

Ηλεκτρονικά Ισχύος και Μέθοδοι Οδήγησης Κινητήρων

(Power Electronics & Drives)

Γεώργιος Χ. Χριστοφορίδης, M.Sc., PhD

Καθηγητής

Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών
& Μηχανικών Υπολογιστών



Προσόντα δεύτερου κύκλου σπουδών

- Προσόντα του **δεύτερου κύκλου** σπουδών αναγνωρίζονται σε φοιτητές οι οποίοι:
 - Έχουν αποδεδειγμένη γνώση και κατανόηση που βασίζεται και εκτείνεται και/ή ενισχύει όσα σχετίζονται με τον πρώτο κύκλο σπουδών, και, συγχρόνως, τους παρέχει τη βάση ή την ευκαιρία για πρωτοτυπία στην ανάπτυξη και/ή στην εφαρμογή ιδεών, συχνά στο πλαίσιο ερευνητικής δραστηριότητας.
 - Είναι σε θέση να χρησιμοποιούν τη γνώση και κατανόησή τους, και τις ικανότητές τους για επίλυση προβλημάτων σε εφαρμογές και στην επίλυση προβλημάτων, σε ένα νέο ή άγνωστο περιβάλλον, εντός ευρύτερου (ή διεπιστημονικού) πλαισίου, συναφούς προς το γνωστικό τους πεδίο.
 - Έχουν την ικανότητα να συνδυάζουν γνώσεις και να χειρίζονται πολύπλοκα θέματα, καθώς επίσης να διατυπώνουν κρίσεις, έστω και με ελλιπή ή περιορισμένη πληροφόρηση, οι οποίες όμως περιλαμβάνουν προβληματισμό επί κοινωνικών και ηθικών ευθυνών, που συνδέονται με την εφαρμογή της γνώσης και των κρίσεών τους.
 - Είναι σε θέση να κοινοποιούν με σαφήνεια και καθαρότητα τα συμπεράσματά τους αλλά και τη γνώση και το σκεπτικό στο οποίο αυτά βασίζονται και λογικές παραδοχές στα οποία στηρίζονται, τόσο σε εξειδικευμένο όσο και σε μη εξειδικευμένο κοινό.
 - Διαθέτουν τις απαραίτητες μαθησιακές δεξιότητες που τους επιτρέπουν να συνεχίσουν τις σπουδές τους με τρόπο σε μεγάλο βαθμό αυτοδύναμο ή και αυτόνομο.



Περίγραμμα μαθήματος

Μέρος 1^ο: Ηλεκτρονικά Ισχύος (ολοκλήρωση μέχρι τέλος Δεκεμβρίου)

- Εισαγωγή-Ημιαγωγικοί διακόπτες ισχύος: Εφαρμογές, τύποι ημιαγωγών ισχύος, χαρακτηριστικά λειτουργίας, συγκριτική αξιολόγηση. Οδήγηση διακοπών
- Μετατροπείς συχνότητας δικτύου
 - Ανορθώσεις: Ελεγχόμενες ανορθωτικές διατάξεις μονοφασικές/τριφασικές. Ανάλυση, εφαρμογές
 - Ρυθμιστές εναλλασσόμενης τάσης: Μονοφασικοί-τριφασικοί, ανάλυση, εφαρμογές
- Μετατροπείς συνεχούς τάσης: Βασικά κυκλώματα (υποβιβασμού, ανύψωσης, μεικτός), ανάλυση, σχεδίαση, εφαρμογές.
- ΠαλμοΤροφοδοτικά DC: Flyback, Forward, ημιγέφυρας και πλήρους γέφυρας, διόρθωση συντελεστή ισχύος, Έλεγχος τροφοδοσίας (ανάλυση μικρού σήματος, ευστάθεια, PWM συνάρτηση μεταφοράς), φίλτρα
- Αντιστροφείς ισχύος: Μονοφασικοί-τριφασικοί, ημιγέφυρας-πλήρους γέφυρας, διαμόρφωση PWM



Περίγραμμα μαθήματος

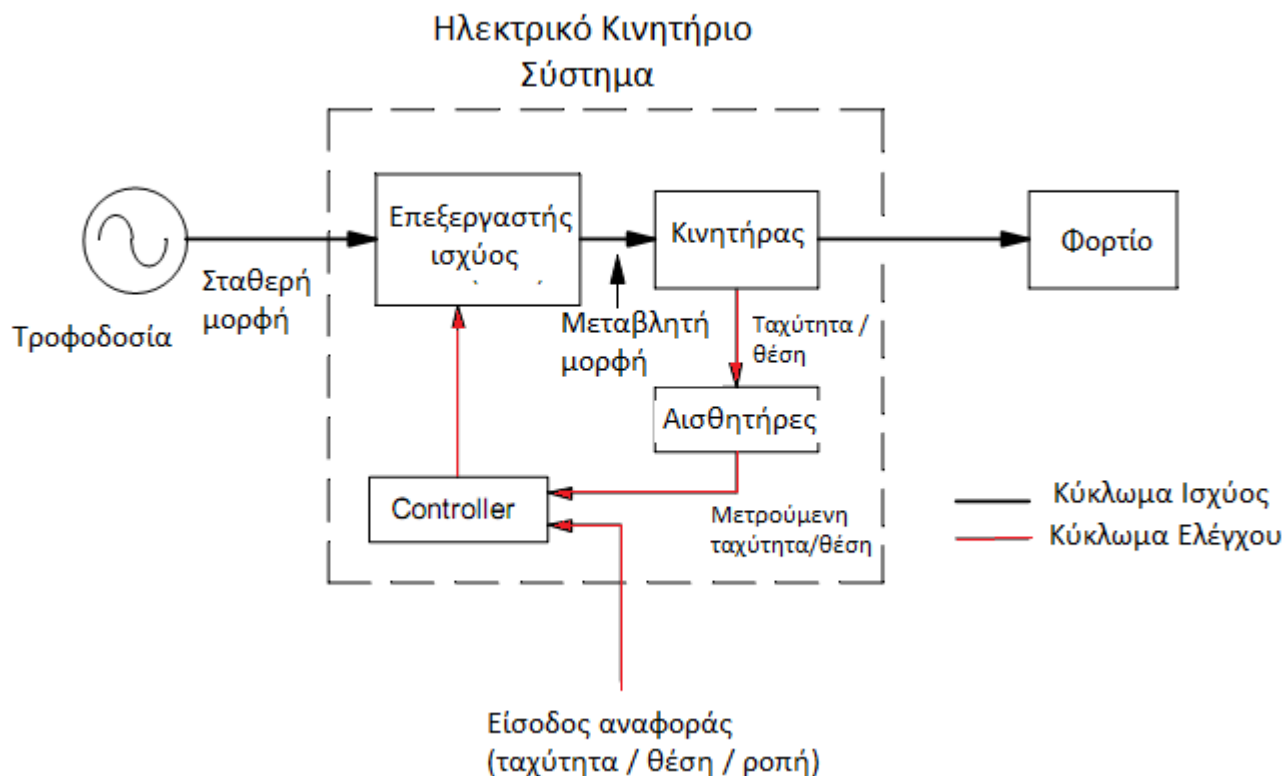
Μέρος 2^ο: Οδήγηση κινητήρων

- Ηλεκτρομηχανική μετατροπή ενέργειας, το ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα, περιοχές λειτουργίας, δυναμική συμπεριφορά
- Μέθοδοι οδήγησης **DC** κινητήρων: Μοντελοποίηση **DC** κινητήρων, μέθοδοι ελέγχου στροφών με συστήματα ηλεκτρονικών ισχύος, έλεγχος
- Μέθοδοι οδήγησης **AC** κινητήρων: Μοντελοποίηση **AC** κινητήρων, μέθοδοι ελέγχου στροφών, έλεγχος



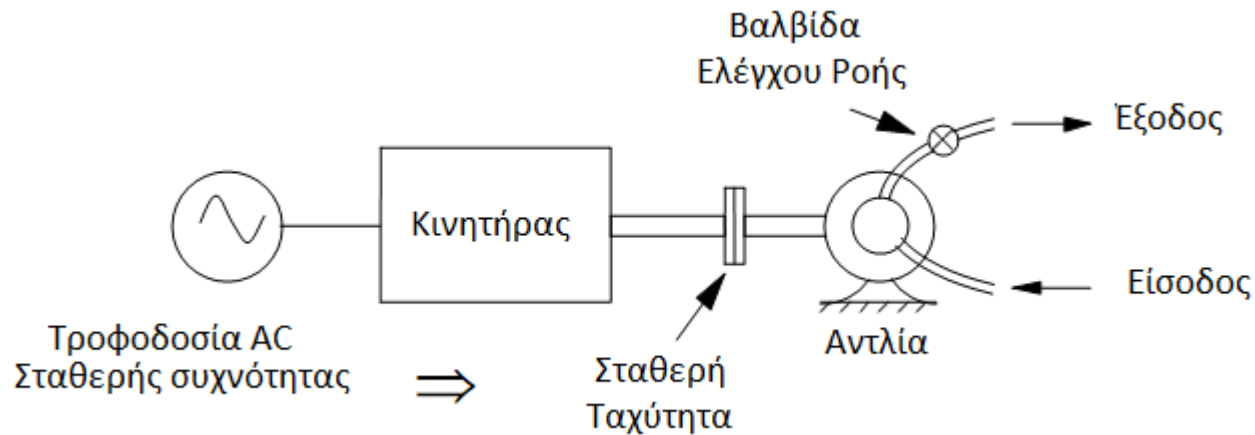
Block Διάγραμμα Ηλεκτρικού Κινητήριου Συστήματος

- Ρόλος Ηλ.Κ.Σ.: Αποδοτική μετατροπή ισχύος από ηλεκτρικής σε μηχανική



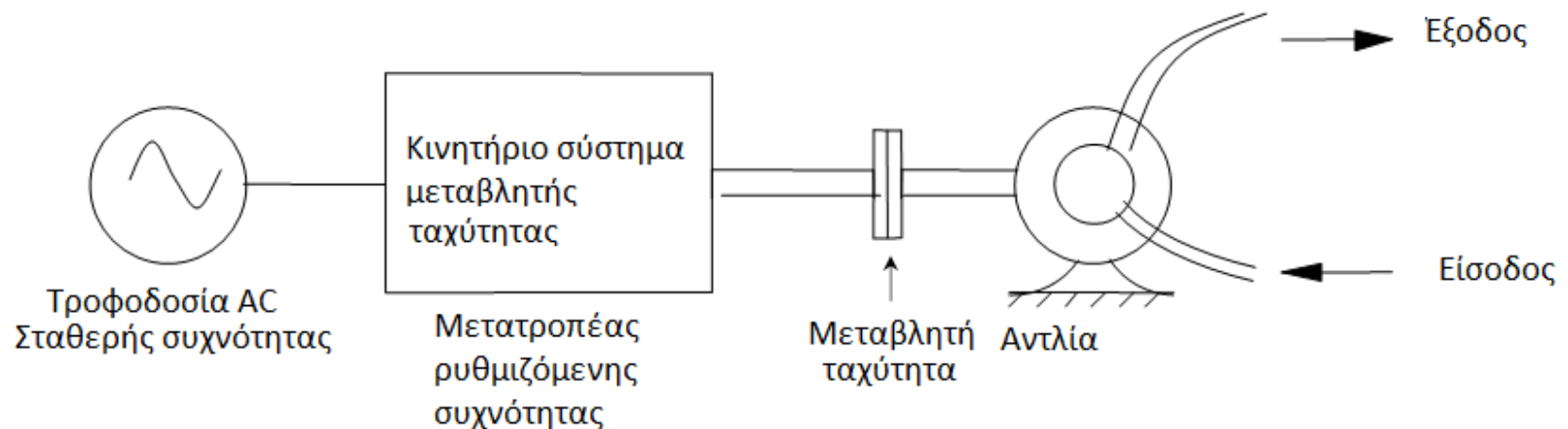
Κινητήρια Συστήματα Σταθερής Ταχύτητας

- Τροφοδοσία σταθερής συχνότητας $\rightarrow$ σταθερή ταχύτητα αντλίας
- Μη αποδοτική λύση – Ανάπτυξη θερμότητας στην αντλία και τη βαλβίδα
- Δυσκολία στον αυτοματισμό



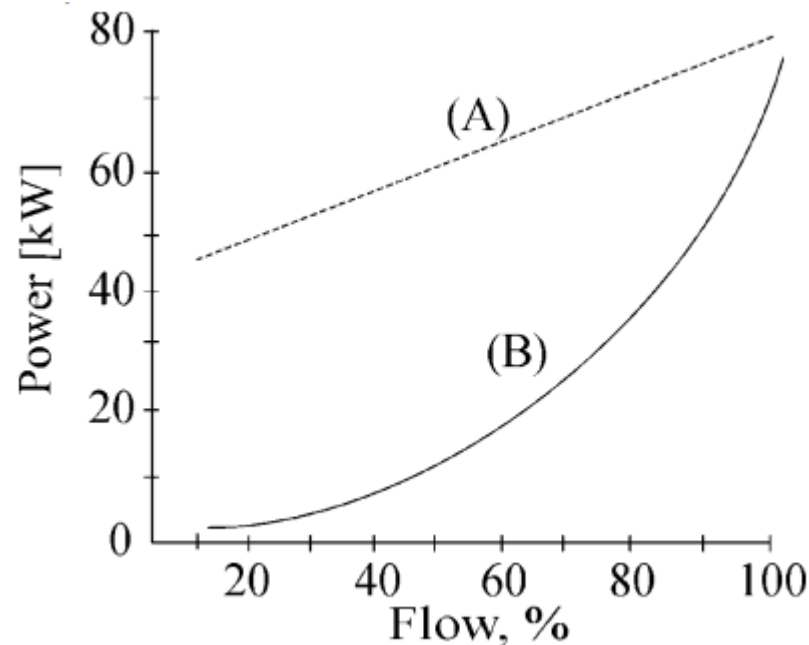
Κινητήρια Συστήματα Μεταβαλλόμενης ταχύτητας

- Οδήγηση με την επιθυμητή ταχύτητα
- Υψηλή απόδοση



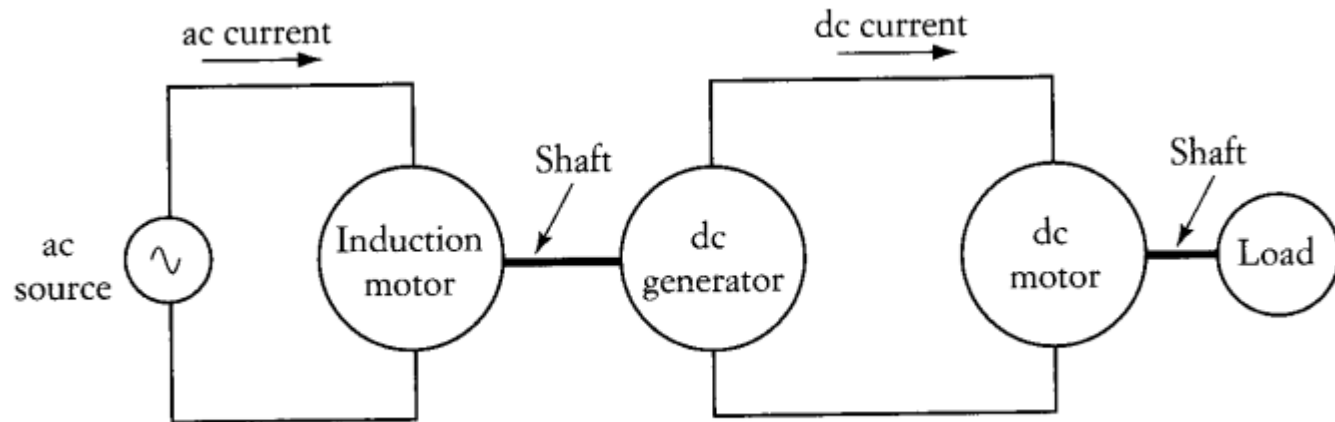
Γιατί μεταβαλλόμενη ταχύτητα?

- Μείωση κατανάλωσης με μειωμένες στροφές όταν το φορτίο είναι χαμηλό.
- Παράδειγμα με αντλία παροχής. Για ροή στο 50% της ονομαστικής, επιτυγχάνεται εξοικονόμηση ~80% !



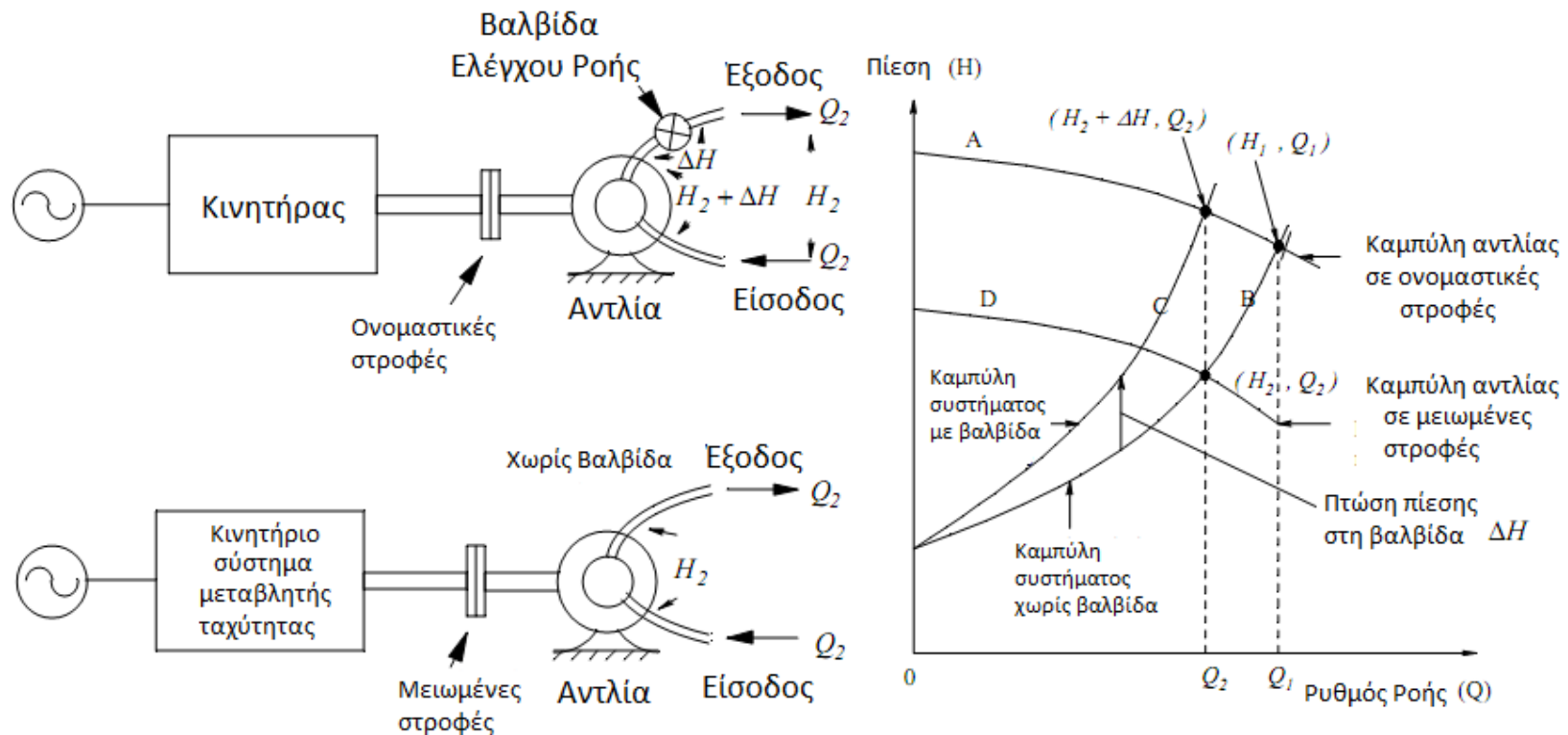
Μεταβαλλόμενη ταχύτητα χωρίς επεξεργαστή Ισχύος

- Ward Leonard: Απαιτούνται 3 μηχανές!

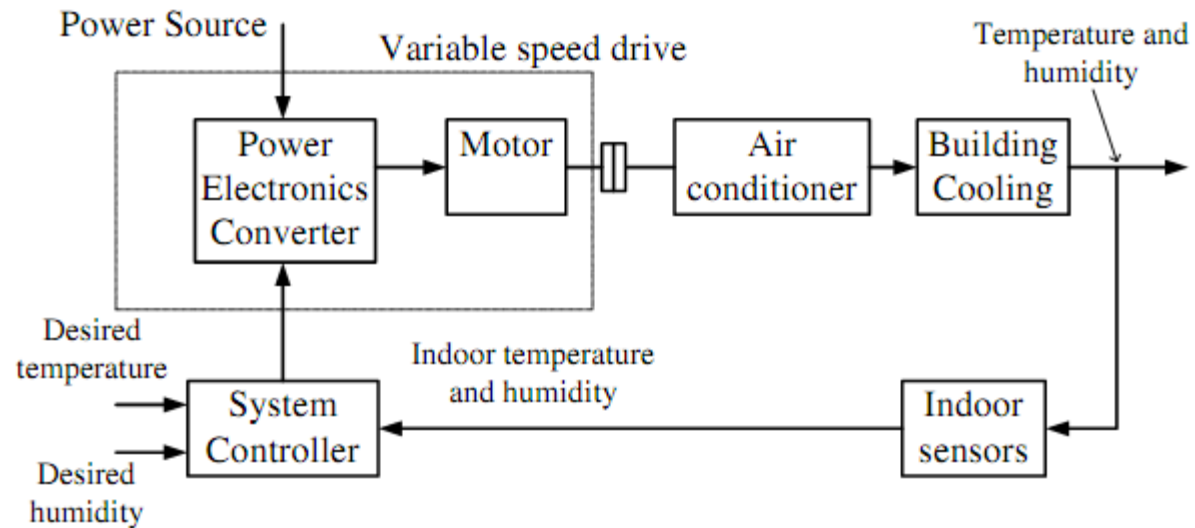


Σύγκριση

- Η βαλβίδα δημιουργεί επιπλέον πτώση πίεσης (ΔH) όταν θέλουμε να μειώσουμε τη ροή στην έξοδο της αντλίας $\rightarrow$ απώλειες
- Το Κ.Σ. μεταβλητής ταχύτητας μειώνει την ταχύτητα περιστροφής της αντλίας $\rightarrow$ μείωση ροής χωρίς απώλειες



Ηλεκτρικό Κιν. Σύστημα – Air Conditioning

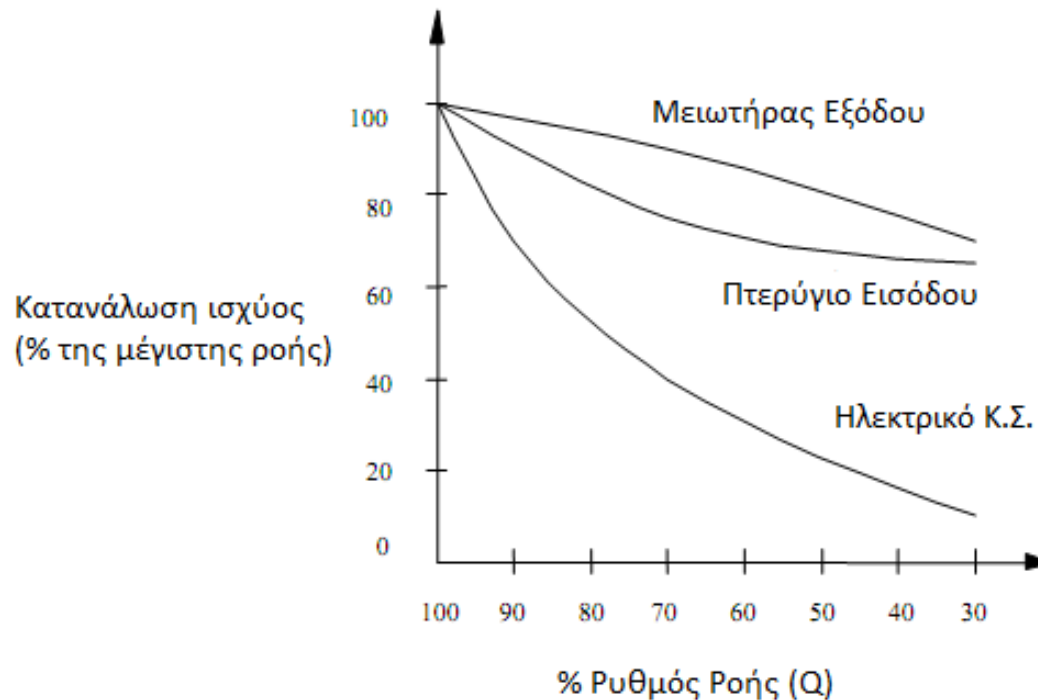


Απαιτήσεις Η.Κ.Σ.

