

Définition d'un dissipateur thermique en milieu industriel

par **Jean-François ROCHE**
Directeur technique, ARCEL

avec la collaboration de **Bruno ALLARD**

| | |
|---|--------------|
| 1. Situation | D 3 117 - 3 |
| 1.1 Cahier des charges | — 3 |
| 1.2 Mode de refroidissement ou transmission de chaleur..... | — 3 |
| 1.3 Simulation | — 5 |
| 1.4 Calcul académique et réalité industrielle..... | — 5 |
| 2. Étapes principales de conception d'un convertisseur | — 5 |
| 2.1 Modélisation des composants..... | — 5 |
| 2.2 Utilisation des fiches techniques et modèles de pertes | — 6 |
| 2.3 Boîtiers | — 7 |
| 2.4 Choix des composants | — 9 |
| 2.5 Dimensionnement d'un onduleur | — 9 |
| 2.6 Résistance thermique minimale..... | — 10 |
| 2.7 Choix du dissipateur..... | — 10 |
| 2.8 Dissipateurs particuliers | — 12 |
| 2.9 Ventilateurs | — 12 |
| 2.10 Chambres à eau | — 13 |
| 2.11 Systèmes autonomes..... | — 13 |
| 3. Cas particuliers | — 14 |
| 3.1 Notion d'impédance thermique | — 14 |
| 3.2 Notion de constante de temps thermique..... | — 14 |
| 4. Conclusion | — 16 |
| Pour en savoir plus | Doc. D 3 117 |

L'une des étapes, lors de la détermination des différents éléments constituant un convertisseur de puissance, est le choix du dissipateur, afin de préserver l'intégrité thermique des semi-conducteurs de puissance. Celle-ci est réalisée en maintenant la température de jonction du composant en dessous de sa valeur critique pendant le cycle de fonctionnement.

Le coût du dissipateur, ou plus globalement de la fonction refroidissement, est étroitement lié au couple dissipateur-composant.

Par exemple, pour maintenir à température un ou deux boîtiers TO3, le coût du couple « dissipateur + ventilateur » est souvent plus important que la somme des coûts des composants à refroidir. En règle générale, plus l'application est de forte puissance, plus le couple « semi-conducteur + étages de commande » est prépondérant, face au poste dissipateur. Cela est dû en partie au coût des semi-conducteurs de puissance.

Le choix du dissipateur ne peut être effectué qu'en connaissance des éléments suivants :

— nombre et type des composants à refroidir, donc connaissance du boîtier utilisé pour chaque composant (composant discret, module, presspack...) ;

- pertes générées par chaque composant (dépendent du cycle de fonctionnement et de la topologie du montage), surcharges éventuelles ;
- mode de refroidissement souhaité (convection naturelle, ventilation forcée, chambres à eau...) ;
- contraintes mécaniques et intégration du système dans son environnement final (contraintes diélectriques, fixation du montage, mise en coffret).

L'objet de ce dossier est de développer la démarche industrielle de choix d'un dissipateur, compromis entre le calcul académique et la simulation parfois laborieuse.

| Notations et symboles | | |
|-----------------------|--------------------------------|--|
| Symbole | Unité | Définition |
| B | $W \cdot m^{-2}$ | intensité du rayonnement |
| c | $J \cdot kg^{-1} \cdot K^{-1}$ | capacité thermique massique |
| C_{th} | $J \cdot K^{-1}$ | capacité thermique |
| D | | indice de modulation |
| e | m | épaisseur |
| E_{off} | J | énergie dissipée à la fermeture du composant |
| E_{on} | J | énergie dissipée à l'ouverture du composant |
| E_{rec} | J | énergie de recouvrement |
| F | Hz | fréquence du courant de sortie |
| F_{sw} | Hz | fréquence de commutation |
| i | A | intensité électrique |
| I_{ak} | A | intensité traversant un thyristor |
| I_{av}, I_{moy} | A | intensité moyenne |
| I_c | A | intensité traversant un transistor IGBT |
| I_d | A | intensité traversant une diode |
| I_{eff} | A | intensité du courant de sortie efficace |
| I_n | A | intensité du courant nominal |
| I_{off} | A | intensité du courant coupé |
| I_{on} | A | intensité du courant à la mise en conduction |
| I_{peak} | A | intensité de courant crête |
| l | m | largeur |
| L | m | longueur |
| m | kg | masse |
| P | W | pertes dans un composant |
| P_{com} | W | pertes en commutation |
| P_{cond} | W | pertes en conduction |
| P_{rec} | W | pertes par recouvrement |
| Q | W | flux thermique de convection |
| Q_{rr} | C | charge électrique stockée dans une diode |
| R_0 | Ω | résistance |
| R_d | Ω | résistance de diode |
| R_t | Ω | résistance de diode ou thyristor |
| R_{th-j-c} | K/W | résistance thermique jonction-boîtier |
| R_{th-j-h} | K/W | résistance thermique jonction-dissipateur |
| S | m^2 | surface |

| Notations et symboles | | |
|-----------------------|-------------------------------|---|
| Symbole | Unité | Définition |
| t | s | temps |
| T | K | température |
| T_j | K | température de jonction |
| u | m/s | vitesse de l'air |
| v | V | tension électrique |
| V_0 | V | tension |
| V_{ak} | V | tension entre l'anode et la cathode d'un thyristor |
| V_{bus} | V | tension du bus d'alimentation continu d'un onduleur |
| V_{cc} | V | tension continue aux bornes du thyristor lors de l'ouverture |
| V_{ce} | V | tension entre le collecteur et l'émetteur d'un IGBT |
| V_{ces} | V | tension |
| V_d | V | tension de diode |
| V_{dc} | V | tension de bus |
| V_{ds} | V | tension entre le drain et la source d'un MOSFET |
| V_{GE} | V | tension entre la grille et l'émetteur de l'IGBT |
| V_n | V | tension nominale |
| V_{t0}, V_t | V | tension de diode ou thyristor |
| W | J | énergie |
| α | $W \cdot m^{-2} \cdot K^{-1}$ | coefficient de convection thermique |
| β | $W \cdot m^{-2} \cdot K^{-1}$ | coefficient de rayonnement |
| ε | | émissivité |
| ϕ | W | flux thermique de conduction |
| Φ | rad | angle de déphasage |
| λ | $W \cdot m^{-1} \cdot K^{-1}$ | conductivité thermique |
| σ | $W \cdot m^{-2} \cdot K^{-4}$ | constante de Stefan $\sigma = 5,669 \cdot 10^{-8} W \cdot m^{-2} \cdot K^{-4}$ |
| τ | s | constante de temps thermique |
| θ | K | température |

| Indices | |
|---------|-----------------------|
| a | ambiante |
| c | case, boîtier |
| h | heatsink, dissipateur |
| j | junction, jonction |
| D | diode |
| Q | IGBT |

1. Situation

Aperçu historique

L'évolution constante des semi-conducteurs permet la conception de systèmes dont les performances ne cessent de croître. Il est loin le temps où le **tube électronique utilisé en diode** ou bien le **transistor** régnaient en maîtres.

À cette époque, presque révolue (certaines applications utilisent encore des tubes, comme des ballasts haute tension ou les amplificateurs audiophiles par exemple), les joules dissipées par le tube rayonnaient à travers le verre, dans l'air ambiant. La seule solution pour ne pas détériorer les composants était de contrôler la température ambiante du local industriel. Compte tenu du nombre de composants employés, des températures mises en jeu, et du volume des montages, des systèmes refroidissants étaient communément utilisés. Le volume occupé par l'ensemble montage – refroidissement était conséquent, et une mise en défaut du système de ventilation entraînait une dégradation rapide de l'installation.

Les composants de puissance de type semi-conducteur présentent l'avantage de ne pas utiliser l'air comme vecteur thermique, mais un substrat qui est lui-même plaqué sur une semelle composée d'un matériau présentant une bonne conduction thermique. La figure 1 montre en coupe un module IGBT (*insulated gate bipolar transistor*). Cette structure permet l'utilisation de dissipateurs, dont le rôle est d'évacuer les joules produites par la puce. De plus, l'évolution des semi-conducteurs autorise la réalisation de montages de plus en plus performants, donc l'augmentation des pertes à évacuer par les jonctions. Une grande diversité de dissipateurs permet d'obtenir dans chaque cas le compromis optimal.

1.1 Cahier des charges

Le choix du refroidisseur dépend des éléments fournis dans le cahier des charges du convertisseur. Les éléments de base que l'on doit connaître sont la nature du convertisseur et son environnement.

1.1.1 Nature du convertisseur

C'est la fonction électrique que doit assurer le convertisseur. Onduleur, redresseur ou hacheur, ces fonctions sont décrites par un vocabulaire approprié issu de la norme CEI/TR 60971. Le tableau 1 résume les fonctions simples issues ou adaptées de cette norme.

À la nature du convertisseur sont associées les grandeurs électriques suivantes :

- courant d'entrée et de sortie ;
- surcharges en courant en fonction du temps ;
- tension d'alimentation, tension de bus ;
- surcharges en tension et répétition dans le temps ;
- fréquence de découpage pour les hacheurs ou onduleurs ;
- fréquence de sortie pour les onduleurs ;
- valeurs des éléments qui influencent le comportement du montage, tels que les inductances, transformateurs, condensateurs ;
- éventuellement une indication sur le type de composant à utiliser est fournie ;
- isolation électrique requise.

