

# Electronique pour la Conversion de l'Energie 1

**Intervenant: Stéphane Azzopardi**

**Contact**

E-mail: [stephane.azzopardi@enseirb-matmeca.fr](mailto:stephane.azzopardi@enseirb-matmeca.fr) ou  
[stephane.azzopardi@ims-bordeaux.fr](mailto:stephane.azzopardi@ims-bordeaux.fr)

Web: [www.enseirb-matmeca.fr/~azzopard/](http://www.enseirb-matmeca.fr/~azzopard/)

Tel.: 05 56 84 23 40 (ENSEIRB-MATMECA) ou  
05 40 00 28 08 (IMS)

**Filière Electronique**

**Ecole Nationale Supérieure d'Electronique, Informatique  
Télécommunication, Mathématique et Mécanique de Bordeaux**



## Contenu du cours

### I. Introduction

- A. Généralités
- B. Linéaire vs. Découpage
- C. Exemples
- D. Principe de commutation de l'énergie

### II. Les composants actifs

- A. Introduction
- B. Diode
- C. Transistor bipolaire
- D. Transistor MOS

### III. Les composants passifs

- A. Résistances
- B. Condensateurs
- C. Inductances

### IV. Notion de thermique

- A. Généralités
- B. Conduction, régime stationnaire
- C. Radiateurs
- D. Application à l'électronique
- E. Conduction, régime non stationnaire
- F. Quelques résultats expérimentaux

### V. Les boîtiers

- A. Introduction
- B. Boîtiers métalliques
- C. Boîtiers plastiques
- D. Boîtiers isolés
- E. Boîtiers pour montage en surface
- F. Boîtiers à contacts pressés
- G. Montage des boîtiers



## Contenu des TD et BE

**TD1** : Convertisseurs abaisseur de tension\*, élévateur de tension et mixte (abaisseur-élévateur de tension)

**TD2** : Dimensionnement d'une inductance\*

**TD3** : Circuit de commande du transistor de puissance

**TD4** : Commutation de la diode et du transistor de puissance

**TD5** : Calcul de pertes dans la diode et dans le transistor de puissance / Dimensionnement de radiateur

**Révision** : Convertisseurs CUK, SEPIC, ZETA

**BE1** : Etude d'un « Voltage Regulator Module »

**BE2** : Eléments parasites dans un convertisseur abaisseur de tension



## I. Introduction

### A. Généralités : électrotechnique = conversion de l'énergie?

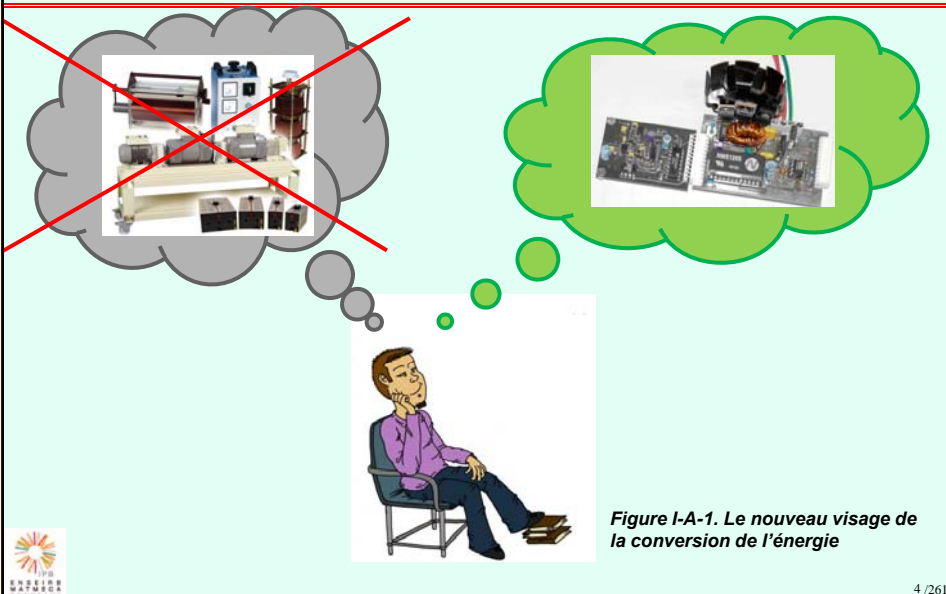


Figure I-A-1. Le nouveau visage de la conversion de l'énergie



# I. Introduction

## A. Généralités : rôle des circuits de puissance

- Application des circuits électroniques : traitement de l'information
- Electronique analogique (capteurs, mis en forme)
- Electronique numérique (traitement)
- Energie ? => électronique pour la conversion de l'énergie (puissance)

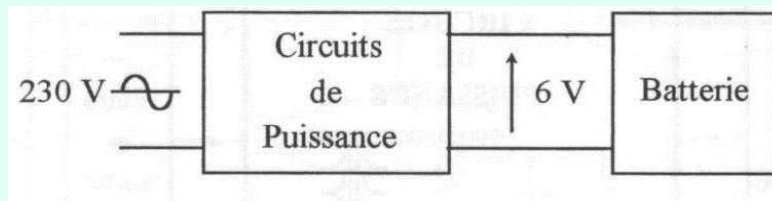


Figure I-A-2. Exemple de traitement de l'énergie



# I. Introduction

## A. Généralités : discipline en forte croissance

- Domaine jeune en plein essor
- Aspect multidisciplinaire

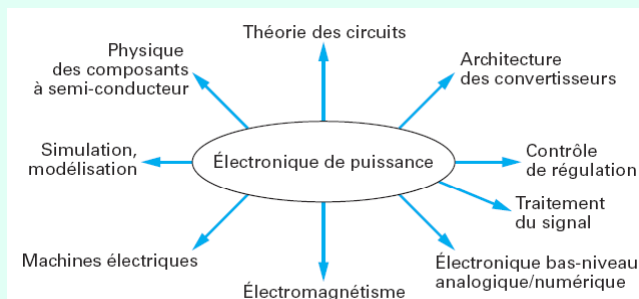


Figure I-A-3. Nature multidisciplinaire de l'électronique de puissance

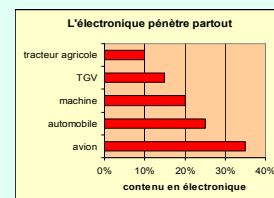
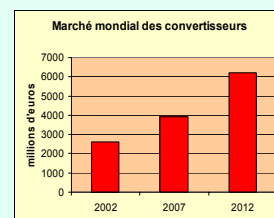


Figure I-A-4. Quelques chiffres<sup>1</sup>



<sup>1</sup> Etude de marché réalisée par la société Décision en septembre 2003

## I. Introduction

### A. Généralités : classifications des sources d'énergie

- Nature des sources : continues ou alternatives
- Notions de conversion de l'énergie
- Commutatrices
- Machines tournantes
- Transformateurs

#### ➤ Convertisseurs statiques

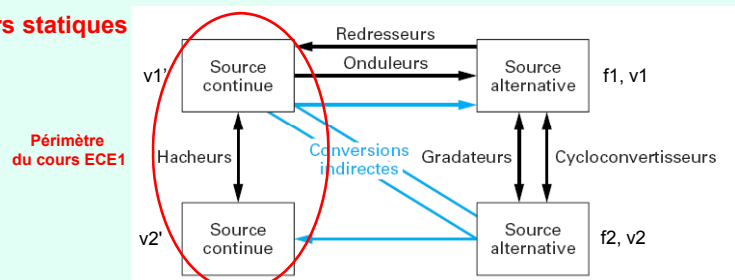


Figure I-A-5. Différents types de convertisseurs

7 /261

## I. Introduction

### A. Généralités : le système de conversion

- Les composants passifs
  - Les condensateurs
  - Les inductances, les transformateurs
  - Les « résistances » (shunt)
- Commutation => CEM => filtres
- Charge
- Circuit de commande
- Circuits de rétroaction
- Régulation

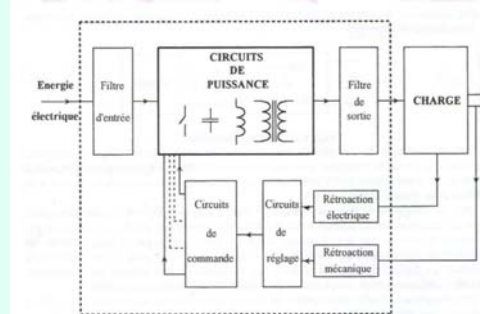


Figure I-A-6. Synoptique d'un système de puissance

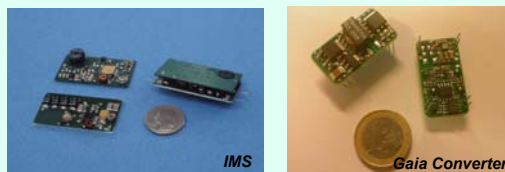


Figure I-A-7. Réalisations

8 /261

# I. Introduction

## A. Généralités : historique

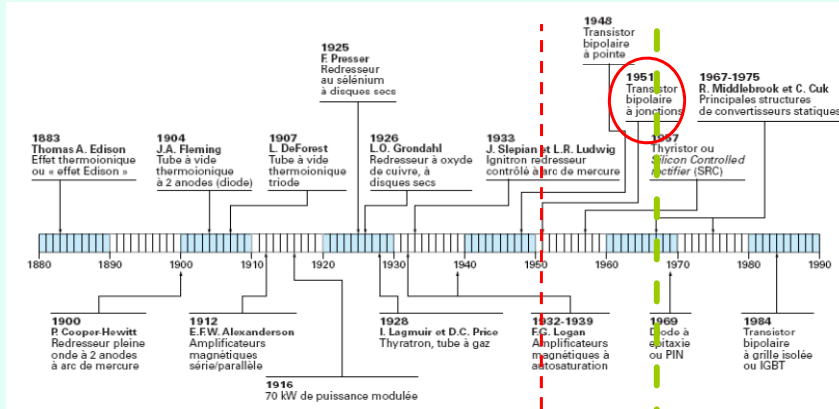


Figure I-A-8. Historique des composants actifs pour la conversion d'énergie

- — — Verrou technologique lié aux composants de puissance
- — — Verrou technologique lié à la structure des convertisseurs



# I. Introduction

## A. Généralités : principaux composants actifs

- Composants bipolaires
- Composants unipolaires

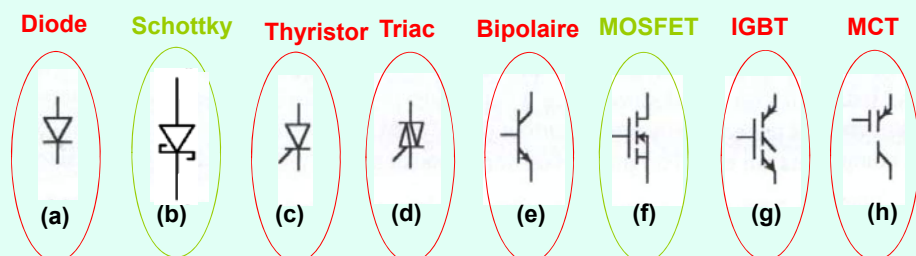


Figure I-A-9. Symboles de quelques composants de puissance à semi-conducteur



## I. Introduction

### A. Généralités : classification des composants actifs (Si)

- Fréquence
- Courant commuté
- Tension bloquée

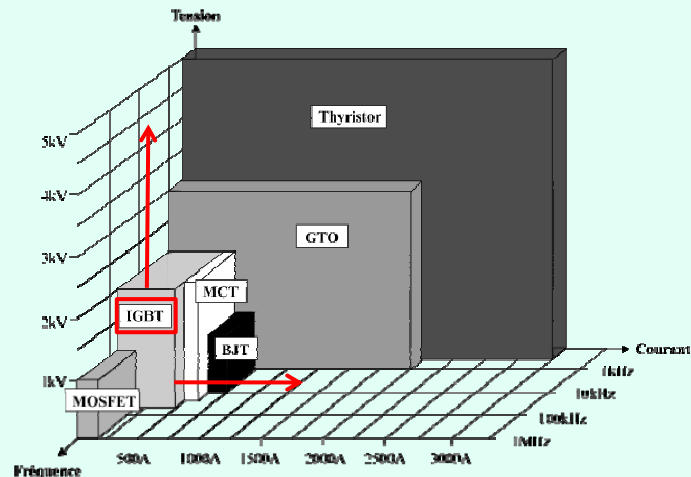


Figure I-A-10. Utilisation des composants de puissance à semi-conducteur



11 / 261

## I. Introduction

### A. Généralités : concept de la commutation

- Souci principal : rendement élevé (de 80 à 99%)
- Eviter l'échauffement des composants (durée de vie réduite)
- Réduction du système de refroidissement (volume)
- Rendement élevé possible par utilisation de composants de puissance à semi-conducteur en **régime de commutation** (alimentation à découpage)

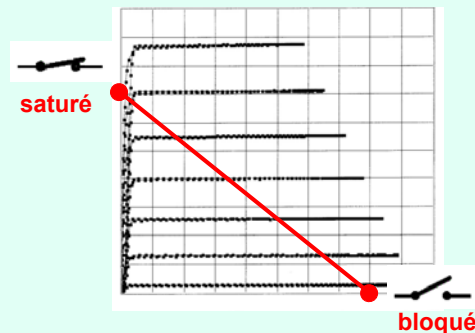
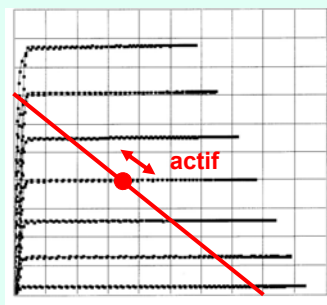


Figure I-A-11. Régime linéaire et régime de commutation (état bloqué et état passant ou saturé)



12 / 261

## I. Introduction

### A. Généralités : domaines d'application

- Production de l'énergie (solaire, aérogénérateurs, piles à combustibles)
- Transport de l'énergie
- Conditionnement de l'énergie
- Transports (TGV, Tram, véhicule électrique, véhicule hybride, navires, automobiles, avion – pole AESE ...)
- Habitations (éclairage, chauffage, climatisation, réfrigérateurs, cuisinières, fours, équipements audiovisuels, ordinateur, téléphone...)
- Industrie (éclairage, ventilation, fours, électrochimie, machines outils, pompes, compresseurs ...)
- Télécommunication et industrie aérospatiale (chargeurs, alimentation à découpage, gestion de l'énergie, alimentations non interruptibles)



13 /261

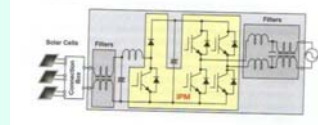
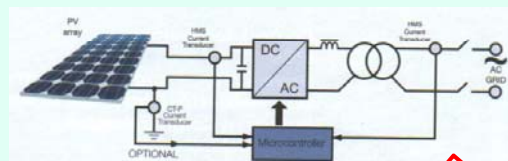
## I. Introduction

### A. Généralités : domaines en très fort essor (solaire)

- Conversion DC => AC



Figure I-A-12. Toit solaire et son système intelligent de conversion de l'énergie



14 /261

# I. Introduction

## A. Généralités : domaines en très fort essor (éolien)

➤ Conversion AC => DC => DC => AC

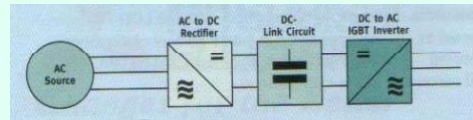


Figure I-A-13. Eolienne et son système intelligent de conversion de l'énergie



# I. Introduction

## A. Généralités : domaines en très fort essor (domestique)



Figure I-A-14. Applications domestiques de la conversion et gestion de l'énergie



# I. Introduction

## A. Généralités : domaines en très fort essor (journalier)



Figure I-A-15. La conversion et la gestion de l'énergie au quotidien

# I. Introduction

## A. Généralités : domaines en très fort essor (transports)



Figure I-A-16. La conversion de l'énergie dans les transports

# I. Introduction

## A. Généralités : domaines en très fort essor (automobile)

➤ en attendant la voiture 100% électrique : voiture hybride



Prius III



E-tron

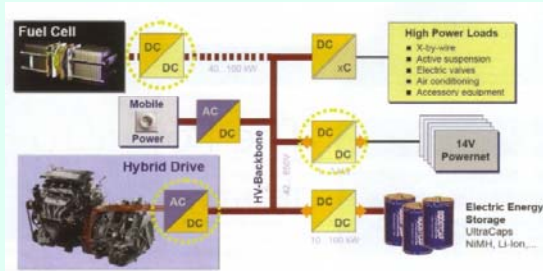


Figure I-A-17. Cas de l'automobile hybride

# I. Introduction

## A. Généralités : domaines en très fort essor (automobile)

➤ Voitures 100% électriques : vers une réalité ?



Figure I-A-18. Peut on rêver d'une voiture 100% électrique ?

## I. Introduction

### A. Généralités : domaines en très fort essor (automobile)

#### ➤ Voitures électriques : les premiers pas en 1881



Figure I-A-19. La première voiture électrique



## I. Introduction

### A. Généralités : domaines en très fort essor (automobile)

#### ➤ Voitures électriques : vers une réalité en 2011~2012



Smart



Zest



Elica



Tesla

Figure I-A-20. Quelques modèles de voiture électrique



# I. Introduction

## A. Généralités : domaines en très fort essor (automobile)

➤ Voitures électriques : AutoLib Electric de Bolloré (autopartage)

3000 voitures électriques en libre service



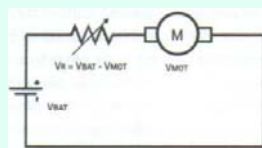
Usine Batscap

Figure I-A-21. L'autolib électrique proposé par V. Bolloré

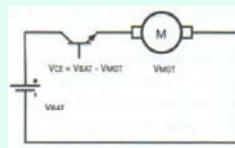


# I. Introduction

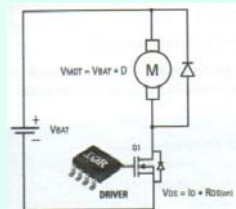
## A. Généralités : pilotage d'un moteur électrique



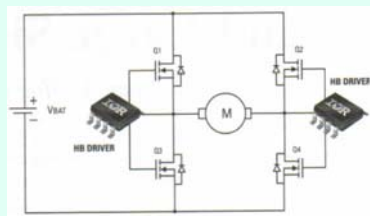
Par rhéostat (faible puissance)



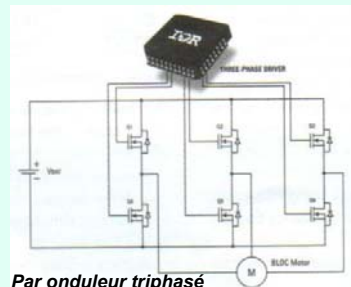
Par transistor ballast (faible puissance)



Par hacheur simple cadran



Par hacheur quatre cadrans



Par onduleur triphasé

Figure I-A-22. Différentes topologies de commande de moteur suivant sa nature



# I. Introduction

## A. Généralités : lampes basse consommation

➤ Exemple de conversion AC => DC => AC

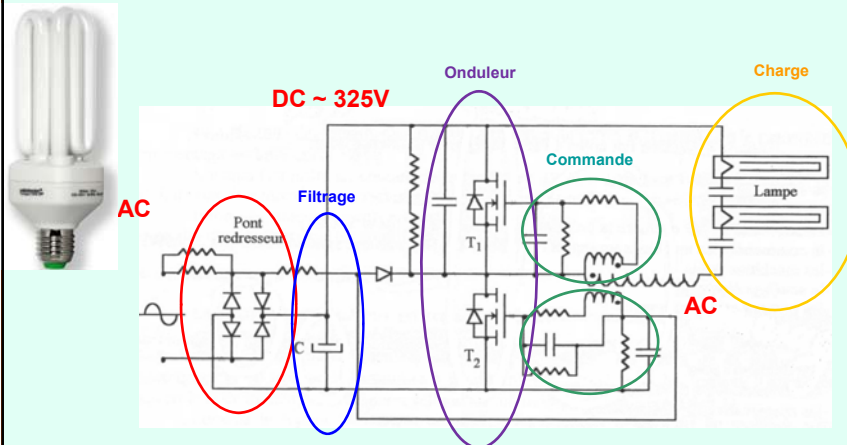


Figure I-A-23. Schéma électrique d'un ballast électronique



# I. Introduction

## A. Généralités : chargeur de batterie de téléphone portable

➤ Exemple de conversion AC => DC => DC

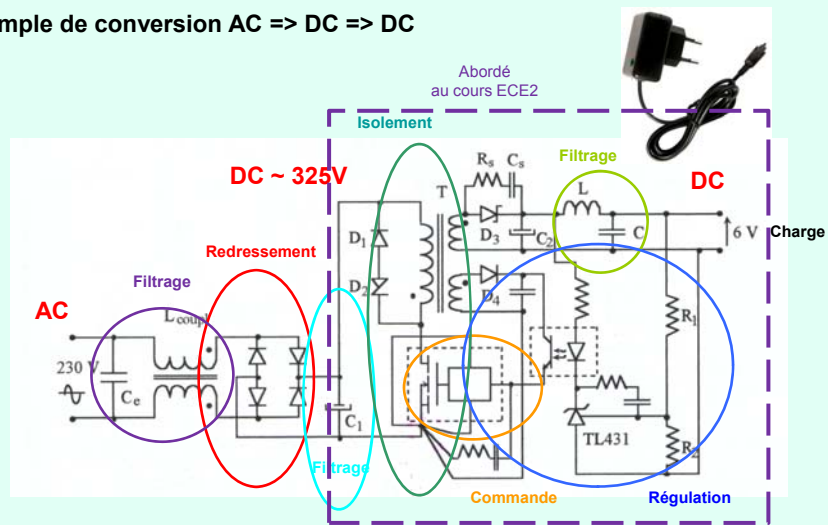


Figure I-A-24. Schéma électrique chargeur de batterie pour téléphone portable (flyback)



## I. Introduction

### A. Généralités : les entreprises

- **Composants actifs** : Toshiba, Fuji, Infineon, Freescale, International Rectifier, Mitsubishi, Toyota, ST...
- **Composants passifs** : Würth Elektronik, Maxwell, LEM, EPCOS, Curamik
- **Mise en boîtier** : Denfoss, Semikron, ABB, Microsemi (Bruges) ...
- **Circuits de commande** : Texas Instruments, MicroChip, FairChild
- **Convertisseur petite puissance** : Vicor, Gaia Converter (Le Haillan)...
- **Convertisseur forte puissance** : EDF, Leroy Somer, Alstom ...
- **End Users** : Renault, Peugeot, Toyota, EADS, Airbus, Hispano Suiza, Thales, Valeo, Alstom ...



27 /261

## I. Introduction

### A. Généralités : à l'IMS

- **Equipe « Intégration de Puissance ».**

Convertisseurs et  
Composants  
à semi-conducteur de  
puissance  
S. Azzopardi



Convertisseurs et  
gestion des sources  
hybrides  
J.M. Vinassa



Technologie  
des assemblages  
de puissance  
E. Woïrgard



=> Stages 2A, PFE, thèses

Figure I-A-25. Equipe Intégration de Puissance de l'IMS

28 /261

# I. Introduction

## B. Linéaire vs. découpage : analogie avec l'hydraulique

- Robinet ⇔ composant actif
- Baignoire ⇔ composant passif de stockage d'énergie
- Fuite d'eau ⇔ fuite d'énergie

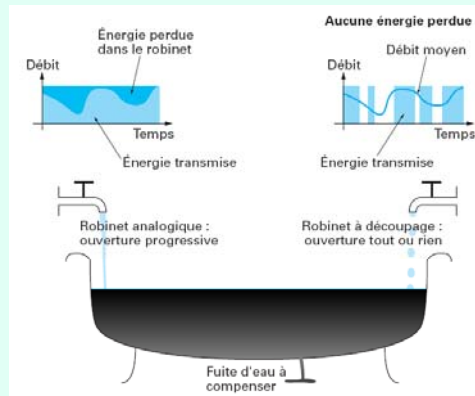


Figure I-B-1. Comparaison entre la commande proportionnelle et la commande à découpage



# I. Introduction

## B. Linéaire vs. découpage : b-aba de la conversion DC-DC

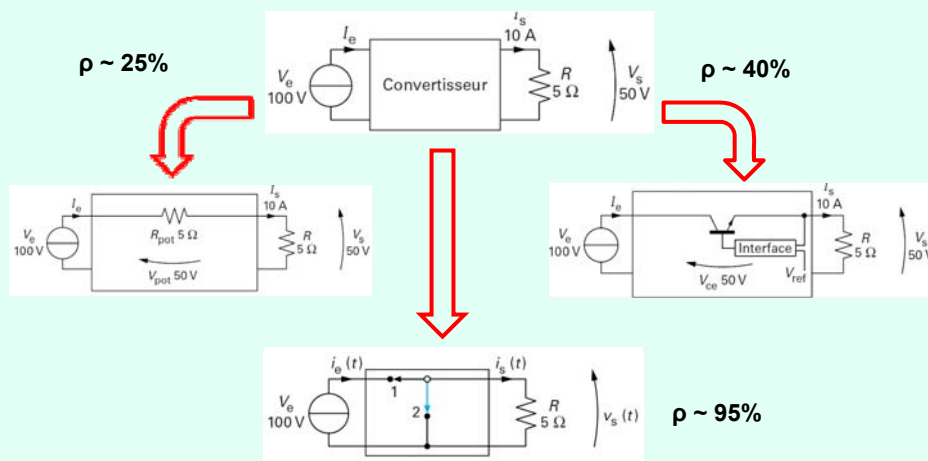


Figure I-B-2. Conversion de l'énergie DC-DC : plusieurs approches ...



# I. Introduction

## B. Linéaire vs. découpage : alim. linéaires stabilisées

### ➤ Alimentations linéaires stabilisée en tension ou en courant

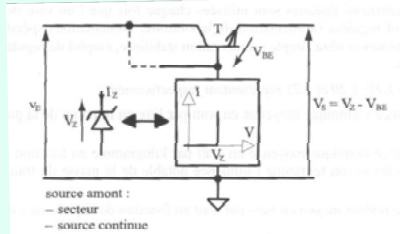


Figure I-B-3. Alimentation linéaire stabilisée en V

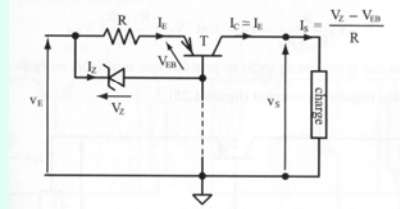


Figure I-B-4. Alimentation linéaire stabilisée en I

- Transistor ballast piloté par élément non linéaire (diode zener)
- $V_s = V_z - V_{be}$  avec  $V_s < V_e$
- Stabilité relative

$$10^{-2} \leq \frac{v_s}{V_s} \leq 10^{-1}$$

- Le principe est de stabiliser VR à l'aide d'un élément non linéaire (diode zener)
- $I_s = (V_z - V_{be})/R$  avec  $V_s < V_e$
- Stabilité relative :

$$10^{-2} \leq \frac{i_s}{I_s} \leq 10^{-1}$$



# I. Introduction

## B. Linéaire vs. découpage : alim. linéaires régulées

### ➤ Alimentation linéaire régulées en tension ou en courant

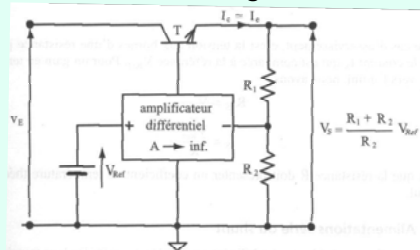


Figure I-B-5. Alimentation linéaire régulée en V

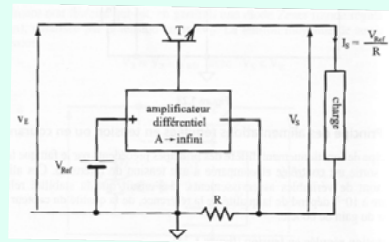


Figure I-B-6. Alimentation linéaire régulée en I

- Tension de sortie contrôlée et comparée à une tension de référence non linéaire (diode zener)
- Asservissement
- Stabilité relative dépend de la qualité de la référence, du capteur, gain de boucle

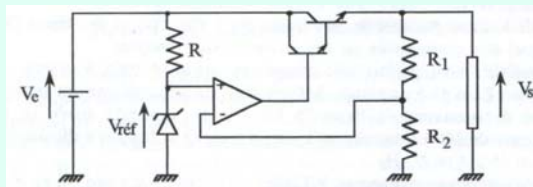
- Tension aux bornes de la résistance R parcourue par Is comparée à une tension de référence



## I. Introduction

### B. Linéaire vs. découpage : exemple d'alim. linéaire

- Etude d'une alimentation linéaire régulée en tension (2,5V @ 10A)
- Composition : référence de tension (LM185 BX-1.2), amplificateur d'erreur (RtoR LMC6041), transistor ballast (BDW93) et 3 résistances
- $V_e = 5V$ ,  $V_s = 2,5V$ ,  $V_{ref} = 1,235$ ,  $R_1 = 4,87k\Omega$ ,  $R_2 = 4,75k\Omega$ ,  $\beta_{stat} = 750$



$$I_b = 13,3mA$$

$$I_s = 10A \Rightarrow P(BDW93) = 25W$$

Figure I-B-7. Schéma d'une alimentation linéaire.

=> Rendement inférieur à 50%

=> **Système de refroidissement** dimensionné en conséquence pour de fort courant



33 /261

## I. Introduction

### B. Linéaire vs. découpage : alim. issues du secteur

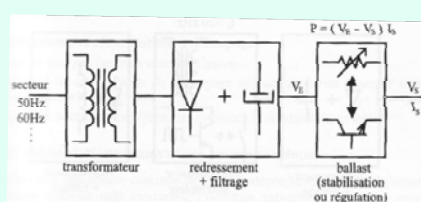


Figure I-B-8. Schéma d'une alimentation linéaire



- Facile à mettre en œuvre
- Tensions et courants très stables
- Peu perturbatrices



- Transformateur volumineux et lourd
- Transistor dissipe forte puissance
- Radiateur encombrant
- Faible rendement (<50%)



34

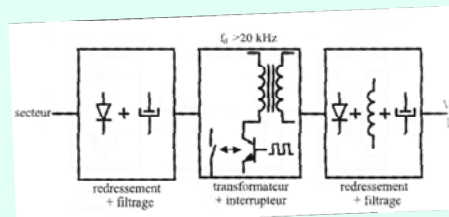


Figure I-B-9. Schéma d'une alimentation à découpage



- Transformateur de taille réduite
- Pertes réduites dans le transistor
- Rendement élevée (75 à 95%)



- Difficile à mettre en œuvre
- Ondulation résiduelle en sortie
- Perturbatrice

/261

# I. Introduction

## B. Linéaire vs. découpage : alim. issues source continue

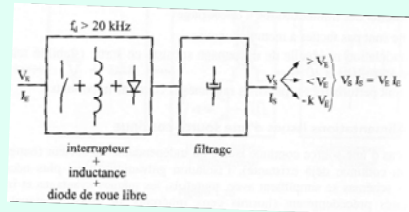
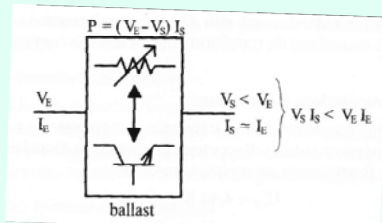


Figure I-B-10. Schéma d'une alimentation linéaire Figure I-B-11. Schéma d'une alimentation à découpage

Avantages et inconvénients identiques au cas précédent (mis à part ceux inhérents au transformateur)



# I. Introduction

## B. Linéaire vs. découpage : CEM

- Le découpage du courant induit de fortes **perturbations électromagnétiques** et il est nécessaire d'effectuer un antiparasitage de l'alimentation perturbatrice :
  - Par un **filtrage de ligne en amont et en aval** des circuit commutateurs
  - Par un **blindage électromagnétique** relié correctement à la terre

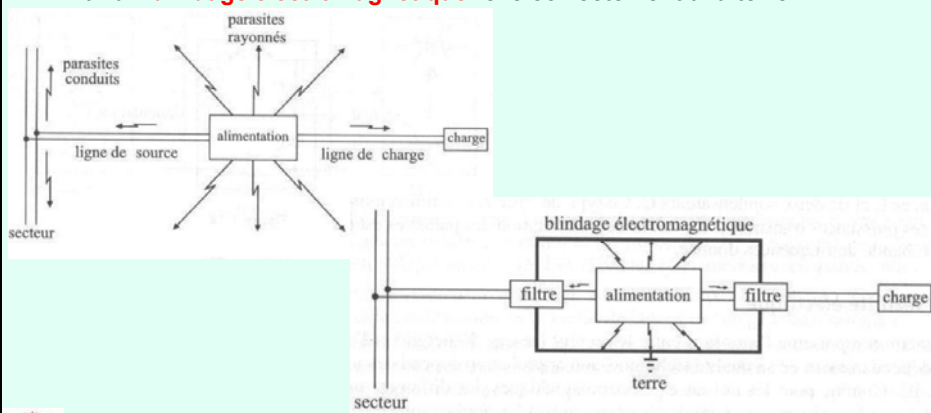


Figure I-B-12. Mise en place d'un antiparasitage



## I. Introduction

### B. Linéaire vs. découpage : choix du principe utilisé

➤ Alimentation à découpage : **gain de poids et de place** sans trop de contraintes de stabilités relatives et de susceptibilités électromagnétiques, générations de tensions inverses ou supérieures à la source

➤ Alimentation linéaire : tension **hautement** régulées

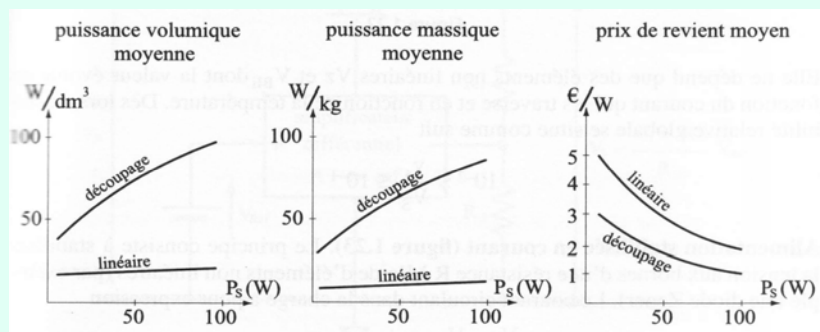


Figure I-B-13. Quelques chiffres ...

