



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ  
ΠΑΤΡΩΝ  
UNIVERSITY OF PATRAS

ΑΝΟΙΚΤΑ ακαδημαϊκά  
μαθήματα ΠΠ

# Ηλεκτρονικά Στοιχεία Ισχύος και Βιομηχανικές Εφαρμογές

Ενότητα 4: Μετατροπείς συνεχούς τάσης σε συνεχή τάση  
τύπου PWM

Δρ.-Μηχ. Εμμανουήλ Τατάκης, Καθηγητής

Πολυτεχνική Σχολή

Τμ. Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας

Υπολογιστών

# Σκοποί ενότητας

- Κατανόηση λειτουργίας μετατροπέων Σ.Τ. σε Σ.Τ. τύπου PWM με και χωρίς μετασχηματιστή
- Σύγκριση πλεονεκτημάτων και μειονεκτημάτων των δύο οικογενειών τοπολογιών



# Περιεχόμενα ενότητας

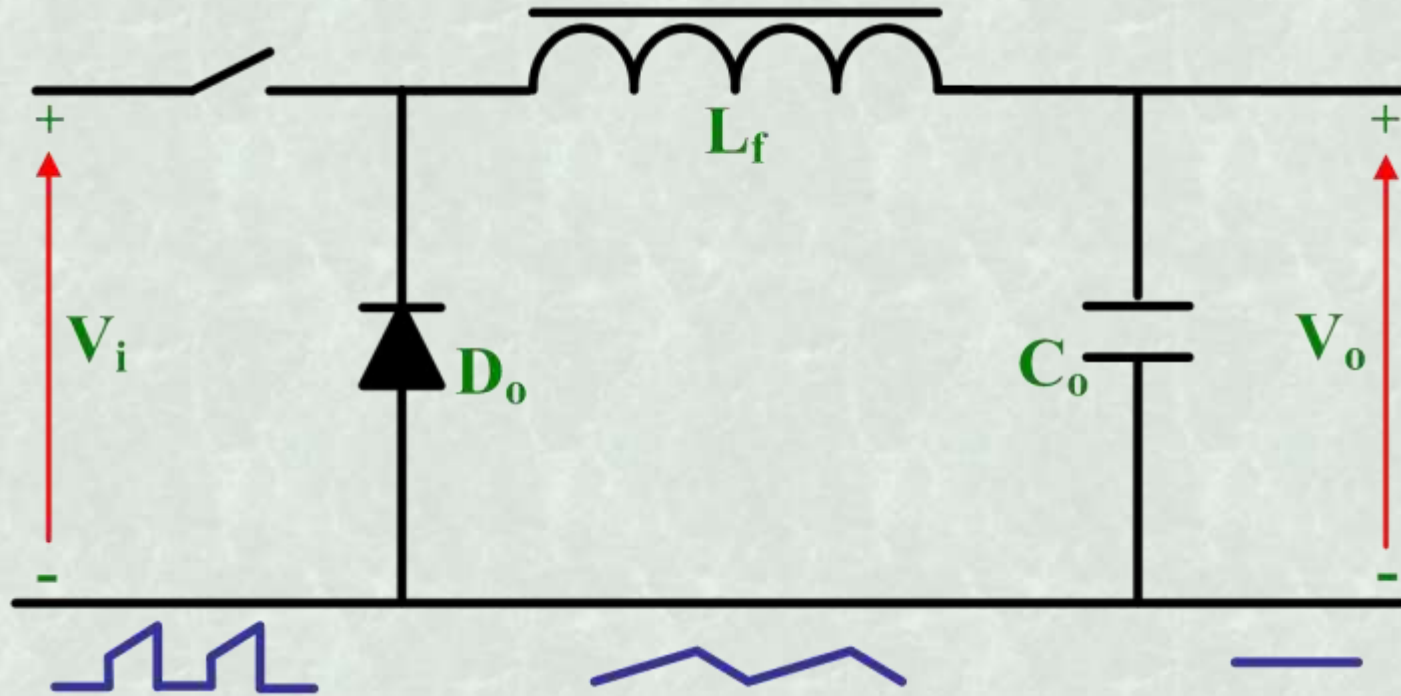
- Μετατροπείς Συνεχούς Τάσης σε Συνεχή τάση χωρίς μετασχηματιστή
- Μετατροπείς Συνεχούς Τάσης σε Συνεχή τάση με μετασχηματιστή





Μετατροπείς Συνεχούς Τάσης σε  
Συνεχή Τάση τύπου P.W.M.  
(Single Ended DC-DC PWM  
Converters)

# Μετατροπέας Σ.Τ-Σ.Τ υποβιβασμού τάσης

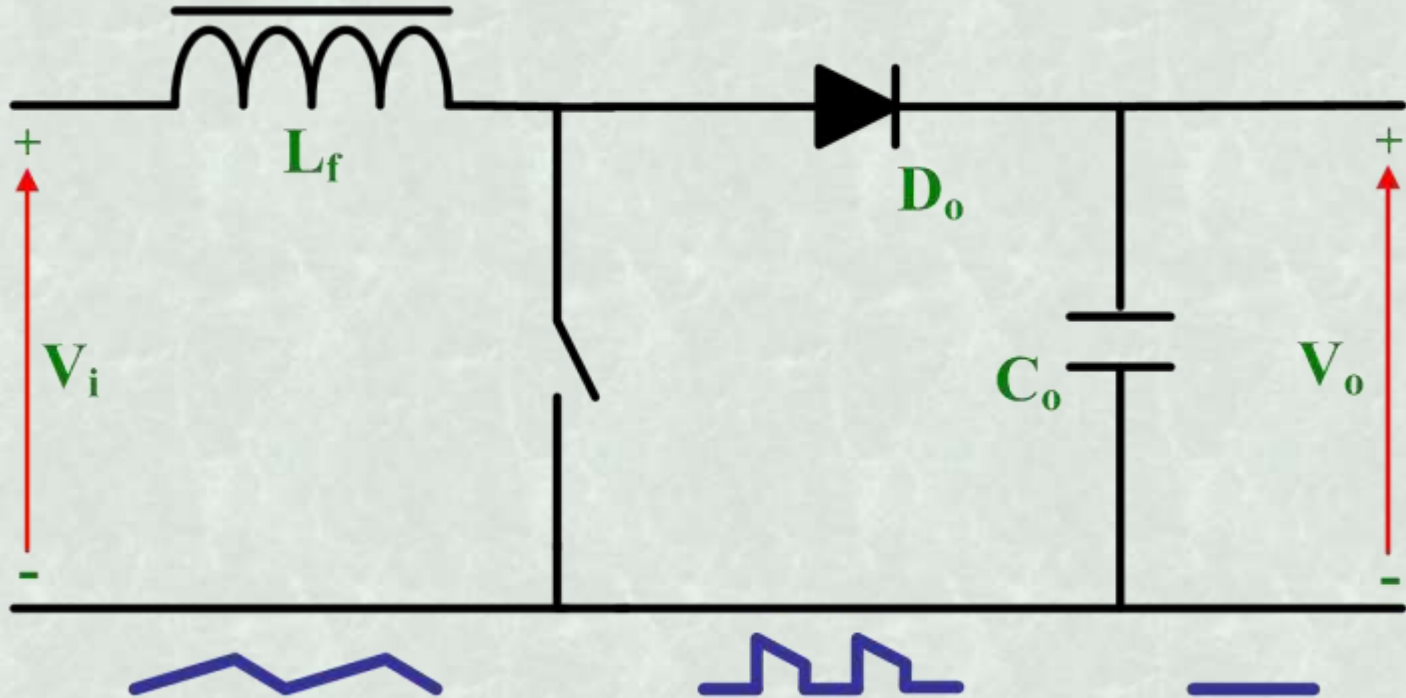


- ❑ Όπως δηλώνει και το όνομά του, ένας μετατροπέας Σ.Τ. σε Σ.Τ. υποβιβασμού τάσης (**step-down ή buck converter**) παράγει μια συνεχή τάση εξόδου χαμηλότερη από τη συνεχή τάση εισόδου.
- ❑ Κύριες εφαρμογές του είναι τα σταθεροποιημένα διακοπτικά τροφοδοτικά συνεχούς τάσης και ο έλεγχος της ταχύτητας των κινητήρων συνεχούς ρεύματος.





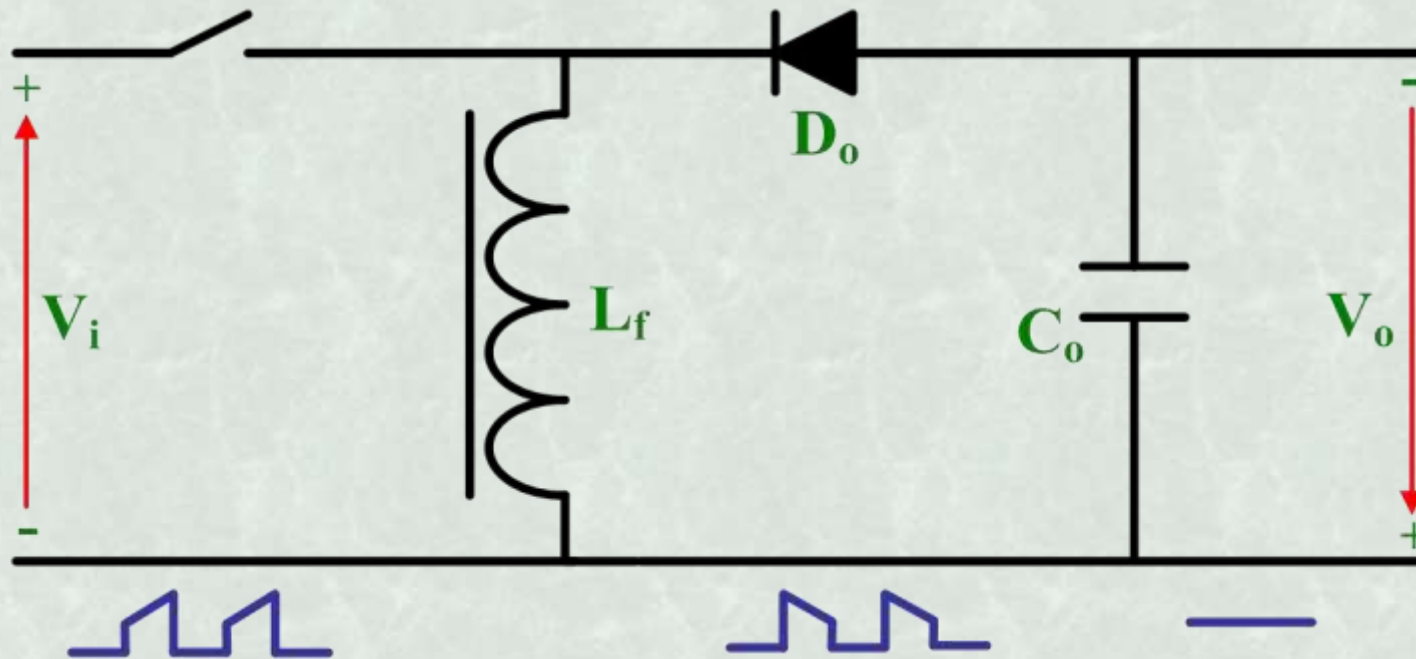
# Μετατροπέας Σ.Τ-Σ.Τ ανύψωσης τάσης



- ❑ Όπως δηλώνει και το όνομά του, ένας μετατροπέας Σ.Τ. σε Σ.Τ. ανύψωσης τάσης (**step-up ή boost converter**) παράγει μια συνεχή τάση εξόδου υψηλότερη από τη συνεχή τάση εισόδου.
- ❑ Κύριες εφαρμογές του είναι τα σταθεροποιημένα διακοπτικά τροφοδοτικά συνεχούς τάσης και η πέδηση κινητήρων συνεχούς ρεύματος με ανάκτηση ισχύος.



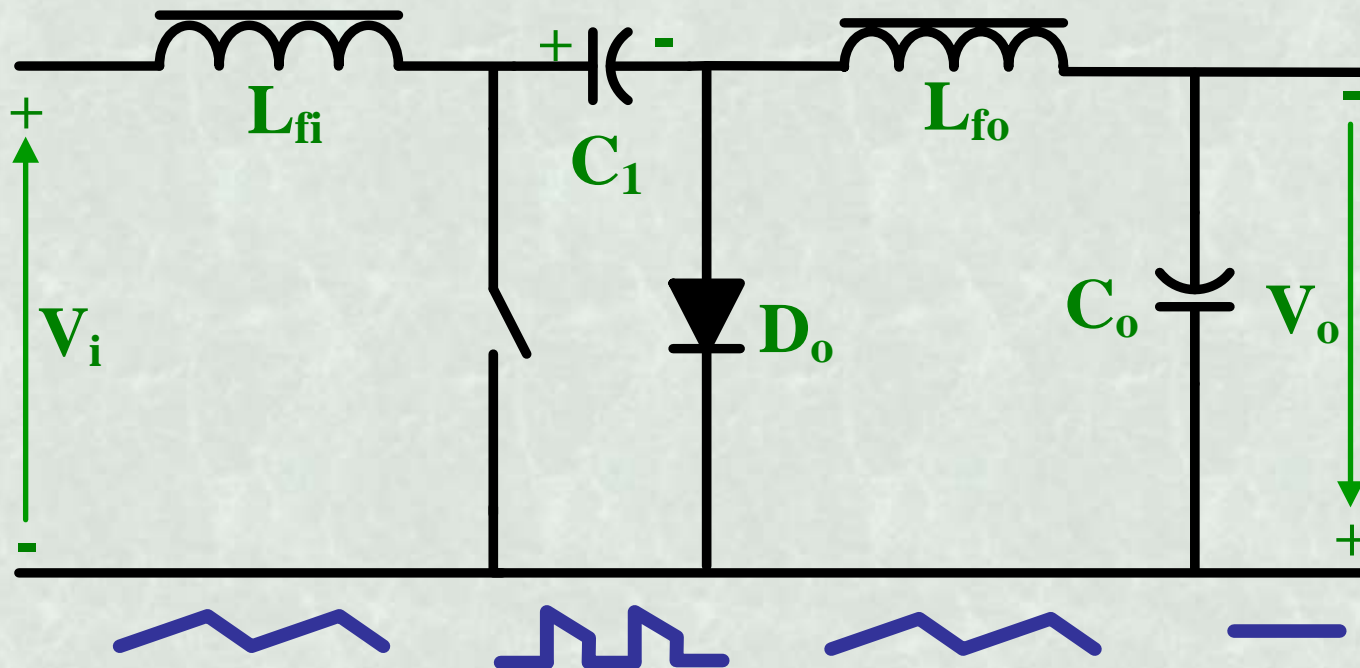
# Μετατροπέας Σ.Τ-Σ.Τ υποβιβασμού/ανύψωσης τάσης



- Όπως δηλώνει και το όνομά του, ένας μετατροπέας Σ.Τ. σε Σ.Τ. υποβιβασμού/ανύψωσης τάσης (**step-down/up ή buck-boost converter**) παράγει μια συνεχή τάση εξόδου χαμηλότερη/υψηλότερη από τη συνεχή τάση εισόδου.
- Η κύρια εφαρμογή του είναι στα διακοπτικά τροφοδοτικά συνεχούς τάσης, όπου μπορεί να είναι επιθυμητή τάση εξόδου είτε χαμηλότερη είτε υψηλότερη από την τάση εισόδου.



# Μετατροπέας Σ.Τ-Σ.Τ CUK (ανύψωσης/υποβιβασμού)



- Όπως δηλώνει και το όνομά του, ένας μετατροπέας Σ.Τ. σε Σ.Τ. ανύψωσης/υποβιβασμού τάσης (**CUK ή boost-buck converter**) παράγει μια συνεχή τάση εξόδου υψηλότερη/χαμηλότερη από τη συνεχή τάση εισόδου.
- Η κύρια εφαρμογή του είναι στα διακοπτικά τροφοδοτικά ΣΤ, όπου μπορεί να είναι επιθυμητή μια έξοδος με αρνητική πολικότητα σε σχέση με το κοινή γραμμή της τάσης εισόδου και η τάση εξόδου απαιτείται να είναι υψηλότερη ή χαμηλότερη από την τάση εισόδου.





# ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΗΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΣΤ-ΣΤ

□ Η θεωρητική ανάλυση της λειτουργίας των παραπάνω μετατροπέων πραγματοποιείται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (κατάσταση ισορροπίας) και στηρίζεται στην υπόθεση ότι όλα τα στοιχεία του κυκλώματος είναι ιδανικά. Δηλαδή:

❖ Οι ημιαγωγικοί διακόπτες παρουσιάζουν:

- ☞ μηδενικούς χρόνους έναυσης και σβέσης
- ☞ μηδενικές απώλειες αγωγής
- ☞ μηδενική πτώση τάσης

❖ Ο πυκνωτής εξόδου είναι πολύ μεγάλος (ώστε η τάση εξόδου να μπορεί να θεωρηθεί σχεδόν σταθερή).



# ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΗΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΣΤ-ΣΤ

## ΕΜΦΑΝΙΖΟΝΤΑΙ ΔΥΟ ΠΕΡΟΧΕΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ

□ Η λειτουργία των μετατροπέων ΣΤ-ΣΤ που ελέγχονται με την τεχνική της P.W.M. μπορεί να είναι είτε στην περιοχή συνεχούς αγωγής ρεύματος, είτε στην περιοχή ασυνεχούς αγωγής ρεύματος:

- ☞ Ως **συνεχής αγωγή** (*Continuous Conduction Mode, CCM*) ορίζεται η κατάσταση λειτουργίας στην οποία το ρεύμα που διαρρέει το **πηνίο εξομάλυνσης** είναι πάντα μεγαλύτερο του μηδενός.
- ☞ Ως **ασυνεχής αγωγή** (*Discontinuous Conduction Mode, DCM*) ορίζεται η κατάσταση λειτουργίας στην οποία το ρεύμα που διαρρέει το **πηνίο εξομάλυνσης** παρουσιάζει διαστήματα όπου μηδενίζεται.



# ΣΥΜΒΟΛΙΣΜΟΙ

**$\delta$** : Λόγος κατάτμησης (duty cycle): Η σχετική διάρκεια αγωγής  $\delta = \frac{t_{on}}{T_s}$

**$t_{on}$** : το χρονικό διάστημα στο οποίο το διακοπτικό στοιχείο άγει

**$t_{off}$** : το χρονικό διάστημα στο οποίο το διακοπτικό στοιχείο δεν άγει

**$T_s$** : η διακοπτική περίοδος λειτουργίας  $T_s = t_{on} + t_{off}$

**$f_s$** : η διακοπτική συχνότητα λειτουργίας  $f_s = \frac{1}{T_s}$

**$V_i$** : μέση τιμή τάσης εισόδου

**$V_o$** : μέση τιμή τάσης εξόδου

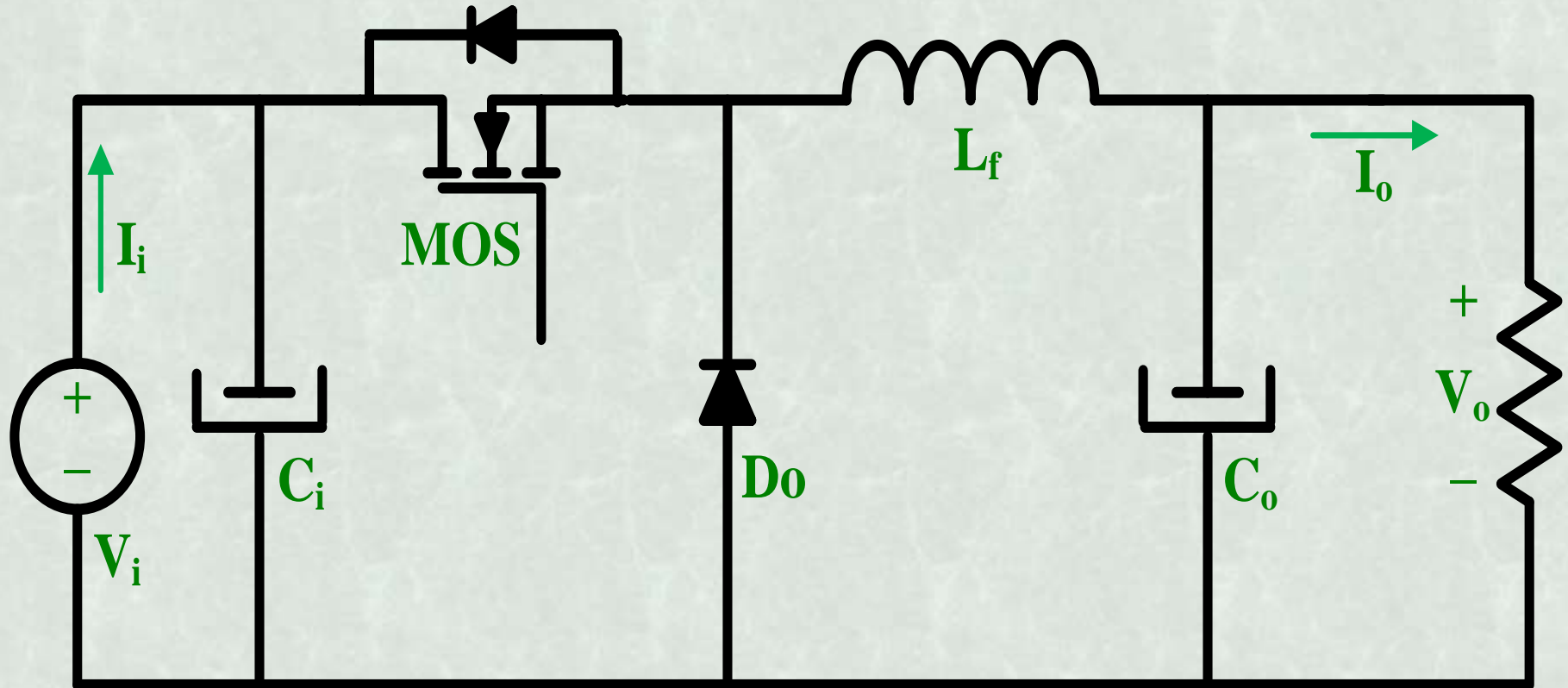
**$I_i$** : μέση τιμή ρεύματος εισόδου

**$I_o$** : μέση τιμή ρεύματος εξόδου

**$L_f$** : το πηνίο εξομάλυνσης του μετατροπέα



# Μετατροπέας Σ.Τ-Σ.Τ υποβιβασμού τάσης (Buck Converter)

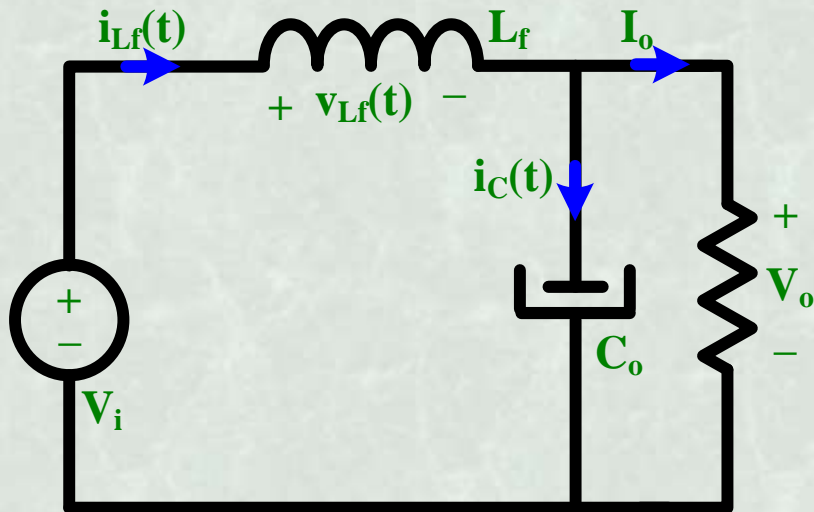


Κυκλωματικό διάγραμμα

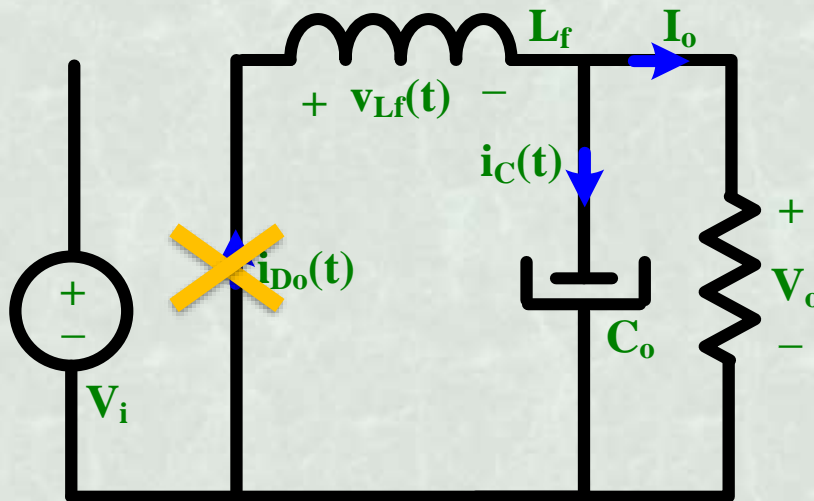




# Μετατροπέας Buck – Ανάλυση Λειτουργίας



Διακόπτης σε αγωγή



Διακόπτης σε αποκοπή

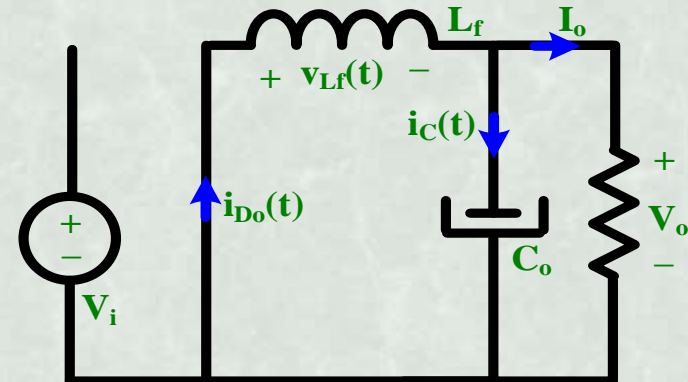
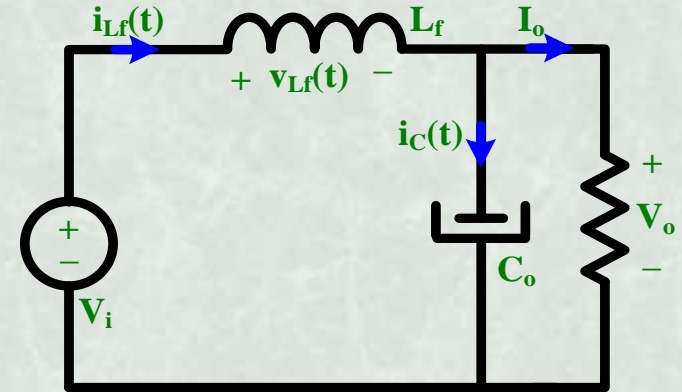
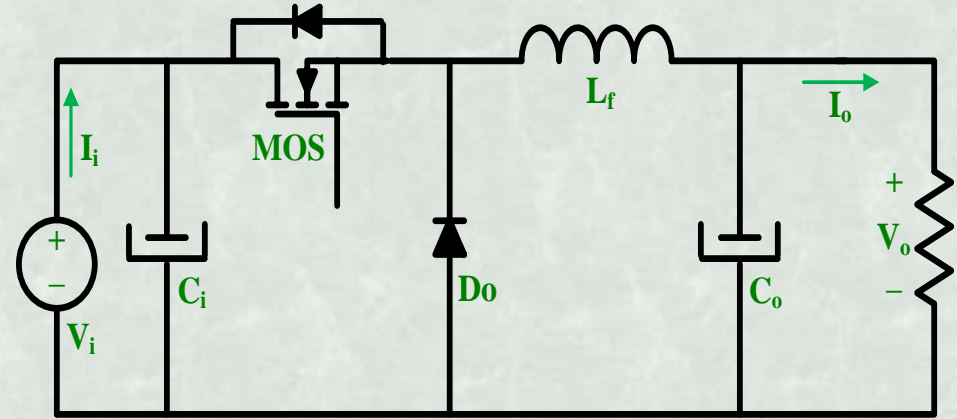
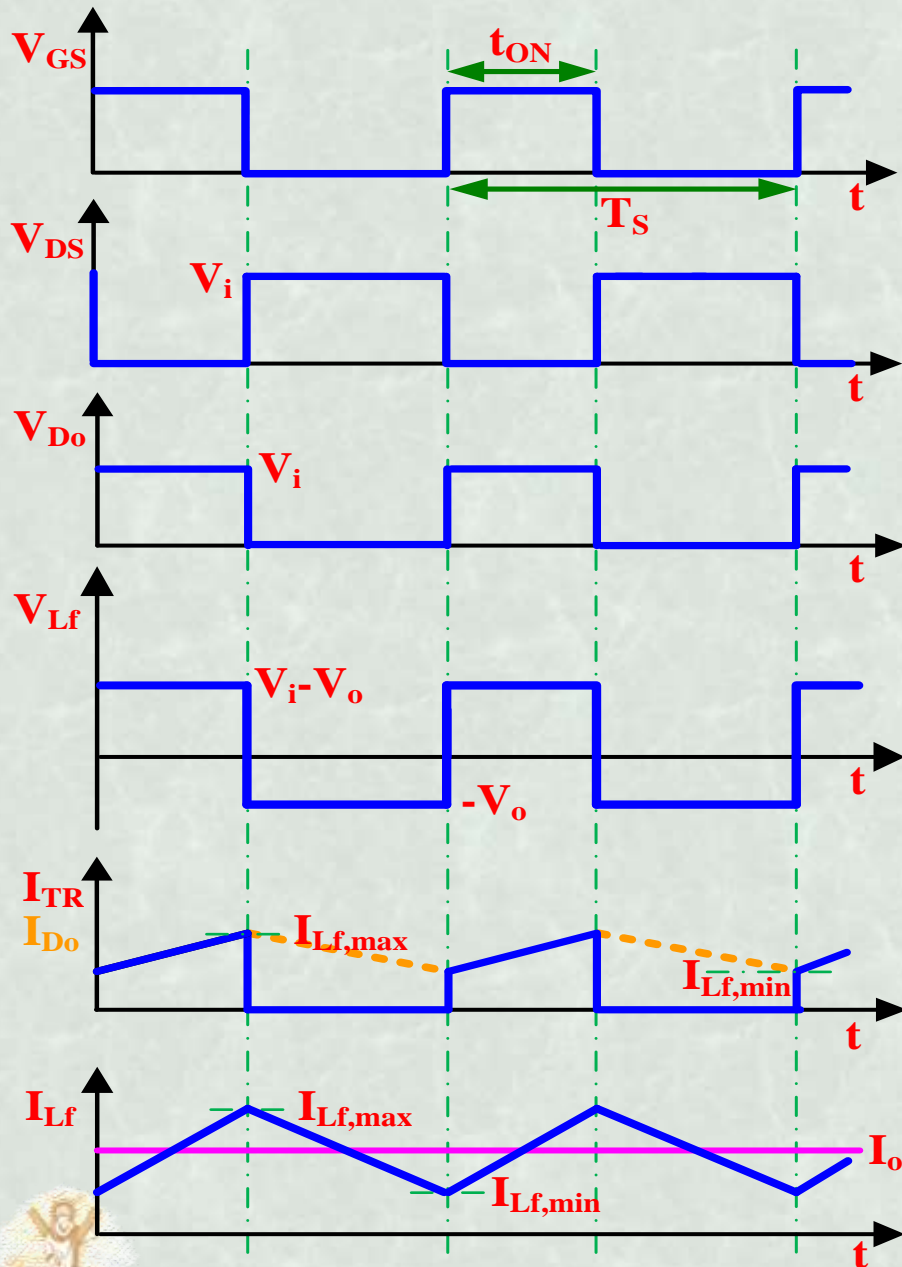
- Όταν το **τρανζίστορ άγει**, η ενέργεια μεταφέρεται απ' ευθείας από την είσοδο στην έξοδο και συγχρόνως ένα τμήμα της αποθηκεύεται στο πηνίο εξομάλυνσης.
- Η **δίοδος ελεύθερης διέλευσης** πολώνεται ανάστροφα και δεν άγει.

- Όταν το **τρανζίστορ δεν άγει**, η επαγωγή τείνει να διατηρήσει το ρεύμα στην ίδια κατεύθυνση (ενεργώντας ως πηγή ρεύματος).
- Επομένως, η διαφορά δυναμικού στα άκρα της επαγωγής αυτής αναστρέφεται και η **δίοδος άγει**.

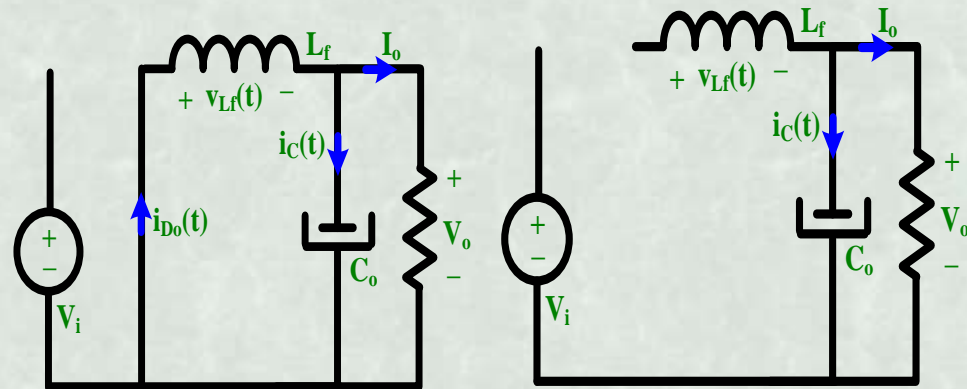
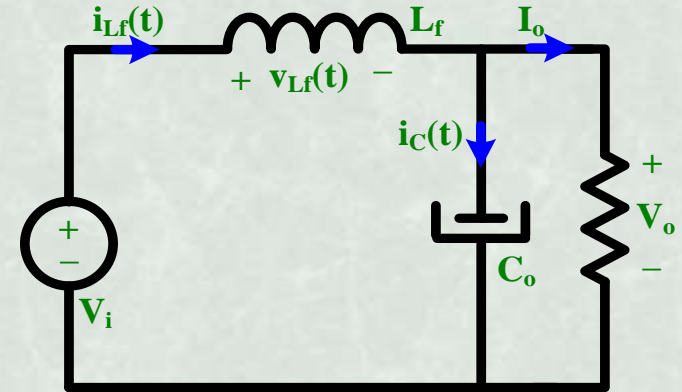
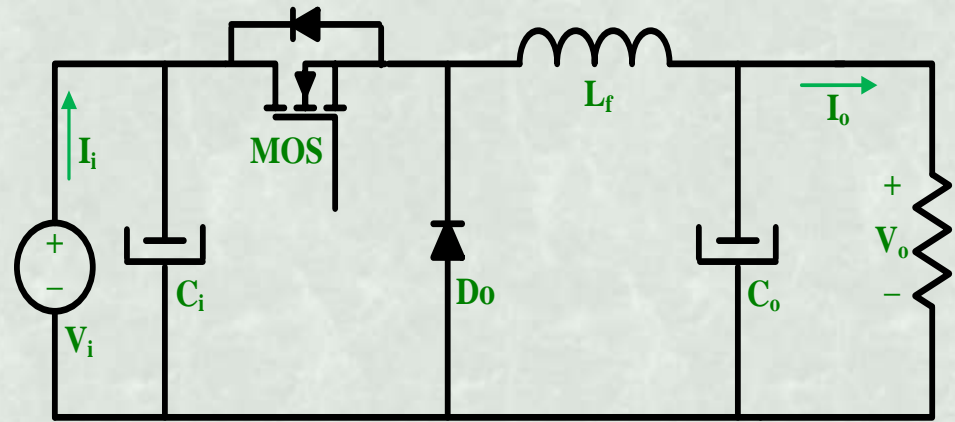
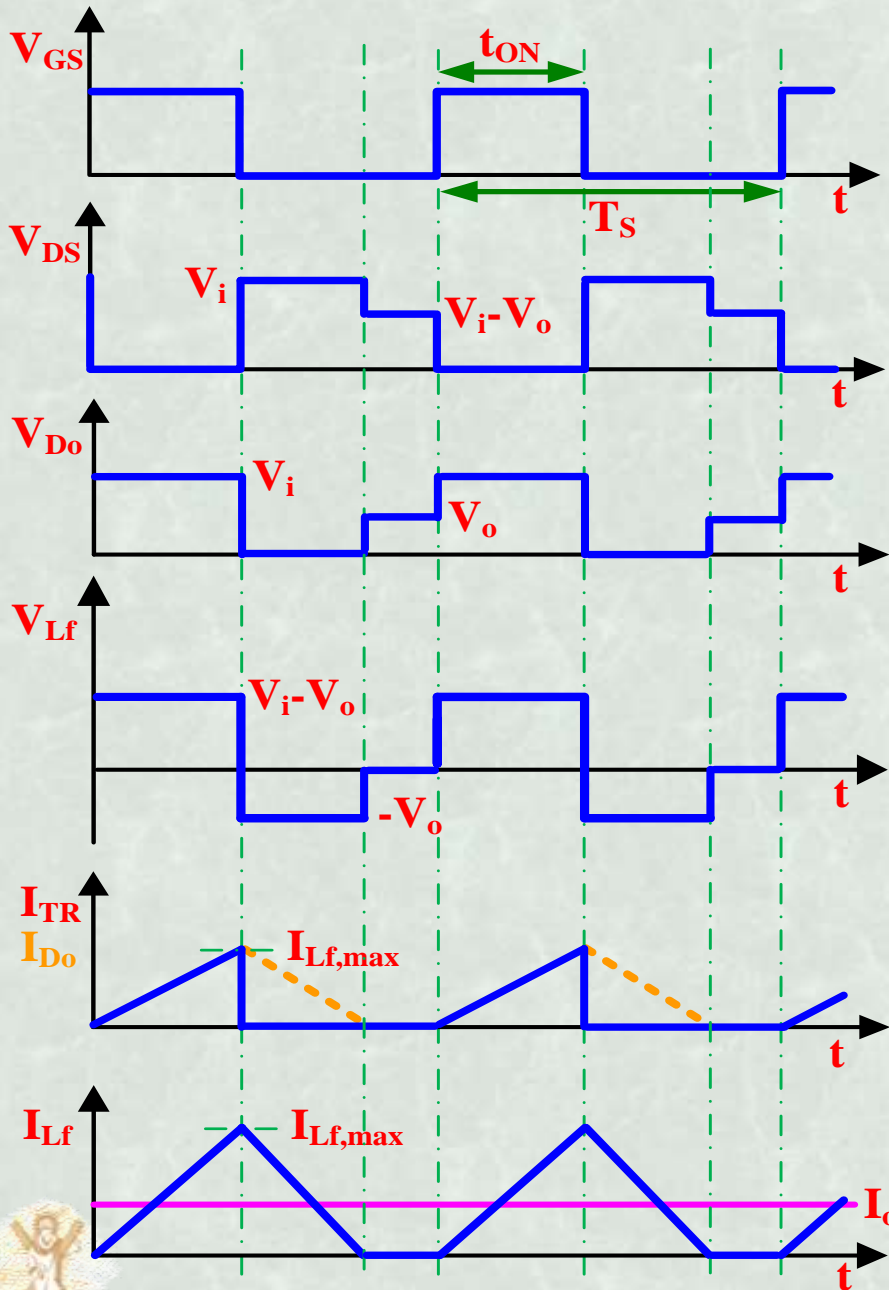
- **Τρίτο στάδιο:** ενέργεια πηνίου μηδενίζεται, **δίοδος παύει να άγει**.