1.1.2 Environnement du convertisseur

L'environnement est constitué des contraintes suivantes :

- **contraintes thermiques** : température ambiante, type de refroidissement imposé, température du fluide ;
- **contraintes mécaniques** : volume et masse imposés pour le montage, orientation et intégration du convertisseur dans son environnement ;

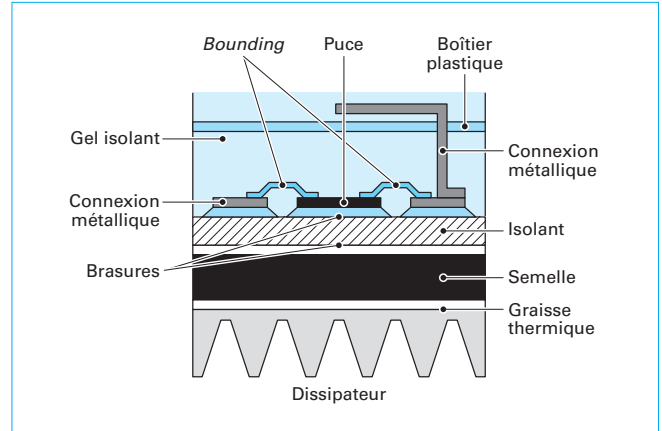


Figure 1 – Vue en coupe d'un module IGBT

– **contraintes normatives** : fonction du domaine d'application du convertisseur (médical, ferroviaire...), fige souvent les diélectriques, les lignes de fuites, le cheminement, l'indice de pollution... ;

– **contraintes spécifiques liées à l'utilisation** : taux de charge, enveloppe de courant, surcharges ponctuelles, tenue aux courts-circuits ;

– **contraintes financières** : l'estimation du coût de la fonction peut être un critère de choix entre deux solutions.

1.2 Mode de refroidissement ou transmission de chaleur

Il existe plusieurs manières pour la chaleur d'échanger avec le milieu ambiant : conduction, convection et rayonnement. La chaleur se déplace du corps le plus chaud vers le corps le plus froid, par ces trois modes simultanément.

L'énergie W nécessaire pour élever la température d'un corps est proportionnelle à sa masse m , à la différence de température entre l'état initial (T_1) et final (T_2) et à une constante c , nommée chaleur massique (ou capacité thermique massique, en $J \cdot kg^{-1} \cdot K^{-1}$), qui indique la quantité d'énergie utile pour élever la température de 1 kg du composant considéré de 1 K :

$$W = mc(T_2 - T_1) \quad (1)$$

$$P = \frac{dW}{dt} = mc \frac{dT}{dt} \quad (2)$$

C'est cette énergie, issue de la jonction du semi-conducteur, que le refroidisseur doit évacuer.




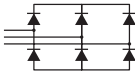
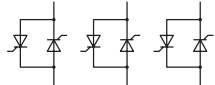
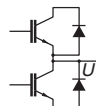
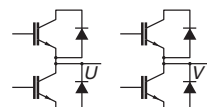
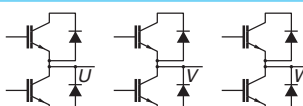
1.2.1 Conduction

La chaleur se transmet par contact direct entre deux pièces ou bien par propagation à l'intérieur d'un même matériau [BE 8 200]. La variation de température est linéaire à l'intérieur d'un matériau homogène. La conductivité d'un matériau est caractérisée par une conductivité thermique notée λ ($W \cdot K^{-1} \cdot m^{-1}$) (tableau 2).

Le flux thermique (en watts), qui traverse une paroi constituée d'un seul matériau de conductivité thermique λ , d'épaisseur e (en mètres) et de surface S (en mètres carrés), est donné par la formule suivante :

$$\phi = \lambda \cdot \frac{S}{e} \cdot (\theta_2 - \theta_1) \quad (3)$$

$\theta_2 - \theta_1$ représente la différence de température entre les deux faces du matériau.

| Tableau 1 – Codification des principaux convertisseurs | | |
|--|-------------|--|
| Type de montage | Désignation | Représentation |
| Deux diodes en série | L1U |  |
| Deux thyristors en série | L1C |  |
| Pont redresseur monophasé à diodes | B2U |  |
| Pont redresseur triphasé à diodes | B6U |  |
| Gradateur triphasé | W3C |  |
| Bras interrupteur | L1CT |  |
| Onduleur monophasé à interrupteurs | B2CT |  |
| Onduleur triphasé à interrupteurs | B6CT |  |

| Tableau 2 – Conductivité thermique et capacité thermique massique de matériaux usuels (1) | | |
|---|--|--|
| Matériau | Conductivité thermique (W · K ⁻¹ · m ⁻¹) | Capacité thermique massique (J · K ⁻¹ · kg ⁻¹) |
| Aluminium | 238 | 917 |
| Cuivre | 397 | 386 |
| Acier | 78,2 | 456 |
| Argent | 425 | 234 |
| Or | 315,5 | 130 |
| AlSiC | 150 à 200 | |
| Silicium | 148 | 700 |
| Eau | 0,585 | 4 185 |
| Air | 0,023 | 1 000 |
| (1) Entre 0 et 100 °C. | | |

1.2.2 Convection

Cet échange de chaleur se produit entre un solide et un gaz ou un liquide par déplacement de particules [BE 8 205].

Le cas le plus simple est celui d’une résistance électrique qui échange avec l’air ambiant. La convection est dans ce cas naturelle. L’air s’échauffe au contact des parois de la résistance et s’élève. Il est possible d’améliorer l’échange thermique en accélérant la vitesse de passage de l’air au contact de la résistance. Dans ce cas, on dit que la convection est forcée.

Soit un flux thermique transmis par convection Q (W), à travers une paroi de surface S , qui présente une différence de température de $(\theta_2 - \theta_1)$.

α est le coefficient de convection (W · K⁻¹ · m⁻²). Il représente le flux thermique reçu par une surface de 1 m² pour une différence de température entre la surface et l’air de 1 K. α varie avec la nature de la surface et la vitesse du fluide :

$$Q = (\theta_2 - \theta_1) S \alpha \tag{4}$$

1.2.3 Rayonnement

C’est la transmission directe de la chaleur par radiation d’un corps chaud sur un corps froid [BE 8 210]. Cet échange thermique est réalisé par l’émission d’ondes électromagnétiques et ne

Tableau 3 – Émissivité des matériaux utilisés en électronique de puissance

| Matériau | Température (°C) | Émissivité |
|------------------------|------------------|------------|
| Aluminium nu | 170 | 0,04 |
| Aluminium poli | 260 | 0,12 |
| Aluminium poli | 37 | 0,11 |
| Aluminium anodisé noir | 50 | 0,98 |
| Cuivre terni | 20 | 0,04 |
| Cuivre oxydé | 130 | 0,76 |
| Acier trempé | 200 | 0,52 |
| Acier oxydé | 200 | 0,79 |

nécessite donc pas la présence d'un milieu matériel. La chaleur fournie par le soleil est un exemple.

Le phénomène est proportionnel à la surface de rayonnement, à la différence de température entre la surface et le fluide environnant ($\theta_2 - \theta_1$) et un coefficient β dit coefficient de rayonnement :

$$Q = (\theta_2 - \theta_1) S \beta \quad (5)$$

La loi suivante donne le flux thermique surfacique du rayonnement (B en $W \cdot m^{-2}$), en fonction de la température θ du corps. C'est la loi de Stefan-Boltzmann :

$$B = \varepsilon \cdot \sigma \cdot \theta^4 \quad (6)$$

avec $\sigma = 5,669 \cdot 10^{-8} W \cdot m^{-2} \cdot K^{-4}$, dit constante de Stefan.

Le rayonnement est donc proportionnel à la température du corps et à l'émissivité ε . Le tableau 3 donne les valeurs usuelles utilisées en électronique de puissance. Ce tableau montre qu'un dissipateur est plus performant « anodisé noir » que « brut », le rayonnement étant proportionnel à l'émissivité.

1.3 Simulation

Certains cas extrêmes nécessitent l'utilisation de logiciels de simulation, tant électrique pour déterminer les pertes dans les composants que thermique pour vérifier les différentes températures de jonction. On cite pour exemple Simplorer, Saber et SPICE pour le domaine électrique, et FLUENT, FLOTHERM ou Icepak pour le domaine thermique. La simulation permet de déterminer l'évolution de la température en fonction du temps, contrairement à l'approche classique, qui donne une température moyenne.

1.4 Calcul académique et réalité industrielle

Par opposition aux calculs scolaires, dont le rôle est pédagogique, la réalité industrielle est tournée vers l'efficacité et l'obtention d'une solution la plus simple et la moins onéreuse, pour un cahier des charges donné.

Souvent, un calcul approché suffit, ce qui implique d'avoir une vue globale de la chaîne thermique et ce qui permet d'évaluer rapidement les températures de jonction des composants choisis.

L'utilisation de moyens de calcul complexes est réservée à des applications particulières, certains exemples étant fournis au paragraphe 3. L'objectif de la simulation est de déterminer la variation de température de jonction d'un semi-conducteur en fonction du temps.

2. Étapes principales de conception d'un convertisseur

2.1 Modélisation des composants

Les pertes par effet Joule sont données par le produit de la chute de tension $v(t)$ aux bornes du semi-conducteur par le courant qui le traverse $i(t)$, sur une période T_s du cycle de fonctionnement :

$$P(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v(t) \cdot i(t) \cdot dt \quad (7)$$

Ces pertes par effet Joule peuvent être découpées en pertes par conduction (fonctionnement quasi statique du composant) et pertes par commutation (lors des changements brefs de fonctionnement). Suivant le composant et son mode de fonctionnement, les deux types de pertes peuvent avoir des valeurs différentes.

La chute de tension doit donc être quantifiée pour pouvoir déterminer les pertes du composant.

Il existe plusieurs niveaux de précision dans la détermination des modèles des semi-conducteurs. Le niveau présenté ci-après permet d'être assez proche de la réalité, tout en utilisant des calculs simples.

2.1.1 Diode de redressement

Ce composant est le plus utilisé dans le domaine de l'électronique de puissance.