- Μεταβαλλόμενη ταχύτητα
- Ελεγχόμενη ροπή

Εξοικονόμηση ενέργειας σε σύστημα ανεμιστήρα

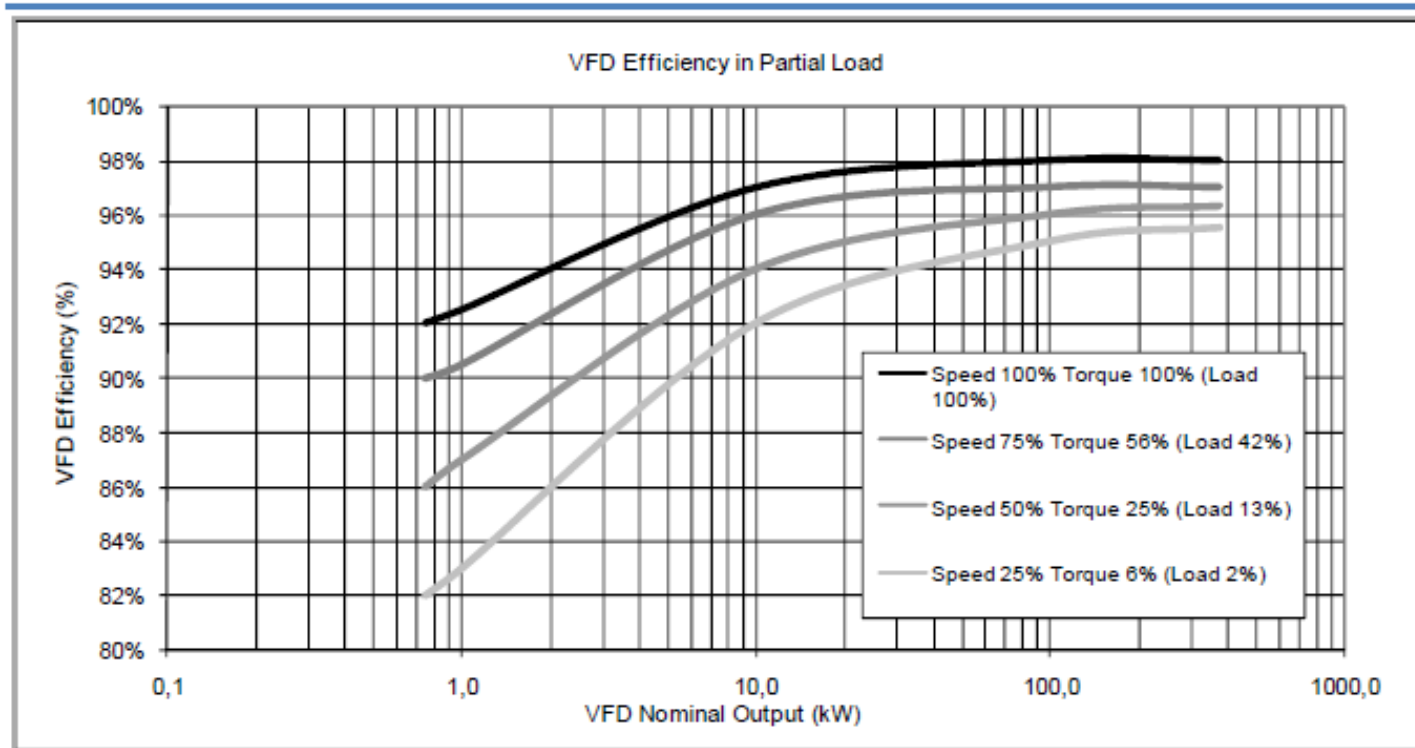
- Κατανάλωση ισχύος για τρεις μεθόδους μείωσης του ρυθμού ροής σε ένα σύστημα με κυκλοφορητή π.χ. σε εφαρμογές HVAC



Εξοικονόμηση ενέργειας

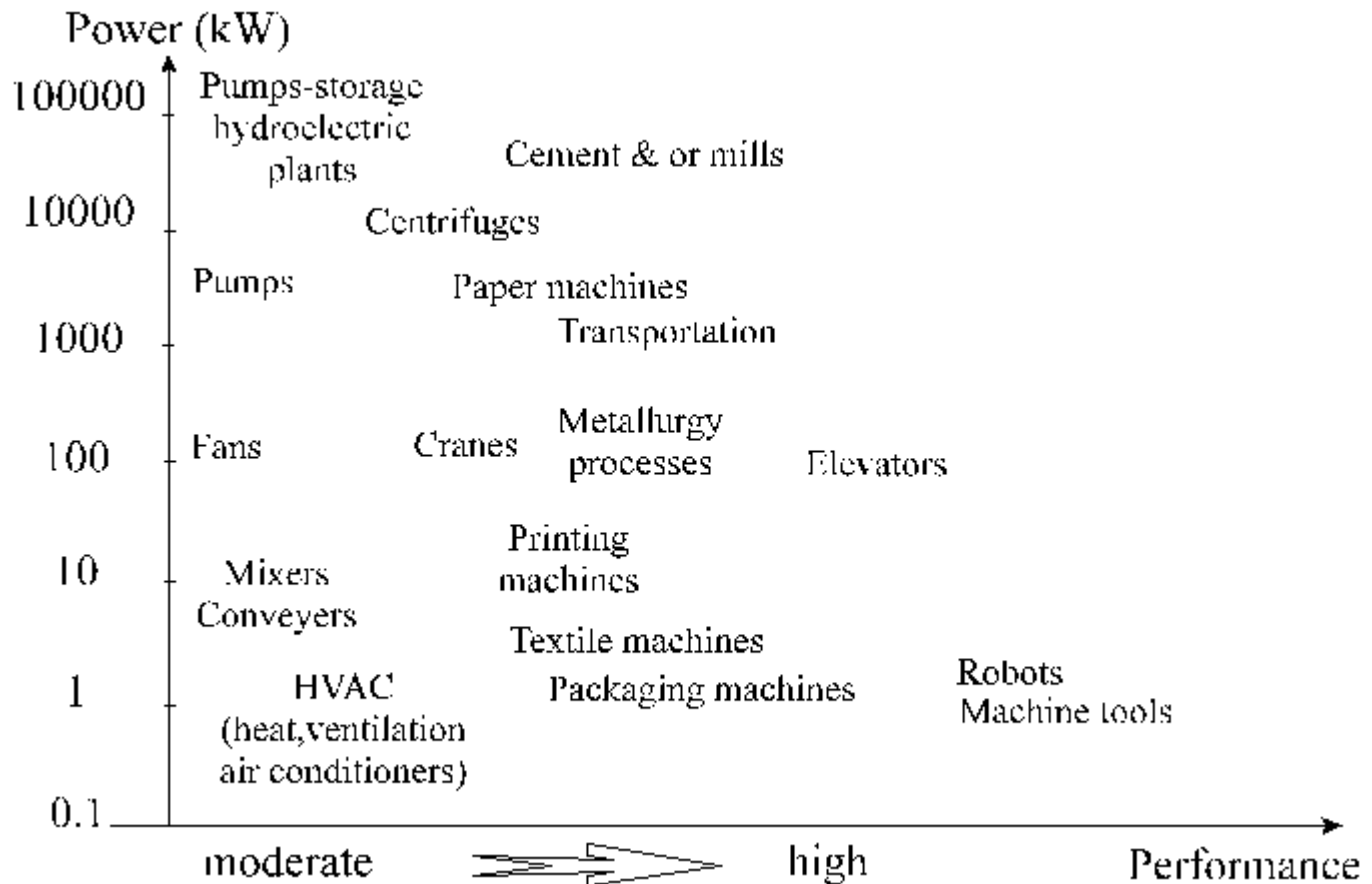
- VFD drive: Πολύ μικρές απώλειες σε λειτουργία πέραν της ονομαστικής.

Figure 21: Variable-frequency drive efficiency at full and partial load



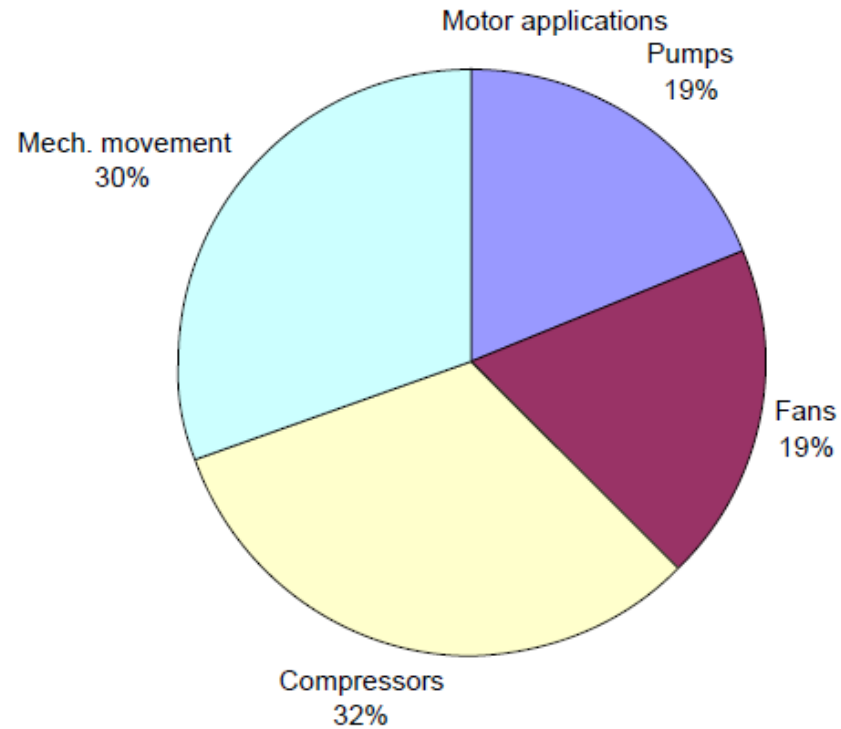
Source: A+B International, 2009.

Εφαρμογές



Μερίδιο Εφαρμογών.

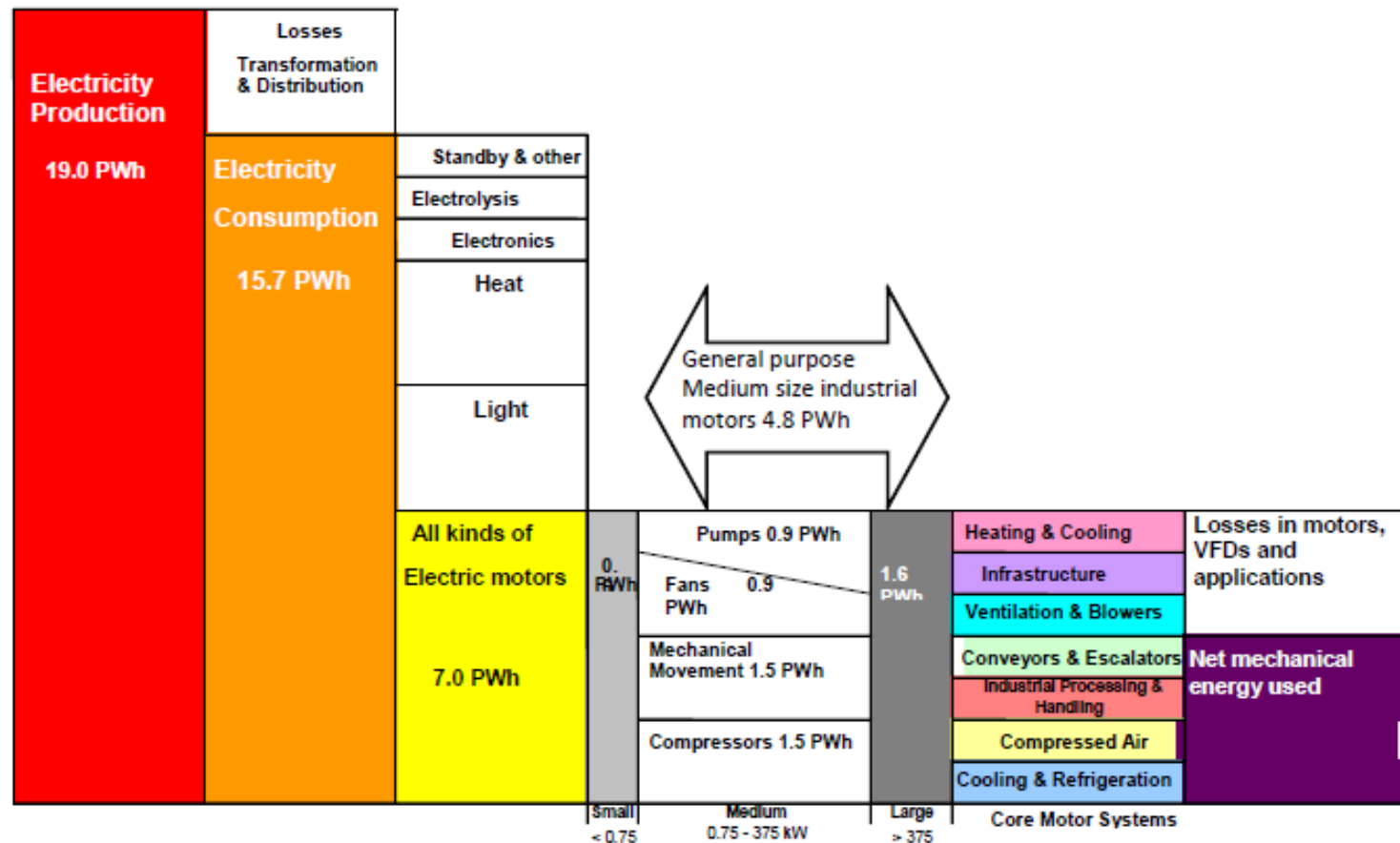
Figure 12: Estimated share of global motor electricity demand by application (2009)



Sources: De Almeida *et al.* 2008b; A+B International, 2009.

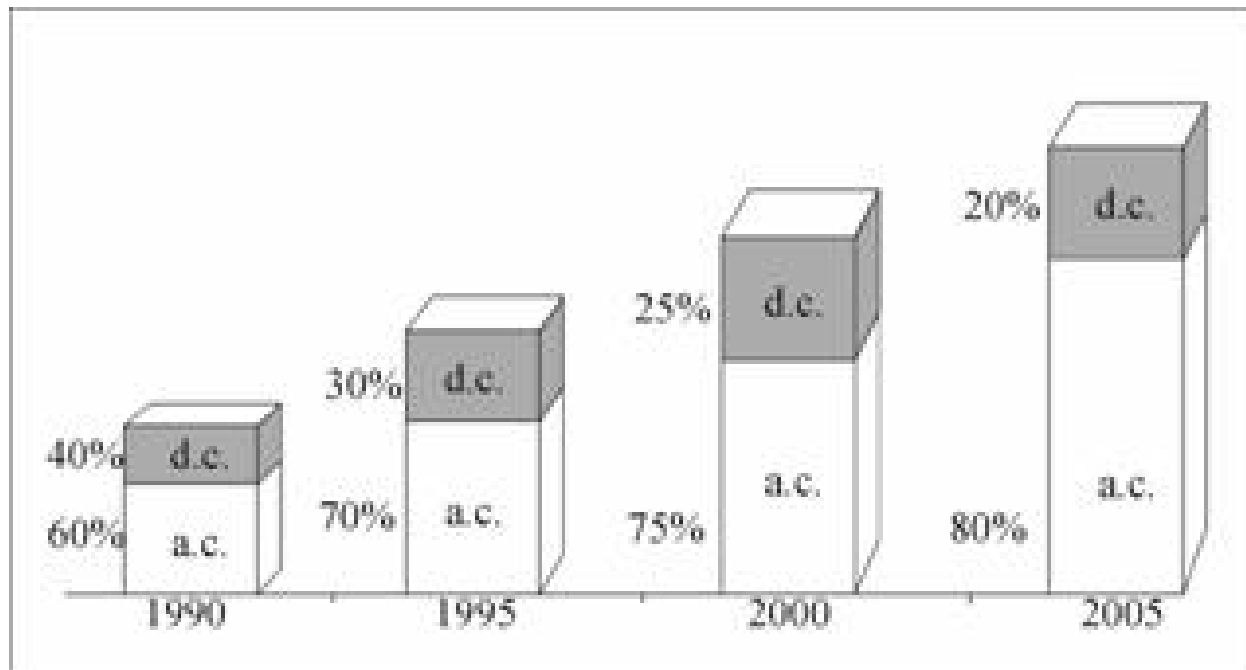
Ενεργειακή Αποδοτικότητα

Figure 13: Estimated overall efficiency and electricity use for all types of electric motor systems



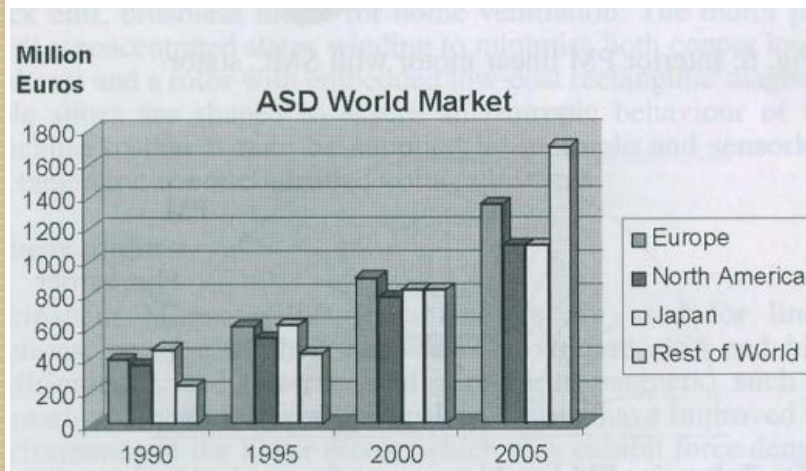
Source: A+B International, 2009.

AC vs DC Drives

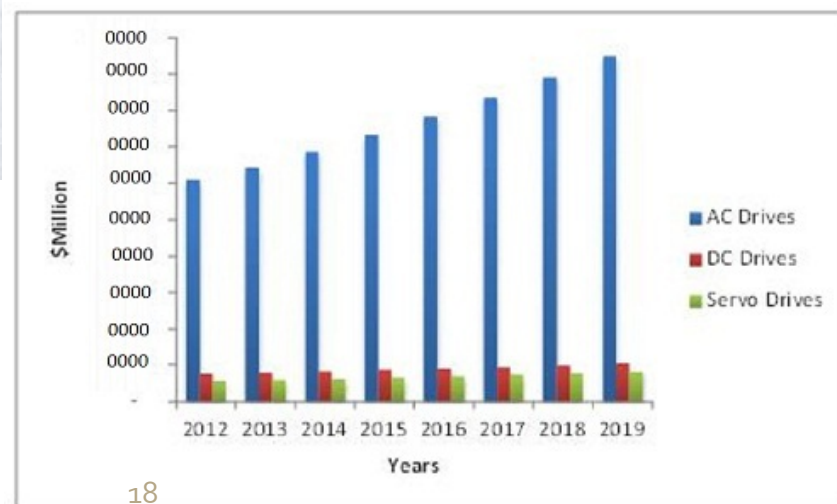


Αγορά Η.Κ.Σ.

- Το 70% της ηλεκτρικής ενέργειας μετατρέπεται σε μηχανική μέσω Ηλεκτρικών Κινητήρων.
- Οι απαιτήσεις για μεταβαλλόμενη ταχύτητα αυξάνονται και έτσι τα Η.Κ.Σ. μεταβαλλόμενης ταχύτητας έχουν εξελιχθεί σε μια παγκόσμια βιομηχανία



Αναμένεται να φτάσει τα 22,7 δις \$ το 2019



Κατηγοριοποίηση μετατροπών



ac είσοδος / dc έξοδος
(ανορθωτής - *rectifier*)

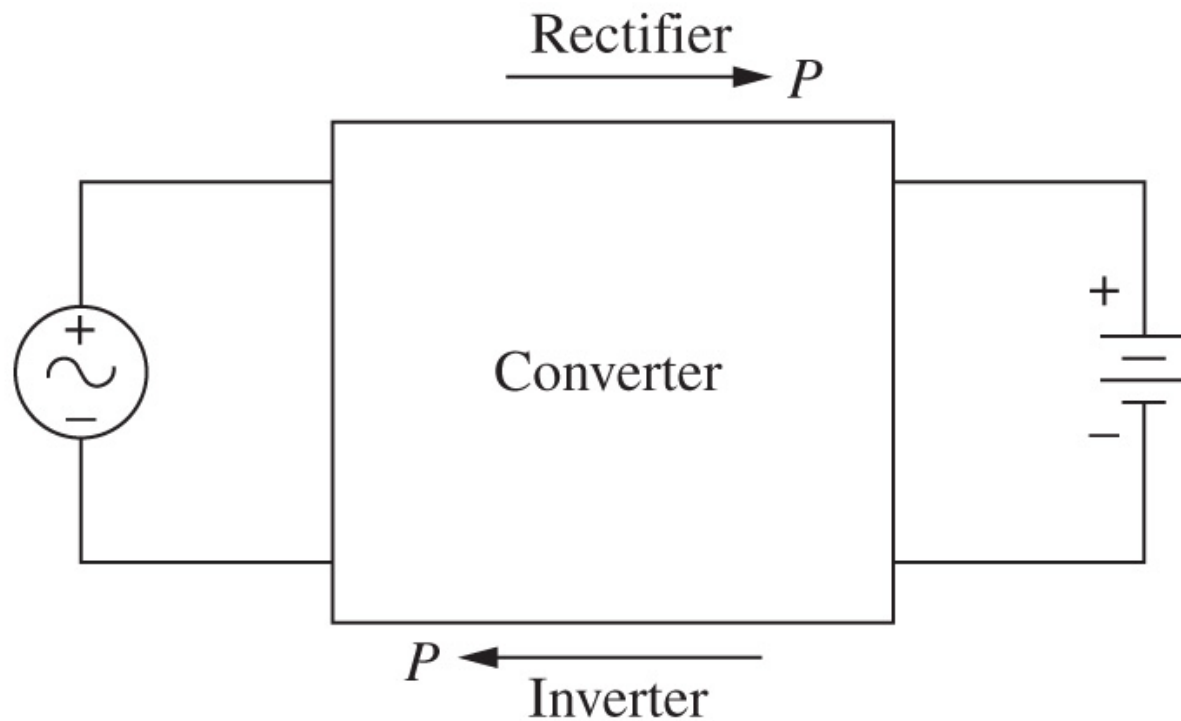
dc είσοδος /ac έξοδος
(αντιστροφέας - *inverter*)

dc είσοδος /dc έξοδος
(ψαλιδιστής – *chopper* – dc/dc μετατροπέας)

ac είσοδος /ac έξοδος
(κυκλομετατροπέας / ρυθμιστής AC τάσης)



Η ροή ισχύος χαρακτηρίζει το μετατροπέα

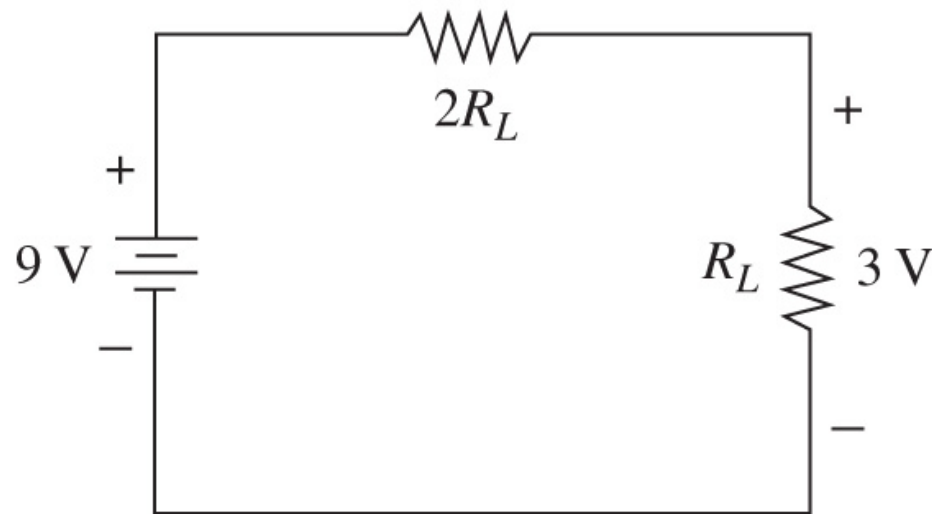


Χρήση 2 ή και περισσότερων μετατροπέων

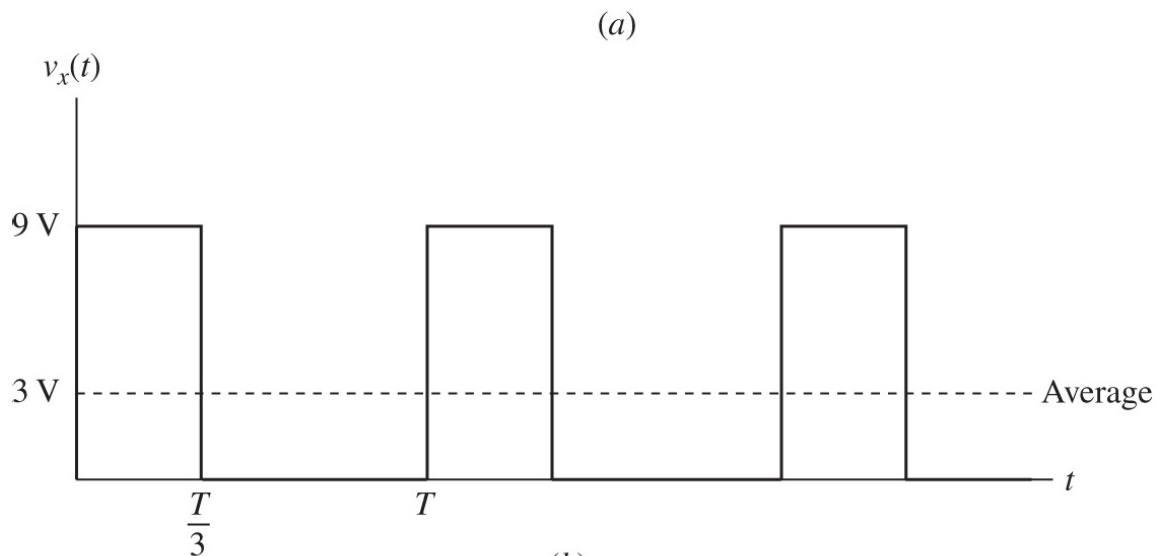
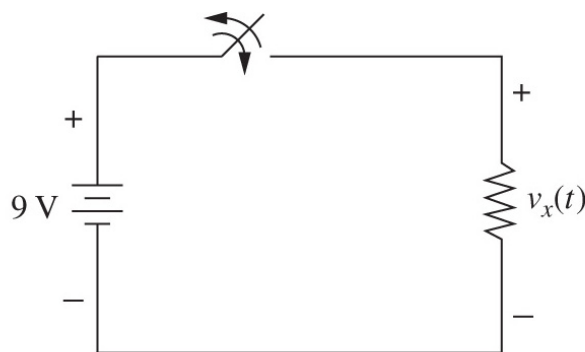


Διαιρέτης τάσης

Ένας μη-αποδοτικός dc-dc μετατροπέας:



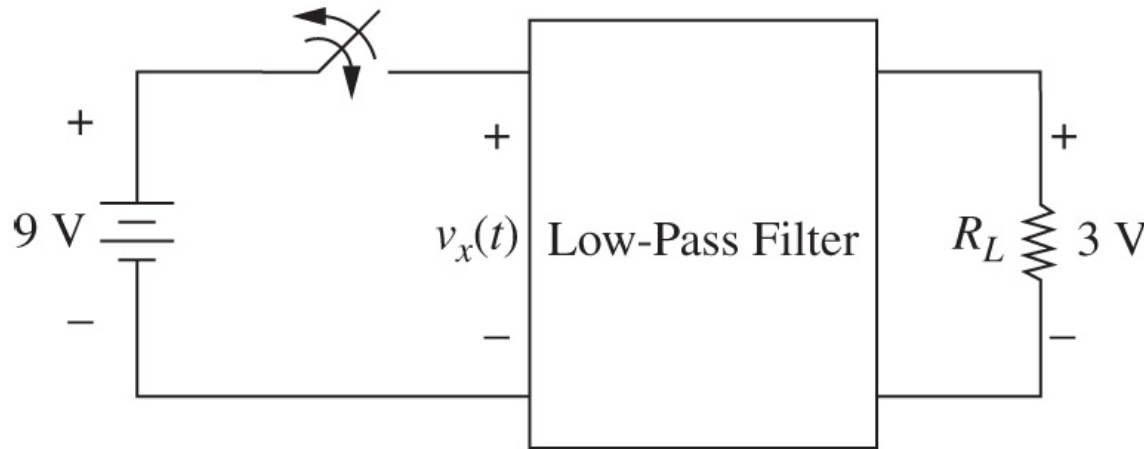
Διακοπτικός DC-DC μετατροπέας



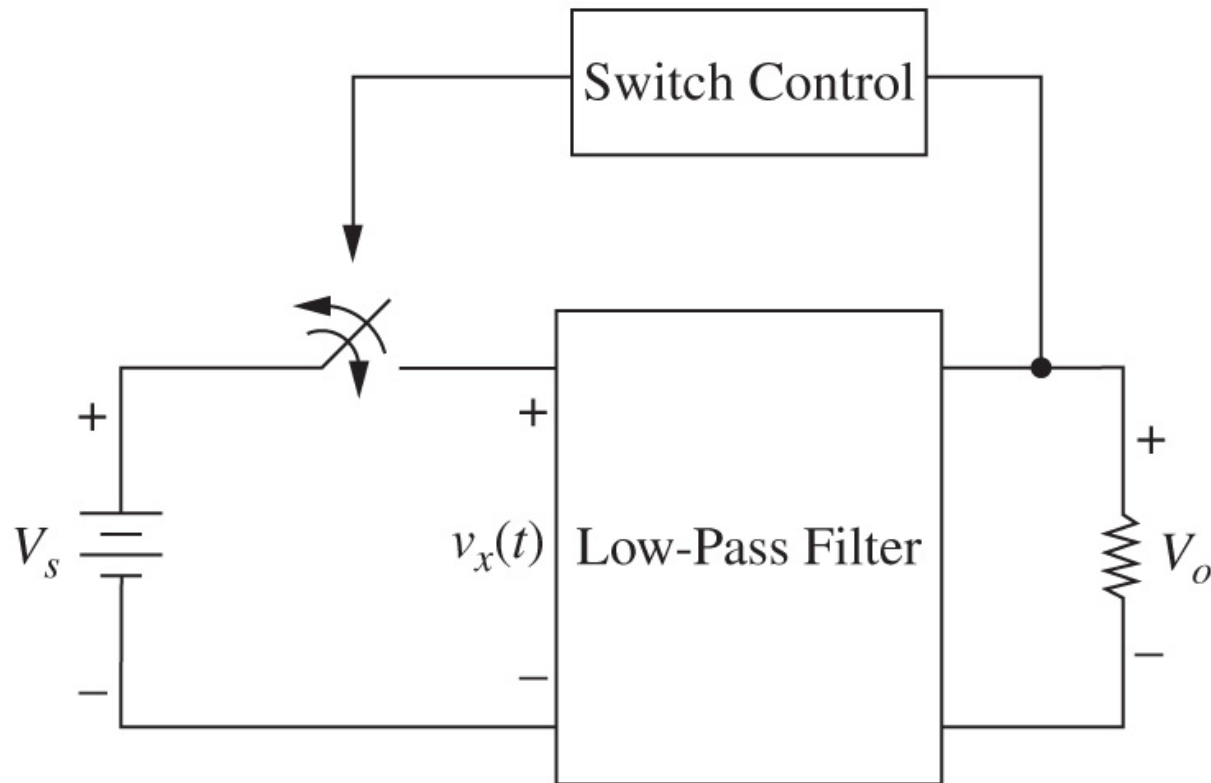
$$\text{avg}(v_x) = V_x = \frac{1}{T} \int_0^T v_x(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{T/3} 9 dt + \frac{1}{T} \int_{T/3}^T 0 dt = 3 \text{ V}.$$



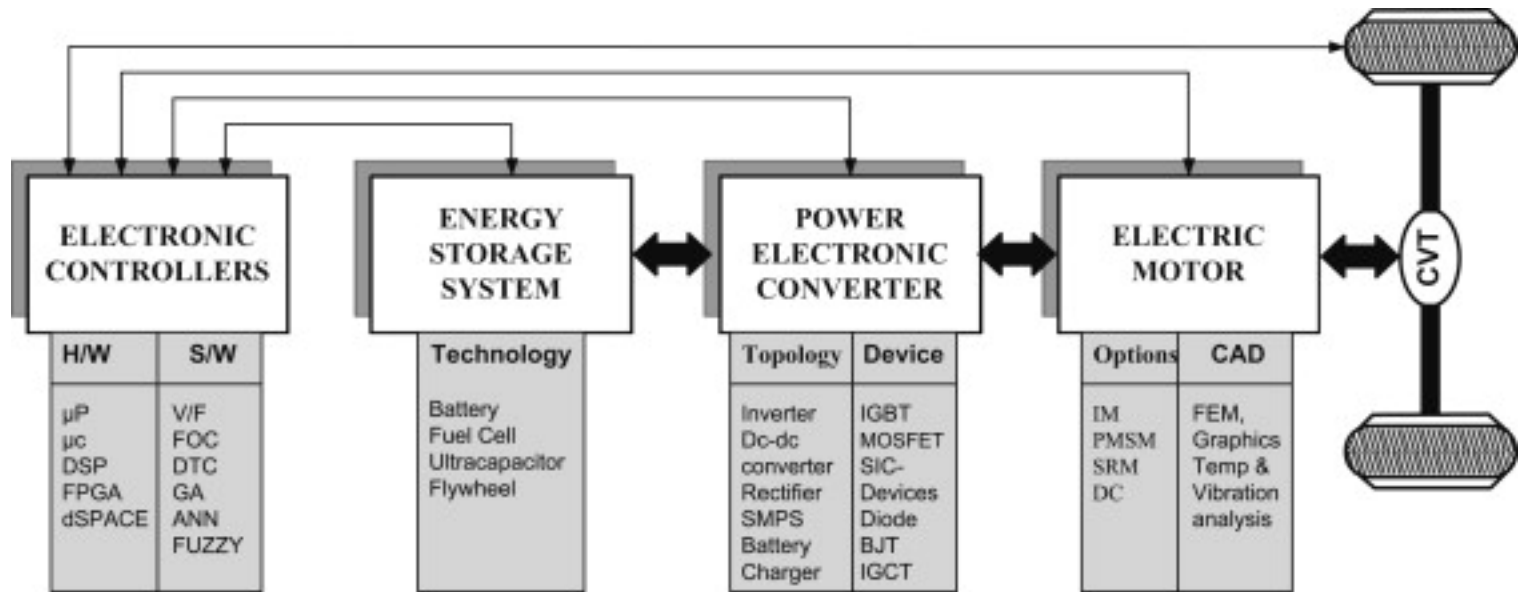
**Εισαγωγή χαμηλοπερατού φίλτρου για την αφαίρεση των συχνοτήτων εκτός της dc συνιστώσας.
Ένα ιδανικό φίλτρο θα δώσει στην έξοδο καθαρό dc.**



Ελέγχοντας το διακόπτη μπορούμε να αντιμετωπίσουμε τυχόν μεταβολές της V_s και να ρυθμίσουμε την έξοδο.



Εφαρμογές

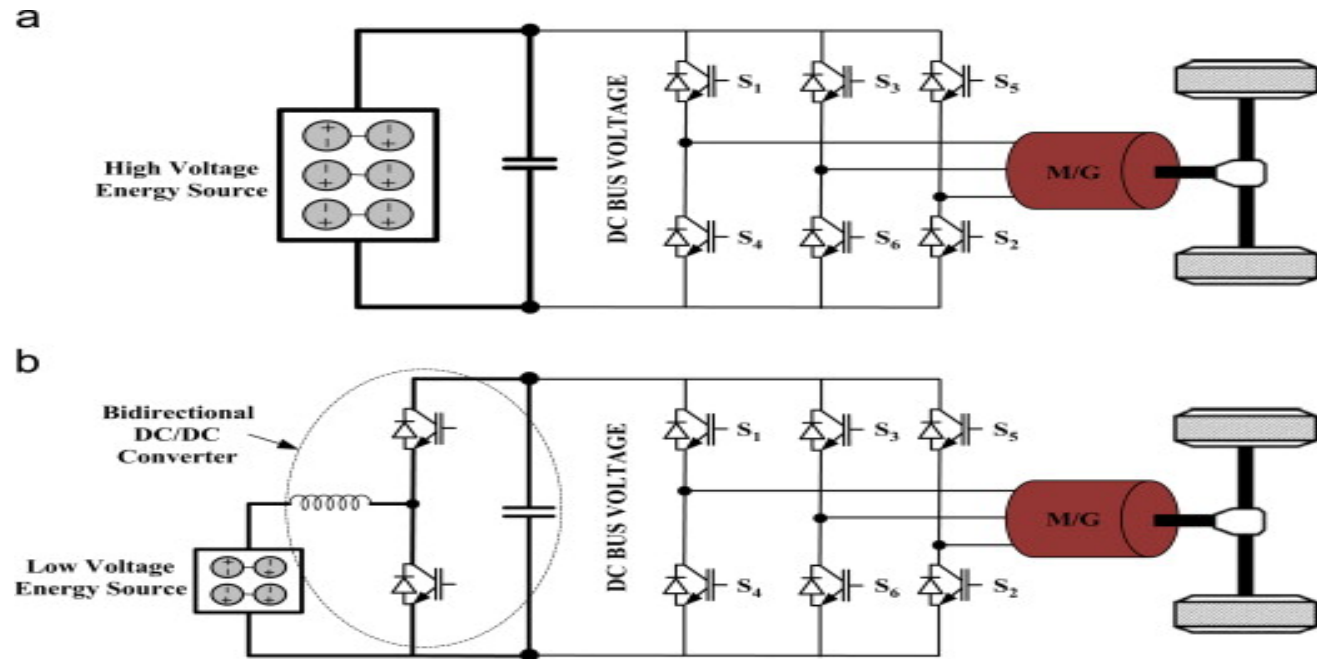


Architectural overview of electric propulsion system

Electric propulsion system for electric vehicular technology: A review

Renewable and Sustainable Energy Reviews Volume 29 2014 924 - 940

Εφαρμογές

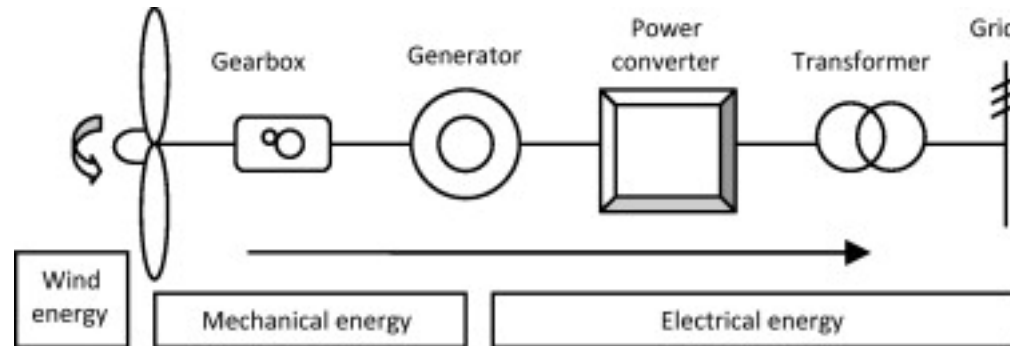


Architecture and configuration of different vehicles (a) ICE vehicle; (b) battery electric vehicle;

Electric propulsion system for electric vehicular technology: A review

Renewable and Sustainable Energy Reviews Volume 29 2014 924 - 940

Εφαρμογές



Conversion of wind energy into electrical energy in a wind turbine with full power converter.

Power electronics evolution in wind turbines—A market-based analysis

Renewable and Sustainable Energy Reviews Volume 15, Issue 9 2011 4982 - 4993



Εφαρμογές

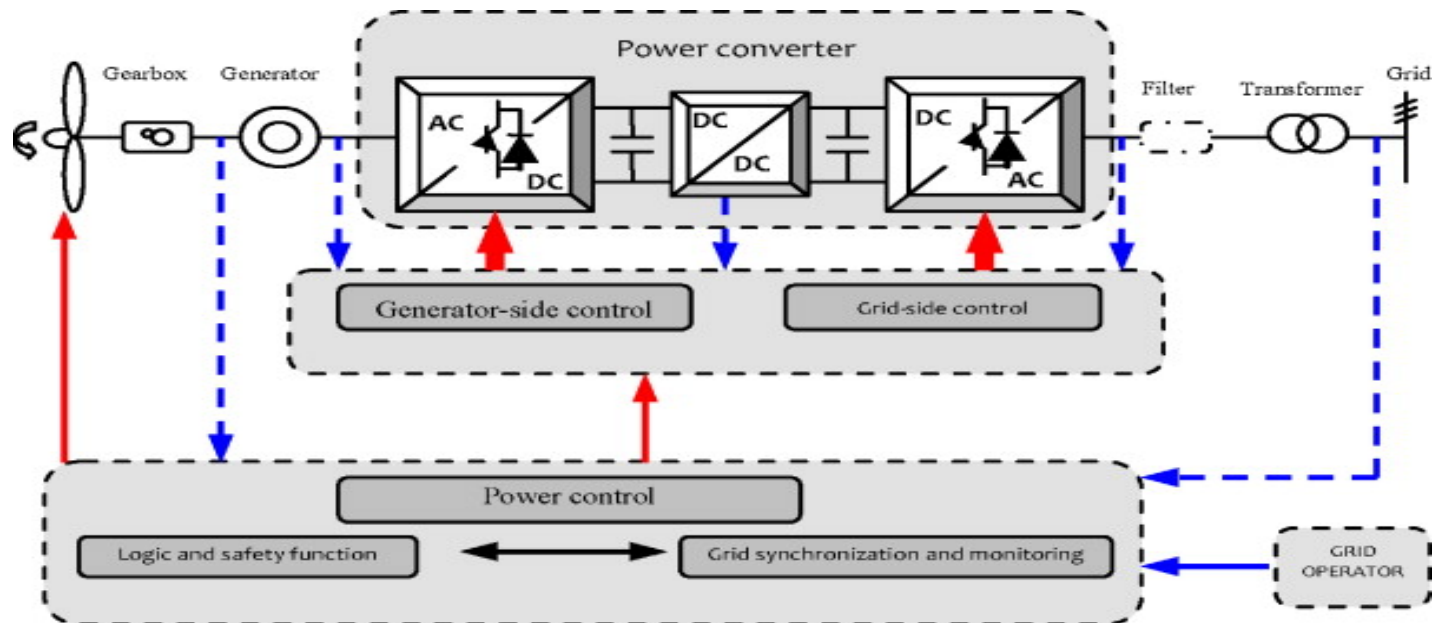
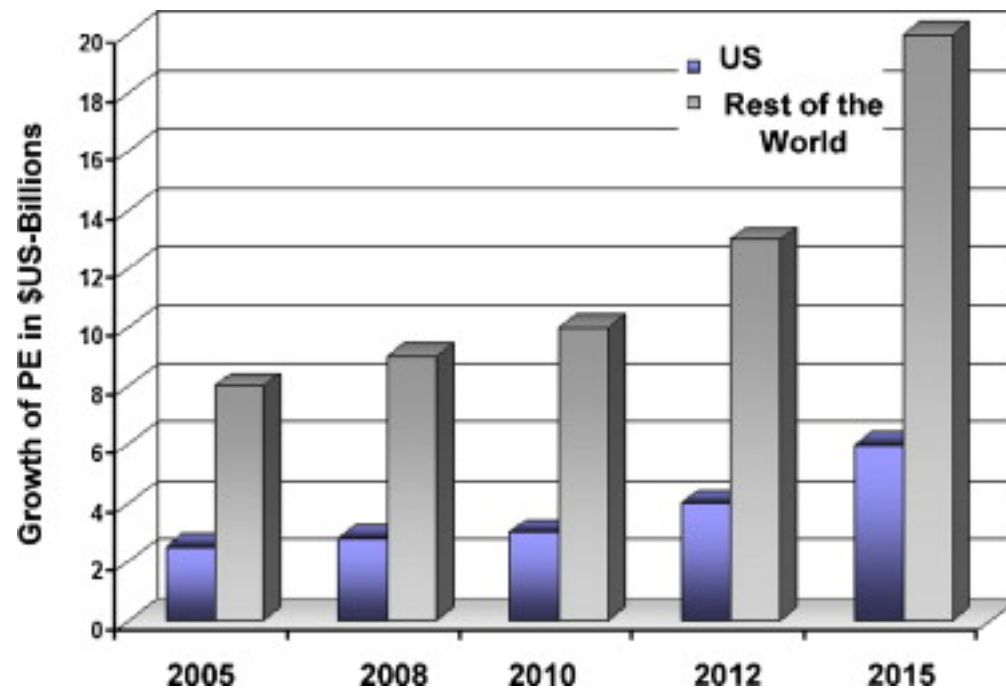


Fig. 2 Levels of control in a wind turbine with full-scale, back-to-back power converter with a DC/DC stage

Power electronics evolution in wind turbines—A market-based analysis

Renewable and Sustainable Energy Reviews Volume 15, Issue 9 2011 4982 - 4993





Εκτίμηση της ανάπτυξης της αγοράς Ηλεκτρονικών Ισχύος

Advancements in power electronics and drives in interface with growing renewable energy resources

Renewable and Sustainable Energy Reviews Volume 15, Issue 4 2011 1816 - 1827

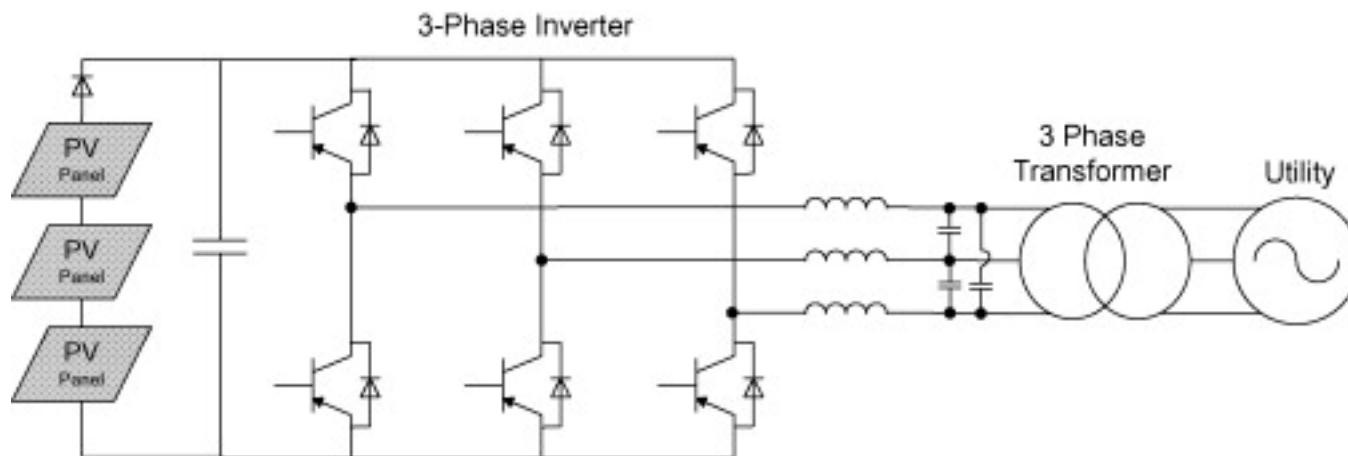


Fig. 2 PV system with three-phase centralized inverter.

A review of power electronics interfaces for distributed energy systems towards achieving low-cost modular design

Renewable and Sustainable Energy Reviews Volume 13, Issue 9 2009 2323 - 2335

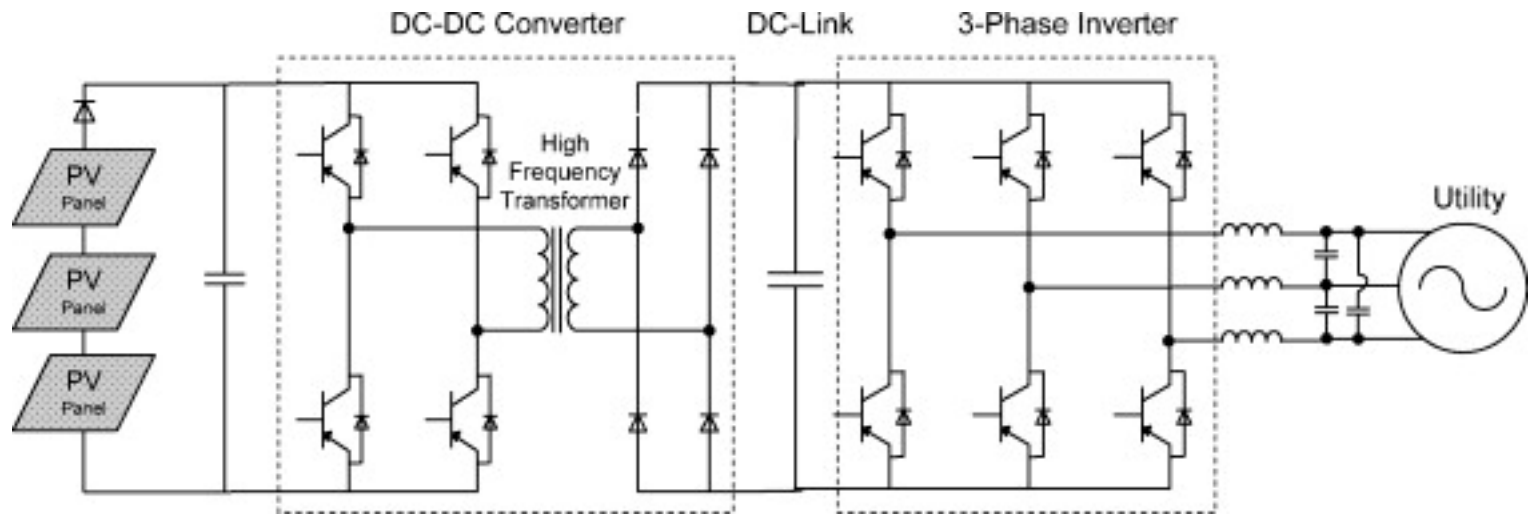
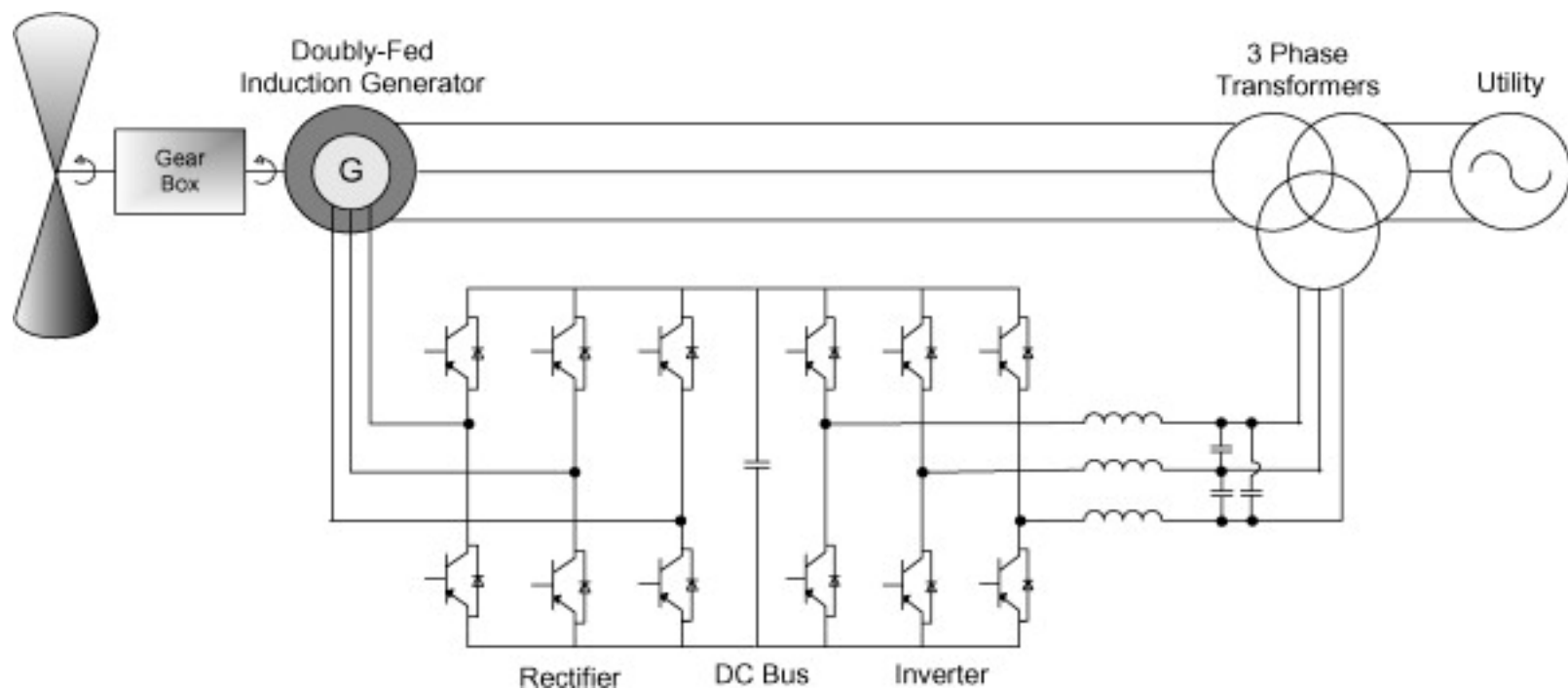


Fig. 3 PV system with high-frequency transformer based isolation.

