_c}{2} \left[1 + \frac{4}{\pi A_c} m(t) \right] \cos(2\pi f_c t) + \dots$$

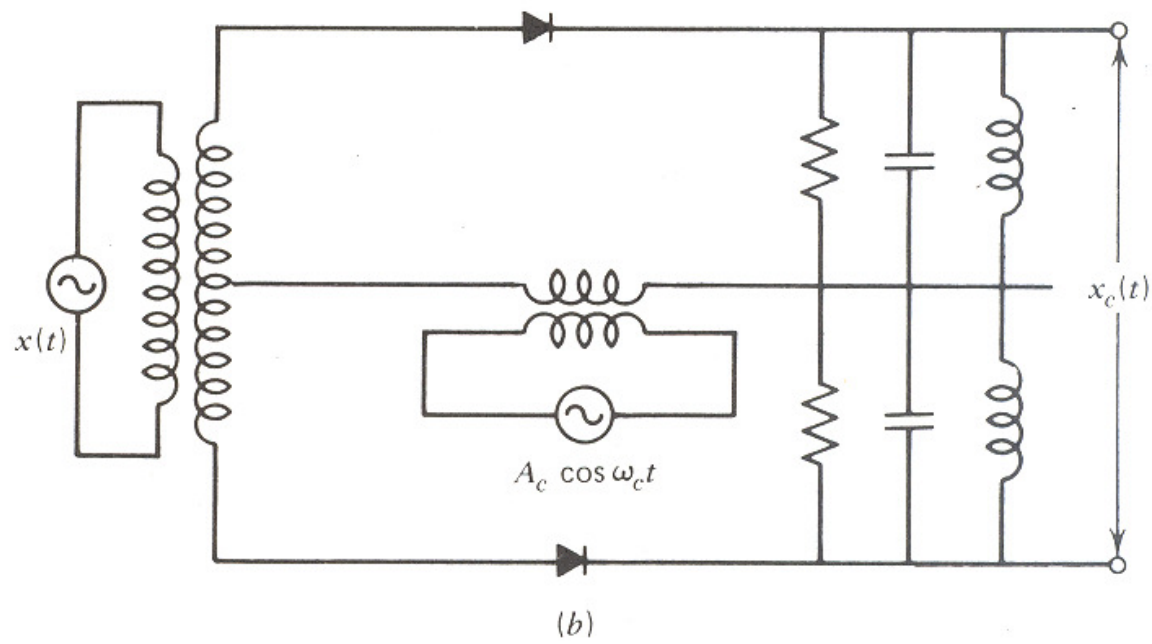
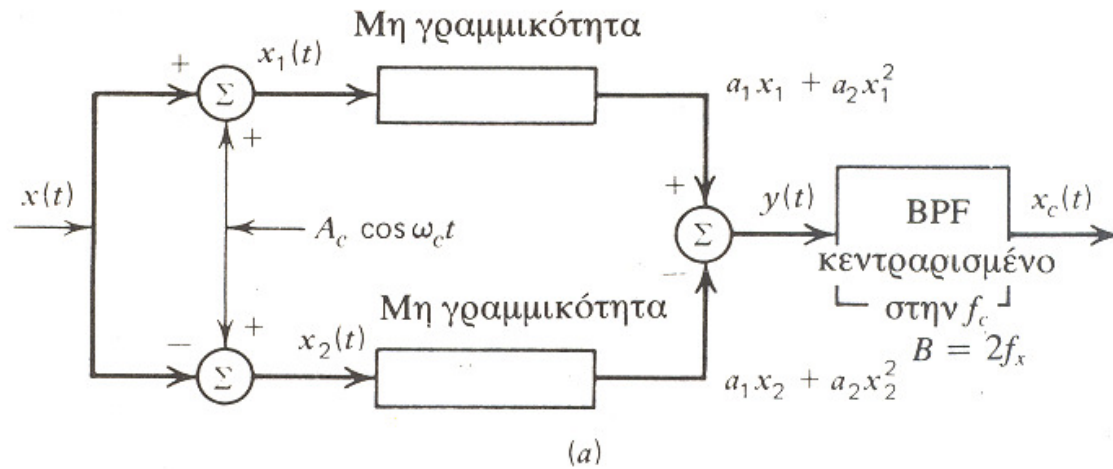
Διαμόρφωση Πλάτους... αλλά παραμένει και το φέρον = $(A_c/2)\cos(2\pi f_c t)$

Οι υψηλότερες συχνότητες απομακρύνονται από ένα φίλτρο!