37 /261

## I. Introduction

### B. Linéaire vs. découpage : comparaison

Caractéristiques	Découpage	Linéaire
Rendement	65 à 90%	35 à 50%
Puissance massique	30 à 300W/kg	10 à 30W/kg
Puissance volumique	50 à 300W/L	20 à 50 W/L
Plage de tension d'entrée	0,85 à 1,2 Un	0,9 à 1,1 Un
Régulation dynamique	5% - 1 ms	1% - 50 μs
Ondulation résiduelle	1 %	0,1 %
Perturbations CEM	Importantes	Négligeables
M.T.B.F.	60 000 h	100 000 h

M.T.B.F. : Mean Time Before Failure

Figure I-B-14. Quelques chiffres (suite ....)

38 /261

## I. Introduction

### B. Linéaire vs. découpage : notion de découpage

#### ➤ Découpage : outils de base de l'électronicien de puissance (1)

- Le travail de l'électronicien de puissance consiste à déterminer les **conditions d'ouverture et de fermeture d'interrupteurs électroniques** en vue d'assurer une fonction donnée de conversion
- Analyse de circuit basée sur les résultats classiques des systèmes linéaires
- Réponse d'un système linéaire : régime libre + régime forcé

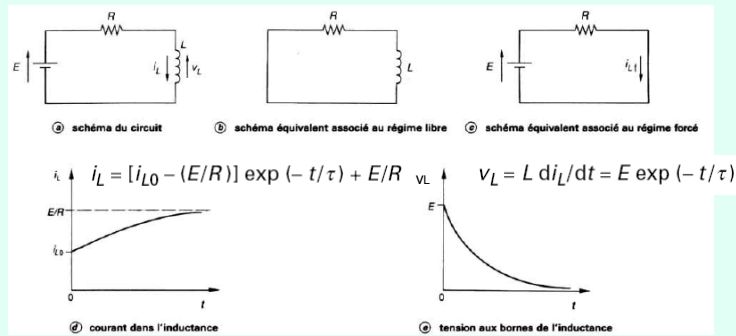


Figure I-B-15. Exemple : circuit inductif RL série – Réponse à un échelon de tension

39 /261

## I. Introduction

### B. Linéaire vs. découpage : parlons constante de temps

#### ➤ Découpage : outils de base de l'électronicien de puissance (2)

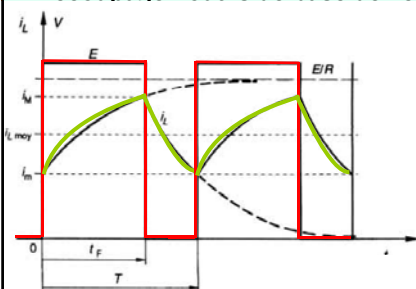


Figure I-B-16. Circuit inductif RL série – Réponse à une tension rectangulaire périodique

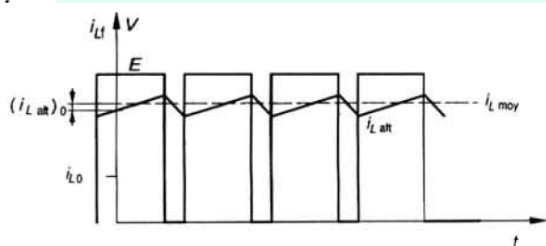


Figure I-B-17. Circuit inductif RL série – Réponse à une tension rectangulaire périodique (**constante de temps plus longue**)

40 /261

# I. Introduction

## B. Linéaire vs. découpage : l'inductance « parfaite »

### ➤ Notion de magnétisation

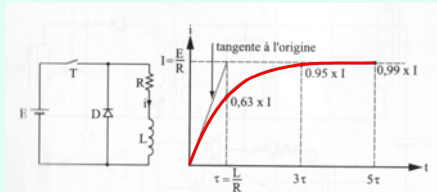


Figure I-B-18. Inductance en régime impulsionnel (inductance réelle : RL)

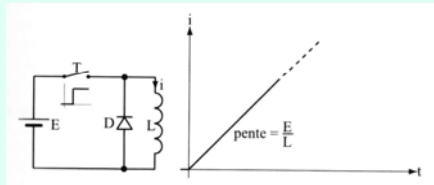


Figure I-B-19. Inductance en régime impulsionnel (inductance parfaite : R=0)

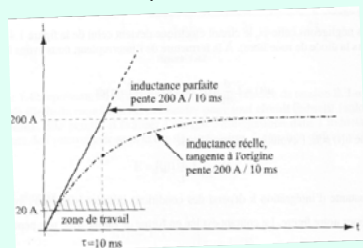


Figure I-B-20. Application de la règle du dixième

Une inductance est considérée comme **parfaite** lorsque le courant de travail (ici 20A) est très inférieur au courant maximum théorique (ici 200A), la tension en ses bornes étant quasi-constante. On adopte la règle du dixième

# I. Introduction

## B. Linéaire vs. découpage : la diode de roue libre

### ➤ Notion de démagnétisation

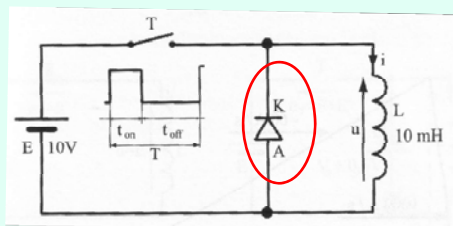


Figure I-B-21. Circuit de démagnétisation par diode de roue libre seule ( $V_{AKon} = 0,6V$ )

- ton :  $E = L \cdot di/dt \Rightarrow$  pente 1000A/s
- toff :  $v_{AKon} = -L \cdot di/dt \Rightarrow$  pente -60A/s

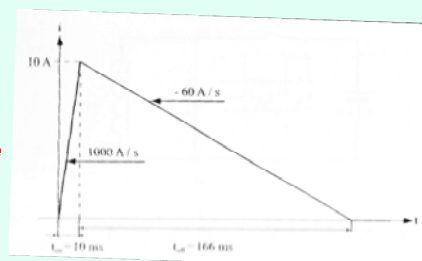


Figure I-B-22. Démagnétisation par diode de roue libre seule



## I. Introduction

### B. Linéaire vs. découpage : circuit de démagnétisation

#### ➤ Démagnétisation rapide

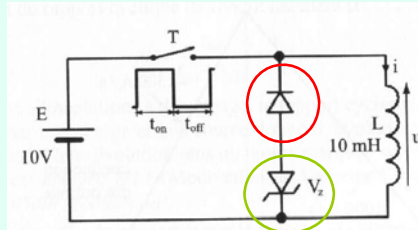


Figure I-B-23. Circuit de démagnétisation par diode de roue libre + fem ( $V_{AKon} + V_z = 0,6V + 15V$ )

• ton :  $E = L.di/dt \Rightarrow$  pente  $1000A/s$

• toff :  $V_{AKon} + V_z = -L.di/dt \Rightarrow$  pente  $-1500A/s$

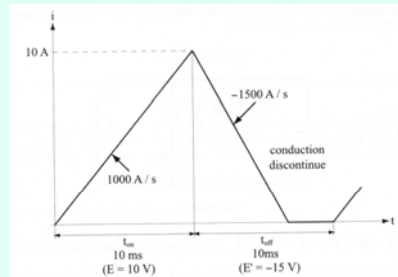


Figure I-B-24. Démagnétisation par diode de roue libre + fem (mode discontinue)



## I. Introduction

### B. Linéaire vs. découpage : quelques règles

#### ➤ Loi de démagnétisation des inductances parfaites

• Règle 1 : il n'y a **pas de variation instantanée de flux dans le circuit inductif** (pas de variation instantanée d'énergie). Pour une inductance seule, c'est donc le courant qui ne peut varier instantanément. Par contre, la tension à ses bornes est l'image de la dérivée du courant.

• Règle 2 : A la fin de la phase de magnétisation (ouverture de l'interrupteur) dès que le courant, donc le flux, tend à diminuer, la tension aux bornes de l'enroulement s'inverse et augmente « instantanément » jusqu'à ce que **la diode de roue libre prévue pour la démagnétisation conduise**. Si tel n'est pas le cas (pas de « chemin » possible pour permettre à un courant de démagnétisation de circuler), alors les tensions tendent vers une valeur infinie.



## I. Introduction

### C. Exemples : quelques convertisseurs non isolés

➤ **Alimentation non isolée fonctionnant en abaisseur de tension** : elle est utilisée jusqu'à quelques centaines de watts pour transformer des tensions continues de 24V, 42V et secteur redressé, on la trouve aussi dans les applications portables.

➤ **Alimentation non isolée fonctionnant en élévateur et inverseur de tension** : on la retrouve couramment lorsque l'on passe de  $V_1$  à  $\pm V_2$  avec  $V_2 > V_1$ .

Type	Nom	Puissance
Abaisseur	Hacheur série, hacheur dévolteur, buck, step down convertor	qq 100W
Elévateur	Hacheur parallèle, hacheur survolteur, boost, step up convertor	qq 100W
Abaisseur-Elévateur	Hacheur à stockage inductif, buck-boost, inverting convertor	qq 100W



Figure I-C-1. Noms et puissance des principaux convertisseurs non isolés

45 /261

## I. Introduction

### C. Exemples : le BUCK

➤ Alimentation à découpage : exemple du convertisseur **abaisseur** de tension (BUCK)

- Deux composants passifs L et C
- La charge est représentée par R
- Deux composants actifs K et D

➤ Hypothèses d'étude :

- K est actionné périodiquement (ouvert ou fermé à la fréquence  $f$ )
- $\alpha$  rapport cyclique  $\in [0; 1]$
- K et D parfaits, L parfaite
- $i_L(t) > 0$  (conduction continue)
- C dimensionné tel que  $\Delta V_s \ll V_s$
- **Régime permanent**

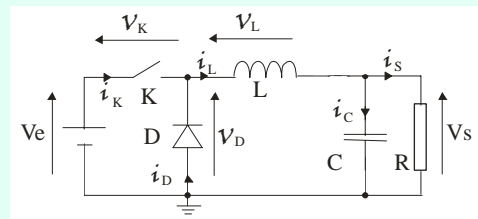


Figure I-C-2. Schéma de principe d'un convertisseur continu-continu non isolé abaisseur de tension

➤ Notations

- Valeur moyenne  $\langle v(t) \rangle$ ,  $\bar{v}$
- Valeur crête  $\hat{v}$
- Valeur instantanée  $v(t)$ ,  $v$



46 /261

# I. Introduction

## C. Exemples : BUCK : régime permanent

- Evolution de la tension de sortie : régime transitoire + régime permanent



Figure I-C-3. Régime transitoire et régime permanent dans un convertisseur

# I. Introduction

## C. Exemples : BUCK : étude sur [0;T]

- Etude de la topologie du circuit sur une période de découpage

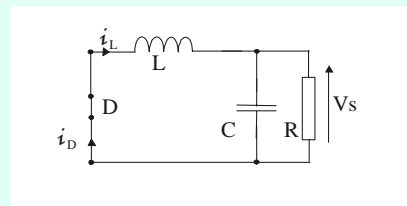
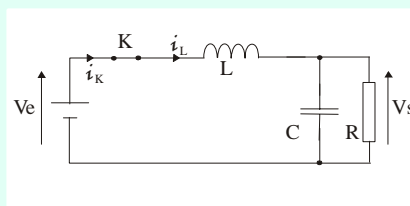


Figure I-C-4. Schéma équivalent pour  $t \in [0; \alpha T]$       Figure I-C-5. Schéma équivalent pour  $t \in [\alpha T; T]$

- Etude des courants et des tensions ...



## I. Introduction

### C. Exemples : BUCK : courants et tensions

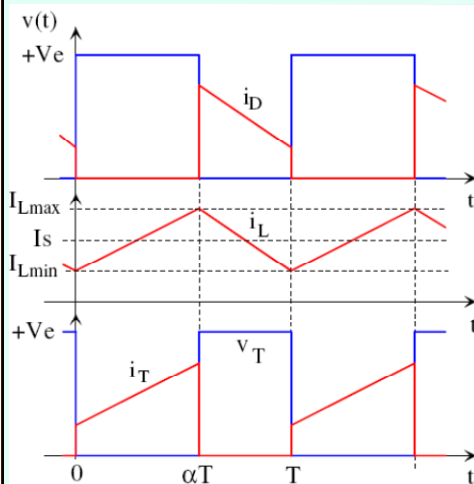


Figure I-C-6. Formes d'ondes courant et tension dans la diode, le transistor et la charge

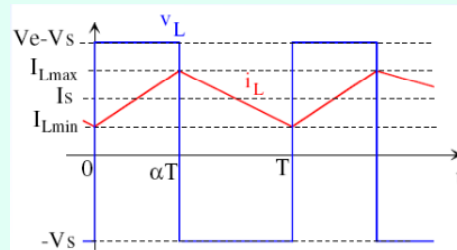


Figure I-C-7. Courant et tension dans l'inductance

#### Rapport de conversion

$$V_s = \alpha \cdot V_e$$

(indépendant de R)

49 / 261

## I. Introduction

### C. Exemples : BUCK : règles importantes

➤ Les deux règles principales en électronique de puissance appliquée à la conversion statique de l'énergie :

• La valeur moyenne de la tension aux bornes d'une inductance parcourue par un courant périodique est nulle

• Lorsque la tension aux bornes d'un condensateur varie périodiquement, la valeur moyenne du courant qui le traverse est nulle

➤ Lors de l'utilisation d'un **simulateur** pour une étude de convertisseur, il faut s'assurer que le régime permanent est atteint en **vérifiant les deux règles précédentes**

➤ Ces règles sont à généraliser pour toutes les topologies de convertisseurs



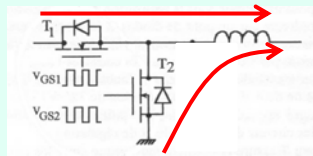
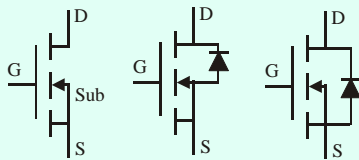
50 / 261

# I. Introduction

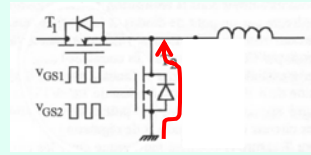
## C. Exemples : BUCK : commande synchrone

➤ Remarque concernant la commande des composants actifs : cas des MOSFET

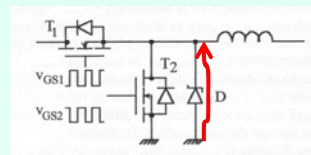
•MOSFET : Faible  $R_{DSon}$  => remplacement de la diode de roue libre



Commande alternée  $V_{GS1}$  et  $V_{GS2}$  => commande synchrone avec gestion de temps mort



Temps mort : Body D conduit => pas optimisée



Rajout de diode Schottky

Figure I-C-8. Utilisation de MOSFET à la place de la diode de roue libre pour améliorer le rendement du convertisseur BUCK



# I. Introduction

## C. Exemples : BUCK : conduction critique

➤ Que se passe t-il si, à  $V_s$  constante,  $R$  augmente ? =>  $I_s$  diminue

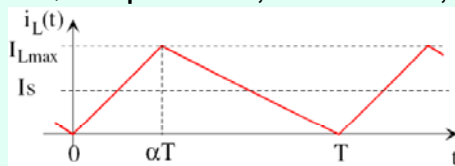
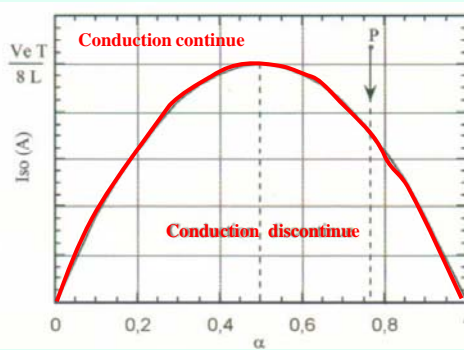


Figure I-C-9. Annulation du courant dans l'inductance

➤ Inductance critique (pour  $R$  donnée)

$$L_c = \frac{R \cdot (1 - \alpha)}{2 \cdot f}$$

Figure I-C-10. Variation de  $I_{so}$  en fonction de  $\alpha$



## I. Introduction

### C. Exemples : BUCK : conduction discontinue

- Que se passe-t-il si, à  $V_s$  constante,  $I_s$  diminue fortement ?

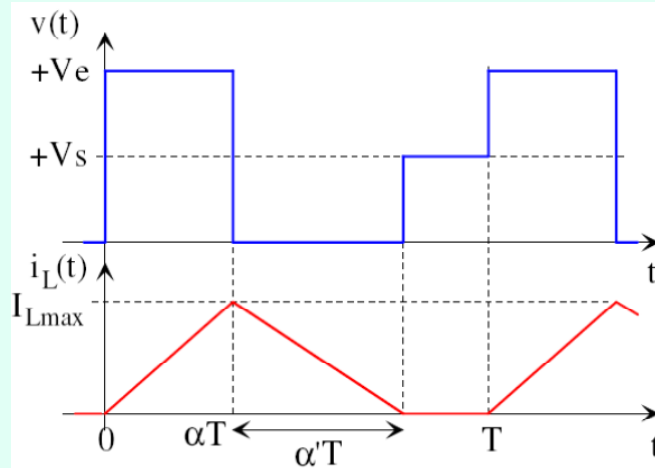


Figure I-C-11. Tension aux bornes de la diode et courant dans l'inductance lors de la conduction continue



53 / 261

## I. Introduction

### C. Exemples : BUCK : plan de conduction

- Si l'on veut garder  $V_s = \text{cte}$ , il faut agir sur le rapport cyclique

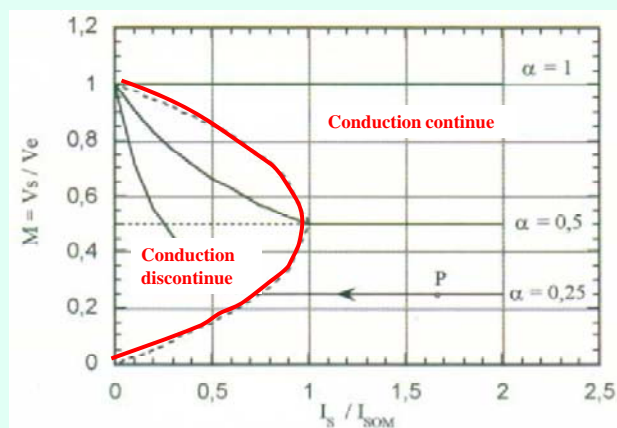


Figure I-C-12. Variation du rapport de conversion en fonction de  $I_s/I_{\text{NOM}}$



54 / 261

# I. Introduction

## C. Exemples : BUCK : $\Delta V_s$ et calcul de C

➤ Qu'en est-il de l'ondulation de la tension de sortie ?

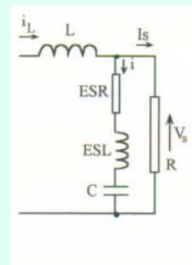
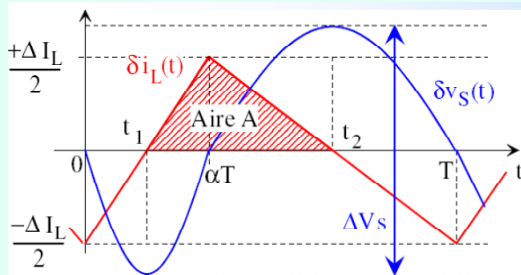


Figure I-C-13. Analyses de l'ondulation de la tension de sortie

$$\Rightarrow \Delta V_s = \frac{V_e \cdot \alpha \cdot (1 - \alpha)}{8 \cdot L \cdot C \cdot f^2}$$



# I. Introduction

## C. Exemples : BUCK : effet des composantes de C sur $\Delta V_s$

➤ La **résistance équivalente ESR** domine l'évolution de l'ondulation de la tension de sortie du convertisseur

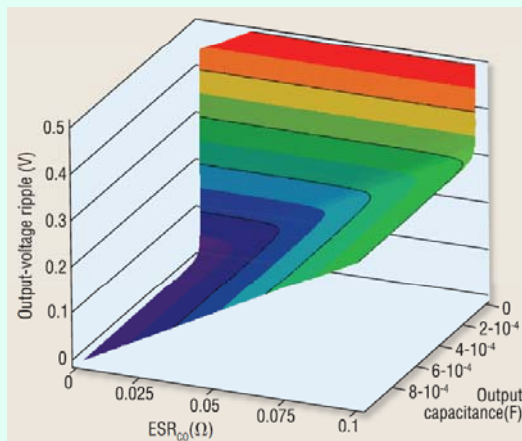


Figure I-C-14. Evolution de l'ondulation de  $V_s$  en fonction de C et de ESR  
[extrait de « Buck-Converter Design Demystified », Donald Schelle and Jorge Castorena, Power Electronics Technology, June 2006]



## I. Introduction

### C. Exemples : BUCK : bilan des pertes (composants réels)

➤ Nécessité de réduire les pertes engendrées dans la diode de roue libre afin d'accroître le rendement du convertisseur

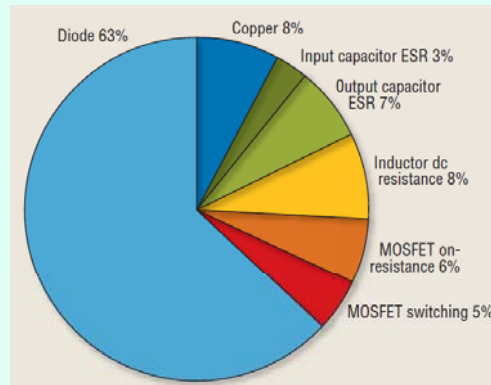


Figure I-C-15. bilan des pertes dans un convertisseur abaisseur de tension non isolé  
[extrait de « Buck-Converter Design Demystified », Donald Schelle and Jorge Castorena, Power Electronics Technology, June 2006]



57 /261

## I. Introduction

### C. Exemples : BUCK : approche régulation

➤ Une alimentation à découpage est un système comportant une à plusieurs boucles de régulation

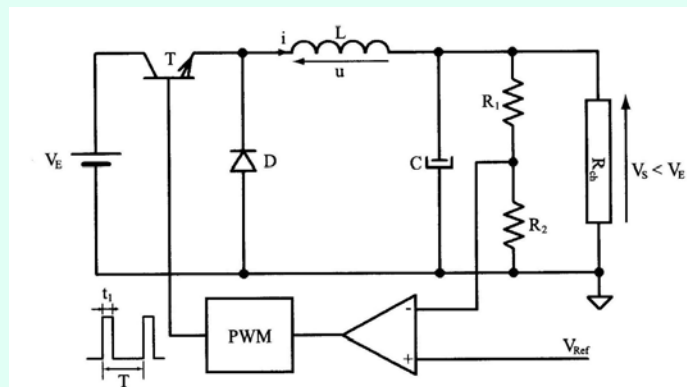


Figure I-C-16. Régulation d'une alimentation à découpage (convertisseur abaisseur de tension non isolé)



58 /261

# I. Introduction

## C. Exemples : BUCK : Modulation de Largeur d'Impulsion

➤ MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) ou PWM (Pulse Width Modulation)

➤ Définition : La modulation de largeur d'impulsions consiste à appliquer aux interrupteurs des créneaux de commande de largeur variable avec une périodicité constante.

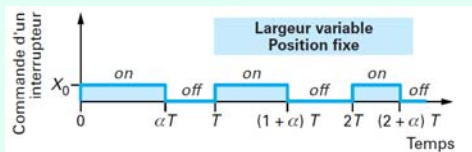


Figure I-C-17. Train d'impulsions de largeur  $\alpha T$

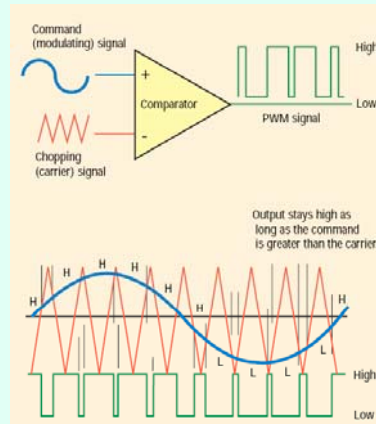


Figure I-C-18. Modulation sinusoïdale MLI  
source : Pdesign - October 2000



N.B. : Ce principe de commande s'applique à tous les convertisseurs

# I. Introduction

## C. Exemples : BUCK : exemple de réalisation

➤ convertisseur abaisseur de tension  $V_s = +5V$



$F = 52 \text{ kHz}$   
 $I_s = 0,5 \text{ A}$   
 $V_e = 7 \text{ à } 40 \text{ V}$   
 $\eta = 77\%$   
 $\approx 0,75 \text{ W de pertes}$

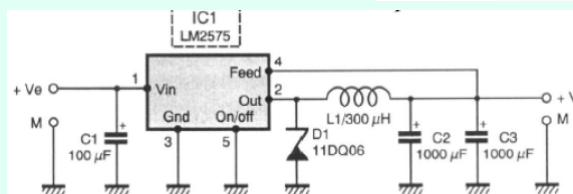


Figure I-C-19 Exemple de convertisseur BUCK avec un circuit du commerce



# I. Introduction

## C. Exemples : BOOST (TD1)

➤ Alimentation à découpage : exemple du convertisseur **élevateur** de tension (BOOST)

- Deux composants passifs L et C
- La charge est représentée par R
- Deux composants actifs K et D

➤ Hypothèses d'étude :

- K est actionné périodiquement (ouvert ou fermé à la fréquence f)
- $\alpha$  rapport cyclique  $\in [0; 1]$
- K et D parfaits, L parfaite
- $i_L(t) > 0$  (conduction continue)
- C dimensionné tel que  $\Delta V_s \ll V_s$
- Régime permanent

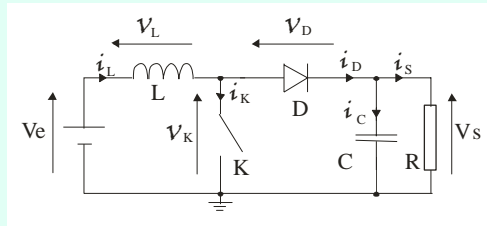


Figure I-C-20. Schéma de principe d'un convertisseur continu-continu non isolé élevé de tension

➤ Notations

- Valeur moyenne  $\langle v(t) \rangle, V, \bar{v}$
- Valeur crête  $\hat{v}$
- Valeur instantanée  $v(t), v$

# I. Introduction

## C. Exemples : BOOST : courants et tensions

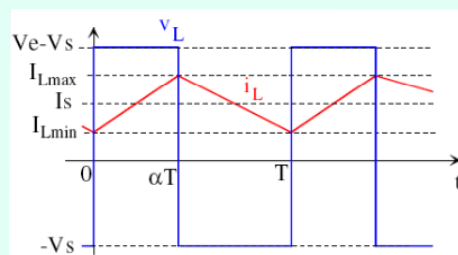
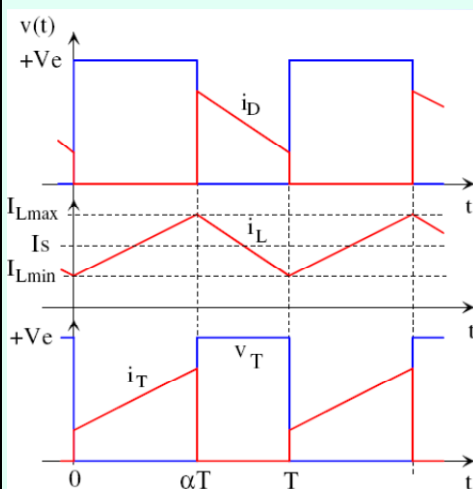


Figure I-C-22. Courant et tension dans l'inductance

Rapport de conversion

$$V_s = \frac{V_e}{1 - \alpha}$$

(indépendant de R)

Figure I-C-21. Formes d'ondes courant et tension dans la diode, le transistor et la charge

# I. Introduction

## C. Exemples : BOOST : conduction critique

➤ Que se passe t-il si, à Vs constante, R augmente ? => Is diminue

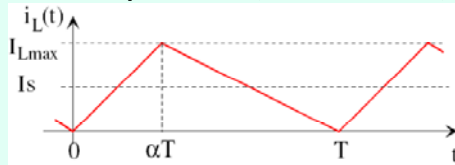
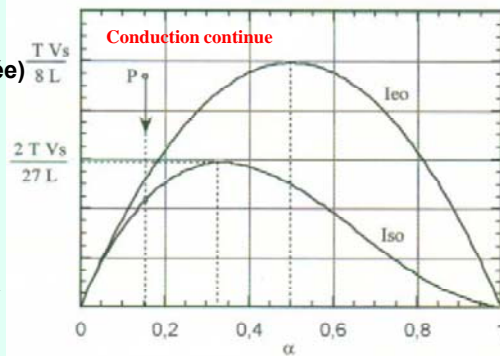


Figure I-C-23. Annulation du courant dans l'inductance

➤ Inductance critique (pour R donnée)

$$L_c = \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha)^2}{2 \cdot f} \cdot R$$

Figure I-C-24. Variation de Iso en fonction de alpha



# I. Introduction

## C. Exemples : BOOST : conduction discontinue

➤ Que se passe t-il si, à Vs constante, Is diminue fortement ?