# Μετατροπέας Buck σε CCM – Κυματομορφές



# Μετατροπέας Buck σε DCM – Κυματομορφές



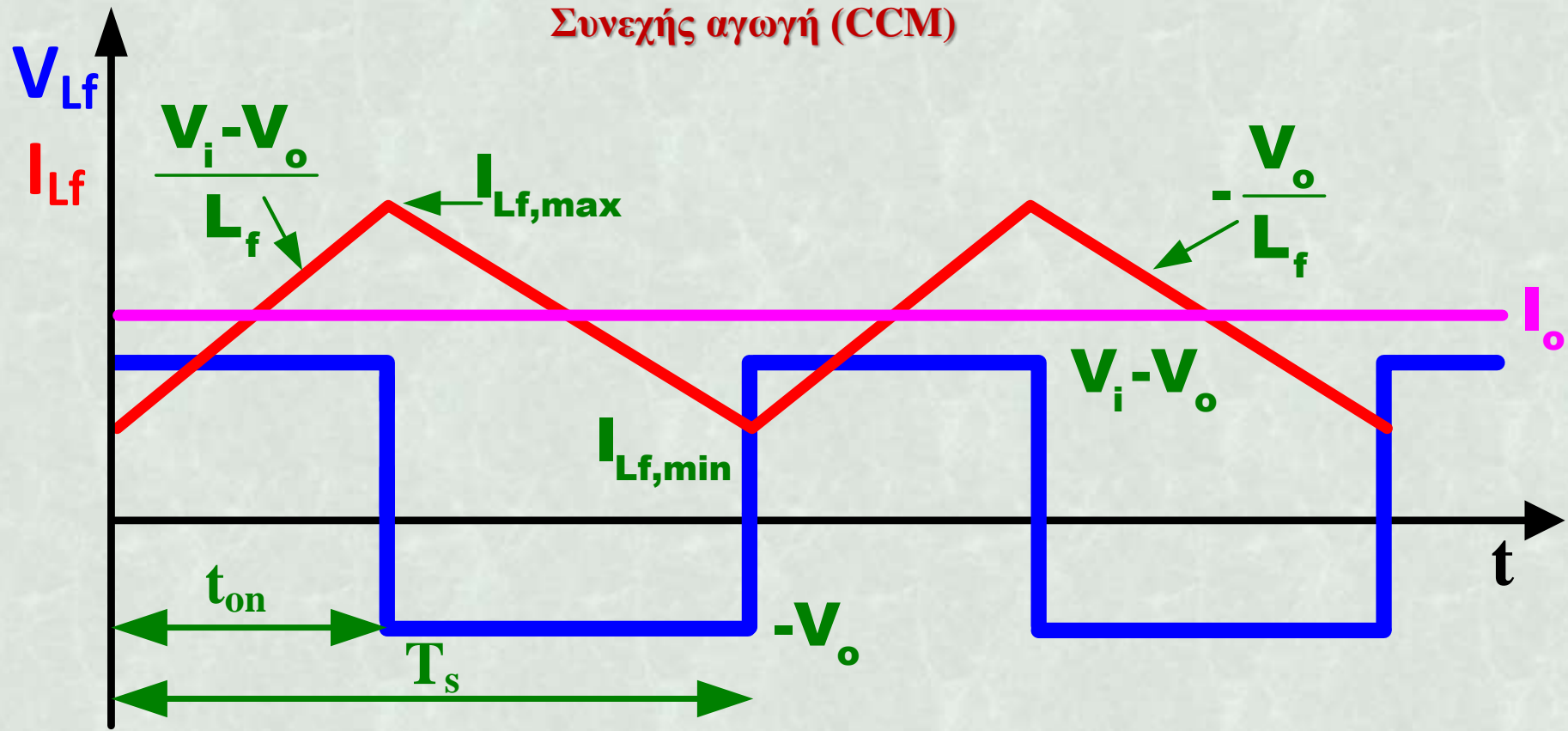
# Εξαγωγή των σχέσεων που περιγράφουν τη λειτουργία του μετατροπέα τύπου BUCK

- ❑ Βασίζεται στη λογική του ότι θεωρούμε **μόνιμη κατάσταση λειτουργίας** (σε οποιαδήποτε περιοχή λειτουργίας και αν είμαστε):
  - ↪ η μέση τιμή της τάσης στο πηνίο εξομάλυνσης  $L_f$  είναι μηδέν.
- ❑ Τι θα σήμαινε ότι η μέση τιμή της τάσης στο πηνίο είναι διαφορετική του μηδενός;
  - Θετική;
  - Αρνητική;
- ❑ Τι σημαίνει, γεωμετρικά, “μέση τιμή”;
- ❑ Εξαγωγή σχέσεων που εκφράζουν τη χαρακτηριστική εξόδου του μετατροπέα μέσω των εμβαδών (**Volt·sec equation**)



# Βασικότερες εξισώσεις λειτουργίας του Buck

Συνεχής αγωγή (CCM)



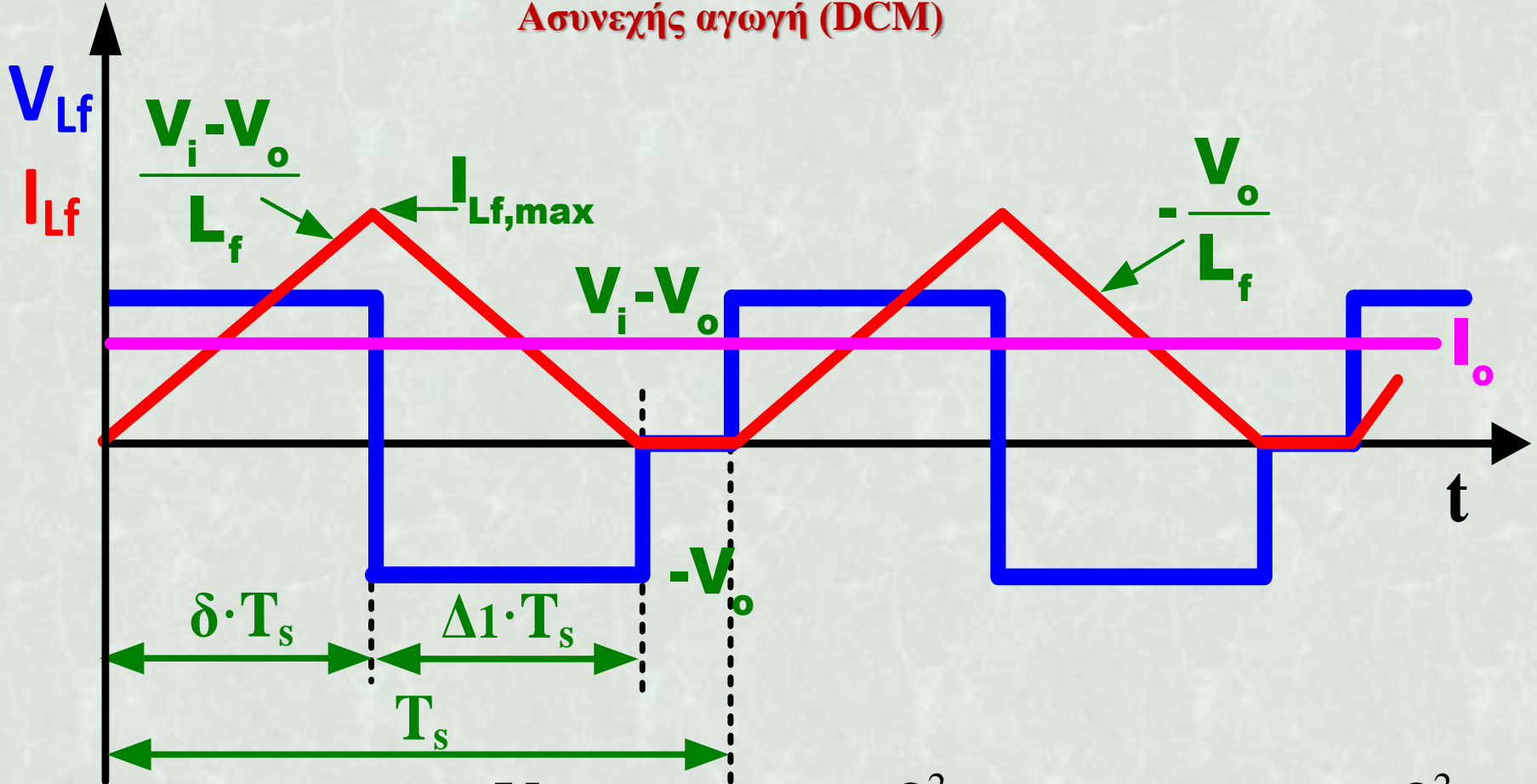
$$V_{Ni} = \frac{V_o}{V_i} = \delta, \quad I_o = \frac{(I_{Lf,max} + I_{Lf,min})}{2}, \quad I_i = \frac{(I_{Lf,max} + I_{Lf,min})}{2} \cdot \delta$$

$$I_{Lf,max} - I_{Lf,min} = \frac{V_i - V_o}{L_f} \cdot \delta \cdot T_s = \frac{V_i}{L_f} \cdot \delta \cdot (1 - \delta) \cdot T_s = \frac{V_o}{L_f} \cdot (1 - \delta) \cdot T_s$$



# Βασικότερες εξισώσεις λειτουργίας του Buck

Ασυνεχής αγωγή (DCM)



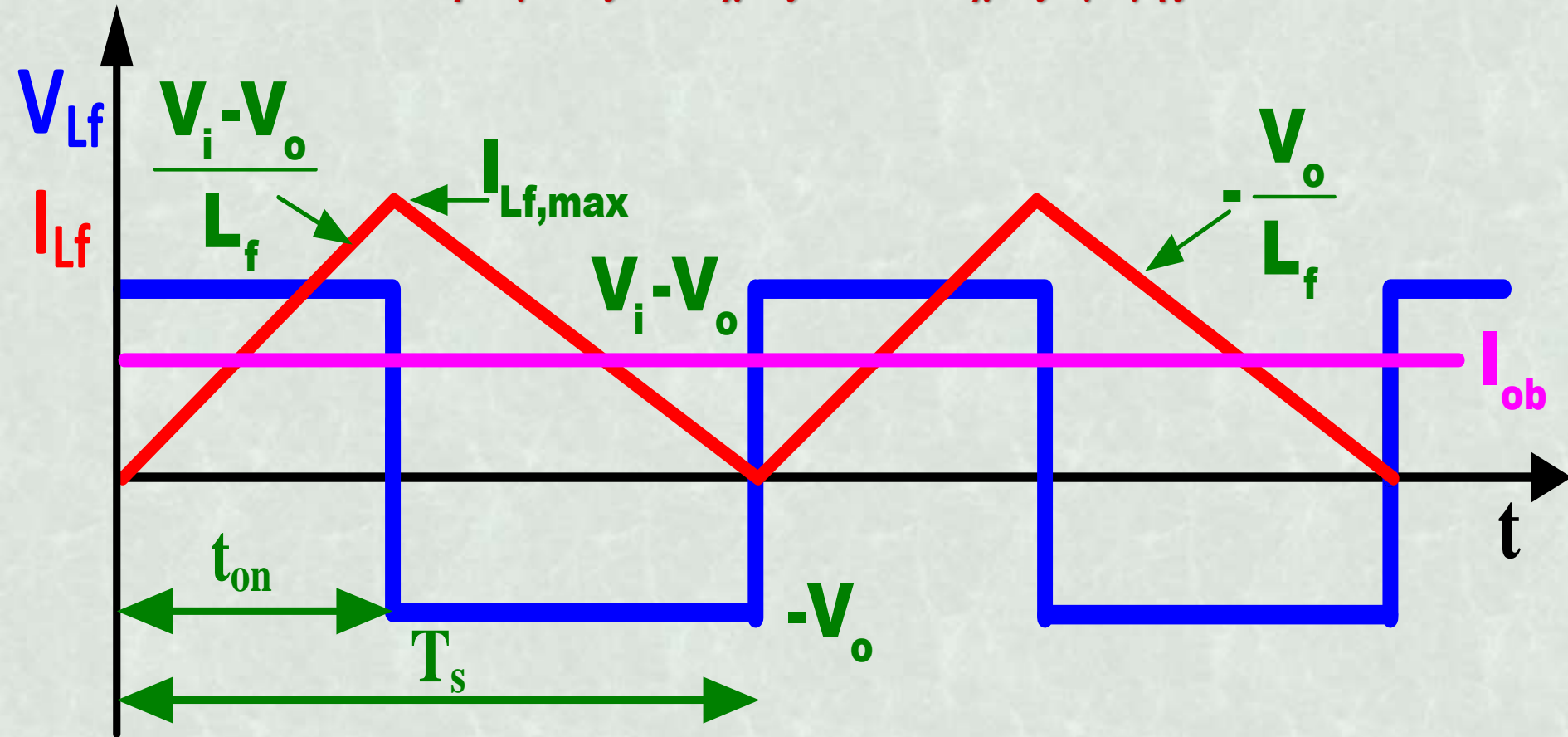
$$V_{Ni} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\delta^2}{\delta^2 + 2 \cdot \left( \frac{I_o}{\left[ \frac{(V_i \cdot T_s)}{L_f} \right]} \right)} = \frac{\delta^2}{\delta^2 + 2 \cdot I_{No,i}}$$





# Βασικότερες εξισώσεις λειτουργίας του Buck

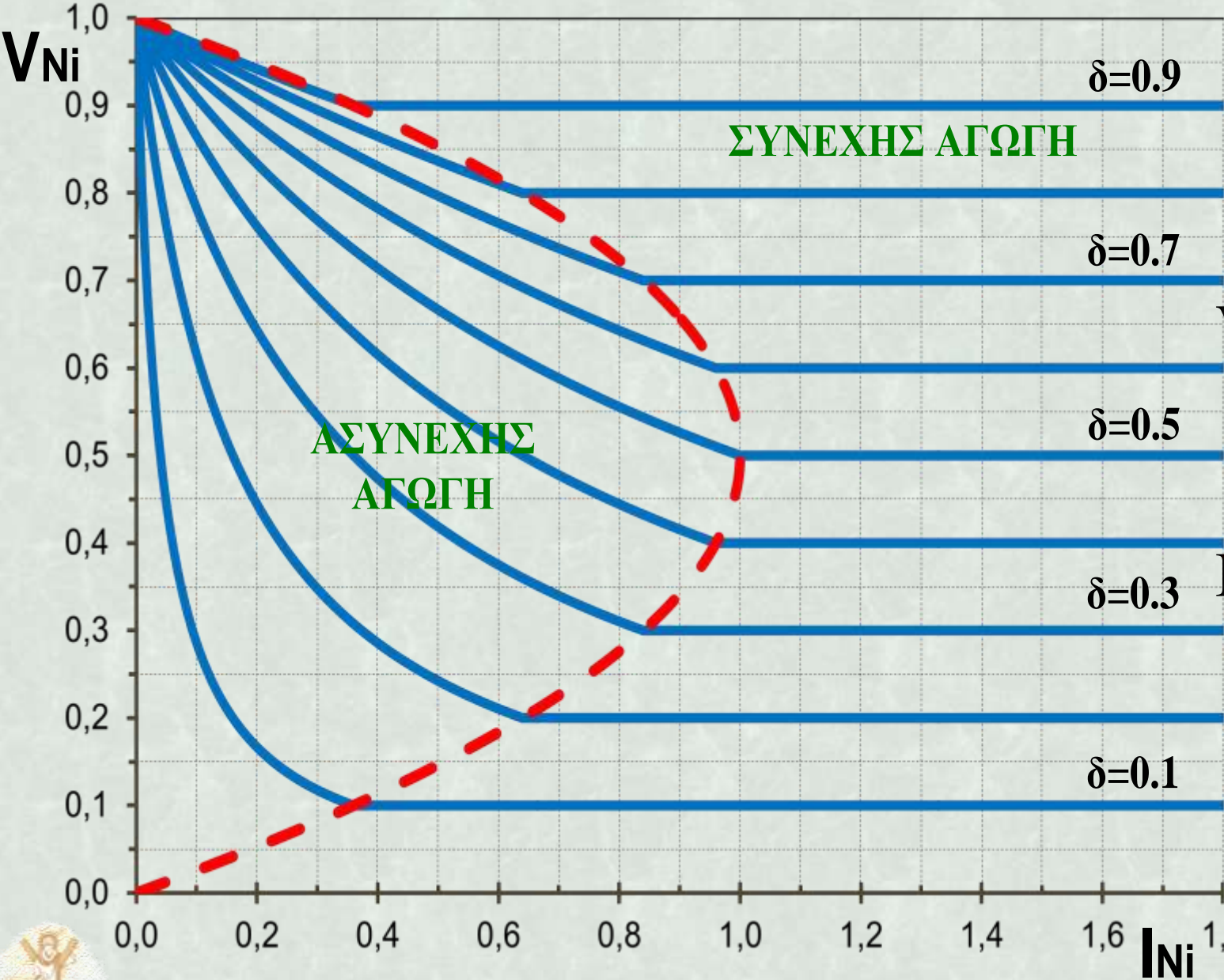
Όριο μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής



$$I_{o,b} = I_{Lf,b} = \frac{V_i - V_o}{L_f} \cdot \frac{\delta \cdot T_s}{2} = \frac{V_i \cdot T_s}{L_f} \cdot \frac{\delta \cdot (1 - \delta)}{2} = \frac{V_o \cdot T_s}{L_f} \cdot \frac{(1 - \delta)}{2}$$



# Χαρακτηριστικές εξόδου του Buck (Vi σταθερή)

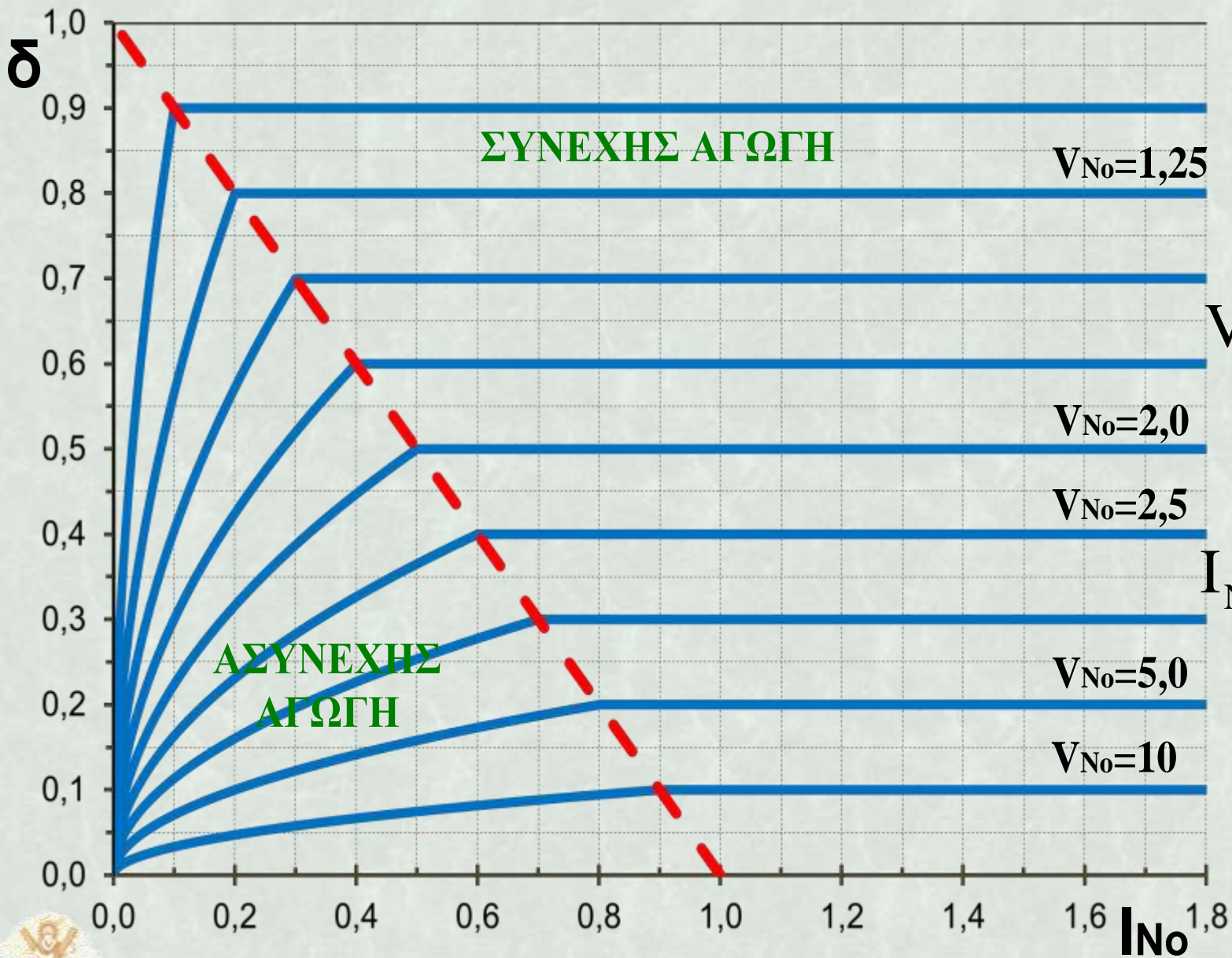


$$V_{Ni} = \frac{V_o}{V_i}$$

$$I_{Ni} = \frac{I_o}{\frac{V_i \cdot T_s}{8 \cdot L_f}}$$



# Χαρακτηριστικές εξόδου του Buck (Vo σταθερή)

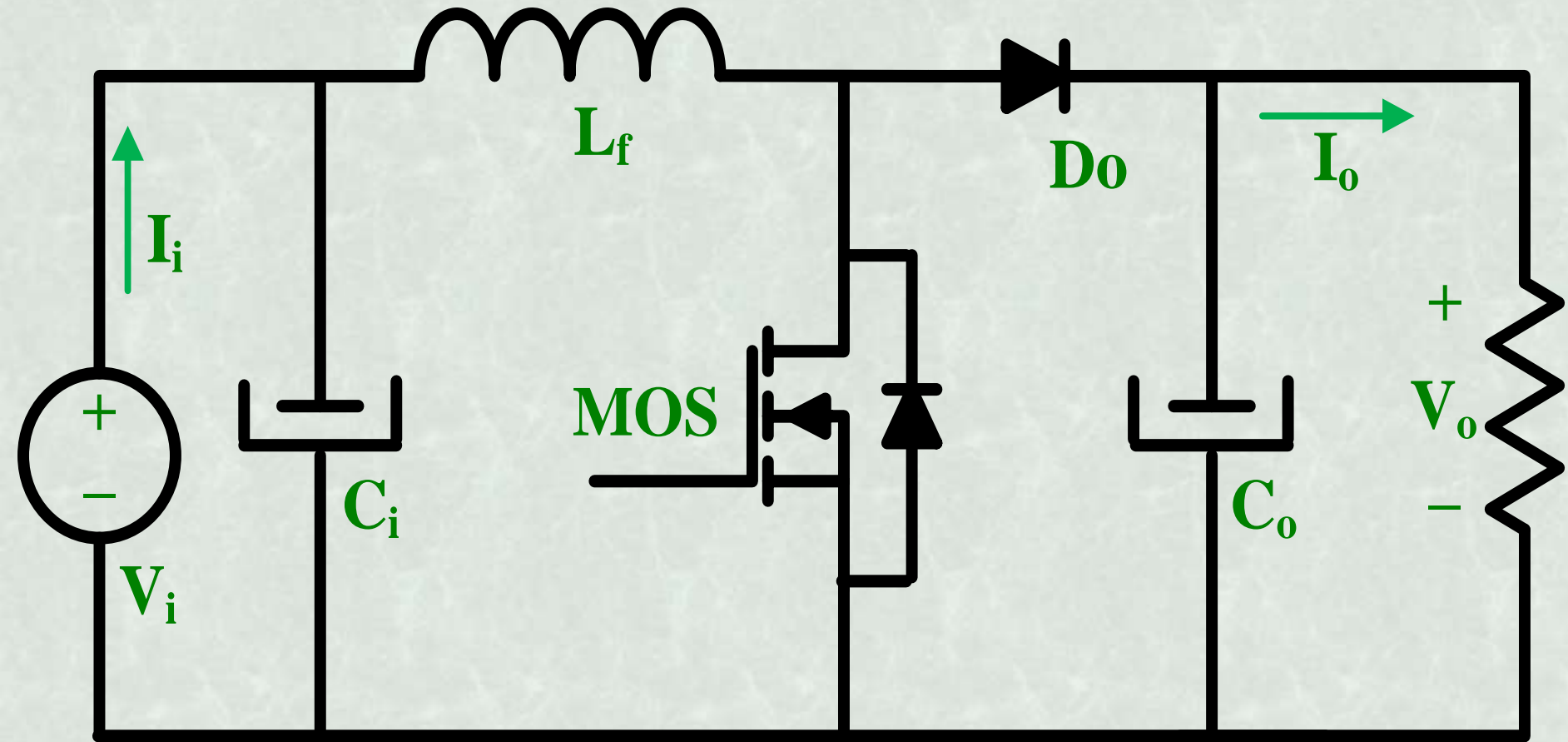


$$V_{No} = \frac{V_i}{V_o}$$

$$I_{No} = \frac{I_o}{\frac{V_o \cdot T_s}{2 \cdot L_f}}$$



# Μετατροπέας Σ.Τ-Σ.Τ ανύψωσης τάσης (Boost Converter)

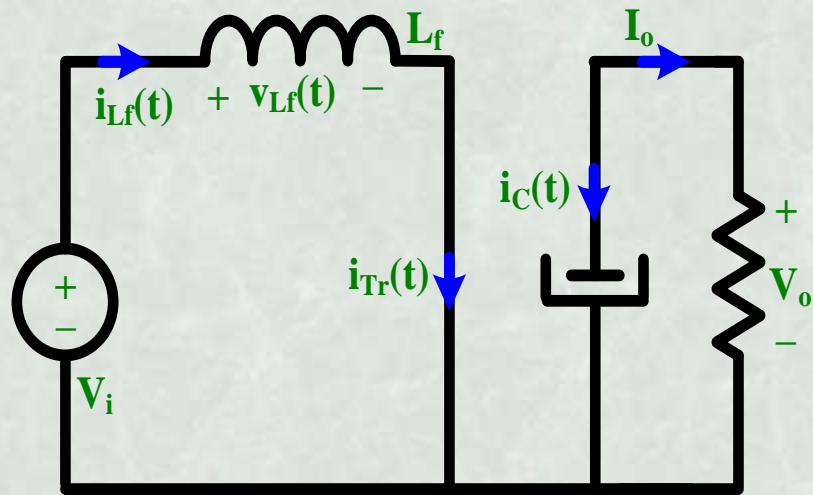


Κυκλωματικό διάγραμμα



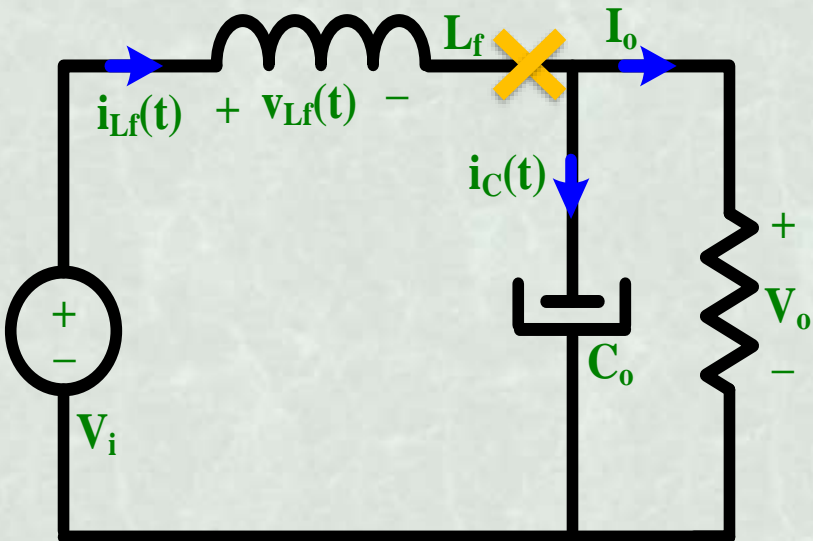


# Μετατροπέας Boost – Ανάλυση Λειτουργίας



Διακόπτης σε αγωγή

- Όταν το **τρανζίστορ άγει**, ενέργεια αποθηκεύεται στο πηνίο εξομάλυνσης  $L_f$ .
- Η **δίοδος ελεύθερης διέλευσης** πολώνεται ανάστροφα και δεν άγει, απομονώνοντας τη βαθμίδα εξόδου (τροφοδοσία φορτίου από πυκνωτή).

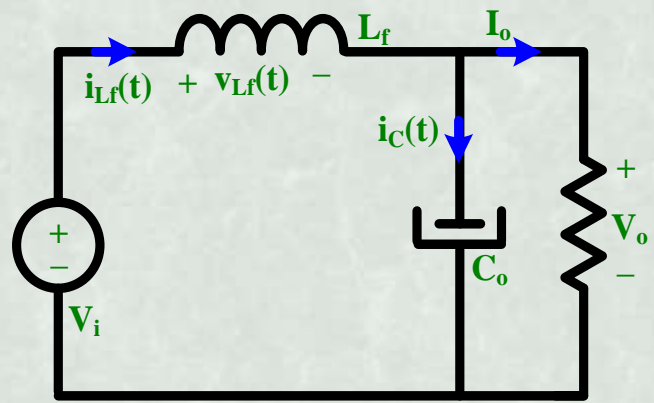
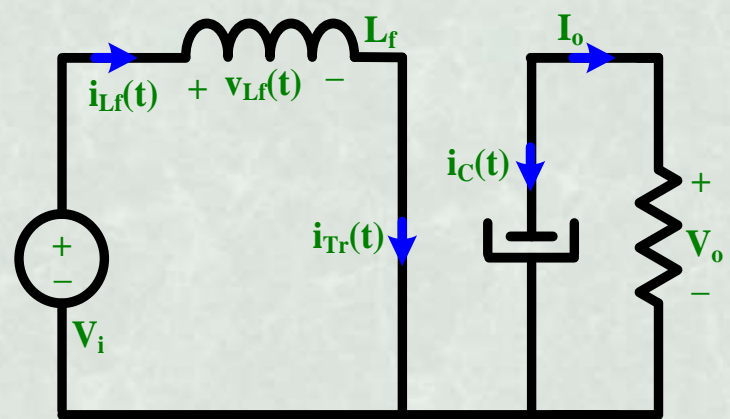
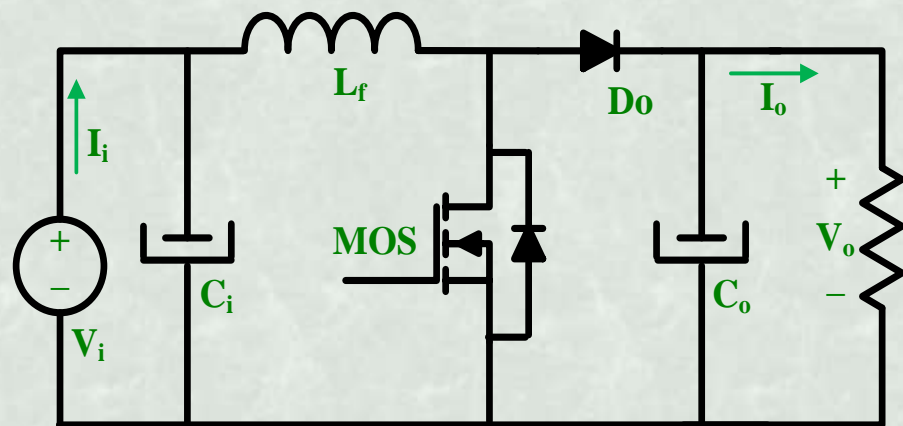
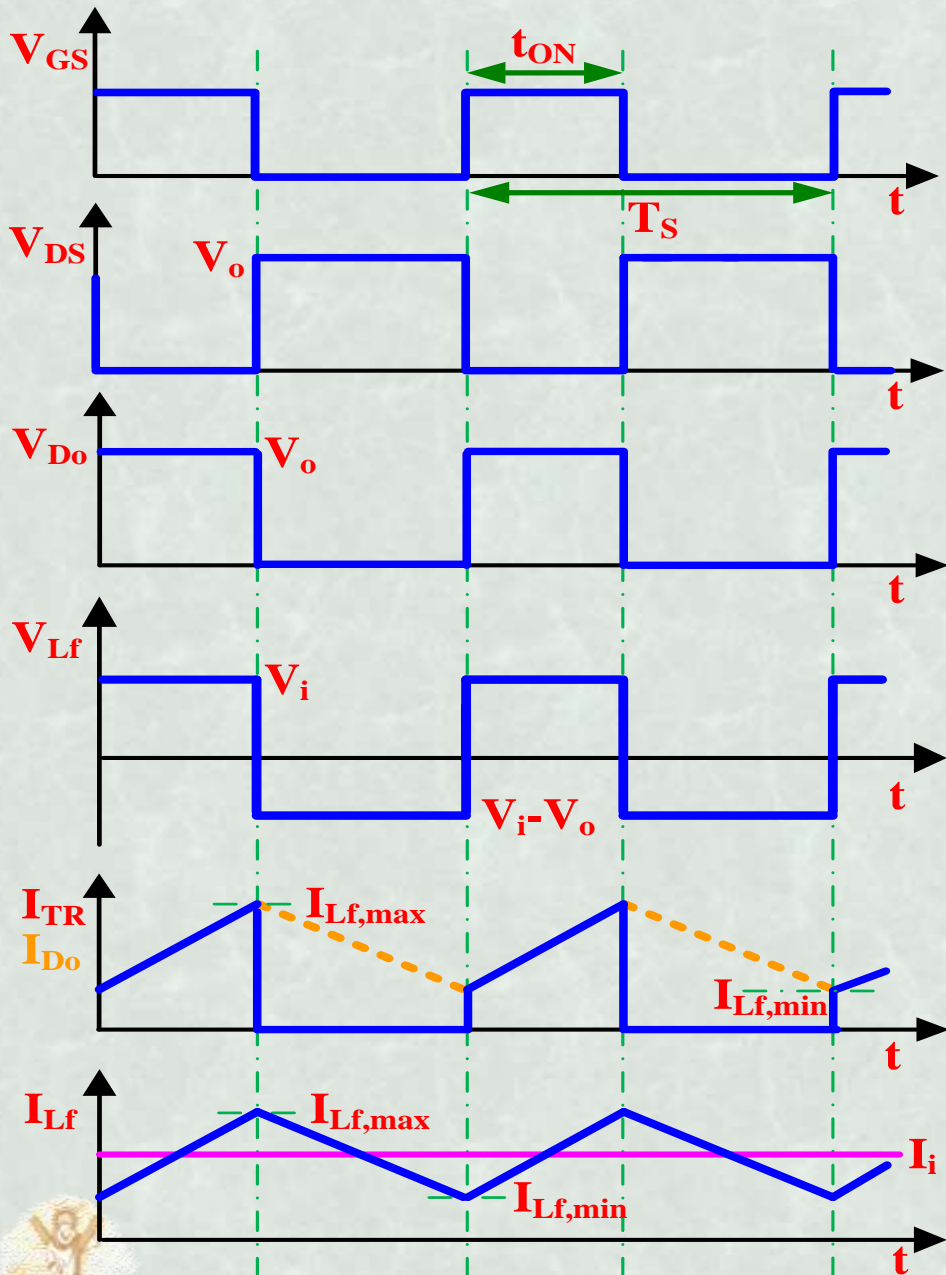


Διακόπτης σε αποκοπή

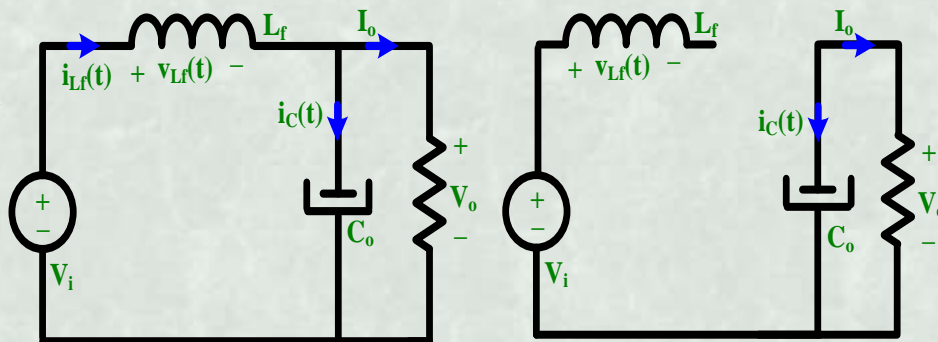
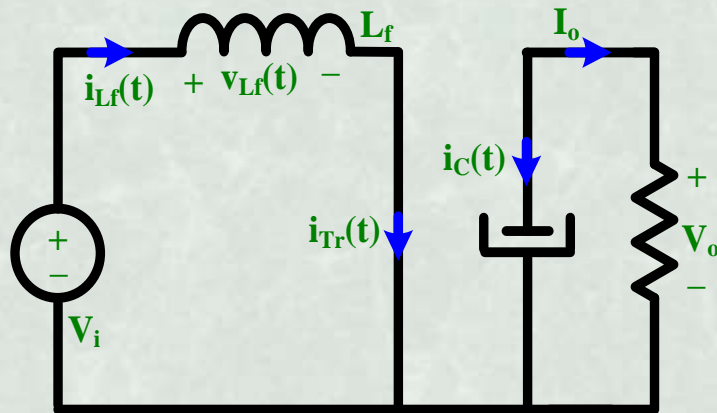
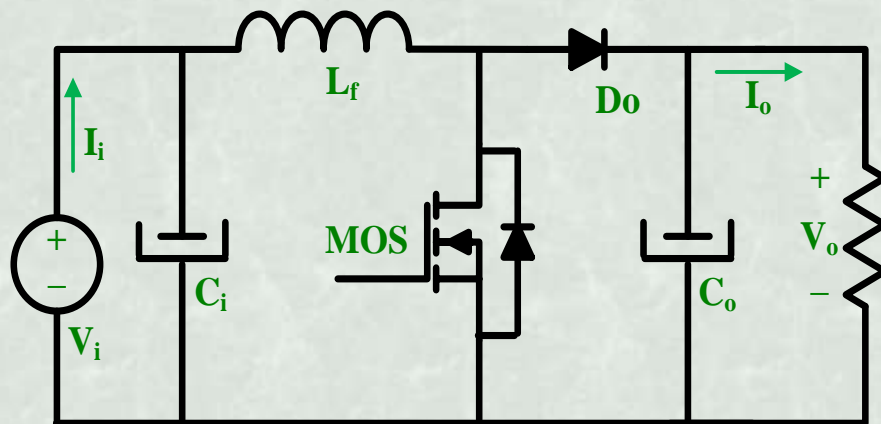
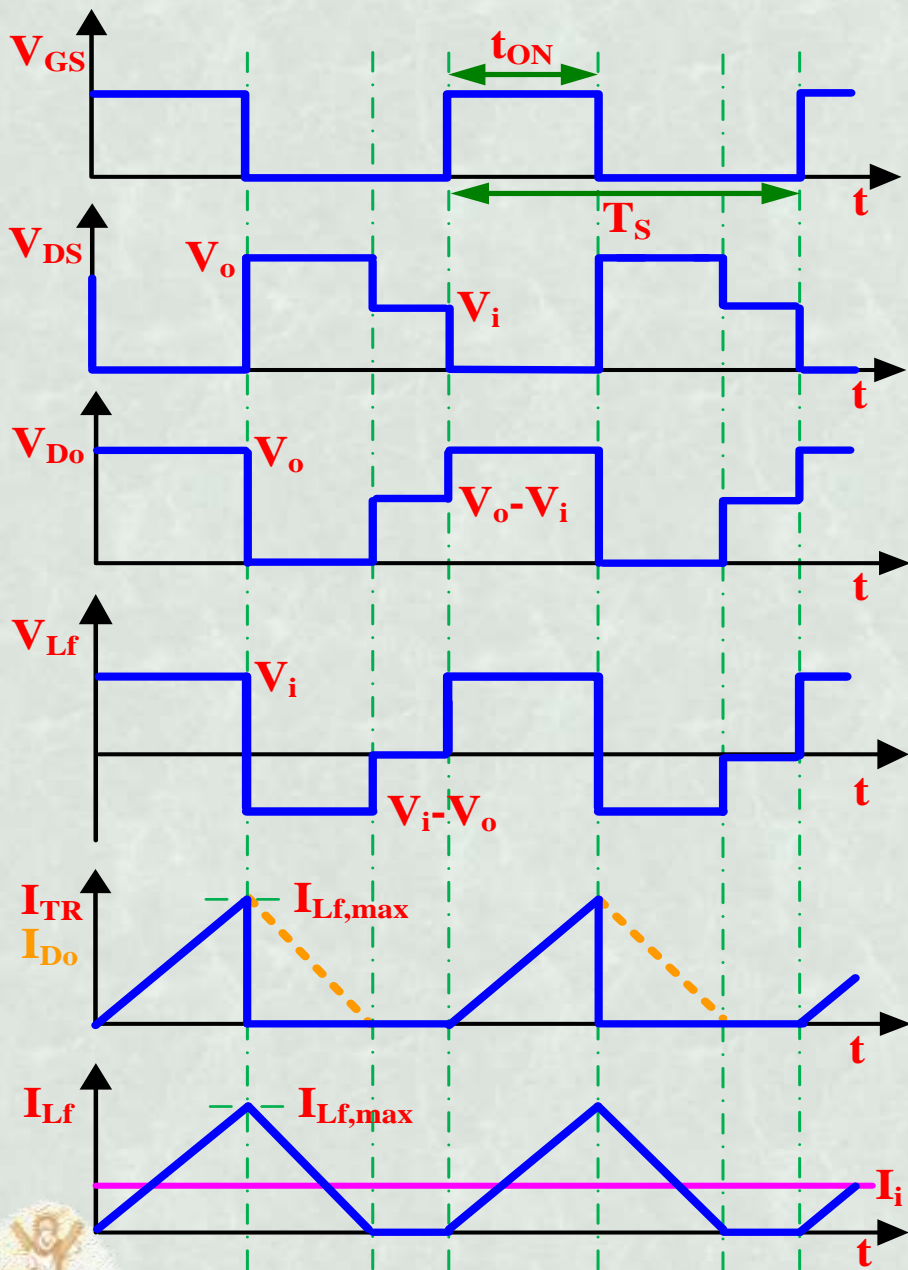
- Όταν το **τρανζίστορ δεν άγει**, το πηνίο  $L_f$  δρα ως πηγή ρεύματος και η βαθμίδα εξόδου απορροφά ενέργεια από την επαγωγή  $L_f$  και από την είσοδο.
- Η **διαφορά δυναμικού** στα άκρα της επαγωγής  $L_f$  αναστρέφεται και η **δίοδος τίθεται σε αγωγή**.
- **Τρίτο στάδιο:** ενέργεια πηνίου μηδενίζεται, **δίοδος παύει να άγει**.



# Μετατροπέας Boost σε CCM – Κυματομορφές

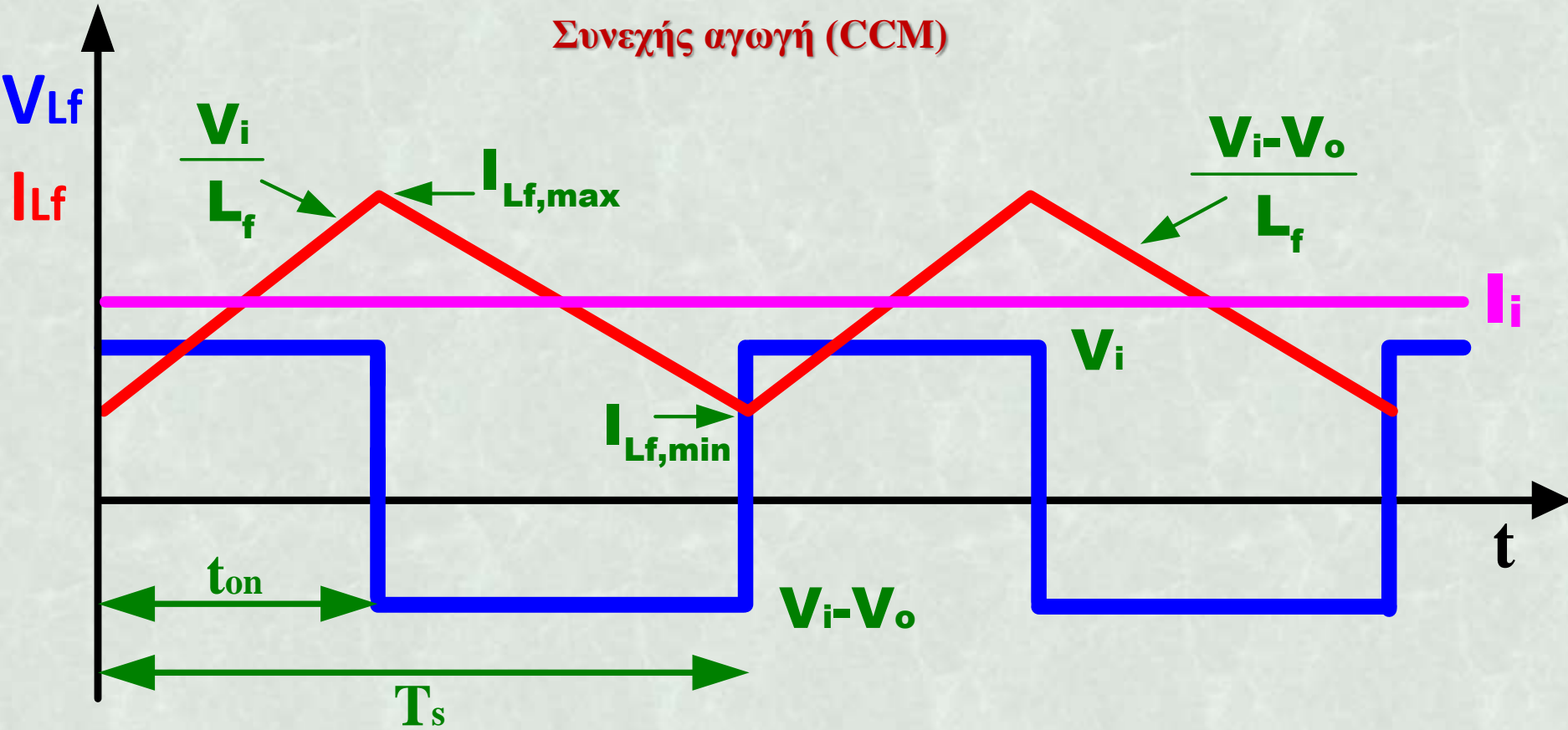


# Μετατροπέας Boost σε DCM – Κυματομορφές



# Βασικότερες εξισώσεις λειτουργίας του Boost

Συνεχής αγωγή (CCM)



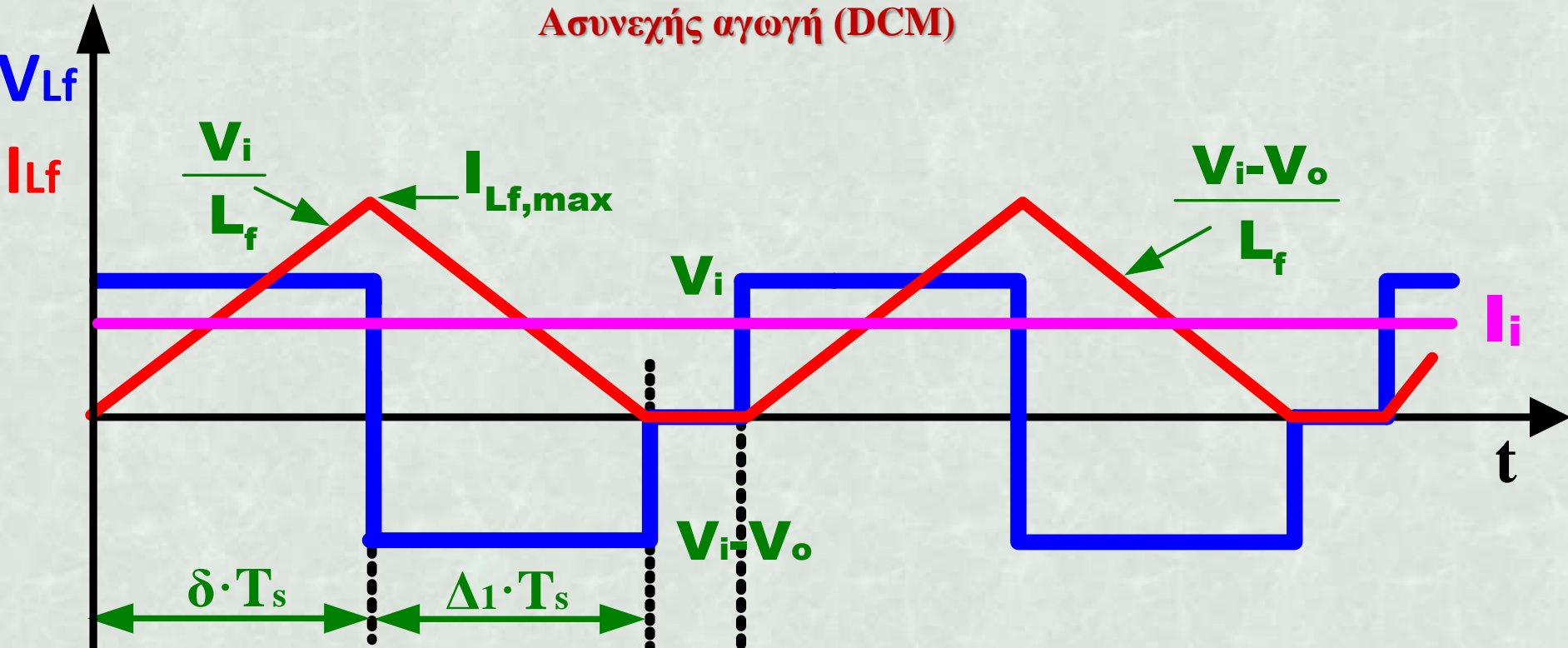
$$V_{Ni} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-\delta}, \quad I_o = \frac{(I_{Lf,max} + I_{Lf,min})}{2} \cdot (1-\delta), \quad I_i = \frac{(I_{Lf,max} + I_{Lf,min})}{2}$$

$$I_{Lf,max} - I_{Lf,min} = \frac{V_i}{L_f} \cdot \delta \cdot T_s = \frac{V_o - V_i}{L_f} \cdot (1-\delta) \cdot T_s = \frac{V_o}{L_f} \cdot \delta \cdot (1-\delta) \cdot T_s$$