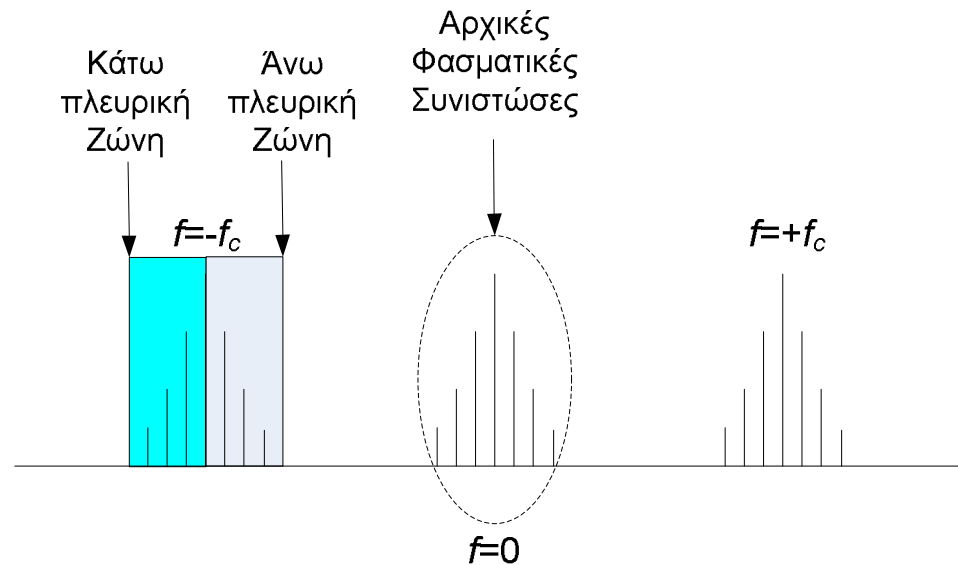
Αποδιαμόρφωση Πλάτους



Πώς εξαλείφουμε το φέρον

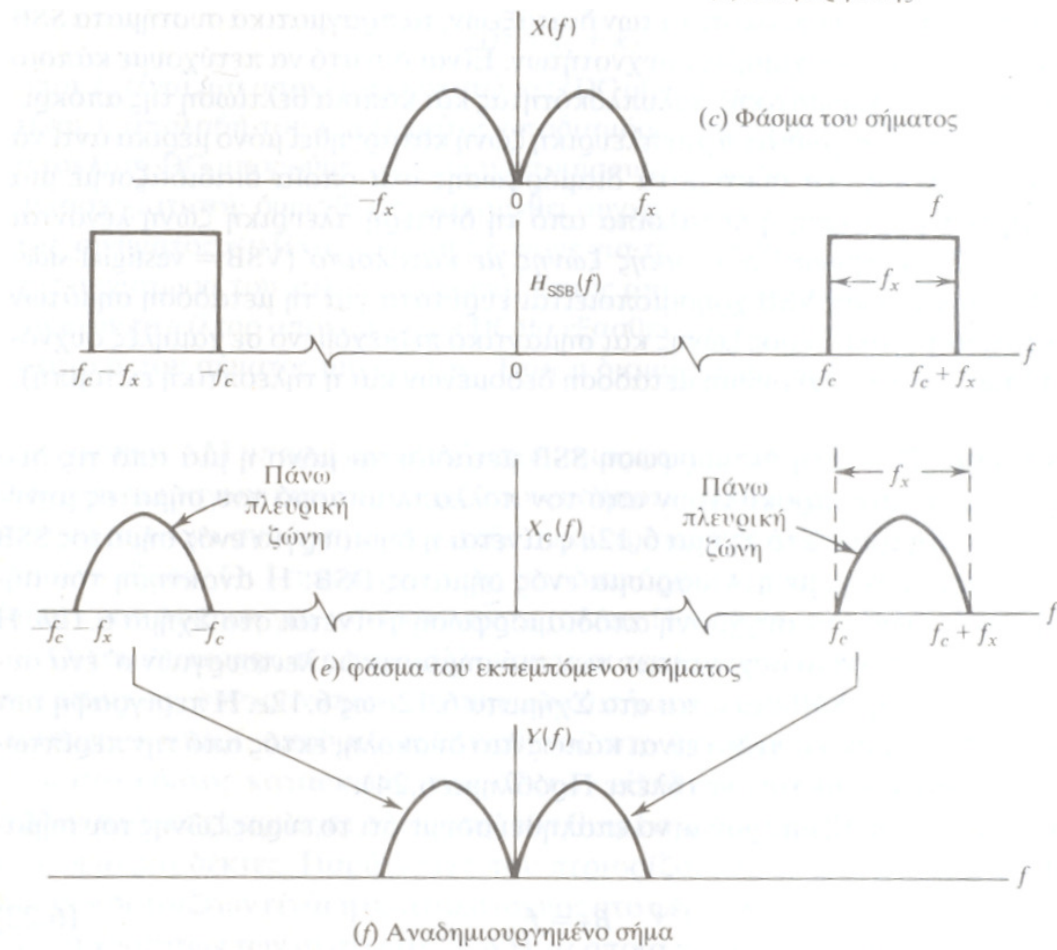
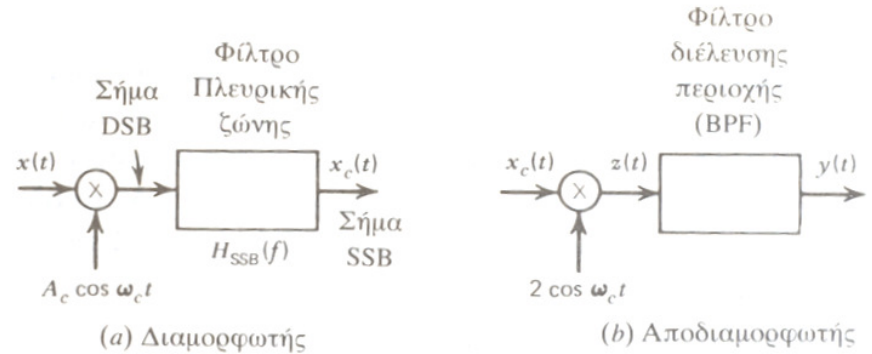