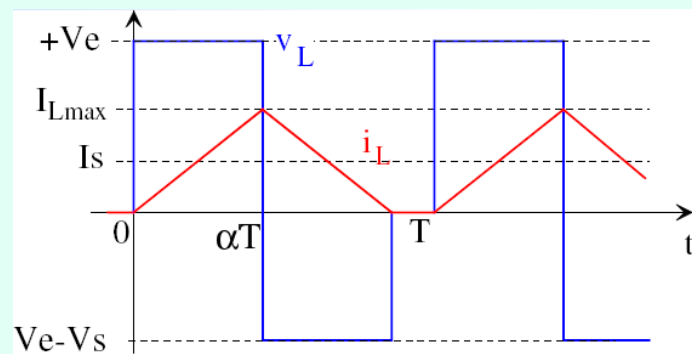


Figure I-C-25. Courant dans l'inductance et tension aux bornes de l'inductance lors de la conduction discontinue



# I. Introduction

## C. Exemples : BOOST : plan de conduction

➤ Si l'on veut garder  $V_s = \text{cte}$ , il faut agir sur le rapport cyclique

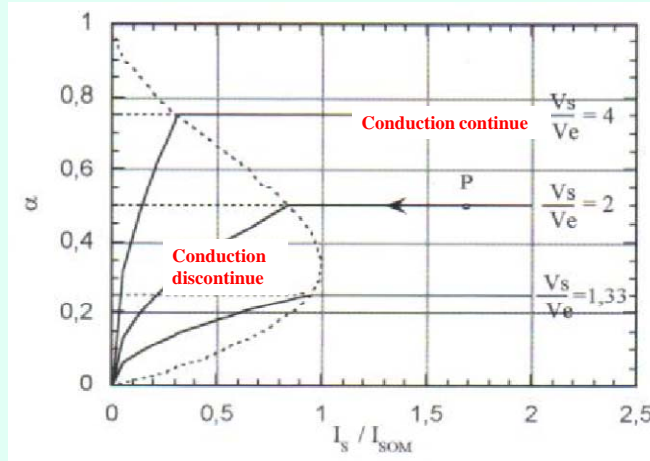


Figure I-C-26. Variation de  $M$  en fonction de  $I_s/I_{s0M}$



# I. Introduction

## C. Exemples : BOOST : $\Delta V_s$ et calcul de C

➤ Qu'en est-il de l'ondulation de la tension de sortie ?

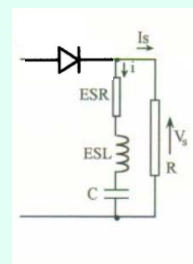
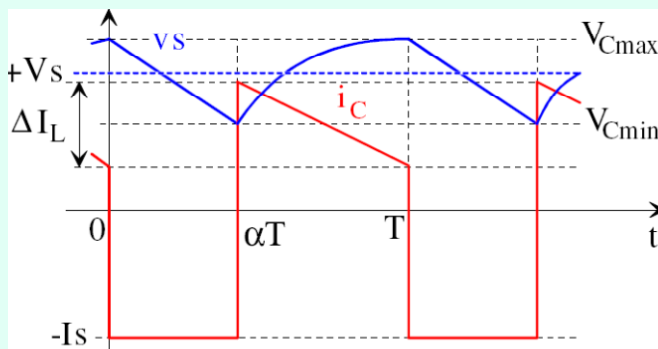


Figure I-C-27. Analyses de l'ondulation de la tension de sortie

$$\Rightarrow \Delta V_s = \frac{I_s}{C} \cdot \alpha \cdot T = V_s \frac{\alpha}{f \cdot R \cdot C}$$



## I. Introduction

### C. Exemples : BOOST : valeur maximale de $V_s$ ?

- L'inductance  $L$  n'étant pas parfaite :  $R_L \neq 0$

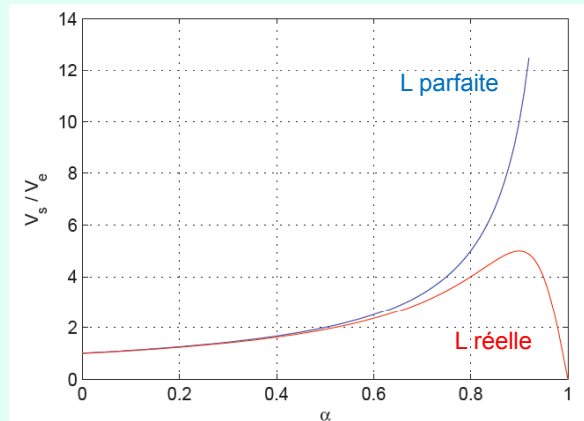


Figure I-C-28. Effet de la résistance série de l'inductance sur le rapport  $V_s/V_e$

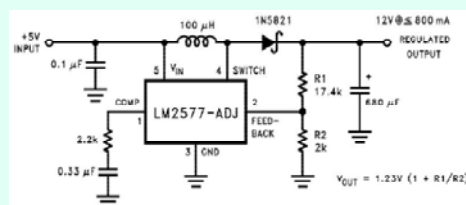


67 /261

## I. Introduction

### C. Exemples : BOOST : exemple de réalisation

- convertisseur +12V => +19V



$F = 52 \text{ kHz}$   
 $I_s = 3,5 \text{ A}$   
 $V_s = 19\text{V}$   
 $V_e = 7 \text{ à } 13 \text{ V}$   
 $I_e = 12 \text{ à } 7 \text{ A}$

Figure I-C-29. Exemple de réalisation de convertisseur BOOST



68 /261

# I. Introduction

## C. Exemples : BUCK-BOOST (TD1)

➤ Alimentation à découpage : exemple du convertisseur **élevateur-abaisseur et inverseur** de tension (BUCK-BOOST)

- Deux composants passifs L et C
- La charge est représentée par R
- Deux composants actifs K et D

➤ Hypothèses d'étude :

- K est actionné périodiquement (ouvert ou fermé à la fréquence f)
- $\alpha$  rapport cyclique  $\in [0; 1]$
- K et D parfaits, L parfaite
- $i_L(t) > 0$  (conduction continue)
- C dimensionné tel que  $\Delta V_s \ll V_s$
- **Régime permanent**

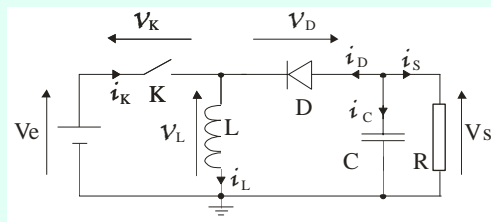


Figure I-C-30. Schéma de principe d'un convertisseur continu-continu non isolé abaisseur-élevateur et inverseur de tension

➤ Notations

- Valeur moyenne  $\langle v(t) \rangle, V, \bar{v}$
- Valeur crête  $\hat{v}$
- Valeur instantanée  $v(t), v$



# I. Introduction

## C. Exemples : BUCK-BOOST : courants et tensions

➤ Chronogrammes

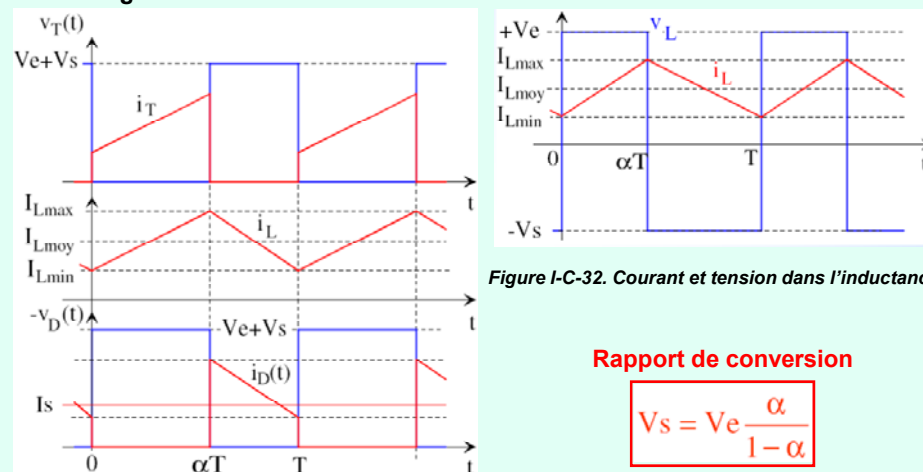


Figure I-C-32. Courant et tension dans l'inductance

**Rapport de conversion**

$$V_s = V_e \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

(indépendant de R)



Figure I-C-31. Formes d'ondes courant et tension dans la diode, le transistor et la charge

# I. Introduction

## C. Exemples : BUCK-BOOST : conduction critique

➤ Que se passe t-il si, à Vs constante, R augmente ? => Is diminue

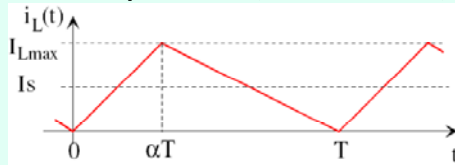


Figure I-C-33. Annulation du courant dans l'inductance

➤ Inductance critique (pour R donnée)

$$L_c = \frac{(1-\alpha)^2}{2.f} \cdot R$$

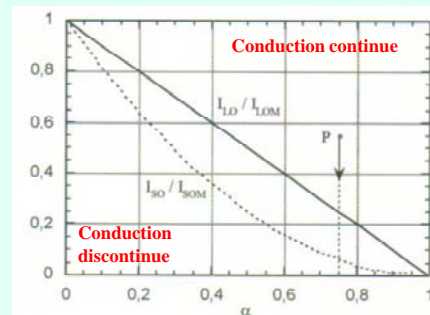


Figure I-C-34. Variation de Iso/Isom et ILo/Lom en fonction de alpha



# I. Introduction

## C. Exemples : BUCK-BOOST : conduction discontinue

➤ Que se passe t-il si, à Vs constante, Is diminue fortement ?

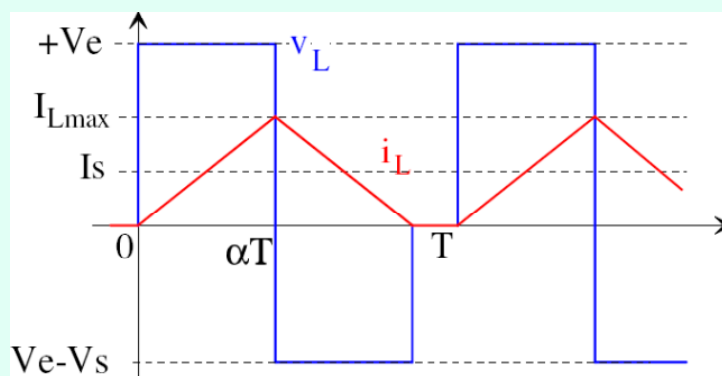


Figure I-C-35. Courant dans l'inductance lors de la conduction discontinue



# I. Introduction

## C. Exemples : BUCK-BOOST : plan de conduction

➤ Si l'on veut garder  $V_s = cte$ , il faut agir sur le rapport cyclique

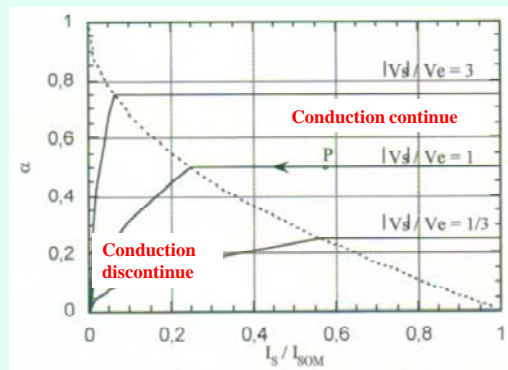


Figure I-C-36. Variation de M en fonction de  $I_s / I_{som}$



# I. Introduction

## C. Exemples : BUCK-BOOST : $\Delta V_s$ et calcul de C

➤ Qu'en est-il de l'ondulation de la tension de sortie ?

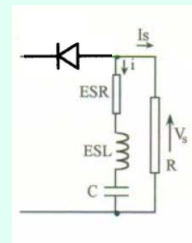
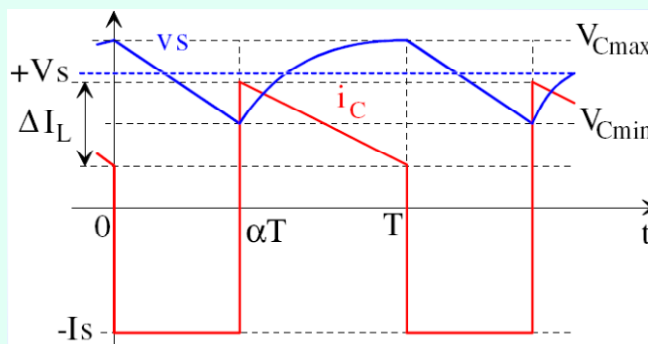


Figure I-C-37. Analyse de l'ondulation de la tension de sortie

$$\Rightarrow \Delta V_s = \frac{I_s}{C} \cdot \alpha \cdot T = V_s \frac{\alpha}{f \cdot R \cdot C}$$



# I. Introduction

## C. Exemples : BUCK-BOOST : exemple de réalisation

➤ convertisseur +5V / -5V @100mA



$F = 200 \text{ kHz}$   
 $I_s = \pm 100 \text{ mA}$   
 $\eta = 82 \%$

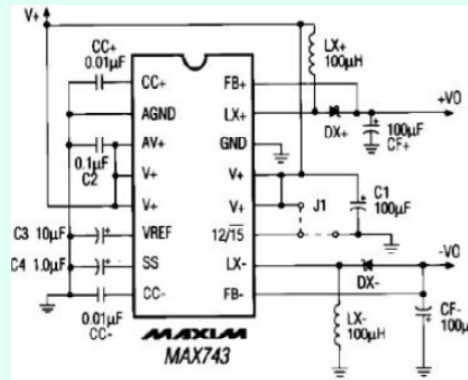


Figure I-C-38. Exemple de convertisseur BUCK-BOOST avec un circuit du commerce



# I. Introduction

## D. Commutation de l'énergie : notion d'aiguillage

- Régime de commutation (aiguillage de l'énergie)
- Notion d'interrupteur

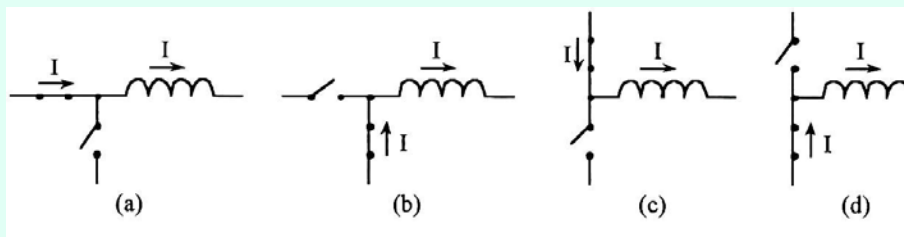


Figure I-D-1. Aiguillage à interrupteurs idéaux



## I. Introduction

### D. Commutation de l'énergie : interrupteurs idéaux

- Propriétés **statiques** : Ron nulle - Roff infinie – I(V) bidirectionnelle en V et I
- Propriétés **dynamiques** : commutation instantanée état passant à état bloqué et inversement

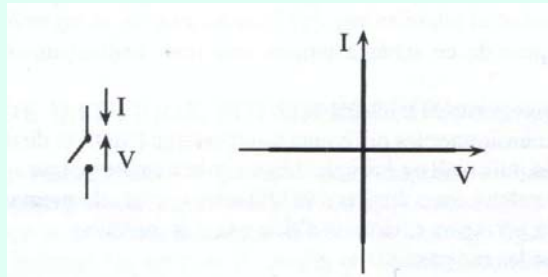


Figure I-D-2. Caractéristique I(V) de l'interrupteur idéal



## I. Introduction

### D. Commutation de l'énergie : caractéristiques statiques

- Les composants possédant des caractéristiques statiques à deux segments

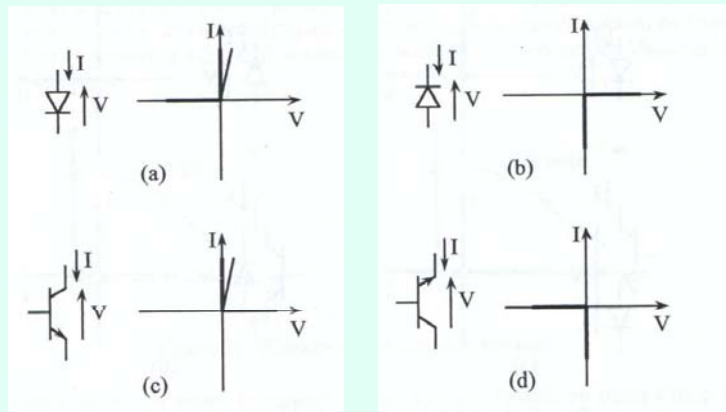


Figure I-D-3. Caractéristiques à deux segments

**Diodes et transistors : composants unidirectionnels en courant et en tension**



# I. Introduction

## D. Commutation de l'énergie : caractéristiques statiques

➤ Les composants possédant des caractéristiques statiques à trois segments

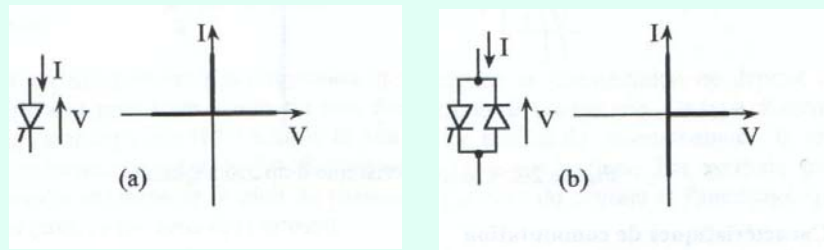


Figure I-D-4. Caractéristiques à trois segments

**Thyristors : composants bidirectionnels en courant ou en tension**



# I. Introduction

## D. Commutation de l'énergie : caractéristiques statiques

➤ Les composants issus de synthèse possédant des caractéristiques statiques à trois segments

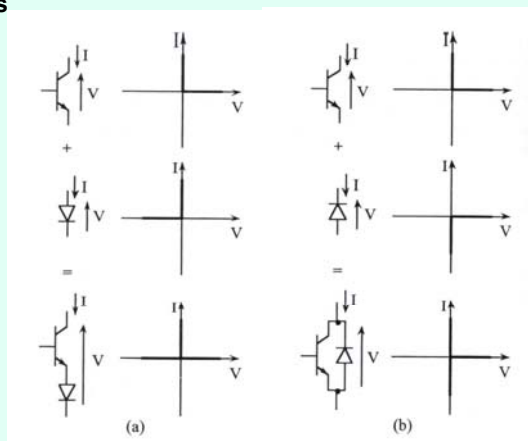


Figure I-D-5. Synthèse de caractéristiques à trois segments

**Diode + Transistors : composants bidirectionnels en courant ou en tension**



## I. Introduction

### D. Commutation de l'énergie : caractéristiques statiques

- Les composants possédant des caractéristiques statiques à quatre segments

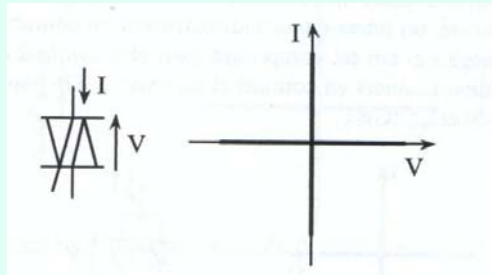


Figure I-D-6. Caractéristiques à quatre segments

**Triacs : composants bidirectionnels en courant et en tension (très lents)**



## I. Introduction

### D. Commutation de l'énergie : caractéristiques de commut.

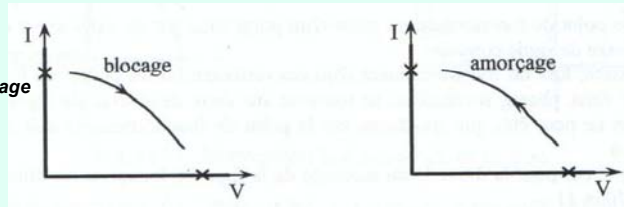
- Commutation : passage de l'état bloqué à l'état passant et vice-versa
- Trajectoire suivi par le point de fonctionnement : **caractéristique dynamique de commutation**
- Trajectoire **imposée par le circuit extérieur** à l'interrupteur (différente au blocage et à l'amorçage)
- Interrupteur réel : **élément dissipatif** (pertes en commutation)
- Deux types de commutation : **commandée** et **spontanée**



# I. Introduction

## D. Commutation de l'énergie : type de commutation

Figure I-D-7. Blocage et amorçage commandés



Axes de même signe : commutation commandée

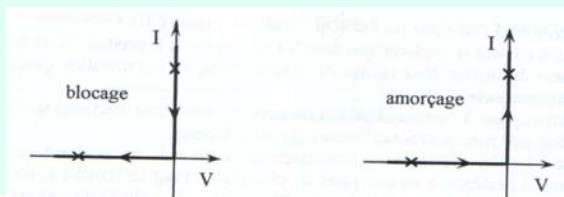


Figure I-D-8. Blocage et amorçage spontanés

Axes de signe opposé : commutation spontanée (pertes minimales)



# I. Introduction

## D. Commutation de l'énergie : interrupteur de type D et T

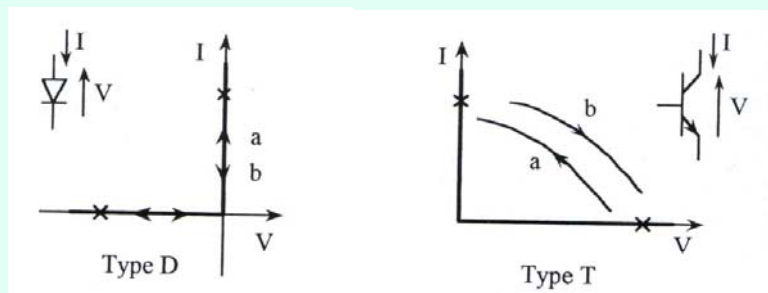


Figure I-D-9. Interrupteur de type D

Figure I-D-10. Interrupteur de type T



# I. Introduction

## D. Commutation de l'énergie : bidirectionnalité en tension

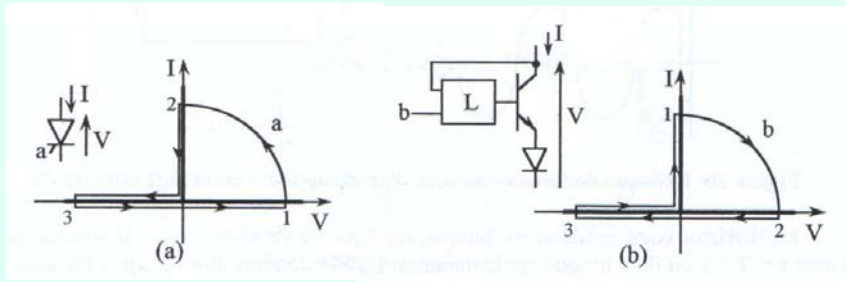


Figure I-D-11. Interrupteurs bidirectionnels en tension



# I. Introduction

## D. Commutation de l'énergie : bidirectionnalité en courant

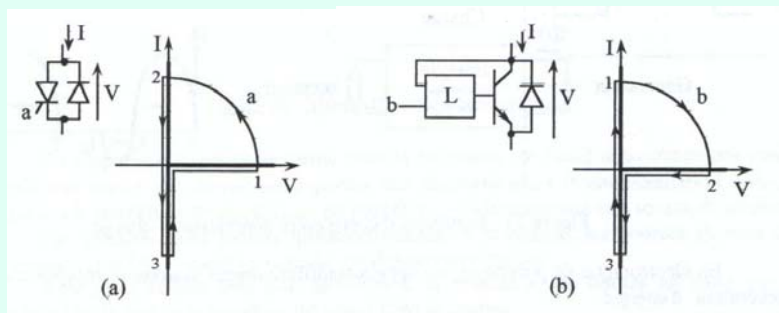


Figure I-D-12. Interrupteurs bidirectionnels en courant



## I. Introduction

### D. Commutation de l'énergie : exemple thyristor + diode

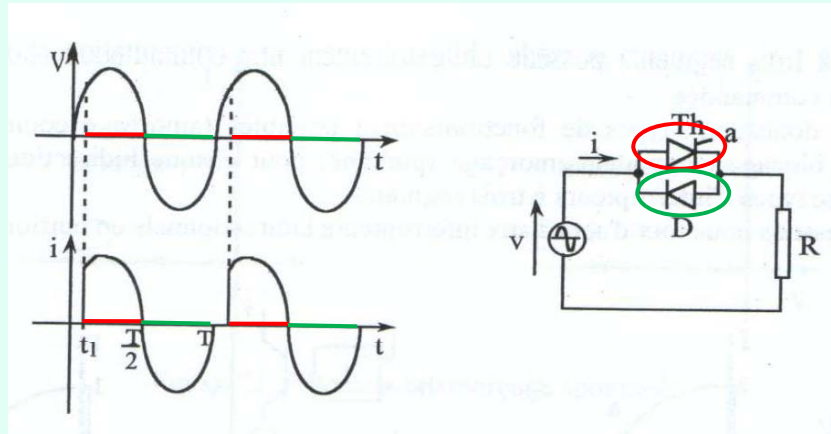


Figure I-D-13. Exemple de fonctionnement d'un interrupteur à amorçage commandé



## I. Introduction

### D. Commutation de l'énergie : définition des sources

- En électronique de puissance, on appellera indifféremment source un récepteur ou un générateur d'énergie

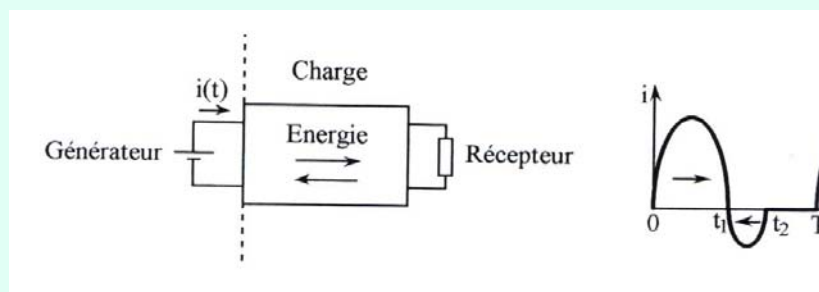


Figure I-D-14. Echanges d'énergie entre générateur et charge



## I. Introduction

### D. Commutation de l'énergie : source de courant/tension

- une source de tension impose la tension à ses bornes indépendamment du courant qui la traverse
- une source de courant impose le courant qui la traverse quelle que soit la tension à ses bornes
- Ces définitions correspondent à une propriété **permanente** valable à toutes les échelles de temps mais qui est rarement vérifiée en électronique de puissance

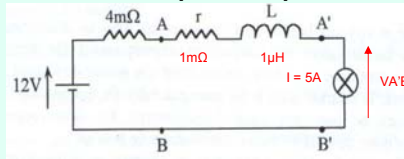


Figure I-D-15. Alimentation d'une lampe

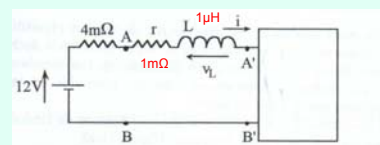
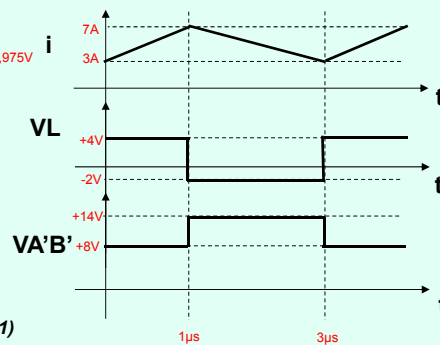


Figure I-D-16. Alimentation d'un convertisseur (BE1)



89 /261

## I. Introduction

### D. Commutation de l'énergie : quelques règles

- La **tension**  $v(t)$  aux bornes d'un condensateur **ne peut pas subir de discontinuité** puisque l'énergie stockée dans un condensateur ne peut pas varier brusquement.
- Le **courant**  $i(t)$  dans une inductance **ne peut pas subir de discontinuité** car l'énergie stockée dans une inductance ne peut pas varier brusquement.
- En électronique de puissance, un **condensateur** sera donc considéré comme une **source de tension** et une **inductance** comme une **source de courant**.

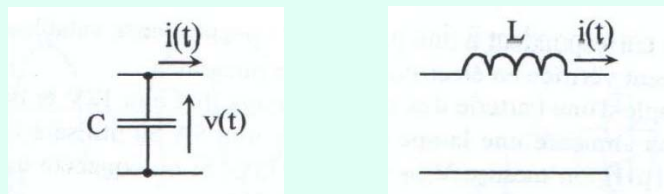


Figure I-D-17. Sources de tension et de courant



90 /261

## I. Introduction

### D. Commutation de l'énergie : réversibilité des sources

- Une source est réversible en tension si la tension à ses bornes peut changer de signe.
- Une source est réversible en courant si le courant qui la traverse peut s'inverser
- La propriété de **réversibilité** est une propriété **permanente**.

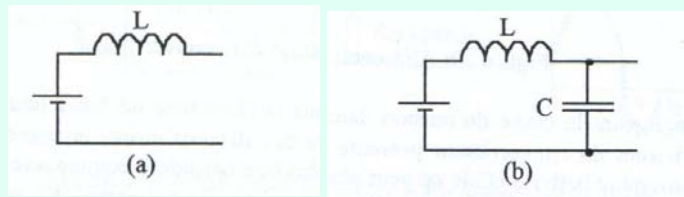


Figure I-D-18. Réversibilité des sources



## I. Introduction

### D. Commutation de l'énergie : interconnexion des sources

- Une **source de tension ne doit pas être court-circuitée** mais elle peut être laissée en **circuit ouvert**
- Une **source de courant ne doit pas être laissée en circuit ouvert** mais elle peut être **court-circuitée**.
- On **ne peut pas connecter deux sources de tension en parallèle** ou **deux sources de courant en série**.
- On ne peut donc connecter entre elles que des sources de **nature différente**. (cependant, si l'une des sources est seulement instantanée, on peut la connecter à une autre source de même nature).