# Βασικότερες εξισώσεις λειτουργίας του Boost

## Ασυνεχής αγωγή (DCM)



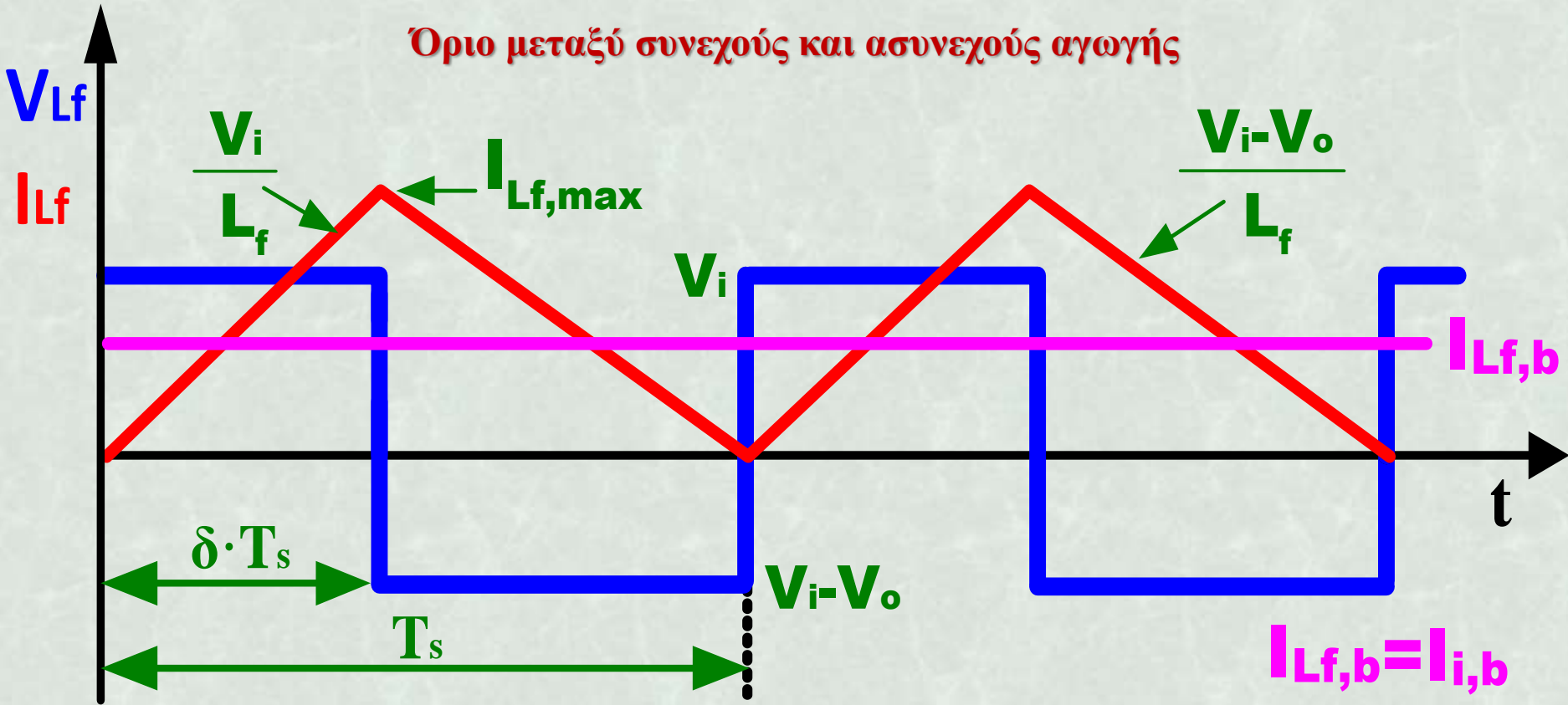
**ΠΡΟΣΟΧΗ**

ρεύμα εξόδου = μέση τιμή  
ρεύματος διόδου

$$V_{Ni} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2 \cdot \left( \frac{I_o}{\left[ \frac{(V_i \cdot T_s)}{L_f} \right]} \right) + \delta^2}{2 \cdot \left( \frac{I_o}{\left[ \frac{(V_i \cdot T_s)}{L_f} \right]} \right)} = \frac{\delta^2 + 2 \cdot I_{No,i}}{2 \cdot I_{No,i}}$$



# Βασικότερες εξισώσεις λειτουργίας του Boost



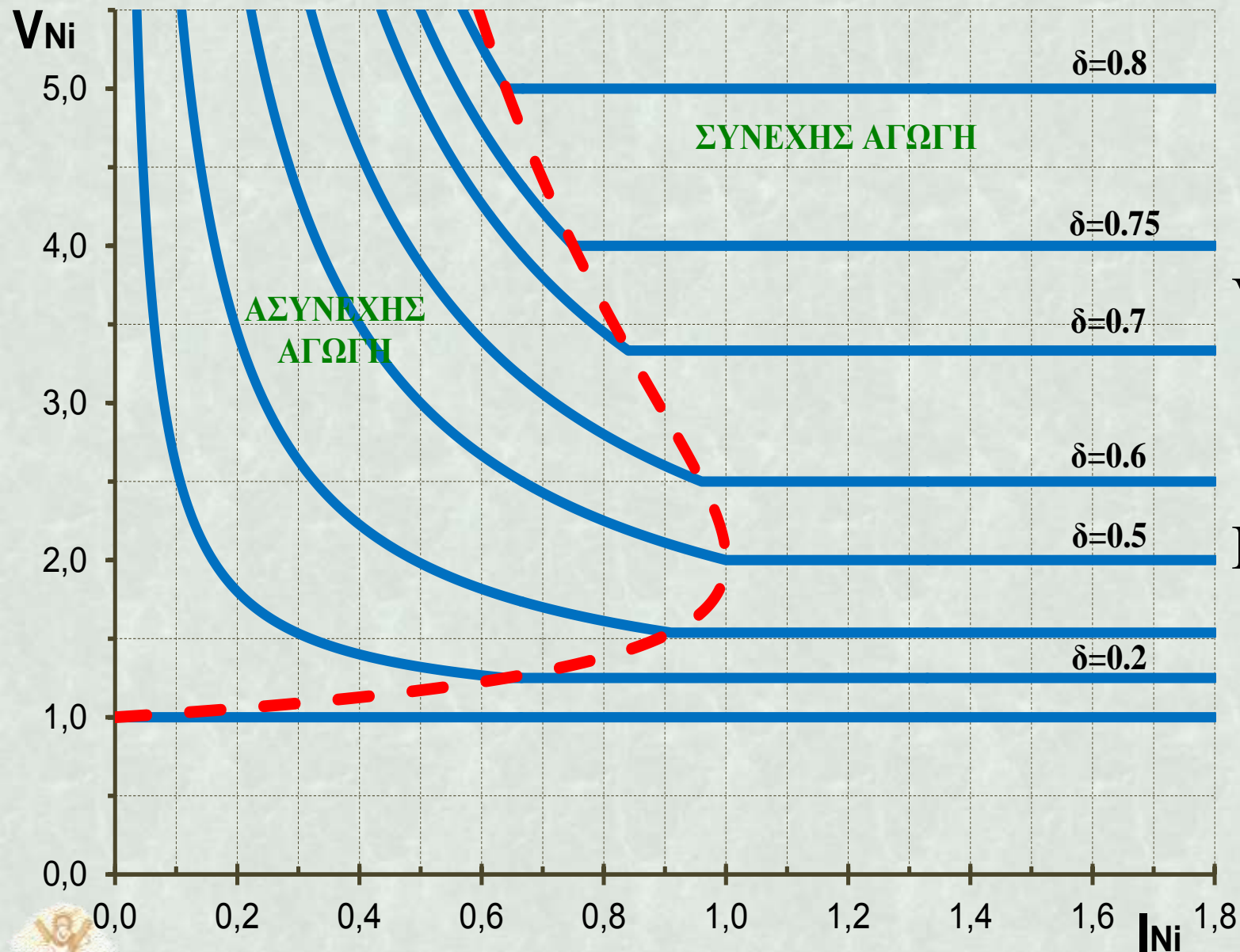
$$I_{Lf,b} = \frac{(V_o - V_i) \cdot (1 - \delta) \cdot T_s}{L_f} = \frac{V_i \cdot T_s}{L_f} \cdot \frac{\delta}{2} = \frac{V_o \cdot T_s}{L_f} \cdot \frac{\delta \cdot (1 - \delta)}{2}$$

$$I_{o,b} = \frac{(V_o - V_i) \cdot (1 - \delta)^2 \cdot T_s}{L_f} = \frac{V_i \cdot T_s}{L_f} \cdot \frac{\delta \cdot (1 - \delta)}{2} = \frac{V_o \cdot T_s}{L_f} \cdot \frac{\delta \cdot (1 - \delta)^2}{2}$$



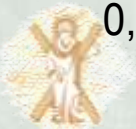


# Χαρακτηριστικές εξόδου του Boost (Vi σταθερή)

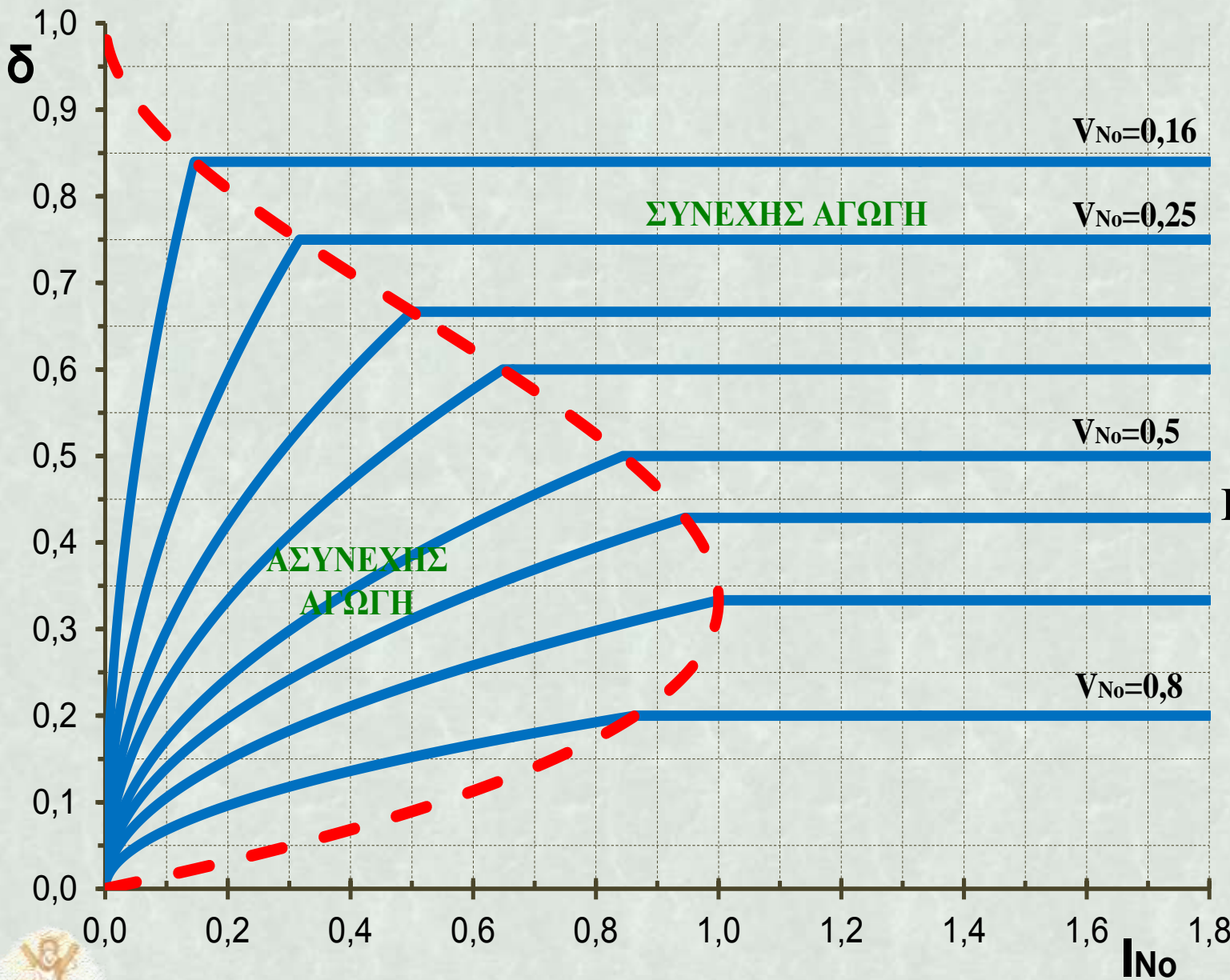


$$V_{Ni} = \frac{V_o}{V_i}$$

$$I_{Ni} = \frac{I_o}{\frac{V_i \cdot T_s}{8 \cdot L_f}}$$



# Χαρακτηριστικές εξόδου του Boost (V<sub>o</sub> σταθερή)

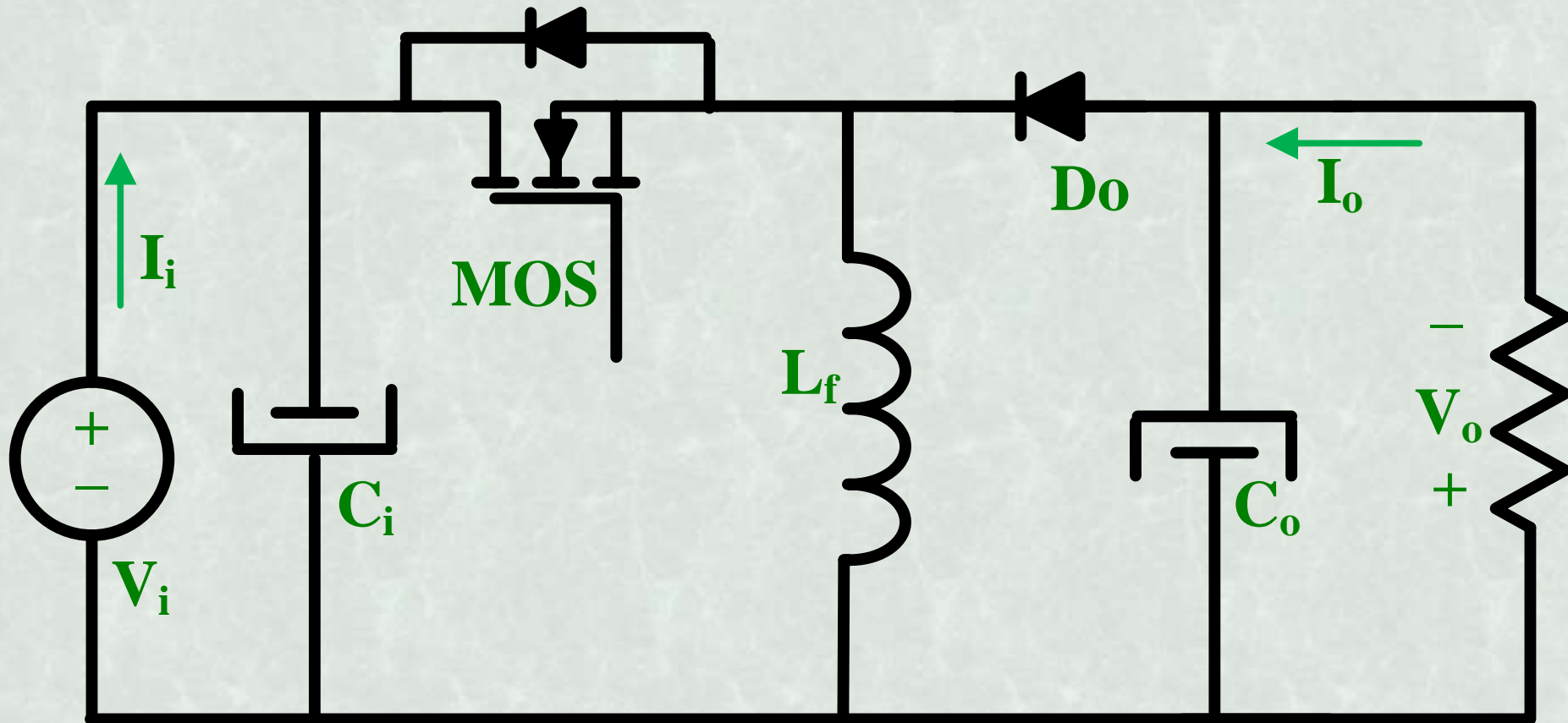


$$V_{No} = \frac{V_i}{V_o}$$

$$I_{No} = \frac{I_o}{27} \cdot \frac{V_o \cdot T_s}{L_f}$$



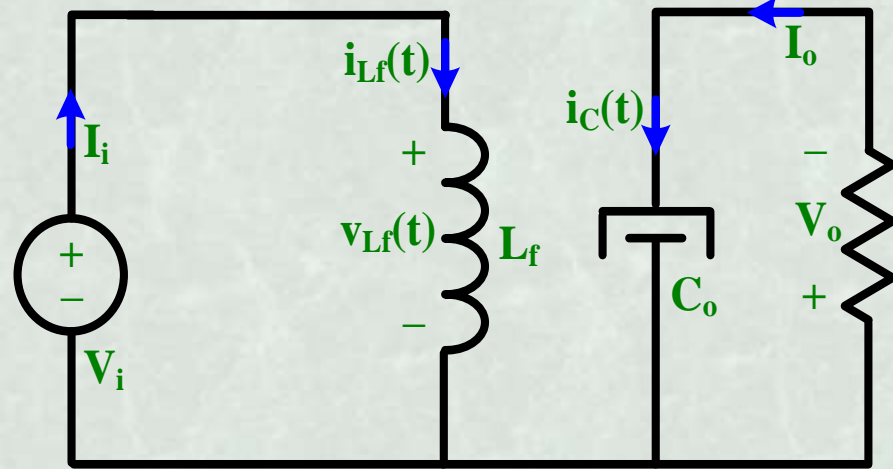
# Μετατροπέας Σ.Τ-Σ.Τ υποβιβασμού-ανύψωσης τάσης (Buck-Boost Converter)



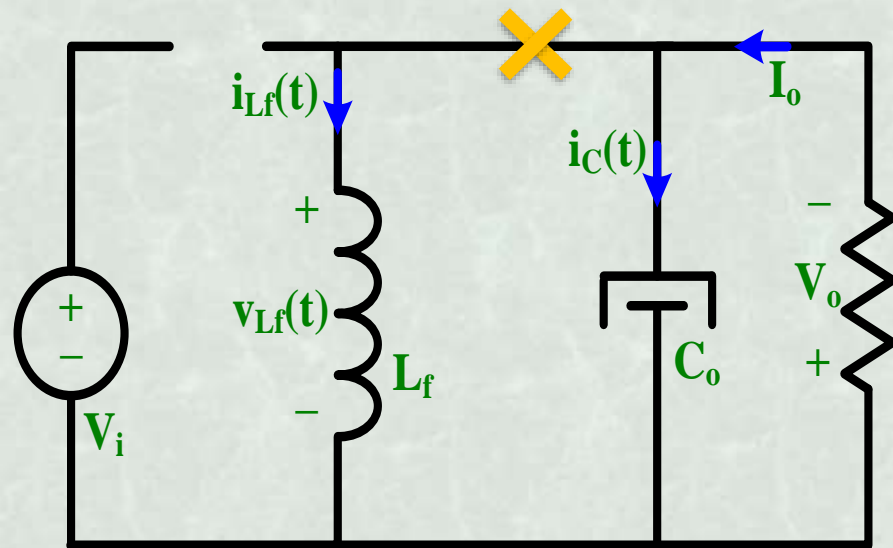
Κυκλωματικό διάγραμμα



# Μετατροπέας Buck-Boost – Ανάλυση Λειτουργίας



Διακόπτης σε αγωγή

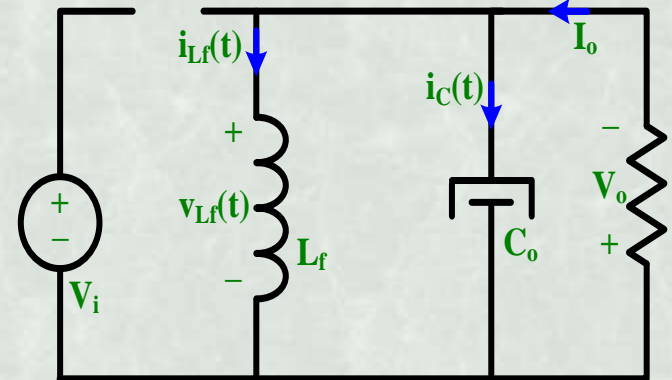
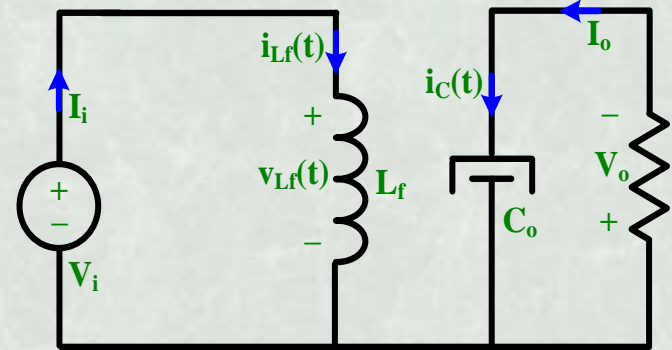
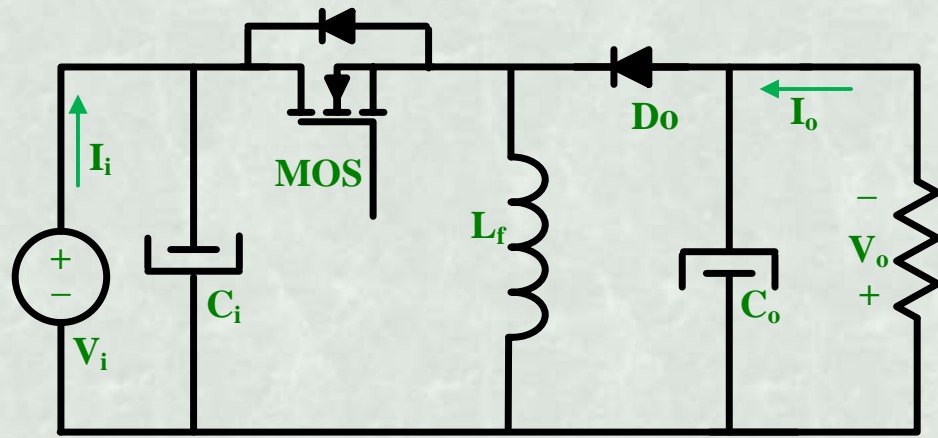
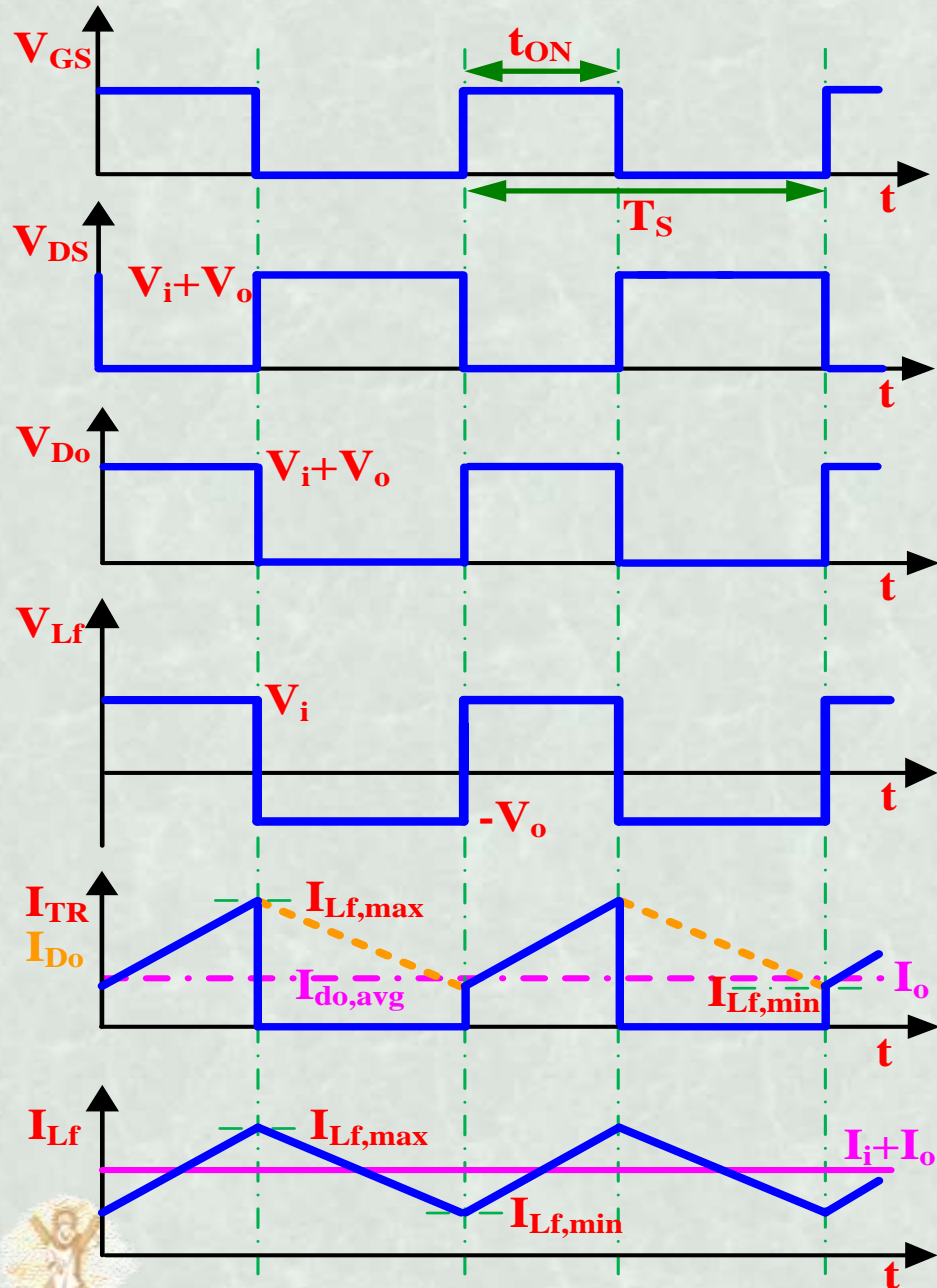


Διακόπτης σε αποκοπή

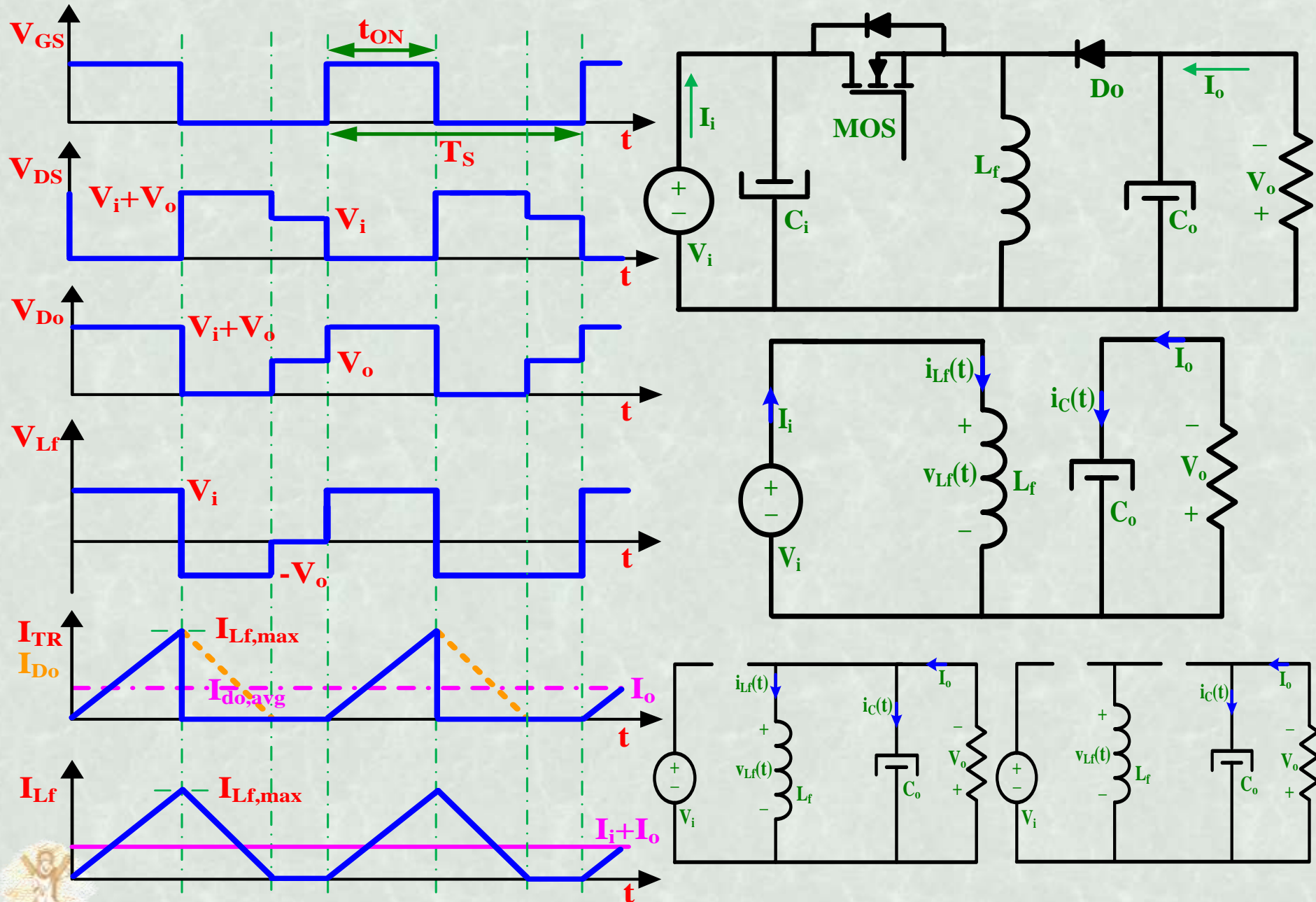
- Όταν το **τρανζίστορ άγει**, ενέργεια από την είσοδο αποθηκεύεται στο πηνίο εξομάλυνσης  $L_f$ .
- Η δίοδος ελεύθερης διέλευσης πολώνεται ανάστροφα και δεν άγει, απομονώνοντας τη βαθμίδα εξόδου (τροφοδοσία φορτίου από πυκνωτή).
- Όταν το **τρανζίστορ δεν άγει**, το πηνίο  $L_f$  δρα ως πηγή ρεύματος και η ενέργειά του μεταφέρεται στην έξοδο. Δεν παρέχεται ενέργεια από την είσοδο.
- Η διαφορά δυναμικού στα άκρα της επαγωγής  $L_f$  αναστρέφεται και η δίοδος τίθεται σε αγωγή.
- **Τρίτο στάδιο:** η ενέργεια του πηνίου μηδενίζεται, η δίοδος δεν άγει.



# Μετατροπέας Buck-Boost σε CCM – Κυματομορφές

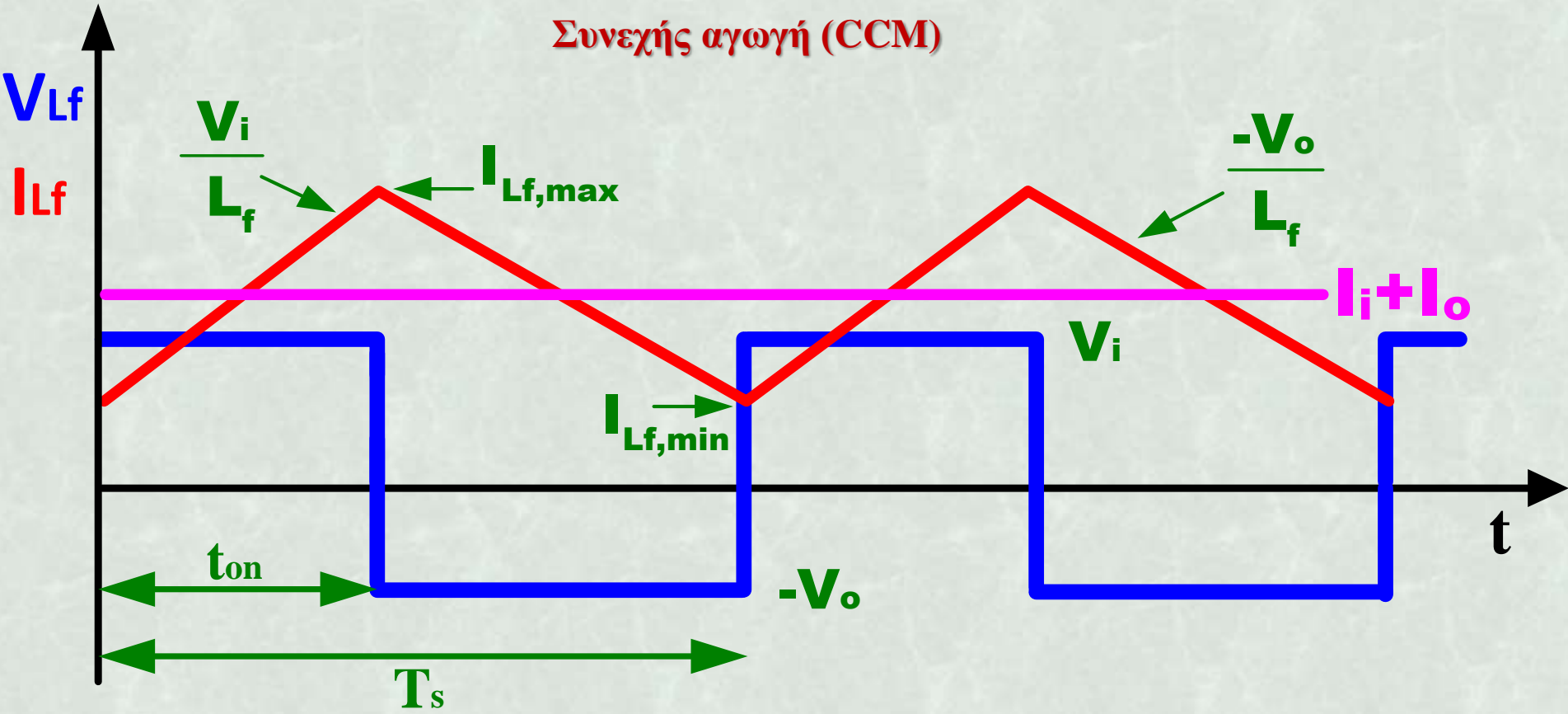


# Μετατροπέας Buck-Boost σε DCM – Κυματομορφές



# Βασικότερες εξισώσεις λειτουργίας του Buck-Boost

Συνεχής αγωγή (CCM)



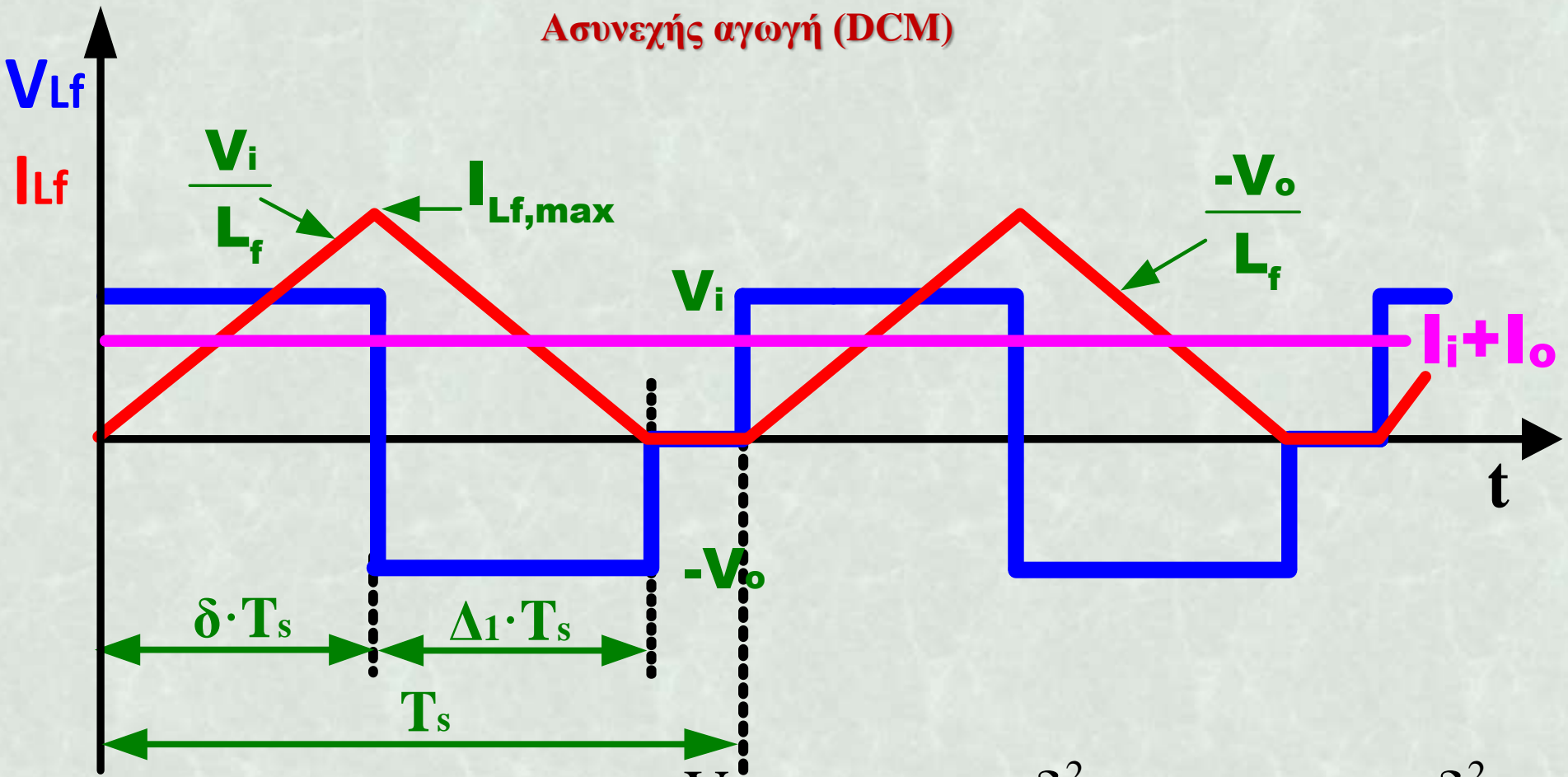
$$V_{Ni} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\delta}{1-\delta}, \quad I_o = \frac{(I_{Lf,max} + I_{Lf,min})}{2} \cdot (1-\delta), \quad I_i = \frac{(I_{Lf,max} + I_{Lf,min})}{2} \cdot \delta$$

$$I_{Lf,max} - I_{Lf,min} = \frac{V_i}{L_f} \cdot \delta \cdot T_s = \frac{V_o}{L_f} \cdot (1-\delta) \cdot T_s, \quad I_{Lf} = \frac{(I_{Lf,max} + I_{Lf,min})}{2} = I_i + I_o$$



# Βασικότερες εξισώσεις λειτουργίας του Buck-Boost

Ασυνεχής αγωγή (DCM)



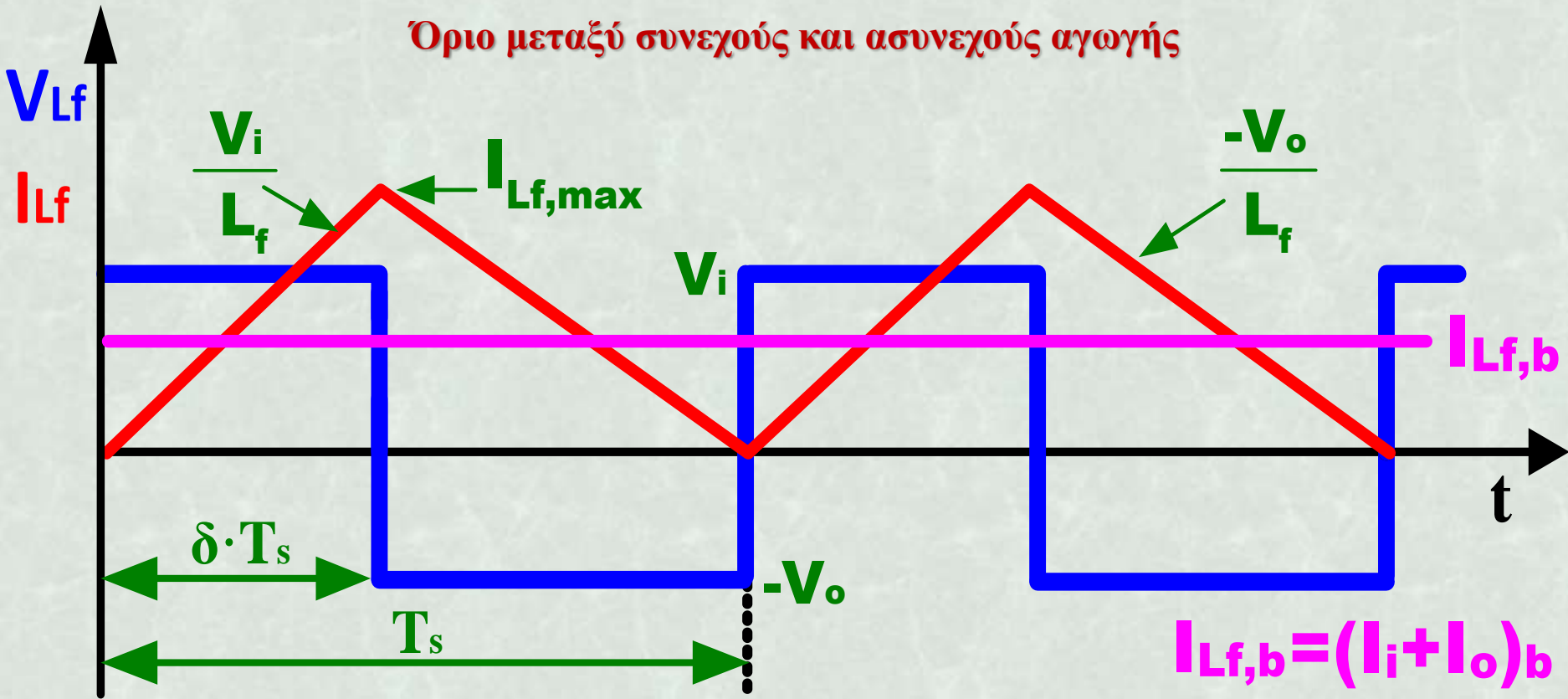
**ΠΡΟΣΟΧΗ**

ρεύμα εξόδου = μέση τιμή  
ρεύματος διόδου

$$V_{Ni} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\delta^2}{2 \cdot \left( \frac{I_o}{[(V_i \cdot T_s) / L_f]} \right)} = \frac{\delta^2}{2 \cdot I_{No,i}}$$



# Βασικότερες εξισώσεις λειτουργίας του Buck-Boost



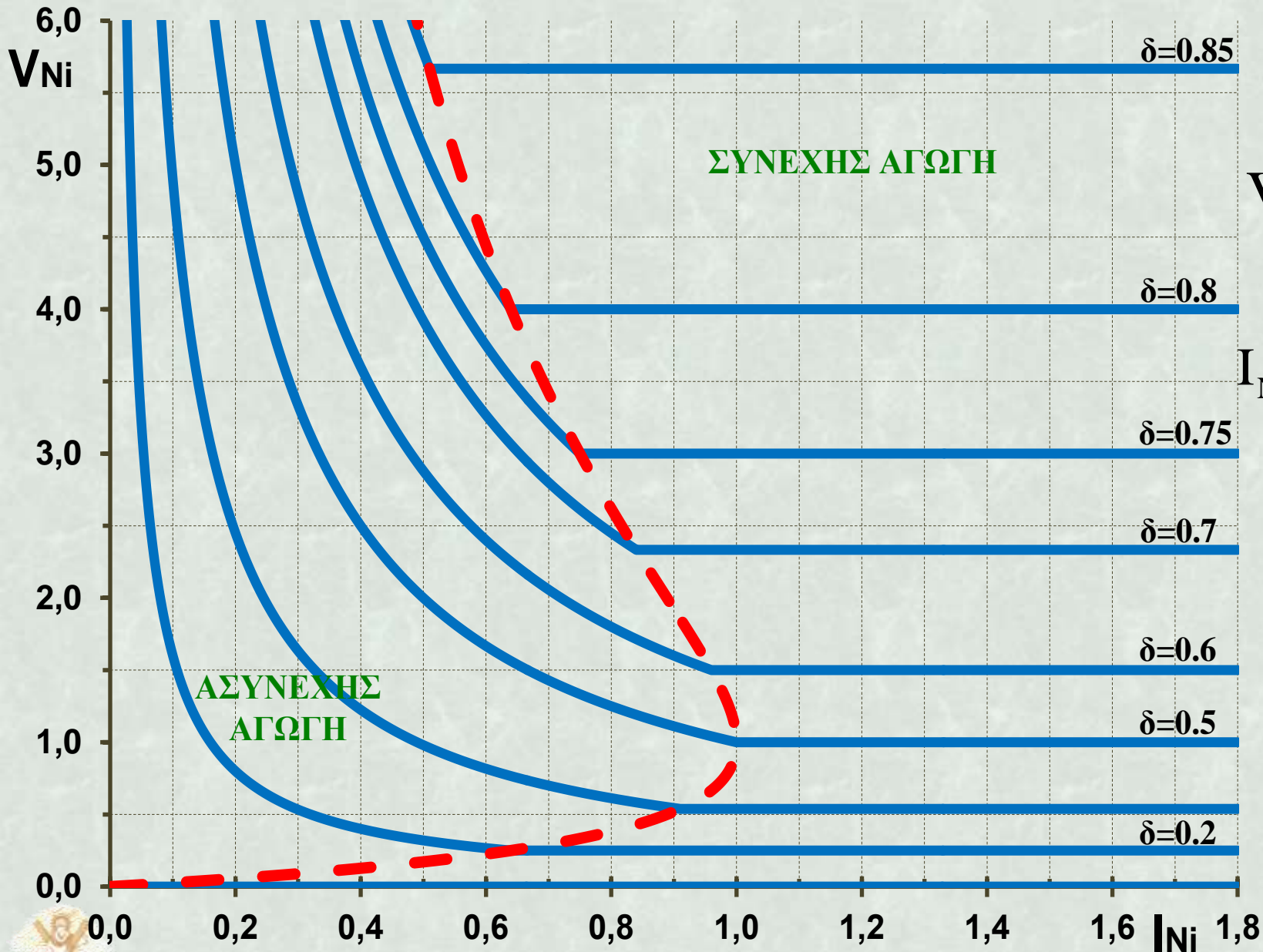
$$I_{Lf,b} = \frac{I_{Lf,max}}{2} = \frac{V_i \cdot T_s}{L_f} \cdot \frac{\delta}{2} = \frac{V_o \cdot T_s}{L_f} \cdot \frac{(1-\delta)}{2}$$

$$I_{o,b} = \frac{I_{Lf,max}}{2} \cdot (1-\delta) = \frac{V_i \cdot T_s}{L_f} \cdot \frac{\delta \cdot (1-\delta)}{2} = \frac{V_o \cdot T_s}{L_f} \cdot \frac{(1-\delta)^2}{2}$$