Άλλα είδη Διαμόρφωσης Πλάτους



- Όπως είδαμε ένα πραγματικό σήμα έχει δύο πλευρικές ζώνες οι οποίες είναι αλληλοεξαρτώμενες
- Επομένως θα μπορούσαμε να μην μεταδώσουμε μία από τις πλευρικές ζώνες αρκεί με κάποιον τρόπο να μπορέσουμε στο δέκτη να ανακτήσουμε το αρχικό φάσμα.

Άλλα είδη Διαμόρφωσης Πλάτους



Διαμόρφωση Φάσης και Συχνότητας

$$u(t) = \cos(2\pi f_c t + k_p m(t)) \quad \text{Διαμόρφωση Φάσης}$$

$$u(t) = \cos\left(2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau\right) \quad \text{Διαμόρφωση Συχνότητας}$$

- Αν υποθέσουμε επομένως πως το σήμα $m(t)$ είναι $m(t) = A \cos(2\pi Ft)$

$$u(t) = \cos(2\pi f_c t + k_p A \cos 2\pi Ft) \quad \text{Διαμόρφωση Φάσης}$$

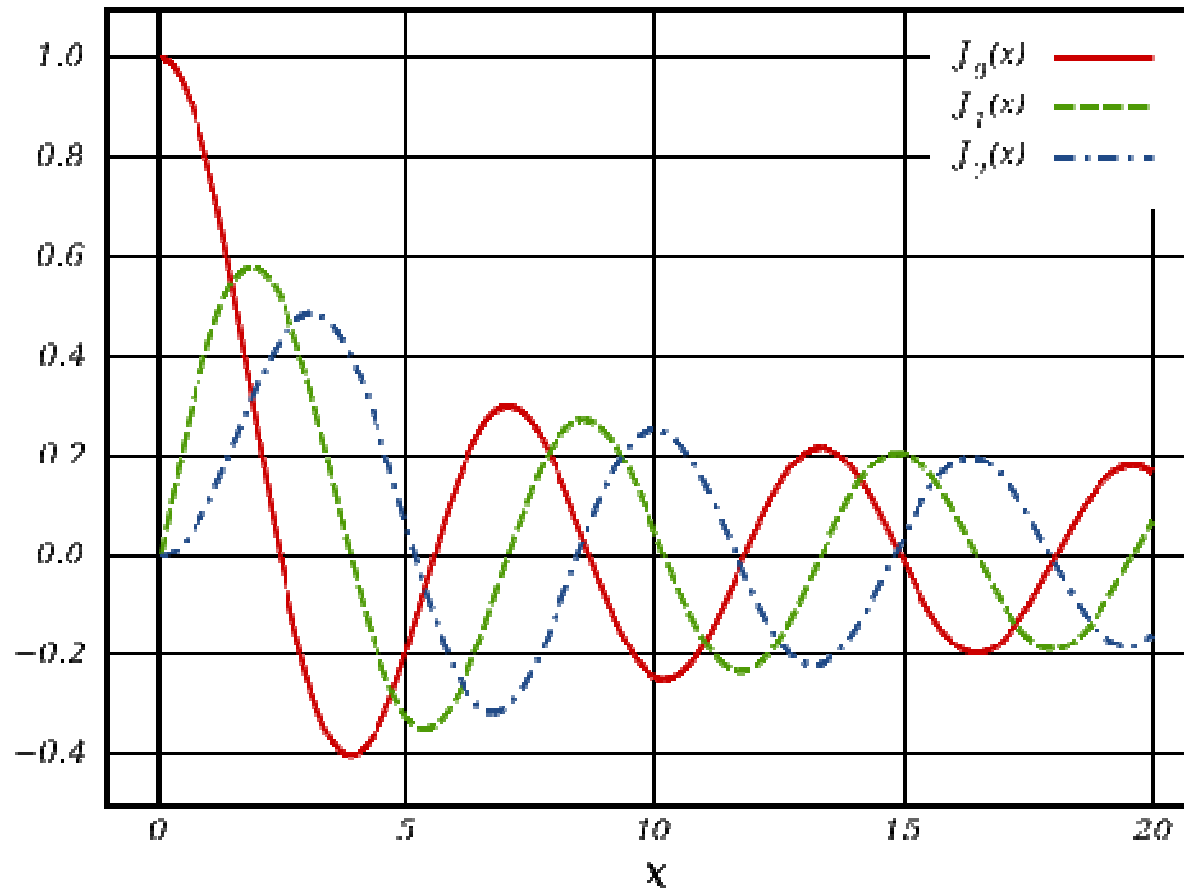
$$u(t) = \cos\left(2\pi f_c t + \frac{k_p A}{2\pi F} \sin 2\pi Ft\right) \quad \begin{array}{l} \text{Διαμόρφωση} \\ \text{Συχνότητας} \end{array}$$

- Για να βρούμε το φάσμα των σημάτων αυτών χρησιμοποιούμε το γεγονός ότι:

$$\exp(j\beta \sin(2\pi Ft)) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta) e^{j2\pi n Ft}$$

- Η συνάρτηση $J_n(\beta)$ είναι η συνάρτηση Bessel.

Συναρτήσεις Bessel



Διαμόρφωση Συχνότητας (FM)

$$u(t) = \cos\left(2\pi f_c t + \frac{k_p A}{2\pi F} \sin 2\pi Ft\right) = \operatorname{Re}\left\{e^{j\left[2\pi f_c t + \frac{k_p A}{2\pi F} \sin 2\pi Ft\right]}\right\}$$
$$= \operatorname{Re}\left\{\sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n\left(\frac{k_p A}{2\pi F}\right) e^{j2\pi n Ft + j2\pi f_c t}\right\} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n\left(\frac{k_p A}{2\pi F}\right) \cos(2\pi n Ft + 2\pi f_c t)$$

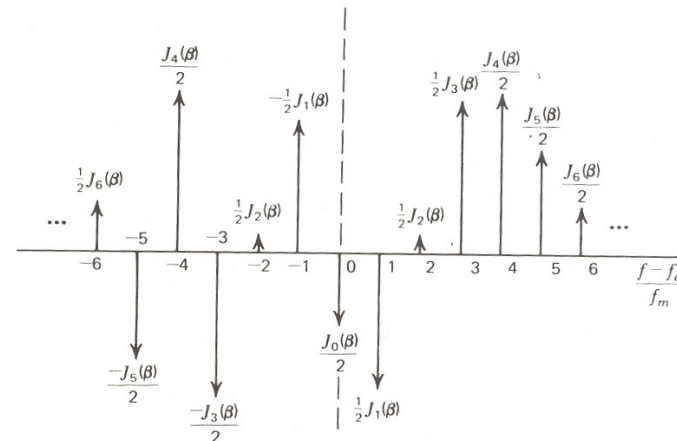
- Το φάσμα του σήματος FM περιέχει τις συχνότητες $f_c \pm nF$
- Οι φασματικές συνιστώσες καθορίζονται από τις συναρτήσεις Bessel.
- Μπορούμε να δείξουμε ότι για $n > k_p A / (2\pi F) + 1$, το φάσμα του σήματος είναι πολύ εξασθενημένο
- Επομένως πρακτικά το εύρος ζώνης του FM σήματος είναι $B = 2(k_p A / (2\pi F) + 1)$