Lorsque celle-ci est conductrice, la tension à ses bornes peut être approchée par la formule suivante :

$$V_{ak} = V_{t0} + R_t \cdot I_{ak} \quad (8)$$

Les paramètres sont accessibles soit directement, soit indirectement, à partir de la fiche technique éditée par le constructeur.

La figure 2 donne un extrait d'une fiche de données constructeur. Pour le dispositif considéré, cette fiche donne : $R_t = 0,63 \text{ m}\Omega$ et $V_{t0} = 0,75 \text{ V}$.

2.1.2 Transistor MOSFET

Le MOSFET (*metal-oxide semiconductor field-effect transistor*) est en fait une résistance lorsque celui-ci est passant. La loi décrivant la chute de tension en fonction du courant est :

$$V_{ds} = R_0 \cdot I_d \quad (9)$$

| Symbol | Test Conditions | Characteristic Values |
|------------|---|-----------------------|
| I_{RRM} | $T_{vj} = T_{vjM}; V_R = V_{RRM}$ | 40 mA |
| V_F | $I_F = 600 \text{ A}; T_{vj} = 25 \text{ °C}$ | 1.2 V |
| V_{T0} | For power-loss calculations only | 0.75 V |
| r_T | $T_{vj} = T_{vjM}$ | 0.63 mΩ |
| R_{thJC} | per diode; DC current | 0.129 K/W |
| R_{thJK} | per module | 0.065 K/W |
| | per diode; DC current | 0.169 K/W |
| | per module | 0.0845 K/W |
| Q_s | $T_{vj} = 125 \text{ °C}; I_F = 400 \text{ A}; -di/dt = 50 \text{ A/}\mu\text{s}$ | 760 μC |
| I_{RM} | | 275 A |

Figure 2 – Extrait d'une fiche constructeur : paramètres tirés d'un module diode-diode (doc. IXYS)

| d | R_{thJC} (K/W) |
|------|------------------|
| DC | 0,129 |
| 180° | 0,131 |
| 120° | 0,132 |
| 60° | 0,132 |
| 30° | 0,133 |

Figure 3 – Extrait d'une fiche constructeur : résistances thermiques jonction-boîtier en fonction de l'angle de conduction (d'après doc. IXYS)

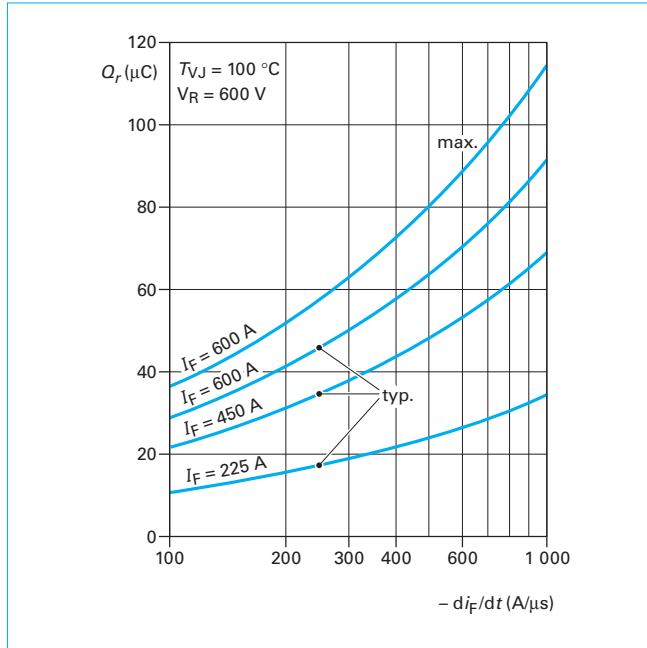


Figure 4 – Extrait d'une fiche technique constructeur : variation de Q_{rr} en fonction de di/dt (d'après doc. IXYS)

La résistance du MOSFET augmentant beaucoup avec la température, on utilise généralement la valeur donnée pour la température de jonction maximale. Si cette donnée n'est pas fournie, il convient de prendre un facteur multiplicatif de 2 à 2,5 sur la résistance à 25 °C.

2.1.3 Transistor IGBT

L'IGBT est en fait un transistor bipolaire commandé par un MOSFET. Ses pertes en conduction peuvent être caractérisées avec la même formule que la diode :

$$V_{ce} = V_0 + R_t \cdot I_c \quad (10)$$

Ces paramètres sont à extraire de la fiche technique.

2.2 Utilisation des fiches techniques et modèles de pertes

Pour chaque composant que l'on souhaite utiliser, une fiche technique rassemblant ses principales caractéristiques est disponible. Certaines de ces informations sont importantes dans notre calcul.

On indique ci-après dans des exemples, les grandeurs utiles pour la détermination des pertes.

Les autres grandeurs, telles que le courant nominal ou la tension nominale, sont utilisées plus loin.

2.2.1 Diodes

2.2.1.1 Diodes et thyristors de redressement

Pour ce type de diodes, on utilise les paramètres suivants :

- résistance R_t ;
- tension V_{t0} ;
- résistance thermique jonction-boîtier en fonction de l'angle de conduction (figure 3) ;
- résistance thermique boîtier-dissipateur.

Les pertes en commutation ne sont utilisées que pour les ponts soumis à une tension d'alimentation élevée. Les pertes en conduction sont calculées avec la formule suivante :

$$P_{cond} = V_{t0} \cdot I_{moy} + R_t \cdot I_{eff}^2 \quad (11)$$

2.2.1.2 Diodes utilisées en commutation

Les pertes en commutation ne sont pas négligeables dans ce cas et il faut utiliser l'énergie liée au recouvrement de la charge électrique stockée dans la diode, notée Q_{rr} . Cette donnée est déterminée par le courant commuté et di/dt lors de la commutation. Des abaques prévus à cet effet sont inclus dans les fiches techniques, comme illustré sur la figure 4.

Les pertes par recouvrement s'expriment alors simplement par :

$$P = Q_{rr} \cdot V_{cc} \cdot F_{sw} \quad (12)$$

F_{sw} est la fréquence de commutation du dispositif.

Si V_{cc} (tension maximale aux bornes de la diode lors du recouvrement) n'est pas disponible, on utilise la valeur de la tenue en tension de la diode, disponible dans la fiche technique du constructeur.

Dans certains cas, l'énergie de recouvrement est directement fournie : E_{rec} . Dans ces conditions, la formule de calcul des pertes en commutation devient :

$$P_{rec} = F_{sw} \cdot E_{rec} \cdot \frac{I_{off}}{I_n} \cdot \frac{V_{bus}}{V_n} \quad (13)$$

avec I_{off} intensité du courant coupé,

I_n intensité du courant nominal donnée dans la fiche technique,

V_n tension nominale.

Le calcul des pertes en conduction est identique au calcul pour les diodes de redressement (§ 2.2.1.1).

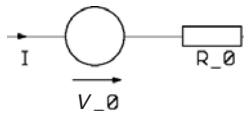
2.2.2 Interrupteurs IGBT ou MOSFET

2.2.2.1 Pertes en conduction

Certains constructeurs fournissent directement, dans leurs fiches techniques, R_0 et V_0 pour le calcul de pertes en conduction, d'autres donnent une courbe $f(I_c, V_{ce})$ qui permet d'extrapoler ces paramètres (figures 5 et 6). Dans ce cas, on choisit la courbe pour $T_j = 125$ °C.

2.2.2.2 Pertes en commutation

Dans le cas d'un interrupteur, les pertes en commutation sont importantes. Le calcul nécessite de connaître les valeurs de E_{on} et E_{off} (figure 7), énergie dissipée à l'ouverture et à la fermeture du composant dans les conditions nominales (en général I_n et $V_{ces}/2$).



IGBT (typ. at $V_{GE} = 15 \text{ V}$; $T_J = 125^\circ\text{C}$)
 $V_0 = 0.99 \text{ V}$; $R_0 = 25 \text{ m}$

Diode (typ. at $T_J = 125^\circ\text{C}$)
 $V_0 = 1.3 \text{ V}$; $R_0 = 7 \text{ m}$

Figure 5 – Exemples de V_0 , R_0 pour un IGBT et sa diode (doc. IXYS)

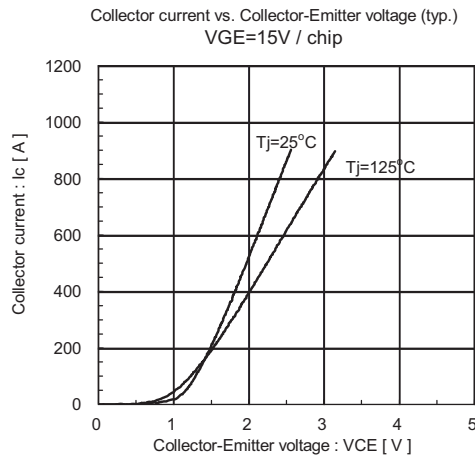


Figure 6 – Courbe tension-courant statiques à $V_{GE} = 15 \text{ V}$ pour un IGBT Fuji (doc. Fuji)

Connaissant les contraintes électriques du montage, on peut approcher les pertes en commutation par la formule suivante :

$$P_{\text{com}} = F_{\text{sw}} \cdot \left(E_{\text{on}} \cdot \frac{I_{\text{on}}}{I_n} + E_{\text{off}} \cdot \frac{I_{\text{off}}}{I_n} \right) \quad (14)$$

2.2.2.3 Données thermiques

Les résistances thermiques jonction-boîtier ($R_{\text{thj-c}}$) et boîtier-dissipateur ($R_{\text{thc-h}}$) sont indispensables (figure 8). La deuxième valeur permet de quantifier la qualité de la graisse thermique utilisée pour assurer le transfert de chaleur entre le boîtier et le dissipateur. Le chiffre donné par la fiche technique est l'optimal possible pour le module. En fonction des techniques de montage utilisées (choix de la graisse thermique, utilisation d'un film thermique), il convient de prendre une marge de sécurité.

