

COURS D'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

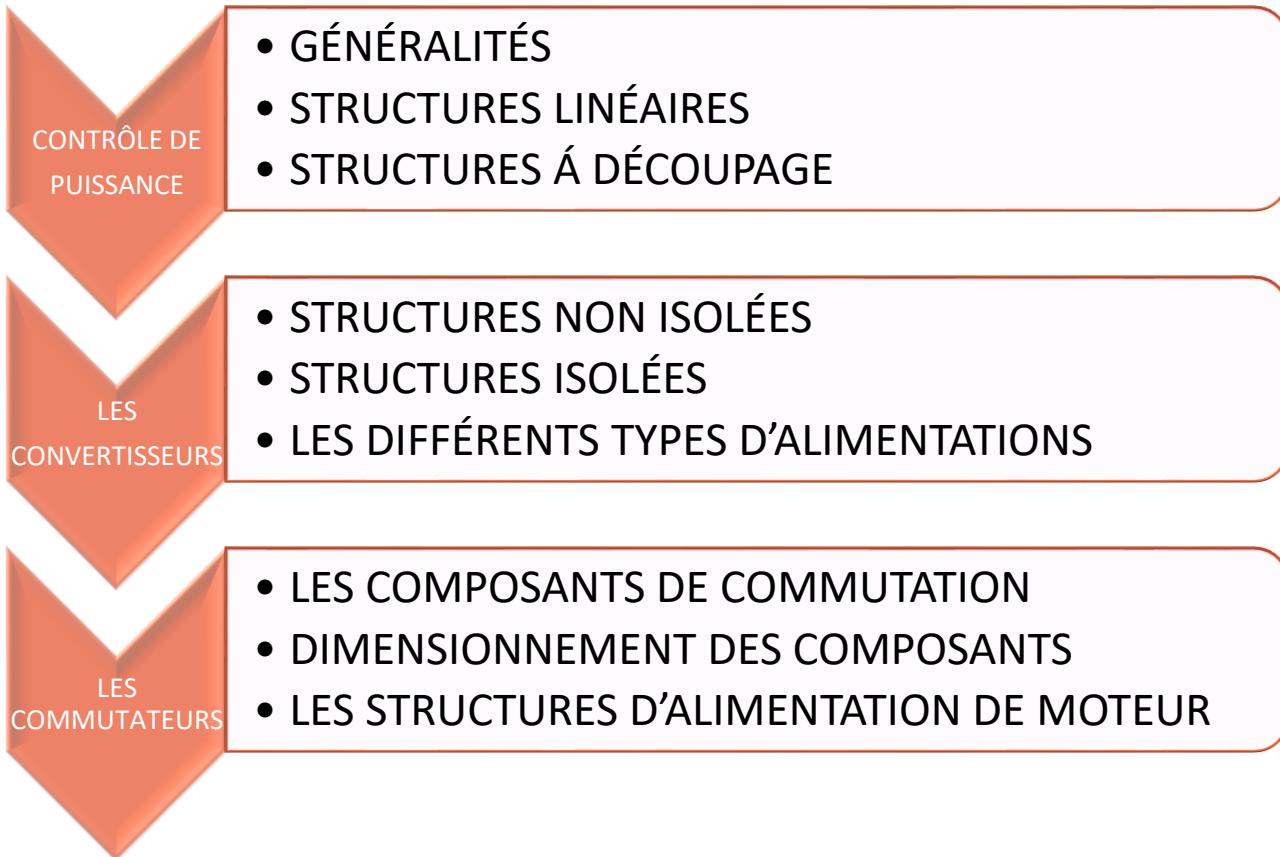
ETML-ES

Jonathan Braun

OBJECTIFS DU COURS

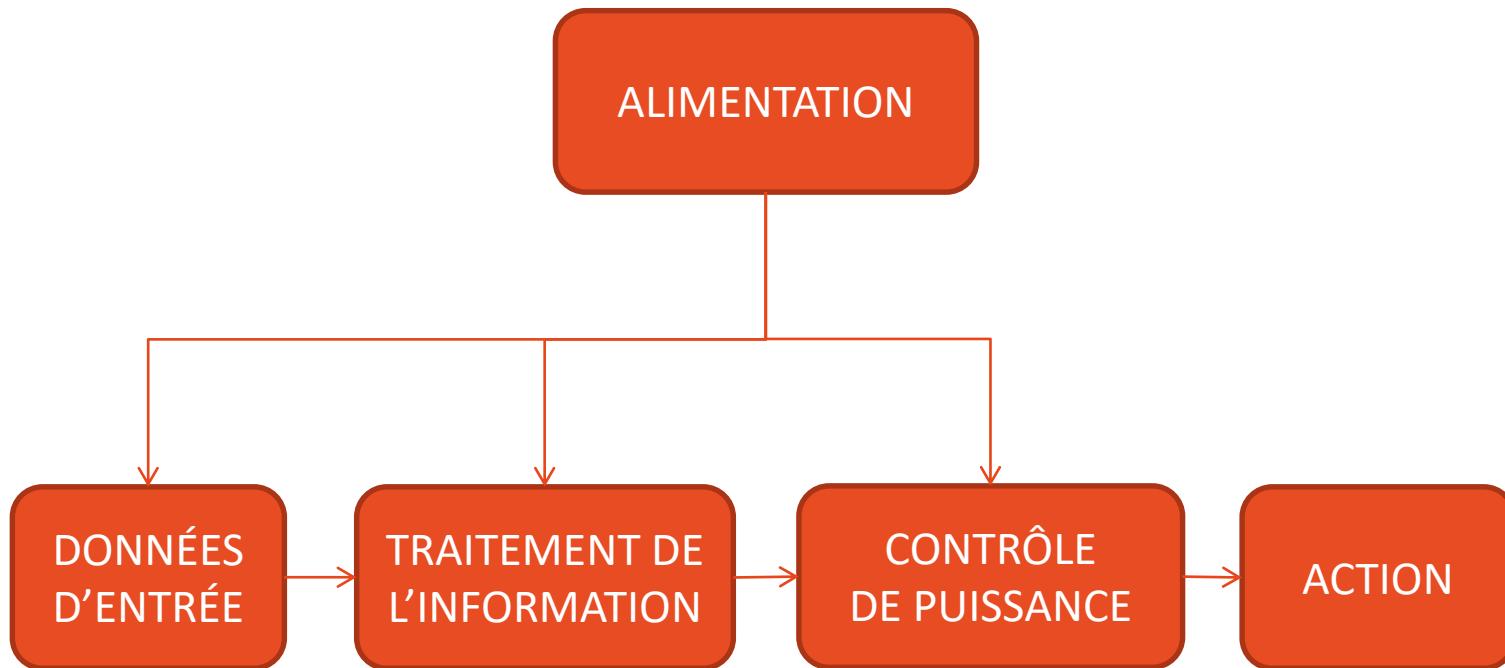
- Connaître les principes des structures linéaires
- Connaître les principes des structures à découpage
- Être à même de choisir une structure linéaire/à découpage adaptée au cahier des charges pour la réalisation d'une alimentation
- Être capable de dimensionner les composants d'une alimentation
- Être capable de dimensionner un montage d'alimentation de moteur

DÉROULEMENT DU COURS



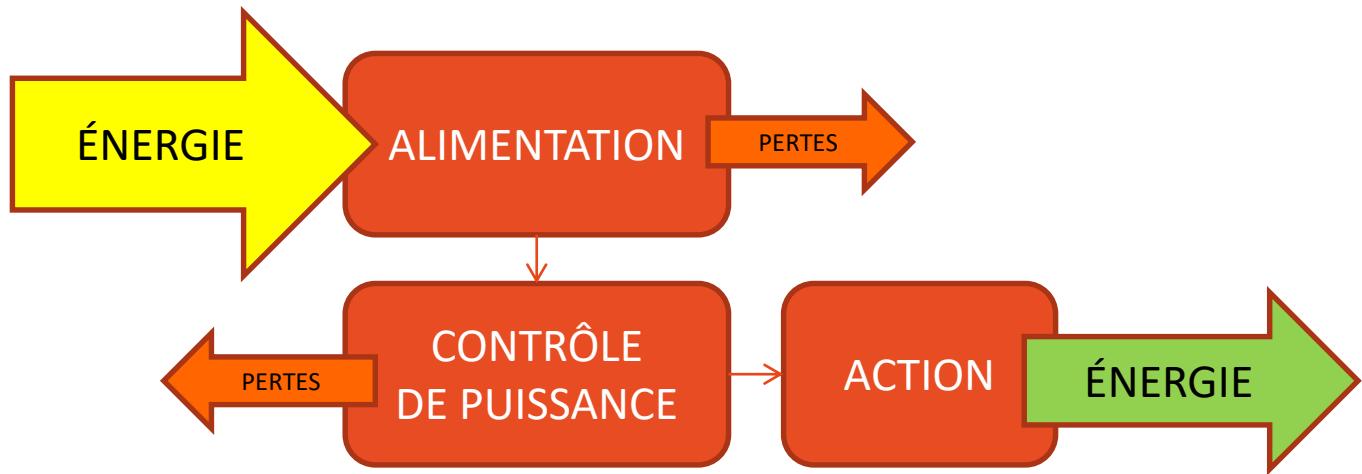
Contrôle de puissance

Généralités



Contrôle de puissance

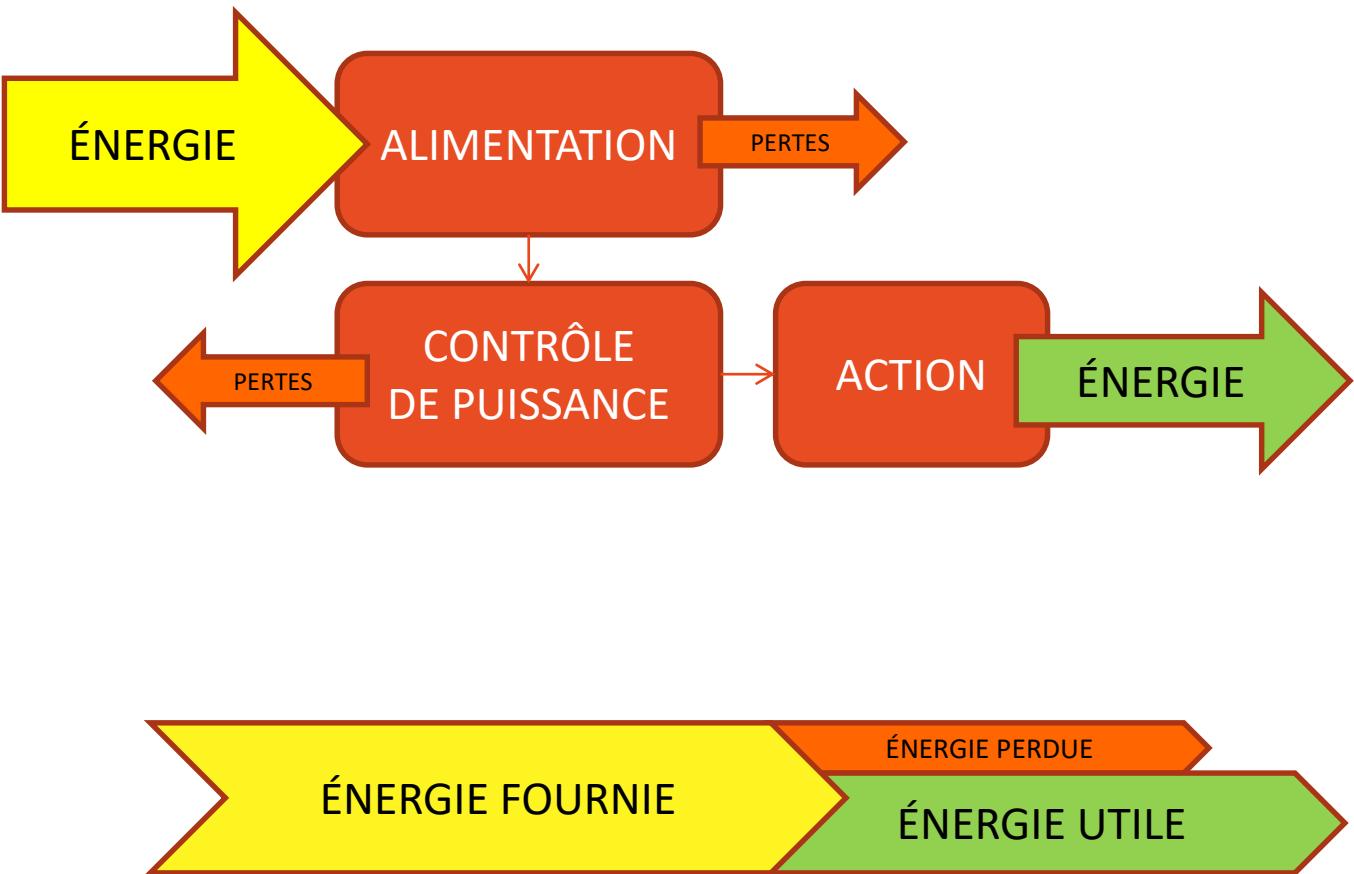
Généralités



ÉNERGIE EN JOULE

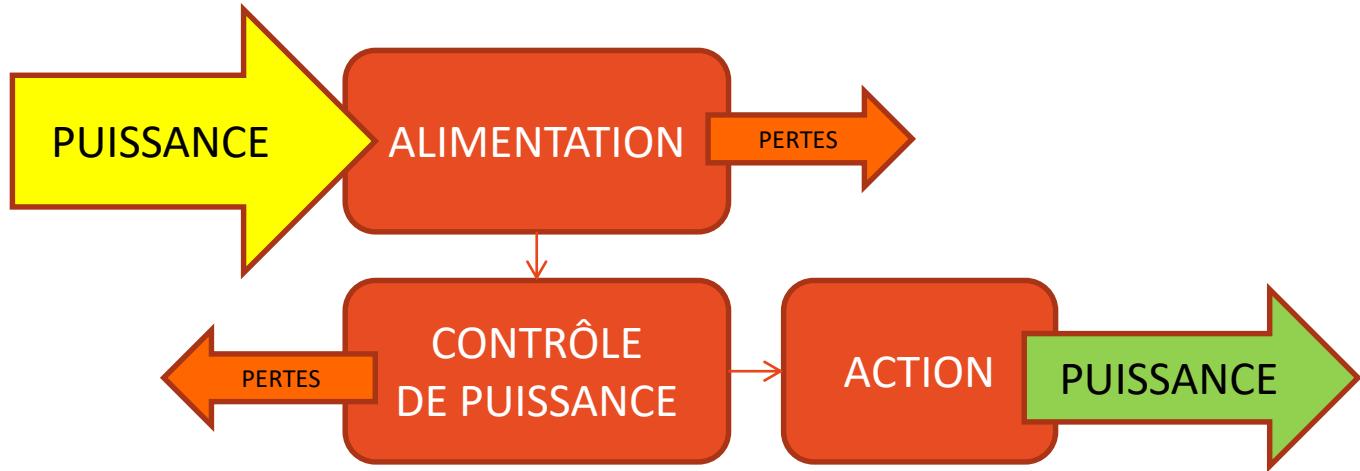
Contrôle de puissance

Généralités



Contrôle de puissance

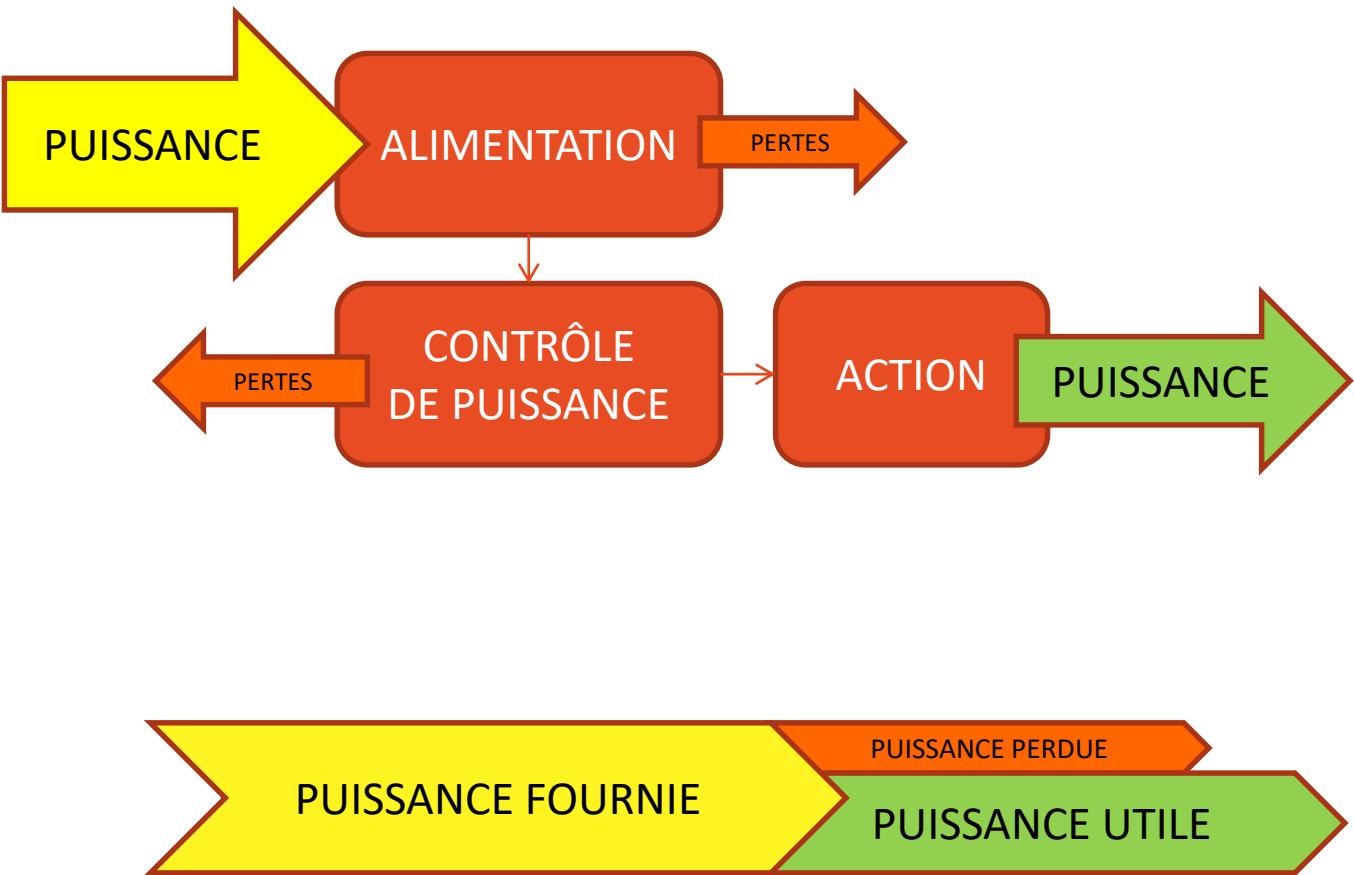
Généralités



LA PUISSANCE EST UN DÉBIT D'ÉNERGIE
UN WATT CORRESPOND À UN JOULE PAR SECONDE

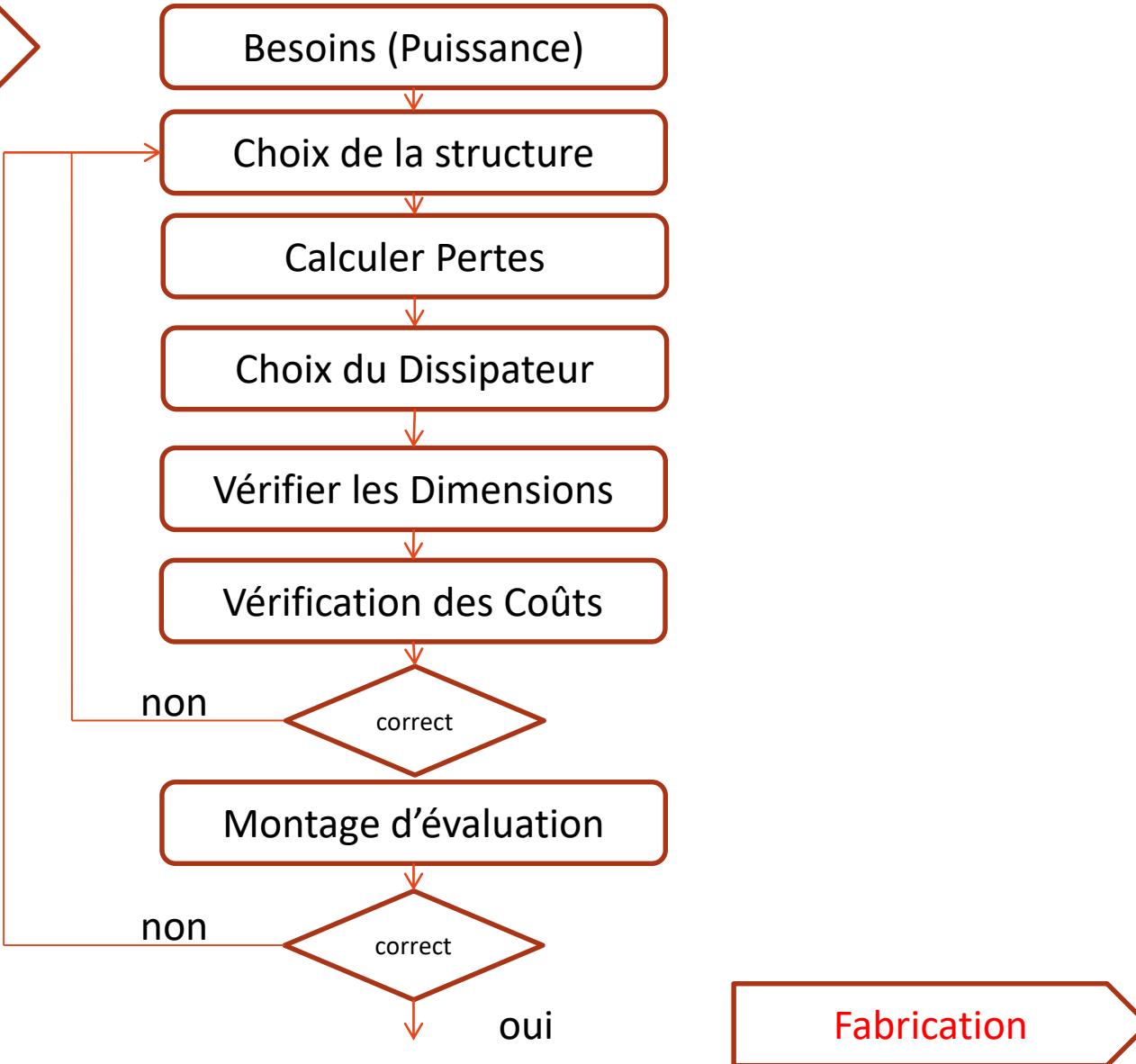
Contrôle de puissance

Généralités



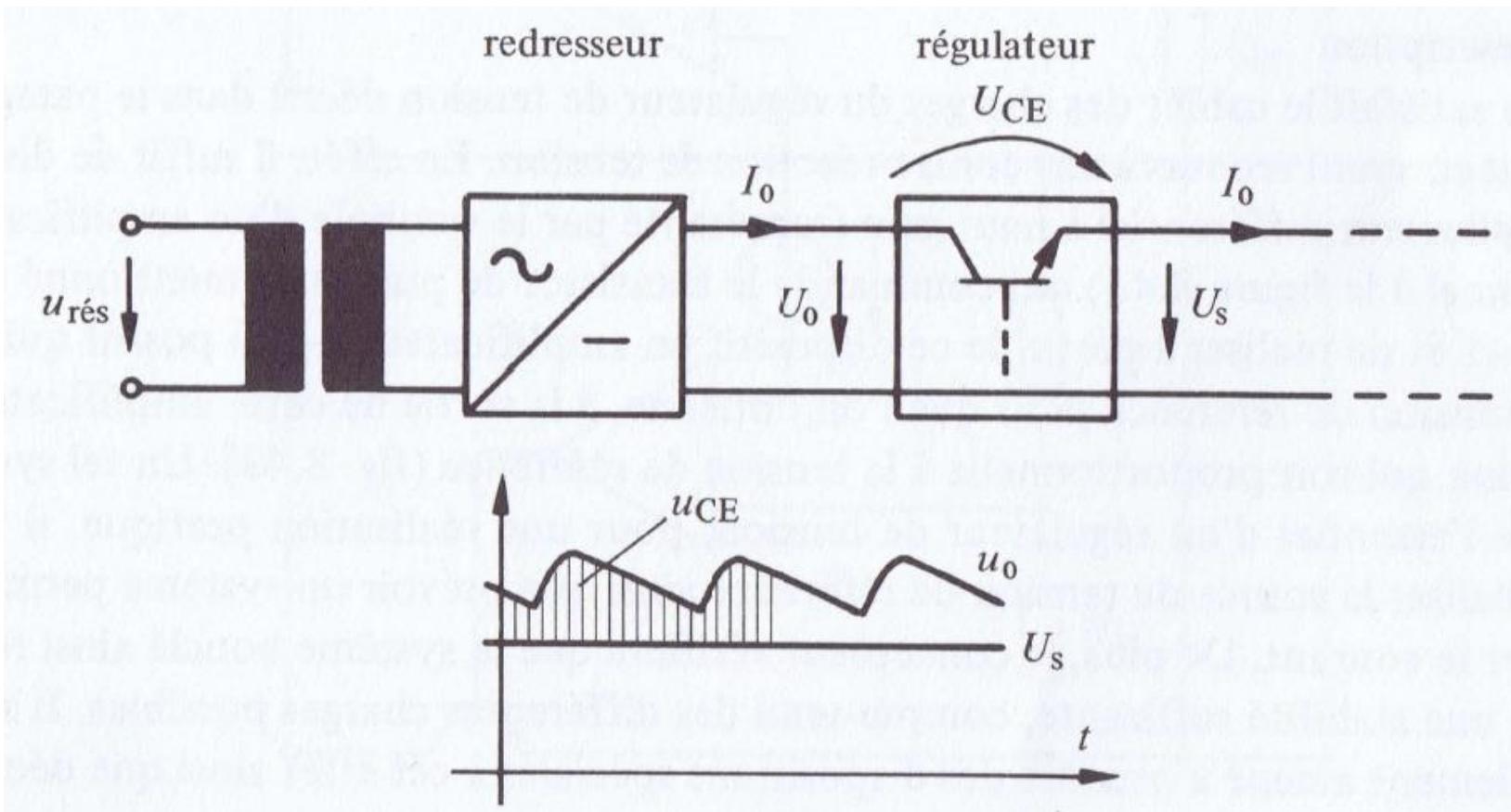
Contrôle de puissance

Cahier des charges



Contrôle de puissance

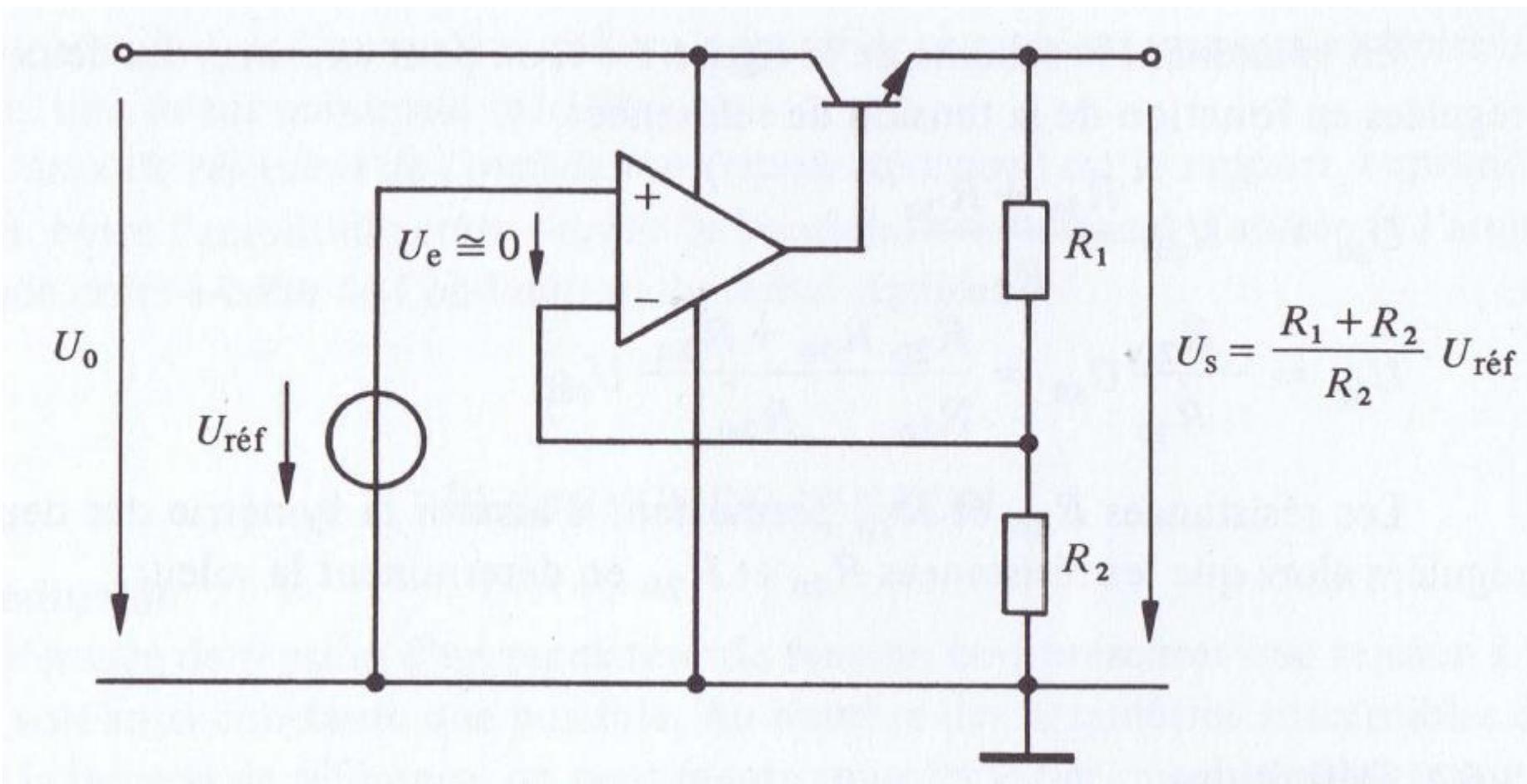
Principe d'une alimentation linéaire



Source: Traité d'électricité VIII ÉLECTRONIQUE

Contrôle de puissance

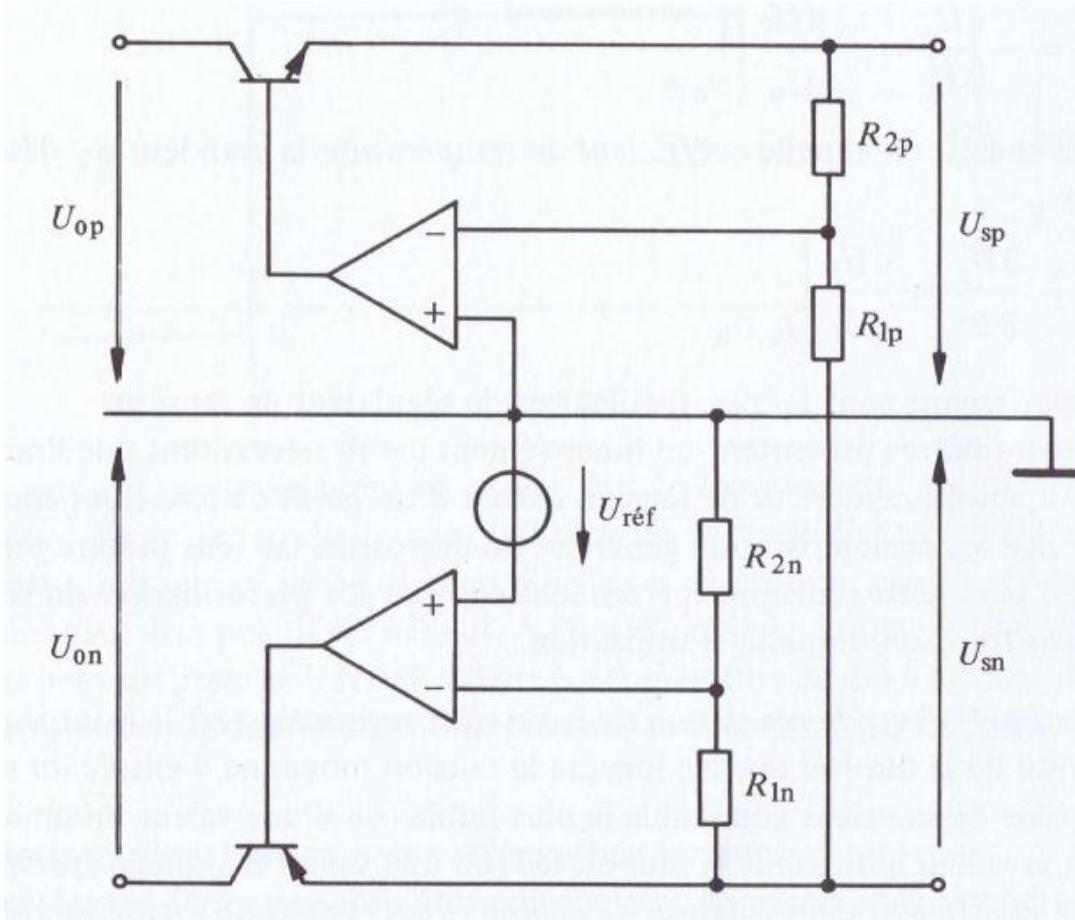
Principe d'une alimentation linéaire



Source: Traité d'électricité VIII ÉLECTRONIQUE

Contrôle de puissance

Principe d'une alimentation linéaire

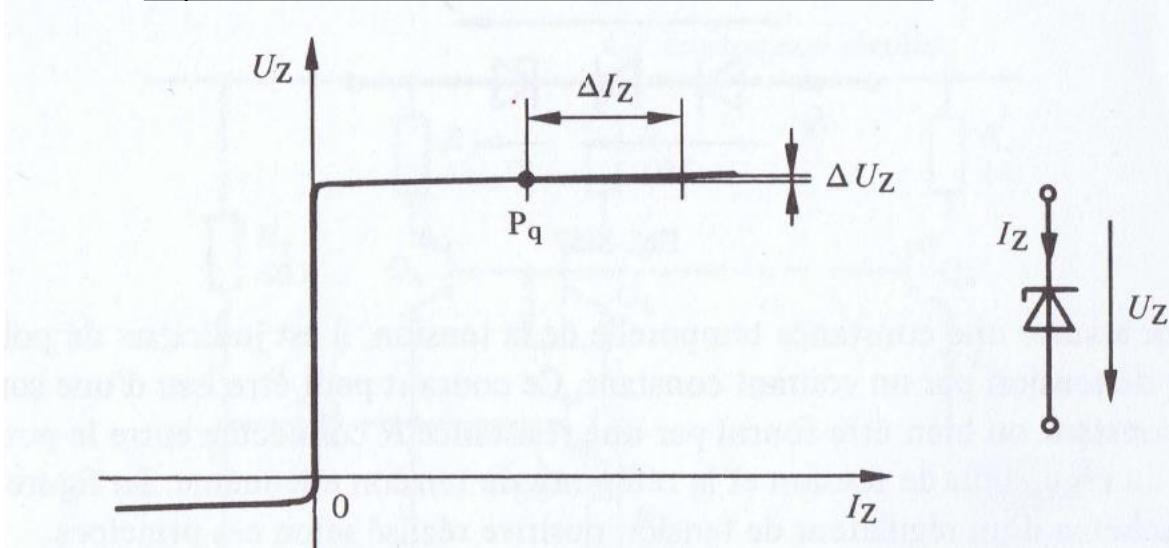


Source: Traité d'électricité VIII ÉLECTRONIQUE

Contrôle de puissance

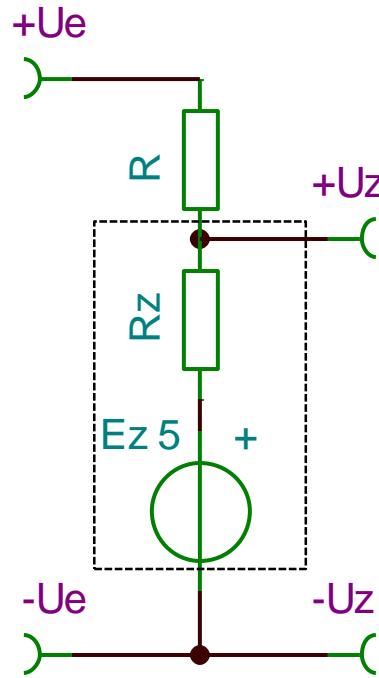
La diode Zener comme référence de tension

Représentation de la tension en fonction du courant



Symbole

Utilisation typique

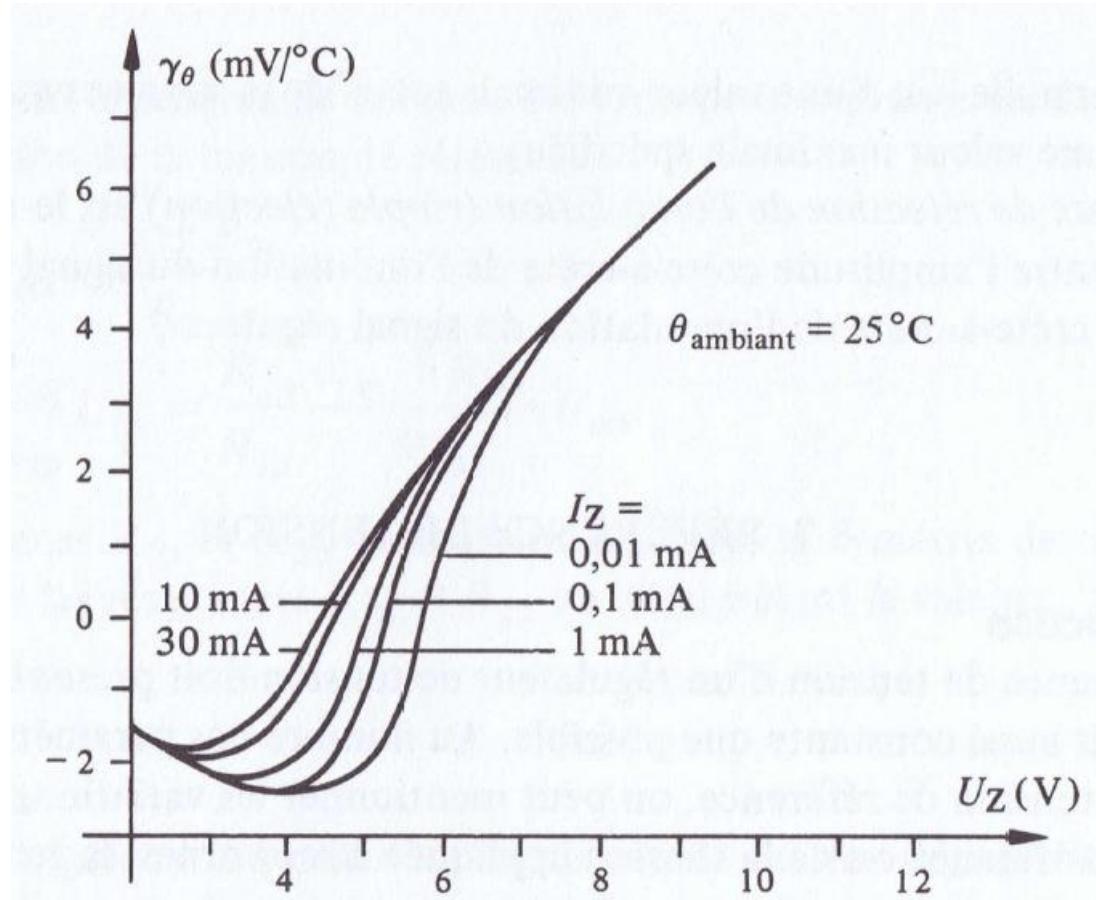


$$\text{Résistance différentielle: } R_z(I_z) = \frac{\Delta U_z}{\Delta I_z}$$

Source: Traité d'électricité VIII ÉLECTRONIQUE

Contrôle de puissance

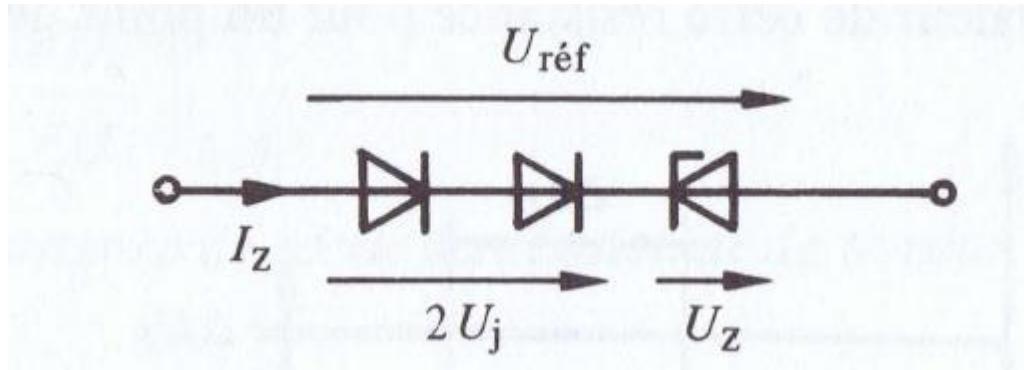
La diode Zener comme référence de tension



Source: Traité d'électricité VIII ÉLECTRONIQUE

Contrôle de puissance

Montage amélioré comme référence de tension



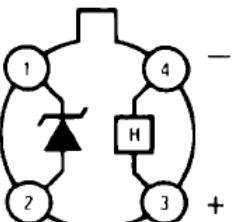
$$U_{ref} = 2U_j + U_z = 1.2 + 7.5 = 8.7 \text{ V} \text{ et } \gamma_\theta \approx 0$$

Contrôle de puissance

Référence à très grande stabilité (1ppm/°C)

Connection Diagrams

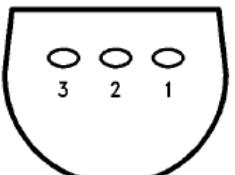
Metal Can Package (TO-46)



TL/H/5717-14

LM199/LM299/LM399 (See Table on fourth page)
NS Package Number H04D

Plastic Package TO-92

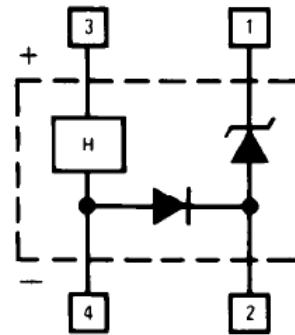


TL/H/5717-10

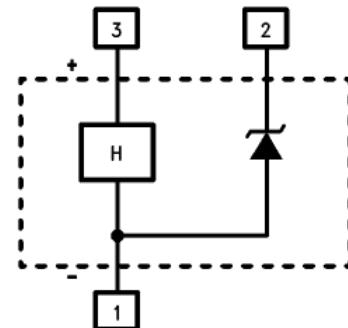
LM3999 (See Table on fourth page)
NS Package Number Z03A

Functional Block Diagrams

LM199/LM299/LM399



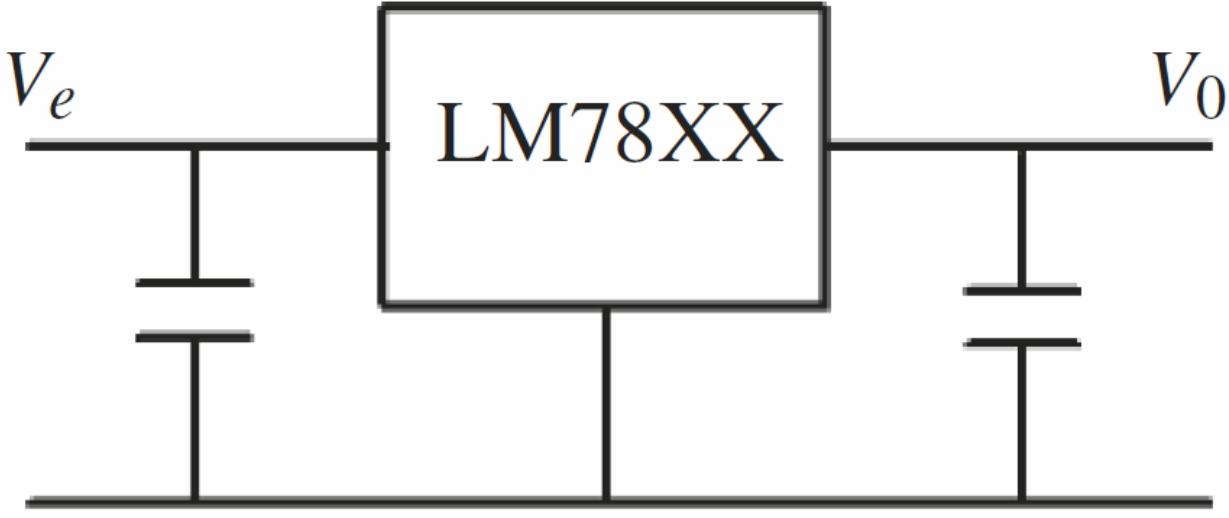
LM3999



Source: DATASHEET du LM199

Contrôle de puissance

Schéma d'un régulateur linéaire à CI

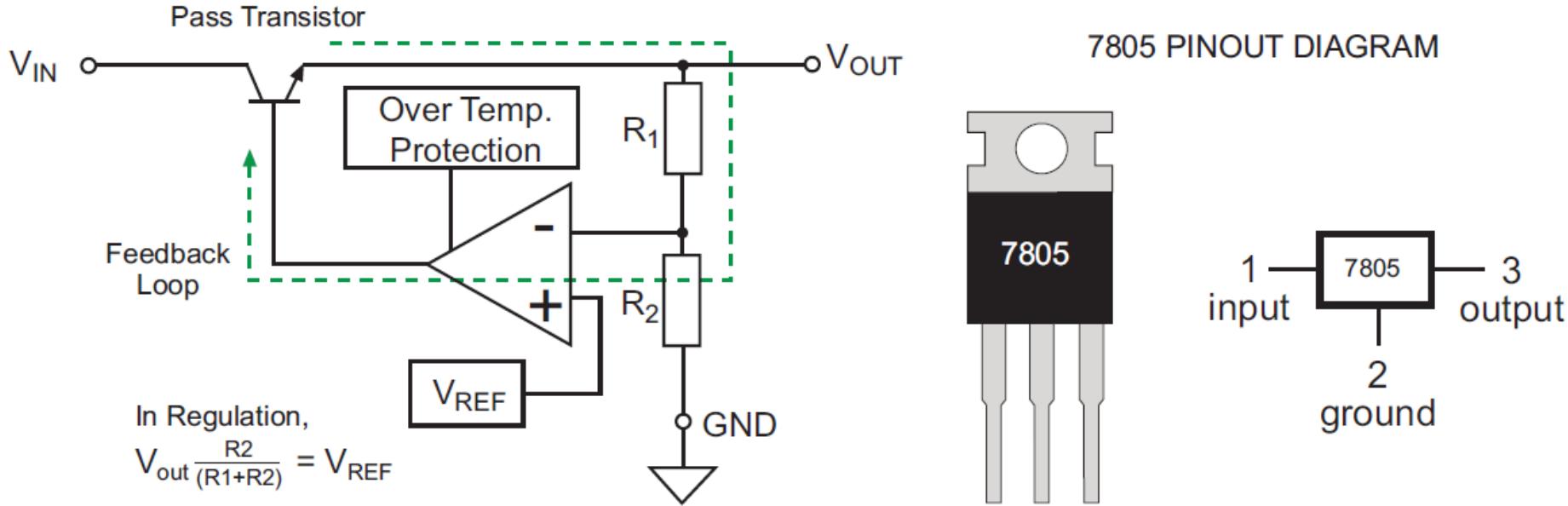


XX=tension V_0 - Il existe pour 5V, 6V, 8V, 9V, 10V, 12V, 15V, 18V et 24V.
Il peut délivrer jusqu'à 1A (le courant dépend de la température ambiante et des conditions de dissipation).
Le LM79XX délivre une tension négative.

Source: Aide-mémoire Électronique DUNOD

Contrôle de puissance

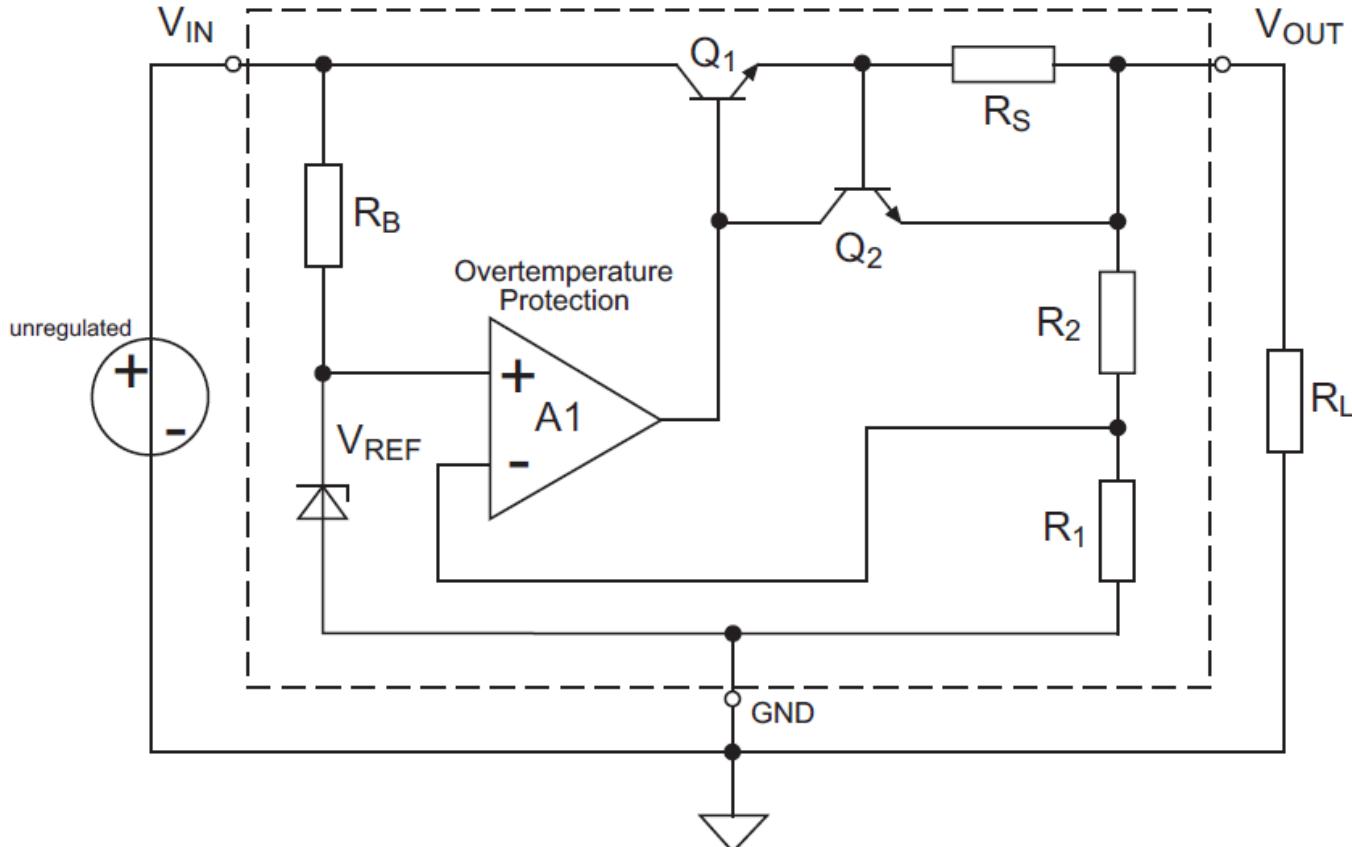
Exemple du régulateur +5 V



Source: Recom_Book_of_Knowledge_English.pdf

Contrôle de puissance

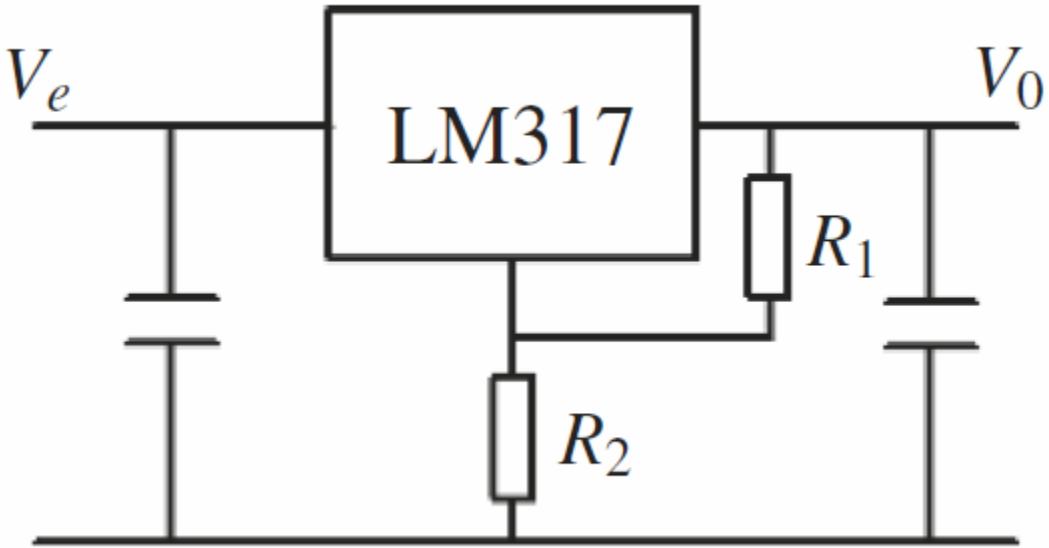
Exemple du régulateur +5 V



Source: Recom_Book_of_Knowledge_English.pdf

Contrôle de puissance

Schéma d'un régulateur linéaire à CI

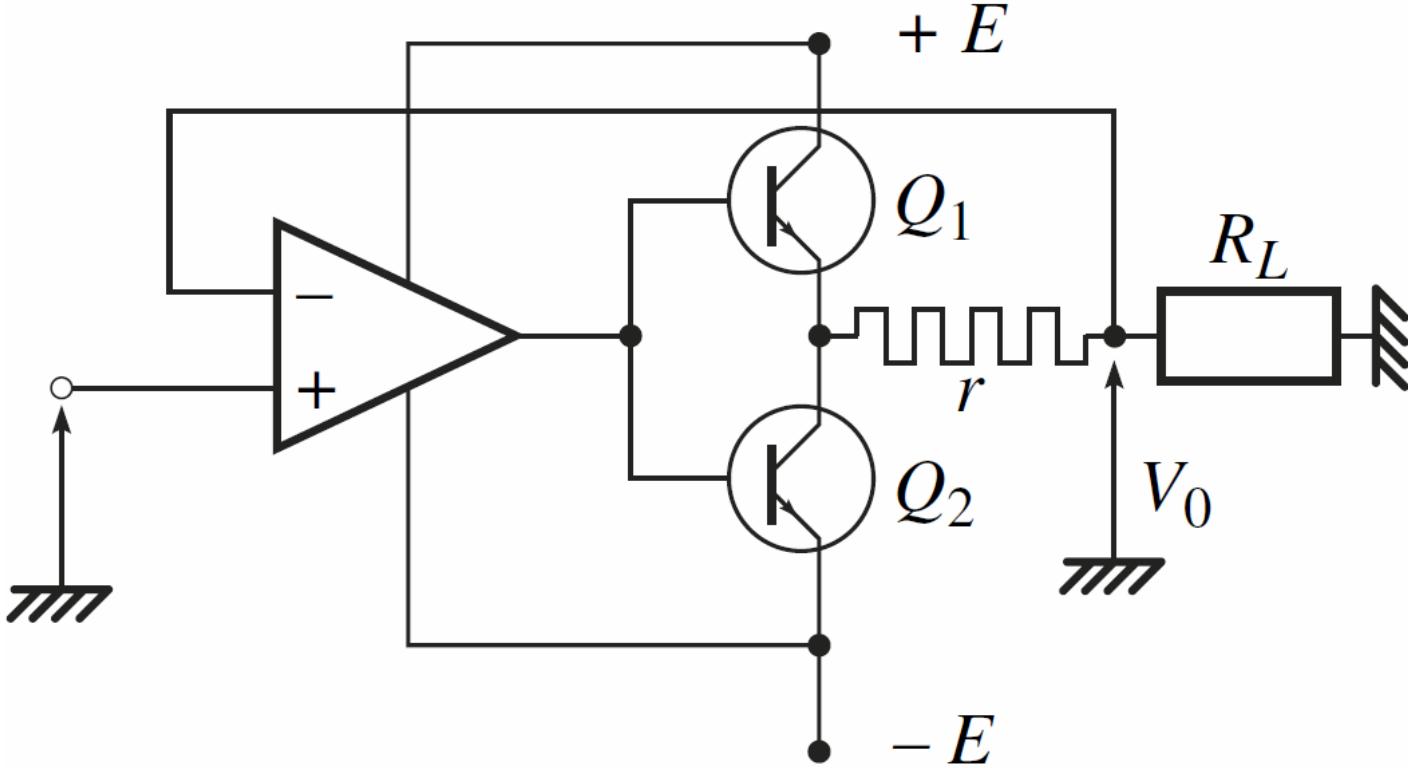


$$V_0 = 1,25 \times \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Source: Aide-mémoire Électronique DUNOD

Contrôle de puissance

Schéma d'un système linéaire bipolaire



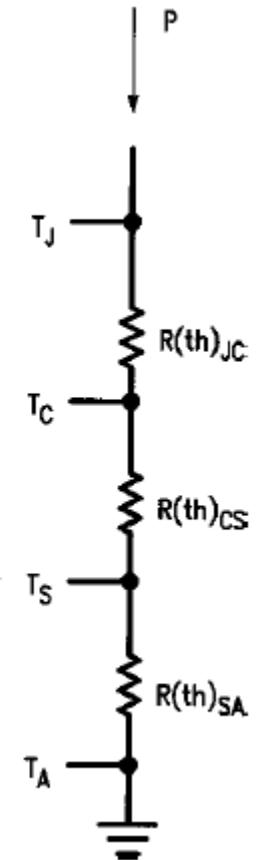
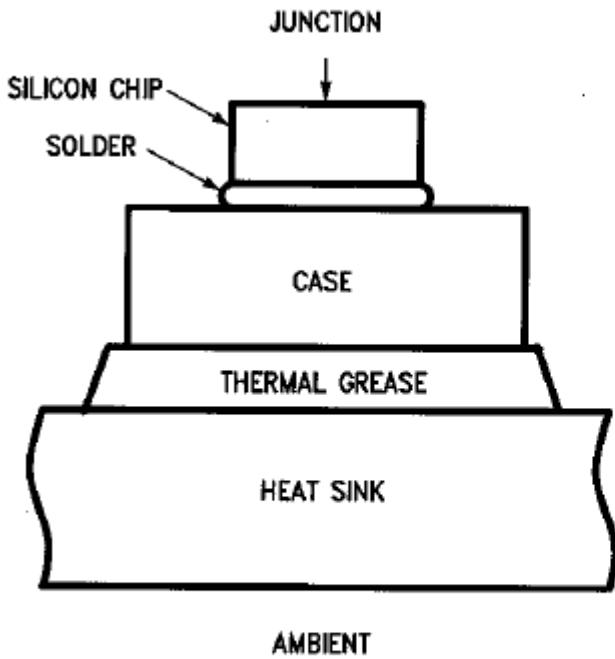
Source: Aide-mémoire Électronique DUNOD