A review of power electronics interfaces for distributed energy systems towards achieving low-cost modular design

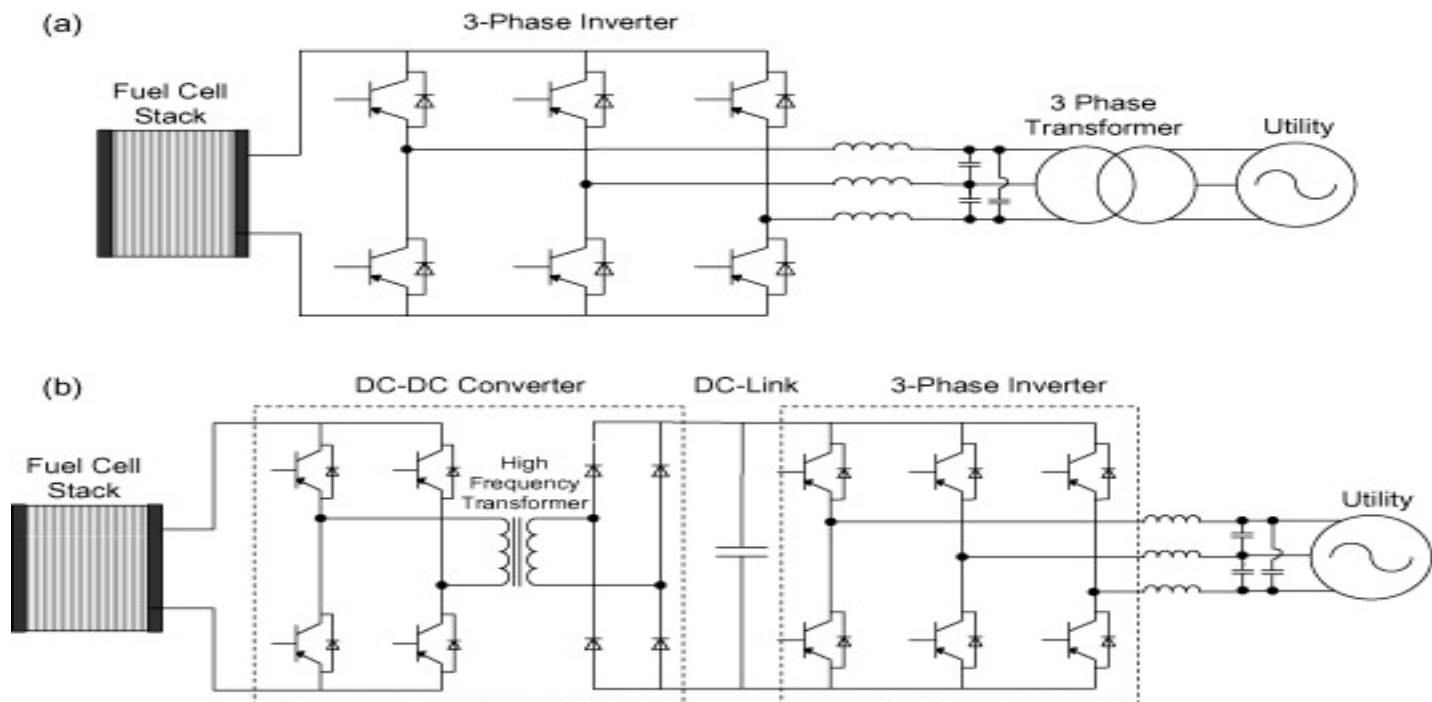
Renewable and Sustainable Energy Reviews Volume 13, Issue 9 2009 2323 - 2335





A review of power electronics interfaces for distributed energy systems towards achieving low-cost modular design

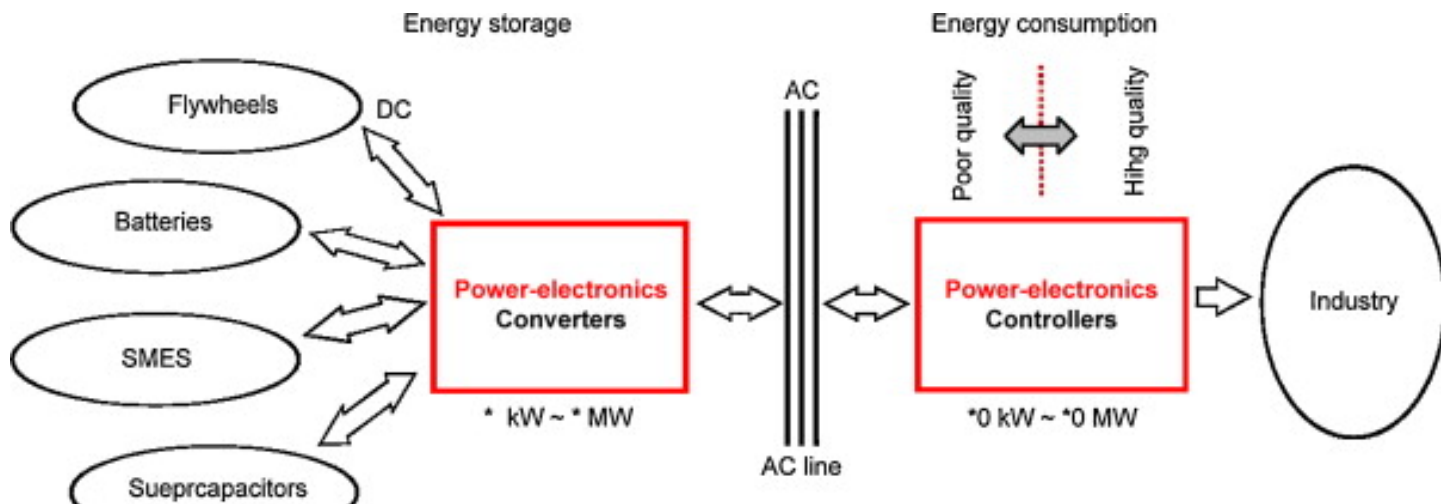
Renewable and Sustainable Energy Reviews Volume 13, Issue 9 2009 2323 - 2335



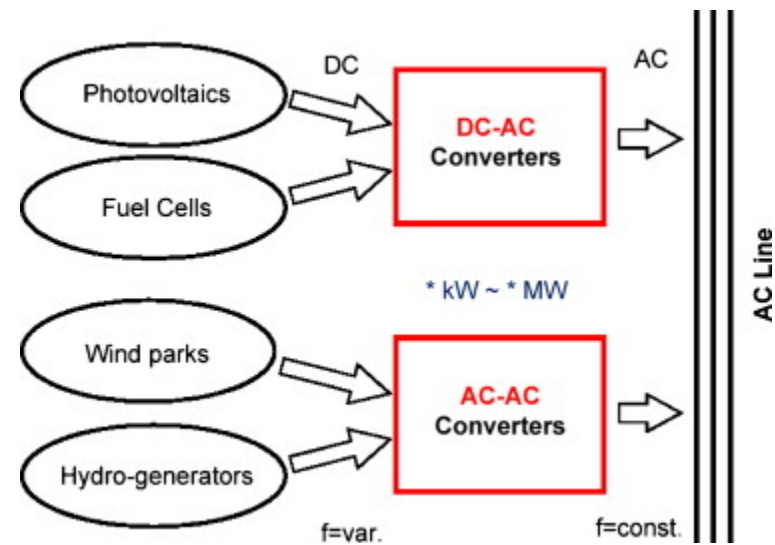
Fuel cell system with (a) single inverter and (b) inverter and isolated DC–DC converter.

A review of power electronics interfaces for distributed energy systems towards achieving low-cost modular design

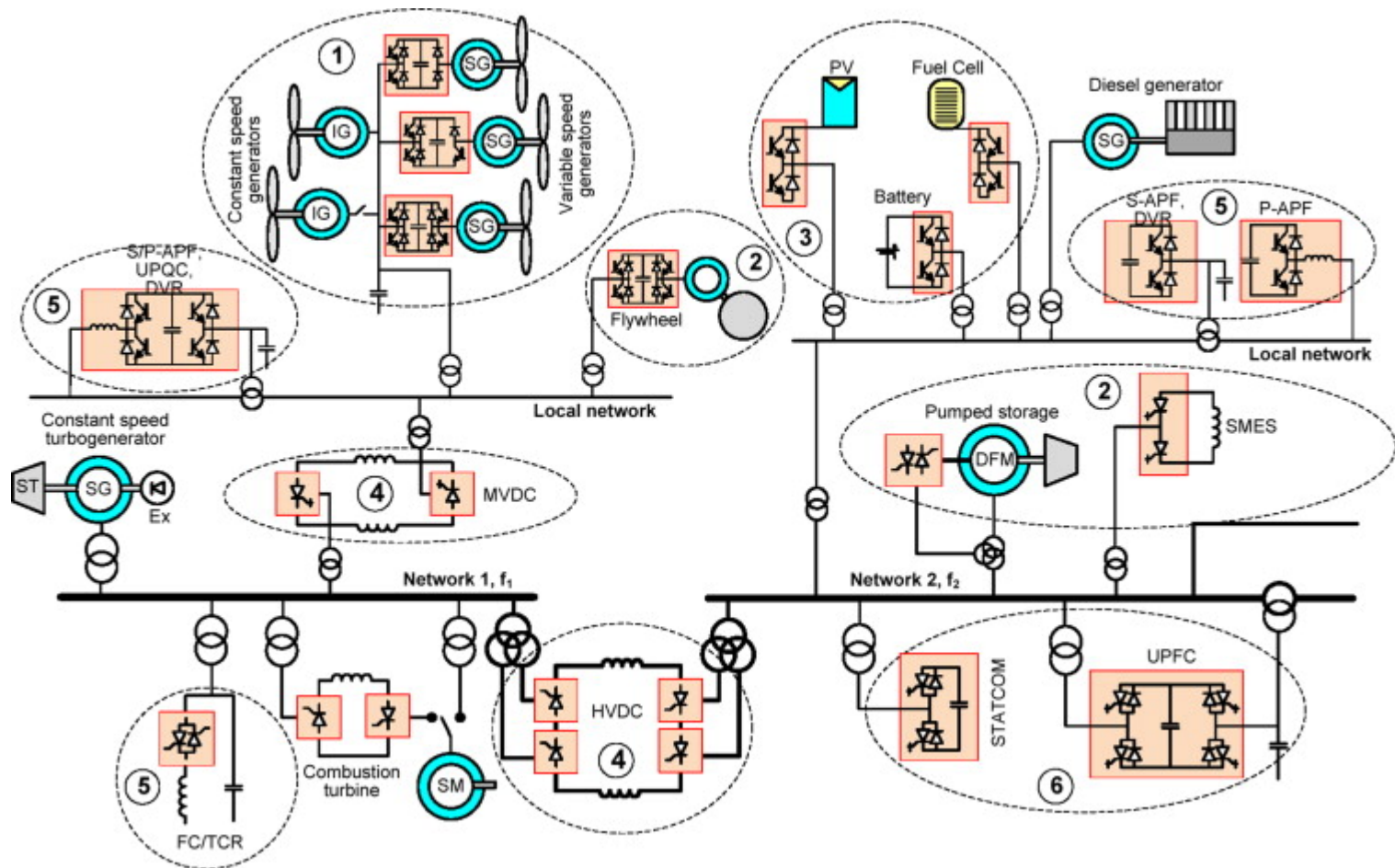
Renewable and Sustainable Energy Reviews Volume 13, Issue 9 2009 2323 - 2335



Power-electronics in storage systems.



Modern power-electronics installations in the Polish electrical power network



Area of application: 1 – wind generators, 2 – energy storage, 3 – power supply systems from low-voltage sources, 4 – network couplers, 5 – devices for improvement of energy quality, 6 – devices for control of energy delivery.

Modern power-electronics installations in the Polish electrical power network

Βαθμός απόδοσης

Η διακοπτική λειτουργία των μετατροπέων ηλεκτρονικών ισχύος, έχει ως αποτέλεσμα μικρές απώλειες

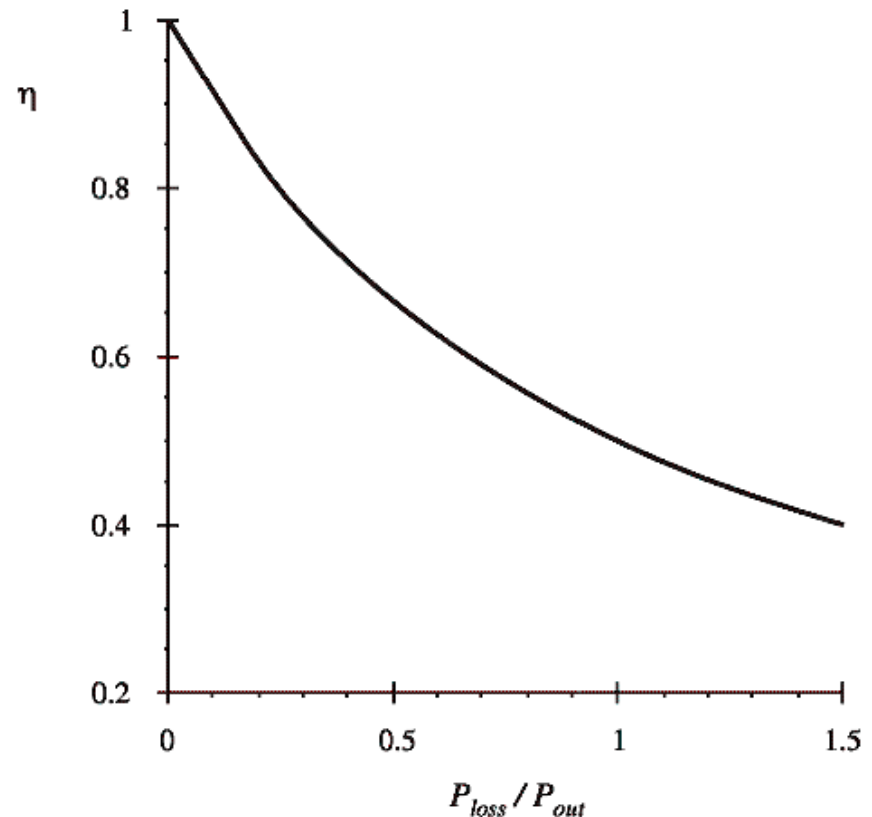
$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

$$P_{loss} = P_{in} - P_{out} = P_{out} \left(\frac{1}{\eta} - 1 \right)$$

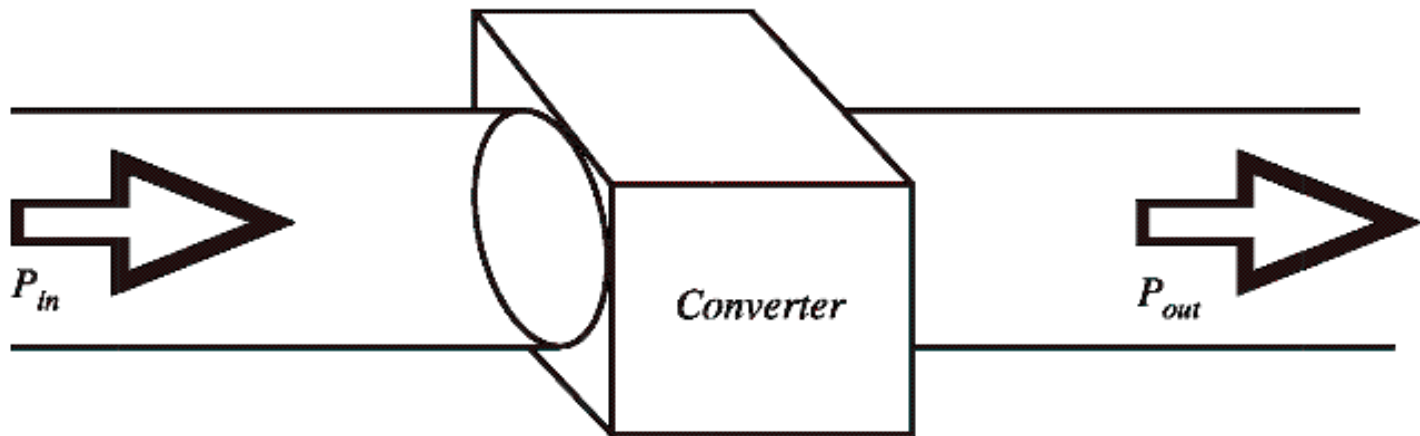
Υψηλή απόδοση οδηγεί σε μικρές απώλειες μέσα στον μετατροπέα

Μπορούμε να πετύχουμε τότε μικρό μέγεθος και αξιόπιστη λειτουργία

Ο βαθμός απόδοσης είναι ένα καλό μέγεθος για την αξιολόγηση ενός μετατροπέα



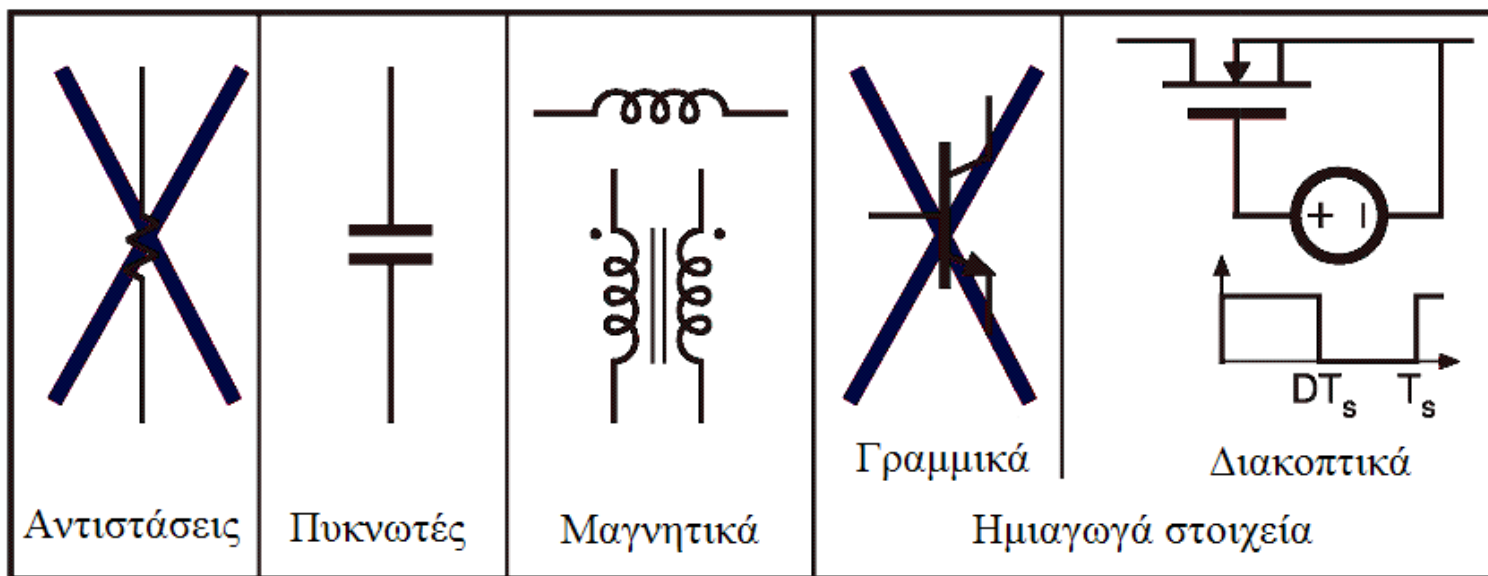
Μετατροπείς υψηλής απόδοσης



Ο στόχος είναι η κατασκευή μετατροπέων με μικρό μέγεθος και βάρος, που θα μπορεί να επεξεργαστεί σημαντική ισχύ με μεγάλο βαθμό απόδοσης

Στοιχεία Μετατροπών

ΣΥΣΚΕΥΕΣ ΔΙΑΘΕΣΙΜΕΣ ΓΙΑ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ



Επεξεργασία Ισχύος: Αποφυγή στοιχείων με απώλειες

Διακοπτική λειτουργία Μετατροπών

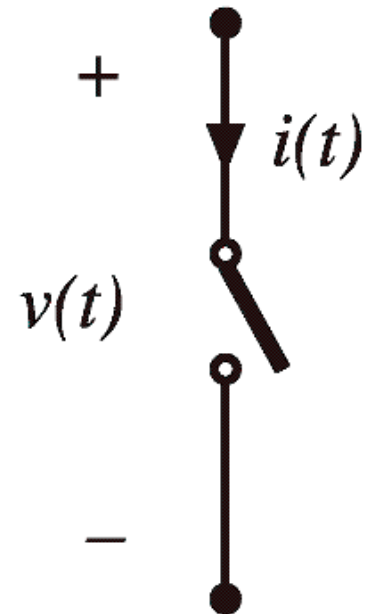
- Το βασικό χαρακτηριστικό των μετατροπών.
- Οδηγεί σε μη-γραμμικές καταστάσεις → π.χ. η χρήση στρεφόμενων διανυσμάτων καθίσταται προβληματική
- Θεώρηση ιδανικού διακόπτη για κατανόηση των μετατροπών

Κλειστός διακόπτης: $v(t) = 0$

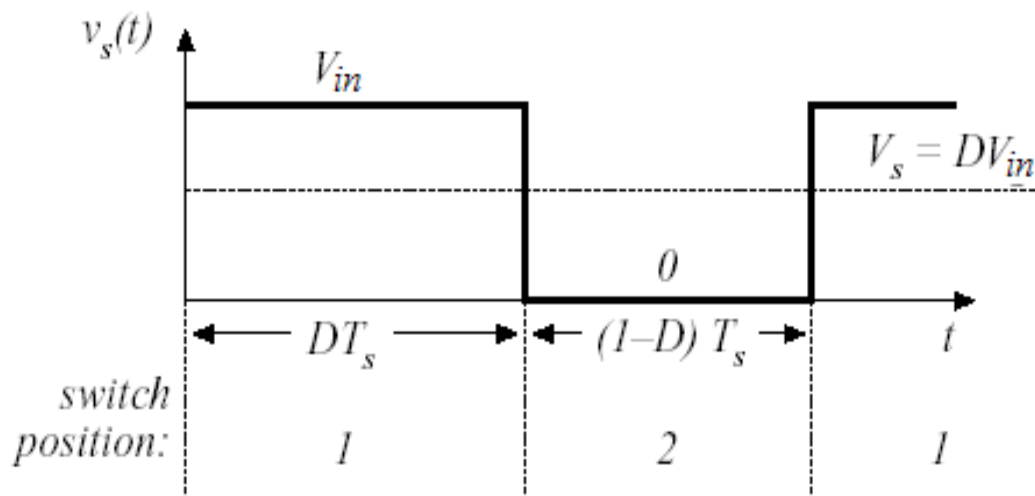
Ανοικτός διακόπτης: $i(t) = 0$

Σε κάθε περίπτωση: $p(t) = v(t) i(t) = 0$

Ο Ιδανικός διακόπτης ΔΕΝ καταναλώνει ισχύ



Διακοπτική λειτουργία



- $D \rightarrow$ Λόγος χρησιμοποίησης (Duty Cycle) $0 \leq D \leq 1$
- $T_s \rightarrow$ Περίοδος εναλλαγής (switching period)
- $f_s \rightarrow$ Συχνότητα εναλλαγής (switching frequency)
- dc συνιστώσα της $V_s =$ μέση τιμή

$$V_s = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_s(t) dt = D \cdot V_{in}$$



Επιλογή Διακοπτικού Στοιχείου

Βασικοί παράμετροι:

- Τα επίπεδα τάσης και ρεύματος, που καθορίζουν τη δυνατότητα χειρισμού ισχύος.
- Πτώση τάσης σε λειτουργία της συσκευής.
- Χρόνος μετάβασης (εναλλαγής) από θέση ON σε OFF. Περιορίζει τη συχνότητα εναλλαγής (switching frequency).

Ημιαγωγικοί διακόπτες

- Μη-ελεγχόμενοι:
 - Δίοδος
- Ήμι-ελεγχόμενοι:
 - Θυρίστωρ
- Ελεγχόμενοι:
 - Mosfet
 - IGBT
 - BJT
 - Triac
 - GTO...



Τι ζητάμε από ένα διακοπτικό στοιχείο

1. Μικρό ρεύμα διαρροής
2. Μικρή πτώση τάσης σε κατάσταση αγωγιμότητας
3. Μικροί χρόνοι έναυσης και σβέσης.
4. Μεγάλες τιμές ορθής και ανάστροφης τάσης αποκοπής.
5. Μεγάλο ρεύμα αγωγής
6. Μικρή απαίτηση σε ισχύ έλεγχου
7. Υψηλά dv/dt , di/dt

Και όλα αυτά? Με το μικρότερο δυνατό μέγεθος, βάρος και κόστος!