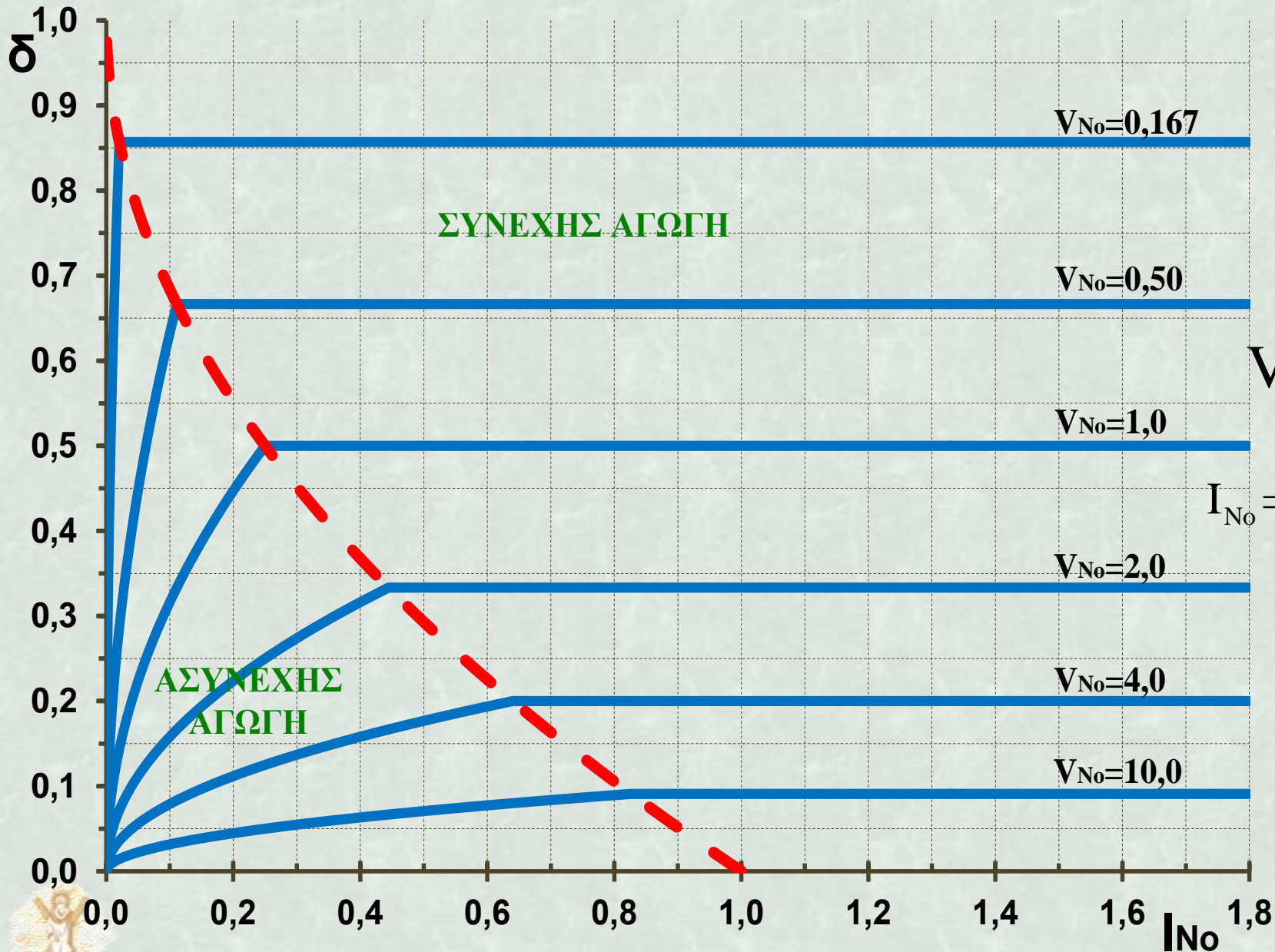


# Χαρακτηριστικές εξόδου του Buck-Boost ( $V_i$ σταθερή)



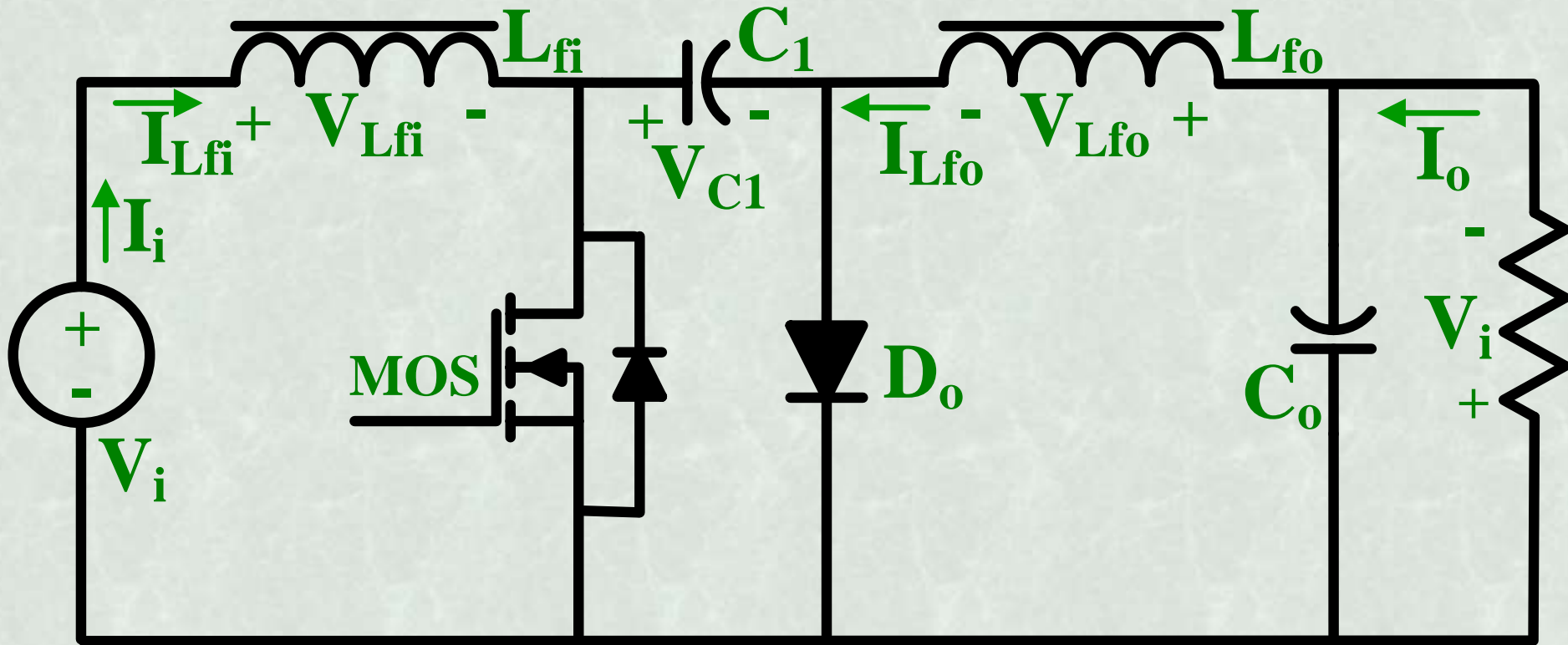
$$V_{Ni} = \frac{V_o}{V_i}$$
$$I_{Ni} = \frac{I_o}{\frac{V_i \cdot T_s}{8 \cdot L_f}}$$

# Χαρακτηριστικές εξόδου του Buck-Boost ( $V_o$ σταθερή)



$$V_{No} = \frac{V_i}{V_o}$$
$$I_{No} = \frac{I_o}{\frac{1}{2} \cdot \frac{V_o \cdot T_s}{L_f}}$$

# Μετατροπέας Σ.Τ-Σ.Τ ανύψωσης-υποβιβασμού τάσης (Cuk ή Boost-Buck Converter)

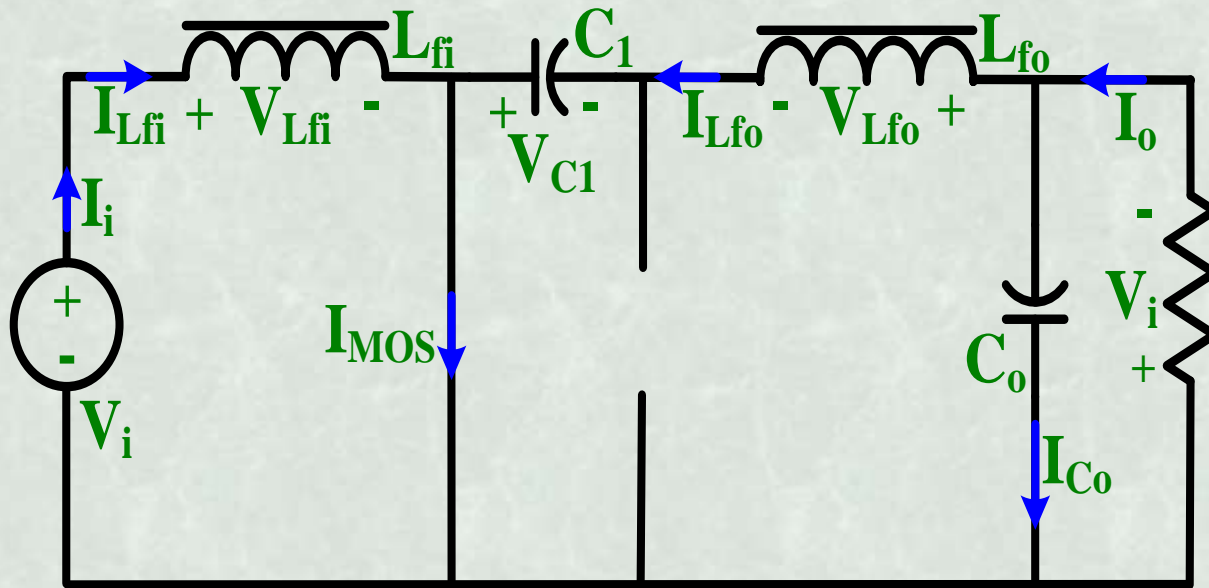


## Κυκλωματικό διάγραμμα

⇒ Η τάση εξόδου έχει αρνητική πολικότητα σε σχέση με το κοινή γραμμή εισόδου-εξόδου.



# Μετατροπέας Cuk – Ανάλυση Λειτουργίας



Διακόπτης σε αγωγή

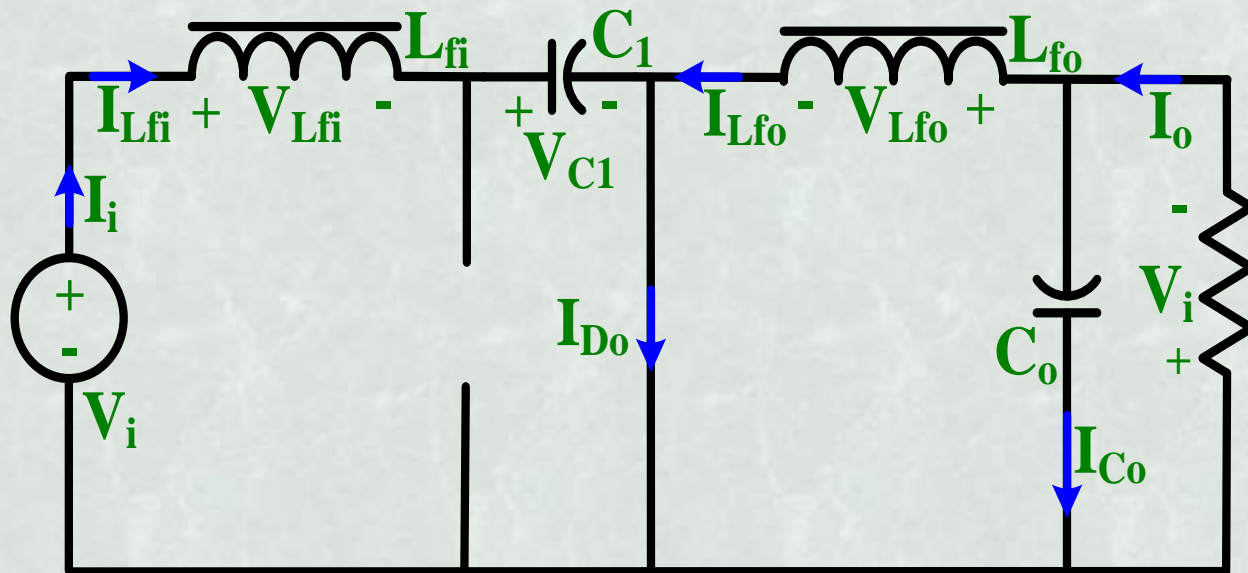
⇒ Ο πυκνωτής  $C_1$  θεωρείται μεγάλος, οπότε η τάση στα άκρα του θεωρείται σταθερή.

⇒ Αποδεικνύεται ότι η τάση  $V_{C1}$ , στα άκρα του πυκνωτή  $C_1$ , είναι ίση με  $V_i + V_o$ .

- Όταν το **τρανζίστορ άγει**, η τάση  $V_{C1}$  πολώνει ανάστροφα τη δίοδο  $D_O$ :  
↳ Τα ρεύματα των επαγωγών  $L_{fi}$  και  $L_{fo}$ , ρέουν μέσω του διακόπτη.
- Η είσοδος παρέχει ενέργεια στην  $L_{fi}$ , προκαλώντας την αύξηση του ρεύματος  $i_{Lfi}$ .
- Επίσης, και το ρεύμα  $i_{Lfo}$  αυξάνεται, αφού μεταφέρεται ενέργεια από τον πυκνωτή  $C_1$  στην έξοδο και το  $L_{fo}$  (η τάση του  $C_1$  είναι μεγαλύτερη από την τάση εξόδου, οπότε η τάση στο πηνίο  $L_{fo}$  είναι θετική).



# Μετατροπέας Cuk – Ανάλυση Λειτουργίας



⇒ Ο πυκνωτής  $C_1$  θεωρείται μεγάλος, οπότε η τάση στα άκρα του θεωρείται σταθερή.

⇒ Αποδεικνύεται ότι η τάση  $V_{C1}$ , στα άκρα του πυκνωτή  $C_1$ , είναι ίση με  $V_i + V_o$ .

## Διακόπτης σε αποκοπή

- Όταν το **τρανζίστορ δεν άγει**, τα ρεύματα των επαγωγών  $L_{fi}$  και  $L_{fo}$  ρέουν μέσω της διόδου  $D_o$ .
- Ο  $C_1$  φορτίζεται δια μέσου της διόδου  $D_o$ , με ενέργεια που προέρχεται τόσο από την είσοδο, όσο επαγωγή  $L_{fi}$ :
  - ↳ Το ρεύμα  $i_{Lfi}$  μειώνεται, αφού η τάση  $V_{C1}$  είναι μεγαλύτερη από την τάση εισόδου  $V_i$ .
- Επίσης, το ρεύμα  $i_{Lfo}$  μειώνεται, αφού η ενέργεια που έχει αποθηκευθεί στο πηνίο  $L_{fo}$  μεταφέρεται στην έξοδο (η τάση στο  $L_{fo}$  είναι αρνητική).





# Μετατροπέας Cuk – Ανάλυση Λειτουργίας

- ❑ Ο μετατροπέας αυτός πήρε το όνομα του από τον εφευρέτη του Slobodan Cuk. Όπως και ο μετατροπέας Buck-Boost, δίνει στην έξοδο του μια αρνητική τάση σε σχέση με την κοινή γραμμή εισόδου-εξόδου.
- ❑ Στο μετατροπέα αυτόν, ο πυκνωτής αποτελεί το κύριο στοιχείο για αποθήκευση και μεταφορά ενέργειας από την είσοδο στην έξοδο.
- ❑ Στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, λαμβάνοντας υπόψη ότι:  $\bar{V}_{Lfi} = \bar{V}_{Lfo} = 0$  ισχύει:  $\bar{V}_{C1} = V_i + V_o$ . Άρα:  $\bar{V}_{C1} > V_i$  και  $\bar{V}_{C1} > V_o$ .
- ❑ Θεωρώντας την τιμή του πυκνωτή  $C_1$  αρκετά μεγάλη μπορούμε να υποθέσουμε ότι η κυμάτωση της τάσης στον πυκνωτή είναι μηδενική.

- ❑ Για τη συνεχή αγωγή (CCM) ισχύει ότι: 
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\delta}{1-\delta}$$

- ❑ Σημαντικό πλεονέκτημα του μετατροπέα Cuk είναι η δραστική μείωση του ηλεκτρομαγνητικού θορύβου, σε σχέση με το μετατροπέα Buck-Boost, λόγω της μικρής κυμάτωσης των ρευμάτων εισόδου και εξόδου.



# Άσκηση στους μετατροπείς χωρίς μετασχηματιστή

Θεωρήστε ένα μετατροπέα υποβιβασμού-ανύψωσης τάσης (Buck-Boost), που τροφοδοτεί ένα ωμικό φορτίο  $R_L$ . Για το μετατροπέα αυτό η τάση εισόδου είναι  $V_i=12V$ , η τάση εξόδου είναι  $V_o=60V$ , το ρεύμα εξόδου μεταβάλλεται από  $I_{o,min}=1A$  ως  $I_{o,max}=4A$  (μεταβάλλοντας την αντίσταση φορτίου) και η διακοπτική συχνότητα λειτουργίας του είναι  $f_s=90kHz$ .

α) Να σχεδιασθεί η τοπολογία και να επιλεγεί η τιμή του πηνίου  $L_f$  ώστε ο μετατροπέας αυτός να λειτουργεί **μόνο** στην περιοχή συνεχούς αγωγής (CCM), ανεξαρτήτως του ρεύματος εξόδου ( $0.5\mu$ ).

β) Για να λειτουργεί ο μετατροπέας αυτός στην **περιοχή συνεχούς αγωγής** (CCM) επιλέγεται πηνίο εξομάλυνσης  $L_f=50\mu H$ . Το ελεγχόμενο ημιαγωγικό στοιχείο είναι ένα MOSFET με αντίσταση αγωγής  $R_{DSon}=0.4\Omega$ , ενώ οι χρόνοι έναυσης και σβέσης του θεωρούνται αμελητέοι. Η δίοδος έχει αντίσταση αγωγής  $R_d=0.2\Omega$  και πτώση τάσης κατά την αγωγή  $V_{df}=0V$  (την αμελούμε). **Όλα τα υπόλοιπα στοιχεία του κυκλώματος θεωρούνται ιδανικά.**



# Άσκηση στους μετατροπείς χωρίς μετασχηματιστή

Θεωρώντας μη ιδανικά τα δύο ημιαγωγικά στοιχεία, να διατυπωθεί η εξίσωση που δίνει τη χαρακτηριστική εξόδου του μετατροπέα στη μορφή:

$$\frac{V_o}{V_i} = \left( \frac{V_o}{V_i} \right)_{\text{ideal}} \cdot f\left(\delta, \frac{R_{\text{DSon}}}{R_L}, \frac{R_d}{R_L}\right) \quad \text{όπου:} \quad \left( \frac{V_o}{V_i} \right)_{\text{ideal}} = \frac{\delta}{1-\delta}$$

γ) Για την περίπτωση του ελάχιστου ρεύματος εξόδου  $I_{o,\min}$  να υπολογισθούν, **προσεγγιστικά**, τα ακόλουθα μεγέθη λαμβάνοντας υπ' όψη ότι τα ημιαγωγικά στοιχεία δεν είναι ιδανικά:

γ1) Οι τιμές του λόγου κατάτμησης  $\delta$ .

γ2) Οι απώλειες αγωγής στα δύο ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος.

γ3) Οι αποδόσεις του μετατροπέα

δ) Εάν στην έξοδο του μετατροπέα χρησιμοποιηθούν έξι (6) ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές, συνδεδεμένοι παράλληλα, με  $C_o=2200\mu\text{F}$ ,  $R_{C_o}=60\text{m}\Omega$  και  $L_{C_o}=5\text{nH}$  έκαστος, να υπολογισθεί, προσεγγιστικά, η κυμάτωση της τάσης εξόδου.



# Άσκηση στους μετατροπείς χωρίς μετασχηματιστή

## Λύση

α) Στο όριο CCM-DCM ισχύει:

$$V_N = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\delta}{1-\delta} \Rightarrow V_N - V_N \cdot \delta = \delta \Rightarrow \delta = \frac{V_N}{V_N + 1}$$

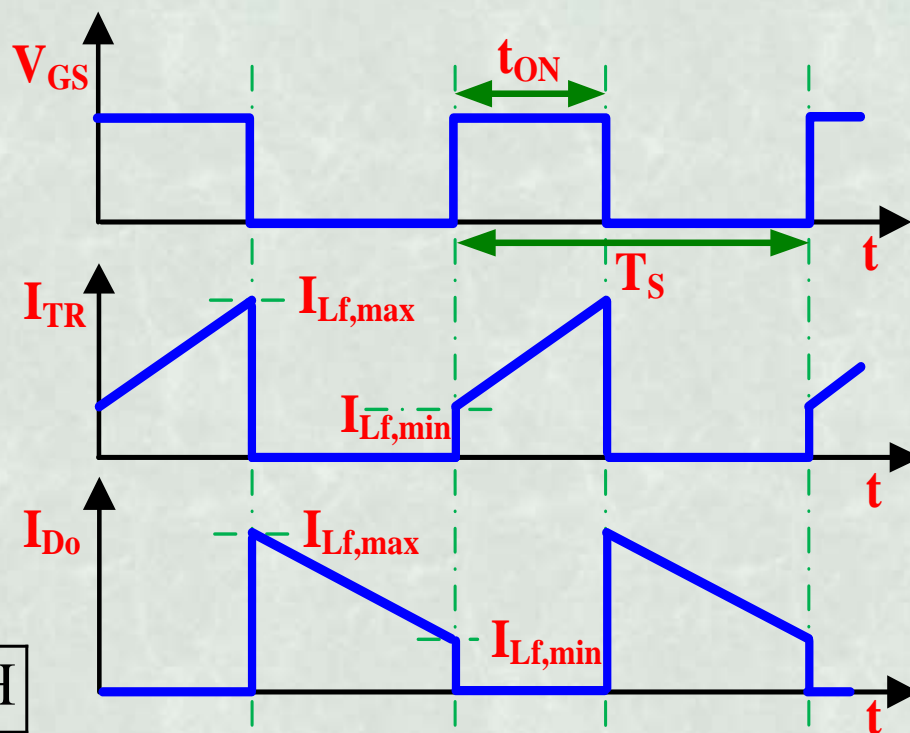
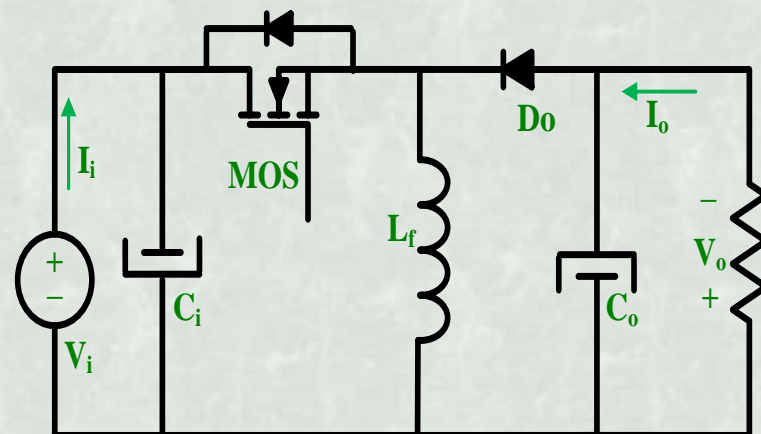
$$\text{Άρα } \delta = \frac{60/12}{(60/12) + 1} \Rightarrow \boxed{\delta = \frac{5}{6}}$$

Για CCM θα πρέπει:  $I_{o,\min} \geq I_{o,b}$

$$\text{με } I_{o,b} = \frac{V_i \cdot T_s}{L_f} \cdot \frac{\delta \cdot (1-\delta)}{2}$$

$$\text{Συνεπώς: } L_f \geq \frac{V_i}{I_{o,\min}} \cdot \frac{\delta \cdot (1-\delta)}{2 \cdot f_s}$$

$$\Rightarrow L_f \geq \frac{12 \cdot \frac{5}{6} \cdot \left(1 - \frac{5}{6}\right)}{1 \cdot 2 \cdot 90 \cdot 10^3} \Rightarrow \boxed{L_f \geq 9,25 \mu\text{H}}$$





# Άσκηση στους μετατροπείς χωρίς μετασχηματιστή

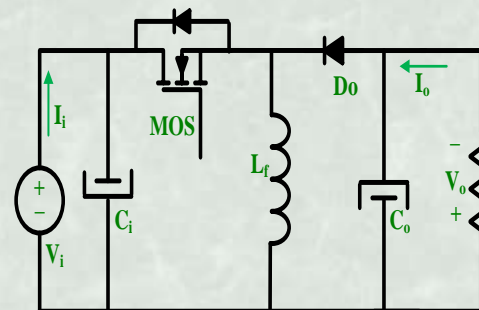
## Λύση

β) Θα πρέπει:  $\int_0^{t_{on}} u_{L_f}(t) \cdot dt = \int_{t_{on}}^{T_s} u_{L_f}(t) \cdot dt$

$$\Rightarrow \int_0^{t_{on}} [V_i - R_{DSon} \cdot i_{TR}(t)] \cdot dt = \int_{t_{on}}^{T_s} [V_o + R_D \cdot i_{Do}(t) + V_{df}] \cdot dt$$

$$\Rightarrow V_i \cdot dt \Big|_0^{t_{on}} - R_{DSon} \cdot \int_0^{t_{on}} i_{TR}(t) \cdot dt = V_o \cdot dt \Big|_{t_{on}}^{T_s} + R_D \cdot \int_{t_{on}}^{T_s} i_{Do}(t) \cdot dt + V_{df} \cdot dt \Big|_{t_{on}}^{T_s}$$

$$\Rightarrow V_i \cdot \delta \cdot T_s - R_{DSon} \cdot I_{TR,avg} \cdot T_s = V_o \cdot (1-\delta) \cdot T_s + R_D \cdot I_{Do,avg} \cdot T_s + V_{df} \cdot (1-\delta) \cdot T_s$$

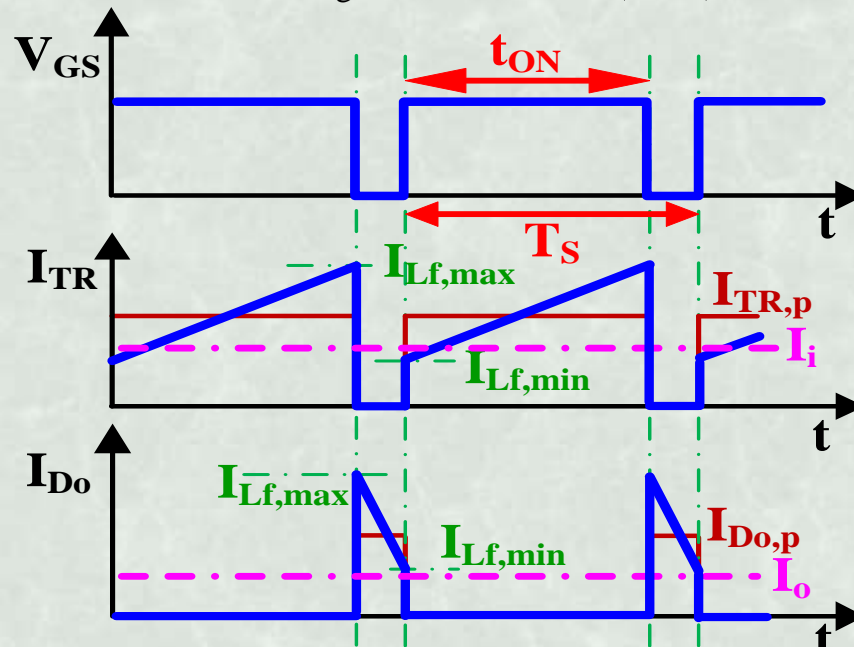


Αλλά, όπως φαίνεται και από το σχήμα:

$$I_{TR,avg} = I_i \text{ και } I_{TR,avg} \approx \frac{I_{L_f,max} + I_{L_f,min}}{2} \cdot \delta$$

$$I_{Do,avg} = I_o \text{ και } I_{Do,avg} \approx \frac{I_{L_f,max} + I_{L_f,min}}{2} \cdot (1-\delta)$$

$$\text{επομένως: } I_{TR,avg} \approx I_{Do,avg} \cdot \frac{\delta}{1-\delta} \approx I_o \cdot \frac{\delta}{1-\delta}$$





# Άσκηση στους μετατροπείς χωρίς μετασχηματιστή

## Λύση

$$\text{Συνεπώς: } V_i \cdot \delta - R_{\text{DSon}} \cdot I_o \cdot \frac{\delta}{1-\delta} = V_o \cdot (1-\delta) + R_D \cdot I_o + V_{\text{df}} \cdot (1-\delta)$$

$$\Rightarrow V_i \cdot \delta - V_{\text{df}} \cdot (1-\delta) = V_o \cdot (1-\delta) + R_D \cdot \frac{V_o}{R_L} + R_{\text{DSon}} \cdot \frac{V_o}{R_L} \cdot \frac{\delta}{1-\delta}$$

$$\Rightarrow V_i \cdot \delta \cdot \left( 1 - \frac{V_{\text{df}}}{V_i} \cdot \frac{1-\delta}{\delta} \right) = V_o \cdot (1-\delta) \cdot \left[ 1 + \frac{R_D}{R_L} \cdot \frac{1}{1-\delta} + \frac{R_{\text{DSon}}}{R_L} \cdot \frac{\delta}{(1-\delta)^2} \right]$$

$$\Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \left( \frac{\delta}{1-\delta} \right) \cdot \frac{1}{\left[ 1 + \frac{R_D}{R_L} \cdot \frac{1}{1-\delta} + \frac{R_{\text{DSon}}}{R_L} \cdot \frac{\delta}{(1-\delta)^2} \right]} \cdot \left( 1 - \frac{V_{\text{df}}}{V_i} \cdot \frac{1-\delta}{\delta} \right)$$

Αφού  $V_{\text{df}}=0$  έχουμε:

$$\frac{V_o}{V_i} = \left( \frac{\delta}{1-\delta} \right) \cdot \frac{1}{\left[ 1 + \frac{R_D}{R_L} \cdot \frac{1}{1-\delta} + \frac{R_{\text{DSon}}}{R_L} \cdot \frac{\delta}{(1-\delta)^2} \right]}$$



# Άσκηση στους μετατροπείς χωρίς μετασχηματιστή

## Λύση

**γ1)** Θεωρούμε ότι:  $V_N = \frac{V_o}{V_i}$ ,  $R'_{DS} = \frac{R_{DSon}}{R_L}$ ,  $R'_D = \frac{R_D}{R_L}$

Συνεπώς:

$$V_N = \left( \frac{\delta}{1-\delta} \right) \cdot \frac{1}{\left[ 1 + R'_D \cdot \frac{1}{1-\delta} + R'_{DS} \cdot \frac{\delta}{(1-\delta)^2} \right]} \Rightarrow V_N \cdot \left[ (1-\delta) + R'_D + R'_{DS} \cdot \frac{\delta}{(1-\delta)} \right] = \delta$$

$$\Rightarrow (1-\delta)^2 + R'_D \cdot (1-\delta) + R'_{DS} \cdot \delta = \frac{\delta \cdot (1-\delta)}{V_N}$$

$$\Rightarrow (V_N + 1) \cdot \delta^2 - (2 \cdot V_N + V_N \cdot R'_D - V_N \cdot R'_{DS} + 1) \cdot \delta + V_N \cdot (1 + R'_D) = 0$$

$$\Rightarrow \delta = \frac{(2 \cdot V_N + V_N \cdot R'_D - V_N \cdot R'_{DS} + 1) \pm \sqrt{(2 \cdot V_N + V_N \cdot R'_D - V_N \cdot R'_{DS} + 1)^2 - 4 \cdot (V_N + 1) \cdot V_N \cdot (1 + R'_D)}}{2 \cdot (V_N + 1)}$$

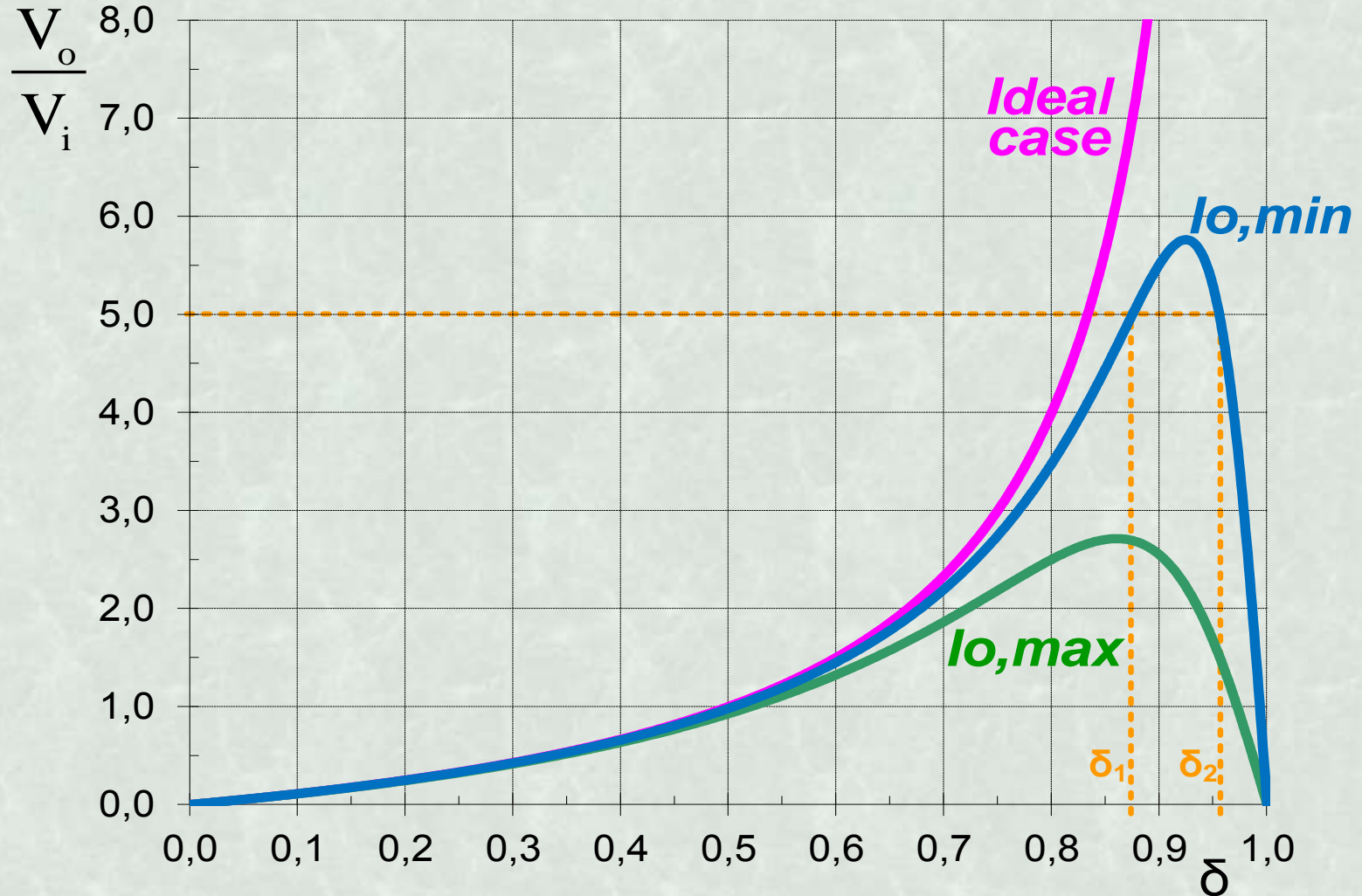
Για  $I_{o,max} = 4A$ , θα έχουμε  $R_L = 15\Omega$  και λαμβάνοντας υπόψη τα δεδομένα του προβλήματος, η υπόριζη ποσότητα είναι αρνητική (-2,06), γεγονός που σημαίνει ότι δεν μπορούμε να φθάσουμε τον επιθυμητό λόγο ενίσχυσης.



# Άσκηση στους μετατροπείς χωρίς μετασχηματιστή

## Λύση

$$\text{Για } I_{o,\min}=1\text{A, θα έχουμε: } \delta = \frac{10,983 \pm \sqrt{0,24}}{2 \cdot (5+1)} = \begin{cases} \delta_1 = 0,8744 \\ \delta_2 = 0,9560 \end{cases}$$



# Άσκηση στους μετατροπείς χωρίς μετασχηματιστή

## Λύση

γ2) Για τον υπολογισμό των απωλειών στα ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος, θα πρέπει πρώτα να υπολογισθεί η ενεργός τιμή του ρεύματος που διαρρέει το κάθε στοιχείο. **Προσεγγιστικά**, θεωρώντας ότι το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο  $L_f$  είναι σταθερό (υψηλή τιμή επαγωγής), εξάγεται:

$$I_{TR,rms} \approx I_{TR,p} \cdot \sqrt{\delta} = (I_i + I_o) \cdot \sqrt{\delta} = \left( I_o \cdot \frac{\delta}{1-\delta} + I_o \right) \cdot \sqrt{\delta} = \left( \frac{I_o}{1-\delta} \right) \cdot \sqrt{\delta}$$

$$I_{Do,rms} \approx I_{Do,p} \cdot \sqrt{1-\delta} = (I_i + I_o) \cdot \sqrt{1-\delta} = \left( I_o \cdot \frac{\delta}{1-\delta} + I_o \right) \cdot \sqrt{1-\delta} = \left( \frac{I_o}{1-\delta} \right) \cdot \sqrt{1-\delta}$$

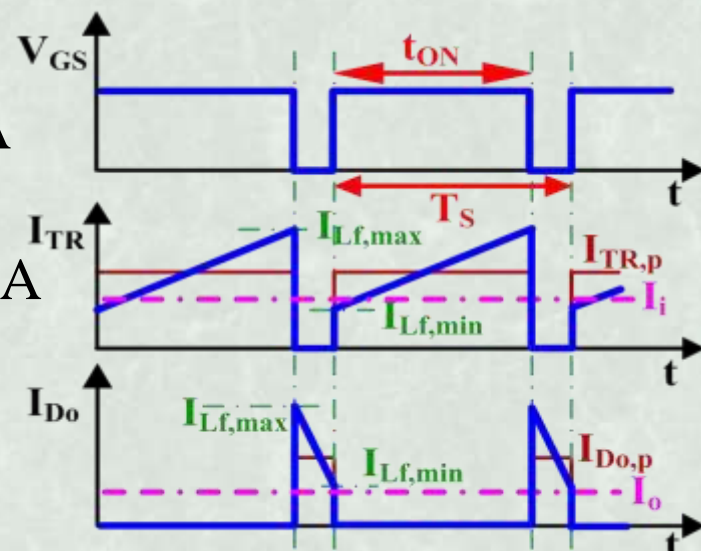
Συνεπώς, για  $I_{o,min}=1A$ , θα έχουμε:

$$I_{TR,rms,1} \approx \frac{1A}{1-0,8744} \cdot \sqrt{0,8744} \Rightarrow I_{TR,rms,1} \approx 7,445A$$

$$I_{TR,rms,2} \approx \frac{1A}{1-0,9560} \cdot \sqrt{0,9560} \Rightarrow I_{TR,rms,1} \approx 22,221A$$

$$P_{TR,CL,1} \approx R_{DSon} \cdot I_{TR,rms,1}^2 \Rightarrow P_{TR,CL,1} \approx 22,171W$$

$$P_{TR,CL,2} \approx R_{DSon} \cdot I_{TR,rms,2}^2 \Rightarrow P_{TR,CL,2} \approx 197,520W$$





# Άσκηση στους μετατροπείς χωρίς μετασχηματιστή

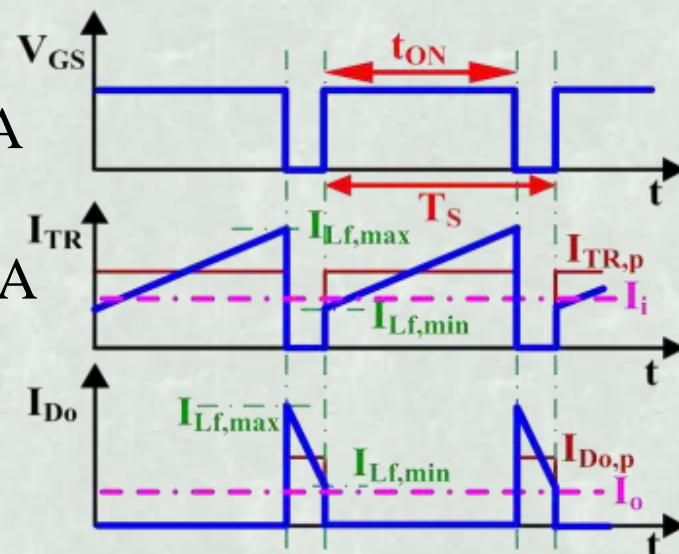
## Λύση

$$I_{Do,rms,1} \approx \frac{1A}{1-0,8744} \cdot \sqrt{1-0,8744} \Rightarrow I_{Do,rms,1} \approx 2,821A$$

$$I_{Do,rms,2} \approx \frac{1A}{1-0,9560} \cdot \sqrt{1-0,9560} \Rightarrow I_{Do,rms,2} \approx 4,767A$$

$$P_{Do,CL,1} \approx R_{DSon} \cdot I_{Do,rms,1}^2 \Rightarrow P_{Do,CL,1} \approx 1,592W$$

$$P_{Do,CL,2} \approx R_{DSon} \cdot I_{Do,rms,2}^2 \Rightarrow P_{Do,CL,2} \approx 4,545W$$



Αναφέρεται ότι, η ακριβής λύση για τον υπολογισμό της ενεργού τιμής του ρεύματος που διαρρέει το τρανζίστορ βρίσκεται από τον τύπο:

$$I_{TR,rms} = \frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{t_{on}} \left( I_{Lf,min} + \frac{I_{Lf,max} - I_{Lf,min}}{\delta \cdot T_S} \cdot t \right) \cdot dt = \sqrt{\frac{I_{Lf,max}^2 + I_{Lf,min}^2 + I_{Lf,max} \cdot I_{Lf,min}}{3}} \cdot \sqrt{\delta}$$

$$I_{Lf,max} = (I_i + I_o) + \frac{\Delta I_{Lf}}{2} = \frac{I_o}{(1-\delta)} + \frac{\Delta I_{Lf}}{2}, \quad I_{Lf,min} = (I_i + I_o) - \frac{\Delta I_{Lf}}{2} = \frac{I_o}{(1-\delta)} + \frac{\Delta I_{Lf}}{2}$$

$$\mu\epsilon \Delta I_{Lf} = I_{Lf,max} - I_{Lf,min} = (V_i / L_f) \cdot \delta \cdot T_S$$

$$\text{Οπότε: } I_{TR,rms} = \sqrt{\left(\frac{I_o}{1-\delta}\right)^2 + \frac{(\Delta I_{Lf})^2}{12}} \cdot \sqrt{\delta} \quad \text{και: } I_{Do,rms} = \sqrt{\left(\frac{I_o}{1-\delta}\right)^2 + \frac{(\Delta I_{Lf})^2}{12}} \cdot \sqrt{1-\delta}$$



# Άσκηση στους μετατροπείς χωρίς μετασχηματιστή

## Λύση

**γ3)** Για τον υπολογισμό της απόδοσης έχουμε:  $\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{CL}} = \frac{V_o \cdot I_{o,min}}{V_o \cdot I_{o,min} + P_{CL}}$

$$\Rightarrow \eta = \frac{V_o \cdot I_{o,min}}{V_o \cdot I_{o,min} + P_{TR,CL} + P_{D_o,CL}}$$

για  $\delta = \delta_1$  έχουμε  $\eta_1 = \frac{60 \cdot 1}{60 \cdot 1 + 22,171 + 1,592} = \frac{60}{83,763} \Rightarrow \eta_1 = 71,63\%$

για  $\delta = \delta_2$  έχουμε  $\eta_2 = \frac{60 \cdot 1}{60 \cdot 1 + 197,520 + 4,545} = \frac{60}{262,065} \Rightarrow \eta_2 = 22,89\%$

**γ4)** Υπολογισμός της κυμάτωσης εξόδου:

$$\Delta V_{o,pp} \approx I_{D_o,pp} \cdot \frac{R_{Co}}{6} = I_{L_f,max} \cdot \frac{R_{Co}}{6} = \left[ \frac{1}{(1-\delta)} + \frac{V_i \cdot \delta}{2 \cdot L_f \cdot fS} \right] \cdot \frac{R_{Co}}{6}$$

$$\Delta V_{o,pp,1} \approx \left[ \frac{1}{(1-0,8744)} + \frac{12 \cdot 0,8744}{2 \cdot 50 \cdot 10^{-6} \cdot 90 \cdot 10^3} \right] \cdot \frac{60 \cdot 10^{-3}}{6} \Rightarrow \Delta V_{o,pp,1} \approx 91,27mV$$

$$\Delta V_{o,pp,2} \approx \left[ \frac{1}{(1-0,9560)} + \frac{12 \cdot 0,9560}{2 \cdot 50 \cdot 10^{-6} \cdot 90 \cdot 10^3} \right] \cdot \frac{60 \cdot 10^{-3}}{6} \Rightarrow \Delta V_{o,pp,2} \approx 240,02mV$$

# Άσκηση στους μετατροπείς χωρίς μετασχηματιστή

- α) Θεωρήστε ένα μετατροπέα υποβιβασμού τάσης (Buck), όπου ως κύριο διακοπτικό στοιχείο χρησιμοποιείται ένα τρανσίστορ ισχύος τύπου MOSFET και τροφοδοτείται μία αντίσταση  $R_L=12\Omega$ . Αν  $V_i=100V$ ,  $V_o=36V$  και  $f_s=100kHz$ , επιλέξτε την τιμή του πηνίου εξομάλυνσης  $L_f$ , ώστε ο μετατροπέας να λειτουργεί στην περιοχή ασυνεχούς αγωγής
- β) Για τον παραπάνω μετατροπέα και με βάση τις προαναφερθείσες λειτουργικές συνθήκες, θεωρήστε ότι η τιμή του πηνίου εξομάλυνσης είναι  $L_f=20\mu H$ .
- β1) Υπολογίστε την τιμή του λόγου κατάτμησης.
- β2) Σχεδιάστε με ακρίβεια τις κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος στο MOSFET ισχύος και στη δίοδο ελεύθερης διέλευσης (σημειώστε στο σχεδιάγραμμα ακριβείς τιμές ρευμάτων, τάσεων και χρόνων).
- β3) Υπολογίστε τη μέση τιμή των ρευμάτων που διαρρέουν τα δύο ημιαγωγικά στοιχεία.