Les données sur l'impédance thermique ne sont utilisées que pour des surcharges brèves, de l'ordre de la seconde. On peut observer sur la figure 9, que la température est stabilisée sur la jonction après 1 s.

2.3 Boîtiers

Les fabricants utilisent différents types de boîtiers dont les fonctions sont :

- permettre les connexions électriques de puissance et de commande ;

| | | | | |
|--|---|-----------|------|----|
| $I_C = 450 \text{ A}$, $V_{CE} = 600 \text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$, $L_S = 80 \text{ nH}$ $R_{Gon} = 1,6 \Omega$ | $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$ | E_{on} | 33,0 | mJ |
| $I_C = 450 \text{ A}$, $V_{CE} = 600 \text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$, $L_S = 80 \text{ nH}$ $R_{Goff} = 1,6 \Omega$ | $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$ | E_{off} | 65,0 | mJ |

Figure 7 – Exemple de E_{on} et E_{off} (doc. EUPEC)

| Symbols | Conditions | Characteristics | | | Units |
|---------------|-----------------------|-----------------|--------|------|--------------------|
| | | min. | typ. | max. | |
| $R_{th(j-c)}$ | IGBT | - | - | 0.06 | $^\circ\text{C/W}$ |
| | FWD | - | - | 0.10 | |
| $R_{th(c-f)}$ | with Thermal Compound | - | 0.0167 | - | $^\circ\text{C/W}$ |

Figure 8 – Résistances thermiques pour un IGBT Fuji (doc. Fuji)

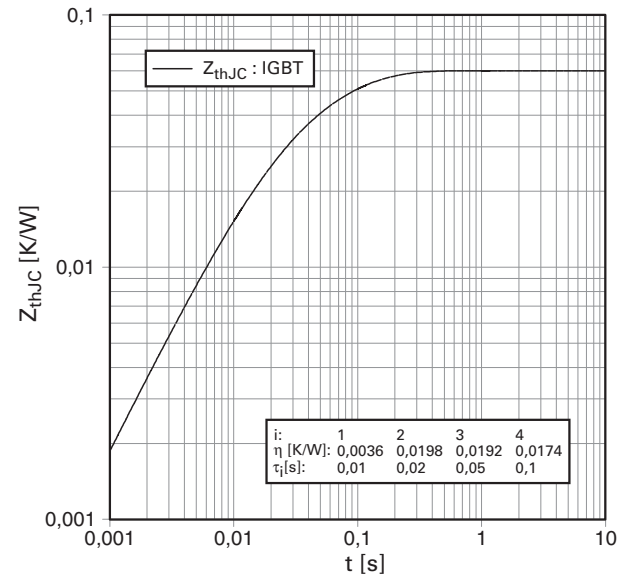


Figure 9 – Exemple d'impédance thermique dynamique (doc. EUPEC)

- assurer un bon transfert de chaleur entre la puce et le dissipateur ;
- permettre le montage mécanique du composant dans son environnement.

Il existe deux types de boîtiers :

- les boîtiers conducteurs (§ 2.3.1) ;
- les boîtiers isolés (§ 2.3.2).

2.3.1 Boîtiers conducteurs

Généralement, les petits composants, que l'on appelle « discrets », ne disposent pas d'isolation entre la jonction et la partie dissipatrice du boîtier (figure 10).

Si l'on désire utiliser plusieurs composants sur le même dissipateur, il faut isoler chaque boîtier à l'aide de feuilles électriquement

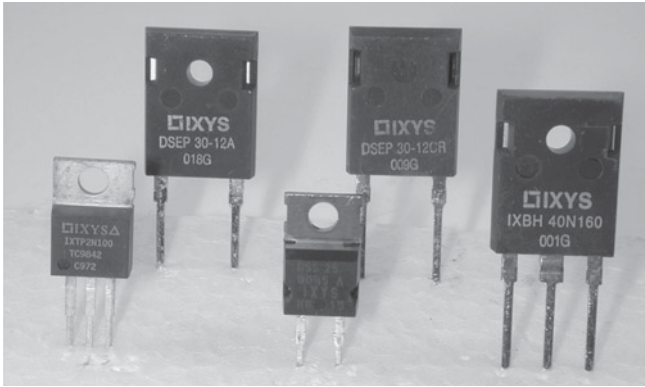


Figure 10 – Composants discrets

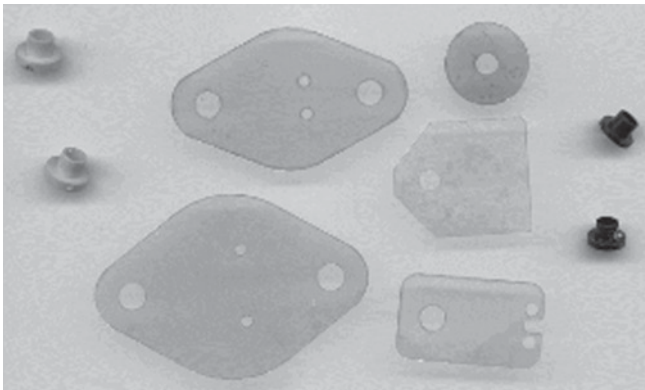


Figure 11 – Feuilles isolantes



Figure 12 – Composants vissés (doc. ARCEL)

isolantes, mais qui assurent une bonne transmission de la chaleur (figure 11). Cette couche supplémentaire est le siège d'une différence de température, liée à sa résistance thermique et aux pertes de la jonction.

En électronique de puissance, les boîtiers conducteurs sont soit vissés, soit pressés. Ce sont majoritairement des diodes ou des thyristors ou GTO (*gate turn off*), mais on peut aussi trouver des IGBT ou des IGCT (*insulated gate commutated thyristor*).

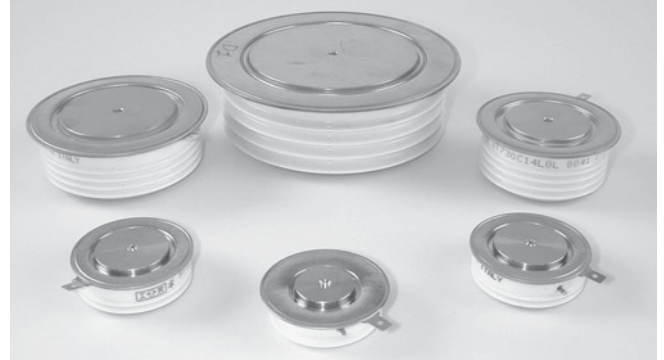


Figure 13 – Composants pressés (boîtier *presspack*)

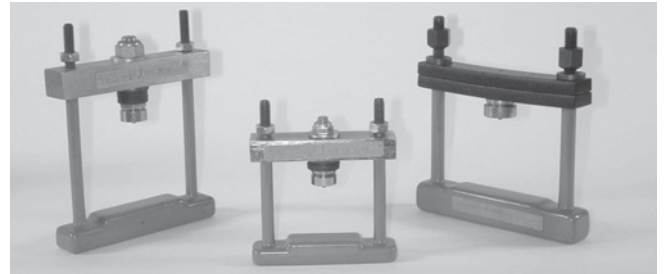


Figure 14 – *Clamps* (doc. ARCEL)

Les composants vissés sont réservés aux plus faibles puissances (I_{av} jusqu'à 500 A, figure 12), et les composants pressés sont adaptés aux fortes puissances (I_{av} proche de 8 000 A, figure 13).

Les composants pressés peuvent être refroidis par les deux faces, chacune étant à un potentiel différent. Les dissipateurs ont donc généralement un rôle thermique et électrique.

Pour assurer un bon contact électrique et thermique entre les dissipateurs et le composant, on utilise un *clamp* (figure 14). Cet ensemble de pièces permet d'assurer une pression uniforme et constante, conformément aux valeurs données dans la fiche technique du composant, car la résistance thermique du composant varie avec la pression de serrage.

La figure 15 représente un convertisseur B6U en composants pressés.

2.3.2 Boîtiers isolants ou modules

Le boîtier isolant s'appuie sur une surface plane en cuivre ou en AlSiC (mélange d'aluminium et de silicium) sur lequel est plaqué un substrat recevant les différentes jonctions. Le dessus du boîtier est réservé aux connexions électriques (figures 16 et 17).

Tous les modules doivent être fixés sur un dissipateur en respectant l'ordre de mise en place des vis ainsi que le couple de serrage indiqué dans la fiche technique.

De plus, il est impératif de respecter l'épaisseur et la nature de la graisse thermique que l'on applique entre le module et le dissipateur. L'épaisseur varie de 100 μ m à 0,1 mm en fonction du type de module utilisé.

La fiche technique du composant indique la résistance thermique boîtier-dissipateur à utiliser pour les calculs thermiques.