Κατηγοριοποίηση διακοπτικών στοιχείων

Τρόπος
Ελέγχου

Ελεγχόμενα από ρεύμα:
thyristor, GTO, BJT

Ελεγχόμενα από τάση:
power MOSFET, IGBT, MCT, IGCT

Οδήγηση

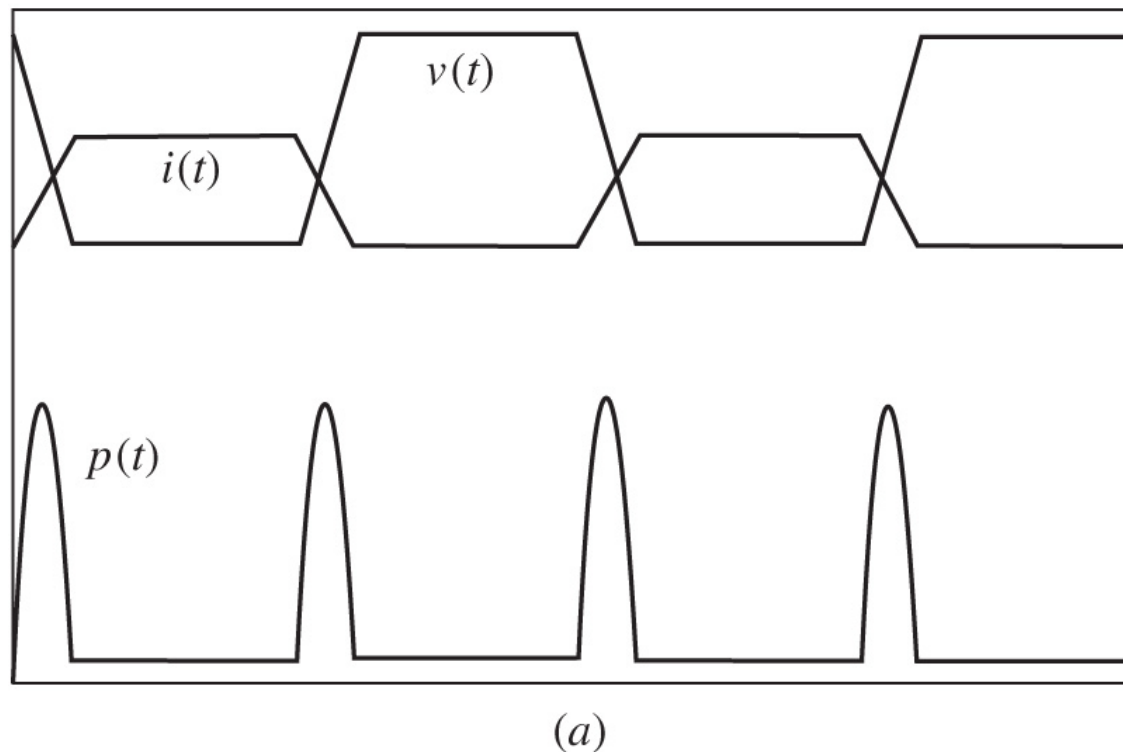
Παλμός ρεύματος: thyristor, GTO

Επίπεδο τάσης:
power MOSFET, IGBT, MCT, IGCT



Μη-ιδανικοί διακόπτες

Ταυτόχρονη μετάβαση τάσης-ρεύματος (ωμικό φορτίο)

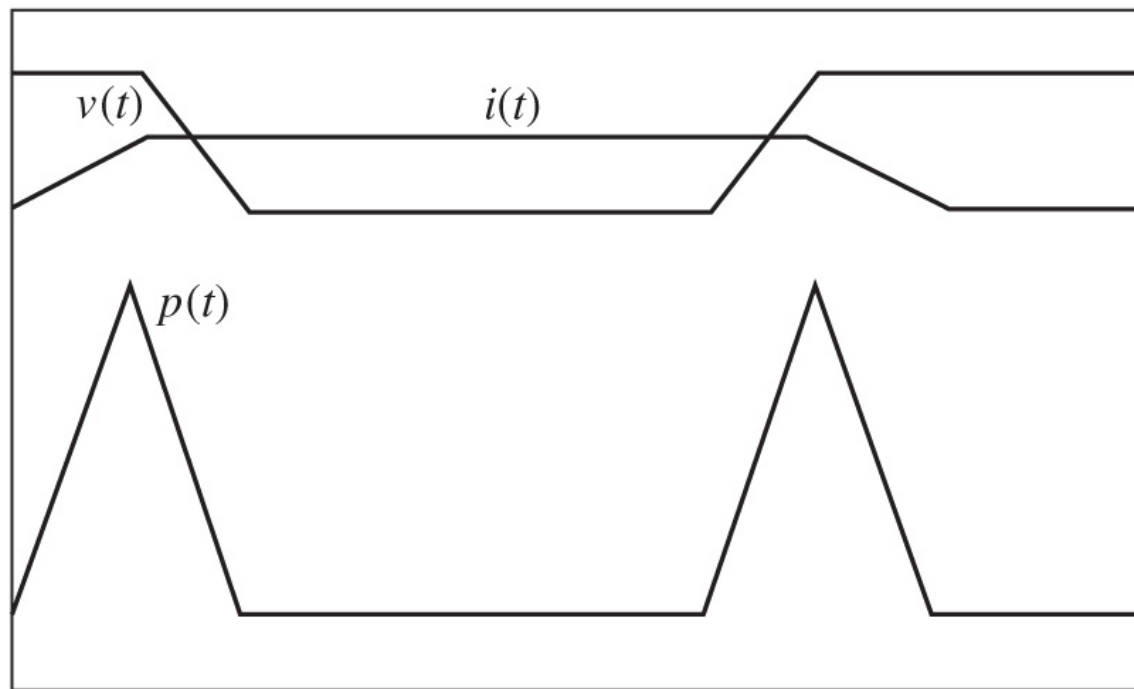


Ευνοϊκή περίπτωση



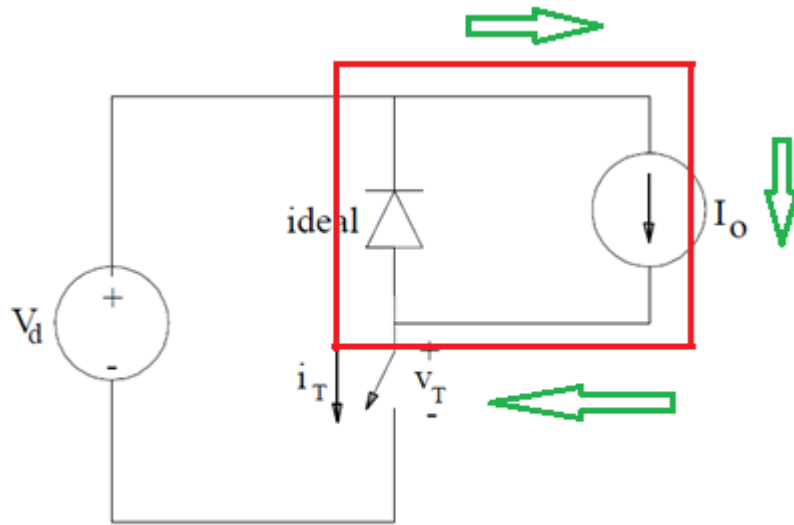
Μη-ιδανικοί διακόπτες

Μετάβαση τάσης-ρεύματος σε διαφορετικές στιγμές
(επαγωγικό φορτίο)



(b)

Χαρακτηριστικά διακοπτικής λειτουργίας



OFF

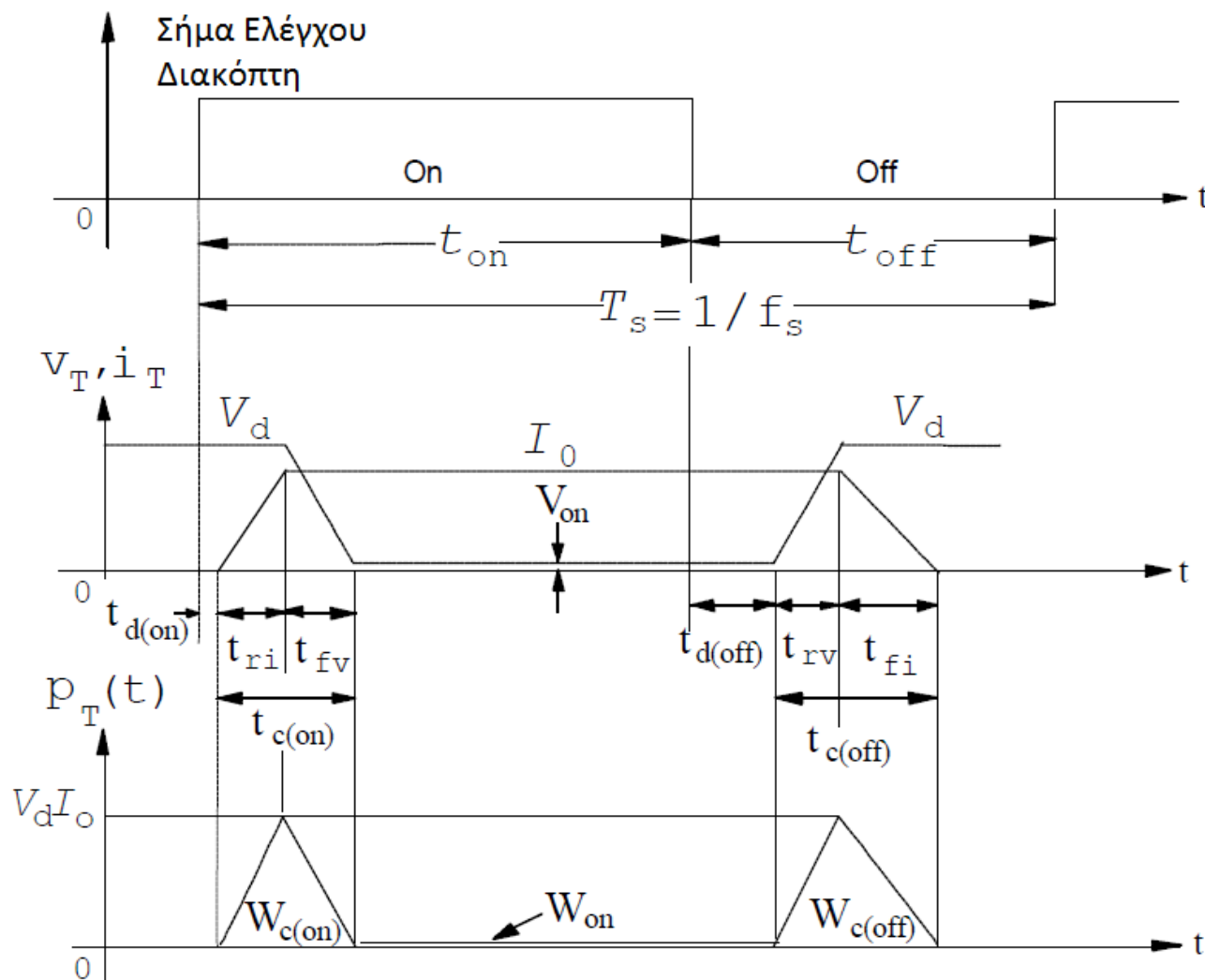
- Επαγωγικό φορτίο
- Συχνή περίπτωση
- Το ρεύμα του διακόπτη ρέει και μέσα από μια αυτεπαγωγή
- Μεγάλο $L \rightarrow$ dc πηγή ρεύματος

• Το πηνίο έχει αδράνεια!

- Διακόπτης ON $\rightarrow$ η δίοδος ανάστροφα πολωμένη, ρεύμα I_o στο διακόπτη, φόρτιση πηνίου
- Διακόπτης OFF $\rightarrow$ η δίοδος ορθά πολωμένη, τάση V_d στο διακόπτη, εκφόρτιση πηνίου



Χαρακτηριστικά διακοπτικής λειτουργίας



Απώλειες διακοπτικής λειτουργίας

- Ενέργεια που μετατρέπεται σε θερμότητα στο διακόπτη κατά τη μετάβαση σε αγωγή:

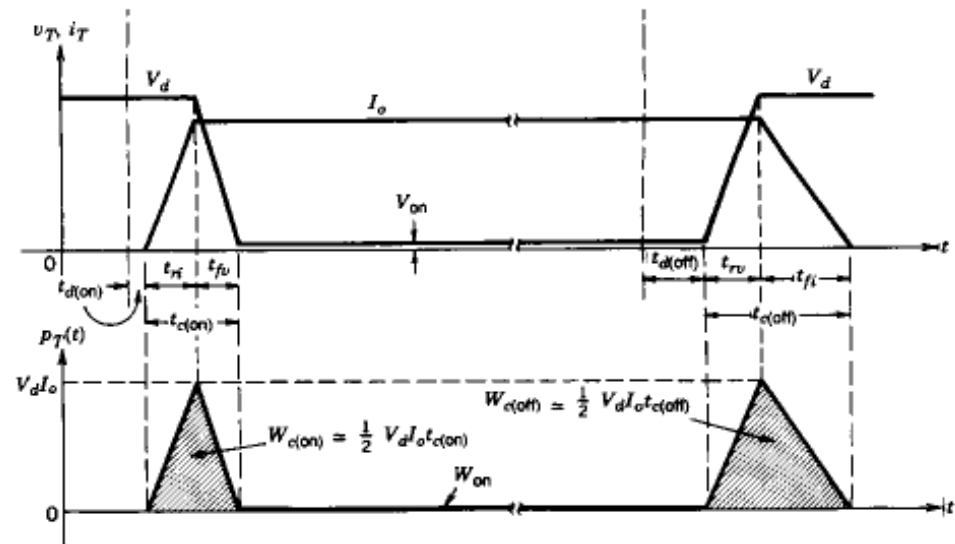
$$W_{c(on)} = \frac{1}{2} V_d I_o t_{c(on)}$$

- Μετάβαση σε μη-αγωγή:

$$W_{c(off)} = \frac{1}{2} V_d I_o t_{c(off)}$$

- Η ισχύς των απωλειών:

$$P_s = \frac{1}{2} V_d I_o f_s [t_{c(on)} + t_{c(off)}]$$



Άλλες Απώλειες

- Εκτός των διακοπτικών απωλειών, σημαντικές απώλειες είναι οι απώλειες σε κατάσταση αγωγής ενός διακόπτη
- Αυτές εξαρτώνται από το ρεύμα αγωγής, την πτώση τάση αγωγής και το χρόνο αγωγής. Δηλαδή:

$$W_{on} = V_{on} I_o t_{on}$$

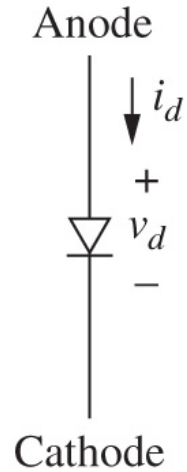
- Η αντίστοιχη ισχύς απωλειών αγωγής είναι:

$$P_{on} = V_{on} I_o \frac{t_{on}}{T_s}$$

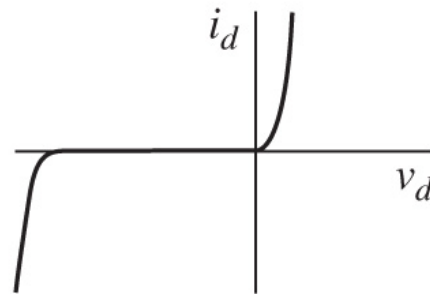
- Οι απώλειες λόγω του ρεύματος που διαρρέει ένα διακόπτη όταν αυτός δεν άγει θεωρούνται αμελητέες
- Συνεπώς, **οι απώλειες ισχύος σε ένα διακόπτη είναι το άθροισμα των διακοπτικών απωλειών P_s και των απωλειών αγωγής P_o**



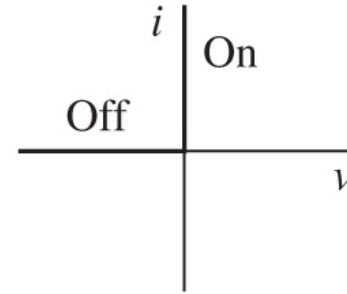
Δίοδος



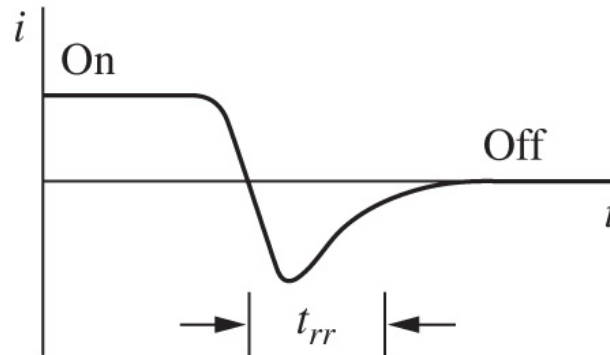
(a)



(b)



(c)



(d)



(e)

Figure 1-8 (a) Rectifier diode; (b) i - v characteristic; (c) idealized i - v characteristic; (d) reverse recovery time t_{rr} ; (e) Schottky diode.



Είδη διόδων

- **Δίοδοι Schottky:** Χρησιμοποιούνται σε κυκλώματα με μικρή τάση εξόδου, μικρή πτώση τάσης, δυνατότητα διακοπτικής λειτουργίας σε μεγάλες συχνότητες (δεν έχουν χρόνο αποκατάστασης).

Δίοδοι Ταχείας αποκατάστασης: Χρησιμοποιούνται σε κυκλώματα υψηλής συχνότητας και για το λόγο αυτό πρέπει να έχουν μικρό *trr* (μερικά μs).

- **Δίοδοι Συχνότητας Δικτύου:** Χρησιμοποιούνται σε κυκλώματα συχνότητας δικτύου (50 Hz) και για τον λόγο αυτό επιτρέπεται να έχουν σχετικά μεγάλο *trr*.





Παραδείγματα εμπορικά διαθέσιμων διόδων

Ονομαστική τάση		Ονομαστικό ρεύμα	V _F (τυπική)	t _{rr} (max)
Fast recovery rectifiers				
1N3913	400V	30A	1.1V	400ns
SD453N25S20PC	2500V	400A	2.2V	20 μs
Ultra-fast recovery rectifiers				
MUR815	150V	8A	0.975V	35ns
MUR1560	600V	15A	1.2V	6ns
RHRU100120	1200V	100A	2.6V	60ns
Schottky rectifiers				
MBR6030L	30V	60A	0.48V	
444CNQ045	45V	440A	0.69V	
30CPQ150	150V	30A	1.19V	

Thyristors

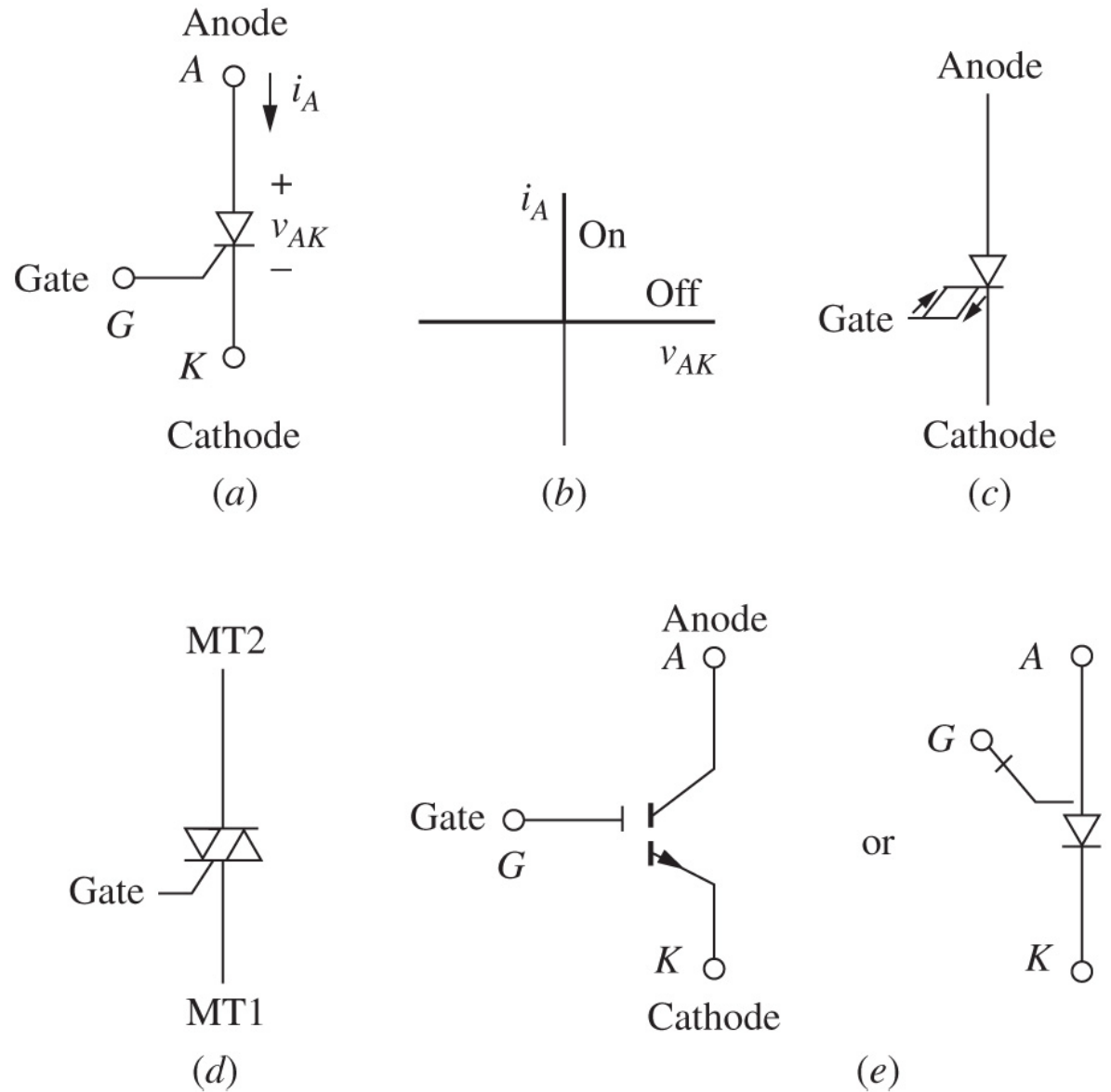
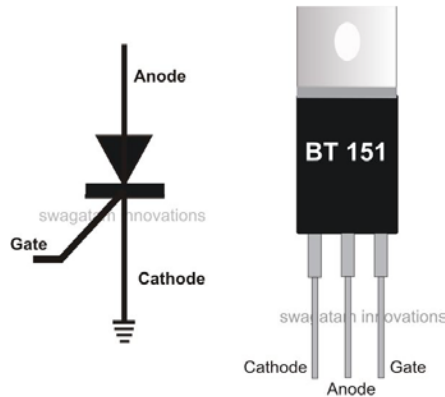


Figure 1-9 Thyristor devices: (a) silicon-controlled rectifier (SCR); (b) SCR idealized $i-v$ characteristic; (c) gate turnoff (GTO) thyristor; (d) triac; (e) MOS-controlled thyristor (MCT).



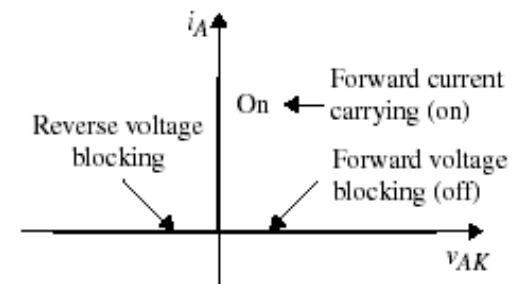
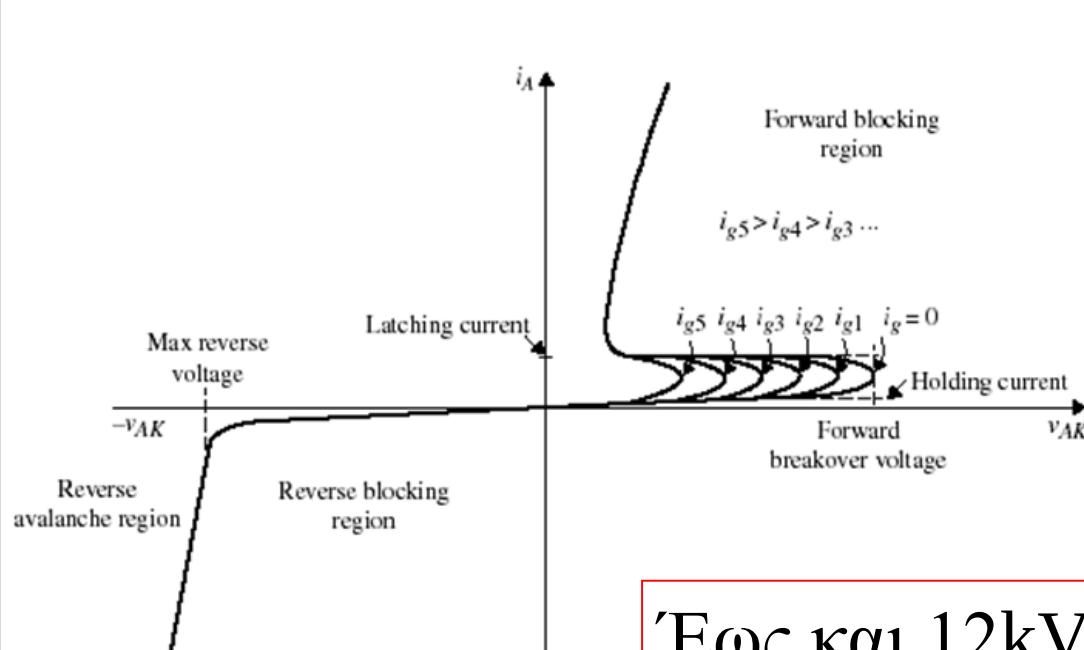
SCR (Θυρίστωρ)

Silicon-Controlled Rectifier



Άγει όταν:

1. $v_{AK} > 0$ *και*
2. Δοθεί παλμός ρεύματος, i_G

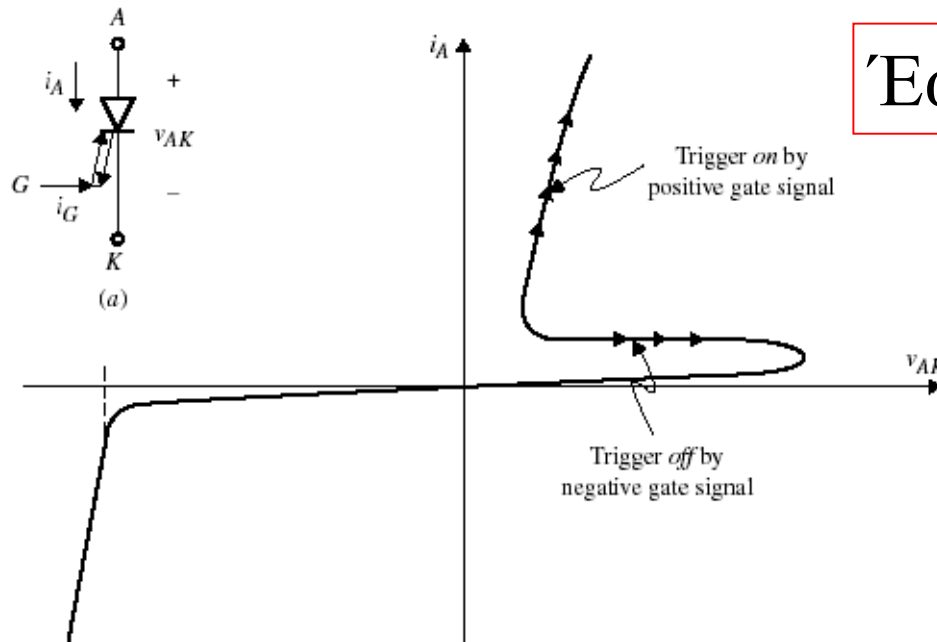


Έως και 12kV – 1,5kA

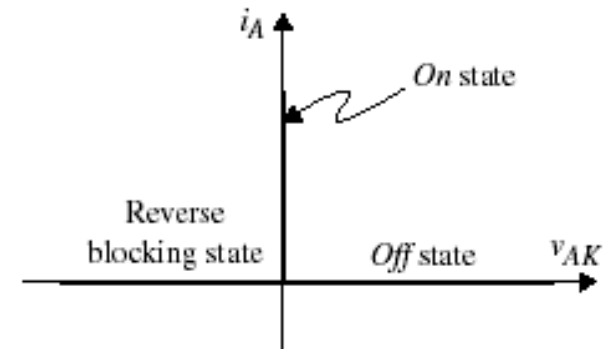


Gate Turn-off Thyristor (GTO)

- Θυρίστωρ με δυνατότητα ελέγχου της σβέσης



Έως και 6 kV – 6 kA

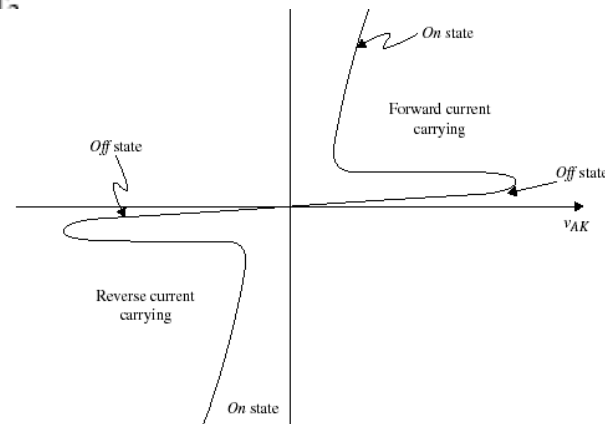
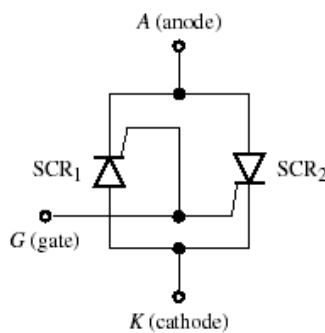
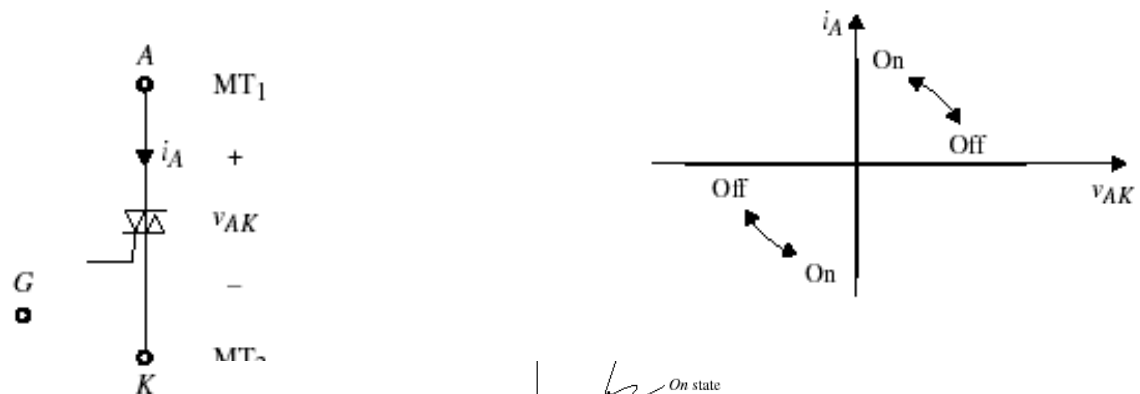


Σβέση: Με αρνητικό ρεύμα πύλης $i_G \sim 1/3 i_A$

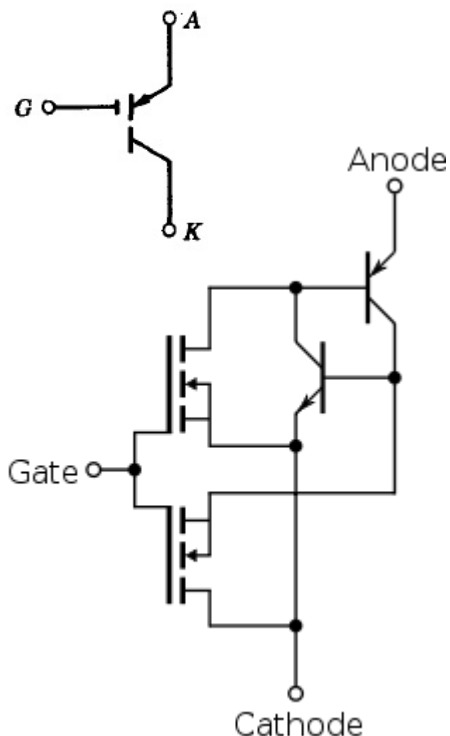
Αυτό σημαίνει ότι για να σβήσει 6000A απαιτούνται περίπου 1500-2000A! Αλλά για μικρή διάρκεια (παλμός)

Triac

- Θεωρείται λειτουργικά σαν συνδυασμός 2 αντιπαράλληλων θυρίστωρ.
- Μπορεί να άγει τόσο στη θετική όσο και στην αρνητική ημιπερίοδο της εφαρμοζόμενης τάσης στα άκρα του.
- Θετικός παλμός ρεύματος για αγωγή στη θετική ημιπερίοδο.
- Αρνητικός παλμός για αγωγή στην αρνητική.