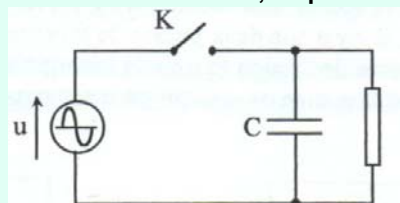


Figure I-D-19. Interconnexion de deux sources de même nature (cas particulier)



# I. Introduction

## D. Commutation de l'énergie : synthèse d'un convertisseur

- On se propose de synthétiser un convertisseur tension-courant
- Cahier des charges : convertisseur permettant de régler les échanges d'énergie entre une source de tension et une source de courant
- Connexions autorisées :

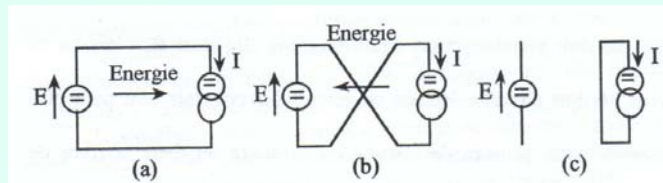


Figure I-D-20. Connexions autorisées entre source de tension et de courant

- Topologie proposée :

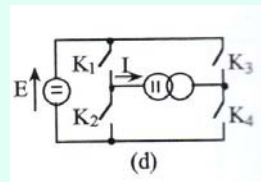


Figure I-D-21. Montage en pont à quatre interrupteurs



# I. Introduction

## D. Commutation de l'énergie : synthèse d'un convertisseur

- Autres hypothèses : aucune des sources n'est réversible en courant ou en tension

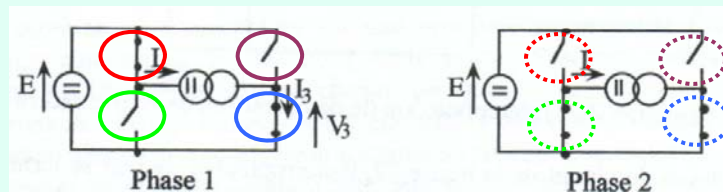


Figure I-D-22. Phases de fonctionnement du convertisseur

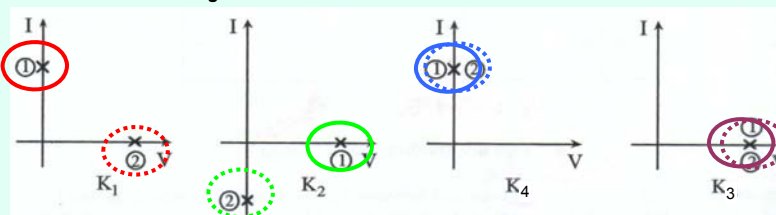


Figure I-D-23. Points de fonctionnement des interrupteurs



## I. Introduction

### D. Commutation de l'énergie : synthèse d'un convertisseur

#### ➤ Topologies possibles

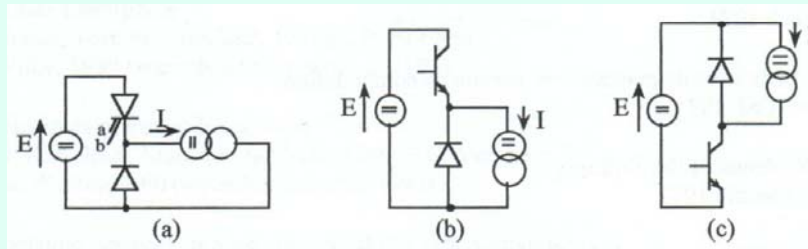


Figure I-D-24. Schémas du convertisseur tension-courant sans aucune réversibilité



## I. Introduction

### D. Références

- Michel Girard, Hugues Angelis, Magali Girard « Alimentation à découpage », 2ème édition, DUNOD, ISBN 2-10-006940-3
- Jacques Laroche « Electronique de puissance : Convertisseurs », DUNOD, ISBN 2-10-007252-8
- Christian Zardini « Electronique de puissance EP1 – EP2 », polycopié de cours ENSEIRB, 2003
- Bruno Allard « L'électronique de puissance - Fondements et perspectives », Technique de l'ingénieur, D3000, Paris (France)
- François Bernot « Electronique de puissance - Introduction », Technique de l'ingénieur, E3958, Paris (France)
- Henri Foch et al. « Outils de base de l'électronicien de puissance », Technique de l'ingénieur, E3151, Paris (France)



➤ Thierry Lequeu « Cours Alimentation Electronique », polycopié Univ. Tours

## II. Les composants actifs

### A. Introduction : composants réels

- **Matériau semi-conducteur : Silicium**
- **Etat passant**
  - Chute de tension à l'état passant (tension de saturation ou résistance à l'état passant)
  - Courant limite maximum
  - Sensible à la température (environnement et auto-échauffement)
- **Etat bloqué**
  - Tension maximale applicable
  - Courant de fuite



97 /261

## II. Les composants actifs

### A. Introduction : conception des composants actifs

- **Barreau de silicium découpé en tranche (wafer)**

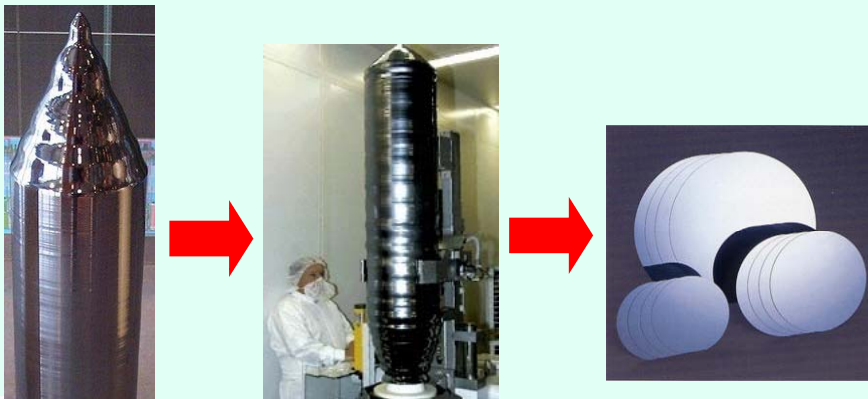


Figure II-A-1. Obtention de wafers à partir d'un barreau de silicium



98 /261

## II. Les composants actifs

### A. Introduction : gravure sur wafer Si

#### ➤ Conception des composants

•Wafer Ø 3" (7,62cm) à 8" (20,32cm)



Figure II-A-2. Wafer silicium non gravé

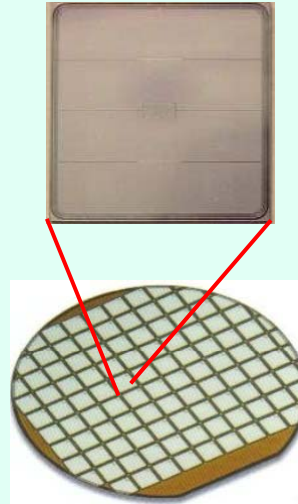


Figure II-A-3. Wafer silicium gravé



99 /261

## II. Les composants actifs

### A. Introduction : roadmap des composants Si-IGBT

➤Intégration de plus en plus poussé : augmentation de la densité de courant par  $\text{cm}^2$ , augmentation de la puissance commutée, auto-échauffement plus important

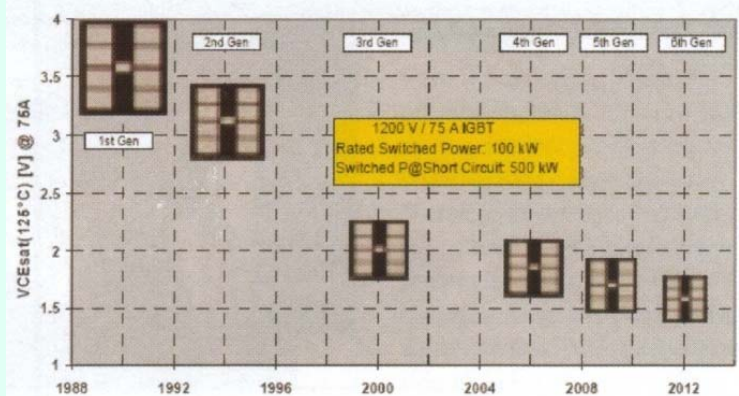


Figure II-A-4. Evolution des tailles des puces sur ¼ siècle (transistor IGBT)



100 /261

## II. Les composants actifs

### A. Introduction : lignes de courant verticale

➤ Au niveau de la physique du semi-conducteur

- Structure **verticale**
- conduction de courant important => grande surface
- Tenue en tension conditionnée par l'épaisseur de la zone active
- Face arrière active => électrode
- Ordre de grandeur :  $J=100\text{A}/\text{cm}^2$

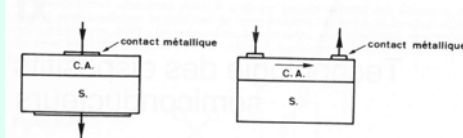


Figure II-A-5. Structures de diode verticale et horizontale

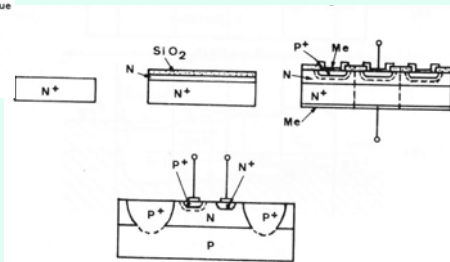
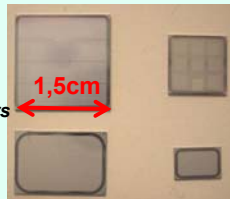


Figure II-A-6. Structure de transistor verticale et horizontale

Figure II-A-7. Transistors et diodes 200A et 50A



101 /261

## II. Les composants actifs

### A. Introduction : large choix de composants de puissance

- Composant unipolaire (électrons ou trous)
  - **MOSFET** (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
  - **Diode Schottky**
- Composant bipolaire (électrons et trous)
  - **Diode PiN**
  - **Transistor bipolaire**
  - Thyristor
  - IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)
  - MCT (MOS Controlled Thyristor)
  - IGCT (Insulated Gate Controlled Thyristor)
  - GTO (Gate Turn-off Thyristors)

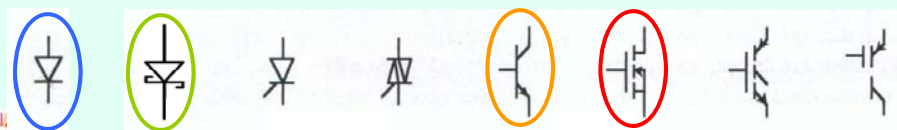


Figure II-A-8. Rappel des symboles des principaux composants de puissance à semi-conducteur.



102 /261

## II. Les composants actifs

### B. La diode de puissance : rappel état passant / état bloqué

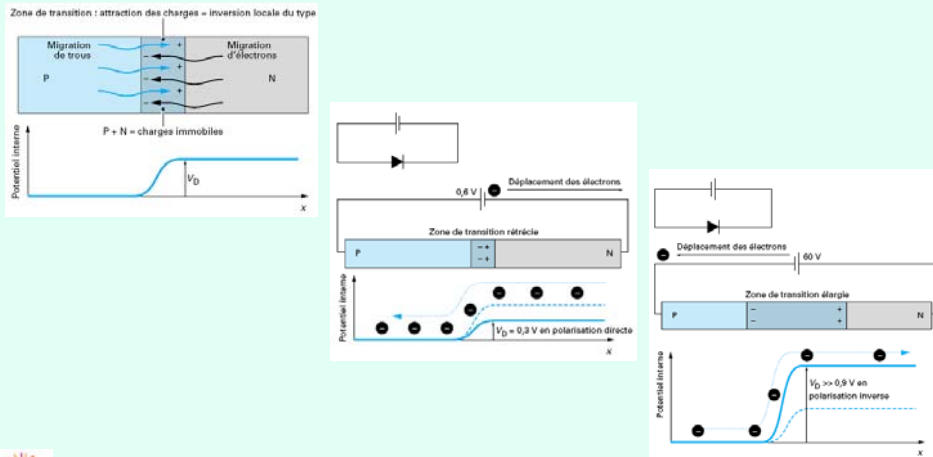


Figure II-B-1. Equilibre – Polarisation directe – Polarisation inverse

103 /261

## II. Les composants actifs

### B. La diode de puissance : zone de charge d'espace

- Jonction abrupte N<sup>+</sup>P (épitaxie)
- Modèle unidimensionnel

$$W = \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{qN_A} |V_a|} \quad E_M = \sqrt{\frac{2qN_A}{\epsilon_s} |V_a|}$$

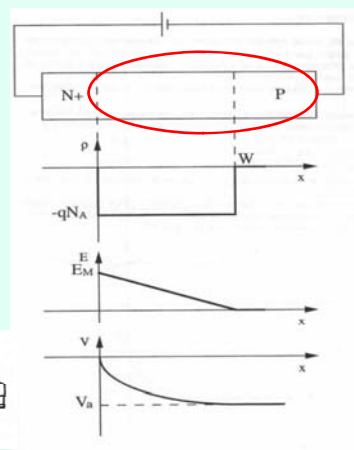
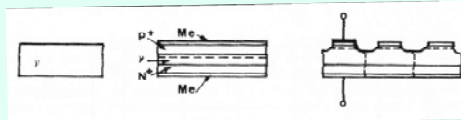


Figure II-B-2. Distribution de quelques grandeurs électriques dans la jonction abrupte

➔ Modulation de la conductivité de la zone P (zone la moins dopée)

104 /261

## II. Les composants actifs

### B. La diode de puissance : diode PiN

- Diode dite Punch Through (PT)
- Zone épitaxiée faiblement dopée P-
- Modèle unidimensionnel

$$V_{PT} = \frac{1}{2}(E_c + E_1)W_P \quad E_1 = E_c - \frac{qN_{AP}}{\epsilon_s} W_P$$

$$V_{PT} = E_c W_P - \frac{qN_{AP}}{2\epsilon_s} W_P^2$$

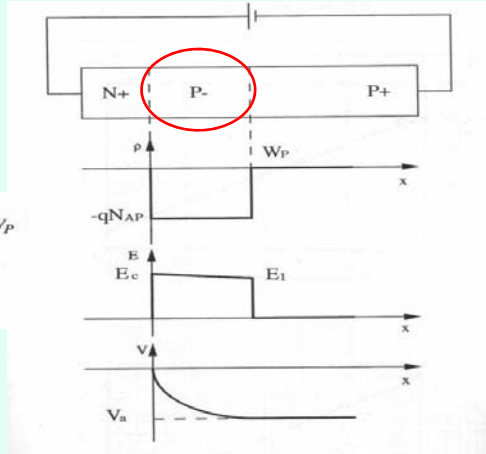


Figure II-B-3. Distribution de quelques grandeurs électriques dans la jonction punch through

➤ Modulation de la conductivité de la zone P<sup>-</sup> (zone la moins dopée)

105 /261

## II. Les composants actifs

### B. La diode de puissance : caractéristiques technologiques

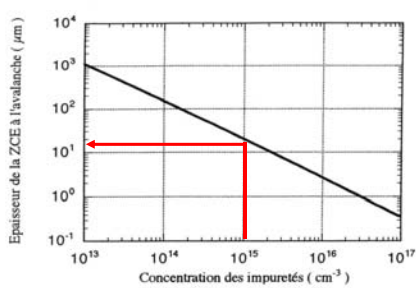


Figure II-B-4. Epaisseur de la ZCE en fonction de la concentration de la région faiblement dopée

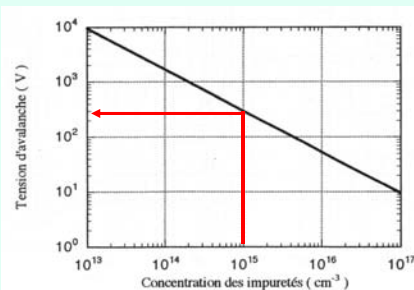


Figure II-B-5. Tension d'avalanche en fonction de la concentration de la région faiblement dopée

106 /261

## II. Les composants actifs

### B. La diode de puissance : caractéristiques technologiques

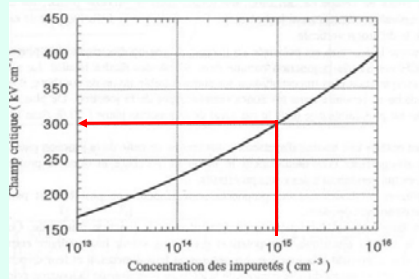


Figure II-B-6. Champs électrique max. en fonction de la concentration de la région faiblement dopée

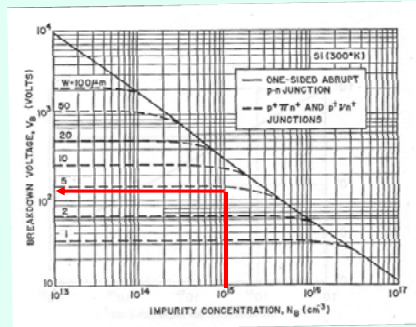
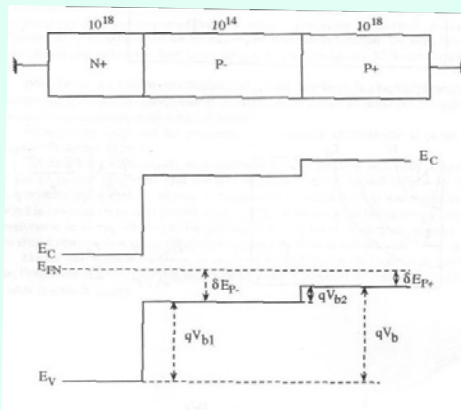


Figure II-B-7. Cas des jonctions PT



## II. Les composants actifs

### B. La diode de puissance : barrière de potentiel diode PiN



$$qV_s = qV_{s1} + qV_{s2}$$

$$qV_{s1} = kT \ln \frac{(N_{A+})N_D}{n_i^2}$$

$$qV_{s2} = \delta E_{p-} - \delta E_{p+} = kT \left( \ln \frac{N_{V-}}{N_{A-}} - \ln \frac{N_{V+}}{N_{A+}} \right) \Rightarrow qV_{s2} = kT \ln \frac{N_{A+}}{N_{A-}}$$

$$qV_s = kT \ln \frac{(N_{A+})N_D}{n_i^2}$$

$V_s = 0,953 \text{ V}$

Figure II-B-8. Potentiel de barrière d'une diode PiN





## II. Les composants actifs

### B. La diode de puissance : contrôle de la durée de vie

➤ Réduction de la charge stockée par procédé de contrôle de la durée de vie

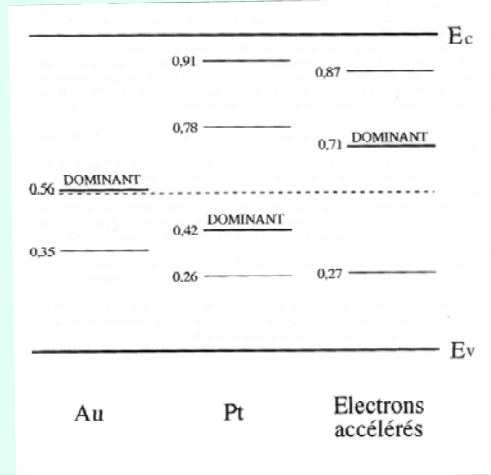


Figure II-B-11. Niveaux d'énergie des centres de recombinaison



## II. Les composants actifs

### B. La diode de puissance : Diode Schottky

➤ structure métal-semiconducteur

$$J_s = AT^2 e^{-\left(\frac{q\Phi_{bn}}{kT}\right)} \quad \text{Courant de saturation}$$

$$J = J_s e^{\left(\frac{qV_{FB}}{kT}\right)} \quad \text{Courant direct}$$

$$V_F = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{J_F}{J_s}\right) + R_s J_F \quad \text{Tension directe}$$

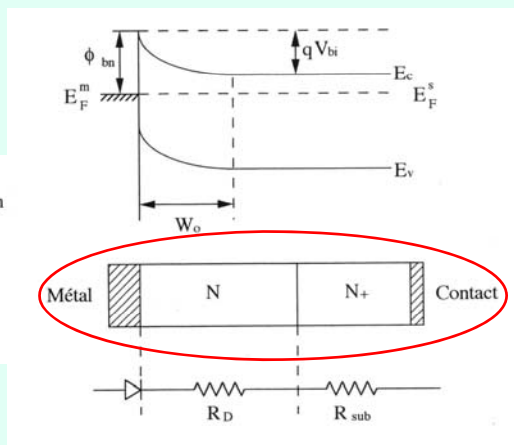


Figure II-B-12. Structure de la diode Schottky



➔ Pas de modulation de la conductivité de la zone N (zone la moins dopée)

## II. Les composants actifs

### B. La diode de puissance : caractéristique statique I(V)

#### ➤ Caractéristiques I(V) d'une diode Schottky

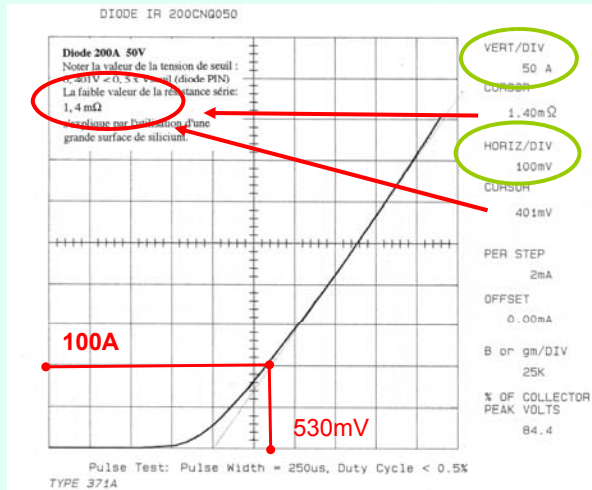


Figure II-B-13. Caractéristique direct de la diode SCHOTTKY IR 200CNQ050

113 /261

## II. Les composants actifs

### B. La diode de puissance : comparaison PiN / Schoktky

#### ➤ Dimensionnement des puces de silicium diode PiN / diode Schottky

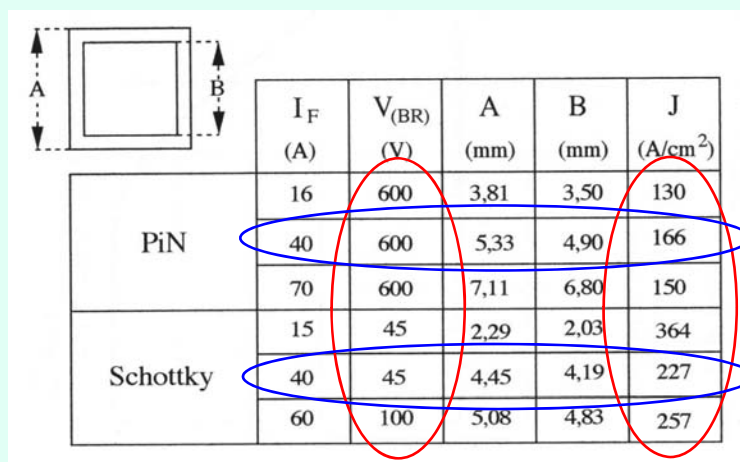


Figure II-B-14. Quelques chiffres comparatifs entre la diode PiN et la diode Schottky

114 /261

## II. Les composants actifs

### B. La diode de puissance : capacité de barrière

#### ➤ Capacité de barrière des diodes PiN et Schottky

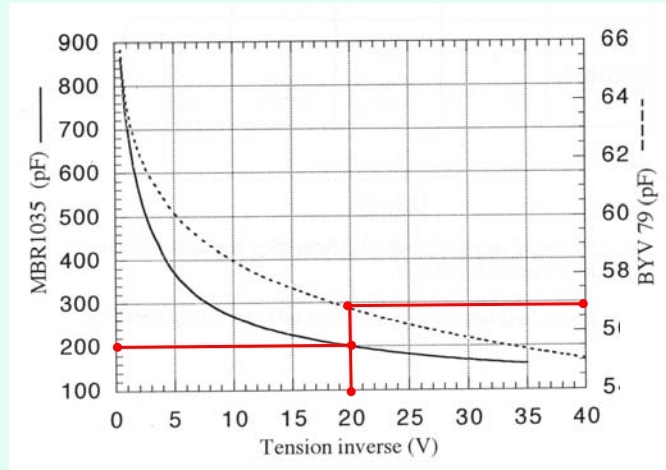


Figure II-B-15. C(V) de la diode Schottky MBR1035 et de la diode PiN BYV79



## II. Les composants actifs

### B. La diode de puissance : récapitulatif

#### ➤ Comparatif diodes PiN / diode Schottky

	$V_F$	$I_R$	$V_{(BR)}$	$t_{rr}$
<b>PiN</b>	- 0,9 / 1 V	+ faible	+ peut atteindre qqes kV	- dépend du type de diode
<b>Schott.</b>	+ 0,5 / 0,7 V	- augmente avec $V_R$	- limitée à 150 V	+ pas de recouv. inverse

Figure II-B-16. Avantages et inconvénients des diodes PiN et Schottky



## II. Les composants actifs

### B. La diode de puissance : diode d'écrêtage

- Utilisée pour les surtensions transitoires
- Transient Voltage Suppressor
- Destruction => **court circuit**
- Puissance admissible dépend du signal appliqué
- Composants bas coût

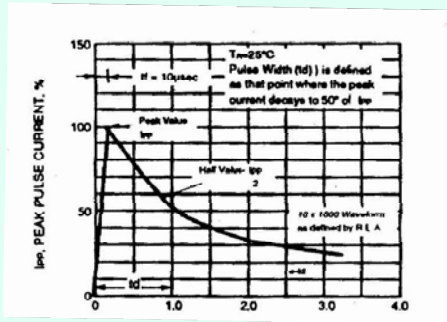


Figure II-B-17. Forme d'onde 10 x 1000

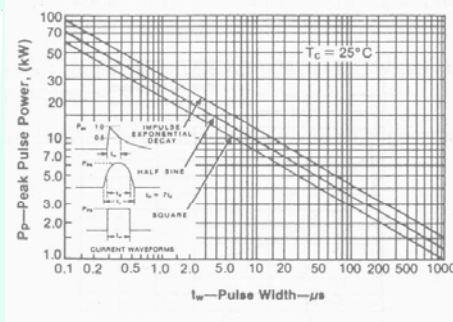


Figure II-B-18. Puissance crête admissible par un 1.5KE en fonction de la durée de l'impulsion



## II. Les composants actifs

### B. La diode de puissance : technologie et applications

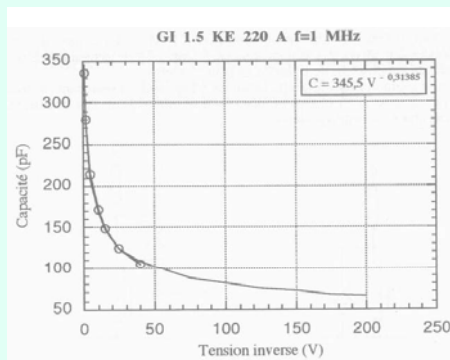


Figure II-B-19. Variation de la capacité d'un suppresseur en fonction de la tension appliquée

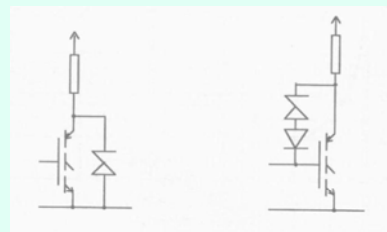


Figure II-B-20. Ecrêtage passif et actif



## II. Les composants actifs

### C. Le transistor bipolaire de puissance : rappel

- Composant bipolaire (2 types de porteurs)
- Faible  $V_{ceon}$  (réduction de la résistance de base par injection de porteurs minoritaires)
- Charge stockée
- Commande en courant

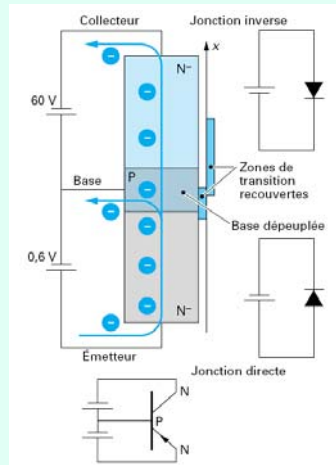


Figure II-C-1. Principe du transistor bipolaire



## II. Les composants actifs

### C. Le transistor bipolaire de puissance : structure

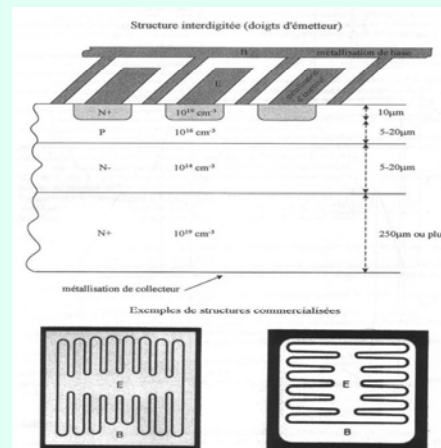
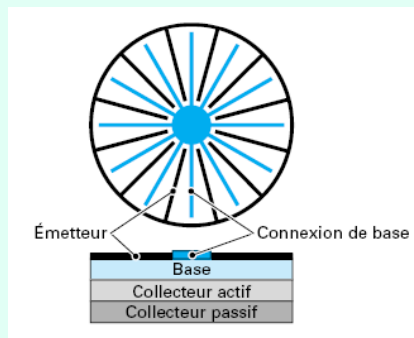


Figure II-C-2. Structure interdigitée de transistor bipolaire de puissance



## II. Les composants actifs

### C. Le transistor bipolaire de puissance : SOA

- Aire de sécurité (Safe Operating Area : SOA)
- RBSOA : Reverse Bias Safe Operating Area
- FBSOA : Forward Bias Safe Operating Area
- OSAO : Overload Safe Operating Area

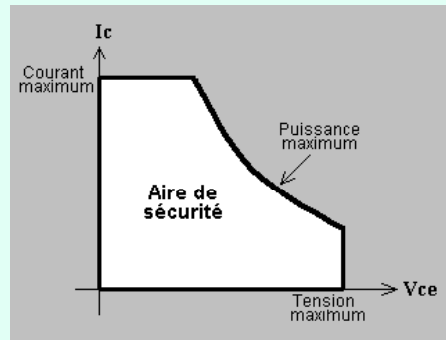


Figure II-C-3. Définition de l'Aire de sécurité (Safe Operating Area)



121 /261

## II. Les composants actifs

### C. Le transistor bipolaire de puissance : saturation

- Phénomènes de saturation à éviter => Quasi saturation

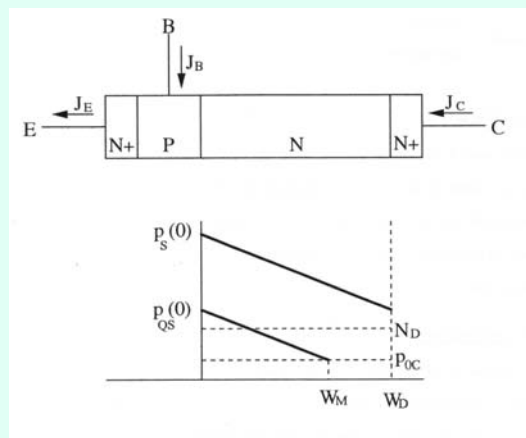


Figure II-C-4. Densité des porteurs minoritaires



122 /261

## II. Les composants actifs

### C. Le transistor bipolaire de puissance : résumé

- Structure verticale et interdigitée
- Avantages
  - Faible chute de tension directe 1 à 2V
  - Faible courant de fuite 1mA pour un transistor de 30A
  - Une très bonne tenue en tension
  - Mise en parallèle possible (soigner le câblage)
  - Faible cout
- Inconvénients
  - Commande en courant  $I_b=0,1$  à  $0,2I_{csat}$
  - Temps de commutation élevés
  - Phénomène de second claquage
- Eviter la saturation (régime de quasi-saturation recommandé)
- Respecter les aires de sécurité



123 /261

## II. Les composants actifs

### D. Le transistor MOS de puissance : rappels

- MOS (Metal Oxide Semi-conductor)
- Composant unipolaire (un seul type de porteurs => majoritaires)
- Pas de charge stockée
- Fréquence d'utilisation élevée
- Idéal pour les tensions faibles (<100V)
- Commande en tension

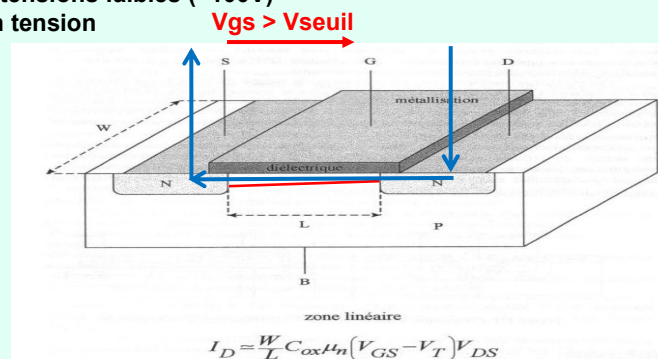


Figure II-D-1. Coupe du transistor MOS horizontal



124 /261

## II. Les composants actifs

### D. Le transistor MOS de puissance : structures

#### ➤ Structures variées du MOS de puissance

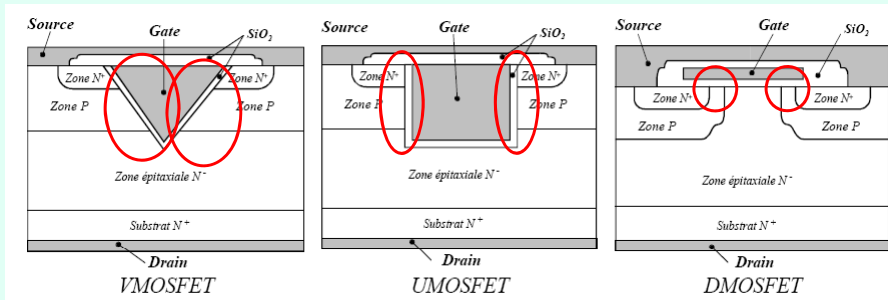


Figure II-D-2. Les principales structures verticale MOSFET de puissance



## II. Les composants actifs

### D. Le transistor MOS de puissance : structure nid d'abeille

#### ➤ Vers le MOS HEXFET (1979)

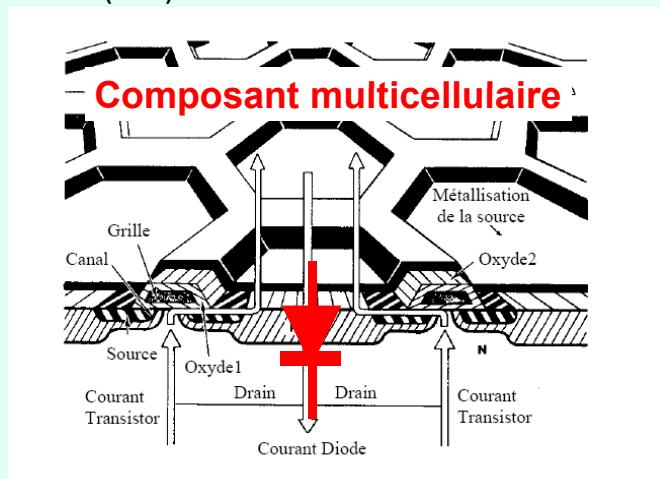


Figure II-D-3. Structure du MOS HEXFET



## II. Les composants actifs

### D. Le transistor MOS de puissance : schéma équivalent

#### ➤ Représentation schématique

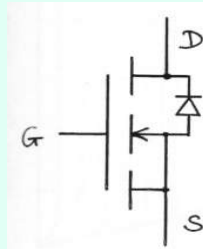


Figure II-D-4. Symbole MOS canal N

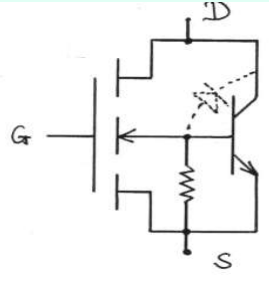


Figure II-D-5. Schéma équivalent avec éléments parasites



## II. Les composants actifs

### D. Le transistor MOS de puissance : caractéristique I(V)

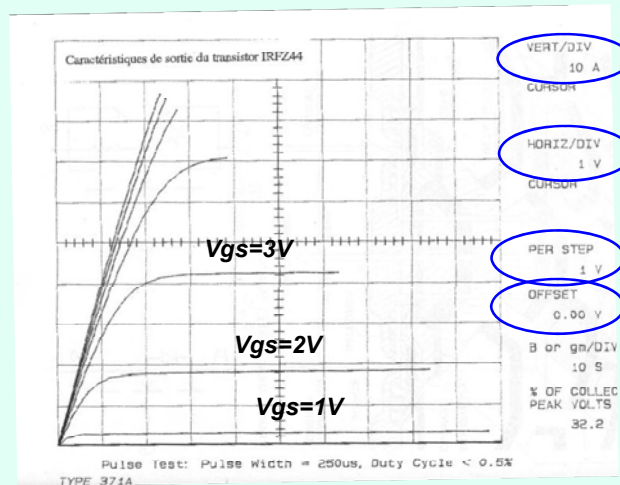


Figure II-D-6. Réseau de caractéristiques  $I_d$ - $V_{ds}$



## II. Les composants actifs

### D. Le transistor MOS de puissance : en conduction inverse

Caractéristiques de sortie du transistor IRFZ44.  
Comme tous les MOS, ce composant est bidirectionnel en courant au voisinage de l'origine.  
Lorsque  $V_{DS}$  devient suffisamment négative, la diode substrat-drain entre en conduction.