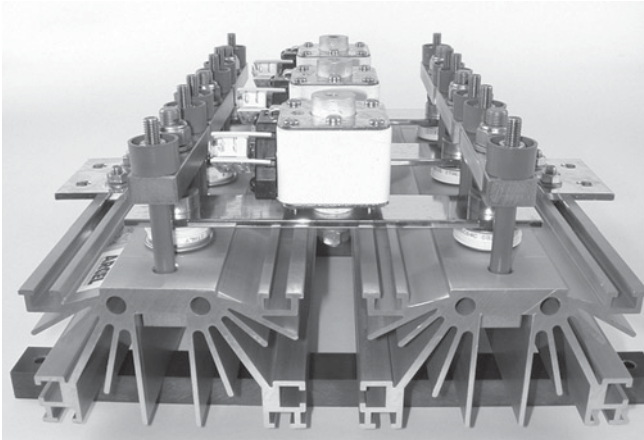


Figure 15 – Exemple de montage pressé : B6U (doc. ARCEL)

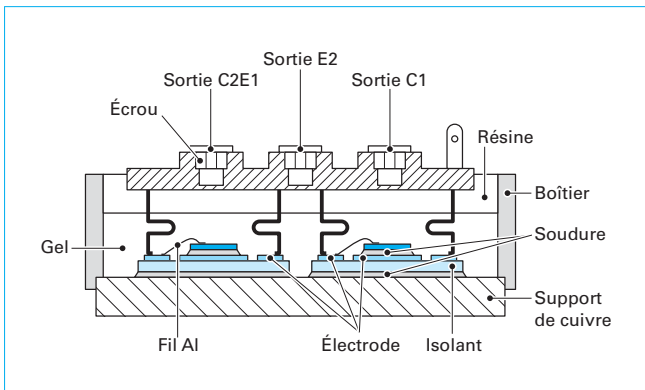


Figure 16 – Structure interne de module IGBT (d'après Hitachi)

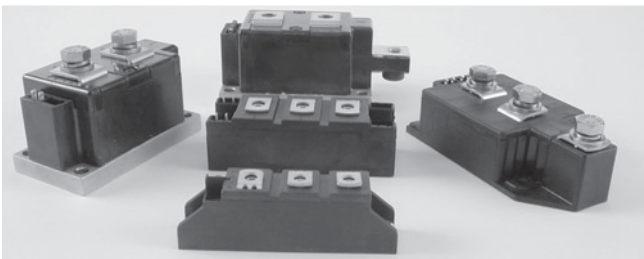


Figure 17 – Modules isolés

2.4 Choix des composants

Le choix des composants est déterminé par le cahier des charges.

La figure 18 illustre le domaine d'emploi des interrupteurs en fonction des contraintes électriques.

Le critère complémentaire pour le choix est la fréquence et la nature des commutations. Le domaine d'application des IGBT s'étend de 0 à 50 kHz, celui des MOSFET jusqu'à plusieurs centaines de kilohertz.

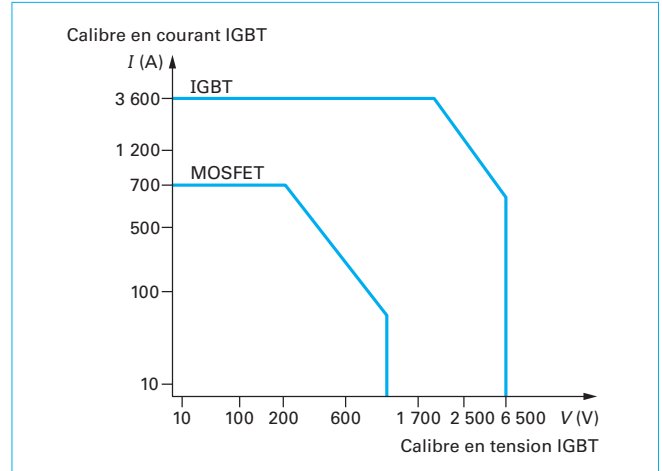


Figure 18 – Domaine d'emploi des IGBT et MOSFET

Pour les fortes puissances, on privilégie l'utilisation d'IGBT. Le MOSFET est préféré lorsque la fréquence de commutation est élevée.

Exemple 1 : soit un onduleur de tension triphasée de sortie 400 V, de courant de sortie 100 A, et de fréquence de commutation 5 kHz. Compte tenu des paramètres, le composant choisi est l'IGBT.

Exemple 2 : soit un hacheur en sortie de batteries, d'alimentation 96 V, de courant 150 A, et de fréquence de commutation 50 kHz. Ce montage est plus aisément réalisable avec un MOSFET.

Dès que le type de composant est déterminé, certaines règles simples permettent de déterminer les différents éléments du convertisseur. Prenons le cas d'un onduleur triphasé classique.

■ **Condensateurs chimiques :** en général, on utilise un bus capacitif à base de blocs capacitifs de 3,3 mF en association série-parallèle en fonction de la valeur du bus. On prend généralement comme courant capacitif le courant suivant :

$$I_{\text{bus capacitif}} = I_{\text{eff ligne}} / \sqrt{2} \quad (15)$$

Dans les conditions normales de température (40 °C ambiant), on admet en principe de 15 à 20 A par condensateur pour la valeur citée ci-avant, ce qui permet de déterminer rapidement le nombre de condensateurs. Des condensateurs en polypropylène peuvent être judicieusement placés au plus près des composants afin de limiter l'effet de l'inductance du bus continu.

■ **IGBT :** pour le choix du semi-conducteur, une méthode simple est de prendre le courant efficace de sortie de l'onduleur, de le multiplier par 2,5 et de prendre un IGBT avec un courant nominal proche. Cette méthode donne de manière empirique le calibre en courant du composant et permet en général de trouver aisément un dissipateur adapté. Le calibre en tension est dépendant de la tension continue du bus capacitif.

2.5 Dimensionnement d'un onduleur

L'onduleur monophasé ou triphasé est un convertisseur très utilisé dans l'industrie. La variation de vitesse et la production d'électricité en sont des exemples.

Le tableau 4 fournit les modèles de pertes IGBT et diode.

Tableau 4 – Calcul des pertes dans un onduleur

| | |
|--|--|
| Pertes de conduction IGBT(W) | $P_{\text{cond Q}} = \frac{1}{2} \left(V_t \frac{I}{\pi} + R_t \frac{I^2}{4} \right) + M \cos(\varphi) \cdot \left(V_t \frac{I}{8} + R_t \frac{I^2}{3\pi} \right)$ |
| Pertes de commutation IGBT(W) | $P_{\text{com Q}} = \frac{F_{\text{sw}}}{\pi} \cdot (E_{\text{on}} + E_{\text{off}}) \cdot \frac{V_{\text{dc}}}{V_n} \cdot \frac{I_{\text{peak}}}{I_n}$ |
| Pertes globales IGBT(W) | $P_Q = P_{\text{cond Q}} + P_{\text{com Q}}$ |
| Pertes de conduction diode.....(W) | $P_{\text{cond D}} = \frac{1}{2} \left(V_d \frac{I}{\pi} + R_d \frac{I^2}{4} \right) - M \cos(\varphi) \cdot \left(V_d \frac{I}{8} + R_d \frac{I^2}{3\pi} \right)$ |
| Pertes de commutation diode(W) | $P_{\text{com D}} = \frac{F_{\text{sw}}}{\pi} \cdot E_{\text{rec}} \cdot \frac{V_{\text{dc}}}{V_n} \cdot \frac{I_{\text{peak}}}{I_n}$ |
| Pertes globales diode.....(W) | $P_D = P_{\text{cond D}} + P_{\text{com D}}$ |
| Pertes boîtier (<i>n</i> diodes et <i>n</i> IGBT).....(W) | $P_c = n \cdot (P_Q + P_D)$ |
| Température du dissipateur(°C) | $T_h = P_c \cdot R_{\text{th h}} + T_{\text{ambiante max}}$ |
| Élévation de température boîtier-dissipateur(°C) | $\Delta T_{\text{c-h}} = P_c \cdot R_{\text{th c-h}}$ |
| Élévation de température IGBT jonction-boîtier(°C) | $\Delta T_{\text{j-c}} = P_Q \cdot R_{\text{th j-c}}$ |
| Température de jonction IGBT(°C) | $T_{\text{jQ}} = \Delta T_{\text{j-c}} + \Delta T_{\text{c-h}} + T_h$ |
| Élévation de température diode jonction-boîtier.....(°C) | $\Delta T_{\text{j-c}} = P_D \cdot R_{\text{th j-c}}$ |
| Élévation de température jonction diode.....(°C) | $T_{\text{jD}} = \Delta T_{\text{j-c}} + \Delta T_{\text{c-h}} + T_h$ |

Le cahier des charges est le suivant :

- tension de bus V_{dc} ;
- courant de sortie efficace I_{eff} , crête I_{peak} ;
- fréquence de découpage F_{sw} ;
- angle de déphasage Φ ;
- indice de modulation D (généralement de 0,7 à 1) ;
- fréquence du courant de sortie F .

À l'aide de ces données, il est possible de déterminer les pertes moyennes, après avoir choisi les composants. Les principales formules sont rassemblées dans le tableau 4. Les indices sont c pour case ou boîtier, h pour *heatsink* ou dissipateur, j pour *jonction* ou jonction. Les paramètres (tensions, résistances, etc.) sont issus des fiches techniques.

Exemple : on calcule la température de jonction d'un onduleur triphasé composé des éléments suivants : IGBT boîtier Sixpack référence 6MBI450U4-120, dissipateur ARP215 refroidi par une turbine 2GDS25133 (résistance thermique de l'ensemble 33 °C/kW). Le montage est alimenté sous une tension continue de 600 V. La fréquence de commutation est de 4 000 Hz, le courant de sortie est de 200 A et le cosinus de l'angle de déphasage entre le courant et la tension est de 0,8. La température ambiante maximale est de 50 °C. L'indice de modulation est égal à 1. Les résultats sont donnés dans le tableau 5.

Dans ces conditions de fonctionnement, le montage est correctement dimensionné.

Pour des fréquences de sortie supérieures à 30 Hz, le calcul de la température de jonction maximale n'est pas obligatoire.

Exemple : montage onduleur triphasé compact utilisant un module Econopack+, performance de 150 A à 340 A efficace en sortie, en fonction du module utilisé, de la fréquence de découpage et de la tension du bus continu (figure 19).

2.6 Résistance thermique minimale

La résistance thermique minimale est déterminée pour que la température des jonctions des semi-conducteurs ne soit pas destructrice.