# Άσκηση στους μετατροπείς χωρίς μετασχηματιστή

- γ) Μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν στο MOSFET με παλμογράφο έδωσαν κατά την έναυση του χρόνους ανόδου του ρεύματος και καθόδου της τάσης  $t_{if}=0\text{ns}$  και  $t_{vf}=10\text{ns}$ , αντίστοιχα, ενώ κατά τη σβέση του MOSFET οι χρόνοι ανόδου της τάσης και καθόδου του ρεύματος ήταν, αντίστοιχα,  $t_{vr}=100\text{ns}$  και  $t_{if}=30\text{ns}$ . Να υπολογισθούν οι διακοπτικές απώλειες τόσο κατά την έναυση όσο και κατά τη σβέση του στοιχείου αυτού
- δ) Αν χρησιμοποιηθεί ένα κύκλωμα υποβοήθησης της σβέσης RCD (snubber), υπολογίστε την τιμή του βέλτιστου πυκνωτή του snubber, καθώς και το ποσοστό μείωσης των διακοπτικών απωλειών.



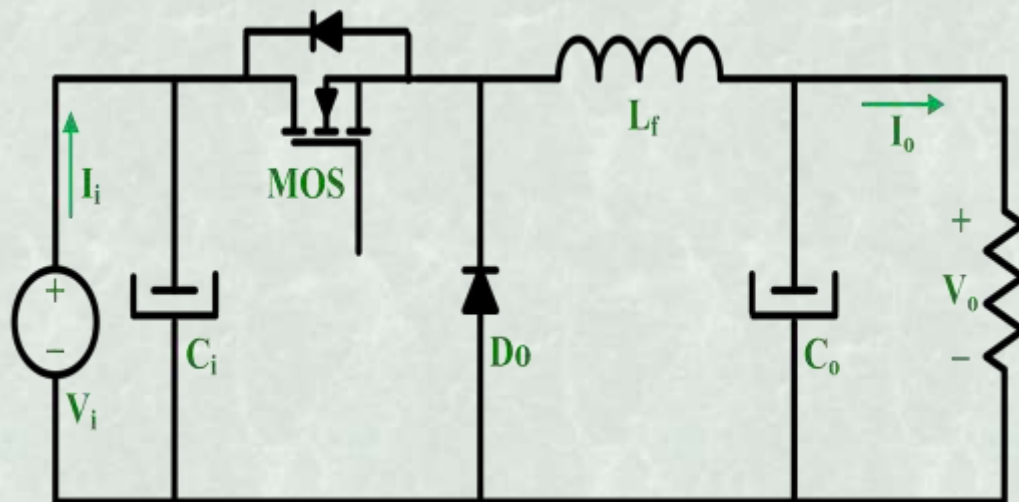
# Άσκηση στους μετατροπείς χωρίς μετασχηματιστή

## Λύση

α) Στο όριο CCM-DCM ισχύει:

$$V_N = \frac{V_o}{V_i} = \delta \Rightarrow \delta = \frac{36}{100} \Rightarrow \boxed{\delta = 0,36}$$

$$I_o = \frac{V_o}{R_L} \Rightarrow I_o = \frac{36}{12} \Rightarrow \boxed{I_o = 3A}$$



Για DCM θα πρέπει:  $I_o \leq I_{o,b}$  με  $I_{o,b} = \frac{V_i \cdot T_s}{L_f} \cdot \frac{\delta \cdot (1-\delta)}{2}$

Συνεπώς:

$$L_f \leq \frac{V_i}{I_o} \cdot \frac{\delta \cdot (1-\delta)}{2 \cdot f_s} \Rightarrow L_f \leq \frac{100 \cdot 0,36 \cdot (1-0,36)}{3 \cdot 2 \cdot 100 \cdot 10^3} \Rightarrow \boxed{L_f \leq 38,4 \mu H}$$

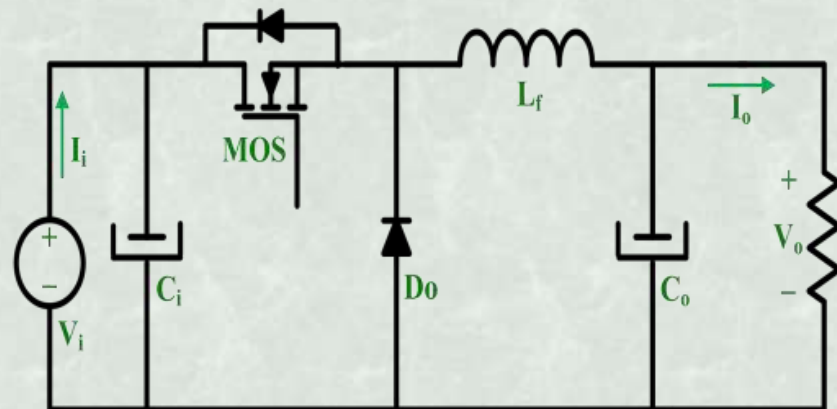




# Άσκηση στους μετατροπείς χωρίς μετασχηματιστή

## Λύση

**β1)** Αφού  $L_f = 20\mu\text{H} \leq 38,4\mu\text{H}$  ο μετατροπέας λειτουργεί σε DCM, και θα πρέπει να υπολογισθεί ο λόγος κατάτμησης  $\delta$ :



$$V_N = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\delta^2}{\delta^2 + \frac{1}{4} \cdot \left( \frac{I_o}{\left[ \frac{(V_i \cdot T_S)}{(8 \cdot L_f)} \right]} \right)} = \frac{\delta^2}{\delta^2 + 2 \cdot I_N}, \quad I_N = \frac{I_o \cdot L_f}{V_i \cdot T_S}$$

Συνεπώς:

$$V_N \cdot \delta^2 + 2 \cdot I_N \cdot V_N = \delta^2 \Rightarrow \delta^2 \cdot (1 - V_N) = 2 \cdot I_N \cdot V_N \Rightarrow \delta = \sqrt{\frac{2 \cdot I_N \cdot V_N}{1 - V_N}}$$

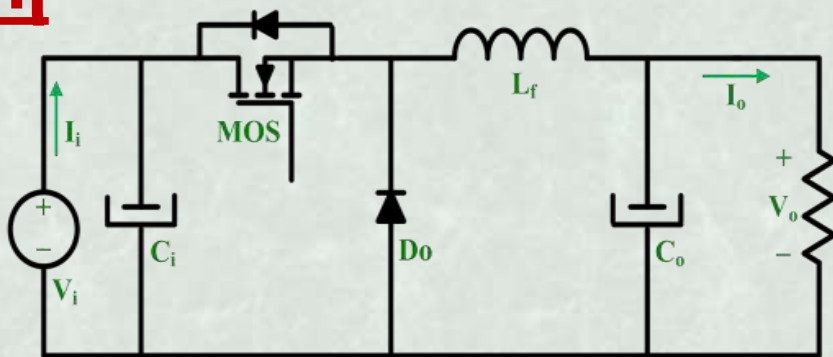
$$I_N = \frac{I_o \cdot L_f}{V_i \cdot T_S} = \frac{3 \cdot 20 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^3}{100} \Rightarrow I_N = 60 \cdot 10^{-3} \Rightarrow I_N = 0,06$$

$$\text{Άρα: } \delta = \sqrt{\frac{2 \cdot 0,06 \cdot 0,36}{1 - 0,36}} \Rightarrow \delta = \sqrt{0,0675} \Rightarrow \boxed{\delta = 0,256}$$



# Άσκηση στους μετατροπείς χωρίς μετασχηματιστή

## Λύση



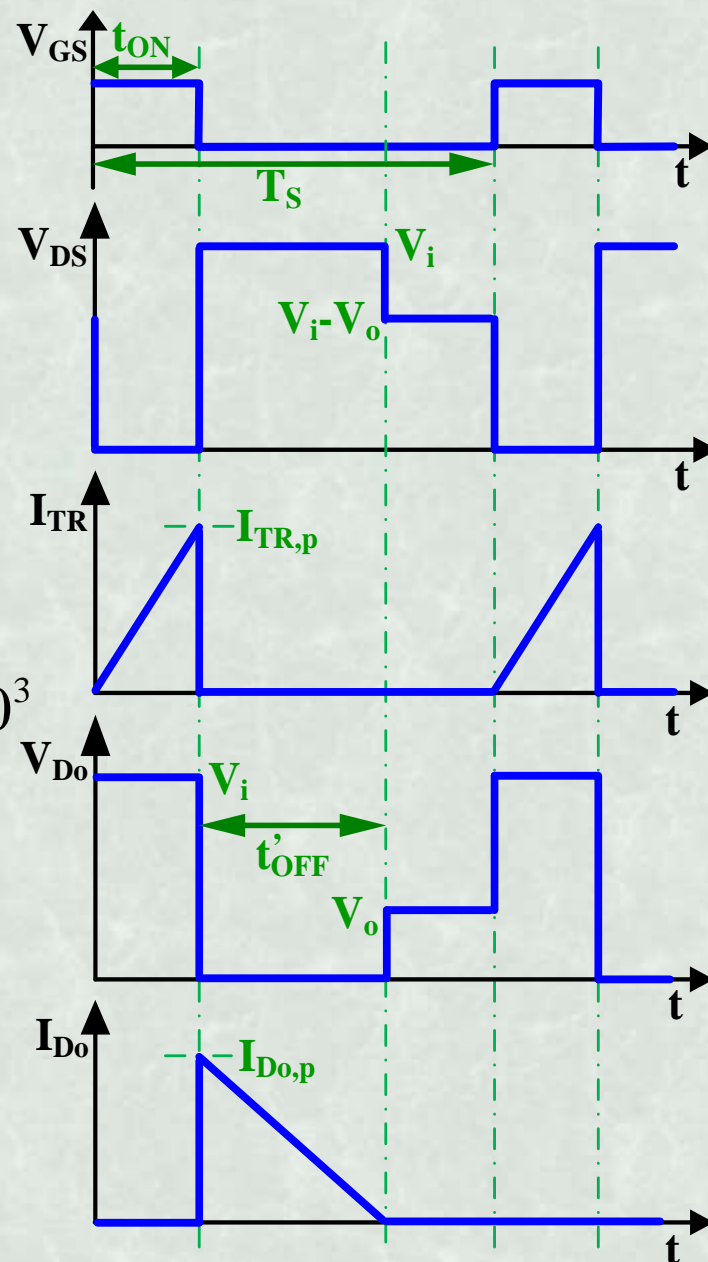
**β2)** Για τον ακριβή σχεδιασμό των κυματομορφών απαιτείται ο υπολογισμός ορισμένων χαρακτηριστικών μεγεθών.

$$I_{TR,p} = \frac{V_i - V_o}{L_f} \cdot \delta \cdot T_s = \frac{100 - 36}{20 \cdot 10^{-6}} \cdot 0,256 \cdot 100 \cdot 10^3$$

$$\Rightarrow I_{TR,p} = 8,314 \text{ A}, V_i = 100 \text{ V}, V_o = 36 \text{ V}$$

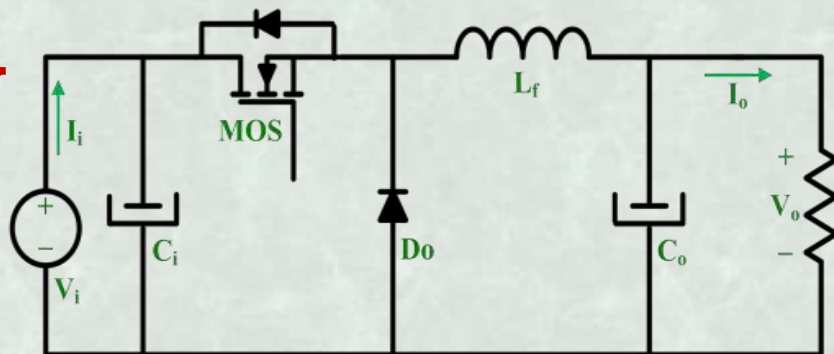
$$i_{D_o}(t) = I_{TR,p} - \frac{V_o}{L_f} \cdot t = 0 \Rightarrow t'_{off} = \frac{I_{TR,p} \cdot L_f}{V_o}$$

$$\Rightarrow t'_{off} = \frac{8,314 \cdot 20 \cdot 10^{-6}}{36} \Rightarrow t'_{off} = 4,619 \mu\text{s}$$



# Άσκηση στους μετατροπείς χωρίς μετασχηματιστή

## Λύση



**β3)** Μέση τιμή ρεύματος τρανζίστορ:

$$P_i = P_o \Rightarrow V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o \Rightarrow I_{TR,avg} = I_i = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i}$$

$$\Rightarrow I_{TR,avg} = \frac{36 \cdot 8,314}{100} \Rightarrow \boxed{I_{TR,avg} = 1,08A}$$

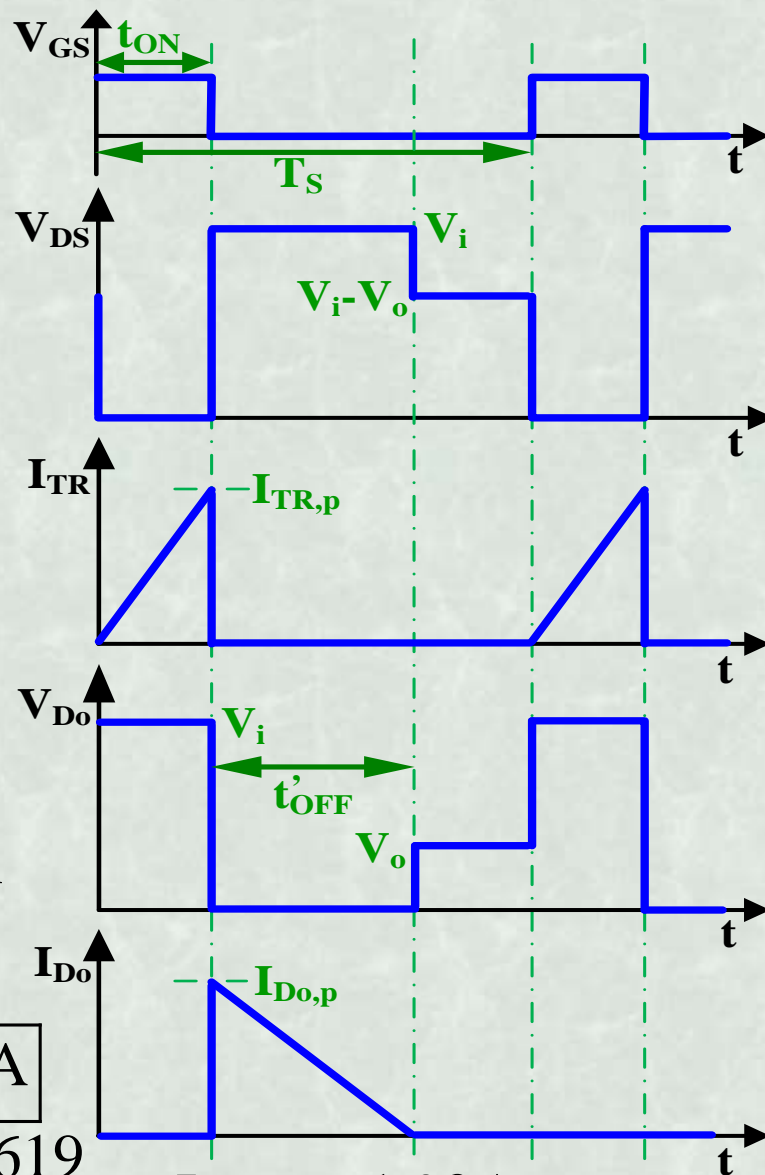
Αλλιώς:

$$I_{TR,avg} = \frac{1}{2} \cdot I_{TR,p} \cdot \delta = \frac{1}{2} \cdot 8,314 \cdot 0,256 = 1,08A$$

Μέση τιμή ρεύματος διόδου:

$$I_{Do,avg} = I_o - I_{TR,avg} = 3 - 1,08 \Rightarrow \boxed{I_{Do,avg} = 1,92A}$$

$$\text{Αλλιώς: } I_{Do,avg} = \frac{1}{2} \cdot I_{Do,p} \cdot \frac{t'_{off}}{T_s} = \frac{1}{2} \cdot 8,314 \cdot \frac{4,619}{10} \Rightarrow I_{Do,avg} = 1,92A$$



# Άσκηση στους μετατροπείς χωρίς μετασχηματιστή

## Λύση

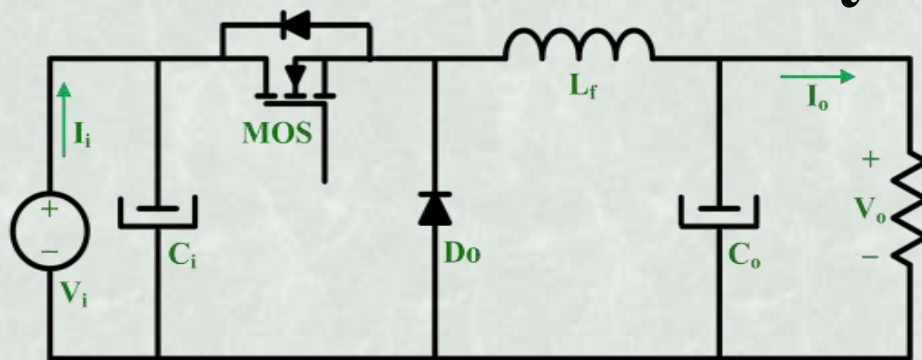
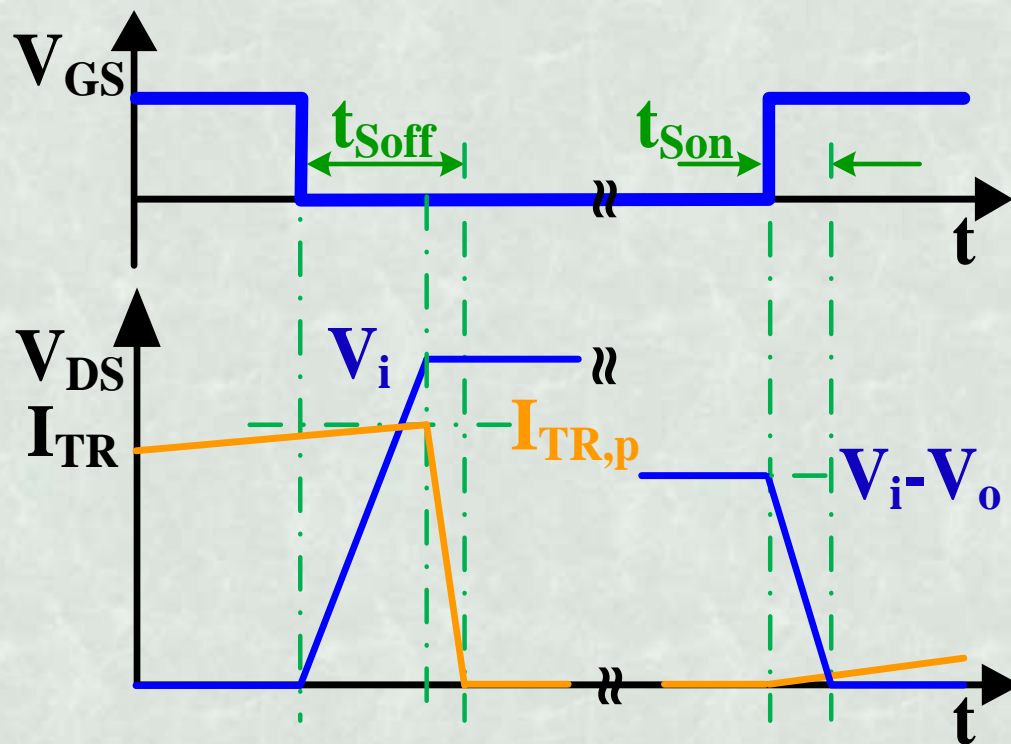
γ) Υπολογισμός διακοπτικών απωλειών

Κατά την έναυση, ο χρόνος ανόδου του ρεύματος είναι πολύ μεγαλύτερος από το χρόνο πτώσης της τάσης.

Οπότε:  $P_{SWon} \approx 0$

Κατά τη σβέση θα έχουμε:

$$\begin{aligned}
 P_{SWoff} &= \frac{V_{MAX} \cdot I_{MAX}}{2} \cdot (t_{vr} + t_{if}) \cdot f_S \\
 &= \frac{V_i \cdot I_{TR,p}}{2} \cdot (t_{vr} + t_{if}) \cdot f_S \\
 &= \frac{100 \cdot 8,314}{2} \cdot (100 + 30) \cdot 10^{-9} \cdot 100 \cdot 10^3 \Rightarrow P_{SWoff} = 5,4W
 \end{aligned}$$



$P_{SWoff} = 5,4W$



# Άσκηση στους μετατροπείς χωρίς μετασχηματιστή

## Λύση

δ) Υπολογισμός της βέλτιστης τιμής του πυκνωτή του κυκλώματος υποβοήθησης της σβέσης

Απαιτείται, κατ' αρχήν, ο υπολογισμός της τιμής του “πυκνωτή βάσης”:

$$C_n = \frac{I_{MAX} \cdot (t_{vr} + t_{if})}{2 \cdot V_{MAX}} = \frac{I_{TR,p} \cdot (t_{vr} + t_{if})}{2 \cdot V_i} = \frac{8,314 \cdot (100+30) \cdot 10^{-9}}{2 \cdot 100}$$

$$\Rightarrow C_n = 5,4nF$$

Συνεπώς, σύμφωνα με τη θεωρία, η τιμή του πυκνωτή του snubber σβέσης  $C_{opt}$ , για ελαχιστοποίηση των συνολικών απωλειών είναι:

$$C_{opt} = \frac{4}{9} \cdot C_n \Rightarrow C_{opt} = \frac{4}{9} \cdot 5,4nF \Rightarrow \boxed{C_{opt} = 2,4nF}$$

Επιλέγοντας ως τιμή του πυκνωτή του snubber  $C_{sn} = C_{opt}$  θα έχουμε από τη θεωρία:

$$\frac{W_{TR,ws}}{W_{TR,wos}} = \frac{P_{TR,ws}}{P_{TR,wos}} = \frac{1}{3}$$

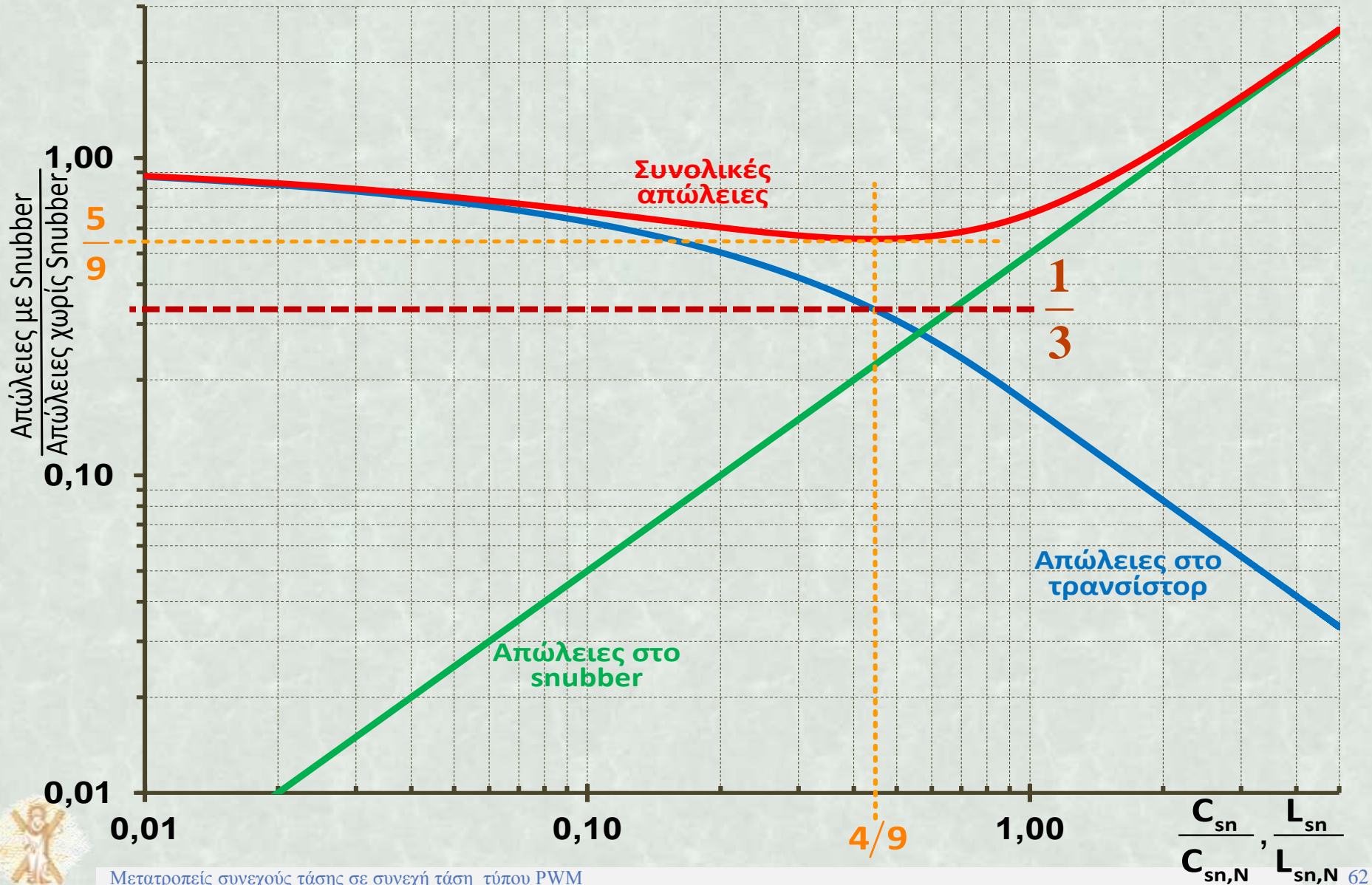
Άρα, οι διακοπτικές απώλειες μειώνονται κατά  $(2/3) = 66,66\%$ .





# Άσκηση στους μετατροπείς χωρίς μετασχηματιστή

## Λύση







Μετατροπείς Συνεχούς Τάσης σε  
Συνεχή Τάση τύπου P.W.M. με  
Ηλεκτρική Απομόνωση

- Ανάλυση διαφόρων τοπολογιών μετατροπών Συνεχούς Τάσης σε Συνεχή Τάση (DC-DC Converters), οι οποίες:
  - ✓ ελέγχονται με τη μέθοδο Διαμόρφωσης του Εύρους Παλμών (Pulse Width Modulation - P.W.M.)
  - ✓ διαθέτουν ηλεκτρική απομόνωση μεταξύ της εισόδου και της εξόδου.
  
- Η απομόνωση επιτυγχάνεται με μετασχηματιστή απόζευξης:
  - ✓ **λειτουργεί σε υψηλές συχνότητες**
    - ↳ άμεσο αποτέλεσμα: σημαντική μείωση όγκου και βάρους.
  
- Ιδιαιτερότητες στη λειτουργία των τοπολογιών αυτών λόγω της χρήσης μετασχηματιστή απόζευξης:
  - ✓ κορεσμός πυρήνα
  - ✓ χρήση κυκλώματος απομαγνήτισης
  - ✓ απώλειες στον πυρήνα και στα τυλίγματα
  - ✓ υπερτάσεις λόγω των επαγωγών σκέδασης
  - ✓ κ.ά. (θα αναλυθούν στην πορεία των διαλέξεων)



## Πλεονεκτήματα της χρήσης μετασχηματιστή απόζευξης

- ❑ Ηλεκτρική απομόνωση μεταξύ εισόδου και εξόδου:
  - ✓ Συσκευές που τροφοδοτούνται από το δίκτυο των 230V **είναι απαραίτητο**, σύμφωνα με τους διεθνείς κανονισμούς (για λόγους προστασίας του καταναλωτή), **να διαθέτουν ηλεκτρική απομόνωση μεταξύ εισόδου και εξόδου.**
- ❑ Επιλογή του λόγου μετασχηματισμού του μετασχηματιστή:
  - ✓ παρέχεται τάση εξόδου σε εντελώς διαφορετικά επίπεδα τιμών από την τάση εισόδου:
    - *χωρίς να υποβαθμίζονται οι επιδόσεις του μετατροπέα*
  - ✓ δίδεται η δυνατότητα βελτιστοποίησης του λόγου κατάτμησης (αποφυγής ακραίων τιμών):
    - *με αποτέλεσμα να ελαχιστοποιούνται οι μέγιστες τιμές των ρευμάτων που διαρρέουν τα ημιαγωγικά στοιχεία.*
- ❑ Δυνατότητα πολλαπλών εξόδων, με πολλαπλά τυλίγματα στο δευτερεύον του Μ/Τ, καθώς και επιλογής πολικότητας.





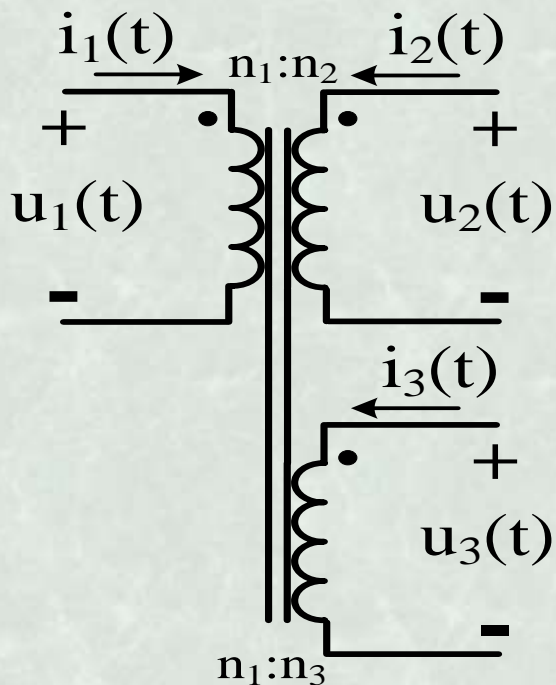
## Μειονεκτήματα της χρήσης μετασχηματιστή απόζευξης

- ❑ Μεγαλύτερο μέγεθος, όγκος και βάρος του μετατροπέα.
- ❑ Πρόσθετο κόστος:
  - ✓ Η κατασκευή των μετασχηματιστών απαιτεί, συνήθως, την παρέμβαση ανθρώπινου παράγοντα.
  - ✓ Σε ορισμένες περιπτώσεις απαιτείται η χρήση τριτεύοντος τυλίγματος ή βοηθητικού κυκλώματος, για την απομαγνήτιση του πυρήνα του μετασχηματιστή (*reset circuit*).
- ❑ Επιπρόσθετες απώλειες, τόσο στα τυλίγματα όσο και στον πυρήνα του μετασχηματιστή (μείωση βαθμού απόδοσης):
  - ✓ Απαιτείται ιδιαίτερη προσοχή στην κατασκευή των τυλιγμάτων λόγω του επιδερμικού φαινομένου (*skin effect*) και του φαινομένου γειτνίασης (*proximity effect*)
- ❑ Πιθανότητα κορεσμού του πυρήνα.
- ❑ Δημιουργία υπερτάσεων, που οφείλονται στις επαγωγές σκέδασης του μετασχηματιστή.





# ΑΠΛΟΠΟΙΗΜΕΝΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΤΗ

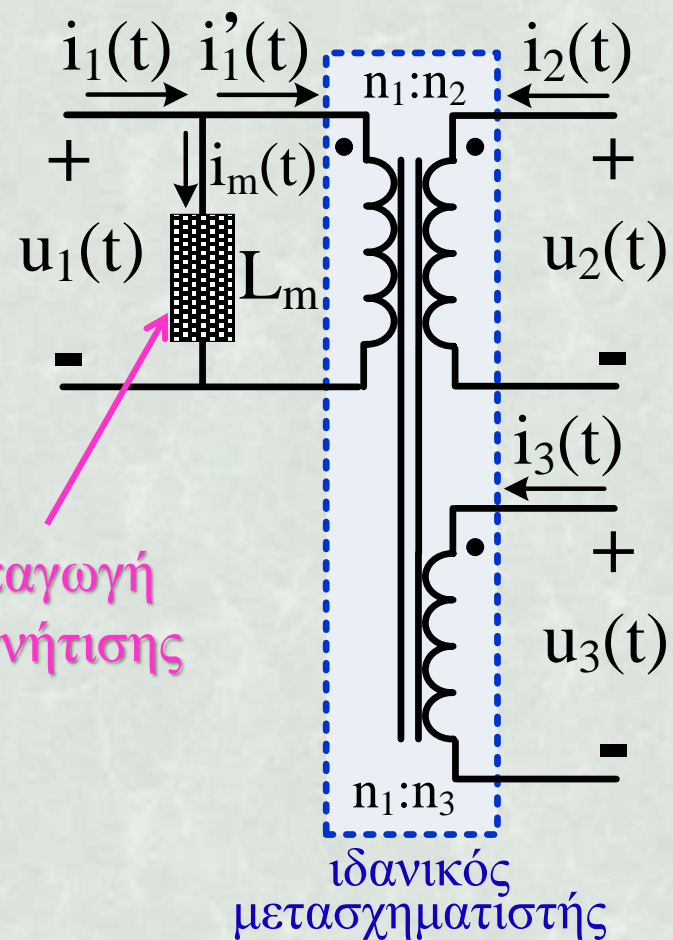


Μετασχηματιστής με πολλαπλά δευτερεύοντα τυλίγματα

Ισχύει:

$$\frac{u_1(t)}{n_1} = \frac{u_2(t)}{n_2} = \frac{u_3(t)}{n_3} = \dots$$

$$n_1 \cdot i_1'(t) + n_2 \cdot i_2(t) + n_3 \cdot i_3(t) + \dots = 0$$



Επαγωγή μαγνήτισης

ιδανικός μετασχηματιστής

Απλοποιημένο μοντέλο μετασχηματιστή, αμελώντας τις αντιστάσεις των τυλιγμάτων, τις απώλειες πυρήνα και τις επαγωγές σκέδασης

# ΑΠΛΟΠΟΙΗΜΕΝΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΤΗ

- Με την επαγωγή μαγνήτισης  $L_m$  (*magnetizing inductance*) μοντελοποιείται η μαγνήτιση του υλικού του πυρήνα:
  - ↳ σε συνδυασμό με το ρεύμα μαγνήτισης  $i_m$  (*magnetizing current*) μοντελοποιείται η ανάπτυξη μαγνητικής ροής στον πυρήνα του μετασχηματιστή.
- Η καμπύλη μαγνήτισης ενός μετασχηματιστή (*B-H characteristic*) δεν είναι γραμμική:
  - ↳ όταν το ρεύμα μαγνήτισης ξεπεράσει μία τιμή ο μετασχηματιστής οδηγείται στον κόρο (*saturation*).
- Σε **μόνιμη κατάσταση λειτουργίας** (*steady state*) θα πρέπει η μέση τιμή της τάσης που εφαρμόζεται σε ένα μετασχηματιστή να είναι μηδενική (**volt-second balance**), έτσι ώστε οι τιμές του ρεύματος μαγνήτισης, στην αρχή και στο τέλος μίας περιόδου να είναι ίσες:

$$u_1(t) = L_m \cdot \frac{di_m(t)}{dt} \Rightarrow i_m(t) - i_m(0) = \frac{1}{L_m} \cdot \int_0^t u_1(\tau) \cdot d\tau \Rightarrow \boxed{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} u_1(t) \cdot dt = 0}$$

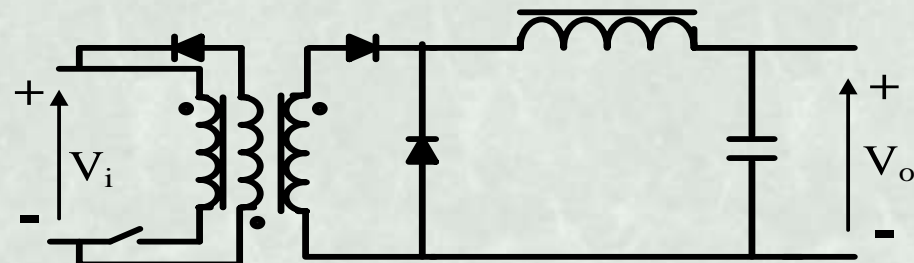
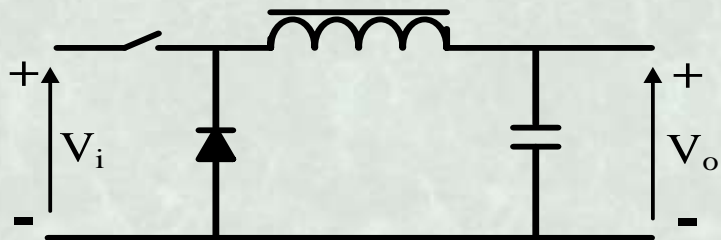


# ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΜΕ Μ/Τ

## ΧΩΡΙΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΑΠΟΜΟΝΩΣΗ

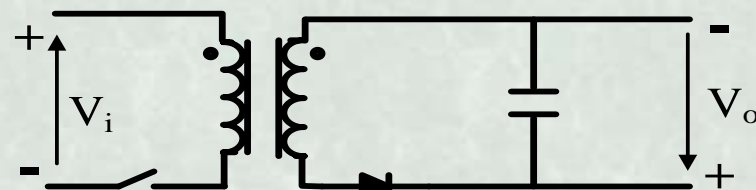
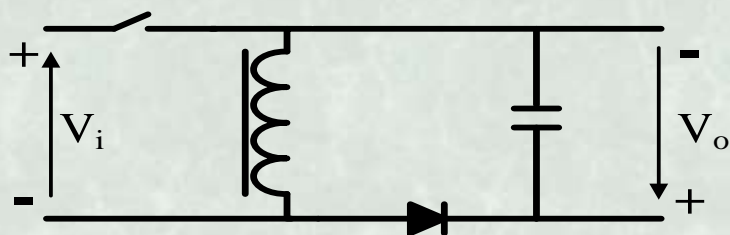
## ΜΕ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΑΠΟΜΟΝΩΣΗ

ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ



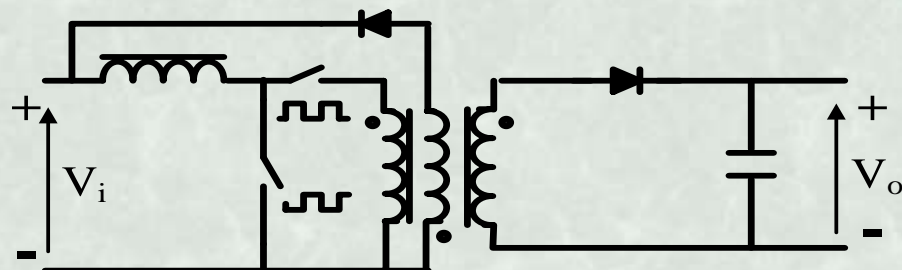
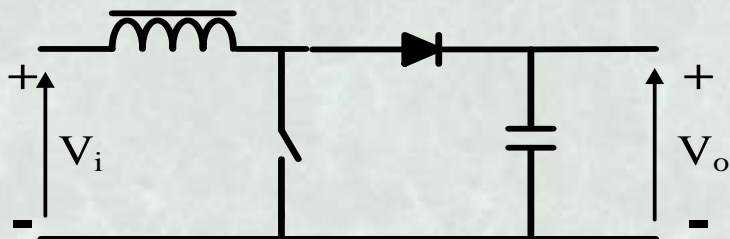
**FORWARD**

ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ  
ΑΝΥΨΩΣΗΣ

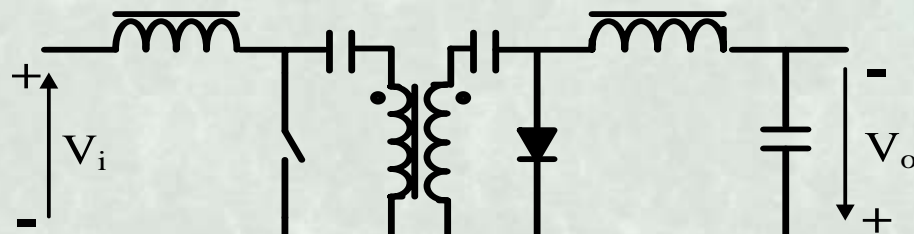
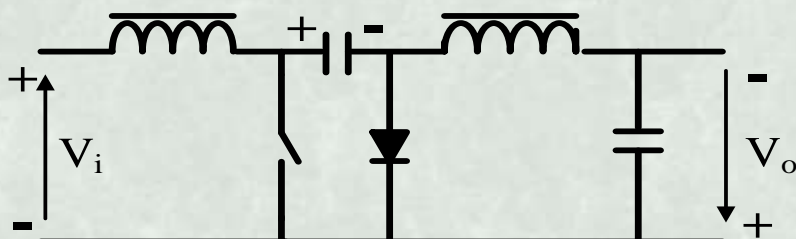


**FLYBACK**

ΑΝΥΨΩΣΗΣ



CUK



# ΚΑΤΗΓΟΡΙΟΠΟΙΗΣΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΜΕ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΑΠΟΜΟΝΩΣΗ

□ Ανάλογα με τη λειτουργία του μετασχηματιστή απόζευξης, οι μετατροπείς ΣΤ-ΣΤ τύπου PWM, με ηλεκτρική απομόνωση, διαιρούνται σε δύο κατηγορίες:

✓ **Ασύμμετροι μετατροπείς ή μονοκατευθυντικής διέγερσης (asymmetrical converters):**

- το σημείο μαγνητικής λειτουργίας του μετασχηματιστή βρίσκεται πάντα στο πρώτο τεταρτημόριο του βρόχου υστέρησης B-H
- συνεπώς, η μαγνητική ροή και το μαγνητικό πεδίο δεν αλλάζουν ποτέ πρόσημο. Το ρεύμα μαγνήτισης έχει μία μόνο φορά.