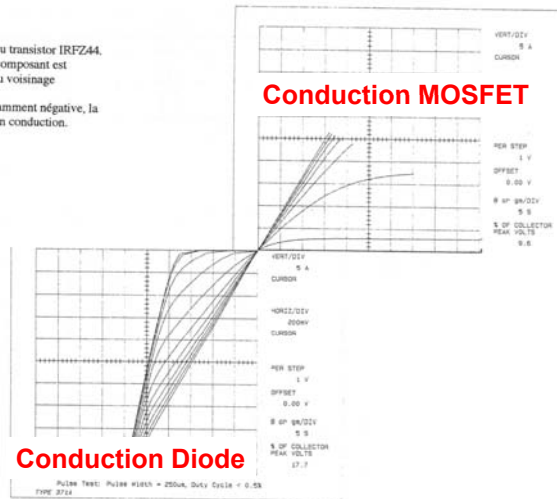


Figure II-D-7. Réseau de caractéristiques  $I_d$ - $V_{ds}$  dans les 1<sup>er</sup> et 3<sup>ème</sup> cadrans

## II. Les composants actifs

### D. Le transistor MOS de puissance : $R_{dson}$

#### ➤ Résistance à l'état passant : $R_{dson}$

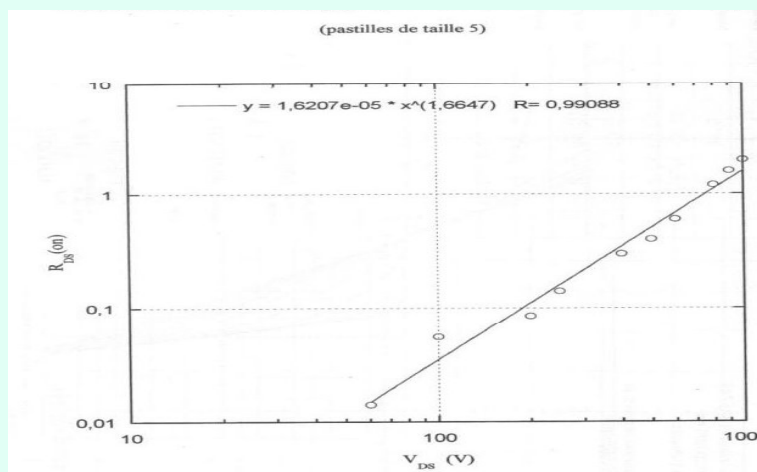


Figure II-D-8. Variation de la résistance à l'état passant  $R_{DSon}$  en fonction de la tension de claquage

## II. Les composants actifs

### D. Le transistor MOS de puissance : capacités parasites

#### ➤ Capacités inter-électrodes du MOS de puissance

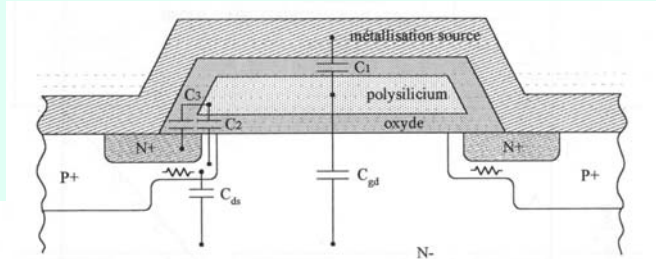


Figure II-D-10. Structure MOSFET avec les capacités inter-électrode

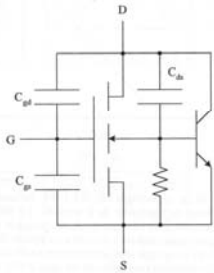


Figure II-D-9. Schéma électrique équivalent du MOSFET avec les capacités inter-électrode

$C_{iss} = C_{gd} + C_{gs}$  (input capacitance)  
 $C_{oss} = C_{gd} + C_{ds}$  (output capacitance)  
 $C_{rss} = C_{gd}$  (reverse transfer capacitance)

## II. Les composants actifs

### D. Le transistor MOS de puissance : mis en conduction

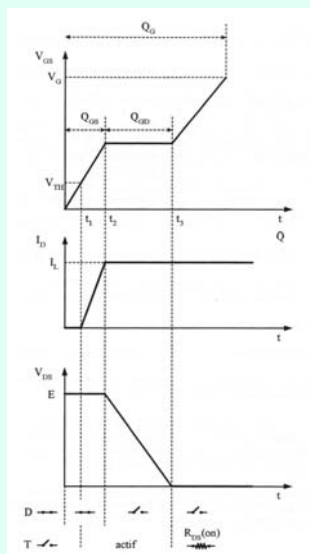


Figure II-D-12. Commutation du MOSFET

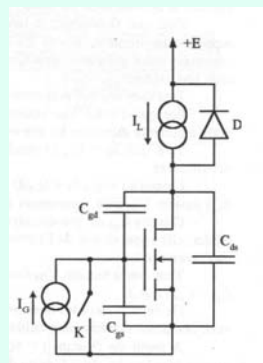


Figure II-D-11. Circuit de commutation sur charge inductive

## II. Les composants actifs

### D. Le transistor MOS de puissance : sensibilité aux $dv/dt$

#### ➤ Réenclenchement du MOS par les capacités parasites lors du blocage

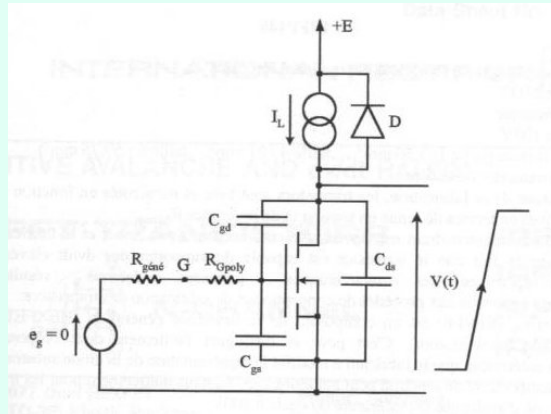


Figure II-D-13. Possibilités de ré-enclenchement du MOSFET sous fort  $dv/dt$

133 /261

## II. Les composants actifs

### D. Le transistor MOS de puissance : sensibilité aux $dv/dt$

#### ➤ Réenclenchement du MOS par le transistor bipolaire parasite

$$i(t) = C \, dv/dt$$

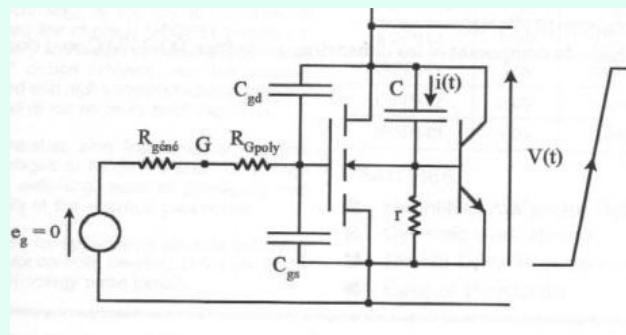


Figure II-D-14 Activation du transistor bipolaire parasite lors du blocage du MOS

134 /261

## II. Les composants actifs

### D. Le transistor MOS de puissance : sensibilité aux $dv/dt$

- Enclenchement du bipolaire parasite par courant inverse dans la diode de structure

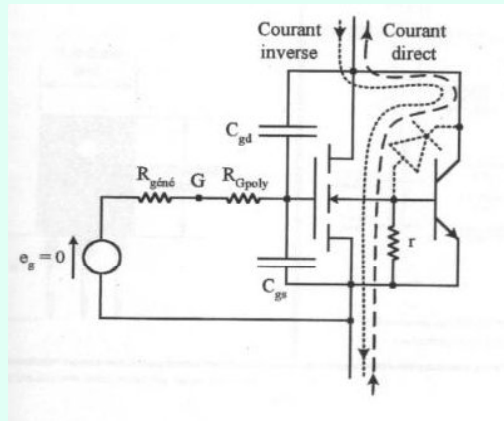


Figure II-D-15. Activation du transistor bipolaire parasite à l'état bloqué

135 /261

## II. Les composants actifs

### D. Le transistor MOS de puissance : résumé

- Première commercialisation en 1975 : SILICONIX VN64 60V@12,5A@0,4Ω
- Introduction de la gamme HEXFET en 1979 (INTERNATIONAL RECTIFIER)
- Structure verticale, multicellulaire (VLSI)
- Avantages
  - **Commande en tension (à partir de circuits intégrés)**
  - Rapidité de commutation (+1 à 2 ordre de grandeurs par rapport au bipolaire)
  - Robustesse
  - Mise en parallèle facile
- Inconvénients
  - **Utilisation limitée aux tensions inférieures à 400V (Rdson augmente avec la tension de claquage)**
  - Coût

136 /261

## II. Les composants actifs

### E. Références

- Christian Zardini « Electronique de puissance EP1 – EP2 », polycopié de cours ENSEIRB, 2003
- Stéphane Lefebvre, Fancis Miserey « Composants à semi-conducteur pour l'électronique de puissance », Lavoisier, ISBN 2-7430-0719-2
- François Bernot « Electronique de puissance - Introduction », Technique de l'ingénieur, E3958, Paris (France)



137 /261

## III. Les composants passifs

### A. Les résistances : caractéristiques générales

- Valeur ohmique nominale
- Précision
- Puissance nominale (T=70°C)
- Gamme de T° d'utilisation
- Déclassement
- Coefficient de T° ( $\alpha$ )
- Tension nominale
- Coefficient de tension

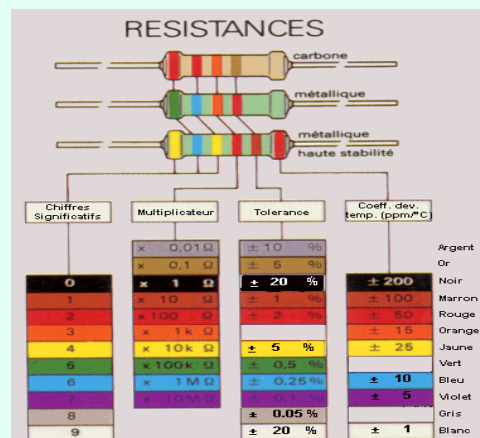


Figure III-A-1. Code des couleurs



138 /261

### III. Les composants passifs

#### A. Les résistances : montage par insertion

##### ➤ Cylindre

- Valeurs de  $0,1\Omega$  à  $1G\Omega$
- Puissance nominale ( $T=70^\circ\text{C}$ )
- Familles couche carbone ou métallique

##### ➤ couche carbone

- moins performantes en termes de stabilité en température et de bruit
- $0,25W$  à  $2W$
- $\alpha$  :  $100$  à  $1000\text{ppm/K}$
- $V_u$  :  $250$  à  $700V$



Figure III-A-2. Résistances à couche carbone

##### ➤ couche métallique

- moins performantes en termes de stabilité en température et de bruit
- $0,125W$  à  $3W$
- $\alpha$  :  $50$  à  $200\text{ppm/K}$
- $V_u$  :  $250$  à  $700V$

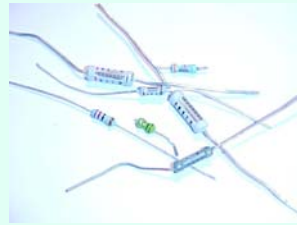


Figure III-A-3. Résistances à couche métallique

### III. Les composants passifs

#### A. Les résistances : en réseau

- une électrode commune
- résistances indépendantes
- faible puissance ( $0,125W$ )

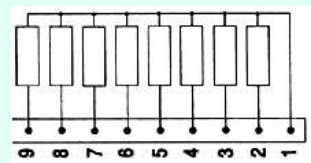
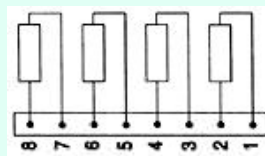
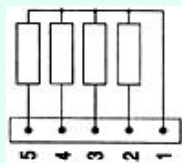


Figure III-A-4. Réseaux de résistances



### III. Les composants passifs

#### A. Les résistances : montage en surface (CMS)

- 0,05W à 0,250W
- $1\Omega$  à  $100M\Omega$
- $\alpha$  : 10 à 200ppm/K
- $V_u < 200V$



⇒ Peu inductive  
⇒ Effet capacitif

Figure III-A-5. Résistances CMS



141 /261

### III. Les composants passifs

#### A. Les résistances : étude fréquentielle (impédancemètre)



High accuracy and wide range-Impedance measurement:

100 Hz to 40 MHz, 0.1 m $\Omega$  to 1.6 M $\Omega$ , 0.17% - 10 kHz to 100 MHz, 0.1 $\Omega$  to 1 M $\Omega$ ,

Gain-phase measurement:

10 Hz to 100 MHz, -107 dBm to +15 dBm, 0.1 dB resolution

Figure III-A-6. HP4194A Impedance / Gain Phase Analyzer



⇒ Comportement capacitif

142 /261

### III. Les composants passifs

#### A. Les résistances : étude fréquentielle (CMS)

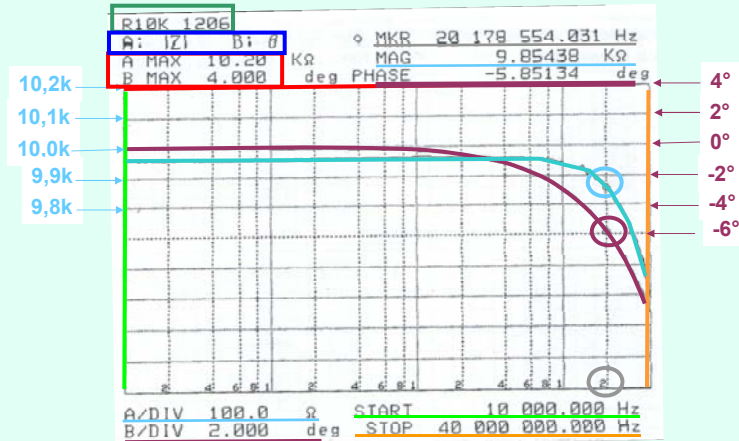


Figure III-A-7. Caractéristique fréquentielle d'une résistance CMS 1206 de 10kΩ

=> Comportement capacitif



### III. Les composants passifs

#### A. Les résistances : puissance bobinées

- qqW à qq 100W
- mΩ à qq kΩ
- α : 25 à 50ppm/K

=> Inductives

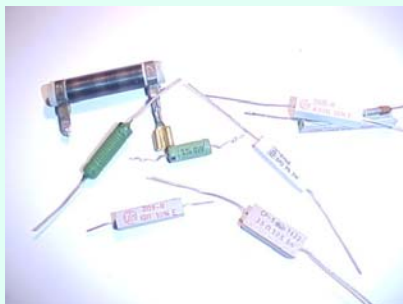


Figure III-A-8. Résistances de puissance bobinées



### III. Les composants passifs

#### A. Les résistances : étude fréquentielle (bobinées)

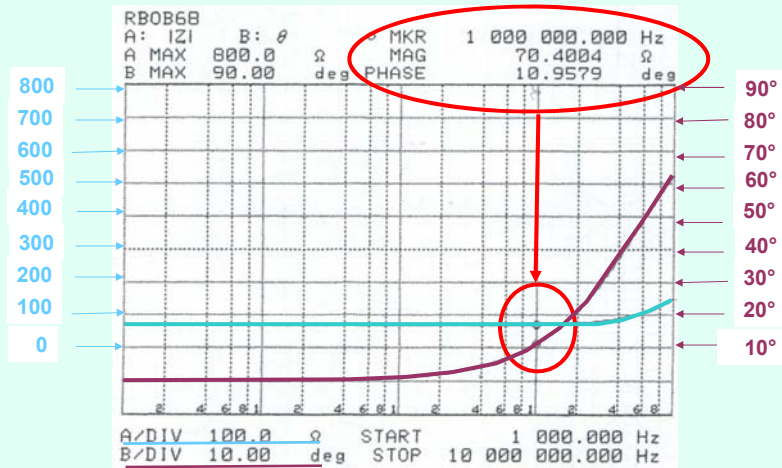


Figure III-A-9. Caractéristique fréquentielle d'une résistance bobinée

=> Comportement inductif

145 / 261

### III. Les composants passifs

#### A. Les résistances : puissance CMS

- ~ 10W
- m $\Omega$  à qq k $\Omega$
- $\alpha$  : 10 à 100ppmK-1



Figure III-A-10. Résistance de puissance CMS

=> Non inductives !

146 / 261

### III. Les composants passifs

#### A. Les résistances : puissance sur radiateur

- ~ 250W
- mΩ à qq kΩ
- α : 100 à 200ppmK-1



Figure III-A-11. Résistance de puissance montée sur radiateur métallique



### III. Les composants passifs

#### B. Les condensateurs : les familles

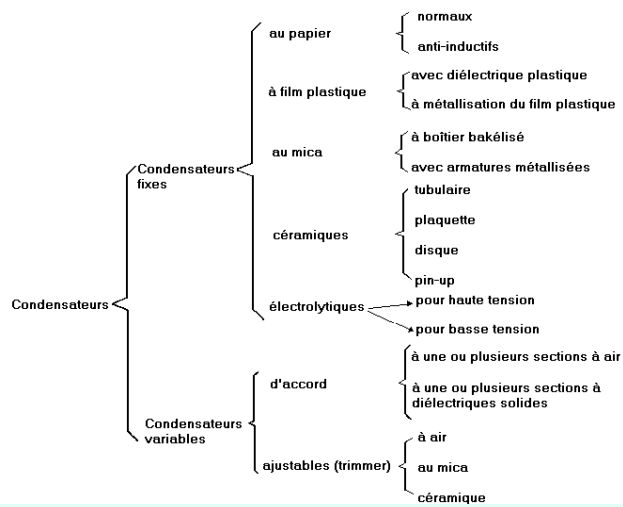



Figure III-B-1. Les différentes familles de condensateurs



### III. Les composants passifs

#### B. Les condensateurs : caractéristiques générales

- Capacité nominale
  - Précision
  - Gamme de T° d'utilisation
  - Coefficient de T°
  - Tension de service
  - Courant de fuite
  - Tangente de l'angle de pertes  $\delta$  (facteur de dissipation)
  - Augmentation capacité volumique
  - Permittivité plus élevée et couches plus fines
-  Tension de service = f(diélectrique)

149 /261

### III. Les composants passifs

#### B. Les condensateurs : de type céramique



Figure III-B-2. Condensateurs céramiques



150 /261

### III. Les composants passifs

#### B. Les condensateurs : céramique type 1

- Type I ( $\epsilon_r < 500$ )
- $C = f(T)$  linéaire
- $C$  et  $\delta$  indép. de  $V$
- Très grande rigidité diélectrique
- Très faible courant de fuite
- Très grande stabilité dans le temps
- Très faibles pertes
- Précision de 1 à 10%

=> stabilité, précision, linéarité, faible ESR et ESL



151 /261

### III. Les composants passifs

#### B. Les condensateurs : vieillissement

- Evolution des condensateurs céramique de type 1

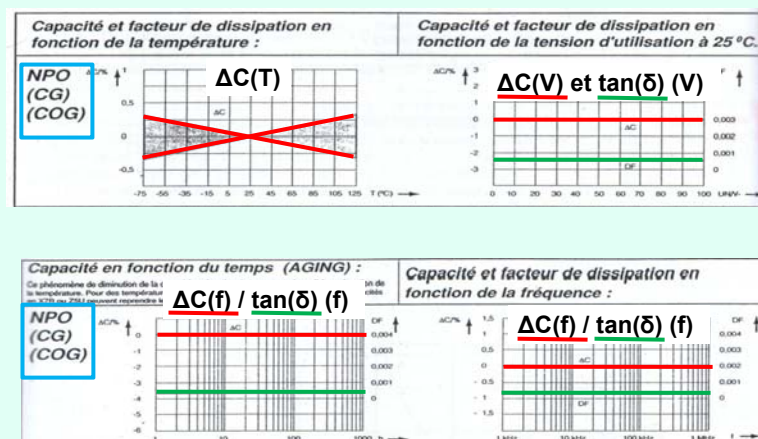


Figure III-B-3. Très bonne caractéristiques des condensateurs NPO



152 /261

### III. Les composants passifs

#### B. Les condensateurs : céramique type 2

- Type II ( $\epsilon_r > 500$ )
- Très forte capacité vol.
- Très faible courant de fuite
- Faible coût
- $C = f(t)$
- $C$  et  $\delta$  dép. de  $V$  et  $T$
- Pertes importantes
- Précision de 5 à 20%

**=> Essentiellement utilisés en découplage**



153 /261

### III. Les composants passifs

#### B. Les condensateurs : vieillissement

- Evolution des condensateurs céramique de type 2 en fonction de  $T^\circ$  et  $V$

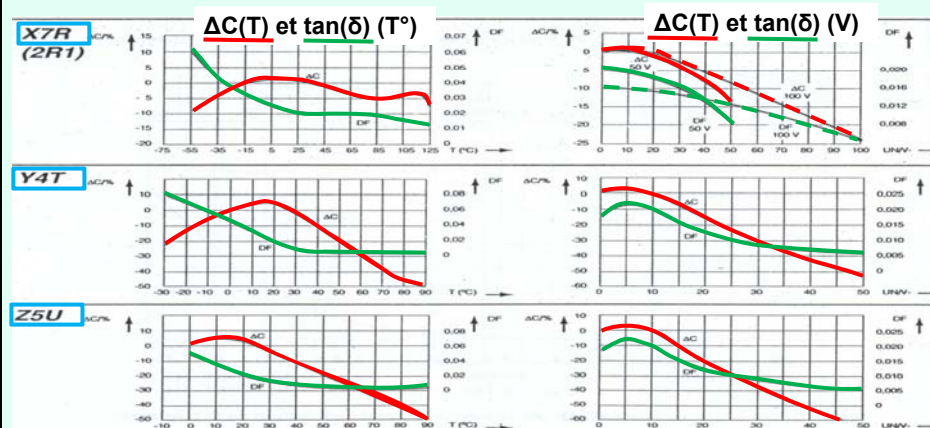


Figure III-B-4. Caractéristiques des condensateurs X7R, Y4T et Z5U



154 /261

### III. Les composants passifs

#### B. Les condensateurs : vieillissement

➤ Evolution des condensateurs céramique de type 2 en fonction de t et f

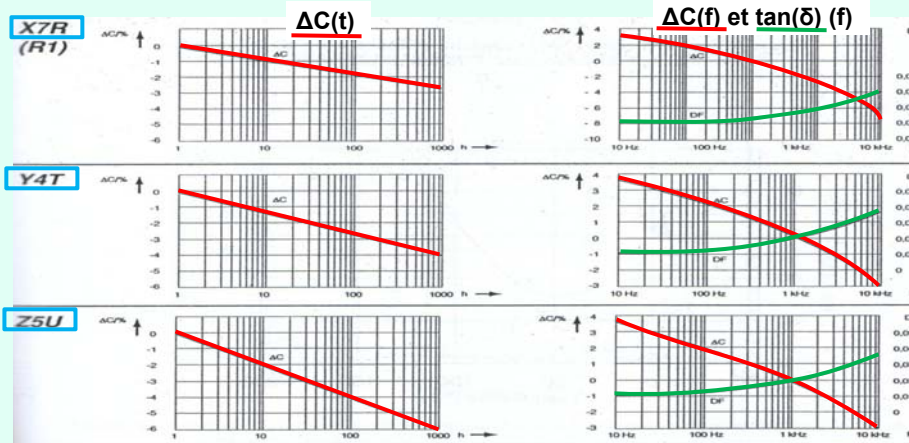


Figure III-B-5. Caractéristiques des condensateurs X7R, Y4T et Z5U (suite)



### III. Les composants passifs

#### B. Les condensateurs : à film plastique auto-cicatrisables

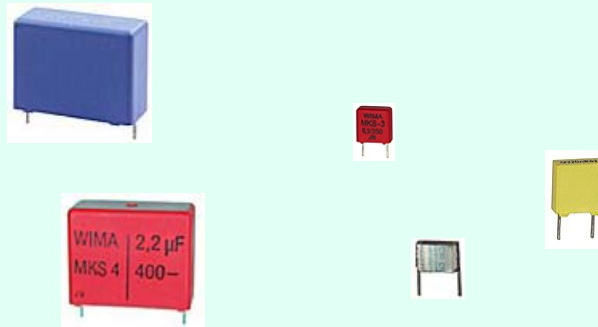


Figure III-B-6. Condensateurs à film plastique



### III. Les composants passifs

#### B. Les condensateurs : quelques comparaisons

##### ➤ Condensateurs à film plastique auto-cicatrisables

Diélectrique	Polycarbonate (PC)	Polypropylène (PP)	Mylar (PET)	Téflon (PTFE)
Permittivité relative	3	2	3.2	2
tgδ (x10 <sup>-4</sup> )	15	3	50	1
Rigidité diélectrique (V/μm)	250	200	275-300	90-170
Température maxi (°C)	130	130	150	260

Figure III-B-7. Comparatif des condensateurs à film plastique



157 /261

### III. Les composants passifs

#### B. Les condensateurs : conception

##### ➤ Condensateurs à film plastique auto-cicatrisables

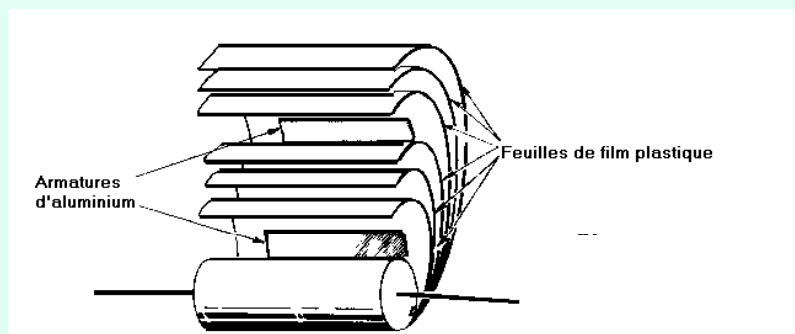


Figure III-B-8. Structure d'un condensateur à film plastique



158 /261

### III. Les composants passifs

#### B. Les condensateurs : vieillissement

➤ Condensateurs à film plastique auto-cicatrisables

- A : Mylar
- B : Polycarbonate
- C : Téflon (cher !)
- D : Polypropylène (puissance)

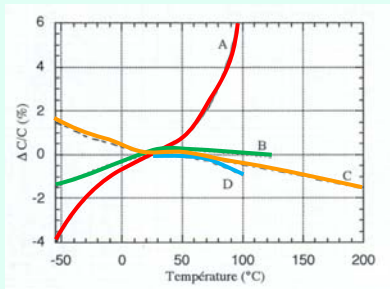


Figure III-B-9. Variation de la capacité

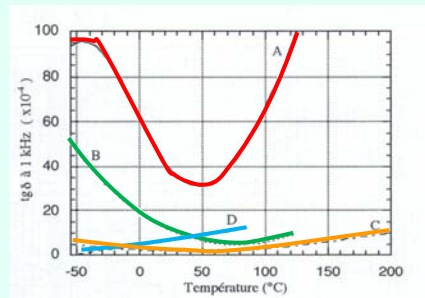


Figure III-B-10. Variation de l'angle de pertes



### III. Les composants passifs

#### B. Les condensateurs : vieillissement

➤ Condensateurs à film plastique auto-cicatrisables

- A : Mylar
- B : Polycarbonate
- C : Téflon (cher !)
- D : Polypropylène (puissance)