Ελεγχόμενα MOS thyristor (MCT)



Ισοδύναμο με το GTO, αλλά

□ Δεν απαιτεί μεγάλο αρνητικό ρεύμα στην πύλη

□ Μικρότερος χρόνος μετάβασης

Τάσεις έως 2.5-3.0 kV προβλέπονται. Σήμερα 1.5 kV

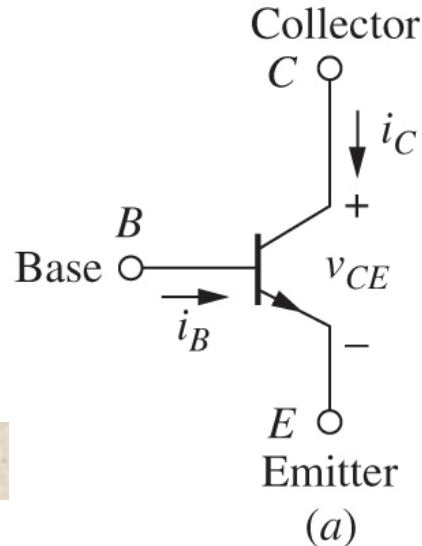
Ρεύματα 50 – x100 A (μικρότερα του GTO)

2 Mosfet συνυπάρχουν, το ένα για την έναυση το άλλο για τη σβέση

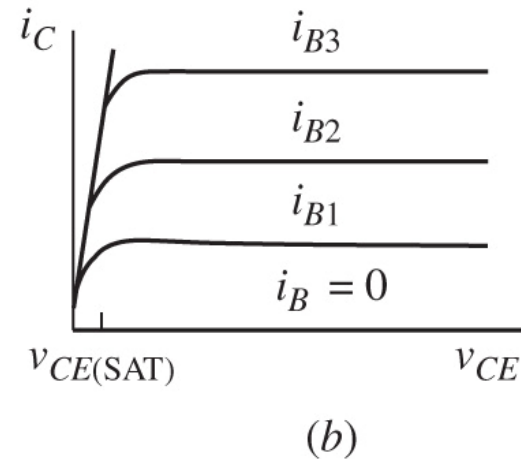
- Έναυση με αρνητικό παλμό τάσης V_{GA}
- Σβέση με θετικό παλμό V_{GA}
- Μικρή απαιτούμενη ενέργεια για έλεγχο στην πύλη.
- Χρόνοι εναλλαγής παρόμοιοι με IGBT.
- Πτώση τάσης σε λειτουργία μικρότερη από IGBT.

Διπολικό τρανζίστορ ισχύος (BJT)

$$I_B > \frac{I_C}{h_{FE}}$$



$$h_{FE} \sim 5-10$$



$$U_{CE} \sim 1-2 \text{ V}$$

Τα BJT είναι διακόπτες ελεγχόμενοι από το ρεύμα βάσης.

Το I_B , πρέπει να ρέει συνεχώς! Αν είναι μηδέν τότε δεν άγει! Οδηγείται δηλαδή από ρεύμα. Σημαντικές απώλειες στο κύκλωμα οδήγησης!

$$I \sim \text{x}100 \text{ A}$$

$$V \sim 1400 \text{ V}$$

$$f_s \sim 200 \text{ kHz}$$



Mosfet

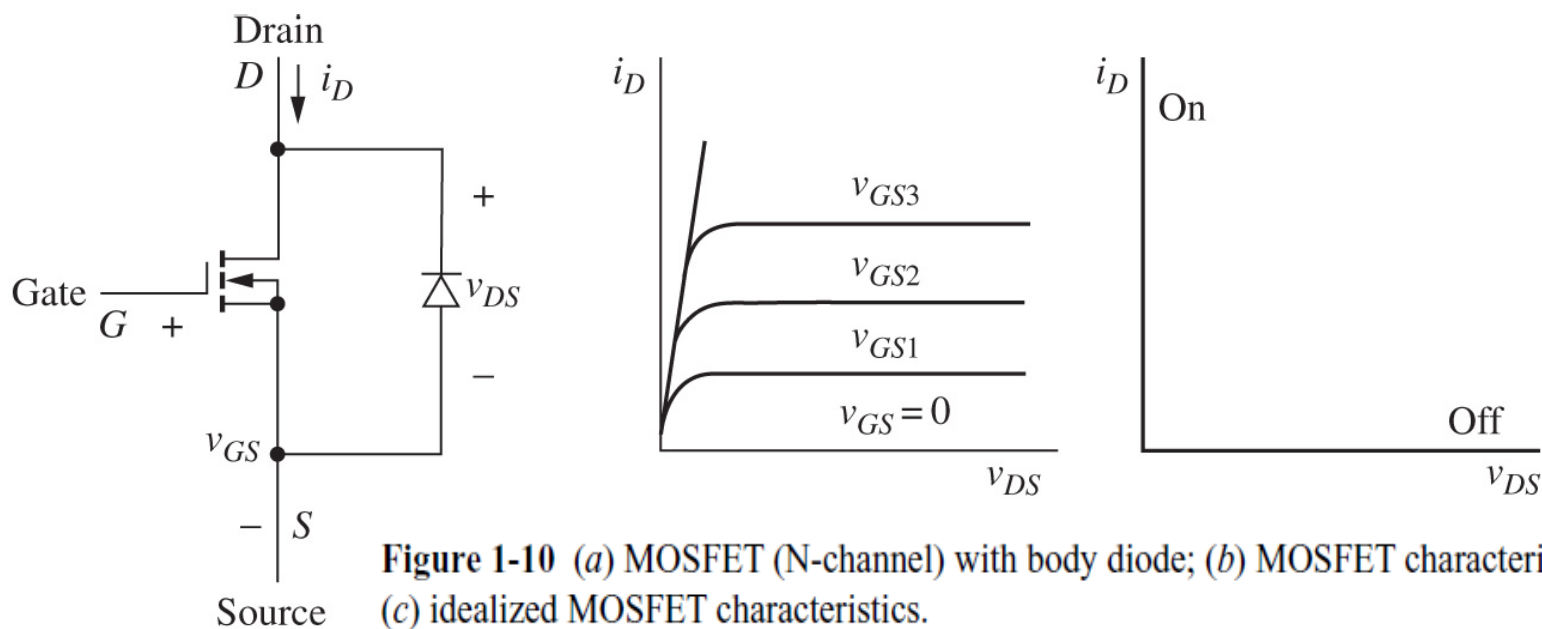


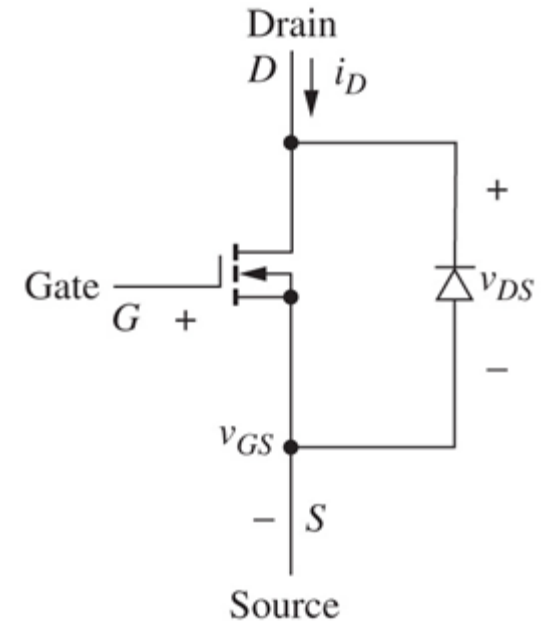
Figure 1-10 (a) MOSFET (N-channel) with body diode; (b) MOSFET characteristics; (c) idealized MOSFET characteristics.

- ❑ Έναυση με εφαρμογή τάσης $V_{GS} > V_{GS(th)}$
- ❑ Σβέση με εφαρμογή τάσης $V_{GS} < V_{GS(th)}$
- ❑ Ενσωματωμένη δίοδος, μέτριας απόδοσης. Μπλοκάρει ανάστροφες τάσεις



Mosfet

- ❑ Σε αγωγή, η μεταβολή της V_{DS} είναι γραμμικά ανάλογη με τη μεταβολή του ρεύματος i_D
- ❑ Μοντελοποίηση με αντίσταση $R_{DS(on)}$
~ μερικά mΩ
- ❑ Απώλειες αγωγής $\rightarrow P_{on,diss} = I_{D,rms}^2 R_{DS(on)}$
- ❑ Μέγιστη τάση ~1500V
- ❑ Μέγιστο ρεύμα >600A (όχι ταυτόχρονα με τάση όμως)



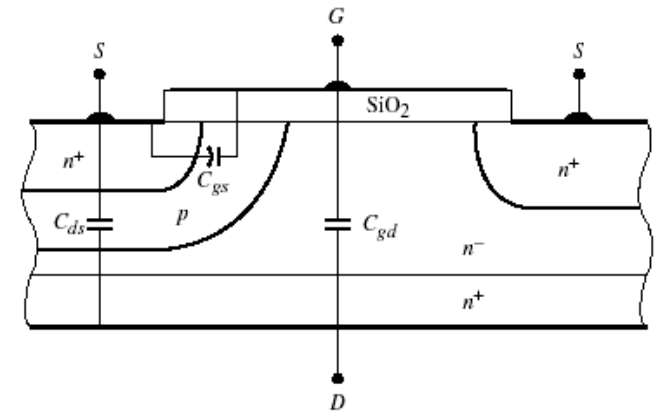
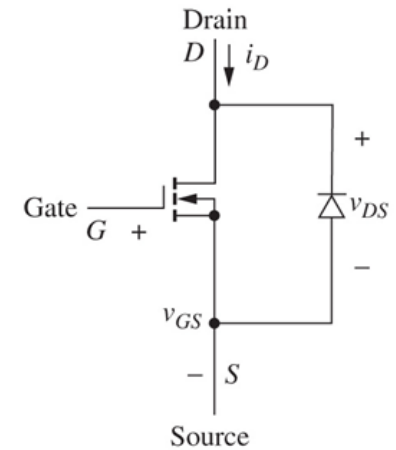
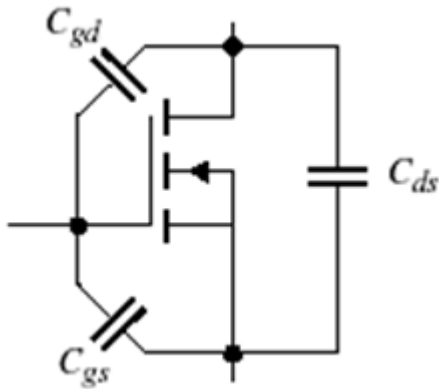
Παρασιτικές χωρητικότητες

- Μεταξύ των τριών ακροδεκτών
 - Gate-to-source (C_{gs})
 - Gate-to-drain (C_{gd}) → χωρητικότητα Miller
 - Drain-to-source (C_{ds})
- Παράμετροι datasheet C_{iss} , C_{oss} , and C_{rss} όπου

$$C_{gd} = C_{rss}$$

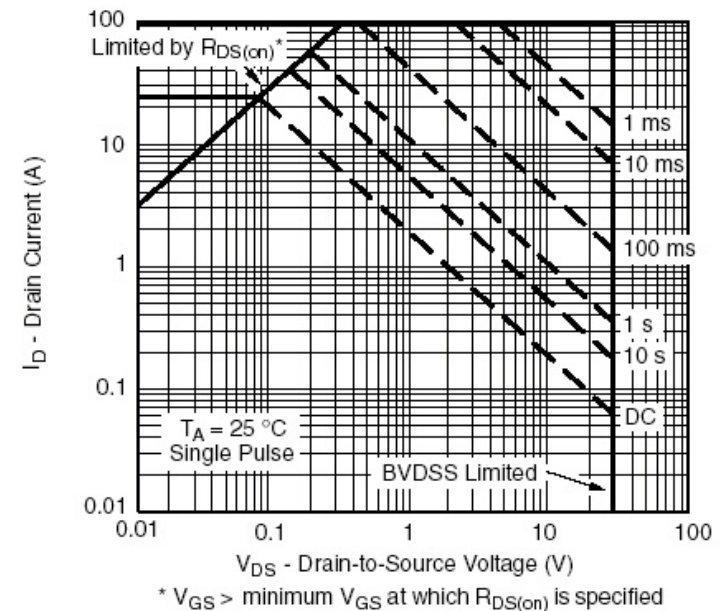
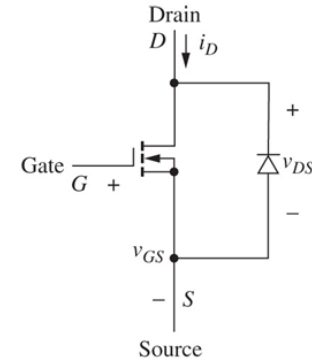
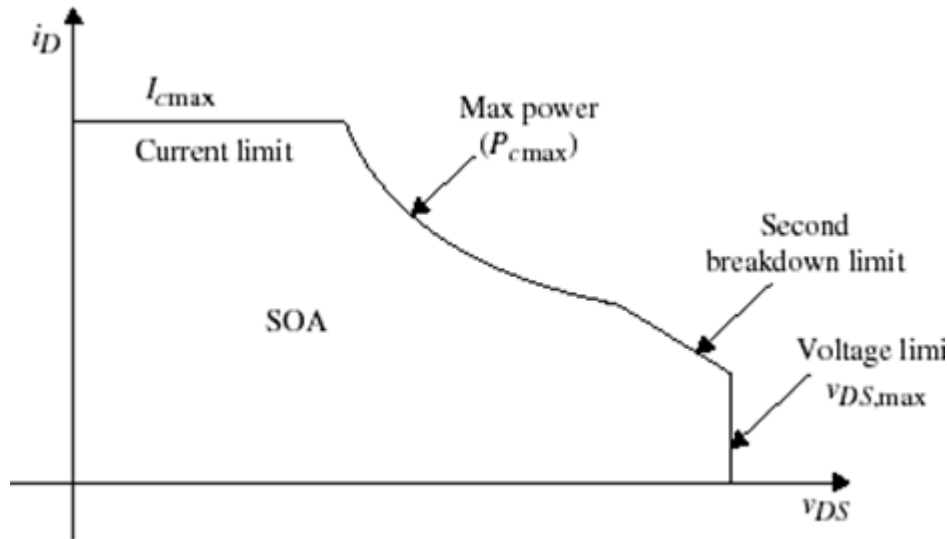
$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss}$$

$$C_{ds} = C_{oss} - C_{rss}$$



Safe Operation Area

- Η περιοχή ασφαλούς λειτουργίας (SOA) μιας συσκευής δείχνει τα όρια χειρισμού τάσης/ρεύματος που δεν πρέπει να ξεπεραστούν



Διακοπτική λειτουργία

- Παράδειγμα διακοπτικής λειτουργίας για διάφορα φορτία

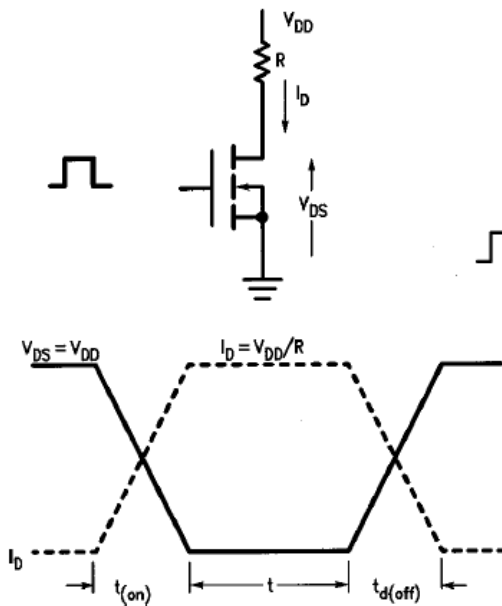
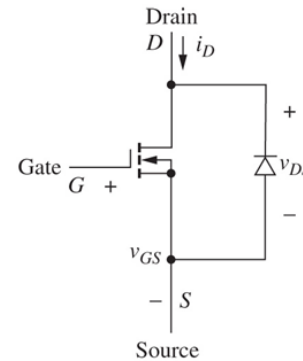


Figure 17. Resistive Load Switching Waveforms

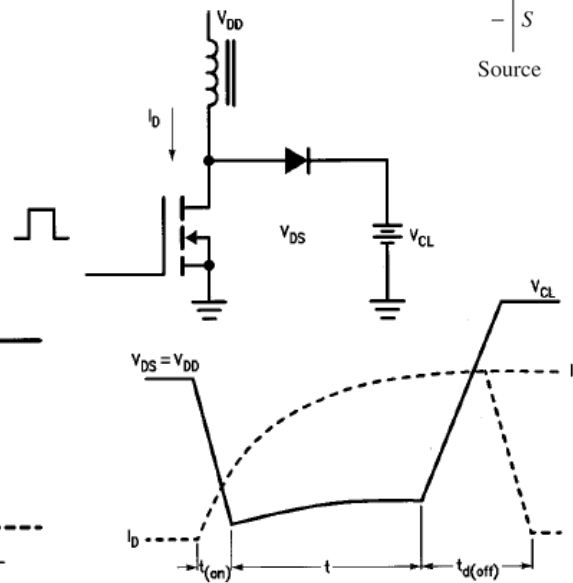


Figure 18. Clamped Inductive Load Switching Waveforms

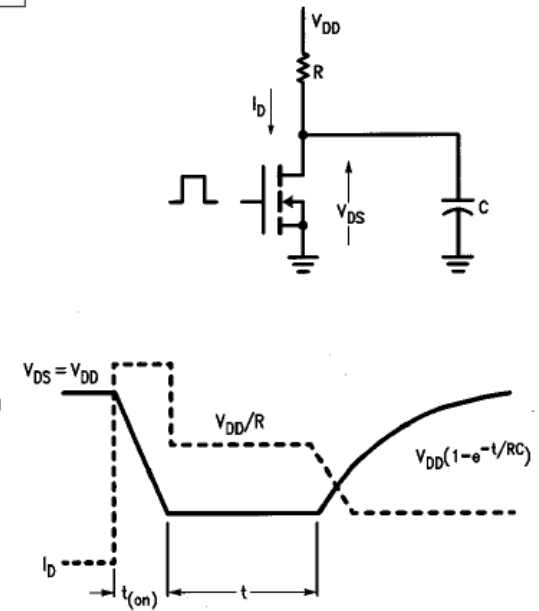
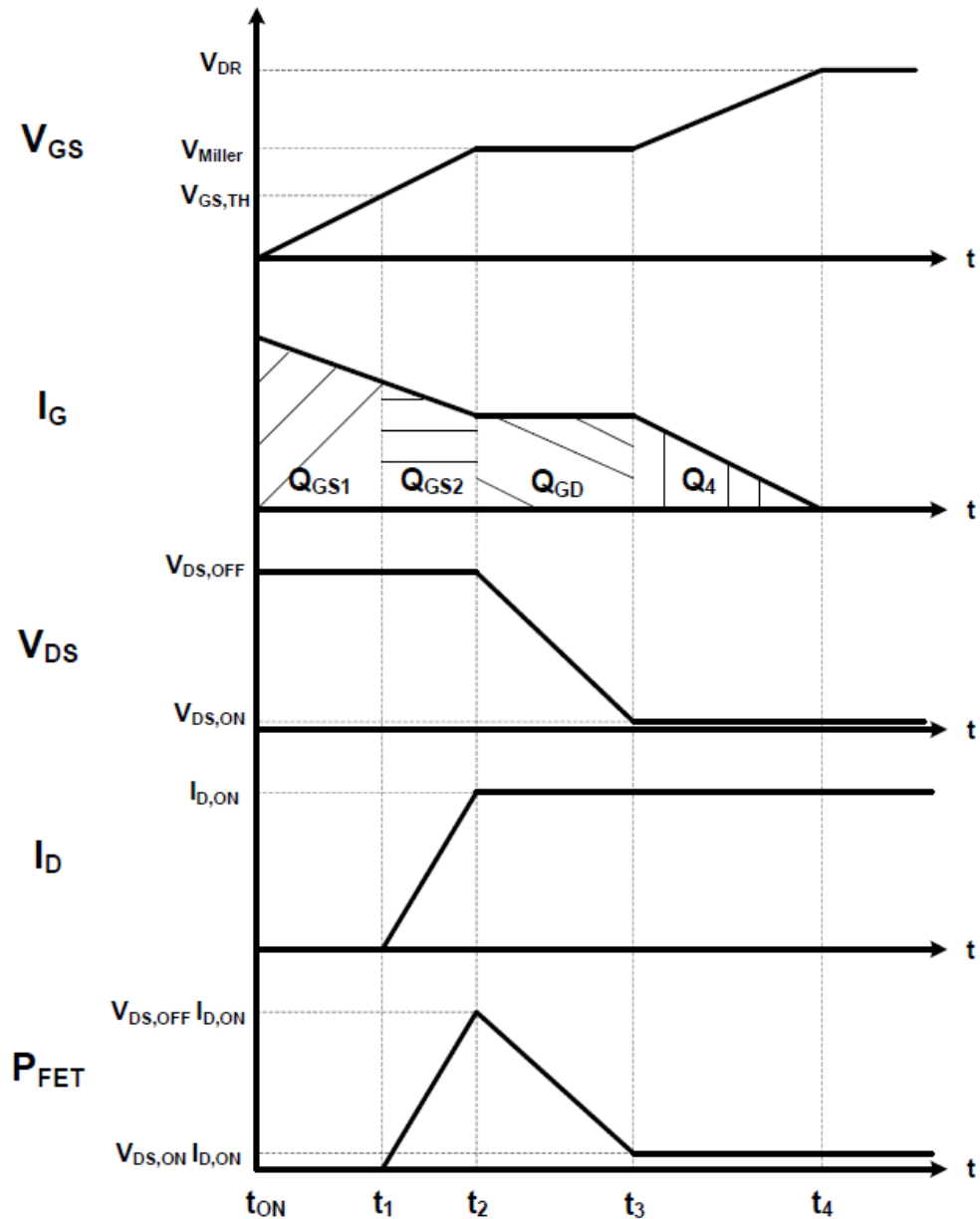


Figure 19. Capacitive Load Switching Waveforms

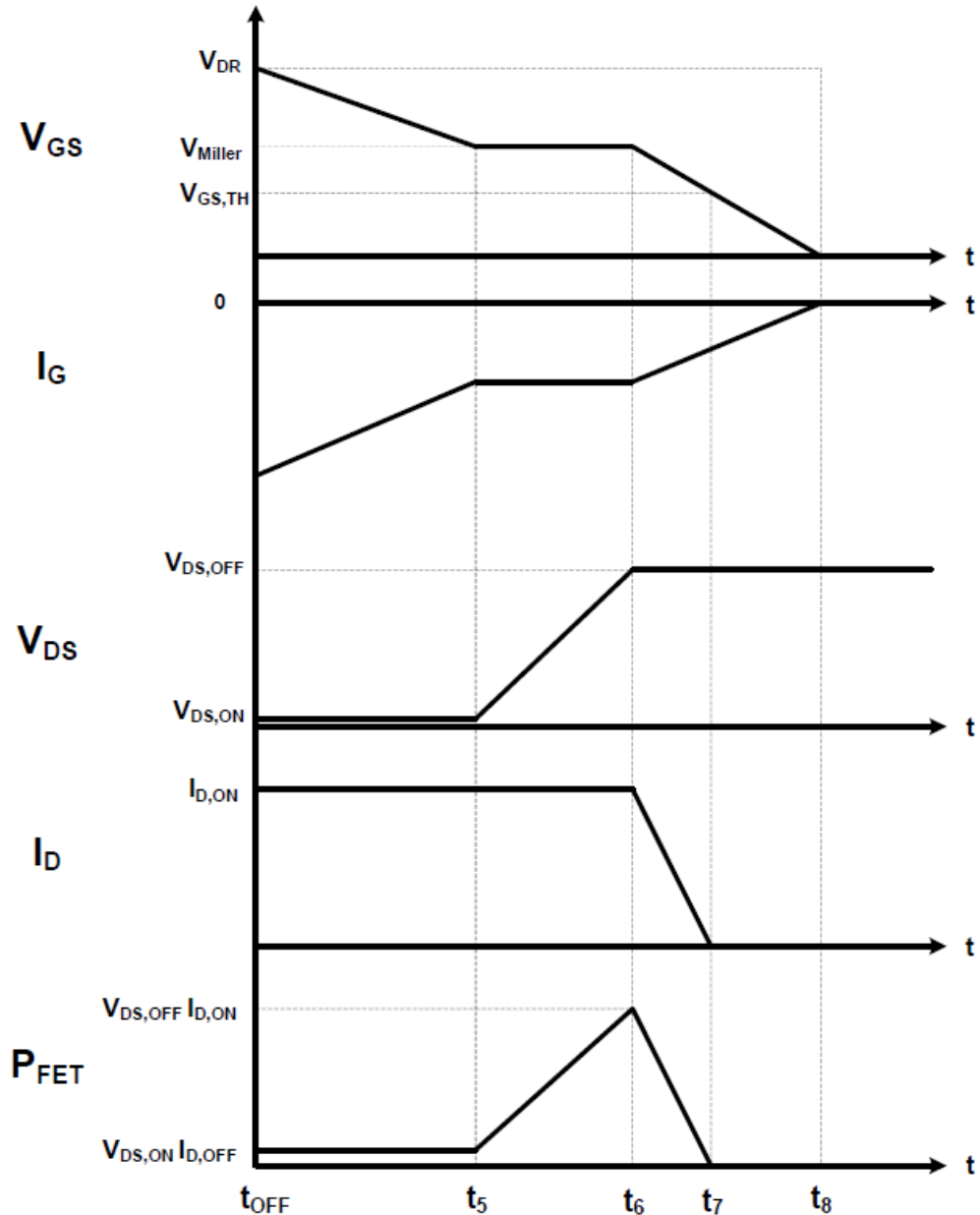
Διακοπτική λειτουργία

- Μεταβατικό φαινόμενο έναυσης



Διακοπτική λειτουργία

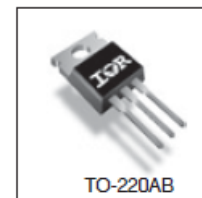
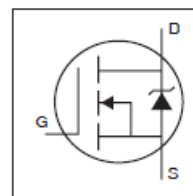
- Μεταβατικό φαινόμενο σβέσης



Features

- Key parameters optimized for Class-D audio amplifier applications
- Low $R_{DS(ON)}$ for improved efficiency
- Low Q_G and Q_{SW} for better THD and improved efficiency
- Low Q_{RR} for better THD and lower EMI
- 175°C operating junction temperature for ruggedness
- Can deliver up to 150W per channel into 4Ω load in half-bridge topology

Key Parameters		
V_{DS}	100	V
$R_{DS(ON)}$ typ. @ 10V	72.5	mΩ
Q_g typ.	15	nC
Q_{sw} typ.	8.3	nC
$R_{G(int)}$ typ.	2.2	Ω
T_J max	175	°C



Description

This Digital Audio MOSFET is specifically designed for Class-D audio amplifier applications. This MOSFET utilizes the latest processing techniques to achieve low on-resistance per silicon area. Furthermore, Gate charge, body-diode reverse recovery and internal Gate resistance are optimized to improve key Class-D audio amplifier performance factors such as efficiency, THD and EMI. Additional features of this MOSFET are 175°C operating junction temperature and repetitive avalanche capability. These features combine to make this MOSFET a highly efficient, robust and reliable device for ClassD audio amplifier applications.