COURS D'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

ETML-ES 2022 - 2023

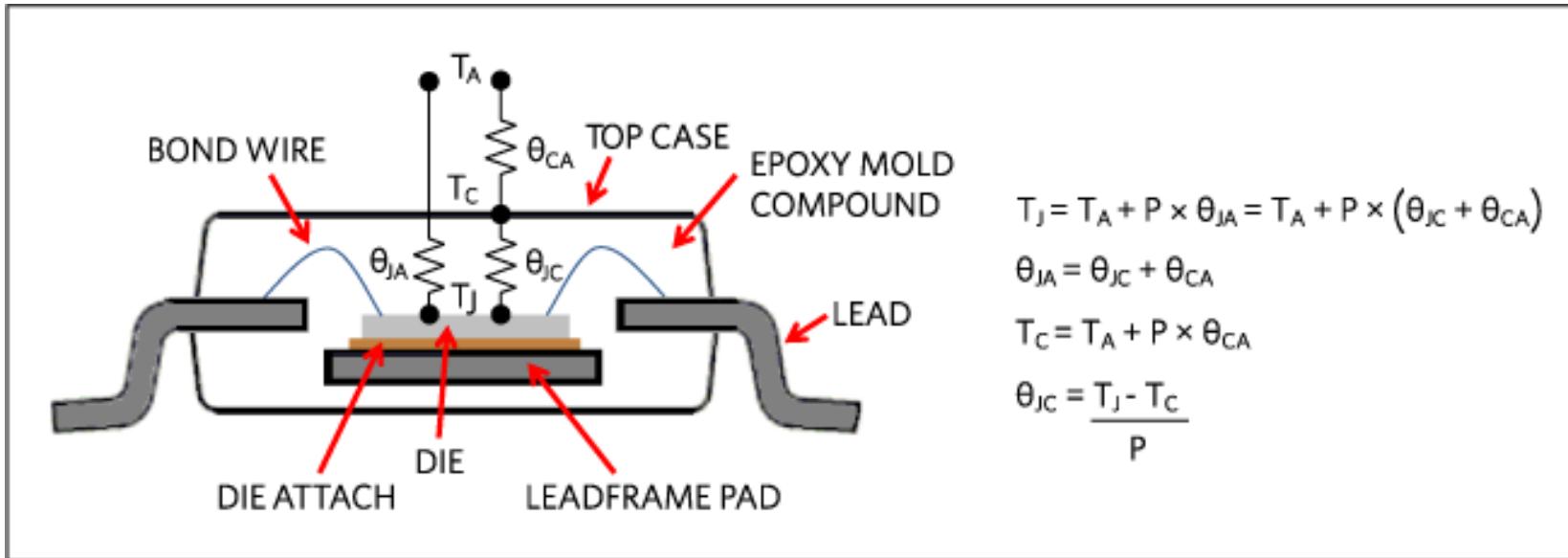
MBz - JBN

MODÈLE THERMIQUE STATIQUE



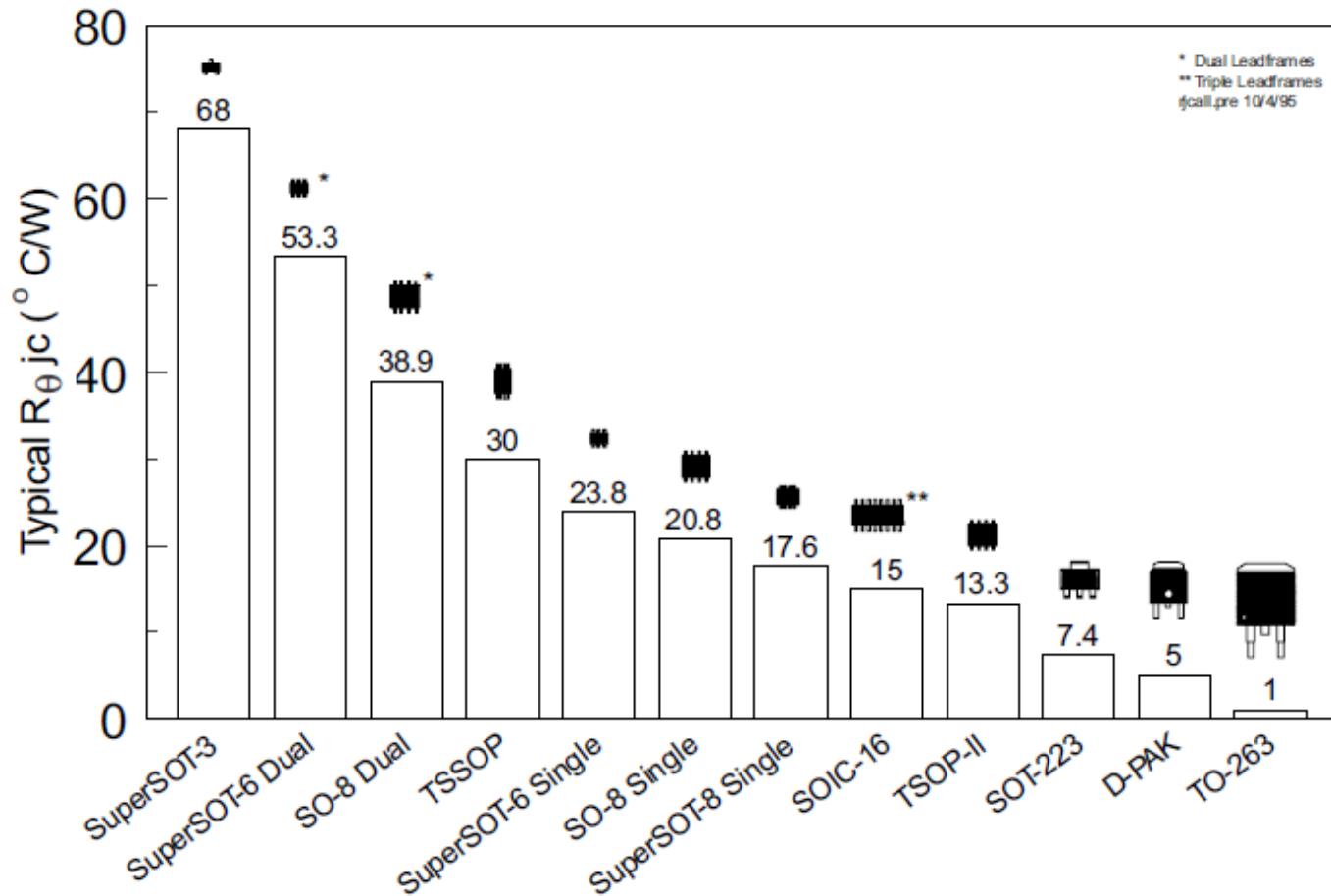
Source: FAIRCHILD AN558 Understanding Power MOSFET.pdf

MODÈLE THERMIQUE STATIQUE



MODÈLE THERMIQUE STATIQUE

Junction-to-Case Thermal Resistance



Source: Fairchild AN1025

MODÈLE THERMIQUE STATIQUE

LECTURE DE DATASHEET



New Product

Si7390DP

Vishay Siliconix

N-Channel 30-V (D-S) Fast Switching WFET™

PRODUCT SUMMARY

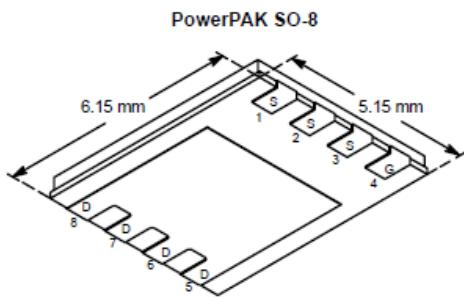
V_{DS} (V)	$r_{DS(on)}$ (Ω)	I_D (A)
30	0.0095 @ $V_{GS} = 10$ V	15
	0.0135 @ $V_{GS} = 4.5$ V	13

FEATURES

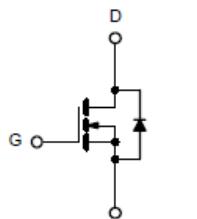
- Extremely Low Q_{gd} WFET Technology for Low Switching Losses
- TrenchFET® Power MOSFET
- New Low Thermal Resistance PowerPAK® Package with Low 1.07-mm Profile
- 100% R_g Tested

APPLICATIONS

- High-Side DC/DC Conversion
 - Notebook
 - Server
 - Workstation
- Point-of-Load Conversion



Bottom View
Ordering Information: Si7390DP-T1



N-Channel MOSFET

Source: Datasheet VISHAY SI7390DP

MODÈLE THERMIQUE STATIQUE

LECTURE DE DATASHEET

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ UNLESS OTHERWISE NOTED)					
Parameter	Symbol	10 secs	Steady State	Unit	
Drain-Source Voltage	V_{DS}		30		
Gate-Source Voltage	V_{GS}		± 20		V
Continuous Drain Current ($T_J = 150^\circ\text{C}$) ^a	$T_A = 25^\circ\text{C}$	I_D	15	9	A
	$T_A = 70^\circ\text{C}$		12	7	
Pulsed Drain Current	I_{DM}		± 50		
Continuous Source Current (Diode Conduction) ^a	I_S	4.1	1.5		
Maximum Power Dissipation ^a	$T_A = 25^\circ\text{C}$	P_D	5	1.8	W
	$T_A = 70^\circ\text{C}$		3.2	1.1	
Operating Junction and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}		-55 to 150		°C

THERMAL RESISTANCE RATINGS					
Parameter	Symbol	Typical	Maximum	Unit	
Maximum Junction-to-Ambient (MOSFET) ^a	$t \leq 10 \text{ sec}$	R_{thJA}	20	25	°C/W
	Steady State		53	70	
Maximum Junction-to-Case (Drain)	R_{thJC}	2.1	3.2		

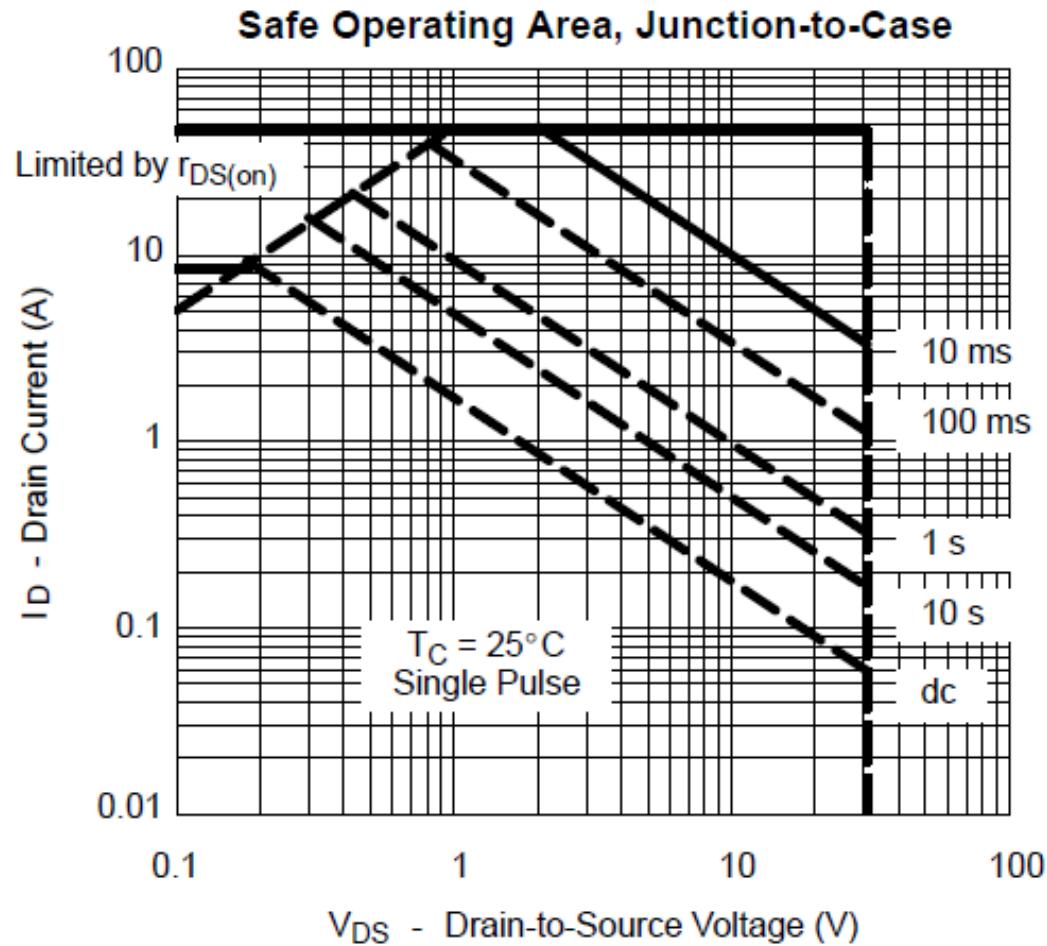
Notes

a. Surface Mounted on 1" x 1" FR4 Board.

Source: Datasheet VISHAY SI7390DP

MODÈLE THERMIQUE STATIQUE

LECTURE DE DATASHEET



Source: Datasheet VISHAY SI7390DP

MODÈLE THERMIQUE STATIQUE

Exemple d'utilisation des données de la datasheet VISHAY SI7390DP

Donnée du cahier des charges:

Température ambiante maximale: 35°C

Type de circuit imprimé: FR4

Pastille sous le circuit: 2.54 x 2.54 mm

Question:

Quelle est la puissance maximale qui peut être dissipée dans le PowerMOSFET SI7390DP?

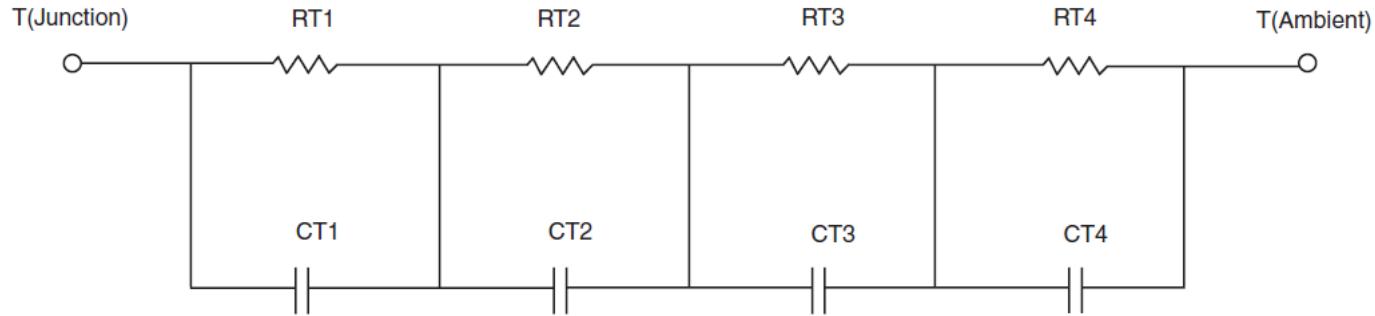
Solution:

- 1) Chercher la température maximale acceptable du SI7390DP -> 150 °C
- 2) Calculer la différence acceptable -> 150°C - 35°C = 115 °C
- 3) Chercher la résistance thermique à utiliser -> $70 \frac{\text{°C}}{\text{W}}$
- 4) Calculer la puissance maximale acceptable -> $\frac{115\text{°C}}{70\frac{\text{°C}}{\text{W}}} = 1.64 \text{ W}$

Source: Datasheet VISHAY SI7390DP

MODÈLE THERMIQUE DYNAMIQUE

Donnée pour le PowerMOSFET SI7390DP



R-C VALUES FOR TANK CONFIGURATION

Thermal Resistance (°C/W)		
Junction to	Ambient	Case
RT1	2.0964	18.1348 u
RT2	9.0489	713.7923 m
RT3	8.0177	1.3126
RT4	50.6167	1.1896

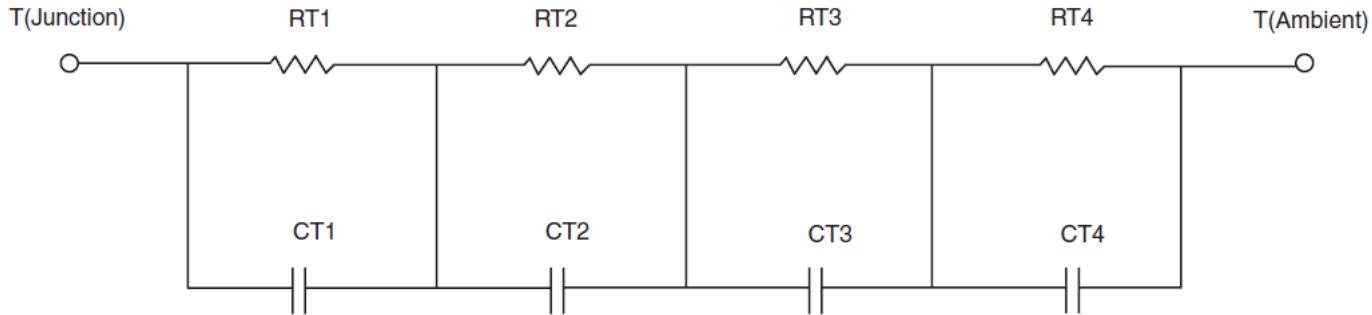
Thermal Capacitance (Joules/°C)

Junction to	Ambient	Case
CT1	24.2346 m	81.2397 u
CT2	558.4598 m	673.3554 u
CT3	70.7118 m	15.6345 m
CT4	1.4427	6.7185 m

Source: VISHAY AN609 Sim Thermal Power MOSFET.pdf

MODÈLE THERMIQUE DYNAMIQUE

Donnée pour le PowerMOSFET SI7390DP



R-C VALUES FOR TANK CONFIGURATION

Thermal Resistance (°C/W)		
Junction to	Ambient	Case
RT1	2.0964	18.1348 u
RT2	9.0489	713.7923 m
RT3	8.0177	1.3126
RT4	50.6167	1.1896

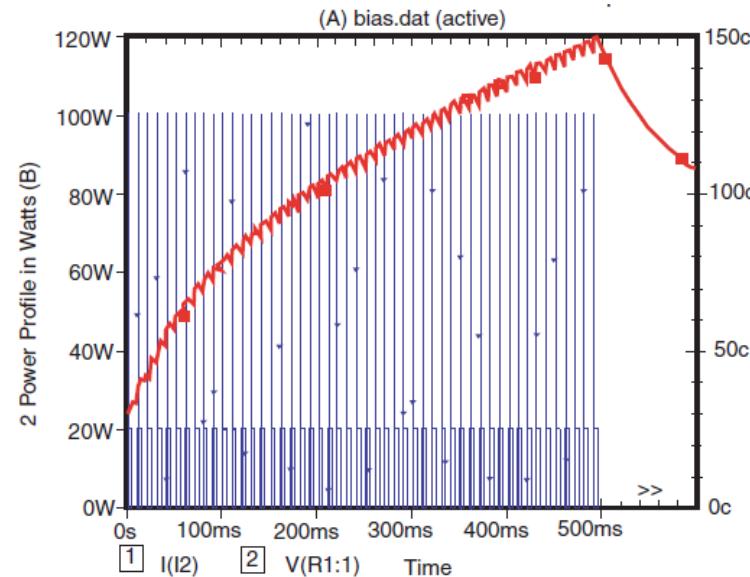
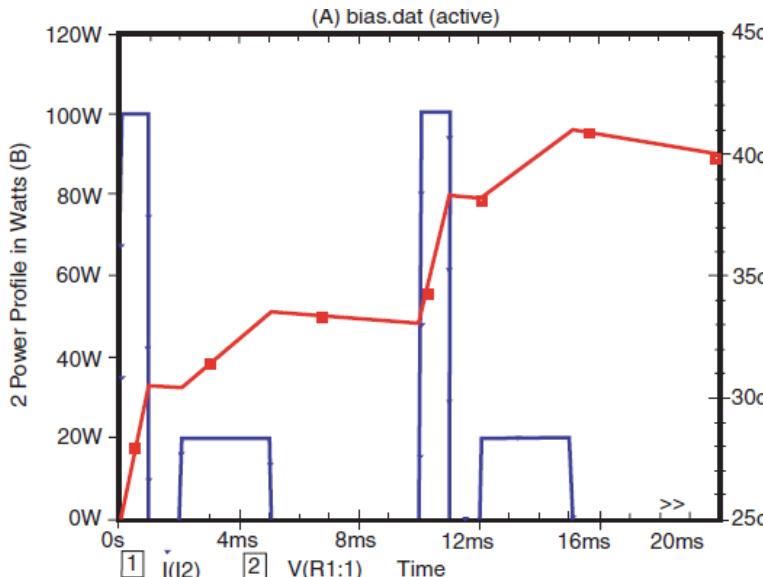
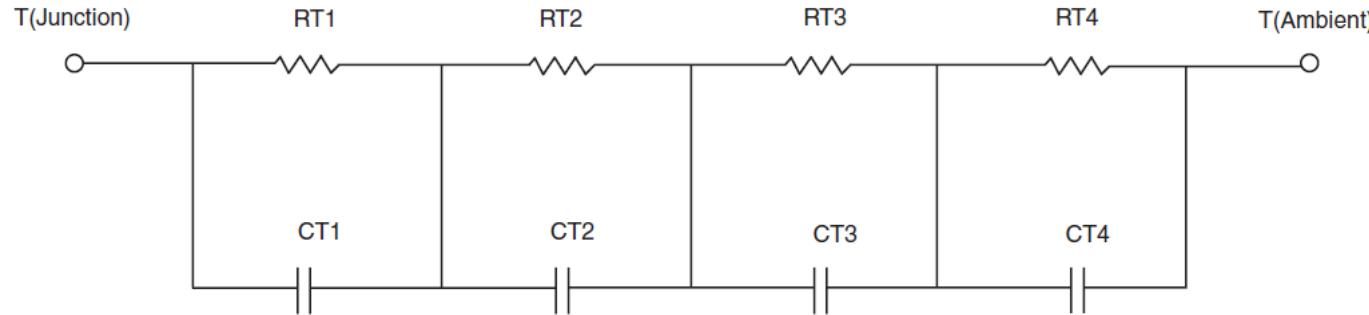
Thermal Capacitance (Joules/°C)

Junction to	Ambient	Case
CT1	24.2346 m	81.2397 u
CT2	558.4598 m	673.3554 u
CT3	70.7118 m	15.6345 m
CT4	1.4427	6.7185 m

Source: VISHAY AN609 Sim Thermal Power MOSFET.pdf

MODÈLE THERMIQUE DYNAMIQUE

Exemple de simulation de la température de jonction
par rapport à la température ambiante



Source: VISHAY AN609 Sim Thermal Power MOSFET.pdf

MODÈLE THERMIQUE DYNAMIQUE

Exercice de simulation de la température de jonction par rapport à la température du boîtier

Donnée du cahier des charges:

Température du boîtier maximale: 50°C

Le PowerMOSFET doit dissiper 1000W pendant 50 us toutes les 5 ms.

R-C VALUES FOR TANK CONFIGURATION

Thermal Resistance (°C/W)		
Junction to	Ambient	Case
RT1	2.0964	18.1348 u
RT2	9.0489	713.7923 m
RT3	8.0177	1.3126
RT4	50.6167	1.1896

Thermal Capacitance (Joules/°C)		
Junction to	Ambient	Case
CT1	24.2346 m	81.2397 u
CT2	558.4598 m	673.3554 u
CT3	70.7118 m	15.6345 m
CT4	1.4427	6.7185 m

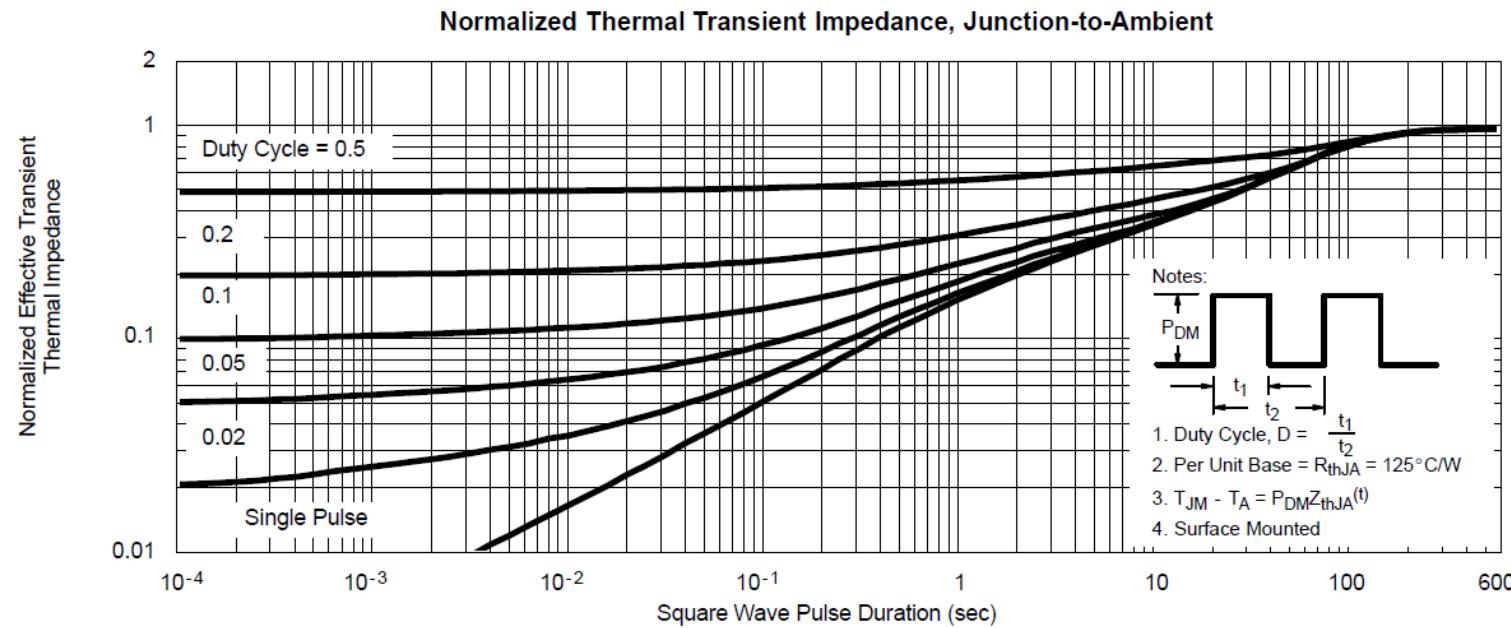
Question:

Puis-je utiliser le PowerMOSFET SI7390DP dans cette application?

Source: FAIRCHILD AN558 Understanding Power MOSFET.pdf

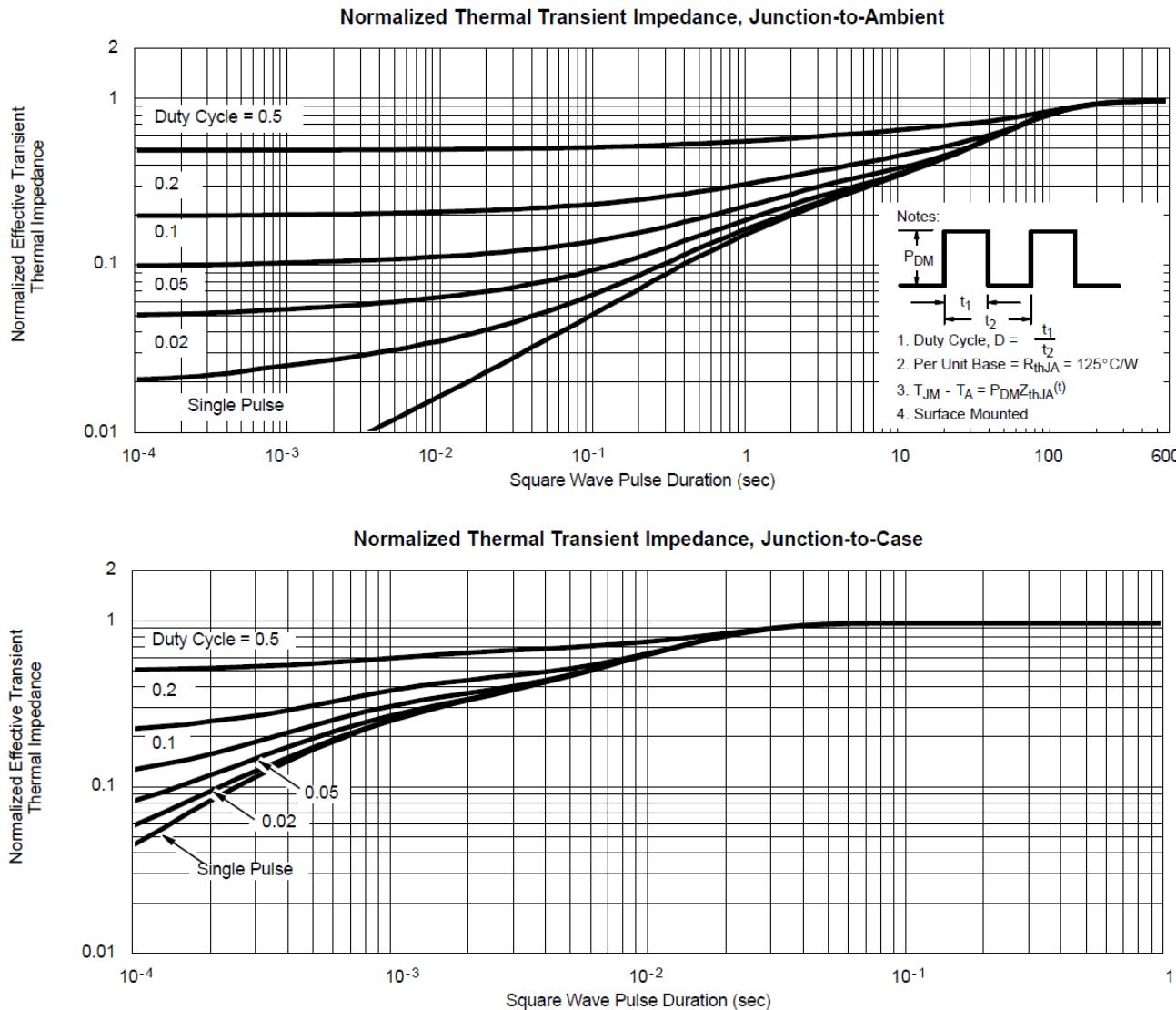
MODÈLE THERMIQUE DYNAMIQUE

LECTURE DE DATASHEET



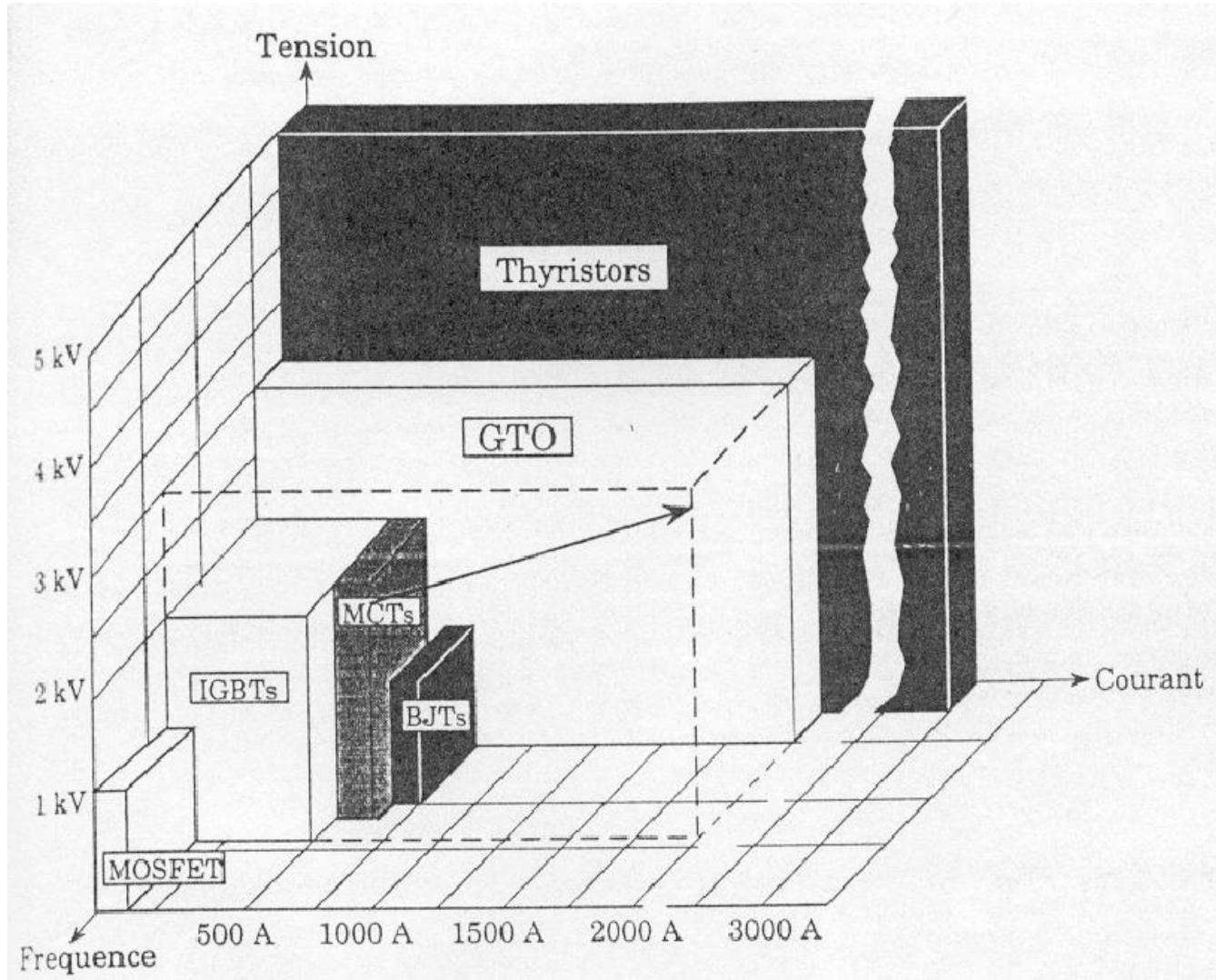
MODÈLE THERMIQUE DYNAMIQUE

LECTURE DE DATASHEET



Source: Datasheet VISHAY SI7390DP

Comment choisir un transistor?



Source: Didier Magnon commutation chapitreVI

Comment choisir un transistor?

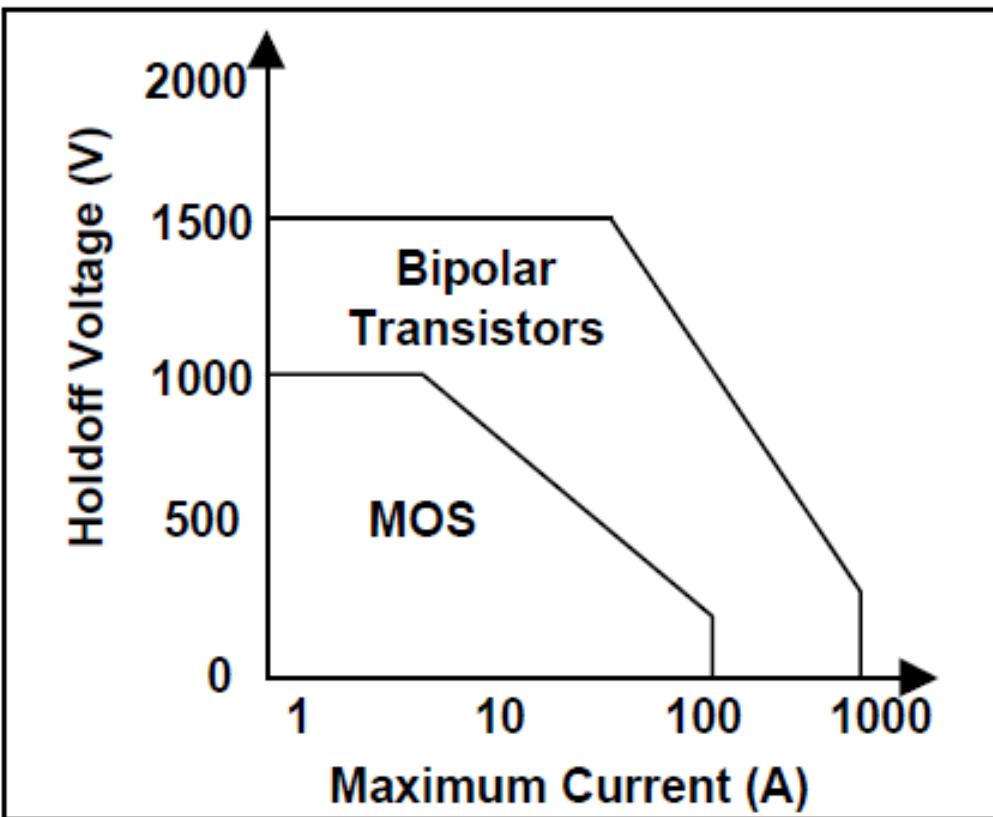
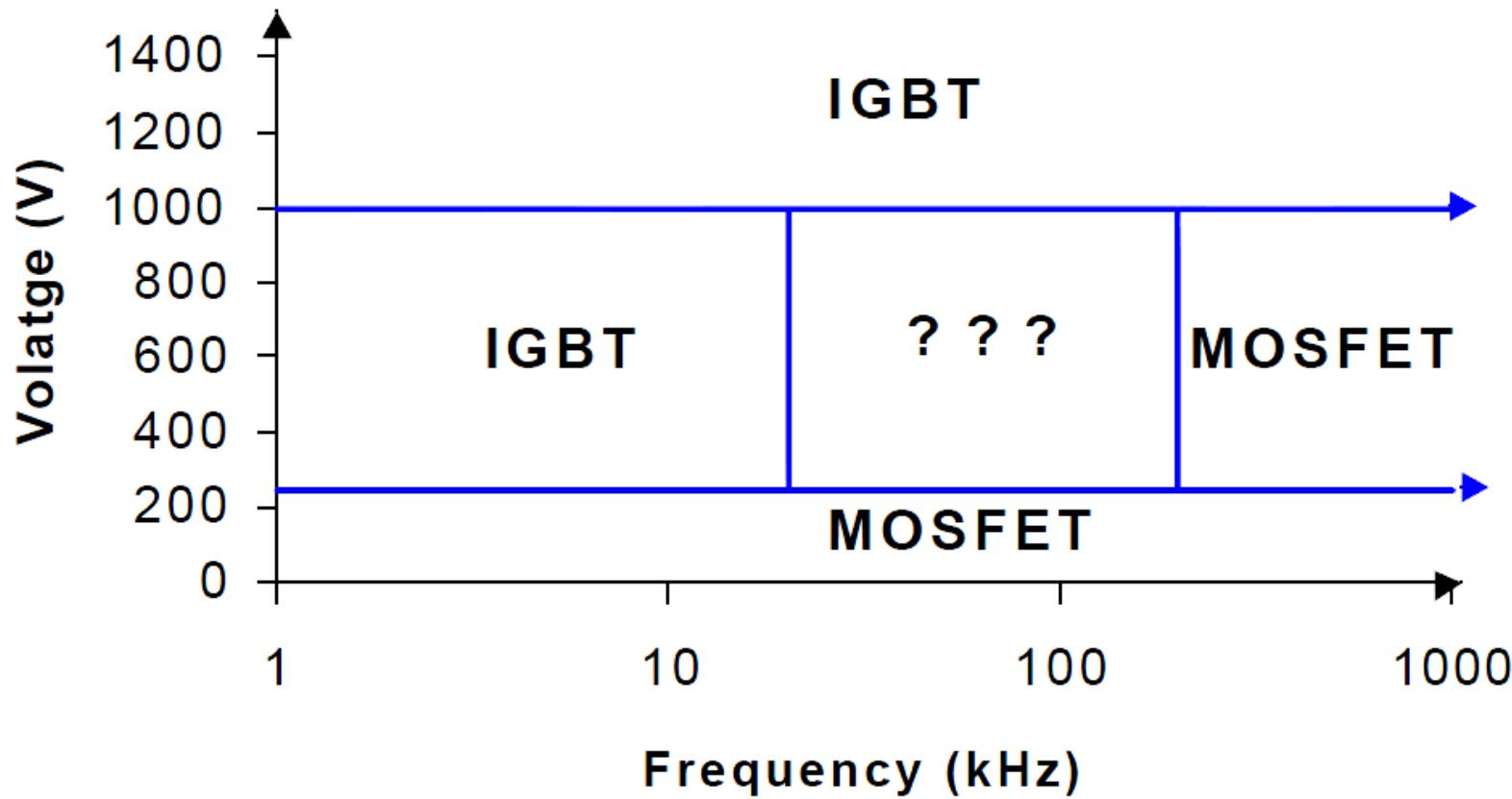


Figure 2. Current-Voltage
Limitations of MOSFETs and BJTs.

Source: International Rectifier Application Note AN-1084

COMMENT CHOISIR UN TRANSISTOR?



LE PowerMOSFET

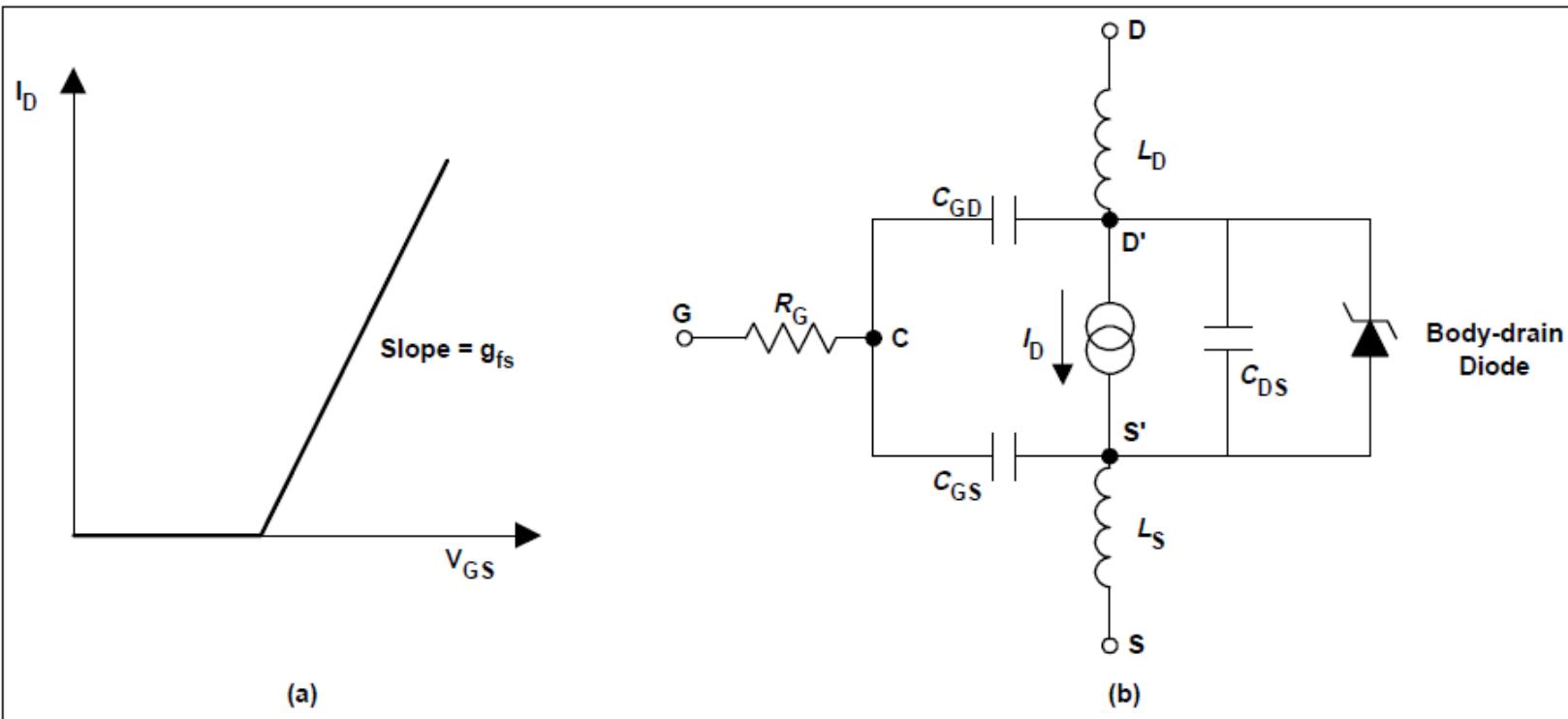
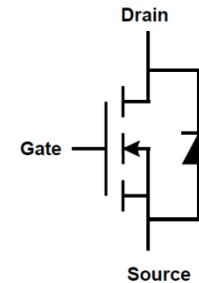
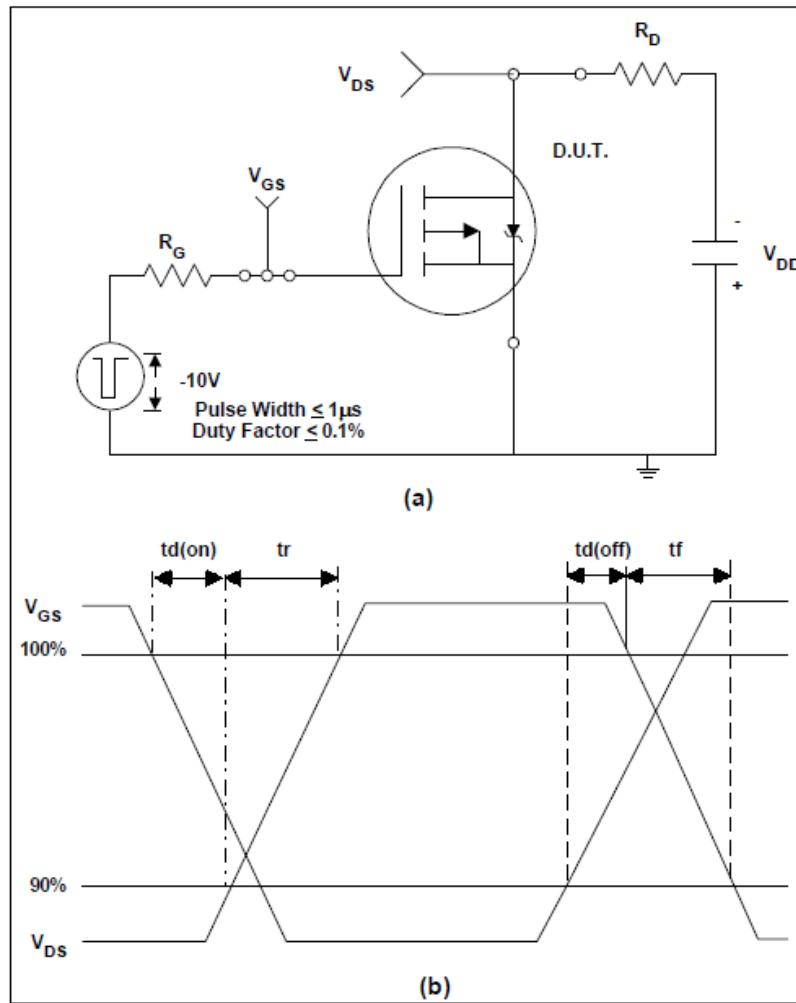


Figure 11. Power MOSFET (a) Transfer characteristics, (b) Equivalent Circuit Showing Components That Have Greatest Effect on Switching

Source: International Rectifier Application Note AN-1084

LE PowerMOSFET



Source: International Rectifier Application Note AN-1084

LE PowerMOSFET

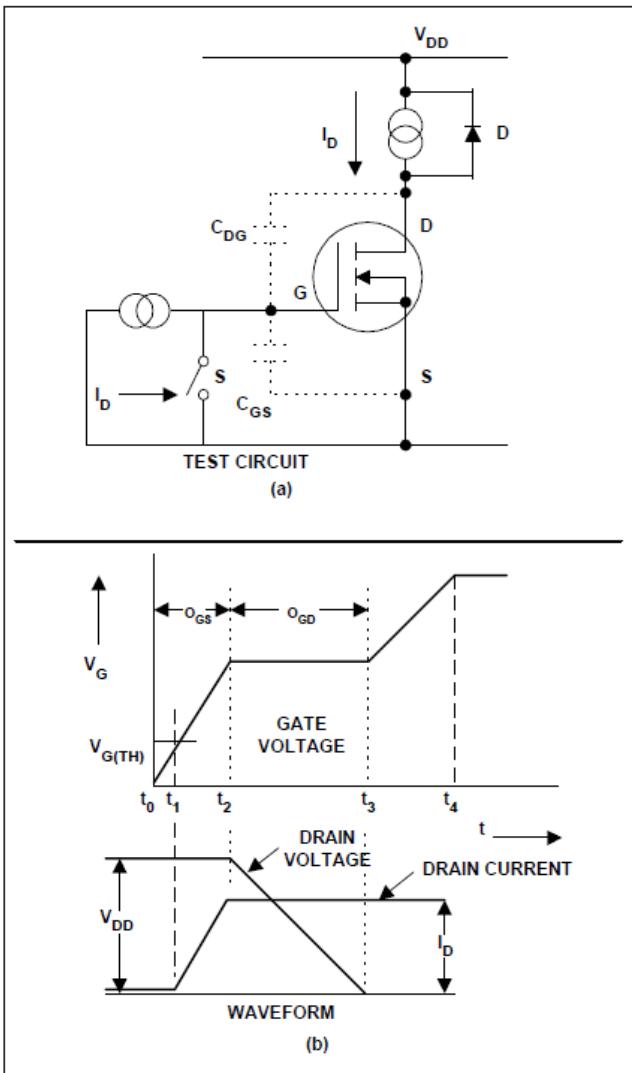
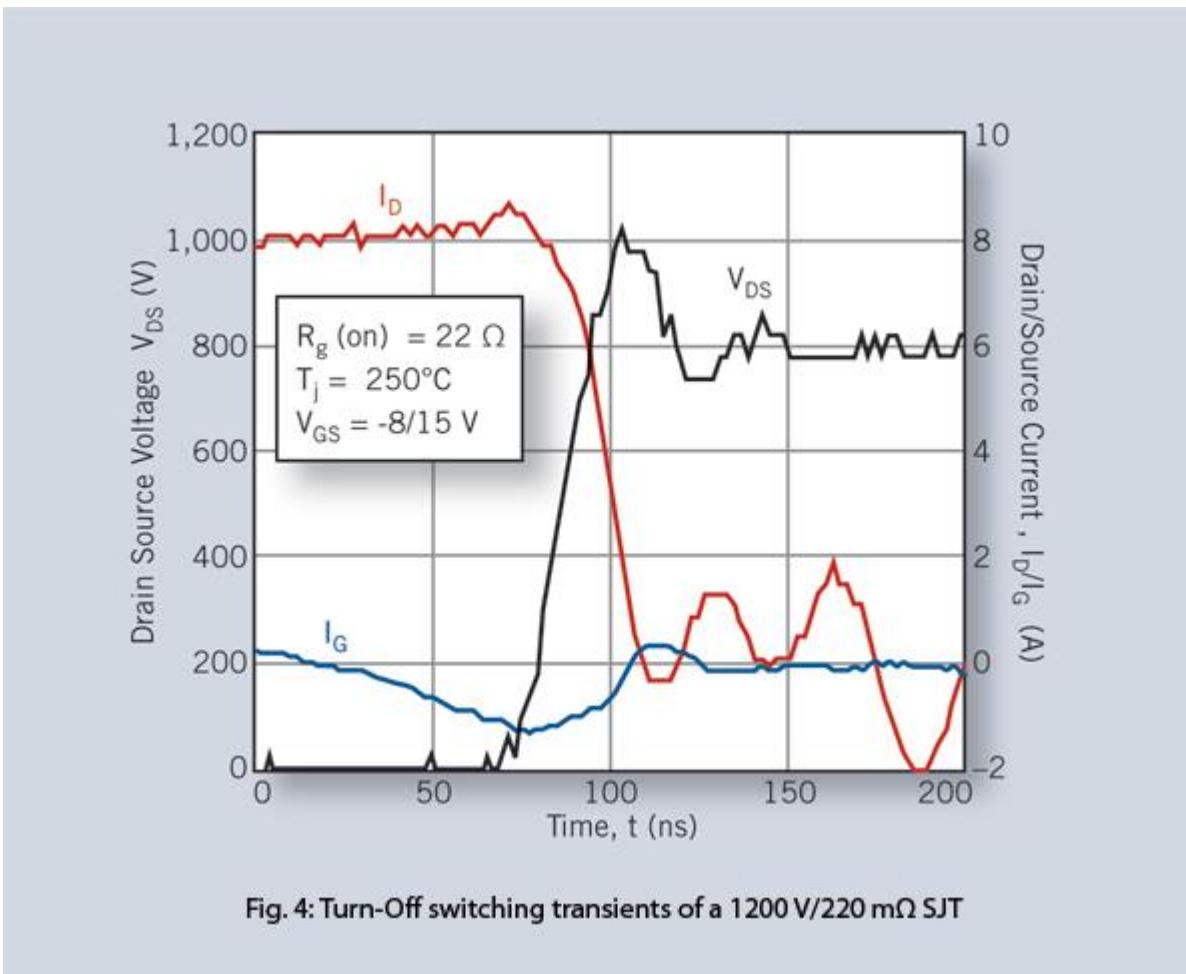


Figure 13. Gate Charge Test (a) Circuit, (b) Resulting Gate and Drain Waveforms.