- A : Tension continue
- B : Tension sinusoïdale

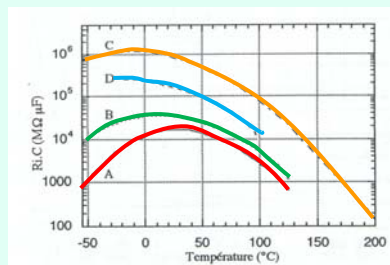


Figure III-B-11. Variation de la résistance interne

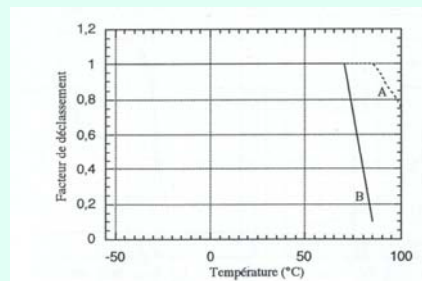


Figure III-B-12. Facteur du déclassement



### III. Les composants passifs

#### B. Les condensateurs : étude fréquentielle

➤ Condensateurs à film plastique auto-cicatrisables

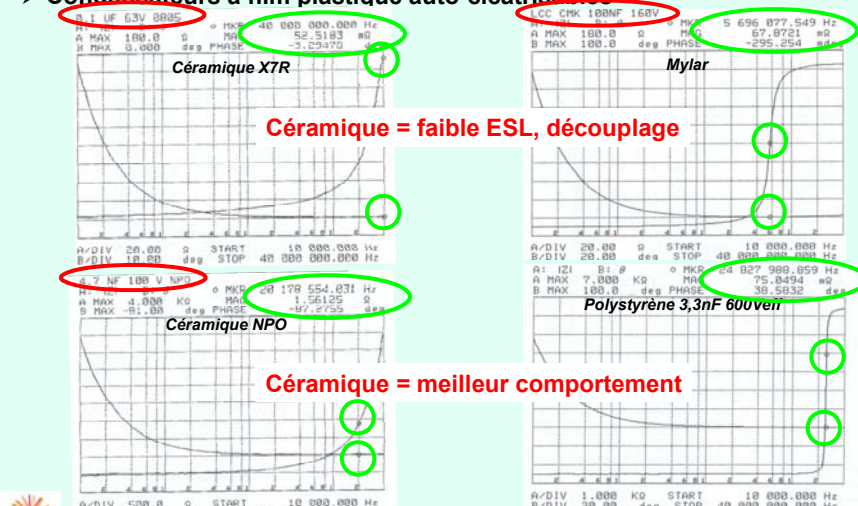


Figure III-B-13. Caractéristique fréquentielle de quelques condensateurs à film plastique

### III. Les composants passifs

#### B. Les condensateurs : électrolytiques

- Forte capacité volumique
- Polarisés
- Réservoir d'énergie (continu)
- Filtrage ou liaison (alternatif)
- Faibles fréquences ( $f_r = qq \text{ kHz}$ )

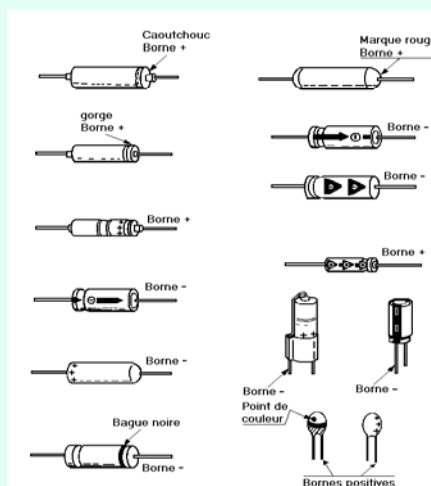


Figure III-B-14. Brochage des condensateurs électrolytiques

### III. Les composants passifs

#### B. Les condensateurs : électrolytiques aluminium

- Tension de service : 630V maxi
- Surcharges
- 1 $\mu$ F à qq 10 x 1000 $\mu$ F
- Tolérance de 10% à + 50%
- Courant de fuite qui croit avec T (point critique)
- Soupape de sécurité
- Association en série (haute tension)
- Temp : -55°C à +85°C voire +125°C
- Durée de vie limitée
- ESR élevée



Figure III-B-15. Condensateurs électrolytiques aluminium



163 /261

### III. Les composants passifs

#### B. Les condensateurs : conception

- Condensateurs électrolytiques aluminium

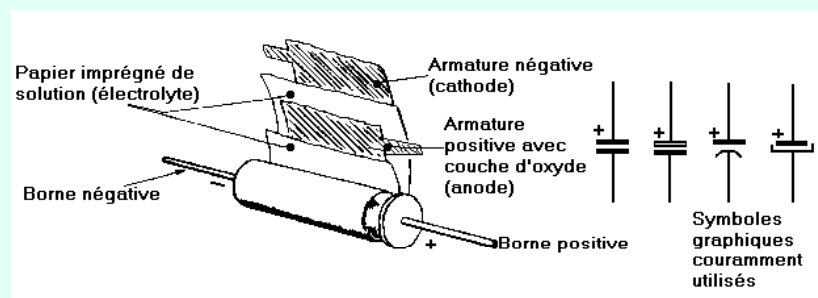


Figure III-B-16. Structure d'un condensateur électrolytique



164 /261

### III. Les composants passifs

#### B. Les condensateurs : vieillissement

##### ➤ Condensateurs chimiques sur carte mère de PC

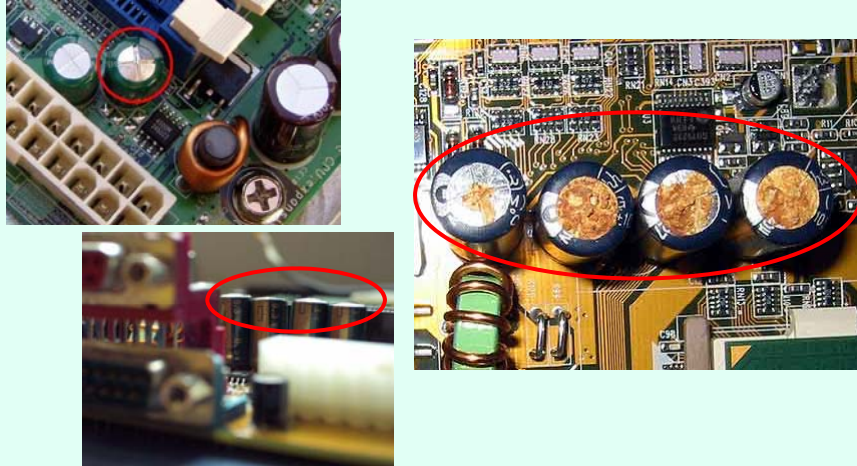


Figure III-B-17. Condensateurs défectueux empêchant le PC de se lancer

165 /261



### III. Les composants passifs

#### B. Les condensateurs : électrolytiques au tantale

- Très grande capacité volumique
- Très faible courant de fuite
- Faible inductance série
- Longue durée de vie
- Tension de service maxi : 125V
- Temp : -55°C à +85°C voire +125°C
- 0.1μF à qq 100μF
- Possibilité tension inverse !

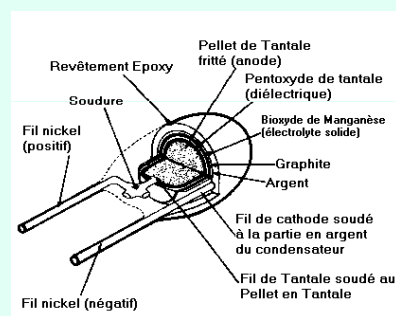


Figure III-B-19. Structure d'un condensateur au tantale



Figure III-B-18 Condensateurs au tantale

166 /261



### III. Les composants passifs

#### B. Les condensateurs : étude fréquentielle (tantale)

➤ Condensateurs électrolytiques : au tantale

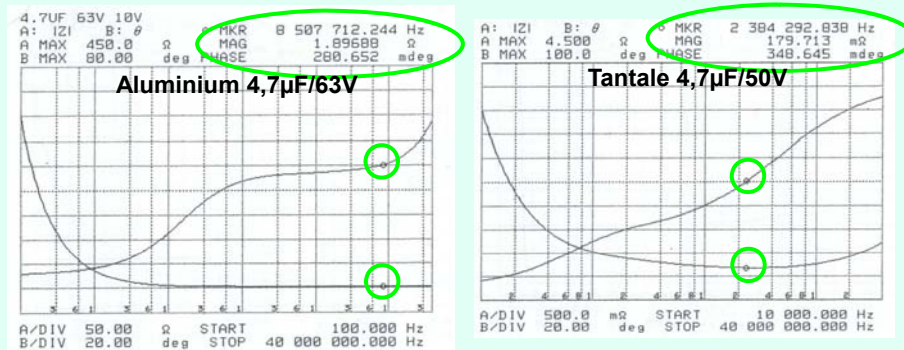


Figure III-B-20. Caractéristique fréquentielle de condensateurs polarisés



### III. Les composants passifs

#### B. Les condensateurs : CMS

➤ Condensateurs pour montage en surface

Vitramon Condensateurs Céramique Multicouches pour Hybrides et CMS					
FORMAT	VJ 1203	VJ 6203	VJ 6207	VJ 1210	VJ 2220
Dimensions / mm	L=18/1±0.8	L=22/1±1.25	L=22/1±1.8	L=25/1±1.25	L=32/1±1.8
L = Longueur	mm	mm	mm	mm	mm
Capacités	1pF-390pF X7R Y4T Z5U	1pF-1.5µF 100pF-10nF 10nF-100nF	1nF-2.7nF 33nF-100nF	10pF-1µnF 100pF-5µnF	1pF-3.3µF 100pF-100nF 10nF-220nF
FORMAT	VJ 1210	VJ 1008	VJ 1812	VJ 2218	VJ 2220
Dimensions / mm	L=32/1±0.5	L=45/1±0.5	L=45/1±0.5	L=57/1±0.5	L=57/1±0.5
L = Longueur	mm	mm	mm	mm	mm
Capacités	1nF-10nF X7R Y4T Z5U	1nF-8.8nF 22nF-220nF 220nF-470nF	3.3nF-15nF 100nF-470nF	3.3nF-22nF 220nF-500nF	6.8nF-33nF 270nF-1µF 1.5µF-3.3µF



céramique

électrolytique

Figure III-B-21. Condensateurs électrolytiques CMS



### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances : utilisations générales

- Filtres secteur
- Alimentations à découpage
- Circuits RF
- Filtre passif audiofréquence
- Etc ...

Composants spécifiques => étude et réalisation



**=> Les pertes ne seront pas abordées dans ce cours**

169 /261

### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances : généralités : circulation de H

- Un champ magnétique est créé autour d'un conducteur électrique traversé par un courant. Cette circulation du champ magnétique constitue une grandeur vectorielle perpendiculaire au courant généré. Les lignes de champ représentent le champ magnétique. Ces lignes forment, dans le cas d'un conducteur traversé par un courant, des cercles fermés concentriques.

- Le champ magnétique H et chaque incrément de distance (dr), tout deux orientés dans le sens inverse des aiguilles d'une montre le long d'une ligne de champ, vont toujours dans la même direction. Une circulation complète fournit le champ magnétique le long d'un parcours fermé :

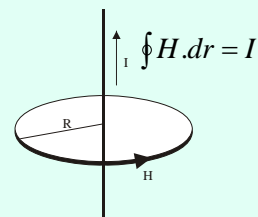


Figure III-C-1. Circulation du champ magnétique H d'un fil rectiligne

- Si plusieurs courants traversent un parcours fermé, la somme des courants doit figurer à droite de l'équation (en prenant en compte le signe indiquant leur direction : application au transformateur, cours ECE2).



- La valeur du champ magnétique (H) est exprimée en A/m

170 /261

### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances : induction magnétique B

➤ Un potentiel électrique est créé dans une boucle de conducteur lorsque le champ magnétique traversant cette boucle varie en fonction du temps.

➤ La surtension au niveau de la boucle est appelée induction magnétique B. Tout comme la circulation du champ magnétique, l'induction magnétique B est une grandeur vectorielle. Elle vérifie l'équation suivante :

$$B = \frac{\int_0^t U \cdot dt}{N \cdot A}$$

➤ L'induction magnétique est le quotient de la surtension induite et du produit du nombre de spire (N) avec la surface (A) correspondant aux enroulements de l'inductance bobinée.

➤ L'induction magnétique est exprimée en Tesla (T) = V.s/m<sup>2</sup>



### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances : constante du champ magnétique

➤ LA constante de proportionnalité est appelée constante du champ magnétique ( $\mu_0$ ). Elle est définie par des mesures expérimentales.

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ V.s} / \text{A.m}$$

➤ Dans le vide et dans l'air, cela donne :

$$B = \mu_0 \cdot H$$



### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances : flux d'induction magnétique

- Le flux d'induction magnétique ( $\Phi$ ) est le produit scalaire de l'induction magnétique ( $B$ ) et du vecteur de surface ( $dA$ ).

$$\Phi = \int_A B \cdot dA$$

- Si  $B$  est perpendiculaire à la surface et que le champ magnétique est homogène, on obtient :

$$\Phi = B \cdot A$$

- Le flux d'induction magnétique ( $\Phi$ ) est exprimée dans la même unité que la surtension, c'est-à-dire, en volt-secondes (V.s) ou en Weber, (Wb)



### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances : perméabilité $\mu$

- La perméabilité décrit un phénomène important qui se produit dans les matériaux ferromagnétiques.

- Si le matériau ferromagnétique est placé dans un champ magnétique, on observe une concentration du flux d'induction magnétique dans le dit matériau. A l'instar des résistances électriques, les matériaux ferromagnétiques offrent une bonne conduction des lignes de champ. La perméabilité peut par conséquent, être décrite comme une propriété de conduction ou de pénétration magnétique.

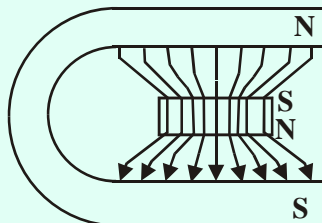


Figure III-C-2. Matériau ferromagnétique dans un champ magnétique



### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances : perméabilité relative $\mu_r$

- Le coefficient par lequel l'induction ( $B$ ) varie avec l'introduction du matériau est appelé perméabilité relative ( $\mu_r$ )

$$\mu_r = \frac{B}{B_0}$$

- l'équation permettant d'obtenir la perméabilité relative est étendue à l'espace qu'occupe le matériau :

$$B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H$$

- La perméabilité relative du matériau n'est toutefois pas constante mais essentiellement non linéaire (dépend de la courbe hystérésis et fréquence)



175 /261

### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances : caractéristiques $B(H)$ idéalisées

- Lieu des points de fonctionnement

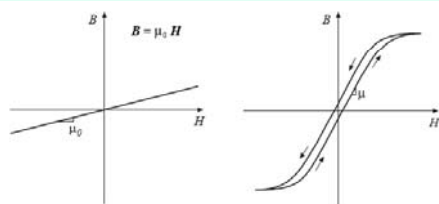


Figure III-C-3.  $B(H)$  dans l'air ( $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ ) ou dans un matériau magnétique de perméabilité  $\mu$  (avec non linéarité et saturation)

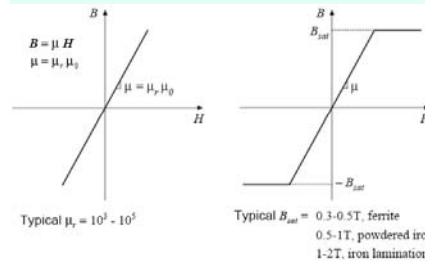


Figure III-C-4.  $B(H)$  sans hystérésis ni saturation dans un matériau magnétique possédant un entrefer (idéal) ou avec saturation



176 /261

### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à air

##### ➤ Caractéristiques générales

- Comportement linéaire
- Bobinage sur mandrins cylindriques
- L indépendante du courant qui parcourt l'enroulement
- Courant variable => rayonnement (couplage d'inductance non souhaité)

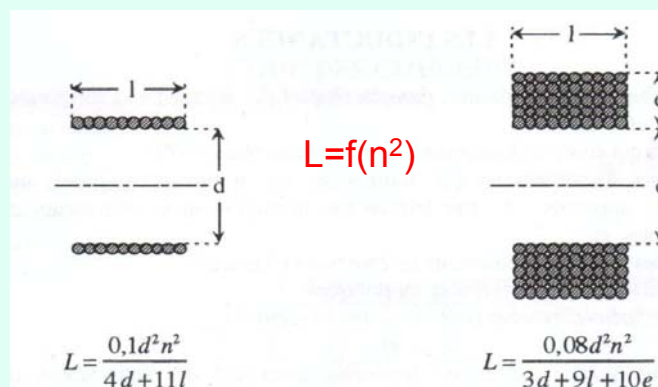


177 /261

### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à air : formule de Nagaoka (1909)

##### ➤ Conception des inductances à air : pas de saturation



Formules de Nagaoka (formules empiriques) => valable en comportement inductif



Figure III-C-5. Inductance à air (application de la formule de Nagaoka)

178 /261

### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à air : quelques exemples de réalisation

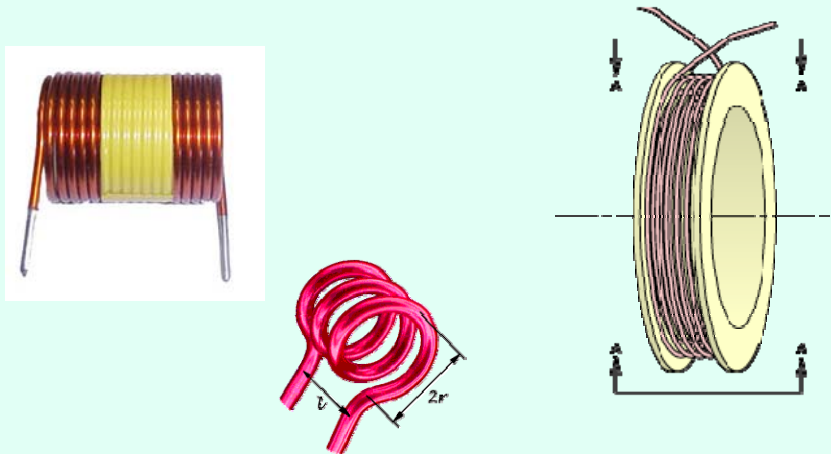


Figure III-C-6. Quelques structures d'inductances à air



### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à air : étude fréquentielle

##### ➤ Inductances à air

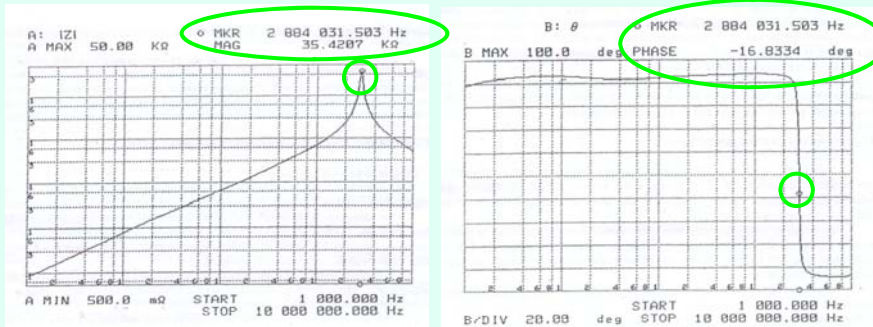
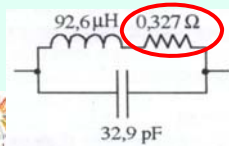


Figure III-C-7. Variations du module et de l'argument de l'impédance de l'inductance en fonction de la fréquence



Pertes globales (effet de peau + proximité en HF)

Figure III-C-8. Schéma équivalent de l'inductance à air



### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à noyau magnétique

- Inductances à air volumineuses !
- Réduction du volume (air remplacé par matériau à perméabilité élevée  
=> on canalise les lignes d'induction)
- Réduction du rayonnement (utilisation d'un noyau magnétique : tôle de fer ou acier, ferrite ou poudre magnétique enrobée)
- Comportement non linéaire (hystérésis, saturation)
- Pertes par hystérésis et courants de Foucault
- Problèmes thermiques
- Coût élevé

- Noyau élémentaire : noyau torique
- $l_e$  : longueur effective
- $A_e$  : aire effective
- $V_e$  : volume effectif
- $A_l$  : inductance spécifique (nH/spire<sup>2</sup>)

$$L = n^2 \cdot A_l$$

**Inductance spécifique**

**Paramètres effectifs du tore équivalent**



### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à noyau magnétique : constitution

- **MnZn (Manganese Zinc) : composé de 50% oxyde de fer (Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub>) +30% Mn<sub>3</sub>O<sub>4</sub> + 20% ZnO**

- Perméabilité initiale ( $\mu_i$ ) : 2300-2800
- Densité de flux maximum (BM) : 4200–4900 G (420-490 mT)
- Fréquence maximale d'utilisation : < 3 MHz
- Faible résistivité : 50-2000 ohm-cm

- **NiZn (Nickel Zinc) : composé de 50% oxyde de fer (Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub>) +30% NiO + 20% ZnO**

- Faible perméabilité initiale ( $\mu_i$ ) : 250-375
- Densité de flux maximum (BM) : 2000–4500 G (200-450 mT)
- Fréquence maximale d'utilisation : > 3 MHz
- Forte résistivité : 105–109 ohm-cm



### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à noyau magnétique : rappel sur le magnétisme

➤ Les principes élémentaires permettant de comprendre les inductances reposent sur le phénomène de magnétisme ainsi que sur certaines lois fondamentales sur les inductances et les ferrites. Toutefois, les phénomènes et les lois les plus importantes nous sont données par ces quelques leçons de physiques :

- Tout aimant possède un pôle nord et un pôle sud
- Si l'on divise un aimant, un second aimant est créé. Ce second aimant possède, lui aussi un pôle nord et un pôle sud. Cette division peut être effectuée à l'échelle moléculaire sans destruction de l'effet magnétique
- Chaque aimant est entouré d'un champ magnétique, représenté par des lignes de champs
- Les lignes de champ magnétique sont des lignes fermées. Elles n'ont ni début ni fin.
- Il existe des matériaux magnétisables (comme le fer) et des matériaux non-magnétisables (comme l'aluminium)



### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à noyau magnétique : matériaux ferromagnétiques

➤ Tout matériau magnétique est constitué d'un nombre fini de tout petits aimants appelés aimants élémentaires, disposés de façon aléatoire en l'absence de champ magnétique.

➤ Lorsque d'un le matériau magnétique est placé dans un champ magnétique externe, les aimants élémentaires commencent à s'aligner dans la même direction

➤ Lorsque tous les aimants élémentaire sont orientés dans la même direction selon le champ magnétique, on parle de saturation du matériau magnétique

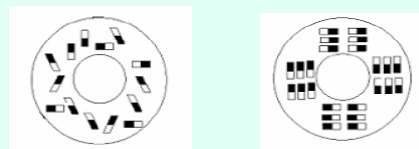


Figure III-C-9. Aimants élémentaires et saturation



### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à noyau magnétique : Lois de Faraday et Ampère

➤ **Loi de Faraday :**

•Un circuit soumis à un flux magnétique  $\Phi$  (issu d'un champ magnétique B) variable est le siège d'une force électromotrice  $e$  (mesurée en convention générateur) telle que :

$$e = -\frac{d\phi}{dt}$$

•Une fois le conducteur placé dans un champ magnétique variable dans le temps, la force électromotrice proportionnelle au taux de variation du champ magnétique est induite dans le conducteur provoquant la circulation d'un courant et donc

$$B = \mu.H$$

➤ **Théorème d'Ampère :**

•La circulation, le long d'un circuit fermé, du champ magnétique engendré par une distribution de courant est égale à la somme algébrique des courants qui traversent la surface définie par le circuit orienté :

$$\sum Ni = \oint H \cdot dl_e = H_m \cdot l_m + H_g \cdot l_g$$



### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à noyau magnétique : combinaison des lois

➤ **Loi de Faraday (circuit de N spires) :**

$$V = N \frac{d\phi}{dt} = N \cdot A_e \cdot \frac{dB}{dt} = N \cdot A_e \cdot \mu_e \frac{dH}{dt}$$

➤ **Théorème d'Ampère :**

$$N \cdot i = H l_e$$

$$V = \frac{N^2 \cdot A_e \cdot \mu_e}{l_e} \cdot \frac{di}{dt}$$

$$V = \left[ \frac{N^2 \cdot A_e \cdot \mu_e}{l_e} \right] \cdot \frac{di}{dt} = L \frac{di}{dt}$$



### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à noyau magnétique : courbe B(H)

- La perméabilité du matériau magnétique permet d'accroître plus efficacement que l'air la faculté d'un composant à concentrer les lignes de flux magnétique
- La perméabilité n'est constante que dans l'espace libre ( $\mu_0 = 4 \times 10^{-7} \text{ H/m}$ )
- La densité du flux magnétique (représenté au travers de B) est fonction du courant magnétisant (au travers de H) :  $B = \mu H$

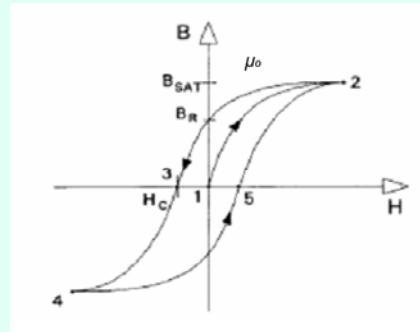


Figure III-C-10. Courbe B(H) d'un matériau magnétique

187 / 261



### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à noyau magnétique : courbe B(H) de la structure

Du matériau magnétique vers la structure magnétique

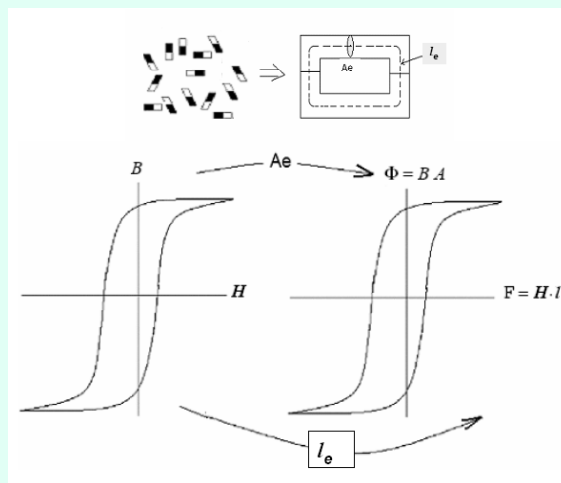


Figure III-C-11. Courbe B(H) de la structure magnétique

188 / 261



### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à noyau magnétique : courbe B(H) du composant

De la structure magnétique vers le composant électrique

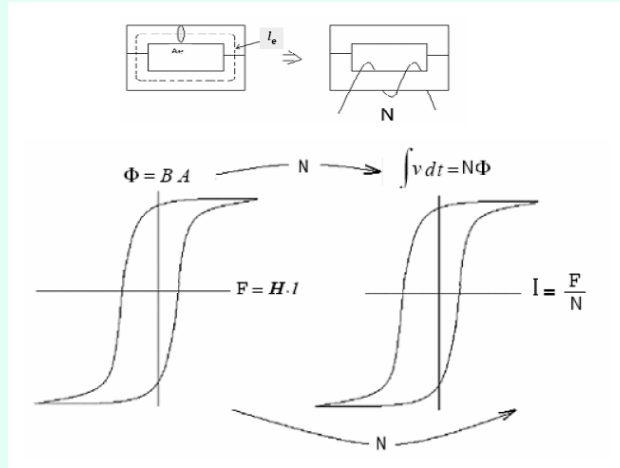


Figure III-C-12. Courbe B(H) du composant électrique

### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à noyau magnétique : courbe B(H) résumé

Du matériau magnétique vers le composant électrique en passant par la structure magnétique

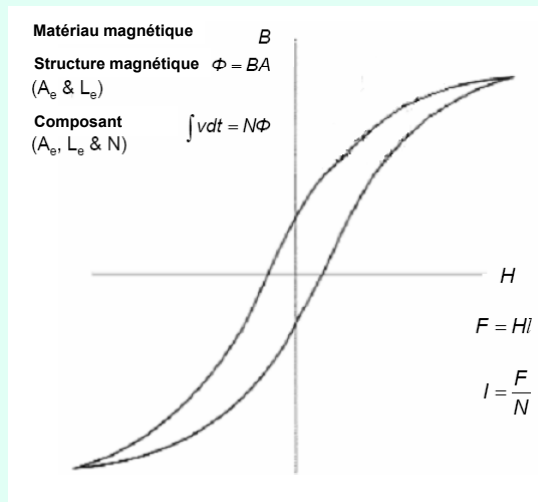


Figure III-C-13. Courbe B(H) globale

### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à noyau magnétique : effet de la composition du noyau

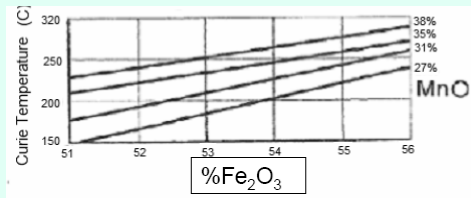


Figure III-C-14.– Température de Curie en fonction du pourcentage d'oxyde de fer Fe2O3

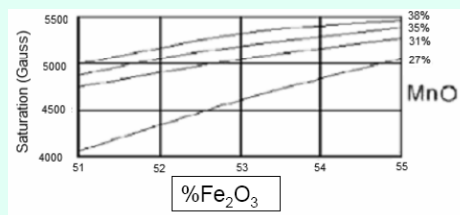


Figure III-C-15.– Saturation en fonction du pourcentage d'oxyde de fer Fe2O3



191 /261

### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à noyau magnétique : spécifications des matériaux

MAIN APPLICATION AREA	FREQUENCY RANGE (MHZ)	MATERIAL	$\mu_1$ at 25 °C	$B_{sat}$ (mT) at 25 °C (1200 A/m)	$T_C$ (°C)	$\rho$ ( $\Omega m$ )	FERRITE TYPE	AVAILABLE CORE SHAPES
Power transformers Power inductors General purpose transformers and inductors	< 0.2	3C81	2700	$\approx$ 450	$\geq$ 210	$\approx$ 1	MnZn	E, EI, Planar E, EC, EFD, EP, ETD, ER, Planar ER, U, RM/I, RM/ILP, P, P/I, PT, PTS, PM, PO, Toroids (gapped), Bobbin cores
	< 0.2	3C90	2300	$\approx$ 470	$\geq$ 220	$\approx$ 5	MnZn	
	< 0.3	3C91	3000	$\approx$ 470	$\geq$ 220	$\approx$ 5	MnZn	
	< 0.2	3C92	1500	$\approx$ 520	$\geq$ 280	$\approx$ 5	MnZn	
	< 0.3	3C93	1800	$\approx$ 500	$\geq$ 240	$\approx$ 5	MnZn	
	< 0.3	3C94	2300	$\approx$ 470	$\geq$ 220	$\approx$ 5	MnZn	
	< 0.3	3C95	3000	$\approx$ 530	$\geq$ 215	$\approx$ 5	MnZn	
	< 0.4	3C96	2000	$\approx$ 500	$\geq$ 240	$\approx$ 5	MnZn	
	0.2 – 0.5	3F3	2000	$\approx$ 440	$\geq$ 200	$\approx$ 2	MnZn	
	0.5 – 1	3F35	1400	$\approx$ 500	$\geq$ 240	$\approx$ 10	MnZn	
1 – 2	3F4	900	$\approx$ 410	$\geq$ 220	$\approx$ 10	MnZn		
1 – 2	3F45	900	$\approx$ 420	$\geq$ 300	$\approx$ 10	MnZn		
2 – 4	3F5	650	$\approx$ 380	$\geq$ 300	$\approx$ 10	MnZn		
4 – 10	4F1	80	$\approx$ 320 <sup>(1)</sup>	$\geq$ 260	$\approx$ 10 <sup>5</sup>	NiZn		

Figure III-C-16. Exemple de matériaux utilisés pour la conception d'inductance et transformateur



192 /261

### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à noyau magnétique : les tores

- Utilisés pour réaliser des inductances, transformateurs de faible puissance et des transformateurs d'intensité
- Flux de fuite et inductance de fuite très faible



Figure III-C-17. Référence tore – Document Ferroxcube



193 /261

### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à noyau magnétique : à noyau magnétique

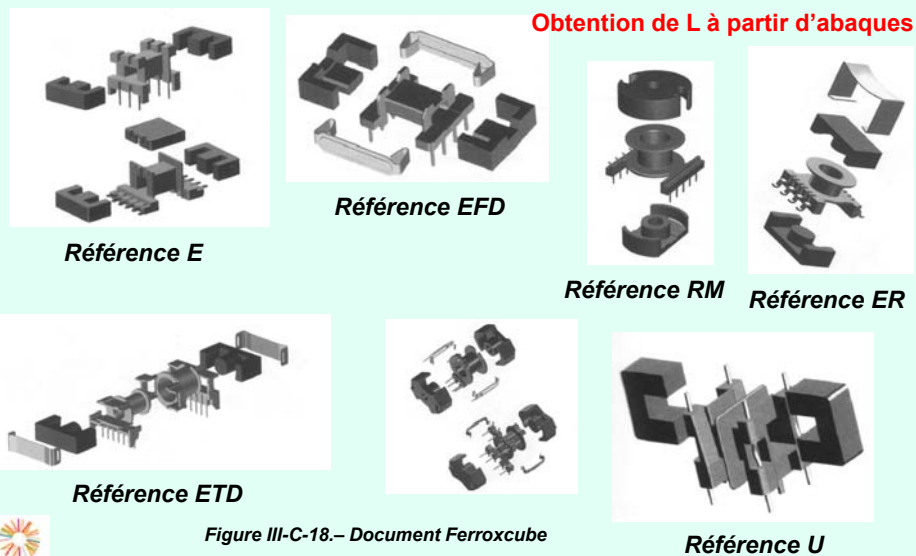


Figure III-C-18.– Document Ferroxcube



194 /261

### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à noyau magnétique : à noyau magnétique planar

##### ➤ noyau en forme de E

- Application faible épaisseur
- Bobinage réalisé sur le circuit imprimé

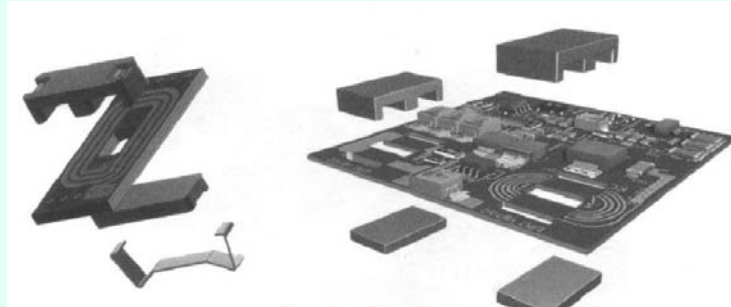


Figure III-C-19. Référence Planar E – Document Ferroxcube



### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à noyau magnétique : spécifications des matériaux

- Chaque composition de ferrite a été conçue et optimisée pour une gamme d'applications particulière.
- Les principaux paramètres magnétiques spécifiés par le fabricant :
  - Perméabilité complexe
  - Perméabilité initiale
  - Cycle d'hystérésis
  - Perméabilité d'amplitude
  - Perméabilité incrémentale
  - Pertes spécifiques



### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à noyau magnétique : énergie stockée

- Hypothèse du tore : lorsqu'un enroulement de  $n$  spires réalisé sur un noyau magnétique torique est parcouru par un courant d'intensité  $I$ , le champ magnétique  $H$  et l'induction magnétique  $B$  sont uniformes dans le tore et nuls à l'extérieur
- L'inductance stocke l'énergie  $W = \frac{1}{2} LI^2$  sous forme électromagnétique dans le matériau constituant le tore.
- On suppose que tant que l'induction magnétique est inférieure à  $B_{sat}$ , ce matériau présente un comportement linéaire caractérisé par sa perméabilité  $\mu$ .
- On montre que le volume minimum de matériau magnétique à mettre en œuvre pour stocker l'énergie  $W$  est :  $V_{e\min} = \mu \frac{LI^2}{B_{sat}^2}$
- Dans la plupart des cas, on s'aperçoit que  $V_{e\min}$  est très élevé => inacceptable
- Pour augmenter la densité volumique d'énergie électromagnétique stockée, on utilise un matériau magnétique à  $\mu$  plus faible.