Διαμόρφωτές FM (και PM)

- Στον άμεσο τρόπο διαμόρφωσης χρησιμοποιούνται ειδικές διατάξεις που ονομάζονται ταλαντωτές ελεγχόμενοι από τάση (Voltage Control Oscillators - VCO).
- Ένα τέτοιο κύκλωμα μεταβάλλει την συχνότητα συντονισμού του όταν μεταβάλλουμε την τάση ελέγχου. Στην ουσία μεταβάλλεται η χωρητικότητα ενός κυκλώματος LC συντονισμού.

$$f(t) = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC(t)}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_0 - kx(t)}} \cong f_c \left(1 + \frac{1}{2} \frac{k}{C_0} x(t) \right)$$

Σχήμα 6.21 (Shanmungan)



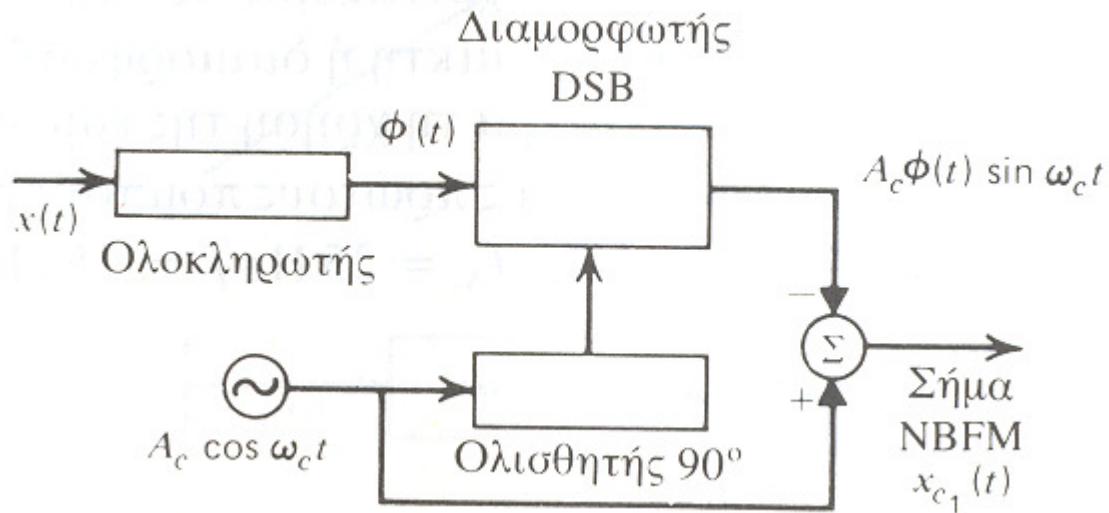
Σχήμα 6.20 Το φάσμα ενός σήματος FM με $\beta = 5$, $A_c = 1$, και $f_c \gg f_m$. Οι αρνητικές τιμές φαίνονται χαραγμένες προς τα κάτω.

Διαμορφωτές FM (και PM)

- Η κυματομορφή FM μπορεί να παραχθεί και με έμμεσο τρόπο.

$$u(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi(t)) = A \cos(2\pi f_c t) \cos \phi(t) - A \sin(2\pi f_c t) \sin \phi(t)$$
$$\cong A \cos(2\pi f_c t) - A\phi(t) \sin(2\pi f_c t)$$

- Στην παραπάνω εξίσωση χρησιμοποιήσαμε το γεγονός πως για μικρά x έχουμε $\cos x \cong 1 - x^2/2 \cong 1$ και $\sin x \cong x$



Αποδιαμόρφωση FM

- Οι αποδιαμορφωτές FM ονομάζονται και διευκρινιστές. Σκοπός του κυκλώματος είναι από μία είσοδο της μορφής:

$$u(t) = A \cos \left(2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right)$$

να παράγει το σήμα $y_d(t) = k_d m(t)$