Source: International Rectifier Application Note AN-1084

LE PowerMOSFET



Source: International Rectifier Application Note AN-1084

LE PowerMOSFET

Source: International Rectifier Application Note AN-1084

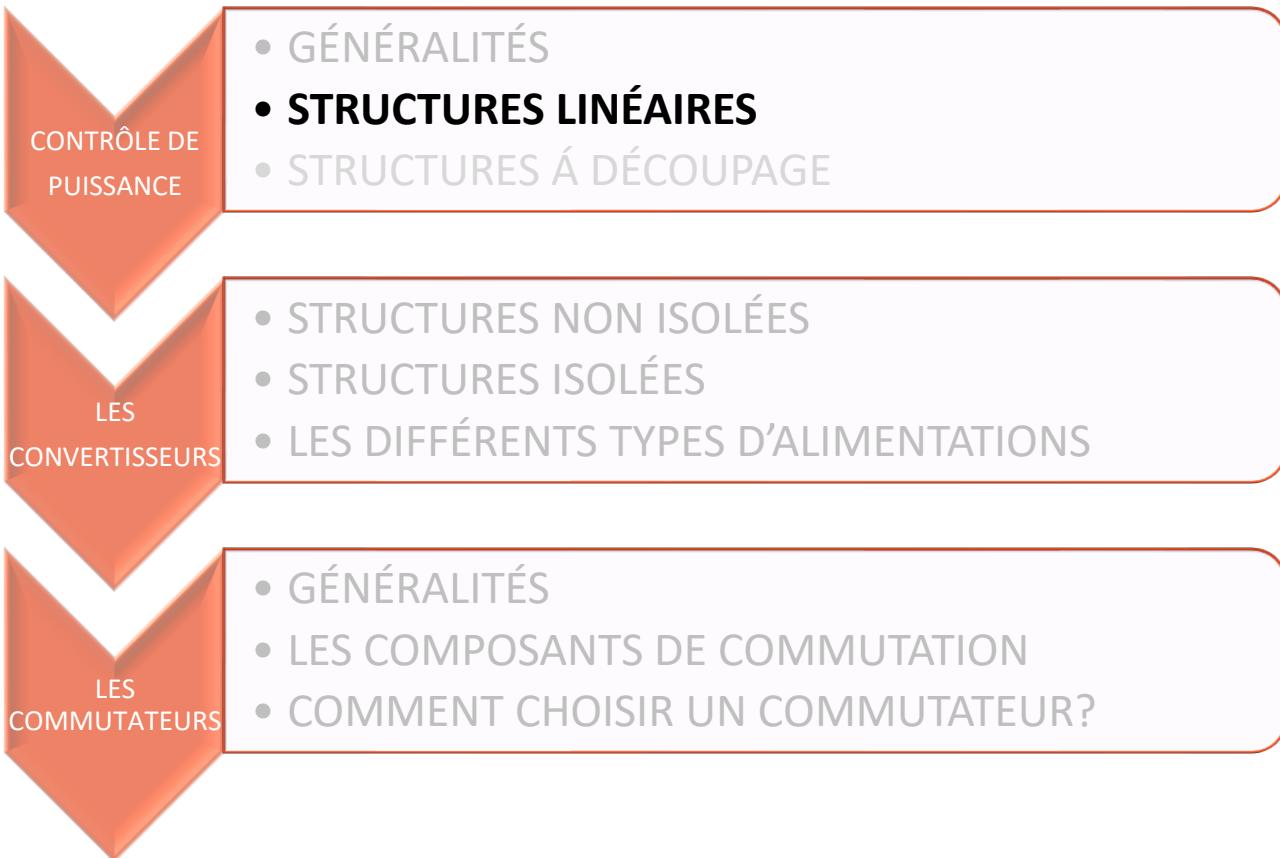
COURS D'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

ETML-ES 2020-2021

Michel Bonzon

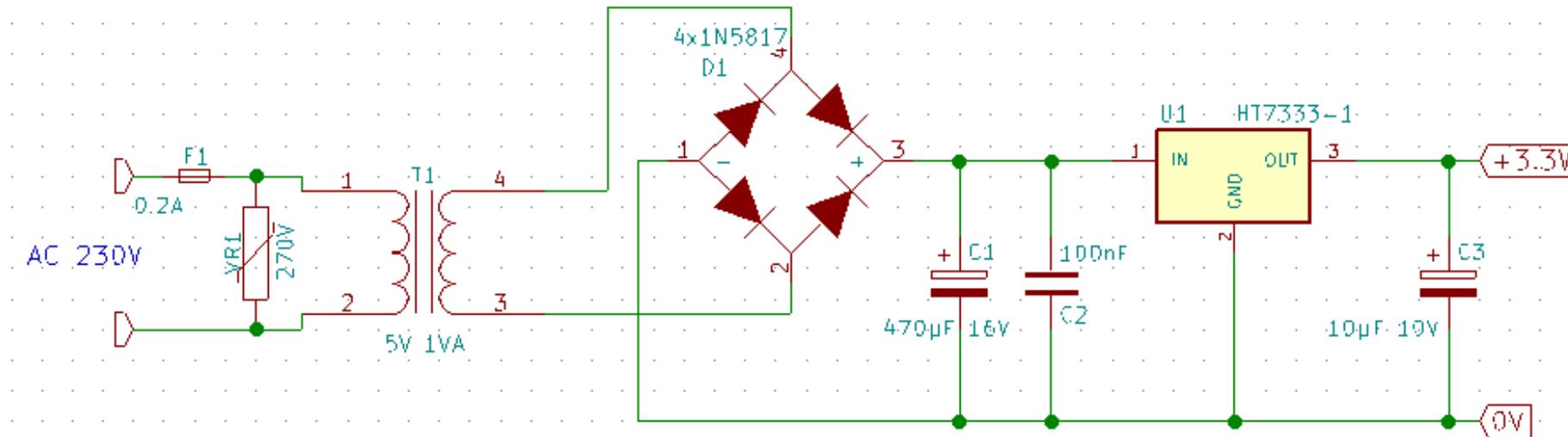
Jonathan Braun

DÉROULEMENT DU COURS



Alimentations linéaires

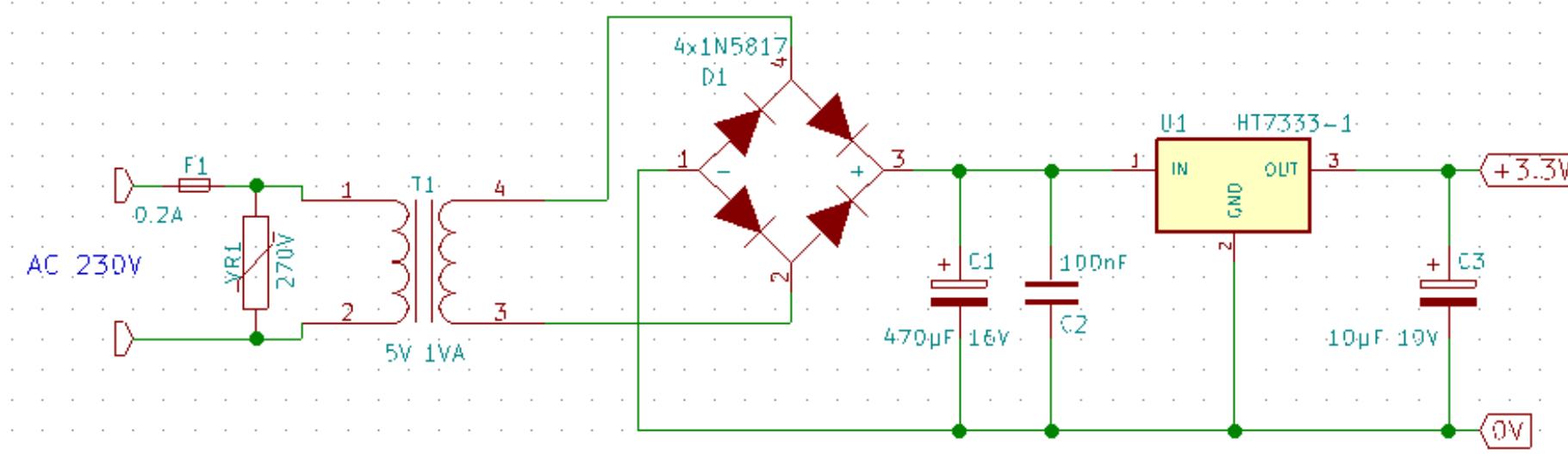
Schéma classique:



- **T1:** Transformateur pour abaisser la tension au niveau requis ex: 230 Vac → 5 Vac
- **D1:** Pont redresseur AC → DC
- **C1,C2:** Lissage
- **U1:** Régulateur DC
- **C3:** Lissage

Alimentations linéaires

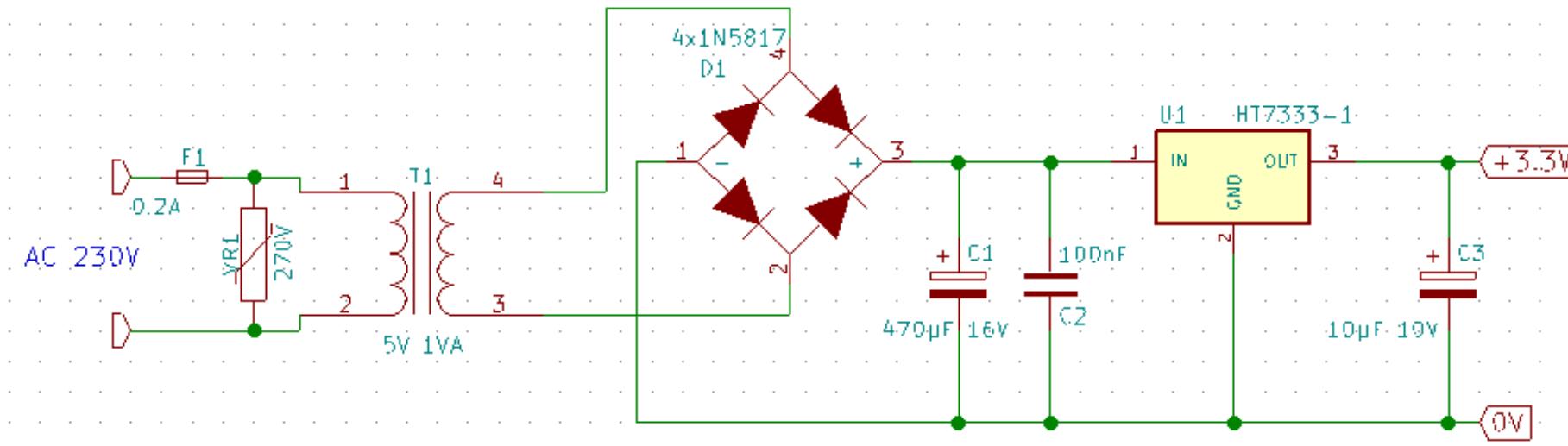
Schéma classique:



- **Avantages:**
 - Simple
 - Economique (composants simples)
 - Robuste
 - Le rendement peut-être correct si U_{in} est proche de U_{out} → Jusqu'à 80% env.
 - Très faible bruit sur la tension de sortie

Alimentations linéaires

Schéma classique:



- **Désavantages:**
 - Lourd (transformateur)
 - Gros footprint (transformateur, refroidissement)
 - Mauvais rendement si U_{in} est éloigné de U_{out}
 - Grosse dissipation thermique si I_{out} élevé
 - N'existe qu'en montage abaisseur ($U_{in} > U_{out}$)

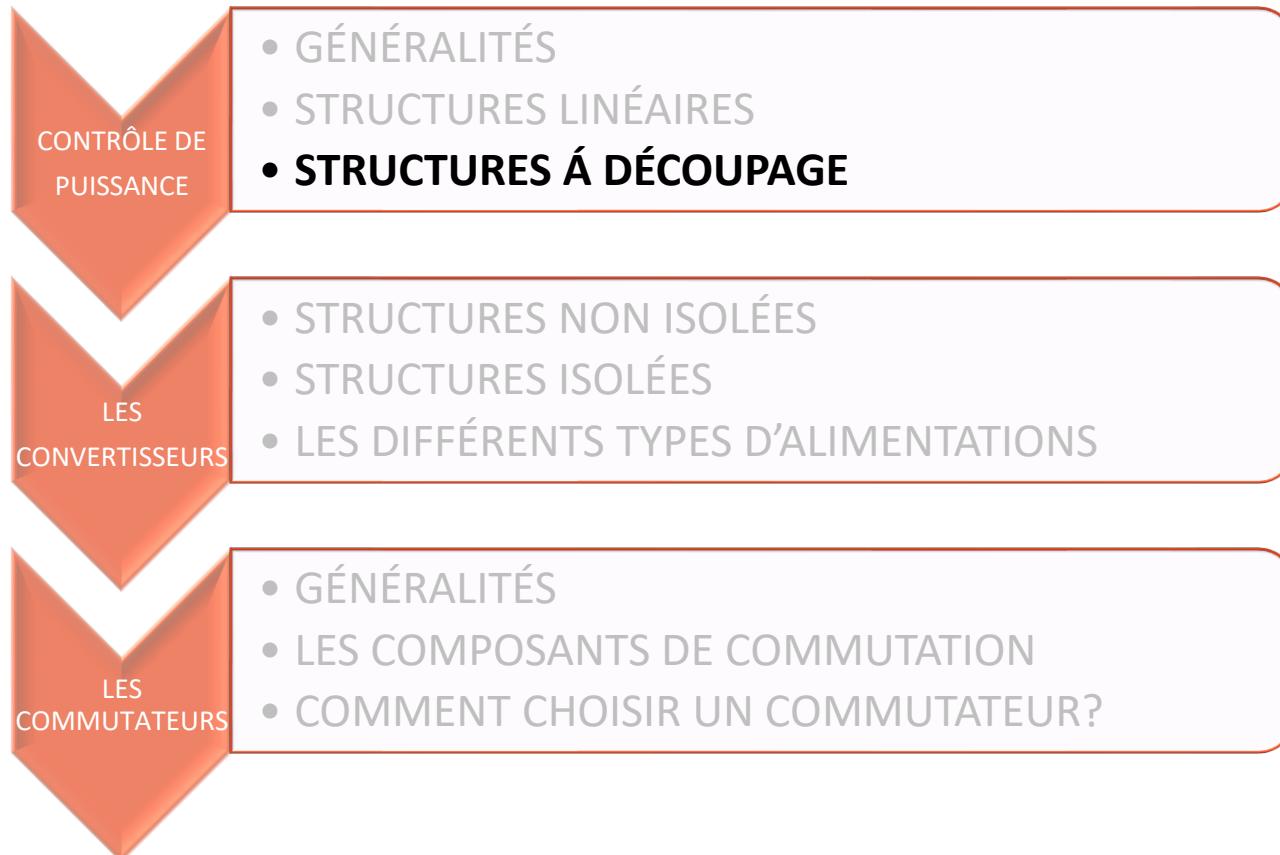
Alimentations linéaires

- **Désavantages:**
 - ~~Lourd (transformateur)~~
 - ~~Gros footprint (transformateur, refroidissement)~~
 - ~~Mauvais rendement si U_{in} est éloigné de U_{out}~~
 - ~~Grosse dissipation thermique si I_{out} élevé~~
 - ~~N'existe qu'en montage abaisseur ($U_{in} > U_{out}$)~~

Comment contourner ces désavantages?

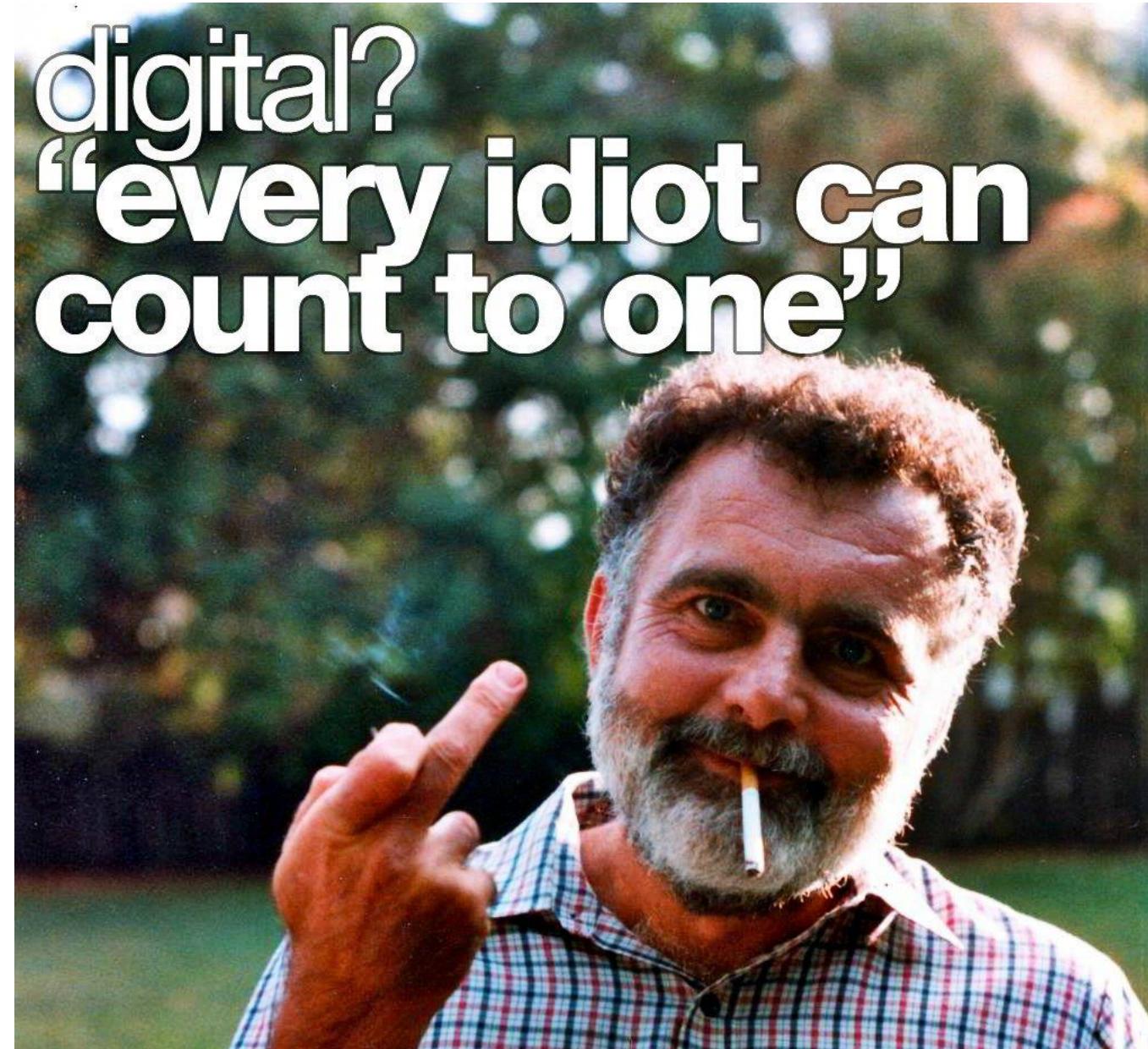
Quelle structure utiliser qui permet d'éliminer tout les désavantages listés?

DÉROULEMENT DU COURS



Alimentations à découpage

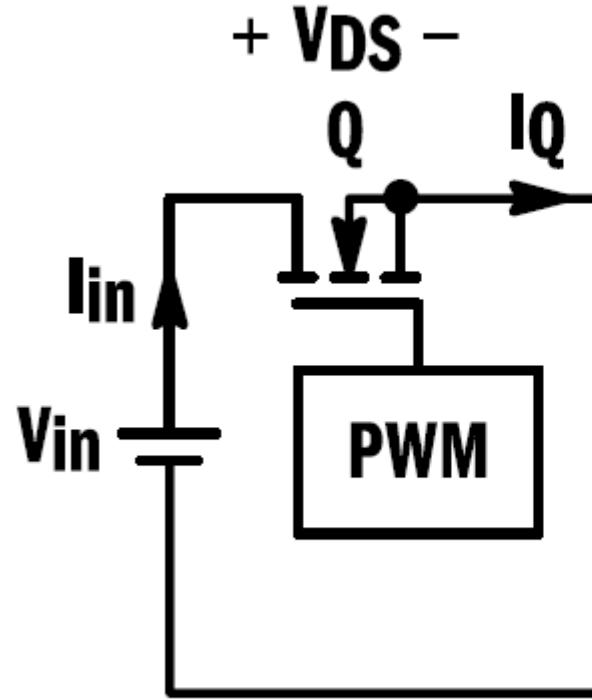
Alimentations à découpage...
des alimentations digitales?



Alimentations à découpage

Alimentations à découpage...
des alimentations digitales?

- Plutôt que de «brûler» la différence entre l'entrée et la sortie, on va «hacher» la tension d'entrée.

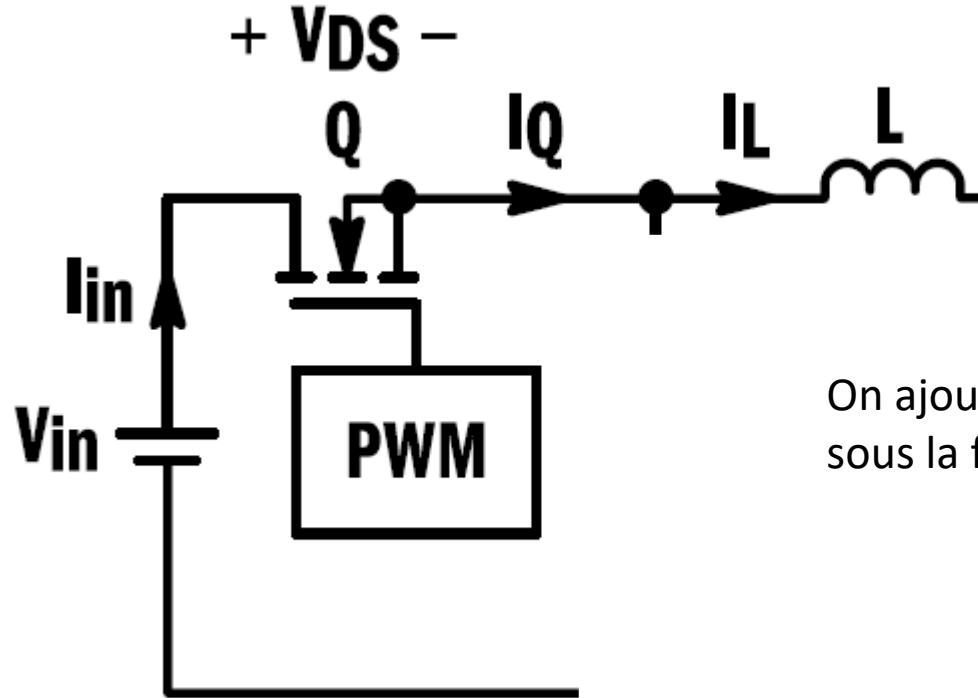


Lorsque le MOSFET conduit, le courant circule. Que se passe il lorsque le MOSFET ne conduit plus?

Alimentations à découpage

Alimentations à découpage...
des alimentations digitales?

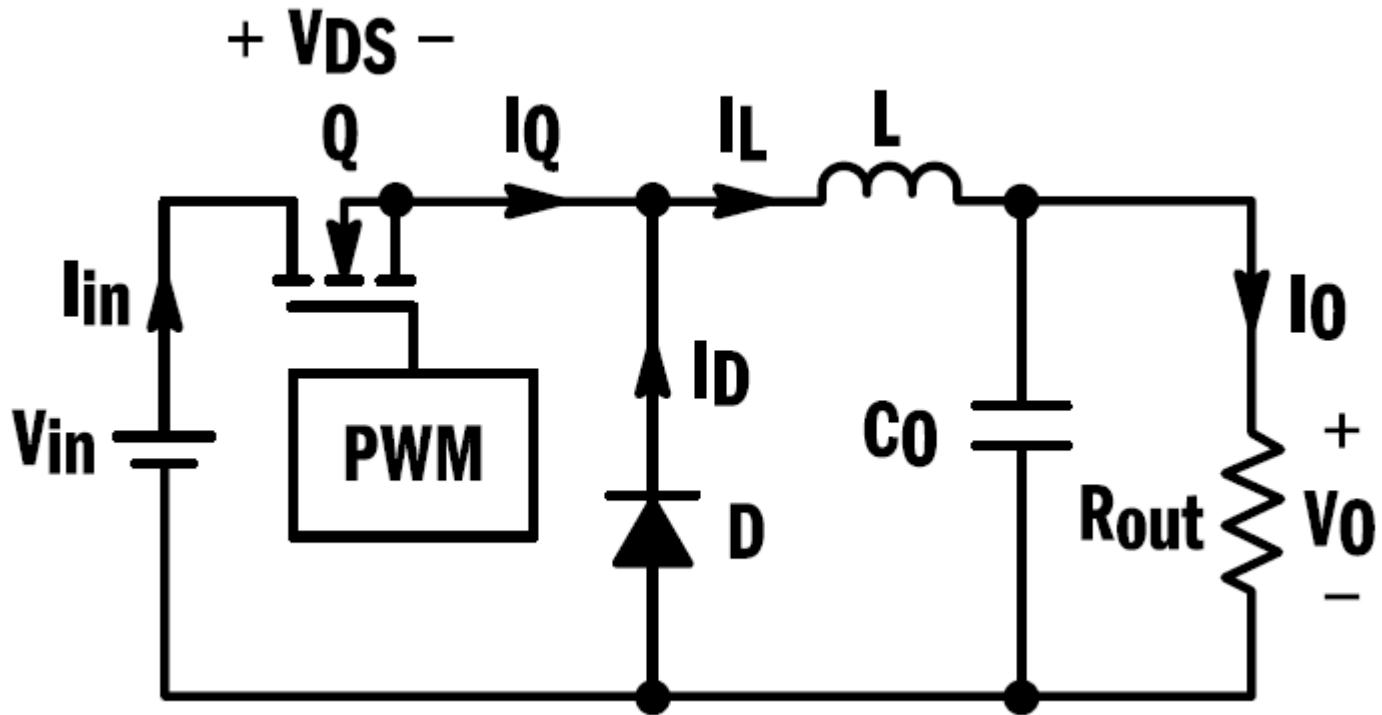
- Plutôt que de «brûler» la différence entre l'entrée et la sortie, on va «hacher» la tension d'entrée.



On ajoute un **stockage** d'énergie
sous la forme d'une **inductance**.

Alimentations à découpage

- La diode permet la recirculation du courant dans l'état ouvert
- Le(s) condensateur(s) permet le lissage de la tension de sortie

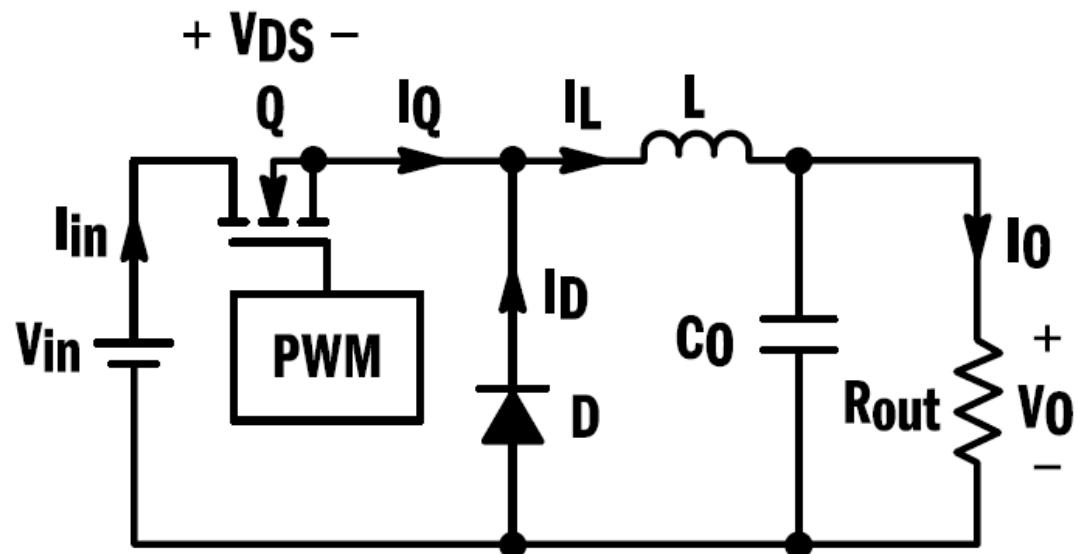


Ce montage s'appelle un convertisseur **Step-Down**, **Buck** ou **abaisseur**

Alimentations à découpage

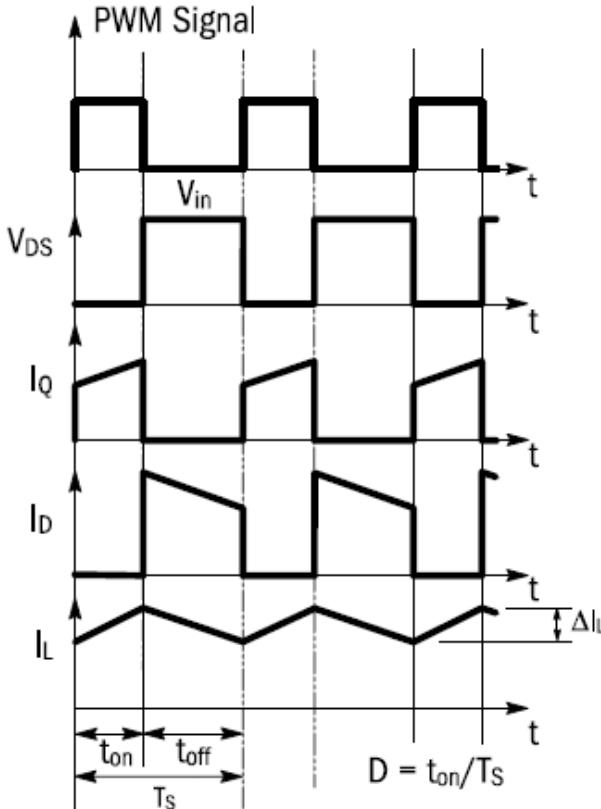
- A quoi faut-il faire attention?

- Choix du PowerMOSFET (courant, tension, package)
- Choix de la fréquence (influencera l'inductance, le bruit de sortie, le MOSFET et son contrôle)
- Choix de l'inductance (dépend de la fréquence, du courant et de la limite de ripple désirée)
- Choix de la capacité de sortie afin de lisser le ripple



Alimentations à découpage

- Quelles sont les formes d'ondes du montage Step-Down?



Input-Output Relationship

$$V_0 = DV_{in}$$

Switch (Q) Ratings

Drain Voltage, $V_{DS} = V_{in}$

$$\text{Peak Current, } I_Q = I_0 + \frac{\Delta I_L}{2}$$

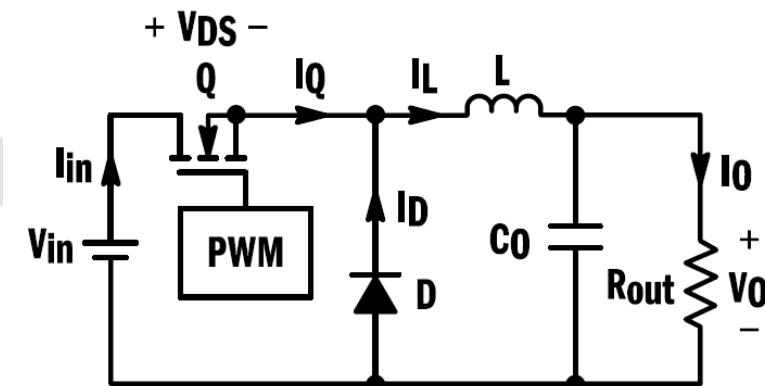
Diode Ratings

Voltage = V_{in}

$$\text{Peak Current, } I_D = I_0 + \frac{\Delta I_L}{2}$$

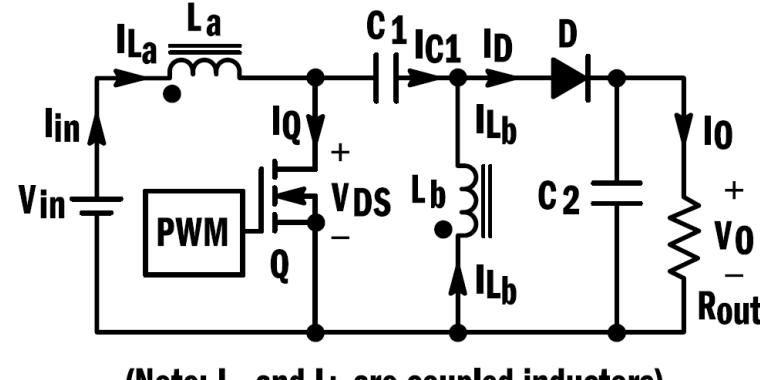
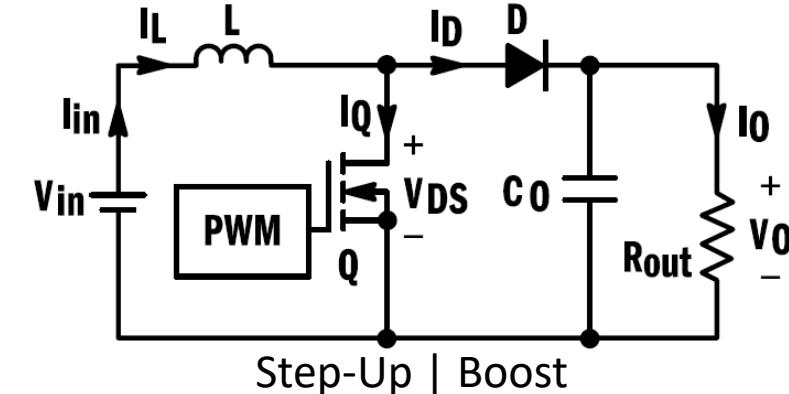
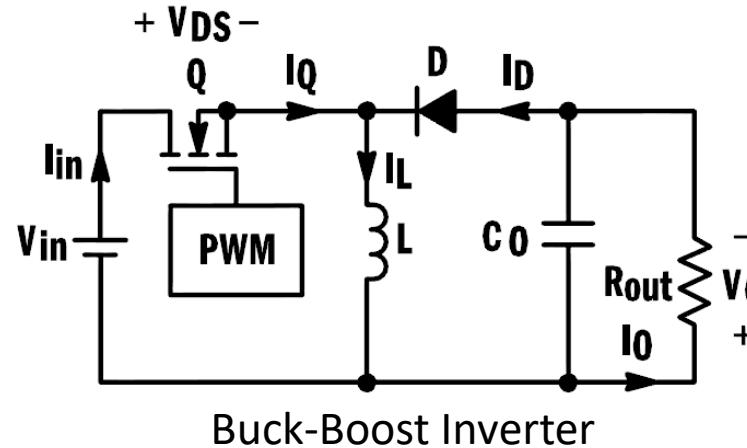
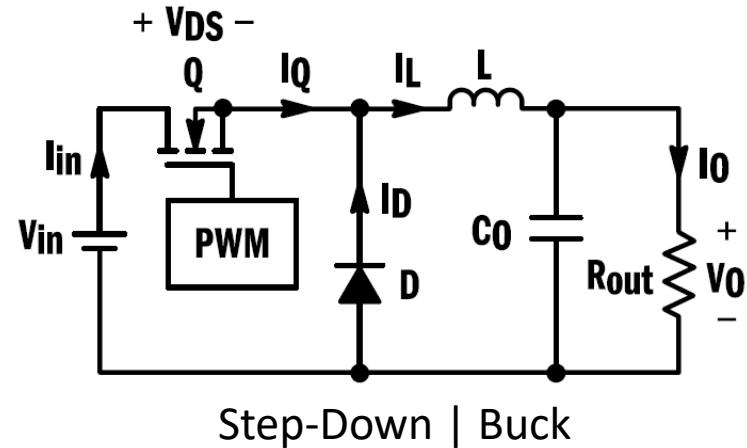
ΔI_L

$$\Delta I_L = \frac{V_0 (1-D) T_s}{L}$$



Alimentations à découpage

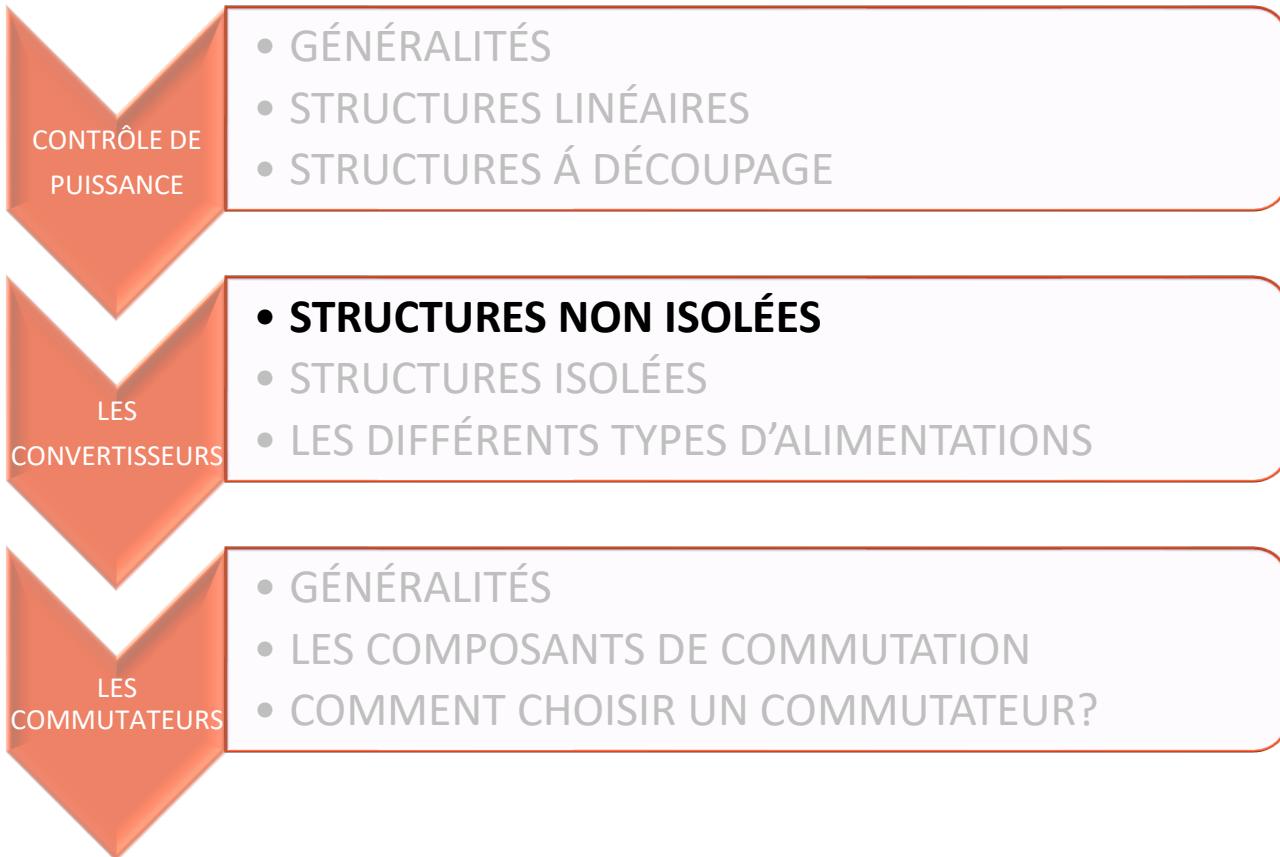
- Le montage précédent s'appelle un Step-Down, Buck, Abaisseur
- La sortie n'est pas isolée galvaniquement de l'entrée.
- Il fait donc partie de la famille des **structures non-isolées**



(Note: L_a and L_b are coupled inductors)

Buck-Boost non inverting | SEPIC

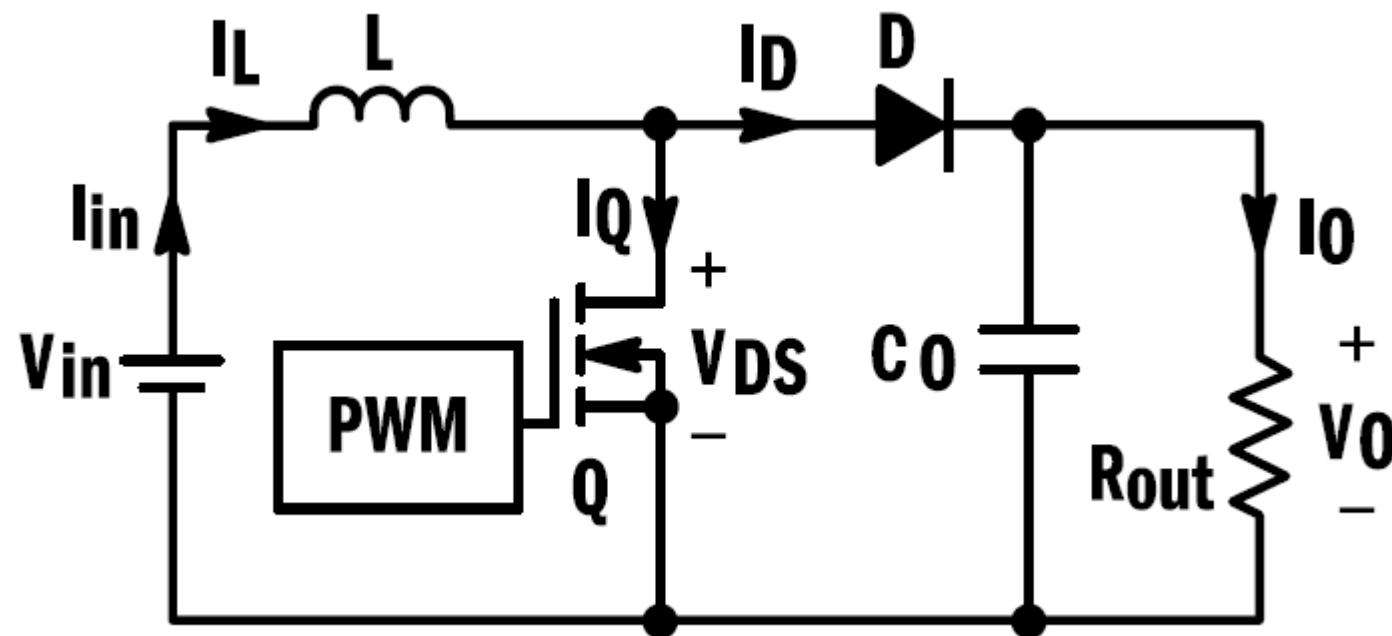
DÉROULEMENT DU COURS



STRUCTURES NON ISOLÉES

Le convertisseur élévateur (Step up | boost converter)

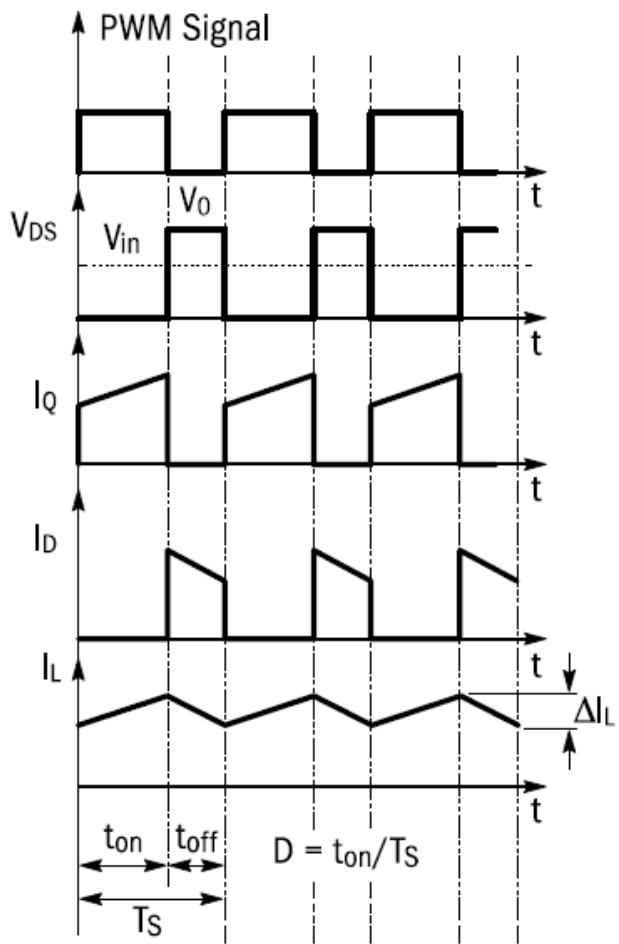
The boost converter is used when the required minimum output voltage is greater than the maximum input voltage. It can be used in Continuous Conduction Mode (CCM) to minimize the peak current or in Discontinuous Conduction Mode (DCM) to minimize the inductor value. It is also employed as a pre-converter for Power Factor Correction applications.



Source: SWITCHMODE POWER SUPPLY REFERENCE MANUAL.pdf

STRUCTURES NON ISOLÉES

Le convertisseur élévateur (the step up converter in Continuous Conduction Mode)



CCM Input-Output Relationship

$$V_0 = \frac{V_{in}}{(1 - D)}$$

CCM Switch (Q) Ratings

Drain Voltage, $V_{DS} = V_0$

$$\text{Peak Current, } I_Q = \frac{I_0}{(1 - D)} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

CCM Diode Ratings

Voltage = V_0

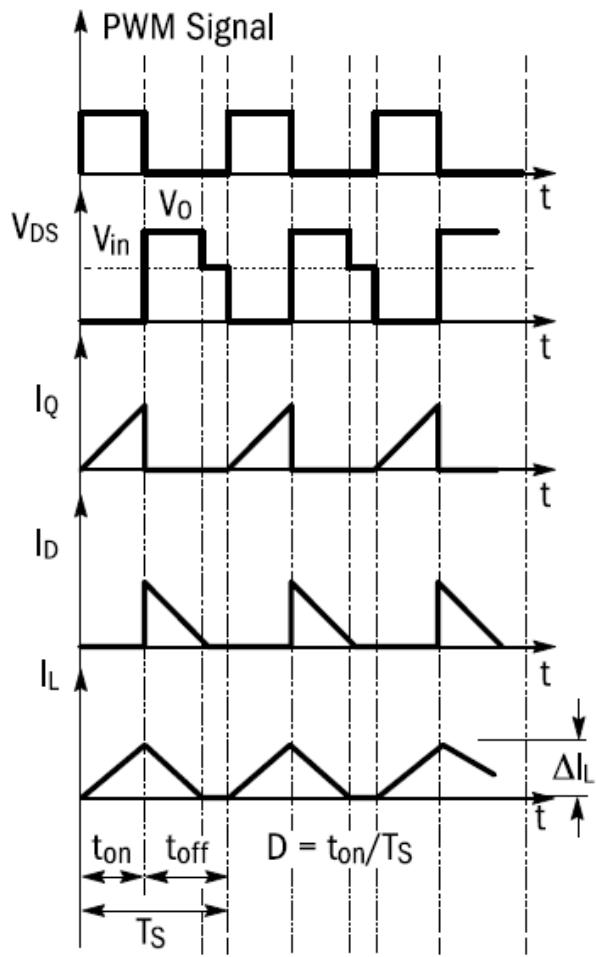
$$\text{Peak Current, } I_D = \frac{I_0}{(1 - D)} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

ΔI_L

$$\Delta I_L = \frac{(V_0 - V_{in})(1 - D)T_S}{L}$$

STRUCTURES NON ISOLÉES

Le convertisseur élévateur (the step up converter in Discontinuous Conduction Mode)



DCM Input-Output Relationship

$$V_o = V_{in} \frac{1}{2} \left[1 + \sqrt{\frac{2 R_{out} D^2}{L f_{sw}}} \right]$$

DCM Switch (Q) Ratings

Drain Voltage, $V_{DS} = V_o$

$$\text{Peak Current, } I_Q = \frac{V_{in} t_{on}}{L}$$

DCM Diode Ratings

Voltage = V_o

$$\text{Peak Current, } I_D = \frac{V_{in} t_{on}}{L}$$

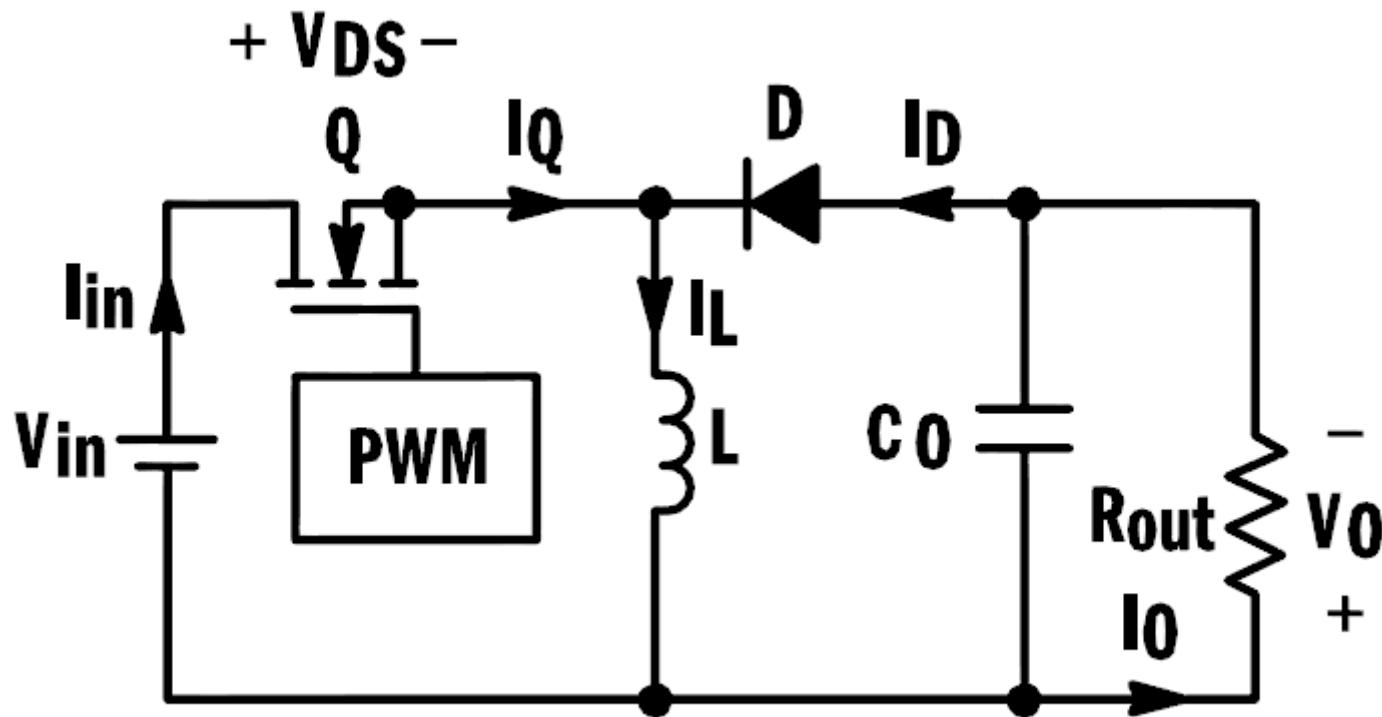
ΔI_L

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} t_{on}}{L}$$

Source: SWITCHMODE POWER SUPPLY REFERENCE MANUAL.pdf

STRUCTURES NON ISOLÉES

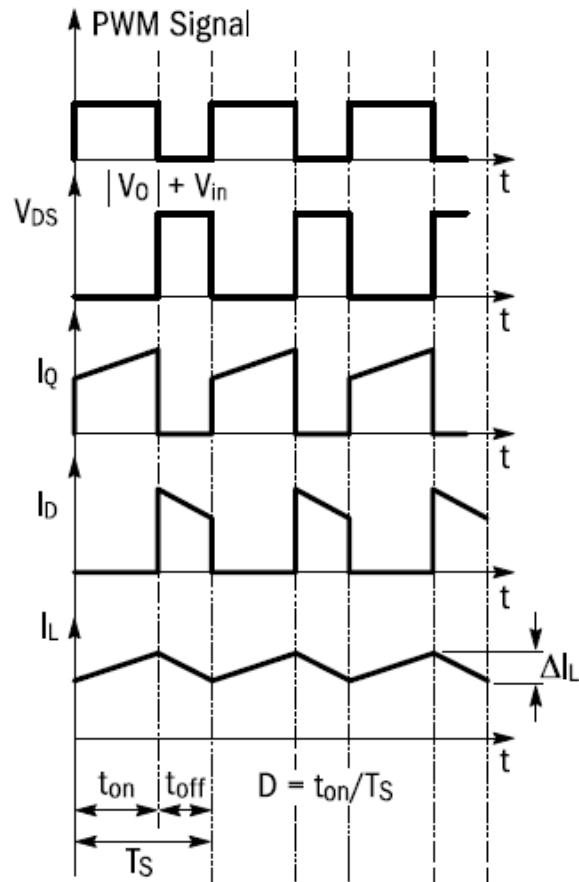
Le convertisseur inverseur élévateur/abaisseur (step up/down inverting buck-boost converter)



The inverting buck-boost converter is used when the absolute value of the output voltage is greater or lesser than the applied input voltage and the user wants a negative output voltage.

STRUCTURES NON ISOLÉES

Le convertisseur inverseur élévateur/abaisseur (step up/step down inverter converter)



Input-Output Relationship

$$V_o = -\frac{D}{1-D} V_{in}$$

Switch (Q) Ratings

$$\text{Drain Voltage, } V_{DS} = |V_o| + V_{in}$$

$$\text{Peak Current, } I_Q = \frac{I_0}{(1-D)} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

Diode Ratings

$$\text{Voltage} = V_{in} + |V_o|$$

$$\text{Peak Current, } I_D = \frac{I_0}{(1-D)} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

ΔI_L

$$\Delta I_L = \frac{V_o T_s}{L} (1-D)$$

Source: SWITCHMODE POWER SUPPLY REFERENCE MANUAL.pdf

LES STRUCTURES À DÉCOUPAGE

Exercice sur le step up/step down “Buck-Boost” regulator

DONNÉE:

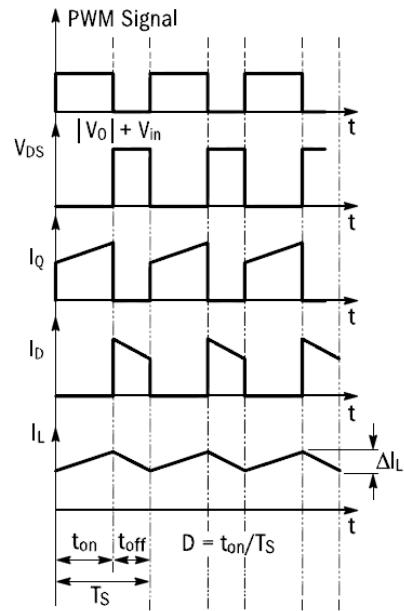
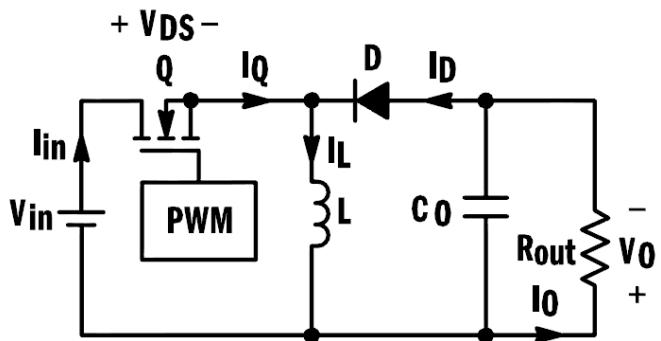
$$V_{in} = +5V$$

$$V_o = -12V$$

$$\text{Fréq.} = 100 \text{ kHz}$$

$$I_{out} = 1A \quad \Delta I_L = 0.1A$$

$$D = V_o / (V_o - V_{in})$$



ON DEMANDE:

- 1) Calculer T_s , D , V_{DS} , I_Q , I_D et L .
- 2) Simuler le montage.

Input-Output Relationship

$$V_o = -\frac{D}{1-D} V_{in}$$

Switch (Q) Ratings

$$\text{Drain Voltage, } V_{DS} = |V_o| + V_{in}$$

$$\text{Peak Current, } I_Q = \frac{I_o}{(1-D)} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

Diode Ratings

$$\text{Voltage} = V_{in} + |V_o|$$

$$\text{Peak Current, } I_D = \frac{I_o}{(1-D)} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

ΔI_L

$$\Delta I_L = \frac{V_o T_s}{L} (1-D)$$

LES STRUCTURES Á DÉCOUPAGE

Exercice sur le step up/step down “Buck-Boost” regulator

DONNÉE:

$$V_{in} = +5V$$

$$V_o = -12V$$

$$I_{out} = 1A \quad \Delta I_L = 0.1A$$

$$f_s = 100 \text{ kHz}$$

ON DEMANDE: 1) Calculer T_s, D, V_{DS}, I_Q, I_D et L .

SOLUTION :

$$1) \quad T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{10^5} = 10^{-5}s$$

$$2) \quad D = \frac{1}{1 - \frac{V_{in}}{V_o}} = \frac{1}{1 - \frac{5}{-12}} = \frac{1}{1+0.417} = 0.706$$

$$3) \quad V_{DS} = |V_0| + V_{in} = |-12| + 5 = 17V$$

$$4) \quad I_Q = \frac{I_0}{(1-D)} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{1}{(1-0.706)} + \frac{0.1}{2} = 3.4A$$

$$5) \quad I_D = \frac{I_0}{(1-D)} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{1}{(1-0.706)} + \frac{0.1}{2} = 3.4A$$

$$6) \quad L = \frac{V_o T_s}{\Delta I_L} (1 - D) = \frac{12 \cdot 10^{-5}}{0.1} (1 - 0.706) = 360 \mu H$$

LES STRUCTURES Á DÉCOUPAGE

Exercice sur le step up/step down “Buck-Boost” regulator

DONNÉE:

$$V_{in} = +5V$$

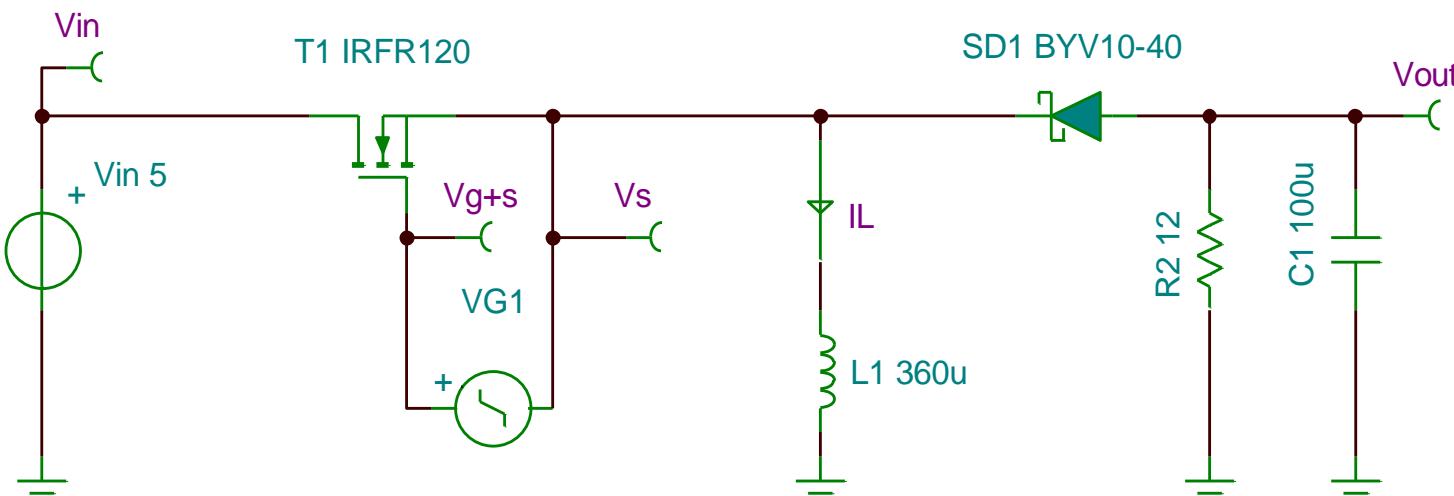
$$V_o = -12V$$

$$I_{out} = 1A \quad \Delta I_L = 0.1A$$

$$f_s = 100 \text{ kHz}$$

ON DEMANDE: 2) Simuler le montage.

SOLUTION :



LES STRUCTURES À DÉCOUPAGE

Exercice sur le step up/step down “Buck-Boost” regulator

DONNÉE:

$$V_{in} = +5V$$

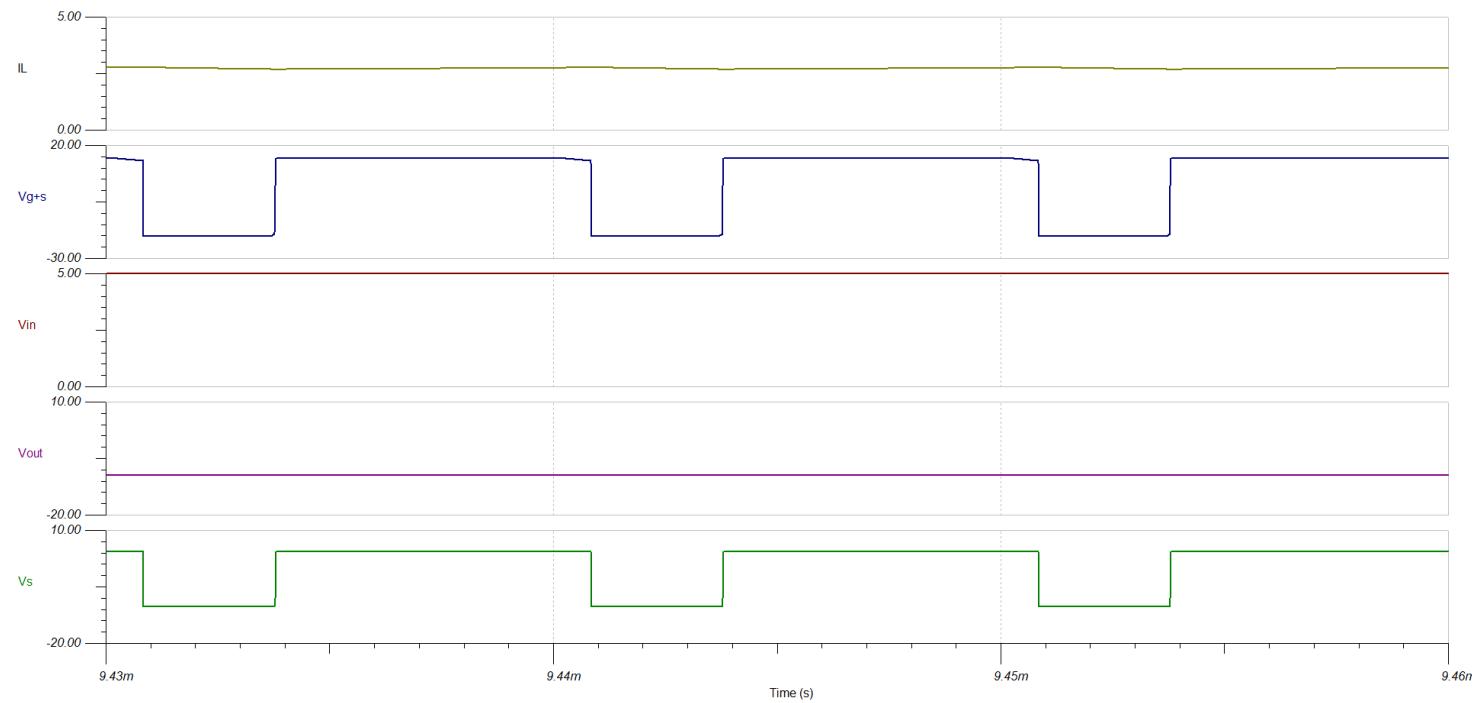
$$V_o = -12V$$

$$I_{out} = 1A \quad \Delta I_L = 0.1A$$

$$f_s = 100 \text{ kHz}$$

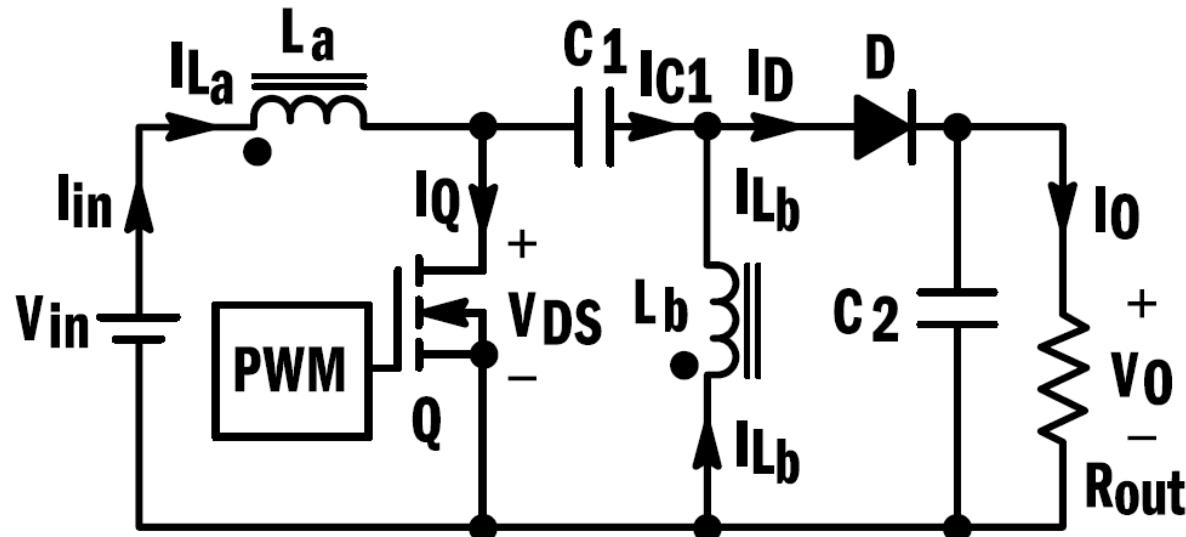
ON DEMANDE: 2) Simuler le montage.