La température communément utilisée est de 110 °C à 125 °C pour les IGBT et de 110 °C à 150 °C pour les diodes (pour le calcul des températures moyennes).

Si l'on note T_{jmax} cette température, T_{amb} la température ambiante maximale du fluide de refroidissement, la détermination de la résistance thermique minimale est donnée par la formule suivante :

$$T_{\text{amb}} + R_{\text{th h-a}} \cdot P_h + \Delta T_{\text{j-h}} < T_{\text{jmax}} \quad (16)$$

$$R_{\text{th h-a}} \geq \frac{T_{\text{jmax}} - T_{\text{amb}} - \Delta T_{\text{j-h}}}{P_h} \quad (17)$$

L'indice a représente l'ambiante. C'est dans ce cas la résistance thermique entre le dissipateur (h) et la température ambiante, la résistance thermique représentant la faculté du dissipateur à évacuer l'énergie dans l'air ambiant.

Le calcul doit être réalisé pour les diodes et les IGBT, mais dans le cas d'un onduleur classique, les pertes IGBT sont bien supérieures aux pertes de la diode.

Pour l'onduleur triphasé de la figure 19, on a :

$$R_{\text{th h-a}} \geq \frac{T_{\text{jmax}} - T_{\text{amb}} - \Delta T_{\text{j-h}}}{6 \cdot (P_Q + P_D)} \quad (18)$$

2.7 Choix du dissipateur

La résistance thermique minimale permet de déterminer le dissipateur. Le tableau 6 donne la plage moyenne d'utilisation de chaque technologie.

Tableau 5 – Exemple de calcul des pertes dans un onduleur

| | |
|---|--|
| Pertes de conduction IGBT | 118 W |
| Pertes de commutation IGBT | 57 W |
| Pertes globales IGBT | 174 W |
| Élévation de température IGBT jonction-boîtier | $0,06 \times 174 = 10,44 \text{ }^{\circ}\text{C}$ |
| Pertes de conduction diode | 24 W |
| Pertes de commutation diode | 28 W |
| Pertes globales diode | 52 W |
| Élévation de température diode jonction-boîtier | $50 \times 0,2 = 10 \text{ }^{\circ}\text{C}$ |
| Pertes boîtier (n diodes et n IGBT) | 1 356 W |
| Élévation de température boîtier-dissipateur | $0,016 \text{ } 7/6 \times 1 \text{ } 356 = 3,77 \text{ }^{\circ}\text{C}$ |
| Élévation de température du dissipateur | $1 \text{ } 356 \times 0,033 = 44,74 \text{ }^{\circ}\text{C}$ |
| Température de jonction IGBT | $50 + 44,74 + 3,77 + 10,44 = 108,9 \text{ }^{\circ}\text{C}$ |
| Température de jonction diode | $50 + 44,74 + 3,77 + 10 = 108,51 \text{ }^{\circ}\text{C}$ |

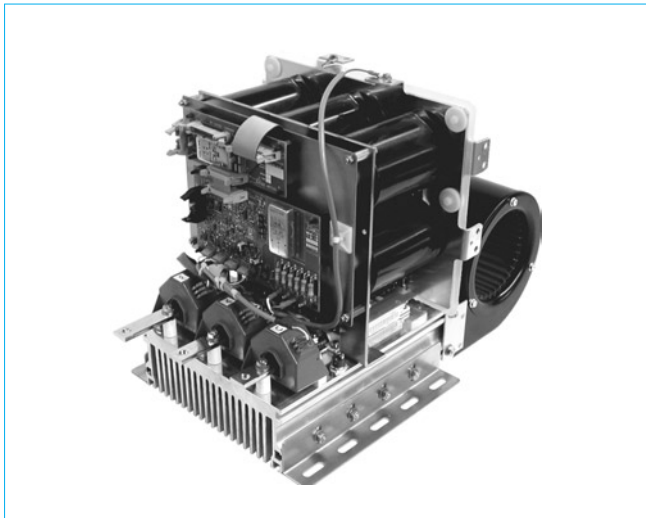

Figure 19 – Montage onduleur triphasé (doc. ARCEL)

Tableau 6 – Performance des dissipateurs

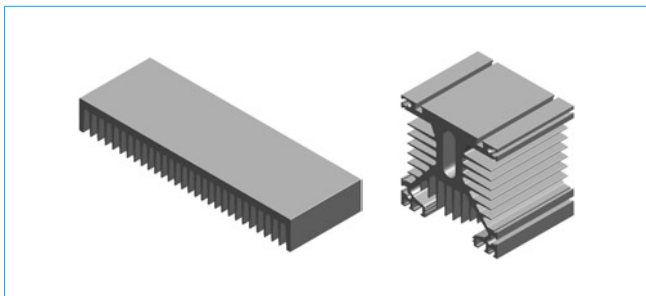
| Type | Performances ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$) |
|---|---|
| Dissipateur pour composant discret, ventilation naturelle | 2 à 50 |
| Dissipateur pour composant discret, ventilation forcée | 0,5 à 15 |
| Dissipateur pour modules, ventilation naturelle | 0,1 à 2 |
| Dissipateur pour modules, ventilation forcée | 0,02 à 0,3 |
| Dissipateur pour composant pressé, ventilation naturelle | 0,1 à 0,7 |
| Dissipateur pour composant pressé, ventilation forcée | 0,015 à 0,1 |
| Caloduc en convection naturelle | 0,03 à 0,08 |
| Caloduc en convection forcée | 0,01 à 0,03 |
| Chambre à eau (pour un boîtier) | 0,004 à 0,05 |

Une fois les pertes caractérisées, la topologie du montage impose souvent le nombre de dissipateurs à employer, donc la résistance thermique recherchée. Le tableau 6 permet d'établir un premier choix.

Après le choix de la famille, il faut déterminer le profil le plus adapté à l'application. Les deux dissipateurs de la figure 20 ont des performances semblables, mais leur intégration est différente.

L'AR300 est un profil de section 300 mm \times 40 mm, alors que la section du second refroidisseur est 125 mm \times 125 mm. Le second est plus volumineux, mais intègre des glissières qui permettent de le fixer aisément sur un support.

Dès que le profil est connu, ce sont les performances thermiques attendues qui déterminent la longueur du dissipateur.


Figure 20 – Dissipateurs AR300 et AR125B (doc. ARCEL)

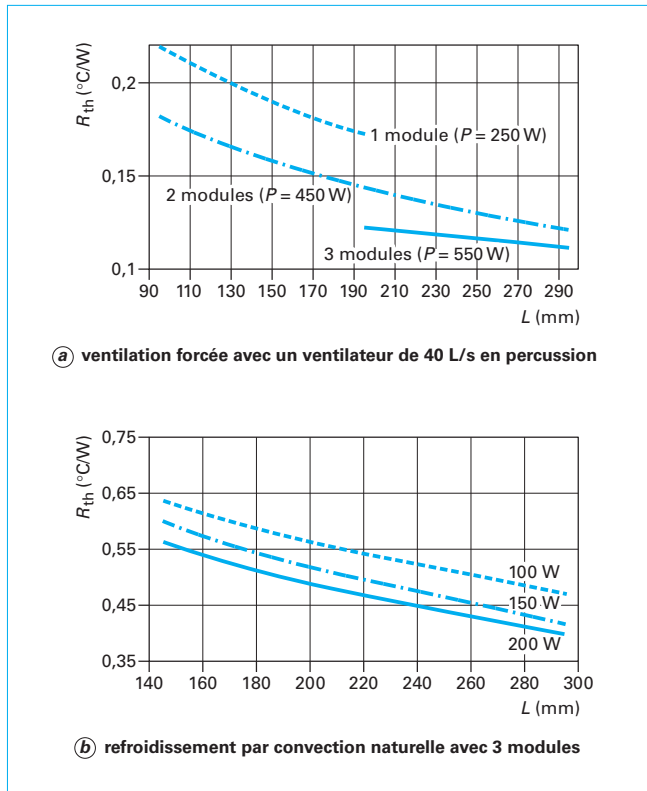


Figure 21 – Courbes de résistance thermique (dissipateur AR114 ARCEL)

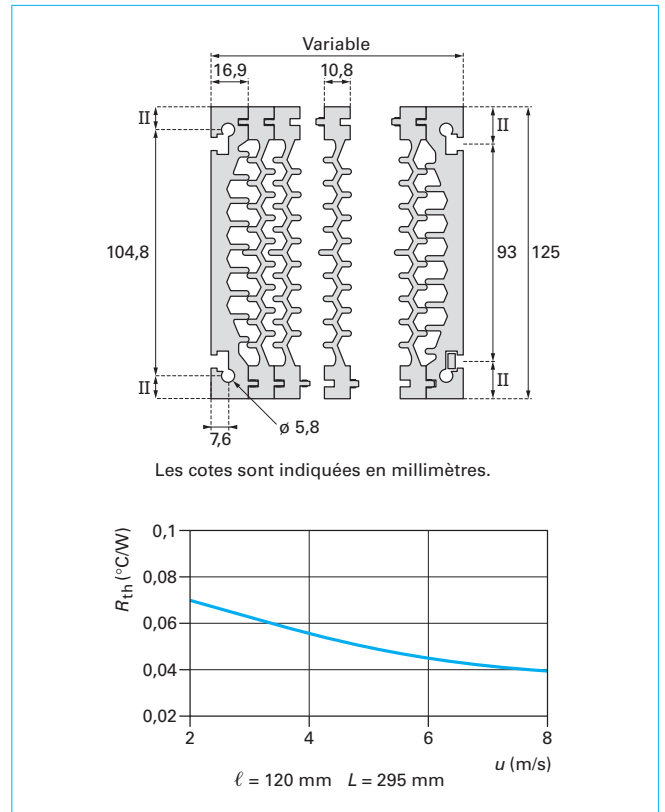


Figure 23 – Dissipateur de forte puissance (ARH, doc. ARCEL)

La résistance thermique variant avec la longueur du dissipateur, la surface d'échange avec les semi-conducteurs et la vitesse du flux d'air, on utilise les courbes fournies dans les fiches techniques, telles que celles de la figure 21.