197 /261

### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à noyau magnétique : notion de réluctance

- Valable pour les inductances à noyau magnétique

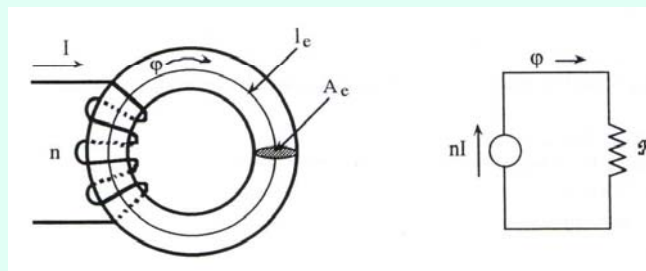


Figure III-C-20. Schéma du tore équivalent

- $l_e$  : longueur effective
- $A_e$  : aire effective
- $\mathcal{R}$  : réluctance du circuit magnétique
- $\phi$  : flux magnétique
- $\mu$  : perméabilité

$$\int_r \vec{H} \cdot d\vec{l} = n \cdot I = H \cdot l_e = \frac{l_e}{\mu \cdot A_e} B \cdot A_e = \mathcal{R} \cdot \phi$$



198 /261

### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à noyau magnétique : courbe B(H) stockage d'énergie

##### Stockage de l'énergie dans le composant électrique

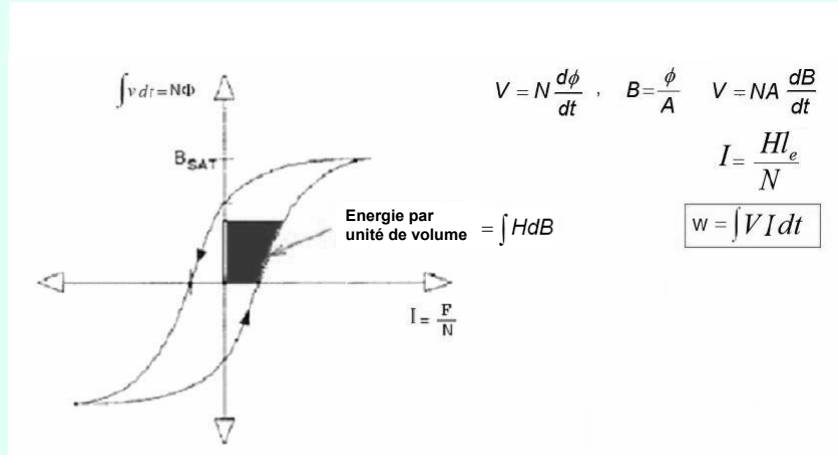


Figure III-C-21. Courbe B(H) et stockage d'énergie

199 /261

### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à noyau magnétique : notion d'entrefer

- Le rajout d'un entrefer permet de stocker de l'énergie dans l'air et très souvent, l'essentiel de l'énergie W stockée dans une inductance l'est dans l'air. En contre partie, l'introduction de l'entrefer conduit à une diminution de L.

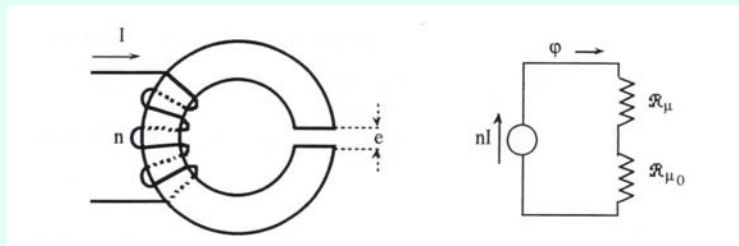


Figure III-C-22. Schéma du tore équivalent avec prise en compte d'un entrefer

$$\varphi = n.I \frac{\mu_0 \cdot A_e}{e + \frac{e}{\mu_r}} \quad \text{d'où la valeur de L, au travers de l'enroulement comportant n spires} \quad L = \mu_0 \cdot n^2 \frac{A_e}{e + \frac{e}{\mu_r}}$$

=> Le rajout d'un entrefer permet de stocker plus d'énergie

200 /261

### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à noyau magnétique : notion d'entrefer sur B(H)

- Au niveau de la courbe B(H), l'ajout de l'entrefer se traduit par une réduction de la perméabilité relative du matériau résultant.

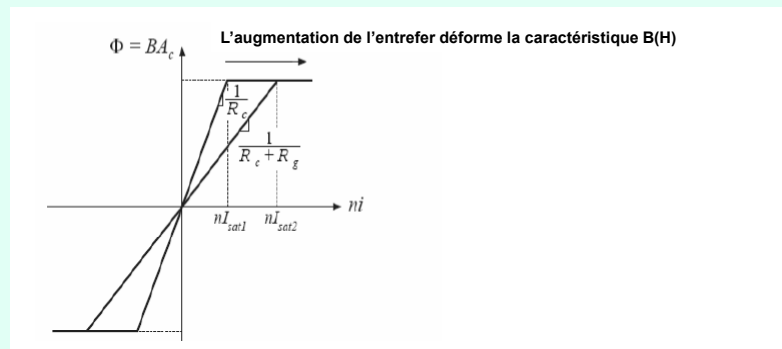


Figure III-C-23. Effet de l'entrefer sur la courbe B(H)



### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances : à noyau magnétique procédure de dimensionnement

- Valable pour les inductances à noyau magnétique

- La valeur du coefficient de self induction L
  - Les formes d'onde du courant qui parcourt le bobinage
  - La tension de service
  - La plage de température ambiante de fonctionnement
  - Le coût objectif
- } Cahier des charges

- Le noyau magnétique le mieux adapté
  - Le nombre de spires à bobiner
  - Le diamètre du fil à utiliser
  - La largeur de l'entrefer
  - Les isolants à utiliser
- } But de la procédure de dimensionnement

- Electromagnétique (pas de saturation)
  - Thermique (Tmax, Tcurie, compatible Tamb)
  - Electrique (Vmax pour les isolants)
  - Economique (coût)
- } Critères de choix



### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à noyau magnétique : procédure simplifiée

➤ La procédure exposée ci-dessous ne prend en compte que le critère électromagnétique. Elle ne conduit pas à un composant optimisé.

➤ Choix du noyau magnétique :

- On connaît L et I<sub>max</sub>
- On calcule L.I<sub>max</sub><sup>2</sup>
- Les abaques des fabricants permettent de choisir le type de noyau et la valeur de la largeur de l'entrefer. Contrairement à la figure III.C.25a où le circuit magnétique ne présente qu'un entrefer, dans la plupart des cas une ligne d'induction rencontre deux zones de perméabilité μ<sub>0</sub> (figure III.C.25b). La largeur e déterminée sur l'abaque correspond à la somme des largeurs de ces zones.

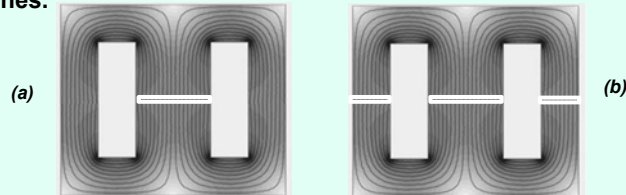


Figure III-C-24. Les lignes de champ coupent une fois (a) ou deux fois (b) l'entrefer

203 /261



### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à noyau magnétique : procédure simplifiée

➤ Choix du nombre de spire

- Si l'on connaît Al ( $L = Al \cdot n^2$ )
- Sinon

$$n = \sqrt{L \frac{e + \frac{l_e - e}{\mu_r}}{\mu_0 A_e}}$$

➤ Choix du diamètre du fil

- Règle de métier : 4 à 8A/mm<sup>2</sup>
- On vérifie que l'enroulement loge dans la fenêtre de bobinage (une procédure plus optimisée permet de calculer l'espace occupé)



204 /261

### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à noyau magnétique : exemple de dimensionnement

La fabrication d'une maquette de convertisseur nécessite la réalisation d'une inductance de  $80\mu\text{H}$ . En fonctionnement normal, ce composant est parcouru par le courant périodique représenté figure III-C-13.

On dispose de circuits magnétiques en matériau Philips 3F3 ( $\mu_r=1800$ ,  $B_{sat}=0,4\text{T}$  @  $25^\circ\text{C}$ ) de références E20/10/5, E42/21/15 et E65/32/27 et des carcasses correspondantes.

- 1°- Donner un exemple de réalisation du composant : choix du circuit, nombre de spires à bobiner, largeur de l'entrefer s'il y a lieu.
- 2°- On utilise du fil de cuivre émaillé cylindrique de section est égale à  $11,28\text{ mm}^2$ . Vérifier que le bobinage est réalisable.

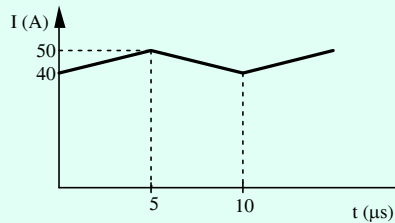


Figure III-C-25. Allure du courant dans l'inductance

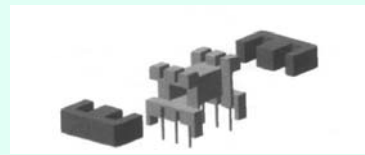


Figure III-C-26. Forme des carcasses utilisées



### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances à noyau magnétique : exemple de dimensionnement

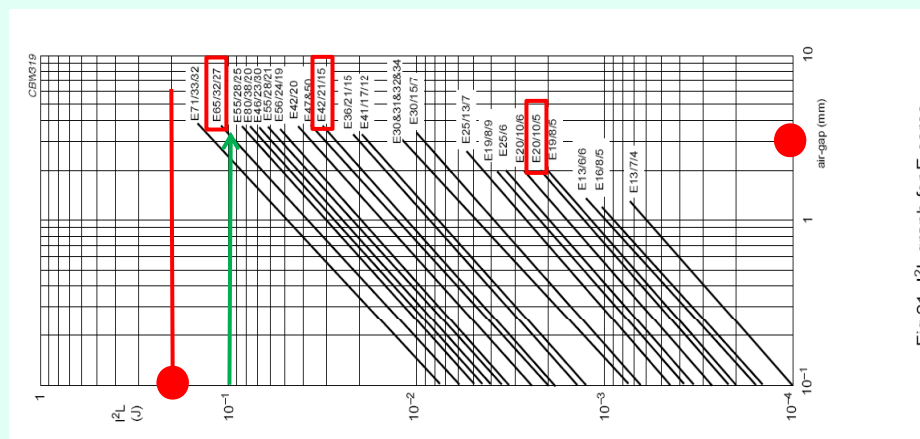


Figure III-C-27. Energie maximale stockée en fonction de l'épaisseur de l'entrefer

Fig.21  $W_{max}$  graph for E cores.





### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances au catalogue : pour circuit RF

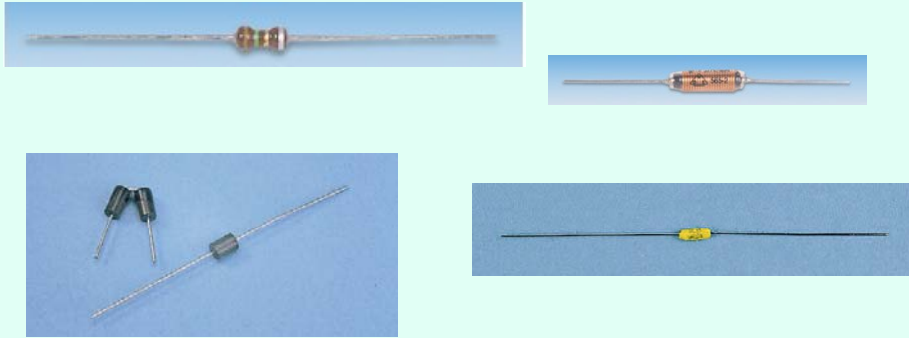


Figure III-C-32. Inductances RF catalogue



### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances au catalogue : RF CMS

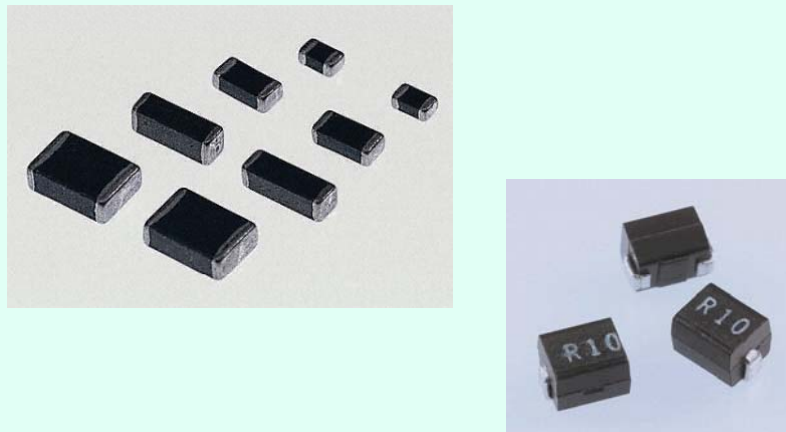


Figure III-C-33. Inductances CMS catalogue



### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances au catalogue : pour la puissance



Figure III-C-34. Inductances de puissance catalogue



### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances au catalogue : pour le filtrage

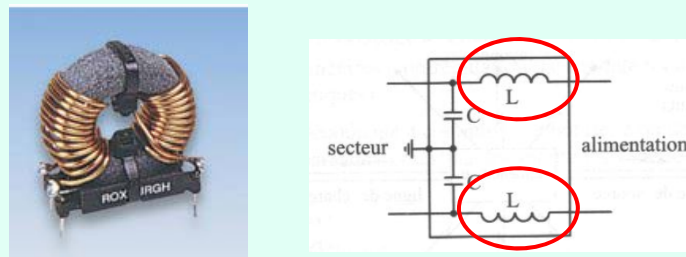


Figure III-C-35. Inductances pour filtre de mode commun



### III. Les composants passifs

#### C. Les inductances sérigraphiées

##### ➤ Forte intégration

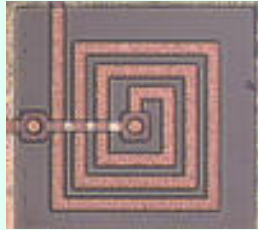


Figure III-C-36. Inductance sérigraphiée sur circuit imprimé



### III. Les composants passifs

#### D. Références

- Christian Zardini « Electronique de puissance EP1 – EP2 », polycopié de cours ENSEIRB, 2003
- Gérard Mouriès « Condensateurs utilisés en électronique de puissance », Technique de l'ingénieur, D3280, Paris (France)
- François Bernot « Electronique de puissance - Introduction », Technique de l'ingénieur, E3958, Paris (France)
- Trilogie des Inductances : Guide de design /Abc des Transformateurs : Guide d'application, Wurth Elektronik, juillet 2007



## IV. Notions de thermique

### A. Introduction : quelques mots sur la fiabilité

➤ Fiabilités des composants et systèmes électroniques : influence de la température

- Principaux soucis des concepteurs : **fiabilité et coût**
- La fiabilité d'un composant est définie comme sa probabilité de survie :

$$R(t) = n_f(t) / n_s(t)$$

- et son taux de défaillance :
- $\lambda(t) = 1/n_s(t) * dn_f(t)/dt$

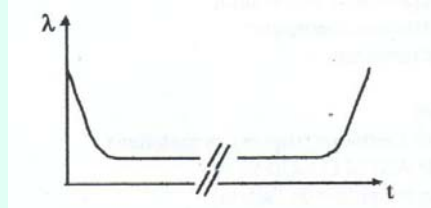


Figure IV-A-1. Variations du taux de défaillance en fonction du temps

- Au début de l'expérience : taux de défaillance élevé (mortalité infantile)
- En cours d'expérience : taux constant, durée de vie des composants
- En fin d'expérience : usure, fin de vie des composants



## IV. Notions de thermique

### A. Introduction : la durée de vie dépend de T° d'utilisation

➤ Durée de vie = f(T)

- Température d'utilisation recommandée par les fabricants :
  - ✓ **125°C pour les circuits intégrés**
  - ✓ **150 à 175°C pour les transistors de puissance**
- Problème thermique à considérer :
  - ✓ Évacuation de la chaleur générée par les composants
  - ✓ Vérification des températures de fonctionnement des composants qui doivent rester à l'intérieur des plages recommandées



## IV. Notions de thermique

### A. Introduction : mode de transfert thermique : conduction

➤ **Conduction** : Le transfert de chaleur par conduction à l'intérieur d'un corps s'effectue sans déplacement de matière grâce à l'agitation des molécules

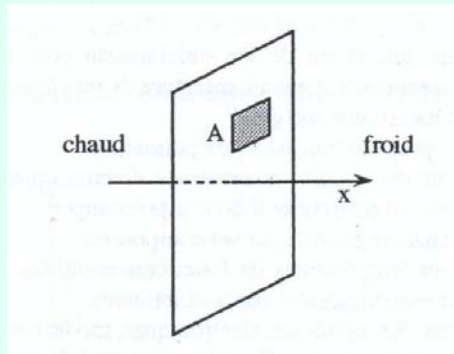


Figure IV-A-2. Transfert de chaleur par conduction



217 /261

## IV. Notions de thermique

### A. Introduction : conductivité thermique des matériaux

Matériau	$\rho$ (kgm <sup>-3</sup> )	$c_p$ (Jkg <sup>-1</sup> K <sup>-1</sup> )	$k$ (Wm <sup>-1</sup> K <sup>-1</sup> )
aluminium	2707	896	204
acier ( 1% C )	7801	473	43
fer	7897	452	73
plomb	11373	130	35
invar	8137	460	10,7
cuivre	8954	383	386
molybdène	10220	251	123
nickel	8906	446	90
argent	10524	234	419
étain	7304	226	64
Sn60Pb40	8500	176	51
silicium	2330	700	150
Alumine ( 96 % )	3700	900	20
AlN ( substrat )	3500	850	170
BeO ( 99 % )	2900	1300	200
FR4	2000	1600	0,3
verre	2700	840	0,8
liège ( reconstitué )	45 - 120	1880	0,045
air	1,177	1006	0,026

Figure IV-A-3. Variations du taux de défaillance en fonction du temps



218 /261

## IV. Notions de thermique

### A. Introduction : la conductivité thermique fonction de $T^\circ$

- **Conduction** : La conduction thermique d'un matériau dépend de la température d'utilisation du matériau

Température (K)	300	400	500
Silicium	148	98,9	76,2
Alumine	36	26,4	20,2
Cuivre	398	392	388

Figure IV-A-4. Variation de la conductivité thermique des matériaux (W/m/K)



## IV. Notions de thermique

### A. Introduction : mode de transfert thermique : convection

- **Convection** : Le transfert de chaleur par convection met en jeu un mouvement de matière fluide liquide ou gaz qui entraîne le transport de la chaleur entre zones chaudes et zones froides

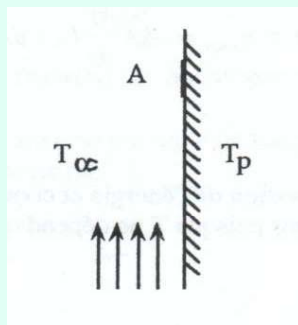


Figure IV-A-5. Plaque chaude verticale



## IV. Notions de thermique

### A. Introduction : deux modes de convection

- L'utilisation d'un fluide (gaz ou liquide) peut accroître l'efficacité du transfert thermique par convection

Fluide	Convection libre	Convection forcée
Air	5 à 30	10 à 300
Eau	100 à 900	300 à 10000

Figure IV-A-6. Exemples de valeurs du coefficient d'échange par convection ( $W/m^2/K$ )



221 /261

## IV. Notions de thermique

### A. Introduction : mode de transfert thermique : rayonnement

- **Rayonnement** : Le transfert de chaleur par rayonnement s'effectue sans support matériel (domaine de l'infra-rouge)

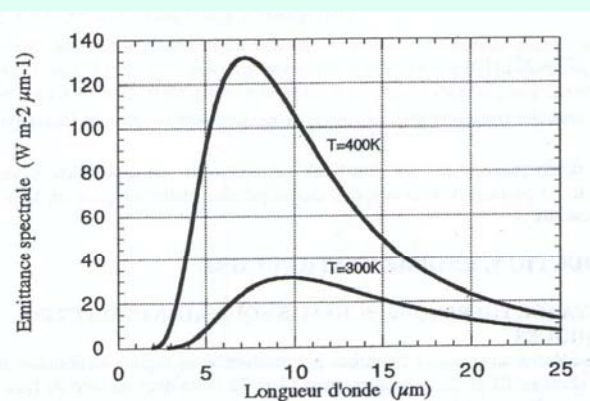


Figure IV-A-7. Variations de l'émissance spectrale du corps noir en fonction de  $\lambda$

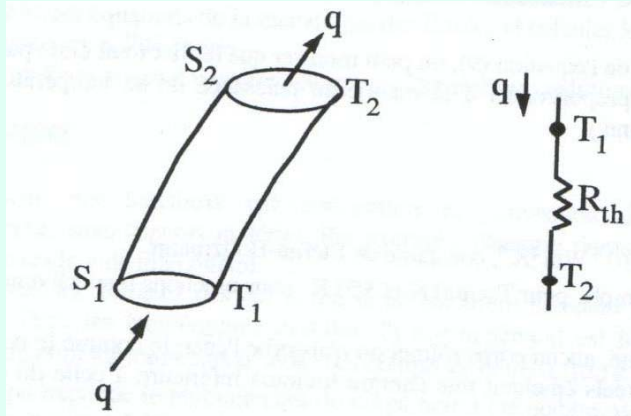


222 /261

## IV. Notions de thermique

### B. Conduction, régime stationnaire : Rth

➤ Notion de résistance thermique (Rth) et schéma équivalent thermique



$$R_{th} = \frac{T_1 - T_2}{q}$$



$$R = \frac{V_1 - V_2}{I}$$

Figure IV-B-1. Définition de la résistance thermique



## IV. Notions de thermique

### B. Conduction, régime stationnaire : Rth du matériau

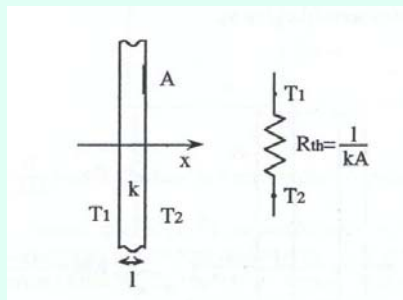


Figure IV-B-2. Conduction à travers une couche homogène

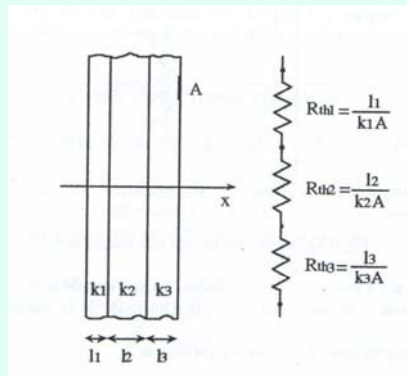


Figure IV-B-3. Conduction à travers un empilement de couches



## IV. Notions de thermique

### B. Conduction, régime stationnaire : Rth de contact

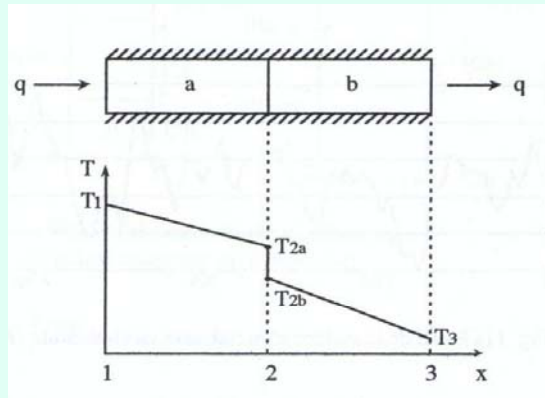


Figure IV-B-4. Conduction à travers deux barreaux en contact



## IV. Notions de thermique

### B. Conduction, régime stationnaire : état de surface

➤ Résistance thermique de contact non nulle !!