SOLUTION :



STRUCTURES NON ISOLÉES

Le convertisseur élévateur/abaisseur (the SEPIC converter)

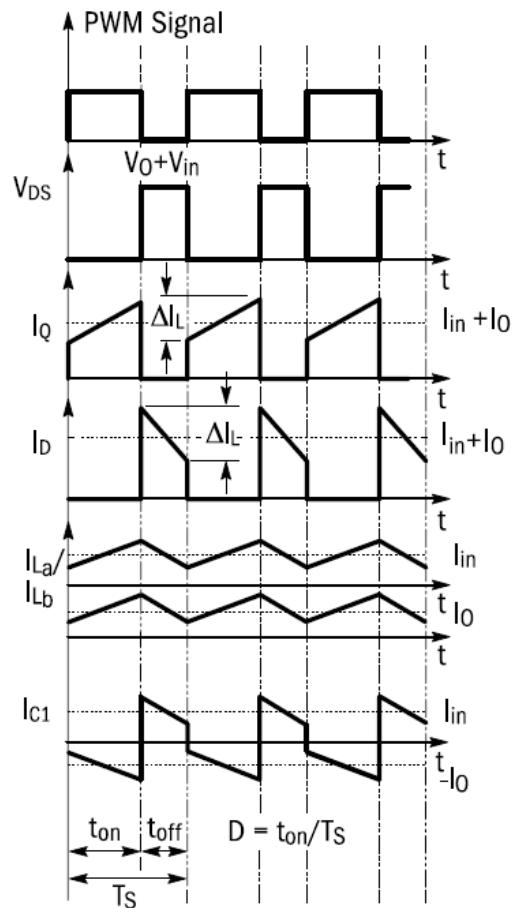


(Note: L_a and L_b are coupled inductors)

The SEPIC circuit is used when the input voltage must cover a range that is both greater than and less than the output voltage and of the same polarity. As in a boost circuit, the input current is smooth, and the output current (into the output capacitor) is discontinuous. Capacitor ripple current is large.

STRUCTURES NON ISOLÉES

Le convertisseur élévateur/abaisseur (the SEPIC converter)



Input-Output Relationship

$$V_0 = \frac{D}{1-D} V_{in}$$

Switch (Q) Ratings*

$$\text{Drain Voltage, } V_{DS} = V_0 + V_{in}$$

$$\text{Peak Current, } I_Q = \left(1 + \frac{r_a}{2}\right) \frac{I_o}{1-D}$$

Diode Ratings*

$$\text{Voltage} = V_0 + V_{in}$$

$$\text{Peak Current, } I_D = \left(1 + \frac{r_a}{2}\right) \frac{I_o}{1-D}$$

ΔI_L ($L_a = L_b$, $L = L_a + L_b$)

$$\Delta I_L = \frac{V_{in}}{L} (DT_s)$$

*Applies to Switch and Diode Ratings

$$r_a = \frac{\Delta I_Q}{I_{in} + I_o}$$

Source: SWITCHMODE POWER SUPPLY REFERENCE MANUAL.pdf

LES STRUCTURES À DÉCOUPAGE

Exercice sur le step up/step down “Buck-Boost” regulator

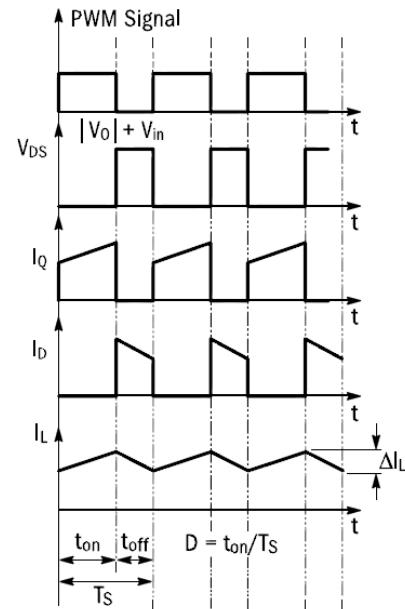
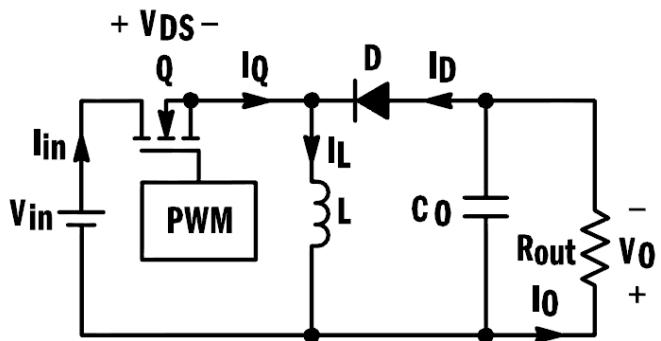
DONNÉE:

$$V_{in} = +5V$$

$$V_o = -12V$$

$$\text{Fréq.} = 100 \text{ kHz}$$

$$I_{out} = 1A \quad \Delta I_L = 0.1A$$



Input-Output Relationship

$$V_o = -\frac{D}{1-D} V_{in}$$

Switch (Q) Ratings

$$\text{Drain Voltage, } V_{DS} = |V_o| + V_{in}$$

$$\text{Peak Current, } I_Q = \frac{I_o}{(1-D)} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

Diode Ratings

$$\text{Voltage} = V_{in} + |V_o|$$

$$\text{Peak Current, } I_D = \frac{I_o}{(1-D)} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

ΔI_L

$$\Delta I_L = \frac{V_o T_s}{L} (1-D)$$

ON DEMANDE: Calculer T_s , D , V_{DS} , I_Q , V_{DR} , I_D et L

Source: SWITCHMODE POWER SUPPLY REFERENCE MANUAL.pdf

LES STRUCTURES Á DÉCOUPAGE

Exercice sur le step up/step down “Buck-Boost” regulator

DONNÉE:

$$V_{in} = +5V$$

$$V_o = -12V$$

$$I_{out} = 1A \quad \Delta I_L = 0.1A$$

$$f_s = 100 \text{ kHz}$$

ON DEMANDE: Calculer $T_s, D, V_{DS}, I_Q, V_{DR}, I_D$ et L

SOLUTION:

$$1) \quad T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{10^5} = 10^{-5}s$$

$$2) \quad D = \frac{1}{1 - \frac{V_{in}}{V_o}} = \frac{1}{1 - \frac{5}{-12}} = \frac{1}{1+0.417} = 0.706$$

$$3) \quad V_{DS} = |V_0| + V_{in} = |-12| + 5 = 17V$$

$$4) \quad I_Q = \frac{I_0}{(1-D)} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{1}{(1-0.706)} + \frac{0.1}{2} = 3.4A$$

$$5) \quad V_{DR} = |V_0| + V_{in} = |-12| + 5 = 17V$$

$$6) \quad I_D = \frac{I_0}{(1-D)} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{1}{(1-0.706)} + \frac{0.1}{2} = 3.4A$$

$$7) \quad L = \frac{V_o T_s}{\Delta I_L} (1 - D) = \frac{12 \cdot 10^{-5}}{0.1} (1 - 0.706) = 360 \mu H$$

Source: SWITCHMODE POWER SUPPLY REFERENCE MANUAL.pdf

LES STRUCTURES Á DÉCOUPAGE

Exercice sur le step up/step down “Buck-Boost” regulator

DONNÉE:

$$V_{in} = +24V$$

$$V_o = -12V \quad I_o = 1 A$$

$$f_s = 100 \text{ kHz} \quad L = 330 \mu H$$

ON DEMANDE:

- 1) Calculer T_s , D , V_{DS} , ΔI_L , I_Q , V_{DR} et I_D .
- 2) Calculer D pour maintenir V_o à -12V et diminuer I_o à 0.1A.
- 3) Esquisser I_Q dans les 2 cas précédents ($I_o = 1A$ et $0.1A$).

Source: SWITCHMODE POWER SUPPLY REFERENCE MANUAL.pdf

LES STRUCTURES Á DÉCOUPAGE

Exercice sur le step up/step down “Buck-Boost” regulator

DONNÉE:

$$V_{in} = +24V$$

$$V_o = -12V \quad I_o = 1 A$$

$$f_s = 100 \text{ kHz} \quad L = 330 \mu H$$

ON DEMANDE:

- 1) Calculer T_s , D , V_{DS} , ΔI_L , I_Q , V_{DR} et I_D .
- 2) Calculer D pour maintenir V_o à -12V et diminuer I_o à 0.1A.
- 3) Esquisser I_Q dans les 2 cas précédents ($I_o = 1A$ et $0.1A$).

SOLUTION :

$$1) \quad T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{10^5} = 10^{-5} s$$

$$2) \quad D = \frac{1}{1 - \frac{V_{in}}{V_o}} = \frac{1}{1 - \frac{24}{-12}} = \frac{1}{1+2} = 0.333$$

$$3) \quad V_{DS} = |V_0| + V_{in} = |-12| + 24 = 36 V$$

$$4) \quad \Delta I_L = \frac{V_o T_s}{L} (1 - D) = \frac{12 \cdot 10^{-5}}{33 \cdot 10^{-6}} (1 - 0.333) = 0.24 A$$

$$5) \quad I_Q = \frac{I_o}{(1-D)} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{1}{(1-0.333)} + \frac{0.24}{2} = 1.62 A$$

$$6) \quad V_{DR} = |V_0| + V_{in} = |-12| + 24 = 36 V$$

$$7) \quad I_D = \frac{I_o}{(1-D)} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{1}{(1-0.333)} + \frac{0.24}{2} = 1.62 A$$

Source: SWITCHMODE POWER SUPPLY REFERENCE MANUAL.pdf

LES STRUCTURES Á DÉCOUPAGE

Exercice sur le step up/step down “Buck-Boost” regulator

DONNÉE:

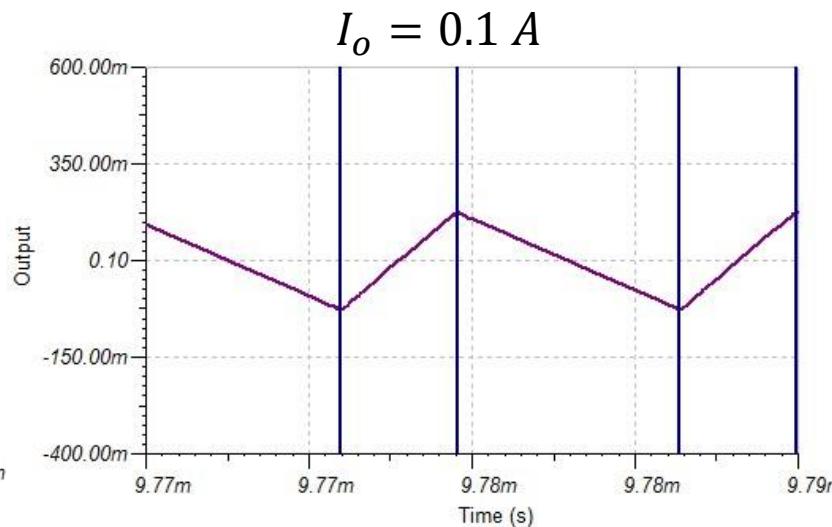
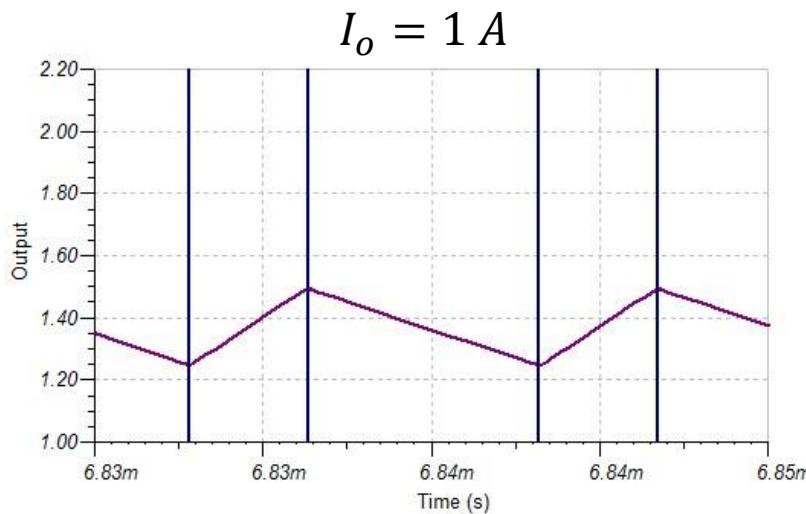
$$V_{in} = +24V$$

$$V_o = -12V \quad I_o = 1 A$$

$$f_s = 100 \text{ kHz} \quad L = 330 \mu H$$

ON DEMANDE:

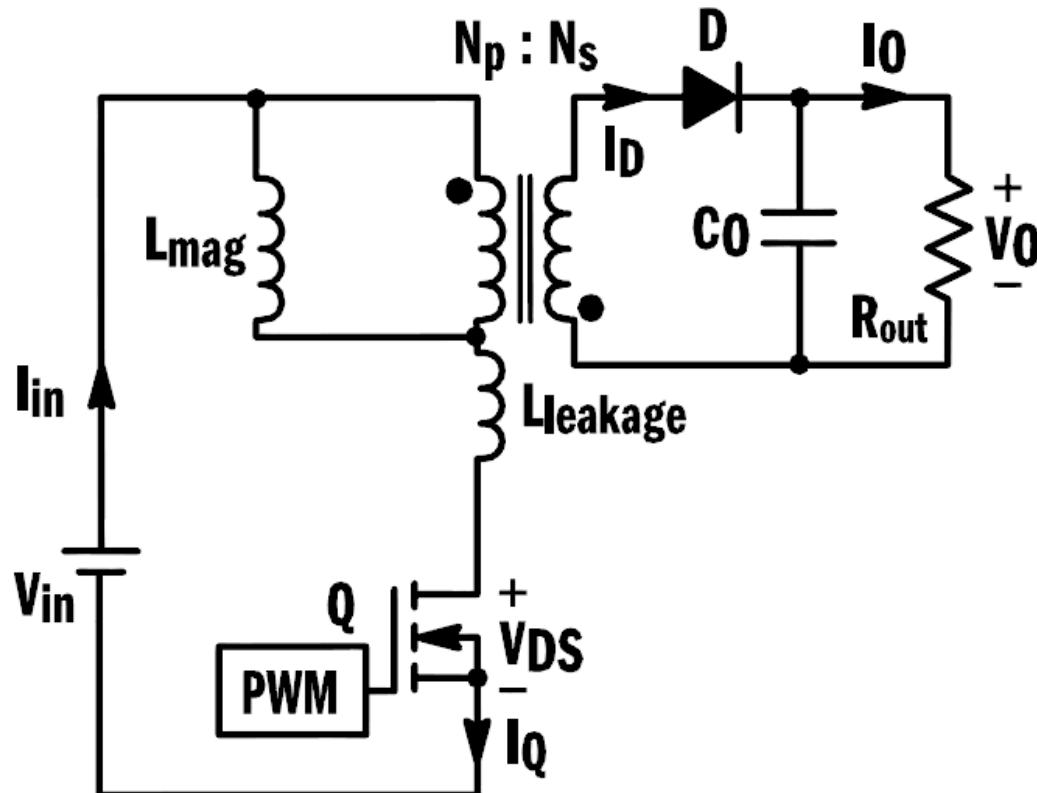
- 1) Calculer $T_s, D, V_{DS}, \Delta I_L, I_Q, V_{DR}$ et I_D .
- 2) Calculer D pour maintenir V_o à -12V et diminuer I_o à 0.1A.
- 3) Esquisser I_Q dans les 2 cas précédents ($I_o = 1A$ et $0.1A$).



Source: SWITCHMODE POWER SUPPLY REFERENCE MANUAL.pdf

LES STRUCTURES ISOLÉES

Le convertisseur FLYBACK

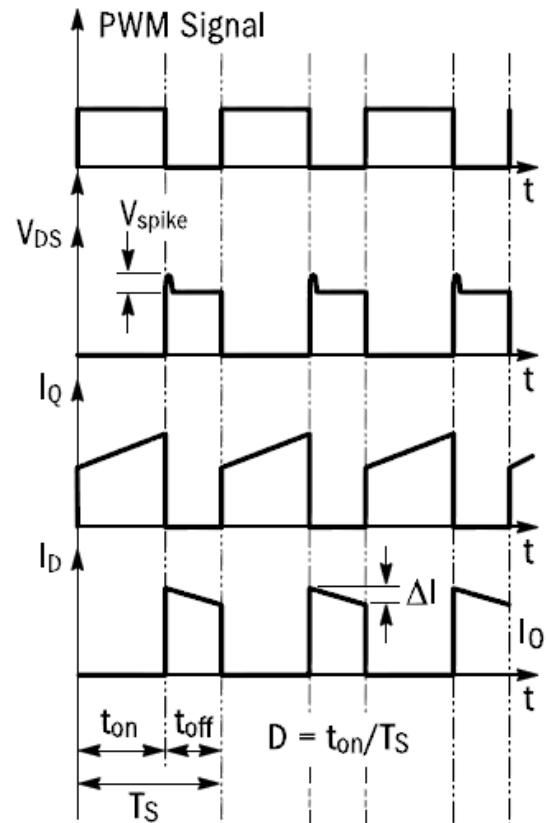


The flyback converter, derived from the buck-boost converter is normally used at power levels below 150 W. It has a higher switch rating due to the reflected output voltage appearing across the switch in addition to the applied input voltage. It is also used for Single Stage Power Factor Correction applications.

Source: SWITCHMODE POWER SUPPLY REFERENCE MANUAL.pdf

LES STRUCTURES ISOLÉES

Le convertisseur FLYBACK



CCM

CCM Input-Output Relationship

$$V_0 = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \left(\frac{D}{1-D}\right) V_{in}$$

CCM Switch (Q) Ratings

$$\text{Drain Voltage, } V_{DS} = V_{in} + V_{out} \left(\frac{N_p}{N_s}\right) + V_{spike}$$

$$\text{Peak Current, } I_Q = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \left(\frac{I_0}{(1-D)} + \frac{\Delta I}{2}\right)$$

CCM Diode Ratings

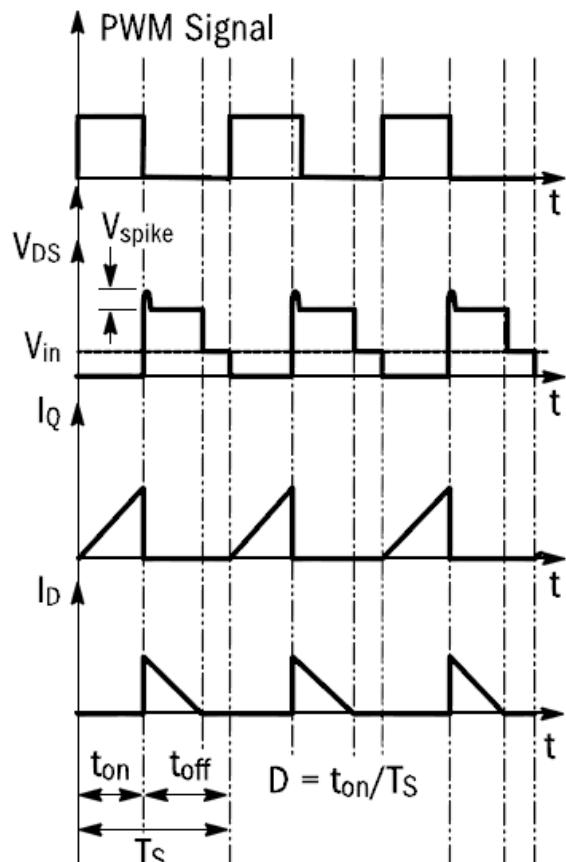
$$\text{Voltage} = V_0 + \left(\frac{N_s}{N_p}\right) V_{in}$$

$$\text{Peak Current, } I_D = \frac{I_0}{(1-D)} + \frac{\Delta I}{2}$$

Source: SWITCHMODE POWER SUPPLY REFERENCE MANUAL.pdf

LES STRUCTURES ISOLÉES

Le convertisseur FLYBACK



Source: SWITCHMODE POWER SUPPLY REFERENCE MANUAL.pdf

DCM Input-Output Relationship

$$V_0 = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) D \sqrt{\frac{R_{out} T_s}{2L_{mag}}}$$

DCM Switch (Q) Ratings

$$\text{Drain Voltage, } V_{DS} = V_{in} + V_{out} \left(\frac{N_p}{N_s}\right) + V_{spike}$$

$$\text{Peak Current, } I_Q = \frac{V_{in} t_{on}}{L_{mag}}$$

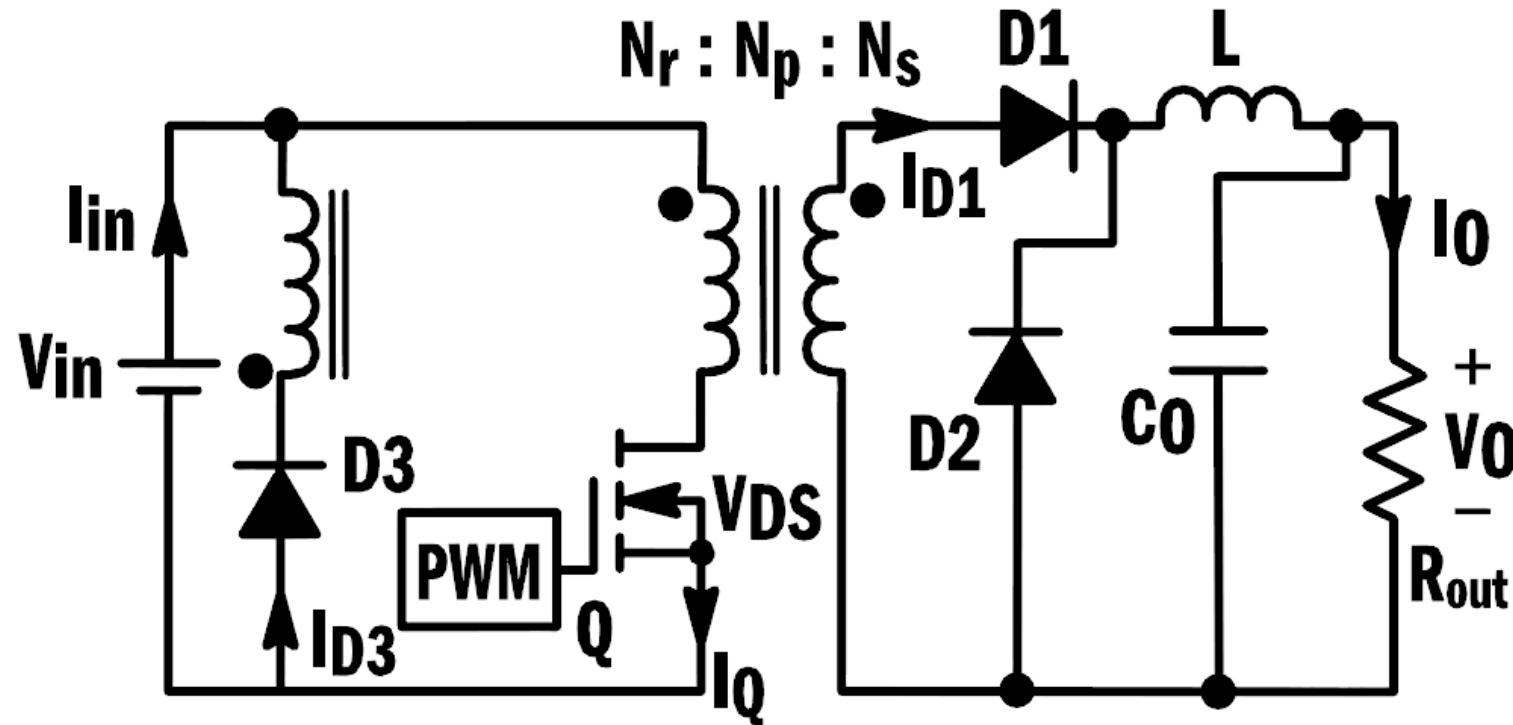
DCM Diode Ratings

$$\text{Voltage} = V_0 + \left(\frac{N_s}{N_p}\right) V_{in}$$

$$\text{Peak Current, } I_D = \left(\frac{V_{in} t_{on}}{L_{mag}}\right) \left(\frac{N_p}{N_s}\right)$$

LES STRUCTURES ISOLÉES

Le convertisseur FORWARD

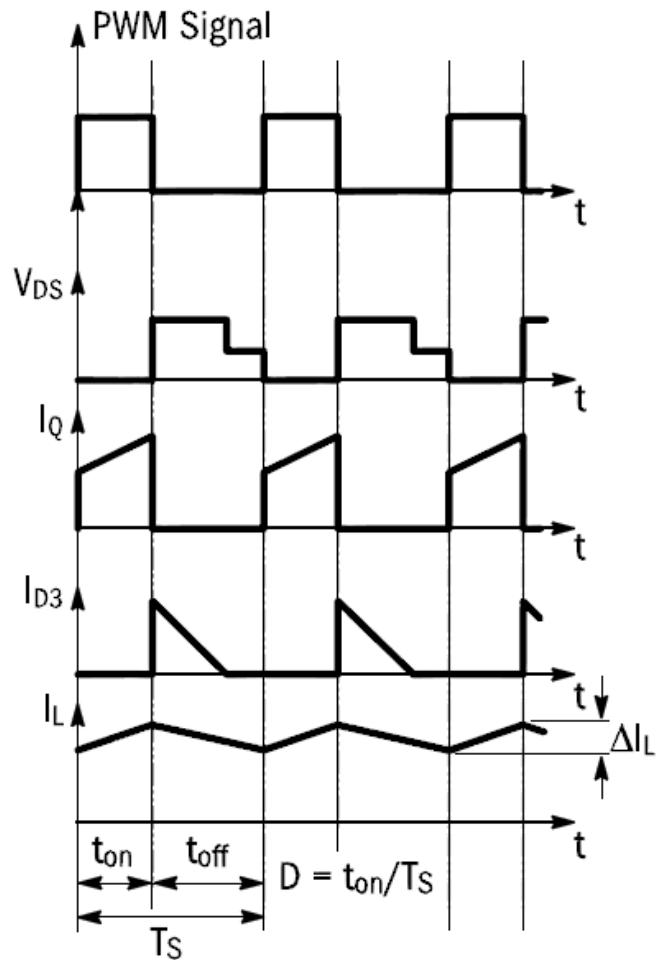


The forward converter, derived from the buck converter is used at power levels typically in the range of 150 - 400 W. It is widely used for step down applications.

Source: SWITCHMODE POWER SUPPLY REFERENCE MANUAL.pdf

LES STRUCTURES ISOLÉES

Le convertisseur FORWARD



Input-Output Relationship

$$V_0 = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) DV_{in}$$

Switch (Q) Ratings

$$\text{Drain Voltage, } V_{DS} = V_{in} \left(1 + \frac{N_p}{N_r} \right)$$

$$\text{Peak Current, } I_Q = \left(I_0 + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \left(\frac{N_s}{N_p} \right)$$

Diode Ratings

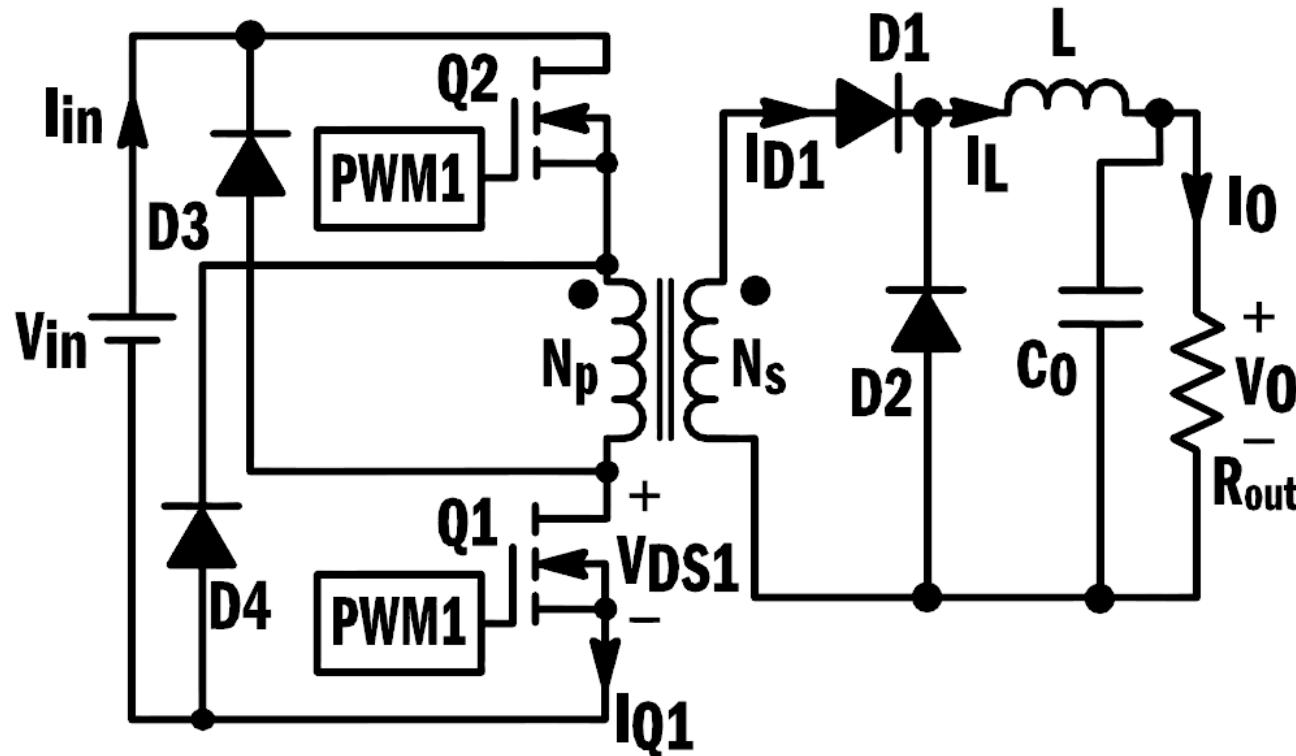
$$\text{Voltage} = V_{D1} = V_{D2} = V_{in} \left(\frac{N_s}{N_p} \right)$$

$$\text{Peak Current, } I_{D1} = I_{D2} = I_0 + \frac{\Delta I_L}{2}$$

Source: SWITCHMODE POWER SUPPLY REFERENCE MANUAL.pdf

LES STRUCTURES ISOLÉES

Le convertisseur FORWARD à 2 transistors

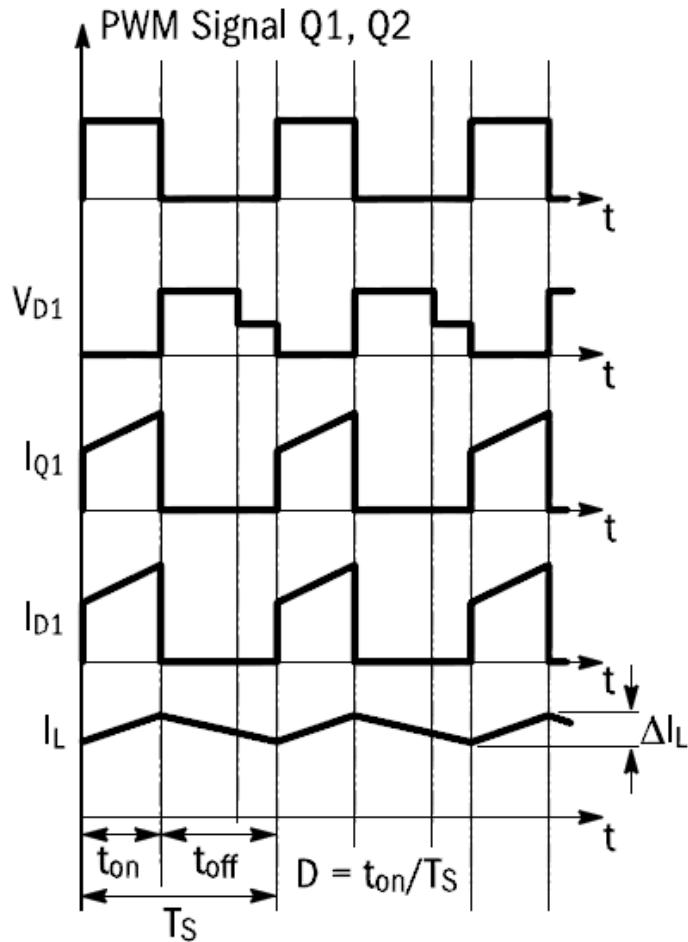


Two-switch forward converter, a variation of the forward converter can be used at higher power levels and does not have an additional reset winding. The voltage stress on the switches is less in this case when compared to a single switch forward converter.

Source: SWITCHMODE POWER SUPPLY REFERENCE MANUAL.pdf

LES STRUCTURES ISOLÉES

Le convertisseur FORWARD à 2 transistors



Input-Output Relationship

$$V_0 = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) DV_{in}$$

Switch (Q) Ratings

Drain Voltage, $V_{DS1} = V_{in}$

$$\text{Peak Current, } I_Q = \left(I_0 + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \left(\frac{N_s}{N_p} \right)$$

Diode Ratings

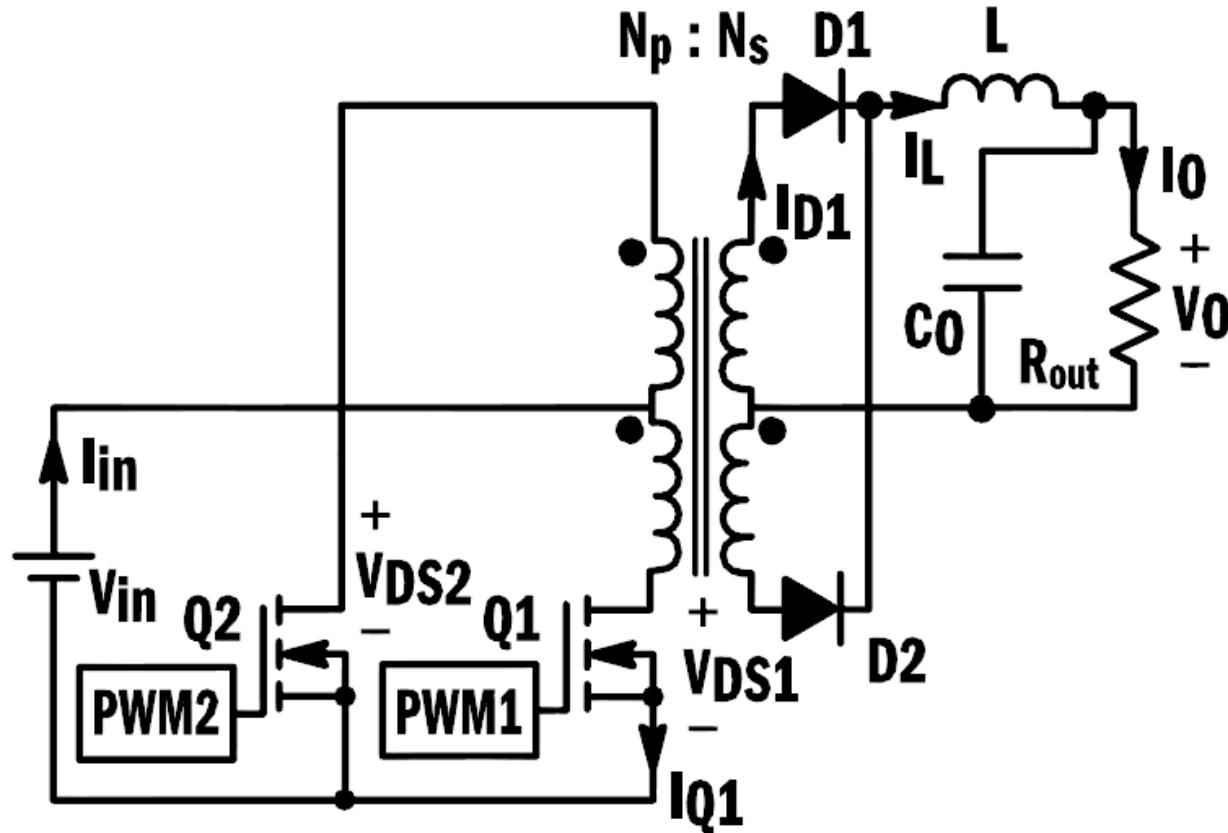
$$\text{Voltage} = V_{D1} = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) V_{in}$$

$$\text{Peak Current, } I_{D1} = I_{D2} = I_0 + \frac{\Delta I_L}{2}$$

Source: SWITCHMODE POWER SUPPLY REFERENCE MANUAL.pdf

LES STRUCTURES ISOLÉES

Le convertisseur PUSH-PULL

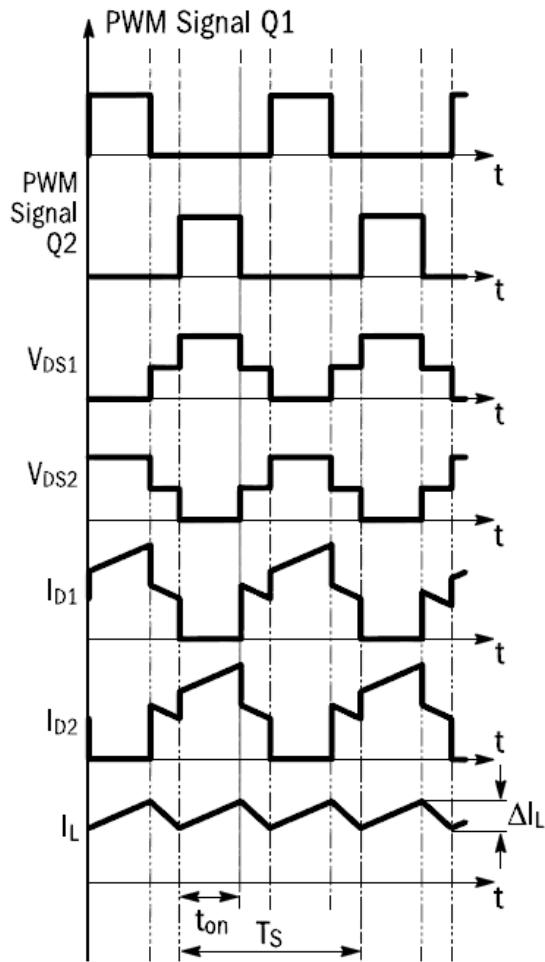


Push-pull converter is used when there is a wide variation in the input and when the output voltage is lesser than the input voltage. It can be used at power levels in the range of few hundred watts to 1 kW.

Source: SWITCHMODE POWER SUPPLY REFERENCE MANUAL.pdf

LES STRUCTURES ISOLÉES

Le convertisseur PUSH-PULL



Input-Output Relationship

$$V_0 = 2 \left(\frac{N_s}{N_p} \right) DV_{in}$$

Switch (Q) Ratings

$$\text{Drain Voltage, } V_{DS1} = 2V_{in}$$

$$\text{Peak Current, } I_{Q1} = I_{Q2} = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \left(I_0 + \frac{\Delta I_L}{2} \right)$$

Diode Ratings

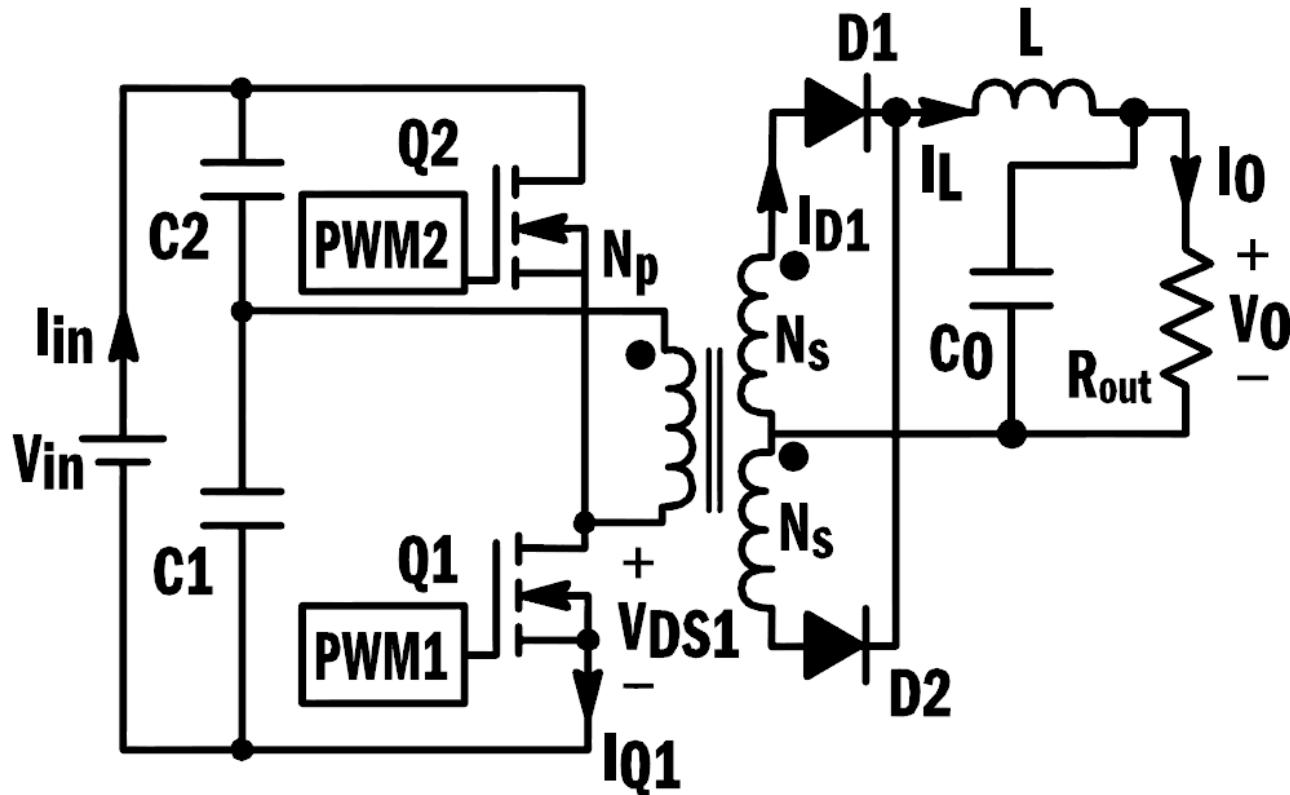
$$\text{Voltage} = V_{D1} = V_{D2} = \left(\frac{2 V_{in} N_s}{N_p} \right)$$

$$\text{Peak Current, } I_{D1} = I_{D2} = I_0 + \frac{\Delta I_L}{2}$$

Source: SWITCHMODE POWER SUPPLY REFERENCE MANUAL.pdf

LES STRUCTURES ISOLÉES

Le convertisseur HALF-BRIDGE

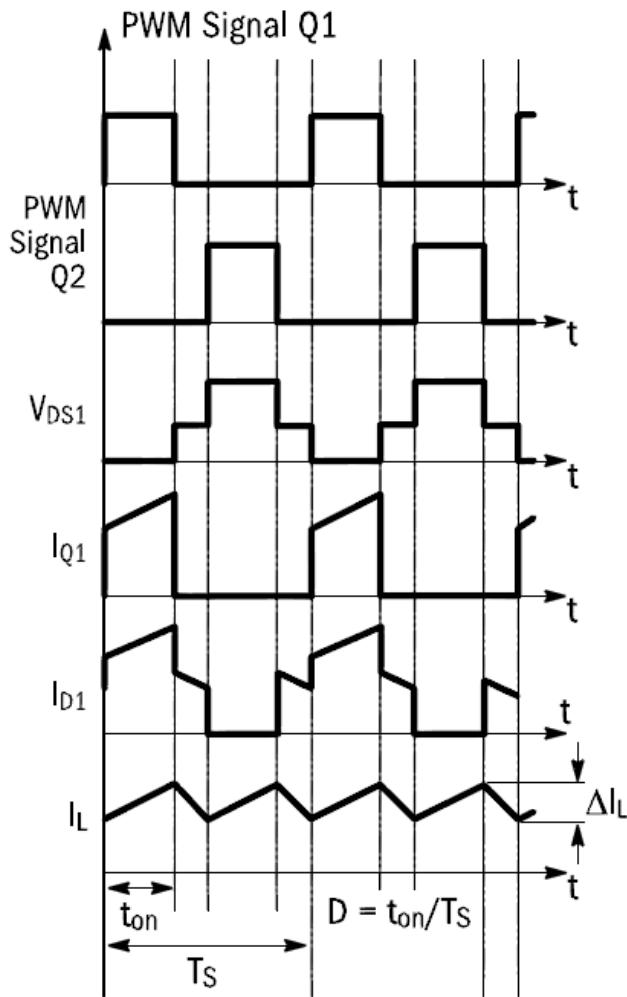


Half-bridge converter is used at medium power levels in the range of 200-700 W for step down applications. It has lower part count when compared to the full-bridge converter but the transistor switches have to handle twice the current compared to a full-bridge converter.

Source: SWITCHMODE POWER SUPPLY REFERENCE MANUAL.pdf

LES STRUCTURES ISOLÉES

Le convertisseur HALF-BRIDGE



Input-Output Relationship

$$V_o = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) D \left(\frac{V_{in}}{2} \right)$$

Switch (Q) Ratings

Drain Voltage, $V_{DS1} = V_{in}$

$$\text{Peak Current, } I_Q = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \left(I_0 + \frac{\Delta I_L}{2} \right)$$

Diode Ratings

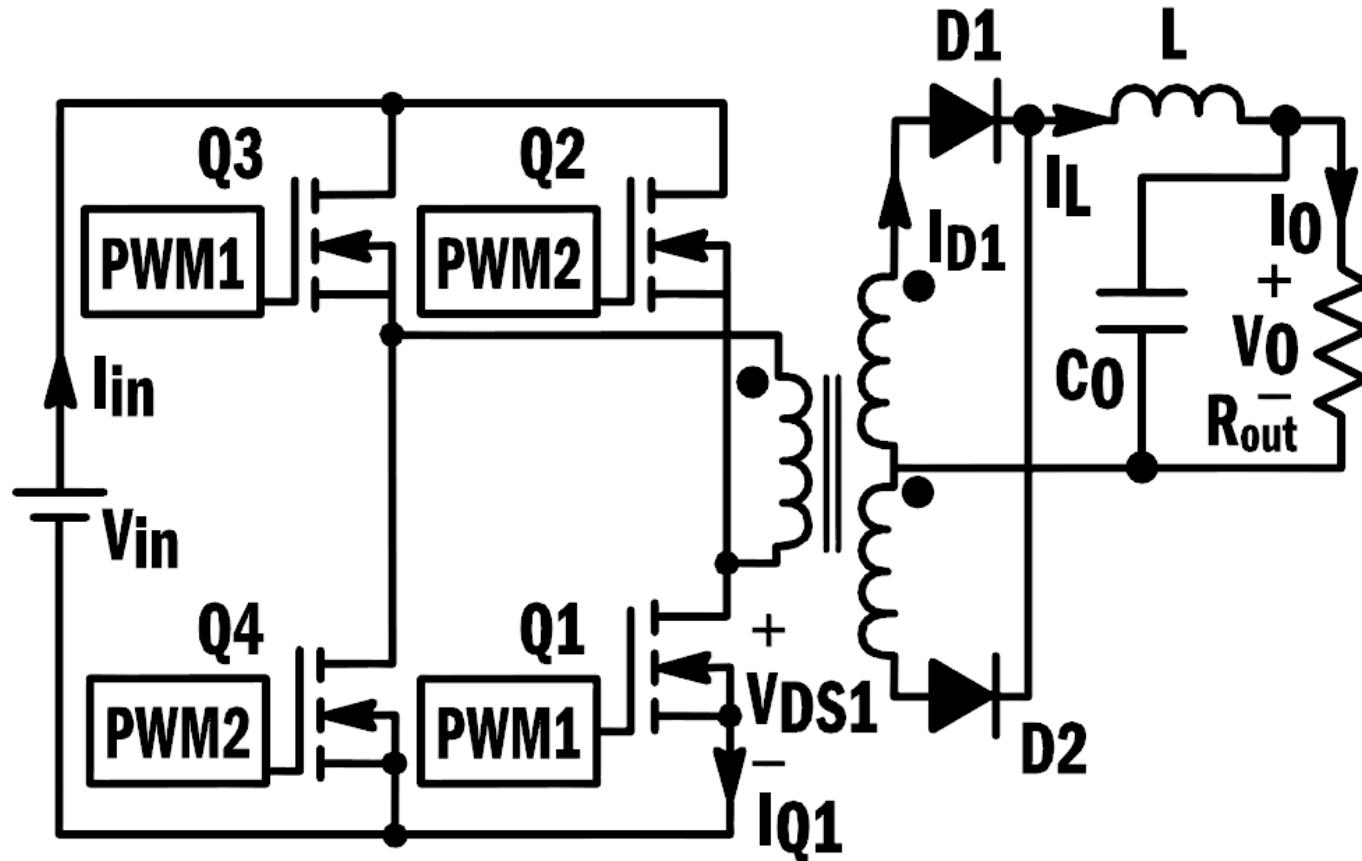
$$\text{Voltage} = V_{D1} = V_{D2} = \left(\frac{V_{in}}{2} \right) \left(\frac{N_s}{N_p} \right)$$

$$\text{Peak Current, } I_{D1} = I_{D2} = I_0 + \frac{\Delta I_L}{2}$$

Source: SWITCHMODE POWER SUPPLY REFERENCE MANUAL.pdf

LES STRUCTURES ISOLÉES

Le convertisseur FULL-BRIDGE

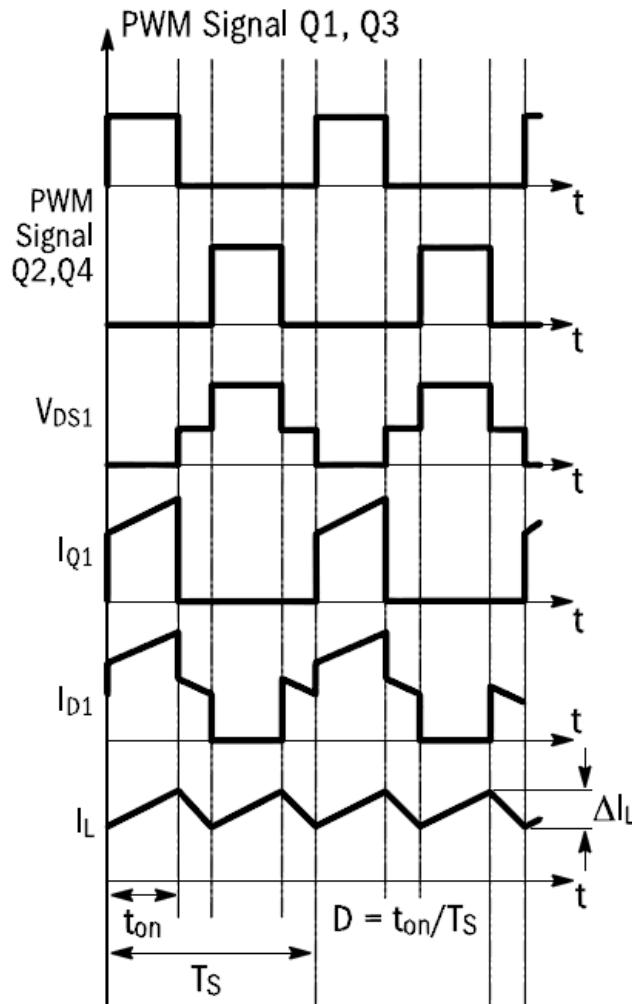


A full-bridge converter is used at high power levels in the range of a kW and is normally not used at lower power levels due to its higher part count. It is normally used in step-down applications.

Source: SWITCHMODE POWER SUPPLY REFERENCE MANUAL.pdf

LES STRUCTURES ISOLÉES

Le convertisseur FULL-BRIDGE



Input-Output Relationship

$$V_0 = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) DV_{in}$$

Switch (Q) Ratings

$$\text{Drain Voltage, } V_{DS1} = V_{in}$$

$$\text{Peak Current, } I_Q = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \left(I_0 + \frac{\Delta I_L}{2} \right)$$

Diode Ratings

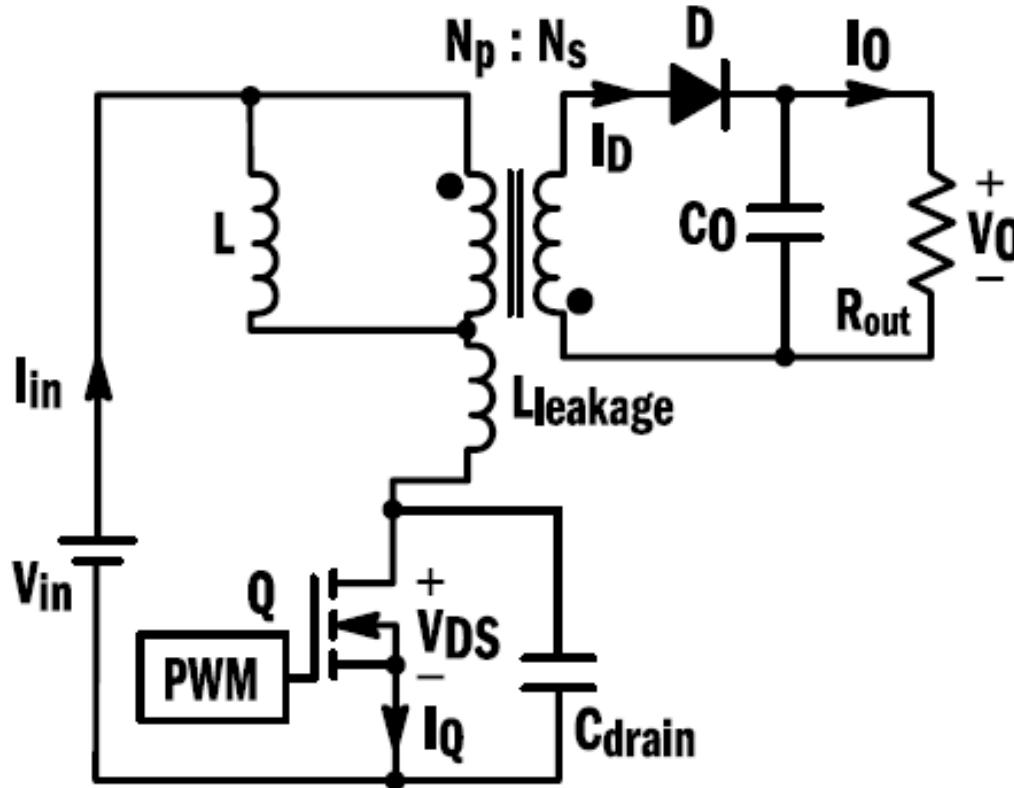
$$\text{Voltage} = V_{D1} = V_{D2} = \left(\frac{V_{in}}{2} \right) \left(\frac{N_s}{N_p} \right)$$

$$\text{Peak Current, } I_{D1} = I_{D2} = I_0 + \frac{\Delta I_L}{2}$$

Source: SWITCHMODE POWER SUPPLY REFERENCE MANUAL.pdf

LES STRUCTURES ISOLÉES

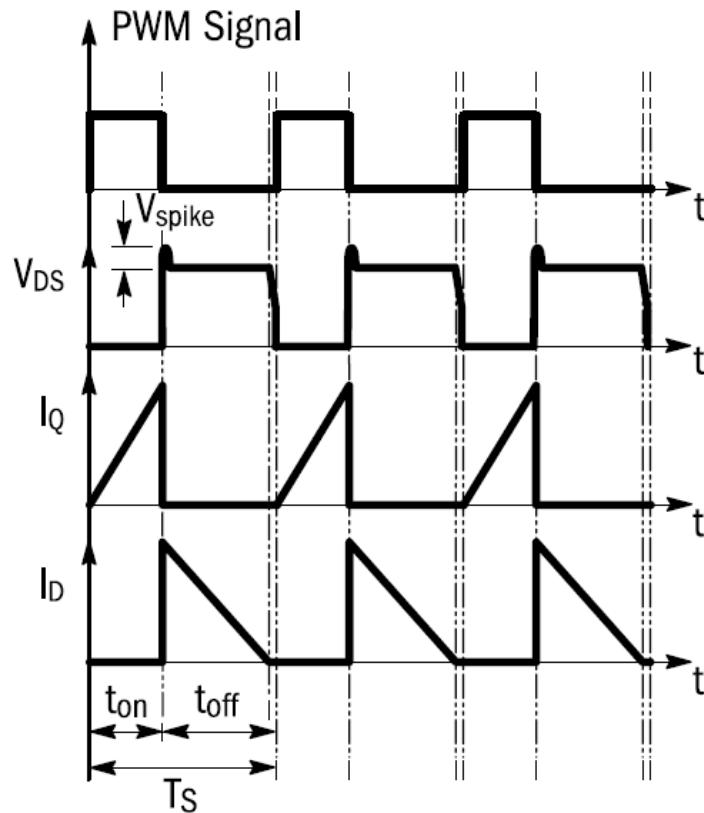
Le convertisseur FLY-BACK quasi-résonnant



This topology is used at power levels which are lesser than 150 W. It allows operation at variable frequencies.

LES STRUCTURES ISOLÉES

Le convertisseur FLY-BACK quasi-résonnant



Input-Output Relationship

$$V_0 = \left(\frac{V_{in} D}{1 - D} \right) \left(\frac{N_s}{N_p} \right)$$

Switch (Q) Ratings

Drain Voltage, $V_{DS} = V_{in} + V_{out} \left(\frac{N_p}{N_s} \right) + V_{spike}$

Peak Current, $I_Q = \frac{V_{in} t_{on}}{L_{mag}}$

Diode Ratings

$$\text{Voltage} = V_{out} + \left(\frac{N_s}{N_p} \right) V_{in}$$

$$\text{Peak Current}, I_D = \left(\frac{V_{in} t_{on}}{L_{mag}} \right) \left(\frac{N_p}{N_s} \right)$$

Source: SWITCHMODE POWER SUPPLY REFERENCE MANUAL.pdf

COURS D'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

QUELLES SONT LES SOURCES DES PERTES?