2.8 Dissipateurs particuliers

2.8.1 Composants pressés

Généralement, les composants pressés sont pris entre deux dissipateurs. Les courbes fournies par la documentation technique tiennent compte de ce paramètre (figure 22).

2.8.2 Dissipateurs de forte puissance

Pour les fortes puissances, en ventilation forcée ou naturelle, on utilise des dissipateurs double face, comme l'exemple de la figure 23.

L'avantage de cette solution est de pouvoir augmenter la largeur du dissipateur en multipliant le nombre de segments emboîtés, et d'utiliser les deux faces du dissipateur pour l'implantation des semi-conducteurs. L'inconvénient est de devoir caractériser les performances au moyen d'un prototype de validation.

2.9 Ventilateurs

En fonction des performances attendues du dissipateur et de sa forme, il est possible d'augmenter la vitesse de l'air avec les ventilateurs suivants.

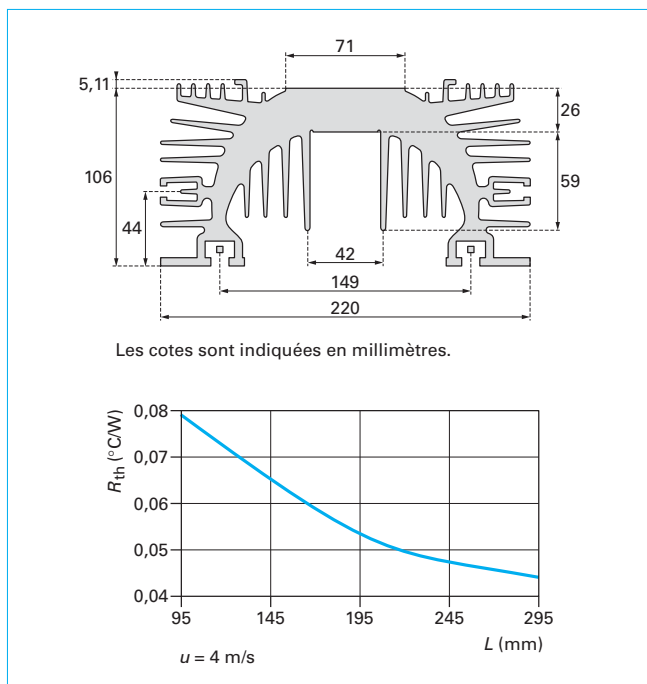


Figure 22 – Résistance thermique double face dissipateur pour composants pressés (dissipateur AR92 ARCEL)



Figure 24 – Ventilateurs axiaux



Figure 26 – Ventilateur centrifuge

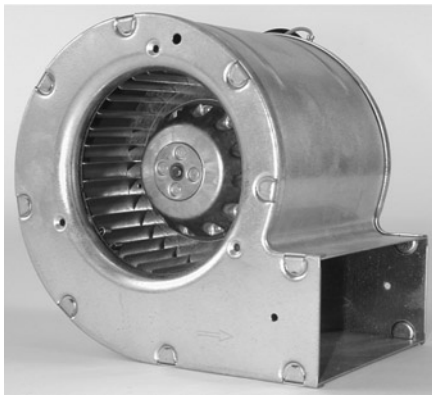


Figure 25 – Ventilateur tangentiel

■ **Ventilateurs hélicoïdes ou axiaux** : utilisés pour les petites, moyennes et fortes puissances, alimentation en continu ou alternatif (figure 24).

■ **Ventilateurs tangentiels** : montages de moyenne et forte puissance, bien adaptés aux dissipateurs de type « peigne » (figure 25).

■ **Ventilateurs centrifuges** : généralement intégrés dans un montage mécanique qui sert de volute (guidage du flux d'air, figure 26).

2.9.1 Correction de la résistance thermique

Le flux d'air imposé par le ventilateur permet de diminuer la résistance thermique du dissipateur. La courbe de la figure 27 permet d'évaluer la résistance thermique d'un dissipateur ventilé, connaissant sa résistance thermique en convection naturelle.

2.10 Chambres à eau

Ce sont les dissipateurs les plus performants. La résistance thermique d'une plaque froide varie avec la vitesse du fluide. Certaines plaques sont capables d'évacuer plusieurs kilowatts de perte par composant.

L'inconvénient de l'utilisation de plaques froides est l'obligation de refroidir l'eau qui s'est échauffée en traversant les plaques.

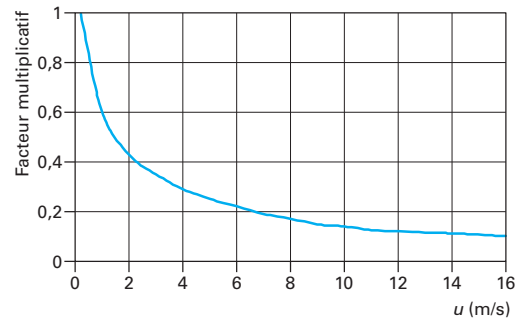


Figure 27 – Facteur correctif en fonction de la vitesse d'air

Cette opération est réalisée soit avec un échangeur thermique eau-air (de type radiateur de voiture), soit une citerne contenant un volume de liquide suffisant pour que la température moyenne de l'eau ne s'élève pas trop.

La figure 28 montre l'exemple d'une plaque à eau pour composants pressés.

On ajoute en général des additifs dans le fluide de refroidissement, tels que de l'antigel ou des produits inhibiteurs de rouille. De plus, il est nécessaire de vérifier la compatibilité des couples électrochimiques des matériaux présents sur le trajet du fluide.

2.11 Systèmes autonomes

Le **caloduc** [B 9 545] [RE 16], ou *heat pipe*, est une chambre à eau reliée en circuit fermé avec un échangeur, qui renferme sous pression un liquide en équilibre avec sa phase vapeur. Le liquide absorbe les joules du dissipateur et passe en phase gazeuse, et restitue les calories lors de son passage à l'intérieur de l'échangeur, redevient liquide, et reprend son chemin dans la chambre à eau (figure 29).

Ce type de refroidisseur est utilisé dans le ferroviaire et l'aérospatial, et de démocratiser même dans le refroidissement des microprocesseurs, dans les micro-ordinateurs. Il est souvent employé lorsque la source de chaleur est située dans une enceinte close, ce qui permet de transporter la chaleur vers l'extérieur du montage, ou bien lorsque les tensions diélectriques imposées sur le montage compliquent grandement la construction mécanique de l'ensemble.

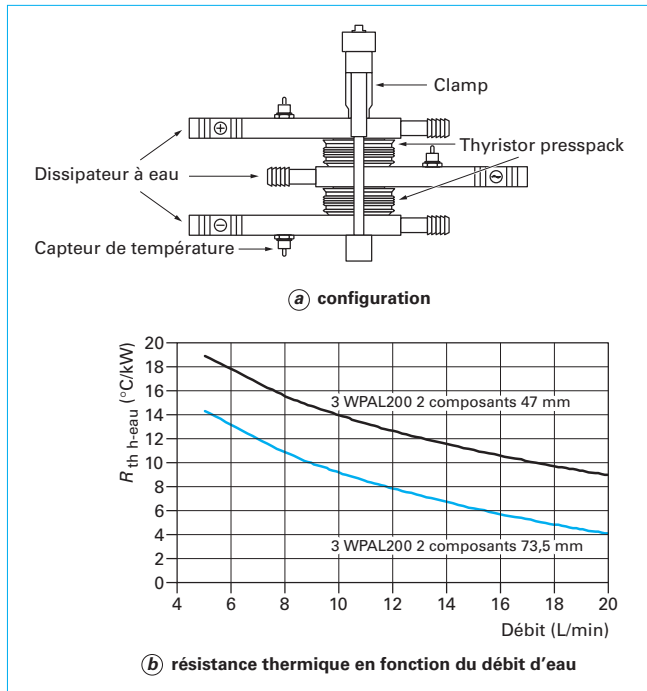


Figure 28 – Chambre à eau (WPAL200, doc. ARCEL)

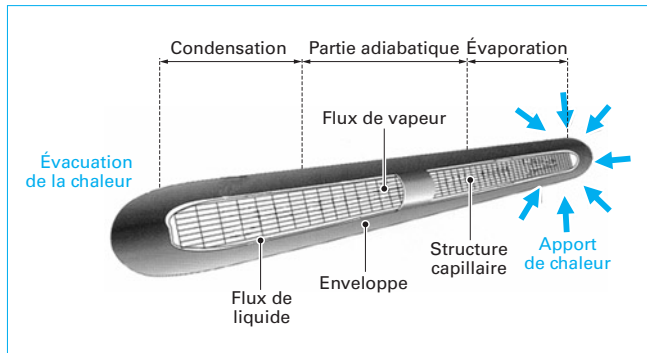


Figure 29 – Tube unitaire d'un échangeur (doc. Dynatron)

Son emploi est pour l'instant marginal en électronique de puissance, compte tenu des limites de performance en régime de surcharge et du coût lié à la complexité.

Certaines sociétés proposent des **tubes** de différents diamètres, que chacun peut relier d'un côté à sa source de chaleur et de l'autre à un système permettant l'évacuation thermique.

3. Cas particuliers

Certains cahiers des charges introduisent une notion de surcharge transitoire (démarrage d'un moteur par exemple) ou un profil de fonctionnement particulier (variation de courant dans un onduleur de traction en fonction du chemin emprunté par la motrice). Dans les cas de surcharge, un calcul complémentaire doit être effectué afin de vérifier les répercussions sur la température de jonction.