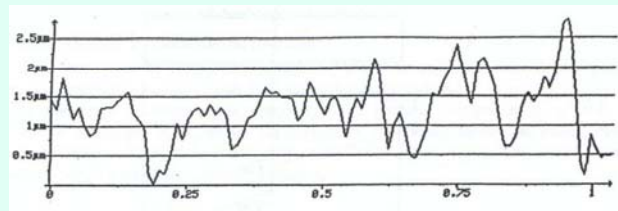


Figure IV-B-5. Profil de la surface d'un radiateur en aluminium

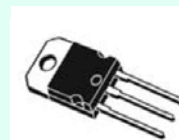
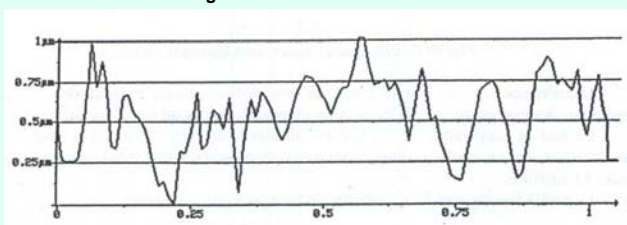


Figure IV-B-6. Profil de la surface d'un boîtier T0218



## IV. Notions de thermique

### B. Conduction, régime stationnaire : effet de la pression

➤ Résistance thermique de contact en diminution avec la pression exercée

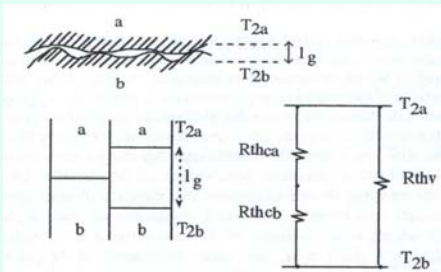


Figure IV-B-7. Résistance thermique de contact

F (N)	A (cm <sup>2</sup> )	A <sub>c</sub> (cm <sup>2</sup> )	A <sub>c</sub> /A
2	21	0,0002	0,00001
5	21	0,0005	0,00005
100	21	0,01	0,0005
500	21	0,05	0,0025
1000	21	0,1	0,005

Figure IV-B-8. Variation de la surface de contact en fonction de la force appliquée



## IV. Notions de thermique

### B. Conduction, régime stationnaire : intercalaire thermique

➤ Résistance thermique de contact diminue avec l'ajout d'une intercalaire thermique

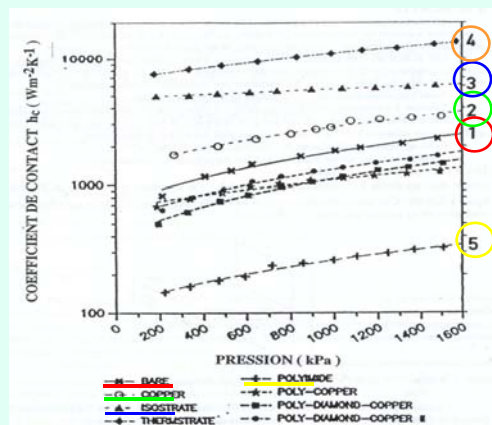


Figure IV-B-9. Réduction des résistances thermiques de contact à l'aide d'intercalaire thermique



## IV. Notions de thermique

### C. Les radiateurs : à air

#### ➤ Les radiateurs à air : l'ailette (1)

- Etendre la surface du radiateur pour accroître les transferts par convection et rayonnement
- Approximation de l'ailette
- **Amélioration d'un facteur 50 du transfert thermique**
- Notion d'efficacité de l'ailette

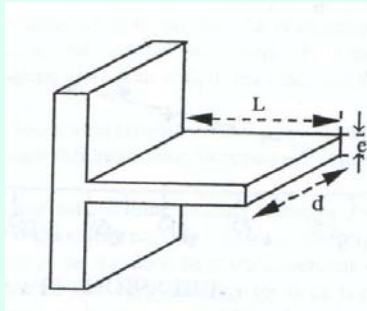


Figure IV-C-1. Ailette rudimentaire



229 /261

## IV. Notions de thermique

### C. Les radiateurs : à ailettes

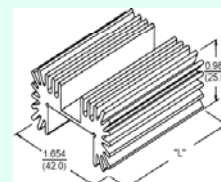
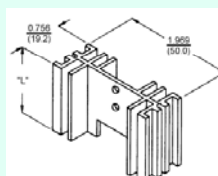
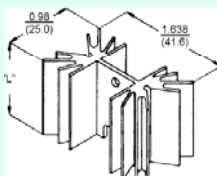
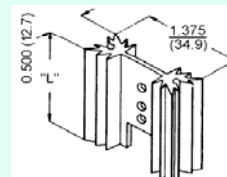
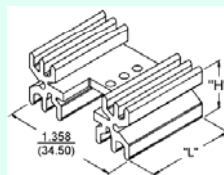
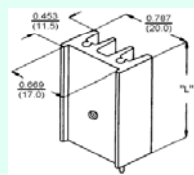


Figure IV-C-2. Différents types de radiateur avec ailettes



230 /261

## IV. Notions de thermique

### C. Les radiateurs : applications

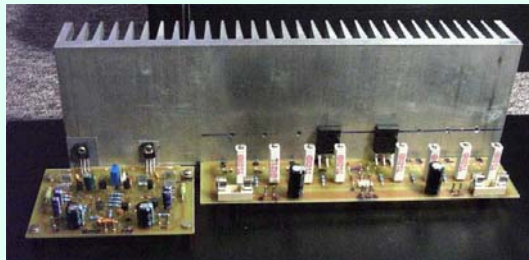


Figure IV-C-3. Utilisation du radiateur pour des montages de puissance



231 /261

## IV. Notions de thermique

### C. Les radiateurs : par fluide caloporteur

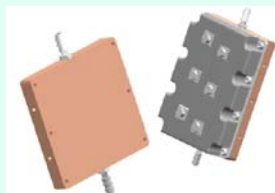
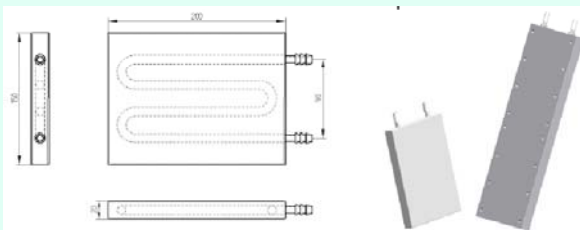


Figure IV-C-4. Exemple de refroidisseurs à liquide caloporteur (dits « boîtes à eau »)



232 /261

## IV. Notions de thermique

### C. Les radiateurs : caloduc

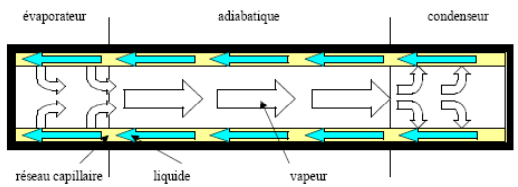


Figure IV-C-5. Principe du caloduc



Figure IV-C-6. Caloduc avec ventilateur pour microprocesseur

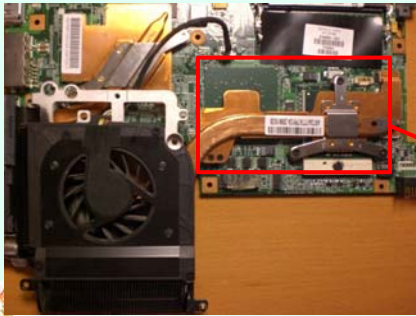


Figure IV-C-7. Carte mère PC portable



233 /261

## IV. Notions de thermique

### D. Application aux composants électroniques

➤ Conditions :

- 2 surfaces isothermes + tube de flux
- P : conduction (boîtier), convection et rayonnement
- Découpage par zone du boîtier
- Température de jonction (Tmax sur la puce de silicium)

Loi d'Ohm électrique	Loi d'Ohm thermique
Courant I (A)	Puissance dissipée Q (W)
Résistance R (Ω)	Résistance thermique R <sub>th</sub> (°C/W)
Différence de potentiel U <sub>i</sub> (V)	Différence de température T <sub>i</sub> (°C)
$U_1 - U_2 = I \cdot \sum R$	$T_J - T_A = Q \cdot \sum R_{th}$

Figure IV-D-1. Définition de la résistance thermique – Analogie électrique <=> thermique

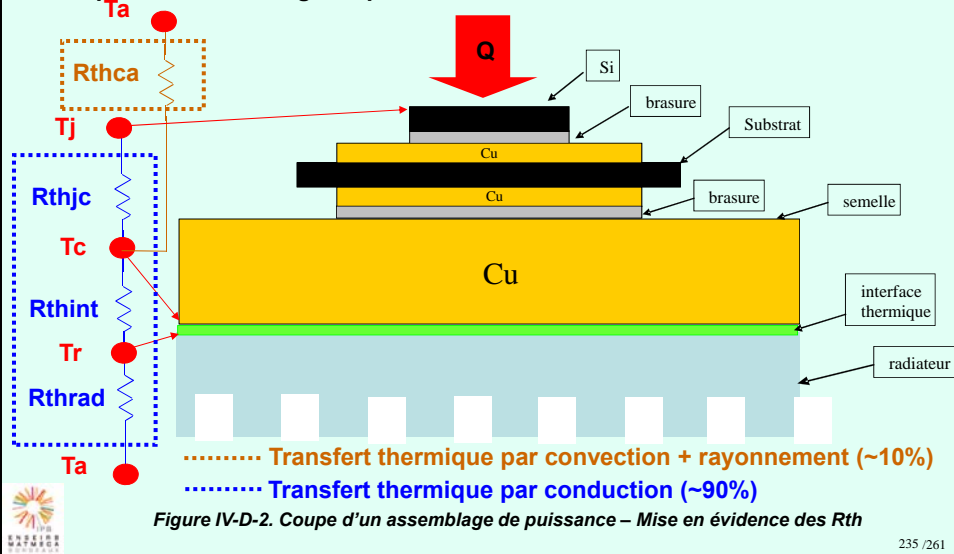


234 /261

## IV. Notions de thermique

### D. Application aux composants électroniques : assemblage

#### ➤ Coupe d'un assemblage de puissance



## IV. Notions de thermique

### D. Application aux composants électroniques : schéma

#### ➤ Schéma équivalent thermoélectrique

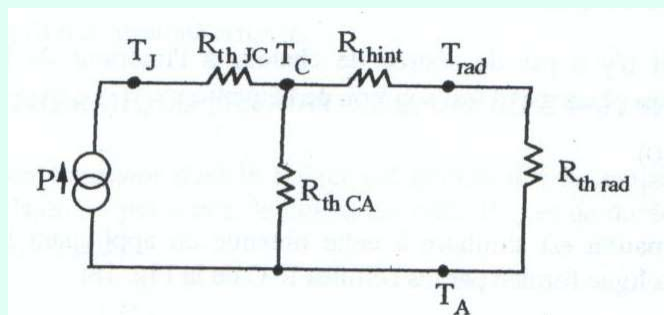
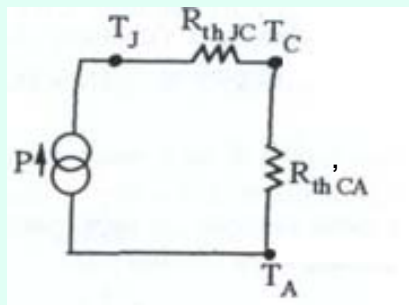


Figure IV-D-3. Schéma équivalent thermoélectrique d'un transistor fixé sur un radiateur par l'intermédiaire d'une interface thermique

## IV. Notions de thermique

### D. Application aux composants électroniques : schéma

- Schéma équivalent thermoélectrique : cas particulier



**$R_{th}CA$  représente**  
 - la convection ( $R_{thCA}$ )  
 en parallèle avec  
 - la conduction ( $R_{thint} + R_{thrad}$ )

Figure IV-D-4. Schéma thermoélectrique avec le système de refroidissement global



237 /261

## IV. Notions de thermique

### E. Conduction, régime stationnaire : modélisation

- Ecoulement uni-dimensionnel – méthode analogique

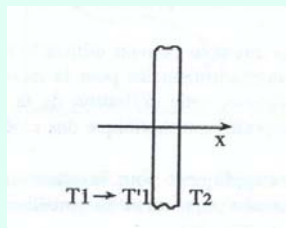


Figure IV-E-1. Plaque soumise à un échelon de température sur sa face gauche

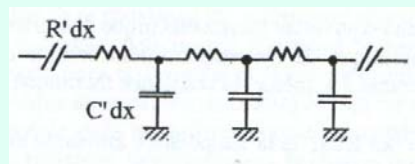


Figure IV-E-2. Ligne de transmission



238 /261

## IV. Notions de thermique

### E. Conduction, régime stationnaire : échauffement

- Impédance thermique transitoire
- Courbe d'échauffement

Figure IV-E-3. Evolution de  $T_j$  pour un transistor soumis à une impulsion de puissance

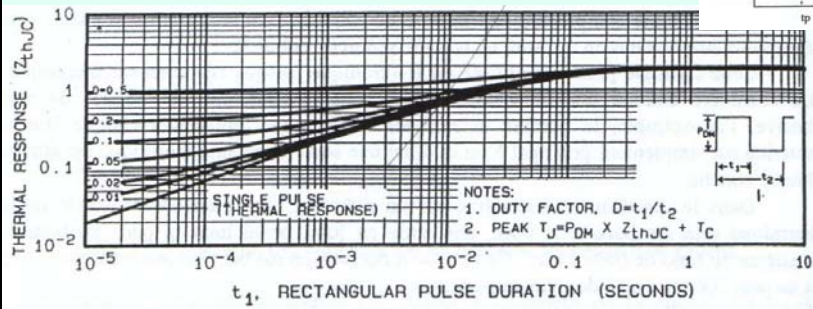
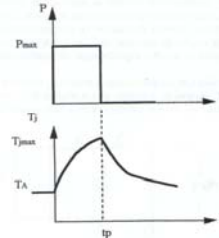


Figure IV-E-4. Variation de  $Z_{th}$  en fonction de  $t_p$  et  $D$



## IV. Notions de thermique

### E. Conduction, régime stationnaire : modélisation SPICE

- Analogie Electrique ↔ Thermique

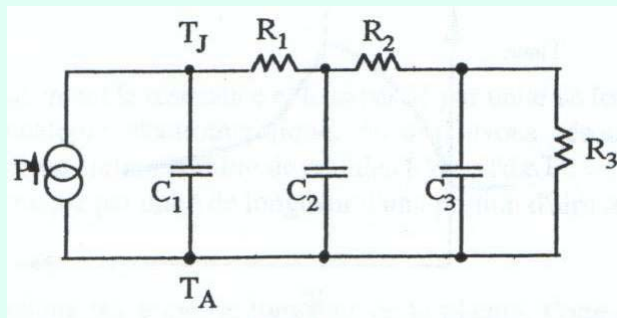


Figure IV-E-5. Schéma équivalent thermoélectrique du montage



## IV. Notions de thermique

### F. Quelques résultats expérimentaux : mesure de Tj

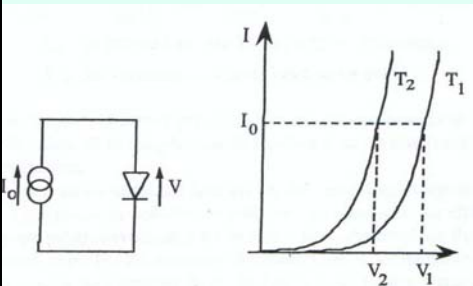


Figure IV-F-1. Variation de V en fonction de T

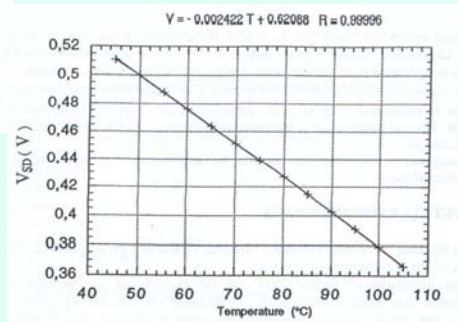


Figure IV-F-2. Courbe d'étalonnage d'une jonction



## IV. Notions de thermique

### F. Quelques résultats expérimentaux : analyseur thermique

- L'analyseur thermique permet la mesure de la température de jonction



Figure IV-F-3. Analyseur thermique

Module libre : TP Nano (S8)

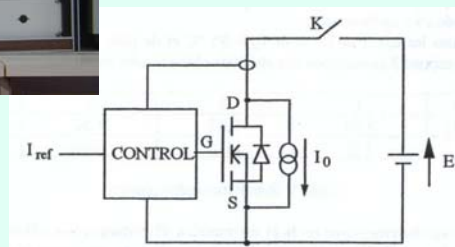


Figure IV-F-4. Mesure des résistances thermiques



## IV. Notions de thermique

Cours ECE1 / E2 / S. Azzopardi 2011

### G. Références

---

- Christian Zardini « Electronique de puissance EP1 – EP2 », polycopié de cours ENSEIRB, 2003
- François Bernot « Electronique de puissance - Introduction », Technique de l'ingénieur, E3958, Paris (France)



243 /261

## V. Les boitiers

Cours ECE1 / E2 / S. Azzopardi 2011

### A. Introduction

---

- Grand nombre de boitiers disponibles (métallique, plastique)
- Composants traversants puis montage en surface
- Norme JEDEC pour les boitiers de puissance (DOxx, TOxx)



244 /261

## V. Les boîtiers

### B. Boîtiers métalliques

- Utilisés dès le début de la production industrielle pour conditionner les > pastilles de silicium (coût non négligeable)
- Embase métallique + connexions filaires
- Dédiés aux applications « forte puissance »

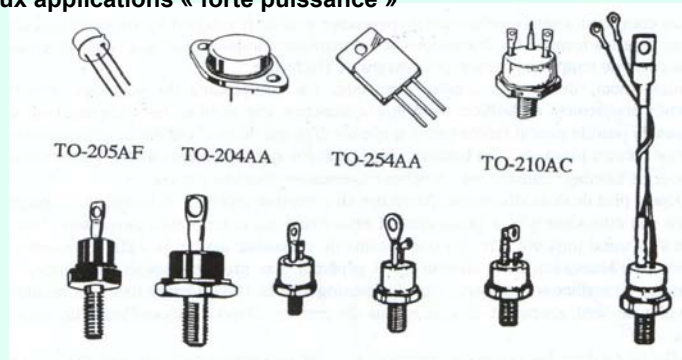


Figure V-B-1. Exemples de boîtiers métalliques

245 /261

## V. Les boîtiers

### B. Boîtiers métalliques : Do et To

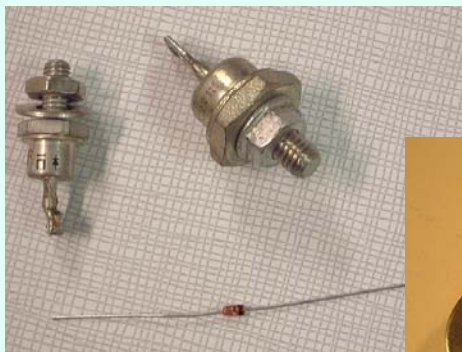


Figure V-B-2. Diodes en boîtier DO



Figure V-B-3. Transistors en boîtier TO-3

246 /261

## V. Les boitiers

### B. Boitiers métalliques : data sheet

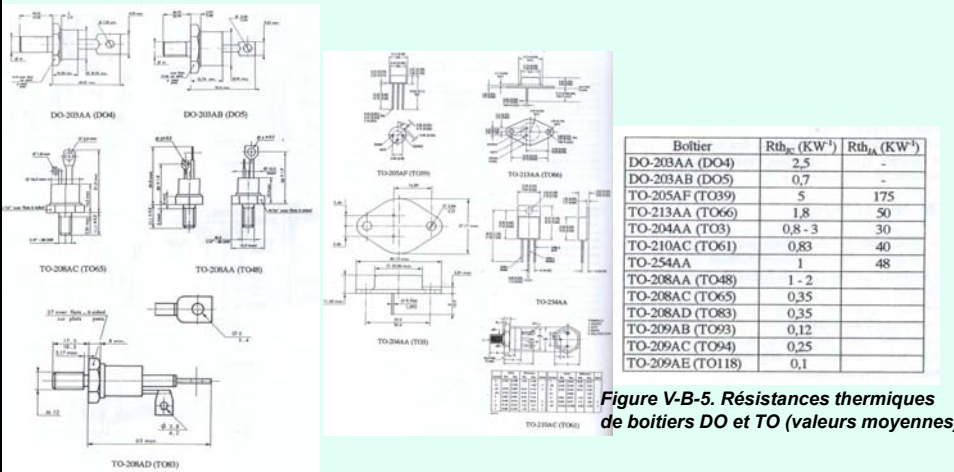


Figure V-B-5. Résistances thermiques de boitiers DO et TO (valeurs moyennes)

Figure V-B-4. Caractéristiques techniques de boitiers DO et TO



## V. Les boitiers

### C. Boitiers plastique

- Applications faibles et moyennes puissance
- Embase cuivre + connexions filaires
- Boitiers isolés ou pas

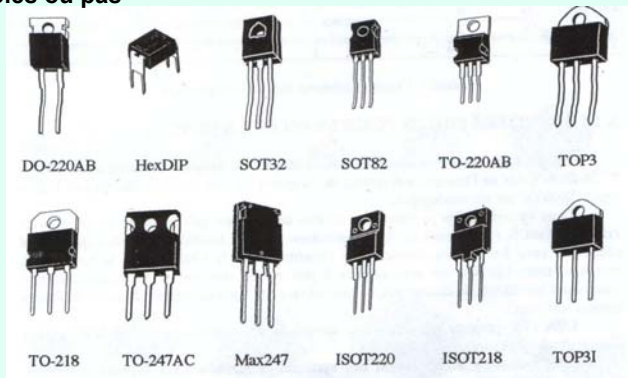


Figure V-C-1. Quelques exemples de boitiers plastiques



## V. Les boitiers

### C. Boitiers plastiques : exemple de boitiers To

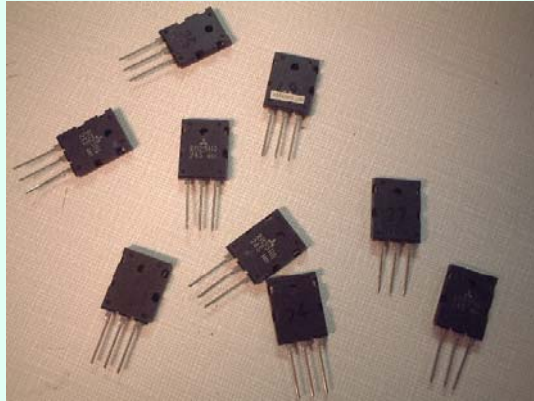


Figure V-C-2. Transistors en boitier TO-247



## V. Les boitiers

### C. Boitiers plastiques : data sheet

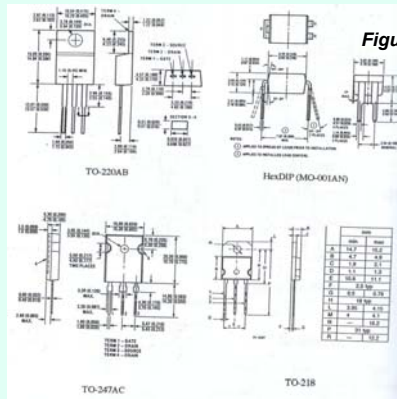


Figure V-C-3. Caractéristiques techniques de boitiers plastiques

Boitier	$R_{th_{jc}}$ (KW <sup>-1</sup> )	$R_{th_{ca}}$ (KW <sup>-1</sup> )	Isolé
DO-220AB	1,5 à 2,5		les deux existent
HEXDIP		120	oui
SOT 32	3,5 à 4	100	non
SOT 82	2	80	non
TO-220AB	1 à 1,5	80	non
TOP3	0,5 à 2		non
TO-218	1,25		non
TO-247AC	0,7 à 0,85	40	non
Max 247	0,36	38	non
ISOWATT220	4	70	oui
ISOWATT218	2,3		oui
TOP3I	1 à 1,5		oui
ISOWATT218	2,5		oui
TOP3I	1 à 1,5		oui

Figure V-C-4. Résistances thermiques de boitiers plastiques



## V. Les boitiers

### D. Boitiers isolés pour montage à plat

- Applications forte puissance
- Pastilles isolées de l'embase métallique
- Connexions sur la face supérieure
- Connexions extérieures et évacuation de la chaleur : 2 fonctions séparées
- Intelligent Power Module (IPM)



SOT 227B (ISOTOP)

Interrupteur 1200 V 300 A

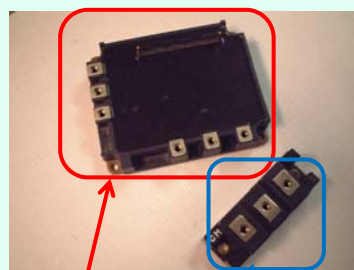
Figure V-D-1. Boitiers isolés pour montage à plat



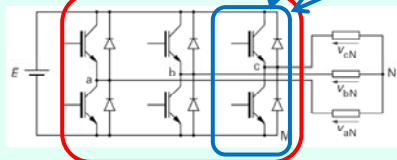
251 /261

## V. Les boitiers

### D. Boitiers isolés pour montage à plat : exemples



Onduleur triphasé intégré intelligent (avec commande rapprochée)



Bras d'onduleur

Figure V-D-2. Bras d'onduleur et onduleur complet en boitier isolé



252 /261

## V. Les boitiers

### D. Boitiers isolés pour montage à plat : bras d'onduleur

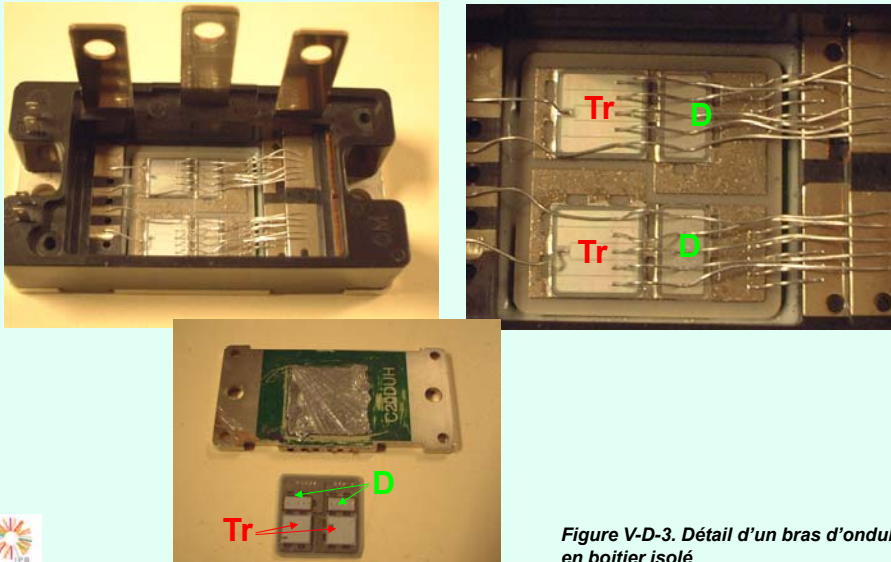


Figure V-D-3. Détail d'un bras d'onduleur en boîtier isolé

253 /261

## V. Les boitiers

### D. Boitiers isolés pour montage à plat : onduleur à MOS

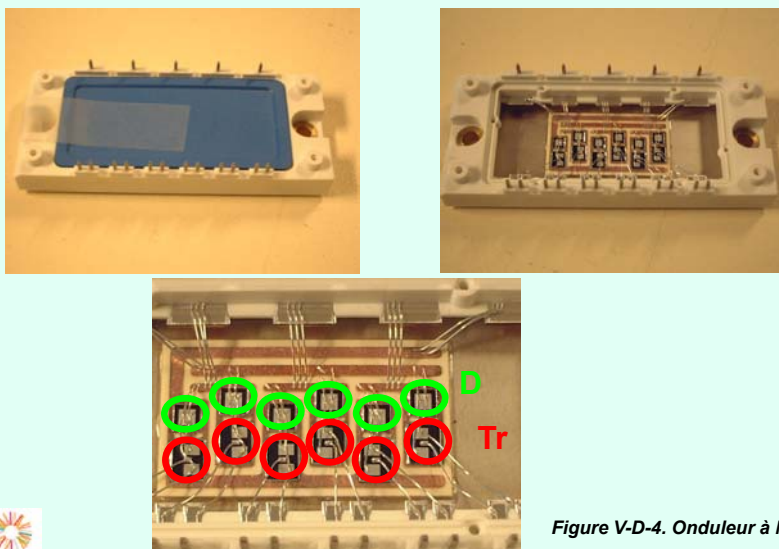


Figure V-D-4. Onduleur à MOSFET

254 /261

## V. Les boitiers

### E. Boitiers pour montage en surface

- Applications faibles et moyennes puissance
- Brasage sur différents types de substrats

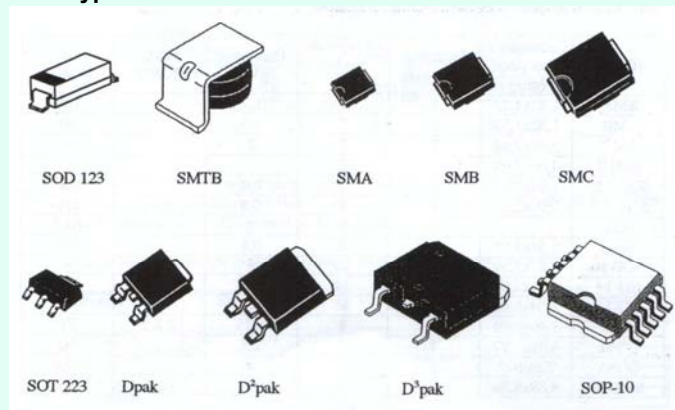


Figure V-E-1. Composants actifs en boitiers CMS



## V. Les boitiers

### E. Boitiers pour montage en surface : data sheet

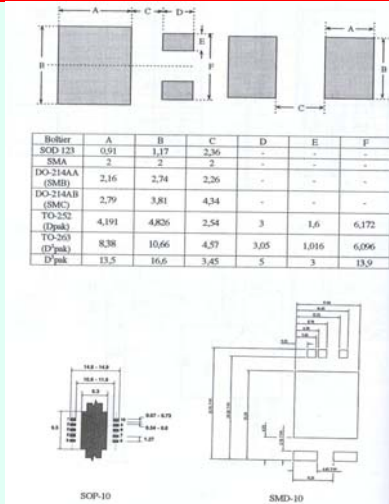


Figure V-E-2. Caractéristiques techniques de boitiers CMS

Boitier	Dimensions max puce (mm)	Nombre de puces max	Nombre de broches max	Puissance (W)	Rth <sub>jc</sub> (KW <sup>-1</sup> )	Rth <sub>ja</sub> (KW <sup>-1</sup> )
SMA	1,32x1,32	1	2	1,2	-	100
SMB	1,52x1,52	1	2	1,5	-	80
SMC	2,64x2,64	1	2	2	-	60
SMTB	4,09x4,09	1	2	-	-	-
SOD-123	1,04x1,17	1	2	0,4	-	250
SOT-223	1,93x2,67	1	4	0,8	-	150
SO-6	1	6	2	-	-	62,5
SO-8	2,54x3,05	2	8	0,8	-	156
SOP-10	4,57x5,59	2	10	3	0,8	50
SO-14	1,91x2,92	4	14	1	-	125
SO-16	2,54x3,05	4	16	1,2	-	104
Dpak	2,59x2,59	1	3	1,75	3 à 5	71
D²Pak	4,32x5,77	1	3	2,5	-	50
D³Pak	7,6x10,7	2	3	4	-	32,6
SMD10	8,89x8,89	2	6	6	0,36	25

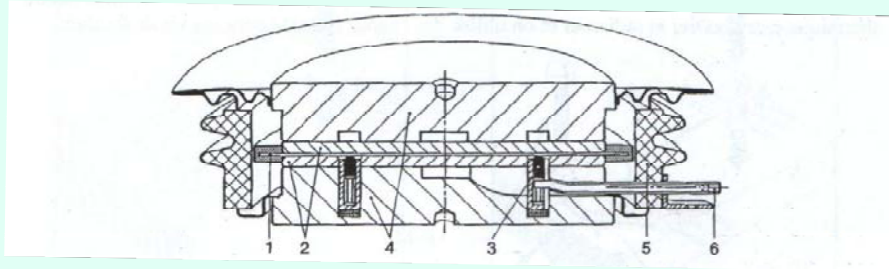
Figure V-E-3. Résistances thermiques de boitiers CMS



## V. Les boîtiers

### F. Boîtiers à contacts pressés

- Applications forte à très forte puissance
- Solution contre la « fatigue thermique »



(1) pastille (2) disques de molybdène (3) contact de gâchette (4) disques de cuivre  
(5) parois en céramique (6) connexion de gâchette.

Figure V-F-1. Coupe d'un thyristor en boîtier à contacts pressés



257 / 261

## V. Les boîtiers

### F. Boîtiers à contacts pressés : exemple



Figure V-F-2. Thyristor en boîtier à contacts pressés



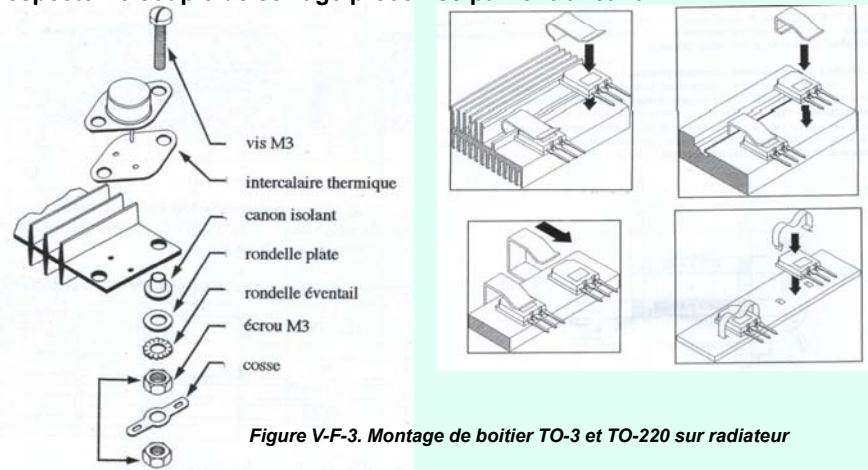
258 / 261

## V. Les boitiers

### F. Montage des boitiers : faible puissance

➤ Un composant de puissance doit toujours être fixé sur un refroidisseur

➤ Respecter le couple de serrage préconisé par le fabricant



259 /261

## V. Les boitiers

### F. Montage des boitiers : forte puissance thyristor

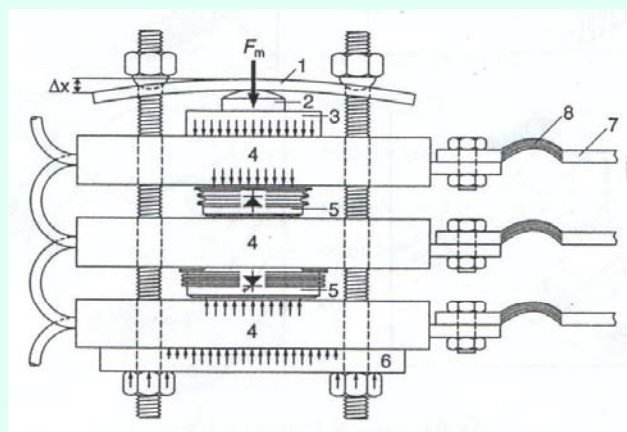


Figure V-F-4. Exemple de montage à contacts pressés

260 /261

## V. Les boitiers

### F. Montage des boitiers : forte puissance IGCT

IGCT en boitier

Commande rapprochée

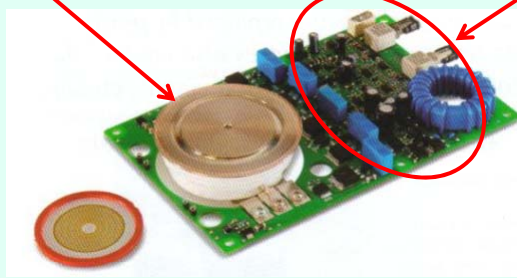


Figure V-F-5. Exemple de montage à contacts pressés avec la commande rapprochée



261 /261

## V. Les boitiers

### G. Références

- Christian Zardini « Electronique de puissance EP1 – EP2 », polycopié de cours ENSEIRB, 2003
- François Bernot « Electronique de puissance - Introduction », Technique de l'ingénieur, E3958, Paris (France)
- Jacques Leclercq « Electronique de puissance - Eléments de technologie », Technique de l'ingénieur, D3220, Paris (France)



262 /261