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{DS}	Drain-to-Source Voltage	100	V
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	±20	
I_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} = 10\text{V}$	18	A
I_D @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} = 10\text{V}$	13	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	57	
P_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation ②	60	W
P_D @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Power Dissipation ②	30	
	Linear Derating Factor	0.4	W/°C
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds (1.6mm from case)	300	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10lb-in (1.1N-m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case ③	—	2.5	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient ④	—	62	

Notes: ① through ④ see page 2



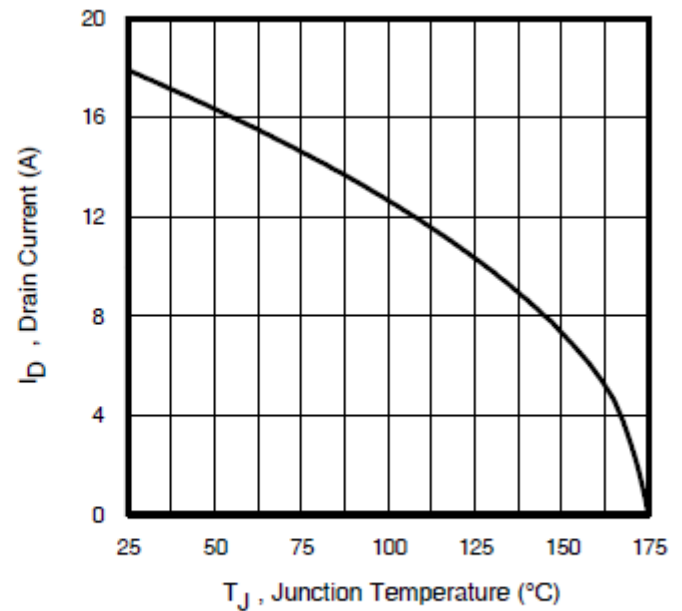
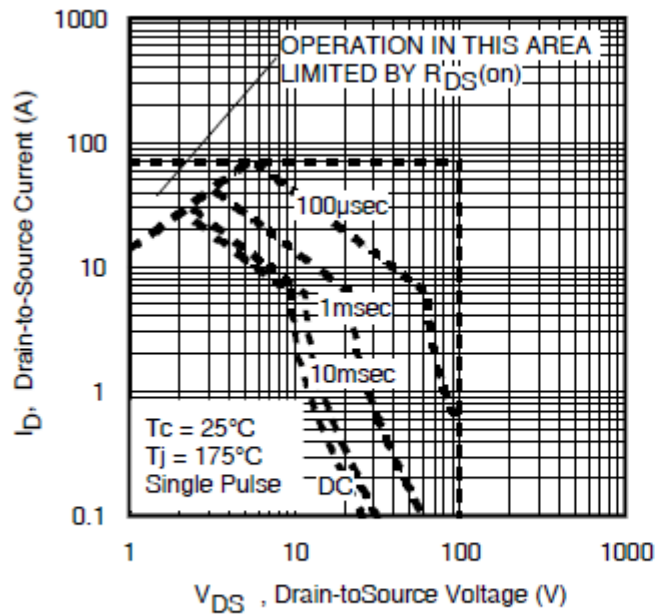
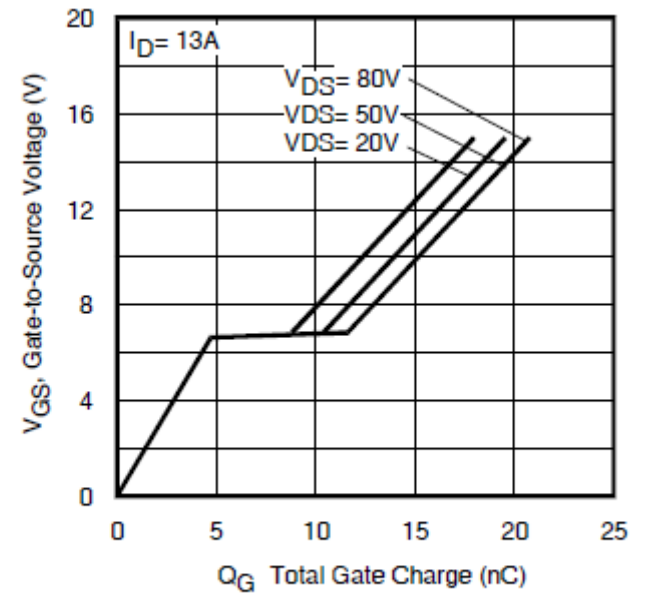
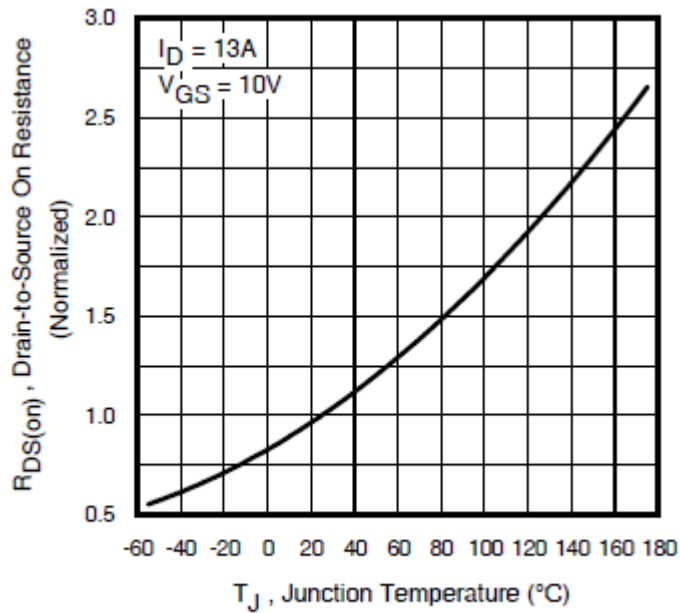
IRFB4212PbF

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

International
IGR Rectifier

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
BV_{DSS}	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta BV_{DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.09	—	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	58	72.5	m Ω	$V_{GS} = 10V, I_D = 13A$ ①
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	—	5.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{GS(th)}/\Delta T_J$	Gate Threshold Voltage Coefficient	—	-13	—	mV/ $^\circ\text{C}$	
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	20	μA	$V_{DS} = 100V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250		$V_{DS} = 100V, V_{GS} = 0V, T_J = 125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	200	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-200		$V_{GS} = -20V$
g_{fs}	Forward Transconductance	11	—	—	S	$V_{DS} = 50V, I_D = 13A$
Q_g	Total Gate Charge	—	15	23	nC	$V_{DS} = 80V$ $V_{GS} = 10V$ $I_D = 13A$ See Fig. 6 and 19
Q_{gs1}	Pre-V _{th} Gate-to-Source Charge	—	3.3	—		
Q_{gs2}	Post-V _{th} Gate-to-Source Charge	—	1.4	—		
Q_{gd}	Gate-to-Drain Charge	—	6.9	—		
Q_{godr}	Gate Charge Overdrive	—	3.4	—		
Q_{sw}	Switch Charge ($Q_{gs2} + Q_{gd}$)	—	8.3	—		
$R_{G(int)}$	Internal Gate Resistance	—	2.2	—	Ω	
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	7.7	—	ns	$V_{DD} = 50V, V_{GS} = 10V$ ① $I_D = 13A$ $R_G = 2.5\Omega$
t_r	Rise Time	—	28	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	14	—		
t_f	Fall Time	—	3.9	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	550	—	pF	$V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = 50V$ $f = 1.0MHz$, See Fig.5 $V_{GS} = 0V, V_{DS} = 0V$ to 80V
C_{oss}	Output Capacitance	—	66	—		
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	35	—		
C_{ess}	Effective Output Capacitance	—	350	—		
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		





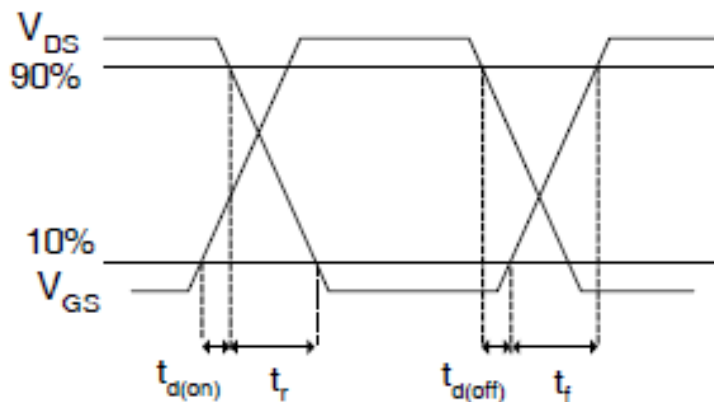


Fig 18b. Switching Time Waveforms

- Turn-ON delay $t_{d(ON)}$
- Rise Time t_r
- Turn-OFF delay $t_{d(OFF)}$
- Fall Time t_f

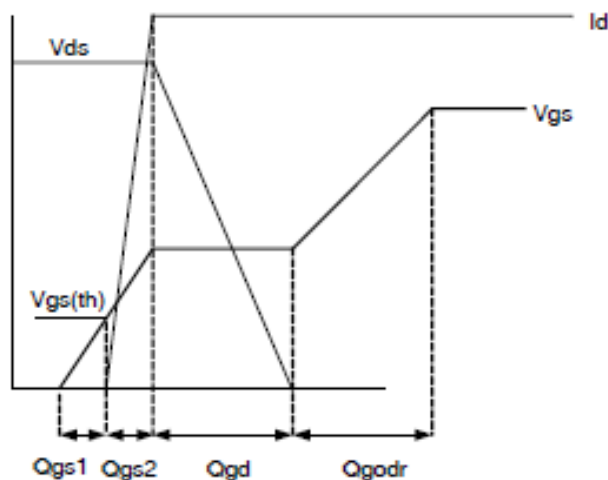
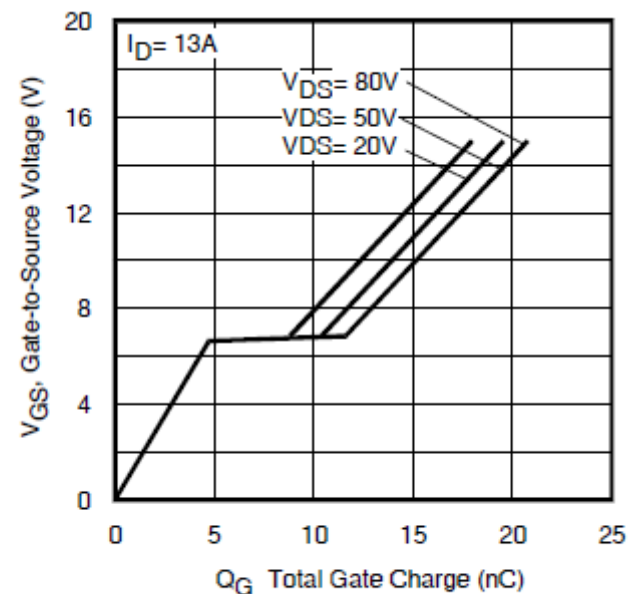


Fig 19b Gate Charge Waveform



ig 6. Typical Gate Charge vs. Gate-to-Source Voltage

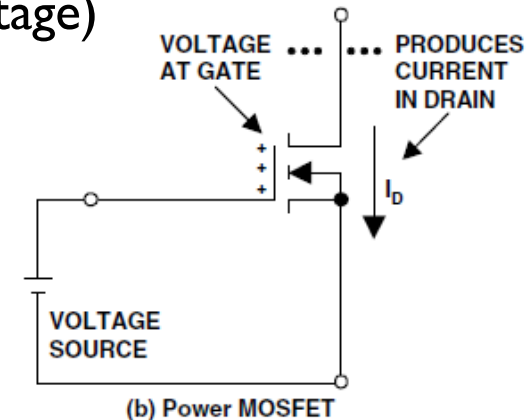


Παραδείγματα εμπορικά διαθέσιμων MOSFET

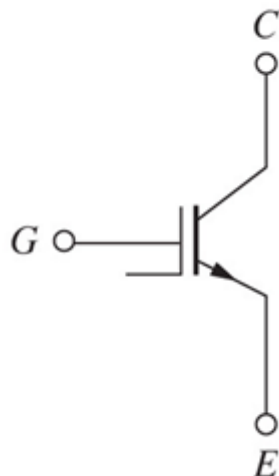
	Ονομαστική τάση	Ονομαστικό ρεύμα	$R_{ds(on)}$	$Q_g(\text{typical})$
IRFZ48	60V	50A	0.018 Ω	110nC
IRF510	100V	5.6A	0.54 Ω	8.3 nC
IRF540	100V	28A	0.077 Ω	72 nC
APT105M25BN	100V	75A	0.025 Ω	171 nC
IRF740	400V	10A	0.55 Ω	63 nC
MTM15N40E	400V	15A	0.3 Ω	110 nC
APT5025BN	500V	23A	0.25 Ω	83nC
APT1001RBNR	1000V	11A	1.0 Ω	150 nC

Κυκλώματα οδήγησης πύλης

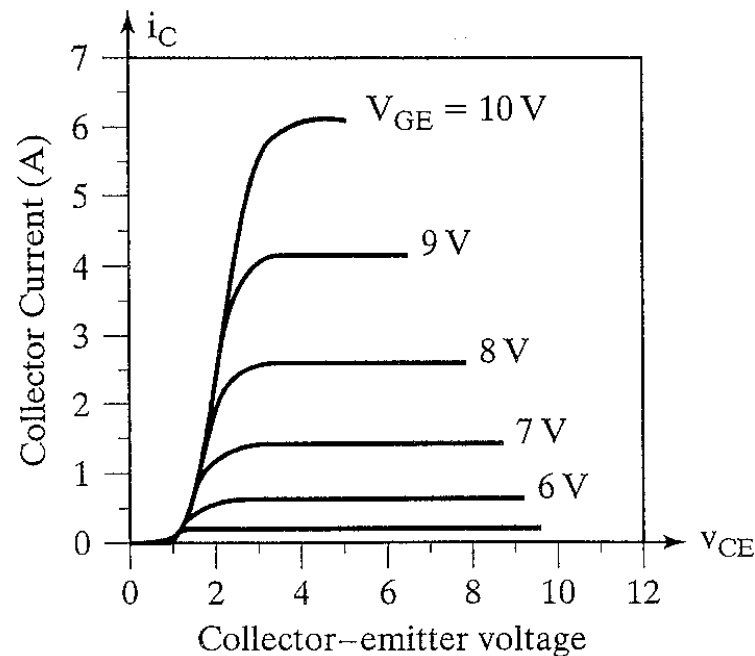
- Για τη διασφάλιση γρήγορης εναλλαγής ενός διακόπτη, τα κυκλώματα οδήγησης πύλης (gate-drive circuits) πρέπει να μπορούν να φορτίζουν-εκφορτίζουν γρήγορα τη χωρητικότητα πύλης-πηγής (πύλης-εκροής στο IGBT) καθώς και τη χωρητικότητα Miller (C_{GD})
- Αυτό σημαίνει ότι θα πρέπει να έχει χαμηλή σύνθετη αντίσταση για να μπορεί να δίνει ικανοποιητικό ρεύμα (πηγή τάσης)
- Χρήση επιπλέον μικρής αντίστασης σε σειρά για αποφυγή παρασιτικών ταλαντώσεων (για το IGBT → από datasheet)
- Τυπικές τιμές: 0V (off) 12-15V (on)
- Δεν πρέπει να ξεπεράσει τα 20V (breakdown voltage)



IGBT



- Όπως το MOSFET απαιτεί μικρή ισχύ στην πύλη για μετάβαση.
- Όπως το BJT έχει μικρή πτώση τάσης σε κατάσταση αγωγής (~2-3 V, για τάσεις 1000 V)
- Μεγάλη ικανότητα αποκοπής ανάστροφης τάσης όπως τα GTO
- Χρόνοι μετάβασης ~1μs
- Τάσεις μέχρι 3300 V
- Ρεύματα μέχρι 1200 A.



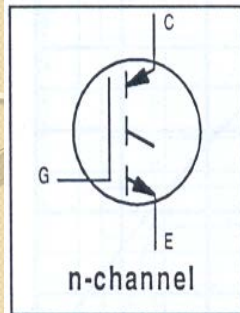
Όμοια χαρακτηριστικά ελέγχου με MOSFET

- Έναυση με $V_{GE} > V_{GE(th)}$.
- Σβέση με $V_{GE} < V_{GE(th)}$.
- Πτώση τάσης σε λειτουργία μικρότερη από MOSFET (από το $V_{CE(SAT)}$).
- Αλλά μεγαλύτεροι χρόνοι εναλλαγής! (αργή σβέση)

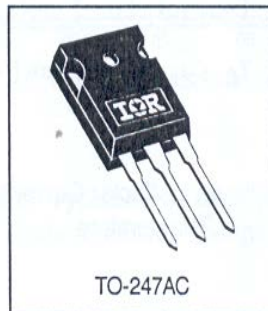
- **Παραδείγματα εμπορικά διαθέσιμων IGBT**

	Ονομαστική τάση	Ονομ. μέσο ρεύμα	V_F (τυπ.)	t_f (τυπικό)
Single-chip devices				
HGTG32N60E2	600V	32A	2.4V	0.62 μs
HGTG30N120D2	1200V	30A	3.2V	0.58 μs
multiple-chip power modules_				
CM400HA-12E	600V	400A	2.7V	0.3 μs
CM300HA-24E	1200V	300A	2.7V	0.3 μs





$V_{CES} = 900V$
 $V_{CE(on)} \text{ typ.} = 2.25V$
 @ $V_{GE} = 15V, I_C = 28A$



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	900	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	51	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	28	
I_{CM}	Pulsed Collector Current ①	204	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current ②	204	
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
E_{ARV}	Reverse Voltage Avalanche Energy ③	186	mJ
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	200	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	78	
T_J	Operating Junction and	-55 to + 150	$^\circ C$
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds		
		300 (0.063 in. (1.6mm from case)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.64	$^\circ C/W$
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	—	40	
Wt	Weight	6 (0.21)	—	g (oz)

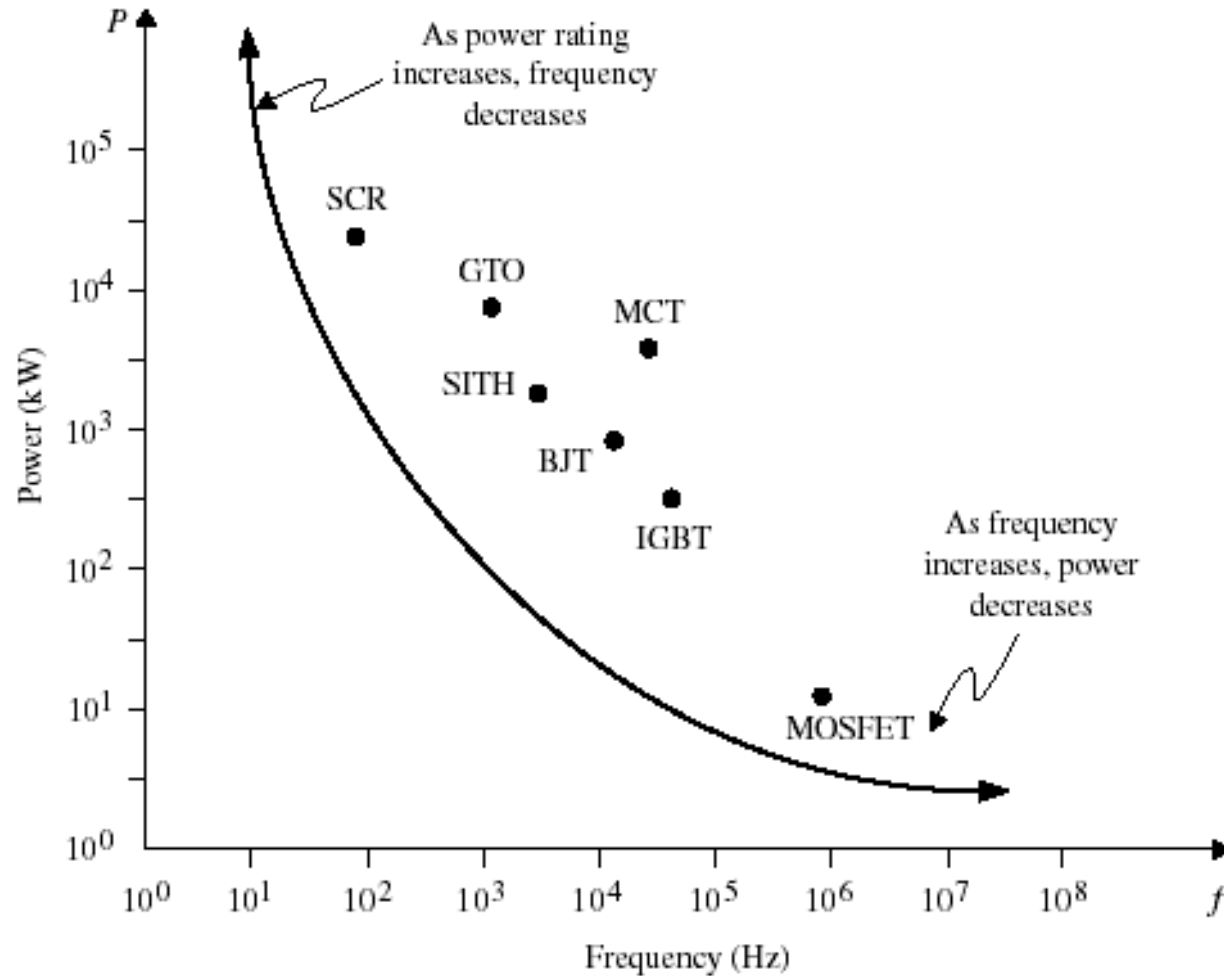
Σύγκριση

Table 2.2 Comparison of Power Semiconductor Devices

Device type	Year made available	Rated voltage	Rated current	Rated frequency	Rated power	Forward voltage
Thyristor (SCR)	1957	6 kV	3.5 kA	500 Hz	100s MW	1.5–2.5 V
Triac	1958	1 kV	100 A	500 Hz	100s kW	1.5–2 V
GTO	1962	4.5 kV	3 kA	2 kHz	10s MW	3–4 V
BJT (Darlington)	1960s	1.2 kV	800 A	10 kHz	1 MW	1.5–3 V
MOSFET	1976	500 V	50 A	1 MHz	100 kW	3–4 V
IGBT	1983	1.2 kV	400 A	20 kHz	100s kW	3–4 V
SIT	—	1.2 kV	300 A	100 kHz	10s kW	10–20 V
SITH	—	1.5 kV	300 A	10 kHz	10s kW	2–4 V
MCT	1988	3 kV	2 kV	20–100 kHz	10s MW	1–2 V

Device-types	Ratings (kV)
MOSFET (Si)	0.1–0.5
IGBT (Si)	0.5–6.5
GTO (Si)	4.0–9.0
Thyristor (Si)	5.0–11.0
MOSFET (SiC)	1.0–2.0
BJT (SiC)	1.0–5.0
IGBT (SiC)	3.0–10.0
GTO (SiC)	10.0–25.0
Thyristor (SiC)	10.0–40.0

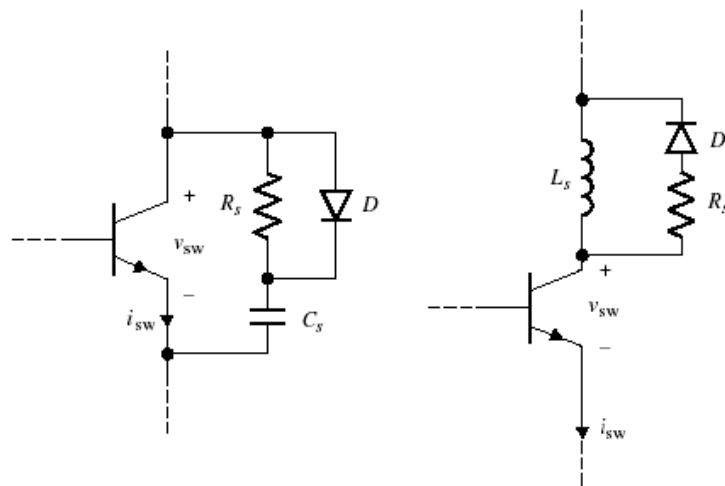




Δυνατότητες ημιαγωγικών διακοπών ηλεκτρονικών ισχύος συναρτήσει της ισχύος και διακοπτικής συχνότητας.