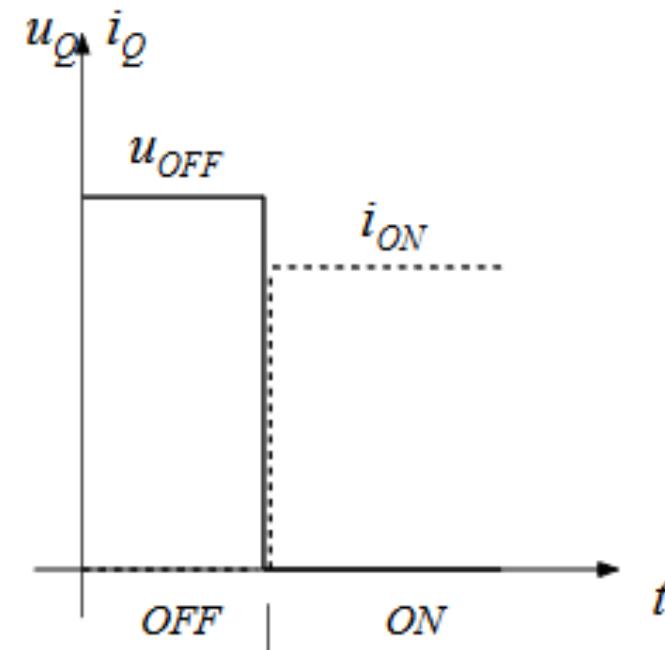
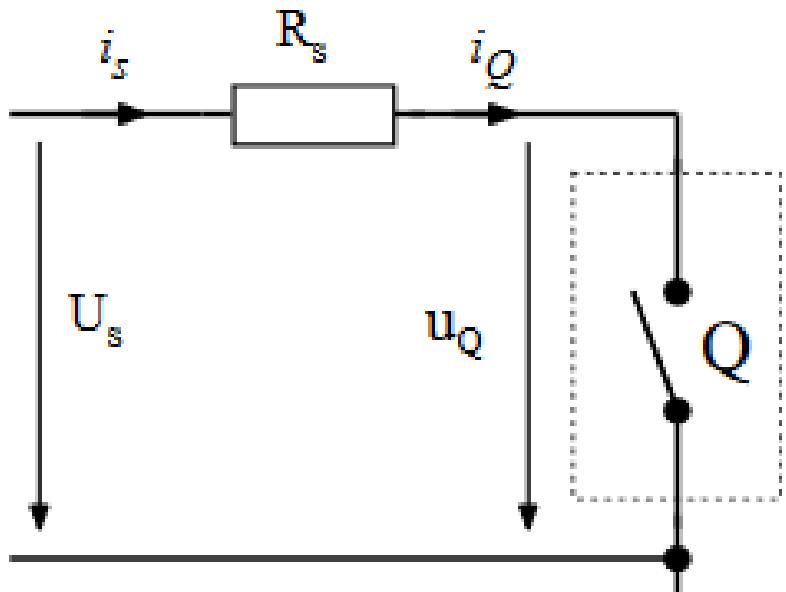
ETML-ES Michel Bonzon

Jonathan Braun

LE PowerMOSFET

QUELLES SONT LES SOURCES DES PERTES?

Un MOSFET idéal peut se représenter comme un interrupteur idéal...

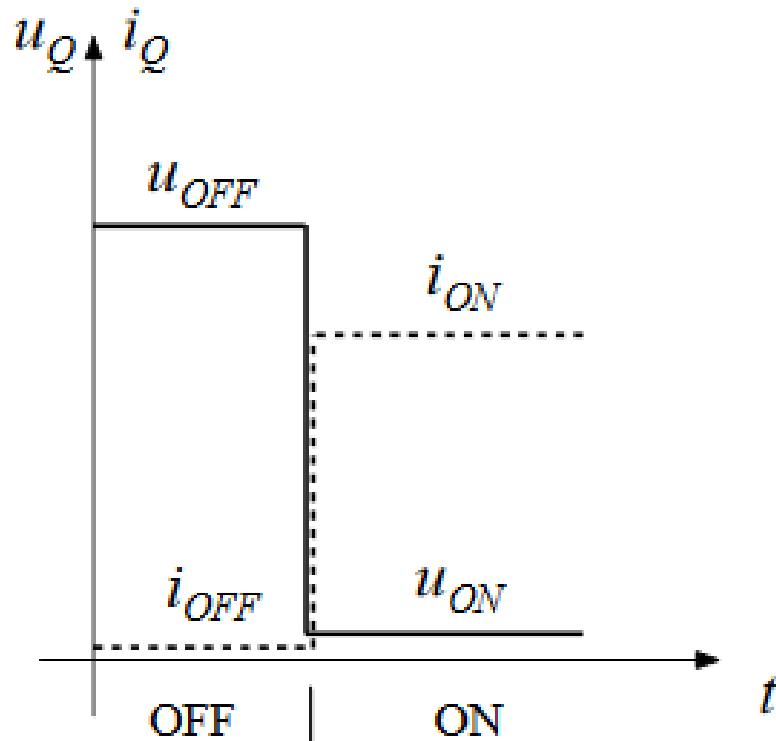
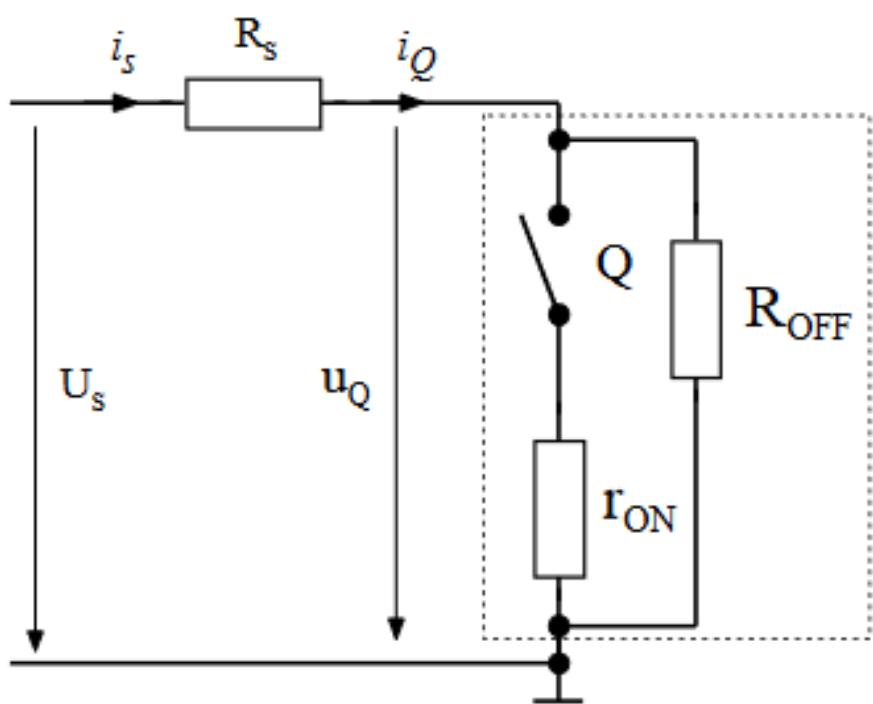


→ Pas de pertes

LE PowerMOSFET

QUELLES SONT LES SOURCES DES PERTES?

Un MOSFET réel présente une résistance R_{DSON} et un courant de fuite

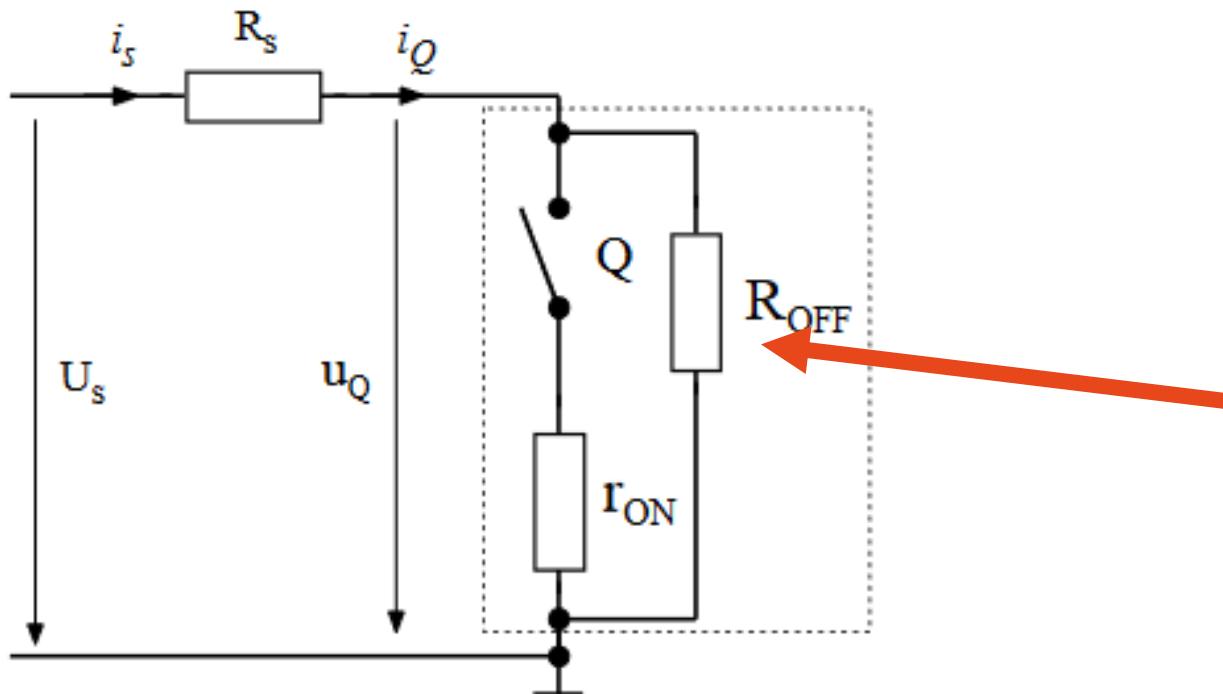


→ Pertes par conduction

LE PowerMOSFET

QUELLES SONT LES SOURCES DES PERTES?

Un MOSFET réel présente une résistance R_{dson} et un courant de fuite



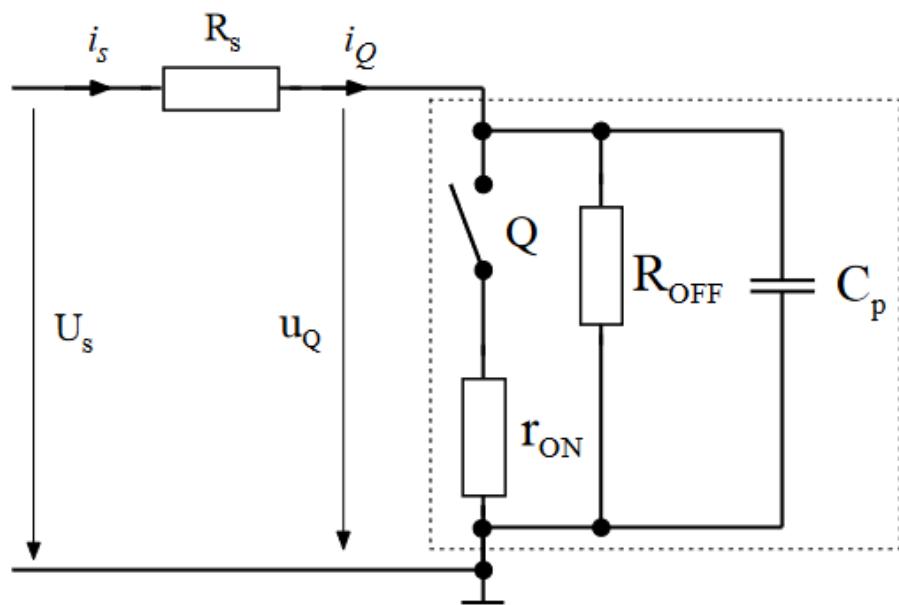
Négligée dans la plupart des cas

→ Pertes par conduction proportionnelles à R_{dson}

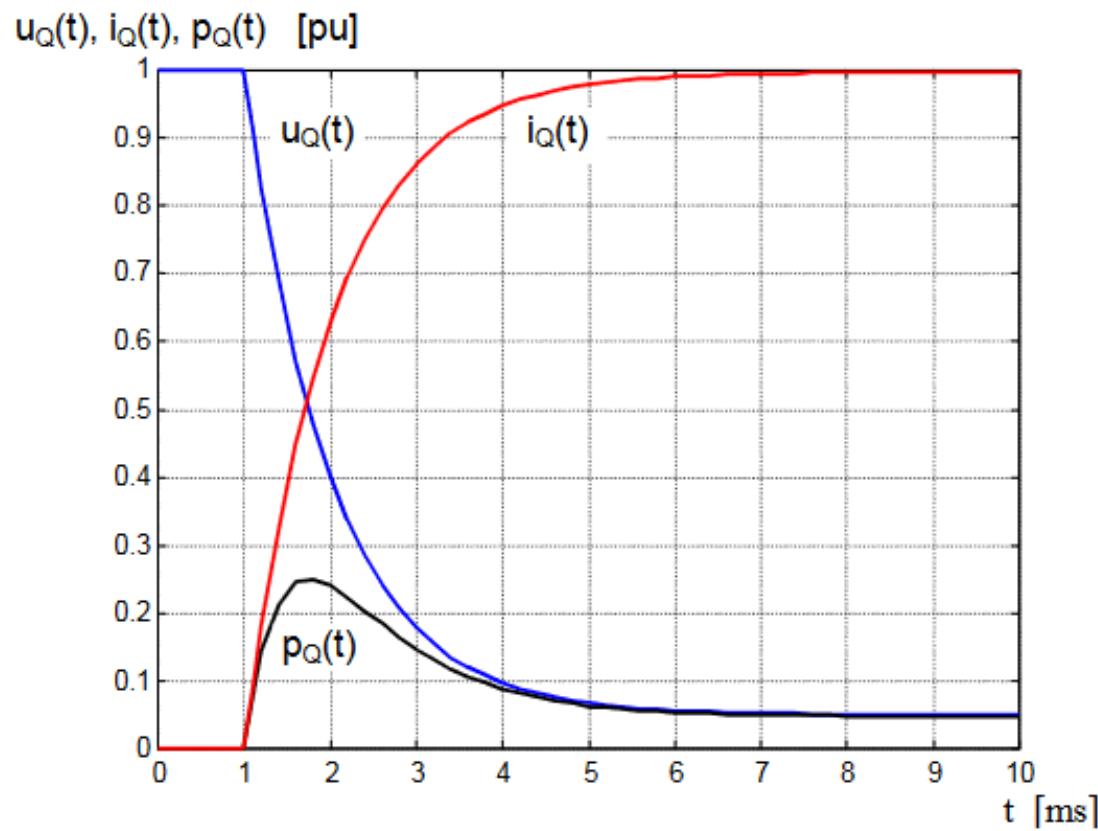
LE PowerMOSFET

QUELLES SONT LES SOURCES DES PERTES?

Un MOSFET réel présente une résistance R_{DSON} et un courant de fuite
ET une capacité parasite



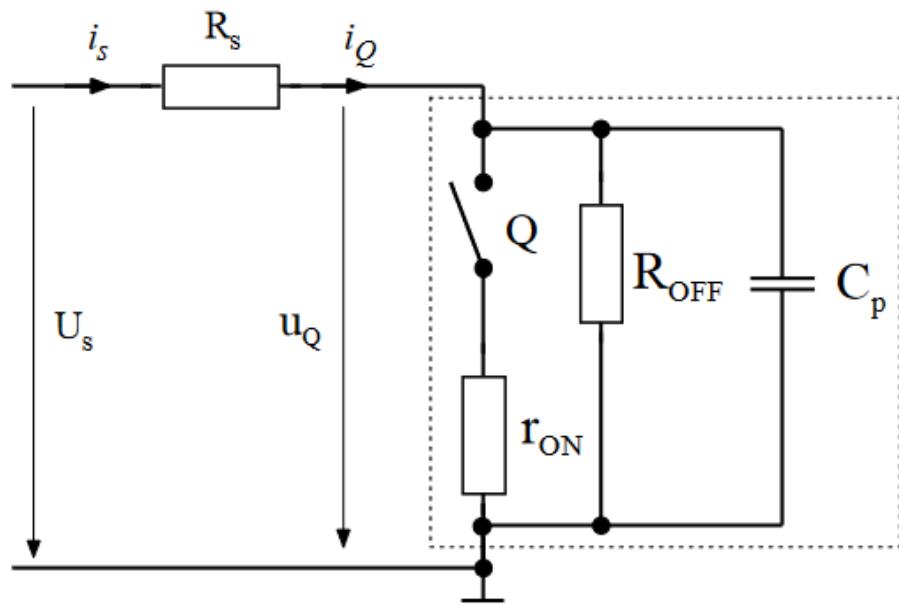
→ Pertes par commutation



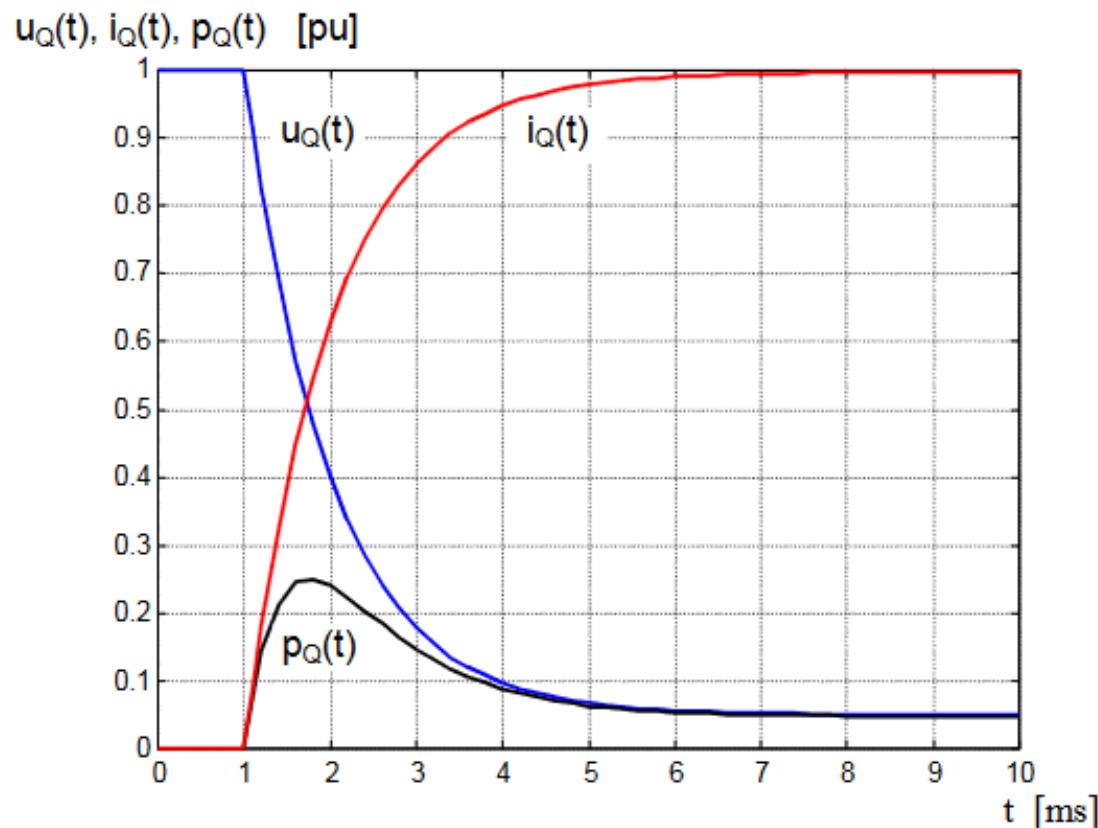
LE PowerMOSFET

QUELLES SONT LES SOURCES DES PERTES?

Un MOSFET réel présente une résistance R_{DSON} et un courant de fuite
ET une capacité parasite



→ Pertes par commutation

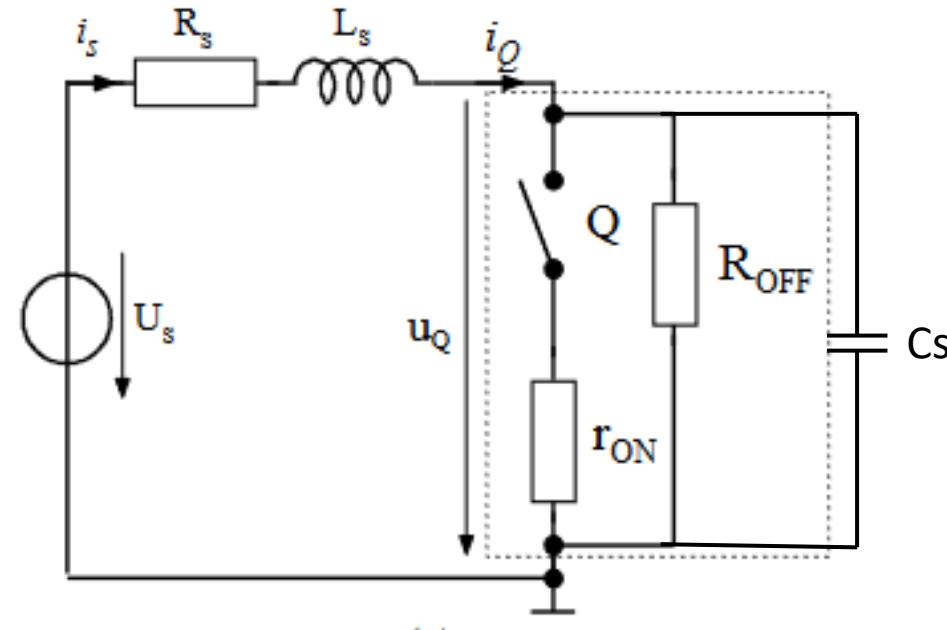


LE PowerMOSFET

QUELLES SONT LES SOURCES DES PERTES?

Dans la réalité, les circuits réels contiennent des composantes résistives, capacitives ET inductives.

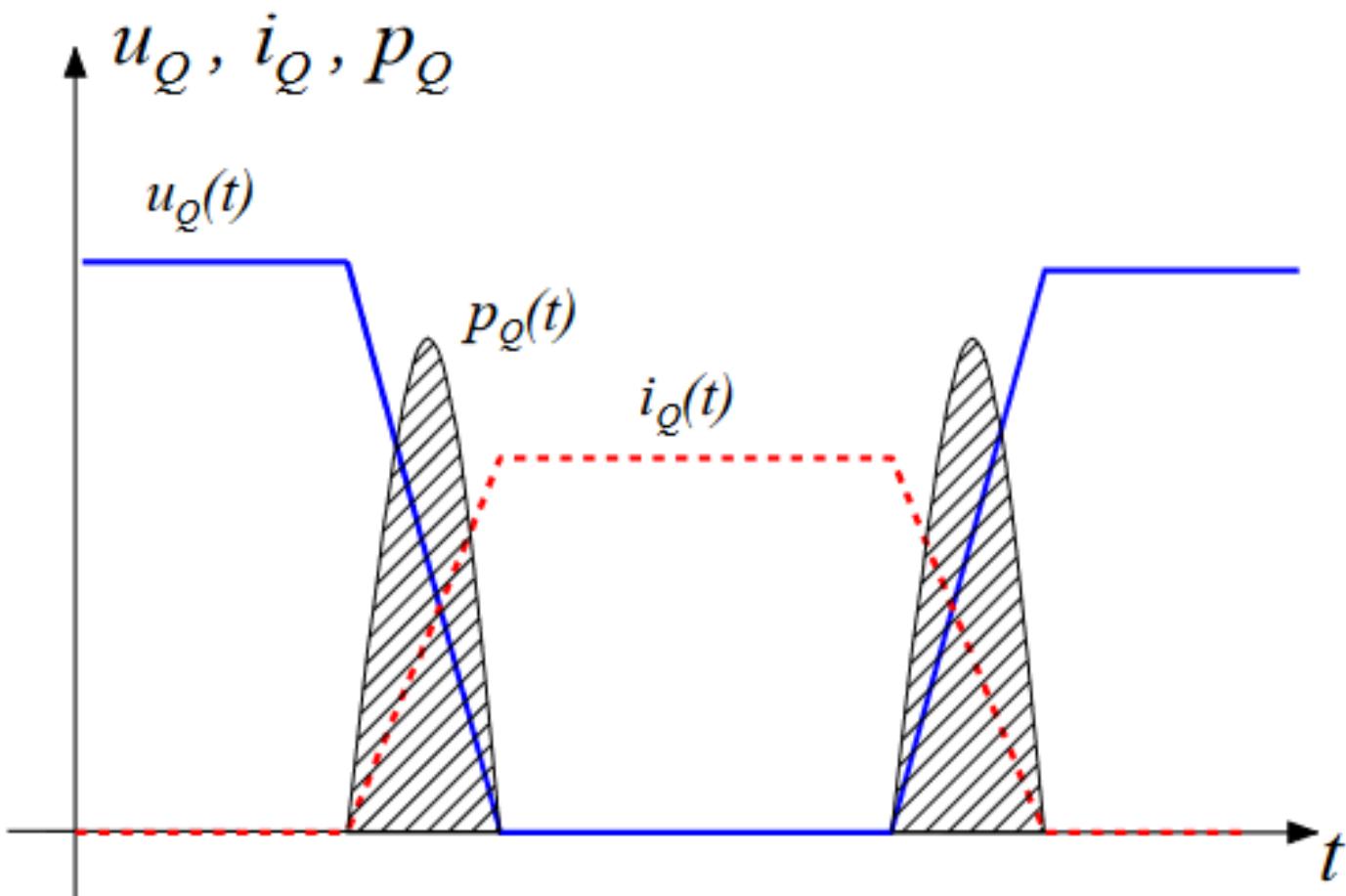
- Les pertes par conduction sont toujours liées à R_{DSON}
- Les pertes par commutation varient en fonction de la charge



LE PowerMOSFET

QUELLES SONT LES SOURCES DES PERTES?

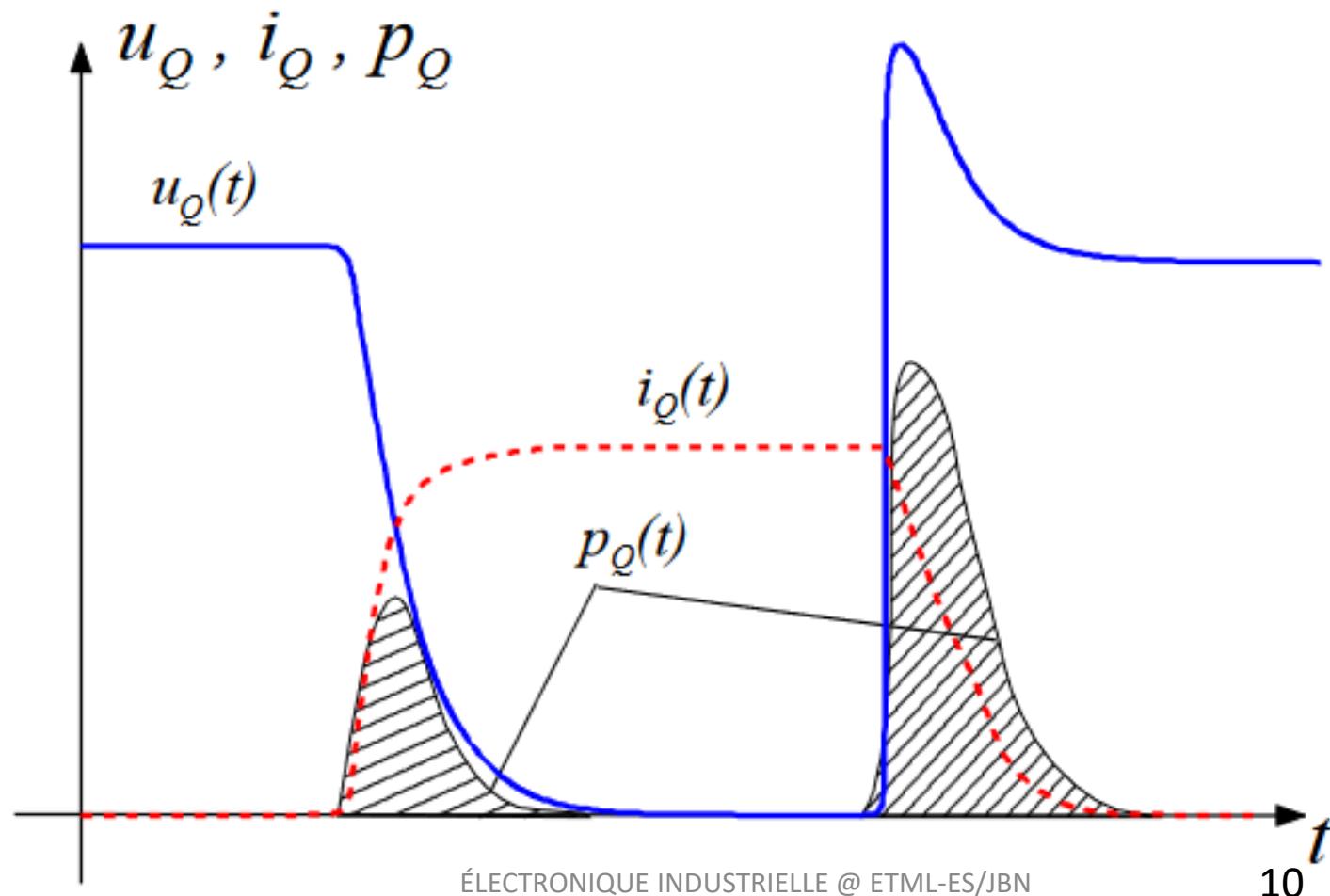
- Les pertes par commutation sur charge purement résistive



LE PowerMOSFET

QUELLES SONT LES SOURCES DES PERTES?

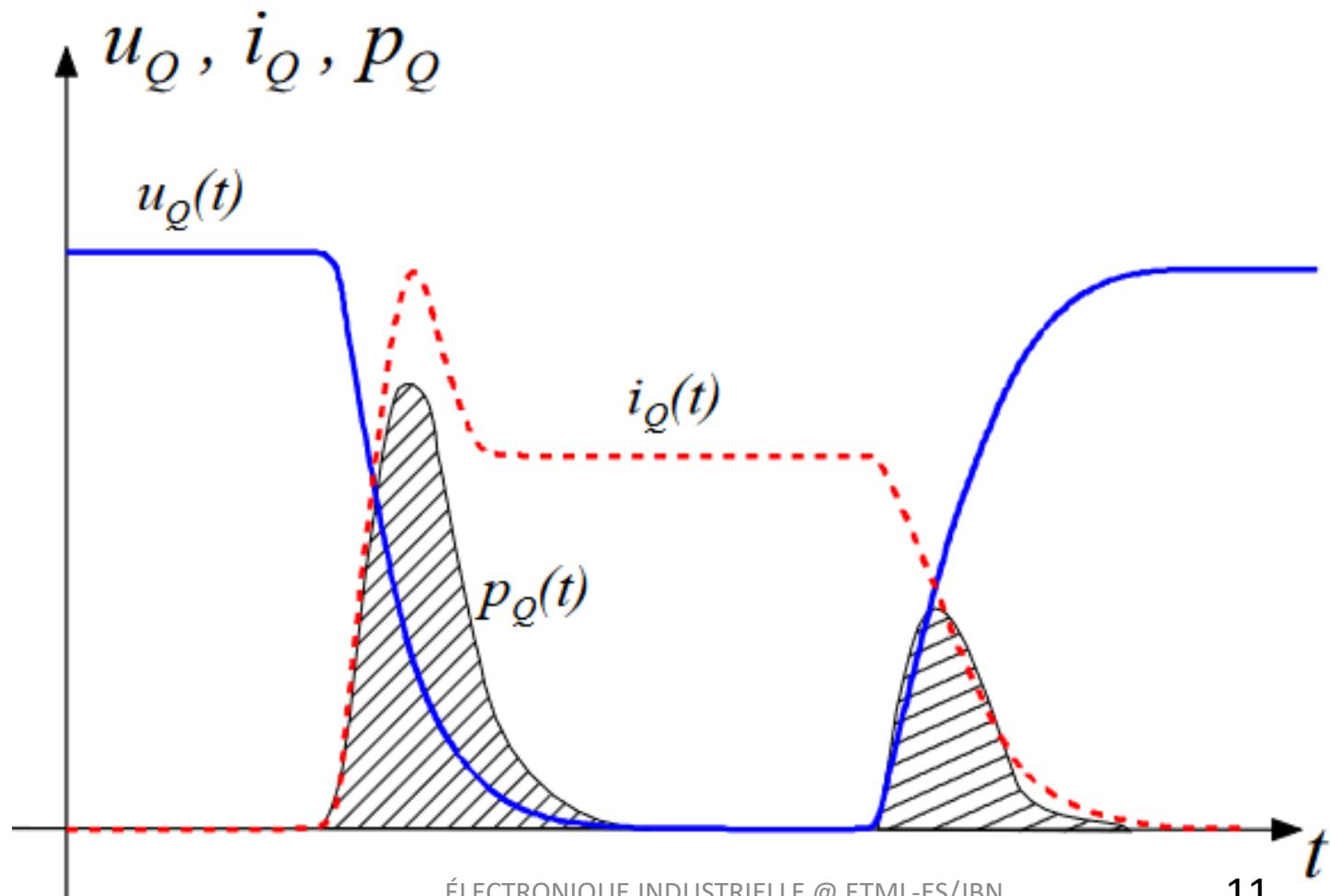
- Les pertes par commutation sur charge inductive



LE PowerMOSFET

QUELLES SONT LES SOURCES DES PERTES?

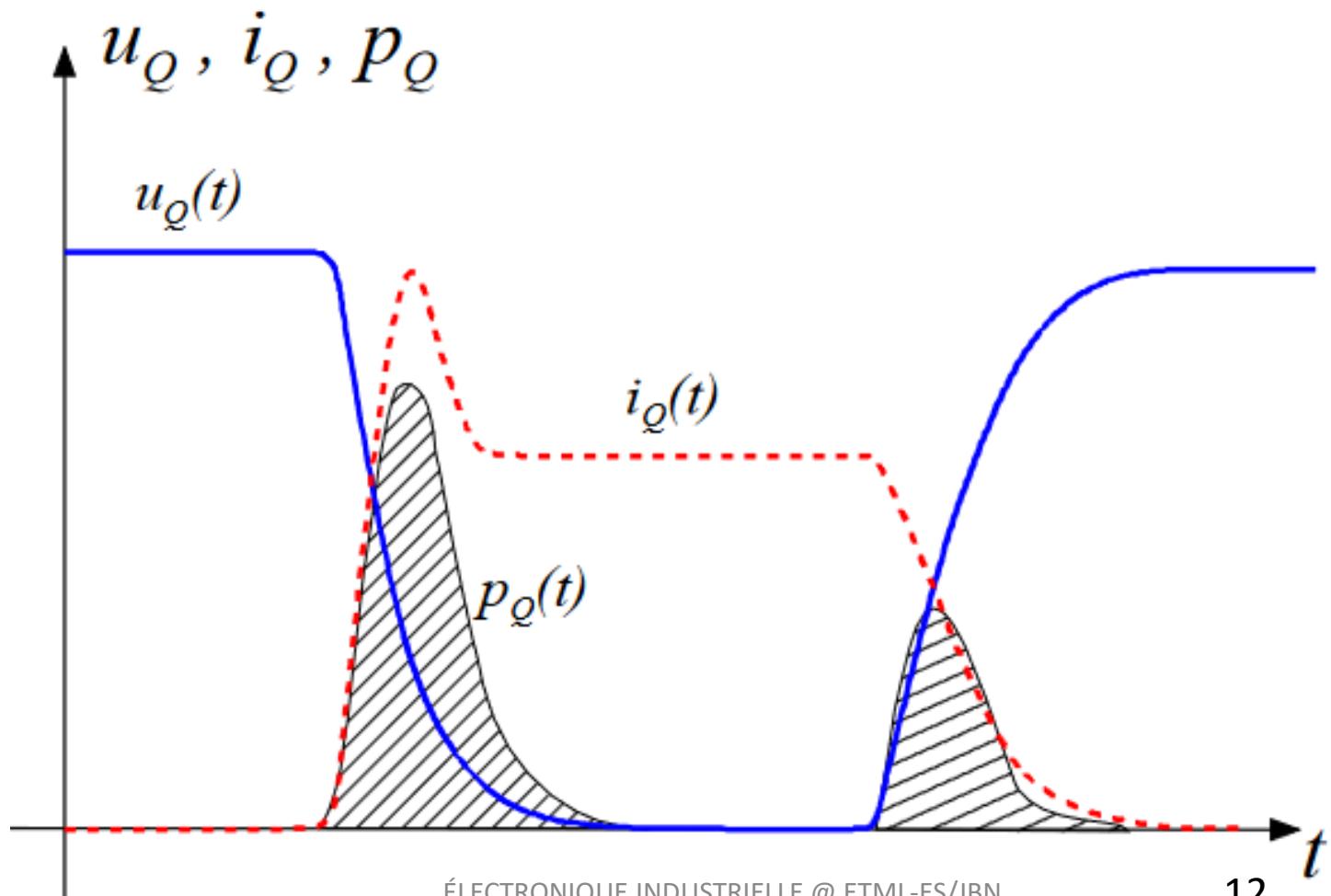
- Les pertes par commutation sur charge capacitive



LE PowerMOSFET

QUELLES SONT LES SOURCES DES PERTES?

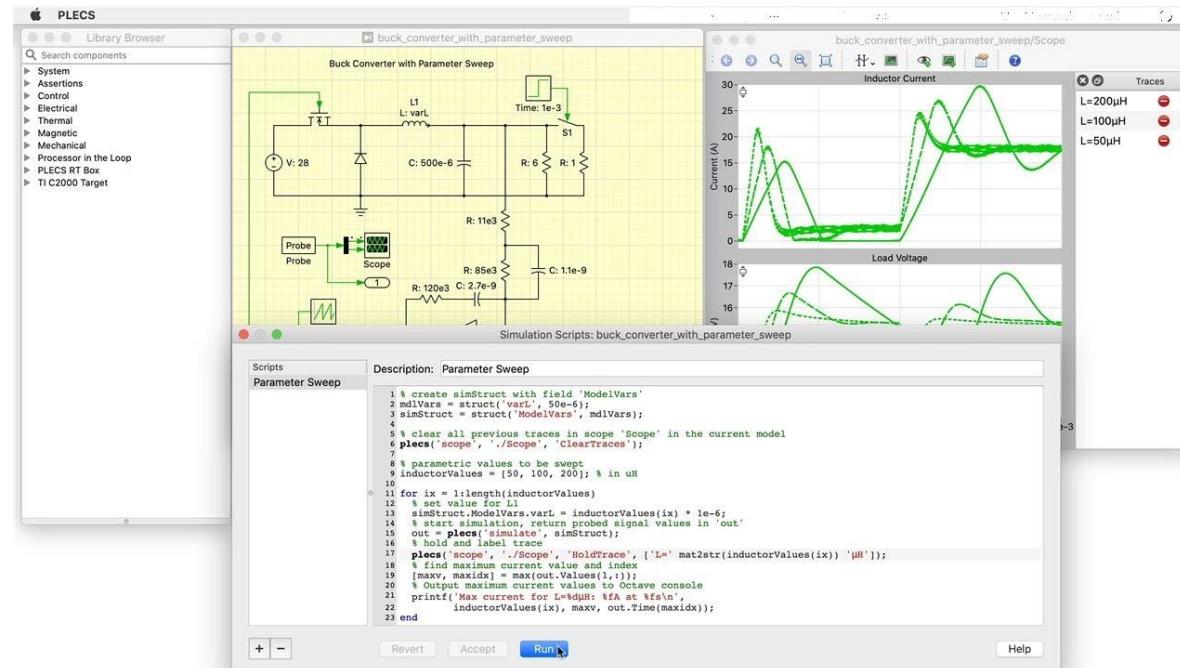
- Les pertes par commutation sur charge capacitive



LE PowerMOSFET

QUELLES SONT LES SOURCES DES PERTES?

- Les pertes par commutation sont difficiles à calculer théoriquement
- On utilise généralement des modèles complexes ou alors plus généralement des outils de simulation:
 - Simulink
 - PLECS
 - PowerSIM
 - ...



LE PowerMOSFET

QUELLES SONT LES SOURCES DES PERTES?

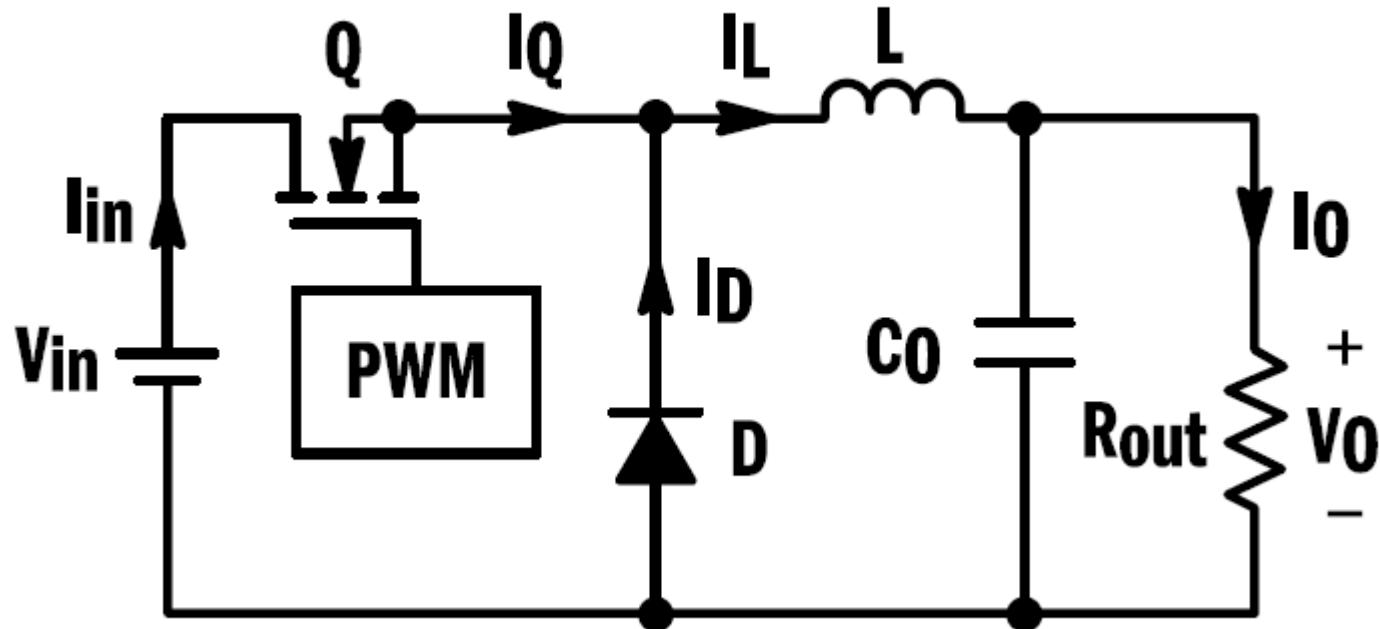
- Pour des petites puissances, on peut généralement inclure les pertes par commutation dans la marge prise dans le choix des composants.
- Pour les grandes puissances et les montages critiques, des modèles et des simulations complexes doivent être réalisés.

LE PowerMOSFET

QUELLES SONT LES SOURCES DES PERTES?

- Attention également au choix des inductances et des fréquences de découpage!
- Exemple, diplôme 2022: Montage Step-down

+ **V_{DS}** -



- $L = 22 \mu\text{H}$
- $C_0 = 300 \mu\text{F}$
- $V_{in} = 48 \text{ V}$
- $R_{dsonmax} = 150 \text{ m}\Omega$
- $I_{qmax} = 20\text{A}$
- $F_{sw} = 100 \text{ kHz}$

LE PowerMOSFET

QUELLES SONT LES SOURCES DES PERTES?

- Quel sera le courant maximum dans le MOSFET?

- $L = 22 \mu\text{H}$
- $C_o = 300 \mu\text{F}$
- $V_{in} = 48 \text{ V}$
- $R_{dsonmax} = 150 \text{ m}\Omega$
- $I_{qmax} = 20\text{A}$
- $F_{sw} = 100 \text{ kHz}$

- Pente du courant lors de la commutation:
- Pour $D = 50\%$, courant dans le MOSFET à chaque commutation:

$$U_l = L \cdot \frac{di}{dt} \rightarrow \frac{di}{dt} = \frac{U_l}{L}$$
$$\frac{di}{dt} = \frac{48}{22\mu} = 2.2 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}}$$

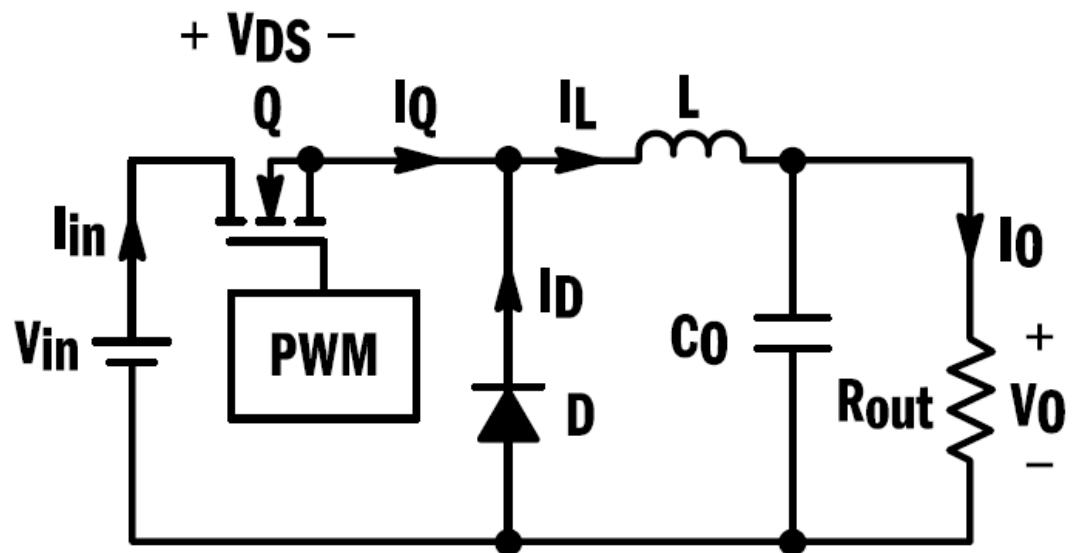
$$t_{on} = 5 \mu\text{s}$$
$$\rightarrow I_{on} = 5 \cdot 2.2 = \mathbf{11.1 \text{ A}}$$

- $I_{on} < I_{qmax} \rightarrow \text{OK}$

LE PowerMOSFET

QUELLES SONT LES SOURCES DES PERTES?

- Exemple, diplôme 2022: Montage Step-down
- Problème de disponibilité de composant: deuxième choix, MOSFET limité à $F_{swmax} = 20$ kHz



- $L = 22 \mu\text{H}$
- $C_0 = 300 \mu\text{F}$
- $V_{in} = 48 \text{ V}$
- $R_{dsonmax} = 150 \text{ m}\Omega$
- $I_{qmax} = 20 \text{ A}$
- $F_{sw} = 100 \text{ kHz}$

LE PowerMOSFET

QUELLES SONT LES SOURCES DES PERTES?

- Quel sera le courant maximum dans le MOSFET?

- $L = 22 \mu\text{H}$
- $C_o = 300 \mu\text{F}$
- $V_{in} = 48 \text{ V}$
- $R_{dsonmax} = 150 \text{ m}\Omega$
- $I_{qmax} = 20\text{A}$
- $F_{sw} = 20 \text{ kHz}$

- Pente du courant lors de la commutation:

$$U_l = L \cdot \frac{di}{dt} \rightarrow \frac{di}{dt} = \frac{U_l}{L}$$
$$\frac{di}{dt} = \frac{48}{22\mu} = 2.2 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}}$$

- Pour $D = 50\%$, courant dans le MOSFET à chaque commutation:

$$t_{on} = 25 \mu\text{s}$$
$$\rightarrow I_{on} = 25 \cdot 2.2 = 55\text{A!}$$

- $I_{on} > I_{qmax} \rightarrow$ Surchauffe!
- Comment faire?

LE PowerMOSFET

QUELLES SONT LES SOURCES DES PERTES?

- On augmente la valeur de l'inductance

- $L = 100 \mu\text{H}$
- $C_o = 300 \mu\text{F}$
- $V_{in} = 48 \text{ V}$
- $R_{dsonmax} = 150 \text{ m}\Omega$
- $I_{qmax} = 20\text{A}$
- $F_{sw} = 20 \text{ kHz}$

- Pente du courant lors de la commutation:
- Pour $D = 50\%$, courant dans le MOSFET à chaque commutation:

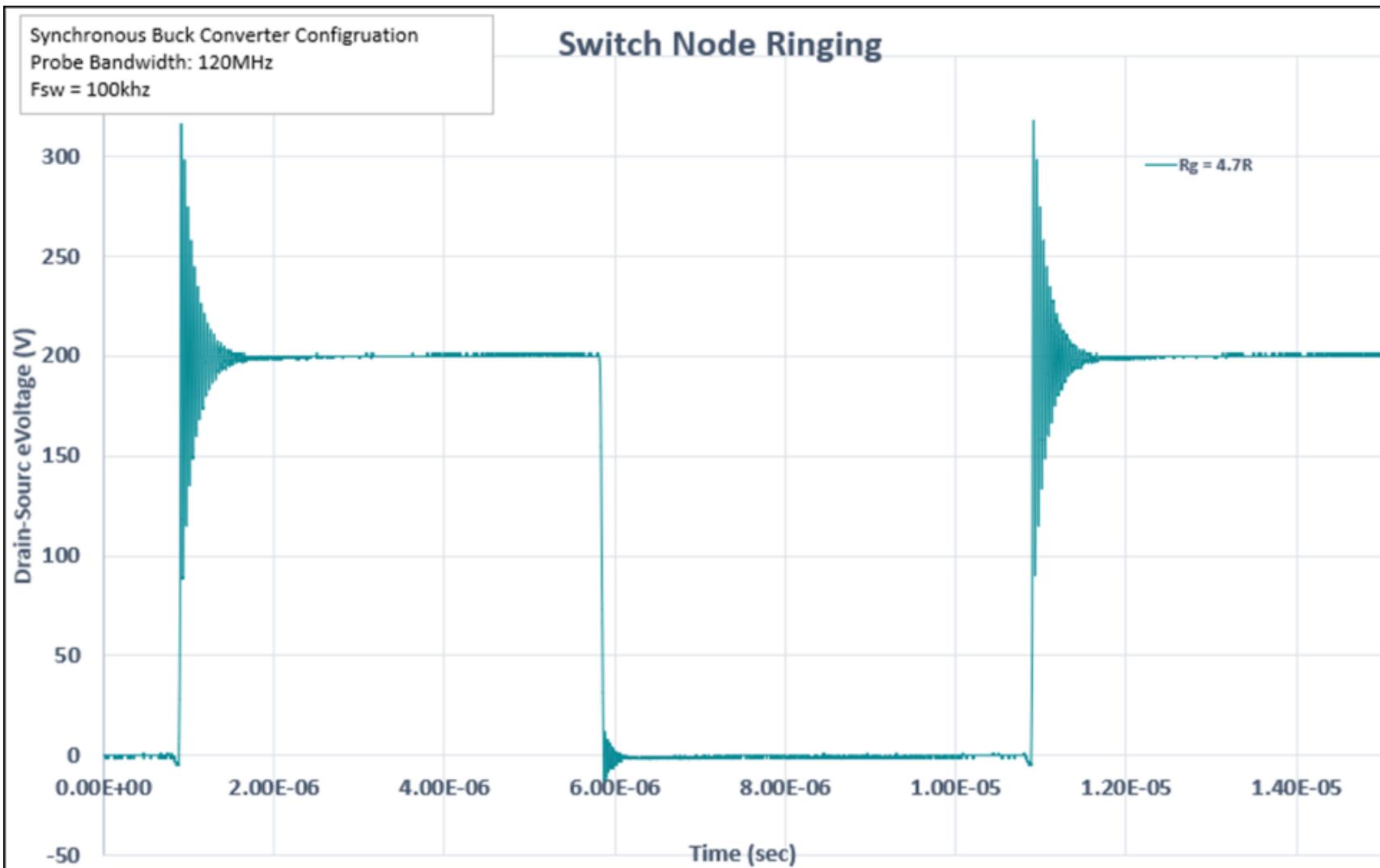
$$U_l = L \cdot \frac{di}{dt} \rightarrow \frac{di}{dt} = \frac{U_l}{L}$$
$$\frac{di}{dt} = \frac{48}{100\mu} = 0.48 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}}$$

$$t_{on} = 25 \mu\text{s}$$
$$\rightarrow I_{on} = 25 \cdot 0.48 = 12 \text{ A}$$

- $I_{on} < I_{qmax} \rightarrow \text{OK}$

LE PowerMOSFET

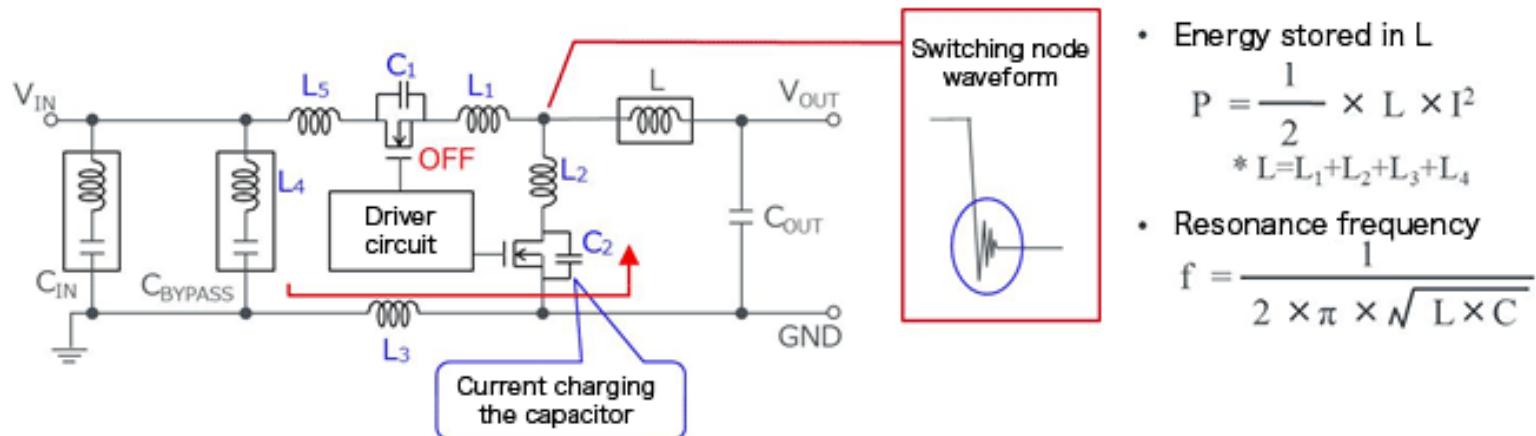
Autre problème: les oscillations



LE PowerMOSFET

Autre problème: les oscillations

- Les oscillations lors de la commutation sont multifactorielles;
- Elles proviennent principalement des capacités et inductances parasites des composants et des circuits constituant le convertisseur;
- On ne peut pas vraiment les éviter mais on peut les **atténuer** ou les **limiter**



- Energy stored in L

$$P = \frac{1}{2} \times L \times I^2$$

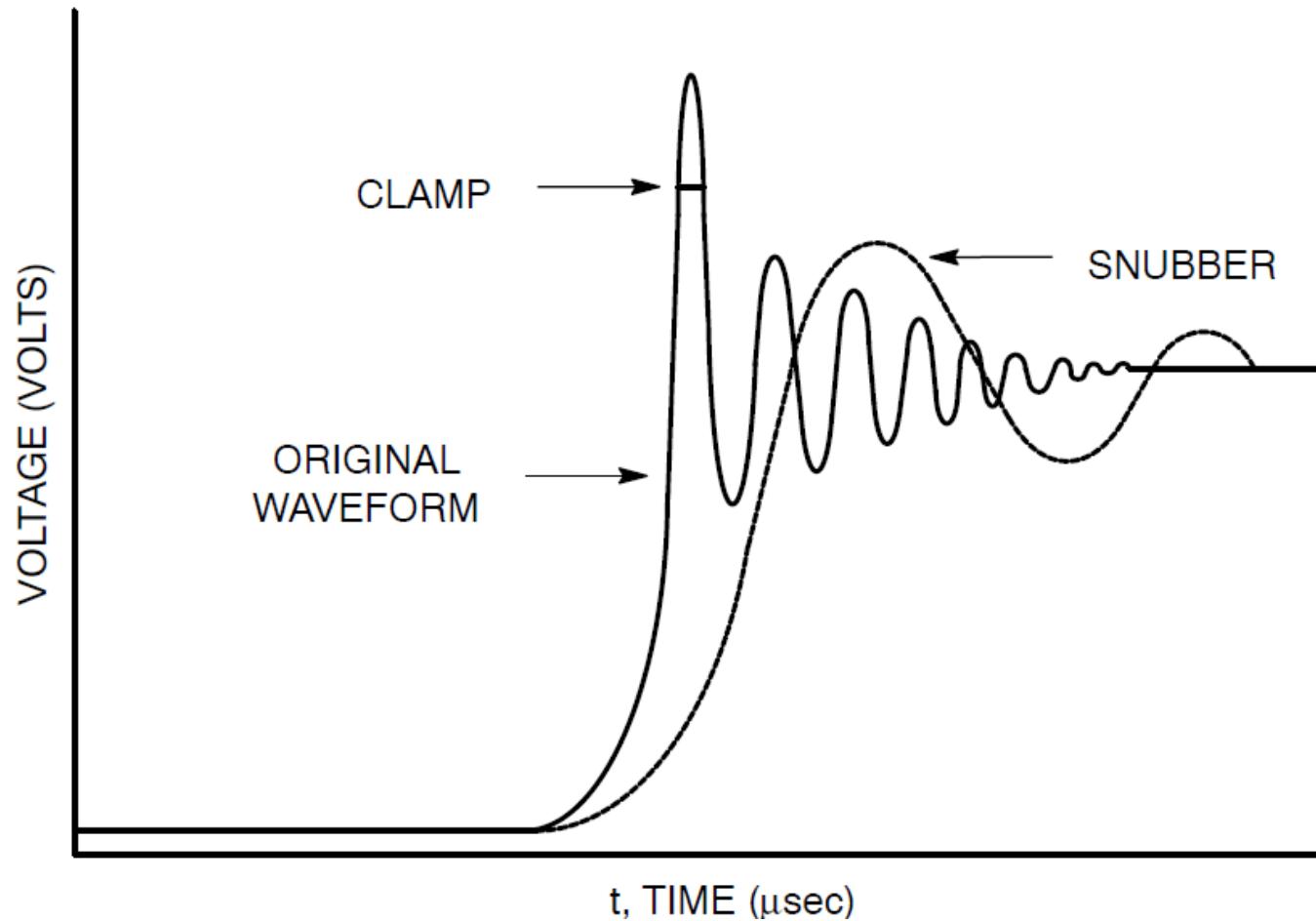
* $L=L_1+L_2+L_3+L_4$

- Resonance frequency

$$f = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L \times C}}$$

LE PowerMOSFET

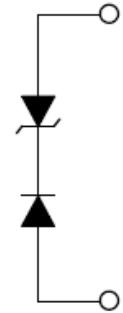
Les effets des différentes structures de limitation de surtensions



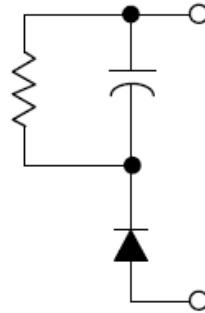
Source: ON Semiconductor - SWITCHMODE POWER SUPPLY REFERENCE MANUAL.pdf

LE PowerMOSFET

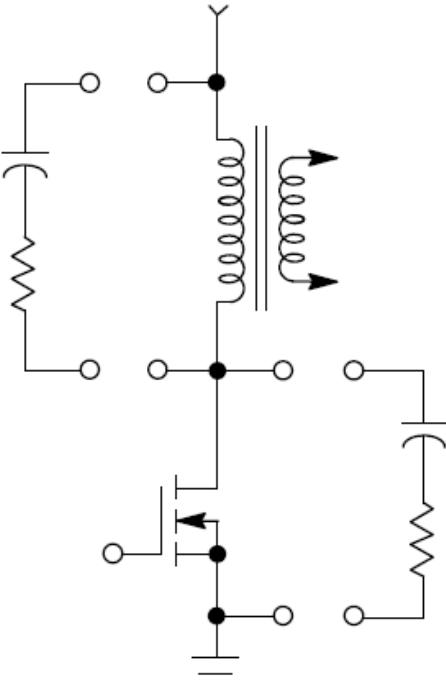
Structures de limitation de surtensions



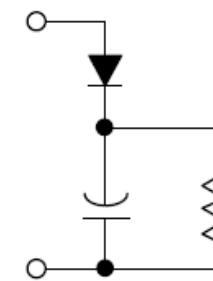
ZENER
CLAMP



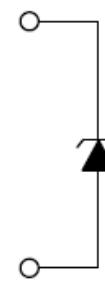
SOFT
CLAMP



SNUBBER



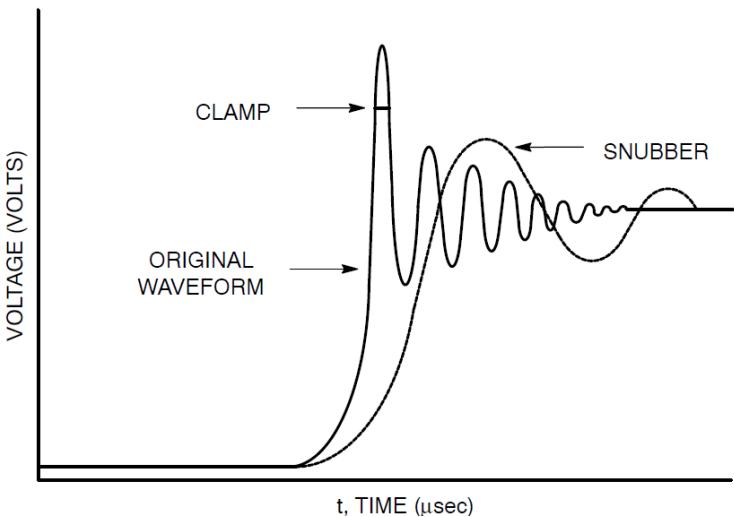
SOFT
CLAMP



ZENER
CLAMP

LE PowerMOSFET

Pourquoi ajouter un «snubber»?