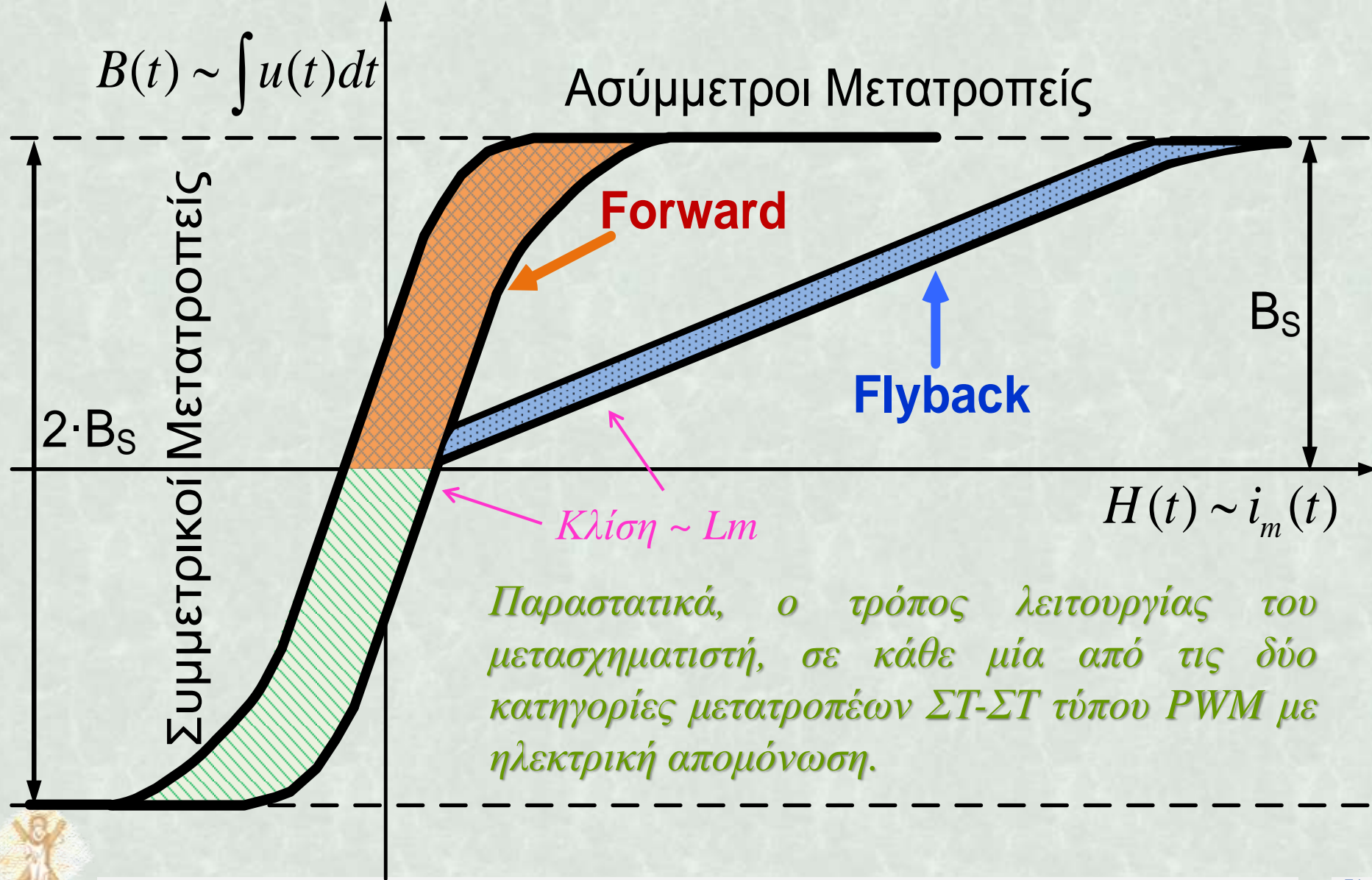
✓ **Συμμετρικοί μετατροπείς ή αμφίδρομης διέγερσης (symmetrical converters):**

- το σημείο μαγνητικής λειτουργίας του μετασχηματιστή μπορεί να βρίσκεται είτε στο πρώτο είτε στο τρίτο τεταρτημόριο του βρόχου υστέρησης B-H
- συνεπώς, η μαγνητική ροή και το μαγνητικό πεδίο αλλάζουν πρόσημο, ανάλογα με τη φορά του ρεύματος μαγνήτισης.





# ΚΑΤΗΓΟΡΙΟΠΟΙΗΣΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΜΕ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΑΠΟΜΟΝΩΣΗ



Παραστατικά, ο τρόπος λειτουργίας του μετασχηματιστή, σε κάθε μία από τις δύο κατηγορίες μετατροπέων ΣΤ-ΣΤ τύπου PWM με ηλεκτρική απομόνωση.

□ Τα μαλακά μαγνητικά (*soft magnetic*) υλικά που χρησιμοποιούνται για κατασκευή πυρήνων σε μετασχηματιστές και πηνία σε διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος, μπορούν να χωρισθούν σε δύο κατηγορίες:

☞ μαγνητικά υλικά που είναι κράματα σιδήρου (Fe) και περιέχουν ένα ποσοστό άλλων υλικών, όπως πυρίτιο (Si), νικέλιο (Ni) χρώμιο (Cr) ή κοβάλτιο (Co):

- αναφέρονται και ως φερρομαγνητικά υλικά (*ferromagnetic*)
- η επαγωγή κόρου  $B_{sat}$  των υλικών αυτών είναι υψηλή, ξεκινά από 1,4T και μπορεί να φθάσει τα 1,9T
- η ειδική ηλεκτρική αντίσταση αυτών των κραμάτων είναι λίγο μεγαλύτερη από αυτή ενός καλού αγωγού

☞ μαγνητικά υλικά που ονομάζονται φερρίτες (Ferrites) και είναι κεραμικά υλικά, κατά κύριο λόγο μίγματα οξειδίων του σιδήρου (Fe) με άλλα μαγνητικά στοιχεία, όπως μαγνήσιο (Mn), ψευδάργυρος (Zn), νικέλιο (Ni) ή κοβάλτιο (Co):

- είναι φερριμαγνητικά υλικά (*ferrimagnetic*)
- χαρακτηρίζονται από υψηλή ειδική ηλεκτρική αντίσταση
- είναι το υλικό που χρησιμοποιείται περισσότερο για πυρήνες μετασχηματιστών και πηνίων στα ηλεκτρονικά ισχύος.

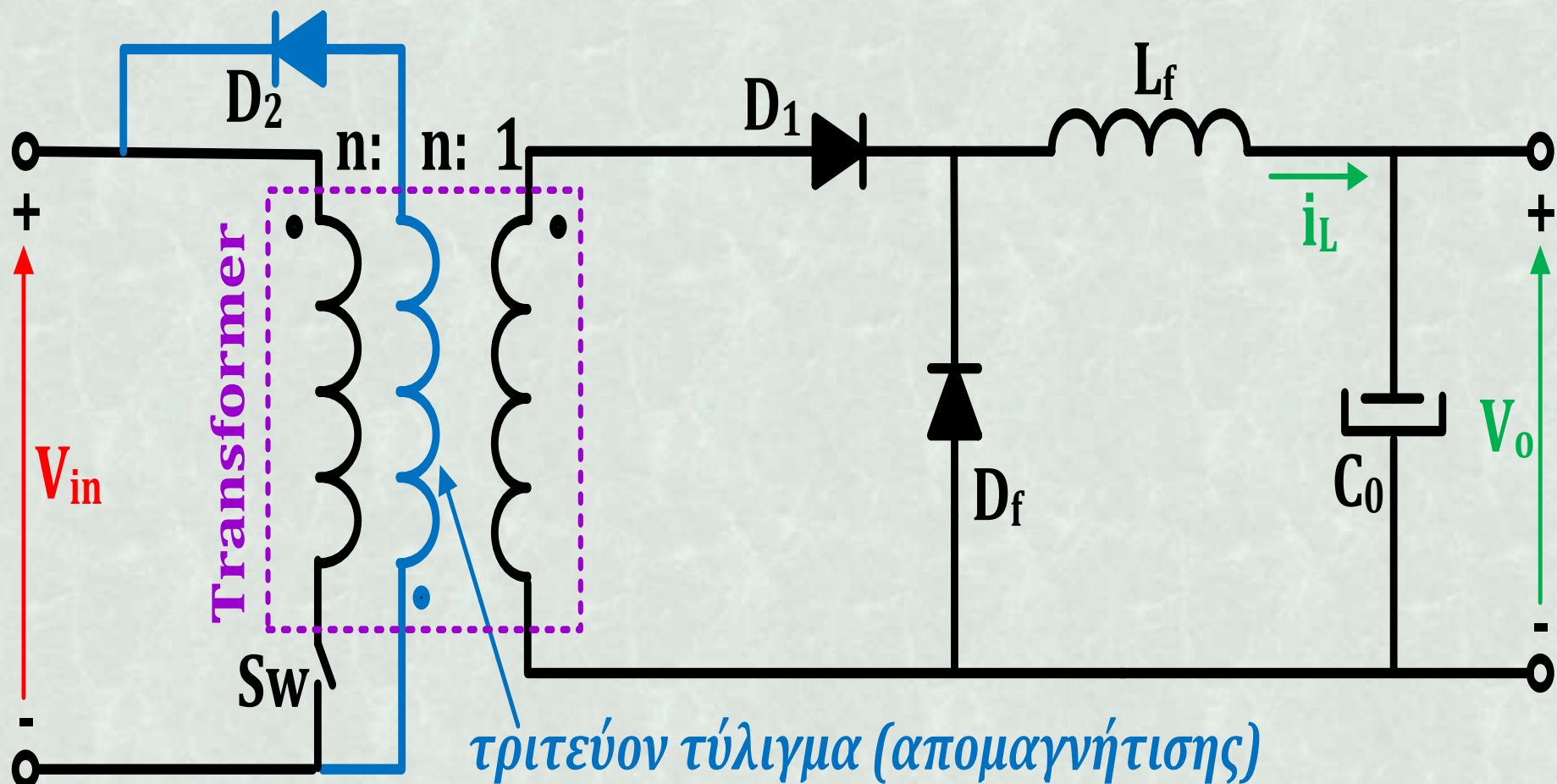


# ΜΑΓΝΗΤΙΚΑ ΥΛΙΚΑ ΣΤΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ

- ❑ Οι φερρίτες είναι κεραμικά υλικά. Είναι χημικά αδρανή, σκληρά, εύθραυστα, υψηλής πυκνότητας και ομογενή υλικά.
- ❑ Είναι μίγματα οξειδίου του σιδήρου ( $\text{Fe}_2\text{O}_3$ ) με μεταλλικά ιόντα μεταβατικών μετάλλων (*transition metals*).
- ❑ Η χημική τους σύσταση δίδεται από τη φόρμουλα  $\text{MMFe}_2\text{O}_3$ , όπου MM είναι ο συνδυασμός διαφόρων μεταβατικών μετάλλων:
  - ☞ Οι περισσότερο χρησιμοποιούμενοι συνδυασμοί είναι μαγνήσιο και ψευδάργυρος ( $\text{MnZn}$ ), ή νικέλιο ( $\text{Ni}$ ) και ψευδάργυρος ( $\text{NiZn}$ ).
- ❑ Οι φερρίτες έχουν, γενικά, υψηλή ειδική ηλεκτρική αντίσταση, επομένως χαρακτηρίζονται από χαμηλές απώλειες διννορευμάτων (*eddy current losses*) και γι' αυτό χρησιμοποιούνται σε υψηλές συχνότητες λειτουργίας:
  - ☞ οι φερρίτες  $\text{MnZn}$  έχουν υψηλή σχετική μαγνητική διαπερατότητα (1000-4000), μεσαία μαγνητική επαγωγή κόρου (0,4-0,8T) και σχετικά χαμηλή ειδική αντίσταση (0,5-2 $\Omega\text{m}$ ). Χρησιμοποιούνται σε συχνότητες λειτουργίας από 10kHz ως 2MHz).
  - ☞ οι φερρίτες  $\text{NiZn}$  έχουν χαμηλή σχετική μαγνητική διαπερατότητα (40-300) σε χαμηλές συχνότητες (διατηρείται σταθερή σε ένα ευρύ φάσμα συχνοτήτων) και υψηλή ειδική αντίσταση ( $10^3$ - $10^7\Omega\text{m}$ ). Η μαγνητική επαγωγή κόρου είναι χαμηλή. Χρησιμοποιούνται σε συχνότητες λειτουργίας από 100kHz ως 100MHz.



# ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΣΤ-ΣΤ ΤΥΠΟΥ FORWARD

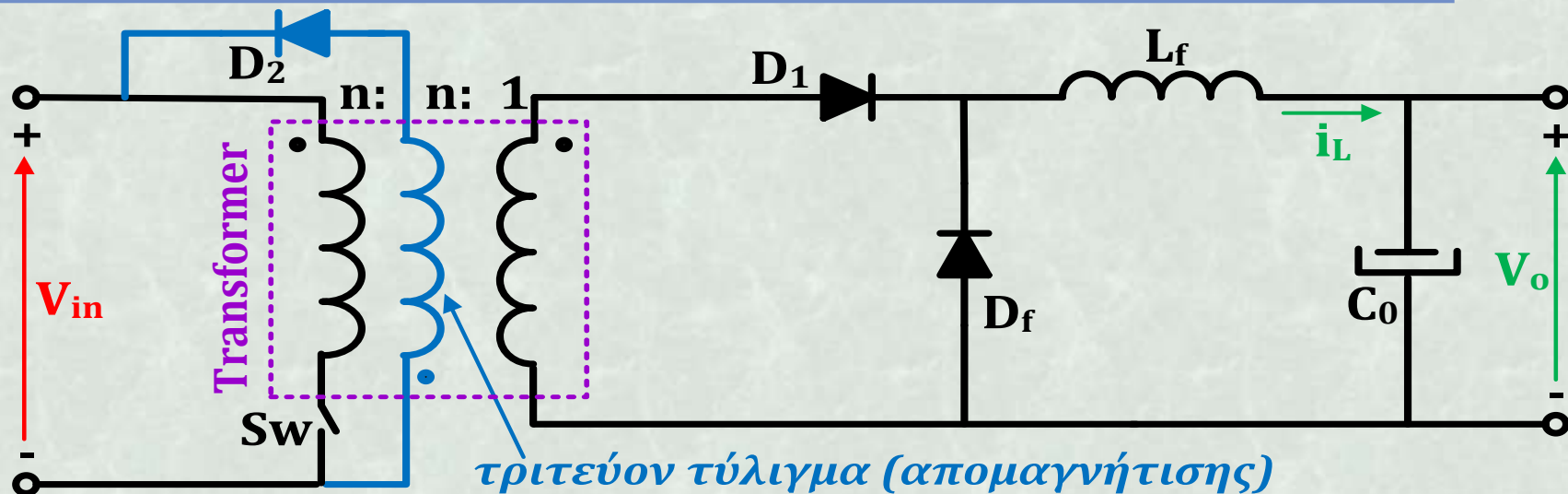


## Τοπολογία Forward με ένα transistor

Για να αναλυθεί η λειτουργία του πρέπει να ληφθεί υπόψη και το ρεύμα μαγνήτισης του μετασχηματιστή.



# ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΣΤ-ΣΤ ΤΥΠΟΥ FORWARD



## ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΗΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ (CCM) Τοπολογία Forward με ένα transistor

### □ Διακόπτης $Sw$ σε αγωγή:

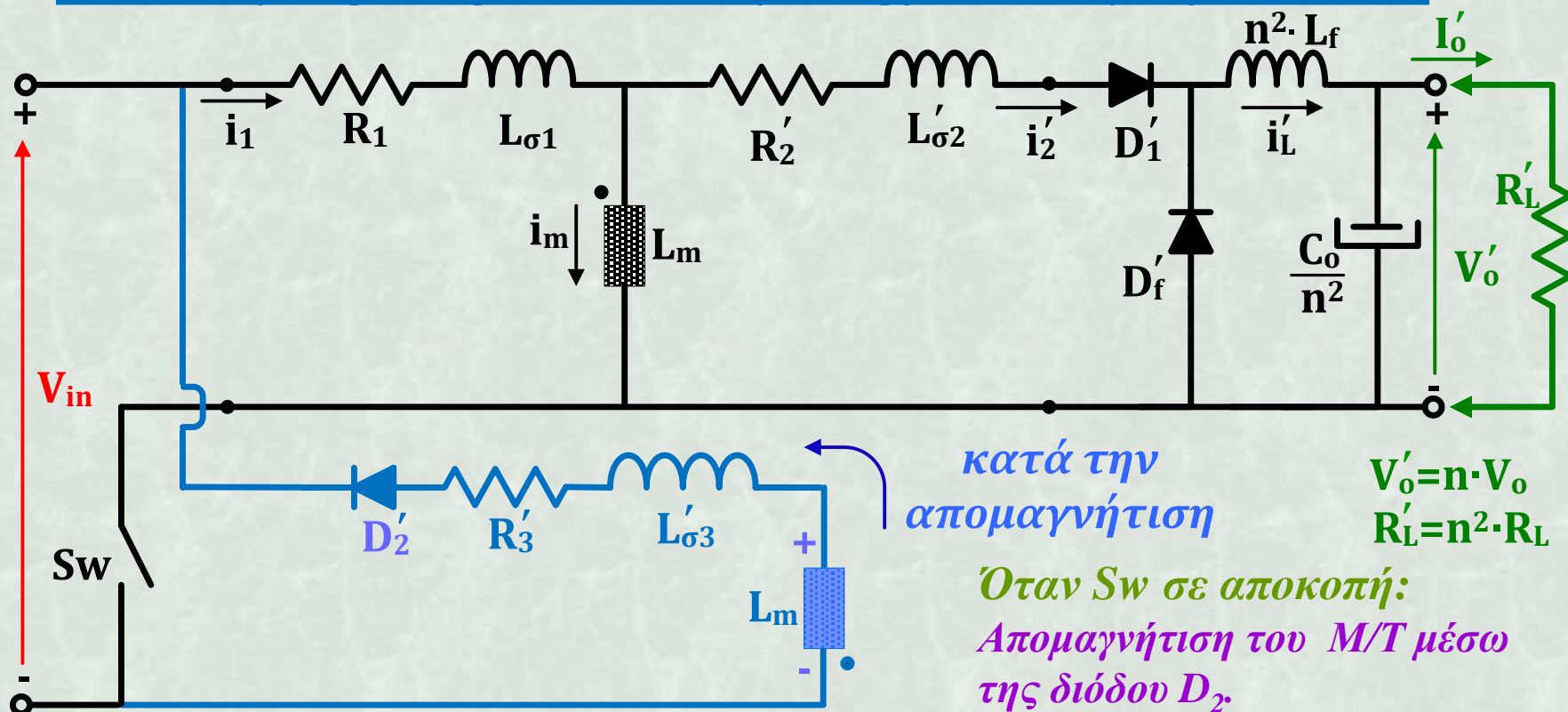
- Η διάδος  $D_1$  πολώνεται ορθά και η διάδος  $D_f$  ανάστροφα.
- Ροή ενέργειας από την είσοδο κατ' ευθείαν στην έξοδο (Buck).
- Ροή ρεύματος και στο πηνίο μαγνήτισης.

### □ Διακόπτης $Sw$ σε αποκοπή:

- Η ενέργεια που έχει συσσωρευτεί στο πηνίο  $L_f$  μεταφέρεται στην έξοδο μέσω της διόδου  $D_f$ .
- Απομαγνήτιση του μετασχηματιστή απόζευξης μέσω της διόδου  $D_2$ .

# ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΣΤ-ΣΤ ΤΥΠΟΥ FORWARD

## Ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα της τοπολογίας Forward



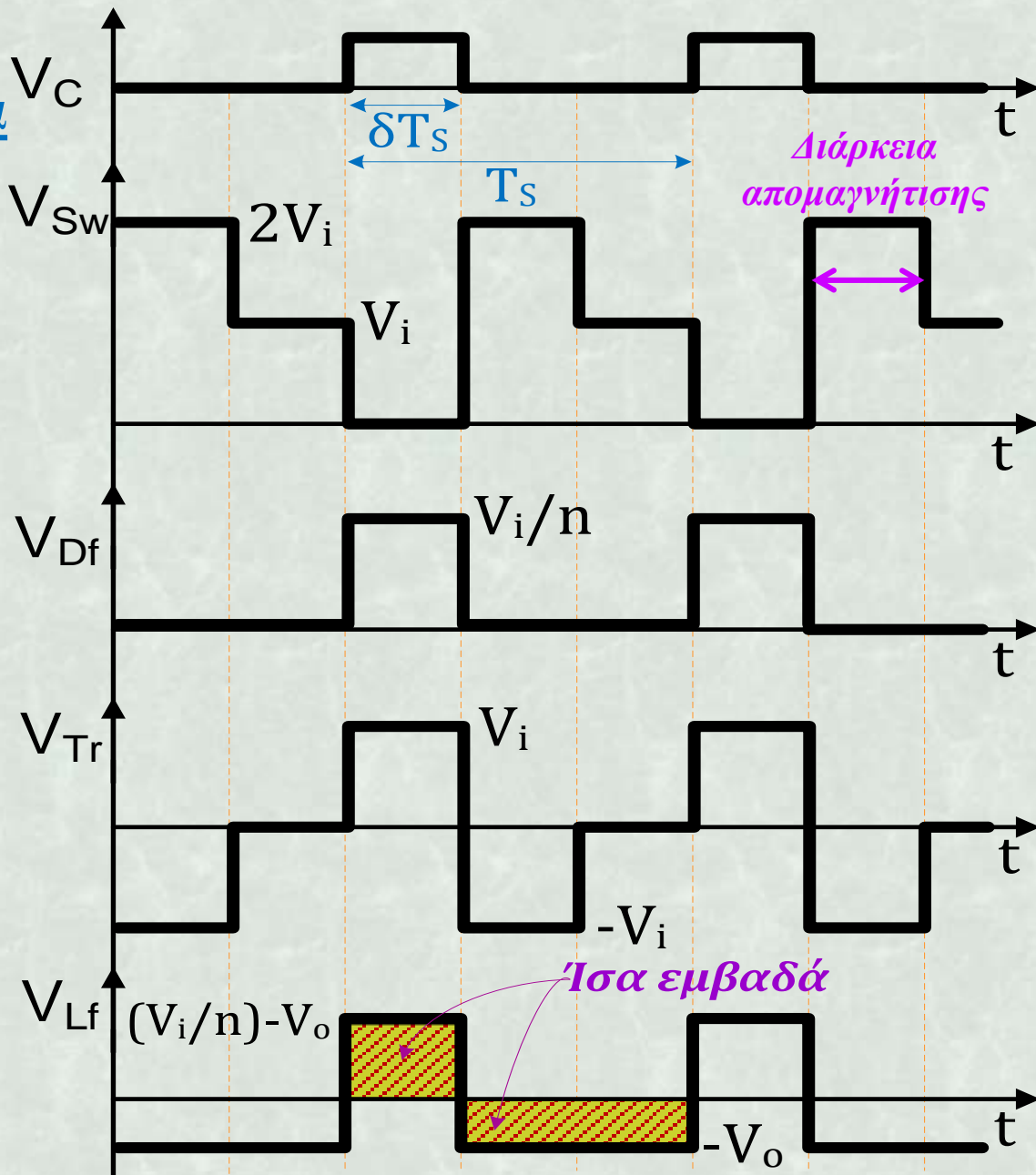
- Το ρεύμα μαγνήτισης πρέπει να βρει μία διέξοδο, αλλιώς θα εμφανιστεί υπέρταση πάνω στο διακόπτη.
- Μόλις η τάση στο τυλίγμα απομαγνήτισης (τριτεύον τυλίγμα) γίνει  $V_i$ , άγει η διάδος  $D_2$  και το ρεύμα μαγνήτισης επιστρέφει στην είσοδο.
- Η τάση στο πρωτεύον του  $M/T$  θα γίνει  $-V_i$  (για τον ίδιο αριθμό σπειρών πρωτεύοντος και τριτεύοντος τυλίγματος) και επομένως η τάση πάνω στον ημιαγωγικό διακόπτη θα είναι  $2V_i$ .



# ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΣΤ-ΣΤ ΤΥΠΟΥ FORWARD

## Κυματομορφές τάσης για τοπολογία Forward με ένα transistor για CCM και $N_1=N_3$

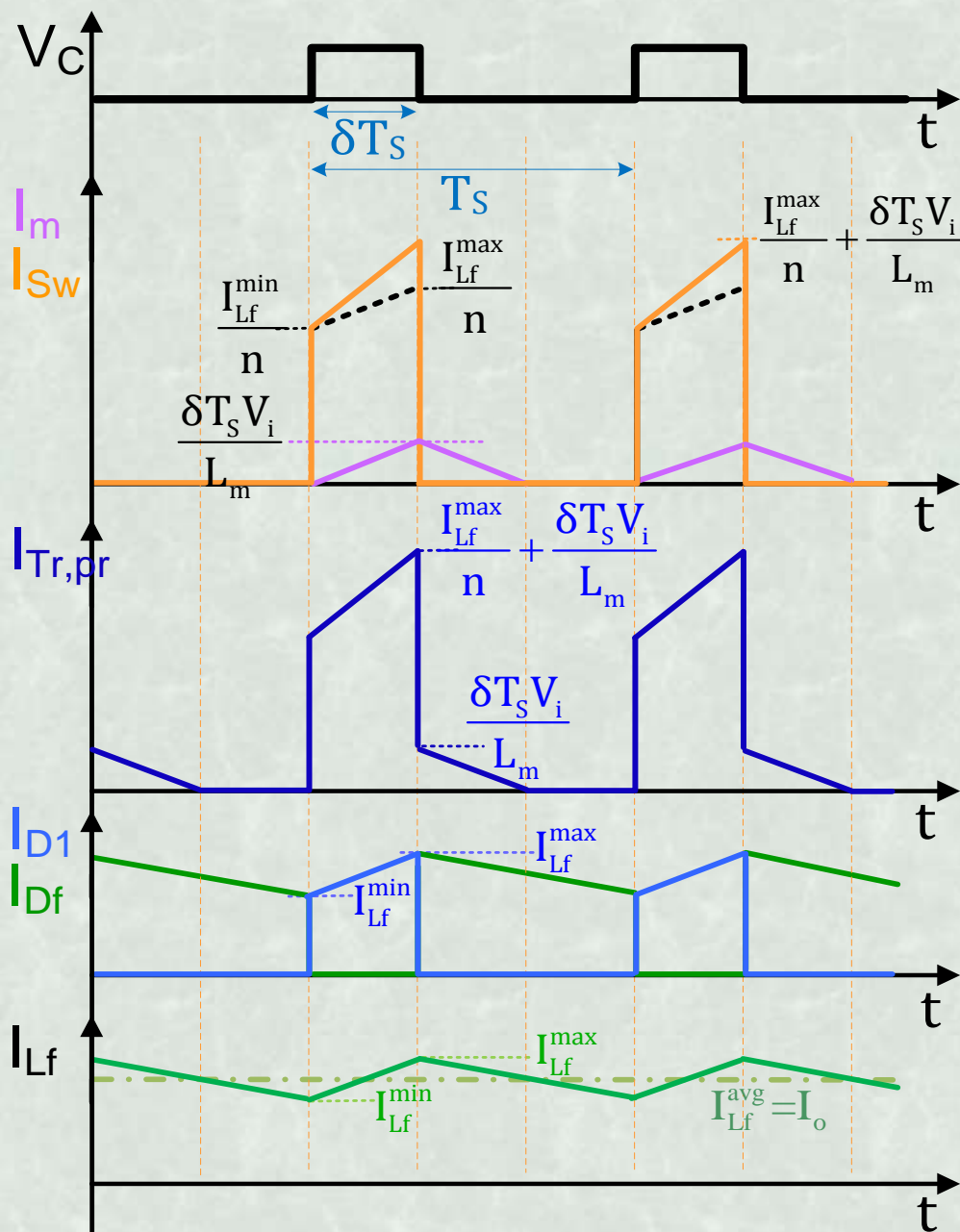
- Για  $N_1=N_3$  η διάρκεια απομαγνήτισης θα είναι ίδια με τη διάρκεια αγωγής του διακόπτη (*γιατί*).
- Συνεπώς, η μέγιστη διάρκεια αγωγής του μετατροπέα περιορίζεται στο μισό της περιόδου, δηλαδή  $\delta_{\max}=0,5$ .
- *Πως μπορεί να αυξηθεί η διάρκεια αγωγής του transistor ( $\delta \geq 0,5$ );*



# ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΣΤ-ΣΤ ΤΥΠΟΥ FORWARD

## Κυματομορφές ρεύματος για τοπολογία Forward με ένα transistor για CCM και $N_1=N_3$

- ✎ Ερμηνεύστε την κυματομορφή του ρεύματος του τρανζίστορ.
- ✎ Παρατηρήστε και ερμηνεύστε την κυματομορφή του ρεύματος μαγνήτισης  $I_m$ .
- ✎ Εξηγήστε την κυματομορφή του ρεύματος  $I_{Tr,pr}$  του πρωτεύοντος του M/T;
- ✎ Σχεδιάστε το ρεύμα που διαρρέει τη δίοδο  $D_2$ .
- ✎ Σχεδιάστε την κυματομορφή του ρεύματος μαγνήτισης αν  $N_1 \neq N_3$ .





# ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΣΤ-ΣΤ ΤΥΠΟΥ FORWARD

## Κυριότερες εξισώσεις ( $V_i = \text{σταθερή}$ )

**Για CCM:** 
$$\frac{n \cdot V_o}{V_i} = \delta, \quad I_o = \frac{(I_{Lf,max} + I_{Lf,min})}{2}$$

$$I_{Lf,max} - I_{Lf,min} = \frac{(V_i/n) - V_o}{L_f} \cdot \delta \cdot T_s = \frac{V_i \cdot T_s}{n \cdot L_f} \cdot \delta \cdot (1 - \delta) = \frac{V_o \cdot T_s}{L_f} \cdot (1 - \delta)$$

**Για DCM:** 
$$\frac{n \cdot V_o}{V_i} = \frac{\delta^2}{\delta^2 + 2 \cdot \frac{I_o}{\left( \frac{(V_i \cdot T_s)}{(n \cdot L_f)} \right)}} = \frac{\delta^2}{\delta^2 + 2 \cdot I_{Noi}}$$

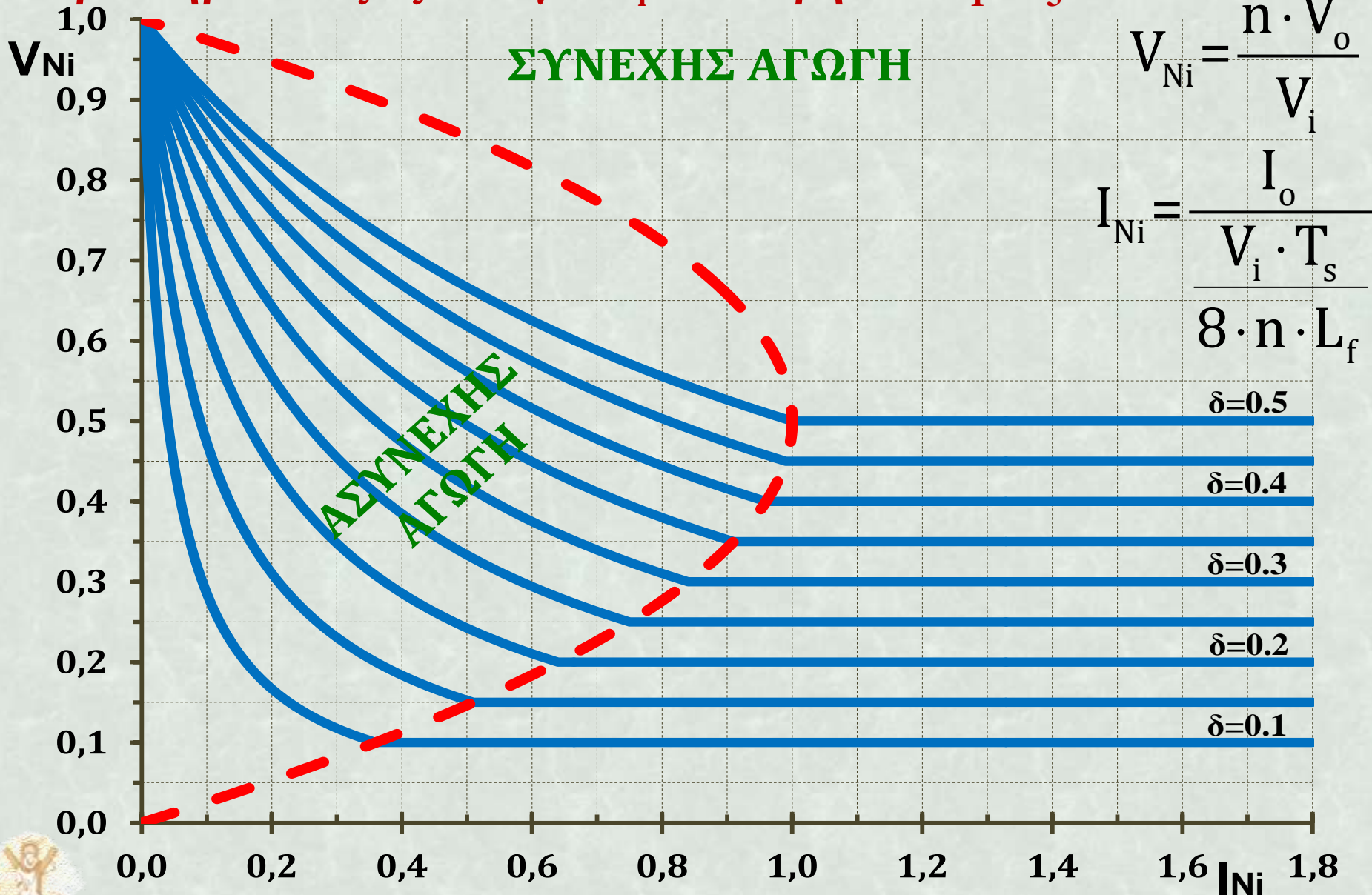
## **Όριο CCM-DCM:**

$$I_{0,b} = \frac{(V_i/n) - V_o}{L_f} \cdot \frac{\delta \cdot T_s}{2} = \frac{V_i \cdot T_s}{n \cdot L_f} \cdot \frac{\delta \cdot (1 - \delta)}{2} = \frac{V_o \cdot T_s}{L_f} \cdot \frac{(1 - \delta)}{2}$$



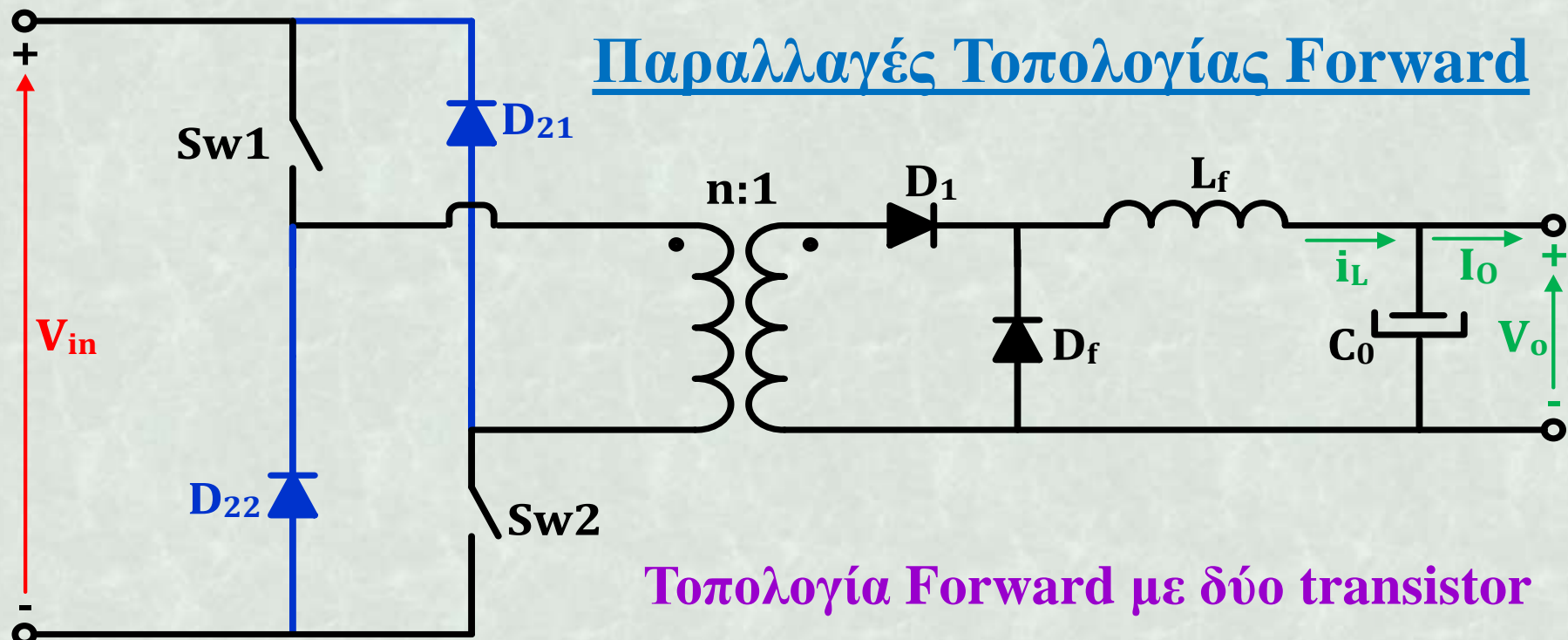
# ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΣΤ-ΣΤ ΤΥΠΟΥ FORWARD

Χαρακτηριστικές εξόδου για  $V_i = \text{σταθερή}$  και  $N_1 = N_3$



# ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΣΤ-ΣΤ ΤΥΠΟΥ FORWARD

## Παραλλαγές Τοπολογίας Forward

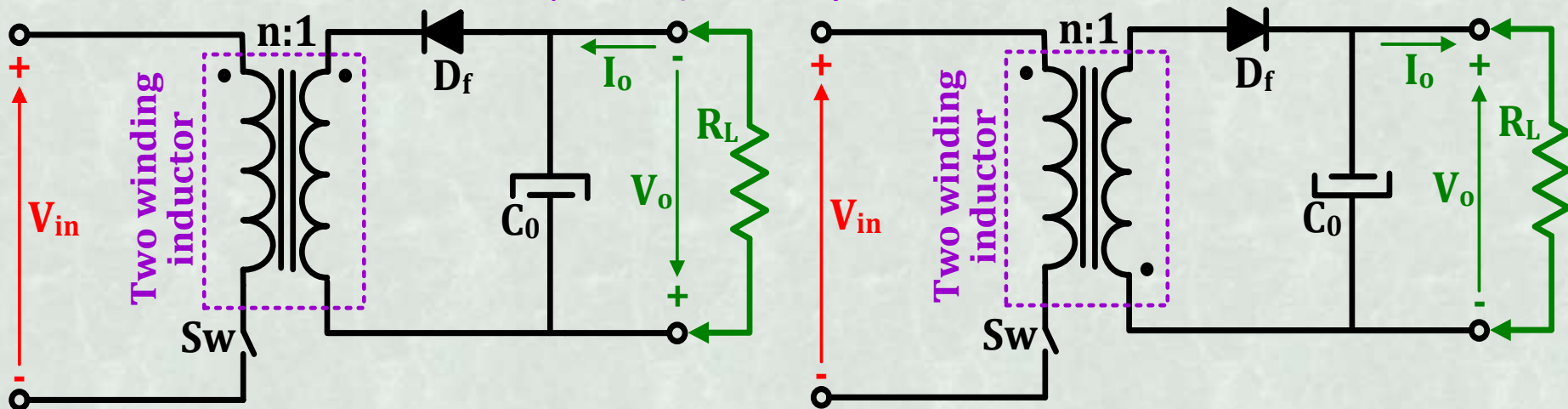


### Τοπολογία Forward με δύο transistor

- ❑ Τα δύο ημιαγωγικά στοιχεία ανοίγουν και κλείνουν ταυτόχρονα:
  - ✓ **πλεονέκτημα:** τα τρανζίστορ επιβαρύνονται με τη μισή τάση απ' ότι στην προηγούμενη τοπολογία, δηλαδή με τάση  $V_i$
  - ✓ το ρεύμα μαγνήτισης ρέει προς την είσοδο μέσω των διόδων:
    - δεν απαιτείται τρίτο τύλιγμα (απομαγνήτισης).
- ❑ Ο υπολογισμός των μαγνητικών στοιχείων μπορεί να γίνει με βάση το **'area product'**, δηλαδή το γινόμενο του εμβαδού του παραθύρου επί την ενεργό διατομή του πυρήνα.

# ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΣΤ-ΣΤ ΤΥΠΟΥ FLYBACK

## Τοπολογία Flyback με ένα transistor



□ Στην τοπολογία περιλαμβάνεται και ένα μαγνητικό στοιχείο που περιέχει δύο ανεξάρτητα τυλίγματα:

- ✓ το σύμβολο είναι παρόμοιο με αυτό ενός μετασχηματιστή, αλλά η λειτουργία του διαφέρει σημαντικά από αυτή ενός μετασχηματιστή
- ✓ πρόκειται για ένα πηνίο με δύο τυλίγματα (*two winding inductor*)
- ✓ για την ανάλυση μπορεί να χρησιμοποιηθεί το ισοδύναμο κύκλωμα ενός μετασχηματιστή.

□ Το ρεύμα δεν ρέει ταυτόχρονα και στα δύο τυλίγματα.

□ Οι στιγμιαίες τιμές της τάσης συνδέονται με το λόγο των σπειρών.

□ Οι στιγμιαίες τιμές του ρεύματος δεν συνδέονται με το λόγο των σπειρών.



# ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΣΤ-ΣΤ ΤΥΠΟΥ FLYBACK

## ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΗΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ (CCM)

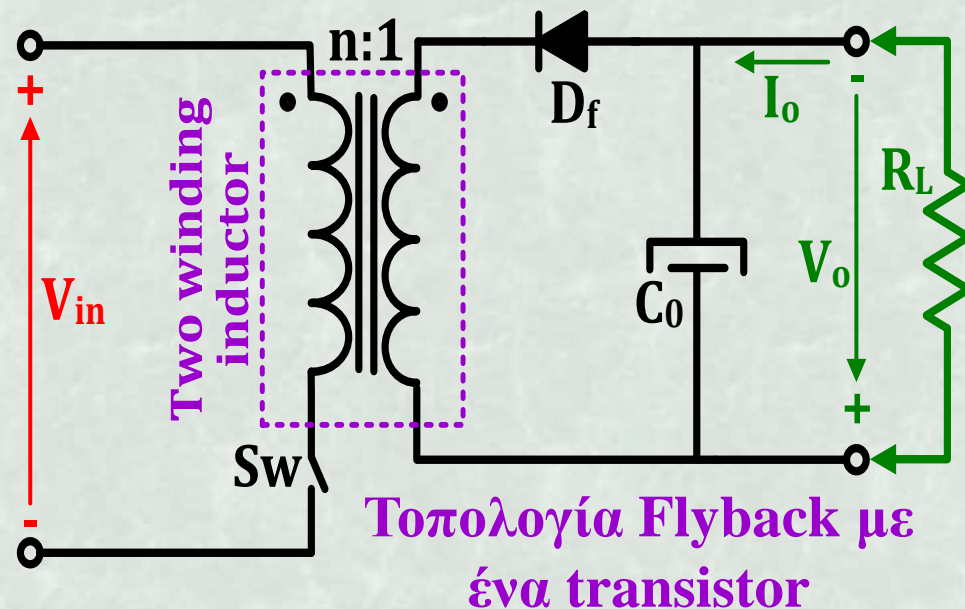
### □ Διακόπτης $Sw$ σε αγωγή:

- Η διάδος  $D_f$  πολώνεται ανάστροφα και δεν υπάρχει ροή ενέργειας στο δευτερεύον του M/T.
- Το φορτίο τροφοδοτείται από τον πυκνωτή εξόδου.

- Η ενέργεια συσσωρεύεται στην επαγωγή μαγνήτισης  $L_m$  του μετασχηματιστή, λόγω ροής ρεύματος από το τύλιγμα του πρωτεύοντος.

### □ Διακόπτης $Sw$ σε αποκοπή:

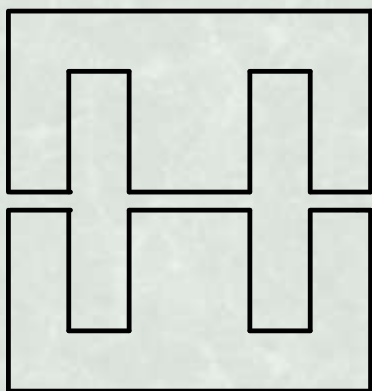
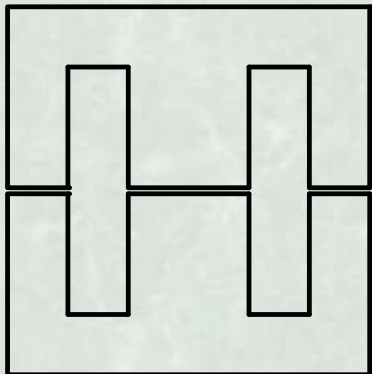
- Η διάδος  $D_f$  πολώνεται ορθά και άγει.
- Η ενέργεια που έχει συσσωρευτεί στον M/T (πηνίο μαγνήτισης  $L_m$ ) μεταφέρεται στην έξοδο.



# ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΣΤ-ΣΤ ΤΥΠΟΥ FLYBACK

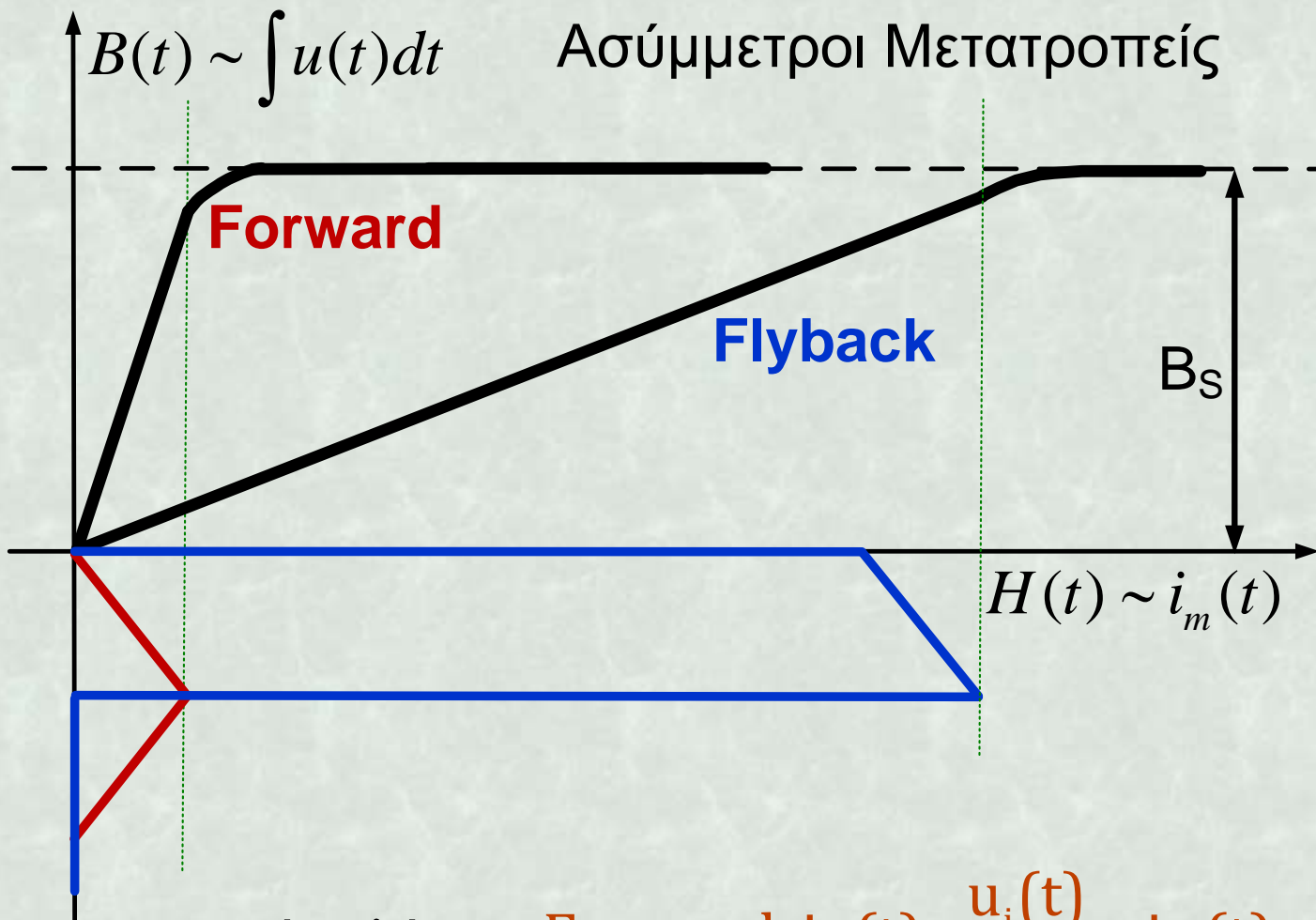
## Χαρακτηριστική Μαγνήτιση του Μετασχηματιστή

**Forward**



**Flyback**

Εισαγωγή διακένου στον πυρήνα λόγω DC συνιστώσας στο ρεύμα μαγνήτισης (ρεύμα πρωτεύοντος).

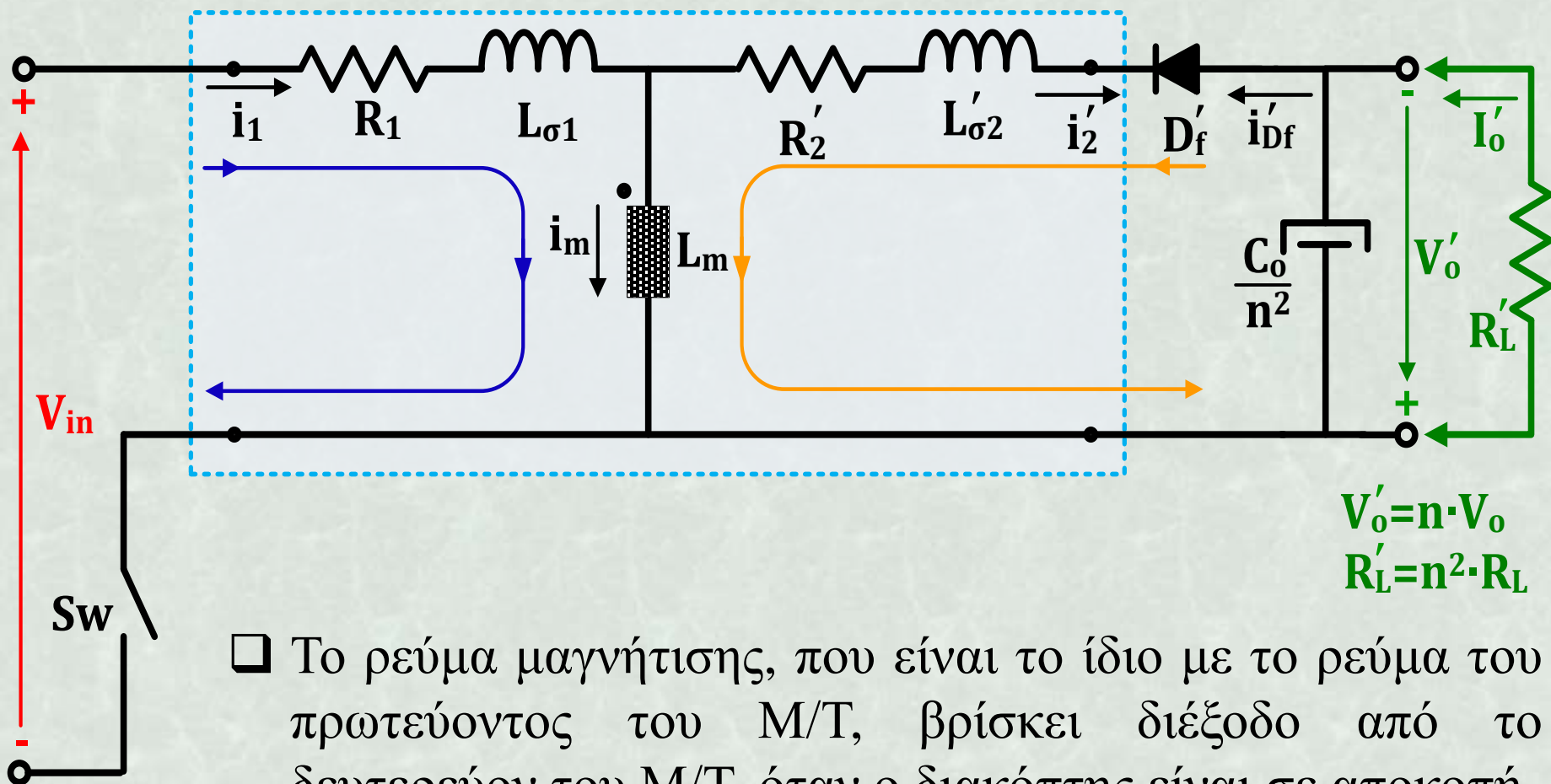


$$\text{Forward: } i_m(t) = \frac{u_i(t)}{L_m} \neq i_{pr}(t)$$

$$\text{Flyback: } i_m(t) = i_{pr}(t)$$

# ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΣΤ-ΣΤ ΤΥΠΟΥ FLYBACK

## Ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα της τοπολογίας Flyback



$$V'_o = n \cdot V_o$$
$$R'_L = n^2 \cdot R_L$$

- Το ρεύμα μαγνήτισης, που είναι το ίδιο με το ρεύμα του πρωτεύοντος του Μ/Τ, βρίσκει διέξοδο από το δευτερεύον του Μ/Τ, όταν ο διακόπτης είναι σε αποκοπή.  
↳ για το λόγο αυτό δεν απαιτείται η ύπαρξη τριτεύοντος τυλίγματος στην τοπολογία αυτή.

# ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΣΤ-ΣΤ ΤΥΠΟΥ FLYBACK

## Κυματομορφές τάσης για τοπολογία Flyback με ένα transistor (CCM)

Για CCM ισχύει:  $\frac{n \cdot V_o}{V_i} = \frac{\delta}{1 - \delta}$

Τάση πάνω στο διακοπτικό στοιχείο:

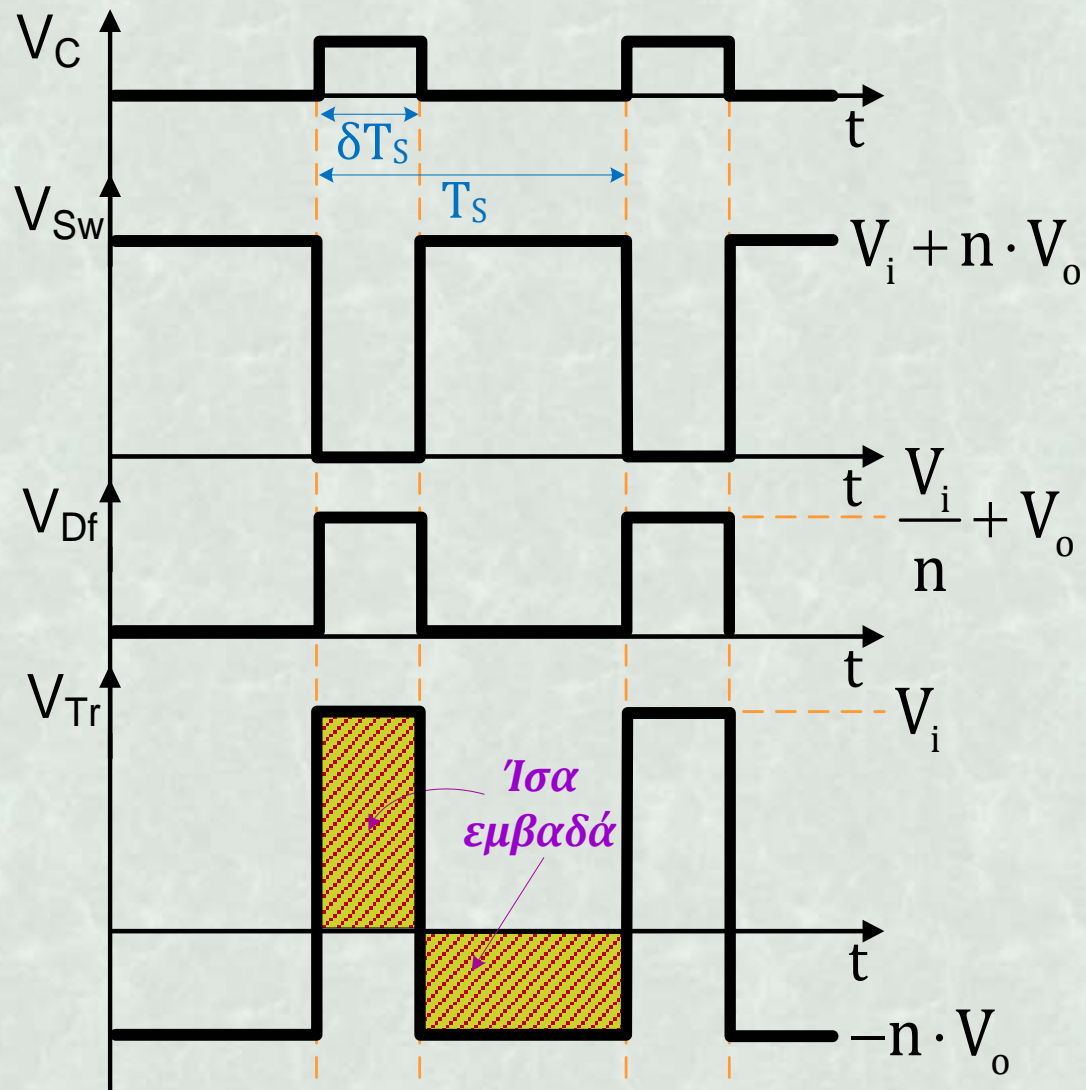
$$V_{Sw} = V_i + n \cdot V_o = V_i + V_i \cdot \frac{\delta}{1 - \delta}$$

$$= V_i \cdot \left( 1 + \frac{\delta}{1 - \delta} \right)$$

$$\Rightarrow V_{Sw} = \frac{V_i}{1 - \delta}$$

Αν  $\delta \rightarrow 1 \Rightarrow V_{Sw} \rightarrow \infty$

Άρα καταστροφή του τρανζίστορ.



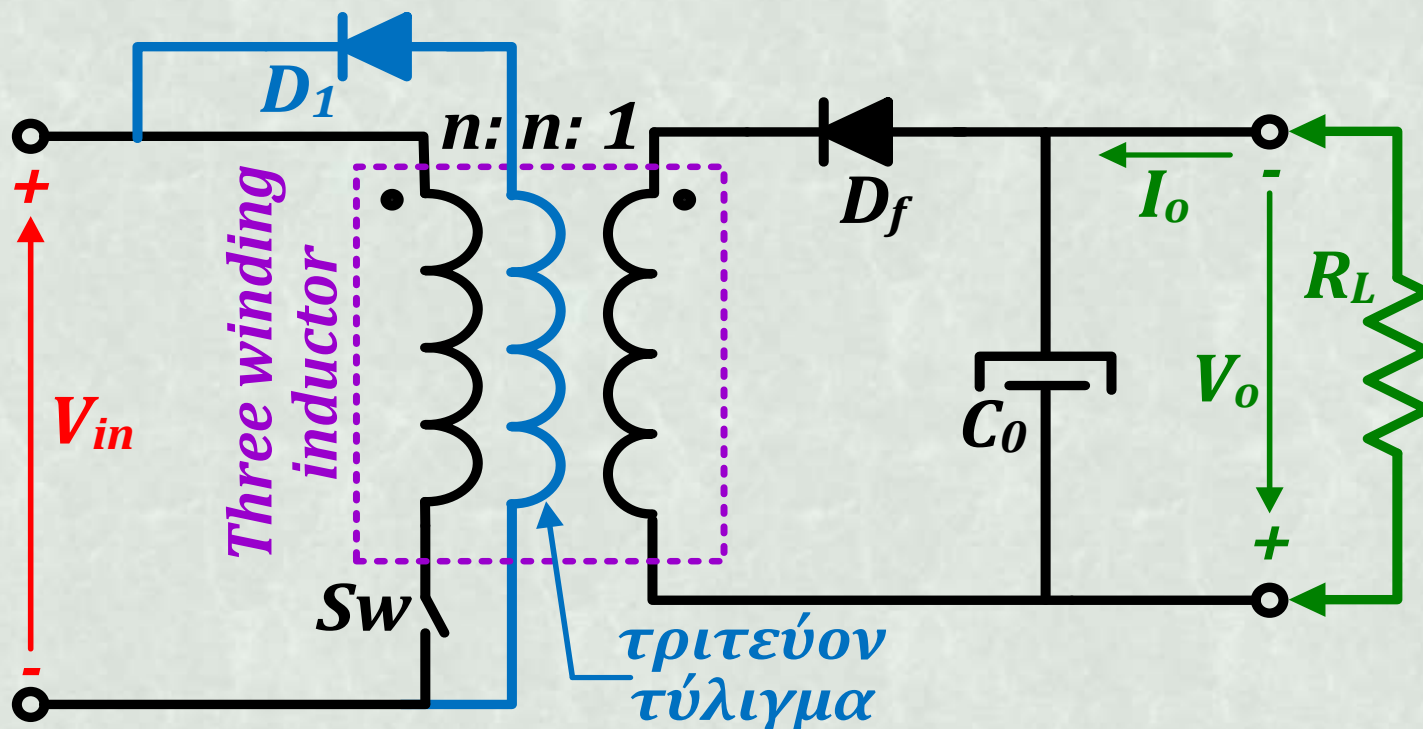
Σχεδιάστε τις κυματομορφές τάσης για DCM.



# ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΣΤ-ΣΤ ΤΥΠΟΥ FLYBACK

- Στην πράξη μπορεί να χρησιμοποιηθεί και ένα τριτεύον τύλιγμα, όπως φαίνεται στο σχήμα, ώστε να προστατευθεί το ελεγχόμενο ημιαγωγικό στοιχείο από τάσεις μεγαλύτερες από αυτές που αντέχει. Σε αυτήν την περίπτωση πρέπει:

$$V_{Sw} = V_i + nV_o \leq 2V_i \Rightarrow \frac{V_i}{1-\delta} \leq 2V_i \Rightarrow 1-\delta \geq 0,5 \Rightarrow \delta \leq 0,5$$

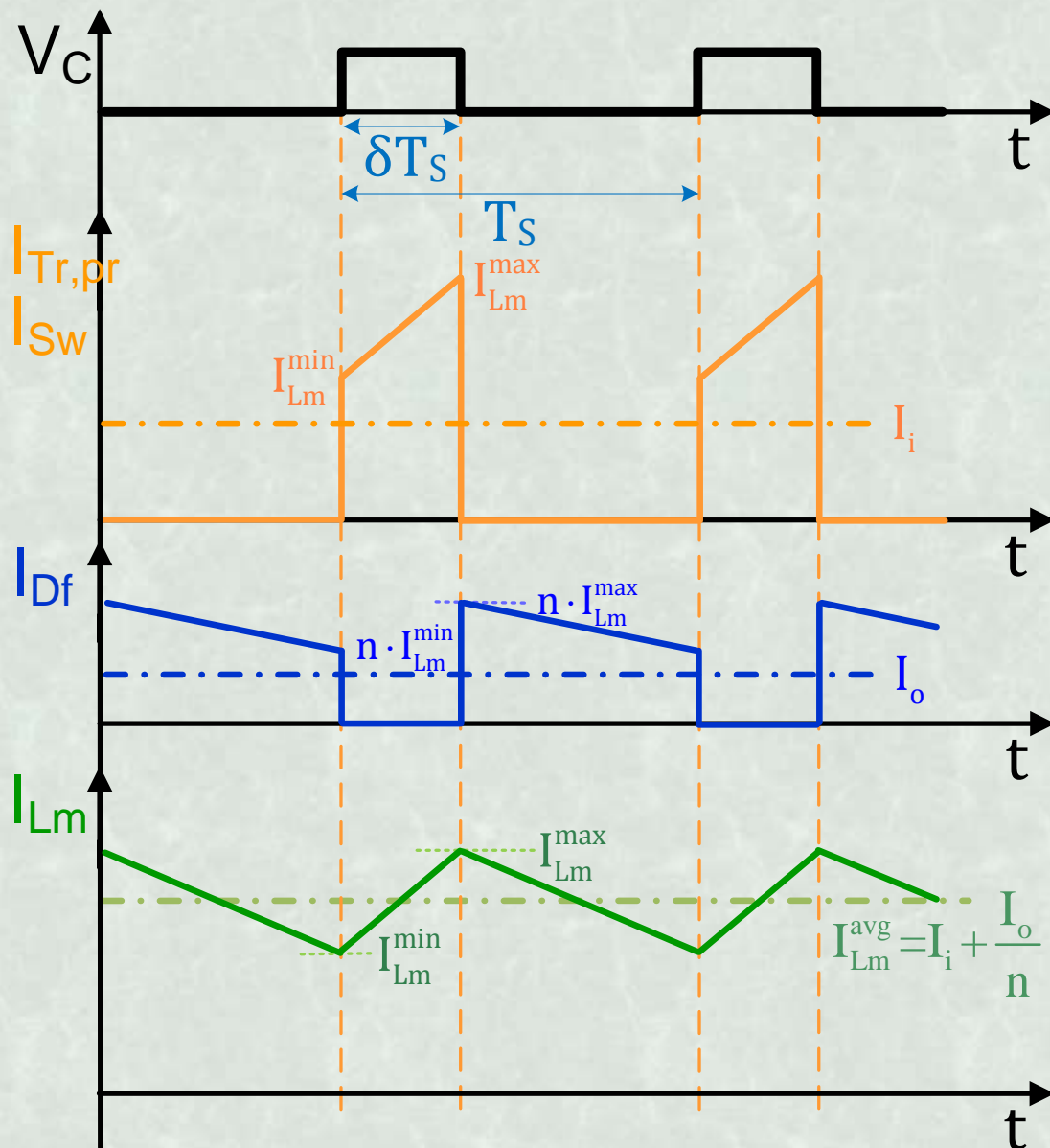


# ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΣΤ-ΣΤ ΤΥΠΟΥ FLYBACK

## Κυματομορφές ρεύματος για τοπολογία Flyback με ένα transistor (CCM)

- ☞ Το ρεύμα του πρωτεύοντος του Μ/Τ είναι το ίδιο με το ρεύμα του διακόπτη.
- ☞ Η μέση τιμή του ρεύματος του διακόπτη  $S_w$  ισούται με το ρεύμα εισόδου.
- ☞ Η μέση τιμή του ρεύματος της διόδου  $D_f$  ισούται με το ρεύμα εξόδου.

Σχεδιάστε τις κυματομορφές ρεύματος για DCM.



# ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΣΤ-ΣΤ ΤΥΠΟΥ FLYBACK

## Κυριότερες εξισώσεις ( $V_i = \text{σταθερή}$ )

**Για CCM:** 
$$\frac{n \cdot V_o}{V_i} = \frac{\delta}{1-\delta}, \quad I_o = \frac{n \cdot (I_{Lm,max} + I_{Lm,min})}{2} \cdot (1-\delta)$$

$$I_{Lm,max} - I_{Lm,min} = \frac{V_i}{L_m} \cdot \delta \cdot T_S = \frac{n \cdot V_o}{L_m} \cdot (1-\delta) \cdot T_S$$

**Για DCM:** 
$$\frac{n \cdot V_o}{V_i} = \frac{\delta^2}{2 \cdot \left( \frac{\left( \frac{V_i}{n} \right) \cdot T_S}{\left( \frac{L_m}{n^2} \right)} \right)} = \frac{\delta^2}{2 \cdot \left( \frac{I_o}{n \cdot \left( \frac{V_i \cdot T_S}{L_m} \right)} \right)}$$

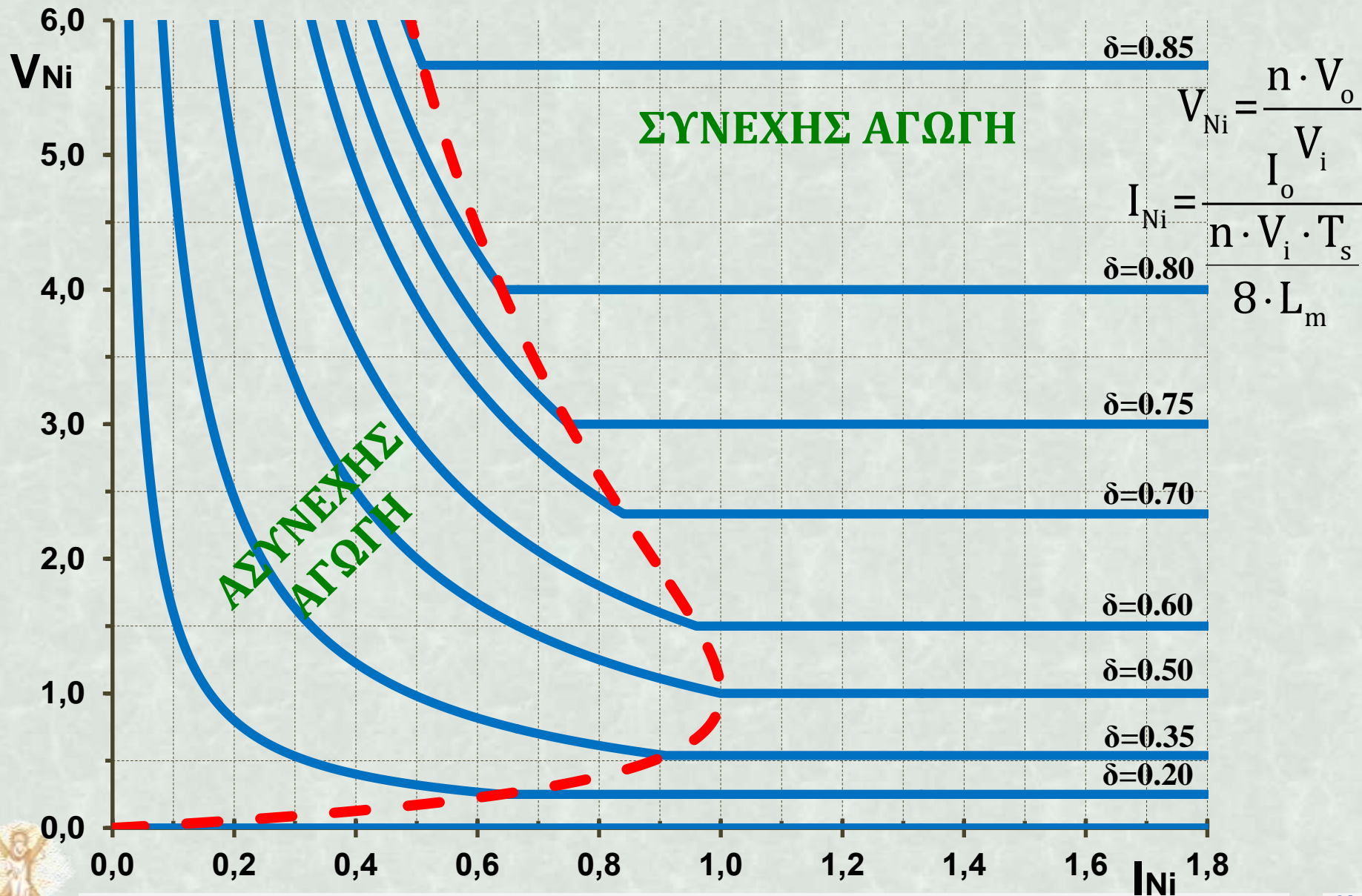
### **Όριο CCM-DCM:**

$$I_{o,b} = \frac{n \cdot I_{Lm,max}}{2} \cdot (1-\delta) \cdot T_S = \frac{n \cdot V_i \cdot T_S}{L_m} \cdot \frac{\delta \cdot (1-\delta)}{2} = \frac{V_o \cdot T_S}{\left( L_m / n^2 \right)} \cdot \frac{(1-\delta)^2}{2}$$



# ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΣΤ-ΣΤ ΤΥΠΟΥ FLYBACK

Χαρακτηριστικές εξόδου για  $V_i = \text{σταθερή}$





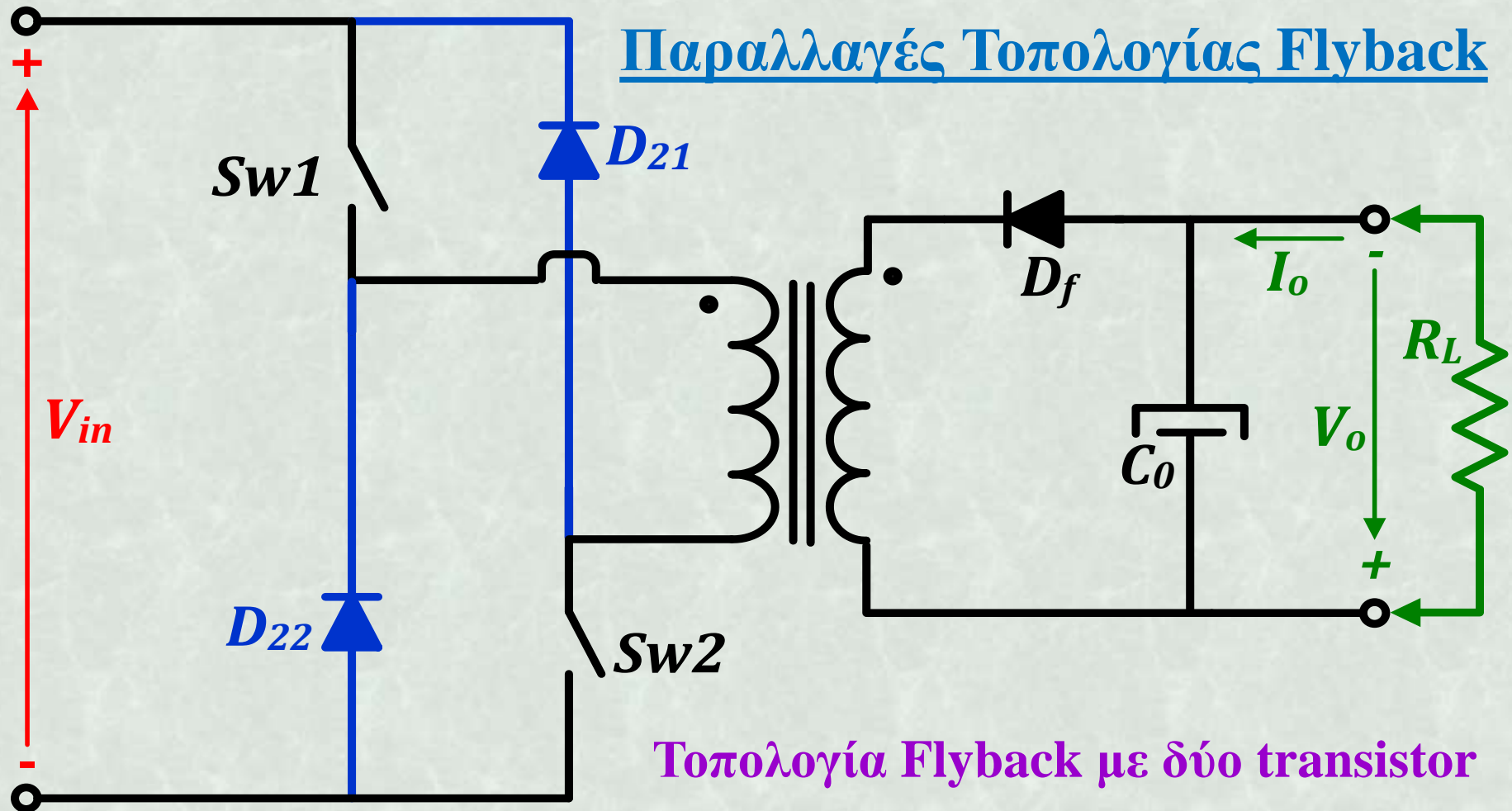
## Χαρακτηριστικές ιδιότητες

- ☞ Λόγω της απλότητάς του (χρήση ενός μόνο μαγνητικού στοιχείου) χρησιμοποιείται ευρύτατα σε πολλές.
- ☞ Ευρεία χρήση του κυρίως σε εφαρμογές:
  - χαμηλής ισχύος (ως  $\sim 400\text{W}$ ) ή/και
  - υψηλής τάσης.
- ☞ Αποτελείται από σχετικά μικρό αριθμό στοιχείων (σε σύγκριση με άλλους μετατροπείς).
- ☞ Μπορούν να υλοποιηθούν πολλαπλές έξοδοι με πρόσθετη χρήση σχετικά λίγων στοιχείων (πολλαπλά δευτερεύοντα τυλίγματα).
- ☞ Συχνά σχεδιάζεται για λειτουργία σε DCM, για μείωση όγκου, βάρους και κόστους.
- ☞ Χρήση σε διατάξεις διόρθωσης του συντελεστή ισχύος λόγω της ικανότητάς του για ανύψωση ή υποβιβασμό της τάσης εισόδου.



# ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΣΤ-ΣΤ ΤΥΠΟΥ FLYBACK

## Παραλλαγές Τοπολογίας Flyback



- ❑ Τα δύο ημιαγωγικά στοιχεία ανοίγουν και κλείνουν ταυτόχρονα:
  - ✓ **πλεονέκτημα:** τα τρανσίστορ επιβαρύνονται με τη μισή τάση απ' ότι στην προηγούμενη τοπολογία, δηλαδή με τάση  $V_i$
  - ✓ Ο λόγος κατάτμησης  $\delta$  περιορίζεται ως  $0,5$  ( $\delta \leq 0,5$ ).

# Άσκηση στο μετατροπέα FORWARD

Θεωρήστε ένα μετατροπέα τύπου Forward με **δύο** ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία MOSFET. Ο μετατροπέας αυτός τροφοδοτείται από δεκαέξι (16) συσσωρευτές, συνδεδεμένους εν σειρά, των 12V έκαστος. Η τάση κάθε συσσωρευτή κυμαίνεται από 10,5V ως 13,5V.

Δεδομένα είναι η τάση εξόδου  $V_o=24V$ , το ρεύμα εξόδου, που μεταβάλλεται από μία ελάχιστη έως μία μέγιστη τιμή,  $I_o=5-20A$  και η διακοπτική συχνότητα λειτουργίας, που ισούται με  $f_s=100kHz$ .

Ο μετατροπέας πρέπει να λειτουργεί στην περιοχή συνεχούς αγωγής για όλες τις τιμές του ρεύματος.

α) Αφού σχεδιασθεί η τοπολογία του μετατροπέα καθώς και το ισοδύναμο κύκλωμά του, να περιγραφεί, εν συντομία, η λειτουργία του.

α1) Ποιά είναι, γενικά, η μέγιστη τιμή του λόγου κατάτμησης στους μετατροπείς του τύπου αυτού και γιατί;

α2) Στο συγκεκριμένο μετατροπέα απαιτείται η ύπαρξη τρίτου τυλίγματος; Αιτιολογήστε την απάντησή σας.



# Άσκηση στο μετατροπέα FORWARD

- α3) Κάνοντας τις κατάλληλες παραδοχές, να υπολογισθεί ο λόγος μετασχηματισμού του M/T (η τελική επιλογή να είναι **ακέραιος αριθμός**).
- α4) Για τον επιλεγέντα λόγο μετασχηματισμού του M/T, ποιά είναι η μέγιστη και ποιά η ελάχιστη τιμή του λόγου κατάτμησης, στις συγκεκριμένες συνθήκες λειτουργίας;
- β) Υπολογίστε την τιμή που πρέπει να έχει το πηνίο εξομάλυνσης, αν η κυμάτωση, από κορυφή σε κορυφή, του ρεύματος που διαρρέει το πηνίο αυτό δεν πρέπει, κάτω από οποιεσδήποτε συνθήκες λειτουργίας, να ξεπερνά το 40% της ελάχιστης τιμής του ρεύματος εξόδου (*προσοχή στην επιλογή των κατάλληλων συνθηκών λειτουργίας*).
- γ) Να επιλεγούν οι δίοδοι που συνδέονται στο δευτερεύον του M/T, καθώς και τα MOSFET, αν αγνοηθεί το ρεύμα μαγνήτισης.

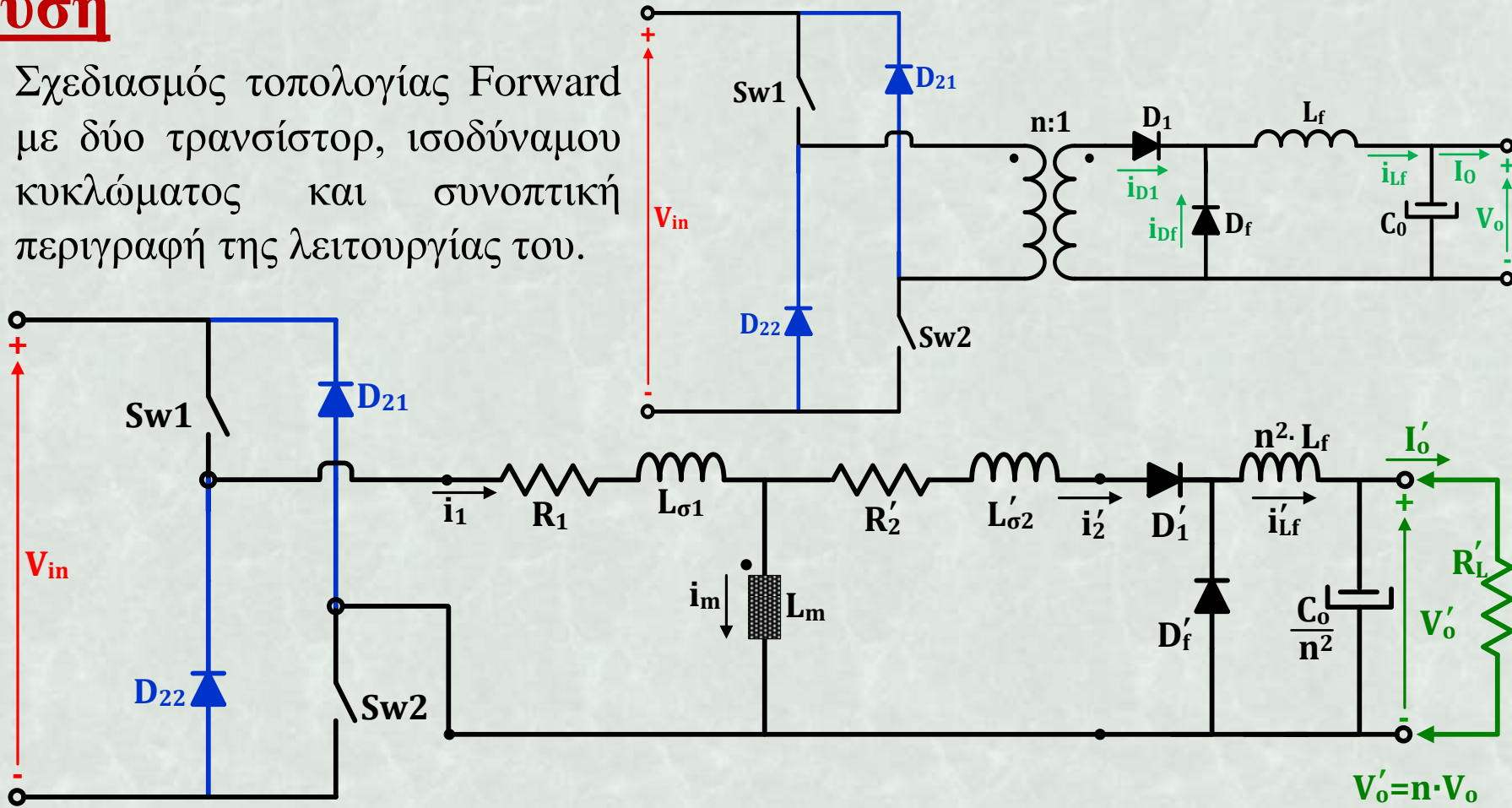




# Άσκηση στο μετατροπέα FORWARD

## Λύση

α) Σχεδιασμός τοπολογίας Forward με δύο τρανζίστορ, ισοδύναμου κυκλώματος και συνοπτική περιγραφή της λειτουργίας του.



Sw1, Sw2 άγουν:  $D_1$  ορθή πόλωση,  $D_f$  ανάστροφη πόλωση, ρεύμα ρέει από είσοδο προς έξοδο μέσω της  $L_f$ .

Sw1, Sw2 δεν άγουν:  $D_1$  ανάστροφη πόλωση,  $D_f$  ορθή πόλωση, το πηνίο εκφορτίζεται στην έξοδο μέσω  $D_f$ , απομαγνήτιση μέσω  $D_{21}$  και  $D_{22}$ .

$$V'_0 = n \cdot V_0$$
$$R'_L = n^2 \cdot R_L$$

# Άσκηση στο μετατροπέα FORWARD

## Λύση

**α1)** Η μέγιστη τιμή του λόγου κατάτμησης είναι 0.5, επειδή το ρεύμα μαγνήτισης ανεβαίνει και κατεβαίνει με τις ίδιες, κατ' απόλυτη τιμή κλίσεις και επειδή πρέπει να μηδενισθεί πριν την έναρξη ενός νέου κύκλου.

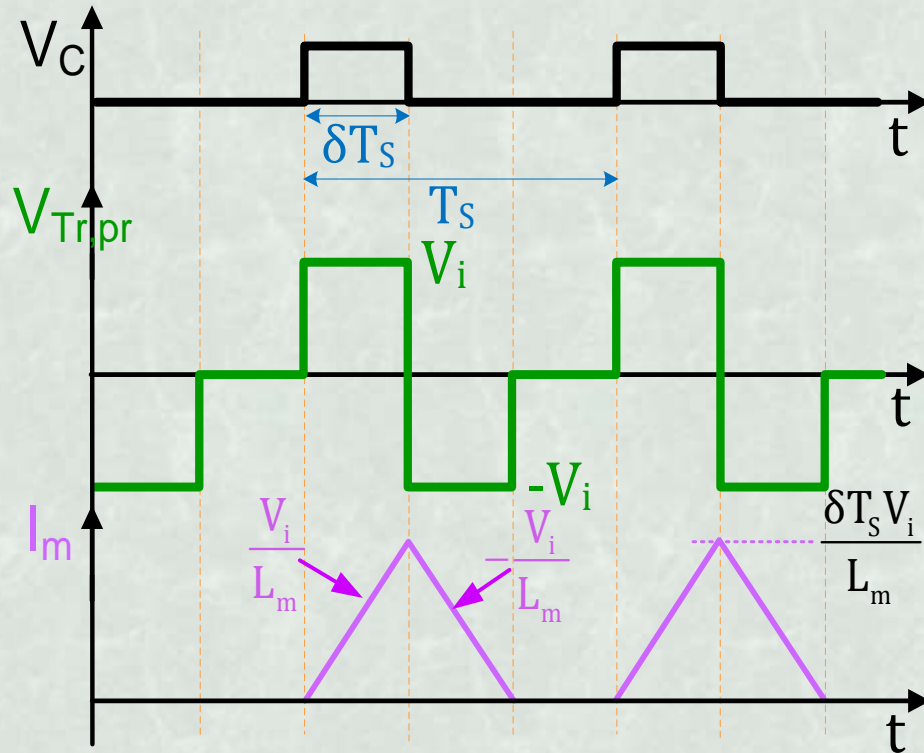
**α2)** ΟΧΙ δεν απαιτείται η ύπαρξη τριτεύοντος τυλίγματος, διότι υπάρχουν οι δίοδοι  $D_{21}$  και  $D_{22}$  για την απομαγνήτιση.