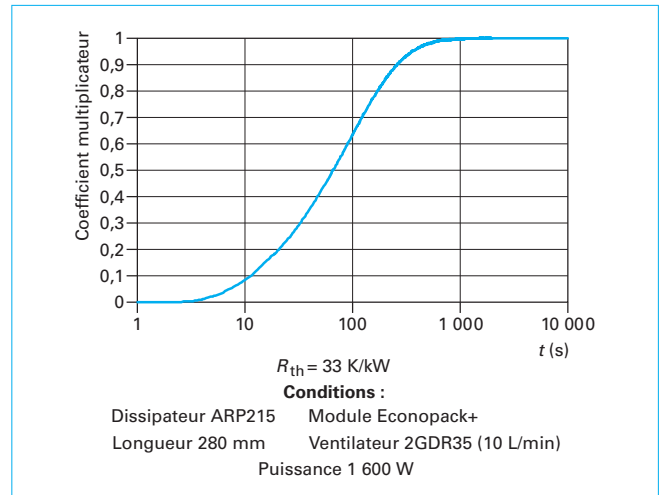


Figure 30 – Courbe d'impédance thermique (données ARCEL)

3.1 Notion d'impédance thermique

Certaines fiches techniques donnent une courbe d'impédance thermique comme sur la figure 30.

À l'aide de cette courbe, on détermine la résistance thermique équivalente pour une surcharge et un temps donné.

Le temps permet de déterminer un coefficient entre 0 et 1, par exemple 0,64 pour un échelon de puissance de 100 s sur la courbe de la figure 30, la résistance thermique à utiliser pour déterminer l'élévation de température du dissipateur est alors :

$$R_{th-a} = 0,64 \times 0,033 = 0,2112 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

L'élévation de température du dissipateur est donc pour un échelon de 1 000 W de 21 °C, au lieu de 33 °C dans le cas classique.

Ces notions sont utilisées dans les circuits de décharge de condensateurs, de démarrage de moteurs et plus généralement pour les phénomènes transitoires.

3.2 Notion de constante de temps thermique

Les résistances thermiques permettent de calculer l'élévation de température entre le dissipateur et l'air ambiant dans des conditions stationnaires. Mais l'établissement de la température du dissipateur dans son environnement n'est pas instantané.

On introduit alors une notion d'impédance thermique, qui intègre la capacité thermique en plus de la résistance thermique.

Le calcul de l'élévation de température devient :

$$\Delta T(t) = P_0 \cdot \sum_{i=1}^n R_i \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}} \right) \quad (19)$$

avec $\tau = R_{th} \cdot C_{th}$ la constante de temps thermique,

$C_{th} = m \cdot c$ la capacité thermique.

Les paramètres R_{th} et C_{th} sont fournis dans les fiches techniques des dissipateurs. Il est possible alors de réaliser une analogie électrique-thermique comme sur la figure 31 pour un assemblage de trois interfaces thermiques.

La simulation des surcharges est donc possible avec un logiciel d'électronique type SPICE ou Simplorer, dès que le profil P_1 est connu.

Cette modélisation permet de déterminer les températures de jonction maximales, pendant un cycle de fonctionnement donné, appelé profil de mission.

Exemple : un pont monophasé est utilisé sur une charge résistive. Il débite un courant crête de 18 000 A pendant 600 ms, avec une période de répétition de 2 s, et ceci pendant 10 s, le temps de repos est de 30 min. Les caractéristiques de la diode pressée sont les suivantes : $V_0 = 1,016 \text{ V}$, $R_0 = 0,04 \text{ m}\Omega$. Le tableau 7 donne les différents paramètres thermiques. La température de jonction maximale de la diode est calculée pour 175 °C.

La résolution du problème est faite avec Simplorer, la version étudiante permettant de réaliser des simulations intéressantes. Le schéma utilisé est celui de la figure 32.

On extrait directement du composant les informations sur le courant et la tension à ses bornes, afin de déterminer les pertes. Les pertes en recouvrement sont négligées. On injecte les pertes à travers la modélisation thermique du composant et du dissipateur. Compte tenu de la longueur du temps de repos, on cherche à déterminer la température de jonction à la fin du dernier cycle de conduction du pont. Les résultats sont présentés sur la figure 33.

On remarque que si la diode était sollicitée de manière continue, sa température de jonction dépasserait sa température maximale. La simulation permet de connaître le point de fonctionnement maximal. Dans cet exemple $T_{j\max} = 152 \text{ °C}$, donc le montage est correctement dimensionné, car la jonction admet une température maximale de 175 °C.

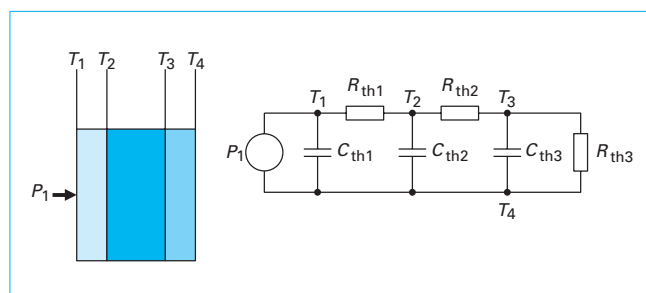


Figure 31 – Analogie électrique-thermique

Tableau 7 – Valeurs utilisées pour le calcul thermique

| Fonction | R_{th} (K/W) | C_{th} (J/K) |
|---------------------------------------|-------------------|-------------------|
| Diode (R_{th1} , C_{th1}) | 0,0008 | 3 |
| Diode (R_{th2} , C_{th2}) | 0,0022 | 18 |
| Diode (R_{th3} , C_{th3}) | 0,004 | 18 |
| Diode (R_{th4} , C_{th4}) | 0,006 | 83 |
| Dissipateur (R_{thh} , C_{thh}) | 0,8 | 1 000 |

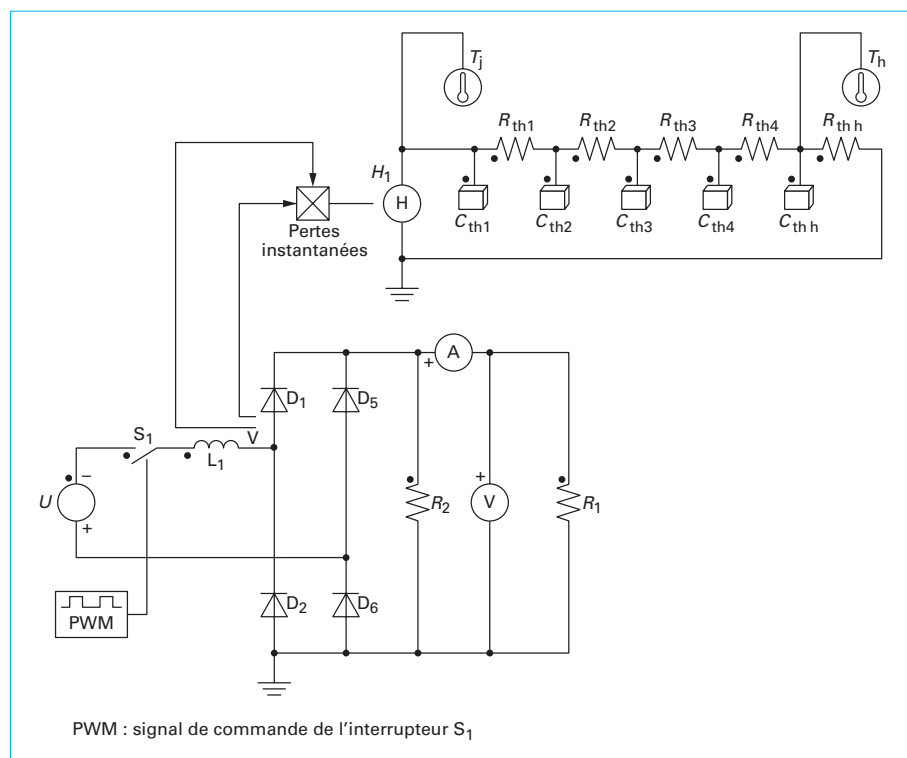


Figure 32 – Schéma utilisé pour la simulation

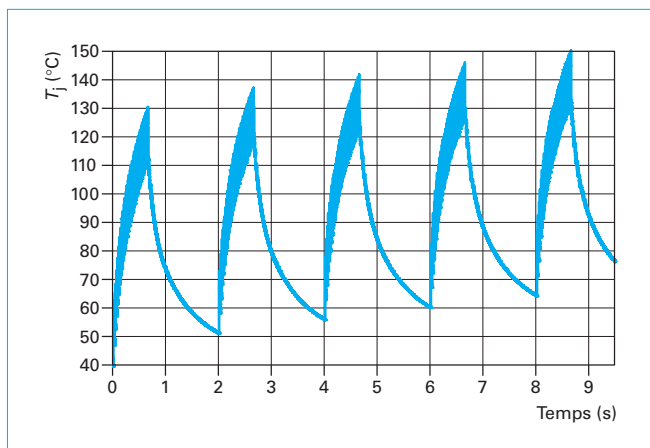


Figure 33 – Évolution de la température de jonction des diodes du pont

4. Conclusion

Il existe très souvent plusieurs solutions pour déterminer les éléments d'un convertisseur de puissance. Quelquefois, le cahier des charges impose de lui-même une structure et une topologie particulières. Nous avons ici montré comment, simplement, on peut faire le choix d'un dissipateur, en adoptant une démarche industrielle, à mi-chemin entre le calcul académique et la méthode (laborieuse) liée à la simulation lourde.