- Réduit les pointes de tension ou de courant
- Limite le di/dt ou le dU/dt
- Mise en forme de U et I pour être dans la zone de sécurité
- Transfert de la puissance dissipée du commutateur dans une résistance ou une charge utile
- Réduction de la puissance totale perdue engendrée par la commutation
- Réduction des perturbations électromagnétiques par l'amortissement des oscillations parasites de la tension et du courant

Source: ON Semiconductor - SWITCHMODE POWER SUPPLY REFERENCE MANUAL.pdf

LE PowerMOSFET

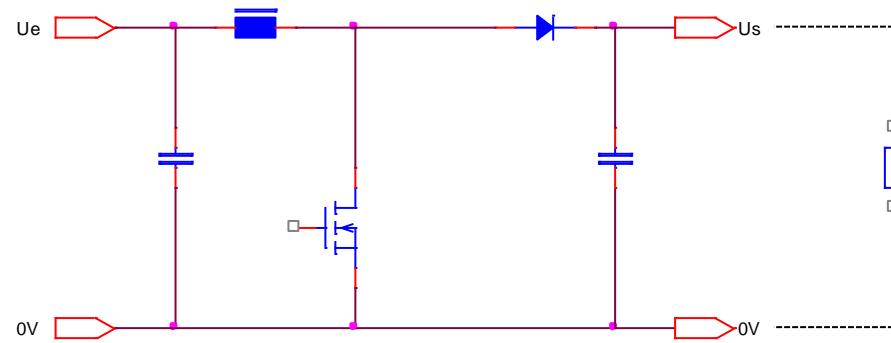
Mauvais dimensionnement d'un snubber dans un convertisseur industriel



LE PowerMOSFET

Comment dimensionner un «snubber»?

Exemple de dimensionnement:

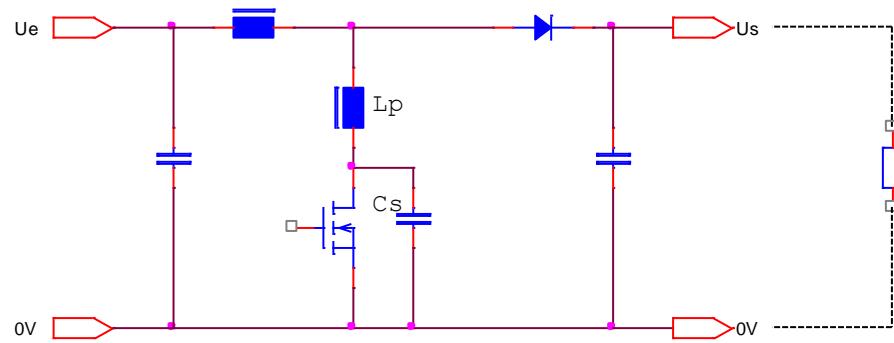


Source: ON Semiconductor

LE PowerMOSFET

Comment dimensionner un «snubber»?

Exemple de dimensionnement:



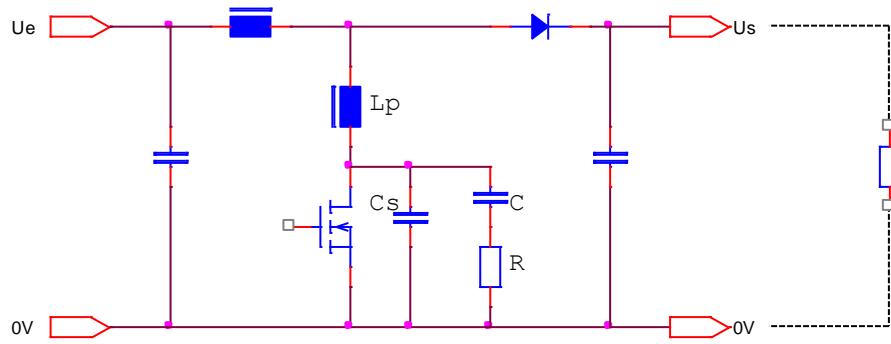
L_p : Inductance parasite due au câblage et aux composants

C_s : Capacité parasite due aux composants (voir les datasheets)

LE PowerMOSFET

Comment dimensionner un «snubber»?

Exemple de dimensionnement:



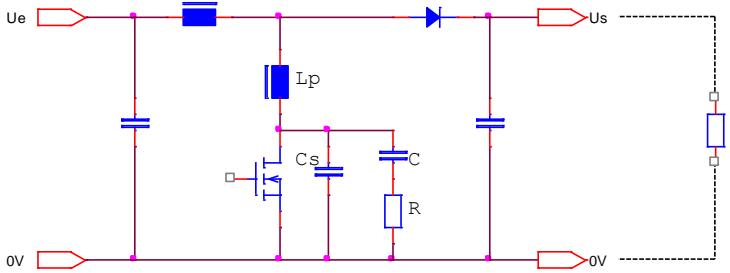
L_p : Inductance parasite due au câblage et aux composants

C_s : Capacité parasite due aux composants

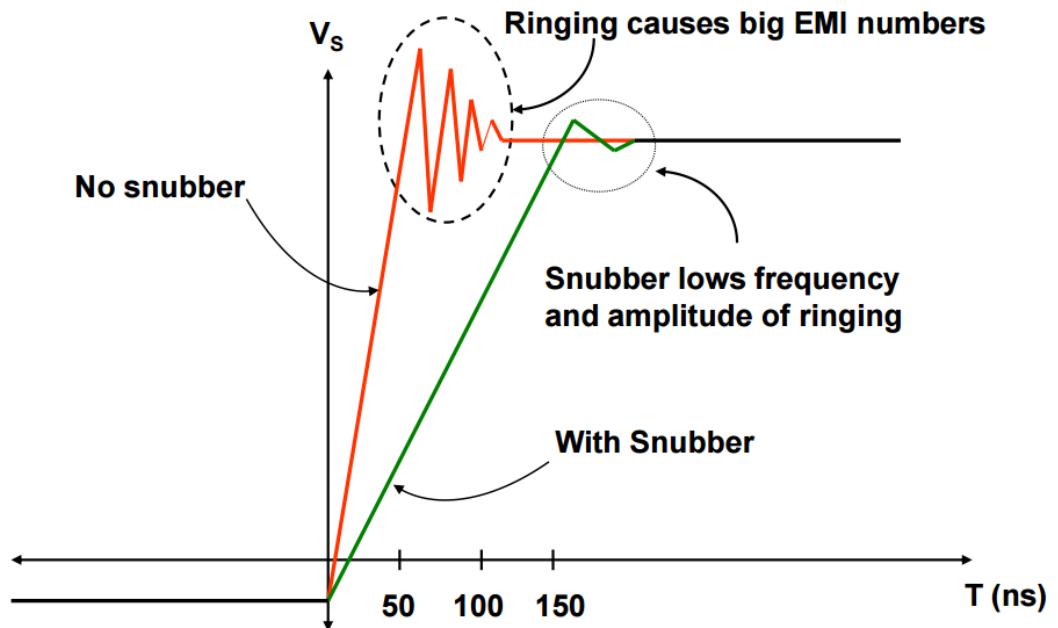
C et R forment le «snubber»

LE PowerMOSFET

Comment dimensionner un «snubber»?



- 1) Mesurer la fréquence parasite (ringing frequency) f_0
- 2) Calculer $z = 2\pi f_0 L_p$ ou $\frac{1}{2\pi f_0 C_s}$
- 3) Calculer $R = z$
- 4) Calculer $C = \frac{1}{2\pi f_0 R}$
- 5) Calculer la puissance dissipée par R: $P_R = CU^2 f_s$
- 6) Si besoin ajuster R pour améliorer la réponse



Source: ON Semiconductor

COURS D'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

Contrôle

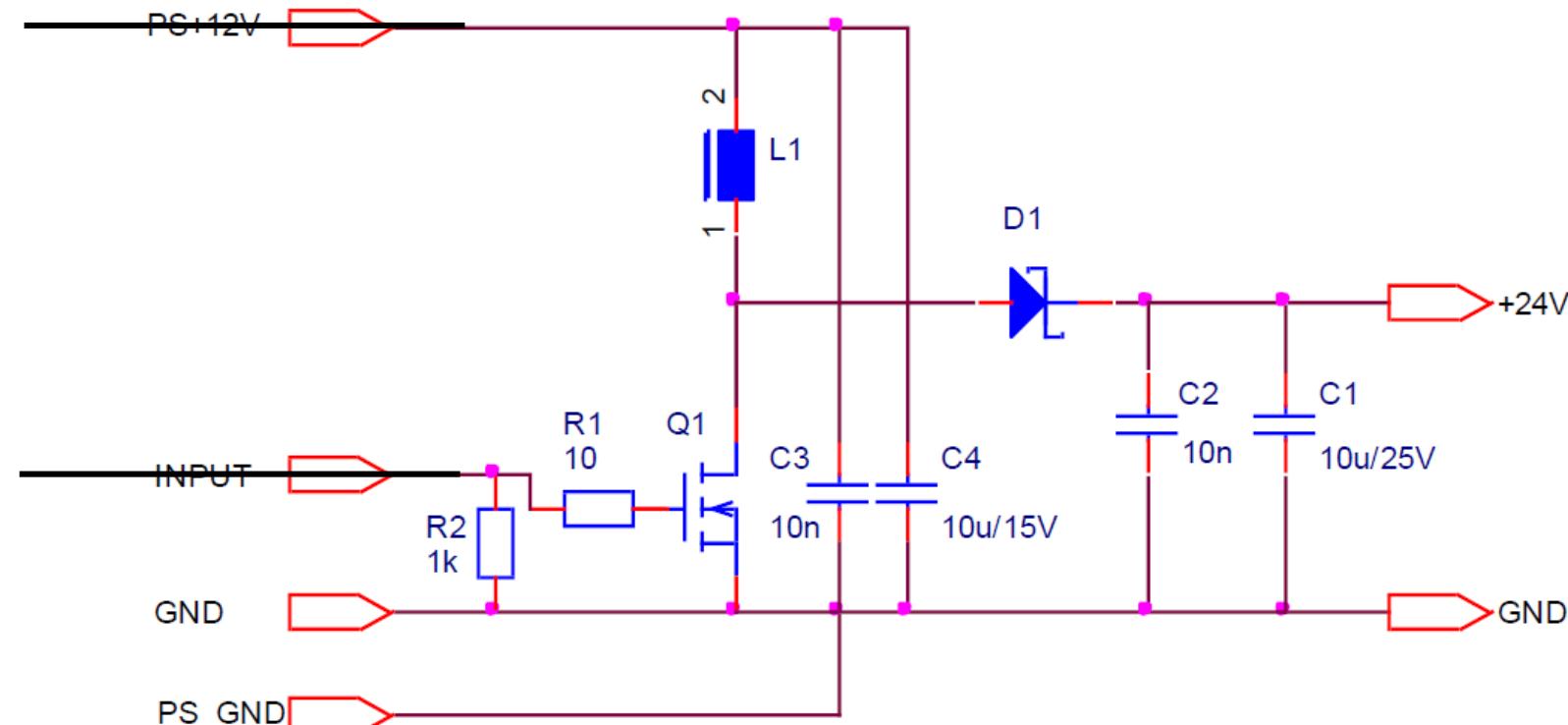
ETML-ES 2023

Jonathan Braun

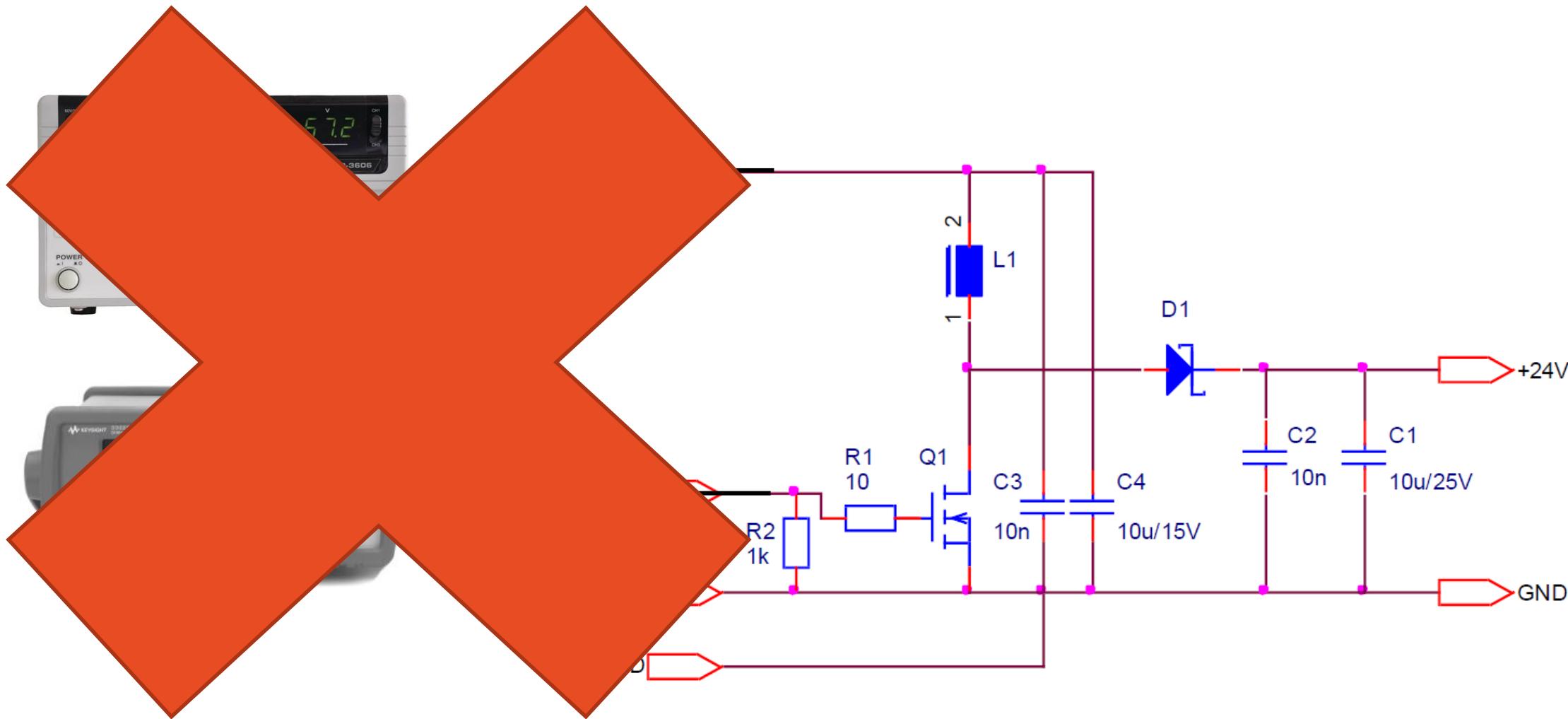
Sommaire

- Contrôleurs dédiés
 - Contrôle en tension
 - Contrôle en courant
- Contrôle par DSP:
 - Contrôle en tension avec correcteur PI
 - Contrôle en courant avec correcteur PI

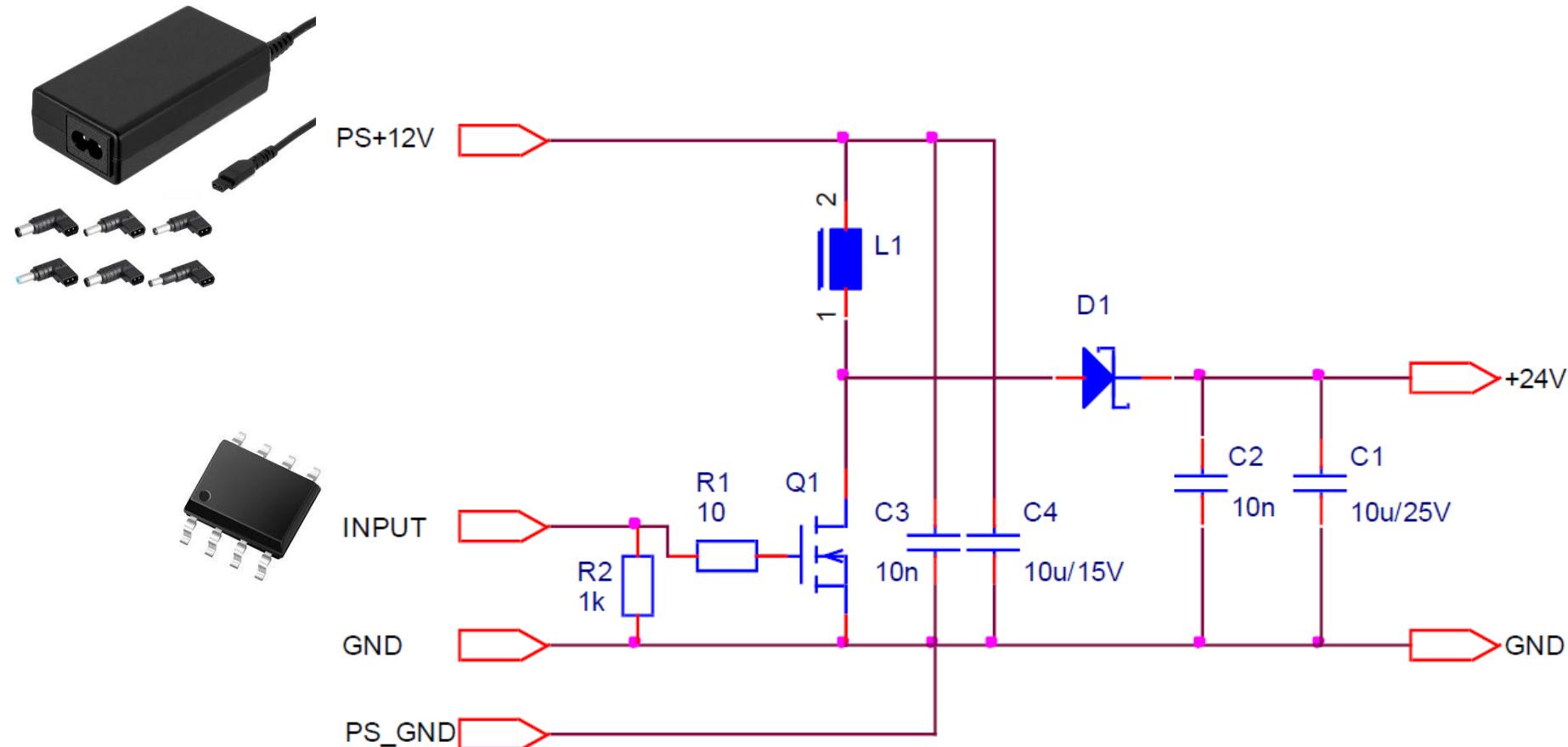
Contrôleurs dédiés



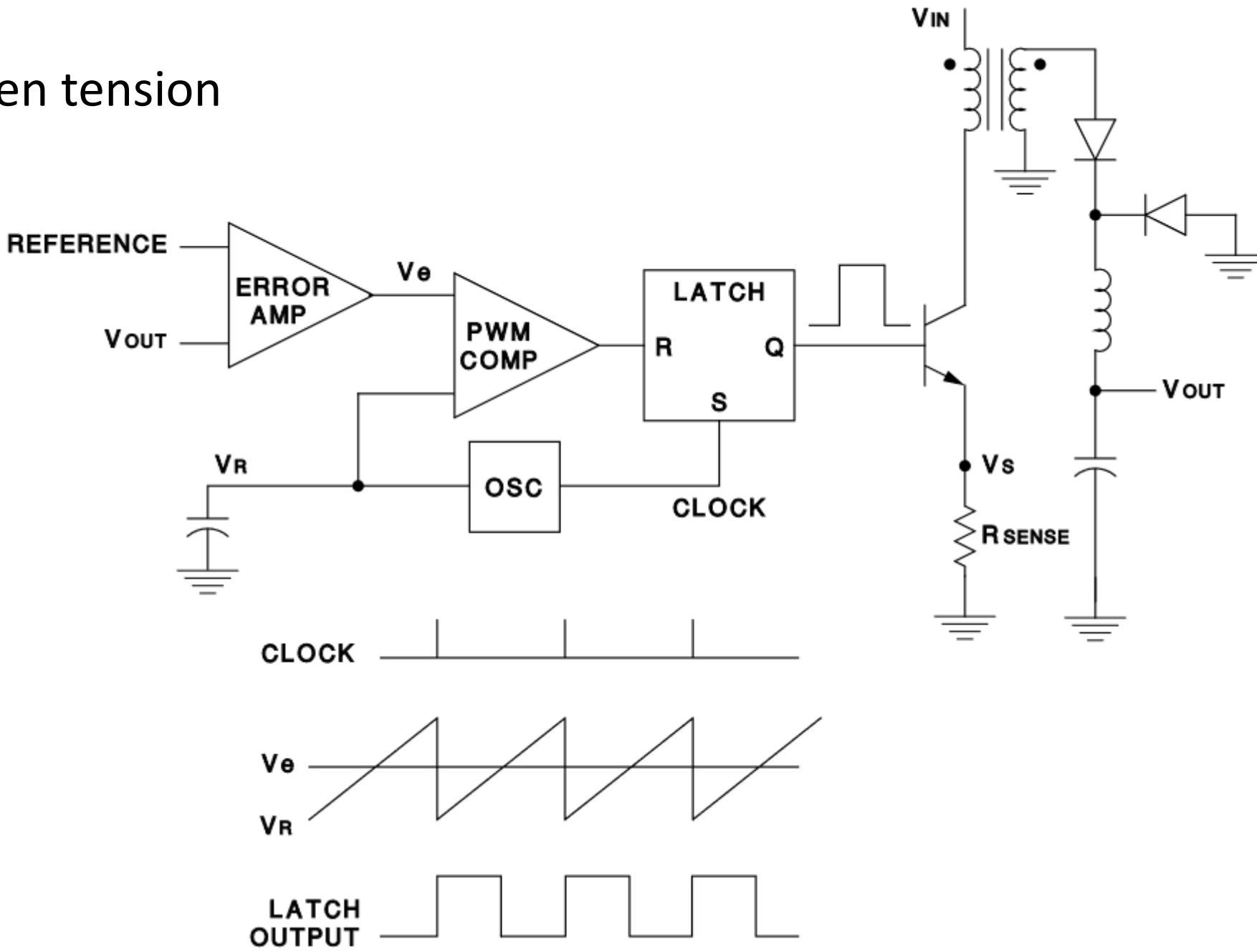
Contrôleurs dédiés



Contrôleurs dédiés

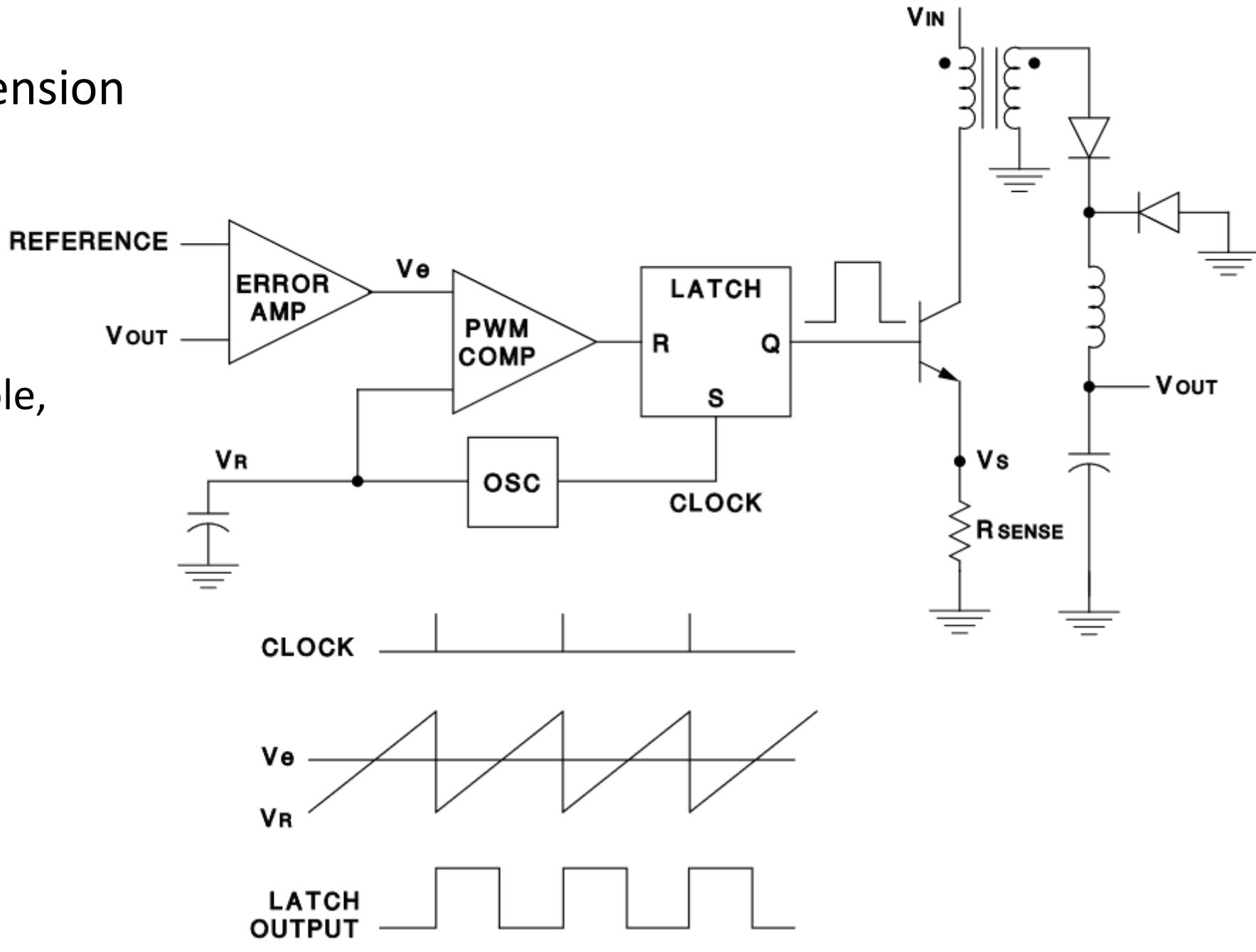


Contrôle en tension

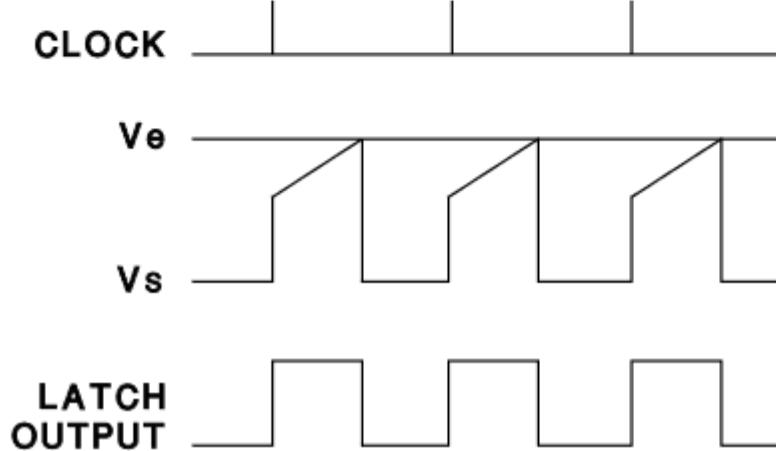
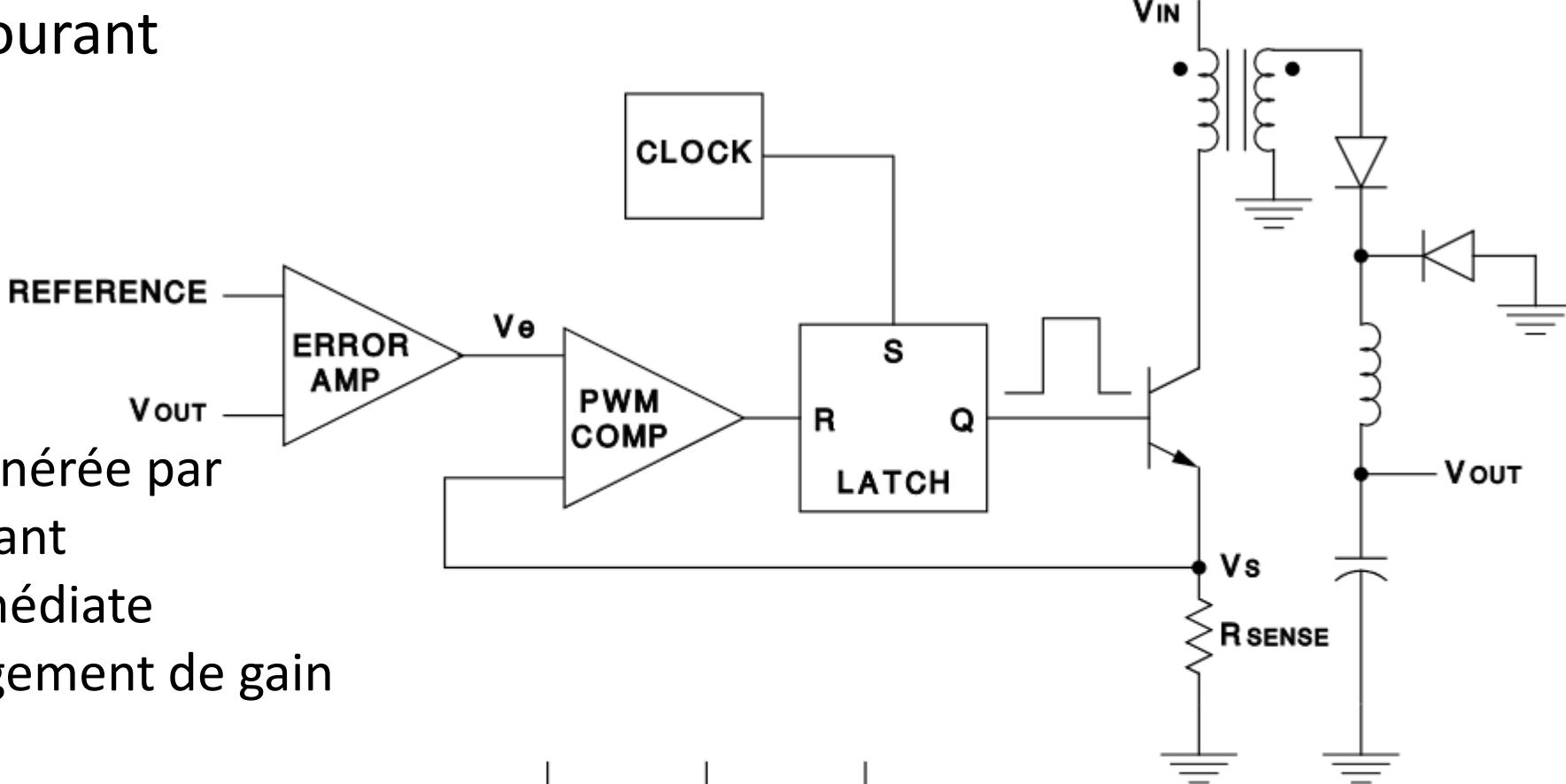


Contrôle en tension

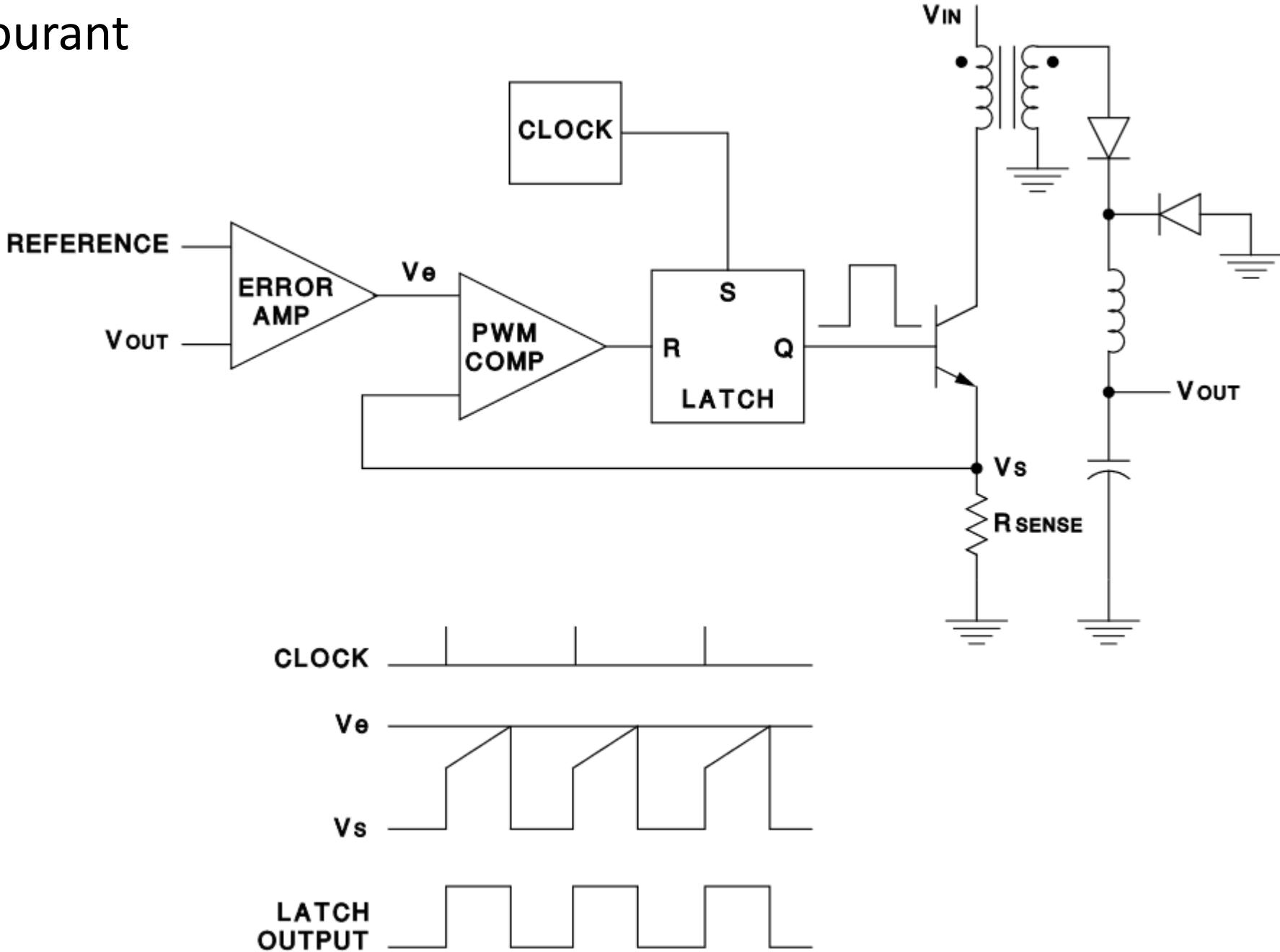
- Très (trop) simple, quasiment plus utilisé
- Contrôle lent



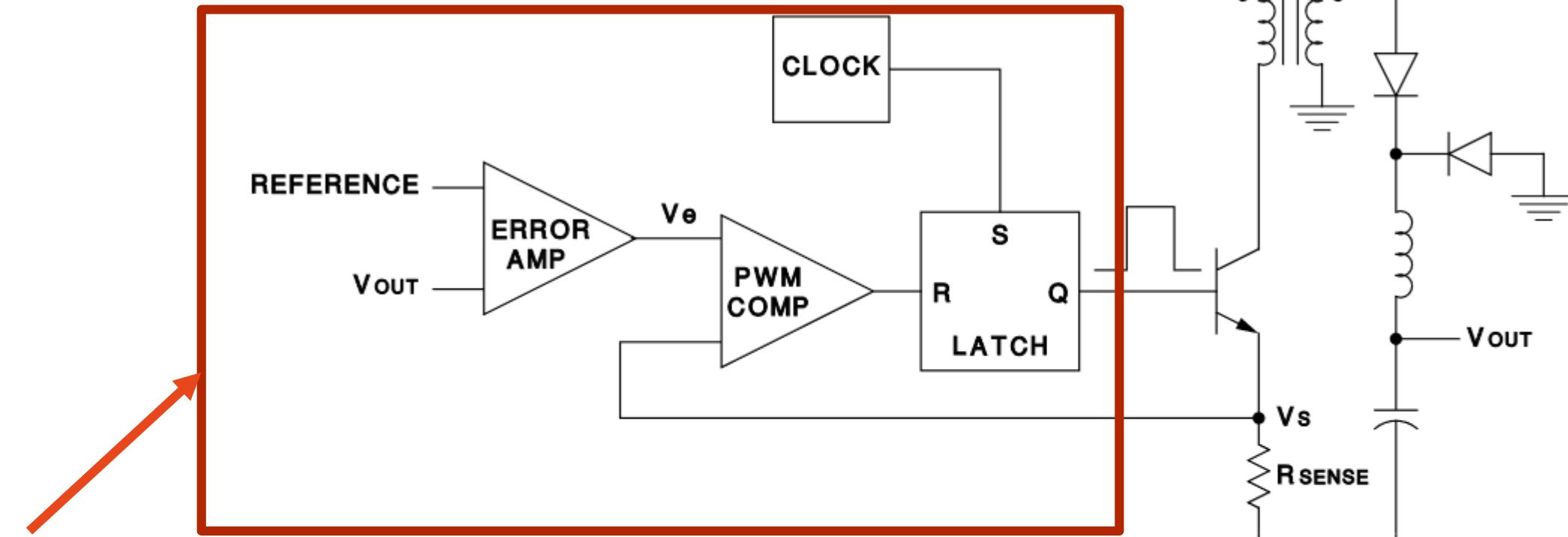
Contrôle en courant



Contrôle en courant



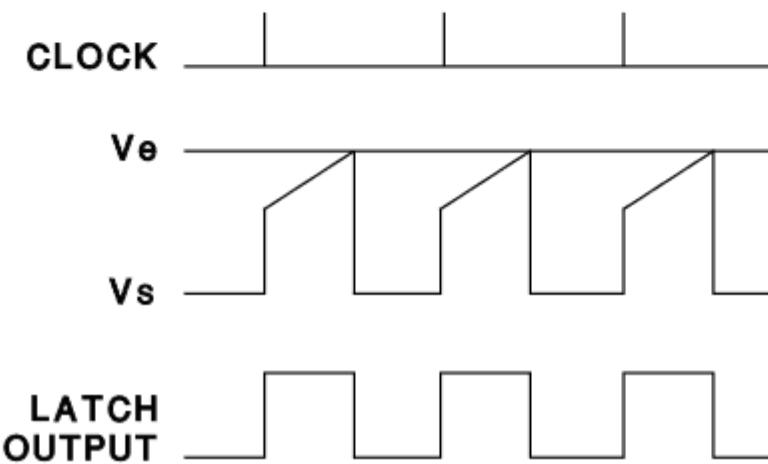
Contrôle en courant



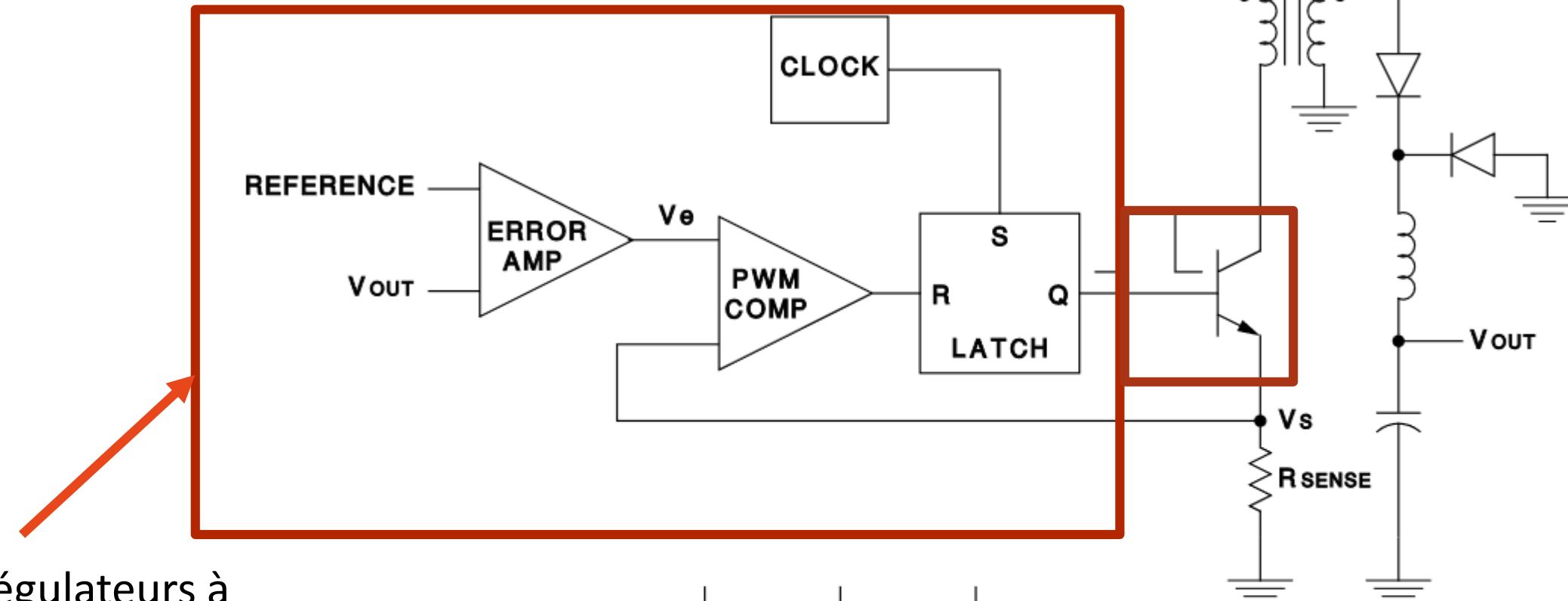
Régulateurs à découpage, MOSFET externe

Ex:
MAX1626

13/03/2023



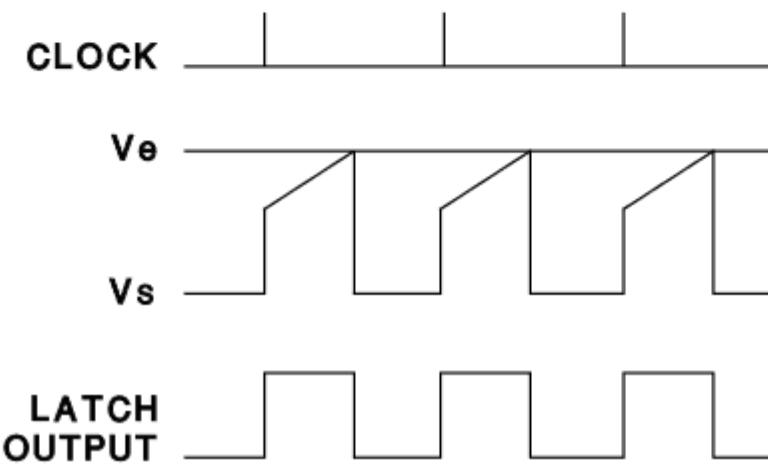
Contrôle en courant (Peak Current Mode)



Régulateurs à découpage, MOSFET interne

Ex:
MAX5033

13/03/2023

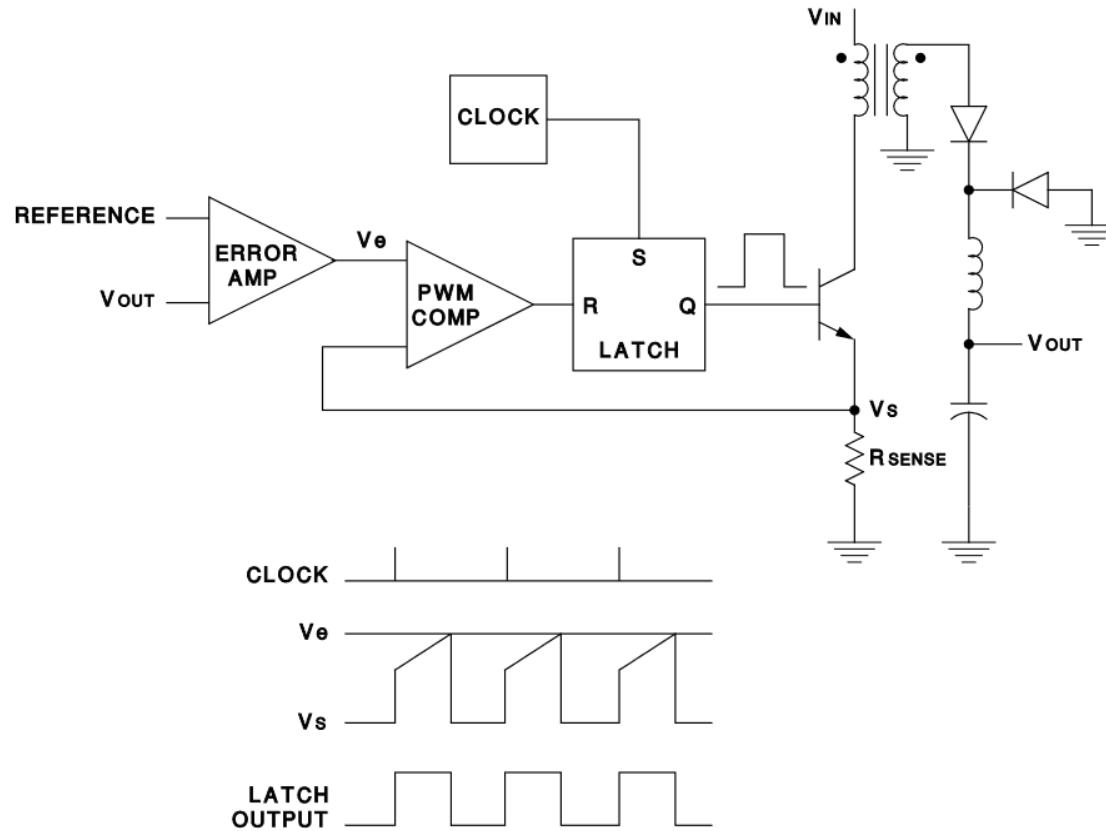


Contrôle en courant (Peak Current Mode)

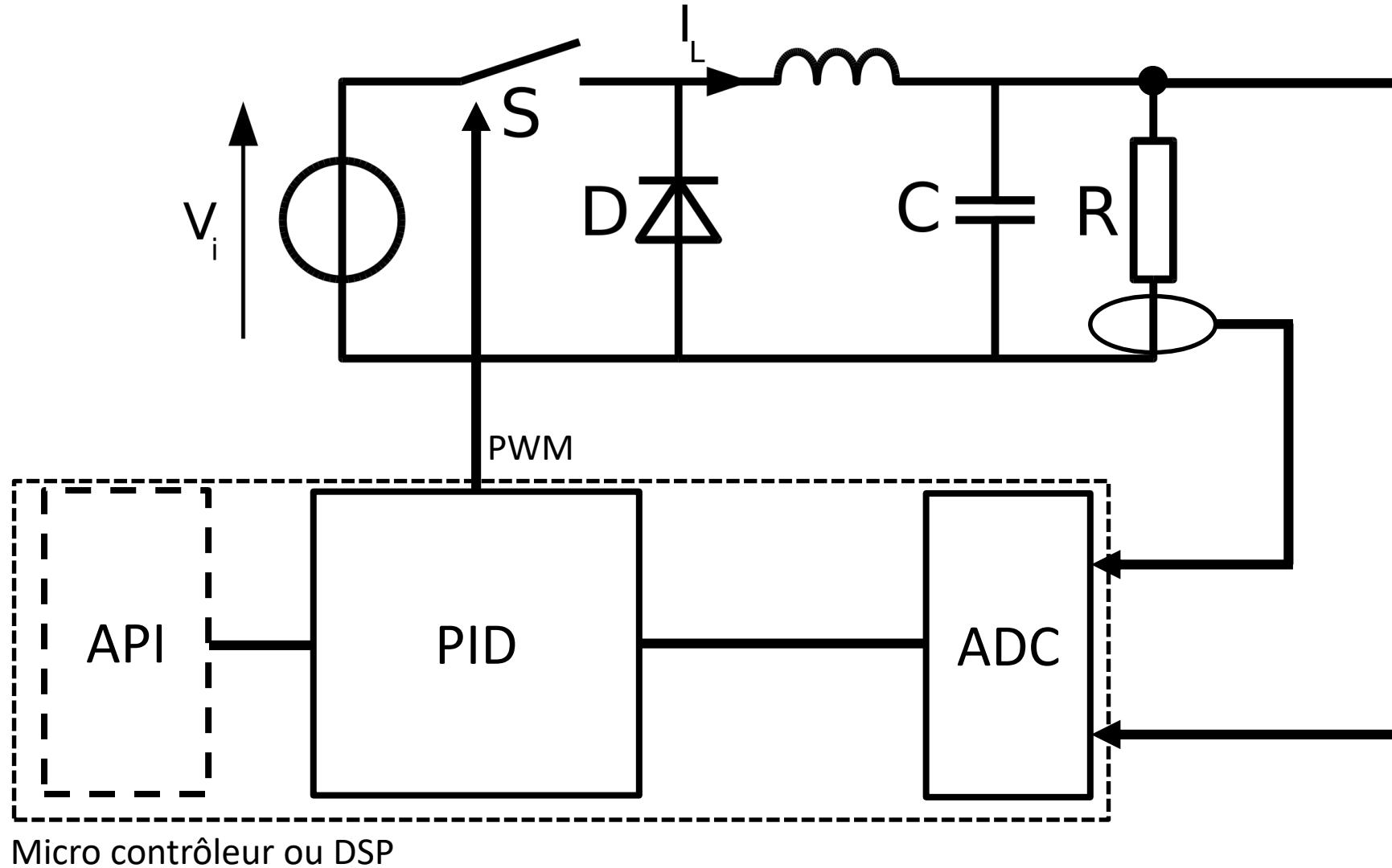
Exercice:

Sous Tina, réalisez un convertisseur Buck avec contrôle Peak Current et une sortie ajustée en tension.

- Partez du fichier Tina disponible sur le site du cours
- Réalisez le convertisseur Buck
- Charge: 100 Ohm
- Tension d'alimentation: 12V
- Tension de sortie: 5V
- Simulez
- Observez le fonctionnement du convertisseur
- Faites varier la charge et la tension de sortie



Contrôle par DSP



Contrôle par DSP

- Pour une structure très simple (structures non-isolées de base), un microcontrôleur basique peut suffire
- Dans les cas plus complexes (commande moteur, convertisseurs complexes) un DSP spécialisé est souvent nécessaire.
- Certaines applications de pointe peuvent nécessiter l'utilisation de FPGA.
- Standard industriel: TI TMS320
- Possibilité dans le monde Microchip: DSPIC

Avantages DSP:

- Interruptions déterministes
- Calculs en virgule flottantes
- IO orientés contrôle
- Optimisés pour le calcul mathématique

Contrôle par DSP

Le logiciel de contrôle se doit de contenir les fonctions suivantes:

- Génération de PWM
- Mesure du courant et de la tension de sortie (au minimum)
- Machine d'état permettant la gestion des différents modes de fonctionnement
- Algorithme de contrôle (PI(D) dans la majorité des cas)
- Fonctions de sécurité (overvoltage, overcurrent, overtemp, ...)

Lors du développement d'un logiciel de contrôle, il est capital (et parfois complexe) d'unifier les valeurs mesurées et calculées. Il faut s'assurer de toujours comparer des valeurs comparables. La maîtrise des conversions est donc indispensable.

COURS D'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

Redressement

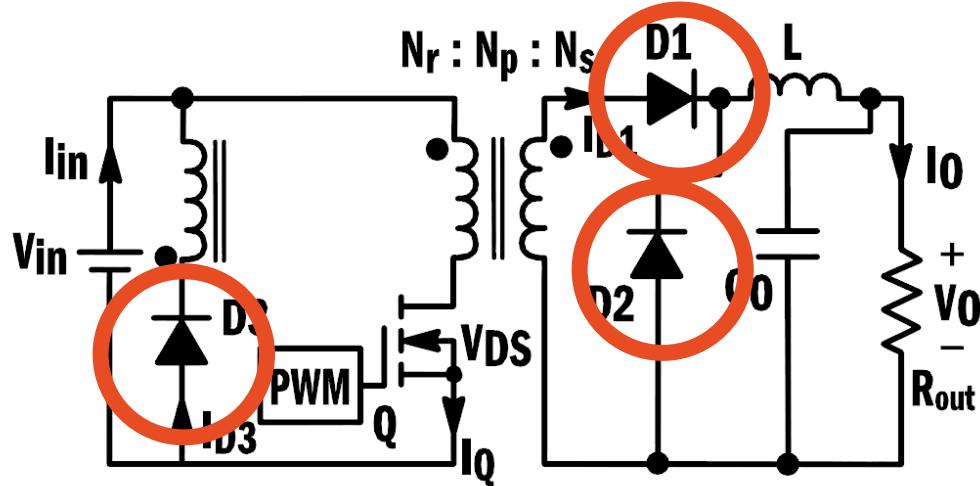
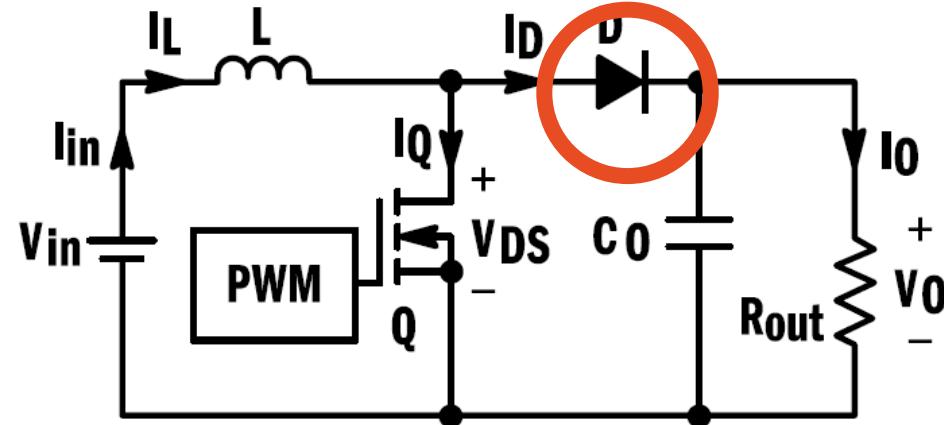
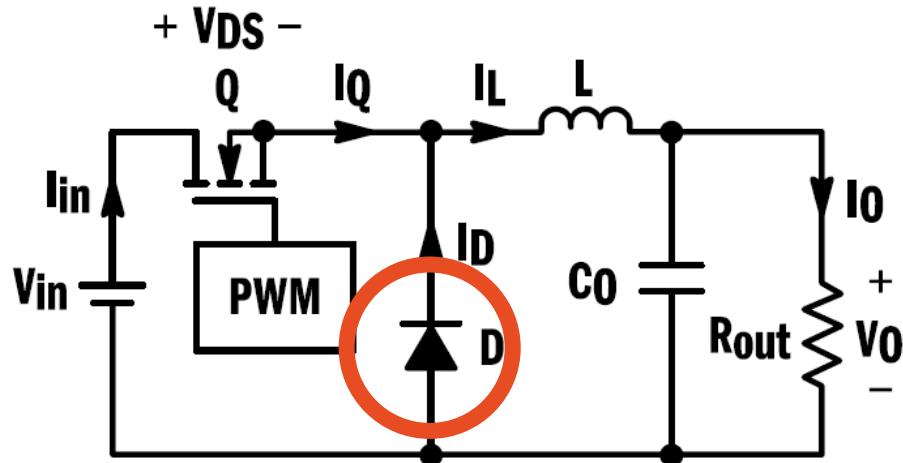
ETML-ES 2023

Jonathan Braun

Sommaire

- Redressement passif
- Quelles diodes privilégier?
- Redressement actif
- Problématiques et stratégies de contrôle

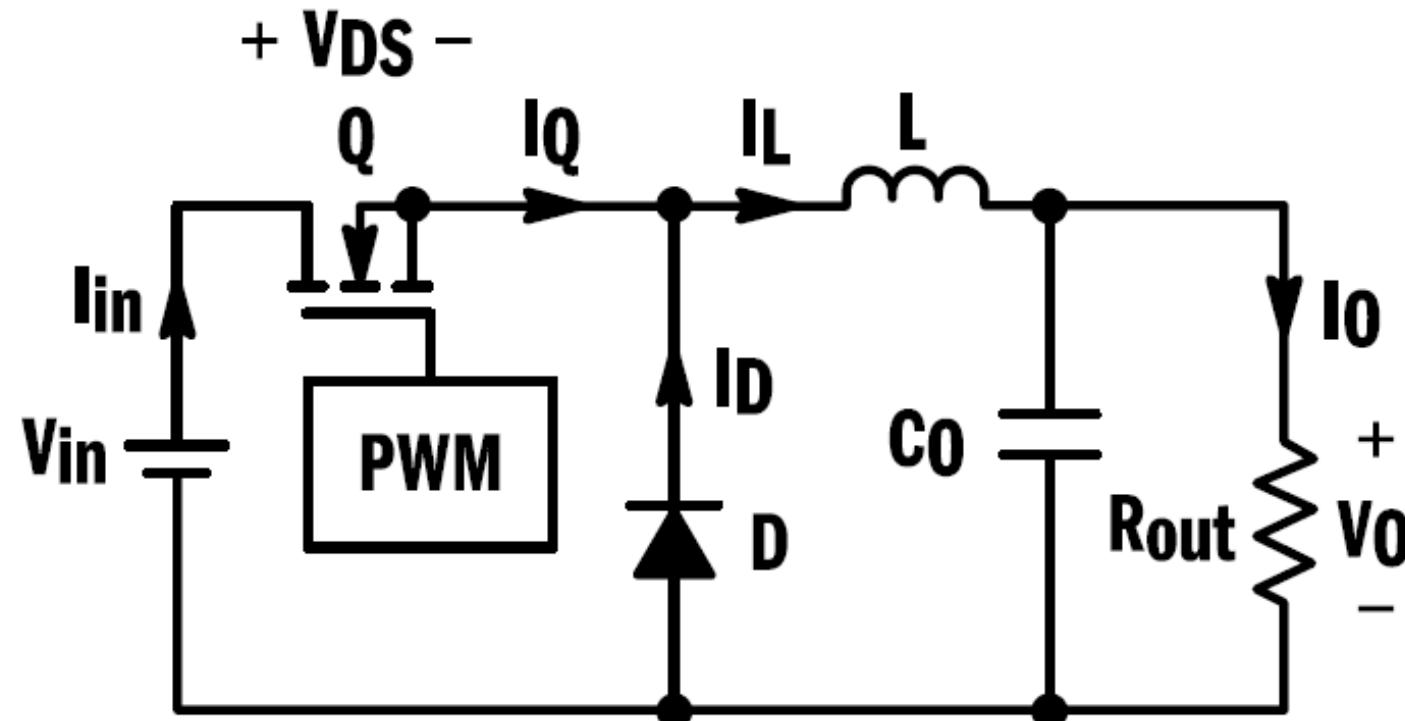
Redressement passif



Redressement passif

Problèmes avec diodes silicium standard?