**α3)** Θα πρέπει  $\delta \leq 0,5$ . Συνεπώς:  $\frac{n \cdot V_o}{V_i} = \delta \leq 0,5 \Rightarrow n \leq \frac{V_i}{V_o} \cdot 0,5 \Rightarrow n \leq \frac{V_{i,\min}}{V_o} \cdot 0,5$

$$V_o = 24V, V_{i,\text{nom}} = 16 \cdot 12 = 192V$$

$$V_{i,\text{max}} = 16 \cdot (12 + 1,5) = 216V$$

$$V_{i,\text{min}} = 16 \cdot (12 - 1,5) = 168V$$



Συνεπώς θα πρέπει:  $n \leq \frac{168}{24} \cdot 0,5$   
 $\Rightarrow n \leq 3,5$

**ΕΠΙΛΕΓΟΥΜΕ (γιατί;):  $n = 3,0$**

# Άσκηση στο μετατροπέα FORWARD

## Λύση

α4) Υπολογισμός μέγιστης και ελάχιστης τιμής του λόγου κατάτμησης, για  $n=3$ .

$$\delta = \frac{n \cdot V_o}{V_i} \Rightarrow \begin{cases} \delta_{\min} = \frac{n \cdot V_o}{V_{i,\max}} \Rightarrow \delta_{\min} = \frac{3 \cdot 24}{216} \Rightarrow \delta_{\min} = \frac{1}{3} \Rightarrow \delta_{\min} = 0,3333 \\ \delta_{\max} = \frac{n \cdot V_o}{V_{i,\min}} \Rightarrow \delta_{\max} = \frac{3 \cdot 24}{168} \Rightarrow \delta_{\max} = \frac{3}{7} \Rightarrow \delta_{\max} = 0,4286 \end{cases}$$

β) Σύμφωνα με την εκφώνηση θα πρέπει:  $(\Delta I_{L_f})_{\max} < 40\% \cdot I_{o,\min}$

$$\Rightarrow (\Delta I_{L_f})_{\max} < 40\% \cdot I_{o,\min} \Rightarrow (\Delta I_{L_f})_{\max} < 40\% \cdot 5 \Rightarrow (\Delta I_{L_f})_{\max} < 2A$$

$$\Delta I_{L_f} = I_{L_f,\max} - I_{L_f,\min} = \frac{(V_i/n) - V_o}{L_f} \cdot \delta \cdot T_s = \frac{V_o \cdot T_s}{L_f} \cdot (1 - \delta) \Rightarrow (\Delta I_{L_f})_{\max} = \frac{V_o \cdot T_s}{L_f} \cdot (1 - \delta_{\min})$$

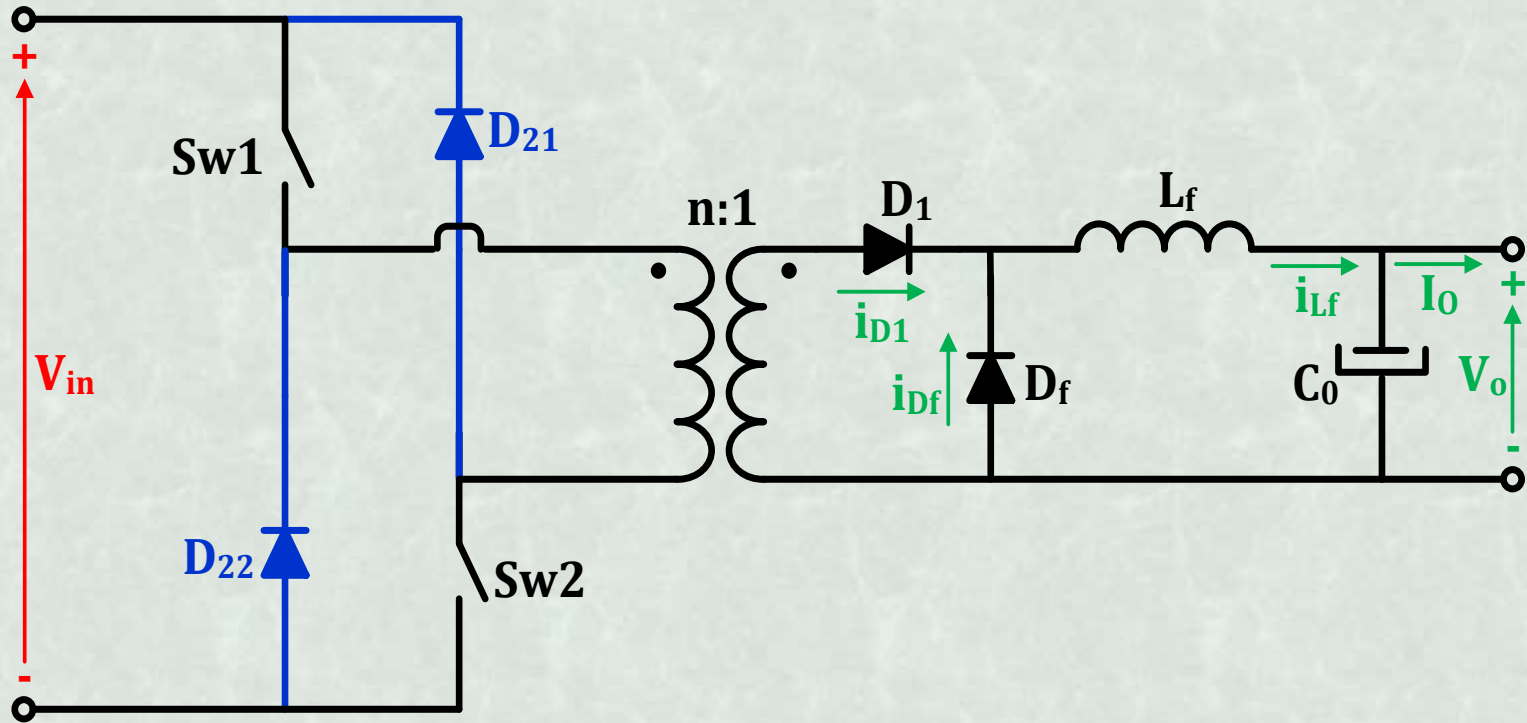
$$\text{Συνεπώς: } \frac{V_o \cdot T_s}{L_f} \cdot (1 - \delta_{\min}) < 2A \Rightarrow L_f > \frac{24}{2 \cdot 100 \cdot 10^3} \cdot \left(1 - \frac{1}{3}\right) \Rightarrow \boxed{L_f > 80\mu\text{H}}$$



# Άσκηση στο μετατροπέα FORWARD

## Λύση

γ) Επιλογή MOSFET και διόδων δευτερεύοντος



### Προσεγγίσεις:

- ❖ Σύμφωνα με την εκφώνηση το ρεύμα μαγνήτισης θεωρείται αμελητέο.
- ❖ Θεωρούμε αμελητέα και την κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου  $L_f$ .



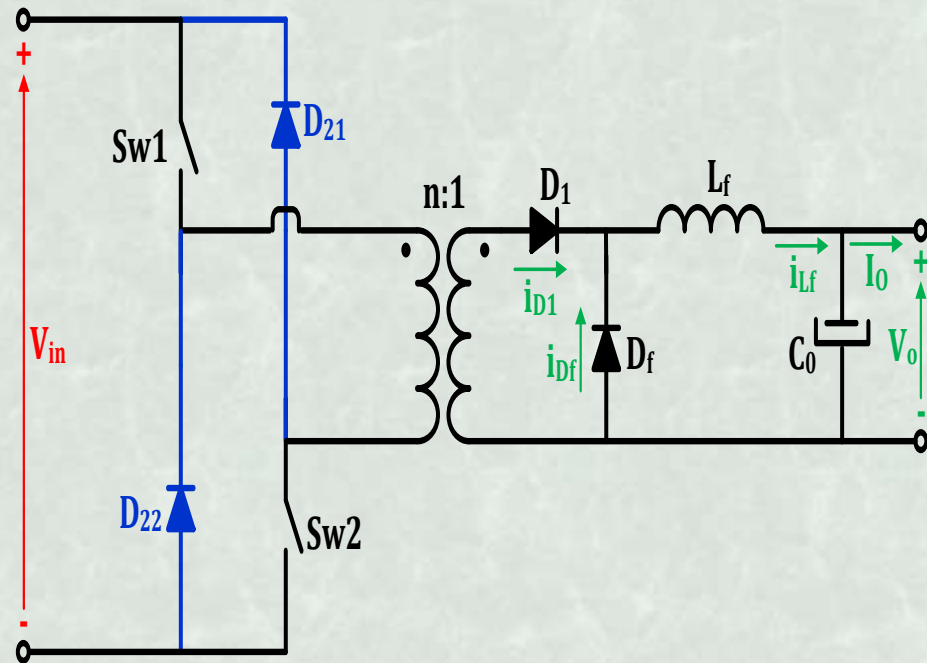


# Άσκηση στο μετατροπέα FORWARD

## Λύση

### Δίοδος $D_1$

Η τάση που εμφανίζεται πάνω στη δίοδο  $D_1$  είναι  $V_i/n$ . Συνεπώς, θα πρέπει να αντέχει τάση, τουλάχιστον μεγαλύτερη από  $(V_{i,max}/n)=(216/3)=72V$ .



Επιλέγουμε δίοδο 120V (συντελεστής ασφάλειας  $\sim 1,5$ ).

Η δίοδος  $D_1$  διαρρέεται από το μέγιστο ρεύμα, όταν το ρεύμα εξόδου και ο λόγος κατάτμησης είναι μέγιστα, δηλαδή για  $I_o=I_{o,max}$  και  $\delta=\delta_{max}$ . Άρα:

$$\left(I_{D1,avg}\right)_{max} \approx I_o \cdot \delta_{max} \Rightarrow \left(I_{D1,avg}\right)_{max} \approx 20 \cdot \frac{3}{7} \Rightarrow \left(I_{D1,avg}\right)_{max} \approx 8,57A$$

Επιλέγουμε δίοδο  $D_1 \sim 13A$  (συντελεστής ασφάλειας  $\sim 1,5$ ).

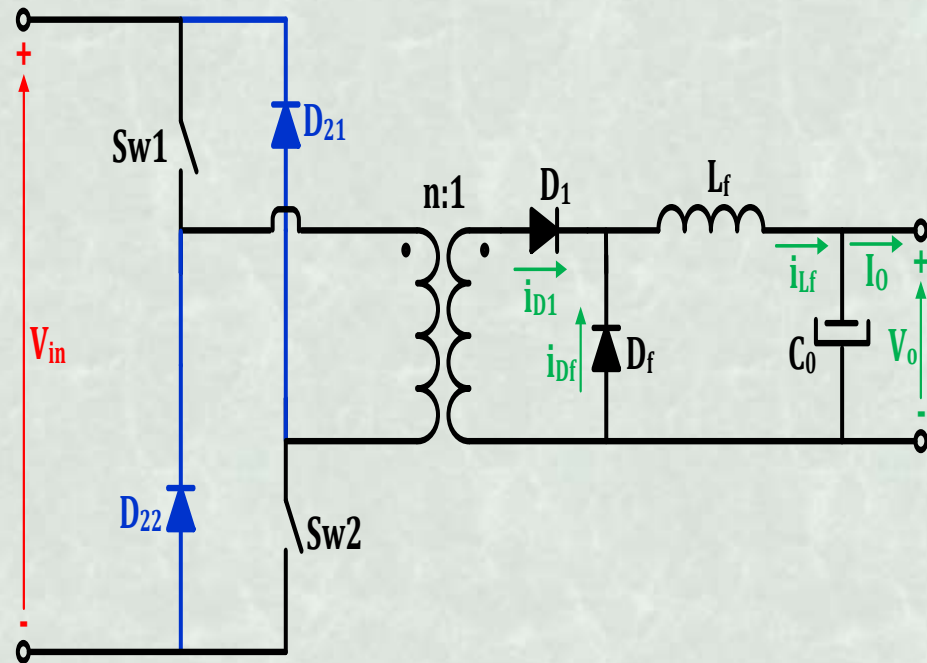


# Άσκηση στο μετατροπέα FORWARD

## Λύση

### Δίοδος $D_f$

Η τάση που εμφανίζεται πάνω στη δίοδο  $D_f$  είναι  $V_i/n$ . Συνεπώς, θα πρέπει να αντέχει τάση, τουλάχιστον μεγαλύτερη από  $(V_{i,max}/n)=(216/3)=72V$ .



Επιλέγουμε δίοδο 120V (συντελεστής ασφάλειας  $\sim 1,5$ ).

Η δίοδος  $D_f$  διαρρέεται από το μέγιστο ρεύμα, όταν το ρεύμα εξόδου είναι μέγιστο και ο λόγος κατάτμησης είναι ελάχιστος, δηλαδή για  $I_o=I_{o,max}$  και  $\delta=\delta_{min}$ . Άρα:

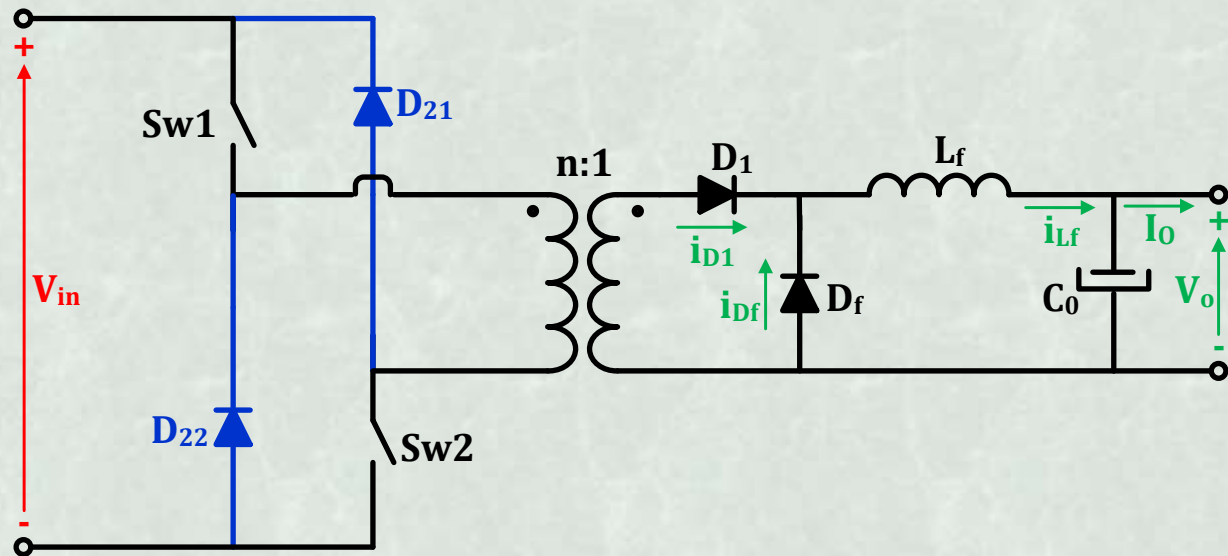
$$\left(I_{Df,avg}\right)_{max} \approx I_o \cdot (1-\delta_{min}) \Rightarrow \left(I_{Df,avg}\right)_{max} \approx 20 \cdot \left(1 - \frac{1}{3}\right) \Rightarrow \left(I_{Df,avg}\right)_{max} \approx 13,33A$$

Επιλέγουμε δίοδο  $D_f \sim 20A$  (συντελεστής ασφάλειας  $\sim 1,5$ ).



# Άσκηση στο μετατροπέα FORWARD

## Λύση



## MOSFET

Η τάση που εμφανίζεται πάνω στα MOSFET είναι  $V_i$ . Συνεπώς, θα πρέπει να αντέχουν τουλάχιστον τη μέγιστη τάση  $V_{i,max}=216V$ .

Επιλέγουμε MOSFET 350V (συντελεστής ασφάλειας ~1,5).

Τα MOSFET διαρρέονται από το μέγιστο ρεύμα όταν το φορτίο εξόδου είναι μέγιστο και η τάση εισόδου  $V_i$  είναι η ελάχιστη, δηλαδή όταν  $\delta=\delta_{max}$ :

$$\left(I_{Sw,rms}\right)_{max} \approx \frac{I_o}{n} \cdot \sqrt{\delta_{max}} \Rightarrow \left(I_{Sw,rms}\right)_{max} \approx \frac{20}{3} \cdot \sqrt{\frac{3}{7}} \Rightarrow \left(I_{Sw,rms}\right)_{max} \approx 4,364A$$

Επιλέγουμε MOSFET ~7Arms (συντελεστής ασφάλειας ~1,5).

# Άσκηση στο μετατροπέα FLYBACK

Θεωρήστε μετατροπέα τύπου Flyback με τάση εισόδου που κυμαίνεται από  $V_{i,\min}=300\text{V}$  ως  $V_{i,\max}=400\text{V}$ , τάση εξόδου  $V_o=50\text{V}$  και ισχύ εξόδου  $P_o=10\text{W}-100\text{W}$ . Ο λόγος μετασχηματισμού του μετασχηματιστή είναι 2:1, η επαγωγή μαγνήτισης του, όπως φαίνεται από το πρωτεύον, είναι  $L_m=10.0\text{mH}$  και η συχνότητα λειτουργίας είναι  $f_s=80\text{kHz}$ .

α) Επιβεβαιώστε ότι ο μετατροπέας αυτός λειτουργεί στην περιοχή συνεχούς αγωγής (CCM) για οποιεσδήποτε συνθήκες λειτουργίας.

Αν δεν επιβεβαιωθεί επιλέξτε την τιμή της επαγωγής μαγνήτισης  $L_m$ , ώστε ο μετατροπέας να λειτουργεί στη CCM.

β) Για τα δύο ημιαγωγικά στοιχεία του κυκλώματος (MOSFET, δίοδος ισχύος) και στη δυσμενέστερη κατάσταση λειτουργίας, να υπολογισθεί η μέση τιμή του ρεύματος που διαρρέει το κάθε στοιχείο (τα στοιχεία θεωρούνται ιδανικά).





# Άσκηση στο μετατροπέα FLYBACK

- γ) Για ποια τάση θα πρέπει να επιλεγεί καθ' ένα από τα δύο αυτά στοιχεία;
- δ) Μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν στο ελεγχόμενο ημιαγωγικό στοιχείο του μετατροπέα αυτού (MOSFET), για **τη μέγιστη τάση εισόδου και τη μέγιστη ισχύ εξόδου**, έδωσαν τους ακόλουθους χρόνους μετάβασης:
- κατά την έναυση  $t_{ri}=50\text{ns}$ ,  $t_{fv}=70\text{ns}$  και
  - κατά τη σβέση  $t_{rv}=220\text{ns}$ ,  $t_{fi}=70\text{ns}$ .
- Να υπολογισθούν οι διακοπτικές απώλειες, τόσο κατά την έναυση όσο και κατά τη σβέση, στο στοιχείο αυτό.
- ε) Θεωρήστε τις συνθήκες λειτουργίας που αναφέρονται στο προηγούμενο ερώτημα. Για τη μείωση των διακοπτικών απωλειών του MOSFET κατά τη σβέση του χρησιμοποιήθηκε κύκλωμα υποβοήθησης της σβέσης (snubber). Να υπολογισθούν η βέλτιστη τιμή του πυκνωτή, καθώς και η τιμή της αντίστασης, που πρέπει να χρησιμοποιηθούν στο κύκλωμα αυτό.

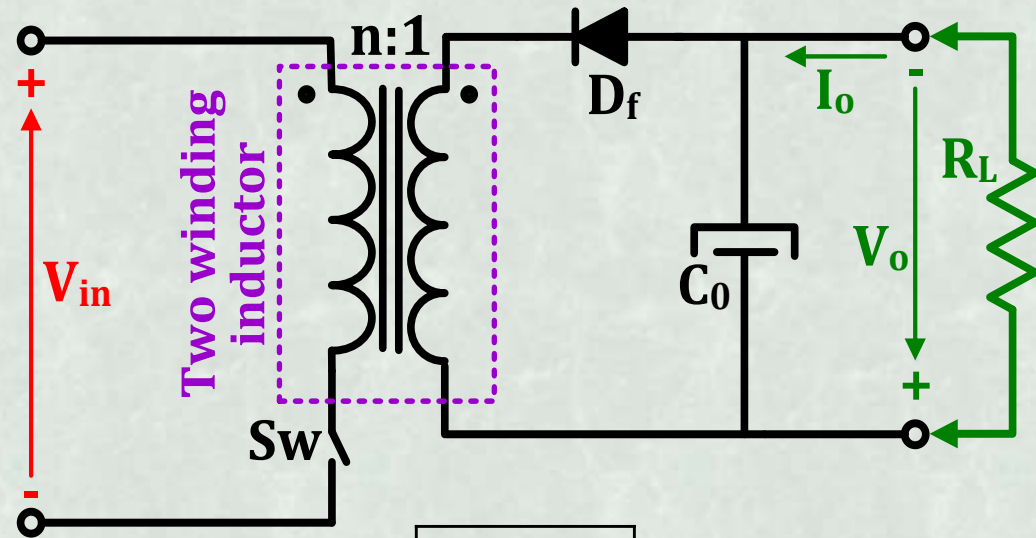


# Άσκηση στο μετατροπέα FLYBACK

## Λύση

α) Σχεδιασμός τοπολογίας Flyback και προκαταρκτικοί υπολογισμοί:

$$\begin{aligned} V_{i,\max} &= 400\text{V} & V_o &= 50\text{V} \\ V_{i,\min} &= 300\text{V} & P_{o,\max} &= 100\text{W} \\ & & P_{o,\min} &= 10\text{W} \end{aligned}$$



$$V_N = \frac{n \cdot V_o}{V_i} = \frac{\delta}{1-\delta} \Rightarrow (1-\delta) \cdot V_N = \delta \Rightarrow V_N - \delta \cdot V_N = \delta \Rightarrow \delta = \frac{V_N}{1+V_N}$$

$$\text{Γιὰ } V_i = V_{i,\min} \text{ (} \rightarrow \delta = \delta_{\max} \text{)} \text{ έχουμε: } V_{N,\max} = \frac{n \cdot V_o}{V_{i,\min}} = \frac{2 \cdot 50}{300} \Rightarrow V_{N,\max} = \frac{1}{3}$$

$$\text{Γιὰ } V_i = V_{i,\max} \text{ (} \rightarrow \delta = \delta_{\min} \text{)} \text{ έχουμε: } V_{N,\min} = \frac{n \cdot V_o}{V_{i,\max}} = \frac{2 \cdot 50}{400} \Rightarrow V_{N,\min} = \frac{1}{4}$$

Άρα:

$$\delta_{\max} = \frac{V_{N,\max}}{1+V_{N,\max}} = \frac{1/3}{1+(1/3)} = \frac{1}{4} = 0,25, \quad \delta_{\min} = \frac{V_{N,\min}}{1+V_{N,\min}} = \frac{1/4}{1+(1/4)} = \frac{1}{5} = 0,20$$

# Άσκηση στο μετατροπέα FLYBACK

## Λύση

Για να διαπιστωθεί αν ο μετατροπέας λειτουργεί σε CCM, θα πρέπει, σε κάθε περίπτωση:  $I_{o,\min} \geq I_{o,b}$

$$I_{o,\min} = \frac{P_{o,\min}}{V_o} = \frac{10}{50} \Rightarrow \boxed{I_{o,\min} = 0,2A = 200mA}$$
 Επίσης, από τη θεωρία έχουμε:

$$I_{o,b} = \frac{n \cdot V_i \cdot T_S}{L_m} \cdot \frac{\delta \cdot (1-\delta)}{2} \Rightarrow \begin{cases} V_i = V_{i,\max} (\rightarrow \delta = \delta_{\min}) \Rightarrow I_{o,b1} = \frac{n \cdot V_{i,\max}}{L_m \cdot f_S} \cdot \frac{\delta_{\min} \cdot (1-\delta_{\min})}{2} \\ V_i = V_{i,\min} (\rightarrow \delta = \delta_{\max}) \Rightarrow I_{o,b2} = \frac{n \cdot V_{i,\min}}{L_m \cdot f_S} \cdot \frac{\delta_{\max} \cdot (1-\delta_{\max})}{2} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} I_{o,b1} = \frac{n \cdot V_{i,\max}}{L_m \cdot f_S} \cdot \frac{\delta_{\min} \cdot (1-\delta_{\min})}{2} = \frac{2 \cdot 400}{10 \cdot 10^{-3} \cdot 80 \cdot 10^3} \cdot \frac{0,2 \cdot (1-0,2)}{2} \Rightarrow \boxed{I_{o,b1} = 80,0mA} \\ I_{o,b2} = \frac{n \cdot V_{i,\min}}{L_m \cdot f_S} \cdot \frac{\delta_{\max} \cdot (1-\delta_{\max})}{2} = \frac{2 \cdot 300}{10 \cdot 10^{-3} \cdot 80 \cdot 10^3} \cdot \frac{0,25 \cdot (1-0,25)}{2} \Rightarrow I_{o,b2} = 70,3mA \end{cases}$$

Άρα θα πρέπει:  $I_{o,\min} \geq (I_{o,b})_{\max} \Rightarrow I_{o,\min} \geq I_{o,b1}$  που αληθεύει. Άρα CCM.

# Άσκηση στο μετατροπέα FLYBACK

## Λύση

### Άλλος τρόπος λύσης

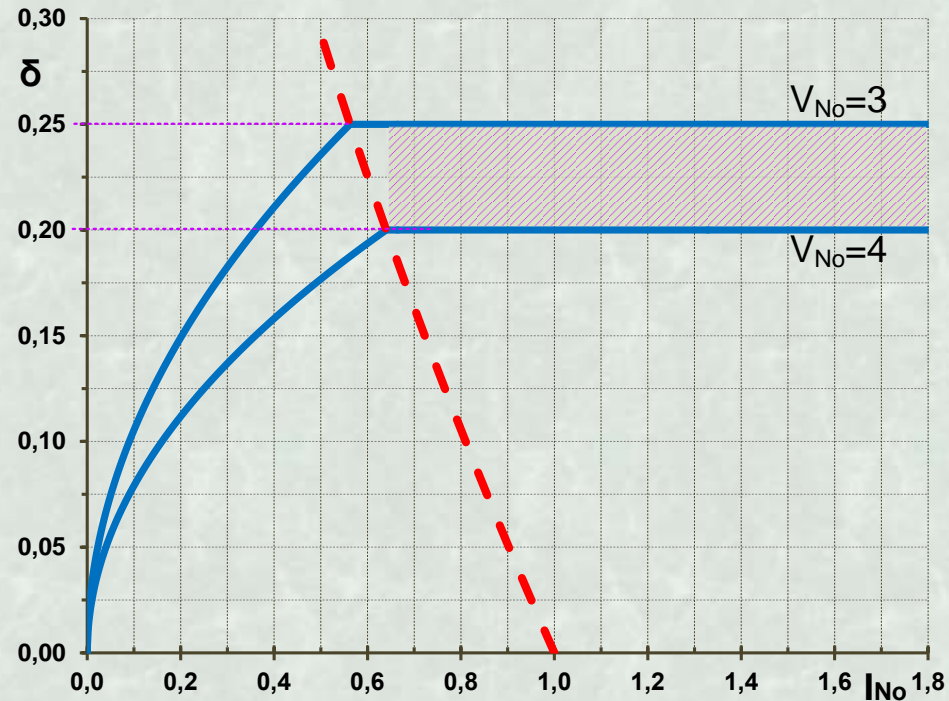
Από τη χαρακτηριστική εξόδου του Flyback για  $V_o=ct$ , είναι εμφανές ότι αν για  $\delta=\delta_{min}$ , ο μετατροπέας λειτουργεί σε CCM, τότε θα λειτουργεί σε CCM για οποιαδήποτε κατάσταση λειτουργίας.

$$I_{o,b} = \frac{V_o \cdot T_S}{(L_m/n^2)} \cdot \frac{(1-\delta)^2}{2} \quad \text{Συνεπώς:}$$

$$I_{o,min} \geq (I_{o,b})_{max} = \frac{n^2 \cdot V_o}{L_m \cdot f_S} \cdot \frac{(1-\delta_{min})^2}{2} \Rightarrow L_m \geq \frac{n^2 \cdot V_o}{I_{o,min}} \cdot \frac{(1-\delta_{min})^2}{2}$$

$$\Rightarrow L_m \geq \frac{2^2 \cdot 50}{0,2 \cdot 80 \cdot 10^3} \cdot \frac{(1-0,2)^2}{2} \Rightarrow \boxed{L_m \geq 4 \cdot 10^{-3}}$$

Αλλά  $L_m = 10 \cdot 10^{-3} > 4 \cdot 10^{-3}$   
→ CCM



Χαρακτηριστική εξόδου για  $V_o=ct$

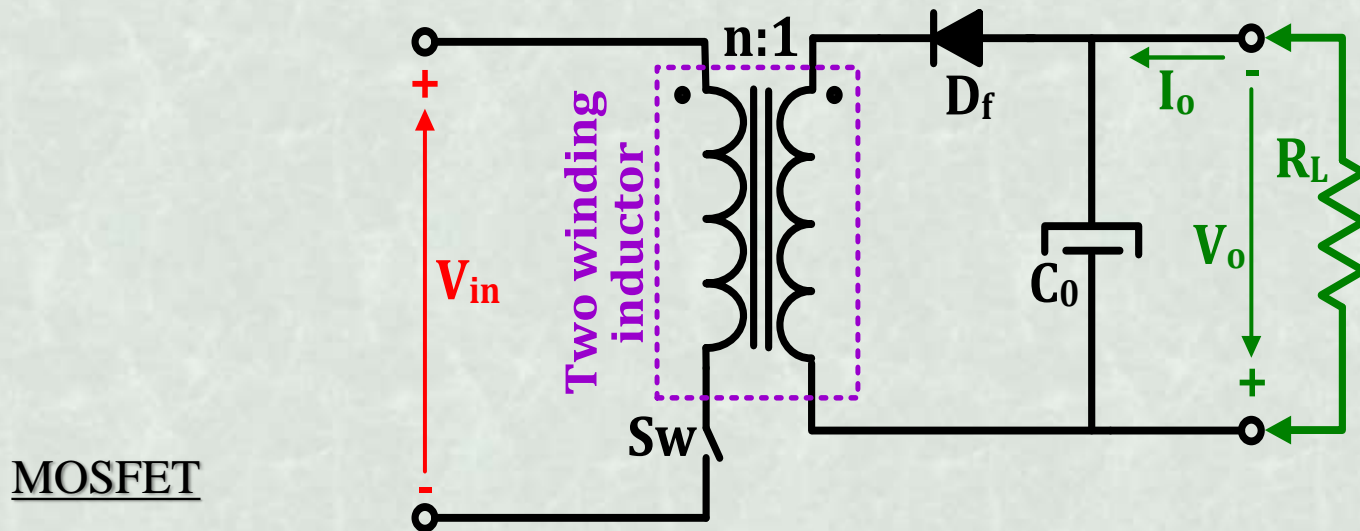




# Άσκηση στο μετατροπέα FLYBACK

## Λύση

β) Υπολογισμός μέσης τιμής ρεύματος MOSFET και διόδου στη δυσμενέστερη κατάσταση λειτουργίας



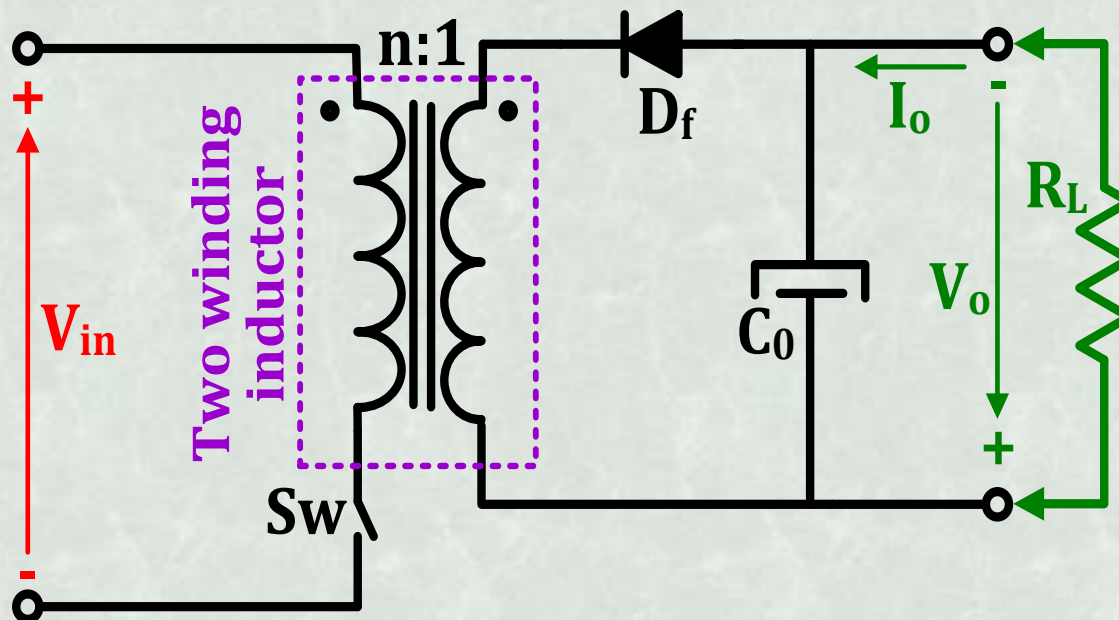
Δυσμενέστερη κατάσταση λειτουργίας για το MOSFET, έχουμε όταν  $P_o = P_{o,max}$  και  $V_i = V_{i,min}$  ( $\delta = \delta_{max}$ ). Επίσης  $I_{Sw,avg} = I_i$ .

$$I_{Sw,avg} = I_i = \frac{P_i}{V_i} \Rightarrow I_{Sw,avg} = \frac{P_o}{V_i} \Rightarrow (I_{Sw,avg})_{w.c.} = \frac{P_{o,max}}{V_{i,min}} \Rightarrow (I_{Sw,avg})_{w.c.} = \frac{100}{300}$$

$$\Rightarrow (I_{Sw,avg})_{w.c.} = 0,333A$$

# Άσκηση στο μετατροπέα FLYBACK

## Λύση



Δίοδος  $D_f$

Δυσμενέστερη κατάσταση λειτουργίας για τη δίοδο  $D_f$ , έχουμε όταν  $P_o = P_{o,max}$  και αυτό ανεξάρτητα από την τάση εισόδου  $V_i$ .

$$I_{Df,avg} = I_o \Rightarrow I_{Sw,avg} = \frac{P_o}{V_o} \Rightarrow (I_{Df,avg})_{w.c.} = \frac{P_{o,max}}{V_o} \Rightarrow (I_{Df,avg})_{w.c.} = \frac{100}{50}$$

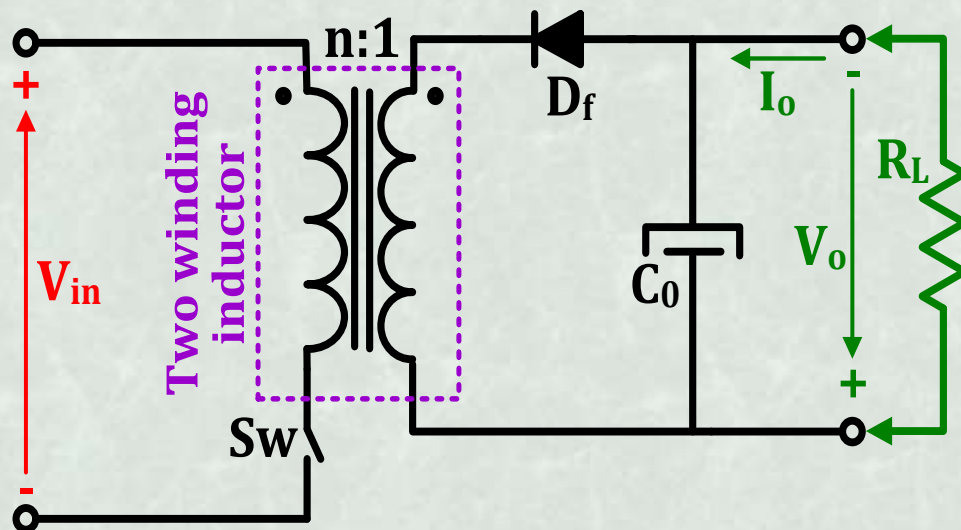
$$\Rightarrow \boxed{(I_{Df,avg})_{w.c.} = 2,0A}$$



# Άσκηση στο μετατροπέα FLYBACK

## Λύση

γ) Υπολογισμός τάσης MOSFET και διόδου στη δυσμενέστερη κατάσταση λειτουργίας



MOSFET

$$V_{Sw} = V_i + n \cdot V_o \Rightarrow (V_{Sw})_{w.c.} = V_{i,max} + n \cdot V_o = 400 + 2 \cdot 50 \Rightarrow (V_{Sw})_{w.c.} = 500V$$

Δίοδος  $D_f$

$$V_{Df} = \frac{V_i}{n} + V_o \Rightarrow (V_{Df})_{w.c.} = \frac{V_{i,max}}{n} + V_o = \frac{400}{2} + 50 \Rightarrow (V_{Df})_{w.c.} = 250V$$



# Άσκηση στο μετατροπέα FLYBACK

## Λύση

δ) Υπολογισμός διακοπτικών απωλειών στο MOSFET

$$P_{Sw,on} = \frac{V_M \cdot I_{Mon}}{2} \cdot (t_{ri} + t_{fv}) \cdot f_S$$

$$P_{Sw,off} = \frac{V_M \cdot I_{Moff}}{2} \cdot (t_{rv} + t_{fi}) \cdot f_S$$

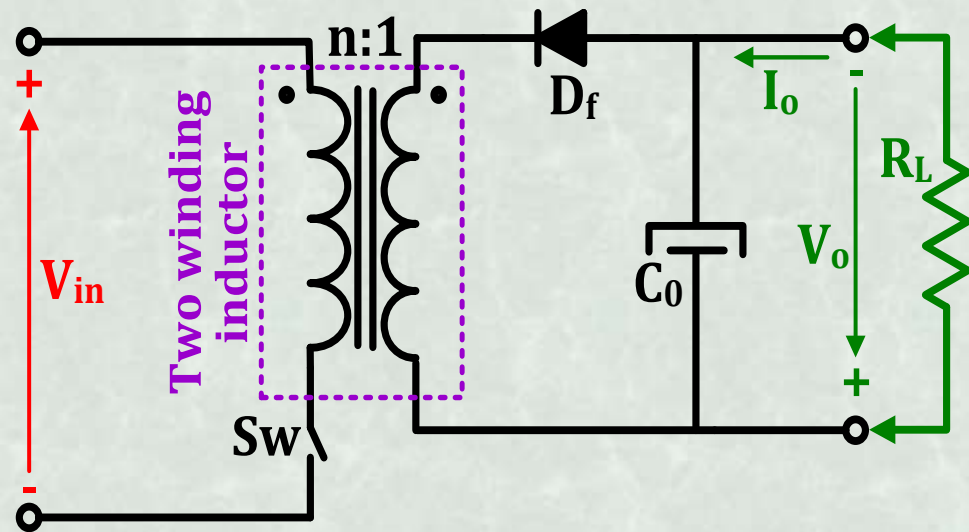
και  $V_M = V_i + n \cdot V_o$  με  $V_i = V_{i,max}$

Πρέπει να υπολογισθούν  $I_{Mon}$

και  $I_{Moff}$  για  $V_i = V_{i,max}$ . Ισχύει:

$I_{Mon} = I_{Lm,min}$ ,  $I_{Moff} = I_{Lm,max}$  όπου, από τη θεωρία έχουμε:

$$\left. \begin{aligned} \frac{(I_{Lm,max} + I_{Lm,min})}{2} &= I_i + \frac{I_o}{n} \\ I_{Lm,max} - I_{Lm,min} &= \frac{V_i}{L_m} \cdot \delta \cdot T_S \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{aligned} I_{Lm,max} + I_{Lm,min} &= 2 \cdot \left( I_i + \frac{I_o}{n} \right) \\ I_{Lm,max} - I_{Lm,min} &= \frac{V_i}{L_m} \cdot \delta \end{aligned} \right.$$





# Άσκηση στο μετατροπέα FLYBACK

## Λύση

$$\left. \begin{aligned} \frac{(I_{Lm,max} + I_{Lm,min})}{2} &= I_i + \frac{I_o}{n} \\ I_{Lm,max} - I_{Lm,min} &= \frac{V_i}{L_m} \cdot \delta \cdot T_S \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{aligned} I_{Lm,max} + I_{Lm,min} &= 2 \cdot \left( I_i + \frac{I_o}{n} \right) \\ I_{Lm,max} - I_{Lm,min} &= \frac{V_i}{L_m} \cdot \delta \end{aligned} \right\}$$

$$\Rightarrow \left\{ \begin{aligned} I_{Lm,max} &= I_i + \frac{I_o}{n} + \frac{V_{i,max}}{2 \cdot L_m \cdot f_S} \cdot \delta \\ I_{Lm,min} &= I_i + \frac{I_o}{n} - \frac{V_{i,max}}{2 \cdot L_m \cdot f_S} \cdot \delta \end{aligned} \right\}$$

$$\text{Όπου: } I_i = \frac{P_{o,max}}{V_{i,max}} = \frac{100}{400} = 0,25A$$

$$I_o = \frac{P_{o,max}}{V_o} = \frac{100}{50} = 2,0A$$

$$f_S = 80 \cdot 10^3 \text{ Hz}, L_m = 10 \cdot 10^{-3} \text{ H}$$

$$\delta = \delta_{\min} = 0,2 \text{ (για } V_{i,max} \text{)}$$



# Άσκηση στο μετατροπέα FLYBACK

## Λύση

$$\text{Συνεπώς: } \left\{ \begin{array}{l} I_{Lm,max} = 0,25 + \frac{2,0}{2} + \frac{400 \cdot 0,2}{2 \cdot 10 \cdot 10^{-3} \cdot 80 \cdot 10^3} \\ I_{Lm,max} = 0,25 + \frac{2,0}{2} - \frac{400 \cdot 0,2}{2 \cdot 10 \cdot 10^{-3} \cdot 80 \cdot 10^3} \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} I_{Lm,max} = 0,25 + 1 + 0,05 \\ I_{Lm,max} = 0,25 + 1 - 0,05 \end{array} \right\}$$

$$\Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} I_{Lm,max} = 1,3A \\ I_{Lm,max} = 1,2A \end{array} \right\}$$

$$\text{Επίσης: } V_M = V_i + n \cdot V_o \Rightarrow V_M = V_{i,max} + n \cdot V_o$$

$$\Rightarrow V_M = 400 + 2 \cdot 50 \Rightarrow V_M = 500V$$

Άρα:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{Sw,on} = \frac{500 \cdot 1,2}{2} \cdot (50 + 70) \cdot 10^{-9} \cdot 80 \cdot 10^3 \\ P_{Sw,off} = \frac{500 \cdot 1,3}{2} \cdot (220 + 70) \cdot 10^{-9} \cdot 80 \cdot 10^3 \end{array} \right\} \Rightarrow \boxed{\begin{array}{l} P_{Sw,on} \approx 2,88W \\ P_{Sw,off} \approx 7,54W \end{array}}$$



# Άσκηση στο μετατροπέα FLYBACK

## Λύση

ε) Υπολογισμός της βέλτιστης τιμής του πυκνωτή του κυκλώματος υποβοήθησης της σβέσης

Απαιτείται, κατ' αρχήν, ο υπολογισμός της τιμής του “πυκνωτή βάσης”:

$$C_n = \frac{I_{M,off} \cdot (t_{rv} + t_{fi})}{2 \cdot V_M} = \frac{1,3 \cdot (220 + 70) \cdot 10^{-9}}{2 \cdot 500} \Rightarrow C_n = 0,377 \text{ nF}$$

Συνεπώς, σύμφωνα με τη θεωρία, η τιμή του πυκνωτή του snubber σβέσης  $C_{opt}$ , για ελαχιστοποίηση των συνολικών απωλειών είναι:

$$C_{opt} = \frac{4}{9} \cdot C_n \Rightarrow C_{opt} = \frac{4}{9} \cdot 0,377 \text{ nF} \Rightarrow \boxed{C_{opt} \approx 166 \text{ pF}}$$

Επιλέγοντας ως τιμή του πυκνωτή του snubber  $C_{sn} = C_{opt}$  θα πρέπει:

$$4 \cdot R_{sn} \cdot C_{sn} \ll \delta \cdot T_S \Rightarrow R_{sn} \ll \frac{\delta}{4 \cdot C_{sn} \cdot f_S} \Rightarrow R_{sn} \ll \frac{0,2}{4 \cdot 166 \cdot 10^{-12} \cdot 80 \cdot 10^3}$$

$$\Rightarrow \boxed{R_{sn} \ll 3,765 \text{ k}\Omega} \quad \text{Επιλέγουμε: } \boxed{R_{sn} = 350 \Omega}$$



# Τέλος Ενότητας





# Χρηματοδότηση

- Το παρόν εκπαιδευτικό υλικό έχει αναπτυχθεί στο πλαίσιο του εκπαιδευτικού έργου του διδάσκοντα.
- Το έργο «**Ανοικτά Ακαδημαϊκά Μαθήματα στο Πανεπιστήμιο Αθηνών**» έχει χρηματοδοτήσει μόνο την αναδιαμόρφωση του εκπαιδευτικού υλικού.
- Το έργο υλοποιείται στο πλαίσιο του Επιχειρησιακού Προγράμματος «**Εκπαίδευση και Δια Βίου Μάθηση**» και συγχρηματοδοτείται από την Ευρωπαϊκή Ένωση (Ευρωπαϊκό Κοινωνικό Ταμείο) και από εθνικούς πόρους.



# Σημειώματα



# Σημείωμα Αναφοράς

Τα σχήματα είναι δημιουργημένα από το Δρ. Μηχ. Εμμανουήλ Τατάκη στα πλαίσια του έργου *Ανοιχτά Μαθήματα*.

Copyright Πανεπιστήμιο Πατρών, Εμμανουήλ Τατάκης 2014. Εμμανουήλ Τατάκης. «Ηλεκτρονικά Στοιχεία Ισχύος και Βιομηχανικές Εφαρμογές. Περιγραφή Ημιαγωγικών Στοιχείων». Έκδοση: 1.0. Πάτρα 2015. Διαθέσιμο από τη δικτυακή διεύθυνση: <http://eclass.upatras.gr/courses/EE894/>.



# Σημείωμα Αδειοδότησης

Το παρόν υλικό διατίθεται με τους όρους της άδειας χρήσης Creative Commons Αναφορά, Μη Εμπορική Χρήση Παρόμοια Διανομή 4.0 [1] ή μεταγενέστερη, Διεθνής Έκδοση. Εξαιρούνται τα αυτοτελή έργα τρίτων π.χ. φωτογραφίες, διαγράμματα κ.λ.π., τα οποία εμπεριέχονται σε αυτό και τα οποία αναφέρονται μαζί με τους όρους χρήσης τους στο «Σημείωμα Χρήσης Έργων Τρίτων».



[1] <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/>

Ως **Μη Εμπορική** ορίζεται η χρήση:

- που δεν περιλαμβάνει άμεσο ή έμμεσο οικονομικό όφελος από την χρήση του έργου, για το διανομέα του έργου και αδειοδόχο
- που δεν περιλαμβάνει οικονομική συναλλαγή ως προϋπόθεση για τη χρήση ή πρόσβαση στο έργο
- που δεν προσπορίζει στο διανομέα του έργου και αδειοδόχο έμμεσο οικονομικό όφελος (π.χ. διαφημίσεις) από την προβολή του έργου σε διαδικτυακό τόπο

Ο δικαιούχος μπορεί να παρέχει στον αδειοδόχο ξεχωριστή άδεια να χρησιμοποιεί το έργο για εμπορική χρήση, εφόσον αυτό του ζητηθεί.





# Διατήρηση Σημειωμάτων

Οποιαδήποτε αναπαραγωγή ή διασκευή του υλικού θα πρέπει να συμπεριλαμβάνει:

- το Σημείωμα Αναφοράς
- το Σημείωμα Αδειοδότησης
- τη δήλωση Διατήρησης Σημειωμάτων
- το Σημείωμα Χρήσης Έργων Τρίτων (εφόσον υπάρχει)

μαζί με τους συνοδευόμενους υπερσυνδέσμους.