Κυκλώματα Snubber

- Βοηθητικά κυκλώματα για προστασία των διακοπών κατά τη διακοπτική λειτουργία
- Στόχοι τους:
 - Μείωση των διακοπτικών απωλειών της συσκευής
 - Έλεγχος των dv/dt ή di/dt της συσκευής

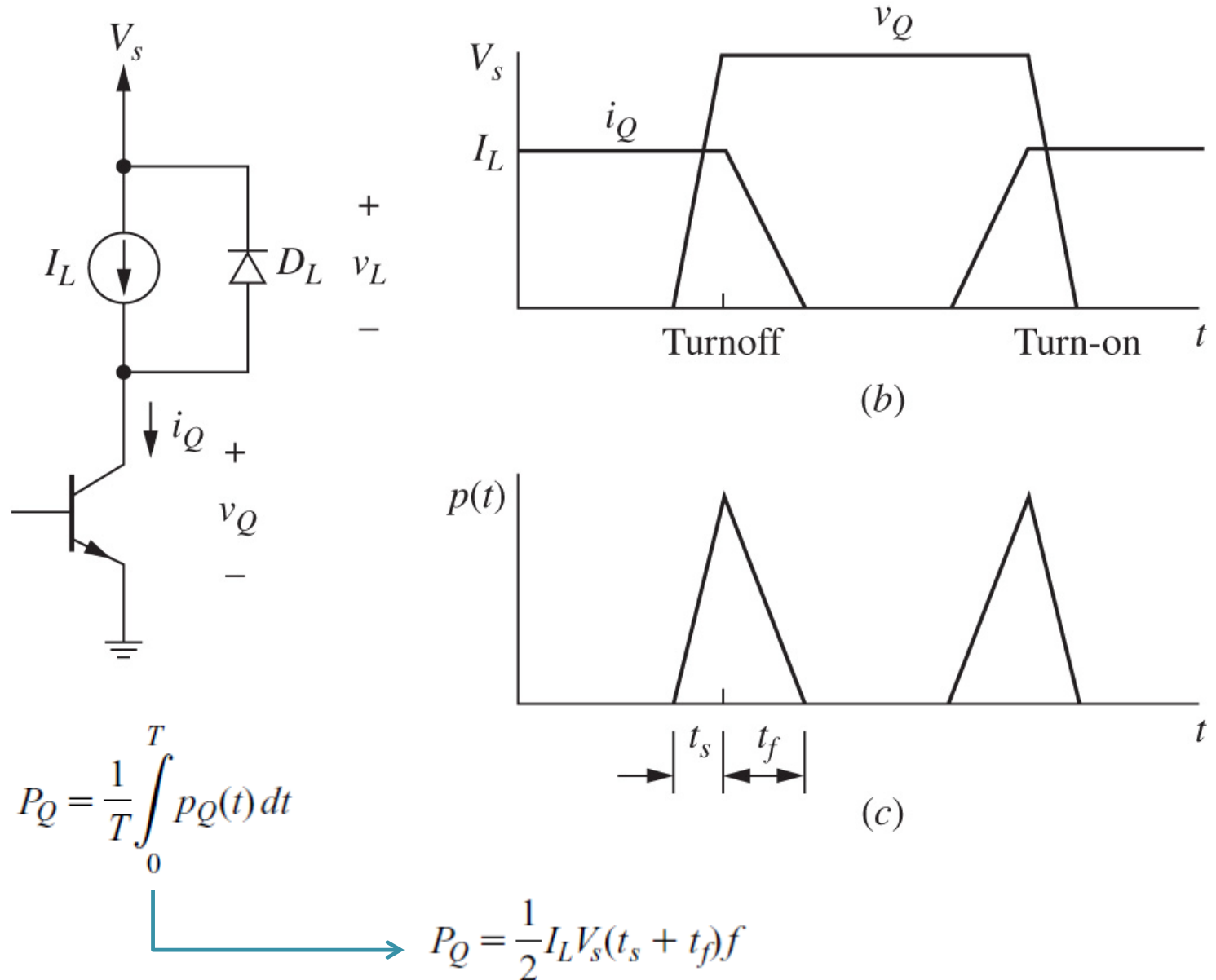


(a)

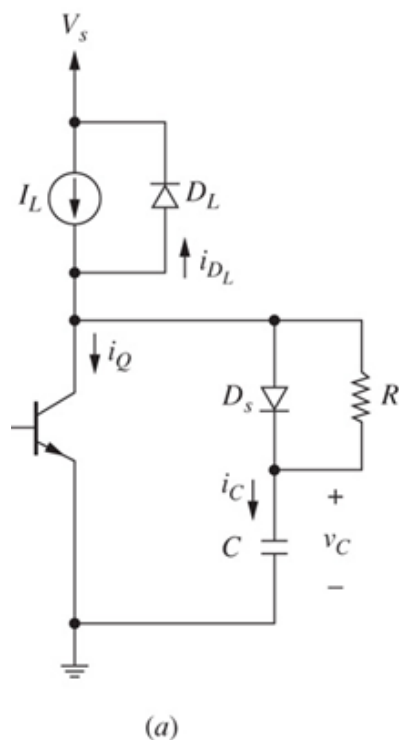
(b)

Παθητικά κυκλώματα snubber : (a) σβέσης και (b) έναυσης.

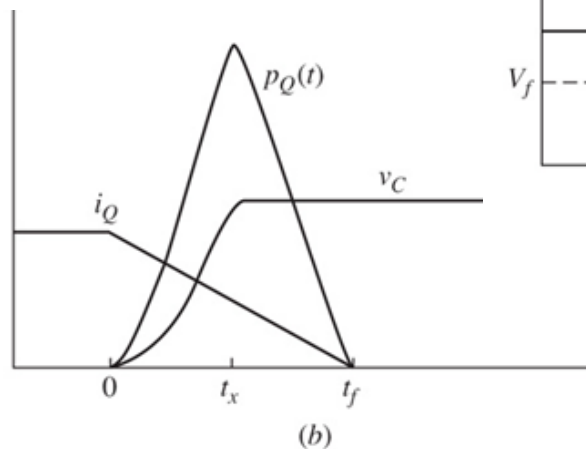
Διακοπτική λειτουργία χωρίς snubbers



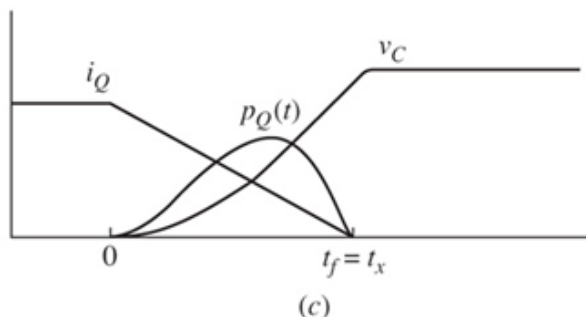
Transistor με snubber



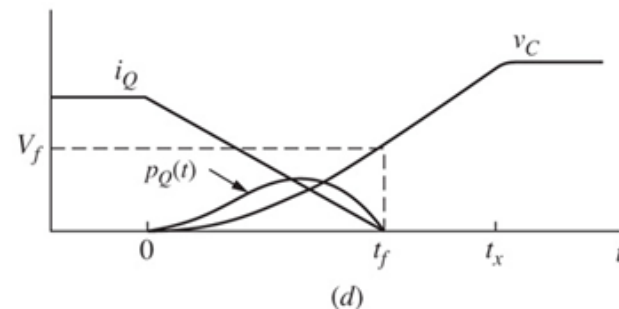
(a)



(b)



(c)



(d)

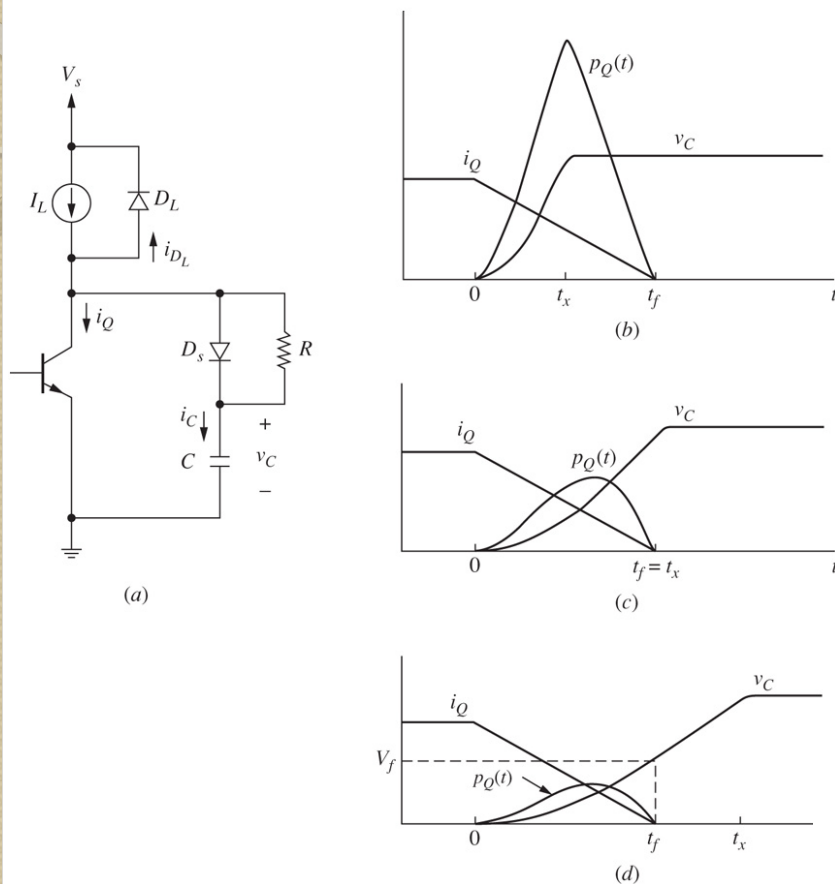
Το κύκλωμα snubber προσφέρει εναλλακτικό δρόμο για το ρεύμα φορτίου στη σβέση.

Καθώς η τάση στο διακόπτη αυξάνει, η D_s πολώνεται ορθά και ο πυκνωτής φορτίζεται.

- Επειδή το ρεύμα ρέει μέσω της διόδου και του πυκνωτή, μπορεί να αρχίσει να μειώνεται στο διακόπτη, ακόμη κι αν η D_L παραμένει ανάστροφα πολωμένη.
- Ο ρυθμός μεταβολής της τάσης του διακόπτη περιορίζεται από τον πυκνωτή, ο οποίος εκφορτίζεται στην αντίσταση (κυρίως) και στο διακόπτη όταν ο αυτός άγει.
- Η diode D_L πολώνεται ορθά όταν ο πυκνωτής φτάσει στην τάση της πηγής V_s



Transistor με snubber



Σε κάθε στιγμή, $i_C(t) + i_Q(t) = I_L$

Τα ρεύματα τρανζίστορ/πυκνωτή κατά τη σβέση:

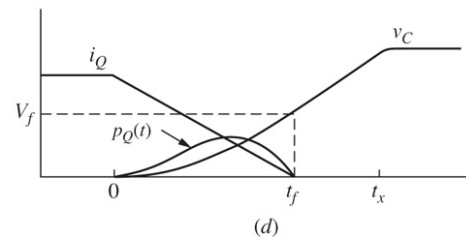
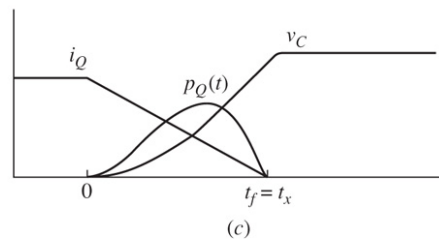
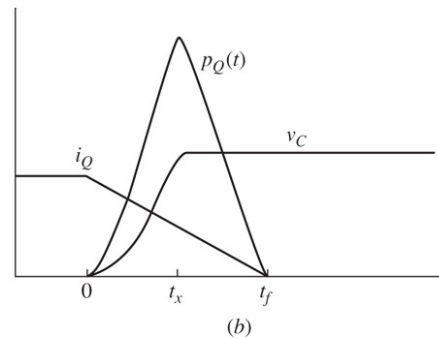
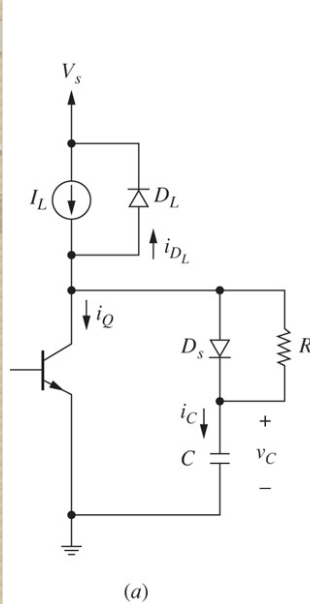
$$i_Q(t) = \begin{cases} I_L \left(1 - \frac{t}{t_f} \right) & \text{for } 0 \leq t < t_f \\ 0 & t \geq t_f \end{cases}$$

$$i_C(t) = \begin{cases} I_L - i_Q(t) = \frac{I_L t}{t_f} & 0 \leq t < t_f \\ I_L & t_f \leq t < t_x \\ 0 & t \geq t_x \end{cases}$$

Τάση πυκνωτή:

$$v_C(t) = \begin{cases} \frac{1}{C} \int_0^t \frac{I_L t}{t_f} dt = \frac{I_L t^2}{2C t_f} & 0 \leq t \leq t_f \\ \frac{1}{C} \int_{t_f}^t I_L dt + v_C(t_f) = \frac{I_L}{C} (t - t_f) + \frac{I_L t_f}{2C} & t_f \leq t \leq t_x \\ V_s & t \geq t_x \end{cases}$$

Transistor με snubber



Αν το ρεύμα του διακόπτη φτάσει στο μηδέν πριν ο πυκνωτής φορτιστεί πλήρως, η τάση του πυκνωτή γίνεται:

$$V_f = \frac{I_L(t_f)^2}{2Ct_f} = \frac{I_L t_f}{2C} \quad \boxed{C = \frac{I_L t_f}{2V_f}}$$

Όπου V_f η επιθυμητή τάση πυκνωτή, όταν το ρεύμα i_Q γίνει μηδέν.

Επιλέγω πολλές φορές τον πυκνωτή έτσι ώστε η τάση του διακόπτη να φτάνει στην τελική τιμή την ίδια στιγμή που το ρεύμα μηδενίζεται, δηλαδή:

$$\boxed{C = \frac{I_L t_f}{2V_s}}$$

Η ισχύς που απορροφά ο διακόπτης είναι τώρα:

$$P_Q = \frac{1}{T} \int_0^T v_Q i_Q dt = f \int_0^{t_f} \left(\frac{I_L t^2}{2Ct_f} \right) I_L \left(1 - \frac{t}{t_f} \right) dt = \frac{I_L^2 t_f^2}{24C}$$

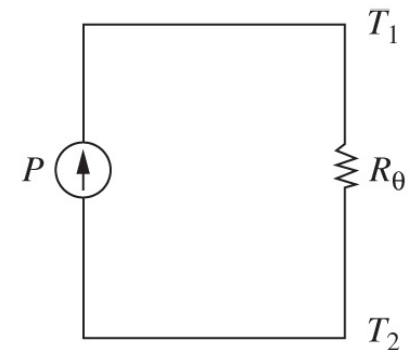


Διαχείριση Θερμότητας

- Οι απώλειες του διακόπτη (αγωγής + διακοπτικές), μετατρέπονται σε θερμότητα
- Η απαγωγή της θερμότητας είναι απαραίτητη για τη διατήρηση της εσωτερικής θερμοκρασίας (ή επαφής) του διακόπτη σε επίπεδα κάτω των ορίων
- Γενικά, η διαφορά θερμοκρασίας 2 σημείων είναι συνάρτηση της θερμικής ισχύος και θερμικής αντίστασης, που ορίζεται ως:

$$R_{\theta} = \frac{T_1 - T_2}{P} \quad \begin{array}{l} \text{where } R_{\theta} = \text{thermal resistance, } ^\circ\text{C/W (also listed as K/W on some datasheets)} \\ T_1 - T_2 = \text{temperature difference, } ^\circ\text{C} \\ P = \text{thermal power, W} \end{array}$$

- Αν δεν υπάρχει ψήκτρα, η θερμοκρασία επαφής T_j δίνεται από τη θερμική ισχύ και τη θερμική αντίσταση επαφής-περιβάλλοντος $R_{\theta,JA}$ που δίνεται στα datasheet.

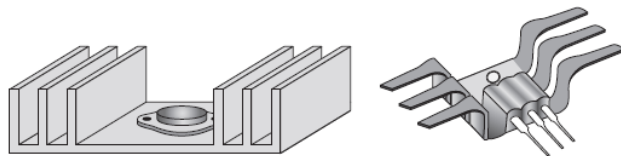
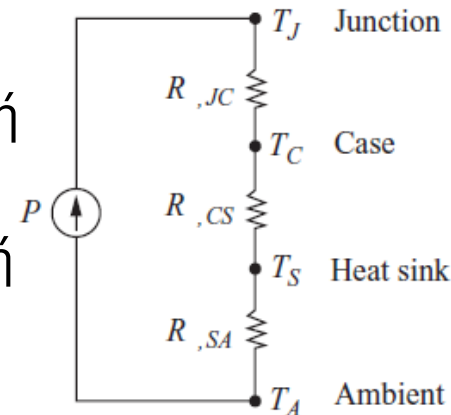


- Η θερμοκρασία περιβάλλοντος (ambient) είναι αυτή του αέρα σε επαφή με το περίβλημα του διακόπτη



Διαχείριση Θερμότητας

- Πολλές φορές η θερμική ισχύς στο διακόπτη είναι μη-επιτρεπτή
- Απαιτείται ψήκτρα (*heat sink*) που θα μειώνει τη T_J για δεδομένη θερμική ισχύ, μειώνοντας τη συνολική θερμική αντίσταση μεταξύ επαφής-περιβάλλοντος
- Με μια ψήκτρα, η θερμική ισχύς ρέει από την επαφή στο περίβλημα (αντίσταση $R_{\theta,JC}$) από το περίβλημα στην ψήκτρα ($R_{\theta,CS}$) και από την ψήκτρα στο περιβάλλον ($R_{\theta,SA}$).



- Η θερμοκρασία επαφής θα είναι:

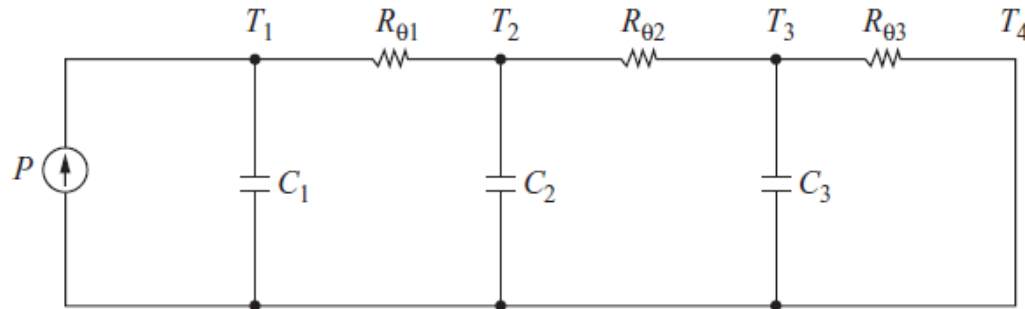
$$T_J = PR_{\theta,JC} + T_C = P(R_{\theta,JC} + R_{\theta,CS} + R_{\theta,SA}) + T_A$$

- Τα datasheet δίνουν την $R_{\theta,JC}$ και την $R_{\theta,CS}$ για λεία επιφάνεια
- Η $R_{\theta,SA}$ λαμβάνεται από τον κατασκευαστή της ψήκτρας.



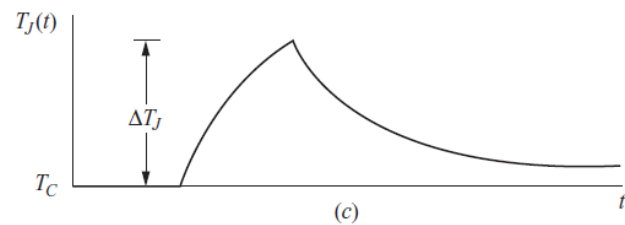
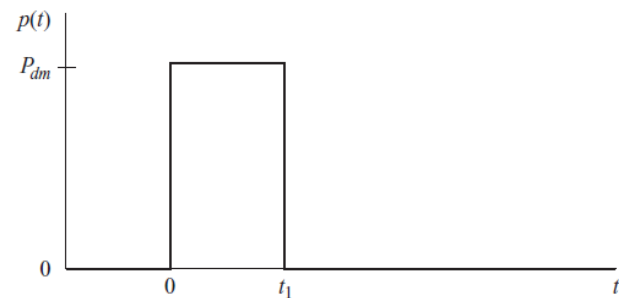
Διαχείριση Θερμότητας

- Σε περιπτώσεις διακοπτικής λειτουργίας, χρησιμοποιείται ισοδύναμο RC μοντέλο, που αναπαριστά μεταβολές θερμοκρασιών με το χρόνο.



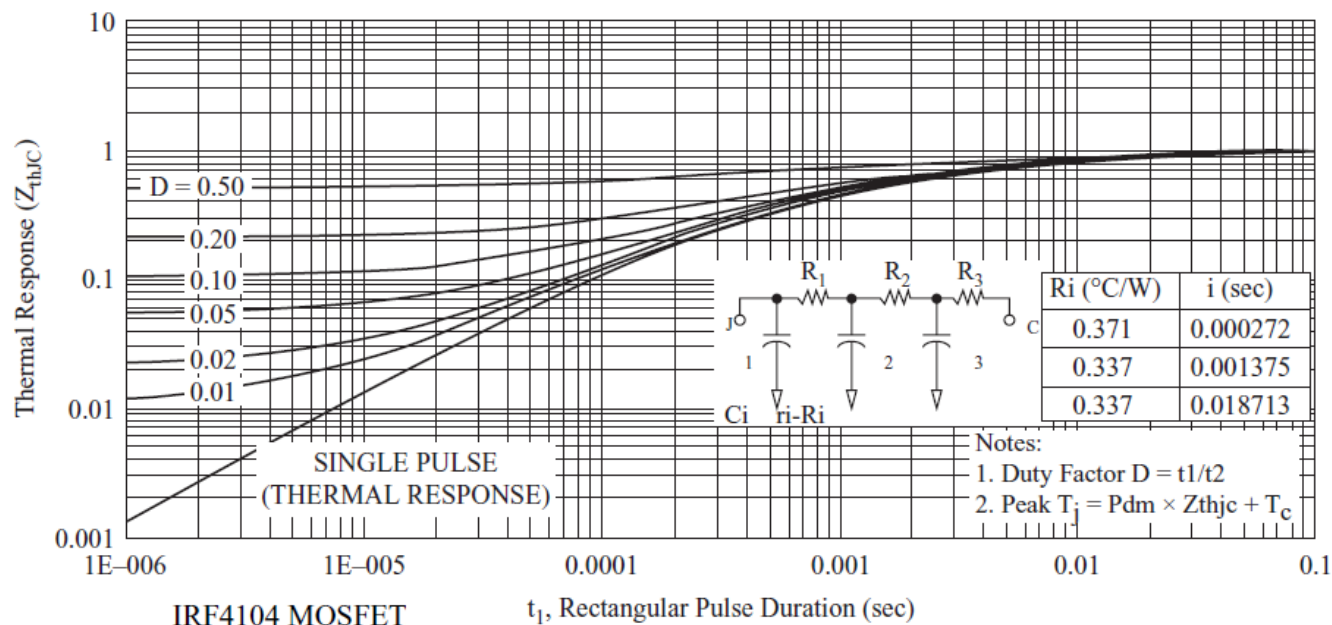
- T_1 : επαφή, T_2 : περίβλημα, T_3 : ψήκτρα, T_4 : περιβάλλον

Αυτό οδηγεί σε εκθετικές μεταβολές θερμοκρασίας για βηματική αλλαγή της ισχύος εισόδου



Διαχείριση Θερμότητας

- Η μεταβατική θερμική αντίσταση επαφής-περιβλήματος $Z_{\theta JC}$ χρησιμοποιείται για να καθορίσει τη μεταβολή στη θερμοκρασία επαφής λόγω στιγμιαίων αλλαγών στην απορροφώμενη ισχύ.



- Η μεταβολή της T_j στο διάστημα $0-t_1$ λόγω ενός παλμού πλάτους P_{dm} διάρκειας t_1 δίνεται από $\Delta T_j = P_{dm} Z_{\theta JC}$
- Για τη μέγιστη θερμοκρασία επαφής προσθέτουμε τη θερμοκρασία περιβλήματος $\rightarrow T_{j, \max} = P_{dm} Z_{\theta JC} + T_c$



Διαχείριση Θερμότητας

- Η ισχύς που απορροφά ένα MOSFET έχει τετραγωνική κυματομορφή με $P_{dm}=100W$, $t_1=200\mu s$, $t_2=2000\mu s$.
- α) βρείτε τη μέγιστη θερμοκρασιακή διαφορά μεταξύ επαφής-περιβλήματος χρησιμοποιώντας τη μεταβατική θερμική αντίσταση. Η θερμοκρασία περιβλήματος είναι σταθερή $80^{\circ}C$.
- β) Η θερμική αντίσταση $R_{\theta JC}$ είναι $2,5^{\circ}C/W$. Συγκρίνετε το αποτέλεσμα του (α) με έναν υπολογισμό που βασίζεται στη μέση ισχύ που απορροφά το MOSFET και την $R_{\theta JC}$