- Forward voltage (0.7V)
- Vitesse d'opération



Rectifier Type	Average V_f	Reverse Recovery Time	Typical Applications
Standard Recovery	0.7–1.0 V	1,000 ns	50–60 Hz Rectification
Fast Recovery	1.0–1.2 V	150–200 ns	Output Rectification
UltraFast Recovery	0.9–1.4 V	25–75 ns	Output Rectification ($V_o > 12$ V)
Schottky	0.3–0.8 V	< 10 ns	Output Rectification ($V_o < 12$ V)

Redressement passif

Problèmes avec diodes silicium standard?

Pertes dans la diode:

$$P_D = V_D \cdot I_{out} \cdot \left(1 - \frac{V_{out}}{V_{in}}\right)$$

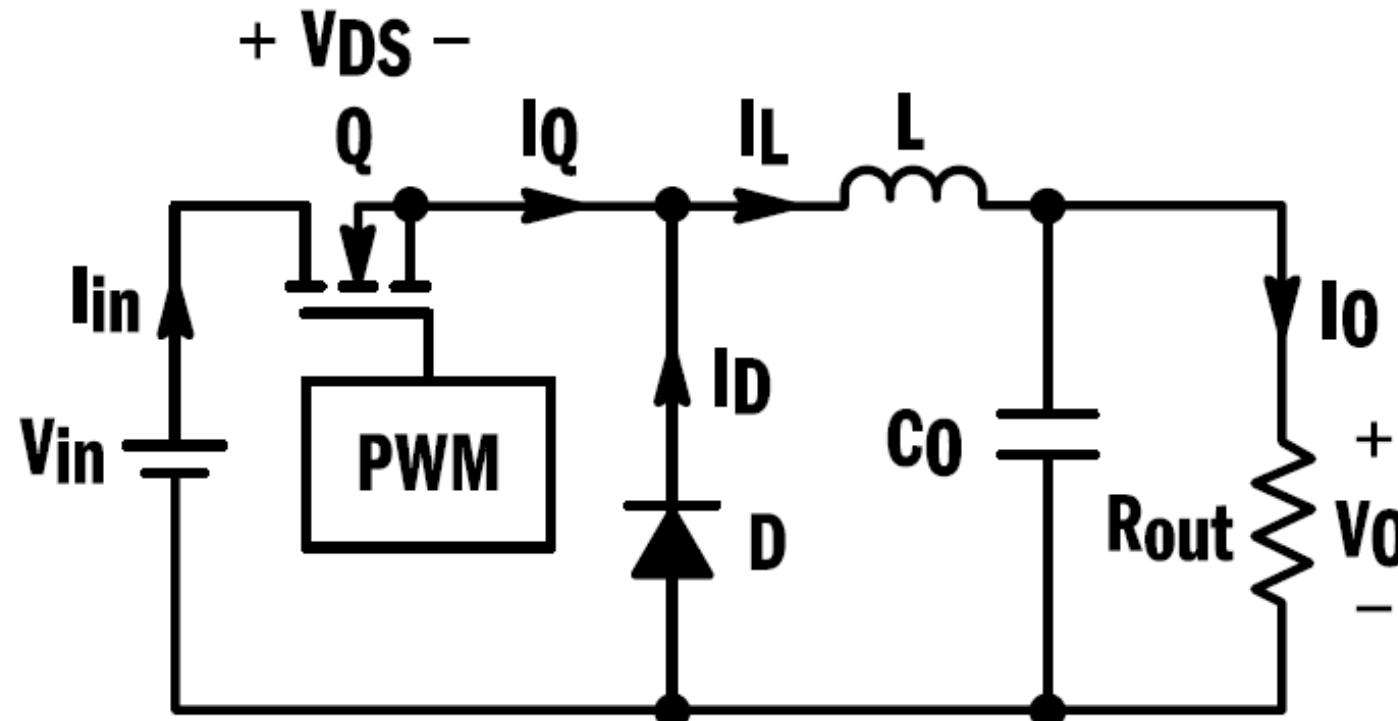
Convertisseur 15V \rightarrow 5V/2A

Diode silicium $V_f = 0.7V$

$$P_D = 0.93W$$

$$P_{tot} = 2 \cdot 5 = 10W$$

$$P_{Drelative} = 9.3 \% !$$



Redressement passif

Problèmes avec diodes silicium standard?

Pertes dans la diode:

$$P_D = V_D \cdot I_{out} \cdot \left(1 - \frac{V_{out}}{V_{in}}\right)$$

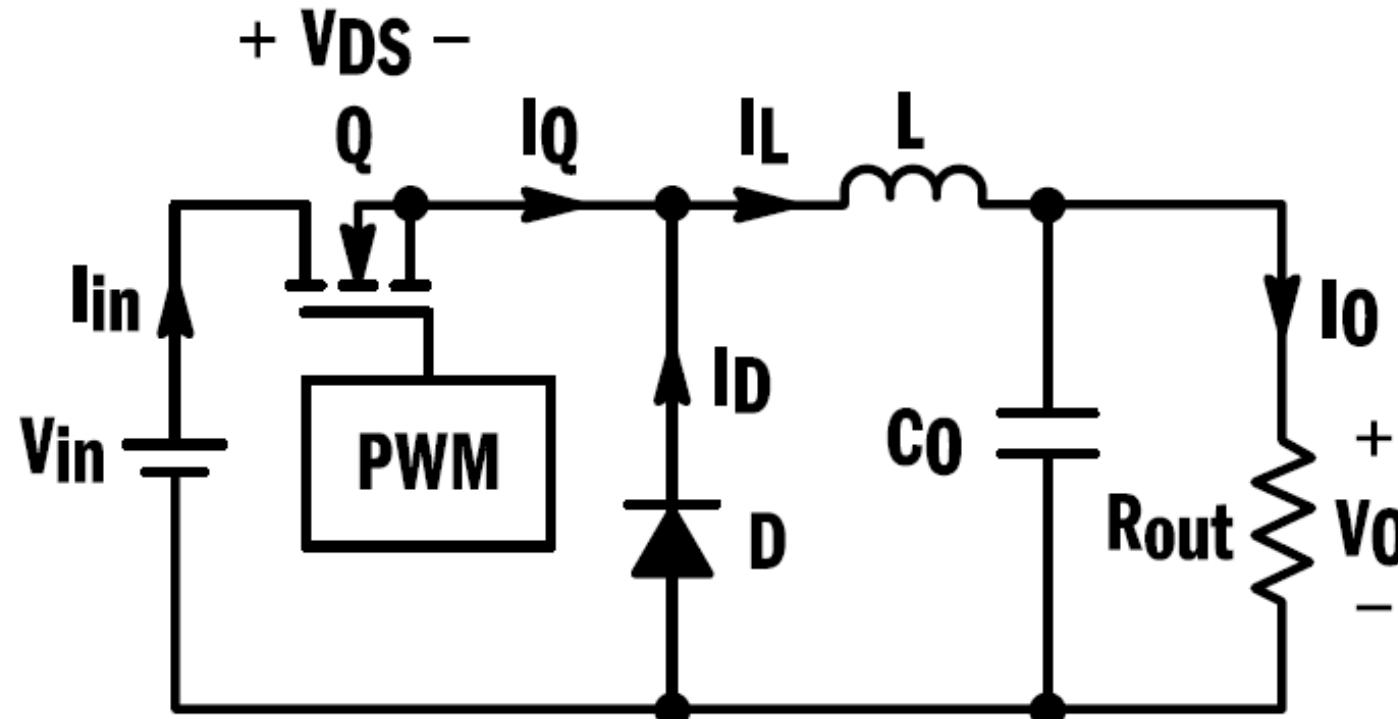
Convertisseur 15V \rightarrow 5V/2A

Diode Schottky $V_f = 0.3V$

$$P_D = 0.4W$$

$$P_{tot} = 2 \cdot 5 = 10W$$

$$P_{Drelative} = 4\%$$



Problèmes avec diodes silicium standard?

Pertes dans la diode:

$$P_D = V_D \cdot I_{out} \cdot \left(1 - \frac{V_{out}}{V_{in}}\right)$$

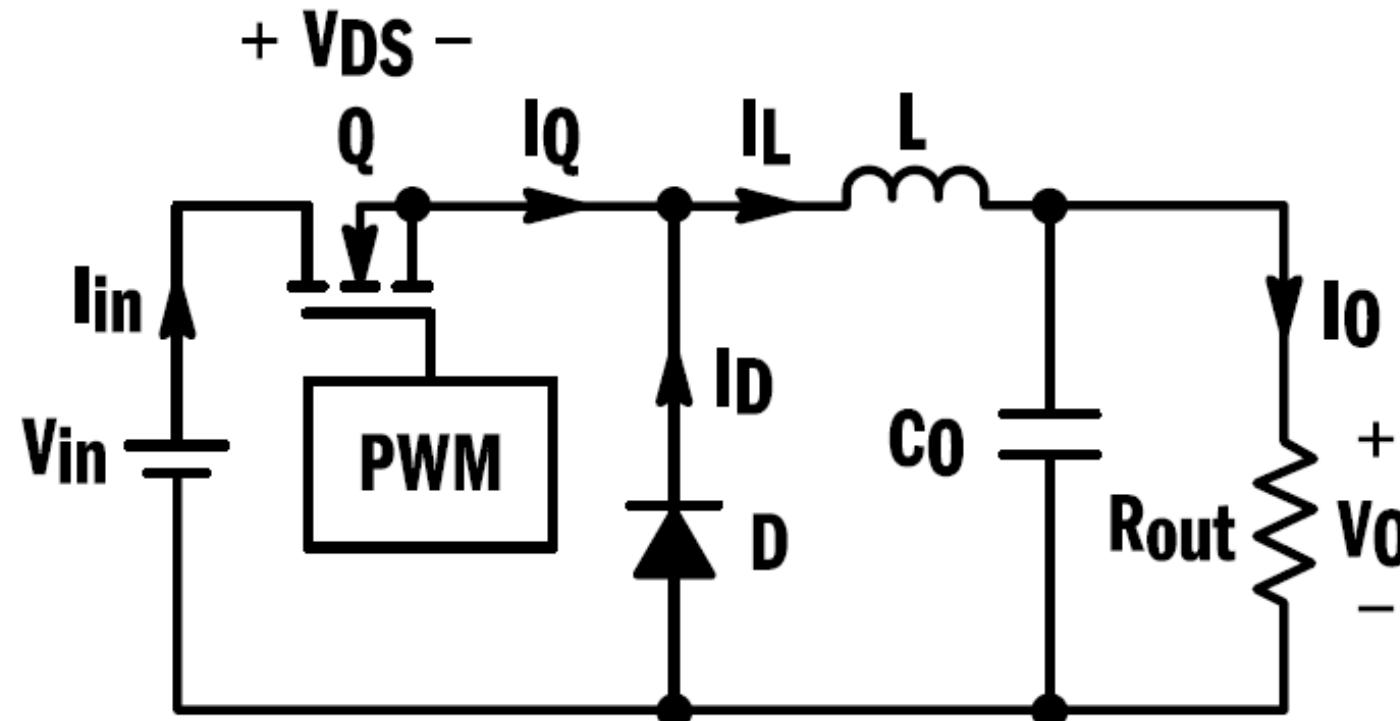
Diode Schottky $V_f = 0.3V$

$$P_D = 0.4W$$

Que se passe-il lorsqu'on désire diminuer la tension de sortie?

Pour les mêmes caractéristiques, calculer le pourcentage de pertes pour des tensions de sortie de 3.3V et 1.8V.

Redressement passif



Comment diminuer encore les pertes?

Redressement synchrone

Pertes dans le MOSFETs «low-side»

$$P_{FET} = R_{DSon} \cdot I_{out}^2 \cdot \left(1 - \frac{V_{out}}{V_{in}} \right)$$

Avec FDN339AN, $R_{DSon} = 35m\Omega$

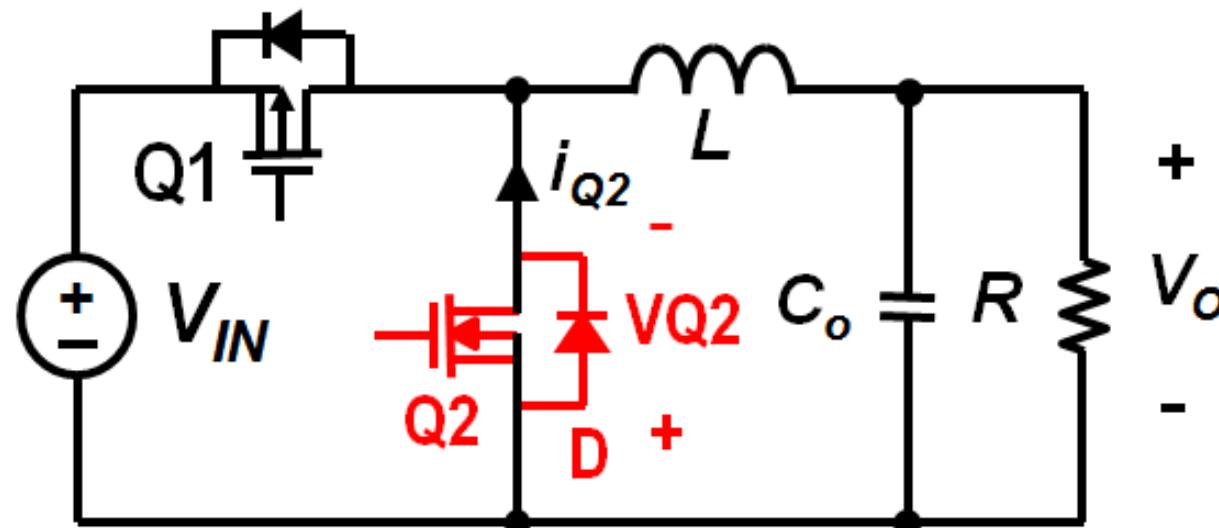
Donc avec une tension de sortie de 5V:

$$P_{FET} = 93mW$$

Avec $P_{tot} = 10W$

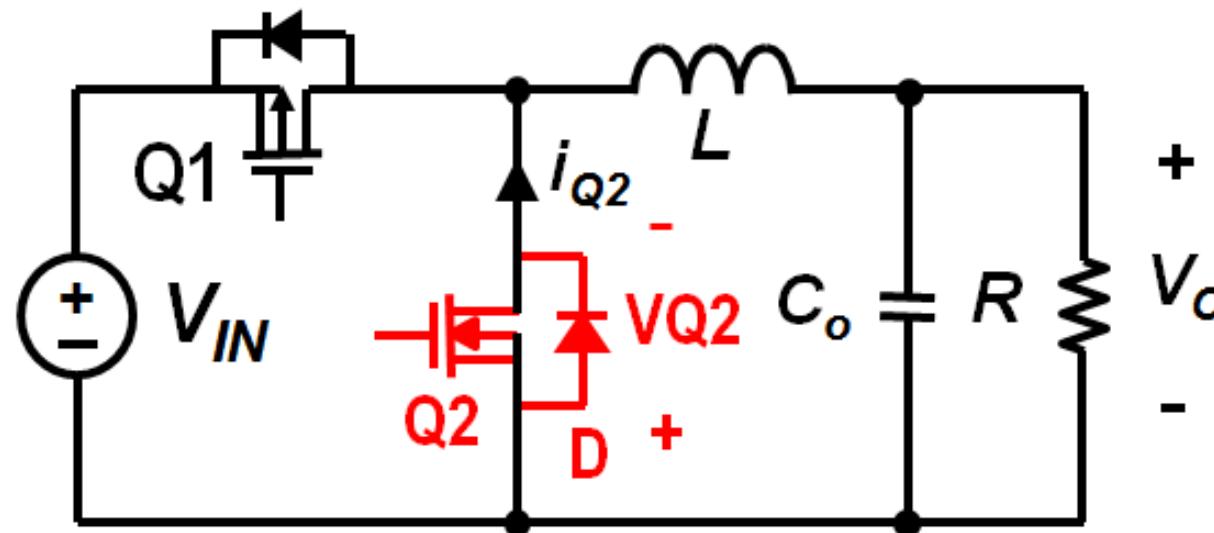
$$P_{FETrelative} = 0.93\%$$

Faire le calcul avec 3.3V et 1.8V.



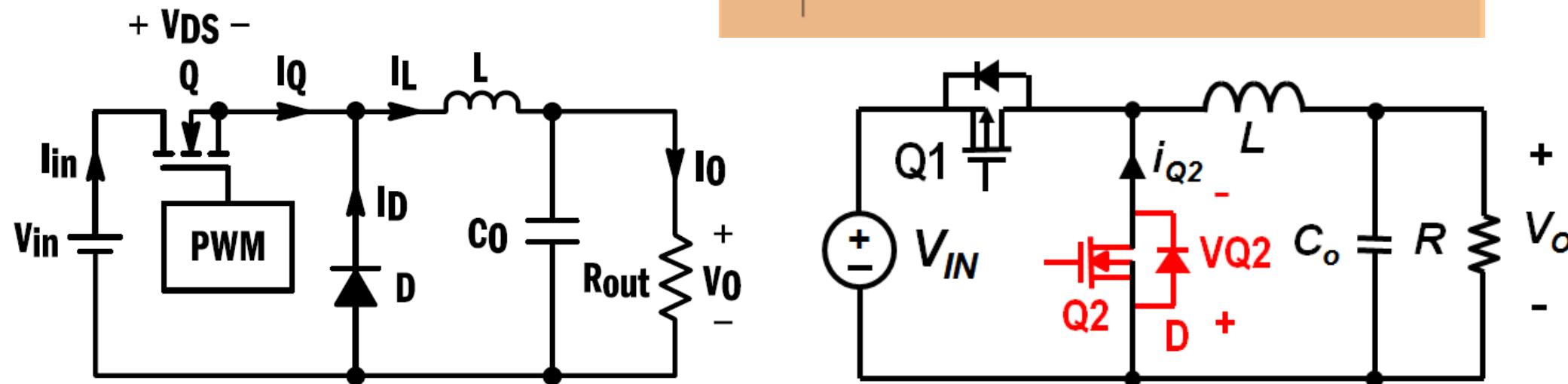
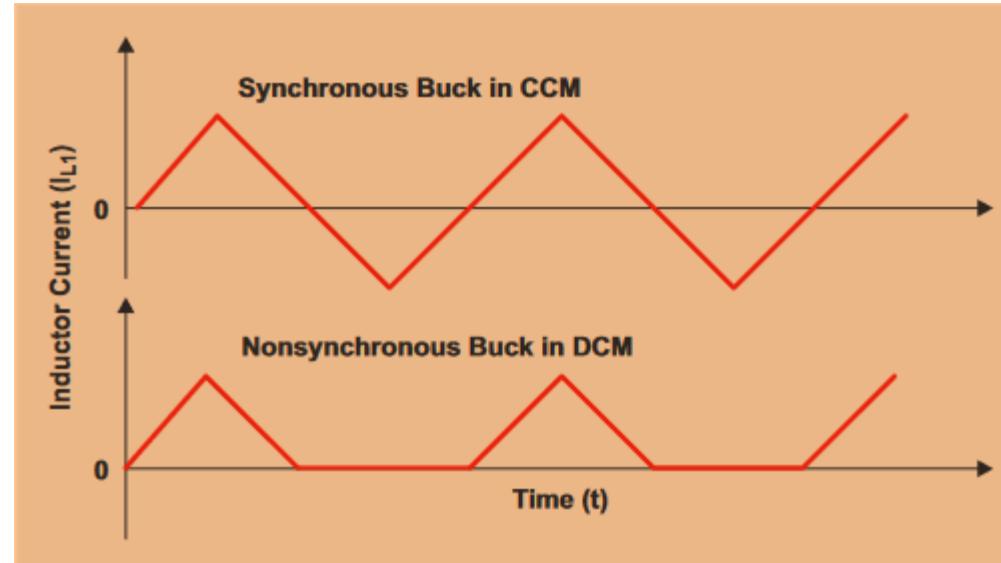
Redressement synchrone

- La rectification synchrone permet de diminuer drastiquement les pertes, particulièrement pour des tensions de sortie faibles.
- Les facteurs limitants de cette technique sont les suivants:
 - Coûts supplémentaires
 - Mode discontinu
 - Contrôle plus complexe



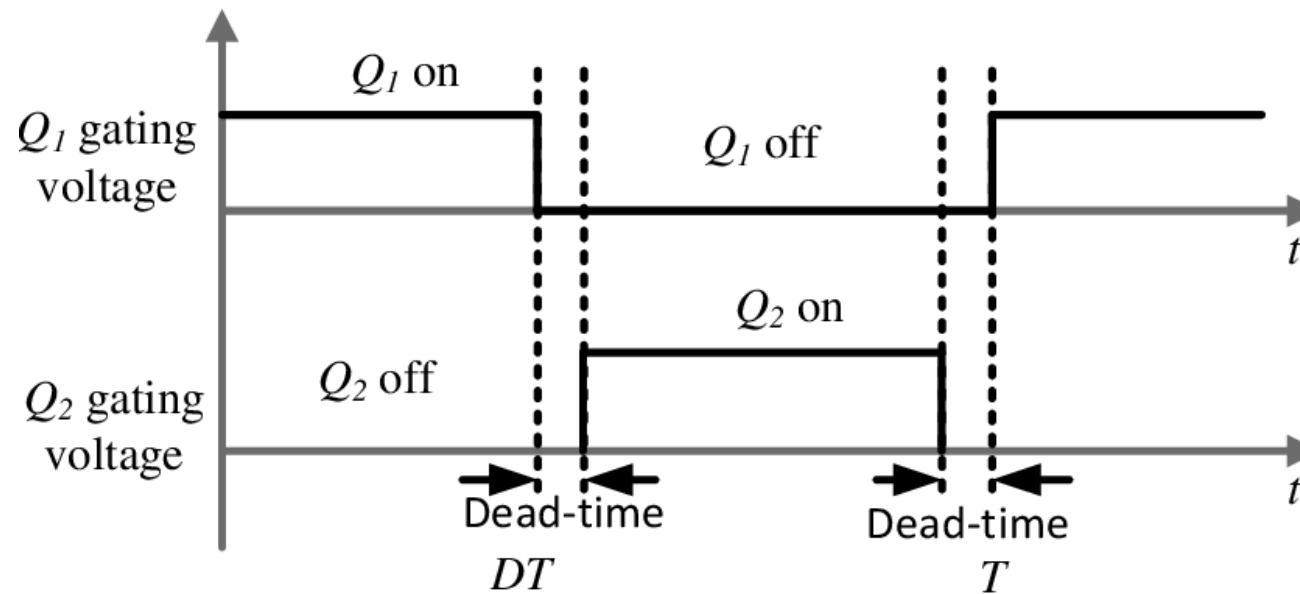
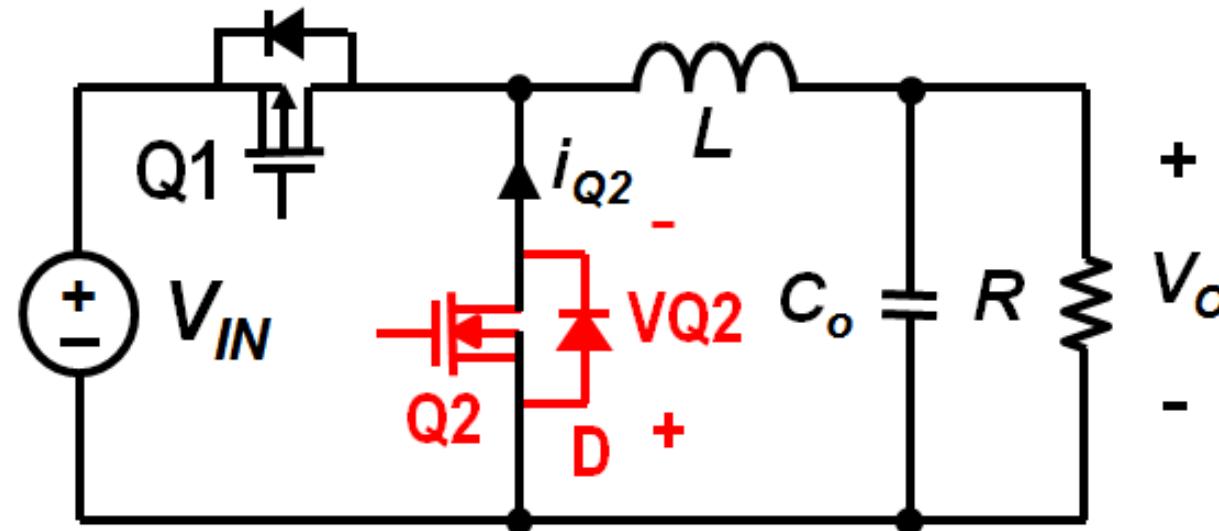
Redressement synchrone

- Mode discontinu
- Il existe des stratégies de contrôle pour limiter le problème



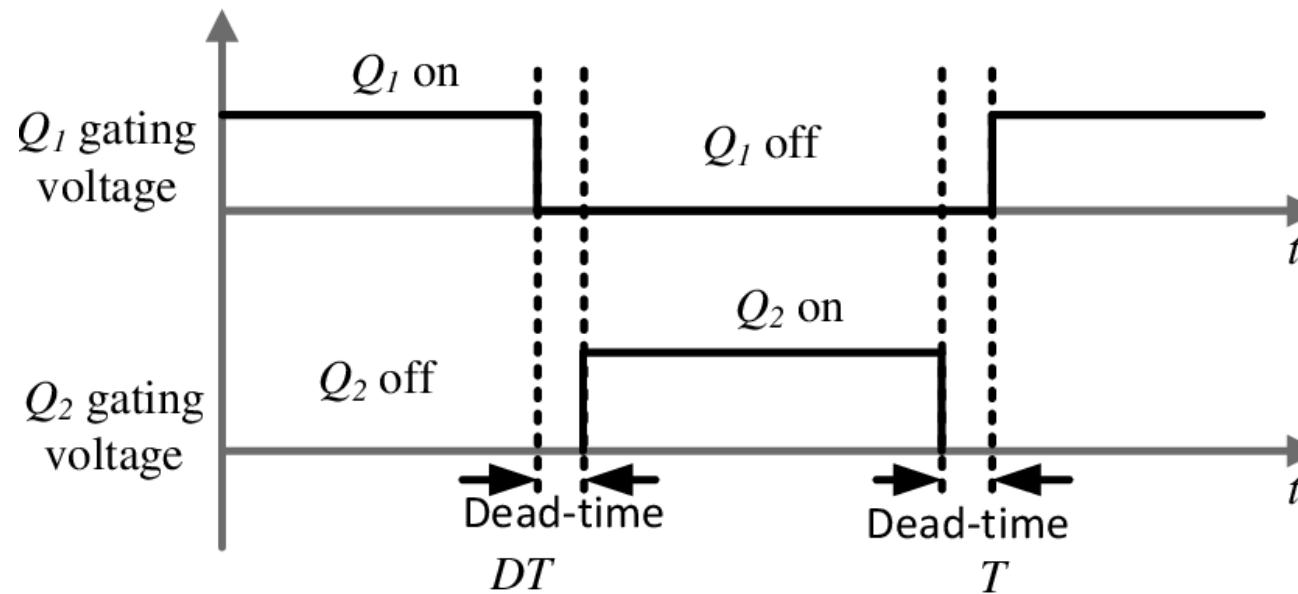
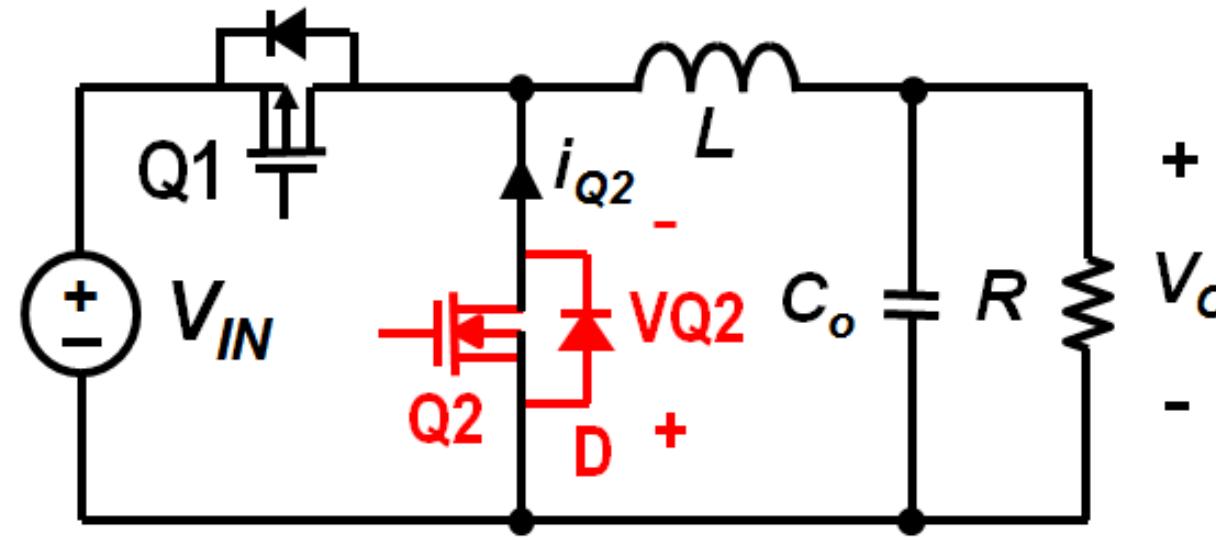
Redressement synchrone

- Contrôle plus complexe
- Il est capital d'éviter le phénomène de «shoot-trough»
- Pour ceci, on utilise un «dead-time»



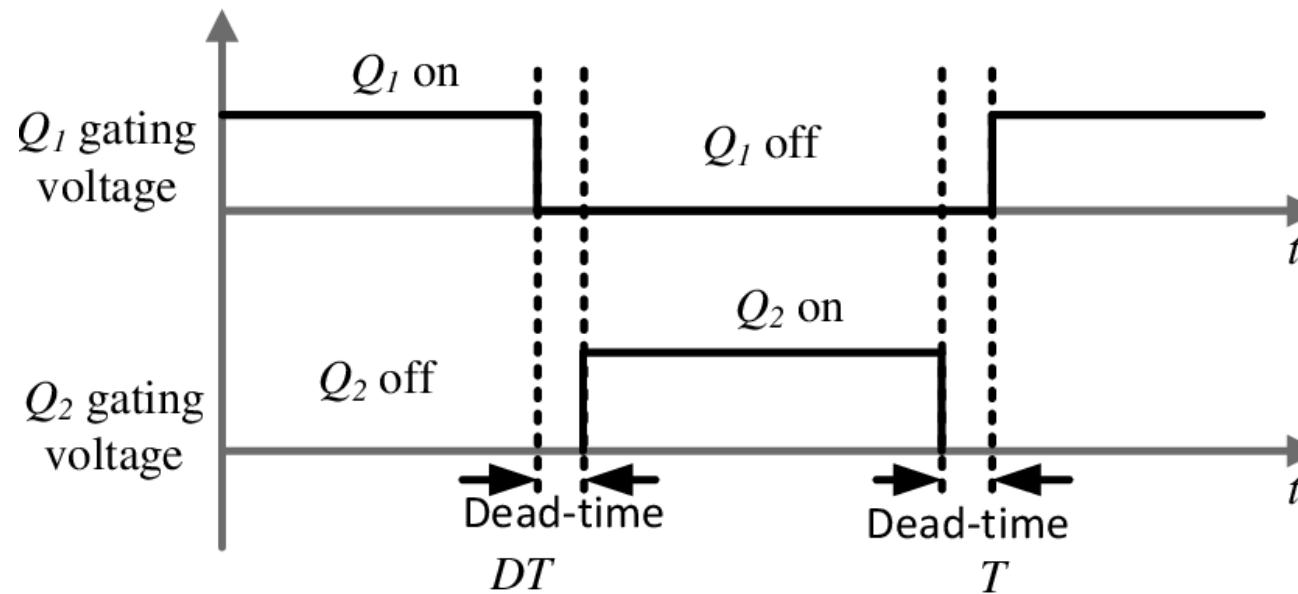
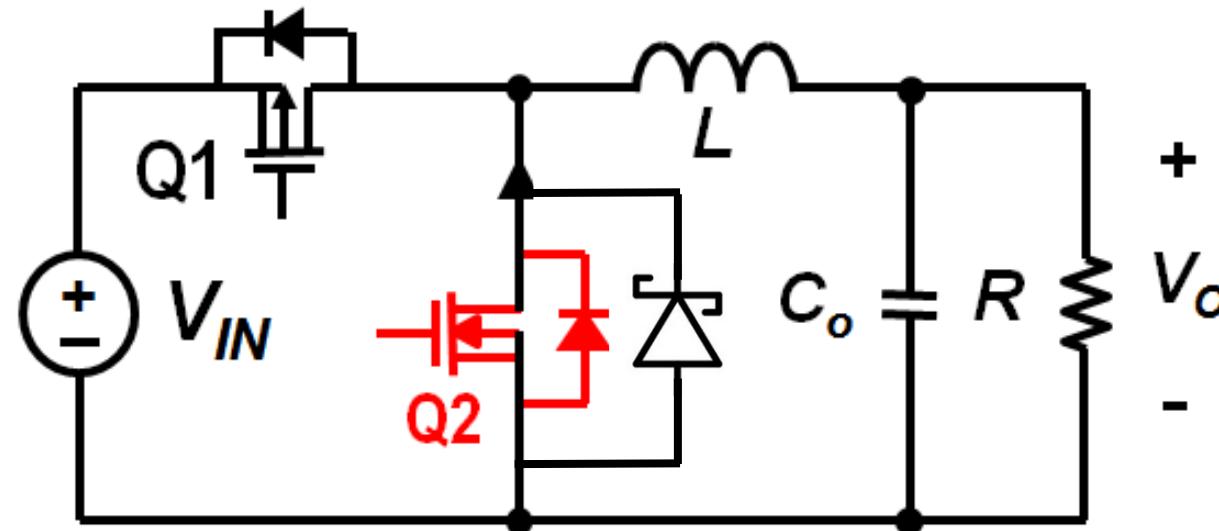
Redressement synchrone

- Contrôle plus complexe
- Il est capital d'éviter le phénomène de «shoot-trough»
- Pour ceci, on utilise un «dead-time»
- Le dead-time se règle soit directement dans le gate driver soit dans le contrôleur directement.
- Que se passe-t-il durant le dead-time?



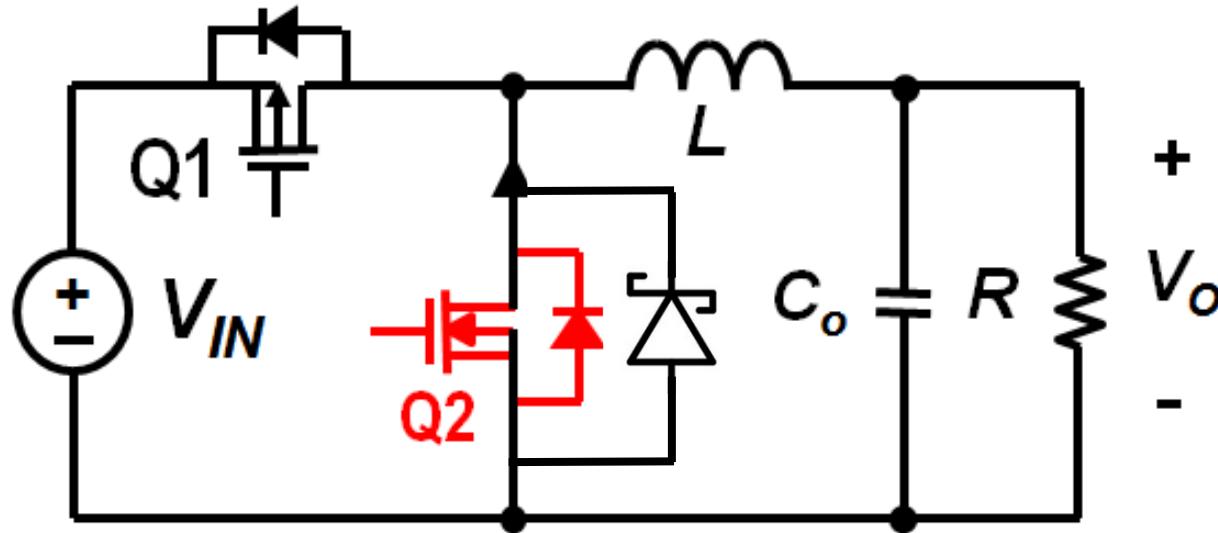
Redressement synchrone

- Que se passe-t-il durant le dead-time?
- Selon la longueur du dead-time, il faut ajouter une diode Schottky
- Celle-ci permettra la conduction durant le très court laps de temps durant lequel les deux MOSFETs ne conduisent pas



Redressement synchrone

A vous de jouer!



COURS D'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

Alimentation de moteurs

ETML-ES 2023

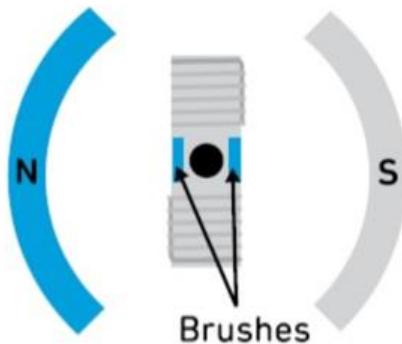
Jonathan Braun

Sommaire

- Moteur DC
- Moteur AC asynchrone monophasé
- Moteur AC triphasé
- Moteur pas à pas (stepper)
- Moteur brushless (BLDC / PMSM)

Les principaux types de moteurs

Brushed DC



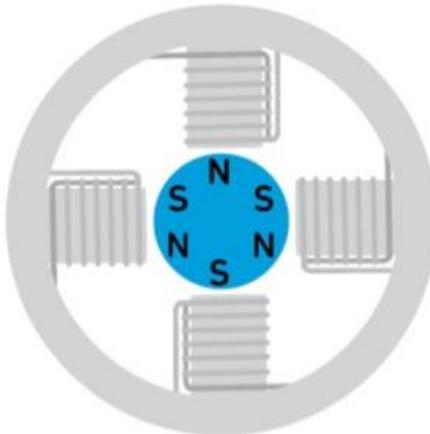
Advantages:

- Easy to drive
- Low cost

Disadvantages:

- High construction complexity
- High maintenance (brushes)
- Terrible EMI (brushes)

Stepper



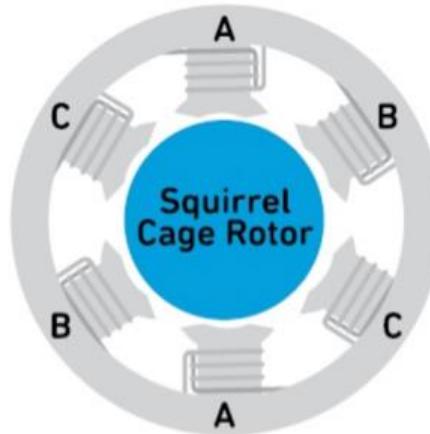
Advantages:

- Precise positioning
- Low cost
- Simple control I/F

Disadvantages:

- Noise/resonance
- Heat/inefficient

Induction



Advantages:

- Low cost
- Easy to spin

Disadvantages:

- Heat/inefficient
- High voltage solution
- Large physical construction

BLDC/PMSM



Advantages:

- No brushes, low EMI
- High efficiency
- Medium construction complexity

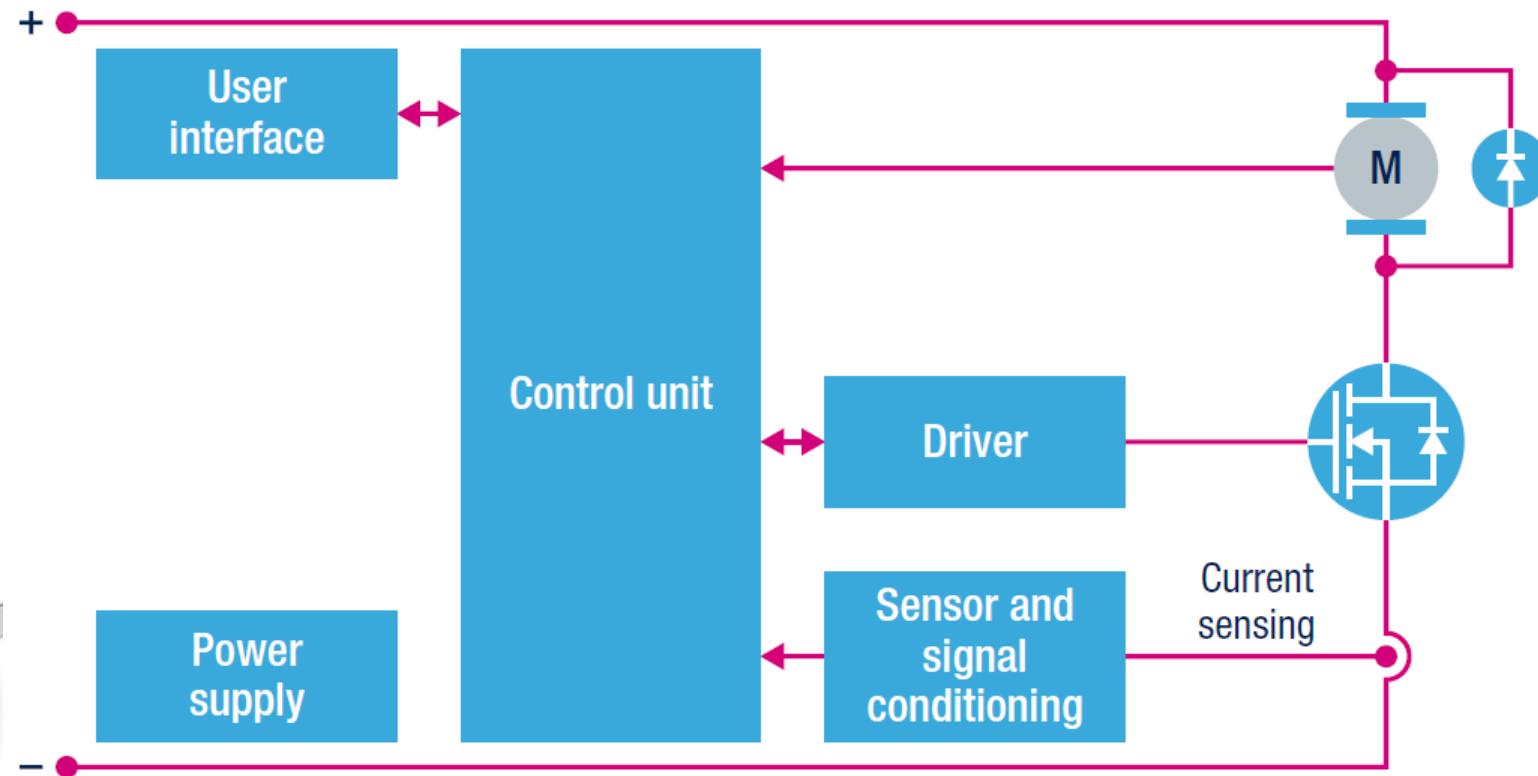
Disadvantages:

- Requires electronic control
- Complex drive design

Moteur DC

Topologie simple à un commutateur

- Basique
- Unidirectionnel
- Gestion de la vitesse par PWM

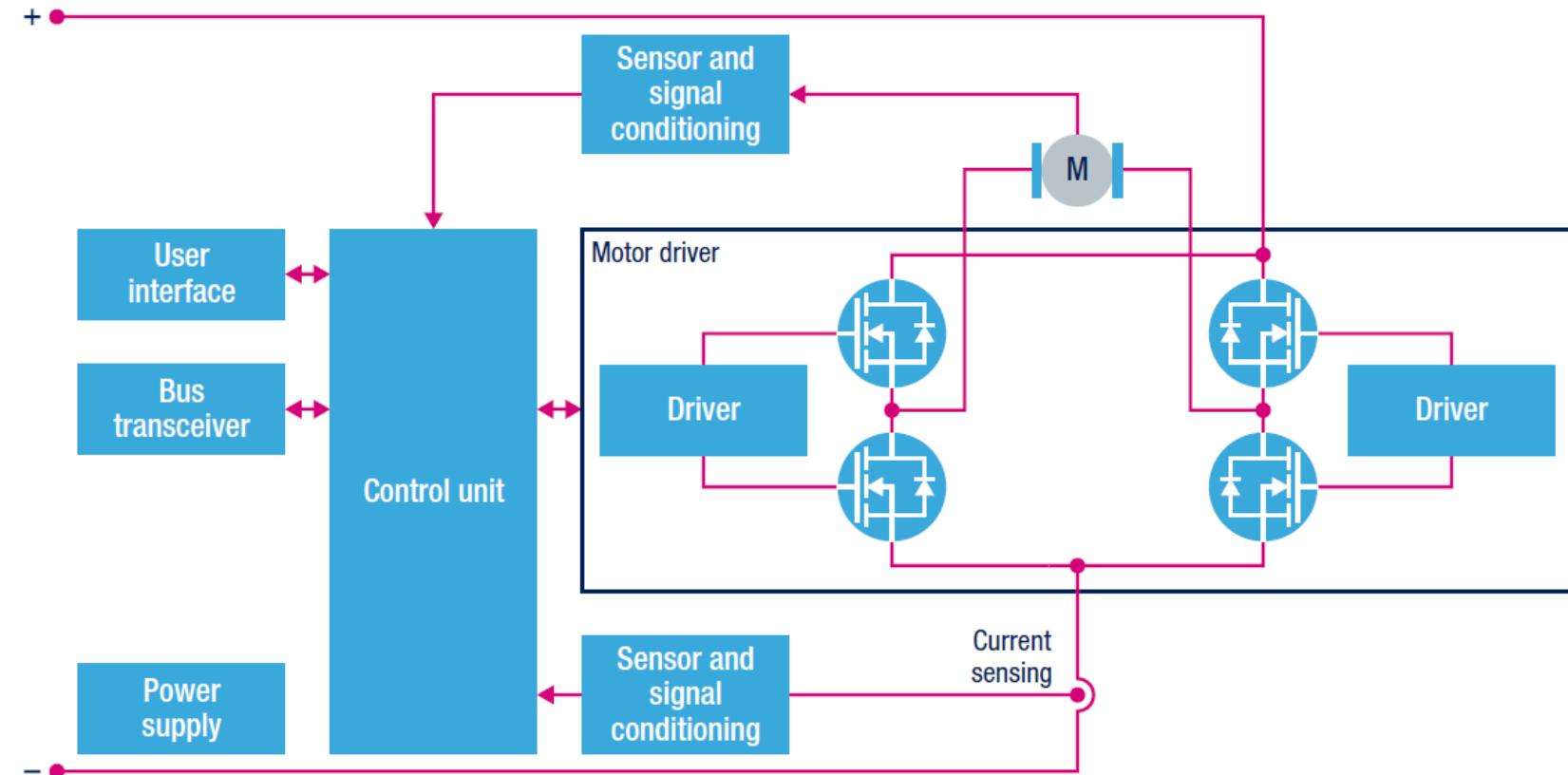


Moteur DC

Topologie Full Bridge (Pont en H)

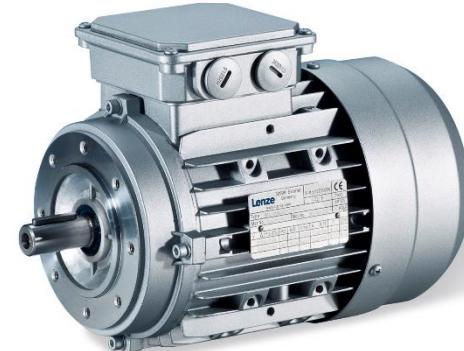


- La topologie la plus répandue
- Bidirectionnel
- Gestion de la vitesse par PWM
- Existe en package «all in one». Ex: L6206
- Se réalise avec des composants discrets pour des puissances plus élevées

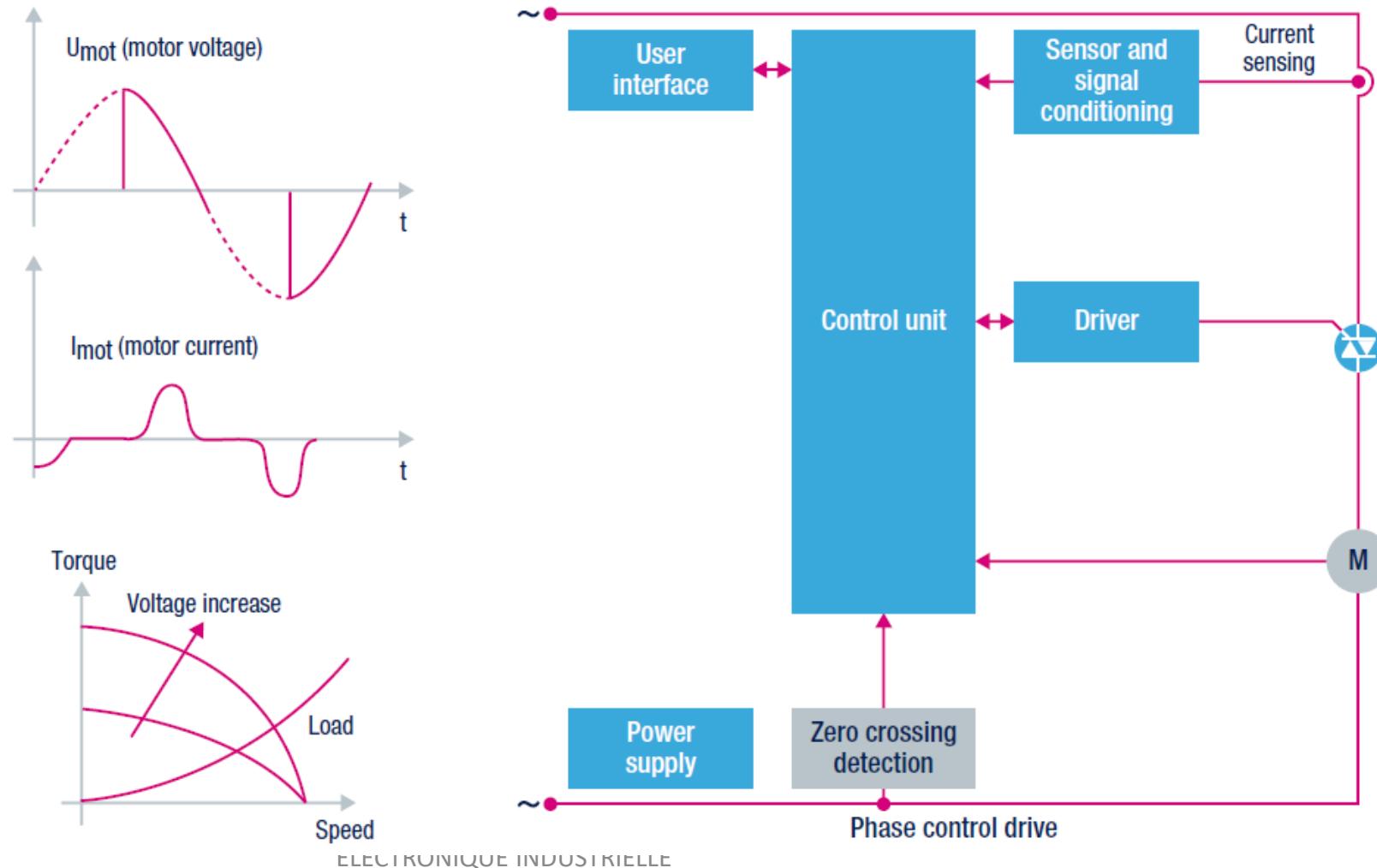


Moteur AC asynchrone monophasé

Topologie à contrôle de phase

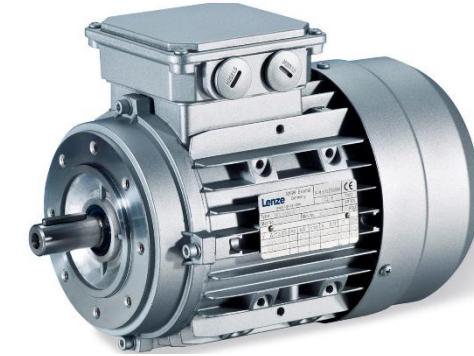


- Basique
- Utilise des thyristors ou triacs
- Varie la tension appliquée avec un contrôle de phase
- Simple et pas cher
- Applicable pour des petites puissances
- Peut mener à des oscillations de couple
- Peut être bruyant

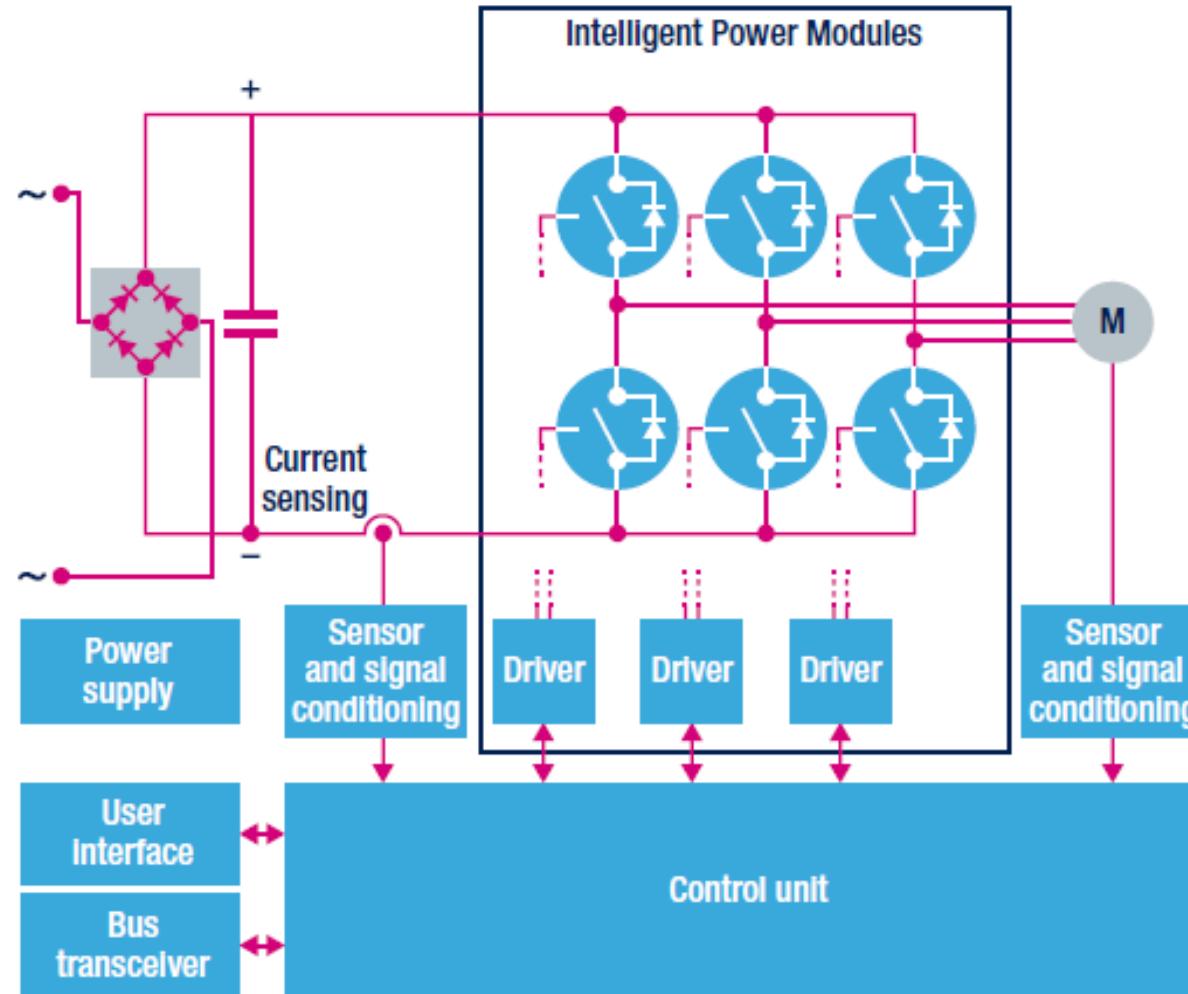


Moteur AC triphasé

Topologie à pont triphasé



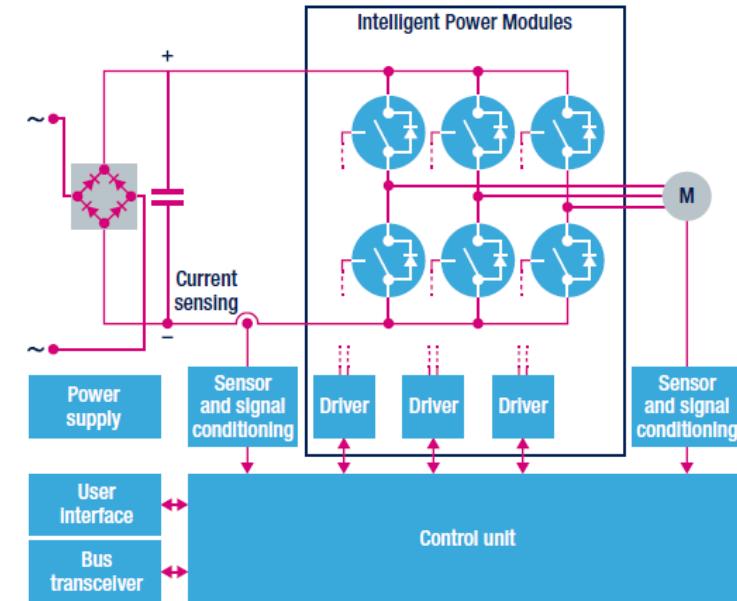
- La topologie la plus répandue pour des moteurs triphasés
- Utilise des MOSFETs ou IGBT dans la plupart des cas
- Permet un contrôle total de la tension et de la fréquence
- Utilisation pour toutes catégories de puissances
- Fonctionnement silencieux
- Permet de recréer un drive triphasé à partir de n'importe quelle source (AC-1P, AC-3P, DC)



Moteur AC triphasé

Topologie à pont triphasé

- Les ponts triphasés peuvent se réaliser sous forme de composants discrets mais sont généralement achetés en tant qu'IPM
- Les IPM peuvent également être utilisés pour réaliser des onduleurs. C'est le même principe.



ROHM BM63363S | 600V | 10A

01/05/2023



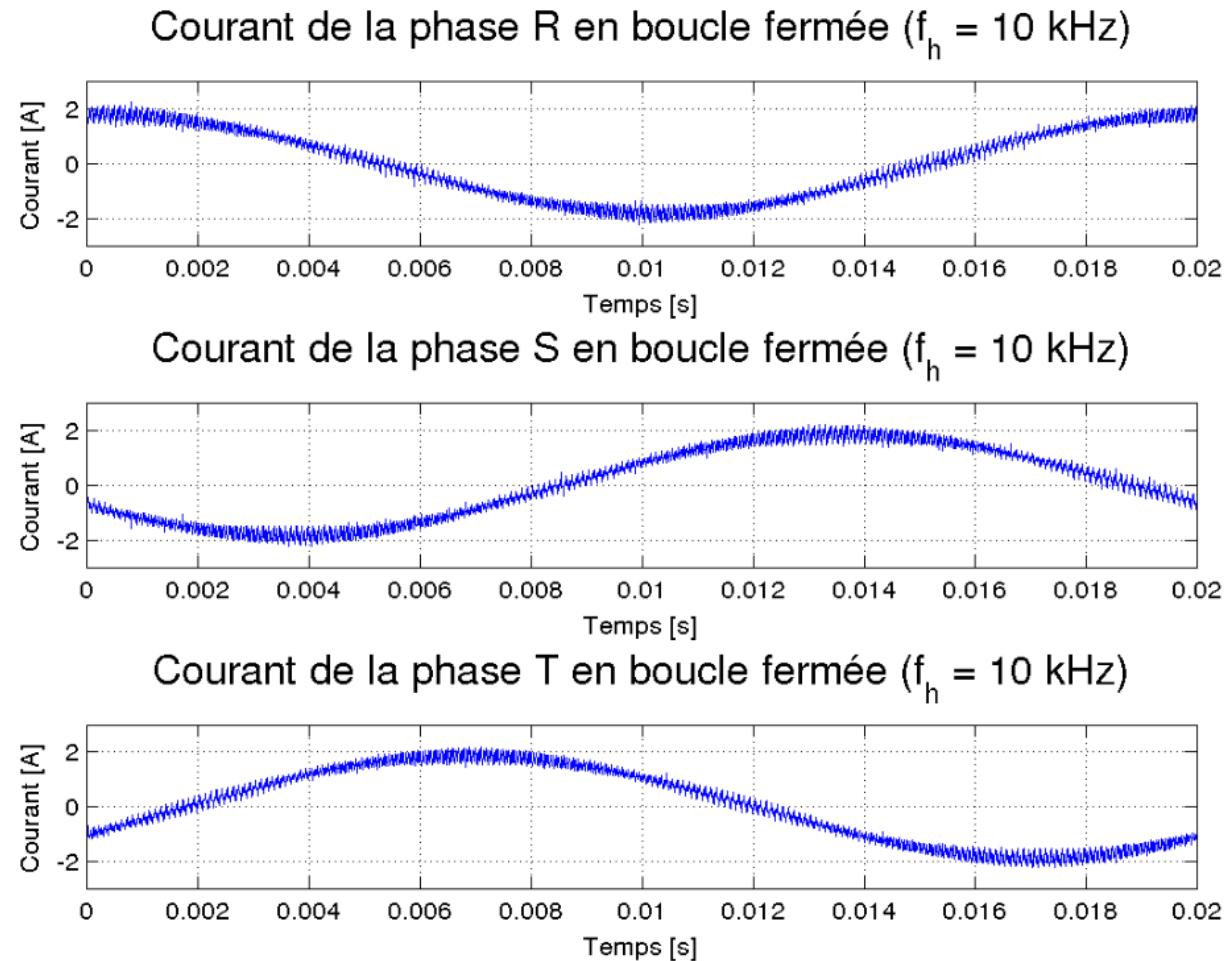
Mitsubishi PM150CL1A120 | 1200V | 150A

ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

Moteur AC triphasé

Topologie à pont triphasé

- Il existe de nombreuses stratégies de contrôle pour les drive moteurs
- Le sujet est extrêmement vaste et mériterait un cours dédié
- Souvent, plusieurs régulateurs PID sont cascadés et le référentiel de mesure est changé

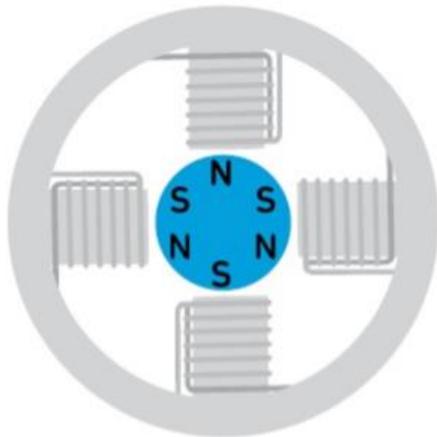


Exemple de courant triphasé délivré par un VFD

Moteur pas à pas

Topologie unipolaire

Stepper

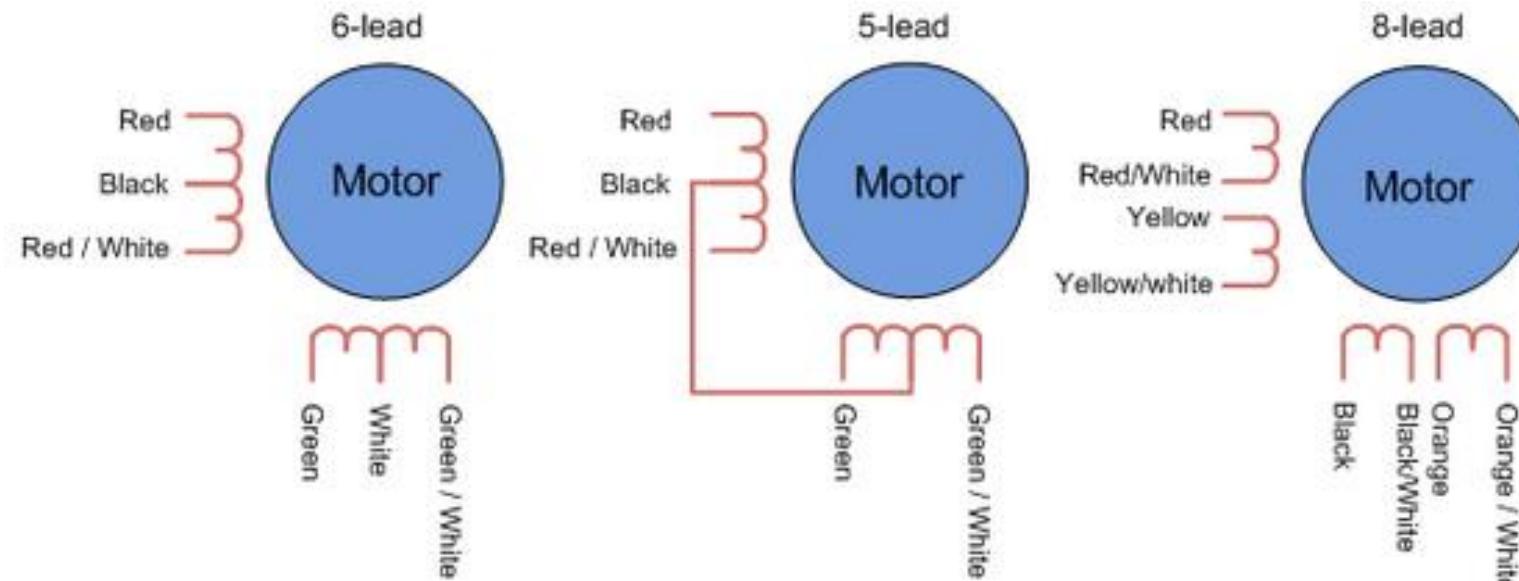


Advantages:

- Precise positioning
- Low cost
- Simple control I/F

Disadvantages:

- Noise/resonance
- Heat/inefficient

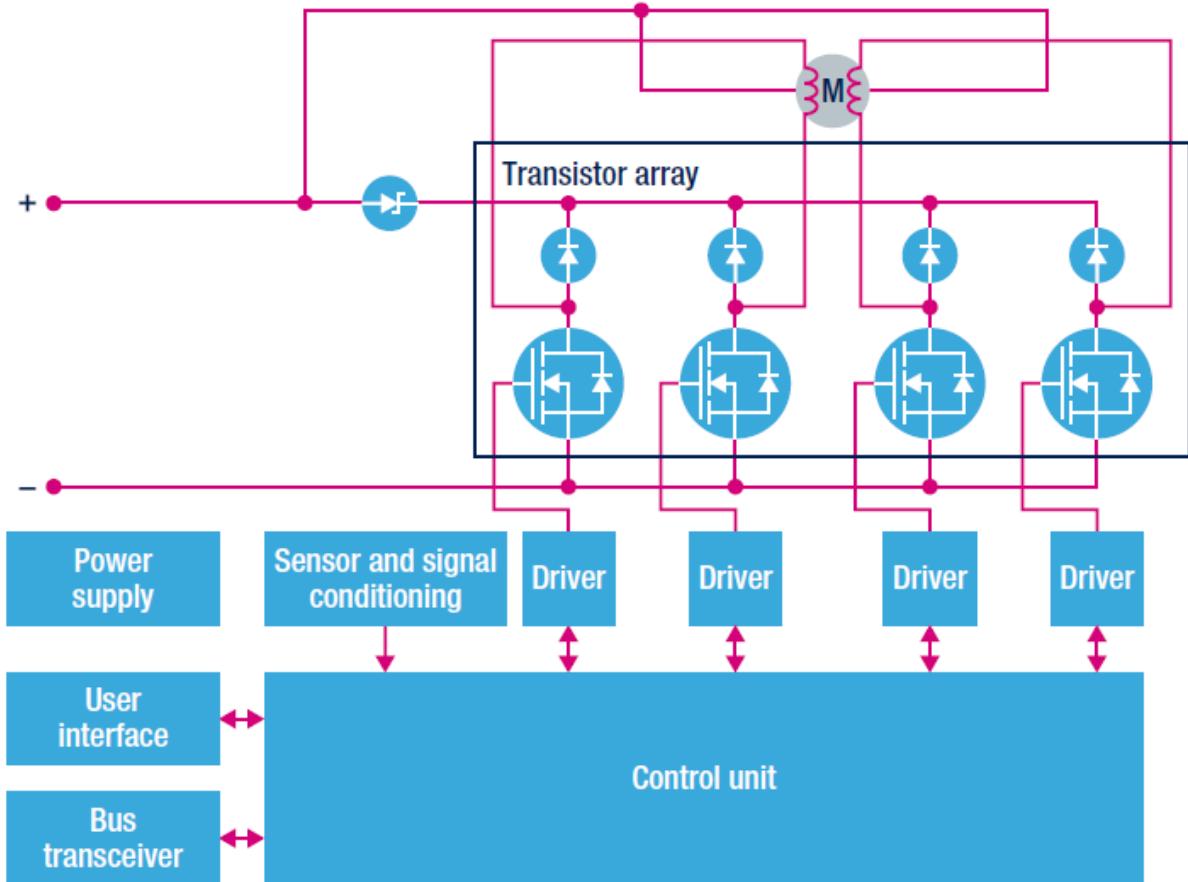


Unipolar Stepper Motor

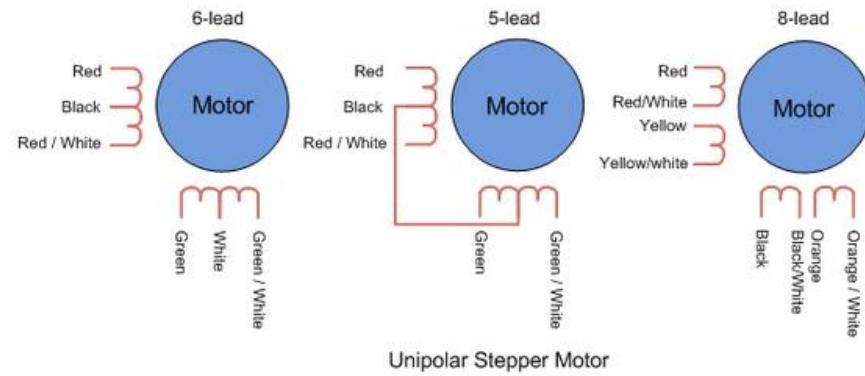


Moteur pas à pas

Topologie unipolaire



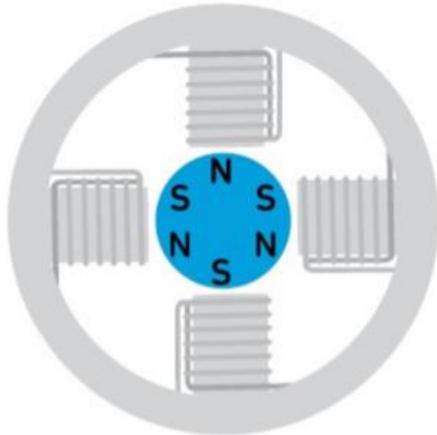
- Contrôle individuel de chaque enroulement
- Moteurs économiques
- Plus bruyant
- Moins de couple que les moteurs bipolaires



Moteur pas à pas

Topologie bipolaire

Stepper

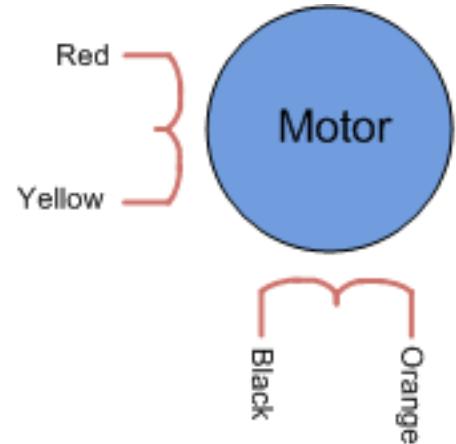


Advantages:

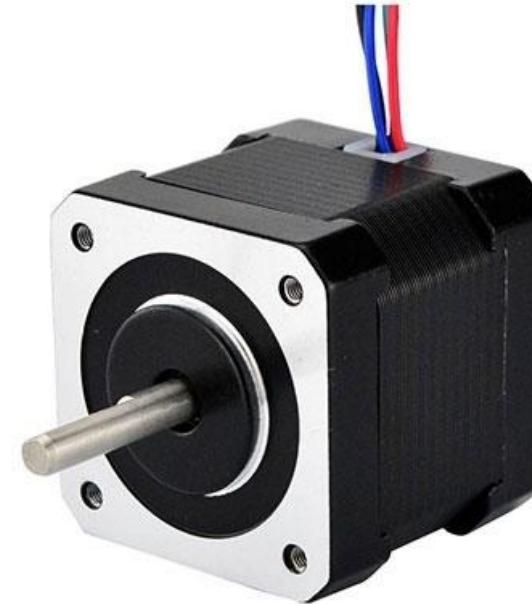
- Precise positioning
- Low cost
- Simple control I/F

Disadvantages:

- Noise/resonance
- Heat/inefficient

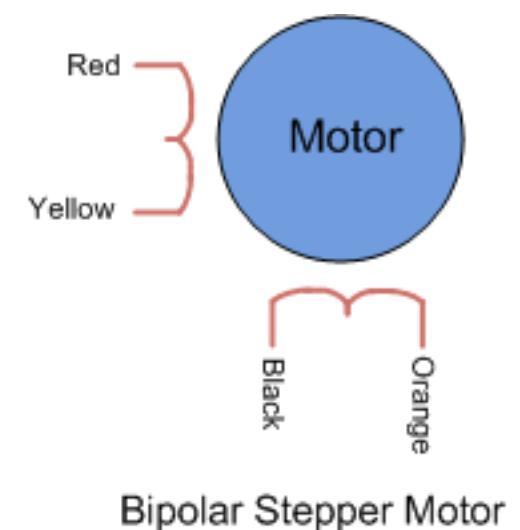
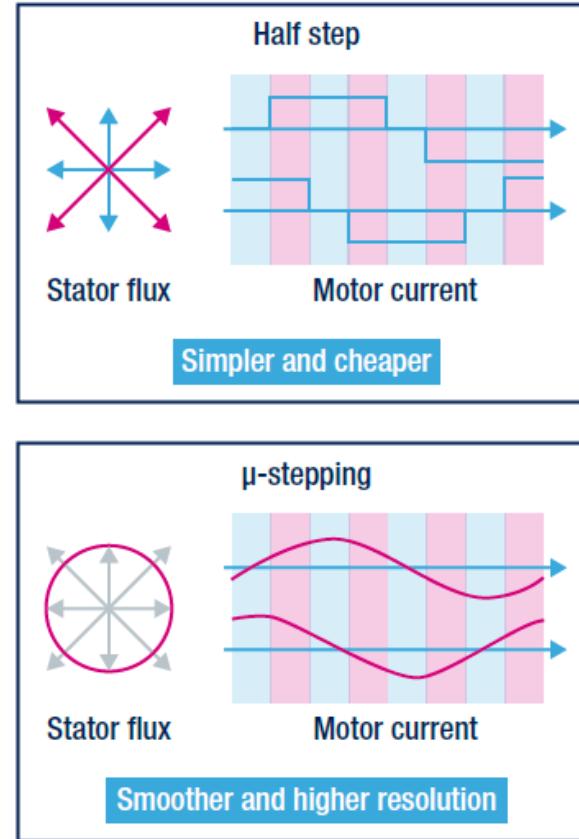
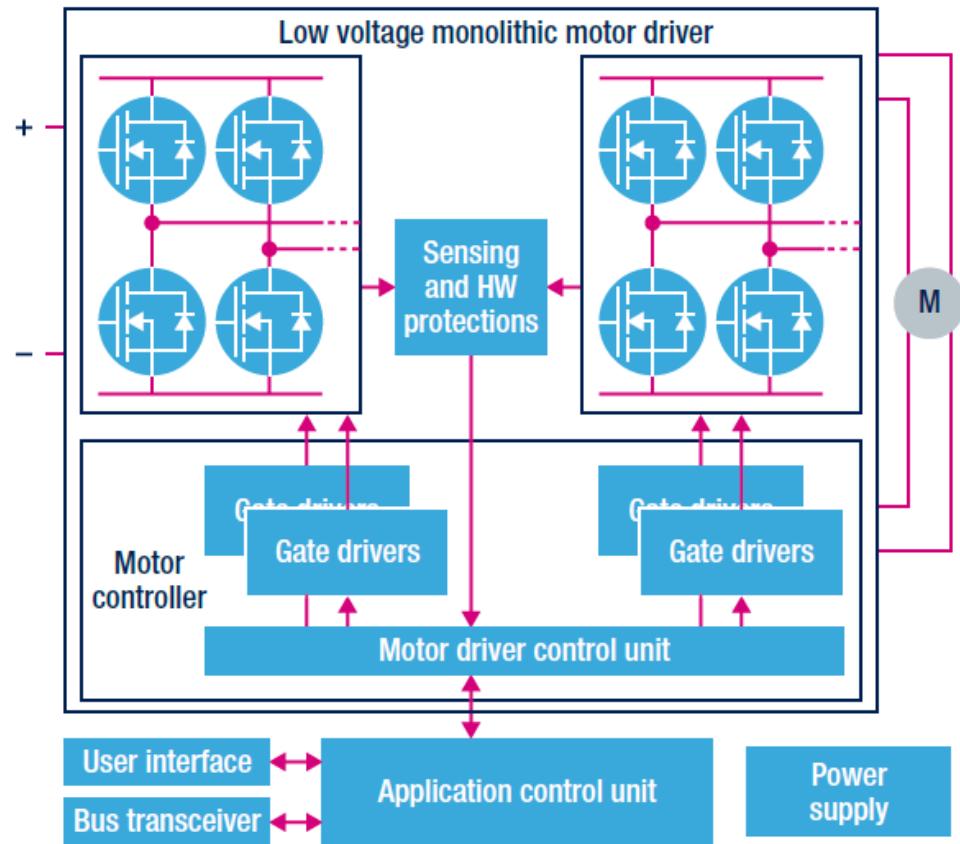


Bipolar Stepper Motor



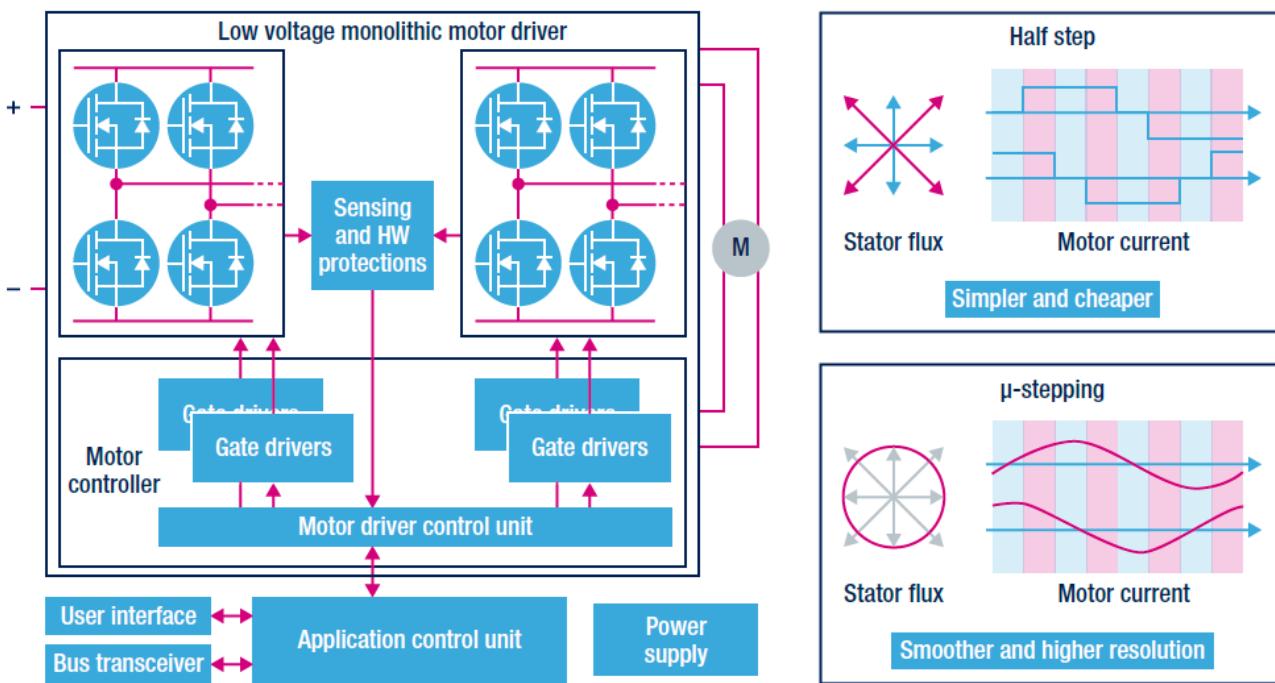
Moteur pas à pas

Topologie bipolaire



Moteur pas à pas

Topologie bipolaire

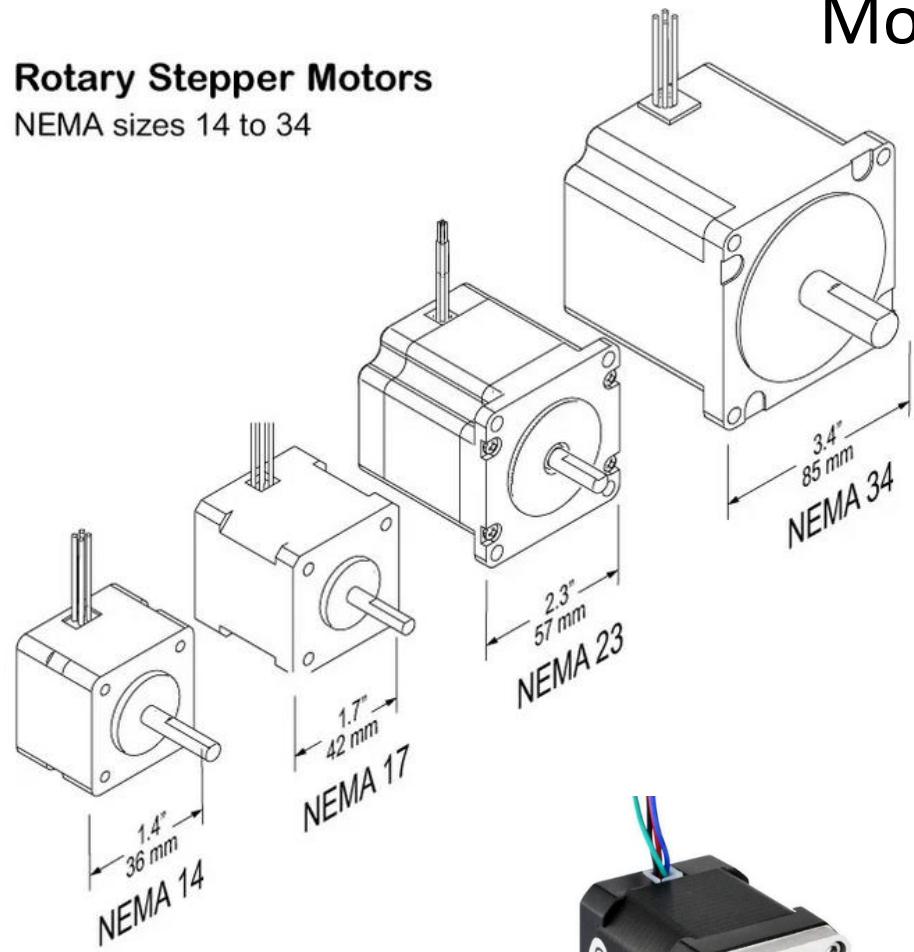


- Topologie en pont en H
- Stratégies de contrôle avancées
- Permet la modulation PWM (micro stepping)
- Rotations plus fluides
- Possibilité de drivers autonomes commandés par SPI
- Ex: L6472

Moteur pas à pas

Rotary Stepper Motors

NEMA sizes 14 to 34

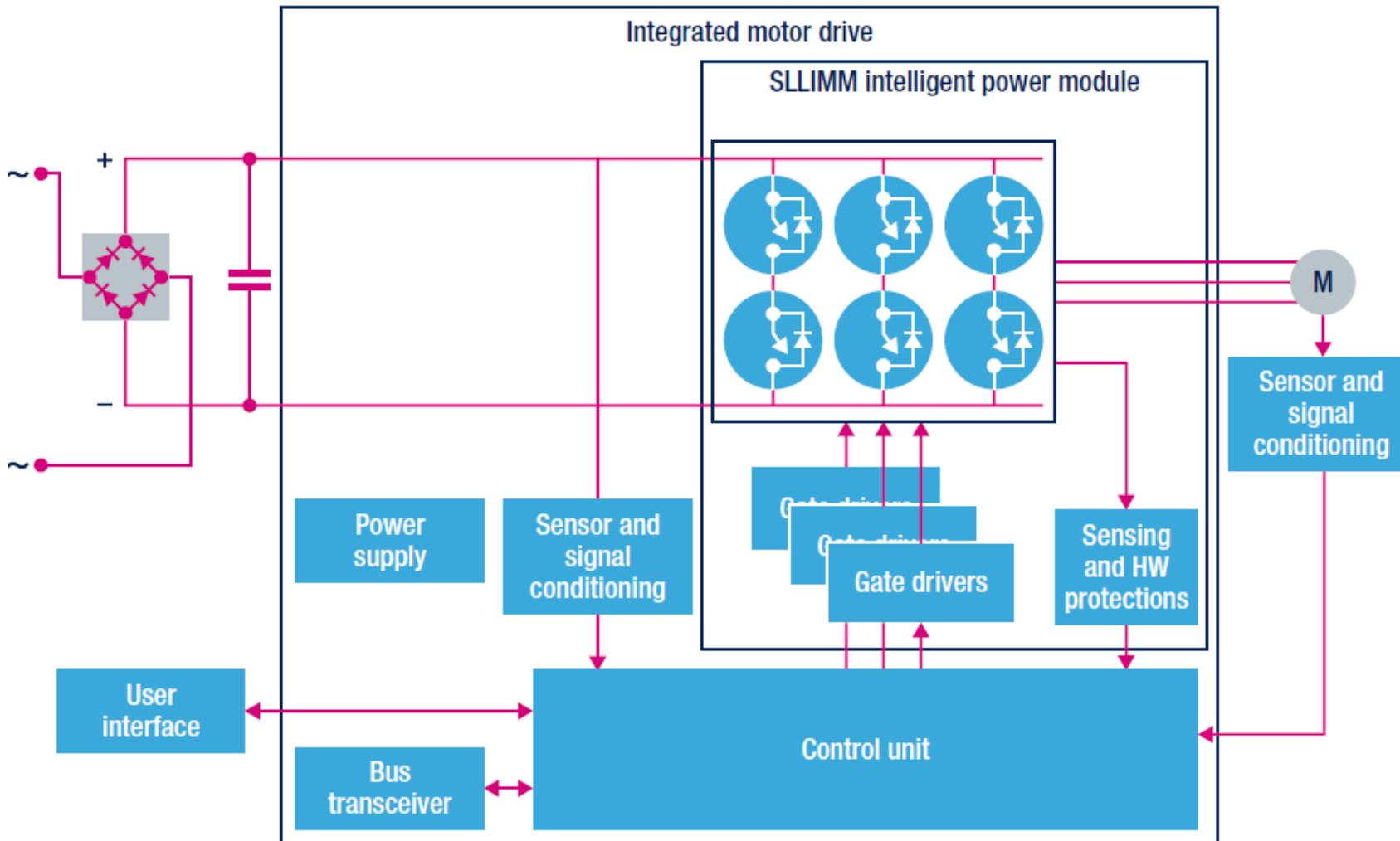


Standard NEMA



ALIMENTATION ET CONTRÔLE DE MOTEUR

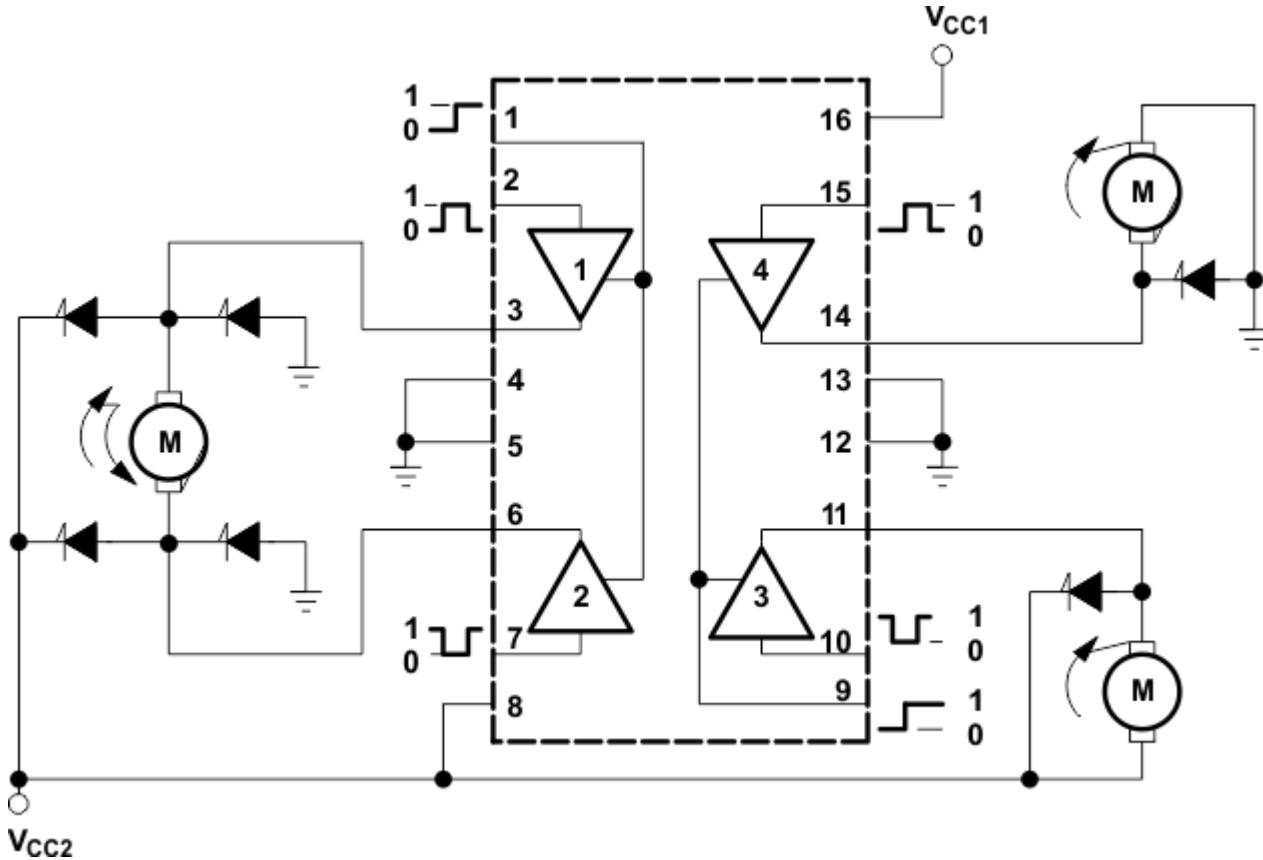
Contrôle du moteur brushless triphasé haute tension



Source: stm-motor-control-reference-guide.pdf

ALIMENTATION ET CONTRÔLE DE MOTEUR

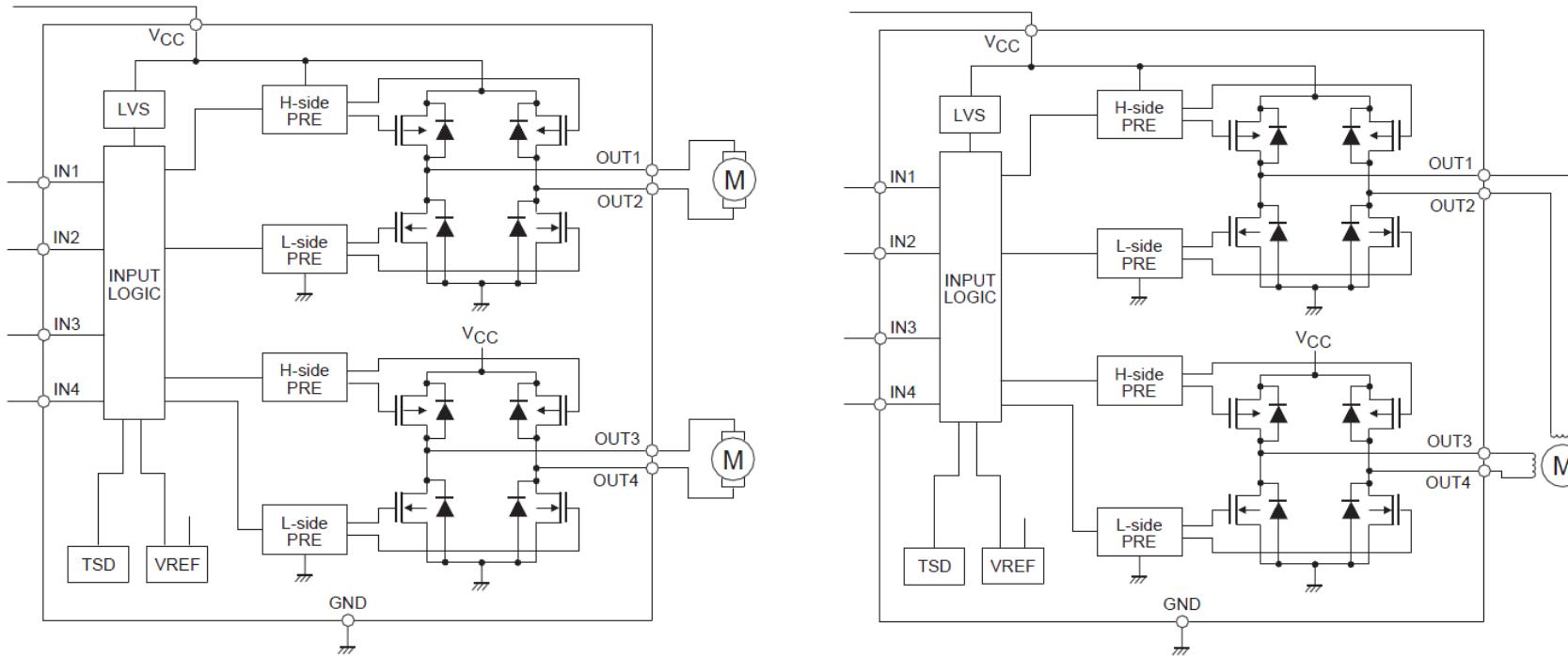
Contrôle du moteur DC basse tension et basse puissance



Source: DATASHEET L293 (4 canaux 1A 36V)

ALIMENTATION ET CONTRÔLE DE MOTEUR

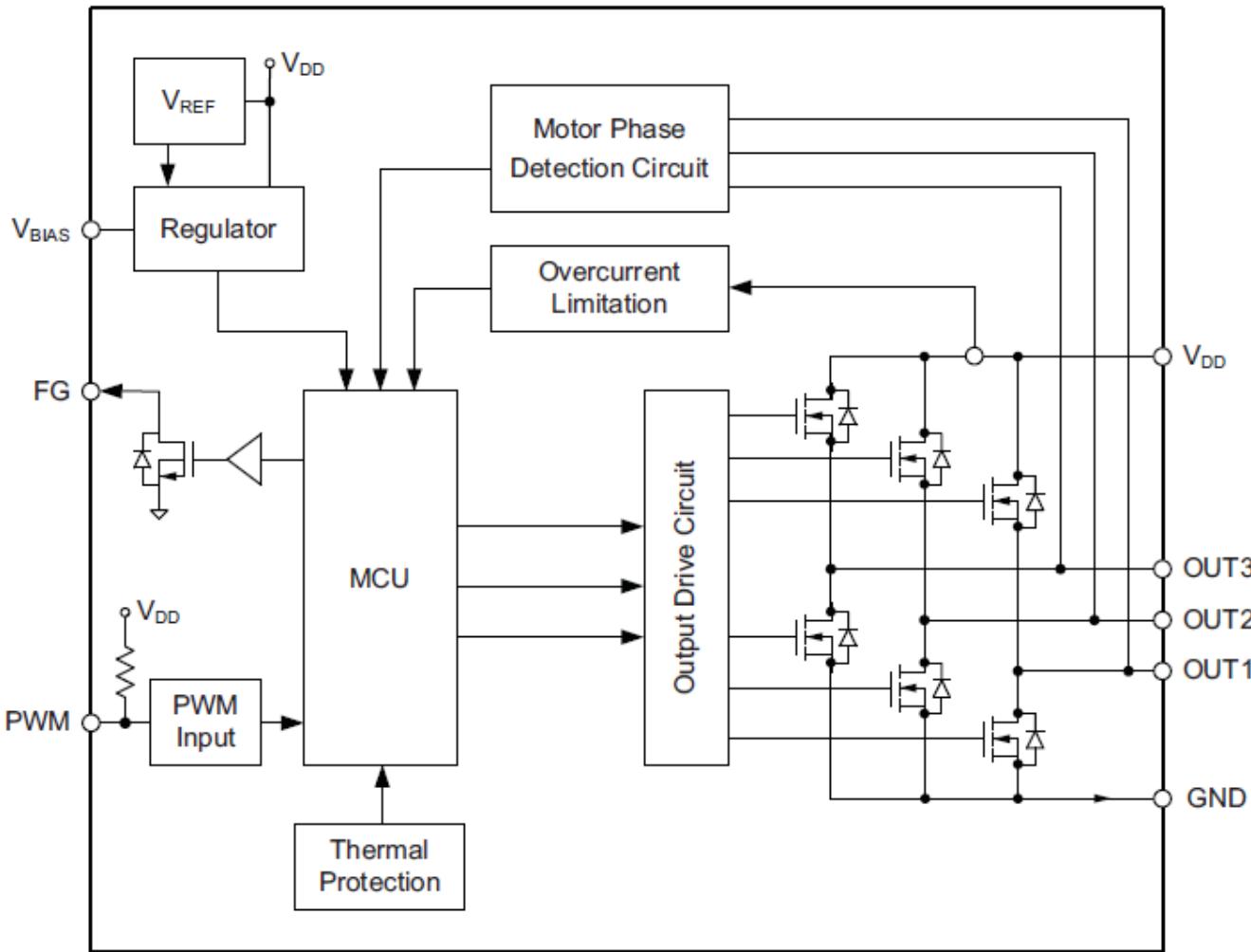
Exemple de circuit pour le contrôle d'un moteur DC ou «pas à pas»



Source: ON Semiconductor LV8548 20V 1A

ALIMENTATION ET CONTRÔLE DE MOTEUR

Exemple de circuit pour le contrôle d'un moteur brushless



Source: Microchip MCP8063 15V 1.5A

COURS D'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

Facteur de puissance

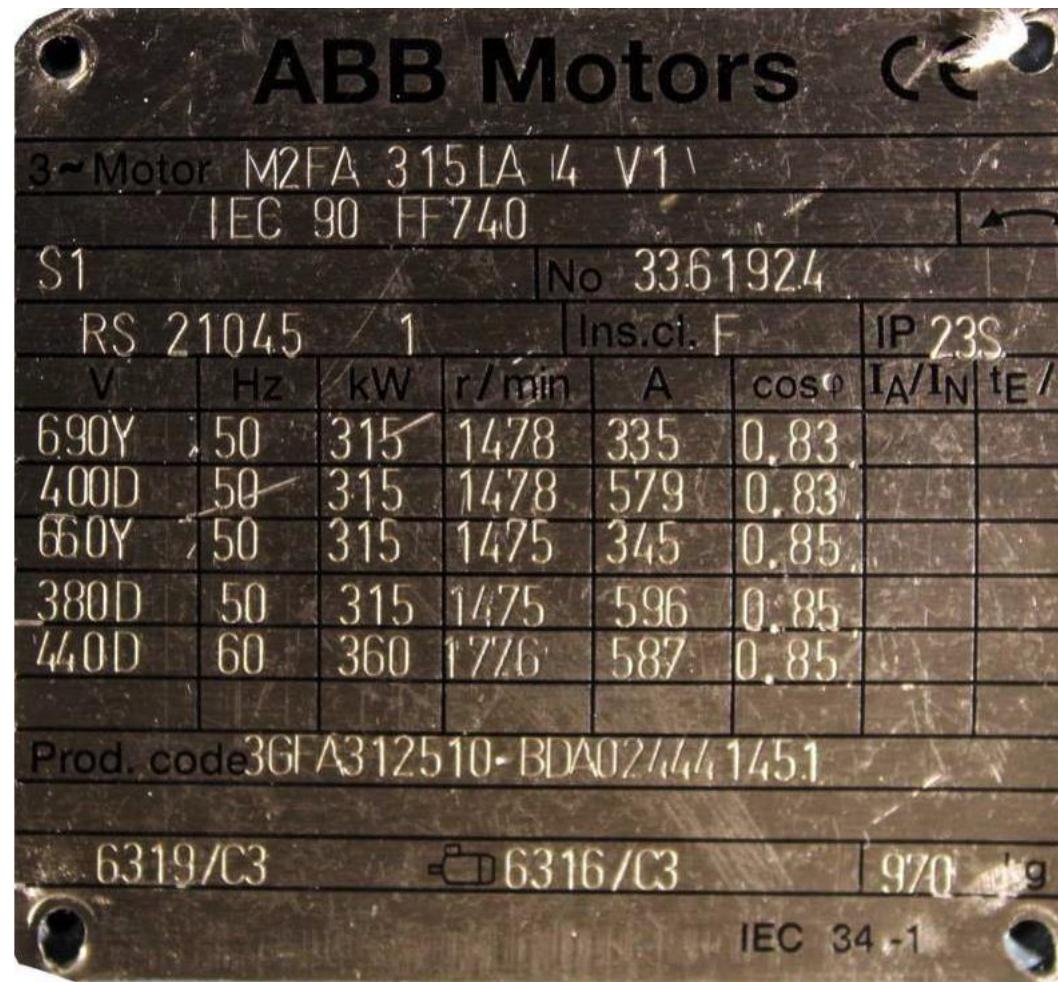
ETML-ES 2023

Jonathan Braun

Sommaire

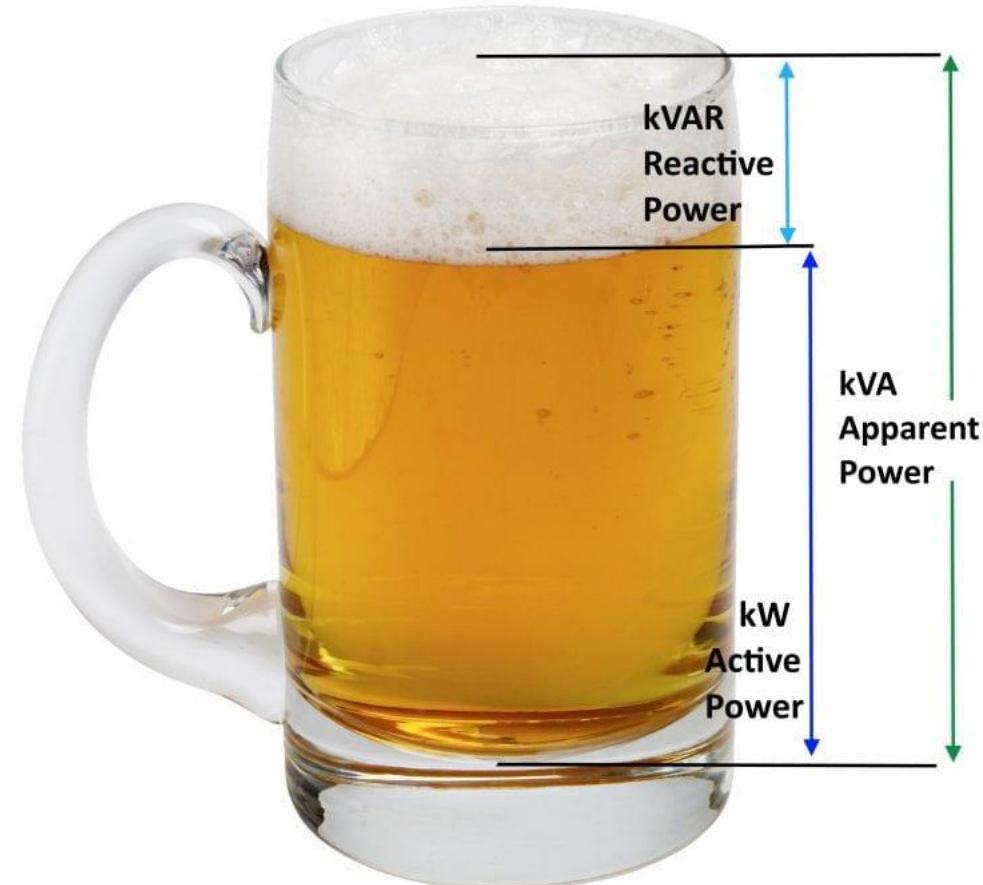
- Facteur de puissance
- Effets et conséquences
- Corrections passives
- Corrections actives

Le facteur de puissance



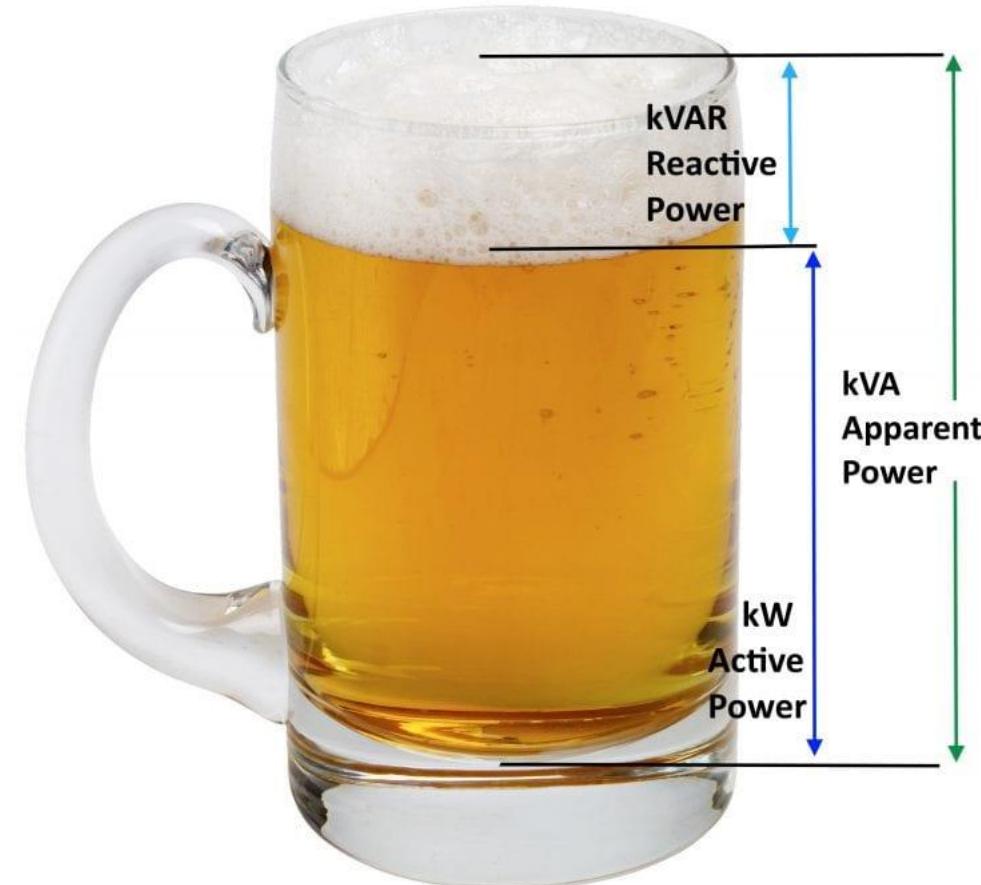
Le facteur de puissance

- Une charge purement résistive ne consomme que de la **puissance active [W]**
- Les charges inductives et capacitives introduisent une consommation de **puissance réactive [VAR]**
- La **puissance apparente [VA]** est la somme de la puissance active et réactive



Le facteur de puissance

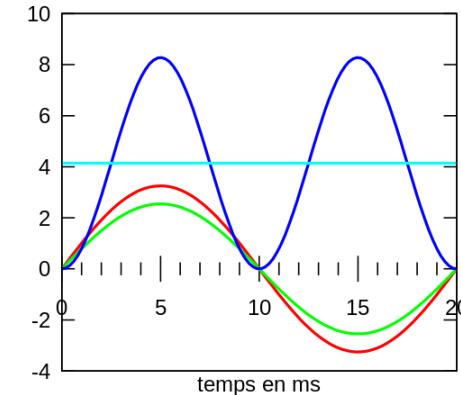
- Un moyen simple de mesurer la «qualité» de la puissance consommée par un appareil est d'utiliser le **facteur de puissance [-]**
- Il s'agit simplement du rapport entre la puissance active et la puissance apparente
- $\lambda = \cos\phi = \frac{P}{UI} = \frac{P}{S}$
- Le facteur de puissance n'a pas d'unité et est toujours compris entre 0 et 1



Le facteur de puissance

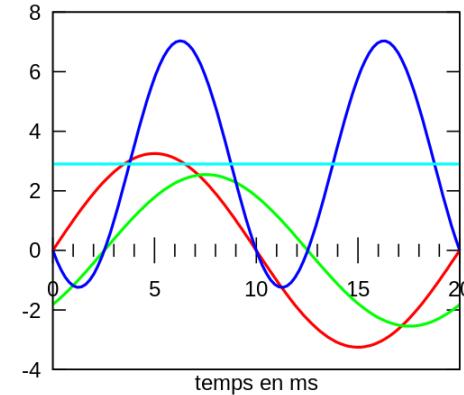
- En cas de charge inductive, **le courant est en retard** sur la tension
- En cas de charge capacitive, **le courant est en avance** sur la tension
- Lorsqu'un facteur de puissance est faible, la puissance active est faible mais le courant correspondant à la puissance apparente est réel. L'effet joule et la charge sur le distributeur électrique est réelle.

Cos Phi = 1



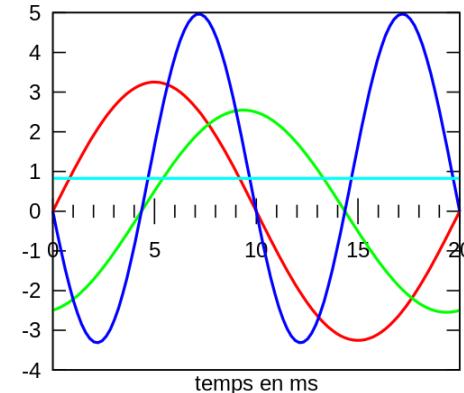
$V(t)$ en 100 V
 $I(t)$ en 10 A
 $P(t)$ en kW
 P en kW

Cos Phi = 0,7



$V(t)$ en 100 V
 $I(t)$ en 10 A
 $P(t)$ en kW
 P en kW

Cos Phi = 0,2



$V(t)$ en 100 V
 $I(t)$ en 10 A
 $P(t)$ en kW
 P en kW

Correction du facteur de puissance

- Pour les consommateurs industriels, la puissance réactive est facturée
- D'un point de vue d'efficacité énergétique, un facteur de puissance le plus haut possible est désirable
- On utilise donc des méthodes de **correction du facteur de puissance**



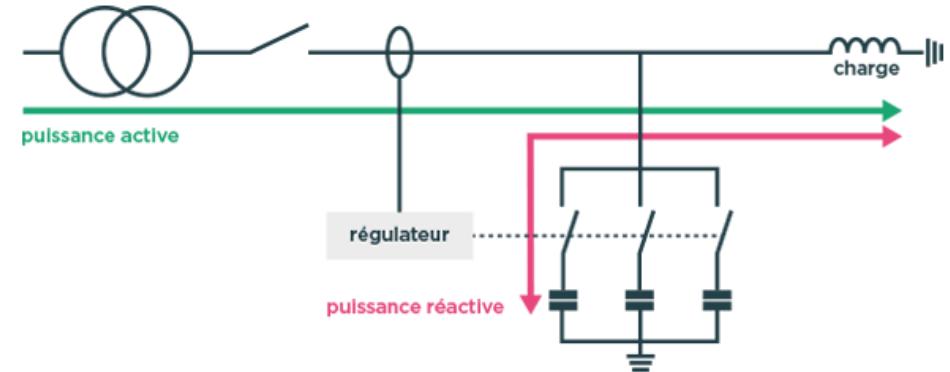
Correction du facteur de puissance

- Pour les consommateurs industriels, la puissance réactive est facturée
- D'un point de vue d'efficacité énergétique, un facteur de puissance le plus haut possible est désirable
- On utilise donc des méthodes de **correction du facteur de puissance**
- Le niveau des harmoniques injectées dans le réseau ainsi que le niveau de facteur de puissance sont régis par des normes. Notamment l'EN61000-3-2 européenne



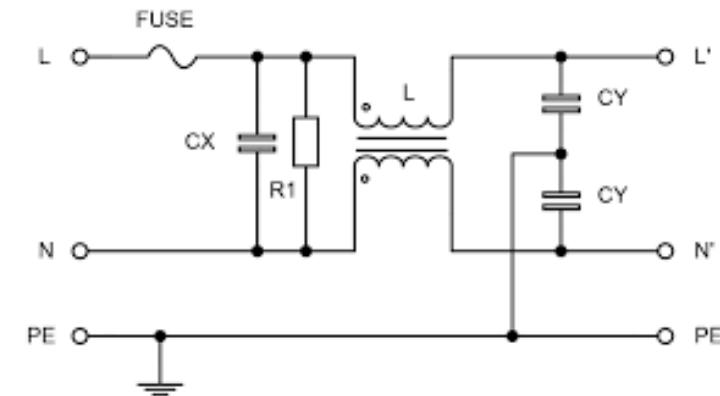
Correction du facteur de puissance

- La manière la plus simple d'augmenter la valeur du facteur de puissance est d'intégrer une compensation passive
- Pour des installations industrielles, il s'agit de bancs de condensateurs ou d'inductances qui compensent en inverse la charge de l'installation
- Grâce à cette méthode, il est facile de compenser une grosse charge inductive ou capacitive (ex: gros moteur)
- L'inconvénient est un coût élevé des composants (inductances courant élevé, condensateurs haute-tension)
- Le réglage fin de la compensation en fonction de la charge n'est pas toujours possible



Correction du facteur de puissance

- Les alimentations à découpage renvoient beaucoup d'harmoniques dans le réseau et de ce fait, ont un facteur de puissance relativement faible
- Une mesure de compensation passive est d'intégrer un filtre passe-bas centré à 50Hz sur l'alimentation
- Il s'agit d'un système simple mais lourd et encombrant à cause de l'inductance
- Cette méthode diminue également le rendement énergétique du système.
- Ce système n'est généralement pas utilisé sur des systèmes de plus de 100W



Correction du facteur de puissance

- Lorsqu'on cherche à corriger le facteur de puissance pour des charges plus grandes ou de manière plus efficace, on commence à utiliser une **correction active**
- Le principe de la correction active est d'utiliser un pré-convertisseur qui va réguler la consommation de courant pour qu'elle soit en phase avec la tension d'entrée
- Il existe des IC dédiés pour le contrôle de ces convertisseurs PFC
- NCP1631DR2G, ICE3PCS03GXUMA1

